

10. Moskvina A.A. Synthesis rules for absorbing finite Markov chains describing the process of information exchange within the framework of X.25-type protocols in a point-to-point connection with an arbitrary number of retransmissions of packets and receipts and an arbitrary delay in the feedback loop. *Prikladnyy zhurnal upravleniye i vysokie tehnologii*, 2018, no. 1 (41), pp. 40–55. (In Russ.)
11. Popov M.Yu., Jakimova I.A., Panchenko S.A. Finding the characteristics of finite Markov chains based on the fictitious state method and its application to the analysis of the data transmission process. *Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy*, 2012, no. 3 (7), pp. 69–72. (In Russ.)
12. Tsimbal V.A., Toiskin V.E., Ljagin M.A. Mathematical model of delivery of multi-packet messages during a communication session in a connected decimeter radio channel for point-to-point data transmission with standard information exchange protocols. *Proektirovaniye i tehnologii elektronnykh sredstv*, 2018, no. 4, pp. 44–50. (In Russ.)
13. Tsimbal V.A., Toiskin V.E., Shimanov S.N. Finding the characteristics of finite Markov chains for arbitrary transition steps. *Mezhdun. nauch.-issledov. zhurn*, 2015, no. 9 (40), part 2, pp. 110–113. (In Russ.)
14. Tsimbal V.A., Moskvina A.A., Dvugopolaja E.A. Finding the probabilistic-temporal characteristics of message delivery in data transmission networks with «point-to-multipoint» connections with different quality of communication channels. *Izvestiya In-ta inzhenernoj fiziki*, 2017, no. 3, pp. 60–69. (In Russ.)

*Received 11.07.2021*

## ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

УДК 621.396.24

### ВОПРОСЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО РАЗНЕСЕНИЯ В СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СОВМЕЩЕННОГО РАДИОЦЕНТРА ДКМВ-ДИАПАЗОНА

*Барабошин А.Ю., Лучин Д.В.*

*Федеральное государственное унитарное предприятие «Ордена Трудового Красного Знамени  
Российский научно-исследовательский институт радио имени М.И. Кривошеева». Самарский  
филиал «Самарское отделение научно-исследовательского института радио», Самара, РФ  
E-mail: bay@soniir.ru*

В статье рассматриваются вопросы применения поляризационного разнесения для обеспечения увеличения скорости передачи данных разнесенным радиоцентром декаметрового диапазона. Предложены алгоритм поляризационного пространственного кодирования и способ одновременного формирования волн с левой и правой круговыми поляризациями. Рассмотрен алгоритм получения оценок матрицы коэффициентов передачи канала. Приведены результаты математического моделирования, показывающие работоспособность предложенных алгоритмов.

**Ключевые слова:** ДКМВ, разнесенный радиоцентр, поляризационное разнесение, ММО, оценка канала, математическое моделирование

#### **Введение**

Общей тенденцией развития систем связи является увеличение скорости передачи данных, уменьшение габаритов и потребляемой мощности. Для ДКМВ-радиоцентров очень актуальной задачей является сокращение занимаемых площадей из-за большой стоимости земли и дорогого обслуживания. На этом фоне создание и развитие

именно совмещенных радиоцентров, предполагающих близкое расположение передающего и приемного оборудования, являются достаточно перспективными. Технология использования систем с множественным входом и множественным выходом ММО (Multiple Input Multiple Output), обеспечивающая повышение скорости передачи данных в условиях ограниченности используемой полосы частот, была первоначально разрабо-

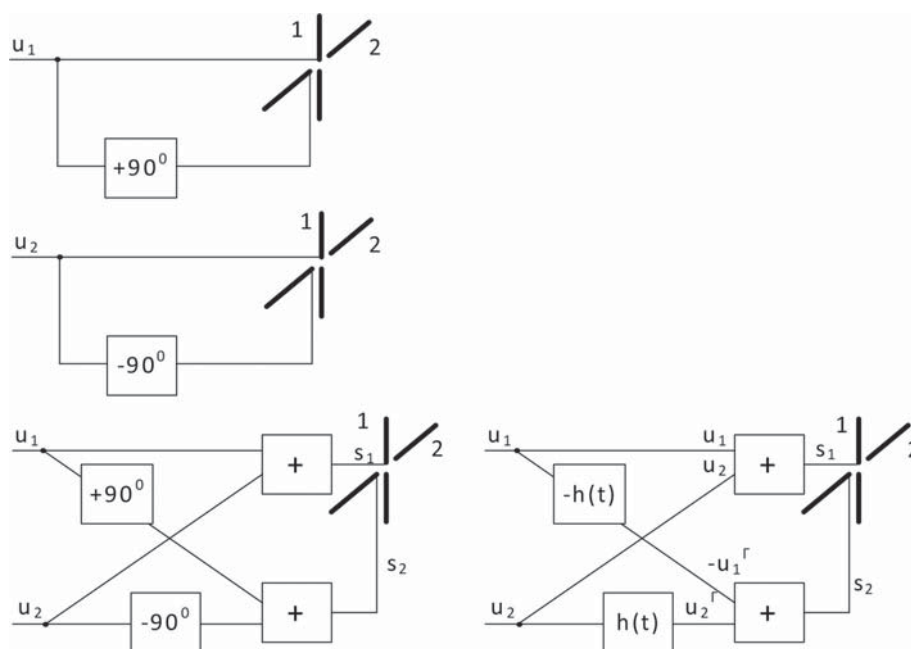


Рисунок 1. Формирование волн с левой и правой круговыми поляризациями

тана для применения в сетях сотовой радиосвязи, но в последние годы интенсивно внедряется в зарубежные системы ДКМВ-радиосвязи с целью повышения их пропускной способности.

Повышение пропускной способности в системах ММО происходит за счет использования нескольких передающих и приемных структур, организующих разнесение радиосигнала заданной частоты и полосы по нескольким парциальным каналам, соответствующим различным путям пространственного распространения радиоволн.

Для обеспечения малого коэффициента корреляции между парциальными каналами требуется разнести антенны на расстояние не менее 10–100 длин волн, что на совмещенных радиоцентрах является достаточно трудной задачей из-за ограниченности площадей, имеющих для установки оборудования. В настоящее время ведутся многочисленные исследования по использованию поляризационного разнесения для организации каналов разнесения в системах ММО ДКМВ-диапазона. Так, в работах [1–4] были исследованы системы ММО  $2 \times 2$ , использующие поляризационное разнесение. Было показано, что при использовании поляризационного разнесения можно обеспечить значение коэффициента корреляции в диапазоне 0,3–0,4, что соизмеримо со значениями, получаемыми при использовании пространственного разнесения антенн. Были получены экспериментальные результаты, доказывающие повышение пропускной способности систем ММО, использующих поляризационное разнесение, по сравнению с одноканальными системами.

