СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Теоретические основы современных беспроводных телекоммуникаций:

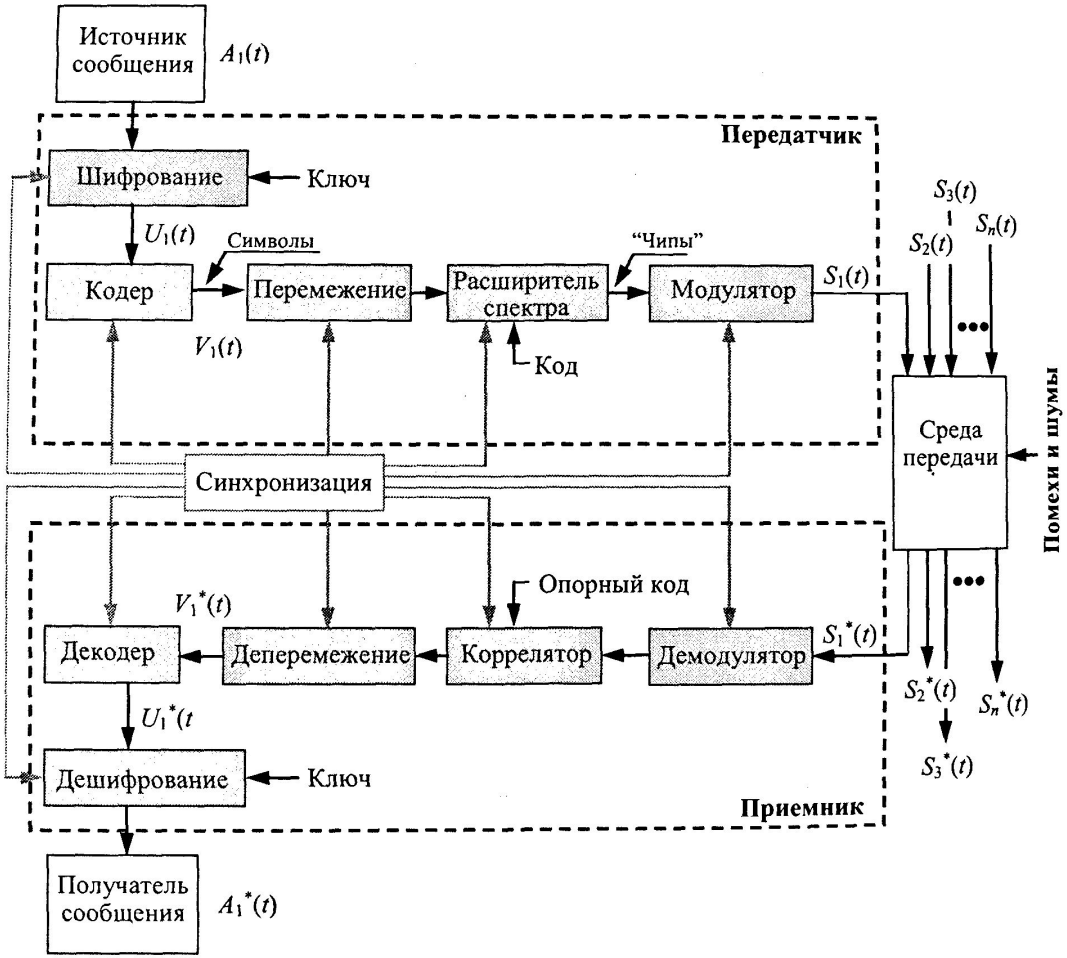


Рис.1 — Структурная модель цифрового канала связи

Этапы обработки сигналов

Последующая обработка сводится к преобразованию первичного сигнала во вторичный сигнал $V(t)$ и может состоять из нескольких этапов (корректирующее кодирование, перемежение, расширение спектра), направленных на повышение достоверности передачи и упреждение возникновения ошибок в канале связи. Применение помехоустойчивого кодирования обусловлено наличием искажений сигналов при передаче по радиолинии. Перемежение символов первичного сигнала и расширение спектра – дополнительные меры, позволяющие получить энергетический выигрыш при передаче сигналов или выигрыш по качеству приема (уменьшение количества ошибок).

Специфическая особенность каналов связи BWN состоит в использовании общего радиоресурса:

- частотного – радиосигналы всех каналов формируются с использованием одной полосы радиочастот;
- временного – потребность передачи сообщений в одном канале по времени не зависит от потребностей передачи в других каналах, включая возможность одновременного возникновения этих потребностей;
- пространственного – местоположение станций в пределах BWN может быть произвольным (исключая фиксированное положение станций в пределах сети сотовой связи).

Совместная работа множества каналов одной сети BWN с использованием общего частотно-временного и/или пространственного ресурса предполагает координацию его распределения между различными каналами. Возможности распределения радиоресурсов в BWN разных видов существенно отличаются. Например, распределение пространственного ресурса осуществляется только в инфраструктурных BWN новейших систем сотовой и муниципальной связи, содержащих базовые станции, где экономически оправдано применение сложных антенных систем, обеспечивающих направленное излучение. В BWN, станции которых используют ненаправленные антенны, распределение пространственного ресурса между каналами исключается.

Распределение РЧР между радиоканалами необходимо для предотвращения возникновения межканальных взаимных помех. Критерий отсутствия взаимных помех, соответствующий применяемым методам радиоприема, заключается в соблюдении условия ортогональности сигналов разных каналов. Для временного и спектрального представления сигналов данное условие можно записать в виде следующих соотношений [3]:

временное представление

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} const & \text{при } i = j; \\ 0 & \text{при } i \neq j. \end{cases}$$

спектральное представление

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_i(\omega)S_j(\omega)d\omega = \begin{cases} const & \text{при } i = j; \\ 0 & \text{при } i \neq j. \end{cases}$$

Здесь индексы i и j обозначают радиосигналы i-го и j-го каналов, соответственно.

Из приведенных соотношений ясно, что разделение временных интервалов создания сигналов или частотных полос, в которых они передаются, обеспечивает ортогональность сигналов. Этим способам предотвращения взаимного влияния соответствуют наименования методов разделения каналов: временного (time division) и частотного (frequency division). Наряду с этими методами, широко используется метод кодового разделения каналов. Синонимом термина «кодовое разделение» является термин «разделение каналов по форме сигнала».

Основные характеристики радиоканала

Полоса частот $$\Delta f_H = 2/T_B = 2R_B.$$

где R_B — скорость передачи, бит;
T_B — время передачи символа, сек.

Присвоенная полоса частот ($\Delta f_{Пр}$) является нормативным показателем спектрального менеджмента и представляет собой полосу *«...в пределах которой станции разрешается производить радиоизлучение»* [1]. Ширину присваиваемой полосы частот, исходя из потребности экономного расходования РЧР, определяют шириной необходимой полосы частот плюс удвоенное значение абсолютной величины отклонения несущей частоты ($|\Delta f_0|$): $\Delta f_{Пр} = \Delta f_Н + 2|\Delta f_0|$. В каналах BWN значения $\Delta f_{Пр}$ в настоящее время исчисляются десятками и сотнями МГц.

Скорость передачи данных в радиоканале определяется как техническая скорость битового потока, передаваемого согласно протоколам физического уровня. Считается, что символы битового потока, соответствующие знакам 0 и 1 двоичной системы счисления, следуют друг за другом непрерывно, так что скорость передачи данных R_D (data rate) определяется длительностью битов T_B:

$$R_D = 1/T_B.$$

Обычно недостоверность передачи битовых символов вследствие воздействия помех в радиоканале приводит к тому, что $R_D > 1$. Таким образом, скорость передачи информации определяется тремя факторами:

- скоростью передачи битового потока или скоростью передачи данных;
- количеством информации, переносимой каждым битовым символом;
- вероятностью искажения символа при передаче.

Пропускная способность канала. Согласно определению [4], пропускной способностью канала называют максимальное количество переданной по нему информации в еденицу времени, взятое по всем возможным источникам входного сигнала. Для двоичного симметричного канала пропускную способность определяют из соотношения:

$$C = R_B(\log_2 m + p_{ош} \log_2 p_{ош} + (1 - p_{ош}) \log_2 (1 - p_{ош})),$$

где m – объем (размер) алфавита передаваемых символов.

Как видно из приведенного соотношения, изменению вероятности ошибки в пределах $0 \le p_{ош} \le 0.5$ соответствует изменение пропускной способности канала от 1 до 0. Ситуацию, когда C=0 (при $p_{ош}$=0.5) называют «обрывом» канала (в этом случае последовательность выходных двоичных символов можно получить без передачи по каналу каких-либо сигналов – достаточно просто их угадывать) [4].

На практике при расчетах пропускной способности канала с шириной полосы ΔF пользуются другой формулой, иногда называемой математическим отражением теоремы Шеннона или шенноновским пределом [4]:

$$C = \Delta F \cdot \lg\left(1 + \frac{P_S}{P_J}\right),$$ где P_S и P_J – мощность сигнала и помехи, соответственно.

Данная формула указывает на возможность обменивать ширину полосы пропускания канала на мощность сигнала (и наоборот), не жертвуя требуемой пропускной способностью.

Такое уменьшение плотности электромагнитной энергии на расстоянии называют потерями в свободном пространстве ($L_{сп}$) [7]. Отправное соотношение для их расчета имеет вид:

$$L_{сп} = \frac{P_{изл} 4\pi d^2 4\pi}{P_{изл} \eta_{прд} G_{прд} G_{прм} \lambda^2 \eta_{прм}} = \frac{(4\pi d)^2}{G_{прд} G_{прм} \eta_{прд} \eta_{прм} \lambda^2}.$$

где $P_{изл}$ – мощность, излучаемая передающей антенной;

$G_{прм}$ и $G_{прд}$ – коэффициенты усиления приемной и передающей антенны;

$\eta_{прм}$ и $\eta_{прд}$ – КПД фидера приемной и передающей антенны;

d – расстояние между антеннами передатчика и приемника;

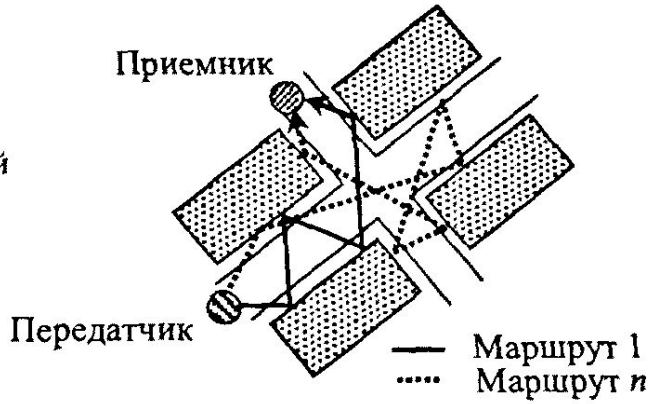
λ – длина волны.

Например, средние потери $\overline{L}_p(d)$ на распространение в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником d могут рассчитываться как функция n-ой степени d, выраженного в единицах эталонного расстояния d_0 (до точки, расположенной в дальней зоне передающей антенны):

$$\overline{L}_p(d)\ (\text{дБ}) = L_s(d_0)\ (\text{дБ}) + 10n\lg\left(\frac{d}{d_0}\right).$$

Обычно значение d_0 берут равным 1 км для сот большого размера и равным 100 м – для сот малого размера. Величина $L_s(d_0)$ устанавливается эмпирически.

