

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.391.4

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ВЗАИМНОСТИ КАНАЛА
БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ МІМО

© 2019 г. Г. В. Куликов^{1,*}, С. С. Тамбовский^{1,**}, Ю. И. Савватеев¹, Ю. А. Гребенко²

¹МИРЭА – Российский технологический университет,
Российская Федерация, 119454, Москва, просп. Вернадского, 78

²Национальный исследовательский университет “МЭИ”,
Российская Федерация, 111250, Москва, ул. Красноказарменная, 14

*E-mail: kulikov@mirea.ru

**E-mail: tambovskij.s.s@edu.mirea.ru

Поступила в редакцию 12.04.2018 г.

После доработки 01.06.2018 г.

Принята к публикации 11.06.2018 г.

Рассмотрен новый метод коррекции системы Massive MIMO для MRT прекодирования в нисходящем канале связи с целью восстановления свойства взаимности канала. Показано, что отсутствие взаимности канала между базовой станцией и пользовательским оборудованием является главным фактором, обуславливающим ухудшение характеристик системы. Также установлено, что коррекция необходима только для оборудования базовой станции в нисходящем канале. Приведена оценка качества работы алгоритма.

DOI: 10.1134/S003384941902013X

ВВЕДЕНИЕ

Благодаря использованию информации о состоянии канала беспроводной связи (Channel Quality Information – CQI), принимаемой базовой станцией (БС), и алгоритмам предварительного кодирования в системах MIMO (Multiple Input Multiple Output) можно улучшить работу алгоритмов пространственного мультиплексирования и формирования желаемой диаграммы направленности [1]. Отличие систем многопользовательского Massive MIMO от классического MIMO, заключается в количественном увеличении числа пользователей, приемопередатчиков и антенных элементов базовой станции [2–4].

В настоящее время системы беспроводной связи используют оценку нисходящего канала, пришедшую от пользовательского оборудования (ПО) в виде набора дискретных значений, которые известны и БС, и ПО. Каждое значение означает оценку соотношения сигнал-интерференция-шум (ОСИШ) канала связи между БС и одним модулем ПО (например, CQI 13 = 22.7 дБ, CQI 6 = 4.3 дБ) [5–8]. Поскольку количество оценок CQI пропорционально числу пользователей, использование данного подхода в Massive MIMO становится затруднительным [5]. С другой стороны, в системах с временным разделением каналов, CQI отклик от ПО можно полностью исключить, используя “принцип взаимности” беспроводного канала связи. Принцип заключается в

том, что в течение интервала когерентности, нисходящей и восходящей каналы связи, имеют одинаковую реализацию [9]. Таким образом, БС может оценить параметры канала с помощью опорных поднесущих, значения которых известны.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В реальных системах весь канал связи состоит не только из пространственной части (от антенны БС до антенны ПО), но также включает в себя радиочастотные (РЧ) тракты приемопередатчиков. Частотные характеристики РЧ-трактов зависят от температуры системы, мощности входных сигналов и других параметров [10, 11]. Поэтому, если для пространственной части канала принцип взаимности соблюдается, то с учетом характеристики РЧ-трактов каждого приемопередающего модуля системы MIMO принцип взаимности нарушается. Из этого можно сделать следующий вывод: что бы использовать оценку канала связи MIMO необходимо решить задачу компенсации линейных искажений, возникающих в РЧ-трактах [12].

2. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Из литературы известно несколько способов решения поставленной задачи. Первый способ заключается в компенсации искажений с использованием дополнительных направленных ответ-

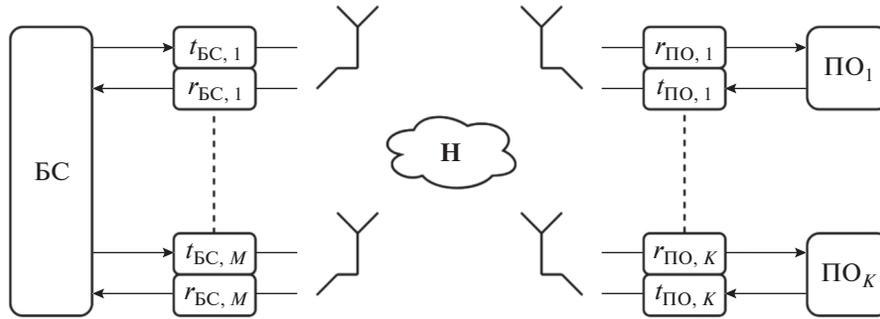


Рис. 1. Модель системы MIMO с БС и ПО.