Однако практически во всех исследуемых системах для формирования волн с различными поляризациями использовались либо фазовращатели, либо антенны специальной конструкции (например спиральные). Мощный фазовращатель в ДКМВ-диапазоне является сложным и дорогостоящим устройством. Применение антенн специальной конструкции для формирования волн с различными поляризациями в условиях совмещенного радиоцентра может быть невозможно из-за отсутствия достаточных площадей. Далее будет рассмотрен способ формирования волн с различными поляризациями без использования фазовращателей и специальных антенн.

Обычно применяемое в системах ММО  $2 \times 1$  и  $2 \times 2$  кодирование Аламоути [5; 6] требует для своей эффективной работы наличие двух независимых и примерно одинаковых (по среднему значению модуля коэффициента передачи) парциальных каналов. Кроме этого, кодирование Аламоути не обеспечивает прямого увеличения скорости передачи данных, а увеличивает помехоустойчивость, которая в дальнейшем может быть разменяна на скорость путем увеличения кратности модуляции. Рассмотрим возможность увеличения скорости передачи данных при использовании поляризационного разнесения.

### Алгоритм пространственного кодирования с использованием поляризационного разнесения

На рисунке 1 показаны системы, формирующие волны с левой, правой и одновременно с

левой и правой круговыми поляризациями. Для излучения сигналов используется турникетная антенна (скрещенные диполи или две ортогональных вертикальных рамки с общим фазовым центром). Сигналы, излучаемые первой и второй антенной при одновременном формировании волн с левой и правой поляризациями, описываются выражениями:

$$\begin{aligned} s_1(t_n) &= 0,5\{u_1(t_n) + u_2(t_n)\}, \\ s_2(t_n) &= 0,5\{u_2^\Gamma(t_n) - u_1^\Gamma(t_n)\}, \end{aligned}$$

где  $u_1(t_n)$ ,  $u_2(t_n)$  – информационные символы, подлежащие передаче.

Формирование требуемого сдвига фаз может осуществляться при помощи возбудителей, работающих синхронно и обеспечивающих управление амплитудами и фазами выходных сигналов. Также возможно осуществить формирование требуемого сдвига фаз в модеме, обеспечивающем формирование двух каналов приема-передачи [7].

Как известно, при распространении радиоволн по ДКМВ-радиоканалу возникает многолучевость и, как следствие, межсимвольная интерференция, приводящая к уменьшению помехоустойчивости. При использовании технологии ортогонального частотного уплотнения (OFDM) простым способом борьбы с межсимвольной интерференцией является введение временного защитного интервала. Кроме этого, при использовании технологии OFDM весь канал, подверженный селективному быстрому замиранию, разбивается на множество узкополосных каналов, в которых коэффициент передачи можно считать постоянным в течение времени передачи нескольких символов. Это является важным условием при обработке принятых сигналов в MIMO системах. Поскольку при использовании технологии OFDM сигнальную обработку удобнее вести в частотной области, сигналы, передаваемые первой и второй антеннами, можно описать следующими выражениями:

$$\begin{aligned} s_1(f_k) &= 0,5\{u_1(f_k) + u_2(f_k)\}, \\ s_2(f_k) &= 0,5\{ju_2(f_k) - ju_1(f_k)\}, \end{aligned}$$

где  $u_1(f_k)$ ,  $u_2(f_k)$  – сигналы, передаваемые на отдельной поднесущей  $k \in [1, K]$ ,  $K$  – общее количество поднесущих OFDM.

Сигналы на выходах приемных антенн для отдельной поднесущей  $f_k$  описываются выражением:

$$\begin{aligned} r_1(f_k) &= h_{11}(f_k)s_1(f_k) + h_{12}(f_k)s_2(f_k) + n_1(f_k), \\ r_2(f_k) &= h_{21}(f_k)s_1(f_k) + h_{22}(f_k)s_2(f_k) + n_2(f_k), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $h_{ij}(f)$  – при  $i = j$  представляют собой коэффициенты передачи канала для волн с соответствующей одинаковой поляризацией, а при  $i \neq j$  – взаимные коэффициенты передачи канала для волн с различными направлениями поляризации.

В матричной форме выражение для приемных сигналов можно переписать в виде:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (2)$$

где

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1(f_k) \\ r_2(f_k) \end{bmatrix}$$

– вектор принятых сигналов;

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

– матрица коэффициентов передачи канала, или канальная матрица;

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1(f_k) \\ s_2(f_k) \end{bmatrix}$$

– вектор переданных сигналов;

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_1(f_k) \\ n_2(f_k) \end{bmatrix}$$

– вектор шума наблюдения.

Обратимся к процедуре формирования оценок сигналов на приемной стороне.

В настоящее время существует достаточно много алгоритмов нахождения оценок передаваемых символов в MIMO системах:

- линейные алгоритмы, соответствующие методам максимального правдоподобия ML (Maximum Likelihood), стремления к нулю ZF (Zero Forcing), минимизации среднеквадратической ошибки MMSE (Minimum Mean Square Error), применяющиеся для ортогональных кодов;

- алгоритмы технологии пространственно-временного преобразования BLAST (Bell Labs Space-Time Transformation) с диагональным D-BLAST или вертикальным V-BLAST распределением временных слотов, использующиеся для неортогональных кодов [6].

В [8] для системы MIMO  $2 \times 2$  был предложен алгоритм приема в целом с поэлементным приемом решения (ПЦППР).

Из рассмотренных алгоритмов наиболее простым и быстродействующим является алгоритм, соответствующий методу ZF. К тому же известно [6], что при достаточно большом отношении сигнал/шум оценки, полученные по методам ZF и MMSE, совпадают с оценками, полученными по методу ML. Поэтому для уменьшения вычисли-

тельной сложности разрабатываемого алгоритма, для получения оценок используем алгоритм, подобный ZF, согласно которому, поскольку для канальной матрицы  $\mathbf{H}$  размерности  $2 \times 2$  достаточно просто определяется обратная матрица  $\mathbf{H}^{-1}$ , выражение для приемных сигналов умножается на матрицу  $\mathbf{H}^{-1}$  слева:

$$\mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{r} = \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{n} = \mathbf{s} + \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{n}, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{H}^{-1} = \frac{1}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \begin{bmatrix} h_{22} & -h_{12} \\ -h_{21} & h_{11} \end{bmatrix}$$

– матрица, обратная матрице  $\mathbf{H}$ .

После чего искомые оценки получаются в следующем виде:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{r}. \quad (4)$$

В обычной форме выражение (4) будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1(f_k) &= \frac{r_1(f_k)h_{22}(f_k) - r_2(f_k)h_{12}(f_k)}{h_{11}(f_k)h_{22}(f_k) - h_{12}(f_k)h_{21}(f_k)}, \\ \hat{s}_2(f_k) &= \frac{r_2(f_k)h_{11}(f_k) - r_1(f_k)h_{21}(f_k)}{h_{11}(f_k)h_{22}(f_k) - h_{12}(f_k)h_{21}(f_k)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Необходимым условием нахождения оценок по данной формуле является неравенство нулю знаменателя.

