

СИСТЕМЫ MIMO:

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ



В.Слюсар

О системах MIMO сегодня знают многие – но как о некоем теоретическом изыске, практическая эффективность которого призрачна. Однако уже стала появляться серийная аппаратура для беспроводных локальных сетей передачи информации, производители которой говорят о реализации принципа MIMO. По меньшей мере два стандарта (IEEE 802.16-2004 и 802.16e) и разрабатываемый проект IEEE 802.11n регламентируют применение этих систем. Аббревиатурой MIMO пестрят статьи зарубежных научно-технических журналов. Восполним и мы этот пробел.

СИСТЕМЫ MIMO

Средства беспроводной связи весьма широко используются в офисных и домашних сетях передачи информации, в интерфейсах "ноутбук – настольный компьютер" и мультимедийных решениях. Все актуальнее становится дальнейшее повышение скорости передачи данных в таких приложениях. Большие надежды в решении этой задачи связаны с использованием так называемых MIMO-технологий (Multiple Input – Multiple Output, множественный вход – множественный выход). И хотя существующие воплощения MIMO-идеи пока не всегда заметно ускоряют трафик на небольших расстояниях от точки доступа, уже доказано, что на больших удалениях они весьма эффективны. MIMO-принцип позволяет уменьшить число ошибок при радиообмене данными (BER) без снижения скорости передачи в условиях множественных переотражений сигналов. При этом многоэлементные антенные устройства обеспечивают:

- расширение зоны покрытия радиосигналами и сглаживание в ней мертвых зон;
- использование нескольких путей распространения сигнала, что повышает вероятность работы по трассам, на которых меньше проблем с замираниями, переотражениями и т.п.;
- увеличение пропускной способности линий связи за счет формирования физически различных каналов (разделенных пространственно, с помощью ортогональных кодов, частот, поляризационных мод).

История систем MIMO как специфического объекта беспроводной связи пока весьма не продолжительна. Первый патент на использование MIMO-принципа в радиосвязи был зарегистрирован в 1984 году сотрудником Bell Laboratories Джеком Винтерсом (Jack Winters) [1]. Базируясь на его исследованиях, Джек Селз (Jack Salz) из той же Bell Laboratories опубликовал в 1985 году первую статью по MIMO-решениям. Развитие данного направления продолжалось специалистами Bell Laboratories и другими исследователями вплоть до 1995 года. В 1996 году Грэг Ралей (Greg Raleigh) и Джеральд Дж. Фошини (Gerald J. Foschini) предложили новый подход к реализации MIMO-систем,

увеличивший ее эффективность. Впоследствии Грэг Ралей, которому приписывают авторство в использовании OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование посредством ортогональных несущих) для MIMO, основал компанию Airgo Networks, разработавшую первый MIMO-чипсет True MIMO.

Однако, несмотря на столь короткий век, MIMO-направление развивается весьма многопланово и включает в себя разнородное семейство методов, которые можно условно классифицировать в соответствии с принципом разделения сигналов в приемном устройстве. При этом в MIMO-системах используются как уже зарекомендовавшие себя подходы к разделению сигналов, так и новые. К ним относятся, в частности, пространственно-временное, пространственно-частотное, пространственно-поляризационное кодирование, а также сверхразрешение по направлению прихода сигнала в приемник. Именно обилие подходов к разделению сигналов обусловило столь долгую разработку стандартов на использование систем MIMO в средствах связи.

Простейшая антенна MIMO – это система из двух несимметричных вибраторов (монополей), ориентированных, например, под углом $\pm 45^\circ$ относительно вертикальной оси (рис.1).

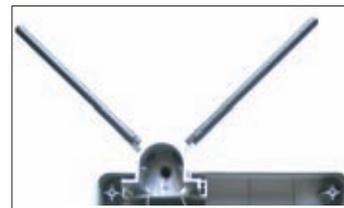


Рис. 1. Система MIMO с ортогональной поляризацией антенн

Такой угол поляризации ставит оба канала в равные условия, поскольку при горизонтально-вертикальной ориентации излучателей одна из поляризационных составляющих неизбежно получила бы большее затухание при распространении вдоль земной поверхности. Сигналы, излучаемые независимо каждым монополем, поляризованы взаимно ортогонально с достаточно высокой взаимной развязкой по кросс-поляризационной составляющей (не менее 20 дБ). Аналогичная антенна используется и на приемной стороне. Такой подход позволяет одновременно передавать сигналы с одинаковыми несущими, модулированными различным образом. Принцип поляризационного разделения обеспечивает удвоение пропускной способности линии радиосвязи по сравнению со случаем одиночного монополя (в идеальных условиях прямой видимости при идентичной ориентации приемных и передающих антенн). Таким образом, по сути любую систему с двойной поляризацией можно считать системой MIMO.

ОРТОГОНАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ

Другое направление реализации принципа MIMO – использование ортогонального кодирования (как правило, по фазе) сигналов, независимо излучаемых разными антенными элементами. Характерный пример – применение MIMO в устройствах стандарта IEEE 802.11. Об этом заявили многие производители оборудования, в частности,



американская компания Vivato, тайваньская фирма D-Link (например, адаптер D-Link DWL-G650M Wireless MIMO Cardbus), компания Lynksys, вошедшая в корпорацию Cisco Systems, и др. А фирма Airgo Networks уже приступила к серийному производству чипсета AGN300 для поддержки MIMO-опции в стандартах IEEE 802.11 a/b/g.

