

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ МІМО СИСТЕМ РАДИОДОСТУПА

Одним из методов увеличения пропускной способности в беспроводных системах абонентского доступа является технология МІМО, в которой используется несколько разнесенных каналов, образованных, как правило, пространственными методами [1-4]. Следует обратить внимание на то, что в МІМО системах разнесенные каналы могут использоваться не только для увеличения пропускной способности, но и для повышения информационной надежности системы связи.

В системах МІМО перекрестные влияния приводят к уменьшению пропускной способности. Поэтому подавление перекрестных влияний обеспечит более высокую пропускную способность таких систем. Влияние перекрестных помех на пропускную способность МІМО систем радиодоступа изучено недостаточно. В связи с этим исследование зависимостей пропускной способности от степени подавления перекрестных влияний является актуальной задачей.

Рассмотрим МІМО систему $N \times N$, изображенную на рис. 1, где ППД – преобразователь потока данных, $ПД_i$ – передатчик i -го канала, $Пр_i$ – приемник i -го канала. Преобразователь потока данных на передающем конце линии связи преобразует последовательный поток данных в параллельный, а на приемном – выполняет обратное преобразование.

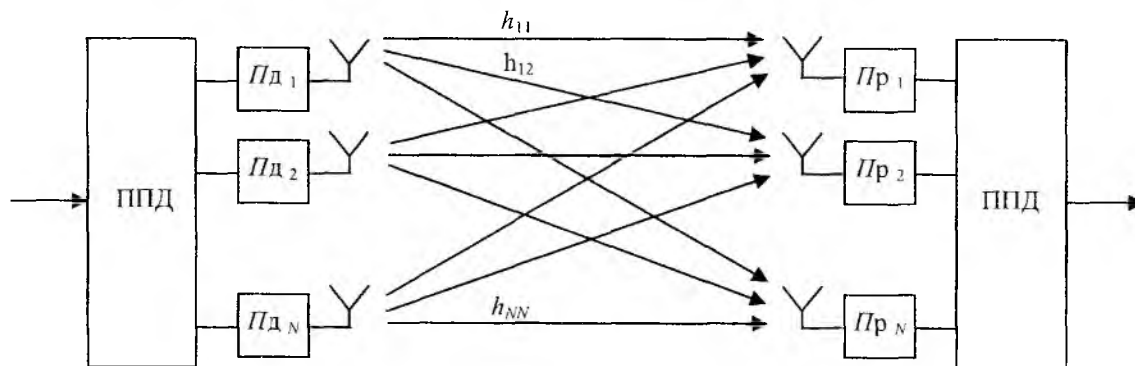


Рис. 1

Матрицу столбец U_T сигналов передающего устройства из N канальных передатчиков и матрицу столбец U_R приемного устройства из N канальных приемников можно записать в виде

$$U_T = \begin{bmatrix} U_{T1} \\ U_{T2} \\ \vdots \\ U_{TN} \end{bmatrix}, \quad U_R = \begin{bmatrix} U_{R1} \\ U_{R2} \\ \vdots \\ U_{RN} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Передаточная функция многолучевого канала описывается матрицей H :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где h_{ij} – передаточная функция между i -й передающей и j -й приемной антенной.

Сигналы, принятые антеннами на приемном конце линии связи, связаны с сигналами на передающем конце матричным соотношением

$$U_R = H \times U_T. \quad (3)$$

Определить, какие сигналы были переданы можно с помощью устройства, установленного на приемной стороне системы связи и решающего систему из N линейных уравнений с N неизвестными. В матричной форме решение имеет вид

$$\mathbf{U}_T = \mathbf{H}^{-1} \times \mathbf{U}_R. \quad (4)$$

Для решения задачи необходимо знать матрицу передачи \mathbf{H} . Значения элементов матрицы \mathbf{H} можно определить, посылая известный тестовый сигнал поочередно через каждую из передающих антенн при выключенных остальных и измеряя уровни сигнала на всех приемных антеннах в каждом случае.