вителей, подключенных перед антенными элементами БС [13, 14]. В некоторых случаях данная методика используется и для Massive MIMO [15, 16]. Второй способ основан на обмене коэффициентами между БС и ПО и использовании для анализа обобщенного метода наименьших квадратов [11], что неосуществимо вследствие большого объема возвращаемой информации. В данной работе рассмотрен способ компенсации линейных искажений трактов в системах Massive MIMO с использованием MRT (Maximum Ratio Transmission) предварительного кодирования [17]. В работе [18] авторами была предложена методика оценки канала беспроводной связи системы MIMO с учетом линейных искажений приемопередающих трактов, цикл работ [19, 20] посвящен обработке сигналов в системах MIMO и алгоритмам формирования диаграммы направленности.

Если две антенны расположены близко друг около друга, то часть энергии, предназначенная для одной из антенн, попадает в другую. Это электромагнитное взаимодействие антенн в антенной решетке называется межантенной связью [21]. Чем меньше расстояние между двумя антеннами, тем более сильным становится связь [22]. Используя данный эффект взаимодействия, можно провести оценку линейных искажений РЧ-трактов как приемников, так и передатчиков. При этом не требуется дополнительных трактов или взаимодействия с ПО.

Пусть имеется одна БС с M антеннами, которая обслуживает K ПО с одной антенной на каждом ПО. Предположим, что $M \gg K$ и учтем, что канал связи включает приемо-передающие РЧ-тракты антенны на обоих концах линии связи, как показано на рис. 1.

Произведение комплексных коэффициентов передачи РЧ-трактов БС и ПО может быть описано в матричной форме. Обозначим через $C_{BS,t}$ и $C_{BS,r}$ матрицы комплексных коэффициентов передачи РЧ-трактов БС по каналам передачи и приема, соответственно, а через $C_{PO,t}$ и $C_{PO,r}$ –

матрицы комплексных коэффициентов передачи РЧ-трактов ПО по каналам передачи и приема. Все эти матрицы – диагональные:

$$C_{BS,t} = \text{diag}(t_{BS,1}, \dots, t_{BS,M}), \quad (1)$$

$$C_{BS,r} = \text{diag}(r_{BS,1}, \dots, r_{BS,M}), \quad (2)$$

$$C_{PO,t} = \text{diag}(t_{PO,1}, \dots, t_{PO,K}), \quad (3)$$

$$C_{PO,r} = \text{diag}(r_{PO,1}, \dots, r_{PO,K}), \quad (4)$$

где элементы матриц являются комплексными коэффициентами РЧ-трактов, определяющими усиление и сдвиг фазы:

$$t_{BS,m} = |a_{BS,m}^t| \exp(j\varphi_{BS,m}^t), \quad (5)$$

$$r_{BS,m} = |a_{BS,m}^r| \exp(j\varphi_{BS,m}^r), \quad (6)$$

$$t_{PO,k} = |a_{PO,k}^t| \exp(j\varphi_{PO,k}^t), \quad (7)$$

$$r_{PO,k} = |a_{PO,k}^r| \exp(j\varphi_{PO,k}^r). \quad (8)$$

Амплитуды имеют нормальное распределение, а фазы равномерное распределение [23]. Учитывая вышеописанные коэффициенты, представим матрицы восходящего канала (ВК) G_{BK} и нисходящего канала (НК) G_{NK} следующим образом:

$$\begin{cases} G_{BK} = C_{BS,r} R_r H^T C_{BK,t} \\ G_{NK} = C_{PO,r} H R_t C_{BS,t} \end{cases}, \quad (9)$$

где H является матрицей беспроводного канала, размерности $K \times M$, R_r и R_t обозначают пространственные матрицы корреляции каналов передачи и приема, T – знак операции транспонирования. Для пользовательского оборудования пространственная корреляция не рассматривается, так как в каждом ПО имеется только одна антенна, а расстояние между двумя произвольными ПО достаточно велико.

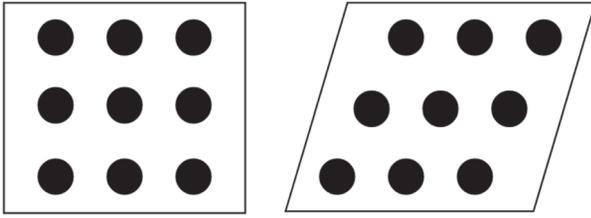


Рис. 2. Топологии антенных решеток системы ММО.

Известно, что пространственная корреляция удовлетворяют принципу взаимности, таким образом (9) можно упростить:

$$\begin{cases} \mathbf{G}_{\text{ВК}} = \mathbf{C}_{\text{БС},r} \mathbf{H}^T \mathbf{C}_{\text{ВК},t} \\ \mathbf{G}_{\text{НК}} = \mathbf{C}_{\text{ПО},r} \mathbf{H} \mathbf{C}_{\text{БС},t} \end{cases} \quad (10)$$

Из (10) можно видеть, что вследствие РЧ-рассогласования весь канал не является взаимным, т.е. матрица восходящего беспроводного канала не равна транспонированной матрице нисходящего беспроводного канала $\mathbf{G}_{\text{ВК}} \neq (\mathbf{G}_{\text{НК}})^T$.

