

## ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ MIMO С ЛИНЕЙНЫМ ПРЕКОДИРОВАНИЕМ В РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМАХ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

© 2016 г. А.А. ШУРАХОВ, В.П. ВОЛЧКОВ

ФГУП Научно-исследовательский институт Радио, г. Москва,  
Московский технический университет связи и информатики  
e-mail: shurakhov@niir.ru, volchkovvalery@mail.ru

На протяжении последних лет технология MIMO (много входов - много выходов) является одной из наиболее популярных технологий при разработке и создании различных радиосистем. В системах сотовой связи (например, стандарты UMTS, LTE и LTE-Advance), а также в системах беспроводного доступа (например, сети Wi-Fi различных стандартов) применение технологии MIMO позволяет значительно повысить пропускную способность и помехоустойчивость без повышения энергетика радиоприемников. Связано это прежде всего с тем, что применение нескольких антенн на передающей и приемной сторонах позволяет эффективно бороться с быстрыми замираниями в радиоканалах, свойственными для данных систем. Вместе с этим технология MIMO может использоваться и в системах фиксированной связи, где радиоканал в общем случае можно считать детерминированным и в этом случае технология MIMO используется исключительно для повышения пропускной способности радиоприемников.

В 2016 году в рамках CEPT (Европейская конференция администраций почт и электросвязи, www.cept.org) разработан Отчет ЕСС 258 «Руководство по планированию радиорелейных систем прямой видимости, использующих технологию MIMO» [1]. В данном отчете для повышения пропускной способности радиоприемников с MIMO рекомендовано обеспечивать «оптимальное» (с точки зрения авторов) взаимное пространственное разнесение приемных и передающих антенн, т.е. в зависимости от рабочей частоты и протяженности радиоприемников между передающими и приемными антеннами необходимо выбирать расстояния, максимизирующие пропускную способность. Ниже рассмотрена возможность применения линейного прекодирования в радиоприемниках радиорелейных систем прямой видимости с целью повышения их пропускной способности при произвольном расположении приемных и передающих антенн, а также протяженности радиоприемников и рабочей частоте.

Применением нескольких антенн в радиорелейных системах прямой видимости схематично показано на рис. 1. При наличии прямой видимости можно считать, что ослабление сигнала между различными передающими и приемными антеннами одинакового и в этом случае матрица канала  $\mathbf{H}$  будет содержать только элементы, определяющие фазу принимаемого сигнала:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(jkr_{11}) & \dots & \exp(jkr_{1M}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp(jkr_{N1}) & \dots & \exp(jkr_{NM}) \end{bmatrix},$$

где  $k=2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  – длина волны (м),  $r_{ij}$  – расстояние между  $i$ -ой передающей антенной и  $j$ -ой приемной антенной,  $M$  – количество передающих антенн,  $N$  – количество приемных антенн.

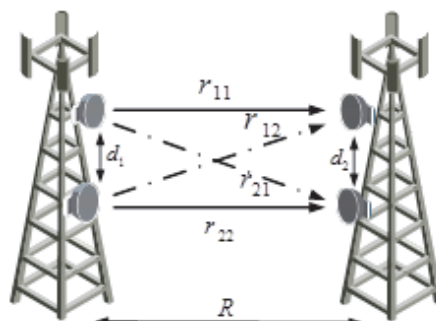


Рис. 1. Использование MIMO в радиорелейной линии.

Применение линейного прекодирования в ММО описывается следующей моделью [2]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{z} + \mathbf{n}, \quad \mathbf{x} = \mathbf{B}\mathbf{s} \quad (1)$$

где  $\mathbf{s} \in S \subset C^L$  – вектор комплексных информационных символов из многомерного сигнального созвездия;  $\mathbf{x} \in C^M$  – вектор передаваемых комплексных символов;  $\mathbf{B} \in C^{M \times L}$  – комплексная матрица линейного прекодера;  $\mathbf{y} \in C^N$  – вектор принимаемых информационных символов;  $\mathbf{n} \in C^N$  – комплексный гауссовский вектор шумов с нулевым средним и ковариационной матрицей  $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^*] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$  («\*» – символ эрмитового сопряжения);  $\mathbf{H}$  – комплексная матрица ММО канала, элементы которой идеально оцениваются и известны на приемной и передающей сторонах. Последнее обеспечивается за счет цепи обратной связи, по которой оценка канала передается на передатчик. Передаваемая через все антенны мощность постоянна и равна  $P_o = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^*] = \text{Tr}\{\mathbf{B}\mathbf{B}^*\}$ .

Пропускная способность ММО канала в общем случае определяется следующей формулой:  $C(\mathbf{H}) = \log_2 \det \left( \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{H}^* \right)$  (Бит/с/Гц), где  $\mathbf{P}$  – ковариационная матрица вектора  $\mathbf{x} \in C^M$ .

