



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-61-69>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.26

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ С ХАОТИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ФОРМОЙ И МАЛОЙ ВЕРОЯТНОСТЬЮ РАДИОПЕРЕХВАТА

В. П. ТУЗЛУКОВ

Белорусская государственная академия авиации (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 13.10.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Проанализирована вероятность радиоперехвата сигналов с хаотически изменяющейся формой для систем обработки прямой последовательности импульсов с расширенным спектром. Энергетический обнаружитель, синхронные и асинхронные, когерентные и некогерентные структуры рассматриваются для обнаружения случайных сигналов, имеющих вид прямой последовательности импульсов с расширенным спектром. Предлагается простая процедура обнаружения сигналов на основе бинарной корреляционной функции для небинарных псевдослучайных последовательностей. Получена вероятность обнаружения случайных сигналов с расширенным спектром. Сравнительный анализ характеристик обнаружения показал, что использование хаотических последовательностей импульсов с расширенным спектром позволяет уменьшить вероятность радиоперехвата.

Ключевые слова: вероятность радиоперехвата, случайная последовательность, расширение спектра.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Тузлуков, В. П. Обнаружение сигналов с хаотически изменяющейся формой и малой вероятностью радиоперехвата / В. П. Тузлуков // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 61–69. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-61-69>.

DETECTION OF SIGNALS WITH CHAOTIC VARYING FORMS AND LOW INTERCEPT PROBABILITY

VYACHESLAV P. TUZLUKOV

Belarusian State Aviation Academy (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 13.10.2022

Abstract. Low probability of intercept performance of direct-sequence spread-spectrum system with chaotic spreading sequences is investigated. The energy detectors, synchronous and asynchronous, coherent and non-coherent structures are studied here to detect the presence of chaotic direct-sequence spread-spectrum signals. Simple detection approach using a binary correlation function to detect nonbinary chaotic sequences is proposed. The expressions of detection probabilities of chaotic spreading signals are derived. Comparisons between systems using chaotic and binary sequences are given in terms of the low probability of intercept performance, and the performance improvement with chaotic spreading sequences is observed.

Keywords: probability of intercept, chaotic sequence, spread spectrum.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Tuzlukov V. P. (2023) Detection of Signals with Chaotic Varying Forms and Low Intercept Probability. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 61–69. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-61-69> (in Russian).

Введение

Любой радиоприемник может обнаружить наличие радиосигнала с целью определения координат источника излучения. Поскольку при использовании прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром вероятность радиоперехвата сигнала очень мала, существуют обнаружители сигналов, определяющие наличие передачи импульсов и их несущие частоты [1, 2]. Энергетические приемники, радиовысотомеры или радиометрические приемники обнаруживают сигналы на основе разности энергетических характеристик при наличии сигнала в смеси с помехой и отсутствии сигнала. Это неоптимально при обнаружении сигналов, так как игнорируется известная информация об их параметрах. Используя известные характеристики сигналов, то есть частоту элементарных посылок сигнала и несущую частоту [3], обнаружение слабых сигналов с расширяющимся спектром основывается на построении обобщенного отношения правдоподобия.

Строгие решения для обработки последовательности импульсов с расширяющимся спектром при бинарных псевдошумовых последовательностях отмечены в [4], где проблема радиоперехвата сигналов исследуется для прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром при неизвестных кодах расширения спектра. Характеристики таких приемников проанализированы в [5]. Для уменьшения вероятности радиоперехвата систем, работающих с сигналами в виде прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром, желательно использовать небинарные и непериодические хаотические последовательности [2, 6–8] так, что псевдослучайные импульсы могут маскировать сигналы как помеху. Другое преимущество – существование большого разнообразия типов расширяющихся последовательностей для множественного доступа [2]. Бинарная прямая последовательность импульсов с расширяющимся спектром с малой вероятностью радиоперехвата представлена в [1, 3, 4]. Нижняя граница вероятности радиоперехвата определена в [8]. Вероятность радиоперехвата для энергетического приемника отмечена в [2, 9].

В статье рассмотрены характеристики обнаружения случайных прямых последовательностей импульсов с расширяющимся спектром, что имеет место для любых систем обработки прямой последовательности случайных сигналов с расширяющимся спектром при многоуровневых последовательностях. Исследованы энергетические обнаружители случайных сигналов и определена вероятность радиоперехвата для указанных выше типов сигналов.

