3. Пашинцев В.П., Малофей А.О., Жук А.П. и др. Развитие теории синтеза и методов формирования ансамблей дискретных сигналов для перспективных систем радиосвязи различных диапазонов радиоволн. М.: Физматлит, 2010. – 196 с.
4. Ипатов В.П., Орлов В.К., Самойлов И.М., Смирнов В.Н. Системы мобильной связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 288с.
5. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. М.: Сов. радио, 1978. – 303 с.
6. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1978. – 365 с.

IMPROVEMENT OF STAFF EVALUATION FOR PROPERTIES OF NEW TYPES OF ENSEMBLES OF ORTHOGONAL DISCRETE SEQUENCE

Zhuk A.P., Zhuk E.P., Kuzminov Y.V., Petrenko V.I.

The article provides a brief review of existing methods for increasing security of the CSCDMA. To improve the technical characteristics of these systems the algorithm estimates the statistical properties of the correlation functions of the ensemble of discrete orthogonal signals, which are detailed in the article. Advantages of the new algorithm is that it allows you to use the average estimate of the inter-correlation and autocorrelation properties of an ensemble of signals in general, and visualize the results of calculations in assessing the inter-correlation and autocorrelation properties of a large number of ensembles of discrete orthogonal signals.

Keywords: *telecommunications, broadband, orthogonal sequences, the correlation properties.*

Жук Александр Павлович, к.т.н., профессор Кафедры «Организация и технологии защиты информации» (ОТЗИ) Северо-Кавказского федерального университета (СКФУ). Тел. 8-918-884-14-81. E-mail: alekszhuk@mail.ru

Жук Елена Павловна, к.п.н., доцент Кафедры ОТЗИ СКФУ. Тел. 8-918-884-14-91. E-mail: alekszhuk@mail.ru

Кузьминов Юрий Владимирович, к.т.н., доцент Кафедры ОТЗИ СКФУ. Тел. 8-918-753-20-87. E-mail: 2kuzminov@gmail.com

Петренко Вячеслав Иванович, к.т.н., доцент, заведующий Кафедрой ОТЗИ СКФУ. Тел. 8-928-262-06-91. E-mail: petrenko@stavsu.ru

УДК 621.391

АЛГОРИТМ СЛЕПОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ MIMO-КАНАЛА С ЦИКЛИЧЕСКИМ СДВИГОМ ИНФОРМАЦИИ

Березовский А.А., Горячкин О.В., Харитонова А.А.

В статье предлагается модифицированная система MIMO, основанная на применении избыточного пространственного кодирования, осуществляемого путем циклического перебора каналов передачи. Предлагается основанный на этой модификации алгоритм слепой идентификации многомерного матричного MIMO-канала связи.

Ключевые слова: слепая обработка сигналов, векторный канал связи, системы MIMO.

Введение

В настоящее время интенсивно развиваются системы беспроводной связи (мобильный Internet, компьютерные радиосети внутри зданий и т.п.). Сильные замирания сигнала в канале затрудняют оценку переданных сообщений и приводят к искажениям передаваемой информации. Для устранения замираний в современных беспроводных технологиях широко применяется система MIMO, то есть система, где информация передается одновременно несколькими разнесенными передатчиками и принимается на несколько независимых приемников. Система MIMO применяется в беспроводных локальных сетях стандарта IEEE 802.11n, а также в беспроводных сетях мобильной связи WiMAX.

В настоящее время значения элементов матрицы импульсных характеристик MIMO-канала на приемной стороне определяются по тестовым импульсам. Однако при внесении в систему MIMO циклического сдвига передаваемой последовательности по передающим позициям в течение некоторого фиксированного интервала времени мы будем иметь избыточность, достаточную для слепого оценивания матрицы импульсной характеристики матричного канала. Кроме того, в такой системе кратно увеличивается помехоустойчивость за счет разнесения каналов на приеме и передаче.

