

**СЛЕПАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ КАНАЛА В СИСТЕМАХ СВЯЗИ**

**О.В. Горячкин**, и.о. профессора Поволжской государственной академии телекоммуникаций и информатики, к.т.н.

**Аннотация.** В статье рассматриваются возможности и особенности использования слепой оценки канала в одночастотных цифровых системах связи. Проведенный анализ показывает, что если рассматривать слепую оценку как альтернативу оценке по испытательному импульсу, то последняя практически всегда выигрывает по скорости сходимости и помехоустойчивости, однако слепая оценка всегда выигрывает по скорости передачи. Для алгоритмов, использующих векторную модель канала, преобразования ненулевой корреляции, а также нестационарную модуляцию в ряде случаев выигрыш оценки по тестовому импульсу по достоверности может быть нивелирован или ликвидирован полностью.

**Общие сведения, модель канала.** Модель цифровой системы связи с учетом рассеяния в канале может быть представлена в виде выражения

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} s_k(\tau - nT, a_n) d\tau + v(t). \quad (1)$$

где  $y(t)$  - сигнал в приемнике,  $\{a_n\}$  - последовательность информационных символов алфавита  $A = \{a_1, \dots, a_k, \dots, a_M\}$ ,  $s_k(\tau, a_k)$  - канальный сигнал, соответствующий  $k$ -му символу,  $h(\tau, t)$  - импульсная характеристика (ИХ) канала связи,  $v(t)$  - аддитивная помеха,  $T$  - тактовый интервал.

В некоторых физических каналах, таких как ионосферные радиоканалы, тропосферные каналы в условиях сложного рельефа местности или городской застройки, каналы подвижной связи, радиоканалы внутри помещения, подводные акустические каналы, которые возникают в условиях меняющегося во времени многолучевого распространения передаваемого сигнала, могут быть описаны выражениями (1). Такие каналы характеризуются меняющейся во времени (нестационарной) импульсной характеристикой. Часто в качестве модели ионо-

сферных каналов и каналов подвижной сотовой радиосвязи используется частный случай модели (1), когда переменная во времени импульсная характеристика канала имеет вид

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^M c_k(t) \delta(\tau - \tau_k), \quad (2)$$

где  $\{c_k(t)\}$  определяет возможные меняющиеся во времени комплексные коэффициенты затухания для  $M$  путей распространения,  $\{\tau_k\}$  – соответствующие им времена задержки. Статистически, переменные во времени импульсная характеристика  $h(t, \tau)$  может быть описана в рамках модели комплексного гауссовского случайного процесса по переменной  $t$ . Модель канала (1) с учетом (2) приводит к амплитудным изменениям принимаемого сигнала, называемым замираниями. Статистическая модель данного явления описывается общей гауссовской моделью, согласно которой квадратурные компоненты в каждом луче являются комплексными гауссовскими случайными процессами [1]. Для описания каналов подвижной связи с релейскими замираниями широко используется хорошо согласующиеся с экспериментальными данными модель, предложенная в [2]. В соответствие с данным подходом реализации  $h(t, \tau)$  могут быть получены в виде

$$h(t, \tau) = \lim_{N \rightarrow 0} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N \exp(j(2\pi\Delta f_k t + \theta_k)) g(\tau - \tau_k), \quad (3)$$

где  $g(\tau)$  - сигнал на выходе согласованного с сигналом  $s_0(t)$  фильтра,  $\tau_k$  - задержка,  $\theta_k$  - начальная фаза и  $\Delta f_k$  - доплеровское смещение  $k$ -го луча. Задержки и доплеровские сдвиги в рамках данной модели генерируются как реализации непрерывных случайных величин, имеющих функции плотности вероятностей, пропорциональные функции рассеяния канала [2],  $F_h(\tau, \Delta f) \approx p(\tau, \Delta f) = p(\tau)p(\Delta f)$ , где:

$$p(\tau) = a \exp(-\tau), \quad 0 \leq \tau \leq \tau_{\max}, \quad (4)$$

$$p(\Delta f) = \frac{b}{\sqrt{1 - (\Delta f / \Delta f_{\max})^2}}, \quad |\Delta f| < \Delta f_{\max}, \quad (5)$$

$a, b$  - нормирующие константы, начальная фаза имеет равномерное распределение на интервале  $(-\pi, \pi)$ .

