

УДК 621.391.1

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В OFDMA-СИСТЕМАХ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ПРИЁМНЫЕ АДАПТИВНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ

А. В. Давыдов, А. А. Мальцев

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Рассматривается задача подавления помех в OFDMA-системах сотовой связи, использующих адаптивные антенные решётки на приёмнике и функционирующих в каналах с частотно-селективными замираниями и интерференцией от соседних базовых станций. Данная задача является особенно актуальной для современных широкополосных систем сотовой связи, работающих с низким коэффициентом многократного использования частот. Эффективность системы связи в таких условиях развёртывания сети ограничена уровнем внутриканальной интерференции, создаваемой соседними базовыми станциями, передающими в том же частотном канале. В работе проведён анализ различных подходов к измерению характеристик помех и использованию этих характеристик при пространственной обработке принятых сигналов. Рассмотрено пять различных способов обработки сигналов в адаптивной антенной решётке приёмника. Каждый из этих способов (методов приёма) обладает различной помехоустойчивостью и степенью сложности. Проведён сравнительный анализ помехоустойчивости рассмотренных приёмников при разной загрузке частотного канала и различном числе мешающих станций. Даны рекомендации по практическому использованию рассмотренных приёмников.

ВВЕДЕНИЕ

В современных системах широкополосной связи для обеспечения высокоскоростной передачи данных широко используется метод множественного доступа, основанный на ортогональном частотном разделении поднесущих между различными пользователями (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA). OFDMA-системы обладают высокой спектральной эффективностью и позволяют одновременно осуществлять передачу сигналов многим пользователям посредством разделения поднесущих (логических подканалов) между обслуживаемыми абонентами [1]. Ограниченность доступного частотного диапазона и высокая плотность абонентов вызывают рост взаимных внутриканальных помех между передающими базовыми станциями. Это приводит к тому, что в современных широкополосных системах связи шум интерференции от соседних базовых станций является одним из основных факторов, ограничивающих эффективность работы всей системы в целом.

Хорошо известно, что использование методов пространственной обработки сигналов с использованием адаптивных антенных решёток позволяет улучшить помехоустойчивость приёмника путём оптимальной обработки сигналов, принятых с различных антенных элементов [2, 3]. При этом дополнительная информация о наличии, мощности и пространственной структуре помех позволяет существенно повысить характеристики такого приёмника. Например, в системах сотовой радиосвязи пространственная обработка сигналов в адаптивных антенных решётках может значительно ослабить помеховые сигналы от соседних станций, приходящих на приёмник с определённых направлений. Многочисленные исследования систем радиосвязи также показали, что адаптивная пространственная обработка сигналов на приёмнике позволяет существенно повысить пропускную способность всей системы связи в целом [4].

Следует отметить, что, несмотря на широкое внедрение OFDMA-систем связи [5], их характеристики, как правило, исследовались для модельных условий, в которых шумы и помехи заменялись пространственно-некоррелированным аддитивным белым гауссовским шумом [6].

В реальных условиях OFDMA-системы функционируют при наличии сильной интерференции от нескольких соседних базовых станций, работающих в одном частотном диапазоне и создающих пространственно-коррелированные помехи. При этом, вследствие многолучёвости распространения сигналов, пространственно-коррелированные помехи, создаваемые соседними станциями, могут быть существенно частотно-селективными. Анализ помехоустойчивости OFDMA-систем, работающих в таких сложных сигнально-помеховых условиях, в известных нам работах не проводился.

1. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Рассмотрим OFDMA-систему связи, использующую одноэлементную антенну на передатчике и адаптивную антенную решётку на приёмнике, состоящую из N элементов (см. пример развёртывания сети на рис. 1). Предположим, что OFDMA-система радиосвязи функционирует в условиях частотно-селективных замираний. При этом передаточные функции собственных каналов всех приёмных элементов описываются набором комплексных векторов $\{\mathbf{h}^{(k)}\}$, где k — индекс поднесущей. В этом случае модель принятого сигнала описывается следующим выражением (для простоты записи индекс поднесущих k опущен):

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{s} + \sum_{i=1}^{N_{\text{int}}} \mathbf{h}_i g_i s_i + \mathbf{n}. \quad (1)$$

Здесь $\mathbf{y}$ — принятый сигнальный вектор (размерности N) на рассматриваемой поднесущей, $\mathbf{h}$ — комплексный вектор канала между обслуживающей базовой станцией и приёмными антеннами абонента, s — переданный символ (единичной мощности), $\mathbf{h}_i$ — комплексный вектор канала между i -й мешающей базовой станцией и абонентом, s_i — переданный сигнал i -й станцией, $\mathbf{n}$ — вектор аддитивного белого гауссова шума, содержащий случайные независимые элементы с мощностью σ_n^2 . В общем случае элементы вектора каналов $\mathbf{h}_i$ пространственно коррелированы между собой и описываются с помощью матрицы корреляции сигналов приёмных антенных элементов. Без ограничения общности будем считать, что средняя мощность сигналов s_i и s равна единице. Коэффициент g_i описывает мощностные характеристики мешающего сигнала на рассматриваемой поднесущей и задаётся следующим выражением:

$$g_i = \text{hit}_i \sqrt{\sigma_i^2}, \quad (2)$$

где $\text{hit}_i \in \{0, 1\}$ — индикатор перекрытия поднесущих обслуживающей и i -ой мешающей станций, σ_i^2 — средняя мощность шума интерференции i -ой мешающей станции.