Многолучёвое распространение радиоволн

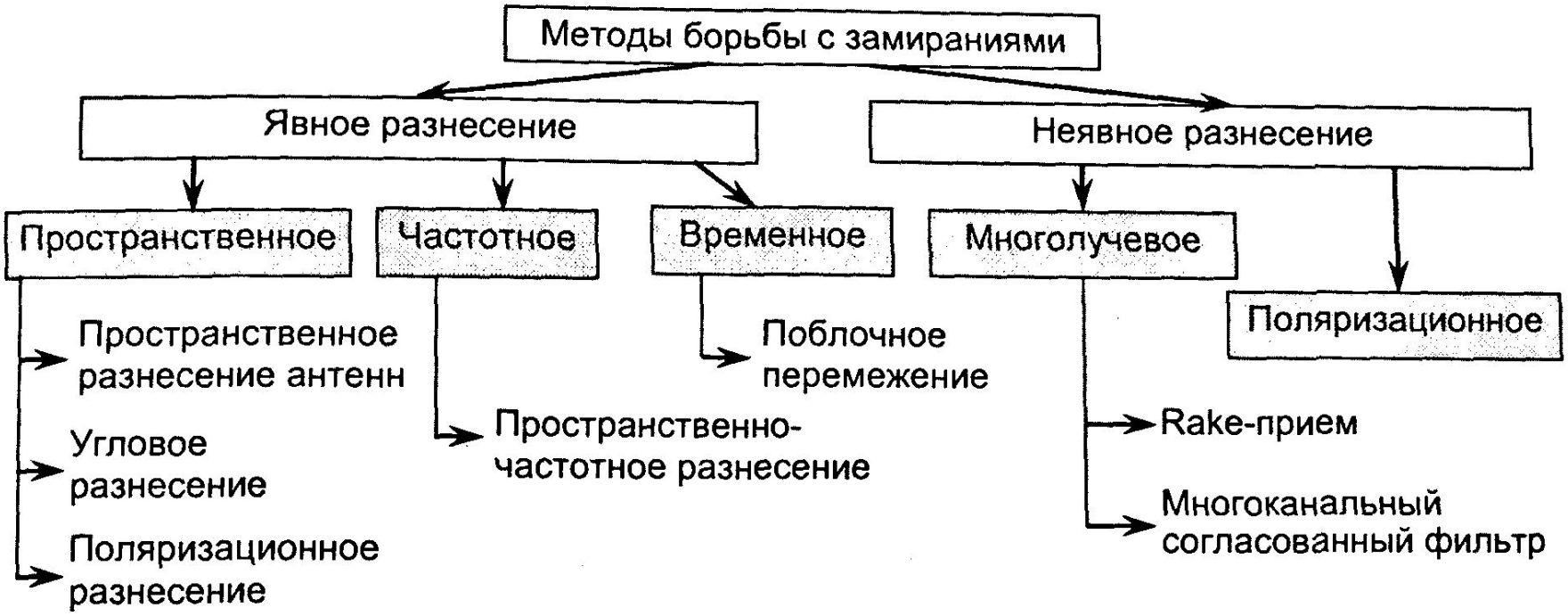


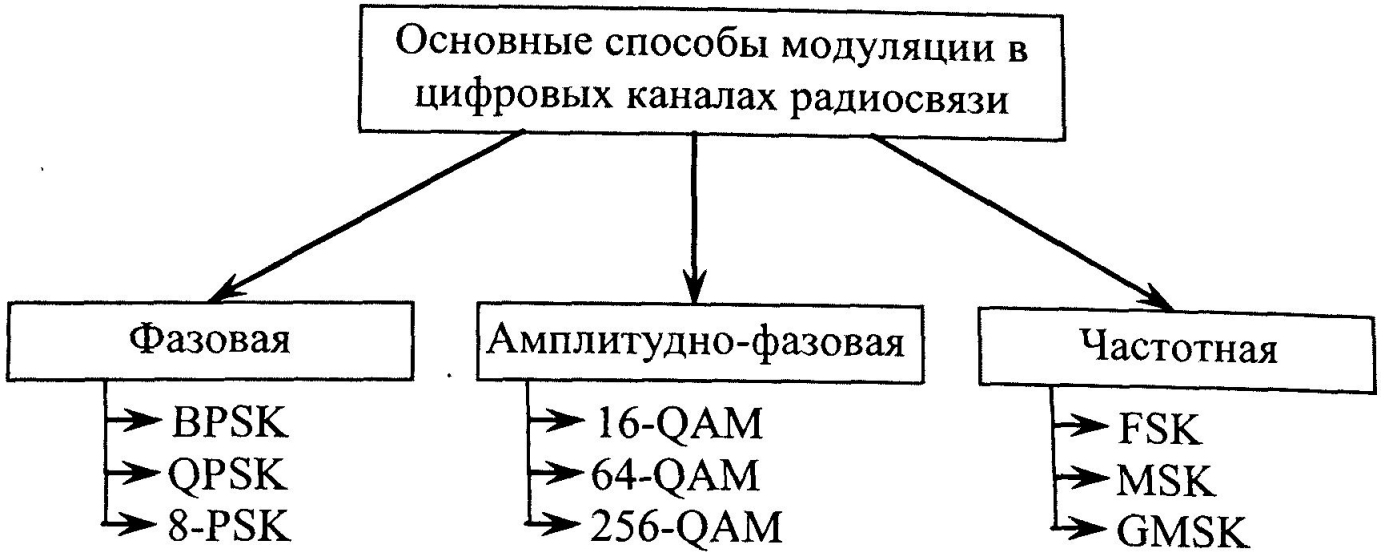
Вследствие многолучевости результирующий сигнал в точке приема представляет собой интерференцию собственных смещенных по времени копий с разными амплитудами. Поскольку прямой и отраженные сигналы проходят различные расстояния, этих сигнальные копии отличаются также и фазами. Кроме того, амплитуды сигналов в точке приема могут как суммироваться, так и взаимно поглощаться (вычитаться). Такие явления называют *замираниями*. Динамический диапазон замираний может достигать 40 дБ [5].

Таблица 2.1

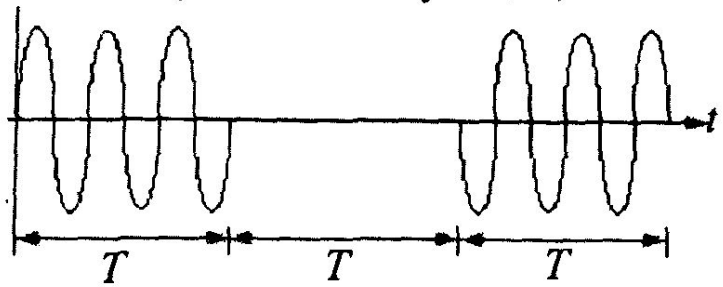
Основные модели распространения радиоволн, используемые при проектировании систем мобильной связи и беспроводного доступа

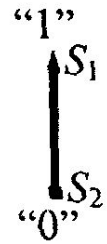
Название модели	Математическая форма модели	Значение основных параметров модели
1	2	3
Модель распространения радиоволн в условиях прямой видимости (см . ITU-R Rec. P-530)	$L_{ls} = A_g + L_{диф} + L_t + L_\alpha + L_r$	A_g – потери в атмосферных газах; $L_{диф}$ – дифракционные потери; L_t – потери, вызванные замираниями радиосигналов при многолучевом распространении радиоволн; L_α – потери, вызванные явлением рефракции; L_r – потери, вызванные гидрометеорными явлениями
Модель дифракционного распространения радиоволн (см . ITU-R Rec. P-526)	$L_{диф} = -20\lg\left(\frac{\sqrt{[1-C(\nu)-S(\nu)]^2+[C(\nu)-S(\nu)]^2}}{2}\right)$	$C(\nu)$ и $S(\nu)$ – действительная и мнимая части комплексного интеграла Френеля


Методы борьбы с замираниями
Явное разнесение
Неявное разнесение
Пространственное
Частотное
Временное
Многолучевое
Поляризационное
Пространственное разнесение антенн
Угловое разнесение
Поляризационное разнесение
Пространственно-частотное разнесение
Поблочное перемежение
Rake-прием
Многоканальный согласованный фильтр


Основные способы модуляции в цифровых каналах радиосвязи
Фазовая
Амплитудно-фазовая
Частотная
BPSK
QPSK
8-PSK
16-QAM
64-QAM
256-QAM
FSK
MSK
GMSK

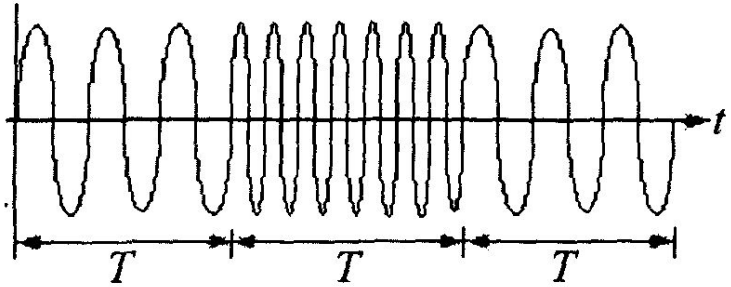
Амплитудная манипуляция, M=2

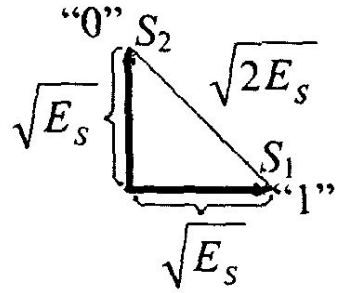




$$p_{AM} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right)$$

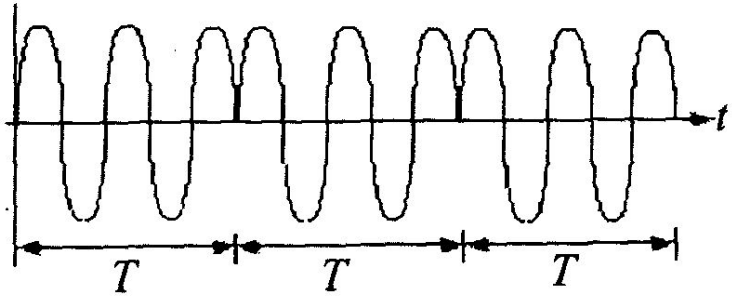
Частотная манипуляция, M=2

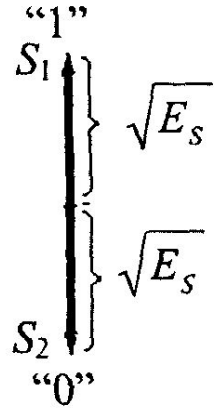




$$p_{FM} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

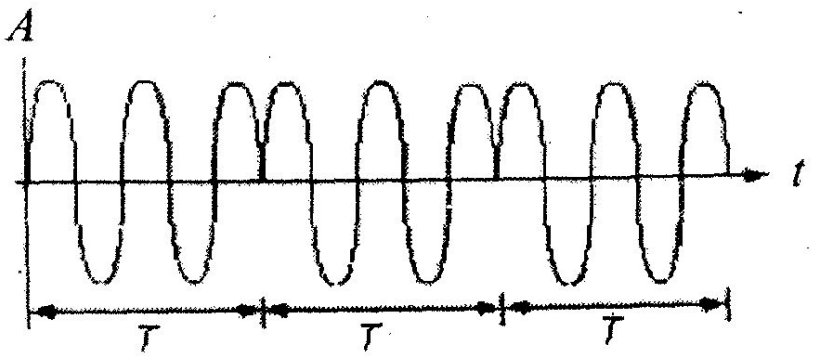
Фазовая манипуляция, M=2

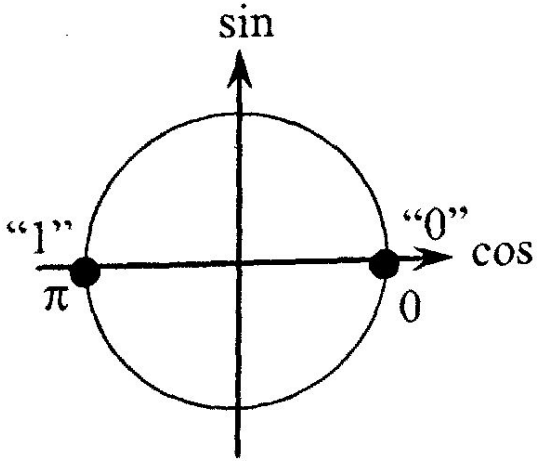




$$p_{PM} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

Двоичная фазовая манипуляция





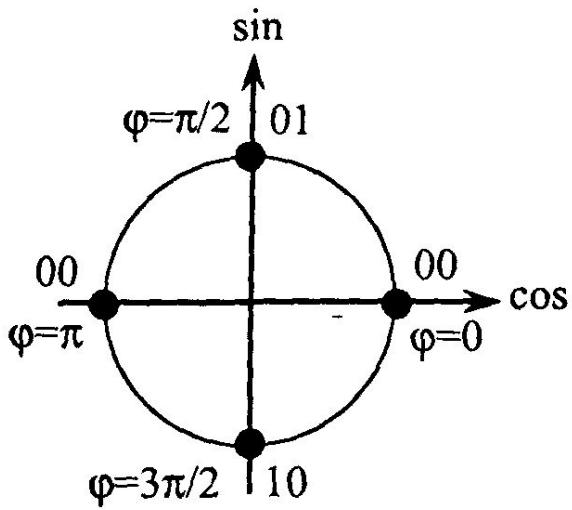
$$S_{BPSK}(t) = V(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t),$$

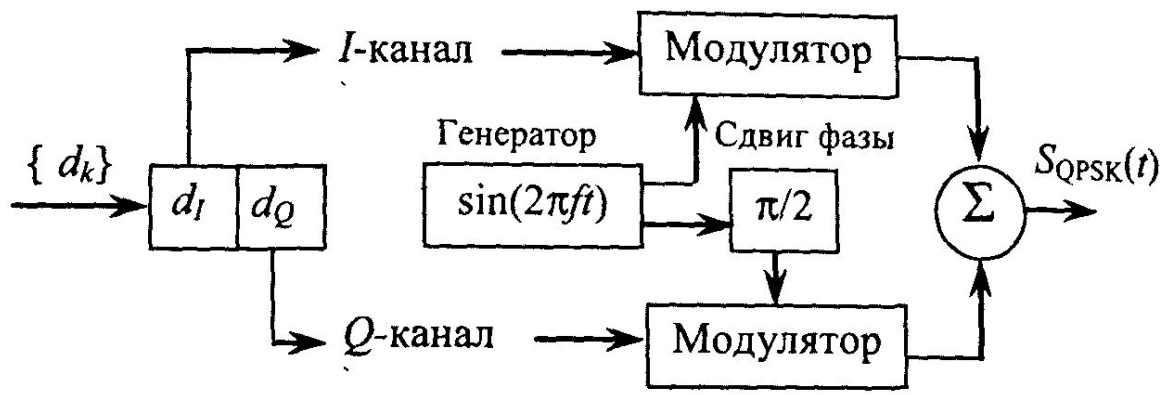
где $V(t)$ – передаваемое дискретное сообщение, принимающее значения +1 и –1.

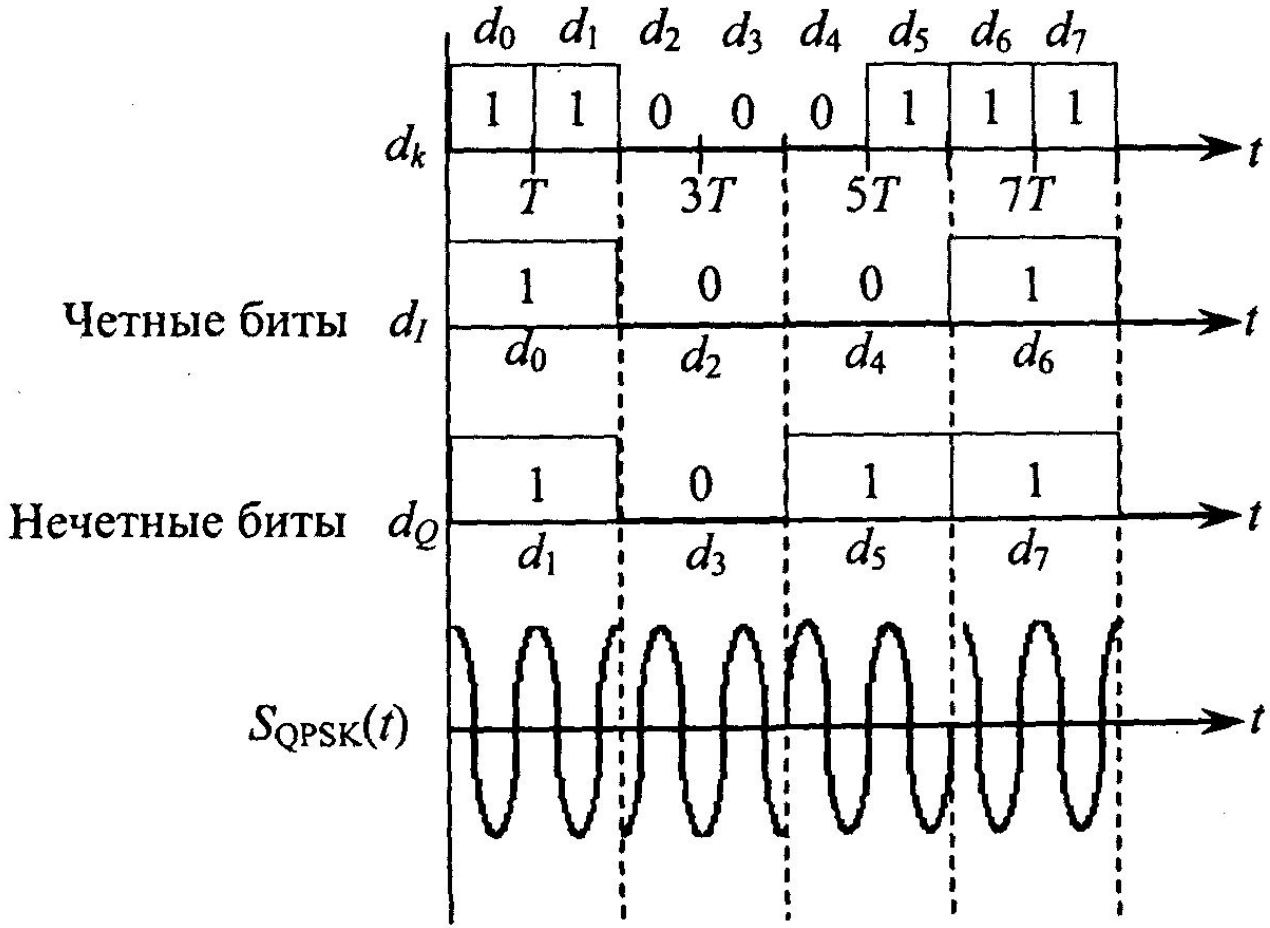
Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)

$$S_{\text{QPSK}}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{2}(i-1)\right), \; i = 1,\ldots,4.$$

$$S(t) = A\sin(2\pi ft + \varphi(t)) = A\sin(2\pi ft)\cos\varphi(t) + A\cos(2\pi ft)\sin\varphi(t).$$






d_0 d_1 d_2 d_3 d_4 d_5 d_6 d_7
1 1 0 0 0 1 1 1
d_k
t
T $3T$ $5T$ $7T$
Четные биты
d_I
1 0 0 1
d_0 d_2 d_4 d_6
Нечетные биты
d_Q
1 0 1 1
d_1 d_3 d_5 d_7
$S_{QPSK}(t)$