Ухудшение характеристик системы вследствие рассогласования РЧ-трактов на БС и ПО описано во многих работах [15, 22, 23]. Для БС рассогласо-

$$\begin{cases} y = \beta_{\text{мин}} \mathbf{G}_{\text{НК}} \mathbf{G}_{\text{ВК}}^* + n = \beta_{\text{мин}} \mathbf{C}_{\text{ПО},r} \mathbf{H} \mathbf{C}_{\text{БС},t}^* \mathbf{H}^H \mathbf{C}_{\text{ПО},t}^* x + n, \\ \beta_{\text{мин}} = \sqrt{\frac{1}{\text{Tr}[(\mathbf{G}_{\text{НК}})^T (\mathbf{G}_{\text{НК}})^*]}}, \end{cases} \quad (11)$$

$$\mathbf{C}_{\text{БС},t} \mathbf{C}_{\text{кор}} \mathbf{C}_{\text{БС},r}^* = \alpha_{\text{кор}} \mathbf{I}_M, \quad (12)$$

где $\beta_{\text{мин}}$ – коэффициент масштабирования, предназначенный для удовлетворения ограничения мощности передатчика БС, n – комплексная величина аддитивного белого гауссовского шума (АГБШ), H – знак операции эрмитового сопряжения, $\mathbf{C}_{\text{кор}}$ – матрица коррекции, $\alpha_{\text{кор}}$ – коэффициент коррекции, \mathbf{I}_M – единичная квадратная матрица размерности M .

Топология антенной решетки БС с 256 элементами показана на рис. 2, антенны размещаются на гексагональной или прямоугольной сетке [24]. Предполагается, что все антенны являются дипольными с длиной 0.5λ , где λ – длина волны, диаметром $a = 0.005\lambda$, а импеданс нагрузки $Z_{\text{наг}} = 50\Omega$. Учитывая расстояние между любой парой соседних антенн $d = 0.5\lambda$, собственный импеданс каждой антенны равен $Z_{\text{имп}} = 73 + j42.5\Omega$, а взаимный импеданс пары соседних антенн $Z_{\text{пар}} = -21.27 - j31.19\Omega$ [21]. Эффект взаимной связи антенн зависит от величин $Z_{\text{имп}}$, $Z_{\text{пар}}$, и $Z_{\text{наг}}$

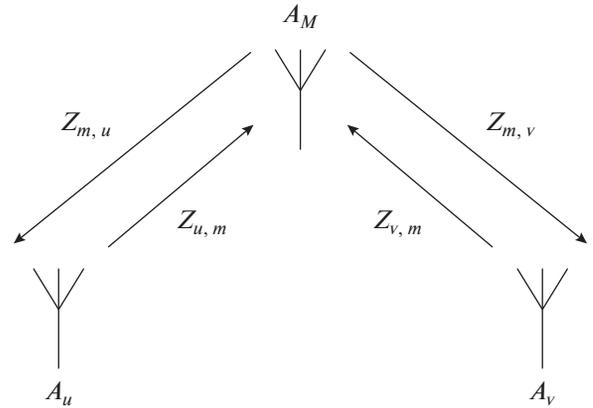


Рис. 3. Иллюстрация взаимосвязи антенн.

вание, как по амплитуде, так и по фазе приводит к деградации характеристик. Следовательно, компенсации характеристик РЧ-трактов необходима. Для дальнейшего анализа ошибка оценки (коэффициентов коррекции) игнорируется для информации о состоянии канала в восходящей линии связи. После предварительного кодирования с помощью алгоритма MRT сигналы нисходящей линии связи на стороне ПО можно записать в следующем общем виде:

[21, 22]. Влияние взаимосвязи трех антенн иллюстрируется на рис. 3. Параметрами $t_u, r_u, t_v, r_v, t_m, r_m$ обозначим три радиочастотных коэффициента усиления по каналам передачи и приема, относящимся к антеннам, изображенным на рисунке. $Z_{u,m}, Z_{m,u}, Z_{v,m}$ и $Z_{m,v}$ – комплексные коэффициенты межантенных связей. С учетом равного расстояния между антеннами, согласно [24] мы можем получить равенство $Z_{u,m} = Z_{m,u} = Z_{v,m} = Z_{m,v} = Z_C$.

