

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, тем 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,  $\rho$  – доля полосы,

занимаемая помехой ( $0 \leq \rho \leq 1$ ),  $\Delta F_s$  – 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  $\rho$ , 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.

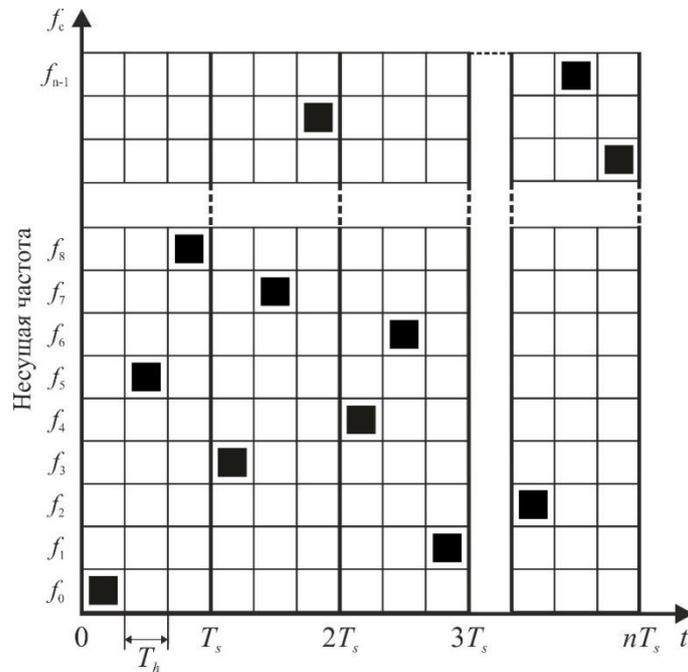


Рис.1. Частотно-временная матрица при внутрисимвольной ППРЧ.

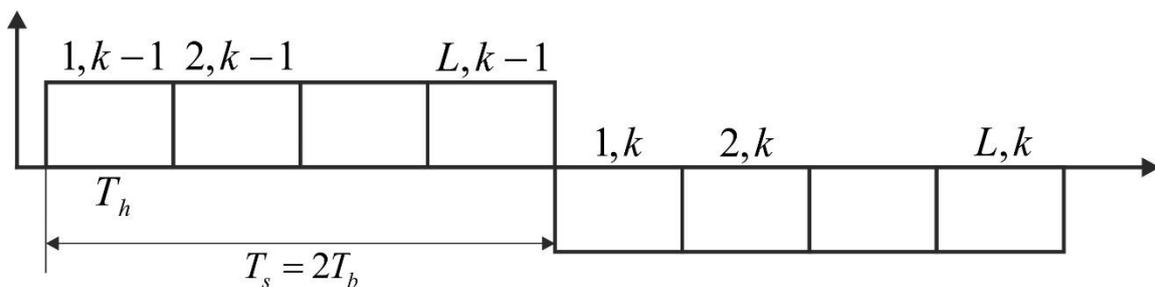


Рис.2. Разбиение символа сигнала ДОФТ на субсимволы.

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,  $\varphi$  – 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,

$P_{\Pi}$  – 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	$\pi$
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.

