

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МИМО ТЕХНОЛОГИИ В WiMAX СИСТЕМАХ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

Введение

В настоящее время стремительными темпами происходит развитие сетей передачи данных. Это особенно заметно по активным процессам международной стандартизации, производства оборудования и развертывания беспроводных вычислительных сетей. Среди них все большее распространение получают, например, такие технологии как персональные сети IEEE 802.15 (Bluetooth), применяемые для связи компьютера с периферийным оборудованием и локальные сети IEEE 802.11 (Wi-Fi), активно используемые для организации зон общего доступа (hot-spot) в глобальную сеть Интернет. К настоящему моменту также принят и используется международный стандарт универсальных городских сетей IEEE 802.16 (WiMAX), в которых беспроводной широкополосный доступ используется очень широким спектром приложений – от традиционного голосового сервиса до современных мультимедиа-приложений [1, 2].

Наличие общего канала связи, коллективно используемого абонентами (зачастую очень большим их числом) является общей чертой современных и перспективных беспроводных телекоммуникационных систем. Вызванная практикой необходимость обеспечения максимально эффективного использования ограниченного ресурса беспроводного канала большим числом абонентов определяет огромный интерес и актуальность исследований в области анализа помехоустойчивости и электромагнитной совместимости таких систем. В системах WiMAX кроме канального кодирования, адаптивного выбора метода модуляции 16 QAM, 64 QAM, QPSK или OFDM 256 и регулировки мощности передатчика для обеспечения помехоустойчивости не предусмотрены другие механизмы. Все разработки в системах WiMAX направлены на повышение скорости передачи, в том числе на использование МИМО технологии. Поэтому на данный момент возникает актуальная задача анализа эффективности систем WiMAX, использующих МИМО технологию в условиях помех.

Основная часть

1. Многоантенные системы с несколькими пространственными каналами

Для достижения высоких скоростей передачи данных в стационарных и подвижных WiMAX системах используют многоантенную технику.

В системах с несколькими пространственными каналами как в передатчике, так и в приемнике используются несколько антенн. Их называют системами с многими входами и многими выходами (МИМО – Multiple Input Multiple Output). Полагается, что число передающих антенн не больше числа приемных ($N_t \leq N_r$). В этом случае можно получить скорости передачи информации, близкие к предельным без адаптации, т.е. если параметры канала известны в передатчике [1, 3].

В МИМО-системе связи с N_t передающими и N_r приемными антеннами при $N_t \leq N_r$ входной поток данных делится на N_t подпотоков.

Последовательно-параллельный демультиплексор выполняет это разделение. Каждый подпоток после кодирования и модуляции излучается отдельной антенной. Все N_t подпотоков излучаются одновременно в одной и той же полосе частот. Для всех подпотоков могут использоваться идентичные коды и модуляторы.

Излученные N_t потоков создают сигналы в каждой из N_r приемных антенн. Т.е. сигнал в каждой приемной антенне – это смесь N_t излученных сигналов, умноженных на комплексные передаточные функции (феддинги) от соответствующих передающих антенн к рассматриваемой приемной антенне. Иначе говоря, вектор принятых сигналов r представляет произведение матрицы канала H на вектор излученных сигналов d

$$r(t) = Hd(t). \quad (1)$$

Матрица канала измеряется перед передачей информации и считается известной в приемнике.

Далее в приемнике решается задача разделения и оценки излученных N_t сигналов. Для этого нужно решить систему из N_r уравнений с N_t неизвестными. Организованная таким образом MIMO-система связи обеспечивает передачу информации по N_t пространственным каналам. Причем все каналы работают в одной и той же полосе частот и разделяются только за счет пространственного разнесения излучающих и приемных антенн.

Можно также дать иное пояснение принципу работы MIMO-системы, которое в большей степени опирается на физику и в меньшей – на математику. Приемную антенную систему вместе с пространственным декодером можно рассматривать как антенную решетку с многолучевой диаграммой направленности. Причем каждый из лучей формируется так, чтобы он был направлен только на одну приемную антенну, на все остальные антенны должны быть направлены нули сформированного луча. В этой трактовке пространственное разделение источников объясняется сложным характером диаграммы направленности антенной системы приемника. Следует учитывать, что в формировании диаграммы участвуют не только N_r приемных антенн, но и многолучевая среда распространения волн. Приемник должен следить за изменением среды и постоянно менять положение лучей в пространстве.

