

позволяющая вести интегрирование совмещенным разностно-характеристическим методом в естественной системе координат с произвольных начальных координат при течении в круговом секторе;

– расчетная и экспериментальная визуализация донных линий тока показывает, что угол скоса этой линии изменяется от нуля в прямолинейном потоке до предельного значения насыщения при повороте потока на криволинейном участке.

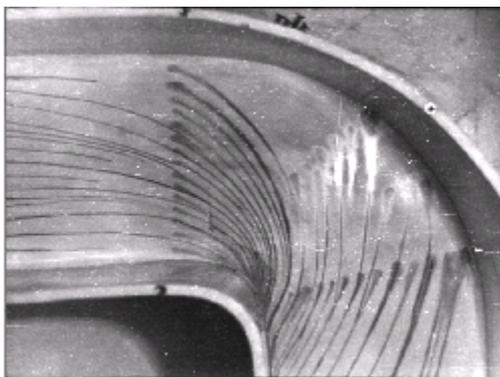


Рис. 5. Экспериментальная визуализация донных линий тока при течении в прямоугольном колене (скорость потока 18 м/с)

Библиографический список

1. Степанов, Г. Ю. Гидродинамика решеток турбомашин / Г. Ю. Степанов. М. : Физматгиз, 1962.
2. Шкарбуль, С. Н. Анализ пространственного пограничного слоя в центробежном колесе турбомашин / С. Н. Шкарбуль, В. С. Вольчук // Энергомашиностроение. 1977. № 1.
3. Кишкин, А. А. Уравнения импульсов трехмерного пограничного слоя / А. А. Кишкин, Д. В. Черненко, Е. В. Черненко // Изв. вузов. Сев.-Кавк. регион. Серия «Технические науки». Новочеркасск, 2007. № 4.
4. Камке, Э. Справочник по дифференциальным уравнениям в частных производных первого порядка / Э. Камке. М. : Наука, 1966.
5. Шлихтинг, Г. Теория пограничного слоя / Г. Шлихтинг. М. : Наука, 1969.

A. A. Kishkin, E. V. Chernenko, A. A. Zuev, V. S. Goroshko

BOTTOM FLOW LINES RESEARCH AT FLOW TURNING

A difference-characteristic integration method of parabolic quasi-linear differential equation system of impulses of three-dimensional boundary layer at flow on the circular sector is analyzed. A satisfactory fit of results of the computational and the experimental visualization of bottom flow lines is registered.

Keywords: three-dimensional boundary layer; equations of impulses, differential relation, visualization of bottom flow lines.

© Кишкин А. А., Черненко Е. В., Зув А. А., Горошко В. С., 2009

УДК 681.332.53/519.676

Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ИНВАРИАНТНЫМ МЕТОДОМ С ПОСЛЕДУЮЩЕЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКОЙ

Синтезирована инвариантная система обработки информации на основе квадратичной нелинейной обработки. При расчете параметров такой системы принято допущение, что отсчеты поднесущей зашумлены аддитивной помехой и некоррелированы между собой. Проведено сравнение количественных оценок работы данной системы с количественными показателями классической системы с амплитудной модуляцией и характеристиками инвариантной системы на основе расширенного синхронного детектирования.

Ключевые слова: помехоустойчивость, инвариант, вероятность попарного перехода, отношение сигнал/шум.

В работах [1–5] исследовались инвариантные системы передачи информации, которые имеют различные вероятности попарного перехода. Такие системы

имеют существенно лучшие характеристики по сравнению с классическими системами амплитудной модуляции при комплексном воздействии помех. Выиг-

рыш в помехоустойчивости инвариантных систем объясняется тем, что модулирующий параметр вложен в отношении энергий информационного и обучающего сигналов.

Однако следует отметить, что поиски построения подобных инвариантных систем не прекращаются. Данная статья посвящена дальнейшему исследованию характеристик инвариантной системы при использовании квадратичного детектирования, которое является нелинейной обработкой сигналов.

