

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

Российский государственный гидрометеорологический университет

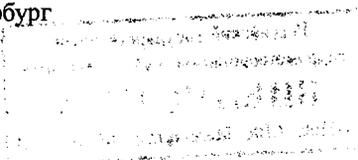
Е.А. Чернецова

**СИСТЕМЫ И СЕТИ ПЕРЕДАЧИ
ИНФОРМАЦИИ**

Часть 1. Системы передачи информации



Санкт-Петербург
2008



УДК 681.3.07

Чернецова Е.А. Системы и сети передачи информации. Часть 1. Системы передачи информации. – СПб., изд. РГГМУ, 2008. – 204 с.

Рецензенты: И.В. Алешин, д-р техн. наук, проф. (СПбГМТУ); В.В. Алексеев, д-р техн. наук, проф. (СПбГЭУ).

Учебное пособие является продолжением курса «Теория передачи дискретных сообщений» и посвящено основным задачам систем связи и необходимости альтернатив между основными параметрами системы, такими, как отношение сигнал/шум, вероятность ошибки и эффективность использования полосы пропускания. Также рассматриваются различные проектные компромиссы при использовании модуляции/кодирования и проблемы синхронизации на различных уровнях. Все математические выкладки, изложенные в тексте, поданы в максимально упрощенном виде. Там, где необходимо, формулы сопровождаются соответствующими пояснениями. Также для пояснения излагаемого материала приведены примеры и расчеты в виде задач и их решения. Все это позволит читателю самостоятельно продолжить изучение систем связи.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальности «Информационная безопасность телекоммуникационных систем» и всех желающих познакомиться с основными принципами, на которых основана работа систем связи.

Tretyakov, V.Yu. and Seleznev, D.E. application of GIS systems to geoeological research. Part.I. A manual. – St. Petersburg, RSHU Publishers, 2008. – 204 pp.

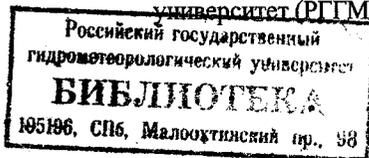
The goal of the book is to give a comprehensive introduction to directions of GIS-technologies in ecology and nature management. The course includes aspects and skills of spatial data visualization and analysis, semantic data handling, thematic map creation, raster images referencing, vector layers geoprocessing, electronic map measure operations, query building, positioning by means of satellite navigation systems, interpolation of sampling data and so on. The book aims to develop in students the skills to work in GIS ArcView 3.2. It is the first part of the manual. The next part will deal with ArcGIS.

The book is intended for students of Geocology and Nature Management of the direction “Ecology and Nature Management”.

ISBN 978-5-86813-204-9

© Е.А. Чернецова, 2008.

© Российский государственный гидрометеорологический университет (РГГМУ), 2008.



уч. № 1341

Введение

Данное учебное пособие издается в двух частях: Системы передачи информации (часть 1); Сети передачи информации (часть 2).

В современных системах и сетях связи используются цифровые сигналы. Цифровая передача предлагает возможности обработки информации, не доступные при использовании аналоговой передачи. Цифровые каналы менее подвержены искажению и интерференции, чем аналоговые, так как наличие всего двух состояний облегчает восстановление сигнала и предотвращает накопление в процессе передачи шумов или других возмущений. Кроме того, для удобства коммутации и обработки, цифровые сообщения могут группироваться в автономные единицы, называемые пакетами, причем различные типы цифровых сигналов (данные, телеграф, телефон, телевидение) могут рассматриваться как идентичные — ведь бит — это и есть бит. В цифровые технологии естественным образом внедряются функции, защищающие от интерференции и подавления сигнала, либо обеспечивающие шифрование или секретность. *Главным же преимуществом цифровой связи по сравнению с аналоговой является то, что цифровая связь позволяет реализовать любое, априорно заданное качество связи, выражающееся в вероятности битовой ошибки.*

За преимущества цифровой связи приходится платить более интенсивной обработкой цифровых сигналов по сравнению с аналоговыми. Кроме того, для цифровых необходимо выделение значительной части ресурсов для синхронизации на личных уровнях. Аналоговые системы, наоборот, легче синхронизировать. Еще одним недостатком систем цифровой связи является то, что ухудшение качества носит пороговый характер. Если отношение сигнал/шум падает ниже некоторого порога, качество обслуживания может внезапно измениться от очень хорошего до очень плохого. В аналоговых же системах ухудшение качества происходит более плавно.

Предполагается, что читатель знаком с основными этапами обработки сигналов в системе цифровой связи, такими, как формирование, кодирование источника, импульсно-кодовая модуляция, полосовая модуляция и обнаружение. Подробно эти вопросы рассмотрены в работе автора [4].

В данном пособии основное внимание уделено вопросам проектирования систем цифровой связи и необходимости компромиссов между основными параметрами системы, вопросам синхронизации на различных этапах обработки сигнала в цифровых системах, эффективности использования полосы частот с помощью специальных видов модуляции, вопросам канального кодирования, методам расширения спектра, принципам цифровой мобильной связи и частотному планированию сотовых сетей связи.

Для пояснения излагаемого материала приводятся примеры и задачи со способами их решения.

Глава 1. ЭФФЕКТИВНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕСУРСА СВЯЗИ

1.1. Цели разработчика систем связи

Системные компромиссы – это неотъемлемая часть всех разработок цифровых систем связи. Разработчик должен стремиться:

– к увеличению скорости передачи бит R до максимально возможной.

– к минимизации вероятности появления битовой ошибки P_B .

– к минимизации потребляемой мощности, или, что то же самое, минимизации $\frac{E_b}{N_0}$

1. Минимизации ширины пропускания W .
2. Максимизации эффективности использования системы, т.е. обеспечению надежного обслуживания для максимального числа пользователей с минимальными задержками и максимальной устойчивостью к возникновению конфликтов.
3. Минимизации конструктивной сложности системы, вычислительной нагрузки и стоимости системы.

Существует несколько сдерживающих факторов и теоретических ограничений, которые неизбежно влекут за собой компромиссы в любых системных требованиях:

1. Минимальная теоретически требуемая ширина полосы частот по Найквисту.
2. Теорема о пропускной способности Шеннона.
3. Государственное регулирование (распределение частот).
4. Технологические ограничения (современные комплектующие).
5. Другие системные требования (например, орбиты спутников).

1.2. Характеристики вероятности появления ошибки

На рис. 1.1 показаны семейства кривых зависимости P_b от $\frac{E_b}{N_0}$ для когерентного обнаружения ортогональных и многофазных сигналов. На рис. 1.1,а изображено потенциальное снижение частоты появления ошибок с повышением k или M при передаче ортогональных сигналов. Для ортогональных наборов сигналов, таких как сигналы в ортогональной частотной манипуляции, увеличение размера набора символов может дать снижение P_b или требуемого $\frac{E_b}{N_0}$ за счет увеличения полосы пропускания. На рис. 1.1,б показано повышение частоты появления ошибок с увеличением k или M при передаче неортогональных сигналов. Для наборов неортогональных сигналов, таких, как сигналы в многофазной манипуляции, расширение набора символов может снизить требования к полосе пропускания за счет повышения P_b или требуемого $\frac{E_b}{N_0}$. Перемещение рабочей точки вдоль линии 1 между точками a и b можно считать компромиссом между P_b и характеристикой $\frac{E_b}{N_0}$ (при фиксированном значении W). Аналогично сдвиг вдоль линии 2, между точками c и d является поиском компромисса между P_b и W (при фиксированном значении $\frac{E_b}{N_0}$). Перемещение вдоль линии 3, между точками e и f , представляет собой поиск компромисса между W и $\frac{E_b}{N_0}$ (при фиксированном значении P_b).

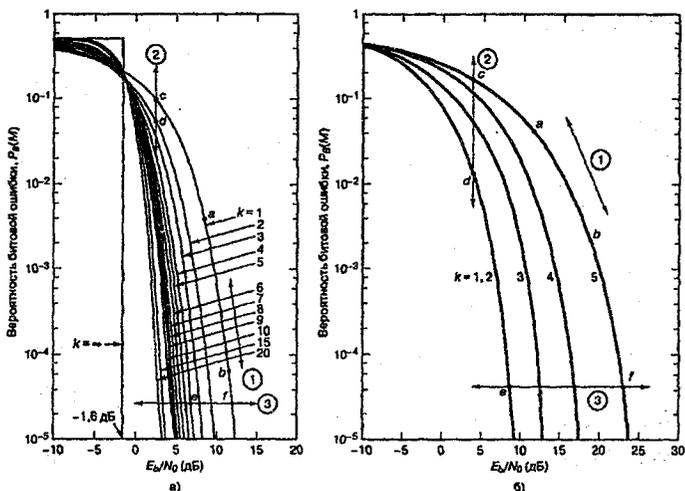


Рис. 1.1. Зависимость вероятности битовой ошибки от $\frac{E_b}{N_0}$ при когерентном обнаружении M -арных сигналов: а, б) ортогональные и многофазные сигналы соответственно

Сдвиг вдоль линии 1 – это снижение или повышение мощности передатчика. Это означает, что компромисс можно осуществить просто «поворотом регулятора» даже после завершения конфигурации системы. В то же время другие компромиссы включают изменения в схеме модуляции или кодирования, а значит, их следует осуществлять на этапе разработки системы.

1.3. Теорема Шеннона о пропускной способности канала

Шеннон показал, что пропускная способность канала C с аддитивным белым гауссовским шумом AWGN является функцией средней мощности принятого сигнала S , средней мощности шума N и ширины полосы пропускания W :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right). \quad (1.1)$$

Если W измеряется в герцах, а логарифм берется по основанию 2, то пропускная способность имеет размерность бит/с. Теоретически при использовании достаточно сложной системы кодирования информацию по каналу можно передавать с любой скоростью $R \leq C$ со сколь угодно малой вероятностью возникновения ошибки. Если же $R > C$, то кода, на основе которого можно добиться сколь угодно малой вероятности возникновения ошибки, не существует. В работе Шеннона показано, что величины S, N, W устанавливают пределы скорости передачи, а не вероятности появления ошибки. Шеннон использовал уравнение (1.1) для графического представления доступных пределов производительности прикладных систем. Этот график, показанный на рис. 1.2, представляет нормированную пропускную способность C/W в $\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$ как функцию отношения сигнал/шум в канале, график, представленный на рис. 1.3, изображает зависимость нормированной полосы пропускания канала W/C от отношения сигнал/шум канала.

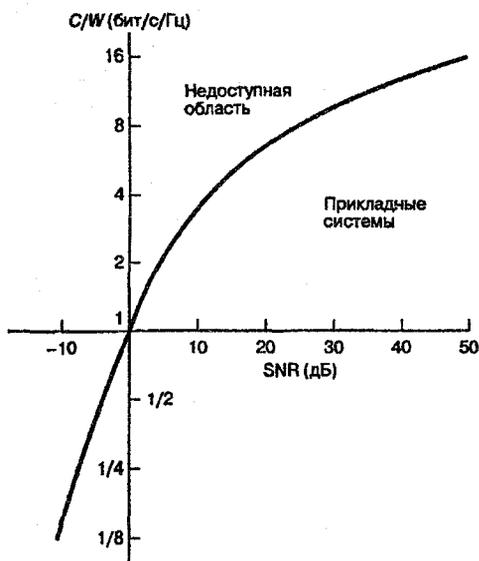


Рис. 1.2. Зависимость нормированной пропускной способности канала от SNR

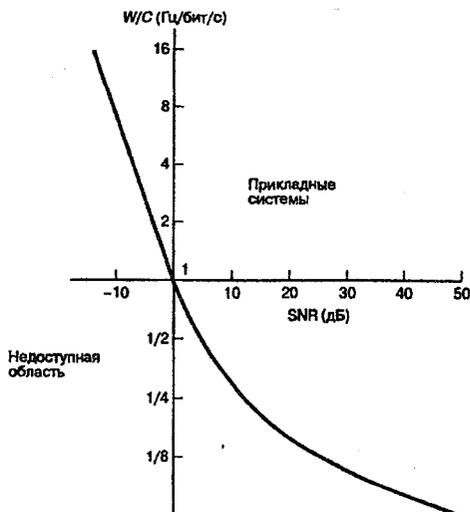


Рис. 1.3. Зависимость нормированной полосы пропускания канала от SNR.

Если учесть что спектральная плотность мощности шума $N = N_0 W$,

где N_0 - нормированная спектральная плотность мощности шума, а битовая скорость передачи равна пропускной способности канала ($R = C$ и $\frac{S}{N_0 C} = \frac{E_b}{N_0}$), то выражение (1.1) можно модифицировать следующим образом:

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left[1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{C}{W} \right], \quad (1.2)$$

$$2^{\frac{C}{W}} = 1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{C}{W}, \quad (1.3)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} (2^{\frac{C}{W}} - 1), \quad (1.4)$$

где $\frac{E_b}{N_0}$ - битовое отношение сигнал/шум для принятой информации.

На рис. 1.4 представлен график зависимости $\frac{W}{C}$ от $\frac{E_b}{N_0}$, описываемой формулой (1.4).

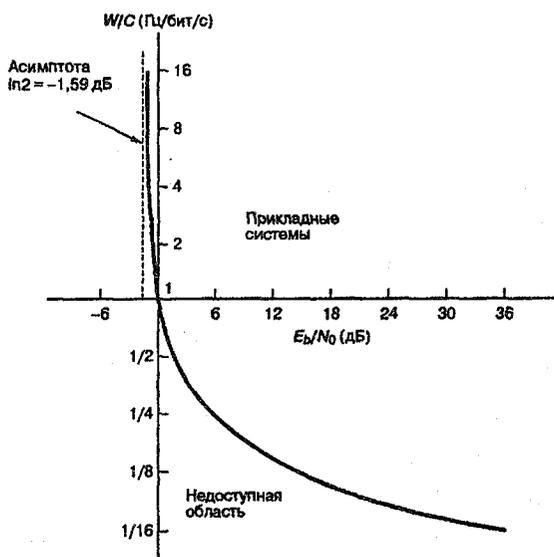


Рис. 1.4. Зависимость нормированной полосы пропускания канала от $\frac{E_b}{N_0}$

Существует нижнее предельное значение $\frac{E_b}{N_0}$, при котором ни при какой скорости передачи нельзя осуществить безошибочную передачу информации. Это значение называется пределом Шеннона. Предел Шеннона — это кривая зависимости P_B от $\frac{E_b}{N_0}$ при $k \rightarrow \infty$.

При $\frac{E_b}{N_0} = -1,6$ данная кривая скачкообразно меняет свое значение с $P_B = 1/2$ на $P_B = 0$. В действительности достичь предела Шеннона невозможно, так как k возрастает неограниченно, а с его ростом возрастают требования к полосе пропускания и повышается сложность реализации системы. Работа Шеннона — это теоретическое доказательство существования кодов, которые могут улучшить P_B

или снизить $\frac{E_b}{N_0}$ от уровней некодированных двоичных систем модуляции до уровней, приближающихся к предельной кривой.

Задача 1.1

Рассмотрим телефонный канал связи с полосой пропускания 3 кГц. Пусть данный канал можно смоделировать как канал AWGN.

1. Чему равна пропускная способность такой схемы, если SNR равно 30 дБ?
2. Какое минимальное значение SNR требуется для получения скорости передачи данных 4800 бит/с.
3. Повторить расчеты п. 2 для скорости передачи информации 19200 бит/с.

Решение

1. Перевод из логарифмических единиц в разы:

$$10 \lg \text{SNR} = 30 \text{ дБ};$$

$$\lg \text{SNR} = \frac{30}{10} = 3;$$

$$\text{SNR} = 10^{\lg \text{SNR}} = 10^3 = 1000 \text{ раз};$$

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right);$$

$$W = 3000 \text{ Гц}; \quad \frac{S}{N} = 1000;$$

$$C = 3000 \log_2 (1 + 1000) = 29902 \text{ бит/с};$$

$$\frac{C}{W} = 9,9672 \text{ бит/с/Гц}.$$

В правильности расчета можно убедиться по графику рис. 1.2.

$$2. \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = \frac{4800}{3000} = 1,6;$$

$$3. 1 + \frac{S}{N} = 21,6 = 3,0314 \Rightarrow \frac{S}{N} = 3,0314 - 1 = 2,0314 \text{ раз};$$

$$4. 10 \lg \frac{S}{N} = 3,0738 \text{ дБ}.$$

$$5. \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = \frac{19200}{3000} = 6,4; \quad 1 + \frac{S}{N} = 84,4485 = 2^{6,4};$$

$$6. \frac{S}{N} = 84,4485 - 1 = 83,4485 \text{ раз}; \quad 10 \lg (83,4485) = 19,2142 \text{ дБ}.$$

Задача 1.2

Рассмотрим передачу по телефонному каналу потока данных со скоростью 100 Кбит/с (при полосе пропускания 3 кГц). Можно ли получить безошибочную передачу при SNR, равном 10 дБ? Ответ обоснуйте. Если это не возможно, предложите модификацию системы, которая бы это позволила.

Решение

Пропускная способность $C = W \log_2(1 + \frac{S}{N})$;

$$\log_2(1 + \frac{S}{N}) = \frac{C}{W};$$

$$1 + \frac{S}{N} = 2^{\frac{C}{W}} \Rightarrow \frac{S}{N} = 2^{\frac{C}{W}} - 1;$$

$$2^{\frac{100000}{3000}} - 1 = 1,0823 \cdot 10^{10} = a;$$

$10 \lg a = 100 \text{ дБ}$ для $\frac{S}{N} = 10 \text{ дБ}$ безошибочную передачу получить нельзя. Чтобы получить безошибочную передачу, надо полосу системы увеличить в 10 раз.

Тогда $\frac{S}{N} = 2^{\frac{100000}{30000}} - 1 = 9,0794$;

$10 \lg \frac{S}{N} = 10 \text{ дБ}$. Что и требуется.

1.4. Энтропия и неопределенность при передаче сообщений

Для разработки системы связи с определенной способностью к обработке сообщений нужна метрика измерения объема передаваемой информации. Шеннон ввел такую метрику H , называемую энтропией источника сообщений (имеющего n возможных выходных значений). Энтропия определяется как среднее количество информации, приходящееся на один выход источника. Двоичная энтропия:

$$H = -p \log_2 p - (1-p) \log_2 (1-p),$$

где p – вероятность появления символа 0 ; $q = 1-p$ – вероятность появления символа 1.

Если последовательность из n символов равновероятно принимает какое-либо значение из множества, состоящего из 2^{kH} элементов, то требуется kH бит для описания n символов или H бит/символ.

Пусть последовательность (X, Y, Z) равновероятно оказывается одной из четырех комбинаций $\{000, 100, 010, 001\}$. Для описания трех символов требуется 2 бита или $\frac{2}{3}$ бит/символа. (Действительно, $k = 3$; $H = 2/3$; $2^{3(2/3)}$ элемента алфавита). Так как выходной сигнал может иметь 2^k равновероятных значений, то вероятность того, что выходной сигнал, содержащий кодовое слово j попадет во множество, соответствующее другому кодовому слову i равна $\frac{2^{kH}}{2^k} = 2^{k(H-1)}$. Если имеется 2^{kR} кодовых слов, то вероятность того, что приемное устройство сделает неправильный выбор равно $2^{kR} \cdot 2^{k(H-1)}$ и стремится к нулю при $k \rightarrow \infty$ если $R < C = 1 - H$.

Пусть по двоичному симметричному каналу (дискретный канал без памяти, входной и выходной алфавиты которого состоят из двоичных элементов $(0, 1)$) со скоростью 1000 символов/с передается информация, априорная вероятность передачи нуля и единицы одинакова, а помехи в канале настолько значительны, что независимо от переданного символа, вероятность приема единицы равна $\frac{1}{2}$ (то же и для нуля). В таком случае половина принятых символов должна случайно оказаться правильной и может создать впечатление, что система обеспечивает скорость 500 бит/с, хотя на самом деле никакой информации не передается. Утраченной является информация о корректности переданных символов. Для оценки неопределенности в принятом сигнале Шеннон использует поправочный коэффициент, который называет неоднозначностью. Неоднозначность определяется как условная энтропия сообщения X , обусловленная данным сообщением Y :

$$H(X|Y) = -\sum_{XY} P(X|Y) \log_2 P(X|Y) = -\sum_Y P(Y) \sum_X P(X|Y) \log_2 P(X|Y) \quad (1.5)$$

где X – сообщение, переданное источником;

Y – принятый сигнал;

$P(X|Y)$ – условная вероятность X при приеме Y ;

$P(X, Y)$ – совместная вероятность X и Y .

Неоднозначность можно представить как неуверенность в передаче X при условии принятия Y . Для канала без ошибок $H(X|Y) = 0$, поскольку принятие сообщения Y абсолютно точно определяет X . В то же время для канала с ненулевой вероятностью возникновения символической ошибки $H(X|Y) > 0$, поскольку канал вносит некоторую неопределенность.

Рассмотрим двоичную последовательность X , для которой априорные вероятности источника $P(X = 1) = P(X = 0) = 1/2$ и где, в среднем, в принятую последовательность из 100 бит канал вносит одну ошибку ($P_B = 0,01$). Исходя из уравнения (1.5) неоднозначность можно записать следующим образом:

$$H(X|Y) = -(1 - P_B) \log_2(1 - P_B) + P_B \log_2 P_B = -(0,99 \log_2 0,99 + 0,01 \log_2 0,01) = 0,081$$

Таким образом, в каждый принятый символ канал вносит 0,081 бит неопределенности.

Шеннон показал, что среднее эффективное количество информации H_{eff} в приемнике получается путем вычитания неоднозначности из энтропии источника:

$$H_{eff} = H(X) - H(X|Y). \quad (1.6)$$

Для системы, передающей равновероятные двоичные символы, энтропия $H(X)$ равна 1 бит/символ. Тогда для приведенного примера $H_{eff} = 1 - 0,081 = 0,919$ бит/полученный символ. Если за секунду передается $R = 1000$ бит, то эффективная скорость передачи информации:

$$R_{eff} = RH_{eff} = 1000 \cdot 0,919 = 919 \text{ бит/с}. \quad (1.7)$$

В предельном случае, когда апостериорная вероятность получения 0 или 1 равна $1/2$, то $R_{eff} = RH_{eff} = 1000 \cdot 0 = 0$ бит/с.

1.5. Плоскость «полоса-эффективность»

С помощью уравнения (1.4) можно получить зависимость $\frac{R}{W}$ от $\frac{E_b}{N_0}$. Она показана на графике рис. 1.5. Обозначим эту плоскость как плоскость «полоса-эффективность». Ордината $\frac{R}{W}$ — это мера объема данных, которые можно передать через единицу полосы частот за данное время. Следовательно, она отображает эффективность использования ресурса полосы пропускания. Кривая $R = C$ — это граница, разделяющая область реальных прикладных систем связи и область, в которой такие системы связи теоретически невозможны. Рис 1.5 иллюстрирует эффективность систем связи с одной несущей. На рисунке показаны рабочие точки для когерентной модуляции MPSK при $P_b = 10^{-5}$. Для MPSK отношение $\frac{R}{W}$ растет с увеличением M . Для модуляций BPSK ($M = 2$) и QPSK ($M = 4$) требуются одинаковые значения $\frac{E_b}{N_0}$, значит эффективность использования полосы $\frac{R}{W} = \log_2 M$ для QPSK равна $2 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$ в отличие от $1 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$ для BPSK, потому что QPSK представляет собой эффективную комбинацию двух сигналов в модуляции BPSK, которые передаются на ортогональных компонентах несущей.

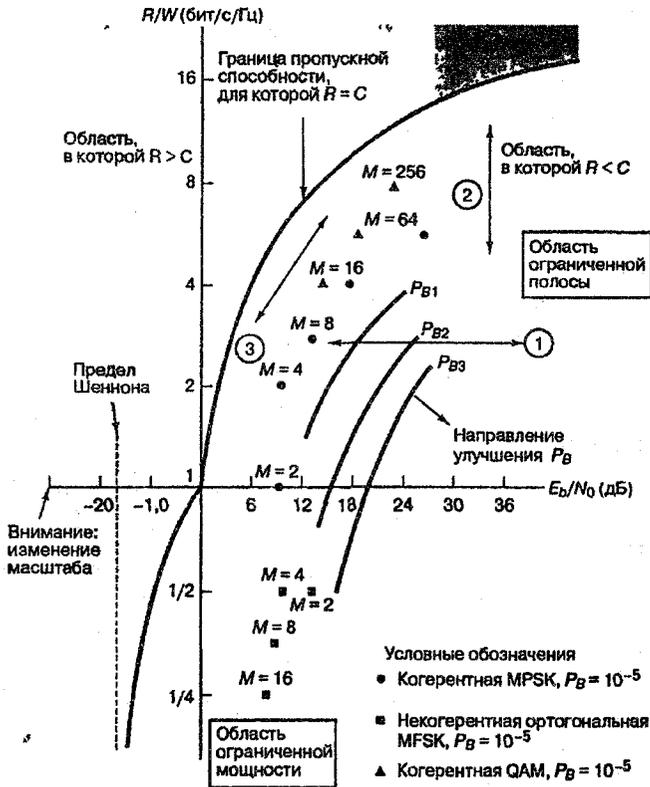


Рис. 1.5. Плоскость «полоса-эффективность»

На рис. 1.5. также показаны рабочие точки для некогерентной ортогональной модуляции MFSK при $P_B = 10^{-5}$. Для MFSK отношение $\frac{R}{W}$ снижается с увеличением M . Для модуляций BFSK ($M = 2$) и QFSK ($M = 4$) получены одинаковые значения $\frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{M}$, хотя QFSK требует при этом вдвое большего отношения $\frac{E_b}{N_0}$ для той же вероятности появления ошибки.

Задача 1.1

В табл. 1.1 описаны четыре разные линии связи «спутник/наземный терминал». Для каждой линии связи потери в пространстве составляет 196 дБ, резерв – 0 дБ, случайные потери отсутствуют. Для каждой линии связи укажите рабочую точку на плоскости эффективности использования полосы частот, зависимости R/W от $\frac{E_b}{N_0}$ и охарактеризуйте линию согласно одному из следующих описаний: ограниченная полоса пропускания, строго ограниченная полоса пропускания, ограниченная мощность и строго ограниченная мощность. Ответ обоснуйте.

Таблица 1.1

Пропускная способность линии связи для четырех спутников

Спутник	Принимающий терминал	Максимальная скорость передачи данных
INTELSAT IV EIRP = 22,5 дБВт Полоса пропускания = 36 МГц	Большая стационарная станция, диаметр антенны = 30 м $G/T = 40,7$ дБ/К	165 Мбит/с
DSCS II EIRP = 28 дБВт Полоса пропускания = 50 МГц	Корабль, диаметр антенны = 4 фута $G/T = 10$ дБ/К	100 Кбит/с
DSCS II EIRP = 28 дБВт Полоса пропускания = 50 МГц	Большая стационарная станция, диаметр антенны = 60 футов $G/T = 39$ дБ/К	72 Мбит/с
GAPSAT/MARISAT EIRP = 28 дБВт Полоса пропускания = 500 кГц	Самолет, коэффициент усиления антенны = 0 дБ $G/T = -30$ дБ/К	500 бит/с

Решение

$$1) \frac{R}{W} = \frac{165 \cdot 10^6}{36 \cdot 10^6} = 4,58; R\left(\frac{\text{дБ}}{\text{бит/с}}\right) = 10 \lg R = 10 \lg (165 \cdot 10^6) = 82,1748.$$

Резерв линии связи

$$M(\text{дБ}) = EIRP + \frac{G}{T} \cdot \frac{E_b}{N_0} \cdot R(\text{дБ.бит/с}) - k(\text{дБВт/Гц}) - L_{\dots}$$

где $EIRP$ – эффективная изотропно-излучаемая мощность передатчика;

урк 1341

$\frac{G}{T}$ - добротность приемника (отношение усиления антенны к шумовой температуре);

$$k = 1,38 \cdot 10^{23} \text{ или } \frac{Вт}{кГц} = -228,6 \text{ дБВт/кГц} - \text{ постоянная}$$

Больцмана;

L_s - потери линии связи.

Так как по условию $M=0$, то получаем уравнение:

$$22,5 + 40,7 - \frac{E_b}{N_0} - 82,1748 + 228,6 - 196 = 0. \text{ Откуда } \frac{E_b}{N_0} = 13,62 \text{ дБ.}$$

Это область ограниченной полосы (см. рис.1.5).

$$2) \frac{R}{W} = \frac{100 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-3}; R \left(\frac{\text{дБ}}{\text{бит/с}} \right) = 10 \lg R = 10 \lg(100 \cdot 10^3) = 50;$$

$$28 + 10 - \frac{E_b}{N_0} - 50 + 228,6 - 196 = 0. \text{ Откуда } \frac{E_b}{N_0} = 20,6 \text{ дБ.}$$

Это область ограниченной мощности (см. рис.1.5)

$$3) \frac{R}{W} = \frac{72 \cdot 10^6}{50 \cdot 10^6} = 1,44; R \left(\frac{\text{дБ}}{\text{бит/с}} \right) = 10 \lg R = 10 \lg(72 \cdot 10^6) = 78,57;$$

$$28 + 39 - \frac{E_b}{N_0} - 78,57 + 228,6 - 196 = 0. \text{ Откуда } \frac{E_b}{N_0} = 21,03 \text{ дБ.}$$

Это область строго ограниченной полосы (см. рис.1.5)

$$4) \frac{R}{W} = \frac{500}{500 \cdot 10^3} = 10^{-9}; R \left(\frac{\text{дБ}}{\text{бит/с}} \right) = 10 \lg R = 10 \lg(500) = 26,9897;$$

$$28 - 30 - \frac{E_b}{N_0} - 26,9897 + 228,6 - 196 = 0. \text{ Откуда } \frac{E_b}{N_0} = 3,6103 \text{ дБ}$$

Это область строго ограниченной мощности (см. рис.1.5).

Задача 1.2

Рассмотрим телефонный модем, работающий со скоростью 28,8 кбит/с.

1. Рассчитайте эффективность использования полосы частот, считая, что полоса пропускания канала равна 3429 Гц.

2. Предполагая, что $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ и в канале присутствует шум AWGN, рассчитайте теоретически доступную пропускную способность.

4. Какое значение $\frac{E_b}{N_0}$ нужно для получения в полосе 3429 Гц скорости передачи 28,8 кбит/с?

Решение

1. $\frac{R}{W} = \frac{28800}{3429} = 8,4 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$.

2. $\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{R} (2^{\frac{R}{W}} - 1)$; $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ дБ} = 10 \lg x \Rightarrow x = 10$.

$10 = \frac{3429}{R} (2^{\frac{R}{3429}} - 1)$, откуда получаем $R = 20000$ бит/с.

3. $\frac{E_b}{N_0} = \frac{3429}{28800} (2^{\frac{28800}{3429}} - 1) = 40$. Переведем в децибелы, получим

$\frac{E_b}{N_0} = 10 \lg (40) = 16 \text{ дБ}$.

Глава 2. ВИДЫ ПРИЕМА СИГНАЛОВ

2.1 Разложение вектора сигнала в ортогональном базисе

Рассмотрим векторное представление сигналов. Определим N -мерное ортогональное пространство как пространство, определяемое набором N линейно независимых функций $\psi(t)$, называемых базисными. Любая функция этого пространства может выражаться через линейную комбинацию этих базисных функций, которые должны удовлетворять условию

$$\int_0^T \psi_j(t)\psi_k(t)dt = K_j\delta_{jk} \quad 0 \leq t \leq T \quad j, k = 1, \dots, N, \quad (2.1)$$

где оператор $\delta_{jk} = \begin{cases} 1; j = k \\ 0; j \neq k \end{cases}$ является дельта-функцией Кронекера.

При ненулевых константах K_j пространство называется ортогональным, если же базисные функции нормированы так, что все $K_j=1$, то пространство называется ортонормированным.

Одна из причин внимания к ортогональному сигнальному пространству – в нем проще всего определяется Евклидова мера расстояния, используемая в процессе детектирования.

Произвольный конечный набор сигналов $\{s_i(t)\}$ $i = 1, \dots, M$, где каждый элемент имеет длительность T , можно выразить как линейную комбинацию N ортогональных сигналов $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$, $N \leq M$:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= a_{11}\psi_1(t) + a_{12}\psi_2(t) + \dots + a_{1N}\psi_N(t) \\ s_2(t) &= a_{21}\psi_1(t) + a_{22}\psi_2(t) + \dots + a_{2N}\psi_N(t) \\ &\dots \\ s_M(t) &= a_{M1}\psi_1(t) + a_{M2}\psi_2(t) + \dots + a_{MN}\psi_N(t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Эти соотношения можно записать в более компактной форме:

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} \psi_j(t) \quad N \leq M \quad i=1, \dots, M, \quad (2.3)$$

где

$$a_{ij} = \frac{1}{K_j} \int_0^T s_i(t) \psi_j(t) dt \quad i=1, \dots, M \quad 0 \leq t \leq T \quad j=1, \dots, N \quad - \text{коэф-}$$

фициенты при $\psi_j(t)$ разложения сигнала $s_i(t)$ по базисным функциям.

Набор сигналов $\{s_i(t)\}$ при этом можно рассматривать как набор векторов $\{s_i\} = \{a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN}\}$. Приемник априори знает местонахождение в пространстве всех векторов-прототипов, принадлежащих M -мерному множеству. В процессе передачи сигналы искажаются. Приемник или детектор должен решить, какой из прототипов сигнального пространства ближе всего к принятому сигналу.

2.2. Корреляционный приемник

Согласованный фильтр обеспечивает максимальное соотношение сигнал/шум на выходе фильтра в момент $t = T$. Корреляционный приемник (рис. 2.1) состоит из M корреляторов. Каждый выход коррелятора описывается интегралом произведения или корреляцией с принятым сигналом $r(t)$:

$$z_i(T) = \int_0^T r(t) s_i(t) dt \quad i=1, \dots, M. \quad (2.4)$$

Группу из M корреляторов можно заменить группой из N корреляторов (рис. 2.2), когда в качестве опорных сигналов используется набор базисных функций, что представляет собой более рентабельную реализацию корреляционного приемника, так как $N \leq M$.

В случае двоичного детектирования корреляционный приемник можно построить как согласованный фильтр с опорным сигналом, равным разности двоичных сигналов-прототипов (рис. 2.3).

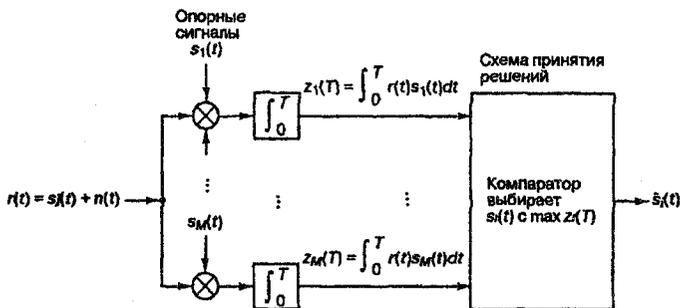


Рис. 2.1. Корреляционный приемник с опорными сигналами

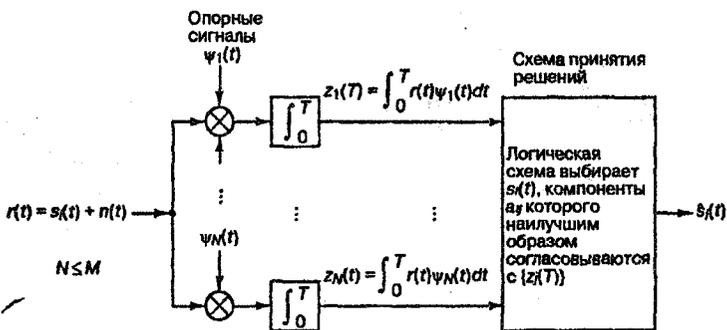


Рис. 2.2. Корреляционный приемник с опорными сигналами $\{\psi_j(t)\}$.

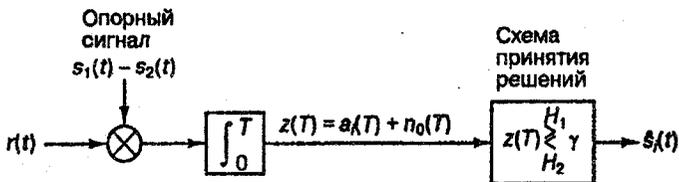


Рис. 2.3. Двоичный корреляционный приемник

2.3. Когерентный прием многофазных сигналов

Набор из M многофазных сигналов (в общем случае не ортогональный) $s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi i}{M})$ можно выразить всего через два ортонормированных компонента $\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t$ и $\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t$ (рис.2.4).

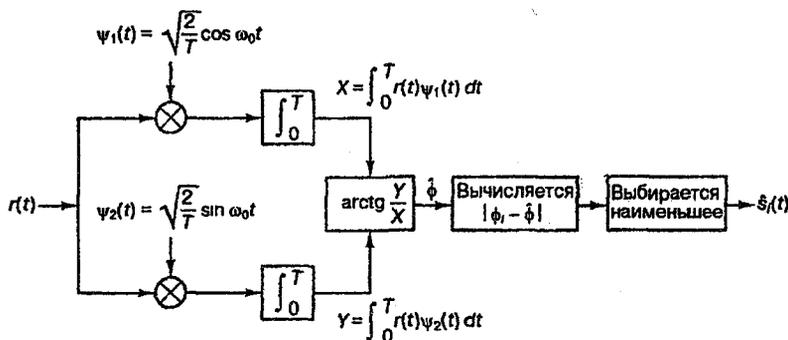


Рис. 2.4. Демодулятор сигналов MPSK

Синфазный и квадратурный компоненты вектора принятого сигнала $r(t)$ изображены на рис. 2.5. Сигналы с X и Y корреляторов поступают в блок « $\arctg(Y/X)$ ». Полученное значение фазы $\hat{\phi}$ сравнивается с каждой фазой –прототипом ϕ_i . Демодулятор выбирает фазу ϕ_i , ближайшую к $\hat{\phi}$. Другими словами, демодулятор вычисляет $|\phi_i - \hat{\phi}|$ для каждого прототипа ϕ_i и выбирает ϕ_i , дающую наименьший выход.

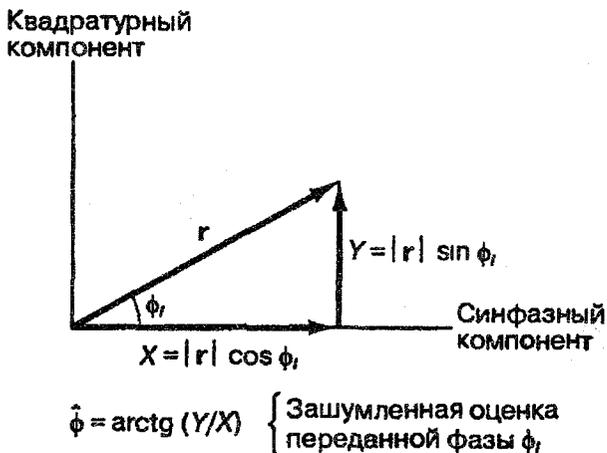


Рис. 2.5. Синфазный и квадратурный компоненты вектора принятого сигнала $r(t)$

2.4. Дифференциальное детектирование

Все вышесказанное относится к когерентному детектированию, т.е. случаю, когда фаза принимаемого сигнала точно известна. Рассмотрим некоторые схемы некогерентных детекторов, используемые в случае, когда фаза принимаемого сигнала неизвестна. К таким схемам относится, например, схема дифференциального детектора, который не требует согласования по фазе с принятой несущей. В этом случае применяется дифференциальное кодирование последовательности сообщений в передатчике. Дифференциальное кодирование начинается с произвольного выбора первого бита кодовой последовательности. Затем последовательность закодированных битов $c(k)$ может, в общем случае, кодироваться одним из двух способов:

$$c(k) = c(k-1) \oplus m(k) \quad (2.5)$$

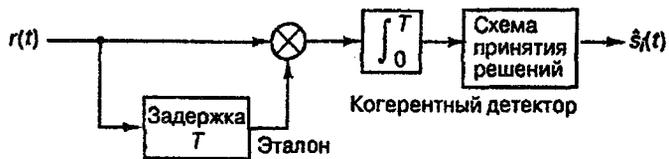
$$\text{или } c(k) = \overline{c(k-1) \oplus m(k)}. \quad (2.6)$$

Здесь символ \oplus представляет сложение по модулю 2, а черта над выражением означает его дополнение. На рис. 2.6 дифференциальное кодирование выполнено с помощью уравнения 2.6. Текущий бит кода $c(k)$ равен единице, если бит сообщения $m(k)$ совпадает с предыдущим закодированным битом $c(k-1)$, в противном случае $c(k)=0$. Кодированная последовательность битов $c(k)$ затем преобразовывается в последовательность сдвигов фаз $\theta(k)$, где единица представляется сдвигом фазы на 180° , а ноль – нулевым сдвигом фазы.

Индекс дискретизации, k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Информационное сообщение, $m(k)$		1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
Сообщение в дифференциальной кодировке (первый бит произвольный), $c(k)$	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1
Соответствующий сдвиг фаз, $\theta(k)$	π	π	π	0	0	π	π	π	0	π	π

Рис. 2.6. Дифференциальное кодирование

При отсутствии шума принятый сигнал поступает в коррелятор, изображенный на рис. 2.7. Фаза $\theta(k=1)$ совпадает с $\theta(k=0)$, обе имеют одинаковое значение π .



Детектируемое сообщение, $\hat{m}(k)$ 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1

Рис. 2.7. Дифференциальное детектирование

Следовательно, первый бит детектируемого выхода $\hat{m}(k=1)=1$. Далее $\theta(k=2)$ совпадает с $\theta(k=1)$, следовательно, $\hat{m}(k=2)=1$. Затем $\theta(k=3)$ отличается от $\theta(k=2)$, так что $\hat{m}(k=3)=0$ и т.д.

Дифференциальный детектор требует согласования опорной несущей с принятой несущей по частоте, но не по фазе.

2.5. Некогерентное детектирование частотно-дулированных сигналов

Детектор, выполняющий некогерентное детектирование частотно-модулированных сигналов, является детектором энергии без измерения фазы. Поэтому он требует вдвое большего числа ветвей-каналов, чем когерентный. Рассмотрим бинарную модуляцию FSK (BFSK), детектор сигналов которой изображен на рис. 2.8.

