

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиотехнических систем (РТС)



## **МЕТОДЫ МАНИПУЛЯЦИИ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ**

Учебное пособие  
для лекционных и практических занятий,  
курсового проектирования,  
самостоятельной работы  
студентов радиотехнических специальностей

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

Томск - 2017

**Мелихов С.В.**

**МЕТОДЫ МАНИПУЛЯЦИИ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ:** Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2017. – 64 с.

Рассмотрены основные современные методы манипуляции цифровой радиосвязи, устройства модемов (модуляторов-демодуляторов) для формирования цифровых радиосигналов с различными видами манипуляции в передатчиках и их обработки в приемниках.

Учебное пособие предназначено для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей.

© Мелихов С.В., 2017

## Содержание

1. Дифференциальная (относительная) бинарная (двоичная) фазовая манипуляция – Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK).....	5
1.1. Передатчик DBPSK-радиосигнала .....	5
1.2. Когерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала .....	9
1.3. Блок восстановления несущей частоты (БВНЧ) для когерентной демодуляции DBPSK-радиосигнала. Фазовая неоднозначность при формировании опорного колебания.....	11
1.4. БВНЧ с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) для когерентной демодуляции DBPSK-радиосигнала .....	13
1.5. Квазикогерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала схемой Костаса .....	15
1.6. Некогерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала .....	17
1.7. Блок восстановления тактовой частоты (ББТЧ) .....	20
2. Квадратурная фазовая манипуляция – Quadrature Phase Shift Keying (QPSK). Квадратурная фазовая манипуляция со смещением – Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK).....	21
2.1. QPSK-модулятор .....	21
2.2. OQPSK-модулятор .....	24
2.3. Когерентный демодулятор QPSK-радиосигнала .....	26
2.4. БВНЧ для когерентной демодуляции QPSK-радиосигнала. Фазовая неоднозначность при формировании опорного колебания .....	27
3. Дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция – Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK) .....	29
3.1. DQPSK-модулятор.....	29
3.2. Когерентный DQPSK-демодулятор .....	30
3.3. Схема Костаса для квазикогерентной демодуляции DQPSK-радиосигнала .....	31
3.4. Некогерентная демодуляция DQPSK-радиосигнала.....	32
4. Дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом $\pi/4$ – $\pi/4$ Differential Quadrature Phase Shift Keying ( $\pi/4$ DQPSK) .....	34
5. Частотная манипуляция – Frequency Shift Keying (FSK). Многопозиционная частотная манипуляция – Multi-Frequency Shift Keying (M-FSK).....	37
6. Манипуляция с минимальным сдвигом – Minimum Shift Keying (MSK). Гауссовская манипуляция с минимальным сдвигом – Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK).....	40
7. Квадратурная амплитудная модуляция – Quadrature Amplitude Modulation (QAM).....	45

8. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов – Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).....	47
8.1. Принцип формирования OFDM-радиосигнала .....	47
8.2. Ортогональность колебаний несущих частот OFDM-радиосигнала. Ширина полосы частот OFDM-радиосигнала. Эффективность радиоспектра .....	49
8.3. Устойчивость технологии OFDM к многолучевому распространению радиоволн.....	50
8.4. Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с использованием ОДПФ .....	53
8.5. Осциллограмма низкочастотного (НЧ) OFDM-символа. Циклический префикс. Пик-фактор OFDM-символа .....	55
8.6. Использование ОДПФ для формирования НЧ OFDM-символа на основе простой двухуровневой цифровой последовательности.....	56
8.7. Использование ОДПФ для формирования НЧ OFDM-символа на основе комплексных цифровых последовательностей .....	60
8.8. Формирование НЧ OFDM-символов с «пилотными гармониками» и с «неиспользуемыми гармониками» .....	61
8.9. Квадратурная модуляция с получением однополосного OFDM-радиосигнала.....	62
8.10. OFDM-демодулятор».....	63
Список использованных источников .....	64

# 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<sub>П</sub>). В состав DBPSK-модулятора входят кодирующее устройство (КУ), преобразователь уровней (ПУ), генератор несущей (ГН), перемножитель (Пм). КУ состоит из логической схемы (ЛС) и устройства 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,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,в) и результирующий бит подвергается логической операции дополнения ( $1 \rightarrow 0$ ,  $0 \rightarrow 1$ , рис. 1.1,г):

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

При таком дифференциальном (относительном) кодировании передается не 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 высокочастотного колебания  $\cos \omega t$ . В результате образуется DBPSK-радиосигнал, то есть колебание с радиочастотой (Radio Frequency) и фазовой манипуляцией (рис. 1,е)

$$S_{RF} \sim \pm I_k \cos \omega t = |\pm I_k| \cos(\omega t + \varphi_k) = |\pm 1| \cos(\omega t + \varphi_k) = \cos(\omega t + \varphi_k), \quad (2)$$

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

Поскольку фаза  $\varphi_k$  DBPSK-радиосигнала принимает только два значения ( $\varphi_k = 0^\circ$  или  $\varphi_k = 180^\circ$ , рис. 1,ж), фазовая манипуляция называется бинарной (двоичной).

Диаграмма положений вектора DBPSK-радиосигнала приведена на рис. 1,з.

На практике частота  $\omega$  является промежуточной частотой, которая преобразовывается в частоту несущей (для простоты блок преобразования на рис. 1,а не показан).

На рис. 2,а,б показано представление радиосигнала вращающимся вектором  $I_k$  соответственно при  $\varphi_k = 0^\circ$  и  $\varphi_k = 180^\circ$ .

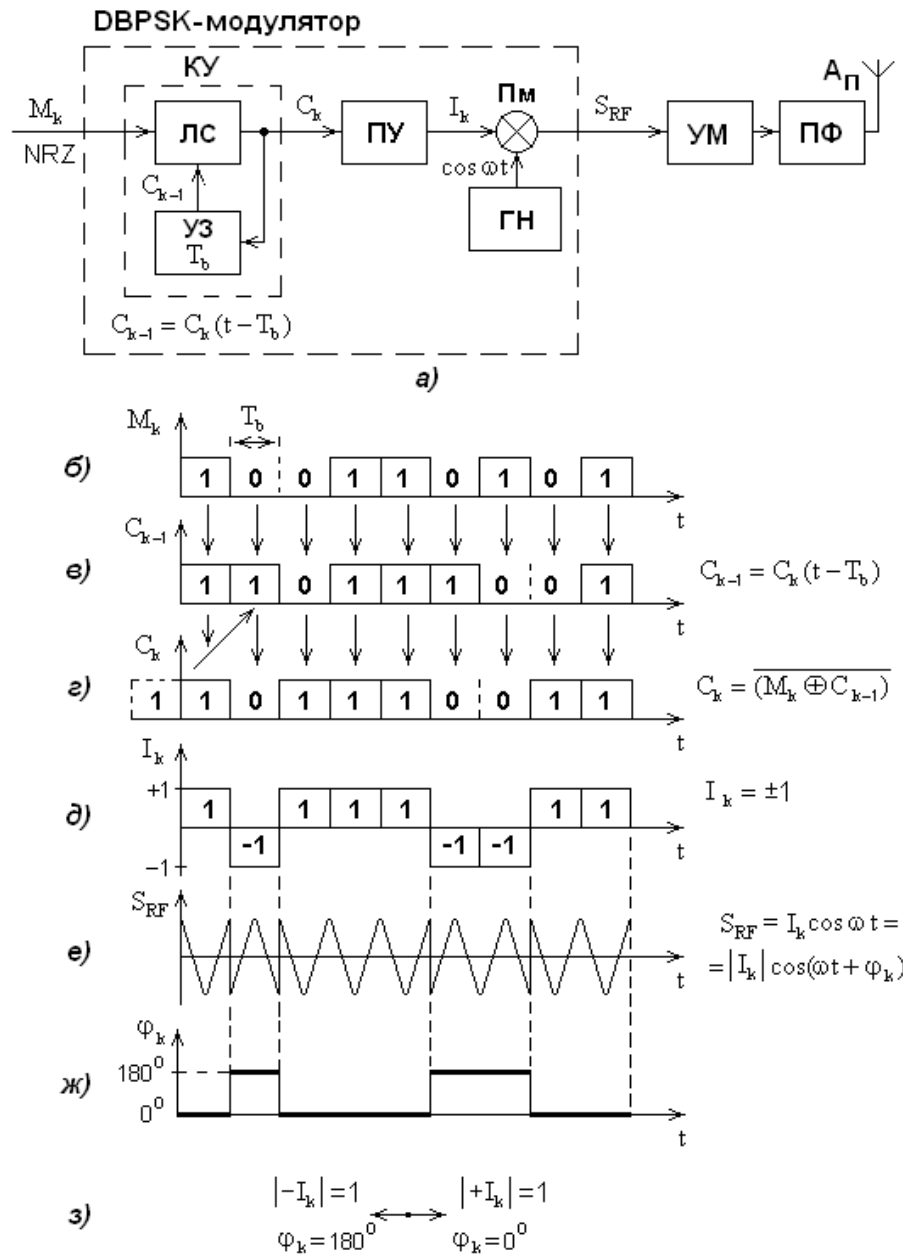


Рис. 1. Структурная схема DBPSK-передатчика (а); цифровые потоки  $M_k$  (б),  $C_{k-1}$  (в),  $C_k$  (г),  $I_k$  (д); DBPSK-радиосигнал  $S_{RF}$  (е); фаза  $\varphi_k$  колебания несущей частоты на выходе DBPSK-модулятора (ж); сигнальное созвездие, т.е. возможные положения вектора DBPSK-радиосигнала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

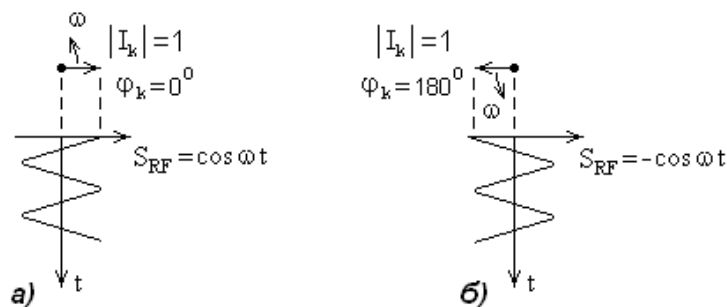


Рис. 2. Вектор  $I_k$ , вращающийся с частотой  $\omega$  и характеризующий радиосигнал  $S_{RF}$  при  $\varphi_k = 0^\circ$  (а) и при  $\varphi_k = 180^\circ$  (б)

Поскольку КУ модулятора формирует последовательность  $C_k$ , зависящую как от последовательности  $M_k$ , так и от последовательности  $C_{k-1}$  (см. (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 – вместо «нулевых» битов будут приняты «единичные» биты, а вместо «единичных» – «нулевые» (этот эффект характеризуется термином «обратная работа»).

Несущее колебание при бинарной манипуляции имеет фазовые переходы (скачки)  $\Delta\varphi = 180^\circ$  (см. рис. 1,е,ж). Такой «нефильтрованный» сигнал имеет огибающую с постоянной амплитудой. Однако на практике спектр радиосигнала ограничивается конечной полосой пропускания усилителя мощности (УМ), а также полосовым фильтром (ПФ, см. рис. 1,а) с целью уменьшения внеполосного излучения, которое может оказывать мешающее действие для соседних каналов связи. Для «фильтрованного» сигнала при смене фазы на  $180^\circ$  происходит мгновенное изменение огибающей до нуля (рис. 3).



Рис. 3. Провал огибающей «фильтрованного» DBPSK-радиосигнала в момент времени, соответствующий скачку фазы на  $180^\circ$

Для усиления такого сигнала при передаче и приеме необходимы линейные режимы работы усилителей радиосигнала. Если для усиления DBPSK-радиосигнала использовать усилители с двусторонним ограничением, то после скачка фазы в радиосигнале появятся фазовые искажения радиосигнала, что недопустимо, поскольку следующий символ может быть принят с ошибкой.

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, то:

$$B_{RF} = 2/T_b = 2R_b, \quad (3)$$

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

Ширину спектра DBPSK-радиосигнала можно уменьшить в два раза, если сгладить прямоугольную форму импульсов цифрового потока  $M_k$ , пропустив их через идеальный ФНЧ (ФНЧ на схеме рис. 1,а не показан) с прямоугольной АЧХ (АЧХ «кирпичная стена») и полосой Найквиста (рис. 4,а)

$$B_N = \frac{1}{2T_b}. \quad (4)$$

Однако на практике такую характеристику получить невозможно. Поэтому в реальных условиях в сквозном канале обработки передатчик-приемник наиболее часто используют АЧХ в виде наклонно-симметричной функции «приподнятый косинус» RC (Raised Cosine, рис. 4,а).

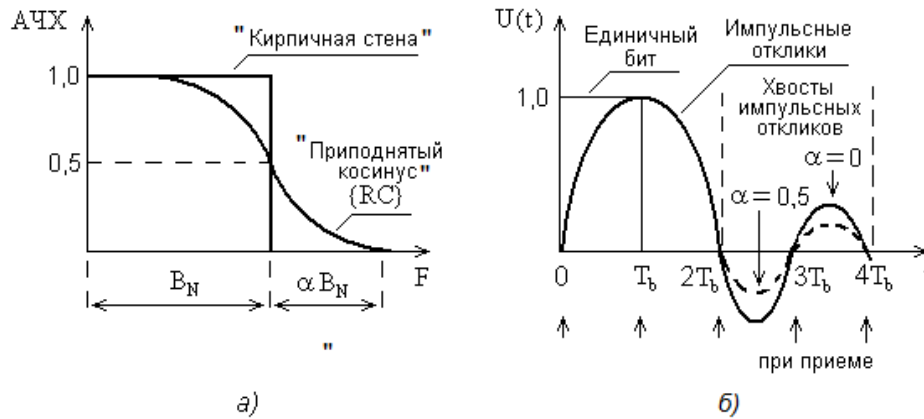


Рис. 4. Прямоугольная АЧХ фильтра Найквиста и АЧХ в виде «приподнятого косинуса» (а); формы импульсных откликов канала связи на единичный бит при использовании фильтра Найквиста ( $\alpha = 0$ ) и фильтра с АЧХ в виде «приподнятого косинуса» при  $\alpha = 0,5$  (б)

Функция RC характеризуется коэффициентом спада АЧХ  $\alpha$  (Roll-off-Factor). Параметр  $\alpha$  еще называют коэффициентом скругления (сглаживания) импульса, поскольку фронты прямоугольного импульса сглаживаются при его прохождении через сквозную АЧХ «приподнятый косинус», а «хвосты» импульсного отклика в моменты принятия решения в приемнике имеют значение, близкое к нулю, при любом значении  $\alpha$ , что минимизирует межсимвольную интерференцию (рис. 4,б).

Для получения сквозной АЧХ (передатчик-приемник) 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  $\alpha$  характеризует избыток полосы обработки  $\alpha B_N$  относительно полосы Найквиста  $B_N$ . При этом полоса обработки сквозного канала

$$B = B_N + \alpha B_N = (1 + \alpha)B_N = \frac{(1 + \alpha)}{2T_b} = \frac{(1 + \alpha)R_b}{2}, \quad (5)$$

а ширину спектра DBPSK-радиосигнала рассчитывают по формуле:

$$B_{RF} = 2B = \frac{(1 + \alpha)}{T_b} = (1 + \alpha)R_b. \quad (6)$$

Чем меньше значение  $\alpha$ , тем меньше требуется полоса радиоканала. Однако использование малого значения  $\alpha$  требует сложных цифровых фильтров. Кроме того, при малом значении  $\alpha$  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.

Число уровней цифрового радиосигнала ( $M$ ) и число битов в одном символе ( $n$ ) связаны формулами:

$$M = 2^n; \quad n = \log_2 M. \quad (7)$$

DBPSK-радиосигнал является двухуровневым (один бит цифрового потока формирует соответствующий символ радиосигнала):

$$M = 2^n = 2^1 = 2.$$



Несмотря на недостатки (необходимость линейного усиления и относительно широкая ширина спектра), BPSK-сигнал широко применяется на практике, например, в беспроводном мосте Wi-Fi BlueBox GW-AP54SG-Total, в спутниковых навигационных системах ГЛОНАСС, GPS и др.

## 1.2. Когерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала

Структурная схема приемника с когерентным DBPSK-демодулятором приведена на рис. 5,а, где  $A_{\text{ПР}}$  – антенна приемника; РТПР – радиотракт приемника; БВНЧ – блок восстановления несущей частоты; 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  $T_b$ .

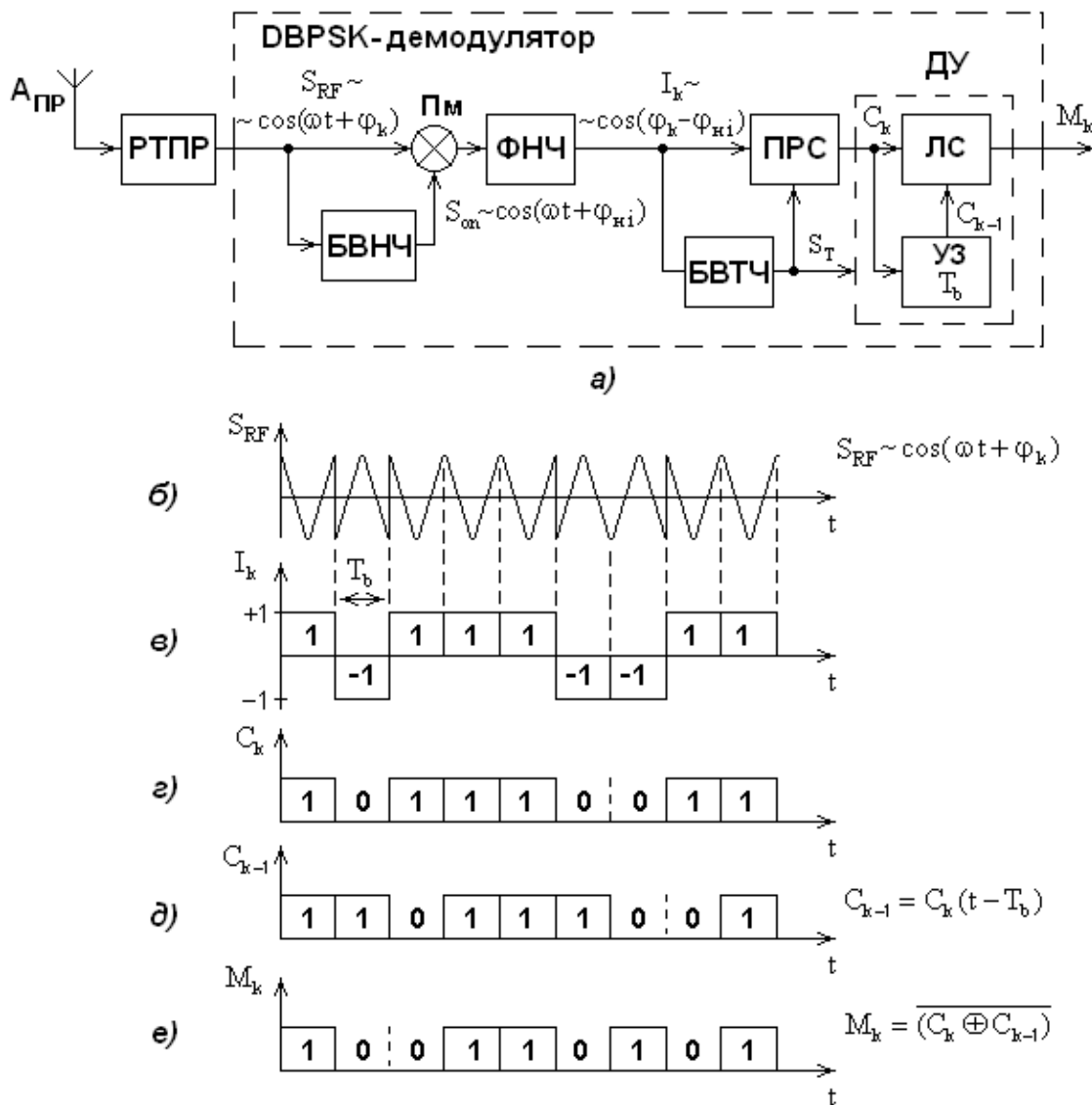


Рис. 5. Структурная схема DBPSK-приемника при когерентной демодуляции (а);  
принятый радиосигнал  $S_{\text{RF}}$  (б);  
цифровые потоки  $I_k$  (в),  $C_k$  (г),  $C_{k-1}$  (д),  $M_k$  (е) при  $\varphi_{\text{н0}} = 0^\circ$

Заметим, что при супергетеродинном приеме при рассмотрении процессов, происходящих в демодуляторе, под обозначением  $\omega$  подразумевается промежуточная частота.

Для когерентной демодуляции сигнала в DPSK-демодуляторе необходимо идеальное монохроматическое опорное колебание ( $S_{\text{оп}}$ ), частота  $\omega_{\text{оп}}$  которого совпадает с частотой  $\omega$  принятого колебания ( $\omega_{\text{оп}} = \omega$ ) «с точностью до фазы» ( $\psi = 0^\circ$ ):

$$S_{\text{оп}} \sim \cos(\omega_{\text{оп}} t + \psi) = \cos(\omega t + 0^\circ) = \cos \omega t, \quad (8)$$

где  $\psi$  – начальная фаза опорного колебания относительно начальной фазы принятого колебания.

На практике получение идеального опорного колебания проблематично – при приеме в формируемом при помощи БВНЧ опорном колебании возможна *фазовая неоднозначность*  $\varphi_{\text{нi}}$ :

$$S_{\text{оп}} \sim \cos(\omega t + \varphi_{\text{нi}}). \quad (9)$$

В подразделе 3 показано, что фазовая неоднозначность для бинарной фазовой манипуляции характеризуется двумя значениями:

$$\varphi_{\text{нi}} = i \cdot (-180^\circ), \quad \text{где } i = 0; 1. \quad (10)$$

При  $i = 1$  фазовая неоднозначность может привести к недостоверности приема (к возникновению эффекта «обратная работа»). Однако, использование "дифференциальной" манипуляции позволяет исключить влияние на достоверность приема фазовой неоднозначности  $\varphi_{\text{нi}}$  и осуществить *когерентную* демодуляцию сигнала. Покажем это.

Напряжение на выходе Пм (см. рис. 5,а) образуется перемножением DBPSK-радиосигнала  $S_{\text{RF}} \sim \cos(\omega t + \varphi_k)$  с восстановленным БВНЧ несущим колебанием  $S_{\text{оп}} \sim \cos(\omega t + \varphi_{\text{нi}})$ :

$$U_{\text{Пм}} = S_{\text{RF}} S_{\text{оп}} \sim [\cos(\omega t + \varphi_k)] [\cos(\omega t + \varphi_{\text{нi}})] \sim \cos(\varphi_k - \varphi_{\text{нi}}) + \cos(2\omega t + \varphi_k + \varphi_{\text{нi}}). \quad (11)$$

ФНЧ не пропускает высокочастотное колебание  $\cos(2\omega t + \varphi_k + \varphi_{\text{нi}})$  и на его выходе имеет место знакопеременный цифровой поток (см. рис. 5,б)

$$I_k \sim \cos(\varphi_k - \varphi_{\text{нi}}) = \cos \hat{\varphi}_k, \quad (12)$$

а на выходе ПРС – однополярный цифровой поток  $C_k$  (см. рис. 5,в).

Как следует из (12), знак элемента потока  $I_k$  на выходе ФНЧ определяется значением аргумента косинуса  $(\varphi_k - \varphi_{\text{нi}}) = \hat{\varphi}_k$ .

Если  $\varphi_{\text{нi}}|_{i=0} = \varphi_{\text{н0}} = 0^\circ$  (см. (10)), то цифровой поток  $C_k$  на выходе ПРС (см. рис. 5,а,в) совпадает с переданным цифровым потоком  $C_k$  на выходе КУ передатчика (см. рис. 1,а,в).

Если же  $\varphi_{\text{нi}}|_{i=1} = \varphi_{\text{н1}} = -180^\circ$ , то цифровой поток  $C_k$  на выходе ПРС окажется неверным: вместо «нулевых» битов будут «единичные» биты, а вместо «единичных» – «нулевые» (эффект «обратная работа»).

Для исключения эффекта «обратная работа» служит ДУ (см. рис. 5,а), работающее по алгоритму:

$$M_k = \overline{(C_k \oplus C_{k-1})}. \quad (13)$$

Данные табл. 1 и табл. 2 иллюстрируют преобразование символов в ДУ при возможной фазовой неоднозначности ( $\varphi_{H0} = 0^\circ$ ,  $\varphi_{H1} = -180^\circ$ ). Значения битов в последних строках таблиц показывают, что принятая цифровая последовательность  $M_k$  (см. рис. 5,е) совпадает с переданной (см. рис. 1,б) как при  $\varphi_{H0} = 0^\circ$ , так и при  $\varphi_{H1} = -180^\circ$ .

