

Федеральное агентство связи

Московский технический университет связи и информатики

Кафедра АИТСС

В.Б. Крейнделин, А.В. Колесников

Учебное пособие

Оценивание параметров канала в системах связи с ортогональным
частотным мультиплексированием

Москва, 2010

УДК: 621.391.037

Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Оценивание параметров канала в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием. Учебное пособие / МТУСИ.-М., 2010.-29с.

В учебном пособии рассматриваются методы оценивания параметров канала в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием и несколькими антеннами. Дается оценка влияния неточности оценки параметров канала на помехоустойчивость системы связи.

Ил. 5, список лит. 20 назв.

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

Издание утверждено на заседании совета факультета ИТ _____ 2010 г.

Протокол № _____

© Московский технический университет
связи и информатики

Содержание

Сокращения	4
Введение.....	5
1 Модели канала для систем подвижной связи	6
1.1 Особенности распространения сигнала.....	6
1.2 Основные виды искажений сигнала в канале связи	7
1.3 Стандартизованные модели канала	10
2 Модель системы связи с ортогональным частотным	
 мультиплексированием (OFDM).....	12
2.1 Принцип работы системы с ортогональным частотным	
мультиплексированием	12
2.2 Модель системы OFDM в условиях многолучевости.....	15
3 Сравнительный анализ известных методов оценивания комплексных	
 амплитуд канала связи.....	17
3.1 Проблема оценивания параметров канала связи.....	17
3.2 Метод минимума среднеквадратической ошибки.....	19
3.3 Метод наименьших квадратов.	20
3.4 Метод максимального правдоподобия.	21
3.5 Алгоритмы с обратной связью по решению.....	21
3.6 Экстраполяция.....	22
4 Влияние ошибки оценивания параметров канала связи на	
 помехоустойчивость системы.....	23
4.1 Сравнение систем с одной антенной (SISO) и систем с несколькими	
антеннами (MIMO).....	23
4.2 Выводы.....	25
Заключение.....	26
Контрольные вопросы и задания	27
Список литературы	28

Сокращения

БПФ	Быстрое преобразование Фурье
ДПФ	Дискретное преобразование Фурье
ОБПФ	Обратное быстрое преобразование Фурье
ОСШ	Отношение сигнал/шум
ЦСП	Цифровой сигнальный процессор
BER	Bit Error Rate - относительная частота появления ошибки на бит
ITU	International Telecommunication Union - Международный союз электросвязи
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing - Ортогональное частотное мультиплексирование
SISO	Single-Input-Single-Output - Система с одной антенной на передающей стороне и одной антенной на приемной стороне
MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output - Система с несколькими антеннами на передающей и приемной сторонах
ML	Maximum Likelihood - Максимальное правдоподобие
MMSE	Minimum Mean-Square Error - Минимум среднеквадратической ошибки
QAM	Quadrature Amplitude Modulation - Квадратурная амплитудная модуляция
WLAN	Wireless Local Access Network - Беспроводная локальная сеть

Введение

В последнее время все активнее ощущается рост беспроводных систем связи. Развитие технологий мобильных устройств, беспроводных локальных сетей (WLAN) и стремительный рост Интернет вызывают все возрастающую потребность в увеличении емкости мобильных сетей. Также наблюдается все большая интеграция сотовых сетей с сетями передачи данных, например GPRS в GSM сетях, а также сети 3G [2]. Однако существующие технологии не могут удовлетворить новых потребностей по емкости сети, скорости передачи и стоимости услуг.

OFDM - ортогональное частотное мультиплексирование [10] - это схема модуляции, которая позволяет быстро и эффективно передавать данные даже в каналах с многолучевым распространением сигнала. Передача ведется одновременно на большом количестве несущих частот. Эти несущие имеют небольшое разнесение по частоте и их спектры образуют групповой спектр OFDM сигнала. Частотное разнесение и синхронизация подобраны так, чтобы несущие были ортогональны между собой, то есть не оказывали влияния друг на друга, несмотря на перекрытие по спектру.

Другой важный подход, позволяющий существенно улучшить, по сравнению с традиционными системами, спектральную эффективность и помехоустойчивость системы - применение разнесения как на передающей, так и на приемной стороне путем использования нескольких передающих и нескольких приемных антенн (MIMO) [6]. Эта технология уже применяется в некоторых современных стандартах, например IEEE 802.16 и LTE [11-13, 15, 16].

1 Модели канала для систем подвижной связи

1.1 Особенности распространения сигнала

В мобильной радиосвязи параметры канала изменяются во времени, поскольку перемещение абонента в пространстве приводит к изменению условий распространения сигнала. Скорость изменения условий распространения определяет скорость замираний. В большинстве случаев мобильный канал связи характеризуется отсутствием прямой видимости между передатчиком и приемником, особенно в условиях плотной городской застройки. Если имеется большое число многократно отраженных лучей и отсутствует прямая видимость, огибающая полученного сигнала может быть статистически описана с помощью релевской функции плотности вероятности. Характер замираний в этом случае называют релевским [3]. На Рис. 1.1. показан многолучевой характер распространения сигнала вследствие отражений.

