

# ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МІМО СИСТЕМЫ ПУТЕМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ОРТОГОНАЛЬНЫХ АНТЕНН

Мартынчук А.А., Назмутдинов А.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
050-402-52-97, alexmartynchuk@rambler.ru

The given work is devoted to the modern developments in the field of solution the main problems of telecommunications, such as increase of bit rate at fix bit error rate for the stationary and mobile MIMO system by double polarization-orthogonal receiving antennae and simple polarization-orthogonal transmission antenna. The output bit rate can be increased due to adaptive polarization-orthogonal antennae and decreased mismatch on polarization

**Введение.** Повышение пропускной способности каналов беспроводного доступа может быть достигнуто путем расширения полосы частот, повышения излучаемой мощности, применением специальных методов кодирования, включающих и методы пространственно-временного кодирования и мультиплексирования, к которым и относят МІМО системы. Однако, вопросы возможности применения поляризационно-ортогональных антенных элементов МІМО систем для реализации поляризационного пространственно-временного кодирования освещены в литературе недостаточно [1,2]. В частности, для стационарных и мобильных систем в этом случае *актуальной* является задача исследования возможности и эффективности использования поляризационного пространственно-временного кодирования для повышения пропускной способности каналов беспроводного доступа МІМО системы, что и определяет *актуальность* исследования.

*Целью* исследования является разработка предложений повышения пропускной способности МІМО системы.

*Задачами* исследования являются: разработка математической модели сигнала на выходе многоканального приемника с ортогональными поляризационными каналами МІМО системы; исследование пропускной способности при использовании поляризационного пространственно-временного кодирования.

**Сущность.** Пусть некоторый информационный поток  $S(t)$  в кодере передатчика разделен на два подпотока  $S(t) = (S_1(t) \ S_2(t))^T$ , которые после ортогонального кодирования либо ортогонального модулирования одновременно излучаются передающей антенной на вертикальной поляризации  $S_1(t)$  и на горизонтальной  $S_2(t)$  (рис. 1).

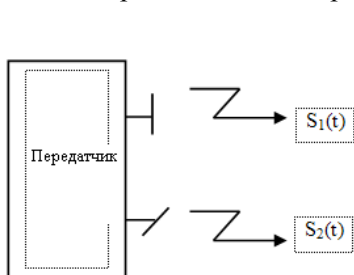


Рис. 1. Излучение ортогональных сигналов

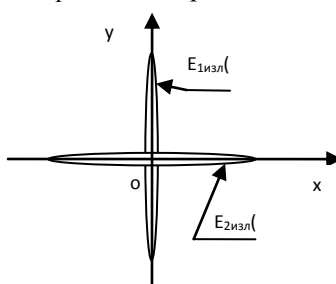


Рис. 2. ПД излучаемых сигналов

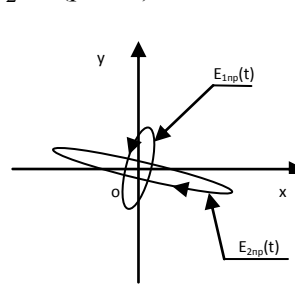


Рис. 3. ПД принимаемых сигналов

Излучаемые сигналы в свободном пространстве реальных поляризационно-ортогональных излучателей передающих антенн ввиду их конечной развязки по поляризации характеризуются параметрами поляризационных диаграмм (ПД), такими как угол эллиптичности  $\alpha$  и угол ориентации  $\beta$  поляризационного эллипса (рис. 2). ПД принимаемых сигналов ввиду изменяемых условий распространения радиоволн мобильных систем, влияния переотражений, многолучевости, погодных условий, могут сколь угодно отличаться от идеальных линейно-поляризованных (рис. 3) и являются

частично поляризованными [1]. Поэтому, целесообразным является полный поляризационный прием таких сигналов (рис.4) в многоканальном приемнике.

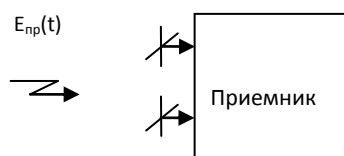


Рис. 4. Поляризационно-ортогональные антенны приемника

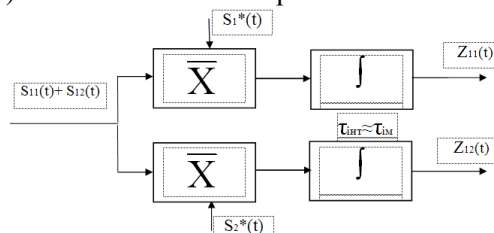


Рис. 5. Выделение ортогональных сигналов в одном поляризационном канале

Сигналы с ортогональным кодированием выделяются в четырех поляризационных каналах многоканального приемника, один из которых представлен на рис. 5. В каждом из поляризационных каналов происходит разделение основных ( $z_{11}(t)$  либо  $z_{22}(t)$ ) и перекрестных ( $z_{12}(t)$  либо  $z_{21}(t)$ ) по поляризации составляющих ортогональных сигналов. В результате дальнейшей адаптивной к поляризационным изменениям обработки полученного поляризационного вектора сигналов выделяются составляющие  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  в декодере и происходит формирование выходного информационного потока  $S(t)$ .

