

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.10.2>

УДК 621.391

ПРИЕМ СИГНАЛОВ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ ТЕЛЕГРАФИИ С ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СУБСИМВОЛОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

А. А. Парамонов, Хоанг Ван З.

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

Статья поступила в редакцию 12 октября 2020 г.

Аннотация. Сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) благодаря своим частотно-энергетическим характеристикам давно и широко применяются в военных системах радиосвязи (СРС). В таких системах важнейшей характеристикой является помехоустойчивость, т.е. способность обеспечения достоверной передачи и приема информации в условиях воздействия различных видов организованных преднамеренных и непреднамеренных помех. В статье предполагается, что на входе приемника, кроме собственных шумов приемника, присутствует и преднамеренная помеха, считающаяся шумовой, и что эта помеха перекрывает только часть рабочих частот системы радиосвязи. Рассмотрен алгоритм некогерентного приема сигналов с весовой обработкой для принятия решения о переданном символе (бите). Методами статической радиотехники, а также путем моделирования методом Монте-Карло, проведена оценка помехоустойчивости приема сигналов относительной фазовой телеграфии (ОФТ) с ППРЧ при воздействии преднамеренной шумовой помехи в части полосы (узкополосной сосредоточенной по спектру помехи). Показано, что помехоустойчивость системы радиосвязи в условиях деструктивного воздействия может быть улучшена за счет применения режима внутрисимвольной ППРЧ с предлагаемым алгоритмом приема. С увеличением отношения сигнал/помеха помехоустойчивость передачи информации значительно повышается. Оптимальная стратегия для борьбы с шумовой помехой в части полосы (узкополосной сосредоточенной по спектру помехи) при работе СРС в режиме

внутрисимвольной ППРЧ сводится к выбору оптимальной кратности разнесения символа, минимизирующей вероятность ошибки приема символа. Приведенные в работе зависимости подтверждают эффективность рассмотренного режима передачи с предлагаемым алгоритмом приема.

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

Abstract. Signals with frequency hopping spread spectrum (FHSS) have long been widely used in military radio communication systems (RCS) due to their frequency-energy characteristics. In such systems, the most important characteristic is noise immunity, i.e. the ability to ensure reliable transmission and reception of information under the influence of various types of organized intentional and unintentional interference. In this paper, we consider the case when the input of the receiver, in addition to the receiver's own noise, contains deliberate interference, which is considered noise interference. In this case, it is assumed that the interference covers only part of the operating frequencies of the radio communication system. The algorithm of optimal noncoherent signal reception with weight processing for making a decision about the transmitted symbol (bit) is in the focus of the paper. Static radio engineering methods, as well as Monte Carlo simulation, have been used to evaluate the noise immunity of receiving differential BPSK signals with FHSS when exposed to deliberate Partial-Band Interference. It is shown that the noise immunity of a radio communication system under conditions of destructive influence can be improved by using the intra-symbols FHSS mode with the proposed reception algorithm. With an increase in the signal-to-interference ratio, the noise immunity of information transmission increases significantly. The optimal strategy for dealing with Partial-Band Interference when the RCS is operating in the intra-symbols FHSS mode is to select the optimal multiplicity of symbol frequency diversity, which minimizes the probability of a bit error probability. The obtained dependencies are presented in order to compare and determine the effectiveness of the considered transmission mode with the proposed reception algorithm.

Key words: noise immunity, pseudo-random frequency hopping, bit error probability, frequency diversity.

Введение

Применение сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) признано эффективным способом передачи не только с точки зрения эффективности использования частотно-энергетического ресурса в системах передачи информации по радиоканалу, но и для борьбы с различными видами организованных преднамеренных и непреднамеренных помех [1]. При передаче в режиме внутрисимвольной ППРЧ время непрерывной работы на одной частоте T_h значительно меньше длительности информационного символа T_b . Передача информации при этом осуществляется путем деления символа на независимые элементы (субсимволы), что и соответствует делению тактового интервала на L подинтервалов [2]. На каждом из подинтервалов передается сигнал ОФТ в соответствии с заданной программой перестройки частот (псевдослучайному коду), как это показано на рис. 1.