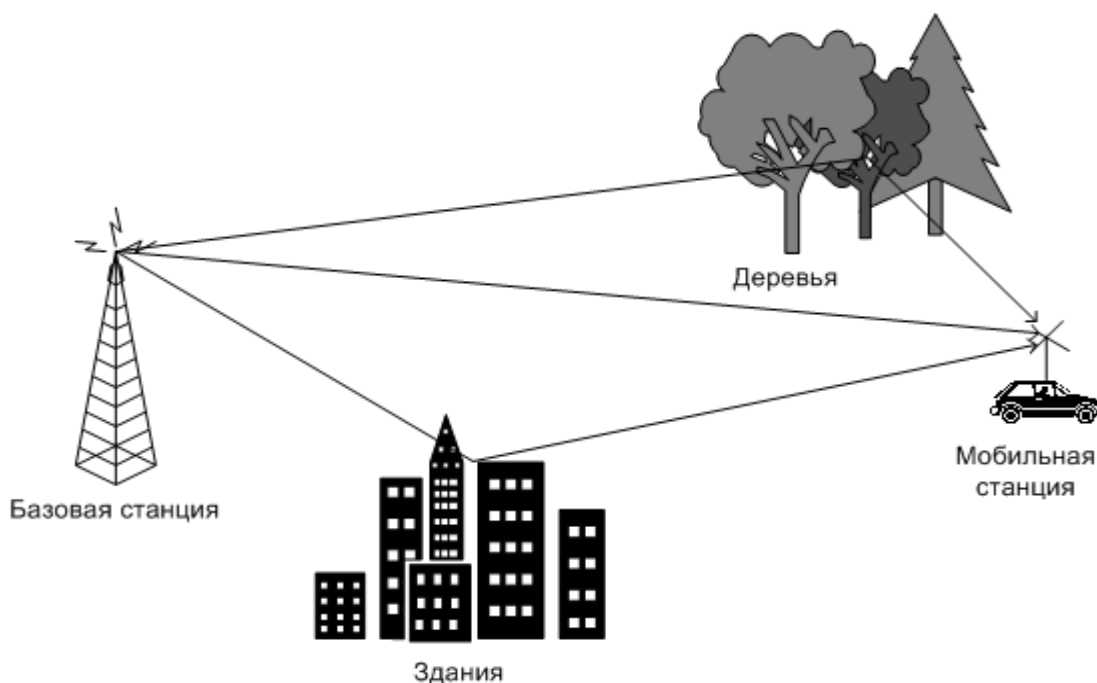


Рис. 1.1. Многолучевой характер распространения сигнала в мобильном канале связи.

1.2 Основные виды искажений сигнала в канале связи

В мобильном канале связи сигнал подвергается воздействию следующих основных типов искажений [14]:

- *Многолучевое распространение* возникает в результате отражения, рассеяния и дифракции электромагнитных волн при взаимодействии с различными объектами в пространстве. Таким образом, сигнал в приемной антенне содержит сумму волн с различными задержками, амплитудами и фазами. Суперпозиция этих волн приводит к изменению амплитуды и фазы принимаемого сигнала.
- *Допплеровский сдвиг* возникает из-за перемещения абонента в пространстве. Возникает изменение амплитуды и фазы принимаемого сигнала во времени. Даже небольшие перемещения на расстояния, соизмеримые с длиной волны передаваемого сигнала, могут вызывать существенные изменения параметров принимаемого сигнала. Изменения параметров сигнала во времени, вызванные движением абонента и многолучевым распространением радиоволн называются быстрыми замираниями. Величина доплеровского сдвига пропорциональна частоте передачи и скорости движения. Чем меньше разнесение между несущими в сигнале OFDM, тем более восприимчива система к доплеровскому сдвигу частоты. Различные режимы передачи позволяют получить компромисс между уровнем восприимчивости к межсимвольной интерференции и доплеровскому сдвигу частоты.

- *Затенение* вызывается объектами, такими как здания, холмы, деревья и т.п., оказывающимися на пути сигнала и ограничивающими прямую видимость между передатчиком и приемником. Изменения параметров сигнала во времени, вызванные затенением обычно относят к медленным замираниям.
- *Потери в тракте* характеризуются как зависимость падения средней мощности сигнала от расстояния между передатчиком и приемником. В открытом пространстве средняя мощность уменьшается пропорционально квадрату расстояния между передатчиком и приемником. В мобильном радиоканале, где прямая видимость часто отсутствует, эта характеристика часто представляется как функция степени от 3 до 5.

Искажения, вызванные потерями в тракте и затенением (медленные замирания) обычно компенсируются с помощью систем управления мощностью. Борьба с быстрыми замираниями, вызванными движением и многолучевым распространением волн, является более сложной задачей и требует применения сложной обработки сигнала как на приемной, так и на передающей стороне.

Мобильный радиоканал характеризуется переменным во времени импульсным откликом $h(\tau, t)$ или переменной во времени передаточной функцией канала $H(f, t)$, которая есть преобразование Фурье от $h(\tau, t)$. Импульсный отклик канала - это отклик в момент времени t на дельта-импульс, возникший в момент времени $t - \tau$. Мобильный радиоканал рассматривается как стационарный в широком смысле случайный процесс, т.е. замирания остаются неизменными в течение короткого времени или на небольших расстояниях. При многолучевом распространении импульсный

отклик канала содержит большое число рассеянных импульсов, принятых

как Q различных лучей:
$$h(\tau, t) = \sum_{q=0}^{Q-1} a_q e^{j(2\pi f_{D,q} t + \varphi_q) \delta(\tau - \tau_q)},$$
 где

$\delta(\tau - \tau_q) = \begin{cases} 1, & \tau = \tau_q \\ 0, & \tau \neq \tau_q \end{cases}$ - дельта-функция Дирака, а $a_q, f_{D,q}, \varphi_q$ и τ_q -

амплитуда, доплеровская частота, фаза и задержка для q - го луча.

Передаточная функция канала описывается следующим образом:

$$H(f, t) = \sum_{q=0}^{Q-1} a_q e^{j(2\pi(f_{D,q} t - f\tau_q) + \varphi_q)}. \quad (1.1)$$

Задержки измеряются относительно прихода в приемник первого луча. Доплеровская частота рассчитывается как $f_{D,q} = \frac{vf_c \cos(\alpha_q)}{c}$, где v - скорость движения абонента, c - скорость света, f_c - несущая частота, а α_q - угол прихода в приемную антенну q - го луча.

