

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.8>

УДК 621.391

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ СИГНАЛАМИ ДОФТ С ППРЧ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ В ЧАСТИ ПОЛОСЫ

А. А. Парамонов, Хоанг Ван З.

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

Статья поступила в редакцию 12 февраля 2021 г.

Аннотация. В статье рассмотрен алгоритм некогерентного приема сигналов двукратной относительной фазовой телеграфии (ДОФТ, англ. DQPSK) с использованием их весовой обработки для систем радиосвязи (СРС) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) при воздействии преднамеренной шумовой помехи в части полосы (сосредоточенной по спектру помехи). Приведены численные расчеты вероятности битовой и символьной ошибки приема сигналов ДОФТ с посимвольной ППРЧ, а также результаты моделирования рассматриваемого алгоритма приема для системы радиосвязи с внутрисимвольной ППРЧ с целью исследования помехоустойчивости приема сигнала ДОФТ в рассматриваемом режиме. Показано, что при не слишком больших отношениях сигнал/помеха при забитии этой помехой только части рабочих частот алгоритм некогерентного приема с весовой обработкой обеспечивает более высокую помехоустойчивость, чем алгоритм посимвольной ППРЧ.

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

Abstract. The article deals with an algorithm for noncoherent reception of signals with Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK) using their weight processing for radio communication systems (RCS) with Frequency-hopping spread spectrum (FHSS) under Partial-band jamming noise (concentrated in the interference

spectrum). Numerical calculations of bit/symbol error probability in the reception of DQPSK signals with a symbol-by-symbol frequency hopping are presented, as well as the results of modelling the considered reception algorithm for a radio communication system with an intra-symbol frequency hopping to study the noise immunity of receiving a DPQSK signal in the considered mode. It is shown that for not too large signal-to-jamming ratios when only a part of the operating frequencies is clogged by this noise, the noncoherent reception algorithm with weight processing provides higher noise immunity than the symbol-by-symbol frequency-hopping algorithm.

Key words: noise immunity, frequency-hopping spread spectrum, bit error probability, frequency diversity.

Введение

В современных системах радиосвязи (СРС) различного назначения с целью повышения помехоустойчивости передачи цифровой информации широкое применение нашёл режим передачи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), что обуславливается высокой эффективностью использования частотно-энергетического ресурса СРС и способностью «ухода» сигналов СРС от деструктивного воздействия преднамеренной помехи [1–3]. Важно отметить, что при работе СРС в режиме ППРЧ чем больше время работы на одной частоте, чем выше вероятность того, что сигналы СРС будут поражены преднамеренной помехой. Для постановщика помех СРС с ППРЧ эффективной является шумовая помеха в части полосы, позволяющая при ограниченном энергетическом ресурсе передатчика помех внести наибольшие искажения в передаваемую СРС информацию. Спектральная плотность мощности данной помехи может быть представлять в виде

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

где P_{II} – мощность преднамеренной шумовой помехи, ρ – доля полосы,

занимаемая помехой ($0 \leq \rho \leq 1$), ΔF_s – ширина общей полосы частот, занимаемой СРС.

Очевидно, что при воздействии шумовой помехи в части полосы символы (частотные элементы) с ППРЧ будут подвержены действию этой помехи с вероятностью ρ , а с вероятностью $(1-\rho)$ – не будут подвержены ее действию.

Передача цифровой информации в режиме внутрисимвольной ППРЧ предполагает, что каждый символ длительностью T_s делится на L субсимволов, представляющих собой совокупность радиоимпульсов длительностью T_h при передаче на каждой рабочей частоте. При этом несущие частоты субсимволов (радиоимпульсов) перестраиваются в соответствии с заданной программой перестройки частот, как показано на рис. 1 и 2.

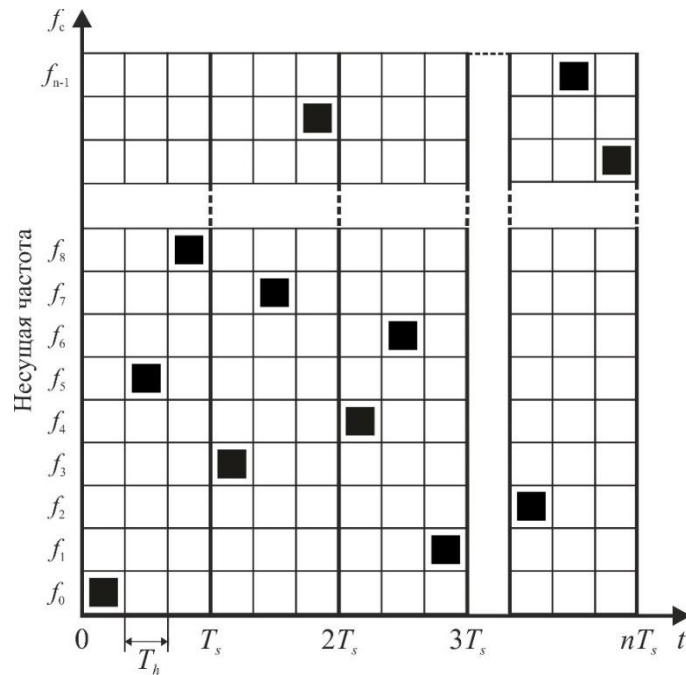


Рис.1. Частотно-временная матрица при внутрисимвольной ППРЧ.