При наличии препятствий, отражающих радиоволны в пространстве между передающими и приемными антеннами, возникает ряд эффектов, усложняющих решение задачи и требующих специальных мер борьбы с ними, таких, как увеличение числа приемных антенн, мультиплексирование посредством ортогональных поднесущих OFDM, с числом поднесущих до ста и более, специально вводимые фазовые задержки в каждом из передающих каналов, специальные методы кодирования и т.д. Введение OFDM в свою очередь позволяет дополнительно увеличить пропускную способность системы связи за счет расширения полосы частот занимаемой системой связи. В таких системах может одновременно использоваться пространственное, частотное, временное и кодовое разделение каналов. Более того, известны MIMO системы с поляризационным разделением каналов.

Многочувствительность, возникающая при наличии препятствий на пути распространения радиоволн, как недостаток рассматриваемых систем, может играть и положительную роль. Если использовать некоторые из этих лучей как рабочие, то можно получить пространственное разделение каналов при малых расстояниях между антенными элементами, что невозможно при классическом пространственном разделении.

Рассмотрим пространственное разделение в системах MIMO без учета возможных препятствий на пути распространения радиоволн при использовании основных лучей антенн.

Отметим, что в настоящее время известны также методы пространственного разделения каналов на основе методов углового «сверхразрешения», например с использованием нелинейных математических операций типа процедуры Кейпона при цифровом формировании диаграмм направленности приемных антенн. В данной работе эти методы не используются.

С учетом сказанного примем для идентичных антенн с одинаковой мощностью излучения на передающем конце системы связи $P_{11} = P_{22} = \dots = P_{NN} = P_0$.

Диагональные элементы матрицы можно принять равными, а для небольших расстояний между передающей и приемной антенными системами, если не учитывать потери в среде распространения эти элементы будут удовлетворять условию $h_{11} = h_{22} = \dots = h_{NN} = 1$, $h_{ij} = h_{ji}$.

Согласно теореме Шеннона пропускная способность на единицу полосы пропускания системы MIMO $N \times N$ может быть определена из соотношения

$$C = N \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш} + P_{пом}} \right), \quad (5)$$

где P_c – мощность сигнала в приемном устройстве; $P_{ш}$ – мощность шума в приемном устройстве; $P_{пом}$ – мощность перекрестных помех в приемном устройстве; N – количество пространственно разнесенных каналов.

С учетом принятых выше условий формула для пропускной способности примет вид

$$C = N \log_2 \left(1 + \frac{P_0}{P_{ш} + P_0 \sum_{i=2}^N h_{i1}^2} \right). \quad (6)$$

Исследуем MIMO систему 2x2, работающую в диапазоне 5 ГГц. Уровень сигнала на приеме в каждой антенне приемника составляет -60 дБм, при ОСЩ равном 30 дБ. Графики

зависимостей пропускной способности ММО системы 2x2 от степени подавления перекрестных влияний для различных значений коэффициента h_{12} приведены на рис. 2.

