

Библиографические ссылки

1. Jain K., Flynn P., Ross A. Handbook of Biometrics. Springer, 2008.
2. Meylan L., Susstrunk S. Bio-inspired color image enhancement // SPIE Electronic Imaging. San Jose. 2004. P. 46–56.
3. Tao L., Asari K. V. Nonlinear enhancement of color images // SPIE Journal of Electronic Imaging. 2005. Vol. 14. P. 1.1–1.14.
4. Young T., Van Vliet L. J. Recursive Implementation of the gaussian filter // Signal Processing 44. Elsevier, 1995.
5. Yambor W. Analysis of PCA-based and Fisher discriminant-based image recognition algorithms : Technical Report CS-00-103, 2000.

A. I. Pakhirka

IMAGE ENHANCEMENT FOR FACE RECOGNITION SYSTEM

Three steps face recognition algorithm is proposed. We used the method of image enhancement based on high dynamic range compression, face detection algorithm based on skin color information, face recognition process based on principal components analysis method is considered as well.

Keywords: high dynamic range, face detection, face recognition.

© Пахирка А. И., 2010

УДК 681.332.53/519.676

Е. И. Алгазин

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНВАРИАНТНОЙ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НЕКОГЕРЕНТНОМ ПРИЕМЕ И НЕТОЧНОМ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПОРОГОВ

Рассматривается инвариантная система обработки информации, основанная на линейном детекторе при неточном определении порогов. Проводится количественная оценка помехоустойчивости такой системы с последующим сравнением ее с помехоустойчивостью обычной бинарной системы при некогерентном приеме.

Ключевые слова: инвариантная система, помехоустойчивость.

Основным требованием к системам обработки информации является ее безыскаженная передача по каналам связи с переменными параметрами.

Существуют методы, которые сводятся к использованию АРУ, разнесенного приема, адаптивных методов с обучающим сигналом, систем с обратной связью.

Эти методы имеют как положительные, так и отрицательные стороны. Одним из отрицательных моментов указанных выше методов является трудность реализации алгоритмов передачи сигналов с многоуровневой амплитудной модуляцией.

В предлагаемой работе синтезирован алгоритм передачи многоуровневых амплитудно-модулированных сигналов по каналам с переменными параметрами и произведена количественная оценка помехоустойчивости при некогерентном приеме.

Постановка задачи. Имеется канал связи, ограниченный частотами f_n и f_b . Состояние канала связи определяется интервалом стационарности, внутри которого 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 прямоугольными импульсами.

Требуется определить технические характеристики инвариантной системы передачи при неточном определении порогов.

Решение поставленной задачи. Каждый передаваемый блок будет содержать информационную часть и последовательность обучающих сигналов $S_{об}$.

На приемной стороне обучающие сигналы усредняются и используются для демодуляции информационной части блока.

При этом из-за изменения параметров канала связи информационные и обучающие сигналы зашумлены аддитивной помехой.

Для уменьшения влияния аддитивных шумов канала связи используется операция усреднения обучающих сигналов в каждом блоке [1].

Проведем анализ помехоустойчивости инвариантной системы (рис. 1), где использованы два канала обработки.

В первом канале, состоящем из синхронного детектора (СД) и первого решающего устройства (РУ1), производится оценка коэффициента передачи канала и дисперсии нормального шума, которые в дальнейшем используются для расчета порогов при демодуляции инвариантов.

Во втором канале использована некогерентная система с линейным детектором (ЛД) и вторым решающим устройством (РУ2). В этом канале собственно и демодулируются сигналы приема.

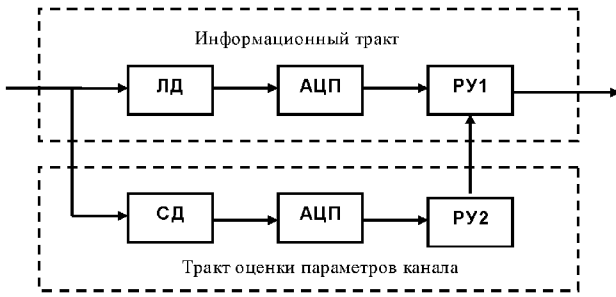


Рис. 1. Увеличенная структурная схема инвариантной системы: ЛД – линейный детектор; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; РУ1 – решающее устройство первое; СД – синхронный детектор; РУ2 – решающее устройство второе

Оценим количественные показатели предлагаемого метода.

Работа информационного тракта. Принцип работы информационного тракта состоит в выделении огибающей сигналов приема совместно с нормальным шумом с помощью ЛД. Результат преобразования в АЦП в дальнейшем записывается в РУ1.

В РУ1 производится вынесение решения в пользу того или иного инварианта.

