

Федеральное агентство связи
Московский технический университет связи и информатики

Кафедра АИТСС

В.Б. Крейнделин, Л.А. Варукина

Учебное пособие

Методы обработки сигналов в системах с пространственно-
временным кодированием

Москва 2009

УДК: 621.391.037

Крейнделин В.Б. , Варукина Л.А. Методы обработки сигналов в системах с пространственно-временным кодированием: Учебное пособие / МТУСИ.-М., 2009.-31с.

В учебном пособии рассматривается ряд методов обработки сигналов в многоантенных системах, реализующих технологию пространственно-временного кодирования. Описаны алгоритмы обработки сигналов, как на передающей, так и на приемной сторонах.

Ил. 8, список лит. 15 назв.

Рецензент: **Мамзев И.А.**, доктор технических наук, профессор

Издание утверждено на заседании совета факультета ИТ _____2009 г.
Протокол № _____

© Московский технический университет
связи и информатики

Содержание

СОКРАЩЕНИЯ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ	5
1.1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ	5
1.2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ С ПРОСТРАНСТВЕННО ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ	7
2. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НА ПЕРЕДАЮЩЕЙ СТОРОНЕ	8
2.1. СИМВОЛЬНАЯ СКОРОСТЬ	8
2.2. КЛАССЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ КОДОВ	9
2.2.1. <i>Ортогональные пространственно-временные коды</i>	9
2.2.2. <i>Неортогональные пространственно-временные коды</i>	14
2.3. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ КОДЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА.....	17
3. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ НА ПРИЕМНОЙ СТОРОНЕ.....	23
3.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ	23
3.2. МЕТОДЫ ВЫБЕЛИВАНИЯ И МИНИМУМА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ.....	23
3.3. МЕТОД ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ИСКЛЮЧЕНИЯ ДЕМОДУЛИРОВАННЫХ КОМПОНЕНТ.....	24
3.4. МЕТОД МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ	26
3.6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЕМОДУЛЯЦИИ	27
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	28
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ.....	28
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	29

Сокращения

АБГШ	- аддитивный белый гауссовский шум
КАМ	- квадратурно-амплитудная модуляция
МП	- метод максимального правдоподобия
МСКО	- метод минимума среднеквадратической ошибки
ОСШ	- отношение сигнал/шум
ФМ	- фазовая модуляция
LTE	- Long Term Evolution/ Сети беспроводного доступа в долгосрочной перспективе
MIMO	- Multiple-Input-Multiple-Output/ Системы с несколькими антеннами на приемной и передающей сторонах
OFDM	- Orthogonal-Frequency Division Multiplexing / Ортогональное мультиплексирование с частотным уплотнением
OFDMA	- Orthogonal-Frequency Division Multiple Access/ Многостанционный доступ с ортогональным частотным уплотнением
Рош	- вероятность ошибки
SIC	- Serial Interference Cancellation/ Последовательное исключение демодулированных компонент
SISO	- Single-Input-Single-Output/ Системы с одной антенной на приемной стороне и одной антенной на передающей стороне
STC	- Space Time Coding/ Пространственно-временное кодирование
V-BLAST	Vertical Bell Labs Layered Space Time/ Вертикальная пространственно-временная архитектура Лабораторий Белла
WiFi	- Wireless Fidelity/ Беспроводные локальные компьютерные сети
WiMax	- Worldwide Interoperability for Microwave Access/ Беспроводные компьютерные сети городского масштаба
ZF	- Zero Forcing/ Метод выбеливания

Введение

В настоящее время неуклонно растет спрос на широкополосные услуги, подчас людям требуется мгновенный доступ к огромным объемам информации, при этом современным пользователям услуг необходимо, чтобы доступ можно было осуществить из любого места без привязки к офисной или домашней сети, и с высоким качеством.

В условиях ограниченного частотного ресурса и при все возрастающих требованиях к скорости передачи данных в системах радиосвязи возникает потребность в повышении спектральной эффективности беспроводных каналов. Одной из технологий, многократно повышающей пропускную способность каналов и/или улучшающей их энергетическую эффективность (по сравнению с традиционными системами радиосвязи с одной передающей антенной), является технология пространственно-временного кодирования (STC) [1].

1. Системы связи с пространственно-временным кодированием

1.1. Структурная схема и характеристики систем

Пространственно-временное кодирование реализуется в системах с несколькими антеннами на передающей стороне и несколькими антеннами на приемной стороне, в так называемых системах ММО (от англ. Multiple-Input-Multiple-Output) [1]. Принцип работы системы ММО иллюстрируется Рис. 1.1.

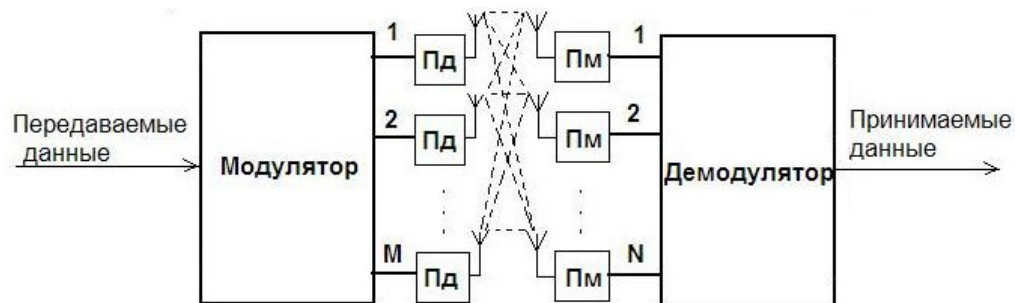


Рис. 1.1 Структурная схема системы ММО

В такой системе сигналы на передающей стороне излучаются одновременно и в одной полосе частот через M передающих антенн.

Переданные сигналы после воздействия релейских замираний и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в радиоканале, поступают в N приемных трактов. В каждый из N приемных трактов поступает аддитивная смесь из M переданных сигналов.

Благодаря наличию эффекта многолучевости в тракте распространения радиоволн, каждый из M излученных сигналов многократно переотражается от различных наземных объектов, таким образом, формируются независимые траектории прохождения радиоволн между каждой передающей и каждой приемной антеннами. Кроме того, благодаря разнесению в пространстве антенн, как на передающей, так и на приемной сторонах, комплексные коэффициенты передачи всех трактов распространения сигналов от M передающих антенн к N приемным антеннам являются некоррелированными, что повышает достоверность восстановления переданной информации в приемном устройстве. Таким образом, технология ММО позволяет извлечь пользу из эффекта многолучевости.