Таблица 1. Преобразование символов по алгоритму (13) при  $\varphi_{H0} = 0^\circ$

$\widehat{\varphi}_k = \varphi_k - \varphi_{H0} =$ $= \varphi_k - 0^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$
$C_k$	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 2. Преобразование символов по алгоритму (13) при  $\varphi_{H1} = -180^\circ$

$\widehat{\varphi}_k = \varphi_k - \varphi_{H1} =$ $= \varphi_k + 180^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$	$180^\circ$	$180^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$	$180^\circ$	$180^\circ$
$C_k$	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)

для когерентной демодуляции DBPSK-радиосигнала.

#### Фазовая неоднозначность при формировании опорного колебания

БВНЧ для когерентной демодуляции DBPSK-радиосигнала (рис. 6,а) содержит: квадратор (Кв) для возведения радиосигнала  $S_{RF}$  в квадрат; полосовой фильтр (ПФ) с частотой настройки  $2\omega$ ; делитель частоты (ДЧ) на два.

Поскольку

$$U_{KB} \sim S_{RF}^2 \sim \cos^2(\omega t + \varphi_k) \sim 1 + \cos(2\omega t + 2\varphi_k),$$

$$\cos(2\omega t + 2\varphi_k) = \cos 2\omega t \cos 2\varphi_k - \sin 2\omega t \sin 2\varphi_k,$$

$$\cos 2\varphi_k = 1, \sin 2\varphi_k = 0 \quad \text{при} \quad \varphi_k = 0^\circ \quad \text{или} \quad \text{при} \quad \varphi_k = 180^\circ,$$

то выходное напряжение ПФ

$$U_{ПФ} \sim \cos 2\omega t. \quad (14)$$

После деления частоты на два на выходе БВНЧ образуется опорное колебание с несущей частотой для синхронного детектирования, которое может иметь фазовую неоднозначность  $\varphi_{Hi}$ :

$$S_{оп} \sim \cos(\omega t + \varphi_{Hi}), \quad \varphi_{Hi} = i \cdot (-180^\circ), \quad i = 0; 1. \quad (15)$$

Возникновение фазовой неоднозначности  $\varphi_{н1}$  поясняется осциллограммами, изображенными на рис. 6, б, в, г: блок ДЧ может иметь начальную синхронизацию в различные моменты, помеченные точками на рис. 6, б. Если начальная синхронизация будет соответствовать моменту  $2\omega t = 360^\circ$ , то цифровой поток на выходе ПРС демодулятора (см. рис. 5, а) будет инвертированным (эффект «обратная работа»).

Как показано в подразделе 1.2, дифференциальная (относительная) манипуляция позволяет исключить влияние фазовой неоднозначности восстановленной несущей на достоверность приема.

Достоинство рассмотренной схемы БВНЧ – ее простота.

Недостаток – при малом отношении сигнал/шум (С/Ш) на входе приемника имеет место «зашумленность» получаемого опорного колебания. Поэтому приемник с такой схемой БВНЧ обладает худшими характеристиками помехоустойчивости по сравнению с приемником, содержащим схему БВНЧ с управляемым генератором (УГ) и системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которая рассмотрена в подразделе 1.4.

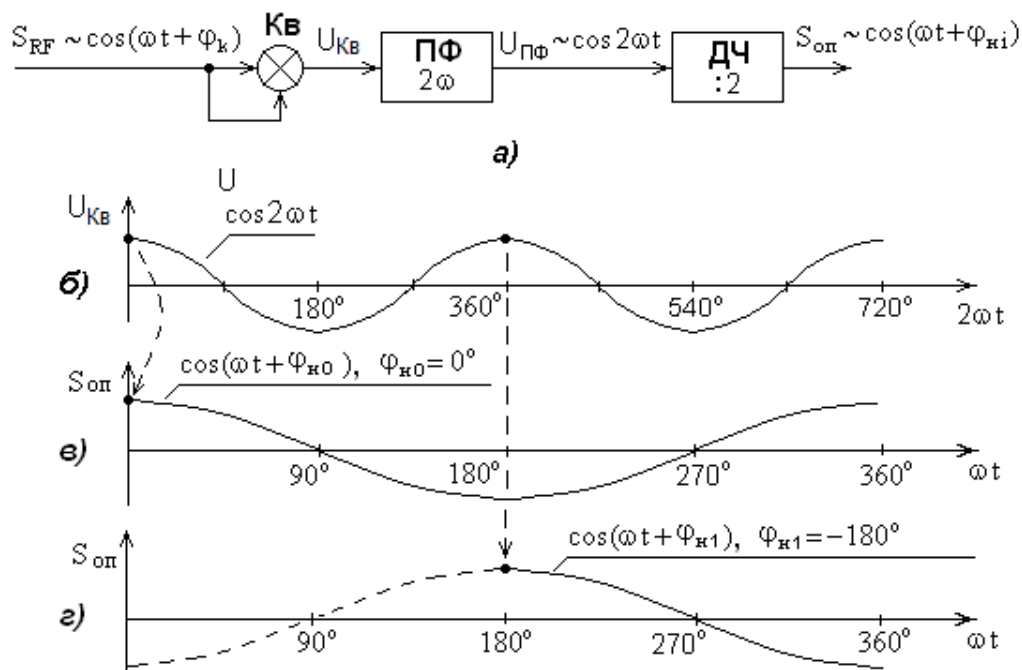


Рис. 6. Структурная схема БВНЧ (а);  
к пояснению эффекта фазовой неоднозначности, возникающей в БВНЧ:  
выходное напряжение квадратора (б);  
опорное напряжение на выходе ДЧ при  $\varphi_{н0} = 0^\circ$  (в) и при  $\varphi_{н1} = 180^\circ$  (г).

Точками показаны возможные моменты синхронизации блока деления частоты (ДЧ)

#### 1.4. БВНЧ с системой фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) для квазикогерентной демодуляции DBPSK-радиосигнала

БВНЧ с системой ФАПЧ для *квазикогерентной* («почти» когерентной) демодуляции DBPSK-радиосигнала изображен на рис. 7,а и содержит: квадратор (КВ), полосовой фильтр (ПФ), перемножитель (Пм) и фильтр нижних частот (ФНЧ), образующие фазовый детектор (ФД), управляемый генератор (УГ), фазовращатель (ФВ) на  $90^\circ$ , делитель частоты (ДЧ) на два.

УГ охвачен петлей ФАПЧ с ФД.

Напряжением ошибки системы ФАПЧ ( $U_{err}$ ) является выходное напряжение ФД ( $U_{ФД}$ ):

$$U_{err} = U_{ФД}.$$

Известно, что режиму «слежения» системы ФАПЧ соответствует рабочий участок на детекторной характеристике ФД при разности начальных фаз ( $\varphi_{ФД}$ ) входных напряжений ФД ( $U_{ПФ}$  и  $U_{Г}$ ) в окрестности  $90^\circ$  (рис. 7,а,б):

$$\varphi_{ФД} = [\varphi_{ПФ} - (\varphi_{Г} \pm \hat{\psi})] = [0^\circ - (-90^\circ \pm \hat{\psi})] = 90^\circ \mp \hat{\psi}, \quad (16)$$

где  $\varphi_{ПФ}$  – начальная фаза напряжения  $U_{ПФ}$ ;

$(\varphi_{Г} \pm \hat{\psi})$  – начальная фаза напряжения  $U_{Г}$ ;

$\hat{\psi}$  – некоторое смещение начальной фазы напряжения  $U_{Г}$ , изменяющееся в режиме «слежения» системы ФАПЧ.

С учетом (16) в режиме «слежения» системы ФАПЧ (рис. 7,б)

$$U_{Г} \sim \cos(\omega_{Г}t - 90^\circ \pm \hat{\psi}).$$

Фазовращателем напряжение  $U_{Г}$  смещается по фазе на  $90^\circ$  и на выходе ФВ (рис. 7,в)

$$U_{ФВ} \sim \cos(\omega_{Г}t \pm \hat{\psi}).$$

После деления частоты на выходе ДЧ в опорном колебании  $S_{оп}$  возможна как фазовая неоднозначность  $\varphi_{hi}$ , определяемая формулой (15), так и смещение опорного колебания по фазе системой ФАПЧ на  $\hat{\psi}/2$  (рис. 7,г):

$$S_{оп} \sim \cos(\omega t + \varphi_{hi} \pm \hat{\psi}/2).$$

Однако при достаточной крутизне управления частотой УГ смещение напряжения  $U_{Г}$  по фазе невелико ( $\hat{\psi} \rightarrow 0$ ), следовательно и  $\hat{\psi}/2 \rightarrow 0$ .

Поэтому при использовании рассматриваемого БВНЧ с ФАПЧ демодуляция радиосигнала является *квазикогерентной* (с малым значением  $\hat{\psi}/2 \rightarrow 0$ ), однако с фазовой неоднозначностью  $\varphi_{hi}$  в опорном колебании:

$$S_{оп} \sim \cos(\omega t + \varphi_{hi}). \quad (17)$$

Влияние фазовой неоднозначности  $\varphi_{hi}$  на достоверность приема цифрового потока исключается дифференциальной (относительной) манипуляцией (см. подраздел 1.2).

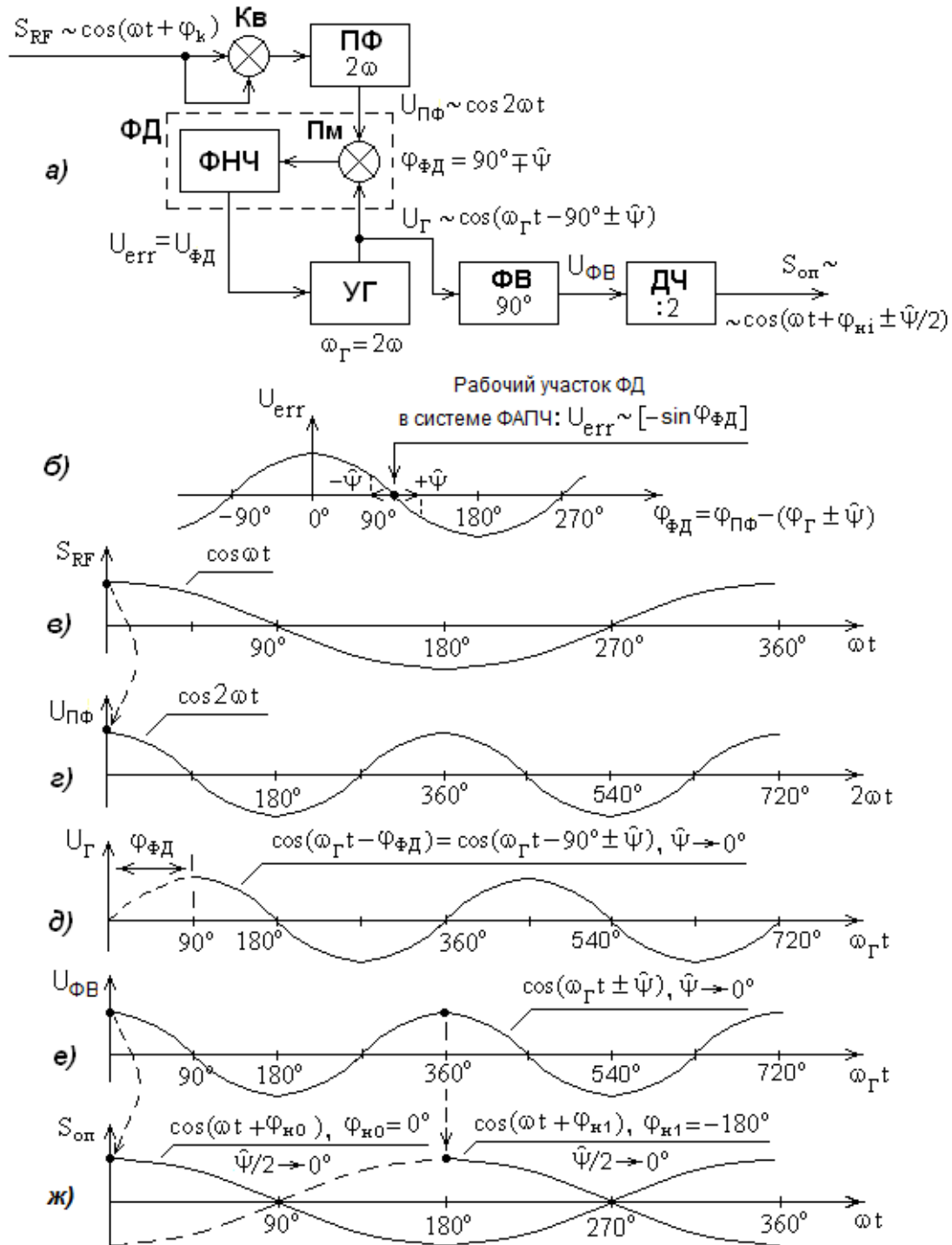


Рис. 7. Структурная схема БВНЧ с УГ (а);  
детекторная характеристика ФД (б);  
осциллограммы напряжений в характерных точках схемы (в - ж)

### 1.5. Квазикогерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала схемой Костаса

На рис. 8 изображена структурная схема для квазикогерентной демодуляции DBPSK-радиосигнала, изобретенная американским инженером Джоном Костасом в 50-х годах прошлого века.

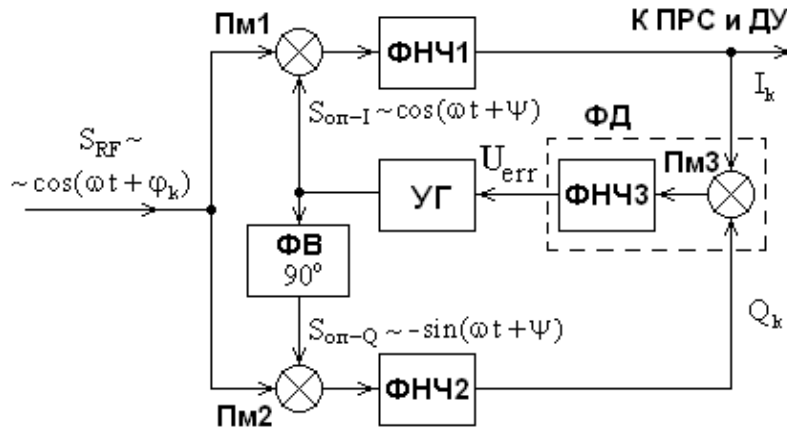


Рис. 8. Структурная схема Костаса для демодуляции DBPSK-радиосигнала

Схема содержит три перемножителя (Пм1, Пм2, Пм3), три фильтра нижних частот (ФНЧ1, ФНЧ2, ФНЧ3), управляемый генератор (УГ), фазовращатель (ФВ).

УГ охвачен петлей ФАПЧ (Пм1-Пм2, ФНЧ1-ФНЧ2, Пм3, ФНЧ3), в которой Пм3 называют «детектором Костаса», а ФНЧ3 – «фильтром обратной связи» или «петлевым фильтром». Эти два элемента (Пм3, ФНЧ3) образуют фазовый детектор (ФД) системы ФАПЧ.

Покажем, что схемой Костаса за счет системы ФАПЧ осуществляется квазикогерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала, т.е. демодуляция при малом значении смещения начальной фазы опорного колебания УГ относительно начальной фазы принимаемого колебания ( $\psi \rightarrow 0$ ).

В режиме «слежения» системы ФАПЧ УГ генерирует опорное колебание синфазного (Inphase – I) канала:

$$S_{\text{оп-I}} \sim \cos(\omega t + \psi). \quad (18)$$

При помощи ФВ формируется опорное колебание квадратурного (Quadrature – Q) канала:

$$S_{\text{оп-Q}} \sim \cos(\omega t + \psi + 90^\circ) = -\sin(\omega t + \psi). \quad (19)$$

«Захват» системой ФАПЧ несущей частоты входного сигнала  $S_{\text{RF}} \sim \cos(\omega t + \varphi_k)$  при начале его приема равновероятен для моментов времени, когда  $\varphi_k = 0^\circ$  или  $\varphi_k = 180^\circ$ . При переходе системы ФАПЧ в режим «слежения» какое-либо из этих значений фазы является исходным. При изменении (скачке) фазы входной DBPSK-радиосигнал для системы ФАПЧ можно представить выражением (относительно любого из исходных значений фазы  $\varphi_k = 0^\circ$  или  $\varphi_k = 180^\circ$ ):

$$\hat{S}_{\text{RF}} \sim \cos(\omega t + \Delta\varphi_k),$$

где  $\Delta\varphi_k = 180^\circ$ .

Напряжения на выходах Пм1, Пм2 и Пм3:

$$U_{Пм1} = \hat{S}_{RF} S_{оп-I} \sim [\cos(\omega t + \Delta\varphi_k)] [\cos(\omega t + \psi)] \sim [\cos(\Delta\varphi_k - \psi)] + \cos(2\omega t + \Delta\varphi_k + \psi);$$

$$U_{Пм2} = \hat{S}_{RF} S_{оп-Q} \sim [\cos(\omega t + \Delta\varphi_k)] [-\sin(\omega t + \psi)] \sim [\sin(\Delta\varphi_k - \psi)] + \sin(2\omega t + \Delta\varphi_k + \psi);$$

$$U_{Пм3} \sim [\cos(\Delta\varphi_k - \psi)] [\sin(\Delta\varphi_k - \psi)] \sim \sin(0) + [\sin(2\Delta\varphi_k - 2\psi)] \sim \\ \sim \sin(2\Delta\varphi_k) \cos(2\psi) - \cos(2\Delta\varphi_k) \sin(2\psi).$$

Поскольку при  $\Delta\varphi_k = 180^\circ$   $\sin(2\Delta\varphi_k) = 0$ , а  $\cos(2\Delta\varphi_k) = 1$ , то напряжение ошибки системы ФАПЧ (при коэффициенте передачи ФНЧЗ, близким к единице)

$$U_{err} = U_{ФД} = U_{Пм3} \sim [-\sin(2\psi)]. \quad (20)$$

Из (20) следует, что в схеме Костаса режим «слежения» системы ФАПЧ за частотой несущей характеризуется изменяющимся напряжением ошибки  $U_{err}$ , зависящим от  $\psi$  (аналогичный режим «слежения» системы ФАПЧ в окрестностях точки  $\varphi_{ФД} = 90^\circ$  показан на рис. 7,б).

При достаточной крутизне управления частотой УГ значение  $U_{err}$  невелико ( $U_{err} \rightarrow 0$ ). При этом, как следует из (20), и значение  $\psi$  также невелико ( $\psi \rightarrow 0$ ). Следовательно, *схема Костаса обеспечивает квазикогерентную демодуляцию DBPSK-радиосигнала, т.е. демодуляцию при малом значении  $\psi$ .*

Выше отмечено, что «захват» системой ФАПЧ несущей входного сигнала при начале приема равновероятен для моментов времени, когда фаза принимаемого входного сигнала или  $\varphi_k = 0^\circ$ , или  $\varphi_k = 180^\circ$ . Очевидно, что если «захват» произойдет в момент времени, когда  $\varphi_k = 0^\circ$ , то цифровой поток на  $I_k$  выходе демодулятора Костаса (см. рис. 8) будет правильным. Если же «захват» произойдет в момент времени, когда  $\varphi_k = 180^\circ$ , то цифровой поток  $I_k$  будет инвертированным («обратная работа»). Как уже отмечалось, влияние эффекта «обратная работа» на достоверность приема устраняется использованием дифференциальной BPSK (DBPSK).

ФВ (см. рис. 8) может быть реализован с использованием реактивных элементов. Однако более точным фазовым сдвигом опорных напряжений на  $90^\circ$  обладает ФВ, выполненный по структурной схеме рис. 9.

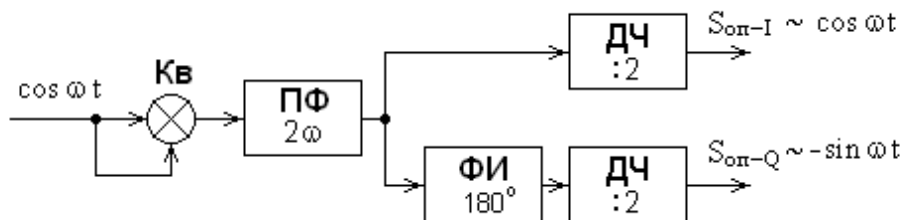


Рис. 9. Структурная схема фазовращателя для получения квадратурных опорных напряжений



## 1.6. Некогерентная демодуляция DBPSK-радиосигнала

Некогерентная демодуляция применяется в том случае, когда невозможно формирование когерентного опорного колебания, например из-за значительных фазовых возмущений, вносимых средой распространения радиоволн или аппаратурой передающего и приемного трактов. При этом различие начальных фаз принимаемого колебания и опорного колебания ( $\psi$ ) может изменяться во времени и иметь существенное значение.

Рассмотрим два варианта построения некогерентного демодулятора DBPSK-радиосигнала:

демодулятор с задержкой высокочастотного сигнала (или некогерентный автокорреляционный демодулятор, рис. 10);

демодулятор с задержкой низкочастотного сигнала (или некогерентный корреляционный демодулятор, рис. 11).

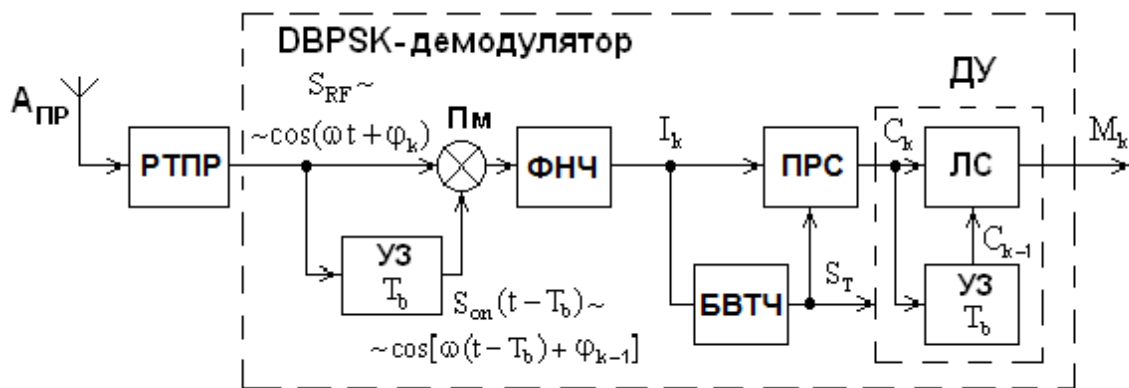


Рис. 10. Структурная схема  
некогерентного автокорреляционного DBPSK-демодулятора  
(некогерентного демодулятора с задержкой высокочастотного сигнала)

В некогерентном автокорреляционном демодуляторе (см. рис. 10) опорное колебание  $S_{\text{он}}(t - T_b)$  образуется за счет принимаемого высокочастотного модулированного колебания путем задержки его на длительность бита.

При этом сигнал на выходе Пм:

$$\begin{aligned} S_{k\text{Пм}} &\sim [\cos(\omega t + \varphi_k)] \cos[\omega(t - T_b) + \varphi_{k-1}] \sim \\ &\sim \cos[\omega T_b + (\varphi_k - \varphi_{k-1})] + \cos(2\omega t - \omega T_b + \varphi_k + \varphi_{k-1}). \end{aligned}$$

На выходе ФНЧ образуется последовательность:

$$\begin{aligned} I_k &\sim \cos[\omega T_b + (\varphi_k - \varphi_{k-1})] = \cos[\varphi_{\text{const}} + \Delta\varphi] = \\ &= \cos\varphi_{\text{const}} \cos\Delta\varphi - \sin\varphi_{\text{const}} \sin\Delta\varphi, \end{aligned}$$

где  $\varphi_{\text{const}} = \omega T_b$  — постоянный фазовый сдвиг;

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

Выбором промежуточной частоты приемника значение постоянного фазового сдвига может быть установлено кратным  $\pi$ :

$$\varphi_{\text{const}} = \omega T_b \approx i\pi. \quad (21)$$

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

$$I_k = \cos \Delta\varphi, \text{ если } i - \text{четное}; I_k = -\cos \Delta\varphi, \text{ если } i - \text{нечетное}. \quad (22)$$

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 (13), формирует принятый цифровой поток  $M_k$ , совпадающий с переданным цифровым потоком (в чем можно убедиться, рассматривая данные табл. 1 и табл. 2).

