УДК 621.396.67

В.Г. ЛИХОГРАЙ, канд. физ.-мат. наук, В.С. ВОВЧЕНКО, Т.Н. НУХ

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ СЛУЧАЙНЫХ КАНАЛОВ MIMO

Введение

Одним из основных условий развития современных беспроводных телекоммуникаций является дальнейшее повышение их пропускной способности (ПС) при жестких ограничениях на ширину полосы рабочих частот и уровень излучаемой мощности.

В большинстве случаев среда передачи представляет радиолинии в условиях города при отсутствии прямой видимости, где электромагнитные волны приходят в точку приема в результате многолучевого распространения, что вызывает флуктуации амплитуды, фазы временной задержки, угла прибытия принимаемого сигнала и как следствие – его замирания (fading). Именно нестационарное поведение канала вследствие замираний является главной проблемой беспроводных телекоммуникаций в плане обеспечения требуемой ПС.

Хотя методы пространственной обработки известны уже давно и широко используются в радиолокации, в системах радиосвязи они стали применяться сравнительно недавно и сегодня являются наиболее эффективными в решении таких задач, как борьба с интерференцией, повышение помехозащищенности, пропускной способности, дальности передачи и т.д.

В основе пространственной обработки лежит адаптивная пространственно-временная обработка сигналов (Space Time Processing – STP) с цифровым диаграммоформированием (DBF – Digital Beam Forming) на базе многоэлементных антенн. Когда на приемной и передающей части используются многоэлементные антенны – это система с множественным входом и множественным выходом (MIMO – Multiple Input Multiple Output). Суть такой системы в одновременной передаче данных по нескольким подканалам.

Применение MIMO для современных систем радиосвязи видится эффективной технологией дальнейшего повышения ПС и дальности передачи с учетом нестационарного поведения канала связи вследствие замираний.

Цель работы – обобщение известных результатов по определению ПС детерминированных и эргодических каналов при определенной вероятности нарушения связи в канале.

Пропускная способность детерминированных и эргодических MIMO каналов

Пусть система связи с MIMO состоит из N_T передающих и N_R приемных антенных элементов (АЭ), как это показано на рис. 1.

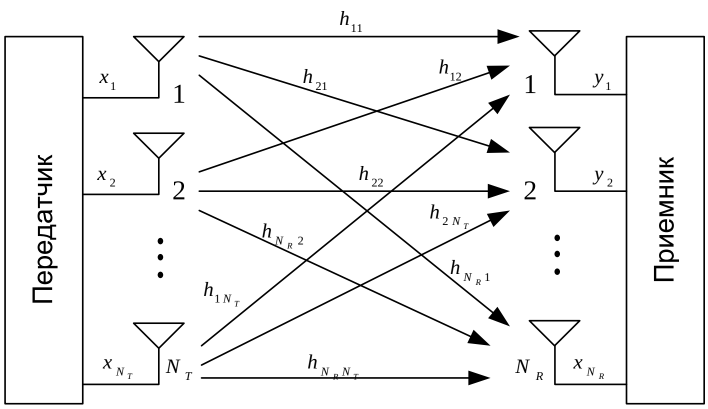


Рис. 1

Канал связи MIMO можно представить с помощью канальной матрицы **H** размерности $N_R \times N_T$, элементы которой в общем комплекснозначные коэффициенты передачи $\dot{h}_{nm}$ от

m-го входа (m-го передающего антенного элемента) на n-й выход (n-й приемный антенный элемент).

Пусть антенные элементы (АЭ) передатчика формируют на входах канала MIMO $i = 1...N_T$ независимых, непрерывных, комплекснозначных сигнала $x_i(t)$, которые можно представить в виде вектора $\mathbf{x}^T = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad ... \quad x_{N_T}(t)]$ размерности $N_T \times 1$ (здесь T – операция транспонирования). Тогда на $j = 1...N_R$ выходах канала MIMO (на входах АЭ приемника) можно получить сигналы $y_j(t)$ в матричном виде:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}, \tag{1}$$

где $\mathbf{y}^T = [y_1(t) \quad y_2(t) \quad ... \quad y_{N_R}(t)]$ – вектор входных сигналов в АЭ приемника размерности $N_R \times 1$; $\mathbf{n}^T = [n_1(t) \quad n_2(t) \quad ... \quad n_{N_R}(t)]$ – вектор шума размерности $N_R \times 1$, элементы которого – случайные процессы (СП) с гауссовским распределением, некоррелированные во времени, с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсией [1].