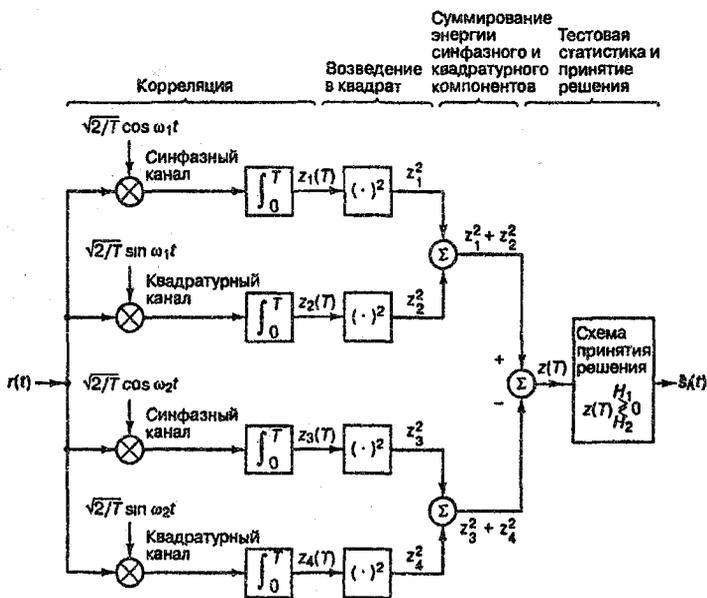


Рис. 2.8. Квадратурный приемник

Две верхние ветви приемника настроены на детектирование сигнала с частотой ω_1 , а две нижние – на детектирование сигнала с частотой ω_2 . Если принятый сигнал имеет, например, вид $r(t) = \cos(\omega_1 t + \phi)$, то принятый сигнал будет частично коррелировать с опорным сигналом $\cos \omega_1 t$ и частично – с сигналом $\sin \omega_1 t$. Поэтому некогерентный квадратурный приемник ортогональных сигналов требует синфазной и квадратурной ветви для каждого возможного сигнала из набора. Блоки возведения в квадрат предотвращают появление отрицательных значений.

Еще одна возможная реализация некогерентного детектирования сигналов FSK показана на рис. 2.9. В этом случае используются полосовые фильтры, центрированные на частоте $f_i = \frac{\omega_i}{2\pi}$ с полосой

$W_f = \frac{1}{T}$, за которыми следуют детекторы огибающей, состоящие из

выпрямителя и фильтра нижних частот. При определении огибающей фаза не имеет значения. При бинарной FSK решение относительно переданного символа принимается путем определения, какой из детекторов огибающей дает большую амплитуду на момент измерения.

Детектор огибающей, изображенный на рис. 2.9, кажется проще квадратурного приемника, показанного на рис. 2.8, но использование аналоговых фильтров приводит к большей массе и стоимости детекторов огибающей по сравнению с квадратурным приемником, который может реализоваться цифровым образом. Реализация же цифрового детектора огибающей требует замены аналоговых фильтров выполнением дискретного преобразования Фурье, что требует структуры, более сложной, чем квадратурный приемник.



Рис. 2.9. Некогерентное детектирование сигналов FSK с использованием детекторов огибающей

Глава 3. ФИЛЬТРАЦИЯ И ВЫРАВНИВАНИЕ

3.1 Диаграмма рассеяния

Рассмотрим структурную схему квадратурной амплитудной модуляции (QAM), изображенную на рис. 3.1.

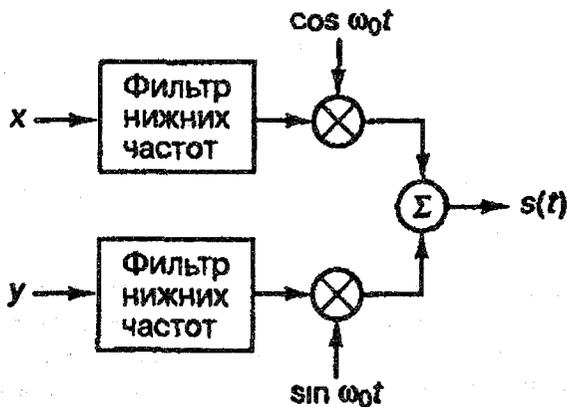


Рис. 3.1. Модулятор QAM

Сигнал в квадратурной модуляции состоит из двух независимых потоков. Один поток модулирует амплитуду косинусоидальной функции, несущей на уровни $+1$ и -1 , а другой аналогичным образом - синусоидальную функцию. Затем оба сигнала суммируются и передаются по одному каналу в целях экономии полосы и повышения скорости передачи. Всего в такой схеме можно передать 4 сигнальных вектора. В приемнике оба сигнала обнаруживаются независимо с помощью согласованных фильтров. Сигналы в модуляции QAM передаются в виде пары (x, y) . На рис. 3.2 показано двумерное пространство этих сигналов в виде точек прямоугольной совокупности - диаграммы рассеяния. Видно, что в передатчике она имеет упорядоченную структуру, которая после передачи по каналу может нарушаться. Нарушения в диаграмме рассеяния характеризуют качество приема.

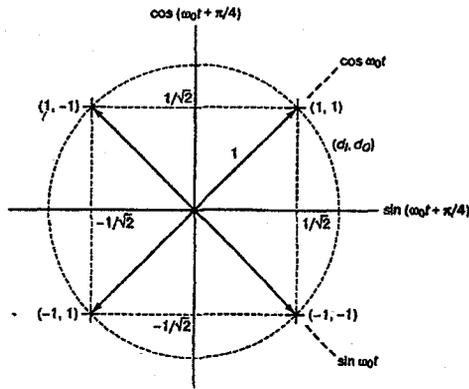


Рис. 3.2. Диаграмма рассеяния для четверичной QAM

3.2. Глазковая диаграмма

Глазковая диаграмма – это изображение, полученное в результате измерения отклика системы на заданные узкополосные сигналы. На вертикальные пластины осциллографа подается отклик приемника на случайную последовательность импульса, а на горизонтальные – пилообразный сигнал сигнальной частоты, т.е. горизонтальная развертка осциллографа устанавливается равной длительности символа (импульса). Это удобный критерий, который показывает влияние линии передачи и связанных с ней шумов и помех. Принятый сигнал может выглядеть, как показано на рис.3.3.

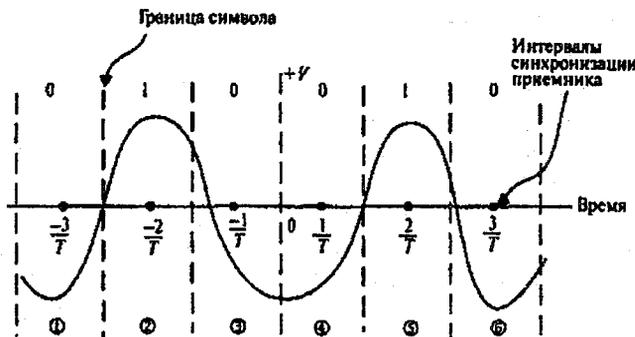


Рис. 3.3. Типичный принятый цифровой сигнал

Если синхронизировать осциллограф с частотой передачи символов так, что каждый след на экране осциллографа будет соответствовать одному символу, то эти следы наложатся друг на друга, как показано на рис. 3.4. Для удобства символы цифрового сигнала пронумерованы в той последовательности, как они приходят на приемник. Диаграмма на рис. 3.4 по форме напоминает глаз, откуда и происходит ее название. В приемнике происходит периодическая выборка сигнала в центре каждого символа. Этот момент называют моментом принятия решения. Из индикаторной диаграммы хорошо видно, что амплитуда сигнала в момент принятия решения варьируется. Это говорит о наличии межсимвольной интерференции. Обобщенная глазковая диаграмма изображена на рис. 3.5. Рассмотрим ее параметры. Диапазон амплитуд шума обозначен через D_A . Диапазон разностей времен перехода через нуль J_T есть мера неустойчивой синхронизации, а чувствительность к ошибкам синхронизации (время, в пределах которого синхронизация может сбиваться) обозначена через S_T . Мера запаса помехоустойчивости M_N показывает амплитуду, до которой могут возрасти шумы, пока не произойдет полное смыкание «глаза» и станет невозможно принять решение о характере символа.

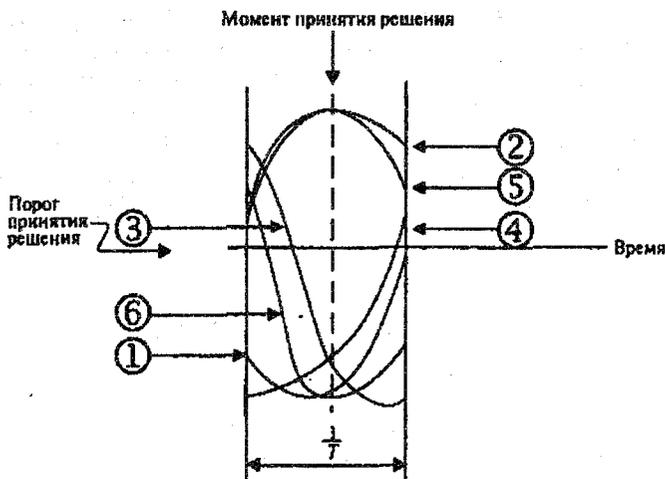


Рис. 3.4. Индикаторная диаграмма на приемнике.

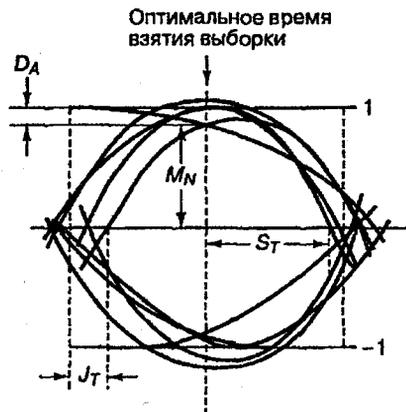


Рис. 3.5. Глазковая диаграмма и ее параметры

3.3 Фильтр типа приподнятого косинуса

Чем компактнее спектр передачи сигналов, тем выше разрешенная скорость передачи данных или больше число пользователей, которые могут обслуживаться одновременно. Было бы разумно сжать полосу информационных импульсов до некоторого разумного значения, которое больше минимума, определенного Найквистом. Это выполняется путем формирования импульсов с помощью фильтра Найквиста, называемого фильтром типа приподнятого косинуса, передаточная функция которого изображена на рис. 3.6, а импульсная характеристика – на рис. 3.7. Передаточная функция такого фильтра описывается выражением:

$$H(f) = \begin{cases} 1; \dots \text{для } |f| < 2W_0 - W \\ \cos^2 \left(\frac{\pi |f| + W - 2W_0}{4(W - W_0)} \right); \dots \text{для } 2W_0 - W < |f| < W, \\ 0; \dots \text{для } |f| < W \end{cases} \quad (3.1)$$

где W – максимальная ширина полосы; $W_0 = \frac{1}{2T}$ – минимальная ширина полосы по Найквисту для прямоугольного спектра и ширина полосы по уровню -6дБ (или точка половинной амплитуды) для косинусоидального спектра.

Разность $W - W_0$ называется избытком полосы и обозначает дополнительную ширину полосы по сравнению с минимумом Найквиста (для прямоугольного спектра $W = W_0$).

Коэффициент сглаживания фильтра определяется как

$$r = \frac{W - W_0}{W_0}. \quad (3.2)$$

Если край полосы пропускания фильтра крутой, то спектр сигнала можно сделать более компактным, но импульсный отклик в этом случае характеризуется длинными «хвостами», которые вносят нулевую межсимвольную интерференцию только в том случае, если выборки сигнала производятся точно в соответствующий момент времени. При больших хвостах даже небольшие ошибки синхронизации приведут к ISI. При более пологой передаточной функции фильтра «хвосты» импульсной характеристики становятся короче и меньше по амплитуде, что позволяет снижать ISI, но в этом случае возрастает избыток полосы, что снижает эффективность использования ресурса связи.

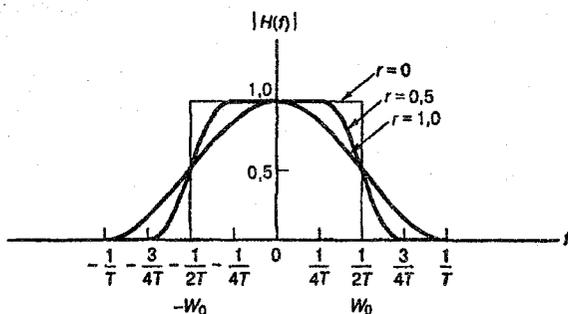


Рис. 3.6. Передаточная функция фильтра типа приподнятого косинуса

Общее соотношение между требуемой полосой и скоростью передачи символов:

$$W = \frac{1}{2}(1+r)R_s. \quad (3.3)$$

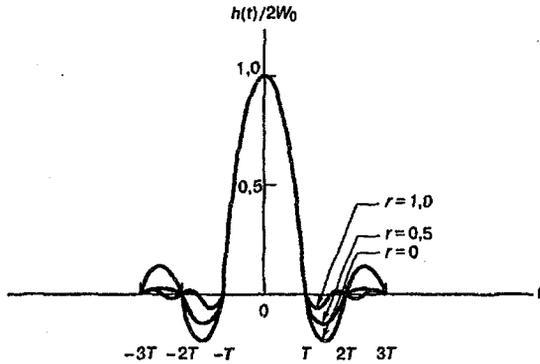


Рис. 3.7. Импульсная характеристика фильтра типа приподнятого косинуса

Задача 3.1

Аналоговый сигнал форматирован в формате РСМ и передается с использованием двоичных сигналов через канал с полосой 100 кГц. Предполагается, что используется 32 уровня квантования и что полная эквивалентная функция – приподнятый косинус с коэффициентом сглаживания $r = 0,6$.

1. Найдите максимальную скорость передачи битов, которую может поддерживать система без межсимвольной интерференции.
2. Найдите максимальную ширину исходного аналогового сигнала, возможную при приведенных параметрах.

Решение

1. Символьная скорость $R_s = \frac{2W}{1+r} = \frac{2 \cdot 100000}{1+0,6} = 125000$ символов/с.

Битовая скорость при условии, что используется 32 уровня квантования, т.е. 5-битовые символы, равна $R = R_s \cdot 5 = 125000 \cdot 5 = 625000$ бит/с.

2. С учетом теоремы Найквиста можно записать:

$$5 \cdot 2f_B = 125000 \text{ Гц, откуда верхняя частота спектра сигнала } f_B = \frac{125000}{2 \cdot 5} = 12500 \text{ Гц.}$$

3.4. Выравнивание

Для уменьшения амплитуды хвостов импульсной характеристики фильтра и одновременного сохранения расположения точек пересечения ими нуля можно использовать эквалайзер (выравниватель) (equalizer).

Рассмотрим трансверсальный эквалайзер, предполагая, что через систему был передан единственный импульс, а общая передаточная функция системы имеет вид приподнятого косинуса. Пусть канал вводит межсимвольную интерференцию, так что принятый импульс искажается, как показано на рис. 3.8, поэтому боковые лепестки не проходят через нуль в моменты взятия выборок.

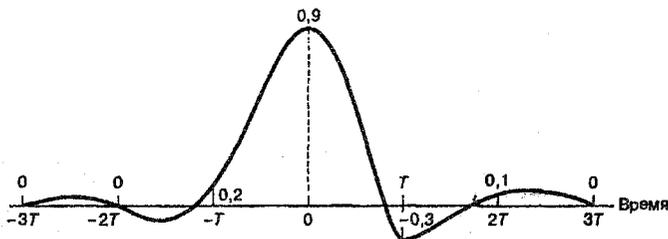


Рис. 3.8. Принятый искаженный импульс

Трансверсальный фильтр, изображенный на рис. 3.9, - наиболее популярная форма настраиваемого эквалайзера.

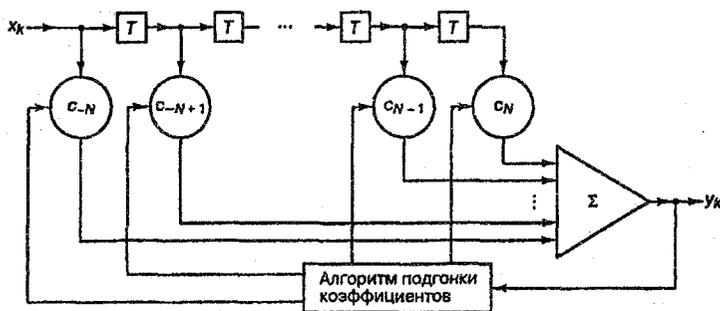


Рис. 3.9. Трансверсальный фильтр

В подобном эквалайзере текущее и предыдущее значения принятого сигнала линейно взвешиваются коэффициентами эквалайзера (весовыми коэффициентами отводов $\{c_n\}$), а затем суммируются для формирования выхода. Если бы создать фильтр с бесконечным числом отводов, то можно было бы так подобрать весовые коэффициенты, чтобы импульсный отклик системы всегда был равен нулю за исключением моментов взятия выборок. Однако можно создать реальный фильтр, достаточно хорошо аппроксимирующий идеальный случай. Весовые коэффициенты отводов должны выбираться так, чтобы вычитать эффекты интерференции из символов, соседствующих во времени с искомым символом. Пусть существует $(2N+1)$ отводов с весовыми коэффициентами $c_{-N}, c_{-N+1}, \dots, c_N$. Выборки на выходе эквалайзера $\{z(k)\}$ находятся путем свертки выборок на входе $\{x(k)\}$ и весовых коэффициентов $\{c_n\}$:

$$z(k) = \sum_{n=-N}^N x(k-n)c_n \quad k = -2N, \dots, 2N \quad n = -N, \dots, N, \quad (3.4)$$

где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ – временные коэффициенты (время может быть как положительным, так и отрицательным, см. рис. 3.8).

Коэффициент n используется для обозначения смещения во времени и как идентификатор коэффициентов фильтра. Если ввести векторы z и c и матрицу x :

$$z = \begin{bmatrix} z(-2N) \\ \dots \\ z(0) \\ \dots \\ z(2N) \end{bmatrix} \quad c = \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \dots \\ c_0 \\ \dots \\ c_N \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$x = \begin{bmatrix} x(-N) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ x(-N+1) & x(-N) & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x(N) & x(N-1) & x(N-2) & \dots & x(-N+1) & x(-N) \\ 0 & 0 & 0 & \dots & x(N) & x(N-1) \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & x(N) \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

то соотношение между $\{z(k)\}$, $\{x(k)\}$ и $\{c_n\}$ можно записать в более компактной форме:

$$z = xc \quad (3.7)$$

Если матрица x является квадратной, а число строк и столбцов соответствует числу элементов вектора c , то c можно выразить в следующем виде:

$$c = x^{-1}z \quad (3.8)$$

Решать подобные уравнения можно с помощью детерминистского способа – метода обращения в нуль незначущих коэффициентов или статистического – метода решения с минимальной среднеквадратической ошибкой (mean-square error – MSE).

Задача 3.2.

Проектирование трехотводного эквалайзера с использованием метода обращения в нуль незначущих коэффициентов.

Пусть принят искаженный набор выборок импульса $\{x(k)\}$ (рис. 3.7) со значениями напряжения 0,0;0,2;0,9;-0,3;0,1. Найти коэффициенты отводов эквалайзера $\{c_{-1};c_0;c_1\}$, уменьшающих межсимвольную интерференцию так, чтобы выборки импульса после выравнивания имели значения $\{z(-1) = 0; z(0) = 1; z(1) = 0\}$. Используя эти весовые коэффициенты вычислить значения выборок выровненного импульса в моменты $k = \pm 2, \pm 3$ и определить чему равен вклад наибольшей амплитуды в межсимвольную интерференцию и сумма амплитуд всех вкладов.

Решение

Находим коэффициенты отводов эквалайзера с использованием пакета MATLAB:

```
z = [0;1;0], % Вводим искомые выборки импульса.
```

```
x = [0.9 0.2 0;-0.3 0.9 0.2;0.1 -0.3 0.9], % Вводим искаженный набор выборок импульса
```

```
% В виде матрицы:
```

```
x =
```

0.9000	0.2000	0
-0.3000	0.9000	0.2000
0.1000	-0.3000	0.9000

$x_1 = x^*(-1)$, %. Ищем обратную матрицу x ;

$c = x_1 * z$, %. Вычисляем коэффициенты эквалайзера. Получаем следующие коэффициенты:

$c =$

-0.2140
0.9631
0.3448

Делаем проверку на получение требуемых выборок импульса:

$x * c$

ans =

-0.0000
1.0000
0

Вычисление выборок на выходе эквалайзера производим по формуле

$$z(k) = \sum_{n=-N}^N x(k-n)c_n$$

В данном случае количество отводов равно 3, следовательно, $3=2N+1$. Отсюда получаем $N=1$

$$z(-3) = x(-3-(-1))c_{-1} + x(-3-0)c_0 + x(-3-1)c_1 = 0 * (-0.214) + 0 + 0 = 0;$$

$$z(-2) = x(-2-(-1))c_{-1} + x(-2-0)c_0 + x(-2-1)c_1 = 0.2 * (-0.214) + 0 + 0 = -0.0428 \text{ и т.д.}$$

В конце концов, получаем значения выровненных выборок импульса:

0; -0,0428; 0; 1; 0; -0,0071; 0,0345.

Вклад наибольшей амплитуды в межсимвольную интерференцию равен 0,0428, а сумма амплитуд всех вкладов равна 0,0844.

Более устойчивый эквалайзер можно получить, выбрав весовые коэффициенты, минимизирующие среднеквадратическую ошибку всех членов, вносящих вклад в межсимвольную интерференцию. Для получения решения в этом случае можно использовать переопределенную систему уравнений (3.7), умножив обе ее части на x^T :

$$x^T z = x^T x c \quad (3.9)$$

$$R_{xz} = R_{xx} c, \quad (3.10)$$

где $R_{xz} = x^T z$ - вектор взаимной корреляции, а $R_{xx} = x^T x$ - автокорреляционная матрица входного шумового сигнала.

На практике R_{xz} и R_{xx} априори неизвестны, но могут быть вычислены приблизительно путем передачи через канал тестового сигнала и использования усреднения по времени для нахождения весовых коэффициентов:

$$c = R_{xx}^{-1} R_{xz} \quad (3.11)$$

При детерминистском решении метода обращения в нуль незначущих коэффициентов матрица x должна быть квадратной. Но для статистического решения начинать следует с переопределенной системы уравнений, а значит, с неквадратной матрицы x , которая затем преобразуется в квадратную автокорреляционную матрицу $R_{xx} = x^T x$, порождающую систему $2N+1$ уравнений, решение которых дает значения весовых коэффициентов, минимизирующих MSE. Размер вектора c и число столбцов матрицы x соответствует числу отводов выравнивающего фильтра. Большинство высокоскоростных модемов для выбора весовых коэффициентов используют критерий MSE, поскольку он лучше равновесного и является более устойчивым при наличии шумов и большой ISI.

Задача 3.3

Семиотводный эквалайзер с минимальной среднеквадратической ошибкой.

Пусть принят искаженный набор выборок импульса $\{x(k)\}$ со значениями напряжения: 0,0108; -0,0558; 0,1617; 1,0; -0,1749; 0,0227; 0,011.


```
size (rxx)
ans = 7 7
```

% Вводим набор выборок на выходе эквалайзера, который равен количеству столбцов в матрице x:

```
z=[0;0;0;0;0;0;1;0;0;0;0;0].
```

% Вычисляем взаимно-корреляционную функцию векторов x и z:

```
Rxz = x'z.
```

% Проверяем ее размерность:

```
size(rxz)
```

```
ans =
```

```
1
```

% Вычисляем матрицу, обратную АКФ:

```
rxx1=rxx^(-1);
```

% Вычисляем вектор коэффициентов эквалайзера:

```
C = rxx1*rxz
```

```
c =
```

```
-0.0116
```

```
0.0108
```

```
0.1659
```

```
0.9495
```

```
-0.1318
```

```
0.0670
```

```
-0.0269
```

% Вычисляем значения выровненных выборок импульса:

```
Zz = x*c
```

```
zz =
```

-0.0001
-0.0001
0.0041
0.0007
0.0000
-0.0000
0.9999
0.0003
-0.0007
0.0015
-0.0095
0.0022
-0.0003

Вклад наибольшей амплитуды в ISI равен 0,0095, а сумма амплитуд всех вкладов равна

$$0.0001+0.0001+0.0041+0.0007+0.0003+0.0007+0.0015+0.0095+0.0022+0.0003=0.0195.$$

3.5. Виды эквалайзеров

Если весовые коэффициенты эквалайзера остаются неизменными в течение всего процесса передачи данных, *выравнивание называют заданным*. Тип выравнивания, способный отслеживать постоянные изменения значений весовых коэффициентов, называется *адаптивным*.

Основное ограничение линейного эквалайзера, такого, как трансверсальный фильтр, заключается в плохой производительности в каналах, имеющих спектральные нули. Подобные каналы часто встречаются в приложениях мобильной радиосвязи. Для преодоления ISI в этом случае используются эквалайзеры с решающей обратной связью (рис. 3.11) – нелинейные устройства, использующие предыдущее решение детектора для устранения ISI из импульсов, демодулируемых в данный момент. Поскольку причиной ISI являются хвосты предыдущих импульсов, из текущего импульса вычитается искажение, вызванное предыдущими импульсами.

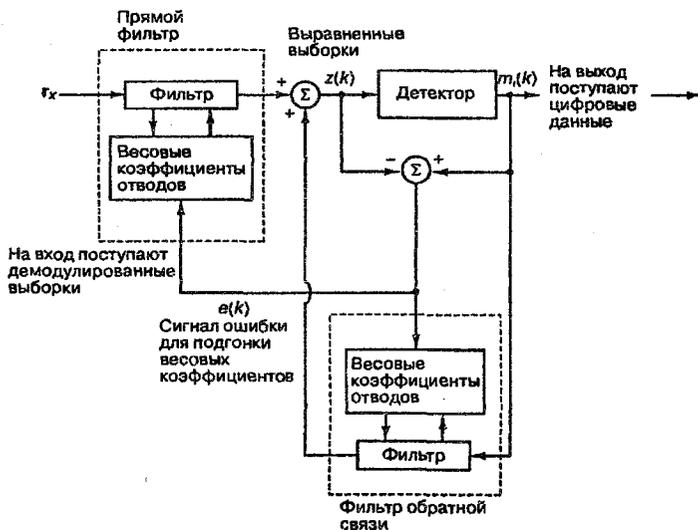


Рис. 3.11. Эквалайзер с решающей обратной связью

Выравнивающие фильтры также классифицируются по частоте дискретизации входящего сигнала. Трансверсальный фильтр с отводами, размещенными через T , с, где T - длительность передачи символа, называется *эквалайзером с символьным разделением*. Если полоса сигнала не ограничена строго величиной $\frac{1}{T}$ Гц, то спектральные компоненты сигнала могут накладываться и давать спектральные нули. Частота обновления фильтра, превышающая скорость передачи символов, помогает смягчить эту проблему. Эквалайзеры, использующие подобный метод, называются *эквалайзерами с фракционным разделением*.

Глава 4. СИНХРОНИЗАЦИЯ В СИСТЕМАХ И СЕТЯХ СВЯЗИ

4.1 Виды синхронизации

1. Фазовая синхронизация

При когерентном детектировании приемник должен быть синхронизирован с принимаемой несущей. Это означает, что фаза поступающей несущей и ее копии в приемнике должны согласовываться. Этот процесс называется Фазовой Автоподстройкой Частоты (ФАПЧ – phase-locked loop – PLL).

2. Символьная синхронизация

Предполагается, что приемник точно знает, где начинается поступающий символ и где он заканчивается. Эта информация нужна для накопления энергии символа в процессе интегрирования перед принятием решения относительно значения символа.

Так как на один период передачи символа приходится много периодов несущей, то символьная синхронизация грубее фазовой. Символьную и фазовую синхронизации объединяет то, что обе включают создание в приемнике части переданного сигнала. Для фазовой синхронизации это точная копия несущей, а для символьной синхронизации – это меандр с переходом через нуль.

3. Кадровая синхронизация

Требуется, когда информация поставляется блоками (сообщениями, содержащими фиксированное число символов). Это происходит, например, при использовании блочного кода защиты от ошибок или когда канал связи используется несколькими пользователями при временном разделении. Декодер в этом случае должен знать границы кодовых слов.

При когерентном детектировании нужны все три вида синхронизации. Если в системе используется некогерентное детектирование, то фазовая синхронизация заменяется частотной синхронизацией (формирование копии несущей в приемнике с произвольным сдвигом фазы относительно переданной несущей).

Если в синхронизации более активную роль играет передатчик (изменяет отсчет времени и частоту своих передач, чтобы со-

ответствовать ожиданиям приемника), что происходит, например, в спутниковой связи, когда передатчик-спутник связан со многими приемниками, то передатчику-спутнику нужна обратная связь с приемником. В этом случае необходима сетевая синхронизация.

4.2. Частотная и фазовая синхронизация

Практически во всех схемах синхронизации имеется определенная разновидность контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Схематическая диаграмма основы контура ФАПЧ показана на рисунке 4.1. Контур ФАПЧ самоуправляемый. Управляющим параметром является фаза локально генерируемой копии несущей. Детектор фазы измеряет различие фаз поступающего сигнала и локальной копии. Сигнал рассогласования $e(t)$ поступает на контурный фильтр, который регулирует отклик контура ФАПЧ. Генератор, управляемый напряжением (ГУН) создает копию несущей.

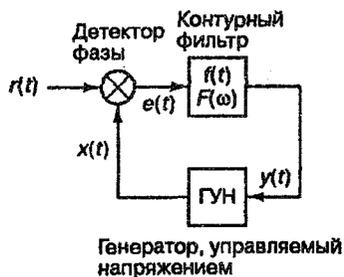


Рис. 4.1. Схема контура ФАПЧ

Запишем выражение для входного сигнала контура ФАПЧ:

$$r(t) = \cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (4.1)$$

где ω_0 - номинальная несущая;

$\theta(t)$ - медленно меняющаяся фаза.

Нормированный выходной сигнал ГУН запишем в виде:

$$x(t) = -2\sin[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)], \quad (4.2)$$

где $\hat{\theta}(t)$ - оценка фазы.

Сигнал рассогласования:

$$e(t) = x(t)r(t) = -2\sin[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)]\cos[\omega_0 t + \theta(t)] = \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] + \sin[2\omega_0 t + \theta(t) - \hat{\theta}(t)]. \quad (4.3)$$

Пусть контурный фильтр является фильтром нижних частот и отфильтровывает второй член в выражении (4.3), тогда

$$e(t) = \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] \approx \theta(t) - \hat{\theta}(t) \quad (4.4)$$

(Используется известное тригонометрическое приближение малых углов, так как считаем, что рассогласование по фазе мало).

Если предположить, что ω_0 - это неуправляемая частота ГУН (частота при нулевом входном напряжении), то отличие выходной частоты ГУН от ω_0 можно выразить как производную по времени от оценки фазы поступающего сигнала $\hat{\theta}(t)$. Выходная частота ГУН является линейной функцией входного напряжения. Таким образом, можно назвать контур ФАПЧ линейной дискретной системой. Отличие выходной частоты от ω_0 пропорционально значению выходного напряжения $y(t)$.

$$\Delta\omega(t) = \frac{d}{dt}[\hat{\theta}(t)] = K_0 y(t) = K_0 e(t) * f(t) \approx K_0 [\theta(t) - \hat{\theta}(t)] * f(t) \quad (4.5)$$

где K_0 - коэффициент усиления ГУН;

$f(t)$ - импульсная характеристика контурного фильтра;

* - обозначение операции свертки.

Выражение (4.5) представляет собой линеаризованное уравнение контура ФАПЧ и при надлежащем выборе значений K_0 и $f(t)$ имеет тенденцию к синхронизации фазы, т.е. вне зависимости от начальных условий разность фаз между входным сигналом и выходом ГУН будет снижаться.

Передаточная функция замкнутого контура ФАПЧ.

Рассмотрим преобразование Фурье от выражения (4.5).

$$i\omega \hat{\Theta}(\omega) = K_0[\Theta(\omega) - \hat{\Theta}(\omega)]F(\omega),$$

где $\hat{\Theta}(\omega) \leftrightarrow \Theta(\omega)$; $\Theta(\omega) \leftrightarrow \theta(t)$; $F(\omega) \leftrightarrow f(t)$; $i\omega \leftrightarrow \frac{d}{dt}$ - дуальные Фурье-образы;

$$\frac{\hat{\Theta}(\omega)}{\Theta(\omega)} = \frac{K_0 F(\omega)}{i\omega + K_0 F(\omega)} = H(\omega). \quad (4.6)$$

Порядок контура ФАПЧ определяется старшим порядком $i\omega$ в знаменателе $H(\omega)$. Этот порядок всегда на единицу больше порядка контурного фильтра $F(\omega)$.

4.3 Характеристика стационарного состояния контура ФАПЧ

Для Фурье-образа рассогласования по фазе из (4.6) получаем:

$$E(\omega) = \mathfrak{Z}\{e(t)\} = \Theta(\omega) - \hat{\Theta}(\omega) = [1 - H(\omega)]\Theta(\omega) = \frac{i\omega\Theta(\omega)}{i\omega + K_0 F(\omega)}. \quad (4.7)$$

Из выражения (4.7) можно сделать вывод о том, что чем уже эффективная полоса $H(\omega)$, тем хуже способность контура к отслеживанию фазы поступающего сигнала $\Theta(\omega)$. Однако чем шире эффективная полоса $H(\omega)$, тем больше уровень шума, поступающего на вход контура. Следовательно, при проектировании контура должен достигаться определенный баланс между параметрами, связанными с шумом и желаемой реакцией на изменение входной фазы.

Установившаяся ошибка — это остаточная ошибка после завершения всех переходных процессов, поэтому данная ошибка определяет, насколько контур способен справиться с различными типами изменений на входе.

Используя результаты теоремы об окончательном значении, получим:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{\omega \rightarrow 0} E(\omega) = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{(i\omega)^2 \Theta(\omega)}{i\omega + K_0 F(\omega)}. \quad (4.8)$$

Рассмотрим отклик контура, находящегося в стационарном состоянии, на скачок фазы на входе контура. Предположим, что изначально контур ФАПЧ синхронизирован по фазе с входным сигналом, а скачок фазы вывел его из этого состояния. Фурье-образ скачка фазы равен

$$\Theta(\omega) = \mathfrak{Z}\{\Delta\phi u(t)\} = \frac{\Delta\phi}{i\omega}, \quad (4.9)$$

где $\Delta\phi$ — величина скачка;

$$u(t) = \begin{cases} 1; \dots \text{для} \dots > 0 \\ 0; \dots \text{для} \dots < 0 \end{cases} = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau \text{ — единичная ступенчатая функция.}$$

Из формул (4.8) и (4.9) получаем:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{i\omega\Delta\phi}{i\omega + K_0 F(\omega)} = 0 \text{ в предположении, что } F(0) \neq 0.$$

Таким образом, при любом скачке фазы, произошедшем на входе, контур со временем синхронизируется, если характеристика контурного фильтра имеет ненулевую постоянную составляющую.

Рассмотрим отклик контура, находящегося в стационарном состоянии, на скачок частоты на входе. Посредством скачка частоты можно аппроксимировать последствия доплеровского смещения частоты входного сигнала вследствие относительного движения передатчика и приемника. Следовательно, данный пример важен для систем с мобильными терминалами. Поскольку фаза является интегралом частоты, при постоянном сдвиге входной частоты входная фаза (как функция времени) будет меняться линейно. Фурье-образ фазовой характеристики — это Фурье-образ интеграла частотной характеристики. Поскольку частотная характеристика — это ступенчатая функция, а образ интеграла — это образ подынтегрального выражения, деленного на параметр $i\omega$, можно записать:

$$\Theta(\omega) = \frac{\Delta\omega}{(i\omega)^2} \quad (4.10)$$

Подстановка уравнения (4.10) в уравнение (4.8) дает:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{i\omega + K_0 F(\omega)} = \frac{\Delta\omega}{K_0 F(0)}. \quad (4.11)$$

В данном случае стационарный результат зависит не только от ненулевой постоянной составляющей, но и от других свойств контурного фильтра. Если фильтр является «все пропускающим» (широкополосным с полосой, равной бесконечности), то

$$F_{\text{сп}}(\omega) = 1. \quad (4.12)$$

Если фильтр является фильтром нижних частот, то

$$F_{\text{п}}(\omega) = \frac{\omega_1}{i\omega + \omega_1}. \quad (4.13)$$

Если фильтр является стабилизирующим, то

$$F_{\text{н}}(\omega) = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{i\omega + \omega_2}{i\omega + \omega_1}. \quad (4.14)$$

Подстановка любого из значений (4.12), (4.13) или (4.14) в (4.11) дает результат, что контур отследит изменение входной фазы с установившейся ошибкой, величина которой зависит от члена K_0 и величины скачка частоты:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \frac{\Delta\omega}{K_0}. \quad (4.15)$$

Стационарная ошибка, называемая ошибкой по скорости, будет существовать вне зависимости от порядка фильтра, если только знаменатель передаточной функции фильтра $F(\omega)$ не будет содержать $i\omega$ в виде множителя, что равносильно наличию идеального интегратора в контурном фильтре (его можно достаточно хорошо аппроксимировать цифровым образом). Следовательно, если структура системы требует отслеживания доплеровского смещения при нулевой стационарной ошибке, контурный

фильтр должен быть близок к идеальному интегратору. Следует отметить, что даже при ненулевой ошибке по скорости частота по-прежнему отслеживается: существуют системы, где стремление к нулевой фазовой ошибке не важно (некогерентные схемы).

Рассмотрим отклик контура, находящегося в стационарном состоянии на линейное (по времени) изменение частоты на входе. Данная ситуация соответствует ступенчатому изменению производной по времени от входной частоты. Это может, например, аппроксимировать изменение скорости доплеровского смещения, что позволило бы смоделировать ускорение относительного движения передатчика и приемника. Фурье-образ фазовой характеристики при этом:

$$\Theta(\omega) = \frac{\Delta\omega'}{(i\omega)^3}. \quad (4.16)$$

Здесь ω' — скорость изменения частоты.

В данном случае использование уравнения (4.8) дает следующий результат:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega' / i\omega}{i\omega + K_0 F(\omega)} = \frac{\Delta\omega}{i\omega K_0 F(\omega)}. \quad (4.17)$$

Если контур имеет ненулевую ошибку по скорости (т.е. правая часть уравнения (4.11) не равна нулю), стационарная фазовая ошибка становится неограниченной вследствие линейного изменения частоты. Это означает, что контур ФАПЧ с контурными фильтрами, характеристики которых описываются уравнениями (4.12)-(4.14) не сможет отследить линейное изменение частоты. Чтобы все-таки отследить это изменение, знаменатель передаточной функции контурного фильтра должен в качестве множителя иметь $i\omega$. Контурный фильтр с передаточной функцией вида $F(\omega) = \frac{N(\omega)}{i\omega D(\omega)}$ позволит контуру ФАПЧ отследить линейное изменение частоты с постоянным рассогласованием по фазе. Для отслеживания сигнала с линейно меняющимся доплеровским сдвигом (постоянным относительным ускорением) приемник должен содержать контур ФАПЧ второго или более высокого порядка. Для отслеживания линейного изменения частоты с нулевым рассогла-

сованием по фазе потребуются контурный фильтр с передаточной функцией, имеющей в знаменателе множитель $(i\omega)^2$:

$$F(\omega) = \frac{N(\omega)}{(i\omega)^2 D(\omega)}$$
. Из этого следует, что контур ФАПЧ должен быть

третьего или более высокого порядка. Во всех случаях синхронизация частоты получается с помощью контура на один порядок ниже, чем необходимо для синхронизации фазы. На практике подавляющее большинство контуров ФАПЧ имеет второй порядок. Это объясняется тем, что контур второго порядка можно спроектировать безусловно устойчивым. Никакие входные условия не приведут к тому, что контур будет реагировать на изменения входа в ненадлежащем направлении. Контур третьего порядка можно спроектировать только условно устойчивыми. Если вследствие динамики сигнала потребуются контуры третьего или более высоких порядков, то вместо этого используется некогерентная демодуляция.

4.4. Нелинейный контур ФАПЧ

Линеаризованная модель контура ФАПЧ справедлива для синхронизированного контура с небольшими рассогласованиями по фазе. Если отбросить приближение малых углов, тогда контур описывается сложным дифференциальным уравнением, общее решение которого не найдено. Витерби описал частное решение для случая, когда рассогласование по фазе превышает 2π радиан:

$|\theta(t) - \hat{\theta}(t)| > 2\pi$. Это приводит к мгновенной потере синхронизации с практически немедленным ее восстановлением, так называемое «проскальзывание цикла». Статистика проскальзывания цикла – такой же важный показатель производительности контура ФАПЧ, как и дисперсия фазы в случае проникновения широкополосного шума на вход контура ФАПЧ, особенно при низких отношениях сигнал/шум.

4.5. Схемы подавления несущей

До настоящего времени предполагалось при обсуждении контуров ФАПЧ, что входящая несущая – это достаточно устойчивая синусоида с некоторой известной средней положительной энергией. В системе связи с фазовой модуляцией несущая частота будет

переносить положительную энергию, если дисперсия фазы несущей, вследствие модуляции, меньше $\frac{\pi}{2}$ радиан. В этом случае говорят, что в системе имеется остаточная составляющая несущей. В то же время остаточная составляющая несущей является в некотором смысле бесполезно растрачиваемой энергией, поэтому большинство современных систем фазовой модуляции являются системами с подавлением несущей. Это означает, что не существует сигнала, составляющего основу для отслеживания с помощью простого контура ФАПЧ, показанного на рис. 4.1.

Рассмотрим в качестве примера сигнал с модуляцией BPSK:

$$r(t) = m(t)\sin(\omega_0 t + \theta) + n(t) \quad (4.18)$$

где $m(t) = \pm 1$ с равной вероятностью.

Выражение (4.18) есть передача с подавлением несущей, так как средняя энергия на частоте ω_0 равна нулю. Для отслеживания и синхронизации фазы несущей последствия модуляции необходимо устранить. Это можно сделать путем возведения сигнала в квадрат:

$$\begin{aligned} r^2(t) &= m^2(t)\sin^2(\omega_0 t + \theta) + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \theta) = \\ &= 1/2 - 1/2[\cos(2\omega_0 t + 2\theta)] + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \theta) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Второй член в правой части уравнения (4.19) зависит от несущей (от удвоенной частоты несущей) и может быть отслежен с помощью простого контура ФАПЧ, показанного на рис. 4.1. Соответствующая схема показана на рис. 4.2.