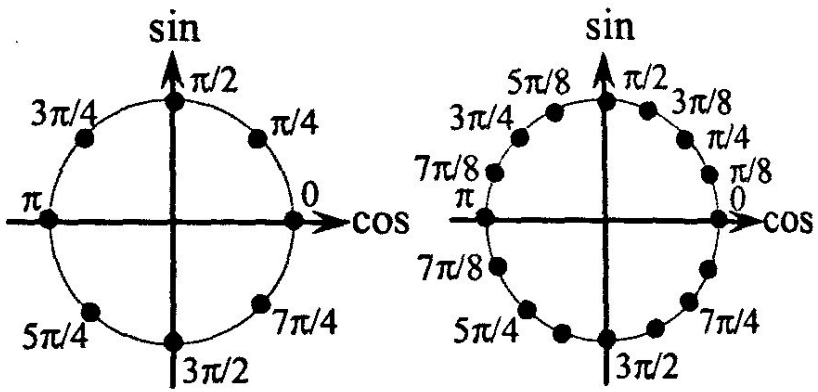
Многопозиционная фазовая модуляция.

$$S_{M\text{-PSK}}(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(i-1)\right),\ i = 1\ ,\ldots,\ M.$$

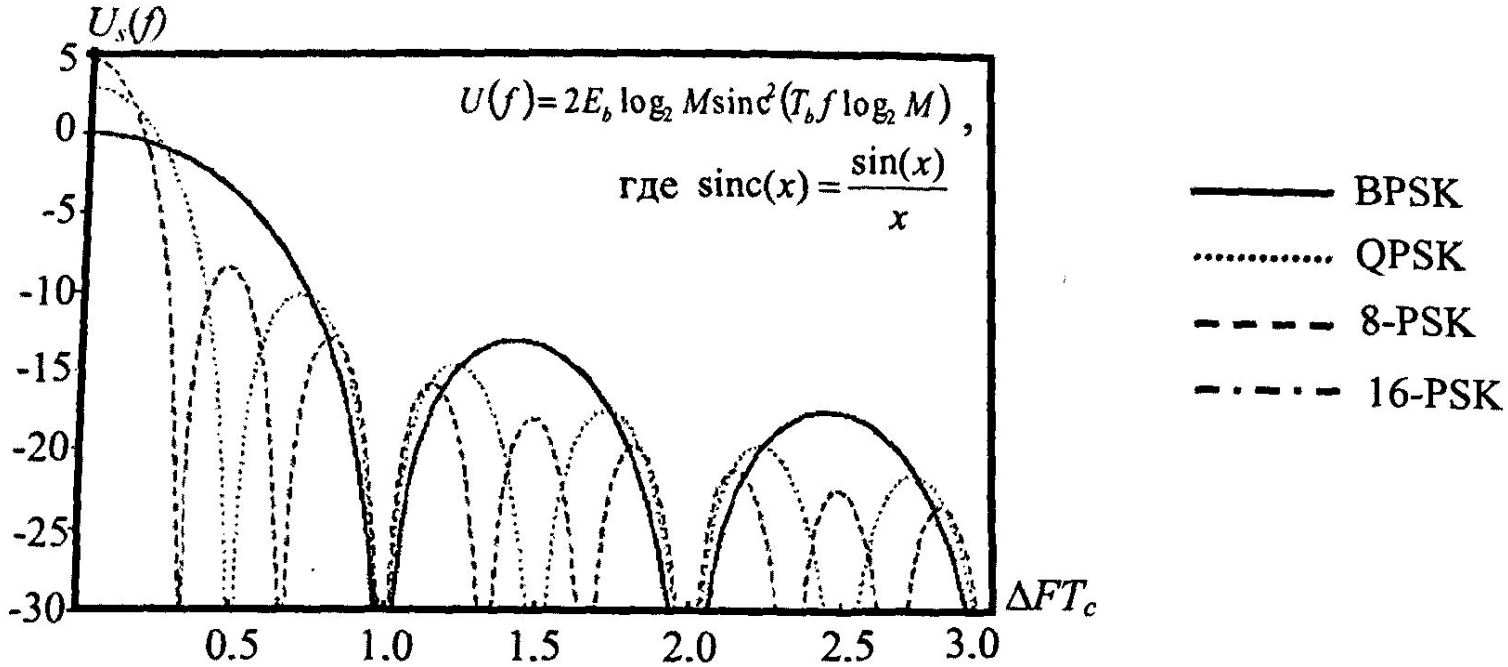
Действительно: выражение для определения минимального расстояния $d_{\min}$ между возможными состояниями сигнала, выраженного через среднюю энергию, приходящуюся на один бит (символ), имеет вид:

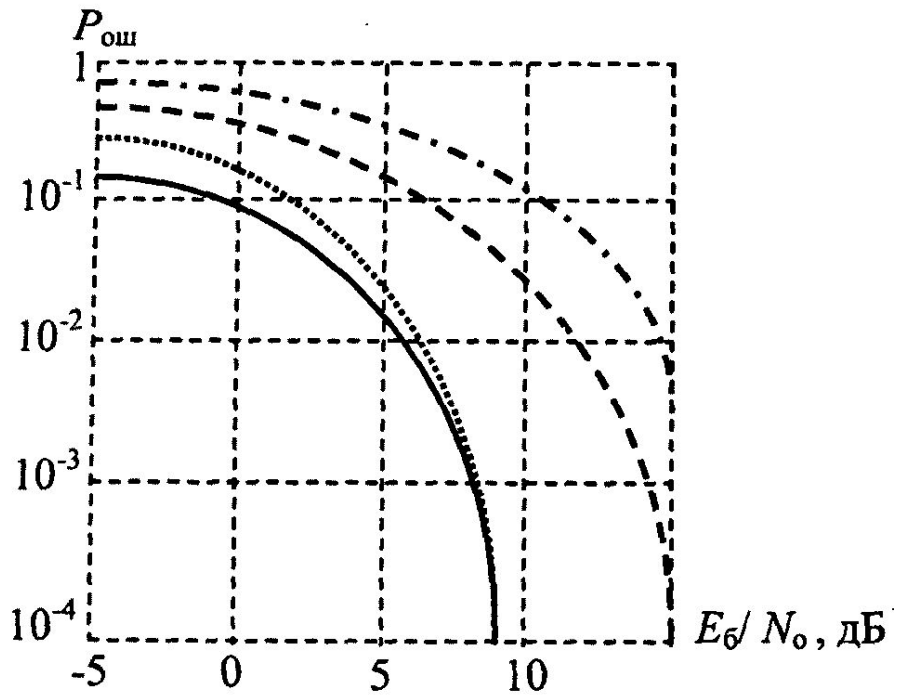
$$d_{\min} = d \times \sqrt{E_c}\ ,$$

где d – минимальное расстояние между позициями в сигнальном «созвездии».



8-PSK 16-PSK


$U_s(f)$
$U(f)=2E_b\log_2 M\,\mathrm{sinc}^2(T_b f\log_2 M)$,
где $\mathrm{sinc}(x)=\frac{\sin(x)}{x}$
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
0.5
1.0
1.5
2.0
2.5
3.0
$\Delta F T_c$
BPSK
QPSK
8-PSK
16-PSK


$P_{ош}$
1
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
-5
0
5
10
$E_б/N_o$, дБ

Квадратурная амплитудная манипуляция (QAM)

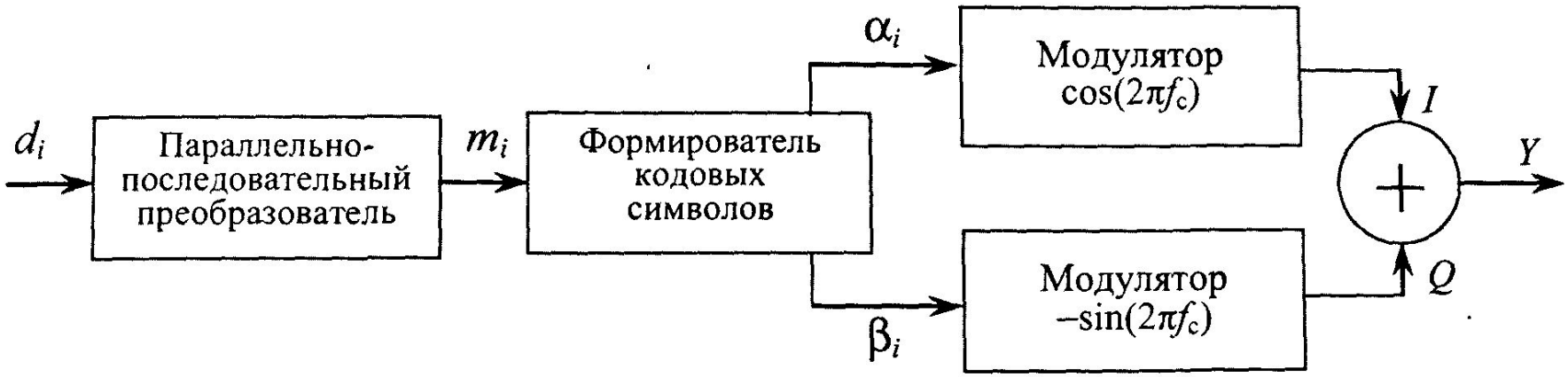
$$S_{QAM}(t) = \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}}\,\alpha_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}}\,\beta_j \sin(2\pi f_c t),\ 0 \le t \le T_c\ ;\ i = 1,., M,$$

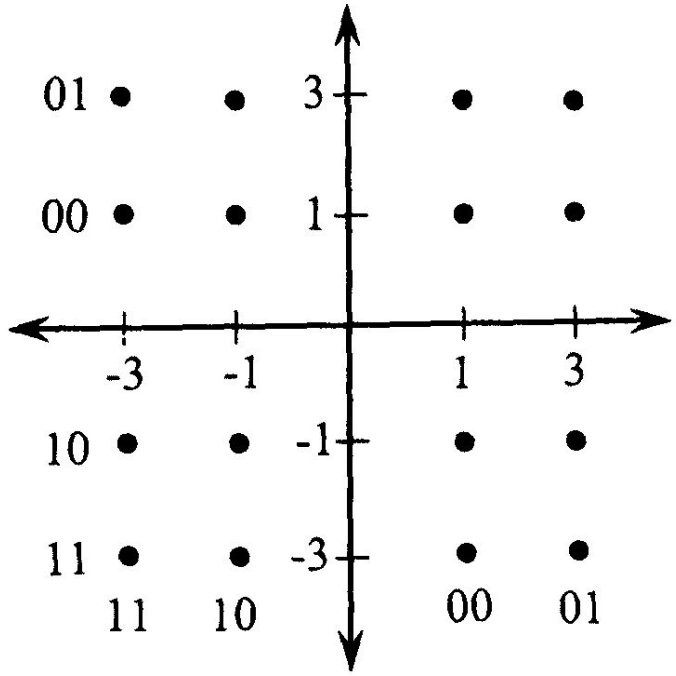
где f_c – частота несущего колебания;

T_s – длительность передаваемого символа;

$E_{\min}$ – энергия сигнала с наименьшей амплитудой;

α_i и β_j – пара независимых целых чисел, выбранных в соответствии с позицией сигнала (символа) в «созвездии».