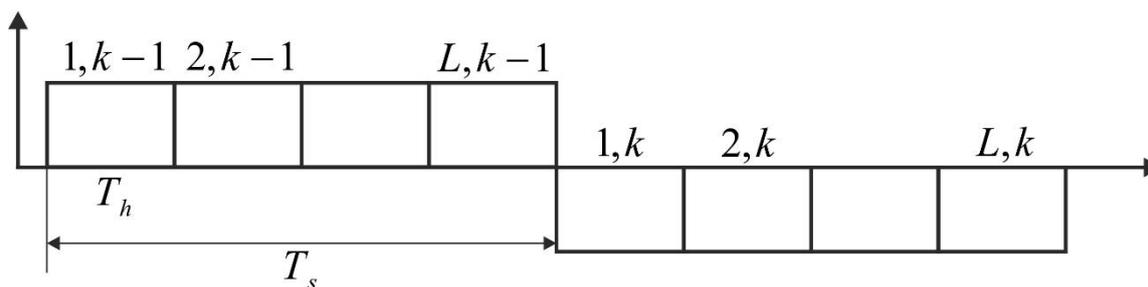


Рис.1. Разбивание символа на субсимволы.

где $T_h = T_s/L$, L – число субсимволов или число скачков рабочей частоты внутри одного символа.

Стратегия постановки помех системам радиосвязи с ППРЧ заключается в том, что постановщику помех с ограниченным энергетическим ресурсом необходимо распределить плотность мощности помех не по всему частотному диапазону работы СРС, а в ограниченной полосе частот, что позволит передатчику помех рационально и эффективно использовать свой энергетический ресурс. В этой связи постановщик помех выставляет помехи только на ρ -й части рабочего частотного диапазона СРС с ППРЧ. Такой вид

помех прямо называть преднамеренной шумовой помехой в части полосы или сосредоточенной по спектру помехой, спектральная плотность мощности N_{II} которой может быть записана в виде:

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

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

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

1. Модель канала связи

Рассмотрим случай передачи сигнала с относительной фазовой телеграфии ОФТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ. Ниже все процессы представлены своими низкочастотными эквивалентами. Смесь сигнала и помехи на входе приемника на k -м и $(k-1)$ -м такте для i -го субсимвола имеет вид:

$$r_{i,k}(t) = s_{i,k}(t) + n_{i,k}(t), \quad (1a)$$

$$r_{i,k-1}(t) = s_{i,k-1}(t) + n_{i,k-1}(t), \quad (1б)$$

а в присутствии шумовой помехи в части полосы

$$r_{i,k}(t) = s_{i,k}(t) + n_{i,k}(t) + j_{i,k}(t), \quad (2a)$$

$$r_{i,k-1}(t) = s_{i,k-1}(t) + n_{i,k-1}(t) + j_{i,k-1}(t), \quad (2б)$$

где $s_{i,k-1}(t), s_{i,k}(t)$ – сигнал, несущий информацию на $(k-1)$ -м и k -м интервалах времени соответственно.

$$s_{i,k}(t) = \sqrt{2P_s} \cos(2\pi f_c + \theta_{i,k} - \varphi) + \sqrt{2P_s} \sin(2\pi f_c + \theta_{i,k} - \varphi), \quad (3a)$$

$$s_{i,k-1}(t) = \sqrt{2P_s} \cos(2\pi f_c + \theta_{i,k-1} - \varphi) + \sqrt{2P_s} \sin(2\pi f_c + \theta_{i,k-1} - \varphi). \quad (3б)$$

f_c – частота сигнала, φ – фаза несущей, P_s – мощность сигнала,

$\theta_{i,k}, \theta_{i,k-1}$ – фазовой угол переданного сигнала на k -м и $(k-1)$ -м интервале времени,

$n_{i,k}(t), n_{i,k-1}(t)$ – собственные шумы приемника на k -м и $(k-1)$ -м интервале времени,

$j_{i,k}(t), j_{i,k-1}(t)$ – сосредоточенная по спектру помеха с мощностью $\sigma_{\Pi}^2 = P_{\Pi}/(\rho\Delta F)F_h = P_{\Pi}T_h/(\rho\Delta F)$ на k -м и $(k-1)$ -м интервалах времени, P_{Π} – полная мощность преднамеренных помех, F_h – ширина спектра субсимвола.