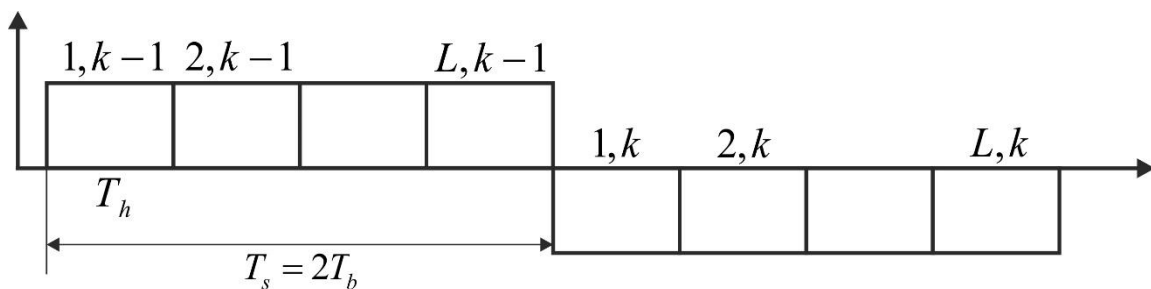


Рис.2. Разбиение символа сигнала ДОФТ на субсимволы.

На рис. 1 и рис. 2 использованы обозначения: $T_h = T_s/L = 2T_b/L$, где T_s и T_b – длительность передаваемого четырехпозиционного символа и символа исходной двоичной последовательности, несущего один бит информации (до перекодирования в четырехпозиционные символы) соответственно.

Исследованию эффективности применения режима ППРЧ посвящён ряд работ [1–3], в которых рассматривалась передача двоичных символов, каждый из которых несёт лишь один бит информации.

Целью данной работы является оценка помехоустойчивости СРС в режиме ППРЧ с возможностью повышения скорости передачи информации при переходе к четырёхпозиционным сигналам в условиях воздействия преднамеренной шумовой помехи в части полосы.

1. Модель канала связи

Из [4,5] следует, что канал передачи сигналов с ДОФТ является каналом с памятью, т.е. форма сигнала на некотором тактовом интервале зависит не только от текущего k -го информационного субсимвола (символа), но и от предыдущего $(k-1)$ -го субсимвола.

Ниже представлены низкочастотные эквиваленты обрабатываемых сигналов. Смесь сигнала и помехи на входе приемника на k -м и $(k-1)$ -м тактах для i -го субсимвола в отсутствие помех примет 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,

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

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

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

$m = 0,1,2,3$ – передаваемый символ, (дифференциальное кодирование в записи учтено),

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

При передаче с использованием фазовых методов модуляции (и, в частности, ДОФТ) предполагается, что смена рабочих частот в режиме ППРЧ производится без разрыва фазы. Для определенности будем считать, что реализуется оптимальный некогерентный прием сигналов ДОФТ и тактовая (временная) синхронизация в приемнике обеспечена с высокой точностью.

Важно отметить, что передача информации в режиме внутрисимвольной ППРЧ на разных частотах имеет сходство с частотным разнесением, которое подробно рассмотрено в [5,6].

В работе [2] предложен достаточно эффективный способ приема сигналов с алгоритмом весовой обработкой, позволяющим уменьшить влияние преднамеренной шумовой помехи в части полосы на принятие решения о передаче того или иного символа. При этом веса выбираются обратно пропорциональными суммарной мощности шумовой помехи и собственных шумов приемника (АГБШ) на предыдущем $(k-1)$ -м скачке частоты.

При оптимальном некогерентном приеме сигнала ДОФТ решение о переданном символе принимается по разности фаз между смежными сигналами, как и в случае ОФТ. Однако, для ДОФТ имеется переход от одного

2-х битого символа к другому 2-х битому символу. Разность фаз между смежными сигналами определяется в соответствии с таблицей 1.

Таблица 1

Символ m	Код Грея	Передаваемая разность фаз
0	00	0
1	01	$\pi/2$
2	10	π
3	11	$3\pi/2$

В [7] представлен алгоритм некогерентного приема сигналов ДОФТ, позволяющий реализовать быстрые цифровые алгоритмы и устройства демодуляции сигналов ДОФТ с минимальными вычислительными затратами. Однако при воздействии преднамеренной шумовой помехи в части полосы эффективным является способ обработки при приёме, согласно которому при вынесении решения о переданном символе применяется алгоритм адаптивного взвешивания выходной выборки по принципу «упреждения» с сформированным весовым коэффициентом v_i .

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

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

Согласно [7], решающие статистики принятия решения о передаче i -го субсимвола имеют следующий вид:

$$\begin{cases} z_{0,i} = q_i + p_i = a_{1,i} + a_{2,i} + a_{4,i} - a_{3,i}, \\ z_{1,i} = q_i - p_i = a_{1,i} + a_{2,i} + a_{4,i} - a_{3,i}. \end{cases}, \quad (5)$$

$$\text{где } \begin{cases} q_i = a_{1,i} + a_{2,i}, \\ p_i = a_{4,i} - a_{3,i}, \end{cases} \text{ и } \begin{cases} a_{1,i} = x_{i,k-1}x_{i,k}, \\ a_{2,i} = y_{i,k-1}y_{i,k}, \\ a_{3,i} = x_{i,k-1}y_{i,k}, \\ a_{4,i} = y_{i,k-1}x_{i,k}. \end{cases}$$

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

Величины $a_{1,i}, a_{2,i}, a_{3,i}, a_{4,i}, i = \overline{1..L}$ в формуле (5) являются случайными гауссовскими величинами. Отметим [5], что использование при модуляции ДОФТ разности фаз, вместо абсолютной фазы позволяет исключить влияние фиксированного смещения фазы, возникающее из-за отсутствия фазовой синхронизации между передатчиком и приемником, и при этом фиксированное смещение фазы, одинаково влияющее на оба символа, исключается в процессе демодуляции. Следовательно, сформированные статистики принятия решения не зависят от начальной фазы принимаемого сигнала. Решение о передаваемом символе (субсимволе) принимается по следующему правилу:

$$\begin{cases} 00 \rightarrow \Delta\theta = 0, \text{ при } z_0 > 0 \text{ и } z_1 > 0, \\ 01 \rightarrow \Delta\theta = \frac{\pi}{2}, \text{ при } z_0 < 0 \text{ и } z_1 > 0, \\ 10 \rightarrow \Delta\theta = \pi, \text{ при } z_0 < 0 \text{ и } z_1 < 0, \\ 11 \rightarrow \Delta\theta = \frac{3\pi}{2}, \text{ при } z_0 > 0 \text{ и } z_1 < 0. \end{cases} \quad (6)$$

