

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра сетей и устройств телекоммуникаций

А. И. Королев

**СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ
В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

Методическое пособие по дисциплинам
«Системы подвижной радиосвязи и компьютерные сети»
и «Скрытые системы передачи мультимедийной информации»
для студентов и магистрантов специальностей
1-45 01 03 «Сети телекоммуникаций»
и 1-45 01 05 «Системы распределения мультимедийной информации»
всех форм обучения

Минск БГУИР 2009

УДК 621.391.23(076)
ББК 32.811я73
К68

Королев, А. И.

К68 Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах : метод. пособие по дисц. «Системы подвижной радиосвязи и компьютерные сети» и «Скрытые системы передачи мультимедийной информации» для студ. и магистрантов спец. 1-45 01 03 «Сети телекоммуникаций» и 1-45 01 05 «Системы распределения мультимедийной информации» всех форм обуч. / А. И. Королев. – Минск : БГУИР, 2009. – 63 с. : ил.
ISBN 978-985-488-394-6

Приводятся общие сведения о методах построения и реализации сигнально-кодовых конструкций на основе групповых и сверточных кодов, о многопозиционных методах модуляции, а также о методах многоуровневой кодовой модуляции с псевдослучайным перемежением кодовых символов.

УДК 621.391.23(076)
ББК 32.811я73

ISBN 978-985-488-394-6

© Королев А. И., 2009
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2009

Содержание

Основные обозначения и сокращения.....	4
Введение	7
1. Кодовая модуляция: назначение, определение и основные параметры	8
2. Общие сведения о сущности минимального эвклидова расстояния при построении сигнально-кодовых конструкций	19
3. Методы построения сигнально-кодовых конструкций на основе сверточных кодов	23
3.1. Общий принцип построения сигнально-кодовых конструкций на основе использования сверточных кодов и многократной фазовой модуляции	23
3.2. Классификация и краткая характеристика методов построения сигнально-кодовых конструкций на основе сигналов ФМ-16 и сверточных кодов.....	31
3.2.1. Классификация методов построения сигнально-кодовых конструкций на основе сигналов ФМ-16 и сверточных кодов	31
3.2.2. Методы построения сигнально-кодовых конструкций на основе использования систематических сверточных кодов и фазовой модуляции ФМ-16.....	32
3.2.3. Методы построения сигнально-кодовых конструкций на основе использования несистематических сверточных кодов и фазовой модуляции ФМ-16.....	37
3.2.4. Многомерное решетчатое кодирование информации	39
3.3. Сигнально-кодовые конструкции на основе методов модуляции с неразрывной фазой	44
3.3.1. Общий принцип методов модуляции с неразрывной фазой	44
3.3.2. Общий принцип построения кодема, реализующего метод модуляции с минимальным частотным сдвигом	52
3.3.3. Кодем сигнально-кодовой конструкции на основе метода модуляции SMSK.....	58
Заключение	60
Литература	61

Основные обозначения и сокращения

Обозначения

V – скорость передачи информации

C – пропускная способность канала связи

d_3 – эвклидово расстояние

$d_{э.св}$ – свободное эвклидово расстояние

dX – расстояние Хэмминга

E_e – энергия сигнала, необходимая для передачи одного бита информации при $P_k = \text{const}$

E_m – энергия сообщения

ΔF_k – полоса частотно-ограниченного канала связи

f_0 – несущая частоты

$G^{(j)}(D)$ – порождающий полином сверточного кода; здесь $J = \overline{1, k_0}$ – порядковый номер порождающего полинома

J – количество ортогональных проверочных уравнений (проверок)

k – количество информационных символов кодовой последовательности блокового кода

k_0 – количество информационных символов, образующих миниблок сверточного кода

l – количество проверочных символов кода

m – максимальная степень порождающего полинома

n – количество кодовых символов кодовой последовательности блокового кода или длина кода

n_0 – количество кодовых символов, образующих миниблок сверточного кода

n_A – длина кодового ограничения

n_E – эффективная длина кодового ограничения

N_0 – спектральная мощность шума

P_c – мощность сигнала

$P_{ш}$ – мощность шумов (помехи)

P_k – вероятность ошибочного приема для двоичного символа (бита) на выходе дискретного канала связи

$P_{\text{ош.дек}}$ – вероятность ошибочного декодирования

$P_{\text{ош.пр}}$ – допустимая вероятность ошибочного приема символа

$P_{\text{ош.доп}}$ – допустимая вероятность ошибок по символам (битам)

$R = k/n$ – скорость передачи блокового кода

$S(\omega)$ – спектр сигнала

t_H – количество (кратность) независимых ошибок

t_n – кратность (длина) пакета ошибок

V – скорость модуляции

δ – удельная скорость передачи информации

Сокращения

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум

АМ – амплитудная модуляция

АСП – анализатор синдромной последовательности

АФМ-N – амплитудно-фазовая модуляция с N уровнями

АЭВК – асимптотический энергетический выигрыш кодирования

Декодер – декодирующее устройство

ДКС – дискретный канал связи

ДОФМ – двукратная относительная фазовая модуляция

ДСК – двоичный симметричный канал

ДФМ – двукратная фазовая модуляция

КАМ – квадратурная амплитуда модуляции

КО – корректор ошибок

Кодек – кодирующее и декодирующее устройство

Кодер – кодирующее устройство

КРК – корреляционные коды

КЭС – каналы электрической связи

ММС – манипуляция с минимальным сдвигом частоты
Модем – модулятор и демодулятор
МСИ – межсимвольная интерференция
МФК – многоиндексные фазовые коды
МЭ – мажоритарный элемент
ПЭ – пороговый элемент
РС – регистр сдвига
СК – сверточный код
СКК – сигнально-кодовые конструкции
СП – синдромная последовательность
ССК – самоортогональный *СК*
Ф_зМ – фазовый модулятор
ФМ – фазовая модуляция
ФПС_д – формирователь проверочных символов декодера
ФПП_к – формирователь проверочной последовательности кодера
ФПС_к – формирователь проверочных символов кодера
ФСП – формирователь синдромной последовательности
ФСС – формирователь синдромных символов
ЦОС – цифровая обработка сигналов
ЦСПИ – цифровая система передачи информации
ЦТрПИ – цифровой тракт передачи информации
ЧКК – частотно-компактные коды
ЧМ – частотная манипуляция
ЧМНФ – частотная манипуляция с неразрывной фазой
ЭВК – энергетический выигрыш кодирования
ЭЭ – энергетическая эффективность
QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) – квадратурная фазовая манипуляция
OQPSK (Offset QPSK) – четырехфазовая манипуляция со сдвигом или квадратурная фазовая манипуляция со смещением (дифференциальная *QPSK* со сдвигом (смещением))
O-DQPSK – относительная *DQPSK*
MCM(Multilevel Coded Modulation) – многоуровневая кодовая модуляция

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широкое применение находят цифровые методы передачи и обработки информации. Большинство промышленно развитых стран осуществляет массовый выпуск цифровых систем передачи информации (*ЦСПИ*).

Известно, что эффективность *ЦСПИ* определяется реализуемыми методами помехоустойчивого кодирования и модуляции, а также энергетическими и спектральными характеристиками. Данные характеристики обеспечивают в современных *ЦСПИ* оптимальное сочетание помехоустойчивого кодирования и преобразования (модуляцию) сигналов.

Основой кодовой модуляции являются *сигнально-кодовые конструкции* (*СКК*). Системы (устройства), которые реализуют *кодовую модуляцию*, получили название *кодемов* (*кодек плюс модем*).

В данном учебном пособии рассматриваются методы построения, реализации и основные характеристики *СКК*, используемых в *ЦСПИ* проводных и беспроводных сетей электросвязи различного назначения.

1. КОДОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ: НАЗНАЧЕНИЕ, ОПРЕДЕЛЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Широкое применение цифровых систем передачи информации определяется во многом высокой *энергетической и спектральной эффективностью* данных систем связи.

Под *энергетической эффективностью* (ЭЭ) ЦСПИ понимают минимально допустимое значение отношения энергии сигнала E_s к спектральной плотности шума N_0 , необходимое (требуемое) для достижения заданной достоверности приема или допустимой вероятности ошибочного приема двоичного символа или бита сообщения, т. е. $P_{\text{ош.доп}}$ или $P_{\text{ош.пр}}$ при $(E_s/N_0)_{\text{min}}$.

Из теории электросвязи известно, что энергия сообщения E_m для некоторого сигнала $s(t)$, где t пробегает (принимает) значения от 0 до T (T – длительность интервала передачи сообщения), записывается в виде следующего интеграла [1 – 4]:

$$E_m = \int_0^T s^2(t) dt. \quad (1.1)$$

Если $T \rightarrow \infty$, то средняя мощность сигнала \bar{S} определяется как предел

$$\bar{S} = \lim_{T \rightarrow \infty} [E_m(T)/T] \quad (1.2)$$

при условии, что он существует, где $E_m(T)$ есть энергия сообщения на интервале длиной T .

Если же тип сигнала выбирается случайно из ансамбля сигналов, то используется другое определение мощности, такое, как предел математического ожидания отношения $E_m(T)/T$ по ансамблю сигналов.

Как известно, многие современные каналы электрической связи (КЭС) ограничены по мощности сигнала P_c , полосе частот канала ΔF_k и типу используемого сигнала $s(t)$ [1 – 4].

КЭС, ограниченные по полосе и типу сигналов, – это такие каналы связи, которые пропускают лишь те сигналы с модулированной несущей частотой, которые известны как *ограниченные по полосе сигналы*.

Сигнал с модулированной несущей записывается в виде выражения

$$S_c(t) = a(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \theta(t)) = S_R(t) \cdot \cos 2\pi f_0 \cdot t + S_I(t) \cdot \sin 2\pi \cdot f_0 \cdot t, \quad (1.3)$$

где $a(t)$ и $\theta(t)$ – вещественная и мнимая компоненты модулированного сигнала соответственно.

Параметры модуляции $S_R(t)$ и $S_I(t)$ позволяют более удобно записать модулированный сигнал (комплексное описание модуляции) в виде следующего выражения [1 – 4]:

$$S_c(t) = R_e \{ S(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} \}, \quad (1.4)$$

где $S(t) = S_R(t) + jS_I(t)$ – комплексный сигнал, ограниченный по полосе, представляет собой лишь математическую функцию; наблюдаемый сигнал $S_c(t)$ определен ранее.

Параметр f_0 называется *несущей частоты*, которая обеспечивает перенос информации по *КЭС* между географически разнесенными оконечными устройствами.

Спектр сигнала $s(t)$ определяется преобразованием Фурье вида [1 – 4]

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot f t} dt. \quad (1.5)$$

Ограниченный по полосе сигнал – это сигнал, спектр которого сосредоточен в малом (небольшом) интервале частотной оси около несущей частоты f_0 .

Длина интервала называется *шириной полосы (спектра)*. Условно обозначим этот параметр как W , при этом $W < 2f_0$. В идеале $S(f) = 0$ при $|f - f_0| > W/2$, но на практике приемлемо более слабое условие:

$$|S(f)| < \varepsilon, \text{ при } |f - f_0| > W/2. \quad (1.6)$$

После кодирования *кодое слово* или *последовательность кодовых слов* должны быть отображены в *модулированные сигналы* $(a(t), \theta(t))$ или $(S_R(t), S_I(t))$.

Данная операция отображения называется *модуляцией*, а обратная ей операция – *демодуляцией*. Более точное определение модуляции состоит в следующем: *модуляция* – это управление колебаниями частоты (как правило, высокой частотой f_0) в передатчике с целью передачи сигналов информации.

Идеальная непрерывная модуляция – это процесс переноса спектра полезного сигнала в область более высоких частот без нелинейных, частотных и фазовых искажений [1, 4].

Следует отметить, что теории помехоустойчивого кодирования и модуляции до конца 80-х гг. прошлого века развивались практически независимо друг от друга, что было их недостатком.

Выходной сигнал $v(t)$ ограниченного по полосе гауссовского канала с входным сигналом $s(t)$ определяется сверткой вида

$$v(t) = h(t) \cdot (S(t) + \rho(t)), \quad (1.7)$$

где $h(t)$ – ограниченная по полосе функция, которая называется *импульсным откликом канала*; $\rho(t)$ – импульсный сигнал, характеризующий выборочную функцию гауссовского случайного процесса.

В теории цифровой связи утверждается, что если $2W\Delta T \leq 1$, то можно рассматривать входной и выходной сигналы изучаемого (исследуемого) канала связи лишь в дискретные равноотстоящие моменты времени $k\Delta T$. Следовательно, дискретный во времени входной сигнал можно представить как совокупность отсчетов $S(k\Delta T) = S_R(k\Delta T) + jS_I(k\Delta T)$ или $S_K = S_{R-K} + jS_{I-K}$ при $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, где S_{R-K} и S_{I-K} вещественны. Теорема В. А. Котельникова позволяет восстановить переданный сигнал по отсчетам.

Обычно удобно выбирать $h(t)$ (путем добавления к модулятору и демодулятору специальных выравнивающих фильтров) так, чтобы $h(k\Delta T) = 0$ при k ,

отличных от нуля ($k \neq 0$), и равнялось «1» при $k = 0$. В этом случае принятый сигнал $v(t)$ представляется следующими дискретными отсчетами:

$$v_K = S_K + \eta_K = (S_{R \cdot K} + \eta_{R \cdot K}) + j(S_{I \cdot K} + \eta_{I \cdot K}), K = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (1.8)$$

где $\{h_k\}$ – отсчет вносимого аналоговым каналом шума в моменты $k\Delta T$.

В случае, когда K -й выходной отсчет зависит лишь от k -го входного отсчета, говорят, что межсимвольная интерференция (МСИ) отсутствует.

Если $\eta(t)$ – гауссовский процесс, то η_R – комплексные гауссовские величины с нулевым средним. Более того, можно организовать передачу по каналу связи так, чтобы гауссовские случайные величины η_K рассматривались как независимые.

Очень часто при построении ЦСПИ для представления m -битовых байтов выбирают совокупность 2^m вещественных или комплексных чисел, называемую набором сигналов, или модуляционным алфавитом.

На рис. 1.1, а представлены четыре модуляционных алфавита с вещественными значениями, объединенных названием M -ичная АМ, а на рис. 1.1, б – шесть модуляционных алфавитов с комплексными значениями соответственно; для последних используется несколько названий, а именно, ФМ, КАМ, АФМ и т. д.

Как правило, кодовое слово длиной n бит над двоичным полем Галуа GF(2) отображаются в последовательность элементов модуляционного алфавита длиной n . Возможны и другие варианты, например, модуляционный алфавит объемом $2^{m/2}$ может использоваться с кодом над полем Галуа GF(2^m) путем отображения символов кодового слова в пары букв алфавита.

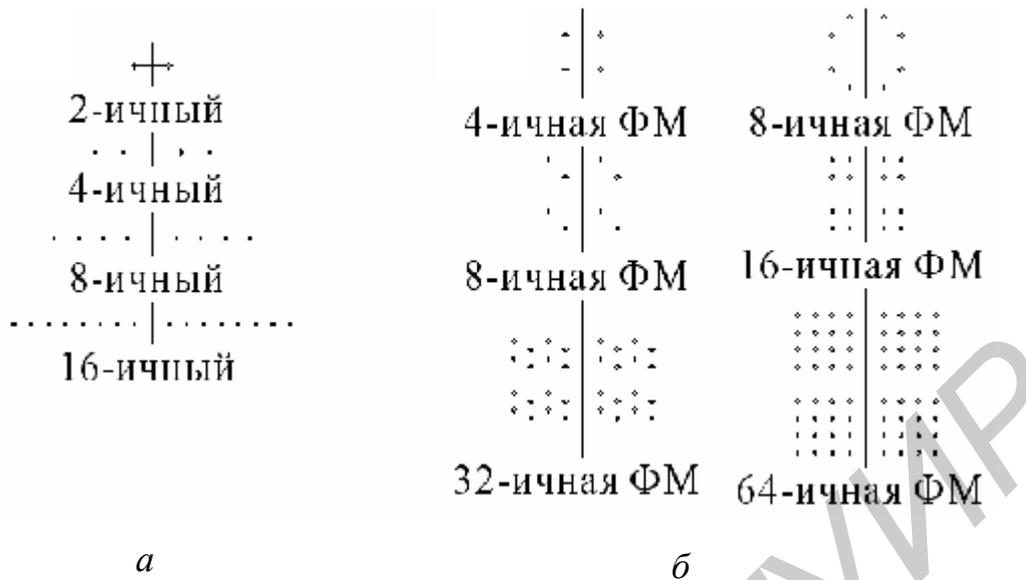


Рис. 1.1. Ансамбли сигналов:

a – вещественных чисел; *б* – комплексных чисел

Демодулятор, принимающий жесткое решение, вновь отображает множество *вещественных* или *комплексных чисел*, представляющее собой последовательность \mathcal{U}_K , во множество символов *модуляционного алфавита*, а затем и в символы *кодového слова*.

Правильно выбранные *тип модуляции* и *модуляционный алфавит* позволяют обеспечить высокую *энергетическую эффективность ЦСПИ*.

В соответствии с [1 – 3] минимально допустимое значение энергии сигнала E_s при передаче информации по каналу связи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) должно удовлетворять следующему равенству-неравенству:

$$E_s \geq N_0 \cdot \log_e 2 = 0,69 \cdot N_0, \text{ Дж}, \quad (1.9)$$

что соответствует отношению $E_s/N_0 \geq -1,6$ дБ.