Выполнение этого условия обеспечивается физическими свойствами поляризационного разнесения, согласно которым коэффициенты передачи  $h_{11}$  и  $h_{22}$  прямых каналов разнесения основных сигналов должны быть больше, чем коэффициенты передачи  $h_{12}$  и  $h_{21}$  каналов проникновения сигналов перекрестных помех. Поскольку:

$$\begin{aligned} h_{11}(f_k)h_{22}(f_k) &> h_{12}(f_k)h_{21}(f_k), \\ \text{то } h_{11}(f_k)h_{22}(f_k) - h_{12}(f_k)h_{21}(f_k) &\neq 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом, вычисление оценок передаваемых сигналов в системе передачи данных с использованием поляризационного разнесения возможно путем использования линейного алгоритма пространственного декодирования.

Оценки переданных символов  $u_1$  и  $u_2$ , соответствующие результату пространственного поляризационного декодирования, можно найти следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{u}_1(f_k) &= \hat{s}_1(f_k) + j\hat{s}_2(f_k), \\ \hat{u}_2(f_k) &= \hat{s}_1(f_k) - j\hat{s}_2(f_k). \end{aligned}$$

Отметим, что пространственно-временной кодер Аламоути в момент времени  $t_n$  передает через первую антенну сигнал  $u_1(t_n)$ , а через вторую антенну сигнал  $u_2(t_n)$ . В следующий момент време-

ни  $t_{n+1}$  антеннами 1 и 2 передаются комплексно сопряженные сигналы  $-u_2^*(t_n)$  и  $u_1^*(t_n)$  соответственно. Приемные сигналы на двух тактах работы системы с кодированием по Аламоути описываются выражениями:

$$\begin{aligned} s(t_n) &= h_1 u_1(t_n) + h_2 u_2(t_n) + n(t_n), \\ s(t_{n+1}) &= h_2 u_1^*(t_n) - h_1 u_2^*(t_n) + n(t_{n+1}), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $(\cdot)^*$  – символ комплексного сопряжения;  $h_1$  и  $h_2$  – коэффициенты передачи канала от первой и второй антенн соответственно;  $n(t_n)$  и  $n(t_{n+1})$  – шум наблюдения на первом и втором такте.

Система MIMO  $2 \times 2$  с кодированием Аламоути, описанная в [9], также осуществляет передачу двух пар информационных символов за два такта работы системы. Таким образом, в отличие от разработанного алгоритма, кодер Аламоути не увеличивает скорость передачи данных относительно их передачи без пространственной обработки. Кроме того, пространственный кодер Аламоути при возбуждении турникетной системы антенн не формирует волны излучений с ортогональными направлениями вращения поляризации и требует для обеспечения его работы применения ресурсозатратных схем организации пространственного (поляризационного) разнесения излучений, т. е. проигрывает разработанному алгоритму по функциональности использования в составе оборудования совмещенного ДКМВ-радиоцентра.

### Алгоритм оценки матрицы канала

Для нахождения оценок передаваемых символов при использовании системы MIMO требуется знание матрицы коэффициентов передачи канала. В настоящее время основными способами получения оценок коэффициентов передачи канала являются:

- способы определения параметров мультипликативных изменений амплитуд и фаз рабочих сигналов с использованием методов слепой обработки [6; 10];
- способы оценки импульсной характеристики канала с использованием тестовых последовательностей;
- способы оценки частотной характеристики с использованием пилот-сигналов.

Способы с использованием слепой оценки не уменьшают пропускной способности системы, однако являются достаточно медленнодействующими, требуют больших вычислительных затрат и обеспечивают высокую точность оценивания только при достаточно больших отношениях сигнал/шум.

Способы оценки с использованием тестовых последовательностей и пилот-сигналов приводят к некоторому уменьшению пропускной способности, но обеспечивают высокую точность оценки даже при малых значениях сигнал/шум.

При использовании технологии OFDM обычно используется способ оценки частотной характеристики канала при помощи использования пилот-сигналов.

Как было показано ранее, в ходе процедуры определения параметров канала необходимо получить оценки канальной матрицы, состоящей из четырех элементов. Поскольку в разрабатываемой системе MIMO  $2 \times 2$  с поляризационным кодированием на одном такте имеется возможность одновременной передачи только двух независимых сигналов, для получения данных оценок потребуется не менее двух рабочих тактов. Одним из вариантов оценки канала в данном случае является использование пилот-сигналов, закодированных при помощи алгоритма Аламоути:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ -p_2^* & p_1^* \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где  $p_1$  и  $p_2$  – известные на приемном конце значения пилот-сигналов.

Считая, что коэффициенты передачи канала остаются неизменными на протяжении двух тактов и с учетом того, что матрица  $\mathbf{P}$  – ортогональная, значения оценок коэффициентов передачи в данном случае можно определить по формуле:

$$\hat{\mathbf{H}} = \frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{P}^T}{|p_1|^2 + |p_2|^2}, \quad (9)$$

где

$$\mathbf{P}^T = \begin{bmatrix} p_1^* & -p_2 \\ p_2^* & p_1 \end{bmatrix}$$

– транспонированная матрица пилот-сигналов.

Однако, поскольку значения пилот-сигналов заранее известны и не несут в себе никакой информационной нагрузки, можно применить более простой, с точки зрения вычислительных затрат, способ. Если на первом такте значения пилот-сигналов, передаваемых первой и второй антенной, будут совпадать, а на втором такте иметь противоположный знак, то получится также ортогональная матрица пилот-сигналов:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p & p \\ p & -p \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где  $p$  – известное на приемном конце значение пилот-сигнала.

Тогда, также считая, что коэффициенты передачи канала остаются неизменными на протяже-

нии двух тактов, сигнал пилота, принятый первой антенной на первом и втором такте, можно описать выражениями:

$$\begin{aligned} r_{11}(f_n) &= h_{11}(f_n)p(f_n) + \\ &+ h_{12}(f_n)p(f_n) + n_{11}(f_n), \\ r_{12}(f_n) &= h_{11}(f_n)p(f_n) - \\ &- h_{12}(f_n)p(f_n) + n_{12}(f_n). \end{aligned}$$

Соответственно коэффициенты передачи канала для первой антенны можно будет найти по формуле:

$$\begin{aligned} h_{11}(f_n) &= \frac{r_{11}(f_n) + r_{12}(f_n)}{2p(f_n)}, \\ h_{12}(f_n) &= \frac{r_{11}(f_n) - r_{12}(f_n)}{2p(f_n)}. \end{aligned}$$

Аналогично находим коэффициенты передачи для второй антенны:

$$\begin{aligned} h_{21}(f_n) &= \frac{r_{21}(f_n) + r_{22}(f_n)}{2p(f_n)}, \\ h_{22}(f_n) &= \frac{r_{21}(f_n) - r_{22}(f_n)}{2p(f_n)}. \end{aligned}$$

Рассчитанные в соответствии с полученными выражениями значения парциальных коэффициентов передачи канальной матрицы для поднесущих с номерами  $n$  позволяют вычислить корректирующие множители и восстановить параметры амплитуд и фаз принятых пилот-сигналов до эталонных значений. При этом для всех остальных информационных поднесущих OFDM-сигнала с номерами  $k \in K$  и  $k \neq n$  корректирующие множители рассчитываются путем использования сплайн-аппроксимации, например, полиномами Эрмита.

