

УДК 621.391.825

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНО-ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ НА КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМНИК OFDM-СИГНАЛОВ С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Е. Р. Антипенский, А. А. Волков, К. Ю. Ложкин

*Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия имени
профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”*

Поступила в редакцию 31.01.2024 г.

Аннотация. Получено аналитическое выражение зависимости средней вероятности искажения OFDM-символа от отношения сигнал-помеха на входе когерентного приемника OFDM-сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией в условиях воздействия импульсно-периодической гауссовской помехи. Проведены расчеты указанной зависимости для некоторых частных случаев значений длительности и периода следования импульсов помехи и количества подканалов передачи информации. Установлено, что увеличение количества подканалов приводит к повышению эффективности помехи. Определены предельные значения средней вероятности искажения OFDM-символа при малых отношениях сигнал-помеха.

Ключевые слова: OFDM-сигнал, двухпозиционная фазовая модуляция, гауссовская помеха, когерентный приемник, вероятность искажения OFDM-символа.

EVALUATION OF THE EFFECTIVENESS OF THE IMPACT OF PULSE-PERIODIC GAUSSIAN INTERFERENCE ON COHERENT RECEIVER OFDM-SIGNALS WITH TWO-POSITION PHASE MANIPULATION

E. R. Antipensky, A. A. Volkov, K. U. Lozhkin

Abstract. An analytical expression of the dependence of the average probability of distortion of the OFDM-symbol on the signal-to-noise ratio at the input of a coherent receiver of OFDM-signals with two-position phase manipulation under conditions of pulse-periodic Gaussian interference is obtained. Calculations of the indicated dependence for some special cases of the values of the duration and period of repetition of the interference pulses and the number of subchannels of information transmission are carried out. It has been found that an increase in the number of subchannels leads to an increase in interference efficiency. The limiting values of the average probability of distortion of the OFDM symbol at low signal-to-noise ratios are determined.

Keywords: OFDM signal, two-position phase modulation, Gaussian interference, coherent receiver, probability of distortion of the OFDM symbol.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в цифровых системах передачи информации различного назначения широкое применение находит технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM), что обусловлено рядом ее преимуществ по сравнению с одночастотными системами [1–3]. В этой связи актуальными являются исследования эффективности приема OFDM-сигналов в условиях воздействия различных помех.

Известны результаты исследований эффективности воздействия непрерывных во времени помех разной структуры на когерентный прием OFDM-сигналов [4–7]. Однако данные результаты не могут использоваться для оценки эффективности воздействия импульсно-периодической гауссовской помехи на когерентное приемно-решающее устройство OFDM-сигнала с наиболее помехоустойчивой двухпозиционной фазовой манипуляцией поднесущих.

В общем случае длительность полезного сигнала не известна, поэтому в качестве показателя эффективности помехи в настоящей работе выбрана средняя на ее периоде повторения вероятность искажения OFDM-символа, представляющего собой фрагмент полезного сигнала в пределах одного тактового интервала.

Цель работы – получение аналитического выражения зависимости средней вероятности искажения OFDM-символа, передаваемого посредством сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией, от отношения сигнал-помеха на входе когерентного приемника в условиях воздействия импульсно-периодической гауссовской помехи.

ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

В качестве исходного полезного сигнала далее будет рассматриваться OFDM-сигнал, состоящий из L ортогональных поднесущих, каждая из которых имеет двухпозиционную фазовую модуляцию:

$$S(t) = \sum_{l=1}^L S_l(t), \quad (1)$$

где $S_l(t)$ — сигнал на l -й поднесущей частоте:

$$S_l(t) = \varsigma_{Sl}(t) U_{Sl} \cos(\omega_{Sl}t + \varphi_{Sl}), \quad (2)$$

U_{Sl} , ω_{Sl} и φ_{Sl} — амплитуда, круговая частота и начальная фаза l -ой составляющей сигнала, соответственно; $\varsigma_{Sl}(t)$ — модулирующая функция, содержащая информацию о группе двоичных элементов, передаваемых по l -му подканалу:

$$\varsigma_{Sl}(t) = - \sum_{k=1}^{K_S} (-1)^{i_{lk}} (\Theta(t - (k-1)T_S) - \Theta(t - kT_S)), \quad (3)$$

где K_S — число двоичных элементов в посылке; i_{lk} — k -ый двоичный элемент, принимающий значения 0 или 1; $\Theta(t)$ — функция Хевисайда; T_S — длительность информационного символа.

В качестве помехи будет рассматриваться многокомпонентный импульсно-периодический сигнал, содержащий сумму L шумовых сигналов, каждый из которых представляет собой гауссовский случайный процесс с равномерным распределением спектральной плотности в полосе частот одного из подканалов OFDM-приемника:

$$n(t) = \sum_{l=1}^L n_l(t), \quad (4)$$

где $n_l(t)$ — l -ая составляющая помехи:

$$n_l(t) = \nu_l(t) \sum_{k=1}^{K_n} (\Theta(t - t_n - (k-1)T_n) - \Theta(t - \tau_n - t_n - kT_n)), \quad (5)$$

t_n — момент включения помехи; τ_n — длительность импульса помехи; T_n — период повторения импульсов помехи; K_n — число импульсов помехи; $\nu_l(t)$ — гауссовский белый шум с параметрами [8]:

$$\langle \nu_l(t) \rangle = 0, \quad \langle \nu_l(t_1) \nu_l(t_2) \rangle = 0,5 N_{0l} \delta(t_2 - t_1), \quad (6)$$

где N_{0l} — односторонняя спектральная плотность мощности шума в l -ом подканале.