Модель системы

Псевдослучайные последовательности. При обработке бинарной псевдошумовой прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром возведение в квадрат или выделение кодированной тактовой частоты устраняет расширяющуюся последовательность и не учитывает модулированный сигнал с нерасширяющимся спектром. Тогда возможен радиоперехват сигналов [2]. Для повышения секретности передаваемой информации и низкой вероятности перехвата сигналов используют шумоподобные псевдослучайные расширяющиеся последовательности, применяя маскирующие сигналы. Псевдослучайные последовательности генерируются на основе дискретных случайных функций – логистической, треугольной, экспоненциальной [6–8]. Логистическая функция является простейшей $x_{n+1} = \alpha x_n(1 - x_n)$, где α – параметр бифуркации, $0 \leq \alpha \leq 4$. В зависимости от значения α динамика системы изменяется периодически или случайно. При $0 \leq \alpha \leq 3,57$ последовательность $\{x_n\}$ обладает периодом 2^m , где m – целое; если параметр бифуркации лежит в пределах $3,57 \leq \alpha \leq 4,00$, то последовательность $\{x_n\}$ непериодическая и не сходится [2, 6–8]. Для определения плотности распределения вероятностей используют гистограммы шумоподобных случайных последовательностей [2]. Последовательности импульсов треугольной формы однородны в пределах $[0, 1]$. Плотность распределения вероятностей последовательностей логистической формы имеет вид $f(x_n) = [\pi \sqrt{x_n(1 - x_n)}]^{-1}$. Случайная последовательность трансформируется в пределах $[-1, 1]$ в цифровой вид, используя преобразование $a_n = 2x_n - 1$. Соответствующая плотность распределения вероятностей параметра бифуркаций a_n имеет вид $f(a_n) = [\pi \sqrt{1 - a_n^2}]^{-1}$. Будем рассматривать $\{a_n\}$ как случайную последовательность.

Схемы обнаружения. При радиоперехвате делается выбор в пользу одной из гипотез: \mathcal{H}_0 – на вход поступает помеха $x(t) = w(t)$; \mathcal{H}_1 – аддитивная смесь сигнала и помехи $x(t) = \sqrt{2Pa(t)} \cos(\omega_0 t + \varphi) + w(t)$, $0 \leq t \leq T$; $P = E[a^2(t)]$ – средняя мощность сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота; φ – фаза несущего колебания, равномерно распределенная на ин-

тервале $[0, 2\pi]$; $w(t)$ – аддитивная гауссовская помеха в виде «белого» шума с односторонней спектральной плотностью мощности \mathcal{N}_0 [Вт/Гц]; $[0, T]$ – интервал наблюдения. Сигнал имеет вид $a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n(t)p(t - nT_c - \varepsilon T_c)$, где $p(t)$ – импульс длительностью T_c с единичной амплитудой. Элементарный период дискретизации εT_c моделируется случайной величиной ε , равномерно распределенной на интервале $[0, 1)$. Предположим, что бинарная корреляционная функция $\text{sign}[a_n(t)]$ используется для обнаружения небинарной псевдослучайной последовательности $\{a_n(t)\}$. Это предположение упрощает структуру приемника.

Вероятность радиоперехвата для многоуровневых сигналов

Структура приемника зависит от набора известных параметров сигнала. Так, энергетический обнаружитель предполагает, что сигнал длительностью T занимает полосу частот B . Другие приемники используют известные параметры сигналов с расширяющимся спектром: несущая частота, частота следования элементарных сигналов и $T = NT_c$, где N – число элементарных сигналов в одной реализации. Бинарная корреляционная функция $\text{sign}[a_n(t)]$ применяется для обнаружения небинарной случайной последовательности $\{a_n(t)\}$. При оптимальном обнаружении бинарных последовательностей используется отношение правдоподобия для гипотез \mathcal{H}_0 и \mathcal{H}_1 [1, 3, 4]. Рассмотрим пять структур приемников с учетом когерентного (фаза φ известна) и некогерентного (фаза φ неизвестна) обнаружения; обнаружение сигналов с синхронизацией ($\varepsilon = 0$) и без ($\varepsilon \neq 0$), а также энергетический обнаружитель.

Синхронный когерентный обнаружитель. Для когерентных приемников с синхронизацией элементарный период синхронизации εT_c и фаза несущего сигнала предполагаются известными. На входе приемного устройства наблюдается процесс $z(t) = x(t)\cos(\omega_0 t + \varphi)$. Для бинарного последовательного обнаружения в [3] предложено правило принятия решения на основе отношения правдоподобия. В случае последовательного небинарного обнаружения, используя бинарную корреляцию, принятие решения в пользу гипотезы \mathcal{H}_0 или \mathcal{H}_1 имеет вид [3]

$$\Lambda[z(t)] = \prod_{j=1}^N \exp\{-PT_c/\mathcal{N}_0\} \cosh(2x_j \sqrt{\bar{E}}/\mathcal{N}_0) \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{>}} \Lambda_0, \quad (1)$$

где Λ_0 – пороговое значение; $x_j = \int_{(j-1)T_c}^{jT_c} z(t)dt$.