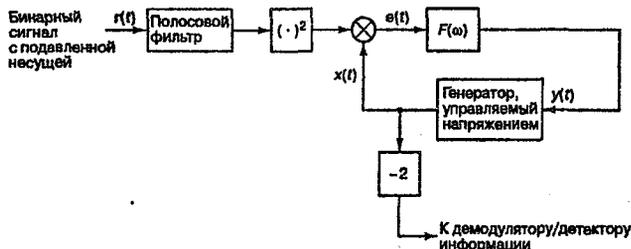


Рис. 4.2. Схема контура возведения в квадрат

Изучение уравнения (4.19) позволяет предсказать некоторые потенциальные проблемы такой схемы. Одна из них - это просто удвоение всех фазовых углов. Следовательно, фазовый шум и случайное смещение фазы также удваиваются, а дисперсия фазовой ошибки в 4 раза больше по сравнению с исходным сигналом. Этот удваивающийся угол нейтрализуется схемой деления на 2 на выходе ГУН и, следовательно, не влияет на точность выходного сигнала контура, используемого для демодуляции данных. Но эта большая внутренняя дисперсия приведет к тому, что контур ФАПЧ потребует для поддержания фазовой синхронизации на бдБ большего отношения сигнал/шум, чем система с остаточной несущей. Кроме того, вследствие взаимной корреляции между шумом и сигналом в уравнении (4.19) теперь существует два эффективных члена шума, которые еще больше снизят отношение сигнал/шум по сравнению с исходным сигналом.

Вторая проблема, связанная с контурами подавления несущей - это ложная синхронизация. Взаимодействие информационного потока с нелинейностями схемы возведения в квадрат будет порождать боковые полосы в спектре, поступающем на вход детектора фазы. Эти боковые полосы могут содержать компоненты с устойчивыми частотами, которые могут быть захвачены контуром слежения. Если контур захватит такую частоту, может создаться впечатление, что он функционирует нормально, но выход ГУН будет смещен по частоте от истинной несущей. Так как фильтры контуров остаточных несущих содержат меньше нелинейных компонентов, ложная синхронизация не является для них серьезной проблемой.

4.6. Начальная синхронизация

При обсуждении большинства вопросов предполагалось, что контур ФАПЧ изначально синхронизирован, т.е. рассогласование по фазе $\theta(t) - \hat{\theta}(t)$ мало. Но иногда контур должен достигать синхронизации, т.е. его нужно синхронизировать. Начальная синхронизация может выполняться с помощью внешних схем (принудительная синхронизация) либо посредством автосинхронизации.

Принудительная синхронизация реализуется путем подачи линейного изменения напряжения на вход ГУН. Этот направляющий сигнал приведет к тому, что выходная частота ГУН будет ли-

нейно изменяться во времени. Как упоминалось выше, схемы с контурными фильтрами, знаменатели передаточных функций которых не содержат множителя $i\omega$, не смогут отследить линейное изменение частоты с конечным рассогласованием по фазе. Следовательно, если поиск частоты должен реализовываться на контуре первого или второго порядка без этой особенности передаточной функции, то скорость изменения частоты должна быть достаточно малой, чтобы после синхронизации контура наличие синхронизации по фазе могло быть обнаружено и поисковый сигнал был удален до того, как он выведет контур из синхронизации.

Для выполнения автосинхронизации при проектировании системы должен быть заложен параметр – время вхождения в синхронизацию. Эвристически получена величина времени вхождения в синхронизацию равная $\frac{3}{K_0}$ секунд, где K_0 – коэффициент усиления ГУН.

4.7. Ошибки сопровождения фазы и производительность контуров

Если дисперсия фазы велика (наличие значительного шума на входе контура), то повышение отношения сигнал/шум на входе контура может быть неэффективной мерой по снижению фазовой ошибки в контурах ФАПЧ с остаточной несущей и постоянным отношением сигнал/шум в контуре. В этом случае могут возникать неустраняемые фазовые ошибки.

Схемы с подавлением несущей не имеют тенденции к возникновению неустраняемых ошибок, поскольку увеличение отношения сигнал/шум на их входе повышает отношение сигнал/шум в контуре сопровождения подавленной несущей и приводит к уменьшению ошибки сопровождения.

4.8. Методы анализа спектра

Вышеописанные методы фазовой синхронизации относятся к классу методов спектральной линии. В данных методах основным при определении ошибок является либо использование существующей спектральной линии на несущей частоте либо создание такой линии на несущей частоте.

Кроме методов спектральной линии могут быть использованы другие методы для достижения синхронизации.

Схема метода, использующего форму спектра сигнала, показана на рис. 4.3. Преимуществом блока согласованных фильтров, на которые поступают опорные частоты с определенным шагом по частоте, является возможность снижения неопределенности по частоте до любого требуемого значения. Недостаток заключается в неравномерности первоначальной оценки.

Иллюстрация метода фильтрации краев полосы пропускания, который может давать значительно более точную оценку за счет снижения возможностей в определении неопределенности по частоте, показана на рис. 4.4.

На верхнем графике рис. 4.4 спектр полосового сигнала показан в виде широкой области, центрированной на номинальной несущей частоте ω_0 . Кроме того, там показаны два более узких полосовых фильтра, расположенных на краях спектра сигнала. Если обнаруженный сигнал равен на обоих фильтрах (второй график), спектр сигнала будет центрирован между ними и ошибка по номинальной несущей частоте будет равна нулю. В то же время если спектр входного сигнала будет смещен относительно фильтров края полосы пропускания (третий и четвертый графики), то один фильтр будет иметь более обнаружимый сигнал, поэтому на основе данного отличия можно выработать меру ошибки по частоте. Основным преимуществом этого метода является отсутствие нелинейностей, вносящих дополнительный шум, а недостаток состоит в том, что нужно знать спектр сигнала и реализовать два узкополосных фильтра с идеально согласованными полосовыми характеристиками.

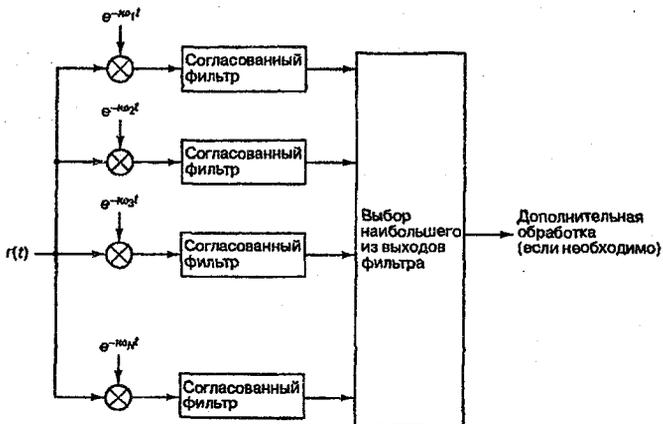


Рис. 4.3. Оценка частоты путем использования блока согласованных фильтров

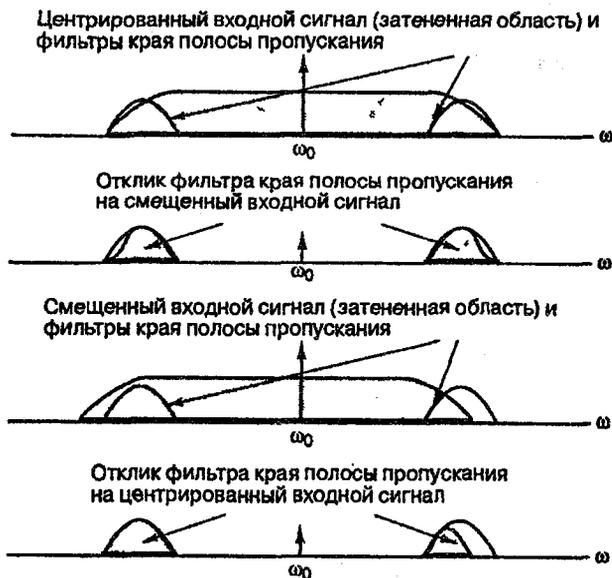


Рис. 4.4. Фильтр края полосы пропускания

4.9. Символьная синхронизация

Если о переданной информационной последовательности ничего не известно, то используются синхронизаторы без применения данных. Если в процессе синхронизации используется информация о переданном информационном потоке, то это синхронизаторы с применением данных.

По использованным схемам синхронизаторы можно разделить на:

1. Разомкнутые – выделяют копию тактовых импульсов непосредственно из информационного потока
2. Замкнутые – синхронизируют локальный генератор приемника с поступающим сигналом. Они точнее, чем разомкнутые символьные синхронизаторы, но сложнее и дороже.

4.10. Разомкнутые символьные синхронизаторы

Разомкнутые символьные синхронизаторы иногда также называются нелинейными синхронизаторами на фильтрах. Синхронизаторы этого класса генерируют частотный компонент со скоростью передачи символов, пропуская поступающий узкополосный сигнал через последовательность фильтра и нелинейного устройства (рис. 4.5).

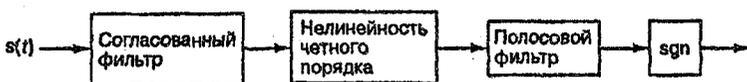


Рис. 4.5. Разомкнутый символьный синхронизатор.

Работа данного устройства аналогична восстановлению несущей в контуре сопровождения с подавленной несущей. Поступающий сигнал фильтруется с использованием согласованного фильтра. Выход этого фильтра – автокорреляционная функция исходного сигнала. Затем полученная последовательность спрямляется с помощью нелинейности четного порядка. Полученный сигнал будет содержать пики положительной амплитуды, которые с точностью до временной задержки, соответствуют переходам

входных символов через нуль. Последовательность описанных процессов изображена на рис. 4.6.



Рис. 4.6. Иллюстрация процессов, происходящих в разомкнутом битовом синхронизаторе

Таким образом, сигнал с выхода четного устройства будет содержать Фурье-компонент на собственной частоте тактового генератора. Эта частотная составляющая изолируется от остальных гармоник с помощью полосового фильтра и ей придается форма посредством насыщающего усилителя с передаточной функцией вида

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1; & \text{для } x > 0 \\ -1 & \text{для } \text{других } x \end{cases}$$

С этапами обработки сигналов, изображенными на рис. 4.5, связана аппаратная задержка, однако если для данного полосового фильтра принятое отношение сигнал-шум велико, метод приведет к точной битовой синхронизации. Основным недостатком замкнутых символьных синхронизаторов является наличие неустранимой ошибки сопровождения с ненулевым средним.

4.11. Замкнутые символьные синхронизаторы

Среди наиболее популярных замкнутых символьных синхронизаторов можно выделить синхронизатор с опережающим и запаздывающим стробированием, схема которого приведена на рис. 4.7.

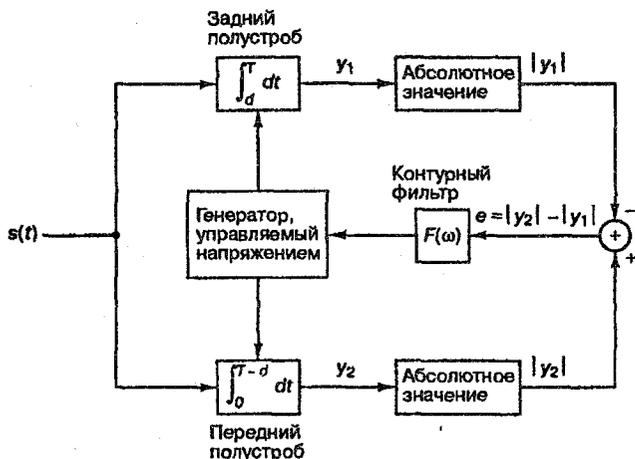


Рис. 4.7. Синхронизатор с опережающим и запаздывающим стробированием

Его работа заключается в выполнении двух отдельных интегрирований энергии входного сигнала по двум различным промежуткам символьного интервала длительностью от нуля до $(T-d)$ секунд и от d до T секунд. (рис. 4.8).

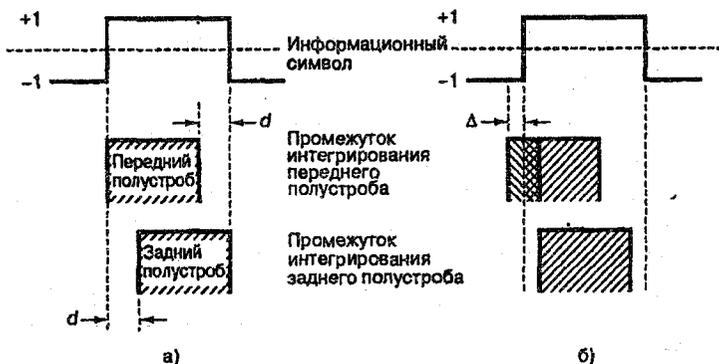


Рис. 4.8. Символьная синхронизация: а) точная синхронизация приемника; б) синхронизация с опережением

При запаздывающем интегрировании энергия накапливается за интервал времени $(T - d)$, опережающее интегрирование накапливает энергию за время $[(T - d) - 2\Delta]$, где Δ - часть интервала опережающего интегрирования, приходящаяся на предыдущий интервал передачи бита. Следовательно, для этого случая сигнал рассогласования будет равен $e = -2\Delta$, что приведет к снижению входного напряжения ГУН на рис. 4.7 и снижению выходной частоты ГУН.

В приведенном примере на рис. 4.8 интегрирование охватывает примерно $3/4$ периода передачи символа. В действительности эта величина может быть от половины до практически всего периода передачи символа, но не меньше половины. Компромисс достигается между объемом проинтегрированного шума и интерференцией в стробе, с одной стороны, и длительностью сигнала, с другой.

Недостатки замкнутого символьного синхронизатора:

1. Предполагается, что до и после рассматриваемого символа происходит изменение состояния. Если переходов через нуль нет, то опережающее и запаздывающее интегрирование приведет к одинаковым результатам, т.е. если нет изменения информационного состояния, сигнал рассогласования не генерируется.

2. Создать два абсолютно идентичных интегратора невозможно, поэтому возможен уход синхронизации при наличии продолжительных последовательностей одинаковых информационных символов

4.12. Синхронизация при модуляциях без разрыва фазы

При рассмотрении минимизации полосы сигнала с точки зрения теории Фурье можно видеть, что высокочастотные компоненты связаны с резкими скачками сигнала во временной области

Эффективность использования полосы схемой СРМ (Continuous Phase Modulation) достигается за счет сглаживания сигнала во временной области (стремление избежать резких фронтов сигнальных импульсов, типа меандра) несколькими методами:

1. Использование сигнальных импульсов, имеющих непрерывные производные нескольких порядков.

2. Отдельным сигнальным импульсам разрешается занимать множественные интервалы передачи сигнала (вводится умышленная ISI).

3. Снижается разрешенное изменение фазы в символьном интервале.

Таким образом, фаза символа СРМ зависит от определенного числа предыдущих символов, т.е. информация о фазе становится как бы закодированной в информационной последовательности.

Введем понятия:

Фазовое состояние P – это одна из набора дискретных фаз, которые может иметь сигнал при данных значениях предыдущих символов.

Радиус корреляции L – число символов, на которые данный символ «размывается» при введении искусственной ISI.

M – размер алфавита символов.

Синхронизация сигнала СРМ осуществляется по методу максимального правдоподобия с помощью блока из M^L согласованных фильтров, а затем происходит извлечение точной информации о фазе сигнала с помощью PM^{L-1} ветвей.

4.13. Синхронизация с использованием данных

При модуляциях типа СРМ лучше иметь данные об информационных символах для точной синхронизации. Имеется два пути получения данных об информационных символах:

1. Введение в информационный поток настроечной последовательности, известной приемнику.
2. Реализация обратной связи по принятию решения.

4.14. Синхронизация без использования данных

Применяется при невозможности реализовать синхронизацию с использованием данных. Способы синхронизации без использования данных:

1. Все символы считаются равновероятными. Приемник подбирает наиболее похожую последовательность в согласованном фильтре и синхронизируется с ней, при этом требуются хорошо перестраиваемые точные фильтры.
2. Аппроксимация сигнала СРМ-набором налагающихся сигналов в импульсно-кодовой модуляции.

4.15. Кадровая синхронизация

Простейшим методом кадровой синхронизации является введение маркера – отдельного бита или потока бит, периодически вводимой передатчиком в поток данных. Приемник должен знать эту последовательность и период ее введения. Приемник проверяет корреляцию этой последовательности с потоком поступающих данных в течение известного периода введения. Если приемник не синхронизирован с кадровой последовательностью, корреляция будет слабой. Преимуществом маркера кадра является его простота. Для маркера может быть достаточно одного бита, если перед принятием решения находится система в состоянии кадровой синхронизации, было выполнено достаточное число корреляций. Но это число может быть большим, поэтому увеличивается время вхождения в синхронизм, поэтому наибольшую пользу маркеры кадров представляют в системах, непрерывно передающих данные, и не подходят для систем, передающих отдельные пакеты или требующих быстрой кадровой синхронизации. Еще одним недостатком маркера кадра является то, что введенный бит (или биты) может повысить громоздкость структуры потока данных. В качестве примера можно привести линию T1 разработанную Bell Labs для североамериканских телефонных систем. Структура T1 включает использование маркера кадра размером 1 бит, вводимого после каждого набора из 24 8-битовых байт. При этом возникает информационная структура, кратная 193 бит – неудобное число с точки зрения большинства интегральных схем.

В системах с неустойчивыми передачами и необходимостью быстрого получения синхронизации рекомендуется использовать синхронизирующие кодовые слова. Обычно такие кодовые слова передаются как часть заголовка сообщения. Приемник должен знать кодовое слово и постоянно искать его в потоке данных с помощью корреляторов. Обнаружение кодового слова укажет известную позицию информационного кадра. Синхронизация в этом случае может достигаться практически мгновенно, однако кодовое слово может быть длинным по сравнению с маркером кадра, а так как сложность определения корреляции пропорциональна длине последовательности, то и коррелятор может быть достаточно сложным.

Хорошим синхронизирующим кодовым словом является то, которое имеет малое абсолютное значение «побочных максимумов корреляции» (значение корреляции кодового слова с собственной смещенной версией).

Пример вычисления побочного максимума корреляционной функции приведен на рис. 4.9. 5-битовая последовательность в данном случае имеет неплохие корреляционные свойства: наибольший побочный максимум в пять раз меньше основного, C_0 . Последовательности, в которых, как на рис. 4.9, максимальный побочный максимум равен 1, называются последовательностями или слова Баркера. Не существует известного конструктивного метода поиска слов Баркера, и в настоящее время известно всего 10 уникальных слов, наибольшее из которых состоит из 13 символов.

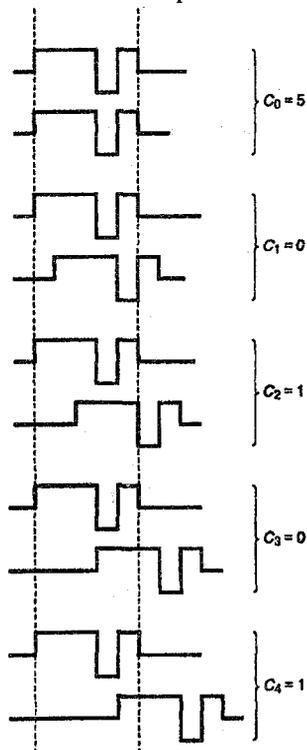


Рис.4.9. Вычисление побочного максимума корреляционной функции

4.16. Сетевая синхронизация

Для систем, использующих методы когерентной модуляции, одностороннюю связь такую как в широкополосных каналах, или одноканальную связь, как в большинстве микроволновых или оптоволоконных систем, оптимальный подход – возложить задачу синхронизации на приемник. Для систем связи, использующих методы некогерентной модуляции или систем, где множество пользователей получают доступ к одному центральному узлу, например, в системах спутниковой связи, функцию синхронизации имеет смысл возложить на оконечные устройства. Это означает, что для получения синхронизации модифицируются параметры передатчиков оконечных устройств, а не приемника центрального узла. Если оконечные устройства предварительно синхронизируют свои передачи с центральным узлом, узел может использовать конечный набор фильтров каналов и единое эталонное время для обслуживания всех каналов.

Процедуру синхронизации передатчика можно отнести либо к открытой (без обратной связи), либо к замкнутой (с обратной связью). Открытые методы не зависят от измерения каких-либо параметров на центральном узле. Оконечное устройство заранее регулирует свою передачу, используя для этого знания о параметрах канала, которые предоставляются извне, но, возможно, могут модифицироваться при наблюдениях сигнала, приходящего с центрального узла. Открытые методы зависят от точности и предсказуемости параметров канала связи. Лучше всего их применять в системах с фиксированной архитектурой, где каналы проработали непрерывно достаточно длительный промежуток времени после установки/настройки. Эти методы достаточно трудно использовать эффективно, если геометрия канала связи не является статической или оконечные устройства нерегулярно получают доступ к системе.

Основными преимуществами открытых методов является быстрое получение синхронизации и малый объем вычислений в реальном времени. Недостаток состоит в том, что требуется наличие внешнего источника знаний о требуемых параметрах канала связи, кроме того, этот источник должен быть относительно неизменным.

Замкнутые методы требуют незначительных априорных знаний о параметрах канала. Замкнутые методы включают измерения

точности синхронизации передач от оконечных устройств, поступающих на центральный узел, и возврата результатов этих измерений по обратному каналу связи. Из этого вытекает необходимость значительной обработки в реальном времени, производимой на оконечном устройстве, и двустороннего канала связи каждого оконечного устройства с центральным узлом. Преимущество состоит в том, что для работы системы не требуется внешнего источника знаний. А отклик по обратному каналу связи позволяет системе быстро и легко приспосабливаться к изменению геометрии системы и условий связи.

Глава 5. ЭФФЕКТИВНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

5.1. Модуляция с эффективным использованием полосы частот

Основной задачей спектрально эффективных модуляций является максимизация эффективности использования полосы частот. Кроме этого требования, например в спутниковых системах с нелинейными транспондерами (транспондер – нерегенеративный ретранслятор – просто усиливает сигнал без его демодуляции и повторной модуляции) требуется модуляция с постоянной огибающей. Это связано с тем, что при прохождении сигнала с большими флуктуациями амплитуды нелинейные транспондеры создают паразитные боковые полосы (причина – механизм, называемый преобразованием амплитудной модуляции в фазовую). Эти боковые полосы отбирают у информационного сигнала часть мощности, а также могут интерферировать с сигналами соседних каналов.

Двумя примерами модуляции с постоянной огибающей, подходящими для систем с нелинейными транспондерами, являются квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (Offset QPSK – OQPSK) и манипуляция с минимальным сдвигом (minimum shift keying – MSK).

На рис. 5.1 показано разбиение потока импульсов при модуляции QPSK. На рис. 5.1,а представлен исходный поток данных $d_k(t) = d_0, d_1, d_2, \dots$, состоящий из биполярных импульсов, т.е. d_k принимают значения +1 или -1, представляющие двоичную единицу или двоичный нуль. Этот поток разделяется на синфазный поток $d_1(t)$ и квадратурный поток $d_0(t)$, как это показано на рис. 5.1, б:

$$\begin{aligned}d_1(t) &= d_0, d_2, d_4, \dots \text{ (четные биты)} \\d_0(t) &= d_1, d_3, d_5, \dots \text{ (нечетные биты)}.\end{aligned}\tag{5.1}$$

Скорости потоков $d_1(t)$ и $d_0(t)$ равны половине скорости передачи потока $d_k(t)$. Удобную ортогональную реализацию сигнала QPSK $s(t)$ можно получить, используя амплитудную модуляцию

синфазного и квадратурного потоков на синусной и косинусной функциях от несущей:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} d_i(t) \cos(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}) + \frac{1}{\sqrt{2}} d_q(t) \sin(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}). \quad (5.2)$$

Уравнение (5.2) с помощью тригонометрических тождеств можно представить в виде:

$$s(t) = \cos[2\pi f_0 t + \theta(t)]. \quad (5.3)$$

Модулятор QPSK, показанный на рис. 5.2, использует это.

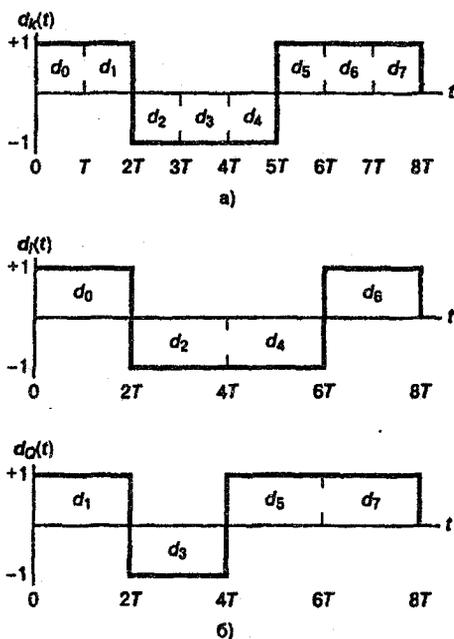


Рис. 5.1. Модуляция QPSK: а) исходный поток данных; б) разбиение потока данных на синфазный и квадратурный потоки

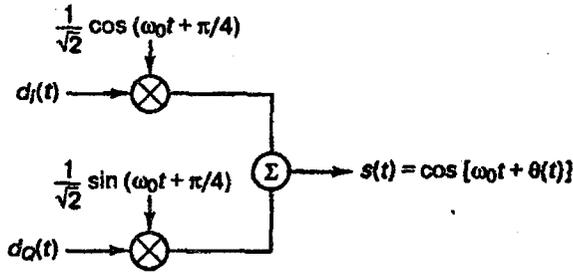


Рис.5.2. Модулятор QPSK

Величина $\theta(t) = 0^0; \pm 90^0$ или 180^0 будет соответствовать одному из четырех возможных сочетаний: $d_1(t)$ и $d_2(t)$. Результирующие векторы сигналов показаны в сигнальном пространстве на рис. 3.2.

В обычной модуляции QPSK сигналы синхронизированы так, что их переходы совпадают. Из-за этого за промежуток $2T$ фаза несущей может измениться несколько раз. Изменение знака у обоих потоков приводит к сдвигу фазы на 180^0 .

В OQPSK, которую иногда называют QPSK с разнесением, используется также разделение потока данных и ортогональная передача. Разница заключается в том, что потоки $d_1(t)$ и $d_2(t)$ синхронизированы со сдвигом T (рис. 5.3).

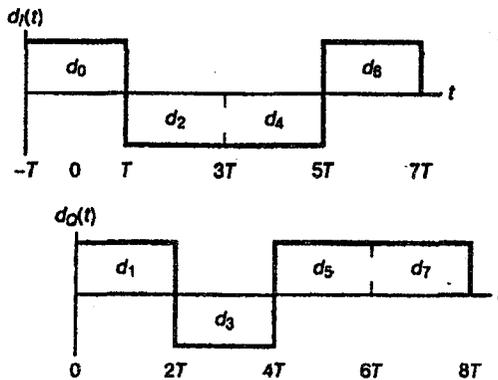


Рис. 5.3. Потоки данных при модуляции OQPSK

Если сигнал, модулированный QPSK, подвергается фильтрации для уменьшения побочных максимумов спектра, результирующий сигнал может не иметь постоянной огибающей и, фактически, случайный фазовый сдвиг на 180° вызовет моментальное обращение огибающей в нуль (рис. 5.4). Если эти сигналы применяются в спутниковых каналах, где используются нелинейные усилители, постоянная огибающая будет восстанавливаться. Однако будут восстанавливаться и все нежелательные частотные боковые максимумы, которые могут интерферировать с сигналами соседних каналов и других систем связи.

При модуляции OQPSK (рис. 5.5) потоки импульсов $d_i(t)$ и $d_o(t)$ не могут одновременно изменить состояние, несущая не может изменить фазу на 180° , поскольку за один раз переход может сделать только один из компонентов. Поэтому огибающая не обращается в нуль, как это происходит при модуляции QPSK.

Манипуляцию с минимальным сдвигом (minimum shift keying — MSK) можно рассматривать как частный случай модуляции OQPSK. Как и в случае OQPSK, синфазный и квадратурный компонент MSK сдвинуты друг относительно друга на T с. Однако в случае MSK производится синусоидальное взвешивание информационных символов членами $\cos \frac{\pi t}{2T}$ и $\sin \frac{\pi t}{2T}$, что устраняет резкие переходы фазы, а следовательно, сужает спектр модулированного сигнала. Сигнал MSK (рис. 5.6) можно записать в виде:

$$s(t) = d_i(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_0 t - d_o(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_0 t \quad (5.4)$$

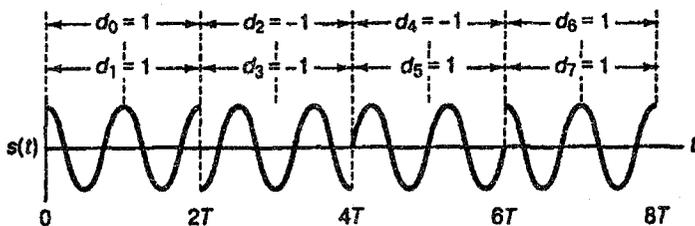


Рис. 5.4. Сигнал в модуляции QPSK

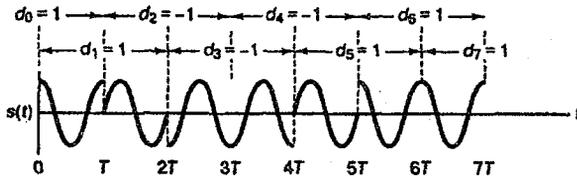


Рис. 5.5. Сигнал OQPSK

Нормированная спектральная плотность мощности ($P = 1$ Вт) для QPSK, OQPSK и MSK изображена на рис. 5.7. Для сравнения здесь же приводится график для BPSK.

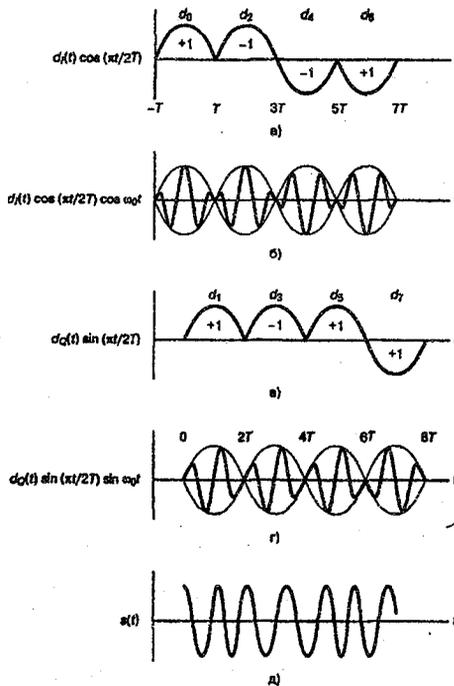


Рис. 5.6. Манипуляция с минимальным сдвигом: а) взвешенный синфазный поток битов; б) произведение взвешенного синфазного потока битов и несущей; в) взвешенный квадратурный поток битов; г) произведение взвешенного квадратурного потока битов и несущей; д) сигнал MSK

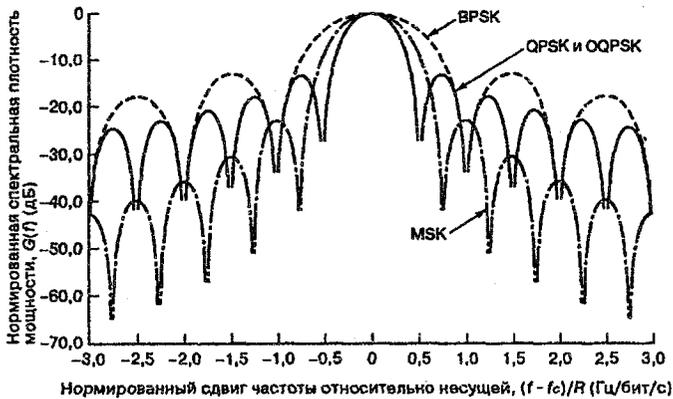


Рис. 5.7. Нормированная спектральная плотность мощности для BPSK, QPSK, OQPSK и MSK

BPSK требует большей полосы пропускания, так как эффективность использования полосы частот при BPSK вдвое меньше, чем при QPSK. Боковые максимумы графика MSK ниже, чем графики QPSK или OQPSK. Это является следствием плавных фазовых переходов. Чем плавнее переход, тем быстрее спектральные хвосты стремятся к нулю. Модуляция MSK спектрально эффективнее, чем модуляция QPSK или OQPSK, однако спектр MSK имеет более широкий основной максимум, чем спектр QPSK или OQPSK. Следовательно, MSK нельзя назвать удачным выбором при использовании узкополосных линий связи. В то же время MSK следует использовать в схемах с несколькими несущими, поскольку ее относительно малые побочные максимумы спектра позволяют избежать значительных помех соседних каналов. То что спектр QPSK имеет более узкий основной максимум, чем MSK, объясняется тем, что при данной скорости передачи битов скорость передачи символов QPSK вдвое меньше скорости передачи символов MSK.

Глава 6. КОДИРОВАНИЕ И ДЕКОДИРОВАНИЕ

Введение

Канальное кодирование представляет собой класс преобразований сигнала, выполняемых для повышения качества связи. Тему канального кодирования можно условно разделить на две части: кодирование сигнала и структурированные последовательности. Кодирование сигнала означает преобразование сигнала в некий «улучшенный» сигнал, позволяющий сделать процесс обнаружения менее подверженным ошибкам. Метод структурированных последовательностей – это преобразование последовательности данных в новую, обладающую структурной избыточностью. Избыточные биты служат для определения и исправления ошибок.

Кодирование сигнала. Процедура кодирования состоит в преобразовании набора сигналов в усовершенствованный набор. Наиболее популярными из таких кодов являются ортогональные и биортогональные коды. Взаимная корреляция между двумя сигналами является мерой расстояния между двумя векторами сигналов в сигнальном пространстве. Набор сигналов $\{s_i(t)\}$ состоит из ортогональных сигналов тогда и только тогда, когда для коэффициента взаимной корреляции двух сигналов выполняется равенство:

$$z_{ij} = \frac{(\text{количество совпавших цифр}) - (\text{количество несовпавших цифр})}{\text{общее количество цифр в последовательности}} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (6.1)$$

Набор однобитовых данных можно преобразовать с помощью ортогональных кодовых слов, состоящих из двух разрядов каждое, которые описываются строками показанной ниже матрицы H_1 .

Набор данных
кодовых слов

0

1

Набор ортогональных

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0; 0 \\ 0; 1 \end{bmatrix}$$

Проверка ортогональности набора производится с помощью уравнения (6.1).

Для кодирования 2-битовых данных вышеупомянутый набор нужно расширить по горизонтали и вертикали, что дает матрицу H_2 :

Набор данных Набор ортогональных кодовых слов

$$\begin{array}{l}
 0;0 \\
 0;1 \\
 \dots \\
 1;0 \\
 1;1
 \end{array}
 \quad
 H_2 =
 \begin{bmatrix}
 0;0;0;0 \\
 0;1;0;1 \\
 \dots \\
 0;0;1;1 \\
 0;1;1;0
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 H_1; H_1 \\
 H_1; \overline{H_1}
 \end{bmatrix}$$

Вообще для набора k -битовых данных из матрицы H_{k-1} можно построить набор кодовых слов H_k размерностью $2^k \times 2^k$, который называется матрицей Адамара:

$$H_k = \begin{bmatrix} H_{k-1}; H_{k-1} \\ H_{k-1}; \overline{H_{k-1}} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Каждая пара слов в каждом наборе кодовых слов $H_1; H_2; H_3; \dots; H_k$ содержит одинаковое количество совпадающих и несовпадающих разрядов, поэтому в соответствии с уравнением (6.1), каждый из этих наборов ортогонален.

Биортогональный набор сигналов, состоящий из M кодовых слов, получается из ортогонального набора, состоящего из $\frac{M}{2}$ сигналов путем дополнения последнего сопряженными значениями каждого сигнала:

$$B_k = \begin{bmatrix} B_{k-1} \\ \overline{B_{k-1}} \end{bmatrix}. \quad (6.3)$$

Например, набор 2-битовых данных можно преобразовать в биортогональный набор кодовых слов следующим образом:

Набор данных Набор ортогональных кодовых слов

$$\begin{array}{l}
 0;0 \\
 0;1 \\
 \dots \\
 1;0 \\
 1;1
 \end{array}
 \quad
 B_2 = \begin{bmatrix}
 0;0 \\
 0;1 \\
 \dots \\
 1;1 \\
 1;0
 \end{bmatrix}$$

В действительности биортогональный набор состоит из двух ортогональных кодов, таких, что для каждого кодового слова в одном наборе имеется антиподное ему слово в другом. Биортогональный набор состоит из комбинации ортогональных и антиподных сигналов. Если использовать коэффициенты взаимной корреляции, то биортогональные коды можно представить следующим образом:

$$z_{ij} = \begin{cases} 1; i = j \\ -1; i \neq j, |i - j| = M/2 \\ 0; i \neq j, |i - j| \neq M/2 \end{cases} \quad (6.4)$$

Преимуществом биортогональных кодов перед ортогональными является то, что при передаче аналогичной информации размер кодового слова биортогональных кодов вдвое меньше кодового слова ортогональных кодов. Следовательно, при использовании биортогональных кодов требуется вдвое меньшая полоса пропускания. Кроме того, поскольку антиподные векторы имеют лучшие пространственные характеристики, чем ортогональные, биортогональные коды снижают вероятность битовой ошибки по сравнению с ортогональными кодами.

Код, получаемый из ортогонального путем удаления первого разряда каждого кодового слова, называется трансортогональным, или симплексным кодом. Такой код описывается коэффициентом взаимной корреляции:

$$z_{ij} = \begin{cases} 1; i = j \\ \frac{-1}{M-1}; i \neq j \end{cases} \quad (6.5)$$

Сравнивая достоверность передачи ортогонального, биортогонального и симплексного кодов, можно сказать, что симплексный код имеет наименьшее требуемое битовое отношение сиг-

нал/шум $\frac{E_b}{N_0}$ для получения требуемой вероятности символьной ошибки. При больших значениях M все три схемы очень похожи между собой в смысле достоверности передачи. При этом биортогональное кодирование по сравнению с другими методами требует лишь половины полосы пропускания. В то же время для каждого из этих методов требования к полосе пропускания и сложность системы экспоненциально растут с увеличением M , поэтому подобные схемы кодирования годятся лишь тогда, когда доступна значительная полоса пропускания. При наборе ортогональных кодов, включающем $M = 2^k$ сигналов, требуемая ширина полосы пропускания в $\frac{M}{k}$ раз больше необходимой для передачи некодированного сигнала.

Структурированные последовательности представляют собой методы введения в исходные данные избыточности таким образом, что это позволяет обнаруживать и исправлять ошибки. Структурированные последовательности делятся на три подкатегории: блочные, сверточные и турбокоды.

При использовании блочных кодов исходные данные делятся на блоки из k бит. В процессе кодирования каждый k -битовый блок данных преобразуется в больший блок из n бит, который называется канальным символом. К каждому блоку данных таким образом кодирующее устройство добавляет $(n-k)$ бит, которые называют избыточными битами, битами четности или контрольными битами. Отношение числа избыточных бит к числу информационных бит $\frac{n-k}{k}$ называется избыточностью кода, отношение числа бит данных к общему числу бит $\frac{k}{n}$ называется степенью кодирования.

Коды с контролем четности для обнаружения и исправления ошибок используют линейные суммы информационных битов. Код с одним контрольным битом – это прибавление к блоку информационных битов одного контрольного бита. Этот бит (бит четности) может быть равен нулю или единице, причем его значение выбирается так, чтобы сумма всех битов в кодовом слове была четной или нечетной. В операции суммирования используется арифметика по модулю 2 (операция исключающего ИЛИ). Если

бит четности выбирается так, что результат четный, то говорят, что схема имеет положительную четность. Если при добавлении бита четности результирующий блок данных является нечетным, то говорят, что он имеет отрицательную четность.

На рис.6.1 показана последовательная передача данных (первым является крайний справа бит). К каждому блоку добавляется один бит четности (крайний слева бит в каждом блоке), дающий положительную четность.

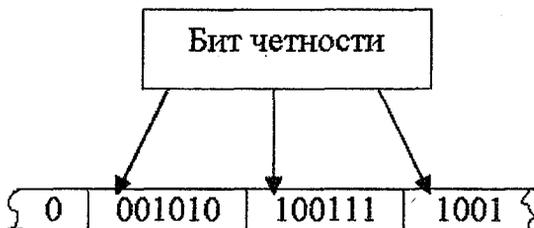


Рис. 6.1. Проверка четности для последовательной структуры кода

В приемном устройстве производится декодирование, заключающееся в проверке, дают ли нуль суммы принятых битов кодового слова по модулю 2 (положительная четность). Если полученный результат равен 1, то кодовое слово содержит ошибки. Декодер не может исправить эту ошибку, он может ее только обнаружить.

Прямоугольный код, называемый также композиционным, можно представить в виде параллельной структуры кода, изображенной на рис. 6.2. Код создается следующим образом. Вначале из битов сообщения строятся прямоугольники, состоящие из M строк и N столбцов. Затем к каждой строке и каждому столбцу прибавляется бит четности, что в результате дает матрицу размером $(M+1) \times (N+1)$. Степень кодирования прямоугольного кода можно записать как

$$\frac{k}{n} = \frac{MN}{(M+1)(N+1)} \quad (6.6)$$

1	110101	111111	1011
0	100001	101110	1110
0	011000	011000	0011
1	000011	011110	1111
1	110011	010001	1011
1	111100	000110	00101

↑ Горизонтальный Контроль Четности
 ↑ Вертикальный Контроль Четности

Рис. 6.2. Проверка четности для параллельной структуры кода

Прямоугольный код может исправить любую единичную ошибку, поскольку расположение такой ошибки однозначно определяется пересечением строки и столбца, в которых была нарушена четность.

6.2. Использование кодирования с коррекцией ошибок

Кодирование с коррекцией ошибок можно рассматривать как инструмент, реализующий различные компромиссы системы. На рис. 6.3 приведен сравнительный вид двух кривых, описывающих зависимость достоверности передачи от отношения.

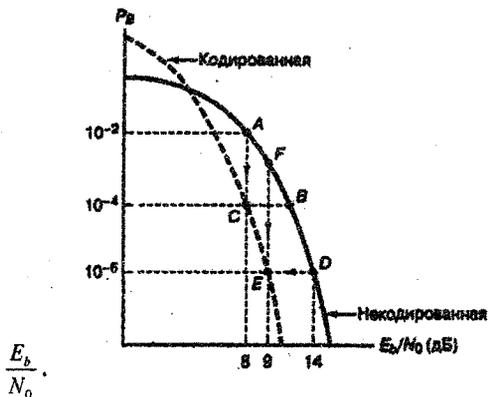


Рис. 6.3. Сравнение типичной достоверности передачи при использовании схемы с кодированием и схемы без кодирования

Компромисс 1: достоверность или полоса пропускания. Пусть разработана простая недорогая система речевой связи, которая была установлена у заказчика. Система не использует кодирование с коррекцией ошибок. Пусть рабочая точка системы совпадает с точкой А на рис. 6.3 ($\frac{E_b}{N_0} = 8$ дБ, $P_B = 10^{-2}$). После испытаний у

заказчика появляются жалобы на качество связи, он полагает, что вероятность битовой ошибки должна быть не выше $P_B = 10^{-4}$. Обычным способом удовлетворения требования заказчика является сдвиг рабочей точки из точки А в точку В. Но допустим, что $\frac{E_b}{N_0} = 8$ дБ – это максимальное значение, возможное в данной системе. Один из возможных выходов из данной ситуации – это сдвиг рабочей точки системы из точки А в точку С. Помимо введения кодера и декодера это приведет к увеличению полосы пропускания системы.

