

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.4>

УДК 621.396.93

## МЕТОД ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННОГО БЛОКОВОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ МІМО

М. С. Токарь <sup>1</sup>, И. В. Рябов <sup>2</sup>

<sup>1</sup> Приднестровский государственный университет им. Т.Г.Шевченко,  
3300, Молдова, Тирасполь, ул. 25 Октября, 128

<sup>2</sup> Поволжский государственный технологический университет,  
424000, Россия, Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Статья поступила в редакцию 21 мая 2021 г., после доработки – 10 июня 2021 г.

**Аннотация.** В системах радиосвязи при реализации когерентных видов приема предполагается знание приемником информации о состоянии канала связи, которое достигается введением сигнальной избыточности (пилот-сигналов). Периодичность отправки пилот-сигналов зависит от факторов, изменяющих состояние канала связи, один из которых – высокая скорость перемещения мобильных станций. Применение пилот-сигналов не только препятствует эффективному использованию радиочастотного ресурса, но и, в случае быстрых замираний, не позволяет осуществить оценку канала и слежение за его состоянием с необходимой точностью. Устранить эти недостатки позволяет применение метода дифференциальной передачи, для реализации которого отсутствует необходимость знания информации о состоянии канала. Применение принципов дифференциальной передачи к пространственно-временному кодированию, не находит достаточно эффективных решений, сочетающих низкую вычислительную сложность и энергетическую эффективность методов дифференциального кодирования.

**Ключевые слова:** система МІМО, дифференциальная передача, относительная фазовая модуляция, комплексная ортогональная форма, некогерентный прием, пространственно-временное кодирование.

**Abstract.** In radio communication systems, when implementing coherent types of reception, it is assumed that the receiver knows information about the state of the communication channel, which is achieved by introducing signal redundancy (pilot signals). The frequency of sending pilot signals depends on factors that change the state of the communication channel, one of which is the high speed of movement of mobile stations. The use of pilot signals not only hinders the efficient use of the radio frequency resource, but also, in the case of fast fading, does not allow the channel to be estimated and tracked with the required accuracy. These disadvantages can be eliminated by using the differential transmission method, for the implementation of which there is no need to know information about the state of the channel. The application of the principles of differential transmission to space-time coding does not find sufficiently effective solutions that combine low computational complexity and energy efficiency of differential coding methods.

**Key words:** MIMO system, differential transmission, relative phase modulation, complex orthogonal form, incoherent receive, space-time coding.

## Введение

Перспективной технологией систем радиосвязи, позволяющей повысить скорость передачи данных, помехоустойчивость и эффективность использования радиочастотного ресурса, является пространственно-временное блочное кодирование (ПВБК), которое реализуется за счет одновременного задействования нескольких пространственных каналов. Эти каналы образуются между передающей и приемной сторонами при одновременной передаче сигналов несколькими разнесенными антеннами – системы MIMO [1, 2]. Ввиду своей эффективности, данные системы широко применяются в системах радиосвязи 3G и 4G [3-6], а также планируются к применению в системах 5G и перспективах на 6G [7-8].

При реализации систем MIMO когерентного приема или предварительного кодирования предусматривается знание приемной или передающей стороной информации о состоянии пространственных каналов

распространения. Для их оценки в передаваемый поток данных периодически встраиваются пилот-сигналы (Reference Signal) – сигналы, априорно известные в демодуляторе и имеющие определенные характеристики и свойства. Периодичность отправки пилот-сигналов зависит от факторов, изменяющих состояние канала связи, например, один из которых – высокая скорость перемещения мобильных станций. Но так как пилот-сигналы не несут информации пользователя, происходит потребление ресурса системы, что препятствует эффективному использованию радиочастотного спектра [9]. В решение данной проблематики [10] внесли вклад отечественные авторы О.В.Горячкин [11-12], В.Б.Крейнделин [13], А.В.Пестряков [14].

Вместе с этим, в случае медленных замираний, возможно на практике оценить состояние канала связи (канальную матрицу) и обеспечить слежение с необходимой точностью. Но в случае быстрых замираний, например, при высокой мобильности перемещения станций, оценить состояние канала становится проблематичным. Это происходит за счет снижения доступного времени, в течение которого данные могут быть переданы прежде, чем изменится канал. Для решения этой проблемы возможно увеличить число передаваемых пилот-сигналов, в частности увеличить частоту их отправки. Однако это уменьшит общую долю передаваемой пользовательской информации, что приведет к снижению спектральной эффективности системы связи. Нестабильность генераторов и фазовой синхронизации приемопередающих устройств и неточное знание доплеровских сдвигов (могут быть различны для каждой антенны) также может ограничить способность слежения за каналом.

В традиционных системах радиосвязи существует метод, которому не присущи перечисленные выше недостатки – относительный метод передачи. Функционирование данного метода не предусматривает наличие информации о состоянии канала связи, следовательно, необходимость в передаче пилот-сигналов отсутствует.

Впервые относительный метод передачи был предложен Н.Т. Петровичем [15-16] – относительная фазовая модуляция (в западной литературе применяется термин differential phase-shift keying (DPSK)) [17-18]. Подобные схемы дифференциальной передачи нашли свое применение, например, в стандартах радиосвязи IEEE IS-54, DECT, DAMPS, PACS, PDC, TETRA и PHS.

Суть метода DPSK заключается в том, что передаваемая информация содержится в разности фаз двух последовательно отправляемых символов. Приемнику достаточно лишь вычислить разность фаз между двумя последовательно принятыми символами и по значению этой разности определить переданную информацию. Как видим, необходимость наличия информации о состоянии канала связи отсутствует. Но, следует отметить, что метод имеет энергетические потери на величину порядка 3 дБ (при позиционности DPSK более 8) по сравнению с методами когерентного приема. Для сигналов с двухфазовой манипуляцией энергетические потери не превышают 0,5 дБ для достаточно больших значений сигнал/помеха. Указанные потери связаны с тем, что два последовательно принятых символа, по разности фаз между которыми выносится решение, подвержены влиянию помех и шума канала связи – приводит к удвоению уровня помех. Единственным условием для реализации метода DPSK является – незначительные изменения состояния канала связи на интервале передачи двух соседних символов. При этом, искажение одного символа приведет к ошибочной демодуляции не более двух передаваемых символов и не станет причиной размножения ошибок [19-20]. Приведенная специфика DPSK позволяет применять её в условиях быстрых замираний, присущих высокой мобильности перемещения станций.

В современной литературе описано некоторое количество схем передачи, основанных на ПВБК и применяющих метод относительной передачи. Например, в [21] была предложена схема дифференциального ПВБК (ДПВБК), основанная на разнесенной передаче Аламоути [2], дифференциальная пространственно-временная модуляция [22], проведен анализ систем ММО

[23] и разработана унитарная пространственно-временная модуляция [24]. На основе последней представлена схема дифференциальной унитарной пространственно-временной модуляции [25]. Также были разработаны иные схемы [26-29], кроме того двойная схема ДПВБК [30], и указанные в обзоре [31]. Также необходимо отметить, что схема ДПВБК с использованием технологии ММО была признана проектом Европейского Союза METIS 2020 [32], как одна из технологий, обеспечивающих развитие мобильных сетей 5G.

Исходя из изложенного, актуальным на сегодняшний день является разработка и исследование пространственно-временных схем передачи, не требующих от приемника и/или передатчика знания информации о состоянии канала связи и имеющих низкую вычислительную сложность реализации, что и является целью настоящей работы.

Принимая во внимание достоинства типичной схемы ДПВБК, надо отметить ее недостатки, главный из которых – высокая вычислительная сложность реализации, а именно экспоненциальный рост сложности декодирования с увеличением размера применяемого созвездия модуляции. Однако в работе [33] были представлены основы иного перспективного подхода, реализующего новый взгляд на схему ДПВБК. Настоящая работа является продолжением этих исследований, в которой предлагаемый метод передачи развит и описан более развернуто, а также дополнен разъяснениями об условиях относительного постоянства матрицы канальных коэффициентов, случае для четырех передающих антенн, блок-схемой метода ДПВБК и сравнением вычислительной сложности.

## 1. Модель системы ММО

Рассмотрим систему ММО с  $M$  передающими и  $N$  приемными антеннами (рис. 1).

В момент времени  $t$  антенна  $n$  принимает отсчет:

$$y_{n,t} = \sum_{m=1}^M h_{m,n} x_{m,t} + w_{n,t}, \text{ при } n = 1, \dots, N,$$

где  $h_{m,n}$  – коэффициенты передачи канала связи от передающей антенны  $m$  к приемной антенне  $n$ , являющиеся комплексными гауссовскими случайными величинами при  $h_{m,n} \sim CN(0,1)$ ;  $x_{m,t}$  – канальный символ, передаваемый антенной  $m$  в момент времени  $t$ ;  $w_{n,t}$  – отсчеты аддитивного белого гауссовского шума с  $w_{n,t} \sim CN(0,\sigma^2)$  и дисперсией  $\sigma^2$ . Уравнение определяет модель передачи для систем ММО.