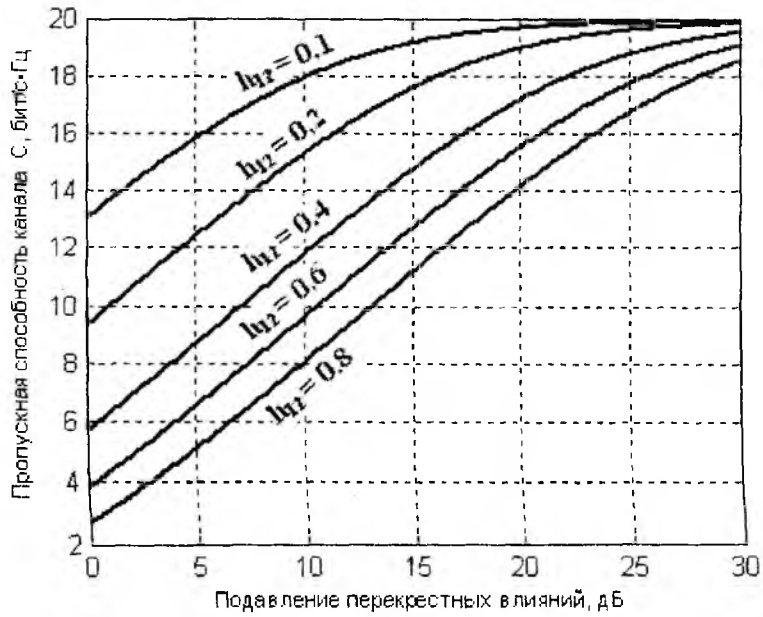


Рис. 2

При увеличении расстояния между приемными и передающими антеннами радиосистемы уменьшается уровень сигнала на приеме, что в свою очередь приводит к уменьшению ОСШ приема. Поэтому представляет практический интерес исследование влияния на пропускную способность ММО системы подавления перекрестных влияний при различных ОСШ на приеме, в том числе и для случаев, когда уровень сигнала соизмерим с уровнем шумов. Уровень шумов в приемном устройстве будем считать постоянным. На рис. 3 приведены зависимости пропускной способности ММО системы 2x2 от степени подавления перекрестных влияний для различных значений ОСШ на приеме. Коэффициенты влияния $h_{12} = h_{21} = 0,8$.

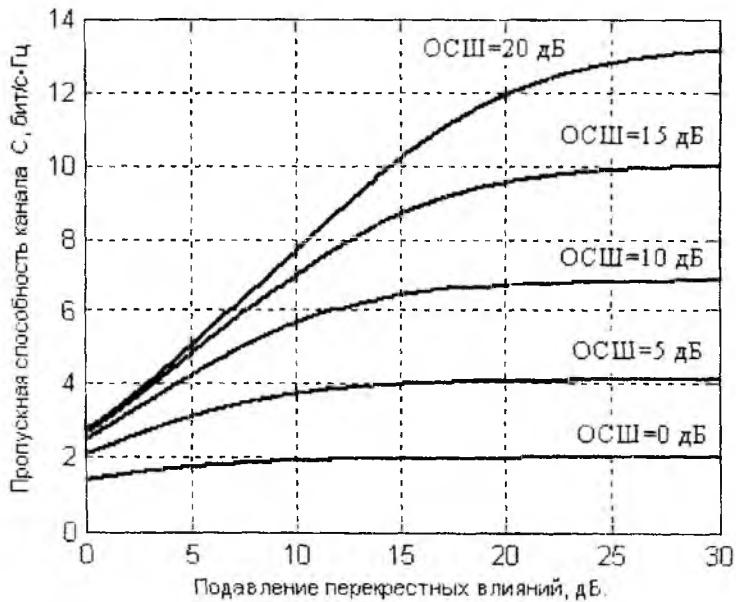


Рис. 3

Коэффициенты влияния h_{ij} матрицы \mathbf{H} в ММО системе зависят от целого ряда факторов:

- диаграммы направленности антенных элементов;
- расстояния между антенными элементами d/λ ;

- расстояния между передающими и приемными антеннами L ;
- наличия и характеристик препятствий на пути распространения радиоволн между передающими и приемными антенными системами.

Последняя составляющая влияния носит, как правило, вероятностный характер и в данном исследовании не учитывается.

Серьезной проблемой при создании MIMO систем является решение задачи снижения коэффициентов перекрестных влияний h_{ij} при приемлемых габаритах антенных систем. Уменьшение расстояния между антенными элементами d/λ (рис. 4) приводит к увеличению коэффициентов влияния h_{ij} . В пределе коэффициенты h_{ij} стремятся к h_{ii} . В этом случае, решить задачу различения переданных сигналов на приеме невозможно. Уже при малых различиях между коэффициентами h_{ij} и h_{ii} задача может быть решена, однако из-за наличия в системе связи шумов и помех могут возникать ошибки. Поэтому для повышения надежности в работе решающей системы следует увеличивать степень различия между коэффициентами h_{ii} и h_{ij} .

Если задать приемлемые для решения значения h_{ij} , то уменьшения расстояния между антенными элементами d/λ и, соответственно, общих размеров антенной системы можно достичь за счет использования высоконаправленных антенных элементов.