Среднюю вероятность искажения OFDM-символа $\bar{P}$ удобно представить в виде:

$$\bar{P} = 1 - \dot{P}, \quad (7)$$

где $\dot{P}$ — средняя вероятность правильного приема OFDM-символа на периоде повторения помехи.

Далее будет считаться, что амплитуды всех поднесущих OFDM-сигнала одинаковы и спектральные плотности шума во всех подканалах тоже одинаковы, т. е.:

$$U_{S1} = U_{S2} = \dots = U_{SL} = U_S, \quad (8)$$

$$N_{01} = N_{02} = \dots = N_{0L} = N_0. \quad (9)$$

Также будет считаться, что длительность и период повторения импульсов помехи кратны длительности информационного символа: $\tau_n = rT_S$, $T_n = (r + \alpha)T_S$, где r и α — натуральные числа. Для этого случая на рисунке 1 показана иллюстрация варианта накрытия помехой последовательности информационных символов в одном из подканалов приемника. Начало отсчета времени совмещено с началом первого информационного символа, накрываемого помехой.

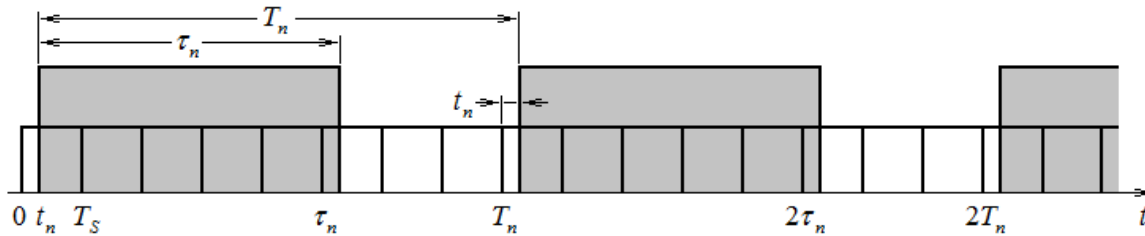


Рис. 1. Вариант накрытия полезного сигнала помехой в подканале OFDM-приемника.

Из рисунка 1 видно, что первый информационный символ будет накрыт помехой частично конце. Момент появления помехи, как правило, не известен, поэтому следует полагать, что время t_n представляет собой случайную величину, равномерно распределенную в интервале $0 \leq t_n \leq T_S$, т. е. ее плотность вероятности описывается выражением:

$$\omega_t(t_n) = \frac{1}{T_S} (\Theta(t_n) - \Theta(t_n - T_S)). \quad (10)$$

Вероятность правильного приема первого символа $\dot{p}_1$ будет зависеть от отношения сигнал-помеха h и от момента появления помехи: $\dot{p}_1 = \dot{p}_1(h, t_n)$. Под отношением сигнал-помеха здесь понимается величина: отношение действующего напряжения полезного сигнала $U_S/\sqrt{2}$ к действующему напряжению шума в полосе частот приемного подканала $\sqrt{N_0/T_S}$:

$$h = \frac{U_S \sqrt{T_S}}{\sqrt{N_0}}. \quad (11)$$

Далее до наступления момента времени τ_n следует группа символов, полностью накрытых помехой. Количество этих символов равно $r - 1$. Вероятности правильного приема каждого из этих символов равны друг другу и будут зависеть только от отношения сигнал-помеха: $\dot{p}_2 = \dot{p}_3 = \dots = \dot{p}_r = \dot{p}(h)$.

Затем следует $(r + 1)$ -й символ, который накрыт помехой частично в начале. Вероятность правильного приема этого символа будет зависеть от отношения сигнал-помеха и от момента окончания импульса помехи, который тоже представляет собой случайную величину, равномерно распределенную в интервале $0 \leq t_n \leq T_S$: $\dot{p}_{r+1} = \dot{p}_{r+1}(h, t_n)$.

Далее до наступления момента времени T_n следует группа символов, не накрытых помехой. Количество этих символов равно $\alpha - 1$. Вероятность правильного приема каждого из этих символов равна единице: $\dot{p}_{r+2} = \dot{p}_{r+3} = \dots = \dot{p}_{r+\alpha} = 1$.

Прием информационных символов в каждом подканале ODFM-приемника производится независимо от других подканалов, поэтому событие, заключающееся в правильном приеме ODFM-символа на интервале времени $(k - 1)T_S \leq t \leq kT_S$, состоит из совместного появления L событий, каждое из которых заключается в правильном приеме информационного символа в l -ом подканале. Условия приема в каждом подканале одинаковы, поэтому согласно теореме произведения вероятностей вероятность приема k -го ODFM-символа будет равна $\dot{p}_k^L$.