В дальнейшем, для простоты записи матричных выражений, мы будем рассматривать двухэлементную приёмную антенную решётку ($N = 2$). В этом случае ковариационная матрица по-

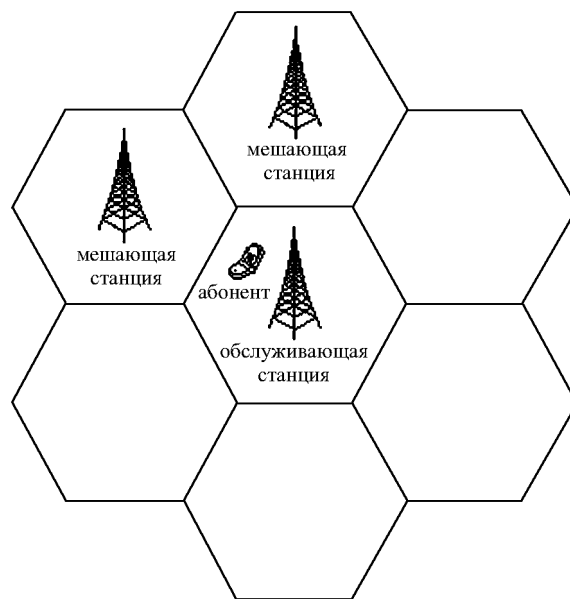


Рис. 1

меховых сигналов при заданной реализации вектора канала может быть легко найдена из выражений (1) и (2):

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_{12} \\ \sigma_{12}^* & \sigma_2^2 \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^{N_{\text{int}}} \text{hit}_i \sigma_i^2 \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}. \quad (3)$$

Здесь индекс H обозначает эрмитово сопряжение, $\mathbf{I}$ — единичная матрица. Из (3) видно, что аддитивная помеха в общем случае обладает пространственной корреляцией. При этом частотная зависимость ковариационной матрицы помехи обусловлена не только частотной селективностью канала $\mathbf{h}_i$, но и степенью загрузки канала соседними базовыми станциями, задаваемой параметрами hit_i .

Пространственная обработка в приёмной адаптивной антенне заключается в оптимальном взвешивании и суммировании сигналов с отдельных антенных элементов с помощью весового вектора $\mathbf{w}$

$$\hat{s} = \mathbf{w}^H \mathbf{y}. \quad (4)$$

Оптимальный учёт структуры помехи при пространственной обработке сигналов может быть осуществлён путём использования ковариационной матрицы помех $\mathbf{R}$. Можно показать, что при известной ковариационной матрице помех оптимальный весовой вектор выражается в следующем виде [7]:

$$\mathbf{w}^H = (\mathbf{h}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^H \mathbf{R}^{-1}. \quad (5)$$

Легко видеть, что для оптимальной обработки сигналов, согласно уравнению (5), требуется знание комплексного вектора собственного канала $\mathbf{h}$ и ковариационной матрицы помех $\mathbf{R}$, которая может быть найдена, например, из выражения (3) путём оценки параметров hit_i , $\mathbf{h}_i$, σ_n^2 и σ_i^2 . Однако, реализация такого оптимального приёмника (с оценкой всех параметров действующих помех) при наличии нескольких интерферирующих станций является весьма затруднительной. В связи с этим целесообразно ввести в рассмотрение различные более простые (субоптимальные) приёмники, использующие неполную информацию о параметрах действующих помех.

Следует отметить, что существуют несколько способов измерения параметров помех в приёмниках OFDMA-систем радиосвязи. В соответствии со стандартами передачи помимо информационных поднесущих, с помощью которых ведётся передача данных, существуют так называемые пилотные поднесущие (пилоты) и специальные символы преамбулы, по которым передаются обучающие последовательности, известные в пункте приёма [1]. Преамбула представляет собой специальный OFDM-символ, передаваемый в начале каждого пакета данных (фрейма) с целью обнаружения передачи и начальной синхронизации. Преамбула позволяет также проводить оценку канала связи, соответствующего началу фрейма. Пилотные поднесущие, в отличие от символа преамбулы, передаются на протяжении всего фрейма и вводятся для оценки и слежения за каналом в нестационарных условиях. Очевидно, что обучающие последовательности (пилотные поднесущие и преамбула) от интерферирующих базовых станций могут быть использованы для оценки параметров помеховых сигналов.

