СЛЕПАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ КАНАЛА В МОДИФИЦИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ MIMO, ОСНОВАННОЙ НА ПРИМЕНЕНИИ ИЗБЫТОЧНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО КОДИРОВАНИЯ, ОСУЩЕСТВЛЯЕМОГО ПУТЕМ ЦИКЛИЧЕСКОГО ПЕРЕБОРА КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ

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

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Самара

В настоящее время интенсивно развиваются системы беспроводной связи (мобильные интернет, 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, т.е. 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:

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

,

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.

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 "алгоритм нулевого подпространства".

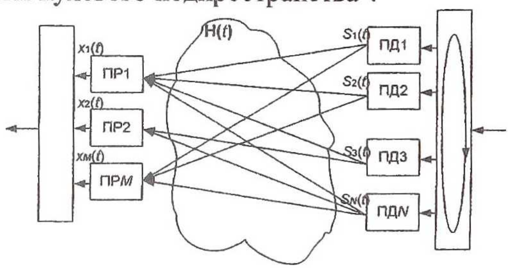

Рис. 1. Схема работы системы MIMO с циклическим сдвигом передаваемой последовательности

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

1. Алгоритм слепой идентификации векторного многомерного канала связи MIMO

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

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

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; $h_{0,0}(s),\ldots,h_{L_1-1,L_2-1}(s)$ – 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 относительно L_1L_2 неизвестных полиномов $h_{0,0}(s),\ldots,h_{L_1-1,L_2-1}(s)$.

В матричной форме получим:

$$\mathbf{Y}_1(z_1,\dots z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)\cdot\mathbf{h}(s_1,s_2)=$$

$$=\begin{pmatrix} y_{0,0}(z_1,s_2) & \dots & y_{L_1-1,L_2-1}(z_1,s_2) & -y_{0,0}(z_1,s_1) & \dots & -y_{L_1-1,L_2-1}(z_1,s_1) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{0,0}(z_{2L_1L_2-1},s_2) & \dots & y_{L_1-1,L_2-1}(z_{2L_1L_2-1},s_2) & -y_{0,0}(z_{2L_1L_2-1},s_1) & \dots & -y_{L_1-1,L_2-1}(z_{2L_1L_2-1},s_1) \end{pmatrix}\cdot$$

$$\cdot\begin{pmatrix} h_{0,0}(s_1) \\ \vdots \\ h_{L_1-1,L_2-1}(s_1) \\ h_{0,0}(s_2) \\ \vdots \\ h_{L_1-1,L_2-1}(s_2) \end{pmatrix}=0. \qquad (3)$$

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

В отсутствии шума легко получить явное решение однородной системы уравнений (3), так как, хотя бы один из ее миноров порядка $2L_1L_2-1$ $\mathbf{M}_i(z_1,\dots,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)$, $i=1,\dots,2L_1L_2$ – номер столбца, отличен от нуля. Пусть это будет $\mathbf{M}_{2L_1L_2}(z_1,\dots,z_{2L_1L_2-1},s_1,s_2)$, 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:

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

$$=y_{L_1-1,L_2-1}(z_j,s_1)h_{L_1-1,L_2-1}(s_2),$$

где $j=1,\dots,2L_1L_2-1$.

Решая ее методом Крамера, получим общее решение системы в виде:

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

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

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 $(-1)^{2L_1L_2}\mathbf{M}_{2L_1L_2}(z_1,\dots,z_{2L-1},s_1,s_2)$, тогда решение системы уравнений (4) с точностью до произвольного комплексного коэффициента будет иметь вид:

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

где $l=0,\dots,L_1L_2$-1

Заметим также, что нам нужно вычислить только L_1L_2 миноров, т.к. из анализа структуры матрицы (3) следует, что:

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

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

$$h_{l_1,l_2}^{(1)} = \frac{s_2 h_{l_1,l_2}(s_1) - s_1 h_{l_1,l_2}(s_2)}{s_2 - s_1};$$
$$h_{l_1,l_2}^{(2)} = \frac{h_{l_1,l_2}(s_2) - h_{l_1,l_2}(s_1)}{s_2 - s_1}, \tag{8}$$

где $l_1 = 0,\ldots,L_1\text{-}1,\ l_2 = 0,\ldots,L_2\text{-}1$.

