

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ С ШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ

А. А. Парамонов, Хоанг Ван З.

**МИРЭА – Российский технологический университет,
119454, Москва, просп. Вернадского, д. 78**

Статья поступила в редакцию 2 декабря 2020 г.

Аннотация. Способ передачи информации с использованием широкополосных сигналов признан эффективным способом для борьбы с различными видами организованных преднамеренных и непреднамеренных помех. Среди них широкое применение нашли методы передачи цифровой информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Благодаря своей частотно-энергетической эффективности метод передачи с ППРЧ широко применяется в системах передачи информации различного назначения, в том числе и в системах радиосвязи (СРС) военного назначения, где требуется высокая помехоустойчивость. Как при передаче цифровой информации в условиях деструктивного воздействия средств радиоэлектронного подавления, так и без этого воздействия, в принятой последовательности данных содержатся ошибки. Для их обнаружения и исправления эффективно помехоустойчивое кодирование. В статье рассмотрен случай, когда на входе приемника, помимо его собственных шумов, присутствует и преднамеренная сосредоточенная шумовая помеха в части полосы частот, занимаемой СРС. Проанализирована помехоустойчивость СРС с ППРЧ и ОФТ при совместном использовании помехоустойчивого кодирования и частотно-временного разнесения кодового символа. Рассматривается применение в анализируемой СРС алгоритма некогерентного приема разнесенных сигналов с весовой обработкой и последующего декодирования. Показано, что помехоустойчивость СРС в рассматриваемых условиях оказывается

значительно более высокой, чем СРС, в которой частотное разнесение кодового символа и помехоустойчивое кодирование не применяются.

Ключевые слова: помехоустойчивость, псевдослучайная перестройка рабочей частоты, вероятность битовой ошибки, частотное разнесение, помехоустойчивое кодирование.

Abstract. The method of transmitting information using broadband signals is recognized as an effective way to combat various types of organized intentional and unintentional interference. Among them, methods for transmitting digital information with frequency-hopping spread spectrum (FHSS) have found wide application. Due to its frequency and energy efficiency, the transmission method with frequency hopping is widely used in information transmission systems for various purposes, including military radio communication systems (RCS), where high interference immunity is required. Both when transmitting digital information under the conditions of the destructive effect of electronic suppression means, and without this effect, the received data sequence contains errors. To detect and correct them, noise-correcting coding is effective. The article considers the case when at the input of the receiver, in addition to its own noise, there is also a deliberate concentrated partial-band noise jamming, occupied by the RCS. An analysis is made of the noise immunity of a RCS with a frequency hopping and DBPSK with the combined use of error-correcting coding and time-frequency diversity of the code symbol. The application in the analyzed RCS of the algorithm of incoherent reception of diversity signals with weight processing and subsequent decoding is considered. It's shown that the noise immunity of the RCS under the considered conditions turns out to be significantly higher than the RCS, in which the frequency diversity of the code symbol and the noise-immune coding are not used.

Key words: interference immunity, frequency-hopping spread spectrum, bit error rate, frequency diversity, error correcting coding.

Введение

Применение сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) признано перспективным способом передачи не только с точки зрения

эффективности использования частотно-энергетического ресурса в СРС, но и для борьбы с различными видами преднамеренных и непреднамеренных помех [1-3]. При передаче в режиме внутрисимвольной ППРЧ время непрерывной работы на одной частоте T_h значительно меньше длительности информационного символа T_s . Передача информации при этом осуществляется путем деления символа на независимые элементы (субсимволы), что соответствует делению тактового интервала на L подынтервалов. На каждом из подынтервалов передается сигнал с относительной фазовой телеграфией ОФТ в соответствии с заданной программой перестройки частот (псевдослучайному коду), как это показано на рис.1.

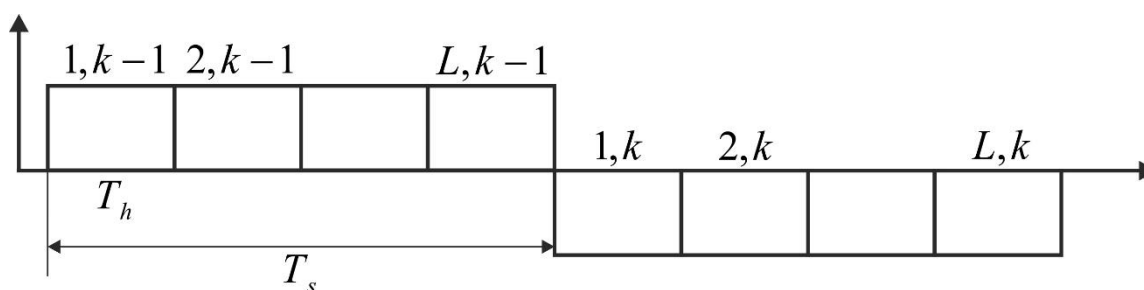


Рис.1. Разбивание символа на субсимволы.

где $T_h = T_s/L$, L – число скачков рабочей частоты (частных элементов, субсимволов) внутри одного символа.

Использование фазовых методов модуляции (и, в частности, ОФТ) предполагает, что смена рабочих частот в режиме ППРЧ производится без разрыва фазы. Для определенности будем считать, что при передаче символа «0» разность фаз между двумя соседними символами равна нулю. Также будем считать, что реализуется оптимальный некогерентный прием сигналов ОФТ и тактовая (временная) синхронизация в приемнике обеспечена.

Стратегия постановки помех системам радиосвязи с ППРЧ заключается в том, что постановщик помех с ограниченным энергетическим ресурсом для рационального и эффективного использования этого ресурса распределяет мощность помех не по всему частотному диапазону работы СРС, а в ограниченной полосе частот. При этом помеха занимает только ρ -ую часть рабочего частотного диапазона СРС с ППРЧ. Такой вид помех называется

преднамеренной шумовой помехой в части полосы, спектральная плотность мощности N_{Π} которой описывается следующим образом:

$$N_{\Pi} = \begin{cases} P_{\Pi} / \rho \Delta F & \text{в полосе } \rho \Delta F \\ 0 & \text{в полосе } (1 - \rho) \Delta F \end{cases},$$

где ρ – доля полосы частот, занимаемой помехой, ($0 \leq \rho \leq 1$).

