

УДК 621.396.2

ДВУХЭЛЕМЕНТНОЕ ЛИНЕЙНОЕ ПРЕКОДИРОВАНИЕ ДЛЯ СИСТЕМЫ MIMO С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

Крейнделин В.Б., д.т.н., профессор Московского технического университета связи и информатики, e-mail: vitkrend@gmail.com;

Старовойтов М.Ю., менеджер по технологиям ООО «Нокиа Нетворкс», e-mail: mikhail.starovoytov@nokia.com.

A TWO-ELEMENT LINEAR PRECODING FOR THE MIMO SYSTEM WITH SPATIAL MULTIPLEXING

Kreyndelin V.B., Starovoytov M.U.

For the «Centralized RAN» radioaccess network, organized as synchronized base stations aggregated around the central location, where the capacity to make centralized calculations is provided and a Central Database (CDB) is placed, for the Single User Multiple Input Multiple Output Spatial Multiplexing (SUMIMOSM), for radio interface based on Time Division Duplex (TDD), a simple unitary linear precoding formed as a product of two matrix elements is proposed. The first matrix element is derived from the Singular Value Decomposition (SVD) of the channel matrix; it accounts for the individuality of the ongoing data session, and serves the «key», opening the way to work directly on the channel matrix spectrum for the second element. These condprecoding matrix elements use dinaready form, it is given on request from the CDB, where it is kept as a result of the preliminary processing done offline on the basis of the statistics of (all) the previous data sessions with the same antenna group, in the same location on the map, and with the same type of user equipment. The method requires a low real-time calculational effort. The gain in error rate performance from the proposed method compared to the ones based on 3GPP-standard codebooks - is $(0.5 \div 2)$ dB. In TDD systems the method works with similar efficiency in up-link and in downlink, and the second precoding matrix element for both lines is identical.

Key words: MIMO, spatial multiplexing, SVD, unitary precoding, TDD.

Ключевые слова: MIMO, пространственное мультиплексирование, унитарное прекодирование, TDD.

Введение

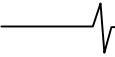
Определение: «вектором колокации» назовем вектор из трех элементов: переведенные в номерной формат координаты на местности мобильного терминала; номер типа мобильного терминала; номер используемого поддиапазона частот. Поддиапазон частот – набор рядом расположенных узкополосных частотных номиналов, характеристики замираний для которых близки. Везде далее будем считать, что вектор колокации для каждого активного мобильного сеанса связи в каждый момент достоверно известен на передающей стороне.

Определение: «антенной группой» назовем совокупность антенн в системе базовых станций с конкретными номерами, для определенности – в порядке убывания номеров, с которыми терминал взаимодействует в рабочем сеансе связи. Далее будем считать, что выбор антенной группы для текущего сеанса связи SUMIMOSM сделан.

Предполагаемая целевая архитектура: Сеть радиодоступа состоит из базовых станций и мобильных терминалов. Все базовые станции синхронизированы и соединены по топологии «звезда» с единым центром, который, в свою очередь, соединен со всеми необходимыми по стандарту 3GPP логическими узлами и пакетным ядром,

Для архитектуры сети радиодоступа с синхронизированными базовыми станциями и централизованными вычислениями на стороне сети «Centralized RAN», для режима однопользовательского MIMO с пространственным мультиплексированием (: Single User Multiple Input Multiple Output Spatial Multiplexing, SUMIMOSM) для TDD (Time Division Duplex, TDD), предлагается простое унитарное линейное прекодирование, состоящее из двух элементов. Первый матричный элемент основан на SVD-разложении (Singular Value Decomposition, SVD) матрицы канала; он учитывает индивидуальность текущего сеанса связи и служит «ключом», открывающим второму элементу путь непосредственного воздействия на спектр матрицы канала. Второй матричный элемент применяется в готовом виде, он выдается по запросу из центральной базы данных (ЦБД) и является результатом предварительных компьютерных расчетов на основе статистики по (всем) предыдущим сеансам связи с той же антенной группой, в той же точке на местности и с тем же типом терминала. Метод отличается малым числом операций, выполняемых в реальном времени. Выигрыш в помехоустойчивости от применения нового метода по сравнению со стандартными методами прекодирования 3GPP по кодовой книге составляет $(0.5 \div 2)$ Дб. В режиме TDD метод с одинаковой эффективностью действует на линии «вниз» и на линии «вверх», притом второй матричный элемент для линии «вверх» и линии «вниз» идентичен.*

все транспортные потоки на линии «вверх» и линии «вниз» проходят через единый центр, вычисления в реальном времени для всех базовых станций делаются в едином центре, при необходимости в начале и во время сеанса связи базовые станции имеют мгновенный доступ к ЦБД по не блокирующим каналам транспорта, а терминалы имеют мгновенный доступ к базовым станциям по ра-



диокааналу. Такая архитектура известна как «CentralizedRAN» [1].