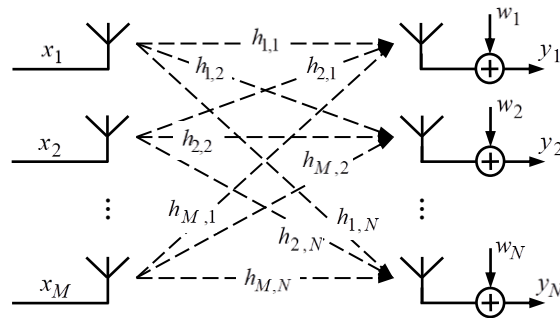


Рис. 1. Блок-схема системы ММО.

Следует отметить, что мощность канальных символов в каждый момент времени составляет 1:

$$\sum_{m=1}^M |x_{m,t}|^2 = 1, \text{ при } t = 1, \dots, T. \quad (1)$$

Используем матричную форму для анализа системы ММО:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{H}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{W}_p,$$

где  $p$  – период передачи матриц;  $\mathbf{Y}_p$  – принимаемая матрица отсчетов размера  $N \times K_s$  ( $K_s$  – длина блока применяемой кодовой конструкции, исчисляемая количеством символов);  $\mathbf{H}_p$  – матрица канальных коэффициентов  $N \times M$ ;  $\mathbf{X}_p$  – канальная матрица  $M \times K_s$ , а  $\mathbf{W}_p$  – матрица аддитивного белого гауссовского шума  $N \times K_s$ .

Если распространить требование к реализации DPSK – незначительные изменения состояния канала связи на интервале передачи двух соседних символов, на схему ММО, то для функционирования ДПВБК необходимо,

чтобы выполнялось условие:  $\mathbf{H}_{p-1} \approx \mathbf{H}_p$ . Для этого, состояние канала должно быть неизменными на протяжении длительности как минимум  $K_s \times 2$  символов, т.е. соблюдаться условие [17]:

$$T_0 \gg T_s \cdot K_s \cdot 2, \quad (2)$$

где  $T_0$  – время когерентности, а  $T_s$  – длительность символа.

Для расчета  $T_0$  известно выражение в [17]

$$T_0 \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d},$$

где  $f_d = V/\lambda$  – расширение Допплера,  $V$  – относительная скорость между передатчиком и приемником, а  $\lambda$  – длина волны сигнала. Длительность символа  $T_s$  можно рассчитать следующим образом:  $T_s = l/R_b$ , где  $l$  – порядок модуляции ( $l = \log_2 L$ ,  $L$  – позиционность модуляции), а  $R_b$  – скорость передаваемого потока данных.

График зависимости времени когерентности  $T_0$  от частоты для различных относительных скоростей  $V$  приведен на рис. 2.

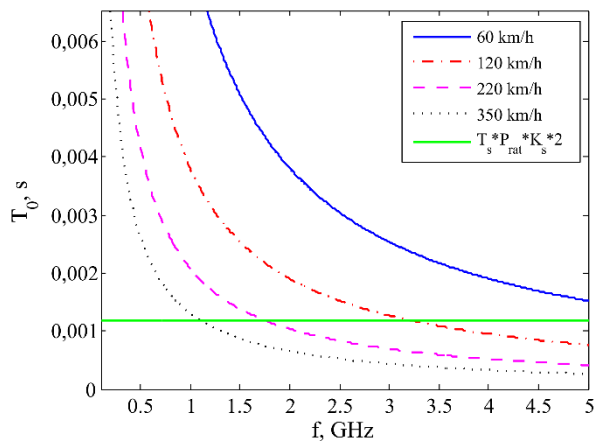


Рис. 2. Зависимости  $T_0$  от  $f$  при различной  $V$ .

На рис. 2 горизонтальной линией обозначена граница значений времени когерентности

$$T_0 = T_s \cdot P_{rat} \cdot K_s \cdot 2,$$

где  $P_{rat}=100$  – принятое защитное отношение (неравенство (2)), выбираемое исходя из условий канала связи;  $T_s$  рассчитано исходя из  $R_b=1024$  кбит/с и  $L=8$ ;  $K_s=2$ . Таким образом, все случаи, лежащие выше этой границы – применимы.

Если далее проанализировать, то для выполнения неравенства (2) существует ограничение по минимальному значению скорости передаваемого потока данных  $R_b$ :

$$R_b \geq \frac{l \cdot P_{rat} \cdot K_s \cdot 2}{T_0}. \quad (3)$$

По формуле (3) построим соответствующие зависимости (рис. 3).

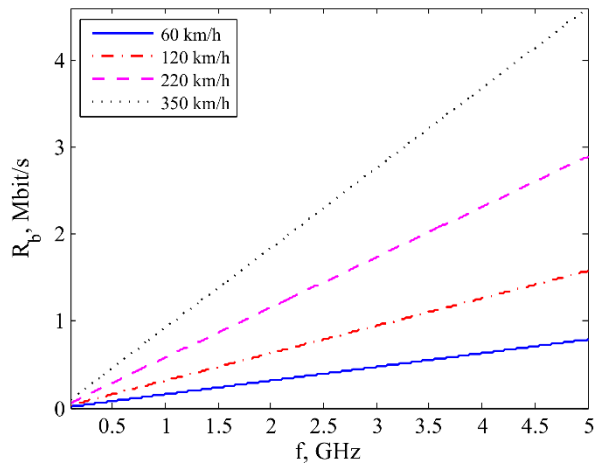


Рис. 3. Зависимости  $R_b$  от  $f$  при различной  $V$ .

Таким образом, если соотношения (2) и (3) соблюдаются, то для схемы ДПВБК каналные коэффициенты  $h_{m,n}$  можно считать постоянными и пренебречь индексом периода передачи  $p$  матрицы  $\mathbf{H}_p$ .

Рассмотрим типичную схему ДПВБК [25]. Передаваемая последовательность бит на каждом из периодов передачи  $p$  разбивается на блоки длиной по  $Ml$  бит и отображается сигналами созвездия  $L$ -PSK:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(\frac{2\pi k j}{L}\right), \text{ при } k = 0, 1, 2, \dots, L-1, \quad (4)$$



из которых формируются информационные матрицы  $\mathbf{X}_k$ , удовлетворяющие условию ортогональности:

$$\mathbf{X}_k^H \mathbf{X}_k = \left( \sum_{v=1}^V |x_v|^2 \mathbf{I}_N \right),$$

где  $\mathbf{X}_k^H$  – эрмитово сопряжение матрицы  $\mathbf{X}_k$ . Амплитуда сигнала делится на  $\sqrt{M}$  ввиду условия (1).

Информационные матрицы  $\mathbf{X}_k$  выбираются из конечного множества  $\mathbf{Q}$  исходя из комбинации битового блока данных. Количество матриц  $\mathbf{X}_k$ , содержащихся в множестве  $\mathbf{Q}$  равно  $L^M$ .

При  $M=2$  и BPSK, получим следующий состав множества  $\mathbf{Q}$ :

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_1^* \\ x_1 & x_1^* \end{bmatrix}; \mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}; \mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} x_2 & -x_1^* \\ x_1 & x_2^* \end{bmatrix}; \mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} x_2 & -x_2^* \\ x_2 & x_2^* \end{bmatrix},$$

( $( )^*$  – комплексное сопряжение). Если символ  $x_1$  соответствует переданному 0, а  $x_2 = 1$ , то, соответственно, матрица  $\mathbf{X}_1$  будет соответствовать передаче 00,  $\mathbf{X}_2 = 01$  и т.д.

Каждому периоду передачи  $p$  соответствует канальная матрица  $\mathbf{S}_p$ , которая определяется:

$$\mathbf{S}_{p+1} = \mathbf{S}_p \mathbf{X}_{p+1}.$$

В качестве начального значения передается опорная матрица  $\mathbf{S}_0$ , которая не содержит информации о передаваемых данных. Таким образом, происходит последовательная передача матриц:

$$\mathbf{S}_0 = \mathbf{X}_0 = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{I},$$

$$\mathbf{S}_1 = \mathbf{S}_0 \mathbf{X}_1 = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1,$$

$$\mathbf{S}_2 = \mathbf{S}_1 \mathbf{X}_2 = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2,$$

...

$$\mathbf{S}_p = \mathbf{S}_{p-1} \mathbf{X}_p = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \dots \mathbf{X}_p,$$

$$\mathbf{S}_{p+1} = \mathbf{S}_p \mathbf{X}_{p+1} = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \dots \mathbf{X}_p \mathbf{X}_{p+1}.$$

На приемной стороне имеем последовательность матриц  $\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, \dots, \mathbf{Y}_p, \mathbf{Y}_{p+1}$ :

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{H} \mathbf{S}_p + \mathbf{W}_p,$$

$$\mathbf{Y}_{p+1} = \mathbf{H} \mathbf{S}_{p+1} + \mathbf{W}_{p+1} = \mathbf{Y}_p \mathbf{X}_{p+1} + \mathbf{W},$$

где  $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{p+1} - \mathbf{W}_p \mathbf{X}_{p+1}$ . Заметим, что при передаче, как было отмечено ранее, предполагается стационарность состояния канала связи ( $\mathbf{H}_p \approx \mathbf{H}_{p+1}$ ) на интервале передачи двух соседних матриц  $\mathbf{S}$ .