На основании изложенного среднюю на периоде повторения импульсов помехи условную вероятность правильного приема ODFM-символа при включении помехи в момент времени t_n можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \dot{P}_{\text{усл}}(h|t_n) &= \frac{1}{T_n} \sum_{k=1}^{r+\alpha} \dot{p}_k^L T_S = \frac{T_S}{T_n} (\dot{p}_1^L(h, t_n) + (r-1)\dot{p}^L(h) + \dot{p}_{r+1}^L(h, t_n) + (\alpha-1)) = \\ &= \frac{1}{r+\alpha} (\dot{p}_1^L(h, t_n) + (r-1)\dot{p}^L(h) + \dot{p}_{r+1}^L(h, t_n) + (\alpha-1)). \end{aligned} \quad (12)$$

Для получения безусловной вероятности выражение (12) необходимо усреднить по условию:

$$\dot{P}(h) = \int \dot{P}_{\text{усл}}(h|t_n) \omega(t_n) dt_n = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \dot{P}_{\text{усл}}(h|t_n) dt_n. \quad (13)$$

Используя переход к безразмерной переменной $\theta = t_n/T_S$ среднюю на периоде повторения помехи вероятность правильного приема OFDM-символа можно представить в виде:

$$\dot{P}(h) = \frac{1}{r+\alpha} \left(\int_0^1 \dot{p}_1^L(h, \theta) d\theta + (r-1)\dot{p}^L(h) + \int_0^1 \dot{p}_{r+1}^L(h, \theta) d\theta + (\alpha-1) \right). \quad (14)$$

Явный вид вероятностей $\dot{p}_1(h, t_n)$, $\dot{p}(h)$, $\dot{p}_{r+1}(h, t_n)$ зависит от используемых сигналов и способа их обработки в подканалах приемника. В простейшем OFDM-приемнике в каждом подканале производится когерентная обработка при помощи фазового детектора, состоящего из перемножителя и интегратора, и порогового устройства принятия решения [9]. Схема приемно-решающего устройства сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией одного из подканалов OFDM-приемника показана на рисунке 2, где обозначено: $\xi_k(t)$ — аддитивная смесь полезного сигнала и помехи на входе фазового детектора при обработке k -го символа; $u_{\text{оп}}(t)$ — опорная функция; $x_k(t)$ — выходной сигнал фазового детектора при обработке k -го символа; $x_{\text{пор}}$ — пороговый уровень, равный нулю; $\hat{i}_k$ — оценка значения k -го символа. Правило принятия решения для этой схемы имеет вид:

$$x_k \begin{matrix} \hat{i}_k=1 \\ > \\ \hat{i}_k=0 \end{matrix} 0. \quad (15)$$

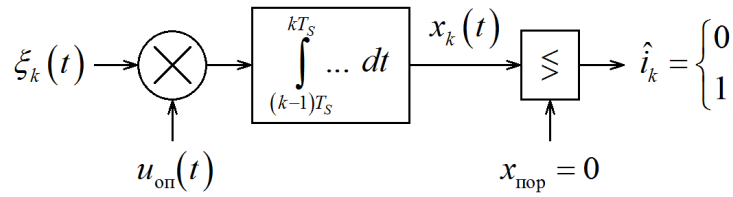


Рис. 2. Схема приемно-решающего устройства для сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией подканала OFDM-приемника.

Для оценки вероятности правильного приема информационного символа в общем случае удобно использовать модель, в которой начало отсчета времени совмещено с моментом начала символа, а помеха начинается и заканчивает свое действие в моменты времени t_{n1} и t_{n2} соответственно. Иллюстрация вариантов накрытия информационного символа помехой показана на рисунке 3.

В данном случае смесь сигнала, несущего информацию о двоичном элементе i , и помехи на входе приемника можно представить формулой:

$$\begin{aligned} \xi(t) = & -(-1)^i (\Theta(t) - \Theta(t - T_S)) U_S \cos(\omega_S t + \varphi_S) + \\ & + \nu(t) (\Theta(t - t_{n1}) - \Theta(t - t_{n2})). \end{aligned} \quad (16)$$

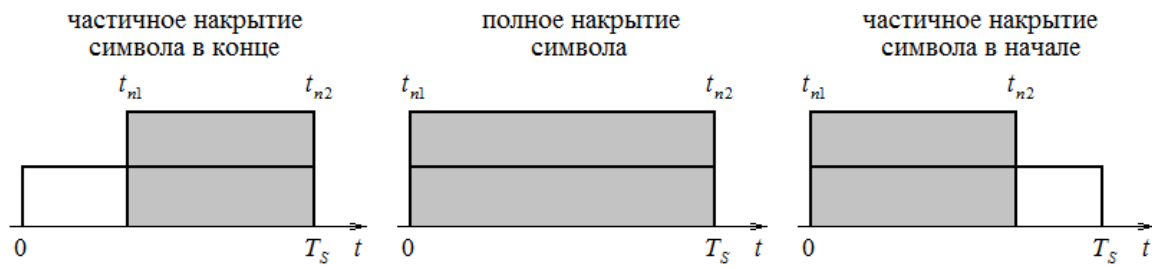


Рис. 3. Варианты накрытия информационного символа помехой.