Пространственно-временное кодирование используется в сетях беспроводного широкополосного доступа городского масштаба (WiMax) [7], работающих по стандарту IEEE 802.16e [3]. Кроме того, эта технология в скором будущем будет реализована в беспроводных локальных сетях (WiFi) [7], которые будут работать по стандарту IEEE 802.11n [4], в сетях сотовой связи, которые будут применяться в долгосрочной перспективе (LTE) [2], и радиointерфейс которых регламентируется стандартом 3GPP Release 8 [5].

Ниже в таблице приведены основные характеристики этих систем.

Табл. 1.1. Характеристики систем связи с реализацией технологии MIMO

Стандарт	IEEE 802.16e (WiMax)	IEEE 802.11n (WiFi)	3GPP Release 8 (LTE)
Диапазон рабочих частот	2,3, 2,5, 3,5, 5,8 ГГц	2,4, 5,8 ГГц	0,7, 0,9, 1,8, 1,9, 2,1, 2,3, 2,6 ГГц
Ширина полосы частотного канала	5, 7,5, 10, 20 МГц	5, 10, 20, 40 МГц	1,4, 3, 5, 10, 15, 20 МГц
Тип многостанционного доступа	OFDMA	OFDMA	OFDMA
Модуляция	ФМ-2, ФМ-4, 16-КАМ, 64-КАМ	ФМ_2, ФМ-4, 16-КАМ, 64-КАМ	ФМ_2, ФМ-4, 16-КАМ, 64-КАМ
Максимальное число передающих антенн MIMO	4	4	4

1.2. Математическая модель системы с пространственно временным кодированием

Начнем рассмотрение систем MIMO с простейшей схемы, в которой на каждом интервале передачи через каждую из M передающих антенн излучаются независимые информационные символы θ_j . Отсчеты комплексных огибающих на выходе N приемников такой схемы на одном интервале можно описать системой линейных уравнений (см. Рис. 1.1):

$$\begin{cases} y_1 = h_{11}\theta_1 + h_{12}\theta_2 + \dots + h_{1N}\theta_M + \eta_1 \\ y_2 = h_{21}\theta_1 + h_{22}\theta_2 + \dots + h_{2N}\theta_M + \eta_2 \\ \dots \\ y_N = h_{N1}\theta_1 + h_{N2}\theta_2 + \dots + h_{MN}\theta_M + \eta_N \end{cases}, \quad (1.1)$$

где $y_i, i = \overline{1, N}$ – отсчет комплексной огибающей на i -м входе демодулятора STC, соответствующего i -й приемной антенне; $\theta_j, j = \overline{1, M}$ – переданный комплексный информационный символ, принадлежащий множеству $\{\theta^{(1)}, \dots, \theta^{(K)}\}$, K – кратность квадратурно-амплитудной модуляции (КАМ); h_{ij} – комплексный коэффициент передачи тракта распространения сигнала, излучаемого j -й антенной и принимаемого i -й антенной; η_i – отсчет комплексного гауссовского шума на i -м входе демодулятора STC, имеющий нулевое среднее и дисперсию $2\sigma^2$.

Эту систему уравнений можно переписать в векторно-матричном виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{n} + \mathbf{z}, \quad (1.2)$$

где \mathbf{Y} – вектор принятых комплексных отсчетов размерности $N \times 1$; \mathbf{H} – матрица комплексных коэффициентов передачи канала связи размерности $N \times M$; \mathbf{n} – вектор переданных информационных символов; \mathbf{z} – комплексный гауссовский случайный вектор с нулевым средним и корреляционной матрицей $V_{\eta} = 2\sigma^2 \mathbf{1}$.

2. Обработка сигналов на передающей стороне

2.1. Символьная скорость

В системе с пространственно-временным кодированием информационные символы θ_i на передающей стороне разделяются на блоки из L_b символов, подвергаются пространственно-временному кодированию и излучаются через M передающих антенн за заданное количество временных интервалов K_t (см. Рис. 1.1). Пространственно-временной код можно представить в виде матрицы, в которой строки соответствуют передающим антеннам, а столбцы – временным интервалам передачи символов:

$$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1K_t} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2K_t} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{M1} & s_{M2} & \dots & s_{MK_t} \end{pmatrix}, \quad (2.1)$$

где s_{jk} , $j = \overline{1, M}$, $k = \overline{1, K_t}$ – комбинация комплексных информационных символов θ_i , $i = 1, 2, \dots$, излучаемая j -й антенной на k -м временном интервале.

Пространственно-временные коды характеризуются символьной скоростью R_{STC} , определяемой как отношение длины блока информационных символов L_b к количеству требуемых для передачи этого блока временных интервалов K_t [1]:

$$R_{STC} = L_b / K_t.$$

Чем выше символьная скорость R_{STC} используемого пространственно-временного кода, тем выше эффективность использования частотных ресурсов беспроводного канала связи.

2.2. Классы пространственно-временных кодов

Пространственно-временные коды разделяют на два класса: ортогональные и неортогональные [1].

2.2.1. Ортогональные пространственно-временные коды

Начнем рассмотрение ортогональных кодов с простейшего кода для систем ММО с двумя передающими и одной приемной антеннами, предложенного Сявшем Аламоути в 1998 г. [6]. Принцип ортогонального кодирования по Аламоути иллюстрируется Рис. 2.1. Для упрощения на рисунке не показаны высокочастотные передатчики и приемники, считается, что указанные сигналы θ_1 , θ_2 и y_1 , y_2 являются отсчетами комплексных огибающих.

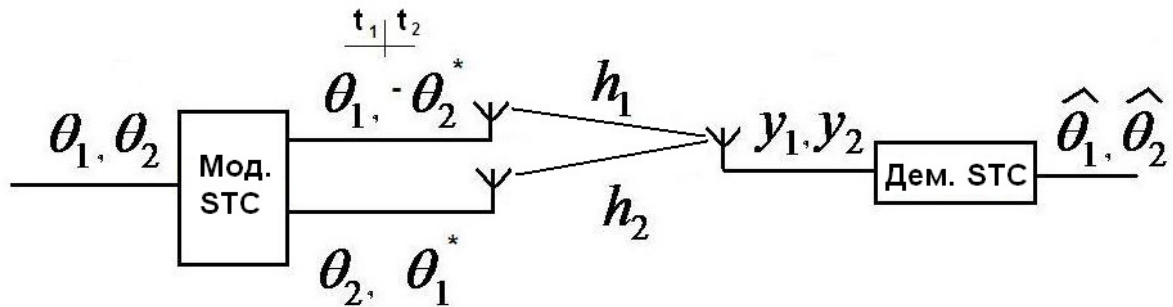


Рис. 2.1 Структурная схема системы ММО

На передающей стороне в модуляторе STC информационные символы разбиваются на блоки из двух символов и после обработки передаются через две антенны за два временных интервала. Порождающая матрица этого пространственно-временного кода выглядит следующим образом:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \theta_1 & -\theta_2^* \\ \theta_2 & \theta_1^* \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

где θ_1, θ_2 - комплексные информационные символы, а θ'_1, θ'_2 - их комплексно-сопряженные значения. В матрице (2.2) строки ортогональны другу, то же справедливо и для ее столбцов.

