УДК 621.391.01

МЕТОДЫ СЛЕПОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

METHODS OF BLIND SIGNAL PROCESSING AND IT'S APLICATIONS IN TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS

О.В. Горячкин, заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники и связи Поволжской государственной академии телекоммуникаций и информатики, д.т.н.

Аннотация. В статье рассматриваются особенности постановки задач слепой обработки сигналов (СОС) в отличие от задач классической идентификации систем. Вводится классификация задач СОС по степени априорной неопределенности. Основное внимание уделяется условиям идентифицируемости каналов электросвязи. Обсуждаются возможности и некоторые области применения методов СОС в системах электросвязи.

Введение. Методы СОС предназначены для преодоления так называемой «слепой проблемы», возникающей в различных областях цифровой обработки сигналов, в том числе в современной радиотехнике и электросвязи. Качественно суть «слепой проблемы» – это задача восстановления неизвестных информационных сигналов, прошедших канал с неизвестными характеристиками на фоне шумов (см. Рис.1) [1,8].

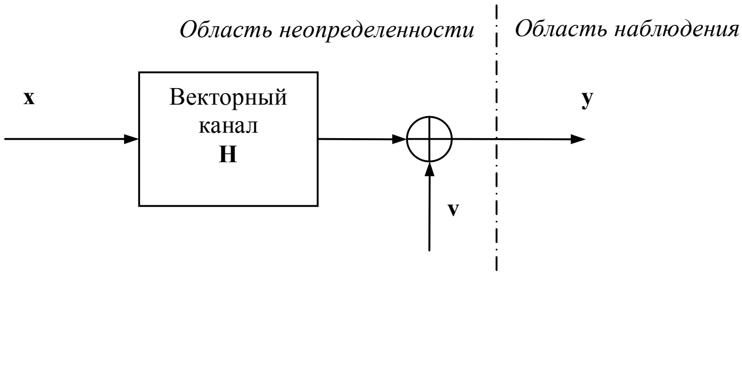

Рис.1

В общем случае непрерывная модель канала в системах электросвязи описывается выражением

$$\mathbf{y}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{H}(t,\tau)\mathbf{x}(\tau)d\tau + \mathbf{v}(t), \tag{1}$$

где $\mathbf{y}(t)$ - наблюдаемый векторный сигнал со значениями в $\mathbf{C}^m$, $\mathbf{H}(t,\tau)$ - $m \times n$ неизвестная матрица импульсных характеристик (ИХ) с элементами $\{h_{i,j}(\tau)\}$, $\mathbf{v}(t)$- аддитивная помеха (векторный случайный процесс со значениями в $\mathbf{C}^m$), $\mathbf{x}(\tau)$- неизвестный информационный сигнал со значениями в $\mathbf{C}^n$.

Задачи слепой обработки сигналов (СОС) можно разделить на две связанных проблемы, это:

1) задача слепой идентификации канала, т.е. задача оценки матрицы импульсных характеристик $\mathbf{H}(t,\tau)$ по наблюдаемому векторному сигналу $\mathbf{y}(t)$;

2) задача слепого выравнивания (или коррекции) канала, т.е. задача восстановления информационного сигнала $\mathbf{x}(\tau)$ по наблюдаемому векторному сигналу $\mathbf{y}(t)$, при неизвестной $\mathbf{H}(t,\tau)$.

С первого взгляда задачи СОС могут показаться неразрешимыми, однако это не так, если слепое оценивание канала опирается на использование структуры канала или некоторые, в том числе и статистические свойства его входных сигналов. С другой стороны может показаться, что задача слепой идентификации аналогична задачам классической статистической идентификации систем (ИС), т.е.

например задаче оценки параметров (линейной модели) случайного процесса. Отличие постановки задач СОС и задач классической ИС иллюстрирует Рис.2.

<table>
<tr><td></td><td colspan="3">Характер априорной информации о входных сигналах</td></tr>
<tr><td rowspan="3">Наличие априорной информации о входных сигналах</td><td></td><td>Детерминированное описание</td><td>Статистическое описание</td></tr>
<tr><td>Есть</td><td>ИС</td><td>ИС
+
СОС (II)</td></tr>
<tr><td>Нет</td><td>СОС (I)</td><td>СОС (III)</td></tr>
</table>

Рис.2

Одновременно на Рис.2 показана степень (класс) априорной неопределенности свойств входных сигналов, характерная для задач СОС в виде номера I,II,III.

Успешность решения задач СОС опирается на имеющиеся возможности и ограничения реальных систем, в основе которых понятие слепой идентифицируемости канала.

