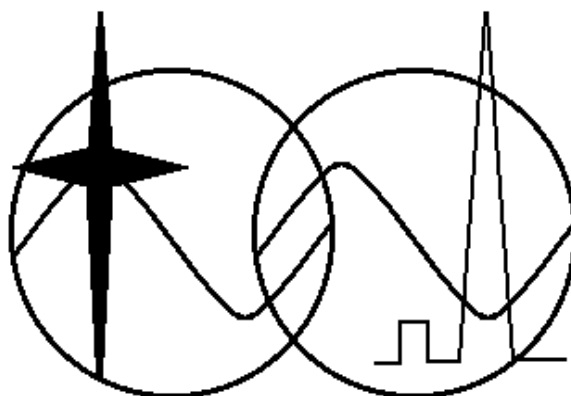


Министерство образования и науки РФ

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Кафедра средств радиосвязи (СРС)



СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ МАНИПУЛЯЦИИ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

Учебное пособие
для студентов радиотехнических специальностей

Разработчик:
заведующий кафедрой СРС,
профессор Мелихов С.В.

Томск - 2013

Содержание

1. Дифференциальная (относительная) бинарная (двоичная) фазовая манипуляция – Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK)	3
1.1. Передатчик DBPSK-радиосигнала	3
1.2. Когерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала	7
1.3. Блок восстановления несущей частоты (БВНЧ). Фазовая неоднозначность восстановленной несущей	9
1.4. Блок восстановления тактовой частоты (БВТЧ)	10
1.5. Некогерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала	11
2. Квадратурная фазовая манипуляция – Quadrature Phase Shift Keying (QPSK). Квадратурная фазовая манипуляция со смещением – Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK).....	12
2.1. QPSK-модулятор.....	12
2.2. OQPSK-модулятор.....	15
2.3. Когерентный демодулятор	17
2.4. Блок восстановления несущей частоты (БВНЧ). Фазовая неоднозначность при демодуляции	18
3. Дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция – Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK).....	19
3.1. DQPSK-модулятор	19
3.2. Когерентный и некогерентный DQPSK-демодуляторы	20
4. Дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом $\pi/4$ – $\pi/4$ Differential Quadrature Phase Shift Keying ($\pi/4$ DQPSK).....	22
5. Частотная манипуляция – Frequency Shift Keying (FSK). Многопозиционная частотная манипуляция – Multi-Frequency Shift Keying (M-FSK)	24
6. Манипуляция с минимальным сдвигом – Minimum Shift Keying (MSK). Гауссовская манипуляция с минимальным сдвигом – Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)	25
7. Квадратурная амплитудная модуляция – Quadrature Amplitude Modulation (QAM).....	29
Литература.....	31

1. Дифференциальная (относительная) бинарная (двоичная) фазовая манипуляция – Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK)

1.1. Передатчик DBPSK-радиосигнала

Упрощенная структурная схема DBPSK-передатчика изображена на рис. 1.1,а. Передатчик содержит DBPSK-модулятор, усилитель мощности (УМ), полосовой фильтр (ПФ), антенну (А_П). В составе DBPSK-модулятора: кодирующее устройство (КУ); преобразователь уровней (ПУ); генератор несущей (ГН); перемножитель (Пм). КУ содержит логическую схему (ЛС) и устройство задержки (УЗ) цифрового сигнала на время одного бита T_b .

Исходный цифровой поток без возвращения к нулю (Non Return to Zero– NRZ) M_k (рис. 1.1,б), имеющий длительность бита T_b , поступает в КУ. В ЛС каждый бит M_k складывается по модулю 2 с задержанным по времени на T_b битом $C_{k-1} = C_k(t - T_b)$ (рис. 1.1,в) и результирующий бит подвергается логической операции дополнения ($1 \rightarrow 0$, $0 \rightarrow 1$, рис. 1.1,г):

$$C_k = \overline{(M_k \oplus C_{k-1})}. \quad (1.1)$$

При таком дифференциальном (относительном) кодировании передается не абсолютное значение информационного бита, а его изменение (или неизменение) относительно предыдущего бита.

Цифровой поток C_k с выхода КУ при помощи ПУ превращается в знакопеременную последовательность I_k (рис. 1.1,д), причем биту «1» потока C_k соответствует символ «+1» последовательности I_k , а символу «0» потока C_k соответствует символ «-1» последовательности I_k . В Пм происходит перемножение знакопеременной последовательности I_k и несущего колебания $\cos \omega_0 t$. В результате образуется DBPSK-радиосигнал, то есть колебание с радиочастотой (Radio Frequency) и фазовой манипуляцией (рис. 1.1,е)

$$S_{RF} = \pm I_k \cos \omega_0 t = |\pm I_k| \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = |\pm 1| \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = \cos(\omega_0 t + \varphi_k), \quad (1.2)$$

причем $I_k = 1$ соответствует значению фазы несущего колебания $\varphi_k = 0^\circ$, а $I_k = -1$ – значение фазы $\varphi_k = 180^\circ$.

Для наглядности на рис. 1.1,е каждый временной интервал длительностью T_b представлен одним периодом несущей частоты (на практике количество периодов в интервале T_b гораздо больше).

Поскольку фаза φ_k DBPSK-радиосигнала принимает только два значения ($\varphi_k = 0^\circ$ или $\varphi_k = 180^\circ$, рис. 1.1,ж), фазовая манипуляция называется бинарной (двоичной). Диаграмма положений вектора DBPSK-радиосигнала приведена на рис. 1.1,з. На рис. 1.2,а,б показано представление радиосигнала вращающимся вектором I_k соответственно при $\varphi_k = 0^\circ$ и $\varphi_k = 180^\circ$.

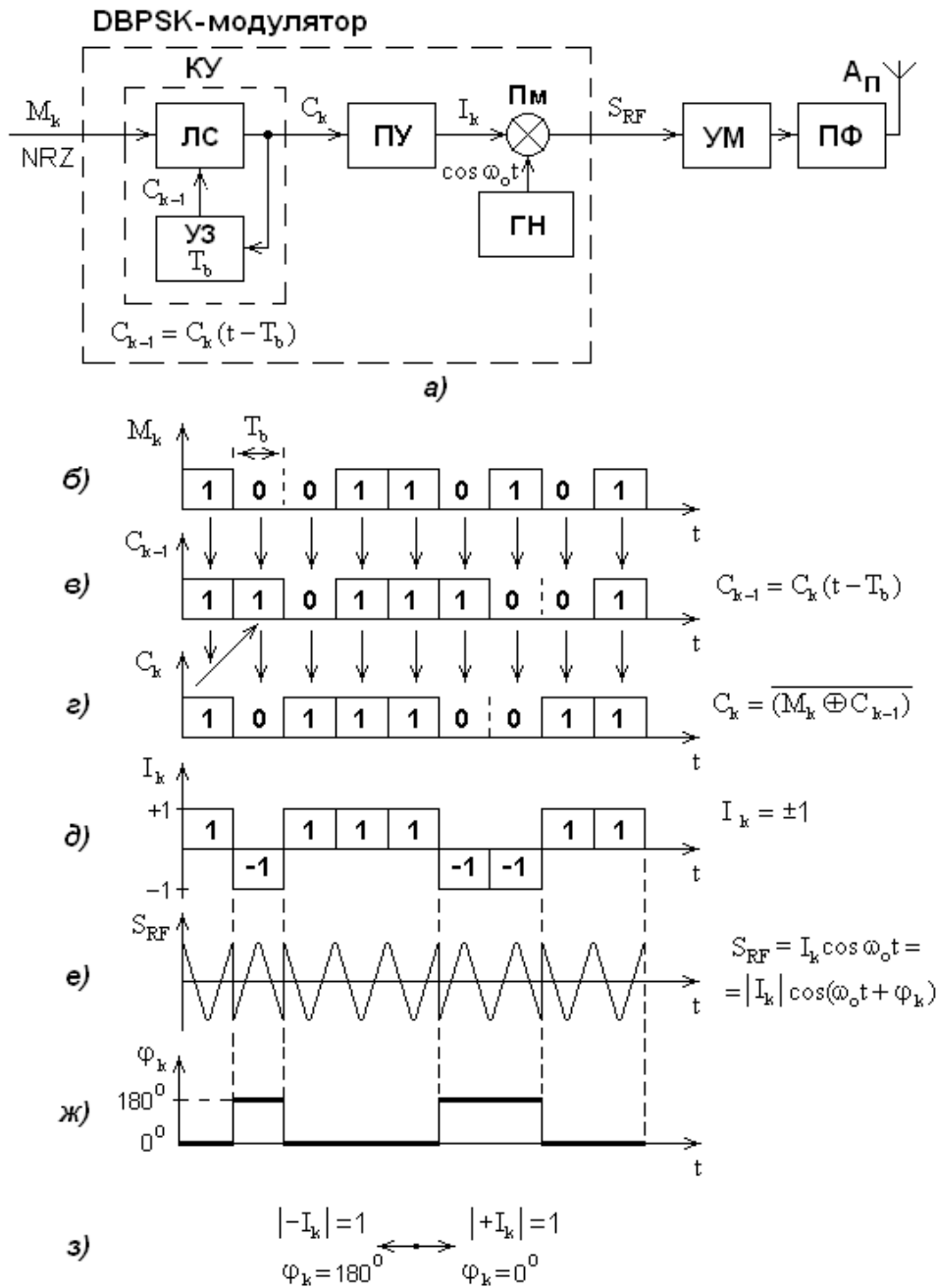


Рис. 1.1. Структурная схема DBPSK-передатчика (а);
цифровые потоки M_k (б), C_{k-1} (в), C_k (г), I_k (д); DBPSK-радиосигнал S_{RF} (е);
фаза φ_k колебания несущей частоты на выходе DBPSK-модулятора (ж);
сигнальное созвездие, т.е. возможные положения вектора DBPSK-радиосигнала (з)

Поскольку КУ модулятора формирует последовательность C_k , зависящую как от последовательности M_k , так и от последовательности C_{k-1} (см. формулу (1.1)), то фазовая манипуляция называется дифференциальной (относительной). Ниже показано, что принцип «дифференциальности» («относительности») позволяет устранить фазовую неоднозначность при приеме DBPSK-радиосигнала, которая может привести к получению неправильного цифрового потока.

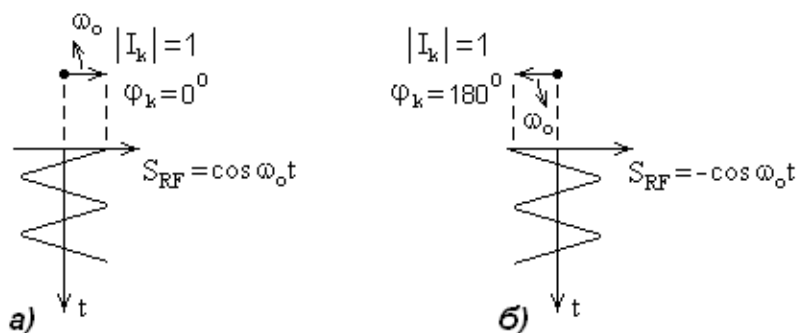


Рис. 1.2. Вектор $|I_k|$, вращающийся с частотой ω_0 , и радиосигнал S_{RF} при $\varphi_k = 0^\circ$ (а); вектор $|I_k|$, вращающийся с частотой ω_0 , и радиосигнал S_{RF} при $\varphi_k = 180^\circ$ (б)

Несущее колебание при бинарной манипуляции имеет фазовые переходы (скачки) $\Delta\varphi = 180^\circ$ (см. рис. 1.1, е, ж). Такой «нефильтрованный» сигнал имеет огибающую с постоянной амплитудой. Однако на практике спектр радиосигнала ограничивается усилителем мощности с конечной полосой пропускания и полосовым фильтром (УМ, ПФ, см. рис. 1.1, а) с целью уменьшения внеполосного излучения, которое может оказывать мешающее действие для соседних каналов связи. Для «фильтрованного» сигнала при смене фазы на 180° происходит мгновенное изменение огибающей до нуля (рис. 1.3). Для усиления такого сигнала в приемнике необходим линейный режим. Если для усиления DBPSK-радиосигнала в приемнике использовать полосовой усилитель с двусторонним ограничением (т.е. усилитель, работающий в режиме насыщения), то после скачка фазы появятся фазовые искажения радиосигнала, что недопустимо.



Рис. 1.3. Провал огибающей «фильтрованного» DBPSK-радиосигнала в момент времени, соответствующий скачку фазы на 180°

Поскольку значение фазы DBPSK-радиосигнала определяет каждый бит исходного цифрового потока M_k , то форма единичного элемента такого сигнала имеет вид прямоугольника с основанием T_b . Если за ширину спектра (B_{RF}) DBPSK-радиосигнала принять полосу частот между минимумами основного лепестка (в этой полосе сосредоточено примерно 95% мощности сигнала), то:

$$B_{RF} = 2/T_b = 2R_b, \quad (1.3)$$

где $R_b = 1/T_b$ – скорость цифрового потока.

Ширину спектра DBPSK-радиосигнала можно уменьшить в два раза по сравнению с (1.3), если сгладить прямоугольную форму импульсов цифрового потока M_k , пропустив его через идеальный ФНЧ с прямоугольной АЧХ (АЧХ «кирпичная стена»; ФНЧ на схеме рисунка 2.1, а и на других схемах не показан) и полосой Найквиста

$$B_N = \frac{1}{2T_b}. \quad (1.4)$$

Однако на практике такую характеристику получить невозможно. Поэтому в реальных условиях в канале связи (передатчик-приемник) наиболее часто используют сквозную АЧХ в виде наклонно-симметричной функции «приподнятый косинус» {RC} (Raised Cosine).