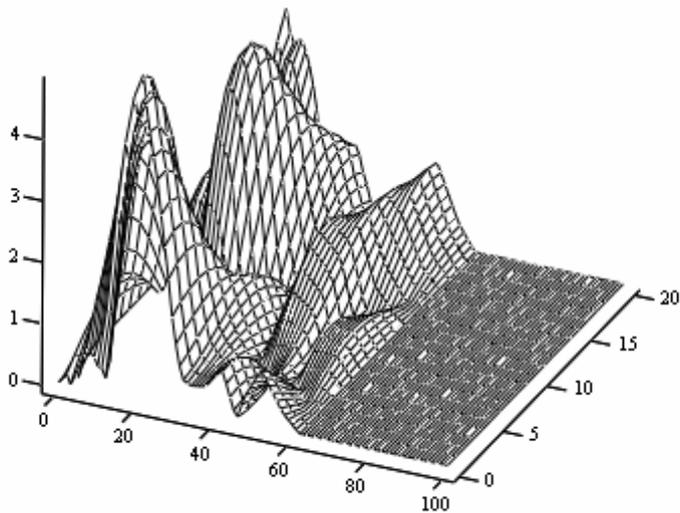


Рис.1.

В качестве примера, на Рис.1 показаны реализации импульсных характеристик канала мобильной связи по стандарту GSM, при скорости относительного перемещения мобильного телефона относительно базовой станции 120 км/ч, масштаб по оси  $\tau$  (на графике 0-100) -  $0.1T$ , по оси  $t$  (на графике 0-20) -  $150T$ . Временное рассеяние соответствует случаю центра города с высокой степенью застройки в соответствии с моделью распространения COST-207. Длина канала в этом случае  $L \approx 6$ , тактовый интервал  $T=3.7$  мкс, несущая частота - 950 МГц. Длина интервала когерентности при  $V = 12$  км/ч составляет 27027 тактов, при  $V = 60$  км/ч (Рис.5.2) составляет 5405 тактов, при  $V = 120$  км/ч (Рис.1) составляет 2702 тактов. Однако, если оценивать интервал постоянства (стационарности) импульсной характеристики канала по уровню относительной погрешности  $\gamma \leq 0.1$ , то соответствующие интервалы составляют 2000, 400 и 200 соответственно. Т.о. использование слепой идентификации в системах

мобильной связи GSM-900 означает фактически возможность оценки канала по одному информационному блоку, содержащему 142 информационных разряда и 6 «тихий» битов. В работе [3] представлены весьма оптимистические результаты моделирования работы алгоритма слепой идентификации, использующего статистики высокого порядка в этих условиях. В системах цифровой транкинговой связи использующих TDMA (например, наземная транкинговая связь по стандарту EDACS ProtoCALL, TETRA), системах удаленного радиодоступа, локальных офисных радиосетях каналы характеризуются весьма медленными замираниями (например, в соответствии со стандартом транкинговой связи IEEE 802.16  $\Delta f_{\max} \leq 1$  Гц) и одновременно могут сопровождаться существенным временным рассеянием. При этом создаются весьма благоприятные условия для использования алгоритмов статистической слепой идентификации канала для повышения эффективности данных систем.

**Характеристики некоторых алгоритмов слепой идентификации каналов связи.** Критичным параметром для слепой идентификации каналов с быстрыми замираниями является скорость сходимости алгоритма слепой идентификации. Поэтому в первую очередь наше внимание должно быть уделено тем свойствам сигналов, которые позволяют использовать методы детерминированной слепой идентификации. Эти возможности возникают в случае векторного канала или что эквивалентно разнесенного приема, где разнесение может осуществляться по пространству, поляризации, времени. В последнем случае векторный канал индуцируется избыточной дискретизацией (сверхдискретизацией) сигнала в приемнике.

Известно, что векторный канал идентифицируем, если полиномы подканалов не имеют общих нулей и выполняются ограничения на линейную сложность информационной последовательности [4,7]. В случае использования избыточной дискретизации необходимо выполнения дополнительного условия отсутствия у канала равномерно распределенных корней на окружности с шагом  $2\pi/m$ , где  $m$  - число подканалов [4]. При соблюдении этих условий мы можем использовать достаточно большую номенклатуру методов идентификации

ции векторного канала для слепой идентификации каналов связи характеризующихся быстрыми замираниями. Главным достоинством подобных подходов является возможность оценки по стационарным входным последовательностям, т.е. по любому участку принятого информационного сигнала, без пауз и специальных видов дополнительной модуляции [4,5,7].