Один из возможных подходов к реализации ортогонального кодирования заключается в расширении спектра передаваемого сигнала методом прямой последовательности (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum). Суть DSSS состоит в замене каждого бита (или групп битов) исходного потока данных некоей псевдослучайной (шумоподобной) кодовой последовательностью. Основное требование к кодам, используемым при DSSS, – автокорреляция кодовой последовательности при сдвиге должна быть минимальной, в идеале равной 0. Тогда при многолучевом распространении (например, из-за переотражений в условиях городской застройки) сигнал, попавший на приемник с задержкой, будет восприниматься коррелятором как шум и не испортит основной (прямо распространяющийся) сигнал. На приемной стороне входной сигнал попадает на коррелятор, в котором происходит когерентное накопление (в простейшем случае это произведение входного сигнала на эталонную кодовую последовательность), в результате шум отфильтровывается, и остается лишь полезный сигнал. Например, в стандарте IEEE 802.11 каждый бит, равный 1, заменяется 11-позиционным кодом Баркера (10110111000), а равный 0 – его инверсией. Один элемент такой кодовой последовательности называют чипом, а саму расширяющую последовательность – базой сигнала.

При использовании техники MIMO в оборудовании стандарта IEEE 802.11 антенные излучатели передают сигналы либо с частотным разделением, либо со сдвигом по времени друг относительно друга, например на один чип. В последнем случае базы сигналов в каждом

антенном канале оказываются взаимно ортогональными (или близкими к этому).

Дальнейшим развитием принципа DSSS в семействе стандартов IEEE 802.11 стало использование в протоколе 802.11b метода фазовой модуляции с помощью многофазной (полифазной) комплементарной кодовой последовательности (метод ССК – Complementary Code Keying). Первым изложил идею бинарных комплементарных кодов Марсель Голей (M.J.E. Golay), более полувека назад описав их принцип и методы генерации [2]. Суть комплементарного кодирования состоит в использовании двух последовательностей a и b , каждая из k элементов, с автокорреляционными функциями

$$A(i) = \sum_{j=1}^{k-i} a_j a_{j+i} \quad \text{и} \quad B(i) = \sum_{j=1}^{k-i} b_j b_{j+i}, \quad \text{где } i = 0, \dots, k-1 \text{ – возможный}$$

сдвиг, для которых $A(i) + B(i) = 0$ при любом $i \neq 0$, и $A(0) + B(0) = 2k$.

Физическая интерпретация сдвига в данных формулах – прием прямо распространяющегося сигнала и сигнала с фазовой задержкой на i элементов (чипов). Иными словами, если система связи, использующая комплементарное кодирование, работает в условиях многолучевого распространения сигналов, то в идеале межсимвольная интерференция, вызванная наложением сигналов с задержками распространения, должна отсутствовать, так как сумма их автокорреляционных функций равна нулю.

Поскольку в стандарте IEEE 802.11 принята дифференциальная квадратурная фазовая модуляция (DQPSK), всего может быть четыре значения фазы, сдвинутые друг относительно друга на 90° . Суть применения ССК состоит в том, что поток транслируемых данных разбивается на группы по 8 бит каждая. Группа заменяется сигналом C из 8 чипов $C = (c_1, \dots, c_8)$. Каждый чип – это сигнал, фаза которого

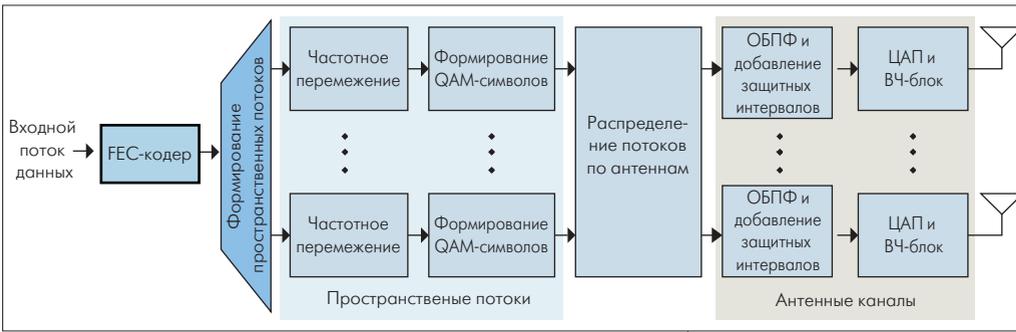


Рис.2. Система передачи MIMO-OFDM

определяется кватертом $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$, так что $C = [c_1, \dots, c_8] = [e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)}, -e^{j(\phi_1+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_3)}, -e^{j(\phi_1+\phi_2)}, e^{j\phi_1}]$. (Здесь использована запись Эйлера: $e^{j\phi} = \cos \phi + j \sin \phi$, $j = \sqrt{-1}$. Применительно к квадратурной модуляции действительная и мнимая составляющие относятся к синфазному и квадратурному каналам, соответственно.)

В группе все 8 бит разбиваются на пары (дибиты), каждому дибиту ставится в соответствие определенный элемент фазового кватерта ϕ_i ($d_0d_1 \rightarrow \phi_1, d_2d_3 \rightarrow \phi_2, d_4d_5 \rightarrow \phi_3, d_6d_7 \rightarrow \phi_4$). В зависимости от значений дибитов, ϕ_i оказывается равным $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ или 270° . Причем ϕ_1 определяется фазой предыдущего символа и четностью текущего символа C в потоке, поэтому модуляция и называется дифференциальной. Можно показать, что при любых значениях дибитов последовательности C оказываются комплементарными.

