

УДК 621.391

Технология защиты от помех с использованием самокодируемых сигналов с расширенным спектром

Anti-jamming technology using self-encoded spread spectrum signals

Биккенин / Bikkenin R.

Рафаэль Рифгатович

(bikkenin.rr@sut.ru)

доктор технических наук, профессор,
заслуженный работник высшей школы РФ.
ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский
государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ),
профессор кафедры электроники.
г. Санкт-Петербург

Макаров / Makarov I.

Игорь Викторович

(vas7559@yandex.ru)

кандидат технических наук.
СПбГУТ, преподаватель кафедры электроники.
г. Санкт-Петербург

Авдяков / Avdyakov V.

Владимир Алексеевич

(avdyakov.va@sut.ru)

кандидат технических наук.
СПбГУТ, доцент кафедры электроники.
г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: сигнал с расширенным спектром – the spread spectrum signal; связь с расширенным спектром и самокодированием – self-encoded spread spectrum communication; помехоустойчивость – noise immunity; безопасность передачи данных – data transmission safety; демодуляция – demodulation; помеха, похожая на сигнал – signal-like interference.

Для повышения безопасности и помехоустойчивости передачи данных в условиях помех, похожих на сигнал, и при энергетическом превосходстве над ним предложено применять технологию помехозащиты на основе сигналов с расширенным спектром и самокодированием, когда расширяющая последовательность формируется из передаваемых информационных посылок. Найдено выражение для вероятности ошибки, позволяющее оценить помехоустойчивость приема в условиях действия названных помех. Рассмотрен случай действия прерывистых импульсных помех. Указана перспектива применения полученных результатов в теории и практике совершенствования систем передачи информации.

To increase the safety and noise immunity of data transmission under conditions of signal-like interference and energy superiority over it, it is proposed to apply noise protection technology based on self-encoded spread spectrum signals, when an expanding sequence is formed from transmitted information parcels. An expression for the error probability has been found, allowing for an evaluation of the reception's noise immunity under the influence of such interference. The case of intermittent pulse interference is considered. The potential application of the obtained results in both the theory and practice of improving information transmission systems is highlighted.

Введение

Системы с расширенным спектром (с шумоподобными или псевдослучайными сигналами) первоначально применялись в системах связи специального назначения. В настоящее время они заняли свое место и в коммерческих телекоммуникациях. В частности, их применение стало весьма успешным в беспроводных сетях стандарта IEEE 802.11, в том числе в Wi-Fi, в CDMA-системах, в радионавигационных системах, в спутниковой связи и др.

Реализуются системы с расширенным спектром на основе двух методов: с помощью псевдослучайной перестройки рабочей частоты (англ. – frequency-hopping spread spectrum, FHSS) и посредством прямого расширения спектра сигнала псевдослучайной последовательностью (англ. – direct sequence spread spectrum, DSSS) [1–6].

Первый из названных методов несколько проще в практической реализации, что способствует созданию широкого парка малогабаритных радиостанций, которые успешно применяются для обеспечения помехозащищенной связи в условиях действия искусственных преднамеренных помех [7, 8]. Среди таких средств можно назвать радиостанцию «Корвет-П-ППРЧ», которая предназначена для обмена телефонными сообщениями и данными при организации радиосетей с быстрым скачкообразным изменением частоты. Реализуя более 50000 скачков частоты по псевдослучайному закону внутри пакета данных, эта радиостанция обеспечивает защищенный и практически

недоступный посторонним лицам обмен информацией [9].

Второй метод, являясь более сложным в реализации, в ряде случаев обеспечивает лучшие характеристики в сравнении с методом псевдослучайной перестройки частоты (ППРЧ).

Далее обратимся к методу прямого расширения спектра псевдослучайной последовательностью [3], рассмотрим возможный алгоритм демодуляции псевдослучайных сигналов в условиях действия помех, похожих на сигнал, оценим его помехоустойчивость в каналах с медленным изменением фазы, которые достаточно часто встречаются на практике.

