

**ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

УДК 621.391.072

**О ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ
С МИНИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
В ПРИСУТСТВИИ НЕФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХ**

© 2019 г. Г. В. Куликов^{1, *}, С. С. Тамбовский^{1, **}, Ю. И. Савватеев¹, А. И. Стариковский¹

¹МИРЭА – Российский технологический университет,
Российская Федерация, 119454 Москва, просп. Вернадского, 78

*E-mail: kulikov@mirea.ru,

**E-mail: tambovskij.s.s@edu.mirea.ru

Поступила в редакцию 12.04.2018 г.

После доработки 01.06.2018 г.

Принята к публикации 11.06.2018 г.

Проанализирована помехоустойчивость корреляционного демодулятора сигналов с минимальной частотной манипуляцией при наличии на его входе, кроме шумовой, одной из нефлуктуационных помех: сканирующей, импульсной или ретранслированной. Получены зависимости вероятности ошибки приема дискретного символа от отношения сигнал/шум, от энергетических, временных и частотных параметров помех. Проведено сравнение мешающего действия помех разного вида.

DOI: 10.1134/S0033849419020141

ВВЕДЕНИЕ

Сигналы с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ) являются классическими для систем передачи дискретной информации. На k -м тактовом интервале такой сигнал может быть записан следующим образом:

$$s_k(t, \mathbf{C}_k) = A_0 \cos[\omega_0 t + C_k \left(\omega_d t - \frac{(k-1)\pi}{2} \right) + \varphi] + \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^{k-1} C_i + \varphi, \quad t \in ((k-1)T, kT], \quad (1)$$

где $A_0 = \sqrt{\frac{2E}{T}}$ – амплитуда сигнала; $C_k = \pm 1$ – k -й информационный символ; $\vec{C}_k = \{C_1, C_2, \dots, C_{k-1}, C_k\}$ – вектор информационных символов; ω_0 – несущая частота; $\omega_d = \pi/2T$ – девиация частоты; φ – начальная фаза сигнала, которую можно принять равной нулю; T – длительность тактового интервала.

Известны различные алгоритмы обработки таких сигналов, разработанные для случая, когда в радиоканале присутствует помеха типа “белый гауссовский шум”. Оптимальный когерентный демодулятор с обратной связью по решению, синтезированный в [1], достаточно прост, реализуем в реальных системах и представляется предпочтительным для настоящего анализа.

Аналитическая запись алгоритма его работы выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} & \int_{kT}^{(k+1)T} x(t-T) \cos[(\omega_0 + \omega_d)t - \Phi_3 + \Phi_1] dt + \\ & + \int_{kT}^{(k+1)T} x(t) \cos[(\omega_0 + \omega_d)t + \Phi_1] dt \lesssim \\ & \lesssim \int_{kT}^{(k+1)T} x(t-T) \cos[(\omega_0 - \omega_d)t - \Phi_4 + \Phi_2] dt + \\ & + \int_{kT}^{(k+1)T} x(t) \cos[(\omega_0 - \omega_d)t + \Phi_2] dt, \end{aligned} \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^{k-1} C_i^* - \frac{(k-1)\pi}{2}; \quad \Phi_2 = \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^{k-1} C_i^* + \frac{(k-1)\pi}{2}; \\ \Phi_3 &= (\omega_0 + \omega_d)T; \quad \Phi_4 = (\omega_0 - \omega_d)T; \end{aligned}$$

$x(t)$ – входной процесс, в общем случае представляющий собой аддитивную смесь принимаемого сигнала (1), нефлуктуационной помехи $s_n(t)$ и шума $n(t)$ со спектральной плотностью мощности N_0 , в случае знака “меньше” ($<$) в формуле (2) $C_k^* = -1$, а в случае знака “больше” ($>$) $C_k^* = +1$.

Ранее проведенные исследования [1–4] показали, что минимально достижимая вероятность ошибки при оптимальной когерентной обработке сигнала МЧМ на двух тактовых интервалах на

фоне шумовой помехи эквивалентна случаю приема бинарных сигналов относительной фазовой манипуляции по методу сравнения полярностей.