Для соблюдения условий формирования требуемой матрицы пилот-сигналов в рамках разработанного алгоритма пространственного поляризационного кодирования, значения исходных символов пилот-сигналов должны удовлетворять следующим требованиям: если символ, соответствующий пилот-сигналу  $u_p = a + jb$ , то на первом такте  $u_{p1} = ju_p = ja - b$ ,  $u_{p2} = u_p = a + jb$ , а на втором такте  $u_{p1} = u_p = a + jb$ ,  $u_{p2} = ju_p = ja - b$ . Тогда значения сигналов, передаваемых первой и второй антеннами на первом такте, определяются как:

$$\begin{aligned} s_1(f_n) &= 0,5(ja - b + a + jb) = \\ &= \frac{a-b}{2} + j\frac{a+b}{2}, \\ s_2(f_n) &= 0,5(j(a + jb) - j(ja - b)) = \\ &= \frac{a-b}{2} + j\frac{a+b}{2}, \end{aligned}$$

а значения сигналов, передаваемых первой и второй антеннами на втором такте, как:

$$s_1(f_n) = 0,5(a + jb + ja - b) = \\ = \frac{a-b}{2} + j\frac{a+b}{2}, \\ s_2(f_n) = 0,5(j(ja - b) - j(a + jb)) = \\ = -\frac{a-b}{2} - j\frac{a+b}{2}.$$

Видно, что полученные значения излучаемых пилот-сигналов соответствуют требуемой матрице канала.

Число используемых для оценки канала пилот-сигналов зависит от параметров канала, при котором должна обеспечиваться работоспособность системы передачи данных. Так, для значения задержки между лучами 2 мс полоса когерентности канала получается 500 Гц. Таким образом, для оценки канала с шириной 3100 Гц потребуется минимум 7 пилот-сигналов.

В качестве критерия выбора требуемого количества пилот-сигналов можно использовать критерий обеспечения максимальной средней скорости безошибочной передачи, которая может быть вычислена по формуле:

$$C_{\text{avr}} = (N_{\text{OFDM}} - N_{\text{PIL}})k(1 - \text{BER}) / (T_O + T_G),$$

где  $N_{\text{OFDM}}$  – число используемых поднесущих,  $N_{\text{PIL}}$  – число используемых пилот-сигналов,  $k$  – кратность модуляции,  $\text{BER} = K_{\text{ош}} / 100 \%$  – коэффициент битовых ошибок, обеспечиваемый при заданном числе пилот-сигналов,  $T_O$  – интервал ортогональности OFDM-сигнала,  $T_G$  – длительность защитного интервала.

### Результаты математического моделирования

Для количественной оценки системных алгоритмов пространственного поляризованного кодирования и оценивания канальной матрицы поляризованного разнесения имитационное статистическое моделирование соответствующей системы MIMO  $2 \times 2$  проводилось в среде MATLAB (Octave) с использованием программы имитатора ДКМВ радиоканала ИРК Доплер-6700 [11].

Для сравнительного анализа эффективности кодирования, при обеспечении заданной скорости передачи данных  $v_n$ , выраженной через значение скорости  $v_{\text{SISO PSK4}} = B$  базовой системы № 1 SISO PSK4 ( $1 \times 1$  ДФМ):

– система № 2 SISO OPSK8 ( $1 \times 1$  ТОФМ), использующая трехкратную  $k_2 = 3$  относительную фазовую модуляцию ТОФМ, обеспечивающая скорость передачи данных  $v_2 = 1,8B$ ;

– система № 3 SISO QAM16 ( $1 \times 1$  КАМ16), использующая 16-позиционную квадратурную модуляцию КАМ16 с кратностью модуляции  $k_3 = 4$ , обеспечивающая скорость передачи данных  $v_3 = 2B$ ;

– система № 4 MIMO AL ( $2 \times 1$  КАМ16), с двумя передающими и одной приемной антенной с использованием обычного пространственного кодирования Аламоути, с кратностью модуляции  $k_4 = 4$ , обеспечивающая скорость передачи данных  $v_4 = 2B$ ;

– система № 5 MIMO AL2 ( $2 \times 2$  КАМ16), с использованием пространственного кодирования Аламоути и двух передающих и двух приемных антенн, с кратностью модуляции  $k_5 = 4$ , обеспечивающая скорость передачи данных  $v_5 = 2B$ ;

– система № 6 MIMO MPL ( $2 \times 2$  ДФМ) – система с двумя передающими и двумя приемными антеннами поляризационного разнесения, но без пространственного (поляризованного) кодирования, использующая фазовую модуляцию ДФМ  $k_6 = 2$ , обеспечивающая скорость передачи данных  $v_6 = 2B$ ;

– система № 7 MIMO LR ( $2 \times 2$  ДФМ) – исследуемая, с двумя передающими и двумя приемными антеннами, с применением разработанного алгоритма пространственного поляризованного кодирования/декодирования, использующая фазовую модуляцию ДФМ  $k_7 = 2$ , обеспечивающая скорость передачи данных  $v_7 = 2B$ .

Все моделируемые системы используют технологию OFDM со следующими параметрами: число поднесущих  $N_{\text{OFDM}} = 97$ , интервал ортогональности  $T_O = 32$  мс, длительность защитного интервала  $T_G = 5,5$  мс, расстояние между поднесущими 31,25 Гц, ширина спектра 3031,25 Гц.

Первоначально моделирование было проведено в целях определения числа пилот-сигналов, необходимых для обеспечения требуемой точности оценивания канальной матрицы. Были сформированы массивы данных для коэффициентов передачи лучей согласно выбранным параметрам канала связи. Затем при моделировании изменялось число используемых пилот-сигналов и определялась точность оценки параметров канала.

На рисунке 2 показаны зависимости коэффициента ошибки и ошибки оценки канала от числа пилот-сигналов в системе передачи данных с использованием вращающихся поляризаций при следующих параметрах канала: два луча, задержка между лучами 2 мс, величина частотного размытия 1 Гц, отношение сигнал/шум 15 дБ.