На Рис.2. показаны результаты моделирования алгоритма слепой идентификации векторного канала построенного по методу взаимных отношений в полиномиальной интерпретации (алгоритм нулевого подпространства [6]). На Рис.2 и на всех последующих рисунках показана достоверность связи (по вертикали) в зависимости от отношения сигнал-шум (по горизонтали), в сравнении с оценкой по тестовому сигналу - «>» для различных видов цифровой модуляции. В данном случае: «o» -AM2; «x» -AM4; «+» - AM6; «\*» -AM8. Максимальная длина канала  $L = 6$ . Число отсчетов информационной последовательности 36.

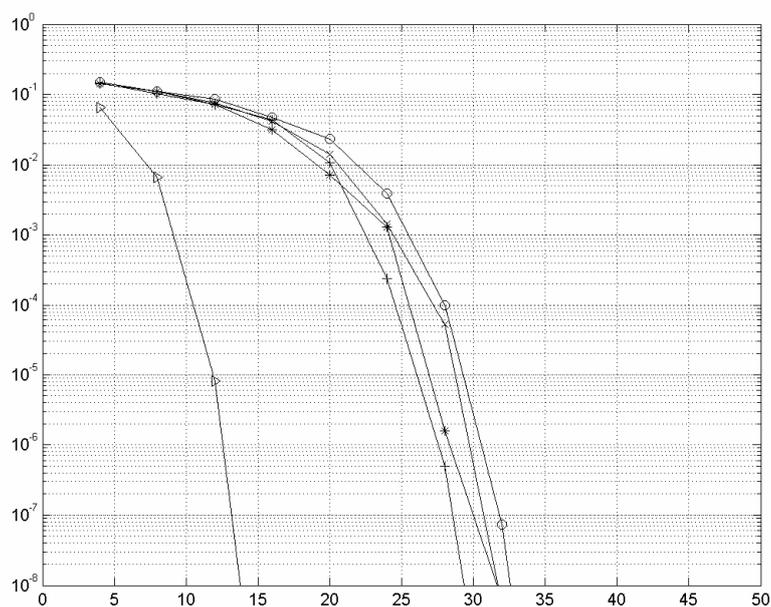


Рис.2.

Достоверность системы связи в зависимости от точности оценки импульсной характеристики канала -  $\gamma$  и отношения сигнал-шум -  $h$  оценивалась по формуле, полученной в [8] для верхней границы вероятности ошибки демодуляции, для больших отношений сигнал-шум

$$p \leq \exp\left(-\frac{1}{\gamma^2}\right) \frac{(1+h^2\gamma^2)}{4h^2\gamma^2}, \quad (6)$$

Характерной особенностью данной оценки является крайне незначительное число отсчетов информационной последовательности необходимых для получения заданной достоверности. Одновременно помехоустойчивость слепой оценки примерно на 10Дб хуже, чем оценки по тестовому сигналу.

Если полоса идентифицируемого канала ограничена полосой  $1/T$ , то условия идентифицируемости, упомянутые выше, не выполняются, и мы не можем использовать избыточную дискретизацию для индуцирования векторного канала. В этом случае для слепой оценки скалярного канала возможно использование алгоритмов статистической идентификации, основанных на нестационарности или негауссовости информационного сигнала.

Негауссовость информационных сигналов в системах связи весьма соблазнительный ресурс для построения алгоритма слепой идентификации, не требующего нестационарной структуры информационного сигнала. Характерной особенностью данного алгоритма является более высокая помехоустойчивость в сравнении с алгоритмом взаимных отношений и слабая зависимость достоверности от уровня аддитивного шума. Однако приемлемый уровень достоверности достигается при достаточно большом числе отсчетов ( $>3000$ ) наблюдаемого сигнала, используемых для оценки. Применительно к стандарту GSM-900 это означает обработку 20-ти и более информационных блоков для получения одной оценки канала, что конечно недостаточно в случае быстрых замираний, но может быть вполне достаточным для стационарных пунктов связи [7].