**Математическая модель сигнала на выходе многоканального приемника с ортогональными поляризационными каналами ММО системы.** Вектор напряженности электрического поля вблизи передающей антенны (рис. 1) может быть представлен в виде поляризационного вектора

$$\vec{E}_{u3l}(t) = H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot (S_1(t) \ 0)^T + H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot (0 \ S_2(t))^T, \quad (1)$$

где  $H_{\alpha} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix}$  – матрица эллиптичности,  $\alpha = -45^0 \dots + 45^0$ ;

$$H_{\beta} = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix} \text{ – матрица ориентации, } \beta = -90^0 \dots + 90^0;$$

$\alpha = \alpha_1; \alpha_2$  и  $\beta = \beta_1; \beta_2$  – углы эллиптичности и ориентации ПД первого и второго излучателя передающей антенны соответственно.

Вследствие особенностей распространения радиоволн, вектор напряженности принимаемого сигнала у приемной антенны покажем в виде

$$\vec{E}_{np}(t) = \vec{E}_{u3l}(t - \tau_0) \cdot \dot{K}_{r0}(t) + \sum_{i=1}^n \dot{R}_i(t - \tau_i) \cdot \dot{K}_{ri}(t - \tau_i) \cdot \vec{E}_{u3l}(t - \tau_i), \quad (2)$$

где  $n$  – общее количество переотражений при распространении;  $\dot{K}_{r0}(t)$  и  $\dot{K}_{ri}(t - \tau_i)$  – множители затухания прямой и переотраженных волн;  $\tau_0$  и  $\tau_i$  – множители запаздывания прямой и переотраженных волн;  $\dot{R}_i(t - \tau_i)$  – матрица коэффициентов отражений.

Поляризационные параметры приемных антенн опишем с помощью поляризационного вектора каждого излучателя при известных углах эллиптичности и ориентации ПД. Для первого, например, имеем

$$\vec{p}_{a1} = H_{\alpha 1}^{T*} \cdot H_{\beta 1}^T \cdot \vec{p}_1^0, \quad (3)$$

$$\alpha_1 = \alpha_{np} = 0 \pm \Delta\alpha_{np1} = \arctg\left(\frac{E_{крос\_np1}}{E_{осн\_np1}}\right), \quad \beta_1 = \beta_{np1} = 90^0 \pm \Delta\beta_{np1},$$

где  $E_{крос\_np1}$  – кросс-поляризационная составляющая поля (горизонтальная);

$E_{осн\_np1}$  – основная составляющая поля (вертикальная);

$\Delta\alpha_{np1}$  – угол эллиптичности ПД, определяющий конечную развязку по поляризации реальной антенны;

$\Delta\beta_{np1}$  – угол неперпендикулярности, ошибки установки антенны;

$\vec{p}_1^0 = (1 \ 0)^T$  – единичный поляризационный орт первого излучателя первой антенны.

Сигнал на выходе каждого излучателя приемной антенны представим в виде

$$\dot{U}_{np}(t) = \vec{p}_a^{T*} \cdot \vec{E}_{np}(t) \cdot K_a + \dot{U}_{ш}(t) = \dot{U}_c(t) + \dot{U}_{ш}(t), \quad (4)$$

где  $K_a$  – коэффициент, учитывающий потери и преобразующую роль приемной антенны (эффективная длина для вибраторов);  $\dot{U}_{ш}(t)$  – тепловой шум приемного канала.

Сигналы с выхода первого канала первой поляризационно-ортогональной антенны (рис. 5) представим в виде

$$\vec{z}_{1к} = (\dot{z}_{111} \ \dot{z}_{121})^T. \quad (5)$$

На выходе второго канала первой поляризационно-ортогональной антенны имеем

$$\vec{z}_{2к} = (\dot{z}_{211} \ \dot{z}_{221})^T. \quad (6)$$

Сигнал третьего и четвертого каналов второй поляризационно-ортогональной антенны будет соответственно

$$\vec{z}_{3к} = (\dot{z}_{112} \ \dot{z}_{122})^T, \quad (7)$$

$$\vec{z}_{4к} = (\dot{z}_{212} \ \dot{z}_{222})^T. \quad (8)$$

Результирующий комплексный поляризационный вектор сигнала на выходе многоканального приемника покажем в виде составляющих векторов

$$\vec{z}_{c\_ввх} = \begin{pmatrix} \vec{z}_{1к}^T & \vec{z}_{2к}^T & \vec{z}_{3к}^T & \vec{z}_{4к}^T \end{pmatrix}^T \quad (9)$$

