

Производительность сетей связи при пространственно-временном кодировании

В. П. Петров

В статье на основе анализа многолучевых каналов исследована производительность систем ММО при различном относительном расположении передающей и приемной антенных решеток. Определены коэффициенты корреляции сигналов на элементах антенных решеток в зависимости от расстояния между элементами относительно длины волны.

Ключевые слова: пространственно-временное кодирование, производительность сетей связи, спектральная эффективность, ММО.

1. Введение

Пространственно-временное кодирование (ПВК), а в англоязычной терминологии – Space Time Codes (STC), является относительно новым способом увеличения производительности сетей связи в режиме ММО. ПВК заключается в разделении последовательного цифрового потока на передающей стороне в параллельный поток информационных символов, излучаемых N антеннами передатчика и принимаемых M антеннами приемника. Работа системы обеспечивается мультиплексором на передаче, демультимплексором и приемником оптимальной демодуляции – на приемной стороне.

На первых этапах развития радиосвязи единственным методом повышения помехоустойчивости передачи в каналах с замираниями считалось пространственное разнесение приемных антенн с оптимальной обработкой сигналов на приеме [1]. Идея разнесения на передаче родилась значительно позже.

История ПВК начинается с публикации в 1996 году статьи Дж. Фошини [2], который предложил архитектуру BLAST (Bell Laboratory Space Time). В [3] предложена неортогональная сигнально-кодовая конструкция на передаче, которая позволила увеличить пропускную способность системы ММО (Multiply-Input-Multiply-Output), предложенную в [4], но не получившую до этих работ широкого распространения.

В 1998 году С. Аламоути [5] предложил простую ортогональную сигнально-кодовую конструкцию на двух передающих и двух приемных антеннах с простой схемой декодирования сигнала. По существу, эта статья и дала толчок к развитию пространственно-временного кодирования на основе схем Аламоути и BLAST. В последние годы изданы несколько книг и опубликовано множество статей по пространственно-временному кодированию и системам ММО. Из иностранных источников следует выделить обстоятельные работы [6–13], из российских – [14–17].

Именно эти технологии положены в основу стандартов 3GPP (партнерский проект ETSI, занимающийся стандартизацией в области систем 3G/4G) для сетей мобильной связи и для сетей беспроводного широкополосного доступа IEEE (Wi-Fi – 802.11n, WiMAX – 802/16-2004 и 802.16e) [16].

Однако потенциальная полезность систем ММО для теоретически максимально возможного увеличения производительности сети связи ограничивается свойствами многолучевого канала и физически реализуемыми антенными системами, обеспечивающими допустимые требования к корреляционным связям сигналов на элементах антенной решетки.

В настоящей статье рассмотрены оценки спектральной эффективности сетей связи при пространственно-временном кодировании для различных статистических характеристик канала связи с использованием линейных вертикальных антенных решеток на передающем и приемном концах.

2. Математические модели канала связи

Структурная схема технологии ММО обычно представляется в виде, изображенном на рис. 1.

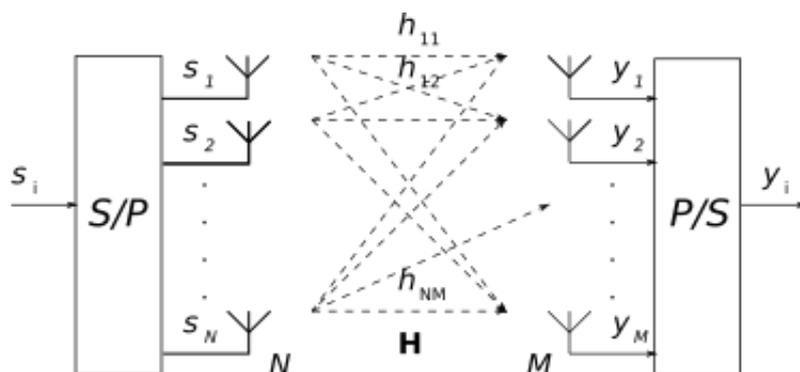


Рис. 1. Структурная схема ММО

На рисунке поток последовательных сигнальных символов s_i преобразуется блоком S/P (Serial-to-Parallel) в параллельный поток излучаемых символов. На приемной стороне происходит обратное преобразование блоком P/S (Parallel-to-Serial) в исходный последовательный поток.

