

**МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ**

В.Н. Дивеев

**ФОРМИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ.  
ЧАСТЬ 1. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ  
(Тексты лекций)**

Для студентов IV курса специальности  
160905 заочного обучения

Москва - 2010

ББК 6Ф2.13

Д44

Рецензенты, д.т.н., профессор А.И. Логвин, д.т.н., профессор Куликов Г.В.

Дивеев В.Н.

Формирование и передача сигналов». Часть 1, Методы формирования сигналов. (Тексты лекций). Для студентов специальности 160905 заочного обучения. –М.: МГТУ ГА, 2010.

-.... с.

Данное пособие – тексты лекций издаётся в соответствии с рабочей программой для студентов IV курса специальности 160905 заочной формы обучения.

Рассмотрено и одобрено на заседаниях кафедры РТУ 25.12.2009 г. и Методического Совета специальности .....2010 г.

## **Введение**

Предлагаемое учебное пособие в форме текстов лекций содержит достаточно краткое, концентрированное изложение учебного теоретического материала практически по всем разделам рабочей программы дисциплины «Формирование и передача сигналов», читаемой на 4 курсе специальности 160905 заочного отделения. В определенной мере тексты лекций будут полезны и для студентов дневного обучения.

Устройства формирования и передачи сигналов – радиопередающие устройства - являются императивной частью любых радиотехнических систем. В этом смысле указанная учебная дисциплина является фундаментальной в радиотехнических специальностях, обслуживающей курсы, связанные с изучением радиотехнических систем и конкретной техники этих систем.

Материал дисциплины можно разбить на две части: первая касается рассмотрения методов формирования сигналов, вторая – способов технической реализации устройств передачи сигналов, схемотехники радиопередатчиков.

Учебный план 4 курса ЗФ предусматривает чтение шести обзорных лекций по дисциплине. Три лекции содержат, в основном, материал первой части, следующие три – материал по второй части. В данном издании представлено содержание трёх обзорных лекций, составляющих содержание первой части рабочей программы дисциплины: Методы формирования сигналов. При составлении текстов лекций признано целесообразным указание соответствующих разделов учебной литературы, касающихся излагаемого материала. Эти разделы с указанием страниц приведены в конце каждой лекции.

## **Часть 1. Методы формирования сигналов**

### **Лекция 1. Сигнала и каналы передачи информации**

#### **1.1 Структурная схема системы передачи информации.**

Система передачи информации, Рис.1.1, содержит источник информации (ИИ), канал передачи сигналов (кодер, передатчик (ПРД), линию связи (ЛС), источник помех  $n(t)$ , приёмное устройство (ПРМ), декодер), получатель информации (ПИ). Иными словами, канал передачи сигналов находится между ИИ и ПИ. Назначение кодера (кодирующего устройства) состоит в преобразовании сообщений

источника ИИ в ту физическую форму, которая необходима для передачи в канале. Для нашего случая – это радиотехнический канал передачи сигналов. Сигналы в нём имеют вид электрических и электромагнитных колебаний.

Каждый функциональный блок в системе характеризуется своим оператором преобразования  $L_i(x_i) = x_{i+1}$ , где  $x_i$  – сигнал на входе блока,  $x_{i+1}$  – на выходе блока,  $L_i$  – оператор преобразования блока  $i$ .

Надо понимать, что сигналы  $x_i$  – суть колебания во времени.

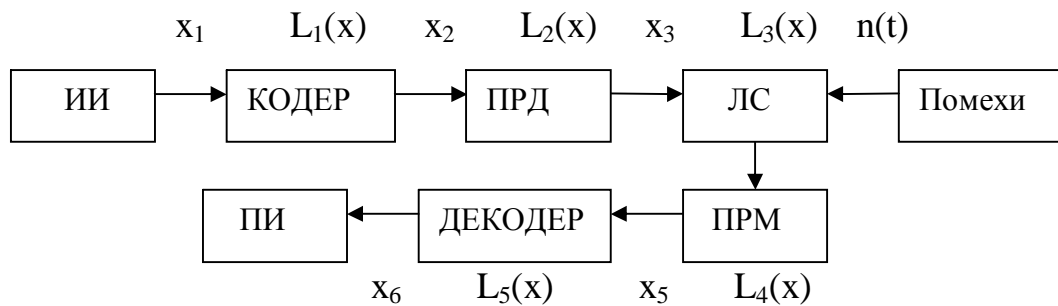


Рис.1.1

Связь между сигналами  $x_i$  и операторами  $L_i$  определяется так:

$$x_i(t) = L_{i-1}\{x_{i-1}\}. n(t) \text{ – помеховое воздействие.}$$

Предметом дисциплины являются, в основном, сигналы  $x_1 \dots x_4$ , операторы преобразований  $L_1 \dots L_3$ , т.е. передающая часть системы. Эти объекты и будут предметами изучения в материалах дисциплины.

## 1.2 Классификация сигналов и их обобщенные параметры

Сигналы классифицируют по различным признакам. Рассмотрим их.

По признаку времени действия: непрерывные сигналы и импульсные.

Для непрерывных сигналов время их действия  $T_c \geq T_n$  – времени наблюдения. При импульсных сигналах  $T_c \ll T_n$ .

По признаку расположения спектра на оси частот различают: низкочастотные сигналы (видеосигналы), спектр частот которых примыкает к частотам, близким к нулю (речевые сигналы, сигнал изображения в телевидении...), и высокочастотные сигналы, в которых ширина спектра частот  $\Delta\omega$  много меньше средней (несущей) частоты  $\omega_0$ :  $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$ , такие сигналы именуют радиосигналами. Обычно низкочастотные сигналы являются в радиотехнических системах исходными, модулирующими высокочастотное несущее колебание, в результате чего формируется радиосигнал.

По признаку представления параметра сигнала различают: непрерывные и дискретные сигналы. В непрерывных сигналах параметр сигнала( мгновенное значение, амплитуда, частота, фаза и т.д.) может принимать любое значение в пределах динамического диапазона изменений параметра. В дискретных сигналах параметр принимает только ряд установленных значений в пределах динамического диапазона, число которых, следовательно, счётно. Расстояние между смежными значениями

именуется шагом квантования сигнала  $\Delta x$ . Число уровней квантования сигнала  $n = (x_{\text{макс}} - x_{\text{мин}}) / \Delta x$ . Различают квантование во времени (временное квантование), т.е. представление непрерывного сигнала совокупностью дискретных отсчётов мгновенных значений сигнала в соответствии с теоремой Котельникова-Шеннона. Временное расстояние  $\tau_k$  между отсчётами при этом  $\tau_k = 1 / f_{\text{макс}}$  определяется максимальной частотой спектра сигнала  $f_{\text{макс}}$ . Другой вид квантования – по уровню параметра сигнала с шагом квантования  $\Delta x$  и числом уровней квантования  $n$ . Совокупный процесс временного и уровневого квантования имеет место в амплитудно-цифровом преобразовании (АЦП).

По признаку характера кодирования сигналов различают: аналоговые сигналы и цифровые. Аналоговые сигналы повторяют форму сигнала источника (ИИ), микрофон, например, цифровые сигналы представляют мгновенные значения сигнала в форме числа в некоей системе счисления, обычно это двоичная система. Тогда форма цифрового сигнала имеет вид импульсов (0 или 1), расположенных в пределах тактовых интервалов (разрядов числа), Рис.1.2. Число возникает в моменты временных отсчётов непрерывного сигнала. Далее разрядные импульсы модулируют несущую.

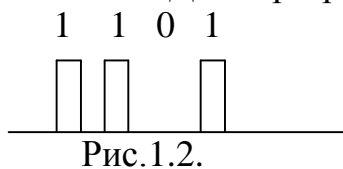


Рис.1.2.

Следующий признак классификации: по степени достоверности. Здесь различают: детерминированные сигналы, форма и параметры которых полностью

известны и случайные сигналы, параметры и форма которых известна только с некоторой степенью достоверности (вероятности).

Общими параметрами сигналов являются: длительность  $T_c$ , ширина спектра  $\Delta F$ , динамический диапазон  $D = 10 \log P_{\text{макс}} / P_{\text{мин}} = 20 \log U_{\text{макс}} / U_{\text{мин}}$ . На основе их вводят обобщенные параметры сигналов: объём и база сигнала. Объём  $V = T_c \cdot \Delta F \cdot D$ , База  $v = 2 \cdot T_c \cdot \Delta F$ . Если база  $v < 1$ , то сигнал именуется узкополосным, если  $v \gg 1$  – широкополосным. Ко вторым относят, например, сигналы с внутриимпульсной частотной модуляцией, внутриимпульсной фазовой манипуляцией несущей.

Способами описания сигналов являются: временной (колебания во времени), спектральный (в форме рядов Фурье, интегралов Фурье и подобных), вероятностный (статистический) для описания моделей случайных сигналов в форме усреднённых параметров и характеристик (среднестатистических значений уровней и мощностей сигналов, энергетических спектров, корреляционных функций), а также в форме законов распределения вероятностей мгновенных значений сигналов.

### 1.3.Элементы обобщённой спектральной теории сигналов

Общим выражением представления сигналов в спектральной форме является выражение (суммирование производится по номерам членов  $k$ ):

$$s(t) = \sum a_k \cdot \psi_k(t), \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (1.1)$$

Суть дела: сложный сигнал представляется суммой более простых сигналов  $\psi_k(t)$ , поведение которых в радиотехнических цепях и системах хорошо известно и которые имеют свойства, удовлетворяющие ряду требований:

- ряд (1.1) должен быть сходящимся,
- функции  $\psi_k(t)$  должны быть достаточно просты,
- коэффициенты ряда  $a_k$  должны вычисляться просто.

Функции  $\psi_k(t)$  называются базисными, а разложение (1.1) – в базисе их.

Всем этим требованиям удовлетворяют т.н. ортогональные базисные функции, свойства ортогональности которых таковы:

$$\int_{t_1}^{t_2} \psi_i(t) \psi_k(t) dt = 0, \quad \text{при } i \neq k, \quad \int_{t_1}^{t_2} \psi_i^2(t) dt = C_i, \quad \text{при } i=k, \quad C_i - \text{норма}$$

$\psi_k(t)$ . Интегрирование ведётся в пределах длительности базисных функций.

В расчётах удобно использовать т.н. ортонормированные функции

$$\varphi_k(t) = \psi_k(t) / \sqrt{C_k}, \quad \text{для которых} \quad \int_{t_1}^{t_2} \varphi_i(t) \varphi_k(t) dt = 0 \quad \text{при } i \neq k, \quad \text{а при } i=k$$

интеграл равен 1.

Вычисление коэффициентов ряда (1.1) производится в ортогональном базисе так:  $a_k = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi_k(t) dt$ , совокупность  $a_k$  составляет спектр  $s(t)$  в базисе

функций  $\psi_k(t)$ ,  $a_k$  имеют смысл амплитуд спектральных составляющих  $\psi_k(t)$ .

В качестве базисных функций широко используются функции  $\sin \omega_k t$ ,  $\cos \omega_k t$  (в спектральном анализе Фурье), а также бесселевы функции, функции Уолша, Радемахера (для сигналов, уровни которых изменяются скачками), ортогональные полиномы Чебышева, Лежандра, Лагерра и другие. Особое место занимает разложение в ряд Котельникова-Шеннона, в котором базисные функции имеют вид функций отсчётов  $\psi_k(t)$ .

$$\psi_k(t) = \text{Sin} 2\pi f_{\text{макс}}(t - k\tau_k) / 2\pi f_{\text{макс}}(t - k\tau_k), \quad (1.2)$$

где  $f_{\text{макс}}$  – наивысшая частота спектра сигнала  $s(t)$ ,  $\tau_k$  – интервал

временной дискретизации по Котельникову-

Шеннону. Функция отсчёта имеет форму типа

$\text{sint}/t$ , Рис.1.3, где диапазон  $t$  указан в пределах

от  $-10$  до  $+10$ , нули функции расположены в

точках  $t = \pm\pi, \pm 2\pi, \pm 3\pi \dots$ , что соответствует

интервалам времени  $\pm\tau_k, \pm 2\tau_k, \pm 3\tau_k \dots$  Ряд

Котельникова-Шеннона имеет вид выражения

(1.3), где видно, что коэффициенты ряда

являются отсчётами мгновенных значений не –

прерывного сигнала, т.е.

$$a_k = s(k\tau_k).$$

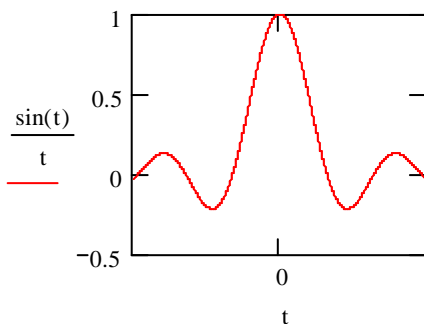


Рис.1.3

$$s(t) = \sum_{k=-n}^n s(k\tau_k) \frac{\sin 2\pi f_{\text{макс}}(t - k\tau_k)}{2\pi f_{\text{макс}}(t - k\tau_k)}, \quad n = T_c \cdot f_{\text{макс}} \quad (1.3)$$

Таким образом, имея выборку отсчётов непрерывного сигнала с помощью реализации ряда (1.3) можно восстановить непрерывный сигнал. Это на практике производится подачей выборки на фильтр с прямоугольной АЧХ, с полосой пропускания  $\Delta f = f_{\text{макс}}$ . Временная дискретизация на основе теоремы Котельникова-Шеннона лежит в основе временного способа разделения каналов связи в одной линии связи.

#### 1.4. Аналитические модели сигналов и помех

В данном разделе рассматриваются наиболее употребительные модели сигналов и помеховых воздействий, имеющие место в передаче радиосигналов, когда ширина спектра сигнала  $\Delta f$  (или  $\Delta\omega$ ) много меньше несущей частоты  $f_n$  (или  $\omega_n$ ). Тогда говорят об узкополосном сигнале, с которым, как правило, имеют дело приёмные устройства радиосистем, полоса пропускания которых согласована с шириной спектра сигналов.