Символьная скорость кода Аламоути $R_{STC} = 1$, так как за $K_i = 2$ временных интервала передаются $L_b = 2$ символа.

Предполагая, что комплексные коэффициенты передачи трактов распространения сигналов от первой и второй передающих антенн до приемной антенны равны h_1 и h_2 , соответственно, можно записать систему уравнений для сигналов, принимаемых за два временных интервала t_1 и t_2 :

$$\begin{cases} y_1 = h_1\theta_1 + h_2\theta_2 + \eta_1 \\ y_2 = -h_1\theta'_2 + h_2\theta'_1 + \eta_2 \end{cases}, \quad (2.3)$$

где $y_i, i=1,2$ – отсчет комплексной огибающей в приемном тракте на i -м временном интервале; η_i – отсчет комплексного гауссовского шума в приемном тракте на i -м временном интервале.

Считается, что в системе осуществляется когерентный прием, то есть комплексные коэффициенты передачи трактов распространения сигналов между каждой парой передающих и приемных антенн известны в приемнике (что справедливо также и для всех последующих рассуждений).

Систему уравнений (2.3) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{cases} h'_1 y_1 + h_2 y'_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)\theta_1 + h'_1 \eta_1 + h_2 \eta'_2 \\ h'_2 y_1 - h_1 y'_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)\theta_2 - h'_1 \eta'_2 + h_2 \eta_1 \end{cases}. \quad (2.4)$$

После преобразования получим:

$$\begin{cases} \theta_1 = \frac{h'_1 y_1 + h_2 y'_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} - \frac{h'_1 \eta_1 + h_2 \eta'_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \\ \theta_2 = \frac{(h'_2 y_1 - h_1 y'_2)}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} + \frac{h'_1 \eta'_2 - h_2 \eta_1}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \end{cases}. \quad (2.5)$$

Для вычисления оценок переданных символов в демодуляторе в соответствии с критерием максимального правдоподобия [8] необходимо минимизировать нормы соответствующих векторов невязки:

$$\left\| \theta_1 - \frac{h'_1 y_1 + h_2 y'_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \right\| \quad (2.6)$$

и

$$\left\| \theta_2 - \frac{(h_2' y_1 - h_1 y_2')}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \right\|. \quad (2.7)$$

Таким образом, демодуляция на приемной стороне сводится сначала к вычислению мягких оценок

$$\begin{cases} \hat{\theta}_1 = \frac{h_1' y_1 + h_2 y_2'}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \\ \hat{\theta}_2 = \frac{(h_2' y_1 - h_1 y_2')}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)} \end{cases} \quad (2.8)$$

а затем выбору ближайших к ним значений из множества возможных значений комплексных символов применяемой КАМ $\{\theta^{(1)}, \dots, \theta^{(K)}\}$, где K – кратность КАМ.

Так как система (2.5) состоит из двух уравнений, в каждом из которых имеется только по одной неизвестной переменной, т.е. по одному неизвестному информационному символу, становится возможным вычисление оценок символов, оптимальных по критерию максимального правдоподобия. Следует заметить, что при этом вычислительная сложность этого процесса прямо пропорциональна количеству передающих антенн.

На Рис. 2.2 показаны зависимости вероятности битовых ошибок (Роб) от отношения сигнал/шум (ОСШ) в обычной системе с одной передающей и одной приемной антеннами (SISO) и в системе, работающей по схеме Аламоути с двумя передающими и одной приемной антеннами, при использовании модуляции ФМ-4. Под ОСШ понимается отношение $H^2/2\sigma^2$, где $2\sigma^2$ – дисперсия комплексного гауссовского шума, H^2 – среднее значение мощности сигнала в приемном тракте на интервале длительности одного информационного символа, то есть $H^2 = E\left\{\sum_{i=1}^M |h_i|^2\right\}$.

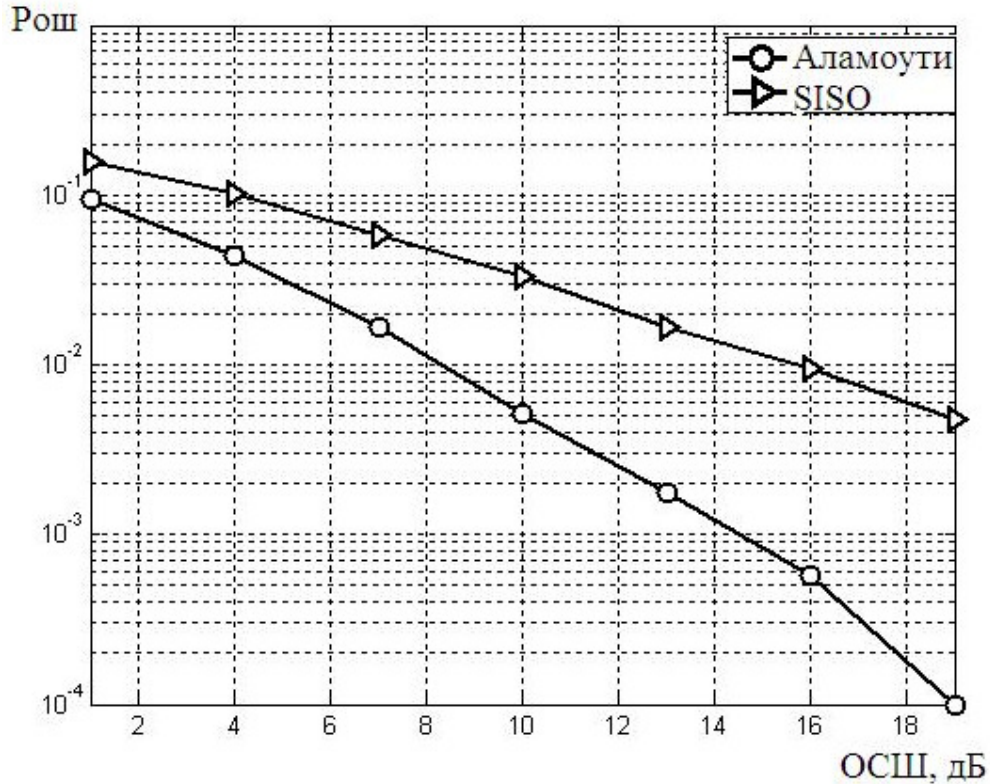


Рис. 2.2 Зависимость вероятности ошибок от ОСШ

Из рисунка видно, что кодирование по Аламоути позволяет достичь энергетического выигрыша порядка 7 дБ по сравнению с традиционной системой SISO при вероятности ошибки 10^{-2} . Наличие энергетического выигрыша можно объяснить разнесением сигналов на передаче.