Рассмотрим MIMO-систему с *N* передающими и *M* приемными антеннами (антенными элементами). Тогда свойства MIMO-канала, соединяющего *m*-ый передающий элемент с *n*-ым приемным элементом, описываются комплексными импульсными характеристиками $h_{nm}(t)$. Данные коэффициенты образуют матрицу импульсных характеристик $\mathbf{H}(t)$ размера $N \times M$. Их значения случайно изменяются со временем из-за наличия многолучевого распространения сигнала.

В общем случае сигнал на приемной стороне записывается следующим образом:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t), \qquad (1)$$

где $\mathbf{S}(t)$ – матрица передаваемых сигналов; $\mathbf{N}(t)$ – матрица собственных шумов приемных элементов антенны; $\mathbf{X}(t)$ – матрица принятого сообщения. Значения элементов матрицы $\mathbf{H}(t)$ являются основной характеристикой канала системы MIMO, а значения элементов матрицы изменяются при изменении местоположения или только приемных устройств, или только передающих, или приемных и передающих устройств одновременно. В рассматриваемой задаче канал MIMO стационарен на интервале времени передачи информационной последовательности по всем *N* каналам.

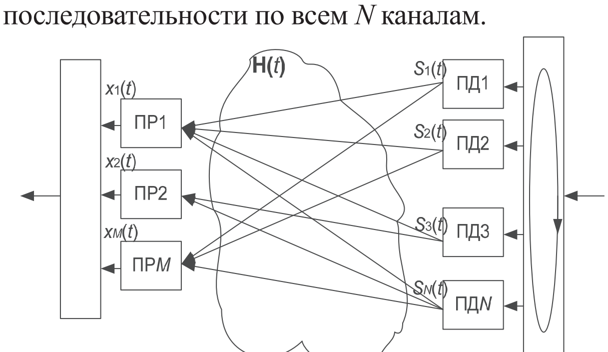

Рис. 1. Схема работы системы MIMO с циклическим сдвигом передаваемой последовательности

Для определения коэффициентов матрицы импульсных характеристик предлагается использовать метод слепой идентификации, использующий идею, описанную в [1]. В [2] был предложен алгоритм слепой идентификации одномерного векторного канала, основанный на методе взаимных отношений, имеющий эффективную вычислительную структуру, основанную на аналитическом решении задачи. Найденная процедура была названа автором «алгоритмом нулевого подпространства».

В данной статье решается задача построения алгоритма слепой идентификации векторного многомерного канала связи MIMO с циклическим сдвигом информационной последовательности.

Алгоритм слепой идентификации векторного многомерного канала связи MIMO

Для решения задачи запишем уравнение, эквивалентное методу взаимных отношений, в полиномиальной форме:

$$\begin{aligned}&\sum_{l_1=0}^{L_1-1}\sum_{l_2=0}^{L_2-1} y_{l_1,l_2}(z_1,z_2,s_1)h_{l_1,l_2}(s_2) - \\ &-\sum_{l_1=0}^{L_1-1}\sum_{l_2=0}^{L_2-1} y_{l_1,l_2}(z_1,z_2,s_1)h_{l_1,l_2}(s_2) = 0,\end{aligned} \qquad (2)$$

где

$$y_{l_1,l_2}(z_1,z_2,s) = \sum_{i=0}^{M-1}\sum_{j_1=0}^{t_1-1}\sum_{j_2=0}^{t_2-1} y^{i}_{j_1+l_1,j_2+l_2} z_1^{\,j_1} z_2^{\,j_2} s^{i},$$

$h_{l_1,l_2}(s) = \sum_{i=0}^{M-1} h^{i}_{l_1,l_2} s^{i}$, L_1, L_2 – размер двумерной импульсной характеристики, M – число каналов, t_1, t_2 – размер обрабатываемых фрагментов сигналов, $h_{0,0}(s),\dots,h_{L_1-1,L_2-1}(s)$ – искомые полиномы.

