

# Лекция №2: Теоретические основы беспроводных технологий связи

---

## **План лекции:**

- I Беспроводные системы связи.
  - II Диапазоны электромагнитного спектра.
  - III Этапы преобразования сигнала в системах цифровой передачи данных.
  - IV Канальное кодирование.
  - V Технологии физического уровня.
  - VII Методы модуляции и кодирования.
  - VIII Обеспечение безопасности и достоверности передачи в сетях беспроводного доступа.
- 

## **I БЕСПРОВОДНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ**

---

Особое место в среде инфокоммуникаций занимает беспроводная связь. Она представляет собой развивающуюся технологию, вызывающую большой интерес по многим причинам. Самой очевидной причиной является то, что беспроводные сети обеспечивают мобильность портативных компьютерных устройств, позволяя пользователю забыть о кабелях. Другая причина заключается в том, что в настоящее время беспроводные технологии по качеству, надежности и скорости вплотную приблизились к проводным, а в некоторых случаях обогнала их. Кроме того, во многих случаях их развертывание обходится дешевле, чем создание кабельных сетей (не требуется рыть траншеи для укладки кабеля и арендовать землю), то же можно сказать и об изменении конфигурации уже существующей системы.

Обобщая, можно заключить, что широкое распространение системы беспроводной связи получили благодаря своим особенностям:

- гибкость конфигурации;
- простота расширения сети;
- безопасность, эквивалентная проводной;
- мобильность;
- большой выбор устройств и постоянное снижение цен на них.

Недостатки беспроводных технологий сравнению с проводными:

- меньшая скорость (20 Гбит/с, заявленные в 5G vs 1 Тбит/с или 1,6 Тбит/с – в Terabit Ethernet);
- подверженность влиянию помех в радиосреде;
- безопасность – слабое место беспроводных сетей (радиосигнал проще перехватить, чем сигнал, передаваемый по кабелю).

В настоящее время беспроводные системы предлагают множество видов связи, например:

- беспроводные локальные сети WLAN (англ. Wireless Local Area Networks) Wi-Fi (набор стандартов IEEE 802.11);
- территориальные сети WMAN (англ. Wireless Metropolitan Area Networks) с использованием фиксированного (стандарт IEEE 802.16d) и мобильного WiMAX (стандарты IEEE 802.16e, IEEE 802.16m)
- сенсорные сети (Bluetooth, UWB, ZigBee...);
- односторонний (на основе технологии DVB) и двусторонний (на основе технологии VSAT) спутниковый Интернет;
- системы сотовой связи 2.5G (GPRS), 2.75G (EDGE);
- системы сотовой связи 3G, 3.5G (UMTS, EV-DO, HSPA, HSPA+ и др.);
- системы сотовой связи 4G (LTE, LTE-Advanced);
- системы сотовой связи 5G (IMT-2020) и др.

## II ДИАПАЗОНЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО СПЕКТРА

Для организации соединения в системах беспроводной связи используются технологии распространения электромагнитных волн в физической среде на основе:

- радиочастот (3 кГц – 300 ГГц);
- инфракрасного излучения (300 ГГц – 429 ТГц).

В 2023 г организацией Институт инженеров электротехники и электроники (IEEE) был принят новый стандарт беспроводной связи **IEEE 802.11bb** на основе *оптической передачи информации* Li-Fi (англ. *Light Fidelity*), в котором вместо радиоволн данные передаются с помощью мерцаний света в оптическом диапазоне, создаваемых обычными светодиодными лампами.

В соответствии с международными соглашениями принято деление электромагнитного спектра на диапазоны, указанные в таблице 2.1. Каждый диапазон имеет своё назначение, в соответствии с особенностями распространения волн.

Таблица 2.1. Диапазоны электромагнитного спектра

Диапазон частот	Наименование диапазона частот	Наименование диапазона волн	Длина волны
3–30 кГц	Очень низкие частоты (ОНЧ)	Мириаметровые	100–10 км
30–300 кГц	Низкие частоты (НЧ)	Километровые	10–1 км
300–3000 кГц	Средние частоты (СЧ)	Гектометровые	1–0.1 км
3–30 МГц	Высокие частоты (ВЧ)	Декаметровые	100–10 м
30–300 МГц	Очень высокие частоты (ОВЧ)	Метровые	10–1 м

300–3000 МГц	Ультравысокие частоты (УВЧ)	Дециметровые	1–0.1 м
3–30 ГГц	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	Сантиметровые	10–1 см
30–300 ГГц	Крайневысокие частоты (КВЧ)	Миллиметровые	10–1 мм
300–3000 ГГц	Гипервысокие частоты (ГВЧ)	Децимиллиметровые	1–0.1 мм

Диапазон ОНЧ предназначен для связи по всему миру и на большие расстояния. Он служит для решения таких задач как радионавигация и подводная связь.

В диапазоне НЧ осуществляется связь на большие расстояния, передача сигналов эталонных частот и времени и длинноволновое вещание.

Диапазон СЧ реализует средневолновое местное и региональное вещание. В нем также работает судовая связь.

ВЧ служит для связи на большие расстояния и коротковолнового вещания.

Диапазон ОВЧ осуществляет связь в пределах прямой видимости. Его назначение – мобильная связь, телевизионное и FM вещание, радиорелейная связь (PPC).

Как и ОВЧ диапазон УВЧ предназначен для связи в пределах прямой видимости. В нем действуют ультракоротковолновое вещание (УКВ), мобильная связь, телевизионное вещание и PPC.

В микроволновом диапазоне или СВЧ осуществляется УКВ, PPC, радиолокация и спутниковая связь.

КВЧ служит для УКВ, межспутниковой связи и микросотовой радиотелефонной связи.

Гипервысокие частоты включают в себя диапазоны инфракрасных волн, видимого света и ультрафиолетового излучения.

Диапазон инфракрасных волн значительно менее «засорен» по сравнению с радиозфиром, поэтому может предоставить гарантию качества обслуживания QoS (англ. *Quality-of-Service*). Недостатком инфракрасного диапазона является слабое проникновение ИК волн через любые препятствия, что обусловило редкость его применения в инфокоммуникационных системах.

Если волоконно-оптические сети связи, действующие в диапазоне частот от 200 ТГц (1500 нм), – давно привычная в сфере телекоммуникаций технология, то беспроводные системы Li-Fi, использующие в качестве носителя информации видимый свет были предложены в виде концепта в 2011 г. Видимый свет, в Li-Fi занимает электромагнитный диапазон 400-800 ТГц и обеспечивает теоретически возможную пропускную способность 224 Гбит/с.

### III ЭТАПЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Для передачи в радиосреде исходное сообщение абонента должно претерпеть ряд преобразований, представленных на рис. 2.1 (модель цифровой передачи данных по Шеннону).

Преобразование аналогового сигнала в цифровой вид (если исходный сигнал имеет аналоговую форму) заключается в разбиении непрерывного сигнала на дискретные отсчёты с заданной частотой, соответствующей теореме Котельникова, с дальнейшим квантованием амплитуды по уровням, количество которых определяется разрядностью полученных двоичных значений (рис. 2.2).

*Канальное (помехоустойчивое)* кодирование служит для введения избыточности, позволяющей обнаруживать и исправлять ошибки в канальном декодере, с целью повышения достоверности передачи. Существуют различные методы помехоустойчивого кодирования (линейные и циклические блочные коды, свёрточные, каскадные и турбо коды).

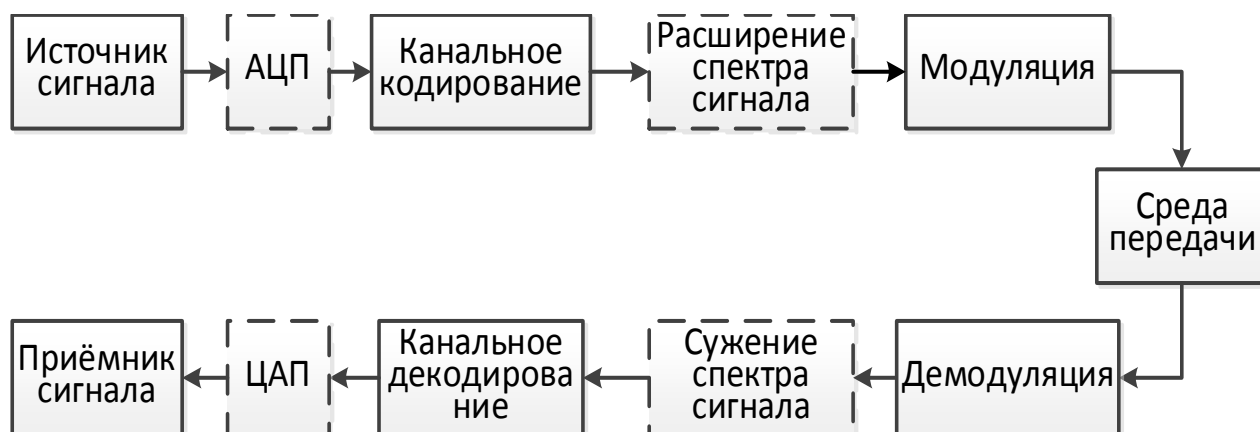


Рис. 2.1. Обобщённая схема пошагового преобразования сигнала для передачи в сети Wi-Fi

Системы беспроводного широкополосного доступа нуждаются в применении технологий *расширения спектра* посредством шумоподобных сигналов.

*Модулятор* осуществляет преобразование первичного сигнала во вторичный сигнал, удобный для передачи в среде распространения в условиях действия помех.

На приёмной стороне происходят обратные преобразования в соответствующем порядке.

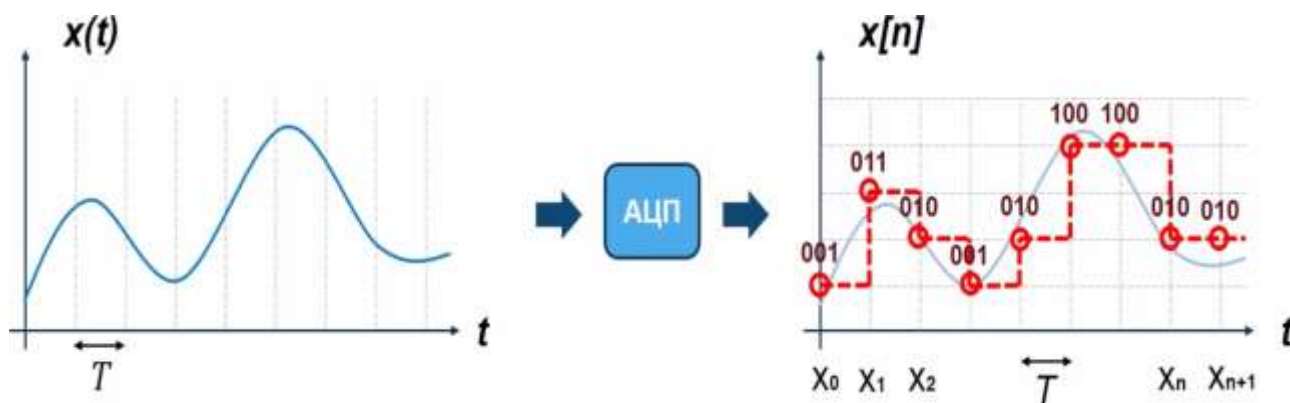


Рис. 2.2. Аналого-цифровое преобразование

Кроме того, установление соединения требует некоторых дополнительных действий для обеспечения безопасности, конфиденциальности и достоверности передачи, речь о которых пойдёт в более поздних разделах.

## IV КАНАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ

Для обеспечения помехоустойчивости радиосигналов применяются методы *упреждающей коррекции ошибок FEC* (англ. *Forward Error Correction*). При этом к информационной последовательности добавляются биты, создающие *информационную избыточность*.

### 4.1 Линейные блочные коды

Описание блочного кода:

$$(a_1, a_2, a_3, a_4, (a_1 \oplus a_2 \oplus a_3), (a_1 \oplus a_2 \oplus a_4), (a_1 \oplus a_3 \oplus a_4)). \quad (2.1)$$

Длина кодового слова –  $n=7$ , количество информационных битов –  $k=4$ . Такой код обозначают  $(7,4)$ . Избыточные три бита, называются **битами чётности**.

Обозначим:

$$a_5 = (a_1 \oplus a_2 \oplus a_3), \quad a_6 = (a_1 \oplus a_2 \oplus a_4), \quad a_7 = (a_1 \oplus a_3 \oplus a_4). \quad (2.2)$$

Тогда:

$$a_5 \oplus a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 = 0, \quad a_6 \oplus a_1 \oplus a_2 \oplus a_4 = 0, \quad a_7 \oplus a_1 \oplus a_3 \oplus a_4 = 0. \quad (2.3)$$

Выражения (2.3) называют **уравнениями чётности**. Декодер принимает решение на основе уравнений чётности.

Формирование кодового слова производится суммированием по модулю два нескольких символов входного блока информации (рис. 2.3).

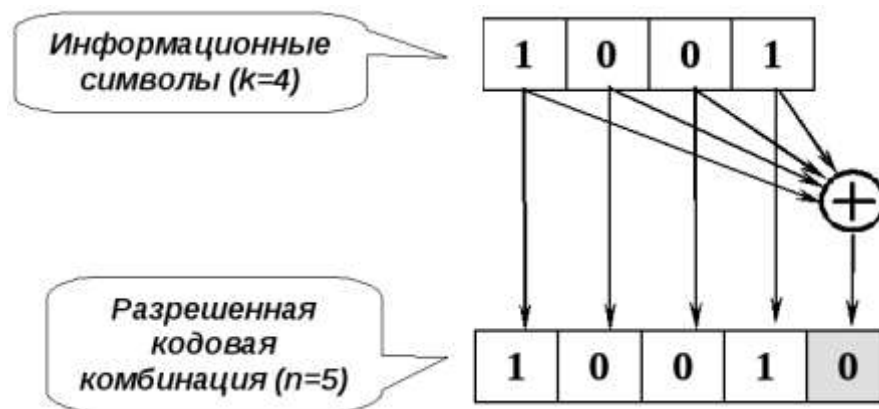


Рис. 2.3. Пример линейного блочного кода (5, 4)

Другие обозначения кода приведены в следующих подразделах.

## **Полиномиальное представление блочного кода**

Например, полином:

$$c(x) = c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \dots + c_1x + c_0, \quad (2.4)$$

описывает кодовое слово  $(c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_1, c_0)$ .

Все кодовые слова делятся на определённый полином  $g(x)$  степени  $(n - k)$ , который называется **порождающим полиномом**.

Остаток от деления кодового слова на порождающий полином равен нулю:

$$c(x) \bmod g(x) = 0. \quad (2.5)$$

Декодер использует выражение (2.5) для обнаружения ошибок.

Такой способ обнаружения ошибок называют **контролем с помощью циклического избыточного кода CRC** (англ. *Cyclic Redundancy Check*).

## **Обнаружение ошибок**

Например, передавалось кодовое слово **c**.

Получена из канала с помехами последовательность **r**.

Обозначим последовательность ошибок **e**.

$$r(x) = c(x) + e(x). \quad (2.6)$$

Проверка принятого слова  $r(x)$  осуществляется следующим образом:

$$\begin{aligned} s(x) &= r(x) \bmod g(x) = [c(x) + e(x)] \bmod g(x) = \\ &= c(x) \bmod g(x) + e(x) \bmod g(x) = e(x) \bmod g(x), \end{aligned} \quad (2.7)$$

где  $s(x)$  – **синдром** (остаток от деления  $r(x)$  на  $g(x)$ ).