Представляет интерес анализ характеристик помехоустойчивости при наличии в канале связи наряду с шумовой помехой также нефлуктуационных помех разных видов. Подобные исследования проводились в работах [5–8], полученные в них результаты будут для сравнения приведены ниже. Случаи приема этих сигналов на фоне гармонической помехи, помехи с бинарной фазовой манипуляцией псевдослучайной последовательностью (ПСП-ФМ) исследованы в [5, 6]. Рассмотрим случаи со сканирующей помехой с девиацией частоты $\Delta\omega_d$, хаотической импульсной помехой с длительностью импульса τ_n и ретранслированной помехой.

Методика расчета вероятности ошибки приема дискретного символа, используемая ниже, заключается в следующем. Предположим, что начальная фаза φ_n нефлуктуационной помехи $s_n(t)$ является некоторой фиксированной величиной. В этом случае можно рассчитать статистические характеристики условных по этому параметру распределений случайных процессов на выходах корреляторов демодулятора (2) и определить также условные вероятности ошибок, например, вероятность ошибочной регистрации $C_k^* = -1$ при передаче $C_k = 1$ может быть вычислена по формуле

$$P_i = \Phi\left(-\frac{m_{\Sigma i}}{\sqrt{D_{\Sigma i}}}\right),$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$ – интеграл вероятностей.

Для получения безусловной вероятности ошибки приема дискретного символа необходимо провести усреднение этих результатов по всем сопутствующим параметрам, в частности, по величине случайной фазы помехи φ_n , равномерно распределенной на полуинтервале $(-\pi, +\pi]$. Необходимо заметить, что в общем случае (с учетом вида интеграла вероятностей) осуществить аналитически усреднение

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_e(\varphi_n) d\varphi_n$$

и вывести точную формулу для вероятности ошибки P_e не удастся, поэтому для получения окончательных результатов будем использовать численное интегрирование.

1. СКАНИРУЮЩАЯ ПОМЕХА

Под сканирующей помехой будем понимать мешающий сигнал с относительной интенсивно-

стью μ и несущей частотой ω_n , изменяющейся вокруг несущей частоты полезного сигнала ω_0 , по некоторому периодическому закону. В простейшем случае этот закон может быть пилообразным:

$$\begin{aligned} s_n(t) &= \mu A_0 \cos(\omega_n(t)t + \varphi_n), \\ \omega_n(t) &= \omega_0 + \Delta\omega_{дп} - \frac{2\Delta\omega_{дп}t}{T_c}. \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь φ_n – случайная начальная фаза помехи при $t = 0$, $\Delta\omega_{дп}$ – девиация частоты помехи, T_c – период сканирования.

Если предположить, что скорость изменения частоты ω_n мала по сравнению со скоростью передачи полезной информации ($T_c \gg T$), то на каждом тактовом интервале сигнала помеху можно считать гармонической с той или иной расстройкой несущей частоты $\Delta\omega$ относительно величины ω_0 .

Воспользуемся полученным в [5] выражением для вероятности ошибки приема сигнала МЧМ при наличии в канале связи гармонической помехи с различной расстройкой $\Delta\omega_n$:

$$P_e(\varphi_n) = 2P_{\text{есрл}}(1 - P_{\text{есрл}}), \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} P_{\text{есрл}} &= \frac{1}{4} \sum_{C_k, C_{k+1}} P_{ei} = \\ &= 1 - 0.5 \left\{ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} (1 + \mu F(\Delta\omega_n, \varphi_n)) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} (1 - \mu F(\Delta\omega_n, \varphi_n)) \right] \right\}, \quad (5) \\ F(\Delta\omega_n, \varphi_n) &= \frac{\pi \cos \Delta\omega_n T}{(\pi^2/4) - (\Delta\omega_n T)^2} \cos \varphi_n. \end{aligned}$$

Для определения помехоустойчивости демодулятора по отношению к сканирующей помехе (3) необходимо усреднить выражения (4) и (5) по параметрам φ_n и $\Delta\omega_n$. При этом следует учесть, что случайная величина φ_n равномерно распределена на полуинтервале $(-\pi, \pi]$, а величина $\Delta\omega_n$ – на интервале $[-\Delta\omega_{дп}, +\Delta\omega_{дп}]$:

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\frac{1}{2\Delta\omega_{дп}} \int_{-\Delta\omega_{дп}}^{+\Delta\omega_{дп}} P_e(\varphi_n, \Delta\omega_n) d\Delta\omega_n \right] d\varphi_n.$$

Проведенные расчеты позволили получить графические зависимости при разных значениях относительной интенсивности помехи μ (рис. 1 и 2).