2. Алгоритм обработки сигналов

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.

Очевидно, что передача одинаковых субсимволов на разных частотах имеет сходство с частотным разнесением. В этой связи, при оценке помехоустойчивости передачи сигналов для данного случая можно применить теорию разнесенного приема [3]. С другой стороны, на практике при разнесенном приеме отношения сигнал/шум в различных ветвях приема могут оказаться разными. Ввиду этого перед демодуляцией сигнала целесообразно осуществить взвешивание и сложение разнесенных сигналов. В данной работе для вынесения решения о переданном символе применяется алгоритм адаптивного взвешивания выходной выборки по принципу «упреждения» [3], обеспечивающий формирование весового множителя v_i вида

$$v_i = \frac{1}{\sigma_{i,k-1}^2}, \quad (4)$$

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

При оптимальном некогерентном приеме сигнала ОФТ решение о переданном символе принимается по разности фаз между смежными сигналами. При этом статистика принятия решения определяется выражением:

$$\begin{aligned}
 D &= \operatorname{Re} \left[\sum_{i=1}^L r_{i,k}(t) r_{i,k-1}^*(t) v_i \right] \\
 &= \sum_{i=1}^L (x_{i,k} x_{i,k-1} + y_{i,k} y_{i,k-1}) v_i \\
 &= \sum_{i=1}^L \left[\left(\frac{x_{i,k} + x_{i,k-1}}{2} \right)^2 - \left(\frac{x_{i,k} - x_{i,k-1}}{2} \right)^2 + \left(\frac{y_{i,k} + y_{i,k-1}}{2} \right)^2 - \left(\frac{y_{i,k} - y_{i,k-1}}{2} \right)^2 \right] v_i \quad (5) \\
 &= \sum_{i=1}^L [(a_{i,1}^2 + a_{i,2}^2) - (a_{i,3}^2 + a_{i,4}^2)] v_i \\
 &= z_1 - z_2.
 \end{aligned}$$

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

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

$x_{i,k}, x_{i,k-1}, y_{i,k}, y_{i,k-1}$ – синфазные и квадратурные компоненты принятого сигнала.

Величины $a_{i,1}, a_{i,2}, a_{i,3}, a_{i,4}, i = \overline{1..L}$ в формуле (5) являются случайными гауссовскими величинами.

На рис.2 представлена структурная схема приемного устройства сигналов ОФТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ на основе предлагаемого алгоритма обработки разнесенных субсимволов.

