

**ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ БЛОКОВЫЕ КОДЫ
В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ МНОГОАНТЕННОЙ РАДИОСВЯЗИ**

Токарь М. С., Макаревич А. Л.

*Приднестровский государственный университет им. Т. Г. Шевченко,
ул. 25 Октября, г. Тирасполь, Молдова, 1283300
mike-onas@yandex.ru*

**ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВІ БЛОКОВІ КОДИ У СУЧАСНИХ
СИСТЕМАХ БАГАТОАНТЕННОГО РАДІОЗВ'ЯЗКУ**

Токар М. С., Макаревич А. Л.

*Пridністрoвський державний університет ім. Т.Г. Шевченко,
вул. 25 Жовтня, 128, м. Тирасполь, Молдова, 3300
mike-onas@yandex.ru*

**DIFFERENTIAL SPACE-TIME BLOCK CODES IN MODERN SYSTEM
OF MULTI-ANTENNA RADIOCOMMUNICATION**

Tokar M. S., Makarevich A. L.

*Pridnestrovian State University of Taras Shevchenko,
3300, Moldova, Tiraspol, str. October 25, 128
mike-onas@yandex.ru*

Аннотация. Статья посвящена оценке эффективности работы дифференциального пространственно-временного блочного кодирования (*DSTBC*). Схема кодирования основана на использовании технологии *Multiple Input Multiple Output (MIMO)* и принципе относительной фазовой модуляции, при использовании которой нет необходимости в знании информации о состоянии канала связи приемником при некоторых незначительных допущениях. Моделирование схемы кодирования/декодирования выполнено в пакете программ *MATLAB* для различного количества антенн на передающей и приемной сторонах.

Ключевые слова: Когерентный прием, замирания канала связи, спектральная эффективность, относительная фазовая модуляция, пространственно-временное кодирование, *MIMO*, комплексная ортогональная форма, максимальное правдоподобие, *SNR*, помехоустойчивость.

Анотація. Стаття присвячена оцінці ефективності роботи диференціального просторово-часового блокового кодування (*DSTBC*). Схема кодування основана на використанні технології *Multiple Input Multiple Output (MIMO)* і принципі відносної фазової модуляції, при використанні якої немає необхідності в знанні інформації про стан каналу зв'язку приймачем за деяких незначних допущень. Моделювання схеми кодування/декодування виконане в пакеті програм *MATLAB* для різної кількості антен на передавальній і приймальній сторонах.

Ключові слова: Когерентний прийом, завмирання каналу зв'язку, спектральна ефективність, відносна фазова модуляція, просторово-часове кодування, *MIMO*, комплексна ортогональна форма, максимальна правдоподібність, *SNR*, завадостійка.

Abstract. The article is devoted to the efficiency rating of the differential space-time block coding (*DSTBC*). The encoding scheme is based on the technology of Multiple Input Multiple Output (*MIMO*) and relative phase modulation principle, which does not require knowledge of channel state information by the receiver on some minor assumptions. Simulation of the encoding/decoding scheme is executed in *MATLAB* software package for different numbers of antennas on transmitting and receiving sides.

Key words: Coherent reception, fading communication channel, the spectral efficiency, a relative phase modulation, space-time coding, *MIMO*, complex orthogonal form, maximum likelihood, *SNR*, noise immunity.

Как известно, применение методов пространственно-временного кодирования (ПВК) в системах *MIMO* позволяет повысить их помехоустойчивость и спектральную эффективность, при этом необходимо знание текущего состояния канала связи на приемной и/или передающей стороне, в следствии чего может быть реализован когерентный прием. Информа-

ция о состоянии канала может быть получена при передаче, наряду с информационными сигналами, пилот-сигналов, которые заранее известны на приёмной стороне [1–5]. Если замирания канала связи будут медленными, то оценить канальную матрицу, с заданной точностью, в приемнике оказывается возможным. В случае быстрых замираний, при высокой скорости перемещения мобильных станций, осуществить оценивание канальной матрицы и ее изменения во времени оказывается затруднительным. Одним из выходов в данной ситуации может быть увеличение числа передаваемых пилот-сигналов, но это соответственно приведет к уменьшению числа передаваемых информационных сигналов и как следствие к уменьшению спектральной эффективности системы связи, другим – увеличение количества передающих антенн, но это приведет к увеличению требуемого интервала времени для оценивания канала, что снижает доступное время, в которое данные могут быть переданы, прежде чем изменится канал, и уменьшению мощности, выделяемой на каждую из передающих антенн, и наконец нестабильность генераторов и фазовой синхронизации приемопередающих устройств и неточного знания доплеровских сдвигов, которые могут быть различны для каждой антенны, также ограничит способность слежения за каналом в приемнике. Руководствуясь этим существует большой интерес к схемам передачи, которые не требуют от приемника и/или передатчика знания канала связи.

В традиционных системах связи существует способ борьбы с неизвестными каналами связи, предложенный Н.Т. Петровичем, который заключается в использовании относительной фазовой модуляции (в западной литературе используется термин дифференциальная фазовая модуляция) при применении которой не требуется знания канала [6–10]. Подобные схемы дифференциального кодирования нашли свое применение, например, в стандартах радиосвязи *IEEE IS-54*, *802.11x*, *DAMPS*, *PDC*, *PHS*, *TETRA*.

В настоящее время проведено значительное количество исследований дифференциальных схем модуляции на основе экспоненциального кодирования и декодирования [11, 12], использования групповых кодов [13], унитарных кодов на основе ортогональных конструкций [14] и двойных дифференциальных схем ПВК [15].

Рассмотрим случай расширения этих систем при использовании дифференциального пространственно-временного кодирования и нескольких передающих и приемных антенн.