Следует отметить, что в отечественной научной и технической литературе (статьях) чаще всего используется отношение мощности сигнала P_c к мощ-

ности шумов $P_{ш}$, т. е. $P_c/P_{ш}$. Как известно, энергетические характеристики $P_c/P_{ш}$ и E_b/N_0 взаимосвязаны:

$$P_c/P_{ш} = E_b/N_0 / (\Delta F_k \cdot B), \quad (1.10)$$

где ΔF_k – полоса частот канала связи, Гц;

B – скорость передачи информации, бит/с.

Под *спектральной эффективностью ЦСПИ* чаще всего используют и понимают *удельную скорость передачи информации*, определяемую как

$$\gamma = \frac{B}{\Delta F_k}, \text{ бит/с /Гц.} \quad (1.11)$$

Таким образом, *спектральная эффективность* характеризует количество бит сообщения, передаваемых в полосе частот один герц при заданной или допустимой вероятности ошибочного приема двоичного символа, т. е. $P_k = \text{const}$. Известны ЦСПИ, обеспечивающие удельную скорость передачи информации $\gamma = 3-9$ бит/с /Гц при $E_b/N_0 = 5-7$ дБ и $P_k = 10^{-8} - 10^{-10}$. К высокоэффективным ЦСПИ относятся, например, ЦСПИ цифрового наземного и спутникового телевидения.

Высокие энергетические и спектральные характеристики ЦСПИ обеспечиваются на основе оптимального согласования методов и устройств канального (помехоустойчивого) кодирования информации и методов модуляции (способов и устройств формирования и приема сигналов), совокупность которых принято называть *сигнально-кодowymi конструкциями (СКК)*. Устройства, которые реализуют данные методы обработки информации, называются *кодемами*. *Кодемы* – устройства, которые формируют сигналы наиболее согласующиеся с характеристиками частотно-ограниченных каналов связи и сочетающие в себе элементы кодека и модема соответственно [1 – 5].

Идею рассматривать канальное (помехоустойчивое) кодирование и модуляцию (формирование сигналов) как единый процесс обработки сигналов впервые предложил в 1974 г. Дж. Месси [3]. Реализация данной идеи на начальном

этапе получила название «*кодовой модуляции*». На рис. 1.2 представлена обобщенная структурная схема цифрового тракта передачи информации (ЦТрПИ), построенного на основе кодема.

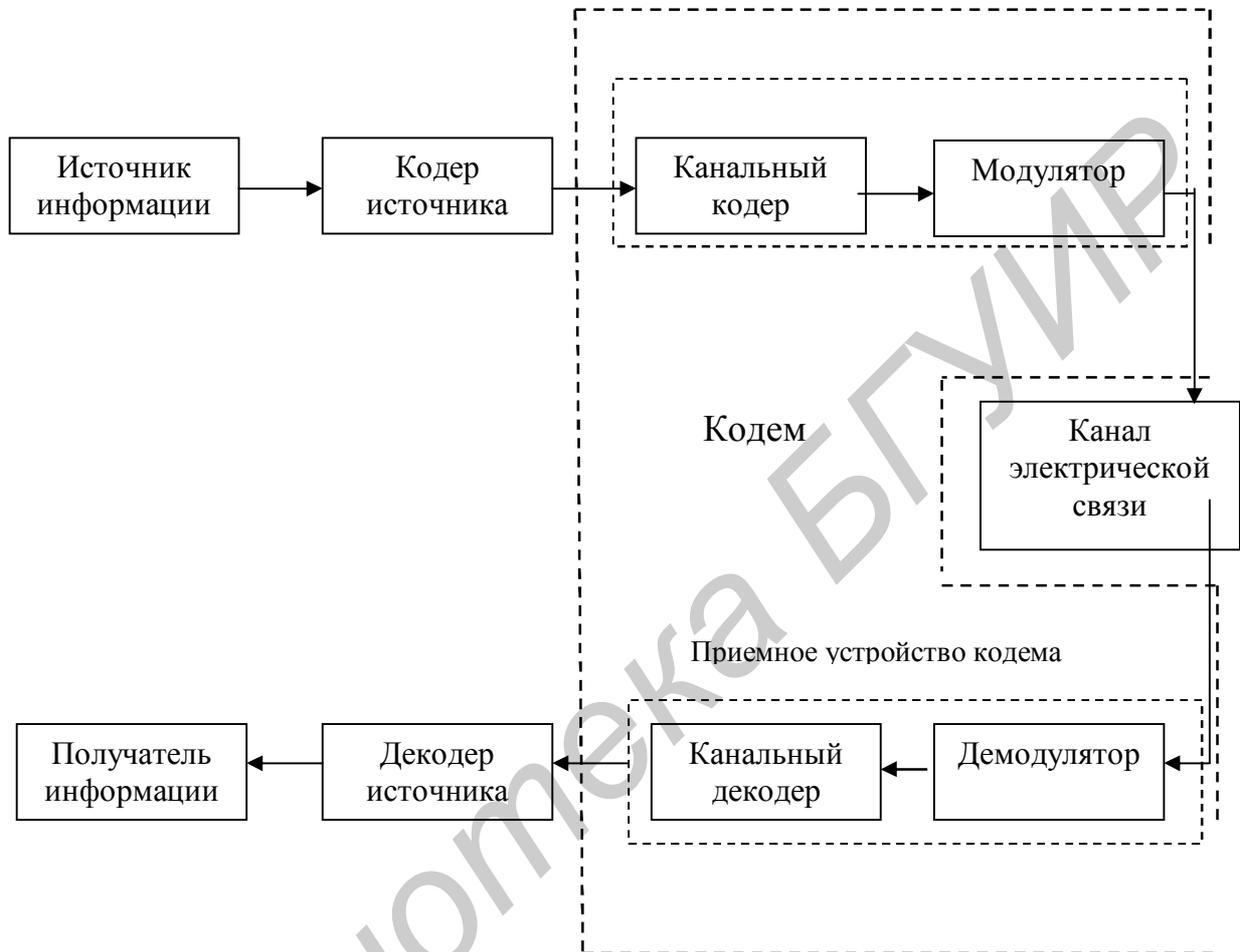


Рис. 1.2. Обобщенная структурная схема цифрового тракта передачи информации построенного на основе использования кодема

СКК (иногда называемые *сигналы кодовой модуляции*) строятся чаще всего на основе совместного использования *помехоустойчивого кодирования* и *многофазных* и *многоуровневых сигналов*, образуя *сигнально-кодовое пространство*. На рис. 1.3 представлены *сигнальные множества* методов модуляции. Кроме приведенных конфигураций *сигнальных множеств (созвездий)*, существует много других *сигнальных созвездий*, обладающих наилучшими *энергетическими* и *спектральными свойствами* [1 – 3].

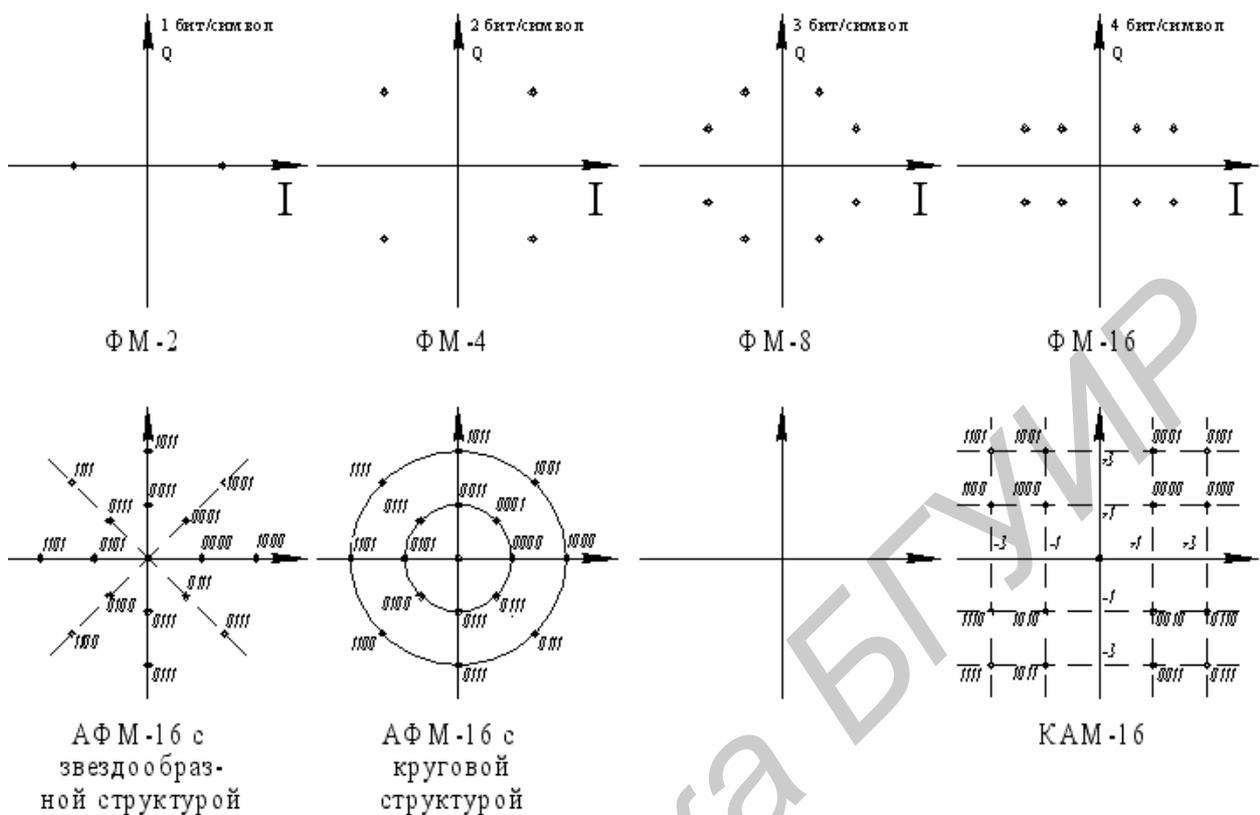


Рис. 1.3. Сигнальные множества $\Phi M-M$ ($M = 2; 4; 8; 16$);
 $A\Phi M-16$ и $KAM-16$

Координаты $I = I(t)$ и $Q = Q(t)$ представляют *ортогональные (несущие) сигналы*, которые используются для передачи информации; далее принято обозначать $I(t)$ через I , а $Q(t)$ через Q . В цифровых системах передачи информации ортогональные сигналы I и Q соответственно равны:

$$I = \cos(2\pi \cdot f_C \cdot t), \quad Q = \sin(2\pi \cdot f_C \cdot t), \quad (1.12)$$

где несущие I и Q считаются *синфазной* и *квадратурной (ортогональной) компонентами сигналов*. Если точка на *сигнальном множестве* или IQ -плоскости имеет координаты (x, y) , то передаваемый сигнал имеет вид:

$$S(t) = R \cos(2\pi \cdot f_C \cdot t + \varphi), \quad (K-1) \cdot T \leq t \leq kT, \quad (1.13)$$

где $R = (x^2 + y^2)^{1/2}$.

Таким образом, каждому сигналу на двумерной IQ -плоскости соответствует *сигнальная точка*. Множество точек (сигналов) на IQ -плоскости называют *сигнальным созвездием*, или *сигнальным множеством* (рис. 1.1 и 1.3), или *модуляционным алфавитом* [1 – 3].

Принципы построения $СКК$ базируются (основываются) на отыскании оптимального расположения точек в некотором *сигнальном пространстве*, которое обеспечивало бы высокую *удельную скорость передачи информации* (сигналы, т. е. *сигнальные точки* расположены достаточно плотно в *сигнальном созвездии*) и высокий *энергетический выигрыш от кодирования*.

Из теории цифровой обработки сигналов ($ЦОС$) известно, что *модуляция* является *отображением сигнального пространства* или сопоставлением v -мерного вектора некоторой *сигнальной точке* $(x(v), y(v))$ данного созвездия (*модуляционного алфавита*). Очевидно, что если $v > 1$, т. е. много вариантов отображения векторов на множество *сигнальных точек*, т. е. имеется много вариантов нумерации *сигнальных точек*. Например, для $ФМ-4$ или $QPSK$ при $v = 2$ три варианта нумерации *сигнальных точек* имеют вид, представленный на рис. 1.4.

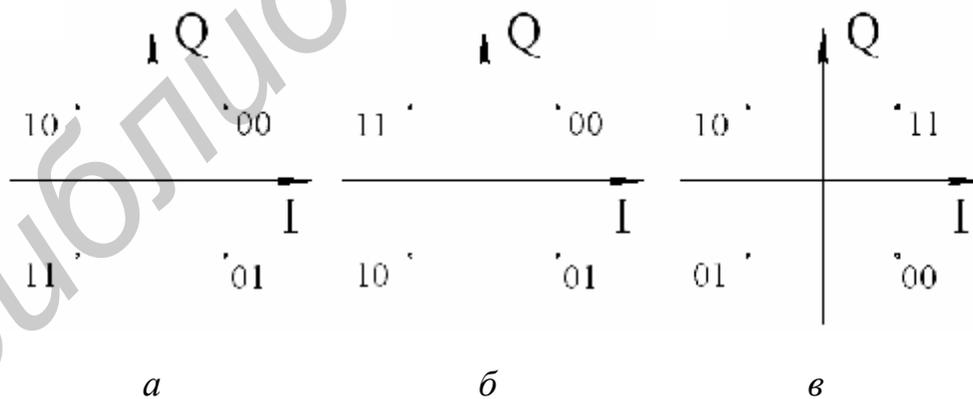


Рис. 1.4. Варианты нумерации сигнальных точек:

a – при использовании кода Грея; *б* и *в* – естественное отображение

Достоинством перехода от двоичной модуляции ($v = 1$) к 2^v -ичной является увеличение количества бит, передаваемых одним модулированным сигналом (символом). Например, при использовании ФМ-4 (QPSK) каждый ФМ-сигнал (сигнальная точка созвездия на рис. 1.4) «несет» два информационных бита (два двоичных символа). Таким образом, 2^v -ичная модуляция обеспечивает увеличение удельной скорости передачи информации (спектральную эффективность системы связи) в v раз, но при этом возрастает средняя энергия сигналов (при использовании методов модуляции КАМ-М) или уменьшается расстояние между сигнальными точками (при использовании методов модуляции ФМ-М). А так как мощность передатчика всегда ограничена, то с увеличением значности модуляции, т. е. M , помехоустойчивость таких систем будет уменьшаться.

Корректирующая способность СКК зависит от значения или величины минимального эвклидова расстояния (d_3), обусловленного расположением сигнальных точек (расстояний между сигнальными точками) в выбранном сигнальном пространстве или сигнальном созвездии. Вероятность ошибочного приема двоичного символа (бита) в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом для сигнальных точек с эвклидовым расстоянием между ними d_3 определяются выражением [4, 5]

$$P_{r(еc)} = Q(x) \left(\sqrt{\frac{d_3^2}{2 \cdot N_0}} \right), \quad (1.14)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_x^{\infty} e^{-z^2/2} dz, x \geq 0.$

Из выражения (1.14) следует, что с уменьшением d_3 увеличивается вероятность ошибочного приема. Применение помехоустойчивого кодирования информации в СКК и модемах с многоуровневой и/или многофазной модуляцией обеспечивает получение требуемой (заданной) достоверности или помехоустойчивости передачи информации.

Таким образом, при формировании СКК и соответственно реализации кодемов, оптимально сочетающих методы помехоустойчивого кодирования и модуляции, главными вопросами являются:

- 1) выбор оптимального расположения сигнальных точек в некотором векторном пространстве;
- 2) оптимальное сопоставление кодированных помехоустойчивых кодов двоичным последовательностям кодированные последовательности символов (сигналов).

Решение данных вопросов в настоящее время базируется (основывается) на выборе оптимальных методов расширения *сигнального созвездия*, получивших название [1, 2, 5 – 10]:

1. *Решетчатая кодовая модуляция*, или *треллис-модуляция (Trellis – Coded Modulation)*.
2. *Многоуровневая кодовая модуляция (Multilevel Coded Modulation)*.

Сущность первого метода расширения сигнального созвездия состоит в естественном отображении передаваемой двоичной последовательности символов в модулированные сигналы (чаще всего *ФМ-сигналы*) с помощью кодеров *систематического* и/или *несистематического сверточного кода*, формирующих *кодovou решетку* с определенным количеством *вершин (узлов)* и соответственно *кодových путей*. Для декодирования СК или определения наиболее достоверного *кодového пути* на *кодовой решетке* используется *алгоритм Витерби* (упрощенный алгоритм декодирования по максимуму правдоподобия).

Сущность второго метода расширения сигнального созвездия состоит в отображении передаваемой двоичной последовательности информационных символов в модулированные символы (сигналы) с использованием либо СК, либо *групповых кодов* и *М-ичных ($M > 2$)* методов модуляции.

Общая задача данных методов расширения *сигнального созвездия* состоит в увеличении минимального *евклидова расстояния d_3* между последовательностями модулированных сигналов (*сигнальных точек*) на основе использования как помехоустойчивого кодирования передаваемой информации, так и *многофазных* и/или *многоуровневых* методов модуляции.

2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СУЩНОСТИ МИНИМАЛЬНОГО ЭВКЛИДОВА РАССТОЯНИЯ ПРИ ПОСТРОЕНИИ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ

При *многофазной ФМ* и *многоуровневой модуляции* типа *АФМ, КАМ* и т. д. скорость передачи информации (B) можно увеличить за счет увеличения количества фаз (при *ФМ*) или уровней модуляции (*АФМ, КАМ* и т. д.). Однако увеличение количества фаз (уровней) требует увеличение отношения E_s/N_0 (или $P_s/P_{ш} = E_s/N_0 \Delta F_k \cdot B$) для обеспечения заданной (допустимой) вероятности ошибочного приема ($P_{ош.пр}$) двоичного символа, бита переданной информации или переданного информационного сообщения.

