

Факультет фундаментальной подготовки

Кафедра теории электрических цепей и связи (ТЭЦ и С)

Дисциплина

Общая теория связи

Лектор:

Заведующий кафедрой
Шумаков Павел Петрович

Лекция № 8

Основные виды дискретной модуляции сигналов в телекоммуникациях.

Учебные вопросы:

1. Цифровая модуляция сигналов.
2. Сигналы с дискретной амплитудной модуляцией (АМн)
3. Дискретная частотная модуляция сигналов ЧМн
4. Дискретная фазовая модуляция сигналов ФМн.
5. Дискретная Квадратурная модуляция сигналов.

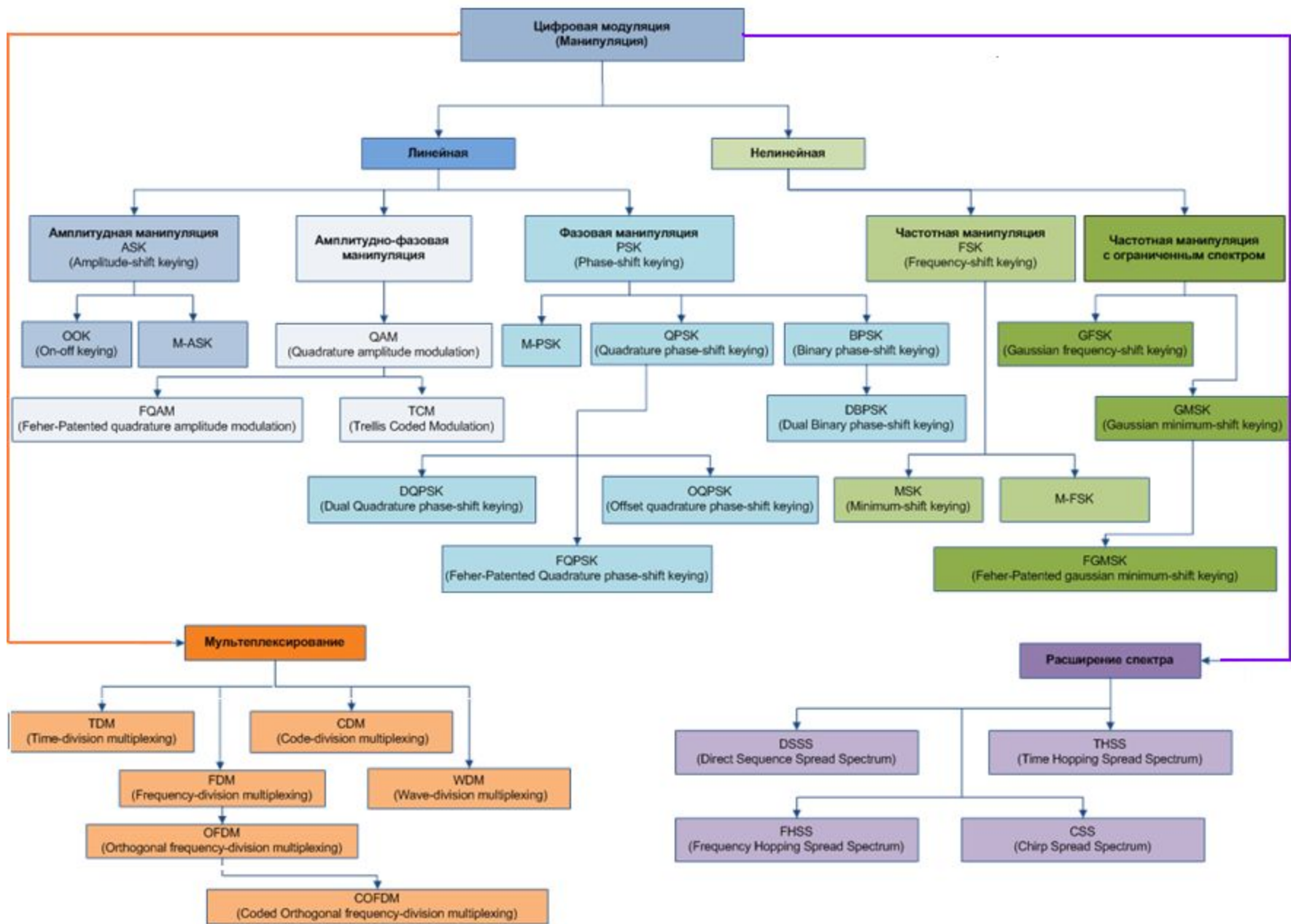
Литература:

Стр. 125..128, 129..136, 137..152;.

Используя MathCAD , создать временную модель сигнала КАМ16: Построить созвездие , изобразить временную диаграмму при кодировании двух байта, полученных от ДСЧ с порогом 0.5.

Рассчитать спектр используя функцию быстрого преобразования Фурье (fft) для 1024 отсчетов сигнала.





Стандартизованные аббревиатуры типов модуляции

Кодовое обозначение	рус. Тип модуляции сигнала	англ. Type of signal modulation
QPSK	квадратурная фазовая манипуляция	quadrature phase shift keying
ADM	адаптивная дельта-модуляция	adaptive delta modulation
ADPCM	адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция	adaptive differential pulse code modulation
ADSM	асинхронная дельта-модуляция	asynchronous delta sigma modulation
AFM	амплитудно-частотная модуляция	amplitude-frequency modulation
APCM	адаптивная импульсно-кодовая модуляция	adaptive pulse-code modulation
APK	амплитудно-фазовая манипуляция (система манипуляции)	amplitude phase keying (keyed-system)
APM	амплитудно-фазовая модуляция	amplitude phase modulation
APSK	амплитудно-фазовая манипуляция	amplitude phase shift keying
BCFSK	частотная манипуляция двоичным кодом	binary code frequency shift keying
BDM	двоичная дельта модуляция	binary delta modulation
BDPSK	двоичная дифференциальная фазовая манипуляция	binary differential phase shift keying
BFSK	двоичная частотная манипуляция	binary frequency shift keying
BPSK	двоичная фазовая манипуляция	binary phase shift keying
C4FM	непрерывная четырехуровневая частотная модуляция	continuous 4-level frequency modulation
CAP	амплитудно-фазовая модуляция без несущей	Carrierless AM-PM
CASK M=16	когерентная амплитудная манипуляция	coherent amplitude shift keying BIPOLAR
CASK M=2	когерентная амплитудная манипуляция однополярная	coherent amplitude shift keying UNIPOLAR

CDM	компрессированная дельта модуляция	companded delta modulation
CFM	компрессированная частотная модуляция	companded frequency modulation
CFSK M=2, 4	когерентная частотная манипуляция	coherent frequency shift keying
CIM	импульсно-кодовая модуляция	coded impulse modulation
CPFSK	частотная манипуляция с непрерывной фазой	continuous phase frequency shift keying
CPM	фазовая модуляция с непрерывной фазой	continuous phase modulation
CPSK	когерентная фазовая манипуляция	coherent phase shift keying
CQPSK	когерентная четвертичная фазовая манипуляция	coherent quadriphase shift keying
DDM	относительная дискретная модуляция	difference discrete modulation
DECPSK K	дифференциально-кодированная когерентная фазовая манипуляция	differentially encoded coherent phase shift keying
DEPSK	дифференциально-кодированная фазовая манипуляция	differential encoded phase shift keying
DFSK	двойная частотная манипуляция	double frequency shift keying
DM	дельта модуляция	delta modulation
DMT	многоканальная модуляция (дискретный мультифон)	Multitone modulation (discrete Multitone)
DPCM	дифференциальная импульсно-кодовая модуляция	differential pulse-code modulation
DPCM	дельта импульсно-кодовая модуляция	delta pulse-code modulation
DPM	дифференциальная фазовая модуляция	differential phase modulation
DPPM	дифференциальная импульсно-позиционная модуляция	differential pulse position modulation
DPSK M=2(4,8,16)	дифференциальная фазовая манипуляция	differential phase shift keying

DQPSK	дифференциальная QPSK (см. QPSK)	differential QPSK
FFSK	фильтруемая частотная манипуляция	filtered FSK
FM	частотная модуляция	frequency modulation
FMFB	частотная модуляция с обратной связью	frequency modulation feedback
FM-PM	частотно-фазовая модуляция	frequency modulation-phase modulation
FSK	частотная манипуляция	frequency shift keying
GFPM	частотно-позиционная модуляция со стробированием	gated frequency position modulation
GMSK	минимальная манипуляция с гауссовым фильтром или гауссовская минимальная манипуляция	gaussian filtered minimum shift keying or gaussian minimum shift keying
GTFM	«прирученная» частотная модуляция	generalized tamed frequency modulation
HADM	гибридная аналогово-цифровая модуляция	hibrid analog and digital modulation
HM	гибридная модуляция или фоновая модуляция	hibrid modulation or hum modulation
LDM	линейная дельта-модуляция	linear delta modulation
LPCM	линейная импульсно-кодовая модуляция	linear pulse code modulation
MFKP	многоканальная манипуляция	multi-frequency key pulsing
MFSK	многократная или многоуровневая частотная манипуляция	multiple or multilevel FSK
MPSK	многократная фазовая манипуляция	multiple PSK
MSK	минимальная манипуляция	minimum shift keying
NBFM	узкополосная частотная модуляция	narrow-band frequency modulation

NCASK M=2	некогерентная амплитудная манипуляция	noncoherent amplitude shift keying
NCFSK M=2 (4, 8)	некогерентная частотная манипуляция	noncoherent frequency shift keying
OQPSK	квадратурно-фазовая манипуляция со сдвигом (частоты)	offset QPSK
PACM	амплитудная импульсно-кодовая модуляция	pulse amplitude code modulation
PAM	амплитудно-фазовая модуляция, амплитудно-импульсная модуляция АИМ	phase amplitude modulation, pulse-amplitude modulation
PBM	пакетно-импульсная модуляция	pulse burst modulation
PCM-FM	ИММ-ЧМ (импульсно-кодовая модуляция)	pulse-code frequency modulation
PDBM	двоичная фазо-импульсная модуляция	pulse delay binary modulation
PDM-FM	ШИМ-ЧМ (широтно-импульсная модуляция)	pulse-frequency modulation
PFM	ЧИМ (частотно-импульсная модуляция)	pulse frequency modulation
PFSK	частотно-фазовая манипуляция	phase frequency shift keying
PHDM	фазо-разностная модуляция	phase difference modulation
PIM	ФИМ (фазо-импульсная модуляция)	pulse interval modulation
PM	фазовая модуляция	phase modulation
PNM	импульсно-числовая модуляция	pulse number modulation
PPBM	двоичная поляризационно-импульсная модуляция	pulse polarization binary modulation
PPM	фазо-импульсная модуляция	pulse phase modulation
PRM	ЧИМ (частотно-импульсная модуляция)	pulse rate modulation

PSK	фазовая манипуляция	phase shift keying
PTM	ШИМ и фазо-временная модуляция	pulse time modulation and phase time modulation
QAM m=4 (16)	квадратурно-амплитудная модуляция	quadrature amplitude modulation
QM	квадратурная модуляция	quadrature modulation
QPAM	АИМ с квантованием	quantized pulse amplitude modulation
QPSK	квадратурно-фазовая манипуляция	quadrature phase shift keying
QPSK	четвертично-фазовая манипуляция	quaternary phase shift keying
RPSK	относительная фазовая манипуляция	relative phase shift keying
SDM	статистическая дельта модуляция	statistic delta modulation
SFM	ЛЧМ и пространственная частотная модуляция	swept frequency or space frequency modulation
SIDM	дельта модуляция с единичной интерацией	single integration delta modulation
SQFM	симметричная квадратичная частотная модуляция	symmetric quadratic frequency modulation
SQPS	ступенчатая квадратурно-фазовая манипуляция	staggered QPSK
SSM	модуляция с расширенным спектром	spread spectrum modulation
SSPSK	фазовая манипуляция с расширенным спектром	spread spectrum phase shift keying
TFM	управляемая частотная модуляция	tamed frequency modulation
WBFM	широкополосная частотная модуляция	wideband frequency modulation

Цифровая модуляция

Дискретная модуляция – сигнал на выходе модулятора дискретный.

Если на входе дискретного модулятора сигнал дискретный, то производится манипуляция параметров несущего колебания конечным числом значений модулирующего сигнала $m=1,2,3\dots M$ и модуляция называется цифровой.

В частном случае, когда модулирующим является двоичный сигнал (значения 0 и 1) цифровая модуляция называется **манипуляцией**.

Критерии сравнения эффективности различных видов модуляции

Теоретически, величиной, характеризующей эффективность цифровой системы связи, является пропускная способность C [бит/с]. Пропускная способность характеризует количество информации, которое может быть передано в системе связи в единицу времени (со 100% достоверностью).

Верхняя граница пропускной способности в системе при заданном отношении сигнал/шум и доступной полосе передачи устанавливается теоремой Шеннона:

$$C = \Delta F \log_2 (1 + S/N),$$

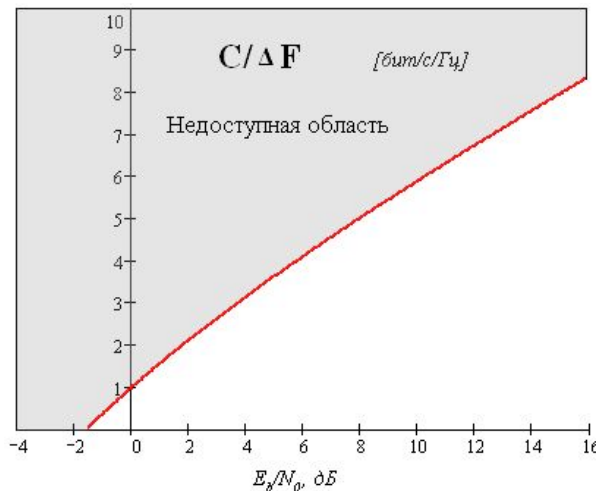
где C – пропускная способность (бит/с), ΔF – доступная ширина полосы пропускания системы (Гц),
 S – средняя мощность принятого сигнала,
 N – средняя мощность шума.

