

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

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ИНВАРИАНТНЫМ МЕТОДОМ С ПОСЛЕДУЮЩЕЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКОЙ ПРИ НАЛИЧИИ СЛАБОЙ КОРРЕЛЯЦИИ

Синтезирована инвариантная система обработки информации на основе квадратичной нелинейной обработки. При расчете параметров такой системы принято допущение, что отсчеты поднесущей зашумлены аддитивной помехой и слабо коррелированы между собой. Произведено сравнение количественных оценок работы такой системы с количественными показателями классической системы с амплитудной модуляцией и с 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. Указанные инвариантные системы имеют существенно лучшие характеристики по сравнению с классическими системами амплитудной модуляции при комплексном воздействии помех.

Выигрыш в помехоустойчивости объясняется тем, что модулирующий параметр вложен в отношение энергий информационного и обучающего сигналов.

Однако следует отметить, что поиски построения подобных инвариантных систем не прекращаются. Данная работа 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, где действие мультипликативной помехи описывается постоянством коэффициента передачи $k(t)$ на определенной частоте. Алгоритм приема определяется несущей частотой, 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, равно

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

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 для уменьшения влияния аддитивных шумов канала связи.

Структура приемной части инвариантной относительно амплитудной модуляции (рис. 1) содержит синхронный детектор (умножитель, ФАПЧ и ФНЧ) и 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.

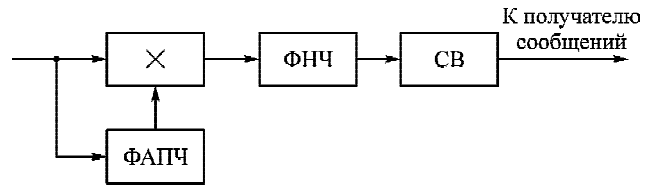


Рис. 1. Структурная схема инвариантной системы передачи информации: ФАПЧ – устройство фазовой автоподстройки частоты; ФНЧ – фильтр нижних частот; СВ – спецвычислитель

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

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

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 представляет собой выражение

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

где $k \cdot INV_l \cdot S(i)$ – мгновенный отсчет сигнала информационной части блока, поступающего из канала; $\xi(i)$ – 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_l и σ_ξ (среднеквадратическое отклонение помехи $\xi(i)$, $\eta(m, j)$) можно масштабировать на величину $S_{об}$.

Тогда формула (1) с учетом введенных ограничений переписывается в виде

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

где переменные описаны выше.

Будем полагать, что случайные величины $\xi(i)$ и $\eta(m, j)$ одинаково распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_ξ^2 . Кроме того, предполагается, что в каждом блоке зависимы только соседние случайные величины. Тогда

$$\begin{aligned} \text{corr}(\xi(i), \xi(i-1)) &= \\ &= \text{corr}(\eta(m, j), \eta(m, j-1)) = R, \end{aligned}$$

где R – коэффициент корреляции.

Все остальные случайные величины, входящие в каждый принимаемый блок, будут независимыми. Для реализации этой модели необходимо, чтобы $|R| \leq 1/\sqrt{2}$.

Воспользуемся известным подходом оценки вероятности попарного перехода, описанным формулой средней вероятности [6]

$$P_{\text{пер}} = P_1 \int_0^{z_p^2} W_1(z) dz + P_i \int_{z_p^2}^{\infty} W_1(z) dz, \quad (3)$$

где $P_{\text{пер}}$ – вероятность перехода INV_1^2 в INV_i^2 и наоборот; P_1 – вероятность появления INV_1^2 ; P_i – вероятность появления INV_i^2 ; первый интеграл – вероятность появления INV_1^2 , когда послан INV_1^2 ; второй интеграл – вероятность появления INV_1^2 , когда послан INV_i^2 ; z_p^2 – пороговое значение, необходимое для вычисления $P_{\text{пер}}$; при известных P_1 и P_i оно определяется с помощью наилучшей байесовской оценки путем минимизации $P_{\text{пер}}$ по z_p^2 .