Функция {RC} характеризуется коэффициентом спада АЧХ α (Roll-off-Factor). Параметр α еще называют коэффициентом скругления (сглаживания) импульса, поскольку фронты прямоугольного импульса сглаживаются при его прохождении через фильтр с АЧХ вида «приподнятый косинус». Для получения сквозной АЧХ канала связи в виде {RC} формируют АЧХ полосы обработки в передатчике в виде корня квадратного из «приподнятого косинуса» ($\sqrt{\{RC\}}$) и АЧХ полосы обработки в приемнике также в виде $\sqrt{\{RC\}}$. Параметр скругления α характеризует избыток полосы обработки αB_N относительно полосы Найквиста B_N . При этом полоса обработки канала связи

$$B = B_N + \alpha B_N = (1 + \alpha)B_N = \frac{(1 + \alpha)}{2T_b} = \frac{(1 + \alpha)R_b}{2}, \quad (1.5)$$

а ширина спектра DBPSK-радиосигнала

$$B_{RF} = 2B = \frac{(1 + \alpha)}{T_b} = (1 + \alpha)R_b. \quad (1.6)$$

99% мощности DBPSK-радиосигнала при $\alpha = 1$ сосредоточено в полосе $B_{RF99} \approx 18,5/T_b$.

При $0 \leq \alpha \leq 1$ межсимвольная интерференция цифрового сигнала при прохождении им канала связи отсутствует, если моменты принятия решений в приемнике соответствуют нулевым значениям «хвостов» импульсных откликов канала связи.

Чем меньше значение α , тем меньше требуется полоса радиоканала. Однако использование малого значения α требует сложных цифровых фильтров. Кроме того, при малом значении α в решающем устройстве приемника отсчеты сигнала становятся в большей степени подвержены влиянию временного джиттера. При $0,4 \leq \alpha \leq 0,6$ достигается максимальная помехоустойчивость канала связи.

DBPSK-радиосигнал является двухуровневым, поскольку для его получения используется два уровня модулирующего сигнала, определяемые каким-либо одним битом – 0 и 1. Т.е. для DBPSK-радиосигнала число уровней

$$M = 2^n = 2^1 = 2,$$

а число битов в одном уровне

$$n = \log_2 M = \log_2 2 = 1.$$

Несмотря на недостатки (необходимость линейного усиления и относительно широкая ширина спектра), DBPSK-сигнал применяется на практике, например, в беспроводном мосте Wi-Fi BlueBox GW-AP54SG-Total.

1.2. Когерентная демодуляция DBPSK–радиосигнала

Для когерентной демодуляции принятого сигнала необходимо монохроматическое опорное колебание, частота которого с точностью до фазы совпадает с частотой немодулированной несущей.

Такое опорное колебание может быть получено в приемнике либо от генератора, синхронизированного дополнительным сигналом от передатчика, передаваемым параллельно с информационным сигналом, либо путем восстановления из модулированного сигнала несущей частоты специальным блоком, входящим в состав демодулятора приемника, – блоком восстановления несущей частоты (БВНЧ).

Первый вариант с точки зрения схемотехники не требует особых пояснений. Следует только отметить, что при синхронизированном с точностью до фазы опорном генераторе в демодуляторе приемника, обеспечивающим опорное колебание для когерентной демодуляции, применение DBPSK не является обязательным условием – в этом случае может использоваться простая BPSK. При BPSK необходимость в блоке КУ в модуляторе передатчика (см. рис. 1.1,а) отпадает.

Второй вариант (с использованием в демодуляторе приемника БВНЧ) применяется только при DBPSK. Достоинство DBPSK в том, что при приеме можно осуществлять как когерентную, так и некогерентную (автокорреляционную) демодуляцию. Поэтому здесь подробно рассмотрим именно этот вариант.

Структурная схема приемника с когерентным DBPSK-демодулятором, в состав которого входит БВНЧ, приведена на рис. 1.4,а. Обозначения: $A_{\text{ПР}}$ – антенна приемника; РТПР – радиотракт приемника; Пм – перемножитель; ФНЧ – фильтр нижних частот; ПРС – пороговая решающая схема; БВТЧ – блок восстановления тактовой частоты; ДУ – декодирующее устройство, в состав которого входит логическая схема (ЛС) и устройство задержки (УЗ) цифрового сигнала на время одного бита T_b ; $\varphi_{\text{ни}}$ – фазовая неоднозначность, которая может возникнуть в БВНЧ. Ниже показано, что $\varphi_{\text{ни}} = i \cdot (-180^\circ)$, где $i = 0; 1$.

Принятый DBPSK-радиосигнал (рис. 1.4,б) усиливается РТПР и поступает на когерентный демодулятор. После перемножения DBPSK-радиосигнала $S_{\text{RF}} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_k)$ с восстановленным несущим колебанием $S_{\text{оп}} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_{\text{ни}})$ на выходе Пм демодулятора образуется сигнал

$$S_{\text{Пм}} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \cos(\omega_0 t + \varphi_{\text{ни}}) \sim \cos(\varphi_k - \varphi_{\text{ни}}) + \cos(2\omega_0 t + \varphi_k + \varphi_{\text{ни}}). \quad (1.7)$$

ФНЧ не пропускает колебание $\cos(2\omega_0 t + \varphi_k + \varphi_{\text{ни}})$ с частотой $2\omega_0$, поэтому на выходе ФНЧ образуется знакопеременный цифровой поток

$$I_k \sim \cos(\varphi_k - \varphi_{\text{ни}}), \quad (1.8)$$

а на выходе ПРС – цифровой поток C_k (рис. 1.4,в,г).

Как следует из (1.8), знак элемента цифрового потока I_k на выходе ФНЧ определяется значением аргумента косинуса $(\varphi_k - \varphi_{\text{ни}}) = \hat{\varphi}_k$. Если $\varphi_{\text{ни}0} = 0^\circ$, то принятый I_k совпадает с переданным (см. рис. 1.4,в и рис. 1.1,д) и, следовательно, принятый C_k совпадает с переданным (см. рис. 1.4,г и рис. 1.1,е).

Если же $\varphi_{н1} = -180^\circ$, то принятый цифровой поток C_k окажется неверным (несоответствующим переданному цифровому потоку): вместо «единичных» битов будут «нулевые» биты, а вместо «нулевых» битов будут «единичные» биты.

Для исключения несоответствия принятого цифрового потока переданному служит ДУ, работающее по алгоритму:

$$M_k = \overline{(C_k \oplus C_{k-1})}. \quad (1.9)$$

Данные табл. 1.1 и табл. 1.2 иллюстрируют преобразование символов в ДУ при возможной фазовой неоднозначности ($\varphi_{н0} = 0^\circ$, $\varphi_{н1} = 180^\circ$). Данные последних строк таблиц показывают, что принятая цифровая последовательность совпадает с переданной (см. рис. 1.1,б) как при $\varphi_{н0} = 0^\circ$, так и при $\varphi_{н1} = -180^\circ$.

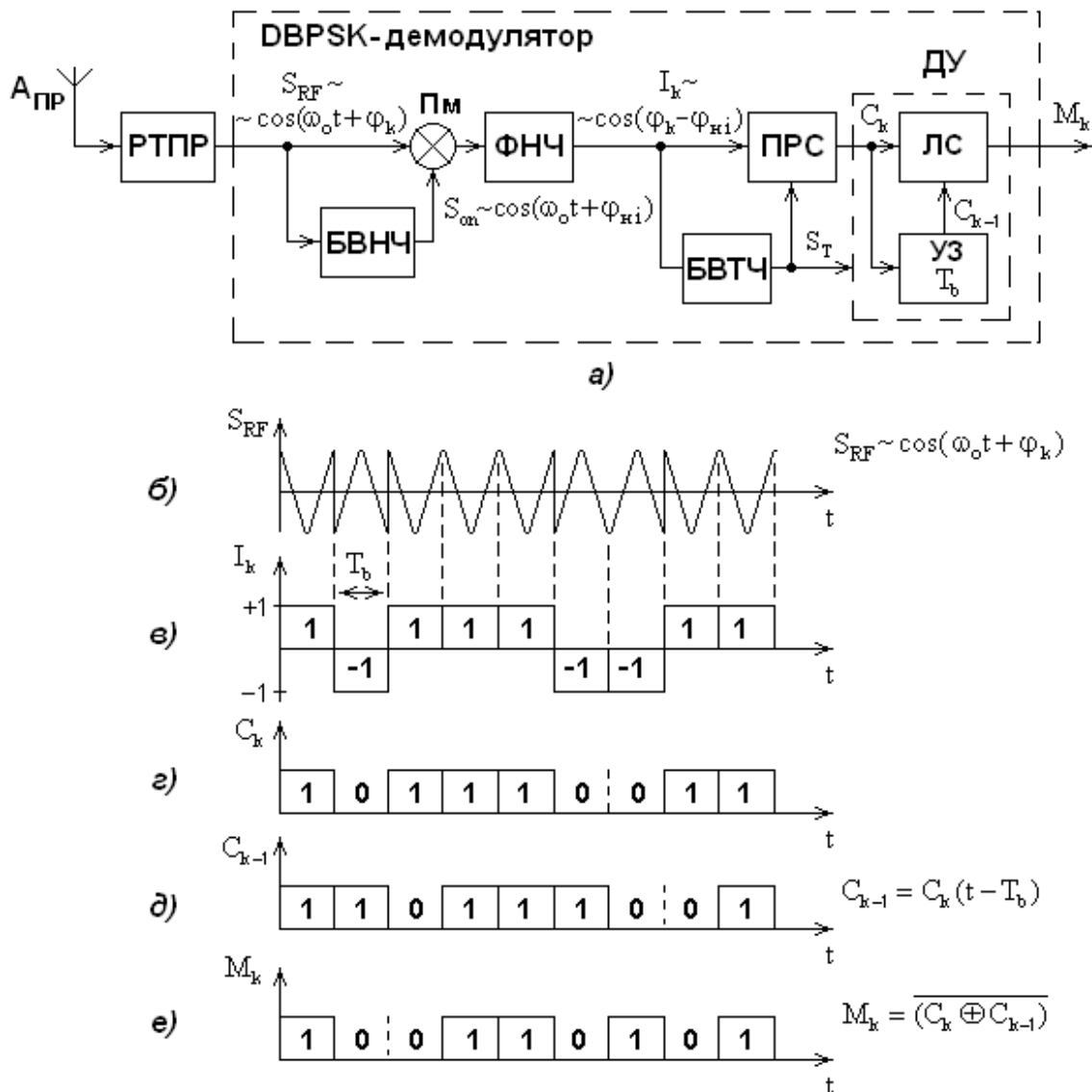


Рис. 1.4. Структурная схема DBPSK-приемника при когерентной демодуляции (а); принятый радиосигнал S_{RF} (б);

цифровые потоки I_k (в), C_k (г), C_{k-1} (д), M_k (е) при $\varphi_{н0} = 0^\circ$

Таблица 1.1

Преобразование символов по алгоритму (1.9) при $\varphi_{H0} = 0^\circ$

$\hat{\varphi}_k = \varphi_k - \varphi_{H0} =$ $= \varphi_k - 0^\circ$	0°	180°	0°	0°	0°	180°	180°	0°	0°
C_k	1	0	1	1	1	0	0	1	1
C_{k-1}	1	1	0	1	1	1	0	0	1
$M_k = \overline{(C_k \oplus C_{k-1})}$	1	0	0	1	1	0	1	0	1

Таблица 1.2

Преобразование символов по алгоритму (1.9) при $\varphi_{H1} = -180^\circ$

$\hat{\varphi}_k = \varphi_k - \varphi_{H1} =$ $= \varphi_k - 180^\circ$	-180°	0°	-180°	-180°	-180°	0°	0°	-180°	-180°
C_k	0	1	0	0	0	1	1	0	0
C_{k-1}	0	0	1	0	0	0	1	1	0
$M_k = \overline{(C_k \oplus C_{k-1})}$	1	0	0	1	1	0	1	0	1

1.3. Блок восстановления несущей частоты (БВНЧ). Фазовая неоднозначность восстановленной несущей

Как уже отмечалось, для когерентного детектирования принятого DBPSK-сигнала необходимо опорное колебание с несущей частотой без фазовой манипуляции ($S_{оп} \sim \cos \omega_0 t$). Исключение фазовой манипуляции из несущей производится блоком восстановления несущей частоты (БВНЧ, рис. 1.5,а), который содержит: квадратор (Кв) для возведения сигнала S_{RF} в квадрат; следящий полосовой фильтр (СПФ) с частотой настройки $2\omega_0$; делитель частоты (ДЧ) на два.

Поскольку

$$\begin{aligned} \cos^2(\omega_0 t + \varphi_k) &\sim [1 + \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_k)], \\ \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_k) &= \cos 2\omega_0 t \cos 2\varphi_k - \sin 2\omega_0 t \sin 2\varphi_k, \\ \cos 2\varphi_k &= 1, \sin 2\varphi_k = 0 \text{ при } \varphi_k = 0^\circ \text{ или при } \varphi_k = 180^\circ, \end{aligned}$$

то выходное напряжение квадратора

$$U_{Кв} \sim \cos 2\omega_0 t. \quad (1.10)$$

После фильтрации напряжения полосовым фильтром и деления частоты на два на выходе БВНЧ образуется опорное колебание с несущей частотой для синхронного детектирования, которое может иметь фазовую неоднозначность φ_{Hi} :

$$S_{оп} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_{Hi}). \quad (1.11)$$

где $\varphi_{Hi} = i \cdot (-180^\circ)$, $i = 0; 1$.

Эффект образования фазовой неоднозначности поясняется осциллограммами, изображенными на рис. 1.5,б,в,г: блок деления частоты может иметь начальную синхронизацию в различные моменты времени (эти моменты времени на рисунке помечены точками).

Как показано в подразделе 1.2, ДУ, работающее по алгоритму (1.9), позволяет исключить влияние фазовой неоднозначности восстановленной несущей, которая может привести к несоответствию принятого цифрового потока переданному.