При некогерентном приеме разнесенных сигналов ДОФТ с учётом весовой обработки по принципу «упреждения» статистики решения в целом определяются следующими выражениями:

$$\begin{cases} z_0 = a_1 + a_2 - a_3 + a_4 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L [x_{i,k-1}x_{i,k} + y_{i,k-1}y_{i,k} - x_{i,k-1}y_{i,k} + y_{i,k-1}x_{i,k}] v_i, \\ z_1 = a_1 + a_2 + a_3 - a_4 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L [x_{i,k-1}x_{i,k} + y_{i,k-1}y_{i,k} + x_{i,k-1}y_{i,k} - y_{i,k-1}x_{i,k}] v_i, \end{cases} \quad (7)$$

где

$$\begin{cases} a_1 = \sum_{i=1}^L x_{i,k-1}x_{i,k}v_i, & a_3 = \sum_{i=1}^L x_{i,k-1}y_{i,k}v_i, \\ a_2 = \sum_{i=1}^L y_{i,k-1}y_{i,k}v_i, & a_4 = \sum_{i=1}^L y_{i,k-1}x_{i,k}v_i. \end{cases}$$

Выражение (7) также можно представить в виде

$$\begin{cases} z_0 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k} + x_{i,k-1})^2 + (y_{i,k} + y_{i,k-1})^2 - (x_{i,k-1} + y_{i,k})^2 - (x_{i,k} - y_{i,k-1})^2 \right] v_i, \\ z_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k} + x_{i,k-1})^2 + (y_{i,k} + y_{i,k-1})^2 - (x_{i,k-1} - y_{i,k})^2 - (x_{i,k} + y_{i,k-1})^2 \right] v_i, \end{cases} \quad (8)$$

Случайные величины z_0 и z_1 , являющиеся суммами квадратов случайных гауссовских величин, имеют нецентральное хи-квадрат распределение с $2L$ степенями свободы.

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

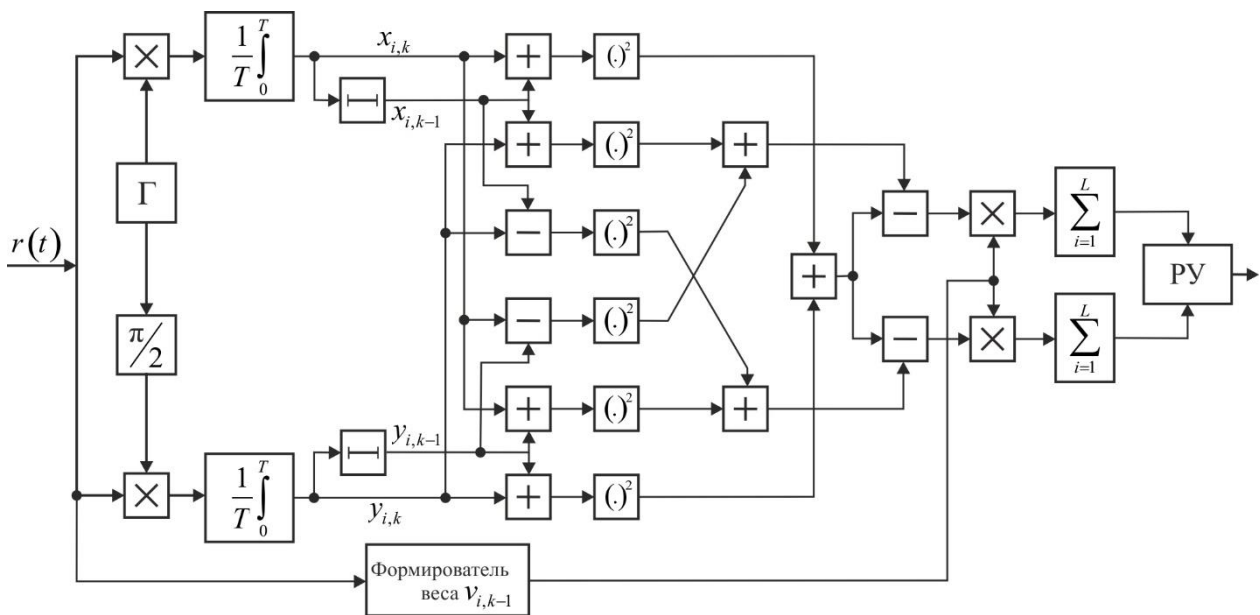


Рис.3. Схема алгоритма приема сигналов ДОФТ с внутрисимвольной ППРЧ.

3. Оценка помехоустойчивости приема сигнала ДОФТ с ППРЧ

Средняя вероятность битовой ошибки приема сигналов ДОФТ с посимвольной ППРЧ при воздействии преднамеренной помехи в части полосы определяется выражением

$$P_b = (1 - \rho) P_b^{ABГШ} + \rho P_b^{ABГШ+\Pi}, \quad (9)$$

где $P_b^{ABГШ}$ и $P_b^{ABГШ+\Pi}$ – средние вероятности битовой ошибки приема сигналов ДОФТ при отсутствии и наличии преднамеренной помехи в части полосы частот соответственно.

При посимвольной ППРЧ весовая обработка не влияет на принятие решения. Средняя вероятность ошибки определяется как

$$P_{ош} = \int_0^{\infty} p_1(z_1) \int_{z_1}^{\infty} p_2(z_2) dz_1 dz_2, \quad (10)$$

где $p_1(z_0)$ и $p_2(z_1)$ – плотности вероятностей статистик z_1 и z_2 , имеющих нецентральные хи-квадрат распределения с двумя степенями свободы и одинаковыми дисперсиями.