Для оценки вычислительной сложности и ширины полосы обратного канала в архитектуре «CentralizedRAN» в предлагаемом подходе будем учитывать только те операции, в которых ресурсы задействуются непосредственно во время сеанса связи. Если вычисления проводятся вне сеанса связи, то будем считать их вычислительную сложность нулевой.

Модель канала, демодуляция, задача поиска оптимального прекодирования

Обозначим готическим шрифтом \mathcal{H}^{zero} , \mathcal{H}^{medium} , \mathcal{H}^{high} – три разных бесконечных множества реализаций матриц канала H . Согласно модели 3GPP [2], возможные реализации H : \mathcal{H}^{zero} – в предположении пространственно некоррелированных замираний сигналов в антеннах, \mathcal{H}^{medium} – в предположении средней степени пространственной корреляции замираний сигналов в антеннах, \mathcal{H}^{high} – в предположении высокой степени пространственной корреляции замираний в антеннах.

Имеет место следующая известная модель принимаемого сигнала [3, 15, 16] (по умолчанию для линии «вниз»):

$$y = HFx + n, \quad (1)$$

где H – известная комплексная матрица канала размерности $N \times M$, N и M – число приемных и передающих антенн, F – матрица прекодирования размерности $M \times M$; x – вектор-столбец символов в пространстве C^M , компоненты которого могут принимать дискретные значения из набора x в соответствии с используемым в системе методом модуляции ($QPSK$, $16QAM$, $64QAM$);

n – гауссовский вектор-столбец в пространстве C^N с независимыми компонентами, с нулевым средним и корреляционной матрицей $P_{шум} \cdot I_N$; y – наблюдаемый вектор-столбец в пространстве C^N .

Как наиболее интересный, с точки зрения достижения максимальной пропускной способности, рассмотрим случай $M=N$, далее в обозначениях будем писать просто $MIMO M \times M$.

Нормировочные ограничения в модели (1) которые мы будем предполагать выполненными:

1. Средняя по эргодическому ансамблю x мощность любой компоненты $P_{символ} = \mathcal{E}_x(Tr(xx^H)) / M$: равна 2 для $QPSK$, 10 для $16QAM$, 42 для $64QAM$. Здесь $\mathcal{E}_x(\cdot)$ обозначает операцию вычисления математического ожидания по всему ансамблю разрешенных значений x , через $Tr(\cdot)$ обозначен след матрицы, через $(\cdot)^H$ – операция эрмитова сопряжения;

2. Матрицы H , принадлежащие множеству \mathcal{H} , в среднем по множеству имеют норму по Фробениусу: $\mathcal{E}_{\mathcal{H}}(norm_{Fr}(HH^H)) = M^2$.

Искомые матрицы прекодирования F не нарушают ограничения на среднюю передаваемую мощность: $\mathcal{E}_{\mathcal{H}}(Tr(Fx(Fx)^H)) = P_{символ} * M$. Здесь $\mathcal{E}_{\mathcal{H}}(\cdot)$ обозначает

операцию вычисления математического ожидания по всему ансамблю матриц канала \mathcal{H} .

В данной работе под термином «Отношение Сигнал/Шум» (SNR) будем понимать следующее: $SNR = P_{символ} / P_{шум}$; под термином уровень символьных ошибок (SER): $SER =$ количество ошибочно принятых символов/количество переданных символов.

Свойство взаимности канала на линии «вниз» и линии «вверх» в системах TDD [4]: если на линии «вниз» матрица канала равна H , то на линии «вверх» она равна H^H .

Отсюда следует, что формула (1) может быть записана в двух вариантах – для линии «вниз»: $y = HF_{вниз}x + n_{вниз}$, и для линии «вверх»: $y = H^H F_{вверх}x + n_{вверх}$. Далее мы будем по умолчанию писать формулы для линии «вниз», но подразумевать, что для линии «вверх» можно написать идентичные с точностью до обозначений выражения и вывести идентичные по форме результаты.

Задача демодуляции состоит в нахождении оценки вектора x по известному y при известных H, F и известной статистике вектора шума n .

В нашей статье будем использовать наилучшую по характеристикам помехоустойчивости [5] демодуляцию по критерию максимального правдоподобия ML ; на практике для умеренных значений M она реализуется через использование известных сферических демодуляторов (например, одной из модификаций на основе « K -best», [6]).

Сформулируем предположения, которые будем считать выполненными в дальнейшем изложении.

П-1: Матрица канала H , измеренная на стороне приемника, в каждый момент времени точно известна на стороне передатчика. Учитывая свойство взаимности канала на линии «вниз» и линии «вверх» в системах TDD , видим, что для выполнения П-1 не нужно использование канала сигнализации от приемника к передатчику для передачи сведений об H .

П-2: Прекодирование F , применяемое на стороне передатчика, известно на стороне приемника.

П-3: Мобильный терминал и базовая станция способны в реальном времени выполнять сингулярное разложение (Singular value decomposition, SVD , или SVD -разложение матрицы канала [14]:

$$SVD(H) = U\sqrt{\Lambda}V^H \quad (2)$$

где U и V – унитарные комплексные матрицы размерности $M \times M$, $\sqrt{\Lambda}$ – действительная неотрицательная диагональная матрица размерности $M \times M$ с собственными значениями матрицы H на диагонали в порядке убывания.

