

Поволжская государственная академия информатики, радиотехники и связи,
443010, г. Самара, ул. Л. Толстого 23, тел. (8462) 391143, E-mail: gor@mail.radiant.ru

Реферат. В докладе рассматриваются задача идентификации неизвестной передаточной функции радиоканала по принятому сигналу при неизвестном входном информационном сигнале. Предлагаемые алгоритмы идентификации используют статистики сигналов только 2-го порядка. Обсуждаются особенности применения алгоритмов при идентификации каналов радиолокационных и связных систем.

ВВЕДЕНИЕ

Дискретно-временная модель большинства радиотехнических систем радиолокации и связи может быть представлена в следующем виде:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k) \cdot x(n-k) + v(n) \quad (1)$$

В этом выражении $y(n)$ - дискретизированный сигнал в приемнике, $h(k)$ - дискретная импульсная характеристика канала, L - память (порядок) канала, $x(n)$ - информационная последовательность на входе канала, $v(n)$ - отсчеты белого гауссовского шума со спектральной плотностью N_0 .

Задача идентификации в данном случае означает оценку импульсной характеристики канала по семейству наблюдаемых реализаций $y(n)$, $n=0 \dots N+L-1$ образованных последовательностью информационных отсчетов $x(n)$, $n=0 \dots N$ передаваемых по каналу связи с использованием защитной паузы длины L .

С целью идентифицируемости канала по статистикам не более 2-го порядка рассматривается эквивалентная система, показанная на Рис.1 ([1]), где мы полагаем, что $p(n)$ - вещественная модулирующая последовательность, отсчеты $x(n)$, $y(n)$, $v(n)$ и $h(k)$ комплексные.

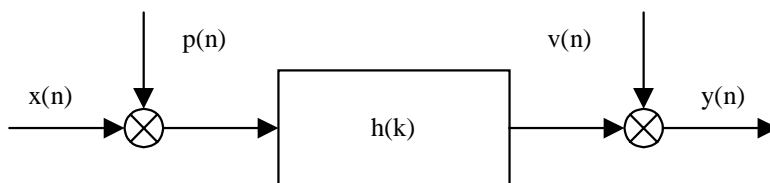


Рис. 1. Модель нестационарного канала.

Как было показано в [2] для идентификации канала с нестационарным входом необходимо решить алгебраическое уравнение (2) для спектральных моментов 2-го порядка.

$$\begin{aligned} \dot{F}_{yy}(m, n) &= \dot{H}(m) \cdot H^*(n) \cdot \dot{F}_{xx}(m-n) + \dot{F}_{vv}(m-n) \\ \dot{F}_{xx}(m) &= \sum_{k=0}^{N+L-1} p^2(k) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi km}{N+L}\right) \\ \dot{F}_{vv}(m) &= N_0 \cdot \delta(m) \end{aligned} \quad (2)$$

В этом выражении мы полагаем известными спектральные моменты информационной последовательности и шума, а спектральный момент последовательности отсчетов на выходе канала оценивается непосредственно по наблюдаемым реализациям $y(n)$ [2].

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Алгоритмы решения уравнения (2) относительно неизвестной передаточной функции канала можно получить из предположения, что уравнение (2) справедливо для оценки $\tilde{F}_{yy}(n, m)$. Тогда решение в аналитическом виде получим, положив в (2) $n=0$. В этом случае передаточная функция с точностью до постоянного множителя может быть найдена непосредственно по формуле (3) при соблюдении условия $|\dot{F}_{xx}(m)| \neq 0$.

$$\tilde{H}(m) = \frac{\tilde{F}_{yy}(m, 0) - N_0 \cdot \delta(m)}{|\dot{F}_{xx}(m)|^2} \cdot F_{xx}^*(m) \quad (3)$$

Алгоритм, не требующий априорного знания спектрального момента информационной последовательности и дающий оценку передаточной функции канала с точностью до комплексного множителя и линейного фазового набега можно получить, положив в (2) $n=m+1$.

$$\tilde{H}(m) = \sqrt{|\tilde{F}_{yy}(m, m) - N_0|} \cdot \exp \left(j \left(\sum_{i=0}^m \arg(\tilde{F}_{yy}(i, i+1)) \right) \right) \quad (4)$$

При использовании данных алгоритмов погрешность оценивания передаточной функции является следствием не только аддитивного шума, но и погрешностью оценки ковариационной матрицы выходной последовательности. Следующий алгоритм минимизирует ([2]) средний квадрат ошибки между аналитическим и выборочным решением уравнения (2) при условии нормировки энергии передаточной функции к единице и естественно при соблюдении условия $|\dot{F}_{xx}(m)| \neq 0$.

$$\tilde{H}(m) = \min_H \left(\sum_{m=0}^{N+L-1} \sum_{n=0}^{N+L-1} \left| \frac{\tilde{F}_{yy}(m, n) - N_0 \cdot \delta(m-n)}{|\dot{F}_{xx}(m-n)|^2} \cdot F_{xx}^*(m-n) - \tilde{H}(m) \cdot H^*(n) \right|^2 \right) \quad (5)$$

Известно, что решением в данном случае является собственный вектор эрмитовой матрицы, элементы которой соответствуют аналитическому решению, соответствующий максимальному собственному числу (см. [2]).