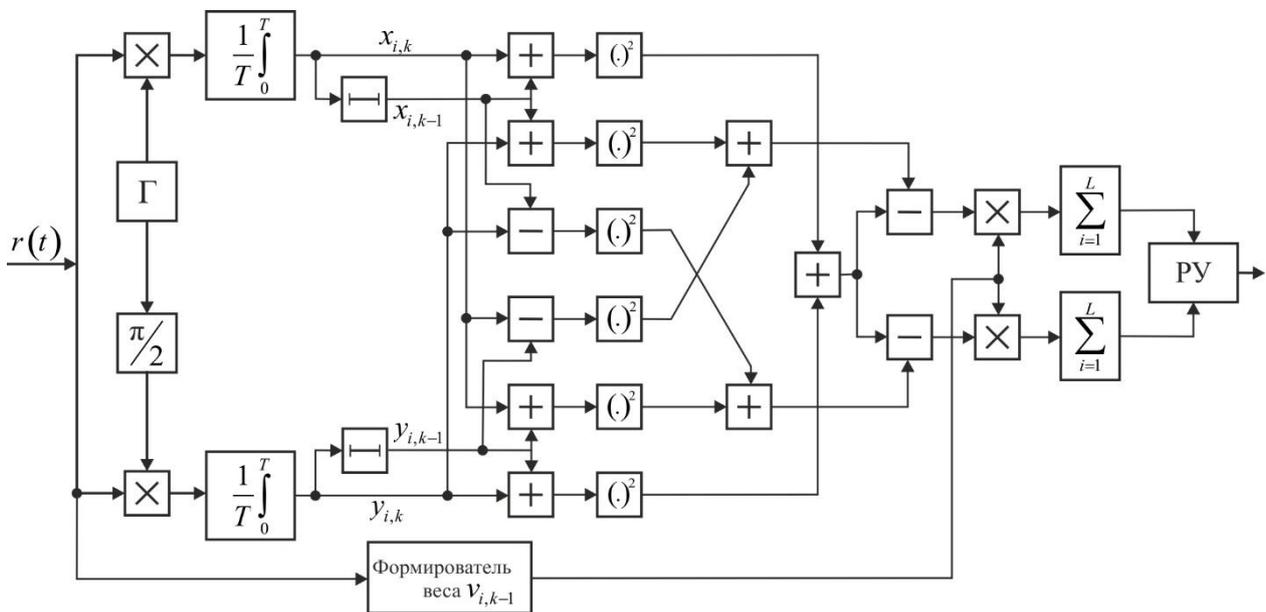


Рис.3. Схема алгоритма приема сигналов ДОФТ с внутрисимвольной ППРЧ.

### 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  $\chi^2$  – 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,

$\xi_1, \xi_2$  – параметры нецентральности нецентрального  $\chi^2$  – 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.

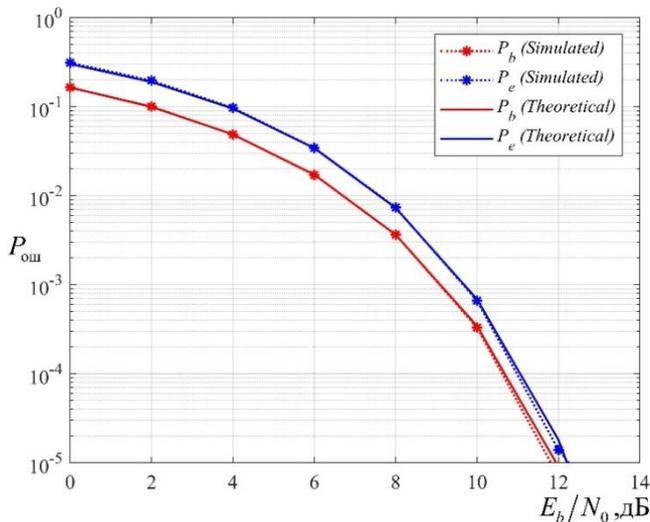


Рис.4. Вероятность ошибки для СРС с ППРЧ и ДОФТ в отсутствие преднамеренных помех  
 $P_b$  – вероятность ошибки на бит,  
 $P_e$  – вероятность ошибки на символ.

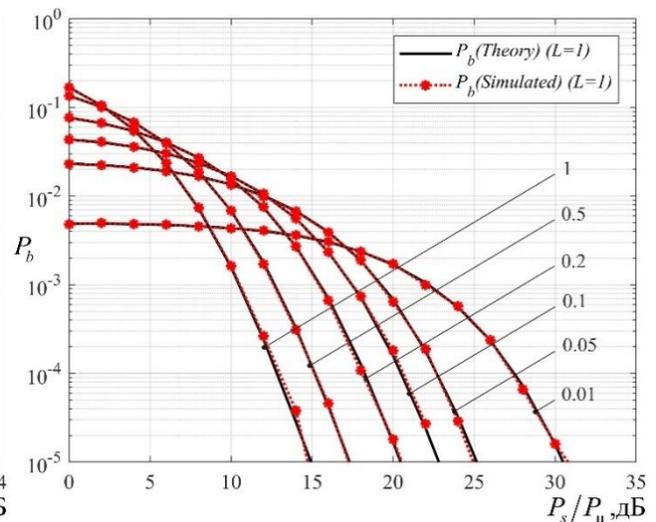


Рис.5. Вероятность битовой ошибки  $P_b$  для СРС с посимвольной ППРЧ и ДОФТ при воздействии шумовой помехи в части полосы ( $\rho = 0.01, 0.1, 0.2, 0.5, 1$ ).