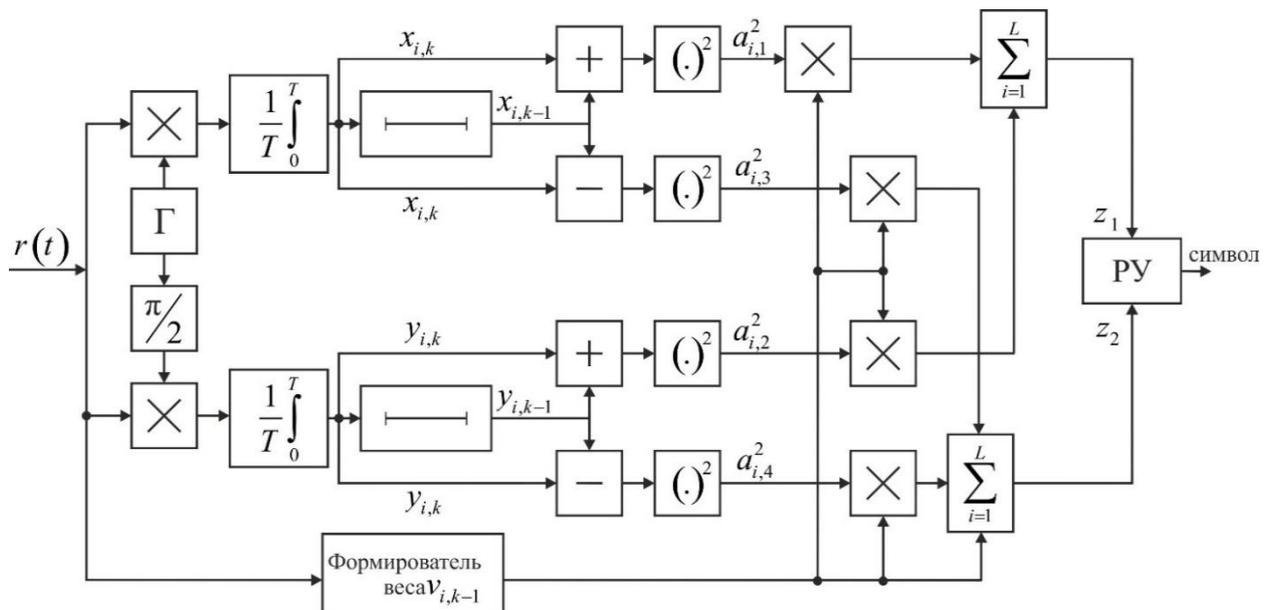


Рис.2. Схема алгоритма приема сигналов ОФТ с внутрисимвольной ППРЧ.

3. Оценка помехоустойчивости приема сигнала ОФТ с ППРЧ

Для определения вероятности битовой ошибки приема символов в рассматриваемом режиме передачи требуется знать плотности распределения нормированных выборок.

Случайная величина z_1 в (5), являющаяся суммой квадратов случайных гауссовских величин, имеет нецентральное хи-квадрат распределение с $2L$ степенями свободы и параметром нецентральности ξ^2 , а величина z_2 распределена по закону центрального хи-квадрат распределения с $2L$ степенями свободы. Плотности распределения z_1 и z_2 имеет вид:

$$p_1(z_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{z_1}{\xi^2} \right)^{\frac{(L-1)}{2}} \exp\left(-\frac{\xi^2 + z_1}{2\sigma^2}\right) I_{L-1}\left(\sqrt{z_1} \frac{\xi}{\sigma^2}\right), z_1 \geq 0, \quad (6a)$$

$$p_2(z_2) = \frac{1}{(2\sigma^2)^L \Gamma(L)} z_2^{L-1} \exp\left(-\frac{z_2}{2\sigma^2}\right), z_2 \geq 0, \quad (6b)$$

где $I_{L-1}(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода $(L-1)$ -го

порядка, $\xi^2 = \frac{1}{\sigma_{i,k-1}^2} \sum_{i=1}^L m_i^2 = \sum_{i=1}^L \frac{2P}{\sigma_{i,k-1}^2}$.

При двоичной ОФТ имеются два возможных значения фазы передаваемого сигнала – 0 и π . С учетом того, что был передан символ «0», разность фаз между сигналами равна 0. Следовательно, ошибка приема символа возникает при условии:

$$D = \text{Re}[r_k(t)r_{k-1}(t)] = z_1 - z_2 < 0, \quad (8)$$

Тогда условная вероятность битовой ошибки приема сигнала ОФТ с ППРЧ определяется известным выражением:

$$P_e = \Pr(D < 0) = \Pr(z_1 < z_2) = \int_0^\infty \left(\int_0^\infty p_2(z_2) dz_2 \right) p_1(z_1) dz_1. \quad (9)$$

После выполнений соответствующих преобразований с учетом выражений (6a), (6b), (7) и (8), средняя вероятность битовой ошибки P_e при приеме символа для частных случаев определяется выражениями:

- без разнесения символа:

$$P_e(L=1) = (1-\rho) \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) + \rho \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right),$$

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

$$P_e(\rho=0, L=2) = \frac{1}{2^3} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) \left[\frac{E_b}{N_0} + 4 \right],$$

$$P_e(\rho=1, L=2) = \frac{1}{2^3} \exp\left(-\frac{E_b}{(N_0 + P_{\Pi} T_h / \Delta F)}\right) \left[\frac{E_b}{(N_0 + P_{\Pi} T_h / \Delta F)} + 4 \right],$$

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

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

$$P_e(\rho=1, L=3) = \frac{1}{2^5} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0 + P_{\Pi} T_h / \Delta F}\right) \left[\left(\frac{E_b}{N_0 + P_{\Pi} T_h / \Delta F}\right)^2 + 6 \frac{E_b}{N_0 + P_{\Pi} T_h / \Delta F} + 26 \right].$$

С увеличением кратности разнесения вычисление средней вероятности битовой ошибки приема символа в режиме передачи с внутрисимвольной ППРЧ становится громоздким.