Каждый излучающий элемент антенной решетки работает как автономный передатчик упорядоченного блока символов распараллеленного цифрового потока. Приемная решетка собирает со своих элементов поступившие блоки в установленном порядке в исходный последовательный поток. Вся система работает в полосе частот, не превышающей 20 МГц, узкой по сравнению с несущей частотой, как правило, превышающей 2 ГГц.

Основная проблема в физической реализации приведенной схемы заключается в обеспечении условий, при которых рассматриваемые потоки будут независимыми. Изображенные на рисунке лучи не являются физически изолированными, а являются частью электромагнитного потока от передатчика к приемнику. Для последующего анализа реального многолучевого канала «передатчик – приемник» этот факт имеет принципиальное значение, а потому рассмотрим его подробнее.

Многоэлементная антенная решетка широко используется на практике в качестве антенны с регулируемой диаграммой направленности как по ширине пространственной области излучения, так и по направлению главного лепестка излучения.

Нормированная диаграмма направленности такой решетки известна и определяется уравнением:

$$F(\theta) = \frac{\sin 0.5N(kd \cos \theta - \psi)}{N \sin 0.5(kd \cos \theta - \psi)}, \quad (1)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ (λ – длина волны излучения);

d – расстояние между элементами антенной решетки;

ψ – разность фаз тока питания соседних элементов решетки.

Угол ψ определяет наклон главной оси диаграммы направленности решетки. При $\psi = 0$ (синфазное питание) направление главного луча ортогонально оси решетки. Ширина главного луча $\Delta\theta$ находится в интервале 7 – 30 градусов и определяется условиями рельефа и высо-

той застройки в зоне действия базовой станции. Конкретный тип излучающих элементов решетки вносит дополнение в уравнение (1), влияющее на величину $\Delta\theta$, но не изменяет направление излучения, ограничиваясь лишь однонаправленностью при использовании панельных антенн.

Поскольку размер приемной решетки много меньше расстояния между передатчиком и приемником, то все элементы решетки находятся в поле излучения передающей решетки. Автономных пространственных связей, которые изображены на рис. 1, выделить нельзя, и различие производится на основе сигнально-кодовых конструкций при условии корреляционной независимости поступающих на элементы решетки лучей.

Реальные радиоканалы передачи сигналов характеризуются многолучевостью. Сигнал от передатчика к приемнику может иметь прямой (основной) луч, а также лучи, отраженные от препятствий (земля, строения, подвижный транспорт). Отраженные лучи по амплитуде слабее основного, имеют задержку по времени и сдвиг по фазе в сравнении с основным лучом. В условиях плотной городской застройки прямой луч может отсутствовать, и сигнал поступает на приемник только путем прохождения сквозь строения и испытывает отражения наряду с другими переотраженными лучами.

В условиях многолучевой интерференции канал связи имеет статистический характер и описывается вероятностными методами. В первом случае (при наличии прямого луча) это канал Райса, во втором – канал Релея.

Во всех случаях многолучевой радиоканал с N антеннами передатчика и M антеннами приемника удобно представить в виде многополюсника в матричной форме [6, 8, 15]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}, \quad (2)$$

где \mathbf{H} есть прямоугольная комплексная матрица канала размерности $M \times N$;

\mathbf{y} – вектор сигнала приемника размерности $M \times 1$;

\mathbf{s} – вектор сигнала передатчика размерности $N \times 1$;

$\boldsymbol{\eta}$ – гауссовский вектор шумов приемника размерности $M \times 1$ с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{R}_{\eta} = 2\sigma_{\eta}^2 \mathbf{1}$ и канальных помех.

Матрица сигнала \mathbf{s} , или *порождающая матрица*, определяет способ распределения символов цифрового потока по передающим антеннам. Произведение матриц $\mathbf{H}\mathbf{s}$ является основой анализа производительности многоантенных сетей связи с различными кодовыми конструкциями.

В общем случае нестационарный механизм передачи во временной области характеризуется задержкой и временем когерентности, в частотной области – полосой когерентности канала и доплеровским расширением при подвижности приемника. Эти механизмы приводят к межсимвольной интерференции и уменьшению пропускной способности канала, а потому должны быть приняты во внимание.

