

АСИНХРОННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ-РАЗЛИЧЕНИЕ СОСТАВНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ С НЕОПРЕДЕЛЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Радченко Ю.С., Зайцев А.А.

Воронежский госуниверситет

Пл. Университетская 1, Воронеж, Россия, 394006. Тел.(4732) 20-89-16

Одним из новых направлений повышения эффективности беспроводных информационных систем является применение сверхширокополосных (СШП) сигналов без несущей [1]. Достичь высоких характеристик в подобных системах возможно только при применении кодированных сверхширокополосных сигналов с большой базой [2,3]. Проблемой, возникающей при приеме СШП сигналов, является многолучевость в канале связи. Многолучевая структура сигнала характеризуется неопределенным числом лучей, неизвестным временным положением многолучевого кластера, известным взаимным расположением лучей с неизвестными амплитудами. В данной работе найдены характеристики одновременного обнаружения – различения сигналов с неопределенной структурой при помощи устройства, рассчитанного на однолучевой сигнал, позволяющие оценить целесообразность усложнения системы обработки многолучевых сверхширокополосных сигналов с кодовой модуляцией от многих пользователей [4].

Модель сигнала. Кодированный СШП сигнал в общем случае можно записать как

$$f(t) = \sum_{k=0}^K a_k f_0(t - (k + b_k \Delta) T_0 - \tau_0) \quad (1)$$

В выражении (1) $f_0(t)$ определяет форму элементарных импульсов последовательности, (T_0, τ_0) – период и временное положение импульсной последовательности. Чаще всего рассматриваются сигналы, состоящие из импульсов в виде моноциклов Гаусса первого и второго порядков. После прохождения многолучевого канала полезный сигнал может быть записан как

$$s(t, \vec{\lambda}) = A_0 f(t - \tau) + \sum_{n=1}^V A_n \mu_n f(t - \tau - \delta_n) \quad (2)$$

В модели (2) δ_n - относительная задержка сигнала по лучу с номером n , τ - неизвестное время прихода, которое находится внутри интервала $[T_1, T_2]$. A_0 и A_n - амплитуда основного и дополнительного луча с номером n соответственно. Множитель $\mu_n = 1$ с вероятностью p_n и $\mu_n = 0$ с вероятностью $q_n = 1 - p_n$. Вероятностное описание каждого луча характеризуется парциальной плотностью $e_n(\tau) = p_n W_n(\tau)$. Такое задание многолучевого сигнала соответствует потоку Бернулли, для которого на интервале $[0, T_i]$ имеется не более V точек. Такая модель обладает большой общностью, включая в себя различные структуры канала связи. При анализе многолучевого канала возможны два случая: а) амплитуды лучей известны б) амплитуды лучей неизвестны. Обозначим через $\vec{\lambda}$ - вектор неизвестных параметров сигнала (2). В случае, когда амплитуды лучей известны $\vec{\lambda} = (\tau_0, \mu_1, \dots, \mu_V)$. Если же амплитуды лучей неизвестны, то вектор неизвестных параметров имеет вид $\vec{\lambda} = (\tau_0, A_0, \dots, A_V, \mu_1, \dots, \mu_V)$.

Алгоритм обнаружения

Предположим, что на вход приемника поступает смесь

$$x(t) = \begin{cases} n(t), & (t \in [0, T_H]) \\ s_k(t, \vec{\lambda}_{0k}) + n(t), & k = 1, \dots, M, \end{cases} \quad (3)$$

где $S_k(t)$ - один из возможных сигналов, структура которого определяется (2), $k = \overline{1, M}$, $\vec{\lambda}_{0k}$ - истинное значение параметра сигнала, $n(t)$ - белый гауссовский шум с нулевым средним значением и спектральной плотностью мощности $N_0/2$. Рассмотрим сначала канал с известными амплитудами. Тогда линейная часть приемника сигнала без учета многолучевости содержит M каналов, в которых формируются статистики вида

$$L_k(\tau_k) = \frac{2A_{0k}}{N_0} \int_0^{T_i} x(t) f(t - \tau_k) dt - \frac{z_k^2 A_{0k}^2}{2} \quad (4)$$

