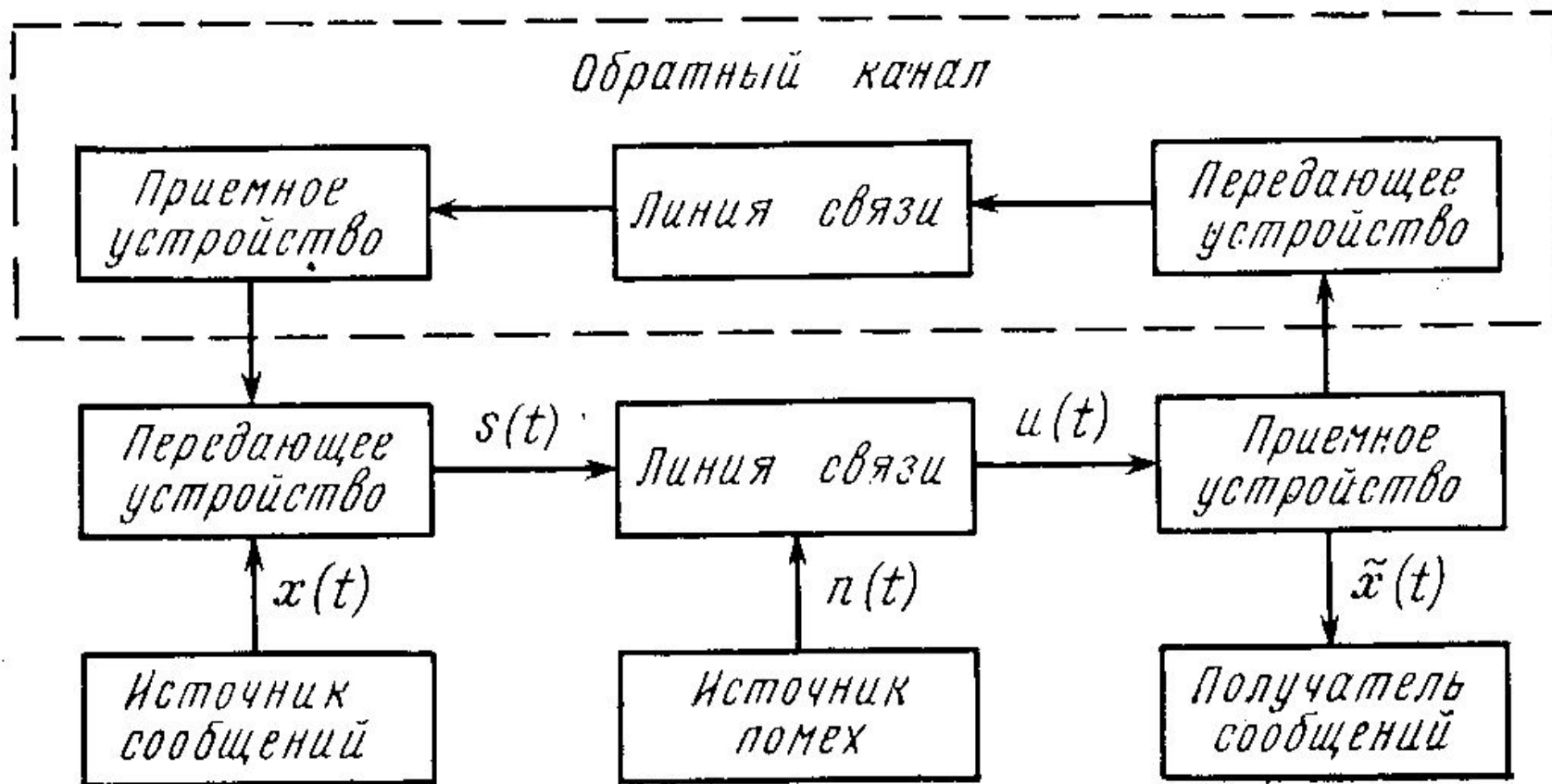
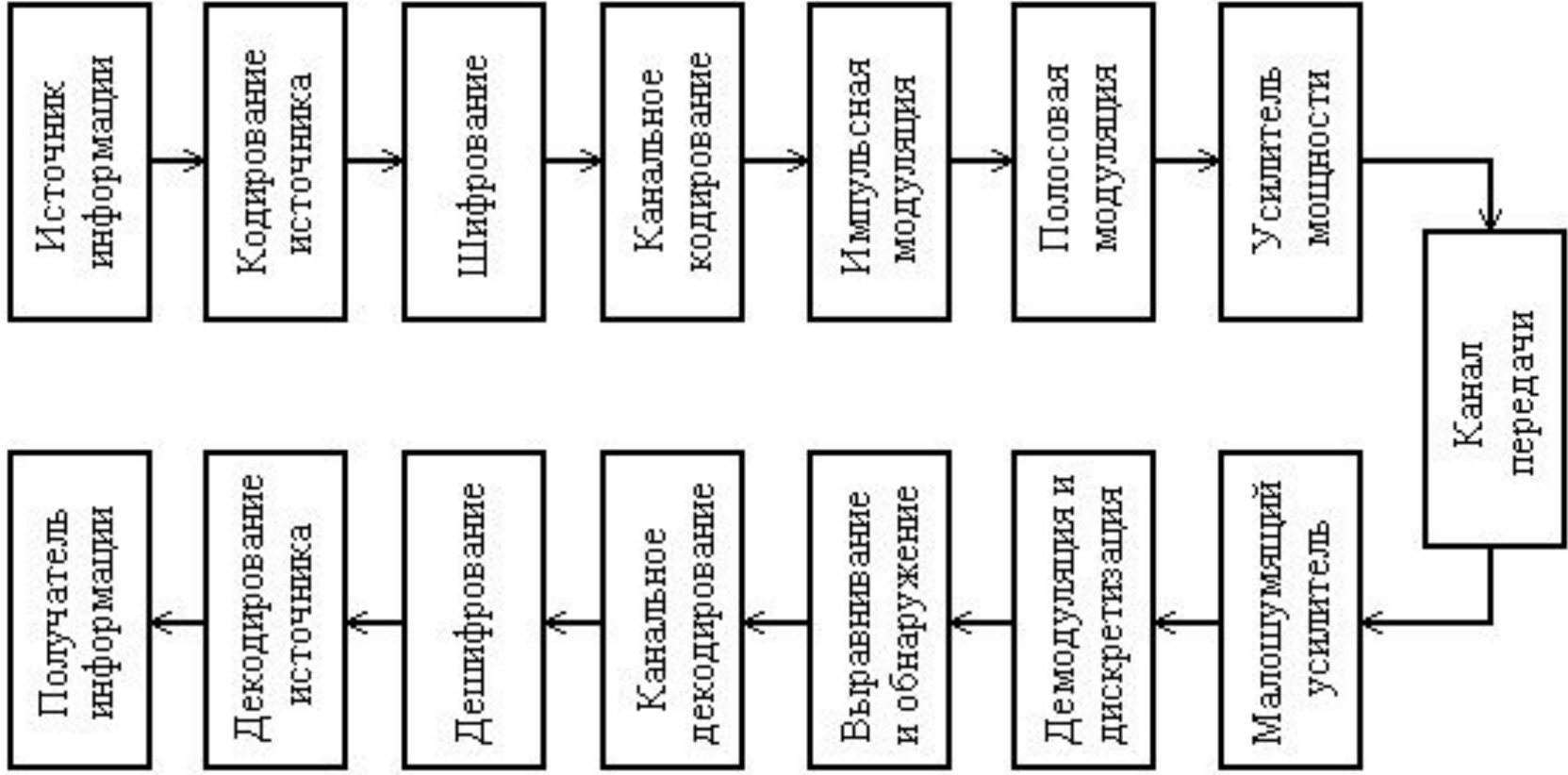


# Обобщённая структурная схема радиотехнической системы передачи информации



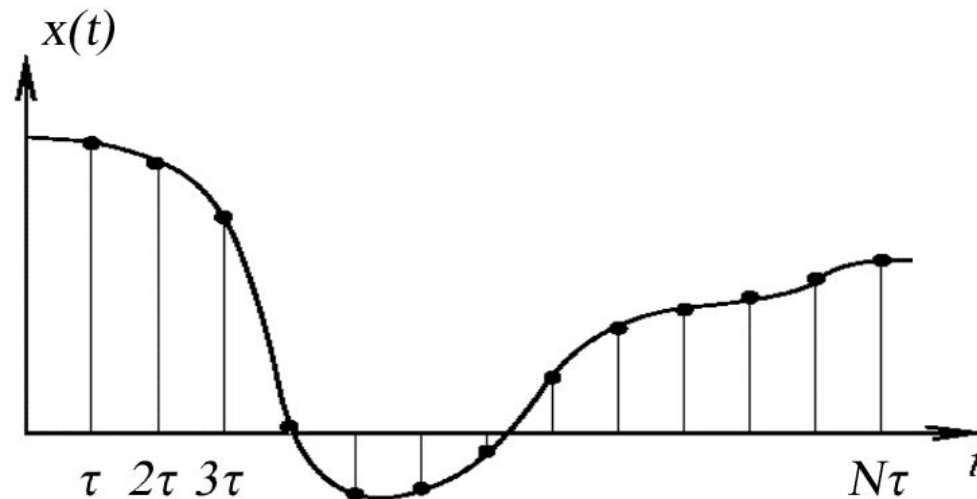
# Структура цифровой системы связи



# Кодирование источника

## Дискретизация и квантование

Процесс дискретизации

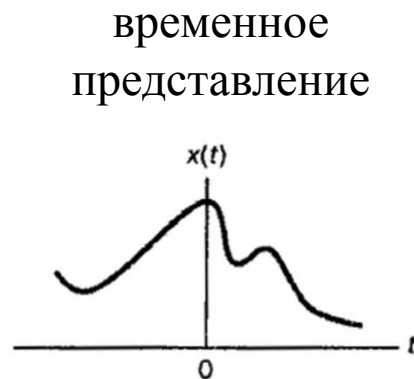


дискретный сигнал – сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ)

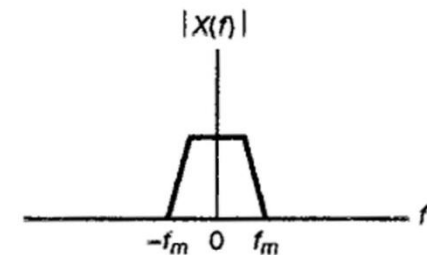
# Кодирование источника

## Дискретизация и квантование

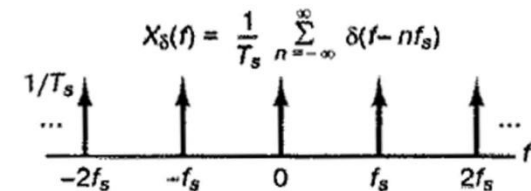
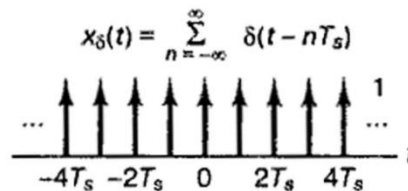
непрерывный сигнал