Сигнал, помеха, процедура демодуляции

Будем полагать, что источник сообщений вырабатывает информационные символы $x \in \{0,1\}$, каждый из которых появляется с вероятностью $1/2$ и имеет длительность $t \in \{0, T\}$. Далее при помощи псевдослучайной последовательности (ПСП) они преобразуются в сигналы с расширенным спектром на основе правила относительной фазовой модуляции (ОФМ) [10, 11], когда передаваемая информация определяется двумя соседними посылками на интервале $t \in \{0, 2T\}$. Модель такого сигнала представим выражением:

$$S_0(t) = \begin{cases} U_c \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} \cos(\omega t + \varphi_c), & t \in [0, nT_{ch}], \\ U_c \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} \cos(\omega t + \varphi_c), & t \in [nT_{ch}, 2nT_{ch}], \end{cases}$$

$$S_1(t) = \begin{cases} U_c \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} \cos(\omega t + \varphi_c), & t \in [0, nT_{ch}], \\ U_c \sum_{k=1}^n (-1)^{1-\gamma_k} \cos(\omega t + \varphi_c), & t \in [nT_{ch}, 2nT_{ch}], \end{cases} \quad (1)$$

где $\gamma_k \in \{0,1\}$, $k = \overline{1, n}$ – двоичные элементы псевдослучайной последовательности длительностью $T_{ch} = T/n$ каждый (ch – сокращение от слова «чип»).

Первые две формулы в (1) описывают реализацию сигнала, отождествляемую с информационной посылкой $x=0$, при условии, что вторая из формул на очередном временном интервале повторяет первое выражение. Вторые две формулы в (1) соответствуют формированию на передаче посылки $x=1$. В этом случае сигнал на интервале времени $t \in [nT_{ch}, 2nT_{ch}]$ образуется в соответствии с правилом ОФМ путем инвертирования элементов ПСП, $1 - \gamma_k$.

Начальная фаза сигнала φ_c предполагается случайной и равномерно распределенной на интервале от 0 до 2π с плотностью распределения вероятностей $\omega(\varphi_c) = 1/2\pi$. Считаем также, что фаза в процессе передачи в канале связи претерпевает сравнительно медленные изменения, что позволяет реализовать относительную фазовую модуляцию при практически

мало заметных флюктуациях фазы на длительности нескольких информационных посылок, каждая из которых состоит из совокупности последовательно передаваемых n чипов (n – база сложного сигнала, полученного при «расширении» данных).

Пусть на вход приемника (демодулятора) поступает помеха, по форме совпадающая с сигналом (сигналоподобная), но превосходящая его по энергетике. В этих условиях можно пренебречь фоновым естественным шумом в канале [1]. Названная сигналоподобная помеха может быть названа ответной, так как формируется поставщиком после перехвата передаваемого сигнала и анализа его параметров: частоты, моментов смены информационной фазы, длительности посылок и др. Если постановщику удастся создать помеху на частоте передаваемого сигнала и длительности ее посылок соответствуют длительностям чипов сигнала, а моменты их окончания и начала совпадают с сигналом, то такая помеха будет являться оптимальной для подавляемого сигнала [12] и с учетом ее энергетического превосходства может регистрироваться вместо принимаемого сигнала. Данная помеха может быть представлена выражением

$$J(t) = U_n \sum_{k=1}^n (-1)^{\delta_k} \cos(\omega t + \varphi_n), \quad (2)$$

где U_n – амплитуда, ω – частота, равная частоте передаваемого сигнала, φ_n – фаза помехи, принимающая произвольные значения на интервале от 0 до 2π , но не зависящая от значений фазы φ_c сигнала, $\delta_k \in \{0,1\}$ – двоичные величины, определяющие фазовую манипуляцию помехи и формируемые постановщиком помехи специальным генератором.