Применяя детектор максимального правдоподобия, определяются восстановленные значения переданных информационных матриц  $\mathbf{X}_k$ :

$$\hat{\mathbf{X}}_{p+1} = \arg \min_{\mathbf{X}_k \in \mathbf{Q}} \|\mathbf{Y}_{p+1} - \mathbf{Y}_p \mathbf{X}_k\|,$$

где  $\|\cdot\|$  – норма Фробениуса, например  $\|\mathbf{A}\| = \sqrt{\sum_{i,j} |a_{i,j}|^2}$ .

## 2. Разработанный метод передачи ДПВБК

**Алгоритм кодирования.** Передача при  $M=2$  выполняется в следующем порядке (табл. 1).

Таблица 1. Порядок передачи символов ДПВБК

Время	$t$	$t+1$	$t+2$	$t+3$
Антенна 1	$x_1$	$-x_2^*$	$x_3$	$-x_4^*$
Антенна 2	$x_2$	$x_1^*$	$x_4$	$x_3^*$
Период $p$	1		2	

В течение периода передачи  $p=1$  в момент времени  $t$  символы  $x_1$  и  $x_2$  передаются первой и второй антенной, а в момент времени  $t+1$ , соответственно –  $-x_2^*$  и  $x_1^*$ . Переданная таким образом матрица  $\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$

не несет никакой информации и является опорной. Символами  $x_k$  являются символы созвездия  $L$ -PSK (4). В период передачи  $p=1$  символы  $x_1$  и  $x_2$  могут

принимать любые значения  $x_k$  сигнального созвездия  $L$ -PSK. Также, в момент времени  $t+1$  в кодер поступает блок бит длиной  $Ml - \mathbf{c}_p = (c_1, c_2, \dots, c_{Ml})_p$ . Исходя из комбинации бит  $\mathbf{c}_p$  и значений  $\mathbf{x}_{p-1} = (x_1, x_2, \dots, x_M)_{p-1}$ , согласно правилу дифференциального кодирования (5), рассчитываются следующие значения дифференциальных символов  $\mathbf{x}_{p=2} = (x_{M+1}, x_{M+2}, \dots, x_{2M})_{p=2}$ :

$$\mathbf{x}_p = \mathbf{r}_p \mathbf{X}_{p-1}^T, \quad (5)$$

где  $\mathbf{r}_p$  – вектор комплексных дифференциальных коэффициентов  $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2, \dots, R_M)_p$ , значения которых берутся из таблицы состояний кодера (рассмотрена далее);  $\mathbf{X}_{p-1}$  – матрица, составленная из символов  $\mathbf{x}_{p-1} = (x_1, x_2, \dots, x_M)_{p-1}$ .

Структурная схема кодера ДПВБК для  $M=2$  приведена на рис. 4.

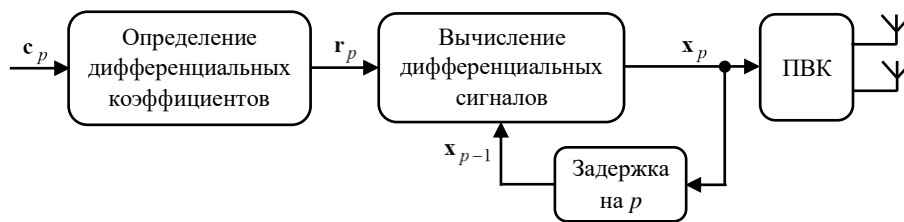


Рис. 4. Структурная схема кодера ДПВБК

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

матрица  $\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{bmatrix}$  несет информацию блока  $Ml$  информационных бит

$\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, \dots, c_{Ml})_p$ . После передачи матрицы  $\mathbf{X}_2$ , в кодер поступает очередной блок длиной  $Ml$  бит и кодирование далее происходит по указанному алгоритму (скорость кода  $Code Rate = 1$ ).

Необходимо отметить, что матрицы  $\mathbf{X}_k$  являются ортогональными:

$$\mathbf{X}_k \cdot \mathbf{X}_k^H = \mathbf{I}. \quad (6)$$

Возможные значения дифференциальных коэффициентов  $R_1, R_2, \dots, R_i$ , для определенной схемы ДПВБК, образуют созвездие  $\mathbf{R}$ , а их наборы  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$  (где  $d$  – порядковый номер набора), каждый из которых соответствует комбинации входных бит  $c_1, c_2, \dots, c_{Ml}$ , образуют множество  $\mathbf{R}_{all}$  (табл. 2). Количество этих наборов равно числу состояний кодера  $D = L^M$ , которое определяется исходя их возможных комбинации входных бит  $c_1, c_2, \dots, c_{Ml}$ , числа передающих антенн  $M$  и позиционности модуляции  $L$ -PSK. Например, схема ДПВБК для  $M=2$  и QPSK (рис. 5, а), предусматривает созвездие  $\mathbf{R}$  (рис. 5, б) и таблицу состояний кодера (табл. 2).

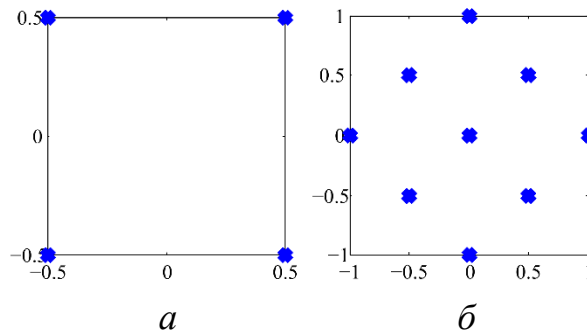


Рис. 5. Сигнальные созвездия: а – модуляции QPSK; б – коэффициентов  $\mathbf{R}$

Таблица 2. Таблица состояний кодера ДПВБК

$d$	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$	$s_3$	$s_4$	$R_1$	$R_2$
1	0	0	0	0	$0,5+0,5i$	$0,5+0,5i$	1	0
2	0	0	0	1	$0,5+0,5i$	$0,5-0,5i$	$0,5-0,5i$	$0,5-0,5i$
3	0	0	1	0	$0,5+0,5i$	$-0,5+0,5i$	$0,5+0,5i$	$-0,5-0,5i$
4	0	0	1	1	$0,5+0,5i$	$-0,5-0,5i$	0	$-i$
5	0	1	0	0	$0,5-0,5i$	$0,5+0,5i$	$0,5-0,5i$	$-0,5+0,5i$
6	0	1	0	1	$0,5-0,5i$	$0,5-0,5i$	$-i$	0
7	0	1	1	0	$0,5-0,5i$	$-0,5+0,5i$	0	-1
8	0	1	1	1	$0,5-0,5i$	$-0,5-0,5i$	$-0,5-0,5i$	$-0,5-0,5i$
9	1	0	0	0	$-0,5+0,5i$	$0,5+0,5i$	$0,5+0,5i$	$0,5+0,5i$
10	1	0	0	1	$-0,5+0,5i$	$0,5-0,5i$	0	1
11	1	0	1	0	$-0,5+0,5i$	$-0,5+0,5i$	$i$	0
12	1	0	1	1	$-0,5+0,5i$	$-0,5-0,5i$	$-0,5+0,5i$	$0,5-0,5i$
13	1	1	0	0	$-0,5-0,5i$	$0,5+0,5i$	0	$i$
14	1	1	0	1	$-0,5-0,5i$	$0,5-0,5i$	$-0,5-0,5i$	$0,5+0,5i$
15	1	1	1	0	$-0,5-0,5i$	$-0,5+0,5i$	$-0,5+0,5i$	$-0,5+0,5i$
16	1	1	1	1	$-0,5-0,5i$	$-0,5-0,5i$	-1	0

Таблица состояний кодера формируется по исходным параметрам: позиционность  $L$ -PSK и число передающих антенн  $M$ . Рассчитываются количество бит  $Ml$ , передаваемых на тактовом интервале, и число состояний кодера  $D = L^M$ . Таблица заполняется символами  $L$ -PSK  $(s_1, s_2, \dots, s_L)$  в зависимости от комбинаций бит в строке. После чего рассчитываются значения дифференциальных коэффициентов  $R_1, R_2, \dots, R_M$  по формуле

$$\mathbf{r}_p = \mathbf{x}_p \mathbf{X}_{p-1}^*$$

Таким образом, существует взаимно однозначное соответствие между  $\mathbf{x}_{p-1}$ , комбинацией информационных бит  $\mathbf{c}_p$ , дифференциальными коэффициентами  $\mathbf{r}_p$  и  $\mathbf{x}_p$ .