Постановка задачи. Имеется канал связи, ограниченный частотами f_n и f_b . Временную динамику каналов с переменными параметрами можно условно разбить на интервалы стационарности, а затем рассматривать прием информационного и обучающего сигналов в пределах выделенных интервалов стационарности. Внутри этих интервалов действие мультипликативной помехи описывается постоянством коэффициента передачи $k(t)$ на определенной частоте. Алгоритм приема зависит от несущей частоты, задаваемой как средняя частота канала, амплитуда которой промодулирована поднесущей.

Каждый передаваемый блок будет содержать информационную часть и последовательность обучающих сигналов $S_{об}$. При этом количество элементов информационной последовательности, отнесенное к количеству элементов обучающей последовательности, будет

$$N_{инф} : N_{об} = \frac{2}{3} : \frac{1}{3}.$$

Из-за изменения параметров канала связи на информационные и обучающие сигналы воздействует аддитивная помеха.

Решение поставленной задачи. На приемной стороне обучающие сигналы усредняются и используются для демодуляции информационной части блока и уменьшения влияния аддитивных шумов канала связи.

Приемная часть инвариантной относительной амплитудной модуляции содержит синхронный детектор, состоящий из умножителя, ФАПЧ и ФНЧ, и спецвычислитель (рис. 1).

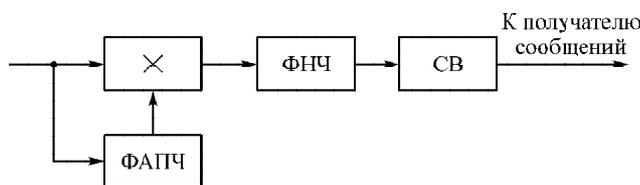


Рис. 1. Структурная схема инвариантной системы передачи информации: \times – умножитель; ФАПЧ – устройство фазовой автоподстройки частоты; ФНЧ – фильтр нижних частот; СВ – спецвычислитель

В силу того что мультипликативная помеха одинаково воздействует на обе части каждого передаваемого блока, алгоритм демодуляции сигналов приема, с учетом выбранного способа обработки сигналов, будет заключаться в вычислении оценки инварианта.

Поскольку в вычислении оценки инварианта используется нелинейный квадратичный алгоритм, то справедливо следующее соотношение:

$$INV^{*2} = \frac{\sum_{i=1}^N (k \cdot INV_i \cdot S(i) + \xi(i))^2}{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N (k \cdot S_{об} \cdot S(j) + \eta(m, j))^2} \times \times S_{об}^2 = \frac{A}{B}. \quad (1)$$

В числителе выражения (1) представлена сумма N квадратов мгновенных отсчетов сигнала информационной посылки. Информационный сигнал образован поднесущей вида

$$S(i) = A \sin(2\pi f_n \cdot \Delta t \cdot i),$$

где A – амплитуда; f_n – частота колебаний поднесущей; Δt – интервал дискретизации, и может быть представлен в виде

$$C(i) = k \cdot INV_i \cdot S(i) + \xi(i),$$

где $k \cdot INV_i \cdot S(i)$ – мгновенный отсчет сигнала информационной части блока, поступающего из канала; (i) – отсчеты аддитивной помехи, распределенные по нормальному закону; k – коэффициент передачи канала связи на интервале стационарности.

В знаменателе выражения (1) представлена сумма N квадратов мгновенных отсчетов сигнала обучающей посылки, образованного поднесущей

$$G(m) = k \cdot S_{об} \cdot S(i) + \eta(m, j),$$

где $\eta(m, j)$ – помеха в m -й реализации обучающего сигнала, распределенная по нормальному закону; $k \cdot S_{об} \cdot S(i)$ – мгновенный отсчет сигнала обучающей части блока, поступающего из канала; L – количество накоплений $G(m)$.