Узкополосный сигнал может быть представлен рядом аналитических моделей. Первая модель имеет вид:

$$S(t) = A(t)\cos\psi(t) = A(t)\cos[\omega_n t + \varphi(t)] \quad (1.4)$$

Функции  $A(t)$  и  $\varphi(t)$  – относительно медленно меняющиеся функции, которые по сути дела несут информацию о передаваемом в радиосистеме сигнале, модулирующим несущее колебание частоты  $\omega_n$ . Эту модель можно представить вектором с амплитудой  $A(t)$  и наклоном к оси абсцисс  $\varphi(t)$ , которые меняются во времени. Вторая модель имеет вид:

$$S(t) = a(t)\cos[\omega_n t + \varphi(t)] + b(t)\sin[\omega_n t + \varphi(t)] \quad (1.5)$$

Связь между (1.4) и (1.5) такова:

$$A(t) = \sqrt{a(t)^2 + b(t)^2}, \quad \varphi(t) = \text{arctg}[b(t)/a(t)]. \quad \text{Видно, что } b(t) \text{ и } a(t)$$

являются проекциями вектора  $A(t)$  на оси декартовых координат  $y$  и  $x$ , соответственно. Третья модель (в комплексной форме) имеет вид:

$$\dot{S}(t) = A(t)e^{j\omega t}, \quad A(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} = A(t)[\cos\varphi(t) + j\sin\varphi(t)].$$

$$\dot{S}(t) = A(t)\cos\omega t + jA(t)\sin\omega t = \dot{s}(t) + j\hat{s}(t).$$

Если  $\dot{s}(t)$  и  $\hat{s}(t)$  связаны между собой т.н. преобразованиями Гильберта, то сигнал  $\dot{S}(t)$  именуется аналитическим. Составляющая  $\hat{s}(t)$  при этом формируется из сигнала  $\dot{s}(t)$  путём пропускания его через фильтр со сдвигом фаз всех составляющих на угол  $-\pi/2$ . Это возможно при узкополосном сигнале. Если спектр частот сигнала  $\dot{s}(t)$  есть  $\dot{s}(\omega)$ , то спектр сигнала  $\hat{s}(t)$  будет  $\dot{s}(\omega)e^{-j\pi/2(\text{sign}\omega)}$ , где  $\text{sign}\omega$  – знаковая функция, равная 1 при  $\omega > 0$  и равная -1 при  $\omega < 0$ . В результате спектр сигнала  $\dot{S}(t)$  становится равным  $2\dot{s}(\omega)$  для  $\omega > 0$  и 0 при  $\omega < 0$ , т.е. спектр аналитического сигнала является односторонним (однополосным), что имеет место в однополосной модуляции несущей. С конкретными моделями сигналов для различных

видов модуляции будем иметь дело при рассмотрении соответствующих разделов.

Выше было отмечено, что сигналы могут иметь случайный характер. Случайными параметрами подчас выступают и амплитуда, и фаза, и частота, и время поступления сигнала. Поэтому в таких случаях различают сигналы: со случайной амплитудой, случайной начальной фазой, случайным временем и т.д. Общее выражение (модель) для случайного сигнала со всеми случайными параметрами выглядит так:

$$S(t) = A_1(t)A(t-t_1)\cos[(\omega_n-\omega_1)(t-t_1) + \varphi(t-t_1) + \varphi_1], \quad (1.6)$$

где  $A_1$ ,  $t_1$ ,  $\varphi_1$ ,  $\omega_1$  – величины случайных воздействий на параметры сигнала. Каждая из величин имеет некоторый закон распределения вероятностей.

В радиоканалах всегда присутствуют помехи, шумы, которые искажают сигналы и борьба с которыми является вечной задачей радиотехники. Помехи, шумы имеют случайный характер и описываются вероятностными, статистическими моделями. По характеру воздействия на полезный сигнал помехи  $n(t)$  делятся на аддитивные и мультипликативные. Аддитивная помеха суммируется с полезным сигналом:  $S(t) = s(t) + n(t)$ , мультипликативная множится на сигнал:  $S(t) = N(t) \cdot s(t)$ . В общем может быть одновременно и то и другое:  $S(t) = N(t) \cdot s(t) + n(t)$

Аддитивная помеха суммируется с полезным сигналом

Наиболее распространённой и всегда присутствующей помехой является случайный, широкополосный шум, возникающий в пассивных и активных элементах радиотехнических цепей. Подобным образом «шумит» и космическое пространство, и антенны. Моделью, описывающей такой шум, является модель «белого» шума, имеющего постоянный уровень энергетического спектра, равный  $N_0/2$  (для положительных и отрицательных частот), где  $N_0$  – средняя мощность шума в единице полосы частот. Полная средняя мощность такого шума в некоторой полосе частот  $\Delta f$  составляет:

$$P_{ш} = 4kT^0 \Delta f = N_0 \Delta f, \quad (1.6)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $T^0$  – абсолютная температура источника шума. Полоса частот, занимаемая «белым» шумом, весьма велика, простирается до величин порядка  $10^{13}$  Герц. Закон распределения мгновенных значений шума (плотность вероятности) аппроксимируется гауссовским (нормальным) законом распределения:

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-x^2/2\sigma^2} \quad (1.7)$$

Величина  $\sigma^2$  имеет смысл  $P_{ш}$ , а  $\sigma$  – среднеквадратическое значение  $-\sqrt{P_{ш}}$ .

Другой, часто встречающейся помехой, является помеха, именуемая хаотической импульсной (ХИП). Этот род помехи возникает при воздействии на входе приёмного устройства импульсных, кратковременных электромагнитных колебаний: искровые воздействия, грозовые разряды, от



дуговой сварки и подобных. Такая помеха имеет случайную амплитуду импульсов, случайные моменты появления, случайную длительность импульсов. Законы распределения амплитуд, длительностей могут быть самыми разнообразными: гауссовскими, равномерными, экспоненциальными и др., а моменты появления довольно близко аппроксимируются т.н. Пуассоновским законом распределения, который имеет вид для некоторого интервала времени  $\tau$ :

$$P(n) = (n_0^n/n!) e^{-n_0}$$

где  $n_0 = \lambda\tau$  – среднее число импульсов на интервале времени  $\tau$ ,  $\lambda$  – средняя частота следования импульсов ХИП,  $n$  – число импульсов ХИП на интервале  $\tau$ , которое может быть любым (0,1,2,3,4...) При большом  $n_0$  закон Пуассона стремится к нормальному закону. ХИП относится к помехам, сосредоточенным во времени.

Помехи возникают также вследствие воздействия на вход приёмника сигналов других радиотехнических систем (РТС), имеющих как непрерывный характер сигналов, так и импульсный характер. Обычно полоса частот РТС сосредоточена около несущей частоты. В случае непрерывного характера сигналов, подобного рода помехи можно отнести к помехам, сосредоточенным по частоте, в случае импульсного характера – сосредоточение имеет место как по времени, так и по частоте. Защита от такого рода помех является предметом курса «Электромагнитная совместимость РТС».

### **1.5. Каналы передачи информации. Классификация и алгоритмы работы.**

Понятие канала передачи информации (КПИ) дано в 1.1. Классифицируют КПИ по ряду признаков, рассмотрим такие признаки.

Первый. По назначению КПИ подразделяют на: телефонные, телеграфные, телевизионные, телеметрические, радиолокационные, радионавигационные, радиоуправления и т.д.

Второй. По виду линий связи КПИ подразделяют на: проводные, коаксиальные, волноводные, свободного пространства, световодные и т.д.

Третий. По диапазону частот КПИ подразделяют на: длинноволновые, средних волн, декаметровые, метровые (УКВ), дециметровые и сантиметровые (СВЧ), миллиметровые (ОСВЧ), световые и т.д. Эта классификация имеет вид такой же, как и классификация частот ЭМВ вообще.

Четвёртый. По характеру сигналов на входе и выходе КПИ подразделяют на: непрерывные, дискретные, непрерывно-дискретные и дискретно-непрерывные. Именно этот признак положен в дальнейшее рассмотрение, ибо он определяет характер функционирования канала, алгоритм действия (операторы преобразования) функциональных узлов (см. Рис.1). Приведённые названия каналов означают, например, для непрерывного канала: на входе и на выходе канала сигнал имеет

непрерывную форму. Для дискретного канала входной и выходной сигналы являются дискретными. В других каналах на входе непрерывный или дискретный сигналы, на выходе – наоборот.

Для описания работы узлов каналов следует определить виды операторов преобразований в узлах.

### 1.5.1. Операторы преобразований

Будем полагать, что на входе канала имеет место сигнал  $x(t)$ , на выходе –  $y(t)$ .

Линейный оператор:  $y(t) = A + Bx(t)$ ,  $A$  и  $B$  – постоянные коэффициенты.

Нелинейный оператор:  $y(t) = A + BL[x(t)]$ , например,  $y(t) = A + Bx^2(t)$ .

Характер нелинейного преобразования  $L(x)$  может быть разнообразным: логарифмическим, степенным, тригонометрическим и т.д.

Если коэффициенты  $A$  и  $B$  зависят от времени, то оператор именуется нестационарным:  $y(t) = A(t) + B(t)L(x)$ , в противном случае – стационарным.

Если коэффициенты преобразования имеют случайный характер, то оператор именуется вероятностным или статистическим. В этом случае должны быть определены законы распределения вероятности и усреднённые параметры случайных коэффициентов. В противном случае оператор именуется детерминированным.

### 1.5.2. Модель непрерывного канала.

Структура узлов непрерывного канала передачи информации имеет вид, Рис.1.4.

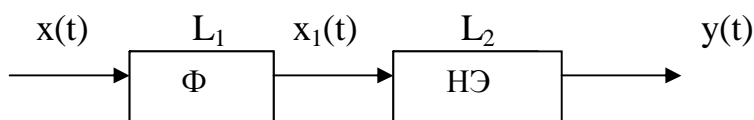


Рис.1.4

Узел  $\Phi$  – это линейный фильтр, выделяющий полезный сигнал, НЭ – нелинейный элемент канала (диоды в схемах, транзисторы, лампы, имеющие нелинейные вольтамперные характеристики). Фильтр вносит в полезный сигнал  $x(t)$  линейные амплитудно- и фазочастотные искажения вследствие неравномерности АЧХ и нелинейности ФЧХ. Поэтому колебание  $x_1(t)$ , вообще говоря, отлично от  $x(t)$ :  $x_1(t) = x(t) + \Delta x(t)$ . Выходной сигнал  $y$  также отличен от  $x_1(t)$  нелинейными искажениями  $\Delta x_1(t)$ . В целом, выходной сигнал отличен от  $x(t)$  на величину совокупных искажений:

$$\Delta x_{\Sigma}(t) = y(t) - x(t),$$

которые могут быть оценены в среднем. В канале, кроме того, присутствуют случайные помехи, вносящие в свою очередь шумовые, случайные искажения со среднеквадратической величиной  $\sigma_{\text{п}}$ . Поэтому общие искажения ото всех причин  $\Delta x_{\text{об}}(t) = \sigma_{\text{п}} + \Delta x_{\Sigma}(t)$  – случайная величина, оценка которой производится в форме среднеквадратической величины на

сигнал. Иными словами, в непрерывном канале искажения сигнала оцениваются в среднеквадратическом как  $\sigma_{\text{ош}}$ .

### 1.5.3. Модель дискретного канала

Пусть на входе канала имеется ансамбль  $K_1$  возможных сообщений некоторым числом  $N_{k1}$  (алфавит сообщений). На выходе канала ансамбль  $K_2$  с алфавитом  $N_{k2}$ . Вообще говоря, алфавиты могут и не совпадать, но чаще всего совпадают. Каждому возможному сообщению на входе приписывается своя априорная вероятность появления  $P(K_1)$  (например, вероятность появления в тексте букв языка). На выходе канала каждое возможное сообщение может появляться со своей апостериорной (послеопытной) вероятностью  $P(K_2)$ . Вследствие искажений и помех имеет место как бы перепутывание сообщений при передаче. Поскольку сообщения на входе и выходе взаимозависимы, то имеет место, известное из теории вероятностей соотношение:  $P(K_1) P(K_2/K_1) = P(K_2) P(K_1/K_2)$ . Задачей приёма выходных сообщений является: на основе принятого сообщения решить – какое из возможных переданных было послано. Иными словами, определить наиболее вероятную ситуацию. Для этого нужно знать вероятности перепутывания посланных сообщений, т.е. условные вероятности вида  $P(K_2/K_1)$  для всех возможных комбинация перепутывания. Эти вероятности рассчитываются на основе знания о шумовых свойствах канала. Эти свойства считаются известными. Конечным результатом алгоритма действия канала является получение совокупности условных вероятностей  $P(K_1/K_2)$ , которые интерпретируются так: если получено некоторое сообщение из ансамбля  $K_2$  на выходе канала, то какова вероятность, что передано одно из возможных сообщений ансамбля  $K_1$ . Очевидно, что за решение следует принять наиболее вероятное – было передано то сообщение, для которого  $P(K_1/K_2)$  максимально. Вычисление таких условных вероятностей производится по формуле Байеса:

$$P(K_1/K_2) = P(K_1) P(K_2/K_1) / P(K_2) \quad (1.8)$$

Вероятности  $P(K_2)$  определяются по получении выходных сообщений канала. Заключительной задачей является оценка величины ошибок в форме вероятности ошибок передачи информации, т.е.  $P_{\text{ош}}$  и оценка вероятности правильной передачи информации -  $P_{\text{пр}}$ . Рассмотрим пример канала с передачей и приёмом двоичных сообщений: 0 и 1, граф канала – на Рис.1.5.

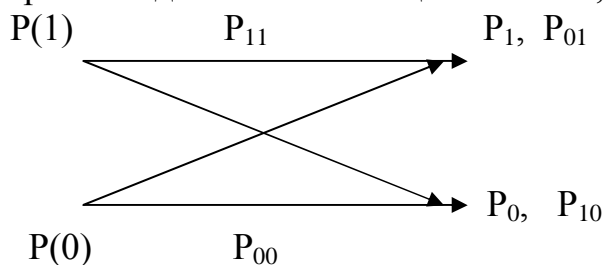


Рис.1.5

На рисунке:  $P(1)$  и  $P(0)$  – априорные вероятности передачи 1 и 0,  $P_1$  и  $P_2$  – апостериорные вероятности появления на выходе 1 и 0,  $P_{11}$  и  $P_{00}$  – вероятности безошибочной передачи 1 и 0,  $P_{10}$  – вероятность приёма 0 при

передаче 1,  $P_{01}$  – вероятность приёма 1 при передаче 0. Последние вероятности вызывают ошибки (перепутывание).

Вычисляем:  $P_1 = P(1) P_{11} + P(0) P_{01}$ ,  $P_0 = P(0) P_{00} + P(1) P_{10}$ .

Вычисляем вероятности для принятия решения (по Байесу):

$P(1/1) = P(1) P_{11} / P_1$ ,  $P(1/0) = P(1) P_{10} / P_0$

$P(0/1) = P(0) P_{01} / P_1$ ,  $P(0/0) = P(0) P_{00} / P_0$

Принимается решение по максимальной из этих вероятностей.