Здесь τ_k - время задержки опорного сигнала коррелятора с данным сигналом. $Z_k^2 = 2E_{kf} / N_0$ - отношение сигнал/шум по основному лучу для сигнала единичной амплитуды. E_{kf} - энергия такого сигнала. Подставляя (2) в (3) и далее в (4), можно переписать выражение для $L_k(\tau_k)$ в более удобном для анализа виде

$$L(\tau) = z_0^2 (\Psi(\tau - \tau_0) + \sum_{n=1}^v \mu_{n0} \varepsilon_n \Psi(\tau - \tau_0 - \delta_n)) + z_0 N(\tau) - \frac{z_0^2}{2}, \quad (5)$$

Здесь и в последующих формулах индекс k для краткости опускается, если исследуются характеристики приемника одного сигнала, Z^2 - энергетическое отношение сигнал/шум с единичной амплитудой. $Z_0^2 = Z^2 A_0^2$ - отношение сигнал/шум по основному лучу. $\varepsilon_n = A_n / A_0$ - относительная амплитуда « n »-го луча. τ_0 - истинное значение неизвестного времени прихода сигнала, μ_{n0} - истинное значение параметра μ_n в принятой реализации.

Рассмотрим далее случай канала с неизвестными амплитудами. Максимизируя по неизвестному параметру A_0 (4), получаем

$$L(\tau) = \frac{1}{2} \left[z_0 \Psi(\tau - \tau_0) + z_0 \sum_{n=1}^v \mu_{n0} \varepsilon_{n0} \Psi(\tau - \tau_0 - \delta_n) + N(\tau) \right]^2. \quad (6)$$

Асимптотическая структура байесовского совместного алгоритма обнаружения-различения при увеличении отношения сигнал/шум Z_0^2 и при некоторых предположениях относительно аналитических свойств функций потерь и априорных плотностей вероятностей для симметричной системы сигналов принимает следующий вид [5]

$$\begin{aligned} \sup_{\tau} L_k(\tau_k) &> H, \\ \sup_{\tau} L_k(\tau_k) &> \sup_{\tau} L_m(\tau_m), \quad k, m = 1..M. \end{aligned} \quad (7)$$

Расчет вероятностей ошибок

Методика расчета вероятности правильных и неправильных решений для случая субоптимального приема при многолучевом распространении сигнала сходна с изложенной в [4, 5]. Для расчета характеристик системы необходимо знать распределение абсолютного максимума выходной статистики приемника. $V_k = \sup_{\tau} L_k(\tau_k)$. При увеличении априорного интервала и отношения сигнал/шум функция

распределения абсолютного максимума смеси сигнала и шума V_k может быть записана как $F(x) = F_S(x)F_{SB}(x)F_N(x)$. $F_N(x)$ может быть аппроксимирована формулой

$$F_N(x) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{\xi}{2\pi} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right), & x \geq 0, \\ 0, & x < 0, \end{cases} \quad (8)$$

- для канала с известными амплитудами

$$F_N(x) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{\xi}{\pi} \exp(-x)\right), & x \geq 0, \\ 0, & x < 0, \end{cases} \quad (9)$$

- для канала с неизвестными амплитудами. Здесь ξ - приведенная длина априорного интервала $[T_1, T_2]$, имеющая смысл числа элементов разрешения по задержке.

Для канала с известными амплитудами $F_S(x)$ и $F_{SB}(x)$ имеют следующий вид

$$F_S(x) = \Phi(x - z_0), \quad F_{SB}(x) = \prod_{i=1}^v (1 - p_i \Phi(\varepsilon_i z_0 - x)). \quad (10)$$

Здесь $\Phi(x)$ - интеграл вероятности. Для канала с неизвестными амплитудами соответственно имеем

$$F_S(x) = \int_0^x \frac{1}{\sqrt{\pi u}} \exp\left(-\left(u + \frac{z_0^2}{2}\right)\right) \text{ch}(z_0 \sqrt{2u}) du, \quad (11)$$

$$F_{SB}(x) = \prod_{i=1}^v (p_i F_{SBi}(x) + q_i), \quad F_{SBi}(x) = \int_0^x \frac{1}{\sqrt{\pi u}} \exp\left(-\left(u + \frac{z_0^2 \varepsilon_i^2}{2}\right)\right) \text{ch}(z_0 \varepsilon_i \sqrt{2u}) du \quad (12)$$

