

ЛЕКЦИЯ 8. МОДУЛЯЦИЯ СИМВОЛЬНЫХ И КОДОВЫХ ДАННЫХ

**8.1. Амплитудно- манипулированные
сигналы**

**8.2. Фазовые виды манипуляции
(BPSK, QPSK, M-PSK)**

**8.3. Квадратурная амплитудная
модуляция (QAM)**

8.4. Частотные виды модуляции

8.5. OFDM модуляция

8.1. Амплитудно-манипулированные сигналы

Двоичная амплитудная манипуляция

Модулированный сигнал

$$u(t) = U(x(t) + B) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где $x(t)$ – информационный цифровой сигнал, $x(t) = \{0,1\}$, U , B и φ_0 – постоянные, $B \geq 0$, ω_0 – несущая частота.

Сигнал с пассивной паузой. ООК (On-Off Keying, Включено-Выключено).

$B = 0$. Модулированный сигнал

$u(t) = Ux(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, его амплитуда принимает значение 0 при нулевом значении информационного сигнала и U при единичном.

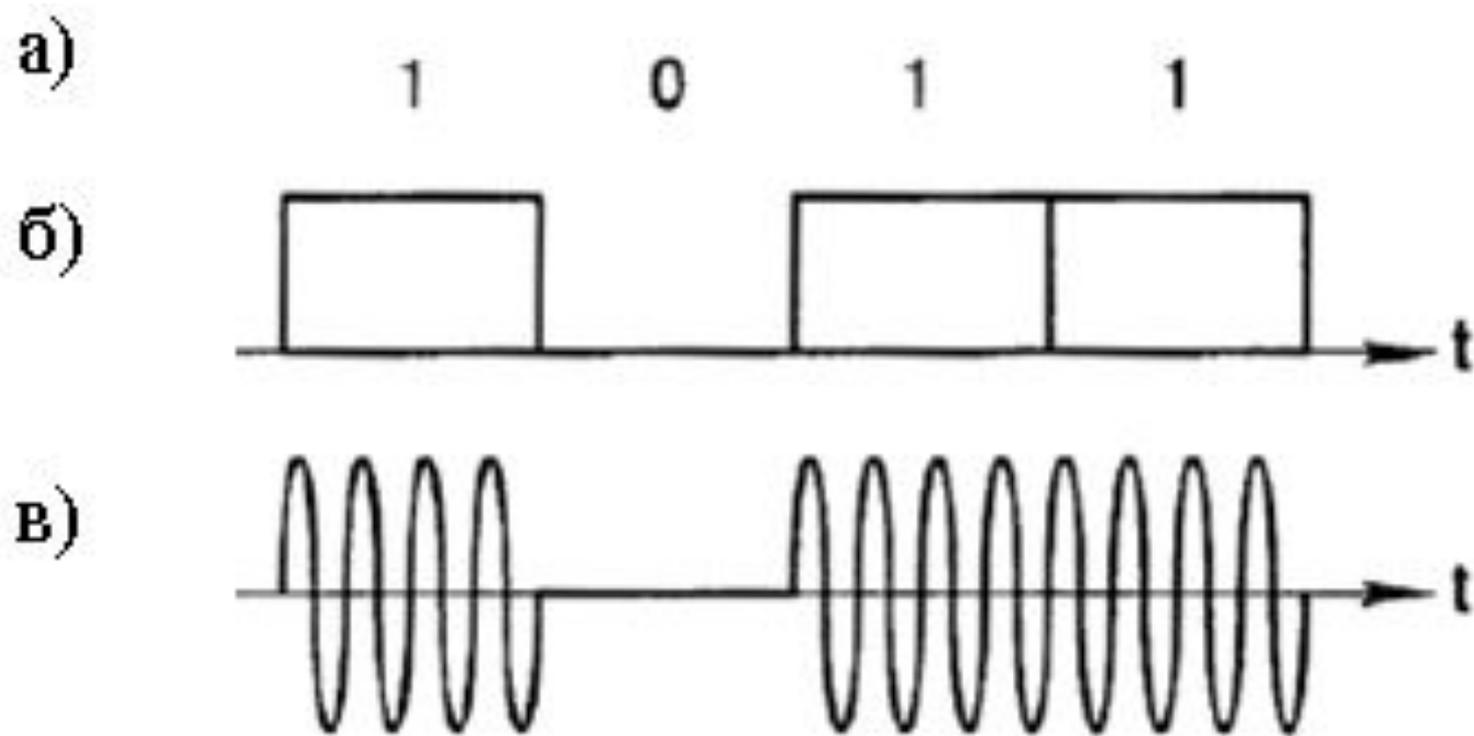


Рис. 8.1. Модуляция ООК: а – информационное сообщение; б – модулирующий цифровой сигнал; в – модулированный радиосигнал

Сигнал ASK (Amplitude Shift Keying

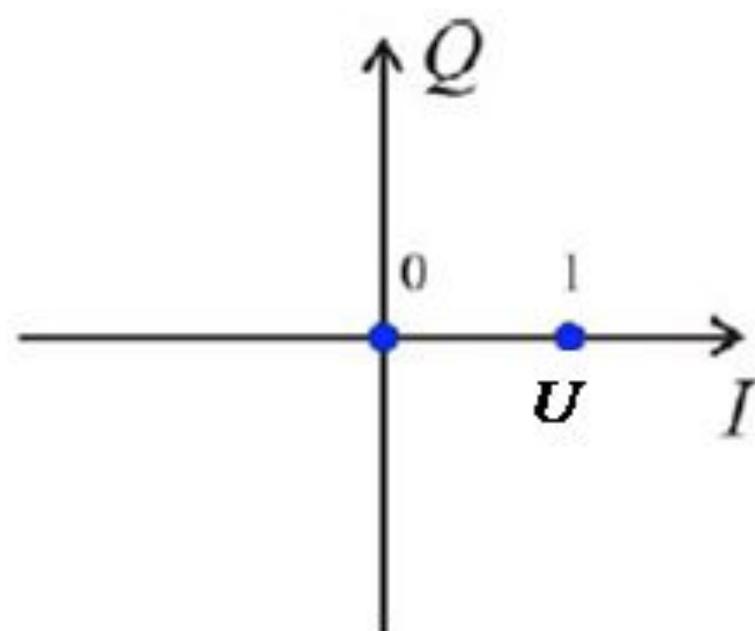
$B = 1$.

$$u(t) = U(x(t) + B) \cos \varphi_0 \cdot \cos(\omega_0 t) + \\ + U(x(t) + B) \sin \varphi_0 \cdot \sin(\omega_0 t),$$

