

УДК 621.396.93

DOI: 10.15587/2312-8372.2019.179210

РАЗРАБОТКА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО МЕТОДА БЛОКОВОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМ ММО

Токарь М. С.

1. Введение

При реализации в системах многоантенной радиосвязи (Multiple Input Multiple Output – ММО) [1–3] когерентного приема или предварительного кодирования необходимо знание системы информации о состоянии канала связи с целью его компенсации. Для оценки канала совместно с информационными сигналами передаются известные на приемной стороне пилот-сигналы. Передача пилот-сигналов потребляет ресурс системы и таким образом препятствует эффективному использованию радиочастотного спектра [4, 5]. В настоящее время ведется работа по преодолению данной проблемы, в разрешение которой внесен значительный вклад [6–8].

Если обратить внимание на относительную фазовую модуляцию (DPSK) [9–11], то при ее использовании полезная информация содержится в разности фаз двух последовательно передаваемых сигналов. Приемник выделяет полезную информацию путем сравнения фаз двух соседних принятых сигналов, что устраняет необходимость наличия в приемнике информации о состоянии канала связи. Условием, которому должен отвечать канал связи – незначительные изменения состояния канала связи на интервале передачи двух соседних сигналов или сигнальных матриц при пространственно-временном кодировании (ПВК). Несоблюдение этого условия при передаче одного сигнала (сигнальной матрицы) приведет к ошибочному детектированию не более двух передаваемых сигналов (сигнальных матриц) и не станет причиной размножения ошибок [12, 13]. Приведенная специфика DPSK позволяет применять её в условиях быстрых замираний и при высокой мобильности перемещения станций.

Исходя из указанного, актуальным на сегодняшний день является разработка и исследование схем передачи, не требующих от приемника и/или передатчика знания информации о состоянии канала связи, что и является *целью настоящей работы*. Таким образом, *объектом исследования* являются методы и алгоритмы пространственно-временного блочного кодирования, используемые также в системах ММО.

2. Методика проведения исследований

Система ММО с M передающими и N приемными антеннами может быть представлена в следующем общем виде (рис. 1).

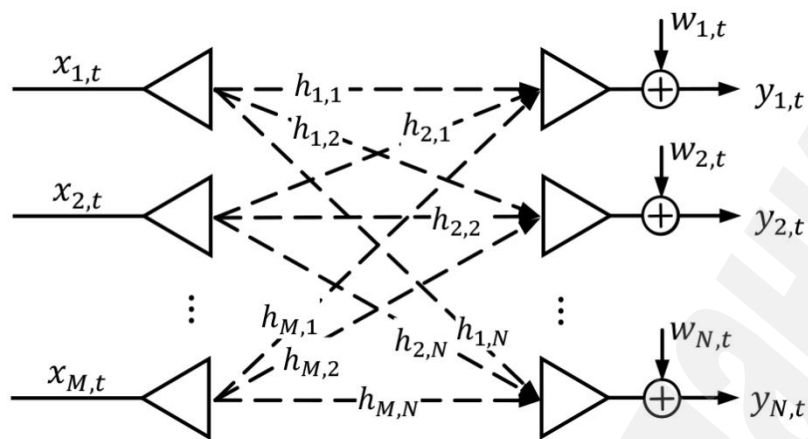


Рис. 1. Блок-схема системы многоантенной радиосвязи (MIMO)

В момент времени t антенна n принимает сигнал:

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

где $h_{m,n}$ – коэффициенты передачи канала связи от передающей антенны m к приемной антенне n , являющиеся некоррелированными комплексными гауссовскими случайными величинами при $h_{m,n} \sim CN(0,1)$;

$x_{m,t}$ – сигнал, передаваемый антенной m в момент времени t ;

$w_{n,t}$ – комплексные коэффициенты аддитивного белого гауссовского шума с $w_{n,t} \sim CN(0, \sigma^2)$ и дисперсией σ^2 .

Следует отметить, что мощность передаваемых сигналов в каждый момент времени составляет 1:

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

Сигналами, передаваемыми антенной m могут служить сигналы созвездия L-PSK:

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

где k – k -й сигнал созвездия модуляции; L – количество сигналов созвездия модуляции. Амплитуда сигнала делится на \sqrt{M} ввиду условия (1).

