

УДК 621.391.1

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В МИМО-OFDM-СИСТЕМАХ СВЯЗИ

А.В. Давыдов, А.А. Мальцев

Исследованы характеристики помехоустойчивости двух методов детектирования сигналов в системах с многоэлементными антенными решетками (Multiple-Input Multiple-Output — МИМО), использующих ортогональное частотное разделение (Orthogonal Frequency Division Multiplexing — OFDM). Рассмотрены метод максимума правдоподобия (Maximum Likelihood — ML) и метод наименьших квадратов (Zero Forcing — ZF). Проведен сравнительный анализ зависимости вероятностей пакетных ошибок для этих методов при различных видах модуляции. Показано, что в релейском канале связи разница в помехоустойчивости систем, использующих ML- и ZF-методы детектирования, уменьшается с ростом порядка модуляции и числа приемных антенн.

ВВЕДЕНИЕ

Современные стандарты локальных радиосетей (IEEE 802.11a/g, ETSI HIPER-LAN/2) обеспечивают скорость передачи данных до 54 Мбит/с на физическом уровне и 20–24 Мбит/с на сетевом. Однако последние исследования показали, что эти системы не удовлетворяют потребностям высокоскоростной передачи мультимедийной информации. Одним из наиболее перспективных способов увеличения максимальной скорости существующих стандартов является использование многоэлементных антенных решеток [1]. Применение МИМО (Multiple-Input Multiple-Output) систем связи с N_t передающими и N_r приемными антеннами позволяет одновременно повысить скорость передачи и надежность приема данных без дополнительного увеличения частотной полосы.

СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Сравнительному анализу различных методов детектирования сигналов в системах с многоэлементными антенными решетками посвящено достаточно большое число научных работ. Основными из этих методов являются метод максимума правдоподобия (Maximum Likelihood — ML) и метод наименьших квадратов (Zero Forcing — ZF). Однако в известных работах сравнение ограничивалось исследованием систем с низкими порядками модуляции. Например, в работах [2, 3] рассматривались только модуляции с небольшим числом M бит на один символ (BPSK: $M = 1$, QPSK: $M = 2$). В этих работах было показано, что разница в характеристиках МИМО-систем, использующих различные методы детектирования сигналов, значительна и составляет порядка 6–10 дБ. При этом авторами отмечалась высокая сложность реализации ML-метода. Так, для выполнения детектирования

сигнального вектора на одной поднесущей с N_t передающих антенн необходимо выполнить порядка $\sim O(M^{N_t})$ операций. Экспоненциальная зависимость сложности алгоритма ML делает его практическую реализацию для высоких порядков модуляций особенно затруднительной. Сложность реализации ZF-метода детектирования, напротив, не зависит от порядка модуляции и определяется главным образом числом передающих антенн N_t . Так, для выполнения ZF-детектирования необходимо выполнить порядка $\sim O(N_t^3)$ операций [4].

В настоящей работе исследуется помехоустойчивость MIMO-OFDM-систем связи с ML- и ZF-методами детектирования сигналов для высоких порядков модуляций (16-QAM, 64-QAM). Методом численного моделирования показано, что разница в помехоустойчивости систем уменьшается с ростом порядка модуляции и числа приемных антенн. Таким образом, для высоких порядков модуляций ZF-метод детектирования сигналов оказывается наиболее приемлемым как по сложности реализации, так и помехоустойчивости.

МОДЕЛЬ MIMO-OFDM СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Для исследования использовалась модель MIMO-OFDM-системы связи, структурные схемы передатчика и приемника которой представлены соответственно на рис. 1 и рис. 2. Битовая информационная последовательность на передатчике (см. рис. 1) кодировалась с помощью блока помехоустойчивого кодирования (кодера), определенного стандартом IEEE 802.11a. Данный кодер использует сверточный код с длиной кодового ограничения $K = 7$ и порождающими полиномами $G_1 = 133_8$, $G_2 = 171_8$ и позволяет осуществлять передачу данных с кодовыми скоростями $R = 1/2$, $R = 2/3$, $R = 3/4$.