Декодирование с исправлением ошибок состоит из следующих этапов:

- 1) вычисление синдрома  $s(x)$  и определение из него ошибки  $e(x)$ ;
- 2) сложение  $e(x)$  с полиномом  $r(x)$  для получения передаваемого кодового слова  $c(x)$ .

### **Порождающая матрица**

Порождающая матрица линейного блочного кодера может быть задана следующим образом (**систематический код**):

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{k \times (n-k)} & \mathbf{I}_{k \times k} \end{bmatrix} \text{ или } \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{k \times k} & \mathbf{P}_{k \times (n-k)} \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

здесь  $\mathbf{P}_{k \times (n-k)}$  – корректирующая подматрица;

$\mathbf{I}_{k \times k}$  – единичная подматрица.

А кодовое слово может быть получено умножением информационной последовательности на порождающую матрицу:

$$\mathbf{c} = \mathbf{a} \times \mathbf{G}. \quad (2.9)$$

Для примера, заданного выражением 2.1 (7, 4), порождающая матрица систематического кода примет вид:

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Перестановка любых столбцов даст тот же **несистематический код**.

Например, для входной последовательности 1101 кодовое слово запишется следующим образом:

$$\mathbf{c} = \mathbf{a} \times \mathbf{G} = (1101) \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \\ = (1000111 \oplus 0100110 \oplus 0000000 \oplus 0001011) = (1101010).$$

### **Проверочная матрица**

На приёмной стороне для проверки принятой последовательности может применяться проверочная матрица:

$$\mathbf{H}_{(n-k) \times n} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(n-k) \times (n-k)} & \mathbf{P}_{k \times (n-k)}^T \end{bmatrix} \text{ или } \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{k \times (n-k)}^T & \mathbf{I}_{(n-k) \times (n-k)} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Можно заметить, что в проверочной матрице корректирующая и единичная подматрицы меняются местами относительно порождающей матрицы.

Синдром определяется перемножением принятого полинома с транспонированной проверочной матрицей:

$$\mathbf{s} = \mathbf{r} \times \mathbf{H}^T. \quad (2.11)$$

В рассмотренном выше примере проверочная матрица примет вид:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Синдром будет определён следующим образом:

$$\mathbf{s} = (1101010) \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = (000).$$

Мы видим, что  $\mathbf{s} = 0$ , что говорит о корректности принятого слова.

Например, при передаче кодового слова в канале произошла однократная ошибка и было принято (1111010). Полученный синдром  $\mathbf{s} = (101)$ .

Можно видеть, что значение синдрома совпадает с третьей строкой транспонированной проверочной матрицы, следовательно, третий бит



принятого кодового слова содержит ошибку. Исправленное кодовое слово примет вид (1101010).

## 4.2 Циклические блочные коды

Характерная особенность *циклических кодов*:

Если последовательность  $(c_1, c_2, \dots, c_{n-1}, c_n)$  представляет собой кодовое слово, то последовательность с циклическим сдвигом на любое число разрядов  $(c_n, c_1, c_2, \dots, c_{n-1})$  также является кодовым словом. Пример реализации циклического блочного кода на основе регистров сдвига представлен на рис. 2.4.

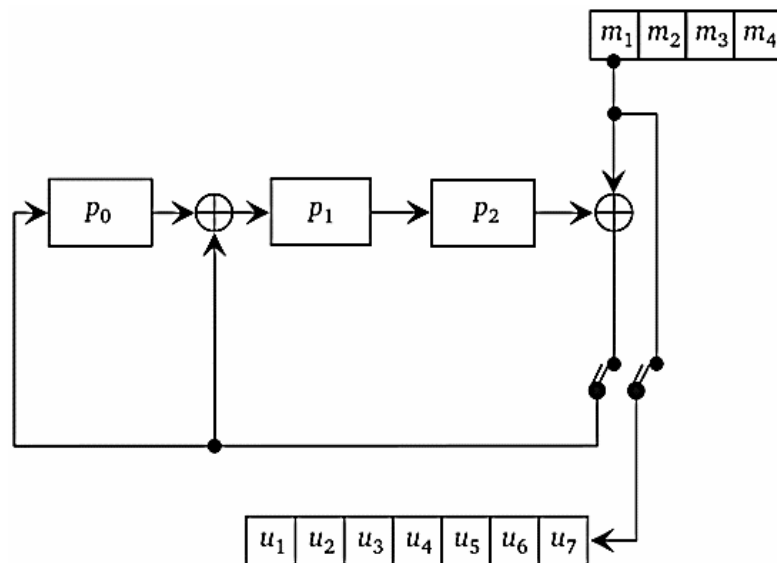


Рис. 2.4. Пример реализации блочного циклического кода

Порождающими полиномами циклических кодов будут делители бинома  $x^n + 1$ . Например, для кода (7, 4) одним из порождающих полиномов может быть:

$$g(x) = x^3 + x + 1 \text{ или } (1 \ 011). \quad (2.12)$$

**Порождающая матрица циклического кода** может быть получена с помощью сдвигов вправо порождающего полинома. Например, порождённая полиномом (2.12) матрица несистематического кода, примет вид:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Для построения проверочной матрицы необходимо получить порождающую матрицу систематического кода.

Корректирующую часть порождающей матрицы можно получить следующим образом:

$$\mathbf{P}_{k \times (n-k)} = \begin{bmatrix} x^{n-1} \bmod g(x) \\ x^{n-2} \bmod g(x) \\ \dots \\ x^{n-k+1} \bmod g(x) \\ x^{n-k} \bmod g(x) \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Например:

$$\begin{aligned} 1000000 \bmod 1011 &= 101 \\ 100000 \bmod 1011 &= 111 \\ 10000 \bmod 1011 &= 110 \\ 1000 \bmod 1011 &= 011 \end{aligned}$$

Получили порождающую матрицу систематического циклического кода:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Проверочную матрицу можно построить по тем же правилам, которые использовались для линейных блочных кодов.

### 4.3 Свёрточные коды

Стандарты IEEE 802.11 применяют сверточное кодирование с целью обеспечения достоверности передачи. Свёрточный кодер представляет собой автомат с определенным числом состояний (содержимого ячеек памяти), в которые переходит в зависимости от входных информационных битов в качестве управляющих сигналов. Выходной сигнал (кодированное слово) – результат перехода автомата из текущего состояния в соседнее, который получается после сложения по модулю 2 входного бита и выбранных битов, содержащихся в ячейках памяти. Характеристикой свёрточного кодирования является его *скорость*, которая записывается в виде:  $R = k/n$ , где  $k$  – количество символов на входе автомата, а  $n$  – количество символов на его выходе, например,  $R = 2/3$ .

Декодер свёрточных кодов работает по принципу максимального правдоподобия.

Пример конечного автомата, реализующего свёрточный кодер со скоростью кодирования  $R = \frac{1}{2}$ , представлен на рис. 2.5.

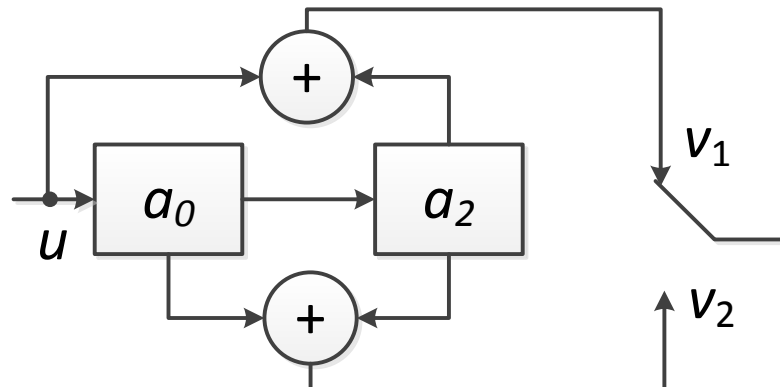


Рис. 2.5. Пример свёрточного кодера

Одним из способов представления свёрточного кодера является граф переходов (рис. 2.6).

Анализируя конечный автомат (рис. 2.5) или граф переходов (рис. 2.6) свёрточного кодера, можно составить таблицу переходов из одного состояния в другое, которая несет ту же информацию, что граф или автомат (таблица 2.2).

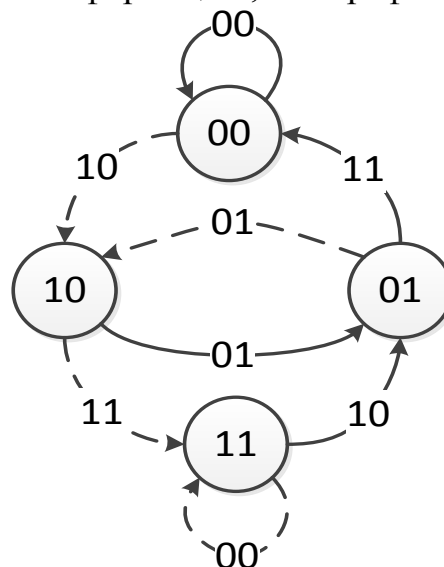


Рис. 2.6. Граф переходов свёрточного кодера

Таблица 2.2. Состояния свёрточного кодера

№	Сигнал на входе	Предыдущее состояние	Следующее состояние	Кодовое слово
1	0	00	00	00
2	1	00	10	10
3	0	10	01	01
4	1	10	11	11
5	0	01	00	11
6	1	01	10	01

№	Сигнал на входе	Предыдущее состояние	Следующее состояние	Кодовое слово
7	0	11	01	10
8	1	11	11	00

Удобный способ описания свёрточного кодера – решетчатая диаграмма (рис. 2.7).

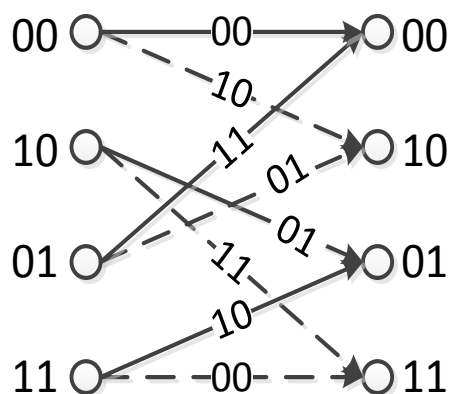


Рис. 2.7. Решетчатая диаграмма свёрточного кодера

Используя решетчатую диаграмму, удобно представлять закодированную последовательность. Например, если на входе кодера информационная последовательность 011001, то кодовое слово формируется в соответствии с рис. 2.8. Полученное в примере кодовое слово **001011101110**.

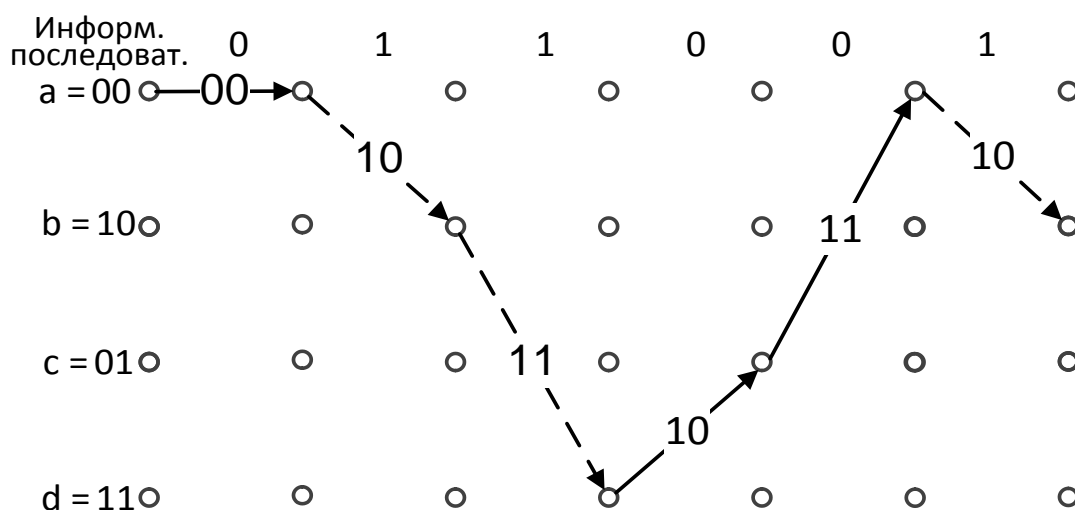


Рис. 2.8. Свёрточный код на решетчатой диаграмме

Эффективный метод выбора декодированного кодового слова предложил в 1967 г. Эндрю Витерби. Алгоритм Витерби ищет оптимальную кодовую последовательность, которая ассоциируется с «кратчайшим» путём на решётчатой диаграмме. Этот путь выбирается при помощи продвижения путей, начинающихся из известного начального состояния, до каждого допустимого в текущий ( $n$ -й) момент состояния в решётке. Каждому переходу между

состояниями на решётчатой диаграмме ставится в соответствие определённая величина – расстояние между кодовой последовательностью, соответствующей данному переходу и принятой последовательностью.

Ключевой момент алгоритма заключается в том, что путь в  $i$ -е состояние в  $n$ -й момент состоит из перехода из одного из возможных в  $(n-1)$ -й момент состояния  $k$ , из которого достижимо  $i$ -е состояние и кратчайшего пути к  $k$ -му состоянию в  $(n-1)$ -й момент.

Выбор кратчайшего пути – рекурсивная процедура. Кратчайший путь каждый раз определяется с учётом результата поиска в предыдущий момент. В случае окончания кодовой последовательности, алгоритм принимает решение о переданной кодовой последовательности, прослеживая путь к состоянию, для которого расстояние минимально.

В алгоритме Витерби используется предположение о статистической независимости ошибок передачи, что может не соответствовать действительности в системах беспроводной связи из-за свойств канала. Ошибки возникают пакетами, что существенно снижает производительность алгоритма Витерби. Решение этой проблемы заключается в применении перемежения.

Смысл перемежения заключается в том, что идущие друг за другом биты кодовой последовательности передаются по каналу не в том порядке, в каком они были сгенерированы. Модифицированная последовательность подвергается искажениям в канале пакетами ошибок. В приёмнике принятые биты снова переставляются, возвращаясь на свои места, таким образом, ошибки становятся статистически *квазинезависимыми*. Принятая последовательность может быть восстановлена.

## V. ТЕХНОЛОГИИ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ

---

Многие системы беспроводной связи, например, основанные на стандартах IEEE 802.11, используют для передачи информации по радиоканалу технологии, известные также как методы расширения спектра (*широкополосной модуляции*):

- FH-SS (англ. *Frequency Hopping Spread Spectrum*) – скачкообразное изменение несущей частоты (частотный скачок);
- DS-SS (англ. *Direct Sequence Spread Spectrum*) – прямое расширение спектра;
- OFDM (англ. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) – мультиплексирование с ортогональным разделением частот.

Идея метода Spread Spectrum состоит в том, что для передачи информации используется значительно более широкая полоса частот, чем это требуется при обычной (в узком частотном канале) передаче. Метод основан на использовании широкополосных сигналов (ШПС), занимаемая полоса частот которых значительно превышает полосу частот, необходимую для передачи цифрового сообщения. Основной характеристикой ШПС является база сигнала:

$$B_S = F \cdot T, \quad (2.15)$$

где  $F$  – ширина спектра сигнала, а  $T$  – его длительность.

Для обычных (прямоугольных, треугольных, косинусоидальных и пр.) импульсов значение базы сигнала  $B_S \approx 1$ .

Если же за время длительности сигнала  $T$  он подвергается дополнительной модуляции (манипуляции) по фазе или частоте, то за счёт этого, спектр  $F$  может быть существенно расширен. База таких сигналов  $B_S \gg 1$ .