При воздействии данной помехи субсимволы (частотные элементы сигнала) с вероятностью ρ будут поражены помехой, а вероятность того, что эти же субсимволы (частотные элементы сигнала) не поражены помехой, равна $(1 - \rho)$.

В работе [2] предложен способ приема разнесенных сигналов ОФТ с ППРЧ, в основе которого для принятия решения о передаче k -го символа лежит алгоритм адаптивного взвешивания выходной выборки по принципу «упреждения» с весовыми коэффициентами, обратно пропорциональными суммарной мощности шумовой помехи и собственных шумов приемника (АГБШ) $\sigma_{i,k-1}^2$ на предыдущем $(k - 1)$ -м скачке частоты, и последующим оптимальным некогерентным приемом.

$$v_i = \frac{1}{\sigma_{i,k-1}^2}, \quad (1)$$

где $\sigma_{i,k-1}^2 = \begin{cases} \sigma_0^2, & \text{в отсутствии помех } (\rho = 0), \\ \sigma_0^2 + \sigma_{\Pi}^2, & \text{в присутствии помех } (\rho \neq 0). \end{cases}$

При оптимальном некогерентном приеме сигнала ОФТ решение о передаче того или иного символа (бита) принимается по разности фаз между смежными сигналами, т.е. дискретный канал с относительной фазовой телеграфией (ОФТ) является каналом с памятью [4,5]. Поэтому при передаче сигналов ОФТ имеется тенденция к попарному группированию ошибок (появлению серийных двойных ошибок – пакетов ошибок). В этой связи на практике для устранения серийных смежных ошибок (пакетов ошибок) используется принцип перемежения символов, заключающийся в том, что на передающей стороне символы одного кодового слова разносятся друг от друга на расстояние,

превышающее длину пакета ошибок. На приемной стороне символы каждого кодового слова выделяются из принятой последовательности, собираются вместе и декодируются по правилам, рассчитанным на исправление независимых ошибок. В результате модель канала связи со смежными ошибками трансформируется в модель канала с независимыми ошибками.

На рис.2 приведена схема приемного устройства сигналов ОФТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ с использованием помехоустойчивого кодирования. Здесь для вынесения решения о переданном канальном символе применяется демодулятор с предложенным в [2] алгоритмом оптимальной некогерентной обработки разнесенных ОФТ сигналов, в соответствии с которым статистика принятия решения описывается в виде:

$$\begin{aligned}
 D &= \operatorname{Re} \left[\sum_{i=1}^L r_{i,k}(t) r_{i,k-1}^*(t) v_i \right] \\
 &= \sum_{i=1}^L (x_{i,k} x_{i,k-1} + y_{i,k} y_{i,k-1}) v_i \\
 &= \sum_{i=1}^L \left[\left(\frac{x_{i,k} + x_{i,k-1}}{2} \right)^2 - \left(\frac{x_{i,k} - x_{i,k-1}}{2} \right)^2 + \left(\frac{y_{i,k} + y_{i,k-1}}{2} \right)^2 - \left(\frac{y_{i,k} - y_{i,k-1}}{2} \right)^2 \right] v_i \quad (2) \\
 &= \sum_{i=1}^L \left[(a_{i,1}^2 + a_{i,2}^2) - (a_{i,3}^2 + a_{i,4}^2) \right] v_i \\
 &= z_1 - z_2.
 \end{aligned}$$

где $a_{i,1} = \frac{x_{i,k} + x_{i,k-1}}{2}$, $a_{i,2} = \frac{y_{i,k} + y_{i,k-1}}{2}$, $a_{i,3} = \frac{x_{i,k} - x_{i,k-1}}{2}$, $a_{i,4} = \frac{y_{i,k} - y_{i,k-1}}{2}$,

$$z_1 = \sum_{i=1}^L (a_{i,1}^2 + a_{i,2}^2) v_{i,k-1}, \quad z_2 = \sum_{i=1}^L (a_{i,3}^2 + a_{i,4}^2) v_{i,k-1},$$

$r_{i,k}(t), r_{i,k-1}^*(t)$ – принятые на k -м и $(k-1)$ -м тактах сигналы, по которым выносится решение о i -м субсимволе,

r^* – означает сопряженное число к числу r ,

$x_{i,k}, x_{i,k-1}, y_{i,k}, y_{i,k-1}$ – синфазные и квадратурные компоненты принятых сигналов,

v_i - весовой коэффициент.

Декодер с жестким решением выдает решение относительно символов информационной последовательности. При этом за счет псевдослучайного перемежения после деперемежения на приемной стороне ошибки, поступающие в декодер, оказываются случайными, облегчая тем самым устранение ошибок декодером.