В качестве опорной функции в рассматриваемой схеме приемно-решающего устройства выбирается когерентное колебание, с точностью до амплитуды повторяющее полезный сигнал:

$$u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \cos(\omega_S t + \varphi_S). \quad (17)$$

После перемножения (16) и (17) получится:

$$\begin{aligned} \xi(t) u_{\text{оп}}(t) = & -(-1)^i (\Theta(t) - \Theta(t - T_S)) 0,5 U_S U_{\text{оп}} (1 + \cos 2(\omega_S t + \varphi_S)) + \\ & + \nu(t) U_{\text{оп}} (\Theta(t - t_{n1}) - \Theta(t - t_{n2})) \cos(\omega_S t + \varphi_S). \end{aligned} \quad (18)$$

На выходе фазового детектора формируется сигнал:

$$x = \int_0^{T_S} \xi(t) u_{\text{оп}}(t) dt. \quad (19)$$

Подстановка (18) в (19) и вычисление интеграла с учетом того, что период высокочастотного колебания существенно меньше длительности информационного символа ($2\pi/\omega_S \ll T_S$),

приводят к выражению:

$$x = -(-1)^i 0,5 U_S U_{\text{оп}} T_S + U_{\text{оп}} \int_{t_{n1}}^{t_{n2}} \nu(t) \cos(\omega_S t + \varphi_S) dt. \quad (20)$$

С учетом (20) правило принятия решения (15) можно представить в виде:

$$z \underset{\hat{i}=0}{\overset{\hat{i}=1}{>}} (-1)^i 0,5 U_S T_S. \quad (21)$$

где $\hat{i}$ — оценка значения информационного символа i ; z — случайная величина, формируемая по закону:

$$z = \int_{t_{n1}}^{t_{n2}} \nu(t) \cos(\omega_S t + \varphi_S) dt. \quad (22)$$

Поскольку случайная величина z представляет собой линейное преобразование гауссовского случайного процесса, то она имеет нормальное распределение. Вычисление ее математического ожидания и дисперсии с учетом (6) дает следующие значения:

$$m_z = \langle z \rangle = \int_{t_{n1}}^{t_{n2}} \langle \nu(t) \rangle \cos(\omega_S t + \varphi_S) dt = 0, \quad (23)$$

$$\sigma_z^2 = \langle z^2 \rangle = \int_{t_{n1}}^{t_{n2}} \int_{t_{n1}}^{t_{n2}} \langle \nu(t_1) \nu(t_2) \rangle \cos(\omega_S t_1 + \varphi_S) \cos(\omega_S t_2 + \varphi_S) dt_1 dt_2 = 0,25 N_0 (t_{n2} - t_{n1}). \quad (24)$$

Таким образом, плотность вероятности и функция распределения случайной величины z описываются выражениями:

$$\omega_z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi N_0 (t_{n2} - t_{n1})}} e^{-\frac{2z^2}{N_0 (t_{n2} - t_{n1})}}, \quad (25)$$

$$F_z(z) = \Phi^*\left(\frac{z}{\sigma_z}\right) = \Phi^*\left(\frac{2z}{\sqrt{N_0 (t_{n2} - t_{n1})}}\right), \quad (26)$$

где $\Phi^*(\zeta)$ — нормальная функция распределения [10]:

$$\Phi^*(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\zeta} e^{-\frac{v^2}{2}} dv. \quad (27)$$

Поскольку двоичный элемент i случайным образом принимает одно из двух значений, то вероятность правильного приема информационного символа $\dot{p}_S$ следует определять по формуле полной вероятности:

$$\dot{p}_S = \dot{p}_{S1} P\{i = 1\} + \dot{p}_{S0} P\{i = 0\}, \quad (28)$$

где $\dot{p}_{S1}$ — вероятность правильного приема информационного символа при условии, что значение двоичного элемента равно 1; $\dot{p}_{S1}$ — вероятность правильного приема информационного

символа при условии, что значение двоичного элемента равно 0; $P\{i = 1\}$ — вероятность того, что значение двоичного элемента равно 1; $P\{i = 0\}$ — вероятность того, что значение двоичного элемента равно 0.

Появление 1 или 0 равновероятно, поэтому вероятности условий равны:

$$P\{i = 1\} = P\{i = 0\} = 0,5. \quad (29)$$

Событие, заключающееся в правильном приеме информационного символа при условии, что значение двоичного элемента равно 1, произойдет, если в соответствии с (21):

$$z > -0,5U_S T_S. \quad (30)$$

Вероятность этого события равна:

$$\dot{p}_{S1} = P\{-0,5U_S T_S < z < \infty\} = 1 - \Phi^*\left(\frac{-0,5U_S T_S}{\sigma_z}\right) = \Phi^*\left(h\sqrt{\frac{T_S}{t_{n2} - t_{n1}}}\right). \quad (31)$$

Событие, заключающееся в правильном приеме информационного символа при условии, что значение двоичного элемента равно 0, произойдет, если:

$$z < 0,5U_S T_S. \quad (32)$$

Вероятность этого события равна:

$$\dot{p}_{S0} = P\{-\infty < z < 0,5U_S T_S\} = \Phi^*\left(\frac{0,5U_S T_S}{\sigma_z}\right) = \Phi^*\left(h\sqrt{\frac{T_S}{t_{n2} - t_{n1}}}\right). \quad (33)$$

С учетом (29), (31) и (33) из (28) следует общее выражение правильного приема информационного символа при условии начала действия помехи в момент времени t_{n1} и окончания ее действия в момент времени t_{n2} :

$$\dot{p}_S(h, t_{n1}, t_{n2}) = \Phi^*\left(h\sqrt{\frac{T_S}{t_{n2} - t_{n1}}}\right). \quad (34)$$