Часто при разработке систем связи, использующих временное разделение каналов, помимо специальных тестовых сигналов, при организации структуры информационного кадра информационные блоки разделяются специальными «защитными» паузами для организации работы эквалайзера («хвостовые биты»), выравнивания задержки в канале, вывода передатчика на заданный режим («защитный» интервал) [9]. Наличие таких интервалов позволяет использовать алгоритмы статистической слепой идентификации для нестационарного, или

точнее периодически-нестационарного по входу канала. Возможности слепой идентифицируемости системы по статистикам 2-го порядка для нестационарного входа обсуждались в [10]. Впервые на сохранение фазовой информации в системах связи с циклостационарным входом было указано в [11]. Если наличие пассивных пауз является естественной, или точнее вынужденной нестационарной модуляцией информационных сигналов, то в принципе подобную нестационарную модуляцию можно осуществить непосредственно поверх информационного сигнала. Подобный подход применительно к системам связи предложен в [12], для радиолокационных приложений в [13]. В отличие от подхода, основанного на сверхдискретизации, в данном случае, мы в принципе не имеем ограничений, сформулированных выше, поэтому нам не требуется наличия дополнительной полосы частот в канале. Выбор оптимального вида нестационарной модуляции зависит не только от инженерных соображений по ее реализации, конкретного алгоритма идентификации, но и от характеристик алгоритма демодуляции. Некоторым компромиссом в этом смысле среди вещественных последовательностей может быть модулирующая последовательность типа

$$g(k) = \begin{cases} A, & k = 0 \\ 1, & k \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

Если входной сигнал канала вещественен (например при ФМ2 или амплитудно-импульсной модуляции) то мы можем использовать комплексные модулирующие последовательности с постоянным модулем. В [14] предложена периодическая нестационарная модуляция с постоянным модулем при помощи двух комплексных экспонент вида  $\exp(j\omega k)$ , где  $\omega$  периодически меняет своё значение с  $\omega_1$  на  $\omega_2$  в течении передачи 1-го информационного блока. Для других случаев последовательностей с постоянным модулем, кажется, не имеется такой модулирующей последовательности, которая бы сохраняла одновременно и постоянную огибающую и индуцировала бы существенную нестационарность на входе канала.

Рассмотрим далее некоторые характеристики алгоритмов слепой идентификации по нестационарному входу в системах связи. В [7] обсуждались алгоритмы, область применения которых статистическая слепая идентификация в системах с финитными сигналами. Данный случай соответствует системам связи, где передаваемые информационные блоки разделены пассивной паузой. Конечно, применение данных алгоритмов сопровождается потерями в скорости передачи, однако, рассматривая эти алгоритмы в качестве альтернативы использованию тестовых сигналов, мы должны учесть, что частично паузы вызваны инженерными соображениями, а использование тестового импульса требует временного интервала как минимум в 2 раза большей длины. Поэтому для анализа эффективности подобных подходов целесообразно рассматривать процентное соотношение паузы и длины информационного блока, а также суммарное число отсчетов, необходимое для достижения заданной достоверности. Например, для системы GSM-900 с испытательным импульсом соотношение длины блока к паузе – 25%, а доступное для идентификации число отсчетов  $148+8=156$ .

Наибольшей скоростью сходимости среди этих алгоритмов обладают алгоритмы, основанные на факторизации аффинных многообразий нулевой корреляции [15]. На Рис.3. показаны результаты моделирования алгоритма, основанного на факторизации аффинных многообразий нулевой корреляции 2-го порядка, для модуляции: «+» - ФМ2; «o» -ФМ4; «\*» -ФМ8; «x» -ФМ16. Длина канала 3, длина блока данных 12, число блоков 20. Импульсная характеристика взята фиксированной  $\mathbf{h} = (1,1,1)$ . Число отсчетов в эксперименте - 300. Т.о. рассматривается пограничный случай эффективности слепой оценки, относительно оценки по тестовому сигналу. Из этих экспериментов, очевидно, что основным недостатком данного подхода является его крайне низкая помехоустойчивость. Кроме того, данный алгоритм чувствителен к увеличению длин блока данных и канала, однако этот недостаток не кажется принципиальным при достижении соотношения длины блока к паузе меньше, чем при использовании тестового сигнала. Несомненными достоинствами данного алгоритма являются

отсутствие требований к наличию априорной информации о статистике информационной последовательности, а также стремление погрешности оценки ИХ к нулю при фиксированной выборке.