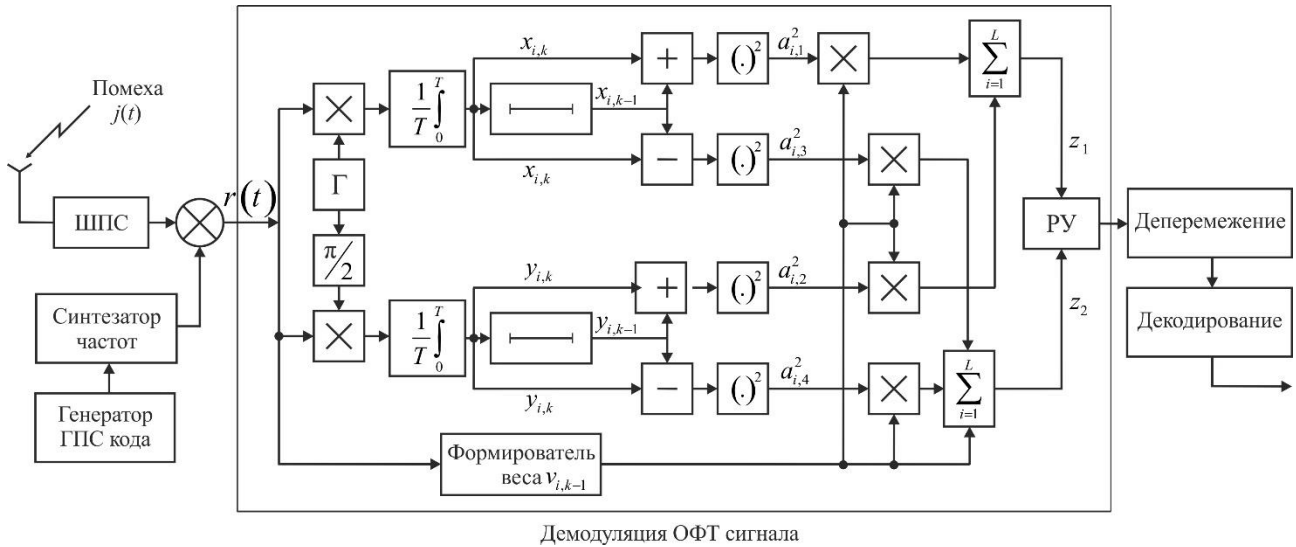


Рис.2. Схема приемного устройства сигналов ОФТ с внутрисимвольной ППРЧ.

1. Оценка помехоустойчивости приема сигнала ОФТ с ППРЧ при использовании помехоустойчивого кодирования

В результате использования перемежения символов модель канала связи со смежными ошибками при передаче сигналов ОФТ трансформируется в модель канала с независимыми ошибками, что и позволяет применить хорошо разработанную для этого случая теорию.

При использовании блочных двоичных кодов с «жестким» декодированием при статистически независимых ошибках вероятность ошибки на декодированной символ (бит) определяется формулой [1,6]

$$P_e = \frac{d}{n} \sum_{i=t+1}^d C_n^i p^i (1-p)^{n-i} + \frac{1}{n} \sum_{i=d+1}^n i C_n^i p^i (1-p)^{n-i}, \quad (3)$$

где n , d , t , – параметры блочных кодов: n – длина кода, k – число информационных символов (битов), d – минимальное кодовое расстояние, t –

максимальное число исправляемых ошибок на длине кодового слова, $t = \lfloor (d-1)/2 \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ – означает целую часть, R_c – относительная кодовая скорость.

p – вероятность ошибки в кодовом слове на выходе демодулятора (на входе декодера), которая определяется для частных случаев помеховой обстановки и кратности разнесения кодового символа в кодовом слове с учетом того, что энергия кодового символа $E_c = \frac{k E_b}{n L} = \frac{R_c E_b}{L}$ [2]:

- без разнесения символа:

$$p(L=1) = (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{k E_b}{n N_0}\right) + \rho \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{k E_b}{n (N_0 + P_{\text{ш}} T_h / \rho \Delta F)}\right), \quad (4)$$

- для двукратного разнесения символа ($L = 2$) в отсутствие помех ($\rho = 0$) и в присутствии заградительной шумовой помехи ($\rho = 1$):

$$p(\rho = 0, L = 2) = \frac{1}{2^3} \exp\left(-\frac{k E_b}{n N_0}\right) \left[\frac{k E_b}{n N_0} + 4\right], \quad (5a)$$

$$p(\rho = 1, L = 2) = \frac{1}{2^3} \exp\left(-\frac{k E_b}{n (N_0 + P_{\text{ш}} T_h / \Delta F)}\right) \left[\frac{k E_b}{n (N_0 + P_{\text{ш}} T_h / \Delta F)} + 4\right], \quad (5b)$$

- для трехкратного разнесения символа ($L = 3$) в отсутствие помех ($\rho = 0$) и в присутствии заградительной шумовой помехи ($\rho = 1$):

$$p(\rho = 0, L = 3) = \frac{1}{2^5} \exp\left(-\frac{k E_b}{n N_0}\right) \left[\left(\frac{k E_b}{n N_0}\right)^2 + 6 \frac{k E_b}{n N_0} + 26\right], \quad (6a)$$

$$p(\rho = 1, L = 3) = \frac{1}{2^5} \exp\left(-\frac{k E_b}{n (N_0 + P_{\text{ш}} T_h / \Delta F)}\right) \left[\left(\frac{k E_b}{n (N_0 + P_{\text{ш}} T_h / \Delta F)}\right)^2 + 6 \frac{k E_b}{n (N_0 + P_{\text{ш}} T_h / \Delta F)} + 26\right]. \quad (6b)$$

Ниже приведены вероятностные характеристики приема сигналов ОФТ с ППРЧ при совместном использовании помехоустойчивого кодирования и принципа частотного разнесения кодового символа. Результаты получены статистическим моделированием и расчетами по формулам (3-6). В качестве помехоустойчивых кодов рассмотрены простейшие двоичные блочные коды –

коды Голя (23,12) и БЧХ (15,5) с кодовой скоростью 1/2 и 1/3 соответственно. Как показано в [2], с увеличением числа скачков частоты в пределах кодового слова (или кратности частотного разнесения кодового символа) свыше трех помехоустойчивость для СРС с ППРЧ и ОФТ повышается незначительно. Вместе с тем, если выбрать число скачка частоты (субсимвола) $L > 3$, то это может привести к усложнению аппаратной части приемника. В этой связи, в данной работе рассматривается случай приема сигналов ОФТ с ППРЧ для кратности разнесения кодового символа $L = 1, 2, 3$.