Следствием многолучевого распространения радиоволн является искажение формы принимаемого сигнала. Многолучевая интерференция присуща любому типу сигналов, но особенно негативно она сказывается на широкополосных сигналах. Дело в том, что при использовании широкополосного сигнала в результате интерференции определенные частоты складываются синфазно, что приводит к увеличению уровня сигнала, а некоторые, наоборот, противофазно, вызывая ослабление сигнала на данной частоте.

Говоря о многолучевой интерференции, возникающей при передаче сигналов, различают два крайних случая. В первом из них максимальная задержка между различными сигналами не превышает времени длительности одного символа и интерференция возникает в пределах

одного передаваемого символа. Во втором случае максимальная задержка между различными сигналами больше длительности одного символа, в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы, и возникает так называемая межсимвольная интерференция (InterSymbol Interference, ISI).

Межсимвольная интерференция наиболее существенно влияет на искажение сигнала. Поскольку символ - это дискретное состояние сигнала, характеризующееся значениями частоты несущей, амплитуды и фазы, то для различных символов меняются амплитуда и фаза сигнала, а значит, восстановить исходный сигнал крайне сложно. Чтобы хотя бы частично компенсировать эффект многолучевого распространения, используются частотные эквалайзеры, однако по мере роста скорости передачи данных либо вследствие увеличения символьной скорости, либо из-за усложнения схемы кодирования эффективность использования эквалайзеров падает.

В традиционных системах с одной несущей борьба с межсимвольной интерференцией обычно ведется путем адаптивного выравнивания [14-15]. Этот процесс использует адаптивную фильтрацию для аппроксимации импульсного отклика канала. Затем инверсный фильтр используется для воссоздания копий искаженных символов. Этот процесс, однако, довольно сложный, ввиду высокой сложности адаптивного эквалайзера. В случаях, когда межсимвольная интерференция становится довольно высокой, процесс также теряет эффективность.

1.3 Стандартизованные модели канала

Существует ряд моделей каналов, стандартизованных и рекомендованных к применению при моделировании систем подвижной связи. Широкое распространение получили модели, рекомендованные

Международным Союзом Электросвязи (ITU) [17], такие как Channel model A, B и C. В Табл. 1 приведены основные параметры для модели канала подвижной связи Channel A. Модель имеет 6 лучей с заданными задержками и мощностями. Замирания в канале имеют релеевское распределение, а доплеровская частота зависит от скорости движения абонента.

Луч	Задержка, нс	Средняя мощность, дБ
1	0	0.0
2	310	-1.0
3	710	-9.0
4	1090	-10.0
5	1730	-15.0
6	2510	-20.0

Табл. 1 Параметры модели канала Channel A.

2 Модель системы связи с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM)

2.1 Принцип работы системы с ортогональным частотным мультиплексированием

При высоких скоростях передачи применяется метод передачи данных, который состоит в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех этих подканалах. При этом высокая скорость передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по всем каналам, а скорость передачи в отдельном подканале вполне может быть невысокой. Поскольку в каждом из частотных подканалов скорость передачи можно сделать не слишком высокой, это создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции.

При частотном разделении каналов необходимо, чтобы ширина отдельного канала была, с одной стороны, достаточно узкой для минимизации искажения сигнала в пределах отдельного канала, а с другой - достаточно широкой для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы канала, разделяемого на подканалы, желательно как можно более плотно расположить частотные подканалы, но при этом избежать межканальной интерференции, чтобы обеспечить полную независимость каналов друг от друга. Частотные каналы, удовлетворяющие перечисленным требованиям, называются ортогональными. Несущие сигналы всех частотных подканалов (а точнее, функции, описывающие эти сигналы) ортогональны друг другу. Важно, что хотя сами частотные подканалы могут частично перекрывать друг друга, ортогональность несущих сигналов гарантирует независимость

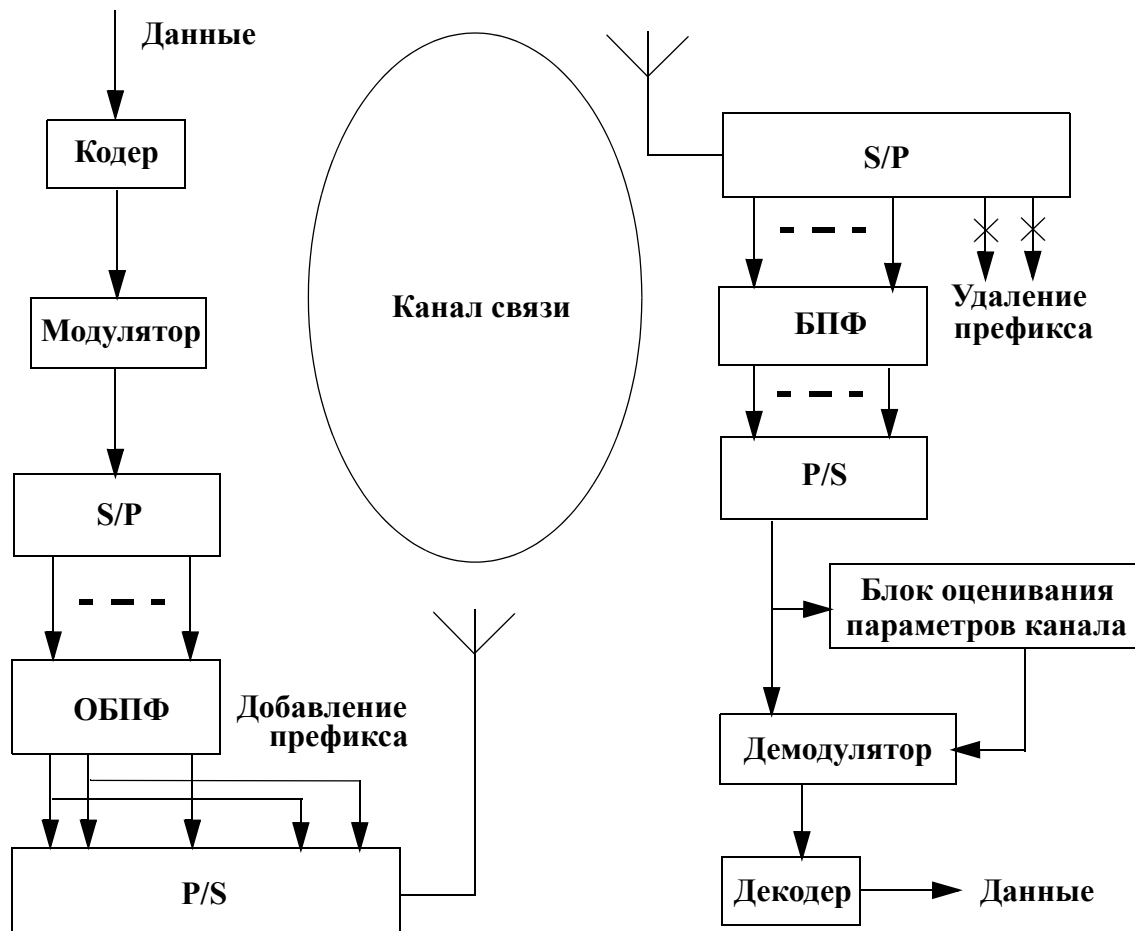
каналов друг от друга, а следовательно, и отсутствие межканальной интерференции.