Созвездие 16-QAM, представленное диаграммой Грея

$$d_{\min} = 2A\sqrt{\frac{T_S}{2}} = \sqrt{2A^2T_S}\ ,$$

где A – амплитуда сигнала, связанная с его энергией

соотношением $\overline{E} = \dfrac{\overline{A}^2 T_S}{2}$;

$\overline{A} = \sqrt{A_{\min}^2 + A_{\max}^2}$ – среднее значение амплитуды сигнала;

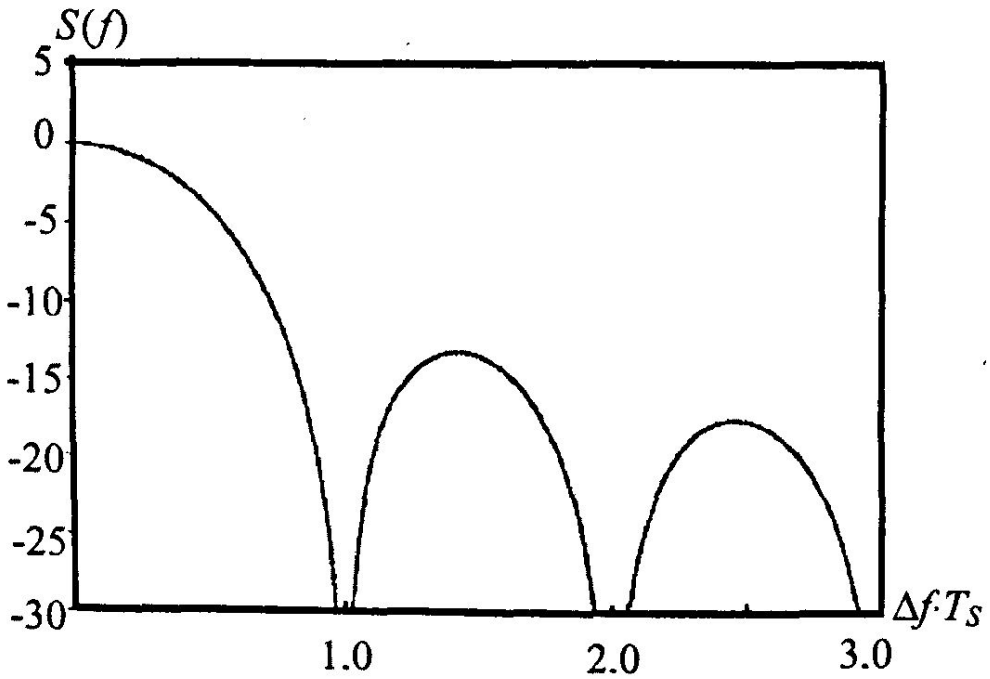
$A_{\min}$ и $A_{\max}$ – минимальное и максимальное по модулю значения амплитуд;

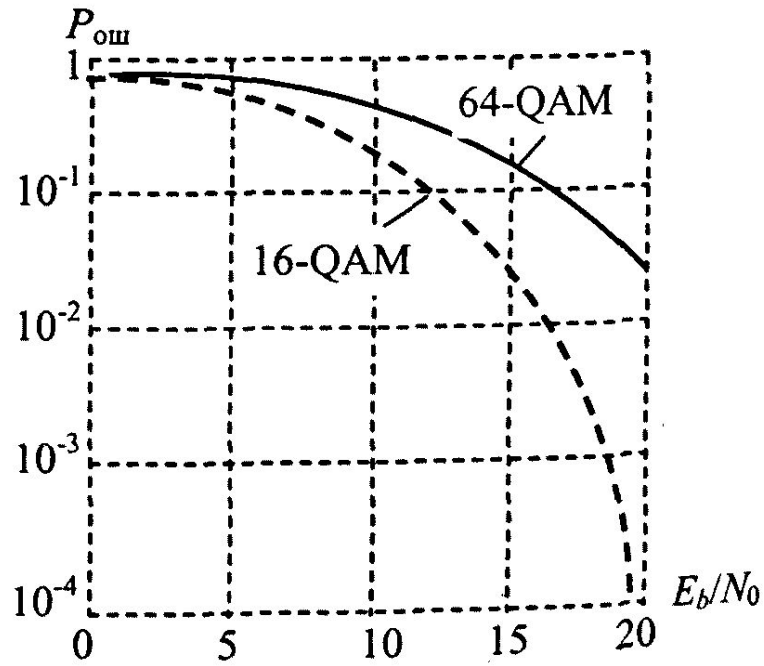
$\overline{E}$ – среднее значение энергии сигнала.

Спектр QAM-сигнала (рис. 2.20, *а*) совпадает со спектром радиоимпульса длительностью $T=T_0 \cdot \log_2 M$, где T_0 – длительность информационного символа, и описывается зависимостью вида [14]:

$$U_{QAM}(f)=\frac{E_S}{2}\left[\left(\frac{\sin[\pi(f-f_c)]T_S}{[\pi(f-f_c)]T_S}\right)^2+\left(\frac{\sin[\pi(f+f_c)]T_S}{[\pi(f+f_c)]T_S}\right)^2\right],$$

$$E_S=E_b \log_2 M.$$





Манипуляция несущей по частоте

$$S_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\cos(2\pi f_i t + \varphi) \text{ для } 0 \le t \le T_S,$$

где $f_i = f_0 \pm \Delta f/2$, а f_0 – центральная частота;
Δf – разнос частот между сигналами;
$T_S = T$ – длительность передаваемого символа (бита).

Среди способов частотной манипуляции, применяемых в беспроводных системах связи, наиболее распространены т.н. *манипуляция минимальным сдвигом* частоты (MSK) и гауссовская *манипуляция минимальным частотным сдвигом* (GMSK).

MSK-модуляция (Minimum Shift Keying) является разновидностью частотной манипуляции, при которой фаза сигнала меняется непрерывно. Верхнее и нижнее значения частот, соответствующих передаче «0» и «1», отличаются на величину, равную половине значения скорости передачи информации:

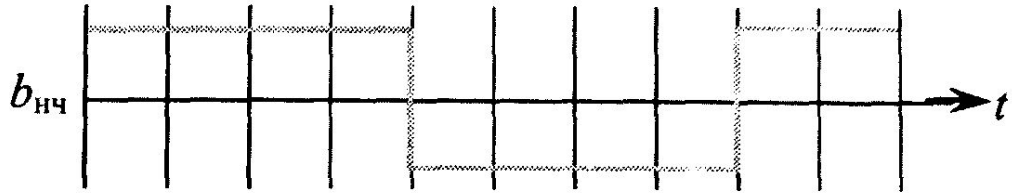
$$f_{\text{н}} = f_0 - F_S/4 \quad \text{и} \quad f_{\text{в}} = f_0 + F_S/4,$$

где f_0 – центральная частота рабочего канала;
$F_S = 1/T$ – частота следования битов (символов) последовательности данных.

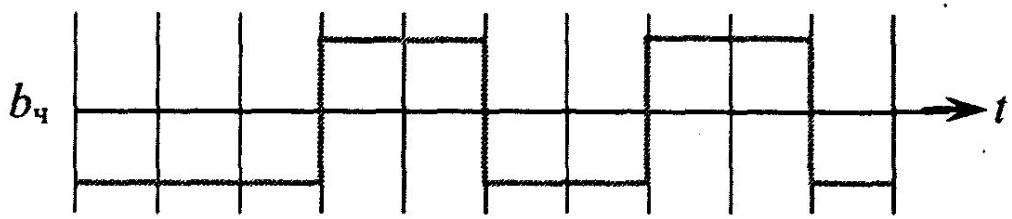
$$U_{MSK}(f) = \frac{4E_S}{\pi^2} \cdot \frac{1 + \cos 2\pi T_S \Delta f}{\left(1 - 4T_S^2 \Delta f^2\right)^2}.$$

Исходная последовательность битов

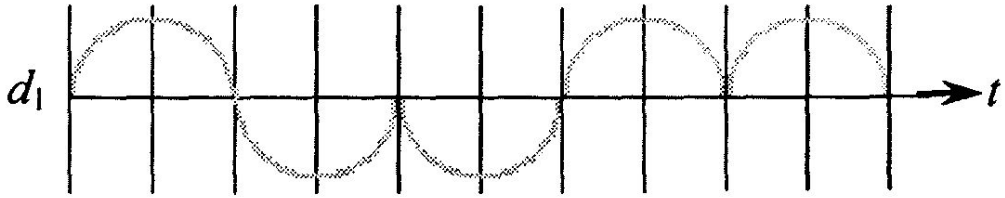
Нечетные расширенные по времени биты: **1 1 0 0 1**



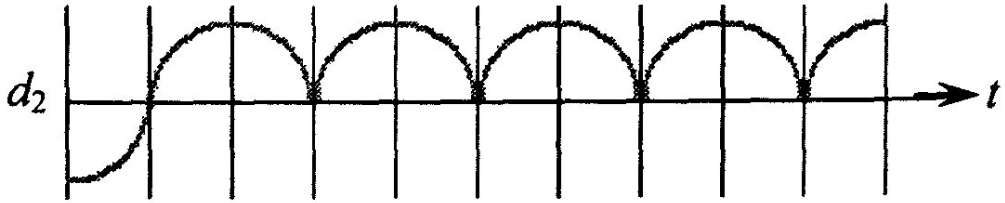
Четные расширенные по времени биты: **0 1 0 1 0**

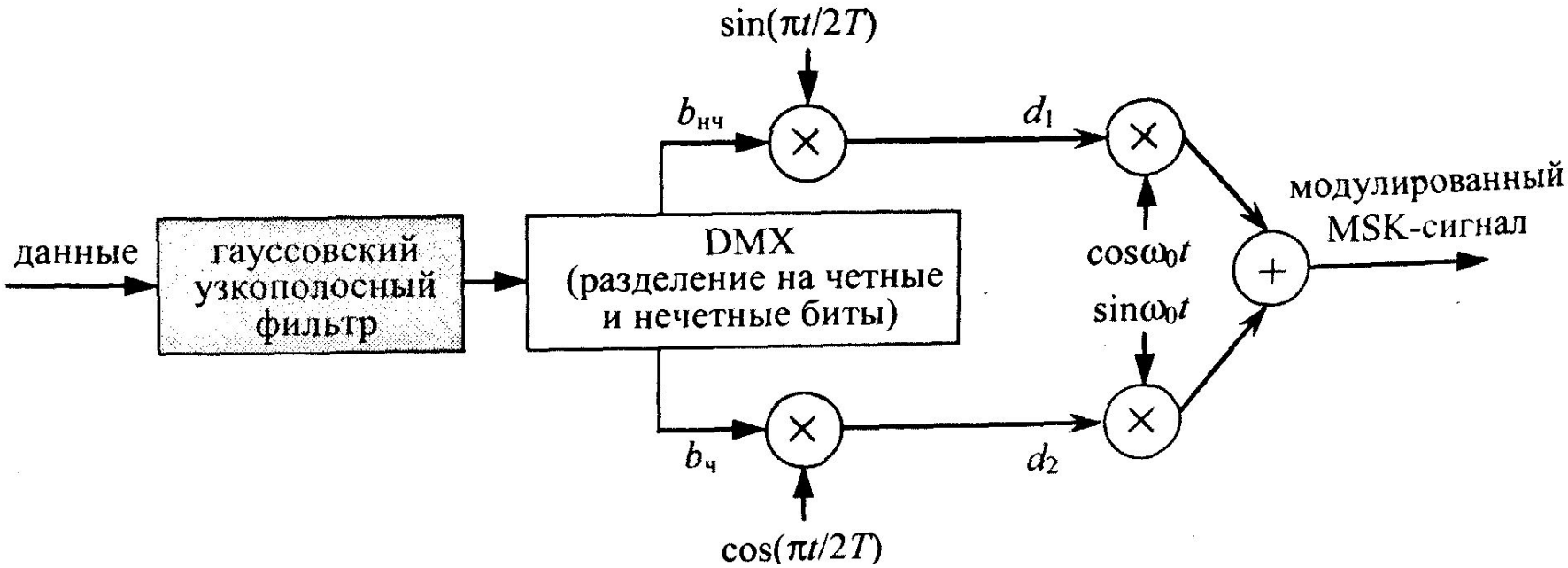


Модулирующий сигнал, $b_{нч} \times \sin(\pi t/2T)$

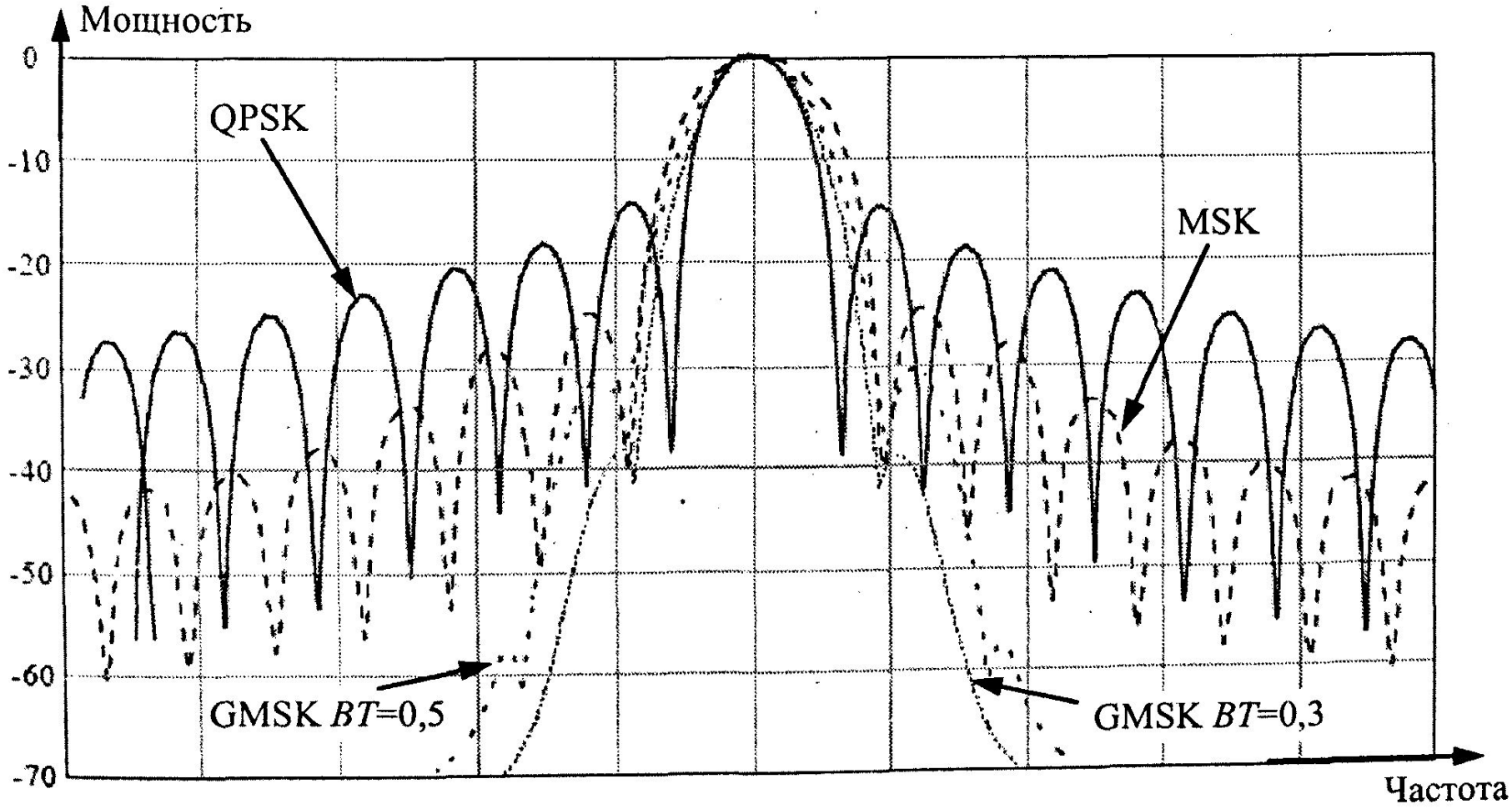


Модулирующий сигнал, $b_ч \times \cos(\pi t/2T)$





Дальнейшее сужение спектра сигнала достигается за счет дополнительной фильтрации модулирующих посылок «гауссовским» низкочастотным фильтром Соответствующая разновидность модуляции имеет название *гауссовской* MSK (Gaussian Minimum Shift Keying, GMSK).