Рассмотрим поиск оптимального линейного прекодирования F для задачи (1) для данного SNR , дающего наилучший эффект в среднем для целого класса матриц канала H в предположениях П-1 и П-2 (плюс для методов с применением SVD – еще П-3):

$$F_{opt}(SNR, \mathcal{H}) = \underset{F}{\operatorname{argmin}}(\mathcal{E}_{\mathcal{H}}((SER(SNR, H, F)))) \quad (3)$$

при ограничении: $Tr(FF^H) = M$.

Здесь argmin_F обозначает операцию вычисления матрицы F , соответствующей минимальному значению аргумента.

Рассмотрим методы, основанные на линейных подходах, где матрица прекодирования для модели (1) ищется в наиболее общем виде:

$$F = QR, \quad (4)$$

где $Q, R \in U(M)$, где $U(M)$ – унитарная группа в пространстве C^M [7]; Φ – диагональная действительная неотрицательная матрица, $\operatorname{Tr}(\Phi\Phi^H) = M$.

Известные подходы к поиску оптимального линейного прекодирования

Сосредоточимся на наиболее вычислительно эффективных методах поиска F ; в этой связи откажемся от рассмотрения нелинейных методов организации прекодирования из-за их относительно высокой вычислительной сложности.

Для модели сигнала (1), при полном знании матрицы канала, измеренной приемником, на стороне передатчика, необходимо найти наилучшую матрицу прекодирования F в виде (4) по ряду критериев и с рядом ограничений (в частности, с ограничением на среднюю мощность на передаче).

Для случая использования на приеме теоретически наилучшей нелинейной демодуляции ML теория вычисления оптимального прекодирования в виде (4) $F = QR$ не развита. К сожалению, не существует четкой классификации методов оптимизации в применении к решению задачи для $SU MIMO SM$, и тем более для случая демодуляции ML . Можно отметить, что типичным для таких методов (см. например [9, 10]) является построение итерационного процесса, где каждая итерация дает вклад в суммарную вычислительную сложность. Отметим на ограничение применимости итерационных методов в системах реального времени: итерационное построение процесса не позволяет распараллеливать вычисления. Ограничим круг рассмотрения известными решениями, получаемыми лишь ценой малой вычислительной сложности и без итераций.

Для линейной демодуляции по минимуму среднеквадратического отклонения ($MMSE$), из методов поиска F в непрерывной области значений, по критерию максимума взаимной информации (по Шэннону), получается оптимальная матрица прекодирования [6]:

$$F = V\Phi R, \quad (5)$$

где $Q = V$, и V взята из разложения(2); R – произвольная унитарная матрица, а для выбора элементов диагональной матрицы Φ (то есть матрицы распределения мощности между передающими антеннами) требуются дополнительные предположения. Вычисления на обеих сторонах линии связи сводятся к SVD – разложению матрицы канала (2), плюс к некоторому объему операций для нахождения Φ . В работе [8] показаны шесть дополнительных предположений, применение которых ведет или к матрице Φ , полученной по алгоритму «наполнения водой» (waterfilling), или к матрице с рав-

ным назначением мощностей $\Phi = I_M$, или к прочим. В данной работе нас будет интересовать случай $\Phi = I_M$ – равной мощности передачи на всех антеннах, как наиболее удобный для реализации на практике; в этом случае матрица F получается унитарной в самом общем виде.

Из методов поиска F в дискретной области, то есть по кодовой книге, выделим наиболее распространенный на практике и удобный в применении метод построения фиксированной кодовой книги \mathcal{F}^n из унитарных матриц Хаусхолдера: $F_i = I_M - 2a_i a_i^H / |a_i|^2$, $i = 1 \dots n$, где $a_i \in \mathcal{A}^n$ – комплексные вектор-столбцы размерности M из некоторого множества \mathcal{A}^n . 4-битовая ($n = 4$) кодовая книга, принятая в стандарте 3GPP для $SU MIMO SM$ для $M = 4$, основана на этом принципе [16, 17].

Предлагаемый метод оптимального прекодирования

Рассмотрим поиск матрицы F – решения оптимизационной задачи (3) в виде следующего варианта формулы (4):

$$F = VT, \quad (6)$$

где V – унитарная матрица из SVD -разложения (2), а искомая матрица T принадлежит к подгруппе поворотов $SU(M)$ унитарной группы $U(M)$ в пространстве C^M [7]. В обозначениях формулы (4): $Q = VT$, $R = I_M$, $\Phi = I_M$. Отметим, что для F в виде (6) ограничение $\mathcal{E}_{\mathcal{H}}(\operatorname{Tr}(Fx(Fx)^H)) = P_{\text{символ}} * M$ выполняется автоматически, так как в результате умножения на унитарную матрицу евклидова норма вектора x не меняется [13].