Рассмотренный способ деления широкополосного канала на ортогональные частотные подканалы называется ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM). Сигнал в системе с ортогональным частотным мультиплексированием имеет разбиение на множество несущих, что обеспечивает небольшое количество символов на одну несущую и снижает межсимвольную интерференцию. Дополнительно применяется защитный интервал - циклический префикс, добавляемый в начало каждого символа. Для эффективной работы системы, использующей такой подход, максимальная задержка в канале не должна превышать длину циклического префикса. Высокая эффективность систем OFDM при работе в каналах с многократными отражениями делает их пригодными для высокоскоростных систем передачи данных в наземных системах связи.

На Рис. 2.1. показана обобщенная структура системы связи с ортогональным частотным мультиплексированием.

Данные пользователя вначале поступают в блок помехоустойчивого кодирования, а затем на модулятор. После модуляции данные в виде комплексных символов поступают в блок Обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), где происходит формирование сигнала OFDM с использованием M поднесущих. Символ OFDM состоит из основной информационной части и циклического префикса, который формируется путем копирования последних L отсчетов в начало кадра. Далее последовательность символов OFDM преобразуется в аналоговый сигнал и передается по каналу связи. Длительность циклического префикса выбирается таким образом, чтобы быть больше, чем длительность импульсного отклика канала связи. Таким образом, символ OFDM имеет

длительность $(M + L)T_0$, где T_0 - период дискретизации в системе.



ОБПФ - блок обратного быстрого преобразования Фурье
 БПФ - блок быстрого преобразования Фурье
 S/P - последовательно-параллельное преобразование потока символов
 P/S - параллельно-последовательное преобразование потока символов

Рис. 2.1. Структурная схема системы связи с ортогональным частотным мультиплексированием.

На приемной стороне, сигнал после дискретизации и удаления префикса поступает в блок Быстрого преобразования Фурье (БПФ), где осуществляется демодуляция сигнала OFDM. После преобразования параллельного потока символов в последовательный, символы поступают в демодулятор, а также в блок оценивания параметров канала. Оценки параметров канала необходимы для работы демодулятора, поэтому выход

блока оценивания параметров канала соединен с демодулятором.

Дальнейшие преобразования сигнала зависят от структуры конкретной системы и не относятся к основной концепции OFDM. В реальных условиях работы системам беспроводной подвижной связи с OFDM приходится работать в условиях, когда в канале связи сигнал подвергается воздействию замираний. Поэтому для получения приемлемой помехоустойчивости требуется использование помехоустойчивого кодирования.

2.2 Модель системы OFDM в условиях многолучевости

Рассмотрим теперь модель сигнала $s(t)$ на выходе передатчика системы OFDM, которая выглядит следующим образом:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m x_m \exp\{j\omega_m t\}, \quad (2.1)$$

где M - число поднесущих; ω_m - частота m - й поднесущей; A_m - комплексный коэффициент канала, соответствующий m - й поднесущей; x_m - комплексный информационный символ, соответствующий m - й поднесущей. С учетом многолучевости, выражение для сигнала $y(t)$ на входе приемника системы OFDM имеет следующий вид:

$$y(t) = \sum_{q=1}^Q \lambda_q s(t - \tau_q) + \eta(t), \quad (2.2)$$

где Q - число лучей; λ_q - комплексный коэффициент канала, соответствующий q - му лучу; τ_q - задержка, соответствующий q - му

лучу; $\eta(t)$ - шум наблюдения, который является комплексным гауссовским случайным процессом с нулевым средним и равномерной спектральной плотностью.

Подставляя (2.1) в (2.2), получим:

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} g_m \cdot x_m e^{j\omega_m t} + \eta(t), \quad (2.3)$$

где $g_m = A_m \cdot \sum_{q=1}^Q \lambda_q e^{-j\omega_m \tau_q}$.

Комплексные величины g_m имеют смысл комплексных амплитуд поднесущих на входе приемника системы OFDM. После дискретизации уравнение (2.3) может быть переписано в следующей форме:

$$y_n = \sum_{m=0}^{M-1} g_m \cdot x_m e^{j\omega_m n T_0} + \eta_n; n = 1; \dots; N, \quad (2.4)$$

где $y_n = y(nT_0)$ - отсчет наблюдаемого сигнала на входе приемника; $\eta_n = \eta(nT_0)$ - некоррелированная комплексная последовательность отсчетов шума наблюдения с нулевым средним и дисперсией $2\sigma_\eta^2$; T_0 - период дискретизации; N - число временных отсчетов.

Обычно число временных отсчетов выбирается равным числу поднесущих [8]. Здесь и далее принято $N = M$.