Формула (34) позволяет определить вероятности правильного приема символов последовательности, изображенной на рисунке 1. Для первого символа $t_{n1} = t_n$ и $t_{n2} = T_S$. Следовательно:

$$\dot{p}_1(h, t_n) = \dot{p}_S(h, t_n, T_S) = \Phi^*\left(h\sqrt{\frac{T_S}{T_S - t_n}}\right) = \Phi^*\left(\frac{h}{\sqrt{1 - t_n/T_S}}\right). \quad (35)$$

Для символов, имеющих номера от 2 до r , $t_{n1} = 0$ и $t_{n2} = T_S$, поэтому:

$$\dot{p}(h) = \dot{p}_S(h, 0, T_S) = \Phi^*(h). \quad (36)$$

Для $(r + 1)$ -го символа $t_{n1} = 0$ и $t_{n2} = t_n$. Следовательно:

$$\dot{p}_{r+1}(h, t_n) = \dot{p}_S(h, 0, t_n) = \Phi^*\left(h\sqrt{\frac{T_S}{t_n}}\right) = \Phi^*\left(\frac{h}{\sqrt{t_n/T_S}}\right). \quad (37)$$

Подстановка (35), (36), (37) в (14) и переход к безразмерному времени θ приводят к формуле:

$$\dot{P}(h) = \frac{1}{r + \alpha} \left(\int_0^1 \Phi^{*L}\left(\frac{h}{\sqrt{1-\theta}}\right) d\theta + (r - 1) \Phi^{*L}(h) + \int_0^1 \Phi^{*L}\left(\frac{h}{\sqrt{\theta}}\right) d\theta + (\alpha - 1) \right). \quad (38)$$

Можно показать, что первое слагаемое в (38) не отличается от третьего. Для этого в первом слагаемом нужно заменить переменную интегрирования на $\theta' = 1 - \theta$. В таком случае:

$$\dot{P}(h) = \frac{1}{r + \alpha} \left(2 \int_0^1 \Phi^{*L} \left(\frac{h}{\sqrt{\theta}} \right) d\theta + (r - 1) \Phi^{*L}(h) + (\alpha - 1) \right). \quad (39)$$

Параметрический интеграл в (39) можно рассматривать как некоторую функцию двух переменных:

$$\Psi(h, L) = \int_0^1 \Phi^{*L} \left(\frac{h}{\sqrt{\theta}} \right) d\theta. \quad (40)$$

Интеграл (40) не выражается через элементарные функции. Для его вычисления могут быть использованы асимптотические или численные методы.

Подстановка (39) в (7) с учетом (40) дает формулу средней на периоде повторения гауссовской помехи вероятность искажения OFDM-символа:

$$\bar{P}(h) = \frac{1}{r + \alpha} (r + 1 - 2\Psi(h, L) - (r - 1) \Phi^{*L}(h)). \quad (41)$$

На рисунках 4 и 5 показаны графики зависимости средней вероятности искажения OFDM-символов с разным количеством поднесущих от отношения сигнал-помеха при воздействии импульсно-периодической гауссовской помехи с различными значениями параметров r и α . Расчет проводился по формуле (41) в программе Mathcad. Скважность помехи $Q = (r + \alpha)/r = 1 + \alpha/r$ для зависимостей, показанных на рисунках 4 и 5 составляет, соответственно, 2 и 3.

Анализ зависимостей на рисунках 4 и 5 показывает, что при фиксированных r и α (и, следовательно, скважности) для заданного отношения сигнал-помеха вероятность искажения OFDM-символа тем выше, чем большее число поднесущих содержится в сигнале. При увеличении скважности помехи вероятность искажения OFDM-символа снижается. На всех семействах построенных кривых (при заданном L) имеется узловая точка с координатой h^* , характеризующаяся тем, что в ней при фиксированной скважности вероятности искажения OFDM-символа одинаковы для разных значений r . Абсцисса узловой точки возрастает при увеличении количества поднесущих, а ордината при этом стремится снизу к значению $1/Q$. В области $h < h^*$ эффективнее будет помеха с меньшим r , а в области $h > h^*$ – с большим r .

Абсцисса узловой точки зависит только от L и находится путем решения трансцендентного уравнения:

$$\Phi^{*L}(h^*) + 1 - 2\Psi(h^*, L) = 0. \quad (42)$$

Ордината узловой точки определяется по формуле:

$$\bar{P}^* = \frac{1}{Q} (1 - \Phi^{*L}(h^*)). \quad (43)$$

Кроме того, из представленных графиков видно, что при малых h для $L \geq 64$ зависимость $\bar{P}(h)$ имеет участок насыщения, величина которого тем протяженнее, чем больше r и L .