В связи с этим стоит задача найти способ размещения *сигнальных точек* в *векторном пространстве* используемого метода модуляции, в котором возрастание (увеличение) этого отношения E_s/N_0 (или $P_s/P_{ш}$) за счет увеличения числа фаз компенсировалось бы уменьшением требуемого отношения E_s/N_0 (или $P_s/P_{ш}$) посредством введения помехоустойчивого кодирования и коррекции небольшого числа ошибок или ошибок небольшой кратности ($t_{ош.исп} \leq 1 - 3$ бит).

Данное заключение основывается на следующем факте. Известно, что *фазовый код Грея* обладает тем свойством, что *кодовые слова*, соответствующие сигналам с соседними фазами отличаются лишь одним двоичным символом. Однако при воздействии очень сильных шумов (помех) возможны сильные (большие) искажения фазы, в результате чего могут возникать ошибки в двух и более символах *фазового кода Грея*. Однако в практически важной области допустимых вероятностей ошибок по символам (битам) $P_{ош.доп} = 10^{-6} - 10^{-12}$ вероятность возникновения такой ситуации не превышает 10^{-7} . Таким образом, при совместном использовании помехоустойчивого кодирования и многофазных и/или многоуровневых методов модуляции вероятность ошибочного приема

информации $P_{\text{ош.пр}}$ определяется не только помехоустойчивым кодом, но и методом модуляции [1, 2, 4 – 13].

Для оценки достоверности или определения вероятности ошибочного приема информации в каналах связи с многофазной и многоуровневой модуляцией вместо *расстояния Хэмминга* (d_X) используется *расстояние Эвклида*, или *эвклидово расстояние* d_3 . Эвклидово расстояние определяет минимальное расстояние между двумя соседними сигналами или сигнальными точками, отображаемыми данными сигналами [5 – 10].

Пусть ρ – принятый вектор на входе демодулятора, содержащий n бит. Для принятия решения демодулятором вектор сравнивается с двумя равновероятными *кодowymi словами* x_0 и x_1 , каждое из которых содержит n бит. В этом случае при передаче двоичной информации квадрат *эвклидова расстояния* $d_3^2(x_0, x_1)$ пропорционален *кодovому расстоянию Хэмминга* d_X между двоичными *кодowymi словами* x_0 и x_1 , каждое из которых содержит n бит. При использовании мягкого принятия решения демодулятором *эвклидово* и *хэммингово расстояние* связаны равенством $d_3^2 = 4d_X$.

Вероятность ошибочного приема кодovого слова ρ при различии x_0 и x_1 определяется *эвклидовым расстоянием* между этими векторами и записывается в виде следующего выражения [5, 6]:

$$P_e(x_0, x_1) = Q\left[(2dE_s / N_0)^{1/2}\right], \quad (2.1)$$

где Q – интеграл гауссовского распределения;

d – расстояние Хэмминга;

E_s – мощность принимаемого сигнала.

При вычислении вероятности ошибочного приема информации с использованием выражения (2.1) было установлено, что *вероятность ошибки* на приеме

ме определяется как *типом* и *параметрами* используемого *помехоустойчивого кода*, так и методом модуляции.

Таким образом, для минимизации $P_{\text{ош.пр}}$ очень важно правильно выбрать тип и параметры как помехоустойчивого кода, так и метода модуляции. В связи с этим помехоустойчивые коды, как правило, выбираются специально для каждого метода модуляции, т. е. многофазной и многоуровневой модуляции.

В соответствии с [5, 6] основным критерием при выборе типа помехоустойчивого кода и его параметров является обеспечение *асимптотического (приближенного) энергетического выигрыша кодирования (АЭВК)* для заданного или выбранного метода модуляции, а не минимизация вероятности ошибочного приема информации и, в частности, минимальной вероятности ошибочного приема двоичного символа принятого информационного сообщения.

Важнейшим параметром данных систем передачи информации, т. е. совместно используемых помехоустойчивого кодирования и многофазных и/или многоуровневых методов модуляции, является *свободное эвклидово расстояние* $d_{\text{э.св}}$, которое может быть обеспечено системой передачи информации при выбранных помехоустойчивом коде и методе модуляции. *Свободное эвклидово расстояние* $d_{\text{э.св}}$ определяется *минимальным* расстоянием между различными *кодowymi словами* (сигналами) или *сигнальными точками*, отображаемыми на плоскости *сигнального пространства*, что условно записывается в виде следующего равенства [5, 6]:

$$d_{\text{э.св}} = \min[d(x_i, x_j)], i \neq j. \quad (2.2)$$

Свободное эвклидово расстояние часто измеряется в децибелах, и эта мера определяется соотношением [5, 6, 9]

$$d_{\text{э.св}} = 20 \log_{10} d_{\text{э}}, \text{ дБ}. \quad (2.3)$$

Нижняя граница вероятности ошибочного приема информации задается следующим равенством-неравенством [6, 9 – 11]:

$$P_{\text{ош.пр}} \geq Q(d_{\text{э.св}} / (2\sigma)), \quad (2.4)$$

где σ – дисперсия компонент гауссовского шума.

Вероятность ошибочного приема двоичного символа приближается к этой границе при больших отношениях $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$.

Асимптотический энергетический выигрыш кодирования определяется выражением [5, 6]

$$AЭВК = 20 \log_{10}(d_{\text{э.св}} / d_{\text{э.осн}}), \text{ дБ}, \quad (2.5)$$

где $d_{\text{э.осн}}$ – минимальное *евклидово расстояние* между различными последовательностями системы передачи информации без помехоустойчивого кодирования с той же средней и пиковой мощностью.

В заключение необходимо отметить следующее:

1) при введении помехоустойчивого кодирования и выбранном методе модуляции можно по-разному расположить *сигнальные точки* в евклидовом пространстве и, следовательно, получить разные значения минимального *евклидова расстояния* $d_{\text{э min}}$, которые будут определяться как типом, так и параметрами помехоустойчивого кода;

2) при одном и том же типе помехоустойчивого кода можно получить разные значения $d_{\text{э min}}$, применяя разные методы модуляции и их параметры. Например, используя частотную модуляцию с непрерывной фазой (*ЧМНФ*) и разными значениями индекса частотной модуляции;

3) оптимальное решение данных вопросов, т. е. правильный выбор методов и параметров помехоустойчивого кода и модуляции, является достаточно сложной технической задачей.

Далее рассмотрим методы (принципы) построения *СКК* на основе использования *групповых (циклических), непрерывных (сверточных) кодов* и *турбокодов*, а также их основные характеристики, преимущества и недостатки.

3. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ

3.1. Общий принцип построения сигнально-кодовых конструкций на основе использования сверточных кодов и многократной фазовой модуляции

В данном разделе будут рассмотрены принципы построения методов *решетчатой кодовой модуляции* и алгоритмы обработки модулированных сигналов.

При использовании многоуровневых (многофазовых) методов модуляции ФМ-М ($M = 4; 8; 16$ и т. д. – количество фаз) каждый модулированный символ может рассматриваться во времени как символ кода с основанием $q = 2^{k\gamma}$, $k \geq 2$, $\gamma = B/\Delta F_k$ – удельная скорость передачи информации.

В этом случае использование набора из k таких символов и $(n - k)$ *избыточных (проверочных или контрольных) символов* помехоустойчивого кода позволяют получить на n -символьном наборе либо *систематический*, либо *несистематический q -ичный код*.

Основной подход к использованию помехоустойчивого кодирования в совокупности с методами многофазовой модуляции заключается в снижении максимально достижимой *удельной скорости передачи информации*, обеспечиваемой выбранным методом модуляции, до значения удельной скорости передачи информации при методе модуляции меньшей кратности (с меньшим количеством фаз). Однако при этом обеспечивается большая *энергетическая эффективность* метода модуляции меньшей кратности и, следовательно, большая помехоустойчивость данного метода модуляции, чем без применения помехоустойчивого кодирования. Вышесказанное подтвердим рассмотрением следующего примера.

Пусть для передачи информации используется метод модуляции ФМ-8, а в качестве помехоустойчивого кода – *несистематический СК* со скоростью пе-

редачи кода $R = 2/3$ и длиной кодового ограничения $\kappa = 2$. На рис. 3.1 приведены функциональная схема кодера СК с $R = \kappa_0/n_0 = 2/3$ и его кодовая решетка.

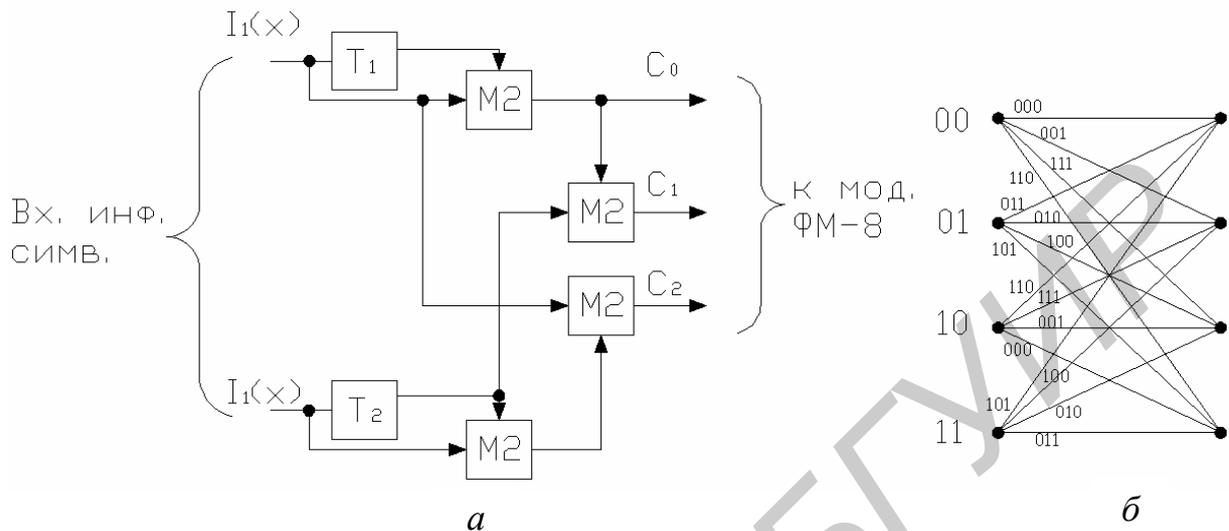


Рис. 3.1. Структурная схема кодера СК с $R = 2/3$ для ФМ-8 (а) и его кодовая решетка (б)

Кодер СК имеет два информационных входа $I_1(x)$ и $I_2(x)$, три выхода (c_0, c_1, c_2) для кодовых символов, которые производят коммутацию соответствующей фазы несущей частоты на выходе модулятора. Очень важным моментом при выборе параметров СК является оптимальное согласование миниблока кодовых символов ($n_0 = c_0c_1c_2$), т. е. ребер (ветвей) кодовой решетки с сигнальными точками (векторами) модулированного сигнала (символа).

На рис. 3.2 представлена векторная диаграмма, отображающая кодовые ребра (ветви) и сигнальные вектора при использовании кода Грея и СК с $R = 2/3$ и $\kappa = 2$.

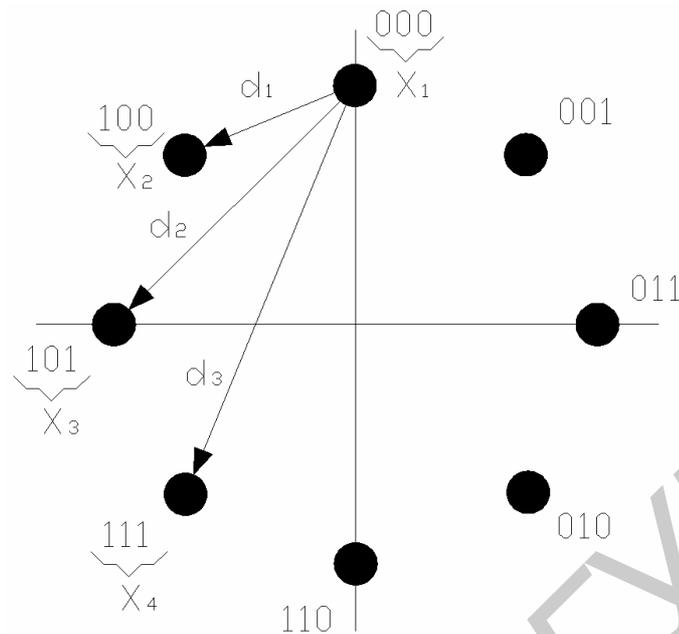


Рис. 3.2. Отображение кодовых ветвей в сигнальные векторы

Данное расположение *сигнальных векторов* является естественным (нормальным) отображением, поскольку все *ребра (ветви)*, *расстояние Хэмминга* между которыми равно соответственно $x_1 \oplus x_2 = 1$, $x_1 \oplus x_3 = 2$, $x_1 \oplus x_4 = 3$, переходят в *сигнальные точки*, а *евклидово расстояние* d_3 между ребрами (ветвями) не меньше соответственно следующих значений: $d_{3_0} = \sqrt{2 - \sqrt{2}}$, $d_{3_1} = \sqrt{2}$, $d_{3_2} = \sqrt{2 + \sqrt{2}}$ и $d_{3_3} = 2$.

Свободное евклидово расстояние $d_{э.св}$ определяется как расстояние между *нулевым кодовым путем* (000...000...) и *кодовым путем* вида 001011000... и рассчитывается по формуле [5, 6]

$$d_{э.св} = \sqrt{d_0^2 + d_1^2}. \quad (3.1)$$

Если *средняя (или пиковая) мощность сигнала* в основной системе связи без помехоустойчивого кодирования такая же, как и в системе связи с помехоустойчивым кодированием, то *евклидово расстояние* равно $d_3 = \sqrt{2}$, т. е. соответствует *евклидову расстоянию* между *сигнальными точками* метода модуля-

ции ФМ-4, а *асимптотический ЭВК* будет определяться выражением $AЭВК = 20\lg[(d_0^2 + d_1^2)^{1/2}/d_1]$ и будет равен $20\lg[(1^2 + 2^2)^{1/2}/2] = 1,1$ дБ.

Таким образом, применение помехоустойчивого кодирования в системе связи с ФМ-8 при «информационной» удельной скорости передачи информации $\gamma = 2$ бит/с/Гц обеспечивает $AЭВК = 1,1$ дБ по сравнению с системой связи, использующей метод модуляции ФМ-4 без применения помехоустойчивого кодирования передаваемой информации, следовательно, будет обеспечиваться большая достоверность передачи информации.

Аналогичным способом можно достичь более высокой помехоустойчивости передачи информации некодированной модуляции ФМ-8 (с кодированной удельной скоростью передачи информации $\gamma = 3$ бит/с/Гц), используя кодированную (кодovou) модуляцию ФМ-16 с некодированной удельной скоростью передачи информации $\gamma = 4$ бит/с/Гц.

Однако не все СК можно эффективно использовать для построения СКК. Важнейшим требованием, предъявляемым к помехоустойчивым кодам, используемым для построения СКК, является то, что помехоустойчивые коды не должны расширять спектр модулированных сигналов, т. е. не должны существенно увеличивать скорость передачи информации. К таким кодам относятся *циклические коды Хэмминга, Рида – Соломона, частотно-компактные коды (ЧКК), корреляционные коды (КРК), сверточные коды Унгербоека* и др. Следует отметить, что из данных классов кодов *сверточные коды Унгербоека* были специально разработаны для систем связи с *многократной ФМ*. Далее рассмотрим принцип построения СКК на основе использования СК Унгербоека и ФМ-8; 16.

Сущность принципа построения СКК на основе СК Унгербоека и ФМ-М ($M \geq 4$) состоит в делении множества *сигнальных точек* на подмножества таким образом, чтобы *евклидово расстояние* d_s между *сигнальными точками* увели-

чивалось, тогда как число сигналов в подмножестве уменьшалось. Иногда такой принцип построения СКК называют «отображением кодирования путем деления множества сигналов» или «отображением через разбиение (декомпозицию) множества (сигнальных точек)» [5, 6, 9, 10].

Кодер СК в такой системе связи должен обеспечивать максимальное эвклидово расстояние $d_{э, \max}$ между всеми парами сигналов множества, поэтому можно рассматривать как автомат (устройство) с конечным (заданным или выбранным) числом состояний и известными (определенными) переходами на множестве состояний.

Если за интервал модуляции кодируется $k = 2; 3; 4; \dots$ бит, то должно быть 2^k возможных переходов из каждого состояния в другие состояния. Поэтому необходимо решить задачу выбора множества из 2^{k+1} символов с переходами, при которых достигается (обеспечивается) максимальное эвклидово расстояние $d_{э, \max}$. Унгербоеком предложено несколько правил отображения подмножества ФМ-сигналов (сигнальных точек) на ребра кодовой решетки при использовании СК. Наиболее важными являются следующие три правила [12, 13]:

- 1) все подмножества должны появляться на кодовой решетке с одинаковой вероятностью;
- 2) входящие и исходящие переходы одного и того же состояния должны быть приписаны подмножествам, находящимся на наибольшем эвклидовом расстоянии;
- 3) параллельные переходы присваиваются сигнальным точкам, разделенным наибольшим эвклидовым расстоянием (высшие уровни разбиения).