На приемной стороне, при условии синхронного приема, декодирующее устройство восстанавливает значения $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$, а по ним – и значения информационных бит. В простейшем случае обработка сводится к следующим вычислениям:

$$\begin{aligned} \phi_2 &= \arg\{r_1 r_2^* + r_3 r_4^* + r_5 r_6^* + r_7 r_8^*\}, \\ \phi_3 &= \arg\{r_1 r_3^* + r_2 r_4^* + r_5 r_7^* + r_6 r_8^*\}, \\ \phi_4 &= \arg\{r_1 r_5^* + r_2 r_6^* + r_3 r_7^* + r_4 r_8^*\}, \\ \phi_1 &= \arg\{r_4 e^{-j\phi_4} + r_6 e^{-j\phi_3} + r_7 e^{-j\phi_2} + r_8\}, \end{aligned}$$

где $r = [r_1, \dots, r_8]$ – принятая 8-битовая последовательность. Знак $*$ означает комплексное сопряжение: если $r_i = a + jb$, то $r_i^* = a - jb$. Функция $\arg(r) = \arctg[\text{Im}(r) / \text{Re}(r)] = \arctg(b/a)$. Фактически в процессе такой обработки отношение сигнал-шум улучшается в среднем вдвое.

Поскольку ССК-последовательности комплементарны, при применении техники MIMO возможна их одновременная трансляция. Например, четные чипы (или символы) передаются по одному антенному каналу, нечетные – по другому, при этом они оказываются практически ортогональными.

Развитием принципа DSSS стала технология мультиплексирования с кодовым разделением каналов CDMA (Code Division Multiple Access). При этом на одной частоте излучаются сигналы с различными взаимно ортогональными базами (псевдослучайными кодовыми последовательностями). Причем для коррелятора, настроенного на определенную базовую последовательность, все другие сигналы выглядят как белый шум. Очевидно, что в этом случае при использовании технологии MIMO каждому антенному каналу ставится в соответствие определенный CDMA-код, и сигналы в них оказываются ортогональными.

Помимо кодового разделения каналов, все большее развитие получают системы с разделением на основе ортогональных частот (OFDM). Идея метода – вместо высокоскоростной модуляции одной несущей применять модуляцию набора поднесущих с гораздо меньшей скоростью. Весь диапазон разбивается на несколько ортогональных частот вида $s_n(t) = A \cdot \sin(2\pi[f_0 + n\Delta f]t)$, где $n = 0, \dots, N; \Delta f$ –

интервал между поднесущими. Входной поток данных делится на группы (символы), которые используются для одновременной модуляции каждой поднесущей. К символам добавляются защитные интервалы (паузы) как эффективное средство борьбы с межсимвольной интерференцией. Чтобы метод был эффективен, число поднесущих должно быть достаточно большим – от десятков до тысяч. Так, в стандарте IEEE 802.11 а и г используют 52 поднесущие, в стандарте IEEE 802.16 – от 200 до 2048, в спецификации наземного цифрового телевизионного вещания DVB-T – 6817 поднесущих частот. Каждая из них модулируется посредством многоуровневой квадратурной модуляции. Выходной многочастотный сигнал синтезируют посредством обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ).

Очевидно, что системы OFDM по природе своей приспособлены для применения технологии MIMO, причем различными способами. Техника MIMO-OFDM предусмотрена стандартами IEEE 802.16, проектом IEEE 802.11n (рис.2), рядом других перспективных разработок в области беспроводных сетей передачи информации.

Следующим шагом развития техники CDMA и ее интеграции с OFDM стало частотно-кодовое разделение каналов MC-CDMA (multi carrier CDMA – многочастотный CDMA). Впервые эта технология была предложена в 1993 году профессором Калифорнийского университета в Беркли Линнарцем (Jean-Paul Linnartz) на традиционном Международном симпозиуме по персональным мобильным и внутри-офисным коммуникациям (PIMRC – Personal Indoor and Mobile Radio Communications) в Йокогаме [3]. Изначально предлагалось передавать каждый бит исходного сообщения на нескольких ортогональных поднесущих. На каждой из частот бит должен заменяться CDMA-кодом длины N (рис.3). В результате на всех поднесущих сигнал оказывается защищенным от межсимвольной и межканальной интерференции дважды – частотным и кодовым разделением.

По прошествии времени, в первую очередь – в связи с поистине взрывным развитием OFDM-устройств (системы таких массовых стандартов, как IEEE 802.11 а/г, DVB, системы цифрового радиовещания и т.п.), стали появляться различные варианты реализации технологии MC-CDMA. Сегодня ее можно рассматривать как дальнейшее развитие кодированной OFDM-модуляции (COFDM), тем более что как синоним термина MC-CDMA зачастую используется понятие OFDM-CDMA.

В "классических" системах связи OFDM-CDMA используется один трансивер. В случае применения систем MIMO исходный поток данных разбивается на субпотоки по числу излучателей MIMO-передат-

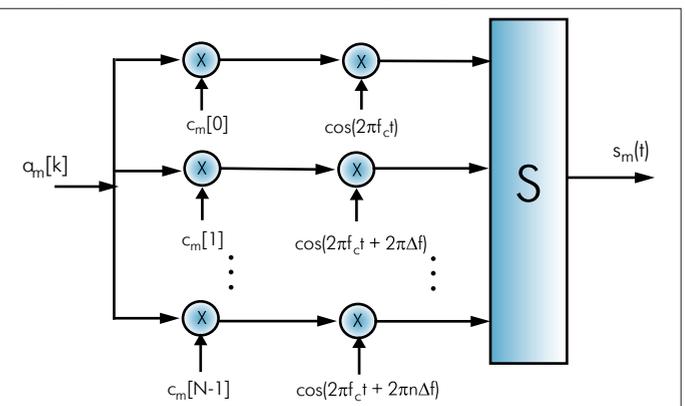


Рис.3. Система MC-CDMA по Линнарцу [3]