Для расширения спектра информационного сообщения используются кодовые последовательности определенного типа (ПСП – *псевдослучайные последовательности*), обладающие спектральными характеристиками белого шума, их иногда называют *псевдошумовыми* (англ. *Pseudo Noise*) сигналами.

Применение широкополосных технологий дает некоторые преимущества перед узкополосными, которые выражаются в следующем:

1) Благодаря избыточности, вносимой применением псевдошумовых сигналов, при передаче можно обойтись сигналом очень маленькой мощности (по сравнению с уровнем мощности сигнала при использовании обычной узкополосной технологии), не увеличивая при этом мощность передатчика.

2) Широкополосные технологии позволяют организовать устойчивую передачу информации в условиях действия помех, мощность которых на входе приемника может превышать мощность полезных сигналов в сотни и тысячи раз.

3) Из-за низкого уровня мощности собственного сигнала ШПС практически не создают помех обычным радиоустройствам (узкополосным большой мощности), так как последние принимают широкополосный сигнал за шум в пределах допустимого. И наоборот, узкополосные устройства не мешают широкополосным, так как их сигналы большой мощности «шумят» каждый только в своем узком канале и не могут целиком заглушить весь широкополосный сигнал.

5) Один частотный диапазон одновременно может использоваться для широкополосных и узкополосных сигналов.

4) Компоненты радиоэлектронных устройств излучения и приёма ШПС (СВЧ-электроника, антенны и пр.) гораздо проще и дешевле при массовом производстве чем аналогичные в узкополосных технологиях.

В технологиях мобильной связи методы широкополосной модуляции используются для реализации многостанционного доступа, например, в стандартах, основанных на кодовом разделении канала CDMA (англ. *Code Division Multiple Access*).

## **5.1 Метод скачкообразного изменения несущей частоты**

Метод FH-SS заключается в применении частотной модуляции сигнала с периодическим изменением частоты несущего колебания. Таким образом, если в течение определенного периода времени несущее колебание остается неизменным, а затем скачкообразно перестраивается на другую частоту по правилу расширяющей кодовой последовательности, то это приводит к расширению спектра сигнала (рис. 2.9).

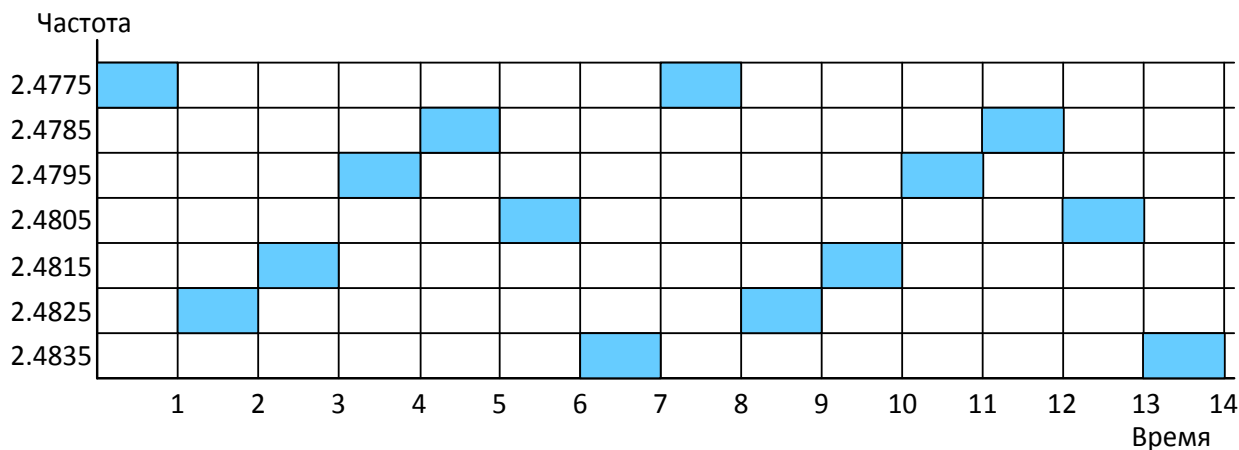


Рис. 2.9. Пример реализации частотного скачка

Типичная схема частотного скачка предполагает деление полосы частот на 79 неперекрывающихся каналов, каждый шириной 1 МГц. Стандарт IEEE 802.11 определяет 78 различных алгоритмов переключения частот. Это означает 3 группы по 26 последовательностей, в каждой из которых обеспечивается минимальное число коллизий, т.е. одновременного использования одной и той же частоты несколькими системами. Каждый хоп длится 224 мкс и при скорости 1 Мбит/с (опционально 2 Мбит/с) за это время передаётся 224 (448) бит. Таким образом, на одной территории может быть создано до 26-ти одновременно работающих систем FH-SS. На практике их число обычно не превышает 15-ти.

На рис. 2.10 представлена схема реализации системы со скачкообразным изменением несущей частоты.

Тот же алгоритм скачкообразного изменения несущей частоты на основе кодовой (псевдослучайной) последовательности, который на передающей стороне служит для расширения спектра сигнала, на приемной стороне применяется для его сжатия.

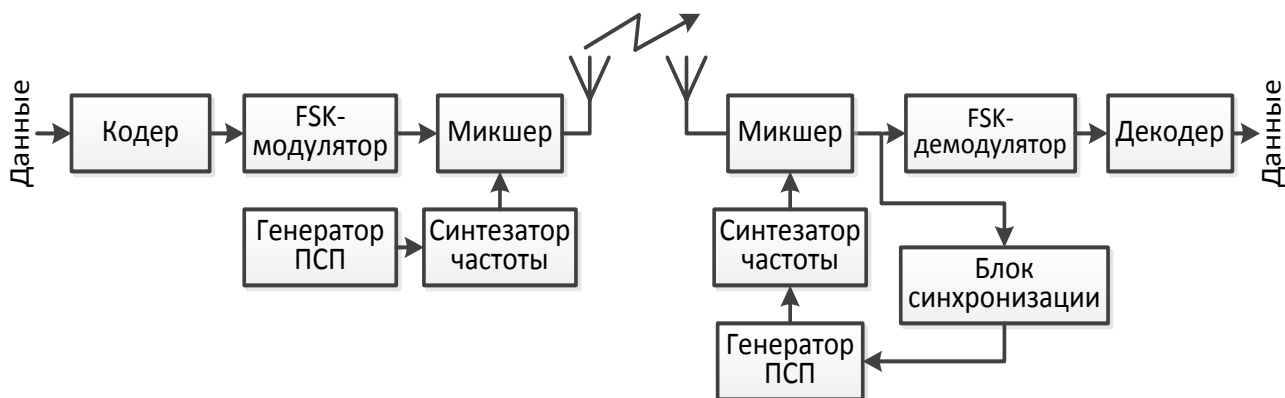


Рис. 2.10. Схема приёма-передачи в системе с FH-SS

## 5.2 Метод прямого расширения спектра

Каждый информационный символ заменяется  $N$  символами расширяющей кодовой последовательности, таким образом, что тактовая скорость передачи увеличивается в  $N$  раз, и во столько же раз расширяется спектр сигнала.

Информационная единица кодируется прямым вариантом последовательности, а информационный ноль – ее инверсным вариантом (рис. 2.11).

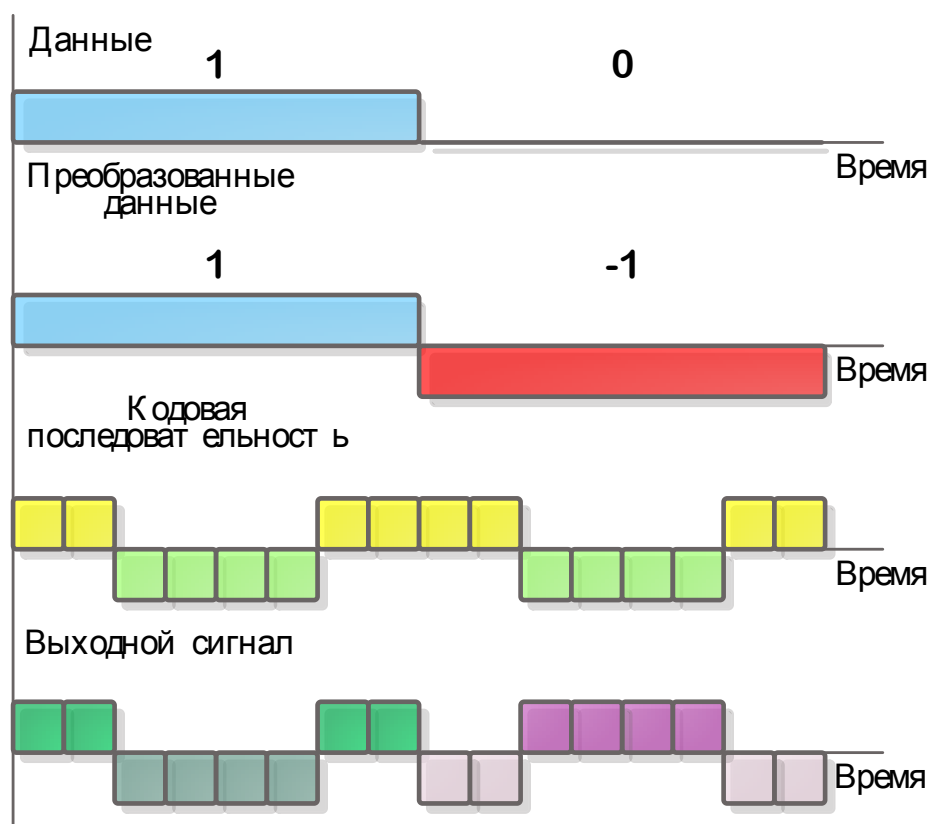


Рис. 2.11. Метод прямого расширения спектра



DS-SS превосходит по эффективности метод FH-SS, но сложнее его в реализации. Еще одним преимуществом DS-SS является устойчивость к замираниям при многолучевом распространении сигнала.

На рис. 2.12 представлена схема реализации системы прямым расширением спектра. Генераторы ПСП (кодовой последовательности) на передающей и приёмной сторонах идентичны. Именно они сначала применяются для расширения спектра передаваемых по каналу связи сигналов, а затем после демодуляции для его сжатия на приёме.

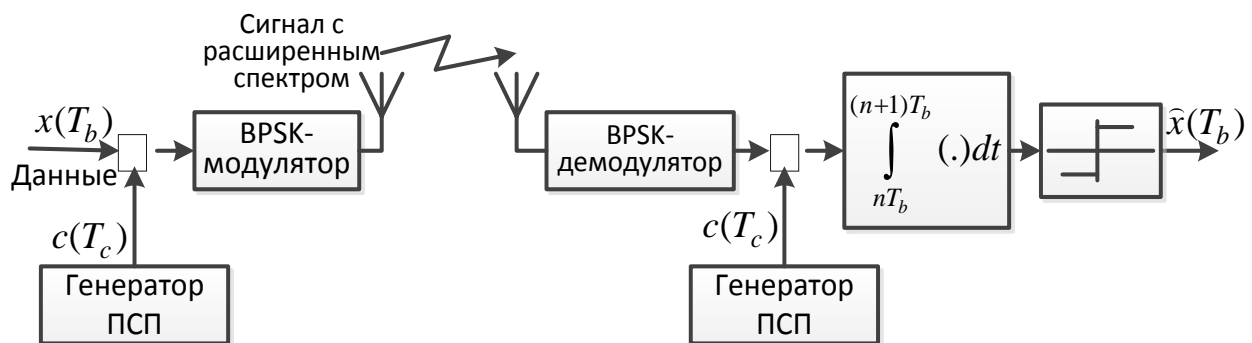


Рис. 2.12. Схема приёма-передачи в системе с DS-SS

В качестве расширяющих кодовых сигналов используются ортогональные и квазиортогональные последовательности. Такие сигналы легко выделить на приёмной стороне. Наиболее распространены такие сигналы, как строки матрицы Адамара, функции Уолша, М-последовательности, коды Баркера, последовательности Голда и Касами.

Для реализации метода DS-SS в WLAN, основанных на стандартах IEEE 802.11, выбраны коды Баркера, обладающие наилучшими автокорреляционными характеристиками из описанных выше псевдошумовых сигналов. Коэффициенты корреляции кодовой последовательности длиной  $N$  должны быть уменьшены, насколько это возможно, и вычисляются следующим образом:

$$\rho_v = \sum_{j=1}^{N-v} b_j b_{j+v}, \quad 0 \leq v \leq N. \quad (2.16)$$

$$|\rho_v| \leq 1, \quad 0 \leq v \leq N. \quad (2.17)$$

Все коды, автокорреляционная характеристика которых соответствует условиям (2.16-2.17), приведены в таблице 2.3. Стандарт IEEE 802.11 использует 11-чиповый код Баркера. При информационной скорости 1 Мбит/с скорость следования отдельных чипов последовательности Баркера составляет  $11 \times 10^6$  чип/с, а ширина спектра такого сигнала составляет 22 МГц.

Таблица 2.3. Коды Баркера

Длина кода	Код	
2	1 -1	1 1

Длина кода	Код	
3	1 1 -1	
4	1 1 -1 1	1 1 1 -1
5	1 1 1 -1 1	
7	1 1 1 -1 -1 1 -1	
11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1	
13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1	

### 5.3 Мультиплексирование с ортогональным разделением частот

В дополнение к широко распространенным методам, описанным ранее, в области связи недавно возник интерес к методу мультиплексирования с ортогональным разделением частот OFDM (англ. *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*). Идея данного метода заключается в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов (поднесущих) и передача ведется параллельно на всех этих поднесущих. Скорость в отдельно взятом подканале может быть низкой, но за счёт одновременной передачи данных по всем подканалам достигается высокая скорость передачи.

Низкая скорость передачи данных в отдельно взятом подканале создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции, т.к. делает возможным использование защитного интервала между символами, что позволяет справляться с временным рассеянием многолучевого распространения.

При частотном разделении каналов необходимо, чтобы ширина отдельного канала была, с одной стороны, достаточно узкой для минимизации искажения сигнала в пределах отдельного канала, а с другой – достаточно широкой для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы канала, разделяемого на подканалы, желательно как можно более плотно расположить частотные подканалы, но при этом избежать межканальной интерференции, чтобы обеспечить полную независимость каналов друг от друга. Частотные каналы, удовлетворяющие перечисленным требованиям, называются ортогональными. Несущие сигналы всех частотных подканалов (а точнее, функции, описывающие эти сигналы) ортогональны друг другу, на рис. 2.13 видно, что максимум амплитуды сигнала на каждой из поднесущих совпадает с нулями сигналов на остальных поднесущих.

Важно, что хотя сами частотные подканалы могут частично перекрывать друг друга, ортогональность несущих сигналов гарантирует частотную независимость каналов друг от друга, а, следовательно, и отсутствие межканальной интерференции.