Мощность
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
-70
QPSK
MSK
GMSK BT=0,5
GMSK BT=0,3
Частота

OFDM (ортогональное мультиплексирование частотных каналов)

Сигнал OFDM состоит из N ортогональных поднесущих, модулированных N параллельными потоками данных. Частотная независимость образуемых таким образом субканалов обеспечивается взаимной ортогональностью поднесущих, которая определяется соотношением

$$\int_0^{T_S} \sin 2\pi f_n t \times \sin 2\pi f_k dt = 0 \text{ , при } n \neq k. \qquad (2.9)$$

В выражении (2.9) переменная T_S – длительность OFDM-символа, f_n и f_k – соответственно несущие частоты n-го и k-го субканалов. При этом каждый символ передается ограниченной по времени синусоидальной функцией. Спектр элемента сигнала на k-й поднесущей (в k-м субканале) описывается функцией вида:

$$\frac{\sin 2\pi(f - f_k)}{2\pi(f - f_k)}.$$

Таким образом, функции OFDM-модулятора сводятся к формированию составного непрерывного сигнала, содержащего N поднесущих, большая часть из которых модулированы информационными символами на интервале T_S:

$$s(t)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}a_k\times\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{Re}(\dot{a}_k\times e^{j2\pi f_k t}),$$

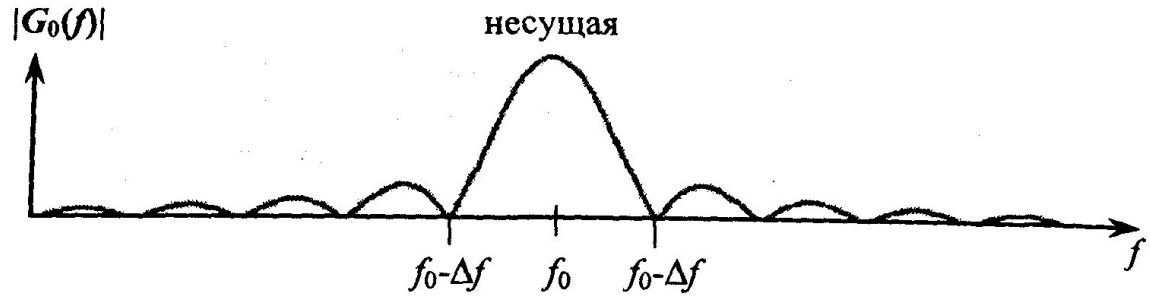
где $\dot{a}_k=a_k\times e^{j\varphi_k}$ – комплексный модулирующий символ (QPSK или QAM);

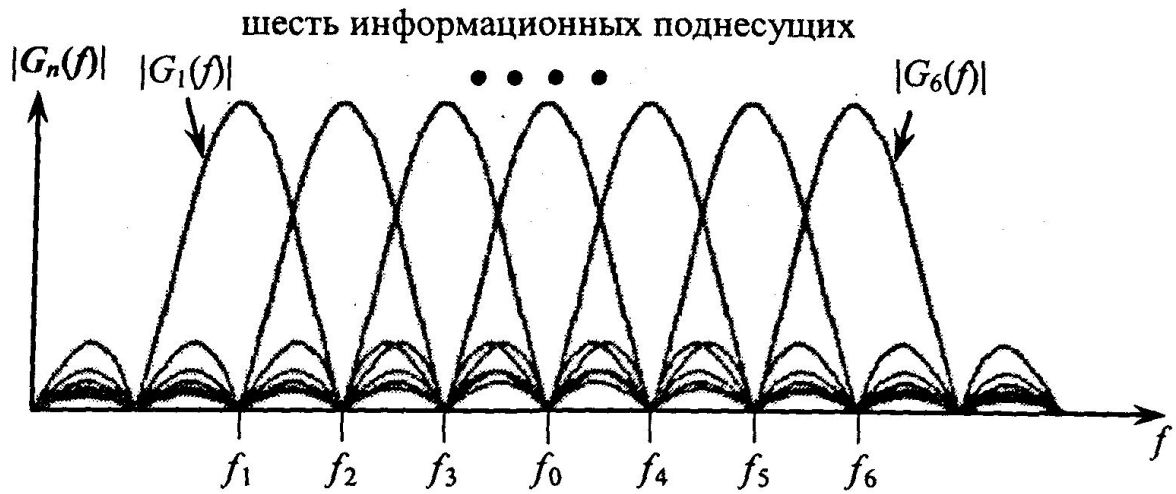
T_S – длительность символа;

a_k – амплитуда символа;

φ_k – фаза символа;

$k=1,2,\ldots,(N-1)$.





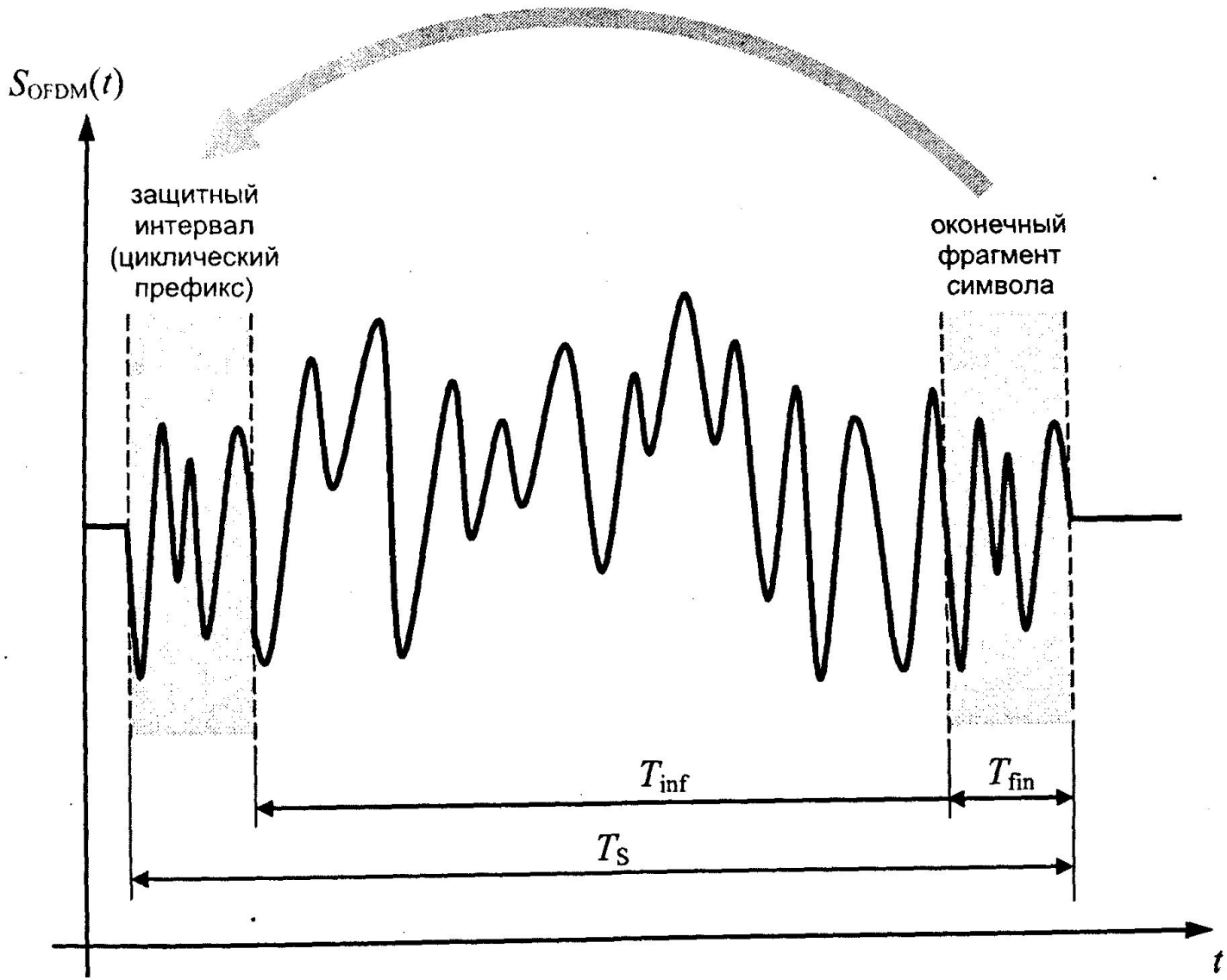
Реализация функций OFDM-модулятора на базе цифрового процессора БПФ предполагает переход от непрерывного времени к дискретному ($t=nT$). При этом выражение (2.10) с учетом периода дискретизации $T=T_S/N$ примет вид

$$S_n = S(nT) = \frac{1}{N}\mathrm{Re}\sum_{k=0}^{N-1}\dot{a}_k \times e^{j2\pi kn\frac{T}{T_S}} = \frac{1}{N}\mathrm{Re}\sum_{k=0}^{N-1}\dot{a}_k \times e^{jkn\frac{2\pi}{N}}.$$

При демодуляции приемное устройство из принятого сигнала извлекает временные отсчеты $\dot{S}(nT)$ и, применяя к ним процедуру БПФ, формирует оценки переданных информационных символов:

$$\hat{\dot{a}}_k = \sum_{n=0}^{N-1}\dot{S}(nT)e^{-jkn\frac{2\pi}{N}}.$$

Для предотвращения взаимных помех МКИ и МСИ используется «активный» защитный интервал, получивший название *циклический префикс*. Циклический префикс представляет собой повторение концовки информационного фрагмента OFDM-символа длительности $T_{\text{fin}}=\Delta$, «приписываемое» перед началом этого же фрагмента на выходе процессора ОБПФ (рис. 2.26).


$S_{OFDM}(t)$
защитный
интервал
(циклический
префикс)
оконечный
фрагмент
символа
T_{inf}
T_{fin}
T_S
t

Таким образом, определенный на интервале Δ циклический префикс есть усеченное периодическое продолжение сигнала:

$$p_{CP}(t) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_k t}, -\Delta \le t \le 0,$$

так что расширенный во времени (за счет добавления префикса) сигнал можно записать в виде:

$$s(t) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_k t}, -\Delta \le t \le NT.$$

Предотвращая возникновение МСИ и МКИ, циклический префикс является одним из способов повышения помехоустойчивости связи за счет использования временной избыточности. «Плата» за полученный выигрыш, как с точки зрения энергетических затрат, так и в смысле потерь в скорости передачи информации одинакова и определяется одной и той же величиной (см. рис. 2.26):

$$\delta_E = \delta_R = \frac{T_{\inf}}{T_{\inf} + \Delta}.$$

Термины, определения и параметры сигналов OFDM

Параметр	**Определение (характеристика)**
Номинальная полоса ΔF	Полоса частот, выделенная системе $\Delta F = F_S / n_S$
Используемая полоса частот ΔF_u	Фактически занимаемая сигналом полоса частот: $\Delta F_u = N_u \times \Delta f$. Используемая полоса меньше номинальной
Частота дискретизации F_S	Частота следования отсчетов непрерывного сигнала (тактовая частота сигнального процессора OFDM)
Фактор дискретизации (sampling factor) n_S	Отношение частоты дискретизации к ширине полосы частот канала: $n_S = F_S / \Delta F$ (типовое значение ≈ 8/7)
Размер окна БПФ, $N = N_{FFT}$	Размерность БПФ, осуществляемого сигнальным процессором. Типовое значение: 256 (для OFDM) или 2048 (для OFDMA). Совокупность простых символов, передаваемых одновременно на N_{FFT} поднесущих, иногда называют БПФ-символом
Частотный разнос между поднесущими Δf	Расстояние между двумя смежными поднесущими на частотной оси: $\Delta f = F_S / N_{FFT} = F_S / N$

Длительность полезной части OFDM-символа T_{inf}	Длительность (временная протяженность) «информационной» части OFDM-символа (интервал ортогональности) $T_{inf} = 1/\Delta f$
Длительность защитного интервала (циклического префикса) T_{CP}	$T_{CP} = G \times T_{inf}$ Удельная доля защитного интервала G может принимать значения 1/4, 1/8, 1/16 или 1/32
Длительность символа OFDM: T_S	OFDM-символ состоит из полезной (информационной) части и циклического префикса: $T_S = T_{inf} + T_{CP}$
Количество используемых поднесущих N_u	Число используемых поднесущих $N_u < N_{FFT}$ зависит от размера защитных полос. Включает поднесущие для передачи данных и пилотные поднесущие: $N_u = N_{data} + N_{pilot}$. Например, в случае $N_{FFT}=256$, $N_u=200$
«Нулевые» поднесущие	Частотные позиции, используемые для образования защитных полос. К ним также причисляют немодулированную несущую на центральной частотной позиции OFDM-канала

Приведем численный пример, характеризующий типовые параметры сигналов телекоммуникационной системы на основе технологии OFDM [19]:

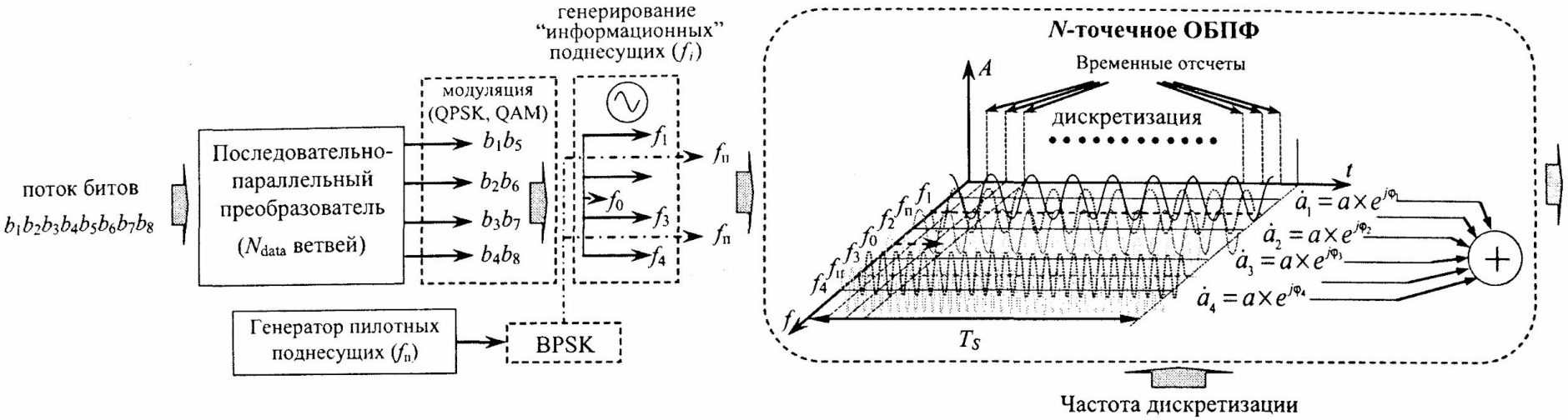
- размерность окна БПФ: $N_{FFT} = 256$ поднесущих;
- количество используемых («информационных») поднесущих $N_u = 200$;
- из них количество поднесущих пилотных поднесущих: $N_{pilot} = 8$;
- число поднесущих, используемых для передачи данных: $N_{data} = 192$;
- ширина полосы частот, выделенная системе: $\Delta F = 7$ МГц;
- фактор дискретизации $n_S = 8/7$.