1. Кодирование

Рассмотрим модуляцию M-PSK с созвездием сигналов

$$\Lambda = \left\{ \frac{e^{2\pi k j/M}}{\sqrt{nTx}}; k = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \right\}, \quad (1)$$

где k – k -й сигнал передаваемых данных; M – количество состояний в используемом методе модуляции; nTx – количество передающих антенн. Амплитуда сигнала делится на \sqrt{nTx} , так как общая передаваемая мощность сигналов от передающих антенн равна единице.

Пример: При $nTx = 2$ и методе модуляции *BPSK* блок на входе кодера состоит из двух бит, первый бит c_1 отображается сигналом созвездия модуляции как x_1 , второй $c_2 - x_2$.

$$\text{Если } c_1 = 1, c_2 = 0 \Rightarrow x_1 = \frac{(-1)^{c_1=1}}{\sqrt{2}} = -\frac{1}{\sqrt{2}}, \text{ а } x_2 = \frac{(-1)^{c_2=0}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

1.1. В случае $nTx=2$, кодирование осуществляется по следующей таблице и основано на комплексной ортогональной форме (конструкции) *Alamouti* [16–17]:

	t	$t+1$	$t+2$	$t+3$
антенна 1	x_1	$-x_2^*$	x_3	$-x_4^*$
антенна 2	x_2	x_1^*	x_4	x_3^*

Сигналы x_1 и x_2 являются опорными и передаются первой и второй антенной соответственно в момент времени t , а сигналы $-x_2^*$ и x_1^* в момент времени $t+1$ (x^* означает комплексное сопряжение к x). Переданная таким образом матрица $G_1 = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix}$ не несет никакой информации, является опорной и одновременно комплексной ортогональной формой. Векторы (x_1, x_2) и $(-x_2^*, x_1^*)$ имеют единичную длину из-за нормализации мощности в (1). Скорость кодирования $code\ rate = 1$. Опорная матрица передается через определенные временные интервалы, длительность которых зависит от состояния канала связи. В момент времени $t+2$, блок информационных бит $nTx \cdot m$ ($m = \log_2 M$) поступает в кодер, исходя из значений которых определяются значения двух комплексных дифференциальных коэффициентов R_1 и R_2 , после чего рассчитываются значения сигналов x_3 и x_4

$$(x_3, x_4) = R_1(x_1, x_2) + R_2(-x_2^*, x_1^*). \quad (2)$$

Выражение (2) называется правилом дифференциального кодирования.

Процедура кодирования состоит в вычислении набора коэффициентов R_1 и R_2 по таблице состояний кодера (число состояний $j = M^{nTx}$), значения которых зависят от множества комбинаций двоичных входных информационных значений c_i (0 или 1), количества передающих антенн и вида модуляции. Вектора $(R_1, R_2)_j$ при каждом из значений j образуют множество \mathbf{R} .

Пример. Таблица состояний кодера при $nTx = 2$ и модуляции *BPSK*.

j	c_1	c_2	R_1	R_2
1	0	0	1	0
2	0	1	0	-1
3	1	0	0	1
4	1	1	-1	0

Блок-схема дифференциального пространственно-временного блочного кодера показана на рис. 1.



Рисунок 1 – Структурная схема дифференциального пространственно-временного кодера

В момент времени $t+2$ через первую и вторую антенны передаются сигналы x_3 и x_4 соответственно, а в момент времени $t+3$ сигналы $-x_4^*$ и x_3^* . Сигнальная матрица

$G_2 = \begin{pmatrix} x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{pmatrix}$ несет информацию блока информационных бит $nTx \cdot m$ и также является

комплексной ортогональной формой. Дифференциальные коэффициенты R_1 и R_2 определяются как

$$R_1 = x_3x_1^* + x_4x_2^*; \quad R_2 = -x_3x_2 + x_4x_1$$

и задаются множеством \mathbf{R} до начала процесса кодирования, исходя из возможных значений опорных сигналов x_1, x_2 и предполагаемых дифференциально-кодированных x_3 и x_4 . Таким образом, существует взаимно-однозначное соответствие между опорной матрицей G_1 , блоком информационных бит $nTx \cdot m$, дифференциальными коэффициентами R_1, R_2 и сигнальной матрицей G_2 .

1.2. В случае $nTx = 4$ процесс кодирования осуществляется по таблице

	t	$t+1$	$t+2$	$t+3$	$t+4$	$t+5$	$t+6$	$t+7$
антенна 1	x_v^1	x_v^2	x_v^3	x_v^4	x_{v+1}^1	x_{v+1}^2	x_{v+1}^3	x_{v+1}^4
антенна 2	x_v^2	$-x_v^1$	x_v^4	$-x_v^3$	x_{v+1}^2	$-x_{v+1}^1$	x_{v+1}^4	$-x_{v+1}^3$
антенна 3	x_v^3	$-x_v^4$	$-x_v^1$	x_v^2	x_{v+1}^3	$-x_{v+1}^4$	$-x_{v+1}^1$	x_{v+1}^2
антенна 4	x_v^4	x_v^3	$-x_v^2$	$-x_v^1$	x_{v+1}^4	x_{v+1}^3	$-x_{v+1}^2$	$-x_{v+1}^1$

При выполнении каждого шага кодирования $nTx \cdot m$ информационных бит поступают в кодер. Скорость кодирования $code\ rate = 1$.