Найдем основные характеристики работы системы. Вероятность ложной тревоги α пропуска сигнала β равны

$$\alpha = 1 - F_N^M(H), \quad \beta = F_S(H)F_{SB}(H)F_N^M(H). \quad (13)$$

При принятых предположениях о симметричном характере системы связи полная вероятность ошибки различения M ортогональных сигналов с неизвестными параметрами равна

$$P_e = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \left\{ \int_h^\infty \frac{d(F_S(u)F_{SB}(u))}{du} F_N^M(u) du \right\} + \frac{1}{M} F_S(H)F_{SB}(H)F_N^M(H). \quad (14)$$

По формулам (13) и (14) были выполнены расчеты полной вероятности ошибки и вероятности пропуска сигнала для случая распространения сигнала в канале с известными и неизвестными амплитудами. Вычисления проводились при следующих условиях. Число сигналов $M = 10$, приведенная длина априорного интервала $\xi = 100$. Порог обнаружения выбирался по критерию Неймана-Пирсона при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.001$, число $\nu = 3$, вероятности появления дополнительных лучей и их относительные амплитуды соответственно равны $p_1 = 1, p_2 = 0.7, p_3 = 0.8, \varepsilon_1 = 0.75, \varepsilon_2 = 0.5, \varepsilon_3 = 0.75$, амплитуда сигнала по основному лучу $A_0 = 1$. На рис. 1 приведены зависимости P_e , на рис. 2 представлено поведение β .

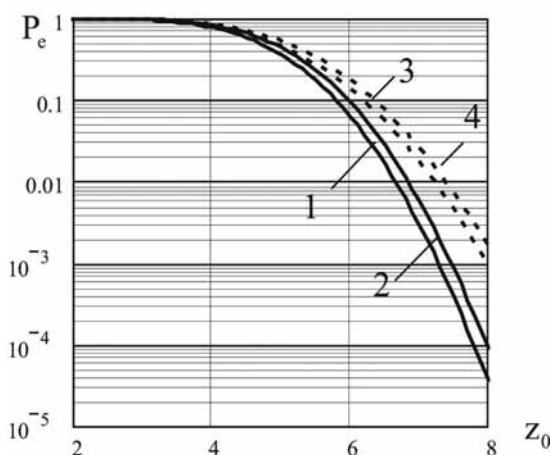


Рис. 1. Полная вероятность ошибки различения сигналов. Кривые 1 и 2 соответствуют многолучевому каналу с известными и неизвестными амплитудами соответственно. Кривые 3 и 4 соответствуют однолучевому каналу с известными и неизвестными амплитудами соответственно.

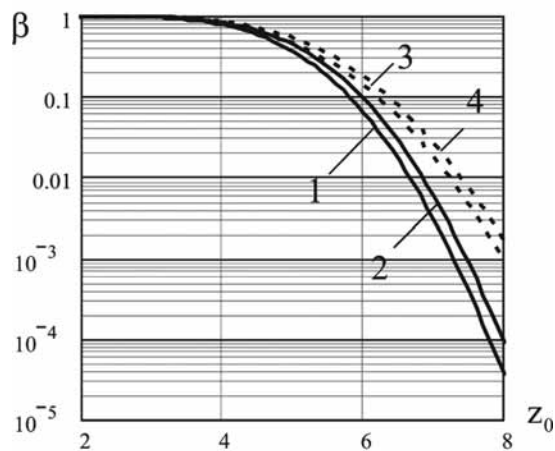


Рис. 2. Вероятность пропуска сигнала. Кривые 1 и 2 соответствуют многолучевому каналу с известными и неизвестными амплитудами соответственно. Кривые 3 и 4 соответствуют однолучевому каналу с известными и неизвестными амплитудами соответственно.

Заключение.

Таким образом, в работе исследована задача совместного обнаружения-различения при неоптимальном построении приемного устройства (без учета многолучевости сигнала) при распространении сигнала в канале с неопределенной многолучевостью. Как показал расчет, субоптимальный прием такого многолучевого сигнала с помощью приемника максимального правдоподобия обладает лучшими характеристиками по сравнению с однолучевым приемом в канале с разной структурой.