Определение набора значений  $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2, \dots, R_M)_p$  по комбинации бит  $\mathbf{c}_p$  по таблице состояний кодера осуществляется по древовидному алгоритму (для случая  $M = 2$  и модуляции QPSK) (рис. 6).

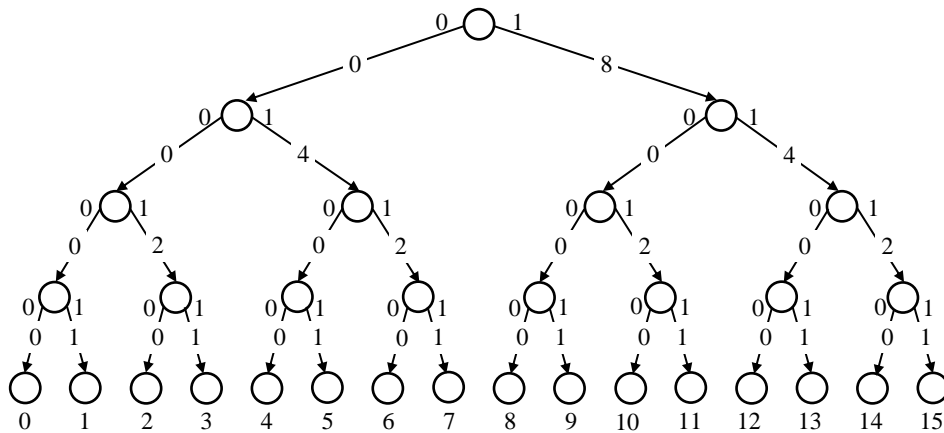


Рис. 6. Алгоритм древовидного кодирования.

Так как в данном случае  $Ml = 4$  бит, то определение набора значений  $\mathbf{r}_p$  осуществляется за четыре шага. Значения бит  $\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, c_3, c_4)_p$  определяют путь от узла к узлу по ветвям, которые имеют соответствующие веса. Сумма весов ветвей пути с добавочной единицей указывает на порядковый номер набора  $d$ , исходя из которого определяются  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$ . Таким образом,

отсутствует необходимость производить перебор по всем возможным комбинациям ( $D=16$ ) бит, что оптимизирует вычислительную нагрузку и скорость вычислений.

Пример: При  $\mathbf{c}_p = (0,1,0,1)_p$ , сумма весов ветвей составляет  $0+4+0+1=5$ . С учетом добавочной единицы к сумме получим  $d=6$  – следовательно, по табл. 2:  $R_1 = -j, R_2 = 0$ .

При  $M=4$  и применяя действительную ортогональную форму [33], что предполагает использование модуляций типа BPSK или ASK (amplitude shift keying), передача будет выполняться в следующем порядке (табл. 3):

Таблица 3. Порядок передачи символов ДПВБК

Время	$t$	$t+1$	$t+2$	$t+3$	$t+4$	$t+5$	$t+6$	$t+7$
Антенна 1	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$
Антенна 2	$x_2$	$-x_1$	$-x_4$	$x_3$	$x_6$	$-x_5$	$-x_8$	$x_7$
Антенна 3	$x_3$	$x_4$	$-x_1$	$-x_2$	$x_7$	$x_8$	$-x_5$	$-x_6$
Антенна 4	$x_4$	$-x_3$	$x_2$	$-x_1$	$x_8$	$-x_7$	$x_6$	$-x_5$
Период $p$	1				2			

Опорная матрица имеет вид

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ x_2 & -x_1 & -x_4 & x_3 \\ x_3 & x_4 & -x_1 & -x_2 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & -x_1 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Вектор дифференциальных символов определяется как  $(x_5, x_6, x_7, x_8) = (R_1, R_2, R_3, R_4) \mathbf{X}_1^T$  или  $\mathbf{x}_2 = \mathbf{r}_2 \mathbf{X}_1^T$ , соответственно вектор дифференциальных коэффициентов –  $(R_1, R_2, R_3, R_4) = (x_5, x_6, x_7, x_8) \mathbf{X}_1^*$  или  $\mathbf{r}_2 = \mathbf{x}_2 \mathbf{X}_1^*$ . Сигнальная матрица имеет вид

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 \\ x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Применяя комплексную ортогональную форму [33], которая предполагает использование многопозиционной модуляции, получим:

$$\mathbf{X}_{1^c} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ x_2 & -x_1 & -x_4 & x_3 & x_2^* & -x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & -x_1 & -x_2 & x_3^* & x_4^* & -x_1^* & -x_2^* \\ x_4 & -x_3 & x_2 & -x_1 & x_4^* & -x_3^* & x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\mathbf{X}_{2^c} = \begin{bmatrix} x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_5^* & x_6^* & x_7^* & x_8^* \\ x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 & x_6^* & -x_5^* & -x_8^* & x_7^* \\ x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 & x_7^* & x_8^* & -x_5^* & -x_6^* \\ x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 & x_8^* & -x_7^* & x_6^* & -x_5^* \end{bmatrix}. \quad (10)$$

При этом,  $Code Rate = 1/2$ .

Также, в случае необходимости, в [33] приводится способ построения действительных ортогональных форм для произвольного числа передающих антенн ( $Code Rate = 1$ ) и комплексных ортогональных форм ( $Code Rate = 1/2$ ).

**Алгоритм декодирования.** Как видно из рис. 1, на каждую из приемных антенн наводятся сигналы, излучённые каждой из передающих антенн.

При  $M=2$  и  $N=1$ , принятые отсчеты, в соответствующие моменты времени могут быть записаны как:

$$\begin{aligned} y_t &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + w_t, \\ y_{t+1} &= -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + w_{t+1}, \\ y_{t+2} &= h_1 x_3 + h_2 x_4 + w_{t+2}, \\ y_{t+3} &= -h_1 x_4^* + h_2 x_3^* + w_{t+3}. \end{aligned}$$

В матричном виде:

$$\begin{bmatrix} y_t \\ y_{t+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_t \\ w_{t+1} \end{bmatrix} \quad \text{или} \quad \mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1,$$

$$\begin{bmatrix} y_{t+2} \\ y_{t+3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3 & x_4 \\ -x_4^* & x_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{t+2} \\ w_{t+3} \end{bmatrix} \quad \text{или} \quad \mathbf{Y}_2 = \mathbf{X}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2.$$

Тогда восстановленные значения дифференциальных коэффициентов определяются как:

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} y_t^* & y_{t+1} \\ y_{t+1}^* & -y_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{t+2} \\ y_{t+3}^* \end{bmatrix}}{|y_t|^2 + |y_{t+1}|^2}.$$

Структурная схема декодера ДПВБК показана на рис. 7.

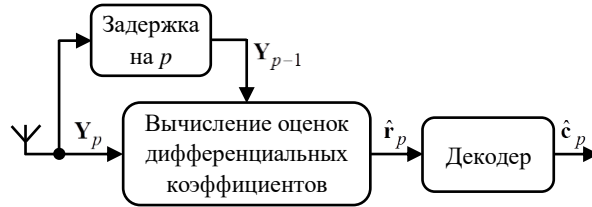


Рис. 7. Структурная схема декодера ДПВБК

Далее условимся в обозначениях:  $\mathbf{Y}^{(1)}$  – верхний индекс в скобах  $\langle \cdot \rangle$  определяет номер столбца матрицы  $\mathbf{Y}$ .