Идентифицируемость канала. Под идентифицируемостью канала вслепую понимается возможность восстановления импульсной характеристики системы $\mathbf{H}(t,\tau)$ с точностью до диагональной матрицы комплексных множителей только по выходным сигналам.

Рассмотрим актуальную для систем электросвязи задачу детерминированной слепой идентификации векторного канала (1) в частном случае, когда $n=1$, т.е. случай идентификации канала со скалярным входом и векторным выходом по одной реализации наблюдаемого сигнала (класс неопределенности I).

Пусть $\mathbf{y}^{(k)} = \left(y_0^{(k)},..., y_{N-1}^{(k)}\right)^{\mathrm{T}}$ - вектор отсчетов сигнала на выходе k-го подканала, тогда

$$\mathbf{y}^{(k)} = \mathbf{X}_H(L)\mathbf{h}^{(k)}, \tag{2}$$

где $\mathbf{h}^{(k)} = \left(h_0^{(k)},..., h_{L-1}^{(k)}\right)$, $\mathbf{X}_H(L)$ - ганкелева матрица, составленная из отсчетов информационного сигнала $\mathbf{x}(\tau)$, $L = \max\{L_1,..., L_M\}$, $h_1(z),..., h_M(z)$ - полиномы, составленные из компонент векторов $\mathbf{h}^{(k)}$. Условия идетифицируемости формулируются в виде следующей теоремы [3,4]:

Теорема 1. Для детерминированной идентифицируемости векторного канала необходимо и достаточно выполнения следующих условий:

1) полиномы $h_1(z),..., h_M(z)$ не должны иметь общих корней;

2) линейная сложность информационной последовательности должна быть больше $(2L-2)$;

3) длина информационной последовательности должна быть больше $(4L-3)$ или длина вектора данных больше $(3L-2)$.

Линейная сложность характеризует степень предсказуемости детерминированной последовательности ограниченной длины. Для того чтобы матрица $\mathbf{X}_H(2L-1)$ имела полный ранг по столбцам, линейная сложность информационной последовательности должна быть больше $(2L-2)$.

Условия статистической идентификации (класс неопределенности II) для случая, когда входная последовательность стационарна и число доступных отсчетов на выходе канала $N \to \infty$, можно сформулировать в следующем виде [1,4]:

Теорема 2. Для возможности статистической слепой идентификации векторного канала достаточно выполнения следующих условий:

1) полиномы $h_1(z),...,h_M(z)$ не должны иметь общих корней;

2) отсчеты информационной последовательности $\{x_i\}$, таковы, что $\mathbf{M}\{x_i\} = 0$, $\mathbf{M}\{x_i x_j^*\} = \sigma^2 \delta_{i,j}$.

Как для случая детерминированной, так и статистической идентификации векторного канала присутствует условие отсутствия общих корней у полиномов $h_1(z),...,h_M(z)$. Это означает, что для идентификации используются перекрестные связи каналов. Естественно, что избавиться от этого ограничения, можно только решив задачу идентификации скалярного канала. С другой стороны отсутствие возможности использовать перекрестные связи каналов существенно обедняет возможности слепой идентификации, особенно в задачах детерминированной идентификации.

Рассмотрим условия детерминированной идентификации скалярного канала (класс неопределенности I) [1,3,4].

Теорема 3. Для идентифицируемости детерминированного скалярного канала необходимо, чтобы линейная сложность информационной последовательности была больше $(2L-2)$.

Однако этого условия недостаточно для слепой идентифицируемости. Т.е. помимо условия на информационную последовательность мы должны наложить дополнительные ограничения на вектор канала и результат взаимодействия канала с информационной последовательностью.

Обычно отправным пунктом для обеспечения слепой идентифицируемости скалярного канала по одной реализации служит предположение о конечности алфавита информационных символов. Для этого случая известна следующая теорема [11].

Теорема 4. Если информационная последовательность принимает значения на множестве $\{\pm 1, \pm 3, ..., q-1\} \in Z$, то для идентифицируемости детерминированного скалярного канала достаточно, чтобы:

1) линейная сложность информационной последовательности была больше $(2L-2)$;

2) отсчеты канала $h_0, ..., h_{L-1}$ были линейно независимы на подмножестве целых чисел $\left\{0, \pm 1, \pm 2, ..., \pm 2(q-1)^{2L-1} L^{L/2} (t_0 - L + 1)^L\right\}$, t_0 - номер первого символа информационной последовательности, начиная с которого линейная сложность информационной последовательности больше L.