Формирование элементов δ_k на станции помех происходит независимо от ПСП γ законного абонента системы связи вследствие того, что порядок появления очередных элементов γ_k , $k = \overline{1, n}$ в каждой реализации сигнала неизвестен постановщику помех, что является основополагающим принципом функционирования систем с расширенным спектром.

Генерирование псевдослучайных последовательностей (псевдошумовых кодов) на передающей стороне в системе передачи данных реализуется посредством известных регистров сдвига с обратными связями. В результате образуются так называемые последовательности максимальной длины или связанные с ними, в частности, последовательности Гоулда и др. [1–3, 13]. Это детерминированные последовательности, но они обладают свойствами, подобными случайным (стохастическим) последовательностям. Принципиальная негативная проблема с детерминированными псевдошумовыми кодами заключается в том, что закон их формирования сравнительно легко вскрывается посторонними лицами. И это приводит к угрозам для безопасности и помехоустойчивости передачи данных в таких системах с расширенным спектром.

С целью решения названной проблемы в системах с расширенным спектром в [14–16] предложено отказаться от формирования псевдошумовых кодов с помощью генераторов, содержащих регистры сдвига с обратными связями, и вместо них в качестве расширяющей последовательности применять информационные послылки, выдаваемые источником в процессе передачи данных. Случайность следования этих посылок обеспечивается соответствующими устройствами шифрования, которые как правило входят в состав современных систем передачи данных [14].

На приемной стороне для восстановления принятой информации процедура, обратная расширению, реализуется аналогичным способом. Для этого из поступающих на вход демодулятора посылок так же, как и на передаче, формируется псевдошумовой код, который по цепи обратной связи подается во входную часть демодулятора и путем перемножения с поступающими элементами сигнала осуществляет свертку данных до исходного состояния.

Важнейшим элементом здесь является процедура синхронизации на начальном этапе сеанса передачи информации, поскольку без жесткой временной привязки приемной стороны к передающей невозможно произвести свертку принимаемых посылок. Несколько подробнее процесс расширения методом самокодирования [14] и необходимые для этого элементы представлены в [17]. Здесь на этом не останавливаемся и отсылаем читателя к указанному источнику. Отметим только, что в составе устройства формирования расширяющего псевдошумового кода на передаче имеются регистр сдвига и коммутатор (мультиплексор), которые функционируют со скоростью, в n раз больше скорости выдачи информационных символов источником сообщений. И, кроме того, включен дополнительно перемежитель посылок, обеспечивающий случайность их следования в расширяющей последовательности. Как правило, перемежители представляют собой двумерные массивы данных, записи в которых осуществляются по столбцам, а считывание – по строкам. На приемной стороне запись и считывание осуществляются в обратном порядке [18].

Рассмотрим теперь процедуру обработки наблюдаемых колебаний в демодуляторе, в котором могут быть определены величины, являющиеся совокупностями сигналов (1) и помех (2):

$$\begin{aligned} V_0 &= \left(\sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1}} X_{k-1} + \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} X_k \right)^2 + \\ &+ \left(\sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1}} Y_{k-1} + \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} Y_k \right)^2, \\ V_1 &= \left(\sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1}} X_{k-1} - \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} X_k \right)^2 + \\ &+ \left(\sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1}} Y_{k-1} - \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} Y_k \right)^2, \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$X_k = \int_{(k-1)T_{ch}}^{kT_{ch}} z(t) \cos \omega t dt, \quad Y_k = \int_{(k-1)T_{ch}}^{kT_{ch}} z(t) \sin \omega t dt,$$

$z(t) = s(t) + J(t)$ – аддитивная смесь сигнала и помехи, похожей на сигнал.