Уравнение (2.4) представляет собой модель сигнала на входе приемника системы OFDM с учетом многолучевого распространения радиоволн.

3 Сравнительный анализ известных методов оценивания комплексных амплитуд канала связи

3.1 Проблема оценивания параметров канала связи

Использование ортогонального частотного мультиплексирования в широкополосных системах связи является привлекательным, так как OFDM трансформирует частотно-избирательный канал в серию частотно-неизбирательных подканалов. Такой подход позволяет передавать данные более надежно и избежать применения в приемнике сложного эквалайзера. Технология использования нескольких передающих и приемных антенн (MIMO) совместно с OFDM позволяет повысить спектральную эффективность и энергетическую эффективность системы связи. Такое сочетание стало ключевым во многих современных стандартах для систем высокоскоростной передачи данных, таких как IEEE 802.16, IEEE 802.11n и LTE [11]-[13]. В системах MIMO OFDM также используют различные технологии обработки сигнала, позволяющие повысить помехоустойчивость или скорость передачи за счет использования пространственного разнесения. Реализация таких технологий требует наличия в приемнике точных значений параметров канала связи, которые обычно выражаются комплексными амплитудами коэффициентов передачи канала связи. Эти комплексные амплитуды могут быть получены с помощью процедуры оценивания параметров канала, которая обычно выполняется в специальном блоке оценивания в приемнике.

Существует множество различных подходов к оцениванию параметров канала. Нас будут интересовать те из них, которые производят оценивание в приемнике, не передают полученные оценки в передатчик (системы без обратной связи или open loop systems) и подходят для использования в системах связи с OFDM и MIMO. Условно их можно

разделить на два подкласса: методы, использующие пилот-сигналы (pilot assisted channel estimation) и методы, использующие известную информацию о передаваемом сигнале (например, вид модуляции с ограниченным алфавитом) и получившие название “слепых” алгоритмов (blind algorithms). Существуют также и комбинации этих двух подходов (полуслепые алгоритмы, semi-blind algorithms) [14],[18],[19],[20].

Точность оценивания параметров канала связи при применении алгоритмов, использующих пилот-сигналы, обычно высокое, хотя наличие пилот-сигналов приводит к снижению скорости передачи данных. К недостаткам ‘слепых’ алгоритмов относят довольно длинный интервал наблюдения, требующийся для вхождения в стационарный режим, а также необходимость сложной обработки сигнала на приемной стороне, (например часто используется алгоритм Витерби), что ведет к увеличению вычислительной сложности. Все это ограничивает применение таких алгоритмов в системах подвижной связи, где параметры канала могут быстро меняться во времени.

Оценивание параметров канала в алгоритмах, использующих пилот-сигналы, основано на возможности довольно точно вычислить значения комплексных амплитуд в моменты времени, где передаются пилот-сигналы. Затем полученные оценки экстраполируются на соседние информационные интервалы. Такой подход подразумевает неизменность параметров канала в течение интервала наблюдения, что справедливо, если скорость движения абонента сравнительно мала. В случае высокой скорости движения, значения комплексных амплитуд могут существенно меняться в течение интервала наблюдения и даже во временном интервале между соседними пилот-сигналами. В этом случае использования для оценивания только пилот-сигналов может оказаться недостаточно или

потребуется слишком частая их расстановка, что ухудшает пропускную способность системы. Применение “полуслепого” подхода, когда в работе алгоритма оценивания участвуют не только пилот-сигналы, но также и информационные сигналы, позволяет улучшить точность оценивания без существенного повышения вычислительной сложности алгоритма и избежать увеличения числа пилот-сигналов в системе.

В основном, различные подходы к оцениванию параметров канала с использованием пилот-сигналов отличаются различной обработкой принятых пилот-сигналов для получения оценок а также различными методами экстраполяции. Наиболее распространенными являются методы наименьших квадратов (LS) и метод минимума среднеквадратической ошибки (MMSE) [8],[9]. Рассмотрим эти подходы чуть более подробно.

3.2 Метод минимума среднеквадратической ошибки.

Перепишем (2.4) следующим образом:

$$y = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g} + \xi, \quad (3.1)$$

где \mathbf{X} - диагональная матрица, содержащая переданные пилот-сигналы на главной диагонали, \mathbf{g} - вектор комплексных коэффициентов канала, ξ - вектор шума наблюдения. Матрица ДПФ, \mathbf{F} , имеет следующую структуру:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} W_M^{00} & \dots & W_M^{0(M-1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ W_M^{(M-1)0} & \dots & W_M^{(M-1)(M-1)} \end{bmatrix}, \text{ где } W_M^{mk} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi \cdot \frac{mk}{M}}.$$

После демодуляции OFDM, сигнал на входе приемника может быть представлен как M независимых гауссовских каналов:

$$y_k = h_k x_k + \xi_k, \quad k = 0, 1, \dots, M-1, \quad (3.2)$$

где $\mathbf{h} = \mathbf{F}\mathbf{g}$, $\xi = \mathbf{F}\eta$.

Если вектор комплексных коэффициентов канала \mathbf{g} некоррелирован с шумом наблюдения ξ , то оценки комплексных коэффициентов канала могут быть найдены с использованием следующей формулы:

$$\hat{\mathbf{g}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{y}}\mathbf{R}_{\mathbf{y}\mathbf{y}}^{-1}\mathbf{y},$$

где $\mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{y}} = E\{\mathbf{g}\mathbf{y}'\} = \mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{g}}\mathbf{F}'\mathbf{X}'$ - ковариационная матрица \mathbf{g} и \mathbf{y} , а

$\mathbf{R}_{\mathbf{y}\mathbf{y}} = E\{\mathbf{y}\mathbf{y}'\} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{g}}\mathbf{F}'\mathbf{X}' + 2\sigma_{\xi}^2\mathbf{I}_M$ - ковариационная матрица \mathbf{y} .