При  $M=2$  и  $N=2$

$$\begin{bmatrix} y_t^1 & y_t^2 \\ y_{t+1}^1 & y_{t+1}^2 \end{bmatrix} = \mathbf{X}_1^T \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_t^1 & w_t^2 \\ w_{t+1}^1 & w_{t+1}^2 \end{bmatrix} \quad \text{или } \mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1,$$

$$\begin{bmatrix} y_{t+2}^1 & y_{t+2}^2 \\ y_{t+3}^1 & y_{t+3}^2 \end{bmatrix} = \mathbf{X}_2^T \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{t+2}^1 & w_{t+2}^2 \\ w_{t+3}^1 & w_{t+3}^2 \end{bmatrix} \quad \text{или } \mathbf{Y}_2 = \mathbf{X}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2.$$

В этом случае восстановленные значения дифференциальных коэффициентов определяются как:

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} (y_t^1)^* & y_{t+1}^1 \\ (y_{t+1}^1)^* & -y_t^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{t+2}^1 \\ (y_{t+3}^1)^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (y_t^2)^* & y_{t+1}^2 \\ (y_{t+1}^2)^* & -y_t^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{t+2}^2 \\ (y_{t+3}^2)^* \end{bmatrix}}{|\mathbf{Y}_1^{(1)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{(2)}|^2}.$$

При  $M=4$ ,  $N=1$  и при использовании (7) и (8), получим:

$$\begin{bmatrix} y_t^1 \\ y_{t+1}^1 \\ y_{t+2}^1 \\ y_{t+3}^1 \end{bmatrix} = \mathbf{X}_1^T \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_t^1 \\ w_{t+1}^1 \\ w_{t+2}^1 \\ w_{t+3}^1 \end{bmatrix},$$



$$\begin{bmatrix} y_{t+4}^1 \\ y_{t+5}^1 \\ y_{t+6}^1 \\ y_{t+7}^1 \end{bmatrix} = \mathbf{X}_2^T \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{t+4}^1 \\ w_{t+5}^1 \\ w_{t+6}^1 \\ w_{t+7}^1 \end{bmatrix}.$$

Соответственно,  $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1$  и  $\mathbf{Y}_2 = \mathbf{X}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2$ .

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{bmatrix} = \frac{\operatorname{Re} \left( \begin{bmatrix} y_t^1 & y_{t+1}^1 & y_{t+2}^1 & y_{t+3}^1 \\ y_{t+1}^1 & -y_t^1 & y_{t+3}^1 & -y_{t+2}^1 \\ y_{t+2}^1 & -y_{t+3}^1 & -y_t^1 & y_{t+1}^1 \\ y_{t+3}^1 & y_{t+2}^1 & -y_{t+1}^1 & -y_t^1 \end{bmatrix}^* \right) \mathbf{Y}_2}{|\mathbf{Y}_1|^2}.$$

Применяя комплексные ортогональные матрицы (9) и (10), получим:

$$\begin{bmatrix} y_t^1 \\ y_{t+1}^1 \\ y_{t+2}^1 \\ y_{t+3}^1 \\ y_{t+4}^1 \\ y_{t+5}^1 \\ y_{t+6}^1 \\ y_{t+7}^1 \end{bmatrix} = (\mathbf{X}_{1^c})^T \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_t^1 \\ w_{t+1}^1 \\ w_{t+2}^1 \\ w_{t+3}^1 \\ w_{t+4}^1 \\ w_{t+5}^1 \\ w_{t+6}^1 \\ w_{t+7}^1 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} y_{t+8}^1 \\ y_{t+9}^1 \\ y_{t+10}^1 \\ y_{t+11}^1 \\ y_{t+12}^1 \\ y_{t+13}^1 \\ y_{t+14}^1 \\ y_{t+15}^1 \end{bmatrix} = (\mathbf{X}_{2^c})^T \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{t+8}^1 \\ w_{t+9}^1 \\ w_{t+10}^1 \\ w_{t+11}^1 \\ w_{t+12}^1 \\ w_{t+13}^1 \\ w_{t+14}^1 \\ w_{t+15}^1 \end{bmatrix}.$$

Соответственно,  $\mathbf{Y}_{1^c} = (\mathbf{X}_{1^c})^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_{1^c}$ ,  $\mathbf{Y}_{2^c} = (\mathbf{X}_{2^c})^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_{2^c}$ . Для дальнейших расчетов необходимо преобразовать  $\mathbf{Y}_{2^c}$  к следующему виду:

$$\mathbf{Y}_{2_{korr}^c} = \begin{bmatrix} y_{t+8}^1 & y_{t+9}^1 & y_{t+10}^1 & y_{t+11}^1 & (y_{t+12}^1)^* & (y_{t+13}^1)^* & (y_{t+14}^1)^* & (y_{t+15}^1)^* \end{bmatrix}^T.$$

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} y_t^1 & y_{t+1}^1 & y_{t+2}^1 & y_{t+3}^1 & (y_{t+4}^1)^* & (y_{t+5}^1)^* & (y_{t+6}^1)^* & (y_{t+7}^1)^* \\ y_{t+1}^1 & -y_t^1 & y_{t+3}^1 & -y_{t+2}^1 & (y_{t+5}^1)^* & -(y_{t+4}^1)^* & (y_{t+7}^1)^* & -(y_{t+6}^1)^* \\ y_{t+2}^1 & -y_{t+3}^1 & -y_t^1 & y_{t+1}^1 & (y_{t+6}^1)^* & -(y_{t+7}^1)^* & -(y_{t+4}^1)^* & (y_{t+5}^1)^* \\ y_{t+3}^1 & y_{t+2}^1 & -y_{t+1}^1 & -y_t^1 & (y_{t+7}^1)^* & (y_{t+6}^1)^* & -(y_{t+5}^1)^* & -(y_{t+4}^1)^* \end{bmatrix}^* \mathbf{Y}_{2_{korr}^c}}{|\mathbf{Y}_{1^c}|^2}.$$

При  $M=4$ ,  $N=2$  и при использовании (7) и (8), получим:

$$\begin{bmatrix} y_t^1 & y_t^2 \\ y_{t+1}^1 & y_{t+1}^2 \\ y_{t+2}^1 & y_{t+2}^2 \\ y_{t+3}^1 & y_{t+3}^2 \end{bmatrix} = \mathbf{X}_1^T \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_t^1 & w_t^2 \\ w_{t+1}^1 & w_{t+1}^2 \\ w_{t+2}^1 & w_{t+2}^2 \\ w_{t+3}^1 & w_{t+3}^2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} y_{t+4}^1 & y_{t+4}^2 \\ y_{t+5}^1 & y_{t+5}^2 \\ y_{t+6}^1 & y_{t+6}^2 \\ y_{t+7}^1 & y_{t+7}^2 \end{bmatrix} = \mathbf{X}_2^T \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{t+4}^1 & w_{t+4}^2 \\ w_{t+5}^1 & w_{t+5}^2 \\ w_{t+6}^1 & w_{t+6}^2 \\ w_{t+7}^1 & w_{t+7}^2 \end{bmatrix}.$$

Соответственно,  $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1$ ,  $\mathbf{Y}_2 = \mathbf{X}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2$ .

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{bmatrix} = \frac{\operatorname{Re} \left( \sum_{n=1}^N \begin{bmatrix} y_t^n & y_{t+1}^n & y_{t+2}^n & y_{t+3}^n \\ y_{t+1}^n & -y_t^n & y_{t+3}^n & -y_{t+2}^n \\ y_{t+2}^n & -y_{t+3}^n & -y_t^n & y_{t+1}^n \\ y_{t+3}^n & y_{t+2}^n & -y_{t+1}^n & -y_t^n \end{bmatrix}^* \mathbf{Y}_2^{(n)} \right)}{|\mathbf{Y}_1^{(1)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{(2)}|^2}$$

Применяя комплексные ортогональные матрицы (9) и (10), получим:

$$\begin{bmatrix} y_t^1 & y_t^2 \\ y_{t+1}^1 & y_{t+1}^2 \\ y_{t+2}^1 & y_{t+2}^2 \\ y_{t+3}^1 & y_{t+3}^2 \\ y_{t+4}^1 & y_{t+4}^2 \\ y_{t+5}^1 & y_{t+5}^2 \\ y_{t+6}^1 & y_{t+6}^2 \\ y_{t+7}^1 & y_{t+7}^2 \end{bmatrix} = (\mathbf{X}_{1^c})^T \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_t^1 & w_t^2 \\ w_{t+1}^1 & w_{t+1}^2 \\ w_{t+2}^1 & w_{t+2}^2 \\ w_{t+3}^1 & w_{t+3}^2 \\ w_{t+4}^1 & w_{t+4}^2 \\ w_{t+5}^1 & w_{t+5}^2 \\ w_{t+6}^1 & w_{t+6}^2 \\ w_{t+7}^1 & w_{t+7}^2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} y_{t+8}^1 & y_{t+8}^2 \\ y_{t+9}^1 & y_{t+9}^2 \\ y_{t+10}^1 & y_{t+10}^2 \\ y_{t+11}^1 & y_{t+11}^2 \\ y_{t+12}^1 & y_{t+12}^2 \\ y_{t+13}^1 & y_{t+13}^2 \\ y_{t+14}^1 & y_{t+14}^2 \\ y_{t+15}^1 & y_{t+15}^2 \end{bmatrix} = (\mathbf{X}_{2^c})^T \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{t+8}^1 & w_{t+8}^2 \\ w_{t+9}^1 & w_{t+9}^2 \\ w_{t+10}^1 & w_{t+10}^2 \\ w_{t+11}^1 & w_{t+11}^2 \\ w_{t+12}^1 & w_{t+12}^2 \\ w_{t+13}^1 & w_{t+13}^2 \\ w_{t+14}^1 & w_{t+14}^2 \\ w_{t+15}^1 & w_{t+15}^2 \end{bmatrix}.$$

Соответственно,  $\mathbf{Y}_{1^c} = (\mathbf{X}_{1^c})^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_{1^c}$ ,  $\mathbf{Y}_{2^c} = (\mathbf{X}_{2^c})^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_{2^c}$ .