Для принятия решения о переданном символе определяется большая из этих величин. Если $V_0 > V_1$, то регистрируется символ «0», при $V_0 < V_1$ – информационный символ «1»:

$$V_0 \geq V_1. \quad (4)$$

После несложных преобразований (4) с учетом (1)–(3) получим

$$i = \text{rect} \left[\sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1}} X_{k-1} \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} X_k + \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1}} Y_{k-1} \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k} Y_k \right], \quad (5)$$

где

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 0, & x \geq 0, \\ 1, & x < 0, \end{cases}$$

$$\begin{aligned} X_k &= (-1)^{\gamma_k} U_c \cos \varphi_c + (-1)^{\delta_k} U_n \cos \varphi_n, \\ Y_k &= (-1)^{\gamma_k} U_c \sin \varphi_c + (-1)^{\delta_k} U_n \sin \varphi_n, \\ X_{k-1} &= (-1)^{\gamma_{k-1}} U_c \cos \varphi_c + (-1)^{\delta_{k-1}} U_n \cos \varphi_n, \\ Y_{k-1} &= (-1)^{\gamma_{k-1}} U_c \sin \varphi_c + (-1)^{\delta_{k-1}} U_n \sin \varphi_n, \end{aligned}$$

Подставляя величины $X_k, X_{k-1}, Y_k, Y_{k-1}$ в (5), выполняя преобразования с учетом известных формул из тригонометрии, получим

$$\begin{aligned} i = \text{rect} \left\{ n^2 U_c^2 + n U_c U_n \cos(\varphi_c - \varphi_n) \left[\sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1} + \delta_{k-1}} + \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k + \delta_k} \right] + \right. \\ \left. + U_n^2 \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1} + \delta_{k-1}} \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k + \delta_k} \right\}. \end{aligned}$$

Учитывая статистическую независимость величин в (5) при формировании сложного шумоподобного сигнала на основе самокодирования, а также генерирование помехи независимо от передаваемых данных, определим числовые характеристики – математическое ожидание и дисперсию суммарной величины в фигурных скобках последнего выражения. При этом положим $\theta = (\varphi_c - \varphi_n) = 0$, что не влияет на общность результатов. При любых $\theta \neq 0$ вероятность ошибочного приема оказывается меньше. Ситуация равенства фаз нулю может произойти, когда в единственном частном случае сигнал и помеха окажутся в противофазе. Тогда после введения обозначений

$$a = \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_{k-1} + \delta_{k-1}}, \quad b = \sum_{k=1}^n (-1)^{\gamma_k + \delta_k}$$

имеем

$$i = \text{rect} \left[n^2 U_c^2 + n U_c U_n (a + b) + U_n^2 ab \right].$$

Поскольку математические ожидания при достаточно больших n $M\{a\}=M\{b\}=0$, то математическое ожидание величины λ в квадратных скобках в последнем выражении $M\{\lambda\}=n^2 U_c^2$.

Дисперсия λ равна

$$\begin{aligned} D\{\lambda\} &= M \left\{ \left[n U_c U_n (a + b) + U_n^2 ab \right]^2 \right\} = \\ &= 2n^3 U_c^2 U_n^2 + U_n^4 n^2 \approx 2n^3 U_c^2 U_n^2. \end{aligned}$$

Здесь учтено, что $M\{a^2\}=M\{b^2\}=n$, а также то, что при достаточно больших значениях базы величина $n U_c^2 > U_n^2$.

Наконец считая, что от псевдослучайных преобразований на приеме сигналоподобная помеха «обесцвечивается» вследствие отличия ее закона формирования от сигнала с расширенным спектром в системе передачи информации (это, как известно, является основополагающим принципом функционирования систем с расширенным спектром), воспользуемся гауссовской аппроксимацией для вероятности ошибочного приема в рассматриваемом демодуляторе:

$$P_{\text{ош}} = 1 - F \left(\frac{M\{\lambda\}}{\sqrt{D\{\lambda\}}} \right) = 1 - F \left(\frac{n^2 U_c^2}{\sqrt{2n^3 U_c^2 U_n^2}} \right) = 1 - F \left(\sqrt{\frac{nq}{2}} \right), \quad (6)$$

где $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ – интеграл вероятности [1],

$q = U_c^2 / U_n^2$ – отношение сигнал/помеха.