Другим способом измерения ковариационной матрицы помех является, например, прямое измерение остаточных сигналов на пилотных поднесущих в соответствии со следующим выражением

$$\hat{\mathbf{R}} = E \left\{ (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{h}}p) (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{h}}p)^H \right\}, \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{h}}$ — оценка комплексного вектора собственного канала, а p — значение символа обучающей последовательности (при этом предполагается, что оценка комплексного вектора собственного канала проводится путём сглаживания и интерполяции сигналов от многих пилотных поднесущих).

Отметим, что описанные способы оценки ковариационной матрицы помех $\hat{\mathbf{R}}$ (с помощью пилотных поднесущих и поднесущих преамбул) не включают в себя оценку параметра перекрытия информационных поднесущих hit_i . Оценку загрузки канала интерферирующими соседними станциями можно получить непосредственно по информационным поднесущим с использованием жёсткого «детектирования» переданного информационного символа на каждой приёмной антенне [8]. При этом детектирование информационного символа необходимо проводить до этапа пространственной обработки сигнала (4), что на практике затруднено из-за высокой вероятности ошибки «жёсткой» демодуляции сигналов. В силу сделанного замечания в настоящей работе мы рассмотрим приёмники, вычисляющие ковариационную матрицу помех в предположении полной загрузки частотного канала всеми базовыми станциями (т. е. в предположении $\text{hit}_i = 1$).

2. МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В ПРИЁМНИКЕ С АДАПТИВНЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЁТКАМИ

Введём в рассмотрение несколько приёмников, использующих различные предположения о структуре и параметрах помеховой обстановки.

Приёмник № 1 осуществляет пространственную обработку сигнала в предположении о пространственной некоррелированности и однородности помех. В этом случае в выражении для ковариационной матрицы помех (3) параметр σ_{12} равен нулю, а суммарная мощность интерферирующего сигнала и аддитивного шума, задаваемая для каждой приёмной антенны параметрами σ_1^2 и σ_2^2 , считается равномерно распределённой по частотам и не зависящей от элемента приёмной антенны. При этом ковариационная матрица помех, используемая данным приёмником, записывается следующим образом:

$$\mathbf{R}_1 = \sigma^2 \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где σ^2 — средняя мощность помехи, не зависящая от индекса поднесущей. Предположение о пространственной и частотной структуре помехи, используемое в выражении (7), является оправданным при наличии большого числа интерферирующих станций, работающих при полной загрузке частотного канала. В силу диагональной структуры ковариационной матрицы помехи (7), обработку принятого сигнала (5) для приёмника № 1 можно упростить:

$$\hat{s} = (\mathbf{h}^H \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^H \mathbf{y}. \quad (8)$$

Заметим, что для пространственной обработки сигнала (7) приёмнику № 1 необходимо знание только комплексного вектора собственного канала $\mathbf{h}$, а измерение средней мощности помехи σ^2 не требуется. Значение вектора $\mathbf{h}$ может быть найдено с помощью пилотных поднесущих с использованием стандартной процедуры оценки канала для каждого элемента приёмной антенны. Выражение (8) соответствует хорошо известному в литературе [1] алгоритму пространственной обработки сигналов, максимизирующему отношение сигнал/шум. Приёмники такого типа легко реализуются и получили широкое применение в системах беспроводного Интернета (Wi-Fi). Однако, при наличии ограниченного числа сильно интерферирующих станций и частотной селективности помехи данный приёмник не осуществляет оптимальной пространственной обработки сигналов.

Приёмник № 2 учитывает частотную зависимость мощности помех и вычисляет ковариационную матрицу для каждой поднесущей согласно формуле

$$\mathbf{R}_2 = \begin{pmatrix} (\sigma_1^2 + \sigma_2^2)/2 & 0 \\ 0 & (\sigma_1^2 + \sigma_2^2)/2 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Из уравнения (9) видно, что обработка принятого сигнала проводится в предположении пространственной некоррелированности и однородности помех на каждой поднесущей. При этом измерение мощности помех σ_1^2 и σ_2^2 осуществляется на каждом антенном элементе (на каждой поднесущей), а усреднение по антенным элементам применяется для повышения точности оценки средней мощности интерференции.

В приёмнике № 3 учитывается неоднородность распределения мощности помех по частоте и элементам приёмной антенны. При этом используется предположение о пространственной некоррелированности помех. Ковариационная матрица помехи для приёмника № 3 вычисляется согласно формуле

$$\mathbf{R}_3 = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Следует отметить, что диагональная структура ковариационных матриц помех (7), (9), (10), используемая в приёмниках № 1, 2 и 3, существенно упрощает процедуру обработки сигналов (5) вследствие простого обращения матрицы помех.