Матрица канала \mathbf{H} между передатчиком и приемником имеет вид:

$$\mathbf{H} = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Все элементы матрицы в уравнении (3) являются случайными величинами, зависящими от вида канала. В этом случае матрица \mathbf{H} является случайной. Как известно из теории случайных матриц, элементы матрицы однозначно описываются их математическими ожиданиями и корреляционными функциями [8, 19, 23]. Математические ожидания (средние оценки ослабления) для всех элементов матрицы равны и определяются известными эмпирическими функциями Окамура-Хата, COST231-Хата, COST231-Уолфиш-Икегами в зависимости от вида канала, частоты и мобильности. Коэффициент ослабления L может быть вынесен за рамки матрицы и тогда коэффициенты матрицы \mathbf{H} можно рассматривать как нормирован-

ные к ослаблению коэффициенты передачи. Тогда мощность сигнала в каждой приемной антенне равна суммарной нормированной мощности сигналов, излучаемых всеми элементами передающей антенны. Анализ матрицы \mathbf{H} является основой оценки производительности сети для различных видов канала.

Идеальным вариантом в реализации пространственно-временного кодирования в многолучевом канале является статистическая независимость передачи символов на элементы приемной решетки. Это означает, что коэффициенты корреляции равны нулю. В [8, 15] показано, что пропускная способность канала ММО с пространственно некоррелированными релейскими замираниями при увеличении числа антенн становится неслучайной величиной, которая линейно растет с увеличением числа антенн. Пространственная корреляция приводит к уменьшению пропускной способности канала. Возникает задача анализа коэффициентов корреляции канала в зависимости от взаимного расположения передающей и приемной решеток по вертикали.

Интервал корреляции по задержкам и коэффициенты корреляции определяются разностью хода лучей от передатчика до элементов решетки приемника. Поскольку расстояние между решетками много больше размеров решеток, то лучи, приходящие на приемную решетку, можно считать параллельными (рис. 2).

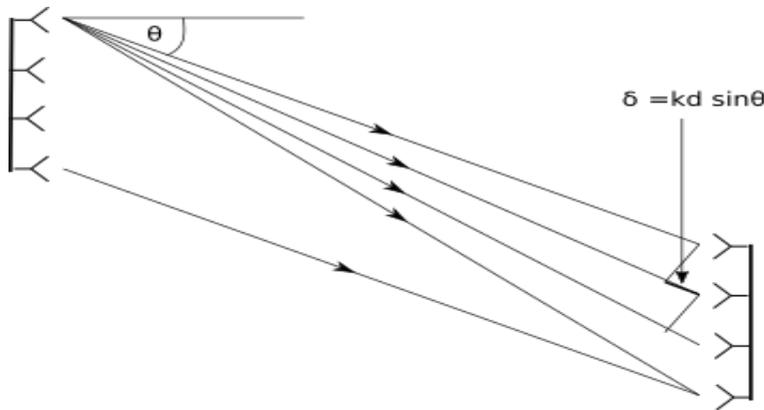


Рис. 2. Схема запаздывающего приема лучей в зависимости от угла прихода

На рисунке для наглядности изображены лучи только от одного элемента передающей антенны. Обе антенны четырехэлементные.

Лучи, приходящие на приемную решетку под углом θ (угол отсчитывается от нормали к оси решетки), запаздывают по фазе между соседними элементами на величину δ , определяемую уравнением:

$$\delta = kd \sin\left(\theta \frac{\pi}{180}\right). \quad (4)$$

Угол θ в данном уравнении определяется в градусах.

Тогда матрица коэффициентов передачи (3) принимает вид:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & \exp(j\delta) & \exp(j2\delta) & \exp(j3\delta) \\ \exp(-j\delta) & 1 & \exp(j\delta) & \exp(j2\delta) \\ \exp(-j2\delta) & \exp(-j\delta) & 1 & \exp(j\delta) \\ \exp(-j3\delta) & \exp(-j2\delta) & \exp(-j\delta) & 1 \end{pmatrix} L \exp(jkr), \quad (5)$$

где r – расстояние между решетками,

L – коэффициент затухания между приемной и передающей решетками.