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.

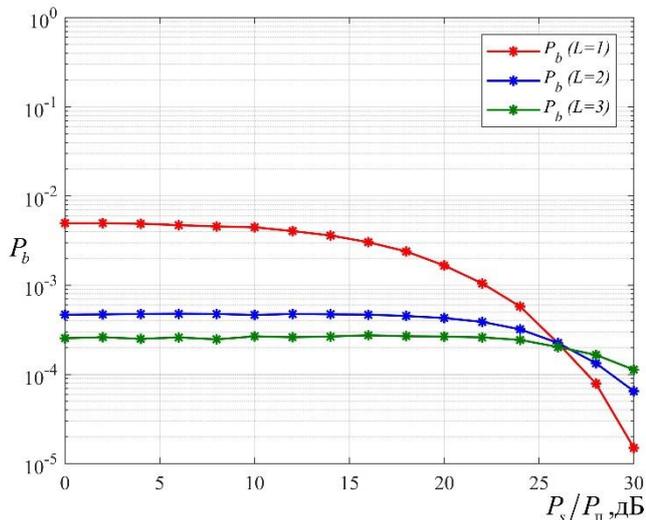


Рис.6. Зависимость вероятности битовой ошибки  $P_b$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.01$ ).

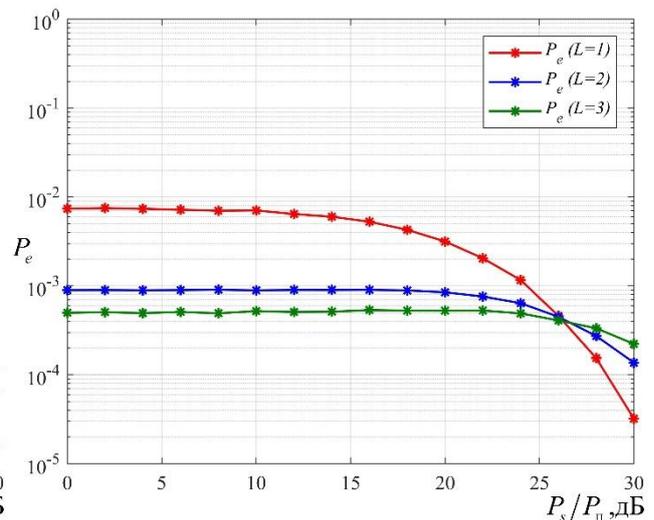


Рис.7. Зависимость вероятности символьной ошибки  $P_e$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.01$ ).

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 ( $L=2,3$ ).

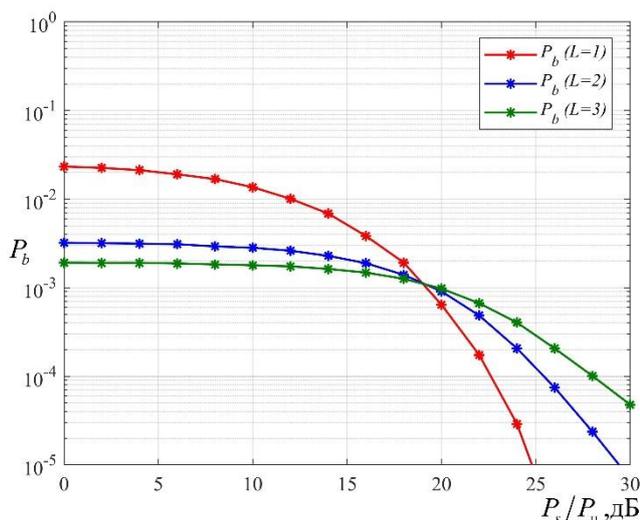


Рис.8. Зависимость вероятности битовой ошибки  $P_b$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.05$ ).