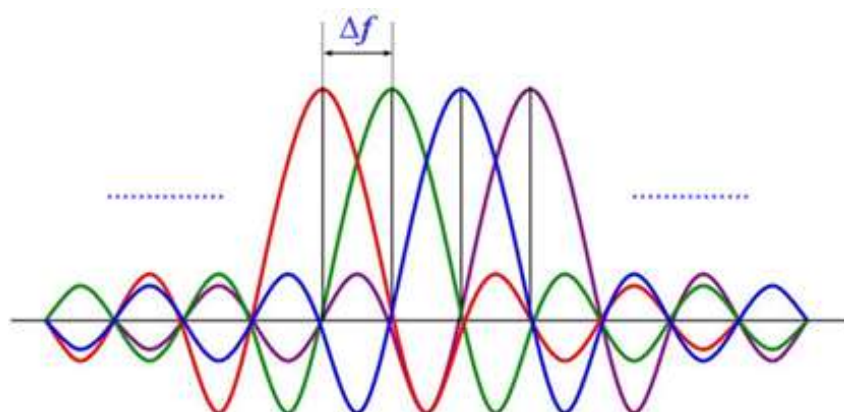


Рис. 2.13. Ансамбль ортогональных частот

В каждом из подканалов применяются методы модуляции: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, вплоть до 4096-QAM, в сочетании с различными схемами канального кодирования обеспечивающие различные скорости передачи. Причем независимое изменение вида модуляции в каждой из поднесущих предоставляет возможность адаптации к параметрам канала связи, т.е. при наличии помех скорость уменьшается, а при их отсутствии или снижении уровня, соответственно, увеличивается.

Метод OFDM может использовать различные схемы скачкообразной перестройки в сочетании с временным разделением каналов. При объединении со скачкообразной перестройкой частоты, он может легко реализовать преимущества, обеспечиваемые методом расширенного спектра.

На рис. 2.14 показана передача символов OFDM частотно-временной области. Каждая поднесущая содержит один символ BPSK, QPSK или QAM.

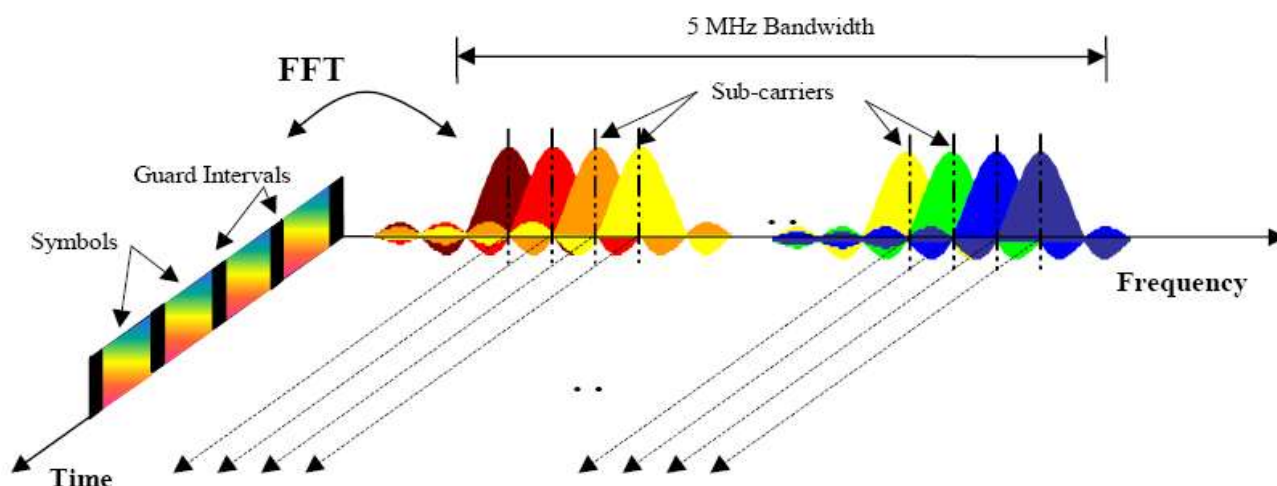


Рис. 2.14. Схема OFDM

Из рис. 2.14 видно, что символы OFDM разделены защитным интервалом GI (англ. *Guard Interval*), по-другому называемым циклическим префиксом CP (англ. *Cyclic Prefix*). Циклический префикс встраивается в начало текущего OFDM-символа, содержит конечные биты предыдущего символа и служит для преодоления межсимвольной интерференции.

Для реализации OFDM в передающих устройствах используется обратное быстрое преобразование Фурье IFFT (англ. *Inverse Fast Fourier Transform*), переводящее предварительно мультиплексированный на  $n$  каналов сигнал из временного представления в частотное. Схема обратного преобразования Фурье представлена на рис. 2.15.

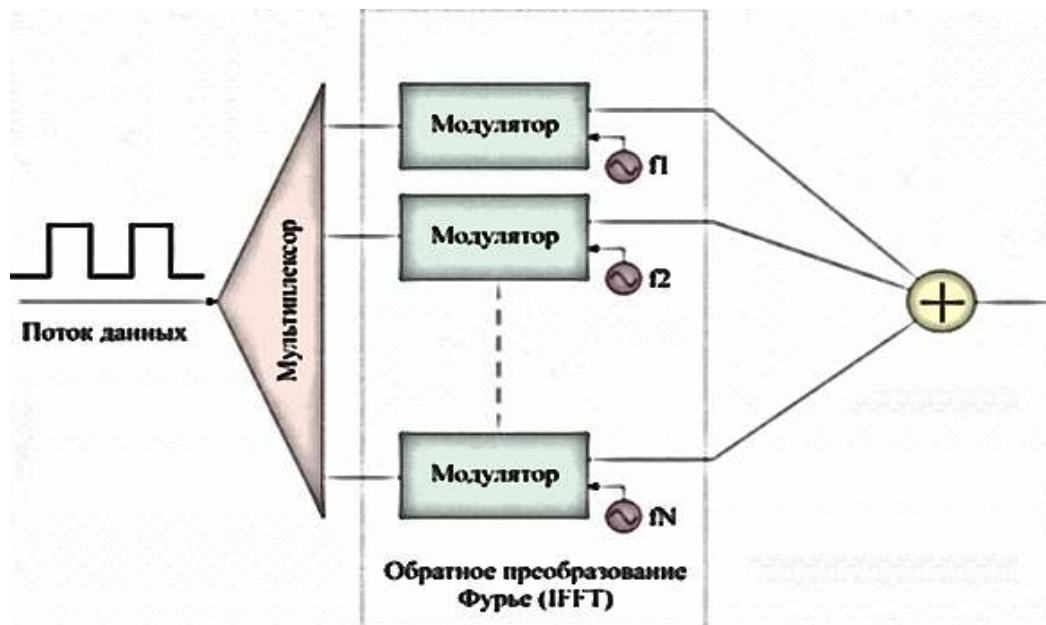


Рис. 2.15. Применение IFFT для ортогонального мультиплексирования частот

Можно отметить следующие недостатки OFDM:

- высокое отношение пиковой мощности OFDM сигнала к ее среднему значению PAR (англ. *Peak-to-Average Ratio*) из-за неравномерной огибающей сигнала во временной области, что приводит к усложнению (и удорожанию) передающего и приёмного устройств.

- сложность самого метода OFDM обуславливает обязательное применение сигнальных процессоров для цифровой обработки сигнала и предъявляет высокие требования к оборудованию.

Обобщая вышесказанное можно сделать выводы:

- 1) Одним из ключевых преимуществ метода OFDM является сочетание высокой скорости передачи на множестве поднесущих с эффективным противостоянием многолучевому распространению и его следствию – межсимвольной интерференции, благодаря наличию циклического префикса.

- 2) Использование ортогональных поднесущих приводит к отсутствию межканальной интерференции.

- 3) Возможность адаптации к параметрам канала и условиям передачи, заложенная в OFDM методе, определяет его высокую помехоустойчивость и надежность.

- 4) Метод обеспечивает высокую эффективность использования радиочастотного спектра, объясняемую почти прямоугольной формой огибающей спектра при большом количестве подканалов.

## VI МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ

Одной из основных задач при построении любой системы связи является выбор и техническая реализация способов введения передаваемой информации в физическую среду передачи на передающей стороне и выделения этой информации в точке приема. Для решения этой задачи служат методы модуляции (передача) и демодуляции (приём).

**Модуляция** (лат. *Modulatio* – мерность, размерность) – это процесс кодирования информации, получаемой от источника информации, в форму, наиболее удобную для передачи по каналу связи. В общем случае этот процесс предусматривает перенос основной полосы частот **модулирующего сигнала**  $\Delta F$  в область высоких частот. Получающийся в результате модуляции **радиосигнал**  $s[t; u(t)]$  занимает полосу шириной  $2\Delta F$ , центральная частота которой  $f_0$  намного выше верхней граничной частоты  $f_B$  спектра модулирующего сигнала. Передаваемая информация заложена в управляющем (модулирующем) сигнале, а роль переносчика информации выполняет высокочастотное колебание, называемое **несущим**. Результат модуляции называют **модулированным сигналом**. Обратную операцию выделения модулирующего сигнала из модулированного колебания называют **демодуляцией**.

Как правило, в качестве переносчика информации используется гармоническое колебание:

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi), \quad \text{где } 2\pi f_0 = \omega, \quad (2.18)$$

основными параметрами которого, используемыми для модуляции, являются амплитуда  $A$ , частота  $f_0$  и фаза  $\varphi$ . В зависимости от того, какой из параметров несущего колебания изменяется, различают вид модуляции (амплитудная, частотная, фазовая и др.). Частотная и фазовая модуляция тесно взаимосвязаны, поскольку изменяют аргумент функции косинуса, и их обычно объединяют под общим названием – **угловая модуляция** (англ. *angle modulation*). В каналах передачи цифровой информации получила также распространение квадратурная модуляция, при которой одновременно изменяются амплитуда и фаза несущих колебаний.

### 6.1 Квадратурный модулятор

Известно, что узкополосный модулированный сигнал с произвольным видом модуляции можно представить в виде:

$$s(t) = I(t) \cos(\omega t) - Q(t) \sin(\omega t), \quad (2.19)$$

где  $\omega$  – несущая частота радиосигнала,  $I(t)$  и  $Q(t)$  называются соответственно *синфазной* и *квадратурной* составляющими модулирующего сигнала.

Таким образом, для осуществления произвольного вида модуляции сигнала необходимо выполнить две операции:

- 1) сформировать синфазную и квадратурную составляющие модулирующего сигнала (вид данных составляющих будет определять вид модуляции);
- 2) выполнить преобразование 2.19.

Выполнение операций 1) и 2) выполняется различными блоками передающего тракта. Операция 1) осуществляется в *baseband*-процессоре, а операция 2) в квадратурном модуляторе. Baseband-процессор формирует низкочастотные (*baseband*) сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  из закодированного информационного сигнала. Закон, по которому выполняется данное преобразование, определяет вид модуляции сигнала. Квадратурный (IQ) модулятор выполняет преобразование по формуле 2.19 (см. рис. 2.16).

На вход IQ-модулятора поступают  $I(t)$  и  $Q(t)$  составляющие, сформированные baseband-процессором из исходного информационного сигнала, которые определяют вид и свойства модулированного сигнала, а также немодулированное несущее колебание вида  $\cos(\omega t)$ .

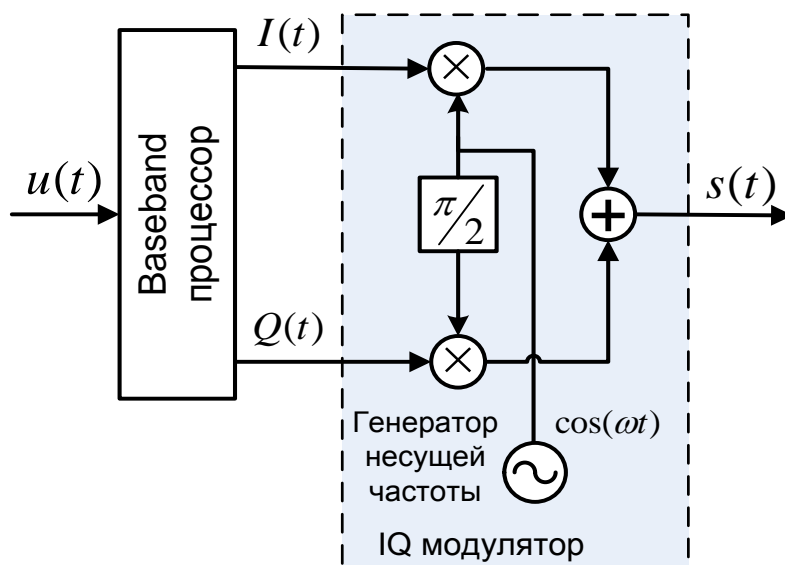


Рис. 2.16. Обобщённая структура квадратурного модулятора

Синфазная составляющая  $I(t)$  перемножается с немодулированным несущим колебанием, а квадратурная составляющая  $Q(t)$  перемножается с  $\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin(\omega t)$ . Последующее суммирование полученных произведений дает нам результирующий модулированный сигнал  $s(t)$ .

## 6.2 Сигналы с угловой модуляцией



При угловой модуляции в несущем гармоническом колебании  $s(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$  значение амплитуды колебаний  $A$  остается постоянным, а информация  $u(t)$  переносится либо на частоту  $\omega$ , либо на фазовый угол  $\varphi$ . И в том, и в другом случае текущее значение фазового угла гармонического колебания  $s(t)$  определяет аргумент:

$$\psi(t) = \omega t + \varphi, \quad (2.20)$$

который называют *полной фазой колебания*.

Для колебаний с угловой модуляцией вводится понятие *мгновенной частоты* (англ. *instantaneous frequency*), под которой понимают производную от полной фазы по времени:

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt}. \quad (2.21)$$

Полная фаза колебаний в произвольный момент времени может быть определена *интегрированием* мгновенной частоты:

$$\psi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(t) dt. \quad (2.22)$$

Для фазовой модуляции *полную фазу* можно представить в виде зависимости от модулирующего сигнала:

$$\psi(t) = \omega_0 t + k \cdot u(t), \quad (2.23)$$

где параметр  $k$  называется *девиацией фазы*.

При частотной модуляции можно записать выражение *мгновенной частоты*:

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_d \cdot u(t), \quad (2.24)$$

где  $\omega_d$  – *девиация частоты*, через которую выражается *индекс частотной модуляции* –  $m = 2f_d T$ , где  $f_d = \frac{\omega_d}{2\pi}$ .

Девиация частоты, индекс частотной модуляции и девиация фазы являются полезными характеристиками угловой модуляции.

Далее будут рассмотрены методы цифровой модуляции (манипуляции).

## 6.3 Частотно-манипулированные сигналы FSK, GFSK

В настоящее время большая часть информации, передаваемой по разнообразным каналам связи, существует в цифровом виде. Это означает, что передаче подлежит не *непрерывный* (аналоговый) модулирующий сигнал, а последовательность целых чисел:  $n_0, n_1, n_2, \dots$ , которые могут принимать значения из некоторого фиксированного конечного множества. Эти числа, называемые символами (англ. *symbol*), поступают от источника информации с периодом  $T$ , а частота, соответствующая этому периоду:  $f_T = \frac{1}{T}$ . Т.е. передаваемая информация представляет собой цифровой сигнал.

Часто используемым на практике вариантом является двоичная (англ. *binary*) последовательность символов, когда каждое из чисел  $n_i$  принимает одно из двух значений: 0 или 1. Обозначим её  $b(t)$ . В качестве модулирующего сигнала выступает кодовое представление входной двоичной последовательности (например, NRZ-код) в виде  $\pm 1$ , которое далее будет обозначаться  $b_0(t)$ .

Типичный подход при осуществлении передачи дискретной последовательности символов состоит в следующем. Каждому из возможных значений символа сопоставляется некоторый набор параметров несущего колебания. Эти параметры поддерживаются постоянными в течение интервала  $T$ , то есть до прихода следующего символа. Способ модуляции, когда параметры несущего колебания меняются скачкообразно в соответствии с модулирующим сигналом, называется *манипуляцией* (англ. *shift keying*).