ПС детерминированного канала MIMO для комплекснозначных непрерывных входных и выходных сигналов **x** и **y** можно определить как максимум взаимной дифференциальной энтропии при некоторой функции плотности вероятности (ФПВ) входного сигнала **x** [2]:

$$C = \max_{p(\mathbf{x})} \left\{ \bar{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y} | \mathbf{H}) \right\}, \tag{2}$$

где

$$\bar{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y} | \mathbf{H}) = \bar{I}_{diff}(\mathbf{y} \mid \mathbf{H}) - \bar{I}_{diff}(\mathbf{n}) \tag{3}$$

взаимная дифференциальная энтропия, которая представляет среднюю взаимную информацию в канале MIMO для векторов входного **x** и выходного **y** сигнала и шума **n**; $p(\mathbf{x})$ – ФПВ сигнального вектора **x**.

Если предположить, что элементы векторов **y** и **n** – комплекснозначные СП с круговой симметрией, для которых вещественные и мнимые части взаимно независимы, распределены по закону Гаусса с дисперсиями соответственно $\sigma_{Y'}^2 = \sigma_{Y''}^2 = \dfrac{\sigma_Y^2}{2}$ и $\sigma_{N'}^2 = \sigma_{N''}^2 = \dfrac{\sigma_N^2}{2}$, то выражение (3) для взаимной дифференциальной энтропии можно представить так [3]:

$$\bar{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y} \mid \mathbf{H}) = \log_2 \left(\frac{\det \mathbf{R}_{YY}}{\det \mathbf{R}_{NN}} \right), \tag{4}$$

где det() – определитель матрицы, $\mathbf{R}_{XX} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$ и $\mathbf{R}_{NN} = E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\}$ – соответственно автокорреляционные матрицы сигнала **x** и шума, которые определяются с учетом (1):

$$\mathbf{R}_{YY} = E\{\mathbf{y} \cdot \mathbf{y}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_{NN}, \tag{5}$$

где $E\{\ \}$ – операция математического ожидания, H – эрмитовое сопряжение.

Если положить, что шумовые компоненты на N_R выходах канала MIMO взаимно независимы и имеют дисперсию $\sigma_N^2 = \dfrac{N_0}{T_s}$ (T_s – длительность информационного символа, N_0 – спектральная плотность мощности шума), автокорреляционную матрицу шума можно представить так:

$$\mathbf{R}_{NN} = E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_N^2 \mathbf{I}_{N_R}. \tag{6}$$

где $\mathbf{I}_{N_R}$ – единичная квадратная матрица размерности $N_R \times N_R$.

После преобразования (4) с учетом (5) – (6) получим выражение для взаимной дифференциальной энтропии [3]:

$$\bar{I}(\mathbf{x};\mathbf{y}\,|\,\mathbf{H})=\log_2\det\left(\mathbf{I}_{N_R}+\frac{1}{\sigma_N^2}\mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H\right) \tag{7}$$

Соответственно ПС детерминированного канала MIMO (2) с учетом (7) будет равна

$$C=\max_{p(\mathbf{x})}\left\{\log_2\det\left(\mathbf{I}_{N_R}+\frac{1}{\sigma_N^2}\mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H\right)\right\}. \tag{8}$$

Если невозможно адаптировать передаваемый сигнальный вектор **x** с учетом свойств канала (т.е. оптимизировать $\mathbf{R}_{XX}$), наилучшей стратегией, с точки зрения повышения ПС, будет передача N_T независимых потоков данных с равными мощностями $\sigma_X^2=\dfrac{E_s}{T_s}$ (E_s – средняя энергия информационного символа). Ковариационная матрица в этом случае примет вид

$$\mathbf{R}_{XX}=\frac{E_s}{T_s}\cdot\mathbf{I}_{N_T}=\sigma_X^2\cdot\mathbf{I}_{N_T} \tag{9}$$

и ПС (8) будет

$$C=\log_2\det\left(\mathbf{I}_{N_R}+\frac{E_s}{N_0}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right). \tag{10}$$