При малых отношениях сигнал-помеха ($h \rightarrow 0$) вероятность искажения OFDM-символа стремится к величине:

$$\bar{P}_0 = \lim_{h \rightarrow 0} \bar{P}(h) = \frac{r + 1}{r + \alpha} \left(1 - \frac{1}{2^L} \right). \quad (44)$$

При большом количестве подканалов ($L \rightarrow \infty$) предельное значение вероятности $\bar{P}_0$ зависит только от временных параметров последовательности импульсов помехи:

$$\bar{P}_0 = \frac{r + 1}{r + \alpha}. \quad (45)$$

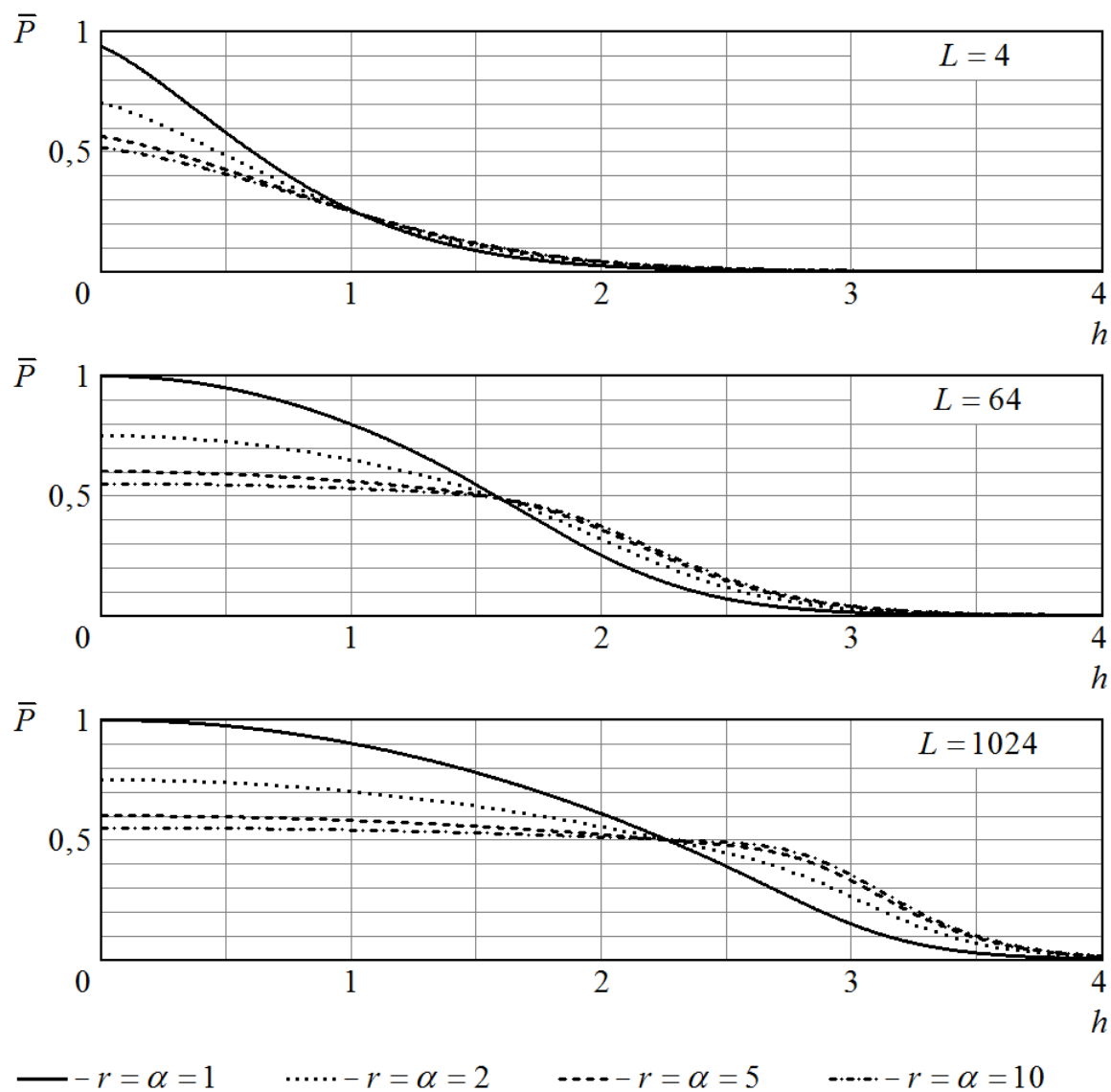


Рис. 4. Зависимости средней вероятности искажения OFDM-символов от отношения сигнал-помеха при воздействии импульсно-периодической гауссовской помехи со скважностью $Q = 2$.