Выберем $2L_1L_2 - 1$ различных значений формальных переменных $\{z_1, z_2\}$. Тогда мы можем записать $2L_1L_2 - 1$ однородных линейных уравнений относительной L_1L_2 неизвестных полиномов $h_{0,0}(s),\dots,h_{L_1-1,L_2-1}(s)$.

В матричной форме, получим:

$$\mathbf{Y}_1\left(z_1,\dots,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2\right)\cdot \mathbf{h}(s_1,s_2) =$$
$$= \begin{pmatrix} y_{0,0}(z_1,s_2) & \dots & y_{L_1-1,L_2-1}(z_1,s_2) & -y_{0,0}(z_1,s_1) & \dots & -y_{L_1-1,L_2-1}(z_1,s_1) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{0,0}(z_{2L_1L_2-1},s_2) & \dots & y_{L_1-1,L_2-1}(z_{2L_1L_2-1},s_2) & -y_{0,0}(z_{2L_1L_2-1},s_1) & \dots & -y_{L_1-1,L_2-1}(z_{2L_1L_2-1},s_1) \end{pmatrix} \times$$
$$\times \begin{pmatrix} h_{0,0}(s_1) \\ \vdots \\ h_{L_1-1,L_2-1}(s_1) \\ h_{0,0}(s_2) \\ \vdots \\ h_{L_1-1,L_2-1}(s_2) \end{pmatrix} = 0. \qquad (3)$$

При выполнении условий теоремы о слепой идентифицируемости канала полиномиальная матрица $\mathbf{Y}_1(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)$ имеет ранг $2L_1L_2-1$.

В отсутствие шума легко получить явное решение однородной системы уравнений (3). Так как хотя бы один из ее миноров порядка $2L_1L_2-1$ $\mathbf{M}_i(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)$ $i=1,...,2L_1L_2$ – номер столбца, отличен от нуля. Пусть это будет $\mathbf{M}_{2L_1L_2}(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)$, тогда, полагая значение полинома $h_{L_1-1,L_2-1}(s_2)$ произвольным, получим следующую невырожденную систему $2L_1L_2-1$ линейных уравнений с коэффициентами над полем C:

$$\sum_{l_1=0}^{L_1-1}\sum_{l_2=0}^{L_2-1} y_{l_1,l_2}(z_j,s_2)h_{l_1,l_2}(s_1)- \\ -\sum_{\substack{l_1=0 \\ l_1\neq L_1-1}}^{L_1-1}\ \sum_{\substack{l_2=0 \\ \text{или } l_2\neq L_2-1}}^{L_2-1} y_{l_1,l_2}(z_j,s_1)h_{l_1,l_2}(s_2)= \\ = y_{L_1-1,L_2-1}(z_j,s_1)h_{L_1-1,L_2-1}(s_2) \quad (4)$$

где: $j=1,...,2L_1L_2-1$. Решая ее методом Крамера, получим общее решение системы в виде:

$$h_{l_1,l_2}(s_1)=(-1)^{2L_1L_2-l_1-l_2-1}\frac{\mathbf{M}_l(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)}{\mathbf{M}_{2L_1L_2}(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)}\cdot h_{L_1-1,L_2-1}(s_2);$$
$$h_{l_1,l_2}(s_2)=(-1)^{L_1L_2-l_1-l_2}\frac{\mathbf{M}_{L_1L_2+l}(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)}{\mathbf{M}_{2L_1L_2}(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)}\cdot h_{L_1-1,L_2-1}(s_2),\quad l_1\neq L_1-1, \quad (5)$$

или $l_2\neq L_2-1, l=l_1+l_2L_1$.

В силу произвольности $h_{L_1L_2-1}(s_2)$ положим его равным

$$(-1)^{2L_1L_2}\mathbf{M}_{2L_1L_2}(z_1,...,z_{2L-1},s_1,s_2),$$

тогда решение системы уравнений (4) с точностью до произвольного комплексного коэффициента будет иметь вид:

$$h_{l_1,l_2}(s_1)=(-1)^l\mathbf{M}_l(z_1,...,z_{2L-1},s_1,s_2), \\ h_{l_1,l_2}(s_2)=(-1)^{L_1L_2+l}\mathbf{M}_{L_1L_2+l}(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2), \quad (6)$$

где $l=0,...,L_1L_2$-1.