Канальную матрицу **H** можно представить с помощью сингулярного разложения (Singular Value Decomposition – SVD) [4]:

$$\mathbf{H}=\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H, \tag{11}$$

где **U** и **V** – унитарные матрицы размерности соответственно $N_R\times N_R$ и $N_T\times N_T$; $\mathbf{\Sigma}$ – матрица размерности $N_R\times N_T$, диагональные элементы которой – собственные значения матрицы **H** вида $\sigma_1\geq\ \ \sigma_2\geq,...\ \ \geq\sigma_{N_{\min}}$, $N_{\min}=\min\left(N_T,N_R\right)$, которые имеют физический смысл коэффициентов передачи, а недиагональные элементы равны нулю.

С учетом (11) матрицу $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ можно представить как

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H=\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\left(\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\right)^H=\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\mathbf{V}\Sigma^H\mathbf{U}^H=\mathbf{U}\Sigma\Sigma^H\mathbf{U}^H=\mathbf{U}\Lambda\mathbf{U}^H, \tag{12}$$

где $\mathbf{\Lambda}$ – диагональная матрица размерности $N_R\times N_R$, элементы которой

$$\lambda_i=\begin{cases}\sigma_i^2, & \text{если}\quad i=1,2,...,N_{\min}\\ 0, & \text{если}\quad i=N_{\min}+1,...,N_R\end{cases} \tag{13}$$

собственные значения эрмитово симметричной квадратной матрицы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ (или $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$). Из (13) видно, что собственные значения λ_i ($i=1,...,N_{\min}$) $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ – квадраты собственных значений σ_i матрицы **H**.

Выражение для детерминированной ПС (10) при передаче независимых потоков с равными мощностями с учетом (12) примет вид:

$$C=\log_2\det\left(\mathbf{I}_{N_R}+\frac{E_s}{N_0}\mathbf{U}\Lambda\mathbf{U}^H\right)=\log_2\det\left(\mathbf{U}\left(\mathbf{I}_{N_R}+\frac{E_s}{N_0}\Lambda\right)\mathbf{U}^H\right)=$$
$$=\log_2\det\left(\mathbf{I}_{N_R}+\frac{E_s}{N_0}\Lambda\right)=\log_2\left[\prod_{i=1}^{r}\left(1+\frac{E_s}{N_0}\lambda_i\right)\right]=\sum_{i=1}^{r}\log_2\left(1+\frac{E_s}{N_0}\lambda_i\right) \tag{14}$$

где $r=N_{\min}$.

Последнее выражение в (14) можно интерпретировать как суммарную ПС по *r* независимым виртуальным подканалам SISO или как результат усреднения ПС по собственным подканалам с коэффициентами передачи $\lambda_i=\sigma_i^2$. Можно сказать, что образованные таким образом подканалы представляют собой собственные моды канала MIMO – независимые невзаимодействующие между собой подсистемы.

Если усиление всех виртуальных подканалов SISO λ_i принять равными, т.е.

$$\lambda=\lambda_i=\frac{\xi}{N_{\min}}, \tag{15}$$

где

$$\xi=\sum_{i=1}^{N_{\min}}\lambda_i \tag{16}$$

– суммарное усиление всех подканалов, тогда матрица $\mathbf{HH}^H$ примет вид

$$\mathbf{HH}^H=\frac{\xi}{N_{\min}}\cdot\mathbf{I}_{N_{\min}} \tag{17}$$

Важно, что диагональная структура матрицы $\mathbf{HH}^H$ по-прежнему обеспечивает ортогональность подканалов SISO и ПС (10) согласно (15) – (17)

$$C=N_{\min}\log_2\left(1+\frac{E_s}{N_0}\frac{\xi}{N_{\min}}\right). \tag{18}$$

ПС (18) в $N_{\min}$ раз больше ПС отдельного виртуального канала SISO (14).