Сигналы $x_v = (x_v^1, x_v^2, x_v^3, x_v^4)$ являются опорными, а дифференциально-кодированными сигналами $x_{v+1} = (x_{v+1}^1, x_{v+1}^2, x_{v+1}^3, x_{v+1}^4)$ определяется передаваемая информация. Для получения сигналов x_{v+1}^i блок из $4m$ бит поступает в кодер, на основании значений которого выбирается вектор дифференциальных коэффициентов $(R_1, R_2, R_3, R_4)_j$ из множества \mathbf{R} . Затем, исходя из значений опорных сигналов x_v и $(R_1, R_2, R_3, R_4)_j$, кодер вычисляет сигналы для $(v+1)$ блока

$$x_{v+1} = \sum_{i=1}^4 R_i \cdot V_i(x_v), \quad (3)$$

где вектора $V_i(x_v)$ определяются как

$$\begin{aligned} V_1(x_v) &= (x_v^1, x_v^2, x_v^3, x_v^4), \\ V_2(x_v) &= (x_v^2, -x_v^1, x_v^4, -x_v^3), \\ V_3(x_v) &= (x_v^3, -x_v^4, -x_v^1, x_v^2), \\ V_4(x_v) &= (x_v^4, x_v^3, -x_v^2, -x_v^1). \end{aligned} \quad (4)$$

Четырехмерные векторы образуют ортонормированный базис для пространства действительных сигналов (использование (4) не предполагает комплексных величин сигналов). Дифференциальные коэффициенты определяются как

$$R_i = x_{v+1} V_i^T(x_v).$$

Получим, что для вектора опорных сигналов x_v , существует 2^4 сигнальных векторов x_{v+1} , которые генерируются для каждого $(v+1)$ -го блока, исходя из всех возможных комбинаций последовательности входных бит $4m$. Таким образом, также существует прямое соответствие между x_v^i, x_{v+1}^i и R_i .

В случае набора векторов, определяемого как

$$V_i^c(x_v) = (V_i(x_v), V_i^*(x_v)), \quad i = 1, 2, 3, 4,$$

получим

$$\begin{aligned}
 V_1^c(x_v) &= (x_v^1, x_v^2, x_v^3, x_v^4, (x_v^1)^*, (x_v^2)^*, (x_v^3)^*, (x_v^4)^*), \\
 V_2^c(x_v) &= (x_v^2, -x_v^1, x_v^4, -x_v^3, (x_v^2)^*, -(x_v^1)^*, (x_v^4)^*, -(x_v^3)^*), \\
 V_3^c(x_v) &= (x_v^3, -x_v^4, -x_v^1, x_v^2, (x_v^3)^*, -(x_v^4)^*, -(x_v^1)^*, (x_v^2)^*), \\
 V_4^c(x_v) &= (x_v^4, x_v^3, -x_v^2, -x_v^1, (x_v^4)^*, (x_v^3)^*, -(x_v^2)^*, -(x_v^1)^*).
 \end{aligned} \tag{5}$$

Векторы V_i^c ортогональны друг другу и образуют ортогональный базис для четырехмерного подпространства любых произвольных четырехмерных созвездий символов и их комплексных сопряжений в восьмимерном пространстве ($code\ rate=1/2$).

Правило дифференциального кодирования (3) можно переписать в виде

$$V_1^c(x_{v+1}) = \sum_{i=1}^4 R_i \cdot V_i^c(x_v).$$

В этом случае дифференциальные коэффициенты определяются как

$$R_i = \frac{1}{2} (V_1(x_{v+1})V_i^H(x_v) + V_1^*(x_{v+1})V_i^T(x_v)) = \text{Re} \{V_1(x_{v+1})V_i^H(x_v)\},$$

где $V_i^H(x_v)$ – эрмитово сопряжение векторов $V_i(x_v)$.

Декодирование

Рассмотрим случай использования двух передающих антенн ($nTx = 2$) и одной приемной ($nRx = 1$). Обозначим через r_t принимаемый сигнал; n_t – шум в момент времени t , а h_1 и h_2 – канальные коэффициенты от первой и второй передающей антенны соответственно. Принятые сигналы в моменты времени $t, t+1, t+2$ и $t+3$ могут быть записаны

$$\begin{cases} r_1 = h_1 \cdot x_1 + h_2 \cdot x_2 + n_1 \\ r_2 = -h_1 \cdot x_2^* + h_2 \cdot x_1^* + n_2 \end{cases}; \quad \begin{cases} r_3 = h_1 \cdot x_3 + h_2 \cdot x_4 + n_3 \\ r_4 = -h_1 \cdot x_4^* + h_2 \cdot x_3^* + n_4 \end{cases},$$

где примем, что

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & h_2^* \\ h_2 & -h_1^* \end{pmatrix}, \quad N_1 = (n_1, n_2^*), \quad N_2 = (n_2, -n_1^*), \quad N_3 = (n_3, n_4^*).$$

Полученные сигналы в векторной форме

$$(r_1, r_2^*) = (x_1, x_2) \cdot H + N_1 \tag{6}$$

$$(r_3, r_4^*) = (x_3, x_4) \cdot H + N_3 \tag{7}$$

$$(r_2, -r_1^*) = (-x_2^*, x_1^*) \cdot H + N_2. \tag{8}$$

Дифференциальный коэффициент \tilde{R}_1 определяется произведением двух принятых сигнальных векторов (6) и (7)

$$\tilde{R}_1 = (r_3, r_4^*) \cdot (r_1, r_2^*) = r_3 \cdot r_1^* + r_4^* \cdot r_2.$$

Коэффициент \tilde{R}_2 - произведением (7) и (8)

$$\tilde{R}_2 = (r_3, r_4^*) \cdot (r_2, -r_1^*) = r_3 \cdot r_2^* - r_4^* \cdot r_1.$$

Приемник за счет оценки максимального правдоподобия (ML) выбирает ближайший вектор R_1, R_2 из множества парных значений векторов дифференциальных коэффициентов $(R_{j1}, R_{j2})_{j \in \mathbf{R}}$ при каждом из значений j множества \mathbf{R} . Затем для декодирования передаваемого блока битов c_1, c_2 применяется обратное отображение по таблице состояний кодера

$$(\hat{c}_1, \hat{c}_2)_j = \arg \min_{j \in \mathbb{R}} \left| (R_{j1}, R_{j2}) - (\tilde{R}_1, \tilde{R}_2) \right|^2. \quad (9)$$

В целом блок-схема декодера показана на рис. 2.