Из (10) следует:

$$P_b^{ABГШ} = Q(\alpha_0, \beta_0) - \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) I_0\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E_b}{N_0}\right), \quad (11)$$

где $\alpha_0 = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)$, $\beta_0 = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)$,

$$P_b^{ABГШ+\Pi} = Q(\alpha, \beta) - \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0 + N_{\Pi}/\rho}\right) I_0\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E_b}{N_0 + N_{\Pi}/\rho}\right), \quad (12)$$

где $\alpha_{\Pi} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_{\Pi}/\rho} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_{\Pi}/\rho}} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)$,

$$\beta_{\Pi} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_{\Pi}/\rho} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_{\Pi}/\rho}} \cos\left(\frac{\pi}{8}\right).$$

Здесь $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка,

$Q(\alpha, \beta)$ – Функция Маркума, определяемая выражением

$$Q(\alpha, \beta) = \int_{\beta}^{\infty} t \cdot \exp\left(-\frac{\alpha^2 + t^2}{2}\right) \cdot I_0(\alpha \cdot t) dt.$$

Выражение для средней вероятности ошибки на символ сигнала ДОФТ имеет вид:

$$P_e = 1 - (1 - P_b)^2. \quad (13)$$

где P_b – вероятность ошибки на один бит передаваемой информации.

Рассмотрим случай приема сигналов ДОФТ с внутрисимвольной ППРЧ в отсутствие преднамеренной помехи в части полосы с использованием предлагаемого алгоритма обработки сигналов.

Важно отметить, что в отсутствие преднамеренных помех весовые множители оказываются одинаковыми для всех частотных элементов (скачков частоты). Тогда выражение (8) принимает следующий вид:

$$\begin{cases} z_0 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k} + x_{i,k-1})^2 + (y_{i,k} + y_{i,k-1})^2 - (x_{i,k-1} + y_{i,k})^2 - (x_{i,k} - y_{i,k-1})^2 \right], \\ z_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k} + x_{i,k-1})^2 + (y_{i,k} + y_{i,k-1})^2 - (x_{i,k-1} - y_{i,k})^2 - (x_{i,k} + y_{i,k-1})^2 \right], \end{cases} \quad (14)$$

С учётом (6) и (14) правило принятия решения о передаче четырехпозиционного символа можно представить в следующем виде:

$$m = \begin{cases} 0, \text{ если } z_{11} > z_{12} \text{ и } z_{21} > z_{22} \\ 1, \text{ если } z_{11} < z_{12} \text{ и } z_{21} > z_{22} \\ 2, \text{ если } z_{11} < z_{12} \text{ и } z_{21} < z_{22} \\ 3, \text{ если } z_{11} > z_{12} \text{ и } z_{21} < z_{22} \end{cases}, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} z_{11} &= \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k} + x_{i,k-1})^2 + (y_{i,k} + y_{i,k-1})^2 \right], \\ z_{12} &= \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k-1} + y_{i,k})^2 + (x_{i,k} - y_{i,k-1})^2 \right], \\ z_{21} &= \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k} + x_{i,k-1})^2 + (y_{i,k} + y_{i,k-1})^2 \right], \\ z_{22} &= \sum_{i=1}^L \left[(x_{i,k-1} - y_{i,k})^2 + (x_{i,k} + y_{i,k-1})^2 \right], \end{aligned} \quad (16)$$

Случайные величины z_{11} , z_{12} , z_{21} , z_{22} выражаются суммами $2L$ квадратов нормальных случайных величин. Следовательно, их законы распределения

являются χ^2 – распределения с $2L$ степенями свободы. При этом вероятность ошибки передачи двоичных сигналов определяется выражением (10), в котором

$$\begin{cases} f_1(z_1) = \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{\xi_1} \right)^{\frac{L-1}{2}} \exp\left(-\frac{\xi_1 + z_1}{2}\right) I_{L-1}\left(\sqrt{\xi_1 z_1}\right), \\ f_2(z_2) = \frac{1}{2} \left(\frac{z_2}{\xi_2} \right)^{\frac{L-1}{2}} \exp\left(-\frac{\xi_2 + z_2}{2}\right) I_{L-1}\left(\sqrt{\xi_2 z_2}\right). \end{cases} \quad (17)$$

Здесь $I_{L-1}(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода $L-1$ порядка,

ξ_1, ξ_2 – параметры нецентральности нецентрального χ^2 – распределения

$$\begin{aligned} \xi_1 &= \sum_{k=1}^L \xi_{1k}^2, \\ \xi_2 &= \sum_{k=1}^L \xi_{2k}^2, \end{aligned} \quad (18)$$

Выражение (10) с учетом (17) и (18) преобразуется к виду

$$P_{ou} = \int_0^\infty \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{\xi_1} \right)^{\frac{L-1}{2}} \exp\left(-\frac{\xi_1 + z_1}{2}\right) I_{L-1}\left(\sqrt{\xi_1 z_1}\right) \int_{z_1}^\infty \frac{1}{2} \left(\frac{z_2}{\xi_2} \right)^{\frac{L-1}{2}} \exp\left(-\frac{\xi_2 + z_2}{2}\right) I_{L-1}\left(\sqrt{\xi_2 z_2}\right) dz_1 dz_2, \quad (19)$$

Интеграл (19) с вычислен в [4], где показано, что вероятность битовой ошибки приема сигнала ДОФТ с ППРЧ определяется формулой

$$\begin{aligned} P_b &= Q_1(\varepsilon_1, \varepsilon_2) - I_0(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right] + \\ &+ \frac{I_0(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right]}{2^{2L-1}} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2L-1}{k} + \\ &+ \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right]}{2^{2L-1}} \sum_{n=1}^{L-1} I_n(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \sum_{k=0}^{L-1-n} \binom{2L-1}{k} \left[\left(\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \right)^n - \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \right)^n \right]. \end{aligned} \quad (20)$$