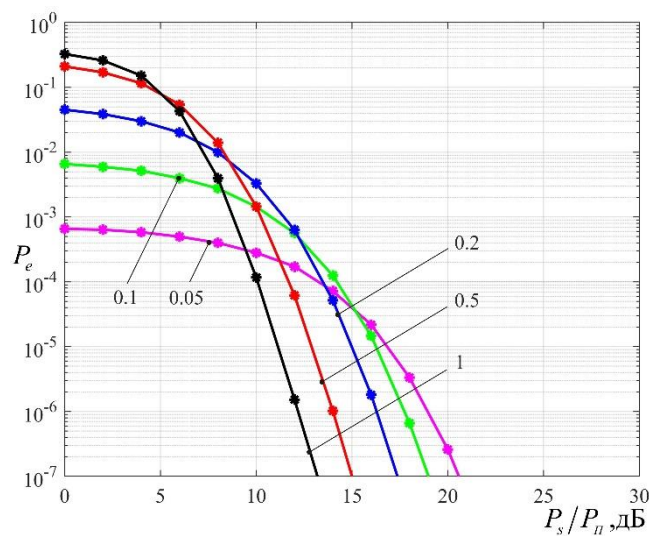


Рис.3. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n для СРС с посимвольной ППРЧ и ОФТ при применении кода Голя (23,12).

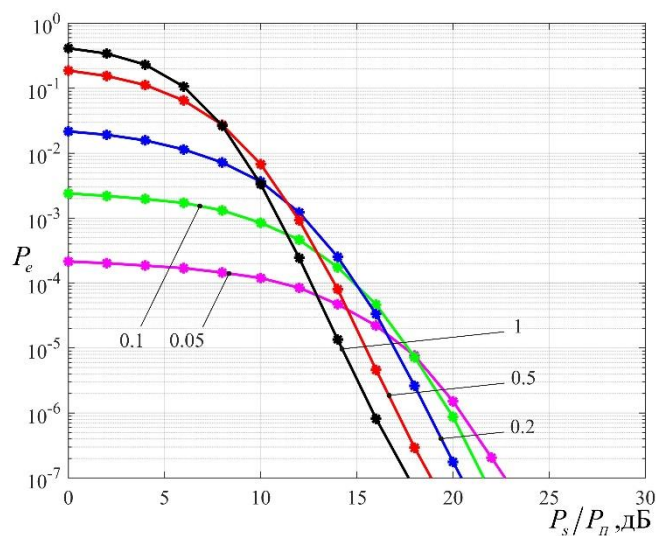


Рис.4. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n для СРС с посимвольной ППРЧ и ОФТ при применении кода БЧХ (15,5).

На рис. 3–7 приведены зависимости P_e – средней вероятности ошибки (СВО) на декодированный бит – от отношения сигнал/помеха $E_b/N_{\Pi} = P_s/P_{\Pi}$ для СРС с ППРЧ и ОФТ при воздействии сосредоточенной шумовой помехи в части полосы. Вероятностные кривые получены для различных значений доли подавляемой полосы частот $\rho = 0,05, 0,1, 0,2, 0,5, 1$ при постоянном значении отношения сигнал/шум $E_b/N_0 = 13$ дБ.

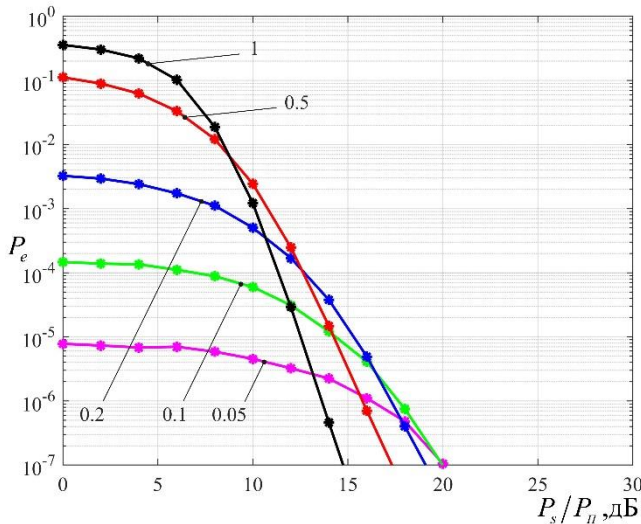


Рис.5. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_{Π} для СРС с внутрисимвольной ППРЧ и ОФТ ($L=2$) при применении кода Голя (23,12).

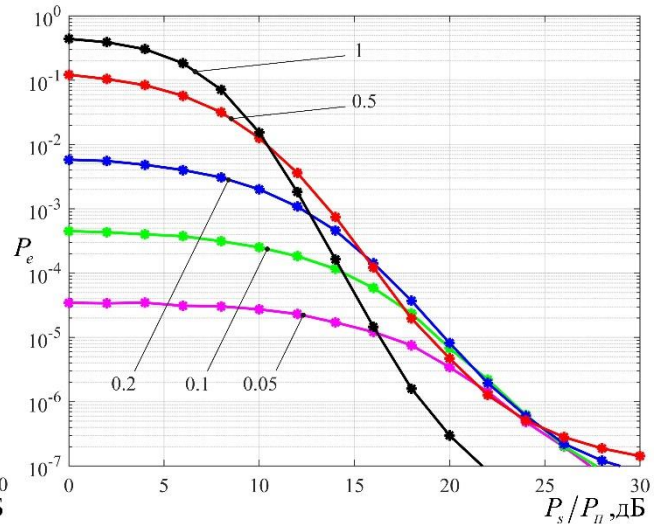


Рис.6. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_{Π} для СРС с внутрисимвольной ППРЧ и ОФТ ($L=2$) при применении кода БЧХ (15,5).

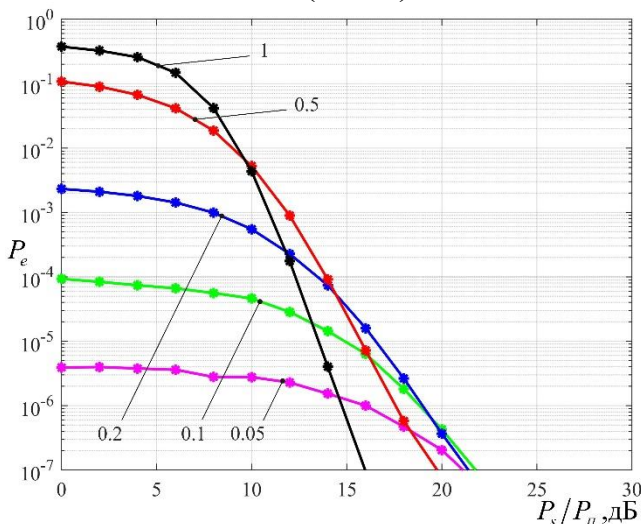


Рис.7. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_{Π} для СРС с внутрисимвольной ППРЧ и ОФТ ($L=3$) при применении кода Голя (23,12).