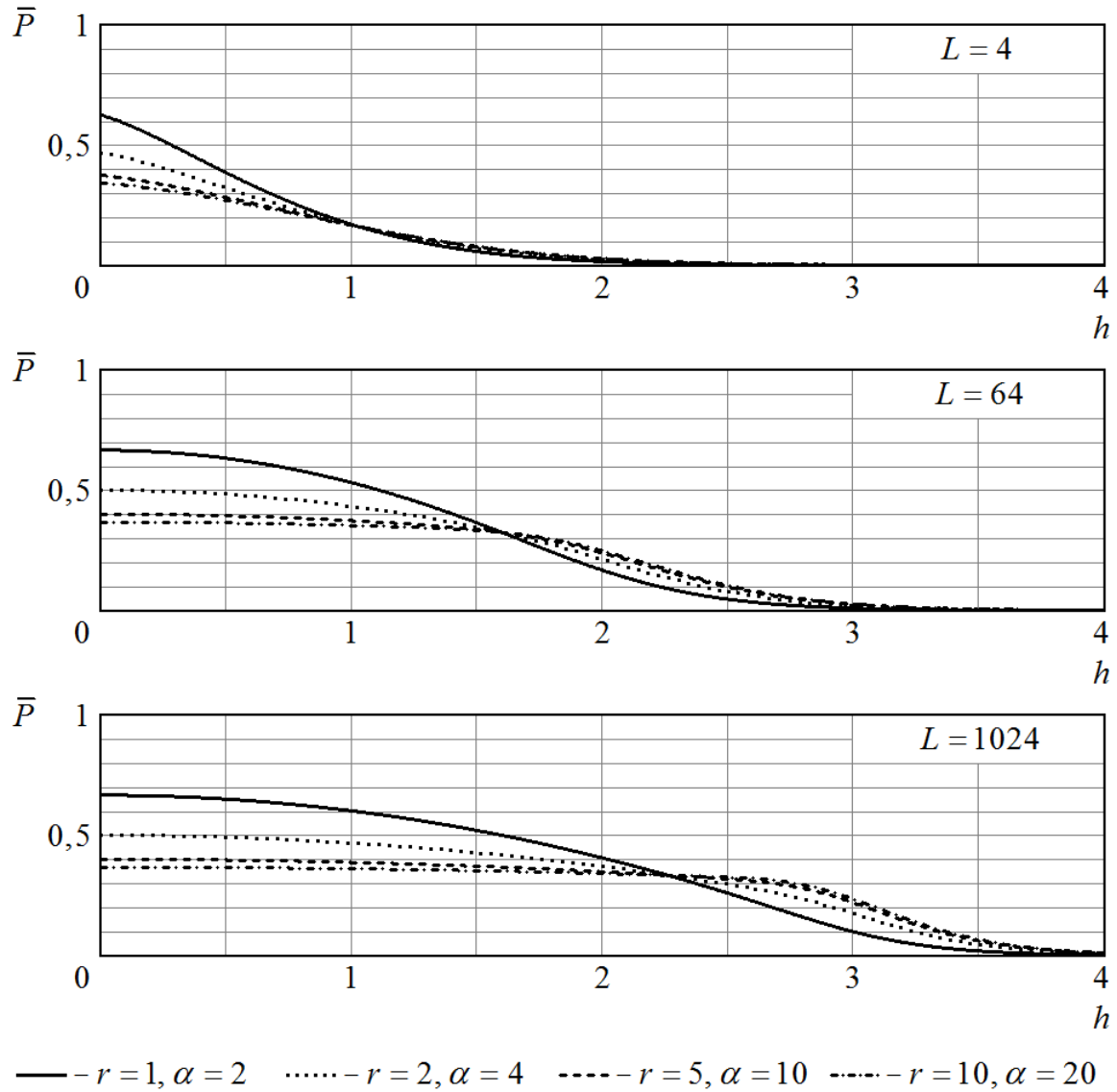


Рис. 5. Зависимости средней вероятности искажения OFDM-символов от отношения сигнал-помеха при воздействии импульсно-периодической гауссовской помехи со скважностью $Q = 3$.

При больших длительностях импульсов помехи ($r \gg 1$ и $r \gg \alpha$) предельное значение вероятности $\bar{P}_0$ зависит только от количества подканалов:

$$\bar{P}_0 = 1 - \frac{1}{2L}. \quad (46)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, методами теории вероятностей и статистической радиотехники получено выражение средней вероятности искажения OFDM-символа в когерентном приемнике OFDM-сигналов с двухпозиционной фазовой манипуляцией поднесущих в условиях воздействия импульсно-периодической гауссовской помехи. С использованием полученного выражения проведены расчеты зависимостей средней вероятности искажения OFDM-символа от отношения сигнал-помеха входе когерентного приемника при различных исходных данных. Установлено, что эффективность помехи тем выше, чем выше количество параллельных подканалов в системе передачи данных. При заданных скважности и количестве подканалов зависимости вероятности искажения от отношения сигнал-помеха образуют семейство с узловой точкой. В малой окрестности этой точки помехи различной длительности имеют примерно равную эффективность. Получены соотношения, определяющие координаты узловой точки. Также установлено, что предельное значение средней вероятности искажения OFDM-символа, соответствующее малым отношениям сигнал-помеха и большому количеству подканалов, определяется только временными параметрами последовательности импульсов помехи. При больших длительностях импульсов помехи предельное значение вероятности искажения OFDM-символа определяется только количеством подканалов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Плавунов, С. Системы и средства связи тактического звена управления сухопутных войск США / С. Плавунов, С. Носиков // Зарубежное военное обозрение. — 2012. — № 4. — С. 42–47.
2. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. — М. : Техносфера, 2005. — 592 с.
3. Сиваков, И. Р. Перспективы использования OFDM сигналов в радиорелейной и тропосферной радиосвязи / И. Р. Сиваков, И. И. Малышев, Ю. В. Сидоров // Теория и техника радиосвязи. — 2016. — № 4. — С. 22–27.
4. Овчаренко, Л. А. Определение вероятности искажения последовательности двоичных сигналов методом индикаторов решений о переданных элементах / Л. А. Овчаренко, В. Н. Поддубный // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника. — 1986. — Т. 29, № 9. — С. 12–18.
5. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис. — М. : Радио и связь, 2000. — 800 с.
6. Поддубный, В. Н. Оценка эффективности воздействия гауссовской помехи на приемник OFDM-сигналов / В. Н. Поддубный, С. С. Прожеторко // Телекоммуникации. — 2014. — № 11. — С. 15–24.
7. Ложкин, К. Ю. Помехоустойчивость приема OFDM-сигнала с однократной фазовой манипуляцией и корректирующим кодированием на фоне полигармонической помехи / К. Ю. Ложкин // Информация и космос. — 2018. — № 2. — С. 37–43.
8. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. — М. : Радио и связь, 1982. — 624 с.
9. Теплов, Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н. Л. Теплов. — М. : Связь, 1964. — 360 с.
10. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. — М. : Наука, 1969. — 576 с.