Расчет основных производных параметров:

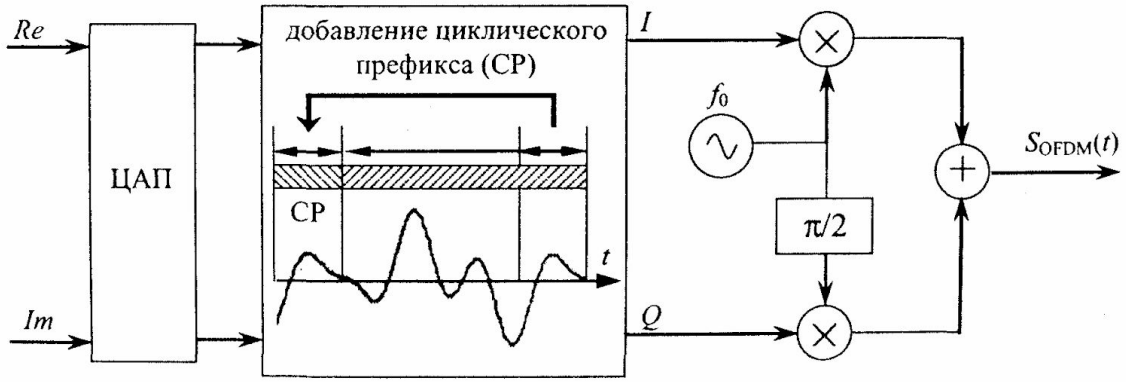
- частота дискретизации (фактическая частота следования отсчетов или символов): $F_S = n_S \times \Delta F = 7$ МГц $\cdot$ 8/7 = 8 МГц;
- разнос между поднесущими: $\Delta f = F_S / N_{FFT} = 8$ MHz/256 = 31.25 kГц;
- длительность полезной части символа: $T_{inf} = 1/\Delta f = 1$ /31.25 kГц =32 мкс;
- длительность защитного интервала: определяется максимальной разницей между длиной трассы в пределах прямой видимости и протяженностью тракта распространения сигнала с максимальной задержкой – $\Delta_{тр}$:

– если $G = 1/4$, $T_{CP} = G \times T_{inf} = 1/4 \times 32$ мкс=8 мкс; $\Delta_{тр} = c \times T_{CP} = 2.4$ км;
– если $G = 1/8$, $T_{CP} = G \times T_{inf} = 1/8 \times 32$ мкс=4 мкс; $\Delta_{тр} = c \times T_{CP} = 1{,}2$ км;
– если $G = 1/16$, $T_{CP} = G \times T_{inf} = 1/16 \times 32$ мкс=2 мкс; $\Delta_{тр} = c \times T_{CP} = 0{,}6$ км;
– если $G = 1/32$, $T_{CP} = G \times T_{inf} = 1/32 \times 32$ мкс=1 мкс; $\Delta_{тр} = c \times T_{CP} = 0{,}3$ км;

- длительность символа (для G =1/4): T_S = 32 мкс + 8 мкс = 40 мкс;
- длительность фрейма из N_S = 20 символов составляет T_{frame} =800 мкс;
- число бит во фрейме (для QPSK-модуляции): $N_b = (N_u - N_{pilot}) \times N_S \times \log_2 M = (200 - 8) \times 20 \times 2 = 7680$, где M – размер алфавита, а $\log_2 M$ – количество бит информации, приходящейся на переданный символ (2 бита для QPSK);
- результирующая скорость передачи данных: R= N_b/T_{frame} = 9.6 Мбит/с.

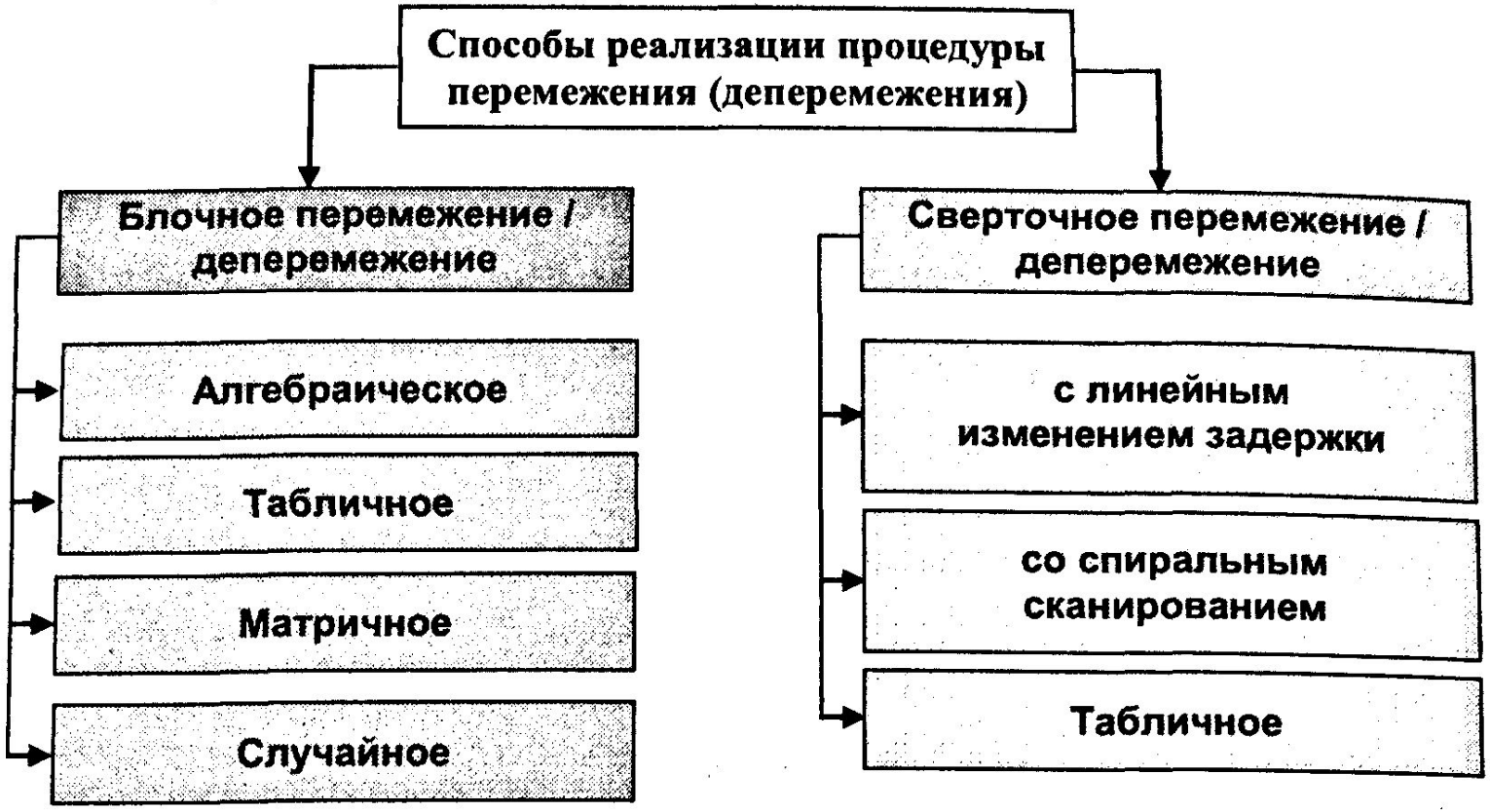


$$\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{Re}(\dot{a}_k \times e^{j2\pi f_k t})$$

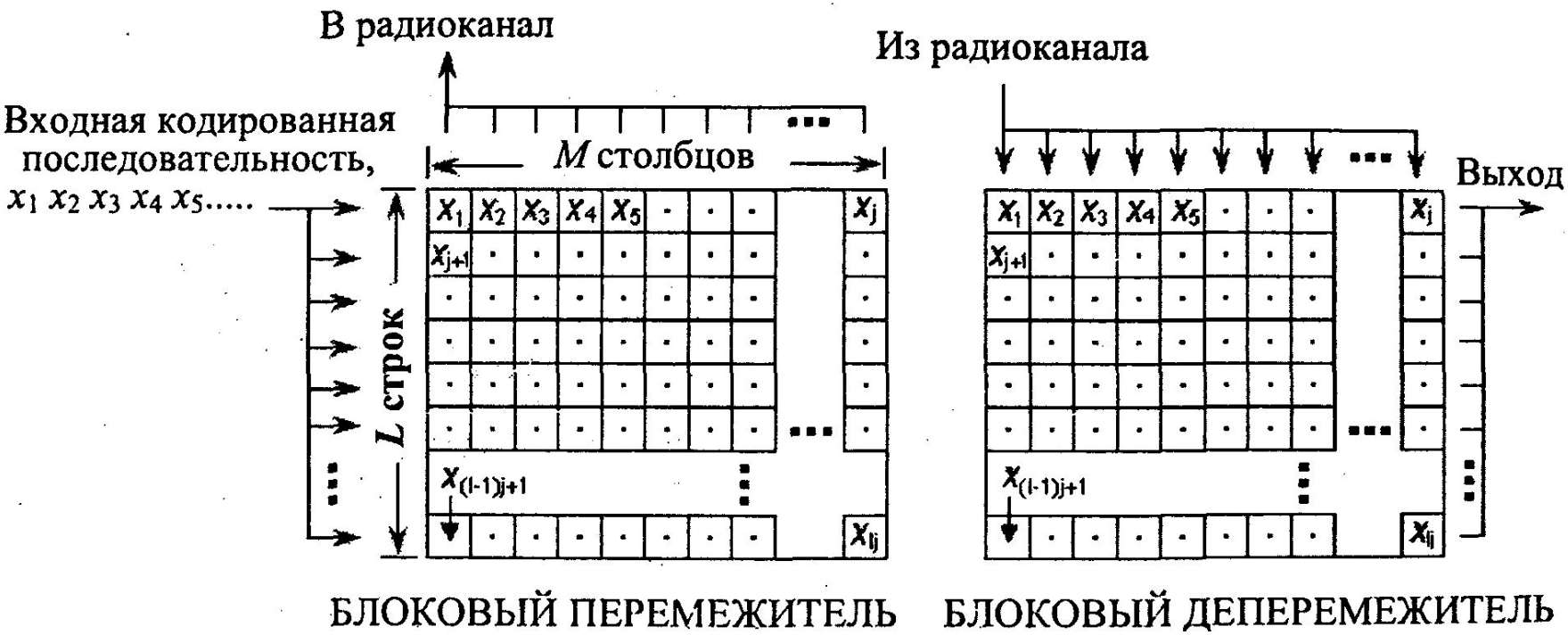


Перемежение и рандомизация данных

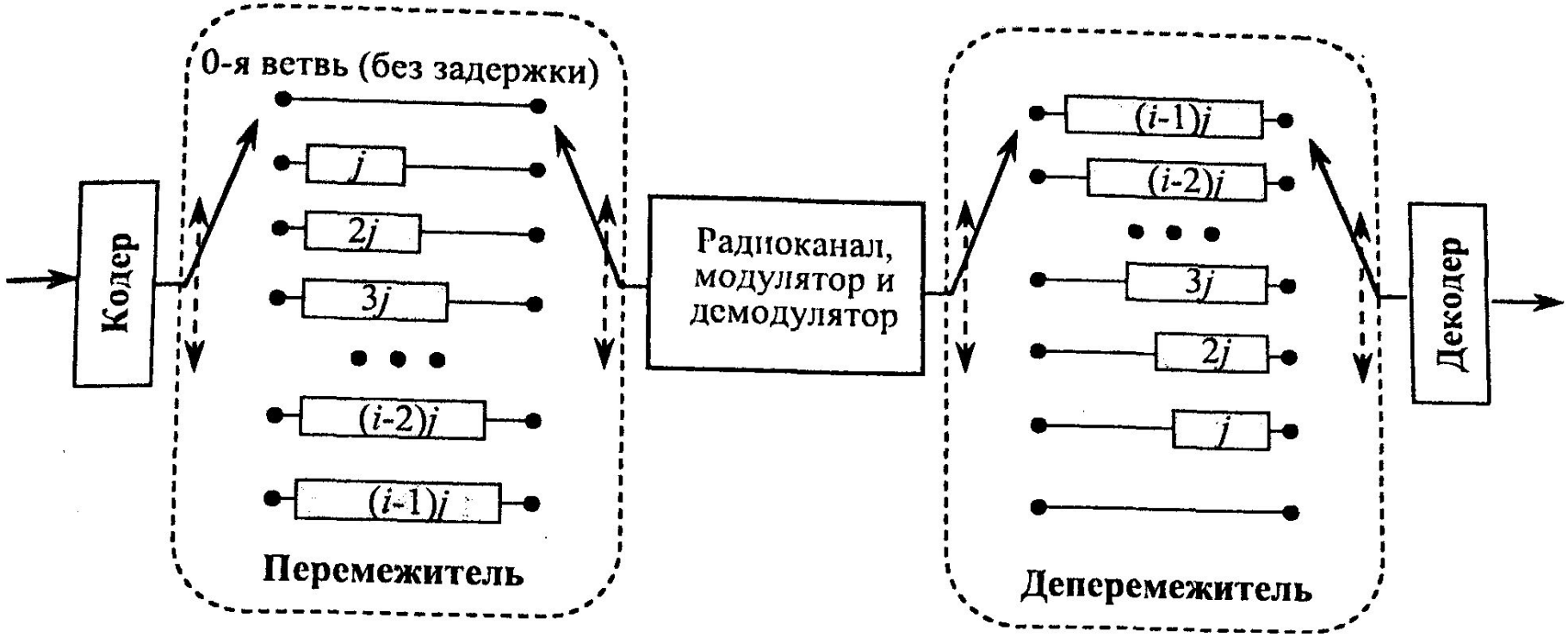
В отличие от мощных корректирующих кодов, перемежение – достаточно экономный дополнительный способ обеспечения помехоустойчивости: не будучи связанным с внесением в канал дополнительной избыточности, оно всего лишь изменяет порядок следования символов.