И наконец,  $P_{\text{ош}} = P(1) P_{10} + P(0) P_{01}$ ,  $P_{\text{пр}} = P(1) P_{11} + P(0) P_{00}$ .

Для других видов каналов также можно провести анализ с учётом вышерассмотренных алгоритмов действия непрерывного и дискретного каналов. Кроме того каналы обладают определённой скоростью передачи информации в зависимости от полосы пропускания, которую надо учитывать.

Рекомендованная литература по темам лекции:

[ 1 ] стр. 3...30, [ 2 ] стр. 3...33

.

## **Лекция 2. Модуляция – процесс управления информационными параметрами сигналов**

### **2.1. Виды модуляции**

В радиосистемах перенос информации производится высокочастотным (несущим) колебанием  $u(t) = A \cos[\omega_n t + \varphi]$ . Параметрами этого колебания являются: амплитуда  $A$ , частота  $\omega_n$ , фаза  $\varphi$ , время  $t$ . Перенос информации может производиться путём управления (модуляции) исходным (несущим информацией) сигналом любым из параметров. Те параметры, которые управляются, именуется информационными. Те же параметры, которые служат для разделения разных каналов связи именуется селективными. О разделении каналов речь будет идти далее. Здесь будет идти речь о моделях модулированных сигналов. В соответствии с параметрами несущей различают: амплитудную модуляцию (АМ), частотную модуляцию (ЧМ), фазовую модуляцию (ФМ), временную модуляцию (ВМ). Имеет место также т.н. однополосная модуляция (ОМ) как вид АМ. При модуляции несущей дискретными сигналами определяют виды манипуляции: АМн, ЧМн, ФМн. Если несущее колебание представлено периодической последовательностью

импульсов  $u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t - kT)$ ,  $f(t)$  – функция, описывающая форму импульса,

$T$  – период повторения импульсов,  $k$  – номер импульса в последовательности, то модуляции именуется: амплитудно-импульсной (АИМ), частотно-импульсной (ЧИМ), фазо-импульсной (ФИМ), временными импульсными модуляциями (ВИМ). В последнем случае это могут быть: ВИМ типа изменения задержки импульса относительно опорного, ШИМ –

модуляция длительности импульса. Отметим ещё цифровые виды модуляции: КИМ или ИКМ – импульсно кодовая модуляция при цифровом виде сигнала (см. 1.2.), ДМ – дельта-модуляция – при модуляции стандартными приращениями модулирующего сигнала. Во всех случаях модуляции импульсных последовательностей, сформированный после таких модуляций сигнал, в дальнейшем модулирует высокочастотное колебание несущей. Это надо иметь в виду. Ниже рассматриваются модели различных модулированных сигналов.

## 2.2. Аналитическая модель, параметры и схема формирования АМ

Амплитудно-модулированное колебание записывается в следующей аналитической форме:

$$S(t) = A_0 [1 + m a(t)] \cos(\omega_n t + \varphi_0), \quad (2.1)$$

где под  $a(t)$  понимается модулирующий сигнал,  $|a(t)| \leq 1$ ,  $m \leq 1$  коэффициент амплитудной модуляции, определяющий глубину, степень модуляции,  $A_0$  – амплитуда несущего колебания,  $\varphi_0$  – начальная фаза несущей. Из курса радиотехники известно, что это колебание имеет спектр частот в виде амплитуды  $A_0$  несущего колебания на частоте  $\omega_n$  и две боковые полосы частот, расположенных симметрично относительно несущей, имеющие ширину спектра, равную ширине спектра модулирующего сигнала. Если модуляция происходит одним тоном с частотой  $\Omega$ , то  $S(t) = A_0 [1 + m \cos \Omega t] \cos(\omega_n t + \varphi_0)$ , и боковые составляющие спектра расположены на частотах  $\omega_n \pm \Omega$  с амплитудами, равными  $A_6 = mA_0 / 2$ . Ширина спектра при этом составляет  $\Delta f = 2\Omega$ . При модуляции сложным сигналом с максимальной частотой спектра  $\Omega_{\text{макс}}$  ширина спектра определяется ею:  $\Delta f = 2\Omega_{\text{макс}}$ . Следует отметить, что при АМ ширина спектра является минимальной по сравнению с другими видами модуляции. К мощностным параметрам АМ относятся: средняя мощность АМ колебания  $P_{\text{cp}}$ , пиковая мощность  $P_{\text{макс}}$  и их отношение, мощность несущего колебания  $P_n = A_0^2$ .

$$P_{\text{cp}} = P_n(1 + m^2/2), \quad P_{\text{макс}} = P_n(1 + m)^2 \quad (2.2)$$

Коэффициент модуляции  $m$  можно вычислить, зная  $S_{\text{макс}}$ ,  $S_{\text{мин}}$  временной формы колебания с АМ, либо, зная  $A_0$  и  $A_6$  спектральной формы АМ:  $m = (S_{\text{макс}} - S_{\text{мин}}) / (S_{\text{макс}} + S_{\text{мин}}) = 2 A_6 / A_0$ .

Схема формирования сигнала с АМ имеет вид, Рис.2.1.

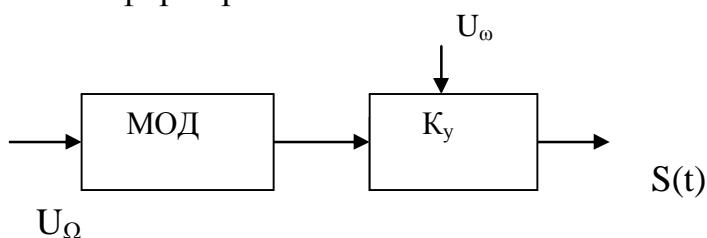


Рис.2.1

На рисунке:  $U_{\Omega}$  – модулирующий сигнал, МОД – модулятор, усилитель модулирующего сигнала,  $K_y$  – усилитель несущего колебания  $U_{\omega}$ ,  $K_y$  – его коэффициент усиления, равный  $K_y = S_a R_{oe}$ ,  $S_a$  – крутизна вольтамперной характеристики активного элемента усилителя (лампы, транзистора),  $R_{oe}$  – выходное сопротивление усилителя. Задачей модулятора является управление величиной  $K_y$  через изменение  $S_a$  или  $R_{oe}$ . В этом смысле АМ можно подразделить на модуляцию режимом работы активного элемента (базовая, коллекторная, сеточная, анодная) изменением  $S_a$  и модуляцию нагрузкой путём изменения величины  $R_{oe}$ .

### 2.3. Аналитическая модель, параметры и схемы формирования ЧМ и ФМ.

Между ЧМ и ФМ имеется определённая взаимосвязь – интегродифференциальная зависимость:

$$\text{Фаза колебания } \varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt, \text{ частота } \omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Иными словами, частотную модуляцию можно рассматривать как эквивалентную фазовую и наоборот. Схемы же формирования в определённой степени различны. Рассмотрим сперва случай ЧМ.

Аналитическая модель ЧМ. Во-первых, закон изменения частоты несущего колебания  $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_d a(t)$ ,  $a(t)$  – см. (2.1),  $\Delta\omega_d$  – амплитуда изменения частоты, именуемая **девиацией** частоты при ЧМ. Само ЧМ

$$\text{колебание } S(t) = A_0 \cos \varphi(t) = A_0 \cos \int_0^t \omega(t) dt = A_0 \cos \left[ \omega_0 t + \Delta\omega_d \int_0^t a(t) dt \right] \quad (2.4)$$

Это колебание с постоянной амплитудой  $A_0$ , средним значением частоты  $\omega_0$  и изменением частоты с амплитудой  $\Delta\omega_d$ . Положим, что имеем модуляцию одним тоном  $\Omega$ ,  $a(t) = \cos \Omega t$ , и из (2.4) будем иметь:

$$S(t) = A_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t \right) = A_0 \cos (\omega_0 t + m_{чм} \sin \Omega t) \quad (2.5)$$

Величина  $m_{чм} = \Delta\omega_d / \Omega = \Delta f_d / F$  именуется индексом частотной модуляции, определяющим глубину, степень модуляции частоты. Индекс ЧМ положителен и может иметь любую (в разумных пределах) величину. Разлагая колебание (2.5) в ряд Фурье, получают спектр этого колебания, вид которого представлен на Рис.2.2.

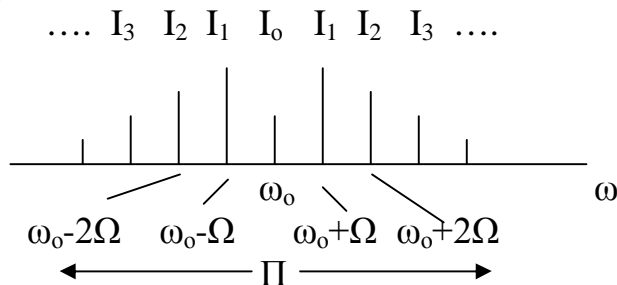


Рис.2.2.

На рисунке: спектр симметричен относительно средней (несущей) частоты  $\omega_0$ , расстояние между любыми соседними частотными составляющими равно частоте модуляции  $\Omega$ ,  $I_i$  – амплитуды составляющих,  $\Pi$  – полоса, занимаемая спектром. Амплитуды зависят от величины  $m_{\text{ЧМ}}$  так:  $I_i = A_0 J_i(m_{\text{ЧМ}})$ , где  $J_i(m_{\text{ЧМ}})$  – функция Бесселя порядка  $i$ . Функции Бесселя имеют колебательный вид, поэтому при определённых  $m_{\text{ЧМ}}$  амплитуды  $I_i$  могут принимать нулевые значения, меняя  $m_{\text{ЧМ}}$  можно видеть (на первой лабораторной работе по дисциплине) как «дышит» спектр своими амплитудами. Полоса частот спектра теоретически определяется так, в Герцах:

$$\Pi = 2F(1 + m_{\text{ЧМ}} + \sqrt{m_{\text{ЧМ}}}) \quad (2.6)$$

При  $m_{\text{ЧМ}} \ll 1$   $\Pi = 2F$ , есть только несущая и две первых, с малой амплитудой, боковых, при  $m_{\text{ЧМ}} \gg 1$   $\Pi \approx 2F m_{\text{ЧМ}} = 2 \Delta f_d$ . Отметим, что при этом условии полоса частот не зависит от частоты модуляции  $F$ .

Рассмотрим теперь случай фазовой модуляции. Закон изменения фазы несущего колебания записывается так:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \beta a(t), \quad (2.7)$$

где  $\beta$  – амплитуда изменения фазы при модуляции. Тогда само колебание с ФМ имеет вид:

$$S(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + \beta a(t)], \quad (2.8)$$

и при  $a(t) = \cos \Omega t$   $S(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + \beta \cos \Omega t]$ . Последнее выражение аналогично (2.5) для ЧМ, что следует из свойств эквивалентности (2.3). Поэтому форма спектра ФМ-сигнала аналогична спектру ЧМ, при этом роль  $m_{\text{ЧМ}}$  играет величина  $\beta$ . Иными словами, ФМ эквивалентна ЧМ с  $m_{\text{ЧМ}} = \beta$ . Но нужно иметь в виду следующее: полоса частот ФМ-сигнала (для больших  $\beta$ )  $\Pi = 2F\beta$ , т.е. зависит от частоты модуляции, в то время как для ЧМ – не зависит. При малых  $\beta$  спектр ФМ такой же, как и для ЧМ. Из свойства эквивалентности ЧМ и ФМ следует, что ЧМ можно осуществить т.н. **прямым** способом (меняя частоту автогенератора) и **косвенным** (через ФМ), последний способ даёт возможность использовать высокостабильный по частоте автогенератор. Приведём схемы формирования ЧМ и ФМ, Рис. 2.3.

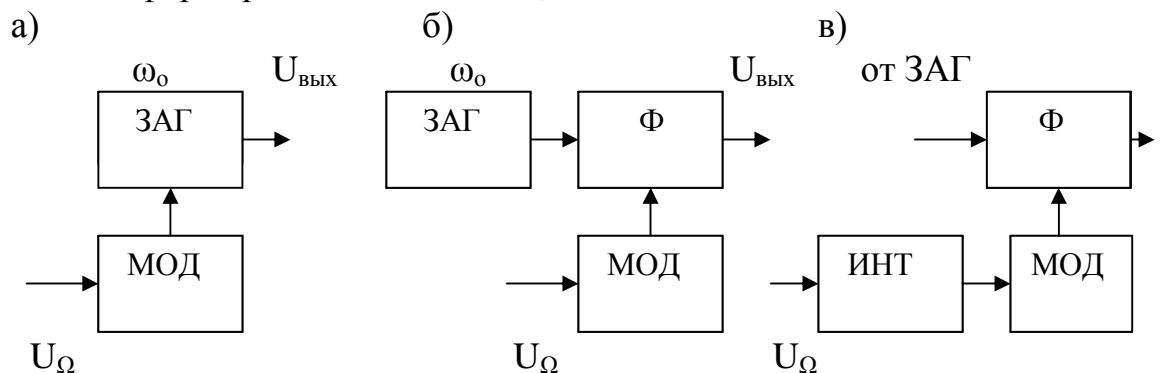


Рис. 2.3

На рисунке:  $U_\Omega$  – модулирующий сигнал,  $\Phi$  – цепь с управляемым сдвигом фазы колебания задающего автогенератора (ЗАГ), ИНТ – интегрирующая цепь, МОД – модулятор (усилитель  $U_\Omega$ ). На Рис.2.3 а) – схема

прямого способа ЧМ, на б) – схема ФМ, в) – схема косвенного способа ЧМ (с предварительным интегрированием модулирующего сигнала).

## 2.4. Аналитическая модель, параметры и схемы формирования ОМ

Рассмотрим случай однополосной модуляции (ОМ). Следует отметить, что при ОМ (например, при передаче только одной боковой полосы сигнала с АМ) вся энергия передатчика расходуется на передачу полезной информации без избыточного расхода энергии на передачу несущего колебания и на передачу второй боковой полосы, содержащей ту же информацию, что и первая. За счёт этого мощность передатчика требуется меньшей, чем при АМ, в 4 раза, примерно. Сокращение полосы пропускания приёмного устройства в 2 раза увеличивает отношение сигнал – шум в 2 раза. Поэтому энергетический выигрыш от применения ОМ составит около 8 раз. Есть и другие аспекты, увеличивающие этот выигрыш. В целом этот выигрыш может достигать 16 раз.