При неизвестных P_1 и P_i выбираем $P_1 = P_i = 0,5$.

Из анализа (3) видно, что для вычисления $P_{\text{пер}}$ необходимо знать аналитические выражения $W_1(z)$ и $\tilde{W}_1(z)$ плотности вероятности оценки инварианта.

При нелинейной обработке и вычислении величин инвариантов появляется смещение. Это смещение обусловлено тем, что в формуле (3) величины $W_1(z)$, $\tilde{W}_1(z)$ вычисляются для квадратов инвариантов. Пороговое значение z_p в выражении (3) также возведено в квадрат. Смещенные квадраты инвариантов в формуле (3) обозначены INV_1^2 и INV_i^2 .

На основании выражения (2) вычислим математические ожидания и дисперсии случайных величин A и B . Математическое ожидание числителя будет определяться формулой [7]:

$$m_A = \sum_{i=1}^N (k^2 \text{INV}_i^2 S(i)^2 + \sigma^2). \quad (4)$$

Математическое ожидание знаменателя определится по формуле [7]

$$m_B = \sum_{i=1}^N (k^2 S(i)^2 + \sigma^2). \quad (5)$$

Дисперсия числителя определится как [7]

$$\begin{aligned} D_A &= 4k^2 \text{INV}_i^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S^2(i) + 2N\sigma^4 + \\ &+ 8 \sum_{i=1}^{N-1} k^2 \text{INV}_i^2 S(i)S(i+1)\sigma^2 R + 4(N-1)R^2\sigma^2. \end{aligned} \quad (6)$$

Дисперсия знаменателя определится по формуле [7]

$$\begin{aligned} D_B &= \frac{1}{L} (4k^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S^2(i) + 8k^2 \sigma^2 R \times \\ &\times \sum_{i=1}^{N-1} S(i)S(i+1) + 2N\sigma^4 + 4(N-1)R^2\sigma^4). \end{aligned} \quad (7)$$

Расчет частного двух случайных величин производится по формуле [7]

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi\sigma_A\sigma_B} e^{-\frac{(z-m_A)^2}{2\sigma_A^2}} e^{-\frac{(x-m_B)^2}{2\sigma_B^2}} |x| dx, \quad (8)$$

где σ_A и σ_B определяются выражениями (6) и (7); m_A и m_B определяются выражениями (4) и (5).

Следует отметить, что в формуле (3) при расчете $W_1(z)$ используется INV_1 , а при расчете $\tilde{W}_1(z)$ – INV_i . Значение вероятности попарного перехода $P_{\text{пер}}$ находилось 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 вычислялась при значениях h – отношения сигнал/шум, которое находилось 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_p^2 отыскивались минимизацией $P_{\text{пер}}$ в формуле (3). Для $k=1$, $R=0,7$ и $\text{INV}_1 = 1$; $\text{INV}_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ вычисления дают $z_p^2 = 1,521; 2,047; 2,513; 3,406; 4,117; 4,595$. Для $k=0,7$, $R=0,7$ и $\text{INV}_1 = 1$; $\text{INV}_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ вычисления дают $z_p^2 = 1,341; 1,689; 2,117; 2,617; 2,970; 3,401$.

Особенностью любой инвариантной системы, основанной на принципе инвариантной относительной амплитудной модуляции, является то, что по каналу передаются амплитудно-модулированные сигналы, образованные INV_1 и $\text{S}_{\text{об}}$.

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 (2), получаем оценку инварианта, по сути являющуюся числом, а не сигналом.

Кривая 2 (рис. 2, 3) соответствует вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ в классических системах, являющейся аналогом вероятности попарного перехода и рассчитывающейся по известным формулам [6].

Таким образом, вероятность попарного перехода в инвариантной системе определяется величинами ($10^{-1} \dots 10^{-18}$). При тех же значениях сигнал/шум вероятность ошибочного приема единичного символа в классических системах лежит в пределах ($10^{-1} \dots 10^{-5}$).