В соответствии с этими правилами выбор сигналов (сигнальных точек), попадающих в каждое из вложенных подмножеств, и приписываемых им метрик (веса) осуществляется с помощью разбиения (декомпозиции) сигнального созвездия на η подмножеств (уровней). На i -м уровне разбиения ($1 < i < \eta$), вы-

бранным множеством сигналов, например для $\Phi M-8$, будет следующее множество: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 и 111, которое разбивается на два подмножества $S_1(0)$ и $S_1(1)$ (рис. 3.3); если $i = 1$ (что соответствует отображению рис. 3.3) и $S_i(b_1 \dots b_{i-1}0)$ и $S_i(b_1 \dots b_{i-1}1)$, $i > 1$, то квадрат эвклидова расстояния $d_{э_i}^2$ между *сигнальными точками* в каждом подмножестве будет максимальным; для рассматриваемого примера $d_{э1} = \sqrt{2} = 1,414$. Битовый разряд метки $b_i \in \{0, 1\}$ ассоциируется (сравнивается) с выбором подмножества $S_i(b_1, \dots, b_{i-1}, b_i)$ на i -м уровне разбиения; для рассматриваемого примера – это подмножество сигналов $\Phi M-4$ (четыре разных фазовых сигнала в двух подмножествах). Далее каждое из подмножеств вновь разбивается на два подмножества с обеспечением максимального эвклидова расстояния в каждом из этих подмножеств. Этот процесс разбиения завершается полной нумерацией *сигнальных точек* или формированием *СКК*. Таким образом, каждая *сигнальная точка* получает свою (уникальную) *метку (номер)* из двух бит (в данном примере из трех бит – $b_1 b_2 b_3$).

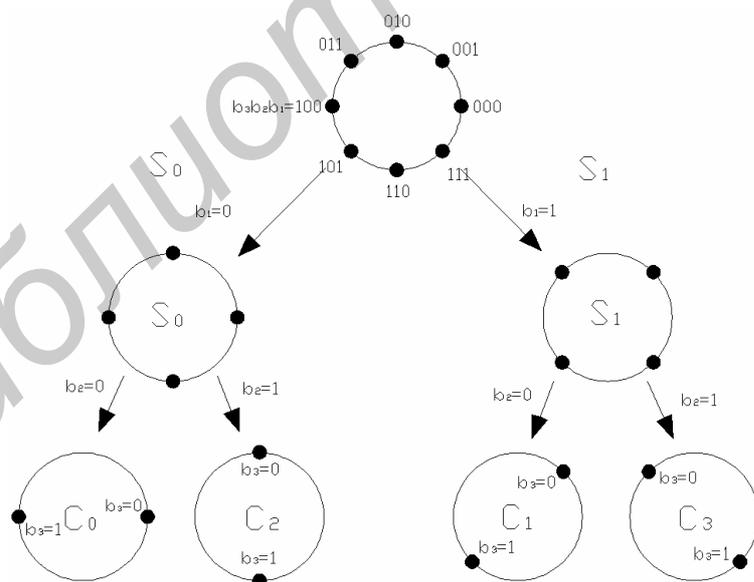


Рис. 3.3. Метод последовательного деления множества сигналов на подмножества для $\Phi M-8$:

S_0 и S_1 – сигналы первых двух подмножеств;

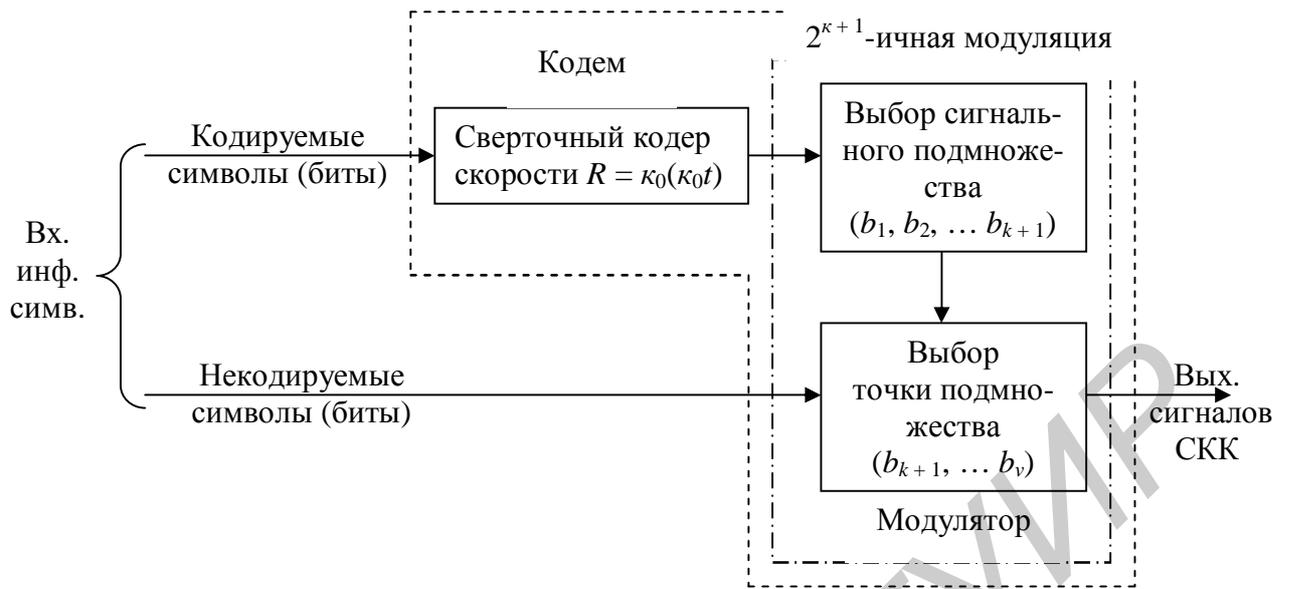
$C_0 - C_3$ – сигналы вторых четырех подмножеств

При таком методе разбиения внутренние расстояния в подмножествах образуют неубывающую последовательность *эвклидовых расстояний* (или квадратов *эвклидовых расстояний* $d_{\varepsilon 1}^2 < d_{\varepsilon 2}^2 < \dots < d_{\varepsilon n}^2$).

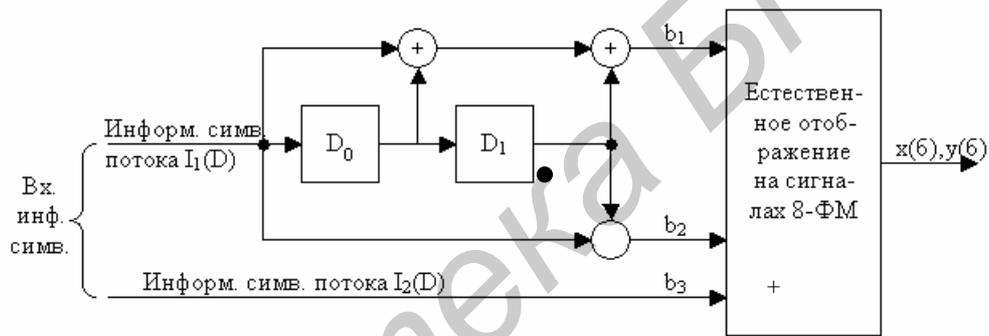
Окончательный результат соответствует естественной нумерации точек $\Phi M-8$, т. е. двоичному представлению целых чисел, величина которых возрастает с переходом по часовой стрелке. Результат деления, представленный на рис. 3.3, дает следующие значения квадратов *эвклидовых расстояний* $d_{\varepsilon 1}^2 = 0,586$, $d_{\varepsilon 2}^2 = 2$ и $d_{\varepsilon 3}^2 = 4$.

На рис. 3.4 приведены обобщенная структурная схема кодема, формирующего *СКК* на основе *СК* с $R = \kappa_0/\kappa_0 + 1$ и $2^{\kappa+1}$ -ичной ΦM (рис. 3.4, а); обобщенная структурно-функциональная схема кодема, формирующего *СКК* на основе *СК* с $R = 2/3$, $\nu = 2$ и $\Phi M-8$ (рис. 3.4, б); структура решетки кодовой модуляции *СК* с $R = 2/3$ на сигналы модуляции $\Phi M-8$ (рис. 3.4, в).

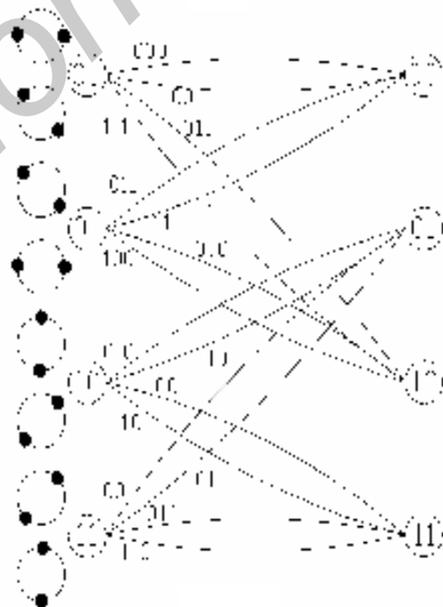
В соответствии с рис. 3.4, б символы (биты) первого информационного потока $I_1(D)$ кодируются несистематическим *СК* с $R = 1/2$ и $q_1(D) = 1 + D^1 + D^2$, $q_2(D) = 1 + D^2$, а информационные символы второго информационного потока $I_2(D)$ передаются некодированными. На входы схемы (устройства) отображения сигналов $\Phi M-8$ одновременно поступают три двоичных символа (бита) $b_1 b_2 b_3$; $b_1 b_2$ – кодовые символы кодера *несистематического СК* с $R = 1/2$; $\kappa = 3$ и $\nu = \kappa - 1 = 2$, b_3 – некодированные информационные символы.



а



б



в

Рис. 3.4. Кодер на основе сверточного кода и ФМ-8

Структура *кодовой решетки* и соответственно *решетчатая кодовая модуляция* определяется параметрами *СК*. Информационные символы, которые не кодируются, соответствуют параллельным ребрам на кодовой решетке. Кроме того, из структуры *кодовой решетки*, приведенной на рис. 3.4, *в* следует, что она совпадает со структурой *кодовой решетки СК* с $R = 1/2$ и $\nu = 2$, но только с тем отличием, что каждое *ребро* на исходной решетке заменяется двумя параллельными *ребрами*, ассоциированными (сравнимыми) с не кодируемым символом (битом) потока $I_2 (D)$.

3.2. Классификация и краткая характеристика методов построения сигнально-кодовых конструкций на основе сигналов ФМ-16 и сверточных кодов

3.2.1. Классификация методов построения сигнально-кодовых конструкций на основе сигналов ФМ-16 и сверточных кодов

Известно много методов построения *СКК* (*кодемов треллис-кодовой модуляции*) на основе использования метода *фазовой модуляции ФМ-16* и *систематических* и *несистематических* высокоскоростных (малоизбыточных) и низкоскоростных (высокоизбыточных) *СК*. Кодеры, или формирователи проверочных символов данных *СК*, могут быть выполнены в виде как *систематических*, так и *рекурсивных кодеров*.

Рассмотрим сущность методов построения *СКК* (*треллис-кодовой модуляции*) на основе использования *систематических* и *рекурсивных кодеров СК*, а также их основные характеристики, преимущества и недостатки.

3.2.2. Методы построения сигнально-кодовых конструкций на основе использования систематических сверточных кодов и фазовой модуляции ФМ-16

Сущность методов построения, основные характеристики, преимущества и недостатки кодемов СКК (треллис-кодовой модуляции) на основе использования систематических СК и метода модуляции ФМ-16 рассматриваются в работах [5 – 10]. В [10 – 12] анализируется эффективность построения СКК на основе использования систематических СК с параметрами $R = 3/4$; $\kappa_1 = 2$; $\kappa_2 = 4$; $d_{св1} = d_{св2} = 5$ и фазовой модуляции ФМ-16. Сравниваются некодированная ФМ-8 и кодированная КАМ-16. В качестве критериев оценки эффективности СКК выбраны удельная скорость передачи информации и пиковая мощность передатчика при обеспечении вероятности ошибочного приема информации $P_{ош.пр} = 10^{-4}$.

Помехоустойчивое кодирование символов осуществляется только для третьего информационного потока i_3 . В результате кодирования символов данного информационного потока формируется два символа: P – проверочный символ, используемый в качестве третьего информационного символа, и кодируемый символ третьего информационного потока, задержанный на один и два такта при использовании СК с $R = 3/4$; $\kappa = 2$ и $\kappa = 4$ соответственно.

На рис. 3.5 и 3.6 приведены обобщенные структурные схемы кодеров кодемов СКК с $\kappa = 2$ и $\kappa = 4$ и их кодовые решетки соответственно. На кодовых решетках пунктиром указаны «установившиеся» свободные кодовые расстояния соответствующего СК. На рис. 3.7 приведены исходные сигнальные диаграммы ФМ-8 при двух вариантах расположения сигнальных точек и структура СКК для ФМ-16 с учетом кодированного информационного символа третьего потока i_3 и задержанного на один такт информационного символа четвертого потока i_4 . Из структурных схем кодеров (передатчиков) кодемов СКК ФМ-16 (см. рис. 3.5, 3.6) следует, что на вход модулятора ФМ-16 (фазовращателя) без помехоустойчивого кодирования поступают информационные символы перво-

го i_1 , второго i_2 и третьего потоков, задержанных соответственно на один такт (см. рис. 3.5) и два такта (см. рис. 3.6). Таким образом, на вход модулятора ФМ-16 одновременно поступают три информационных символа i_1 , i_2 и i_4 (задержанные символы третьего потока) и один проверочный символ P , сформированный из информационных символов третьего потока i_3 , что в общем соответствует «структуре» записи скорости передачи СК, т. е. $R = \kappa_0/\kappa_0 + 1 = 3/3 + 1 = 3/4$.

Декодирование кодовых символов, поступающих с выхода демодулятора ФМ-16, осуществляется с использованием АВ с учетом «мягкого» или квантованного декодирования декодера Витерби; принято количество уровней квантования считать равным четырем, т. е. каждый декодируемый кодовый символ представляется кодовым словом из двух бит: c_0 – бит полярности; c_1 – бит надежности декодируемого кодового символа. В качестве модели канала связи выбрана модель ДСК без памяти с АБГШ.

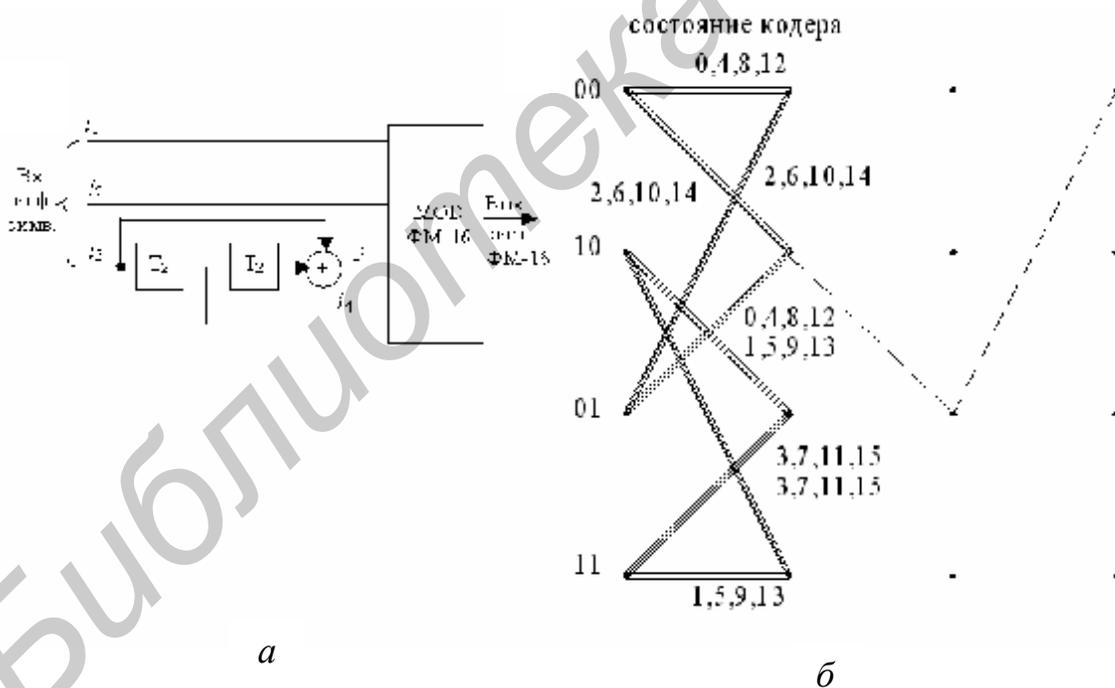


Рис. 3.5. Обобщенная структурная схема кодера кода СКК (а) и кодовая решетка СК (б) с $R = 1/2$ и $\kappa = 2$