В случае поверхностных антенн наиболее узкий луч имеет антенна с равномерно возбужденным раскрывом, хотя при этом наиболее высок уровень бокового излучения. Реальные антенны имеют распределения поля в раскрыве отличные от равномерного и, соответственно, более широкие диаграммы направленности. Функции распределения поля в раскрыве и, соответственно, диаграммы направленности в дальней зоне зависит от типа антенны. С целью исследования предельно достижимых возможностей пространственного разделения сигналов по рассматриваемой схеме рассмотрим идеальную антенну с равномерным возбуждением раскрыва.

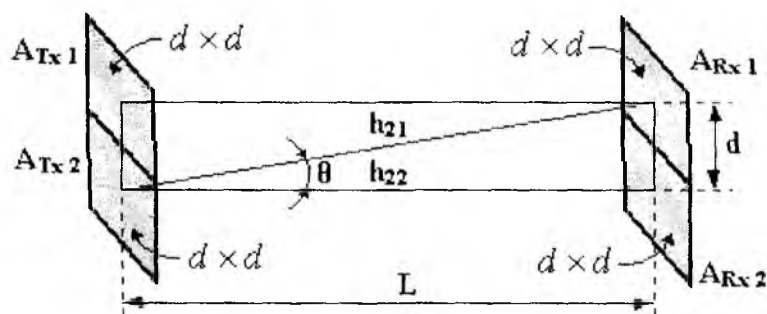


Рис. 4

Исследуем зависимости коэффициента влияния h_{12} для двухэлементной MIMO системы с ограничениями, принятыми ранее, и поверхностными антеннами с плоскими квадратными раскрывами размера $d \times d$ (рис. 4) от расстояния между антенными элементами d/λ (рис. 5). Нормированная диаграмма направленности такого антенного элемента вычисляется по формуле [5]

$$F_i(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kd}{2} \sin \theta}, \quad (7)$$

где $k = 2\pi/\lambda$.

Снижение коэффициентов влияния можно достичь при переходе на более высокие частоты. Следует обратить внимание на возможность подавления h_{ij} за счет подбора значений d/λ , при котором нули диаграммы направленности имеют место при угле $\theta = \arctg(d/L)$ или

за счет синтеза диаграмм направленности антенн с нулями в направлении лучей влияния. Однако это решение неустойчиво из-за быстрого изменения функции $F_i(\theta)$ в окрестности нулей диаграммы направленности (рис. 6).