## **Принцип формирования FSK сигнала**

Частотно-манипулированные FSK (англ. *Frequency Shift Keying*) сигналы являются широко распространёнными в современной цифровой связи. Это обусловлено, прежде всего, простотой их генерирования и приёма, ввиду нечувствительности к начальной фазе.

При частотной манипуляции каждому возможному значению передаваемого символа сопоставляется своя частота. В течение каждого символьного интервала передается гармоническое колебание с частотой, соответствующей текущему символу  $b(t)$  (рис. 2.17).

FSK сигналы являются частным случаем сигналов с частотной модуляцией (FM) при модулирующем сигнале в виде двоичной битовой последовательности  $b(t)$ . Таким образом, для модуляции FSK можно использовать схему FM модулятора на базе универсального квадратурного модулятора, как это показано на рис. 2.18.



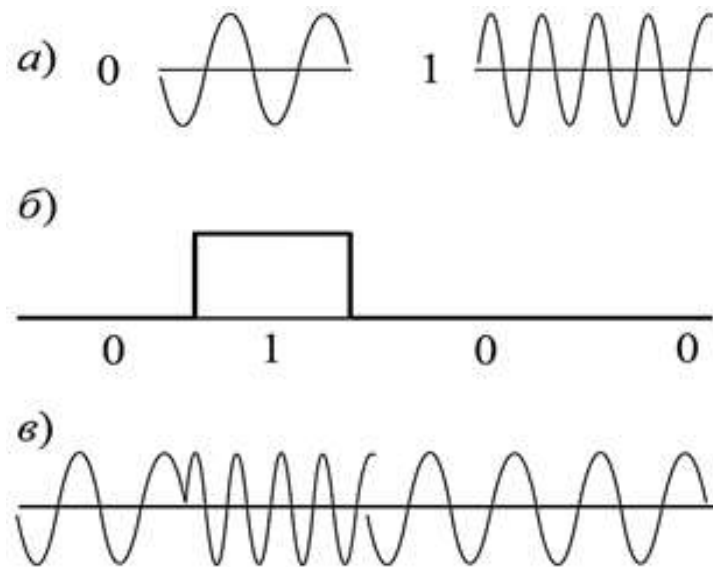


Рис. 2.17. Пример двоичного частотно-манипулированного сигнала:  
а) – несущее колебание; б) – модулирующий цифровой сигнал; в) –  
модулированный FSK сигнал

На рис. 2.19 приведены графики, поясняющие работу FSK модулятора, изображённого на рис. 2.18.

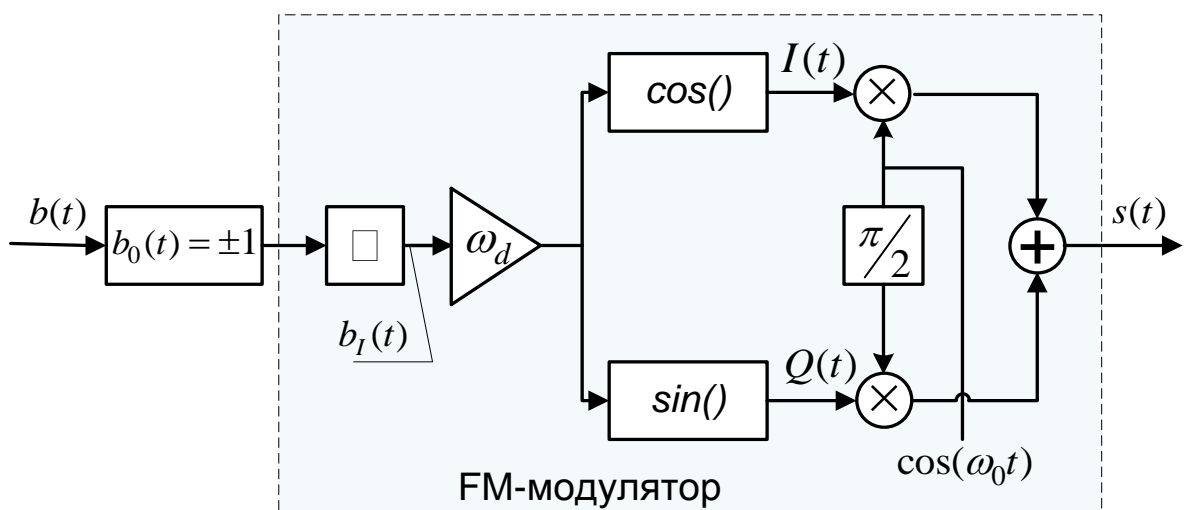


Рис. 2.18. Структурная схема формирования FSK сигнала

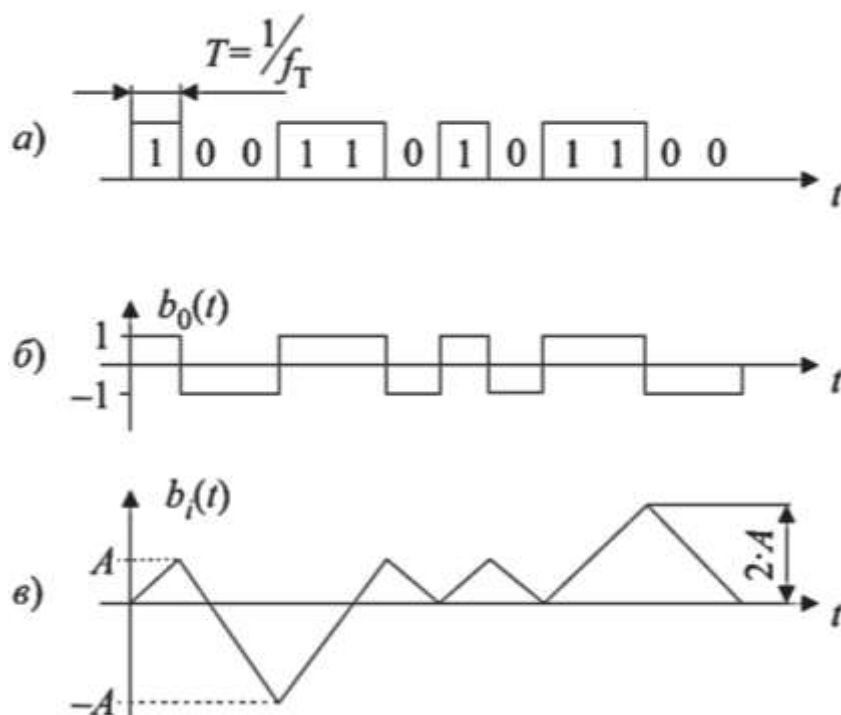


Рис. 2.19. Временные диаграммы FSK-модулятора:

а) – исходный сигнал; б) – модулирующий сигнал; в) – фазовая диаграмма

На верхнем графике показана исходная последовательность бит  $b(t)$ , следующая со скоростью  $f_T$  бод, т.е. длительность одного бита последовательности  $T = \frac{1}{f_T}$ . Блок нормировки формирует сигнал  $b_0(t)$  с уровнем  $\pm 1$  и с нулевым средним, как это показано на рис. 2.19 б, при этом форма сигнала сохраняется. Далее  $b_0(t)$  используется как модулирующий сигнал на входе FM модулятора. На выходе интегратора получается сигнал  $b_I(t)$  в виде «пилы» как это показано на рис. 2.19 в, который представляет собой мгновенную фазу FSK сигнала. При интегрировании импульса с единичной амплитудой на интервале  $T$  пилообразный импульс будет иметь амплитуду  $A = T = \frac{1}{f_T}$ . Далее сигнал  $b_I(t)$  усиливается в  $\omega_d$  раз, где  $\omega_d$  – девиация частоты FM сигнала. После усиления производится формирование синфазной  $I(t)$  и квадратурной  $Q(t)$  компонент и модуляция при помощи универсального квадратурного модулятора.

Синфазная и квадратурная составляющие представляют собой:

$$\begin{aligned} I(t) &= A \cdot \cos(\omega_d \int b_0(t) dt) \\ Q(t) &= A \cdot \sin(\omega_d \int b_0(t) dt) \end{aligned} \quad (2.25)$$

а модулированный сигнал:

$$s(t) = A \cdot \cos((\omega_0 \pm \omega_d)t). \quad (2.26)$$

Пример реализации FSK модуляции с индексом частотной модуляции  $m = 0.5$  и набегом фазы  $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$  на интервале одного информационного символа представлен на рис. 2.20.

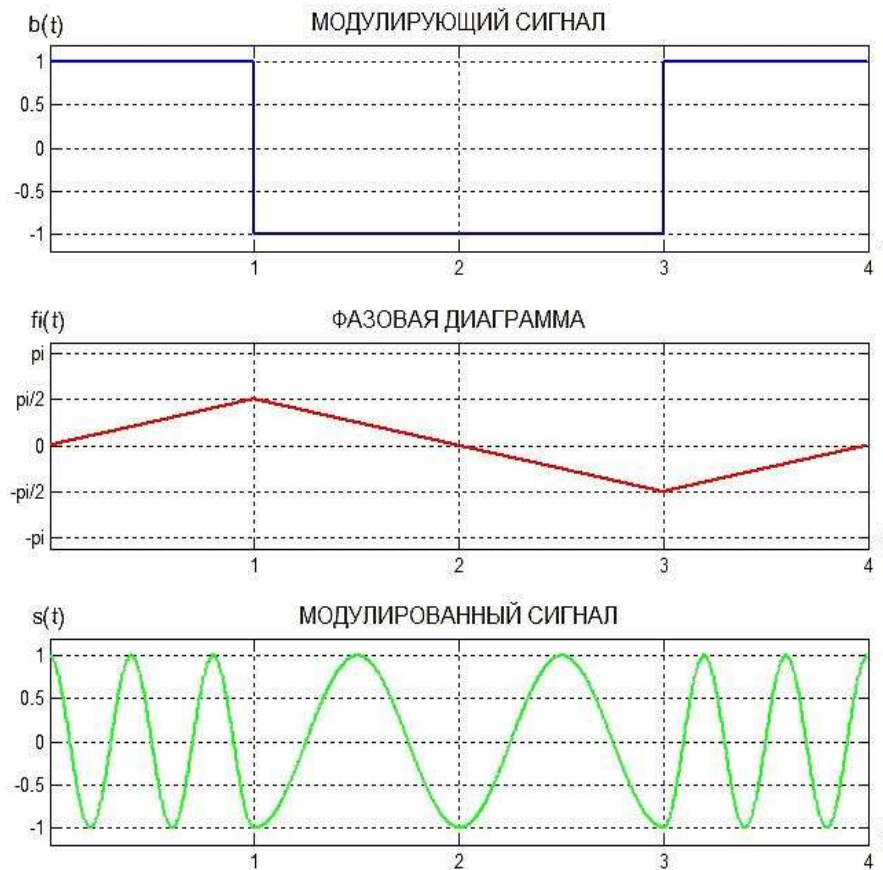


Рис. 2.20. Диаграммы FSK-сигнала

### **Спектр FSK сигнала**

Для того чтобы рассмотреть спектр FSK сигнала, представим последовательность  $b_0(t)$  на входе квадратурного модулятора в виде суммы двух сигналов:

$$b_0(t) = b_{+1}(t) + b_{-1}(t); \quad (2.27)$$

$$\text{где } b_{+1}(t) = \begin{cases} 1, & b_0(t) > 0 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, \quad b_{-1}(t) = \begin{cases} -1, & b_0(t) < 0 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (\text{см. рис. 2.21}).$$

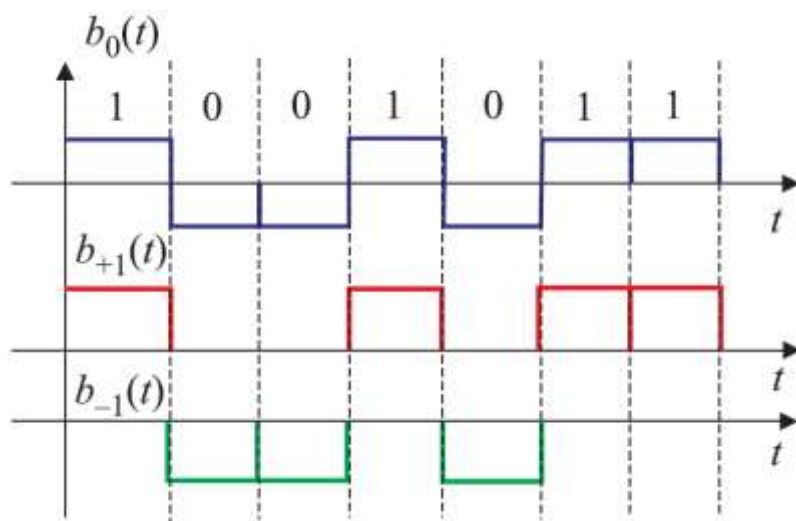


Рис. 2.21. Модулирующий сигнал как сумма двух последовательностей

В соответствии со сказанным выше FSK сигнал можно представить суммой двух сигналов:

$$s(t) = s_{+1}(t) + s_{-1}(t); \quad (2.28)$$

где  $s_{+1}(t) = b_{+1}(t) \cdot \cos((\omega_0 + \omega_d)t)$ ,  $s_{-1}(t) = b_{-1}(t) \cdot \cos((\omega_0 - \omega_d)t)$ .

Таким образом, спектр FSK сигнала  $S(\omega)$  есть сумма спектров  $S_{+1}(\omega) + S_{-1}(\omega)$  сигналов  $s_{+1}(t)$  и  $s_{-1}(t)$ , которые представляют собой перенесенные на соответствующие частоты сигналы  $b_{+1}(t)$  и  $b_{-1}(t)$ , являющиеся последовательностью импульсов длительности  $T = \frac{1}{f_T}$ .

Их спектральные характеристики представлены на рис. 2.22.

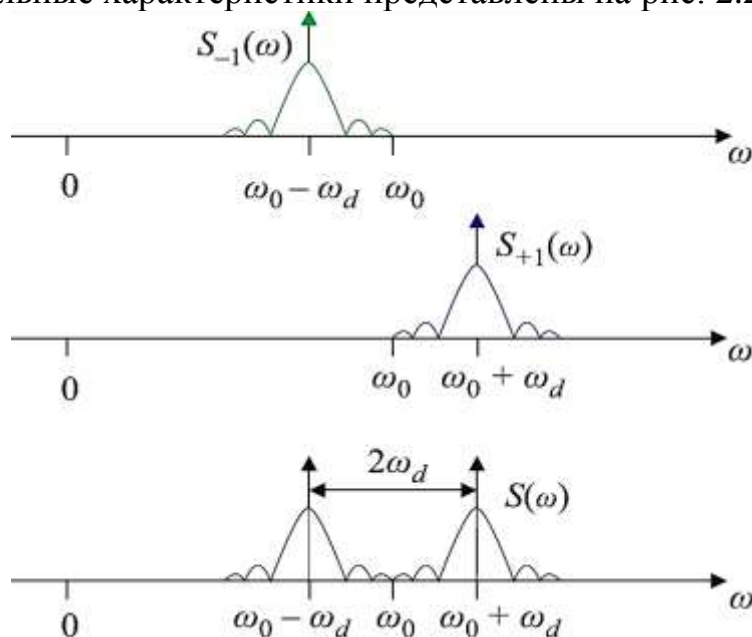


Рис. 2.22. Спектр FSK сигнала

При фиксированной битовой скорости составляющие спектра FSK сигнала будут тем ближе, чем меньше индекс FSK модуляции.

Сужение спектра за счет сглаживания фронтов импульсов достигается использованием фильтра Гаусса на входе FSK модулятора.