При отношении сигнал/помеха $SNR < -5$ дБ получаем аппроксимацию для логарифма отношения правдоподобия $\lambda = \sum_{j=1}^N x_j^2 \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{>}} \lambda_0$. При больших значениях N случайная величина λ аппроксимируется гауссовской случайной величиной для гипотез \mathcal{H}_0 и \mathcal{H}_1 с высокой точностью [1, 3]. Вероятность обнаружения P_D определяется с использованием табличных значений Q -функции. Математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются как $E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)(0,5 + C\delta_{k,1}SNR_c)$; $Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2[0,5 + (2CSNR_c + DSNR_c^2)\delta_{k,1}]$, $k = 0, 1$; $C = E[a_n^2]/E[|a_n|]$; $D = Var[a_n^2]/E^2[|a_n|]$; $\delta_{k,1}$ – дельта-функция Кронекера, предполагающая наличие сигнала на входе приемника, $k = 1$ (гипотеза \mathcal{H}_1), или его отсутствие, $k = 0$ (гипотеза \mathcal{H}_0). Отношение сигнал/помеха имеет следующий вид:

$$SNR_c = \frac{P}{\mathcal{N}_0} \int_0^{T_c} E\{a_n(t)\text{sign}[a(t)]\}dt = \frac{PT_c E[a_n(t)]}{\mathcal{N}_0}. \quad (2)$$

При выводе (2) полагаем, что бинарная корреляционная функция $\text{sign}[a(t)]$ используется при обнаружении небинарной случайной последовательности $\{a_n(t)\}$. Обнаружители бинарных расширяющихся последовательностей применяются для обнаружения случайных сигналов с расширяющимся спектром, что упрощает структуру приемника. Структура оптимального приемника, требующая точного совпадения корреляционных функций для принятых последовательностей, не может быть реализована из-за бесконечных комбинаций последовательностей небинарных случайных сигналов. Порог λ_0 определяется путем выбора вероятности ложной тревоги P_{FA} . Вероятность P_D определяется как функция вероятности ложной тревоги

ги $P_D = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - C\sqrt{2NSNR_c}]/[1 + 4CSNR_c + 2DSNR_c^2]^{0,5}\}$, $Q(x) = \int_x^\infty (\sqrt{2\pi})^{-1} \exp(-0,5t^2) dt$. Эта методика применима к любым системам, использующим прямую последовательность импульсов с расширяющимся спектром при многоуровневых расширяющихся последовательностях.

Некогерентный обнаружитель с синхронизацией. Фаза несущего колебания φ моделируется как случайная переменная, равномерно распределенная на интервале $[0, 2\pi)$. Когерентное обнаружение в этих условиях невозможно. В [3, 4] рассматривается приемник на основе согласованных фильтров, после которых располагается обнаружитель огибающей амплитуды. Эта структура приемника применяется в сочетании с предлагаемой бинарной корреляцией для некогерентного обнаружения случайных или многоуровневых сигналов с расширяющимся спектром. Используя результаты, представленные выше и в [3, 4], получаем правило принятия решения при

условии, что $x_j = (x_{I_j}^2 + x_{Q_j}^2)^{0,5}$, $\begin{bmatrix} x_{I_j} \\ x_{Q_j} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} x(t) \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t \\ \sin \omega_0 t \end{bmatrix} dt$, $j = 0, \dots, N-1$. Математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются как:

$$\begin{cases} E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)(1 + SNR_c \times C\delta_{k,1}), k = 0,1; \\ Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 [1 + (2C \times SNR_c + 0,5D \times SNR_c^2)\delta_{k,1}], k = 0,1. \end{cases} \quad (3)$$

В итоге $P_D = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{NCSNR_c}]/[1 + 2CSNR_c + 0,5DSNR_c^2]^{0,5}\}$. Заметим, что SNR_c в (3) получается с помощью метода бинарной декорреляции.

Асинхронный когерентный обнаружитель. На практике элементарный период дискретизации неизвестен и моделируется как случайная величина, равномерно распределенная на интервале $[0, T_c)$. В [3] рассматривается дополнительно интервал $[0, 0,5T_c)$ и определяется вероятность обнаружения с помощью усреднения двух значений элементарного периода дискретизации, что эквивалентно двухточечному квантованию элементарного периода дискретизации. При обнаружении случайных или многоуровневых с расширяющимся спектром сигналов в первую очередь определяется условная вероятность правильного обнаружения для заданного элементарного интервала дискретизации εT_c . Вероятность правильного обнаружения получается при усреднении всех возможных элементарных периодов синхронизации. Для заданного элементарного периода дискретизации εT_c логарифм отношения правдоподобия запишется в виде

$$\lambda = \sum_{k=0}^{N-1} \{PT_c^2[\varepsilon^2(a_k - a_{k+1})^2 + a_{k+1}^2 + 2(a_k - a_{k+1})a_{k+1}\varepsilon] + w_I^2 + 2\sqrt{P}w_I T_c(a_k \varepsilon + a_{k+1}(1 - \varepsilon))\}, \quad (4)$$

где $w_I = \sqrt{2} \int_0^{T_c} w(t) \cos 2\pi f_0 t dt$.

Математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются как $E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)[0,5 + C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$, $Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 [0,5 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$, $k = 0,1$. Вероятность правильного обнаружения как функция ε представлена следующим образом: $P_{D|\varepsilon} = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{2NC}(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]/[1 + 4C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]^{0,5}\}$. Усредненная вероятность правильного обнаружения сигналов для асинхронного когерентного обнаружителя имеет вид

$$\bar{P}_D = \int_0^1 Q \left[\frac{Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{2NC}(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}{\sqrt{1 + 4C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}} \right] d\varepsilon. \quad (5)$$

Асинхронный некогерентный обнаружитель. В случае, когда элементарный интервал дискретизации и фаза несущего колебания являются случайными величинами, следуя формулам (18), (19) из [4], логарифм отношения правдоподобия $\lambda = \bar{E}T_c^2 \sum_{k=0}^{N-1} \varepsilon^2(a_k - a_{k+1})^2 + \sum_{k=0}^{N-1} a_{k+1}^2 + 2\sqrt{\bar{E}} \times T_c \varepsilon \sum_{k=0}^{N-1} (a_k - a_{k+1})[T_c a_{k+1} \sqrt{\bar{E}} + N(w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi)] + 2\sqrt{\bar{E}}T_c \sum_{k=0}^{N-1} a_{k+1} (w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi) + N(w_I^2 + w_Q^2)$; $w_Q = \sqrt{2} \int_0^{T_c} w(t) \sin 2\pi f_0 t dt$. Математическое ожидание и дисперсия случайной

величины λ определяются как $E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)[1 + C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$; $Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 \times [1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$, $k = 0,1$ (Приложение 1). Вероятность правильного обнаружения как функция ε представлена следующим образом:

$$P_{D|\varepsilon} = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{N}C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]/[1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]^{0,5}\}.$$

Усредненная вероятность правильного обнаружения может быть записана в виде

$$\bar{P}_D = \int_0^1 Q\left[\frac{Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{N}C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}{\sqrt{1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}}\right] d\varepsilon. \quad (6)$$

Выражения (2), (3), (5), (6) применимы к любым системам, которые используют прямую последовательность импульсов с расширяющимся спектром при обработке многоуровневых расширяющихся последовательностей или случайных сигналов.

Энергетический обнаружитель. Структурная схема энергетического обнаружителя представлена в [1, 2, 9] и состоит из полосового фильтра, квадратора, интегратора, дискретизатора, формирующего дискретные значения процесса на выходе интегратора, и устройства сравнения с порогом. Если процесс на выходе дискретизатора превышает пороговое значение, принимается решение о наличии сигнала на входе обнаружителя (гипотеза \mathcal{H}_1); если процесс меньше порогового значения, принимается решение о наличии только помехи (гипотеза \mathcal{H}_0). Пороговое значение определяется из условия выбора вероятности ложной тревоги и статистических параметров помехи. В системах с прямой последовательностью импульсов с расширяющимся спектром процесс на выходе интегратора энергетического приемника имеет вид [9]: $Z(t) = 2\mathcal{N}_0^{-1} \int_0^T x^2(t)dt = 2\mathcal{N}_0^{-1} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} x^2(t)dt$. Если $BT \gg 1$ (B – ширина полосы частот сигнала; $[0, T]$ – интервал наблюдения входного процесса), тогда процесс на выходе интегратора можно аппроксимировать гауссовским законом распределения с малой погрешностью [1, 9]. Математическое ожидание и дисперсия процесса на выходе интегратора энергетического приемника определяются как $E[Z(t)] = 2BT\{1 + \bar{E}E[a_n^2]/B\mathcal{N}_0\}\delta_{k,1}$; $Var[Z(t)] = \sigma_z^2 = 4BT + \{4\bar{E}^2 T^2 Var[a_n^2]/\mathcal{N}_0^2 + \bar{E}TE[a_n^2]/\mathcal{N}_0\}\delta_{k,1}$, $k = 0,1$ (Приложение 2). Используя Q -функцию, вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги запишутся как $P_D = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{0,5N}SNR_c]/[1 + SNR_c + 0,5NGSNR_c]^{0,5}\}$, $P_{FA} = 0,5Q(K - BT)(BT)^{-0,5}$, где $SNR_c = \bar{E}TE[a_n^2]/\mathcal{N}_0$; $G = Var[a_n^2]/E^2[a_n^2]$; $B = 2T_c^{-1}$; K – пороговое значение, определяемое заданной вероятностью ложной тревоги и дисперсией помехи; SNR_c – среднее элементарное значение отношения сигнал/помеха на входе обнаружителя. Вероятность обнаружения бинарных шумоподобных сигналов определяется для случая $G = 0$.

Численные результаты

Для случайных логистических последовательностей $G = 0,8$; $C = 0,79$; $D = 0,32$, случайных треугольных последовательностей $G = 0,52$; $C = 0,67$; $D = 0,36$, бинарных последовательностей $G = 0$; $C = 1$; $D = 0$ результаты моделирования вероятности правильного обнаружения представлены на рис. 1, 2. С целью сравнения характеристики для псевдошумовых сигналов с расширяющимся спектром также показаны на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что характеристики обнаружения случайных сигналов лучше, чем для бинарных псевдошумовых сигналов. Превосходство, как показано на рис. 3, составляет 1,7 дБ для логистической и 2,5 дБ для треугольной случайной последовательности соответственно. Отметим, что улучшение характеристик, т. е. уменьшение вероятности радиоперехвата, обусловлено бинарным обнаружением небинарных последовательностей, т. е. несовпадением в последовательности сигналов. При рассмотрении только энергетических характеристик энергетическим обнаружителем характеристики обнаружения случайных сигналов и бинарных псевдошумовых сигналов почти одинаковые. На рис. 2 представлены характеристики радиоперехвата случайных сигналов при синхронном/асинхронном и когерентном/некогерентном обнаружении.