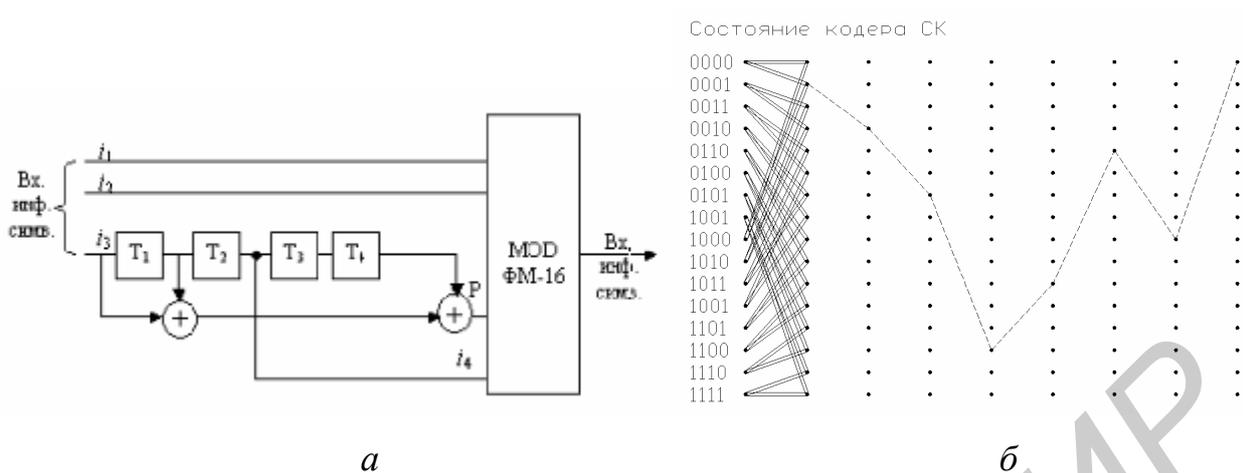


Рис. 3.6. Обобщенная структурная схема кодера кода СКК (а) и кодовая решетка СК (б) с $R = 1/2$ и $\kappa = 4$

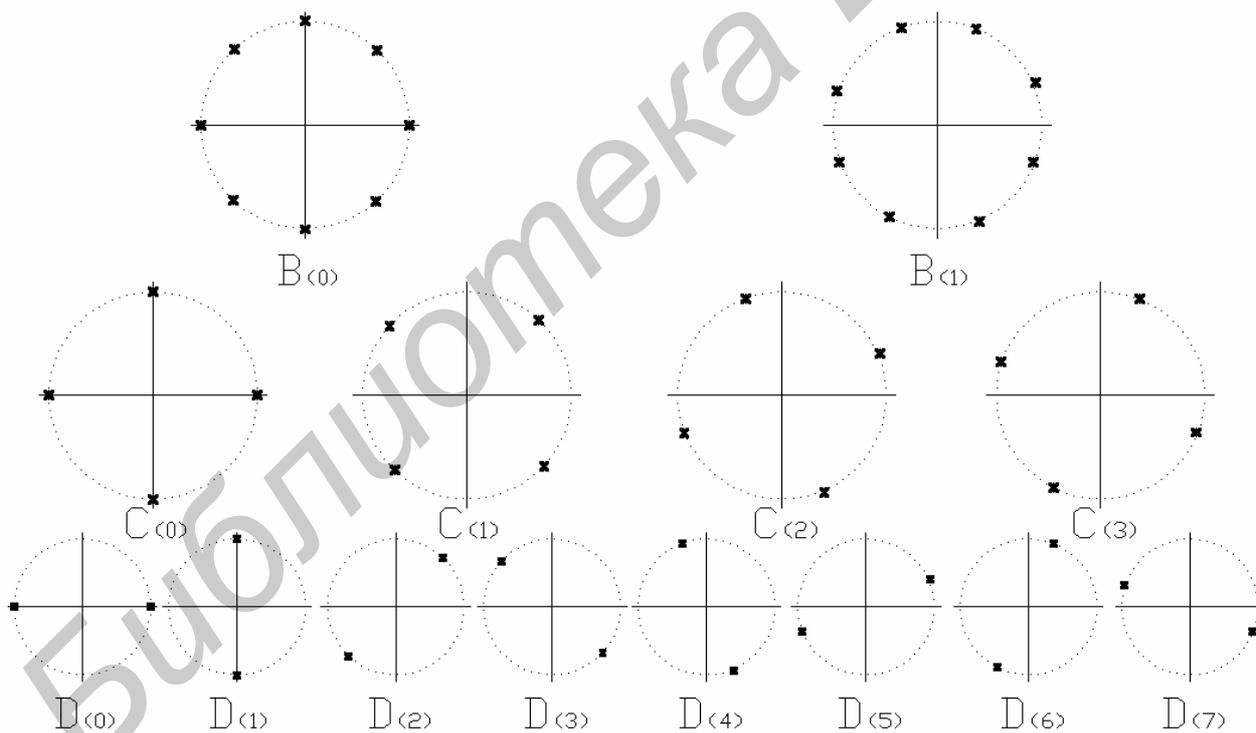


Рис. 3.7. Метод декомпозиции созвездия ФМ-8 для построения СКК при использовании ФМ-16

Расчет вероятности ошибочного приема выполнялся с использованием выражения

$$P_{КФМ-8} = 2Q\left(\frac{0,88 \cdot E_6}{N_0}\right). \quad (3.2)$$

Расчет вероятностей ошибочного декодирования анализируемых методов построения СКК выполнялся соответственно с использованием следующих выражений [10]:

$$P_{\text{ош.дек 1}} = 4\text{erfc}\left[\left(\frac{1,98 \cdot E_6}{N_0}\right)\right] - \text{для кодема СКК (рис. 3.12)}, \quad (3.3)$$

$$P_{\text{ош.дек 2}} = 12\text{erfc}\left[\left(\frac{2,45 \cdot E_6}{N_0}\right)\right] - \text{для кодема СКК (рис. 3.13)}. \quad (3.4)$$

Кроме того, при расчете $P_{i \text{ ош.дек}}$ учитывались следующие правила [10]:

- 1) учитываются параллельные и смежные переходы;
- 2) все сдвиги по *кодovým решеткам* выполняются с одинаковой частотой;
- 3) глубина декодирования принималась равной $L = 4k$ бит.

Расчет вероятностей ошибочного декодирования декодеров Витерби, использованных в рассматриваемых СКК, выполнялся путем математического моделирования. На рис. 3.8 приведены кривые вероятностей ошибочного декодирования декодера *Витерби* (1; 2) и кривая (3) вероятности ошибочного приема когерентного демодулятора ФМ-8 при некодированной передаче информации [10].

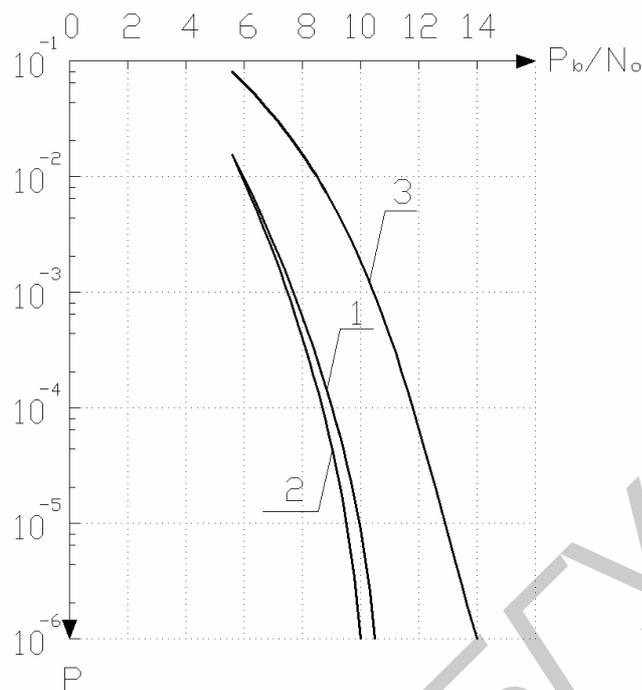


Рис. 3.8. Вероятности ошибочного декодирования декодеров СКК:
 1 – при $k = 2$; 2 – при $k = 4$; 3 – некодированная когерентная ФМ-8

Из приведенных кривых (см. рис. 3.8) следует, что кодемы СКК обеспечивают 3,1 дБ (при $k = 2$) и 4,6 дБ (при $k = 4$) по сравнению с некодированной ФМ-8 при обеспечении равной удельной скорости передачи информации $\gamma = 3$ бит/с/ Гц и допустимой вероятности ошибочного приема по символам (битам) $P_{\text{ош.доп}} = 10^{-4}$. Кодемы СКК на основе методов модуляции ФМ-М ($M \geq 8$) менее чувствительны к нелинейности усилителей выходных каскадов модулятора.

К недостаткам кодемов СКК на основе методов модуляции ФМ-М следует отнести следующее:

- возможность возникновения фазовой неопределенности при выборе (применении) так называемых *катастрофических СК*;
- повышенные требования к надежности функционирования ФАПЧ когерентных демодуляторов ФМ-М;
- проигрыш кодемов СКК на основе методов модуляции ФМ-М кодемам на основе *рекурсивных кодеров СК Унгербоека* и методов модуляции КАМ-М ($M \geq 8$) по энергетике, составляющий примерно 1,5 дБ, но только в диапазоне

$P_{\text{ош.доп}} = 10^{-4} - 10^{-5}$. Если же сравнивать пиковые мощности кодемов, то кодемы СКК на основе методов модуляции ФМ-М более (незначительно) эффективны, чем кодемы СКК на основе СК Унгербоека и КАМ-М.

3.2.3. Методы построения сигнально-кодовых конструкций на основе использования несистематических сверточных кодов и фазовой модуляции ФМ-16

Рассмотрим два метода построения СКК, их основные характеристики, преимущества и недостатки. Рассматриваемые методы построения СКК базируются на основе:

- 1) использование несистематического СК Унгербоека;
- 2) использование рекурсивных кодеров СК.

Метод построения СКК, предложенный Унгербоеком. Унгербоек разработал СК оптимально согласующиеся с многопозиционный ФМ-М ($M \geq 4$) и многоуровневой АФМ-М ($M \geq 8$). Рассмотрим методы построения СКК на основе использования несистематического СК и рекурсивного кодера СК и метода фазовой модуляции ФМ-8. СК характеризуется следующими параметрами: $R = k_0/k_0 + 1 = 2/3$, $k = 2$, $L = 8$ тактов.

На рис. 3.9, а и б приведены обобщенные структурно-функциональные схемы передатчиков кодемов СКК на основе несистематического СК и рекурсивного кодера систематического СК при использовании метода модуляции ФМ-8.

Оба кодера СК имеют $k = 2$, а количество кодовых символов в миниблоке равно трем: c_0, c_1, c_2 – для кодера несистематического СК и i_1, i_2, c_0 – для рекурсивного кодера систематического СК. Оба кодера формируют кодовые решетки с четырьмя состояниями. Принципиальное различие данных методов построения кодеров СК состоит в обеспечении разных ЭВК, а именно, кодер несистематического СК обеспечивает ЭВК ≈ 3 дБ, а кодер систематического СК обеспечивает ЭВК $\approx 1,1$ дБ по сравнению с некодированной ФМ-4. Разные значения ЭВК обеспечиваются за счет разных значений свободных евклидовых

расстояний, формируемых кодовыми решетками СК, и соответственно расположением сигнальных точек модуляторов ФМ-8.

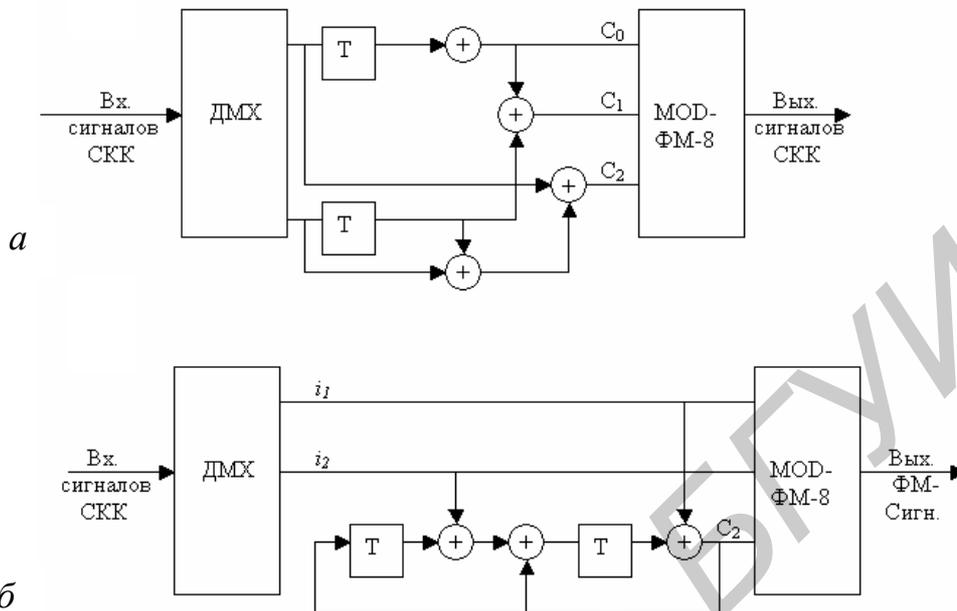


Рис. 3.9. Обобщенные структурно-функциональные схемы передатчиков кодемов СКК на основе несистематического СК (а) и рекурсивного кодера систематического СК (б)

Следует отметить, что оба передатчика кодемов СКК обеспечивают *информационную удельную скорость передачи информации* два бита на символ, т. е. $\gamma = 2$ бит/символ, но при этом при увеличенной кодовой (выходной) скорости передачи информации используется та же полоса частот канала связи, что и без применения помехоустойчивого кодирования. В соответствии с [10, 12] максимальный ЭВК для данных методов построения передатчиков кодемов СКК и при использовании декодеров Витерби с жестким принятием решения на выходе демодуляторов ФМ-8 составляет порядка 6 дБ при $\kappa = 9$.

В реальных системах связи (например сотовые сети связи) используются кодемы СКК, обеспечивающие изменение как параметров СК ($R = 1/2 \dots 7/8, \kappa = 3 \dots 7$), так и способа принятия решения на выходе демо-

дулятора ФМ-М, что позволяет системам связи адаптироваться под реальные характеристики канала связи.

3.2.4. Многомерное решетчатое кодирование информации

Многомерное решетчатое кодирование является дальнейшим развитием метода решетчатого кодирования и принципиально отличается от последнего тем, что по одной *ветви кодовой решетки* передается в каждый пропускной временной интервал больше одного канального символа. В качестве метода модуляции используется многофазная, т. е. ФМ-М, $M \geq 8$.

Многомерное решетчатое кодирование обеспечивает более высокую удельную скорость передачи информации, чем стандартное решетчатое. Кроме того, количество бит, отображаемых сигналами, может быть нечетным.

Численные значения предельной скорости модулятора, реализующего многомерное решетчатое кодирование зависит только от канала кодирования, а не от схемы кодирования. Для многофазной манипуляции (ФМ-М) и канала связи с АБГШ удельная скорость передачи информации определяется выражением [13 – 15, 18]

$$\beta = \log_2 M - \log_2 \left[1 + \sum_{i=1}^{M-1} A^{4 \sin^2(i\pi/M)} \right], \text{ бит/с/Гц}, \quad (3.5)$$

где $A = \exp\left(-\frac{E_s}{4N_0}\right)$ – параметр Батахария; E_s – энергия канального M -арного символа, определяется как $E_s = (v/k) \cdot E_6$; v – количество двоичных символов на входе кодера; k – количество символов M -ачного модуляционного символа.

Вероятность ошибочного декодирования определяется выражением

$$P_e \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{v \cdot E_6 \cdot d_{\text{св}}^2}{k \cdot N_0 4}} \right) \cdot N(d_{\text{св}}) \quad (3.6)$$

где $N(d_{\text{св}})$ – среднее количество ошибочных путей, допустимых значением $d_{\text{св}}$.

Обобщенная структурная схема передатчика, реализующего многомерную кодовую модуляцию, имеет следующий вид (рис. 3.10).

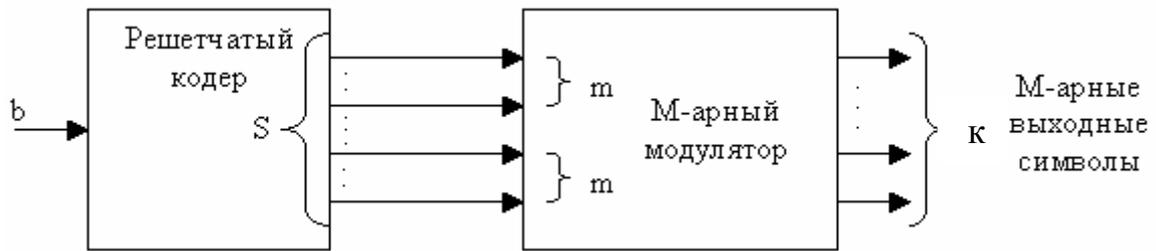


Рис. 3.10. Обобщенная структурная схема передатчика, реализующего многомерное решетчатое кодирование

Кодер имеет b входных бит и s выходных символов, которые отображаются в k M -арных символов в каждом интервале передачи. Для такого передатчика удельная скорость передачи информации равна $\gamma = b/k$ бит/с/Гц, которая в зависимости от выбора значений b и k может иметь целое значение и наоборот.

В кодере s двоичные выходные символы делятся на k групп по $m = \log_2 M$ символов в каждом. Единственное ограничение на параметры передатчика это то, что s , k и M должны быть выбраны таким образом, чтобы

$$s = k \log_2 M. \quad (3.7)$$

Кроме того, b необязательно должно быть целым кратным k , следовательно, степень кодирования решетчатого кода b/s необязательно должна быть отношением соседних целых чисел.

На рис. 3.11 приведены данные предельной удельной скорости передачи информации при использовании многомерного решетчатого кодирования в зависимости от отношения E_b/N_0 и кривые удельной скорости передачи информации стандартных методов модуляции $BPSK$ и $QPSK$.

Данные, приведенные на рис. 3.11, наглядно подтверждают преимущество многомерного решетчатого кодирования по сравнению со стандартным решетчатым кодированием.