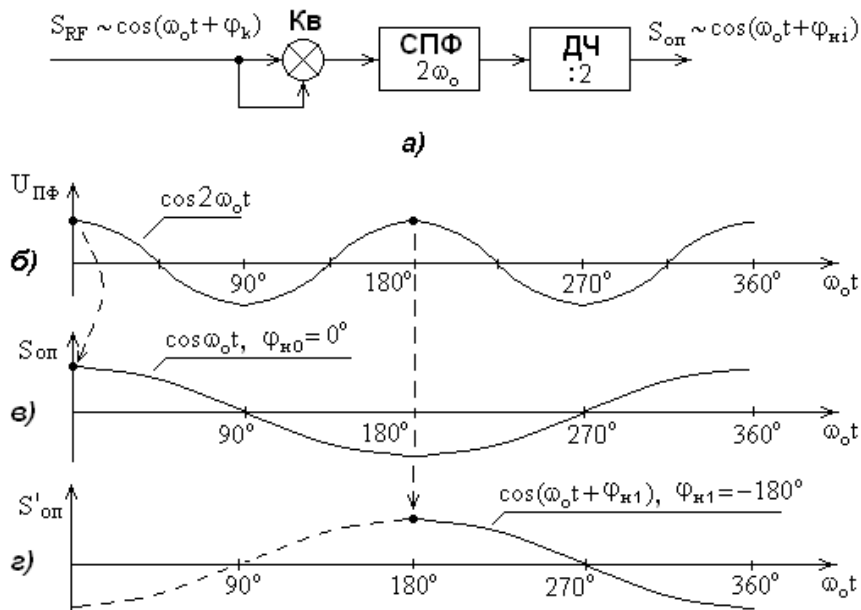


Рис. 1.5. Структурная схема БВНЧ (а);
к пояснению эффекта фазовой неоднозначности, возникающей в БВНЧ:
выходное напряжение квадратора (б);
опорное напряжение на выходе БВНЧ при $\varphi_{н0} = 0^\circ$ (в) и при $\varphi_{н1} = 180^\circ$ (г).
Пунктирными стрелками показаны возможные моменты синхронизации
блока деления частоты

1.4. Блок восстановления тактовой частоты (БВТЧ)

Структурная схема БВТЧ, входящего в состав DBPSK-демодулятора (см. рис. 1.4,а), изображена на рис. 1.6,а. БВТЧ вырабатывает тактовый сигнал S_T , необходимый для синхронной работы блоков цифровой обработки сигналов.

БВТЧ содержит: пороговый детектор (ПД); устройство задержки (УЗ) сигнала на время $\tau_{УЗ} = T_b/2$, сумматор по модулю 2 (Сум), следящий полосовой фильтр (СПФ) с частотой настройки $f_{ПФ} = F_b = 1/T_b$.

После детектирования пороговым детектором последовательности I_k (см. рис. 1.6,б) образуется последовательность C_k (рис. 1.6,в), не имеющая в своем спектре дискретной составляющей с частотой $F_b = 1/T_b$ (рис. 1.6,е). За счет сдвига на время $T_b/2$ последовательности C_k образуется последовательность $C_k(t - T_b/2)$ (рис. 1.6,з), а суммирование по модулю 2 последовательностей C_k и $C_k(t - T_b/2)$ образует последовательность C'_k (рис. 1.6,д) с длительностью единичного символа $T_b/2$. Спектр последовательности C'_k расширяется и в его составе появляется спектральная линия с частотой F_b (рис.1.6,ж), которая выделяется СПФ. В результате на выходе БВТЧ образуется сигнал S_T с тактовой частотой F_b .

Нетрудно убедиться, что СУ в схеме рис. 1.6,а может быть заменено на перемножитель (Пм).

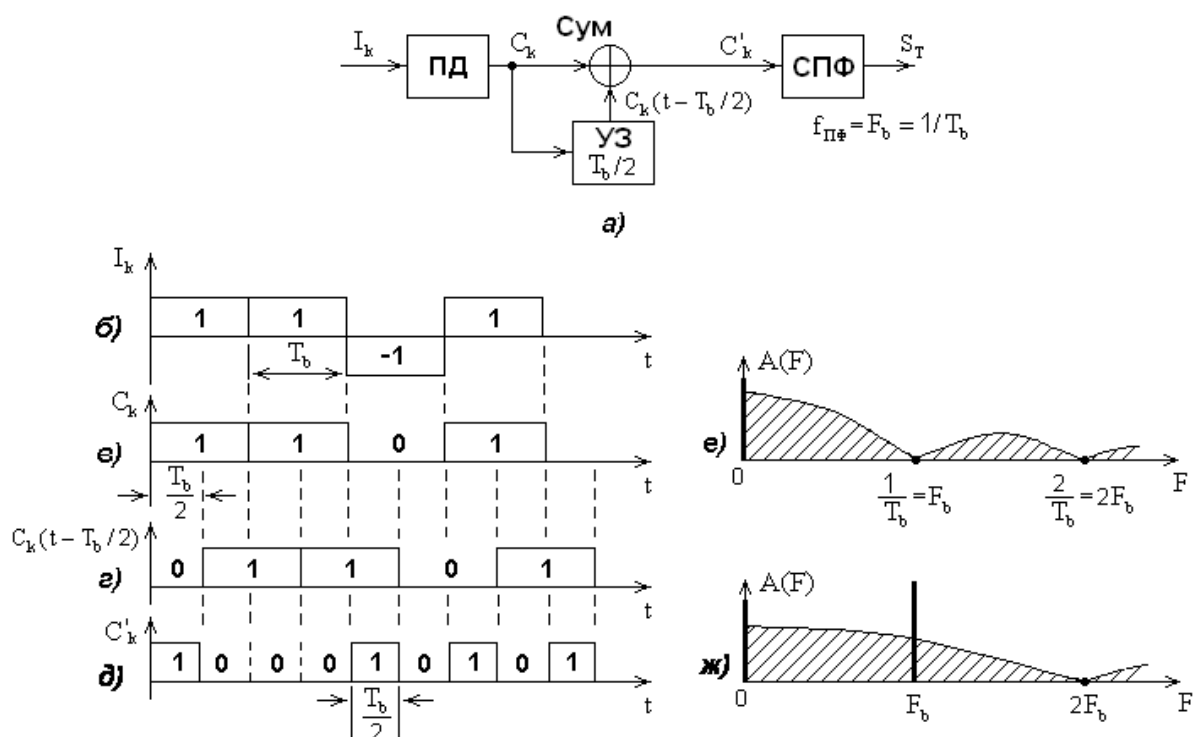


Рис. 1.6. Структурная схема БВТЧ (а);
осциллограммы, поясняющие работу БВТЧ (б-д);
спектры последовательностей C_k (е) и C'_k (ж)

1.5. Некогерентная демодуляция DBPSK–радиосигнала

Как уже отмечалось, применение некогерентной демодуляции возможно только при дифференциальном кодировании информационной последовательности в передатчике. При некогерентной демодуляции DBPSK–радиосигнала опорное колебание $S_{on}(t - T_b)$ образуется за счет принимаемого модулированного колебания путем задержки его на длительность бита. Структурная схема приемника с некогерентным (автокорреляционным) демодулятором DBPSK-радиосигнала приведена на рис. 1.7, где ЛЗ – линия задержки радиосигнала на время T_b , ДУ – декодирующее устройство.

В этом случае напряжение на выходе перемножителя

$$U_{k \text{ ПМ}} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \cos[\omega_0(t - T_b) + \varphi_{k-1}] \sim \\ \sim \cos[\omega_0 T_b + (\varphi_k - \varphi_{k-1})] + \cos(2\omega_0 t - \omega_0 T_b + \varphi_k + \varphi_{k-1}), \quad (1.12)$$

а на выходе ФНЧ образуется последовательность

$$I_k \sim \cos[\omega_0 T_b + (\varphi_k - \varphi_{k-1})] = \cos[\varphi_{\text{const}} + \Delta\varphi] = \\ = \cos \varphi_{\text{const}} \cos \Delta\varphi - \sin \varphi_{\text{const}} \sin \Delta\varphi, \quad (1.13)$$

где $\varphi_{\text{const}} = \omega_0 T_b$ – постоянный фазовый сдвиг;

$\Delta\varphi = (\varphi_k - \varphi_{k-1})$ – разность фаз высокой частоты текущего и предыдущего битового интервалов.

Подстройкой времени задержки ЛЗ значение постоянного фазового сдвига может

быть установлено кратным π : $\varphi_{\text{const}} \approx i\pi$. Поскольку $\cos i\pi = \pm 1$, $\sin i\pi = 0$, то значение I_k будет зависеть только от разности фаз высокой частоты текущего и предыдущего битового интервалов $\Delta\varphi = (\varphi_k - \varphi_{k-1})$:

$$I_k = \cos \Delta\varphi, \text{ если } i - \text{четное}; I_k = -\cos \Delta\varphi, \text{ если } i - \text{нечетное.} \quad (1.14)$$

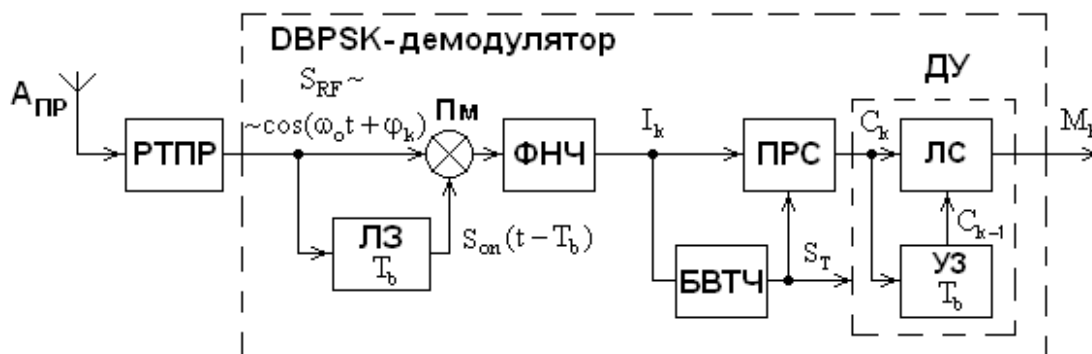


Рис. 1.7. Структурная схема DBPSK-приемника при некогерентной (автокорреляционной) демодуляции

Если $\Delta\varphi = (\varphi_k - \varphi_{k-1}) = 0^\circ$, то напряжение на выходе ПРС не меняется; это означает, что текущий бит такой же, как и предыдущий. Если же $\Delta\varphi = (\varphi_k - \varphi_{k-1}) = 180^\circ$, то происходит изменение выходного напряжения ПРС; это означает, что текущий бит отличается от предыдущего. При этом ДУ, работая по алгоритму (1.9), формирует принятый цифровой поток M_k , совпадающий с переданным цифровым потоком (в чем можно убедиться, рассматривая данные табл. 1.1 и табл. 1.2).

Недостаток автокорреляционного демодулятора в том, что он обладает худшими характеристиками помехоустойчивости по сравнению с когерентным демодулятором. Причина этого заключается в «зашумленности» опорного напряжения при малом отношении сигнал/шум (С/Ш) на входе демодулятора. Следовательно, при некогерентном приеме следует ожидать вдвое большей вероятности цифровых ошибок, чем при когерентном.

2. Квадратурная фазовая манипуляция – Quadrature Phase Shift Keying (QPSK). Квадратурная фазовая манипуляция со смещением – Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK)

2.1. QPSK-модулятор

Структурная схема QPSK-модулятора изображена на рис. 1.8,а.

QPSK-модулятор содержит: последовательно-параллельный кодер (ППК); устройство задержки (УЗ) на время $T_b = T_s/2$; преобразователи уровней (ПУ); генератор несущей (ГН); фазовращатель (ФВ) на 90° ; два перемножителя (Пм1, Пм2); суммирующее устройство (СУ).

Исходный цифровой поток NZR $M_{k1,2}$ (рис. 1.8,б) в ППК и ПУ разделяется на два параллельных потока: синфазный (Inphase) I_k и квадратурный (Quadrature) Q_k с

длительностью символов $T_s = 2T_b$ (рис.1.8,в,г). Символы потоков I_k и Q_k формируются каждой парой битов (дибитов) потока $M_{k1,2}$. Первый бит дибита M_{k1} определяет полярность единичного символа потока I_k («+1» или «-1»), второй бит дибита M_{k2} – полярность единичного символа потока Q_k , причем символу «-1» потока $M_{k1,2}$ соответствует символ «+1» потока I_k или Q_k , а символу «0» потока $M_{k1,2}$ – символ «-1» потока I_k или Q_k . Устройство задержки в синфазном канале служит для совмещения начальных моментов времени потоков I_k и Q_k .