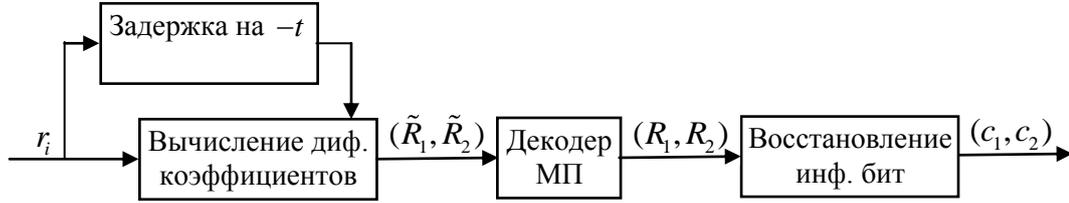


Рисунок 2 – Структурная схема дифференциального пространственно-временного декодера

При использовании двух приёмных антенн ($nRx = 2$) принятые сигналы в моменты времени $t, t+1, t+2$ и $t+3$ могут быть записаны

t	$r_{11} = h_{11}x_1 + h_{21}x_2$ $r_{12} = h_{12}x_1 + h_{22}x_2$	$t+1$	$r_{21} = -h_{11}x_2^H + h_{21}x_1^H$ $r_{22} = -h_{12}x_2^H + h_{22}x_1^H$
$t+2$	$r_{31} = h_{11}x_3 + h_{21}x_4$ $r_{32} = h_{12}x_3 + h_{22}x_4$	$t+3$	$r_{41} = -h_{11}x_4^H + h_{21}x_3^H$ $r_{42} = -h_{12}x_4^H + h_{22}x_3^H$

Промежуточные расчетные коэффициенты W_1, W_2, W_3, W_4 определяются

$$W_1 = r_{31}r_{11}^H + r_{41}^H r_{21}; \quad W_3 = r_{32}r_{12}^H + r_{42}^H r_{22};$$

$$W_2 = r_{31}r_{21}^H - r_{41}^H r_{11}; \quad W_4 = r_{32}r_{22}^H - r_{42}^H r_{12}.$$

Дифференциальные коэффициенты \tilde{R}_1 и \tilde{R}_2 определяются

$$\tilde{R}_1 = W_1 + W_3; \quad \tilde{R}_2 = W_2 + W_4.$$

После чего, вычисляем значения передаваемого блока битов c_1, c_2 по (9) и применяем обратное отображение по таблице состояний кодера. Подобным образом возможно определить коэффициенты (R_1, R_2) для случая двух антенн на передаче и четного количества антенн на приемной стороне.

1.3. В случае использования четырех передающих антенн ($nTx = 4$) и одной приемной ($nRx = 1$) обозначим принимаемые сигналы для v -го блока сообщений, как $r_1^v, r_2^v, \dots, r_8^v$, для $(v+1)$ блока сообщений - $r_1^{v+1}, r_2^{v+1}, \dots, r_8^{v+1}$ и, которые могут быть записаны в следующей векторной форме

$$r_v = (V_1(x_v); V_2(x_v); V_3(x_v); V_4(x_v))^T \cdot (h_1; h_2; h_3; h_4) + (n_1^v; n_2^v; n_3^v; n_4^v);$$

$$r_{v+1} = (V_1(x_{v+1}); V_2(x_{v+1}); V_3(x_{v+1}); V_4(x_{v+1}))^T \cdot (h_1; h_2; h_3; h_4) + (n_1^{v+1}; n_2^{v+1}; n_3^{v+1}; n_4^{v+1}),$$

где n_i^v и n_i^{v+1} коэффициенты шума i -го символического периода v -го и $(v+1)$ -го блоков соответственно.

Промежуточные расчетные коэффициенты определяются следующим образом

$$W_1 = (r_1^v, r_2^v, r_3^v, r_4^v); \quad W_2 = (r_2^v, -r_1^v, -r_4^v, r_3^v)$$

$$W_3 = (r_3^v, r_4^v, -r_1^v, -r_2^v); \quad W_4 = (r_4^v, -r_3^v, r_2^v, -r_1^v); \quad W_5 = (r_1^{v+1}, r_2^{v+1}, r_3^{v+1}, r_4^{v+1})$$

Дифференциальные коэффициенты \tilde{R}_i , при $i=1\div 4$ вычисляются как произведение промежуточных расчетных коэффициентов

$$\tilde{R}_i = \text{Re}(W_5^* \cdot W_i^T).$$

Далее приемник, применяя метод *ML* выбирает ближайший вектор (R_1, R_2, R_3, R_4) из множества значений векторов дифференциальных коэффициентов $(R_{j1}, R_{j2}, R_{j3}, R_{j4})_{j \in \mathbf{R}}$ при каждом из значений j множества \mathbf{R} и применяется обратное отображение по таблице состояний кодера для декодирования передаваемого блока бит c_1, c_2, c_3, c_4 .