На рисунке 3 показана зависимость средней скорости безошибочной передачи от числа ис-

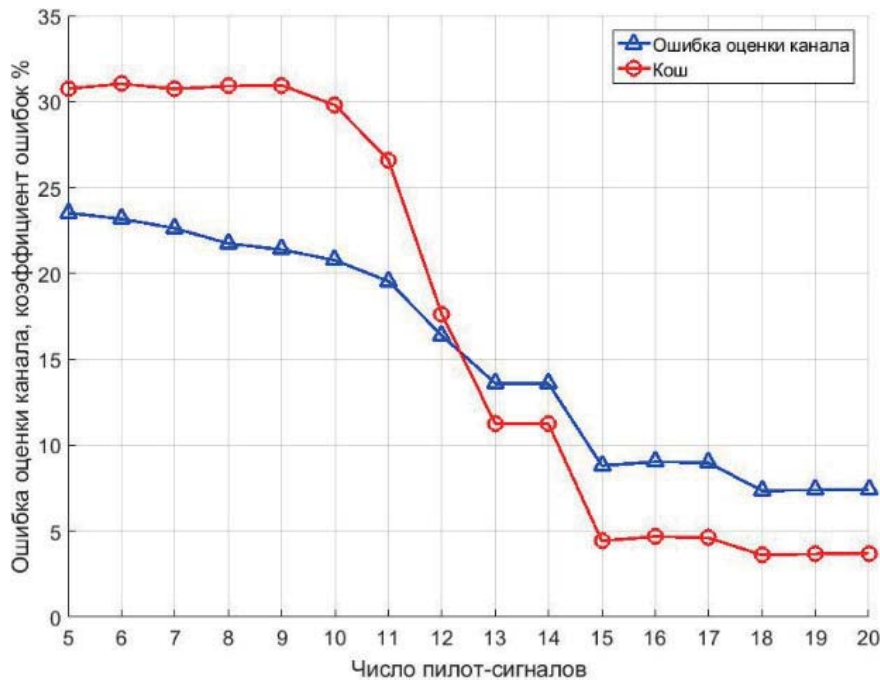


Рисунок 2. Зависимости коэффициента ошибок и ошибки оценки канала от числа пилот-сигналов

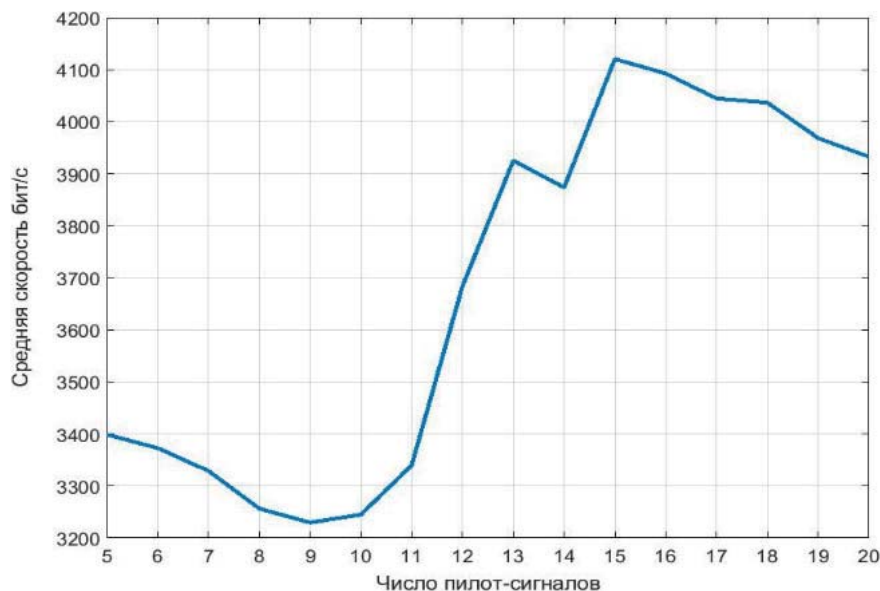


Рисунок 3. Зависимости средней скорости безошибочной передачи данных от числа пилот-сигналов

пользуемых пилот-сигналов для показанной на рисунке 2 зависимости коэффициента ошибок.

Видно, что наибольшее значение скорости передачи данных достигается при числе пилот-сигналов, равном 15.

При дальнейшем моделировании сравниваемых систем в составе группового OFDM сигнала использовалось 15 пилотов.

Сравнение производительности систем осуществлялось путем расчета помехоустойчивости в условиях канала заданного качества. Для получения значений коэффициента ошибки, при помощи модели каждой системы, в каждом из 10 циклов осуществлялась передача не менее 100000

бит данных. Максимальное значение СКО коэффициента ошибки в точке  $K_{\text{ош}} = 0,01$  составило 0,0013. При этом с вероятностью 0,95 для указанной величины коэффициента ошибки доверительный интервал составляет 0,009...0,011 [12].

При моделировании суммарная мощность излучения каждой системы выбиралась одинаковой вне зависимости от числа используемых антенн.

Для формирования требуемого отношения сигнал/шум мощность шума определялась относительно мощности сигнала системы № 1.

Задача моделирования внешнего частотно-временного кодирования-декодирования не рассматривалась в предположении, что при доста-

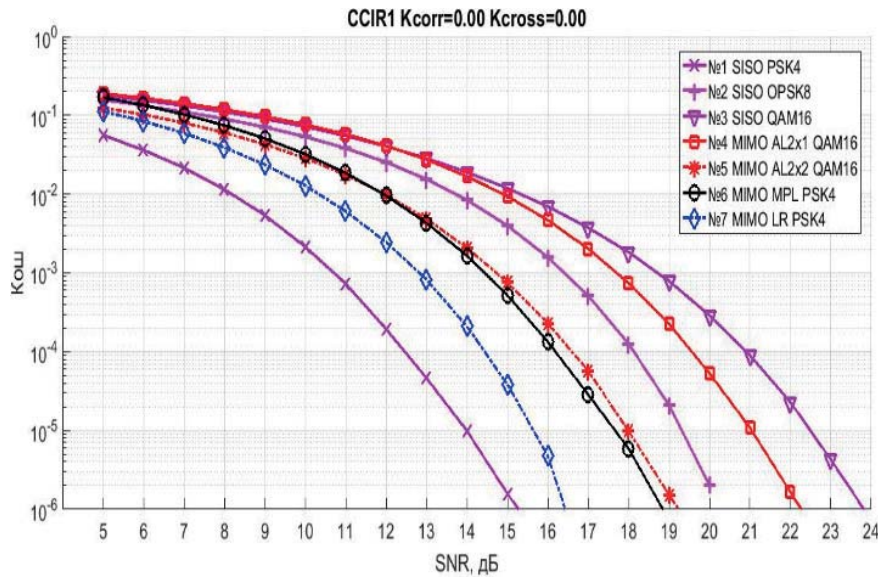


Рисунок 4. Результаты моделирования помехоустойчивости при воздействии белого шума