где $\varepsilon_1 = \sqrt{\sum_{k=1}^L \frac{2E_b}{LN_0} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)$, $\varepsilon_2 = \sqrt{\sum_{k=1}^L \frac{2E_b}{LN_0} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)$,

Для частных случаев, средняя вероятность битовой ошибки при приеме сигналов ДОФТ с ППРЧ определяется приведенными ниже выражениями

- при посимвольной ППРЧ (без частотного разнесения символа)

$$P_b(L=1) = Q_1(\varepsilon_1, \varepsilon_2) - \frac{1}{2} I_0(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right],$$

- при внутрисимвольной ППРЧ с двукратным разнесением символа

$$P_b(L=2) = Q_1(\varepsilon_1, \varepsilon_2) - \frac{1}{2} I_0(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right] + \frac{I_1(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right]}{2^3} \left[\left(\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right) - \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right) \right],$$

- при внутрисимвольной ППРЧ с трехкратным разнесением символа

$$P_b(L=3) = Q_1(\varepsilon_1, \varepsilon_2) - \frac{1}{2} I_0(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right] + \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right]}{2^5} \left\{ 6I_1(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \left[\left(\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right) - \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right) \right] + I_2(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \left[\left(\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right)^2 - \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)^2 \right] \right\},$$

- при внутрисимвольной ППРЧ с четырехкратным разнесением символа

$$P_b(L=4) = Q_1(\varepsilon_1, \varepsilon_2) - \frac{1}{2} I_0(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right] + \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)\right]}{2^5} \left\{ 29I_1(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \left[\left(\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right) - \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right) \right] + 8I_2(\varepsilon_1 \varepsilon_2) \left[\left(\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right)^2 - \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)^2 \right] + I_2(a\varepsilon_2) \left[\left(\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right)^3 - \left(\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)^3 \right] \right\}.$$

Получение формулы аналогичны формулам для случая воздействия шумовой заградительной помехи, рассматриваемой как частный случай шумовой помехи в части полосы с долей забитых частот $\rho = 1$, с соответствующими параметрами

$$\varepsilon_1 = \sqrt{\sum_{k=1}^L \frac{2E_b}{L(N_0 + N_n)} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_n}} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right),$$

$$\varepsilon_2 = \sqrt{\sum_{k=1}^L \frac{2E_b}{L(N_0 + N_n/\rho)} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_n/\rho}} \cos\left(\frac{\pi}{8}\right),$$

Важно отметить, что с увеличением числа скачков частоты внутри одного символа выражение для средней вероятности ошибки серьезно усложняется, что вызвано сложностью определения распределений статистик принятия решения, и анализ при этом становится весьма затруднительным. В этих условиях представляется целесообразным провести анализ помехоустойчивости с помощью компьютерного моделирования, используя метод Монте-Карло.

4. Результаты математического моделирования

Ниже приведена оценка помехоустойчивости приема сигналов ДОФТ с ППРЧ. Для $L=1$ результаты получены прямыми вычислениями по формулам, а для $L>1$ – математическим моделированием (методом Монте-Карло). Аналогично случаю ОФТ (DBPSK) при приеме сигналов ДОФТ возникает удвоение символьных ошибок. В этой связи здесь предполагается, что для обеспечения статистической независимости ошибок при приеме на передающей стороне осуществляется перемежение символов.

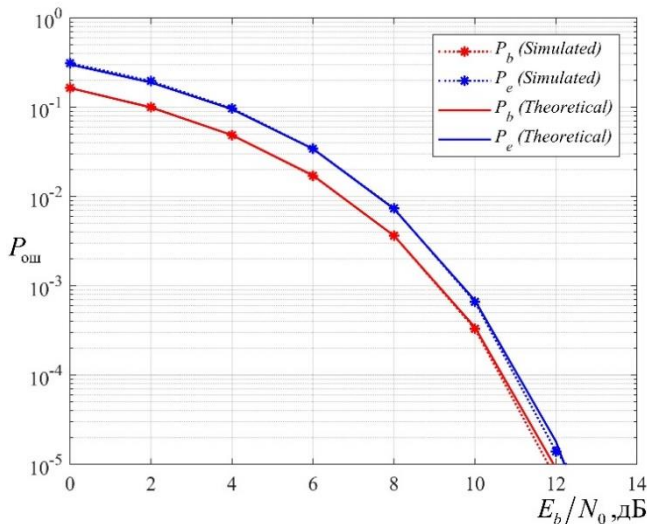


Рис.4. Вероятность ошибки для СРС с ППРЧ и ДОФТ в отсутствие преднамеренных помех
 P_b – вероятность ошибки на бит,
 P_e – вероятность ошибки на символ.

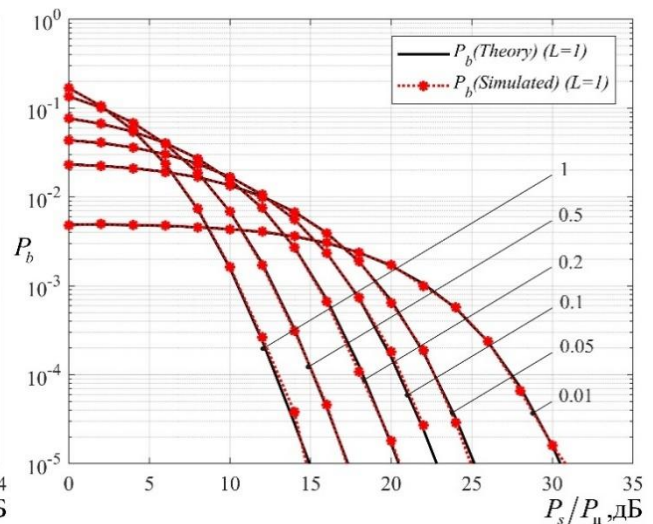


Рис.5. Вероятность битовой ошибки P_b для СРС с посимвольной ППРЧ и ДОФТ при воздействии шумовой помехи в части полосы ($\rho = 0.01, 0.1, 0.2, 0.5, 1$).