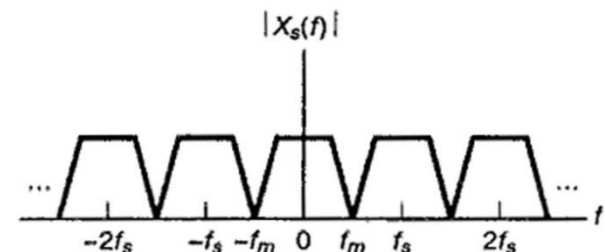
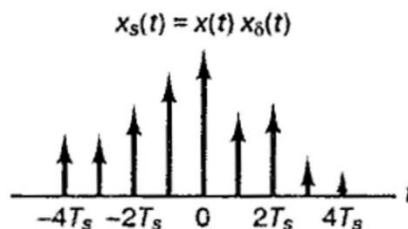
спектральное представление



модель последовательности дискретизирующих импульсов



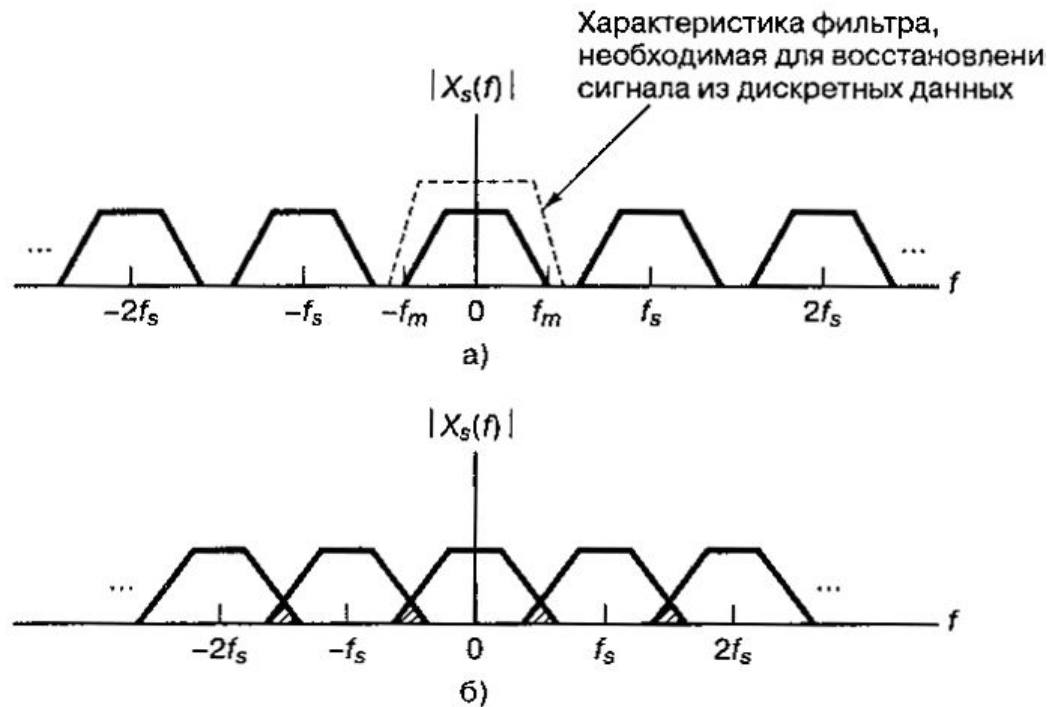
модель дискретного сигнала



$$X_s(f) = X(f) * X_{\delta}(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_s)$$

# Кодирование источника

## Дискретизация и квантование



Спектр дискретного сигнала:

$$\text{а) } f_s > 2f_m, \quad \text{б) } f_s < 2f_m$$

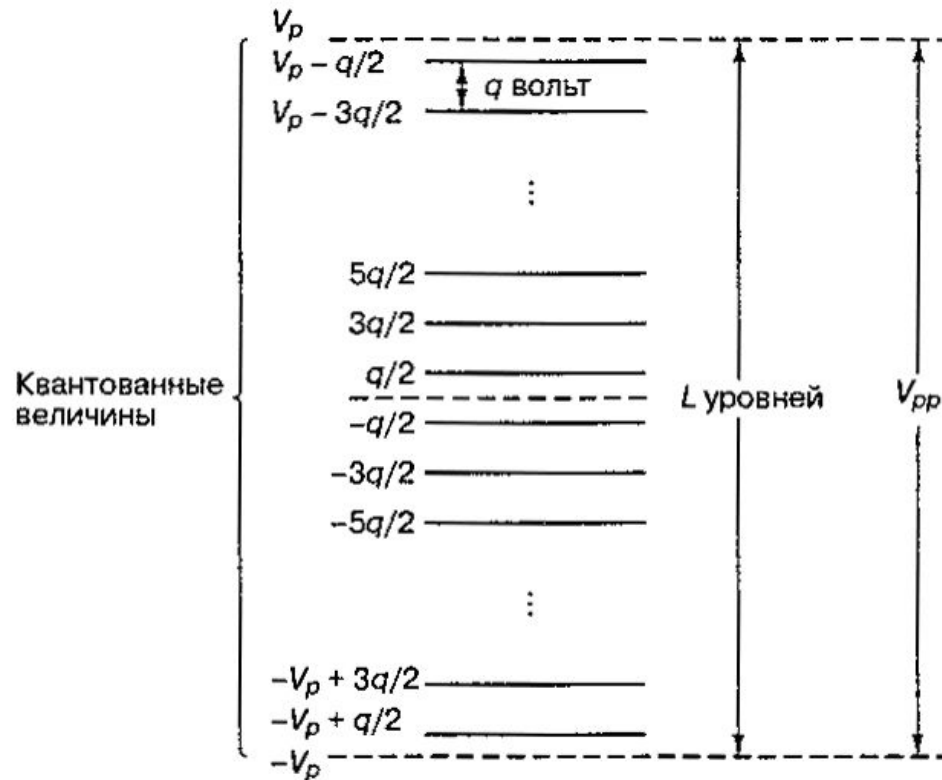
$f_m$  – максимальная частота в спектре сигнала

$\tau \leq 1/(2f_m)$  – условие восстановления сигнала

# Кодирование источника

## Дискретизация и квантование

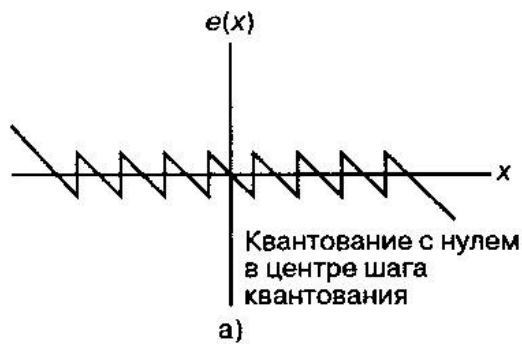
### Процесс квантования



$$q = \frac{2V_p}{L} \text{ - интервал (шаг) квантования}$$

# Кодирование источника

## Дискретизация и квантование



$$e(t) = y(t) - x(t)$$

– ошибка (шум) квантования

$$N_q = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 p(e) de = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 \frac{1}{q} de = q^2 / 12$$

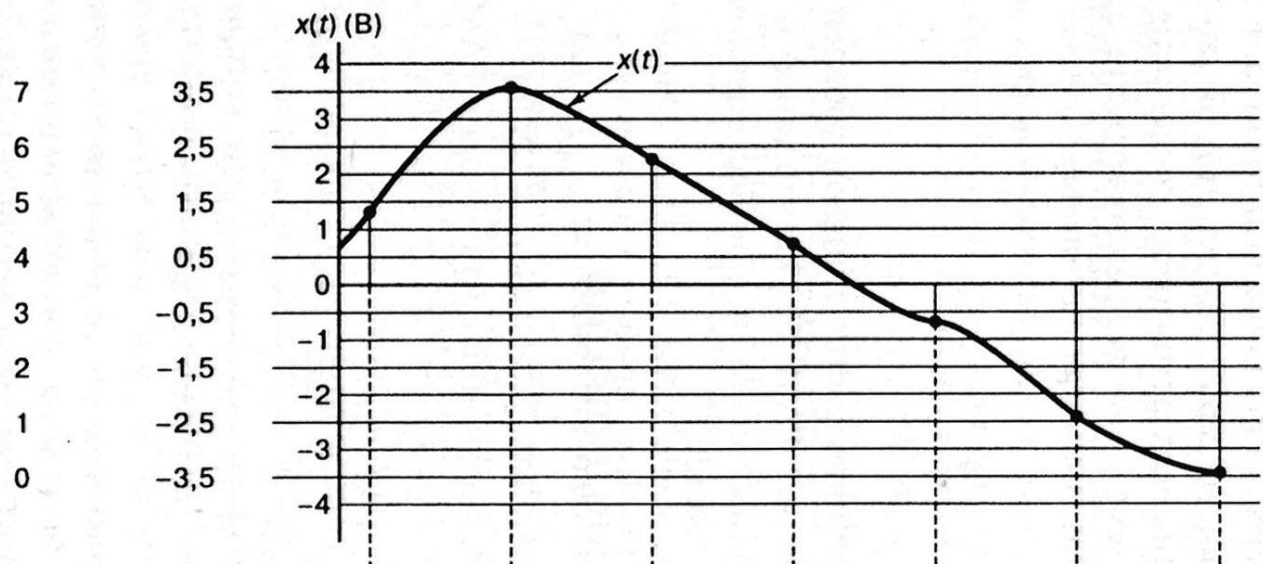
– средняя мощность шума квантования для равномерно распределённой вероятности ошибок квантования

$NSR_{дБ} = -6,02b + C$  – отношение мощности шума квантования к мощности входного сигнала для равномерно квантующего устройства с  $L = 2^b$  уровнями квантования

# Кодирование источника

## Импульсно-кодовая модуляция (ИКМ)

Кодовый номер      Уровень квантования

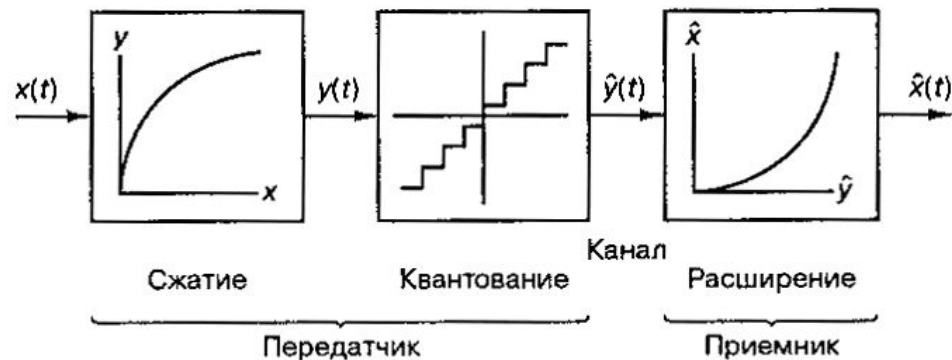


Значения, полученные при естественной дискретизации	1,3	3,6	2,3	0,7	-0,7	-2,4	-3,4
Значения, полученные при квантовании	1,5	3,5	2,5	0,5	-0,5	-2,5	-3,5
Кодовый номер	5	7	6	4	3	1	0
Последовательность РСМ	101	111	110	100	011	001	000