Статистическая идентификация предоставляет значительно более широкий диапазон возможностей для слепой оценки скалярного канала. В общем случае для стационарного гауссовского входа статистическая идентификация скалярного канала невозможна. Однако для негауссовских стационарных случайных последовательностей идентификация возможна по статистикам высоких порядков. В этом случае условие идентифицируемости можно сформулировать в виде.

Теорема 5. Для идентифицируемости скалярного канала достаточно, чтобы отсчеты стационарного информационного сигнала, при $\mathbf{M}\{x_i\} = 0$ и $\mathbf{M}\left\{x_i x_j^*\right\} = \sigma^2 \delta(i-j)$, описывались негауссовыми распределениями.

Аналогичное утверждение мы можем сформулировать для нестационарных по входу систем [1]:

Теорема 6. Для идентифицируемости скалярного канала достаточно, чтобы независимые отсчеты информационной последовательности, при $\mathbf{M}\{x_i\}=0$ имели нестационарную дисперсию $\mathbf{M}\left\{x_i x_i^*\right\}=\sigma_i^2$.

Очевидно, что теоремы №5 и №6 предполагают априорную неопределенность задачи типа II. Доказательства теорем №1-6 можно найти в [1]. Условия идентифицируемости скалярного канала в условиях априорной неопределенности класса III могут быть сформулированы в виде следующей теоремы [10]:

Теорема 7. Для статистической идентифицируемости скалярного канала достаточно, чтобы многообразие нулевой корреляции ([1,6,7]), порожденное отсчетами информационного сигнала, имело размерность ≥ 1.

Доказательство.

Положим, что входная последовательность имеет конечную длину и для обработки доступно некоторое множество реализаций, число которых достаточно для статистической идентификации. Тогда сигнал на выходе линейной стационарной системы можно записать в виде произведения полиномов положительной степени над полем комплексных чисел $C[z]$

$$y(z)=h(z)x(z)+v(z) \quad . \tag{3}$$

В этом выражении $y(z),h(z),x(z),v(z)\in C[z]$ - полиномы, соответствующие наблюдаемому дискретизированному сигналу, конечной дискретной ИХ канала, информационной последовательности на входе канала и отсчетам шума, соответственно. Покажем, что в этом случае для слепой идентификации возможно использование структуры многообразий нулевой корреляции наблюдаемого сигнала. Поскольку статистика шума обычно известна, то выражение для многообразия нулевой корреляции принятого сигнала, в соответствии с (3), можно записать в виде

$$\Xi^{y-v}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(0)=\Xi^{h}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(0)\cup\Xi^{x}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(0), \qquad (4)$$

где

$$\Xi^{h}{}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(0)=\left\{z\in C^r:(h(z_1))^{k_1}\ldots(h(z_r))^{k_r}\left(h^*(z_1)\right)^{m_1}\ldots\left(h^*(z_r)\right)^{m_r}=0\right\},$$

$$\Xi^{y-v}{}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(0)=\left\{\begin{array}{l} z\in C^r:K^{y}{}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(z_1,z_2,\ldots,z_r)- \\ -K^{v}{}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(z_1,z_2,\ldots,z_r)=0 \end{array}\right\},$$

$$K^{x}{}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(z_1,z_2,\ldots,z_r)=cum\left\{x(z_1)^{k_1}\ldots x(z_r)^{k_r}x^*(z_1)^{m_1}\ldots x^*(z_r)^{m_r}\right\}.$$

Поскольку полином от одной переменной в поле комплексных чисел всегда имеет полный набор корней, то многообразие $\Xi^{h}{}_{k_1,\ldots,k_r,m_1,\ldots,m_r}(0)$ нульмерно, т.е. состоит из конечного числа точек, соответствующих нулям полинома канала. Причем, это многообразие может быть факторизовано в объединение не более $(L-1)^{2r}$ простейших многообразий, описывающих точки в C^r, где L - длина ИХ канала. С другой стороны многообразие нулевой корреляции, порождаемое случайным полиномом информационной последовательности, также может быть факторизовано в объединение неприводимых многообразий или остается неприводимым. В целом свойство неприводимости многообразия не может являться определяющим фактором разделения параметров канала и информационной последовательности. Однако, фактором разделения может стать размерность многообразия. Если многообразие, порожденное полиномом канала всегда нульмерно, то многообразие нулевой корреляции, порожденное случайным информационным сигналом, имеет размерность ≥ 1. При этом нули канала и информационной последовательности могут быть отделены некоторой процедурой селекции многообразий по их размерности.