На рис. 1 в качестве аргумента использована величина $\Delta\omega_{дп} T$ – произведение девиации частоты помехи на длительность тактового интервала сигнала. Видно, что при увеличении девиации помехи ее влияние на помехоустойчивость демодулятора МЧМ снижается, при этом изменение P_e в области больших значений аргумента $\Delta\omega_{дп} T$

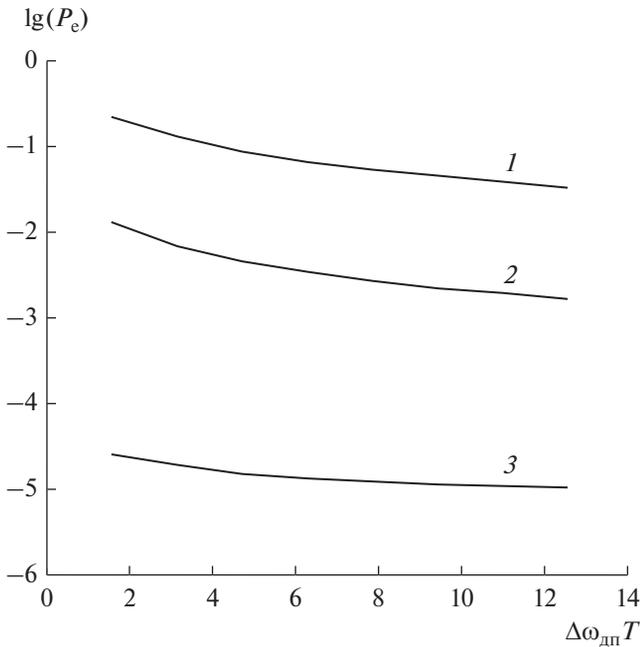


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки от девиации частоты сканирующей помехи: $\mu = 0.9$ (1), 0.5 (2) и 0.1 (3).

довольно незначительное. При $\Delta\omega_{дп}T \rightarrow 0$ вероятность ошибки стремится к величине, полученной для случая прицельной гармонической помехи. Влияние интенсивности сканирующей помехи сказывается довольно сильно: при изменении величины μ от 0 до 1 вероятность ошибки увеличивается более чем на три порядка.

На рис. 2 приведены полученные с помощью такого же усреднения зависимости вероятности ошибки при приеме сигналов МЧМ от отношения сигнал/шум (ОСШ) $2E/N_0$ при разных интенсивностях и девиациях частоты сканирующей помехи. Расчеты показывают, например, что для обеспечения вероятности ошибки $P_e = 10^{-3}$ при наличии такой помехи с интенсивностью $\mu = 0.5$ требуется увеличение ОСШ в 2.2 раза (3.4 дБ), если $\Delta\omega_{дп}T = 2\pi$, и в 2.7 раза (4.3 дБ), если $\Delta\omega_{дп}T = 4\pi$.

2. ИМПУЛЬСНАЯ ПОМЕХА

Импульсную помеху можно представить в виде хаотической последовательности радиоимпульсов:

$$s_{п}(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_{п}), \quad 0 < t < \tau_{п}, \quad (6)$$

где $\varphi_{п}$ — случайная фаза; $A(t)$ — дискретный марковский процесс с двумя состояниями (случайный двоичный сигнал), который в любой момент времени может принимать одно из двух значений:

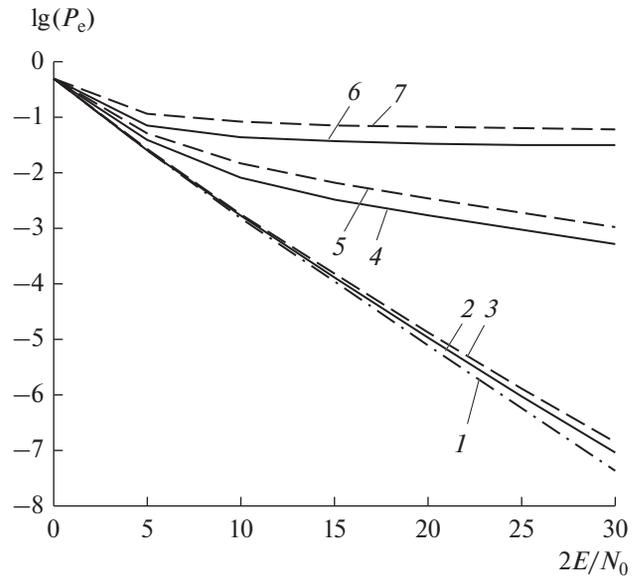


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от ОСШ при отсутствии $\mu = 0$ (1) и наличии сканирующей помехи: $\mu = 0.1$ (2, 3), 0.5 (4, 5) и 0.9 (6, 7) при $\Delta\omega_{дп}T = 4\pi$ (сплошные кривые) и $\Delta\omega_{дп}T = 2\pi$ (штриховые).