Предполагая, что одна антенна передает, а остальные антенны принимают сигнал с единичной мощностью, принятые сигналы y можно записать в виде:

$$y_u, \text{ принятый антенной } A_u \text{ от антенны } A_m : \quad (13)$$

$$y_u = t_m Z_C r_u + n$$

$$y_v, \text{ принятый антенной } A_v \text{ от антенны } A_m : \quad (14)$$

$$y_v = t_m Z_C r_v + n$$

а сигналы от A_u и A_v , принятые на антенну A_m запишутся в виде:

$$y_{m,1} = t_u Z_C r_m + n, \quad (15)$$

$$y_{m,2} = t_v Z_C r_m + n. \quad (16)$$

Точное значение коэффициентов коррекции для линейных искажений РЧ-трактов для антенн A_u и A_v для MRT прекодирования может быть получено через сигналы, принятые на антенну A_m , расчетное выражение имеет вид:

$$\begin{cases} \alpha_{u,v} = \frac{(t_u Z_C r_m)(t_m Z_C r_u)^*}{(t_v Z_C r_m)(t_m Z_C r_v)^*} = \frac{t_u r_u^*}{t_v r_v^*} \\ \alpha_{u,v} = \frac{(t_v Z_C r_m)(t_m Z_C r_v)^*}{(t_u Z_C r_m)(t_m Z_C r_u)^*} = \frac{t_v r_v^*}{t_u r_u^*} \end{cases} \quad (17)$$

Если помимо A_m имеются другие антенны, расположенные рядом с антеннами A_u и A_v , то коэффициенты коррекции для антенн A_u и A_v могут быть усреднены для получения коэффициентов коррекции РЧ-трактов с большей точностью. Итерационный алгоритм получения коэффициентов коррекции РЧ-трактов для всех антенн (далее алгоритм) описан ниже.

Алгоритм использует явление взаимосвязи антенн для коэффициентов коррекции РЧ-трактов между соседними антеннами БС, что не исследовалось в работе [25]. При запуске алгоритма вычисляются только коэффициенты коррекции между соседними антеннами, так как взаимодействие между ними значительно сильнее, чем взаимодействие с удаленными антеннами [22]. Затем, после нескольких итераций, могут быть получены коэффициенты коррекции для произвольной и опорной антенн путем усреднения нескольких коэффициентов, полученных для нескольких различных путей передачи сигнала между текущей и опорной антенной. Согласно алгоритму, когда получены коэффициенты для двух произвольных антенн, итерационный процесс заканчивается.

Метод [25] является менее сложным, так как при этом проводятся прямые вычисления коэффициентов без итераций. Тем не менее, когда расстояние между текущей антенной и опорной антенной велико, эти коэффициенты могут быть малы вследствие слабой “межантенной” связи, что обуславливает некорректность процесса оценки, ухудшая характеристики системы. Таким образом, используя предложенный алгоритм, учитывающий взаимное влияние только соседних антенных элементов, БС может проводить коррекцию РЧ трактов без использования дополнительных аппаратных контуров и без задействования ПО, при этом преодолевается нестабиль-

ность метода [25] при умеренном усложнении процедуры.

Отметим, что помимо MRT прекодирования предлагаемый метод может быть также использован для прекодирования методом форсирования нуля (ФН) [25]. Согласно [25, 26], когда БС использует ФН-прекодирование, предполагается, что матрица $C_{\text{кор}}$ удовлетворяет соотношению (12).

Антенны A_u и A_v передают и принимают сигналы, которые описываются аналогично выражениям (13) и (14). В отличие от выражений (17), точные коэффициенты коррекции для антенн A_u и A_v для ФН-прекодирования могут быть получены в следующем виде:

$$\begin{cases} \alpha_{u,v} = \frac{t_u Z_C r_v}{t_v Z_C r_u} = \frac{r_v/t_v}{r_u/t_u} \\ \alpha_{v,u} = \frac{t_v Z_C r_u}{t_u Z_C r_v} = \frac{r_u/t_u}{r_v/t_v} \end{cases} \quad (18)$$

Ниже приводится формализованная процедура описанного выше алгоритма.

Пусть A_0 – начальное приближение матрицы коэффициентов коррекции, в которой все диагональные элементы равны 1

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_{1,2}^{(0)} & \dots & \dots & \dots & a_{1,M}^{(0)} \\ \alpha_{2,1}^{(0)} & 1 & \dots & \dots & \dots & a_{2,M}^{(0)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{f,1}^{(0)} & \alpha_{f,2}^{(0)} & \dots & 1 & \dots & a_{f,M}^{(0)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{M,1}^{(0)} & a_{M,2}^{(0)} & \dots & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Нижний индекс коэффициента обозначает последовательный номер антенны. На первом месте стоит номер ряда, в котором располагается антенна в антенной решетке, показанной на рис. 2. Условимся, что, если берется пара антенн, расположенных через одну, коэффициент коррекции РЧ-трактов оказывается равным 0, это связано с ослаблением межантенной связи.