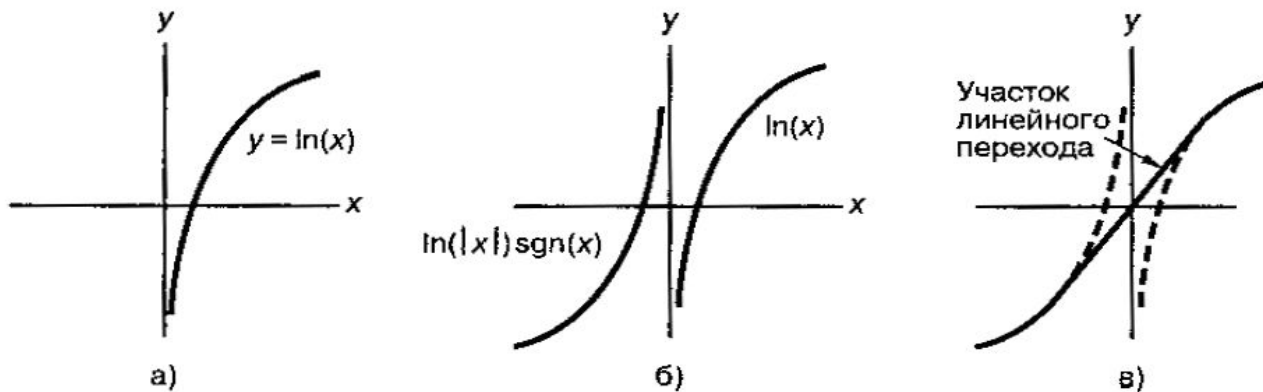


# Кодирование источника

## Неравномерное квантование



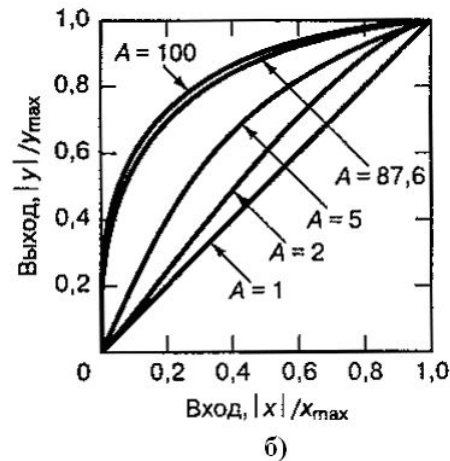
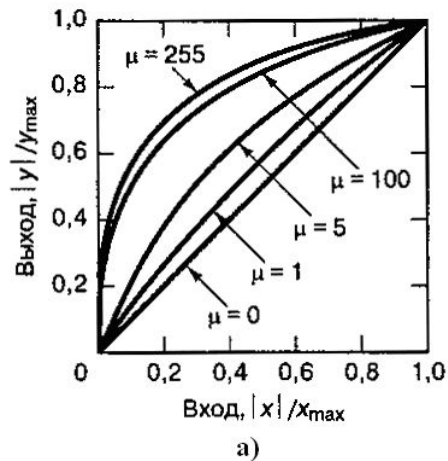
Устройство неравномерного квантования



Логарифмическое сжатие

# Кодирование источника

## Неравномерное квантование



$$y = y_{\max} \frac{\ln[1 + \mu(|x|/x_{\max})]}{\ln(1 + \mu)} \operatorname{sgn} x \quad - \mu\text{-закон (Северная Америка),}$$

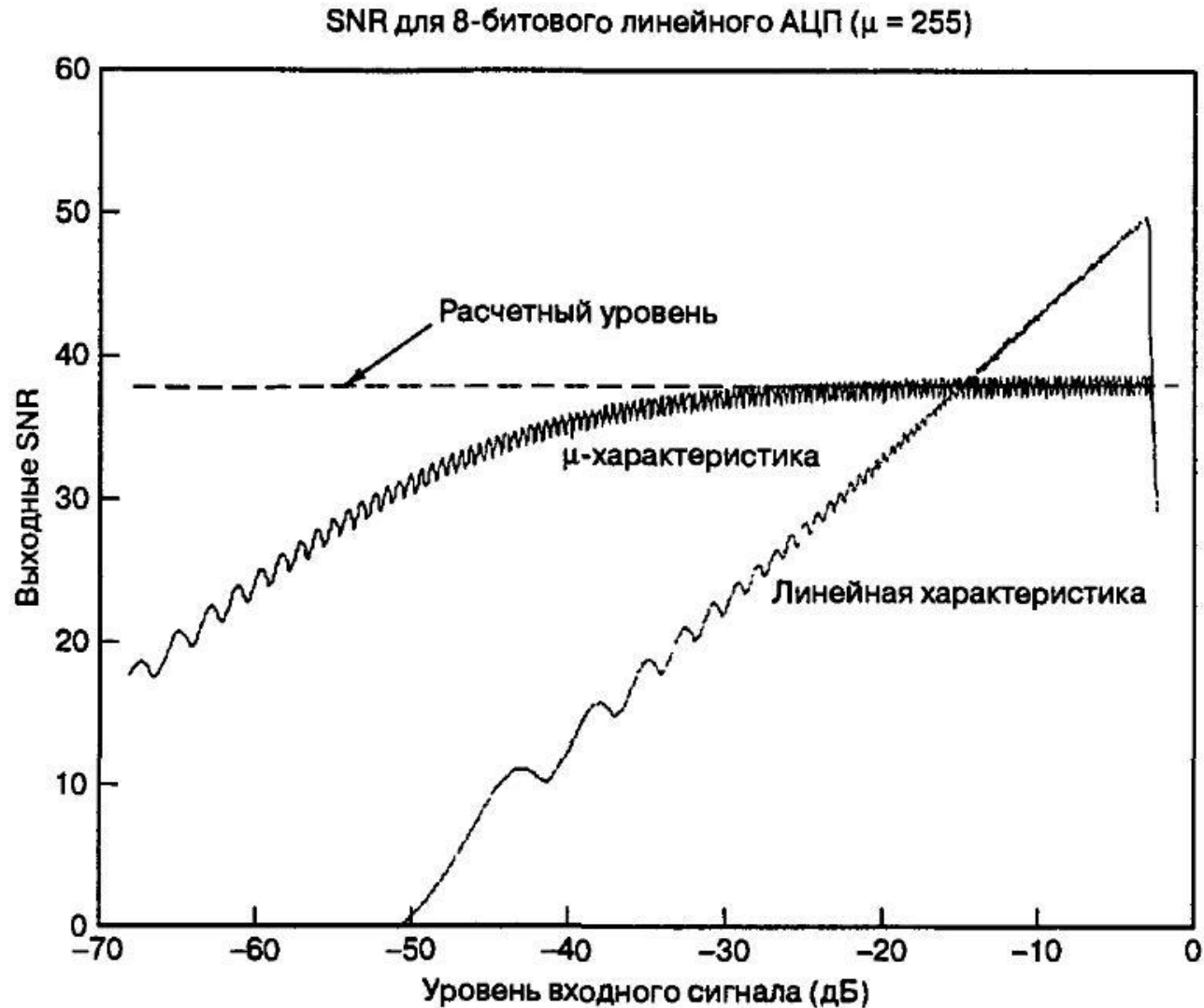
SNR = 38.1 дБ ( $\mu = 255$ , 8-бит АЦП)

$$y = \begin{cases} y_{\max} \frac{A \left( \frac{|x|}{x_{\max}} \right)}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x & \text{для } 0 < \frac{|x|}{x_{\max}} \leq \frac{1}{A} \\ y_{\max} \frac{1 + \ln \left[ A \left( \frac{|x|}{x_{\max}} \right) \right]}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x & \text{для } \frac{1}{A} < \frac{|x|}{x_{\max}} < 1 \end{cases}$$

- A-закон (Европа),  
 $\mu = 87.56$  для 8-бит АЦП

# Кодирование источника

## Неравномерное квантование



# Кодирование источника

## Дифференциальная ИКМ

Качественная передача речи с помощью ИКМ:

- частота дискретизации 8 кГц (при ширине полосы сигнала 3.4 кГц)
- 8-битовое устройство квантования

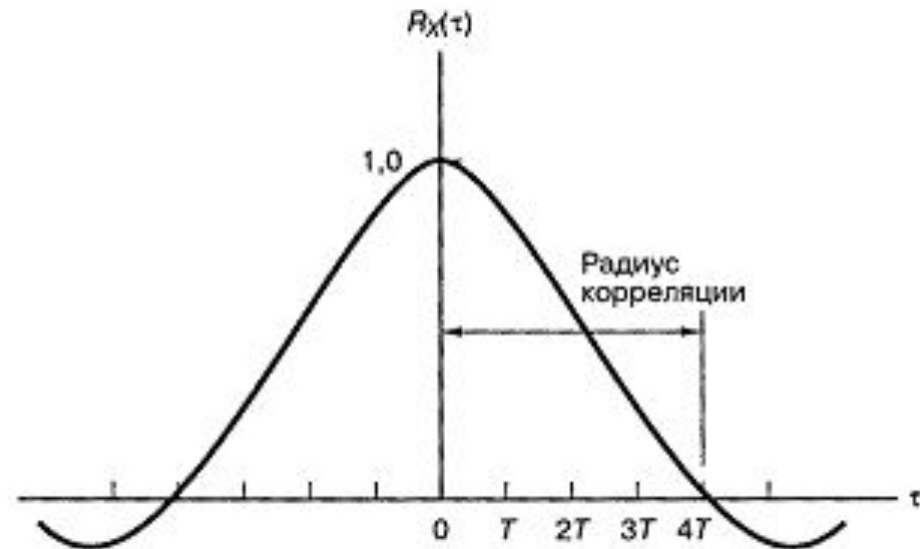
⇒ скорость потока данных 64 кбит/с

При этом корреляция соседних отсчётов  $> 0.85$  (избыточность),  
а радиус корреляции – 4-6 отсчётов

⇒ можно предсказывать  
последующие отсчёты  
по предыдущим и передавать  
разность между истинным  
и предсказанным значениями