и в общей форме

$$\vec{z}_{c\_ввх} = (\dot{z}_{111} \ \dot{z}_{121} \ \dot{z}_{211} \ \dot{z}_{131} \ \dot{z}_{112} \ \dot{z}_{122} \ \dot{z}_{212} \ \dot{z}_{222})^T. \quad (10)$$

Считаем, что прием происходит в условиях влияния внутренних шумов приемных каналов, поэтому, область дискретных значений результирующего сигнала (10) можно представить  $n$ -мерной плотностью распределения ( $n=8$ ) с нулевым средним, которую будем считать приближающейся к нормальному закону [1]

$$P(\vec{z}_{c\_ввх}) = \left( (2\pi)^n |\dot{M}| \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{z}_{c\_ввх})^T \dot{M}^{-1} (\vec{z}_{c\_ввх}) \right\}, \quad (11)$$

где  $\dot{M}^{-1}$  – матрица, обратная ковариационной матрице (КМ).

КМ заменяем ее текущей оценкой, которую получаем по результатам приема векторного сигнала (10)

$$\dot{M} \approx \hat{M}(t) = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k \vec{z}_{ic\_ввх}(t_i - T_{ycp}) \cdot \vec{z}_{ic\_ввх}^*(t_i - T_{ycp}), \quad (12)$$

причем, величина  $k$  – должна быть достаточной с точки зрения ошибок оценки и стационарности процесса.

С другой стороны, оценка КМ соответствует некоторому количеству усредняемых отсчетов, а значит и некоторому периоду времени усреднения  $T_{ycp}$ , которое представляет собой величину, зависящую от времени корреляции сигнала  $\tau_{c\_кор}$  с учетом изменения поляризационных параметров. Заметим, что выражение (12) представляет собой адаптацию к текущим поляризационным изменениям сигнала при  $T_{ycp} \ll \tau_{c\_кор}$ .

В реальных условиях КМ (12) будет плохо обусловленной, а значит выражение (11) будет некорректным. Поэтому, целесообразным является переход от поляризационного вектора сигнала (10) к вектору его независимых главных компонент. Для этого отметим,

что КМ является эрмитовой, а значит и положительно определенной. Поэтому, она относится к классу диагонализируемых матриц. Имеем

$$\dot{M} = \vec{B} \cdot \Lambda \cdot \vec{B}^{T*}, \quad (13)$$

где  $\vec{B} = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 & \vec{b}_3 & \vec{b}_4 & \vec{b}_5 & \vec{b}_6 & \vec{b}_7 & \vec{b}_8 \end{pmatrix}^T$  – матрица собственных векторов КМ;

$\Lambda = \text{diag}(\lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3 \ \lambda_4 \ \lambda_5 \ \lambda_6 \ \lambda_7 \ \lambda_8)$  – матрица собственных значений, спектр КМ, причем,  $\lambda_1 \geq \lambda_8$ .

Поэтому, вектор главных компонент найдем так

$$\vec{z}_{c\_вых\ r}(t_i) = \dot{B}^{T*} \cdot \vec{z}_{c\_вых\ r}. \quad (14)$$

Теперь плотность вероятности распределения можно представить  $r$ -мерной ( $r \leq n$ ) плотностью распределения с нулевым средним

$$P(\vec{z}_{c\_вых\ r}) = \left( (2\pi)^r |M_r| \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{z}_{c\_вых\ r})^{T*} M_r^{-1} (\vec{z}_{c\_вых\ r}) \right\}. \quad (15)$$

Заметим, что априори истинный ранг КМ сигнала (12) без учета влияния шумов и степени поляризации уже известен и равен двум  $r = 2$ , так как информационный поток  $S(t)$  в кодере передатчика был разделен на два ортогональных, а значит и независимых подпотока  $S(t) = (S_1(t) \ S_2(t))^T$ . Поэтому, использование метода главных компонент позволит найти преобразующую матрицу приемника (рис.4) для выделения составляющих информационного потока в виде

$$S(t) \Rightarrow \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \end{pmatrix} = \vec{z}_{c\_вых\ r}(t_i) = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 \end{pmatrix}^{T*} \cdot \vec{z}_{c\_вых\ r}(t). \quad (16)$$

Итак, обработка (16) вместе с адаптацией (12) позволит существенно уменьшить поляризационные потери на рассогласование по поляризации частично поляризованного сигнала и антенны. Естественной платой за это является усложнение приемного канала и устройств обработки.