## **GFSK модуляция**

В современных беспроводных сетях, например, основанных на стандарте IEEE 802.11, манипуляция FSK не применяется в чистом виде. Для организации беспроводных локальных сетей используется *гауссовская частотная манипуляция* GFSK (англ. *Gaussian Frequency Shift Keying*). Фильтрация Гаусса – один из самых распространенных способов уменьшения ширины спектра.

Структурная схема модулятора GFSK на основе обобщенного квадратурного модулятора приведена на рис. 2.23.

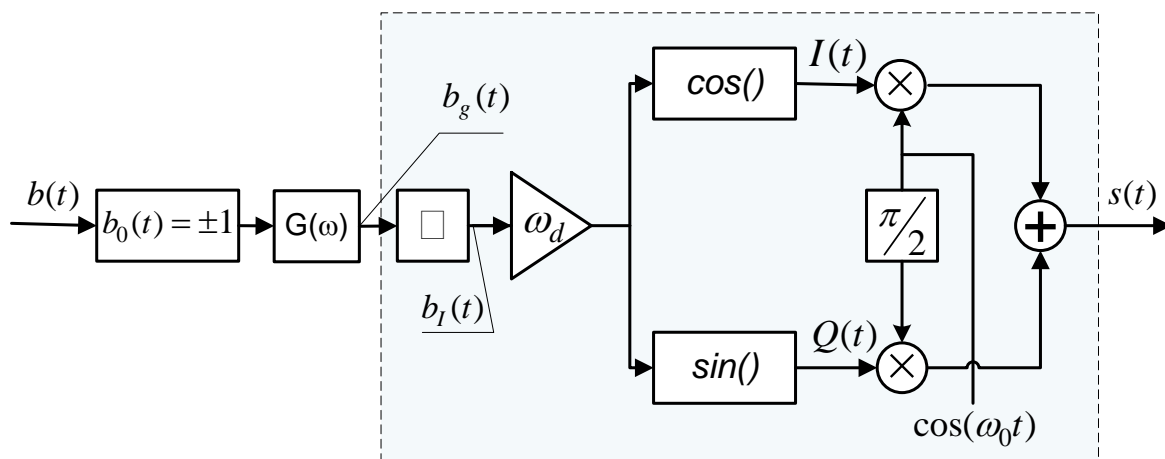


Рис. 2.23. Структурная схема формирования GFSK сигнала

Двоичный сигнал, преобразованный в форму NRZ,  $b_0(t)$  направляется на вход фильтра с гауссовской импульсной характеристикой:

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma T} \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2 T^2}\right), \quad (2.29)$$

где  $\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT}$ ;  $BT$  – нормированная ширина полосы пропускания фильтра Гаусса,  $B$  – ширина спектра импульса по уровню 3 дБ,  $T$  – длительность одного бита.

Сглаженный сигнал  $b_g(t)$  поступает на вход FSK модулятора. Полученные характеристики представлены на рис. 2.24.

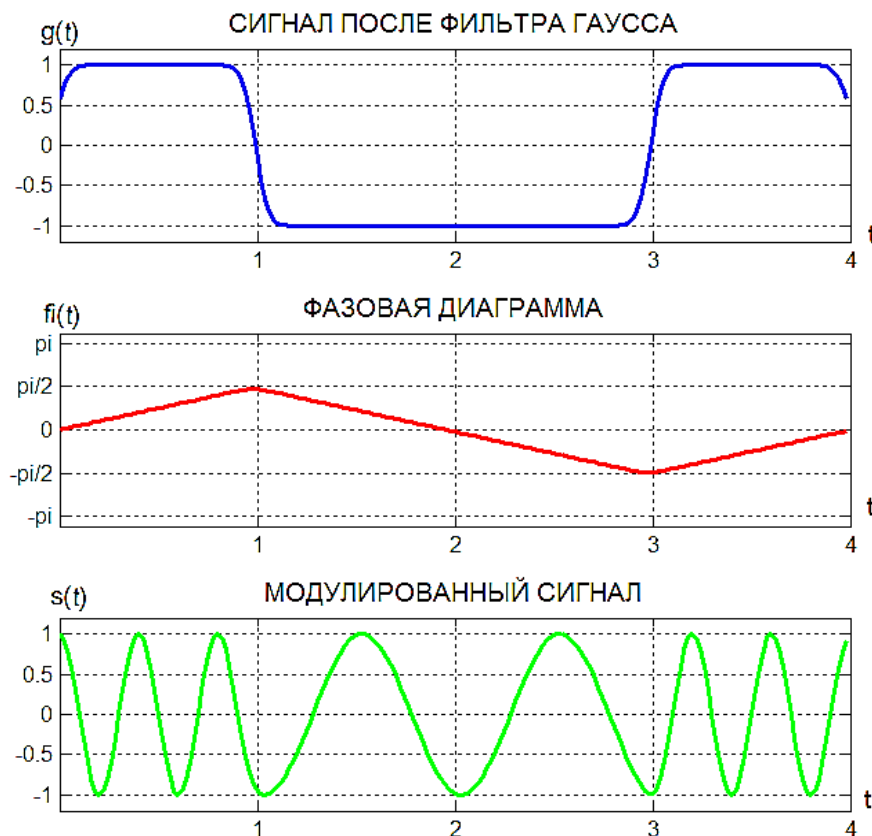


Рис. 2.24. Пример GFSK сигнала

К преимуществам GFSK модуляции можно отнести *компактный спектр* на выходе передающего устройства, обеспечивающий *низкий уровень внеполосного излучения*. Недостатком является вносимая фильтром Гаусса *межсимвольная интерференция*.

## 6.4 Методы фазовой манипуляции

### **Двоичная фазовая манипуляция (BPSK)**

Модуляция BPSK (англ. *Binary Phase Shift Key*) нашла очень широкое применение ввиду высокой помехоустойчивости и простоты модулятора и демодулятора.

**Формирование BPSK сигнала.** Цифровой модулирующий сигнал  $b_0(t)$  подаётся на вход фазового модулятора с девиацией фазы  $k = \pi$ .

На рис. 2.25 представлен униполярный (рис. 2.25 а) и биполярный (рис. 2.25 б) двоичный модулирующий сигнал.

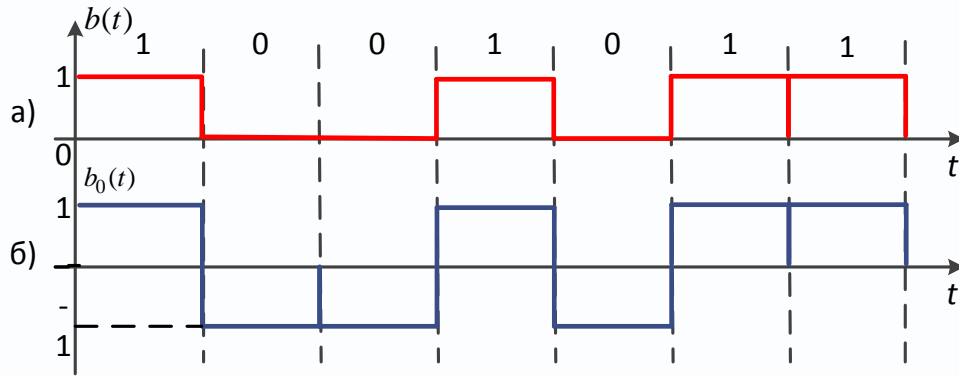


Рис. 2.25. Двоичный модулирующий сигнал

На рис. 2.26 можно видеть структурную схему формирования BPSK сигнала на основе квадратурного фазового модулятора.

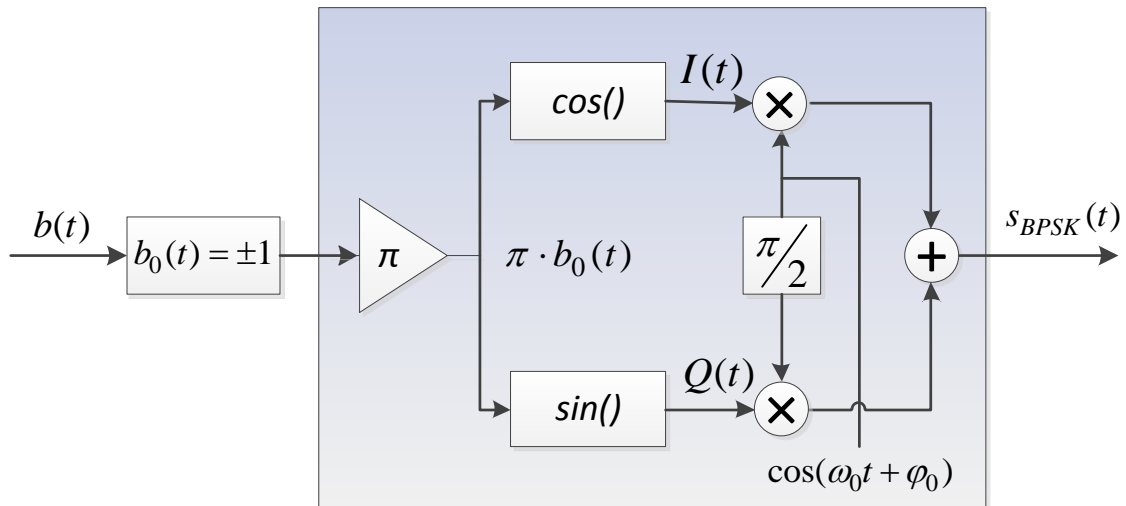


Рис. 2.26. Структурная схема формирования BPSK сигнала

Поскольку  $b_0(t)$  принимает только значения равные  $\pm 1$ , то синфазная  $I(t)$  и квадратурная  $Q(t)$  компоненты комплексной огибающей  $z(t) = I(t) + jQ(t)$  BPSK сигнала равны:

$$\begin{aligned} I(t) &= \cos(b_0(t) \cdot \pi) = \cos(\pm\pi) = \pm 1 = b_0(t) \\ Q(t) &= \sin(b_0(t) \cdot \pi) = \sin(\pm\pi) = 0 \end{aligned} \quad (2.30)$$

Тогда BPSK сигнал можно записать следующим образом:

$$s_{BPSK}(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = -b_0(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.31)$$

а структурную схему модулятора можно упростить, как это показано на рис. 2.27.

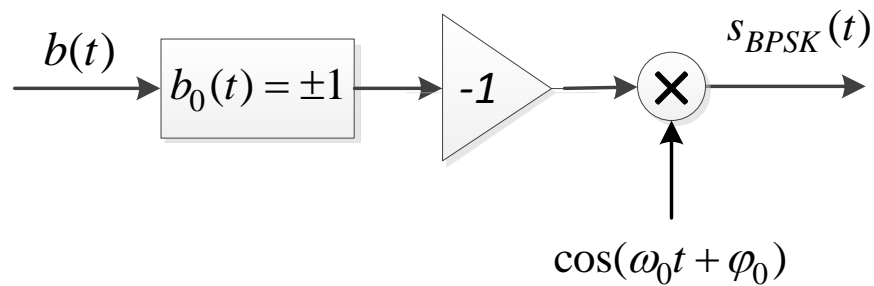


Рис. 2.27. Упрощённая структурная схема BPSK модулятора

Пример формирования BPSK сигнала показан на рис. 2.28.

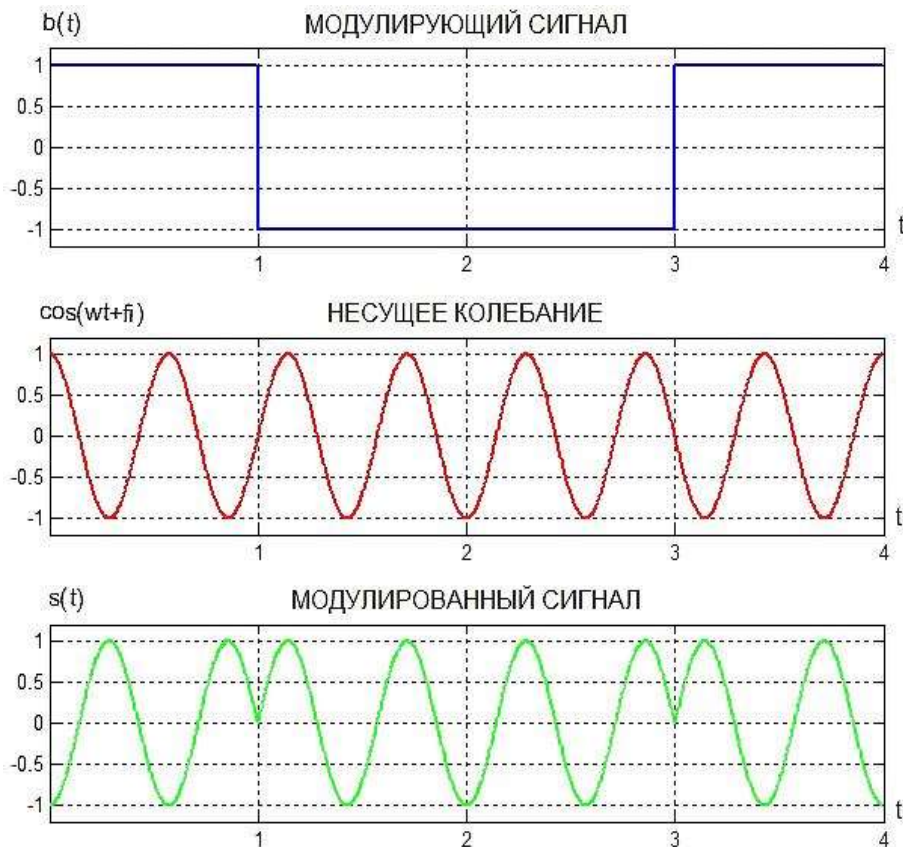


Рис. 2.28. Диаграммы BPSK сигнала

**Векторная диаграмма BPSK.** Рассмотрим векторную диаграмму BPSK сигнала. Согласно выражению 2.31 синфазная компонента  $I(t)$  комплексной огибающей BPSK сигнала  $z(t) = I(t) + jQ(t)$  равна  $-b_0(t)$ , а квадратурная компонента  $Q(t) = 0$ . При этом  $b_0(t)$  принимает значения  $\pm 1$ . Соответствующая векторная диаграмма BPSK сигнала представлена на рис. 2.29.

Вектор комплексной огибающей может принимать одно из двух значений  $I(t) = 1$  при передаче информационного нуля и  $I(t) = -1$  при передаче информационной единицы.



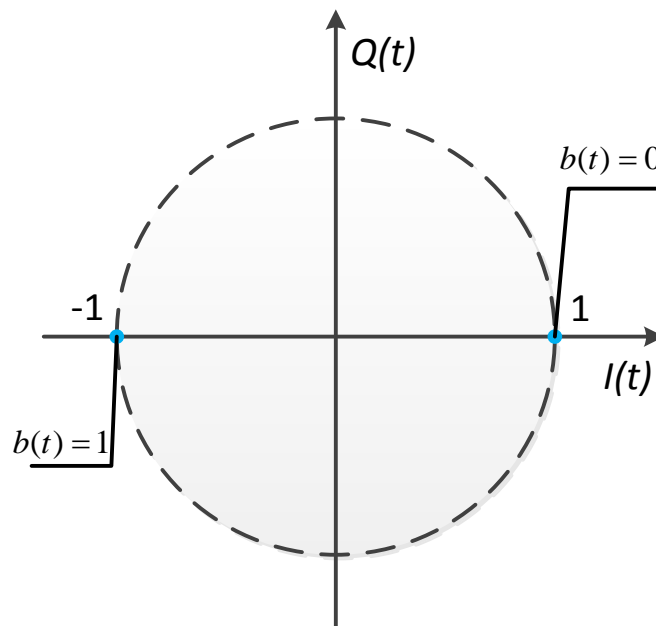


Рис. 2.29. Векторная диаграмма BPSK сигнала

BPSK имеет худшие по сравнению с частотными видами манипуляции спектральные характеристики.