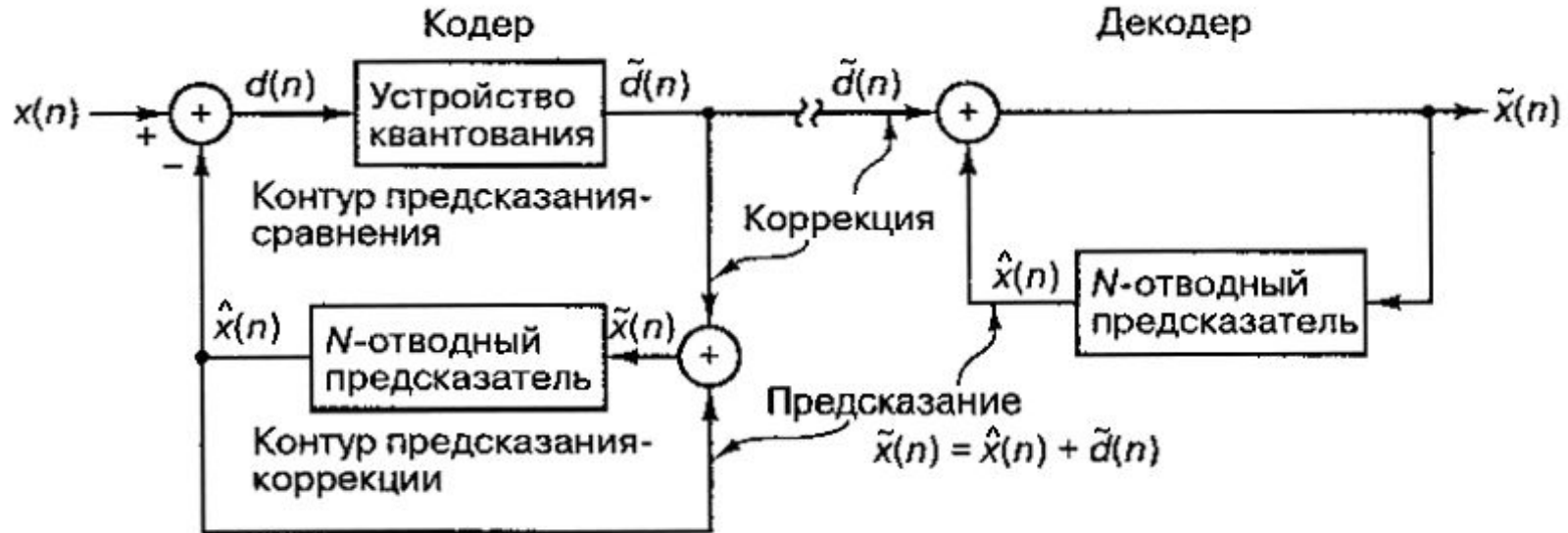
$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t + \tau)dt$$

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t)s^*(t + \tau)dt$$



# Кодирование источника

## Дифференциальная ИКМ



*N*-отводный дифференциальный импульсно-кодовый  
модулятор/демодулятор с предсказанием

$\hat{x}(n)$  – предсказанное значение выборки,  $d(n)$  – ошибка предсказания,  
 $\tilde{x}(n) = \hat{x}(n) + \tilde{d}(n)$  – скорректированная и квантованная входная выборка

Сигнал ошибки предсказания имеет меньшую дисперсию  $\Rightarrow$  для его передачи требуется меньшее количество бит по сравнению с ИКМ (при том же уровне шума квантования)

# Кодирование источника

## Дифференциальная ИКМ

Уравнение N-отводного предсказателя:

$$x(n | n - 1) = a_1 x(n - 1) + a_2 x(n - 2) + \dots + a_N x(n - N)$$

$x(n|m)$  – оценка  $x$  в момент  $n$  при всех выборках, собранных за время  $m$ ,  
 $a_j$  – коэффициенты предсказания

$$d(n) = x(n) - x(n | n - 1) = x(n) - a_1 x(n - 1) - a_2 x(n - 2) - \dots - a_N x(n - N)$$

– ошибка предсказания

$$E\{d^2(n)\} = E\{[x(n) - x(n | n - 1)]^2\} \rightarrow \min$$

$$\frac{\partial E\{d^2(n)\}}{\partial a_j} = E\left\{-2[x(n) - x(n | n - 1)] \frac{\partial x(n | n - 1)}{\partial a_j}\right\} =$$

$$= E\{-2[x(n) - a_1 x(n - 1) - a_2 x(n - 2) - \dots - a_N x(n - N)]x(n - j)\} = 0$$

# Кодирование источника

## Дифференциальная ИКМ

$$\frac{\partial R_d(0)}{\partial a_j} = 2[R_x(j) - a_1 R_x(j-1) - a_2 R_x(j-2) - \dots - a_N R_x(j-N)] = 0$$

$$\begin{bmatrix} R_x(1) \\ R_x(2) \\ \vdots \\ R_x(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(-1) & \vdots & R_x(-N+1) \\ R_x(1) & R_x(0) & \vdots & R_x(-N+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_x(N-1) & R_x(N-2) & \vdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}^{opt}$$

$\mathbf{r}_x(1, N) = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}^{opt}$  – нормальные уравнения,  $\mathbf{a}^{opt}$  – вектор оптимальных коэффициентов предсказания

$$\begin{aligned} R_d(0) &= E \{ [x(n) - \mathbf{a}^T \mathbf{x}(n-1)] [x(n) - \mathbf{x}^T(n-1) \mathbf{a}] \} = \\ &= R_x(0) - \mathbf{r}_x^T(1, N) \mathbf{a} - \mathbf{a}^T \mathbf{r}_x(-1, -N) + \mathbf{a}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a} = \\ &= R_x(0) - \mathbf{r}_x^T(1, N) \mathbf{a}^{opt} - (\mathbf{a}^{opt})^T \mathbf{r}_x(-1, -N) + (\mathbf{a}^{opt})^T \mathbf{r}_x(1, N) = \\ &= R_x(0) - (\mathbf{a}^{opt})^T \mathbf{r}_x(-1, -N) \end{aligned}$$

# Кодирование источника

## Дифференциальная ИКМ

$$R_d(0) = R_x(0) \left[ 1 - a_1^{opt} C_x(1) - a_2^{opt} C_x(2) - \dots - a_N^{opt} C_x(N) \right]$$

– мощность ошибки предсказания, где  $C_x(n) = R_x(n) / R_x(0)$  – нормированная автокорреляционная функция входного сигнала

$R_x(0) / R_d(0)$  – выигрыш от предсказания (может составлять до 6-8 дБ при фиксированных коэффициентах  $a^{opt}$  относительно ИКМ)