REFERENCES

1. Plavunov S., Nosikov S. Systems and means of communication of the tactical control link of the US Army. [Plavunov S., Nosikov S. Sistemy i sredstva svyazi takticheskogo zvena upravleniya sukhoputnykh voysk SSHA]. *Zarubezhnoye voyennoye obozreniye — Foreign Military Review*, 2012, no. 4, pp. 42–47.
2. Vishnevsky V.M., Lyakhov A.I., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. Broadband wireless information transmission networks. [Vishnevskiy V.M., Lyakhov A.I., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. Shirokopolosnyye besprovodnyye seti peredachi informatsii]. Moscow: Tekhnosfera, 2005, 592 p.
3. Sivakov I.R., Malyshev I.I., Sidorov Yu.V. Prospects for the use of OFDM signals in radio relay and tropospheric radio communications. [Sivakov I.R., Malyshev I.I., Sidorov YU.V. Perspektivy ispol'zovaniya OFDM signalov v radioreleynoy i troposfernoy radiosvyazi]. *Teoriya i tekhnika radiosvyazi — Theory and technology of radio communication*, 2016, no. 4, pp. 22–27.
4. Ovcharenko L.A., Poddubny V.N. Determination of the probability of distortion of the sequence of binary signals by the method of decision indicators on transmitted elements. [Ovcharenko L.A., Poddubny V.N. Opredeleniye veroyatnosti iskazheniya posledovatel'nosti dvoichnykh signalov metodom indikatorov resheniy o peredannykh elementakh]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy Ministerstva vysshego i srednego spetsial'nogo obrazovaniya SSSR. Radioelektronika — News of Higher educational institutions of the Ministry of Higher and Secondary Special Education of the USSR. Radio electronics*, 1986, vol. 29, no. 9, pp. 12–18.
5. Prokis J. Digital communications. [Prokis Dzh. Tsifrovaya svyaz']. Moscow: Radio i svyaz', 2000, 800 p.
6. Poddubny V.N., Prozhetskoy S.S. Evaluation of the effectiveness of the effect of Gaussian interference on the receiver of OFDM signals. [Poddubny V.N., Prozhetskoy S.S. Otsenka effektivnosti vozdeystviya gaussovskoy pomekhi na priyemnik OFDM-signalov]. *Telekommunikatsii — Telecommunications*, 2014, no. 11, pp. 15–24.
7. Lozhkin K.Yu. Noise immunity of receiving OFDM signal with single phase manipulation and corrective coding against the background of polyharmonic interference. [Lozhkin K.YU. Pomekhoustoychivost' priyema OFDM-signala s odnokratnoy fazovoy manipulyatsiyey i korrektruyushchim kodirovaniyem na fone poligarmonicheskoy pomekhi]. *Informatsiya i kosmos — Information and Cosmos*, 2018, no. 2, pp. 37–43.
8. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. [Tikhonov V.I. Statisticheskaya radiotekhnika]. Moscow: Radio i svyaz', 1982, 624 p.
9. Teplov N.L. Noise immunity of discrete information transmission systems. [Teplov N.L. Pomekhoustoychivost' sistem peredachi diskretnoy informatsii]. Moscow: Svyaz', 1964, 360 p.
10. Ventzel E.S. Theory of probability. [Venttsel' Ye.S. Teoriya veroyatnostey]. Moscow: Nauka, 1969, 576 p.

Антипенский Евгений Романович, адъюнкт Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”, Воронеж, Россия
E-mail: eugeniy.antipensky@yandex.ru

Antipensky Evgeny Romanovich, Adjunct of Military Educational-Research Centre of Air Force “Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin”, Voronezh, Russia
E-mail: eugeniy.antipensky@yandex.ru

Волков Алексей Анатольевич, кандидат технических наук, преподаватель Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”, Воронеж, Россия
E-mail: volkov_aa@autorambler.ru

Volkov Aleksey Anatolevich, candidate of engineering sciences, Lecturer of Military Educational-Research Centre of Air Force “Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin”, Voronezh, Russia
E-mail: volkov_aa@autorambler.ru

Ложкин Константин Юрьевич, доктор технических наук, доцент, начальник научно-технического центра Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”, Воронеж, Россия
E-mail: k.yu.lozhkin@mail.ru

Lozhkin Konstantin Yurievich, doctor of engineering sciences, associate professor, Head of the Scientific and Technical Center of Military Educational-Research Centre of Air Force “Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin”, Voronezh, Russia
E-mail: k.yu.lozhkin@mail.ru