Компромисс 2. Мощность или полоса пропускания. Пусть заказчику установлена система без кодирования с рабочей точкой, совпадающей с точкой D ($\frac{E_b}{N_0} = 14$ дБ, $P_B = 10^{-6}$). Заказчик не имеет претензий к качеству связи, но с помощью данного оборудования затруднительно получить требуемые $\frac{E_b}{N_0} = 14$ дБ, оборудование постоянно работает на грани отказа. Если снизить требования к мощности, то можно сдвинуть рабочую точку из D в E. Плата заключается опять в полосе пропускания.

Компромисс 3. Скорость передачи данных или полоса пропускания. Пусть разработана система без кодирования и с рабочей точкой, совпадающей с точкой D. Пусть нет проблем с качеством связи и нет нужды в снижении уровня мощности. Но у заказчика возросли требования к скорости передачи данных. Если в системе ничего не менять, то это приведет к перемещению рабочей точки из D, например, в точку F. Возрастание скорости передачи данных плохо отражается на качестве их передачи. Если же применить кодирование с коррекцией ошибок (переместить рабочую точку из D в E), то можно восстановить утраченное качество, сохраняя при этом прежний уровень мощности за счет увеличения полосы пропускания.

Компромисс 4. Пропускная способность или ширина полосы пропускания. Пропускная способность (максимальное число клиентов при множественном доступе) обратно пропорциональна значению $\frac{E_b}{N_0}$. Снижение требований к $\frac{E_b}{N_0}$ при применении кодирования дает в итоге увеличение пропускной способности. Платой за это опять же является увеличение полосы пропускания.

При низких значениях $\frac{E_b}{N_0}$ кривые для кодированной и для некодированной системы пересекаются. Это значит, что снижение $\frac{E_b}{N_0}$ ниже какого-то порогового значения ведет к переполнению демодулятора ошибками. При этом наличие избыточных бит не дает никакого выигрыша. Впрочем, класс мощных турбокодов позволяет повысить надежность передачи при низких значениях $\frac{E_b}{N_0}$. Для турбокодов точка пересечения графиков находится значительно ниже.

Линейные блочные коды – это класс кодов с контролем четности, которые можно описать парой чисел (n, k) . В процессе кодирования блок из k символов сообщения преобразуется в больший блок из n символов кодового слова. Для линейных кодов это линейное преобразование.

В течение последних лет наиболее популярной схемой кодирования является сверточная, так как она показывает лучшие результаты при той же конструктивной сложности кодера и декодера.

6.3. Сверточные коды

Сверточные коды описываются тремя числами n, k, K . Длина n кодового слова является не только функцией входного сообщения длиной k , но и функцией кодового ограничения K (число разрядов в регистре сдвига - см. рис.6.4).

Схема, изображенная на рис. 6.4 дает в каждый момент времени на выходе кодовую последовательность U_i , состоящую из k бит u_i , значение которых вычисляются как линейная функция входных битов. Слово «сверточный» отражает тот факт, что дан-

ные на выходе генерируются с помощью линейного сложения (т.е. «свертки») смещенных во времени импульсов последовательности на входе с импульсной характеристикой кодера (заполнения регистров предыдущими битами).

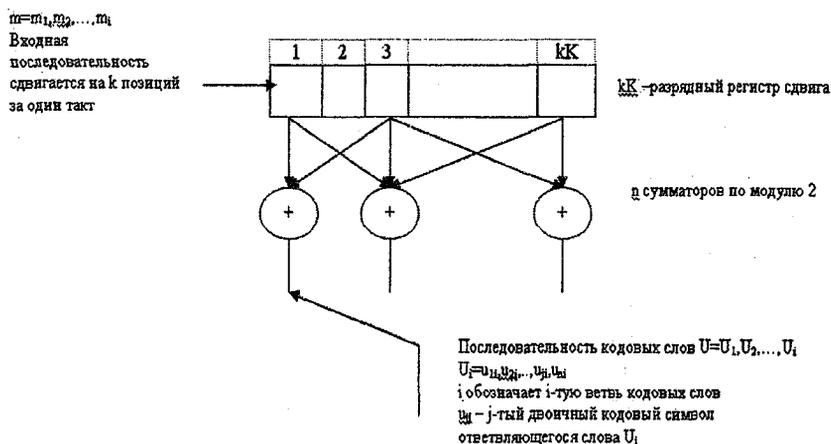


Рис. 6.4. Схема устройства сверточного кодирования.

Рассмотрим сверточный кодер со степенью кодирования (иногда этот параметр называется скоростью передачи кода, так как описывает, в какое число раз увеличивается скорость передачи бит на выходе по сравнению с входом) $\frac{1}{2}$ и величиной кодового ограничения $K=3$, изображенный на рис. 6.5. В этом кодере может возникнуть ограниченное число состояний. Под состоянием в общем смысле понимается наименьшее количество информации, на основе которой вместе с текущими входными данными можно определить данные на выходе системы. Для сверточного кодера со степенью кодирования $\frac{1}{n}$ состояние представляется содержимым $K-1$ крайних правых разрядов кодера и поэтому можно сказать, что будущие состояния ограничиваются прошлыми состояниями.

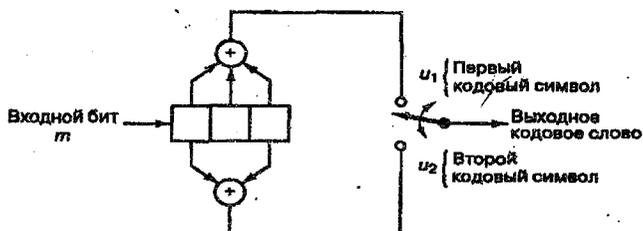


Рис. 6.5. Сверточный кодер со степенью кодирования $\frac{1}{2}$ и величиной кодового ограничения $K = 3$.

Одним из способов представления простых кодирующих устройств является диаграмма состояний (рис. 6.6). Состояния, показанные в рамках диаграммы, представляют собой возможное содержимое $K-1$ крайне правых разрядов регистра, а пути между состояниями – отвечающие слова на выходе, являющиеся результатом переходов между такими состояниями. Существует всего два исходящих из каждого состояния перехода и два входящих, соответствующие двум возможным входным битам. И главное то, что за один переход невозможно перейти из данного состояния в любое произвольное.

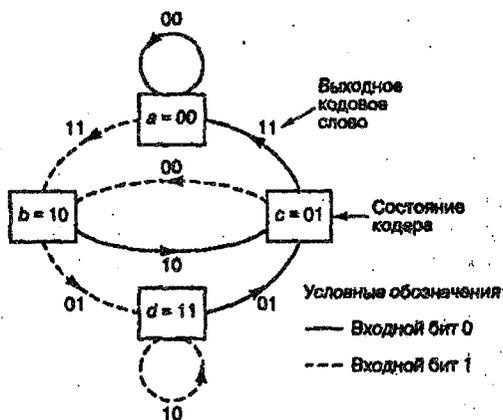


Рис. 6.6. Диаграмма состояний кодера со степенью кодирования $\frac{1}{2}$ и $K=3$.

Несмотря на то, что диаграммы состояний полностью описывают кодер, их нельзя использовать для легкого отслеживания переходов кодера в зависимости от времени. Древоподобная диаграмма (рис. 6.7) прибавляет к диаграмме состояния временное измерение. В каждый последующий момент прохождения входящего бита процедура кодирования может быть описана с помощью перемещения по диаграмме слева направо, причем каждая ветвь дерева описывает ответвленное слово на выходе. Узлы решетки представляют собой состояния кодера, сплошная линия обозначает выходные данные, генерируемые входным нулевым битом, а пунктирная — выходные данные, генерируемые входным единичным битом. Фиксированная структура древоподобной диаграммы реализуется после достижения глубины K . С этого момента в каждое состояние можно войти из любого из двух предыдущих состояний. Их каждого состояния можно также перейти в одно из двух состояний. Над каждой ветвью можно написать число, представляющее собой метрику по Хэммингу (количество совпадающих цифр в символе сообщения и выходном символе кодера). Эти пометки на ветвях решетки накапливаются декодером в процессе.

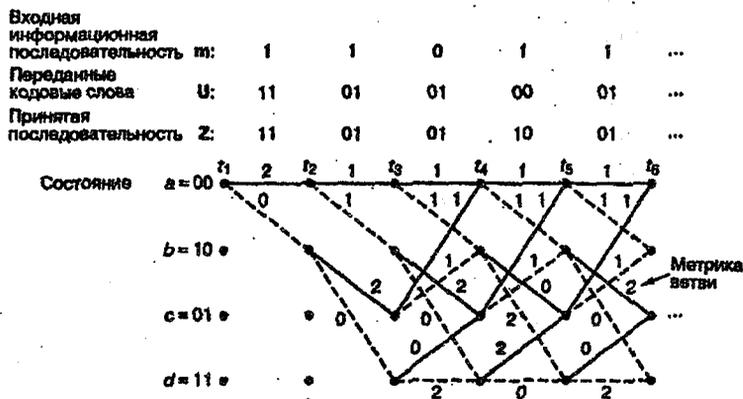


Рис. 6.7. Решетчатая диаграмма кодера
(степень кодирования $\frac{1}{2}$, $K=3$)

Чтобы пометить ветви декодера подходящей метрикой состояния Хэмминга, рассмотрим диаграмму состояний кодера. Переход между состояниями $00 \rightarrow 00$ порождает на выходе ответв-

ляющееся слово 00, однако получено 11. Следовательно, на решетке декодера помечаем переход между состояниями $00 \rightarrow 00$ расстоянием Хэмминга между ними, а именно 2. Глядя вновь на диаграмму состояний, видим, что переход между состояниями $00 \rightarrow 10$ порождает ответвляющееся слово 11, точно соответствующее полученному в момент времени t_1 кодовому символу. Следовательно, переход на решетке декодера между состояниями $00 \rightarrow 10$ помечаем расстоянием Хэмминга 0. В итоге метрика входящих в решетку декодера ветвей описывает разницу между тем, что было получено и тем, что «могло быть» получено, имея ответвленные слова, связанные с теми ветвями, с которых они были переданы.

6.4. Алгоритм декодирования Витерби

Смысл декодирования Витерби (декодирования по принципу максимального правдоподобия) заключается в том, что если любые два пути сливаются в одном состоянии, то при поиске оптимального пути один из них всегда можно исключить. Например, на рис. 6.8. показано два пути, сливающихся в момент времени t_5 в состоянии 00.

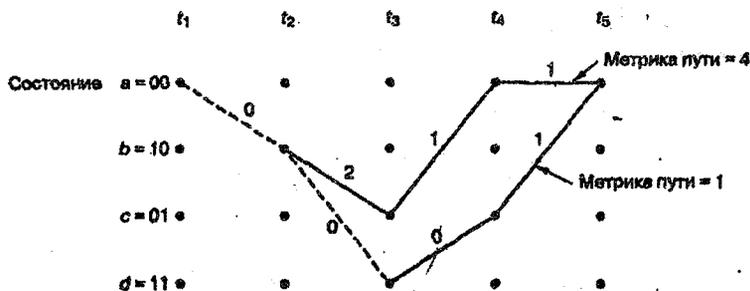


Рис. 6.8. Метрики пути для двух сливающихся путей

Декодирование Витерби состоит в вычислении метрики двух путей, входящих в каждое состояние, и исключении одного из них. Метрика выжившего пути обозначается как метрика для этого состояния в этот момент времени. Выжившим будет путь с наименьшей метрикой (в данном случае путь с метрикой 1). Если мет-

рики имеют одинаковое значение, выживший путь выбирается произвольно.

Задача 6.1

Сверточный код определяется соотношениями $u_{2n-2} = m_{n-1} + m_{n-4}$ и $u_{2n-1} = m_{n-1} + m_{n-3} + u_{n-2}$. Какова скорость передачи этого кода?

Нарисуйте диаграмму состояний и поясните правила декодирования по принципу максимального правдоподобия для этого кода.

Решение

Структура кодера, реализующего заданный алгоритм кодирования, изображена на рис. 6.9. Из соотношений и схемы сверточного кодера видно, что на каждый входной бит m_n приходится два выходных бита u_{2n-1} и u_{2n-2} , поэтому скорость передачи данного кода (степень кодирования) равна $\frac{1}{2}$.

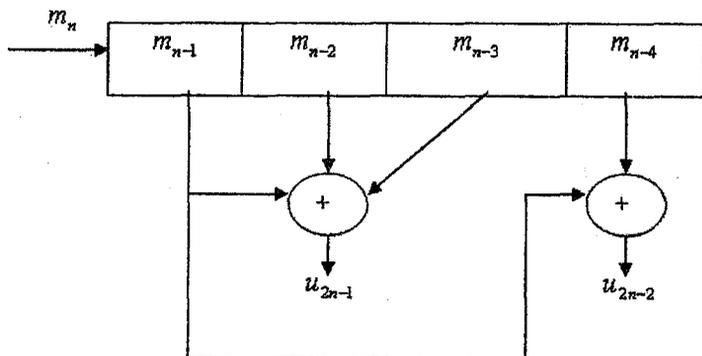


Рис. 6.9. Схема сверточного кодера

Распишем все возможные состояния регистров данного кодера при поступлении на его вход бита, равного 0 и бита, равного 1: 0000 – начальное состояние кодера; 0000; 1000; 0100; 1100; 0110; 1110; 0011; 0111; 1111; 0001; 1001; 1000; 0100; 0010; 1010; 0101; 1101; 0110; 1011

На рис. 6.10 изображена диаграмма состояний кодера, а в табл. 6.1 показано декодирование принятой последовательности бит 11111010, которая соответствует посылаемой информационной последовательности 0100.

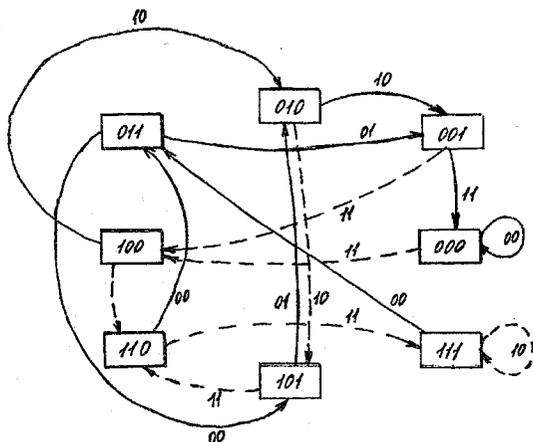


Рис. 6.10. Диаграмма состояний кодера

Таблица 6.1

Декодирование принятой последовательности бит

Расстояние Хэмминга		0	0	0	0
Выходные биты		11	11	10	10
Состояния кодера	001	→ 000	→ 100	→ 010	→ 001
Входные биты		0	1	0	0

6.5. Решетчатое кодирование (Trellis code modulation – TCM)

Решетчатое кодирование применяется в системах, где улучшения качества связи с помощью обыкновенного кодирования невозможно добиться из-за ограничений по полосе пропускания (телефонные каналы). Принцип решетчатого кодирования сочетает в себе присвоение сигналов битам (модуляция) по критерию лучших

или худших пространственных характеристик (кодирование). В этом случае наиболее уязвимым для помех входным сигналам присваиваются модулирующие сигналы, имеющие лучшие пространственные характеристики, а наименее уязвимым – худшие с точки зрения пространственных характеристик модулирующие сигналы. Работу решетчатого кодера можно представить в виде диаграммы состояний сверточного кодера, в котором переходы в решетке помечаются модулирующими сигналами.

Пространство сигналов расширяется путем добавления к информационным битам вспомогательных, которые образуются благодаря сверточному кодированию части информационных бит. Если, к примеру, информационные биты разбиты на группы по 4 бита (всего возможно 16 различных комбинаций), то добавление пятого треллис-бита приведет к расширению числа возможных комбинаций информационных бит, равному 32. Но при этом часть комбинаций, имеющих наихудшие пространственные характеристики в смысле вероятности ошибки, объявляются запрещенными. Расширенная таким образом группа подвергается многопозиционной амплитудно-фазовой модуляции. На принимающей стороне осуществляется декодирование принятого сигнала по алгоритму Витерби. Если принимаемые последовательности являются разрешенными, то считается, что передача происходит без ошибок и треллис бит просто удаляется. Если среди принимаемых последовательностей встречаются запрещенные, то при помощи алгоритма декодирования декодер Витерби находит наиболее подходящую разрешенную последовательность, исправляя таким образом ошибки передачи.

Смысл решетчатого кодирования – ценой сравнительно небольшой избыточности повысить помехоустойчивость передачи. Использование треллис кодирования позволяет, главным образом, защитить от перепутывания именно соседние в сигнальном пространстве точки, которые как раз более всего подвержены возможности «перепутаться» под действием помех.

Глава 7. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ

7.1. Компромиссы при использовании модуляции и кодирования

Два основных ресурса связи – это переданная мощность и ширина полосы пропускания. В различных системах связи один из этих ресурсов дороже другого и, следовательно, большую часть систем можно классифицировать как системы ограниченной мощности, или ограниченной полосы пропускания. В системах ограниченной мощности для экономии энергии за счет полосы пропускания можно применять схемы кодирования, эффективно использующие мощность, тогда как в системах ограниченной полосы можно использовать методы эффективной (с точки зрения используемого спектра) модуляции для экономии полосы частот за счет увеличения расхода энергии. В обоих случаях для экономии энергии или повышения достоверности передачи можно применять кодирование с коррекцией ошибок (канальное кодирование). Для повышения надежности передачи в каналах с ограниченной полосой пропускания без увеличения ширины полосы пропускания часто используется решетчатое кодирование (trellis-code-modulation – TCM).

7.2. Система ограниченной полосы пропускания без кодирования

Рассмотрим радиоканал с шумом AWGN и ограниченной полосой пропускания $W = 4000$ Гц. Пусть ограничения линии связи (мощность передатчика, коэффициент усиления антенны, потери в канале и т.д.) приводят к тому, что отношение мощности принятого сигнала к спектральной плотности мощности шума $\frac{P_r}{N_0} =$

53 дБГц. Допустим, требуемое значение скорости передачи информации $R=9600$ бит/с, а требуемая вероятность появления битовой ошибки $P_b \leq 10^{-5}$. Задача – выбрать схему модуляции, которая сможет удовлетворить требуемым рабочим характеристикам. В общем случае может потребоваться схема кодирования с коррек-

цией ошибок, если ни одна из доступных схем модуляции не может удовлетворить всем требованиям.

Так как

$$\frac{P_r}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} R. \quad (7.1)$$

Выразив из этого соотношения $\frac{E_b}{N_0}$ в дБ, получаем:

$$\frac{E_b}{N_0} \text{ (дБ)} = \frac{P_r}{N_0} \text{ (дБГц)} - R \text{ (дБбит/с)} = 13,2 \text{ дБ (или 20,89)}. \quad (7.2)$$

Поскольку необходимая скорость передачи данных 9600 бит/с значительно больше, чем можно достичь с доступной полосой пропускания, составляющей 4000 Гц, канал можно считать каналом ограниченной полосы пропускания. Следовательно, в качестве схемы модуляции выбираем MPSK. Вычислим минимально допустимое значение M , при котором символьная скорость передачи не превышает доступной полосы пропускания 4000 Гц. Из табл. 7.1 видно, что наименьшим значением M , удовлетворяющим этим требованиям, является $M = 8$. Следующая задача – выяснить, удовлетворяется ли требование к вероятности появления битовой ошибки $P_b \leq 10^{-5}$ при использовании 8-уровневой PSK или потребуются дополнительно вводить схему кодирования с коррекцией ошибок. Из табл. 7.1 видно, что 8-уровневая PSK удовлетворяет всем требованиям. Однако представим, что табл. 7.1 нет. Покажем, как определить, нужно ли кодирование с коррекцией ошибок или нет.

На выходе демодулятора отношение энергии символа к спектральной плотности мощности шума $\frac{E_s}{N_0}$ в $(\log_2 M)$ больше $\frac{E_b}{N_0}$, поскольку каждый символ состоит из $(\log_2 M)$ бит.

Таблица 7.1.

Скорость передачи символов, минимальная полоса по Найквисту, эффективность использования полосы и требуемое $\frac{E_b}{N_0}$ для схем MPSK и некогерентной ортогональной MFSK при скорости передачи данных 9600 бит/с

M	k	R	R_s (бит/с) (символ/с)	MPSK Минимальная полоса (Гц)	MPSK R/W	MPSK E_b/N_0 (дБ) $P_B = 10^{-5}$	Некогерентная ор- тогональная MFSK Минимальная полоса (Гц)	MFSK R/W	MFSK E_b/N_0 (дБ) $P_B = 10^{-5}$
2	1	9600	9600	9600	1	9,6	19200	1/2	13,4
4	2	9600	4800	4800	2	9,6	19200	1/2	10,6
8	3	9600	3200	3200	3	13,0	25600	1/3	9,1
16	4	9600	2400	2400	4	17,5	38400	1/4	8,1
32	5	9600	1920	1920	5	22,4	61440	5/32	7,4

Задавая значение M , вычисляем символьное отношение сигнал/шум:

$$\frac{E_s}{N_0} = (\log_2 M) \frac{E_b}{N_0}. \quad (7.3)$$

Зная $\frac{E_s}{N_0}$, вычисляем вероятность символьной ошибки из приближенного выражения:

$$P_E \approx 2Q \left[\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right] \quad \text{для } M > 2. \quad (7.4)$$

Здесь $Q(x)$ – гауссовский интеграл ошибок.

Зная вероятность символьной ошибки, вычисляем вероятность битовой ошибки из приближенного выражения для многофазных сигналов:

$$P_B \approx \frac{P_E}{\log_2 M} \quad \text{для } P_E \ll 1. \quad (7.5)$$

Сравниваем полученное значение P_B с требуемым. Если полученное значение P_B больше требуемого, то задаемся новым значением M и повторяем расчет.

Выражение (7.5) является довольно хорошей аппроксимацией, если для отображения битов в символы применяется код Грея.

7.3. Код Грея

При передаче сигналов MPSK значение $P_B \leq P_E$, так же как и для передачи сигналов MFSK. В то же время есть и существенное отличие. Для ортогональной передачи сигналов выбор одного из $(M-1)$ ошибочных символов равновероятен. При передаче в модуляции MPSK каждый сигнал не является равноудаленным от всех остальных. На рис. 7.1,а показано восьмеричное пространство решений, где области решений обозначены 8-ричными символами в двоичной записи. При передаче символа (011) и появлении в нем ошибки наиболее вероятными являются ближайшие соседние символы, (010) и (100). Вероятность превращения символа (011) вследствие ошибки в символ (111) относительно мала. Если биты распределяются по символам согласно двоичной последовательности, показанной на рис. 7.1,а, то некоторые символьные ошибки всегда будут давать две (или более) битовые ошибки, даже при значительном отношении сигнал/шум.

Для неортогональных схем, таких как MPSK, часто используется код преобразования бинарных символов в M -арные - двоичные последовательности, соответствующие соседним символам (сдвигам фаз), которые отличаются единственной битовой позицией, таким образом, при появлении ошибки в M -арном символе высока вероятность того, что ошибочным является только один из k прибывших битов. Кодом, обеспечивающим подобное свойство, является код Грея. Код Грея - это простое переприсвоение, не требующее специальных или дополнительных схем.

Алгоритм получения кода Грея:

Для MPSK с $M=2^m$ бинарное представление символа обозначим как $b_k^1 b_k^2 b_k^3 \dots b_k^m$.

Соответствующий этому символу код Грея обозначим как $g_k^1 g_k^2 g_k^3 \dots g_k^m$.

Тогда алгоритм получения кодового слова Грея запишется в виде:

$$g_k^i = b_k^i \oplus b_k^{i-1} \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad 2 \leq i \leq m \quad \oplus - \text{сложение по модулю 2.}$$

$$g_k^1 = b_k^1;$$

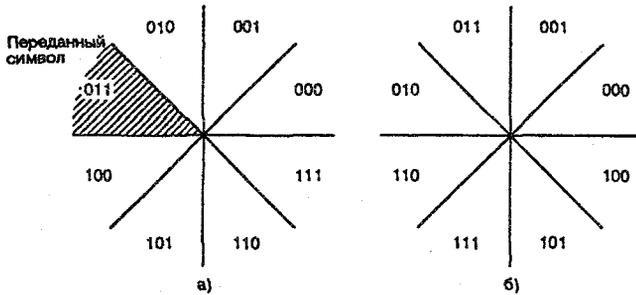


Рис. 7.1. Области решения в сигнальном пространстве MPSK: а) в бинарной кодировке; б) в кодировке Грея

7.4. Система ограниченной мощности без кодирования

Рассмотрим теперь систему, где требуется скорость передачи данных 9600 бит/с и вероятность появления битовой ошибки $P_b \leq 10^{-5}$. Доступная полоса пропускания равна $W = 45$ кГц, доступное значение $\frac{P_r}{N_0} = 48$ дБГц. Как и ранее, задача – выбор схемы модуляции или модуляции/кодирования, которая смогла бы удовлетворить техническим требованиям.

Очевидно в этом случае, что канал не имеет ограничений на полосу пропускания, так как 45 кГц полосы более чем достаточно для обеспечения требуемой скорости 9600 бит/с. Принимаемое отношение сигнал/шум равно:

$$\frac{E_b}{N_0} \text{ (дБ)} = 48 \text{ дБГц} - (10 \lg 9600) \text{ дБбит/с} = 8,2 \text{ дБ (или 6,6)}.$$

Поскольку полоса пропускания избыточна, а для получения нужной вероятности битовой ошибки доступно сравнительно небольшое отношение $\frac{E_b}{N_0}$, канал можно назвать каналом ограничен-

ной мощности. Следовательно, в качестве схемы модуляции выбирается MFSK. Для экономии мощности необходимо подобрать максимальное M , при котором минимальная полоса пропускания MFSK не будет превышать доступные 45 кГц. Из табл. 7.1 можно видеть, что это $M = 16$. 16-уровневая MFSK может удовлетворить требованиям, так как требуемое $\frac{E_b}{N_0}$ меньше полученного из расчета.

Если таблицы, аналогичной табл. 7.1 под рукой проектировщика нет, то расчет производится следующим образом:

1. Задаваясь некоторым значением M , по формуле (7.3) рассчитываем $\frac{E_s}{N_0}$.

2. При некогерентной MFSK вероятность возникновения символической ошибки аппроксимируется следующим выражением:

$$P_E(M) \leq \frac{M-1}{2} \exp\left(-\frac{E_s}{2N_0}\right). \quad (7.6)$$

1. Для преобразования величины P_E в P_B пользуемся формулой:

$$P_B = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_E \quad (7.7)$$

Если найденное значение P_B не удовлетворяет требованиям, то задаемся новым значением M и повторяем расчет.

7.5. Система ограниченной мощности и полосы пропускания с кодированием

Пусть полоса пропускания системы $W = 4000$ Гц, $\frac{P_r}{N_0} = 53$ дБГц, $R = 9600$ бит/с. Вероятность битовой ошибки предполагается равной $P_b \leq 10^{-9}$.

Из уравнения (7.2) находим, что $\frac{E_b}{N_0} = 13,2$ дБ, а из табл. 7.1 ясно, что данная система ограничена по полосе пропускания и по

доступной мощности. Поэтому нужно посмотреть, какое повышение производительности сможет дать кодирование с коррекцией ошибок в пределах доступной полосы пропускания. В общем случае можно применять сверточный, или блочный код. Для упрощения будем применять блочный код. Коды Боуза – Чоудхури-Хоквенгема (Bose, Chaudhuri, Hocquenghem – BCH, БХЧ) образуют большой класс мощных циклических (блочных) кодов коррекции ошибок. В данном примере выберем из семейства кодов один конкретный. Рассмотрим табл. 7.2, где приведены некоторые коды БХЧ, определяемые параметрами n, k, t . Здесь k – количество информационных битов, которые код преобразует в более длинные блоки из n кодовых битов (их также называют канальными битами или канальными символами), а t – максимальное число неправильных канальных битов, поддающихся исправлению в блоке размером n бит. Степень кодирования определяется как отношение k/n , а величина, обратная данной, является мерой избыточности кода.

Поскольку ограничения по полосе аналогичны системам с ограниченной полосой, то выбираем 8-уровневую схему PSK. Требования к вероятности ошибки удовлетворяем с помощью кода коррекции ошибок, имея в виду следующее:

1. Выходная вероятность появления битовой ошибки в комбинированной системе модуляции/кодирования должна удовлетворять системным требованиям достоверности передачи;
2. Степень кодирования кода не должна требовать увеличения полосы пропускания до значения, больше доступного;
3. Код должен быть максимально простым. Чем короче код, тем проще его реализовать.

Минимальная полоса пропускания для 8-уровневой PSK без кодирования составляет 3200 Гц (см. табл.7.1), а доступная полоса пропускания канала – 4000 Гц. Следовательно, полосу пропускания некодированного сигнала можно увеличить не более чем в 1,25 раза. Таким образом, первым шагом в выборе кода будет отбрасывание тех кодов из табл. 7.2, которые потребуют расширения полосы пропускания более чем на 25%. В результате получается набор «совместимых» с полосой пропускания кодов, представленных в табл. 7.3. В этой таблице добавлены два столбца, которые обозначены как «эффективность кодирования» G , причем эта величина определяется следующим образом:

$$G(\text{дБ}) = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{некодированное}} (\text{дБ}) - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{кодированное}} (\text{дБ}). \quad (7.8)$$

Из уравнения (7.8) эффективность кодирования можно описать как меру снижения величины требуемого $\frac{E_b}{N_0}$ (в дБ), которую нужно обеспечить с помощью свойств кода. Эффективность кодирования зависит от типа модуляции и вероятности возникновения битовых ошибок. При модуляции MPSK параметр G относительно независим от значений M , следовательно, при конкретной вероятности возникновения битовой ошибки данный код будет иметь приблизительно равную эффективность с любой модуляцией MPSK.

Таблица 7.2.

Коды БХЧ (неполный перечень)

n	k	t
7	4	1
15	11	1
	7	2
	5	3
31	26	1
	21	2
	16	3
	11	4
		5
63	57	1
	51	2
	45	3
	39	4
	36	5
	30	6
127	120	1
	113	2
	106	3
	99	4
	92	5
	85	6
	78	7
	71	9
	64	10
	57	11
	50	13
	43	14
	36	15
	29	21
22	23	
15	27	
8	31	

Коды БХЧ, «совместимые с полосой пропускания

n	k	t	Эффективность кодирования, G (дБ)	
			$P_b = 10^{-6}$	$P_b = 10^{-9}$
31	26	1	1,8	2,0
63	57	1	1,8	2,2
	51	2	2,6	3,2
127	120	1	1,7	2,2
	113	2	2,6	3,4
	106	3	3,1	4,0

Предполагается, что рассматриваемая система является системой реального времени, а значит, в ней недопустимы задержки при передаче сообщений. Следовательно, скорость передачи канальных битов R_c должна превышать битовую скорость передачи данных R в $\frac{n}{k}$ раз, т.е.

$$R_c = \frac{n}{k} R, \quad (7.9)$$

а каждый переданный символ образован $\log_2 M$ канальными битами, так что символьная скорость R_s меньше R_c в $\log_2 M$ раз:

$$R_s = \frac{R_c}{\log_2 M}. \quad (7.10)$$

Таким образом, выбор кода для данной схемы можно осуществлять двумя способами.

Первый способ.

1. Зная отношение $\frac{E_b}{N_0}$ и выбрав параметры кода, находим

символьное отношение сигнал/шум $\frac{E_s}{N_0}$:

$$\frac{E_s}{N_0} = (\log_2 M) \frac{E_c}{N_0} = (\log_2 M) \left(\frac{k}{n}\right) \frac{E_b}{N_0}. \quad (7.11)$$

2. Зная $\frac{E_s}{N_0}$, находим вероятность символьной ошибки по формуле для многофазной манипуляции (7.4):

$$P_E \approx 2Q \left[\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right], \text{ при условии жесткого принятия решения на демодуляторе.}$$

3. Вероятность ошибки на декодере рассчитываем по формуле:

$$P_c = \frac{P_E}{\log_2 M}. \quad (7.12)$$

Вероятность ошибки после декодера рассчитываем по формуле:

$$P_B = \frac{1}{n} \sum_{j=t+1}^n j \binom{n}{j} P_c^j (1 - P_c)^{n-j}, \quad (7.13)$$

где t — наибольшее число канальных битов, которые может исправить код в блоке из n бит;

$$\binom{n}{j} = \frac{n!}{j!(n-j)!} \text{ — число сочетаний из } n \text{ по } j.$$

Если значение P_B , найденное по формуле (7.13) совпадает с требуемым, значит код подобран правильно. В противном случае расчет делается заново для другого значения M и другого кода.

Второй способ

1. Зная заданную вероятность ошибки, например $P_B = 10^{-9}$ и задавшись значением M , находим символьное отношение сигнал/шум, программируя вычисление формулы:

$$P_B \approx \frac{P_E}{\log_2 M} = \frac{2Q \left[\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right]}{\log_2 M}.$$

2. Найдя символьное отношение сигнал/шум $\frac{E_s}{N_0}$, находим битовое отношение сигнал/шум без кодирования по формуле:

$$\frac{E_b}{N_0 \text{ без кодирования}} = \frac{E_s}{\log_2 M \cdot N_0}$$

3. Условием задано значение $\frac{E_b}{N_0}$ для системы с кодированием, поэтому можно найти эффективность кодирования по формуле (7.8).
4. Зная эффективность кодирования, подбираем код.

Задача 7.1

Нужно выбрать модуляцию и код коррекции ошибок для системы связи реального времени, работающей с каналом AWGN при доступной полосе пропускания 2400 Гц. $\frac{E_b}{N_0} = 14$ дБ. Требуемая скорость передачи информации равна $R = 9600$ бит/с, вероятность битовой ошибки $P_B = 10^{-5}$. Выбирать можно из двух типов модуляции – некогерентные ортогональные 8-FSK или 16-QAM при обнаружении с использованием согласованных фильтров. При выборе кода также возможны две альтернативы – код БХЧ (127,92) или сверточный код со степенью кодирования $1/2$, дающие эффективность кодирования 5 дБ при вероятности битовой ошибки $P_B = 10^{-5}$. Предполагая идеальную фильтрацию, докажите, что сделанный выбор удовлетворяет желаемым требованиям относительно полосы пропускания и вероятности ошибки.

Решение

Спектральная эффективность $\frac{R}{W} = \frac{9600 \text{ бит/с}}{2400 \text{ Гц}} = 4 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$.

Исходя из графика «полоса-эффективность» (рис. 1.5) выбираем когерентную 16-QAM, которая дает $\frac{E_b}{N_0} = 14$ дБ. При этом никакое кодирование не нужно.

Задача 7.2.

В условиях задачи № 7.1 полоса пропускания расширена до 40 кГц, а доступное $\frac{E_b}{N_0} = 7,3$ дБ. Выберите подходящие схемы модуляции и кодирования.

Решение

$$\text{Спектральная эффективность } \frac{R}{W} = \frac{9600 \text{бит/с}}{40000 \text{Гц}} = 0,24 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}.$$

Исходя из графика «полоса-эффективность» (рис. 1.5), можно выбрать некогерентную ортогональную FSK ($M=16$), но по условию задано 8-FSK.

Для 8-FSK $\frac{R}{W} = \frac{1}{3}$ и $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ, поэтому нужно применять кодирование с коррекцией ошибок. Требуемая для 8-FSK полоса может быть $W = R * 3 = 9600 * 3 = 28800$ Гц.

Код БХЧ даст требуемое значение $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{дБ} - 5 \text{дБ} = 5 \text{дБ} < 7,2 \text{дБ}$ при расширении полосы в $\frac{127}{92} = 1,38$ раз. Поэтому требуемая полоса $W = 28800 * 1,38 = 39744$ Гц, что вполне укладывается в доступную полосу 40 кГц. Кроме того, выгоднее применять код БХЧ, так как анализ безошибочной работы кода БХЧ проще, чем сверточного кода, поэтому и устройство, его реализующее, проще по структуре.

Глава 8. ЧЕРЕДОВАНИЕ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

8.1. Чередование (interleaving)

Большинство кодов коррекции ошибок создавались для каналов связи без памяти. Это значит, что данные коды противостоят случайным независимым ошибкам. Канал с памятью – это такой канал, в котором проявляется взаимная зависимость ухудшений передачи сигнала. Канал, в котором проявляется замирание вследствие многолучевого распространения, когда сигнал поступает на приемник по двум и более путям различной длины – есть пример канала с памятью. Следствием является различная фаза сигналов, и в итоге суммарный сигнал оказывается искаженным. Таким эффектом обладают каналы мобильной беспроводной связи, так же как ионосферные и тропосферные каналы. Ухудшения сигнала коррелируют во времени и в результате дают статистическую взаимную зависимость успешно переданных символов. Иными словами, искажения вызывают ошибки, имеющие вид пакетов, а не отдельных изолированных ошибок.

Если канал имеет память, то ошибки не являются независимыми, одиночными и случайно распределенными. Большинство блочных и сверточных кодов разрабатывается для борьбы с независимыми одиночными и случайно распределенными ошибками. Влияние канала с памятью на кодированный таким образом сигнал приведет к ухудшению достоверности передачи. Существуют схемы для кодирования каналов с памятью, но наибольшую проблему в этом кодировании представляет расчет точных моделей сильно нестационарных статистик таких каналов.

Подход, при котором требуется только знать объем памяти канала, а не его точное статистическое описание, использует временное разнесение (чередование битов). Чередование битов кодированного сообщения перед передачей и обратная операция после приема приводят к рассеиванию пакета ошибок во времени: таким образом они становятся для декодера случайно распределенными. Поскольку в реальной ситуации память канала уменьшается с временным разделением, идея, лежащая в основе метода чередования

битов, заключается в разнесении символов кодовых слов во времени. Получаемые промежутки времени точно так же заполняются символами других кодовых слов. Разнесение символов во времени эффективно превращает канал с памятью в канал без памяти и, следовательно, позволяет использовать коды с коррекцией случайных ошибок в канале с импульсными помехами.

Устройство чередования (interleaver) смешивает кодовые символы в промежутке нескольких длин блоков (для блочных кодов) или нескольких длин кодового ограничения (для сверточных кодов). Требуемый промежуток определяется длительностью пакета. Подробности структуры битового перераспределения должны быть известны приемнику, чтобы иметь возможность выполнить восстановление порядка битов перед декодированием.

На рис. 8.1 показан простой пример чередования. На рис. 8.1, а показаны кодовые слова, еще не подвергнутые чередованию, от *A* до *G*. Каждое кодовое слово состоит из семи символов. Пусть наш код может исправлять однобитовые ошибки в любой 7-символьной последовательности. Если промежуток памяти канала равен длительности одного кодового слова, такой пакет длительностью в 7 символов, может уничтожить информацию в одном или в двух кодовых словах. Допустим, что на передающей стороне кодовые символы перемешиваются, как показано на рис. 8.1, б. Каждый кодовый символ каждого кодового слова отделяется от своего соседа на расстояние в семь символьных периодов. Как можно видеть на рис. 8.1, б последовательные каналные пакеты шума попадают на семь символьных промежутков, влияя на один кодовый символ каждого из семи исходных кодовых слов. Во время приема в потоке восстанавливается вначале исходный поток битов, так что он становится похож на исходную кодовую последовательность, изображенную на рис. 8.1, а. Затем поток декодируется. Поскольку в каждом кодовом слове возможно исправление одиночной ошибки, импульсная помеха не оказывает никакого влияния на конечную последовательность.

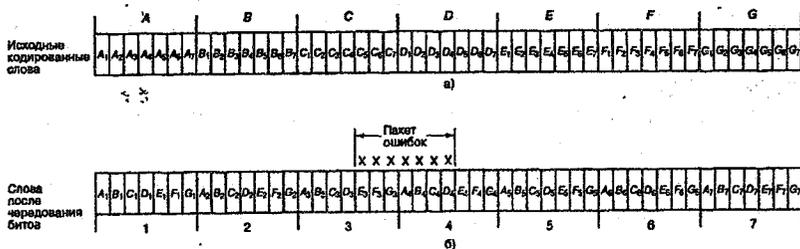


Рис. 8.1. Пример процедуры чередования битов: а) исходные кодовые слова, содержащие семь кодовых символов; б) полученные кодовые символы

Обычно применяется два типа устройств чередования — блочные и сверточные.

8.2. Блочное чередование

Блочное устройство чередования принимает кодированные символы блоками от кодера, переставляет их, а затем передает измененные символы на модулятор. Как правило, перестановка блоков завершается заполнением столбцов матрицы M строками и N столбцами ($M \times N$) кодированной последовательности. После того как матрица полностью заполнена, символы подаются на модулятор (по одной строке за раз), а затем передаются по каналу. В приемнике устройство восстановления выполняет обратные операции: оно принимает символы из демодулятора, восстанавливает исходный порядок битов и передает их на декодер. Символы поступают в массив устройства восстановления по строкам и заменяются столбцами. На рис. 8.2, а приведен пример устройства чередования с $M = 4$ строками и $N = 6$ столбцами. Записи в массиве отображают порядок, в котором 24 кодовых символа попадают в устройство чередования. Выходная последовательность, предназначенная для передатчика, состоит из кодовых символов, которые построчно удалены из массива, как показано на рисунке. Наиболее важные характеристики такого блочного устройства:

1. Пакет, который содержит меньше N последовательных канальных символов, дает на выходе устройства восстановления исходного порядка символов ошибки, разнесенные между собой, по крайней мере на M символов.

2. Пакет из bN ошибок, где $b > 1$ дает на выходе устройства восстановления пакет, который содержит не меньше $[b]$ символьных ошибок. Каждый из пакетов ошибок отделен от другого не меньше чем на $M - [b]$ символов. Запись $[b]$ означает наименьшее целое число не меньше b , а запись $[b]$ - наибольшее целое число, не превышающее b .

3. Периодическая последовательность одиночных ошибок, разделенных N символами, дает на выходе устройства восстановления одиночные пакеты ошибок длиной M .

4. Прямая задержка между устройствами чередования и восстановления равна приблизительно длительности $2MN$ символов. Перед тем, как начать передачу, нужно заполнить лишь $M(N-1)+1$ ячеек памяти (как только будет внесен первый символ последнего столбца массива $(M \times N)$). Соответствующее время нужно приемнику, чтобы начать декодирование. Значит, минимальная прямая задержка будет составлять длительность $(2MN - 2M + 2)$ символов, не учитывая задержку на передачу по каналу.