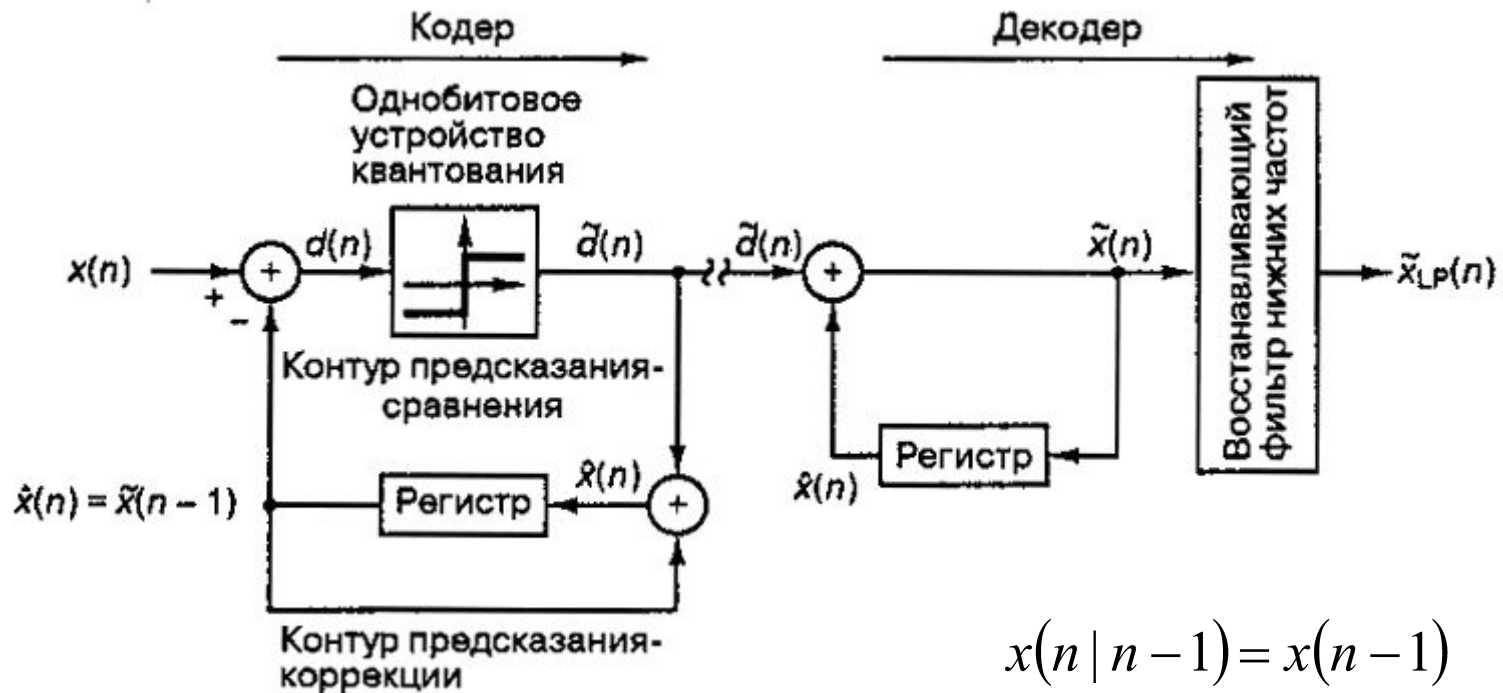


# Кодирование источника

## Дельта-модуляция

$$N = 1: a^{opt} = C_x(1)$$

При высокой частоте дискретизации  $a^{opt} \rightarrow 1$



$$x(n | n - 1) = x(n - 1)$$

$$d(n) = x(n) - x(n - 1)$$

# Кодирование источника

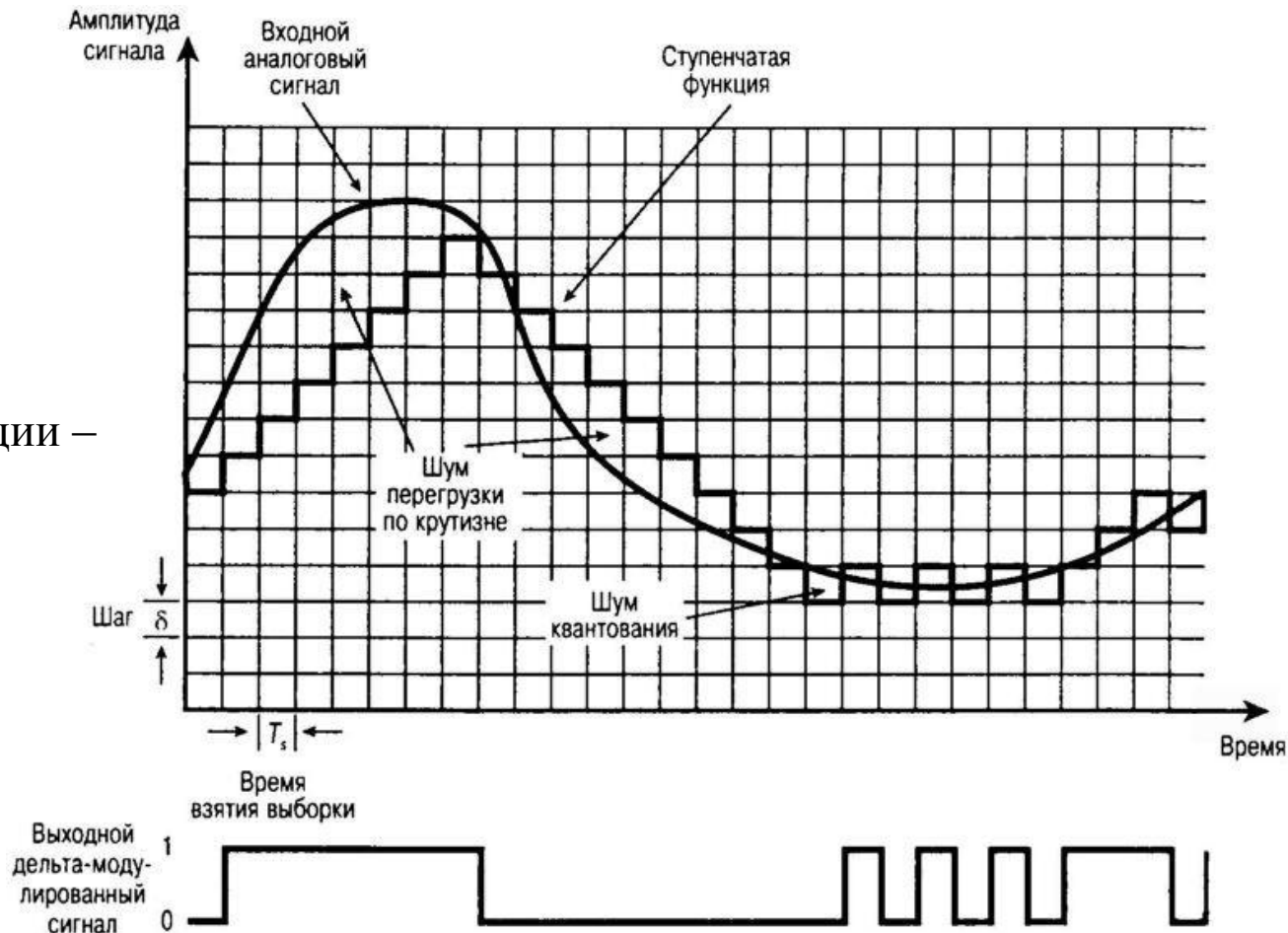
## Дельта-модуляция

$$\text{При } \left| \frac{dx(t)}{dt} \right| > \frac{\delta}{T_s}$$

– шум перегрузки по крутизне

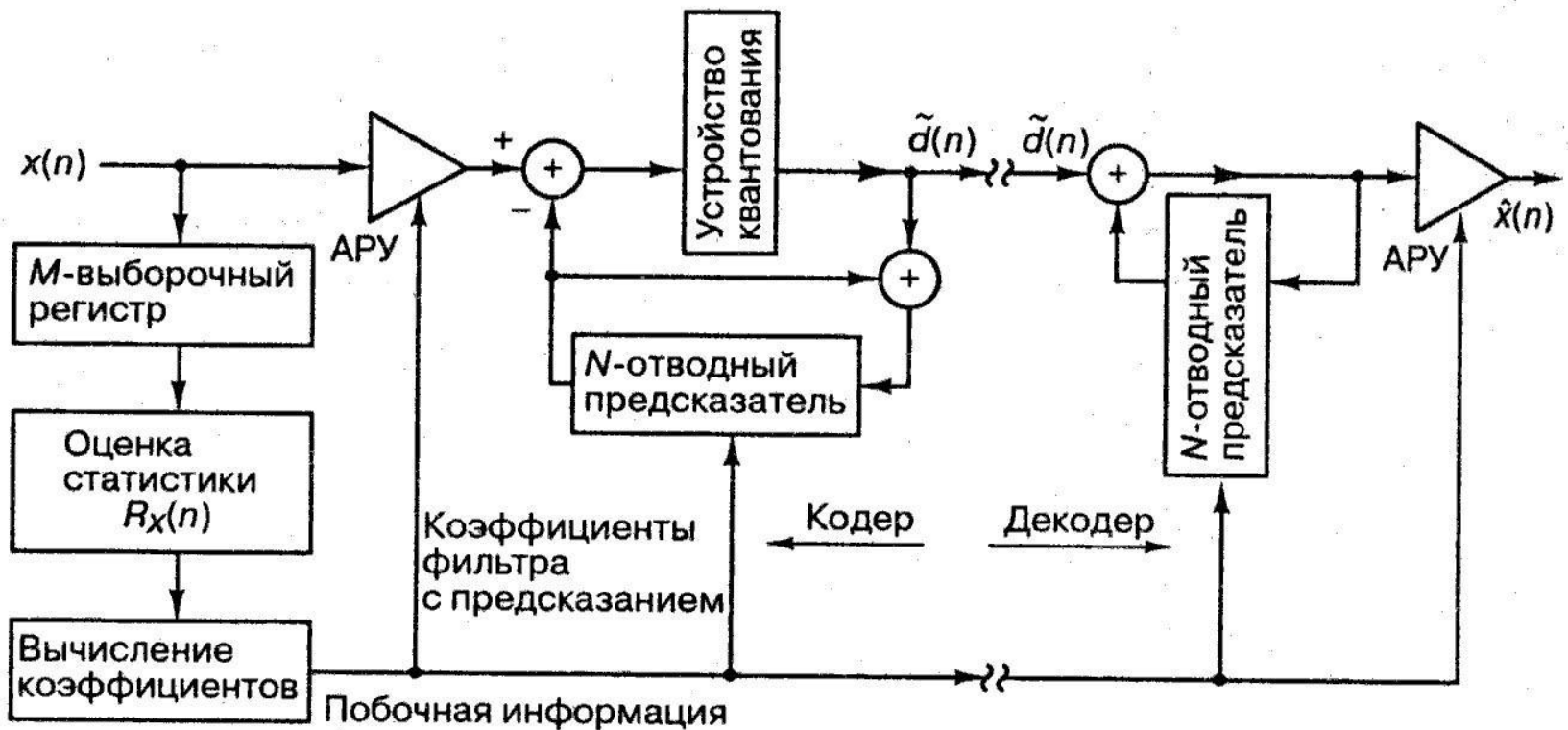
Преимущество  $\delta$ -модуляции – простота реализации

При равных скоростях передачи данных отношение сигнал/шум выше при импульсно-кодовой модуляции



# Кодирование источника

## Адаптивная дифференциальная ИКМ



10-отводный фильтр (N=10):

- интервал обновления 20 мс
- усиление предсказания 10-16 дБ

# Кодирование источника

## Другие алгоритмы

Кодирование аналоговых источников (с потерей информации):

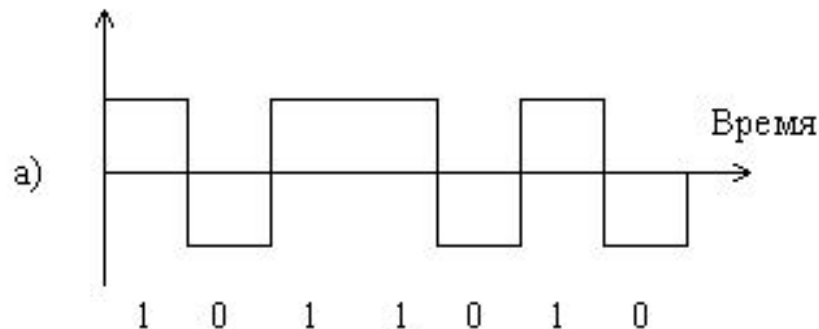
- адаптивные ДИКМ и  $\delta$ -модуляция
- MPEG, JPEG
- вокодеры (CELP, RPE, ...)
- ...

Кодирование цифровых источников (без потери информации):

- коды Хаффмана
- коды Лемпеля-Зива
- ...

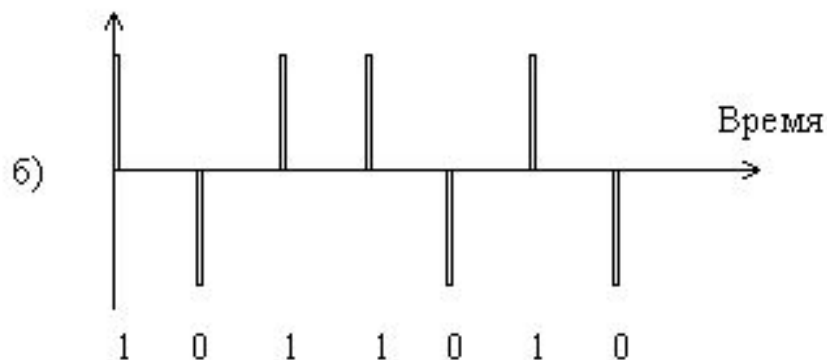
# Модуляция и передача в основной полосе частот (baseband)

Амплитуда



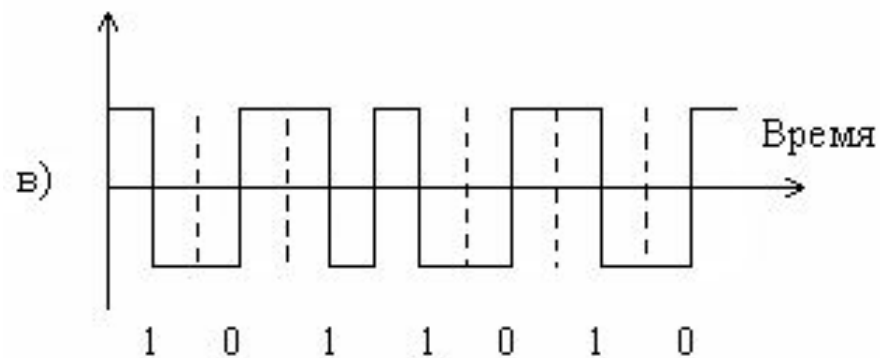
ИКМ-сигнал в кодировке NRZ-L (БВН)  
(NRZ-L – nonreturn-to-zero level,  
БВН – без возвращения к нулю)  
наиболее часто используется в цифровых  
логических схемах