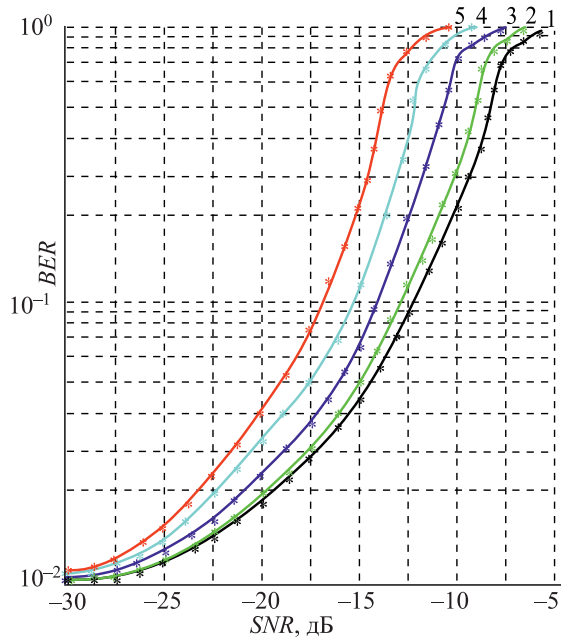


Рис. 1. Вероятность радиоперехвата при $P_{FA} = 0,01$ и $N = 1000$ для обнаружителей: 1 – энергетического; 2, 3 – некогерентного хаотического и бинарного соответственно; 4, 5 – когерентного хаотического и бинарного

Fig. 1. Probability performance of radio interception at $P_{FA} = 0.01$ and $N = 1000$: 1 – energy detector; 2, 3 – incoherent chaotic and binary detectors, respectively; 4, 5 – coherent chaotic and binary detectors, respectively

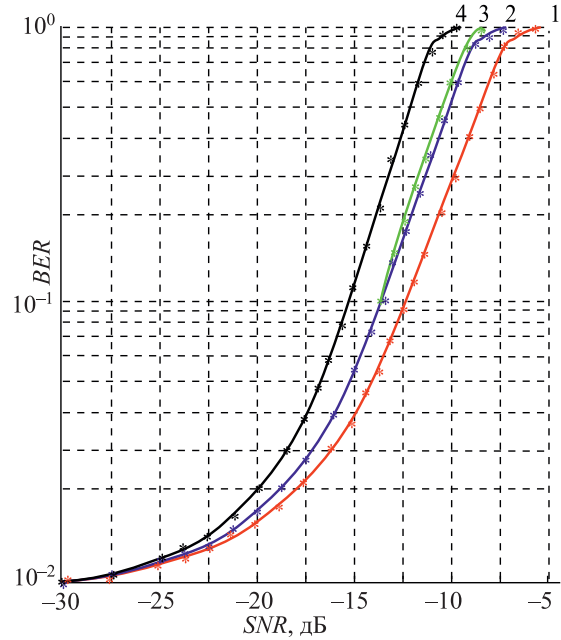


Рис. 2. Вероятность радиоперехвата при $P_{FA} = 0,01$ и $N = 1000$ для обнаружителей: 1, 2 – асинхронных некогерентного и когерентного соответственно; 3, 4 – синхронных некогерентного и когерентного

Fig. 2. Probability performance of radio interception at $P_{FA} = 0.01$ and $N = 1000$: 1, 2 – asynchronous incoherent and coherent detectors, respectively; 3, 4 – synchronous incoherent and coherent detectors, respectively

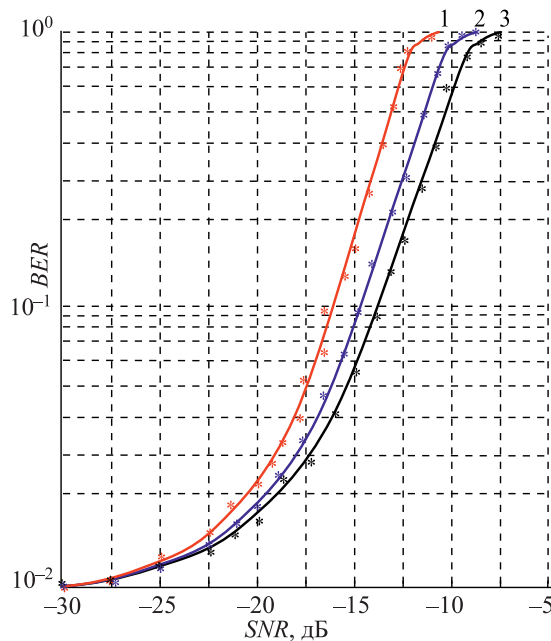


Рис. 3. Вероятность радиоперехвата при синхронизированном когерентном обнаружении ($P_{FA} = 0,01$, $N = 1000$) для случайных последовательностей импульсов: 1 – бинарная; 2 – логистическая; 3 – треугольная; — – теория; * – моделирование