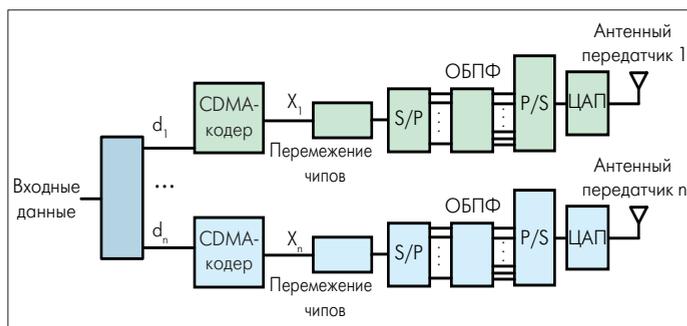


Рис.4. Система OFDM-CDMA

чиков. В каждом субпотоке применяется свой CDMA-код, и далее кодированная последовательность битов используется для формирования OFDM-символов, параллельно транслируемых каждым передатчиком (рис.4). Такой подход позволяет при одних и тех же номиналах частот разделять каналы передачи MIMO-системы за счет дополнительной ортогональной кодовой модуляции. На приемной стороне из OFDM-сигнала сначала восстанавливаются ортогональные несущие (с помощью БПФ), а затем на каждой из них сигнал декодируется путем корреляционной обработки.

Для MIMO-систем возможен и другой вариант реализации MC-CDMA, когда сначала с помощью ОБПФ синтезируется поток OFDM-символов, а затем он подвергается дополнительному CDMA-кодированию. Причем исходный поток OFDM-символов распределяется на субпотоки для каждого излучателя. Для каждого субпотока используется свой CDMA-код, кодеры располагаются перед входом ЦАП антенных излучателей.

При этом сигналы разных антенн имеют одни и те же частоты, а разделение при приеме происходит с помощью CDMA-кода: в приемнике на первом этапе производится корреляционная обработка с восстановлением пакетов гармонических сигналов с непрерывной фазой (свой синусоидальный пакет для каждого излучателя MIMO), а затем восстанавливаются сигналы на каждой ортогональной поднесущей OFDM с помощью БПФ. Оба рассмотренных варианта MC-CDMA по качеству передачи информации, в принципе, равноценны.

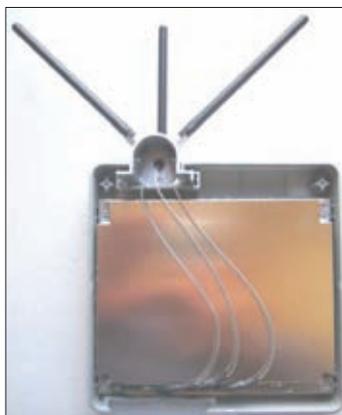


Рис.5. Трехвибраторная система MIMO с ортогональным кодированием и ортогональной поляризацией

Отметим, что можно одновременно применять ортогональное кодирование и ортогональную поляризацию. Например, по двум антенным каналам с ортогональной поляризацией излучаются одинаково кодированные сигналы, а третий вибратор излучает сигналы, кодированные ортогонально по отношению к первым двум (рис.5).

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЕ КОДИРОВАНИЕ

В 1998 году Аламути (Siavash Alamouti, сегодня – сотрудник компании Vivato) предложил новый подход к разделению MIMO-сигналов на приемной стороне [4]. Новая схема, названная по имени автора, относится к классу ортогонального пространственно-временного блочного кодирования (OSTBC, orthogonal space-time block codes).

* Согласно принципу взаимности, любую линейную приемную антенну можно использовать как передающую с той же диаграммой направленности на излучение, что и на прием. Однако при формировании диаграмм направленности на прием с помощью нелинейной математической обработки их невозможно воспроизвести на передачу.

Принцип кодирования по Аламути состоит в том, что подлежащая передаче последовательность символов разбивается на пары (например, смежные четный и нечетный символы) x_i и x_{i+1} . Для передачи такого блока требуются два излучателя и два интервала передачи. В первом интервале передающая антенна 1 будет излучать сигнал символа x_i , тогда как антенна 2 – сигнал x_{i+1}^* . В следующем временном интервале антенна 1 передает сигнал $-x_{i+1}^*$, а антенна 2 – сигнал x_i .

Физическая сущность таких манипуляций с излучаемыми сигналами становится ясной, если воспользоваться их математическим представлением:

$$\begin{aligned} x_i &= a_i + j b_i, \\ x_{i+1} &= a_{i+1} + j b_{i+1}, \\ x_i^* &= a_i - j b_i, \\ -x_{i+1}^* &= -a_{i+1} + j b_{i+1}. \end{aligned}$$

Несложно заметить, что если в первом временном интервале сигналы синфазны, во втором они обязательно будут в противофазе, и наоборот. Если же фазы сигналов в первом интервале ортогональны (разность 90°), то они таковыми останутся и во втором, с той лишь разницей, что опережение фазы излучения поочередно будет возникать то на первой, то на второй антеннах.