Приёмник № 4 проводит пространственную обработку сигналов с использованием долговременного измерения ковариационной матрицы помех

$$\mathbf{R}_4 = E \left\{ \sum_{i=1}^{N_{\text{int}}} \frac{\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H}{\text{SIR}_i} + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right\} = \frac{1}{N_{\text{int}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{int}}} \sigma_i^2 \begin{pmatrix} 1 & \rho_i \\ \rho_i^* & 1 \end{pmatrix} + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (11)$$

где

$$\begin{pmatrix} 1 & \rho_i \\ \rho_i^* & 1 \end{pmatrix} = E \{ \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \} \quad (12)$$

— матрица корреляции каналов от i -ой интерферирующей базовой станции, SIR — отношение сигнал/помеха. Практическую реализацию этого алгоритма вычисления ковариационной матрицы помех приёмник № 4 проводит путём оценки текущих векторов каналов $\mathbf{h}_i$ для каждой интерферирующей базовой станции и частотно-временного усреднения ковариационной матрицы помеховых сигналов по нескольким реализациям канала (по нескольким пакетам передачи). В этом случае матрица ковариации помех представляет собой взвешенную сумму корреляционных матриц каналов и аддитивного белого гауссовского шума.

Приёмник № 5 осуществляет пространственную обработку сигналов в предположении полного знания всех параметров помех для каждой поднесущей каждого OFDM-символа, вычисляя ковариационную матрицу по формуле

$$\mathbf{R}_5 = \sum_{i=1}^{N_{\text{int}}} \sigma_i^2 \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_{12} \\ \sigma_{12}^* & \sigma_2^2 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Из уравнения (13) видно, что при пространственной обработке сигналов приёмник № 5 учитывает информацию о пространственной структуре помехи, частотном профиле собственного канала и канала мешающих станций. Таким образом, приёмник № 5 должен осуществлять мгновенное измерение всех параметров помех. Очевидно, что практическая реализация данного приёмника в условиях нестационарной помеховой обстановки, характерной для современных мобильных систем связи, является весьма затруднительной. Поэтому в данной работе характеристики приёмника № 5 рассматриваются в качестве верхней границы помехоустойчивости для данного типа систем радиосвязи.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для исследования эффективности работы различных приёмников была реализована модель системы радиосвязи на основе стандарта IEEE 802.16e-2005 [5]. Передача OFDM-сигнала в модели осуществлялась в полосе 5 МГц, а частота несущей составляла 2,4 ГГц. Для формирования сигнала на передатчике использовалось 512-точечное быстрое преобразование Фурье, длина OFDM-символа при этом составляла 91,4 мкс. Для борьбы с межсимвольными искажениями, возникающими в каналах с многолучевым распространением, в начало каждого OFDM-символа вводился защитный интервал, составляющий $1/8$ длины OFDM-символа (11,425 мкс). Передача данных осуществлялась в шести логических подканалах, каждый из которых физически содержал 24 информационных поднесущих и был продолжительностью в два OFDM-символа. Информационные поднесущие модулировались квадратурной модуляцией. Обработка принятого сигнала осуществлялась с использованием двух приёмных антенн. Для борьбы с возникающими из-за действия помех и шумов ошибками использовался свёрточный код с порождающими полиномами (133₈, 171₈) и темпом кодирования $R = 1/2$ [9]. Для устранения серийных ошибок, возникающих из-за частотной селективности канала, использовался блочный интерливер, обеспечивающий глубину перемежения, равную 18 поднесущим (при этом соседние закодированные биты разносились интерливером на поднесущие, отстоящие друг от друга на 18 поднесущих). Кроме того, в соответствии с предусмотренной стандартом процедурой частичного использования подканалов осуществлялась дополнительная квазислучайная перестановка поднесущих каждого используемого логического подканала во всей полосе передачи [5]. Для исследования характеристик OFDMA-системы связи использовалась одна из стандартных многолучевых моделей канала, принятых Международным союзом электросвязи. Эта модель представляла собой 5-лучевой релейский канал с заданными средними мощностями и фиксированными временами прихода лучей [10]. Модель канала также учитывала временные изменения канала, возникающие из-за движения мобильного абонента со скоростью 3 км/ч, при этом в качестве доплеровского спектра использовался классический спектр Джейкса [11]. Комплексные амплитуды каждого луча являлись пространственно зависимыми с коэффициентом корреляции между приёмными антеннами равным $\exp(j\varphi)/2$, где фаза φ случайно выбиралась для каждой базовой станции.

Помехоустойчивость рассматриваемой системы связи находилась в предположении точного знания (оценивания) всех параметров помех и канала связи, необходимого для работы рассматриваемого приёмника. При этом при оценке параметров помех предполагалось, что коэффициент перекрытия информационных поднесущих от обслуживающей и интерферирующих станций равен 100 %.

На рис. 2–5 показаны зависимости вероятности пакетной ошибки P_p (ошибки правильного декодирования пакета) от отношения сигнал/помеха SIR для всех рассмотренных в предыдущем разделе приёмников при различной помеховой обстановке (при различном фактическом проценте перекрытия поднесущих и различном количестве интерферирующих станций). Во всех экспериментах уровень собственного теплового шума приёмника устанавливался на уровне 12 дБ ниже средней мощности принимаемого полезного сигнала.