На i -ой итерации алгоритма выбирается антенна под индексом f в качестве опорной, для i -ой итерации, проводимой для матрицы A_{i-1} , элементы матрицы A_i могут быть получены в виде:

$$a_{u,v}^{(i)} = \frac{1}{\eta_{u,v}^{(i)}} \sum_{m=1}^M a_{u,m}^{(i-1)} a_{m,v}^{(i-1)} = \frac{1}{\eta_{u,v}^{(i)}} \sum_{m=1}^M \xi_{u,v,m}^{(i)}, \quad (20)$$

где $\eta_{u,v}^{(i)}$ – количество ненулевых элементов в $\xi_{u,v,m}^{(i)} = [\xi_{u,v,1}^{(i)}, \dots, \xi_{u,v,m}^{(i)}, \dots, \xi_{u,v,M}^{(i)}]$, где $\xi_{u,v,M}^{(i)} = a_{u,m}^{(i-1)} a_{m,v}^{(i-1)}$. Если все элементы A_i не нулевые, итерации за-

канчиваются. Это означает, что коэффициенты коррекции для двух антенн получены.

Завершение процедуры: для создания матрицы коррекции необходимо выбрать одну строку

$$\mathbf{C}_{\text{кор}} = \text{diag}(\alpha_{f,1}, \alpha_{f,2}, \dots, \alpha_{f,M}), \quad (21)$$

затем, согласно (21), взяв в качестве начального приближения коэффициенты для соседних антенн, проводится итерационное вычисление конечных коэффициентов коррекции для прекодирования MRT.

Стоит отметить, что коэффициенты коррекции для прекодирования MRT не могут быть прямо использованы для ФН-прекодирования.

В представленных выше рассуждениях описывается метод коррекции характеристик РЧ-трактов для MRT прекодирования. Однако, в реальных системах присутствует тепловой шум, который оказывает отрицательное воздействие на характеристики системы. Предполагается, что величины АГБШ являются комплексными случайными гауссовскими величинами с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma^2 = 1/\rho_{\text{кор}}$, где $\rho_{\text{кор}}$ – отношение сигнал/шум (ОСШ) калибровки. Тогда коэффициент коррекции определится выражением:

$$\hat{\alpha}_{u,v} = \frac{(t_u Z_C r_m + n_1)(t_m Z_C r_u + n_2)^*}{(t_v Z_C r_m + n_3)(t_m Z_C r_v + n_4)^*} = \alpha_{u,v} \varepsilon_{u,v}, \quad (22)$$

где

$$\varepsilon_{u,v} = \frac{1 + \frac{1}{t_m^* r_u^* Z_C^*} n_3^* + \frac{1}{t_u r_m Z_C} n_1 + \frac{1}{t_u r_u^* t_m^* r_m |Z_C|^2} n_1 n_3^*}{1 + \frac{1}{t_m^* r_v^* Z_C^*} n_4^* + \frac{1}{t_v r_m Z_C} n_2 + \frac{1}{t_v r_v^* t_m^* r_m |Z_C|^2} n_2 n_4^*} \quad (23)$$

ошибка коррекции в случае, когда вычисление коэффициента производится через соседнюю антенну. Если ОСШ калибровки велико, то ошибка коррекции может быть численно приближена согласно выражению:

$$\varepsilon_{u,v} \approx \frac{1 + \frac{1}{t_m^* r_u^* Z_C^*} n_3^* + \frac{1}{t_u r_m Z_C} n_1}{1 + \frac{1}{t_m^* r_v^* Z_C^*} n_4^* + \frac{1}{t_v r_m Z_C} n_2} = \frac{1 + n_{\varepsilon,1}}{1 + n_{\varepsilon,2}}, \quad (24)$$

$$\sigma_{\varepsilon,1}^2 = \left(\frac{1}{|t_m|^2 |r_u|^2} + \frac{1}{|t_u|^2 |r_m|^2} \right) \frac{1}{|Z_C|^2} \sigma_c^2, \quad (25)$$

$$\sigma_{\varepsilon,2}^2 = \left(\frac{1}{|t_m|^2 |r_v|^2} + \frac{1}{|t_v|^2 |r_m|^2} \right) \frac{1}{|Z_C|^2} \sigma_c^2,$$

где $n_{\varepsilon,1}$ и $n_{\varepsilon,2}$ – комплексные случайные величины со средними значениями $\mu_{\varepsilon,1} = \mu_{\varepsilon,2} = 0$ и дисперсиями (25).