Для дальнейших преобразований воспользуемся формулой аппроксимации [1] дополнительной функции интеграла вероятностей $Q(x) = 1 - F(x)$, при $x > 0$

$$Q(x) < 0,5 \exp(-x^2/2). \quad (7)$$

Тогда формула (6) принимает вид

$$P_{\text{ош}} < 0,5 \exp(-nq/4). \quad (8)$$

Отметим, что формула для вероятности ошибки (6) и ее аппроксимация (8) при некогерентном приеме сигнала с расширенным спектром в условиях действия сигналоподобной помехи (2) получена при наиболее благоприятной для постановщика помех ситуации. Иными словами, помеха идеально совмещена с подавляемым сигналом по частоте, скорости манипуляции, границам посылок. В реальной ситуации добиться этого удастся далеко не всегда. Поэтому рассмотрим случай, когда сигналоподобная помеха «накрывает» часть полосы сигнала $F_n < F_{ch}$ и действует на интервале времени меньшем, чем длительность чипа $T_n < T_{ch}$. Действие такой импульсной (прерывистой) помехи можно оценить коэффициентами концентрации ее

мощности в части полосы частот сигнала $0 < \rho_f \leq 1$ и в течение некоторого временного отрезка $0 < \rho_t \leq 1$.

Воспользуемся методикой [1], тогда несложно получить оценку для вероятности ошибки при действии импульсной (прерывистой) помехи

$$P_p < 0,5 \exp(-\rho n q / 4), \quad (9)$$

где $\rho = \rho_f \rho_t$.

Напомним, что выражение (6) для вероятности ошибки и ее оценки (9) получены при условии, что фазовые изменения в канале связи происходят сравнительно медленно. Если же фазы символов и помех в канале передачи данных изменяются быстро, то обработка на приеме сигналов с расширенным спектром и самокодированием возможна с применением процедуры [11]:

$$i = \text{rect} \left[\sum_{k=1}^n (-1)^{Y_k} X_k X_{k-1} + Y_k Y_{k-1} \right],$$

где $X_k, X_{k-1}, Y_k, Y_{k-1}$ имеют вид, аналогичный выражениям в формуле (3).

Вероятность ошибки для этого случая:

$$P_{\text{ош}}^1 \approx 1 - F \left(\sqrt{\frac{nq^2}{2q+1}} \right), \quad (10)$$

где, как и ранее, n – база сигнала, q – отношение сигнал/помеха.

По аналогии с выражением (9) оценка вероятности ошибки при некогерентном приеме в условиях быстрых изменений фаз сигнала и помехи в канале связи принимает вид

$$P_p^1 < 0,5 \exp \left[-\frac{\rho n q^2}{2(2q+1)} \right], \quad (11)$$

где ρ определено в (9).

Обсуждение полученных результатов

Результаты вычислений в среде Mathcad по найденным выражениям для вероятностей ошибок показывают, что при действии сигналоподобных помех, применяя ОФМ-сигналы с расширенным спектром, формируемые на основе метода самокодирования [14, 17], возможно обеспечить передачу данных с необходимой степенью достоверности, если помеха превышает сигнал по энергетике в несколько раз.