Используем матричную форму для анализа системы MIMO:

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

где t является индексом времени для матриц; Y_t – принимаемая матрица размером $N \times 1$; H_t – матрица канальных коэффициентов $N \times M$; X_t – передаваемая информационная матрица $M \times 1$, а W_t – матрица аддитивного белого гауссовского шума $N \times 1$.

В случае, если удовлетворяется условие $T_0 \gg T_s$, где T_0 – время (длительность) когерентности, а T_s – длительность символа, – матрица канальных коэффициентов H_t в течении T_0 относительно постоянна. Данное условие было подтверждено расчетным путем и взято за основу.

2.1. Алгоритм кодирования

Передаваемая последовательность бит в каждый из периодов передачи p разбивается на группы по ML бит – $\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, \dots, c_M)_p$. Затем, по таблице состояний кодера, составленной ранее (будет представлена далее), исходя из комбинаций \mathbf{c}_p и предыдущих переданных значений сигналов созвездия L-PSK $\mathbf{x}_{p-1} = (x_1, x_2, \dots, x_M)_{p-1}$, рассчитываются значения дифференциальных сигналов $\mathbf{x}_p = (x_{M+1}, x_{M+2}, \dots, x_{2M})_p$ (принадлежат созвездию L-PSK) согласно формуле – правило дифференциального кодирования:

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

где \mathbf{r}_p – вектор комплексных дифференциальных коэффициентов $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2, \dots, R_M)_p$;

\mathbf{X}_{p-1} – комплексная матрица, составленная из сигналов $\mathbf{x}_{p-1} = (x_1, x_2, \dots, x_M)_{p-1}$ и удовлетворяющая условию ортогональности:

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X} = \left(\sum_{m=1}^M |x_m|^2 \mathbf{I}_N \right),$$

где \mathbf{X}^H – эрмитово сопряжение матрицы \mathbf{X} . При этом порядок разнесения на передаче будет равен числу передающих антенн M .

Возможные значения дифференциальных коэффициентов R_1, R_2, \dots, R_M образуют созвездие \mathbf{R} , а их наборы $(R_1, R_2, \dots, R_M)_j$, каждый из которых соответствует комбинации входных бит c_1, c_2, \dots, c_M , образуют множество \mathbf{R}_{all} . Количество этих наборов равно числу состояний кодера $J = L^M$, которое определяется исходя из возможных комбинаций входных бит c_1, c_2, \dots, c_M , числа передающих антенн M и позиционности модуляции PSK (рис. 2).

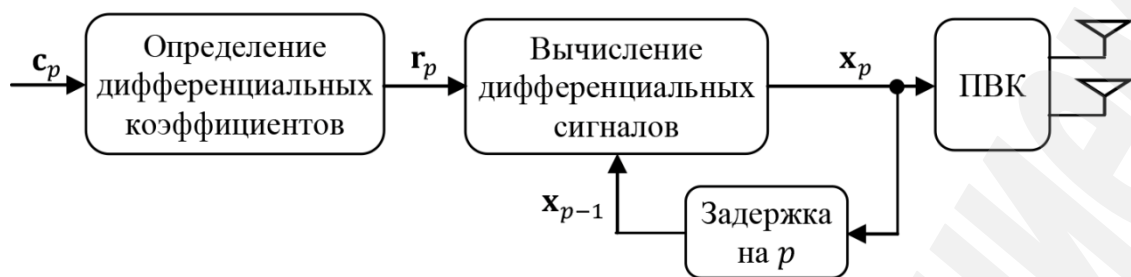


Рис. 2. Структурная схема кодера дифференциального пространственно-временного блочного кодирования (ДПВБК)

Таким образом, дифференциальные сигналы $\mathbf{x}_p = (x_{M+1}, x_{M+2}, \dots, x_{2M})_p$ содержат передаваемую информацию бит $\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, \dots, c_M)_p$.

Приведем пример таблицы состояний кодера для случая $M=2$, модуляции QPSK и сигнальных значений $x_1 = 0,5 + 0,5j$, $x_2 = 0,5 + 0,5j$ (табл. 1).