$A_1 = 0$ и $A_2 = \mu A_0$; $\tau_{п} < T$ — длительность импульса помехи.

Импульс помехи случайным образом расположен во времени на длительности тактового интервала полезного сигнала (рис. 3).

Моменты перехода процесса из состояния A_1 в A_2 образуют пуассоновский поток с интенсивностью λ_1 , а моменты перехода из состояния A_2 в A_1 — такой же поток с интенсивностью λ_2 . В этом случае вероятность появления импульса на интервале длительностью T равна $P(1) = \lambda_1 T \exp(-\lambda_1 T)$, а вероятность его отсутствия $P(0) = \exp(-\lambda_1 T)$.

Распределение длительности импульсов помехи $\tau_{п}$ описывается экспоненциальным законом

$$\varpi(\tau_{п}) = \lambda_2 \exp(-\lambda_2 \tau_{п}). \quad (7)$$

Если предположить, что $\lambda_1 < \lambda_2$, то вероятность появления на тактовом интервале двух и более импульсов можно считать пренебрежимо малой.

Обработка сигнала МЧМ согласно алгоритму (2) осуществляется на двух тактовых интервалах, поэтому полная вероятность ошибки может быть определена следующим образом:

$$P_e = P(0/1, 2)P_{e/ш} + P(1/1)P(0/2)P_{e/ш+n1} + P(1/2)P(0/1)P_{e/ш+n2} + P(1/1, 2)P_{e/ш+n1+n2}. \quad (8)$$

Здесь $P(0/1, 2)$ — вероятность отсутствия помехи на обоих тактовых интервалах;

$P(0/1)$ — вероятность отсутствия помехи на первом тактовом интервале; $P(0/2)$ — вероятность

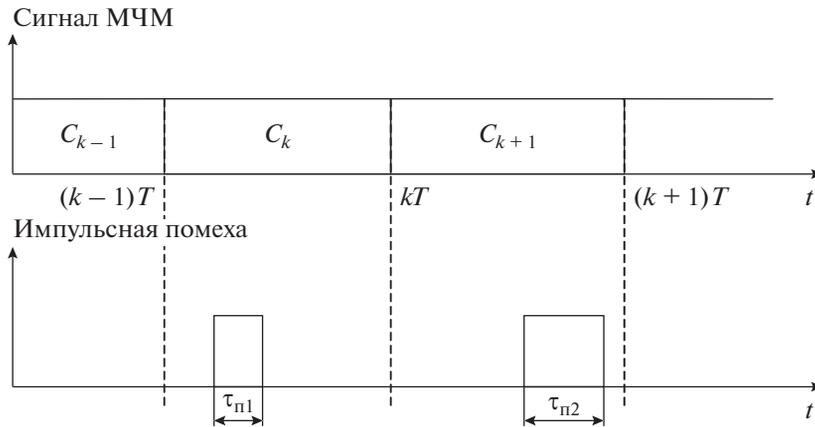


Рис. 3. Временные соотношения между полезным сигналом и импульсной помехой.

отсутствия помехи на втором тактовом интервале; $P(1/1,2)$ – вероятность наличия помехи на обоих тактовых интервалах; $P(1/1)$ – вероятность наличия помехи на первом тактовом интервале; $P(1/2)$ – вероятность наличия помехи на втором тактовом интервале; $P_{e/ш}$ – вероятность ошибки при наличии только шума; $P_{e/ш+п1}$ – вероятность ошибки при наличии шума и помехи на первом интервале; $P_{e/ш+п2}$ – вероятность ошибки при наличии шума и помехи на втором интервале; $P_{e/ш+п1+п2}$ – вероятность ошибки при наличии шума и помехи на обоих интервалах.