Однако, средняя мощность шума зависит от ширины полосы: $N = N_0 \Delta F$,
где N_0 – спектральная плотность мощности шума.

При исследовании систем связи обычно оперируют не отношением сигнал/шум, а величиной

$$E_b / N_0$$

– отношением энергии бита к плотности мощности шума, т.к. получаемые при этом соотношения содержат минимальное количество вторичных величин. Энергия бита – энергия, необходимая для передачи одного бита информации, равная произведению мощности передатчика на длительность бита $E_b = P T_b = U^2 T_b$.



Чем больше E_b / N_0 , тем больше информации можно передавать в одной и той же полосе.
Чем меньше E_b / N_0 , тем большая полоса потребуется для передачи одинакового количества информации в единицу времени.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\Delta F}{C} \left(2^{\frac{C}{\Delta F}} - 1 \right)$$

Существует два основных критерия сравнения эффективности различных видов модуляции:

критерий спектральной эффективности

критерий энергетической эффективности.

Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для передачи информации с определенной скоростью.

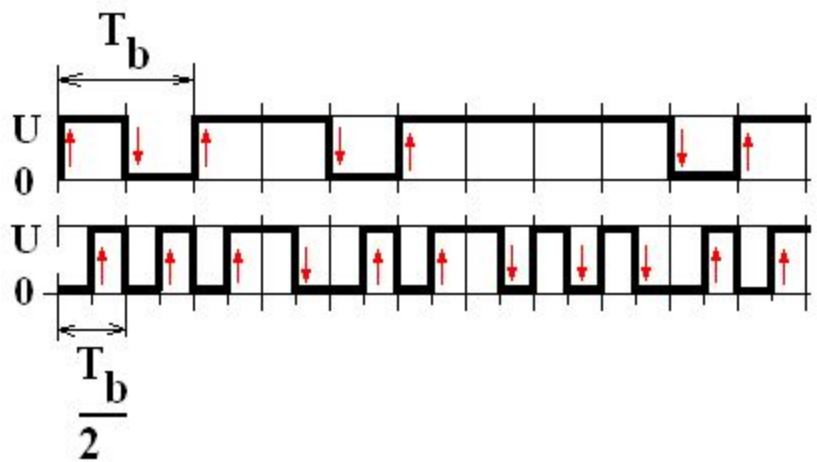
Скорость передачи бит (битрейт) $B_r = 1/T_b$.

Если бит передается импульсом прямоугольной формы то ширина спектра передаваемого сигнала составляет $2/T_b = 2B_r$

Энергетическая эффективность описывает мощность, необходимую для передачи информации с заданной достоверностью (вероятностью ошибки).

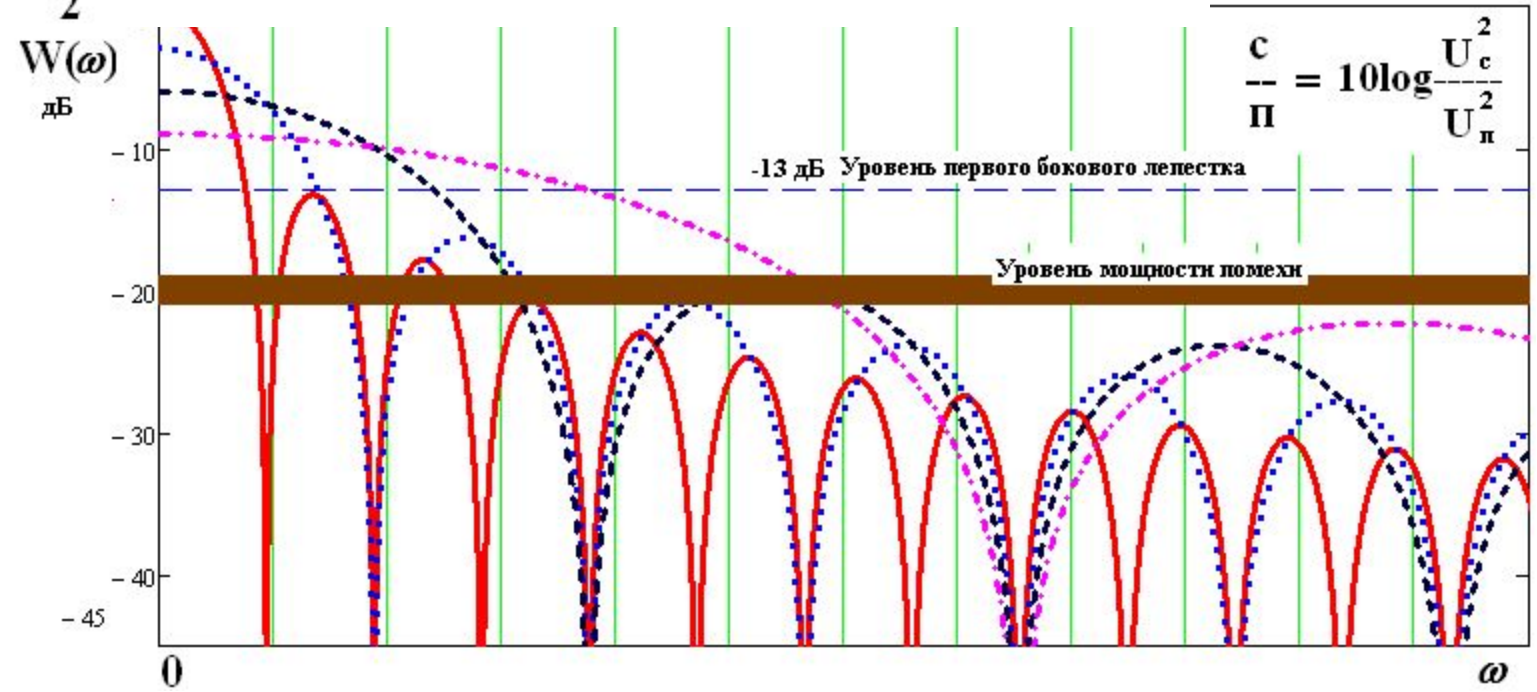
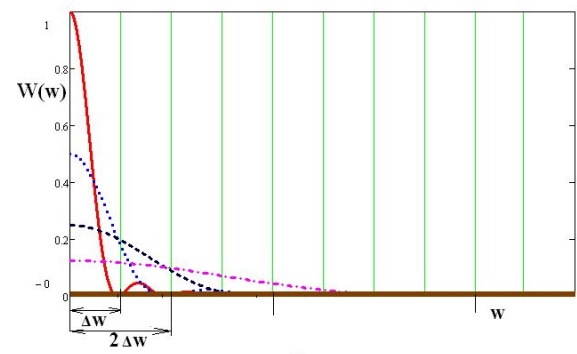
Скорость передачи бит (битрейт) $B_r = 1/T_b$.

Если бит передается импульсом прямоугольной формы то ширина спектра передаваемого сигнала составляет $2/T_b = 2B_r$



$B_r = 1/T_b$

$B_{r2} = 2B_r = 1/(T_b/2)$



$\frac{C}{\Pi} = 10 \log \frac{U_c^2}{U_{\Pi}^2}$

$$S_{ASK}(t) = A[c(t) + B] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad 0 \leq t \leq T;$$

A, φ_0, B -- постоянные;
 $c(t)$ – цифровой модулирующий (информационный) сигнал;
 ω_0 -- несущая частота.

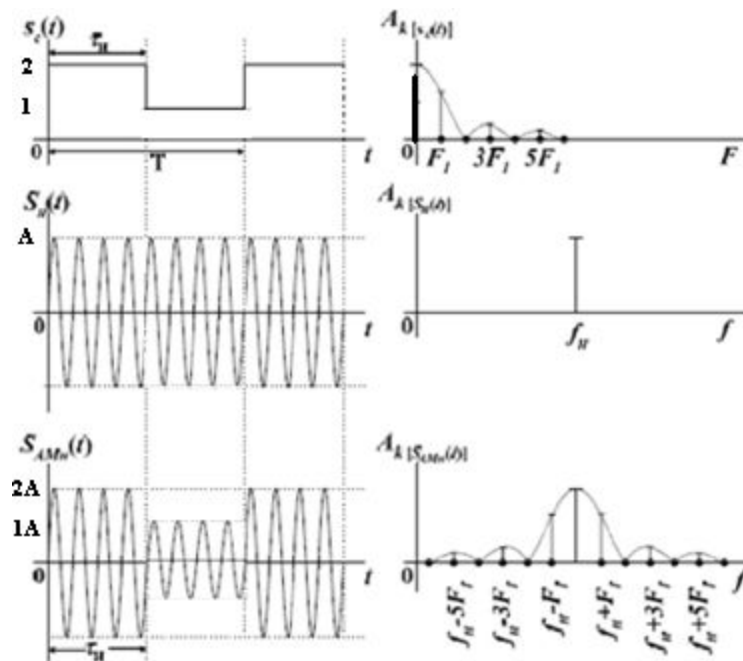
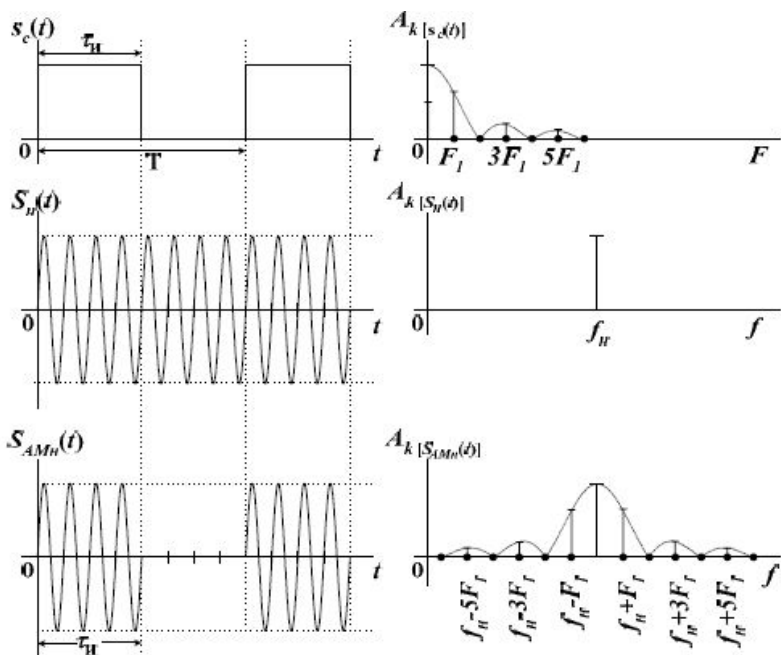
Амплитудная манипуляция (АМн).

(ООК: On-Off Keying Включено-Выключено)

Если $c(t) \in \{0,1\}$ и $B=0$ ООК является частным случаем ASK при $B=0$.

$$S_{AM_H}(t) = A \cdot c(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad 0 \leq t \leq T;$$

Если $c(t) \in \{0,1\}$ и $B=1$

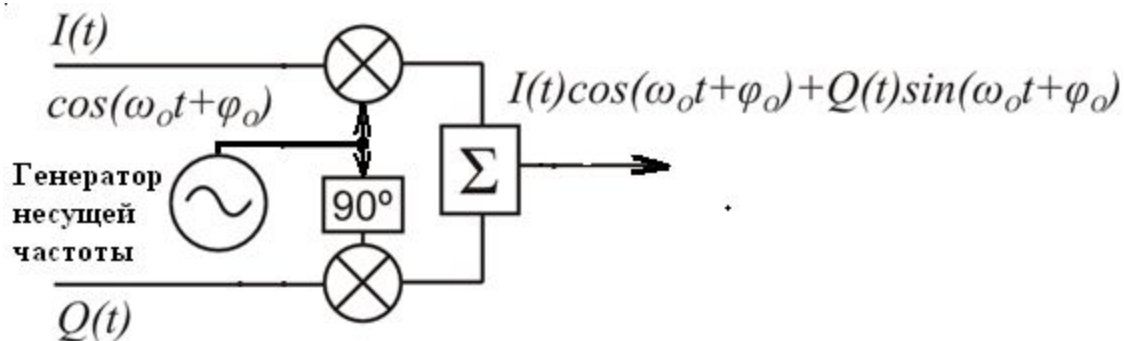


Узкополосный модулированный сигнал с произвольным видом модуляции можно представить в виде:

$$s(t) = I(t) \cos(\omega t) - Q(t) \sin(\omega t)$$

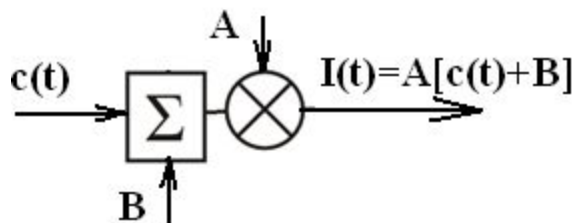
Где: ω – несущая частота радиосигнала,

$I(t)$ и $Q(t)$ называются соответственно синфазной и квадратурной составляющими модулирующего сигнала.



$$S_{ASK}(t) = A[c(t) + B] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad 0 \leq t \leq T;$$

$$I(t) = A[c(t) + B] \quad Q(t) = 0$$



Сигнальное созвездие (constellation)

Множество возможных значений квадратурных компонент $I(t)$ и $Q(t)$ называется **сигнальным созвездием**.

Данное множество отображают на декартовой плоскости.

По оси абсцисс отложены значения синфазной составляющей $I(t)$, а по оси ординат – квадратурной $Q(t)$.