$$(\hat{c}_1, \hat{c}_2, \hat{c}_3, \hat{c}_4)_j = \arg \min_{j \in \mathbf{R}} \left| (R_{j1}, R_{j2}, R_{j3}, R_{j4}) - (\tilde{R}_1, \tilde{R}_2, \tilde{R}_3, \tilde{R}_4) \right|^2. \quad (10)$$

В случае применения двух приемных антенн ($nR_x = 2$) декодирование будет выполняться следующим образом

$$\begin{aligned} r_v &= \left((V_1(x_v); V_2(x_v); V_3(x_v); V_4(x_v))^T \cdot (h_{11}; h_{21}; h_{31}; h_{41}) + (n_1^v; n_2^v; n_3^v; n_4^v), \right. \\ &\quad \left. (V_1(x_v); V_2(x_v); V_3(x_v); V_4(x_v))^T \cdot (h_{12}; h_{22}; h_{32}; h_{42}) + (n_5^v; n_6^v; n_7^v; n_8^v) \right); \\ r_{v+1} &= \left((V_1(x_{v+1}); V_2(x_{v+1}); V_3(x_{v+1}); V_4(x_{v+1}))^T \cdot (h_{11}; h_{21}; h_{31}; h_{41}) + (n_1^{v+1}; n_2^{v+1}; n_3^{v+1}; n_4^{v+1}), \right. \\ &\quad \left. (V_1(x_{v+1}); V_2(x_{v+1}); V_3(x_{v+1}); V_4(x_{v+1}))^T \cdot (h_{12}; h_{22}; h_{32}; h_{42}) + (n_5^{v+1}; n_6^{v+1}; n_7^{v+1}; n_8^{v+1}) \right). \end{aligned}$$

Промежуточные расчетные коэффициенты W_i , при $i=1\div 10$ и Dec_j при $j=1\div 8$, определяются

$$\begin{aligned} W_1 &= (r_1^v, r_2^v, r_3^v, r_4^v); & W_6 &= (r_5^v, r_6^v, r_7^v, r_8^v); \\ W_2 &= (r_2^v, -r_1^v, -r_4^v, r_3^v); & W_7 &= (r_6^v, -r_5^v, -r_8^v, r_7^v); \\ W_3 &= (r_3^v, r_4^v, -r_1^v, -r_2^v); & W_8 &= (r_7^v, r_8^v, -r_5^v, -r_6^v); \\ W_4 &= (r_4^v, -r_3^v, r_2^v, -r_1^v); & W_9 &= (r_8^v, -r_7^v, r_6^v, -r_5^v); \\ W_5 &= (r_1^{v+1}, r_2^{v+1}, r_3^{v+1}, r_4^{v+1}); & W_{10} &= (r_5^{v+1}, r_6^{v+1}, r_7^{v+1}, r_8^{v+1}). \end{aligned}$$

$$Dec_j = \text{Re}(W_5 \cdot (W_1^H, W_2^H, W_3^H, W_4^H), W_{10} \cdot (W_6^H, W_7^H, W_8^H, W_9^H))$$

Дифференциальные коэффициенты \tilde{R}_i вычисляются

$$\begin{aligned} \tilde{R}_1 &= Dec_1 + Dec_5; & \tilde{R}_3 &= Dec_3 + Dec_7; \\ \tilde{R}_2 &= Dec_2 + Dec_6; & \tilde{R}_4 &= Dec_4 + Dec_8. \end{aligned} \quad (11)$$

Затем применяя метод *ML* (10) приемник выбирает ближайший вектор R_1, R_2, R_3, R_4 из множества значений векторов дифференциальных коэффициентов $(R_{j1}, R_{j2}, R_{j3}, R_{j4})_{j \in \mathbf{R}}$, при каждом из значений j множества \mathbf{R} , и при помощи обратного отображения по таблице состояний кодера декодирует переданный блок битов c_1, c_2, c_3, c_4 .

Подобным образом возможно определить коэффициенты R_1, R_2, R_3, R_4 для случая четырех антенн на передаче и четного количества антенн на приемной стороне.

1.4. В случае $nTx = 3$ в (4) принимают $x_v^4 = 0$, таким образом может быть использована одна и та же схема кодирования и декодирования для.

Замечание: Схемы декодирования в соответствии с пунктами 3.2 и 3.3 не предполагают возможность использования комплексных сигнальных векторов в силу того, что применяемые сигнальные матрицы не являются комплексными ортогональными формами.

1.5. Рассмотрим схему кодирования с $nTx=4$, $nRx=1$ и набором векторов V_i^c (5). Обозначим полученные сигналы для v -го блока сообщений как $r_1^v, r_2^v, \dots, r_8^v$, для $(v+1)$ блока - $r_1^{v+1}, r_2^{v+1}, \dots, r_8^{v+1}$. Полученные сигналы могут быть записаны в следующем виде

$$r_v = \left(V_1^c(x_v); V_2^c(x_v); V_3^c(x_v); V_4^c(x_v) \right)^T \cdot (h_1; h_2; h_3; h_4) + \left(n_1^v; n_2^v; n_3^v; n_4^v; n_5^v; n_6^v; n_7^v; n_8^v \right);$$

$$r_{v+1} = \left(V_1^c(x_{v+1}); V_2^c(x_{v+1}); V_3^c(x_{v+1}); V_4^c(x_{v+1}) \right)^T \cdot (h_1; h_2; h_3; h_4) + \left(n_1^{v+1}; n_2^{v+1}; n_3^{v+1}; n_4^{v+1}; n_5^{v+1}; n_6^{v+1}; n_7^{v+1}; n_8^{v+1} \right),$$

где n_i^v и n_i^{v+1} – коэффициенты шума i -го символьного периода v -го и $(v+1)$ -го блоков, соответственно.