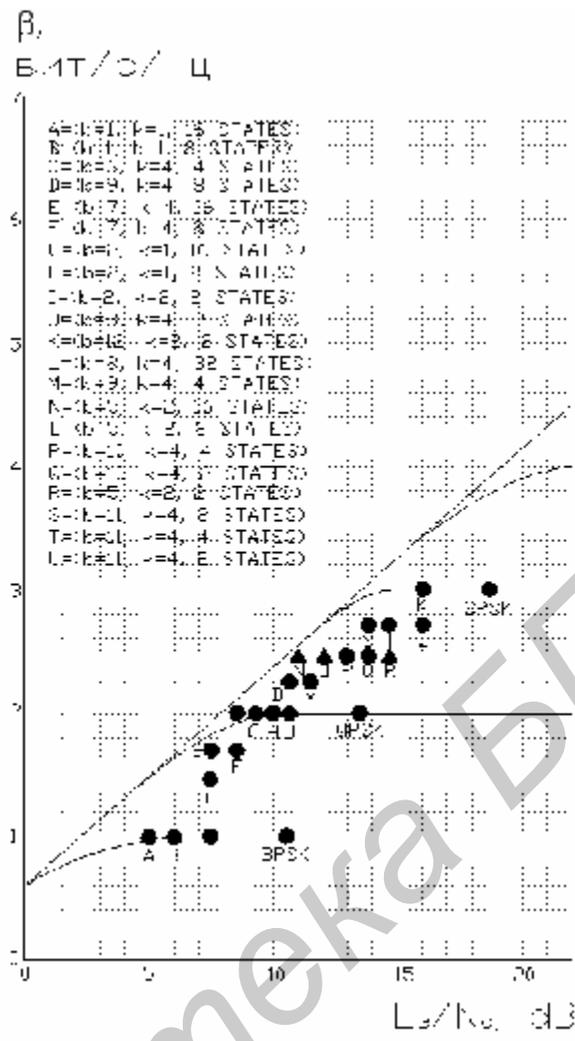


Рис. 3.11. Предельные (оптимальные) значения удельной скорости передачи информации при многомерном решетчатом кодировании

Слева на рис. 3.11 приведены *параметры многомерного решетчатого кодирования и реализуемые удельные скорости передачи информации*, а справа внизу представлены соответствующими им значения E_b/N_0 .

Реализация многомерного решетчатого кодирования на основе пространственных методов модуляции, например *КАМ-М* и *АФМ-М*, обеспечивает *более высокую удельную скорость передачи информации* и менее чувствительна к фазовой неопределенности сигналов.

Характеристики кодема (β , $P_{\text{ош.пр}}$, $P_{\text{ош.дек}}$ и др.), реализующего *решетчатую кодовую модуляцию* на основе *многопозиционной ФМ*, могут быть существ-

венно улучшены, если до декодирования кодовых символов осуществляется фильтрация ФМ-сигналов.

На рис. 3.12 представлена обобщенная структурная схема кодема на основе ФМ-16 с фильтрацией ФМ-сигналов [14, 15].

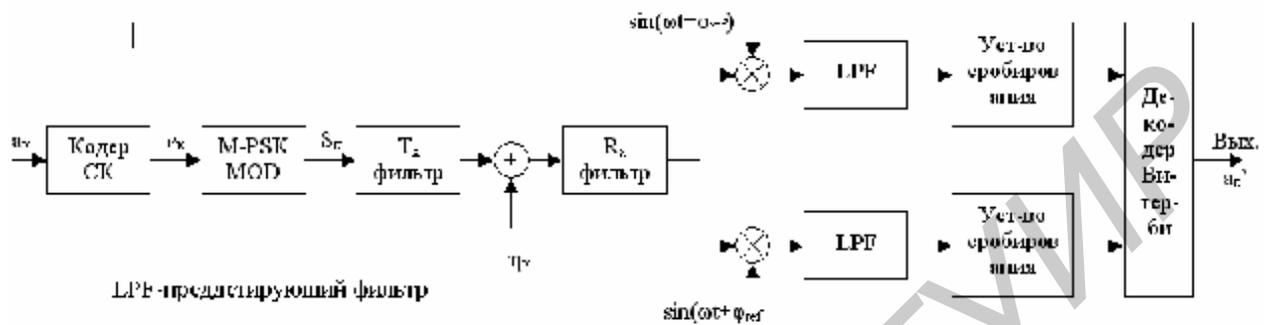


Рис. 3.12. Обобщенная структурная схема кодема на основе ФМ-16

На рис. 3.13 представлена кодовая решетка СК, используемого в кодеме. Кодовая решетка имеет четыре состояния. Знаки c_2 (х х х х) характеризуют связи в кодовой решетке.

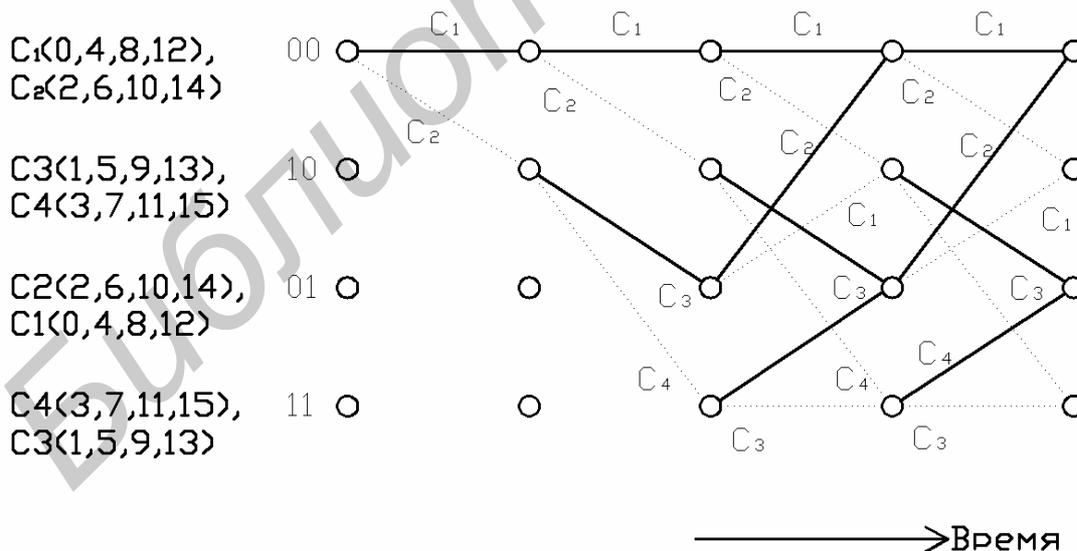


Рис. 3.13. Кодовая решетка для кодированной ФМ-16

В приемнике используется когерентный способ обработки *ФМ-сигналов* и декодер *Витерби*. Кодировующее устройство *СК* осуществляет отображение кодовых символов в *М-ичный сигнал* по схеме *Унгербоека*. Фильтрация сигналов осуществляется по принципу «*приподнятого косинуса*».

Фильтр данного типа имеет лучшие характеристики по сравнению с фильтрами *Чебышева* и *Баттерворта*. Выигрыш кода слегка возрастает с уменьшением полосы пропускания фильтра, показатель *BT* должен составлять как минимум 1,5, чтобы избежать чрезмерного затухания.

На рис. 3.14 представлены кривые вероятности ошибки при использовании передающего и приемного фильтров в зависимости от полосы пропускания по сравнению с некодированной *ФМ-8*.

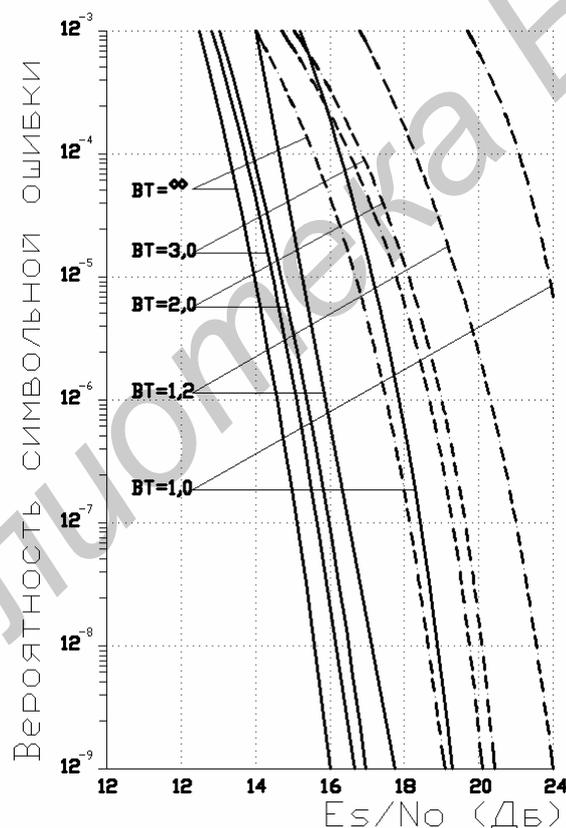


Рис. 3.14. Верхняя граница вероятности посимвольной ошибки кодема СКК с фильтрацией *ФМ-сигналов*

Кривые показывают, что фильтрация имеет меньший эффект в кодированных системах, чем в некодированных, и свидетельствуют о том, что если

полоса частот уменьшается, то выигрыш кодирования слегка увеличивается. Система с кодированием является более устойчивой к явлениям межсимвольной интерференции. Для того чтобы избежать затухания более 3 дБ радиочастотная полоса пропускания фильтра должен быть по крайней мере в 1,5 раза больше скорости передачи символов, т. е. $BT > 1,5$.

3.3. Сигнально-кодовые конструкции на основе методов модуляции с неразрывной фазой

3.3.1. Общий принцип методов модуляции с неразрывной фазой

Из теории электросвязи известно, что введение помехоустойчивого кодирования позволяет увеличить *удельную скорость передачи информации* и обеспечить допустимую *вероятность ошибочного приема информации*, но для этого требуется «заплатить» увеличением полосы частот канала связи. Современные каналы связи, как правило, имеют жесткое ограничение по полосе частот. Следовательно, при использовании помехоустойчивого кодирования информации целесообразно использовать методы модуляции, формирующие узкополосные спектры сигналов. Понятия *узкополосный* и *широкополосный спектры сигнала* поясняются рис. 3.15, на котором приведены нормированные спектры сигналов методов модуляции ФМ-4 и ММС (манипуляция с минимальным сдвигом частоты).

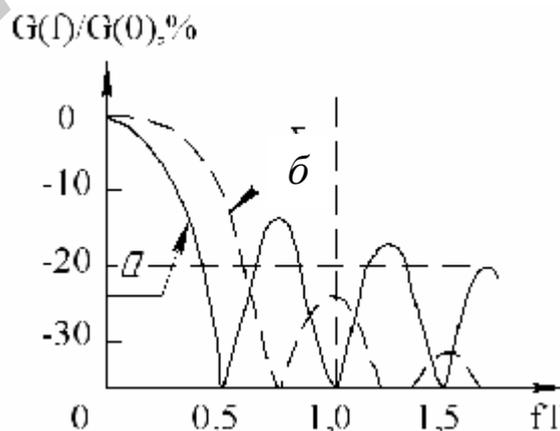


Рис. 3.15. Нормированные спектры сигналов:

а – метод модуляции ФМ-4; *б* – метод модуляции ММС

Первые нулевые значения спектра сигнала *ФМ-4* расположены на расстоянии $0,5T$ от несущей частоты. Главный лепесток спектра *ФМ-4* содержит 90,5 % всей мощности сигнала. Максимум первого бокового лепестка спектра *ФМ-4* только на 13,5 дБ меньше главного. В связи с этим (из-за высокого уровня мощности боковых лепестков спектра сигнала) удельная скорость передачи информации *ФМ-4* составляет порядка (1,5 – 1,9) бит/с/Гц. Спектр сигнала метода модуляции *ММС* более широкополосный, чем *ФМ-4*, однако уровень боковых лепестков сигнала существенно (более чем в 2 раза) меньше, чем у *ФМ-4*, следовательно, метод модуляции *ММС* будет меньше создавать межсимвольные и межканальные помехи.

Таким образом, разработка методов модуляции, обеспечивающих существенное сокращение мощности внеполосных (боковых) излучений, является актуальной задачей теории электросвязи. При этом важным является то, чтобы данные методы модуляции не имели бы существенного расширения спектра частот сигнала.

Такие спектры сигналов формируют *методы модуляции с непрерывной (неразрывной) фазой*, которые уменьшают или полностью исключают *скачки фазы несущей* при переходах от одного передаваемого символа к другому.

Для получения такого эффекта необходимо ввести *корреляцию* между соседними передаваемыми сигналами. В результате процесс модуляции характеризуется *непрерывными корреляционными связями* и по своей сущности соответствует методу кодирования информации *решетчатыми кодами*.

Известно несколько методов модуляции с *неразрывной (непрерывной)* или почти *непрерывной фазой*, а именно:

- а) *многократная АМ* или *квадратурная АМ*;
- б) *частотная манипуляция (ЧМ) с неразрывной (непрерывной) фазой (ЧМНФ)*;
- в) *корреляционные АМ, ЧМ; ФМ и ЧМНФ*;
- г) *манипуляция с минимальным сдвигом частоты (ММС)*.

В общем случае дискретный сигнал с *постоянной огибающей* и *неразрывной (непрерывной) фазой* записывается в виде следующего выражения [1, 4 – 8]:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_g}{T_c}} \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \varphi(t, a) + \varphi_0], \quad (3.8)$$

где T_c – длительность символа; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – центральная круговая частота; $a_i \in \{\pm 1; \pm 3; \dots; \pm (M-1)\}$ – последовательность M -ичных информационных символов (M – четное число).

Передаваемая информация заключена в изменении фазы, записываемом в виде следующего выражения:

$$\varphi(t, a) = 2\pi \cdot m \int_{-\infty}^t \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \cdot g_f(\tau - iT_c) \cdot d\tau, \quad (3.9)$$

где $g(t)$ – частотный импульс, отражающий форму изменения частоты сигнала при действии единичного информационного символа $a_0 = 1$. При $m = 0,5$ метод модуляции *ЧМНФ* соответствует методу модуляции *ММС*.

Выражения (3.8) и (3.9) определяют один из способов формирования сигналов *неразрывной фазой*, а именно, с помощью частотного модулятора. Обобщенная модель частотного модулятора, формирующего сигнал с неразрывной фазой, имеет следующее построение (рис. 3.16).

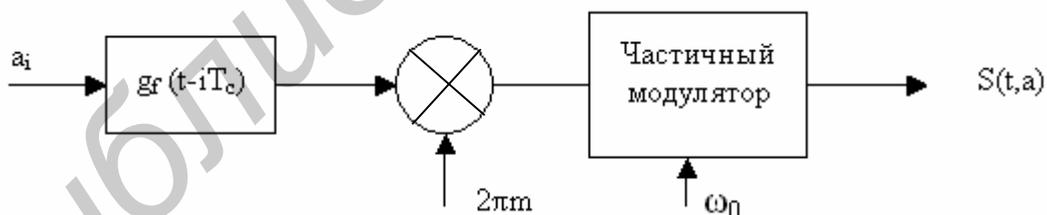


Рис. 3.16. Обобщенная модель частотного модулятора с непрерывной фазой

Каждый входной информационный символ a_i умножается на функцию $g_f(t - iT_c)$, а далее поступающие последовательно во времени сигналы $a_i g_f(t - iT_c)$ умножаются на постоянный коэффициент $2\pi m$ и затем подаются на вход частотного модулятора ($ЧМ$) с центральной частотой ω_0 .

Длительность частотного импульса полагается равной LT_c ; при $L = 1$ модулирующие импульсы не перекрываются. В этом случае реализуется «модуляция полным откликом». При $L > 1$ имеет место «модуляция частичным откликом».

Изменение фазы сигнала можно определить формой фазового импульса вида

$$g_\varphi(t) = \int_{-\infty}^t g_f(\tau) \cdot d\tau. \quad (3.10)$$

В этом случае выражение (3.9) записывается следующим образом:

$$\varphi(t, a) = 2\pi \cdot m \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \cdot g_\varphi(t - iT_c). \quad (3.11)$$

Формирование сигнала с *неразрывной фазой* возможно также с применением фазового модулятора ($\Phi_3 M$). При этом в соответствии с выражениями (3.10) и (3.11) необходимо учитывать накопление текущих значений фазы на предыдущих интервалах T_c . Параметры M , L , m и форма импульса $g_f(t)$ или $g_j(t)$ полностью определяют вид сигнала $S(t)$.

В простейшем случае частотный импульс имеет форму прямоугольника с параметрами

$$g_f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} LT_c, & \text{при } 0 \leq t \leq L \cdot T_c, \\ 0, & \text{при } LT_c < t < 0. \end{cases} \quad (3.12)$$

В этом случае фазовый импульс будет иметь форму, определяемую системой

$$g_f(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } 0 \leq t \leq LT_c, \\ \frac{t}{2} LT_c, & \text{при } 0 \leq t \leq LT_c, \\ \frac{1}{2}, & \text{при } t \leq LT_c. \end{cases}$$

На рис. 3.17 приведены формы для частотного (а) и фазового (б) импульсов при $L = 1; 2$.