Возможность одновременной передачи информации по нескольким пространственным каналам объясняет высокую спектральную эффективность многоантенных систем и пристальное внимание к ним со стороны разработчиков высокоскоростных систем радиосвязи [4 - 6].

В WiMAX системах для пространственного декодирования используется алгоритм BLAST. Рассмотрим более подробно данный алгоритм.

2. Алгоритм BLAST-пространственного декодирования

Полагаем, что вектор принятых сигналов на выходе приемника связан с вектором излучаемых символов равенством

$$r(t) = Hd(t) + n(t), \quad (2)$$

где t – дискретное время; $r(t)$ – вектор размерности N_r ; $d(t)$ – вектор размерности N_t ; $n(t)$ – N_r -мерный комплексный вектор шума; H – матрица канала размерности $N_r \times N_t$.

Будем считать, что элементы матрицы канала не зависят от частоты, канал имеет плоскую частотную характеристику. Для всей используемой в WiMAX-системах полосы это предположение несправедливо [1]. Однако при использовании OFDM это предположение справедливо для окрестности каждой поднесущей частоты. Полагается, что соотношение (2) и последующие зависимости используются на каждой поднесущей частоте и для каждой из них измерена и известна матрица H .

Вектор $n(t)$ в (2) – это N_r независимых компонентов шума, то есть соответствующая ему ковариационная матрица имеет вид

$$R_{nn} = E \left\{ n(t)n^H(t) \right\} = \sigma_n^2 I_{N_r \times N_r},$$

где σ_n^2 – дисперсия шума. Полагаем, что передача информации идет N_t независимыми потоками, общая мощность между которыми распределена равномерно. Поскольку информационные потоки, которые также случайны, являются не связанными между собой, то ковариационная матрица вектора d имеет вид

$$R_{dd} = E \left\{ d(t) d^H(t) \right\} = \sigma_d^2 I_{N_r \times N_r},$$

где σ_d^2 – средняя мощность сигнала, излучаемого одной антенной. Она связана с общей мощностью равенством:

$$\sigma_d^2 = \frac{P}{N_t}.$$

Введем вектор ошибки $e(t)$, определяемый разностью между переданным вектором данных и его оценкой:

$$e(t) = d(t) - \hat{d}(t).$$

Задача минимизации среднего квадрата ошибки приводит к следующему решению. Для получения оптимальной оценки выходной вектор $r(t)$ следует пропустить через фильтр (MMSE-фильтр), определяемый матрицей G

$$G = H \left[H^H H + \alpha I_{N_t \times N_t} \right]^{-1} = H Q, \quad (3)$$

α – действительный параметр регуляризации,

$$\alpha = N_t \frac{\sigma_n^2}{P} = \frac{N_t}{h^2}. \quad (4)$$

Отсутствие регуляризации приводит к увеличению шумов, особенно если матрица $H^H H$ является плохо обусловленной.

В BLAST-алгоритме детектирование N_t переданных символов (оценка вектора $d(t)$) выполняется за N_t итераций. Порядок, в котором извлекаются символы (компоненты вектора $d(t)$), существенно влияет на характеристики системы.

На каждой итерации выполняются три шага.

Шаг 1. Подсчет оценки вектора $\hat{d}(t)$ с использованием MMSE-фильтра (3)

$$\tilde{d}(t) = G^H r(t). \quad (4)$$

Шаг 2. Оценка того символа вектора $d(t)$, для которого значение h^2 является наибольшим. Номер этого элемента определяется номером наименьшего диагонального элемента матрицы Q (3) при использовании MMSE-фильтра. Обозначим этот номер $p1$ и найдем оценку символа d_{p1}

$$\hat{d}_{p1}(t) = \text{Pr} \left[\tilde{d}_{p1}(t) \right]. \quad (5)$$

В (5) через $\text{Pr}[x]$ обозначена операция выбора сигнала, который наиболее близок к x , в используемой сигнально-кодовой конструкции

Шаг 3. Модификация вектора $r(t)$ и матрицы канала H . Из вектора удаляется результат воздействия символа d_{p1} :

$$r_2(t) = r(t) - \hat{d}_{p1}(t)H^{(p1)}, \quad (6)$$

где $H^{(p1)}$ – столбец с номером $p1$ матрицы H . Матрица канала H модифицируется удалением из нее столбца с номером $p1$.