Определим коэффициент корреляции сигналов, приходящих на соседние элементы приемной решетки. Для этого предположим, что амплитуды сигналов равны и распределены по нормальному закону с одинаковыми дисперсиями (лучи расположены близко друг к другу), а фазы их на приемных элементах распределены равномерно в интервале $(0, 2\pi)$. Тогда коэффициент корреляции можно рассчитать двумя способами [19, 23]: через двумерную функцию распределения гармонических колебаний со случайными фазами, которая выражается эллиптическим интегралом первого рода или посредством характеристической функции суммы двух гармонических колебаний. Оба метода приводят к сложным расчетам. Приближенная оценка коэффициента корреляции рекомендуется в [22, 15] в виде:

$$R_{12} \approx \exp \left[-23 \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2 \sin^2 \theta \right]. \quad (6)$$

Расчет коэффициента корреляции на основании уравнения (6) приведен в табл. 1 при двух значениях d/λ . Заметим, что при $R_{12} < 0.4$ корреляция слабо влияет на пропускную способность канала [18, 15], а при $R_{12} < 0.2$ сигналы на соседних элементах приемной антенны можно считать некоррелированными.

Таблица 1. Зависимость коэффициента корреляции от угла прихода лучей на решетку

θ , радиан/градус	0.2	0.26	0.3	0.4	0.5
d/λ	11.5	15	17	23	28
0.5	0.80	0.68	0.60	0.42	0.26
0.67	0.67	0.50	0.41	0.21	0.10

Как следует из таблицы, коэффициент корреляции тем меньше, чем больше наклон передающей решетки к земной поверхности. Для наиболее используемых на практике ($d/\lambda = 0.5$) антенн угол наклона должен быть не меньше 25 градусов, чтобы реализовать преимущества технологии ММО. При таком наклоне ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости должна быть не менее 45 градусов. Наклон уменьшает радиус зоны обслуживания. С этой точки зрения более предпочтительными являются решетки с увеличенным расстоянием между соседними элементами до значения $d/\lambda = 2/3$. На ширину диаграммы направленности это не влияет, но увеличивается уровень боковых лепестков. При этом угол наклона уменьшается до 17 градусов.

Соотношение высот передающей и приемной антенн оказывает существенное влияние на характеристики канала связи. Если антенны расположены на одной оси главных максимумов излучения–приема ($\theta = 0$), например, на одной высоте, то в этом случае задержки на элементах приемной решетки отсутствуют и коэффициенты корреляции равны единице. Реализация режима ММО проблематична, но в этом случае помехи минимальны и отношение сигнал/шум высокое.

Рассмотрим задачу, связанную с различением сигнала и помех в условиях, когда их мощности сопоставимы. Этот случай соответствует релейскому каналу и реализуется в городских условиях при малой высоте приемной антенны. Основным источником помех – отражение от земли, которое при малых углах скольжения имеет коэффициент отражения, превышающий 0.5. Число и мощность других источников помех больше, чем на верхних этажах зданий, и многолучевость проявляется острее.

Для оценки коэффициентов корреляции релейского канала удобно воспользоваться соотношением [21, 15]:

$$R_{ik} = J_0 \left[\frac{2\pi d}{\lambda} (i - k) \right], \quad (7)$$

где $J_0 [\dots]$ есть функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Оценка для соседних элементов ($i - k = 1$) при $d = 0.5$ приводит к результату: $J_0 [\pi] \approx 0.4$. Если $d = 0.67$, то $J_0 [1.5\pi] \approx 0.4$, то есть результат тот же.

Значения коэффициентов корреляции достаточно удобны как для обеспечения работы решетки в режиме ММО, так и для обработки сигнала в приемном устройстве при высоком уровне помех.

Проведенный выше анализ предполагал неподвижное положение передающей и приемной антенн. В этом случае случайные процессы стационарны. Если одна из антенн является подвижной, то канал связи становится нестационарным. В этом случае достаточно проанализировать влияние мобильности как составляющей к стационарному процессу.