Вариант задачи (3) нахождения оптимального прекодирования в виде (6) для репрезентативного набора матриц, характерного, согласно собранной статистики, для данного сочетания антенной группы и вектора колокации, решается в отношении T численно, в обозначениях формулы (3):

$$T_{\text{opt}}(SNR, \mathcal{H}) = \operatorname{argmin}_T (\mathcal{E}_{\mathcal{H}}((SER(SNR, H, T))),$$

$$T \in SU(M). \quad (7)$$

Далее найденное оптимальное значение T_{opt} записывается в ЦБД в качестве рекомендуемого второго элемента прекодирования (6) для данного сочетания антенной группы и вектора колокации.

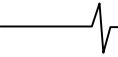
Главное: численный поиск T_{opt} ведется заранее вне сеанса связи.

Предложим параметрическое представление для матриц T для случаев $M = 2$ и $M = 4$, в рамках которого мы будем методом перебора искать решение задачи (7).

Для $M = 2$ будем искать T в группе $SU(2)$, то есть согласно матричному представлению элемента $SU(2)$ в виде [7]:

$$T_{a,\vartheta,\psi} = \begin{bmatrix} ae^{i\vartheta} & \sqrt{1-a^2}e^{i\psi} \\ -\sqrt{1-a^2}e^{-i\psi} & ae^{-i\vartheta} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где $a \in [0; 1]$, $\vartheta \in [0; 2\pi]$, $\psi \in [0; 2\pi]$.



Для $M = 4$ будем искать \mathbf{T} в подгруппе $SU(2) \times SU(2) \in SU$ [7], то есть согласно матричному представлению элемента $SU(2) \times SU(2)$ в виде [7]:

$$\mathbf{T}_{a,b,\vartheta,\psi,\omega,\delta} = \begin{bmatrix} ae^{i\vartheta} & \sqrt{1-a^2}e^{i\psi} \\ -\sqrt{1-a^2}e^{-i\psi} & ae^{-i\vartheta} \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} be^{i\omega} & \sqrt{1-b^2}e^{i\delta} \\ -\sqrt{1-b^2}e^{-i\delta} & be^{-i\omega} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $a, b \in [0; 1]$, $\vartheta \in [0; 2\pi]$, $\psi \in [0; 2\pi]$, $\omega \in [0; 2\pi]$, $\delta \in [0; 2\pi]$.

Знак \otimes обозначает кронекерово произведение матриц.

Приведем пример алгоритма: простейший вариант поиска оптимального матричного элемента \mathbf{T} методом перебора. Для конкретности возьмем MIMO 2×2 и $\mathbf{H} \in \mathcal{H}^{zero}$; для MIMO 4×4 и/или $\mathbf{H} \in \mathcal{H}^{medium}$, – алгоритм аналогичен.

НАЧАЛО >>

Предварительный цикл:

forj = 1:1000

Генерация тройки параметров a^j, ϑ^j, ψ^j – методом равномерного на отрезке случайного выбора в диапазоне $a \in [0; 1]$, $\vartheta \in [0; 2\pi]$, $\psi \in [0; 2\pi]$;

Вычисление матрицы $\mathbf{T}^j = \mathbf{T}_{a^j, \vartheta^j, \psi^j}$ по формуле (8);

end

Основной цикл:

forj = 1:5000

Генерация матрицы $\mathbf{H}^i \in \mathcal{H}^{zero}$ согласно [2];

Вычисление $SVD(\mathbf{H}^i) = \mathbf{U}^i \sqrt{\Lambda} \mathbf{V}^{iH}$;

forp = 1:P_{max}

Задание значения SNR^p ;

forj = 1:1000

Вычисление матрицы предварительного кодирования $\mathbf{F}^{ij} = \mathbf{V}^i \mathbf{T}^j$;

Для модели канала (1) с подстановкой $\mathbf{H}^i \mathbf{F}^{ij}$, получение значения

$SER(SNR^p)^{ij} = SER(SNR^p, \mathbf{H}^i, \mathbf{T}^j)$, с применением на стадии демодуляции сферического демодулятора «K-best», $K = 16$;

end%j

Вычисление средней вероятности ошибки по i реализациям матриц \mathbf{H}^i :

$$SER(SNR^p)^j = \frac{1}{j} * \sum_{i=1}^{5000} SER(SNR^p)^{ij}$$

end %p

end %i

Постобработка результатов:

forp = 1:P_{max}

Определение индекса наилучшего элемента \mathbf{T} для каждого значения $SNR : J^p = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \operatorname{argmin} SER(SNR^p)^j$;

end

<< КОНЕЦ

В результате получаем P_{max} наилучших элементов $\mathbf{T}_{opt}^p = \mathbf{T}_{opt}^{J^p}$ для каждого из $p = (1 \div P_{max})$ заданных значений SNR .