Заметим также, что нам нужно вычислить только L_1L_2 миноров, так как из анализа структуры матрицы (3) следует, что

$$\mathbf{M}_{2L_1L_2-l}(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)= \\ =(-1)^{L_1L_2}\mathbf{M}_l(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_2,s_1). \quad (7)$$

Таким образом, мы нашли значения неизвестных полиномов $h_{0,0}(s),...,h_{L_1-1,L_2-1}(s)$ в точках s_1 и s_2. Если $M=2$, этого достаточно для оценки всех коэффициентов неизвестного векторного канала:

$$h^{(1)}_{l_1,l_2}=\frac{s_2h_{l_1,l_2}(s_1)-s_1h_{l_1,l_2}(s_2)}{s_2-s_1}, \\ h^{(2)}_{l_1,l_2}=\frac{h_{l_1,l_2}(s_2)-h_{l_1,l_2}(s_1)}{s_2-s_1}. \quad (8)$$

где $l_1=0,...,L_1-1,\ \ l_2=0,...,L_2-1$. Для того, чтобы найти решение системы для произвольного числа каналов мы должны выполнить вычисления в кольце $C[s_1,s_2]$. Поскольку решение системы (3) по формулам (6) не содержит операции деления, то мы получим решение с точностью до некоторого полинома $g(s_1,s_2)\in C[s_1,s_2]$.

Поскольку полиномы $h_{l_1,l_2}(s_1)$ и $h_{l_1,l_2}(s_2)$ очевидно не имеют общих множителей, то неизвестный множитель $g(s_1,s_2)$ мы можем найти как наибольший общий делитель полиномов $\mathbf{M}_l(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)$ и $\mathbf{M}_{L_1L_2+l}(z_1,...,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)$, используя, например алгоритм Евклида. Конечно, такой алгоритм не имеет практического значения из-за больших вычислительных затрат.

Альтернативный путь состоит в формировании системы линейных уравнений для M значений полиномов канала $h_{l_1,l_2}(s_1),...,h_{l_1,l_2}(s_M)$.

Запишем неизвестные значения в виде вектора $\mathbf{h}(s_1,...,s_M)=(h_{0,0}(s_1),...,h_{L_1-1,L_2-1}(s_1),...$ $...,h_{0,0}(s_M),...,h_{L_1-1,L_2-1}(s_M))^T$. Тогда система линейных уравнений в матричной форме имеет вид:

$$\mathbf{Y}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)=\begin{pmatrix}\mathbf{Y}_1(z_1,...,z_r,s_1,s_2) & & 0\\ & \ddots & \\ 0 & & \mathbf{Y}_1(z_1,...,z_r,s_{M-1},s_M)\end{pmatrix}\mathbf{h}(s_1,...,s_M)=0, \quad (9)$$

где $\mathbf{Y}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)$ $(M-1)r\ L_1L_2M$ – комплексная матрица ранга (ML_1L_2-1), r как и ранее, выбирается из условия $(M-1)\cdot r \geq L_1L_2\cdot M-1$.

Общее решение для коэффициентов канала может быть найдено далее по интерполяционной формуле Лагранжа:

$$h_{l_1,l_2}(s)=\sum_{i=1}^{M}h_{l_1,l_2}(s_i)L_i(s), \tag{10}$$

где: $L_i(s)$ – элементарные лагранжевы интерполяционные многочлены, определяемые формулой:

$$L_i(s)=\frac{\prod\limits_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{M}s-s_i}{\prod\limits_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{M}s_i-s_j}. \tag{11}$$

Таким образом, в отсутствие шума алгоритм слепой идентификации канала сводится к вычислению базиса нуль-пространства матрицы $\mathbf{Y}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)$. Условия теоремы о слепой идентифицируемости векторного канала обеспечивают единственность решения этой задачи, то есть наличие единственного нулевого собственного числа и соответствующего ему единственного собственного вектора с точностью до комплексной константы, за счет строгого равенства $rank(\mathbf{Y}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M))=ML_1L_2-1$.