В Отчете ЕСС 238 повышение пропускной способности реализовывалось на основе формирования в радиосистеме с ММО нескольких независимых параллельных каналов. Параллельные каналы определялись исходя из модели (1), где матрица канала  $\mathbf{H}$  представлялась в виде ее сингулярного разложения  $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^*$ , где  $\mathbf{U}$  – унитарная матрица размером  $N \times N$ ,  $\mathbf{\Lambda}$  – унитарная матрица размером  $M \times M$ , а  $\mathbf{\Lambda}$  – диагональная матрица  $N \times M$  сингулярных значений  $\{\xi_i\}$  матрицы  $\mathbf{H}$ . В этом случае параллельное разложение канала ММО получается путем представления входного вектора  $\mathbf{x}$  в виде  $\mathbf{x} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}}$  и умножения выхода канала  $\mathbf{y}$  на матрицу  $\mathbf{U}^H$ :  $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^*(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^*(\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^*(\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}\mathbf{V}^*\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^*\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^*\mathbf{n} = \mathbf{\Lambda}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}$ .

Указанные линейные преобразования входа и выхода преобразуют ММО канал в  $K$  параллельных скалярных каналов  $\tilde{y}_i = \xi_i \tilde{x}_i + \tilde{n}_i$ , где  $K$  – число положительных сингулярных чисел  $\{\xi_i\}$ , т.е. ранг матрицы  $\mathbf{H}$ . В этом случае пропускная способность записывается в виде:  $C(\mathbf{H}) = \sum_{i=1}^K \log_2 \left( 1 + \frac{\xi_i^2}{\sigma^2} P_i \right)$ . Таким образом, для повышения пропускной способности искалось такое взаимное расположение передающих и приемных антенн, которое обеспечивало бы равенство всех сингулярных чисел  $\{\xi_i\}$ .

Альтернативным способом повышения пропускной способности ММО канала является применение линейного прекодера, максимизирующего взаимную информацию  $C(\hat{\mathbf{s}}, \mathbf{x} | \mathbf{B})$  между переданными  $\mathbf{x}$  и принятыми  $\hat{\mathbf{s}}$  данными, при условии  $\text{Tr}\{\mathbf{B}^*\mathbf{B}\} = P_o$ , где  $C(\hat{\mathbf{s}}, \mathbf{x} | \mathbf{B}) = \log_2 (\det(\sigma_n^2 \mathbf{H}\mathbf{B}\mathbf{B}^*\mathbf{H}^* + \mathbf{I}_N))$ .

Решая оптимизационную задачу  $\mathbf{B}_{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{B}} C(\hat{\mathbf{s}}, \mathbf{x} | \mathbf{B})$ , при условии  $\mathbf{B}_{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{B}} C(\hat{\mathbf{s}}, \mathbf{x} | \mathbf{B})$ , при условии  $\text{Tr}(\mathbf{B}^*\mathbf{B}) = P_o$ , получаем следующее решение для прекодера  $\mathbf{B}_{\text{opt}}$ , известное в литературе как метод «water filling»:  $\mathbf{B}_{\text{opt}} = \bar{\mathbf{V}}[\Phi_0, \mathbf{0}_{\bar{L} \times L_0}]$ ,  $\Phi_0 = \bar{\Phi}^{-1/2}$ ,

$$\bar{\Phi} = \text{diag}(\phi_{11}, \dots, \phi_{\bar{L}\bar{L}}), \quad \phi_{ii} = \left( \frac{P_o + \sigma_n^2 \sum_{n=1}^{\bar{L}} \lambda_{nn}^{-1}}{\bar{L}} - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_{ii}} \right)^+, \quad i = 1, \dots, \bar{L},$$

где  $(x)^+ = \max(x, 0)$ ; матрица  $\bar{\mathbf{V}}$  состоит из  $\bar{L}$  первых столбцов ортогональной матрицы  $\mathbf{V}$ , участвующей в SVD разложении  $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^*$ . Элементы  $\phi_{ii}$ ,  $\lambda_{nn}$  диагональных матриц  $\bar{\mathbf{\Phi}}$ ,  $\mathbf{\Lambda}$  с индексами  $i, n \in [1, \bar{L}]$  положительны и упорядочены по убыванию, а значение  $\bar{L} \leq L$  определяется так, что  $\phi_{kk} > 0$  для  $k \in [1, \bar{L}]$  и  $\phi_{kk} = 0$  для всех других  $k \in [1, L]$ .

Матрица  $\mathbf{\Phi} = \text{diag}(\phi_{11}, \dots, \phi_{LL}) \in X^{L \times L}$  – фактически определяют способ загрузки мощностей в независимые виртуальные потоки. Причем число таких потоков определяется рангом  $\bar{L} = \text{rank}(\mathbf{\Phi}) \leq L$ , а значения мощностей – набором чисел  $\phi_{11}, \dots, \phi_{LL}$ .