Разнесение двух передаваемых сигналов становится возможным, благодаря свойству ортогональности порождающей матрицы Аламоути (2.2), удовлетворяющей следующему условию:

$$\mathbf{G}^* \mathbf{G} = (|\theta_1|^2 + |\theta_2|^2) \mathbf{1}, \quad (2.9)$$

где символ $*$ означает эрмитово сопряжение.

В общем случае, если порождающая матрица \mathbf{G} пространственно-временного кода размерности $M \times K$, удовлетворяет условию

$$\mathbf{G}^* \mathbf{G} = k \mathbf{1}, \quad (2.10)$$

где k - некоторая константа, то этот код является ортогональным, при его использовании будет обеспечиваться демодуляция символов по критерию

максимального правдоподобия с линейной вычислительной сложностью, прямо пропорциональной числу передающих антенн [1].

К сожалению, для систем с числом передающих антенн более 2 при использовании КАМ не существует ортогональных кодов со скоростью $R_{STC} = 1$ [1]. При переходе к большему числу передающих антенн, например, 3 и 4, символьная скорость соответствующих ортогональных кодов не превышает $\frac{3}{4}$. Ниже показан пример порождающей матрицы ортогонального кода для системы с 4 передающими антеннами [1].

$$\begin{vmatrix} \theta_1 & -\theta_2 & \theta_3 & 0 \\ \theta_2 & \theta_1 & 0 & \theta_3 \\ \theta_3 & 0 & -\theta_1 & -\theta_2 \\ 0 & \theta_3 & \theta_2 & -\theta_1 \end{vmatrix}. \quad (2.11)$$

Порождающая матрица ортогонального кода для системы с 3 передающими антеннами может быть получена путем удаления любой из строк матрицы (2.11) [1].

Символьная скорость кодов для пяти и более передающих антенн не превышает $\frac{1}{2}$ [1]. Пример порождающей матрицы для системы с пятью передающими антеннами:

$$\begin{vmatrix} \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & 0 & \theta_4 & 0 & 0 & \theta_5 & 0 & \theta_6 & \theta_7 & \theta_8 & \theta_9 & \theta_{10} & 0 \\ \theta_2 & -\theta_1 & 0 & \theta_3 & 0 & -\theta_4 & 0 & 0 & \theta_5 & -\theta_7 & \theta_6 & \theta_9 & -\theta_8 & 0 & -\theta_{10} \\ \theta_3 & 0 & -\theta_1 & -\theta_2 & 0 & 0 & -\theta_4 & -\theta_7 & -\theta_6 & 0 & \theta_5 & -\theta_{10} & 0 & \theta_8 & -\theta_9 \\ \theta_4 & 0 & 0 & 0 & -\theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & -\theta_9 & \theta_8 & -\theta_{10} & 0 & 0 & \theta_5 & \theta_6 & \theta_7 \\ 0 & \theta_5 & -\theta_6 & \theta_7 & \theta_8 & -\theta_9 & \theta_{10} & -\theta_2 & \theta_1 & \theta_3 & 0 & -\theta_4 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (2.12)$$

Таким образом, при ортогональном пространственно-временном кодировании можно получить значительный энергетический выигрыш по сравнению с традиционными системами SISO, однако, при недостаточно высокой спектральной эффективности беспроводных каналов связи, поскольку символьная скорость ортогональных кодов для сигналов с квадратурно-амплитудной модуляцией не превышает 1.

2.2.2. Неортогональные пространственно-временные коды

Повысить пропускную способность каналов связи можно с помощью неортогональных пространственно-временных кодов, т.е. кодов, не удовлетворяющих условию (2.10).

Символьная скорость при неортогональном кодировании может достигать величины, соответствующей количеству передающих антенн M , то есть за K_t временных интервалов можно передать блок из $L_b = K_t \cdot M$ информационных символов.

Этому условию удовлетворяет схема кодирования V-BLAST, предложенная сотрудниками компании Bell Laboratories в 1998 году [12]. Как показано на следующем рисунке, входной поток данных в схеме V-BLAST демультиплексируется на M подпотоков, которые модулируются и излучаются через M передающих антенн.

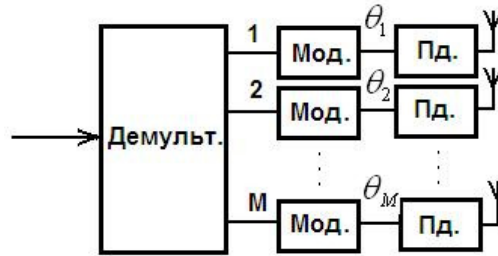


Рис. 2.3. Схема кодирования V-BLAST

Для V-BLAST используется следующая порождающая матрица:

$$\begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \vdots \\ \theta_M \end{pmatrix}. \quad (2.13)$$

Для систем WiMax с 2 передающими антеннами стандартом IEEE 802.16e [3] рекомендуется следующий неортогональный код, так называемый код «С», символьная скорость которого также совпадает с числом передающих антенн:

$$\frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{pmatrix} \theta_1 + jr\theta_4 & r\theta_2 + \theta_3 \\ \theta_2 - r\theta_3 & jr\theta_1 + \theta_4 \end{pmatrix}, \quad (2.14)$$

где $r = \frac{\sqrt{5}-1}{2}$.

На Рис. 2.4 приведены характеристики демодуляции по методу максимального правдоподобия для систем с 2 передающими и 2 приемными антеннами, использующих код V-BLAST и код «С» в случае модуляции ФМ-4. Код «С» обладает лучшими энергетическими характеристиками по сравнению с кодом V-BLAST, ценой повышения энергетической эффективности при этом является усложнение процедур обработки сигналов как на передающей, так и на приемной стороне [1].