На рис. 4 приведены зависимости средней вероятности ошибки приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/шум в отсутствие преднамеренных помех. На рис. 5 приведены зависимости средней вероятности битовой ошибки P_b приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха при воздействии шумовой помехи в части полосы с заданной долей занимаемой помехой полосы частот СРС с ППРЧ. Кривые получены для случаев посимвольной ППРЧ ($L=1$) при заданном значении отношения сигнал/шум, равном 15дБ.

Из рисунков видно, что полученные вероятностные характеристики для СРС с посимвольной ППРЧ (без частотного разнесения символа) полностью отвечают физическим представлениям о влиянии шумовой помехи в части полосы на помехоустойчивость СРС с ППРЧ. Вероятностные кривые, полученные путем моделирования методом Монте Карло с использованием рассматриваемого алгоритма некогерентного приема, и аналогичные кривые, построенные в соответствии с аналитическими выражениями, полностью согласованы. Важно отметить, что здесь для случая посимвольной ППРЧ влияние весовой обработки на принятие решения не проявляется.

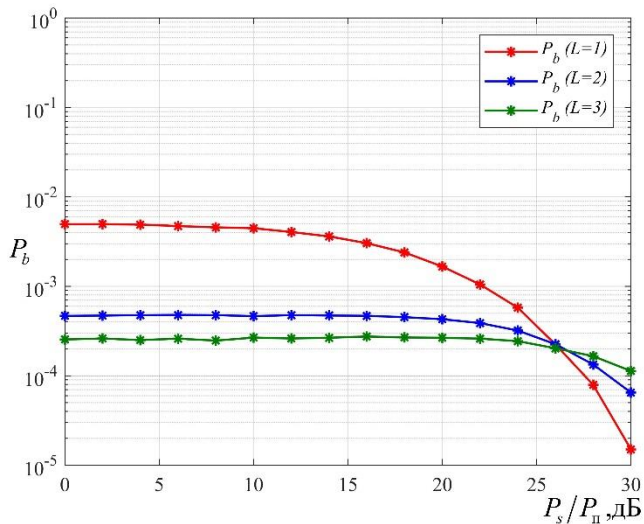


Рис.6. Зависимость вероятности битовой ошибки P_b приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.01$).

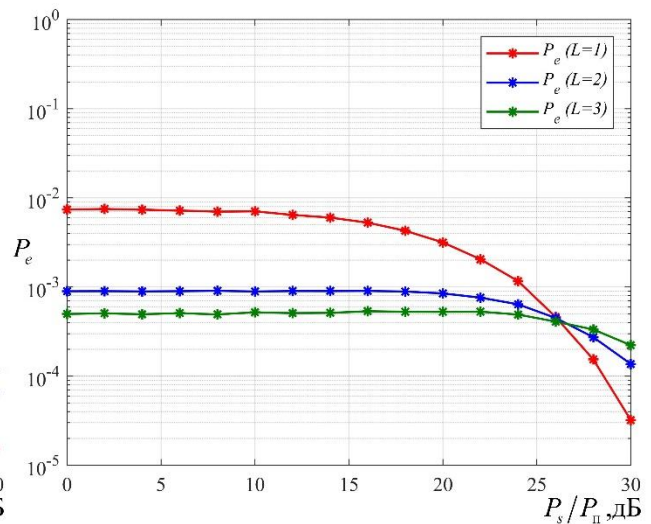


Рис.7. Зависимость вероятности символьной ошибки P_e приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.01$).

На рис. 6–13 приведены зависимости вероятностей битовой и символьной ошибок приема сигналов ДОФТ в режиме внутрисимвольной ППРЧ от отношения сигнал/помеха при воздействии шумовой помехи в части полосы для заданных значений доли забиваемых частот 1, 5, 10, 50% при заданном значении отношения сигнал/шум 15дБ. Кривые получены для случаев посимвольной ППРЧ ($L=1$) и внутрисимвольной ППРЧ при двух и трёхкратном разнесении символа ($L=2,3$).

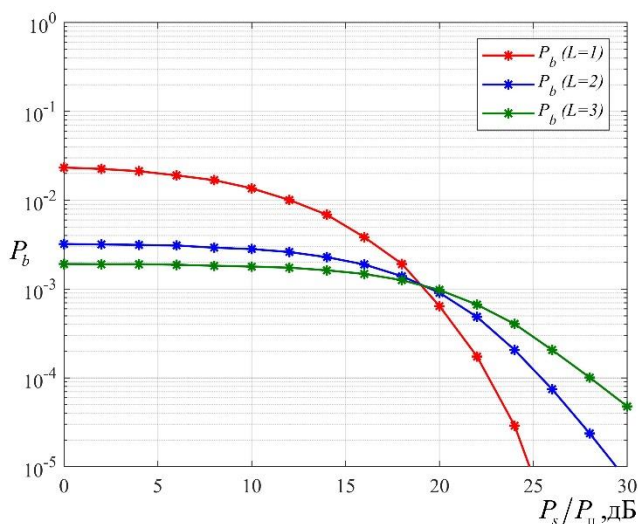


Рис.8. Зависимость вероятности битовой ошибки P_b приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.05$).