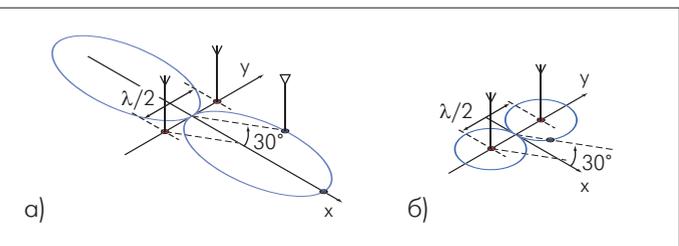


Рис.6. Изменение ориентации максимумов излучения системы из двух вибраторов в зависимости от разности фаз питающих сигналов:

а) синфазная запитка излучателей, б) противофазная запитка

Когда передающая антенная система состоит из двух несимметричных вибраторов, результирующая диаграмма направленности (ДН) существенно зависит от соотношения фаз входных сигналов (рис.6). В общем случае результирующая ДН отклоняется от нормали к линии, соединяющей вибраторы, в сторону элемента, на котором фаза сигнала запаздывает.

Таким образом, максимум энергии сигнальной смеси MIMO, кодированной по Аламути, излучается каждый раз в различных направлениях, причем различных для каждой новой передаваемой пары символов в зависимости от разности фаз сигналов. Это повышает вероятность их прохождения с учетом наличия множественных перетражателей.

Для приема кодированного по Аламути двухсимвольного сигнала достаточно одной приемной антенны и пары временных отсчетов сигнальной смеси. Таким образом, фактически можно обойтись системой MISO. При оцифровке сигнальной смеси в двух последовательных временных интервалах получим совокупность напряжений y_i и y_{i+1} :

$$\begin{cases} y_i = h_1 x_i + h_2 x_{i+1} + n_i, \\ y_{i+1} = -h_1 x_{i+1}^* + h_2 x_i^* + n_{i+1}, \end{cases}$$

где n_i, n_{i+1} – отсчеты напряжений внутреннего шума приемника, а h_1 и h_2 – передаточные характеристики канала для сигналов, излученных первой и второй антеннами, соответственно. Два временных отсчета необходимы для того, чтобы число уравнений в системе равнялось числу неизвестных.

Для оценки характеристик канала передачи h_1 и h_2 при вхождении в связь транслируются заранее известные пилотные сигналы Z_i и Z_{i+1} .

В приемнике решается приведенная выше система уравнений, где в качестве неизвестных выступают передаточные характеристики канала h_1 и h_2 :

$$\begin{cases} h_1 = \frac{y_i z_i^* - y_{i+1} z_{i+1}}{z_i^2 + z_{i+1}^2}, \\ h_2 = \frac{y_{i+1} z_i + y_i z_{i+1}^*}{z_i^2 + z_{i+1}^2}. \end{cases}$$

После установления связи по известным значениям передаточных характеристик декодируются пары переданных символов [4]:

$$\begin{cases} x_i = h_1^* y_i + h_2 y_{i+1}^*, \\ x_{i+1} = h_2^* y_i - h_1 y_{i+1}^*. \end{cases}$$

Данные соотношения являются оптимальными оценками максимального правдоподобия. Следует, однако, иметь в виду, что характер переотражений на трассе распространения сильно зависит от направления излучения, поэтому для систем MIMO известный в антенной теории принцип взаимности передающих и приемных антенн может не выполняться*. Это вынуждает независимо рассчитывать характеристики каналов передачи в прямом и обратном направлениях связи. Однако на передающей стороне знать свойства трассы распространения сигналов не требуется.

MISO-схема Аламути используется в стандарте IEEE 802.16-2004 (WiMAX). Согласно данным корпорации Intel, такое кодирование в условиях многократных переотражений позволяет в конечном счете получить выигрыш в отношении сигнал-шум около 5 дБ для модуляции BPSK и до 10 дБ – для 64-QAM.

Главное ограничение в применении рассмотренного метода кодирования – допущение о неизменности характеристик канала не только в двух последовательных временных интервалах, по которым рассчитываются передаточные характеристики, но и вплоть до момента окончания приема полезной информации. По этой причине пространственно-временное кодирование Аламути для мобильных абонентов сопровождается падением эффективности передачи.

Вместо излучения пары сигналов в двух последовательных временных интервалах их можно передавать одновременно на двух ортогональных частотах. Такой метод кодирования называется пространственно-частотным и позволяет увеличить пропускную способность по сравнению с пространственно-временным методом. Принцип кодирования сигнала состоит в том, что пары символов x_i, x_{i+1} передаются соответственно антеннами 1 и 2 на первой частоте, а символы $-x_{i+1}^*, x_i^*$ – на второй частоте, при этом сигналы обеих частот излучаются одновременно.

В данном случае для каждой частоты излучаемого сигнала формируется своя ДН передающей антенны, ориентированная в зависимости от разности фаз сигналов на зажимах питания антенных элементов (рис.7). Это обеспечивает независимую трассу распространения для сигнала каждой частоты излучения. Существенно, что в приемнике сигналы ортогональных частот легко разделяются с помощью цифровой фильтрации. Обобщением данного метода является модуляция MIMO-OFDM.