4. Результаты моделирования

Ниже приведена оценка помехоустойчивости приема сигналов ОФТ с ППРЧ методами численного моделирования и статистического моделирования (метод Монте-Карло).

На рис.3–7 приведены зависимости вероятности битовой ошибки P_e приема сигналов ОФТ от отношения сигнал/помеха при воздействии шумовой помехи в части полосы для указанных параметров помеховой обстановки: доли забиваемых частот $\rho = 0.01, 0.05, 0.1, 0.5, 1$, отношения сигнал/шум $E_b/N_0 = 13\text{дБ}$. Кривые получены для случаев посимвольной ППРЧ ($L = 1$) и внутрисимвольной ППРЧ при двух-, трех-, четырех- и пятикратном разнесении символа ($L = 2, 3, 4, 5$).

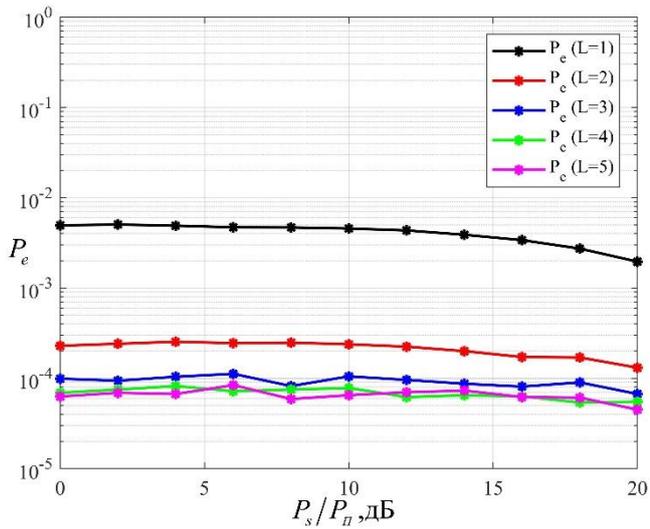


Рис.3. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.01$).

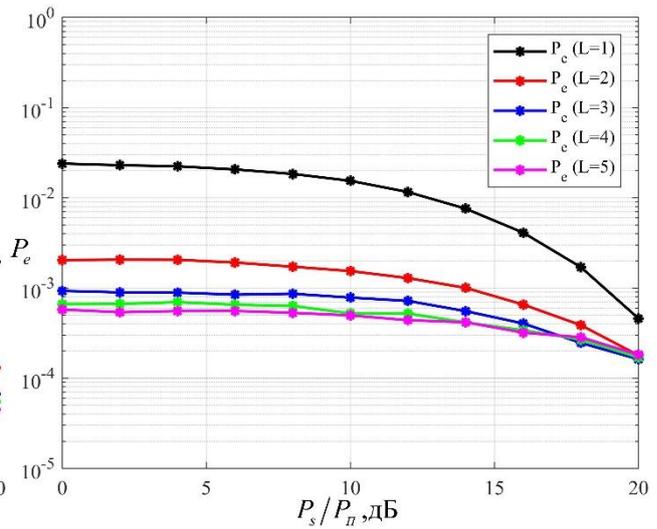


Рис.4. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.05$).