Таблица 1

Таблица состояний кодера

j	c_1	c_2	c_3	c_4	x_3	x_4	R_1	R_2
1	0	0	0	0	$0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	1	0
2	0	0	0	1	$0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$
3	0	0	1	0	$0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	$-0,5-0,5j$
4	0	0	1	1	$0,5+0,5j$	$-0,5-0,5j$	0	$-j$
5	0	1	0	0	$0,5-0,5j$	$0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$
6	0	1	0	1	$0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$	$-j$	0
7	0	1	1	0	$0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$	0	-1
8	0	1	1	1	$0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$
9	1	0	0	0	$-0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$
10	1	0	0	1	$-0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$	0	1
11	1	0	1	0	$-0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$	j	0
12	1	0	1	1	$-0,5+0,5j$	$-0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$
13	1	1	0	0	$-0,5-0,5j$	$0,5+0,5j$	0	j
14	1	1	0	1	$-0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	$0,5+0,5j$
15	1	1	1	0	$-0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$
16	1	1	1	1	$-0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	-1	0

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 . При составлении таблицы состояний кодера можно воспользоваться выражением для нахождения:

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

где \mathbf{X}_{p-1}^* – комплексное сопряжение матрицы \mathbf{X}_{p-1} .

Рассмотрим пример при $M=2$, с применением комплексной ортогональной формы Alamouti [14]. В этом случае передача сигналов будет осуществляться согласно табл. 2.

Сигналы x_1 и x_2 могут принимать любые значения x_k созвездия L-PSK и передаются соответственно первой и второй антенной в момент времени t , а сигналы $-x_2^*$ и x_1^* в момент $t+1$. 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. В момент

времени $t+2$ в кодер поступает блок Ml информационных бит, исходя из значений которых по таблице состояний кодера определяются два дифференциальных коэффициента R_1 и R_2 .

Таблица 2

Структура передачи сигналов

№	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^*

После этого рассчитываются значения дифференциальных сигналов x_3 и x_4 :

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{r}_2 \mathbf{X}_1^T \rightarrow (x_3, x_4) = (R_1, R_2) \mathbf{X}_1^T.$$

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

информационных бит. После передачи матрицы \mathbf{X}_2 , в кодер поступает очередной блок Ml бит и кодирование далее происходит по указанному алгоритму. Скорость кодирования равна 1.

Для случая $M=4$ можно использовать действительную ортогональную форму [15], которая предполагает применение модуляций типа BPSK или ASK. Также в [15] описан способ построения действительных ортогональных форм для произвольного числа передающих антенн с кодовой скоростью 1 и комплексных ортогональных форм с кодовой скоростью 1/2.

Далее рассмотрим реализацию кодирования, которое осуществляется по следующему древовидному алгоритму (для случая $M=2$ и модуляции QPSK) (рис. 3).