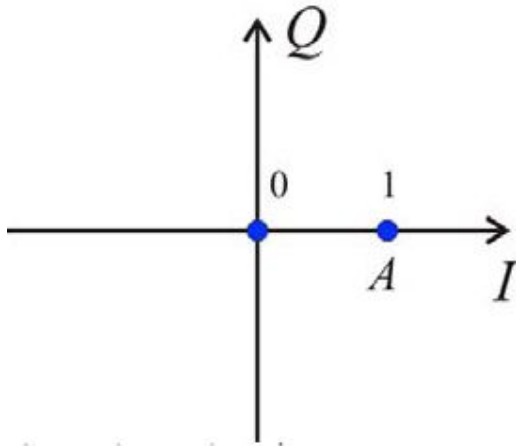
Точка на плоскости с координатами (x, y) соответствует состоянию сигнала, в котором синфазная составляющая равна x , квадратурная равна y .

Таким образом, сигнальное созвездие – это диаграмма возможных состояний сигнала.

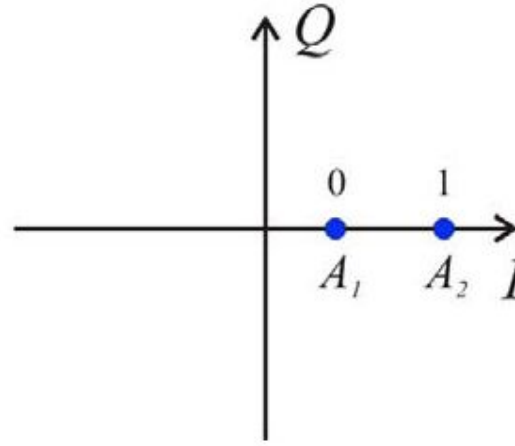
Амплитуда модулированного радиосигнала в текущем состоянии равна: $A^2(t) = I^2(t) + Q^2(t)$,

а фаза равна углу вектора, указывающего в точку (I, Q) , отсчитываемого от оси абсцисс в положительном направлении (против часовой стрелки).

сигнальное созвездие модуляции ООК



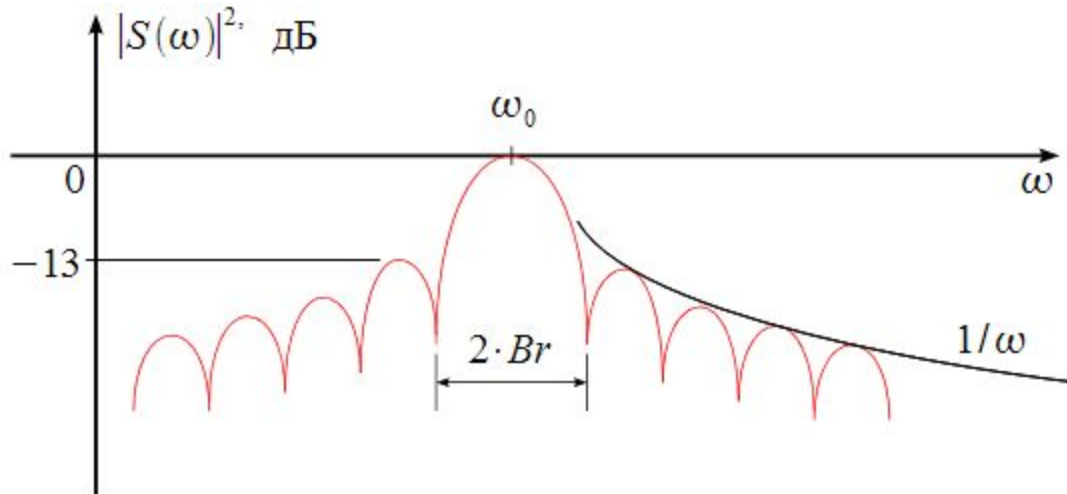
сигнальное созвездие модуляции ASK



Спектр сигнала с цифровой амплитудной манипуляцией (АМн).(ООК On-Off Keying)

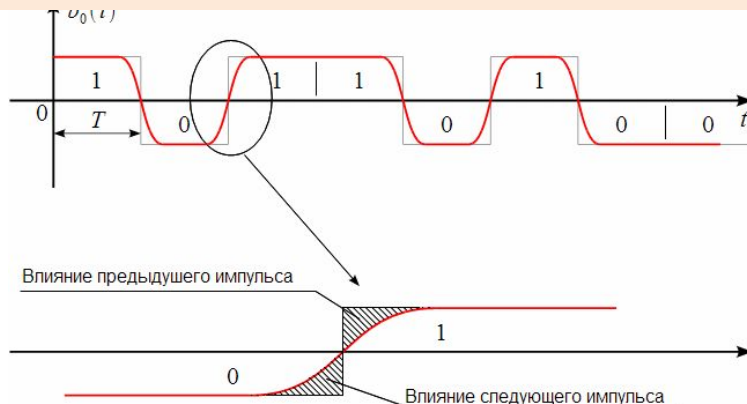
Выражение для спектральной плотности мощности сигнала ООК с прямоугольной формой импульсов имеет вид:

$$W(f) = |S(f)|^2 = \frac{A^2 T_b}{4} \left[\frac{\sin(x)}{x} \right]^2 [1 + T_b \delta(f - f_H)] ; \quad x = \pi |f - f_H| T_b$$

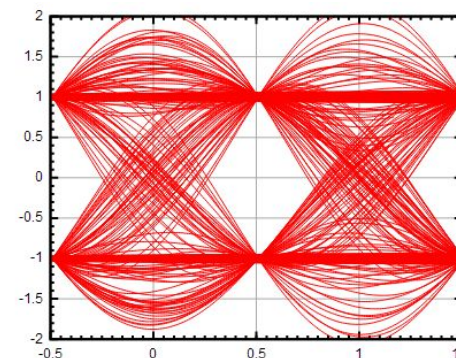
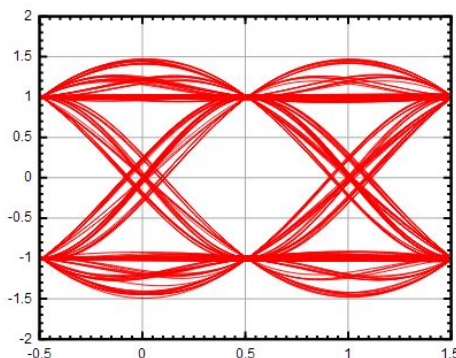
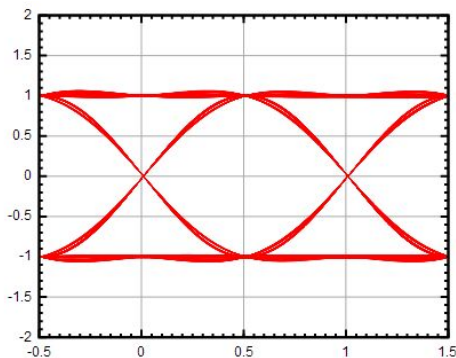


$$Br = \frac{1}{T_b}$$

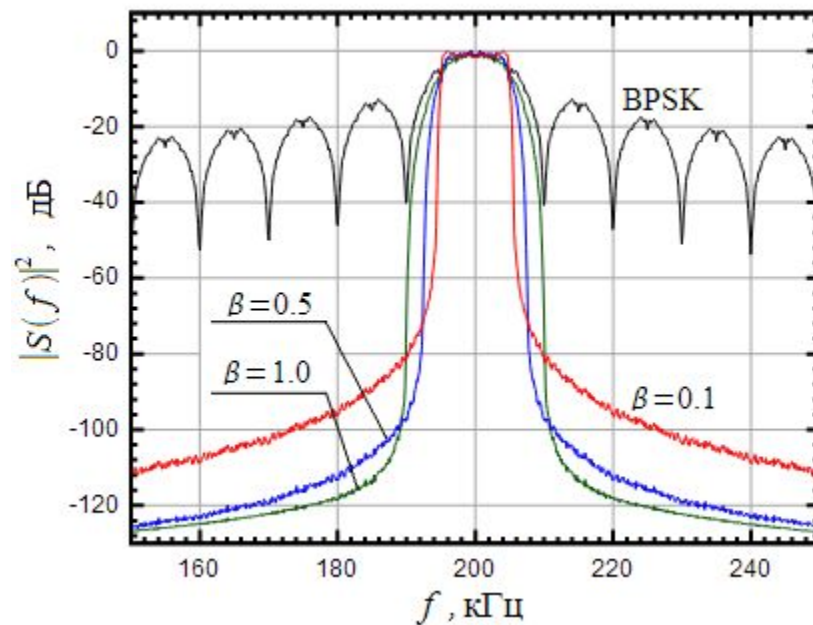
Чтобы сузить полосу занимаемых частот используют формирующий фильтр, например, Гауссовский. Однако это приводит к интерференции соседних импульсов.



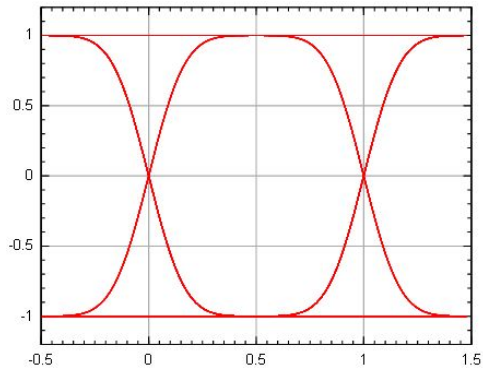
Глазковая диаграмма при интерференции соседних импульсов



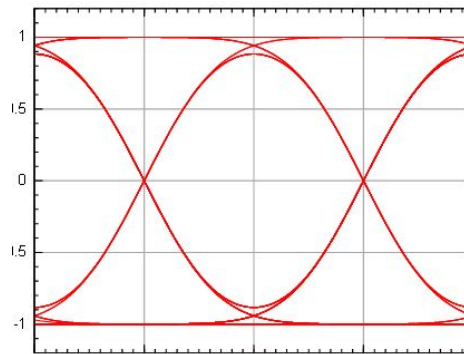
Двоичный код	Выход двоичного источника	Формирование глазковой диаграммы на выходе линейного фильтра
000		
001		
010		
011		
100		
101		
110		
111		
Суперпозиция		



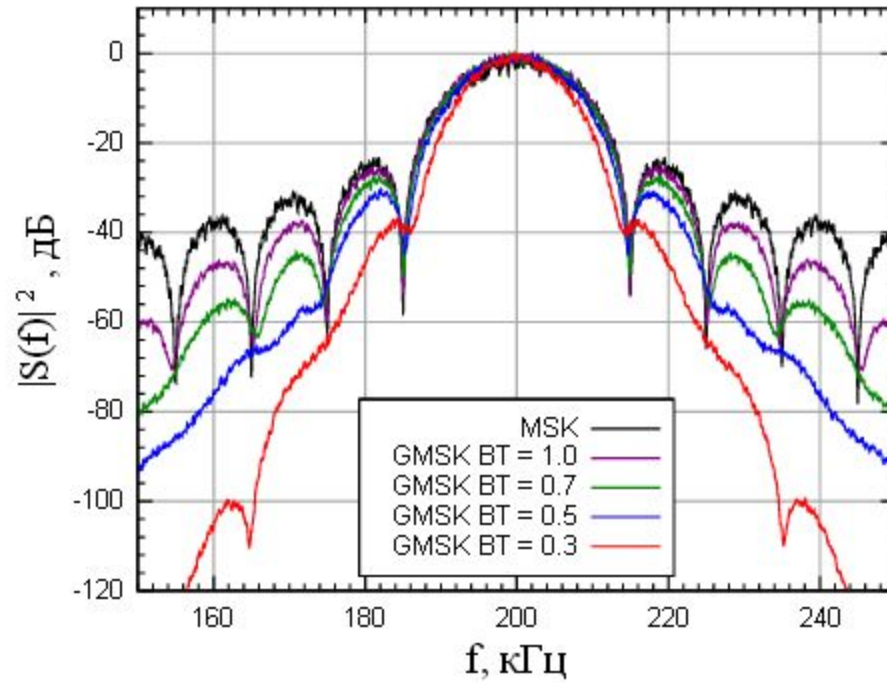
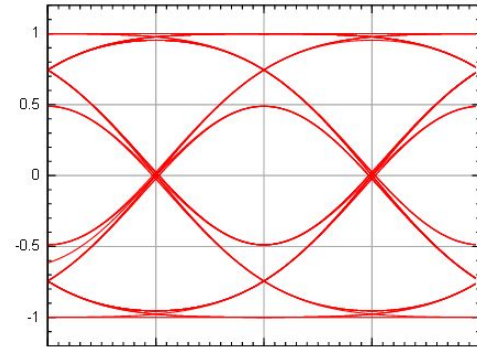
BT=1