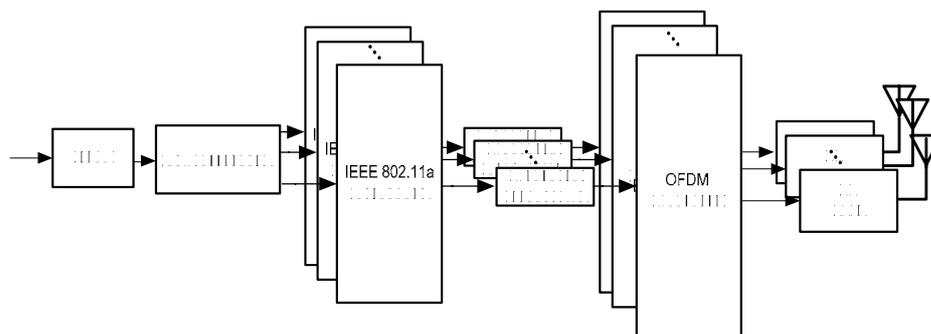


Рис. 1. Структурная схема MIMO-OFDM передатчика с многоэлементной антенной решеткой

Кодированный поток бит равномерно распределялся по пространственным подканалам (в блоке демультиплексор), перемежался в каждом из пространственных подканалов согласно перестановкам, определенным стандартом (в блоках IEEE 802.11a интерливер), и модулировался сигналами созвездиями (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM) в модуляторах поднесущих. Последовательность сигнальных точек с выхода каждого модулятора поднесущих подавалась на блок

OFDM-модуляции и далее преобразовывалась радиочастотным (РЧ) блоком в необходимый для передачи высокочастотный сигнал. При моделировании предполагалось, что длина импульсной характеристики канала меньше длины защитного интервала OFDM-символа. В этом случае принятый OFDM-сигнал можно считать свободным от межсимвольной интерференции.

Упрощенная структурная схема MIMO-OFDM-приемника показана на рис. 2. Принятый приемником сигнальный вектор \mathbf{r} после OFDM-демодуляции можно записать (для каждой поднесущей) в виде

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где \mathbf{x} — переданный сигнальный вектор, \mathbf{H} — матрица, связанная с MIMO-каналом для рассматриваемой поднесущей, и \mathbf{n} — аддитивный гауссовский шум с нулевым средним и матрицей ковариации $E\{\mathbf{nn}^H\} = \sigma^2\mathbf{I}$. В данной работе рассматривался релейский канал связи без учета корреляции сигналов в разных антенных элементах. В этом случае элементы канальной матрицы \mathbf{H} , задающие коэффициенты передачи между антеннами, независимы и имеют одинаковые комплексные гауссовские распределения. Поскольку в рассматриваемой MIMO-OFDM-системе принятый сигнал на каждой поднесущей является линейной комбинацией сигналов передающих антенн, то перед демодуляцией поднесущих необходимо применять специальные алгоритмы пространственной обработки. Для этого сигнал с каждого элемента приемной антенны после OFDM-демодуляции (разделение OFDM-символа по поднесущим) подается на блок MIMO-детектирования. Полученные на выходе этих блоков данные переставляются и мультиплексируются в общий поток метрик в блоке деинтерливер и мультиплексор. После этого они подаются на декодер.

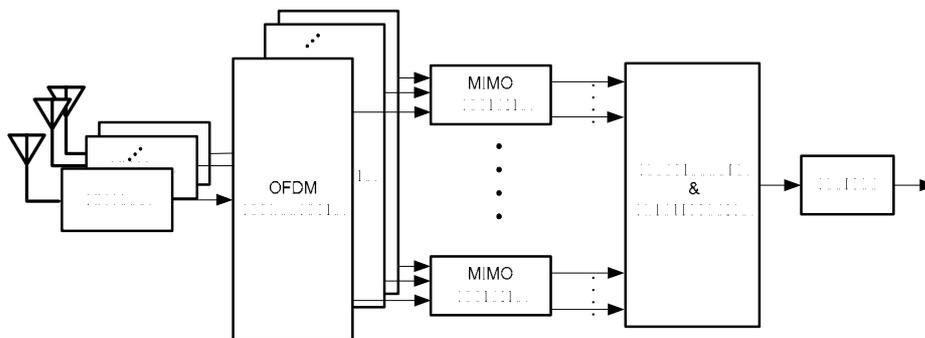


Рис. 2. Структурная схема OFDM приемника с многоэлементными антенными решетками

Рассмотрим более подробно возможные методы обработки потока сигналов в MIMO-детекторах. Несложно показать, что для рассматриваемого случая канала с аддитивным белым гауссовским шумом максимально правдоподобной оценкой переданного сигнального вектора \mathbf{X} на каждой поднесущей будет вектор, минимизирующий выражение

$$\hat{\mathbf{x}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{x}} (\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x})^H (\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}). \quad (2)$$