5. Необходимая память составляет MN символов для каждого объекта (устройств чередования и восстановления исходного порядка). Однако массив $(M \times N)$ нужно заполнить до того, как он будет считан. Для каждого объекта нужно предусмотреть память для $2MN$ символов, чтобы опорожнить массив $(M \times N)$, пока другой будет наполняться и наоборот.

$N = 6$ столбцов

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

$M = 4$ строки

Выходная последовательность : 1, 5, 9, 13, 17, 21, 2, 6, ...

а)

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

б)

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

в)

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

г)

Рис. 8.2. Пример блочного чередования: а) блочное устройство чередования размером $(M \times N)$; б) 5-символьный пакет ошибок; в) 9-символьный пакет ошибок; г) периодическая последовательность одиночных ошибок, разнесенных на $N=6$ символов.

8.3. Пример характеристики устройства чередования

Используя структуру устройства чередования с $M=4$; $N=6$, изображенную на рис. 8.2, а, проверим описанные выше характеристики.

1. Пусть имеется пакет шума длительностью в пять символьных интервалов, так что символы, выделенные на рис. 8.2, б подвергнутся искажению во время передачи. После восстановления исходного порядка битов в приемнике последовательность принимает вид, изображенный на рис. 8.3, а (выделенные символы являются ошибочными). Можно видеть, что минимальное расстояние, разделяющее символы с ошибками равно $M=4$.

2. Пусть $b=1,5$, так что $bN=9$. Пример 9-символьного пакета ошибок можно видеть на рис. 8.2, в. После того как в приемнике проведена процедура восстановления исходного порядка, последовательность примет вид, изображенный на рисунке 8.3, б. Снова выделенные символы являются ошибочными. Здесь можно видеть, что пакеты содержат не больше $\lceil 1,5 \rceil = 2$ символов подряд и разнесены, по крайней мере, на $M - \lceil 1,5 \rceil = 4 - 1 = 3$ символа.

3. На рис. 8.2, г показана последовательность одиночных ошибок, разделенных $N=6$ символами. После восстановления исходного порядка в приемнике последовательность принимает вид, изображенный на рис. 8.3, в. Можно видеть, что после этого последовательность содержит пакет одиночных ошибок длиной $M=4$ символа.

4. Минимальная прямая задержка, вызванная обоими устройствами, составляет $(2MN-2M+2)=42$ символьных периода

5. Требуемый объем памяти $MN=24$ символа на обоих концах канала. В общем случае память реализуется для хранения $2MN=48$ символов.

1 2 ③ 4 5 6 ⑦ 8 9 10 11 12
13 ⑭ 15 16 17 ⑮ 19 20 21 ⑳ 23 24

а)

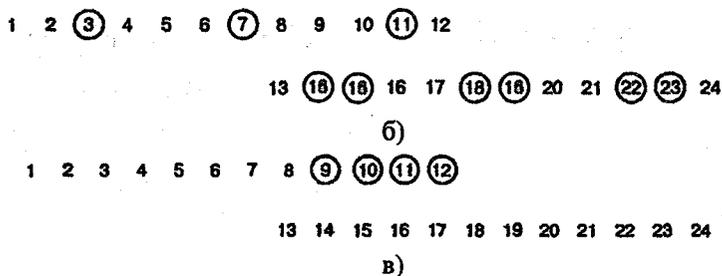


Рис. 8.3. Разделение истинных и ошибочных символов в приемнике после устройства чередования:

- а) 5-символьный пакет ошибок; б) 9-символьный пакет ошибок;
 в) последовательность одиночных ошибок, разделенных шестью символами

Как правило, параметры устройства чередования, используемого совместно с кодом коррекции одиночных ошибок, выбираются таким образом, чтобы число столбцов N превышало ожидаемую длину пакета. Выбираемое число строк зависит от того, какая схема кодирования будет использована. Для блочных кодов M должно быть больше длины кодового блока, для сверточных кодов M должно превышать длину кодового ограничения. Поэтому пакет длиной N может вызвать в блоке кода самое большее одиночную ошибку, аналогично в случае сверточных кодов в пределах одной длины кодового ограничения будет не более одной ошибки. Для кодов с коррекцией ошибок кратности t выбираемое N должно лишь превышать ожидаемую длину пакета, деленную на t .

8.4. Сверточное чередование

Схема сверточного устройства чередования изображена на рис. 8.4. Кодовые символы последовательно подаются в блок из N регистров, каждый последующий регистр может хранить на J символов больше, чем предыдущий. Нулевой регистр не предназначен для хранения (символ сразу же передается). С каждым новым кодовым символом коммутатор переключается на новый регистр и кодовый символ подается на него до тех пор, пока наиболее старый кодовый символ в регистре не будет передан на модулятор/передатчик.

После $(N-1)$ регистра коммутатор возвращается к нулевому регистру и повторяет все снова. После приема операции повторяются в обратном порядке. И вход, и выход устройств чередования и восстановления должны быть синхронизированы. На рис. 8.5 показан пример простого 4-регистрового ($J=1$) устройства чередования, загруженного последовательностью кодовых символов. Одновременно представлено синхронизированное устройство восстановления, которое передает обработанные символы на декодер. На рис. 8.5, а показана загрузка символов 1-4, знак \times означает неизвестное состояние. На рис. 8.5, б представлены первые четыре символа, подаваемые в регистры и показана передача символов 5-8 на выход устройства чередования. На рис.8.5, в показаны поступающие в устройство символы 9-12. Теперь устройство восстановления заполнено символами сообщения, но еще не способно ничего передавать на декодер.

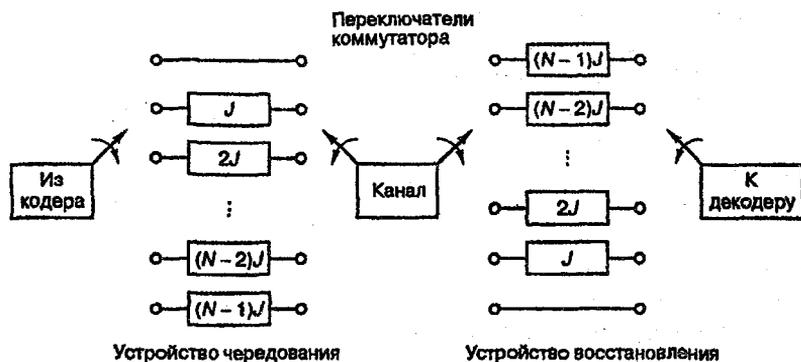


Рис. 8.4. Реализация регистра сдвига для сверточного устройства чередования/восстановления

На рис. 8.5, г показаны символы 13-16, поступившие в устройство чередования, и символы 1-4, переданные на декодер. Процесс продолжается таким образом до тех пор, пока полная последовательность кодового слова не будет передана на декодер в своей исходной форме.

Рабочие характеристики сверточного устройства чередования сходны с параметрами блочного устройства. Важнейшим преимуществом сверточного устройства перед блочным является то, что при сверточном чередовании прямая задержка составляет $M(N-1)$

символов при $M = NJ$, а требуемые объемы памяти – $M(N-1)/2$ на обоих концах канала. Очевидно, что требования к памяти и время задержки снижаются вдвое по сравнению с блочным чередованием.

Устройство чередования

Устройство восстановления

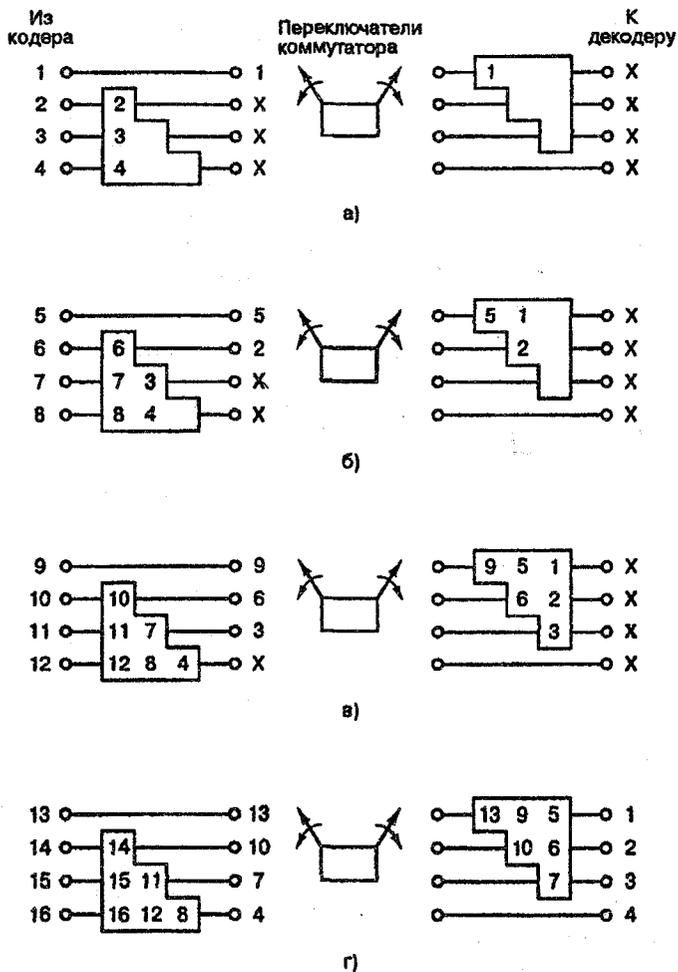


Рис. 8. 5. Пример сверточного чередования/восстановления

Задача 8.1

Нужно выбрать модуляцию, код коррекции ошибок и разработать устройство чередования для борьбы с исчезновениями сигнала для системы связи реального времени, работающей с каналом AWGN при доступной полосе пропускания 3400 Гц. $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ.

Возможно исчезновение сигнала, которое длится до 1000 мс. Требуемая скорость передачи информации равна $R=9600$ бит/с, вероятность битовой ошибки $P_b=10^{-5}$. Выбирать можно из двух типов модуляции: некогерентные ортогональные 8-FSK или 16-QAM при обнаружении с использованием согласованных фильтров. При выборе кода также возможны две альтернативы: код БХЧ (127,92) или сверточный код со степенью кодирования $\frac{1}{2}$, дающие эффективность кодирования 5 дБ при вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-5}$. При разработке устройства чередования возможны две альтернативы: блочное устройство чередования 16 x 32 и сверточное 150 x 300. Предполагая идеальную фильтрацию, докажите, что сделанный выбор удовлетворяет желаемым требованиям относительно полосы пропускания и вероятности ошибки.

Решение

Спектральная эффективность $(\frac{R}{W})_1 = \frac{9600 \text{ бит/с}}{3400 \text{ Гц}} = 2,82 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$. Для когерентной QAM требуется $(\frac{R}{W})_2 = 4 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$ (см. график «полоса-эффективность») и $\frac{E_b}{N_0} = 14$ дБ, а по условиям задачи требуемое значение $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ. Поэтому нужно применить кодирование, которое при эффективности $G=5$ дБ позволит обеспечить $\frac{E_b}{N_0} = 14$, дБ=5, дБ=9, дБ<10 дБ. При этом полосу пропускания можно увеличить в $\frac{(\frac{R}{W})_2}{(\frac{R}{W})_1} = \frac{4}{2,82} = 1,41$ раз. Этого значения достаточно для применения кода БХЧ (127,92), расширяющего полосу в $\frac{127}{92} = 1,38 < 1,41$ раза, то-

гда как сверточный код со степенью кодирования $\frac{1}{2}$ расширяет полосу в 2 раза, что недопустимо.

Если в секунду передается 9600 бит, то за $1000 \text{ мс} = 1 \text{ с}$ передается 9600 бит. Предложенное блочное устройство чередования имеет память лишь о $16 \times 32 = 512$ битах, тогда как предложенное сверточное устройство чередования имеет память о $150 \times 300 = 45000$ битах > 9600 бит, поэтому выбираем сверточное устройство чередования 150×300 .

8.5. Роль чередования

Чередование не дает никаких преимуществ в отношении многолучевого распространения при отсутствии относительного движения передатчика и приемника. Преимущества чередования в обеспечении качества связи обнаруживаются при увеличении скорости движения. На рис. 8.6 показаны области, характеризуемые разными функциями замирания $\{\alpha_i\}$. В области между точками d_0 и d_1 функция замирания равна α_1 , между точками d_1 и d_2 функция замирания равна α_2 и т.д. Пусть точки d_i расположены через равное расстояние Δd .

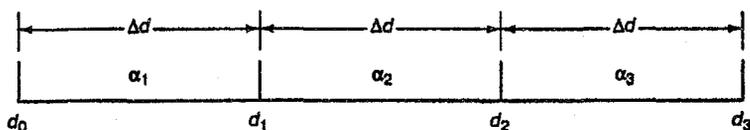


Рис. 8.6. Зависимость замирания $\{\alpha_i\}$ от расстояния

На рис. 8.7 показан автомобиль, движущийся с небольшой скоростью. Когда он перемещается на расстояние Δd , его передатчик успевает излучить девять символов. Допустим, что рабочий интервал устройства чередования – это три символа, так что символы s_1 s_9 появляются в произвольном порядке, показанном на рис. 8.7. Все девять символов испытывают одинаковое замирание α_1 , так что после восстановления исходного сигнала мы не обнаружим никакого преимущества чередования.

Передающий терминал перемещается из d_0 в d_3

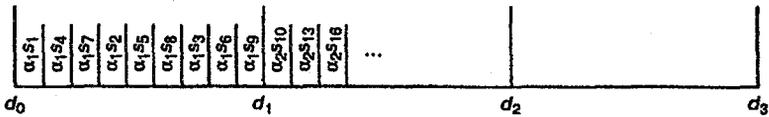


Рис. 8.7. Передача символов s_i после чередования (нескоростная машина)

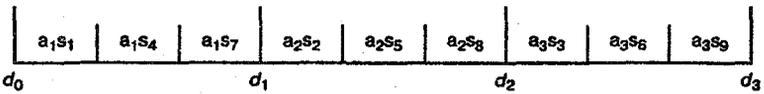


Рис. 8.8. Передача символов s_i после чередования (скоростная машина)

Рассмотрим теперь рис. 8.8, на котором автомобиль движется в три раза быстрее, чем на рис. 8.7. Когда он переместится на расстояние Δd , его передатчик излучит только три символа. В результате получим последовательность символов, изображенную на рисунке 8.8. После восстановления исходной последовательности получим следующие пары «множитель замиранья/символ»: $\alpha_1 s_1; \alpha_2 s_2; \alpha_3 s_3; \alpha_1 s_4; \alpha_2 s_5; \alpha_3 s_6; \alpha_1 s_7; \alpha_2 s_8; \alpha_3 s_9$. Можно видеть, что смежные символы искажаются вследствие влияния различных множителей замиранья и пакетная ошибка не появляется.

На рис. 8.9 показано, что хотя с увеличением скорости мобильного устройства качество связи и ухудшается (увеличивается скорость замиранья), польза от чередования при этом возрастает. На рис. 8.9 представлены результаты эксплуатационных испытаний, проведенных в системе CDMA, удовлетворяющей стандарту Interim Specification 95 (IS-95), в канале, состоящем из движущегося устройства и базовой станции.

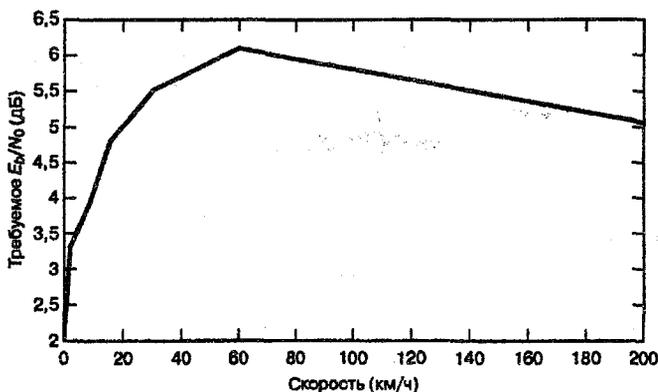


Рис. 8.9. Типичная зависимость требуемого битового отношения сигнал/шум от скорости движения. Используется релейский канал с двумя независимыми путями распространения, частота передачи 850 МГц, частота появления ошибочных кадров 1%

На рис. 8.9 показана зависимость отношения $\frac{E_b}{N_0}$, требуемого для поддержания частоты ошибок в кадрах длительностью 20 мс равной 1% от скорости передвижного устройства. Наилучшие характеристики (наименьшее требуемое отношение $\frac{E_b}{N_0}$) достигаются при низких скоростях (от 0 до 20 км/ч). Это область низких скоростей, в которой методы регулирования мощности в системе могут наиболее эффективно компенсировать эффекты медленного замирания. При низких скоростях чередование не приносит какой-либо пользы и на графике показано сильное ухудшение характеристик как функции скорости. При скорости порядка 20-60 км/ч крутизна этого ухудшения уменьшается. Это область, в которой регулирование мощности в системе уже не позволяет полностью справиться с возрастанием скорости замирания и в то же время использование чередования еще не приносит достаточной пользы. На скорости 60 км/ч достоверность передачи в такой системе достигает наихудшего значения. Когда устройство движется со скоростью более 60 км/ч контроль мощности уже не позволяет как-либо бороться

с замиранием, то чередование обеспечивает неизменное улучшение характеристик при увеличении скорости. Задача устройства чередования, заключающаяся в преобразовании эффектов глубокого замирания (коррелирующие во времени события) в случайные события упрощается с ростом скорости. Эта тенденция повышения достоверности передачи не может продолжаться бесконечно. В конечном счете, производительность системы достигает уровня неустранимых ошибок. Если бы измерения, показанные на рис. 8.9, проводились при скоростях, превышающих 200 км/ч, то на графике была бы точка, в которой кривая развернулась бы круто вверх, что соответствовало бы ухудшению рабочих характеристик, вызванному возрастанием доплеровского эффекта.

Глава 9. ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА СВЯЗИ В КАНАЛАХ ОГРАНИЧЕННОЙ ПОЛОСЫ

9.1 Модуляция и кодирование в каналах ограниченной полосы

К методам, обеспечивающим надежное кодирование в узкополосных каналах относятся:

1. Структуры решеток с высокой плотностью.
2. Оптимальные границы решеток.
3. Применение решетчатого кодирования.

Основная причина применения этих методов – желание повысить скорость передачи в телефонных каналах без увеличения вероятности битовой ошибки.

Исследователи изучили большое количество возможных совокупностей сигналов QAM, пытаясь найти структуру, которая снизит P_B при данном среднем $\frac{E_b}{N_0}$.

На рис. 9.1 представлены возможные решетки сигналов для различных размеров сигнальных алфавитов M .

В двумерном пространстве сигналов оптимальная граница, окружающая массив точек, стремится к окружности. При любой скорости передачи информации и шума в канале, одинаково и независимо распределенного в двух измерениях, передача сигнала в двумерном пространстве может дать такую же вероятность P_B при меньшей или средней пиковой мощности, как и передача в одномерном пространстве PAM. Это выполняется посредством выбора точек сигналов на двумерной решетке в пределах кольцевой, а не квадратной границы. В двумерном пространстве наиболее плотной решеткой является гексагональная (шестиугольник – рис. 9.2). Результатом замены прямоугольной решетки на гексагональную является экономия средней энергии до 0,6 дБ.

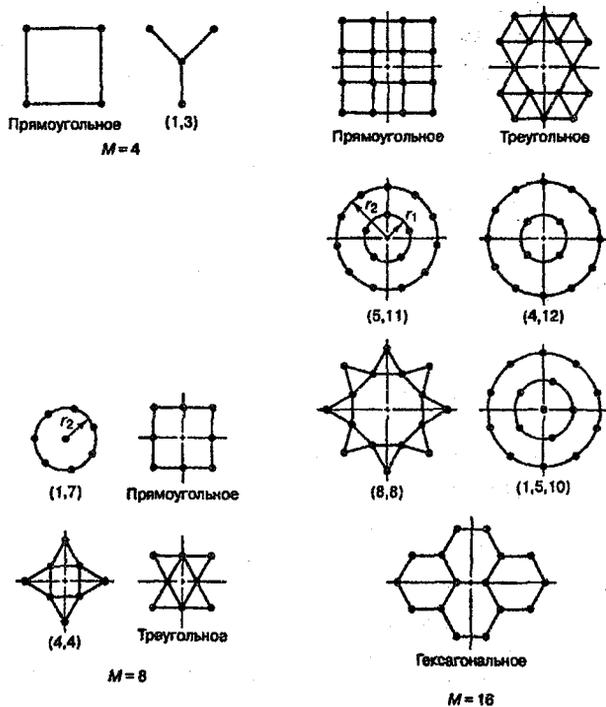


Рис. 9.1. Совокупности M -арных символов

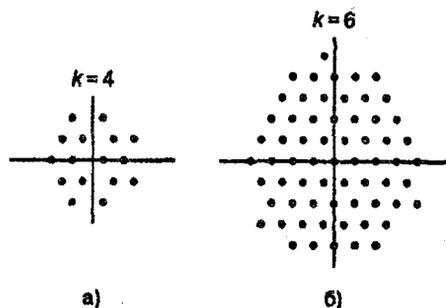


Рис. 9.2. Примеры M -арных совокупностей, использующих гексагональную решетку: а) совокупность Фоскини $M=16$; б) совокупность, используемая в модеме Codex SP14.4

Сигнал QAM, по сути, является двумерным, так как символы, представленные в двумерной плоскости в виде точек, передаются квадратурным образом. Многомерная передача сигналов означает передачу с использованием двух или более плоскостей.

Рассмотрим M -арную QAM. Пусть $M = 16$. Каждая выборка в сигнале состоит при этом из четырех бит: два квадратурных канала по два бита в каждом и всего таких комбинаций может быть $M = 2^4 = 16$.

Если рассмотреть теперь 4-мерную передачу (как комбинацию двух двумерных), то сигнальное пространство может уже состоять из $16 \times 16 = 256$ векторов.

Эффективность связи достигается за счет того, что обнаружение, выполненное в большом пространстве сигналов, может дать нужную достоверность передачи при более низком битовом отношении сигнал/шум, но требует при этом более сложной реализации.

Рассмотрим, например, обнаружение сигнала в двумерном пространстве сигналов при $M = 16$. В этом случае для сигнала, представляемого выборкой из 4 бит можно реализовать обнаружитель по мажоритарному правилу принятия решений. Каждый бит сигнальной выборки при этом оценивается отдельным устройством и решение насчет значения бита принимается согласно с большинством устройств (три из четырех). Например, для принятия решения о сигнале «0» можно обнаруживать в том числе и искаженные выборки: «0000»; «0001»; «1000»; «1010».

Задача 9.1

1. Для кольцевой совокупности (5,11) (рис. 9.3,а) рассчитать минимальные радиальные расстояния r_1 и r_2 , если минимальное расстояние между символами равно 1.

2. Рассчитать среднюю мощность сигнала для кольцевой совокупности (5,11) и сравнить ее со средней мощностью квадратной совокупности 4×4 ($M=16$) (рис. 9,б) при том же минимальном расстоянии между сигналами.

3. Почему квадратный набор может оказаться более практичным?

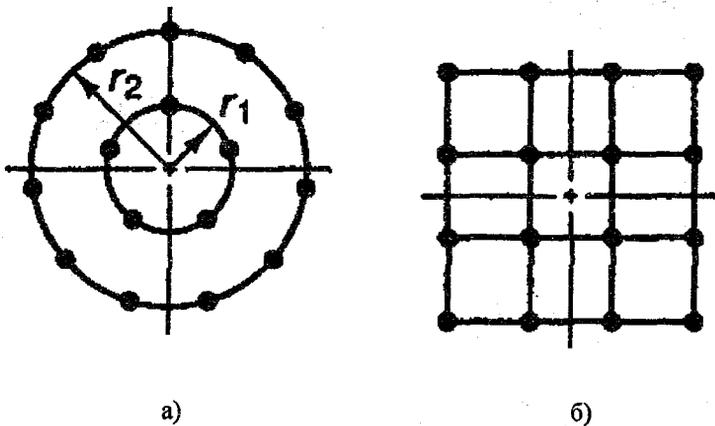


Рис. 9.3. Совокупности символов: а) кольцевая (5,11)
 б) прямоугольная $M = 16$

Решение

1. Длина дуги окружности: $l \approx 0,1745r\alpha$,
 где α - угол в градусах, на который дуга опирается.
 Если $n = 5$ (внутренняя окружность), то $\alpha = \frac{360}{5} = 72^\circ$.

$$r_1 = g(t).$$

Если $n=11$ (внешняя окружность), то $\alpha = \frac{360}{11} \approx 32,7^\circ$,

$$r_1 = \frac{l}{0,1745 \cdot 32,7} = 1,751.$$

2. Средняя мощность сигнала: $S_{cp} = \frac{d_1^2 + d_2^2 + \dots + d_M^2}{M}$,

где M - количество символов в множестве; d_i - евклидово расстояние от центра пространства до i -го сигнала;

$$S_{cp, \text{круг}} = \frac{5 \cdot 0,8^2 + 11 \cdot 1,751^2}{16} \approx 0,392;$$

$$S_{cp, \text{квадрат}} = \frac{5 \cdot 0,707^2 + 4 \cdot 2,12^2 + 8 \cdot 1,58^2}{16} \approx 2,5.$$

3. По требуемой средней мощности сигнала выигрывает круговая структура (0,392 против 2,5),

По вероятности символьной ошибки $P_E \geq Q\left(\frac{d_f}{2\sigma}\right)$ где d_f – максимальный просвет (круг – 1,751; квадрат 2,12), σ – дисперсия на размерность (круг – $\sqrt{5 \cdot 0,8^2 + 11 \cdot 1,751^2} = 6,0767$; квадрат $\sqrt{4 \cdot 0,707^2 + 4 \cdot 2,12^2 + 8 \cdot 1,58^2} = 6,3205$) получаем:

$$P_{\text{Круг}} \geq \left(\frac{1,751}{2 \cdot 6,0767}\right) = Q\left(\frac{1,751}{12,1534}\right) = Q(0,1441) \approx 0,4443 ;$$

$$P_{\text{Квадр.}} \geq \left(\frac{2,12}{2 \cdot 6,3205}\right) = Q\left(\frac{2,12}{12,641}\right) = Q(0,1677) \approx 0,4364 .$$

Таким образом, по вероятности символьной ошибки квадратная структура решетки оказывается выигрышнее круговой (0,4364 против 0,443). Это происходит потому, что задано одинаковое расстояние между элементами сигналов в решетке (минимальное расстояние равно 1). Значит нельзя «играть» фактором плотности решетки и полностью сделать «выигрышной круглую структуру».

Глава 10. ПРИМЕНЕНИЕ УПЛОТНЕНИЯ И МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА

10.1. Уплотнение и множественный доступ

Ресурс связи представляет время и ширину полосы, доступные для передачи сигнала в определенной системе. Для создания эффективной системы связи необходимо спланировать распределение ресурса связи между пользователями системы. Результатом такого планирования должен быть равноправный доступ пользователей к ресурсу.

С проблемой совместного использования ресурса связи связаны термины «уплотнение» и «множественный доступ». Термин «уплотнение» применяется в случае постоянных требований к ресурсу связи пользователей, расположенных в одной точке пространства. Термин «множественный доступ» применяется в случае, если пользователи находятся в различных точках пространства, а их требования к ресурсу связи меняются с течением времени.

Существует три основных способа увеличения пропускной способности ресурса связи. Первый состоит в увеличении эффективной изотропно-излучаемой мощности передатчика (т.е. увеличении $\frac{E_b}{N_0}$), второй – увеличение полосы пропускания канала, третий – повышение эффективности распределения ресурса связи.

Основные способы распределения ресурса связи:

1. Частотное разделение (frequency division – FD). Распределяются поддиапазоны используемой полосы частот
2. Временное разделение (time division – TD). Пользователям выделяются периодические временные интервалы. В некоторых системах пользователям предоставляется ограниченное время для связи. В других случаях время доступа пользователей к ресурсу определяется динамически.
3. Кодовое разделение (code division – CD). Выделяются определенные элементы набора ортогонально распределенных спектральных кодов, каждый из которых использует весь диапазон частот.

4. Пространственное разделение (space division – SD), или многоточечное многократное использование частоты. С помощью точечных лучевых антенн радиосигналы разделяются и направляются в разные стороны. Данный метод допускает многократное использование одного частотного диапазона
5. Поляризационное разделение (polarization division – PD) или двойное поляризационное многократное использование частоты. Для разделения сигналов применяется ортогональная поляризация, что позволяет использовать один частотный диапазон.

Ключевым моментом во всех схемах уплотнения и множественного доступа является то, что при использовании ресурса различными сигналами интерференция не дает неуправляемых взаимных помех, которые делают невозможным процесс детектирования.

Сигналы $x_i(t); i=1,2$ являются ортогональными во временной области, если выполняется условие:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_i(t)x_j(t)dt = \begin{cases} k; i = j \\ 0; i \neq j \end{cases}, \quad (10.1)$$

где k – ненулевая константа

Сигналы являются ортогональными в частотной области, если выполняется условие

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_i(f)x_j(f)df = \begin{cases} k; i = j \\ 0; i \neq j \end{cases}, \quad (10.2)$$

где функции $x_i(f)$ являются Фурье-образами сигналов $x_i(t)$.

Распределение по каналам, характеризующееся ортогональными волнами, для которых выполняется условие (10.1), называется уплотнением с временным разделением (time division multiplexing – TDM), или множественным доступом с временным разделением (time division multiple access – TDMA). Распределение по каналам, характеризующееся ортогональными волнами, для которых выполняется условие (10.2) называется уплотнением с частотным разделением (frequency division multiplexing – FDM), или множественным доступом с частотным разделением (frequency division multiple access – FDMA).

10.2. Использование уплотнения с частотным разделением в телефонной связи

Ресурс связи в случае FDM представлен на рис. 10.1 в виде частотно-временной зависимости. Здесь распределение сигналов по диапазону частот является постоянным. Ресурс связи может содержать одновременно несколько сигналов, разнесенных в спектре. Области спектра, находящиеся между используемыми диапазонами, называют защитными полосами частот. Они играют роль буфера, что позволяет снизить интерференцию между соседними каналами.

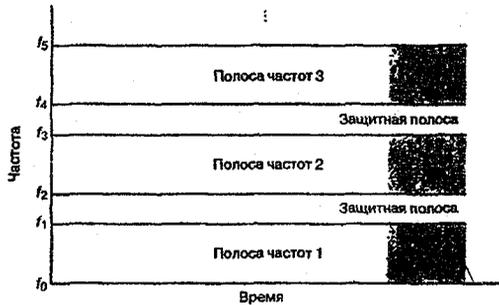


Рис. 10.1. Уплотнение с частотным разделением

На рис. 10.2,а показано модулирование типичного голосового телефонного сигнала $x(t)$ (частоты немодулированного сигнала принадлежат диапазону 300 – 3400 Гц) синусоидальным сигналом с частотой 20 кГц. Двусторонний спектр немодулированного сигнала $|X(f)|$ показан на рисунке 10.2,б. На рис. 10.2,в представлен односторонний спектр $|X(f - f_0)|$ на выходе смесителя. В результате смешивания спектр смещается в сторону более высоких частот по сравнению с немодулированным спектром и центрирован теперь на частоте 20 кГц. Данный спектр называется 2-полосным (double-sideband – DSB), поскольку информация находится в двух различных диапазонах част. На рис. 10.2,в показана нижняя боковая полоса (lower sideband-LSB), которой принадлежат частоты 16600-19700 Гц. Иногда нижнюю боковую полосу называют инвертированной боковой полосой, поскольку частотные состав-

ляющие этой полосы расположены в обратном порядке по сравнению с немодулированным сигналом.

На рис.10.3 приведен простейший пример технологии FDM. В данном случае реализована схема с тремя каналами передачи речи. В канале 1 голосовой сигнал из диапазона 300 – 3400 Гц модулируется сигналом с частотой 20 кГц. В каналах 2 и 3 аналогичный голосовой сигнал модулируется сигналами с частотами 16 и 12 кГц. В приведенном примере сохраняются лишь нижние боковые полосы. Результатом смешивания и фильтрации (для удаления верхних боковых полос) являются сдвинутые по частоте сигналы, показанные на рис 10.4 . Суммарный выходной сигнал есть сумма трех сигналов и принадлежит диапазону 8,6 – 19,7 кГц.

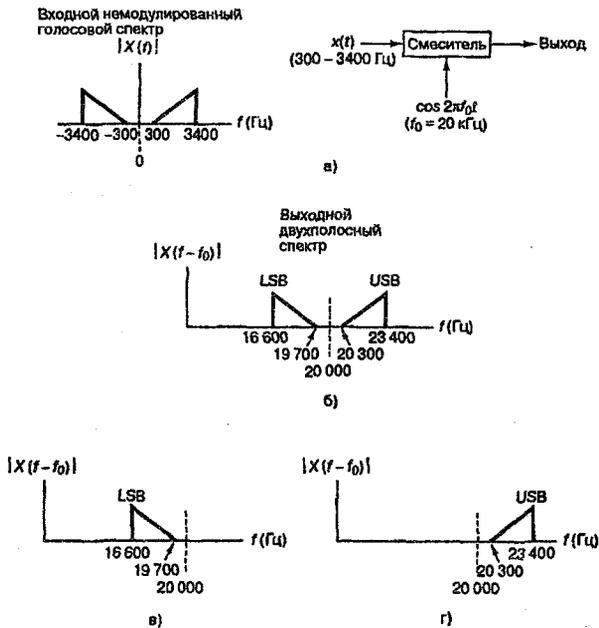


Рис. 10.2. Смешивание сигналов: а) процесс смешивания; б) выходной спектр смесителя; в) нижняя боковая полоса; г) верхняя боковая полоса

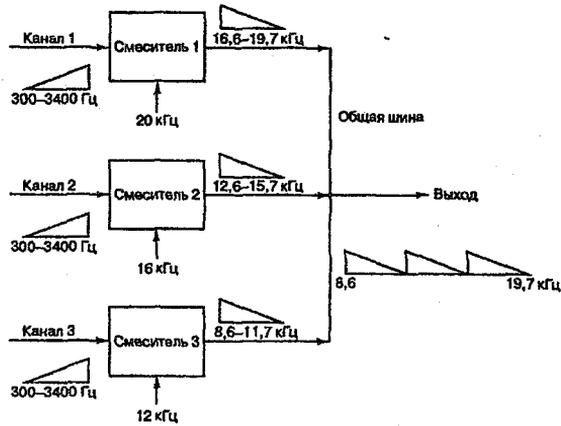


Рис. 10.3. Простейший пример FDM. Три сдвинутых по частоте канала передачи речи.

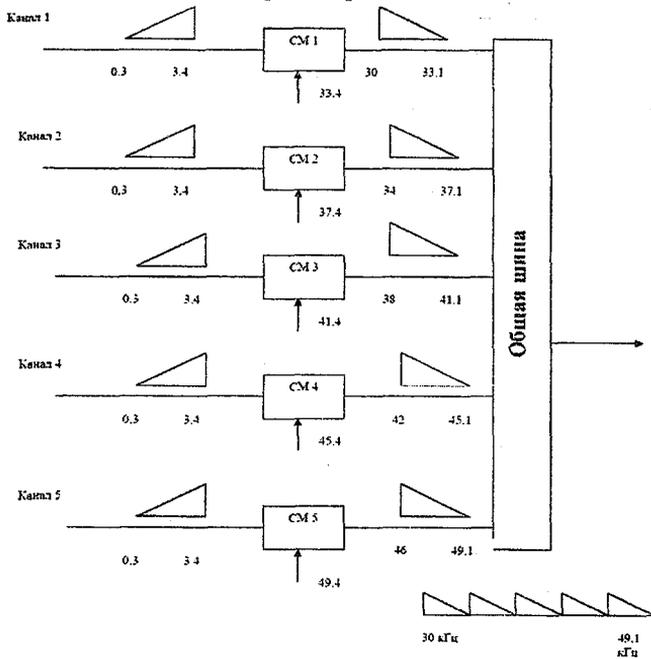


Рис. 10.4. Блок-схема процессов смешивания частот

Задача 10.1

Разработайте набор сигналов FDM, состоящий из 5 каналов передачи речи, каждый в диапазоне 300 – 3400 Гц. Уплотненный набор сигналов должен состоять из инвертированных боковых полос и занимать спектральную область от 30 до 50 кГц.

1. Изобразите составной спектр, указав отдельные спектры и положение защитных полос

2. Изобразите бок-схему, показывающую процессы смешивания частот и фильтрования, а также необходимые параметры местного гетеродина приемника

Решение

Первый канал: $f_c = 33400$ Гц, спектральная полоса LSB от 30000 до 33100 Гц, защитная полоса от 33100 до 34000 Гц.

Второй канал: $f_c = 37400$ Гц, спектральная полоса LSB от 34000 до 37100 Гц, защитная полоса от 37100 до 38000 Гц.

Третий канал: $f_c = 41400$ Гц, спектральная полоса LSB от 38000 до 41100 Гц, защитная полоса от 41100 до 42000 Гц.

Четвертый канал: $f_c = 45400$ Гц, спектральная полоса LSB от 42000 до 45100 Гц, защитная полоса от 45100 до 46000 Гц.

Пятый канал: $f_c = 49400$ Гц, спектральная полоса LSB от 46000 до 49100 Гц, защитная полоса от 49100 до 50000 Гц.

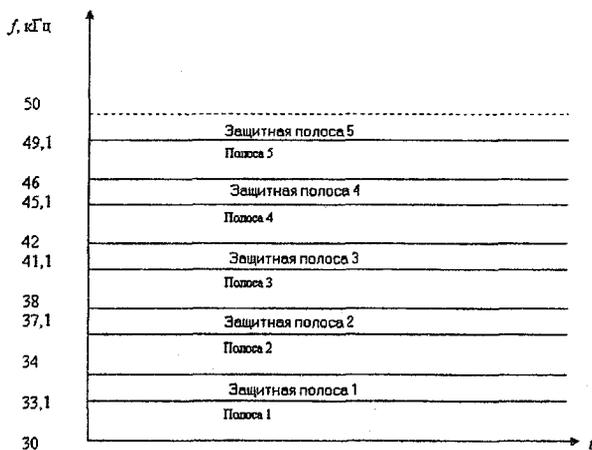


Рис. 10.5. Распределение сигнальных и защитных полос

10.3. Множественный доступ с частотным разделением в спутниковых системах

Большинство спутников связи расположено на геостационарной орбите. Это означает, что спутник находится на круговой орбите, лежащей в плоскости земного экватора. При этом спутник находится на такой высоте над уровнем моря, на которой его период вращения вокруг Земли равен периоду вращения самой Земли. Поскольку при наблюдении с Земли такие объекты кажутся неподвижными, три спутника, расположенных через 120° друг от друга, позволяют охватить территорию всего земного шара (за исключением полярных областей). Большинство спутниковых систем связи используют нерегенеративные ретрансляторы или транспондеры. Термин «нерегенеративный» означает, что сигналы «земля-спутник» усиливаются, сдвигаются по частоте и ретранслируются на Землю без обработки сигнала, демодуляции или повторной модуляции.

Задача 10.2

Транспондер с шириной полосы 10 МГц использует 200 идентичных несущих, половина из которых обслуживает станции с добротностью $\frac{G}{T}=40$ дБ/К, остальные – станции с добротностью $\frac{G}{T}=37$ дБ/К. Вероятность возникновения битовой ошибки для каждой станции не должна превышать $P_b = 10^{-5}$. Транспондер ограничен по мощности.

1. Определите максимальную ширину полосы для каждой несущей.

2. Пусть ширина полосы каждой несущей равна 40 кГц, а транспондер должен обслуживать только группу более мощных станций ($\frac{G}{T}=40$ дБ/К). Сколько станций сможет обслуживать транспондер? Будет транспондер ограничен по мощности или по ширине полосы?

3. Рассмотрите п. 2 при условии, что транспондер должен обслуживать только малые станции ($\frac{G}{T}=37$ дБ/К).

Решение

$$1. \Delta f = \frac{10\text{МГц}}{200\text{станций}} = 50 \frac{\text{кГц}}{\text{станцию}}$$

2. Энергетический резерв транспондера определяет ограничения транспондера по мощности:

$$100 \cdot 40 \frac{\text{дБ}}{\text{К}} + 100 \cdot 37 \frac{\text{дБ}}{\text{К}} = 7700 \frac{\text{дБ}}{\text{К}}$$

Если полоса каждой несущей равна 40 кГц, то транспондер смог бы обслужить

$$\frac{10\text{МГц}}{40\text{кГц}} = 250 \text{ станций, однако из-за существующего ограничения}$$

по мощности он сможет обслужить только $\frac{7700 \frac{\text{дБ}}{\text{К}}}{40 \frac{\text{дБ}}{\text{К}}} = 192,5 \approx 192$ более

мощных станций.

3. Если транспондер будет обслуживать только маломощные

станции, то он сможет обслужить $\frac{7700 \frac{\text{дБ}}{\text{К}}}{37 \frac{\text{дБ}}{\text{К}}} = 208,1 \approx 208$ маломощных

станций.

10.4. Уплотнение/множественный доступ с временным разделением

На рис. 10.6 показано распределение ресурса связи путем предоставления каждому из M сигналов (или пользователей) всего спектра в течение небольшого отрезка времени, называемого временным интервалом (time slot). Промежутки времени, разделяющие используемые интервалы, называются защитными интервалами (guard time). Защитный интервал снижает интерференцию между сигналами различных пользователей.



Рис. 10.6. Уплотнение с временным разделением

Время вещания разбивается на интервалы, называемые кадрами (frame). Кадры, в свою очередь, разбиваются на тайм-слоты, предоставляемые различным пользователям (рис. 10.7).

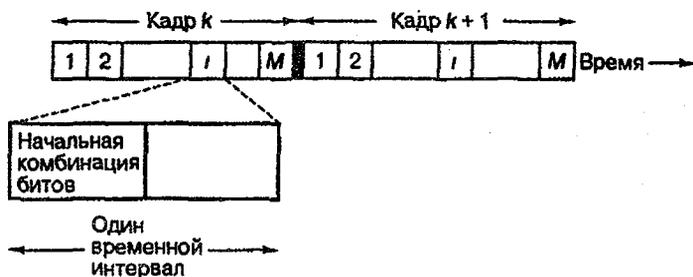


Рис. 10.7. Структура кадра TDMA

В случае использования TDMA с фиксированным распределением, в кадре возможно наличие неиспользуемых интервалов (рис. 10.8,б). Поэтому если требования пользователей непредсказуемы, должно применяться динамическое распределение временных интервалов (рис. 10.8,в). При этом возможно применение систем с коммутацией пакетов, статистических мультиплексоров или концентраторов.