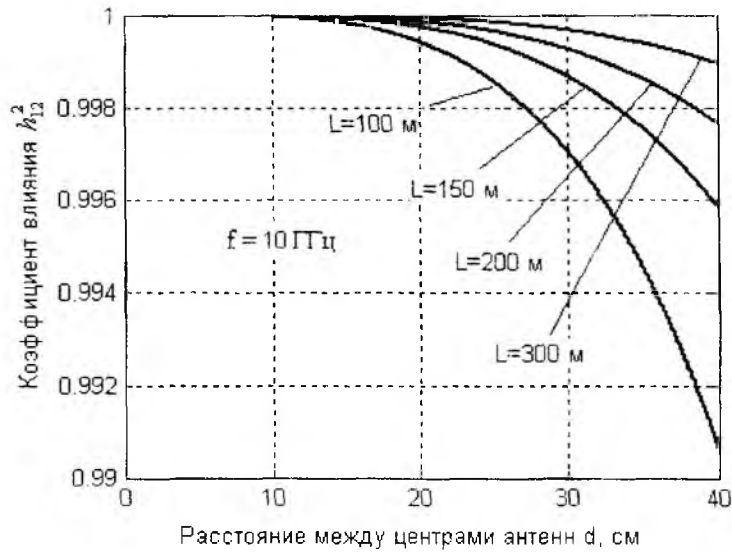


Рис. 5

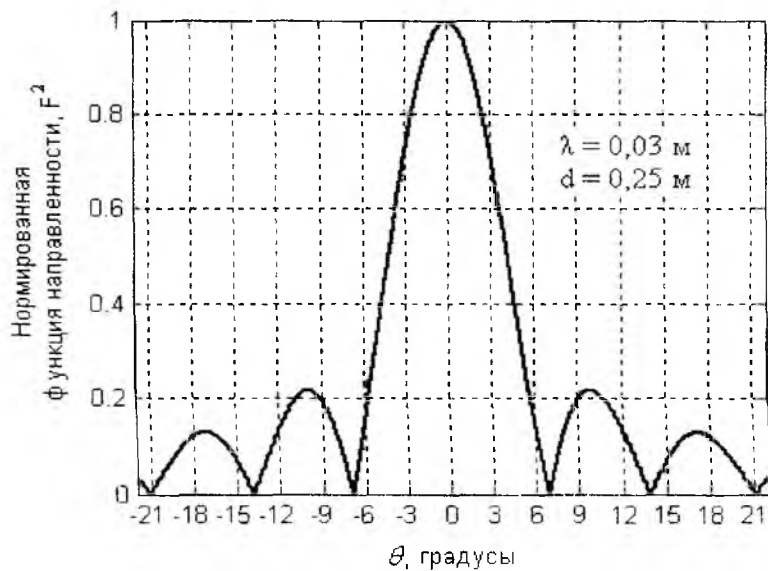


Рис. 6

Выводы

1. Подавление перекрестных помех повышает пропускную способность MIMO системы, причем наиболее эффективное подавление наблюдается при достаточно небольших уровнях подавления, так при $h_{12} = 0,8$ подавление на 5 дБ позволит увеличить пропускную способность примерно в 1,5 раза.

2. При больших уровнях подавления перекрестных влияний пропускная способность стремится к постоянной величине определяемой только отношением сигнал/шум.

3. Эффективность подавления перекрестных влияний падает при малых значениях коэффициента h_{12} . При $h_{12} = 0,1$ пропускная способность MIMO системы 2x2 может увеличиться в 1,5 раза только при сильном подавлении перекрестных помех, равном 30 дБ.

4. На больших расстояниях от передатчика при малом ОСШ пропускная способность MIMO системы существенно снижается и подавление перекрестных помех в этом случае слабо влияет на пропускную способность системы.

5. Уменьшить коэффициенты влияния h_{ij} можно за счет увеличения расстояния между антенными элементами, причем это влияние увеличивается при малых длинах линий связи.

6. Существенного снижения коэффициентов влияния h_{ij} можно достичь при переходе на высокие рабочие частоты.

7. Можно предложить подавление коэффициентов влияния h_{ij} за счет подбора расстояния между антенными элементами d/λ или синтеза диаграммы направленности отдельных антенных элементов с нулями в направлении лучей влияния. Однако такое решение неустойчиво из-за быстрого изменения функции $F_i(\theta)$ в окрестности нулей диаграммы направленности. Устойчивость можно обеспечить за счет введения специальной системы адаптивной компенсации флуктуаций положения нуля.

Список литературы: 1. *Gesbert D., Bölcskei H., Gore D.A. et al.* Outdoor MIMO Wireless Channels: Models and Performance Prediction // IEEE Trans. Comm., Dec 2002, Vol. 50. No. 12, pp. 1926-1934. 2. *Salvekar A., Sandhu S., et al.* Multiple-Antenna Technology in WiMax Systems // Intel Technology Journal, Vol. 8. No. 3, 2004. 3. *Кувшинов О.В. Міночкін Д.А.* Оцінка ефективності систем радіодоступа з технологією MIMO // Зб. праць ВІТІ НТУУ КПІ. 2006. №1. С. 55-59. 4. *Ермолаев В.Т., Аверин И.М.* и др. Влияние ошибок оценки канальной матрицы на пропускную способность MIMO систем с параллельной передачей информации // Труды науч. конф. по радиофизике. НГТУ. 2002. 5. *Воскресенский Д.И. Гостюхин В.Л.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Изд-во МАИ, 1999. 528 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.11.2007