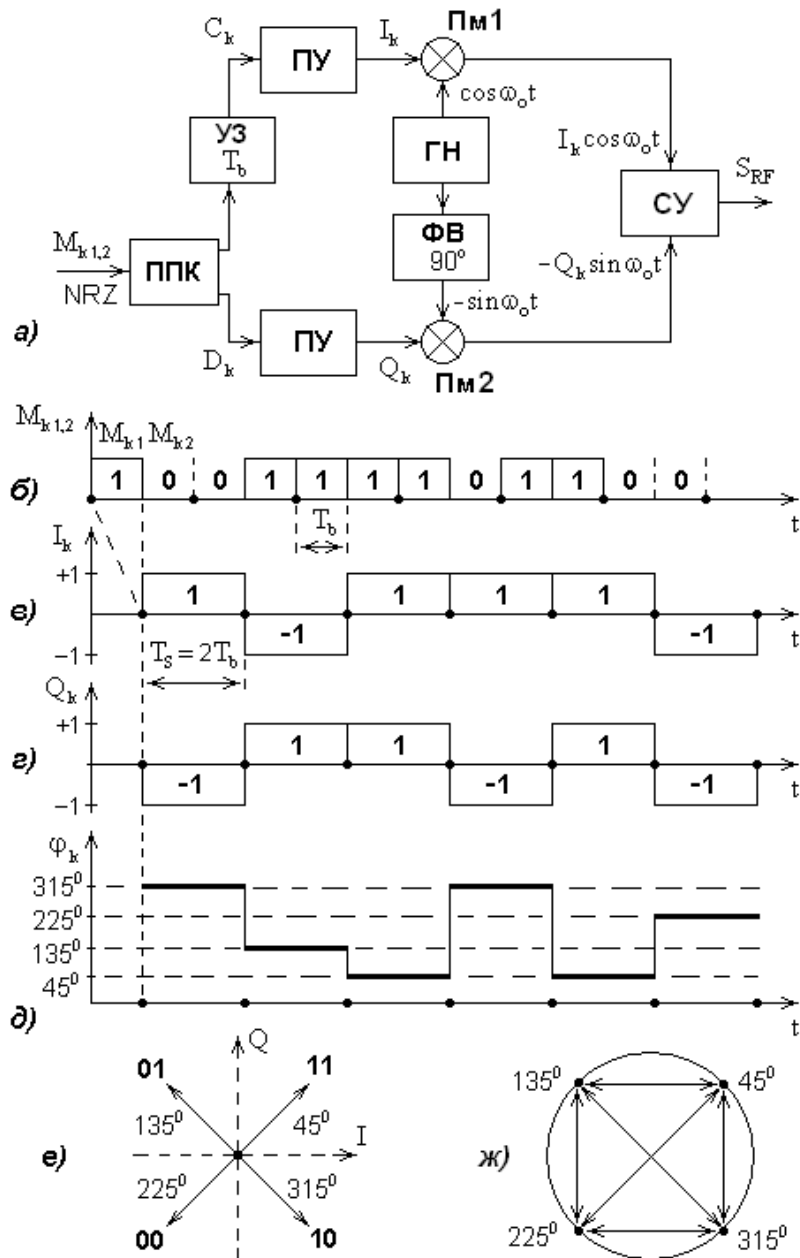


Рис. 1.8. Структурная схема QPSK-модулятора (а); цифровой поток $M_{k1,2}$ (б); знакопеременные последовательности I_k (в) и Q_k (г); значение фазы напряжения несущей частоты на выходе QPSK-модулятора (д); сигнальное созвездие или возможные положения вектора QPSK-радиосигнала в зависимости от структуры дибита (е); фазовая диаграмма QPSK-сигнала (ж)

Цифровые потоки I_k и Q_k в ПМ1 и ПМ2 перемножаются с ортогональными несущими $(\cos \omega_0 t, -\sin \omega_0 t)$, после чего происходит сложение колебаний высокой частоты в СУ. На выходе СУ образуется QPSK-сигнал, который в k -й промежуток времени (длительностью $T_S = 2T_b$) может быть представлен в виде:

$$S_{RF} = I_k \cos \omega_0 t - Q_k \sin \omega_0 t = |S| \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = |S| (\cos \varphi_k \cos \omega_0 t - \sin \varphi_k \sin \omega_0 t), \quad (1.15)$$

где $|S| = \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} = \sqrt{(\pm 1)^2 + (\pm 1)^2} = \sqrt{2}$ – амплитуда сигнала на выходе СУ;

φ_k – фаза сигнала, которая может принимать четыре значения в соответствии с данными табл. 1.3 (см. рис. 1.8,е).

Таблица 1.3

Закон QPSK-модуляции

M_{k1}	M_{k2}	I_k	Q_k	φ_k
1	1	1	1	45°
0	1	-1	1	135°
0	0	-1	-1	225°
1	0	1	-1	315°

На рис. 1.9 представлено графическое пояснение образования QPSK-сигнала.

Поскольку одно значение фазы QPSK-сигнала определяет два бита исходного цифрового потока $M_{k1,2}$, то форма единичного элемента такого сигнала имеет вид прямоугольника с основанием $T_S = 2T_b$. С учетом того, что в этом случае полоса Найквиста $B'_N = 1/2T_S$ (см. (1.4)), а полоса обработки канала связи $B' = (1 + \alpha) / 2T_S$ (см. (1.5)), ширина спектра QPSK-сигнала (полоса частот между минимумами основного лепестка)

$$B_{RF} = 2B' = \frac{2(1 + \alpha)}{2T_S} = \frac{(1 + \alpha)}{2T_b} = \frac{(1 + \alpha)R_b}{2}. \quad (1.16)$$

99% мощности QPSK-сигнала при $\alpha = 1$ сосредоточено в полосе $B_{RF99} \approx 9/T_b$.

Сравнение (1.16) и (1.6) показывает, что QPSK-модуляция по сравнению с BPSK-модуляцией позволяет уменьшить необходимую полосу радиоканала в два раза при той же скорости передачи цифрового потока $R_b = 1/T_b$.

QPSK-сигнал является четырехуровневым, поскольку для его получения используется четыре уровня модулирующего сигнала, определяемые каким-либо сочетанием битов: 00; 01; 10; 11. Т.е. для QPSK-сигнала $M = 2^n = 2^2 = 4$ или $n = \log_2 M = \log_2 4 = 2$.

QPSK-модуляция используются, например, в прямом канале радиосвязи (базовая станция – мобильная станция) сотовой системы связи IS-95 (Interim Standard-95) с технологией CDMA.

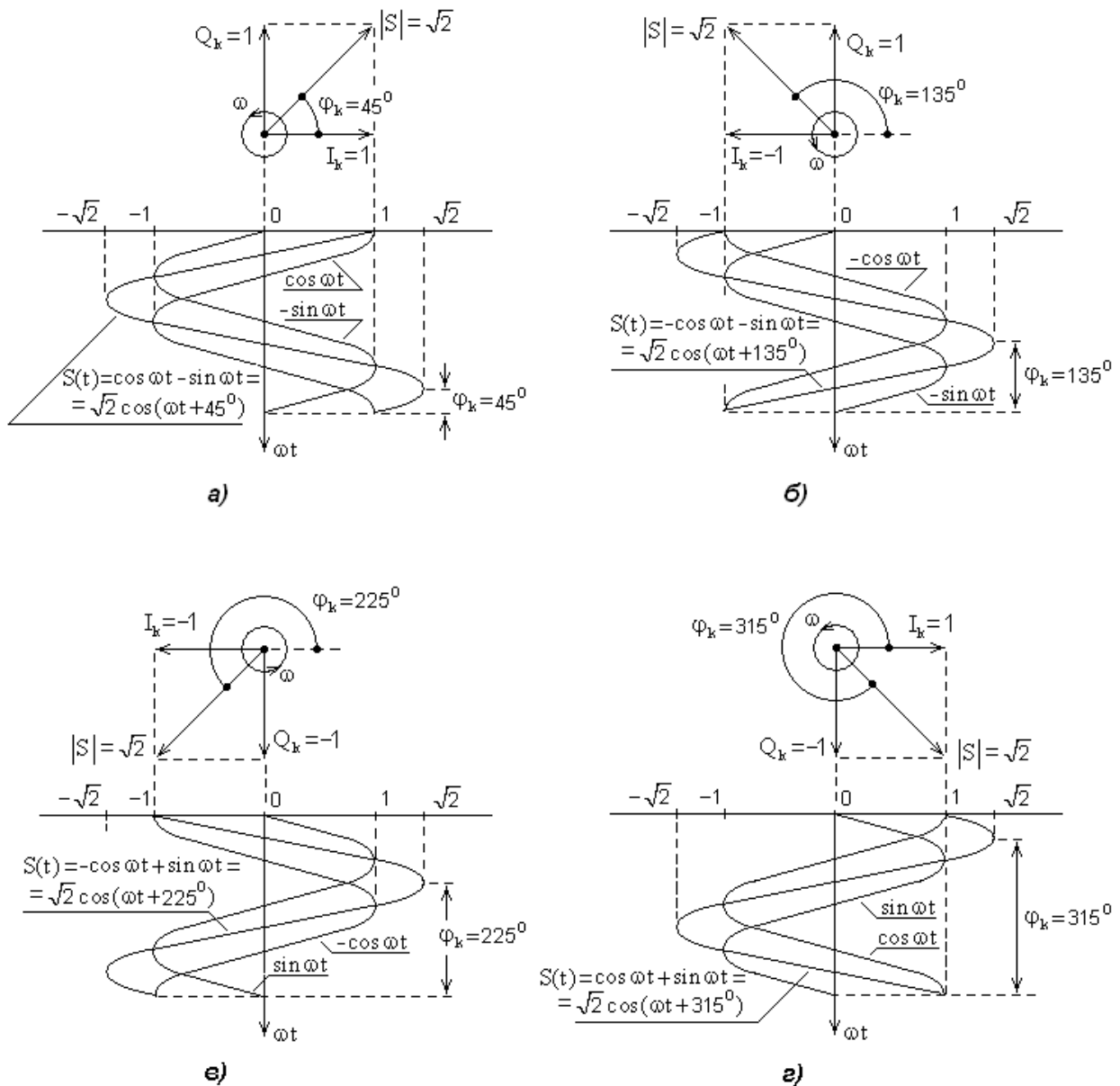


Рис. 1.9. Векторные диаграммы и осциллограммы, поясняющие образование QPSK-радиосигнала $S(t)$ при $\varphi_k = 45^\circ$ (а), $\varphi_k = 135^\circ$ (б), $\varphi_k = 225^\circ$ (в), $\varphi_k = 315^\circ$ (г) (на данных рисунках $\omega = \omega_0$)

2.2. OQPSK-модулятор

Недостаток QPSK-модуляции в том, что при одновременной смене полярности последовательностей I_k и Q_k (см. рис. 1.8,в,г) происходят фазовые переходы (скачки) несущего колебания $\Delta\varphi = \varphi_k - \varphi_{k-1} = 180^\circ$ (также, как и при DBPSK-модуляции, см. подраздел 1.1), что приводит к провалу до нуля огибающей «фильтрованного» радиосигнала.

Можно избежать фазовых переходов на 180° , если разнести во времени моменты смены фаз в квадратурных каналах. Для этого необходимо исключить из синфазного канала QPSK-модулятора УЗ (см. рис. 1.8,а). Тогда структурная схема модулятора изменится и примет вид, изображенный на рис. 1.10,а. При этом будут иметь место

фазовые переходы несущего колебания только на 90° (рис. 1.10,д), что приведет к уменьшению мгновенного уровня огибающей «фильтрованного» радиосигнала не до нуля, а до уровня -3 дБ. Такая модуляция называется QPSK-модуляцией со смещением (Offset) и обозначается как OQPSK.

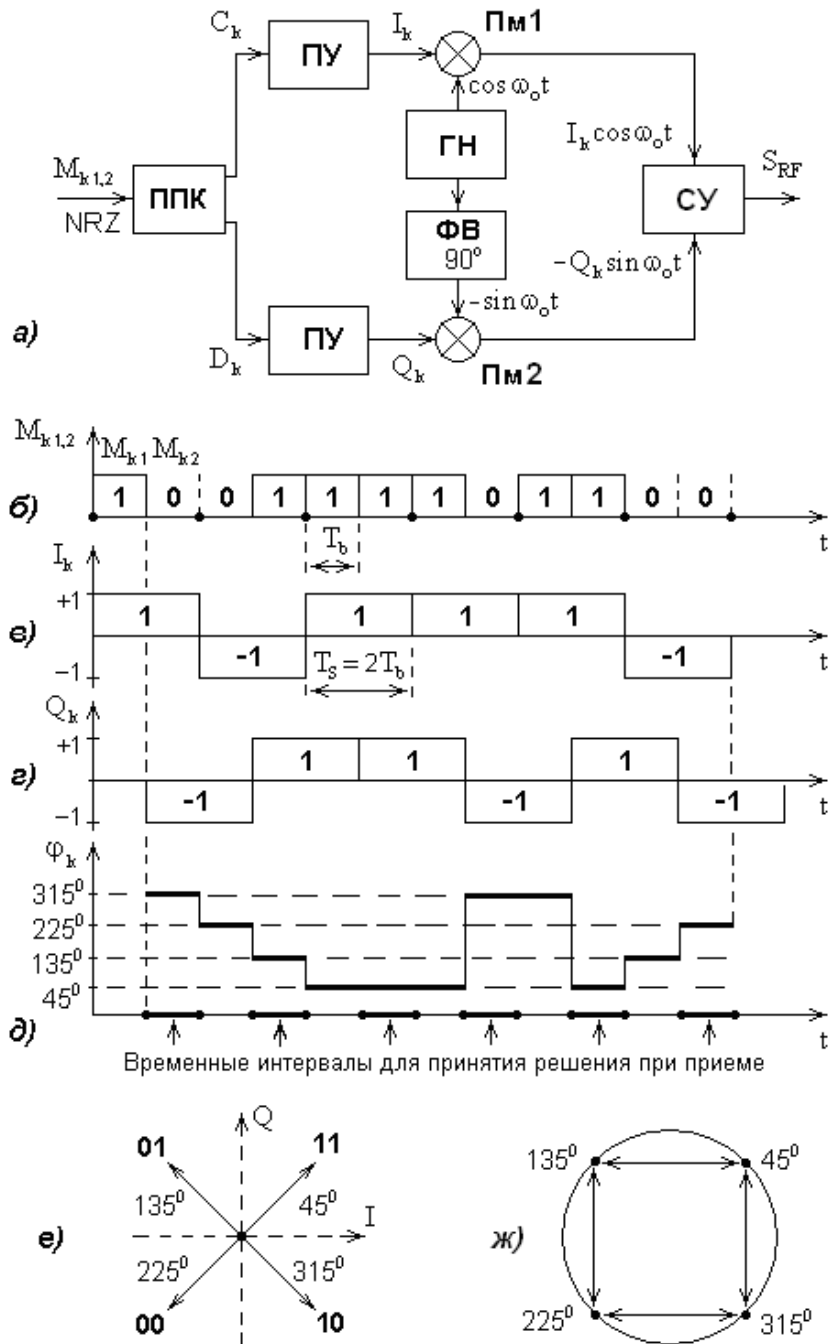


Рис. 1.10. Структурная схема OQPSK-модулятора (а); цифровой поток $M_{k1,2}$ (б); знакопеременные последовательности I_k (в) и Q_k (г); значение фазы напряжения несущей частоты на выходе QPSK-модулятора (д); сигнальное созвездие OQPSK-радиосигнала в зависимости от структуры дибита (е); фазовая диаграмма OQPSK-радиосигнала (ж)

Оказывается, что при нелинейном усилении радиосигнала с OQPSK-модуляцией происходит только частичная регенерация амплитудного спектра с уровнем боковых лепестков значительно меньшим того, который был до фильтрации.