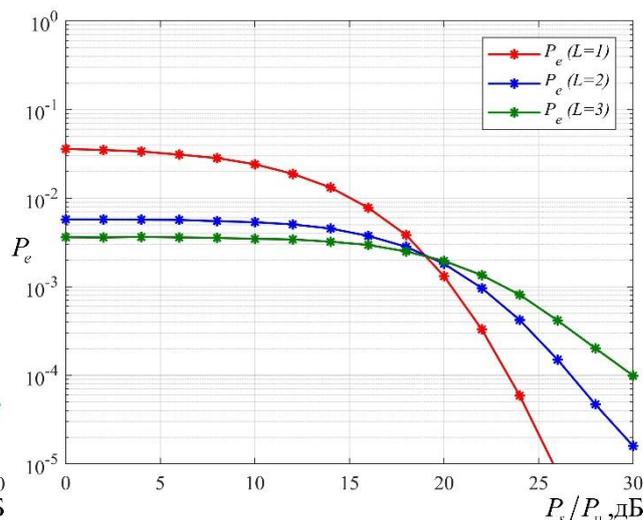


Рис.9. Зависимость вероятности символьной ошибки  $P_e$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.05$ ).

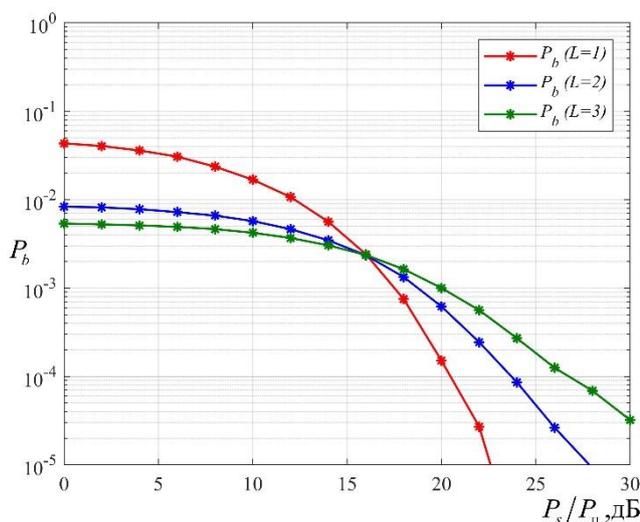


Рис.10. Зависимость вероятности битовой ошибки  $P_b$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.1$ ).

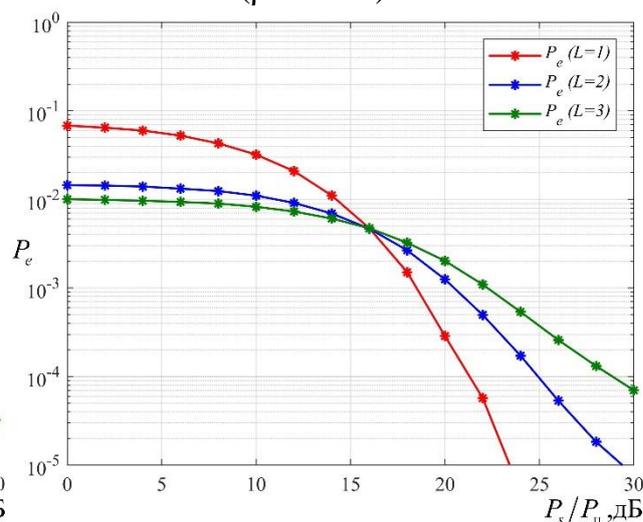


Рис.11. Зависимость вероятности символьной ошибки  $P_e$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.1$ ).

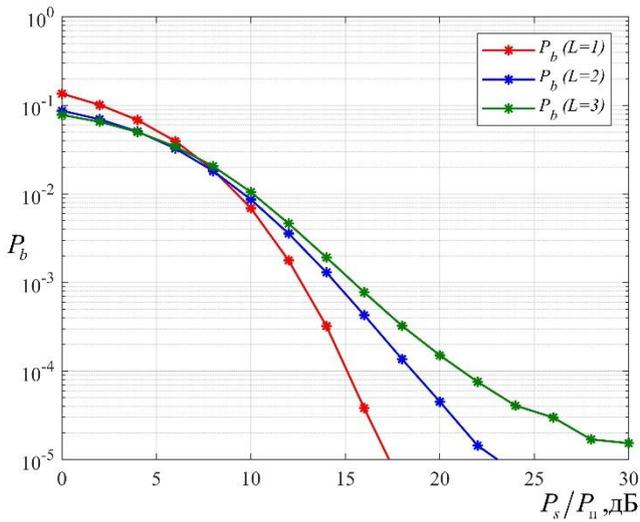


Рис.12. Зависимость вероятности битовой ошибки  $P_b$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.5$ ).