*Недостатки некогерентного автокорреляционного демодулятора:*

- условие (21) может быть нарушено из-за нестабильности промежуточной частоты ( $\omega$ ) и нестабильности скорости цифрового потока ( $R_b = 1/T_b$ );

- условие (21) накладывает ограничение на выбор промежуточной частоты супергетеродинного приемника ( $f$ ). Если предположить, что значение  $f$  должно быть больше полосы пропускания приемника не менее чем в 20 раз, то с использованием (21) и (3):

$$f \approx \frac{i\pi}{2\pi T_b} = \frac{i}{2T_b} \geq 10(B_{\text{RF}}) = 20 \left( \frac{2}{T_b} \right) = \frac{40}{T_b}. \quad (23)$$

Если, например,  $T_b = 20 \text{ мкс}$ , то  $f \geq 40/T_b = 40/20 \cdot 10^{-6} = 2 \text{ МГц}$ .

Тогда промежуточная частота может иметь значения:

$$f \approx \frac{i}{2T_b} = \frac{80}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 2 \text{ МГц (при } i = 80);$$

$$f \approx \frac{i}{2T_b} = \frac{81}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 2,025 \text{ МГц (при } i = 81);$$

$$f \approx \frac{i}{2T_b} = \frac{82}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 2,05 \text{ МГц (при } i = 82) \text{ и т.д.}$$

В некогерентном корреляционном демодуляторе (см. рис. 11) такие недостатки отсутствуют. В нем квадратурные опорные колебания  $S_{\text{оп-I}} \sim \cos(\omega t + \psi)$  и  $S_{\text{оп-Q}} \sim [-\sin(\omega t + \psi)]$  со случайной начальной фазой  $\psi$  формируются БВНЧ с системой ФАПЧ и ФВ. Низкочастотная часть схемы построена таким образом, чтобы исключить влияние случайной начальной фазы опорных сигналов  $\psi$  на процесс демодуляции. Покажем это.

Напряжения на выходах Пм 1 и Пм 2:

$$U_{\text{Пм1}} \sim [\cos(\omega t + \varphi_k)] [\cos(\omega t + \psi)] \sim [\cos(\varphi_k - \psi)] + \cos(2\omega t + \varphi_k + \psi);$$

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

Последовательности на выходах Пм3 и Пм4 за счет задержки низкочастотного сигнала на длительность бита:

$$U_{\text{Пм3}} \sim [\cos(\varphi_k - \psi)][\cos(\varphi_{k-1} - \psi)] \sim [\cos(\varphi_k - \varphi_{k-1})] + \cos(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\psi);$$

$$U_{\text{Пм4}} \sim [\sin(\varphi_k - \psi)][\sin(\varphi_{k-1} - \psi)] \sim [\cos(\varphi_k - \varphi_{k-1})] - \cos(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\psi).$$

В результате последовательность на выходе суммирующего устройства (СУ) не зависит от случайной фазы  $\psi$  опорных колебаний:

$$I_k = (U_{\text{Пм3}} + U_{\text{Пм4}}) \sim [\cos(\varphi_k - \varphi_{k-1})] = \cos \Delta\varphi. \quad (24)$$

Принцип работы ПРС и ДУ такой же, как и у предыдущей схемы.

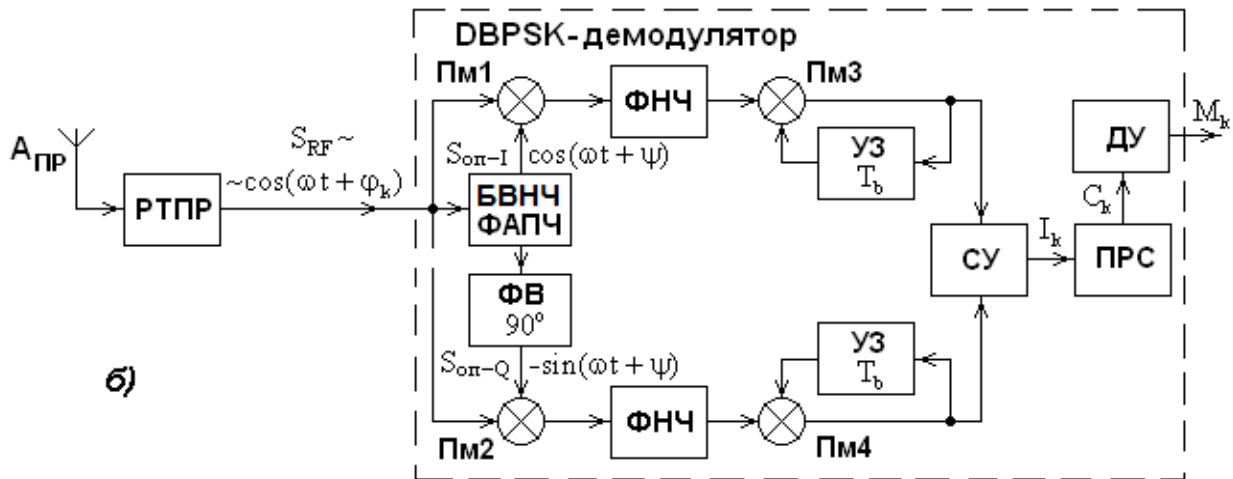


Рис. 11. Структурная схема некогерентного корреляционного DBPSK-демодулятора (некогерентного демодулятора с задержкой низкочастотного сигнала).

На схеме для упрощения не показан БВТЧ

### 1.7. Блок восстановления тактовой частоты (БВТЧ)

Структурная схема БВТЧ, входящего в состав DBPSK-демодулятора (см. рис. 5,а), изображена на рис. 12,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); полосовой фильтр (ПФ) с частотой настройки  $f_{ПФ} = F_b = 1/T_b$ .

Последовательность  $I_k$  (см. рис. 12,б) детектируется ПД и образуется последовательность  $C_k$  (рис. 12,в), не имеющая в своем спектре дискретной составляющей с частотой  $F_b = 1/T_b$  (рис. 12,е).

За счет сдвига на время  $T_b/2$  последовательности  $C_k$  образуется последовательность  $C_k(t - T_b/2)$  (рис. 12,г). Суммирование по модулю 2 последовательностей  $C_k$  и  $C_k(t - T_b/2)$  образует последовательность  $C'_k$  (рис. 12,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. 12,ж), которая выделяется ПФ. В результате на выходе БВТЧ образуется сигнал  $S_T$  с тактовой частотой  $F_b$ .

Нетрудно убедиться, что сумматор по модулю 2 (Сум) в схеме рис. 12,а может быть заменен на перемножитель (Пм).

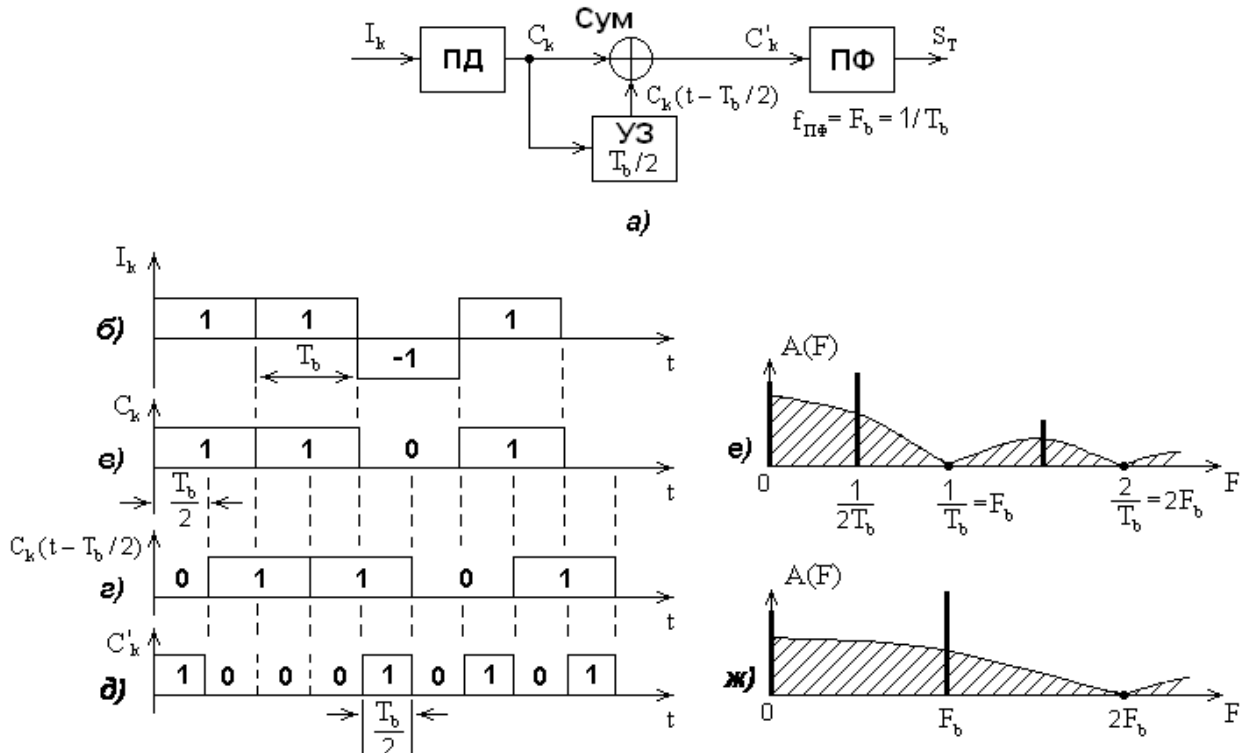


Рис. 12. Структурная схема БВТЧ (а);  
осциллограммы, поясняющие работу БВТЧ (б-д);  
спектры последовательностей  $C_k$  (е) и  $C'_k$  (ж)

## 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. 13,а.

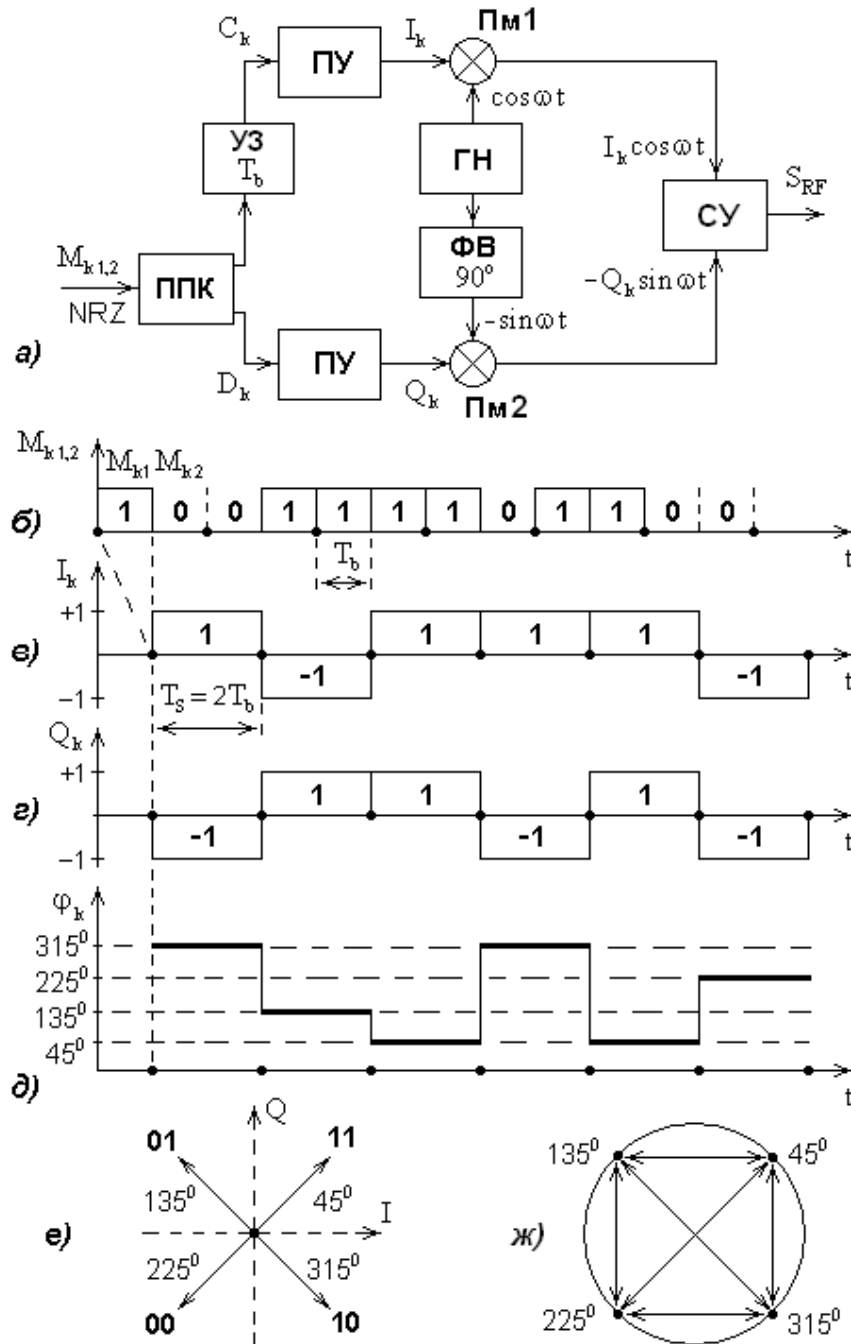


Рис. 13. Структурная схема QPSK-модулятора (а); цифровой поток  $M_{k1,2}$  (б); знакопеременные последовательности  $I_k$  (в) и  $Q_k$  (г); значение фазы напряжения несущей частоты на выходе QPSK-модулятора (д); сигнальное созвездие или возможные положения вектора QPSK-радиосигнала в зависимости от структуры дибита (е); фазовая диаграмма QPSK-радиосигнала (ж)

QPSK-модулятор содержит: последовательно-параллельный кодер (ППК); устройство задержки (УЗ) на время  $T_b = T_S/2$ ; два преобразователя уровней (ПУ); генератор несущей (ГН); фазовращатель (ФВ) на  $90^\circ$ ; два перемножителя (Пм); суммирующее устройство (СУ).

Исходный цифровой поток NZR  $M_{k1,2}$  (рис. 13,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. 13,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  $Q_k$ .

Цифровые потоки  $I_k$  и  $Q_k$  в Пм1 и Пм2 перемножаются с ортогональными несущими  $(\cos \omega t, -\sin \omega t)$ , после чего происходит сложение колебаний высокой частоты в СУ. На выходе СУ образуется QPSK-радиосигнал, который в  $k$ -й промежуток времени (длительностью  $T_S = 2T_b$ ) может быть представлен в виде (с учетом того, что  $\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta$ ,  $\alpha = \varphi_k$ ,  $\beta = \omega t$ ):

$$S_{RF} = I_k \cos \omega t - Q_k \sin \omega t = \left( \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} \right) \left( \frac{I_k \cos \omega t}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}} - \frac{Q_k \sin \omega t}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}} \right) =$$

$$= |S| (\cos \varphi_k \cos \omega t - \sin \varphi_k \sin \omega t) = |S| \cos(\omega t + \varphi_k), \quad (25)$$

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

$$\cos \varphi_k = \frac{I_k}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}}; \quad \sin \varphi_k = \frac{Q_k}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}};$$

$\varphi_k$  – фаза сигнала, которая при  $I_k = \pm 1$ ,  $Q_k = \pm 1$  может принимать четыре значения (см.: рис. 13,е; данные табл. 3).

На рис. 14 представлено графическое пояснение образования QPSK-радиосигнала. Заметим, что  $I_k$  и  $Q_k$  представляют собой проекции модуля вектора  $(|S|)$  QPSK-радиосигнала ( $S_{RF}$ ) соответственно на горизонтальную (синфазную) ось  $I$  и вертикальную (квадратурную) ось  $Q$  в  $k$ -тые промежутки времени.

Таблица 3. Закон QPSK

$M_{k1}$	$M_{k2}$	$I_k$	$Q_k$	$\varphi_k$
1	1	1	1	$45^\circ$
0	1	-1	1	$135^\circ$
0	0	-1	-1	$225^\circ$
1	0	1	-1	$315^\circ$

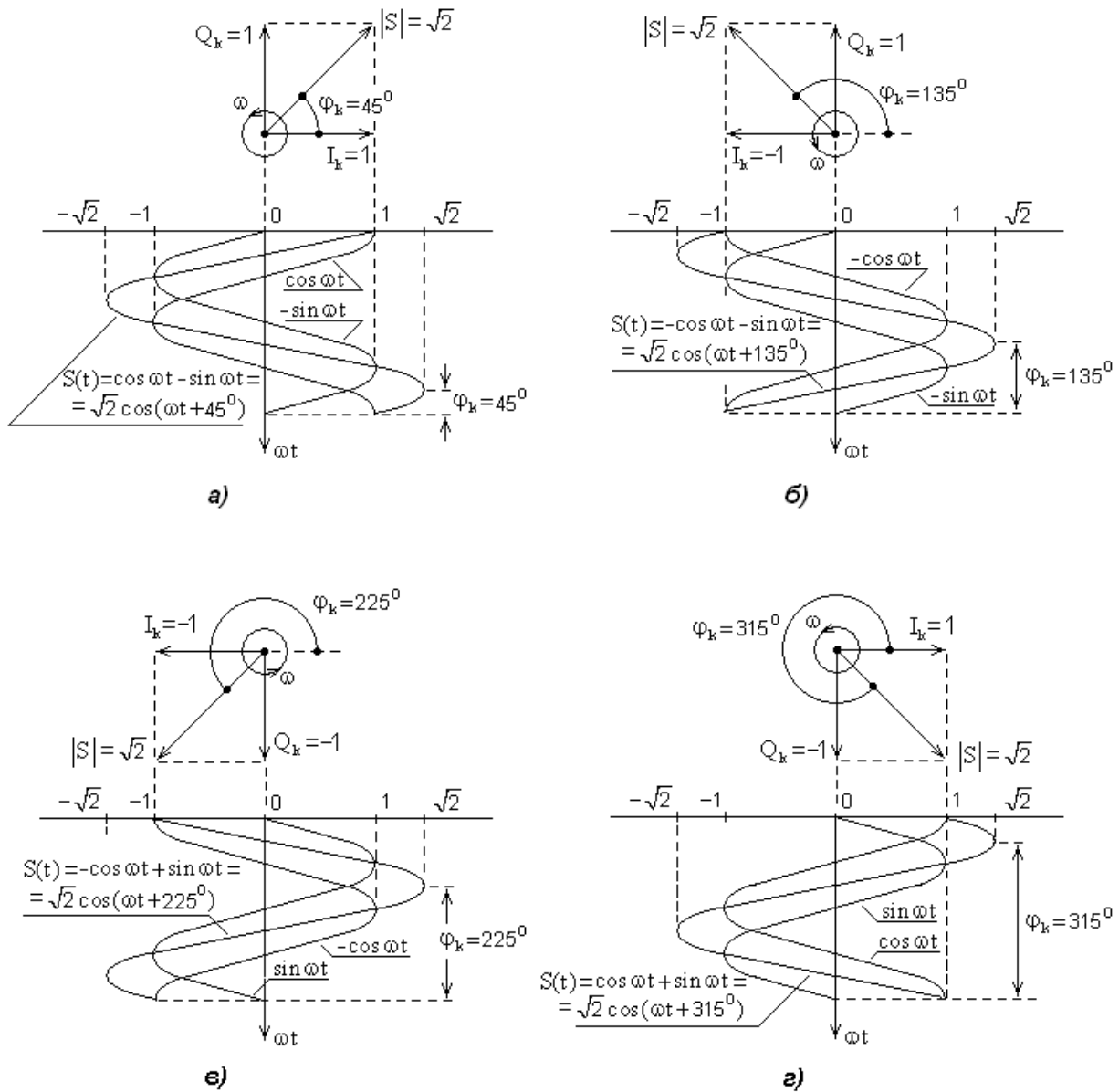


Рис. 14. Векторные диаграммы и осциллограммы, поясняющие образование QPSK-радиосигнала  $S(t)$  при  $\varphi_k = 45^\circ$  (а),  $\varphi_k = 135^\circ$  (б),  $\varphi_k = 225^\circ$  (в),  $\varphi_k = 315^\circ$  (г)

Поскольку одно значение фазы QPSK-радиосигнала 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. (4)), а полоса обработки канала связи  $B' = (1+\alpha)/2T_s$  (см. (5)), ширина спектра QPSK-радиосигнала (полоса частот между минимумами основного лепестка)

$$B_{RF} = 2B' = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s} = \frac{(1+\alpha)}{2T_b} = \frac{(1+\alpha)R_b}{2}. \quad (26)$$

Сравнение (26) и (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-радиосигнал является четырехуровневым, поскольку для его получения используется четыре уровня модулирующего сигнала, определяемые каким-либо сочетанием битов: 00; 01; 10; 11. Т.е. для QPSK-радиосигнала:

$$M = 2^n = 2^2 = 4; \quad n = \log_2 M = \log_2 4 = 2. \quad (27)$$

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

## 2.2. OQPSK-модулятор

Недостаток QPSK в том, что при одновременной смене полярности последовательностей  $I_k$  и  $Q_k$  происходят фазовые переходы (скачки) несущего колебания на  $180^\circ$  (см. рис. 13, в, г, д), что приводит к провалу до нуля огибающей «фильтрованного» радиосигнала.

Можно избежать фазовых скачков несущего колебания на  $180^\circ$ , если разнести во времени моменты смены фаз в квадратурных каналах. Для этого необходимо исключить из синфазного канала QPSK-модулятора УЗ (см. рис. 13, а). Получаемая при этом манипуляция называется QPSK-манипуляцией со смещением (Offset) и обозначается как OQPSK.

Структурная схема OQPSK-модулятора изображена на рис. 15, а. В этой схеме будут иметь место фазовые переходы несущего колебания только на  $90^\circ$  (рис. 15, д), что приведет к уменьшению мгновенного уровня огибающей «фильтрованного» радиосигнала не до нуля, а до уровня -3 дБ.

При этом даже при нелинейном усилении OQPSK-сигнала 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. (26)).

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



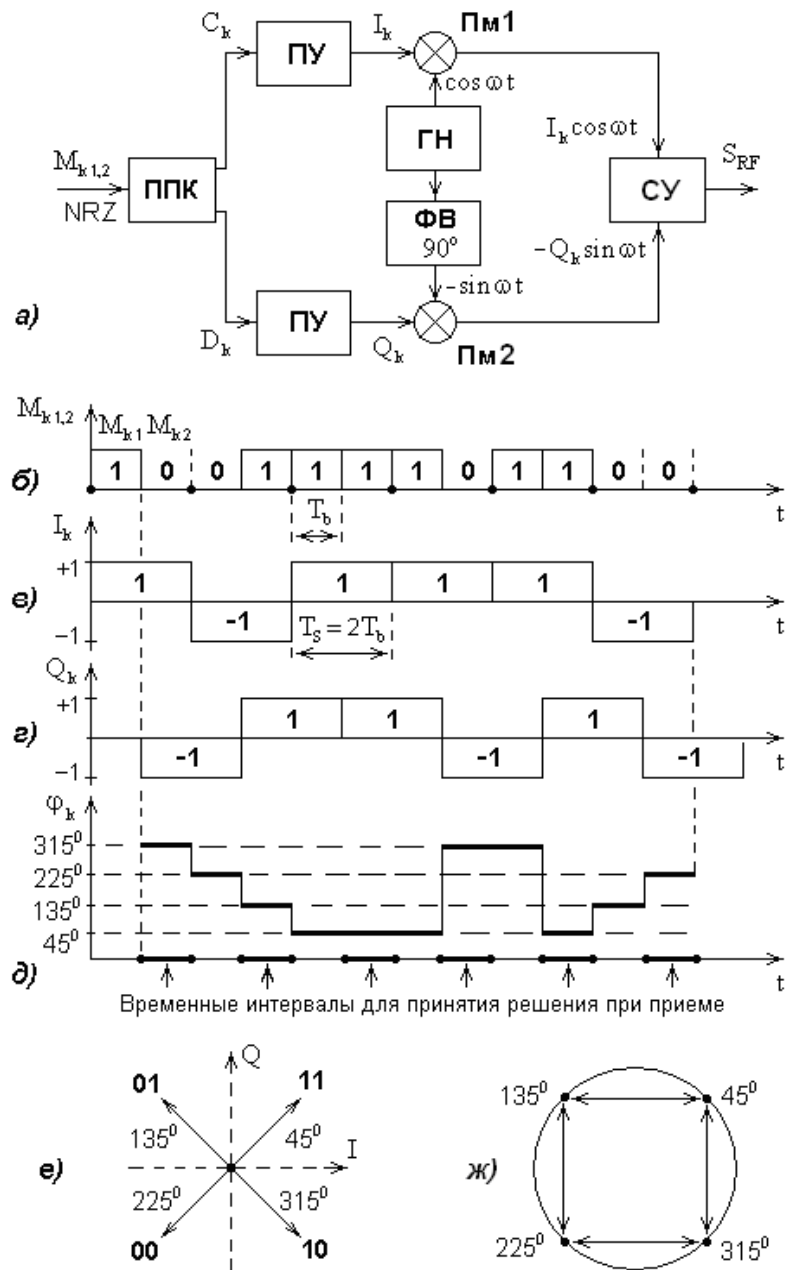


Рис. 15. Структурная схема OQPSK-модулятора (а);  
цифровой поток  $M_{k1,2}$  (б); знакопеременные последовательности  $I_k$  (в) и  $Q_k$  (г);  
значение фазы напряжения несущей частоты на выходе QPSK-модулятора (д);  
сигнальное созвездие OQPSK-радиосигнала в зависимости от структуры дибита (е);  
фазовая диаграмма OQPSK-радиосигнала (ж)

### 2.3. Когерентный демодулятор QPSK-радиосигнала

Структурная схема когерентного демодулятора (рис. 16) имеет два перемножителя (Пм), блок восстановления несущей частоты (БВНЧ), фазовращатель (ФВ), два фильтра нижних частот (ФНЧ), блок восстановления тактовой частоты (БВТЧ), две пороговые решающие схемы (ПРС), параллельно-последовательный декодер (ППД).