Амплитуда



импульсное представление ИКМ-сигнала

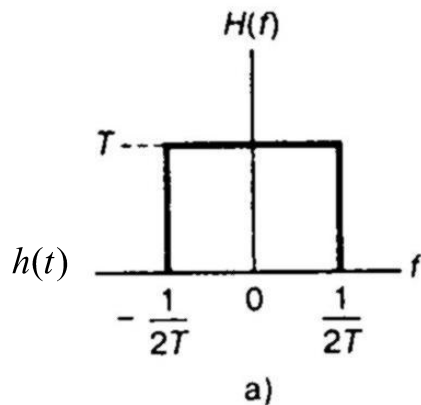
Амплитуда



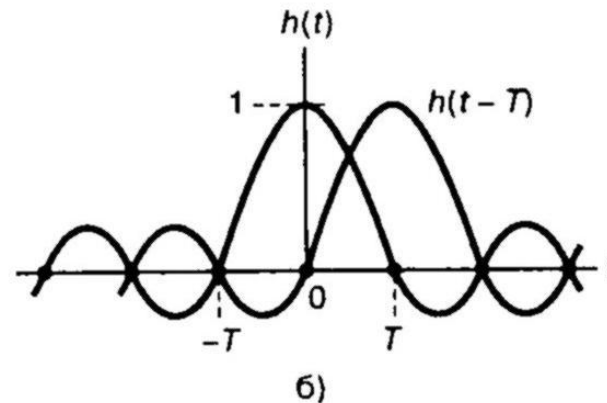
манчестерское кодирование ИКМ-сигнала

# Модуляция и передача в основной полосе частот (baseband)

Минимальная ширина полосы системы, необходимая для передачи информации со скоростью  $R_s$  символов в секунду без искажений, равна  $R_s/2$  Гц



АЧХ идеального фильтра Найквиста

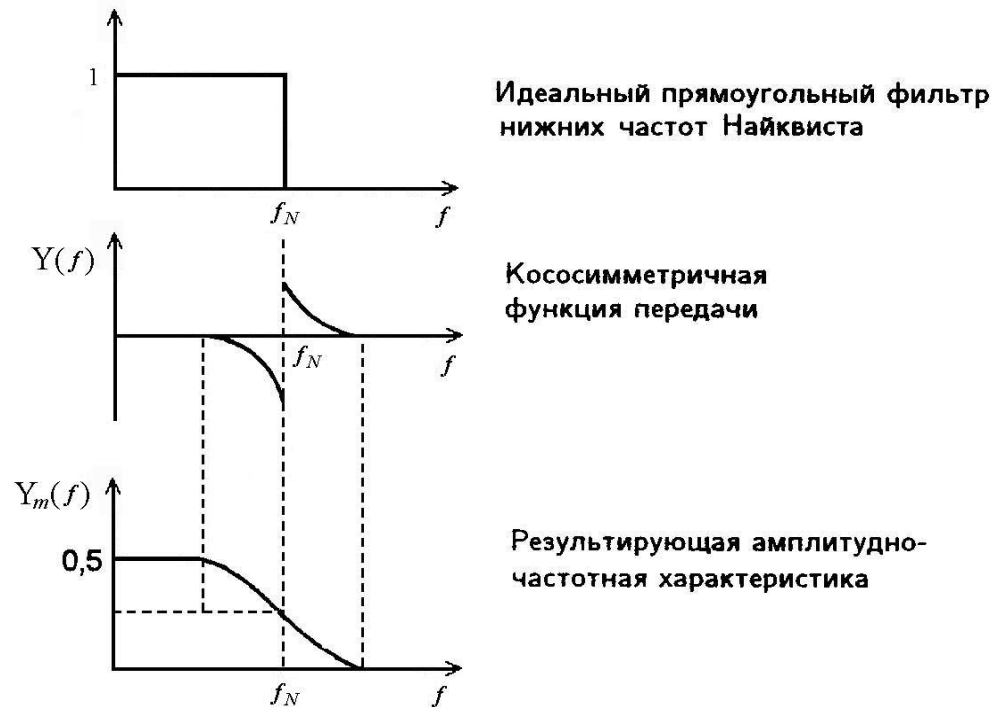


идеальные импульсы Найквиста

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

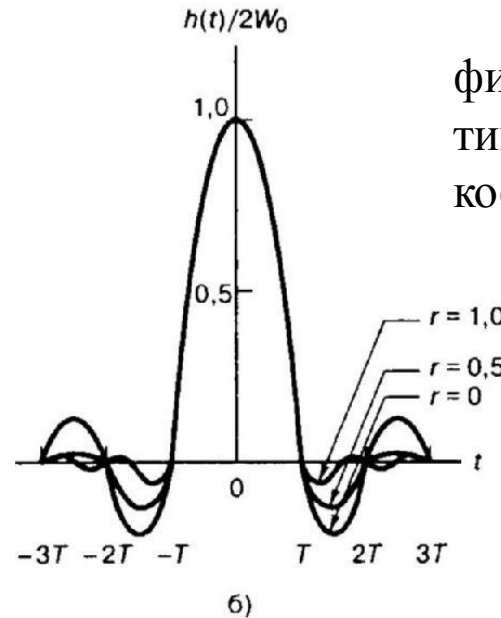
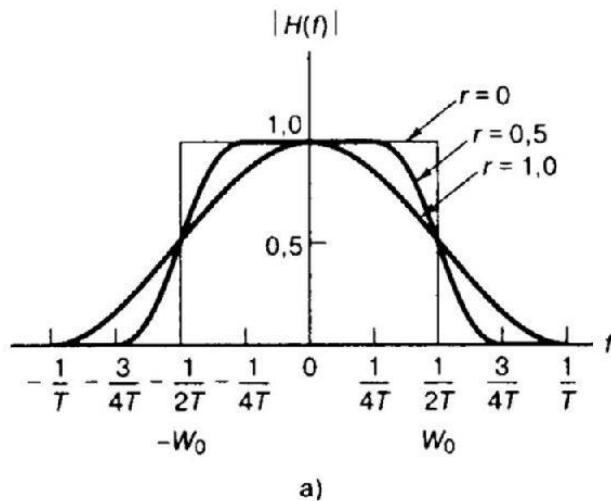
$$h(t - kT) = 0, \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots$$

# Модуляция и передача в основной полосе частот (baseband)



*Теорема Найквиста о частичной симметрии:* суммирование действительной косо-симметричной относительно частоты среза идеального фильтра нижних частот функции передачи с характеристикой передачи идеального фильтра нижних частот сохраняет моменты пересечения импульсной характеристики с нулевой осью.

# Модуляция и передача в основной полосе частот (baseband)



фильтр Найквиста с АЧХ  
типа приподнятого  
косинуса

$$W = \frac{1}{2}(1+r)R_s = \frac{1+r}{2T}$$

– ширина полосы системы с  
фильтром Найквиста с АЧХ  
типа приподнятого косинуса  
для сигнала в основной  
полосе частот

$$H(j2\pi f) = \begin{cases} 1, & |f| < 2W_0 - W \\ \cos^2\left(\frac{\pi}{4} \frac{|f| + W - 2W_0}{W - W_0}\right), & 2W_0 - W < |f| < W \\ 0, & |f| > W \end{cases}$$

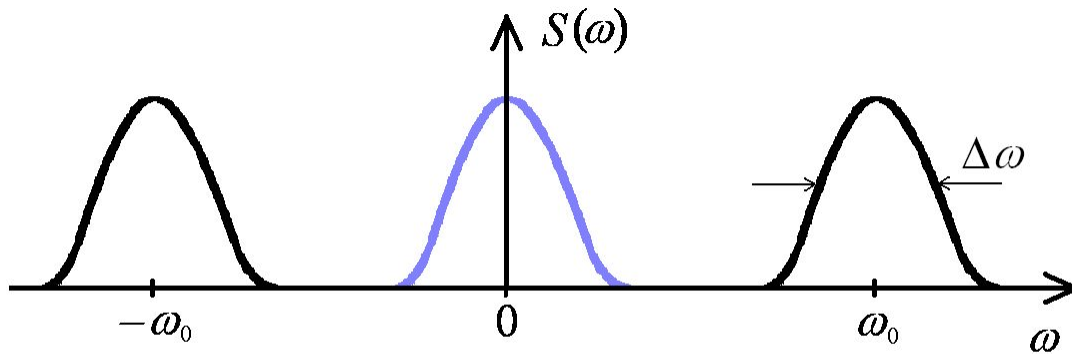
$$h(t) = 2W_0 \operatorname{sinc}(2W_0 t) \frac{\cos[2\pi(W - W_0)t]}{1 - [4(W - W_0)t]^2}$$

$W$  – максимальная ширина полосы,  $W_0 = 1/(2T)$  – минимальная ширина полосы для  
прямоугольного спектра,  $r = (W - W_0)/W_0$  – коэффициент сглаживания (roll-off factor),  $0 \leq r \leq 1$



# Полосовая модуляция/демодуляция

$s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$  – модулированная несущая



— спектр сигнала в основной полосе частот  
— спектр полосового сигнала

$\Delta\omega / \omega_0 \ll 1$  – узкополосный сигнал

$\Delta\omega / \omega_0 > 0.2$  или  $\Delta\omega \geq 500$  МГц –  
сверхширокополосный сигнал

$W_{DSB} = (1 + r)R_s = \frac{1 + r}{T}$  – ширина полосы системы в случае двухполосной модуляции (амплитудной, фазовой или амплитудно-фазовой) с фильтрацией по Найквисту

Параметры несущего колебания:

- амплитуда
- частота
- фаза

Виды модуляции:

- амплитудная
- частотная
- фазовая
- смешанная

Демодуляция:

- когерентная
- некогерентная

# Полосовая модуляция/демодуляция

Аналитическое представление

Сигнал

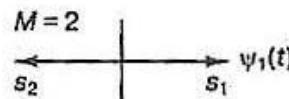
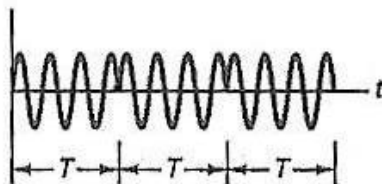
Вектор

а) PSK

$$s_j(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega t + 2\pi j/M)$$

$$j = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$



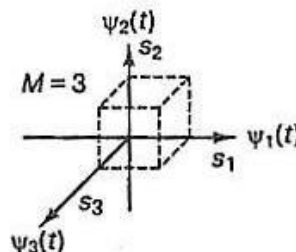
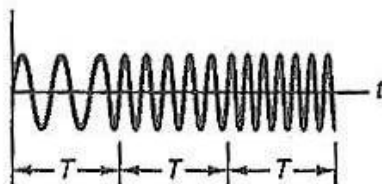
PSK (Phase Shift Keying) – фазовая манипуляция

б) FSK

$$s_j(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_j t + \phi)$$

$$j = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$



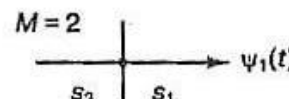
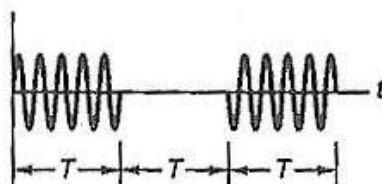
FSK (Frequency Shift Keying) – частотная манипуляция