Пусть антенна приемника движется на автомобиле в городских условиях со скоростью v . Тогда мгновенная частота на приемной стороне испытывает доплеровский сдвиг Δf_D на величину, определяемую уравнением:

$$\Delta f_D = \frac{v \cos \varphi}{\lambda}.$$

Угол φ определяется разностью направлений движения антенны и прямой, соединяющей передатчика. Величина $2\Delta f_{D \max}$ называется *доплеровским расширением спектра* и характеризует нестационарную составляющую процесса. Доплеровское расширение определяет интервал когерентности по частоте и связано с интервалом когерентности по времени приближительным соотношением: $\tau_K \approx 1/\Delta f_D$. В течение интервала когерентности характеристики канала стационарны. Оценки, приведенные в [20, 18], показывают, что при скорости движения приемника 120 км/ч доплеровское расширение практически не оказывает влияния.

3. Производительность сети связи

Сделаем оценку производительности сетей связи при различных сочетаниях числа антенн на передающей и приемной стороне, используя вышеприведенный анализ канала связи.

Пропускная способность системы связи есть максимальная скорость передачи информации, при которой обеспечивается сколь угодно малая вероятность ошибки. В соответствии с фундаментальной теоремой Шеннона максимальная скорость передачи канала C с аддитивным белым гауссовым шумом определяется уравнением:

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right), \text{ бит / сек,} \quad (8)$$

где $P_c/P_{ш}$ есть отношение мощности сигнала к мощности шума в канале – ОСШ (отношение сигнал/шум, или в английской терминологии – SNR, Signal to Noise Ratio); ΔF есть ширина спектра сигнала, $\Gamma_{ш}$, если она не превосходит полосу пропускания канала.

В цифровой радиосвязи удобнее пользоваться иными параметрами, определяющими ОСШ. Шумы приемника и помехи канала принято рассматривать как аддитивные к сигналу случайные процессы. При этом шумы имеют равномерный частотный спектр (белый шум), а помехи – гауссово распределение с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 , равной $N_0 \Delta F$, где N_0 есть спектральная плотность мощности помехи. Тогда уравнение (8) принимает вид:

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{N_0 \Delta F + \sigma_n^2} \right). \quad (9)$$

Уравнение (9) обычно используется в более компактном виде:

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{E_b}{N_{0n}} \right). \quad (10)$$

В этом уравнении отношение сигнал/шум описывается в терминах энергии сигнала E_{δ} , расходуемой на передачу одного бита сообщения, к спектральной плотности N_{0n} помех и шумов в совокупности.

Перейдем от оценки скорости передачи C к её нормированной величине – спектральной эффективности канала, что означает количество битов, которое может быть передано в полосе 1 Гц:

$$C_{\delta} = C / \Delta F, \text{ бит/сек/Гц.}$$

Заметим, что при оценке спектральной эффективности будем считать, что матрица канала известна на передающей стороне. Практически абонентская станция с помощью индикатора ранга может указывать, сколько независимых пространственных каналов может поддерживаться в данный момент для согласования передаваемого сигнала с пространственными характеристиками канала. Кроме того, известны пространственно-временные коды, при использовании которых не требуется оценивать матрицу канала.

Для сравнения с режимом MIMO приведем оценки максимальной спектральной эффективности сетей SIMO и MISO [16]. В первом случае:

$$C_{\delta} = \log_2 \left(1 + \frac{ME_{\delta}}{N_{0n}} \right), \quad (11)$$

во втором:

$$C_{\delta} = \log_2 \left(1 + \frac{NE_{\delta}}{N_{0n}} \right), \quad (12)$$

где M и N есть число антенных элементов на приемной и передающей стороне соответственно.

Из уравнений (13) и (14) следует, что сети с антенными матрицами типа $(1 \times M)$ и $(N \times 1)$ увеличивают производительность сети, но под знаком логарифма. В сравнении с этими уравнениями потенциальная производительность сетей MIMO значительно выше.

Известно [16], что если $M = N$, то предельная спектральная эффективность системы MIMO определяется уравнением:

$$C_{\delta} = M \log_2 \left(1 + \frac{E_{\delta}}{N_{0n}} \right). \quad (13)$$

Это означает, что производительность канала растет пропорционально числу антенн и производительность системы MIMO в M раз больше производительности системы SISO. Если $M \neq N$, то спектральная эффективность системы MIMO определяется уравнением (15), но под M понимается меньшее число антенн на передающей или приемной стороне.