Важным условием повышения ПС детерминированного канала MIMO является наличие информации о состоянии канала связи (Channel State Information – CSI), что предполагает оценку комплексных коэффициентов передачи матрицы **H** на приемной стороне и передачу этой информации по обратному каналу на передатчик. На основании дополнительной предобработки в адаптивной диаграммообразующей схеме (ДОС) передатчика с учетом CSI в канале MIMO могут быть сформированы независимые виртуальные каналы. Покажем это, для чего воспользуемся сингулярным разложением (11) матрицы **H** в (1):

$$\tilde{\mathbf{y}}=\Sigma\tilde{\mathbf{x}}+\tilde{\mathbf{n}}, \tag{19}$$

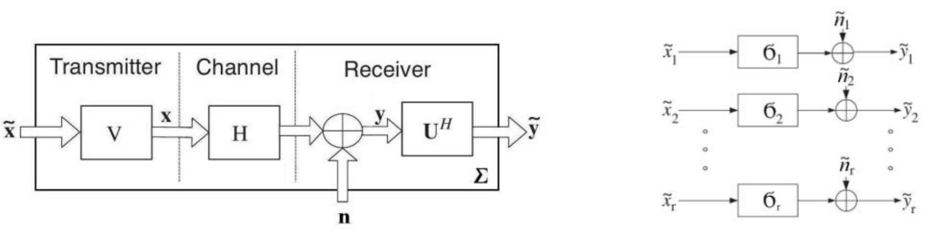
где $\tilde{\mathbf{y}}=\mathbf{U}^H\mathbf{y}$ и $\tilde{\mathbf{n}}=\mathbf{U}^H\mathbf{n}$ – соответственно векторы сигнала и шума на выходе ДОС приемника, $\tilde{\mathbf{x}}=\mathbf{V}^H\mathbf{x}$ – вектор сигнала на входе ДОС передатчика.

Согласно (19) передачу по каналу MIMO можно представить с помощью обобщенной матрицы **Σ**, куда входят: ДОС передатчика, представленная матрицей $\mathbf{V}$; собственно канальная матрица **H** и ДОС приемника, представленная матрицей $\mathbf{U}^H$ (рис.2, *а*).

Поскольку матрица **Σ** диагональная, уравнение (19) эквивалентно $r=N_{\min}$ уравнениям вида

$$\tilde{y}_i=\sigma_i\tilde{x}_i+\tilde{n}_i,\qquad i=1,2,\ldots,r, \tag{20}$$

которые описывают *r* независимых собственных виртуальных канала SISO (рис.2, *б*).



а *б*

Рис. 2

Представим ПС детерминированного канала MIMO (8) с учетом сингулярного разложения (11) матрицы **H**:

$$
\begin{aligned}
C(\mathbf{H}) &= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2} \mathbf{U_H} \Sigma_\mathbf{H} \mathbf{V_H}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V_H} \Sigma_\mathbf{H}^H \mathbf{U_H}^H \right) = \\
&= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2} \Sigma_\mathbf{H} \mathbf{V_H}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V_H} \Sigma_\mathbf{H}^H \right)
\end{aligned} \tag{21}
$$

Воспользуемся теперь представлением ковариационной матрицы $\mathbf{R}_{XX}$ по собственным значениям (eigenvalue decomposition) [4]:

$$
\mathbf{R}_{XX} = \mathbf{V}_X \Pi \mathbf{V}_X^H , \tag{22}
$$

где $\Pi = diag(\eta_i)$ – диагональная матрица с собственными значениями, имеющими физический смысл мощности. Если предположить, что $\mathbf{V}_X = \mathbf{V_H}$, после подстановки (22) в последнее уравнение (21) получим

$$
C(\mathbf{H}) = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2} \Sigma_\mathbf{H} \Pi \Sigma_\mathbf{H}^H \right) = \sum_{i=1}^{r} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_N^2} \eta_i \sigma_i^2 \right) \tag{23}
$$

Согласно (23) ПС канала MIMO представляет собой сумму ПС подканалов с коэффициентами передачи $\lambda_i = \sigma_i^2$, по которым передается мощность η_i.