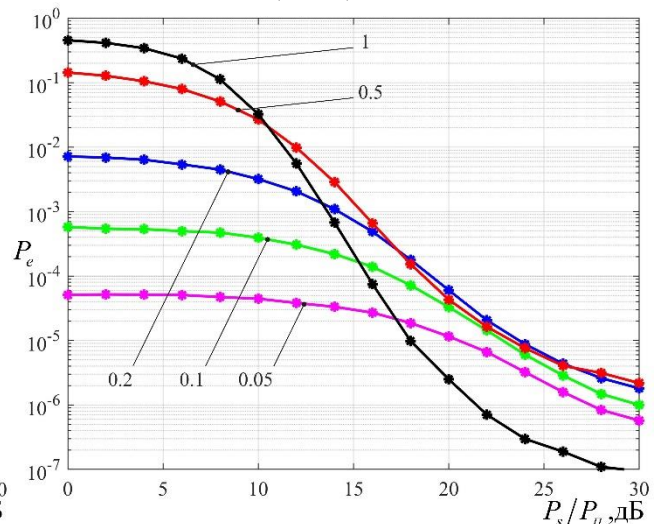


Рис.8. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_{Π} для СРС с внутрисимвольной ППРЧ и ОФТ ($L=3$) при применении кода БЧХ (15,5).

Из анализа графиков видно, что в условиях воздействия шумовой помехи в части полосы при совместном использовании помехоустойчивых кодов с частотным разнесением кодового слова вероятность ошибки на декодированный символ (бит) P_e снижается на несколько порядков при малой доле подавляемой полосы ρ в области со сравнительной большой мощностью сосредоточенной шумовой помехи в части полосы (область малых значений отношения сигнал/помеха). В этом случае совместное использование помехоустойчивого кодирования с частотным разнесением кодового слова обеспечивает энергетический выигрыш в отношении сигнал/помеха от 1дБ до нескольких децибел в зависимости от степени подавления и применяемых помехоустойчивых кодов. Однако в области больших значений отношений сигнал/помеха P_s/P_{Π} совместное использование помехоустойчивых кодов с частотным разнесением кодового слова приводит к ухудшению помехоустойчивости, что наблюдается и в случае с большой долей подавляемой полосы частот ($\rho > 0.5$). Это возникает вследствие преобладания потерь энергии из-за некогерентной обработки при частотном разнесении, а также из-за введения избыточных символов при кодировании.

Важно отметить, что оптимальное значение кратности разнесения кодового слова следует выбрать с учетом характеристик применяемого кода. Например, при использовании кодов с одинаковой корректирующей способностью, но с разными кодовыми скоростями оптимальные значения кратности разнесения кодового слова оказываются разными: для СРС с ППРЧ и ОФТ с применением кода Голя (23,12) оптимальное число скачка частот является трем, а для кода БЧХ (15,5) – оно оказывается равным двум.

2. Помехоустойчивость СРС с ППРЧ и ОФТ при наихудшей шумовой помехе в части полосы

В современных условиях в результате использования новейших технических достижений, внедрения передовой техники и быстродействующей процессорной техники стало возможным успешно и эффективно решать задачи радиотехнической разведки с получением достаточных априорных сведений о

характеристике подавляемой СРС с ППРЧ у постановщика помеха. В этой связи создание наихудшей шумовой помехи в части полосы (помеха, оптимальной для постановщика помех) представляется вполне выполнимой задачей. В месте с тем, как отмечено в [1,7] для создания наихудшей шумовой помехи в части полосы необходимой информацией здесь является лишь энергия принимаемого сигнала E_b и полоса частот, занимаемая спектром принимаемого сигнала (сигнала подавляемой СРС).

Для СРС с посимвольной ППРЧ и ОФТ средняя вероятность битовой ошибки P_b определяется выражением

$$\begin{aligned}
 P_b &= (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) + \rho \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{(N_0 + P_{II} T_h / \rho \Delta F)}\right) \\
 &= (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) + \rho \frac{1}{2} \exp\left\{-\left[\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} + \left(\rho \frac{P_s}{P_{II}}\right)^{-1}\right]\right\},
 \end{aligned} \tag{7}$$

Стратегия постановщика помех базируется на реализации такого распределения помехи по полосе частот F , занимаемой спектром сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), при котором при фиксированной средней мощности помехи достигается максимум вероятности ошибки.

Выявление наихудшей для СРС (оптимальной для постановщика) помехи, привело к отысканию значения ρ , при котором вероятность ошибки на бит оказывается максимальной. В работах [7,8] для СРС с посимвольной ППРЧ оптимальное значение доли поражаемой преднамеренной помехой полосы частот, максимизирующее вероятность ошибки P_b , предлагается рассчитывать как отношение спектральной плотности мощности помехи N_{II} к энергии принимаемого сигнала E_b , что можно записать в виде

$$\rho_{opt} = \begin{cases} 1, P_s / P_{II} \leq 1 \\ \frac{P_{II}}{P_s}, P_s / P_{II} > 1 \end{cases} \tag{3}$$

Путем моделирования методом Монте-Карло определено приближенное значение оптимальной доли полосы частот, подавляемой помехой для СРС с внутрисимвольной ППРЧ и ОФТ с двух- и трехкратным частотным разнесением символа ($L=2,3$):

$$\rho_{opt} \approx \begin{cases} 1, & P_s/P_n \leq L \\ \frac{LP_n}{P_s}, & P_s/P_n > L \end{cases} \quad (4)$$

Формулы (3) и (4) соответствуют и физической сущности стратегии постановки помех, согласно которой постановщик, обладающий возможностью поставить значительно более мощную помеху по сравнению с принимаемым сигналом ($P_s/P_n < L$), выставляет заградительную шумовую помеху во всей полосе частот, используемой СРС ($\rho = 1$). В противном случае целесообразно выставлять шумовые помехи в части полосы с оптимальной долей подавляемой полосы частот.