Формулы (11) – (13) есть теоретический предел для спектральной эффективности при заданном отношении сигнал/шум и идеальном канале с физически реализуемым разнесением. Они не учитывают структуру порождающей матрицы сигналов \mathbf{s} , так как относятся только к свойствам канала. Однако в соответствии с уравнением (2) именно произведение матриц $\mathbf{H}\mathbf{s}$ определяет уровень приближения к теоретическому пределу. Рассмотрим этот вопрос подробнее применительно к системе MIMO.

Учет произведения $\mathbf{H}\mathbf{s}$ в оценке спектральной эффективности приводит к уравнению [15]:

$$C_{\delta} = \log_2 \det [\mathbf{1} + (E_{\delta}/NN_{0n}) \mathbf{H}\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}\mathbf{H}^*]. \quad (14)$$

Если допустить, что компоненты сигнального вектора \mathbf{s} некоррелированы между собой, что реально, то в уравнении (14) $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}} = \mathbf{1}$ и оценка C_{δ} сводится к корреляционным взаимосвязям между всеми элементами матрицы канала \mathbf{H} . Известны уравнения, описывающие связь

между матрицей канала и матрицей пространственной корреляции размерности $(MN \times NM)$. Однако при практическом взаимодействии между базовой и абонентской станциями необходимо передавать индикатор ранга, индикатор качества канала и индикатор прекодирующей матрицы, поэтому, чтобы избежать высокой размерности матрицы, используют приближенную модель коррелированного канала [11]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{0.5} \mathbf{H}_0 \mathbf{R}_t^{0.5}, \quad (15)$$

где \mathbf{H}_0 есть матрица некоррелированного канала,

\mathbf{R}_t – корреляционная матрица на передаче размерности $N \times N$,

\mathbf{R}_r – корреляционная матрица на приеме размерности $M \times M$.

Смысл представления матрицы канала в виде соотношения (15) заключается в выделении матрицы некоррелированного канала и сопоставлении с матрицей коррелированного канала на фоне корреляционных связей, оценка которых сделана ниже. Это соотношение позволяет получить предельную спектральную эффективность при идеальном (некоррелированном) канале и определить информационные потери из-за пространственной корреляции.

Подставляя соотношение (15) в уравнение (14) при допущении $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{1}$, получим:

$$C_s = \log_2 \det [\mathbf{1} + (E_s/NN_0) \mathbf{R}_r^{0.5} \mathbf{H}_0 \mathbf{R}_t \mathbf{H}_0^* (\mathbf{R}_r^{0.5})^*]. \quad (16)$$

Преобразуем уравнение (16), выделив из него некоррелированные каналы, а коррелированные составляющие представим в виде суммы составляющих к основному уравнению. В частном случае, когда $M = N$ и отношение сигнал/шум значительно больше единицы, уравнение (16) принимает вид:

$$C_s = \log_2 \det [\mathbf{1} + (E_s/NN_0) \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^*] + \log_2 \det \mathbf{R}_r + \log_2 \det \mathbf{R}_t. \quad (17)$$

Первый член в уравнении (17) определяет спектральную эффективность при идеальном канале. Два остальных члена являются отрицательными и определяют потери в спектральной эффективности за счет пространственной корреляции. Расчет коэффициентов корреляции по формулам (6), (7) и табл. 1 позволяют определить спектральную эффективность реального коррелированного канала связи.

Приведем пример, заимствованный из [15], о потерях спектральной эффективности в случае, если корреляционные матрицы в сети с двумя передающими и приемными антеннами равны:

$$\mathbf{R}_r = \mathbf{R}_t = \begin{pmatrix} 1 & \rho \\ \rho & 1 \end{pmatrix}, \text{ где } \rho \text{ – коэффициент корреляции.}$$

Таблица 2. Потери спектральной эффективности от уровня коэффициента корреляции

ρ	0	0.2	0.4	0.6	0.8	0.9	0.95
$\Delta C_s(\rho)$, бит/с, Гц	0	0.12	0.5	1.3	2.95	4.8	6.7

Расчетные данные, приведенные в табл. 2, показывают большую зависимость потерь спектральной эффективности $\Delta C_s(\rho)$ от уровня коэффициента корреляции. Она же подтверждает, что при $\rho > 0.4$ потери настолько высоки, что MIMO теряет преимущества, и при $\rho \approx 1$ канал MIMO превращается в SISO.