Аналитическая модель ОМ – сигнала формируется так следующим образом. Пусть модулирующий сигнал  $S_m(t) = A(t) \cos\varphi(t)$ . Преобразуем его в область несущей частоты:

$$S(t) = A(t) \cos\varphi(t) U_\omega \cos \omega_{\text{н}}t = 0.5U_\omega A(t)[\cos(\omega_{\text{н}}t + \varphi(t)) + \cos(\omega_{\text{н}}t - \varphi(t))] \quad (2.9)$$

Выделяя фильтром нужную боковую полосу (подавляя другую), получим однополосный сигнал:

$$S_{\text{ом}}(t) = 0.5U_\omega A(t) \cos [(\omega_{\text{н}}t + \varphi(t))] = K A(t) \cos [(\omega_{\text{н}}t + \varphi(t))] \quad (2.10)$$

Из (2.10) видно, что ОМ-сигнал имеет ту же самую амплитуду (с точностью до коэффициента преобразования  $K$ ), тот же закон изменения фазы, что и  $S_m$ , только спектр  $S_m$  сдвинут на частоту преобразования  $\omega_{\text{н}}$ . Это наглядно видно, если положить  $\varphi(t) = \Omega t$ . Тогда  $S_{\text{ом}}(t) = K A(t) \cos (\omega_{\text{н}} + \Omega)t$ .

Преобразования (2.9), (2.10) иллюстрируют т.н. фильтровый способ формирования сигнала с ОМ, схема которого имеет вид, Рис.2.4.

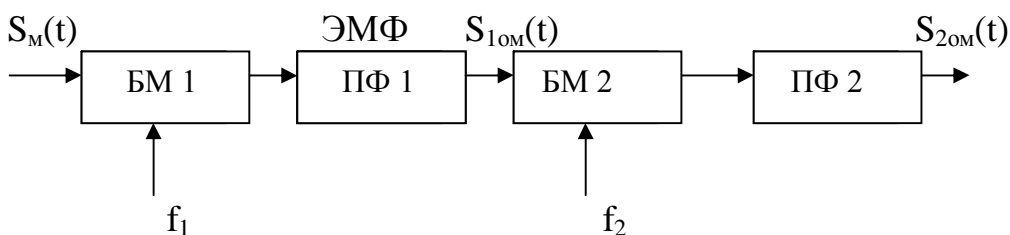


Рис.2.4

На схеме показан случай двухзвенного формирования ОМ, когда основное формирование производится в первом преобразователе частоты БМ1 с высококачественным фильтром выделения одной боковой ПФ1, выполненном на электромеханическом фильтре ЭМФ, специально выпускаемом для этих целей на частоте  $f_1 = 500$  кГц и некоторых других. Вторая частота преобразования  $f_2 \gg f_1$ , что позволяет выполнять второй фильтр ПФ2 на обычных LC – фильтрах, т.к. боковые полосы при втором



преобразовании отстоят друг от друга на частотное расстояние в  $2f_1$ . Балансные модуляторы БМ как преобразователи частоты используются потому, что обладают подавлением колебаний на частоте преобразования (примерно, на 20-25 дБ). Уровень подавления не нужной боковой полосы должен быть порядка 40...60 дБ. Эпюры преобразований сигналов по схеме представлены на Рис. 2.5.

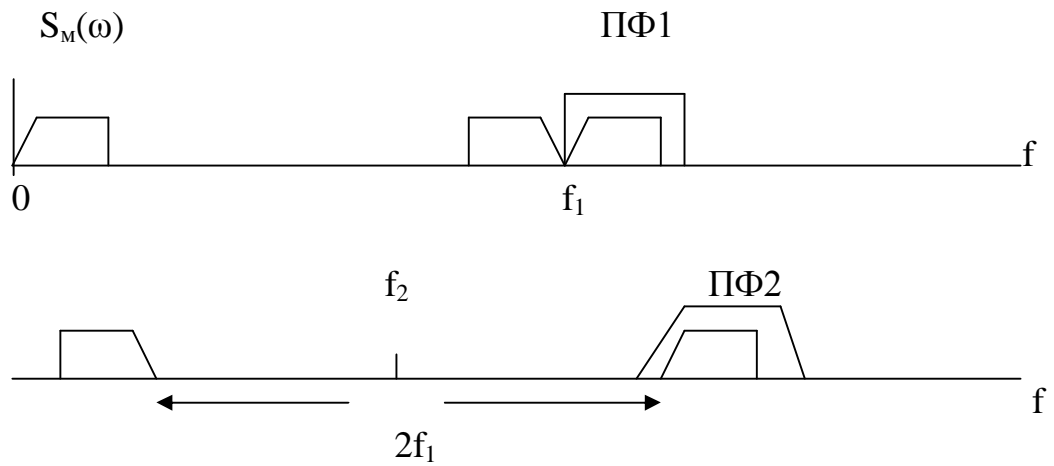


Рис.2.5

Можно формировать ОМ – сигнал и на основе следующего преобразования:

$$\begin{aligned}
 S(t) &= A(t) \cos\varphi(t) U_{\omega} \cos \omega_{\text{н}}t + A(t)\sin\varphi(t) U_{\omega} \sin \omega_{\text{н}}t = \\
 &= 0.5 A(t) U_{\omega} \cos [\omega_{\text{н}}t - \varphi(t)] = S_{\text{ОМ}}(t)
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

Этот способ формирования ОМ–сигнала именуется фазокомпенсационным.

Схема формирования в соответствии с (2.11) выглядит так, Рис.2.6.

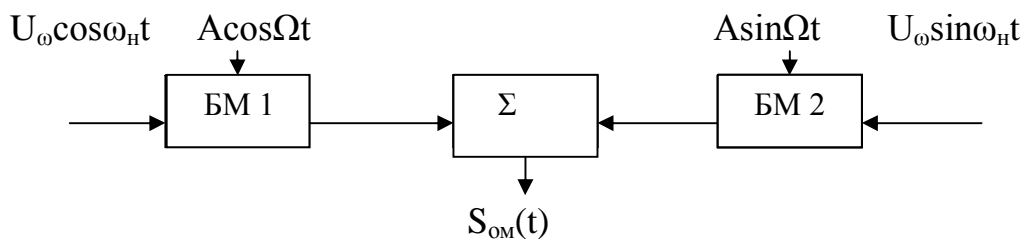


Рис.2.6

На рисунке  $\varphi(t) = \cos \Omega t$ . В фильтровом способе важное значение имеет качество фильтрации одной боковой полосы (в ЭМФ), в фазокомпенсационном – точный сдвиг фаз между колебаниями несущей на 90 градусов и между модулирующими колебаниями на 90 градусов (с точностью до 0,5...1.0 процента). На практике более широко используется фильтровый способ. Полоса частот однополосного сигнала в идеале равна полосе спектра модулирующего, т.е.  $\Delta f_{\text{ОМ}} = \Delta \Omega_{\text{М}}$  (см. Рис.2.5), форма спектра ОМ повторяет форму спектра модулирующего сигнала. О энергетическом выигрыше сказано вначале параграфа.

## 2.5. Другие виды модуляции

### 2.5.1. Манипуляции

При манипуляциях параметр несущего колебания принимает только ряд дискретных значений, в частности, два значения (при манипуляции на два уровня при двоичном кодировании сигнала). При АМн – это значения амплитуды несущей, при ЧМн – значения частоты, при ФМн – значения фазы. Модулирующий сигнал, очевидно, должен быть дискретным видом сигнала, на два, в частности, уровня. Последнее широко используется в системах современной связи. Схемы формирования сигналов с манипуляцией, в принципе, имеют тот же вид, что рассмотрены выше для сигналов непрерывного вида, техническая реализация, тем не менее, может иметь некоторые особенности, которые будут рассмотрены в последующих разделах лекций. Здесь мы покажем только некоторые особенности в представлении моделей сигналов.

Амплитудная манипуляция на два уровня имеет вид, Рис. 2.7.

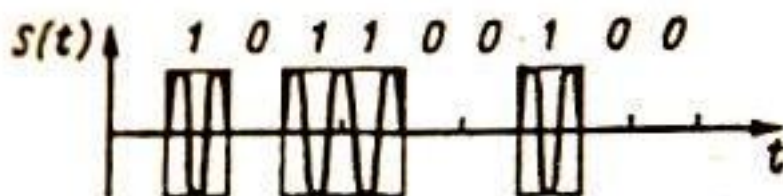


Рис. 2.7

На рисунке: 0 или 1 – модулирующий сигнал на тактовых интервалах, при сигнале 1 формируется отрезок несущего колебания, при 0 – колебания отсутствуют. В спектре АМн всегда присутствует несущее колебание, пример вида спектра изображен на Рис. 2.8.

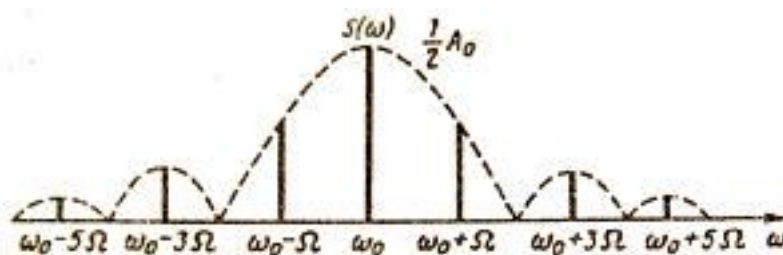


Рис. 2.8

Частотная манипуляция, Рис.2.9.



Рис.2.9

На рисунке: при 0 и 1 частота несущего колебания различна.

## Фазовая манипуляция, Рис. 2.10.

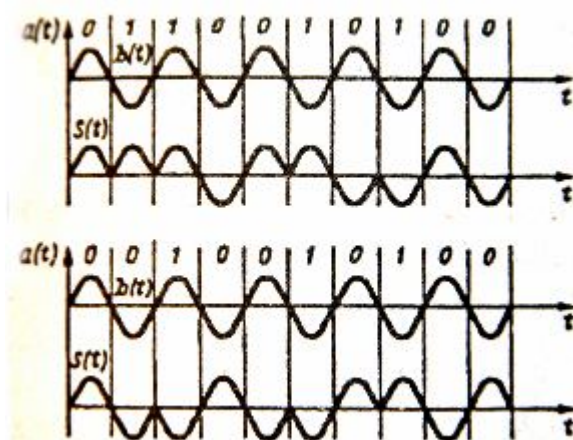


Рис. 2.10

На рисунке:  $b(t)$  – непрерывное несущее колебание, фаза которого меняется в зависимости от значений модулирующего сигнала  $a(t)$ . При 1 фаза меняется на противоположную фазе несущего  $b(t)$ , при 0 – не меняется. Для наглядности полпериода несущего колебания изображен равным тактовому интервалу  $a(t)$ .

### 2.5.2. Временные виды модуляции

К этим видам относятся амплитудно – импульсная (АИМ), время импульсная (ВИМ), широтно-импульсная (ШИМ), фазо-импульсная (ФИМ) виды модуляции при несущем колебании в форме периодической последовательности одинаковых импульсов. При АИМ модуляции подвергается амплитуда импульсов, при ВИМ – расстояние между опорным импульсом и добавочным на каждом периоде повторений опорных, при ШИМ – длительность импульса, при ФИМ – сдвиг опорного импульса относительно опорной временной точки. Наиболее широко используется АИМ, форма колебаний этого вида изображена на Рис. 2.11

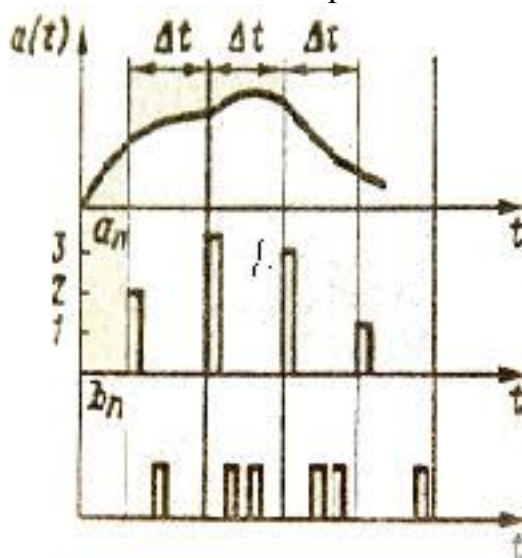


Рис. 2.11

На рисунке:  $a(t)$  – непрерывная функция – сигнал,  $\Delta t$  – интервал временного квантования,  $a_n$  – сигнал в форме АИМ. Часто далее отсчётные значения квантуют по уровню амплитуд импульсов и получают КИМ – сигнал. Это отражено на рисунке эпюрой  $b_n$ . Спектр сигнала с АИМ имеет вид, Рис. 2.12, для случая модуляции одним тоном.

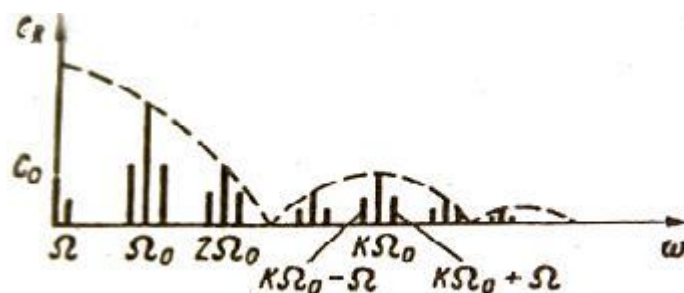


Рис. 2.12

На рисунке видно, что каждая из спектральных составляющих спектра последовательности импульсов с частотой  $k\Omega_0$  подвергается модуляции по амплитуде, в спектре присутствует также спектр модулирующего сигнала с частотой  $\Omega$ .

Рекомендованные литературные источники:

[ 1 ] стр. 31...48, [ 2 ] стр. 35...51

### Лекция 3. Элементы теории информации, теории кодирования.

#### 3.1. Мера количества информации.

Под термином **информация** понимают, говоря вообще, **сообщения** о чём-либо происходящем в мире. Происходящее в мире обязано действию сил того или иного вида. Именно силы являются исходной, физической информацией, порождающей изменения (развитие) в мире природы. Эти силы и возникающие изменения регистрируются техническими устройствами и отображаются в форме, потребной для использования. Эта форма образуется в результате преобразования физической природы сил и изменений в иную физическую природу, удобную для восприятия. Этот процесс преобразования именуется **кодированием**. В радиотехнических системах кодирование состоит обычно в формировании электрических колебаний, адекватных исходным (микрофон, к примеру). На Рис. 1.1. эту операцию производит КОДЕР. В широком понимании подобные операции осуществляют устройства, именуемые **датчиками**. Обычно результат кодирования называют **сигналом**. Сигнал и выступает как носитель информации. Сигналы в радиотехнических системах рассмотрены в разделе

2. Важным свойством сигналов и каналов передачи их являются информационные свойства в качественном и количественном отношении. Для анализа сигналов и каналов необходимо иметь меру количества информации, переносимую сигналом и пропускаемую каналом. К рассмотрению этой меры перейдём ниже.