На рис.9–10 приведены зависимости СВО на бит P_b для рассматриваемого алгоритма приема сигналов ОФТ с ППРЧ от отношения сигнал/помеха $E_b/N_n = P_s/P_n$ при воздействии сосредоточенной шумовой помехи в части полосы, в том случае и наихудшей сосредоточенной шумовой помехи в части полосы. Варьируемыми параметрами являются значения доли подавляемой полосы частот $\rho = 0.05, 0.1, 0.2, 0.5, 1$ при постоянном значении отношения сигнал/шум $E_b/N_0 = 13$ дБ. Вероятностные кривые P_{bmax} иллюстрирует максимальную вероятность битовой ошибки при наихудшей сосредоточенной шумовой помехе в части полосы с ρ_{opt} .

Из графиков на рис. 9–11 видно, что постановка помехи в оптимальной для постановщика помех части полосы резко ухудшает помехоустойчивость СРС с ППРЧ и ОФТ, причем кривые СВО резко меняются и имеют линейный характер вместо экспоненциального.

Анализ кривых позволяет сделать вывод, что постановка шумовой помехи в части полосы частот с оптимальной долей подавляемой полосы частот (ρ_{opt}) значительно эффективнее, чем постановка заградительной шумовой

помехи (кривая с индексом 1, $\rho=1$) при ограниченной мощности шумовой помехи, что подтверждается, в частности, рис. 9–11 в области с небольшой мощностью помехи. Также установлено, что использование частотного разнесения символа для системы связи с ППРЧ позволило повысить помехоустойчивость приема сигналов ОФТ в области с высокой мощностью шумовой помехи.

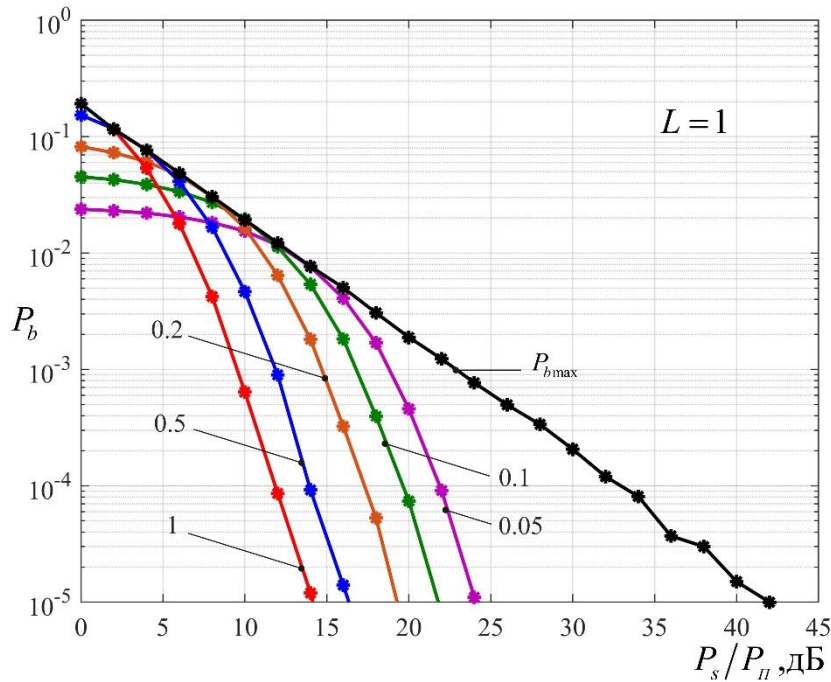


Рис.9. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n для СРС с посимвольной ППРЧ и ОФТ ($L=1$).

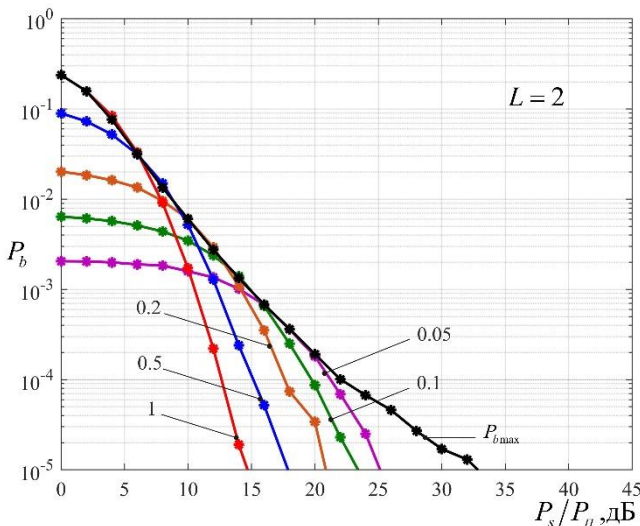


Рис.10. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n для СРС с внутрисимвольной ППРЧ и ОФТ ($L=2$).

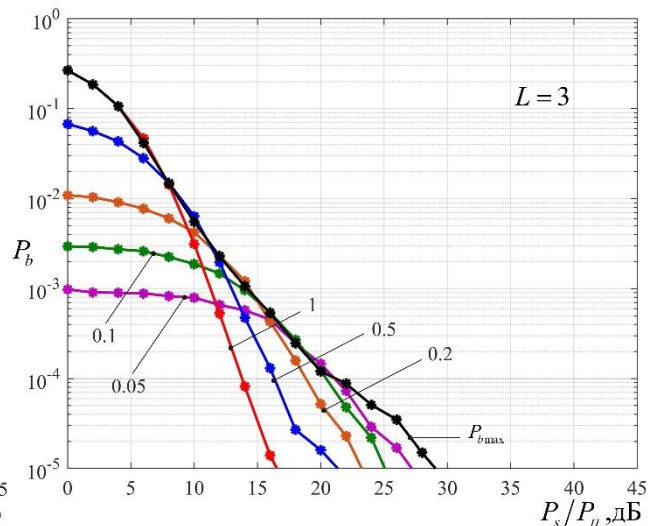


Рис.11. Зависимость СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n для СРС с внутрисимвольной ППРЧ и ОФТ ($L=3$).