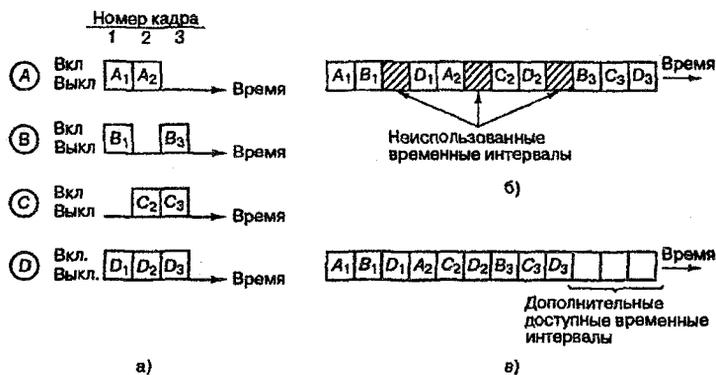


Рис. 10.8. Схема TDMA: а) схема активности пользователей; б) TDM с фиксированным распределением; в) коммутация пакетов (концентрация).

Задача 10.3

Система TDMA работает со скоростью 100 Мбит/с, длительность кадра равна 2 мс. Пусть все временные интервалы равны по длительности, а защитная полоса между ними равна 1 мкс.

1. Рассчитайте эффективность использования ресурса связи для кадров, содержащих 1,2,5,10,20,50 и 100 интервалов.

2. Решите п. а) считая, что в начале каждого интервала требуется начальная комбинация из 100 бит. Рассчитайте эффективность использования ресурса связи в зависимости от объема переданной информации

3. Изобразите графически результаты пп. 1 и 2.

Решение

1. Количество переданных битов $b = \frac{RT}{M}$,

где R – битовая скорость, $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$;

T – длительность кадра, с;

M – количество интервалов (тайм-слотов) в кадре.

$$b_1 = \frac{10^8 * 2 * 10^{-3}}{1} = 200000 \frac{\text{бит}}{\text{тайм слот}};$$

$$b_2 = \frac{10^8 * 1,999 * 10^3}{2} = 99950 \frac{\text{бит}}{\text{тайм слот}}$$

(число $1,999 * 10^3$ получается в результате вычитания из длительности кадра 2 мс длительности одного защитного интервала, равного 1 мкс)

$$b_5 = \frac{10^8 * 1,996 * 10^3}{5} = 39920 \frac{\text{бит}}{\text{тайм слот}};$$

$$b_{10} = \frac{10^8 * 1,991 * 10^3}{10} = 19910 \frac{\text{бит}}{\text{тайм слот}};$$

$$b_{20} = \frac{10^8 * 1,981 * 10^3}{20} = 9905 \frac{\text{бит}}{\text{тайм слот}};$$

$$b_{50} = \frac{10^8 * 1,951 * 10^3}{50} = 3902 \frac{\text{бит}}{\text{тайм слот}};$$

$$b_{100} = \frac{10^8 * 1,901 * 10^3}{100} = 1901 \frac{\text{бит}}{\text{тайм слот}}$$

2. Для начальной комбинации бит требуется время, поэтому переданное количество информационных битов уменьшается в каждом тайм-слоте еще на 100 бит.

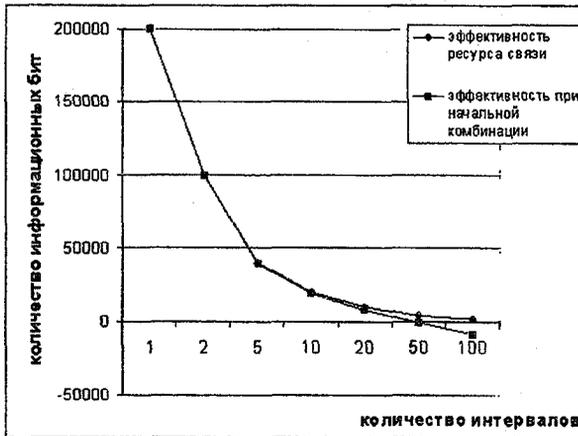


Рис. 10.9. Зависимость эффективности использования ресурса связи от объема переданной информации

Из рис. 10.9 видно, что больше 20 интервалов в кадре при таких параметрах делать нельзя.

10.5. Сравнение производительности FDMA и TDMA

Пусть информация, передаваемая каждым источником собирается в b -битовые пакеты. В случае FDMA b -битовые пакеты передаются за T секунд по каждому из M непересекающихся каналов. Таким образом, полная скорость передачи данных равна

$$R_{FD} = M \frac{b}{T} \text{ бит/с.} \quad (10.3)$$

При использовании TDMA каждым источником за $\frac{T}{M}$ секунд передается b бит. Следовательно, требуемая скорость передачи данных равна

$$R_{TD} = \frac{b}{T/M} = R_{FD} \quad (10.4)$$

Следовательно, системы FDMA и TDMA требуют одинаковой скорости передачи данных.

Время задержки сообщения

$$D = w + \tau, \quad (10.5)$$

где w - среднее время ожидания пакета до передачи; τ - время передачи пакета.

При FDMA каждый пакет пересылается в течение T секунд, поэтому $\tau_{FD} = T$. Поскольку каналы FDMA доступны постоянно, а пакеты пересылаются непосредственно после их создания, то время ожидания $w_{FD} = 0$.

При TDMA каждый пакет пересылается в течение $\frac{T}{M}$ секунд, поэтому $\tau_{TD} = \frac{T}{M} = \frac{b}{R}$. Поскольку при использовании TDMA временные интервалы пользователей начинаются в разных точках кадра протяженностью T секунд, то пакет S_{mk} ($1 \leq m \leq M$ - номер источника сообщения, k - номер тайм-слота в кадре) начинает от-

правляться по прошествии $\frac{(m-1)T}{M}$ секунд после создания сообщения. Таким образом, для TDMA среднее время ожидания пакета перед отправкой составит:

$$w_{TD} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (m-1) \frac{T}{M} = \frac{T}{M^2} \frac{(M-1)M}{2} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right). \quad (10.6)$$

Время задержки сообщения в системе FDMA: $D_{FD} = T$ (10.7)

Время задержки сообщения в системе TDMA:

$$D_{TD} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right) + \frac{T}{M} = D_{FD} - \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right) = D_{FD} - \frac{b}{2R} (M-1). \quad (10.8)$$

Выводы: хотя системы FDMA и TDMA требуют одинаковой скорости передачи данных, система FDMA уступает TDMA по времени задержки сообщения.

Задача 10.4

Каковы практические результаты уменьшения времени задержки в схеме TDMA (как функции количества пользователей) для спутникового канала с односторонним радиусом действия $R = 36000$ км? При каких M система TDMA имеет значительные преимущества перед FDMA?

Решение

Время передачи кадра

$$T = \frac{\text{радиус}}{\text{скорость света}} = \frac{36000000 \text{ м}}{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}} = 12 \cdot 10^{-2} \text{ с} = 0,12 \text{ с}.$$

Расчеты по формулам (10.7) и (10.8) сведены в табл. 10.1. Из полученных результатов видно, что при количестве пользователей от 10 до 100 время задержки в системе TDMA значительно меньше, чем в системе FDMA, но при дальнейшем увеличении числа пользователей большего снижения времени задержки не происходит. Поэтому для любого значения времени передачи кадра существует оптимальное количество пользователей, которые могут размещать свои тайм-слоты в кадре.

Таблица 10.1.

Сравнение времени задержки сообщения в системах
FDMA и TDMA

Количество пользователей M	Задержка в системе FDMA	Задержка в системе TDMA
	$D_{FD}, \text{с}$	$D_{TD}, \text{с}$
1	0,12	0,12
2	0,12	0,09
10	0,12	0,066
100	0,12	0,0606
200	0,12	0,0603

Глава 11. МЕТОДЫ РАСШИРЕННОГО СПЕКТРА

11.1. Введение

Изначально методы расширенного спектра (spread spectrum – SS) применялись при разработке военных систем управления и связи. К концу второй мировой войны в радиолокации расширение спектра применялось для борьбы с преднамеренными помехами, а в последующие годы развитие данной технологии объяснялось желанием создать помехоустойчивые системы связи. Методы расширенного спектра получили свое название благодаря тому, что полоса, используемая для передачи сигнала, намного шире минимальной, необходимой для передачи данных.

Система связи называется системой с расширенным спектром, если:

- используемая полоса значительно шире минимальной, необходимой для передачи данных.
- расширение спектра производится с помощью так называемого расширяющего или кодового) сигнала, который не зависит от передаваемой информации.
- восстановление исходных данных приемником («сужение спектра») производится путем сопоставления полученного сигнала и синхронизированной копии расширяющего сигнала.

Расширение спектра сигнала также происходит при использовании частотной и импульсно-кодовой модуляции. Но эти схемы не относятся к методам расширенного спектра, так как не удовлетворяют приведенным выше условиям.

11.2. Преимущества систем связи расширенного спектра

Подавление помех

Количество координат для сигнала с шириной W и длительностью T будет приблизительно равно $2WT$. При определенном построении системы вероятность ошибки в ней будет функцией

только $\frac{E_b}{N_0}$. При наличии белого гауссова шума бесконечно большой мощности использование расширения (т.е. больших значений $2WT$) не улучшает качества связи. В то же время, если шум происходит от постановщика помех с постоянной конечной мощностью и нельзя точно установить координаты сигнала в пространстве сигналов, то для подавления сигнала можно использовать только следующие методы:

1. Создание помех равной мощности во всем сигнальном пространстве. В таком случае мощность помех на каждой координате будет небольшой.

2. Создание помех большей мощности для небольшого количества координат диапазона

На рис. 11.1. приводится сравнение систем с расширенным спектром при наличии белого шума со спектральной плотностью мощности N_0 и при постановке преднамеренных помех мощности J . Спектральная плотность мощности сигнала обозначается $G(f)$ до расширения и $G_{ss}(f)$ после расширения.

В случае использования метода 1 широкополосный постановщик помех рассеивает спектральную плотность мощности шумов по всему диапазону сигнала и на единицу ширины полосы теперь приходится в $\frac{W}{W_{ss}}$ раз меньшая мощность помех. При использовании метода 2 уменьшается количество точек диапазона, в которых создаются помехи, но в то же время постановщик помех может увеличить спектральную плотность шумов с J_0 до J_0/r , где r - часть полосы расширенного спектра, в которой создаются помехи. При неудачном выборе координат постановки помех средняя их эффективность будет ниже, чем при удачном.

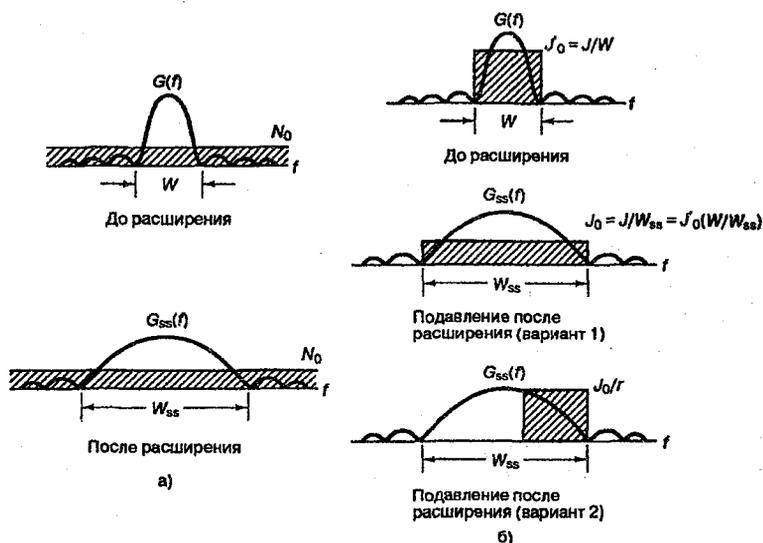


Рис. 11.1. Расширение спектра: а) при наличии белого шума; б) при постановке намеренных помех.

Чем больше набор координат для передачи сигнала, тем сложнее задача по его подавлению и, соответственно, связь будет более защищена от преднамеренных помех.

При использовании систем связи расширенного спектра не только повышается помехоустойчивость сигнала, но и снижается вероятность его перехвата. Для того кто не располагает синхронизированной копией расширенного сигнала, данный сигнал будет теряться в шуме.

2. Снижение плотности энергии

Метод расширенного спектра может применяться для уменьшения плотности энергии сигнала, что иногда требуется для согласования систем связи с государственными стандартами. Сигналы, передаваемые спутниками, должны соответствовать Международным стандартам относительно спектральной плотности вблизи поверхности земли. Путем распределения энергии сигнала спутника по расширенному диапазону можно увеличить полную энергию

переданного сигнала, что позволяет улучшить производительность системы, а также удовлетворить требования стандартов относительно плотности энергии.

Задача 11.1

Спутник связи, находящийся на высоте $d = 36000$ км над уровнем моря, передает данные со скоростью $R=4$ Кбит/с. Эффективная изотропно-излучаемая мощность $EIRP=100$ Вт. Найти полосу расширения спектра, необходимую для того, чтобы плотность потока излучения на поверхности Земли не превышала -151 дБВт/м² для полосы шириной 4 кГц.

Решение

Мощность принятого сигнала

$$P(d) = \frac{EIRP}{4\pi d^2} = \frac{100}{4\pi(36 \cdot 10^6 \text{ м.})^2} = 6,14 \cdot 10^{-15}.$$

Определим требуемый уровень мощности сигнала вблизи поверхности земли. Для этого переведем уровень мощности из дБ в разы:

$$10 \lg \frac{P_2}{P_1} = -151; \lg \frac{P_2}{P_1} = -15,1; \frac{P_2}{P_1} = 10^{-15,1} = 7,94 \cdot 10^{-16}.$$

Видим, что требуемый уровень мощности гораздо меньше, чем уровень мощности принятого сигнала.

Определим коэффициент расширения спектра как отношение уровня мощности сигнала к требуемому уровню мощности:

$$k = \frac{P(d)}{(P_2/P_1)} = \frac{6,14 \cdot 10^{-15}}{7,94 \cdot 10^{-16}} = 7,7301.$$

Полосу шириной 4 кГц нужно расширить до $W = 4 \text{ кГц} \cdot 7,7301 = 30,9204 \text{ кГц}$

3. Высокая временная разрешающая способность

Сигналы расширенного спектра могут использоваться для определения местоположения. Расстояние можно определить с по-

мощью измерения задержки распространения импульсного сигнала. Как следует из рис. 11.2, погрешность такого измерения Δt прямо пропорциональна времени нарастания сигнала, которое, в свою очередь, обратно пропорционально ширине полосы сигнала

$$\Delta t \approx \frac{1}{W} \quad (11.1)$$



Рис. 11.2. Измерение времени задержки распространения

Точность измерения расстояния может быть повышена за счет увеличения ширины полосы сигнала.

4. Множественный доступ

Методы расширенного спектра применяются в системах связи множественного доступа для управления совместным использованием ресурса связи большим числом пользователей. Данный метод называется множественным доступом с кодовым разделением (code-division multiple access – CDMA). Одной из особенностей CDMA является сохранение конфиденциальности связи между пользователями, имеющими разные сигналы расширенного спектра.

Основными методами расширения спектра являются метод прямой последовательности (direct sequence – DS) и метод скачкообразной перестройки частоты (frequency hopping – FH).

11.3. Метод расширения спектра с помощью прямой последовательности

На рис. 11.3 представлена модель подавления интерференции с использованием расширения спектра методом прямой последовательности. Сигнал $x(t)$, характеризующийся скоростью передачи данных R бит/с, модулируется путем умножения на расширяющий кодовый сигнал $g(t)$, скорость передачи которого равна R_{ch} элементарных сигналов/с. Предположим, что полосы передачи для $x(t)$ и $g(t)$ равны R и R_{ch} Гц. Следовательно, если информационный сигнал является узкополосным по сравнению с расширяющим сигналом, то произведение $x(t)g(t)$ будет приблизительно равно ширине полосы расширяющего сигнала.



Рис. 11.3. Основа метода расширенного спектра

В демодуляторе полученный сигнал умножается на синхронизированную копию расширяющего сигнала $g(t)$, в результате чего получается суженный сигнал. Для отсеивания побочных высокочастотных компонентов используется фильтр с шириной полосы R .

Любой нежелательный сигнал, полученный приемником, будет расширен путем умножения на $g(t)$ точно так же, как передатчик расширяет исходный сигнал, поэтому помехи будут расширены по всему диапазону сигнала расширения и мощность

помеховой компоненты на каждой сигнальной компоненте будет меньше в $\frac{R_{ch}}{R}$ раз. Однако поскольку повторного умножения помеховой компоненты на сигнал расширения $g(t)$ не происходит (помехи нет в передатчике), то в приемнике восстановления помехи не происходит, т.е. она эффективно отсеивается приемником.

Особенности помехоустойчивой системы связи расширенного спектра:

- Однократное умножение на $g(t)$ приводит к расширению диапазона сигнала.
- Повторное умножение и последующее фильтрование восстанавливает исходный сигнал.
- Исходный сигнал умножается дважды, тогда как помеха умножается только один раз.

11.4. Передачи или хранение опорного сигнала

В течение первых лет исследования систем расширенного спектра синхронизация работы приемника и передатчика проводилась с помощью истинно случайного расширяющего сигнала. Такие устройства получили название систем связи с передачей опорного сигнала (transmitted reference – TR). В системах TR передатчик отправляет две версии непредсказуемых широкополосных несущих, одна из которых модулируется данными, а другая остается немодулированной. Указанные два сигнала передаются по разным каналам. Приемник использует немодулированную несущую для сужения несущей, модулированной данными. Основное преимущество систем TR – отсутствие серьезных проблем синхронизации в приемнике, так как оба сигнала передаются одновременно. Существенные недостатки систем TR заключаются в следующем:

Расширяющий код отправляется незашифрованным, поэтому доступен для прослушивания;

В систему легко внедрить чужеродную информацию, если послать пару сигналов, приемлемых с точки зрения приемника;

Наличие шумов в обоих сигналах приводит к росту вероятности ошибки при низкой мощности сигнала.

Для передачи опорного сигнала требуется удвоить ширину полосы и мощность сигнала.

Все современные системы расширенного спектра построены с использованием метода хранения опорного сигнала (stored reference – SR). В этом случае опорный сигнал независимо генерируется приемником и передатчиком. Основным преимуществом систем SR является то, что при правильном выборе кода сигнал не может быть определен путем прослушивания. При этом кодовый сигнал системы SR не может быть истинно случайным, как в случае систем TR. Поскольку один и тот же код должен быть независимо сгенерирован двумя или более пользователями, последовательность кода должна быть детерминированной, хотя для «неуполномоченных слушателей» она может казаться случайной. Такая последовательность детерминированных сигналов называется псевдощумовой (pseudonoise – PN) или псевдослучайной последовательностью.

11.5. Свойства псевдослучайной последовательности

Существует три основных свойства любой периодической двоичной последовательности, которые могут быть использованы в качестве проверки на случайность.

1. Сбалансированность. Для каждого интервала последовательности количество двоичных единиц должно отличаться от количества двоичных нулей не больше чем на один элемент.

2. Цикличность. Циклом называют непрерывную последовательность одинаковых двоичных чисел. Появление иной двоичной цифры начинает новый цикл. Длина цикла равна количеству цифр в нем. Желательно, чтобы в каждом фрагменте последовательности приблизительно половину составляли циклы обоих типов длиной 1, приблизительно одну четверть – длиной 2, приблизительно одну восьмую – длиной 3 и т.д.

3. Корреляция. Если часть последовательности и ее циклично сдвинутая копия поэлементно сравниваются, желательно, чтобы число совпадений отличалось от числа несовпадений не более чем на единицу.

11.6. Последовательности, генерируемые регистром сдвига

Рассмотрим линейный регистр сдвига с обратной связью (рис. 11.4), который состоит из 4-разрядного регистра для хранения и сдвига, сумматора по модулю 2 и контура обратной связи со входом регистра. Работа регистра сдвига управляется последовательностью синхронизирующих импульсов, которые на рисунке не показаны. С каждым импульсом содержимое регистров сдвигается на одну позицию вправо, а содержимое регистров x_3 и x_4 суммируется по модулю 2. Результат суммирования подается на разряд x_1 . Последовательность, генерируемая регистром сдвига – это выход последнего регистра x_4 . Предположим, что разряд x_1 содержит единицу, а все остальные разряды – нули, т.е. начальным состоянием регистра является 1000. В соответствии с рис. 11.4, последующие состояния регистра будут следующими:

1000 0100 0010 1001 1100 0110 1011 0101
1010 1101 1110 1111 0111 0011 0001 1000

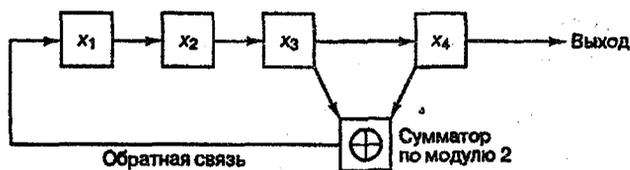


Рис. 11.4. Пример линейного регистра сдвига с обратной связью

Поскольку последнее состояние, 1000, идентично начальному, видим, что приведенная последовательность повторяется регистром через каждые 15 тактов. Выходная последовательность определяется содержимым регистра x_4 на каждом такте. Эта последовательность имеет следующий вид: 000100110101111. Здесь крайний левый бит является самым ранним. Проверим полученную последовательность на предмет соответствия критериям, приведенным в предыдущем разделе. Поскольку последовательность содержит 7 нулей и 8 единиц, это соответствует условию сбалансированности. Рассмотрим циклы нулей – всего их четыре, причем

половина их имеет длину 1, а одна четвертая – длину 2. То же получаем для циклов единиц. Последовательность слишком коротка, чтобы продолжать проверку, но видно, что условие цикличности выполняется.

Последовательность, сгенерированная регистром сдвига, зависит от количества разрядов, места соединения отводов обратной связи и начальных условий. Последовательности на выходе генератора могут классифицироваться как имеющие максимальную и не максимальную длину. Период повторения (в тактах) последовательности максимальной длины, генерируемой n -каскадным линейным регистром сдвига с обратной связью равен

$$p = 2^n - 1. \quad (11.2)$$

Последовательность, сгенерированная регистром сдвига на рис. 11.4, является примером последовательности с максимальной длиной. Если длина последовательности меньше $p = 2^n - 1$, говорят, что последовательность имеет не максимальную длину.

Если $g(t)$ является периодическим импульсным сигналом, представляющим псевдослучайный код, каждый из элементарных импульсов такого сигнала называют кодовым символом или элементарным сигналом (chip). Нормированную АКФ псевдослучайного сигнала с единичной длительностью чипа и периодом p элементарных сигналов можно вычислить как разницу между числом соответствий и несоответствий при сравнении одного полного периода последовательности с ее модификацией, полученной путем циклического сдвига на τ позиций. АКФ может быть записана как

$$R_x(\tau) = \frac{1}{p}. \quad (11.3)$$

График нормированной АКФ максимальной длины показан на рис. 11.5. Для $\tau = 0$, т.е. когда сигнал и его копия совпадают, $R_x(\tau) = 1$. Для любого циклического сдвига между $g(t)$ и $g(t + \tau)$ при ($1 \leq \tau < p$) автокорреляционная функция равна $-\frac{1}{p}$ (для больших значений p последовательности практически декоррелируют между собой при сдвиге на один элементарный сигнал).

Теперь легко можно провести проверку свойства корреляции для псевдослучайной последовательности, сгенерированной регистром сдвига на рис. 11.4. Запишем выходную последовательность и ее модификацию со сдвигом на один регистр вправо.

```

000100110101111
100010011010111
-----
н с н н с н с н н н с с

```

Совпадение цифр отмечено символом «с», а несовпадение — символом «н». Согласно уравнению (11.3) автокорреляционная функция при подобном сдвиге на один элементарный сигнал равна $R(\tau=1) = \frac{1}{15}(\text{"с"} - \text{"н"}) = \frac{1}{15}(7 - 8) = -\frac{1}{15}$, т.е. любой циклический сдвиг, который приводит к отклонению от идеальной синхронизации, дает значение автокорреляционной функции $R_x(\tau) = -\frac{1}{p}$. Следовательно, третье свойство псевдослучайной последовательности в данном случае выполняется.

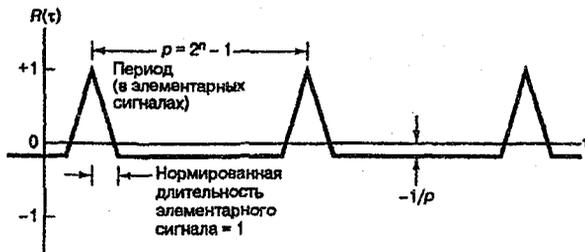


Рис. 11.5. Автокорреляционная функция псевдослучайной последовательности

Задача 11.2

Регистр сдвига с обратной связью, генерирующий псевдослучайные коды, создает последовательность размером 31 бит при частоте синхронизации 10 МГц. Отобразите графически нормиро-

ванные автокорреляционную функцию и спектральную плотность последовательности.

Решение

Нормированная спектральная плотность изображена на рис. 11.6, а нормированная АКФ – на рис. 11.7.

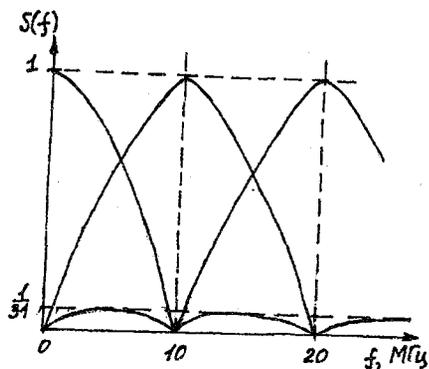


Рис. 11.6. Нормированная спектральная плотность последовательности

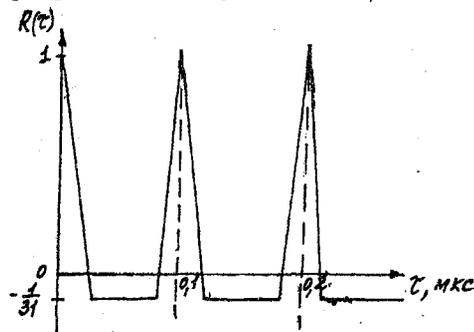


Рис. 11.7. Нормированная АКФ последовательности

Пример

На рис. 11.8 приводится пример процессов модуляции и демодуляции DS/BPSK. На рис. 11.8, а показана двоичная информационная последовательность (1,0) и ее эквивалент в виде биполярно-

что важной особенностью сигналов расширенного спектра является их скрывающее свойство. График на рис. 11.8, в содержит «скрытый» сигнал $x(t)$. Глядя на график, сложно выделить медленно меняющийся информационный сигнал из быстро меняющейся кодовой последовательности. Аналогично сложность возникает при восстановлении приемником сигнала, если отсутствует точная копия кодового сигнала.

Как видно из рис. 11.8, в демодуляция DS/BPSK проходит в два этапа. Первый этап – сужение полученного сигнала выполняется путем определения корреляции этого сигнала с синхронизированной копией кодового сигнала. Второй этап – демодуляция данных производится с помощью обычного демодулятора.

Если считать размерность сигнала с шириной полосы W и длительностью T приблизительно равной $2WT$, коэффициент расширения спектра можно записать:

$$G_p = \frac{2W_{ss}T}{2W_{\min}T} = \frac{W_{ss}}{R} = \frac{R_{ch}}{R}, \quad (11.4)$$

где W_{ss} – ширина полосы расширенного спектра, W_{\min} – минимальная ширина полосы данных (считается равной скорости передачи R). Для систем DS SS $W_{ss} \approx R_{ch}$; $W_{\min} \approx R$.

В данном случае под элементарным сигналом (chip) подразумевается наименьший непрерывный сигнал в системе. Для систем расширения спектра методом прямой последовательности элементарный сигнал представляет собой импульс псевдослучайного кода.

Задача 11.3

Рассмотрим передатчик расширенного спектра DS/BPSK. Последовательность $x(t)$ равна 1 0 0 1 1 0 0 0 1. Скорость передачи данных $R=75$ бит/с. Передача начинается с левого крайнего бита. Допустим расширяющая последовательность $g(t)$ генерируется регистром сдвига, который изображен на рис. 11.4. Начальное состояние регистра 1 1 1 1, а частота синхронизирующих импульсов равна 225 Гц.

1. Изобразите переданную последовательность $x(t)$ $g(t)$.
2. Определите ширину полосы переданного (расширенного) сигнала.

Решение

Определим состояние регистра сдвига. Крайний правый бит дает выходной бит регистра:

1111 0111 0011 0001 1000 0100 0010 1001 1100 0110 1011 0101
1010 1101 1110 1111

Всего имеется пятнадцать выходных бит (последнее состояние равно исходному).

1. $x(t)$ 100110001|000000
 $g(t)$ 111100010|011010
 $x(t) g(t)$ 011010011|011010 расширенная последовательность

$$2. G_p = \frac{225}{75} = 3.$$

Задача 11.4

Для устранения эффектов многолучевого распространения используется система DS/SS. Разница пути распространения между прямым и побочными сигналами составляет $d=100$ м. Какой должна быть скорость передачи элементарных сигналов для предотвращения многолучевой интерференции?

Решение

Если все многолучевые компоненты сигнала поступают на приемник в течение времени передачи символа, то может присутствовать амплитудное замирание, но отсутствует частотно-селективное замирание, т.е. вводимая каналом ISI. Определим, какова должна быть длительность символа:

$$T = \frac{d}{c} = \frac{100\text{м}}{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}} = 0,00000033 \text{ с.}$$

Поэтому скорость передачи элементарных сигналов должна быть $R_{ch} \geq \frac{1}{T} = 3030303 \text{ бит/с.}$

11.7. Система со скачкообразной перестройкой частоты

В обычной системе MFSK несущая с фиксированной частотой модулируется символом данных. В системе FH/MFSK частота несущей является псевдослучайной. В обоих случаях передается один тон. При каждом скачке генератор псевдослучайного сигнала передает синтезатору частот частотное слово (последовательность из l элементарных сигналов), которое определяет одну из 2^l позиций множества символов. Минимальное разнесение по частоте между последовательными скачками Δf и шириной полосы перестройки частот $W_{\text{ш}}$ определяет минимальное количество элементарных сигналов частотного слова. При усреднении по множеству скачков спектр FH/MFSK будет занимать всю полосу расширенного спектра. Метод расширенного спектра позволяет для перестройки частоты использовать полосы шириной порядка нескольких гигаГц, что намного превышает аналогичные показатели систем DS. Следовательно, коэффициент расширения спектра сигнала систем FH будет значительно больше. Из-за использования в случае FH полос значительной ширины сохранение фазовой когерентности от скачка к скачку является нелегкой задачей. Поэтому обычно в таких системах применяется некогерентная демодуляция.

Рассмотрим пример системы с перестройкой частоты, приведенный на рис. 11.9.

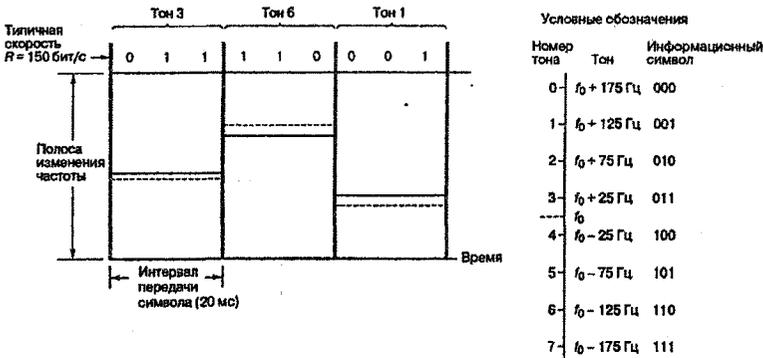


Рис. 11. 9. Пример системы FH/8-FSK

Входные данные состоят из двоичной последовательности, характеризующейся скоростью передачи данных $R=150$ бит/с. Модуляция 8-FSK. Скорость передачи символов равна $R_s = \frac{R}{\log_2 8} = 50$ символов/с, длительность передачи одного символа $T = \frac{1}{50} = 20$ мс.

Изменение частоты происходит после передачи отдельного символа, причем скачки частоты синхронизированы во времени с границами символов. Следовательно, скорость скачкообразной перестройки частоты равна 50 скачков/с. При обычной модуляции 8-FSK производится передача однополосного тонового сигнала, который сдвинут по отношению к f_0 , фиксированному центру частотного диапазона данных. Единственным отличием метода FH/MFSK от MFSK является то, что f_0 не фиксирована. При передаче очередного символа f_0 перескакивает на новую частоту и вместе с ней перемещается вся относительная структура диапазона данных. Таким образом, центр частотного диапазона смещается, а относительное расположение тонов остается прежним.

Заметим, что вероятность получения сигнала, несколько копий которого передаются на разных частотах, выше, чем в случае единичного сигнала, равного по мощности сумме всех копий. Поэтому для повышения устойчивости сигнала к помехам можно предложить одновременное использование скачкообразной перестройки частоты и разнесения сигнала. В примере, изображенном на рис. 11.10, каждый из элементарных сигналов передается четыре раза, причем для каждого сеанса передачи генератор изменяет центральную частоту диапазона передачи. Частота передачи (сплошная линия) и центр диапазона передачи данных (пунктир) соотносятся между собой так же, как для каждого из элементарных сигналов, соответствующих определенному символу (рис. 11.9).

В системе с перестройкой частоты термин «элементарный символ» обозначает кратчайший непрерывный сигнал. Различают системы связи с медленной (slow-frequency hopping – SFH) и быстрой (fast frequency hopping - FFH) перестройкой частоты. Для системы SFH кратчайший непрерывный сигнал – это информационный символ. В случае FFH – это скачок частоты. На рис. 11.11,а представлен пример системы FSK с использованием FFH, а на рис. 11.11, б – пример системы FSK с использованием SFH.

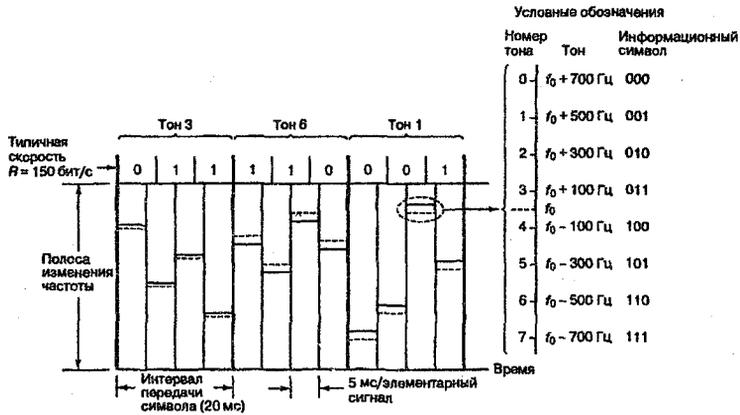


Рис. 11.10. Пример одновременного использования скачкообразной перестройки частоты и разнесения сигнала

При использовании скачкообразной перестройки частоты расширенная полоса частот равна ширине полосы, в пределах которой может происходить изменение частоты – полосе перестройки W_h . Таким образом, коэффициент расширения спектра для системы FH равен

$$G_p = \frac{W_h}{R}. \quad (11.5)$$



а)



Рис. 11.11. Системы связи с использованием FH: а) FFH б) SFH

Задача 11.5

Рассмотрим систему связи FH/MFSK. Будем считать, что генератор псевдослучайных кодов – это 20-разрядный линейный регистр сдвига с максимальной длиной последовательности. Каждое состояние регистра задает новый центр диапазона изменения частоты. Минимальный сдвиг между центрами полос (от скачка до скачка) равен 200 Гц. Частота тактового генератора регистра равна 2000 Гц. Будем считать, что используется модуляция 8-FSK. Скорость передачи данных равна 1,2 Кбит/с.

1. Определите ширину полосы, в которой выполняются скачки частоты
2. сколько элементарных сигналов содержится в каждом информационном символе?
3. Найдите коэффициент расширения спектра сигнала.

Решение

1. Период повторения в 20-разрядном регистре сдвига задает количество элементарных частот в последовательности:
 $p = 2^{20} - 1 = 1048575$.

Ширина полосы для скачков частоты
 $W = (p - 1)\Delta f = 1048575 * 200 \text{ Гц} = 209,7148 * 10^6 \text{ Гц}$.

2. При модуляции 8-FSK каждый символ состоит из 3 бит.
 Скорость передачи символов $R_c = \frac{R}{\log_2 8} = \frac{1200}{3} = 400 \text{ символов/с}$.

$$\text{Длительность символа } T = \frac{1}{400} = 0,0025 \text{ с.}$$

$$\text{Длительность элементарного сигнала } T_{ch} = \frac{1}{2000} = 0,0005 \text{ с.}$$

$$\text{Следовательно, в символе содержится } \frac{T_s}{T_{ch}} = \frac{0,0025}{0,0005} = 5 \text{ чипов.}$$

$$3. G_p = \frac{W_h}{R} = \frac{209714800}{1200} = 174762,33.$$

11.8. Сравнительные характеристики систем DS и FH

Теоретически системы связи FH и DS могут обладать равной производительностью. Однако для мобильных систем со значительными задержками многолучевого распространения метод DS наиболее приемлем, так как все побочные версии сигнала, время отставания которых превышает время передачи элементарного сигнала являются «невидимыми» для приемника. Системы FH могут быть эффективны в той же степени, если скорость перестройки частоты выше скорости передачи данных, а ширина используемой полосы достаточно велика. Использование системы радиосвязи со скоростной перестройкой частоты может быть связано со значительными материальными затратами из-за необходимости применения высокоскоростных частотных синтезаторов. Скорость изменения частоты коммерческих систем FH, как правило, ниже скорости передачи данных. Для устройств SFH характерно случайное появление мощных пакетов ошибок. При использовании DS появление помех более равномерно распределено во времени. Однако создание радиосистем DS с большим значением коэффициента расширения спектра также может быть достаточно дорогостоящим из-за применения высокоскоростных контуров.

11.9. Синхронизация в системах DS и FH

Процесс синхронизации в системах DS и FH происходит в два этапа: грубая (первоначальная) синхронизация и сопровождение. Рассмотрим процесс первоначальной синхронизации в системе DS с использованием метода параллельного поиска (рис. 11.12). Сре-нерированный приемником код $g(t)$ передается с задержками, которые вводятся через половину периода передачи элементарного

сигнала $\frac{T_c}{2}$. Если неопределенность во времени между полученным сигналом и локальным кодом равна времени передачи N_c элементарных сигналов, а полный параллельный поиск в области временной неопределенности должен быть произведен в течение одного непрерывного временного интервала, то используется $2N_c$ корреляторов. Все корреляторы одновременно изучают последовательность из λ элементарных сигналов, после чего сравниваются выходы всех корреляторов. Выбирается код, соответствующий коррелятору с максимальным выходом.

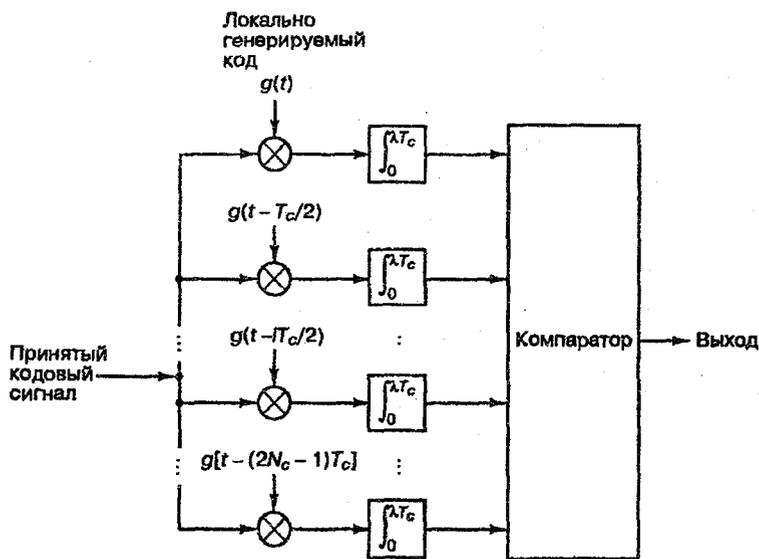


Рис. 11.12. Первоначальная синхронизация в системе DS/SS методом параллельного поиска

На рис. 11.13 приводится схема синхронизации системы со скачкообразной перестройкой частоты.

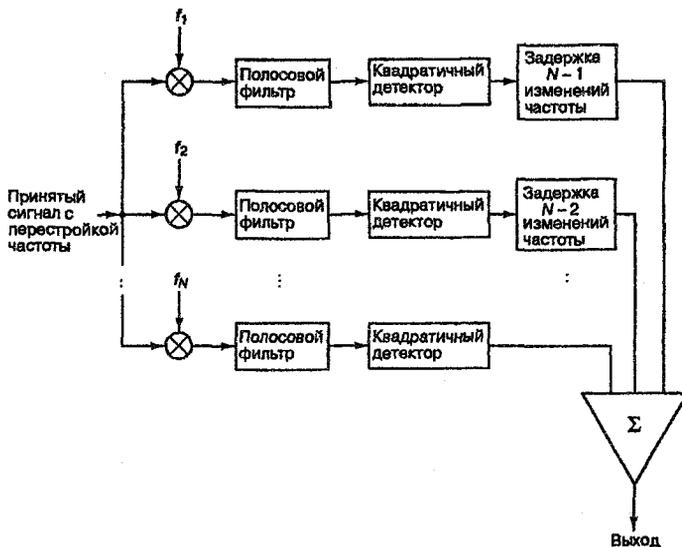


Рис. 11.13. Получение синхронизации для системы со скачкообразной перестройкой частоты.

Поскольку число корреляторов или согласованных фильтров, необходимых для полного выполнения процесса параллельного обнаружения может быть чрезвычайно большим, указанный метод на практике не применяется. Вместо схем, изображенных на рис. 11.12 и 11.13 может быть использован единичный коррелятор или согласованный фильтр, производящий последовательный поиск до достижения синхронизации. Компромисс между методами параллельного и последовательного поиска – это компромисс между сложной технической реализацией с быстрой синхронизацией и простой технической реализацией с большим временем синхронизации.

Схема использования еще одного метода поиска, быстрой синхронизации путем последовательной оценки приводится на рис. 11.14. Система вводит свою лучшую оценку первых n элементов полученного сигнала в n разрядов генератора псевдослучайной последовательности.