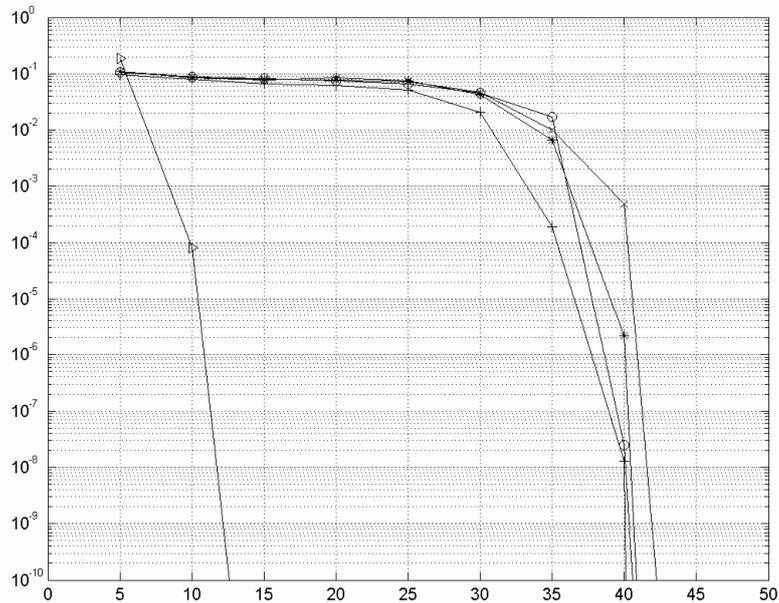


Рис.3.

Алгоритмами, потенциально имеющими практическое значение в системах связи, являются алгоритмы, основанные на многообразиях ненулевой корреляции [15]. Для работы этих алгоритмов также необходима пассивная пауза, однако их возможности более предпочтительны, чем у алгоритмов, использующих факторизацию многообразий нулевой корреляции. На Рис.4. показаны результаты моделирования алгоритма, основанного на аффинных многообразиях ненулевой корреляции 2-го порядка, для модуляции: «+» - ФМ2; «o» -ФМ4; «\*» -ФМ8; «x» -ФМ16. Длина канала 3, длина блока данных 12, число блоков 20. Мы можем заметить, что данный алгоритм даже превосходит достоверность системы с испытательным импульсом для относительно малых отношений сигнал шум (5-10Дб), свойственных, кстати, большинству радиоканалов. При этом, как и для большинства алгоритмов слепой идентификации, уровень достоверности слабо зависит от отношения сигнал шум, поскольку определяется числом реализаций. В целом характеристики алгоритма слабо зависят от длины

канала и длины информационного блока, что делает этот алгоритм потенциально привлекательным для использования в системах связи.

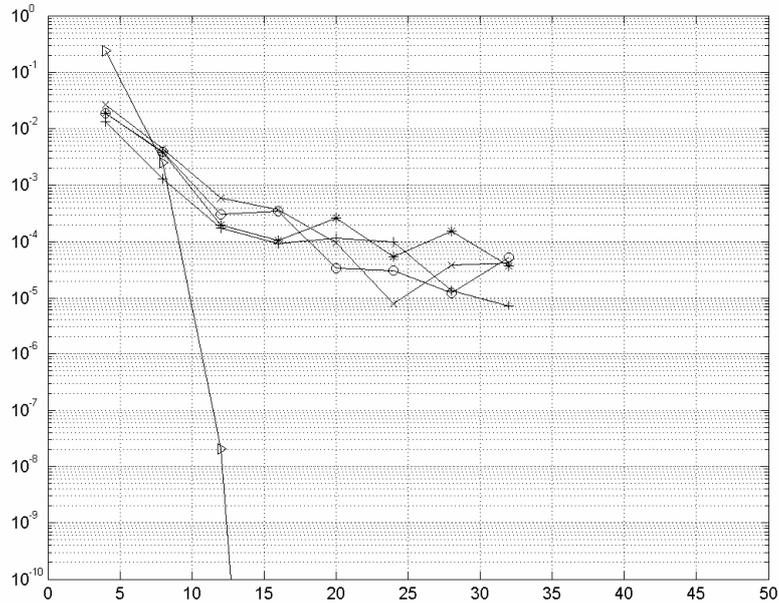


Рис.4.

Результаты применения алгоритма идентификации по полиномиальным статистикам 2-го порядка, рассмотренного в [16], показаны на Рис.5, для различной модуляции: «+» - ФМ2; «o» -АМ4; «\*» -АМ8. Длина канала 3, длина блока данных 200, модулирующая последовательность (7),  $A=16$ . Чтобы уравнивать шансы слепой оценки и оценки по тестовому сигналу, при моделировании амплитуда тестового импульса взята равной максимальному значению информационного сигнала с учетом нестационарной модуляции. Импульсная характеристика при моделировании задавалась генератором случайных чисел, имеющих гауссовское распределение. В данном случае не возникает потерь в скорости передачи, однако существенно возрастает пик-фактор сигнала.