Без ограничения общности полагаем, что $S_{об} = 1$. Если $S_{об} \neq 1$, то все исходные параметры, а именно: INV_i и σ_ξ (среднеквадратическое отклонение помехи $\xi(i)$, $\eta(m, j)$), можно масштабировать на величину $S_{об}$.

Воспользуемся известным подходом к оценке вероятности попарного перехода, описанным формулой полной вероятности [6]:

$$P_{пер} = P_1 \int_0^{z_p^2} W_i(z) dz + P_i \int_{z_p^2}^{\infty} W_i(z) dz, \quad (2)$$

где $P_{пер}$ – вероятность перехода INV_i^2 в INV_i^2 и наоборот; P_1 – вероятность появления INV_i^2 ; P_i – вероятность появления INV_i^2 ; первый интеграл – вероятность появления INV_i^2 , когда послан INV_i^2 ; второй интеграл – вероятность появления INV_i^2 , когда послан INV_i^2 ; z_p^2 – пороговое значение, необходимое для вычисления $P_{пер}$. При известных P_1 и P_i оно определяется с помощью наилучшей байесовской оценки путем минимизации $P_{пер}$ по z_p^2 ; при неизвестных P_1 и P_i $P_1 = P_i = 0,5$. Анализ формулы (2) показывает, что для вычисления $P_{пер}$ необходимо знать аналитические выражения $W_i(z)$ и $\tilde{W}_i(z)$ плотности вероятности оценки инварианта.

При нелинейной обработке и вычислении величин инвариантов появляется смещение. Это смещение обусловлено тем, что в формуле (2) величины $W_i(z)$ и $\tilde{W}_i(z)$ вычисляются для квадратов инвариантов (смещенные квадраты инвариантов в экспликации к формуле (2) обозначены INV_i^2 и INV_i^2). Пороговое значение z_p в выражении (2) также возведено в квадрат.

На основании выражения (1) вычислим математические ожидания и дисперсии случайных величин A и B [7]:

– математическое ожидание числителя

$$m_A = \sum_{i=1}^N (k^2 \text{INV}_i^2 S(i)^2 + \sigma^2); \quad (3)$$

– математическое ожидание знаменателя

$$m_B = \sum_{i=1}^N (k^2 S(i)^2 + \sigma^2); \quad (4)$$

– дисперсия числителя

$$\begin{aligned} D_A &= \sum_{i=1}^N D(k \text{INV}_i S(i) + \xi(i))^2 = \\ &= \sum_{i=1}^N \left(E(k \text{INV}_i S(i) + \xi(i))^4 - \right. \\ &\quad \left. - (E(k \text{INV}_i S(i) + \xi(i))^2)^2 \right) = \\ &= \sum_{i=1}^N \left(k^4 \text{INV}_i^4 S(i)^4 + 6k^2 \text{INV}_i^2 S(i)^2 \sigma^2 + \right. \\ &\quad \left. + 3\sigma^4 - (k^2 \text{INV}_i^2 S(i)^2 + \sigma^2)^2 \right) = \\ &= \sum_{i=1}^N (4k^2 \text{INV}_i^2 S(i)^2 \sigma^2 + 2\sigma^4) = \\ &= 4k^2 \text{INV}_i^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S(i)^2 + 2N\sigma^4; \end{aligned} \quad (5)$$

– дисперсия знаменателя

$$D_B = \frac{1}{L} \left(4k^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S(i)^2 + 2N\sigma^4 \right). \quad (6)$$

Расчет частного двух случайных величин производится по формуле [7]:

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi\sigma_A\sigma_B} e^{-\frac{(zx-m_A)^2}{2\sigma_A^2}} e^{-\frac{(x-m_B)^2}{2\sigma_B^2}} |x| dx, \quad (7)$$

где σ_A и σ_B определяются выражениями (5) и (6), m_A и m_B – выражениями (3) и (4).