Fig. 3. The probability of radio interception with synchronized coherent detection ($P_{FA} = 0.01$, $N = 1000$) for random pulse sequences:

1 – binary; 2 – logistics; 3 – triangular; — – theory; * – modeling

Синхронный некогерентный и асинхронный когерентный обнаружители демонстрируют одинаковые характеристики, в то время как синхронный когерентный и асинхронный некогерентный – наибольшую и наименьшую вероятности радиоперехвата случайных сигналов соответственно. Характеристика обнаружения сигналов при разных последовательностях с расширяющимся спектром при использовании синхронных обнаружителей представлена на рис. 3, где также демонстрируется хорошее согласование численных результатов и моделирования.

Заключение

1. Предложен простой метод обнаружения сигналов, использующий бинарную корреляционную функцию для обнаружения небинарных случайных или многоуровневых последовательностей. Случайные сигналы оцениваются с точки зрения наименьшей вероятности обнаружения, то есть перехват информационных сообщений нежелательным пользователем должен быть минимальным для синхронных/асинхронных и когерентных/некогерентных обнаружителей, а также для энергетического обнаружителя.

2. Сравнительный анализ показал преимущество использования случайных сигналов с целью наименьшей вероятности радиоперехвата по сравнению с бинарными псевдошумовыми сигналами с расширяющимся спектром. Бинарное обнаружение небинарных последовательностей импульсов (многоуровневых или случайных) приводит к неоптимальной характеристике обнаружения. Дальнейшим направлением исследований по данной тематике является поиск методов оптимального обнаружения случайных сигналов.

Приложение 1. Асинхронный некогерентный обнаружитель

Вместо аппроксимации вероятности обнаружения путем усреднения результатов, полученных при анализе двух элементарных интервалов $[0, T_c)$ и $[0, 0,5T_c)$ [3], в первую очередь определим условную вероятность правильного обнаружения для данного элементарного периода дискретизации εT_c . Полная вероятность правильного обнаружения получается при усреднении по всем возможным значениям для элементарных периодов дискретизации. Учитывая, что используется двоичная фазовая модуляция, и фаза несущего колебания не зависит от перехода одного элементарного периода дискретизации к другому элементарному периоду дискретизации, следуя известной методике [4], получаем:

$$\Lambda[X(t)] = k_1 E_{q, \theta | \varepsilon} \left\{ \exp \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \ln \left[\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left[\frac{2}{\mathcal{N}_0} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} x(t) a_q^k \cos(2\pi f_0 t + \theta) dt \right] d\theta \right] \right\} \right\}, \quad (7)$$

где k_1 – постоянный коэффициент; $Q = 2$; $a_0^k = 1$; $a_1^k = -1$.

Таким образом, получаем $\Lambda[X(t)] = k_1 E_{q, \theta | \varepsilon} \left\{ \exp \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \ln \left\{ Q^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} I_0 \mathcal{N}_0^{-1} [x_{I_k}^2(t) + x_{Q_k}^2(t)]^{0,5} \right\} \right\} \right\}$, где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $x_{I_k}(t) = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} x(t) \cos 2\pi f_0 t dt$; $x_{Q_k}(t) = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} x(t) \sin 2\pi f_0 t dt$. Тогда (7) можно упростить [4]

$$\Lambda[X(t)] = k_1 E_{q, \theta | \varepsilon} \left\{ \exp \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\mathcal{N}_0^2} \sqrt{x_{I_k}^2(t) + x_{Q_k}^2(t)} \right\} \right\}. \quad (8)$$

Подставляя $\tau = \varepsilon T_c$ в (8) и масштабируя $x_{I_k}(t)$ и $x_{Q_k}(t)$ коэффициентом $\sqrt{2}$, получаем $x_{I_k}(t) = \sqrt{2} \left\{ \int_{kT_c - \tau}^{kT_c} x(t + \tau) \cos[2\pi f_0(t + \tau)] dt + \int_{kT_c}^{(k+1)T_c - \tau} x(t + \tau) \cos[2\pi f_0(t + \tau)] dt \right\} = \sqrt{E} [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)] \cos \varphi + w_I$; $x_{Q_k}(t) = \sqrt{2} \left\{ \int_{kT_c - \tau}^{kT_c} x(t + \tau) \sin[2\pi f_0(t + \tau)] dt + \int_{kT_c}^{(k+1)T_c - \tau} x(t + \tau) \sin[2\pi f_0(t + \tau)] dt \right\} = \sqrt{E} [a_k \tau + a_{k+1} \times (T_c - \tau)] \sin \varphi + w_Q$.