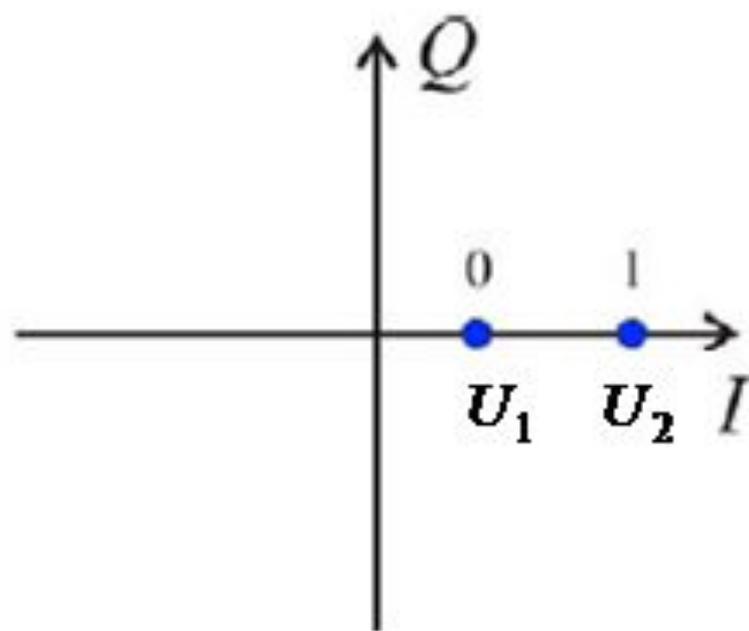
где $I(t) = U(x(t) + B) \cos \varphi_0$ - синфазная составляющая модулирующего сигнала, $Q(t) = U(x(t) + B) \sin \varphi_0$ - квадратурная составляющая модулирующего сигнала.

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

При $\varphi_0 = 0$, $I(t) = U(x(t) + B)$, $Q(t) = 0$.



а)



б)

Рис. 8.2. а – сигнальное созвездие модуляции OOK,
 б – сигнальное созвездие модуляции ASK

Многопозиционная амплитудная модуляция (M-ASK)

Сигнал M-ASK размерностью множества возможных значений амплитуды сигнала $M = 2^m$, где m – число бит в одном символе.

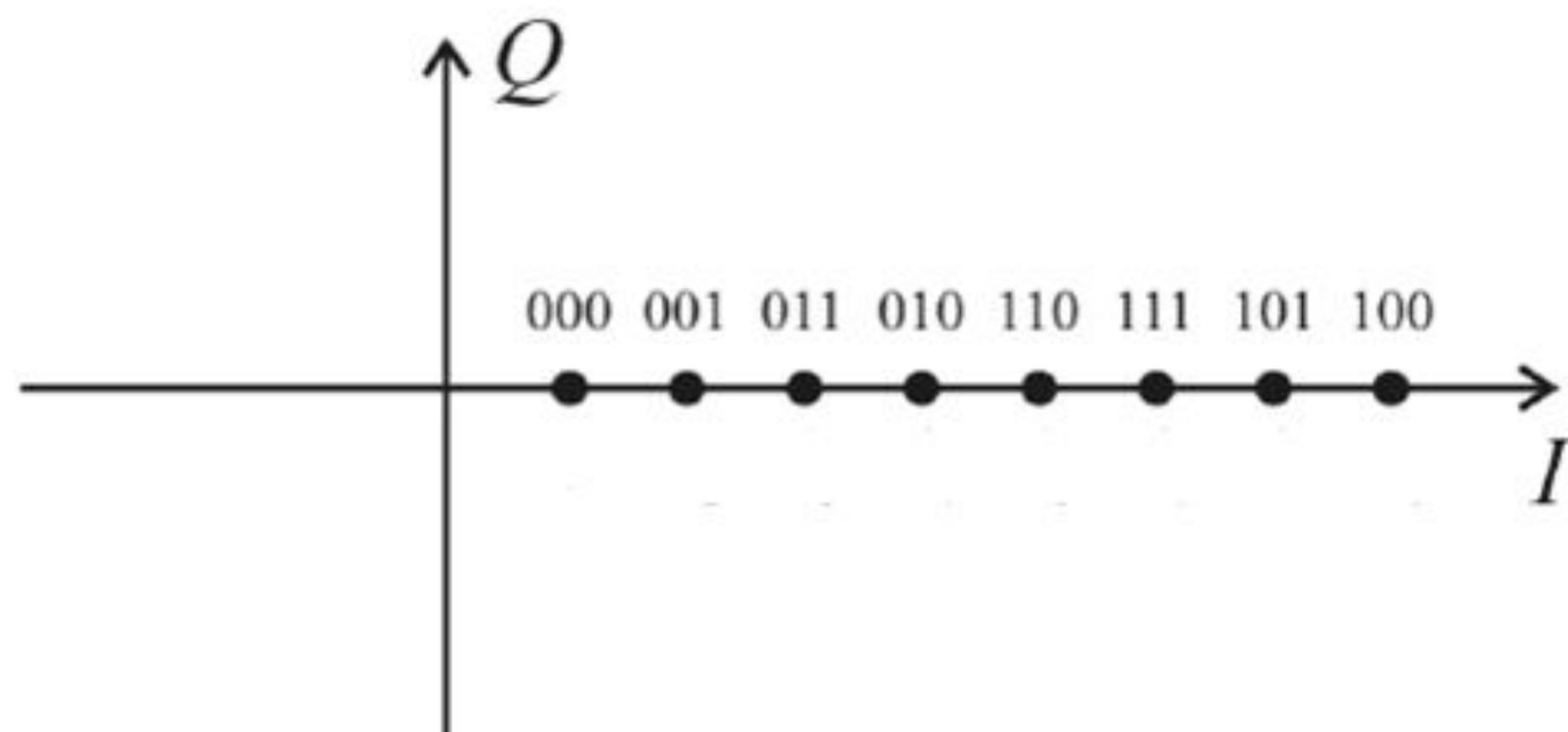


Рис. 8.3. Сигнальное созвездие для 8-ASK

8.2. Фазовые виды манипуляции (BPSK, QPSK, M-PSK)

Фазоманипулированный сигнал имеет вид:

$$u(t) = U \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0),$$

где U и φ_0 – постоянные параметры, ω_0 – несущая частота.

Информация передается посредством фазы

Двоичная фазовая манипуляция (BPSK – Binary Phase Shift Keying)

Множеству значений информационного сигнала $\{1,0\}$ ставится в однозначное соответствие множество изменений фазы $\{0, \pi\}$.

Сигнал BPSK

$$u(t) = \begin{cases} U \cos(\omega_0 t + \varphi_0), & \text{при } x(t) = 1, \\ U \cos(\omega_0 t + \pi + \varphi_0) = -U \cos(\omega_0 t + \varphi_0), & \text{при } x(t) = 0. \end{cases}$$

$$u(t) = U \cdot 2 \left(x(t) - \frac{1}{2} \right) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad \text{На выходе модулятора}$$

$$\text{сигналы } I(t) = U \cdot 2 \left(x(t) - \frac{1}{2} \right), \quad Q(t) = 0.$$