На рис. 2 и 3 показаны вероятности пакетной ошибки для случая одной интерферирующей базовой станции ($N_{\text{int}} = 1$). На рис. 2 показаны вероятности пакетной ошибки для коэффициента перекрытия равного 33 %. Из приведённых кривых видно, что «наиболее информированный» о параметрах сигнально-помеховой обстановки приёмник № 5 имеет наименьшую вероятность пакетной ошибки. При этом помехоустойчивость этого приёмника в условиях частотно-селективных помех существенно превышает помехоустойчивость оставшихся приёмников (от 2 до 9 дБ в зависимости от SIR). Высокая помехоустойчивость приёмника № 5 объясняется полным подавле-

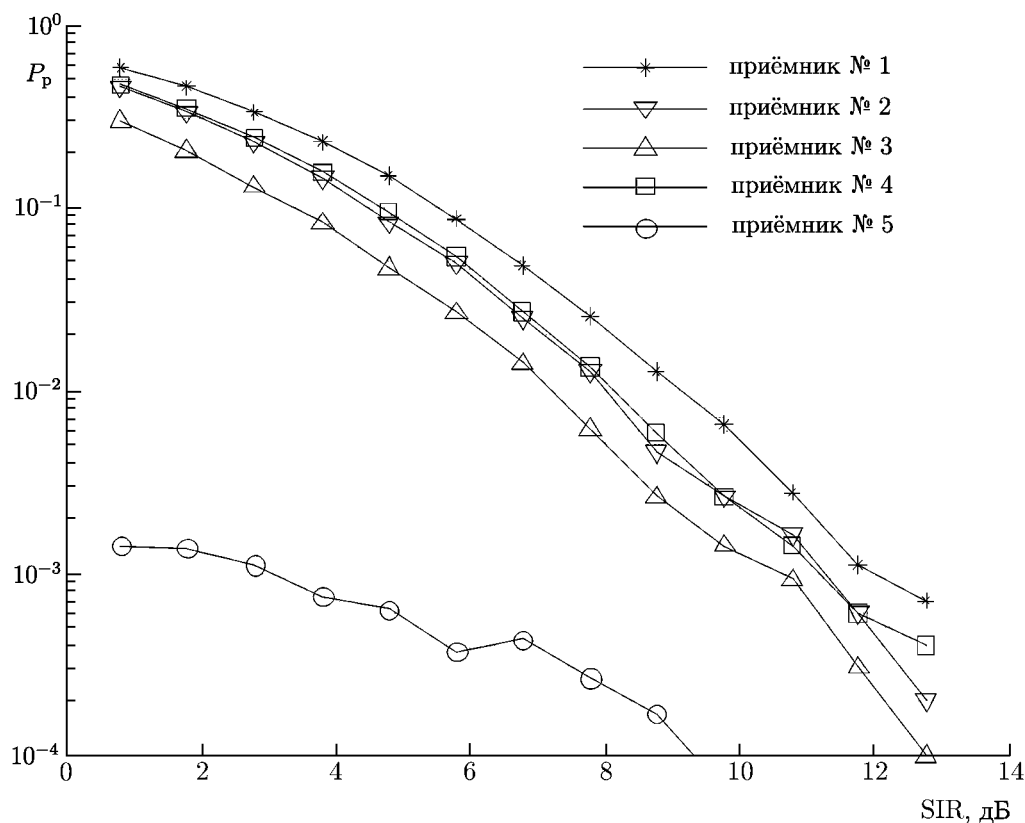


Рис. 2

нием помехи от мешающей станции на перекрывающихся информационных поднесущих за счёт использования оптимальной пространственной обработки принятого сигнала. Из приведённых графиков также видно, что использование информации о частотной селективности канала в приёмнике № 2 обеспечивает относительно небольшое улучшение помехоустойчивости (по сравнению с приёмником № 1), эквивалентное уменьшению SIR приблизительно на 1 дБ. Информация о распределении мощности помехи между двумя приёмными антеннами в приёмнике № 3 приводит к дополнительному увеличению помехоустойчивости (по сравнению с приёмником № 2), равному 1 дБ, в эквивалентном отношении сигнал/помеха. При этом характеристики приёмника № 4, осуществляющего измерения параметров помехи путём усреднения по нескольким фреймам, обеспечивают вероятность пакетной ошибки порядка аналогичной величины в более простом приёмнике № 2.

Для сравнения на рис. 3 приведены результаты моделирования при условии, что реальное перекрытие информационных поднесущих базовой и мешающей станции составляет 66 %. Из рис. 3 видно, что увеличение числа перекрывающихся поднесущих приводит к понижению вероятности пакетной ошибки для всех рассматриваемых приёмников. Этот эффект можно объяснить тем, что все рассматриваемые приёмники осуществляют оценку параметров помехи в предположении о полном перекрытии всех информационных поднесущих. В этом случае при более высоком реальном перекрытии информационных поднесущих обслуживающей и мешающей станций, ковариационная матрица помехи, используемая каждым приёмником, становится более точной.