Промежуточные расчетные коэффициенты определяются следующим образом

$$W_1 = \left(r_1^v, r_2^v, r_3^v, r_4^v, (r_5^v)^*, (r_6^v)^*, (r_7^v)^*, (r_8^v)^* \right);$$

$$W_2 = \left(r_2^v, -r_1^v, -r_4^v, r_3^v, (r_6^v)^*, -(r_5^v)^*, -(r_8^v)^*, (r_7^v)^* \right);$$

$$W_3 = \left(r_3^v, r_4^v, -r_1^v, -r_2^v, (r_7^v)^*, (r_8^v)^*, -(r_5^v)^*, -(r_6^v)^* \right); \quad (12)$$

$$W_4 = \left(r_4^v, -r_3^v, r_2^v, -r_1^v, (r_8^v)^*, -(r_7^v)^*, (r_6^v)^*, -(r_5^v)^* \right);$$

$$W_5 = \left(r_1^{v+1}, r_2^{v+1}, r_3^{v+1}, r_4^{v+1}, (r_5^{v+1})^*, (r_6^{v+1})^*, (r_7^{v+1})^*, (r_8^{v+1})^* \right).$$

Дифференциальные коэффициенты \tilde{R}_i , при $i=1..4$ вычисляются как произведение промежуточных расчетных коэффициентов

$$\tilde{R}_i = W_5 \cdot W_i^H.$$

После чего, вычисляем значения передаваемого блока битов c_1, c_2, c_3, c_4 по (10) и применяем обратное отображение по таблице состояний кодера.

В случае $nRx=2$, декодирование будет проходить следующим образом

$$r_v = \left(\left(V_1^c(x_v); V_2^c(x_v); V_3^c(x_v); V_4^c(x_v) \right)^T \cdot (h_{11}; h_{21}; h_{31}; h_{41}) + \left(n_1^v; n_2^v; n_3^v; n_4^v; n_5^v; n_6^v; n_7^v; n_8^v \right) \right. \\ \left. \left(V_1^c(x_v); V_2^c(x_v); V_3^c(x_v); V_4^c(x_v) \right)^T \cdot (h_{12}; h_{22}; h_{32}; h_{42}) + \left(n_9^v; n_{10}^v; n_{11}^v; n_{12}^v; n_{13}^v; n_{14}^v; n_{15}^v; n_{16}^v \right) \right);$$

$$r_{v+1} = \left(\left(V_1^c(x_{v+1}); V_2^c(x_{v+1}); V_3^c(x_{v+1}); V_4^c(x_{v+1}) \right)^T \cdot (h_{11}; h_{21}; h_{31}; h_{41}) + \left(n_1^{v+1}; n_2^{v+1}; n_3^{v+1}; n_4^{v+1}; n_5^{v+1}; n_6^{v+1}; n_7^{v+1}; n_8^{v+1} \right) \right. \\ \left. \left(V_1^c(x_{v+1}); V_2^c(x_{v+1}); V_3^c(x_{v+1}); V_4^c(x_{v+1}) \right)^T \cdot (h_{12}; h_{22}; h_{32}; h_{42}) + \left(n_9^{v+1}; n_{10}^{v+1}; n_{11}^{v+1}; n_{12}^{v+1}; n_{13}^{v+1}; n_{14}^{v+1}; n_{15}^{v+1}; n_{16}^{v+1} \right) \right).$$

Промежуточные расчетные коэффициенты W_i , при $i=1 \div 5$, определяются согласно (12), а при $i=6 \div 10$

$$W_6 = \left(r_9^v, r_{10}^v, r_{11}^v, r_{12}^v, (r_{13}^v)^*, (r_{14}^v)^*, (r_{15}^v)^*, (r_{16}^v)^* \right);$$

$$W_7 = \left(r_{10}^v, -r_9^v, -r_{12}^v, r_{11}^v, (r_{14}^v)^*, -(r_{13}^v)^*, -(r_{16}^v)^*, (r_{15}^v)^* \right);$$

$$W_8 = \left(r_{11}^v, r_{12}^v, -r_9^v, -r_{10}^v, (r_{15}^v)^*, (r_{16}^v)^*, -(r_{13}^v)^*, -(r_{14}^v)^* \right);$$

$$W_9 = \left(r_{12}^v, -r_{11}^v, r_{10}^v, -r_9^v, (r_{16}^v)^*, -(r_{15}^v)^*, (r_{14}^v)^*, -(r_{13}^v)^* \right);$$

$$W_{10} = \left(r_9^{v+1}, r_{10}^{v+1}, r_{11}^{v+1}, r_{12}^{v+1}, (r_{13}^{v+1})^*, (r_{14}^{v+1})^*, (r_{15}^{v+1})^*, (r_{16}^{v+1})^* \right).$$