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

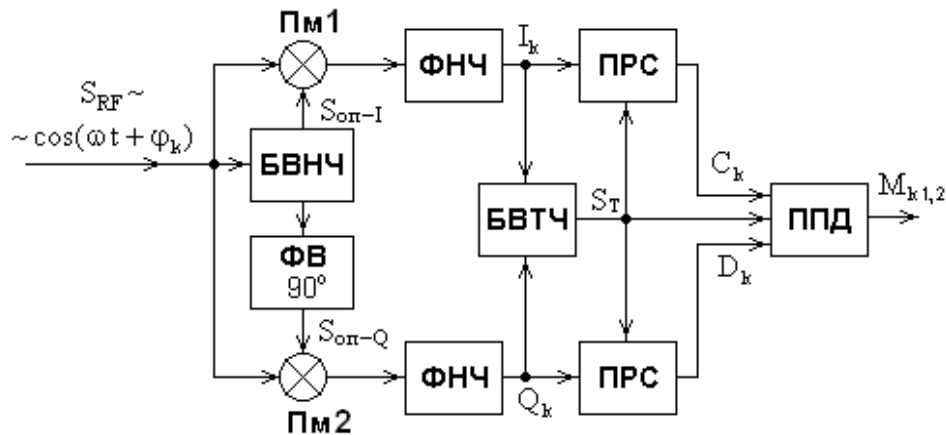


Рис. 16. Когерентный демодулятор QPSK-радиосигнала

Выходные напряжения перемножителей:

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

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

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

$$I_k \sim \cos \varphi_k; \quad Q_k \sim \sin \varphi_k. \quad (28)$$

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, в БВНЧ при формировании опорного колебания

$$S_{оп} \sim \cos(\omega t + \varphi_{hi}) \quad (29)$$

возможно *фазовая неоднозначность*  $\varphi_{hi}$ , которая, как показано ниже (подраздел 2.4), для квадратурной фазовой манипуляции характеризуется четырьмя значениями:

$$\varphi_{hi} = i \cdot (-90^\circ), \quad \text{где } i = 0, 1, 2, 3. \quad (30)$$

## 2.4. БВНЧ для когерентной демодуляции QPSK-радиосигнала. Фазовая неоднозначность при формировании опорного колебания

БВНЧ для когерентной демодуляции QPSK-радиосигнала, входящий в состав демодулятора приемника (см. рис. 16), формирует необходимое для когерентного детектирования принятого QPSK-радиосигнала опорное монохроматическое напряжение несущей частоты без фазовой манипуляции.

БВНЧ (рис. 17,а) содержит два квадратора (Кв) для возведения принятого сигнала в четвертую степень, полосовой фильтр (ПФ) с частотой настройки  $4\omega$ , фазоинвертор (ФИ) сигнала на  $180^\circ$ , делитель частоты (ДЧ) на четыре.

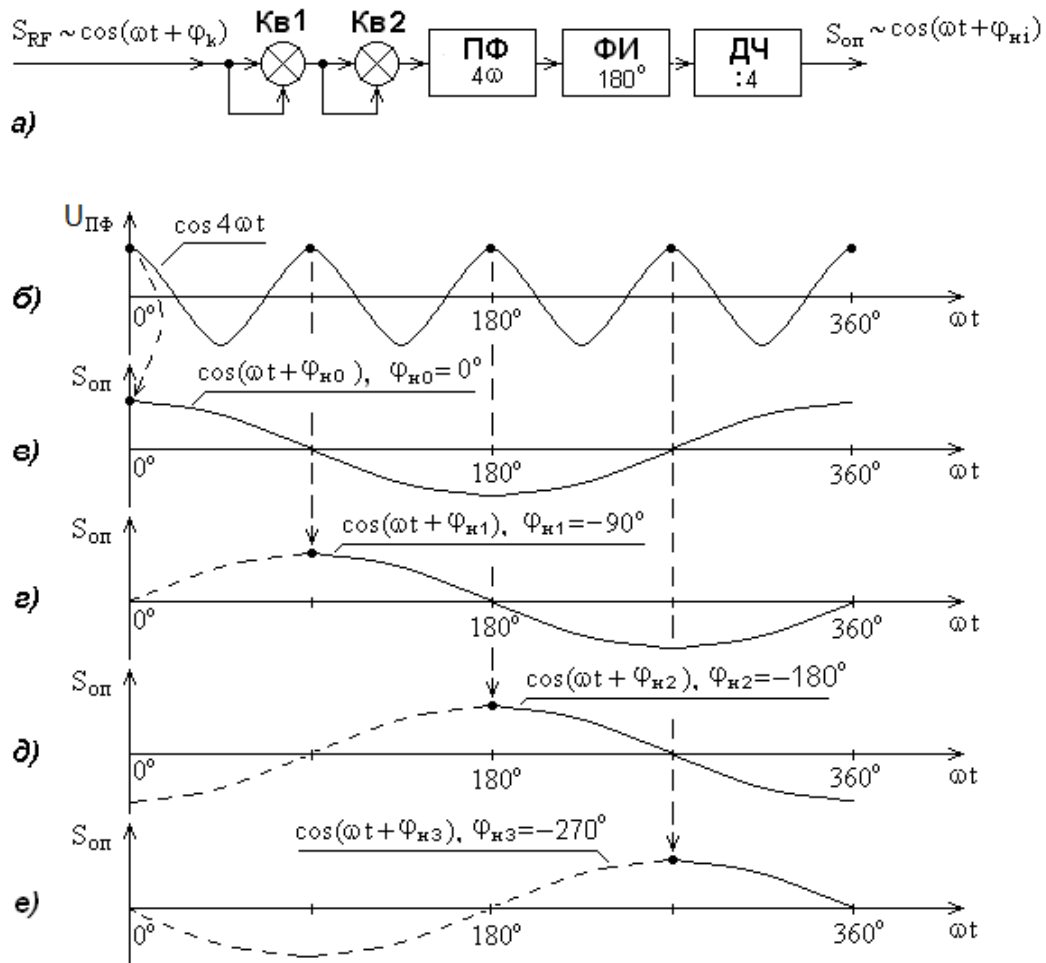


Рис. 17. Структурная схема блока восстановления несущей частоты (а);  
к пояснению эффекта фазовой неоднозначности, возникающей в БВНЧ:

выходное напряжение фазовращателя (б);

б, в, г, д – опорное напряжение на выходе БВНЧ соответственно  
при  $\varphi_{н0} = 0$  (в),  $\varphi_{н1} = -90^\circ$  (г),  $\varphi_{н2} = -180^\circ$  (д),  $\varphi_{н3} = -270^\circ$  (е).

Точками показаны возможные моменты синхронизации блока ДЧ

Поскольку  $\cos^4 \alpha = 0,125(\cos 4\alpha + 4\cos 2\alpha + 3)$ ,  $\cos(x+y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y$ , а  $\alpha = (x+y) = (\omega_0 t + \varphi_k)$ , то выходное напряжение второго квадратора

$$U_{KB2} \sim 0,125(\cos 4\omega t \cos 4\varphi_k - \sin 4\omega t \sin 4\varphi_k) + \\ + 0,5(\cos 2\omega t \cos 2\varphi_k - \sin 2\omega t \sin 2\varphi_k).$$

Слагаемые напряжения  $U_{KB2}$  с частотами  $2\omega$  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  $U_{ПФ} \sim \cos 4\omega t \cos 4\varphi_k$ , а напряжение на выходе фазоинвертора

$$U_{ФИ} \sim -\cos 4\omega t \cos 4\varphi_k.$$

Т.к. при  $\varphi_k = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$   $\cos 4\varphi_k = -1$ , то после деления частоты на четыре образуется опорное (восстановленное) колебание несущей частоты, которое может иметь фазовую неоднозначность  $\varphi_{Hi}$ :

$$S_{оп} \sim \cos(\omega t + \varphi_{Hi}), \quad \varphi_{Hi} = i \cdot (-90^\circ), \quad i = 0, 1, 2, 3. \quad (31)$$

Этот эффект поясняется осциллограммами, изображенными на рис. 17,б,в,д,е: блок ДЧ может иметь начальную синхронизацию в различные моменты, помеченные точками на колебании  $\cos 4\omega t$  (см. рис. 17,б).

Если фаза восстановленной несущей не будет иметь значения  $\varphi_{H0} = 0^\circ$ , то демодулированный цифровой поток в приемнике не будет соответствовать переданному.

Для исключения влияния на достоверность цифрового потока фазовой неоднозначности ( $\varphi_{Hi}$ ) 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.

Структурная схема DQPSK-модулятора (рис. 18) отличается от структурной схемы QPSK-модулятора (см. рис. 13) наличием кодирующего устройства (КУ).

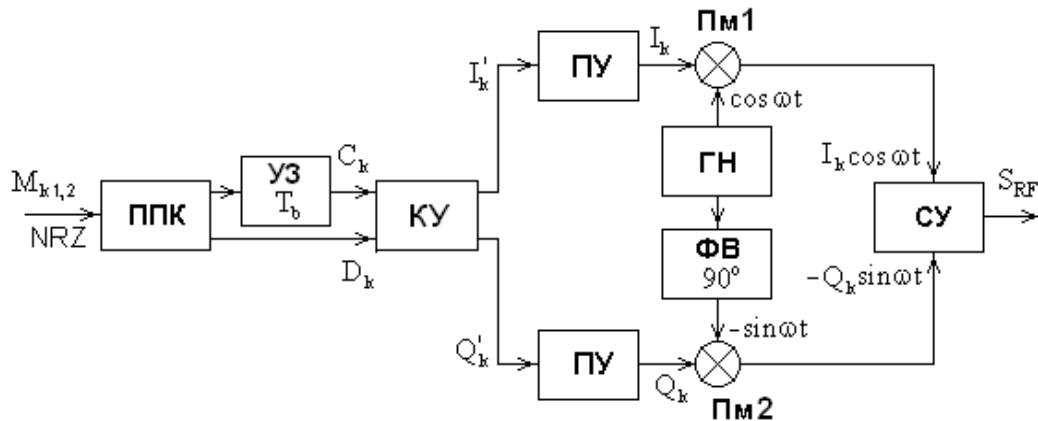


Рис. 18. Структурная схема DQPSK-модулятора

В КУ цифровые последовательности  $C_k$  и  $D_k$  преобразуются в последовательности  $I'_k$  и  $Q'_k$  по алгоритмам:

$$\begin{aligned} I'_k &= \overline{(C_k \oplus D_k)} \cdot (C_k \oplus I'_{k-1}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (D_k \oplus Q'_{k-1}); \\ Q'_k &= \overline{(C_k \oplus D_k)} \cdot (D_k \oplus Q'_{k-1}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (C_k \oplus I'_{k-1}), \end{aligned} \quad (32)$$

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

Данные табл. 4 иллюстрируют преобразование символов в ПКАО и значение фазы сигнала на выходе DQPSK-модулятора.

Таблица 4. Преобразование символов в КУ по алгоритмам (29) и фаза сигнала на выходе DQPSK-модулятора

$C_k$		1	0	1	1	1	0	1	0
$D_k$		0	1	1	0	1	0	0	0
$I'_k$	1	1	1	0	0	1	1	0	0
$Q'_k$	1	0	1	0	1	0	0	0	0
$\varphi_k$	$45^\circ$	$315^\circ$	$45^\circ$	$225^\circ$	$135^\circ$	$315^\circ$	$315^\circ$	$225^\circ$	$225^\circ$

### 3.2. Когерентный DQPSK-демодулятор

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

Структурная схема когерентного демодулятора (рис. 18) имеет два перемножителя (Пм), блок восстановления несущей частоты (БВНЧ), фазовращатель (ФВ), два фильтра нижних частот (ФНЧ), блок восстановления тактовой частоты (БВТЧ), две пороговые решающие схемы (ПРС), декодирующее устройство (ДУ), параллельно-последовательный декодер (ППД). БВТЧ – двухканальный, однако принцип его работы аналогичен принципу работы БВТЧ DBPSK-демодулятора, рассмотренному в подразделе 1.4.

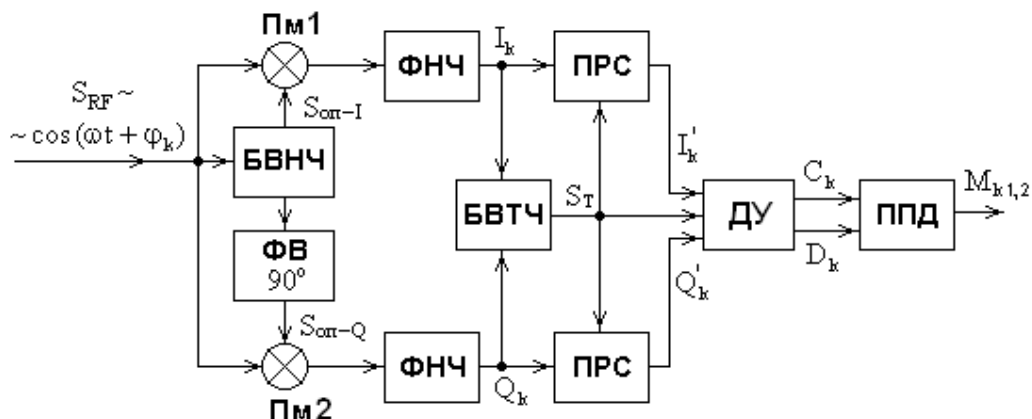


Рис. 19. Когерентный демодулятор DQPSK-радиосигнала

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 ДУ преобразуются в последовательности  $C_k$  и  $D_k$  в соответствии с алгоритмами:

$$\begin{aligned} C_k &= (\overline{I'_k \oplus Q'_k}) \cdot (I'_k \oplus I'_{k-1}) + (I'_k \oplus Q'_k) \cdot (Q'_k \oplus Q'_{k-1}); \\ D_k &= (\overline{I'_k \oplus Q'_k}) \cdot (Q'_k \oplus Q'_{k-1}) + (I'_k \oplus Q'_k) \cdot (I'_k \oplus I'_{k-1}). \end{aligned} \quad (33)$$

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

Предположим, что последовательность изменения фазы передаваемого сигнала определяется данными табл. 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

$$\hat{\varphi}_k = \varphi_k + \varphi_{н3}.$$

Таблица 5. Преобразование символов в ДУ по алгоритмам (1.33)

$\varphi_k$	$45^\circ$	$315^\circ$	$45^\circ$	$225^\circ$	$135^\circ$	$315^\circ$	$315^\circ$	$225^\circ$	$225^\circ$
$\hat{\varphi}_k$	$135^\circ$	$45^\circ$	$135^\circ$	$315^\circ$	$225^\circ$	$45^\circ$	$45^\circ$	$315^\circ$	$315^\circ$
$I'_k$	0	1	0	1	0	1	1	1	1
$Q'_k$	1	1	1	0	0	1	1	0	0
$C_k$		1	0	1	1	1	0	1	0
$D_k$		0	1	1	0	1	0	0	0

Процесс преобразования в ДУ характеризуется данными табл. 5. Сравнение данных табл. 4 и табл. 5 показывает, что восстановленная последовательность совпадает с переданной, т.е. дифференциальное кодирование устраняет фазовую неоднозначность восстановленной несущей.

### 3.3. Схема Костаса для квазикогерентной демодуляции DQPSK-радиосигнала

На рис. 1.20 изображена схема Костаса для квазикогерентной демодуляции DQPSK-радиосигнала, являющаяся несколько усложненным вариантом схемы рис. 1.8.

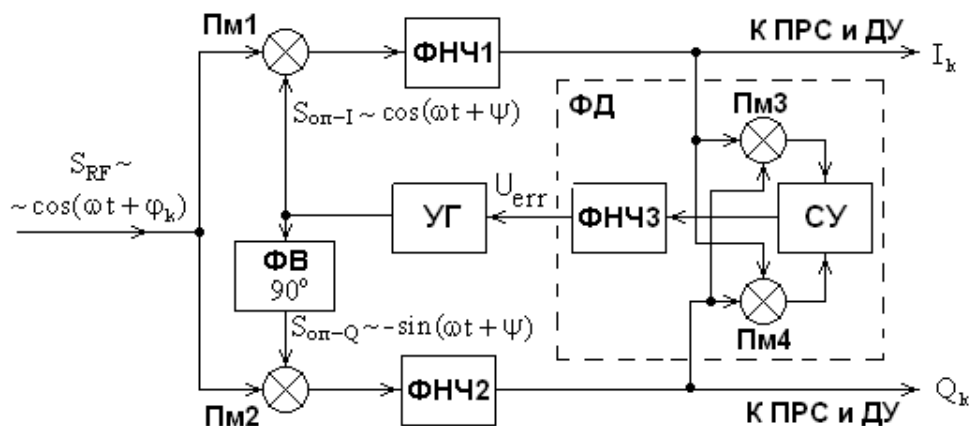


Рис. 20. Структурная схема Костаса для демодуляции DQPSK-радиосигнала

Схема содержит четыре перемножителя (Пм1, Пм2, Пм3, Пм4), три фильтра нижних частот (ФНЧ1, ФНЧ2, ФНЧ3), управляемый генератор (УГ), фазовращатель (ФВ). Элементы Пм3, Пм4, СУ, ФНЧ3 образуют ФД системы ФАПЧ.

УГ охвачен петлей ФАПЧ (Пм1-Пм2, Пм3-Пм4, СУ, ФНЧ3).

Для анализа работы данной схемы запишем выражения, характеризующие колебания в характерных точках схемы (по аналогии с выражениями подраздела 1.5).

«Захват» системой ФАПЧ несущей частоты входного сигнала  $S_{RF} \sim \cos(\omega t + \varphi_k)$  при начале его приема равновероятен для моментов времени, когда  $\varphi_k = 45^\circ$ , или  $\varphi_k = 135^\circ$ , или  $\varphi_k = 225^\circ$ , или  $\varphi_k = 315^\circ$ . В режиме «слежения» системы ФАПЧ любое из этих значений фазы может являться исходным. При изменении (скачке) фазы входной DQPSK-радиосигнала для системы ФАПЧ можно представить выражением (относительно любого исходного значения фазы):

$$\hat{S}_{RF} \sim \cos(\omega t + \Delta\varphi_k),$$

где  $\Delta\varphi_k = \pm 90^\circ$  или  $\Delta\varphi_k = 180^\circ$ .

В режиме «слежения» системы ФАПЧ (после «захвата» системой ФАПЧ несущей частоты входного сигнала) УГ генерирует колебание с некоторым смещением начальной фазы ( $\psi$ ) относительно начальной фазы принимаемого колебания. При этом опорные колебания синфазного и квадратурного каналов:

$$S_{оп-I} \sim \cos(\omega t + \psi);$$

$$S_{оп-Q} \sim \cos(\omega t + \psi + 90^\circ) = -\sin(\omega t + \psi).$$

Напряжения на выходах Пм1, Пм2, Пм3, Пм4:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{Пм1}} &= \hat{S}_{\text{RF}} S_{\text{оп-I}} \sim [\cos(\omega t + \Delta\varphi_k)] [\cos(\omega t + \psi)] \sim [\cos(\Delta\varphi_k - \psi)] + \cos(2\omega t + \Delta\varphi_k + \psi); \\
 U_{\text{Пм2}} &= \hat{S}_{\text{RF}} S_{\text{оп-Q}} \sim [\cos(\omega t + \Delta\varphi_k)] [-\sin(\omega t + \psi)] \sim [\sin(\Delta\varphi_k - \psi)] + \sin(2\omega t + \Delta\varphi_k + \psi); \\
 U_{\text{Пм3}} &= U_{\text{Пм4}} \sim [\cos(\Delta\varphi_k - \psi)] [\sin(\Delta\varphi_k - \psi)] \sim \sin(0) + [\sin(2\Delta\varphi_k - 2\psi)] \sim \\
 &\sim \sin(2\Delta\varphi_k) \cos(2\psi) - \cos(2\Delta\varphi_k) \sin(2\psi).
 \end{aligned}$$

Т.к. при  $\Delta\varphi_k = \pm 90^\circ$  или при  $\Delta\varphi_k = 180^\circ$   $\sin(2\Delta\varphi_k) = 0$ , а  $\cos(2\Delta\varphi_k) = \mp 1$ , то напряжение ошибки (при коэффициенте передачи ФНЧ3, близким к единице)

$$U_{\text{err}} \approx U_{\text{сy}} = (U_{\text{Пм3}} + U_{\text{Пм4}}) \sim [\pm \sin(2\psi)]. \quad (34)$$

Полученный результат в виде (34) позволяет сформулировать следующее:

режим «слежения» системы ФАПЧ возможен только при фазовых переходах входного сигнала  $\Delta\varphi_k = 180^\circ$ , поскольку в этом случае (см. рис. 7,б)

$$U_{\text{err}} \sim [-\sin(2\psi)];$$

фазовые переходы входного сигнала  $\Delta\varphi_k = \pm 90^\circ$  приведут к срыву «слежения» системы ФАПЧ, поскольку в этом случае

$$U_{\text{err}} \sim [\sin(2\psi)].$$

Для обеспечения стабильной работы системы ФАПЧ схемы Костаса необходимо в битовом потоке предусмотреть периодическую передачу «пакета частотной коррекции», в котором начальная фаза DQPSK-радиосигнала постоянна (или  $\varphi_k = 45^\circ$ , или  $\varphi_k = 135^\circ$ , или  $\varphi_k = 225^\circ$ , или  $\varphi_k = 315^\circ$ ). При приеме необходимо синхронизировать по времени работу системы ФАПЧ этим «пакетом частотной коррекции».

При достаточной крутизне управления частотой УГ значение  $U_{\text{err}}$  невелико ( $U_{\text{err}} \rightarrow 0$ ). При этом, как следует из (34), и значение  $\psi$  также невелико ( $\psi \rightarrow 0$ ). Следовательно, *схема Костаса обеспечивает квазикогерентную демодуляцию DQPSK-радиосигнала, т.е. демодуляцию при малом значении  $\psi$ .*

Влияние неоднозначности фазы опорного колебания на достоверность приема устраняется использованием дифференциальной QPSK (DQPSK, см. подразделы 3.1, 3.2).

### 3.4. Некогерентная демодуляция DQPSK-радиосигнала

На рис. 21,а приведена структурная схема *некогерентного автокорреляционного демодулятора* DQPSK-радиосигнала (*демодулятор с задержкой высокочастотного сигнала*), а на рис. 21,б – структурная схема *некогерентного корреляционного демодулятора* DQPSK-радиосигнала (*демодулятор с задержкой низкочастотного сигнала*).

Для первой схемы демодулятора (см. рис. 21,а) в качестве опорных напряжений  $S_{\text{оп-I}}$  и  $S_{\text{оп-Q}}$  для перемножителей в символьном интервале времени  $kT_s$  используется сигнал предыдущего символьного интервала  $(k-1)T_s$ . Особенности работы такого двухканального демодулятора аналогичны особенностям работы одноканального DBPSK-демодулятора, рассмотренным в подразделе 1.6.