4. Заключение

В статье рассмотрены принципы пространственно-временного кодирования в сетях ММО. На основе анализа каналов связи получены расчетные формулы для оценки коэффициентов корреляции и спектральной эффективности коррелированного канала связи. Показана зависимость спектральной эффективности от взаимного расположения передающей и приемной антенн.

Литература

1. *Сукарев А. А., Фалько А. И.* Оптимальный прием дискретных сообщений. М.: Связь, 1978. 328 с.
2. *Foschini G. J.* Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment // Bell Laboratories Technical Journal. 1996. October. P. 41–59.
3. *Raleigh G. G., Jones V. K.* Multivariate modulation and coding for wireless communications // IEEE J. Selected Areas in Communication. 1999. Vol. 17, no. 5. P. 851–866.
4. *Winters J.* Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference // Special Issue on Mobile Radio Communications IEEE J. Selected Areas in Communications, IEEE Trans. On Vehicular Technology. 1984. P. 528–539.
5. *Alamouti S. M.* A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications // IEEE Journal on Selected Areas of. 1998. No. 8. P. 1451–1458.
6. *Vucetic B., Yuan J.* Space-Time Coding. USA, NJ: John Wiley & Sons, 2003. 301 p.
7. *Costa N., Haykin S.* Multiple-Input, Multiple-Output Channel Models. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2010. 225 p.
8. *Jankiraman M.* Space-Time Codes and MIMO systems. USA, MA: Artech House, 2004. 327 p.
9. *Gershman A., Sidiropulos N.* Space-Time Processing for MIMO Communications. USA, NJ: John Wiley & Sons, 2005. 357 p.
10. *Tsoulos G.* MIMO System Technology for Wireless Communications. USA, FL, Boca Raton: CRC Press, 2006. 378 p.
11. *Glisic S.* Advanced Wireless Communications. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2007. 865 p.
12. *Flaviis F., Jofre L., Romei J., Grau A.* Multiantenna Systems for MIMO Communications. USA: Morgan & Claupool, 2008. 250 p.
13. *Oesges C., Clerck B.* MIMO Wireless Communications, Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems. UK: Academic Press, 2013. 733 p.
14. *Крейнделин В. Б.* Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. – С.-Петербург: Линк. 2009. 276 с.
15. *Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б.* Технология ММО. Принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком. 2014. 244 с.
16. *Тихвинский В. О., Терентьев С. В., Высочин В. П.* Сети мобильной связи LTE/LTE Advanced. М.: Медиа Паблишер. 2014. 384 с.
17. *Ермолаев В. Т., Флакман А. Г.* Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи. Н. Новгород: Изд. ННГУ. 2006. 100 с.
18. *Скляр Б.* Цифровая связь. М.: Изд. Дом Вильямс. 2003. 1100 с.
19. *Левин Б. Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь. 1989. 656 с.
20. *Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С.* Системы цифровой радиосвязи. М.: Экотрендз. 2005. 392 с.
21. *Salz J., Winters J. H.* Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio // IEEE Trans. Veh. Technol. 1994. Vol. 43. P. 1049–1057.

22. Вишнеvский В. М. и др. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера. 2005. 592 с.
23. Biglieri E., Proakis J., Shamai S. Fading Channels: Information Theoretic and Communications Aspects // IEEE Trans. Information Theory. 1998, no. 6. P 2619–2692.

*Статья поступила в редакцию 14.09.2014
переработанный вариант – 25.04.2016*

Петров Виктор Петрович

д.т.н., профессор кафедры систем мобильной связи СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел: (383) 2698263, e-mail: petrov@sibsutis.ru.

Network performance while space – time coding

V.P. Petrov

In this paper, MIMO system performance is researched on the basis of multiple channel analysis under different relative location of the transmitting and receiving antenna arrays. Signal correlation coefficient in the antenna arrays elements are identified depending on the distance between elements relative to the wavelength.

Keywords: space-time coding, network performance, spectral efficiency, MIMO.