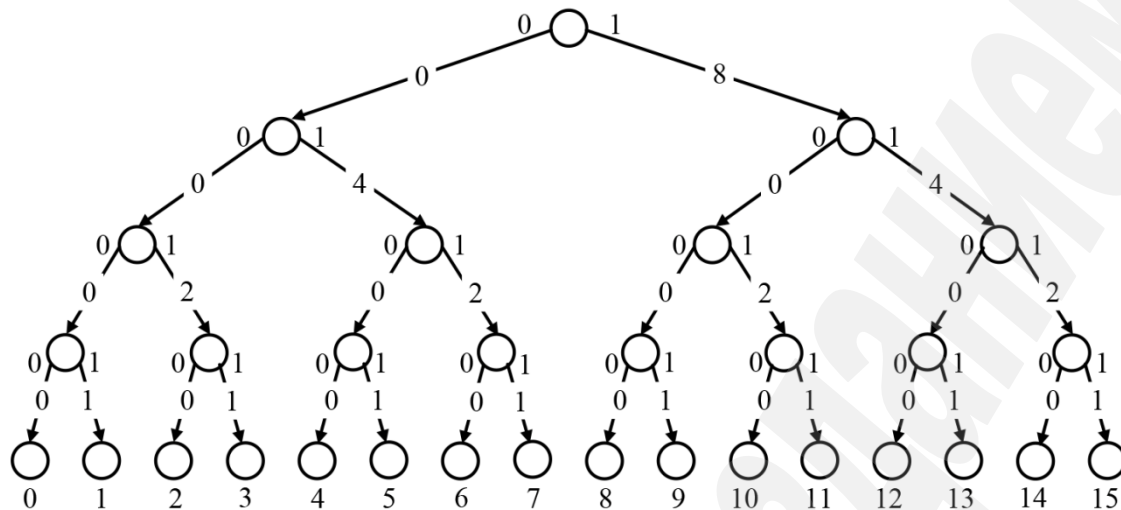


Рис. 3. Древоподобный алгоритм кодирования

Исходя из того, что в данном случае $Ml=4$ бит кодирование (определение значений $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2)_p$) 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. Перемещаясь по каждой ветви происходит суммирование весов ветвей. Значение суммы с добавочной единицей указывает на значение состояния кодера j , исходя из которого определяются R_1 и R_2 . Таким образом, имея 4 входных бита отсутствует необходимость произведения перебора таблицы состояния кодера по всем возможным их вариациям ($J=16$), что оптимизирует вычислительную нагрузку и скорость вычислений.

Пример: Если в кодер поступило 4 бита – 0101, то сумма весов ветвей составляет $0+4+0+1=5$. Добавляя единицу к сумме получим $j=6$ и, следовательно, по табл. 1: $R_1 = -j$, $R_2 = 0$.

2.2. Алгоритм декодирования

Как видно из рис. 1, на каждую из приемных антенн наводится совокупность сигналов, излученных всеми передающими антеннами. При этом предполагается, что все каналы распространения являются некоррелированными и, следовательно, достигается максимальное разнесение.

Рассмотрим случай, при котором $M=2$ и $N=1$. Сигналы, принятые приемной антенной, 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:

$$\begin{bmatrix} y_t \\ y_{t+1} \\ y_{t+2} \\ y_{t+3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2^* & x_1^* \\ x_3 & x_4 \\ x_4^* & x_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_t \\ w_{t+1} \\ w_{t+2} \\ w_{t+3} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1^T \\ X_2^T \end{bmatrix} \mathbf{H} + \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix}.$$

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. 4.

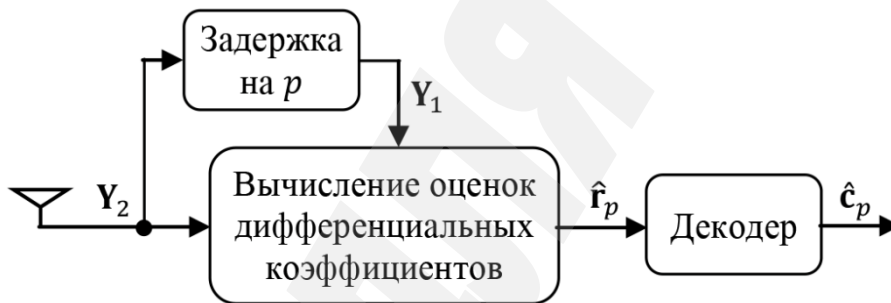


Рис. 4. Структурная схема декодера дифференциального пространственно-временного блочного кодирования (ДПВБК)

Далее условимся в обозначениях: y_1^t – верхний индекс определяет момент времени, а нижний – номер приемной антенны; $\mathbf{Y}^{(1)}$ – верхний индекс в скобках $\langle \cdot \rangle$ определяет номер столбца матрицы \mathbf{Y} .

При $M=2$ и $N=2$:

$$\begin{bmatrix} y_1^t & y_2^t \\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1} \end{bmatrix} = \mathbf{X}_1^T \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1^t & w_2^t \\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1} \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1,$$

$$\begin{bmatrix} y_1^{t+2} & y_2^{t+2} \\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3} \end{bmatrix} = \mathbf{X}_2^T \mathbf{H} + \begin{bmatrix} w_1^{t+2} & w_2^{t+2} \\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3} \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{X}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2.$$

В этом случае восстановленные значения дифференциальных коэффициентов определяются как:

$$\begin{vmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{vmatrix} = \frac{\begin{vmatrix} (y_1^t)^* & y_1^{t+1} \\ (y_1^{t+1})^* & -y_1^t \end{vmatrix} \begin{vmatrix} y_1^{t+2} \\ (y_1^{t+3})^* \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} (y_2^t)^* & y_2^{t+1} \\ (y_2^{t+1})^* & -y_2^t \end{vmatrix} \begin{vmatrix} y_2^{t+2} \\ (y_2^{t+3})^* \end{vmatrix}}{|\mathbf{Y}_1^{(1)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{(2)}|^2}.$$

Аналогичным образом рассчитываются значения дифференциальных коэффициентов для случая $M=4$.