Рис. 11.14. Быстрая синхронизация путем последовательной оценки

Заполненный регистр определяет начальное состояние генератора. Одним из свойств случайной последовательности является то, что каждое последующее состояние разрядов зависит только от предыдущего. Следовательно, если оценка первых элементарных сигналов выполнена верно, все последующие сигналы генератора псевдослучайной последовательности будут правильными. Когда анализ первой последовательности элементарных сигналов закончен, переключатель устанавливается в положение «2». Если начальное состояние регистра было определено верно, генератор приемника создает сигналы, идентичные принятым. Если выходной сигнал коррелятора после λT_c превышает заданный пороговый уровень, считается, что синхронизация выполнена успешно. В противном случае переключатель возвращается в положение «1», данные регистра обновляются и вся последовательность операций повторяется. Если скорость синхронизации является главным преимуществом описанной системы, то ее основной недостаток – высокая чувствительность к помехам и интерферирующим сигналам, так как процесс оценки состоит в поэлементной демодуляции по принципу жесткой оценки, что не позволяет воспользоваться помехоустойчивыми свойствами псевдослучайного кода.

По окончании этапа грубой синхронизации начинается этап сопровождения. Когда известны частота и фаза несущей, то используется когерентный контур сопровождения. Если из-за доплеровского эффекта нельзя определить точно частоту и фазу несущей, используется некогерентный контур сопровождения. Кроме того, различают контуры постоянного сопровождения с задержкой и опережением, часто

называемые контурами автоподстройки по задержке (delay-locked loop – DLL) и контуры сопровождения с задержкой и опережением с разделением времени, часто именуемые контурами внесения искусственных флуктуаций (tau-dither loop – TDL).

На рис. 11.15 изображен контур DLL. Сгенерированный контуром сопровождения кодовый сигнал сдвинут по отношению к полученному сигналу $g(t)$ на время $\tau < \frac{T_c}{2}$. Сигнал обратной связи $Y(\tau)$

указывает ГУН увеличить или уменьшить частоту. Недостатком схемы DLL является то, что цепи опережения и запаздывания должны быть точно синхронизированы, иначе $Y(\tau)$ будет сдвинут по фазе и его значение будет ненулевым при нулевой ошибке. Данная проблема решается с помощью контура с разделением по времени, очевидным преимуществом которого является наличие одного коррелятора. В таком контуре опережающий и запаздывающий корреляторы используются в разное время. При нормальной работе многих управляющих контуров контрольный сигнал практически равен нулю. С этим связан один из недостатков таких систем – нулевой сигнал часто приводит к неуправляемости контура, особенно в сложных контурах сопровождения, которые изменяют коэффициент усиления в зависимости от внешних условий. Для решения проблемы нулевого сигнала в контур вводится небольшая намеренная погрешность. В результате выходной сигнал контура как бы «вибрирует» вокруг точного сигнала. Обычное отклонение от нормы невелико, поэтому потери в производительности минимальны.



Рис. 11.15. Использование контура DLL для сопровождения сигнала в системе DS/SS

Задача 11.6

В системе множественного доступа с кодовым разделением 24 терминала равной мощности одновременно используют полосу частот. Каждый терминал передает данные со скоростью 9,6 кбит/с с помощью расширения спектра методом прямой последовательности и использованием модуляции BPSK. Рассчитайте минимальную скорость передачи чипов, при которой вероятность битовой ошибки равна 10^{-3} . Пусть шумы приемника ничтожно малы по сравнению с интерференцией, вызванной другими пользователями.

Решение

Каждый пользователь представляет для других постановщика импульсных помех, поэтому можно воспользоваться графиком, изображенным на рис. 11.16.

Каждый из 24 пользователей вещает в течение части общего времени передачи, равной $\rho = \frac{1}{24} \approx 0,04$. Найдя на графике рисунка 16 точку пересечения $P_B = 10^{-3}$ с линией $\rho = 0,04$ получим требуемое отношение $\frac{E_b}{J_0} = 22$ дБ (J_0 - мощность помехи).

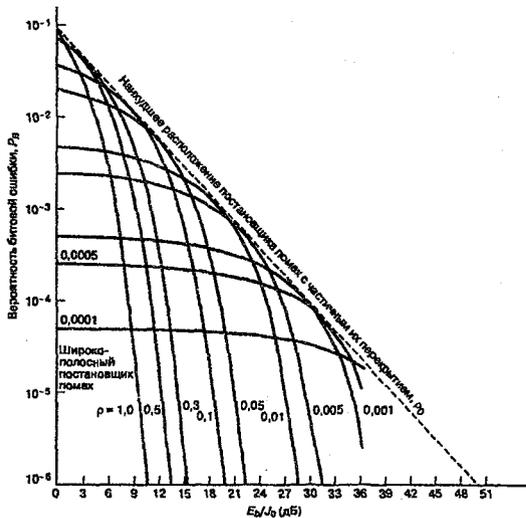


Рис. 11.16. Постановщик импульсных помех (подавление сигнала DS/BPSK)

Переведа это значение в разы: $22 \text{ дБ} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \Rightarrow \frac{P_2}{P_1} = 10^{2.2} = 158,5$

и используя формулу $\frac{E_b}{J_0} = \frac{G_p}{M-1}$ (где M – число пользователей)

получаем, что коэффициент расширения спектра

$G_p = \frac{E_b}{J_0} * (M-1) = 158,5 * 23 \approx 3645$. Так как $G_p = \frac{R_{ch}}{R}$ для метода DS/SS,

то скорость чипов $R_{ch} = G_p * R = 3645 * 9600 \text{ бит/с} \approx 35 * 10^6$ элементарных сигналов в секунду.

Глава 12. ПРИНЦИПЫ СОТОВОЙ СВЯЗИ

12.1. Основные принципы построения систем сотовой связи

В основе организации систем сотовой связи лежит разделение обслуживаемой территории на микрозоны – соты. В каждой соте устанавливаются приемопередатчик, управляемый контроллером. Приемопередатчик и контроллер образуют функциональную единицу – базовую станцию (BS). Как правило, один контроллер базовой станции (BSC) управляет несколькими приемопередатчиками базовых станций (BTS).

Сотовая топология имеет ряд важных достоинств.

Во-первых, более эффективно используется частотно-временной ресурс: одни и те же радиоканалы можно использовать в разных сотах, находящихся друг от друга на некотором расстоянии.

Во-вторых, можно применять передатчики меньшей мощности как на базовых (BS), так и на мобильных станциях (MS), находящихся у абонентов. Работа на микромощностях позволяет экономно расходовать источники питания MS и уменьшать массогабариты абонентских терминалов.

В третьих, сотовая топология позволяет эффективно формировать зону обслуживания сети в соответствии с особенностями местности, распределением уровня электромагнитного поля и плотностью размещения мобильных абонентов.

Однако наличие инфраструктуры BS в то же время и усложняет работу сети, поскольку требуется контроль за перемещением абонентов при работе как в режиме ожидания, так и в активном режиме (прием-передача сообщений), а также возникает необходимость создания центра коммутации мобильных станций (MSC). В задачи MSC входит:

- хранение системной информации о MC;
- переключение каналов связи при переходе MC в активном состоянии из зоны действия одной БС в зону действия другой (эстафетная передача);
- подключение каналов стационарной телефонной сети общего пользования (PSTN) к конкретной БС;

– обеспечение связи МС внутри сети без обращения к PSTN.

Контроль за перемещением абонентов в режиме ожидания необходим, если номер МС при входящем вызове в сеть передают по каналу вызова не все БС сети, а только группа БС, покрывающая зону поиска абонента в данный момент времени. При роуминге (roaming), когда мобильный абонент переходит из зоны обслуживания одного MSC в зону обслуживания другого, перемещение МС регистрируют и передают системную информацию о данной МС на визитируемый MSC.

Контроль за перемещением абонентов в активном состоянии необходим для обеспечения эстафетной передачи абонентов с минимальными перерывами в связи.

Контроль можно осуществить по уровню сигнала в специальном контрольном канале. Если отношение сигнал/шум в контрольном канале станет меньше порогового, принимают решение о переключении МС на другую БС или об изменении уровня мощности передатчиков МС и БС.

Данная концепция позволяет строить сотовые сети, состоящие из совокупности MSC, каждый из которых управляет работой нескольких БС. Общее правление и контроль за работой сети осуществляют с помощью центра управления и обслуживания.

Принцип построения сотовых сетей дает возможность снизить дефицит радиоканалов за счет их повторенного использования. Быстрое затухание УКВ радиоволн на многочисленных препятствиях на трассе распространения (здания, холмы, деревья и т.д.) позволяет применять одни и те же радиоканалы в различных сотах сети, отстоящих друг от друга на определенном расстоянии. Группу сот, в которых повторное использование одних и тех же радиоканалов недопустимо из-за превышения порогового уровня взаимных помех, называют кластером. В общем случае сеть сотовой связи строят, повторяя одни и те же кластеры в пределах зоны охвата.

12.2. Радиоинтерфейс системы CDMAone (IS-95)

Interim Standard 95 (IS 95) определяет требования к радиотелефонным системам связи с применением сигналов расширенного спектра (метод прямой последовательности DS/SS)) для обеспечения множественного доступа. Этот стандарт был разработан кор-

порацией Qualcomm для работы в спектре частот, используемом аналоговыми системами связи (AMPS) в США. Системы AMPS используют полосу шириной 25 МГц для передачи сигнала от базовой станции к мобильному устройству (прямой канал) в диапазоне 869-894 МГц и полосу такой же ширины для обратной передачи сигнала (обратный канал) в диапазоне 824-849 МГц. При работе IS-95 в каждый отдельный момент времени используется система CDMA с шириной полосы 1,25 МГц, а мобильные устройства соответствуют одновременно двум стандартам (AMPS и CDMA). Согласно решению Федеральной Комиссии связи США, одному оператору может быть выделен максимальный диапазон частот, равный 12,5 МГц, как в прямом, так и в обратном канале, что соответствует 10 физическим частотным радиоканалам с полосой 1,25 МГц.

Основные характеристики системы:

Каждый канал расширяется на полосу шириной 1,25 МГц, после чего фильтруется для ограничения спектра.

Скорость передачи элементарных сигналов $R_{сн}=1,2288$ млн. элементарных сигналов в секунду. Номинальная скорость передачи данных, называемая режимом RS1 (Rate Set 1) равна 9,6 Кбит/с. Улучшенный скоростной режим RS2 соответствует скорости передачи данных 14,4 Кбит/с.

Модуляция данных осуществляется с помощью двоичной фазовой манипуляции (BPSK) с применением расширения сигнала методом QPSK. При этом каждый квадратурный компонент несущей является сигналом BPSK, модулированным данными.

Используется сверточное кодирование с декодированием по алгоритму Витерби

Для разнесения по времени используется устройство временного уплотнения импульсных сигналов с интервалом 20 мс.

Сигналы с многолучевым распространением обрабатываются RAKE – приемником. Для пространственного разделения используются две антенны в каждом секторе ячейки.

Для разделения по каналам применяется ортогональное кодирование.

Регулирование мощности позволяет минимизировать энергию передаваемого сигнала и, следовательно, уменьшить интерференцию.

Резерв фактора речевой активности учитывается использованием речеобразующего устройства (вокодера) с переменной частотой преобразования аналогового речевого сигнала в цифровой. В зависимости от активности абонента вокодер формирует потоки данных со скоростями 8,6; 4; 2; 0,8 кбит/с.

12.3. Прямой канал связи (линия «вниз»)

Требуемое качество передачи данных в системе достигается с помощью мощного канального кодирования. На первом этапе сигнал с выхода вокодера, в котором с помощью метода линейного предсказания LPC производится черновая оцифровка голосового сигнала со скоростью 8 кбит/с, структурируется в кадры длительностью 20 мс и кодируется блоковым циклическим кодом. При этом скорости передачи данных возрастают до 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 кбит/с. Далее сигнал проходит этап сверточного кодирования. В прямом канале используется код с длиной кодового ограничения 9 и скоростью $\frac{1}{2}$. Следующие три шага включают сложение по модулю 2 двоичных значений псевдослучайных кодов и ортогональных последовательностей (применяется для обеспечения конфиденциальности абонентов), распределение по каналам и определение базовой станции. В целях конфиденциальности используются псевдослучайные последовательности (ПСП) максимальной длины с 42-разрядным регистром сдвига. В системе со скоростью передачи 1, 2288 млн. элементарных сигналов в секунду такой код повторяется с периодом приблизительно в 41 день. Системы стандарта IS-95 используют идентичное оборудование для кодирования всех базовых станций и мобильных устройств. Индивидуальным является только циклический сдвиг ПСП. Пользователям, которые связываются между собой, не нужно знать кодовые модификации друг друга, так как базовая станция проводит демодуляцию и повторную модуляцию всех обрабатываемых сигналов.

Для распределения по каналам с последующим расширением спектра используется код Уолша (Walsh cover). Код является ортогональным и генерируется с помощью матрицы Адамара. В стандарте IS-95 код Уолша характеризуется матрицей 64 x 64, где каждая строка соответствует отдельному коду. Каждая строка

соответствует отдельному коду, поэтому прямой канал связи можно разбить на 64 ортогональных канала.

Следующий применяемый код называют коротким, т.к. он основан на 15-разрядном регистре сдвига. Короткий код можно представить в виде «адреса» базовой станции. Использование этого кода требует наличия двух регистров сдвига: одного в синфазном канале (I), другого – в квадратурном (Q). Каждая базовая станция для определения своего местоположения применяет особый сдвиг кодов I и Q , каждый из которых состоит из 64 элементарных сигналов (чипов). Таким образом становится возможным получить 512 уникальных адресов., Шаг сдвига ПСП однозначно определяет размер соты (или сектора), при котором мобильная станция (МС) с гарантией определяет базовую станцию (БС). При сдвиге в 64 чипа радиус соты составит порядка 15, 5 км.

На рис. 12.1. Приведена упрощенная схема передачи сигнала в прямом канале CDMA.

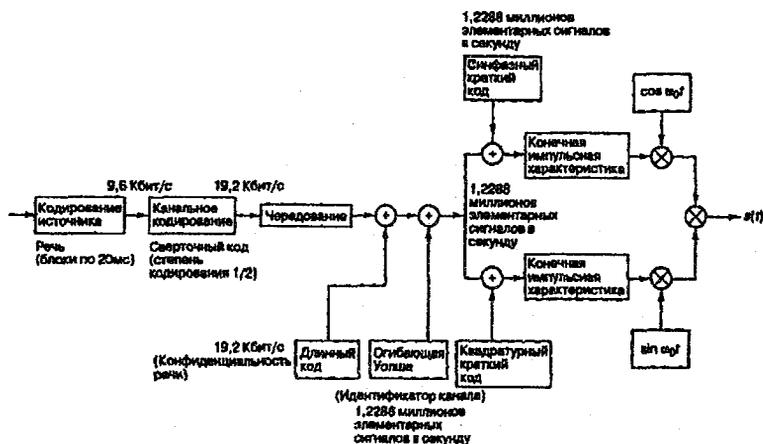


Рис. 12.1. Упрощенная схема передачи голоса в прямом канале CDMA

Архитектура линии «вниз»

Логические каналы линии «вниз» включают:

- пилотный (или контрольный) канал (pilot channel);
- синхронизационный канал (synchronization channel);
- канал персонального вызова (paging channel);
- канал прямого трафика (forward traffic channel).

Стандартом IS-95 предусматривается организация одного пилотного канала, одного канала синхронизации, от одного до семи каналов вызова (в зависимости от абонентской нагрузки на БС) и от 55 до 62 каналов прямого трафика. Отображение логических каналов на физические осуществляется с помощью ортогональных функций Уолша.

В пилотном канале используется функция Уолша w_0 , т.е. последовательность из одних нулей. Мощность, определенная пилотному каналу, обычно на 4 – 6 дБ превышает мощность в канале трафика. Информационные данные по пилотному каналу не передаются. Как можно видеть из рис. 12.2, фактически в пилотном канале передается только пара ПСП-I и ПСП-Q, т.е. комплексная ПСП.

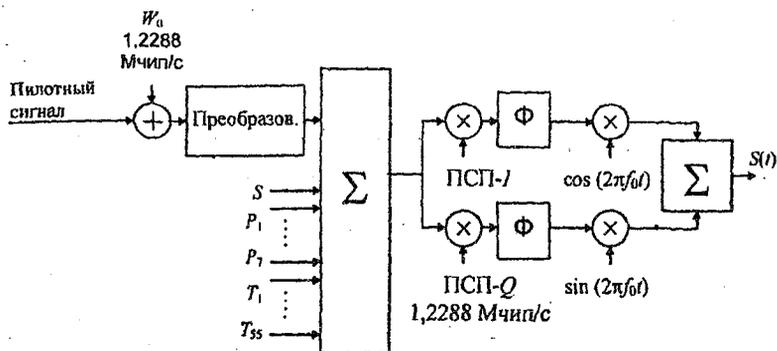


Рис. 12.2. Структурная схема пилотного канала

После перемножения с квадратурными ПСП сигнал в каждом из квадратурных плеч квадратурного фазоманипулированного (КФМ) модулятора фильтруется для формирования приемлемого спектра и перемножается со сдвинутыми на 90° гармоническими колебаниями центральной частоты. Суммирование выходов квадратурных плеч дает модулированный сигнал, в котором пилотная компонента совпадает с произведением пилот-сигнала (т.е. константы) с четырехфазно- манипулированной несущей.

После вхождения в синхронизм с пилот-сигналом МС располагает информацией о фазе принимаемой несущей, временных границах чипов и периодов короткой ПСП.

Для приема сообщений нужно знать границы кадров, точное время в системе, значение циклического сдвига ПСП данной БС, идентификаторы БС и контроллера мобильных станций (МС), значение мощности сигнала в пилотном канале, параметры длинной ПСП, скорость передачи данных в канале персонального вызова. Структуру физического канала синхронизации поясняет рис. 12.3. Данные канала синхронизации, поступающие со скоростью 1200 бит/с, подаются на вход сверточного кодера, с выхода которого снимается двоичная последовательность со скоростью 2400 бит/с, поступающая далее на устройство повторения, после которого скорость потока данных удваивается до 4800 бит/с. Информация, передаваемая по каналу, структурируется в кадры, каждый кадр совпадает с одним периодом короткой ПСП и содержит 32 бита исходных данных. После блочного перемежения поток данных подвергается прямому расширению спектра путем сложения по модулю 2 с присвоенной каналу синхронизации функцией Уолша w_{32} . Каждому биту информационного потока с выхода перемежителя (скорость 4,8 кбит/с) сопоставляется $\frac{1,2288 \cdot 10^6}{4,8 \cdot 10^3} = 256$ чипов, т.е. четыре периода последовательности Уолша.

БС может передавать синхросообщение, занимающее несколько кадров подряд, вследствие чего передаваемые данные могут подвергаться определенной структурной организации, называемой капсулированием.

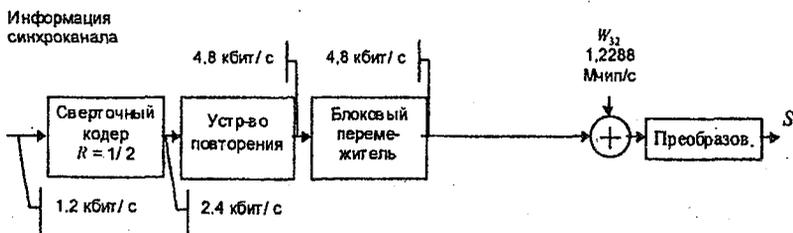


Рис. 12.3. Структурная схема канала синхронизации

Канал персонального вызова предназначен для вызова МС и передачи ей системной информации. После получения БС сигнала подтверждения от МС по этому же каналу передается информация об установлении соединения и назначении канала связи. Сообщения, передаваемые по каналу вызова, могут быть четырех типов:

- Заголовок;
- Пейджинг;
- Ордер;
- Назначение каналов.

Заголовок содержит информацию о важнейших параметрах конфигурации системы и передается на МС в виде следующих типовых сообщений:

- параметры системы (параметры эстафетной передачи – порог включения, порог выключения, значение таймера выключения, параметры регулировки мощности в прямом канале и т.д.);
- параметры доступа (конфигурация канала доступа МС – число проб установления доступа, время ожидания подтверждения, интервал между попытками доступа, начальное значение мощности излучения в канале доступа, шаг приращения мощности излучения и др.);
- граничный список – перечень циклических сдвигов ПСП соседних БС или секторов для оптимизации эстафетной передачи.

Пейджинговое сообщение содержит вызов, адресованный либо конкретной МС, либо группе МС.

Сообщения типа «ордер» охватывают широкий класс команд управления МС. Данные сообщения используются для подтверждения регистрации МС, ее блокировки в состоянии сбоя и др.

Сообщения о назначении каналов указывают МС выделенный канал трафика, назначают ей другой канал персонального вызова и т. д.

Структурная схема формирования каналов персонального вызова представлена на рис. 12.4.

В отличие от канала синхронизации, скорость поступления информации в канал персонального вызова составляет 4,8 или 9,6 кбит/с. Исходный битовый поток проходит через сверточный кодер и (только при входной скорости 4,8 кбит/с) устройство повторения, так что при любой из двух начальных скоростей ско-

рость кодированного потока оказывается равной 19,2 кбит/с. После блокового перемежения в пределах 20-миллисекундного кадра поток данных скремблируется децимированной длиной ПСП и подвергается расширению спектра: суммируется с функцией Уолша из набора $w_1 + w_2$. Символы как длинной, так и короткой ПСП имеют частоту следования 1,2288 Мчип/с, поэтому для скремблирования потока после перемежения из длинной ПСП выбирается каждый 64-ый символ (децимация с индексом 64). Поскольку сообщения в канале вызова могут занимать много кадров, используется капсулирование информации.

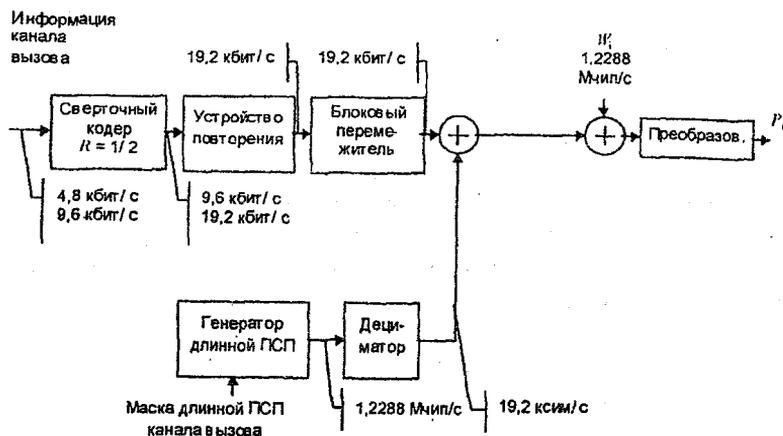


Рис. 12.4. Структурная схема канала вызова

Канал прямого трафика служит для передачи речевой информации и данных, а также информации сигнализации от БС к МС. Структура канала прямого трафика показана на рис. 12.5. В канале прямого трафика присутствует устройство мультиплексирования потока информационных данных и битов регулировки мощности, а также поддержание набора четырех различных скоростей 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 кбит/с, выбираемых в соответствии с текущей речевой активностью абонента. Выравнивание скоростей осуществляет устройство повторения: поток данных с максимальной скоростью проходит повторитель без изменения, а скорость потока с более низкими значениями увеличивается за счет посимвольного повто-

рения в 2, 4 и 8 раз соответственно. Основной целью подобного выравнивания является снижение уровня внутрисимвольных помех. Улучшение помеховой ситуации достигается снижением излучаемой мощности, пропорциональным числу повторения символов. Например, четырехкратное повторение символа при наименьшей (1,2 кбит/с) скорости речевого сообщения позволяет в четыре раза уменьшить мощность по сравнению с максимальной (9,6 кбит/с) входной скоростью без ухудшения достоверности передачи данных. После символьного повторителя блок информационных данных подвергается процедуре блочного перемежения на длительности кадра 20 мс, а затем скремблируется децимированной длиной ПСП, причем состояние генератора ПСП определяется электронным серийным номером (electronic serial number – ESN) МС в соответствии с некоторым секретным ключом.

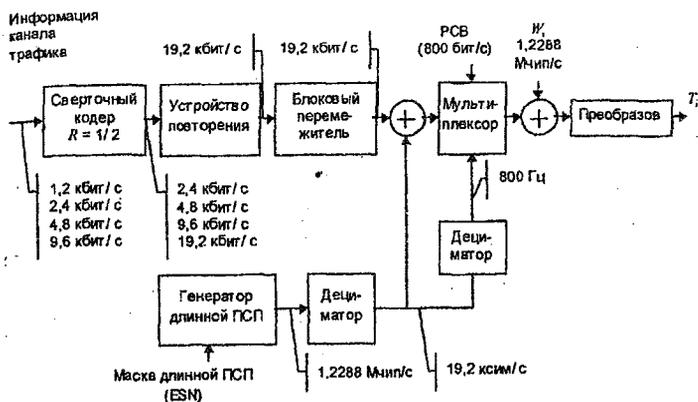


Рис. 12.5. Структурная схема канала прямого трафика

Скремблированные данные далее мультиплексируются с командами регулировки мощности передатчика МС – определенные символы потока данных заменяются битами регулировки мощности (power control bits – РСВ). Мультиплексированный поток данных манипулирует каналную поднесущую, в качестве которой используется одна из последовательностей Уолша $w_8 \div w_{31}$ и $w_{33} \div w_{63}$ с чиповой скоростью 1,2288 Мчип/с, причем номер последовательности Уолша однозначно определяет номер канала прямого

трафика. Помимо скоростей 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 кбит/с вокодер может поддерживать набор скоростей вида 14,4; 7,2; 3,6; 1,8 кбит/с. В этом случае скорость сверточного кода изменяется до $\frac{3}{4}$ для поддержания прежней скорости 19,2 кбит/с на входе блокового пережителя.

12.4. Обратный канал связи

В стандарте IS-95 не поддерживается применение обратных управляющих каналов, поскольку для каждого мобильного устройства был бы необходим отдельный канал такого типа. Поскольку обратный канал менее устойчив по сравнению с прямым, для улучшения работы системы применяется более эффективный сверточный код со степенью кодирования $\frac{1}{3}$. Сигналы от МС принимаются на БС некогерентно.

Упрощенная блок-схема передачи сигнала с использованием обратного канала представлена на рис. 12.6.

После обработки устройством временного уплотнения импульсных сигналов биты канала модулируются 64-разрядным кодом Уолша. При скорости передачи данных 9,6 кбит/с два бита данных (после кодирования трансформируются в шесть канальных битов – кодовые символы) после разделения отображаются одним из 64 ортогональных сигналов Уолша. Скорость передачи символов Уолша равна:

$$R_w = \frac{R_c}{\log_2 M} = \frac{R(n/k)}{\log_2 M} = \frac{9600 * 3}{6} = 4800 \text{ символов Уолша/с.}$$

Каждый из 64-разрядных кодов Уолша состоит из 64 элементов, называемых элементарными сигналами Уолша. Скорость передачи элементарных сигналов Уолша составляет $64 \cdot 4800 = 307200$ сигналов/с. Элементарные сигналы Уолша повторяются 4 раза и окончательная скорость передачи данных составляет 1, 2288 млн. чипов/с.

установление соединения, ответа на команды, переданные по каналу вызова. Регистрация МС – процесс, в ходе которого МС извещает БС о своем местонахождении и передает ей некоторую служебную информацию (например, номер слота в канале персонального вызова). Эксплуатация системы сотовой связи предполагает поддержание оптимального соотношения между частотой регистраций и размером зоны поиска МС, при котором сетевой ресурс используется наиболее эффективно. МС регистрируется в сети при включении и выключении МС, по сигналу таймера, по измеренной дистанции (как только расстояние между МС и местом ее последней регистрации превысит порог), по зонному принципу, при изменении контрольных параметров, по команде с БС, по умолчанию (каждый раз при успешном использовании МС канала доступа). Скорость передачи данных по каналу доступа фиксирована и составляет 4,8 кбит/с. Процедура формирования сигнала в канале доступа представлена на рис. 12.7. Ортогональный модулятор осуществляет отображение (кодирование) групп из 6 двоичных символов на функцию Уолша. Энергетический выигрыш от использования такого кода стремится к 4,8 дБ. Замена 6 символьной группы на функцию Уолша производится по следующему правилу: десятичное значение 6-разрядного двоичного числа, соответствующего группе из 6 бит, однозначно определяет номер функции Уолша.

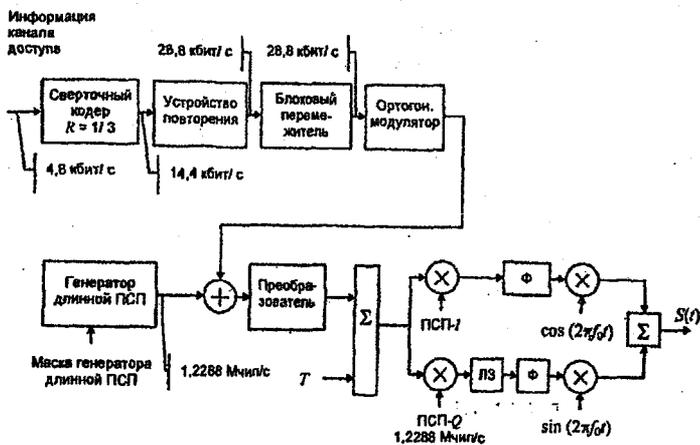


Рис. 12.7. Структурная схема канала доступа

Например, если на вход ортогонального модулятора подается группа из 6 символов вида 010110, то ей соответствует десятичное значение 22, а значит, эта группа заменяется модулятором на функцию Уолша w_{22} .

Сообщение канала доступа подвергается капсулированию в слоты.

Канал обратного трафика обеспечивает передачу речевой информации и данных абонента, а также управляющей информации с МС на БС, когда МС уже занимает выделенный ей физический канал. Скорость данных в канале обратного трафика может изменяться в зависимости от речевой активности абонента и составлять 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 кбит/с. Маска генератора длинной ПСП формируется с использованием закодированного электронного серийного номера ESN МС.

Алгоритм учета речевой активности в прямом канале, основанный на повторении символов с пропорциональным снижением передаваемой мощности, неприемлем для линии «вверх», т.к. входит в противоречие с процедурой быстрой регулировки мощности. Метод уменьшения средней мощности излучения в обратном канале при снижении скорости речевого потока состоит в случайном прореживании (маскировании) избыточных символов, образованных в результате символьного повторения.

В обратном канале 20 мс кадр канала трафика разбивается на 16 групп регулировки мощности. Рандомизатор случайным образом вырезает отдельные группы регулировки, причем количество вырезаемых групп определяется скоростью работы вокодера. При передаче данных со скоростью 9,6 кбит/с ни одна из групп не исключается, если же скорость работы вокодера составляет 1,2 кбит/с, то из кадра вырезается 14 из 16 групп.

Структурная схема канала обратного трафика приведена на рисунке 12.8. В канале обратного трафика предусматривается также поддержка скоростей 14,4; 7,2 3,6 1,8 кбит/с, при этом для поддержания скорости кодированного потока скорость сверточного кодера меняется с 1/3 на 1/2.

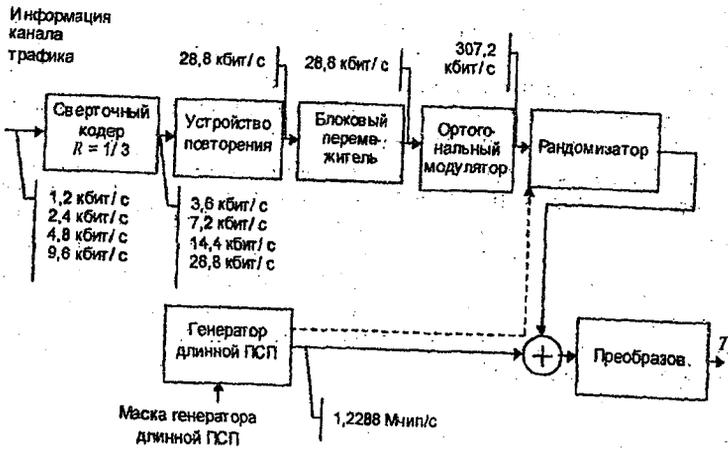


Рис. 12.8. Структурная схема канала обратного трафика

Задача 12.1

Сотовая система телефонной связи CDMA соответствует стандарту IS-95 с некоторыми модификациями: скорость передачи элементарных сигналов расширенного спектра равна 10,24 сигналов/с; скорость передачи данных $R = 20$ Кбит/с; для обратной связи используется 256-ричный код Уолша. Данные, закодированные кодом со степень кодирования $\frac{1}{2}$, модулируется сигналом Уолша, для чего отношение E_b/I_0 должно быть равно 6 дБ. Найдите значение следующих параметров $P_r/I_0, E_c/I_0, E_w/I_0, E_{wch}/I_0$ и E_{ch}/I_0 . Найдите также значения R_c, R_w и R_{wch} (скорости передачи канальных битов, сигналов Уолша, элементарных сигналов Уолша). Индексы c, w, wch и ch обозначают, соответственно, канальный бит, сигнал Уолша, элементарный сигнал Уолша и элементарный сигнал расширенного спектра. Найдите коэффициент расширения спектра сигнала. Определите, сколько элементарных сигналов расширенного спектра соответствуют одному элементарному сигналу Уолша.

Решение

Принцип сотовой телефонной связи базируется на разбиении географической области на ячейки (соты) с возможностью использования одних и тех же частот в разных ячейках. Для того, чтобы сигналы различных пользователей в ячейке, сигналы различных каналов в ячейке, сигналы различных ячеек не создавали взаимных помех, в системах с кодовым разделением каналов (CDMA) применяется несколько этапов кодирования информационной последовательности ортогональными кодами с хорошими взаимно-корреляционными свойствами.

В данной задаче информационная последовательность кодируется сверточным кодом со степенью кодирования $\frac{1}{2}$, поэтому скорость передачи канальных битов возрастает в два раза:

$$R_c = 2R = 40 \cdot 10^3 \text{ бит/с.}$$

Соответственно, отношение сигнал/шум после кодирования падает в два раза и становится:

$$\frac{E_c}{I_0} = \frac{1}{2} \frac{E_b}{I_0} = 3 \text{ дБ или 2 раза.}$$

В прямом канале мобильной связи (от базовой станции (БС) к мобильной станции (МС)) для распределения закодированной информационной последовательности по каналам связи используется 256 – ричный код Уолша, представляющий собой матрицу 256 x 256, где каждая строка соответствует отдельному коду. Каждый канальный бит преобразуется в 256 элементарных сигналов Уолша.

В обратном канале связи (от МС к БС) сигналы Уолша не могут служить идентификаторами канала, т.к. обладают плохими взимокорреляционными свойствами из-за отсутствия синхронизации с точностью до фазы несущей, поэтому они используются для модуляции информационного сигнала и расширения спектра с целью снижения требуемого для заданной достоверности передачи отношения сигнал/шум (нужно помнить об ограниченности энергоресурса МС).

Для условия задачи (обратного канала) каждый из 256 сигналов Уолша соответствует 6 канальным битам, поэтому для отношения сигнал/шум после модуляции сигналом Уолша можно записать:

$$\frac{E_w}{I_0} = 6 \frac{E_c}{I_0} = 12 \text{ или } 10 \lg 12 \approx 10,8 \text{ дБ.}$$

Соответственно, скорость модулирующих сигналов Уолша будет в 6 раз меньше скорости канальных битов:

$$R_w = \frac{1}{6} R_c = \frac{40 \cdot 10^3}{6} \approx 6,67 \cdot 10^3 \frac{\text{бит}}{\text{с}}.$$

Сигнал Уолша по условию задачи состоит из 256 элементарных сигналов

Для элементарного сигнала Уолша отношения сигнал/шум:

$$\frac{E_{wch}}{I_0} = \frac{1}{256} \frac{E_w}{I_0} = \frac{12}{256} \approx 0,047 = 10 \lg 0,047 = 13,28 \text{ дБ.}$$

Скорость передачи элементарных сигналов Уолша

$$R_{wch} = 256 R_w = 256 \cdot 6,67 \cdot 10^3 = 1707,52 \cdot 10^3 \frac{\text{бит}}{\text{с}}.$$

Так как по условию $\frac{E_b}{I_0} = 6 \text{ дБ}$ или 4 раза, то отношение принимаемой мощности к шуму:

$$\frac{P_r}{I_0} = \frac{E_b}{I_0} R = 20 \cdot 10^3 \cdot 4 = 80 \text{ кВт} \Rightarrow 10 \lg(80000) \approx 49 \text{ дБГц.}$$

Так как скорость передачи сигналов расширенного спектра равна 10,24 млн. элем. сигн./сек, то

отношение сигнал/шум для элементарных сигналов расширенного спектра рассчитаем как:

$$\frac{E_{ch}}{I_0} = \frac{P_r}{I_0 R_{ch}} = 80 \cdot 10^3 / 10,24 \cdot 10^6 = 0,00781 \Rightarrow 10 \lg(0,00781) = -21,0735 \text{ дБ.}$$

Количество элементарных сигналов расширенного спектра, содержащихся в элементарном сигнале Уолша:

$$R_{ch}/R_{wch} = 10,24 * 10^6 / 1707,52 = 6.$$

Коэффициент расширения спектра сигнала:

$$G_p = \frac{R_{ch}}{R} = \frac{10,24 * 10^6}{20 * 10^3} = 512$$

Задача 12.2

Каждому пользователю сотовой системы телефонной связи CDMA с использованием метода прямой последовательности необходимо, чтобы битовое отношение сигнал/шум $\frac{E_b}{I_0}$ было равно 6 дБ для приемлемого качества передачи голоса. Скорость передачи элементарных сигналов равна $R_{ch} = 3,68$ миллионов элементарных сигналов в секунду; скорость передачи данных $R = 14,4$ Кбит/с. Коэффициенты G_v , H_0 и γ равны, соответственно, 2,5; 1,5; 1,5. Во время речевых пауз передача сигнала не производится.

1. Найдите максимальное количество пользователей в ячейке.
2. Отношение $\frac{E_b}{I_0}$ было снижено на 1 дБ за счет использования эффективного кода коррекции ошибок. Найдите максимальное количество пользователей в ячейке.

Решение

В системе мобильной телефонной связи CDMA сигналы различных пользователей интерферируют между собой, так как:

– корреляция двух различных идеально ортогональных длинных расширяющих кодов может не равняться нулю в течение такого короткого времени, как длительность передачи одного элементарного символа;

– для обслуживания большого числа пользователей необходимы длинные коды, при разработке которых можно добиться малой взаимной корреляции, но сложно получить идеальную взаимную ортогональность;

– многолучевое распространение сигнала и неидеальная синхронизация приводят к интерференции элементарных сигналов различных пользователей.

Если количество активных пользователей в ячейке внезапно возрастает, то уменьшается битовое отношение сигнал/шум $\frac{E_b}{I_0}$, необходимое для обеспечения качества связи. Для увеличения количества пользователей и обеспечения требуемого качества связи принимаются следующие меры:

1. Разделение по секторам (учитывается коэффициентом усиления антенны G_A). Ячейка может быть разделена на три сектора по 120° с помощью трех направленных антенн с коэффициентом усиления порядка 2,5 (или 4 дБ). Этот коэффициент определяет, во сколько раз может быть увеличено количество пользователей.
2. Учет речевой активности абонентов (фактор речевой активности абонентов G_V). Так как в процессе разговора 60% времени занимают паузы между словами и фразами, а также время слушания, то для непосредственной передачи сигнала нужно лишь время, когда один из собеседников говорит. Этот факт позволяет увеличить количество пользователей в число раз, равное коэффициенту G_V (2,5 или 4 дБ).
3. По технологии CDMA может применяться 100%-е повторное использование частоты, когда все соседние ячейки используют один и тот же спектр. Тогда кроме интерференции внутри ячейки существует дополнительная внешняя интерференция. Число пользователей в таком случае необходимо уменьшить в соответствии с фактором интерференции от внешних ячеек N_0 , который равнее 1,55 или 1,9 дБ.
4. Если ввести допущение, что все пользователи равномерно распределены по площади ячейки, а управление мощностью осуществляется идеально, то можно предположить, что интерферирующие между собой сигналы не синхронизированы по фазе и элементарному сигналу, тогда можно ввести фактор несинхронной интерференции γ и увеличить количество пользователей в соответствии с ним по сравнению с наихудшим сценарием. Если считать, что элементарный сигнал

можно графически представить в виде идеального прямоугольника, значение γ равно 1,5.

Используя коэффициенты G_A, G_V, H_0 и γ (и их значения) вычислим максимально возможное количество активных пользователей в ячейке по формуле:

$$M = \frac{\gamma G_p G_A G_V}{\left(\frac{E_b}{I_0}\right)_{\text{проб}} H_0}$$

где $\left(\frac{E_b}{I_0}\right)_{\text{проб}} = 6$ дБ или 4 раза.

Коэффициент расширения спектра сигнала найдем как:

$$G_p = \frac{R_{ch}}{R} = \frac{3,68 * 10^6}{14,4 * 10^3} \approx 256.$$

Подставив численные значения в формулу для нахождения M , получим максимальное количество пользователей в ячейке:

$$M = \frac{1,5 * 256 * 2,5 * 2,5}{4 * 1,5} = 400.$$

Если $\frac{E_b}{I_0}$ будет снижено на 1 дБ, то оно будет равно 5 дБ или 3,1623 раза. При этом количество пользователей в ячейке возрастет до:

$$M = \frac{1,5 * 256 * 2,5 * 2,5}{3,1623 * 1,5} \approx 505.$$

12.5. Регулирование мощности

В системе IS-95 мощность регулируют и в прямом, и в обратном каналах связи. Однако «полноценное» регулирование мощности в широком динамическом диапазоне осуществляется только на МС. В прямом канале энергетические соотношения между отдельными сигналами в пределах группового сообщения одной БС будут выдержаны при приеме на МС, тогда как в обратном канале при отсутствии автоматической регулировки мощности (АРМ) сигналы пользователей, находящихся недалеко от БС будут приня-

ты с большим уровнем мощности, чем сигналы пользователей, которые находятся около границы ячейки. Основная задача процедуры регулировки – изменить процесс передачи каждой МС так, чтобы входная мощность полученных БС сигналов, была равной (и по возможности, постоянной). Стандартом IS-95 описываются три метода регулировки мощности: управление обратным каналом, управление прямым и обратным каналами по принципу обратной связи, прямое управление каналом.

Управление обратным каналом. БС постоянно передает калибровочную постоянную, которая зависит от мощности излучения БС. МС должна подстраивать мощность своего передатчика таким образом, чтобы она была равна разности калибровочной постоянной и мощности сигнала, полученного от БС.

Управление прямым и обратным каналом с использованием обратной связи заключается в замещении битов кодированного сигнала битами регулировки мощности.