Ширина спектра OQPSK-радиосигнала такая же, как и у QPSK-радиосигнала (см. (1.16)).

OQPSK-модуляция используются, например, в обратном канале радиосвязи (мобильная станция – базовая станция) сотовой системы связи IS-95, в цифровом спутниковом радиовещании DSR (Digital Satellite Radio).

2.3. Когерентный демодулятор

Структурная схема когерентного демодулятора (рис. 1.11) имеет два перемножителя (Пм1, Пм2), блок восстановления несущей частоты (БВНЧ), фазовращатель (ФВ), два ФНЧ, блок восстановления тактовой частоты (БВТЧ), две пороговые решающие схемы (ПРС), декодирующее устройство (ДУ), параллельно-последовательный декодер (ППД).

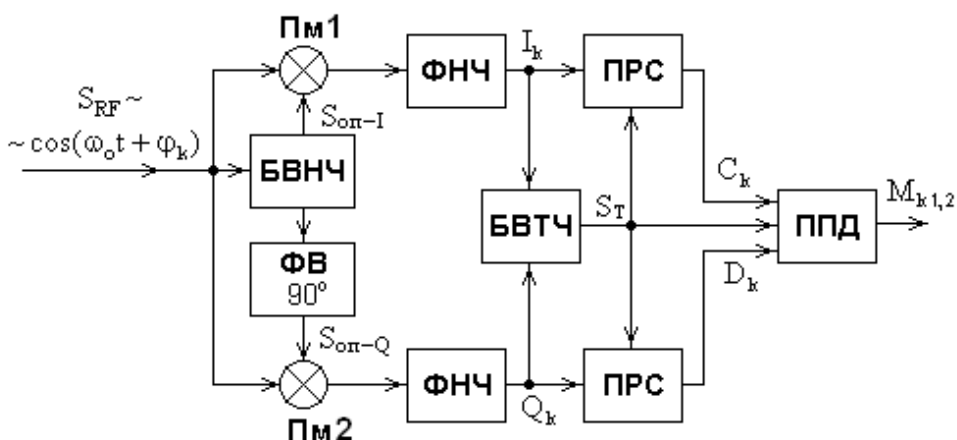


Рис. 1.11. Когерентный демодулятор QPSK-радиосигнала

Монохроматические опорные колебания $S_{\text{оп-I}} \sim \cos \omega_0 t$ (для синфазного I-канала) и $S_{\text{оп-Q}} \sim -\sin \omega_0 t$ (для квадратурного Q-канала), частоты которых с точностью до фазы совпадают с частотой немодулированной несущей, образуются при помощи БВНЧ и ФВ.

Выходные напряжения перемножителей:

$$U_{k \text{ Пм1}} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \cos \omega_0 t \sim [\cos \varphi_k + \cos(2\omega_0 t + \varphi_k)];$$

$$U_{k \text{ Пм2}} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_k) (-\sin \omega_0 t) \sim [\sin \varphi_k - \sin(2\omega_0 t + \varphi_k)].$$

Поскольку высокочастотные составляющие напряжений $U_{k \text{ Пм1}}$ и $U_{k \text{ Пм2}}$ отфильтровываются ФНЧ, то на их выходах сигналы принимают разнополярные значения:

$$I_k \sim \cos \varphi_k; \quad Q_k \sim \sin \varphi_k. \quad (1.17)$$

ПРС преобразуют знакопеременные символьные последовательности I_k и Q_k в однополярные последовательности C_k и D_k , на основе которых ППД формирует битовую последовательность $M_{k1,2}$.

Однако при формировании опорного колебания $S_{\text{оп}} \sim \cos \omega_0 t$ в БВНЧ возможно образование фазовой неоднозначности.

2.4. Блок восстановления несущей частоты (БВНЧ). Фазовая неоднозначность при демодуляции

БВНЧ, входящий в состав демодулятора приемника (см. рис. 1.11), формирует опорное монохроматическое напряжение несущей частоты без фазовой манипуляции ($S_{оп} \sim \cos \omega_0 t$), необходимое для когерентного детектирования принятого QPSK-радиосигнала.

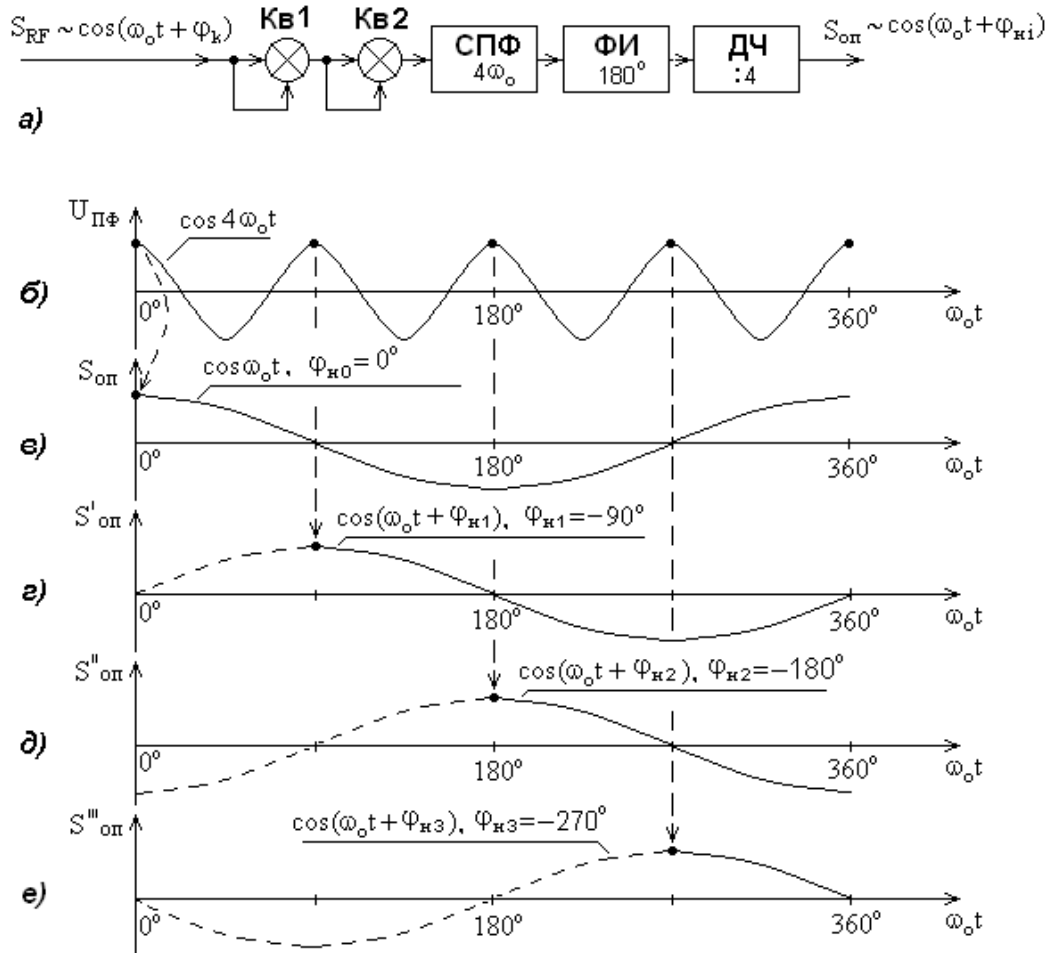


Рис. 1.12. Структурная схема блока восстановления несущей частоты (а); к пояснению эффекта фазовой неоднозначности, возникающей в БВНЧ: выходное напряжение фазовращателя (б); б, в, г, д - опорное напряжение на выходе БВНЧ соответственно при $\varphi_{н0} = 0^\circ$ (в), $\varphi_{н1} = -90^\circ$ (г), $\varphi_{н2} = -180^\circ$ (д), $\varphi_{н3} = -270^\circ$ (е).

Пунктирными стрелками показаны возможные моменты синхронизации блока деления частоты на четыре

БВНЧ (рис. 1.12,а) содержит два квадратора (Кв1, Кв2) для возведения принятого сигнала в четвертую степень, следящий полосовой фильтр (СПФ) с частотой настройки $4\omega_0$, фазоинвертор (ФИ) сигнала на 180° , делитель частоты (ДЧ) на четыре.

Поскольку $\cos^4 \alpha \sim (\cos 4\alpha + 4 \cos 2\alpha + 3)$, $\cos(x+y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y$, а $\alpha = (x+y) = (\omega_0 t + \varphi_k)$, то выходное напряжение второго квадратора

$$U_{Кв2} \sim \cos 4\omega_0 t \cos 4\varphi_k - \sin 4\omega_0 t \sin 4\varphi_k +$$

$$+ \cos 2\omega_0 t \cos 2\varphi_k - \sin 2\omega_0 t \sin 2\varphi_k. \quad (1.18)$$

Слагаемые напряжения $U_{КВ2}$ с частотами $2\omega_0$ устраняются ПФ. Кроме того, при значениях фазы $\varphi_k = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$, $\sin 4\varphi_k = 0$. В результате напряжение на выходе ПФ $U_{ПФ} \sim \cos 4\omega_0 t \cos 4\varphi_k$, а напряжение на выходе фазоинвертора

$$U_{ФИ} \sim -\cos 4\omega_0 t \cos 4\varphi_k. \quad (1.19)$$

Т.к. $\cos 4\varphi_k = -1$ при $\varphi_k = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$, то после деления частоты на четыре образуется опорное (восстановленное) колебание несущей частота с фазовой неоднозначностью φ_{hi} :

$$S_{оп} \sim \cos(\omega_0 t + \varphi_{hi}), \quad (1.20)$$

где $\varphi_{hi} = i \cdot (-90^\circ)$, $i = 0, 1, 2, 3$.

Этот эффект поясняется осциллограммами, изображенными на рис. 1.12, б, в, д, е: блок деления частоты на четыре БВНЧ может иметь начальную синхронизацию в различные моменты времени.

Если фаза восстановленной несущей не будет иметь истинного значения ($\varphi_{h0} = 0^\circ$), то демодулированный цифровой поток в приемнике не будет соответствовать переданному.

Для исключения фазовой неоднозначности при приеме используется дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция.

3. Дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция – Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK)

3.1. DQPSK-модулятор

При DQPSK производится относительное кодирование символов передаваемого сообщения, т.е. необходимая информация содержится в различии двух последовательно переданных символов.

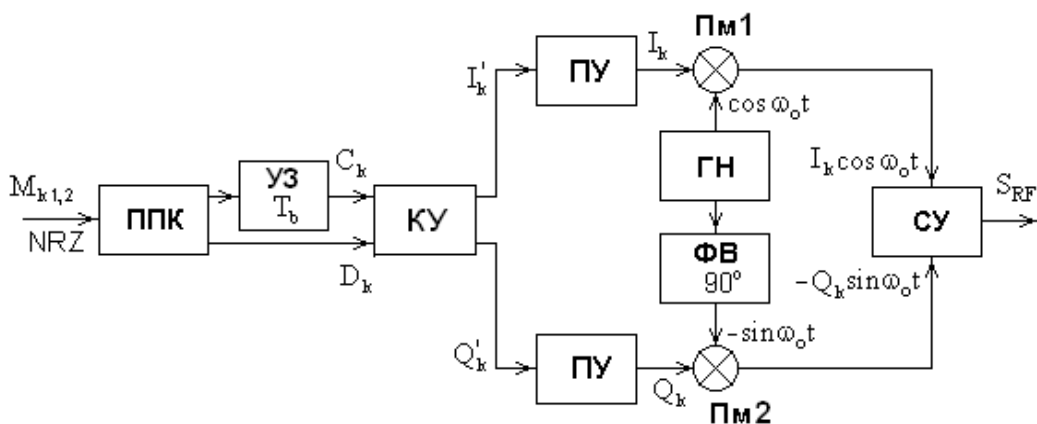


Рис. 1.13. Структурная схема DQPSK-модулятора

Структурная схема DQPSK-модулятора (рис. 1.13) отличается от структурной схемы QPSK-модулятора (см. рис. 1.8) наличием кодирующего устройства (КУ). В КУ цифровые

последовательности C_k и D_k преобразуются в последовательности I'_k и Q'_k по алгоритмам:

$$\begin{aligned} I'_k &= \overline{(C_k \oplus D_k)} \cdot (C_k \oplus I'_{k-1}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (D_k \oplus Q'_{k-1}); \\ Q'_k &= \overline{(C_k \oplus D_k)} \cdot (D_k \oplus Q'_{k-1}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (C_k \oplus I'_{k-1}), \end{aligned} \quad (1.21)$$

где черта сверху обозначает логическую операцию дополнения ($1 \rightarrow 0, 0 \rightarrow 1$).

Данные табл. 1.4 иллюстрируют преобразование символов в ПКАО и значение фазы сигнала на выходе DQPSK-модулятора.

Таблица 1.4

Преобразование символов в КУ по алгоритмам (1.18) и фаза сигнала на выходе DQPSK-модулятора

C_k		1	0	0	1	0	1	0	1
D_k		1	1	0	0	1	1	1	0
I'_k	1	0	1	1	0	1	0	0	0
Q'_k	1	0	0	0	0	0	1	0	1
Φ_k	45°	225°	315°	315°	225°	315°	135°	225°	135°

3.2. Когерентный и некогерентный DQPSK-демодуляторы

Демодуляцию DQPSK-сигнала в приемнике можно осуществлять как когерентным демодулятором, так и некогерентным (автокорреляционным) демодулятором.