Расчеты по выражению (9), где в качестве примера задано значение базы сигнала с расширенным спектром $n=50$, представленные в таблице 1, свидетельствуют, что при всех значениях $0 < \rho \leq 1$ с увеличением отношения сигнал/помеха q вероятность битовой ошибки монотонно убывает. Наиболее резкое ее убывание

Таблица 1

Результаты вычислений вероятностей битовой ошибки $P_{\text{ош}}$ в канале с медленными изменениями фазы по (9) при $n=50$ и различных значениях отношения сигнал/помеха q и параметра $0 < \rho \leq 1$

$n = 50$	$q = 0,1$	$\rho = 0,1$	$4,41 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 0,2$	$7,78 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 0,5$	$1,34 \cdot 10^{-1}$
		$\rho = 1,0$	$1,43 \cdot 10^{-1}$
$n = 50$	$q = 0,2$	$\rho = 0,1$	$3,89 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 0,2$	$6,06 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 0,5$	$7,16 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 1,0$	$4,10 \cdot 10^{-2}$
$n = 50$	$q = 0,5$	$\rho = 0,1$	$2,67 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 0,2$	$2,87 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 0,5$	$1,09 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 1,0$	$9,65 \cdot 10^{-4}$
$n = 50$	$q = 1,0$	$\rho = 0,1$	$1,43 \cdot 10^{-2}$
		$\rho = 0,2$	$8,21 \cdot 10^{-3}$
		$\rho = 0,5$	$4,83 \cdot 10^{-4}$
		$\rho = 1,0$	$1,86 \cdot 10^{-6}$

наблюдается при $\rho = \rho_r$, приближающемся к единице или равном этой величине. Это происходит в тех случаях, когда энергетика сигнала и помехи оказываются примерно равными, $q \approx 1$.

Ситуация, когда сигналоподобная помеха «накрывает» целиком посылку (чип) сигнала, т. е. $\rho \approx 1$, оказывается менее опасной для абонентов системы передачи информации при величинах $q \geq 0,5$. В отличие от этого неблагоприятным оказывается случай действия той же помехи, но при низких отношениях сигнал/помеха $q \approx 0,1 \dots 0,2$. Так, при базе сигнала $n=50$, $q=0,1$ и $\rho=1$ вероятность битовой ошибки $P_{\text{ош}} \approx 1,43 \cdot 10^{-1}$, т. е. канал близок к обрыву.

В реальных условиях канала связи постановщик помех не может осуществить идеальное согласование помех с подавляемыми сигналами по полосе частот и длительности чипов. Концентрируя энергию помехи только в части посылки сигнала, он создает наихудшие условия для приема полезного сигнала ($\rho = \rho_r$, $\rho \approx 0,1-0,2$). При действии мощной импульсной (прерывистой) помехи, когда $q \approx 0,1 \dots 0,2$, а $\rho \approx 0,1$, вероятность ошибочного приема оказывается примерно равной величине $4 \cdot 10^{-2}$. С увеличением размера «накрытия» сигнала помехой, когда ρ приближается к единице, помехоустойчивость приема ощутимо повышается. Так, веро-

ятность ошибки при $n=50$ и $q \approx 1$ снижается более, чем на 3 порядка.

Это свидетельствует о том, что в такой тяжелой помеховой обстановке предложенный метод позволяет обеспечить помехоустойчивую передачу сообщений.

Расчеты также показывают, что аппроксимация выражения (6) вероятности ошибки на основе гауссовского закона и ее верхняя экспоненциальная оценка (8) дают практически идентичные результаты. Так, при базе сигнала с расширенным спектром $n=50$ экспоненциальная оценка вероятности ошибки оказывается примерно в 3...4 раза больше гауссовской при различных значениях отношения сигнал/помеха $q < 1$, что при величинах вероятности ошибки, имеющих порядок 10^{-4} и менее, практически незаметно.

Сравнение методов приема сигналов с расширенным спектром в каналах с медленными и быстрыми изменениями фазы (рис. 1) безусловно свидетельствуют в пользу первого из методов. Ясно, что применение того или иного варианта демодуляции зависит от характеристик канала связи и скоростей передачи в нем информации.

В завершение отметим, что полученные результаты можно использовать для инженерных расчетов

эффективности устройств обработки (демодуляторов) ОФМ-сигналов с расширенным спектром на этапах проектирования систем передачи данных [19, 20], которые будут применяться в сложной помеховой обстановке при действии сигналоподобных помех, имеющих превосходство в энергетике над сигналами и излучаемых с целью нарушения процесса обмена информацией в сетях радиосвязи.