BT=0.5



BT=0.3

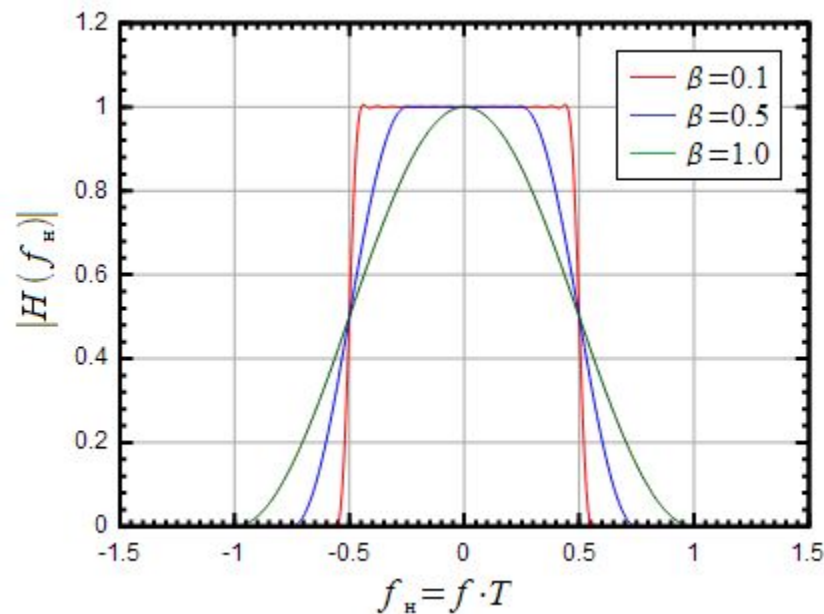
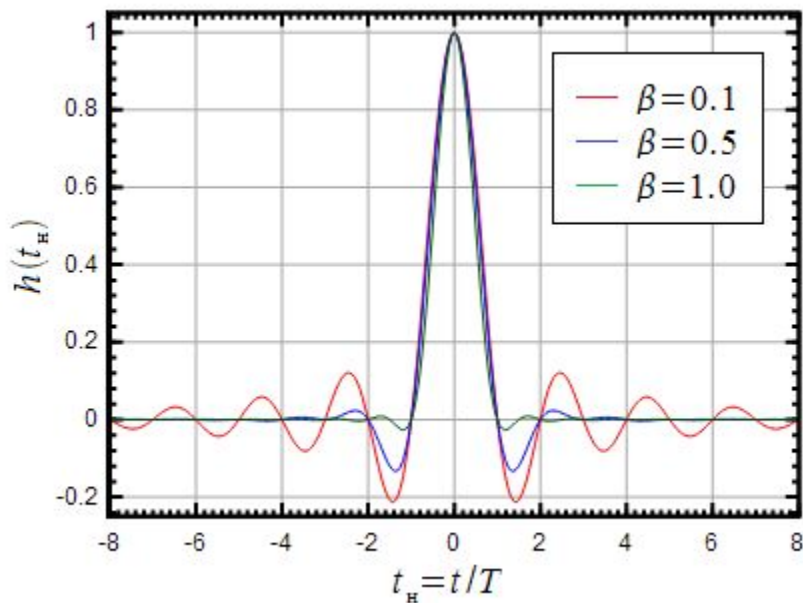
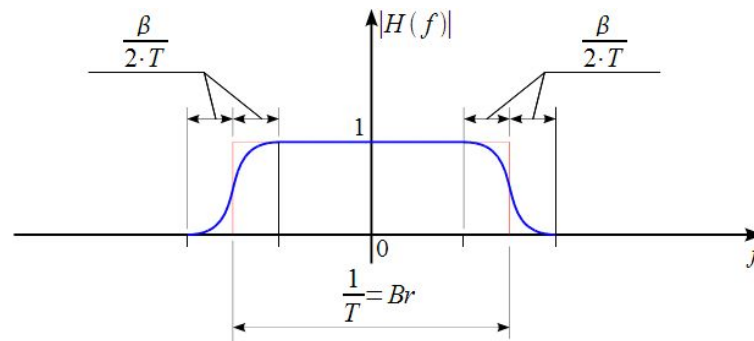


Для борьбы с межсимвольной интерференцией используют формирователи импульсов специальной формы, например импульсы Найквиста.

$$h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t/T) = \frac{\sin(\pi \cdot t/T)}{\pi \cdot t/T}$$

$$h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t/T) \cdot w(t);$$

$$w(t) = \frac{\cos(\pi \cdot \beta \cdot t/T)}{1 - 4 \cdot \beta^2 \cdot t^2/T^2}$$



Математическая модель ДАМ сигнала

$$S_{DAI}(t) = \text{Re} \left[A_m \cdot b(t) \cdot e^{j[\omega_0 t + \varphi_0]} \right] = A_m \cdot b(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad 0 \leq t \leq T; m = 1..M$$

$A_m = (2m-1) \cdot d$ амплитуда сигнала, принимает $M=2^k$ вещественных положительных и отрицательных значений $k=1,2,3,\dots$; $2d$ - минимальное расстояние между двумя соседними амплитудами.

$b(t)$ - управляющий вещественный сигнал в виде прямоугольного импульса либо импульса Найквиста.

$e^{j[\omega_0 t + \varphi_0]}$ - комплексное несущее колебание

При модуляции ASK множество возможных значений амплитуды радиосигнала ограничивается двумя значениями. Для повышения спектральной эффективности можно использовать большее количество значений амплитуды радиосигнала.

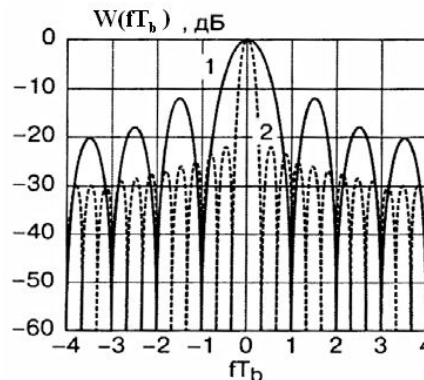
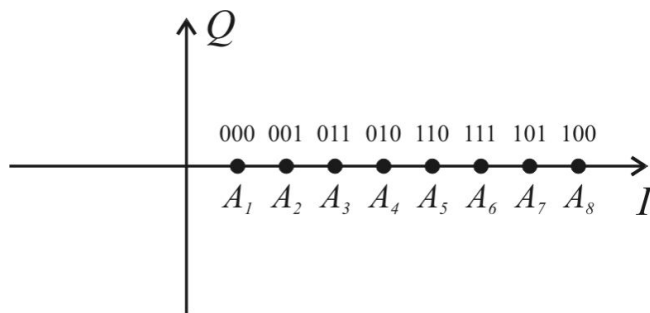
Сгруппируем биты исходного информационного сообщения в пары. Каждая такая пара называется *символом*. Если каждый бит имеет множество значений $\{0,1\}$, то каждый символ имеет четыре возможных значения из множества $\{00, 01, 10, 11\}$.

Сопоставим каждому из возможных значений символа значение амплитуды радиосигнала из множества $\{0, A, 2A, 3A\}$.

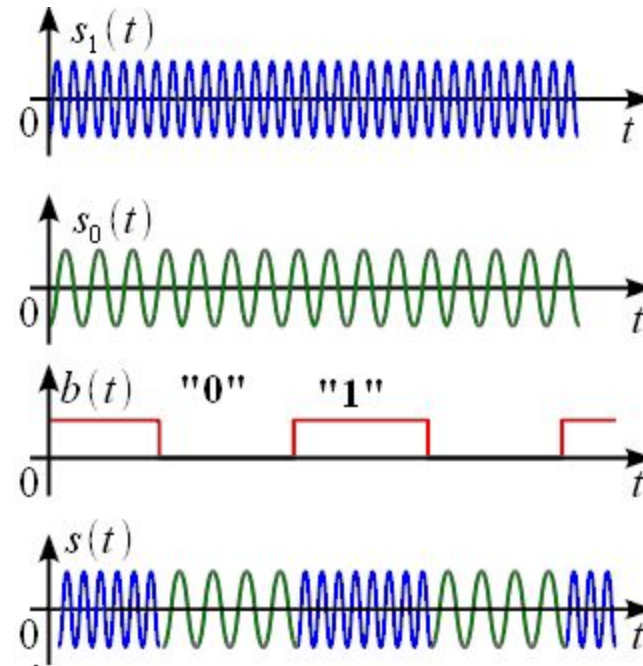
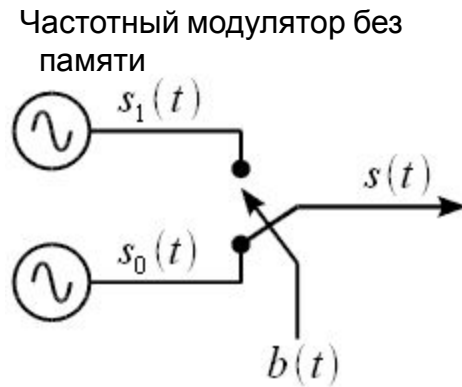
Аналогичным образом можно группировать тройки, четверки и большее количество бит в одном символе.

Получится *многоуровневый (многопозиционный) сигнал M-ASK* с размерностью множества возможных значений амплитуды сигнала $M = 2^k$, где k - число бит в одном символе.

Например, сигнал с модуляцией 8-ASK имеет 8 возможных значений амплитуды сигнала и 3 бит в одном символе. сигнал с модуляцией 256-ASK имеет 256 возможных значений амплитуды сигнала и 8 бит в одном символе.



Спектральная плотность мощности сигнала M-ASK вычисляется по формуле аналогичной АМн с заменой битового интервала T_b символьным интервалом $T_s = T_b \log_2 M$

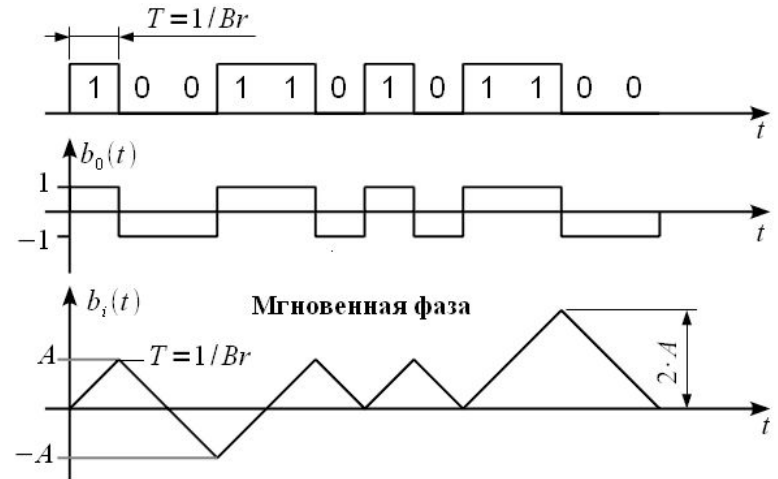
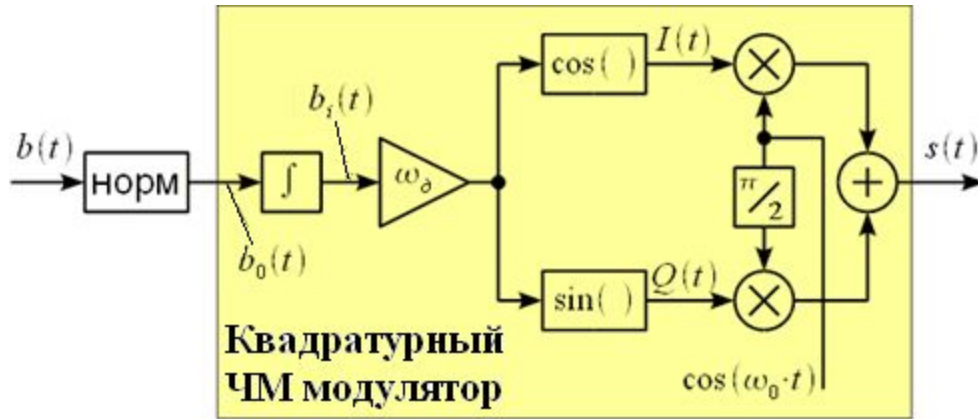


Недостатки

1. Требуется «мгновенный» ключ
2. При произвольной фазе генераторов – скачки фазы расширяют спектр

ЧМн (FSK) сигналы являются частным случаем сигналов с частотной модуляцией ЧМ (FM) при модулирующем сигнале в виде двоичной битовой последовательности .

Квадратурный ЧМ модулятор



Частота девиации задает полосу сигнала (ширину спектра) на выходе модулятора

$$\omega_d = 2 \cdot \pi \frac{Br}{2} \cdot m = \pi \cdot Br \cdot m$$

$$2 \cdot \pi \frac{Br}{2} = \Omega_b = 2 \cdot \pi \cdot F_b$$

$$m = \frac{\omega_d}{\Omega_b}$$

• m индекс ЧМн (FSK)

$$\Psi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(\tau) d\tau + \varphi_0$$

ω

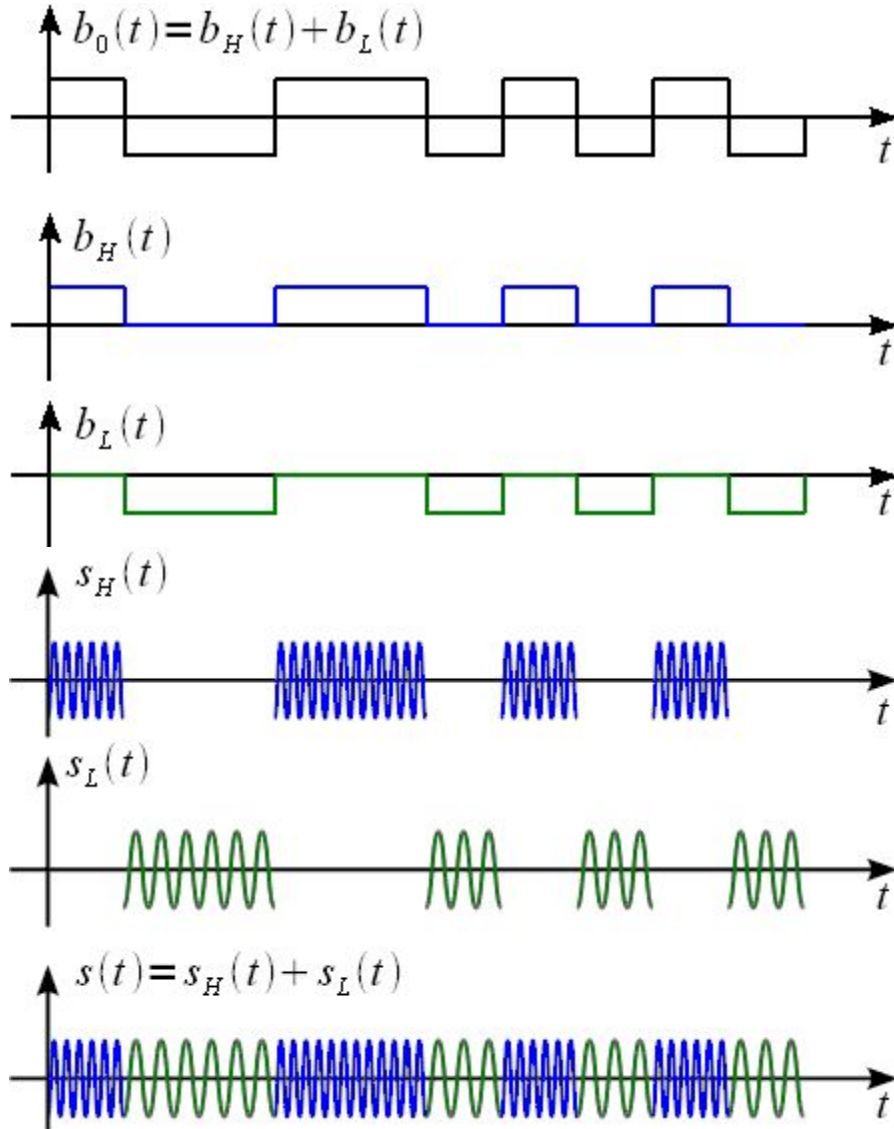
$$(t) = d\Psi/dt$$

Так как фаза непрерывна то и частота не будет иметь разрывов

Спектр ЧМн (FSK) сигнала

$$b_0(t) = b_H(t) + b_L(t)$$

$$b_H(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } b_0(t) > 0 \\ \text{иначе } 0 \end{cases}; \quad b_L(t) = \begin{cases} -1, & \text{при } b_0(t) < 0 \\ \text{иначе } 0 \end{cases}$$