Для максимизации ПС (23) нужно найти оптимальные уровни мощности η_i, передаваемые по виртуальным подканалам SISO. Так как существует только $r = N_{\min}$ ненулевых сингулярных значений $\sigma_i^2 > 0$ ($i \le r$) матрицы **H**, передача мощности $\eta_i > 0$ по остальным $r < i \le N_T$ подканалам является нецелесообразной. Именно для максимизации ПС по r подканалам решается оптимизационная задача заполнения объема водой Karush-Kuhn-Tucker

$$
\max_{\eta_1 \dots \eta_r} \sum_{i=1}^{r} \log_2 \left(1 + \sigma_i^2 \frac{\eta_i}{\sigma_N^2} \right), \tag{24}
$$

которая в конечном итоге сводится к решению уравнений вида [3]:

$$
\eta_i = \frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}, \tag{25}
$$

где ξ – параметр, который определяется исходя из ограничений по мощности:

$$
\sum_{i=1}^{r} \eta_i = \sum_{i=1}^{r} \left(\frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2} \right) = N_T \cdot \frac{E_s}{T_s} . \tag{26}
$$

При решении (25) возможны два случая:

$$\text{если } \frac{\log_2(e)}{\xi} > \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}, \text{ тогда } \eta_i = \frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2} > 0;$$
$$\text{если } \frac{\log_2(e)}{\xi} \le \frac{\sigma_N^2}{\sigma_\upsilon^2}, \text{ тогда } \eta_i = \frac{\log_2(e)}{\xi} - \frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2} = 0. \qquad (27)$$

Иллюстрация оптимизационной задачи заполнения объема водой представлена на рис. 3.

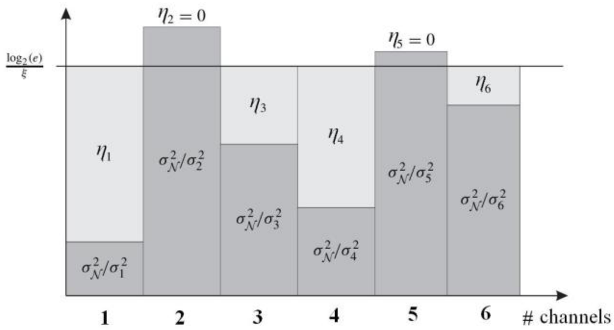


Рис. 3

Высоты водяных столбов представляют различные уровни мощности η_i, передаваемые по подканалам, а высоты дна – величины мощности шума, деленные на квадрат коэффициента передачи в этих подканалах – $\frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}$. Таким образом, чем выше уровень шума $\frac{\sigma_N^2}{\sigma_i^2}$ в i-м подканале, тем меньшую мощность полезного сигнала следует передавать по нему. Другими словами, большие уровни мощности необходимо передавать по хорошим каналам и наоборот. Если канал плохой $\frac{\log_2(e)}{\xi} \le \frac{\sigma_N^2}{\sigma_\upsilon^2}$, то его и вовсе не следует использовать для передачи $(\eta_i = 0)$.

В реальных условиях параметры канала MIMO изменяются во времени случайным образом, поэтому элементы матрицы **H** – случайные величины и ПС (8) можно найти путем усреднения во времени [3]:

$$\overline{C} = E\{C(\mathbf{H})\} = E\left\{\max_{p(\mathbf{x})}\left\{\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_N^2}\mathbf{H}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{H}^H\right)\right\}\right\}. \qquad (28)$$

ПС (28) называется эргодической и представляет среднюю ПС по всем каналам передачи MIMO.

Например, эргодическая ПС для канала MIMO без учета CSI может быть получена на основании (14) как

$$\overline{C}_{\overline{CSI}} = E\left\{\sum_{i=1}^{r}\log_2\left(1 + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_N^2}\lambda_i\right)\right\}, \qquad (29)$$

а при наличии CSI с учетом (24) как

$$\overline{C}_{CSI} = E\left\{\max_{\eta_1 \ldots \eta_r}\sum_{i=1}^{r}\log_2\left(1 + \frac{1}{\sigma_N^2}\lambda_i\eta_i\right)\right\} = E\left\{\sum_{i=1}^{r}\log_2\left(1 + \frac{1}{\sigma_N^2}\lambda_i\eta_i^{opt}\right)\right\}. \qquad (30)$$

Эргодическая ПС $\overline{C}$ представляет собой среднюю ПС по всем каналам передачи и обычно соответствует случаю каналов с быстрыми замираниями. Наоборот, при расчете ПС канала MIMO с медленными замираниями, где время когерентности канала много больше длительности блока кодированного сигнала, важно учитывать ПС с учетом вероятности нарушения связи (Outage Capacity).