Из этого выражения видно, что прямое детектирование переданного сигнального вектора \mathbf{x} с помощью ML-метода требует вычисления M^{N_t} евклидовых расстояний в N_r -мерном пространстве на каждой поднесущей. Заметим, что если бы элементы вектора \mathbf{x} принадлежали непрерывному множеству, то максимально правдоподобную оценку этого вектора можно было бы получить методом наименьших квадратов (ZF-методом), дифференцируя выражение (2) по \mathbf{x} . В силу линейности уравнения, получаемого для такой оценки, она может быть выражена в следующем явном виде:

$$\hat{\mathbf{x}}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} = \mathbf{x} + \mathbf{e}, \quad (3)$$

где \mathbf{e} — аддитивный шум с матрицей ковариации $E\{\mathbf{e}\mathbf{e}^H\} = \sigma^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$. В случае использования для детектирования ZF-метода, после линейного преобразования (3) принятого сигнального вектора \mathbf{r} , дальнейшая обработка полученной оценки $\hat{\mathbf{x}}_{ZF}$ будет сводиться к простой поэлементной демодуляции сигналов. Поэтому сложность ZF-метода определяется главным образом операциями обращения и умножения матриц линейного преобразования (3).

Следует отметить, что в рассматриваемой системе связи элементы вектора \mathbf{x} принадлежат некоторому конечному множеству комплексных чисел, задаваемому используемым сигнальным созвездием. Поэтому описанный выше ZF-метод детектирования сигнального вектора не является оптимальным (в отличие от ML-метода). Это приводит к ухудшению помехоустойчивости MIMO-OFDM-систем, использующих ZF-метод детектирования сигналов, по сравнению с системами, использующими ML-метод.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ОБСУЖДЕНИЕ

В работе исследовалась помехоустойчивость MIMO-OFDM-систем связи с двумя конфигурациями $N_t \times N_r$ передающих и приемных антенн (2×2 и 2×4). Результаты моделирования для 2×2-MIMO-OFDM-системы (с двумя передающими и двумя приемными антеннами) представлены на рис. 3–6 для BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM модуляций соответственно. Поскольку современные стандарты локальных радиосетей являются системами пакетной передачи данных, то в качестве меры помехоустойчивости использовалась вероятность пакетной ошибки. Длина пакета выбиралась равной 1000 байтов. В моделировании использовалась модель частотно-селективного канала с экспоненциальным профилем временного затухания. Среднеквадратичная задержка канала равнялась 50 нс. Частотно-временные параметры OFDM-символов выбирались согласно рекомендациям стандарта IEEE 802.11a, а число поднесущих бралось равным 96, что эквивалентно удвоению полосы передачи этого стандарта.

На рис. 3–6 показаны зависимости вероятности пакетной ошибки (PER — Packet Error Rate) от отношения сигнал–шум (SNR — Signal-Noise Ratio, dB) для

всех комбинаций модуляций и скоростей кода, определенных в стандарте IEEE 802.11a. Для более точного сравнения результатов в таблице 1 приведены относительные потери в отношении сигнал-шум ZF-метода по отношению к ML-методу при фиксированном значении вероятности пакетной ошибки (PER = 0.01).