Сравним насколько эффективно применение линейного прекодирования MIMO в радиорелейных системах прямой видимости. В Отчете ECC 238 показано, что для конфигурации MIMO 2x2 взаимный разнос между передающими антеннами и между приемными антеннами для радиолинии протяженностью 35 км в диапазоне 7,5 ГГц должен составлять порядка 26 м. В этом случае при допущении отношении сигнал/шум SNR на приемной стороне SNR=20 дБ пропускная способность составляет 13,3 (Бит/с/Гц), что в два раза выше по сравнению с пропускной способностью данной радиолинии при использовании только одной антенны. На рис. 2 показана, как меняется пропускная способность рассматриваемой радиолинии при варьировании взаимного расстояния между передающими/приемными антеннами (пунктирная линия).

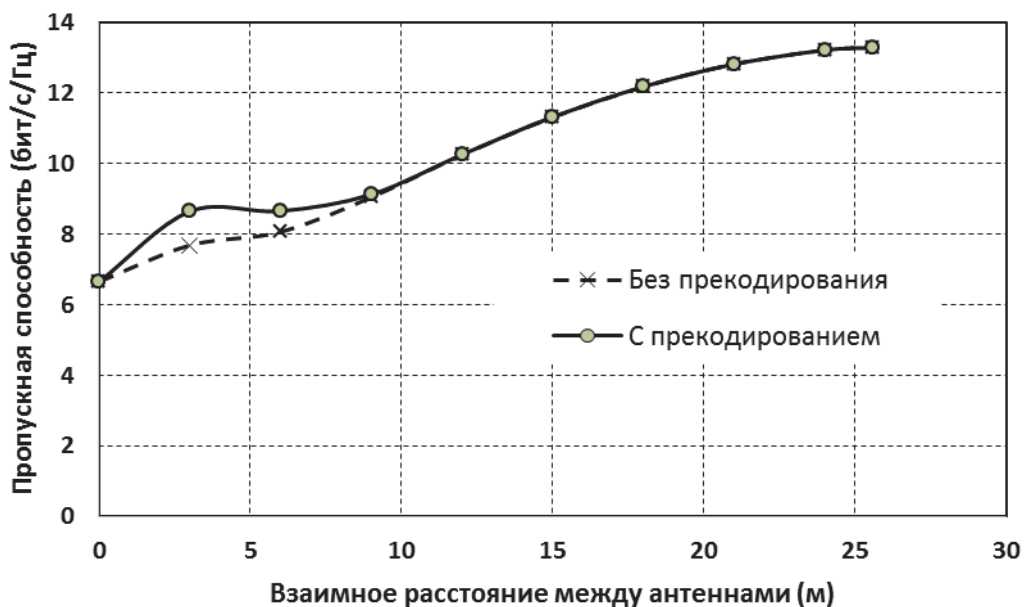


Рис. 2. Зависимость пропускной способности радиорелейной линии при использовании MIMO 2x2 (SNR=20 дБ, длина пролета 35 км, частота 7,5 ГГц).

Пропускная способность при применении линейного прекодирования показана на рис. 2 сплошной линией. Из рис. 2 видно, что применение линейного прекодера, построенного по критерию максимизации пропускной способности, для радиолинии, работающей в диапазоне 7,5 ГГц, дает эффект в повышении пропускной способности только при относительно незначительных взаимных разнесения антенн (3 м и 6 м) по сравнению с оптимальным разнесением, равным 26 м. Вместе с тем, разнесение в 26 м вряд ли можно достичь в реальных условиях и тогда применение линейного прекодирования может быть экономически оправдано: повышение пропускной способности на 30% по сравнению с использованием 1 антенны и 15% относительно использования 2-х антенн без прекодирования.

Еще больший эффект от использования линейного прекодирования в радиорелейных системах связи может быть в системах, где отсутствует прямая видимость ме-

жду приемной и передающей станциями, или на линиях, где существует высокая вероятность возникновения помех. В этом случае использование алгоритмов линейного прекодирования, особенно многокритериальных [3, 4], может позволить повысить не только пропускную способность системы, но и ее помехоустойчивость. Как видно, линейное прекодирование благодаря возможности подстройки под канал (т.е. наличие обратной связи и изменение общей матрицы канала, включающей «реальный» канал и прекодер) является эффективным инструментом для повышения характеристик различных радиостем, работающих в разнообразных условиях распространения сигнала: от прямой видимости до многолучевого канала с задержками.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Draft ECC Report 258. Guidelines on how to plan LoS MIMO for Point-to-Point Fixed Service Links. [www.cept.org](http://www.cept.org).
2. Волчков В.П., Шурахов А.А. Исследование эффективности алгоритмов линейного прекодирования в системах MIMO. // Электросвязь. – 2012. – № 5, с. 15-16.
3. Волчков В.П., Шурахов А.А. Синтез двуступенчатых линейных прекодеров для системы MIMO. // Электросвязь. – 2013. – № 5, с. 16-19.
4. Волчков В.П., Шурахов А.А. Анализ характеристик линейных прекодеров для систем MIMO и оценка возможных областей их применения – 2014 / Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М., 2014, с. 290-294,