Промежуточные расчетные коэффициенты Dec_j , при $j = 1...8$ определяются

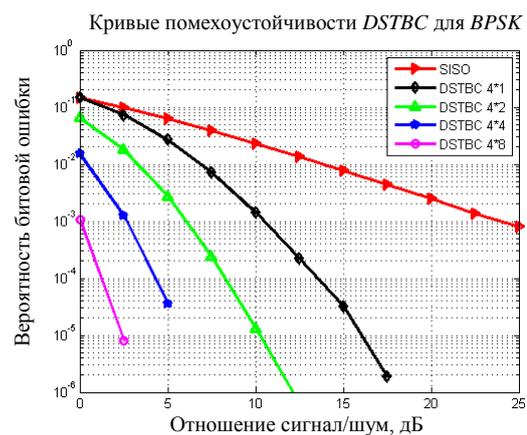
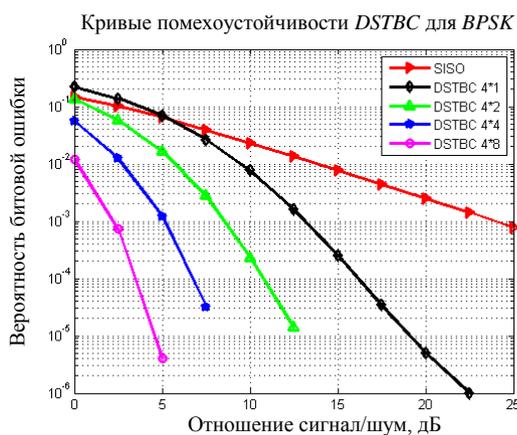
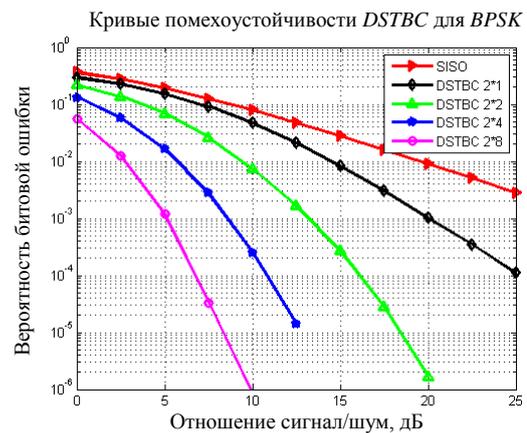
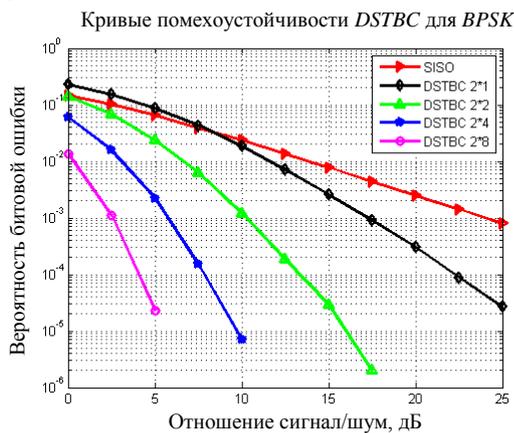
$$Dec_j = (W_5 \cdot (W_1^H, W_2^H, W_3^H, W_4^H), W_{10} \cdot (W_6^H, W_7^H, W_8^H, W_9^H))$$

Дифференциальные коэффициенты \tilde{R}_i определяются по (11).

Данная схема декодирования предполагает возможность использования комплексных сигнальных векторов в силу применения сигнальных матриц, являющихся комплексными ортогональными формами.

Моделирование

Моделирование проводилось в пакете программ *MATLAB* для различного количества приемных и передающих антенн. Результаты моделирования представляют зависимость вероятности ошибки принятых символов (*BER*) от отношения сигнал/шум в системе (*SNR*) и приведены для модуляций *BPSK* и *QPSK*, а эффективность каждого рассматриваемого случая определяется исходя из значения величины полученной его помехоустойчивости. В каждом случае использовался рэлеевский канал замираний, который поддерживался постоянным лишь в пределах передачи одного кадра (минимум двух соседних блоков ν), состоящего из блоков ν , но менялся случайным образом от кадра к кадру. Для моделирования каждого из случаев (для каждого значения *SNR*) использовалось 10^6 независимых равновероятных информационных символов.