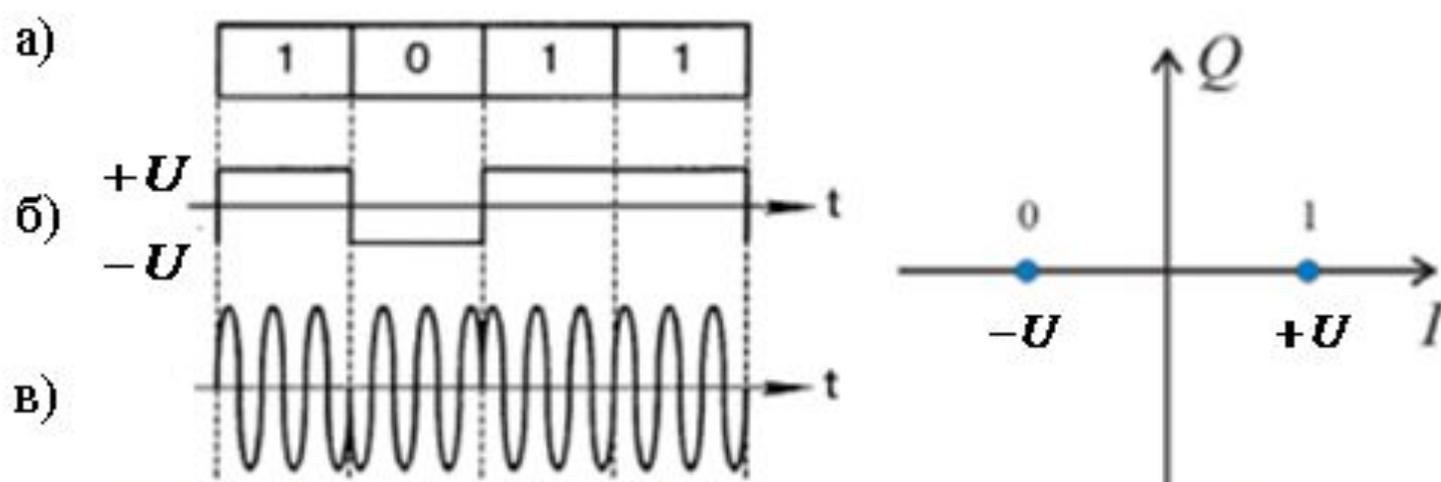


Рис. 8.4. Временная форма и сигнальное созвездие сигнала BPSK:
а – цифровое сообщение; б – модулирующий сигнал; в – модулированное
ВЧ-колебание; г – сигнальное созвездие

Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying)

QPSK является четырехуровневой фазовой манипуляцией ($M=4$), при которой фаза высокочастотного колебания может принимать 4 различных значения с шагом, кратным $\pi/2$.

Соотношение между сдвигом фазы $\left\{ \frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4} \right\}$ и множеством символов $\{00, 01, 10, 11\}$.

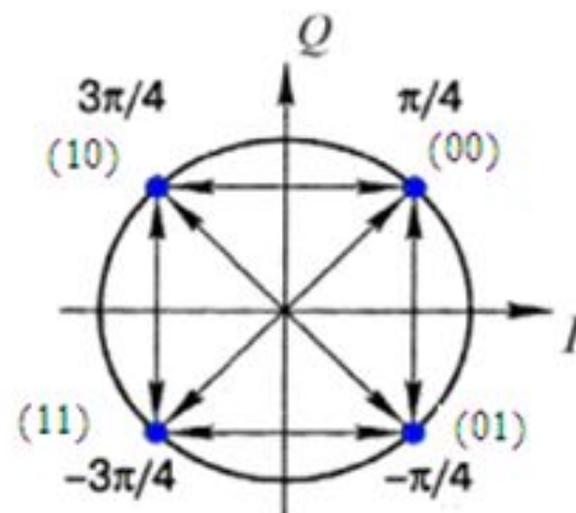


Рис. 8.5. Сигнальное созвездие модуляции QPSK

Сигнал QPSK можно записать в виде
 $u_i(t) = U \cos(\omega_0 t + \varphi_i(t) + \varphi_0)$, $i = 1, 2, 3, 4$,

где $\varphi_i(t) = \frac{\pi}{2}(i-1) + \frac{\pi}{4}$.

Сигнал QPSK в виде синфазной и квадратурной составляющих
 $u_i(t) = U \cos \varphi_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + U \sin \varphi_i(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$,

где $I_i(t) = U \cos \varphi_i(t)$ - синфазная составляющая i - го символа,
 $Q_i(t) = U \sin \varphi_i(t)$ - квадратурная составляющая i - го символа,

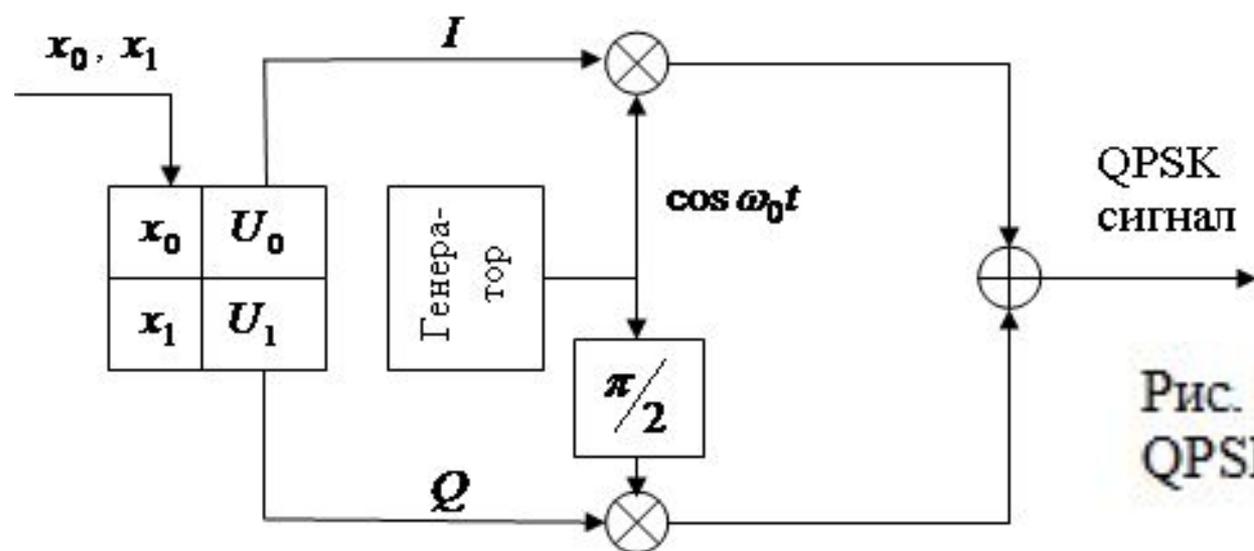


Рис. 8.6. Структурная схема QPSK модулятора

Многопозиционная фазовая модуляция (M-PSK)

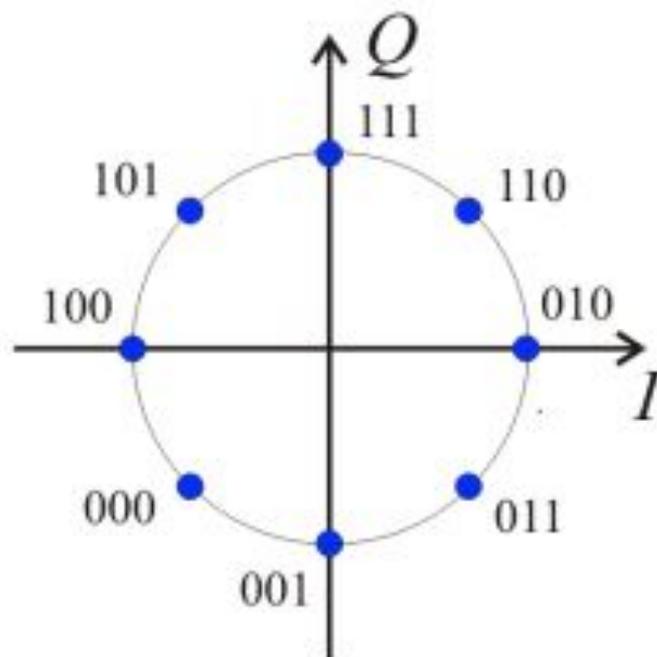


Рис. 8.7. Сигнальное созвездие модуляции 8-PSK

Сигнал M-PSK

$$u_i(t) = U \cos(\omega_0 t + \varphi_i(t) + \varphi_0), \quad i = 1, 2, 3, \dots, M,$$

где $\varphi_i(t) = \frac{2\pi}{M}(i-1)$.