Проведенный анализ показывает, что инвариантная система передачи информации при наличии аддитивной помехи с некоррелированными отсчетами обладает высокой помехоустойчивостью. 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 в разработанном выше алгоритме не требуется расширенного синхронного детектирования, поэтому данную систему можно использовать в телекоммуникационных системах, системах телеуправления и других системах, предъявляющих высокие требования к помехоустойчивости.

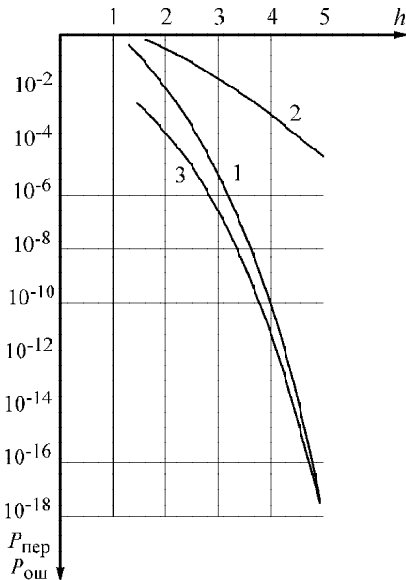


Рис. 2. Помехоустойчивость инвариантной системы при отсутствии мультипликативной помехи и $INV_1 = 1$; $INV_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$: кривая 1 – вероятность попарного перехода при слабой коррелированности отсчетов шума и нелинейной обработке отсчетов сигнала; кривая 2 – вероятность ошибки классической АМ; кривая 3 – вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и использовании расширенного синхронного детектора

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. Красноярск, 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 // Материалы IX Междунар. конф. «Актуал. пробл. электрон. приборостроения» (АПЭП-2008). Новосибирск, 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 // Материалы IX Междунар. конф. «Актуал. пробл. электрон. приборостроения» (АПЭП-2008). Новосибирск, 24–26 сент. 2008 г. Новосибирск, 2008. 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 // Материалы IX Междунар. конф. «Актуал. пробл. электрон. приборостроения» (АПЭП-2008). Новосибирск, 24–26 сент. 2008 г. Новосибирск, 2008. С. 13–16.

5. Малинкин, В. Б. Инвариантный метод анализа телекоммуникационных систем передачи информации : монография / В. Б. Малинкин, Е. И. Алгазин, Д. Н. Левин, В. Н. Попантонопуло. Красноярск, 2006. 140 с.

6. Теплов, Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н. Л. Теплов. М. : Связь, 1964. 359 с.

7. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. 3-е изд. М. : Радио и связь, 1989. 654 с.

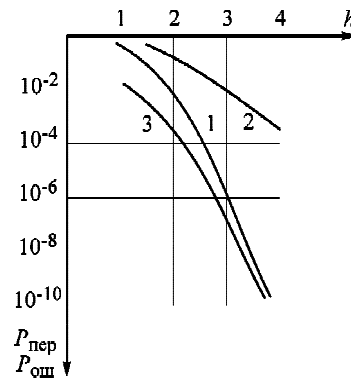


Рис. 3. Помехоустойчивость инвариантной системы при наличии мультипликативной помехи и $k = 0,7$; $INV_1 = 1$; $INV_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ (кривые 1, 2, 3 – см. подпись к рис. 2)

E. I. Algazin, A. P. Kovalevsky, V. B. Malinkin

TRANSMISSION OF SIGNALS BY INVARIANT METHOD WITH FURTHER NON-LINEAR PROCESSING BY WEAK CORRELATION

The invariant system of processing of information based on square-law characterised non-linear processing has been synthesized. By calculating the parameters of such kind of system it is assumed that the readings of sub-carrier are interfered with the additive noise and weakly correlated with each other. Quantitative estimation of the operation of such kind of system is compared with the quantitative indicators of the classical system with amplitude modulation and with the characteristics of the invariant system based on extended synchronous detection.

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