Литература

1. Sholtz R.A. Multiple – access with time – hopping impulse modulation / R.A. Sholtz // MILCOM '93, Boston, MA, October 11 – 14, 1993. – P. 447 – 450
2. Радченко, Ю.С. О выборе кодов для амплитудной и внутриблоковой позиционной модуляции сверхширокополосных сигналов / Ю.С. Радченко // Электросвязь, - 2005. - № 2. - С.10-13.
3. Радченко Ю.С., Сохнышев С.В. Анализ характеристик составных сверхширокополосных сигналов с амплитудной и позиционной модуляцией// Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника.-2005. № 4. – С. 47-55.
4. Радченко Ю.С., Зайцев А.А. «Асинхронное разделение составных сверхширокополосных сигналов в многолучевых каналах». 11 международная конференция «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2005, т. 2, С.907-920.
5. Радченко Т. А., Радченко Ю.С. Обнаружение-различение сигналов в асинхронных системах связи при наличии замираний // Радиотехника и электроника. – 2003.–Т.48. №5.-С. 578-583.

ASYNCHRONOUS DETECTION-RECOGNITION OF COMPOSITE ULTRA WIDEBAND SIGNALS IN MULTIPATH CHANNELS WITH UNCERTAIN STRUCTURE

Radchenko Yu., Zaytcev A.

Voronezh State University, Radio Physic Department

A problem arising at receiving ultra wideband signals is multipath in a channel. The multipath structure of a signal is characterized by unfixed number of beams, unknown time position of a multipath cluster and certain relative positioning of beams with unknown amplitudes. In this work characteristics of simultaneous detection - recognition by means of the receiver designed for an one-beam signal are obtained. At the multipath channel output the coded ultra wideband signal is

$$s(t, \vec{\lambda}) = A_0 f(t - \tau) + \sum_{n=1}^v A_n \mu_n f(t - \tau - \delta_n). \text{ Here } f(t) = \sum_{k=0}^K a_k f_0(t - (k + b_k \Delta) T_0 - \tau_0), \mu_n = \{1, 0\} \text{ with the}$$

probabilities $\{p_n, 1-p_n\}$, $\{a_k, b_k\}$ – laws of amplitude and position-code modulation of the ultra wideband signal. The linear part of the receiver, not assuming the multipath factor, for the channel with known amplitudes A_n , contains M channels, where statistics are formed as follows

$$L(\tau_k) = z_0^2 (\Psi(\tau_k - \tau_{k0}) + \sum_{n=1}^v \mu_{n0} \varepsilon_n \Psi(\tau_k - \tau_{k0} - \delta_{kn})) + z_0 N(\tau_k) - \frac{z_0^2}{2}, \quad k = 1, \dots, M.$$

For the case of the channel with unknown amplitudes A_n the linear part of the receiver, not taking into account the factor of multipath, produces statistics in each channel

$$L(\tau_k) = \frac{1}{2} \left[z_0 \Psi(\tau_k - \tau_{k0}) + z_0 \sum_{n=1}^v \mu_{n0} \varepsilon_{n0} \Psi(\tau_k - \tau_{k0} - \delta_{kn}) + N(\tau_k) \right]^2 \quad k = 1, \dots, M.$$

The asymptotic structure of bayes simultaneous algorithm of detection-recognition in increasing signal-to-noise ratio z_0^2 is

$$\sup_{\tau} L_k(\tau_k) > H, \quad \sup_{\tau} L_k(\tau_k) > \sup_{\tau} L_m(\tau_m), \quad k, m = 1..M.$$

Distribution of the absolute maximum of receiver output statistics can be presented by $F(x) = F_S(x) F_{SB}(x) F_N(x)$. In this paper, asymptotically exact approximations of distributions $F_S(x)$, $F_{SB}(x)$, $F_N(x)$ are obtained. In that case, false alarm probability α , missing signal probability β and full error probability of recognition of M orthogonal signals P_e are equal, respectively

$$\alpha = 1 - F_N^M(H), \quad \beta = F_S(H) F_{SB}(H) F_N^M(H),$$

$$P_e = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \left\{ \int_h^\infty \frac{d(F_S(u) F_{SB}(u))}{du} F_N^M(u) du \right\} + \frac{1}{M} F_S(H) F_{SB}(H) F_N^M(H).$$

Full error probability and missing signal probability for signal propagation within the channel with known and unknown amplitudes have been calculated under the given formulas. The obtained characteristics of detection-recognition of signals with uncertain structure allow estimating expediency of complication of system processing of ultra wideband signals from many users considering multipath in a channel.