8.3. Квадратурная амплитудная модуляция (QAM)

Сигнал QAM можно также представить в виде синфазной и квадратурной составляющих

$$u_i(t) = U_i \cos \varphi_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + U_i \sin \varphi_i(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где $I_i(t) = U_i \cos \varphi_i(t)$ - синфазная составляющая i - го символа,

$Q_i(t) = U_i \sin \varphi_i(t)$ - квадратурная составляющая i - го символа,

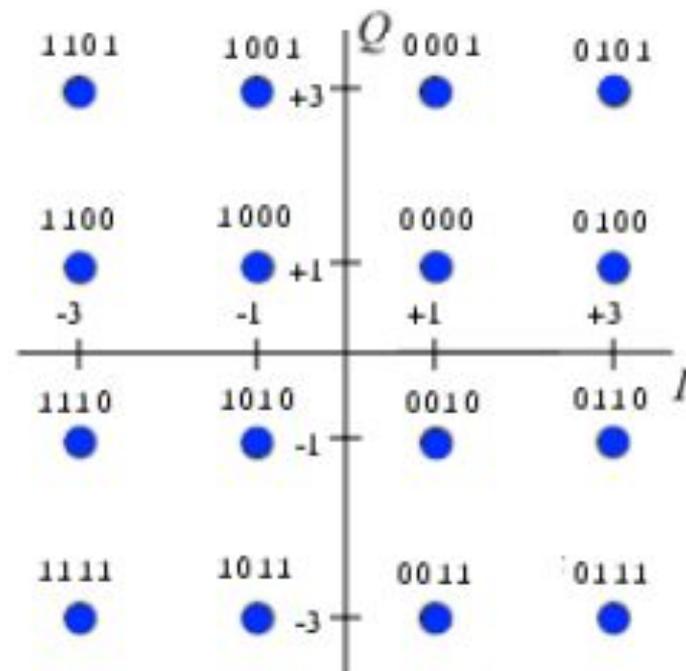


Рис. 8.8. Сигнальное созвездие модуляции 16-QAM

Таблица 8.1. Формирование сигнала 16-QAM

Сигнал	Значение			
Дибит цифрового сообщения	00	01	11	10
Модулирующий сигнал U_i , В	1	3	-3	-1

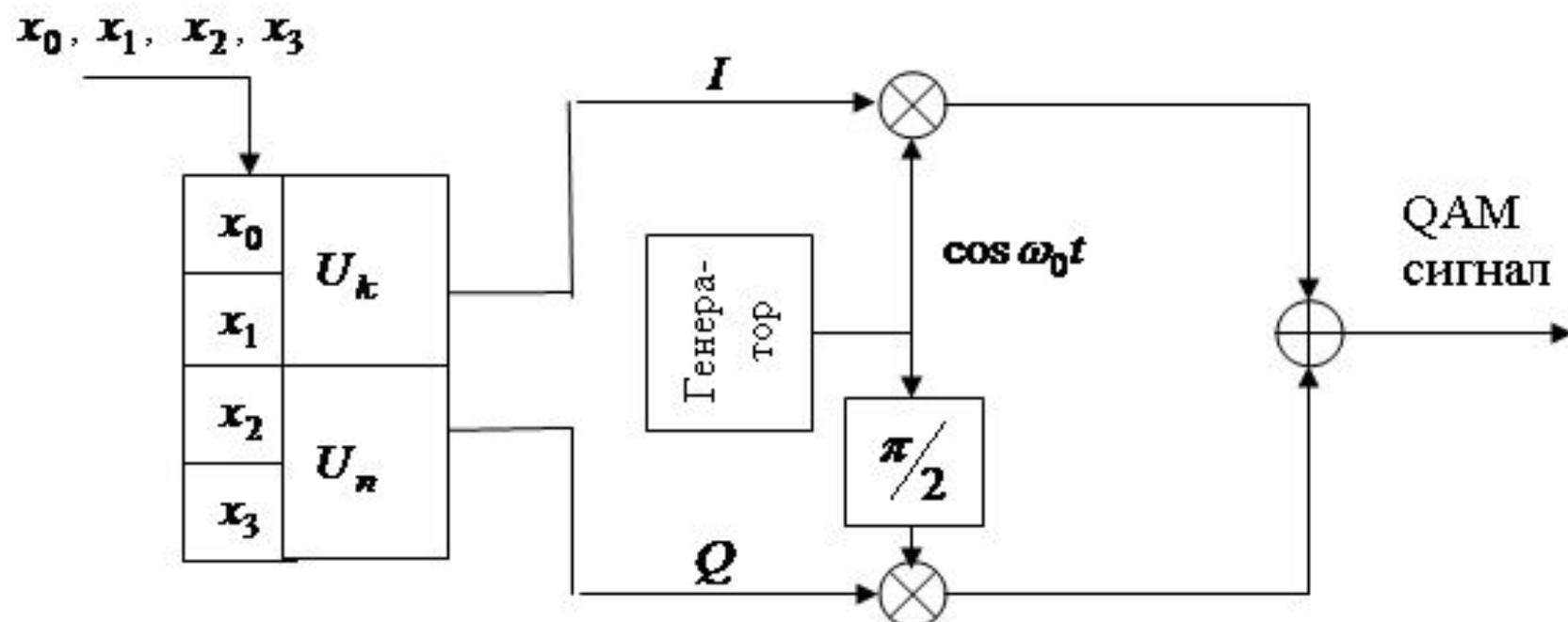


Рис. 8.9. Структурная схема 16-QAM модулятора

8.4. Частотные виды модуляции

Модулированный сигнал имеет вид:

$$u(t) = U \cos(\omega(t)t + \varphi_0) = U \cos(\omega_0 t + \Delta\omega \cdot x(t)t + \varphi_0),$$

где ω_0 – постоянная центральная частота сигнала, $\Delta\omega$ – девиация (изменение) частоты, $x(t)$ – информационный символ, φ_0 – начальная фаза.