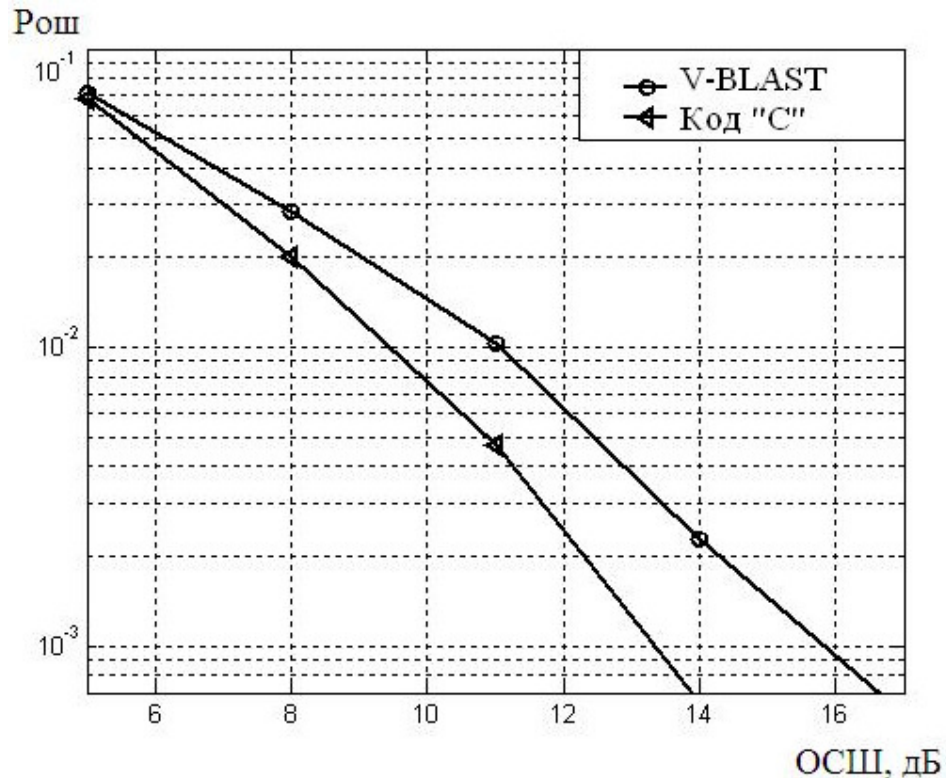


Рис. 2.4 Зависимость вероятности ошибок от ОСШ

Другим примером неортогонального кода является, так называемый «двойной» код Аламоути, порождающая матрица которого выглядит следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \theta_1 & -\theta_2 \\ \theta_2 & \theta_1 \\ \theta_3 & -\theta_4 \\ \theta_4 & \theta_3 \end{pmatrix}. \quad (2.15)$$

Указанная матрица состоит из двух блоков, каждый из которых является матрицей Аламоути для двух пар информационных символов θ_1, θ_2 и θ_3, θ_4 .

Символьная скорость «двойного» кода Аламути равна 2. Код применяется в системах с 4 передающими антеннами.

На Рис. 2.5 приведены характеристики демодуляции по методу максимального правдоподобия для систем с 4 передающими и 4 приемными антеннами, использующих код V-BLAST и «двойной» код Аламути в случае модуляции ФМ-4.

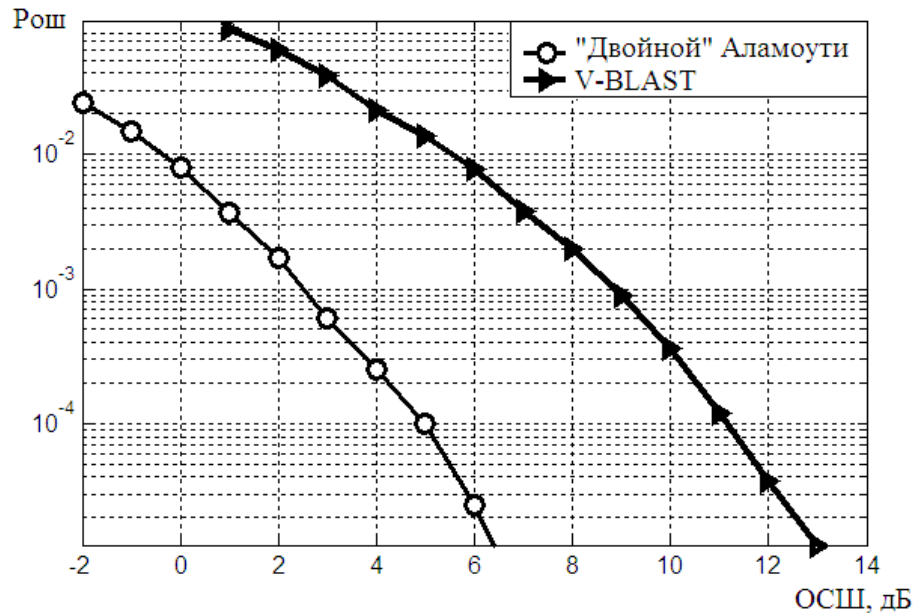


Рис. 2.5 Зависимость вероятности ошибок от ОСШ

Из графика видно, что для демодуляции кода V-BLAST с символьной скоростью 4 требуется ОСШ более чем на 5 дБ (при $R_{ош}=10^{-2}$) выше, чем для демодуляции «двойного» кода Аламути с символьной скоростью 2. То есть повышение спектральной эффективности в системе ММО за счет использования пространственно-временного кода с более высокой символьной скоростью при заданном количестве передающих и приемных антенн приводит к снижению энергетической эффективности системы.

Таким образом, сравнивая ортогональные и неортогональные коды, необходимо отметить, что ценой повышения спектральной эффективности в системах с неортогональным пространственно-временным кодированием является усложнение процедур обработки на приемной стороне, в данном случае не может применяться процедура демодуляции по критерию максимального правдоподобия с линейной вычислительной сложностью. Кроме

того, поскольку неортогональные коды, не удовлетворяют условию (2.10), в системе не всегда обеспечивается достаточное разнесение передаваемых сигналов, что приводит к снижению энергетической эффективности каналов ММО [1].

2.3. Пространственно-временные коды, используемые в системах беспроводного доступа

В стандартах IEEE 802.16.e [3], IEEE 802.11n [4] и 3GPP Release 8 [5], регламентирующих радиointерфейс для систем беспроводного широкополосного доступа, рекомендуются для использования пространственно-временные коды обоих классов, ортогональные и неортогональные. Ниже в таблицах представлены их характеристики. Как видно из таблиц, большинство рекомендуемых пространственно-временных кодов - неортогональные.