На рис. 12 приведены зависимости максимальной средней вероятности битовой ошибки P_b при приеме ОФТ-сигналов с посимвольной ППРЧ и внутрисимвольной ППРЧ с двух- и трехкратным разнесением символа по частоте. Кривые с $L=2$ и $L=3$ соответствуют случаю двух- и трехкратного частотного разнесения символа при фиксированном отношении сигнал/шум $E_b/N_0 = 13\text{дБ}$.

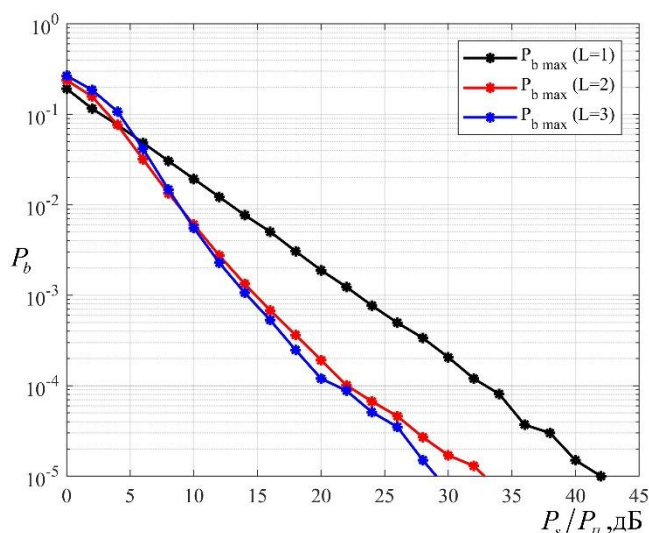


Рис.12 Зависимость максимальной СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n для СРС с ППРЧ и ОФТ.

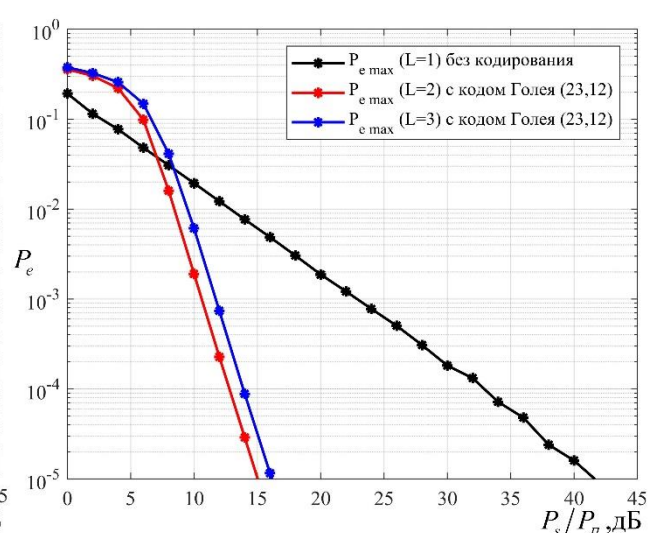


Рис.13 Зависимость максимальной СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n для СРС с ППРЧ и ОФТ при помехоустойчивом кодировании.

Анализ кривых на рис. 12 и результатов работы [2] позволяет провести сравнительную оценку эффективности принципа частотного разнесения в СРС с ППРЧ и ОФТ. В том случае, когда постановщику помех удалось выставить наихудшую преднамеренную шумовую помеху в части полосы (оптимальную для постановщика), за счет частотного разнесения символа в режиме ППРЧ значительно повышается помехоустойчивость приема сигналов. При этом средняя вероятность битовой ошибки $P_b = 10^{-4}$ достигается при $P_s/P_n = 22\text{дБ}$ для $L=2$ и при $P_s/P_n = 20\text{дБ}$ для $L=3$, в то время для обеспечения такой вероятности ошибки при посимвольной ППРЧ ($L=1$) требуется отношение сигнал-помеха около 32 дБ. Очевидно, что в условиях воздействия наихудшей сосредоточенной шумовой помехи в части полосы выигрыш в отношении сигнал-помеха от использования частотного разнесения символа составляет

около 10 дБ для $L=2$ и 12 дБ для $L=3$ с заданной вероятностью ошибки $P_b = 10^{-4}$, а при $P_b = 10^{-5}$ выигрыш составляет около 8 дБ для $L=2$ и 13 дБ для $L=3$.

На рис. 13 представлены вероятностные кривые для случая совместного использования помехоустойчивых кодов (кода Голея (23,12)) с частотным разнесением для системы связи с ППРЧ и ОФТ в условиях воздействия наихудшей шумовой помехи в части полосы. Их сравнительный анализ с посимвольной ППРЧ без кодирования показывает, что совместное использование помехоустойчивого кодирования и частотного разнесения позволяет значительно снизить вероятности ошибки, тем самым повысить помехоустойчивость передачи сигналов ОФТ. В указанных условиях средняя вероятность ошибки на декодированный бит $P_e = 10^{-4}$ достигается при $P_s/P_n = 13$ дБ для $L=2$ и при $P_s/P_n = 14$ дБ для $L=3$, что по сравнению с посимвольной ППРЧ без кодирования, где требуется отношение сигнал-помеха около 32 дБ, выигрыш составляет свыше 17 дБ.