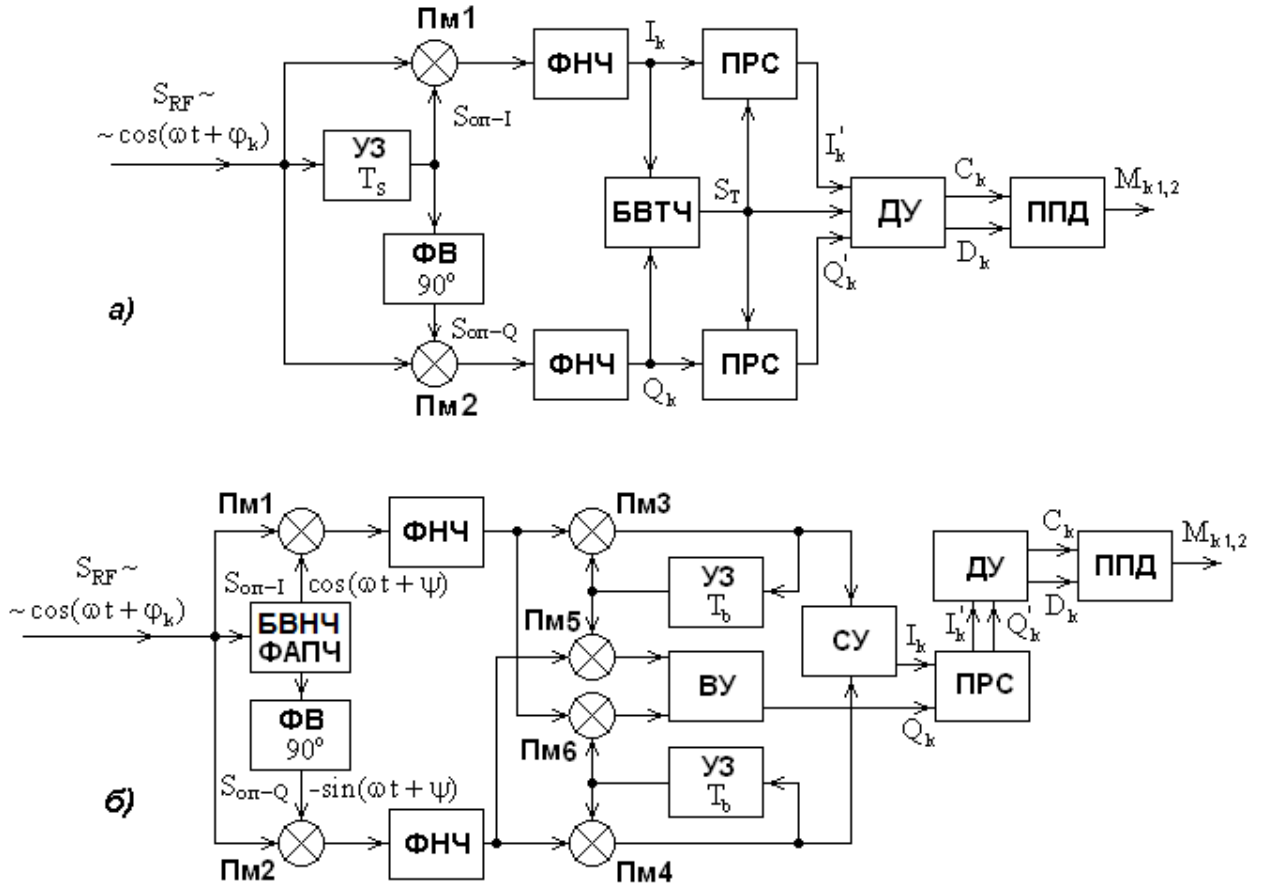


Рис. 21. Структурные схемы некогерентных демодуляторов DQPSK-радиосигнала: с задержкой высокочастотного сигнала (а); с задержкой низкочастотного сигнала (б).

На второй схеме для упрощения не показан БВТЧ

Для схемы с задержкой низкочастотного сигнала (см. рис. 21,б):

$$U_{\Pi M1} \sim [\cos(\omega t + \varphi_k)] [\cos(\omega t + \psi)] \sim [\cos(\varphi_k - \psi)] + \cos(2\omega t + \varphi_k + \psi);$$

$$U_{\Pi M2} \sim [\cos(\omega t + \varphi_k)] [-\sin(\omega t + \psi)] \sim [\sin(\varphi_k - \psi)] - \sin(2\omega t + \varphi_k + \psi);$$

$$U_{\Pi M3} \sim [\cos(\varphi_k - \psi)] [\cos(\varphi_{k-1} - \psi)] \sim [\cos(\varphi_k - \varphi_{k-1})] + [\cos(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\psi)];$$

$$U_{\Pi M4} \sim [\sin(\varphi_k - \psi)] [\sin(\varphi_{k-1} - \psi)] \sim [\cos(\varphi_k - \varphi_{k-1})] - [\cos(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\psi)];$$

$$U_{\Pi M5} \sim [\sin(\varphi_k - \psi)] [\cos(\varphi_{k-1} - \psi)] \sim [\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1})] + [\sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\psi)];$$

$$U_{\Pi M6} \sim [\cos(\varphi_k - \psi)] [\sin(\varphi_{k-1} - \psi)] \sim [-\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1})] + [\sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\psi)];$$

$$I_k = (U_{\Pi M3} + U_{\Pi M4}) \sim \cos(\varphi_k - \varphi_{k-1}); \quad (35)$$

$$Q_k = (U_{\Pi M5} - U_{\Pi M6}) \sim \sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}). \quad (36)$$

Из (35) и (36) следует, что случайная начальная фаза опорных колебаний  $\psi$  не влияет на процесс демодуляции.

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

При  $\pi/4$  DQPSK вектор несущей частоты может принимать восемь положений. Фазовая диаграмма и возможные переходы вектора радиосигнала (показаны стрелками) изображены на рис. 22,а. Эта фазовая диаграмма состоит из двух диаграмм: диаграммы QPSK-манипуляции (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. 22,б.

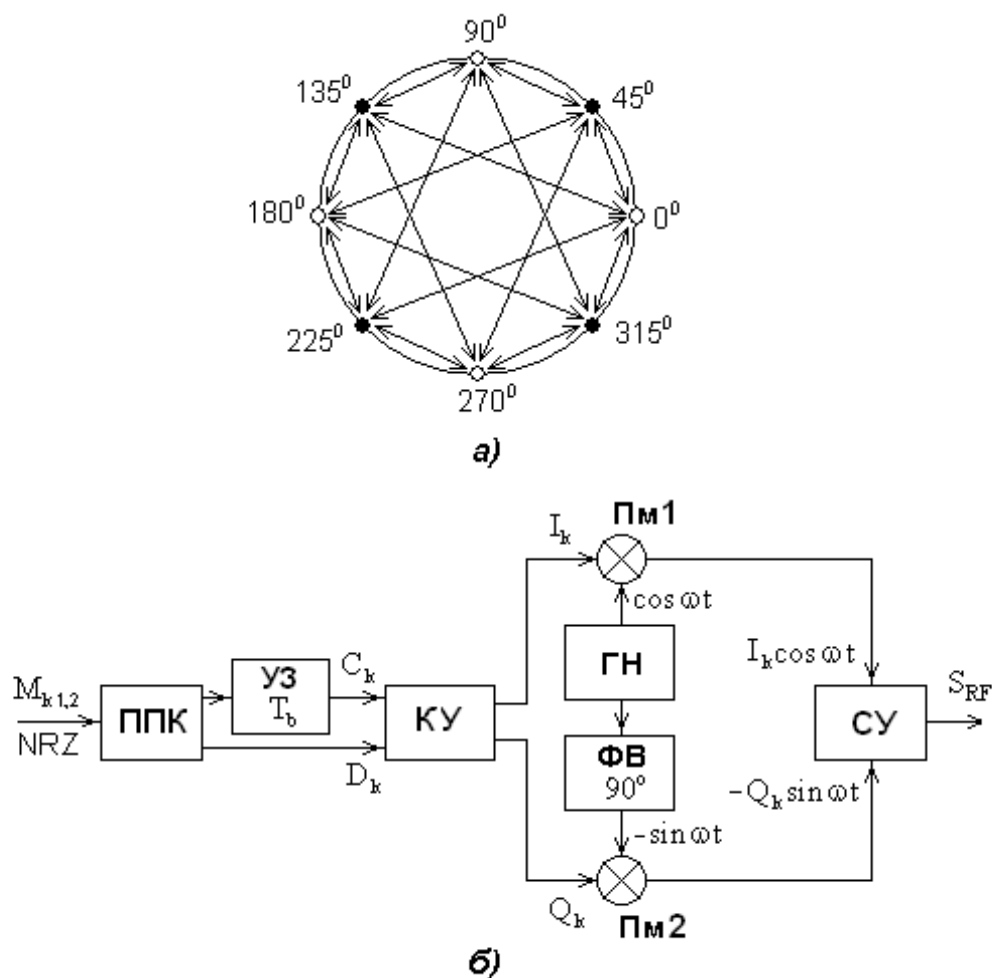


Рис. 22. Фазовая диаграмма  $\pi/4$  DQPSK-радиосигнала (а);  
структурная схема  $\pi/4$  DQPSK-модулятора (б)

Также как и при QPSK, из исходного цифрового потока  $M_{k1,2}$  последовательно-параллельный кодер (ППК) образует два параллельных потока дибитов  $C_k$  и  $D_k$ . Кодировующее устройство (КУ) из потоков дибитов  $C_k$ ,  $D_k$  формирует модулирующие последовательности синфазного (I) и квадратурного (Q) каналов по следующим алгоритмам:

$$\begin{aligned}
I_k &= \cos \varphi_k = \cos(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \cos \varphi_{k-1} \cos \Delta\varphi_k - \sin \varphi_{k-1} \sin \Delta\varphi_k = \\
&= I_{k-1} \cos[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)] - Q_{k-1} \sin[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)];
\end{aligned}
\quad (37)$$

$$\begin{aligned}
Q_k &= \sin \varphi_k = \sin(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \cos \varphi_{k-1} \sin \Delta\varphi_k + \sin \varphi_{k-1} \cos \Delta\varphi_k = \\
&= I_{k-1} \sin[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)] + Q_{k-1} \cos[\Delta\varphi_k(C_k, D_k)],
\end{aligned}
\quad (38)$$

где  $\varphi_k, \varphi_{k-1}$  – фазы радиосигнала соответственно в текущий и в предыдущий символьные интервалы времени ( $T_S = 2T_b$ );

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

Тогда выходной радиосигнал  $\pi/4$  DQPSK-модулятора представляется выражением:

$$\begin{aligned}
S_{RF} &= I_k \cos \omega t - Q_k \sin \omega t = \cos \varphi_k \cos \omega t - \sin \varphi_k \sin \omega t = \\
&= |S| \cos(\omega t + \varphi_k) = \cos(\omega t + \varphi_k),
\end{aligned}
\quad (39)$$

$$\text{где } |S| = \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} = \sqrt{\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k} = 1. \quad (40)$$

В табл. 6 отображены принятые изменения фазы  $\Delta\varphi_k$  радиосигнала при  $\pi/4$  DQPSK.

Данные табл. 7 иллюстрируют значения фазы  $\varphi_k$   $\pi/4$  DQPSK-радиосигнала для различных комбинаций символов  $C_k$  и  $D_k$  в соответствии с (37), (38) 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 6. Закон  $\pi/4$  DQPSK

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

Таблица 7. Фаза  $\varphi_k$  радиосигнала при  $\pi/4$  DQPSK  
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
$\Delta\varphi_k$		$-135^\circ$	$135^\circ$	$45^\circ$	$-45^\circ$
$I_k$	0,707	0	0,707	0	0,707
$Q_k$	0,707	-1	0,707	1	0,707
$\varphi_k$	$45^\circ$	$-90^\circ$	$45^\circ$	$90^\circ$	$45^\circ$

Для пояснения данных, приведенных в табл. 7, запишем следующее.

Для третьего столбца таблицы из (37) и (38):

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

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

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  $M_{k1,2}$ , то ширина его спектра между минимумами главного лепестка такая же, как и у QPSK-радиосигнала (см. (1.23)):

$$B_{RF} = 2B' = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s} = \frac{(1+\alpha)}{2T_b} = \frac{(1+\alpha)R_b}{2} . \quad (41)$$

Изменения фазы несущего колебания  $\Delta\varphi_k$  происходят относительно значения фазы несущего колебания  $\varphi_{k-1}$  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. 19, рис. 20, рис. 21, а, б).

К недостатку  $\pi/4$  DQPSK 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 используется, например, в цифровых стандартах сотовой связи PDC (Personal Digital Cellular, Япония) и DAMPS (Digital Advanced Mobile Phone Service, США), в европейском цифровом стандарте транковой радиосвязи TETRA (TErrestrial TRunked Radio).

## 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 (2-FSK). При этом полезный сигнал формируется из отрезков двух сигналов:

$$S_{RF1} = \cos \omega_1 t; \quad S_{RF2} = \cos \omega_2 t, \quad (42)$$

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 ( $S_{RF1} = \cos \omega_1 t, \dots, S_{RFM} = \cos \omega_M t$ ) строят на основе генератора, управляемого многоразрядным двоичным числом (символом).

При приеме возможна когерентная демодуляция (когерентное обнаружение) M-FSK-радиосигнала, когда минимальный разнос частот манипуляции

$$\Delta f_M = 1/2T_S, \quad (43)$$

или некогерентная демодуляция (некогерентное обнаружение) M-FSK-радиосигнала, когда минимальный разнос частот манипуляции

$$\Delta f_M = 1/T_S. \quad (44)$$

При полосе обработки  $B' = (1 + \alpha) / 2T_S$  ширина спектра когерентной MFSK

$$B_{RF} = (M - 1)\Delta f_M + 2B' = \frac{(M + 2\alpha + 1)}{2T_b \log_2 M} = \frac{(M + 2\alpha + 1)R_b}{2 \log_2 M} = \frac{(M + 2\alpha + 1)R_b}{2n}, \quad (45)$$

а некогерентной M-FSK

$$B'_{RF} = (M - 1)\Delta f_M + 2B' = \frac{(M + \alpha)}{T_b \log_2 M} = \frac{(M + \alpha)R_b}{\log_2 M} = \frac{(M + \alpha)R_b}{n}. \quad (46)$$

При любом значении  $M$  ( $M = 2, 4, 8, \dots$ )

$$\frac{B'_{RF}}{B_{RF}} = \frac{2(M + \alpha)}{(M + 2\alpha + 1)} > 1,$$

т.е. при некогерентной M-FSK ширина спектра радиосигнала больше, чем при когерентной MFSK.

На практике получила распространение четырехуровневая частотная манипуляция с непрерывной фазой (4-FSK), например, в системе мобильной транковой связи APCO25 (Association of Public safety Communications Official International, США). При таком виде манипуляции используется четыре значения частоты несущего колебания, соответствующие различным возможным вариантам символа-дибита (11, 00, 10, 01). Дальнейшее увеличение количества частот в радиоканале не имеет смысла, так как это приводит к неоправданному расширению спектра сигнала.

На рис. 23 изображены структурные схемы когерентного и некогерентного демодуляторов M-FSK-радиосигнала.

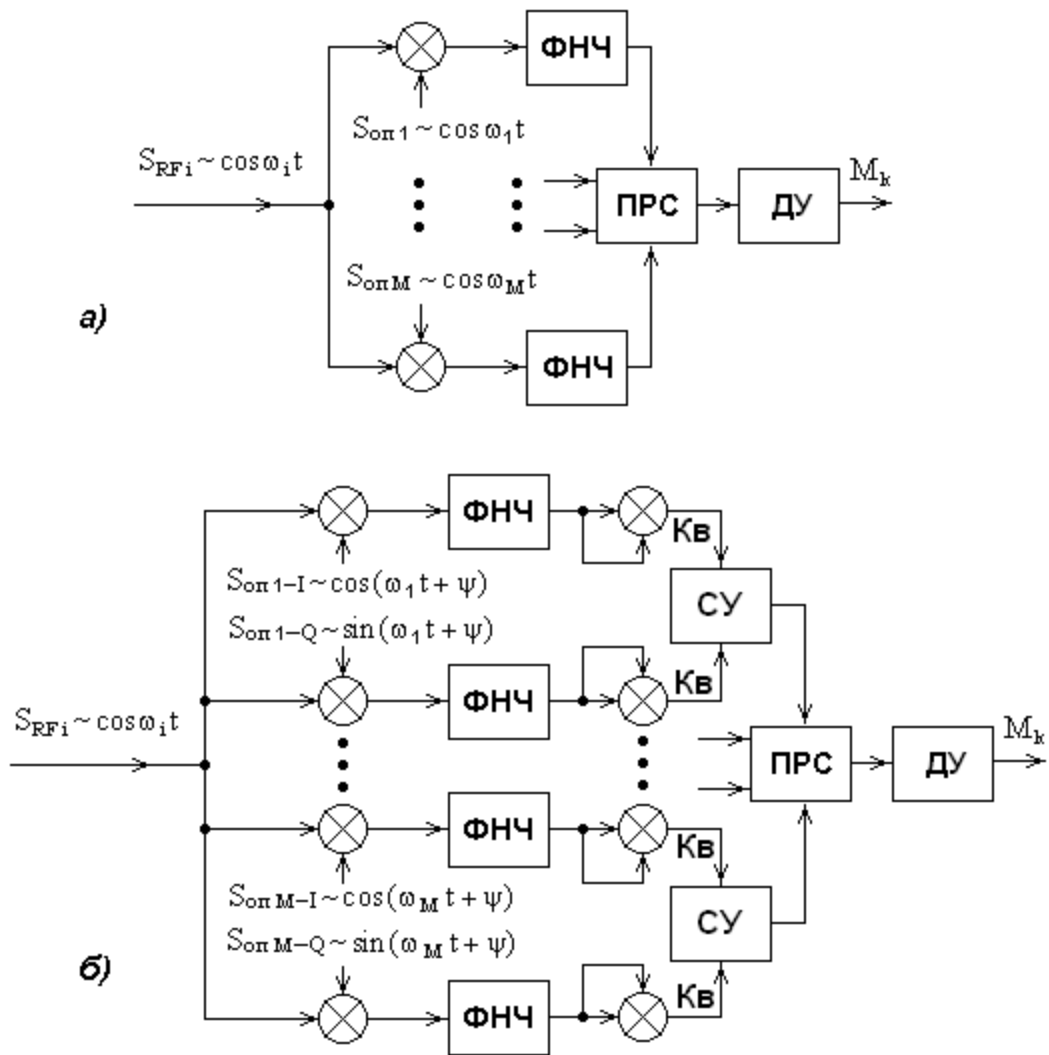


Рис. 23. Структурные схемы когерентного (а) и некогерентного (б) демодуляторов M-FSK-радиосигнала

В когерентном демодуляторе (рис. 23,а) какой-либо  $i$ -ый канал ( $1 \leq i \leq M$ ) задействован только тогда, когда входной радиосигнал имеет частоту  $\omega_i$ :

$$S_{RFi} \sim \cos \omega_i t.$$

При этом на выходе перемножителя  $i$ -того канала

$$U_{\Pi Mi} \sim [\cos(\omega_i t)] [\cos(\omega_i t)] \sim [\cos 0] + \cos(2\omega_i t),$$

а на выходе ФНЧ  $i$ -того канала образуется «единичное» напряжение:

$$U_{\Phi H \chi i} \sim \cos 0 = 1.$$

Пороговая решающая схема (ПРС) в соответствии с этим напряжением запускает декодирующее устройство (ДУ), которое генерирует соответствующую последовательность выходных битов  $M_k$ .

В некогерентном демодуляторе (рис. 23,б) какая-либо  $i$ -тая пара квадратурных каналов ( $1 \leq i \leq M$ ) задействована только тогда, когда входной радиосигнал имеет частоту  $\omega_i$ :

$$S_{RFi} \sim \cos \omega_i t .$$

При этом на выходах перемножителей  $i$ -той пары каналов

$$U_{I-ПМi} \sim [\cos(\omega_i t)] [\cos(\omega_i t + \psi)] \sim [\cos \psi] + \cos(2\omega_i t + \psi) ,$$

$$U_{Q-ПМi} \sim [\cos(\omega_i t)] [\sin(\omega_i t + \psi)] \sim [\sin \psi] + \sin(2\omega_i t + \psi) ,$$

а на выходах ФНЧ  $i$ -той пары каналов:

$$U_{I-ФНЧ i} \sim \cos \psi ;$$

$$U_{Q-ФНЧ i} \sim \sin \psi .$$

Суммирование выходных напряжений квадраторов (Кв) любой  $i$ -той пары квадратурных каналов исключает влияние случайной начальной фазы опорных колебаний  $\psi$  на процесс демодуляции, т.к.

$$U_{cy i} \sim \cos^2 \psi + \sin^2 \psi = 1 .$$

## 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. 24,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  $\pi$ ), 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. 24,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. 23,в,г), а на выходах ПМ 1 и ПМ 2 – в знакопеременные модулирующие полуволновые отрезки синусоид и косинусоид (рис. 24,д,е):

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

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

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

$$\begin{aligned} S_{RF} &= a_I \cos \omega t - a_Q \sin \omega t = \pm \sin(\pi t / 2T_b) \cos \omega t \pm \cos(\pi t / 2T_b) \sin \omega t = \\ &= \pm |S| \sin(\omega t \pm \pi t / 2T_b) = \pm \sin(\omega t \pm \pi t / 2T_b), \end{aligned} \quad (47)$$

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. 24,з):

$$\begin{aligned} S_{RF} &= \pm \sin[\omega t \pm \pi / 2T_b (t + mT_b)] = \pm \sin(\omega t \pm \pi t / 2T_b \pm m\pi / 2) = \\ &= \pm \sin(\omega t \pm \pi t / 2T_b) \cos(m\pi / 2) \pm \cos(\omega t \pm \pi t / 2T_b) \sin(m\pi / 2) = \\ &= \pm \sin(\omega t \pm \pi t / 2T_b), \end{aligned} \quad (48)$$

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. 24,з):

$$\begin{aligned} S_{RF} &= \pm \sin[\omega t \pm \pi / 2T_b (t + mT_b)] = \pm \sin(\omega t \pm \pi t / 2T_b \pm m\pi / 2) = \\ &= \pm \sin(\omega t \pm \pi t / 2T_b) \cos(m\pi / 2) \pm \cos(\omega t \pm \pi t / 2T_b) \sin(m\pi / 2) = \\ &= \pm \cos(\omega t \pm \pi t / 2T_b), \end{aligned} \quad (49)$$

где  $m = 1, 3, 5, \dots$



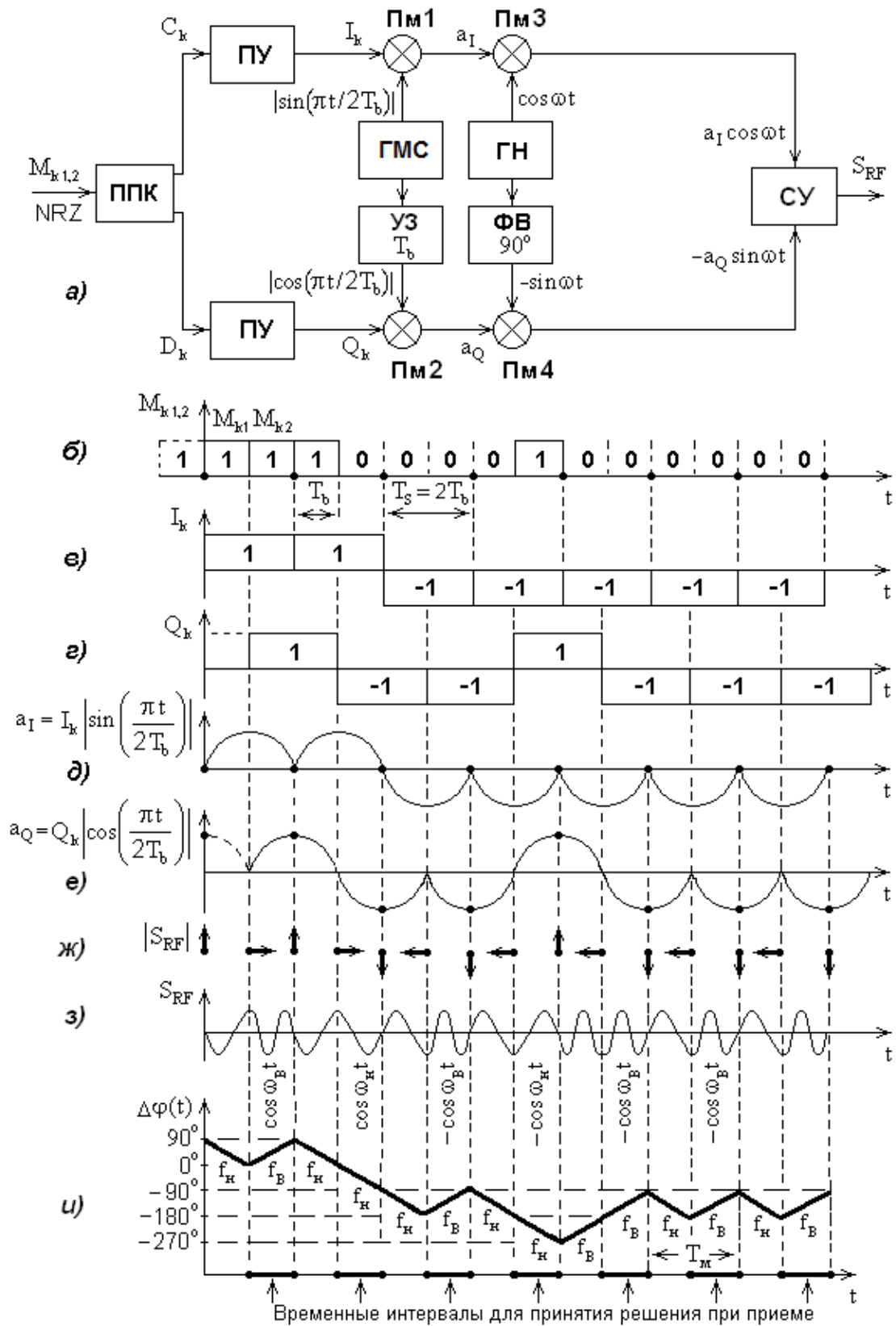


Рис. 24. Структурная схема MSK-модулятора (а);  
 цифровой поток  $M_{k1,2}$  (б); знакопеременные последовательности  $I_k$  (в) и  $Q_k$  (г);  
 выходные напряжения  $\Pi\text{М1}$  и  $\Pi\text{М2}$  (д, е);  
 положения модуля вектора MSK-радиосигнала  $|S_{\text{RF}}|$  в мгновенные моменты времени (ж);  
 MSK-радиосигнал  $S_{\text{RF}}$  при условии  $f = \omega / 2\pi = 1/T_b$  (з);  
 вариации текущей фазы и частоты MSK-радиосигнала в зависимости от времени (и)

Данные табл. 8 характеризуют алгоритм закона MSK-модуляции для интервала четного бита, определяемый (1.46).