Табл. 2.1. Пространственно-временные коды стандарта IEEE 802.16.e

Порождающая матрица	M	R_{STC}	Класс кода
$\begin{bmatrix} \theta_1 & -\theta_2 \\ \theta_2 & \theta_1 \end{bmatrix} \quad (2.16)$	2	1	Ортогональный
$\begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} \quad (2.17)$	2	2	Неортогональный
$\frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} \theta_1 + jr\theta_4 & r\theta_2 + \theta_3 \\ \theta_2 - r\theta_3 & jr\theta_1 + \theta_4 \end{bmatrix}, r = \frac{\sqrt{5}-1}{2} \quad (2.18)$	2	2	Неортогональный
$A_1 = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 & -\tilde{s}_2^* & 0 & 0 \\ \tilde{s}_2 & \tilde{s}_1^* & \tilde{s}_3 & -\tilde{s}_4^* \\ 0 & 0 & \tilde{s}_4 & \tilde{s}_3^* \end{bmatrix} \quad (2.19)$ <p>где s_i - комплексный информационный символ, т.е. $s_i = s_{iI} + js_{iQ}$, а \tilde{s}_i определяется следующим образом $\tilde{s}_1 = s_{1I} + js_{3Q}; \tilde{s}_2 = s_{2I} + js_{4Q}; \tilde{s}_3 = s_{3I} + js_{1Q}; \tilde{s}_4 = s_{4I} + js_{2Q}$</p>	3	1	Ортогональный

Порождающая матрица	M	R_{STC}	Класс кода
$B_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{4}} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{4}} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{S}_1 & -\tilde{S}_2^* & \tilde{S}_5 & -\tilde{S}_6^* \\ \tilde{S}_2 & \tilde{S}_1^* & \tilde{S}_6 & \tilde{S}_5^* \\ \tilde{S}_7 & -\tilde{S}_8^* & \tilde{S}_3 & -\tilde{S}_4^* \end{bmatrix} \quad (2.20)$ <p>где \tilde{s}_i определяется как $\tilde{s}_1 = s_{1I} + js_{3Q}; \tilde{s}_2 = s_{2I} + js_{4Q}; \tilde{s}_3 = s_{3I} + js_{1Q}; \tilde{s}_4 = s_{4I} + js_{2Q}$ $\tilde{s}_5 = s_{5I} + js_{7Q}; \tilde{s}_6 = s_{6I} + js_{8Q}; \tilde{s}_7 = s_{7I} + js_{5Q}; \tilde{s}_8 = s_{8I} + js_{6Q}$</p>	3	2	Неортогональный
$\begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{bmatrix} \quad (2.21)$	3	3	Неортогональный
$\begin{bmatrix} \theta_1 & -\theta_2' & 0 & 0 \\ \theta_2 & \theta_1' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_3 & -\theta_4' \\ 0 & 0 & \theta_4 & \theta_3' \end{bmatrix} \quad (2.22)$	4	1	Ортогональный

Порождающая матрица	M	R_{STC}	Класс кода
$\begin{vmatrix} \theta_1 & -\theta_2' & \theta_5 & -\theta_7' \\ \theta_2 & \theta_1' & \theta_6 & -\theta_8' \\ \theta_3 & -\theta_4' & \theta_7 & \theta_5' \\ \theta_4 & \theta_3' & \theta_8 & \theta_6' \end{vmatrix} \quad (2.23)$	4	2	Неортогональный
$\begin{vmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \end{vmatrix} \quad (2.24)$	4	4	Неортогональный

Табл. 2.2. Пространственно-временные коды стандарта IEEE 802.11.n

Порождающая матрица	M	R_{STC}	Класс кода
$\begin{pmatrix} \theta_1 & \theta_2 \\ -\theta_2' & \theta_1' \end{pmatrix} \quad (2.25)$	2	1	Ортогональный
$\begin{pmatrix} \theta_1 & \theta_2 \\ -\theta_2' & \theta_1' \\ \theta_3 & \theta_4 \end{pmatrix} \quad (2.26)$	3	2	Неортогональный
$\begin{pmatrix} \theta_1 & \theta_2 \\ -\theta_2' & \theta_1' \\ \theta_3 & \theta_4 \\ -\theta_4' & \theta_3' \end{pmatrix} \quad (2.27)$	4	2	Неортогональный
$\begin{pmatrix} \theta_1 & \theta_2 \\ -\theta_2' & \theta_1' \\ \theta_3 & \theta_4 \\ \theta_5 & \theta_6 \end{pmatrix} \quad (2.28)$	4	3	Неортогональный

Табл. 2.3. Пространственно-временные коды стандарта 3GPP Release 8

Порождающая матрица	M	R_{STC}	Класс кода
$\begin{pmatrix} \theta_1 & -\theta_2' \\ \theta_2 & \theta_1' \end{pmatrix} \quad (2.29)$	2	1	Ортогональный
$\begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{pmatrix} \quad (2.30)$	2	2	Неортогональный
$\begin{pmatrix} \theta_1 & -\theta_2' \\ \theta_2 & \theta_1' \\ \theta_3 & -\theta_4' \\ \theta_4 & \theta_3' \end{pmatrix} \quad (2.31)$	4	2	Неортогональный
$\begin{pmatrix} 0 & 0 & -\theta_4' & \theta_3' \\ -\theta_2' & \theta_1' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_3 & \theta_4 \\ \theta_1 & \theta_2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.32)$	4	1	Ортогональный

3. Обработка сигналов на приемной стороне

3.1. Постановка задачи демодуляции сигналов с пространственно-временным кодированием

Как уже было сказано выше, в случае ортогональных пространственно-временных кодов на приемной стороне реализуется процедура вычисления оценок переданных символов, оптимальных по критерию максимального правдоподобия, с линейной вычислительной сложностью, т.к. количество математических операций в такой процедуре прямо пропорционально количеству передающих антенн. При неортогональном кодировании процесс демодуляции значительно усложняется.

В общем случае процесс демодуляции в системах с пространственно-временным кодированием в математическом смысле сводится к решению уравнения (1.2) относительно неизвестного \mathbf{h} , но так как в системе уравнений присутствует случайная компонента в виде гауссовского шума \mathbf{z} , традиционные методы решения систем линейных уравнений в данном случае могут привести к ошибкам [13].

Для вычисления оценок переданных символов могут использоваться различные методы: метод выбеливания (ZF), метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО), метод последовательного исключения демодулированных компонент (SIC), метод максимального правдоподобия (МП) и т.п. [1].

Рассмотрим указанные методы подробнее.