Также преобразуем  $\mathbf{Y}_{2^c}$ :

$$\mathbf{Y}_{2^c} = \begin{bmatrix} y_{t+8}^1 & y_{t+9}^1 & y_{t+10}^1 & y_{t+11}^1 & (y_{t+12}^1)^* & (y_{t+13}^1)^* & (y_{t+14}^1)^* & (y_{t+15}^1)^* \\ y_{t+8}^2 & y_{t+9}^2 & y_{t+10}^2 & y_{t+11}^2 & (y_{t+12}^2)^* & (y_{t+13}^2)^* & (y_{t+14}^2)^* & (y_{t+15}^2)^* \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} y_t^1 & y_{t+1}^1 & y_{t+2}^1 & y_{t+3}^1 & (y_{t+4}^1)^* & (y_{t+5}^1)^* & (y_{t+6}^1)^* & (y_{t+7}^1)^* \\ y_{t+1}^1 & -y_t^1 & y_{t+3}^1 & -y_{t+2}^1 & (y_{t+5}^1)^* & -(y_{t+4}^1)^* & (y_{t+7}^1)^* & -(y_{t+6}^1)^* \\ y_{t+2}^1 & -y_{t+3}^1 & -y_t^1 & y_{t+1}^1 & (y_{t+6}^1)^* & -(y_{t+7}^1)^* & -(y_{t+4}^1)^* & (y_{t+5}^1)^* \\ y_{t+3}^1 & y_{t+2}^1 & -y_{t+1}^1 & -y_t^1 & (y_{t+7}^1)^* & (y_{t+6}^1)^* & -(y_{t+5}^1)^* & -(y_{t+4}^1)^* \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} y_t^2 & y_{t+1}^2 & y_{t+2}^2 & y_{t+3}^2 & (y_{t+4}^2)^* & (y_{t+5}^2)^* & (y_{t+6}^2)^* & (y_{t+7}^2)^* \\ y_{t+1}^2 & -y_t^2 & y_{t+3}^2 & -y_{t+2}^2 & (y_{t+5}^2)^* & -(y_{t+4}^2)^* & (y_{t+7}^2)^* & -(y_{t+6}^2)^* \\ y_{t+2}^2 & -y_{t+3}^2 & -y_t^2 & y_{t+1}^2 & (y_{t+6}^2)^* & -(y_{t+7}^2)^* & -(y_{t+4}^2)^* & (y_{t+5}^2)^* \\ y_{t+3}^2 & y_{t+2}^2 & -y_{t+1}^2 & -y_t^2 & (y_{t+7}^2)^* & (y_{t+6}^2)^* & -(y_{t+5}^2)^* & -(y_{t+4}^2)^* \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{P}_1^* \mathbf{Y}_{2_{korr}}^{\langle 1 \rangle} + \mathbf{P}_2^* \mathbf{Y}_{2_{korr}}^{\langle 2 \rangle}}{|\mathbf{Y}_{1^c}^{\langle 1 \rangle}|^2 + |\mathbf{Y}_{1^c}^{\langle 2 \rangle}|^2}.$$

После того, как получены восстановленные значения дифференциальных коэффициентов, приемник, путем оценки максимального правдоподобия, выбирает ближайший вектор  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$  из множества их комбинаций  $\mathbf{R}_{all}$ , представленных таблицей состояния кодера, и определяет соответствующую состоянию кодера  $d$  переданную последовательность бит  $\hat{c}_p$

$$(\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_{Ml})_d = \arg \min_{d \in \mathbf{R}_{all}} \left| (R_1, R_2, \dots, R_M)_d - (\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M) \right|^2.$$

**Моделирование** выполнялось в пакете программ MATLAB согласно блок-схемы разработанного метода ДПВБК (рис. 8) для различного числа приемных и передающих антенн.

Результаты моделирования представлены на рис. 9–10 (для числа передающих антенн  $M=2$  и  $M=4$ ) в виде зависимостей вероятности ошибки принятых бит (BER) от отношения сигнал/шум (SNR – отношение энергии на бит для сигналов на выходе сигнального демодулятора к односторонней спектральной плотности шума в виде аддитивного белого гауссовского шума) в системе и приведены для модуляций BPSK, QPSK и 8-PSK при использовании ПВБК Аламоути [2] (STBC), типичного ДПВБК [25] (DSTBC) и разработанного ДПВБК (DSTBC<sub>p</sub>). Моделирование проводилось при использовании некоррелированных канальных коэффициентов  $h_{m,n}$ , являющихся комплексными гауссовскими случайными величинами ( $h_{m,n} \sim CN(0,1)$ ), с

учетом соблюдения условия об их неизменных значениях в течении времени когерентности  $T_0$ .

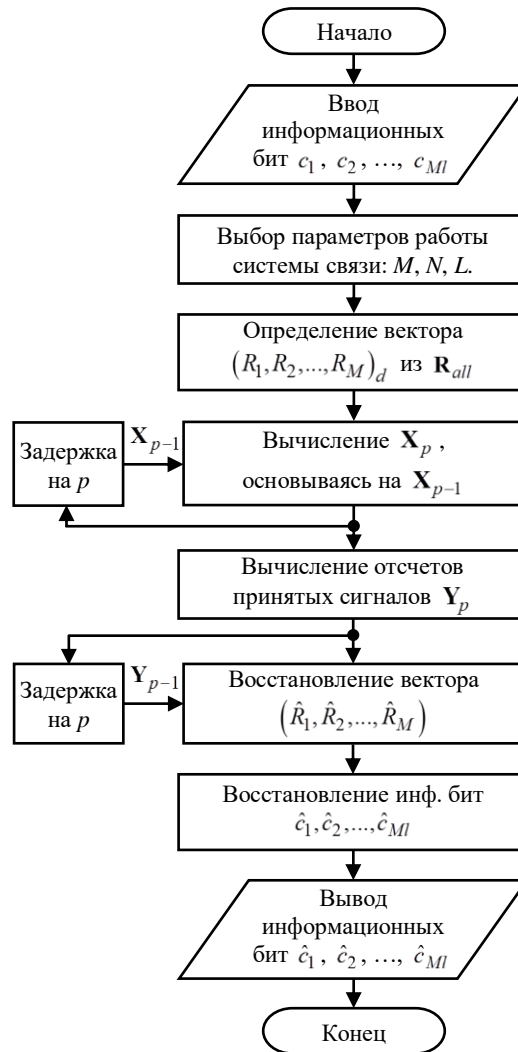
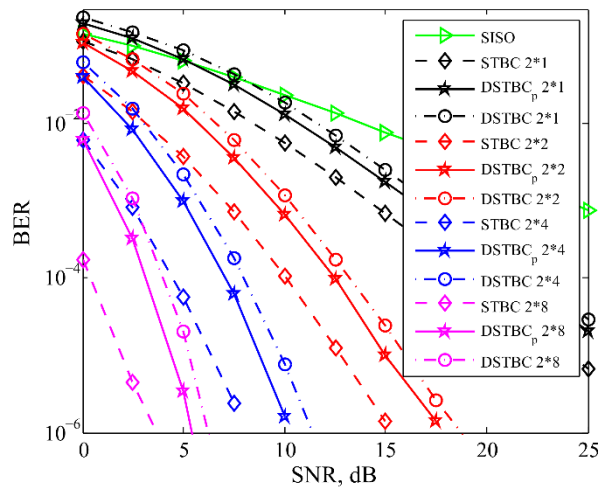
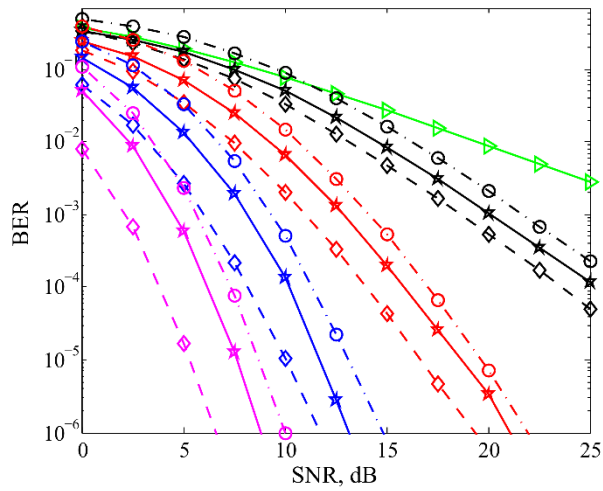