Эта модуляция является самой помехоустойчивой из всех видов фазовой манипуляции, то есть при использовании бинарной фазовой манипуляции вероятность ошибки при приеме данных наименьшая. Однако каждый символ несет только один бит информации, что обуславливает наименьшую в этом методе модуляции скорость передачи информации.

### **Дифференциальная BPSK (DBPSK)**

Подвидом семейства BPSK является *дифференциальная* (относительная) BPSK (DBPSK – *Differential BPSK*). Необходимость относительного кодирования обусловлена тем, что большинство схем восстановления несущей частоты приводят к фазовой неоднозначности восстановленной несущей. В результате восстановления может образоваться постоянный фазовый сдвиг, кратный  $180^\circ$  (см. рис. 2.30).

Сравнение принимаемого сигнала с восстановленной несущей приведет в этом случае к инвертированию (изменению значений всех битов на противоположные). Этого можно избежать, если кодировать не абсолютный сдвиг фазы, а его изменение относительно значения на предыдущем битовом интервале. Например, если на текущем битовом интервале значение бита изменилось по сравнению с предыдущим, изменим значение фазы модулированного сигнала на  $180^\circ$ , если осталось прежним, то фаза также не изменяется.

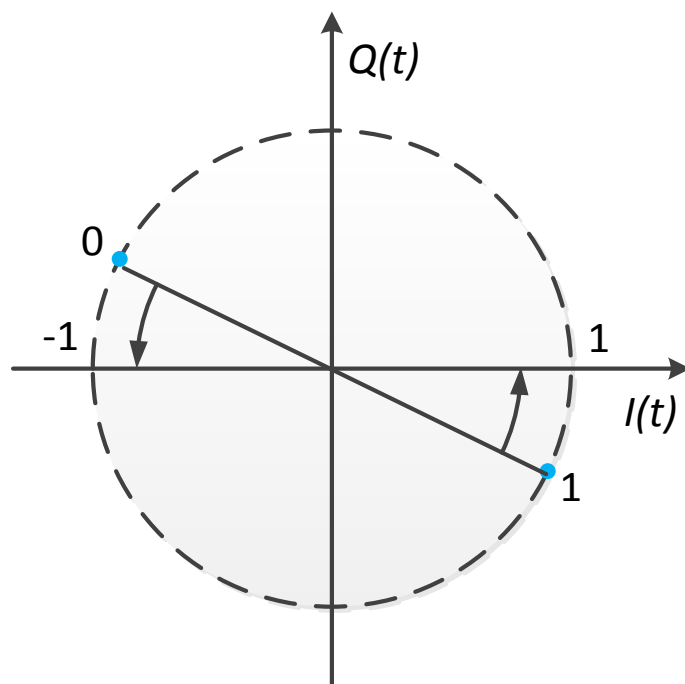


Рис. 2.30. Пример случайного поворота фазового созвездия BPSK при передаче, вызывающего ошибку на приёме

### **Квадратурная фазовая манипуляция QPSK**

Введем еще один параметр – символьную скорость передачи –  $SR$  (англ. *Symbol Rate*). При кодировании одним символом одного бита информации скорость передачи информации  $BR$  (англ. *Bit Rate*) совпадает с символьной скоростью передатчика  $SR$ . Если же одним символом передается  $n$  информационных бит, то  $SR = \frac{BR}{n}$  бод, где бод – единица измерения символьной скорости, количество изменений информационного параметра несущего периодического сигнала в секунду.

Рассмотрим квадратурную фазовую манипуляцию QPSK (англ. *Quadrature Phase Shift Keying*), с помощью которой происходит кодирование двух бит информации одним символом и символьная скорость передачи –  $SR = \frac{BR}{2}$ .

**Векторная диаграмма QPSK.** Точки на векторной диаграмме образуют созвездие фазовой манипуляции (*сигнальное созвездие*). Для того чтобы осуществить кодирование одним символом двух бит информации, необходимо, чтобы созвездие состояло из четырех точек, как это показано на рис. 2.31.

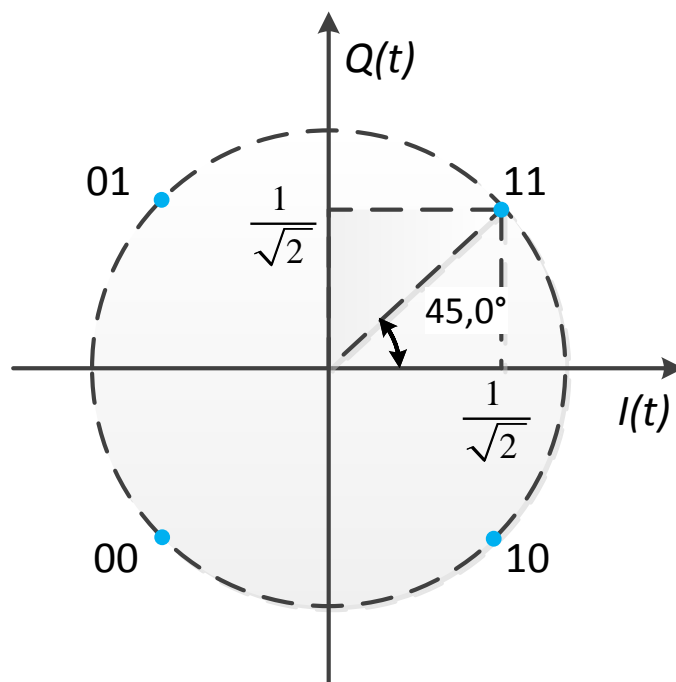


Рис. 2.31. Векторная диаграмма QPSK сигнала

Синфазная и квадратурная составляющие отличны от нуля, а все точки созвездия расположены на единичной окружности. Два последовательно идущих друг за другом бита информации кодируются одновременно синфазным  $I(t)$  и квадратурным  $Q(t)$  сигналами.

**Формирование сигнала QPSK.** Из вида сигнального созвездия QPSK нетрудно определить значения сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ , которые зависят от пары бит  $b_0(t)$  на входе кодирующего устройства синфазной и квадратурной составляющей QPSK-модулятора. Кодирующее устройство формирует постоянные в пределах длительности этой пары бит сигналы  $I(t) = \cos(\varphi(t))$  и  $Q(t) = \sin(\varphi(t))$ , где фаза модулированного колебания  $\varphi(t)$  принимает значения:  $-3\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $\pi/4$  и  $-\pi/4$ , соответствующие углу вектора  $(I, Q)$  на рис. 2.31 от оси абсцисс.

Таким образом, формирование QPSK сигнала будет производиться в соответствии с таблицей 2.4.

Таблица 2.4. Формирование QPSK сигнала

Сигнал	Значение			
Пара бит информационного сигнала	00	01	11	10
Модулирующий сигнал	1	3	-3	-1
Фаза $\varphi(t)$	$-3\pi/4$	$3\pi/4$	$\pi/4$	$-\pi/4$
$I(t) = \cos(\varphi(t))$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
$Q(t) = \sin(\varphi(t))$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

Структурная схема QPSK модулятора на основе универсального квадратурного модулятора показана на рис. 2.32.

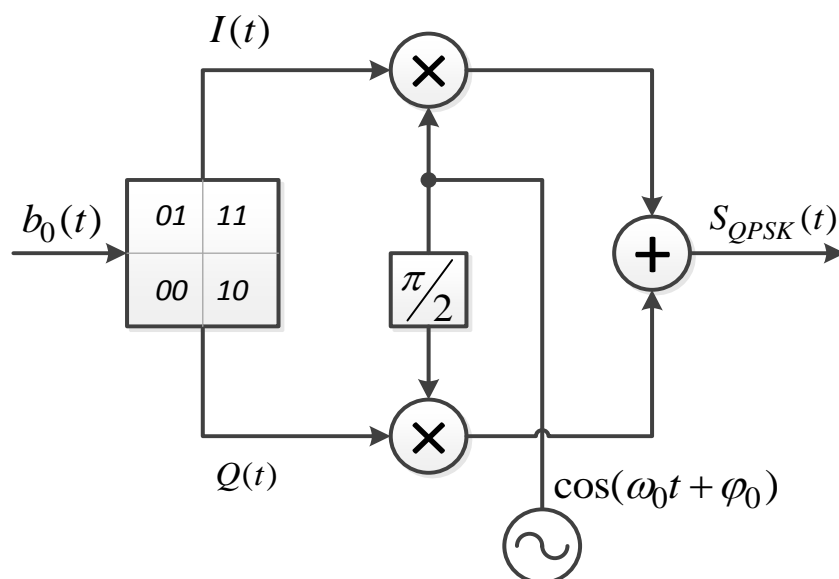


Рис. 2.32. Структурная схема QPSK-модулятора

Здесь модулированный сигнал описывается выражением:

$$S_{QPSK}(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.32)$$

и результат будет выглядеть, так как на рис. 2.33.

Спектральная эффективность квадратурной модуляции QPSK, а также его битовая скорость в два раза выше, чем бинарной модуляции BPSK.

### **Разновидности квадратурной фазовой манипуляции**

Подвидами семейства QPSK являются дифференциальная квадратурная модуляция DQPSK (англ. *Differential Quadrature Phase Shift Keying*) и квадратурная модуляция со сдвигом OQPSK (англ. *Offset QPSK*).

DQPSK, аналогично DBPSK, используется из-за неоднозначности фазы восстановленной несущей, в этом случае кратной  $\pi/2$  (поворота созвездия). Как и в случае DBPSK, кодируется относительное изменение фазы по отношению к значению на предыдущем символьном интервале (например, фаза изменяется на  $\pi$  при передаче “1” и остаётся неизменной при передаче “0”).

Модуляция OQPSK является более эффективной, чем QPSK, в системах с нелинейным усилением. Как можно заметить из сигнального созвездия QPSK (рис. 2.31), при переходе из одного символьного состояния в другое, возможно изменение фазы либо на  $90^\circ$ , либо на  $180^\circ$ . Таким образом, максимальное изменение фазы равно  $180^\circ$ . Временная форма сигнала QPSK с импульсами прямоугольной формы имеет постоянную огибающую. Однако после ограничения спектра форма импульсов становится непрямоугольной, и

огибающая перестаёт быть постоянной. Появляется паразитная амплитудная модуляция (АМ). Оказывается, что чем больше изменение фазы при переходе от одного символьного значения к другому, тем больше будет скачок амплитуды и больше глубина паразитной амплитудной модуляции. Паразитная АМ приводит к повышению требований линейности усилителя мощности и снижению энергетической эффективности.

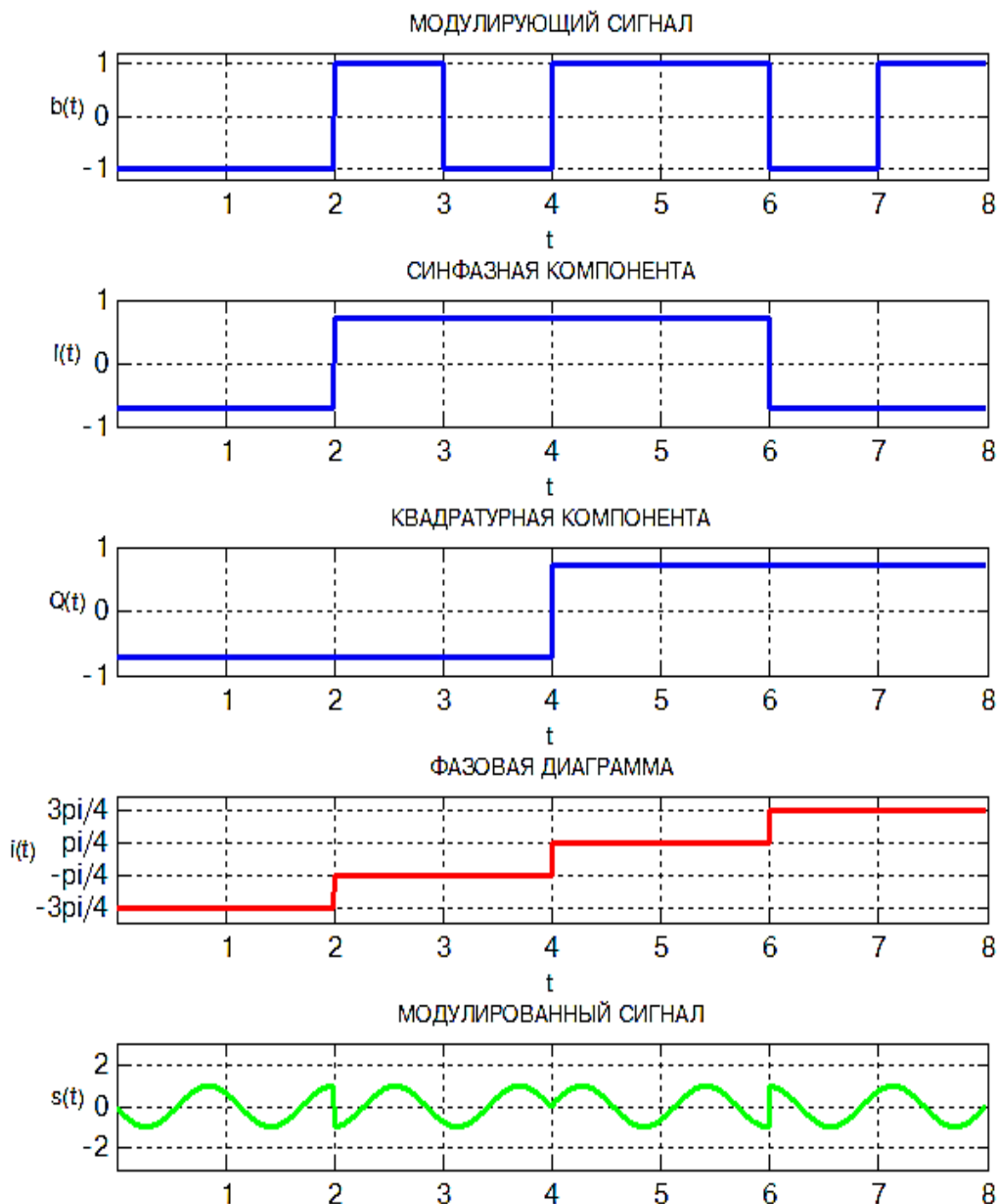


Рис. 2.33. Пример формирования QPSK сигнала

Если ограничить величину максимального изменения фазы, то можно существенно снизить уровень паразитной АМ. В случае OQPSK максимальное изменение фазы составляет  $\pi/2$ . Максимальный уровень изменения амплитуды огибающей для OQPSK составляет 30% по сравнению со 100% для обычной QPSK.

Формируется OQPSK путём смещения сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  друг относительно друга на величину, равную длительности одного бита.

Другой способ уменьшения изменения огибающей – это добавление фазового сдвига к дифференциальному сигналу квадратурной фазовой манипуляции в каждый период модуляции. Такая модуляция называется  $\pi/4$ -DQPSK.

QPSK и ее модификации являются наиболее часто используемыми видами модуляции в современных стандартах цифровой связи.

## 6.5 Амплитудно-фазовые виды модуляции

Выделяют линейную и нелинейную модуляцию. Для линейных типов модуляции выполняются линейные соотношения:

- между спектром модулирующего сигнала и спектром модулированного колебания;
- между амплитудой модулированного сигнала и исходным информационным сигналом;
- между полной фазой модулированного сигнала и информационным сигналом.