В реальных системах более вероятным является сценарий наличия нескольких соседних базовых станций, работающих в одном частотном диапазоне в условиях частотно-селективного канала связи. Для исследования влияния числа мешающих станций на характеристики системы было проведено моделирование полного перекрытия информационных поднесущих для конфигураций

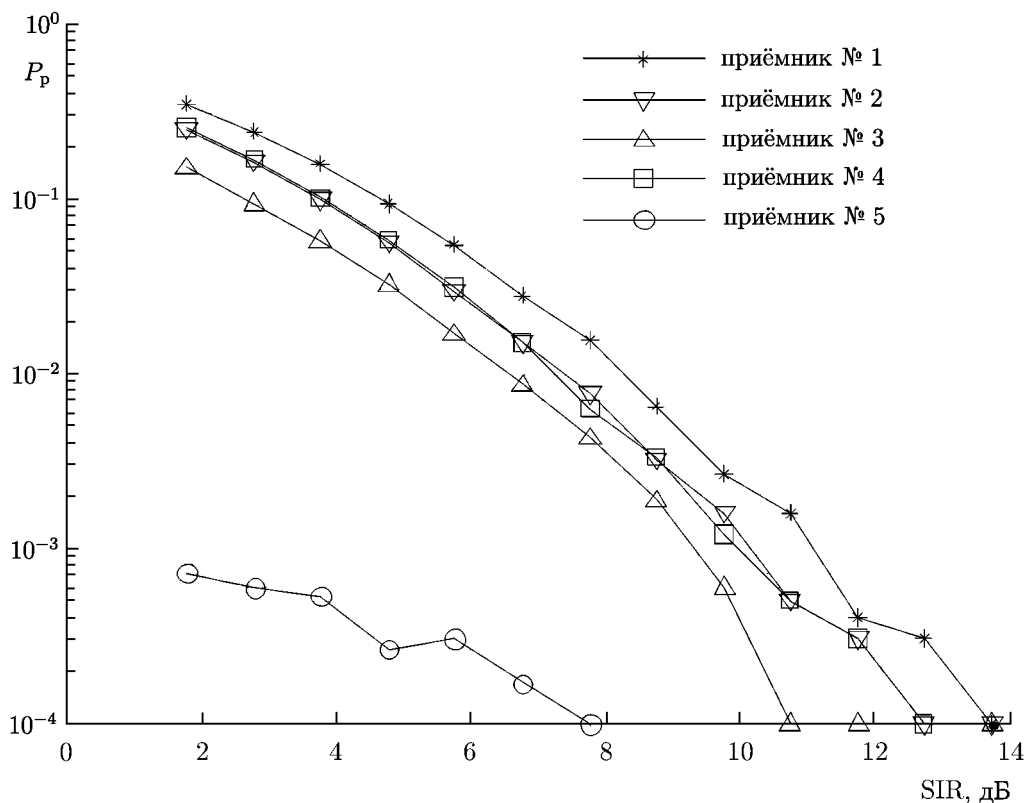


Рис. 3

с одной $N_{\text{int}} = 1$ (см. рис. 4) и двумя $N_{\text{int}} = 2$ (см. рис. 5) мешающими базовыми станциями.

Из сравнения вероятности помехоустойчивости системы для этих двух сценариев видно, что наличие двух мешающих станций приводит к существенному ухудшению характеристик приёмника № 5. Этот эффект объясняется тем, что приёмник с двумя антеннами и оптимальным алгоритмом обработки сигналов (приёмник № 5) позволяет полностью подавлять интерференцию от одного мешающего источника (см. рис. 4) и достичь значения вероятности пакетной ошибки системы ниже 0,001 для рассматриваемого диапазона SIR. В сценарии с двумя мешающими станциями полное подавление интерференции приёмником с двумя антеннами невозможно, что приводит к росту вероятности пакетной ошибки, наблюдаемому на рис. 5. Интересно отметить уменьшение вероятности пакетной ошибки для приёмника № 1 в случае большего числа мешающих станций (помехоустойчивость приёмника № 1 увеличивается на 1 дБ в эквивалентном отношении сигнал/помеха). Данный эффект может быть объяснён «выбеливанием» шума интерференции по частоте и в пространственной области для большего числа мешающих станций.

В табл. 1 приведены результаты сравнения помехоустойчивости различных приёмников при наличии одной и двух мешающих станций, функционирующих в различных режимах загрузки канала. Помехоустойчивость различных приёмников дана в эквивалентном улучшении SIR относительно наиболее простого приёмника № 1 (для уровня пакетной ошибки 0,001).