Следует отметить, что под символом, подлежащим передаче, в рассмотренном случае может подразумеваться блок из нескольких

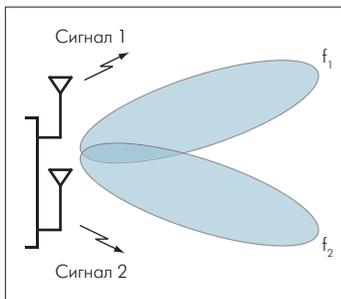


Рис.7. Переориентация ДН антенной системы MIMO при пространственно-частотном кодировании

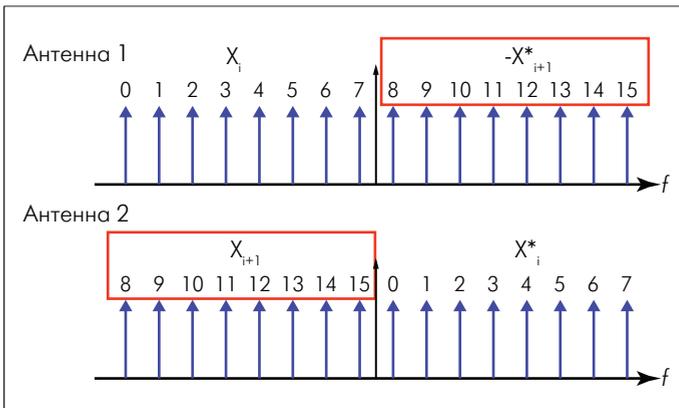


Рис.8. Многочастотный пакет в схеме Аламути

битовых последовательностей. Применительно к методу MIMO-OFDM схема кодирования Аламути позволяет получить пространственно-частотный код, который для 16-частотного OFDM-пакета иллюстрирует рис.8. Верхний набор частот на рисунке соответствует первому излучателю, нижний – второму. Для передачи каждой из символьных последовательностей x_i, x_{i+1}, x_i^* и $-x_{i+1}^*$ используется половина ортогональных поднесущих.

Метод Аламути может быть распространен и на случай использования ортогональной поляризации излучения (рис.9).

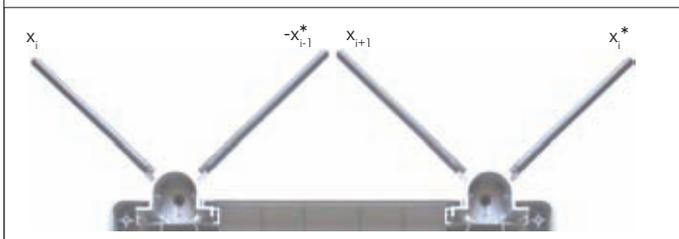


Рис.9. Реализация схемы Аламути совместно с ортогональной поляризацией излучения

В общем случае исходная схема Аламути рассчитана на наличие 2M передатчиков и M приемников, однако при соответствующем увеличении числа интервалов излучения или ортогональных частот для приема может оказаться достаточно и одной антенны. В частности, для четырех передатчиков кодирование производится по так называемой расширенной схеме Аламути (Extended Alamouti Scheme) [5] (табл.1).

Таблица 1. Расширенная схема Аламути

	Антенна 1	Антенна 2	Антенна 3	Антенна 4
Интервал 1	X_i	X_{i+1}	X_{i+2}	X_{i+3}
Интервал 2	X_{i+1}^*	$-X_i$	X_{i+3}^*	$-X_{i+2}$
Интервал 3	X_{i+2}^*	X_{i+3}^*	$-X_i$	X_{i+1}^*
Интервал 4	X_{i+3}	$-X_{i+2}$	$-X_{i+1}$	X_i

Альтернативный методу Аламути подход к пространственно-временному кодированию состоит в использовании мультиплексирования сигналов по принципу магического квадрата [6]. Этот механизм позволяет применять систему из 2M излучателей, работающих на приемную цифровую антенную решетку (ЦАР) из 2M элементов.

Магический квадрат порядка n представляет собой квадратную таблицу чисел размером n x n, заполненную целыми числами от 1 до n². Сумма чисел в каждой строке, в каждом столбце, а также в двух главных диагоналях должна быть одинакова. Например, для магических квадратов размером 8x8 она равна 260. Такие таблицы чисел известны человечеству с незапамятных времен. Выдающийся немецкий художник А.Дюрер воспроизвел магический квадрат 4x4 в своей зна-



ментной гравюре "Меланхолия". Изображенный на ней магический квадрат 4x4 имеет вид:

16	3	2	13
5	10	11	8
9	6	7	12
4	15	16	1

Аналогичная числовая схема положена и в основу рассматриваемого метода кодирования. Предложенный в публикации [6] код предполагает преобразование элементов магического квадрата 4x4: вместо исходных чисел X используются $X_{\text{mod } 4}$ – их значения по модулю 4 ($X_{\text{mod } 4} = 4$, если X кратно 4; $X_{\text{mod } 4} = X$, если $X < 4$; при $X > 4$ $X_{\text{mod } 4}$ равен остатку от деления X на 4).^{*} Для выбранной в работе [6] версии магического квадрата имеем:

16	9	6	3
5	4	15	10
11	14	1	8
2	7	12	13

→

4	1	2	3
1	4	3	2
3	2	1	4
2	3	4	1

В полученном числовом квадрате суммы элементов по всем строкам, столбцам и главным диагоналям равны 10. Числа соответствуют номерам четырех последовательных символов S_1, S_2, S_3 и S_4 , подлежащих передаче. Строки соответствуют антенным излучателям, а столбцы – временным интервалам передачи:

На приемном терминале с одной антенной получают четыре последовательных отсчета сигнальной смеси $y_i, y_{i+1}, y_{i+2}, y_{i+3}$ и решают систему:

$$\begin{cases} y_i = h_{i,1}S_4 + h_{i,2}S_1 + h_{i,3}S_3 + h_{i,4}S_2 + n_i, \\ y_{i+1} = h_{i+1,1}S_1 + h_{i+1,2}S_4 + h_{i+1,3}S_2 + h_{i+1,4}S_3 + n_{i+1}, \\ y_{i+2} = h_{i+2,1}S_2 + h_{i+2,2}S_3 + h_{i+2,3}S_1 + h_{i+2,4}S_4 + n_{i+2}, \\ y_{i+3} = h_{i+3,1}S_3 + h_{i+3,2}S_2 + h_{i+3,3}S_4 + h_{i+3,4}S_1 + n_{i+3}, \end{cases}$$

где $n_i, n_{i+1}, n_{i+2}, n_{i+3}$ – отсчеты напряжений внутреннего шума приемника, а $h_{i,m}$ – известная передаточная характеристика канала для сигналов, излученных m -й антенной в i -й момент времени. Данная система уравнений относительно неизвестных S_1-S_4 решается методом наименьших квадратов.