$$s(t) = s_H(t) + s_L(t)$$

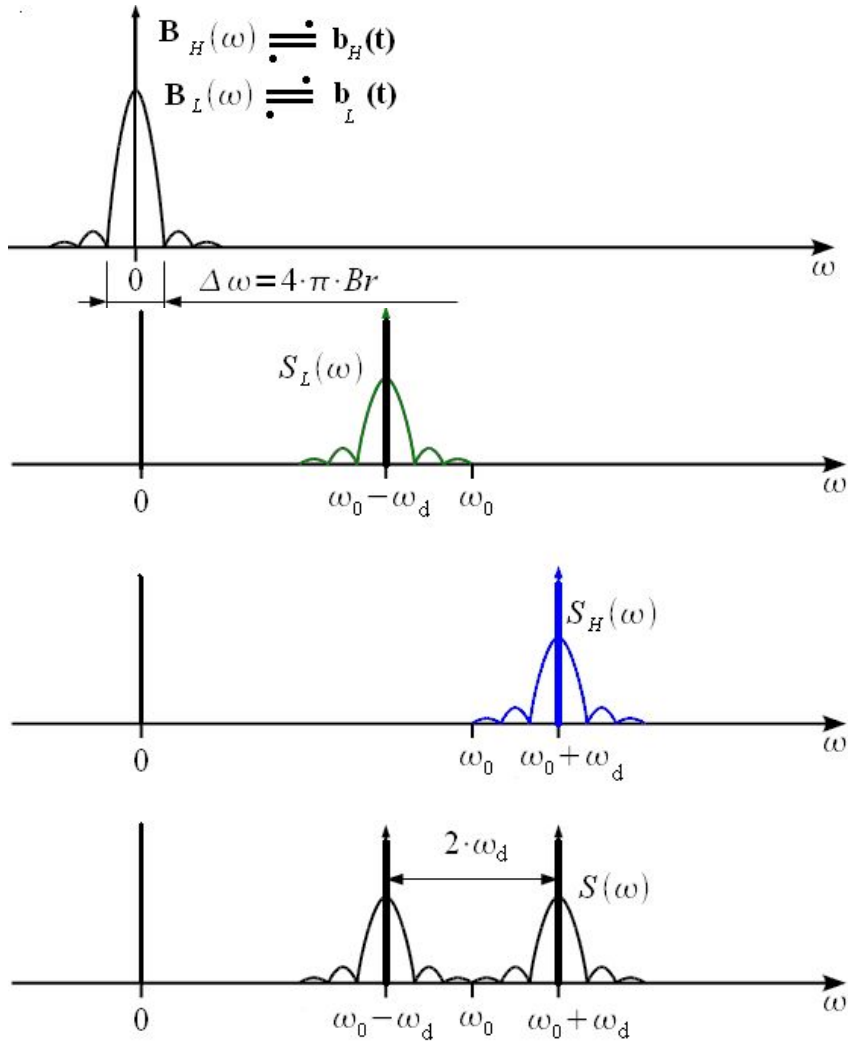
$$s_H(t) = b_H(t) \cdot \cos[(\omega_0 + \omega_d)t]$$

$$s_L(t) = b_L(t) \cdot \cos[(\omega_0 - \omega_d)t]$$

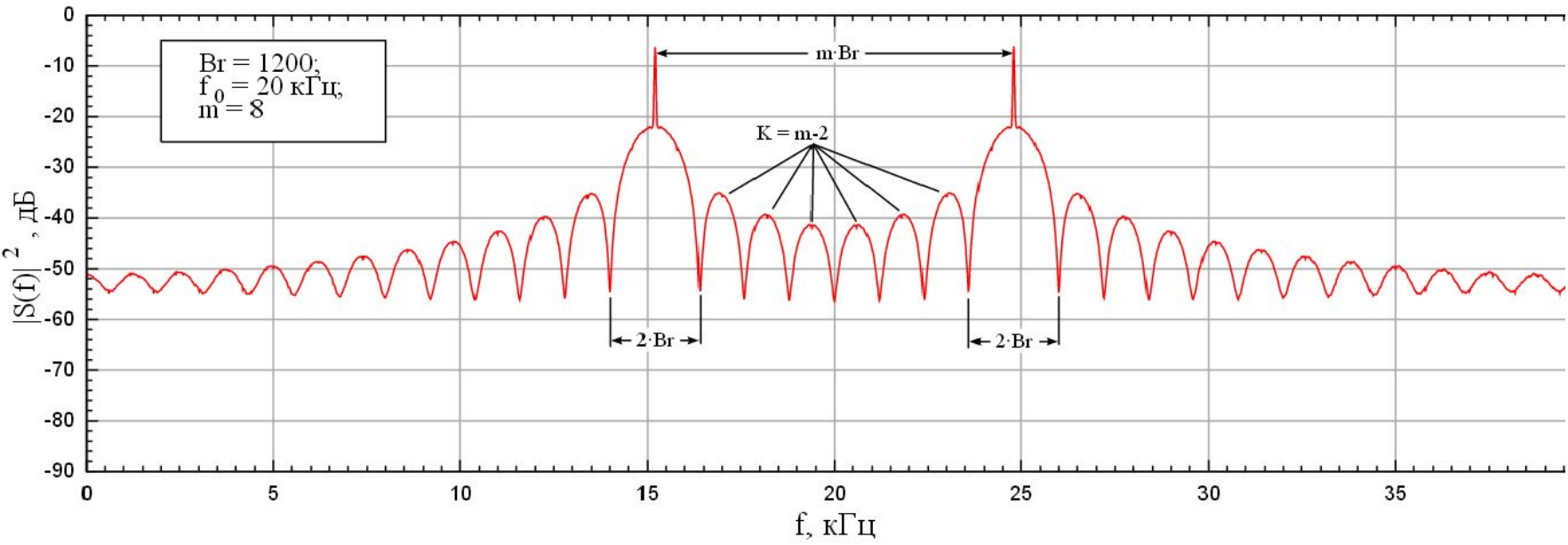
$$S(\omega) = S_H(\omega) + S_L(\omega)$$

$$b_0(t) = b_H(t) + b_L(t)$$

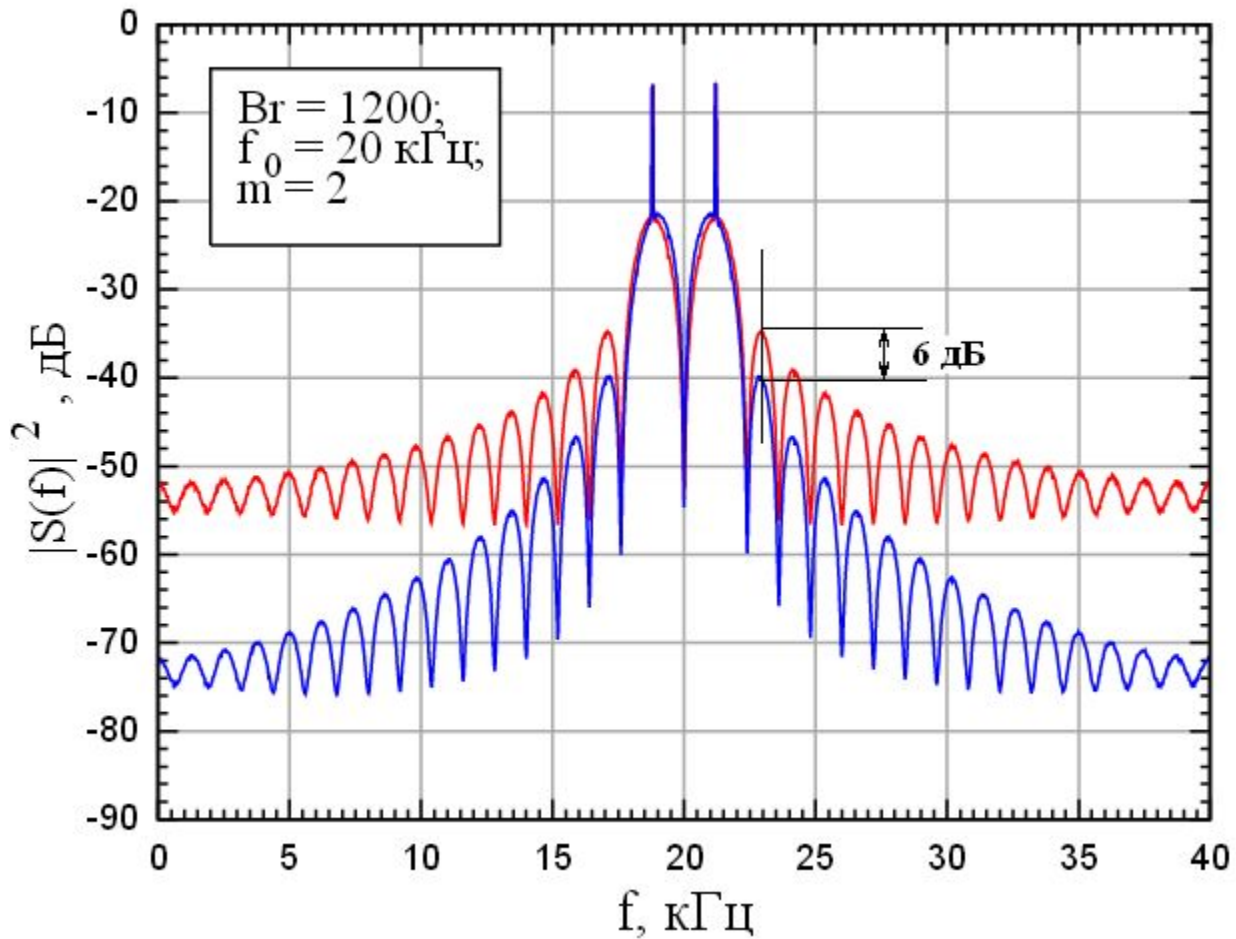
$$S(\omega) = S_H(\omega) + S_L(\omega)$$