3.2. Методы выбеливания и минимума среднеквадратической ошибки

Простейшим из названных методов является метод выбеливания. Оценки переданных символов вычисляются следующим образом:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{Y}. \quad (3.1)$$

Этот метод приводит к значительным ошибкам, так как не учитывает статистические характеристики гауссовского шума, присутствующего в канале.

Метод МСКО позволяет учесть дисперсию гауссовского шума и дает лучшие результаты демодуляции. Характеристики демодуляции приведены в п. 0. Оценки по методу МСКО вычисляются по формуле:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{Y}. \quad (3.2)$$

Метод МСКО имеет полиномиальную вычислительную сложность относительно числа передающих антенн M . Для демодуляции принятого вектора по методу МСКО требуется выполнение в реальном времени следующего количества математических операций:

$$Z = \frac{5}{6} M^3 + 7M^2 N + 16M^2. \quad (3.3)$$

Для системы V-BLAST с четырьмя антеннами на приеме и передаче и при использовании модуляции 16-QAM, необходимо выполнить порядка 1000 операций на интервале длительности одного информационного символа 100 мкс (длительность символа в системе IEEE 802.16e [3]).

3.3. Метод последовательного исключения демодулированных компонент

Существенно лучшими характеристиками по сравнению с методами ZF и МСКО обладает алгоритм SIC, который сводится к последовательному исключению демодулированных компонент из принятого сигнала. Принцип работы этого алгоритма иллюстрируется следующим рисунком.

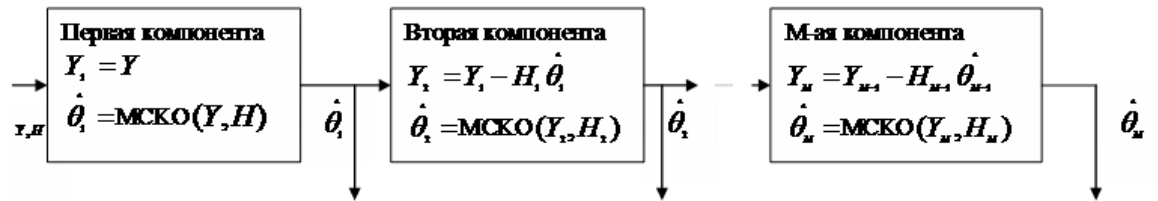


Рис. 3.1 Алгоритм SIC

Эффективность этого метода зависит от последовательности демодуляции принимаемых компонент, первыми демодулируются компоненты сигналов с наибольшей энергией. На каждой итерации этого алгоритма по методу МСКО вычисляется «жесткая» оценка одной из компонент, переданной i -й антенной, реплика которой затем вычитается из принятого сигнала.

Рассмотрим алгоритм более подробно.

На первом шаге вычисляется матрица МСКО для уравнения (1.2)

$$\mathbf{V}_1 = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1} \mathbf{H}^*. \quad (3.4)$$

Демодуляция символов, переданных через каждую антенну в отдельности, осуществляется в порядке, соответствующем условию:

$$k_i = \arg \min_j |(\mathbf{V}_i)_j|^2. \quad (3.5)$$

где k_i - номер антенны, сигнал которой демодулируется на i -м шаге, $(\mathbf{V}_i)_j$ - j -я строка матрицы МСКО, вычисленной на i -м шаге, причем $j \notin \{k_1, \dots, k_{i-1}\}$.

Для вычисления мягкой оценки k_i -й компоненты сигнала используется k_i -я строка матрицы \mathbf{V}_i :

$$\alpha_{k_i} = \{(\mathbf{V}_i)_{k_i}\}^T \mathbf{r}_i, \quad (3.6)$$

где \mathbf{r}_i - скорректированный на i -й итерации вектор принятого сигнала. На первой итерации $\mathbf{r}_1 = \mathbf{Y}$. На последующих итерациях \mathbf{r}_i вычисляется после нахождения жесткой оценки θ_{k_i} , как ближайшей точки сигнального созвездия квадратурно-амплитудной модуляции:

$$\hat{\theta}_{k_i} = Q(\alpha_{k_i}). \quad (3.7)$$

Затем корректируется вектор принятого сигнала для последующей итерации:

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{\theta}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i}, \quad (3.8)$$

где $(\mathbf{H})_{k_i}$ - k_i -я строка матрицы \mathbf{H} .

Для последующей итерации необходимо также вычислить новую матрицу МСКО:

$$\mathbf{V}_{i+1} = (\mathbf{H}_{k_i}^* \mathbf{H}_{k_i} + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1} \mathbf{H}_{k_i}^*, \quad (3.9)$$

где \mathbf{H}_{k_i} - матрица \mathbf{H} , из которой исключаются столбцы k_1, k_2, \dots, k_i , соответствующие детектированным на предыдущих шагах компонентам информационных символов.

Шаги (3.6)-(3.9) повторяются до тех пор, пока не будут демодулированы все компоненты информационных символов.

Количество математических операций (сложений и умножений) в этом методе является функцией четвертой степени от количества антенн [15]. Для

системы V-BLAST с четырьмя антеннами на приеме и передаче при модуляции 16-QAM количество операций, которое требуется выполнить на интервале, равном длительности одного символа 100 мкс [3], составляет порядка 4000.

Метод SIC имеет существенный недостаток, который заключается в эффекте размножения ошибок: ошибка демодуляции одной из компонент приводит к ошибкам при демодуляции на всех последующих итерациях. Частично этот эффект уменьшается, но полностью не устраняется, сортировкой принимаемых потоков. Кроме того, в этом методе не учитываются точность оценивания символов на предыдущих итерациях, что не позволяет достичь высоких характеристик демодуляции.

3.4. Метод максимального правдоподобия

Наилучшими характеристиками среди известных методов демодуляции обладает метод максимального правдоподобия.

Для вычисления оценок, оптимальных по критерию максимального правдоподобия, необходимо минимизировать квадрат нормы вектора невязки [8]:

$$\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{i}\|^2. \quad (3.10)$$

Таким образом, оценка информационных символов, оптимальная по критерию максимума правдоподобия, находится с помощью перебора всех комбинаций вектора \mathbf{i} из множества возможных значений вектора символов применяемой QAM $\Theta = \{\mathbf{i}^{(1)}, \dots, \mathbf{i}^{(K^M)}\}$, K – кратность QAM.

$$\hat{\mathbf{i}} = \arg \min_{\theta} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{i}\|^2. \quad (3.11)$$

Вычислительная сложность этого алгоритма экспоненциально растет по мере увеличения числа передающих антенн M и пропорциональна величине K^M . Реализовать этот алгоритм в реальном времени для системы V-BLAST, например, при $M = 4$ и при использовании модуляции 16-QAM, на базе существующих вычислительных средств довольно проблематично. В этом случае на интервале длительности одного информационного символа 100 мкс

[3] необходимо осуществить перебор $16^4 = 65536$ комбинаций символов. Количество математических операций (сложений и умножений) составляет

$$Z = 8K^M MN, \quad (3.12)$$

и в данном случае будет превышать 10 миллионов.