Структурная схема когерентного демодулятора (рис. 1.14) имеет два перемножителя (Пм1, Пм2), БВНЧ, ФВ, два ФНЧ, БВТЧ, две ПРС, декодирующее устройство (ДУ), параллельно-последовательный декодер (ППД).

Также как и в QPSK-демодуляторе ПРС преобразуют разнополярные последовательности I_k и Q_k в однополярные последовательности I'_k и Q'_k , которые в ПКАО преобразуются в последовательности C_k и D_k в соответствии с алгоритмами:

$$\begin{aligned} C_k &= \overline{(I'_k \oplus Q'_k)} \cdot (I'_k \oplus I'_{k-1}) + (I'_k \oplus Q'_k) \cdot (Q'_k \oplus Q'_{k-1}); \\ D_k &= \overline{(I'_k \oplus Q'_k)} \cdot (Q'_k \oplus Q'_{k-1}) + (I'_k \oplus Q'_k) \cdot (I'_k \oplus I'_{k-1}). \end{aligned} \quad (1.22)$$

На выходе ППД образуется исходная цифровая последовательность $M_{k,1,2}$.

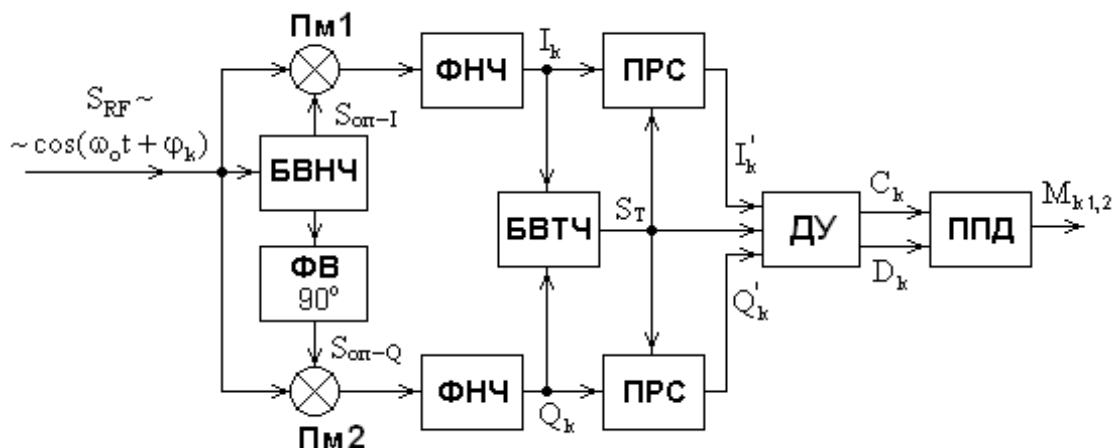


Рис. 1.14. Когерентный демодулятор DQPSK-радиосигнала

Предположим, что последовательность изменения фазы передаваемого сигнала определяется данными табл. 1.4, а при восстановлении несущей в демодуляторе приемника образовалась, например, фазовая неоднозначность $\varphi_{н3} = -270^\circ$. Следовательно, когерентное детектирование в ПМ демодулятора будет происходить при фазовом угле $\hat{\varphi}_k = \varphi_k + \varphi_{н3}$. Процесс преобразования в ДУ характеризуется данными табл. 1.5. Сравнение данных табл. 1.4 и табл. 1.5 показывает, что восстановленная последовательность совпадает с переданной, т.е. дифференциальное кодирование устраняет фазовую неоднозначность восстановленной несущей.

Таблица 1.5

Преобразование символов в ДУ по алгоритмам (1.19)

φ_k	45°	225°	315°	315°	225°	315°	135°	225°	135°
$\hat{\varphi}_k$	135°	315°	45°	45°	315°	45°	225°	315°	225°
I'_k	0	1	1	1	1	1	0	1	0
Q'_k	1	0	1	1	0	1	0	0	0
C_k		1	0	0	1	0	1	0	1
D_k		1	1	0	0	1	1	1	0

Структурная схема некогерентного (автокорреляционного) демодулятора DQPSK-сигнала приведена на рис. 1.15. Достоинство такого демодулятора в том, что в его составе отсутствует сложный БВНЧ, а в качестве опорного сигнала $S_{оп}$ для умножителей в символьном интервале времени kT_s используется сигнал предыдущего символьного интервала $(k-1)T_s$ с выхода ЛЗ. Соответственно для I-канала и Q-канала:

$$S_{оп-I} \sim \cos \omega_o [(t - T_s) + \varphi_{k-1}]; \quad S_{оп-Q} \sim -\sin \omega_o [(t - T_s) + \varphi_{k-1}]. \quad (1.23)$$

Недостаток некогерентного демодулятора в том, что он обладает худшими характеристиками помехоустойчивости по сравнению с когерентным демодулятором.

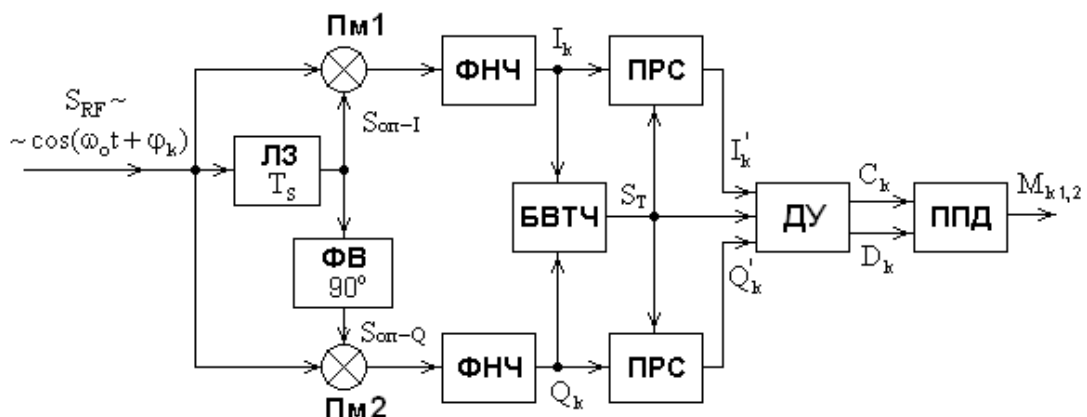


Рис. 1.15. Некогерентный (автокорреляционный) демодулятор DQPSK-радиосигнала

БВТЧ в когерентном и некогерентном демодуляторах двухканальные, однако принцип их работы аналогичен принципу работы БВТЧ DBPSK-демодулятора, рассмотренному в подразделе 1.4.

4. Дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом $\pi/4$ – $\pi/4$ Differential Quadrature Phase Shift Keying ($\pi/4$ DQPSK)

При $\pi/4$ DQPSK-модуляции вектор несущей частоты может принимать восемь положений. Фазовая диаграмма и возможные переходы вектора радиосигнала (показаны стрелками) изображены на рис. 1.16,а. Эта фазовая диаграмма состоит из двух диаграмм: диаграммы QPSK-модуляции (положения вектора несущей частоты помечены черными кружками) и диаграммы, сдвинутой по фазе на $\pi/4$ (положения вектора помечены светлыми кружками). Получение такой фазовой диаграммы возможно при использовании структурной схемы $\pi/4$ DQPSK-модулятора, изображенной на рис. 1.16,б.

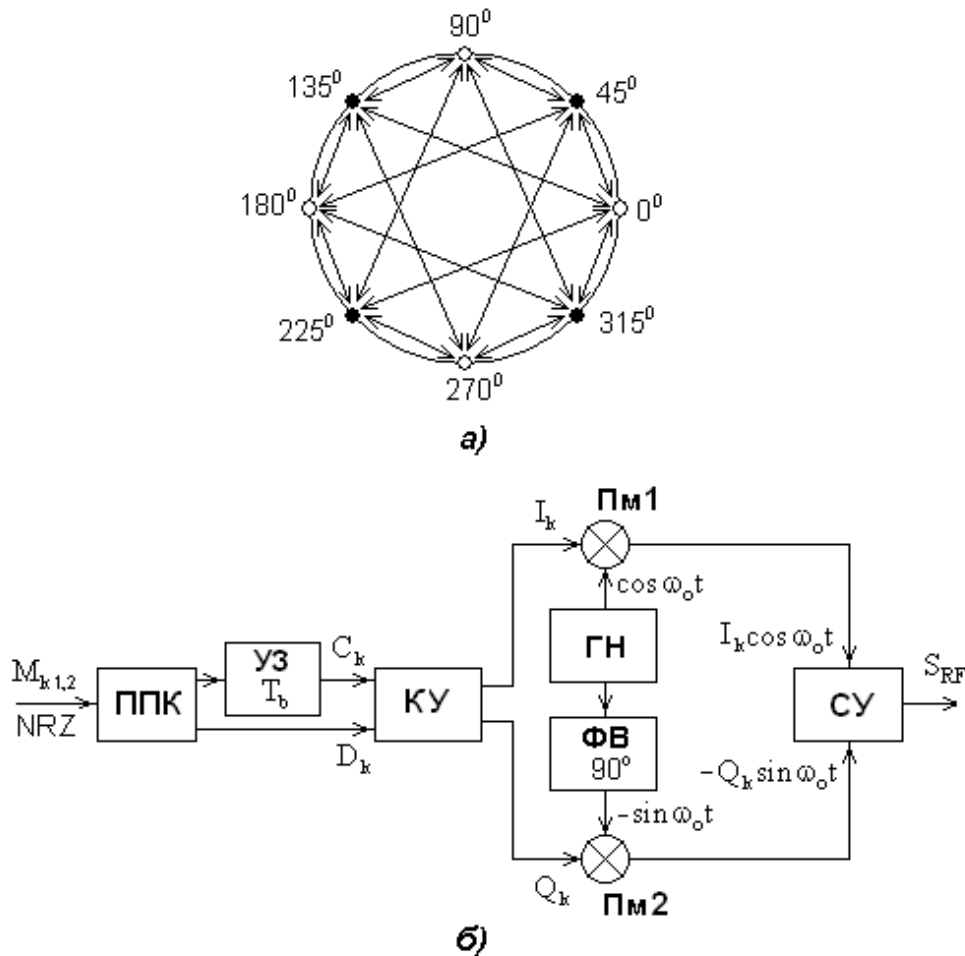


Рис. 1.16. Фазовая диаграмма $\pi/4$ DQPSK-радиосигнала (а);
структурная схема $\pi/4$ DQPSK-модулятора (б)

Также как и при QPSK-модуляции, из исходного цифрового потока $M_{k,1,2}$ последовательно-параллельный кодер (ППК) образует два параллельных потока дибитов C_k и D_k . Кодировщик (КУ) из потоков дибитов C_k , D_k формирует модулирующие последовательности синфазного (I) и квадратурного (Q) каналов по следующим алгоритмам:

$$\begin{aligned}
 I_k &= \cos \varphi_k = \cos(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \cos \varphi_{k-1} \cos \Delta\varphi_k - \sin \varphi_{k-1} \sin \Delta\varphi_k = \\
 &= I_{k-1} \cos[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)] - Q_{k-1} \sin[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)]; \quad (1.24)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_k &= \sin \varphi_k = \sin(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \cos \varphi_{k-1} \sin \Delta\varphi_k + \sin \varphi_{k-1} \cos \Delta\varphi_k \\
 &= I_{k-1} \sin[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)] + Q_{k-1} \cos[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)], \quad (1.25)
 \end{aligned}$$

где φ_k, φ_{k-1} – фазы колебания радиочастоты соответственно в текущий и в предыдущий символьные интервалы времени ($T_s = 2T_b$);

$\Delta\varphi_k$ – изменение фазы колебания радиочастоты при переходе от предыдущего символьного интервала к текущему символьному интервалу.

Выходной сигнал $\pi/4$ DQPSK-модулятора представляется выражением:

$$\begin{aligned}
 S_{RF} &= I_k \cos \omega_0 t - Q_k \sin \omega_0 t = \cos \varphi_k \cos \omega_0 t - \sin \varphi_k \sin \omega_0 t = \\
 &= |S| \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = \cos(\omega_0 t + \varphi_k), \quad (1.26)
 \end{aligned}$$

$$\text{где } |S| = \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} = \sqrt{\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k} = 1. \quad (1.27)$$

В табл. 1.6 отображены принятые изменения фазы $\Delta\varphi_k$ радиосигнала при $\pi/4$ DQPSK-модуляции.

Таблица 1.6

Закон $\pi/4$ DQPSK-модуляции

$M_{k1} \rightarrow C_k$	$M_{k2} \rightarrow D_k$	$\Delta\varphi_k$
1	1	-135°
0	1	135°
0	0	45°
1	0	-45°

Данные табл. 1.7 иллюстрируют значения фазы φ_k $\pi/4$ DQPSK-радиосигнала для различных комбинаций символов C_k и D_k в соответствии с (1.24), (1.25) при исходных значениях $I_k = \cos \varphi_k = \cos(45^\circ) = 0,707$ и $Q_k = \sin \varphi_k = \sin(45^\circ) = 0,707$.

Таблица 1.7

Фаза φ_k радиосигнала при $\pi/4$ DQPSK-модуляции
в зависимости от комбинации символов C_k и D_k
при исходных значениях $I_k = 0,707$ и $Q_k = 0,707$

C_k		1	0	0	1
D_k		1	1	0	0
$\Delta\varphi_k$		-135°	135°	45°	-45°
I_k	0,707	0	0,707	0	0,707
Q_k	0,707	-1	0,707	1	0,707
φ_k	45°	-90°	45°	90°	45°

Для пояснения данных, приведенных в табл. 1.7, запишем следующее.