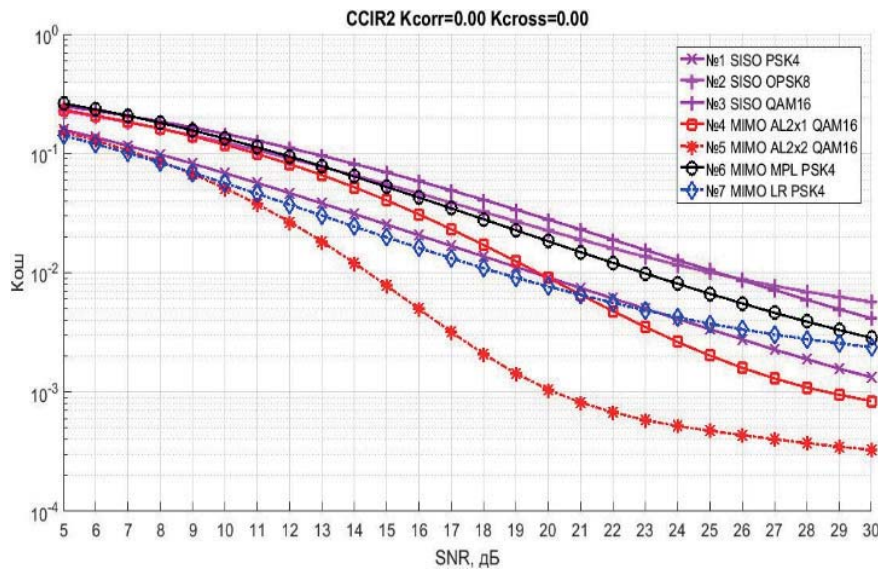


Рисунок 5. Результаты моделирования помехоустойчивости (один луч, величина частотного размытия 0,2 Гц)

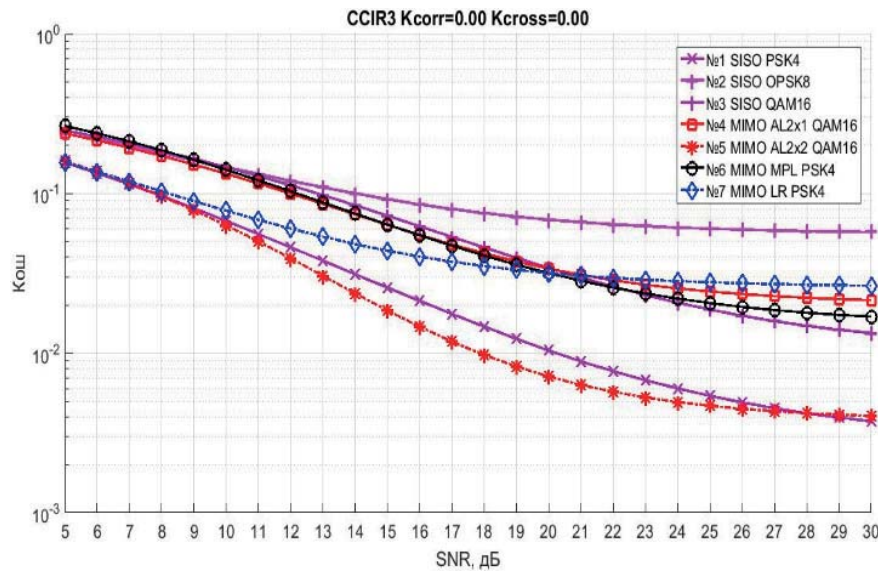


Рисунок 6. Результаты моделирования помехоустойчивости (один луч, величина частотного размытия 1 Гц)



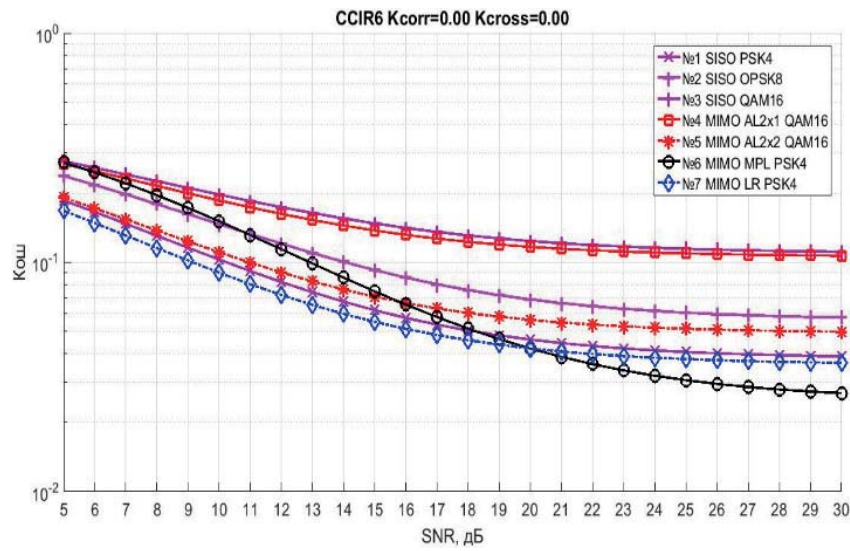


Рисунок 7. Результаты моделирования помехоустойчивости (два луча, задержка между лучами 2 мс, величина частотного размытия 1 Гц)

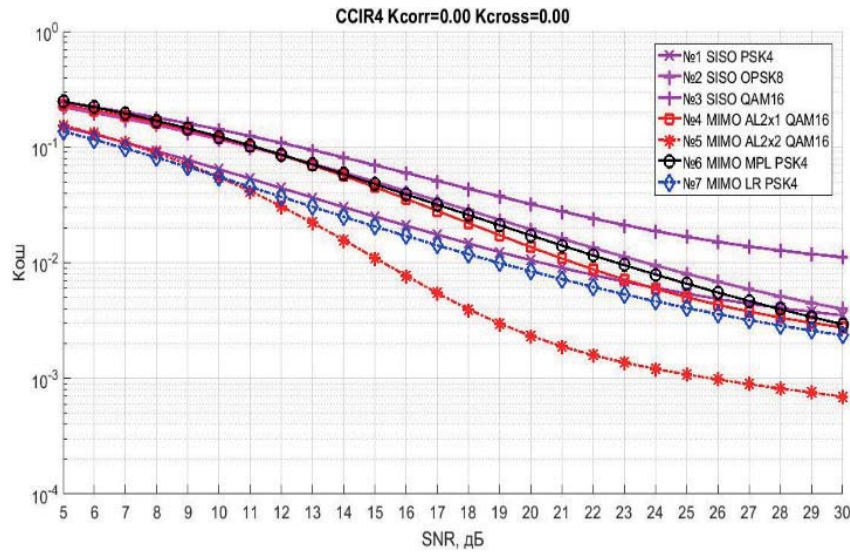


Рисунок 8. Результаты моделирования помехоустойчивости (два луча, задержка между лучами 1 мс, величина частотного размытия 0,5 Гц, значение коэффициента корреляции 0)