Первой мерой выступает количество возможных сообщений, создаваемых источником информации – мера Хартли.

Если количество возможных сообщений источника информации (алфавит сообщений) составляет  $N_a$  сообщений, а количество сообщений в их последовательности составляет  $n$ , то число  $S$  таких возможных последовательностей будет равно:

$$S = N_a^n \text{ или в логарифмической мере } S^* = \log S = n \log N_a \quad (3.1)$$

Пример. Число возможных шестизначных десятичных чисел равно:

$$S = 10^n = 1000000, \text{ от } 000000 \text{ до } 999999.$$

Вторая распространённая мера количества информации – мера Шеннона, связана с вероятностью возможных сообщений источника. Пусть, как и прежде, алфавит сообщений есть  $N_a$ , априорная (доопытная) вероятность появления каждого из  $N_a$   $i$  – того сообщения есть  $P_i$ . После приёма  $i$ -го сообщения источника апостериорная (послеопытная) вероятность  $P_i''$  сообщения (при достоверной передаче) становится равной единице, т.е.  $P_i'' = 1$ . За меру количества информации по Шеннону принимается величина:

$$S_i = \log P_i'' / P_i = \log 1 / P_i = - \log P_i \quad (3.2)$$

Выражение (3.2) даёт количество информации для сообщения номера  $i$ .

Среднее количество информации, приходящееся на любое из возможных сообщений источника информации вычисляется как:

$$I_{cp} = - \sum_{i=1}^{N_a} P_i \log P_i \quad (3.3)$$

Выражения (3.2, 3.3) являются основными определениями количества информации по Шеннону. Причём, величина  $I_{cp}$  носит специальное название – **энтропия** сообщений  $H$  и является широко используемой мерой количества информации для оценки информационных свойств источников и каналов передачи информации.

3.1.1. Энтропия и избыточность, свойства энтропии.

$$\text{Итак, энтропия } H = - \sum_{i=1}^{N_a} P_i \log P_i \quad (3.4)$$

Энтропия - положительная величина, т.к.  $0 \leq P_i \leq 1$ .

$H = 0$ , если все  $P_i = 0$ , кроме одной, равной 1, т.е. когда источник содержит всего единственное сообщение.

Энтропия максимальна, если все  $P_i = 1/N_a$ , т.е. одинаковы. Вычисляя  $H$  для этого случая, получим максимальное значение энтропии:

$$H_{\max} = \log N_a \quad (3.5)$$

Совокупная энтропия двух источников независимых сообщений  $x$  и  $y$ :

$H(x,y) = H(x) + H(y)$ . При зависимости сообщений источников  $x$  и  $y$ :

$H(x,y) = H(x) - H(x/y) = H(y) - H(y/x)$ , где вторые члены соотношений являются т.н. условной энтропией сообщений зависимых источников. Условная энтропия зависимых (коррелированных) источников информации определяется как:

$$H(B/A) = - \sum_{i=1}^{N_a} P(a_i) \sum_{j=1}^{N_b} P(b_j/a_i) \log P(b_j/a_i), \quad (3.6)$$

где  $a_i$  и  $b_j$  – сообщения источников А и В,  $N_a$  и  $N_b$  – алфавиты источников,  $P(b_j/a_i)$  – условная вероятность появления сообщения  $b_j$  при условии, что появилось сообщение  $a_i$ .

Из-за наличия связей между сообщениями источника (передаче слов текста, к примеру) и неравновероятного их появления, количество информации, которое переносит сообщение, уменьшается. Численно эти потери характеризуют коэффициентом **избыточности**:

$$r = (H_{\max} - H)/H_{\max} = 1 - H/\log N_a \quad (3.7)$$

Избыточность повышает надёжность, верность передачи информации (за счёт, к примеру, дублирования сообщений), но уменьшает скорость передачи информации, так как энтропия не достигает максимума.

Как единица измерения количества информации наибольшее распространение получил **бит**, при двоичном основании логарифма, что технически отражается на использовании двоичной системы счисления при кодировании сообщений.

Среднее количество информации, выдаваемое источником в единицу времени, называют **производительностью** источника,  $\Pi = H/T$  бит/с. Для ка-налов передачи информации вводят аналогичную характеристику – **скорость передачи** информации по каналу, т.е. среднее количество информации, передаваемое по каналу в единицу времени  $R = WH_1$ , где  $H_1$  – энтропия одного сообщения (кодového сигнала, например),  $W$  – скорость передачи сообщений (кодových сигналов).  $R$  тоже имеет размерность бит/с. Максимальное значение  $R$  именуют пропускной способностью канала:

$$C = \max WH_1 = W \max H_1 = W \log N_a \quad (3.8)$$

Согласование  $\Pi$  и  $C$  является важной задачей теории информации.

### 3.2. Взаимная информация

Положим, что на входе канала передачи информации имеет место ансамбль возможных сообщений  $N_a$  (символов, например). Обозначим их  $a_i$ . А на выходе канала наблюдаются символы  $b_j$ , ансамбля  $N_b$ . На основании принятого символа  $b_j$  надо принять решение, какой символ из  $a_i$  передавался.

Из-за наличия помех, искажений в канале передачи символы  $a_i$  могут переходить в любые из символов  $b_j$ , поэтому можно говорить о совместных вероятностях  $P(a_i, b_j)$  появления на выходе события  $b_j$  относительно события  $a_i$ . Априорная вероятность  $a_i$  есть  $P(a_i)$ , апостериорная вероятность  $a_i$  есть  $P(a_i / b_j)$  – условная вероятность.

Количество информации относительно события  $a_i$ , доставляемое событием  $b_j$ , пусть определяется только вероятностями  $P(a_i)$ , и  $P(a_i / b_j)$ , тогда это количество информации определится (по Шеннону) как:

$$I(a_i, b_j) = \log P(a_i / b_j) / P(a_i) \quad (3.9)$$

Можно показать, что это выражение симметрично относительно  $a$  и  $b$ :  $I(a_i, b_j) = I(b_j, a_i)$ , поэтому эту меру количества информации называют взаимной мерой информации. При фиксированной вероятности  $P(a_i)$  взаимная информация достигает максимума когда  $P(a_i / b_j) = 1$ , т.е. когда  $b_j$  достоверно и однозначно определяет  $a_i$ . Этот максимум равен  $-\log P(a_i)$ , т.е. собственной информации события  $a_i$ . Очевидно, что взаимная информация никогда не превышает собственной. Используя понятие энтропии и правило её вычисления можно получить следующие выражения для энтропии взаимной информации.

$$H(A, B) = H(A) - H(A/B) \quad (3.10)$$

$$H(A, B) = H(B) - H(B/A) \quad (3.11)$$

На основе этих соотношений можно осуществить расчет информационных характеристик каналов с помехами (шумами). Наиболее употребительным соотношением является (3.11). Интерпретация соотношений (3.10), (3.11) состоит в следующем.

Средняя взаимная информация равна энтропии источника сообщений  $H(A)$  без энтропии потерянной информации в канале связи  $H(A/B)$  из-за воздействия помех – соотношение (3.10).

Средняя взаимная информация равна энтропии сообщений на выходе канала  $H(B)$  без энтропии помех  $H(B/A)$  – соотношение (3.11). Сообщения на выходе канала являются достоянием наблюдателя, помеховые свойства канала обычно известны. Приведём пример расчёта информационных характеристик – двоичный симметричный канал.

Есть два значения случайной величины  $a_i$ :  $a_1 = 0$ ,  $a_2 = 1$  с априорными вероятностями  $P(a_1) = p$ ,  $P(a_2) = 1 - p$ . Энтропия этих сообщений (на входе канала):

$$H(A) = - [p \log p + (1 - p) \log (1 - p)] \quad (3.12)$$

Данная зависимость представлена на Рис.3.1

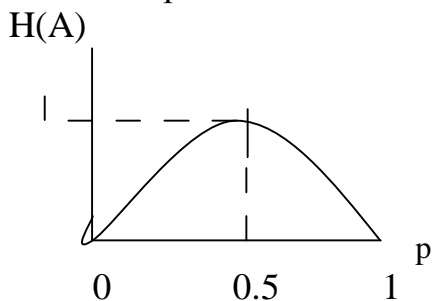


Рис.3.1

Из рисунка видно, что энтропия всегда положительна, достигает максимального значения, равного одной двоичной единице при равновероятных значениях сообщений, и симметрична относительно максимума. Далее положим, на выходе канала имеют место, как и на входе,

два возможных сообщения:  $b_1 = 0$  и  $b_2 = 1$ . Вероятность ошибки при приёме любого из сообщений равна  $P_{\text{ош}}$ , а вероятность безошибочного приёма, соответственно,  $1 - P_{\text{ош}}$ . Тогда:

$$P(b_1/a_1) = 1 - P_{\text{ош}}, P(b_1/a_2) = P_{\text{ош}}, P(b_2/a_1) = P_{\text{ош}}, P(b_2/a_2) = 1 - P_{\text{ош}}$$

Среднюю взаимную информацию определим по (3.11). Сперва определим вероятности  $P(b_1)$  и  $P(b_2)$  для вычисления  $H(B)$ :

$$P(b_1) = P(a_1) P(b_1/a_1) + P(a_2) P(b_1/a_2) = p - 2p P_{\text{ош}} + P_{\text{ош}},$$

$$P(b_2) = 1 - P(b_1) = 1 - (p - 2p P_{\text{ош}} + P_{\text{ош}}).$$

Вычисляя  $H(B)$  по формуле (3.4), получим, полагая, что  $p = 1/2$ :

$$H(B) = 1.$$

Энтропия  $H(B/A)$  определяется вероятностями ошибочного и безошибочного приёма сообщений  $P_{\text{ош}}$  и  $1 - P_{\text{ош}}$ , тогда:

$$H(B/A) = - [(1 - P_{\text{ош}}) \log (1 - P_{\text{ош}}) + P_{\text{ош}} \log P_{\text{ош}}] \quad (3.13)$$

Подставляя полученные выражения для  $H(B)$  и  $H(B/A)$  в (3.11), получим:

$$H(A,B) = 1 + [(1 - P_{\text{ош}}) \log (1 - P_{\text{ош}}) + P_{\text{ош}} \log P_{\text{ош}}] \quad (3.14)$$

На Рис.3.2 показана эта зависимость от  $P_{\text{ош}}$ . При  $P_{\text{ош}}$ , равной 0 или 1,  $H(A,B) = 1$ , при  $P_{\text{ош}} = 1/2$   $H(A,B) = 0$ . Заметим, что при  $P_{\text{ош}} = 1$  информация должна читаться наоборот, но количество её максимально, как и при нулевой вероятности ошибки.

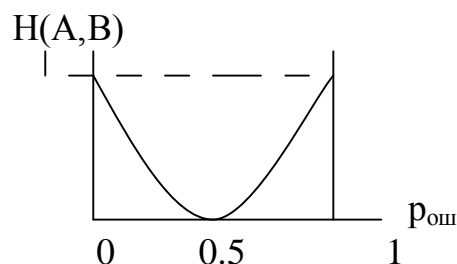


Рис.3.2

Определим пропускную способность данного канала при наличии помех. Пусть частота посылок символов (двоичных единиц), допускаемая каналом передачи, равна  $F$ . Тогда пропускная способность канала определится как:

$$C = \text{макс } F \cdot H(A,B) = F \cdot \text{макс } [H(B) - H(B/F)]$$

Ввиду симметрии канала условная энтропия не зависит от вероятности



передачи  $p$  (см. формулу 3.13). Поэтому максимум  $C$  достигается максимизацией  $H(B)$ , что будет при  $p = 1/2$ . Тогда пропускная способность данного канала станет равной:

$$C = F[1 + (1 - P_{\text{ош}}) \log (1 - P_{\text{ош}}) + P_{\text{ош}} \log P_{\text{ош}}]$$

В отсутствии помех ( $P_{\text{ош}} = 0$ )  $C = C_{\text{макс}} = F$ , поэтому формулу для пропускной способности записывают в виде:

$$C/C_{\text{макс}} = 1 + [(1 - P_{\text{ош}}) \log (1 - P_{\text{ош}}) + P_{\text{ош}} \log P_{\text{ош}}] \quad (3.15)$$

Сравнивая формулы (3.14) и (3.15), видим, что они идентичны, т.е. для (3.15) будет та же графическая зависимость, что и на Рис. 3.2.

В общем случае  $P_{\text{ош}}$  является некоторой функцией от отношения сигнал/шум в каналах связи, действующего на входе приёмника:

$$P_{\text{ош}} = f(2E/N_0) = f(q), \quad q = 2E/N_0,$$

где  $E$  – полная энергия полезного сигнала,  $N_0$  – спектральная плотность средней мощности шума. С помощью этой функции можно построить графики зависимости  $C/C_{\text{макс}}$  от  $q$  и с его помощью определить качество того или иного вида модуляции: АМ, ЧМ, ФМ, например. Такие зависимости приведены на Рис. 3.3, из которых ясно видно, что помехоустойчивость фазовой модуляции существенно выше, чем при АМ при одной и той же пропускной способности канала и выше, чем при ЧМ, так как требуемое отношение сигнал/ шум для ФМ меньше, чем для АМ и ЧМ.