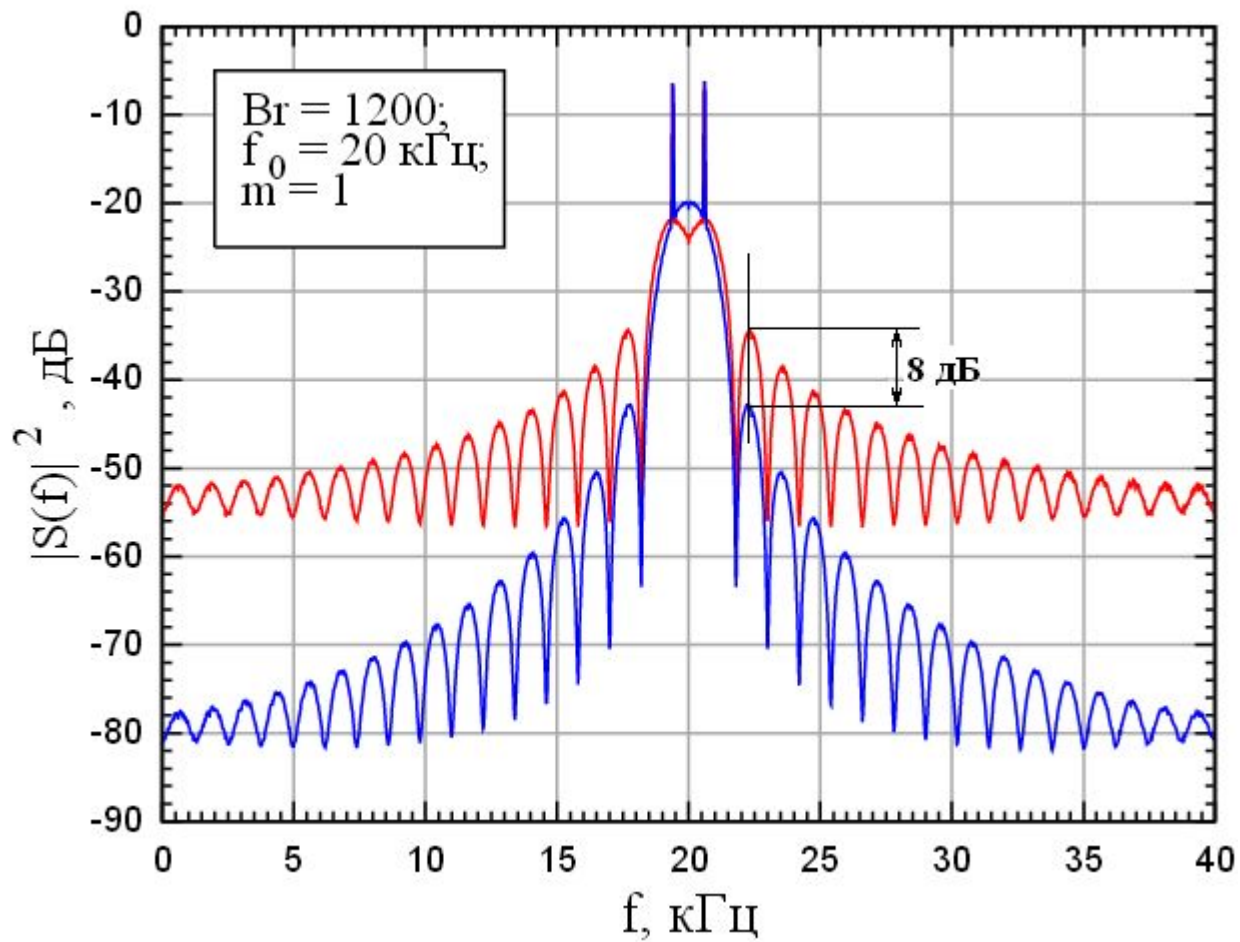


Основные частотные соотношения в спектре ЧМн



Сравнение спектров сигналов ЧМн и ЧМн с непрерывной фазой

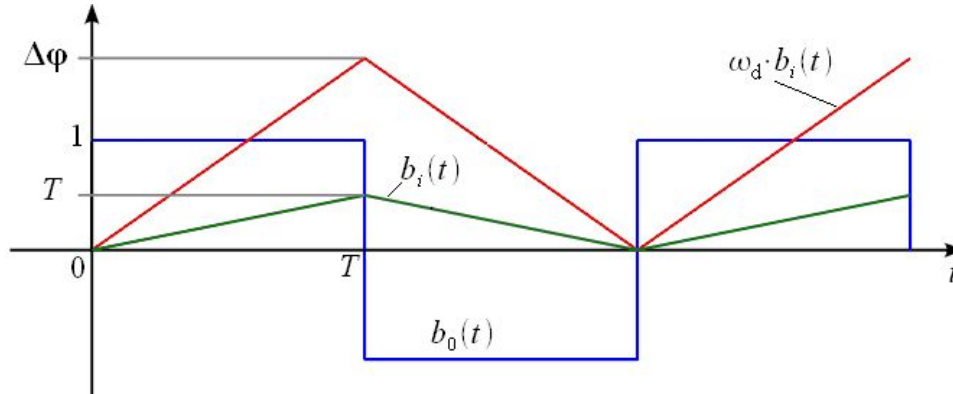




Векторная диаграмма ЧМн сигнала с непрерывной фазой (CPFSK)

ЧМн сигнал с непрерывной фазой является частным случаем ЧМ сигнала при цифровом входном сигнале, поэтому его векторная диаграмма не отличается от векторной диаграммы ЧМ сигнала.

Но рассмотрим девиацию фазы $\Delta\varphi$ за время длительности T модулирующего сигнала:



$$\Delta\varphi = \omega_d \cdot \int_0^T 1 \cdot dt = \omega_d \cdot T$$

$$m\Omega_b = \omega_d \quad \Omega_b = Br \cdot \pi$$

$$\Delta\varphi = m \cdot \pi \cdot Br \cdot T = m \cdot \pi$$

При одном информационном символе набег фазы $\Delta\varphi$ за время длительности T модулирующего сигнала при $m=1$ равен π

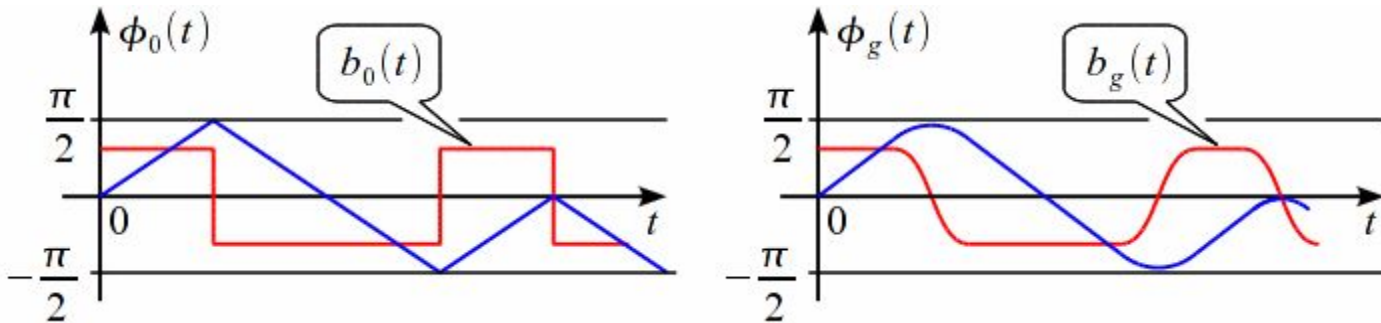
Если информационных символов несколько например L , то набег фазы $\Delta\varphi$ за время длительности T модулирующего сигнала, будет принимать любое значение от 0 до $L m \pi$ с шагом $m \pi$.

$$g(t) = \frac{BT}{T} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi}{\ln 2}} \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot \pi^2 \cdot BT^2}{\ln 2 \cdot T^2} \cdot t^2\right),$$

Частотная манипуляция с гауссовой фильтрацией(GFSK)

Так как закон изменения непрерывной фазы имеет точки перелома – спектр будет иметь большие боковые лепестки.

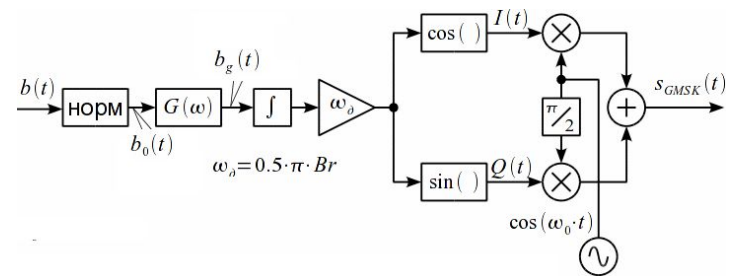
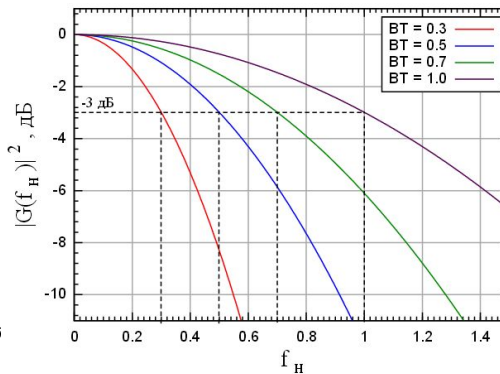
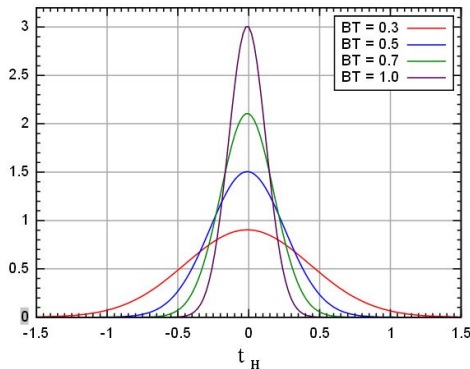
Для их уменьшения необходимо сгладить модулирующий сигнал. Это приведет к сглаживанию в точках перелома фазовой характеристики.



Для сглаживания модулирующих сигналов используют фильтрацию

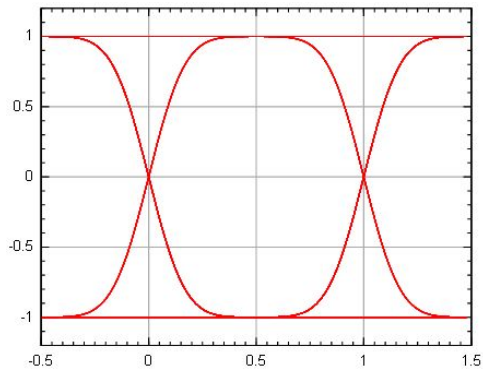
Фильтр Гаусса и его характеристики

$$g(t) = \frac{BT}{T} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi}{\ln 2}} \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot \pi^2 \cdot BT^2}{\ln 2 \cdot T^2} \cdot t^2\right),$$

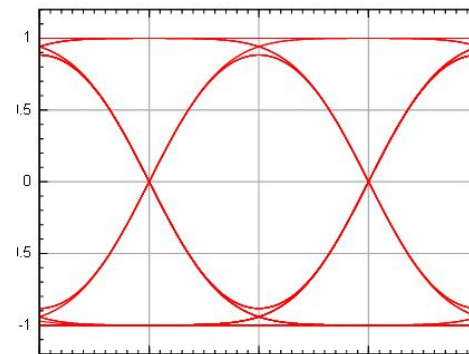


Параметр BT показывает во сколько раз полоса фильтра Гаусса $B_{-3\text{дБ}}$ отличается от скорости передачи информации Br , выраженной в единицах измерения частоты.

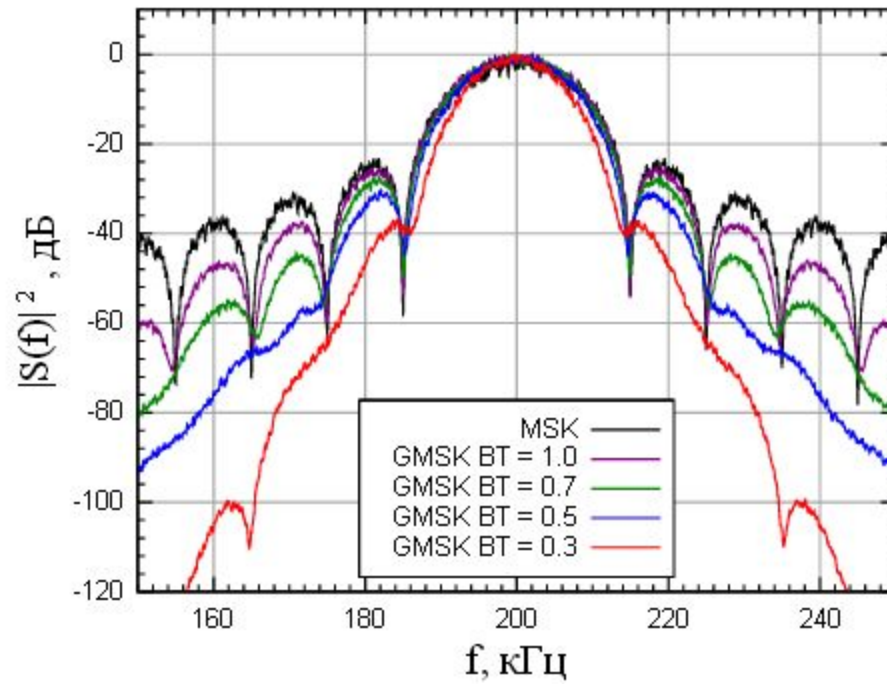
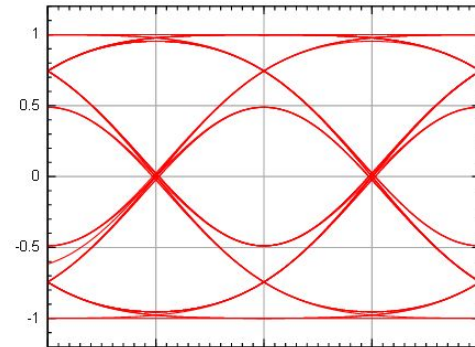
BT=1



BT=0.5



BT=0.3



M-позиционный ЧМн сигнала

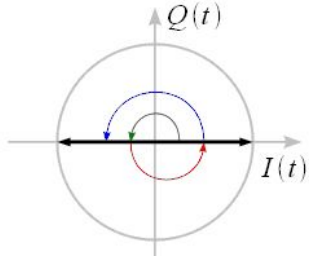
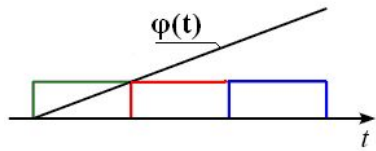
Если информационных символов несколько например L , то набег фазы $\Delta\varphi$ за время длительности T модулирующего сигнала, будет принимать любое значение от 0 до $L m \pi$ с шагом $m \pi$.