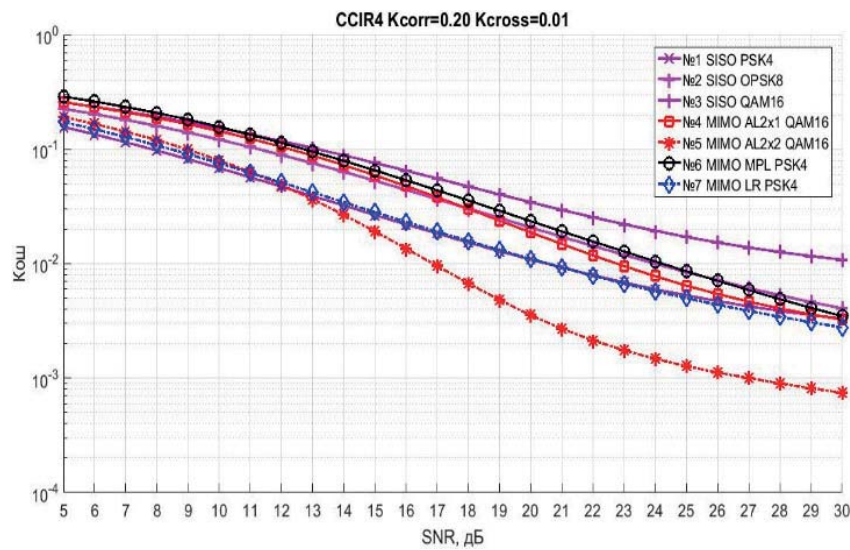


Рисунок 9. Результаты моделирования помехоустойчивости (два луча, задержка между лучами 1 мс, величина частотного размытия 0,5 Гц, значение коэффициента корреляции 0,2)

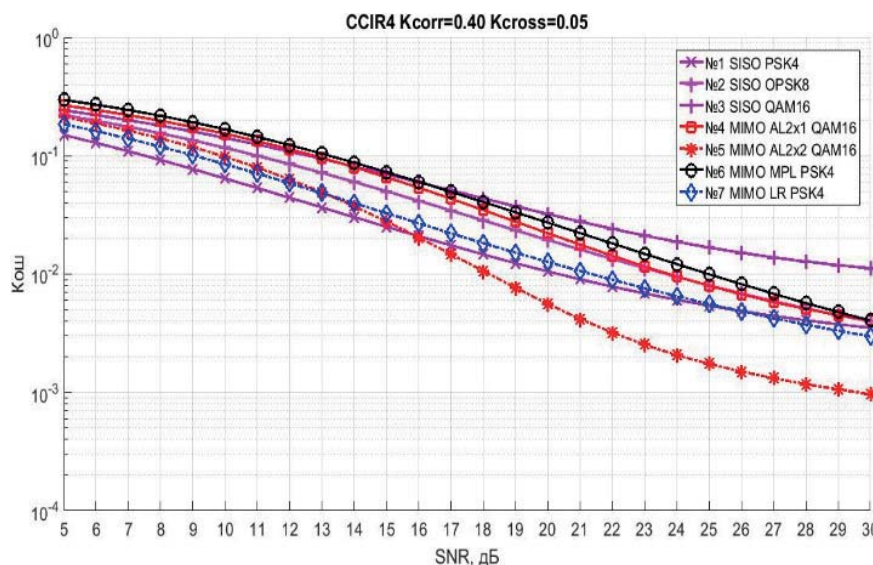


Рисунок 10. Результаты моделирования помехоустойчивости (два луча, задержка между лучами 1 мс, величина частотного размытия 0,5 Гц, значение коэффициента корреляции 0,4)

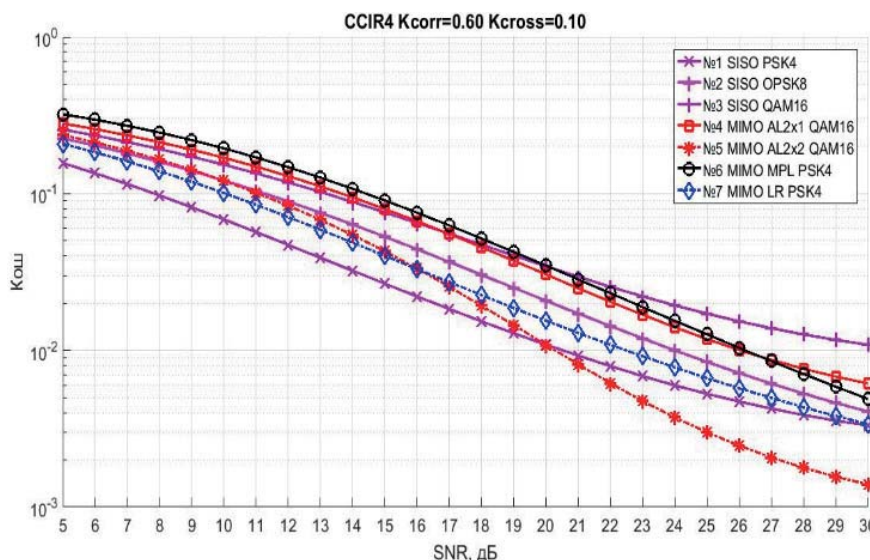


Рисунок 11. Результаты моделирования помехоустойчивости (два луча, задержка между лучами 1 мс, величина частотного размытия 0,5 Гц, значение коэффициента корреляции 0,6)

точно большом объеме передаваемых данных среднее повышение помехоустойчивости, вследствие его применения в виде единообразной процедуры, было бы одинаковым для всех систем.

На рисунках 4–7 показаны результаты моделирования для различных параметров канала. На рисунках 8–11 приведены зависимости коэффициента ошибок для двухлучевого канала при различных коэффициентах корреляции между парциальными каналами.

### Заключение

Как видно из представленных результатов моделирования, система на базе разработанного алгоритма пространственного поляризационного кодирования обеспечивает двукратное увеличение

скорости практически без снижения помехоустойчивости по сравнению с системой без пространственного кодирования, обеспечивает лучшую помехоустойчивость (на 3–4 дБ) при значениях коэффициента ошибок  $2 \cdot 10^{-2} \dots 10^{-1}$ , по сравнению с системой, использующей только поляризационный разнос, а также по сравнению с системой с кодированием по Аламути  $2 \times 1$ . По сравнению с системой с кодированием по Аламути  $2 \times 2$  в большинстве случаев наблюдается небольшой проигрыш (1–2 дБ), а в случае быстрых замираний (рисунок 7) обеспечивается выигрыш в 1–2 дБ при значениях коэффициента ошибок  $5 \cdot 10^{-2} \dots 10^{-1}$ .

Как и ожидалось, с увеличением коэффициента корреляции между каналами эффективность систем MIMO уменьшается. Однако у систем

с пространственным поляризационным кодированием эффективность падает медленнее по сравнению с системами, использующими кодирование по Аламоути, что обеспечивает их дополнительное преимущество при использовании для построения компактных антенных систем совмещённых радиоцентров.