Таблица 8. Закон MSK для интервала четного бита

Нечетный и четный биты исходной цифровой последовательности $M_{k1,2}$		Знак результирующего колебания $\cos(\omega t \pm \pi t / 2T_b)$ 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 (47) следует, что текущая фаза MSK-радиосигнала

$$\varphi(t) = \omega t \pm \pi t / 2T_b = \omega t \pm \Delta\varphi(t), \quad (50)$$

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. 8.

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

$$\Delta\varphi = \pi / 2 = 90^\circ. \quad (51)$$

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

$$\omega(t) = d[\varphi(t)] / dt = \omega \pm \pi / 2T_b = 2\pi(f \pm 1 / 4T_b) = 2\pi(f \pm F_b / 4), \quad (52)$$

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

Из (2) следует, что частота MSK-радиосигнала в процессе модуляции изменяется скачками и на интервале одного бита имеет одно из двух значений:

$$f_H = f - F_b / 4 = f - 1 / 4T_b \quad \text{или} \quad f_B = f + F_b / 4 = f + 1 / 4T_b, \quad (53)$$

что указано в последнем столбце табл. 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 (с минимальным частотным сдвигом).

Поскольку частота модуляции  $F_M = 1/T_M = 1/T_S = 1/2T_b$  (см. рис. 23,а), а девиация частоты радиосигнала относительно центральной частоты ( $f_o$ )  $f_d = (f_B - f_H) / 2 = F_b / 4 = 1 / 4T_b = 1 / 2T_S$ , то индекс частотной манипуляции

$$M_{\text{ЧМ}} = f_d / F_M = 0,5. \quad (54)$$

Ширина спектра MSK-радиосигнала между минимумами основного лепестка

$$B_{\text{RF}} = 2B'(M_{\text{ЧМ}} + 1) = \frac{2}{T_S}(0,5 + 1) = \frac{3}{T_S} = \frac{1,5}{T_b} = 1,5R_b. \quad (55)$$

Сопоставление (55) с (26) и (41) показывает, что ширина спектра MSK-радиосигнала в 1,5 раза больше, чем радиосигналов с QPSK, OQPSK и  $\pi/4$  DQPSK при  $\alpha = 1$ .

Из (47), (50), (51) следует, что вариации текущей фазы MSK-радиосигнала описывается линейно-ломаной кривой (см. рис. 23,а), 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. 25) 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.

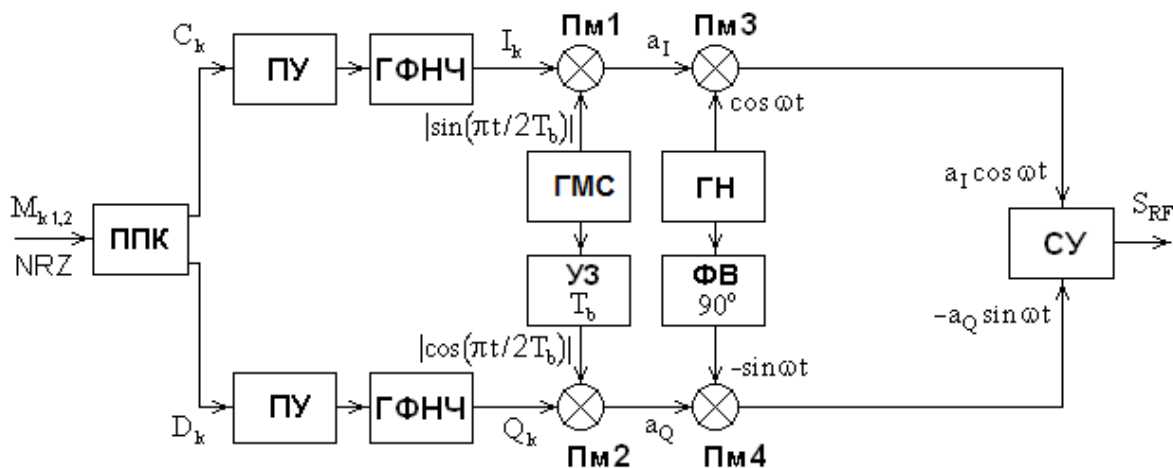


Рис. 25. Структурная схема GMSK-модулятора

Добавление ГФНЧ эквивалентно уменьшению полосы  $B'$ , что можно характеризовать коэффициентом спада АЧХ  $\alpha$ :

$$B' = \frac{(1+\alpha)}{2T_s}. \quad (56)$$

Тогда ширина спектра GMSK-радиосигнала между минимумами основного лепестка:

$$B_{RF} = 2B'(M_{CM} + 1) = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s}(0,5 + 1) = \frac{1,5(1+\alpha)}{T_s} = \frac{0,75(1+\alpha)}{T_b} = 0,75(1+\alpha)R_b. \quad (57)$$

Ширина полосы  $B_G$  гауссовских фильтров по уровню -3 дБ, например, для системы сотовой связи GSM при выполнении модулятора по схеме рис. 25 выбирается равной

$$B_G = 0,3F_s = 0,3/T_s = 0,3/2T_b = 0,15 F_b, \quad (58)$$

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. (57) и (55)). Кроме того, из-за плавного изменения частоты уровни боковых лепестков спектра GMSK-радиосигнала оказываются существенно меньше, чем у MSK-радиосигнала.

В системе сотовой связи GSM базовая станция (БС) периодически передает пакет частотной коррекции FB (Frequency Correction Burst), который образует канал установки частоты FCCH (Frequency Correction Channel) для мобильных станций (МС). Пакет FB, кроме двух концевых комбинаций (по 3 бита) и защитного интервала (8,25 бита), содержит непрерывную последовательность из 142-х нулевых битов. Во время этих 142-х битов частота передатчика БС периодически имеет значения (см. (53) и рис. 24,б,у):

$$f_{\text{н}} = f_0 - 1/4T_b = f_0 - 1/(4 \cdot 3,69 \cdot 10^{-6}) = (f_0 - 67,75 \cdot 10^3) \text{ Гц};$$

$$f_{\text{в}} = f_0 + 1/4T_b = f_0 + 1/(4 \cdot 3,69 \cdot 10^{-6}) = (f_0 + 67,75 \cdot 10^3) \text{ Гц},$$

где  $T_b = 3,69 \cdot 10^{-6} \text{ с}$  – длительность бита системы GSM.

При этом каждый временной интервал принятия решения при приеме, соответствующий четному (второму) биту каждого дибита (см. рис. 24,у), имеет значение частоты передатчика на 67,75 кГц больше, чем  $f_0$ . Именно это значение частоты ( $f_{\text{в}}$ ) используется для подстройки синтезатора частот МС.

В приемнике когерентная демодуляция GMSK-радиосигнала может быть осуществлена при помощи схемы, изображенной на рис. 23,а.

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

При QAM 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 колебания с частотой  $\omega$ , которые сдвинуты по фазе друг относительно друга на  $\pi/2$ . Результирующий радиосигнал  $S_{RF}$  формируется в результате суммирования этих колебаний (рис. 26).

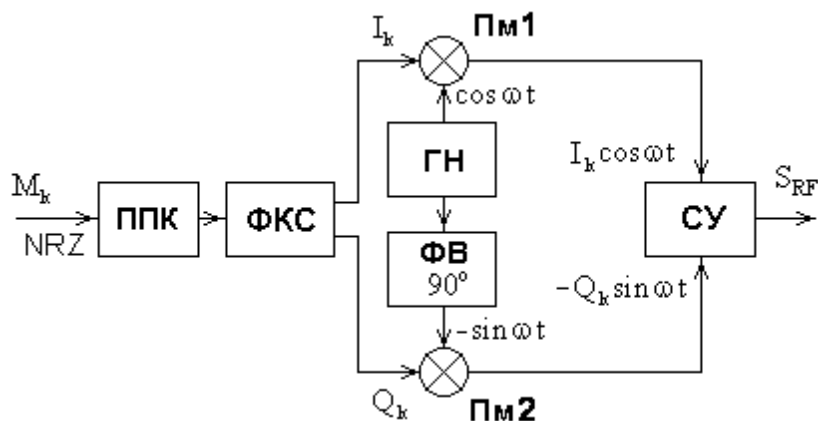


Рис. 26. Структурная схема QAM-модулятора.  
ФКС – формирователь кодовых символов

QAM-радиосигнал может быть представлен выражением, сходным с (25):

$$S_{RF} = I_k \cos \omega t - Q_k \sin \omega t = |S_k| \cos(\omega t + \varphi_k), \quad (59)$$

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

$\varphi_k$  – фаза сигнала.

Применяется квадратурная амплитудная модуляция различного уровня  $M$  (M-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 и т.д.

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. 9 и рис. 27 отражают алгоритм формирования амплитуды и фазы несущей 16-QAM.

Полоса частот M-QAM-радиосигнала

$$B_{RF} = 2B' = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s} = \frac{(1+\alpha)}{T_b \log_2 M} = \frac{(1+\alpha)R_b}{n}. \quad (60)$$

Таблица 9. Закон 16-QAM модуляции

$M_{k1} M_{k2} M_{k3} M_{k4}$	$I_k$	$Q_k$	$ S_k $	$\varphi_k$
0 0 0 0	1	1	$\sqrt{2}$	$45^\circ$
0 0 0 1	1	3	$\sqrt{10}$	$\approx 71^\circ$
0 0 1 0	3	1	$\sqrt{10}$	$\approx 19^\circ$
0 0 1 1	3	3	$\sqrt{18}$	$45^\circ$
0 1 0 0	-1	1	$\sqrt{2}$	$135^\circ$
0 1 0 1	-1	3	$\sqrt{10}$	$\approx 109^\circ$
0 1 1 0	-3	1	$\sqrt{10}$	$\approx 161^\circ$
0 1 1 1	-3	3	$\sqrt{18}$	$135^\circ$
1 0 0 0	1	-1	$\sqrt{2}$	$315^\circ$
1 0 0 1	1	-3	$\sqrt{10}$	$\approx 289^\circ$
1 0 1 0	3	-1	$\sqrt{10}$	$\approx 341^\circ$
1 0 1 1	3	-3	$\sqrt{18}$	$315^\circ$
1 1 0 0	-1	-1	$\sqrt{2}$	$225^\circ$
1 1 0 1	-1	-3	$\sqrt{10}$	$\approx 251^\circ$
1 1 1 0	-3	-1	$\sqrt{10}$	$\approx 199^\circ$
1 1 1 1	-3	-3	$\sqrt{18}$	$225^\circ$

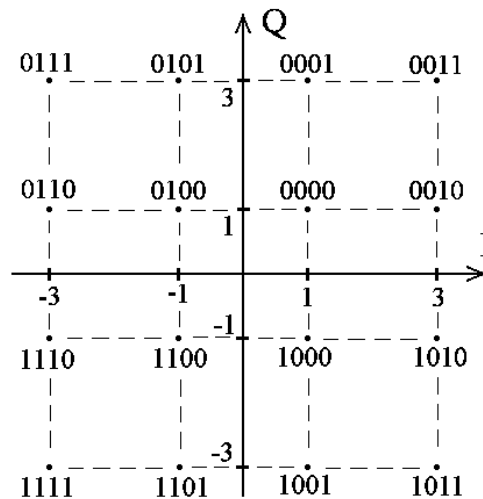


Рис. 27. Сигнальное созвездие 16-QAM-радиосигнала

В приемнике когерентная демодуляция M-QAM-радиосигнала может быть осуществлена при помощи схемы Костаса (см. рис. 20) при условии периодической передачи в цифровом потоке «пакета частотной коррекции» (см. подраздел 3.3).

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

## 8. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов – Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

### 8.1. Принцип формирования OFDM-радиосигнала

На рис. 28 изображена структурная схема OFDM-формирователя, иллюстрирующая принцип получения OFDM-радиосигнала.

OFDM-формирователь содержит демультиплексор (ДМПЛ) цифрового потока,  $N$  BPSK канальных модуляторов (КМ),  $N$  генераторов несущих частот (ГНЧ)  $f_{nq}$  ( $q = 0, 2, 3, \dots, (N-1)$ ), суммирующее устройство (СУ).

В технологии OFDM несущие частоты  $f_{n0}, f_{n1}, \dots, f_{n(N-1)}$  еще называют «поднесущими частотами».

Исходный цифровой поток  $M_k$  со скоростью следования битов  $R_b$  делится в ДМПЛ на низкоскоростные канальные цифровые потоки  $M_{kq}$  со скоростями  $R_b / N$ .

Каждый низкоскоростной канальный поток осуществляет BPSK-манипуляцию своей несущей  $f_{nq}$  в своем канальном модуляторе  $КМ_q$ .

В суммирующем устройстве (СУ) происходит сложение канальных радиосигналов с разными несущими частотами ( $f_{n0}, f_{n1}, \dots, f_{n(N-1)}$ ) и образуется высокочастотный OFDM-сигнал (OFDM-радиосигнал).

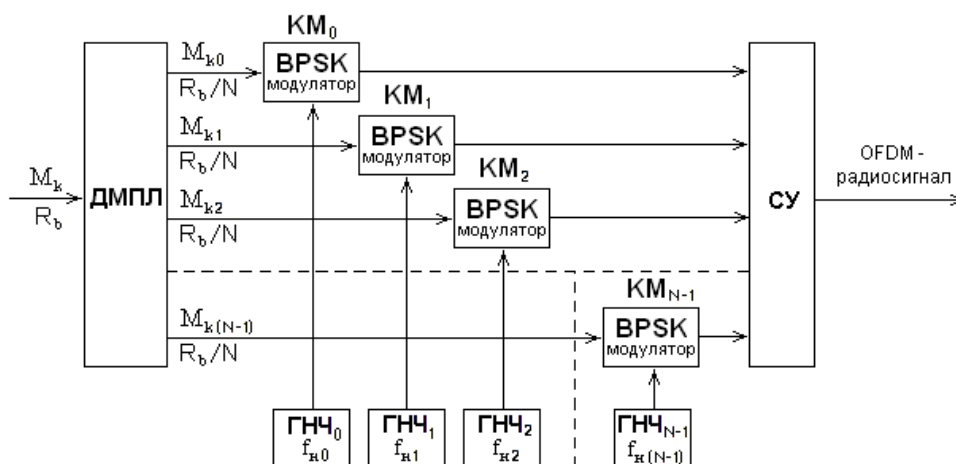


Рис. 28. Структурная схема OFDM-формирователя, иллюстрирующая принцип получения OFDM-радиосигнала

Получение высокочастотных OFDM-символов (OFDM-радиосимволов) с использованием канальных BPSK-модуляторов изображено на рис. 29. За каждый промежуток времени  $T$ , соответствующий  $N$  битам цифрового потока  $M_k$  (рис. 29,а), формируется один OFDM-радиосимвол с распределением  $N$  битов потока  $M_k$  на  $N$  несущих частот (рис. 29,б).

OFDM-радиосимвол состоит из двух временных частей ( $T_G$  и  $T_U$ ) и передается в течение промежутка времени  $T$  (см. рис. 29,б):

$$T_S = T_G + T_U = T. \quad (61)$$

Временная часть  $T_G$  называется защитным интервалом OFDM-радиосимвола и при приеме не используется.

Временная часть  $T_U$  называется полезной (рабочей) частью OFDM-радиосимвола и обрабатывается в приемнике.

Длительность защитного интервала  $T_G$  может быть разной, но

$$T_{G\text{ макс}} = T_U / 4. \quad (62)$$

Из-за разделения полезных частей соседних OFDM-радиосимволов защитным интервалом технология OFDM обладает рядом полезных свойств (см. подраздел 8.3).

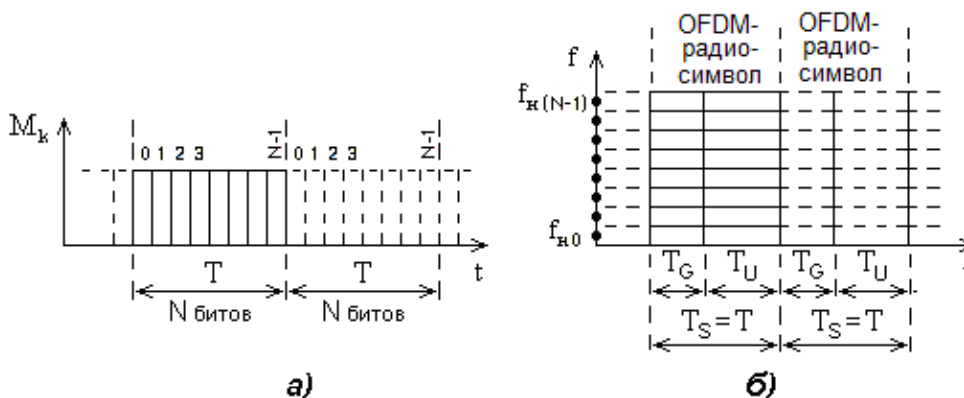


Рис. 29. К пояснению принципа формирования OFDM-радиосимволов при использовании в низкоскоростных каналах BPSK-модуляторов

Если вместо канальных BPSK-модуляторов (см. рис. 28) использовать или QPSK-модуляторы, или 16-QAM-модуляторы, или 64-QAM-модуляторы, или 256-QAM-модуляторы, то на  $N$  несущих частот можно распределить соответственно  $2N$ ,  $4N$ ,  $6N$ ,  $8N$  битов и получить увеличение скорости передачи цифрового потока соответственно в 2, 4, 6, 8 раз при той же ширине полосы частот радиоканала.

Количество несущих в различных системах связи, работающих с использованием технологии OFDM, зависит от их режимов работы и может быть разным. Например для системы мобильной связи 4-го поколения LTE (Long-Term Evolution) число несущих может быть равно 128, 256, 512, 1024, 2048.

Однако структурная схема, изображенная на рис. 28 и содержащая  $N$  генераторов несущих частот (ГНЧ) и  $N$  канальных модуляторов (КМ), лишь иллюстрирует принцип получения OFDM-радиосигнала и на практике не используется.

В OFDM-формирователях генерация многих несущих OFDM-радиосигнала базируется на *обратном дискретном преобразовании Фурье* (ОДПФ, IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform), применяемом к символам цифрового потока в промежутки времени  $T$ . При использовании ОДПФ сначала формируются низкочастотные (НЧ) OFDM-символы на основе гармоник с частотами  $F_{H0}, F_{H1}, \dots, F_{H(N-1)}$  (на основе НЧ поднесущих). Затем НЧ OFDM-символы переносятся в радиодиапазон с образованием высокочастотных (ВЧ) OFDM-радиосимволов, состоящих из суммы ортогональных колебаний на несущих (поднесущих) частотах  $f_{H0}, f_{H1}, \dots, f_{H(N-1)}$ . При этом необходимость большого количества ГНЧ и КМ в OFDM-формирователе отпадает.

Особенности формирователя OFDM-радиосигнала с использованием ОДПФ рассмотрены в подразделах 8.4 - 8.10.



## 8.2. Ортогональность колебаний несущих частот OFDM-радиосигнала.

### Ширина полосы частот OFDM-радиосигнала. Эффективность радиоспектра

Для исключения взаимовлияния каналов с разными несущими частотами разность несущих ( $\Delta f_n = f_{nq} - f_{n(q-1)}$ ) выбирается таким, чтобы *колебания на несущих частотах были ортогональными*.

Ниже показано (см. выражения (81)), что *условие ортогональности колебаний несущих*  $f_{n0}, f_{n1}, \dots, f_{n(N-1)}$  (проще – *условие ортогональности несущих*) выполняется, если на интервале  $T_U$  укладываются целое число периодов разностных частот:

$$f_{nq} - f_{n(q-1)} = \Delta f_n = 1/T_U. \quad (63)$$

На рис. 30,а изображен спектр одного узкополосного канального радиосигнала на одной несущей (с шириной полосы частот по первому лепестку  $\Delta f_1 = 2/T_U$ ), а на рис. 30,б – спектр OFDM-радиосигнала, у которого на частоте каждой несущей спектральные компоненты всех остальных несущих проходят через ноль. Это исключает взаимное влияние каналов разных несущих друг на друга, хотя их соседние боковые полосы перекрываются.

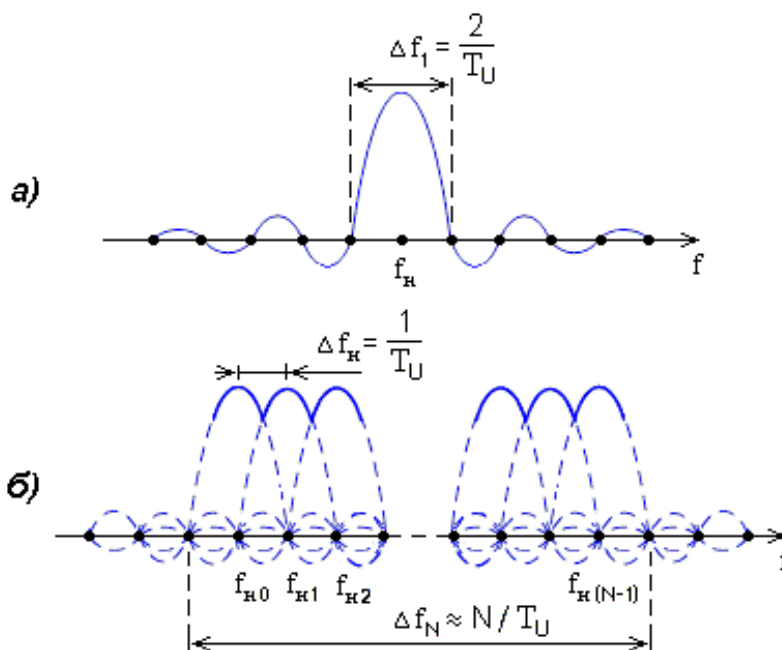


Рис. 30. Спектр узкополосного канального радиосигнала на одной несущей (а); спектр OFDM-радиосигнала на ортогональных несущих частотах с перекрывающимися соседними боковыми полосами (б)

Общая полоса частот OFDM-радиосигнала, состоящего из  $N$  узкополосных радиосигналов (см. рис. 30,б):

$$\Delta f_N \approx \frac{N}{T_U} = \left( \frac{1}{\tau} \right) \left( \frac{T_G + T_U}{T_U} \right), \quad (64)$$

где  $\tau$  – *длительность бита* при использовании двухуровневых канальных модуляторов (BPSK-модуляторов, см. рис. 28) или *длительность символа* при использовании многоуровневых канальных модуляторов (QPSK-модуляторов, M-QAM-модуляторов).

Поскольку для радиосигналов с BPSK, QPSK, и M-QAM полоса частот  $\Delta f = 2/\tau$  (см. формулы (6), (26), (60) при  $\alpha=1$ ), то в сравнении с этими видами модуляции *эффективность использования радиоспектра OFDM*:

$$\Theta = \frac{\Delta f}{\Delta f_N} = \frac{2T_U}{T_G + T_U} = \frac{2}{1 + T_G/T_U}. \quad (65)$$

При  $T_G \ll T_U$   $\Theta \approx 2$ . Однако, при увеличении длительности защитного интервала отношение  $T_G/T_U$  возрастает, и эффективность использования радиоспектра при OFDM уменьшается. Например, при  $T_G/T_U = 0,25$   $\Theta \approx 1,6$ .