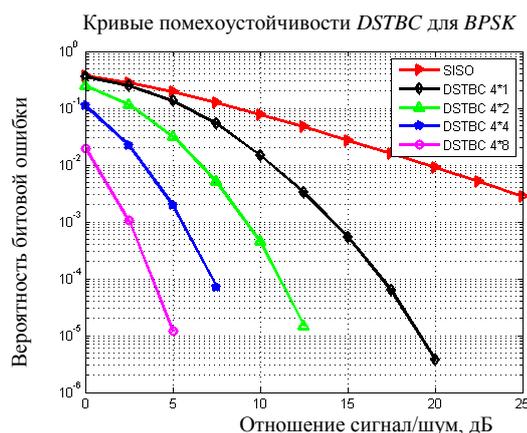


Рисунок – Кривые помехоустойчивости для рассматриваемых случаев *DSTBC*

Изложен расширенный метод *DSTBC*, основанный на принципе относительного кодирования, и допускающий отсутствие канальной информации на приемной и передающей сторонах. Причиной, почему этот метод работает и обеспечивает полное разнесение, является то, что применяемые пространственно-временные блочные конструкции обладают свойством ортогональности в пространственном и временном измерениях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Naguib A. F., Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A.R. "A space-time coding based modem for high data rate wireless communications," *IEEE Journal on Sel. Areas. Commun.* 1998; 16: pp. 1459–1478
2. Cavers J.K. "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh faded channels," *IEEE Trans. Veh. Technology*, volume: 40, issue: 9, pp. 686–693 Nov. 1991
3. Токарь М.С., Анализ эффективных алгоритмов передачи информации для многоантенных радиосистем. / М. С. Токарь, А. Л. Макаревич // Сб. статей Международной конф. «Телекоммуникации, электроника и информатика», Кишинев, 2015. – С. 50–55.
4. Банкет В.Л., ММО – новая технология многоантенной радиосвязи для систем беспроводного доступа. / В.Л. Банкет, М.С. Токарь // Общеотраслевой научно-производственный журнал «Зв'язок», № 3, 2010 г. – С. 6–12.
5. Банкет В.Л. Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи / В.Л. Банкет, Н.В. Незгазинская, М.С. Токарь // Сб. науч. статей «Цифровые технологии», № 6, 2009 г. – С. 5–16.
6. А. с. № 105692 Петрович Н.Т. Способ телеграфной проводной и радиосвязи фазоманипулированными колебаниями., заявл. 22.02.1954 г.
7. Петрович Н.Т. Новые способы осуществления фазовой телеграфии / Н.Т. Петрович // Радиотехника, 1957, № 10. – с.7–9
8. Петрович Н.Т. Относительные методы передачи информации / Н.Т. Петрович. – М.: Книга-М, 2003 г. – 108 стр. с илл.
9. Банкет В.Л. Дифференциальный метод передачи информации по каналам с замираниями, инвариантный к искажениям сигнала. / В.Л. Банкет, А.Д. Персин // Периодический научный сборник «Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова», № 1, 2014. – С. 29–33.
10. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейделин В.Б. Технология ММО / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейделин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244с.
11. Hochwald B.M., Marzetta T.L. "Unitary space-time modulation for multiple antenna communications in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Information Theory*; volume: 46, issue: 2, pp. 543–564, Mar. 2000
12. Hochwald B.M., Marzetta T.L., Richardson T.J., Sweldons W., Urbanke R. "Systematic design of unitary space-time constellation" *IEEE Trans. Information Theory*; volume: 46, issue: 6, pp. 1962–1973, Sept. 2000
13. Hughes B.L. "Differential space-time modulation," *IEEE Trans. Information Theory* ; volume: 46, issue: 7, pp. 2567–2578, Nov. 2000.
14. Zhiqiang Liu, Georgios B. Giannakis and Brian L. Hughes "Double Differential Space-Time Block Coding for Time-Selective Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, volume: 49, issue: 9, pp. 1529–1539, September 2001.
15. Girish Ganesan and Petre Stoica "Differential Modulation Using Space-Time Block Codes," *IEEE Signal Processing Letters* , Volume: 9 Issue: 2 , pp. 57–60 February 2002.
16. Alamouti S.M. Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451–1458, October 1998.

17. Шлома А.М. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / [А.М. Шлома, М.Г. Бакулин, В.Б Крейнделин., А.П. Шумов]; Под ред. А.М. Шломы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с.

REFERENCES:

1. Naguib A.F., Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A.R. "A space-time coding based modem for high data rate wireless communications," IEEE Journal on Sel. Areas. Commun. 1998; 16: pp. 1459–1478
2. Cavers J.K. "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh faded channels," IEEE Trans. Veh. Technology, volume: 40, issue: 9, pp. 686–693 Nov. 1991
3. Tokar M.S., Makarevich A.L. Analiz jeffektivnyh algoritmov peredachi informacii dlja mnogoantennyh radiosistem. Sbornik statej Mezhdunarodnoj konferencii «Telekommunikacii, jelektronika i informatika». Kishinev, 2015: 50–55. Print.
4. Banket V.L., Tokar' M.S. MIMO – novaja tehnologija mnogoantenoj radiosvjazi dlja sistem besprovodnogo dostupa. Kiev: Zv'yazok, (3) 2010: 6–12. Print.
5. Banket V.L., Nezgazinskaja N.V., Tokar M.S. Metody prostranstvenno-vremennogo kodirovanija dlja sistem radiosvjazi. Odessa: Cifrovyje tehnologii, (6) 2009: 5–16. Print.
6. Petrovich N.T. Sposob telegrafnoj provodnoj i radiosvjazi fazomanipulirovannymi kolebanijami. Certificate of authorship № 105692, 22.02.1954
7. Petrovich N.T. Novye sposoby osushhestvlenija fazovoj telegrafii. Moskva: Radiotehnika, (10) 1957: 7-9. Print.
8. Petrovich N.T. Otnositel'nye metody peredachi informacii. Moskva: Kniga-M, 2003. Print.
9. Banket V.L., Persin A.D. Differencial'nyj metod peredachi informacii po kanalim s zamiraniem, invariantnyj k iskazhenijam signala. Odessa: Naukovi praci ONAZ im. O.S. Popova, (1) 2014: 29–33. Print.
10. Bakulin M.G., Varukina L.A., Krejdelin V.B. Tehnologija MIMO. Moskva: Gorjachaja linija – Telekom, 2014. Print.
11. Hochwald BM, Marzetta TL. "Unitary space-time modulation for multiple antenna communications in Rayleigh flat fading," IEEE Trans. Information Theory; volume: 46, issue: 2, pp. 543–564, Mar. 2000
12. Hochwald BM, Marzetta TL, Richardson TJ, Sweldons W, Urbanke R. "Systematic design of unitary space-time constellation" IEEE Trans. Information Theory; volume: 46, issue: 6, pp. 1962-1973, Sept. 2000
13. Hughes BL. "Differential space-time modulation," IEEE Trans. Information Theory ; volume: 46, issue: 7, pp. 2567–2578, Nov. 2000
14. Zhiqiang Liu, Georgios B. Giannakis and Brian L. Hughes "Double Differential Space-Time Block Coding for Time-Selective Fading Channels," IEEE Transactions on Communications, volume: 49, issue: 9, pp. 1529-1539, September 2001
15. Girish Ganesan and Petre Stoica "Differential Modulation Using Space-Time Block Codes," IEEE Signal Processing Letters , Volume: 9 Issue: 2 , pp. 57–60 February 2002
16. Alamouti S.M. Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, pp. 1451–1458, October 1998
17. Shloba A.M., Bakulin M.G., Krejndelin V.B., Shumov A.P. Novye algoritmy formirovanija i obrabotki signalov v sistemah podvizhnoj svjazj. Moskva: Gorjachaja linija – Telekom, 2008. Print.