### Литература

1. Experimental results on multicarrier MIMO HF communications / I. Perez-Alvarez [et al.] // IEEE XXX-th URSI General Assembly and Scientific Symposium. 2011. P. 1–4.
2. High data rate, reliable wideband HF communications demonstration / M.P. Scheible [et al.] // Approved for Public Release The MITRE Corporation; Distribution Unlimited 14-1120. 2014.
3. Evaluation of ionospheric HF MIMO channels / Y. Erhel [et al.] // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2016. P. 2–13.
4. Umairah U., Hendratoro G., Dear V. HF Sky-wave polarized MIMO channels with oblique one-hop paths // Progress in Electromagnetics Research C. 2019. Vol. 94. P. 119–130.
5. Jafarkhani H. Space-Time Coding: Theory and Practice. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. 302 p.
6. Крейнделин В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. СПб.: Линк, 2009. 276 с.
7. Барабошин А.Ю., Лучин Д.В., Маслов Е.Н. Алгоритм поляризационного пространственного кодирования для системы передачи данных совмещенного радиоцентра ДКМВ-диапазона // Сборник трудов VI Всероссийской научно-технической конференции «Цифровая экономика. Новое время – новые технологии. РОСИНФОКОМ-2020». Самара: ПГУТИ, 2020. С. 114.
8. Коняева О.С. Исследование и разработка алгоритмов приема дискретных сообщений при использовании технологии MIMO в каналах с памятью: дис. ... канд. техн. наук. Самара, 2017. 137 с.
9. Sankar K. Alamouti STBC with 2 Receive Antenna // DspLog Signal Processing for Communication. URL: <http://www.dsplg.com/2009/03/15/alamouti-stbc-2-receive-antenna> (дата обращения: 27.02.2021).
10. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях / под ред. В.Ф. Кравченко. М.: Физматлит, 2007. 544 с.
11. Барабошин А.Ю., Филиппов Д.В. Использование двухканального имитатора «Допплер-9600» для моделирования систем MIMO ДКМВ-диапазона // Тезисы докладов XX Российской научной конференции профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ПГУТИ. Самара: ПГУТИ, 2013. С. 186–187.
12. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. Изд. 13-е. М.: Наука, 1986. 544 с.

Получено 23.04.2021

**Барабошин Андрей Юрьевич**, начальник лаборатории филиала ФГУП НИИР – СОНИИР. 443011, Российская Федерация, г. Самара, ул. Советской Армии, 217. Тел. +7 846 926-21-90. E-mail: bay@soniir.ru

**Лучин Дмитрий Вячеславович**, к.т.н., главный конструктор филиала ФГУП НИИР – СОНИИР. 443011, Российская Федерация, г. Самара, ул. Советской Армии, 217. Тел. +7 846 926-07-39. E-mail: dmyl@soniir.ru

## ISSUES OF USE SPATIAL POLARIZATION DIVERSITY IN THE DATA TRANSMISSION SYSTEM IF THE COMBINED HF RADIO CENTER

*Baraboshin A.Y., Luchin D.V.*

*The M.I. Krivosheev Radio Research & Development Institute*

*«Samara Branch of Radio Research & Development Institute», Samara, Russian Federation*

*E-mail: bay@soniir.ru*

The article examines the issues of using polarization diversity to ensure an increase in the data transfer rate by a spaced radio center of decameter range. An algorithm for polarization spatial coding and a method for the simultaneous formation of waves with left and right circular polarizations are proposed. An algorithm for obtaining estimates of the channel matrix is considered. The results of mathematical modeling, showing the efficiency of the proposed algorithms, are presented.

**Keywords:** *HF radio, combined radio center, polarization diversity, MIMO, channel estimation, math modeling*

**DOI:** 10.18469/ikt.2021.19.3.12

**Baraboshin Andrey Yurjevich**, The M.I. Krivosheev Radio Research&Development Institute «Samara Branch of Radio Research&Development Institute», 217 Sovetskoy Armii str., Samara, 443011, Russian Federation; Head of Laboratory. Tel. +7 846 926-21-90. E-mail: bay@soniir.ru

**Luchin Dmitry Vjacheslavovich**, The M.I. Krivosheev Radio Research&Development Institute «Samara Branch of Radio Research&Development Institute», 217 Sovetskoy Armii str., Samara, 443011, Russian Federation; Chief Designer. Tel. +7 846 926-07-39. E-mail: dmyl@soniir.ru

## References

1. Perez-Alvarez I. et al. Experimental results on multicarrier MIMO HF communications. *IEEE XXX-th URSI General Assembly and Scientific Symposium*, 2011, pp. 1–4.
2. Scheible M.P. et al. High data rate, reliable wideband HF communications demonstration. Approved for Public Release The MITRE Corporation; Distribution Unlimited 14-1120, 2014.
3. Erhel Y. et al. Evaluation of ionospheric HF MIMO channels. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2016, pp. 2–13.
4. Umaisarah U., Hendratoro G., Dear V. HF Skywave polarized MIMO channels with oblique one-hop paths. *Progress in Electromagnetics Research C*, 2019, vol. 94, pp. 119–130.
5. Jafarkhani H. *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005, 302 p.
6. Krejndelin V.B. *New Methods of Signal Processing in Wireless Communication Systems*. Saint Petersburg: Link, 2009, 276 p. (In Russ.)
7. Baraboshin A.Yu., Luchin D.V., Maslov E.N. Algorithm of polarization spatial coding for the data transmission system of the combined radio center of the DKMV range. *Sbornik trudov VI Vserossijskoj nauchno-tehnicheskoy konferentsii «Tsifrovaja ekonomika. Novoe vremja – novye tehnologii. ROSINFOKOM-2020»*. Samara: PGUTI, 2020, p. 114. (In Russ.)
8. Konyaeva O.S. Research and development of algorithms for receiving discrete messages using MIMO technology in channels with memory: dis. ... cand. tech. sciences. Samara, 2017. 137 p.
9. Sankar K. Alamouti STBC with 2 Receive Antenna. DspLog Signal Processing for Communication. URL: <http://www.dsplog.com/2009/03/15/alamouti-stbc-2-receive-antenna> (accessed: 27.02.2021).
10. *Digital Signal and Image Processing in Radiophysical Applications*. Ed. by V.F. Kravchenko. Moscow: Fizmatlit, 2007, 544 p. (In Russ.)
11. Baraboshin A.Yu., Filippov D.V. Use of a two-channel Doppler-9600 simulator for modeling MIMO systems in the DCMW range. *Tezisy dokladov XX Rossijskoj nauchnoj konferentsii professorsko-prepodavatel'skogo sostava, nauchnyh sotrudnikov i aspirantov PGUTI*. Samara: PGUTI, 2013, pp. 186–187. (In Russ.)
12. Bronshtejn I.N., Semendjaev K.A. *A Guide to Mathematics for Engineers and Students of Technical Colleges*. 13rd ed. Moscow: Nauka, 1986, 544 p. (In Russ.)

Received 23.04.2021