Тогда можно записать, что $x_{I_k}^2(t) = \bar{E} \cos^2 \varphi [a_k^2 \tau^2 + a_{k+1}^2 (T_c - \tau)^2 + 2a_k a_{k+1} \tau (T_c - \tau)] + w_I^2 + 2w_I \sqrt{\bar{E}} [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)] \cos \varphi$; $x_{Q_k}^2(t) = \bar{E} \sin^2 \varphi [a_k^2 \tau^2 + a_{k+1}^2 (T_c - \tau)^2 + 2a_k a_{k+1} \tau (T_c - \tau)] + w_Q^2 + 2w_Q \sqrt{\bar{E}} [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)] \sin \varphi$. Let $x_k^2(t) = x_{I_k}^2(t) + x_{Q_k}^2(t)$. Отсюда

$$x_k^2(t) = \bar{E}[a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^2 + w_I^2 + w_Q^2 + 2\sqrt{\bar{E}}[a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)](w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi). \quad (9)$$

Суммируя x_j , $j = 0, \dots, N-1$ и подставляя $\tau = \varepsilon T_c$ в (9), получаем $\lambda = \sum_{k=0}^{N-1} x_k^2(t) = \bar{E} T_c^2 \sum_{k=0}^{N-1} [\varepsilon^2 \times (a_k - a_{k+1})^2 + a_{k+1}^2] + 2\sqrt{\bar{E}} \varepsilon T_c \sum_{k=0}^{N-1} (a_k - a_{k+1}) [T_c a_{k+1} \sqrt{\bar{E}} + w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi] + 2\sqrt{\bar{E}} T_c \sum_{k=0}^{N-1} a_{k+1} \times (w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi) + N(w_I^2 + w_Q^2)$. Так как φ – равномерно распределенная величина в пределах интервала $[0, 2\pi)$, математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются по формулам:

$$\begin{cases} E[\lambda | \varepsilon] = \bar{E} N T_c^2 E[a_n^2] (1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2) + NE[w_I^2 + w_Q^2] = N \mathcal{N}_0 T_c [1 + C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2) SNR_c]; \\ \sigma_\lambda^2 = \text{Var}(\lambda | \varepsilon) = E[\lambda^2 | \varepsilon] - E[\lambda | \varepsilon]^2, \end{cases} \quad (10)$$

где

$$E[\lambda^2 | \varepsilon] = NE \left\{ \bar{E}^2 [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^4 + 4\bar{E}(w_I^2 + w_Q^2) [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^2 + (w_I^2 + w_Q^2)^2 \right\}. \quad (11)$$

Принимая во внимание определение $E[\lambda | \varepsilon]$ в (10) и $E[\lambda^2 | \varepsilon]$ в (11), получаем $\sigma_\lambda^2 = \text{Var}(\lambda | \varepsilon) = N \left\{ \bar{E}^2 \text{Var}\{[a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^2\} + \text{Var}\{w_I^2 + w_Q^2\} \right\} \approx N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 [1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2) SNR_c]$.

Приложение 2. Энергетический обнаружитель

При наличии сигнала процесс на входе энергетического обнаружителя имеет вид: $x(t) = \sqrt{2} \{ [\sqrt{\bar{E}} a(t) \cos \varphi + w_I(t)] \cos 2\pi f_0 t - [\sqrt{\bar{E}} a(t) \sin \varphi + w_Q(t)] \sin 2\pi f_0 t \}$, где w_I , w_Q – узкополосная гауссовская помеха с двусторонней спектральной плотностью мощностью $0,5 \mathcal{N}_0$ в диапазоне $|f| < 0,5B$ [1]. Среднее значение и дисперсия процесса для независимых сигналов [1, 10]:

$$\begin{aligned} E[Z(t)] &= 2\mathcal{N}_0^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} 2 \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \{ [\sqrt{\bar{E}} a(t) \cos \varphi + w_I(t)] \cos 2\pi f_0 t - [\sqrt{\bar{E}} a(t) \sin \varphi + w_Q(t)] \sin 2\pi f_0 t \}^2 dt = \\ &= 2\mathcal{N}_0^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \bar{E} E[a_n^2] T_c + \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} E[w_I^2(t) + w_Q^2(t)] dt \right\} = 2BT \{ 1 + \bar{E} E[a_n^2] / B \mathcal{N}_0 \}; \\ \sigma_Z^2 &= \frac{8T}{\mathcal{N}_0^2} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ R_v(t) - E^2[v(t)] \} dt = \frac{8T}{\mathcal{N}_0^2} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ R_v(t) - E^2[v_n(t)] \} dt, \end{aligned} \quad (12)$$

где $v_n(t) = \bar{E} a_n^2 + 2\sqrt{\bar{E}} a_n \cos \varphi w_I(t) + 2\sqrt{\bar{E}} a_n \sin \varphi w_Q(t) + w_I^2(t) + w_Q^2(t)$.