Литература

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. под ред. А.В. Назаренко. – Изд. 2-е, испр. – Москва : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Голдсмит, А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. – Москва : Техносфера, 2011. – 904 с.
3. Torrieri, D. Principles of Spread-Spectrum Communications Systems / D. Torrieri ; 4th ed. – New York : Springer, 2018. – 733 p.
4. Кокин, Д. С. Цифровая система связи с шумоподобными сигналами / Д.С. Кокин, О.Г. Пономарев // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии : сборник трудов XVII Международной научно-практической конференции ; под. ред. С.У. Увайсов (Сочи, 01–10 октября 2020 г.). – Москва, 2020. – С. 400–403.
5. Лисничук, А. А. Многокритериальный синтез радиосигналов с прямым расширением спектра для адаптивных к узкополосным и структурным помехам систем передачи информации / А.А. Лисничук // Цифровая обработка сигналов. – 2022. – № 1. – С. 19–23.
6. Кузьмин, Е. В. Новые спектрально-эффективные шумоподобные сигналы на основе атомарных функций / Е.В. Кузьмин // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 11. – С. 88–95.
7. Комплексная оценка показателей помехоустойчивости современных и перспективных систем передачи информации и связи / В.И. Филатов, А.В. Сухов, М.А. Зайцев, А.А. Генов // Журнал радиоэлектроники – 2020. – № 9. – С. 3.
8. Кочетов, И. С. Применение широкополосных сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в сетях оперативной подвижной радиосвязи / И.С. Кочетов // Междисциплинарные аспекты современной науки: новые подходы и технологии : сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции (Уфа, 03 июня 2024 г.). – Sterlitaмак, 2024. – С. 130–133.
9. Каталог продукции специальной подвижной радиосвязи // II Международная научно-практической конференция «Специальная подвижная радиосвязь». – Москва, 2017. – С. 68.

