

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МІМО СИСТЕМЫ ПУТЕМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ОРТОГОНАЛЬНЫХ АНТЕНН

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 применение поляризационно-ортогональных антенных элементов МІМО систем для реализации поляризационного пространственно-временного кодирования освещено 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.

Цель исследования – разработка предложений повышения пропускной способности МІМО системы.

Задачи исследования – 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).

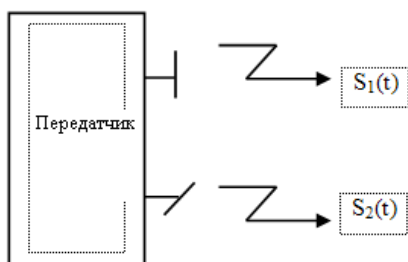


Рис. 1. Излучение ортогональных сигналов

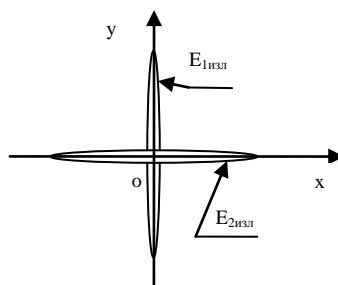


Рис. 2. ПД излучаемых сигналов

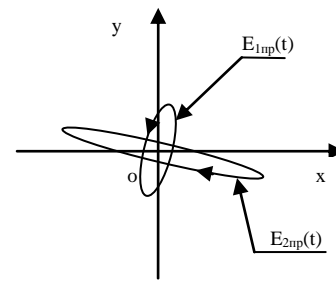


Рис. 3. ПД принимаемых сигналов

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 α и угол ориентации β 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. Сигналы с ортогональным кодированием выделяются в четырех поляризационных каналах многоканального приемника, один из которых представлен на рис. 5.

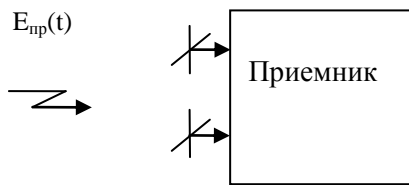


Рис. 4. Поляризационно-ортогональные антенны приемника

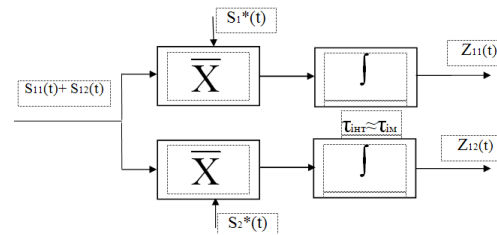


Рис. 5. Выделение ортогональных сигналов в одном поляризационном канале

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 формируется выходной информационный поток $S(t)$.

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

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

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

$H_{\beta} = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix}$ – 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

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

где n – общее количество переотражений при распространении; $\dot{K}_{r0}(t)$ и $\dot{K}_{ri}(t - \tau_i)$ – множители затухания прямой и переотраженных волн; τ_0 и τ_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

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

где $\alpha_1 = \alpha_{np} = 0 \pm \Delta\alpha_{np1} = \arctg\left(\frac{E_{kрос_np1}}{E_{осн_np1}}\right)$ – угол эллиптичности ПД первого излучателя;

$\beta_1 = \beta_{np1} = 90^0 \pm \Delta\beta_{np1}$ – угол ориентации ПД первого излучателя; $E_{kрос_np1}$ – 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

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

На выходе второго канала первой поляризационно-ортогональной антенны имеем

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

Сигналы третьего и четвертого каналов второй поляризационно-ортогональной антенны соответственно будут

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

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

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

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

и в общей форме

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

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]

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

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

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

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

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 $T_{уср}$, которое представляет собой величину, зависящую от времени корреляции сигнала $\tau_{с_кор}$ с учетом изменения поляризационных параметров. Заметим, что выражение (12) представляет собой адаптацию к текущим поляризационным изменениям сигнала при $T_{уср} \ll \tau_{с_кор}$.

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 диагонализированных 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:

$$\vec{z}_{с_вых_r}(t_i) = \vec{B}^{T*} \cdot \vec{z}_{с_вых}. \quad (14)$$

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

$$P(\vec{z}_{с_вых_r}) = \left((2\pi)^r |\dot{M}_r| \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{z}_{с_вых_r})^{T*} \dot{M}_r^{-1} (\vec{z}_{с_вых_r}) \right\}. \quad (15)$$

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, 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

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

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 – 20 МГц. Кодирование – простое бинарное фазовое. Вероятность ошибок оценивалась статистическим методом с помощью разработанной математической модели и программы функционирования канала ММО с поляризационно-ортогональными антеннами и с учетом поля-

ризационных искажений сигнала при излучении, распространении и при приеме. 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 *без поляризационных потерь* и *реального* канала с поляризационными потерями 3дБ.

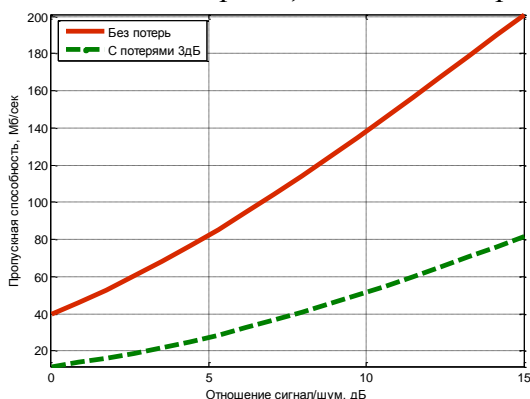


Рис. 6. Пропускная способность каналов

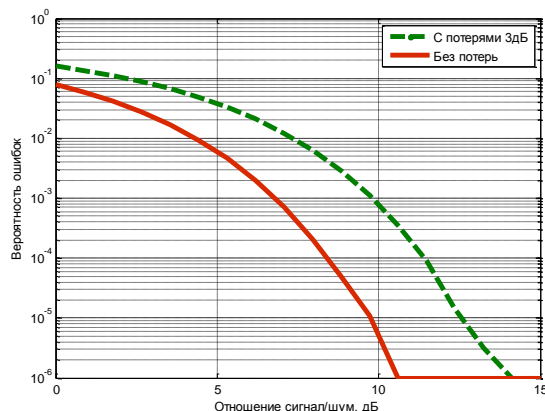


Рис. 7. Вероятность ошибок передачи каналов

Заметим, что если пропускная способность реального канала с поляризационными потерями 3дБ и при отношении сигнал/шум 10дБ достигает величины 55МБ/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 140МБ/сек и при меньшей вероятности ошибок $F \leq 6 \cdot 10^{-5}$.

Предлагаемая методика повышения пропускной способности ММО системы включает: организацию разделения передаваемого потока на два ортогональных подпотока и излучение каждого из них на ортогональных поляризациях; организацию полного поляризационного приема двумя поляризационно-ортогональными антеннами; оценку времени корреляции поляризационных параметров принятого сигнала; адаптивную оценку 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.

Список литературы: 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.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.02.2012