ПС канала с учетом вероятности нарушения связи $P_{out}=\varepsilon$ определяется как максимально возможная скорость передачи данных C_ε при условии, что [2]:

$$P_{out}\left(C_\varepsilon\right) = \Pr\left(C(\mathbf{H}) \le C_\varepsilon\right). \qquad (31)$$

ПС канала с учетом вероятности нарушения связи $P_{out}=\varepsilon$ определяется как максимально возможная скорость передачи данных, при которой $P_{out}<\varepsilon$. Другими словами, ПС канала C_ε при вероятности нарушения связи ε соответствует условию [2]:

$$P_{out}\left(C_\varepsilon\right) = \Pr\left(C(\mathbf{H}) < C_\varepsilon\right) = \varepsilon. \qquad (32)$$

Проведем математическое моделирование ПС с учетом полученных выражений. Пусть элементы матрицы **H** – комплексные случайные величины $H_1 + jH_2$, где H_1, H_2 – независимые и одинаково распределенные (independent and identically distributed – i.i.d.) гауссовские (нормальные) случайные величины с нулевым средним и дисперсией σ^2, т.е. $H_{1,2} \in N\left(0,\sigma^2\right)$, а модуль $\left|\dot{H}\right| = \sqrt{H_1^2 + H_2^2}$ имеет релеевское распределение.

Для создания канальной матрицы **H** воспользуемся встроенной функцией randn ( ) СКМ MATLAB, с помощью которой формируются случайные числа, распределенные по гауссовскому закону с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2 = 1$, т.е. $N(0,1)$. Для выполнения условия $\left|\dot{H}\right| = 1$ необходима нормировка $\frac{1}{\sqrt{2}}\left(H_1 + jH_2\right)$.

Результаты моделирования

С учетом выражений (19), (18) и применения к ним оптимизационной процедуры Karush-Kuhn-Tucker [3] было проведено математическое моделирование эргодической ПС каналов связи MIMO с различной конфигурацией АЭ на передающей и приемной стороне при наличии и отсутствии информации о канале связи (CSI). Результаты моделирования зависимости эргодической ПС как функции отношения сигнал-шум (ОСШ) приведены на рис.4. Как видно из рис. 4, эргодическая ПС растет при увеличении количества АЭ на стороне передатчика и приемника. Потенциальный рост ПС определяется исключительно габаритными размерами антенной системы. При этом информация о канале MIMO имеет выигрышное значение преимущественно при малых ОСШ и слабо улучшает ПС при больших ОСШ. Например, для схемы MIMO 6x6 при ОСШ равном 5 *дБ* различия в эргодической ПС каналов MIMO с CSI и без составлит 10 *дБ*.

С учетом (31) – (34) было проведено численное моделирование ПС канала MIMO конфигурации 4x4 с учетом различных значений вероятности нарушения связи, результаты которого представлены на рис. 5 и 6 в виде зависимостей ПС при заданных вероятностях нарушения связи P_{out} от соотношения сигнал шум (ОСШ). На рис. 5 показана зависимость ПС с учетом вероятности нарушения связи от собственно самой вероятности нарушения связи при заданных ОСШ – 0, 5, 10, 15 и 20 *дБ*. На рис. 6 представлена зависимость ПС от ОСШ при ПС с учетом заданной вероятности нарушения святи, которая равна $C_{å}$=0.1 (10 %), $C_{å}$=0.2 (20 %), $C_{å}$=0.3 (30 %), $C_{å}$=0.4 (40 %) и $C_{å}$=0.5 (50 %).

Как видно из рис. 5, 6, чем жестче требования к каналу связи MIMO (то есть вероятность нарушения связи ниже), тем меньше ПС в нем при заданных ОСШ. Например, при ОСШ 10 *дБ* и вероятности нарушения связи 10 % скорость передачи в канале равна 9 *bps/Hz*; при вероятности нарушения связи 40 % – 11 *bps/Hz*, это соответствует потерям ПС 2 *bps/Hz* (иногда такие потери ПС бывают существенными - в случае широкополосных систем связи).