Для третьего столбца таблицы из (1.24) и (1.25):

$$I_k = (0,707) \cos(-135^\circ) - (0,707) \sin(-135^\circ) = -0,5 + 0,5 = 0 = \cos(-90^\circ) = \cos \varphi_k;$$

$$Q_k = (0,707)\sin(-135^\circ) + (0,707)\cos(-135^\circ) = -0,5 - 0,5 = -1 = \sin(-90^\circ) = \sin \varphi_k;$$

для четвертого столбца:

$$I_k = (0)\cos(135^\circ) - (-1)\sin(135^\circ) = 0,707 = \cos(45^\circ) = \cos \varphi_k;$$

$$Q_k = (0)\sin(135^\circ) + (-1)\cos(135^\circ) = 0,707 = \sin(45^\circ) = \sin \varphi_k;$$

для пятого столбца:

$$I_k = (0,707)\cos(45^\circ) - (0,707)\sin(45^\circ) = 0,5 - 0,5 = 0 = \cos(90^\circ) = \cos \varphi_k;$$

$$Q_k = (0,707)\sin(45^\circ) + (0,707)\cos(45^\circ) = 0,5 + 0,5 = 1 = \sin(90^\circ) = \sin \varphi_k;$$

для шестого столбца:

$$I_k = (0)\cos(-45^\circ) - (1)\sin(-45^\circ) = 0,707 = \cos(45^\circ) = \cos \varphi_k;$$

$$Q_k = (0)\sin(-45^\circ) + (1)\cos(-45^\circ) = 0,707 = \sin(45^\circ) = \sin \varphi_k.$$

Поскольку одно значение фазы $\pi/4$ DQPSK-радиосигнала определяет два бита исходного цифрового потока $M_{k,1,2}$, то ширина его спектра между минимумами главного лепестка такая же, как и у DQPSK-сигнала (см. (1.16):

$$B_{RF} = 2B' = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s} = \frac{(1+\alpha)}{2T_b} = \frac{(1+\alpha)R_b}{2}. \quad (1.28)$$

99% мощности $\pi/4$ DQPSK-радиосигнала при $\alpha=1$ сосредоточено в полосе $B_{RF99} \approx 9/T_b$.

Изменения фазы несущего колебания $\Delta\varphi_k$ происходят относительно значения фазы несущего колебания φ_{k-1} в предшествующий символьный интервал $(k-1)T_s$, что является признаком «дифференциальности» модуляции. Следовательно, демодуляция $\pi/4$ DQPSK-радиосигнала возможна как когерентным, так и некогерентным демодуляторами (см. структурные схемы на рис. 1.14 и рис. 1.15).

К недостатку $\pi/4$ DQPSK-модуляции относится необходимость использования линейных усилителей, поскольку максимальные фазовые переходы (скачки) несущего колебания $\Delta\varphi_{\max} = \varphi_k - \varphi_{k-1} = 135^\circ$. При этом провал огибающей «фильтрованного» сигнала достигает $-(6...9)$ дБ. Несмотря на этот недостаток, $\pi/4$ DQPSK-модуляция используется, например, в цифровых стандартах сотовой связи PDC (Personal Digital Cellular, Япония) и D-AMPS (Digital Advanced Mobile Phone Service, США).

5. Частотная манипуляция – Frequency Shift Keying (FSK).

Многопозиционная частотная манипуляция – Multi-Frequency Shift Keying (M-FSK)

Простейшим видом частотной манипуляции сигнала с постоянной амплитудой является двоичная FSK. При этом полезный сигнал формируется из отрезков двух сигналов:

$$S_{RF1} = \cos \omega_1 t; \quad S_{RF2} = \cos \omega_2 t, \quad (1.29)$$

причем сигнал S_{RF1} используется для передачи логического нуля, а сигнал S_{RF2} – для передачи логической единицы.

Сигналы S_{RF1} и S_{RF2} могут быть сформированы двумя путями: первый –

использование двух генераторов, не связанных между собой, при этом FSK называют манипуляцией с разрывом фазы; второй – использование одного генератора, управляемого напряжением (ГУН), при этом FSK называют манипуляцией с непрерывной фазой (CPFSK – Continuous Phase Frequency Shift Keying). Ширина спектра CPFSK-радиосигнала меньше, поэтому этот вид манипуляции нашел применение на практике.

Модулятор многопозиционной частотной манипуляции (M-FSK) с M несущими частотами строят также на основе ГУН, но управляемого многоуровневым двоичным числом (символом). Длительность символа при этом

$$T_S = (T_b \log_2 M).$$

Возможно использование некогерентной M-FSK (при приеме можно использовать некогерентное обнаружение), когда минимальный разнос частот манипуляции

$$\Delta f_M = 1/T_S, \quad (1.30)$$

или когерентной M-FSK (при приеме необходимо более сложное когерентное обнаружение), когда минимальный разнос частот манипуляции

$$\Delta f_M = 1/2T_S. \quad (1.31)$$

Ширина спектра между минимумами главного лепестка при некогерентной M-FSK

$$B_{RF} = (M-1)\Delta f_M + 2B' = \frac{(M+\alpha)}{T_b \log_2 M} = \frac{(M+\alpha)R_b}{\log_2 M} = \frac{(M+\alpha)R_b}{n}, \quad (1.32)$$

при когерентной M-FSK

$$B_{RF} = (M-1)\Delta f_M + 2B' = \frac{(M+2\alpha+1)}{2T_b \log_2 M} = \frac{(M+2\alpha+1)R_b}{2\log_2 M} = \frac{(M+2\alpha+1)R_b}{2n}. \quad (1.33)$$

На практике получила распространение четырехуровневая (или двойная) частотная манипуляция ($M=4$) с непрерывной фазой (CP4-FSK), например, в системе мобильной связи APCO25 (Association of Public safety Communications Official International). При таком виде манипуляции используется четыре значения частоты несущего колебания. Таким количеством частот можно передать два бита в течение длительности одного символа.

Дальнейшее увеличение количества частот в радиоканале не имеет смысла, так как это приводит к неоправданному расширению спектра сигнала (при росте M числитель (1.32) и (1.33) увеличивается быстрее, чем знаменатель).

6. Манипуляция с минимальным сдвигом – Minimum Shift Keying (MSK). Гауссовская манипуляция с минимальным сдвигом – Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

Структурная схема MSK-модулятора изображена на рис. 1.17,а, где ГМС – генератор модуля синусоиды $|\sin(\pi t / 2T_b)|$ с полупериодом $2T_b$ (т.е. в течение двух битов аргумент синусоиды меняется на π), УЗ – устройство задержки синусоиды на время одного бита, на выходе которого образуется модуль косинусоиды $|\cos(\pi t / 2T_b)|$.

Входной цифровой поток $M_{k1,2}$ (рис. 1.17,б) в последовательно-параллельном кодере (ППК) разделяется на два потока дибитов, которые в преобразователях уровней (ПУ) превращаются в знакопеременные последовательности $I_k = \pm 1$ и $Q_k = \pm 1$ (рис. 1.17,в,г), а на выходах ПМ1 и ПМ2 – в знакопеременные модулирующие полуволновые отрезки синусоид и косинусоид (рис. 1.17,д,е):

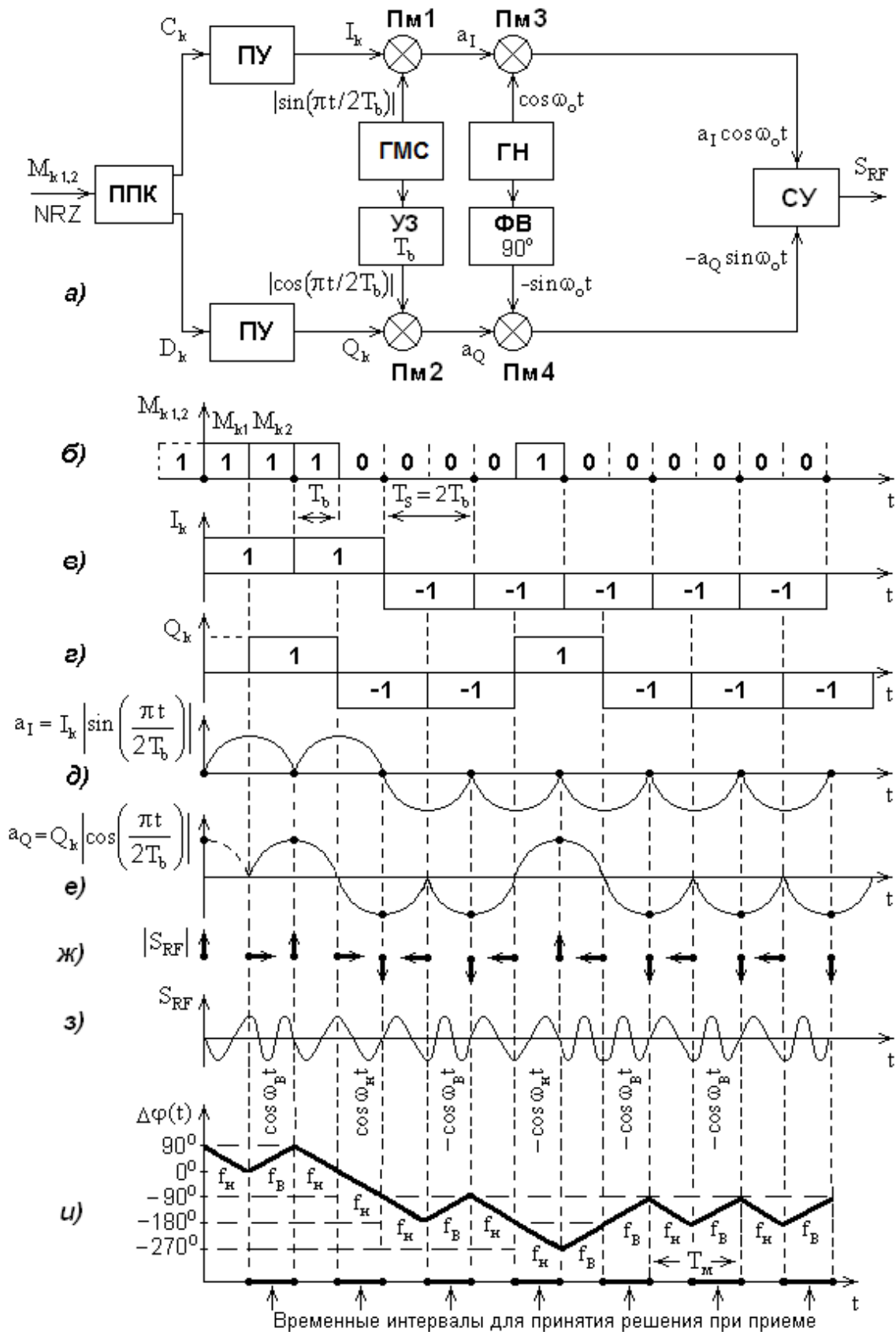


Рис. 1.17. Структурная схема MSK-модулятора (а);
цифровой поток $M_{k1,2}$ (б); знакопеременные последовательности I_k (в) и Q_k (г);
выходные напряжения Пм1 и Пм2 (д,е);
положения модуля вектора MSK-радиосигнала $|S_{RF}|$ в мгновенные моменты времени (ж);
MSK-радиосигнал S_{RF} при условии $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1/T_b$ (з);
вариации текущей фазы и частоты MSK-радиосигнала в зависимости от времени (и)

$$a_I = I_k |\sin(\pi t / 2T_b)| = \pm |\sin(\pi t / 2T_b)| = \pm \sin(\pi t / 2T_b);$$

$$a_Q = Q_k |\cos(\pi t / 2T_b)| = \pm |\cos(\pi t / 2T_b)| = \pm \cos(\pi t / 2T_b).$$

MSK-радиосигнал на выходе модулятора (с учетом того, что $\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta$)

$$\begin{aligned} S_{RF} &= a_I \cos \omega_0 t - a_Q \sin \omega_0 t = \pm \sin(\pi t / 2T_b) \cos \omega_0 t \pm \cos(\pi t / 2T_b) \sin \omega_0 t = \\ &= \pm |S| \sin(\omega_0 t \pm \pi t / 2T_b) = \pm \sin(\omega_0 t \pm \pi t / 2T_b), \end{aligned} \quad (1.34)$$

где $|S| = \sqrt{[\pm \sin(\pi t / 2T_b)]^2 + [\pm \cos(\pi t / 2T_b)]^2} = 1.$

На протяжении каждого нечетного бита M_{k1} ($0 \leq t < T_b$, $2T_b \leq t < 3T_b$, $4T_b \leq t < 5T_b$ и т.д.) MSK-радиосигнал на выходе модулятора (рис. 1.17,з):

$$\begin{aligned} S_{RF} &= \pm \sin[\omega_0 t \pm \pi / 2T_b (t + mT_b)] = \pm \sin(\omega_0 t \pm \pi t / 2T_b \pm m\pi) = \\ &= \pm \sin(\omega_0 t \pm \pi t / 2T) \cos(m\pi) \pm \cos(\omega_0 t \pm \pi t / 2T) \sin(m\pi) = \\ &= \pm \sin(\omega_0 t \pm \pi t / 2T), \end{aligned} \quad (1.35)$$

где $m = 0, 2, 4, \dots$

На протяжении каждого четного бита M_{k2} ($T_b \leq t < 2T_b$, $3T_b \leq t < 4T_b$, $5T_b \leq t < 6T_b$ и т.д.) MSK-радиосигнал на выходе модулятора (рис. 1.17,з):

$$\begin{aligned} S_{RF} &= \pm \sin[\omega_0 t \pm \pi / 2T_b (t + mT_b)] = \pm \sin(\omega_0 t \pm \pi t / 2T_b \pm m\pi / 2) = \\ &= \pm \sin(\omega_0 t \pm \pi t / 2T) \cos(m\pi / 2) \pm \cos(\omega_0 t \pm \pi t / 2T) \sin(m\pi / 2) =, \\ &\quad \pm \cos(\omega_0 t \pm \pi t / 2T), \end{aligned} \quad (1.36)$$

где $m = 1, 3, 5, \dots$

Данные табл. 1.8 характеризуют алгоритм закона MSK-модуляции для интервала четного бита, определяемый (1.36).