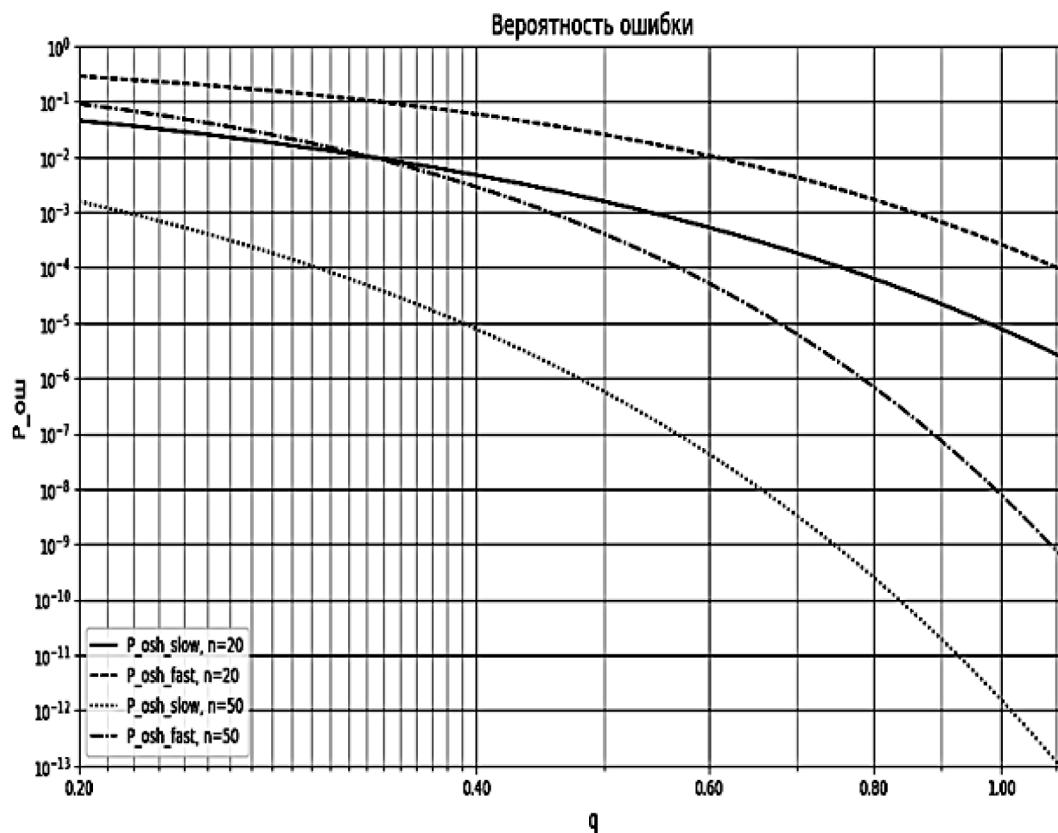


Рис. 1. Сравнительная характеристика оценок вероятностей ошибок для значений базы сигнала $n=20$ и $n=50$ с учетом медленных (9) и быстрых изменений фазы в канале связи (11)

10. Окунев, Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю.Б. Окунев. – Москва : Радио и связь, 1991. – 296 с.

11. Биккенин, Р. Р. Оценка эффективности некогерентного приема шумоподобных сигналов в условиях помех / Р.Р. Биккенин, А.Л. Фролов // Радиоэлектроника и связь. – 1992. – № 2-3. – С.24-29.

12. Овчаренко, Л. А. Помехоустойчивость приема фазоманипулированных сигналов на фоне наиболее неблагоприятных помех / Л.А. Овчаренко, В.Н. Поддубный // Радиотехника. – 1992. – № 7-8. – С.13-19.

13. Sharma, A. Simulation of Gold Code Sequences for Spread Spectrum Application / A. Sharma, T. Anwar, D. K. Sharma // International Journal of Engineering and Technical Research. – 2014. – Vol. 2, Iss. 7. – P. 129-132.

14. Nquen, L. Self-Encoded Spread Spectrum Communications / L. Nquen // IEEE Military Communications Conference Proceedings (Atlantic City, NJ, USA, 1999). – 1999. – Vol. 1. – P. 182-186.

15. Performance enhancement in MIMO self-encoded spread spectrum systems by using multiple codes / L. Nguyen, W.M. Jang, Y. Yang // Proceedings of the 33rd IEEE Sarnoff Symposium (Princeton, NJ, USA, 2010). – 2010. – P. 1-9.

16. Steiner, A. E. Initial code acquisition in self-encoded spread spectrum systems using chip-offset correlation / A.E. Steiner, L. Nguyen // IEEE Sixth International Conference on Communications and Electronics (ICCE) (Ha-Long, Vietnam, 2016). – 2016. – P. 82-85.

17. Биккенин, Р. Р. Передача информации сигналами с расширенным спектром и самокодированием / Р.Р. Биккенин, И.В. Макаров // Информация и Космос. – 2023. – № 3. – С. 6-10.

18. Баринев, А. Ю. Перемежение в канальном кодировании: свойства, структура, специфика применения / А.Ю. Баринев // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2019 – № 1. – URL : <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/13/text.pdf> (дата обращения: 15.05.2025).

19. Вознюк, В. В. Помехоустойчивость систем радиосвязи с двоичными фазоманипулированными широкополосными сигналами при воздействии ретранслированных компенсационных помех типа прямой инверсии сигнала / В.В. Вознюк, Е.В. Куценко // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. – 2018. – № 660. – С. 44-56.

20. Агиевич, С. Н. Оценка помехоустойчивости спутниковых систем радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами / С.Н. Агиевич, С.А. Луценко // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические вопросы противодействия терроризму. – 2018. – № 9-10 (123-124). – С. 132-137.