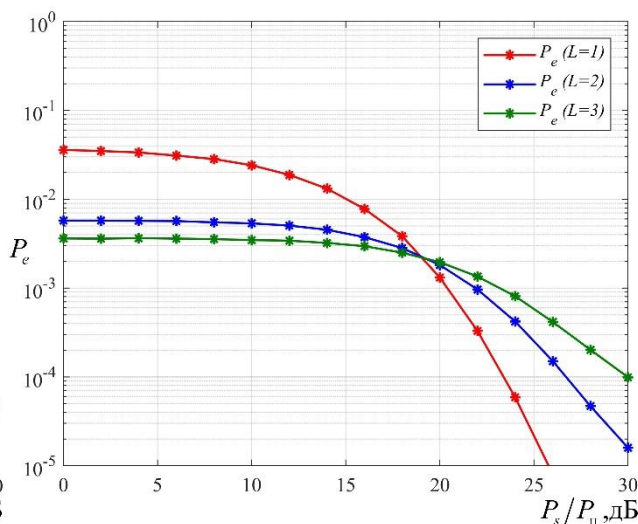


Рис.9. Зависимость вероятности символьной ошибки P_e приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.05$).

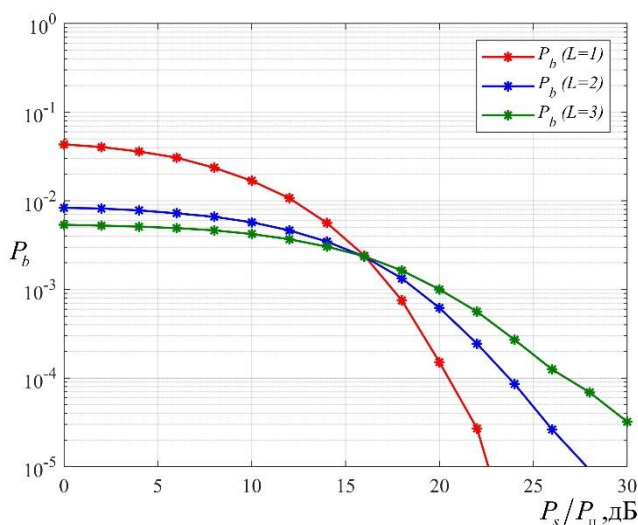


Рис.10. Зависимость вероятности битовой ошибки P_b приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.1$).

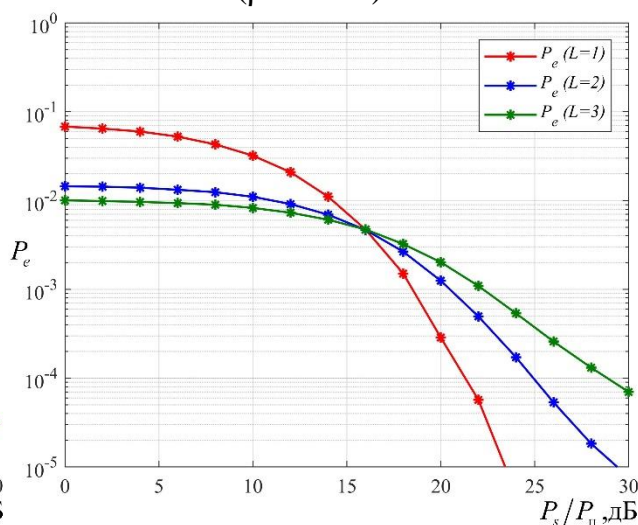


Рис.11. Зависимость вероятности символьной ошибки P_e приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.1$).

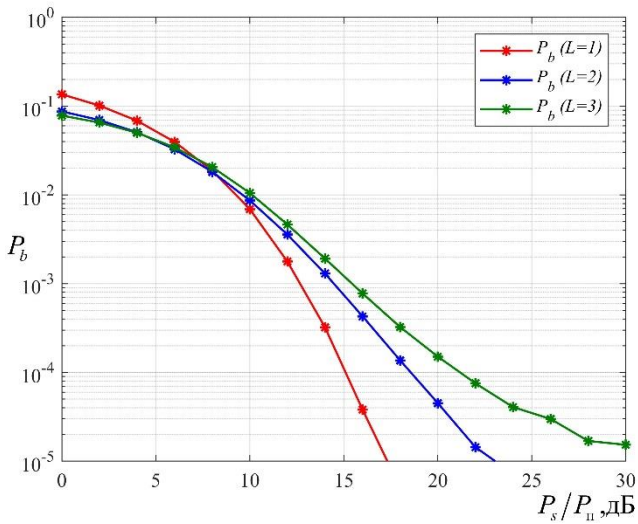


Рис.12. Зависимость вероятности битовой ошибки P_b приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.5$).

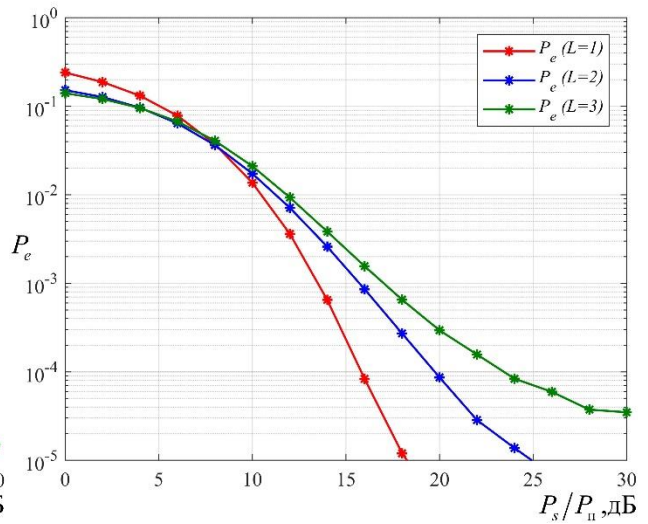


Рис.13. Зависимость вероятности символьной ошибки P_e приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ($\rho = 0.5$).