ПРИМЕР: $L=2^3=8$. $\mathbf{b}(t)=[x \ x \ x]$ $x=0,1$

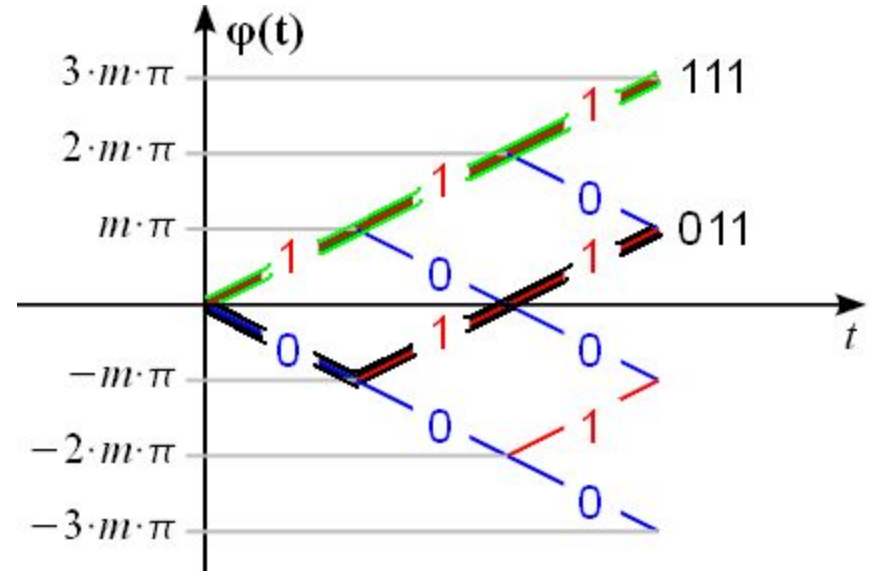
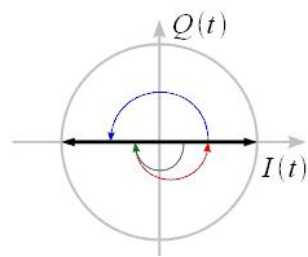
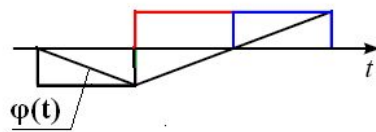
Комплексную огибающую ЧМн сигнала запишем в квадратурах:

$$z(t) = I(t) + jQ(t) = \cos[\varphi(t)] + j \cdot \sin[\varphi(t)] = \cos[\omega_d \cdot b_i(t)] + j \cdot \sin[\omega_d \cdot b_i(t)]$$

$b(t)=[1 \ 1 \ 1]$, $\Delta\varphi=3 \cdot \pi$



$b(t)=[0 \ 1 \ 1]$, $\Delta\varphi=\pi$



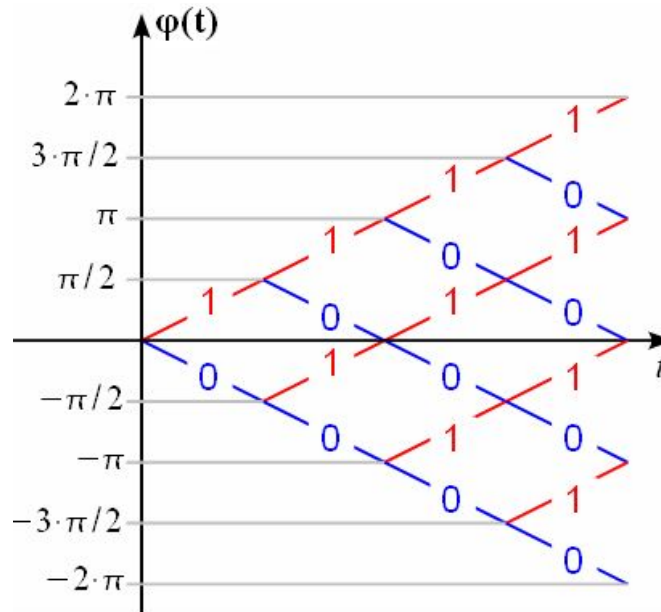
Сигналы с минимальной ЧМн (MSK)

Частный случай ЧМн сигналов с непрерывной фазой, при минимально возможном индексе m , обеспечивающим ортогональность сигналов передающих «0» и «1» цифровой информации. Сигнал с минимальным разномом частот «0» и «1» (т.е. с минимальной девиацией) ω_d , при котором эти частоты можно различить на интервале времени T .

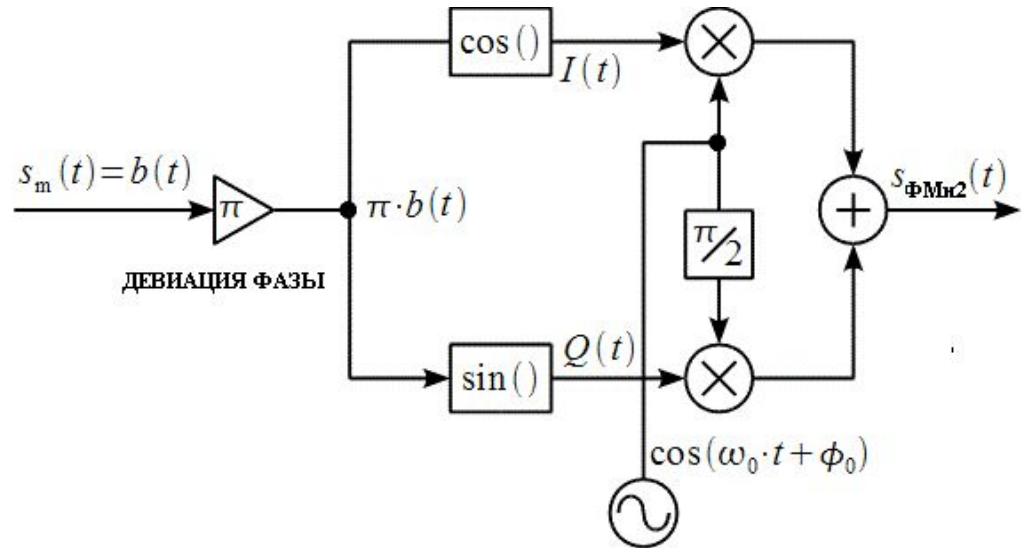
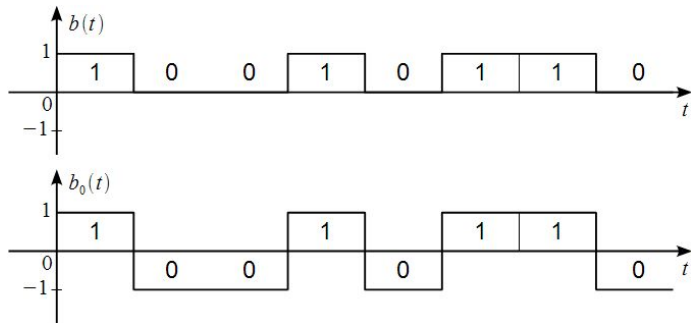
Условие ортогональности
$$\int_0^T \cos[(\omega_0 + \omega_d)t] \cos[(\omega_0 - \omega_d)t] dt = 0 = \int_0^T \cos[2\omega_0 t] dt + \int_0^T \cos[2\omega_d t] dt$$

$$\int_0^T \cos[2\omega_d t] dt = 0 = \frac{1}{2\omega_d} \sin[2\omega_d T] \Rightarrow 2\omega_d T = k\pi = 2\omega_d \frac{1}{Br} = 2m\pi \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

Минимальный индекс модуляции при котором возможно выделение цифровой информации из ЧМн сигнала при $k=1$ будет равен $m=1/2$

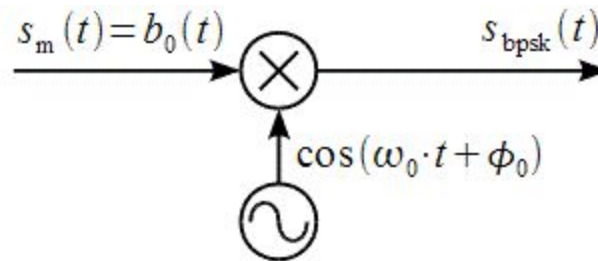


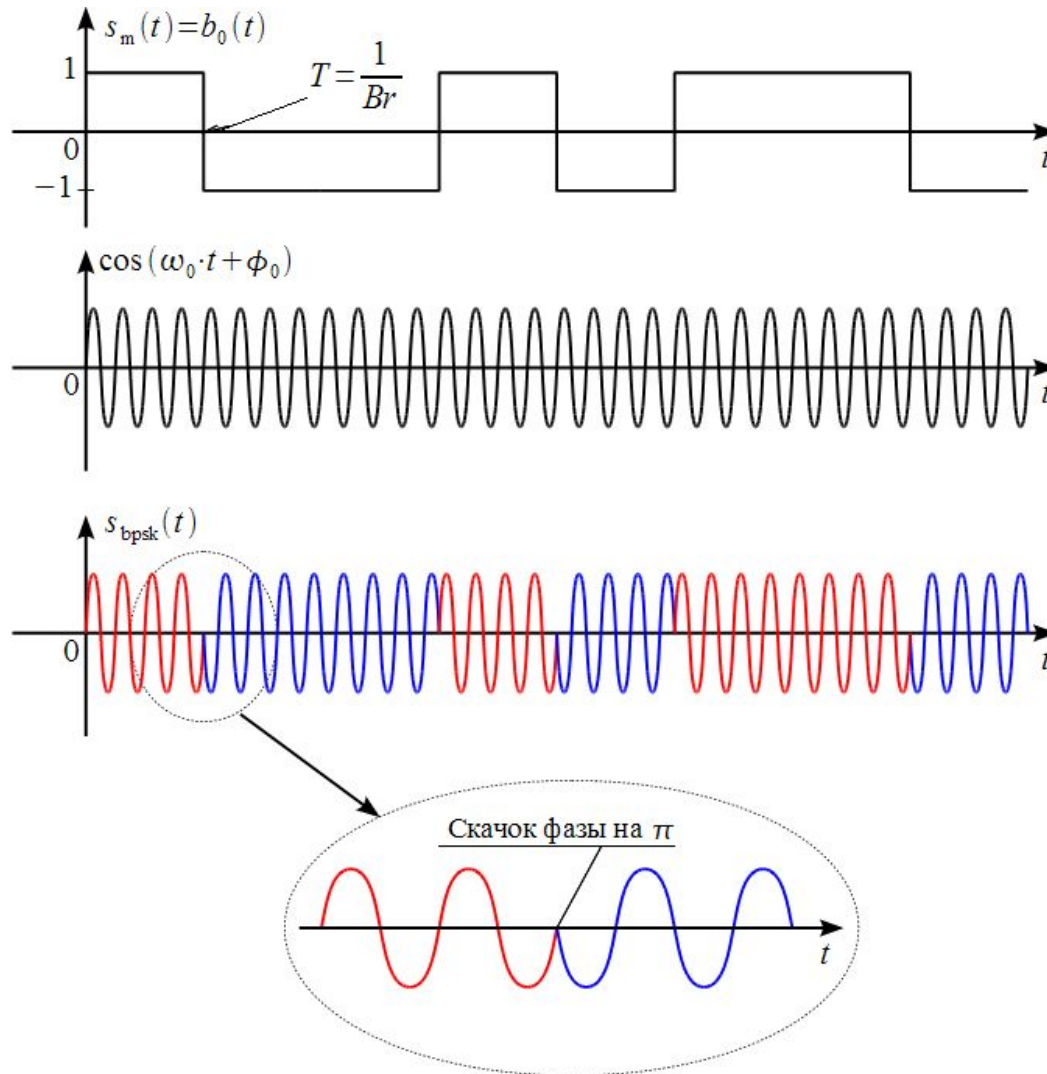
Униполярный и биполярный цифровые сигналы



$$z(t) = I(t) + jQ(t) = \cos[\pi b(t)] + j \cdot \sin[\pi b(t)] = \cos[\pi \cdot b(t)] = \pm 1 = b_0(t)$$

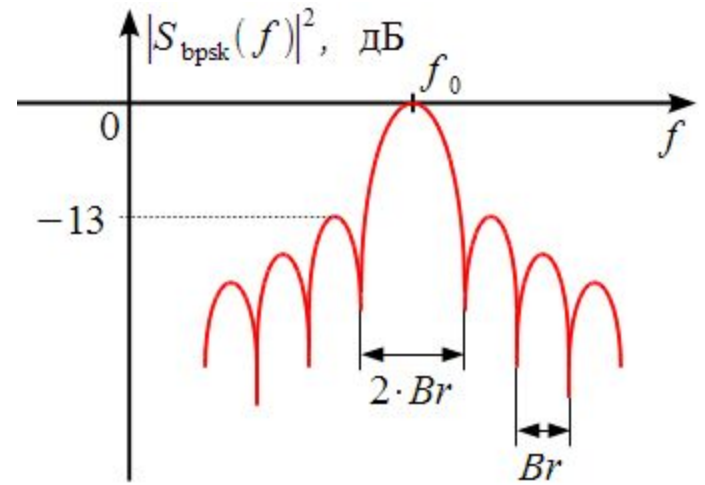
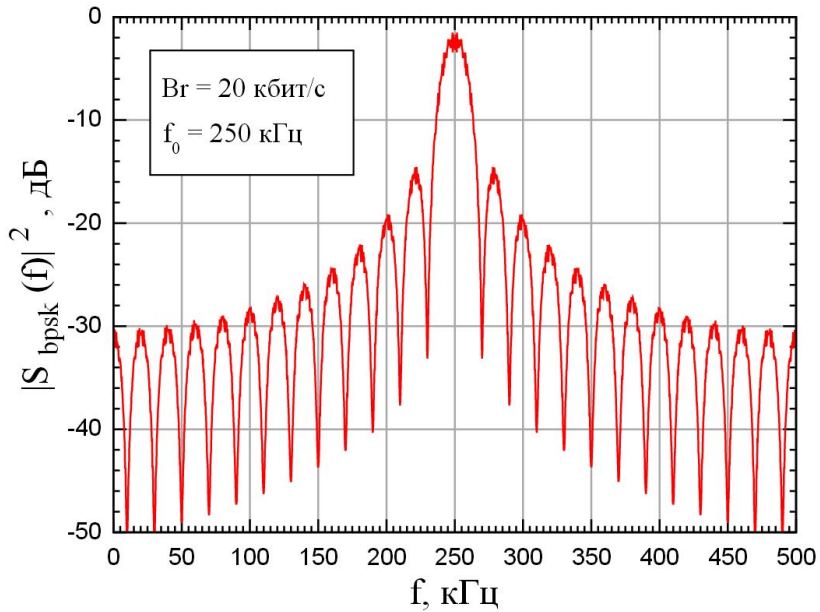
$$s_{BPSK}(t) = b_0(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0)$$





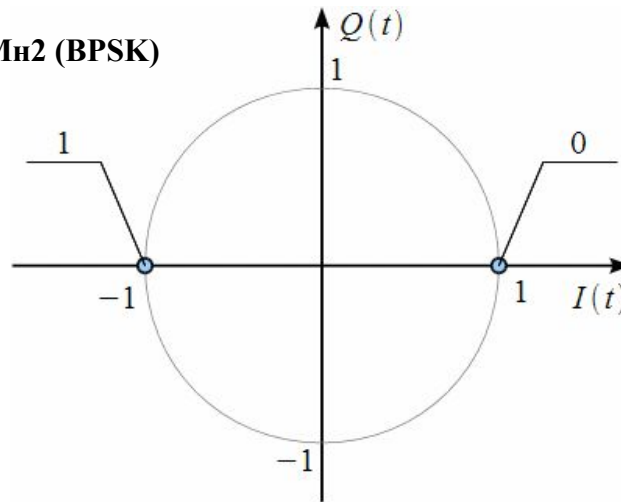
ФМн2 (BPSK) модуляция – вырожденный тип фазовой манипуляции, который совпадает с балансной амплитудной модуляцией при биполярном цифровом модулирующем сигнале