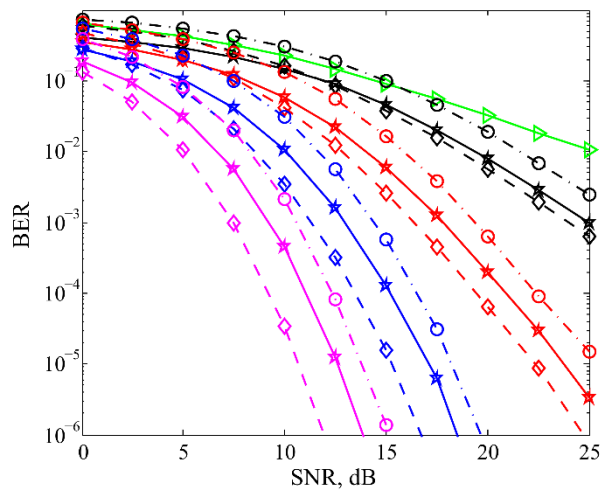
Рис. 8. Блок-схема метода ДПВБК.



a



б



в

Рис. 9. Система  $M=2$ : а – BPSK; б – QPSK; в – 8-PSK.

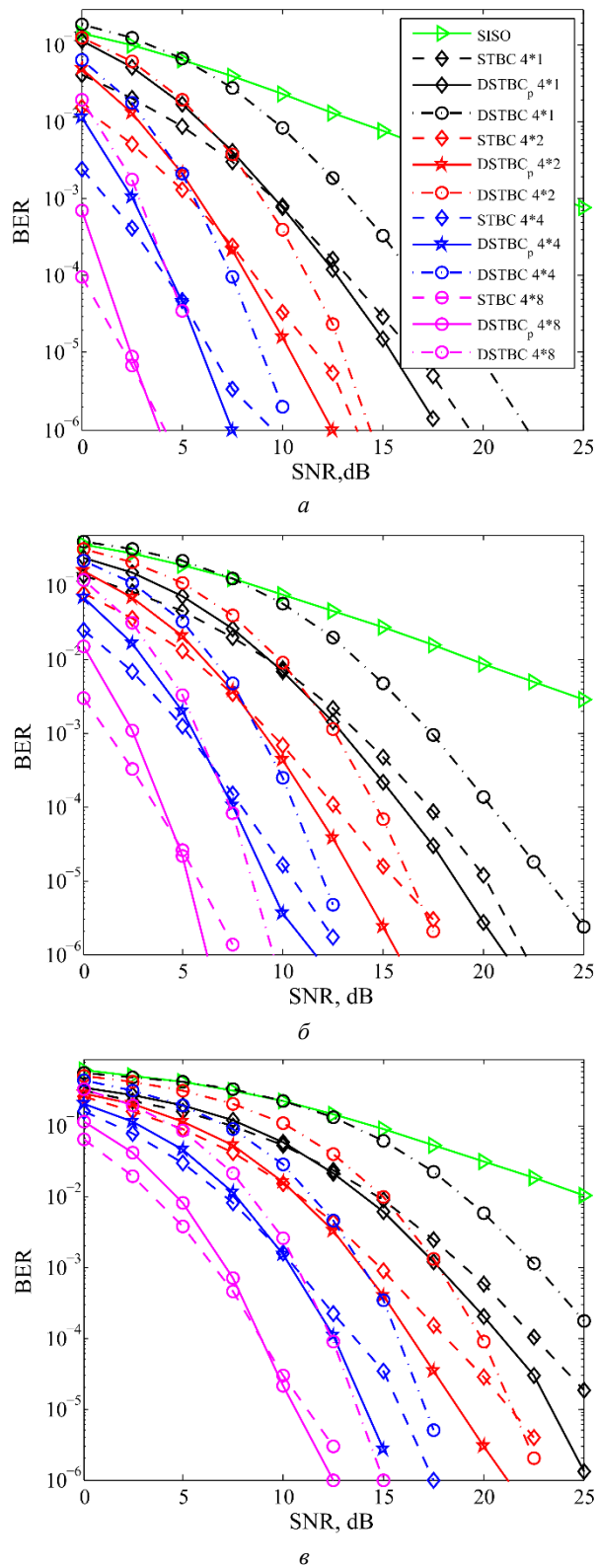


Рис. 10. Система  $M=4$ : а – BPSK; б – QPSK; в – 8-PSK.

Также было проведено сравнение вычислительной сложности алгоритмов типичного ДПВБК [25] и разработанного ДПВБК. Для каждого из алгоритмов было рассчитано количество операций над действительными числами с

плавающей точкой, необходимых для реализации алгоритма декодирования одной сигнальной матрицы. Результаты расчетов вычислительной сложности приведены в табл. 4 и табл. 5.

Таблица 4. Результаты расчета вычислительная сложность демодуляции ДПВБК при  $M = 2$

$M \times N$	2×1	2×2	2×4	2×8	$L$ -PSK
DSTBC	176	352	704	1408	$L=2$
	704	1408	2816	5632	$L=4$
	2816	5632	11264	22528	$L=8$
DSTBC <sub>p</sub>	103	147	235	411	$L=2$
	283	327	415	591	$L=4$
	1003	1027	1135	1311	$L=8$

Таблица 5. Результаты расчета вычислительная сложность демодуляции ДПВБК при  $M = 4$

$M \times N$	4×1	4×2	4×4	4×8	$L$ -PSK
DSTBC	2304	4608	9360	18432	$L=2$
	36864	73728	149760	294912	$L=4$
	589824	1179648	2396160	4718592	$L=8$
DSTBC <sub>p</sub>	795	1087	1671	2839	$L=2$
	8235	8527	9111	10279	$L=4$
	127275	127567	128151	129319	$L=8$

На следующих рисунках (рис. 11–12) численно показано, во сколько раз (отношение  $K$ , при различных вариантах значений, передающих  $M$  и приемных  $N$  антенн, а также позиционности модуляции  $L$ -PSK ( $L=2; 4; 8$ ), алгоритм ДПВБК [25] вычислительно сложнее разработанного.

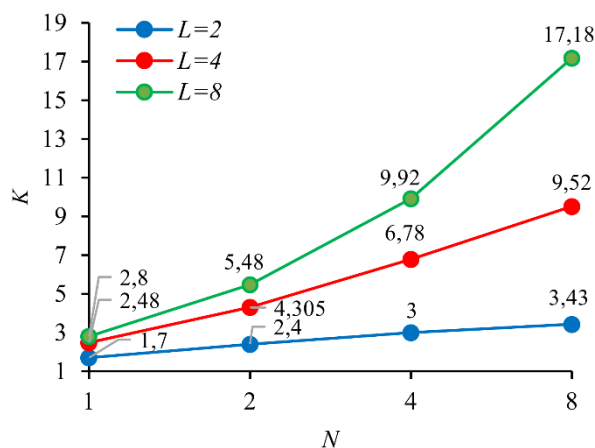
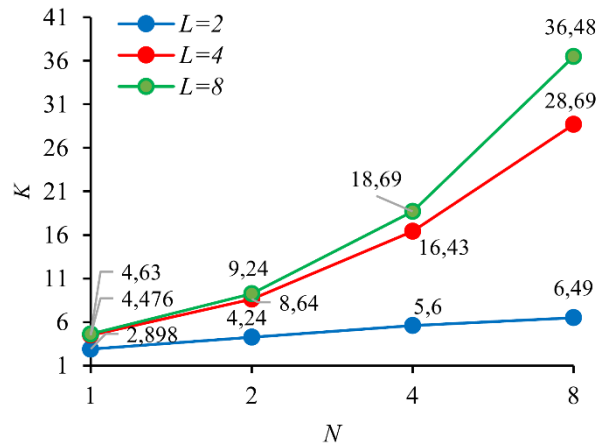


Рис. 11. Зависимости отношения  $K$  от  $N$  при  $M = 2$ .



Рис. 12. Зависимости отношения  $K$  от  $N$  при  $M=4$ .