Формальная запись для выбранного определенного значения SNR (то есть ниже под SNR понимается SNR^p , индекс p не указывается):

Для $M = 2$ формула поиска решения задачи (7) с учетом (8):

$$[a, \vartheta, \psi]_{opt}(SNR, \mathcal{H}) = \underset{[a, \vartheta, \psi]}{\operatorname{argmin}} (\mathcal{E}_{\mathcal{H}}((SER(SNR, \mathbf{H}, \mathbf{T}_{a, \vartheta, \psi}))))$$

матрица $\mathbf{T}_{a, \vartheta, \psi} \in SU(2)$ определена по формуле (8),

$$\mathbf{T}_{opt} = \mathbf{T}_{[a, \vartheta, \psi]_{opt}}$$

Для $M = 4$ формула поиска решения задачи (7) с учетом (9):

$$[a, b, \vartheta, \psi, \omega, \delta]_{opt}(SNR, \mathcal{H}) = \underset{[a, b, \vartheta, \psi, \omega, \delta]}{\operatorname{argmin}} (\mathcal{E}_{\mathcal{H}}((SER(SNR, \mathbf{H}, \mathbf{T}_{a, b, \vartheta, \psi, \omega, \delta}))))$$

матрица $\mathbf{T}_{a, b, \vartheta, \psi, \omega, \delta} \in SU(2) \times SU(2) \in SU(4)$ определена по формуле (9), $\mathbf{T}_{opt} = \mathbf{T}_{[a, b, \vartheta, \psi, \omega, \delta]_{opt}}$.

На практике удобно иметь дело не с p элементами \mathbf{T}_{opt}^p , отдельно для каждого значения SNR^p , а с одним элементом, соответствующим некоторому индексу $J : \mathbf{T}_{opt} = \mathbf{T}_{opt}^J$, применяемым со всем диапазоном значений SNR . Такой матричный элемент \mathbf{T}_{opt} может быть неоптимален для некоторых конкретных значений SNR^p , но давать график $(SER / SNR)^J$, проходящий в среднем по всем p «левее» остальных. В этой связи можно следующим образом модифицировать в вышеописанном алгоритме блок «Постобработка результатов»:

Задается нормированный вектор весов

$$\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_{P_{max}}], \sum_{p=1}^{P_{max}} c_p = 1. \text{ Для каждого найденного в}$$

«Основном цикле» графика $\{SER(SNR)^j\}$, $j = (1 \div 1000)$, соответствующего j -й матрице \mathbf{T}^j из «Предварительного цикла», находится взвешенная сумма:

$$\sum_{p=1}^{P_{max}} c_p \{SER(SNR^p)^j\}. \text{ Постобработка заключается в}$$

поиске минимума по всем взвешенным суммам, и в результате определяется индекс J^C наилучшего элемента \mathbf{T} для данного вектора весов \mathbf{C} :

$$J^C = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \sum_{p=1}^{P_{max}} c_p \{SER(SNR^p)^j\}.$$

Здесь, как и в теле «Основного цикла», P_{max} значений SNR^p – закрывают весь интересный для исследования диапазон значений SNR . Далее на графиках

рис. 2-5 укажем кривые SER/SNR именно для одной найденной «предпочтительной» матрицы T_{opt} для вектора весов C (значения вектора C указаны ниже).

Стоит отдельно отметить: в системах TDD , из свойства взаимности канала TDD на линии «вниз» и линии «вверх», из формулы (6), и из идентичности матрицы \sqrt{A} из формулы (2) для матриц H и H^H – следует, что для равных значений SNR одна и та же матрица T_{opt} будет оптимальной для линии «вниз» и линии «вверх» одновременно.

Фрагмент архитектуры «Centralized RAN», на котором возможно показать некоторые аспекты предлагаемого подхода, изображен на рис. 1.

В предлагаемом методе: сеть радиодоступа пост-фактум доставляет в ЦБД статистическую информацию о реализациях матрицы канала, наблюдаемых во всех проведенных сеансах связи, в привязке ко всем сочетаниям антенных групп и векторов колокации мобильных терминалов.

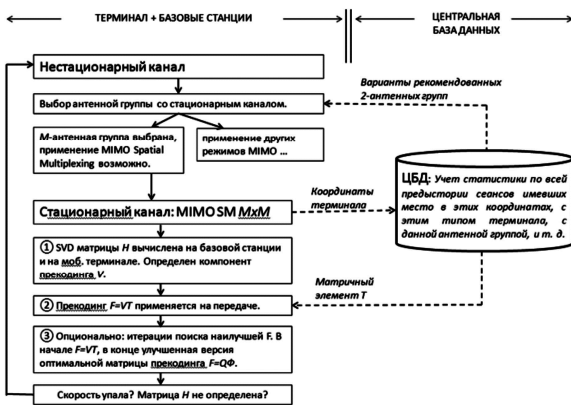


Рис. 1. Обмен данными радиосети с ЦБД для получения оптимального прекодирования по предложенному методу для $SUMIMOSMM_{xM}$

Также предполагаем, что имеется сторонний ресурс свободной процессорной мощности (возможно, арендованный облачный ресурс) для производства вычислений вне активных сеансов. Получив собранный в радиосети материал о наблюдаемых матрицах канала, этот ресурс после обработки выдает для записи в ЦБД рекомендуемый второй элемент прекодирования для каждого сочетания [номера антенной группы + вектора колокации]. На рис. 1 отражено, что ЦБД в данной архитектуре используется для широкого ряда задач, где также проводятся операции с априорной информацией о прохождении предыдущих сеансов: например для оценки стационарности канала, выбора наилучшей антенной группы и т.д. Предлагаемый подход относится к шагам ① и ② на рис. 1.