Из представленных результатов можно сделать ряд достаточно общих выводов для OFDMA-систем связи. Для случая малого числа интерферирующих базовых станций целесообразно использование более «интеллектуального» приёмника № 5, который осуществляет оценку всех элементов ковариационной матрицы помехи и имеет существенный выигрыш в отношении сигнал/помеха (порядка 3÷10 дБ) по сравнению с более простыми приёмниками № 1, 2 и 3. При этом относительный выигрыш в помехоустойчивости для приёмника № 1 слабо зависит от числа

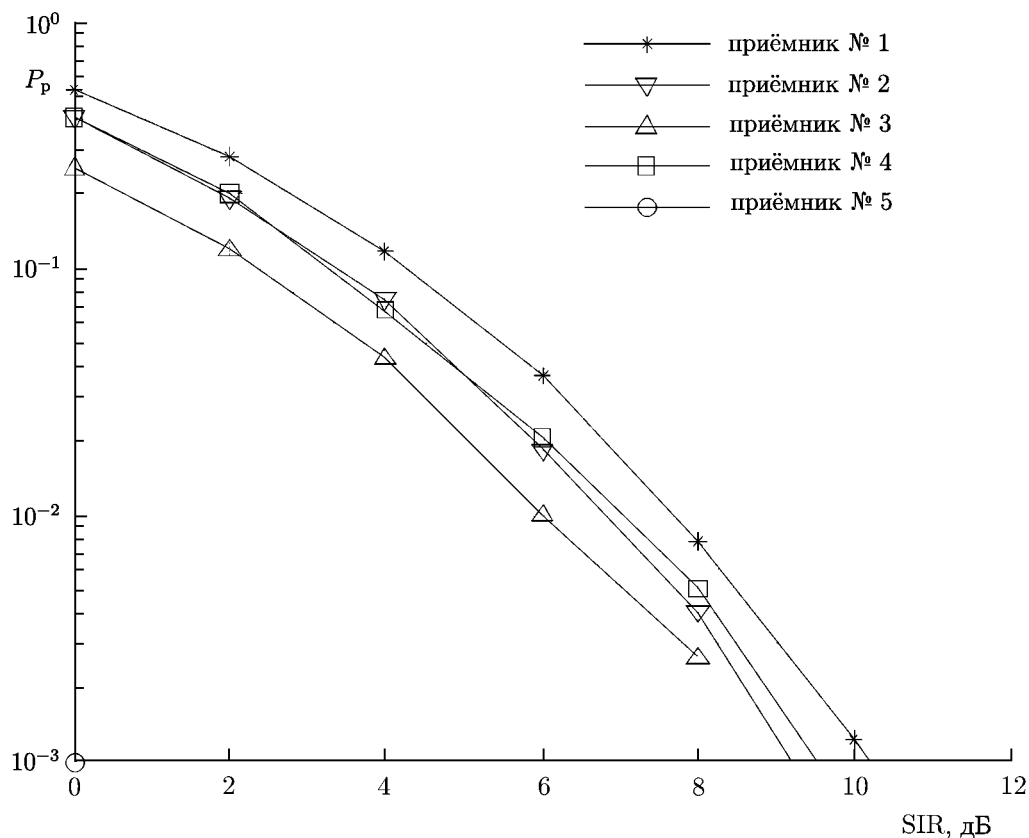


Рис. 4

Таблица 1

условия приёма	приёмник № 1	приёмник № 2	приёмник № 3	приёмник № 4	приёмник № 5
перекрытие 33 %, 1 меш. станция	0 дБ	1,0 дБ	1,5 дБ	1,0 дБ	9 дБ
перекрытие 66 %, 1 меш. станция	0 дБ	1,0 дБ	1,5 дБ	1,0 дБ	10 дБ
перекрытие 100 %, 1 меш. станция	0 дБ	1,0 дБ	1,5 дБ	0,5 дБ	10 дБ
перекрытие 100 %, 2 меш. станции	0 дБ	0,5 дБ	1,0 дБ	0,5 дБ	2 дБ

перекрывающихся информационных поднесущих. В случае большего числа мешающих базовых станций применение оптимального приёмника приводит к менее существенному выигрышу в помехоустойчивости по отношению к более простому приёмнику № 3 (менее 2 дБ). В свою очередь приёмник № 3 в силу диагональной структуры матрицы помехи не требует прямого обращения матрицы при обработке принятых сигналов, что приводит к существенному упрощению его реализации. Поэтому применение более простого приёмника № 3 в таких условиях является вполне приемлемым.