Двоичная частотная модуляция (FSK)

$x(t)$ имеет 2 возможных значения $\{-1, 1\}$, где -1 соответствует значению исходного (неполярного) информационного символа 0 , а 1 – единице.

$$u_0(t) = U \cos((\omega_0 - \Delta\omega)t + \varphi_0),$$

$$u_1(t) = U \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_0),$$

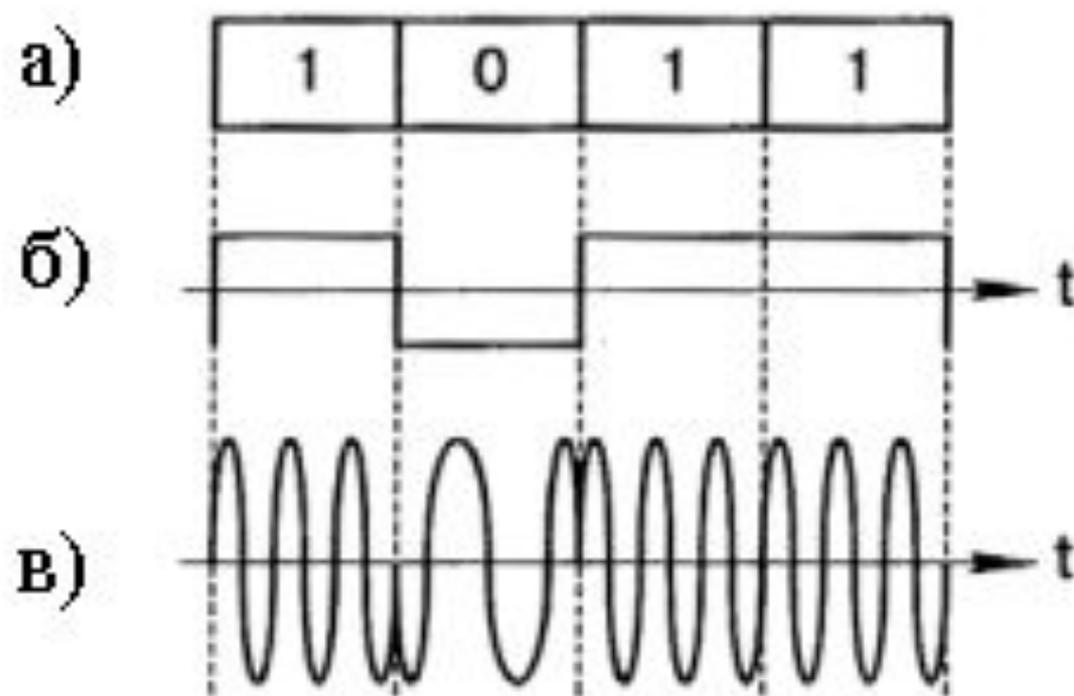


Рис. 8.10. Сигнал FSK: а – информационное сообщение; б – модулирующий сигнал; в – модулированное ВЧ-колебание

Многопозиционная частотная модуляция (M-FSK)

$$u_i(t) = U \cos(\omega_0 t + \Delta\omega \cdot x_i(t)t + \varphi_0)$$

Для сигнала 4-FSK множеству значений символов {00, 01, 10, 11} ставится во взаимнооднозначное соответствие множество значений модулирующего сигнала {-3, -1, 1, 3}.

$$u_{00}(t) = U \cos((\omega_0 - 3\Delta\omega)t + \varphi_0),$$

$$u_{01}(t) = U \cos((\omega_0 - \Delta\omega)t + \varphi_0),$$

$$u_{10}(t) = U \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_0),$$

$$u_{11}(t) = U \cos((\omega_0 + 3\Delta\omega)t + \varphi_0).$$

Частотная модуляция с минимальным сдвигом (MSK)

Сигнал на отрезке $[0, T_c]$ при передаче i -й позиции символа:

$$u_i(t) = U \cos(\omega_i t + \varphi_0), \quad \text{где } \omega_i = \omega_0 + i \frac{2\pi}{T_c}.$$

При осуществлении MSK необходимо обеспечить ортогональность сигналов. Для ортогональных сигналов должно выполняться условие

$$\int_0^{T_c} u_i(t) u_j(t) dt = 0.$$

при $\varphi_0 = 0$

$$U^2 \int_0^{T_c} \cos(\omega_i t) \cos(\omega_j t) dt = 0.$$

$$\frac{U^2}{2} \cdot \left(\frac{\sin(\omega_i - \omega_j) T_c}{(\omega_i - \omega_j)} + \frac{\sin(\omega_i + \omega_j) T_c}{(\omega_i + \omega_j)} \right) = 0.$$

При $(\omega_i + \omega_j) \gg (\omega_i - \omega_j)$

$$\frac{U^2}{2} \cdot \frac{\sin(\omega_i - \omega_j) T_c}{(\omega_i - \omega_j)} = 0 \quad \text{при} \quad (\omega_i - \omega_j) T_c = \pi \cdot k, \quad \text{где}$$

$k = 1, 2, \dots$ – целое число.

Минимальное значение между частотами манипуляции определяется выражением:

$$\omega_i - \omega_j = \Delta\omega_{\min} = \frac{\pi}{T_c}.$$

8.5. OFDM модуляция (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением)

Комплексный информационный модулирующий символ имеет вид:

$$U_i = U_{mi} e^{j\varphi_i},$$

где U_{mi} - амплитуда символа; φ_i - фаза символа; $i = 0, 1, 2, 3 \dots (N - 1)$.

Ортогональность обеспечивается на определенном интервале времени T_c , так называемом полезном, и определяется условием:

$$\int_0^{T_c} U_{nl}(t) \times U_{nm}(t) dt = \begin{cases} \neq 0, & l = m; \\ = 0, & l \neq m. \end{cases}$$

Задача, решаемая OFDM, сводится к получению на интервале времени T_c непрерывного сигнала, состоящего из N поднесущих $U_{ni}(t) = \cos(2\pi f_i t)$, модулированных символами \dot{U}_i

$$U_c(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{U}_i \cos(2\pi f_i t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left(\dot{U}_i \cdot e^{j2\pi f_i t} \right)$$

где f_i - частота i -ой поднесущей.

Для обеспечения ортогональности модулированных поднесущих, достаточно выполнения условия:

$$f_{i+1} - f_i = \Delta f = 1/T_c,$$

где Δf - разнос между соседними поднесущими.

$$\text{Частота } i\text{-ой поднесущей } f_i = i \frac{1}{T_c}.$$

Переход от непрерывного времени к дискретному
 $t = k\Delta t$, где $k = 0, 1, 2, 3 \dots (N-1)$.

Период дискретизации Δt OFDM сигнала выбирается из условия:

$$\Delta t = \frac{T_c}{N}$$

Значение сигнала в момент времени $k\Delta t$.