Учитывая, что события наличия помехи на первом и втором интервалах независимы, имеем

$P(0/1,2) = [P(0)]^2 = \exp(-2\lambda_1 T)$ – вероятность отсутствия помехи на обоих интервалах;

$P(1/1) = P(1/2) = P(1) = \lambda_1 T \exp(-\lambda_1 T)$ – вероятность наличия помехи на первом или втором интервалах;

$P(0/1) = P(0/2) = P(0) = \exp(-\lambda_1 T)$ – вероятность отсутствия помехи на первом или втором интервалах;

$P(1/1,2) = [P(1)]^2 = (\lambda_1 T)^2 \exp(-2\lambda_1 T)$ – вероятность наличия помехи на обоих интервалах.

Для вычисления частных вероятностей ошибок $P_{e/ш}$, $P_{e/ш+п1}$, $P_{e/ш+п2}$ и $P_{e/ш+п1+п2}$ оценим параметры законов распределения случайных процессов на выходах интеграторов когерентного приемника (2) при разных комбинациях информационных символов C_k и C_{k+1} . Импульс помехи (6) можно рассматривать как отрезок гармонического колебания длительностью $\tau_{п}$ с частотой, совпадающей с центральной частотой спектра полезного сигнала ω_0 . Следовательно, в этом случае можно вновь воспользоваться результатами, полученными в [5] при $\Delta\omega_{п} = 0$.

Введем параметр $\Delta_{п} = \pi\tau_{п}/4T$, характеризующий относительную длительность импульса помехи. Тогда искомые вероятности с учетом (4), (5) и присущего алгоритму (2) свойства группирования ошибок можно определить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} P_{e/ш} &= 2P_0(1 - P_0), \\ P_{e/ш+п1} &= 2P_1(1 - P_1), \\ P_{e/ш+п2} &= 2P_2(1 - P_2), \\ P_{e/ш+п1+п2} &= 2P_3(1 - P_3), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} P_0 &= 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right), \\ P_1 &= 1 - 0.5\Phi\left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}}(1 + \mu D_1)\right] - 0.5\Phi\left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}}(1 - \mu D_1)\right], \\ P_2 &= 1 - 0.5\Phi\left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}}(1 + \mu D_2)\right] - 0.5\Phi\left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}}(1 - \mu D_2)\right], \\ P_3 &= 1 - 0.5\Phi\left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}}(1 + \mu D_3)\right] - 0.5\Phi\left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}}(1 - \mu D_3)\right]. \end{aligned}$$

Здесь $D_1 = \frac{\tau_{п}}{T} \frac{\sin \Delta_{п}}{\Delta_{п}} \cos \varphi_{п} \sin \Delta_{п}$; $D_2 = \frac{\tau_{п}}{T} \times \frac{\sin \Delta_{п}}{\Delta_{п}} \cos \varphi_{п} \cos \Delta_{п}$; $D_3 = D_1 + D_2$.

Усреднение вероятностей (8) и (9) по случайным параметрам $\varphi_{п}$ и $\tau_{п}$ аналитически выполнить не удастся, поэтому ниже приводятся результаты расчетов на компьютере.

На рис. 4а и 4б представлены зависимости вероятности ошибки от ОСШ для разных интенсивностей помехи μ при $\lambda_1 T = 0.1$, а также соответственно принято $(\tau_{п}/T)_{ср} = 0.2$ ($\lambda_2 = 5$) и $(\tau_{п}/T)_{ср} = 0.5$ ($\lambda_2 = 2$). Расчеты показывают, например, что для обеспечения вероятности ошибок

ки $P_e = 10^{-3}$ при наличии импульсной помехи с интенсивностью $\mu = 1$ требуется увеличение ОСШ в 1.1 раза (0.4 дБ), если $(\tau_n/T)_{cp} = 0.2$, и в 1.36 раза (1.3 дБ), если $(\tau_n/T)_{cp} = 0.5$. При малых интенсивностях, например $\mu = 0.2$, помеха практически не влияет на помехоустойчивость приемника.

3. РЕТРАНСЛИРОВАННАЯ ПОМЕХА

Под ретранслированной помехой будем понимать задержанный на время $\tau < T$ сигнал своего передатчика, имеющий дополнительный фазовый сдвиг φ_n и относительную интенсивность μ :

$$s_n(t) = \mu s(t - \tau, \varphi_n).$$

Согласно алгоритму (2) входной процесс анализируется на двух соседних тактовых интервалах и статистические параметры входящих в него случайных процессов с учетом временного сдвига будут определяться комбинацией трех информационных символов C_{k-1} , C_k и C_{k+1} .

Введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} \psi &= \omega_0 \tau - \varphi_n; \\ CC &= \cos \psi \cos \frac{\pi \tau}{2T}; \quad SS = \sin \psi \sin \frac{\pi \tau}{2T}; \\ CS &= \cos \psi \sin \frac{\pi \tau}{2T}; \quad SC = \sin \psi \cos \frac{\pi \tau}{2T}. \end{aligned}$$

Можно получить выражения для вероятности ошибки при каждой из восьми возможных комбинаций символов C_{k-1} , C_k и C_{k+1} . Усреднение по этим комбинациям дает условную по случайной фазе вероятность ошибки:

$$\begin{aligned} P_e(\varphi_n) &= 2P_{e\text{срл}}(1 - P_{e\text{срл}}), \\ P_{e\text{срл}} &= 1 - \frac{1}{8} \left\{ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} (1 + \mu(CC + SS)) \right] + \right. \\ &+ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \left(1 + \mu \left(CC - \frac{\tau}{T}(CC + SS) + \frac{2}{\pi}(CS - SC) \right) \right) \right] + \\ &+ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \left(1 + \mu \left(\frac{2}{\pi}SC + CC + \frac{\tau}{T}SS \right) \right) \right] + \\ &+ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \left(1 + \mu \left(CC - SS - \frac{\tau}{T}CC + \frac{2}{\pi}CS \right) \right) \right] + \\ &+ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \left(1 + \mu \left(CC + SS - \frac{\tau}{T}CC + \frac{2}{\pi}CS \right) \right) \right] + \\ &+ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \left(1 + \mu \left(CC - \frac{\tau}{T}SS - \frac{2}{\pi}SC \right) \right) \right] + \\ &+ \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \left(1 + \mu \left(CC - \frac{\tau}{T}(CC - SS) + \right. \right. \right. \\ &\left. \left. \left. + \frac{2}{\pi}(SC + CS) \right) \right) \right] + \Phi \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} (1 + \mu(CC - SS)) \right] \left. \right\}. \end{aligned} \tag{10}$$