Погрешность оценки произвольной передаточной функции канала при использовании перечисленных алгоритмов для гауссова случая может быть оценена сверху как дисперсия оценки передаточной функции неискажающего канала [2].

$$D\{\tilde{H}(m)\tilde{H}^*(n)\} = \frac{1}{M} \cdot \left(1 + \frac{1}{TFR(m-n)^2} \right) \cdot \left(\frac{1}{(N+L)^2} + \frac{1}{SNR^2} \right) \quad (6)$$

В выражении (6) M – число реализаций, $TFR(m)$ – отношение $|F_{xx}(m)|/|F_{xx}(0)|$, SNR – отношение сигнал шум, определенное как $|F_{xx}(0)|/N_0$.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В соответствии с (2) и (6) погрешность оценки передаточной функции канала, помимо всего прочего, определяется видом модулирующей последовательности. Проведенное математическое моделирование алгоритмов (4) и (5) (Рис.3, Рис.4, Рис.5) иллюстрирует особенности применения этих алгоритмов для различных типов модулирующих последовательностей (Рис.2). На Рис.3 показана зависимость средней по времени нормированной мощности интерференционной помехи (приемлемый уровень – 0.01...0.03 достигается при $L \approx N$) для случая, когда нестационарная модуляция уже является следствием наличия защитной паузы, т.е. последовательности типа А. Последовательности типа А и В соответствуют в большей степени каналам связи, тип С – радиолокационным. Анализ этих данных показывает, что для последовательностей типа А и С предпочтительнее использование 2-х диагонального алгоритма (4), для последовательности В более эффективен алгоритм (5).

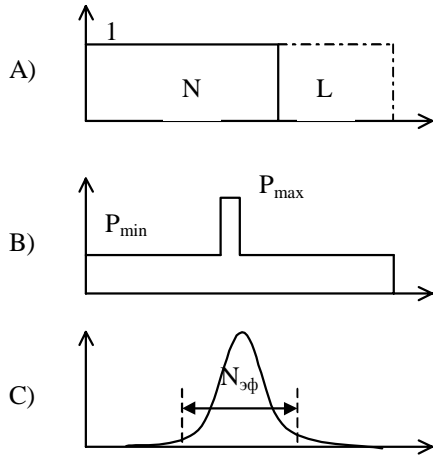


Рис.2. Виды модулирующих последовательностей.

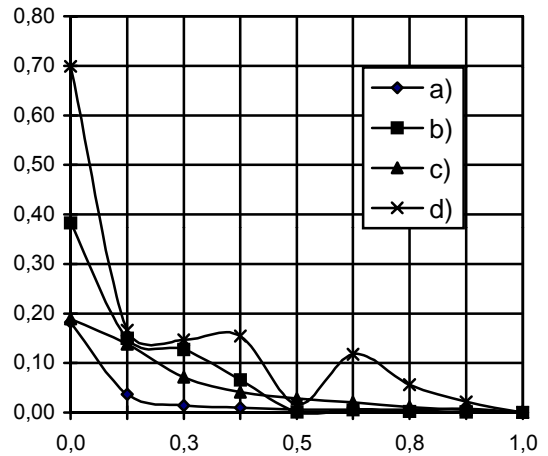


Рис.3. Средняя мощность интерференционной помехи при модуляции типа А, в зависимости от $L/(N+L)$, а) – алгоритм (4), $M=100$, б) – алгоритм (5), $M=100$, в) – алгоритм (4), $M=10$, д) – алгоритм (5), $M=10$.

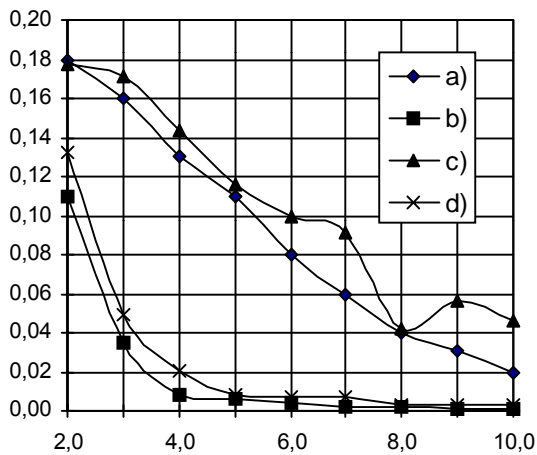


Рис.4. Средняя мощность интерференционной помехи при модуляции типа В, в зависимости от P_{max}/P_{min} , а) – алгоритм (4), $M=10$, б) – алгоритм (5), $M=10$, в) – алгоритм (4), $M=5$, д) – алгоритм (5), $M=5$.

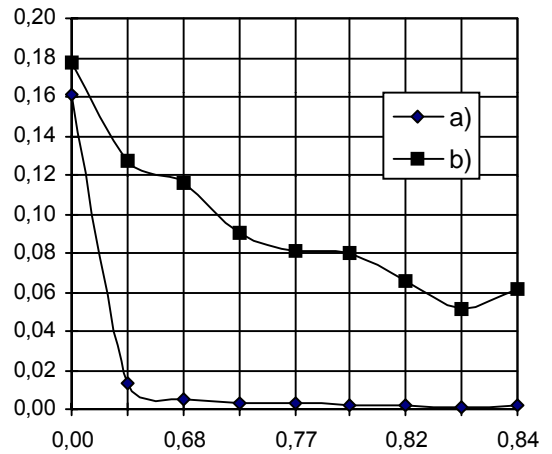


Рис.5. Средняя мощность интерференционной помехи при модуляции типа С, в зависимости от $L/(N+L)_{эф}$, а) – алгоритм (4), $M=100$, б) – алгоритм (5), $M=100$.

ЛИТЕРАТУРА

1. E. Serpedin and G.B. Giannakis, "Blind channel identification and equalization with modulation induced cyclostationarity," in Proc. CISS, Baltimore, MD, Mar. 1997, vol. II, pp. 792-797.
2. Goriachkin O.V., Klovsky D.D. Blind Channel Identification with Non-Stationary Input Processes // Proceedings of World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics (SCI'2001), July 22-25, 2001, Orlando, Florida, USA, Vol. XVIII, 386-388p.