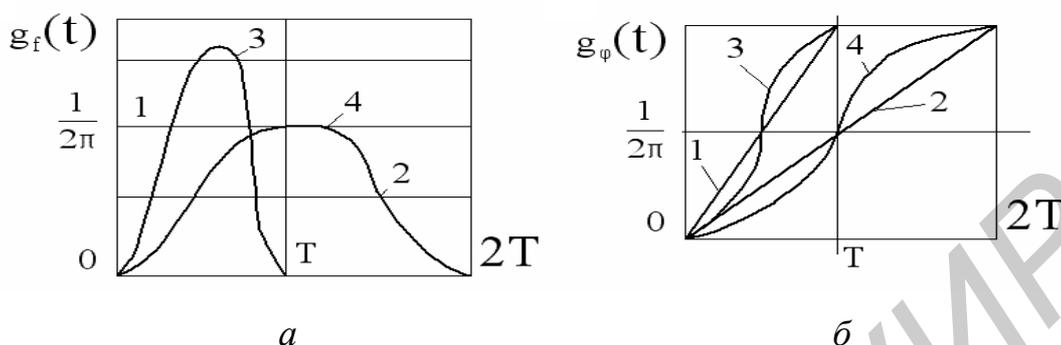


Рис. 3.17. Формы частотных (а) и фазовых (б) импульсов при $L = 1; 2$:

1 – без скругления, $L = 1$; 2 – без скругления, $L = 2$;

3 – импульс СММС; 4 – импульс сигнала с неразрывной фазой, $L = 2$

Зависимость текущей фазы сигнала с импульсами (3.10) и (3.11) от времени имеют вид «ломаной» линии, составленной из отрезков длительностью, кратной T/L . Эта зависимость приводит к построению *фазовой траектории*, которая может быть отображена как в *фазовое дерево* (рис. 3.18, а), так и в *решетчатый граф* (рис. 3.18, б).

Приращению фазы на $+\pi/2 = 90^\circ$ на интервале T_c соответствует поступление на вход модулятора символа $a_i = \pm 1$, а приращению фазы на $-\pi/2$ – поступление информационного символа $a_i = -1$.

Фаза сигнала с фазовым импульсом $g_\phi(t)$ без скругления вида (3.11) не имеет непрерывных производных, и в этом случае убывание спектра сигнала пропорционально f^{-4} ; скорость убывания составляющих спектра сигнала составляют 40 дБ на декаду.

Для повышения скорости убывания спектра сигнала используют определенные (специальные) формы импульсов, функция которых имеет определенное число непрерывных производных на границах посылки. Так, выбирая частотный импульс *синусоидальной формы* ($M = 2$, $L = 1$ и $m = 0,5$) сигнал ЧМНФ (или СММС), частотный спектр сигнала убывает, как f^{-6} , т. е. 60 дБ на декаду.

При использовании фазовой функции в виде «поднятого» косинуса частотный спектр сигнала убывает как f^{-8} , т. е. 80 дБ на декаду.

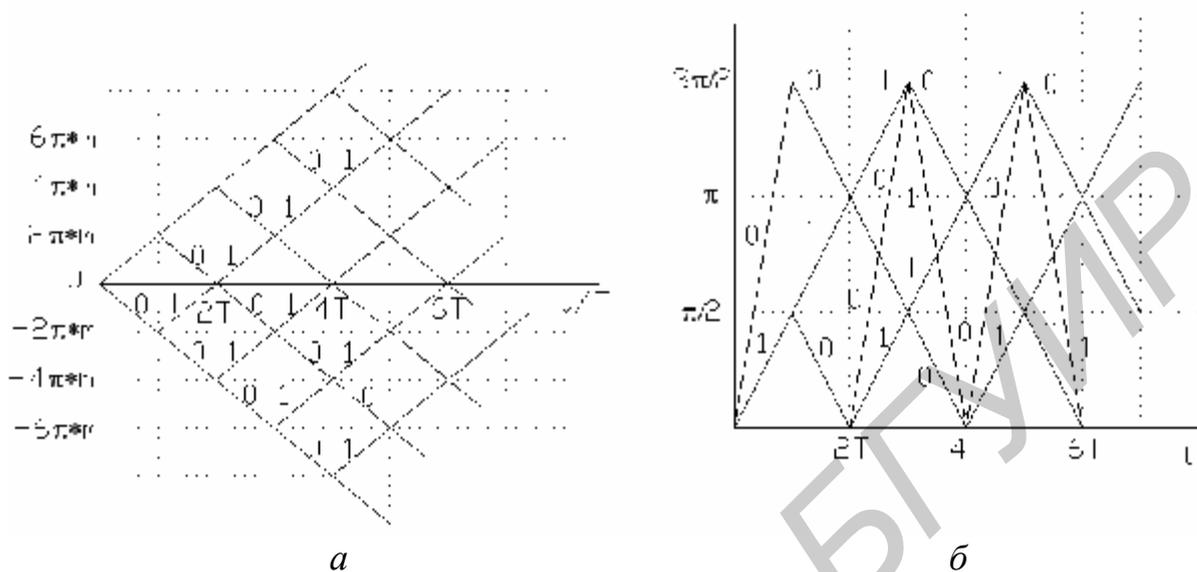


Рис. 3.18. Общий вид фазового дерева (а) и решетчатого графа (б) при $m = 0,5$

В 4-ичной ЧМНФ значения фаз равны $0, \pi/2, \pi$ и $3/2\pi$, при переходе к фазовому дереву $-3/2\pi; -\pi/2; +\pi/2; 3/2\pi$ или при присвоении ребру числового значения (обозначения): $-3; -1; 1$ и 3 .

На рис. 3.19 представлена обобщенная структурная схема модулятора ЧМНФ и кодовая решетка при использовании сверточного кода с параметрами $R = 1/2, \kappa = 3, \nu = \kappa - 1 = 3 - 1 = 2$.

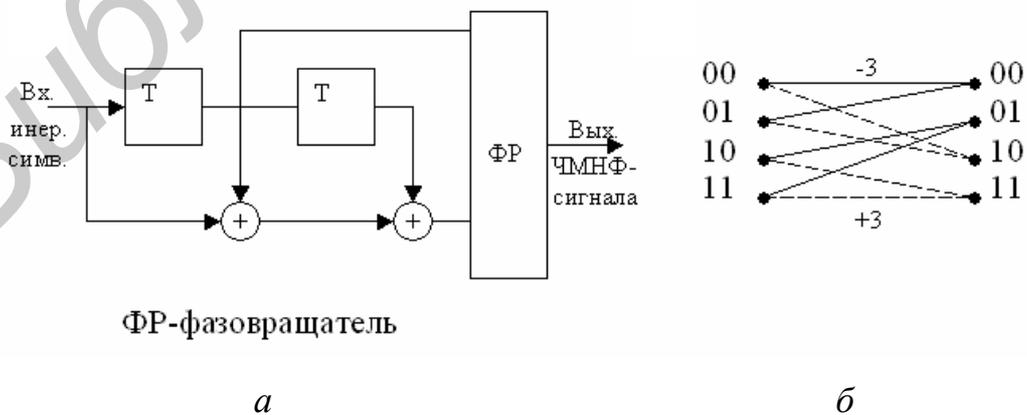


Рис. 3.19. Обобщенная структурная схема модулятора ЧМНФ (а) и кодовая решетка (б) при использовании сверточного кода

Условие непрерывности фазы определяет способ обработки ЧМНФ-сигналов на приемной стороне с использованием вероятностных алгоритмов декодирования (демодуляции), например алгоритма Витерби или последовательного алгоритма Фано.

В соответствии со структурой решетчатого графа состояние $x_i(00, 0^0)$ может перейти в два других состояния $x_{i1}(00, -3/2\pi)$, $x_{i2}(10, \pi/2)$; данные переходы на кодовой решетке показаны пунктирной линией. В связи с этим вероятность ошибочного приема информации при использовании методов модуляции с непрерывной фазой рассчитывается и определяется нахождением эвклидово расстояния d_3 . Значение d_3 зависит от типа модуляции, значений m и n (количество учитываемых тактов). Так, для метода модуляции ЧМНФ эвклидово расстояние определяется выражением [1, 4 – 6]

$$d_{3 \min}^2 = 2 - \frac{1}{T_0} \int_0^{2T} \cos(2 \cdot \pi \cdot m \cdot t) dt. \quad (3.13)$$

Эвклидово расстояние методов модуляции с неразрывной фазой существенно увеличивается, если вводится помехоустойчивое кодирование информации. В таблице приведены расчетные значения $d_{3 \min}^2$ при использовании циклических кодов $(n; k) = (7; 4)$ и $(n; k) = (8; 4)$ и БЧХ-кода с параметрами $(n; k) = (15; 7)$.

Минимальные значения эвклидова расстояния при использовании ЧМНФ и циклических кодов

Тип кода	Индекс частотной модуляции, $d_{3 \min}^2$					
Без кодирования	0,2	0,4	0,5	0,6	0,8	1,0
(7; 4)	0,5	1,3	1,9	2,2	2,3	1,0
(8; 4)	1,0	3,0	4,0	4,5	4,8	4,0
(15; 7)	2,0	4,5	7,0	6,5	6,1	5,0

Известно, что применение *сверточных кодов* совместно с методами модуляции с *неразрывной фазой* является более эффективным, чем использование *блоковых (циклических) кодов*. Это преимущество *сверточных кодов* определяется алгоритмами декодирования.

Выполненные в [4, 5] расчеты коэффициентов *энергетического выигрыша кодирования (ЭВК)* метода модуляции ЧМНФ с использованием *сверточных кодов* показывают, что ЭВК увеличивается с увеличением n , k , $m = \text{const}$, $k = \text{const}$. Следует отметить, что совместное использование метода модуляции ЧМНФ и *сверточных кодов* обеспечивает получение высокого ЭВК по сравнению с использованием *блоковых кодов*. Например, при $P_c/P_{ш} = 12$ дБ, $R = 1/2$, $k = 3$, $n = 5$, $m = 0,5$, ЭВК = 4,5 дБ.

Наряду с сигналами с *неразрывной фазой* и постоянным индексом частотной модуляции ($m = \text{const}$) используются сигналы с изменяющимися значениями m в процессе передачи информации, получившие название *многоиндексных фазовых кодов (МФК)*.

Пусть в (3.9) индекс модуляции выбирается из конечного множества $\{m_1, m_2, \dots, m_k\}$ и в процессе модуляции изменяется циклически, т. е. $m_i = m_{i+k}$. Набор индексов выбирается из множества рациональных чисел: $m_i = \gamma_i / \zeta$, где γ и Z – целые числа. Если частотный импульс $g_f(t)$ имеет прямоугольную форму, то выбранные значения индекса модуляции m и структура его изменения приводят к тому, что *фазовые траектории сигнала* проходят в моменты времени nT_c через дискретные значения фаз, кратные $2\pi/q$, и тем самым образуют периодическую решетчатую диаграмму.

В этом случае, как и для *сверточного кода*, потенциальная помехоустойчивость приема сигналов МФК зависит от значения минимального *свободного кодового расстояния* $d_{св}$, определяемого как минимальное расстояние между двумя различными путями, проходящими через один и тот же узел (вершину) *кодовой решетки*. В этом случае вероятность ошибки на один узел при приеме сигнала МФК по вероятностному алгоритму Витерби определяется выражением [2 – 8]

$$P_{\text{ош.уз}} = \frac{1}{T} \sqrt{2 \cdot \kappa \cdot E_b \cdot R / N_0}. \quad (3.14)$$

Результаты расчетов ЭВК для ЧМНФ с различными индексами частотной модуляции m и числом позиций M ($M = 2; 4; 8$) показывают, что при $M = \text{const}$ вероятность ошибки не узел носит обменного характера, а именно, с увеличением m $P_{\text{ош.уз}}$ уменьшается. $P_{\text{ош.уз}}$ также уменьшается с увеличением позиций M и индекса частотной модуляции m .

3.3.2. Общий принцип построения кодема, реализующего метод модуляции с минимальным частотным сдвигом

Рассмотрим принцип формирования метода модуляции ММС, его спектральные характеристики и основные свойства.

Принцип получения сигналов с ММС целесообразно рассматривать параллельно с «классическим» методом модуляции ФМ-4. На рис. 3.20, а и б приведены обобщенные структурные схемы модуляторов соответственно ФМ-4 и ММС, а на рис. 3.21 приведены элементарные модулирующие сигналы, используемые в квадратурных каналах модуляторов.

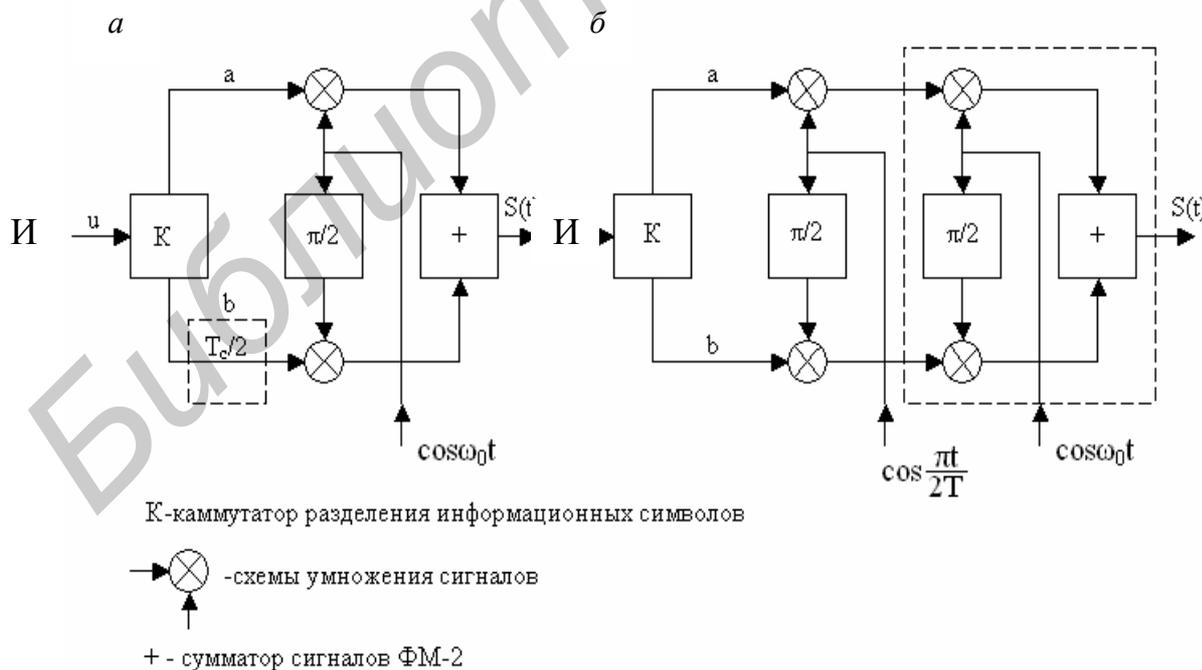


Рис. 3.20. Обобщенные структурные схемы модуляторов:

а – ФМ-4; б – ММС

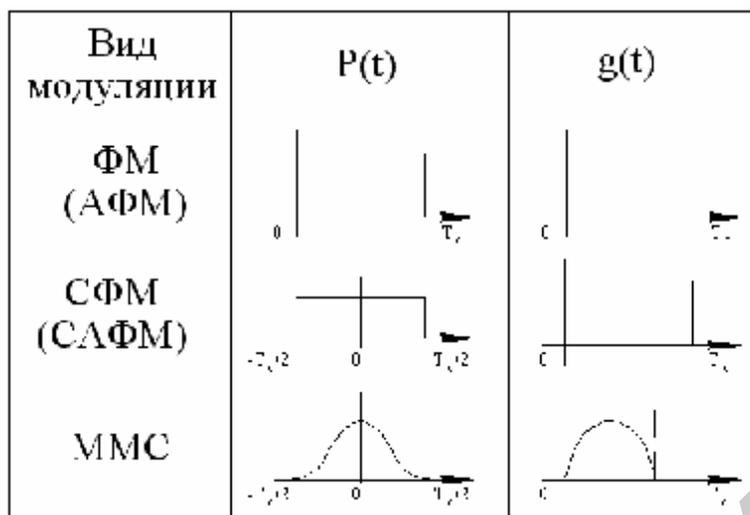


Рис. 3.21. Типы элементарных модулирующих сигналов, используемые в квадратурных каналах модуляторов ФМ-4 и ММС

Передаваемые информационные символы «И» в коммутаторах «К» модуляторов разделяются на нечетные (см. рис. 3.20, а) и четные (см. рис. 3.20, б) информационные символы, которые поступают на соответствующие каналы модуляторов. Информационные символы потоков (а) и (б) могут быть как двоичными, так и многоразрядными.

Выходной ФМ-сигнал $S(t) = S'(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi(t)]$ можно представить в виде суммы квадратурных составляющих сигнала, т. е.

$$S(t) = [S'(t) \cdot \cos \varphi(t)] \cdot \cos \omega_0 t + [S'(t) \cdot \sin \varphi(t)] \cdot \sin \omega_0 t \quad (3.15)$$

Выражения в квадратных скобках определяются видом передаваемой информации и модулируют несущие частоты $\cos \omega_0 t$ и $\sin \omega_0 t$.

Длительность каждого выходного информационного символа равна T , а длительность информационных символов потоков (а) и (б) равна $T_0 = 2T$.

Данная взаимосвязь между значениям T и T_c может быть также установлена из следующего выражения:

$$T_c = T \log_2 M, \quad (3.16)$$

где M – кратность фаз модуляции; при $M = T_c = T$ (2-фазная ФМ), а при $M = 4$ (4-фазная, т. е. ФМ-4) $T_c = 2T$.