Принципы блокового перемежения и деперемежения



Процедура сверточного перемежения



Рандомизация

В телекоммуникациях рандомизация служит одной из следующих целей:
повышение надежности синхронизации приемопередающих устройств;
получение равномерного спектра передаваемых сигналов, не зависимого от исходных передаваемых данных;
предотвращение несанкционированного доступа к передаваемым данным.

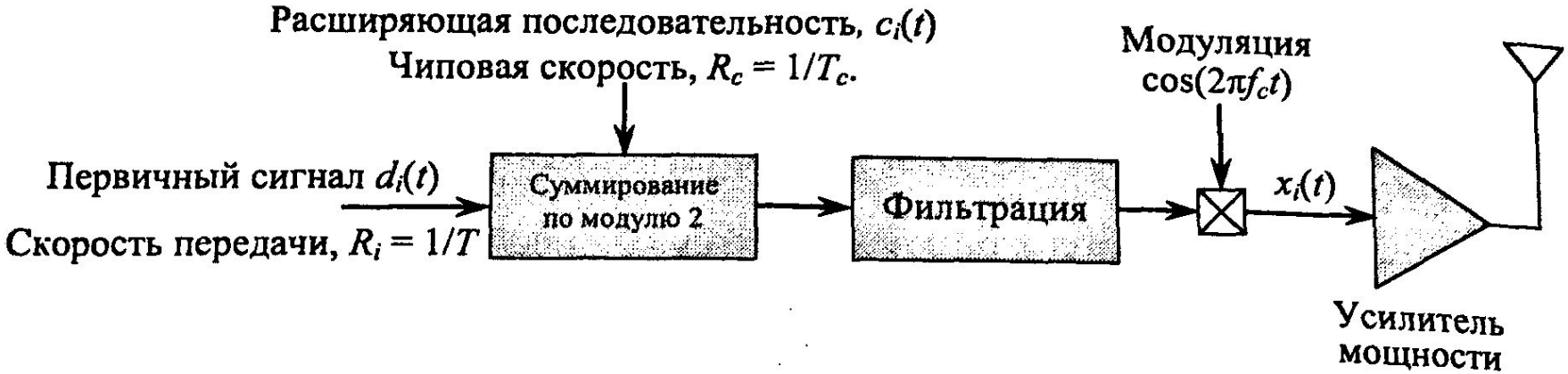
Технологии расширения спектра сигналов

Метод прямого расширения спектра

В системах связи с прямым расширением спектра (DSSS) осуществляется *модуляция несущего колебания по фазе* псевдослучайными последовательностями, тактовая частота которых в SF раз больше верхней частоты спектра сообщения. Модулирующая функция при этом имеет вид

$$c(t) = \sum_{i=1}^{N} x_i u_0[t-(i-1)T_c],$$

где $x_i \in \{-1;1\}$ – символы ПСП, N – ее длина, $u_0(t)$ – единичная функция, T_c – длительность элементарного импульса ПСП (чипа). Вторым уровнем модуляции в системах с СРС является информационная модуляция, используемая для передачи сообщения.



выигрыш обработки (*processing gain, PG*)

Поскольку энергия сигнала определяется как произведение его мощности на длительность, а спектральная плотность шума – как его мощность в полосе приема, соотнесенная к ширине этой полосы, (т.е. $E_S = P_S \cdot T_S$, $N_0 = P_J / \Delta F$), то для двоичной системы связи ($E_S = E_B$):

$$PG = \frac{SNR_{\text{вых}}}{SNR_{\text{вх}}} = \frac{E_S / N_0}{P_S / P_J} = \frac{\Delta F_S \cdot T_S \cdot P_S / P_J}{P_S / P_J} = T_S \cdot \Delta F_S = SF \cdot$$

При типовых значениях коэффициента расширения спектра (например, SF=4÷512 в системе мобильной сотовой связи третьего поколения UMTS) выигрыш обработки достигает десятков децибел. Спектральная плотность помехи (мощность помехи) на входе приемника при этом может многократно превышать спектральную плотность мощности сигнала (мощность сигнала).

Метод расширения спектра скачками по частоте

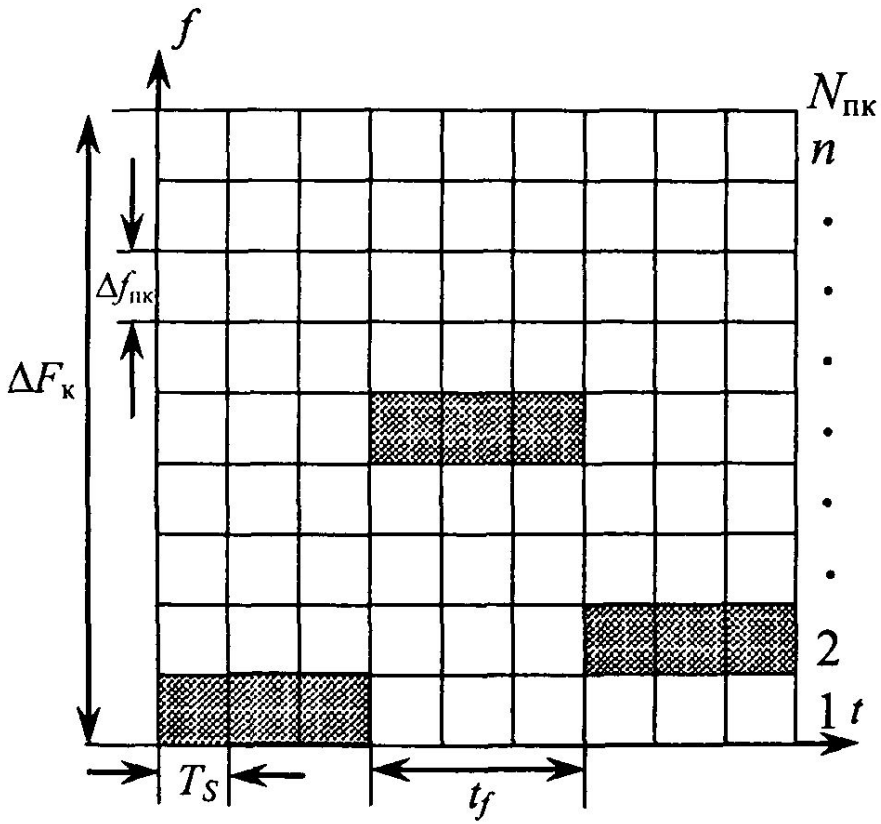
$$u(t)=\sum_{i=1}^{N}u_0[t-(i-1)\tau_э]\exp[j(\omega_i t+\varphi_i)],\quad \text{где } \omega_i=2\pi f_i,\ \varphi_i\in\{0;\pi\}.$$

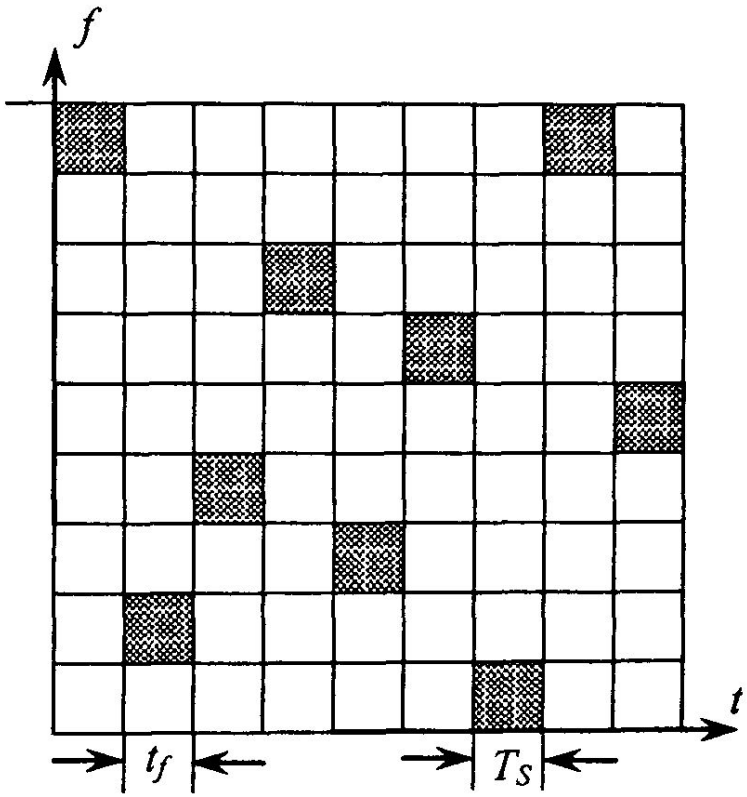
Скорость смены частот определяется скоростью передачи информации от источника сообщений [48]:

$$t_f=\frac{1-RT_S}{t_\Sigma},\ \text{где}$$

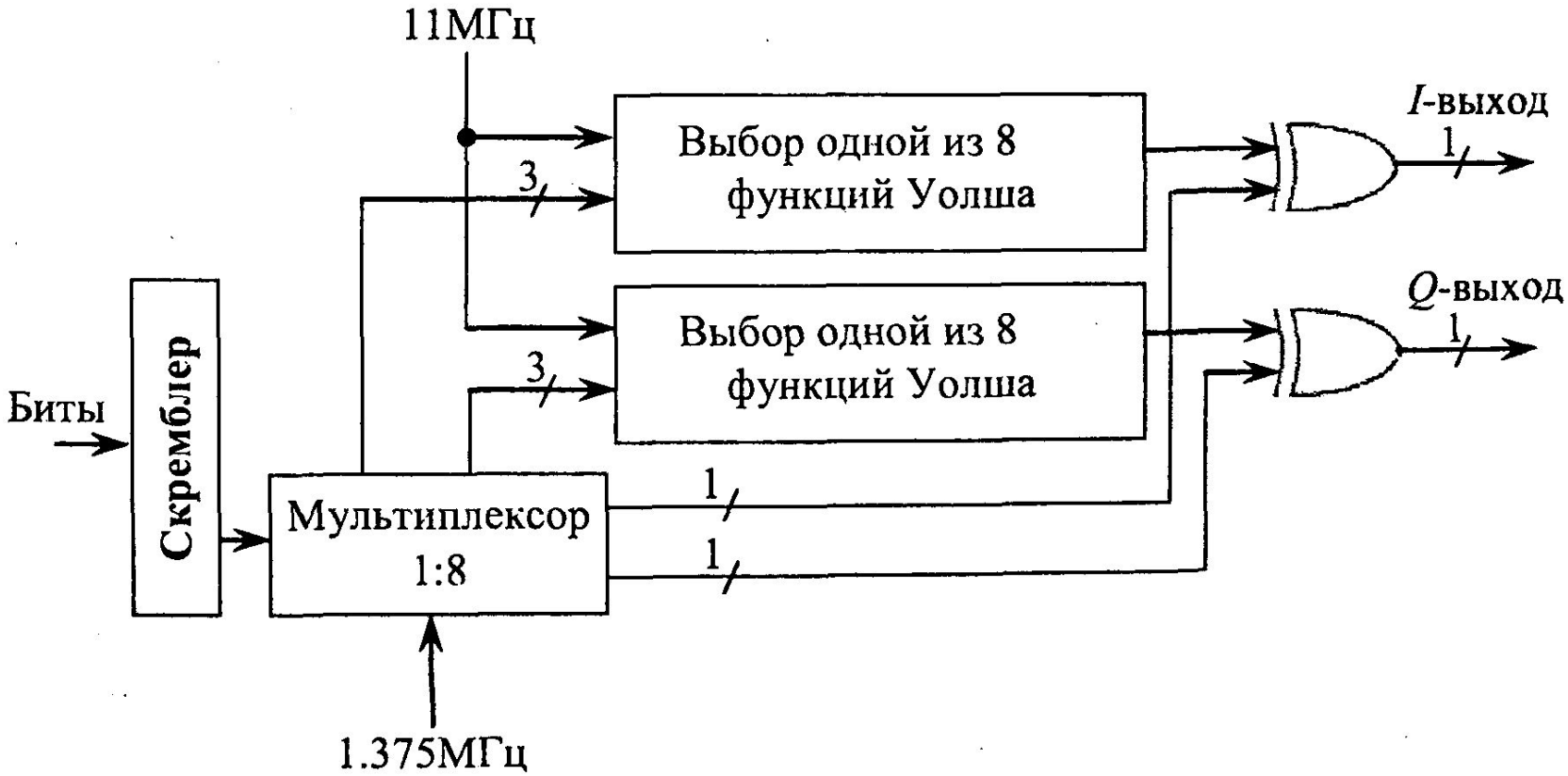
t_f – время работы на одной частоте;
t_Σ – т.н. интервал переключения;
R – скорость передачи данных.

В этой связи также различают посимвольную перестройку (когда $t_f = T_S$), межсимвольную ($t_f = n\cdot T_S$, $n \geq 2$) и внутрисимвольную (при которой $t_f = T_S/N_h$, где N_h – число скачков частоты внутри символа). На рис. 2.47 приведены примеры частотно-временных матриц, задающих порядок изменения значения несущей для случая межсимвольной и посимвольной перестройки частоты [48].


f
$N_{пк}$
n
$\Delta f_{пк}$
$\Delta F_к$
2
1
t
T_S
t_f


f
t
t_f
T_S

M-ичное ортогональное кодирование.