Аналогично $\mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{g}}$ - ковариационная матрица вектора \mathbf{g} . $2\sigma_{\xi}^2$ - дисперсия шума наблюдения. Данные матрицы предполагаются известными.

Оценки вектора \mathbf{h} могут быть найдены следующим образом [9]:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{F}\mathbf{Q}_{\text{MMSE}}\mathbf{F}'\mathbf{X}'\mathbf{y}, \quad (3.3)$$

где $\mathbf{Q}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{g}}[(\mathbf{F}'\mathbf{X}'\mathbf{X}\mathbf{F})^{-1}2\sigma_{\xi}^2 + \mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{g}}]^{-1}(\mathbf{F}'\mathbf{X}'\mathbf{X}\mathbf{F})^{-1}$.

3.3 Метод наименьших квадратов.

Для модели (2.4), данный метод минимизирует функцию $(\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g})'(\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g})$ [9]. Оценка вектора \mathbf{h} в этом случае будет:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = \mathbf{F}\mathbf{Q}_{\text{LS}}\mathbf{F}'\mathbf{X}'\mathbf{y}, \quad (3.4)$$

где $\mathbf{Q}_{\text{LS}} = (\mathbf{F}'\mathbf{X}'\mathbf{X}\mathbf{F})^{-1}$.

(3.4) можно упростить до

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{y} \quad (3.5)$$

Оба рассмотренных метода оценивания параметров канала имеют свои преимущества и недостатки. Метод наименьших квадратов обладает

меньшей вычислительной сложностью, чем метод минимума среднеквадратической ошибки, но и меньшей точностью оценивания [8],[9].

3.4 Метод максимального правдоподобия.

Принцип данного подхода заключается в максимизации функции правдоподобия [1], [4], [5].

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{ML}} = \mathop{\text{argmax}}(\mathbf{f}(\mathbf{h}|\mathbf{y}, \mathbf{X})) ,$$

где $\mathbf{f}(\dots)$ - функция апостериорной плотности вероятности для вектора комплексных коэффициентов канала \mathbf{h} при переданной матрице, содержащей пилот-сигналы, \mathbf{X} и принятом сигнале \mathbf{y} . Для вычисления апостериорной плотности вероятности могут быть применены различные численные методы.

Применение метода максимального правдоподобия дает наилучший результат, но не подходит для практической реализации в большинстве систем из-за высокой вычислительной сложности.

3.5 Алгоритмы с обратной связью по решению.

Принцип работы таких алгоритмов основан на многократной обработке принятого блока, состоящего как из информационных, так и пилот-символов, путем последовательного оценивания и демодуляции. На начальном этапе происходит оценивание параметров канала только по пилот-сигналам, содержащимся в блоке. Оценка может производиться методом наименьших квадратов, минимума среднеквадратической ошибки или иным методом. Затем для каждой несущей и каждого информационного символа в блоке вычисляется оценка этого символа путем демодуляции с использованием оценки канала, полученной на

предыдущем шаге. Применение такого подхода позволяет снизить вычислительную сложность по сравнению с оптимальным алгоритмом за счет итерационного использования относительно простых алгоритмов оценивания и демодуляции. Недостатком данного подхода является то, что он хорошо работает только в случаях, когда параметры канала остаются неизменными в течение всего блока. В системах подвижной связи такое практически не встречается из-за перемещения абонента в пространстве, поэтому точность оценивания остается низкой даже при большом числе итераций [7].

3.6 Экстраполяция.

После того, как получена оценка комплексных амплитуд для позиций, на которых расположены пилот-сигналы, необходимо экстраполировать значения параметров на соседние позиции, где расположены информационные символы. Экстраполяция может быть линейной, кубической, сплайновой или использовать алгоритмы фильтрации, например винеровскую фильтрацию [14] или фильтр Калмана [18],[19],[20].

4 Влияние ошибки оценивания параметров канала связи на помехоустойчивость системы

4.1 Сравнение систем с одной антенной (SISO) и систем с несколькими антеннами (MIMO)

В реальных системах подвижной связи точная информация о канале недоступна. Вычисление оцененных значений комплексных множителей канала происходит в специальном блоке оценивания параметров канала, показанном на Рис. 2.1.