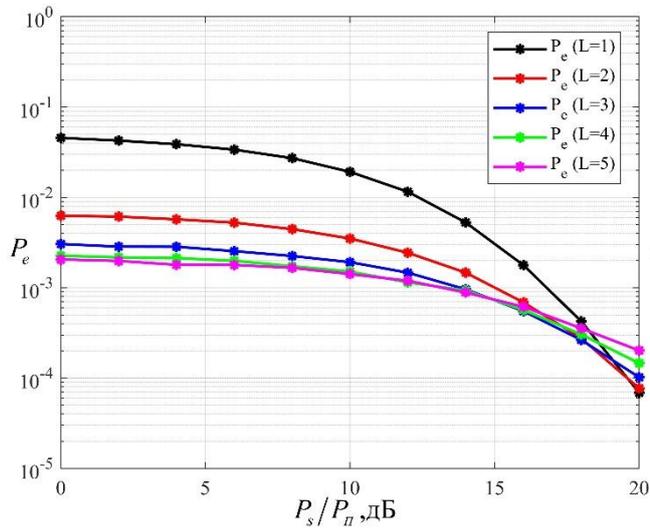


Рис.5. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.1$).

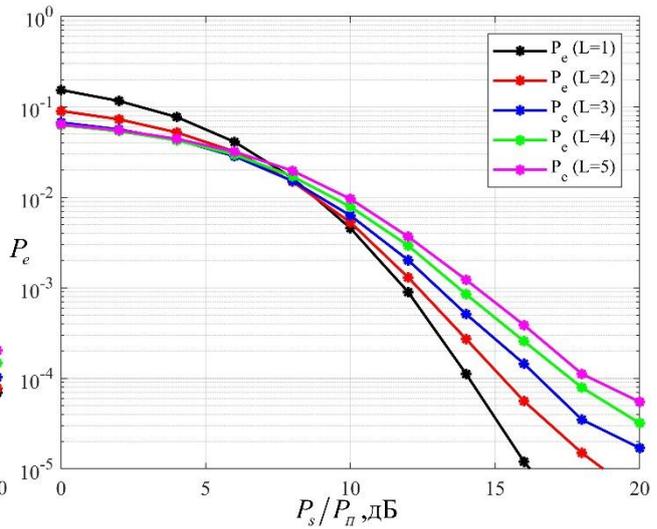


Рис.6. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.5$).

Из графиков видно, что применение режима внутрисимвольной ППРЧ на основе предложенного алгоритма приема сигналов в условиях воздействия шумовой помехи в части полосы позволило снизить среднюю вероятность битовой ошибки P_e на несколько порядков при малых долях забитых частот в области малых значений отношения сигнал/помеха, что соответствует на практике более мощной помехе по сравнению с полезным сигналом. В этих условиях за счет разнесения символа обеспечен энергетический выигрыш в

отношении сигнал/помеха от 1дБ до нескольких децибел в зависимости от помеховой обстановки. Например: энергетический выигрыш составляет 2дБ для случая двукратного разнесения, около 5дБ для кратности разнесения трех- и большей кратности при доле забитых частот $\rho = 0.1$. Интересно, что в области больших значений отношений сигнал/помеха разделение символа на отдельные элементы-субсимволы со скачками частоты может вызывать ухудшение помехоустойчивости. Это объясняется тем обстоятельством, что отношение сигнал/помеха суммы некогерентно принятых субсимволов оказывается меньшим, чем при некогерентном приеме целого символа. Это явление и наблюдается в предельных случаях, когда отсутствует помеха ($\rho = 0$) или воздействует заградительная помеха ($\rho = 1$), рассматриваемая как частный случай шумовой помехи в части полосы (рис.7–8).

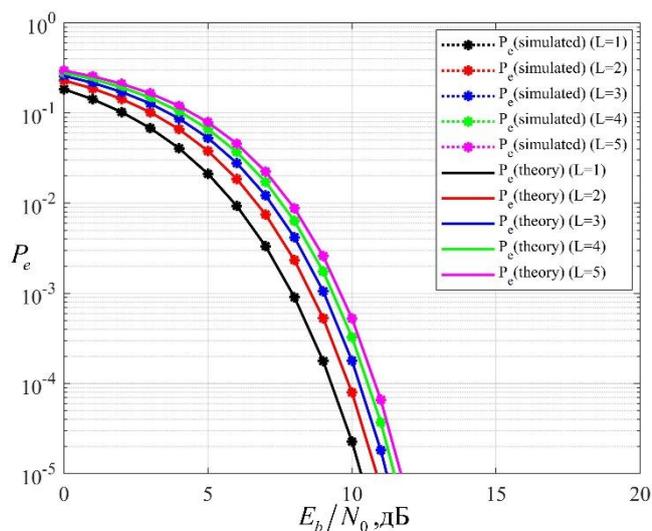


Рис.7. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/шум при ($\rho = 0$).