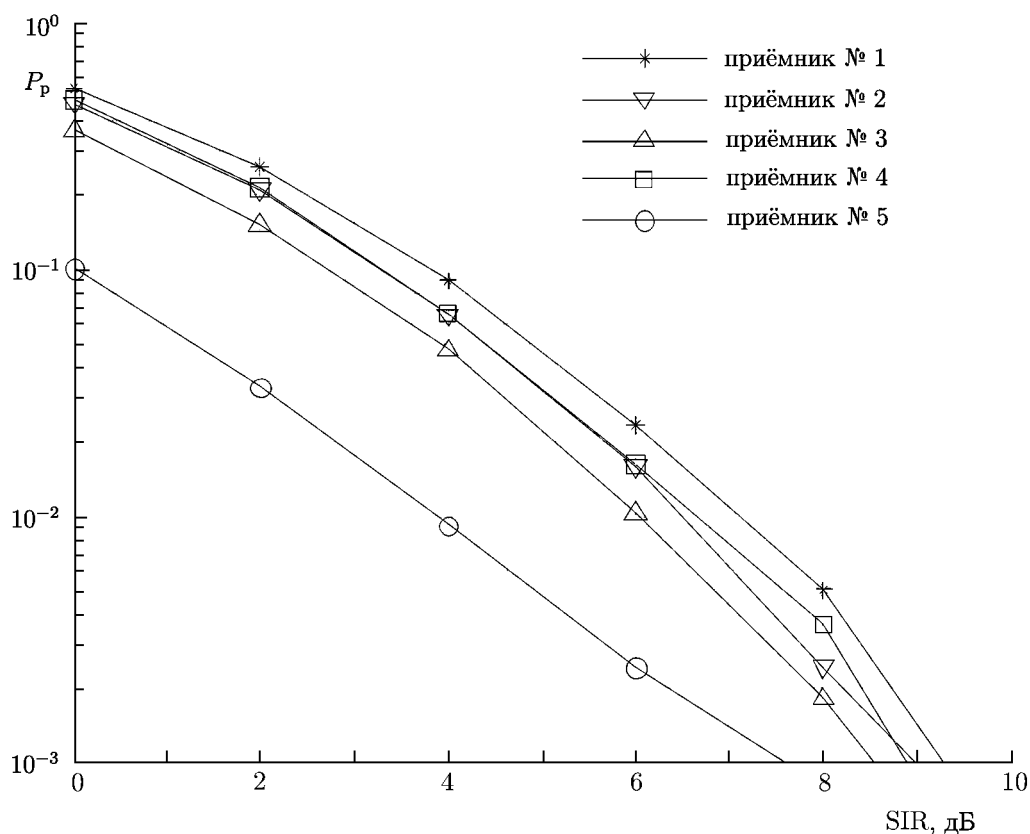


Рис. 5

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе рассмотрена задача оценки помехоустойчивости OFDMA-системы связи, использующей пространственную обработку сигнала в приёмной адаптивной антенне. Были проанализированы пять различных по сложности обработки сигналов в адаптивной антенной решётке приёмников. Результаты проведённого математического моделирования показали, что в условиях малого числа мешающих станций, приёмник, использующий полную информацию о пространственно-частотной структуре помехи для обработки принятого сигнала (приёмник № 5), имеет существенное преимущество перед более простыми приёмниками, осуществляющими частичную оценку параметров помех. При этом помехоустойчивость такого приёмника сохраняется для различных сценариев загрузки частотного канала. Было также показано, что в случае большего числа мешающих станций характеристики всех рассмотренных приёмников оказываются достаточно близкими и использование более простого приёмника (приёмник № 3), осуществляющего измерение мощности помех на приёмных антеннах, является наиболее целесообразным.

Работа выполнена при поддержке федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (государственный контракт 02.740.11.0003).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Prasad R., van Nee R. OFDM wireless multimedia communications. London: Artech House, 2000. P. 275.

2. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
4. Srinivasan R., Timiri S., Davydov A., Papathanassiou A. // Vehicular Techn. Conf., 2007. P. 2786.
5. IEEE Std. 802.16e-2005, USA, 2005. P. 840.
6. Temino L., Berardinelli G., Frattasi S. // Radio and Wireless Symposium, 2009. P. 304.
7. Winters J. H. // IEEE J. Selected Areas Commun. 1984. V. 2. P. 528.
8. Заявка пат. США 20050190800. Method and apparatus for estimating noise power per subcarrier in a multicarrier system / A. Maltsev, A. Davydov, A. Sadri.
9. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2002. 800 с.
10. Recommendation ITU-R M.1225. 2009. P. 60. <http://www.itu.int/oth/R0A0E00000C/en>.
11. Jakes W. C. Microwave mobile communications. New York: Wiley and Sons Inc., 1974. 520 p.

Поступила в редакцию 17 февраля 2011 г.; принята в печать 24 июня 2011 г.

ANALYSIS OF INTERFERENCE-CANCELLATION TECHNIQUES IN OFDMA-SYSTEMS EMPLOYING ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS

A. V. Davydov and A. A. Maltsev

We analyze the problem of interference cancellation in OFDMA cellular systems employing adaptive antenna arrays at the receiver and operating in the channels with frequency selective fading and interference from the neighboring base stations. This problem is very important for modern broadband cellular systems operating with a low coefficient of multiple use of frequencies. Under such conditions of the network deployment, the system efficiency is restricted by the level of intrachannel interference from the neighboring base stations transmitting in the same frequency channel. In this work, we analyze different methods for measuring the interference characteristics and using them for spatial processing of received signals. Five different methods for signal processing in an adaptive antenna array of the receiver are discussed. Each approach (reception method) has its own interference immunity and complexity degree. Comparative analysis of the interference immunity of the considered receivers has been performed for different frequency-channel loads and different number of interfering stations. Recommendations for using the considered receivers are given.