Спектр и векторная диаграмма BPSK сигнала

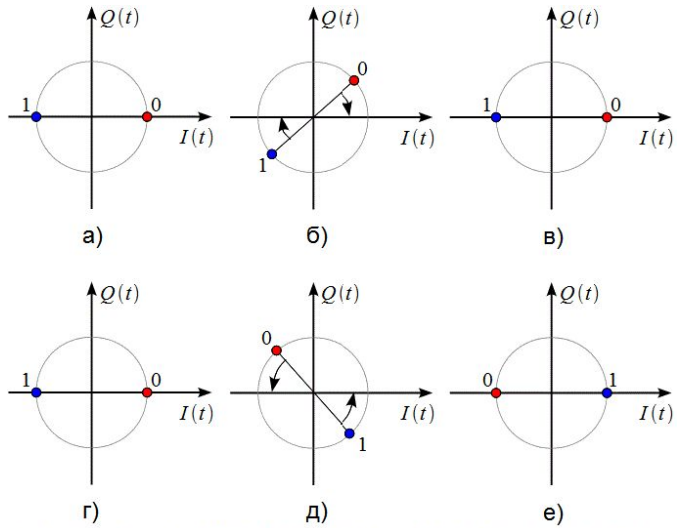


Для ФМн сигналов векторная диаграмма называется **СОЗВЕЗДИЕ**

СОЗВЕЗДИЕ ФМн2 (BPSK)



Дифференциальная (относительная) ФМн2

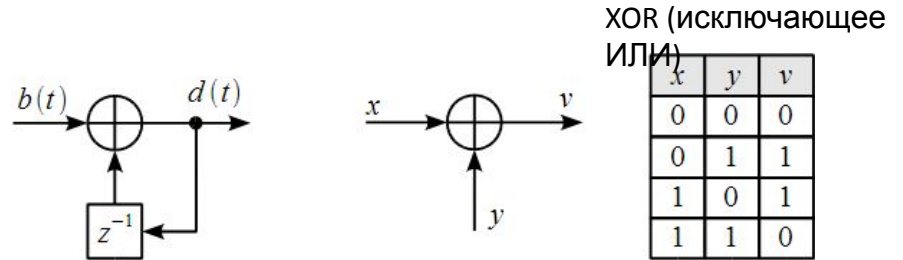


Декодирование

Исправление обратной работы

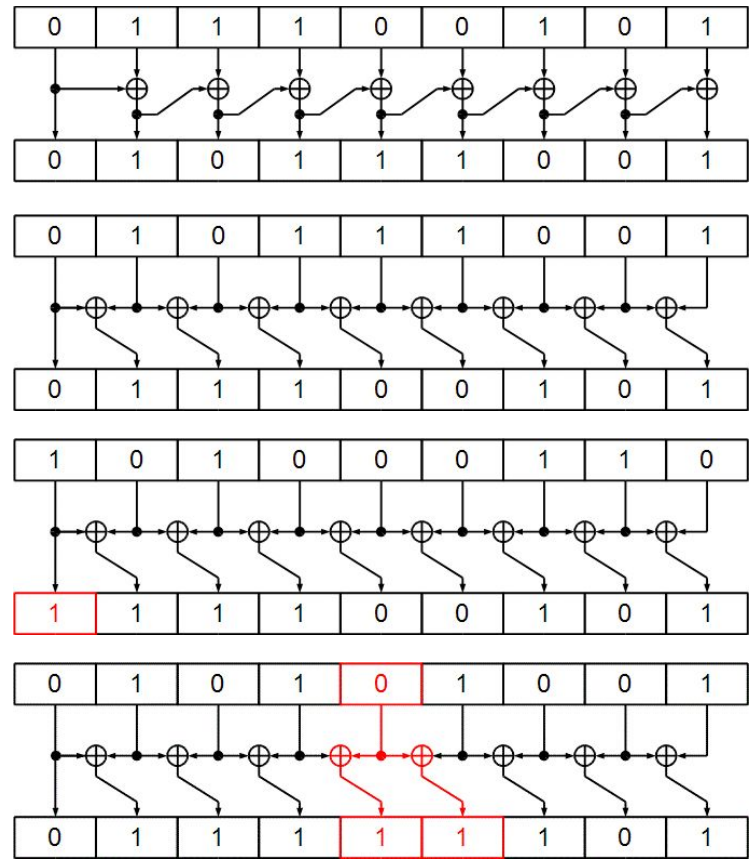
Размножение ошибок при декодировании

Дифференциальный кодер и декодер



XOR (исключающее ИЛИ)

x	y	v
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

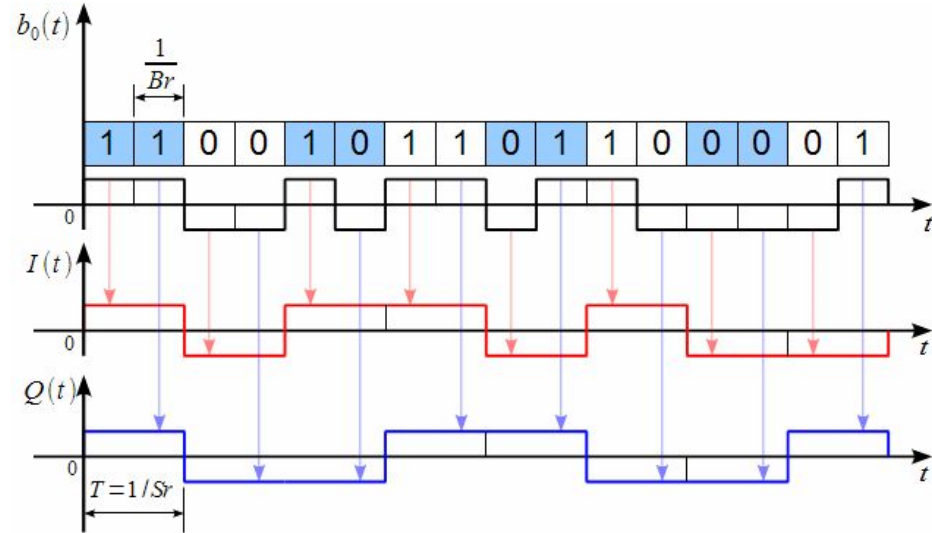
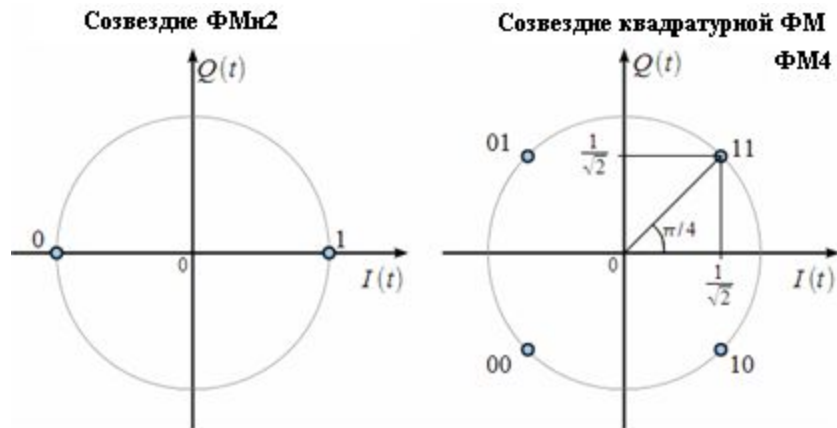


Квадратурная ФМ (QPSK)

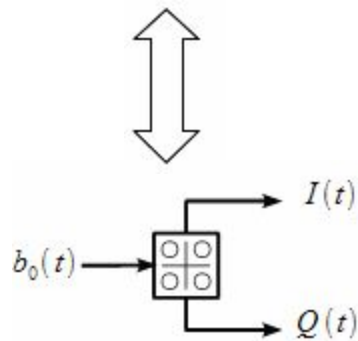
Кодирование одним символом двух бит передаваемой информации. Символьная скорость передачи информации.

Если одним символом кодируется один бит информации всегда скорость передачи информации $Br = Sr$

Если одним символом мы передаем сразу 2 бита информации, то символьная скорость передатчика равна $Sr = Br / 2$



Модулятор КФМ сигнала на основе универсального КМ



$$s_{QPSK}(t) = I(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_0] - Q(t) \sin[\omega_0 t + \varphi_0] = \text{Re} \{ z(t) e^{j\omega_0 t} \}$$

$$z(t) = I(t) + jQ(t)$$

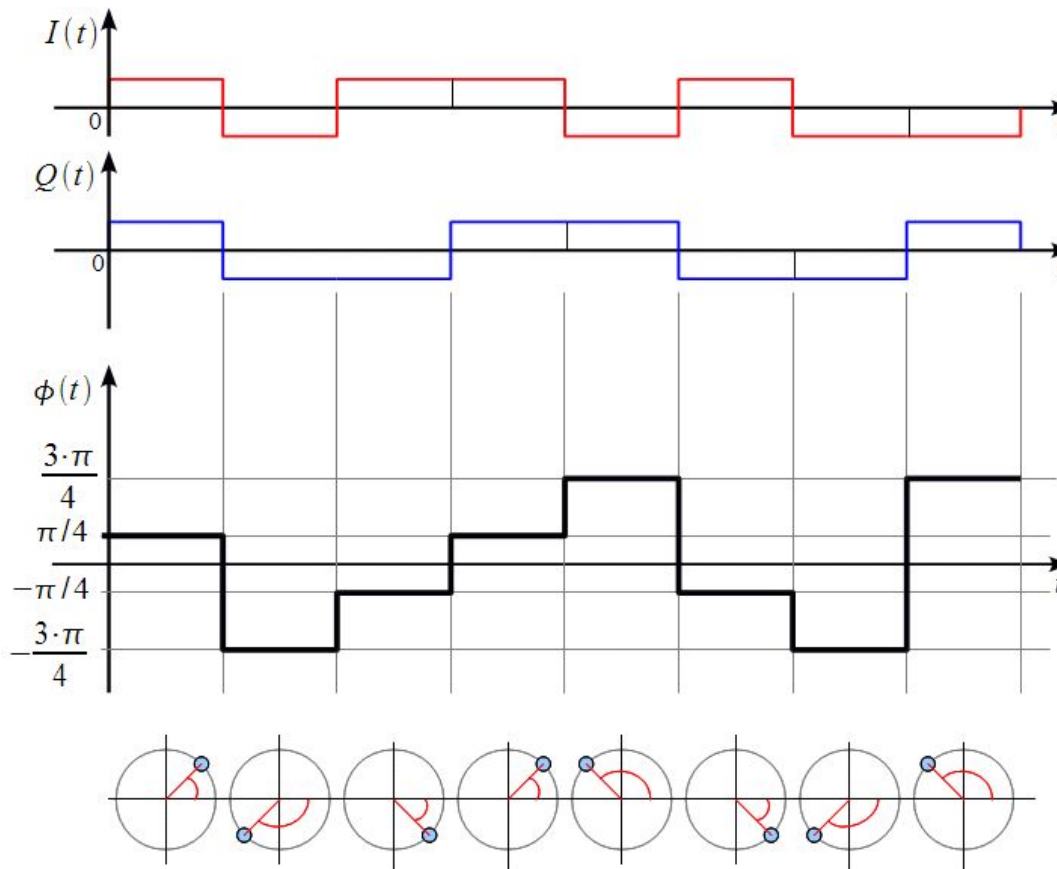
$$\varphi(t) = \arctg 2 \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right)$$

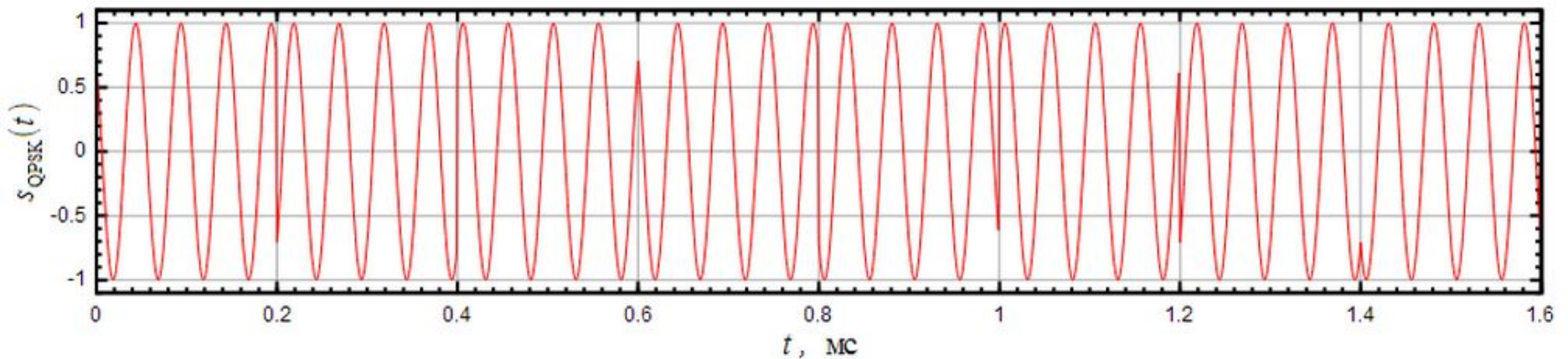
Комплексная огибающая

Фаза комплексной огибающей (с учетом квадранта)

$$A(t) = \sqrt{Q^2(t) + I^2(t)}$$

Физическая огибающая (везде постоянна кроме моментов времени смены символов)





Фаза несущего колебания может принимать четыре значения: $+\pi/4$ и $-\pi/4$ радиан. При этом фаза следующего символа относительно предыдущего может не измениться, или измениться на $+\pi/2$ или на $-\pi/2$ радиан. Также отметим, что при скорости передачи информации $B_r=10$ кбит/с мы имеем символьную скорость $S_r=B_r/2=5$ кбит/с, и длительность одного символа $T=S_r/2=0.2$ мс (скачок фазы происходит через 0.2 мс).