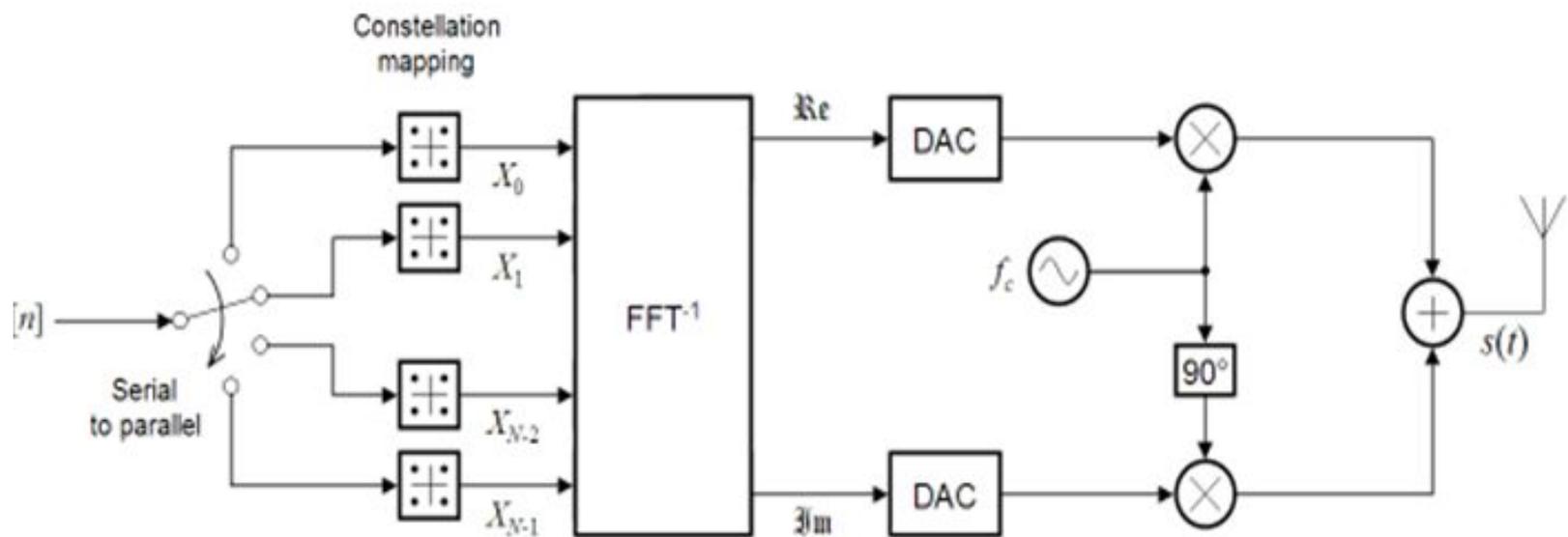
$$\begin{aligned} U_c(k\Delta t) &= \frac{1}{N} \operatorname{Re} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{U}_i \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot i \frac{1}{T_c} \cdot k \frac{T_c}{N} \right) = \\ &= \frac{1}{N} \operatorname{Re} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{U}_i \exp\left(j \cdot i \cdot k \frac{2\pi}{N} \right) . \end{aligned}$$

Операция преобразования в OFDM модуляторах осуществляется в комплексной форме (обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ)):

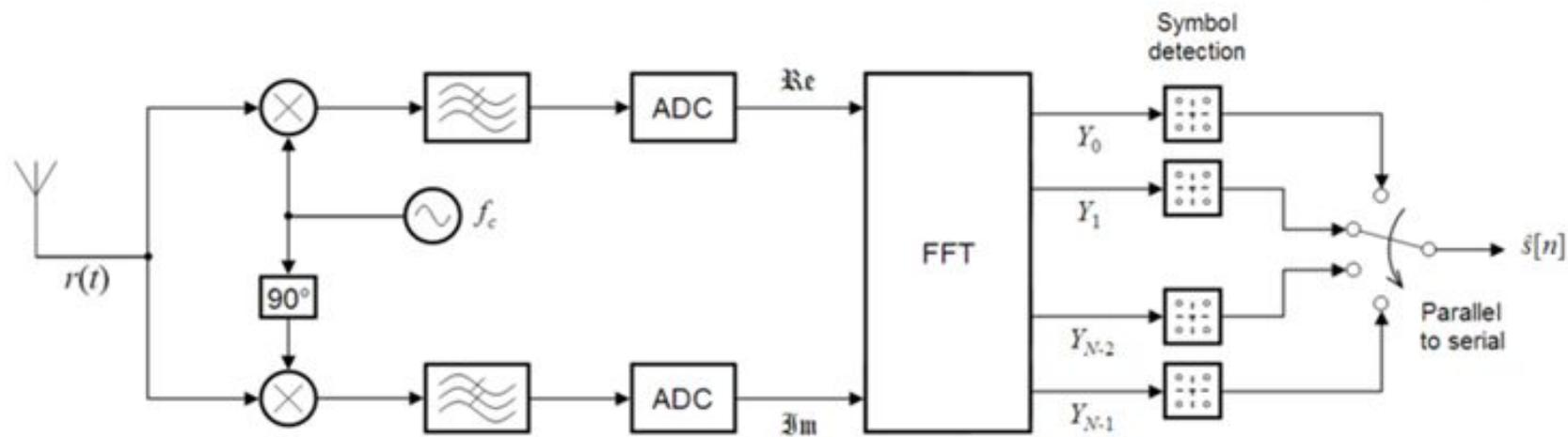
$$U_c(k\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i \exp\left(j \cdot i \cdot k \frac{2\pi}{N}\right).$$

Процесс демодуляции OFDM сигнала (прямое дискретное преобразование Фурье):

$$U_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} U_c(k\Delta t) \exp\left(-j \cdot i \cdot k \frac{2\pi}{N}\right).$$