Линейными являются амплитудная и фазовая виды модуляции, а нелинейной – частотная. К линейным видам модуляции применим принцип суперпозиции, поэтому для них можно одновременно изменять два параметра несущего колебания.

Модуляция, при которой происходит одновременное изменение двух параметров несущего колебания – амплитуды и фазы, называется *амплитудно-фазовой модуляцией*.

Чтобы уровень символьных ошибок был минимальным необходимо, чтобы расстояние между соседними точками в сигнальном созвездии было одинаковым, т.е. распределение точек в созвездии должно быть равномерным на плоскости. Следовательно, сигнальное созвездие должно иметь решетчатый вид. Модуляция с подобным видом сигнального созвездия называется *квадратурной амплитудной модуляцией* QAM (англ. *Quadrature Amplitude Modulation*).

QAM – это многопозиционная модуляция. Причем с количеством позиций  $M = 4$  (обозначается 4-QAM), она соответствует QPSK.

Формально считается, что  $M \geq 8$  для QAM, а т.к. число бит на символ  $k = \log_2 M$ ,  $k \in \mathbb{N}$ , то  $M$  может принимать только значения степеней двойки (2, 4, 8, 16 и т.д.). Для примера на рис. 2.34 приведено сигнальное созвездие 16-QAM с кодированием Грея.

На практике используются большие значения  $M$ , вплоть до 1024-QAM. Такие виды модуляции позволяют достичь исключительно высокой спектральной эффективности. Однако, как видно из сигнального созвездия, так как информация кодируется, в том числе амплитудой и изменением амплитуды

велики, то QAM предъявляет высокие требования к линейности усилителя мощности и его динамическому диапазону, особенно для больших  $M$ .

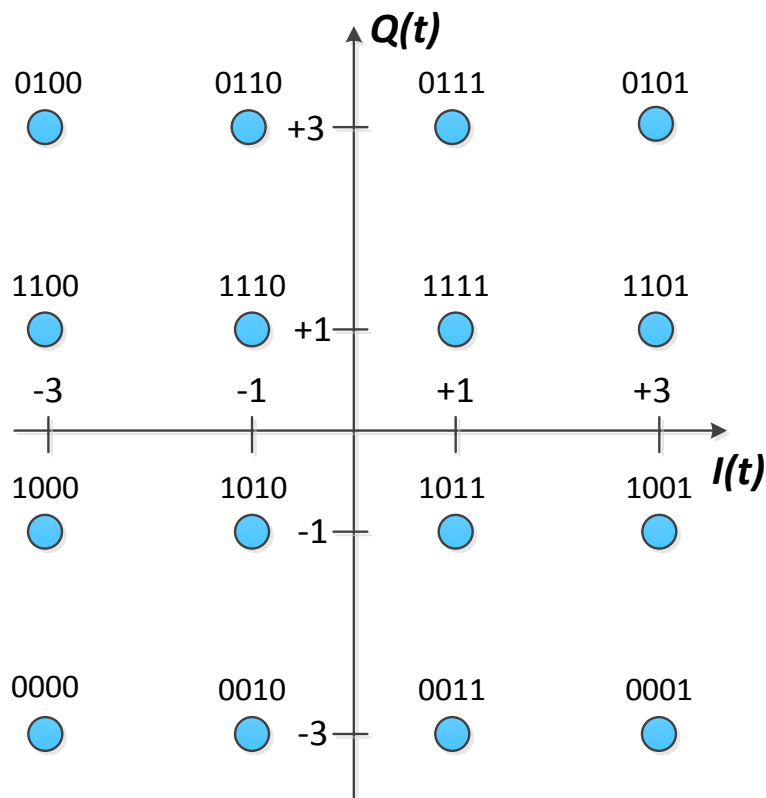


Рис. 2.34. Сигнальное созвездие модуляции 16-QAM

Практическое осуществление QAM-модуляции выполняется следующим образом. В памяти процессора хранится таблица значений квадратурных компонент  $I(t)$  и  $Q(t)$ , имеющих в сигнальном созвездии (рис. 2.34) и расположенных в порядке возрастания значений соответствующих символов. Процессор анализирует входную последовательность битов, разбивает ее на символы и для каждого символа выбирает соответствующие значения квадратурных компонент из таблицы. Затем выполняется baseband-фильтрация сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ .

QAM модуляция, благодаря своей многопозиционности, позволяет добиться значительного повышения скорости передачи (чем больше информационных символов кодируется одним модуляционным символом – тем выше битовая скорость), но это отрицательно сказывается на помехозащищенности сигнала (чем больше позиций в сигнальном созвездии – тем сложнее различить их на приемной стороне после воздействия помех в канале).

Беспроводные сети гораздо более подвержены влиянию электромагнитных помех, чем проводные. Кроме того, на дальность и качество радиосвязи влияют погодные условия, атмосферные явления, другие близко расположенные источники сигнала, препятствия, рельеф местности и пр.

Узким местом беспроводных технологий всегда была проблема обеспечения безопасности. В отличие от проводных в беспроводных сетях более вероятны возможность утечки информации, незащищенность от искусственно созданных помех, а также возможность несанкционированного доступа.

Системы беспроводного доступа предъявляют особые требования к методам *аутентификации* (англ. *authentication*), обеспечения *конфиденциальности* (англ. *privacy*) и *целостности* (англ. *integrity*) данных.

Аутентификация – это доказательство легальности абонента. Основные протоколы аутентификации перечислены ниже:

1) *Протокол аутентификации по паролю* PAP (англ. *Password Authentication Protocol*) является наиболее простым из имеющихся на сегодняшний день и обеспечивает слабую защиту. Пользователь отправляет свой login и пароль серверу удаленного доступа в пакете открытым текстом без шифрования. Эта информация может легко быть прочитана и использована злоумышленником.

2) *Протокол аутентификации обменом рукопожатием* CHAP (англ. *Challenge Handshake Authentication Protocol*) – простой и эффективный протокол аутентификации на основе *резюме сообщения* (англ. *message digest*), которое вычисляется с помощью алгоритма MD5. При этом клиент отправляет серверу только свое имя. Сервер отвечает набором случайных символов. Клиентская система, используя алгоритм MD5, вычисляет резюме сообщения (содержание случайной строки и пароль пользователя являются входными параметрами вычисления) и отправляет обратно ответ. Сервер проделывает те же действия. Получив от клиента резюме сообщения, сервер сравнивает результаты и принимает решение об аутентификации.

3) *Расширяемый Протокол Аутентификации* EAP (англ. *Extensible Authentication Protocol*) определяет подход к аутентификации, а не конкретный механизм. На основе этого подхода реализовано более 100 методов, называемых методами EAP.

Безопасность данных в системах беспроводного доступа обеспечивается алгоритмами, описанными ниже:

1) **WEP** (англ. *Wired Equivalent Privacy*) – секретность эквивалентная проводной. Существует две разновидности WEP: WEP-40 и WEP-104, различающиеся только длиной ключа (40 и 104 бит). В настоящее время данная



технология является устаревшей, так как ее взлом может быть осуществлен всего за несколько минут.

2) **TKIP** (англ. *Temporal Key Integrity Protocol*) – протокол целостности временного ключа, который является частью стандарта IEEE 802.11i. Как и WEP протокол TKIP базируется на алгоритме шифрования **RC4** (англ. *Rivest Cipher 4*).

RC4 – это потоковый шифр, построенный на основе генератора псевдослучайных битов, имеющих равномерное распределение. На вход генератора подается ключ, а с выхода снимаются псевдослучайные биты. Длина ключа варьируется от 40 до 2048 бит.

TKIP генерирует новый ключ длиной 128 бит для шифрования каждого передаваемого пакета.

3) **AES** (англ. *Advanced Encryption Standard*) – симметричный алгоритм блочного шифрования.

AES является протоколом, основанным на алгоритме Rijndael. Размер блока постоянен и составляет 128 бит, а размер ключа – 128, 192 или 256 бит.

## VIII MIMO

---

Технология MIMO предполагает применение нескольких передающих и принимающих антенн. Принято обозначение  $N \times M$ , где  $N$  – количество передающих антенн,  $M$  – количество приёмных антенн, или  $N \times M : S$ , где  $S$  – количество информационных потоков. Теоретически MIMO система с  $N$  передающими и  $N$  принимающими антеннами способна обеспечить пиковую пропускную способность в  $N$  раз большую, чем системы SISO (англ. *Single Input Single Output*), за счёт того, что передатчик разбивает поток данных на независимые последовательности бит и пересылает их одновременно, независимо друг от друга в одном и том же частотном диапазоне, используя массив антенн. Данная техника передачи называется пространственным мультиплексированием.

Допустим, MIMO система состоит из  $N$  передающих и  $M$  приёмных антенн (рис. 2.35).

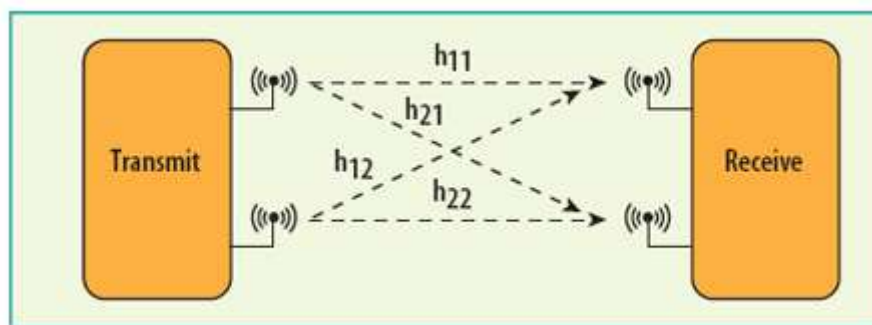


Рис. 2.35. Пример системы MIMO 2×2

Передатчик в такой системе, используя  $N$  антенн, посылает  $N$  независимых сигналов. На приёмной стороне каждая из  $M$  антенн получает сигналы, которые являются суперпозицией  $N$  сигналов от всех передающих антенн. Таким образом, сигналы  $R_n$ , принимаемые антеннами, можно представить выражением:

$$\begin{cases} R_1 = h_{11}T_1 + h_{21}T_2 + \dots + h_{n1}T_n \\ R_2 = h_{12}T_1 + h_{22}T_2 + \dots + h_{n2}T_n \\ \vdots \\ R_m = h_{1m}T_1 + h_{2m}T_2 + \dots + h_{nm}T_n \end{cases}, \quad (2.33)$$

или в матричном виде:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \times \mathbf{T}. \quad (2.34)$$

где  $\mathbf{H}$  — матрица переноса, описывающая ММО-канал связи.

Для того чтобы на приёмной стороне декодер мог правильно восстановить все сигналы, он должен прежде всего определить коэффициенты  $h_{ij}$ , характеризующие каждый из  $N \times M$  каналов передачи. Для определения коэффициентов  $h_{ij}$  в технологии ММО используется преамбула пакета.

Используя коэффициенты матрицы переноса, можно легко восстановить переданный сигнал:

$$\mathbf{T} = \mathbf{H}^{-1} \times \mathbf{R} \quad (2.35)$$

где  $\mathbf{H}^{-1}$  — матрица, обратная матрице переноса.

Применение нескольких передающих и принимающих антенн в технологии ММО позволяет повысить пропускную способность канала связи за счёт реализации нескольких пространственно-разнесённых подканалов, при этом данные передаются в одном и том же частотном диапазоне. Технология ММО не зависит от метода кодирования данных и может использоваться в сочетании с любыми методами физического и логического кодирования.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

---

<b>AES</b>	Advanced Encryption Standard
<b>AM</b>	Amplitude Modulation
<b>ARQ</b>	Automatic Repeat-Request
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>BR</b>	Bit Rate
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>CHAP</b>	Challenge Handshake Authentication Protocol
<b>CP</b>	Cyclic Prefix
<b>DBPSK</b>	Differential Binary Phase Shift Keying
<b>DOCSIS</b>	Data Over Cable Service Interface Specifications
<b>DQPSK</b>	Differential Quadrature Phase Shift Keying
<b>DSL</b>	Digital Subscriber Line
<b>DSSS</b>	Direct Sequence Spread Spectrum
<b>DVB</b>	Digital Video Broadcasting
<b>EAP</b>	Extensible Authentication Protocol
<b>EDGE</b>	Enhanced Data rates for GSM Evolution
<b>EV-DO</b>	EVolution-Data Optimized
<b>FEC</b>	Forward Error Correction
<b>FHSS</b>	Frequency Hopping Spread Spectrum
<b>FM</b>	Frequency Modulation
<b>FSK</b>	Frequency Shift Keying
<b>FTTB</b>	Fiber To The Building
<b>FTTH</b>	Fiber To The Home
<b>GFSK</b>	Gaussian Frequency Shift Keying
<b>GI</b>	Guard Interval
<b>GPRS</b>	General Packet Radio Service
<b>HSPA</b>	High Speed Packet Access
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>Li-Fi</b>	Light Fidelity
<b>LTE</b>	Long Term Evolution

<b>NRZ</b>	Non Return to Zero
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>OQPSK</b>	Offset Quadrature Phase Shift Keying
<b>PAP</b>	Password Authentication Protocol
<b>PAR</b>	Peak-to-Average Ratio
<b>PLC</b>	Power Line Communication
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>QoS</b>	Quality of Service
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>RC4</b>	Rivest Cipher 4
<b>SR</b>	Symbol Rate
<b>TKIP</b>	Temporal Key Integrity Protocol
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunications System
<b>VSAT</b>	Very Small Aperture Terminal
<b>WEP</b>	Wired Equivalent Privacy
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network
<b>WMAN</b>	Wireless Metropolitan Area Networks
<b>ПСП</b>	Псевдослучайная последовательность
<b>PPC</b>	Радиорелейная связь
<b>ШПС</b>	Широкополосный сигнал

## ЛИТЕРАТУРА

---

1. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. Учебник для вузов. 4-е изд. – СПб.: Питер, 2012. – 944 с.
- 2 Светлое будущее – технология Li-Fi [Электронный ресурс]. – URL : <https://raduga-light.com/ru/news/svetloe-budushchee-tekhnologiya-li-fi/> (дата обращения: 16.01.2025).
- 3 Цифровая обработка сигналов [Электронный ресурс]. – URL : <https://hub.exponenta.ru/post/osnovy-tsos-teorema-kotelnikova-atasp-i-tsap484> (дата обращения: 16.01.2025).
- 4 Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи / Пер. с польского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 536 с.
- 5 Палмер М., Синклер Р.Б. Проектирование и внедрение компьютерных сетей. Учебн. курс. 2-е изд. / Пер. с англ. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 752 с.
- 6 Смирнова Е.В., Пролетарский А.В., Ромашкина Е.А. и др. Технологии современных беспроводных сетей Wi-Fi / под общ. ред. А.В. Пролетарского. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – 446 с.
- 7 Кусайкин Д Просто о сложном: OFDM-модуляция. NAG news. [Электронный ресурс] – URL : <https://nag.ru/material/30600> (дата посещения 07.03.2025).
- 8 Пахомов С. Протоколы беспроводных локальных сетей. // КомпьютерПресс. 2004. №4 [Электронный ресурс] – URL: <http://compress.ru/article.aspx?id=10782> (дата посещения 01.03.2025).
- 9 Теория и практика цифровой обработки сигналов. [Электронный ресурс] – URL : <http://www.dsplib.ru> (дата посещения 05.04.2025).
- 10 Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 432 с.