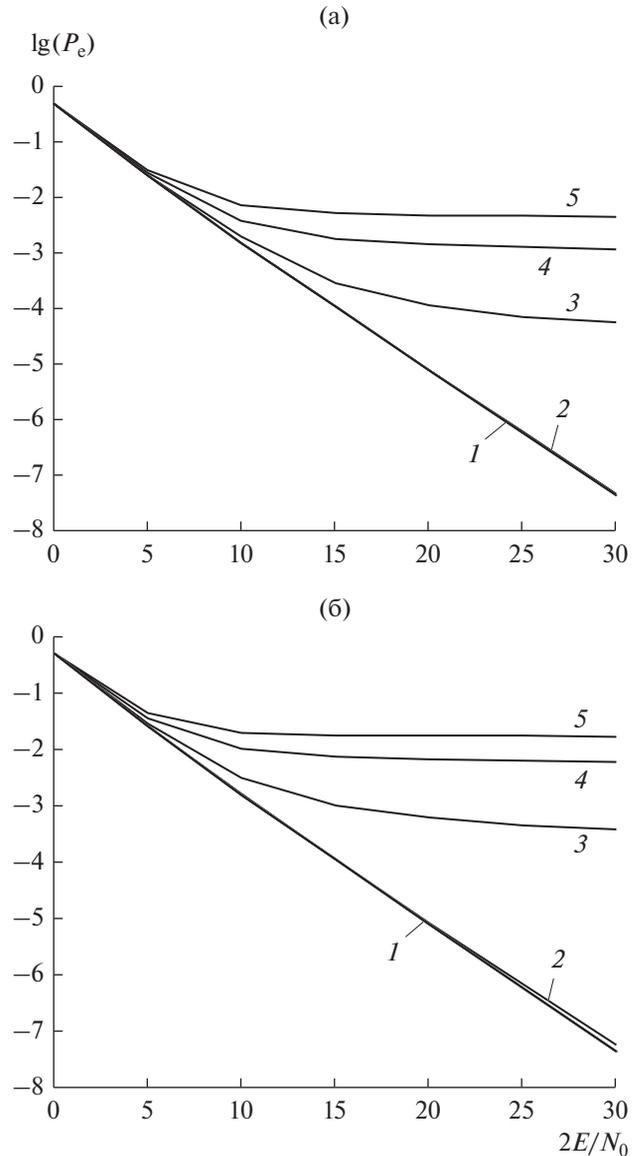


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки от ОСШ при отсутствии $\mu = 0$ (1) и наличии импульсной помехи: $\mu = 0.2$ (2), 1 (3), 1.8 (4), 2.6 (5); (а) $(\tau_n/T)_{cp} = 0.2$ ($\lambda_2 = 5$) и (б) $(\tau_n/T)_{cp} = 0.5$ ($\lambda_2 = 2$).

Подобный результат получен в [8]. Формула (10) довольно громоздка для анализа, более информативными являются графики, построенные на ее основе (рис. 5, 6).

Расчеты показали, что диапазон изменения вероятности ошибки в зависимости от значения начальной фазы φ_n и задержки τ ретранслированной помехи достигает нескольких порядков. Указанное поведение характеристик объясняется интерференцией полезного сигнала и помехи, в результате которой колебания на входе демодулятора складываются с учетом их фазовых различий.

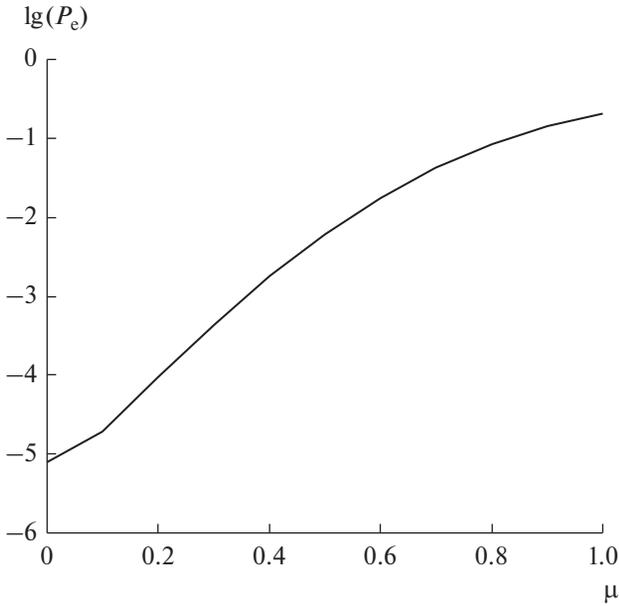


Рис. 5. Зависимость усредненной вероятности ошибки от интенсивности μ ретранслированной помехи ($2E/N_0 = 20$).

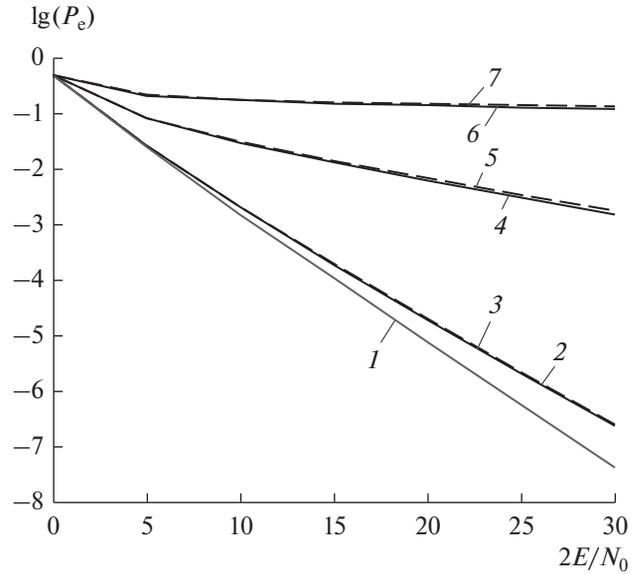


Рис. 6. Зависимость усредненной вероятности ошибки от ОСШ на входе приемника при отсутствии $\mu = 0$ (1) и наличии ретранслированной помехи: $\mu = 0.1$ (2, 3), 0.5 (4, 5) и 0.9 (6, 7) при $\tau/T = 0.25$ (сплошные кривые) и $\tau/T = 0.5$ (штриховые).