Шаги 1 – 3 повторяются N_t раз и вычисляются компоненты $p2, p3, \dots, pN_t$.

Результатами вычислений являются оценки излученных сигналов

$$\left[\hat{d}_{p1}, \hat{d}_{p2}, \dots, \hat{d}_{pN_t} \right]^T. \quad (7)$$

Проведем анализ эффективности пространственного декодирования при наличии помех в каналах связи.

3. Результаты анализа

Анализ проводился с помощью математического моделирования в среде Matlab. Моделирование выполнено в предположении, что все фединги между передающими и приемными антеннами являются независимыми релейскими. То есть комплексный коэффициент передачи из любой передающей антенны в любую приемную – это комплексная случайная величина. Средние значения действительной и мнимой частей ее полагаются равными нулю, а их дисперсии по 1/2. Суммарная дисперсия действительной и мнимой частей при этом равна 1, т. е. матрица канала полагается нормированной так, что средняя мощность полезного сигнала на выходе каждой приемной антенны равна мощности, излучаемой передающей антенной. Изменения уровня сигнала при его распространении учитываются отношением сигнал/шум h^2 . Полагается, что на выходе канала в каждом элементе приемной антенны к принятому сигналу добавляется комплексный шум. Дисперсия действительной и мнимой частей шума полагается равной σ^2 .

При моделировании генерировались $N_t \times N_r$ случайных комплексных чисел для получения матрицы канала H . Также для получения вектора сигнала генерировались N_t «1» и «0», распределенные случайным образом. Затем в соответствии с (2) производилось кодирование и передача сигналов по каналу при соответствующем уровне шума $n(t)$. Далее на приемной стороне в соответствии с процедурами (3) – (7) производилось пространственное декодирование. Эта процедура многократно повторялась для различных случайных матриц H и вычислялось среднее значение ошибочного приема (ошибочного декодирования), что позволило определять вероятность ошибки $P_{ош}$ в зависимости от отношения сигнал/шум h^2 .

Результаты моделирования приведены на рис. 1 и 2.

На рис. 1 приведены графики зависимости вероятности ошибки $P_{ош}$ от отношения сигнал/шум h^2 при 1000 выборочных значениях для MIMO-систем с двумя передающими и приемными антеннами $N_t = N_r = 2$ (кривая 2), с четырьмя передающими и приемными антеннами $N_t = N_r = 4$ (кривая 3), с восемью передающими и приемными антеннами $N_t = N_r = 8$ (кривая 4). Для сравнения на графике приведена кривая для SISO системы ($N_t = N_r = 1$). Сравнение приведенных кривых показывает, что переход от SISO системы к MIMO хотя и позволяет повысить скорость передачи, однако снижает верность приема (повышается вероятность ошибки), что в свою очередь влияет на скорость передачи (появляется необходимость в повторной передаче).

Из данных графиков также видно, что с увеличением количества приемных и передающих антенн увеличивается вероятность ошибки, особенно при низких значениях сигнал/шум

h^2 . А при достижении $h^2=10$ дБ и более вероятность ошибки уже не зависит ни от количества антенн, ни от самого h^2 и стремится к значению $P_{ош}=0,05$. При использовании SISO системы вероятность ошибки $P_{ош}=0$ уже при значениях $h^2=5$ дБ.

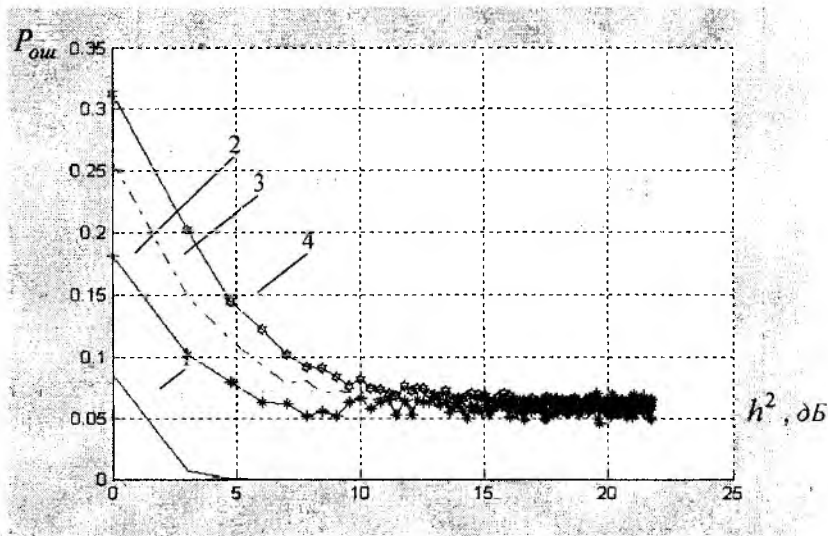


Рис. 1

Те же зависимости, что и на рис. 1, но логарифмическом масштабе и при 10000 выборочных значениях представлены на рис. 2.