Как известно [2], при использовании ЛД появляется смещение математического ожидания. Математическое ожидание вычисляется по следующей формуле [2]:

$$m_p = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left\{ I_0 \left(\frac{\alpha^2}{4\sigma^2} \right) + \frac{\alpha^2}{2\sigma^2} \left[I_0 \left(\frac{\alpha^2}{4\sigma^2} \right) + I_1 \left(\frac{\alpha^2}{4\sigma^2} \right) \right] \right\} e^{-\frac{\alpha^2}{4\sigma^2}}, \quad (1)$$

где m_p – величина математического ожидания; σ^2 – дисперсия компонент нормального шума; I_0 и I_1 – модифицированные функции Бесселя нулевого и первого порядков; $\alpha = k \cdot \text{INV}_l$, где k – коэффициент передачи канала; INV_l – l -й передаваемый инвариант.

Величина дисперсии на выходе ЛД вычисляется по следующей формуле [2]:

$$\sigma_p^2 = m_2 - m_p^2 = 2\sigma^2 + \alpha^2 - m_p^2. \quad (2)$$

Для принятия решения в пользу того или иного инварианта необходимо знать значения порогов для каждой пары инвариантов.

В свою очередь, для оценки порогов необходимо вычислять m_p и σ_p^2 .

Это можно сделать с помощью тракта оценивания параметров канала (рис. 1), где производится расчет величин k и σ^2 .

Совместная работа информационного тракта и тракта оценки параметров канала состоит в приеме и записи в РУ1 и РУ2 значений амплитудно-модулированных информационных и обучающих сигналов некогерентным приемником и вычислению на их основе оценки инварианта.

На основе последней и вычисленных порогов принимается решение в пользу того или иного инварианта.

Произведем расчет вероятности ошибочного приема при многоуровневой инвариантной амплитудно-модулированной передаче сигналов. Для этого воспользуемся известным подходом [3]:

$$P_{\text{пер}} = P_1 \int_0^{z_p} W_2(z) dz + P_2 \int_{z_p}^{\infty} W_1(z) dz, \quad (3)$$

где $P_{\text{пер}}$ – вероятность перехода первого инварианта во второй и наоборот; P_1 – вероятность появления первого инварианта; P_2 – вероятность появления второго инварианта; первый интеграл – это вероятность появления второго инварианта, когда послан первый; второй интеграл – это вероятность появления первого инварианта, когда послан второй инвариант; z_p – пороговое значение, необходимое для вычисления $P_{\text{пер}}$ при известных P_1 и P_2 .

Величина z_p определяется с помощью наилучшей байесовской оценки путем минимизации $P_{\text{пер}}$ по z_p . При неизвестных P_1 и P_2 выбираем $P_1 = P_2 = 0,5$.

Как видно из выражения (3), необходимо знать аналитическое выражение $W_1(z)$ и $W_2(z)$.

Для когерентного приема расчет величин $W_1(z)$ и $W_2(z)$ известен и приведен в [1]. Такой же подход можно использовать и при некогерентном приеме.

Итак, величина оценки инварианта в такой системе рассчитывается как

$$\text{INV}_l^* = \frac{\sum_{i=1}^N (k \cdot \text{INV}_l + \xi(i))}{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N (k \cdot S_{\text{об}} + \eta(m, j))} \cdot S_{\text{об}},$$

где INV_l – l -й передаваемый инвариант; $\xi(i)$ – i -е значение релейской помехи; k – коэффициент передачи канала связи; $S_{\text{об}}$ – значение обучающего сигнала; $\eta(m, j)$ – j -е значение релейской помехи в m -й реализации сигнала $S_{\text{об}}$; N – число отсчетов, взятых по огибающей INV_l или $S_{\text{об}}$; L – число обучающих сигналов.

Без ограничения общности примем $S_{\text{об}} = 1$, так как $S_{\text{об}} > 0$, и можно разделить значения инвариантов INV_l и среднеквадратического отклонения на $S_{\text{об}}$.

При $S_{\text{об}} = 1$ получаем следующее аналитическое выражение:

$$\text{INV}_l^* = \frac{\sum_{i=1}^N (k \cdot \text{INV}_l + \xi(i))}{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N (k + \eta(m, j))}. \quad (4)$$

Для расчета $P_{\text{пер}}$ необходимо знать математические ожидания и дисперсии числителя и знаменателя выражения (4).

Для их расчета воспользуемся следующим подходом.

Математическое ожидание числителя (4) будет равно

$$m_{\text{числ}} = m_p \cdot N. \quad (5)$$

Дисперсия числителя (4) будет равна

$$D_{\text{числ}} = N \cdot \sigma_p^2, \quad (6)$$

где m_p и σ_p^2 вычисляются в соответствии с выражениями (1) и (2). Математическое ожидание знаменателя (4) после преобразований будет равно

$$m_{\text{знам}} = m_{p2} \cdot N, \quad (7)$$

где m_{p2} вычисляется в соответствии с (1) при $\alpha = k$, так как вместо INV_j используется $S_{об} = 1$.