Данный алгоритм далее будем называть алгоритмом нулевого подпространства (АНП).

Наличие аддитивного шума в матрице входных данных $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)=$ $=\mathbf{Y}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)+\mathbf{V}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)$ создает условия, когда $rank\left(\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)\right)$ может быть равен ML или может быть меньше $(LM-1)$. В первом случае нуль-пространство матрицы состоит только из нулевого вектора, а во втором содержит несколько базисных векторов. Поэтому задача слепой идентификации может вообще не иметь решения или решение задачи становится неоднозначным.

Как уже отмечалось выше, в этом случае мы можем использовать стратегию метода наименьших квадратов, то есть в качестве решения задачи для случая $rank\left(\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)\right)=ML_1L_2$ взять собственный вектор, соответствующий минимальному по модулю собственному числу матрицы $\widetilde{\mathbf{Y}}^*(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)$:

$$\hat{\mathbf{h}}(s_1,...,s_M)=\arg\min_{\|\mathbf{h}(s_1,...,s_M)\|=1}\begin{pmatrix}\mathbf{h}(s_1,...,s_M)^*\widetilde{\mathbf{Y}}^*(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)\times\\ \times\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)\mathbf{h}(s_1,...,s_M)\end{pmatrix}. \tag{12}$$

В этом случае решение задачи всегда единственно и, как известно, минимизирует функционал $\left\|\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)\hat{\mathbf{h}}(s_1,...,s_M)\right\|_2^2$, при ограничении нормы $\left\|\hat{\mathbf{h}}(s_1,...,s_M)\right\|_2^2=1$.

Поскольку выбор числа уравнений и, соответственно, числа строк в матрице $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_r,s_1,...,s_M)$ в нашей интерпретации произволен, то мы можем выбрать их число строго равным (L_1L_2M-1). Тогда $rank\left(\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)\right)\leq ML_1L_2-1$ теперь уже за счет линейной независимости строк. При этом, поскольку $r=(L_1L_2M-1)/(M-1)$ целое только в частных случаях, то мы выбираем r как наименьшее целое, а r' так, что $(M-2)\cdot r+r'=L_1L_2M-1$. При этом

$$\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)=$$
$$=\begin{pmatrix}\widetilde{\mathbf{Y}}_1(z_1,...,z_r,s_1,s_2) & & 0\\ & \ddots & \\ 0 & & \widetilde{\mathbf{Y}}_1(z_1,...,z_{r'},s_{M-1},s_M)\end{pmatrix}. \tag{13}$$

Теперь мы можем решать задачу слепой идентификации векторного канала при наличии шума, используя алгоритмы точного решения однородной системы уравнений.

При этом, поскольку нуль-пространства матрицы $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)$ и матрицы $\widetilde{\mathbf{Y}}^*(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)$ совпадают, то решение, получаемое, например, по формулам (6), и решение вариационной задачи (12) совпадают с точностью до комплексного множителя, и являются нормальным псевдорешением однородной системы уравнений (9). Таким образом, мы показали эквивалентность оценки АНП и оценки, полученной в рамках метода наименьших квадратов.

Несмотря на то что формулы (10) дают явное решение, непосредственное их использование для нахождения численного решения однородной системы, задаваемой матрицей (13), нецелесообразно даже при сравнительно небольших размерах матрицы, поскольку требует вычисления (L_1L_2M-1) определителей размера (L_1L_2M-1). Поэтому более целесообразно использование алгоритмов, имеющих меньшие вычислительные затраты.