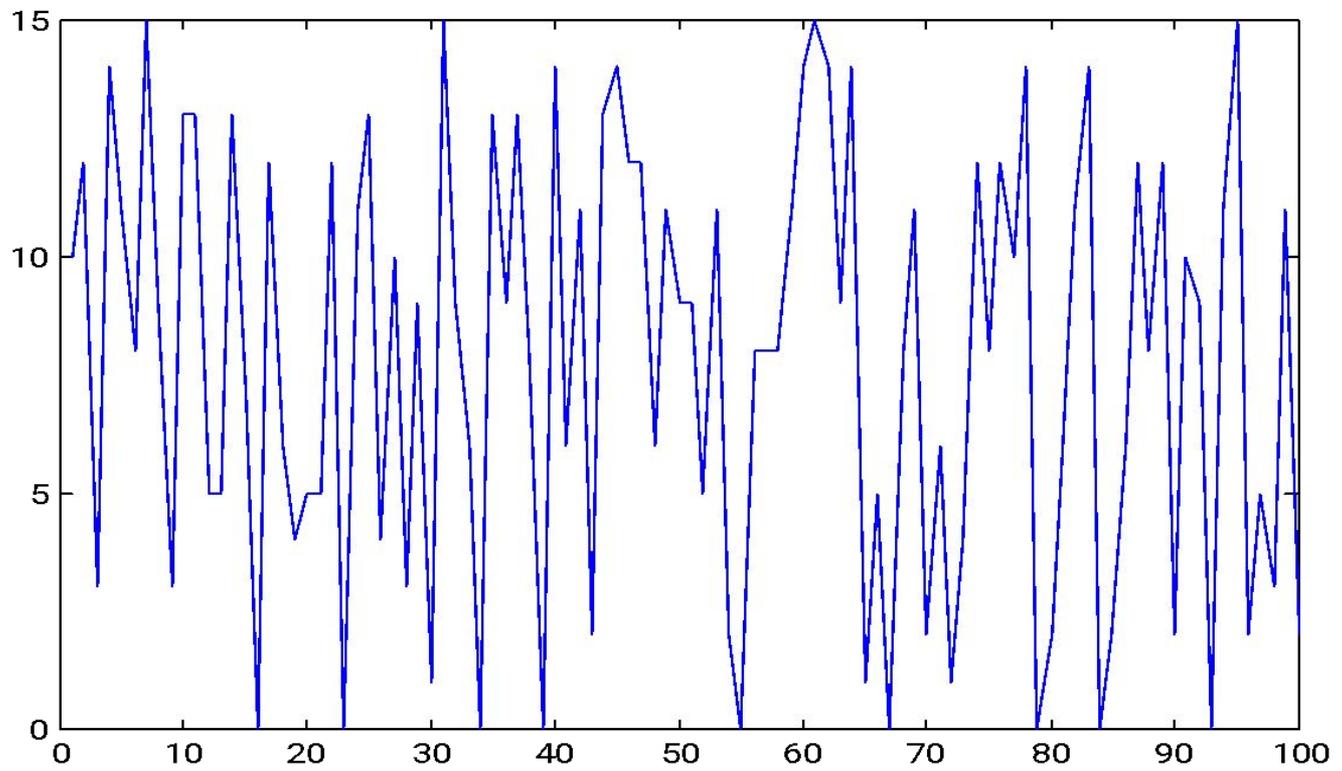


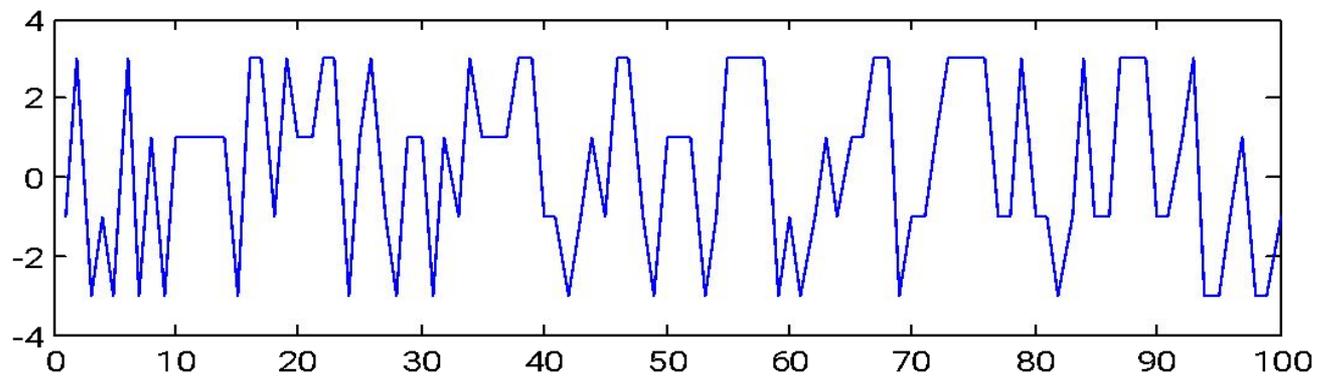
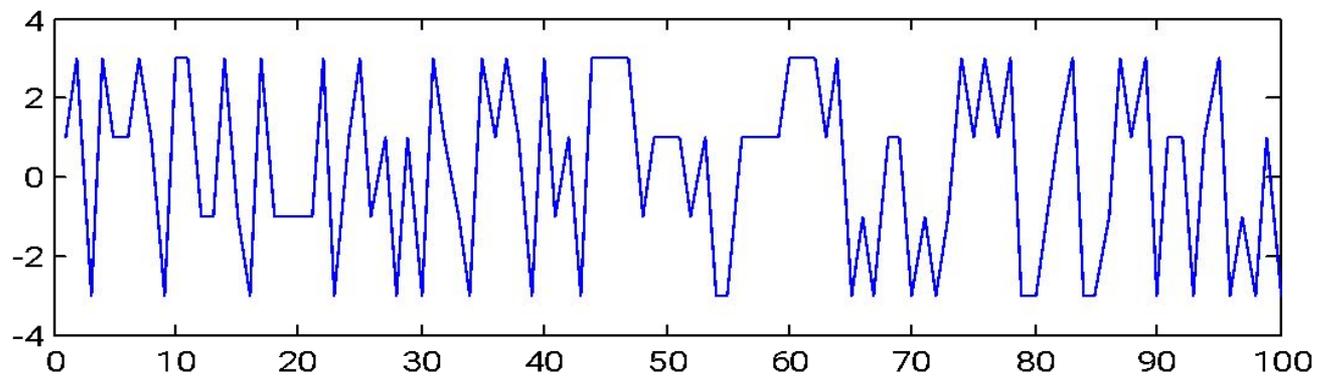
а) OFDM модулятор

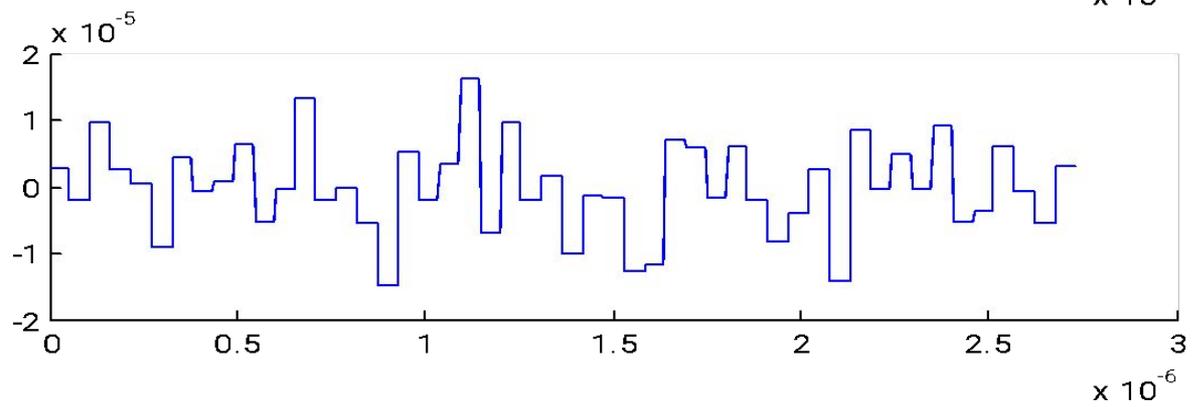
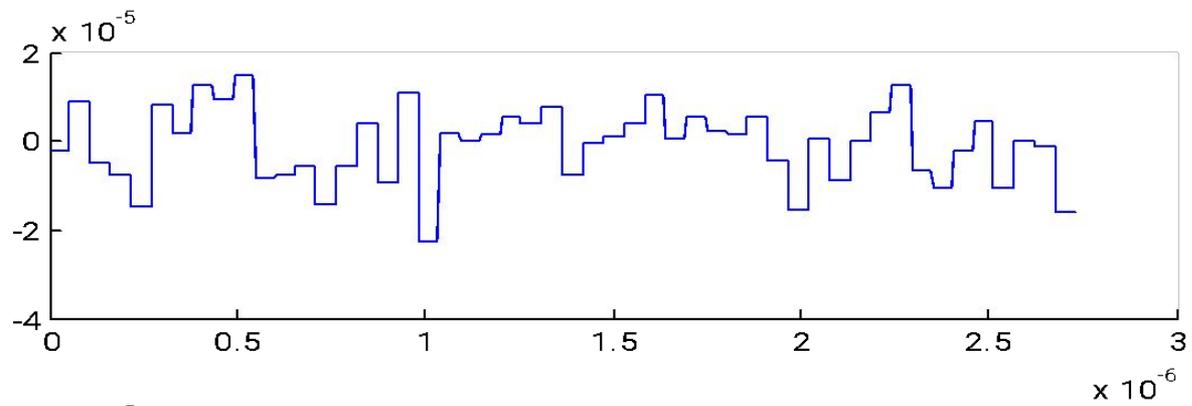