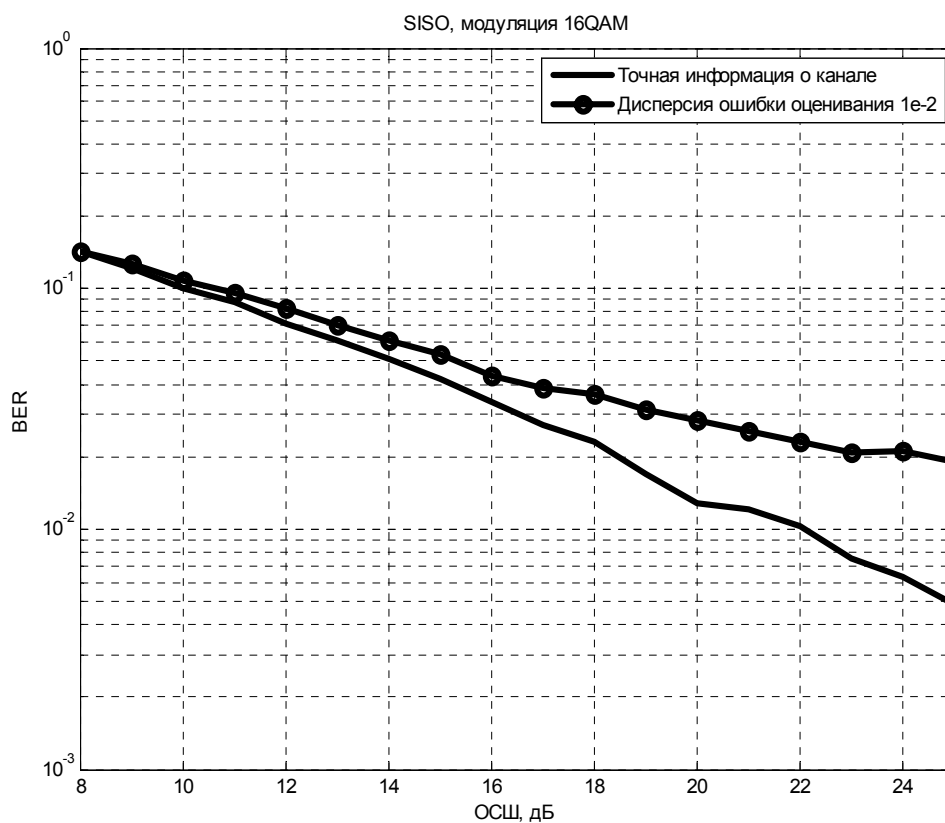


Рис. 4.1. Чувствительность системы связи SISO к неточности оценивания параметров канала.

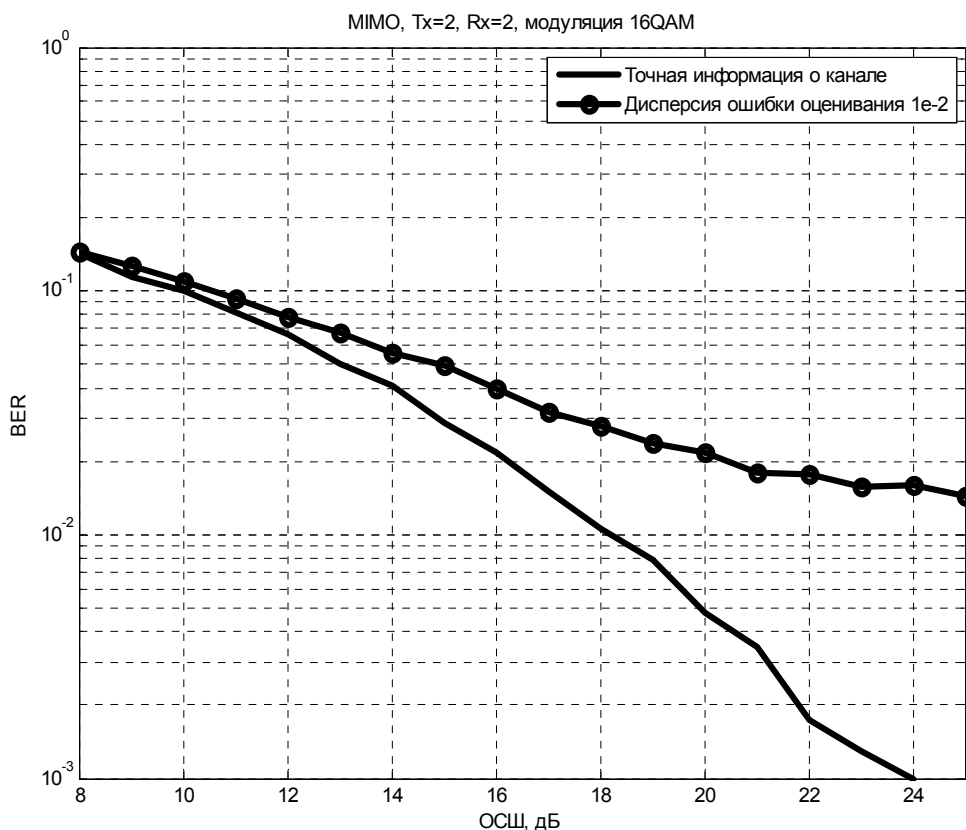


Рис. 4.2. Чувствительность системы связи ММО (2 передающих и 2 приемных антенны) к неточности оценивания параметров канала.

Из-за наличия в канале шумов и замираний сигнала, а также доплеровского расширения спектра, параметры канала могут изменяться чаще, чем временной интервал между соседними пилот-сигналами. Алгоритм экстраполяции в этом случае не способен с необходимой точностью аппроксимировать вычисленные значения параметров канала на все информационные временные интервалы. Так возникает неточность оценивания, которая характеризуется дисперсией ошибки оценивания.

Рассмотрены два варианта систем связи: SISO (одна передающая и одна приемная антенна) и ММО (несколько передающих и несколько приемных антенн). Результаты моделирования представлены для двух случаев ММО: для числа антенн 2 и 4. В системе использовалась

модуляция 16QAM, а помехоустойчивое кодирование не использовалось.