Анализ кривых, представленных на рис. 12–13, позволил сделать вывод о том, что при наихудшей шумовой помехе в части полосы частот имеется оптимальный диапазон значений отношения сигнал/помеха, при котором еще обеспечен выигрыш от использования частотного разнесения с помехоустойчивым кодированием.

На рис 14–15 приведены зависимости максимальной вероятности ошибки на декодированный бит P_{emax} от отношения сигнал/помеха P_s/P_n при использовании помехоустойчивого кода Голея (23,12) и частотного разнесения кодового символа с кратностью ($L=2,3$) при наихудшей шумовой помехе в части полосы.

Из рис. 14–15 видно, что эффективность совместного использования помехоустойчивого кодирования с частотным разнесением зависит не только от отношения сигнал/преднамеренная помеха, но и от значения отношения сигнал/собственные шумы приемника, что определяет необходимость

использования в рассмотренных в работе СРС приемников с малым уровнем собственных шумов.

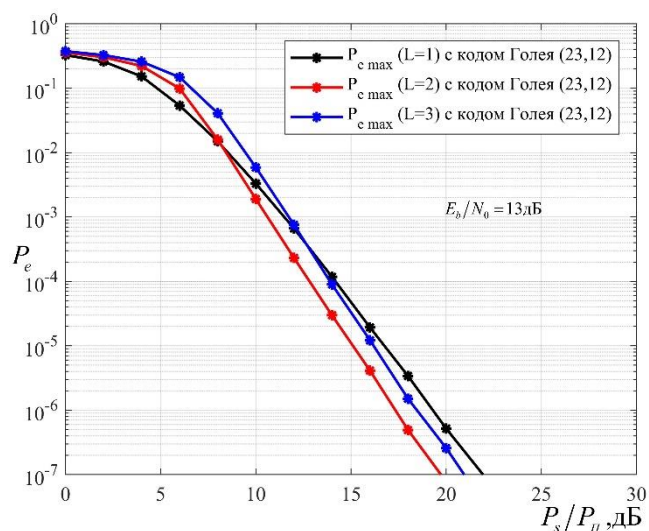


Рис.14. Зависимость максимальной СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n при совместном использовании частотного разнесения и кода Голя (23,12) для ($E_b/N_0 = 13$ дБ).

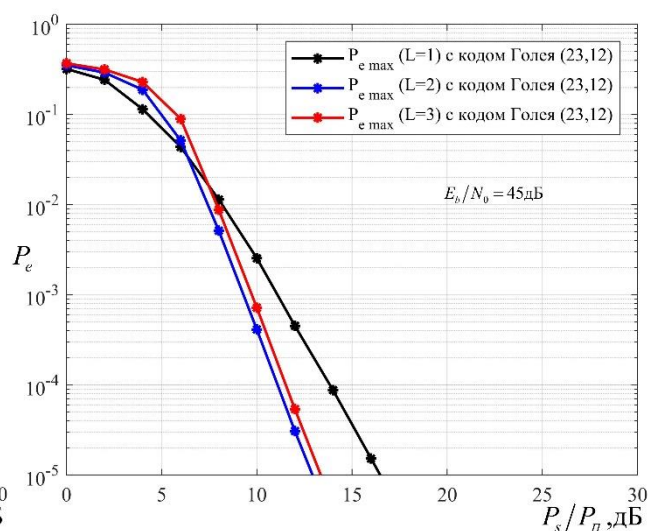


Рис.15. Зависимость максимальной СВО от отношения сигнал/помеха P_s/P_n при совместном использовании частотного разнесения и кода Голя (23,12) для ($E_b/N_0 = 45$ дБ).

Заключение

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Совместное использование метода помехоустойчивого кодирования и частотного разнесения кодового символа с алгоритмом оптимальной некогерентной обработки разнесенных сигналов обеспечивает существенно более высокую помехоустойчивость СРС с ППРЧ и ОФТ при воздействии преднамеренной шумовой помехи в части полосы частот.

2. В условиях воздействия наихудшей шумовой помехи в части полосы (оптимальной для постановщика помех) применение режима внутрисимвольной ППРЧ с алгоритмом некогерентного приема с весовой обработкой позволяет обеспечить повышение помехоустойчивости приема сигналов по отношению с посимвольной ППРЧ. Более энергетический выигрыш можно получить при совместном использовании метода помехоустойчивого кодирования с частотным разнесением кодового символа.

3. Эффективность совместного использования помехоустойчивого кодирования с частотным разнесением зависит не только от отношения сигнал/преднамеренная помеха, но и от значения отношения сигнал/собственные шумы приемника.

Литература

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. С. 20.
2. Парамонов А.А., Хоанг Ван З. Прием сигналов относительной фазовой телеграфии с весовой обработкой субсимволов в системах передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.10.2>
3. Парамонов А.А., Хоанг Ван З. Эффективное использование частотного и энергетического ресурса в системах передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты при низкой скорости передачи. // СКМП-2019. Смол-ГУ 2019. Изд-во Смол-ГУ. Вып. 20. С. 84-88.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сигналов. Изд. 2-е, переработанное, дополненное. М.: Сов. радио. 1970. 728 с.
5. Прокис Дж. Цифровая связь: пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. С. 670-681.
6. D. Torrieri. The Information-Bit Error Rate for Block Codes". // IEEE Transactions on Communications. 1984. Vol.32. No.4. P.474-476. <https://doi.org/10.1109/TCOM.1984.1096082>
7. Патент RU 2652435 С1. Макарычев А.В., Близнюк А.А. Способ определения оптимальной части полосы частот, поражаемой преднамеренной помехой, в системах связи с широкополосными сигналами. Патентообладатель: ФГКВОУ ВО "Военная академия воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г.К Жукова" МО РФ.

8. Биленко А.П., Волков Л.Н. Сравнение помехозащищенности радиолиний с широкополосными сигналами. Радиотехника, 1986. № 4. С. 19.

Для цитирования:

Парамонов А.А., Хоанг Ван З. Эффективность применения помехоустойчивого кодирования в системах передачи цифровой информации с широкополосными сигналами. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.12.20>