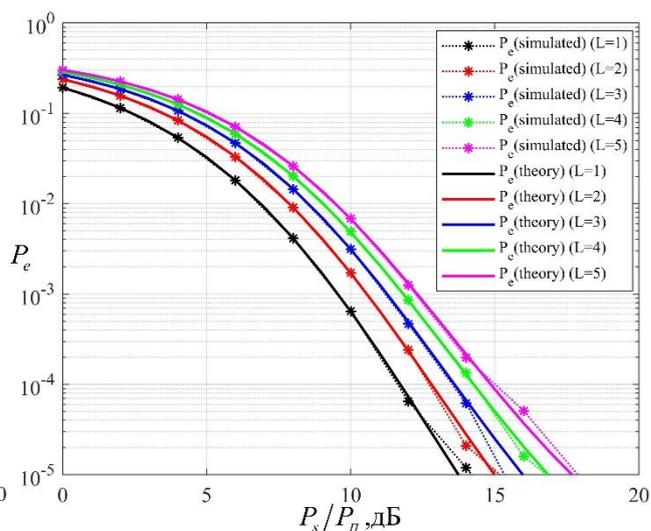


Рис.8. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/помеха при ($\rho = 1$).

На рис.9–11. показаны графики зависимости средней вероятности битовой ошибки P_e от отношений сигнал/шум (E_b/N_0) для $L = 1,2,3,4$. Здесь в качестве параметров выступают значения отношения сигнал/помеха P_s/P_n с заданной долей забитых частот $\rho = 0.05$.

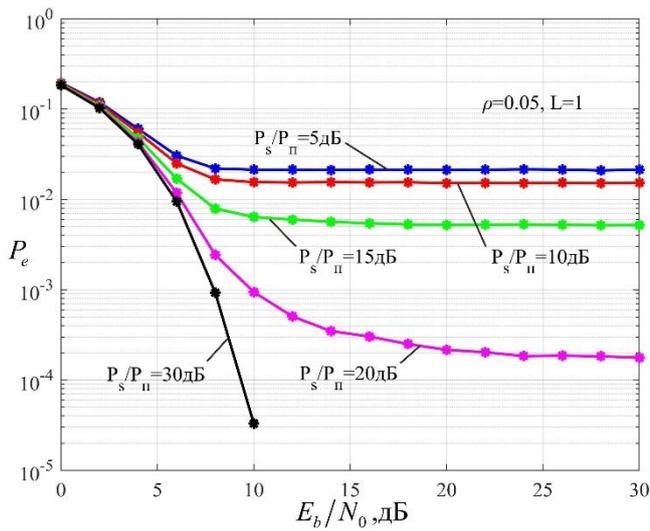


Рис.9. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_b от отношения сигнал/шум (E_b/N_0) при посимвольной ППРЧ.

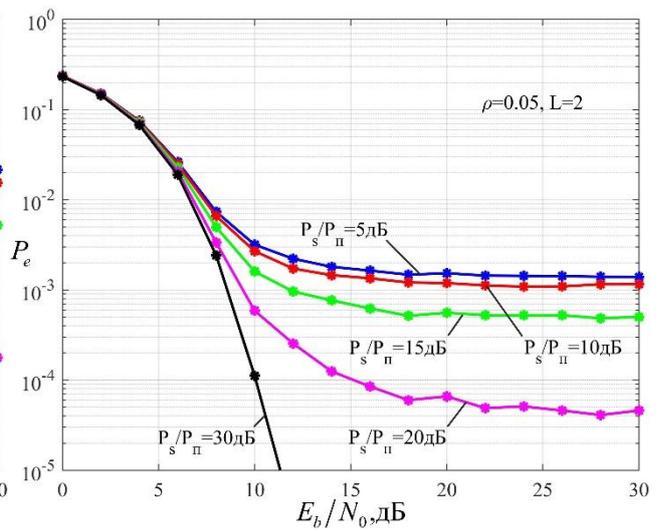


Рис.10. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_b от отношения сигнал/шум (E_b/N_0) при внутрисимвольной ППРЧ с $L = 2$.