Следует отметить, что в формуле (2) при расчете $W_1(z)$ используется INV_1 , а при расчете $W_i(z)$ – INV_i . Значение вероятности попарного перехода $P_{\text{пер}}$ находится методом численного интегрирования. Число накоплений с усреднениями равно 40.

Полученные данные ограничены первыми шестью парами сравниваемых инвариантов, когда $\text{INV}_1 = 1, \text{INV}_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$.

Вероятность попарного перехода вычисляется при значениях отношения сигнал/шум h , которое находится по формуле, определяемой отношением мощности сигнала к мощности шума:

$$h^2 = \frac{k^2 \text{INV}_i^2 a}{N\sigma_{\xi}^2}.$$

Пороговые значения z^2 вычисляются минимизацией $P_{\text{пер}}$ в формуле (2). Для $k=1$ и $\text{INV}_1 = 1, \text{INV}_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ $z_p^2 = 1,445; 1,980; 2,405; 3,055; 3,737; 4,199$. Для $k=0,7$ и $\text{INV}_1 = 1; \text{INV}_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ $z_p^2 = 1,379; 1,605; 2,048; 2,262; 2,784; 3,262$.

Особенностью любой инвариантной системы, основанной на принципе инвариантной относительной амплитудной модуляции, является то, что по каналу передаются амплитудно-модулированные сигналы, образованные INV_i и $S_{\text{об}}$. Передача этих сигналов обеспечивается на

основе классических алгоритмов обработки информации и имеет невысокую помехоустойчивость, и только после обработки этих сигналов в соответствии с алгоритмом частного по выражению (1), будет получена оценка инварианта, по сути являющаяся числом, а не сигналом. Отметим, что вероятность попарного перехода в инвариантной системе определяется величинами $10^{-1} \dots 10^{-18}$, в то время как вероятность ошибочного приема единичного символа при тех же значениях сигнал/шум в классических системах лежит в пределах $10^{-1} \dots 10^{-5}$ (рис. 2, 3).

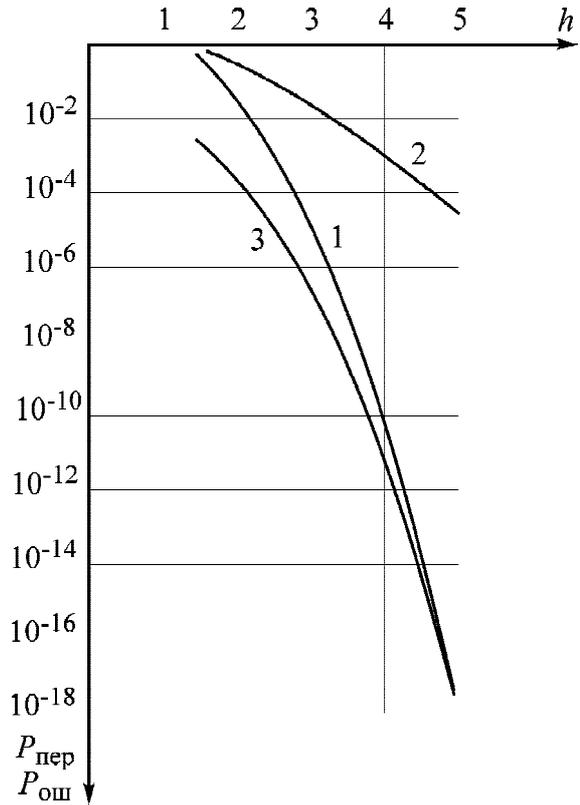


Рис. 2. Помехоустойчивость инвариантной системы при отсутствии мультипликативной помехи и $\text{INV}_1 = 1, \text{INV}_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$:

кривая 1 – вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и нелинейной обработке отсчетов сигнала; кривая 2 – вероятность ошибки классической амплитудной модуляции (аналог вероятности попарного перехода [6]); кривая 3 – вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и использовании расширенного синхронного детектора

Проведенный анализ показал, что инвариантная система передачи информации при наличии аддитивной помехи с некоррелированными отсчетами обладает высокой помехоустойчивостью. В частности, вероятность ошибки классического алгоритма с амплитудной модуляцией как минимум на два порядка больше вероятности попарного перехода в инвариантной системе.