Одним из таких методов может быть несколько модифицированный метод Перселла. В рамках данного подхода мы интерпретируем систему однородных уравнений с матрицей (13) как условия ортогональности вектора $\mathbf{h}(s_1,...,s_M)$ с (L_1L_2M-1) линейно независимыми строками матрицы (13). При этом решение системы находится путем построения базисов подпространств унитарного линейного пространства $C^{L_1L_2M}$ убывающих размерностей:

$$C^{L_1L_2M} = R_0 \supset R_1 ... \supset R_k \supset ... \supset R_{L_1L_2M-1},$$

где R_k – подпространство, состоящее из векторов, ортогональных к первым k строкам $\mathbf{y}_1,...,\mathbf{y}_k$ матрицы $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)$.

Базис подпространства R_k строится из базиса подпространства R_{k-1} в виде следующих линейных комбинаций:

$$\mathbf{e}_i^k = \mathbf{e}_i^{k-1} - c_i^k \mathbf{e}_k^{k-1}, \qquad i = k+1,...,L_1L_2M.$$

Коэффициенты c_i^k определяются из условия ортогональности строк матрицы $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)$ и вектора решения в виде

$$c_i^k = \frac{(\mathbf{y}_k, \mathbf{e}_i^{k-1})}{(\mathbf{y}_k, \mathbf{e}_k^{k-1})}.$$

Для реализуемости процесса необходимо, чтобы скалярные произведения $(\mathbf{y}_k, \mathbf{e}_k^{k-1})$ были отличными от нуля. Если $k=0$, то в качестве базиса берется естественный базис в $C^{L_1L_2M}$: $\mathbf{e}_1^0 = (1,0,...,0),...,\mathbf{e}_{L_1L_2M}^0 = (0,...,0,1)$.

Подпространство $R_{L_1L_2M-1}$ является нуль-пространством матрицы $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)$, так как единственный базисный вектор этого подпространства ортогонален ко всем линейно независимым векторам $\mathbf{y}_1,...,\mathbf{y}_{L_1L_2M-1}$ и является численным решением системы однородных уравнений, заданных матрицей (13).

Таким образом. мы получили итерационную модификацию АНП, которая, конечно, с точки зрения погрешности, эквивалентна АНП в аналитической форме, но требует меньших вычислительных затрат.

Выводы

Получен алгоритм слепой идентификации MIMO-канала с циклическим сдвигом передаваемой последовательности. Получена эффективная с вычислительной точки зрения модификация данного алгоритма, т.е. последовательность вычислений, содержащая минимальное количество операций сложения и умножения, имеющая простую структуру вычислений.

Литература

1. Горячкин О.В. Алгоритм слепой идентификации оператора многомерной свертки в линейном векторном канале // Радиолокация, навигация и связь. Сб. трудов XVIII МНТК. Т.1. Воронеж, 2012. – С. 278-282.
2. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. М.: Радио и связь, 2003. – 230 с.
3. Банкет В.Л., Незгазинская Н.В., Токарь М.С. Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи // Цифрові технолгіі. №6, 2009. – С. 5-16.
4. Shreedhar A.J., Rukmini T.S., Mahesh H.M. Space time block coding for MIMO systems using alamouti method with digital modulation techniques // World Journal of Science and Technology. №1(8), 2011. – P. 125-132.

BLIND IDENTIFICATION ALGORITHM MIMO-CHANNEL WITH CYCLIC SHIFT INFORMATION

Berezovsky A.A., Gorychkin O.V., Kharitiniva A.A.

In the article the blind identification algorithm multidimensional matrix channel are discussed. This algorithm based on the modified system MIMO, where information sequences are repeated cyclic.

Keywords: *blind signal processing, vector channel communication, system MIMO.*

Березовский Андрей Андреевич, аспирант Кафедры «Теоретические основы радиотехники и связи» (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. (8-846) 228-00-72. E-mail: tors@psati.ru

Горячкин Олег Валериевич, доктор технических наук, заведующий Кафедрой ТОРС ПГУТИ. Тел. (8-846) 228-00-86. E-mail: gor@psati.ru

Харитонова Анна Александровна, старший преподаватель Кафедры ТОРС ПГУТИ. Тел. (8-846) 228-00-72. E-mail: tors@psati.ru