Дисперсия знаменателя (4) будет равна

$$D_{\text{знам}} = N \cdot \sigma_{p2}^2 / L, \quad (8)$$

где σ_{p2}^2 вычисляется в соответствии с (2) при $\alpha = k$, где вместо m_p подставляется m_{p2} .

Тогда выражение плотности вероятности оценки инварианта будет равно [4]

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} e^{-\frac{(zx-m_1)^2}{2\sigma_1^2}} e^{-\frac{(x-m_2)^2}{2\sigma_2^2}} |x| dx, \quad (9)$$

где $\sigma_1 = \sqrt{D_{\text{числ}}}$; $\sigma_2 = \sqrt{D_{\text{знам}}}$; $m_1 = m_{\text{числ}}$; $m_2 = m_{\text{знам}}$.

Расчет $P_{\text{пер}}$ проводится численно аппроксимацией формулы (9).

В системах с АМ и некогерентным приемом аналогом вероятности попарного перехода является вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$, которая рассчитывается по известным формулам [3].

Вероятность попарного перехода и вероятность ошибки вычисляются для одинаковых значений h – отношения «сигнал/шум», которое вычисляется по формуле $h = k \cdot INV / \sigma_p$.

Пороговые значения z_p рассчитывались путем минимизации $P_{\text{пер}}$ в формуле (3). Для $k = 1$ и $INV_1 = 1$, $INV_2 = 2, 3, 4, 5, 6$ вычисления дают результат $z_p = 1,23; 1,49; 1,77; 2,07; 2,36$.

Для $k = 0,7$ и $INV_1 = 1$, $INV_2 = 2, 3, 4, 5, 6$ вычисления дают результат $z_p = 1,14; 1,30; 1,50; 1,68; 1,92$.

Результаты моделирования приведены на рис. 2 и 3, из которых видно, что особенностью любой инвариантной системы, основанной на принципе инвариантной относительной амплитудной модуляции является то, что по каналу передаются амплитудно-модулированные сигналы, образованные INV_j и $S_{об}$.

Передача этих сигналов обеспечивает на основе классических алгоритмов обработки информации, как правило, невысокую помехоустойчивость [3].

И только после обработки этих сигналов в соответствии с алгоритмом частного по выражению (4), получаем оценку инварианта, по сути являющуюся числом, а не сигналом.

Как видно из рис. 2 и рис. 3 вероятность попарного перехода одного инварианта в другой при больших отношениях «сигнал/шум» определяется величинами ($10^{-30} \dots 10^{-40}$). При пересчете указанных выше величин вероятность ошибочного приема единичного символа в классических системах лежит в пределах ($10^{-6} \dots 10^{-10}$).

Однако в реальных ситуациях точно определить значение коэффициента передачи канала связи нельзя. Следствием этого будет неточное определение порогов. Слагаемое знаменателя X_j формулы (4) оценки инварианта ИСПИ может быть представлено в виде

$$X_j = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L (k + \eta(m, j)), \quad (10)$$

где L – количество усреднений; k – коэффициент передачи канала связи; $\eta(m, j)$ – j -й отсчет аддитивной помехи в m -й реализации сигнала обучения.

Тогда математическое ожидание X_j будет равно

$$EX_j = E(k + \eta(m, j)) = m(k). \quad (11)$$

Кроме того, имеем следующее:

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N X_j = m(\hat{k}), \quad (12)$$

$$\hat{k} = g(\bar{X}), \quad (13)$$

где \hat{k} – оценка коэффициента передачи канала связи; g – функция, обратная функции m .

По теореме об асимптотической нормальности

$$D\hat{k} \approx (g'(m(k)))^2 \frac{\sigma^2}{NL}, \quad (14)$$

$$m(k) = X, \quad (15)$$

$$k = g(X), \quad (16)$$

$$g'(X) = \frac{1}{(m(k))'} = \frac{1}{m'(k)} = \frac{1}{m'(g(X))}, \quad (17)$$

$$m(k) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{k^2}{2\sigma^2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(2i+1)!!}{(i!)^2 4^i} \left(\frac{k}{\sigma}\right)^{2i}. \quad (18)$$