В табл. 1 представлен вариант организации базы дан-

Таблица 1. Формат записи данных о рекомендуемых параметрах для T в ЦБД

GPS $xxx^\circ yy'zz''$, Freq.LTE PRB #23	MIMO SM 2×2 BS Ant 1-2	MIMO SM 2×2 BS Ant 1-5	...	MIMO SM 4×4 BS Ant 1-2-5-8	...
Apple iPhone6	$a; \vartheta; \psi = \dots$	$a; \vartheta; \psi = \dots$...	n/a	...
Nokia Lumia 930	$a; \vartheta; \psi = \dots$	$a; \vartheta; \psi = \dots$...	n/a	...
...
Notebook ABC	$a; \vartheta; \psi = \dots$	$a; \vartheta; \psi = \dots$...	$a; \vartheta; \psi; b; \omega; \delta = \dots$...
...
Default (new MS type, ...)	$a; \vartheta; \psi = \dots$	$a; \vartheta; \psi = \dots$...	$a; \vartheta; \psi; b; \omega; \delta = \dots$...

ных, в которой ЦБД будет хранить информацию о параметрах рекомендуемых матриц T для различных вариантов антенных групп (столбцы) и различных первых компонент вектора колокации строки, модель терминала).

Заметим, что матрица T в каждой ячейке таблицы – одна и та же для линии «вниз» и линии «вверх», что представляет большое удобство для применения на практике данного вида прекодирования.

Результаты компьютерного моделирования

Моделирование проводилось для $MIMO 2 \times 2$ и $MIMO 4 \times 4$ для разных методов модуляции, с демодуляцией по критерию ML (с применением сферического демодулятора « K -best», $K = 16$).

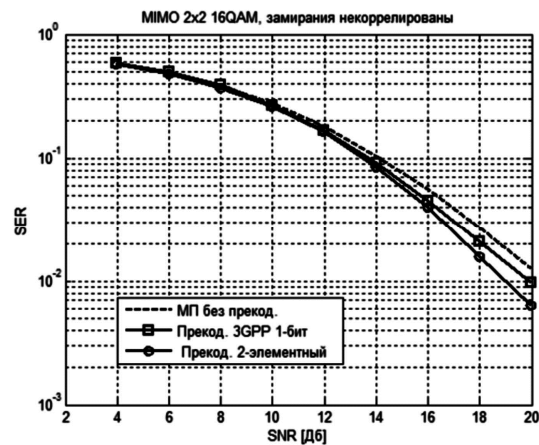


Рис. 2. Зависимости SER от SNR для $M = N = 2, 16QAM$ – для класса матриц канала \mathcal{H}^{zero} . Оптимальные значения параметров: $a = 0.432$, $\vartheta = 0.964 * \pi$, $\psi = 0.665 * \pi$

На рис. 2-5 представлены примеры с указанием конкретных значений параметров из представлений (8) и (9) оптимальной матрицы второго элемента прекодирования. Сравнение проведено для случая демодуляции по критерию максимального правдоподобия в отсутствие прекодирования («МП»), случая прекодирования по кодовой книге 3GPP [17], и для предлагаемого 2-компонентного прекодирования.

Эффект от применения предложенного прекодирования оказался тем больший, чем выше степень пространственной корреляции между сигналами в различных антеннах, согласно модели канала 3GPP [2]. Из рисунков следует, что предлагаемый метод позволяет достичь значительного выигрыша в помехоустойчивости по сравнению с прекодированием из стандарта 3GPP – в наиболее актуальном для практики диапазоне $0,1 < SNR < 0,001$ – в районе (0.5 ÷ 3.5) дБ, в зависимости от степени пространственной корреляции антенн по модели 3GPP и значения SNR .

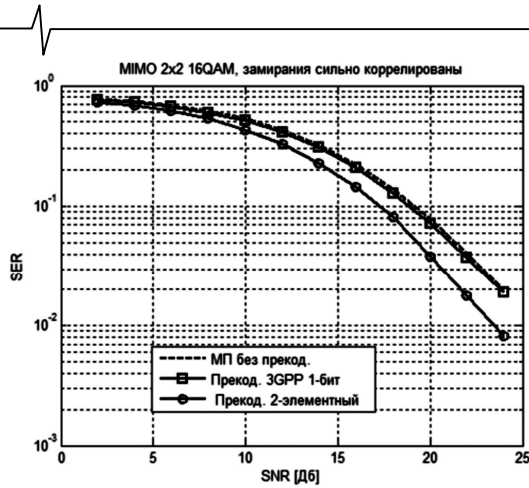


Рис. 3. Зависимости SER от SNR для $M = N = 2, 16QAM$ – для класса матриц канала \mathcal{H}^{high} . Оптимальные значения параметров: $a = 0.393$, $\vartheta = 0.954 * \pi$, $\psi = 0.168 * \pi$