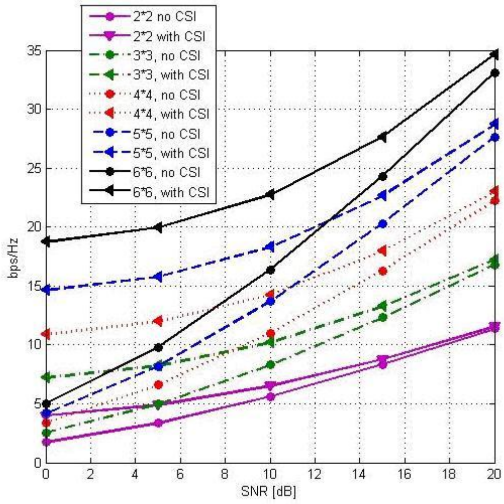


Рис. 4

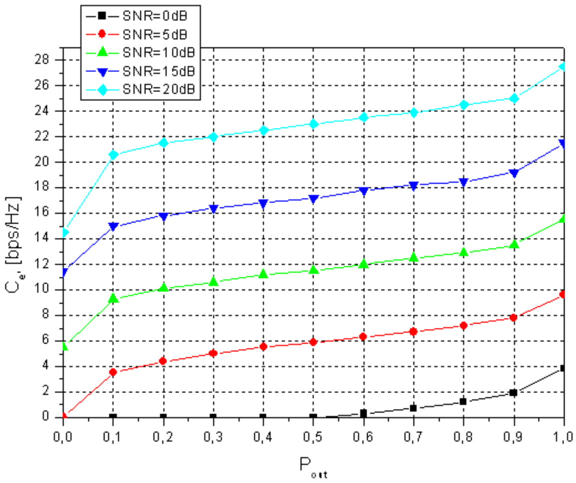


Рис. 5

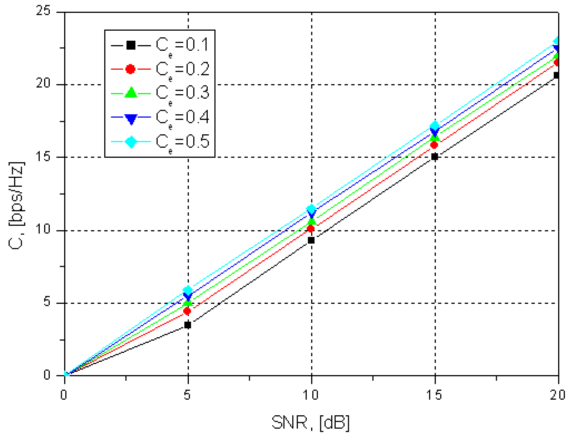


Рис. 6

Выводы

Таким образом, если АЭ передатчика могут взаимодействовать между собой и у них есть информация о мгновенных состояниях матрицы **H** (CSI), то такая система передачи имеет лучшие характеристики по сравнению с простой передачей независимых потоков данных с равной мощностью по N_T входам канала MIMO. При отсутствии данных о канале MIMO на стороне передатчика, лучшей стратегией является передача N_T независимых потоков данных с равной мощностью. Из рис. 6 видно, что ужесточение требований к системе связи с MIMO (уменьшение ПС при заданной вероятности нарушения связи – $C_{å}$) приводит к меньшим значениям собственной ПС.

Список литературы: 1. *Hanzo, L, Alamri, O., El-Hajjar, M., Wu, N.* Near-Capacity Multi-Functional MIMO Systems: Sphere-Packing, Iterative Detection and Cooperatione // Wiley-IEEE Press, 2009. – P. 25-44. 2. *Goldsmith, A., Jafar, S.A., Jindal, N., Vishwanath, S.* Fundamental Capacity of MIMO Channels. – Stanford : Stanford University, 2002. – P. 5-27. 3. *Kuhn, V.* Wireless Communications over MIMO Channels. – Germany : Universitat Rostock, 2006. – P. 51-89. 4. *Lau, B.K., Ow, S.M.S, Kristensson, G., Molisch, A. F.* Capacity Analysis for Compact MIMO Systems // IEEE Antennas and Propagation Society. – 2005. – Vol. 1. – P. 165-170. 5. *Wrulich, M.* Capacity Analysis of MIMO Systems. – Wien, Janner 2006. – P. 21-85. 6. *Tsoulos, G.* MIMO system technology for wireless communications / By Taylor & Francis Group, 2006. – P. 29-113.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.04.2012