в) ASK

$$s_j(t) = \sqrt{\frac{2E_j(t)}{T}} \cos(\omega_0 t + \phi)$$

$$j = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$



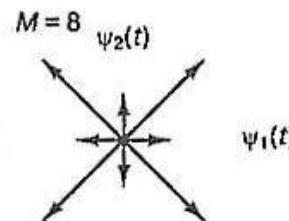
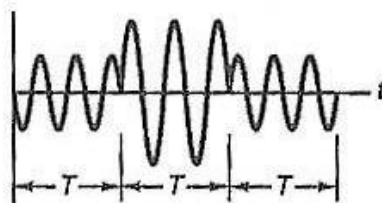
APK (Amplitude-Phase Shift Keying) – амплитудно-фазовая манипуляция

г) ASK/PSK (APK)

$$s_j(t) = \sqrt{\frac{2E_j(t)}{T}} \cos[\omega_0 t + \phi_j(t)]$$

$$j = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$



PSK-2

# Полосовая модуляция/демодуляция

## Фазовая манипуляция (MPSK)

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[\omega_0 t + \frac{2\pi i}{M}\right], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}$$

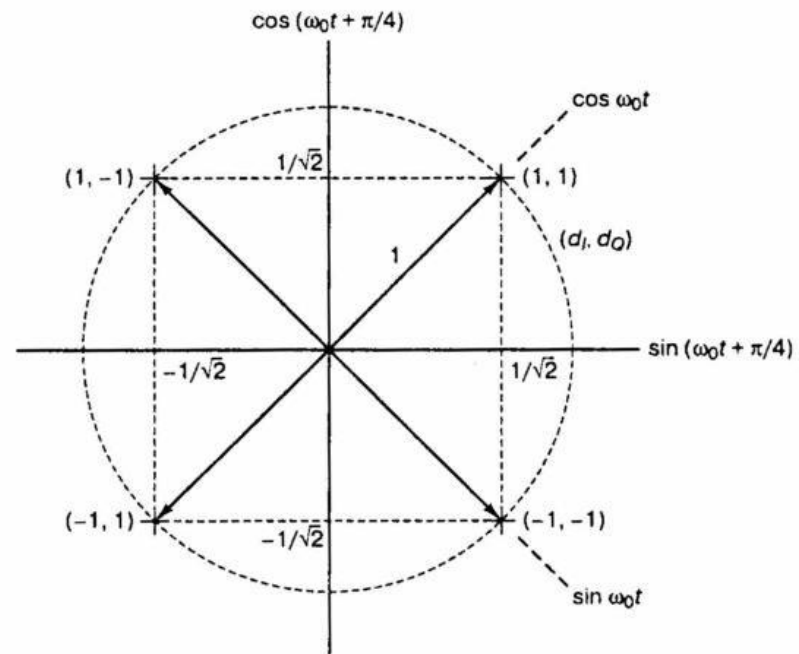
- M=2 – BPSK (binary phase shift keying) – двоичная фазовая манипуляция (PSK-2)
- M=4 – QPSK (quadrature phase shift keying) – квадратурная фазовая манипуляция (PSK-4)

$$s(t) = \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \pi/4] =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} d_I(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{\sqrt{2}} d_Q(t) \sin \omega_0 t$$

– сигнал QPSK

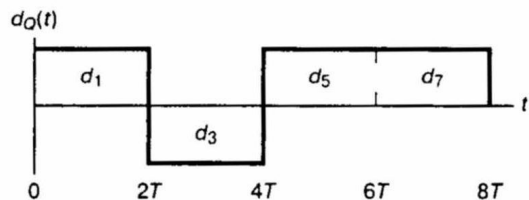
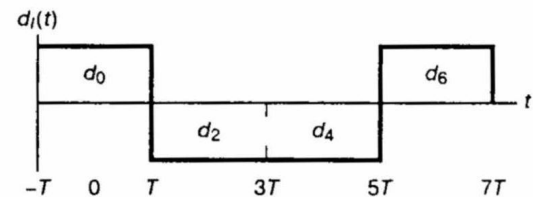
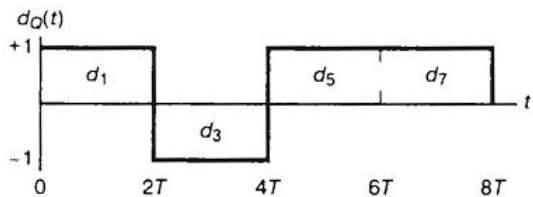
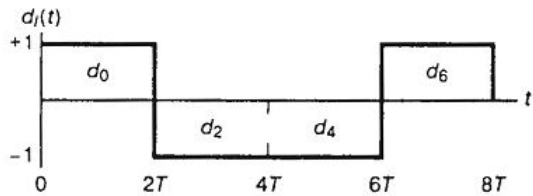
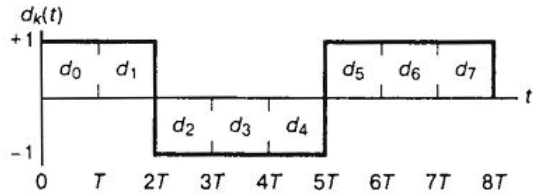
$d_I(t)$ ,  $d_Q(t)$  – потоки импульсов чётных и нечётных битов,  $\theta(t) = 0, \pm\pi/2, \pi$



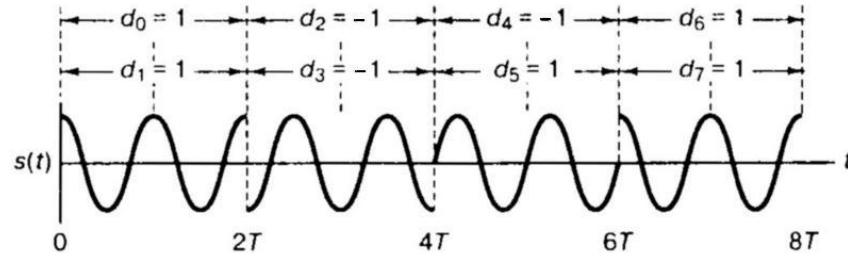
# Полосовая модуляция/демодуляция

## Квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (OQPSK)

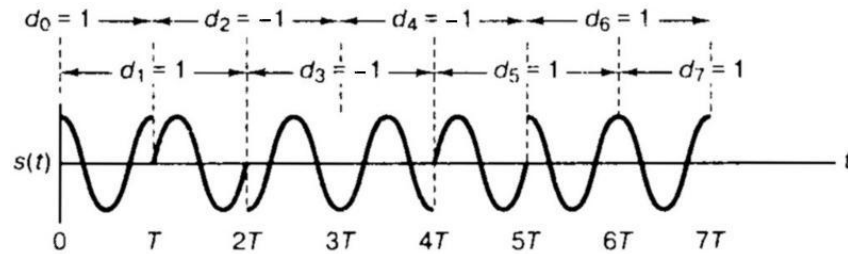
Q  
P  
S  
K



O  
Q  
P  
S  
K



a) QPSK



б) OQPSK

QPSK:  $\theta(t) = 0, \pm\pi/2, \pi$

OQPSK:  $\theta(t) = 0, \pm\pi/2$

OQPSK эффективна в системах с нелинейным усилением

# Полосовая модуляция/демодуляция

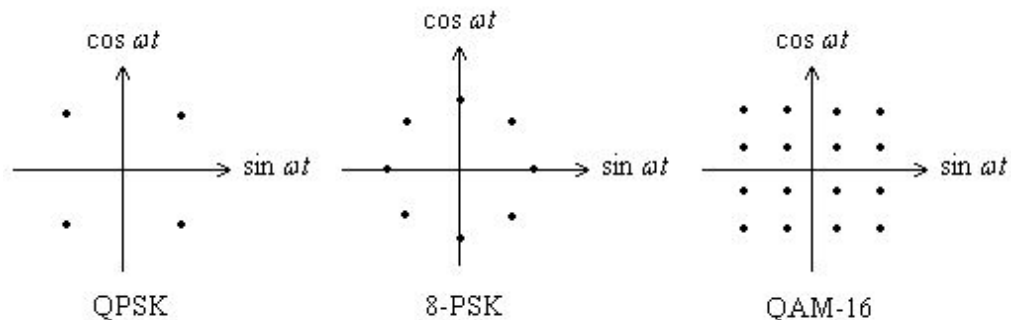
Амплитудная манипуляция (M-ASK):

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}$$

Амплитудно-фазовая манипуляция (M-APK):

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}$$

сигнальные созвездия  
(пространство сигналов)

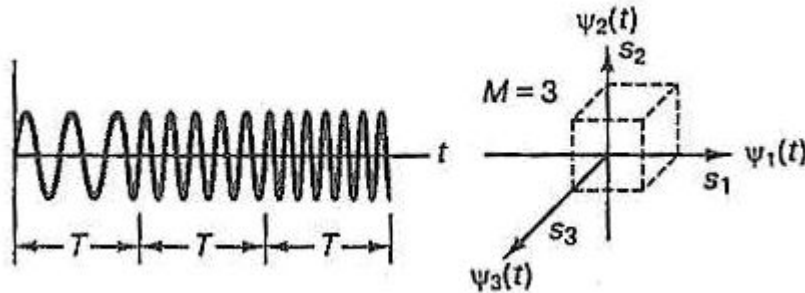


QAM (quadrature amplitude modulation) – квадратурная амплитудная модуляция

# Полосовая модуляция/демодуляция

## Частотная манипуляция (MFSK):

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}$$



$$\int_0^T s_i(t) s_j(t) dt = 0, \quad i \neq j$$

$$W = M(1+r)R_s = \frac{M(1+r)}{T}$$

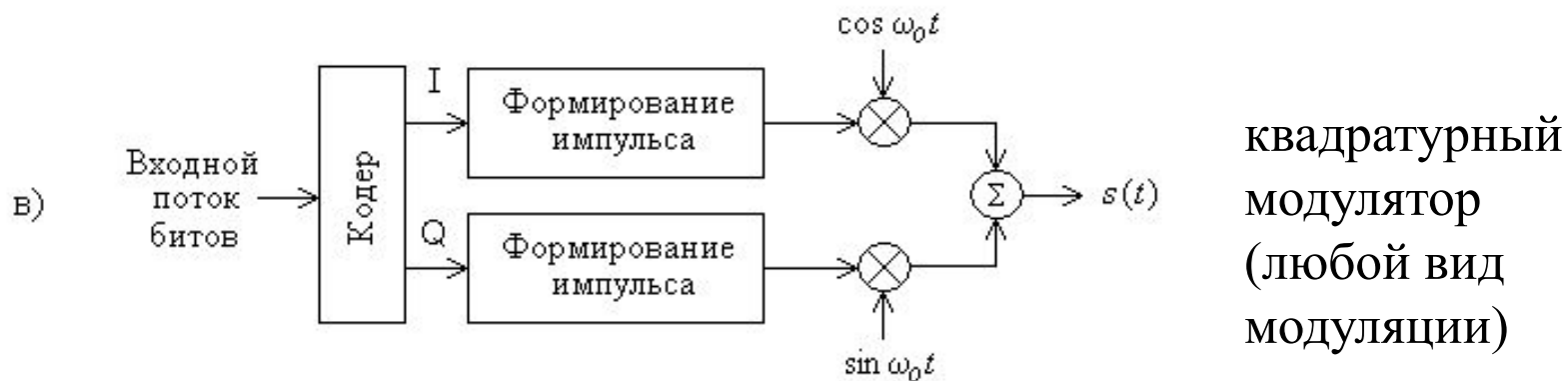
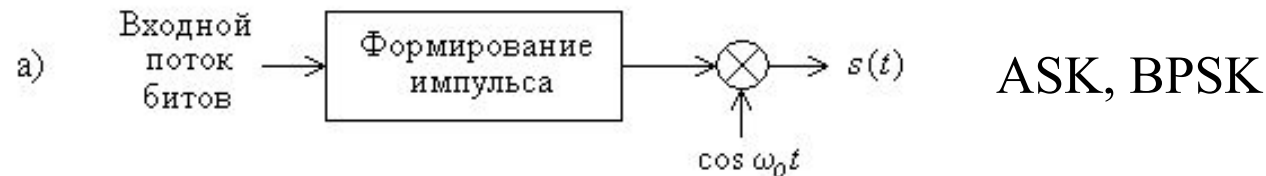
– ширина полосы при некогерентной демодуляции