В четырехантенном приемнике оценка амплитуд может быть произведена по одному отсчету напряжений по выходам этих антенн. Причем вместо временных интервалов можно использовать четыре ортогональные несущие, что позволяет повысить пропускную способность линии связи. Для декодирования переданного таким способом четырехчастотного пакета данных потребуется решить систему 16 уравнений.

Существует несколько вариантов заполнения магического квадрата заданного порядка, связанных между собой строгими преобразованиями. Поэтому можно сформировать набор различных вариантов реализации соответствующего кода. Например, магический квадрат на картине Дюрера после преобразований по модулю 4 порождает таблицу чисел:

4	3	2	1
1	2	3	4
1	2	3	4
4	3	2	1

^{*} Такое определение представления числа по модулю 4 использовано в работе [6].

Этот вариант кода предполагает одновременное излучение двух пар одинаковых сигналов, что, благодаря их синфазному сложению, может быть более эффективным (по сравнению с рассматриваемым до этого вариантом построения магического квадрата) в энергетическом смысле.

В случае двух передатчиков схема кодирования формируется переходом к квадрату 2x2 с числами по модулю 2 путем вычеркивания двух правых (или левых) столбцов и пары нижних (верхних) строк. В результате получим вырожденный квадрат, который уже не является магическим в строгом смысле, поскольку суммы чисел на главных диагоналях не равны (табл.2).

Таблица 2. Пространственно-временное кодирование по методу магического квадрата 2x2

	Интервал 1	Интервал 2
Антенна 1	S_2	S_1
Антенна 1	S_1	S_2

По сути, схема распределения сигналов 2x2 свелась к поочередному их излучению через две антенны. Если сигналы символов S_1 и S_2 ортогональны по фазе (разница фаз 90° , чего можно достичь предварительным перекодированием данных), то такая перемена излучателей для передачи одного и того же символа также позволяет изменять направление излучения сигнальной смеси. При этом максимум ДН по-разному ориентируется относительно нормали к линии, соединяющей несимметричные вибраторы антенны, а каждый из вибраторов поочередно выполняет роль рефлектора.

Метод магического квадрата [6] эффективнее схемы Аламути при быстрых замираниях сигналов на трассе распространения [7]. Если отношение сигнал-шум составляет 18 дБ, метод магического квадрата обеспечивает вероятность ошибки, на два порядка меньшую, чем метод Аламути. В то же время при медленных замираниях картина меняется на противоположную, хотя и с меньшим разрывом по значению вероятности ошибки.

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ СЕЛЕКЦИЯ

Разделить сигналы МИМО-систем можно и на основе пространственной их селекции, по углам прихода на приемную антенну. Если сигналы на приемник поступают с разных угловых направлений, различающихся более чем на ширину луча ДН приемной антенны, то их можно разделить обычной пространственной селекцией. Например, в случае двух сигналов, с помощью приемной smart-антенны (ЦАР) можно сформировать два независимых луча ДН и сориентировать их в направлениях максимальной приходящей мощности. Для увеличения углового разброса трасс прохождения сигналов можно искусственно ориентировать ДН передающей антенны не в направлении приемника, а в сторону мощного переотражателя (горы, высотного здания и т.п.).

Если же различия в направлениях приема сигналов не превышают ширины главного луча результирующей приемной ДН, а остальные их параметры совпадают, сигналы передатчика МИМО могут быть разделены на основе методов углового "сверхразрешения". Поясним сущность одной из таких процедур на примере двухвибраторной антенны.

Если угловые координаты излучателей (β_m) относительно нормали к приемной антенне известны, задача разделения сигналов, излученных парой вибраторов, сводится к решению системы уравнений, составленных по одному отсчету АЦП:

$$\begin{cases} y_1 = h_1(\beta_1)x_1 + h_1(\beta_2)x_2, \\ y_2 = h_2(\beta_1)x_1 + h_2(\beta_2)x_2, \end{cases}$$

где y_1, y_2 – выходные напряжения приемных антенн; x_1, x_2 – неизвестные комплексные амплитуды излученных сигналов; $h_1(\beta_m)$,

$h_2(\beta_m)$ – известные ДН приемных антенных элементов в направлениях источников излучения.

Неизвестные угловые координаты источников излучения β определяются на этапе входения в связь при цифровом формировании ДН, для этого можно применять нелинейные математические операции – например, процедуру Кейпона (рис. 10). В результате ДН подобных приемных антенн (являющиеся виртуальными функциями) будут крайне узконаправленными и остроконечными, что позволяет повысить пространственную избирательность антенной системы. Характерно, что передавать сигналы в данном случае может антенна с широкой ДН. Это особенно важно, поскольку при нелинейной обработке принцип взаимности не выполняется и воспроизвести столь же остроконечные ДН для передающей антенны невозможно.

Следует отметить, что в режиме MIMO цифровое диаграммообразование со сверхразрешением быстро теряет свою эффективность с увеличением расстояния передачи. Например, в базовой станции (БС) сверхразрешение сигналов двух излучателей терминалов можно реализовать на расстояниях в сотни метров, а при большем числе независимых элементов в передающей антенне – и того меньше.