Хотелось бы подчеркнуть, что система с квадратичной нелинейной обработкой существенно проще в реализации по сравнению с инвариантными системами, разработанными авторами ранее [1–5]. Упрощение состоит в том, что представленный выше алгоритм не требует

расширенного синхронного детектирования. Поэтому данную систему можно использовать в телекоммуникации, телеуправлении и других областях, предъявляющих высокие требования к помехоустойчивости.

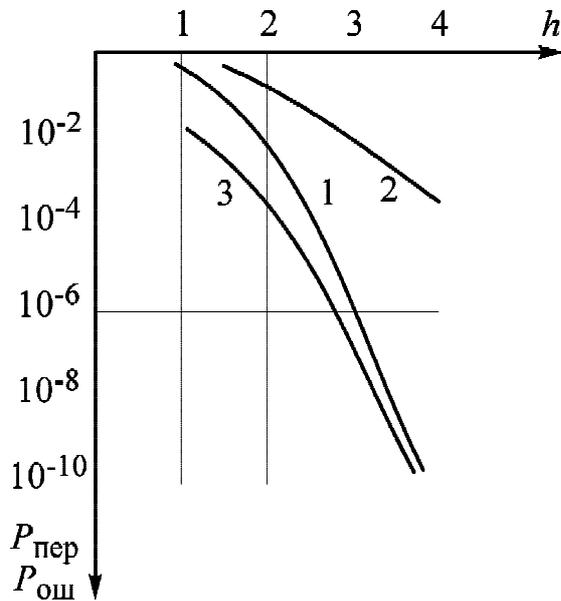


Рис. 3. Помехоустойчивость инвариантной системы при наличии мультипликативной помехи и $k = 0,7$, $INV_1 = 1$, $INV_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ (обозначения кривых см. в подрисуночной подписи к рис. 2)

Библиографический список

1. Алгазин, Е. И. Оценка помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации при некогерентном приеме / Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин // Вестник СибГАУ. 2008. Вып. 2 (19). С. 38–41.
2. Алгазин, Е. И. Сравнительный анализ способов повышения помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации / Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2008): материалы IX Международного конф., 24–26 сент. 2008 г. Новосибирск, 2008. С. 17–19.
3. Алгазин, Е. И. Помехоустойчивость инвариантной относительной амплитудной модуляции / Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин // Там же. С. 20–23.
4. Алгазин, Е. И. Инвариантная система обработки информации при некогерентном приеме и ее количественные характеристики / Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин // Там же. С. 13–16.
5. Инвариантный метод анализа телекоммуникационных систем передачи информации: монография / В. Б. Малинкин, Е. И. Алгазин, Д. Н. Левин, В. Н. Попантопуло. Красноярск, 2006.
6. Теплов, Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н. Л. Теплов. М.: Связь, 1964.
7. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1989.

Е. И. Algazin, А. Р. Kovalevsky, V. B. Malinkin

SIGNALS TRANSMISSION BY INVARIANT METHOD WITH THE SUBSEQUENT NON-LINEAR PROCESSING

The invariant system of the information processing based on square-law characterized non-linear processing has been synthesized.

Calculating the parameters of such kind system it is assumed that the readings of the sub-carrier are interfered with the additive noise and non-correlated with each other.

The quantitative estimation of the operation of such kind system is compared with the quantitative indicators of the classical system with the amplitude modulation and with the characteristics of the invariant system based on extended synchronous detection.

Keywords: noise immunity, invariant, probability of pair wise transition, signal/noise relation.

© Алгазин Е. И., Ковалевский А. П., Малинкин В. Б., 2009