3.6. Характеристики демодуляции

На Рис. 3.2 приведены характеристики описанных выше методов демодуляции для системы V-BLAST с 4 передающими и 4 приемными антеннами при модуляции 16-КАМ.

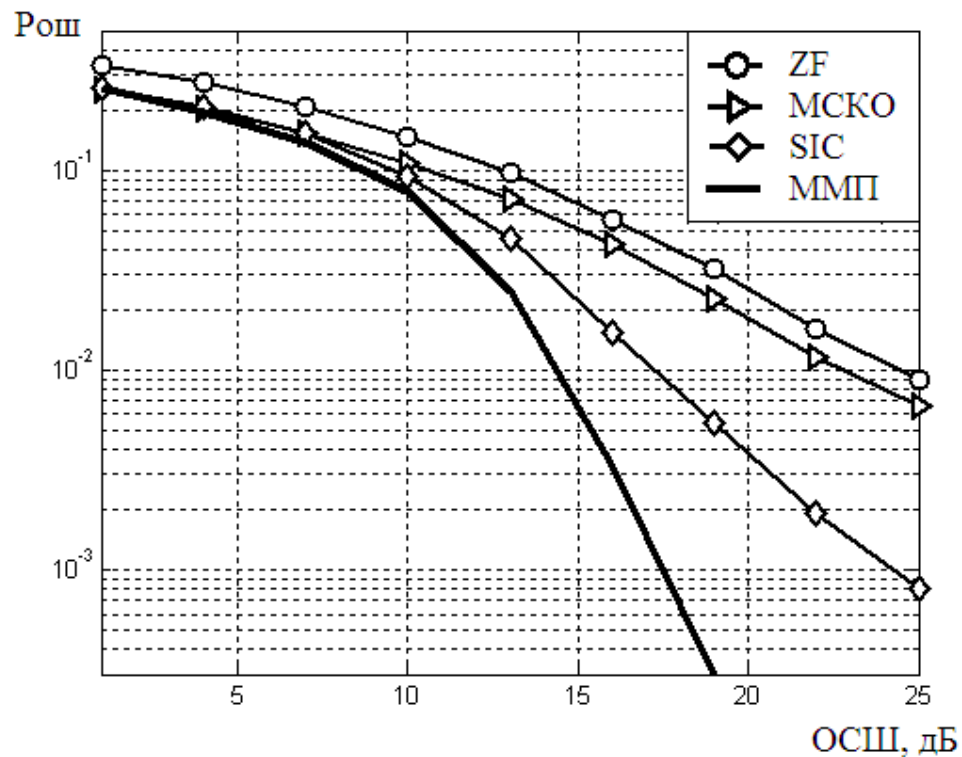


Рис. 3.2 Характеристики известных алгоритмов демодуляции

При использовании алгоритма демодуляции, оптимального по критерию максимального правдоподобия, достигаются наилучшие характеристики демодуляции сигналов за счет высоких вычислительных затрат. При большом количестве передающих антенн M при высокой кратности КАМ становится затруднительным реализация этого алгоритма на базе существующих вычислительных средств. Другие алгоритмы демодуляции обладают

существенно меньшей вычислительной сложностью, однако значительно проигрывают по энергетическим характеристикам алгоритму максимального правдоподобия.

Заключение

Достижение высокой спектральной эффективности возможно с помощью неортогональных пространственно-временных кодов с символьной скоростью более 1. Спектральная эффективность беспроводных каналов MIMO может возрасти пропорционально количеству передающих антенн по сравнению с традиционными системами SISO, например, при использовании схемы кодирования V-BLAST [12].

Однако, повышение спектральной эффективности системы за счет использования пространственно-временных кодов с более высокой символьной скоростью требует обеспечения на входе демодулятора STC более высокого ОСШ по сравнению с кодом с меньшей скоростью при заданной вероятности ошибок, то есть требуется повышение энергетической эффективности системы.

Но энергетический выигрыш в системе MIMO может быть также достигнут за счет применения эффективных алгоритмов демодуляции STC. Однако, демодуляция сигналов с неортогональным пространственно-временным кодированием является нетривиальной вычислительной задачей, и ценой улучшения характеристик демодуляции является усложнение алгоритмов обработки сигналов в приемнике.

Контрольные вопросы и задания

1. Приведите определения и поясните значения понятий:
 - Пространственно-временное кодирование,
 - Символьная скорость пространственно-временного кода,
 - Ортогональный пространственно-временной код
 - Неортогональный пространственно-временной код
2. Поясните принцип работы системы с пространственно-временным кодированием.

3. Поясните методы обработки сигналов с кодированием по Аламоути:
 - На передающей стороне,
 - На приемной стороне.
4. Поясните методы обработки сигналов на приемной стороне в системах с неортогональным пространственно-временным кодированием.

Список литературы

1. Hamid Jafarkhani. Space-Time Coding: theory and practice. - Cambridge University Press, 2005 - 320 с.
2. Report ITU-R M.2074. Radio aspects for the terrestrial component of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000. 2006.
3. IEEE 802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2006.
4. Draft standard IEEE 802.11n. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. May 2008.
5. 3GPP TS 36.201 v.8.1.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Physical Layer - General Description (Release 8). November 2007.
6. S.M. Alamouti. A simple diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Sel. Areas in Com., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, October 1998.
7. В. М. Вишневецкий, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М-Техносфера. 2005. 592 с.
8. Б.Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989 – 656 с.
9. А.М. Шлома, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.П. Шумов. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. М.: Горячая линия–Телеком, 2008 – 344 с.
10. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. : Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003
11. Hassibi B., Vikalo H. On the Sphere-Decoding Algorithm I. Expected Complexity. IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 53, pp. 2806-2818, August 2005.

12. P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. in Proc. Of URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE '98), pp. 295–300, Pisa, Italy, September 1998.
13. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Квазиоптимальный алгоритм демодуляции в системе VBLAST. – Научные технологии, 2004, №11, т. 5.
14. В.И. Тихонов. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982 – 624 с.
15. W. K. Wai, C. Y. Tsui, and R. S. Cheng. A low complexity architecture of the VBLAST system. IEEE Wireless Communication and Networking Conference. (WCNC), vol. 1, 2000.