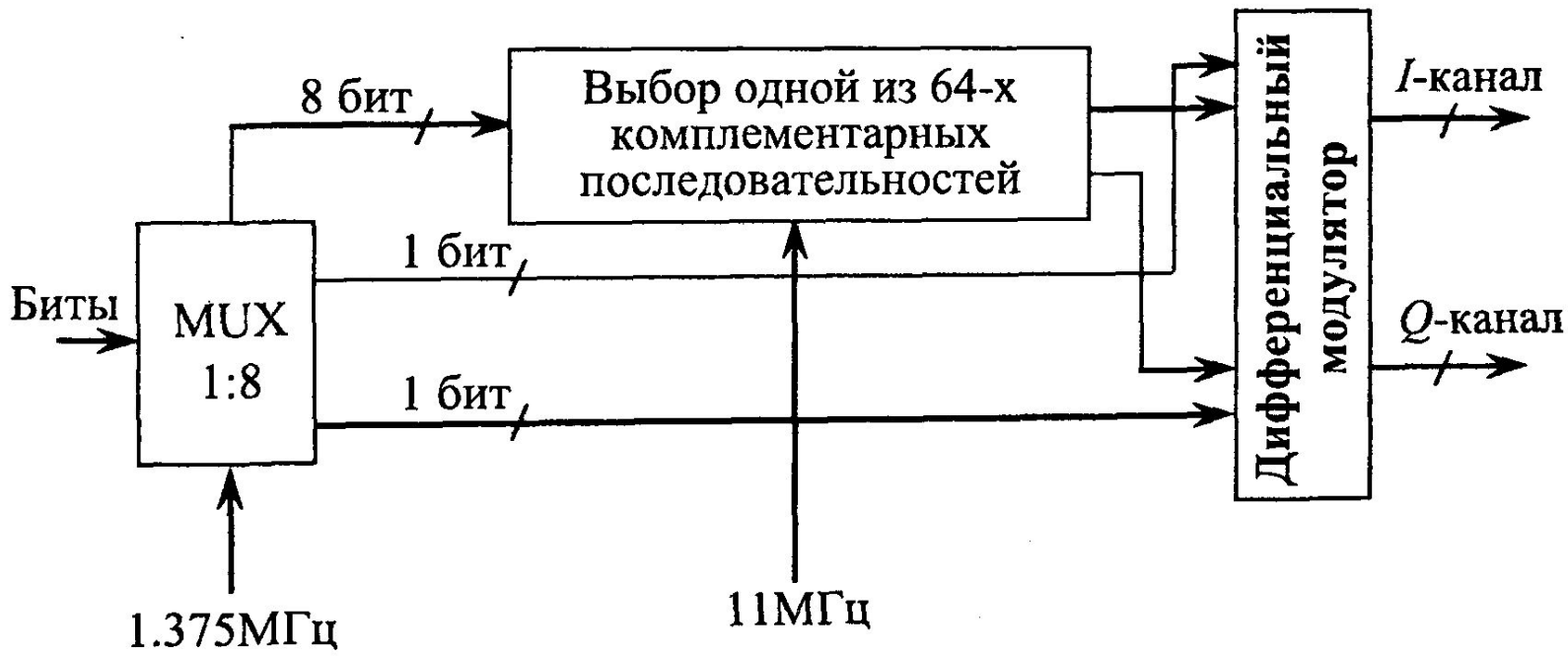


Модуляция комплементарным кодом (CCK)

(complementary) коды были впервые предложены М. Голеем (Golay) в 1961 г. для использования в инфракрасной спектрометрии [50]. В основу их определения положено равенство нулю суммы апериодических автокорреляционных функций (АКФ) групп (чаще всего пар) последовательностей, за исключением нулевого сдвига. Например, для последовательностей $\{\alpha\}_N$ и $\{\beta\}_N$ длиной N данное условие принимает вид

$$\rho_\alpha(m)+\rho_\beta(m)=0 \text{ при } m\neq 0, \quad \rho_\alpha(0)+\rho_\beta(0)=2N,$$

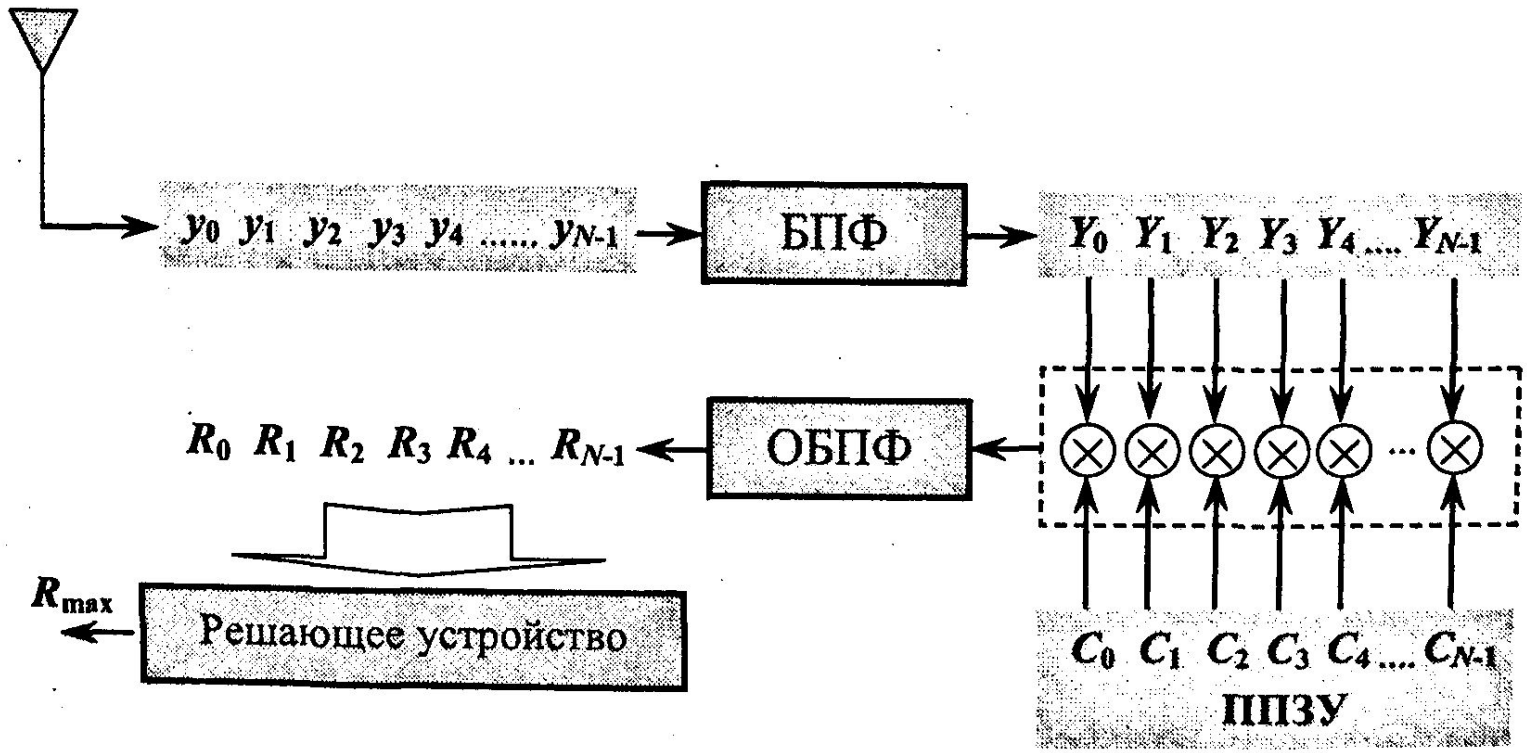
где $\rho_\alpha(m)=\sum^{N-1-m}\alpha_i\alpha_{i+m}$, $\rho_\beta(m)=\sum^{N-1-m}\alpha_i\alpha_{i+m}$ – АКФ $\{\alpha\}_N$ и $\{\beta\}_N$.



Модуляция циклическим сдвигом кода

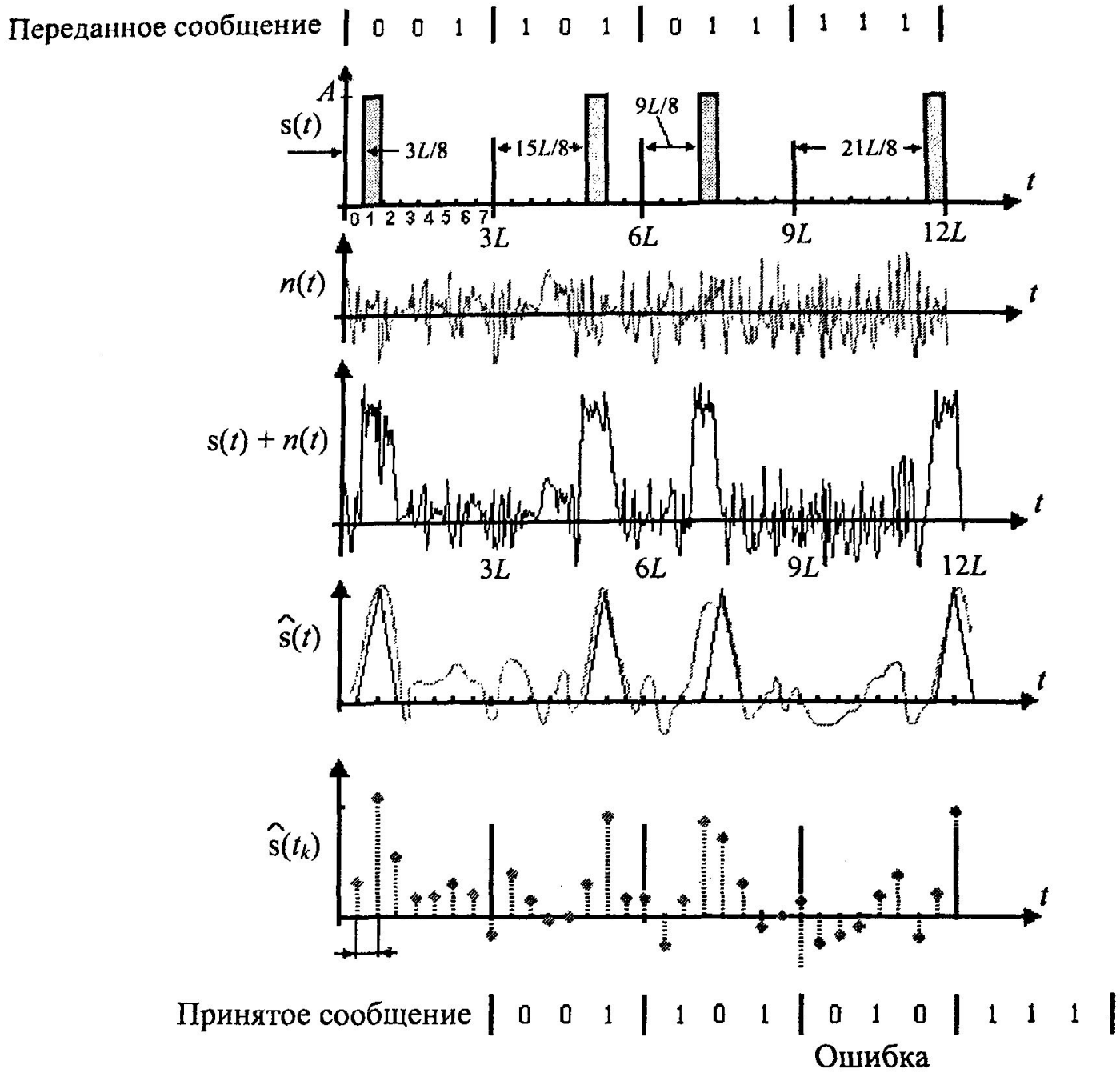
(*Cyclic Code Shift Keying*–

CCSK). При этом виде модуляции алфавит сигналов формируется циклическими сдвигами одной единственной исходной кодовой последовательности $c_0, c_1, ..., c_{N-1}$ длины N (она же выполняет роль опорной копии сигнала в корреляторе) [49,56]. После установления синхронизации процедура оптимального приема сводится к вычислению ВКФ зашумленного сигнала на входе с его опорной копией.



Время-импульсная модуляция

При время-импульсной модуляции (ВИМ, англ. PTM – Pulse Time Modulation) передача информации осуществляется импульсами разной длительности. ВИМ подразделяется на широтно-импульсную модуляцию (ШИМ, англ. PWM – Pulse Width Modulation) и фазо-импульсную (ФИМ, PPM – Pulse Position Modulation). Последняя наиболее распространена в современных телекоммуникациях. Передаваемое сообщение при ВИМ заключено во временном положении символов в пределах слотов, отведенных для передачи. По своей сути, ВИМ может быть отнесена к методам расширения спектра и к методам информационной модуляции сигнала одновременно [36].


Переданное сообщение
0 0 1
1 0 1
0 1 1
1 1 1
A
s(t)
3L/8
15L/8
9L/8
21L/8
t
0 1 2 3 4 5 6 7
3L
6L
9L
12L
n(t)
s(t) + n(t)
ŝ(t)
ŝ(tk)
Принятое сообщение
0 0 1
1 0 1
0 1 0
1 1 1
Ошибка

Множественный доступ к среде передачи

Понятие множественного (многостанционного) доступа (Multiple Access) к среде передачи связано с организацией совместного использования канальных ресурсов телекоммуникационной системы многими пользователями.

Основные методы множественного доступа в беспроводной связи

Методы «контролируемого» доступа	Протоколы «состязательного» доступа
FDMA (*Frequency Division Multiple Access*)	**ALOHA**
TDMA (*Time Division Multiple Access*)	**S-ALOHA** (*Slotted* ALOHA)
CDMA (*Code Division Multiple Access*)	**CSMA** (*Carrier sense Multiple Access*)
SDMA (*Space Division Multiple Access*)	**DAMA** (*Demand Assigned Multiple Access*)
PDMA (*Polarization Division Multiple Access*)	**MACAW** (*Media Access Protocol for WLAN's*)

Как видно из таблицы, контролируемый доступ предполагает разделение пользователей по одному из видов «физического» ресурса: частотного (Frequency Division), временного (Time Division), кодового (Code Division), значительно реже – пространственного (Space Division) и поляризационного (Polarization Division). На их основе могут быть построены гибридные схемы множественного доступа: FDMA/TDMA (используемая в системе GSM), FH-CDMA, TD-CDMA и OFDMA.

Методы состязательного доступа различаются не в зависимости от вида распределяемого ресурса, а согласно наборам правил, которыми руководствуются пользователи системы, конкурируя за этот ресурс. Поэтому во многих источниках эти методы именуют *протоколами доступа*, что, пожалуй, более верно.