На рис. 14,15 представлены графики зависимостей вероятности битовой ошибки приема сигналов ДОФТ с внутрисимвольной ППРЧ от отношения сигнал/шум (отношения сигнал/помеха) в отсутствие преднамеренной помехи и при воздействии заградительной шумовой помехи, являющейся частным случаем шумовой помехи в части полосы с долей подавляемой полосы частот ($\rho = 1$).

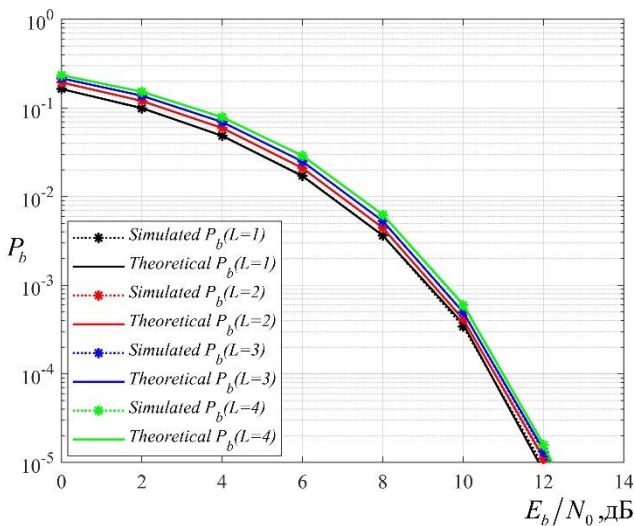


Рис.14. Зависимость вероятности битовой ошибки P_b от отношения сигнал/шум в отсутствие помех ($\rho = 0$).

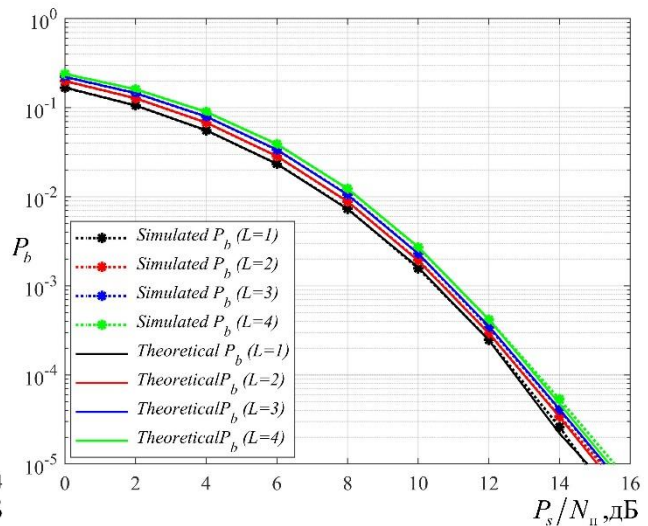


Рис.15. Зависимость вероятности битовой ошибки P_b от отношения сигнал/помеха при шумовой заградительной помехе ($\rho = 1$).

Анализ полученных кривых позволил сделать вывод о том, что использование принципа частотного разнесения сигнала ДОФТ в режиме ППРЧ в присутствии шумовой помехи в части полосы позволяет снизить вероятность битовой (и символьной) ошибки на порядок по сравнению с посимвольной ППРЧ, где не используется частотное разнесение символа. Однако вследствие преобладания потерь энергии из-за некогерентной обработки разнесенных символов (сигналов ДОФТ) может наблюдаться негативный эффект от использования частотного разнесения в области с невысокой мощностью помех или при воздействии заградительной шумовой помехи, рассматриваемой как частный случай шумовой помехи в части полосы с ($\rho = 1$). Это явление также наблюдается при отсутствии помех, что подтверждает неэффективность использования частотного разнесения в этом случае.

В указанных условиях определяется область отношений сигнал/помеха (до 15дБ), где еще обеспечивается выигрыш от использования данного режима передачи с предлагаемым алгоритмом обработки сигналов.

Дальнейшего повышения помехоустойчивости СРС с ППРЧ можно ожидать при совместном применении в СРС частотного разнесения и помехоустойчивого кодирования.

Заключение

В интересах эффективного использования частотно-энергетического ресурса с одновременным обеспечением высокой скорости передачи информации в системах радиосвязи целесообразно применение режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) с многопозиционной модуляцией. Одним из эффективных видов помех для СРС с ППРЧ является преднамеренная шумовая помеха в части полосы частот. Для борьбы с такой помехой целесообразно использовать режим внутрисимвольной ППРЧ с применением алгоритма весовой обработки. Применение многопозиционный передачи с частотным разнесением в СРС с ППРЧ при воздействии преднамеренной шумовой помехи в части полосы в области с мощной помехой (область с малыми значениями отношениями сигнал/помеха) способно

повысить помехоустойчивость СРС с одновременным повышением ее скорости передачи, при сохранении неизменной полосы сигнала.

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*. Москва, 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 частотно-энергетического ресурса в системах передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты при низкой скорости передачи. *Материалы XX Международной научной конференции «Системы компьютерной математики и их приложения»*. Смоленск, изд-во СмолГУ. 2019. Вып.20 Ч.1 С. 84–89.
4. Прокис Дж. *Цифровая связь*. Пер. с англ. Москва, Радио и связь. 2000. С. 670-681.
5. Окунев Ю.Б. *Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами*. Москва, Радио и связь. 1991. 296 с.
6. Финк Л.М. *Теория передачи дискретных сообщений*. Изд. 2-е, переработанное, дополненное. Москва, Сов. Радио. 1970. 728 с.
7. Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В., Матвеев Б.В., Чернояров О.В. Цифровой некогерентный демодулятор четырехпозиционных сигналов с относительной фазовой манипуляцией. Патент России № 2649782 от 04.04.2018. Бюл. № 10.

Для цитирования:

Парамонов А.А., Хоанг Ван З. Помехоустойчивость передачи цифровой информации в системе радиосвязи сигналами ДОФТ с ППРЧ при воздействии шумовой помехи в части полосы. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.8>