Задача 12.3

Оценить эффективность быстрой регулировки мощности в системе стандарта IS-95, использующей диапазон частот порядка 800 МГц, период регулирования 1,25 мс, дельта-модуляцию при передаче команд регулирования при скорости перемещения абонента 60 км/ч

Решение

При передаче команд регулирования БС использует дельта-модуляцию, при которой одна команда либо увеличивает, либо уменьшает мощность передатчика МС на фиксированный дискрет. Исследования показали, что данный механизм регулирования становится эффективным, когда частота поступления команд регулирования как минимум на порядок превышает максимальную действующую частоту в спектре фединга. Приблизительно оценить возможности быстрой АРМ МС в системе стандарта IS-95 можно на следующем примере. При движении абонента со скоростью 60 км/ч максимальный доплеровский сдвиг сигнала по частоте в диапазоне 800 МГц (диапазон IS-95) составляет

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{\frac{c}{f}} = \frac{\left(\frac{60 \cdot 1000}{3600}\right) \text{ м/с}}{\left(\frac{3 \cdot 10^8}{800 \cdot 10^6}\right) \text{ м}} = 44,5 \text{ Гц.}$$

Следовательно, нижний порог частоты эффективного регулирования равен 445 Гц, в то время, как период регулирования, предусмотренный стандартом, составляет 1,25 мс, что соответствует частоте 800 Гц. Если при этом учесть, что скорость перемещения мобильных абонентов во время сеанса связи, как правило, значительно ниже приведенной в примере, то можно сделать вывод, что для борьбы с быстрыми замираниями система АРМ МС обладает достаточным потенциалом.

Прямое управление каналом. Базовая станция периодически снижает мощность сигнала, передаваемого мобильному устройству. Если мобильное устройство обнаруживает увеличение количества ошибок в кадрах, то оно отправляет запрос на увеличение мощности базовой станции.

12.6. Эстафетная передача

Стандарт IS-95 допускает три сценария эстафетной передачи (ЭП).

- Межсистемная – между сотами различных зон обслуживания – всегда жесткая
- Межсистемная с переключением МС в аналоговую систему связи – жесткая ЭП.
- Внутрисистемная – в пределах одной зоны обслуживания, без изменения диапазона частот – мягкая ЭП.

Алгоритм жесткой эстафетной передачи заключается в том, что когда уровень мощности принимаемого от МС сигнала становится меньше заданного порога, обслуживающая БС инициирует ЭП, при которой МС выделяется один из свободных каналов трафика в новой соте и вызов переключается из старой соты в новую. При жесткой ЭП неизбежны перерывы в связи.

В ходе мягкой ЭП одновременно используются несколько каналов связи. На основании измерения пилотных сигналов с БС, МС относят каждую БС к одной из четырех групп:

- Активные каналы – в данный момент используемые МС.

– Каналы кандидаты – по своим параметрам близкие к активным. Если в ходе ЭП нужен дополнительный канал, его выбирают из списка кандидатов.

– Граничные каналы – достаточно сильные каналы, но хотя бы по одному критерию не подходящие на должность кандидатов.

– Остальные каналы.

В процессе работы МС отслеживает наиболее сильные многолучевые компоненты сигналов в пилотном канале и оценивает их мощность. Полученные оценки МС сравнивает с двумя порогами: порогом включения T_{add} и порогом исключения T_{drop} . Если результат измерения превысил T_{add} , начинается процесс эстафетной передачи. При падении уровня сигнала одного из активных пилотных каналов ниже порога T_{drop} , МС запускает специальный таймер. Если в течение отведенного времени уровень сигнала снова возрастет и превысит порог T_{drop} , таймер сбрасывают, а канал оставляют в списке активных. Если порог превышен не будет, БС принимает решение о завершении ЭП, удаляет текущий канал из списка активных, сигнализирует об этом МС и пополняет им банк свободных каналов. Эффективность мягкой ЭП зависит от правильности выбора порогов T_{add} и T_{drop} и времени срабатывания таймера. Установка низких порогов и большого времени срабатывания таймера приводит к расширению списка активных каналов и снижению частоты обновления списков. Качество связи при этом выше, т.к. в ЭП участвует больше БС, а следовательно, при приеме доступна большая кратность разнесения, но при этом возрастает нагрузка на каналы прямого трафика, повышается уровень взаимных помех в прямом канале. Установка высоких порогов и малого времени срабатывания таймера увеличивает частоту обновления списков, но сохраняет системный ресурс, поскольку меньшее количество БС участвует в эстафетной передаче. Кратность разнесения при приеме и качество связи при этом упадут, а скорость передачи системной информации между МС и БС возрастет, что опять-таки увеличит нагрузку на систему.

Анализируя качество связи при мягкой ЭП в стандарте IS-95 нужно понимать, что увеличение числа задействованных БС не может обеспечить неограниченный рост качества передачи. Это происходит потому, что сколько бы БС не адресовалось к данной МС, принять текущий кадр она в состоянии только от двух «наи-

лучших» из них, так как схема приемника МС включает в себя трехкомпонентный RAKE-приемник, в котором 2 ветви приемника обрабатывают сигналы одной БС, 1 ветвь – сигналы другой БС, после чего сигналы ветвей суммируют.

12.7. Rake-приемник

Принцип действия Rake-приемника, который был создан для приема разнесенных сигналов, основан на раздельной обработке всех многолучевых компонентов и вычислении их средневзвешенной суммы. В наземных радиоканалах характеристики этих компонентов могут незначительно (на величину, сопоставимую с длительностью одного символа шумоподобного сигнала — чипа) различаться. Компоненты, отстоящие друг от друга более чем на один чип, обрабатываются и суммируются. Что же касается мелкомасштабных изменений задержки (менее чем на один чип), они могут быть устранены при приеме с помощью схемы кодового слежения, которая позволяет измерить время задержки для каждого компонента многолучевого сигнала и нивелировать малое изменение.

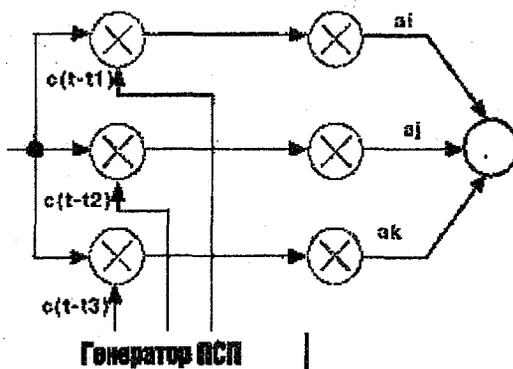


Рис. 12.9. Упрощенная структурная схема трехканального Rake-приемника

Поскольку на практике число суммируемых соизмеримых по мощности лучей не превышает 3–4, то в классическом Rake-

приемнике обычно реализуется трехканальная схема (рис. 12.9), которая дает возможность выделять три компонента многолучевого сигнала с различными задержками (τ_1, τ_2, τ_3) и коэффициентами передачи ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$). В каждом канале приема (finger) входной сигнал, задержка которого приведена ко времени распространения многолучевого сигнала, перемножается с кодовой последовательностью. После свертки вычисляется (с помощью схемы сложения) средневзвешенная по максимуму отношения сигнал/шум сумма сигналов разных каналов приема. В результате такой обработки все лучи, опережающие основной луч или запаздывающие относительно него на величину, большую $1/F$, создают на выходе корреляторов лишь небольшие всплески (вместо больших помех), которые отбрасываются Rake-приемником в процессе принятия решения.

В реальной жизни при перемещении мобильного объекта изменяются условия отражения радиоволн, а следовательно, и коэффициенты ослабления сигнала и задержка. Чтобы отследить такие изменения и оптимальным образом перераспределить каналы Rake-приемника, в нем обычно предусматриваются еще 1–2 вспомогательных канала, предназначенных для зондирования многолучевой среды.

Описанная схема работы приемника реализована в системе с кодовым доступом на базе стандарта cdmaOne (IS-95). Ее мобильный терминал выполнен на основе трехканального Rake-приемника с одним дополнительным сканирующим каналом, который обеспечивает периодическое измерение характеристик многолучевой среды. На этапе поиска терминал использует только вспомогательный сканирующий канал, с помощью которого отслеживаются приходящие сигналы и оцениваются с заданной точностью их амплитуды, начальные фазы и задержки. На основании этих данных приемник осуществляет подстройку циклических сдвигов опорных последовательностей в соответствии с наиболее мощными компонентами входного сигнала. После захвата несущей частоты приемник обрабатывает пилот-сигнал, выделяя из него самые мощные компоненты приходящих лучей. Применение пилот-сигнала и трехканального Rake-приемника позволило реализовать в мобильном терминале системы cdmaOne трехкратный разнонесенный прием с когерентным сложением сигналов. На базовой станции cdmaOne используются пространственное разносение ан-

тени и четырехканальный Rake-приемник с двумя дополнительными сканирующими каналами. Это обеспечивает (при наличии двух антенн) восьмикратное разнесение.

12.8. Алгоритм типичного телефонного звонка

С момента включения питания МС приемник начинает поиск контрольных сигналов и настраивается на наиболее мощный сигнал, синхронизируясь с одним из 512 уникальных адресов базовых станций. Теперь мобильное устройство может выполнить сужение любого сигнала, поступающего от БС. Используя контрольный сигнал в качестве эталонного, МС когерентно демодулирует сигнал синхроканала, синхронизируясь по времени с системой, получает информацию о состоянии длинного кода в течение последующих 320 мс. МС выбирает определенный канал поиска, после чего проверяет выбранный канал на предмет поступления входящих вызовов и регистрируется БС.

Если иницируется соединение, то БС передает поисковое сообщение по каналу поиска, а МС передает ответ (в частности, сообщает свой ESN) по каналу доступа. Получив сообщение от МС, БС по каналу вызова передает информацию о назначении МС канала трафика. После этого МС начинает передавать преамбулу сообщения по каналу обратного трафика. БС получает преамбулу, передает сигнал готовности с информационным сообщением (номер вызывающего абонента). МС по каналу обратного трафика передает подтверждение получения, включает звуковой сигнал и выводит информацию о номере вызывающего абонента на дисплей.

Глава 13. МОБИЛЬНАЯ СВЯЗЬ ТРЕТЬЕГО ПОКОЛЕНИЯ

13.1. Перспективы развития систем мобильной связи третьего поколения

Линия, разделяющая первые два поколения мобильной связи, весьма отчетлива: стандарты первого поколения (NMT-450, NMT-900, AMPS и т.д.) были аналоговыми тогда как появившиеся в первой половине 1990-х гг. системы второго поколения (GSM, D-AMPS и т.д.) воплотили многие потенциальные преимущества цифровой передачи сообщений (эффективное сжатие данных, помехоустойчивое кодирование, простота реконfigurирования, технологичность и стабильность аппаратных средств и т.д.), найдя более рациональные варианты утилизации отводившихся прежде аналоговым системам диапазонов частот.

Третье поколение (third generation – 3G) мобильных сетей стало рассматриваться как поколение универсальных сетей, обеспечивающих высокоскоростной обмен данными, не ограничивающими перемещение потребителя, и поддерживающих в любой точке пространства качество услуг на уровне стационарной сети.

В рамках стандартов сотовых сетей второго поколения данная концепция неосуществима, прежде всего, из-за низких скоростей передачи данных – 9,6 или 14,4 кбит/с, которые являются очень малыми значениями для передачи мультимедийной информации. Сообществом GSM сделаны попытки приблизить стандарт второго поколения к новым требованиям (так называемое поколение 2,5 – 2,5 G), что характеризуется тремя основными дополнениями к базовому стандарту:

1. HSCSD – high speed circuit-switched data – высокоскоростной обмен данными состоит в предоставлении одному пользователю нескольких слотов в кадре, что увеличивает скорость передачи информации в соответствующее число раз.

2. GPRS- general packet radio service – предусматривает организацию специального канала пакетной передачи со скоростями до 115 кбит/с (но без помехоустойчивого кодирования).

3. EDGE – enhanced data rates for global evolution – подразумевает введение, наряду с гауссовской МЧМ, добавочного модуля-

ционного формата: восьмеричной ФМ, утраивающей скорость передачи в рамках фиксированного частотного ресурса.

Однако переходный характер подобной модернизации очевиден: максимизация скорости означает предоставление всего имеющегося ресурса связи единственному потребителю, а ухудшение качества связи, сопутствующее применению ФМ8 и отказу от канального кодирования, резко ограничит зону обслуживания БС. Поэтому идет интенсивная работа по подготовке стандарта мобильной связи, откликающегося на вызовы XXI в.

Субъекты разработки стандартов третьего поколения:

1. Международный телекоммуникационный союз ИТУ
2. Европейский союз телекоммуникационных стандартов ETSI
3. Ассоциации радиопромышленников США (TIA) и Японии (ARIB)
4. Ведущие производители мобильных систем (компании Nokia, Qualcomm, Eriksson, Motorola).

Первоначальный энтузиазм по поводу грядущего единого всемирного стандарта быстро иссяк, когда вскрылись истинные масштабы разногласий, разделяющие потенциальных партнеров:

1. Несоответствие распределений частот в разных странах затрудняет стандартизацию частотных диапазонов и выработку единой системной концепции.

2. Ведущие корпорации производители хотели бы максимально сгладить производственные проблемы, неизбежно сопровождающие переход на новые технологии и соблюсти преемственность между 2G и 3G стандартами.

В результате гармонизации подходов соглашающихся сторон в основу концепции 3G легла трактовка, допускающая существование под общим флагом 3G стандарта параллельных спецификаций, отражающих корпоративные точки зрения при едином понимании новых задач мобильной связи и унификации некоторых наиболее весомых системных показателей, а именно:

1. Скорость передачи данных до 2 Мбит/с в пределах полосы не более 5 МГц.

2. Возможность варьирования скорости в широком диапазоне в зависимости от характера передаваемых данных.

3. Возможность мультиплексной передачи в рамках одного контакта данных разнообразного содержания (речь, мультимедиа, пакеты и т. п.).

4. Сосуществование систем 2G и 3G и возможность эстафетной передачи между ними с целью расширения зон покрытия и выравнивания трафика.

5. Поддержка асимметричного режима работы когда линия «вниз» имеет значительно более напряженный трафик (например, при поиске информации в Internet) по сравнению с линией «вверх».

6. Максимальная гибкость сетевого оборудования и возможность построения на его основе «набора инструментов (toolbox).

7. Доступность мобилизации наиболее современных резервов улучшения качества связи (адаптация к условиям распространения, пространственная селекция терминала – smart – антенны, многопользовательские – multiuser – приемники и т.д.).

К середине 2002 г. лидирующие позиции закрепились за двумя проектами, общей платформой которых является технология кодового разделения CDMA. Первый из них – UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) является продуктом кооперации Евросоюза (в лице ETSI) и Японии (ARIB). Хотя радиointерфейс UMTS, получивший название UTRAN (Universal Terrestrial Radio Access Network), основан на кодовом разделении и практически не имеет ничего общего с физическим уровнем GSM, на сетевом уровне этот стандарт целиком опирается на «готовую» инфраструктуру GSM. Поэтому он особенно выгоден фирмам-поставщикам оборудования GSM, ряд из которых (Nokia, Eriksson) принимал непосредственное участие в его разработке. Для завершения работы над спецификацией стандарта создано организационное ядро 3GPP (3G Partnership Project), название которого часто используется как синоним названия самого проекта UMTS.

Второй проект, известный под именем cdma2000, является максимально преемственным по отношению к cdmaone и продвигается компаниями Qualcomm, Lument, Motorola – основными поставщиками и операторами действующих CDMA-систем. Процесс доводки этого стандарта также интернационализирован и контролируется органом, называемым 3GPP2.

13.2. Общая характеристика радиointерфейса UMTS

Международным регламентом для 3G-систем выделены участки спектра в районе 2 ГГц. Предусматривается организация дуп-

лексной связи на основе частотного разнесения (FDD – frequency division duplex). Однако указанные диапазоны доступны не во всех частях света в силу исторически сложившегося распределения частот, поэтому в некоторых регионах например, в США) реализация частотного дуплекса оказывается невозможной. В силу этого наряду с основным (частотным) вариантом дуплекса, стандарт оговаривает и дополнительный (временной – TDD – time division duplex), в котором часть временного кадра выделяется для передачи сообщения от БС к МС, а другая часть служит для передачи в обратном направлении.

Стандартом установлены жесткие ориентиры по скорости передачи:

Вне пределов больших городов при скорости движения пользователя до 500 км/ч не менее 144 кбит/с (в будущем до 384 кбит/с).

В пригородной и городской зоне при скорости до 120 км/ч не менее 384 кбит/с (в будущем до 512 кбит/с).

Внутри помещений при скорости до 10 км/ч не менее 2 Мбит/с.

Скорость элементарного сигнала кодовой последовательности устанавливается $R_{ch} = 3,84$ Мчип/с.

При работе с различными скоростями в разных каналах приходится использовать канализирующие коды с различным значением коэффициента расширения спектра. Управление кодовым ресурсом становится сложной динамической задачей, решаемой на уровне координации работы всей сети. Поэтому каналом управления снабжаются все МС.

13.3. Эволюция стандарта IS-95 в CDMA 2000

Базовые идеи стандарта IS-95 оказались весьма жизнеспособными и гибкими в плане дальнейшего развития и совершенствования. Для увеличения скорости передачи системы с кодовым разделением нужно дальнейшее расширение спектра. Предусмотренная концепцией 3G полоса 5 МГц согласно спецификациям 3GPP2 может использоваться в одном из двух параллельных вариантов: DSSS и многочастотном (multicarrier – MC). При прямом расширении частота чипов, принятая в IS-95, утраивается и составляет $3 \times 1,2288 = 3,6864$ Мчип/с.

В многочастотном варианте используется передача на трех несущих, сдвинутых на 1,25 МГц. Сигнал, передаваемый на каждой из несущих, подобен сигналу IS-95, т. е. образуется прямым расширением последовательностью чипов со скоростью 1,2288 Мчип/с и имеет полосу 1,25 МГц. При этом входной поток данных расщепляется на три параллельных потока втрое меньшей скорости, каждый из которых передается по своему каналу. Многочастотная версия особенно удобна с точки зрения преимущественности в отношении системы IS-95.

13.4. Разнесенный прием

Одним из наиболее эффективных методов борьбы с многолучевыми замираниями является так называемое разнесение сигнала. Согласно теории, выигрыш от разнесенного приема достигается лишь в том случае, если сигнал, попадающий по нескольким независимым путям в точку приема, имеет примерно одинаковую среднюю мощность лучей (только тогда можно утверждать, что хотя бы один из приходящих сигналов не будет подвержен глубоким замираниям). Существует два основных класса методов борьбы с замираниями: явное и неявное разнесение при **явном разнесении** по каналу связи передается один или несколько избыточных сигналов, содержащих ту же полезную информацию, что и основной луч. В настоящее время наиболее часто применяются три способа явного разнесения: пространственное, частотное и временное.

При **неявном разнесении** избыточные сигналы не используются. Их роль играют несколько независимых копий сигнала, которые образуются на входе приемника за счет эффекта декорреляции сигнала в многолучевом канале.

Одно из преимуществ технологии CDMA заключается в том, что в ней могут быть использованы практически все известные методы разнесенного приема. На базовой станции чаще всего применяется пространственное разнесение, а в абонентских терминалах (мобильных станциях) наиболее популярны методы, не требующие введения дополнительных каналов приема (например, временное разнесение).

Пространственное разнесение стало самым первым методом борьбы с замираниями: оно было реализовано еще в 1927 г. и базировалось на использовании нескольких антенн. Чтобы обеспе-

чить эффективный прием, например, на две антенны, достаточно разнести их на расстояние не менее 10 или 20 λ (λ — длина волны). Хотя в этом случае дополнительный частотный ресурс не требуется, необходимость применения дополнительных антенн значительно усложняет оборудование станции.

Существует несколько видов пространственного разнесения. На базовых станциях в основном реализуется пространственное разнесение в горизонтальной плоскости. Разнесение в вертикальной плоскости (угловое) применимо лишь в сетях микросотовой связи, где допускается достаточно большой разброс по углу приема сигналов.

Если задействуется другая разновидность пространственного разнесения — поляризационное, то сигналы передаются и принимаются с разными ортогональными поляризациями (вертикальной и горизонтальной). И хотя в таком случае дополнительная антенна не нужна, уровень мощности каждого канала становится примерно на 3 дБ меньшим, чем при использовании сигнала одной поляризации. (Здесь следует заметить, что при неявном поляризационном разнесении, когда излучаемый сигнал принимается с помощью одной кросс-поляризованной антенны, уровни мощности в разных каналах могут различаться на 10—12 дБ.)

В системах на базе стандартов 3-го поколения планируется использовать ряд оригинальных методов борьбы с замираниями. Так, для систем стандарта DS-CDMA предусмотрено применение *пространственно-кодowego разнесения* (ортогонального разнесения на передаче, OTD), при котором через каждую из антенн базовой станции излучается своя ортогональная кодовая последовательность. В проекте UTRAN (ETSI) предложен другой способ: передаваемый сигнал сжимается во времени и излучается поочередно через две антенны (например, через одну «проходят» только четные пакеты, а через другую — нечетные), причем мощность передатчика «делится» между ними поровну.

Метод *частотного разнесения* основан на излучении одного и того же сигнала на разных частотах. Выигрыш достигается только в том случае, если интервал между несущими частотами больше ширины полосы когерентности B_c .

Комбинированное *пространственно-частотное разнесение* планируется реализовать в системе на базе стандарта cdma2000. Многочастотный сигнал будет передаваться через разнесенные ан-

тенны, что не потребует усложнения абонентского терминала, поскольку прием таких сигналов обеспечивается с помощью многоканального Rake-приемника, каждый канал которого настроен на свою многолучевую составляющую.

Временное разнесение в CDMA-сетях играет ту же роль, что и в системах с временным доступом (TDMA). При использовании этого метода для борьбы с пакетами ошибок, которые образуются при глубоких замираниях, применяется поблочное перемежение в сочетании с кодами, исправляющими ошибки. Операция перемежения позволяет декоррелировать пакеты ошибок за счет их преобразования в группу случайных (обычно одиночных) ошибок. Последние эффективно исправляются сверточным декодером. Поскольку при перемежении изменяется лишь порядок следования символов в пределах одного или нескольких кадров, то данный метод не вносит избыточности, а следовательно, не приводит к снижению средней мощности передатчика.

Глава 14. ЧАСТОТНОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ СОТОВЫХ СИСТЕМ

14.1. Частотное планирование систем сотовой связи

Процесс выбора и выделения группы каналов для всех базовых станций системы называется частотным планированием или принципом повторного использования частот. При проектировании системы геометрическую форму соты полагают правильным шестиугольником. При таком допущении достигается полный геометрический охват обслуживаемой территории минимальным числом ячеек, имеется однозначность в принадлежности зоны конкретной базовой станции (отсутствуют пересечения в зонах обслуживания). Концепция повторного использования каналов при шестиугольной геометрии соты представлена на рис. 14.1, где одинаковые буквы соответствуют одной и той же группе каналов.

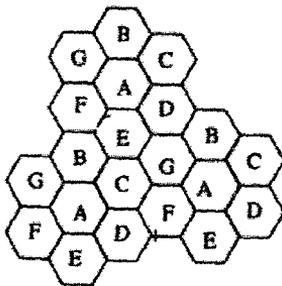


Рис. 14.1 Концепция построения сотовых систем связи

Рассмотрим сотовую систему с S дуплексными радиоканалами. Каждой соте выделена группа из k каналов ($k < S$), S каналов равно разделены между N сот, так что $S = kN$.

N сот, которые одновременно используют полный набор каналов, называют кластером. Если кластер повторяется в системе M раз, то общее число дуплексных каналов

$$C = MkN = MS \quad (14.1)$$

является мерой информационной емкости системы. Информационная емкость системы растет с увеличением M .

Задача 14.1

Сотовой системе с частотным разделением каналов выделена полоса частот 33 МГц, в которой каналам управления отведена полоса 1 МГц. Один симплексный канал занимает полос частот 25 кГц. Распределить частотный ресурс системы между речевыми каналами и каналами управления для $N = 4, 7, 12$.

Решение

Один дуплексный канал состоит из двух симплексных каналов и занимает полос частот $2 \cdot 25 = 50$ кГц. Общее число каналов в системе $S = 33000 / 50 = 660$, из них общее число каналов правления $S_c = 1000 \text{ кГц} / 50 \text{ кГц} = 20$. Число каналов одной соты $k = S / N$.

При $N=4$ $k=660/4=165$, из них каналов управления $k_c = 20/4 = 5$, т.е. при $N=4$ каждая сота располагает 160 речевыми каналами и пятью каналами управления. При $N = 7$ $k = 660/7 = 95$ $k_c = 20/7 = 2,875$. При $N = 12$ $k = 660/12 = 55$ $k_c = 20/12 = 1,666$.

Возможное распределение каналов между сотами для $N = 7$ и $N = 12$ приведено в табл. 14.1.

Таблица 14.1

Возможное распределение каналов между сотами $N = 7$ и $N = 12$

$N=7$			$N=12$		
Число сот	Число каналов управления	Число речевых каналов	Число сот	Число каналов управления	Число речевых каналов
4	3	92	8	2	53
2	3	90	4	1	54
1	2	92			

14.2. Помехи и информационная емкость системы

В системах сотовой связи основными источниками помех являются активные мобильные и базовые станции текущей соты и

соседних смежных сот. Мешающие сигналы от этих станций создают внутрисистемные помехи, которые подразделяются на внутриканальные и межканальные. Внутриканальные помехи создаются активными МС и БС сот, в которых используются одинаковые каналы. Уровень внутриканальных помех возрастает с увеличением мощности излучаемых сигналов, поэтому отношение сигнал/помеха нельзя улучшить, повышая мощность полезного сигнала. Единственным способом увеличения отношения сигнал/помеха является географическое разнесение сот на определенное расстояние, достаточное для ослабления мешающих сигналов вследствие эффекта затухания.

Для получения аналитического выражения отношения сигнал/помеха принимают допущения:

Геометрические размеры всех сот одинаковы

Отношение сигнал/помеха не зависит от мощности передатчика, а зависит только от отношения D/R , где R – радиус соты, а D – расстояние между центрами ближайших сот с одинаковыми группами каналов.

Параметр

$$Q = \frac{D}{R} \quad (14.2)$$

называется отношением повторного использования каналов.

При шестиугольной форме соты

$$Q = \frac{D}{R} = \sqrt{3N}. \quad (14.3)$$

Малые значения Q обеспечивают более высокую информационную емкость системы, чем большие, но при больших значениях Q улучшается качество связи из-за уменьшения внутриканальных помех.

Если мощность сигналов всех базовых станций одинакова и коэффициент затухания n постоянен на всей обслуживаемой области, то отношение сигнал/помеха аппроксимируется выражением:

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-n}}{\sum_{i=1}^L D_i^{-n}}, \quad (14.4)$$

где L – количество групп каналов.

Если считать, что основные помехи создаются ближайшими базовыми станциями, которые равноудалены от БС полезного сигнала на расстояние D , то выражение (14.4) можно переписать в виде, который связывает отношение сигнал/помеха с размером кластера:

$$\frac{S}{I} = \frac{(D/R)^n}{L} = \frac{(\sqrt{N})^n}{L}. \quad (14.5)$$

В системе US AMPS пороговое отношение сигнал/помеха равно 18 дБ.

При значении $n=4$ из (14.5) следует, что пороговое отношение обеспечивается при $N=7$.

Для того чтобы в системе обеспечивались гарантированные значения показателей качества, при проектировании ориентируются на наименее благоприятное расположение МС относительно источников помех. Обычно это положение МС на границе соты, при котором уровень принимаемого сигнала минимален.

На рис. 14.2 показано наименее благоприятное расположение МС относительно мешающих БС для $N=7$.

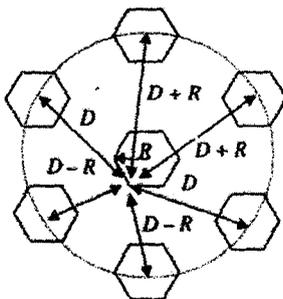


Рис. 14.2. Наименее благоприятное расположение МС, относительно мешающих БС.

$$\text{В этом случае } \frac{S}{I} = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + 2(D+R)^{-4} + 2D^{-4}} \quad (14.6)$$

$$\text{или через параметр } Q: \frac{S}{I} = \frac{1}{2(Q-1)^{-4} + 2(Q+1)^{-4} + 2Q^{-4}} \quad (14.7)$$

При $N = 7$ значение $Q = 4,6$ и согласно (14.7) отношение сигнал/помеха в неблагоприятных условиях равно 49,56 (17 дБ) < 18 дБ. Для обеспечения требуемого отношения сигнал/помеха нужно увеличивать N , однако это снижает информационную емкость системы, что нежелательно с точки зрения распределения частотного ресурса.

Альтернативой роста N является использование направленных антенн для уменьшения влияния внутриканальных помех. При этом каждая сота делится на 3 или 6 секторов, каждому сектору выделяется свой набор каналов (частот). Благодаря направленным антеннам число сот, создающих внутриканальные помехи уменьшилось с шести до двух при трехсекторном делении и до одной при шестисекторном делении (см. рис. 14.3, а, б).

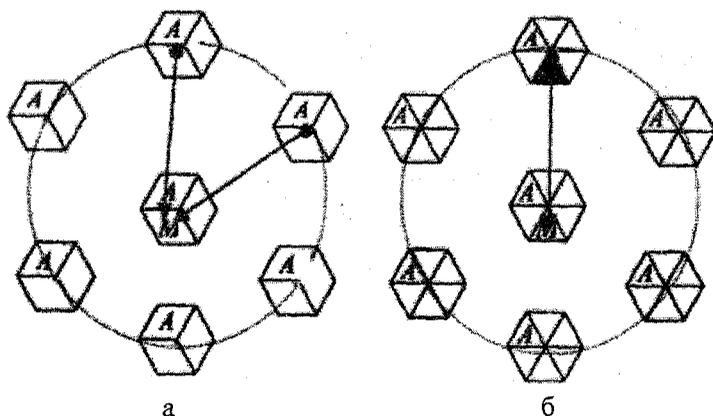


Рис. 14.3 Использование направленных антенн для уменьшения внутриканальных помех

Таким образом, разбиение на секторы снижает уровень внутриканальных помех и при фиксированном N улучшает отношение сигнал/помеха.

За счет применения направленных антенн становится возможным уменьшить размер кластера и повысить информационную емкость системы.

14.3. Энергетическое планирование с применением моделей потерь на распространение

Большинство моделей распространения мобильных радиосигналов получено с применением аналитических и эмпирических методов. Эмпирический подход состоит в аппроксимации экспериментальных данных аналитическими выражениями с соответствующими параметрами.

Средние потери на распространение являются функцией расстояния между мобильной и базовой станциями и с помощью параметра затухания γ определяются выражением (в дБ):

$$PL(d) = PL(d_0) + 10\gamma \lg\left(\frac{d}{d_0}\right), \quad (14.8)$$

где $PL(d_0)$ – известные потери на распространение на опорном расстоянии d_0 . Опорное расстояние должно обязательно находиться в дальней зоне. В сотах большого радиуса оно обычно равно 1 км, в сотах малого радиуса – от 1 до 100 м;

γ – параметр затухания, характеризует скорость возрастания потерь при увеличении расстояния между мобильной и базовой станциями.

Из-за случайного характера потерь в обслуживаемой области есть зоны, в которых уровень принимаемого сигнала ниже порогового. Поэтому при проектировании для соты радиуса R важно оценить область уверенного приема, в которой уровень принимаемого сигнала выше порогового. На рис. 14.4 представлены кривые вероятности того, что мощность принимаемого сигнала превысит уровень затухания для различных значений процента покрытия территории соты в зависимости от отношения $\frac{\sigma}{\gamma}$ (σ – дисперсия потерь).

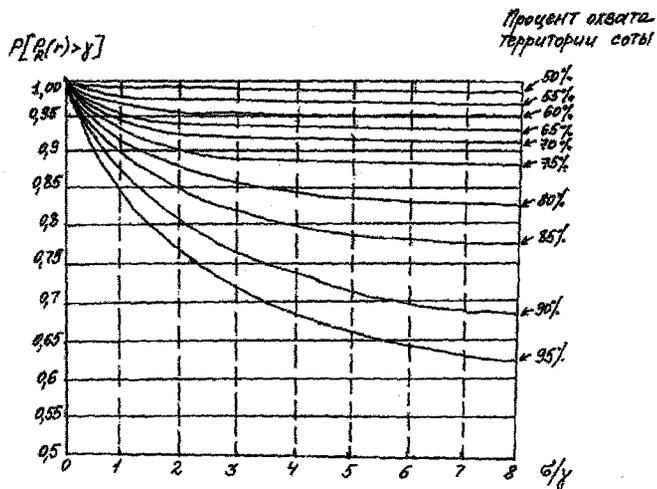


Рис. 14.4 Зависимость вероятности уверенного приема от отношения дисперсии потерь к уровню затухания

Задача 14.2

На расстоянии 100 м, 200 м, 1000 м, 3000 м от передатчика произведены 4 замера мощности принимаемого по радиоканалу сигнала в сотовой системе связи, результаты которых приведены в таблице. Опорное расстояние $d_0 = 100$ м.

Расстояние от передатчика, м	100	200	1000	3000
Мощность принимаемого сигнала, дБм	0	-20	-35	-70

1. Найти среднеквадратическую оценку для параметра затухания γ , стандартное отклонение σ .
2. С помощью полученной модели оценить значение мощности принимаемого сигнала на расстоянии 2 км.
3. Рассчитать вероятность превышения мощностью принимаемого сигнала уровня - 60 дБм.
4. Определить в процентном отношении область приема сигнала, уровень которого превышает - 60 дБм от общей площади соты радиуса 2 км.

Решение

1. Оценка по минимуму средних квадратов $\hat{\gamma} = \min J(\gamma)$, где

$$J(\gamma) = \sum_{i=1}^k [p_i(\gamma) - \hat{p}_i(\gamma)]^2, \text{ причем } \hat{p}_i = p_i(d_0) + 10\gamma \lg\left(\frac{d_i}{100}\right).$$

Так как $p(d_0) = 0$ (см. таблицу), то

$\hat{p}_1 = 0; \hat{p}_2 = -3\gamma; \hat{p}_3 = -10\gamma; \hat{p}_4 = -14,77\gamma$ и, следовательно, сумма средних квадратов ошибок:

$$J(\gamma) = (0 - 0)^2 + (-20 - (-3\gamma))^2 + (-35 - (-10\gamma))^2 + (-70 - (-14,77\gamma))^2 = \\ = 6525 - 2887,8\gamma + 327,153\gamma^2$$

$$\text{Производная } \frac{dJ(\gamma)}{d\gamma} = \frac{d(6525 - 2887,8\gamma + 327,153\gamma^2)}{d\gamma} = -2887,8 + 654,306\gamma.$$

Из уравнения $\frac{dJ(\gamma)}{d\gamma} = -2887,8 + 654,306\gamma = 0$ находим, что

$$\hat{\gamma} = 4,4.$$

2. Выборочная дисперсия $\sigma^2 = \frac{J(\gamma = \hat{\gamma})}{4}$,

$$J(\hat{\gamma} = 4,4) = 6525 - 2887,8 \cdot 4,4 + 327,153 \cdot 4,4^2 = 152,36.$$

$$\text{Откуда } \sigma^2 = \frac{152,36}{4} = 38,09; \sigma = 6,17 \text{ дБ.}$$

3. Оценка мощности сигнала

$$\hat{p}(d = 2000\text{v}) = 0 - 10 \cdot 4,4 \lg(2000/100) = -57,24 \text{ дБм.}$$

4. Поскольку потери $PL(d)$ (в дБ) являются гауссовской случайной величиной, то расчет вероятности превышения принятой мощностью $P_R(d)$ порогового значения μ проводится с помощью интеграла вероятности: $Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} \exp(-x^2/2) dx$ (табличное значение).

Вероятность превышения мощностью принимаемого сигнала на границе соты уровня -60 дБм:

$$P(P_R(d) > -60 \text{ дБм}) = Q\left(\frac{\mu - P_R(d)}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{-60 + 57,24}{6,17}\right) = 67,4\%.$$

На рис. 4 приведена зависимость вероятности того, что принятая мощность сигнала превысит затухание в зависимости от от-

ношения $\frac{\sigma}{\gamma}$ для различных значений процента покрытия территории соты. В данном случае $\frac{\sigma}{\gamma} = \frac{6,17}{4,4} = 1,4$, поэтому из графика можно заключить, что на всей территории соты уровень полезного сигнала превышает -60 дБм.

Литература

Основная

1. Скляр Бернард Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.- 1104 с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь - М.: Радио и связь, 2000, - 520 с.
3. Крук Б.И., Попантопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети.- в 3-х томах. Учебное пособие.-М., Горячая линия – Телеком, 2004.
4. Чернецова Е.А. Теория передачи дискретных сообщений: конспект лекций. – СПб.: изд. РГГМУ, 2007. – 166 с.
5. Вильям Столингс «Компьютерные сети передачи данных» - М.: «Вильямс», 2002.
6. В.Г.Олифер, Н.А.Олифер Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы.- СПб:Питер, 2001.
7. Дж. Уолрэнд Телекоммуникационные и компьютерные сети. Вводный курс. М.: Постмаркет, 2001. – 480 с.

Дополнительная

1. В.Ю.Бабков, М.А.Вознюк, П.А.Михайлов «Сети мобильной связи», «Передача информации в системах подвижной связи», «Системы связи с кодовым разделением каналов» - СПб, СПбГУТ, 2000.
2. Шиллер Й. Мобильные коммуникации., М.: «Вильямс», 2002, 384 с.
3. Вишнеvский В.М. «Теоретические основы проектирования компьютерных сетей» - М.: «Техносфера», 2003.
4. Снейдер Й. Эффективное программирование TCP/IP. Библиотека программиста.- СПб.: Питер, 2002.- 320 с.

Оглавление

Глава 1. Эффективное использование ресурса связи	5
1.1 Цели разработчика систем связи	5
1.2 Характеристики вероятности появления ошибки.....	6
1.3 Теорема Шеннона о пропускной способности канала.....	7
1.4 Энтропия и неопределенность при передаче сообщений.....	12
1.5 Плоскость «полоса-эффективность».....	15
Глава 2. Виды приема сигналов	20
2.1 Разложение вектора сигнала в ортогональном базисе	20
2.2 Корреляционный приемник	21
2.3 Когерентный прием многофазных сигналов.....	23
2.4 Дифференциальное детектирование	24
2.5 Некогерентное детектирование частотно-модулированных сигналов.....	26
Глава 3. Фильтрация и выравнивание	28
3.1 Диаграмма рассеяния.....	28
3.2 Глазковая диаграмма	29
3.3 Фильтр типа приподнятого косинуса	31
3.4 Выравнивание.....	34
3.5 Виды эквалайзеров.....	35
Глава 4. Синхронизация в системах и сетях связи	43
4.1 Виды синхронизации	43
4.2 Частотная и фазовая синхронизация.....	44
4.3 Характеристика стационарного состояния контура ФАПЧ	46
4.4 Нелинейный контур ФАПЧ	50
4.5 Схемы подавления несущей.....	50
4.6 Начальная синхронизация.....	52
4.7 Ошибки сопровождения фазы и производительность контуров.....	53
4.8 Методы анализа спектра	53
4.9 Символьная синхронизация	56
4.10 Разомкнутые символьные синхронизаторы	56
4.11 Замкнутые символьные синхронизаторы	57
4.12 Синхронизация при модуляциях без разрыва фазы	59
4.13 Синхронизация с использованием данных.....	60
4.14 Синхронизация без использования данных	60
4.15 Кадровая синхронизация.....	61
4.16 Сетевая синхронизация	63

Глава 5. Эффективное использование полосы частот	65
5.1 Модуляция с эффективным использованием полосы частот	65
Глава 6. Кодирование и декодирование	71
6.1 Введение	71
6.2 Использование кодирования с коррекцией ошибок	76
6.3 Сверточные коды	78
6.4 Алгоритм декодирования Витерби	82
6.5 Решетчатое кодирование (Trellis code modulation – TCM)	84
Глава 7. Использование модуляции и кодирования	86
7.1 Компромиссы при использовании модуляции и кодирования	86
7.2 Система ограниченной полосы пропускания без кодирования	86
7.3 Код Грея	89
7.4 Система ограниченной мощности без кодирования	90
7.5 Система ограниченной мощности и полосы пропускания с кодированием	91
Глава 8. Чередование в системах связи	98
8.1 Чередование (interleaving)	98
8.2 Блочное чередование	100
8.3 Пример характеристики устройства чередования	103
8.4 Сверточное чередование	104
8.5 Роль чередования	108
Глава 9. Повышение качества связи в каналах ограниченной полосы	112
9.1 Модуляция и кодирование в каналах ограниченной полосы	112
Глава 10. Применение уплотнения и множественного доступа	117
10.1 Уплотнение и множественный доступ	117
10.2 Использование уплотнения с частотным разделением в телефонной связи	119
10.3 Множественный доступ с частотным разделением в спутниковых системах	123
10.4 Уплотнение/множественный доступ с временным разделением	124
10.5 Сравнение производительности FDMA и TDMA	128
Глава 11. Методы расширенного спектра	131
11.1 Введение	131
11.2 Преимущества систем связи расширенного спектра	131
11.3 Метод расширения спектра с помощью прямой последовательности	136
11.4 Передачи или хранение опорного сигнала	137

11.5	Свойства псевдослучайной последовательности	138
11.6	Последовательности, генерируемые регистром сдвига	139
11.7	Система со скачкообразной перестройкой частоты	146
11.8	Сравнительные характеристики систем DS и FH	150
11.9	Синхронизация в системах DS и FH	150
Глава 12.	Принципы сотовой связи	157
12.1	Основные принципы построения систем сотовой связи	157
12.2	Радиоинтерфейс системы CDMAone (IS-95)	158
12.3	Прямой канал связи (линия «вниз»)	160
12.4	Обратный канал связи	167
12.5	Регулирование мощности	176
12.6	Эстафетная передача	178
12.7	Rake-приемник	180
12.8	Алгоритм типичного телефонного звонка	182
Глава 13.	Мобильная связь третьего поколения	183
13.1	Перспективы развития систем мобильной связи третьего поколения	183
13.2	Общая характеристика радиоинтерфейса UMTS	185
13.3	Эволюция стандарта IS-95 в CDMA 2000	186
13.4	Разнесенный прием	187
Глава 14.	Частотное планирование сотовых систем	190
14.1	Частотное планирование систем сотовой связи	190
14.2	Помехи и информационная емкость системы	191
14.3	Энергетическое планирование с применением моделей потерь на распространение	195

Учебное издание

Чернецова Елена Анатольевна

СИСТЕМЫ И СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Часть 1. Системы передачи информации

Учебное пособие

Редактор
Крайнова О.С.

ЛР № 020309 от 30.12.96.

Подписано в печать 03.03.08. Формат 60 × 90¹/₁₆. Печать офсетная.
Печ. л. 12,75. Тираж 200. Зак. № 403.

195196, СПб, Малоохтинский пр. 98. РГГМУ