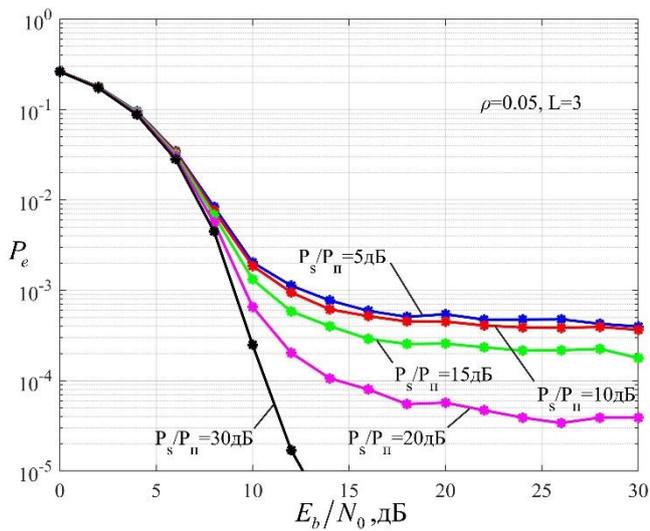


Рис.11. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/шум (E_b/N_0) при внутрисимвольной ППРЧ с $L = 3$.

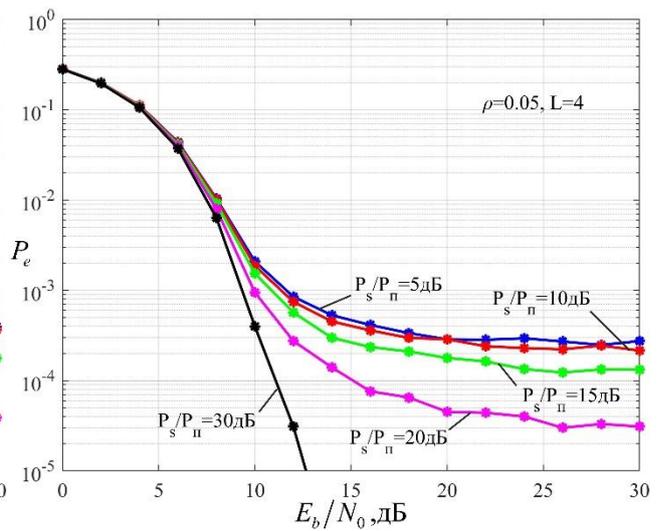


Рис.12. Зависимость вероятности ошибки приема символа P_e от отношения сигнал/шум (E_b/N_0) при внутрисимвольной ППРЧ с $L = 4$.

Из графиков, представленных на рис.3-12, видна слабая зависимость средней вероятности битовой ошибки P_e от кратности разнесения символа свыше трех. Анализ представленных графиков позволяет сделать вывод о том, что для $L > 3$ средняя вероятность битовой ошибки P_e остается практически неизменной. Следовательно, оптимальное значение кратности разнесения

символа следует выбрать не выше трех, так как в противном случае заметно усложняется аппаратура СРС.

Заключение

В интересах обеспечения достоверной передачи цифровой информации в условиях деструктивного воздействия преднамеренных помех целесообразно применять режим внутрисимвольной ППРЧ, являющийся способом эффективного использования частотно-энергетического ресурса системы передачи цифровой информации по радиоканалу. В случае воздействия преднамеренной шумовой помехи в части полосы (узкополосной сосредоточенной по спектру помехи) с целью повышения помехоустойчивости СРС при приеме разнесенных символов целесообразно применить алгоритм взвешивания, обеспечивающий значительный энергетический выигрыш по сравнению с режимом посимвольной ППРЧ.

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. Прокис Дж. Цифровая связь: пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. С. 670-681.
3. Парамонов А.А., Хоанг Ван З. СКМП-2019, Смол-ГУ 2019. Изд-во Смол-ГУ. Вып. 20. С. 84-88.

Для цитирования:

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>