Согласно приведенному алгоритму, коэффициенты коррекции для двух РЧ-трактов (антенн), не являющихся соседними, вычисляются посредством перемножения коэффициентов для других РЧ-трактов (антенн). Например, ошибка коррекции между антеннами A_u и A_v , записывается так:

$$\varepsilon_{u,v}^{(i)} = \frac{1}{\eta_{u,v}^{(i)}} \sum_{m=1}^M \varepsilon_{u,m}^{(i-1)} \varepsilon_{m,v}^{(i-1)}. \quad (26)$$

Таким образом, ошибка является производной нескольких переменных ошибок коррекции, и распределение ошибки коррекции не изменяется

при итерациях. После коррекции, матрица будет описываться выражением:

$$\mathbf{C}_{\text{кор}} = \text{diag}(\hat{\alpha}_{f,1}, \hat{\alpha}_{f,2}, \dots, \hat{\alpha}_{f,M}), \quad (27)$$

$$\hat{\alpha}_{f,m} = \alpha_{f,m} \varepsilon_{f,m}^{(N)}, \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (28)$$

$\varepsilon_{f,m}^{(N)}$ – ошибка коррекции, а N – количество итераций, f – номер антенны. На последнем шаге итераций ошибка усредняется по M переменным ошибкам коррекции:

$$\varepsilon_{f,m}^{(N)} = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \varepsilon_{f,p}^{(N-1)} \varepsilon_{f,m}^{(N-1)} = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \varepsilon_{f,m,p}^{(N-1)}. \quad (29)$$

После множества операций умножения, сложения и усреднения, значение $\varepsilon_{f,m,p}^{(N-1)}$ будет статистически независимо от f и m . Поэтому выражение можно записать в виде:

$$\varepsilon_m = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \varepsilon_p^{(N-1)}. \quad (30)$$

В итоге суммарный принятый сигнал на пользовательском оборудовании с учетом ошибки коррекции будет равен

$$y = \alpha_{\text{кор}} \beta_{\text{кор}} \mathbf{C}_{\text{ПО},r} \mathbf{H}^H \mathbf{C}_{\text{ПО},r}^* x + n, \quad (31)$$

где

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_M),$$

$$\beta_{\text{кор}} = \sqrt{\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{G}_{BK}^T \hat{\mathbf{C}}_{\text{кор}}^* \hat{\mathbf{C}}_{\text{кор}} \mathbf{G}_{BK}^*)}}.$$

Сигнал, полученный на k -ом пользовательском оборудовании ПО, будет описываться выражением:

$$y_k = \alpha_{\text{кор}} \beta_{\text{кор}} r_{\text{ПО},k} h_k \Lambda h_k^H t_{\text{ПО},k} x_k + \alpha_{\text{кор}} \beta_{\text{кор}} r_{\text{ПО},k} \sum_{i=1, i \neq k}^K h_k \Lambda h_i^H t_{\text{ПО},i} x_i. \quad (32)$$

Величина ОСИШ k -го ПО при наличии ошибки коррекции [27] равна:

$$\gamma_k^{\text{кор}} = \frac{|\alpha_{\text{кор}}|^2 M p \frac{|r_{\text{ПО},k}|^2}{\sum_{i=1}^K |t_{\text{ПО},i}|^2} |t_{\text{ПО},k}|^2 \frac{E \|\varepsilon_m\|^2}{E [\|\varepsilon_m\|^2]} \exp(-2\delta_{\text{БС},t}^2)}{|\alpha_{\text{кор}}|^2 M p \frac{|r_{\text{ПО},k}|^2}{\sum_{i=1}^K |t_{\text{ПО},i}|^2} \sum_{i=1, i \neq k}^K |t_{\text{ПО},i}|^2 \exp(-2\delta_{\text{БС},t}^2 + 1)}, \quad (33)$$

а при больших значениях ОСИШ:

$$\gamma_k^{\text{кор}} = M \frac{|t_{\text{ПО},i}|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |t_{\text{ПО},i}|^2} \omega. \quad (34)$$

Коэффициент ω описывается выражением:

$$\omega = \left[1 + \frac{\exp\left(2\tau f \frac{\exp(\delta_{\text{БС},t}^2 + \delta_{\text{БС},r}^2)}{|Z_C|^2 \rho_{\text{кор}}}\right) - 1}{M} \right]^{-1}. \quad (35)$$

$0 < \omega < 1$.

Из выражения (35) можно видеть, что значение ω связано с дисперсией амплитуды РЧ-рассогласования в БС, ОСШ при калибровке и коэффициентом взаимосвязи антенн. Если амплитудное рассогласование полностью устранено, но присутствует только фазовое рассогласование, то выражение (36) примет вид

$$\omega = \left[1 + \frac{\exp\left(2\tau f \frac{1}{|Z_C|^2 \rho_{\text{кор}}}\right) - 1}{M} \right]^{-1}. \quad (36)$$

Следовательно, все еще имеется ухудшение характеристики системы вследствие остаточной ошибки коррекции, вызванной фазовым рассогласованием. В случае, когда при компенсации искажений РЧ-трактов отсутствуют шумы, получим:

$$\lim_{\rho_{\text{кор}} \rightarrow \infty} \omega = 1. \quad (37)$$

Это означает, что при увеличении количества измерений ошибка становится малой величиной и не оказывает влияния на характеристики системы.