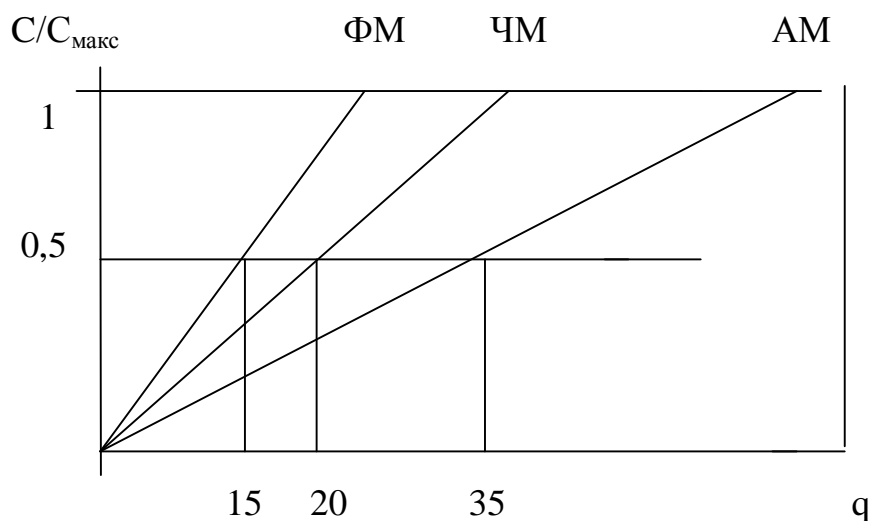


Рис. 3.3

В заключении этой лекции приведём выражения для энтропии непрерывных сигналов и пропускной способности непрерывного канала связи. Энтропия непрерывных сигналов имеет вид, подобный энтропии для

дискретных сообщений, только в выражении для неё фигурирует плотность вероятностей мгновенных значений сигнала и интеграл (вместо суммы):

$$H(x) = - \int_x W(x) \log W(x) dx. \quad (3.16)$$

Это выражение следует понимать как энтропию на отсчёт непрерывного сигнала. При вычислении энтропии непрерывного сигнала длительностью  $T_c$ , с шириной полосы спектра  $F_{\text{макс}}$  количество отсчётов (см. 1.3)  $n = 2 T_c F$ . Тогда для вычисления  $H$  следует использовать многомерную плотность вероятностей в интеграле. Кроме энтропии на отсчёт, используют также энтропию в единицу времени  $H_T = H / T_c$ .

Пропускная способность непрерывного канала определяется формулой Шеннона так:

$$C = F_{\text{макс}} \cdot \log (1 + P_c/P_{\text{ш}}), \quad (3.17)$$

где  $P_c$  – мощность сигнала,  $P_{\text{ш}}$  – средняя мощность шума.

В теории и технике передачи информации широко используется двоичный логарифм при вычислении мер количества информации. Тогда единицей этого количества выступает **бит**, бит/с и т.д.

## 3.2. Элементы теории кодирования

### 3.2.1. Основные определения

**Кодирование** – это процесс преобразования элементов дискретного сообщения в соответствующие числа, выраженные кодовыми символами.

**Код** – это полная совокупность условных символов, которые применяют для кодирования сообщений, число различных кодовых символов в коде называют основанием кода  $m$ , иногда алфавитом. В русском тексте, например,  $m = 33$  буквы, в двоичном коде  $m = 2$  символа 0 и 1.

**Кодовая комбинация** – последовательность кодовых символов, соответствующая одному элементу дискретного сообщения, т.е. число, записанное в системе счисления с основанием  $m$ .

**Значность** кода  $n$  – число символов в кодовой комбинации. Если это число одинаково для любого элемента сообщения, то код называют равномерным, в противном случае – неравномерным. На практике чаще используют равномерные коды.

Существуют два вида кодирования: эффективное и помехоустойчивое. При эффективном кодировании повышают скорость передачи информации, устраняя избыточность, при помехоустойчивом – повышают верность передачи, применяя средства обнаружения и исправления ошибок за счёт введения избыточности. Очевидно, что в каналах с заметными помехами следует применять помехоустойчивое кодирование.

Устройства, осуществляющие процессы кодирования и декодирования называют соответственно кодером и декодером. Для задания и

использования связей между символами кода эти устройства должны обладать памятью. В зависимости от характера этих связей (памяти) различают **блочное** и **цепное** кодирование. В целом видов кодов может быть множество. Здесь рассмотрены: блочные коды, один из видов цепного кодирования, линейные коды.

### 3.2.2. Блочные коды.

При блочном кодировании каждому возможному сообщению  $a_j$  ансамбля  $\{a\}$  ставится в соответствие кодовая комбинация  $b_j$  ансамбля кодовых комбинаций  $\{b\}$ , множество кодовых комбинаций и называют блочным кодом. Значность кодовых комбинаций должна удовлетворять условию:  $K \leq N$ , где  $K$  – число возможных сообщений ансамбля  $\{a\}$ ,  $N$  – число возможных кодовых комбинаций ансамбля  $\{b\}$ . Только в этом случае все сообщения  $a_j$  могут быть закодированы кодом  $b_j$ . Тогда, значность кодовых комбинаций определится выражением:

$$n \geq \log \langle K \rangle,$$

где скобки означают выбор большего целого, обычно, для возможности обнаружения ошибок применяют условие  $>$ , т.е код делают избыточным. При двоичном кодировании логарифм является двоичным. Правило составления блочного кода определяется кодовой таблицей, например, такой:

a:	a	б	в	г	д	.....
b:	0000	0001	0010	0011	0100	.....

В целом, составление блочного кода является операцией перевода чисел из одной системы счисления с основанием  $m_a$  в другую систему счисления с основанием  $m_b$ .

### 3.2.3. Цепные коды

При цепном кодировании (непрерывном) последовательности  $a_j$  и  $b_j$  формируются скользящим образом, т.е. каждая последующая кодовая комбинация зависит от содержания предыдущей. Простейшим примером служит т.н. дельта-код, символы которого формируются по правилу:

$b_j = a_j \ominus a_{j-1}$ , символ  $\ominus$  означает вычитание по модулю (основанию кода). Алгоритм сложения и вычитания по модулю рассмотрен в 3.2.5. Рассмотрим пример формирования дельта-кода. Пусть  $m_a = m_b = 8$ . Тогда последовательности сообщений  $a_j$  будет в соответствии с приведённым правилом соответствовать кодовая последовательность  $b_j$ :

a :	0	7	4	2	1	5	0	4	6	.....
b :	0	7	5	6	7	4	3	4	2	.....

При декодировании принимаемые элементы сообщения вычисляются по правилу сложения по модулю:  $a_j^* = b_j^* \oplus a_{j-1}^*$ . Поскольку

декодирование каждой последующей позиции опирается на результат предшествующей, то этому виду кода присуще явление размножения ошибок. Стоит один раз ошибиться и ошибки появятся во всех последующих позициях. Для устранения этого применяют т.н. относительный цепной код с правилом кодирования:

$$b_j = a_j \oplus b_{j-1}$$

Используя данные предыдущей таблицы, получим по этому правилу:

a :	0	7	4	2	1	5	0	4	6	.....
b :	0	7	5	5	4	1	7	5	1	.....

При декодировании по правилу:  $a_j^* = b_j^* \oplus b_{j-1}^*$  появление одной ошибки вызывает появление ошибки только в одной последующей позиции, этот код не вызывает размножения ошибок.

#### 3.2.4. Линейные коды

Одним из способов построения корректирующих (помехоустойчивых) кодов является т.н. кодирование линейным, делимым кодом. В этом случае кодовая комбинация состоит из блока информационных символов, несущих непосредственную информацию о сообщении, и блока т.н. проверочных символов, функционально зависящих от информационных. Блочный код значностью  $n$ , содержащий  $k$  информационных и  $r = n - k$  проверочных символов, называют делимым кодом и обозначают  $(n, k)$ . Вид кода:  $(a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_0, c_{r-1}, c_{r-2}, \dots, c_0)$ , где  $a_i$  – информационные символы,  $c_i$  – проверочные. Проверочные символы формируются с помощью линейных алгебраических уравнений, членами которых являются информационные символы с весовыми множителями  $b_{jv}$  ( $v$  – номер проверочного символа,  $j$  – номер информационного):

$$c_v = \sum_{j=0}^{k-1} b_{jv} a_j, \quad (3.18)$$

При этом, суммирование в (3.18) производится по модулю  $m_a$  кода, при двоичном коде  $m_a = 2$ . Весовые множители тоже есть числа в этом коде, для  $m_a = 2$ ,  $b_{jv} = 0$  или  $1$ . Проверочные символы и уравнения вида (3.18) служат для цели обнаружения и исправления ошибок. Схема формирования линейного делимого кода представлена на Рис. 3.4 для следующих условий: код  $(5,3)$ , двоичный, уравнения вида (3.18) имеют вид:

$$c_0 = a_0 \oplus a_2, \quad c_1 = a_0 \oplus a_1$$

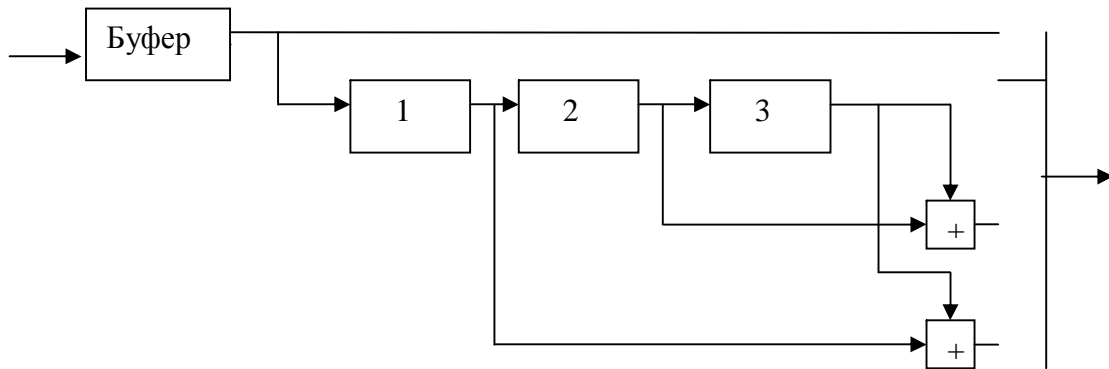


Рис. 3.4.

Работа схемы. Из буферного ЗУ код сообщения  $(a_0, a_1, a_2)$  заводится в ячейки памяти (1,2,3) так, что к концу трёх тактов в ячейке 3 хранится символ  $a_0$ , в 2 –  $a_1$ , в 1 –  $a_2$ . коммутатор находится сперва в верхнем положении и выводит на выход код сообщения, после заполнения ячеек памяти срабатывают вычислители (сумматоры по модулю) поверочных символов (квадратики с +), коммутатор переходит в среднее положение и выводит на выход символ  $c_1$ , далее в нижнее положение, снимая на выход  $c_0$ .

Таким образом на выходе кодера бут иметь место последовательность символов  $a_0, a_1, a_2, c_1, c_0$ .

### 3.2.5. Способы обнаружения и исправления ошибок.

Эти способы так или иначе связаны с введением избыточности в процесс создания кодов. При блочном кодировании самый простой способ состоит в том, что количество возможных кодовых комбинаций  $N = n^{ma}$  делается больше, чем количество возможных сообщений источника  $K = k^{mb}$ , где  $n$  и  $k$  - значности чисел кода и сообщений,  $m_a$   $m_b$  - основания чисел кода и сообщений, например, сообщения нумеруются в десятичной системе счисления, а числа кода в двоичной. Таким образом, при  $N > K$  образуются  $K$  разрешенных (соответствующих числу  $K$  сообщений источника) и  $\Delta N = N - K$  запрещённых кодовых комбинаций. Если при приёме образуется (в результате помех) запрещённая кодовая комбинация, то это свидетельство об ошибке. Нужно исправлять ошибку. Исправление ошибок основано на сравнении принятой запрещённой кодовой комбинации со всеми разрешенными с целью выявления минимальной разницы. Сравнение производится посредством вычисления кодового расстояния между сравниваемыми запрещённой и каждой из разрешенных комбинаций по алгоритму:

$$d_{ij} = \sum_{k=1}^n K_{ik} \oplus K_{jk} , \quad (3.19)$$

где  $K_{ik}$  и  $K_{jk}$  -  $k$  – тый разряд сравниваемых кодовых комбинаций  $K_{ik}$  и  $K_{jk}$   $n$  – значность кода, знак  $\oplus$  обозначение суммирования по модулю, алгоритм сложения по модулю состоит в следующем:

$$K_{ik} \oplus K_{jk} = \begin{cases} K_{ik} + K_{jk}, & \text{если } K_{ik} + K_{jk} < m_k \\ K_{ik} + K_{jk} - m_k, & \text{если } K_{ik} + K_{jk} \geq m_k \end{cases}$$

Попутно приведём алгоритм вычитания по модулю  $\ominus$  :

$$K_{ik} \ominus K_{jk} = \begin{cases} K_{ik} - K_{jk}, & \text{если } K_{ik} - K_{jk} \geq 0 \\ K_{ik} + K_{jk} + m_k, & \text{если } K_{ik} - K_{jk} < 0 \end{cases}$$

Для двоичных кодов таблица сложения по модулю имеет вид:

$0 + 0 = 0$ ,  $1 + 0 = 1$ ,  $0 + 1 = 1$ ,  $1 + 1 = 0$ , для вычитания по двоичному модулю будет иметь место тот же результат.

Пример. Пусть  $K_i = 11001111$ ,  $K_j = 01000110$ ,  $K_{ik} \oplus K_{jk} = 10001001$ , суммируя единицы в последнем числе, получим  $d_{ij} = 3$ , это и есть кодовое расстояние между комбинациями  $K_i$  и  $K_j$ .

Та разрешенная кодовая комбинация, для которой кодовое расстояние получилось наименьшим, принимается за переданную источником.

При блочном кодировании с выше рассмотренным процессом обнаружения и исправления ошибок может возникать ситуация, когда ошибка такова, что переводит одну разрешенную кодовую комбинацию в другую разрешенную. Выявление подобной ошибки возможно только после декодирования сообщений, с учётом их связей. Этот процесс мы здесь не рассматриваем. Далее рассмотрим как обнаруживаются и исправляются ошибки в линейных разделимых кодах ( см. предыдущий параграф).

Основой обнаружения и исправления ошибок здесь выступают проверочные символы и уравнения их получения. Во-первых, считается, что ошибки возникают при передаче информационных символов  $a_i$ , проверочные символы  $c_i$  считаются переданными без ошибок. Они, как и информационные, имеются в принятой кодовой комбинации.

На основе принятых информационных символов вычисляются вновь проверочные символы  $c_i^*$  по тем же уравнениям, что и при передаче. Далее производится обнаружение ошибок путём сравнения переданных  $c_i$  и  $c_i^*$  по алгоритму сложения по модулю. Например, пусть принятые проверочные символы (по примеру алгоритма у Рис. 3.4)  $c_0 = 1$ ,  $c_1 = 1$ . А вновь созданные  $c_0^* = 1$ ,  $c_1^* = 0$ . Тогда  $c_0 \oplus c_0^* = 1 \oplus 1 = 0$ ,  $c_1 \oplus c_1^* = 1 \oplus 0 = 1$ .

Эти два результата говорят о следующем: при передаче ни символ  $a_0$ , ни символ  $a_2$  из которых вычислены  $c_0$  и  $c_0^*$ , не претерпели искажений, а ошибка есть либо в  $a_0$ , либо в  $a_1$ , но  $a_0$  передано без искажений, значит, исказился символ  $a_1$  и его надо исправить на обратный (если принято 1, то был передан 0 и наоборот). Подобный способ исправления ошибок используется, например, в системах сотовой связи.