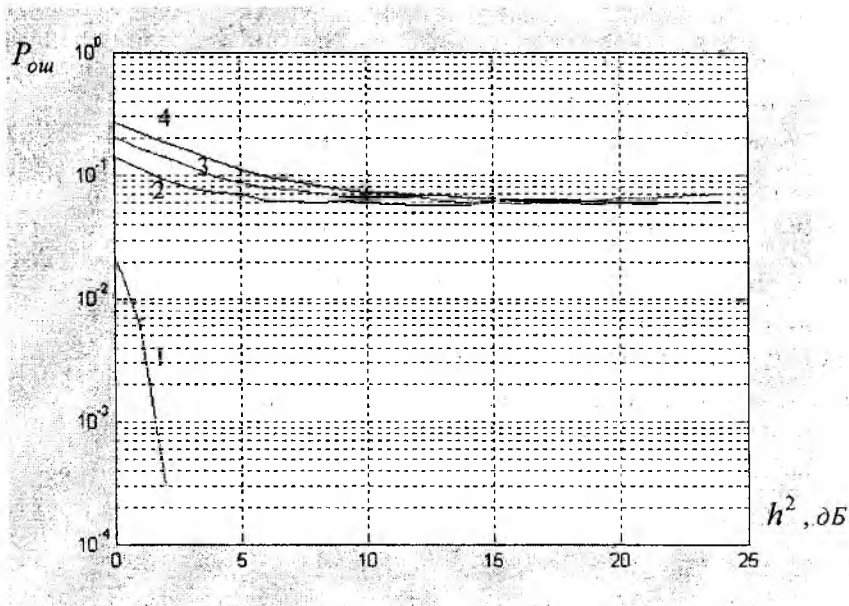


Рис. 2

На рис. 3 приведены графики зависимости вероятности от h^2 для MIMO-систем с двумя передающими ($N_t=2$) и с различным числом приемных антенн ($N_r=2, 4, 8$) при количестве выборочных значений 1000. Так кривая 1 соответствует случаю $N_t=2$ и $N_r=2$. Кривая 2 построена для $N_t=2$ и $N_r=4$. Кривая 3 построена для $N_t=2$ и $N_r=8$. Из данных графиков видно, что с увеличением количества приемных антенн по сравнению с передающими вероятность ошибки снижается. С математической точки зрения этот факт объясняется вырожденностью системы (необходимо решать больше уравнений чем имеется неизвестных).