Нижнюю границу эргодической суммарной скорости передачи с ошибкой коррекции РЧ-трактов можно записать следующим образом [24]:

$$R_{\text{НГ}}^{\text{кор}} = R_{\text{НГ}}^{\text{ид}} - \Delta R_{\text{ПО}}^{\text{ош}} - \Delta R_{\text{НГ}}^{\text{ош-кор}}, \quad (38)$$

$$\Delta R_{\text{НГ}}^{\text{ош-кор}} = R_{\text{НГ}}^{\text{ид-кор}} - R_{\text{НГ}}^{\text{кор}} = K \lg \left[1 + \frac{\exp\left(2\tau f \frac{\exp(2\delta_{\text{БС},t}^2 + 2\delta_{\text{БС},r}^2)}{|Z_C|^2 \rho_{\text{кор}}}\right) - 1}{M} \right], \quad (39)$$

где $R_{\text{НГ}}^{\text{кор}}$ – нижняя граница эргодической суммарной емкости канала при наличии ошибок в калибровке, $R_{\text{НГ}}^{\text{ид}}$ – нижняя граница эргодической суммарной емкости канала при идеальной калибровке, $\Delta R_{\text{ПО}}^{\text{ош}}$ – декремент эргодической суммарной емкости, возникающий из-за неточностей ПО, $\Delta R_{\text{НГ}}^{\text{ош-кор}}$ – нижняя граница эргодической суммарной емкости канала при наличии шума. Можно заметить, что ухудшение характеристик, вызванное ошибкой коррекции, обратно пропорционально ОСШ при проведении измерений и увеличивается при росте дисперсии амплитуды рассогласования РЧ-трактов в БС. Из (38) и (39) получаем

$$R_{\text{НГ}}^{\text{ид-кор}} = R_{\text{НГ}}^{\text{ид}} - \Delta R_{\text{ПО}}^{\text{ош}}. \quad (40)$$

Таким образом, РЧ-рассогласование может быть полностью устранено и может быть получен результат, близкий к идеальной коррекции.

В качестве примера, на рис. 4, приведены характеристики эргодической пропускной способности V в канале для одного пользователя из 64. Рассматриваемый сценарий: система ММО 64 × 64 (64 РЧ-тракта и антенны на стороне БС, 64 пользователя ПО с одним РЧ-трактом каждый), используемый сигнальный формат – квадратурно-амплитудная модуляция с позиционностью 64 (QAM-64)

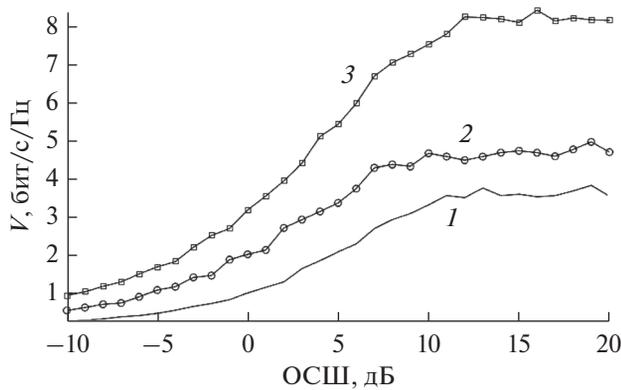


Рис. 4. Сравнение изменения эргодической пропускной способности V для разных состояний системы MIMO. Кривая 1 — без коррекции, кривая 2 — с коррекцией амплитуды и фазы, кривая 3 — с коррекцией амплитуды.

и режимом ортогонального частотного разделения каналов OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) и MRT прекодированием. При этом каждому пользователю выделяется один пространственный сигнальный поток. Приведены три случая: отсутствие коррекции по предложенной методике, коррекция только амплитудной составляющей и коррекция амплитудной и фазовой составляющих. Численный эксперимент проводился в среде математического моделирования Octave. Число реализаций эксперимента было взято равным 10^6 . Сигнал OFDM был сформирован с использованием 4096 поднесущих. Искажения в РЧ-трактах были промоделированы согласно описанию, приведенному в данной статье. Остаточные искажения в РЧ-трактах, после компенсации искажений, достигали 1 дБ и 5 град при ОСИШ = 0 дБ.