На рис. 5 представлена зависимость усредненной по случайной начальной фазе вероятности ошибки P_e от интенсивности μ ретранслированной помехи ($\tau/T = 0.5$), а на рис. 6 – от ОСШ на входе приемника. Анализ показывает, что присутствие на входе приемника ретранслированной помехи может значительно ухудшать помехоустойчивость приема, например, наличие такой помехи с интенсивностью $\mu = 0.1$ при $P_e = 10^{-5}$ эквивалентно ухудшению ОСШ на 0.5 дБ, а для $\mu = 0.5$ и $P_e = 10^{-2}$ это ухудшение уже составляет почти 4 дБ.

4. СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проведем сравнение помехоустойчивости когерентного приемника сигналов МЧМ в присутствии различных нефлуктуационных помех. На рис. 7 показаны сводные графики для средней вероятности ошибки при одинаковой интенсивности мешающих воздействий $\mu = 0.5$ (исключение составляет импульсная помеха – в этом случае $\mu = 1$). Рассмотрен случай, когда все помехи являются прицельными, т.е. центральные частоты их спектров совпадают с несущей частотой ω_0 сигнала МЧМ.

Наиболее опасной при указанных условиях представляется самая простая гармоническая помеха – проигрыш по ОСШ в этом случае составляет 5.5 дБ для вероятности 10^{-2} [5]. В остальных случаях проигрыши меньше и составляют следу-

ющие значения: ретранслированная – 3.85 дБ; ПСП-ФМ ($M = T/T_{\text{п}} = 2$) – 2.16 дБ [6]; сканирующая ($\Delta\omega_{\text{дп}} T = 4\pi$) – 1.1 дБ, импульсная ($(\tau_{\text{п}}/T)_{\text{ср}} = 0.2$) – 0.1 дБ.

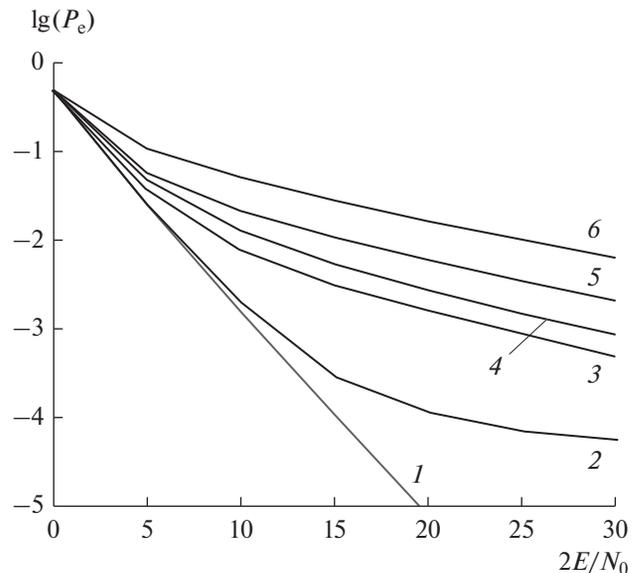


Рис. 7. Зависимость вероятности ошибки от ОСШ для корреляционного приемника МЧМ без помехи (1) и при различных нефлуктуационных помехах: 2 – импульсная; 3 – сканирующая; 4 – ПСП-ФМ; 5 – ретранслированная; 6 – гармоническая.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из полученных результатов следует, что при разработке методов и устройств приема сигналов МЧМ в сложной помеховой обстановке в первую очередь необходимо обратить внимание на синтез алгоритмов, направленных на подавление гармонических и ретранслированных помех, обладающих наибольшим мешающим эффектом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Константинов П.А., Пармонов А.А., Яманов Д.Н.* // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1983. Т. 26. № 11. С. 30.
2. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979.
3. *De Vuda R.* // IEEE Trans. 1972. V. Com-20. № 6. P. 429.
4. *Банкет В.Л., Дорофеев В.М.* Цифровые методы в спутниковой связи. М.: Радио и связь, 1988.
5. *Куликов Г.В.* // Радиотехника. 2002. № 7. С. 42.
6. *Куликов Г.В.* // РЭ. 2002. Т. 47. № 8. С. 973.
7. *Агафонов А.А., Поддубный В.Н.* // Радиотехника. 1998. № 1. С. 3.
8. *Szulakiewicz P.* // Electron. Lett. 1981. V. 17. № 23. P. 893.