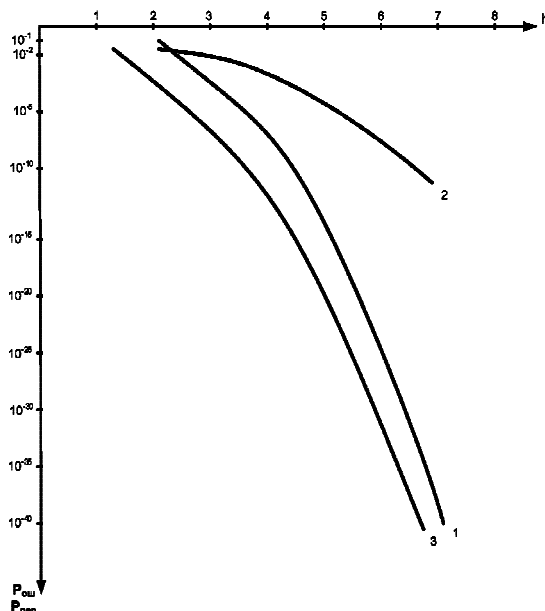


Рис. 2. Результаты моделирования: 1 – вероятность попарного перехода одного инварианта в другой при следующих заданных условиях: $k = 1$; $INV_1 = 1$; $INV_2 = 2, 3, \dots 6$ и некогерентном приеме; 2 – вероятность ошибки при классической амплитудной модуляции и некогерентном приеме; 3 – вероятность попарного перехода одного инварианта в другой при следующих заданных условиях: $k = 1$; $INV_1 = 1$; $INV_2 = 2, 3, \dots 11$ и когерентном приеме

Тогда

$$m'(k) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \times \left(-\frac{k}{\sigma^2} e^{-\frac{k^2}{2\sigma^2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(2i+1)!!}{(i!)^2 4^i} \left(\frac{k}{\sigma}\right)^{2i} + e^{-\frac{k^2}{2\sigma^2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(2i+1)!! 2i \cdot k^{2i-1}}{(i!)^2 4^i \sigma^{2i}} \right), \quad (19)$$

$$D\hat{k} = \frac{\sigma^2}{(m'(k))^2 N \cdot L}, \quad (20)$$

$$k_- = k - 3\sqrt{D\hat{k}}, \quad (21)$$

$$k_+ = k + 3\sqrt{D\hat{k}}. \quad (22)$$

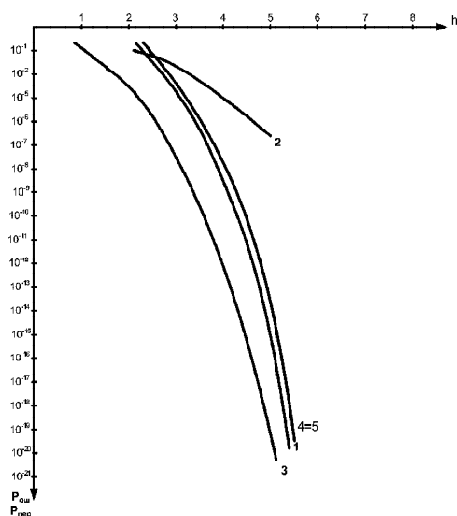


Рис. 3. Результаты моделирования: 1 – вероятность попарного перехода одного инварианта в другой при следующих заданных условиях: $k = 0,7$; $INV_1 = 1$; $INV_2 = 2, 3, \dots, 6$ и некогерентном приеме; 2 – вероятность ошибки при классической амплитудной модуляции и некогерентном приеме; 3 – вероятность попарного перехода одного инварианта в другой при следующих заданных условиях: $k = 0,7$; $INV_1 = 1$; $INV_2 = 2, 3, \dots, 11$ и когерентном приеме; 4 – вероятность попарного перехода при $k = 0,7$ и порогах, вычисленных при k_- ; 5 – вероятность попарного перехода при $k = 0,7$ и порогах, вычисленных при k_+

Кривые 4 и 5 (рис. 3), соответствуют кривым помехоустойчивости при k_- и k_+ соответственно. При этом $D\hat{k} = 1,2 \cdot 10^{-19}$, $k_- = 6,999\,999\,88 \cdot 10^{-1}$ и $k_+ = 6,999\,999\,89 \cdot 10^{-1}$. Как видно из этих кривых, наблюдается уменьшение помехоустойчивости ИСПИ.

Таким образом, предложена инвариантная некогерентная система передачи информации и определены ее качественные характеристики при неточном определении порогов.

Разработанный метод может найти применение в системах обработки информации.

Библиографические ссылки

1. Инвариантный метод анализа телекоммуникационных систем передачи информации : моногр. / В. Б. Малинкин [и др.]. Красноярск, 2006.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Сов. радио, 1971.
3. Теплов Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации. М. : Связь, 1964.
4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. М. : Радио и связь, 1989.

Е. И. Алгазин

INVARIANT SYSTEM OF INFORMATION PROCESSING UNDER NONCOHERENT RECEPTION AND INACCURATE DETERMINATION OF THE THRESHOLD SPECIFICATIONS

Invariant system of information processing based on the linear detector and inaccurate determination of the threshold is considered and quantitative estimation of noise resistance of such kind of system with its posterior comparison with noise resistance of ordinary binary system under non-coherent reception is carried out in the article.

Keywords: invariant system, noise resistance.

© Алгазин Е. И., 2010