Простой анализ показывает, что в системах электросвязи часто выполняются условия идентифицируемости канала вслепую. Это векторная модель канала в системах с разнесенным приемом; негауссовость, и часто периодическая нестационарность, передаваемых сигналов в одноканальных системах передачи дискретных сообщений [1].

Приложения методов СОС в системах электросвязи. «Слепая проблема» часто возникает в задачах цифровой обработки сигналов и изображений [1,8].

В системах электросвязи, рассчитанных на высокоскоростную передачу дискретных сообщений, канал передачи часто приводит к временному и частотному рассеянию, замираниям сигналов. Это является следствием многолучевого распространения радиоволн на трассе передатчик – приемник, эффектов рефракции и дифракции широкополосных радиосигналов в тропосферных и ионосферных слоях, ограниченной полосы пропускания канала электросвязи.

В системах подвижной радиосвязи многолучевый характер распространения сигнала вызван, в основном, переотражениями радиоволн от различных сооружений, особенностей рельефа. Относительное движение абонентской и базовых станций в этих системах приводит к значительному доплеровскому рассеянию и как следствие к нестационарности ИХ канала связи.

В системах одночастотной (последовательной) передачи дискретных сообщений по каналам, характеризующимся возникновением эффекта межсимвольной интерференции, оценка ИХ канала путем тестирования испытательным импульсом – ключевая технология реализации современных системы связи. Можно отметить, что первая одночастотная система передачи цифровой информации по многолучевому радиоканалу в условиях межсимвольной интерференции (МСИ) с использованием периодической передачи между пакетами информационных символов испытательных импульсов – СИИП, была предложена профессором Д.Д. Кловским в 1958 г. Время (от 20% до 50%), затрачиваемое системой связи на тестирование канала,– все более привлекательный ресурс для модернизации стандартов одночастотных систем передачи, особенно в системах подвижной радиосвязи. Альтернативой тестированию канала в этих системах является использование методов СОС [9]. Подобные эффекты характерны и для подводных акустических каналов.

В системах цифровой транкинговой связи, использующих TDMA, системах удаленного радиодоступа, локальных офисных радиосетях каналы также характеризуются существенным временным рассеянием и замираниями [5].

Сходные проблемы возникают в спутниковых системах глобальной радионавигации, которые также могут рассматриваться как системы связи. Радиосигнал от пригоризонтных космических аппаратов приходит к наземному подвижному абоненту не только прямым путем, но и за счет зеркального отражения от земной поверхности. При этом погрешности измерения псевдодальностей, обусловленные многолучевостью, могут достигать в худшей ситуации 10 – 30% общей погрешности измерения.

Неопределенность в рассматриваемом контексте может возникать не только вследствие прохождения информационных сигналов систем передачи через неизвестный искажающий канал, но и в случаях неизвестной структуры и параметров тестовых сигналов, используемых в системах передачи. Подобная проблема возникает в задачах радиоразведки или радиоконтроля. При этом часто оказывается, что задача СОС в этих приложениях ставится в условиях неопределенности типа III.

Литература

1. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230с.

2. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Радио и связь. - 1982. - 304с.

3. Liu H., Xu G., Tong L., Kailath T. Recent Developments in Blind Channel Equalization: From Cyclostationarity to Subspaces // Signal Processing. – 1996. - vol.50. - P.82-99.

4. Abed-Meraim K., Hua W. Liu, Y. Blind System Identification // IEEE Proceeding. - 1997. - vol.85. - P.1308-1322.

5. Карташевский В.Г., Семенов С.Н., Фирстова Т.В. Сети подвижной связи. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001. – 299с.

6. Горячкин О.В. Многообразия постоянных парных корреляций и их применения в задаче слепой обработки широкополосных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2003. - №10. – С.72-76.

7. Горячкин О.В. Слепая обработка сигналов в системах связи на основе полиномиальных статистик // Электросвязь. – 2003. - №9. – С.30-33.

8. Горячкин О.В. Методы слепой идентификации и их приложения // Успехи современной радиоэлектроники. – 2004. - №3. – С.3-23.

9. Горячкин О.В. Слепая идентификация в радиотехнических системах передачи // Электросвязь. – 2004. - №6. – С.21-23.

10. Горячкин О.В. Полиномиальные статистики и их применение в задаче слепой идентификации радиотехнических систем. // Доклады академии наук РФ. - 2004. - Т.396. - №4. - С.477-479.

11. Gustafson F., Wahlberg B. Blind equalization by direct examination of the input sequences // IEEE Trans. on Communications. - 1995. – Vol. SP-43, - N 7. – P. 2213-2222.