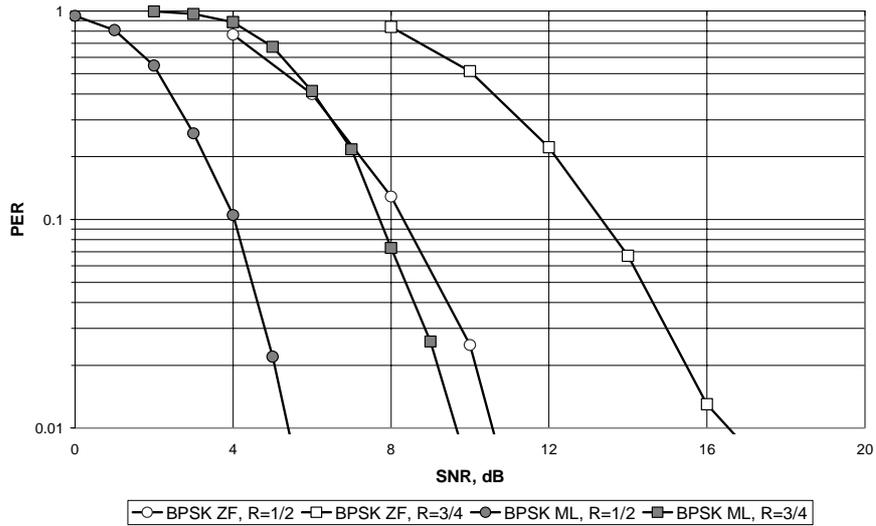


Рис. 3. Вероятность пакетных ошибок в 2×2-MIMO-OFDM-системе для BPSK модуляции

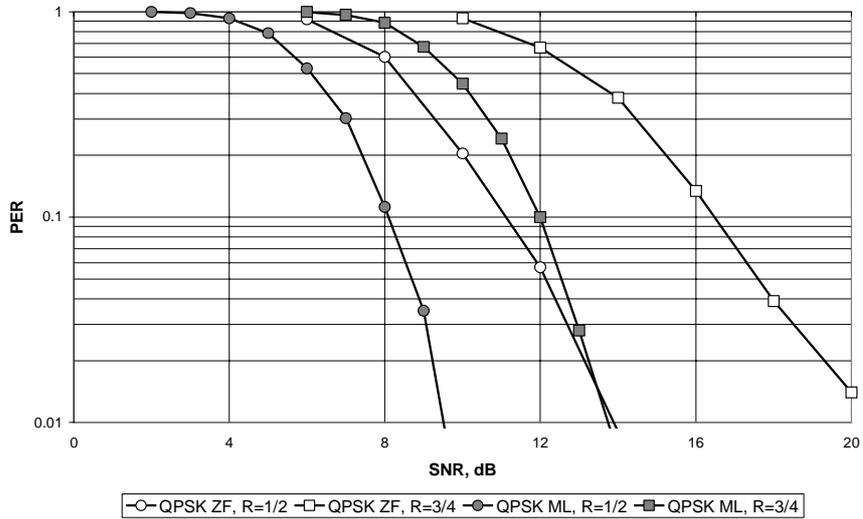


Рис. 4. Вероятность пакетных ошибок в 2×2-MIMO-OFDM-системе для QPSK модуляции

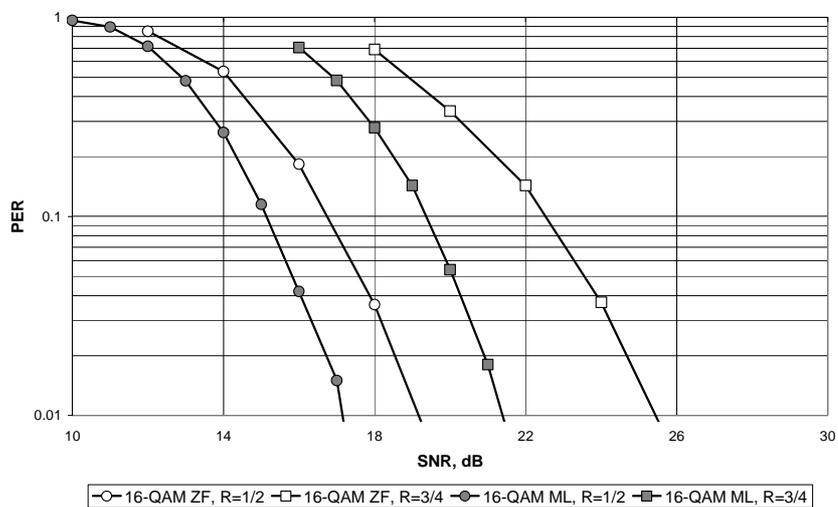


Рис. 5. Вероятность пакетных ошибок в 2×2 -MIMO-OFDM-системе для 16-QAM модуляции