После того, как получены восстановленные значения дифференциальных коэффициентов, приемник, путем оценки максимального правдоподобия (МП), выбирает ближайший вектор $(R_1, R_2, \dots, R_M)_j$ из множества их комбинаций \mathbf{R}_{all} , представленных таблицей состояния кодера. После этого определяется соответствующая состоянию кодера j переданная последовательность бит \hat{c}_p :

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

Далее опишем алгоритм компенсации шумовых составляющих. Обратим внимание на то, что после приема \mathbf{Y}_1 и \mathbf{Y}_2 появляется возможность оценить значения канальной матрицы (при условии достоверности декодирования \hat{c}_p и $\mathbf{X}_1 \neq \mathbf{X}_2$):

$$\mathbf{H} = (\mathbf{X}_1^T - \mathbf{X}_2^T)^{-1} (\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2),$$

следовательно, возможно восстановить значения матрицы шума \mathbf{W}_1 , при приеме \mathbf{Y}_1 , и \mathbf{W}_2 , при приеме \mathbf{Y}_2 :

$$\mathbf{W}_1 = \mathbf{Y}_1 - \mathbf{X}_1^T (\mathbf{X}_1^T - \mathbf{X}_2^T)^{-1} (\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2),$$

$$\mathbf{W}_2 = \mathbf{Y}_2 - \mathbf{X}_2^T (\mathbf{X}_1^T - \mathbf{X}_2^T)^{-1} (\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2).$$

Но, так как декодирование переданных матрицами \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 бит \hat{c}_p уже произошло, возможно, определив значения матрицы шума \mathbf{W}_2 , вычесть их из \mathbf{Y}_2 и использовать полученное (то есть вектор \mathbf{Y}_2 без учета влияния шума) и следующий принятый вектор \mathbf{Y}_3 для восстановления дифференциальных коэффициентов $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M$ и декодирования последующих переданных бит \hat{c}_p . Таким образом, условие – при декодировании участвует два сигнала (вектора) \mathbf{Y}_p и \mathbf{Y}_{p+1} , на которые накладываются помехи и шум канала связи, – изменяется, и, уже в данной ситуации, при декодировании лишь один вектор принимаемых сигналов будет подвержен влиянию шума, а из второго это

влияние будет удалено. Описанный алгоритм дает возможность по эффективности приблизить метод ДПВБК к методам когерентного приема, при том, что в этих методах применяются пилот-сигналы, которые не содержат полезной пользовательской информации, тем самым, являясь избыточными, не позволяют эффективно использовать радиочастотный спектр.

3. Результаты исследований и обсуждение

Моделирование выполнялось в пакете программ MATLAB для различного числа приемных и передающих антенн. Результаты моделирования представлены на рис. 5 (для $M=2$) в виде зависимостей вероятности ошибки принятых символов (BER) от отношения сигнал/шум в системе (SNR) и приведены для модуляций BPSK, QPSK и 8-PSK при использовании ПВК Alamouti [14], типичной схемы описанного дифференциального ПВК [16] и предлагаемого ДПВБК. Моделирование проводилось при использовании релейского канала замираний, с учетом соблюдения условия относительно постоянных значений канальных коэффициентов $h_{m,n}$ в течение времени когерентности T_0 .

Применение метода ДПВБК для произвольного количества передающих антенн ограничено необходимостью наличия соответствующих комплексных ортогональных форм. В данной работе для $M=2$ используется комплексная ортогональная форма Alamouti [14] (code rate = 1), для $M=4$ – действительная и комплексная ортогональные формы [15] (code rate = 1 и 1/2).

Необходимо отметить, что увеличение позиционности фазовой модуляции или количества передающих антенн приводит к экспоненциальному росту вычислительной сложности декодирования, поскольку число состояний таблицы кодирования/декодирования $J=L^M$. Ввиду этого целесообразно при декодировании воспользоваться методами сферического декодирования.