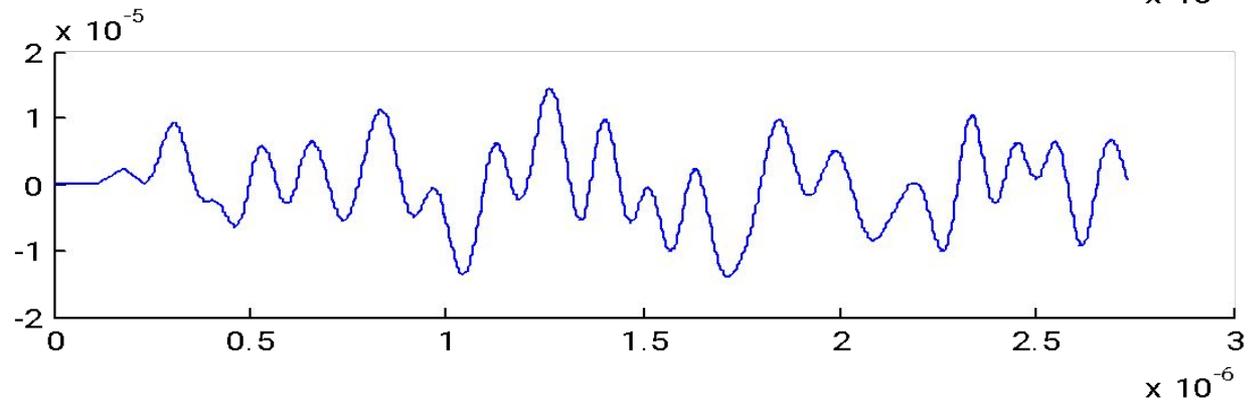
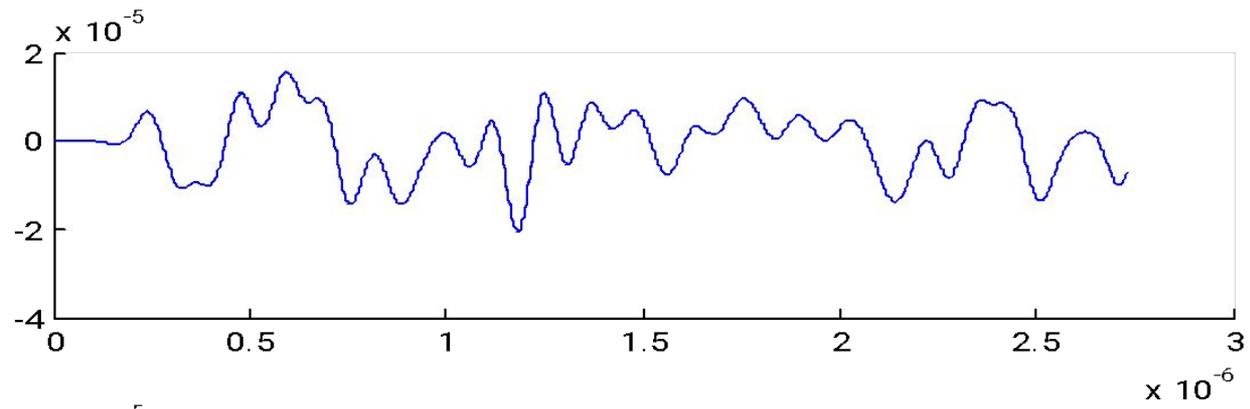
б) OFDM демодулятор

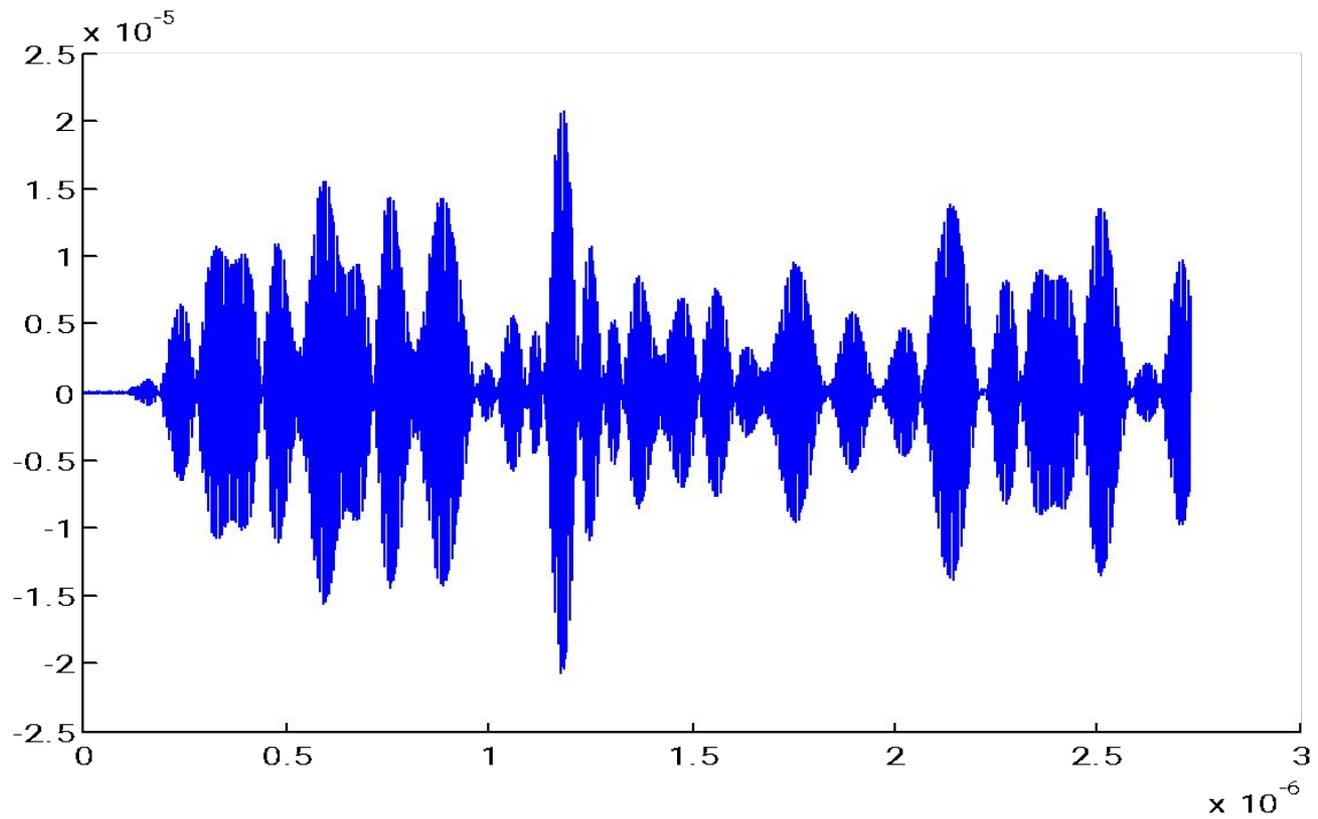
Рис. 9.11. Структурные схемы модулятора и демодулятора











Welch Power Spectral Density Estimate