### 8.3. Устойчивость технологии OFDM к многолучевому распространению радиоволн

Использование технологии OFDM обеспечивает высокую устойчивость систем мобильной связи к помехам из-за многолучевого распространения радиоволн, что особенно важно для городских районов с многоэтажной застройкой.

Как известно, многолучевое распространение радиоволн приводит к образованию «эхо-радиоволн» («эхо-сигналов»), т.е. радиоволн, отраженных от каких-либо препятствий и имеющих разные времена прихода в точку приема.

*Эхо-радиоволны приводят к трем отрицательным эффектам.*

*Первый отрицательный эффект – существенные замирания радиосигнала в точке приема из-за интерференции основной радиоволны и эхо-радиоволн.*

*Существенные замирания радиосигнала могут привести к невозможности приема переданной информации.*

Эффект существенных замираний радиосигнала особо ярко проявляется при движении (перемещении) приемника относительно передатчика. В этом случае изменение уровня результирующего радиосигнала в точке приема характеризуется глубокими замираниями, достигающими 40 дБ. Однако глубоким замираниям подвержены не все, а некоторые (селективные) области частот (рис. 31). Из-за этого при использовании технологии OFDM при приеме может произойти лишь частичная потеря битов исходного цифрового потока  $M_k$ , переданных на этих несущих частотах. Восстановление частично потерянных битов (частично потерянной информации) при приеме возможно при использовании в исходном цифровом потоке  $M_k$  избыточных битов помехоустойчивого кодирования.

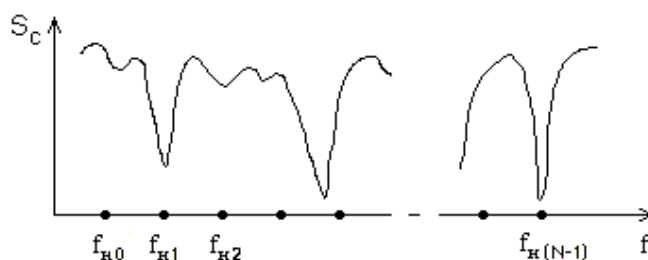


Рис. 31. Изменение уровня сигнала в точке приема от частоты, приводящее к селективным замираниям нескольких несущих частот

*Второй отрицательный эффект из-за эхо-радиоволн – межсимвольная интерференция цифрового сигнала.*

Если из антенны на вход приемника поступает полезный сигнал  $S_c$  и, например, один эхо-сигнал  $S_{эс}$ , задержанный по времени на  $t_3$  (рис. 32,а,б), то при времени задержки равным или больше половины длительности следующего символа, происходит резкий рост цифровых ошибок.

При технологии OFDM длительность передачи полезной части OFDM-символа оказывается в  $z$  раз больше, чем длительность бита исходного потока  $M_k$ , где

$$z = \frac{T_U}{(T_S / N)} = \frac{N T_U}{(T_G + T_U)}. \quad (66)$$

*Большая длительность полезной части OFDM-символа обеспечивает хорошую защиту от межсимвольной интерференции – пораженной во времени может оказаться только малая доля полезной части OFDM-символа (рис. 32,в,г).*

*Более того, наличие защитного интервала в OFDM-символе практически устраняет вероятность возникновения межсимвольной интерференции (рис. 32,д,е).*

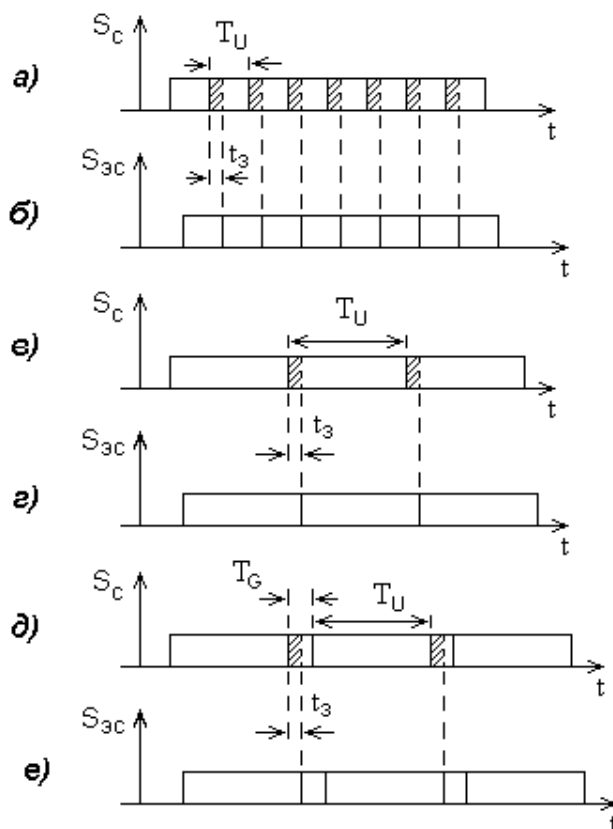


Рис. 32. Межсимвольная интерференция  
менее опасна при увеличении длительности символа  
и тем более при наличии защитного интервала

*Третий отрицательный эффект из-за эхо-радиоволн – скачки фазы и амплитуды принимаемого высокочастотного радиосигнала, которые могут привести к сбою работы приемного оборудования.*

Известно, что сумма двух или нескольких колебаний с одной частотой, но разными амплитудами и фазами, является колебанием той же частоты с некоторой амплитудой и

фазой. В зависимости от фазы складываемых колебаний суммарная амплитуда уменьшается или увеличивается.

На рис. 33 изображены осциллограммы колебаний высокой частоты (ВЧ) на входе приемника:

- от основной радиоволны с единичной амплитудой, приходящей в антенну приемника в нулевой момент времени ( $t = 0$ );
- от эхо-радиоволны с амплитудой 0,5, приходящей в антенну приемника с задержкой на время  $t_3$  (изображенная на рисунке задержка на время  $t_3$  эквивалентна сдвигу эхо-радиоволны по фазе на  $150^\circ$  относительно основной радиоволны);
- результирующего колебания, образованного в соответствии с принципом суперпозиции суммой колебаний основной радиоволны и эхо-радиоволны.

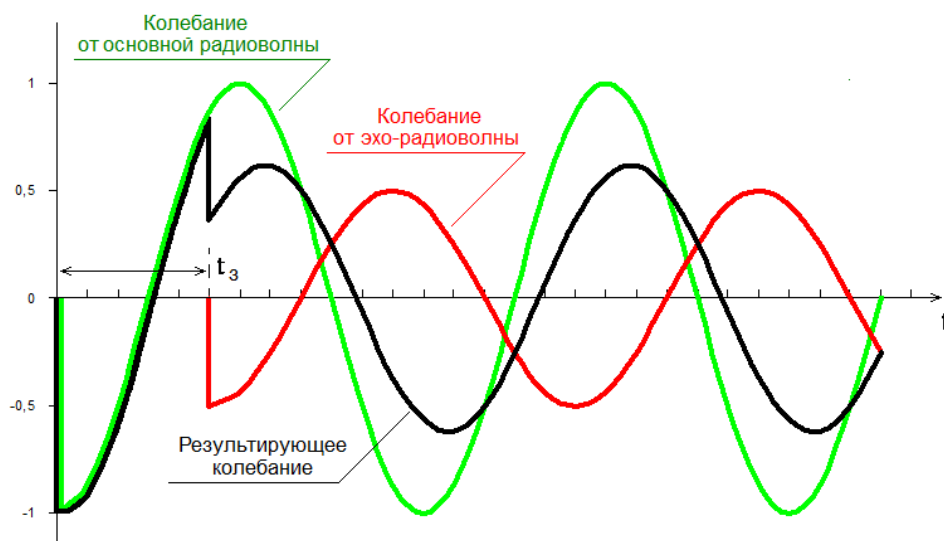


Рис. 33. Осциллограммы колебаний ВЧ на входе приемника:  
от основной радиоволны (зеленый цвет);  
от эхо-радиоволны (красный цвет);  
от суммы основной радиоволны и эхо-радиоволны (черный цвет)

*Видно, что в момент прихода в антенну приемника эхо-радиоволны (в момент времени  $t_3$ ) результирующее колебание имеет скачок фазы и скачок амплитуды.*

Очевидно, что скачки фазы и амплитуды результирующего колебания на входе приемника будут многократными при приходе в антенну приемника многих эхо-радиоволн с различными временами задержки.

*При технологии OFDM защитный интервал, длительность которого превышает время задержки эхо-радиоволн, позволяет устранить отрицательное влияние скачков фазы и амплитуды принимаемого радиосигнала.*

Наличие защитного интервала в OFDM-символах позволяет использовать передатчики OFDM-систем для работы в *одночастотной синхронной сети* (например при организации синхронного цифрового телевидения DVB-T – Digital Video Broadcasting-Terrestrial), когда в приемнике (ПР) мешающим сигналом для текущего ( $j$ -того) OFDM-символа передатчика  $\Pi_1$  является сигнал предыдущего ( $i$ -того) OFDM-символа от соседнего передатчика  $\Pi_2$  (рис. 34).

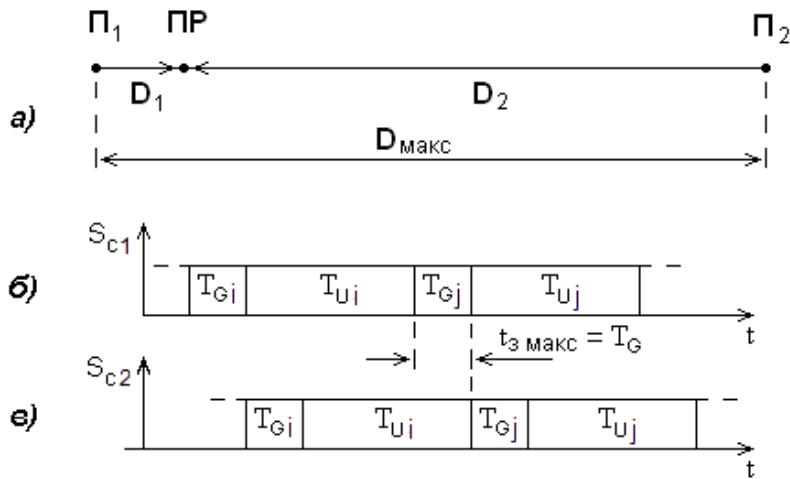


Рис. 34. Два одночастотных синхронных передатчика ( $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ ) на расстоянии  $D$  друг от друга (а); сигнал  $S_{c1}$  в ПР от передатчика  $\Pi_1$  (б); сигнал  $S_{c2}$  в ПР от соседнего передатчика  $\Pi_2$  с максимально возможной задержкой  $t_{3 \text{ макс}} = T_G$  относительно сигнала  $S_{c1}$  (в)

Если разница в запаздывании принимаемых сигналов от двух передатчиков ( $t_3$ ) не превышает длительности защитного интервала ( $T_G$ ), то сигнал от соседнего передатчика не будет оказывать мешающего действия (см. рис. 34, б, в).

Чем больше защитный интервал в OFDM-символе, тем большее расстояние  $D_{\text{макс}}$  возможно между передатчиками, передающими синхронные (одинаковые) OFDM-символы.

Максимальное расстояние между передатчиками одночастотной синхронной сети можно выразить с использованием рис. 1.33, а при условии  $D_1 \ll D_2$  следующим образом:

$$D_{\text{макс}} = c t_{\text{макс}} = c T_G, \quad (67)$$

где  $c$  – скорость света.

#### 8.4. Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с использованием ОДФ

На рис. 35 изображена структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с блоком ОДФ, используемая в современных системах радиосвязи.

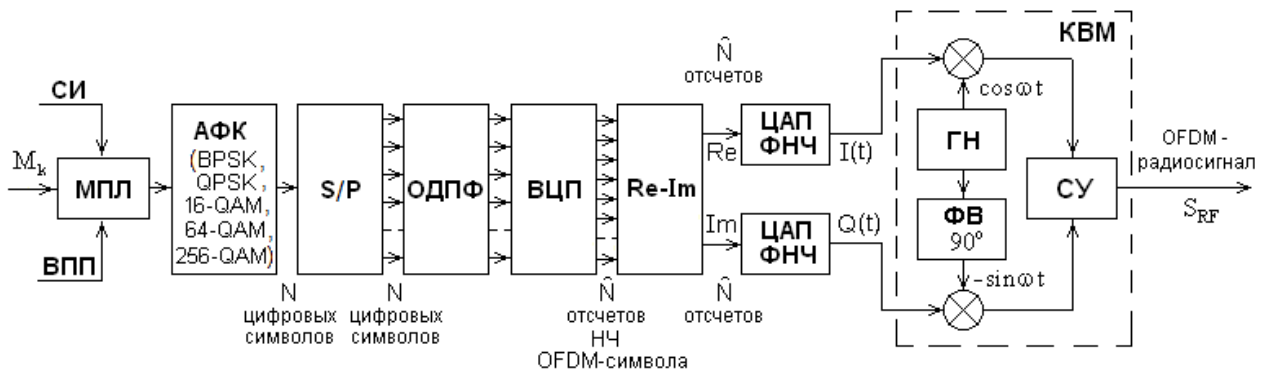


Рис. 35. Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с блоком ОДФ.

Количество символов и отсчетов ( $N$ ,  $\hat{N}$ ) соответствует интервалу времени  $T = T_s = (T_G + T_U)$

OFDM-формирователь содержит: мультиплексор (МПЛ); амплитудно-фазовый кодер (АФК); преобразователь последовательного цифрового потока в параллельный (S/P – Sequent/Parallel); блок, осуществляющий быстрое обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ); блок, осуществляющий *вставку циклического префикса* (ВЦП); два цифро-аналоговых преобразователя (ЦАП) на основе фильтров нижних частот (ФНЧ); квадратурный модулятор (КВМ).

При помощи МПЛ в цифровой поток включаются символы *служебной информации* (СИ) и символы *вставки пилотных поднесущих* (ВПП).

Блок АФК может формировать символьные последовательности с числом уровней (см. (7)):  $M = 2^1 = 2$ ;  $M = 2^2 = 4$ ;  $M = 2^4 = 16$ ;  $M = 2^6 = 64$ ;  $M = 2^8 = 256$ . При этом считается, что амплитудно-фазовое кодирование цифровой последовательности блоком АФК эквивалентно соответственно BPSK ( $M=2$ ), QPSK ( $M=4$ ), 16-QAM ( $M=16$ ), 64-QAM ( $M=64$ ), 256-QAM ( $M=256$ ).

В блоке S/P за каждый интервал времени  $T$  запоминается  $N$  символов цифровой последовательности для процедуры ОДПФ.

Блок ОДПФ на каждом интервале времени  $T$  осуществляет быстрое обратное дискретное преобразование Фурье от  $N$ -символьной цифровой последовательности с образованием  $N$  комплексных дискретных отсчетов низкочастотного (НЧ) OFDM-символа.

Для вставки циклического префикса в НЧ OFDM-символ в блоке ВЦП за интервал времени  $T$  осуществляется запись  $N$  комплексных дискретных отсчетов, а в следующий интервал времени  $T$  – их ускоренное считывание в специфическом порядке с образованием большего числа отсчетов:  $\hat{N} = N(T_G + T_U)/T_U$  (см. (74)).

Блок Re-Im выделяет действительные (Re) и мнимые (Im) составляющие дискретных отсчетов, полученных после ВЦП.

Блоки ЦАП за каждый интервал времени  $T$  преобразуют  $\hat{N}$  Re-составляющих и  $\hat{N}$  Im-составляющих дискретных отсчетов в непрерывные аналоговые сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$ .

За интервал времени  $T$  сигнал  $I(t)$  является низкочастотным I-OFDM-символом, а сигнал  $Q(t)$  – низкочастотным Q-OFDM-символом. I-OFDM и Q-OFDM символы состоят соответственно из косинусоидальных и синусоидальных ортогональных гармоник с частотами

$$F_{n0}, F_{n1}, \dots, F_{nq}, \dots, F_{n(N-1)}.$$

В КМ осуществляется перенос спектров низкочастотных I-Q-OFDM символов в область высоких частот с образованием однополосного OFDM-радиосигнала с ортогональными несущими частотами

$$f_{n0}, f_{n1}, \dots, f_{nq}, \dots, f_{n(N-1)}.$$

### 8.5. Осциллограмма НЧ OFDM-символа. Циклический префикс. Пик-фактор OFDM-символа

Для иллюстрации формирования защитного интервала при помощи циклического префикса (prefix – приставка) рассмотрим в пределах временного интервала  $T_S$  осциллограмму полезной части простейшего НЧ OFDM-символа, состоящего из суммы всего лишь трех ортогональных гармонических косинусоидальных колебаний с нулевой начальной фазой, одинаковыми амплитудами и частотами (рис. 36):

$$F_{H1}, \quad F_{H2} = 2F_{H1}, \quad F_{H3} = 3F_{H1}.$$

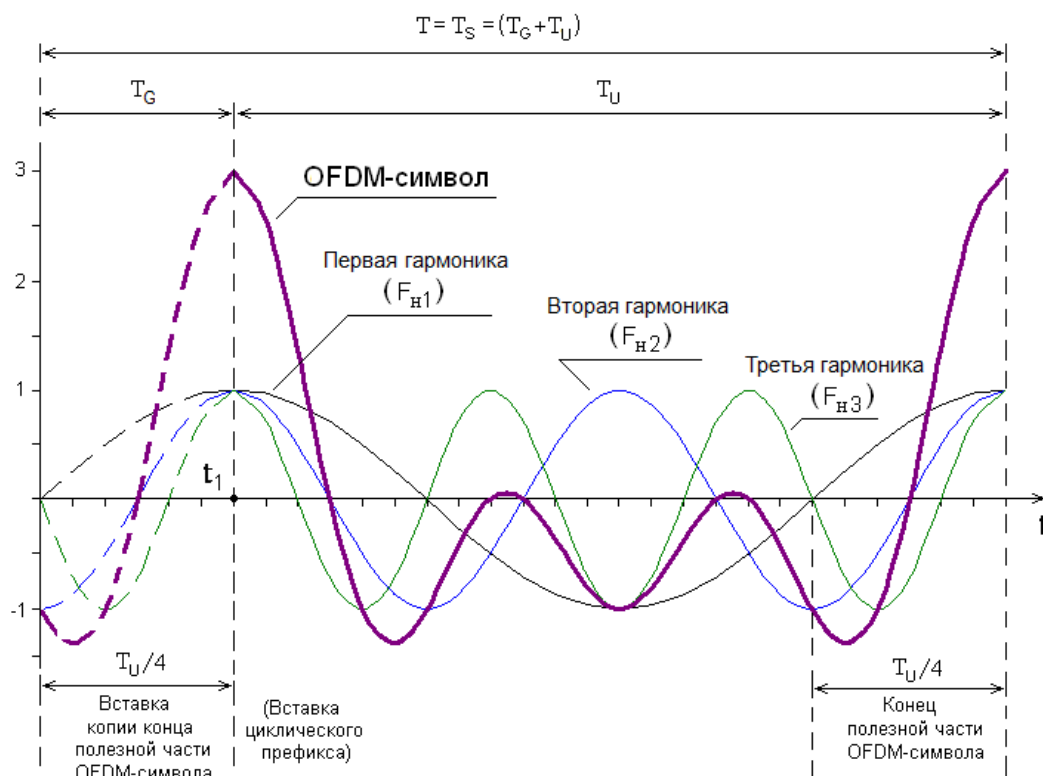


Рис. 36. Осциллограмма НЧ OFDM-символа, состоящего из суммы трех ортогональных гармонических колебаний.

Префикс (защитный интервал) имеет длительность  $T_G = T_U / 4$

Для формирования в НЧ OFDM-символе защитного интервала длительностью  $T_G$  используют процедуру, которую называют «вставка циклического префикса» (ВЦП).

Процедура ВЦП заключается в том, что копия конца полезной части OFDM-символа вставляется перед его полезной частью (см. рис. 36, где  $T_G = T_U / 4$ ). Длительность циклического префикса, а, следовательно, и защитного интервала может быть разной (см. (62)).

Префикс называют циклическим, поскольку его добавление производится для всех формируемых в передатчике OFDM-символов.

Из осциллограммы рис. 36 видно, что префикс позволяет в момент времени  $t_1$ , соответствующий границе защитного интервала и полезной части OFDM-символа, получить непрерывный (без скачка) сигнал. При этом обеспечивается стабильная работа приемной аппаратуры.

Из осциллограммы также видно, что OFDM-символ имеет непостоянную амплитуду и большое значение пик-фактора (Peak to Average Power Ratio – PAPR), определяемого как отношение максимальной (пиковой) мгновенной мощности радиосигнала к его средней мощности.

Наибольший пик-фактор OFDM-символа соответствует моменту времени, когда мгновенные значения амплитуд всех несущих максимальны:

$$\text{PAPR}_{\text{макс}} [\text{дБ}] = 10 \lg N. \quad (68)$$

Среднеквадратический пик-фактор OFDM-символа:

$$\text{PAPR} [\text{дБ}] \approx (1/2) \text{PAPR}_{\text{макс}} [\text{дБ}] = (1/2) 10 \lg N. \quad (69)$$

*Большой PAPR является недостатком OFDM-сигнала, поскольку требует использования в передатчике и приемнике линейных усилителей, работающих в режиме «А» и имеющих малый КПД.*

### 8.6. Использование ОДПФ для формирования НЧ OFDM-символа на основе простой двухуровневой цифровой последовательности

Известно, что *прямое дискретное преобразование Фурье (ПДПФ, DFT – Discrete Fourier Transform) и обратные дискретные преобразования Фурье (ОДПФ, IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform)* связывают комплексные амплитуды гармоник сигнала  $\dot{C}_q$  ( $\dot{C}_0, \dot{C}_1, \dot{C}_2, \dots, \dot{C}_{m-1}$ ) в частотной области (на частотах  $F_{H0}, F_{H1}, \dots, F_{H(N-1)}$ ) и комплексные дискретные отсчеты сигнала  $\dot{X}_m$  ( $\dot{X}_0, \dot{X}_1, \dot{X}_2, \dots, \dot{X}_{m-1}$ ) во временной области (на интервале времени  $T = 1/F_{H1}$ ) следующими выражениями:

$$\dot{C}_q = \left( \frac{1}{N} \right) \sum_{m=0}^{N-1} \dot{X}_m e^{-j \left( \frac{2\pi}{N} q \right) m}; \quad (70)$$

$$\dot{X}_m = \sum_{q=0}^{N-1} \dot{C}_q e^{j \left( \frac{2\pi}{N} m \right) q}, \quad (71)$$

где  $N$  – число отсчетов дискретного сигнала во временной области и число гармоник этого дискретного сигнала в частотной области.