$$W = M(1+r) \frac{R_s}{2} = \frac{M(1+r)}{2T}$$

– ширина полосы при когерентной демодуляции

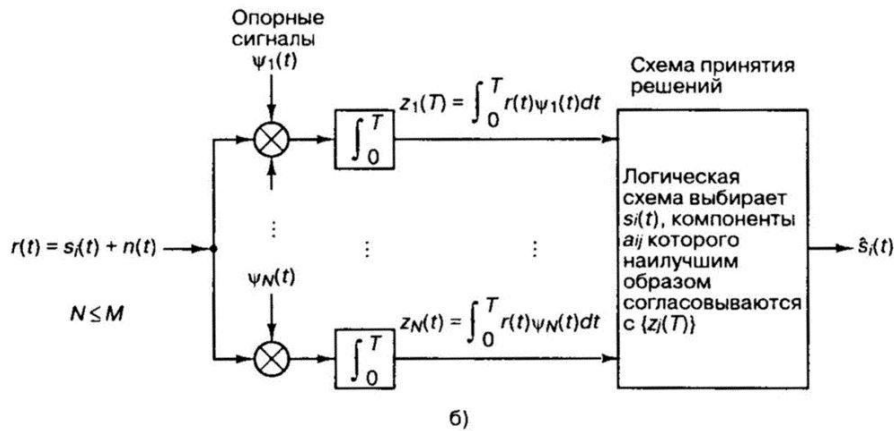
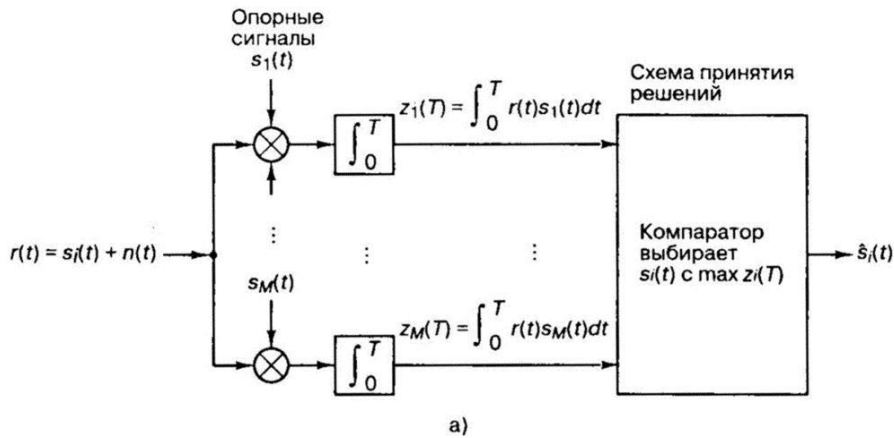
# Полосовая модуляция/демодуляция

## Структуры модуляторов



# Полосовая модуляция/демодуляция

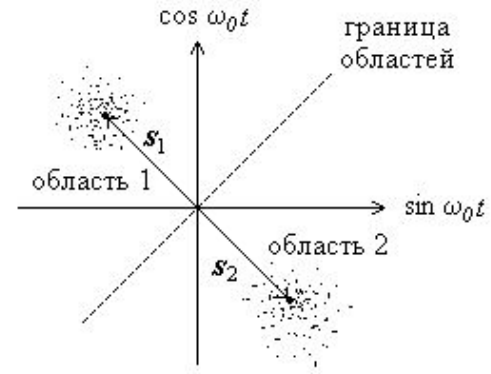
Оптимальный корреляционный приёмник для канала с АБГШ



$$r(t) = s_i(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = \overline{1, M}$$

– принятый сигнал,

$s_i(t)$  – переданный сигнал,  $n(t)$  – АБГШ



$$\{s_i(t)\} \Rightarrow \{\psi_j(t)\} \quad \begin{matrix} i = 1, \dots, M \\ j = 1, \dots, N \end{matrix} \quad N \leq M$$

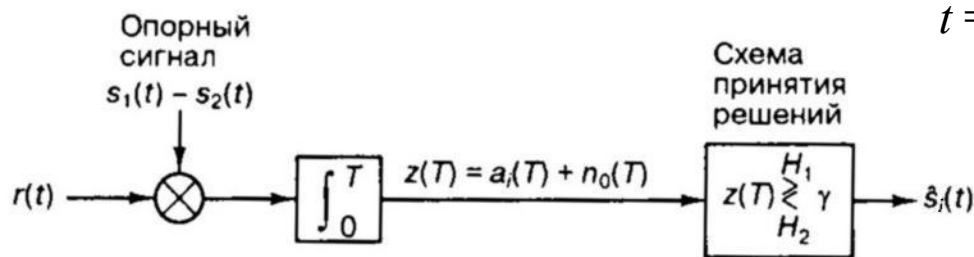
$\{\psi_j(t)\}$  – базисные функции

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} \psi_j(t),$$

$$a_{ij} = \frac{1}{K_j} \int_0^T s_i(t) \psi_j(t) dt, \quad \int_0^T \psi_j(t) \psi_k(t) dt = K_j \delta_{jk}, \quad \delta_{jk} = \begin{cases} 1, & j = k \\ 0, & j \neq k \end{cases} \quad j, k = 1, \dots, N \quad 32$$



# Полосовая модуляция/демодуляция



$t = T: z(T) = a_i(T) + n_0(T), i = 1, 2$   
 – гауссова случайная переменная со средним  $a_i(t)$

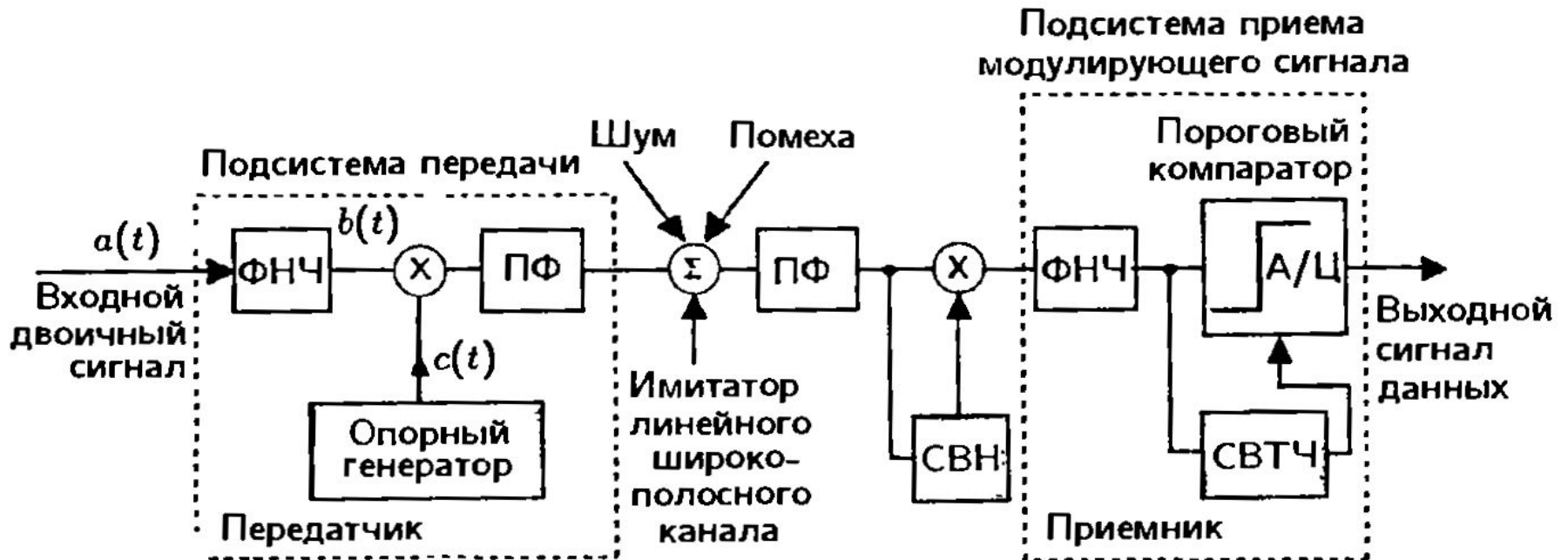
Двоичный корреляционный приёмник

$z(T) \underset{H_2}{\overset{H_1}{\gtrless}} \frac{a_1 + a_2}{2} = \gamma$  – правило принятия решений при равенстве априорных вероятностей передачи сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$

BPSK:  $s_1(t) = -s_2(t), a_1 = -a_2, z(T) \underset{H_2}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma = 0$

# Полосовая модуляция/демодуляция

## Корреляционный когерентный приёмник двоичных сигналов



# Литература

1. Б. Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2003.
2. Дж. Прокис. Цифровая связь. – М.: "Радио и связь", 2000.
3. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. -М.: Эко-Трендз, 2005.
4. Радиотехнические системы передачи информации. – М.: "Радио и связь", 1990.
5. К. Феер. Беспроводная цифровая связь. – М.: "Радио и связь", 2000.
6. В. Столлингс. Беспроводные линии связи и сети. : Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2003.
7. С.И.Дингес. Мобильная связь: технология DECT. -М.: СОЛОН-Пресс, 2003.
8. И.В.Шахнович. Современные технологии беспроводной связи. М.: Издательский дом "Вильямс", 2003.
9. Ивлев Д.Н., Панфилов С.В. Исследование процессов кодирования источника и полосовой модуля-ции/демодуляции в среде LabVIEW: Методические указания к лабораторной работе. - Н.Новгород, ННГУ, 2005.
10. С.И.Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. -М.: «Высшая школа», 1988.
11. И.С.Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. -М.: "Радио и связь", 1986.
12. В.М.Вишневский, А.И.Ляхов, С.Л.Портной, И.В.Шахнович. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. -М.: Техносфера, 2005.