Таблица 1.8

Закон MSK для интервала четного бита

Нечетный и четный биты исходной цифровой последовательности $M_{k1,2}$		Знак результирующего колебания $\cos(\omega_0 t \pm \pi t / 2T_b)$ на интервале четного бита	Знак вариации текущей фазы $\Delta\varphi(t) = \pi t / 2T_b$ результирующего колебания на интервале четного бита	Значение частоты результирующего колебания на интервале четного бита
M_{k1}	M_{k2}			
1	1	+	+	f_B
1	0	+	-	f_H
0	0	-	+	f_B
0	1	-	-	f_H

Из (1.44) следует, что текущая фаза MSK-радиосигнала

$$\varphi(t) = \omega_0 t \pm \pi t / 2T_b = \omega_0 t \pm \Delta\varphi(t), \quad (1.37)$$

где $\Delta\varphi(t) = \pi t / 2T_b$ – вариация текущей фазы, причем знак $\Delta\varphi(t)$ на интервале каждого

четного бита M_{k2} определяется предпоследним столбцом табл. 1.8.

На интервале одного бита (при $t = T_b$) значение вариации текущей фазы

$$\Delta\varphi = \pi / 2 = 90^\circ. \quad (1.38)$$

Мгновенная частота MSK-радиосигнала, как производная от текущей фазы:

$$\omega(t) = d[\varphi(t)] / dt = \omega_0 \pm \pi / 2T_b = 2\pi(f_0 \pm 1/4T_b) = 2\pi(f_0 \pm F_b / 4), \quad (1.39)$$

где $F_b = 1/T_b$ – частота битовой последовательности.

Из (1.39) следует, что частота MSK-радиосигнала в процессе модуляции изменяется скачками и на интервале одного бита имеет одно из двух значений:

$$f_H = f_0 - F_b / 4 = f_0 - 1/4T_b \quad \text{или} \quad f_B = f_0 + F_b / 4 = f_0 + 1/4T_b, \quad (1.40)$$

что указано в последнем столбце табл. 1.8.

Разнос частот $\Delta f = f_B - f_H = F_b / 2 = 1/2T_b$ – минимально возможный для обеспечения ортогональности колебаний с частотами f_H и f_B при когерентной демодуляции MSK-радиосигнала. Это обстоятельство определяет название манипуляции – манипуляция с минимальным сдвигом (частотным сдвигом).

Поскольку частота модуляции $F_M = 1/T_M = 1/T_S = 1/2T_b$ (см. рис. 1.17, *u*), а девиация частоты радиосигнала относительно центральной частоты (f_0) $f_d = (f_B - f_H) / 2 = F_b / 4 = 1/4T_b = 1/2T_S$, то индекс частотной манипуляции

$$M_{ЧМ} = f_d / F_M = 0,5. \quad (1.41)$$

Ширина спектра MSK-радиосигнала между минимумами основного лепестка

$$B_{RF} = 2B'(M_{ЧМ} + 1) = \frac{2}{T_S}(0,5 + 1) = \frac{3}{T_S} = \frac{1,5}{T_b} = 1,5R_b. \quad (1.42)$$

Сопоставление (1.42) с (1.16) и (1.28) показывает, что ширина спектра MSK-радиосигнала в 1,5 раза больше, чем радиосигналов с QPSK, OQPSK и $\pi/4$ DQPSK при $\alpha = 1$.

Из (1.34) следует, что вариации текущей фазы MSK-радиосигнала описывается линейно-ломаной кривой (см. рис. 1.17, *u*), т.е. зависимость $\Delta\varphi(t)$ является непрерывной, но не гладкой. Это является следствием скачкообразного изменения частоты MSK-радиосигнала.

Добавление гауссовских фильтров нижних частот (ГФНЧ) в синфазный и квадратурный каналы модулятора (рис. 1.18) приводит к затягиванию фронтов прямоугольных управляющих последовательностей I_k и Q_k . При этом радиосигнал, получаемый на выходе модулятора, приобретает плавные изменения частоты в пределах от f_H до f_B , а изломы на кривой $\Delta\varphi(t)$ сглаживаются. Такую модуляцию называют гауссовской манипуляцией с минимальным сдвигом (Gaussian Minimum Shift Keying – GMSK), а сигнал на выходе модулятора – GMSK-радиосигналом.

Добавление ГФНЧ эквивалентно уменьшению полосы B' , что можно характеризовать коэффициентом спада АЧХ α :

$$B' = \frac{(1 + \alpha)}{2T_S}. \quad (1.43)$$

Тогда ширина спектра GMSK-радиосигнала между минимумами основного лепестка:

$$B_{RF} = 2B'(M_{CM} + 1) = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s}(0,5+1) = \frac{1,5(1+\alpha)}{T_s} = \frac{0,75(1+\alpha)}{T_b} = 0,75(1+\alpha)R_b. \quad (1.44)$$

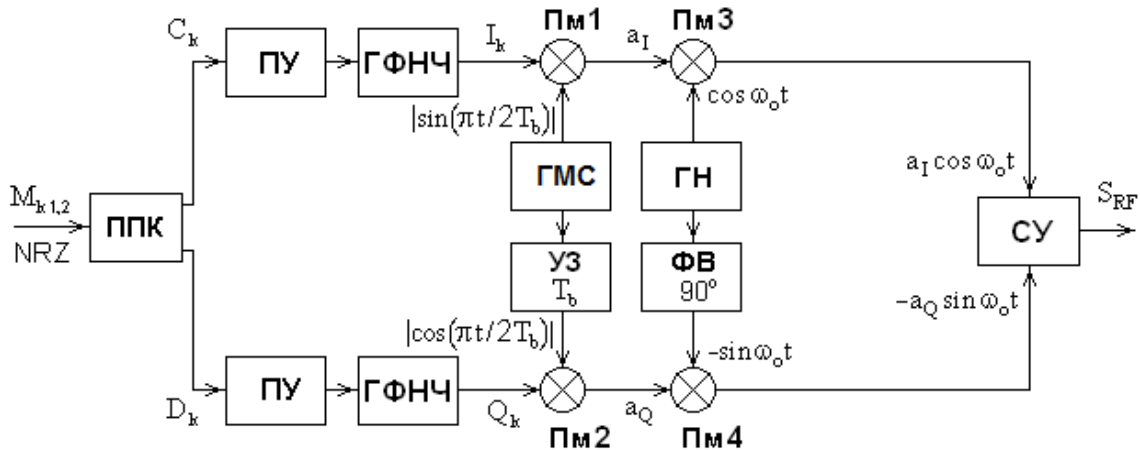


Рис. 1.18. Структурная схема GMSK-модулятора

Ширина полосы B_G гауссовских фильтров по уровню -3 дБ, например, для системы сотовой связи GSM при выполнении модулятора по схеме рис. 1.18 выбирается равной

$$B_G = 0,3F_s = 0,3/T_s = 0,3/2T_b = 0,15 F_b, \quad (1.45)$$

а для стандарта беспроводного телефона DECT (Digital European Cordless Telecommunications) $B_G = 0,5F_s$.

Ширина спектра GMSK-радиосигнала несколько меньше, чем у MSK-радиосигнала (см. (1.42) и (1.44)). Кроме того, из-за плавного изменения частоты уровни боковых лепестков спектра GMSK-радиосигнала оказываются существенно меньше, чем у MSK-радиосигнала.

7. Квадратурная амплитудная модуляция – Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

Алгоритм QAM представляет собой разновидность многопозиционной амплитудно-фазовой модуляции, т.е. изменение состояния сегмента несущей происходит как по амплитуде, так и по фазе. При использовании данного алгоритма передаваемый сигнал кодируется одновременными изменениями амплитуды синфазного I_k и квадратурного Q_k компонентов несущего гармонического колебания с частотой ω_0 , которые сдвинуты по фазе друг относительно друга на $\pi/2$. Результирующий радиосигнал S_{RF} формируется в результате суммирования этих колебаний (рис. 1.19).

QAM-радиосигнал может быть представлен выражением, сходным с (1.12):

$$S_{RF} = I_k \cos \omega_0 t - Q_k \sin \omega_0 t = |S_k| \cos(\omega_0 t + \varphi_k), \quad (1.46)$$

где $|S_k| = \sqrt{I_k^2 + Q_k^2}$ – амплитуда сигнала на выходе СУ;

φ_k – фаза сигнала.

Применяется квадратурная амплитудная модуляция различного уровня M (M-QAM): от 16-QAM до 256-QAM. Уровень модуляции определяет количество бит,

передаваемых одним состоянием несущей. При 16-QAM одним состоянием несущей передается 4 бита информации, при 32-QAM – 5 бит, при 64-QAM – 6 бит, при 128-QAM – 7 бит, при 256-QAM – 8 бит.

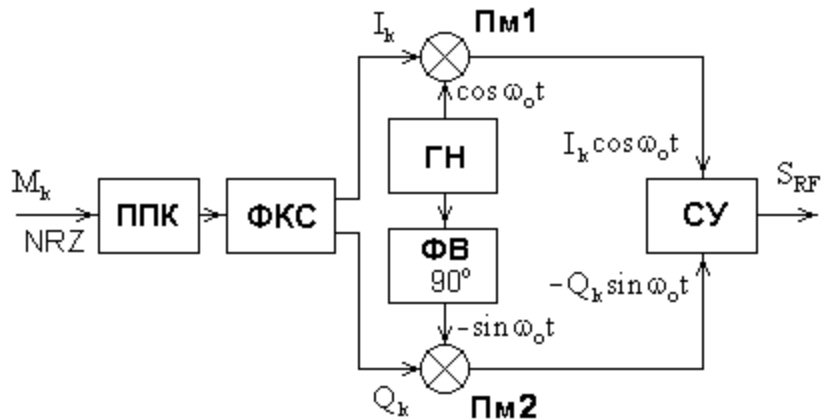


Рис. 1.19. Структурная схема QAM-модулятора.
ФКС – формирователь кодовых символов

При QAM концы сигнальных векторов располагаются в узлах прямоугольной решетки, поэтому, например, для 16-QAM значения I_k и Q_k принадлежат множеству $\{1,3,-1,-3\}$ и определяют, соответственно, значения действительной и мнимой координаты вектора модулированного колебания. Данные табл. 1.9 и рис. 1.20 отражают алгоритм формирования амплитуды и фазы несущей 16-QAM.

Таблица 1.9

Закон 16-QAM модуляции

M_{k1}	M_{k2}	M_{k3}	M_{k4}	I_k	Q_k	$ S_k $	Φ_k
0	0	0	0	1	1	$\sqrt{2}$	45°
0	0	0	1	1	3	$\sqrt{10}$	$\approx 72^\circ$
0	0	1	0	3	1	$\sqrt{10}$	$\approx 18^\circ$
0	0	1	1	3	3	$\sqrt{18}$	45°
0	1	0	0	-1	1	$\sqrt{2}$	135°
0	1	0	1	-1	3	$\sqrt{10}$	$\approx 108^\circ$
0	1	1	0	-3	1	$\sqrt{10}$	$\approx 162^\circ$
0	1	1	1	-3	3	$\sqrt{18}$	135°
1	0	0	0	1	-1	$\sqrt{2}$	315°
1	0	0	1	1	-3	$\sqrt{10}$	$\approx 288^\circ$
1	0	1	0	3	-1	$\sqrt{10}$	$\approx 342^\circ$
1	0	1	1	3	-3	$\sqrt{18}$	315°
1	1	0	0	-1	-1	$\sqrt{2}$	225°
1	1	0	1	-1	-3	$\sqrt{10}$	$\approx 251^\circ$
1	1	1	0	-3	-1	$\sqrt{10}$	$\approx 198^\circ$
1	1	1	1	-3	-3	$\sqrt{18}$	225°

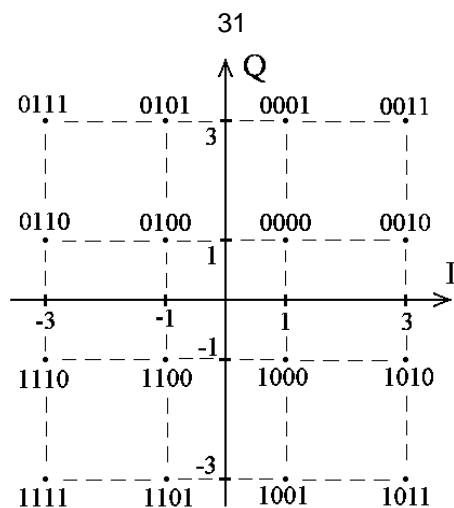


Рис. 1.20. Сигнальное созвездие 16-QAM-радиосигнала

Полоса частот M-QAM-радиосигнала

$$B_{\text{RF}} = 2B' = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s} = \frac{(1+\alpha)}{T_b \log_2 M} = \frac{(1+\alpha)R_b}{n}. \quad (1.47)$$

QAM-модуляция используется, например, в системах мобильной связи WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) и LTE (Long Term Evolution).

Литература

1. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
2. Системы мобильной связи: Учебное пособие для вузов / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; под ред. В.П. Ипатова – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
3. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
4. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов. / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; под ред. В.И. Иванова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 232 с.
5. Ратынский Н.В. Основы сотовой связи. – М.: Радио и связь, 2000. – 248 с.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Изд. Дом Вильямс, 2003. – 1104 с.
7. Феер К. Беспроводная связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
8. Столингс В. Беспроводные линии связи и сети. М.: Изд. Дом Вильямс, 2003. – 640 с.
9. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296 с.
10. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер. с англ. / Под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
11. Зубарев Ю.Б., Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Цифровое телевидение. – М.: Научно-исследовательский институт радио (НИИР), 2001. – 568 с.
12. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
13. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Международный центр научной и технической информации, 1996. – 239 с.
14. Мелихов С.В. Шумовые характеристики и энергетическая эффективность сотовых систем связи [Электронный ресурс]: Учебно-методическое пособие для практических занятий и курсового проектирования для студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 29 с. (Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/training/publications/1463>).