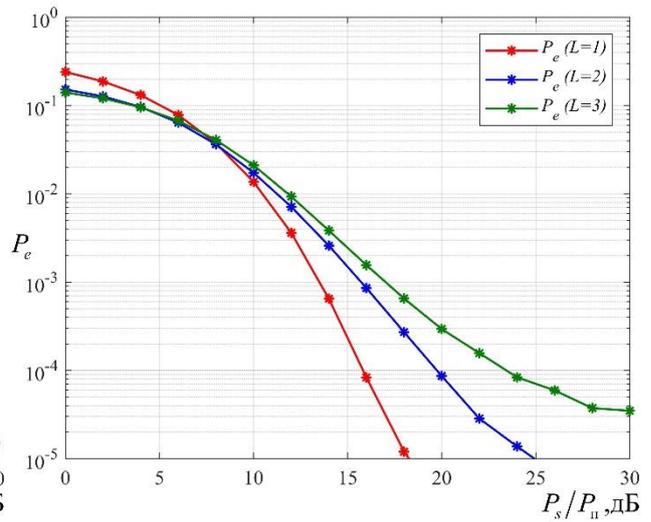


Рис.13. Зависимость вероятности символьной ошибки  $P_e$  приема сигналов ДОФТ от отношения сигнал/помеха ( $\rho = 0.5$ ).

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 ( $\rho = 1$ ).

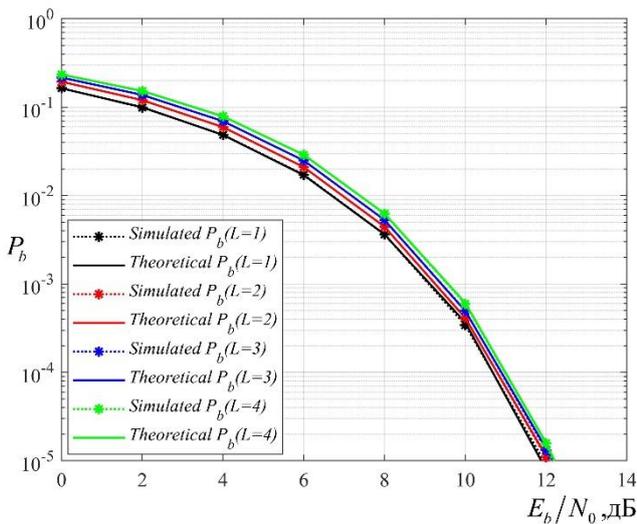


Рис.14. Зависимость вероятности битовой ошибки  $P_b$  от отношения сигнал/шум в отсутствие помех ( $\rho = 0$ ).

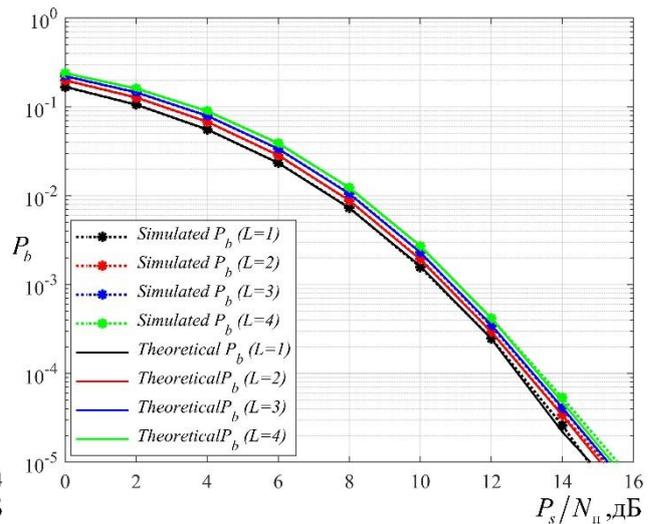


Рис.15. Зависимость вероятности битовой ошибки  $P_b$  от отношения сигнал/помеха при шумовой заградительной помехе ( $\rho = 1$ ).

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>