Из приведенных на рис. 5 графиков видно, что по эффективности при равных количествах пространственных каналов ПВК Alamouti практически сравним с предложенным ДПВБК (при включении алгоритма компенсации шума) и они оба выигрывают у типичного дифференциального ПВК в среднем на 3 дБ. Это является определенным результатом. Этим можно сказать о сравнении помехоустойчивостей когерентного ПВК Alamouti и некогерентного ДПВБК. Необходимо также подчеркнуть то, что ПВК Alamouti моделировался с учетом достоверного знания о состоянии канала связи, что не во всех случаях достижимо. Также отмечаем, что при реализации ПВК, как уже упоминалось, необходима оценка канала при помощи пилот-сигналов, которые потребляют ресурс системы и препятствуют эффективному использованию радиочастотного спектра, в то время как у ДПВБК такая необходимость отсутствует.

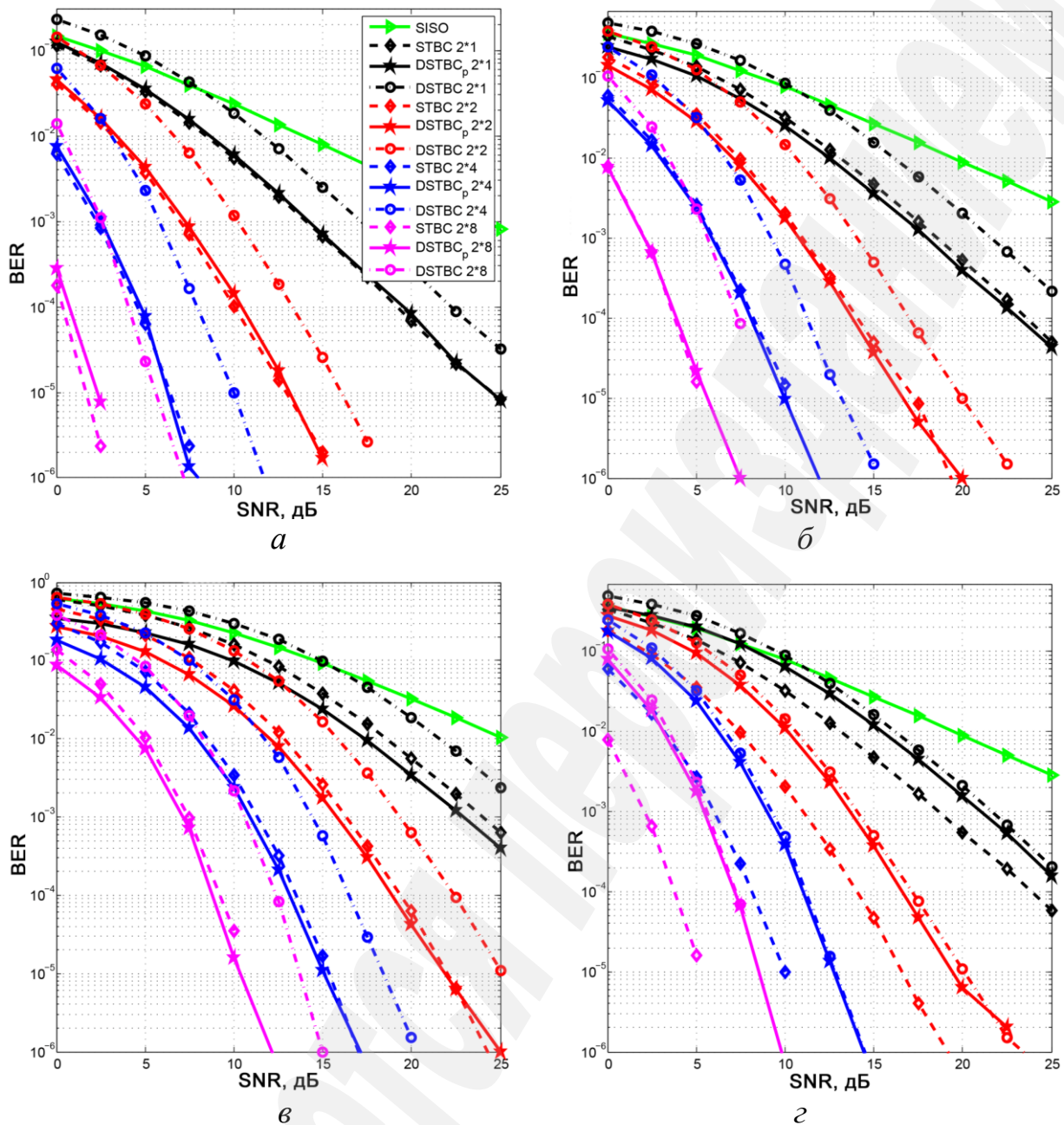


Рис. 5. Кривые помехоустойчивости для рассматриваемых случаев: *а* – при BPSK; *б* – при QPSK; *в* – при 8-PSK; *г* – при QPSK с отключенным алгоритмом подавления шума