В результате получаем

$$E[v_n(t)] = \bar{E} E[a_n^2] + \mathcal{N}_0 B. \quad (13)$$

Автокорреляционная функция определяется как

$$\begin{aligned} R_v(\tau) &= E[v_n(t) v_n(t + \tau)] = E \{ \bar{E}^2 a_n^4 + 2\bar{E} a_n^2 [w_I^2(t) + w_Q^2(t) + w_I^2(t + \tau) + w_Q^2(t + \tau)] + 2\bar{E} a_n^2 w_I(t) w_I(t + \tau) + \\ &\quad + 2\bar{E} a_n^2 w_Q(t) w_Q(t + \tau) + [w_I^2(t) + w_Q^2(t)] [w_I^2(t + \tau) + w_Q^2(t + \tau)] \} = \\ &= \bar{E}^2 E[a_n^4] + 2\bar{E} E[a_n^2] \mathcal{N}_0 B + 4\bar{E} E[a_n^2] R_w(\tau) + 2R_{w^2}(\tau) + 0,5(\mathcal{N}_0 B)^2, \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$R_{w^2}(\tau) = 2R_w^2(\tau) + 0,25(\mathcal{N}_0 B)^2; \quad R_w(\tau) = 0,5 \mathcal{N}_0 B \text{sinc}(B\tau). \quad (15)$$

Подставляя (13)–(15) в (12), получаем

$$\begin{aligned} \sigma_Z^2 &= \frac{8T}{\mathcal{N}_0^2} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ 4\bar{E} E[a_n^2] R_w(t) + 4R_w^2(t) + \bar{E} \text{Var}[a_n^2] \} dt = \\ &= \frac{16BT}{\mathcal{N}_0^2} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ \bar{E} E[a_n^2] \mathcal{N}_0 B \text{sinc}(Bt) + 0,5 \mathcal{N}_0^2 B^2 \text{sinc}^2(Bt) + 0,5 \bar{E} \text{Var}[a_n^2] \} dt. \end{aligned} \quad (16)$$

При больших значениях BT формула (16) может быть записано в более простом виде

$$\sigma_Z^2 = \frac{8T}{\mathcal{N}_0} \{ \bar{E} E[a_n^2] + 0,5 \mathcal{N}_0 B \} + 4 \frac{\bar{E}^2 T^2 \text{Var}[a_n^2]}{\mathcal{N}_0^2}. \quad (17)$$

References

1. Peterson R. L., Ziemer R. E., Borth D. E. (1995) Introduction to Spread Spectrum Communications. *Englewood Cliffs*. NJ, USA, Prentice Hall.
2. Pappu C. S., Beal A. N., Flores B. C. (2021) Chaos Based on Frequency Modulation for Joint Monostatic and Bistatic Radar-Communication Systems. *Remote Sensing*. 13 (20).
3. Rohdea G. K., Nichols J. M., Bucholtz F. (2008) Chaotic Signal Detection and Estimation Based on Attractor Sets: Applications to Secure Communications. *Chaos: an Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*. 18.
4. Miliou A. N., Antoniadis I. P., Stavriniades S. G., Anagnostopoulos A. N. (2007) Secure Communications by Chaotic Synchronization: Robustness under Noisy Conditions. *Nonlinear Analysis: Real World Applications*. 8 (13), 2003–2012.
5. Yaningsih S. H. et al. (2021) Wireless Chaos-Based Communication System: Literature Review. *International Journal Quantitative Research and Modelling*. 2 (1), 46–54.
6. Ren H.-P., Bai C., Liu J., Baptista M. S., Grebofdi C. (2016) Experimental Validation of Wireless Communication with Chaos. *Chaos: an Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*. 26.
7. Messaadi M., Teguig D., Sadoidi S., Ouslimani A., Mesloub A. (2021) GoF Based Chaotic on-off Keying: a New Non-Coherent Modulation for Direct Chaotic Communication. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 66, S194–S200.
8. Quyen N. X. (2021) BER Analysis for 2x2 MIMO High-Efficiency DCSK System. *Electronica*. 21 (1), 50–57.
9. Tuzlukov V. (2013) *Signal Processing in Radar Systems*. Boca Raton, London, New York, CRC Press Taylor & Francis Group. 606.
10. Papoulis A., Pillai S. U. (2002) *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. New York, USA, McGraw-Hill Europe. 852.

Сведения об авторе

Тузлуков В. П., д-р физ.-мат. наук, проф., зав. каф. технической эксплуатации авиационного и радиоэлектронного оборудования Белорусской государственной академии авиации

Адрес для корреспонденции

220096, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Уборевича, 77
Белорусская государственная академия авиации
Тел.: +375 44 549-35-17
E-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Тузлуков Вячеслав Петрович

Information about the author

Tuzlukov V. P., Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Professor, Head of the Department of Technical Maintenance of Aviation and Radio Electronic Equipment of the Belarusian State Aviation Academy

Address for correspondence

220096, Republic of Belarus,
Minsk, Ubovich St., 77
Belarusian State Aviation Academy
Tel.: +375 44 549-35-17
E-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Tuzlukov Vyacheslav Petrovich