**Исследование пропускной способности при использовании поляризационного пространственно-временного кодирования.** Определим пропускную способность и вероятность ошибок типового двухканального приемного канала ММО системы с использованием вибраторных антенн [2]. При этом учитываются типовые поляризационные потери реального канала, например,  $K_{кан} = 3\text{дБ}$  за счет влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации волн. Полоса частот 20МГц. Кодирование – простое бинарное фазовое. Вероятность ошибок оценивалась статистическим методом Монте-Карло с помощью разработанной математической модели и программы канала ММО с поляризационно ортогональными антеннами и с учетом поляризационных искажений сигнала при излучении, приеме и при распространении. Количество моделируемых бит информации  $10^6$ , количество тестов 25. Для сравнения определим пропускную способность (рис. 6) и вероятность ошибок (рис. 7) предлагаемого приемного канала с поляризационным ортогональным кодированием и без поляризационных потерь и реального канала с поляризационными потерями ЗйА.

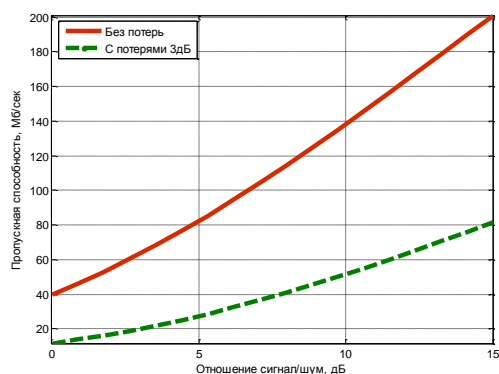


Рис. 6. Сравнения пропускной способности

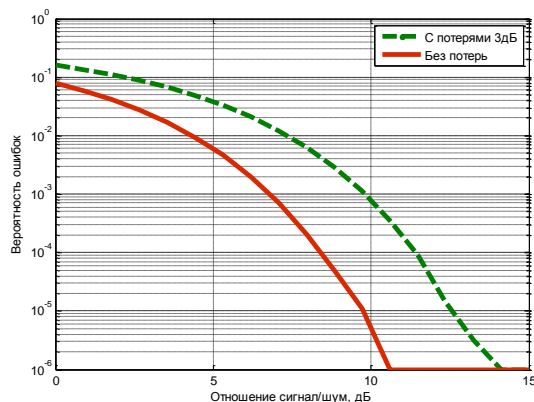


Рис. 7. Вероятности ошибок передачи

Заметим, что если пропускная способность реального канала с поляризационными потерями  $3\text{дБ}$  и при отношении сигнал/шум  $10\text{дБ}$  достигает величины  $55\text{МБ}/\text{сек}$  при вероятности ошибок  $F \leq 3 \cdot 10^{-4}$ , то для предлагаемого канала с поляризационным ортогональным кодированием пропускная способность уже может быть увеличена примерно в 2,5 раза, до  $140\text{МБ}/\text{сек}$  и при меньшей вероятности ошибок  $F \leq 6 \cdot 10^{-5}$ .

**Предложениями повышения пропускной способности ММО системы** являются следующие: организация разделения передаваемого потока на два ортогональных подпотока и излучение каждого из них на ортогональных поляризациях; организация полного поляризационного приема двумя поляризационно-ортогональными антеннами; оценка времени корреляции поляризационных параметров принятого сигнала; адаптивная оценка КМ принятого векторного сигнала; нахождение спектра и собственных векторов КМ и их анализ; составление матрицы преобразования из двух первых собственных векторов КМ; преобразование принятого векторного сигнала в его главные компоненты; восстановление информационного потока путем использования главных компонент принятого векторного сигнала.

**Выводы.** Разработанная математическая модель сигнала на выходе многоканального приемника с ортогональными поляризационными каналами ММО системы позволяет предъявить требования к структурной схеме устройств обработки для обеспечения ортогонального поляризационного пространственно-временного кодирования. Результаты исследования свидетельствуют о возможности увеличения пропускной способности в 2,5 раза при меньшей вероятности ошибок благодаря разработанным предложениям, что представляет собой существенную практическую значимость. Дальнейшим направлением исследований является разработка требований к предельным нестабильностям технических характеристик устройств обработки, к параметрам разноканальности и разнофазности поляризационных каналов передачи с ортогональным поляризационным пространственно-временным кодированием.

#### Литература:

1. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. – М.: Радио и связь, - 1984. – 272 с.
2. Многоканальная электросвязь и телекоммуникационные технологии: Учебник для студентов высших учебных заведений / Под общ. ред. В. В. Поповского. — Харьков: ООО «Компания СМИТ», 2006. — 596 с. — На рус. яз.