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 $\mathbf{M}_l(z_1,\ldots,z_{2L_1L_2-1}, s_1, s_2)$ и $\mathbf{M}_{L_1L_2+l}(z_1,\ldots,z_{2L_1L_2-1}, s_1, s_2)$, 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 $h_{l_1,l_2}(s_1),\ldots,h_{l_1,l_2}(s_M)$.

Запишем неизвестные значения в виде вектора

$$\mathbf{h}(s_1,\ldots, s_M) = (h_{0,0}(s_1),\ldots, h_{L_1-1,L_2-1}(s_1),\ldots$$
$$\ldots, h_{0,0}(s_M),\ldots, h_{L_1-1,L_2-1}(s_M))^T.$$

Тогда система линейных уравнений в матричной форме имеет вид:

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

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

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:

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

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

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

Наличие аддитивного шума в матрице входных данных $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M)=\mathbf{Y}(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M)+\mathbf{V}(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M)$ создает условия, когда $rank(\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M))$ 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, т.е. в качестве решения задачи для случая $rank\left(\widetilde{\mathbf{Y}}\left(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M\right)\right) = = ML_1L_2$ взять собственный вектор, соответствующий минимальному по модулю собственному числу матрицы $\widetilde{\mathbf{Y}}^*\left(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M\right)\widetilde{\mathbf{Y}}\left(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M\right)$:

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

В этом случае решение задачи всегда единственно и, как известно, минимизирует функционал

$\left\|\widetilde{\mathbf{Y}}\left(z_1,\ldots,z_r,s_1,\ldots,s_M\right)\hat{\mathbf{h}}\left(s_1,\ldots,s_M\right)\right\|_2^2$ при ограничении нормы $\left\|\hat{\mathbf{h}}\left(s_1,\ldots,s_M\right)\right\|_2^2 = 1$.

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

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

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

При этом, поскольку нуль-пространства матриц $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,\dots,z_{r'},s_1,\dots,s_M)$ и $\widetilde{\mathbf{Y}}^*(z_1,\dots,z_{r'},s_1,\dots,s_M)\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,\dots,z_{r'},s_1,\dots,s_M)$ 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 требуют 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 $\mathbf{h}(s_1,\dots,s_M)$ 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:

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

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

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

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

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:

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

Для реализуемости процесса необходимо, чтобы скалярные произведения $\left(\mathbf{y}_k, \mathbf{e}_k^{k-1}\right)$ 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 $\widetilde{\mathbf{Y}}(z_1,...,z_{r'},s_1,...,s_M)$, т.к. 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

Предложен 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.

Список использованных источников

1. Горячкин О. В. Алгоритм слепой идентификации оператора многомерной свертки в линейном векторном канале // Радиолокация, навигация и связь: Сб. трудов XVIII МНТК. Воронеж, 2012. Т.1. – 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. 2011. №1(8) – P. 125-132.

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ, ЭКЗАМЕН ИЛИ ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЙЭТАП ОБУЧЕНИЯ

Л. Э. Вилоп
Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королева
(национальный исследовательский университет),
г. Самара

Дипломный проект является выпускной квалификационной работой студентов на инженерных специальностях, которая при корректной постановке процесса проектирования позволяет наиболее полно оценить качество подготовки выпускника как инженера, то есть разработчика технических устройств, объектов, систем.

Как разработчик инженер должен знать альтернативные варианты решений поставленной технической задачи, математические модели (наиболее часто - это формулы, полученные в результате научных исследований), описывающие разрабатываемые устройства, а также свойства и технические характеристики материалов, элементов и т.д., которые будут использоваться при практической реализации разработки и приводятся в многочисленных справочниках. Для такого рода деятельности и готовят студентов на инженерных специальностях высших учебных заведений. В своей последующей практической работе большинство специалистов, получивших инженерную подготовку, работают в сфере производства и эксплуатации техники, а также на административных должностях. В этом случае знания разработчиков, полученные ими в высших учебных заведениях, позволяют им быть грамотными специалистами, способными верно оценивать обстановку и