### 3.2.6. Цифровая модуляция

Способы цифровой модуляции подразделяются на: импульсно-кодовую модуляцию (ИКМ или КИМ) и дельта-модуляцию (ДМ).

При ИКМ непрерывный сигнал сперва подвергается временному квантованию (см. 1.1), далее каждый мгновенный отсчёт в точке временного квантования подвергается квантованию по уровню – процесс амплитудно-цифрового преобразования (АЦП) и представляется в форме импульсного кода (двоичного, к примеру, см. Рис. 1.2). Далее последовательность кодовых посылок модулирует несущую передатчика способами АМн или ЧМн или ФМн. Схема формирования ИКМ выглядит, таким образом, так, Рис. 3.5:

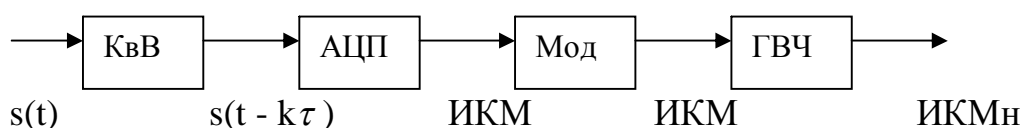


Рис.3.5

$s(t)$  – входной непрерывный сигнал,  $s(t - k\tau)$  – квантованный по времени сигнал с интервалом квантования  $\tau$ , ИКМ – цифровой сигнал, ИКМн – манипулированный вч- сигнал, Мод – модулятор генератора несущей ГВЧ.

При дельта-модуляции передаются не мгновенные значения непрерывного сигнала, а его стандартные приращения или уменьшения. При этом формируется ступенчатая, аппроксимирующая непрерывный сигнал функция  $s_{\Delta}(t)$ , которая сравнивается с непрерывным сигналом  $s(t)$  через стандартные интервалы времени  $\Delta t$ . Если при сравнении  $s_{\Delta}(t) < s(t)$ , то ступенчатая функция увеличивается на стандартную величину  $+\Delta s$ , если же  $s_{\Delta}(t) > s(t)$ , то уменьшается на  $-\Delta s$ . На Рис.3.6 изображён этот процесс,  $b(t)$  – стандартные импульсы одинаковой амплитуды и длительности, возникающие в моменты сравнения: положительные при приращении  $+\Delta s$ , отрицательные при приращении  $-\Delta s$ .

В канал связи передаются импульсы  $b(t)$ , которые при приёме преобразуются в  $s_{\Delta}(t)$  и далее сглаживаются фильтром низких частот в полосу сигнала  $s(t)$ . Схема формирования ДМ – сигнала изображена на Рис. 3.7.

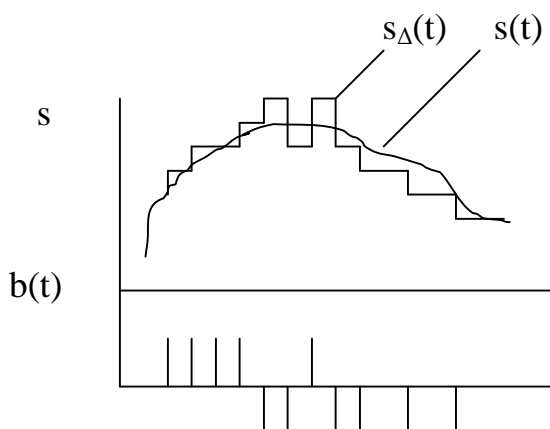


Рис.3.6

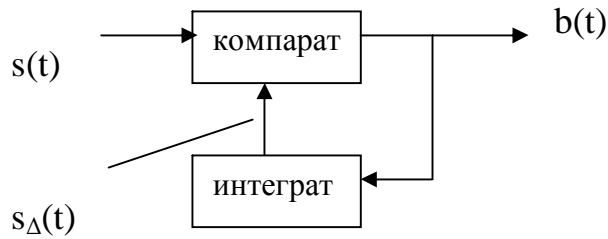


Рис.3.7

На рисунке представлен компаратор, сравнивающий входной сигнал со ступенчатой функцией и интегратор, формирующий ступенчатую функцию из последовательности стандартных импульсов.

Расстояние между соседними импульсами в  $b(t)$  равно  $\Delta t$ , приращения в  $s_{\Delta}(t)$  равны  $\pm \Delta s$  ( шаг дискретизации). Если количество шагов при максимальной величине  $|s(t)|_{\max}$   $m = |s(t)|_{\max} / \Delta s$ , то интервал  $\Delta t$  выбирается из условия:

$\Delta t \leq |s(t)|_{\max} / m|s'(t)|_{\max}$ , где  $|s'(t)|_{\max}$  - максимальное значение производной входного сигнала.

### 3.3.Способы разделения каналов в линиях связи.

Общим принципом построения многоканальных систем связи является принцип использования ортогональных сигналов в каналах. Такими сигналами могут быть либо сигналы, не перекрывающиеся во времени, либо сигналы, спектры которых не перекрываются на шкале частот, либо сигналы, ортогональные по фазе ( сдвиг на 90 градусов), либо кодовые ортогональные комбинации. В соответствии с этим классифицируют способы разделения каналов: **частотный, временной, фазовый и кодовый**.

При частотном разделении каналов, схема Рис. 3.8., входные сигналы  $s_i(t)$  ( $i = 1,2,3,\dots,n$ ), с максимальной частотой спектра  $F_{\max}$  модулируют по амплитуде каждый свою поднесущую частотой  $f_i$ . Полоса спектров модулированных сигналов в каждом канале равна  $2 F_{\max}$ . Следовательно, чтобы спектры не перекрывались, необходимо расстояние между соседними поднесущими выбирать из условия  $f_{i+1} - f_i \geq 2 F_{\max}$ . Отсюда, полоса частот, занимаемая всей многоканальной системой, будет составлять:

$$\Delta f \geq 2 F_{\max} \cdot n \quad (3.20)$$



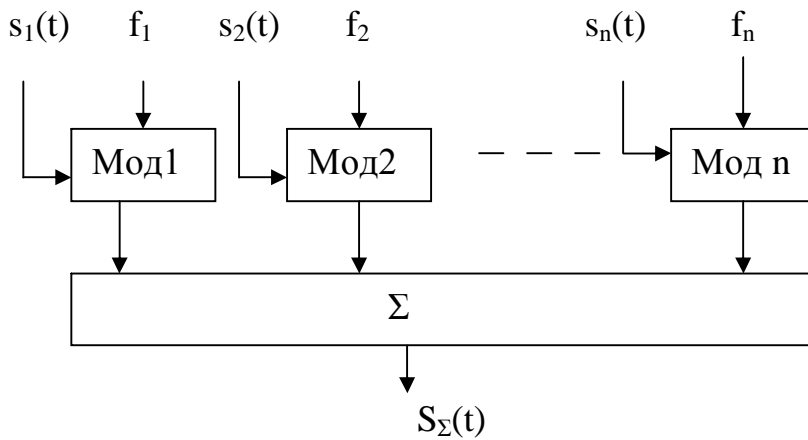


Рис.3.8

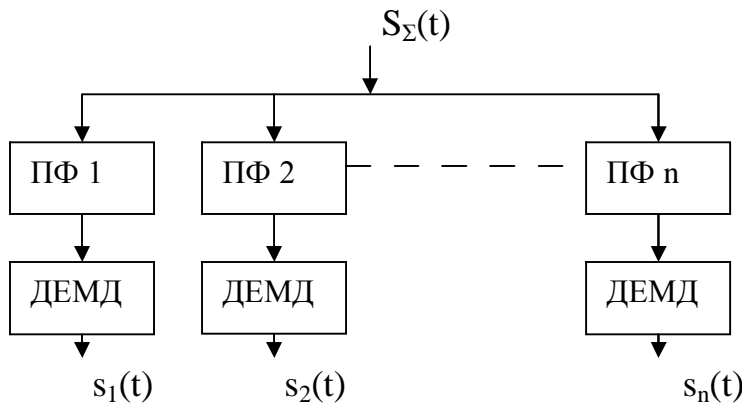


Рис.3.9

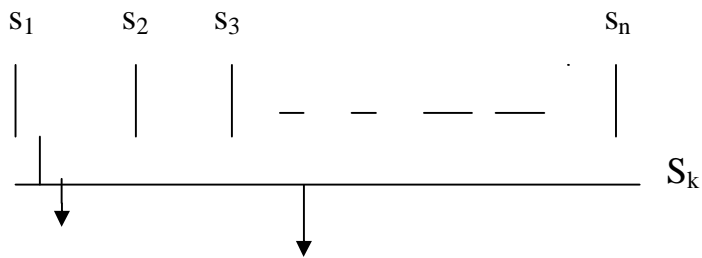
На приёмной стороне, Рис. 3.9, суммарный сигнал поступает на совокупность полосовых фильтров, каждый из которых выделяет свой модулированный на частоте поднесущей сигнал. Далее на выходе каждого фильтра устанавливается амплитудный детектор – демодулятор (ДЕМД) формирующий модулирующий исходный сигнал  $s_i(t)$ .

При временном разделении каналов каждый из исходных сигналов (с теми же параметрами, что и в предыдущем случае) подвергается квантованию по времени в соответствии с теоремой Котельникова-Шеннона так, чтобы отсчётные импульсы (длительностью  $\tau_{и}$ ) сигналов любого из каналов не перекрывались на любом из интервалов квантования  $\tau_{к}$ . Это можно, т.к. положение отсчётов любого из сигналов не зависит от начала отсчёта времени. Тогда, при  $n$  каналов и равномерном расположении отсчётных импульсов внутри интервала квантования, длительность отсчётных импульсов  $\tau_{и} = \tau_{к} / n$ ,  $\tau_{к} = 1/2F_{макс}$ . Полоса частот, занимаемая такой системой разделения каналов, определяется самым коротким из сигналов, т.е. длительностью импульса отсчёта:

$$\Delta f \geq 1 / \tau_{и} = 2F_{макс} \cdot n \quad (3.21)$$

Видно, что величины  $\Delta f$  по формулам (3.20) и (3.21) совпадают.

Схема формирования сигналов с временным разделением приведена на Рис. 3.10.



синхр.  $S_{\Sigma}(t)$   
Рис. 3.10

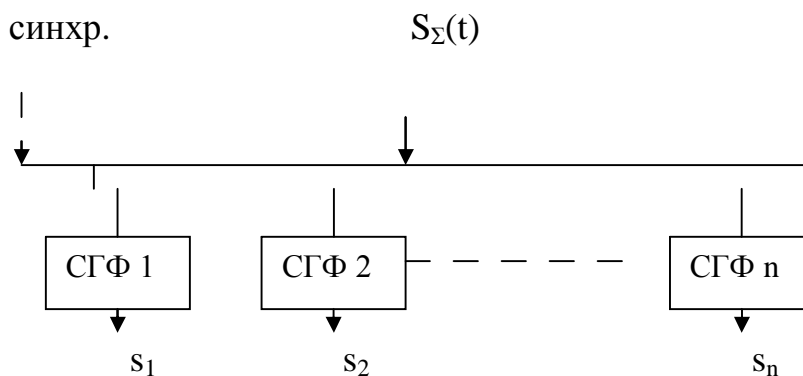


рис. 3.11

На рисунке 3.10 сигналы каналов по очереди подключаются к выходу коммутатором  $S_k$  с временем коммутации канала  $\tau_n$ , с периодом обхода ламелей коммутатора  $\tau_k$ . На приёмной стороне, Рис.3.11, суммарный сигнал  $S_{\Sigma}(t)$  также по очереди подключается к ламелям коммутатора-мультиплексора с теми же параметрами коммутации. Получение непрерывного сигнала обеспечивается сглаживающими фильтрами (СГФ).

Работы коммутаторов передающей и приёмной сторон должна быть синхронизирована, т.е. должен быть добавочный сигнал синхронизации.

При фазовом разделении сигналов используются два несущих (или поднесущих) колебания одной и той же частоты, но со сдвигом фазы между ними в  $90^\circ$ . Каждое колебание модулируется по амплитуде сигналом своего канала. Очевидно, что спектры модулированных несущих (поднесущих) имеют одинаковое положение на оси частот, перекрываются и общая полоса спектра совокупного радиосигнала составляет  $\Delta f = 2 F_{\text{макс}}$ .

Структура схемы формирования фазового разделения каналов изображена на Рис. 3.12

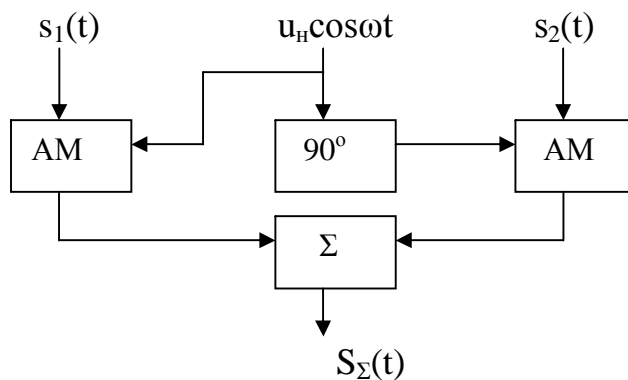


Рис.3.12

На приёмной стороне, Рис. 3.13, совокупный сигнал  $S_{\Sigma}(t)$  подаётся на два синхронных детектора, на каждый из которых поступает своё несущее (поднесущее) колебание с теми же фазовыми отношениями, что и на передающей стороне. На выходе ФНЧ детекторов выделяются исходные сигналы  $s_1$  и  $s_2$ .

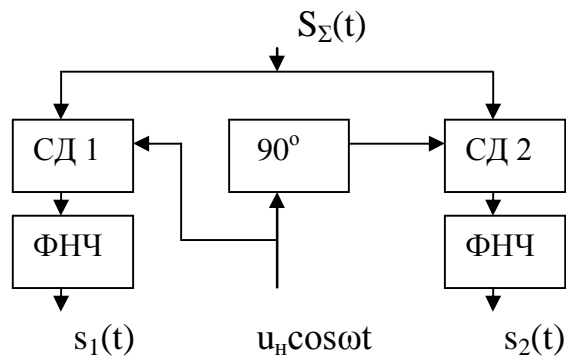


Рис. 3.13

При кодовом разделении для передачи информации используется одна и та же полоса частот и одни и те же интервалы времени. В каналах при этом используются различные кодовые комбинации взаимно по каналам ортогональные, т.е. мало взаимно коррелированные. Нахождение таких ансамблей сигналов является достаточно трудной задачей, однако разрешимой в некоторых частных случаях, например, когда алфавит ансамблей невелик.