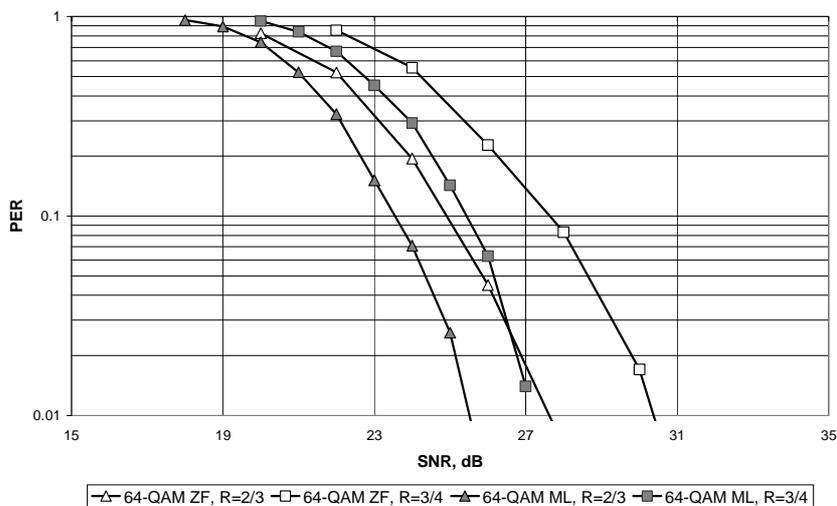


Рис. 6. Вероятность пакетных ошибок в 2×2 -MIMO-OFDM-системе для 64-QAM модуляции

Из представленных на рис. 3–6 результатов видно, что с ростом порядка модуляции разница в помехоустойчивости MIMO-OFDM-систем с ML- и ZF-методами детектирования сигналов уменьшается. Этот факт объясняется следующим образом. Используемое предположение о непрерывности значений элементов вектора \mathbf{X} (при ZF-детектировании) становится более обоснованным для высоких порядков модуляций, поскольку с ростом порядка модуляции растет плотность заполнения сигнальными точками сигнального пространства.

Таблица 1

Скорость кода, R	Модуляция	$SNR_{ML} - SNR_{ZF}$
1/2	BPSK	~5 дБ
3/4	BPSK	~7 дБ
1/2	QPSK	~4,5 дБ
3/4	QPSK	~7 дБ
1/2	16 QAM	~3 дБ
3/4	16 QAM	~4 дБ
2/3	64 QAM	~2 дБ
3/4	64 QAM	~3 дБ

Было исследовано влияние на помехоустойчивость ММО-OFDM-систем с ML- и ZF-детекторами количества приемных антенн. В таблице 2 приведены относительные потери в отношении сигнал–шум ZF-метода по отношению к ML-методу при фиксированном значении вероятности пакетной ошибки ($PER = 0.01$) для 2×4-ММО-OFDM-системы с двумя передающими и четырьмя приемными антеннами. Из сравнения данных в таблицах 1 и 2 видно, что разница в характеристиках ML- и ZF-схем детектирования существенно убывает с ростом числа приемных антенн.

Таблица 2

Скорость кода, R	Модуляция	$SNR_{ML} - SNR_{ZF}$
1/2	BPSK	~1 дБ
3/4	BPSK	~2 дБ
1/2	QPSK	~0,5 дБ
3/4	QPSK	~1 дБ
1/2	16 QAM	~0,2 дБ
3/4	16 QAM	~0,6 дБ
2/3	64 QAM	~0,1 дБ
3/4	64 QAM	~0,4 дБ

По результатам исследований, проведенных в данной работе, можно рекомендовать разработчикам многоэлементных ММО-OFDM-систем использование ZF-метода для детектирования сигналов при передаче данных с помощью модуляций высокого порядка.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141, НШ-1729.2003.2 и NATO CLG 977419.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bangerter B., Maltsev A., Rubtsov A. // Intel Technology Journal. 2003. V. 7. № 2. P. 47–57.
2. Van Zelst A., van Nee R., Awater G.A. // Proc. of Vehicular Tech. Conf., 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st. May 2000. V. 2. P. 1070–1074.
3. Van Zelst A. // Electrotechnical Conf., 2000. MELECON 2000, 10th Mediterranean. May 2000. V. 3.
4. Pammer V.D. // Pers., Indoor and Mob. Radio Comm., 2003, PIMRC 2003. 14th IEEE Proc. on. V. 3, Sept. 7–10, 2003. P. 2271–2275.