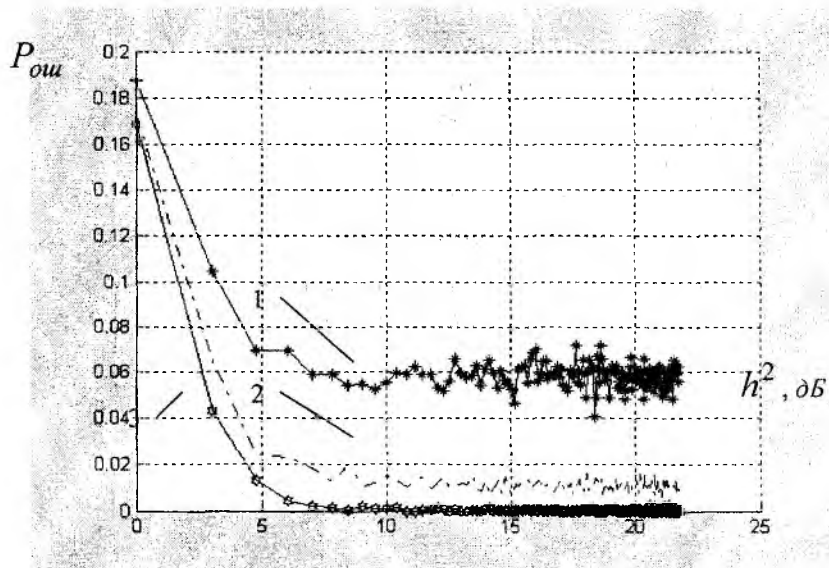


Рис. 3

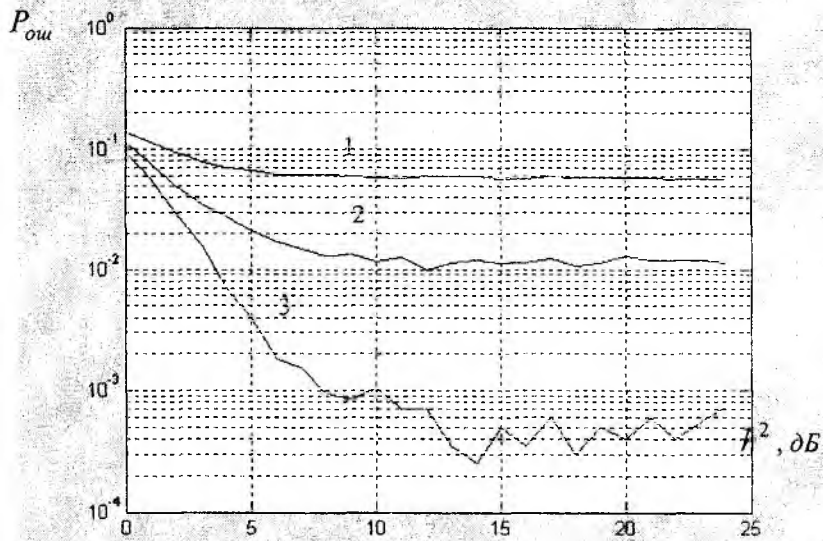


Рис. 4

На рис. 4 представлены те же зависимости вероятности ошибки от ОСПШ, что и на рис. 3, но в логарифмическом масштабе и при количестве выборочных значений 10000. Из данных графиков видно, что $h^2 = 10$ дБ и более при переходе от $N_r = 2$ к $N_r = 4$ вероятность ошибки снижается на половину порядка, а при переходе от $N_r = 2$ к $N_r = 8$ вероятность ошибки снижается на два порядка.

Проведенные исследования показывают, что при использовании MIMO технологии в системах WiMAX необходимо наличие каналов с достаточно высоким значением отношением сигнал/шум h^2 порядка 10 дБ и более, что на практике не всегда достижимо, особенно при множественном характере взаимодействия.

Заключение

Данные исследования позволяют утверждать:

1. Переход от SISO системы к MIMO хотя и позволяет повысить скорость передачи, однако снижает верность приема (повышается вероятность ошибки), что в свою очередь влияет на скорость передачи (появляется необходимость в повторной передаче).

2. С увеличением количества приемных и передающих антенн увеличивается вероятность ошибки особенно при низких значениях сигнал/шум h^2 . А при достижении $h^2 = 10$ дБ и более вероятность ошибки уже не зависит ни от количества антенн ни от самого h^2 .

3. С увеличением количества приемных антенн по сравнению с передающими вероятность ошибки снижается. Так, при $h^2 = 10$ дБ и более при переходе от $N_r = 2$ к $N_r = 4$ вероятность ошибки снижается на половину порядка, а при переходе от $N_r = 2$ к $N_r = 8$ вероятность ошибки снижается на два порядка.

4. При использовании MIMO технологии в системах WiMAX необходимо наличие каналов с достаточно высоким значением отношением сигнал/шум h^2 порядка 10 дБ и более, что на практике не всегда достижимо, особенно при множественном характере взаимодействия.

Список литературы: 1. Суваткин В. С., Есипенко В. И., Ковалев И. П., Сухоробров В. Г. WiMAX – технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. / Под ред. В. В. Крылова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 368 с. 2. Винель А. В. Разработка методов анализа протоколов управления доступом к среде в централизованных беспроводных сетях: Автореф. дис. канд. техн. наук 05.13.13 Москва, 2007. 3. *IEEE Std. 802.16-2001*, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE, 2001. 4. *IEEE Std. 802.16-2004*, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE, 2004. 5. *IEEE Std. 802.16e-2005*, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE, 2006. 6. D. Johnston and J. Walker, Overview of IEEE 802.16 security, IEEE Security & Privacy Magazine, Vol. 2, No. 3, pp. 40–48, May–June 2004.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.09.2009