Следует также отметить об эффективности ДПВБК и без применения алгоритма компенсации шумовых составляющих канала связи (кривые помехоустойчивости при отключенном алгоритме компенсации шума). Это объясняется совокупным увеличением расстояния между ближайшими состояниями, определяемыми точками сигнального созвездия дифференциальных коэффициентов R , по сравнению с подобным расстоянием созвездия L-PSK.

4. Выводы

Предложенный в работе метод ДПВБК относится к методам некогерентного приема. Он основан на принципе DPSK, что допускает отсутствие необходимости наличия информации о состоянии канала связи на приемной стороне. Метод содержит также разработанные алгоритмы древовидного кодирования и компенсации шумовых составляющих канала связи. Это, соответственно, позволило оптимизировать вычислительную нагрузку реализации системы и приблизить по помехоустойчивости предлагаемый дифференциальный метод к методам когерентного приема.

Ввиду очевидных преимуществ, изложенный метод может найти применение в современных системах радиосвязи с быстро меняющимися параметрами канала связи из-за высокой скорости перемещения мобильных станций.

Литература

1. Yang, S., Hanzo, L. (2015). Fifty Years of MIMO Detection: The Road to Large-Scale MIMOs. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 17 (4), 1941–1988. doi: <http://doi.org/10.1109/comst.2015.2475242>
2. Григорьев, В. А., Хворов, И. А., Аксенов, В. О., Щесняк, А. С. (2015). MIMO-летное видение. *Радиочастотный спектр*, 2, 22–27.
3. Akyildiz, I. F., Gutierrez-Estevez, D. M., Reyes, E. C. (2010). The evolution to 4G cellular systems: LTE-Advanced. *Physical Communication*, 3 (4), 217–244. doi: <http://doi.org/10.1016/j.phycom.2010.08.001>
4. Marzetta, T. L. (2010). Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 9 (11), 3590–3600. doi: <http://doi.org/10.1109/twc.2010.092810.091092>
5. Zhang, J., Zhang, B., Chen, S., Mu, X., El-Hajjar, M., Hanzo, L. (2014). Pilot Contamination Elimination for Large-Scale Multiple-Antenna Aided OFDM Systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 8 (5), 759–772. doi: <http://doi.org/10.1109/jstsp.2014.2309936>
6. Горячкин, О. В. (2003). *Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи*. Москва: Радио и связь, 230.
7. Березовский, А. А., Горячкин, О. В. (2017). Слепая идентификация многомерных сигналов и ее применение в MIMO-системах связи. *Электросвязь*, 11, 30–35.
8. Крейнделин, В. Б., Старовойтов, М. Ю. (2017). Предсказание параметров радиоканала и выбор антенн на приеме в системах MIMO, работающих в стандарте LTE. *Электросвязь*, 12, 22–27.
9. Поборчая, Н. Е., Пестряков, А. В. (2017). Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с MIMO. *Электросвязь*, 12, 42–48.
10. Скляр, Б. (2003). *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*. Москва: Издательский дом «Вильямс», 1104.
11. Зюко, А. Г., Фалько, А. И., Панфилов, И. П., Банкет, В. Л., Иващенко, П. В.; Зюко, А. Г. (Ред.) (1985). *Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации*. Москва: Радио и связь, 272.

12. Hughes, B. L. (2000). Differential space-time modulation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46 (7), 2567–2578. doi: <http://doi.org/10.1109/18.887864>

13. Петрович, Н. Т. (2003). *Относительные методы передачи информации*. Москва: Книга-М, 108.

14. Голдсмит, А. (2011). *Беспроводные коммуникации*. Москва: Техносфера, 904.

15. Alamouti, S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16 (8), 1451–1458. doi: <http://doi.org/10.1109/49.730453>

16. Tarokh, V., Jafarkhani, H., Calderbank, A. R. (1999). Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45 (5), 1456–1467. doi: <http://doi.org/10.1109/18.771146>

17. Tarokh, V., Jafarkhani, H. (2000). A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18 (7), 1169–1174. doi: <http://doi.org/10.1109/49.857917>