### 3.4. Структурные схемы радиопередатчиков при различных видах модуляции.

В общем подходе к классификации схем радиопередающих устройств различают передатчики с непрерывными сигналами (амплитудная, частотная, фазовая модуляция) и передатчики с импульсными сигналами – импульсные передатчики, обычно в диапазоне СВЧ.

Рассмотрим сначала схемы с непрерывными радиосигналами.

Передатчик с АМ, Рис. 4.1.

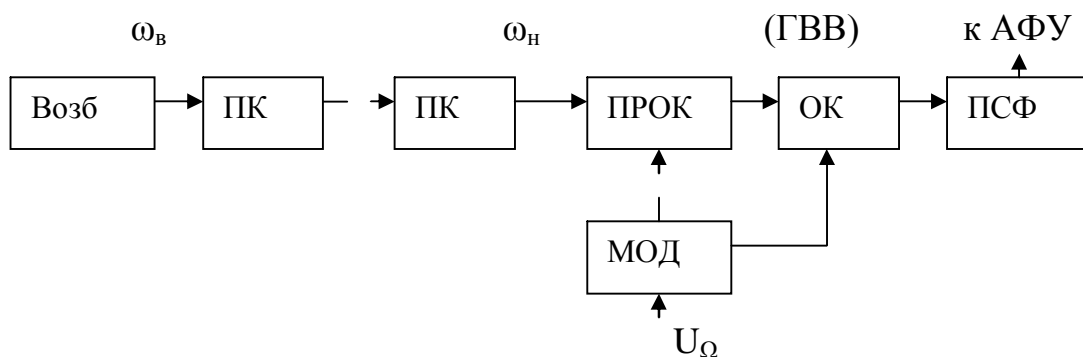


Рис. 4.1

Возбудитель формирует непрерывные колебания на выбранной частоте  $\omega_b$  из возможных частот  $\omega_{\text{вмин}} \dots \omega_{\text{вмакс}}$  с дискретностью выбора (перестройки)  $\Delta\omega_g$ . Далее в промежуточных каскадах ПК эти колебания усиливаются, умножаются по частоте, формируя непрерывные колебания на несущей частоте передатчика  $\omega_n$ . Эти колебания усиливаются в предоконечном (ПРОК) и в оконечном каскадах (ОК) так, что на выходе ОК имеет место колебание несущей с заданной мощностью. ПСФ – полосовой согласующий фильтр, назначение которого состоит в выделении необходимой полосы спектра модулированного радиосигнала и согласовании выходного сопротивления ОК с входным сопротивлением антенно-фидерного устройства (АФУ). Модулятор (МОД) имеет схему УНЧ, усиливающей исходный модулирующий сигнал  $U_\Omega$ , управляет коэффициентом усиления ОК и в ряде случаев ПРОК. Как ОК, так и ПРОК строятся по схеме ГВВ – генератора с внешним возбуждением.

Передатчик с ЧМ, Рис. 4.2

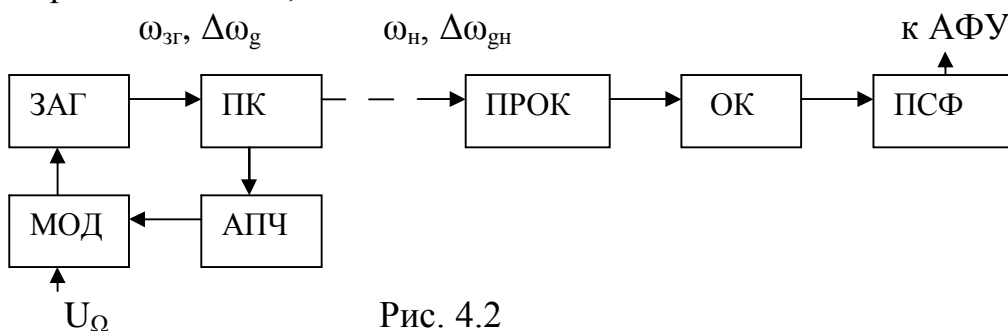


Рис. 4.2

В схеме радиосигнал с ЧМ формируется на уровне малых мощностей, в начале тракта усиления. Далее сигнал усиливается подобно тракту АМ. Задающий автогенератор со средней частотой  $\omega_{зг}$  модулируется по частоте сигналом  $U_\Omega$  от модулятора с частотой девиации  $\Delta\omega_g$ . Если тракт усиления содержит каскады умножения частоты с коэффициентом умножения  $N$ , то на выходе тракта ПК  $\omega_n = N \omega_{зг}$ ,  $\Delta\omega_{гн} = N \Delta\omega_g$ . ПРОК и ОК выполняют только задачу усиления мощности сформированного ЧМ- колебания.

Передатчик с ФМ, Рис.4.3.

В схеме задающий автогенератор ЗАГ работает на неизменной частоте, обычно высокостабильной. Модулятор управляет сдвигом фазы колебаний ЗАГ в тракте усиления. Далее вч-тракт подобен тракту схемы с ЧМ.

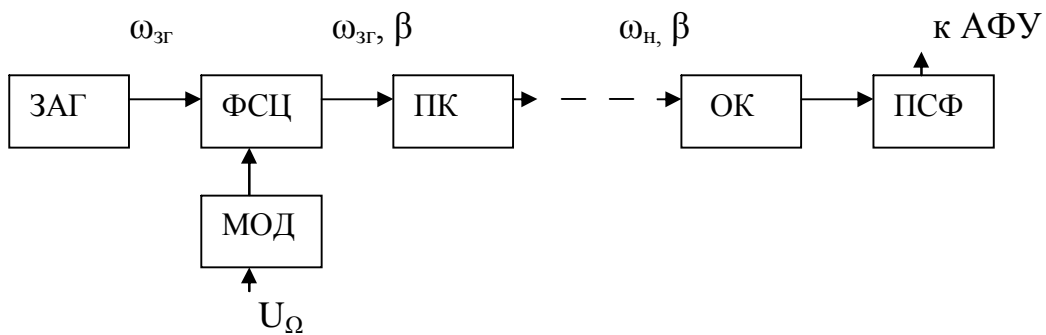


Рис. 4.3

Передатчик с однополосной модуляцией, Рис.4.4.

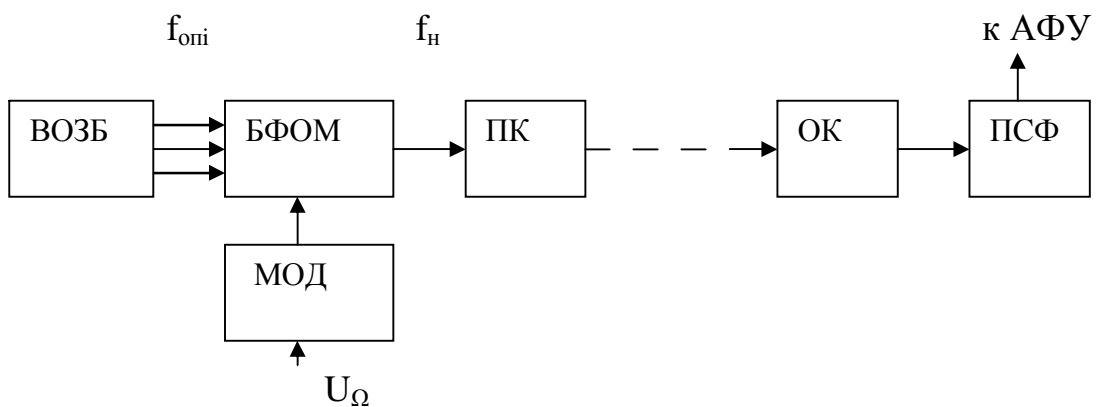


Рис 4.4

В схеме от возбуждителя на блок формирования ОМ – радиосигнала (БФОМ) подаются опорные частоты для преобразования спектров (см. 2.4). После формирования ОМ-сигнала на несущей частоте  $f_n$  никаких частотных преобразований не допускается, производится только усиление сформированного радиосигнала.

Рассмотрим теперь схемы передатчиков с импульсной модуляцией. Различают ИМ когерентного вида и некогерентного.

Схема с некогерентной модуляцией импульсов вч – на Рис. 4.5. В схеме ПМ – подмодулятор, импульсная схема (блокинг-генератор, мультивибратор или подобное), синхронизируемая от внешнего синхрогенератора РТС, формирующая импульс для запуска (управления) основного импульсного модулятора ИМ. Этот ИМ формирует импульс с требуемой длительностью, напряжением в импульсе и током в импульсе. Последние определяются электронным режимом ГСВЧ, работающего в режиме автогенератора (магнетрон, ЛОВ и подобные автогенераторы). Импульс ИМ является как бы источником питания для ГСВЧ. Так как импульсы последовательности формируются независимо друг от друга, то они не сфазированы по высокой частоте генерации, т.е. являются некогерентными.

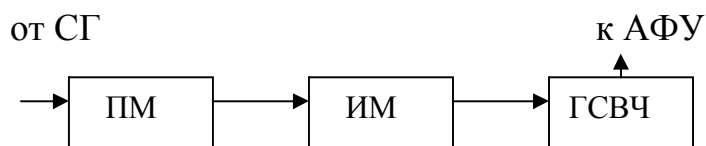


Рис. 4.5

Схема когерентного вида – Рис. 4.6.

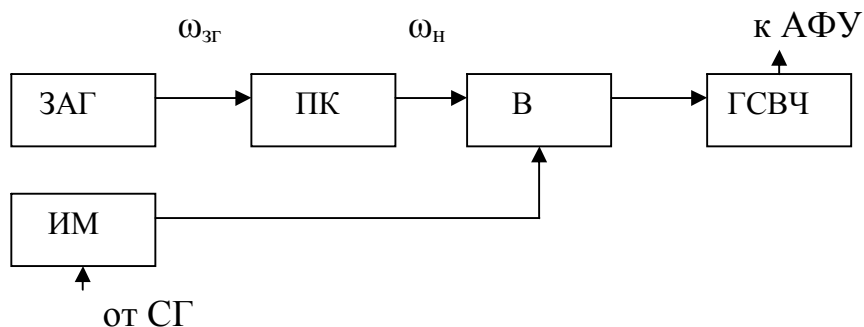


Рис. 4.6

В схеме ЗАГ – задающий генератор, работающий в непрерывном режиме генерации на частоте  $\omega_{зг}$ , ПК – промежуточные каскады усиления, умножения или преобразования частоты до требуемой частоты несущей передатчика  $\omega_{н}$ . Импульсный модулятор ИМ формирует импульс требуемых параметров, который открывает вентиль В, пропуская на ГСВЧ участки непрерывного колебания несущей частоты, которые являются, таким образом, сфазированными, когерентными. ГСВЧ работает в режиме усиления (как ГВВ) этих импульсных отрезков до необходимого уровня мощности. Видно, что эта схема подобна схеме передатчика с АМ.

Рекомендованные литературные источники:

[ 1 ] стр.48...76, 77...78, 214...220, [ 2 ] стр. 55...92

### Литература

1. Криницин В.В., Логвин А.И. Формирование и передача сигналов в авиационных радиоустройствах. –М.: Транспорт, 1998. 248 с.
2. Логвин А.И. Методы формирования сигналов. –М.: МГТУ ГА, 1993.
3. Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов. –М.: Радио и связь, 1991.

Вопросы для самопроверки по материалам лекций.

Лекция 1.

1. Укажите узлы схемы передачи информации, являющиеся областью сферы интересов дисциплины.
2. Укажите, в чём отличия непрерывного сигнала и дискретного.
3. Что такое – базовые функции, виды их.
4. Запишите ряд Котельникова – Шеннона, поясните его сущность и смысл параметров в нём.
5. Укажите виды моделей узкополосного сигнала.
6. Какими моделями представляются основные виды помех.
7. Какими параметрами оцениваются ошибки в непрерывном и дискретном каналах передачи информации?

Лекция 2.

1. Перечислите основные виды модуляции при гармонической несущей.
2. Перечислите основные виды модуляции при периодической импульсной несущей.
3. Изобразите схемы формирования сигналов при АМ, ЧМ, ФМ.
4. Изобразите схемы формирования однополосной модуляции.
5. Укажите параметры модулированных сигналов при АМ, ЧМ, ФМ и ОМ. Сравните их.
6. Изобразите формы сигналов для АМ<sub>n</sub>, ЧМ<sub>n</sub>, ФМ<sub>n</sub>.
7. Приведите формы сигналов при временных видах модуляции.

Лекция 3.

1. Приведите соотношения оценки количества информации по Хартли и Шеннону, поясните их смысл и укажите, когда эти меры совпадают.
2. Как оценивается максимальное количество информации?
3. Что такое – избыточность информации, на что она влияет?
4. В чём суть согласования производительности источников и пропускной способности каналов передачи информации?
5. Дайте определения понятия – взаимная информация, вследствие чего это понятие вводится?
6. Как ведёт себя величина количества информации источника в зависимости от вероятности сообщений в двоичном канале передачи?
7. Сравните эффективность двоичных каналов при разных видах модуляции.
8. Перечислите основные показатели кодирования.
9. Дайте классификацию видов кодов.
10. Каким образом обнаруживаются и исправляются ошибки при разных способах кодирования?
11. Поясните сущность формирования линейных, делимых кодов.
12. Поясните схемы формирования сигналов при цифровых видах модуляции.
13. Изобразите схемы разных способов разделения каналов. Как определяются полосы спектров сигналов в многоканальных системах связи?

## Содержание.

Стр.

Введение .....	
Лекция 1. Сигнала и каналы передачи информации .....	
1.1. Структурная схема системы передачи информации.....	
1.2. Классификация сигналов и их обобщённые параметры...	
1.3. Элементы обобщённой спектральной теории сигналов...	
1.4. Аналитические модели сигналов и помех.....	
1.5. . Каналы передачи информации. Классификация и алгоритмы работы .....	
Лекция 2. Модуляция как процесс управления информационными параметрами сигналов.....	
2.1. Виды модуляции .....	
2.2. Аналитическая модель, параметры и схема формирования АМ .....	
2.3. Аналитическая модель, параметры и схемы формирования ЧМ и ФМ.....	
2.4. Аналитическая модель, параметры и схемы формирования ОМ.....	
2.5. Другие виды модуляции .....	
Лекция 3.Элементы теории информации, теории кодирования..	
3.1. Мера количества информации .....	
3.2. Элементы теории кодирования .....	
3.3. Способы разделения каналов в линиях связи .....	
3.4. Структурные схемы радиопередатчиков при различных видах модуляции .....	