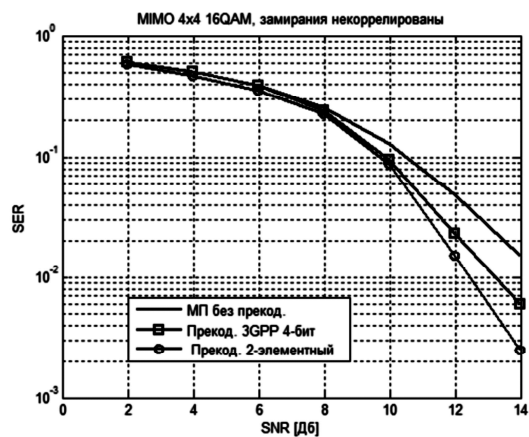


Рис. 4. Зависимости SER от SNR для $M = N = 4, 16QAM$ – для класса матриц канала \mathcal{H}^{zero} . Оптимальные значения параметров: $a = 0.897$, $\vartheta = 1.781 * \pi$, $\psi = 1.606 * \pi$, $b = 0.820$, $\omega = 0.548 * \pi$, $\delta = 0.852 * \pi$

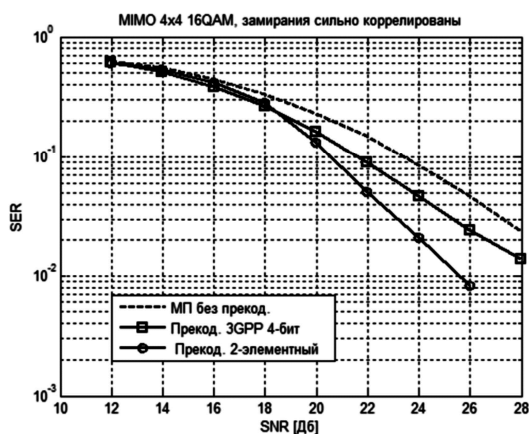


Рис. 5. Зависимости SER от SNR для $M = N = 4, 16QAM$ – для класса матриц канала \mathcal{H}^{high} . Оптимальные значения параметров: $a = 0.852$, $\vartheta = 0.097 * \pi$, $\psi = 0.667 * \pi$, $b = 0.443$, $\omega = 1.133 * \pi$, $\delta = 0.032 * \pi$

Приведем значения весовых векторов \mathbf{C} , использованных для получения графиков двухэлементного прекодирования на рис. 2-5:

рис. 2: $[000000.25000.250.2500.25]$, $P_{max} = 12$;

рис. 3: $[000000.33000.340.3300]$, $P_{max} = 12$;

рис. 4: $[00000.50.50]$, $P_{max} = 7$;

рис. 5: $[000000.500.5]$, $P_{max} = 8$.

Указанные под рисунками значения параметров могут использоваться для вычисления матрицы \mathbf{T} по умолчанию для тех сеансов связи, для которых вектор колокации не полностью определен (см. последнюю строку в табл. 1). Использование матрицы по умолчанию приведет к положительному эффекту в той мере в какой верно описание свойств реального радиоканала моделью из стандарта 3GPP [11, 12].

Заключение

Моделирование показывает, что, несмотря на простоту, предлагаемое прекодирование дает значительный выигрыш по сравнению со стандартными методами прекодирования по кодовой книге, особенно в случае высокой степени пространственной корреляции антенн по стандартной модели канала из стандарта 3GPP. По сравнению с прекодированием по кодовой книге, предлагаемый метод не требует производства вычислений в режиме реального времени для выбора матриц прекодирования, частой смены матриц прекодирования во время сеанса и передачи индекса матрицы прекодирования от передатчика к приемнику в радиоканале. Идентичность второго элемента прекодирования в системах TDD для линии «вниз» и линии «вверх» делает предлагаемый метод удобным для практической реализации. В движении смена матрицы прекодирования из кодовой книги может происходить на характерной дистанции в несколько длин волн (приблизительно 10...50 сантиметров, [11]), в то время как для предлагаемого метода второй элемент матрицы прекодирования может оставаться постоянным на протяжении десятков метров. В результате, отсутствие требований к дополнительному сигнальному обмену на радиоканале экономит заряд аккумулятора мобильного терминала и делает возможным применение $MIMOSM$ с прекодированием даже для сеансов связи с быстро движущимися абонентами и с абонентами, находящимися в зоне частого изменения условий распространения радиоволн.

Для случаев $MIMO 2 \times 2$ и $MIMO 4 \times 4$ предложены матричные представления, позволяющие снизить число параметров, определяющих матрицу второго элемента прекодирования, и в то же время позволяющие достичь высокой помехоустойчивости. Особенно ценна возможность определения \mathbf{T} только шестью параметрами для случая $MIMO 4 \times 4$: распространение задачи поиска всю специальную унитарную подгруппу $SU(4)$ свелась бы к перебору по 15-ти параметрам [7], что весьма сложно в вычислительном отношении.