ВЫВОДЫ

Рассмотрен новый метод коррекции характеристик РЧ-трактов системы MIMO, использующий взаимодействие между соседними антеннами для MRT прекодирования в нисходящем канале связи в системах Massive MIMO. Поскольку, вследствие наличия рассогласования усиления и фаз в РЧ-трактах приемно-передатчиков, для всего канала связи фактически становится неприменим принцип взаимности, оценка восходящего канала не может быть использована для прекодирования нисходящего. Показано увеличение пропускной способности в два раза при наличии коррекции РЧ-трактов БС. Стоит отметить, что рассогласование РЧ-трактов БС является одним из основных факторов, обуславливающим ухудше-

ние характеристик системы. Поэтому очень важно проводить коррекцию трактов в БС, при этом в коррекции ПО необходимости нет. При использовании предложенного метода, БС может проводить эффективную коррекцию трактов без применения дополнительных аппаратных контуров и взаимодействия пользовательского оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zheng L., Tse D.N.C. // IEEE Trans. 2003. V. IT-49. № 5. P. 1073.
2. Marzetta T.L. // IEEE Trans. 2010. V. WC-9. № 11. P. 3590.
3. Rusek F., Persson D., Lau B.K. et al. // IEEE Signal Processing Magaz. 2013. V. 30. № 1. P. 40.
4. Ma Z., Zhang Z., Ding Z. et al. // Science China. Information Sciences. 2015. V. 58. № 4. P. 1.
5. Erik L., Edfors O., Tufvesson F., Marzetta T.L. // IEEE Commun. Magaz. // 2014. V. 52. № 2. P. 186.
6. Zhu H. // IEEE J.on Selected Areas in Communications. 2011. V. 29. № 6. P. 1151.
7. Zhu H., Wang J. // IEEE Trans. 2009. V. COM-57. № 9. P. 2734.
8. Zhu H., Wang J. // IEEE Trans. 2012. V. COM-60. № 2. P. 499.
9. Smith G.S. // IEEE Trans. 2004. V. AP-52. № 6. P. 1568.
10. Bourdoux A., Come B., Khaled N. // Proc. of Radio and Wireless Conf., 2003. (RAWCON'03). Boston. 13 Aug. N.Y.: IEEE, 2003. P. 183.
11. Kaltenberger F., Jiang H., Guillaud M., Knopp R. // Proc. 2010 Future Network and Mobile Summit. Florence. 16–18 June. N.Y.: IEEE, 2010. P. 1.
12. Su L., Yang C., Wang G., Lei M. // IEEE Trans. 2014. V. COM-62. № 5. P. 1541.
13. Nishimori K., Cho K., Takatori Y., Hori T. // IEEE Trans. 2001. V. VT-50. № 6. P. 1636.
14. Liu J., Vandersteen G., Craninckx J. et al. // Proc. IEEE Radio and Wireless Symp. San Diego 17–19 Jan. N.Y.: IEEE, 2006. P. 219.
15. Nishimori K., Hiraguri T., Ogawa T., Yamada H. // Proc. 2014. Int. Symp. of Antennas and Propagation. Kaohsiang. 2–5 Dec. N.Y.: IEEE, 2014. P. 395.
16. Nishimori K., Hiraguri T., Ogawa T., Yamada H. // Proc. 2014 IEEE Int. Workshop on Electromagnetics (iWEM). Sapporo. 4–6 Aug. N.Y.: IEEE, 2014. P. 117.
17. Lo T.K.Y. // IEEE Trans. 1999. V. COM-47. № 10. P. 1458.
18. Тамбовский С.С. // ibid. С. 298.
19. Тамбовский С.С. // Тр. 19-й Междунар. конф. “Цифровая обработка сигналов и ее применение — DSPA-2017”, Москва. 29–31 марта. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2017. Т. 2. С. 90.
20. Тамбовский С.С. // Тр. VIII Науч.-техн. конф. молодых ученых и специалистов “Научные чтения к 70-летию со дня основания ПАО “НПО “Алмаз”.

- Москва. 26 окт. 2017. М.: “НПО “Алмаз”, 2017. С. 16.
21. *Balanis C.A.* // Antenna Theory: Analysis and Design. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
22. *Singh H., Sneha H.L., Jha R.M.* // Int. J. Antennas and Propagation. 2013. V. 2013. P. 348123.
23. *Geng J., Pan C., Huang F. et al.* // 2011 IEEE 74th Vehicular Technology Conf. (VTC2011-Fall). San Francisco 5–8 Sep. N.Y.: IEEE, 2011. P. 6092882.
24. *Aumann H.M., Fenn A.J., Willwerth F.G.* // IEEE Trans. 1989. V. AP-37. № 7. P. 844.
25. *Shepard H., Yu N., Anand E., Li et al.* // Proc. 18th Annual Int. Conf. on Mobile Computing and Networking. Istanbul. 22–26 Aug. 2012. N.Y.: Assoc. Computing Machinery, 2012. P. 53.
26. *Rogalin R., Bursalioglu O.Y., Papadopoulos H.C. et al.* // Proc. 2013 Information Theory and Applications Workshop (ITA). San Diego. 10–15 Feb. N.Y.: IEEE, 2013. P. 304.
27. *Huang F., Wang Y., Geng J., Yang D.* // IET Commun. 2012. V. 6. № 3. P. 289.