Иное дело – прием сигналов БС самим терминалом. Как правило, в MIMO-системах на БС может быть создан сравнительно большой разнос антенных элементов – до 10 длин волн. Это обеспечивает лучшую декорреляцию сигналы в режиме передачи на терминал. Потенциально такое решение позволяет применять разные методы для разделения MIMO-каналов в отношении входящего и исходящего трафиков.

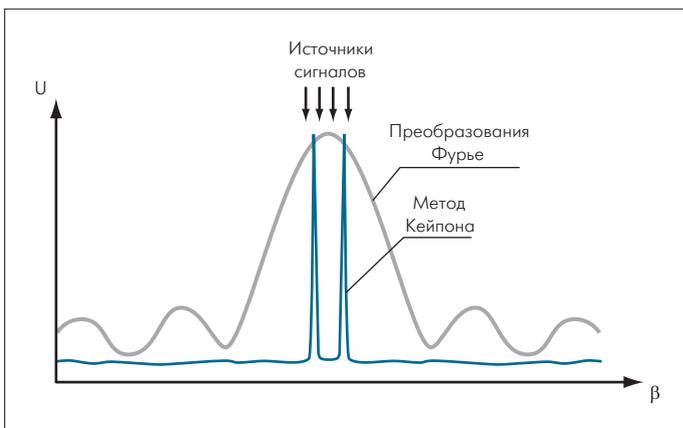


Рис. 10. Эффект сверхрешения двух сигналов по методу Кейпона (в сравнении с классической обработкой посредством преобразования Фурье)

АППАРАТНАЯ ПОДДЕРЖКА СИСТЕМ MIMO

В целом теория обработки сигналов в MIMO-системах переживает бурное развитие – этап становления. Существенно, что прогресс в эволюции MIMO-систем привел к появлению специализированных микросхем для соответствующей обработки сигналов, резко удешевляющих производство оборудования и создающих предпосылки для широкого внедрения MIMO-технологии в средствах связи. Характерный пример – уже упомянутый чипсет AGN300 фирмы Airgo Networks. В его состав входят однокристальный MAC- и baseband-процессор (AGN303BB) и два однокристальных двухдиапазонных (2,4/5 ГГц) трансивера (AGN301RF и AGN302RF).

Другим примером служит радиочастотный чип WLANPlus MtW8150 израильской фирмы Metalink Broadband

(www.MetalinkBB.com). В нем впервые в мировой практике на одном кристалле интегрированы два приемопередатчика для частотного диапазона 4,9–5,9 ГГц. При этом поддерживаются MIMO-решения (2x2), изложенные в проекте стандарта 802.11n с полосой пропускания 40 МГц, а также совместимость с 20-МГц структурой каналов стандарта 802.11a. Чип не нуждается в использовании внешних фильтров ПАВ, поскольку имеет встроенные средства частотной селекции. В нем аппаратно реализовано программное управление коэффициентом усиления маломощных усилителей приемников и усилителей передатчиков с контролем выходной мощности. Предусмотрена возможность каскадирования микросхем для поддержки MIMO-решений с большим числом каналов (например, со структурой 4x4). В чип встроена схема компенсации квадратурного разбаланса сигналов каждого передатчика и приемника, схема коррекции их характеристик, обеспечена поддержка квадратурной амплитудной модуляции сигналов, вплоть до 64-QAM. В перспективе планируется интеграция на кристалл также и гетеродина. Чип размером 11x11 мм выполнен по Si-Ge-технологии, напряжение питания – 3 В. В качестве MAC- и baseband-процессора используется ИС WLANPlus MtW8170.

Подводя итог, отметим, что рассмотренные алгоритмы обработки MIMO-сигналов позволяют повысить качество передачи информации в сложных условиях и тем самым увеличить пропускную способность линии связи за счет снижения ошибок передачи данных. Большие подвижки на рынке оборудования MIMO в стандарте 802.11 ожидаются с принятием грядущего протокола IEEE 802.11n как наиболее продвинутого стандарта беспроводных сетей передачи информации с MIMO-системами. Однако неопределенность с воплощением отдельных деталей этого стандарта может затянуть его утверждение до 2007 года. В любом случае хотелось бы надеяться, что изложенный материал поможет читателям в освоении последующих новшеств в данной области связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. History of MIMO in radio communications. – <http://en.wikipedia.org/wiki/MIMO>.
2. Golay, M.J.E. Complementary series. – IRE Transactions, 1961, IT-7, p.82–87.
3. N. Yee, J. P. Linnartz and G. Fettweis. Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks. – Proceedings PIMRC'93, Yokohama, Japan, 1993, p. 109–113.
4. Alamouti S.M. Space-time block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications. – IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Oct. 1998, vol. 16, p.1451–1458.
5. Biljana Badic, Markus Rupp, Hans Weinrichter. Adaptive Channel-Matched Extended Alamouti Space-Time Code Exploiting Partial Feedback. – ETRI Journal, Volume 26, Number 5, 2004 (<http://etrij.etri.re.kr>).
6. Yong Xiong, Zhiyong Bu. Magic Squares transmission scheme for MIMO OFDM systems under fast fading channel. – In: 1st International MAGNET Workshop, Shanghai, 11–12 November 2004 (www.ist-magnet.org).
7. PanYuh Joo. Analysis of STFBC-OFDM for BWA in SUI Channel. – http://www.ieee802.org/16/tga/contrib/C80216aP-02_18.pdf.