**Результаты.** Анализ структуры разработанного метода кодирования и результаты проведенного моделирования:

1) применение произвольного количества передающих антенн ограничено необходимостью наличия соответствующих комплексных ортогональных форм; для  $M=2$  использовалась комплексная ортогональная форма Аламоути [2], для  $M=4$  – действительная и комплексная ортогональные формы [33];

2) разработанный метод кодирования описан для сочетаний  $M \times N$ :  $2 \times 1$ ,  $2 \times 2$ ,  $4 \times 1$  и  $4 \times 2$ , однако ряд этих сочетаний по аналогии описанному можно продолжить для случаев  $2 \times 4$ ,  $2 \times 8$  и т.д. и  $4 \times 4$ ,  $4 \times 8$  и т.д.;

3) при сравнении помехоустойчивости, разработанный метод превосходит типичный ДПВБК в среднем на 1–2 дБ ( $M=2$ , рис. 9) и на более 2 дБ ( $M=4$ , рис. 10), что объясняется совокупным увеличением расстояния между ближайшими состояниями, определяемыми точками сигнального созвездия дифференциальных коэффициентов  $\mathbf{R}$  (рис. 5, б), по сравнению с подобным расстоянием созвездия PSK (рис. 5, а); необходимо отметить, что ПВБК Аламоути моделировался с учетом достоверного знания о состоянии канала связи, а это не во всех случаях достижимо;

4) увеличение позиционности применяемой  $L$ -PSK или количества передающих антенн приводит к росту вычислительной сложности декодирования, поскольку число состояний таблицы состояния кодера  $D = L^M$ . Несмотря на это, проведя расчет и сравнение вычислительной сложности

типичного и разработанного ДПВБК, вычислительная сложность последнего меньше на 1-2 порядка (рис. 11–12).

## 2. Анализ и обсуждение результатов

Разработаны принципы дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для систем ММО с различным количеством передающих и приемных антенн, эффективность которых подтверждена результатами проведенного моделирования. Применение данных принципов не требует наличия информации о состоянии канала связи на приемной стороне, что позволяет отказаться от пилот-сигналов, потребляющих частотно-временной ресурс системы – эффективное использование радиочастотного спектра.

Новизна предлагаемого метода передачи ДПВБК заключается в разработке механизма применения дифференциальных коэффициентов, за счет которых происходит формирование сигнальных матриц и декодирование передаваемой информации.

Разработанный дифференциальный метод может применяться в каналах с переменными параметрами, если время когерентности  $T_0$  больше длительности двух кодовых блоков  $T_{bl} \cdot 2 = T_s \cdot K_s \cdot 2$  (2).

## Литература

1. Yang S., Hanzo L. Fifty years of MIMO detection: The road to large-scale MIMOs. *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*. 2015. Vol.17. No.4. P.1941–1988. <https://doi.org/10.1109/comst.2015.2475242>
2. Alamouti S.M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE J. Select. Areas in Comm.* 1998. Vol.16. No.8. P.1451–1458. <https://doi.org/10.1109/49.730453>
3. The CDMA 2000 Candidate Submission, TIA 45.5 Subcommittee, June 2, 1998. Draft.

4. Space-Time Block Coded Transmit Antenna Diversity for WCDMA, Texas Instruments Inc., Helsinki, Finland, UMTS SMG2-LI, Tech. doc. 662/1998. P.14-18.
5. Григорьев В.А., Хворов И.А., Аксенов В.О., Щесняк А.С. МИМО-летное видение. *Радиочастотный спектр*. 2015. №2. С.22–27.
6. Akyildiz I.F., Gutierrez-Estevez D.M., Reyes E.C. The evolution to 4G cellular systems: LTE-Advanced. *Physical Communication*. 2010. Vol.3. P.217–244. <https://doi.org/10.1016/j.phycom.2010.08.001>
7. Hassan N., Fernando X. Massive MIMO Wireless Networks: An Overview. *Electronics*. 2017. Vol.6. No.3. P.63. <https://doi.org/10.3390/electronics6030063>
8. Moby P.M., Athira K.R., Axamol C.C., Sreeshma P.S. Enhancement of Channel Potential and Spectral Efficiency using Hyper-MIMO In 5G. *AJAST*. 2018. Vol.2. P.71–76.
9. Marzetta T.L. Non-cooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas. *IEEE Trans. Wireless Commun.* 2010. Vol.9. P.3590–3600. <https://doi.org/10.1109/twc.2010.092810.091092>
10. Zhang J., Zhang B., Chen S., Mu X., El-Hajjar M., and Hanzo L. Pilot Contamination Elimination for Large-Scale Multiple-Antenna Aided OFDM Systems. *IEEE J. Select. Top. Signal Process.* 2014. Vol.8. P.759–772. <https://doi.org/10.1109/jstsp.2014.2309936>
11. Горячкин О.В. *Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи*. Москва, Радио и связь. 2003. 230 с.
12. Березовский А.А., Горячкин О.В. Слепая идентификация многомерных сигналов и ее применение в МИМО-системах связи. *Электросвязь*. 2017. №11, С.30–35.
13. Крейнделин В.Б., Старовойтов М.Ю. Предсказание параметров радиоканала и выбор антенн на приеме в системах МИМО, работающих в стандарте LTE. *Электросвязь*, 2017, № 12, С. 22–27.
14. Поборчая Н.Е., Пестряков А.В. Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с МИМО. *Электросвязь*. 2017. №12, С.42–48.

15. Петрович Н.Т. *Способ телеграфной проводной и радиосвязи фазоманипулированными колебаниями*. Авторское свидетельство № 105692. 12.02.1954.
16. Петрович Н.Т. Новые способы осуществления фазовой телеграфии. *Радиотехника*. 1957. №10. С.7–9.
17. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Москва, Издательский дом «Вильямс». 2003. 1104 с.
18. Зюко А.Г. Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. Москва, Радио и связь. 1985. 272 с.
19. Петрович Н.Т. Относительные методы передачи информации. Москва, Книга-М. 2003. 108 с.
20. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. Москва, Техносфера, 2011. 904 с.
21. Tarokh V., Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE J. Select. Areas Commun.* 2000. Vol.18. No.7. P.1169–1174. <https://doi.org/10.1109/49.857917>
22. Hughes B.L. Differential space-time modulation. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2000. Vol.16. No.7. P.2567–2578. <https://doi.org/10.1109/18.887864>
23. Marzetta T.L., Hochwald B.M. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in rayleigh flat fading. *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1999. Vol.45. No.1. P.139–157. <https://doi.org/10.1109/18.746779>
24. Hochwald B.M., Marzetta T.L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in rayleigh flat fading. *IEEE Trans. Inform. Theory*. 2000. Vol.46. No.2. P.543–564. <https://doi.org/10.1109/18.825818>
25. Hochwald B.M., Sweldens W. Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. Commun.* 2000. Vol.48. No.12. P.2041–2052. <https://doi.org/10.1109/26.891215>

26. Bian Y., Cheng X., Wen M., Yang L., Poor H.V., Jiao B. Differential Spatial Modulation. *IEEE Trans. Veh. Tech.* 2015. Vol.64. No.7. P.3262-3268. <https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2348791>
27. Xu C., Rajashekar R., Ishikawa N., Sugiura S., Hanzo L. Single-RF Index Shift Keying Aided Differential Space-Time Block Coding. *IEEE Trans. Signal Process.* 2018. Vol.66. No.3. P.773-788. <https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2768019>
28. Xu C., Zhang P., Rajashekar R., Ishikawa N., Sugiura S., Wang L., Hanzo L. Finite-Cardinality Single-RF Differential Space-Time Modulation for Improving the Diversity-Throughput Tradeoff. *IEEE Trans. Commun.* 2019. Vol.67. No.1. P.318-335. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2869812>
29. Ishikawa N., Sugiura S. Rectangular Differential Spatial Modulation for Open-Loop Noncoherent Massive-MIMO Downlink. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* 2017. Vol.16. No.3. P.1908-1920. <https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2657497>
30. Bhatnagar M.R., Hjørungnes A., Song L., Bose R. Double-Differential decode and forward cooperative communications over Nakagami-m channels with carrier offsets. 2008 IEEE Sarnoff Symposium. Princeton, NJ, 2008. P.1–5. <https://doi.org/10.1109/SARNOF.2008.4520082>
31. Xu C. et al. Sixty Years of Coherent Versus Non-Coherent Tradeoffs and the Road From 5G to Wireless Futures. *IEEE Access.* 2019. Vol.7. P.178246-178299. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2957706>
32. Popovski P. et al. Final report on the METIS 5G system concept and technology roadmap. Apr. 30, 2015. [online]. [https://www.metis2020.com/wp-content/uploads/deliverables/METIS\\_D6.6\\_v1.pdf](https://www.metis2020.com/wp-content/uploads/deliverables/METIS_D6.6_v1.pdf)
33. Tokar M.S. Development of a Differential Block Coding Method for Application in Mobile Radio Communication Systems Using MIMO Systems. *Technology audit and production reserves.* 2019. Vol.4. No.2(48). P.28–33. <https://doi.org/10.15587/2312-8372.2019.179210>

34. Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1999. Vol.45. No.5. P.1456–1467. <https://doi.org/10.1109/18.771146>.

**Для цитирования:**

Токарь М.С., Рябов И.В. Метод дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для применения в системах подвижной радиосвязи с использованием технологии ММО. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.4>