Модулирующие функции косинусного и синусного каналов модулятора ФМ-4 можно представить в виде следующих выражений [3 – 5]:

$$\begin{aligned} S(t) \cdot \cos \varphi(t) &= S_0 I(t) = \sum_n a_n \cdot P(t - n \cdot T_c), \\ S(t) \cdot \sin \varphi(t) &= S_0 Q(t) = \sum_n b_n q(t - n \cdot T_c), \end{aligned} \quad (3.17)$$

где $p(t)$ и $g(t)$ – элементарные модулирующие сигналы соответствующих квадратурных каналов.

Как правило, модулирующие сигналы $p(t)$ и $g(t)$ выбираются такими, чтобы при последовательной передаче в каждом из квадратурных каналов они не перекрывались во времени (см. рис. 3.21). Это условие выполняется, если длительность каждого модулирующего сигнала равна T_c . Данный метод модуляции носит название «модуляции полным откликом», и в этом случае в формируемых ФМ-сигналах отсутствуют МСИ; такой сигнал формирует метод модуляции ФМ-4. Преимуществом такого метода модуляции является минимальная сложность модулятора, а недостатком – широкополосность спектра (см. рис. 3.15).

Если модулирующие сигналы $p(t)$ и $g(t)$ имеют длительность больше T_c , то такой метод модуляции называется *модуляцией частичным откликом*. Достоинством данного метода является узкополосность ФМ-4, а недостатком – наличие МСИ. Такой ФМ-сигнал формирует модулятор ММС (см. рис. 3.20, б).

Следует отметить, что при использовании метода модуляции ФМ-4, при одновременной смене информационных символов в каждом из квадратурных каналов модулятора происходит «скачек» фазы на π (на 180°). Прохождение ФМ-сигнала через полосовые фильтры тракта передачи информации сопровождается изменениями *огibaющей сигнала* в моменты соответствующие «скачкам» фазы. «Скачки» фазы на π вызывают провалы *огibaющей сигнала* до нуля. Такая «поразитная» модуляция сигнала до нуля оказывает существенное влияние на нестабильную работу ФАПЧ-демодулятора.

Исключить «скачки» фазы на π возможно, если разнести во времени моменты смены фаз в квадратурных каналах. Для этого модулирующие сигналы смещают в одном из каналов модулятора на величину $T/2$. Данный метод модуляции получил название «смещенной ФМ-4» (СФМ-4), или «модуляции со сдвигом». Однако ширина спектра метода модуляции СФМ-4 равна методу модуляции ФМ-4, что является недостатком.

Сужение спектра модулированных сигналов осуществляют как узкополосными фильтрами на выходе модулятора, так и за счет специального скругления элементарных модулирующих сигналов $p(t)$ и $g(t)$. Одна из широко используемых форм скругления модулирующих сигналов соответствует полупериоду косинусоиды, имеющих следующий вид [4 – 6]:

$$g_f(t) = \begin{cases} \pm \cos(pt/2T), & \text{при } -T \leq t \leq T, \\ 0, & \text{при } T < t < -T, \end{cases} \quad (3.18)$$

$$g_f(t) = \begin{cases} \pm \sin(pt/2T), & \text{при } 0 \leq t \leq T, \\ 0, & \text{при } 2T < t < 0. \end{cases}$$

Модулирующие символы a' и b в квадратурных каналах модулятора ММС имеют длительность $2T$ и смещены на время T , т. е. смена знаков происходит через время, равное T . Основные параметры модулятора: $\Omega = \pi/T$ – основная модулирующая частота; $\Delta\omega = \pi/2T$ – девиация частоты; $m = \Delta\omega/\Omega = 0,5$ – индекс частотной модуляции.

Модуляция, реализуемая по данному принципу, носит название «модуляции минимального частотного сдвига» – ММС.

Модулятор (см. рис. 3.20, б), реализующий данный метод модуляции, состоит из квадратурного модулятора сигналов ФМ-4 и дополнительной схемы, в которой производится умножение модулирующих символов (a') и (b) на функции скругления $\cos(\pi \cdot t / 2T)$ и $\sin(\pi \cdot t / 2T)$.

В результате модуляции главный лепесток спектра сигналов ММС оказывается «шире» (см. рис. 3.15, б); первый нуль оказывается на частоте $f = 0,75/T$.

Однако лепесток содержит 99,5 % всей мощности сигнала, а уровень мощности первого бокового лепестка почти в 2 раза меньше, чем у сигнала ФМ-4, и максимум его расположения в точке T . Уровни мощностей последующих боковых лепестков существенно меньше, чем у аналогичных лепестков ФМ-4. В связи с этим общая полоса частот, занимаемая спектром сигнала ММС, существенно «сужается» по сравнению со спектром сигнала ФМ-4.

Обобщенные структурные схемы демодуляторов, реализующих методы модуляции ФМ-4 и ММС, приведены на рис. 3.22, а, б соответственно.

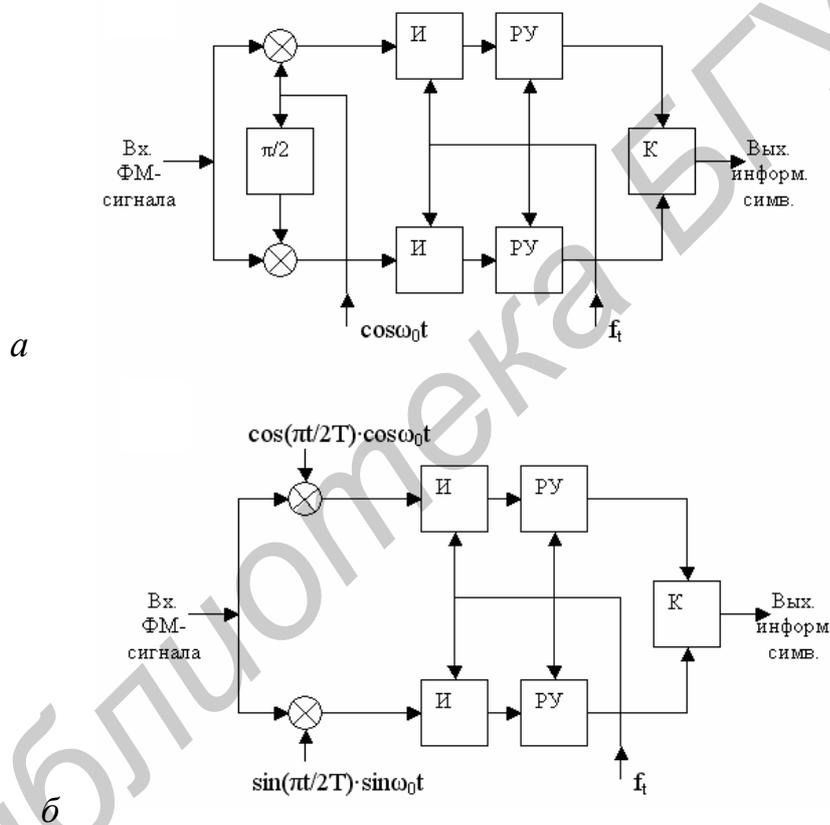


Рис. 3.22. Обобщенные структурные схемы демодуляторов:
 а – метода модуляции ФМ-4; б – метода модуляции ММС;
 К – коммутатор объединения информационных символов
 квадратурных каналов; РУ – решающее устройство

Из вышеизложенного следует:

1) при равной удельной скорости передачи информации ($\gamma = 2$ бит/с/Гц) спектр сигнала *ММС* занимает меньший частотный диапазон;

2) помехоустойчивость, т. е. вероятность ошибочного приема двоичного символа, при использовании *ММС* зависит от индекса частотной модуляции m , а также от того, насколько учитывается фазовая связь между символами при принятии решения в демодуляторе. Если интервал интегрирования в когерентном оптимальном демодуляторе сигналов *ММС* (при $m = 0,5$) равен длительности двух двоичных символов, т. е. $2T$, то сигналы *ММС* образуют *биортогональный ансамбль*, и вероятность ошибки может быть рассчитана по формуле [1, 4 – 6]

$$P_{\text{ош.ММС}} = \frac{1}{T} \sqrt{2 \cdot E_s / N_0}. \quad (3.19)$$

При интегрировании на интервале, большем чем $2T$, и при $m = 0,715$ возможно увеличение энергетического выигрыша модуляции на 1,0 дБ по сравнению с *ФМ-4*;

3) применение *ММС* на практике стало возможным после открытия того факта, что метод *ММС* эквивалентен кодированию информации *решетчатым кодом*, частным случаем которого являются *сверточные коды*. Это свойство *ММС* позволило совместить в одном устройстве функции канального кодека и модема, т. е. рассматривать процедуры канального кодирования и обработки сигналов с единой позиции, а именно, с позиции формирования *сигнально-кодовых конструкций*. Устройства, которые реализуют данные процедуры, получили название *кодемов*, принцип построения которых рассмотрен на примере использования метода *частотной модуляции с непрерывной фазой* и *сверточных кодов* с различными алгоритмами декодирования.

Кроме того, на основании (3.9) – (3.14) можно сделать следующие общие выводы о методах модуляции с непрерывной фазой:

– сигналы с *постоянной огибающей* и *непрерывной фазой* имеют более узкополосный спектр, чем «классические» методы модуляции *ЧМ* и *ФМ*;

– введение *фазовой связи* между передаваемыми символами и вероятностные алгоритмы декодирования существенно повышает помехоустойчивость приема информации;

– введение процедур помехоустойчивого кодирования информации существенно усложняет реализацию модемов.

Следует отметить, что высокие достижения в развитии микроэлектроники позволяют достаточно «легко» реализовать самые современные типы помехоустойчивых кодов и методов модуляции.

3.3.3. Кодем сигнально-кодовой конструкции на основе метода модуляции SMSK

Схематические решения кодемов СКК могут быть самыми разными. На рис. 3.23, а и б приведены структурные схемы передатчика и приемника кодема СКК на основе метода модуляции SMSK соответственно.

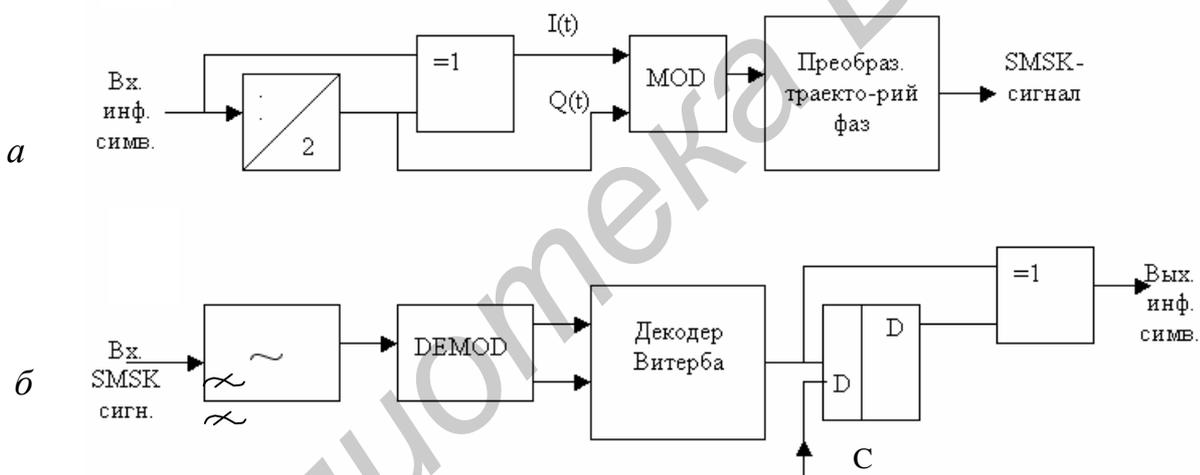


Рис. 3.23. Кодем СКК:

а – передатчик; б – приемник

На рис. 3.24 приведено *фазовое дерево*, характеризующее изменение фазового угла при поступлении на вход модулятора передаваемых двоичных символов, обозначенных цифрами «1» и «0».

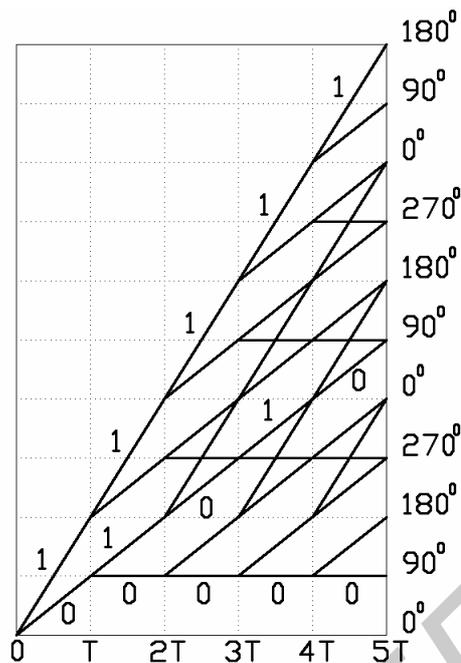


Рис. 3.24. Фазовое дерево с указанием изменения фазы при передаче соответствующего двоичного символа

Из структуры *фазового дерева* следует, что шаг изменения фазы равен 90° и фаза сигнала не бывает отрицательной. Если на вход передатчика (модулятора) будет поступать последовательность одних «1», то фаза сигнала будет возрастать на 180° каждый раз, т. е. изменяться либо на 0° , либо на 180° . Соответственно последовательность одних «0» будет изменять фазу с 90° на 270° . В общем модулятор будет формировать фазу без разрыва благодаря дополнительному фазовому изменению, что обеспечивается структурой *фазового дерева*, практически соответствующую *кодовой решетке СК* с $k = 2$, т. е. с четырьмя состояниями.

Выход фазового детектора в данной схеме имеет неквантованное решение. Данный принцип построения кодема *СКК* и алгоритм декодирования обеспечивает *ЭВК* порядка 3 дБ при передаче информации по *ДСК* без памяти с *АБГШ* по сравнению с некодированной *ФМ-4*.

Следует отметить, что все рассмотренные методы построения кодемов *СКК* предусматривают наличие идеальной синхронизации по несущей частоте и тактам.

Заключение

Поиск и разработка новых методов *кодовой модуляции* (совместного оптимального использования помехоустойчивого кодирования и модуляции) является актуальной задачей теории и практики электросвязи. Проблемными остаются вопросы уменьшения сложности реализации *кодемов* на основе высокоскоростных (малоизбыточных) *групповых, сверточных кодов и турбокодов, многоуровневых и многозарядных методов модуляции*, а также вопросы совместного использования существующих аналоговых и вновь вводимых цифровых систем связи.

Библиотека БГУИР

Литература

1. Шеннон, К. Математическая теория связи / К. Шеннон // Работы по теории информации и кибернетики. – М. : Наука, 1963.
2. Галлагер, Р. Теория информации и надежная связь / Р. Галлагер. – М. : Сов. радио, 1974.
3. Месси, Дж. Пороговое декодирование / Дж. Месси. – М. : Связь, 1962.
4. Дмитриев, В. И. Прикладная теория информации / В. И. Месси. – М. : Высш. шк., 1989.
5. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986.
6. Кларк, Дж. Кодирование с направлением ошибок в системах цифровой связи / Дж. Кларк. – М. : Мир, 1987.
7. Порокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Порокис. – М. : Радио и связь, 2000.
8. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер. – М. : Радио и связь, 2001.
9. Вернер, М. Основы кодирования / М. Вернер. – М. : Техносфера, 2006.
10. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2005.
11. Lebowita, S. A. Performance of Coled 8-PSK Signalling for Satellite Communications / S. A. Lebowita, S. A. Rhockes // ICC Conference Record, June 1981, Denver. – P. 47.4.1. – 47.4.8.
12. Ungerboeck, G. Channel coding with multilevel phase signals / G. Ungerboeck // IEEE Trans. Inf. Theor., 1982. – v. I. – T. 28. – P. 55 – 67.
13. Wilson, S. H. Rate $\frac{3}{4}$ 16 – PSK Phase Codes (Department of Electrical Engineering Univer-Sity of Virginia. Charlottesville, VA 22901) / S. H. Wilson, P. Schottes, H. Sleeps. – IEEE, 1982.
14. Moreno, F. Convolutionally Encoded Parallel MSK and Duobinary MSK / F. Moreno, S. Pasupathy. – IEE, Toronto, Canada MSS IA4.

15. Chalid, A. Effects of Filtering on Coded M-PSK Systems / A. Chalid, S. Mori // IEE, 3-14-1 Hiyoshi, Kohoku-ku, Yokohama 223, Japan.

16. Benedetto, S. Serial Concatenation of Interleaved Codes: Performance Analysis, Design and Iterative Decoding / S. Benedetto // IEEE. Trans Inform. Theory, May 1998. – Vol. 44. – P. 909–926.

17. Biglieri, E. Introduction to Trellis – Coded Modulation with Applications / E. Biglieri, D. Divsalar, P. McLane. – Macmillan Publishing, 1991.

18. Dibsalar, D. Generalized Multiple Trellis Coded Modulation (MTCM) / D. Dibsalar, M. Simon // IEEE Int. Conf. Commun., June 1986. – P. 20.3.1. – 20.2.7.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Королев Алексей Иванович

**СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ
В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

Методическое пособие по дисциплинам
«Системы подвижной радиосвязи и компьютерные сети»
и «Скрытые системы передачи мультимедийной информации»
для студентов и магистрантов специальностей
1-45 01 03 «Сети телекоммуникаций»
и 1-45 01 05 «Системы распределения мультимедийной информации»
всех форм обучения

Редактор М. В. Тезина
Корректор Л. А. Шичко

Подписано в печать 21.05.2009.
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 4,0.

Формат 60×84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 50 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 3,84.
Заказ 266.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровка, 6