Чтобы понять смысл использования ОДПФ для формирования НЧ OFDM-символа, сначала сделаем ПДПФ для дискретного сигнала, представленного для *упрощения рассмотрения действительными отсчетами* ( $N=8$ ) на временном интервале  $T$  (рис. 37,а):

$$X_0 = 2, X_1 = 0, X_2 = -2, X_3 = 0, X_4 = 2, X_5 = 0, X_6 = -2, X_7 = 0).$$

Используя (1.70), получим *действительные амплитуды* гармоник:

$$C_0 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 0 \right) 6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_1 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 1 \right) 6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_2 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 0} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 2} + 0 + 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 4} + 0 - 2 e^{-j \left( \frac{\pi}{4} 2 \right) 6} + 0 \right) = 1;$$



$$C_3 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 3\right)0} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 3\right)2} + 0 + 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 3\right)4} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 3\right)6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_4 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 4\right)0} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 4\right)2} + 0 + 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 4\right)4} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 4\right)6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_5 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 5\right)0} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 5\right)2} + 0 + 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 5\right)4} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 5\right)6} + 0 \right) = 0;$$

$$C_6 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 6\right)0} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 6\right)2} + 0 + 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 6\right)4} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 6\right)6} + 0 \right) = 1;$$

$$C_7 = \left( \frac{1}{8} \right) \left( 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 7\right)0} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 7\right)2} + 0 + 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 7\right)4} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4} 7\right)6} + 0 \right) = 0.$$

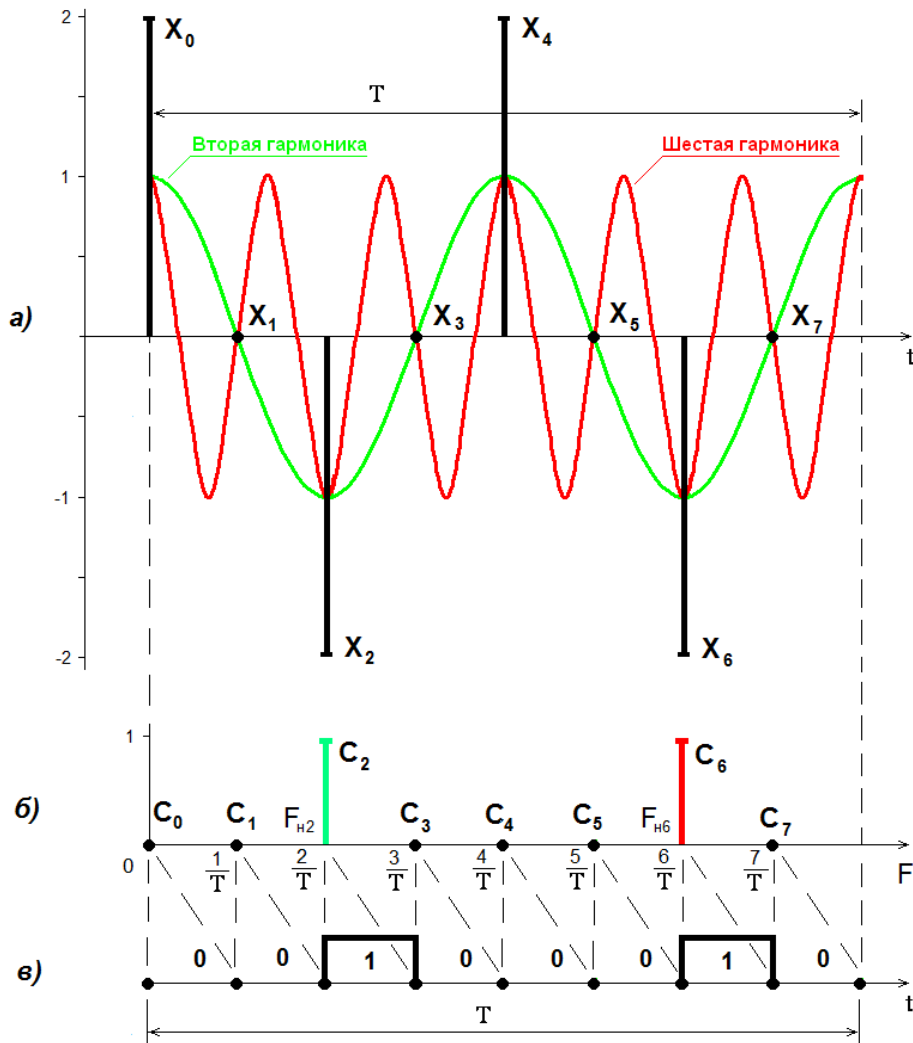


Рис. 37. Дискретный сигнал на временном интервале  $T$  и соответствующие ему гармонические колебания (а); представление дискретного сигнала в частотной области (б); символьная последовательность  $(0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0)$  на временном интервале  $T$  (в), дающая при обратном преобразовании Фурье дискретные отсчеты  $X_0, \dots, X_7$

Полученный результат позволяет сделать вывод о том, что дискретный сигнал, характеризуемый во временной области отсчетами  $X_0, X_1, \dots, X_7$  (см. рис. 37,а), представляется в частотной области (см. рис. 37,б) двумя ортогональными гармониками с нулевыми начальными фазами, одинаковыми амплитудами

$$C_2 = 1, \quad C_6 = 1$$

и частотами

$$\hat{F}_{H2} = 2/T, \quad \hat{F}_{H6} = 6/T.$$

Колебания этих гармоник во временной области изображены зеленым и красным цветом на рис. 37,а.

Убедимся, что в соответствии с (71) ОДПФ от 8-ми спектральных составляющих в частотной области ( $C_0, C_1, \dots, C_7$ ) дает исходный дискретный сигнал во временной области ( $X_0, X_1, \dots, X_7$ ):

$$\begin{aligned} X_0 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}0\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}0\right)6} + 0 \right) = 2; \\ X_1 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}1\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}1\right)6} + 0 \right) = 0; \\ X_2 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}2\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}2\right)6} + 0 \right) = -2; \\ X_3 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}3\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}3\right)6} + 0 \right) = 0; \\ X_4 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}4\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}4\right)6} + 0 \right) = 2; \\ X_5 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}5\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}5\right)6} + 0 \right) = 0; \\ X_6 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}6\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}6\right)6} + 0 \right) = -2; \\ X_7 &= \left( 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}7\right)1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j\left(\frac{\pi}{4}7\right)6} + 0 \right) = 0. \end{aligned}$$

Рассмотрим теперь использование ОДПФ для формирования НЧ OFDM-символа с распределением  $N$  - символьной двухуровневой (бинарной) последовательности на  $N$  ортогональных гармоник с частотами  $\hat{F}_{H0}, \hat{F}_{H1}, \dots, \hat{F}_{H(N-1)}$ .

Для этого изменим рис. 37,б следующим образом:

- вместо частотной оси изобразим ось времени с интервалом  $T$ ;
- вместо двух спектральных составляющих изобразим 8-ми символьную двухуровневую (бинарную) последовательность с двумя единичными символами:

$$0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0. \quad (72)$$

Очевидно, что, применяя на временном интервале  $T$  к этой последовательности ОДПФ, получим дискретные отсчеты, вычисленные выше:

$$X_0, X_1, \dots, X_7.$$

Если в течение временного интервала  $T$  дискретный сигнал, характеризуемый действительными отсчетами  $X_0, X_1, \dots, X_7$ , пропустить через идеальный (с единичным коэффициентом передачи) фильтр нижних частот (ФНЧ), то произойдет его цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) в непрерывное колебание  $X(t)$ , которое изображено черным цветом на рис. 38. Сложная форма этого колебания определяется суммой двух равноамплитудных косинусоидальных гармоник (2-й и 6-й) с частотами  $\hat{F}_{H2} = 2/T$ ,  $\hat{F}_{H6} = 6/T$  и нулевыми начальными фазами:

$$X(t) = C_2 \cos[2(2\pi/T)t] + C_6 \cos[6(2\pi/T)t] = 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_{H2}t) + 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_{H6}t). \quad (73)$$

где  $C_2 = C_6 = 1$ ;  $\hat{\Omega}_{H2} = 2\pi\hat{F}_{H2} = 2(2\pi/T)$ ;  $\hat{\Omega}_{H6} = 2\pi\hat{F}_{H6} = 6(2\pi/T)$ .

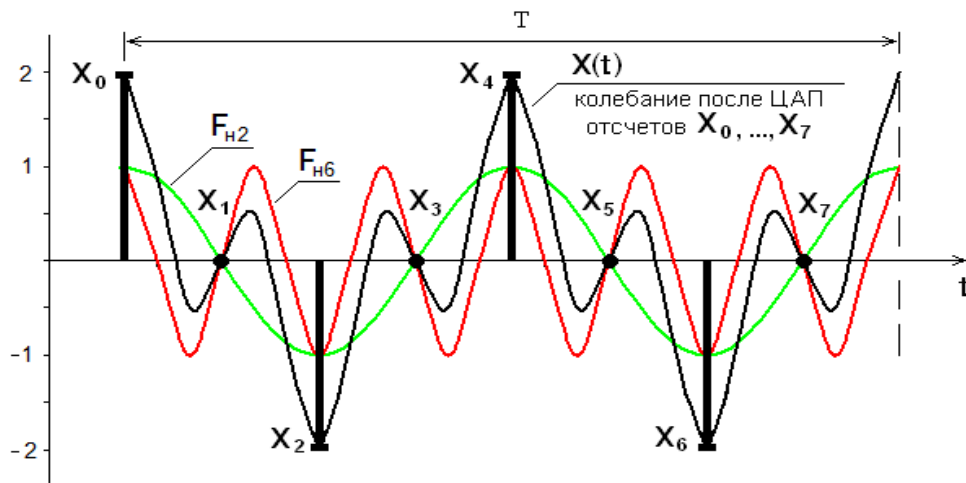


Рис. 38. ЦАП дискретного сигнала ( $X_0, X_1, \dots, X_7$ ) на временном интервале  $T$  с образованием аналогового колебания  $X(t)$ , соответствующего полезной части OFDM-символа

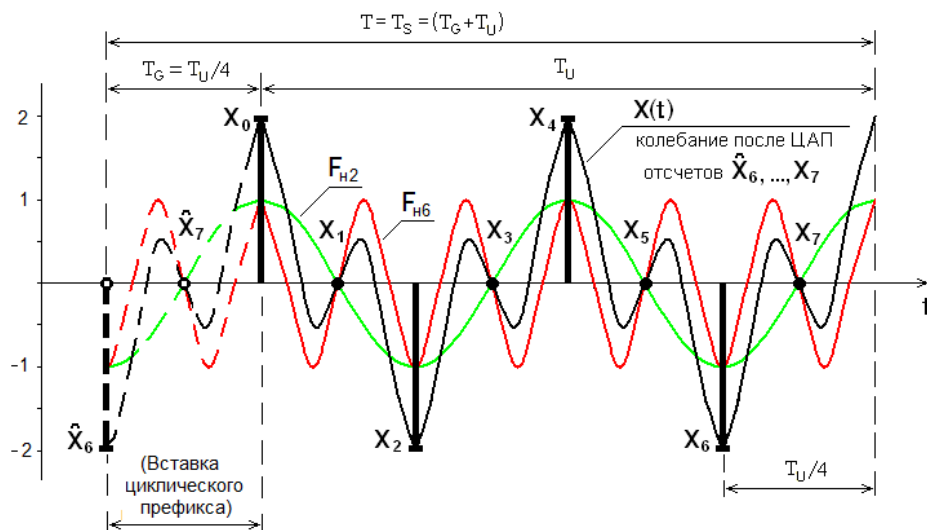


Рис. 39. Добавление двух отсчетов ( $\hat{X}_6, \hat{X}_7$ ) для вставки в OFDM-символ циклического префикса длительностью  $T_S/4$

Заметим, что только единичные символы двухуровневой цифровой последовательности (72), а это 3-й и 7-й символы, порождают равноамплитудные гармоники с нулевой начальной фазой в НЧ OFDM-символе – 2-ю и 6-ю. Нулевые символы, а это – 1-й, 2-й, 4-й, 5-й, 6-й, 8-й, не вызывают возникновения 0-й (нулевой или постоянной составляющей отсчетов), 1-й, 3-й, 4-й, 5-й, 7-й гармоник. Очевидно, что этот результат – следствие ОДПФ, однозначно связывающего параметры сигнала во временной и частотной областях.

Для окончательного получения НЧ OFDM-символа необходимо формирование защитного интервала путем «вставки циклического префикса» перед полезной частью символа (см. рис. 36).

Процедура вставки циклического префикса (ВЦП) иллюстрируется осциллограммами, изображенными на рис. 39: перед процедурой ЦАП копии последних отсчетов полезной части OFDM-символа ( $\hat{X}_6$  и  $\hat{X}_7$ ) вставляются перед отсчетами  $X_0, X_1, \dots, X_7$ .

Для этого вычисленные с использованием ОДПФ на интервале времени  $T$  отсчеты  $X_0, X_1, \dots, X_7$  сохраняются в буферной памяти блока ВЦП (см. рис. 35), а в следующий интервал времени  $T$  считываются из памяти в таком порядке:

$$\hat{X}_6, \hat{X}_7, X_0, X_1, \dots, X_7. \quad (74)$$

Очевидно, что при этом частота считывания отсчетов ( $F_{сч}$ ) должна быть больше частоты следования символов цифрового потока ( $F_{сим}$ )

$$F_{сч} = F_{сим} (T_G + T_U) / T_U, \quad (75)$$

а число отсчетов на интервале времени  $T$  увеличивается и становится равным

$$\hat{N} = N(T_G + T_U) / T_U. \quad (76)$$

В результате ЦАП отсчетов, соответствующих (74) и распределенных на интервале времени  $T = T_S = (T_G + T_U)$ , образуется аналоговый НЧ OFDM-символ  $X(t)$ , изображенный на рис. 39 кривой черного цвета.

### 8.7. Использование ОДПФ для формирования НЧ OFDM-символа на основе комплексных цифровых последовательностей

В аппаратуре, используемой на практике, все операции (АФК, S/P, ОДПФ, ВЦП, АЦП, см. рис. 35) производятся над комплексными символами и отсчетами.

При этом 2 уровня АФК-BPSK, соответствующие битам «1»–«0», представляются комплексными цифровыми символами (с разностью фаз  $180^\circ$ )

$$\langle 1 e^{j45^\circ} \rangle - \langle 1 e^{j225^\circ} \rangle, \quad (77)$$

4 уровня АФК-QPSK, соответствующие комбинациям из 2 бит («11»–«01»–«00»–«10»), представляются комплексными цифровыми символами (см. подраздел 2, рис. 13,е)

$$\langle 1 e^{j45^\circ} \rangle - \langle 1 e^{j135^\circ} \rangle - \langle 1 e^{j225^\circ} \rangle - \langle 1 e^{j315^\circ} \rangle, \quad (78)$$

$M$  уровней АФК-M-QAM, соответствующие комбинациям из  $n$  битов ( $n = \log_2 M$ ), представляются комплексными цифровыми символами (см. подраздел 7, рис. 27)

$$|S_k| e^{j\phi_k}. \quad (79)$$

Учитывая особенности рассмотренных операций ОДПФ, ВЦП и АЦП, можно сформулировать следующие свойства, присущие структурной схеме рис. 35 при формировании НЧ OFDM-символа на основе комплексных цифровых символов после АФК.

1. Каждому цифровому символу на временном интервале  $T$  соответствует своя гармоника в НЧ OFDM-символе, причем после ОДПФ цифровым символам с номерами  $(0, 1, 2, \dots, N-1)$  соответствуют ортогональные гармоники с частотами:

$$F_{H0} = 0; \hat{F}_{H1} = \frac{1}{T}; \hat{F}_{H2} = \frac{2}{T}; \dots \hat{F}_{H(N-1)} = \frac{(N-1)}{T}. \quad (80)$$

2. Амплитуды гармоник НЧ OFDM-символа равны амплитудам соответствующих цифровых символов после АФК.

3. Начальные фазы гармоник НЧ OFDM-символа равны фазам соответствующих цифровых символов после АФК.

4. После вставки циклического префикса, определяющего защитный интервал, частоты ортогональных гармоник НЧ OFDM-символа увеличиваются в  $[(T_G + T_U)/T_U]$  раз:

$$F_{H1} = \left(\frac{1}{T}\right) \frac{(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{1}{T_U}; F_{H2} = \left(\frac{2}{T}\right) \frac{(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{2}{T_U}; \dots, F_{H(N-1)} = \left(\frac{N-1}{T}\right) \frac{(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(N-1)}{T_U}. \quad (81)$$

### 8.8. Формирование НЧ OFDM-символов с «пилотными гармониками» и с «неиспользуемыми гармониками»

Используя сформулированные выше свойства, формируют НЧ OFDM-символы с «пилотными гармониками» и НЧ OFDM-символы с «неиспользуемыми гармониками».

«Пилотные гармоники» имеют одинаковые амплитуды, одинаковые начальные фазы и равномерное распределение в спектре НЧ OFDM-символа (рис. 40).

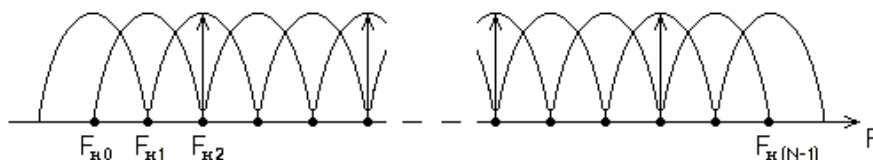


Рис. 40. Пилотные гармоники в спектре НЧ OFDM-символа (помечены стрелками).

На практике пилотные гармоники располагают гораздо реже

В квадратурном модуляторе (КМ, см. рис. 35) НЧ OFDM-символы с «пилотными гармониками» преобразуются в OFDM-радиосимволы с «пилотными поднесущими». Поэтому на рис. 34 операция введения в цифровой поток при помощи мультиплексора (МПЛ) специальных символов для формирования НЧ OFDM-символа с «пилотными гармониками» названа «вставкой пилотных поднесущих» (ВПП).

OFDM-радиосимволы с пилотными поднесущими при приеме используют для оценки состояния канала связи.

«Неиспользуемые гармоники» вводятся в спектр НЧ OFDM-символов для получения промежутка (зазора) между частотными полосами соседних каналов.

Например, в наземном цифровом телевидении для ОДПФ используются массивы размером  $N = 2 \cdot 1024 = 2048$  или  $N = 8 \cdot 1024 = 8192$ , а число задействованных гармоник в НЧ OFDM-символах соответственно равно 1705 и 6817.

### 8.9. Квадратурная модуляция с получением однополосного OFDM-радиосигнала

Блоки ЦАП (см. рис. 35) за каждый интервал времени  $T$  преобразуют Re-составляющие и Im-составляющие комплексных дискретных отсчетов НЧ OFDM-символа ( $\dot{X}_m$ , см. (70)) в непрерывные аналоговые сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$ , состоящие из косинусоидальных и синусоидальных гармоник с частотами  $\Omega_{hq} = 2\pi F_{hq}$  и комплексных амплитуд  $\dot{C}_q = C_q e^{j\varphi_q}$ :

$$\begin{aligned} I(t) + jQ(t) &= \dot{X}(t) = \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} \dot{C}_q e^{j\Omega_{hq}t} = \sum_{q=0}^{N-1} C_q e^{j\varphi_q} e^{j\Omega_{hq}t} = \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} C_q \left[ \cos(\Omega_{hq}t + \varphi_q) + j \sin(\Omega_{hq}t + \varphi_q) \right], \end{aligned} \quad (82)$$

Откуда следует:

$$I(t) = \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos(\Omega_{hq}t + \varphi_q); \quad (83)$$

$$Q(t) = \sum_{q=0}^{N-1} C_q \sin(\Omega_{hq}t + \varphi_q). \quad (84)$$

На выходе квадратурного модулятора (КМ) образуется OFDM-радиосигнал  $S_{RF}$ :

$$\begin{aligned} S_{RF} &= I(t) \cos \omega t - Q(t) \sin \omega t = \\ &= \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos(\Omega_{hq}t + \varphi_q) \right] \cos \omega t - \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \sin(\Omega_{hq}t + \varphi_q) \right] \sin \omega t = \\ &= \left( \frac{1}{2} \right) \sum_{q=0}^{N-1} C_q \left\{ \cos[(\omega - \Omega_{hq})t - \varphi_q] + \cos[(\omega + \Omega_{hq})t + \varphi_q] \right\} - \\ &- \left( \frac{1}{2} \right) \sum_{q=0}^{N-1} C_q \left\{ \cos[(\omega - \Omega_{hq})t - \varphi_q] - \cos[(\omega + \Omega_{hq})t + \varphi_q] \right\} = \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos[(\omega + \Omega_{hq})t + \varphi_q] = \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos[2\pi(f + F_{hq})t + \varphi_q] = \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos(2\pi f_{hq}t + \varphi_q), \end{aligned} \quad (85)$$

где  $f_{hq} = (f + F_{hq})$ , т.е.

$$\begin{aligned} f_{h0} &= (f + F_{h0}) = f, \\ f_{h1} &= (f + F_{h1}), \\ f_{h2} &= (f + F_{h2}), \\ &\dots\dots\dots \\ f_{h(N-1)} &= (f + F_{h(N-1)}). \end{aligned}$$

Как следует из (85), OFDM-радиосигнал является однополосным, т.е. имеет только верхнюю боковую полосу относительно высокочастотной несущей  $f$ .

Спектр радиосигнала  $S_{RF}$  изображен на рис. 30, где  $f_{h0} = (f + F_{h0}) = f$ .

## 8.10. OFDM-демодулятор

На рис. 41 изображена структурная схема OFDM-демодулятора.

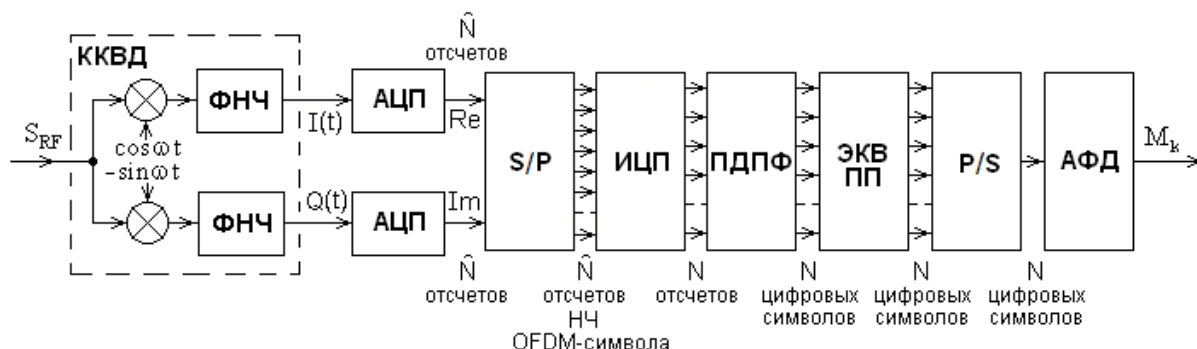


Рис. 41. Структурная схема OFDM-демодулятора.

Количество отсчетов и символов ( $\hat{N}$ ), соответствует интервалу времени  $T = T_S = (T_G + T_U)$

OFDM-демодулятор содержит: ККВД – когерентный квадратурный детектор; АЦП – аналого-цифровые преобразователи синфазного и квадратурного каналов; S/P (Sequent/Parallel) – преобразователь последовательных дискретных отсчетов действительной (Re) и мнимой (Im) составляющих НЧ OFDM-символа в параллельный массив комплексных отсчетов; ИЦП – блок, осуществляющий изъятие циклического префикса из массива комплексных отсчетов НЧ OFDM-символа; ПДПФ – блок, осуществляющий прямое дискретное преобразование Фурье; ЭКВ ПП – эквалайзер по пилотным поднесущим; P/S (Parallel/Sequent) – преобразователь массива комплексных цифровых символов НЧ OFDM-символа из параллельного в последовательный; АФД – амплитудно-фазовый декодер.

Выходные напряжения ККД с учетом фильтрующих свойств ФНЧ соответствуют Re-составляющим и Im-составляющим аналоговых сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ , характеризующихся выражениями (83) и (84):

$$U_I = S_{RF} [\cos \omega t] = \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos \left[ (\omega + \Omega_{nq}) t + \varphi_q \right] \right] [\cos \omega t] \sim \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos (\Omega_{nq} t + \varphi_q) = I(t); \quad (86)$$

$$U_Q = S_{RF} [-\sin \omega t] = \left[ \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos \left[ (\omega + \Omega_{nq}) t + \varphi_q \right] \right] [-\sin \omega t] \sim \sum_{q=0}^{N-1} C_q \sin (\Omega_{nq} t + \varphi_q) = Q(t). \quad (87)$$

После АЦП сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  в блоке S/P за каждый интервал времени  $T$  запоминается  $\hat{N}$  комплексных отсчетов НЧ OFDM-символа.

Блок ИЦП за каждый интервал времени  $T$  считывает из блока S/P только  $N$  комплексных отсчетов, соответствующих полезной части НЧ OFDM-символа.

В блоке ДПФ происходит быстрое прямое дискретное преобразование Фурье с получением  $N$  цифровых символов за каждый интервал времени  $T$ .

В блоке ЭКВ ПП с помощью производится выравнивание частотной и фазовой характеристик канала связи для устранения искажений амплитуд и фаз цифровых символов.

Блок P/S преобразовывает массив комплексных цифровых символов из параллельного в последовательный.

Блок АФД осуществляет амплитудно-фазовое декодирование комплексных цифровых символов с образованием битового потока  $M_k$ .

### Список использованных источников

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. Палшков В.В. Радиоприемные устройства. Учебное пособие. – М.: Радио и связь, 1984. – 392 с.
15. Дэйв Уиппл. Концепции ортогонального частотного разделения каналов (OFDM). (Режим доступа: [www.russianelectronics.ru/developer-r/review/2187/doc/50176/](http://www.russianelectronics.ru/developer-r/review/2187/doc/50176/)).
16. Галустов Г.Г., Мелешкин С.Н. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением сигналов: Учебное пособие. – Таганрог: Технологический институт Южного федерального университета, 2012. – 80 с.
17. Мелихов С.В. Мобильная радиосвязь: шумовые характеристики, спектральная и энергетическая эффективность, сбалансированный дуплекс [Электронный ресурс]: Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 51 с. (Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/training/publications/5113>).