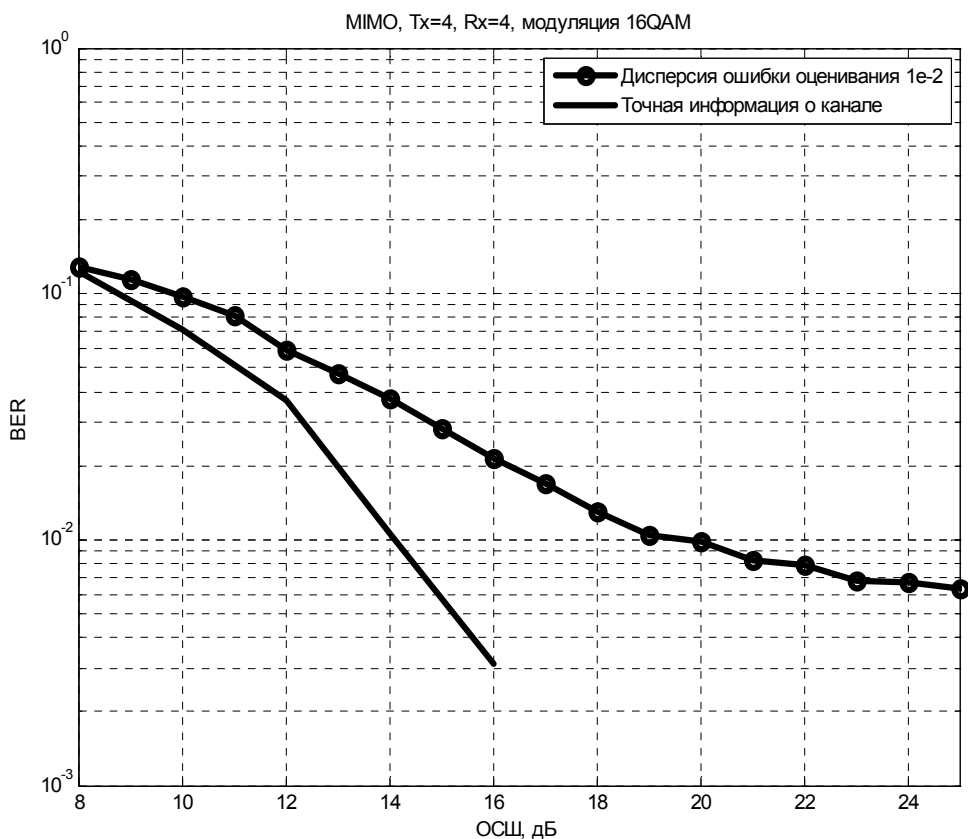


Рис. 4.3. Чувствительность системы связи ММО (4 передающих и 4 приемных антенны) к неточности оценивания параметров канала.

4.2 Выводы

Анализируя графики Рис. 4.1. - Рис. 4.3. видно, что ухудшение помехоустойчивости, измеренное по уровню BER $3 \cdot 10^{-2}$ составляет порядка 2.5 дБ вне зависимости от числа антенн. Таким образом чувствительность характеристик системы связи к неточности оценивания параметров канала имеет место как для систем связи SISO, так и для систем связи ММО.

Заключение

При приеме и передаче данных в системах подвижной связи с OFDM и MIMO, канал связи характеризуется такими факторами, как многолучевое распространение сигнала и доплеровское расширение спектра. Эти факторы оказывают существенное влияние на принимаемый сигнал и осложняют его дальнейшую обработку.

Анализ зависимости помехоустойчивости от дисперсии ошибки оценивания показывает, что чувствительность системы к неточности оценивания параметров канала сохраняется при переходе от SISO к MIMO. Следует отметить, что с увеличением числа антенн сложность алгоритма оценивания возрастает. Следовательно, для достижения равной точности оценивания, в системах MIMO требуется намного больше вычислительных ресурсов, чем в системах SISO.

Компромиссными с точки зрения баланса между вычислительной сложностью и точностью оценивания являются итерационные алгоритмы или с обратной связью по решению. Принцип их работы основан на последовательной многократной обработке сигнала, полученного за один интервал наблюдения и использовании при оценивании не только энергии пилот-сигналов, но также и энергии информационных символов [14],[18],[19],[20].

Контрольные вопросы и задания

1. Перечислите основные виды искажений сигнала в канале связи при работе в системах подвижной связи.
2. Какими основными параметрами характеризуется модель канала связи?
3. Расскажите о принципах работы систем связи с ортогональным частотным мультиплексированием.
4. Поясните необходимость оценивания параметров канала связи. Почему требования к качеству оценивания выше для систем с OFDM?
5. Перечислите известные методы оценивания параметров канала связи.
6. Какова цель использования экстраполяции в алгоритмах оценивания параметров канала с использованием пилот-сигналов?

Список литературы

- [1] Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем, М.:Радио и связь, 1991, 608 с.
- [2] Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред Д.Д.Кловского.- М.: Радио и связь, 2000, 797 с.
- [3] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003, 1104 с.
- [4] Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов, М.: Сов. Радио, 1975, 704 с.
- [5] Стратонович Р.Л. Применение теории марковских процессов для оптимальной фильтрации сигналов. // Радиотехника и электроника, т.5., № 11, 1960, с. 1751-1763.
- [6] Biglieri E., Calderbank R., Constantinides A., Goldsmith A., Paulraj A. and Poor H.V. MIMO Wireless Communication. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2007, 323 p.
- [7] .K. Chen, J. R. de Marca. Mobile WiMAX. John Wiley & Sons, 2008, 379 p.
- [8] K. Bagadi, S. Das, MIMO-OFDM Channel Estimation Using Pilot Carries. International Journal of Computer Applications, Volume 2 – No.3, May 2010. p. 81-88.
- [9] J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. Wilson and P. Borjesson. On Channel Estimation In OFDM System. Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 815-819, Chicago, USA, 1995.
- [10] Ramjee Prasad. OFDM for wireless communications systems. Boston, Artech House, 2004, 272 p.
- [11] IEEE 802.16-2004. IEEE Standard for local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. October 2004.
- [12] IEEE 802.16e-2005. IEEE Standard for local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands. October 2005.
- [13] IEEE 802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2006.

- [14] K. Fazel, S.Kaiser, Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems. Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2003, 281 p.
- [15] Шахнович И.В. Стандарт широкополосного доступа IEEE 802.16 для диапазонов ниже 11 ГГц. / Электроника: Наука, Технология, Бизнес №1, 2005, с.8-14.
- [16] Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура. М.: Эко-Трендз, 2010, 284 с.
- [17] ITU ITU-R M.1225, "Guidelines for evaluations of radio transmission technologies for IMT-2000,"1997. <http://www.itu.int/rec/recommendation.asp?type=folders&lang=e&parent=R-REC-m.1225>.
- [18] Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Алгоритм фазовой синхронизации в системе OFDM, использующей рассеянные пилот-сигналы // Цифровая обработка сигналов, Москва, № 2, 2003, с. 17-20.
- [19] Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Итерационный алгоритм фазовой синхронизации в системе OFDM, использующей рассеянные пилот-сигналы. // Радиотехника, № 10, Москва, 2005, с. 37-40.
- [20] Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Итерационный алгоритм совместной демодуляции и фильтрации параметров канала связи в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM). Цифровая обработка сигналов. №2, 2009. с. 12-16.