Отметим возможность использования предложенного метода как первой ступени «нулевой вычислительной цены» для более сложных известных методов (см. например [9, 10]), где ставится задача, через итерации с дополнительным объемом вычислений в реальном времени, получить матрицу прекодирования, обеспечиваю-

щую больший выигрыш для данной известной реализации матрицы канала.

Литература

1. China Mobile Research Institute. C-RAN International Workshop "the 1st C-RAN International Workshop". Retrieved 21 April 2010
2. Table B5.2-2 "MIMO correlation matrices for high correlation", Table B5.2-3 "MIMO correlation matrices for medium correlation", 3GPP Release 12 TS36.104, pp. 129-130 <http://www.3gpp.org/>. Retrieved 14 January 2015.
3. Крейнделин В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. – СПб.: Изд-во «Линк», 2009. – 272 с.
4. Viswanath P. and D. N. C. Tse, "Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality," IEEE Trans. Inform.Theory, vol. 49, no. 8, pp. 1912–1921, Aug. 2003.
5. Тартаковский Г.П. Теория информационных систем. – М.: Физматкнига, 2005, – 304с.
6. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология ММО. Принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия - Телеком, 2014. – 244 с.
7. Мищенко А.С., Фоменко А.Т. Курс дифференциальной геометрии и топологии. Учебник. — М.: Изд-во Моск. ун-та, 1980, – 439 с.
8. Scaglione A., Stoica P., Barbarossa S., GB Giannakis "Optimal designs for space-time linear precoders and decoders" IEEE Trans. Signal Process., vol. 50, issue 5, pp. 1051–1064, May 2002.
9. Weeraddana P.C., Codreanu M., Latva-aho M., Ephremides A., Fischione C. "Weighted Sum-Rate Maximization in Wireless Networks: A Review," Foundations and Trends® in Networking 6 (1-2), 1-163, 2012.
10. Codreanu M., Tolli A., Juntti M., and M. Latva-aho, "Joint design of Tx-Rx beamformers in MIMO downlink channel," IEEE Transactions on SignalProcessing, vol. 55, no. 9, pp. 4639–4655, September 2007.
11. Molisch A.F., Asplund H., Heddergott R., Steinbauer M., Zwick T., "The COST259 Directional Channel Model—Part I: Overview and Methodology" IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 12, pp. 3421-3433, Dec. 2006.
12. Shariati M., Bengtsson M. "How Far from Kronecker can a MIMO Channel be? Does it matter?" Proceedings of European Wireless, Vienna, Austria. 2011, pp. 1-7.
13. Ильин В.А., Позняк Э.Г. Линейная алгебра, М.: Наука – Физматлит, 1999.
14. Jerry R.Hampton. Introduction to MIMO Communications, UK, Cambridge University Press, 2014, 288 p.
15. Mario Marques da Silva, Francisco A. Monteiro. MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution, CRC Press, 2014, 551p.
16. LTE-The UMTS Evolution: From Theory to Practice / Edited by S. Sesia, I. Toufik and M. Baker. Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2009. – 611p.
17. 3GPP TS 36.211: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation". V12.3.0 (2014.09). Retrieved 14 January 2015.

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ:

Обработка сигналов в радиотехнических и информационно-измерительных системах

Секция 4: Обработка сигналов в радиотехнических системах

Обсуждение проблем и задач обработки радиотехнических сигналов велось по трем основным направлениям: обнаружение сигналов и оценивание их параметров; радиолокация, пеленгация и навигация; пространственно-временная обработка сигналов.

На секции обсуждались следующие актуальные научные проблемы:

- частотно-временной синтез импульса по известным собственным резонансам радиолокационного объекта;
- определение местоположения источника излучения на основе алгоритма расчета временных задержек и доплеровских смещений спектров сигналов;
- исследование отражательных свойств воздушных объектов в интересах их идентификации;
- пространственно-корреляционная обработка сигналов в неэквидистантных цифровых антенных решетках;
- моделирование ММО-канала связи с беспилотным аппаратом на основе однокольцевой модели распространения сигнала;
- обработка ультразвуковых сигналов методом максимального правдоподобия;
- разделение сложных сигналов на примере вертикального зондирования ионосферы;
- коррекция фазовых искажений сложного сигнала в приемном тракте гидролокатора;
- повышение точности решения навигационной задачи с помощью методов сопоставления с картой и счисления пути;
- выделение протяженных мелкомасштабных объектов на цифровых изображениях;
- анализ эффективности адаптивной системы СДЦ разностно-фазового типа;
- селекция интеллектуальных ложных целей;
- исследование эффективности алгоритма синтезирования радиоизображений в режиме «ДОЛ» с автофокусировкой по градиенту фазы;
- потенциальные возможности поляризационной селекции наземных объектов.