**Выводы.** Слепая обработка сигналов достаточно перспективная технология выравнивания канала в последовательных системах связи в каналах с рассеянием. Проведенный анализ показывает, что если рассматривать слепую оценку как альтернативу оценке по испытательному импульсу, то последняя практически всегда выигрывает по скорости сходимости и помехоустойчивости, однако слепая оценка всегда выигрывает по скорости передачи. Для алго-

ритмов, использующих векторную модель канала, преобразования ненулевой корреляции, а также нестационарную модуляцию в ряде случаев выигрыш оценки по тестовому импульсу по достоверности может быть нивелирован или ликвидирован полностью. Ответ на вопрос: «использовать или нет слепую оценку канала в каждом конкретном случае?», требует от разработчика системы связи компромиссного решения.

### Литература

1. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Радио и связь. - 1982. - 304с.
2. Hoehner P. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channels // IEEE Trans. on Vehicular Technology. - vol. 41. – 1992. -P.461-468.
3. Boss D., Kammeyer K.-D. Blind GSM channel estimation // Proc. VTC-97, Phoenix, USA, 5-7 May, 1997. - vol.2. - P.1044-1048.
4. 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.
5. Abed-Meraim K., Hua W. Qiu, Y. Blind System Identification // IEEE Proceeding. - 1997. - vol.85. - P.1308-1322.
6. Горячкин О.В. Слепая обработка векторных сигналов в полиномиальной интерпретации // Известия Самарского научного центра РАН. – 2003. Т.5. - №1. С.105-114.
7. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230с.
8. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. – М.: Радио и связь, 1988. -264с.
9. Карташевский В.Г., Семенов С.Н., Фирстова Т.В. Сети подвижной связи. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001. – 299с.
10. Горячкин О.В. О возможности восстановления импульсной характеристики радиолокационного канала для некоторых моделей нестационарных полей // Сборник научных трудов «Информатика, радиотехника, связь». - Вып.1. - г.Самара. - 1996. - С.9-16.
11. Gardner W.A. A new method of channel identification // IEEE Trans. on Communications. - 1991. – Vol. 39, - N 6. – P. 813-817.
12. Serpedin E., Giannakis G.B. Blind channel identification and equalization with modulation induced cyclostationarity // Proc. CISS, Baltimore, MD, Mar. 1997. -vol.II. - P.792-797.

13. Горячкин О.В. Автоматическая фокусировка изображений в радиолокаторе с синтезированной апертурой // ТУЗС “Анализ сигналов и систем связи. – СПб. -1996. - №161. - С.128-134.
14. Serpedin E., Giannakis G.B. Blind Channel Identification and Equalization with Modulation-Induced Cyclostationarity // IEEE Transactions on Signal Processing. - vol.46. -1998. - №7.
15. Горячкин О.В. Многообразия постоянных парных корреляций и их применения в задаче слепой обработки широкополосных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2003. - №10. – С.72-76.
16. Горячкин О.В. Слепая обработка сигналов в системах связи на основе полиномиальных статистик // Электросвязь. – 2003. - №9. – С.30-33.

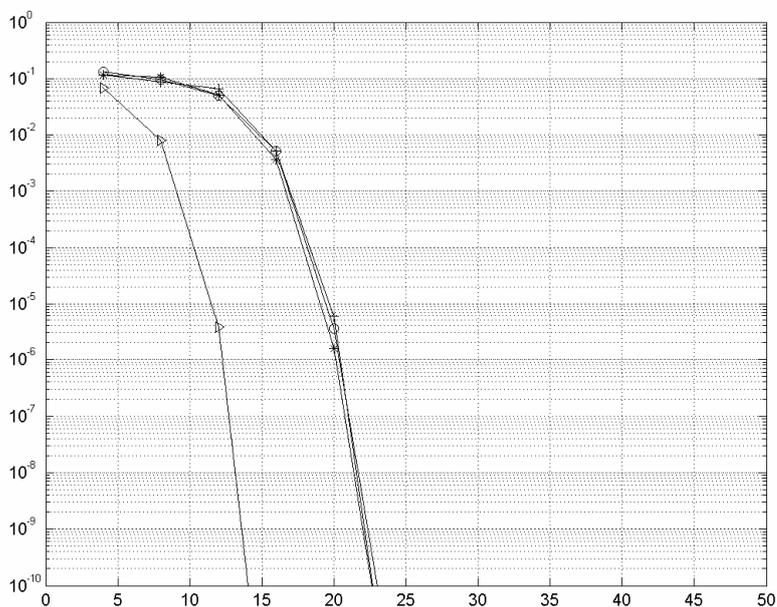


Рис.5.