

ISSN 2500-316X (Online)

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-3-48-58>



УДК 621.391.072

Помехоустойчивость автокорреляционного демодулятора сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией при наличии релеевских замираний и гармонической помехи

**Г.В. Куликов[@],
Нгуен Ван Зунг,
До Чунг Тиен**

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва 119454, Россия
[@]Автор для переписки, e-mail: kulikov@mirea.ru

Широкое распространение различных радиосистем с фазовой манипуляцией, в том числе и многопозиционной (М-ФМ – MPSK), обусловлено их высокой помехоустойчивостью и простотой построения передающей и приемной частей аппаратуры. В реальной аппаратуре при реализации схем передатчиков и приемников используется дополнительное дифференциальное (относительное) кодирование и, соответственно, применяются сигналы ДМФМ (DMPSK). Одним из способов приема таких сигналов является применение автокорреляционного демодулятора (АКД), построенного по квадратурной схеме. В статье проведено исследование помехоустойчивости автокорреляционного демодулятора сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией при наличии в радиоканале гауссовского шума, релеевских замираний и гармонической помехи. Определены статистические параметры сигналов и помех в синфазном и квадратурном каналах АКД. При $M = 2$ и 4 получены аналитические формулы для вероятности символьной ошибки, условной по случайной фазе гармонической помехи. Проверено, что формула при $M = 2$ без гармонической помехи сводится к выражению, известному из литературы. Значения безусловных вероятностей символьных ошибок получены численным усреднением. Показано, что гармоническая помеха с малой интенсивностью практически не сказывается на помехоустойчивости демодулятора, и в этом случае доминирующее влияние оказывают релеевские замирания. Если интенсивность помехи равна 0.5, то дополнительные энергетические потери за счет гармонической помехи составляют уже около 1.5 дБ ($M = 2$) и около 3 дБ ($M = 4$) по сравнению со случаем, когда отсутствует такая помеха.

Ключевые слова: дифференциальная фазовая манипуляция, автокорреляционный демодулятор, гармоническая помеха, релеевские замирания, помехоустойчивость.

Для цитирования: Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, До Чунг Тиен. Помехоустойчивость автокорреляционного демодулятора сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией при наличии релеевских замираний и гармонической помехи. *Российский технологический журнал*. 2020;8(3):48-58. <https://doi.org/10.32362/2500316X-2020-8-3-48-58>

Noise immunity of autocorrelation demodulator of signals with differential phase shift keying in the presence of rayleigh fading and harmonic interference

Gennady V. Kulikov[@],
Nguyen Van Dung,
Do Trung Tien

MIREA – Russia Technological University, Moscow 119454, Russia

^{@Corresponding author, e-mail: kulikov@mirea.ru}

The wide spread of various radio systems with phase shift keying, including multi-position (MPSK), is due to their high noise immunity and ease of construction of the transmitting and receiving parts of the equipment. In real equipment, additional differential (relative) encoding is used when implementing transmitter and receiver circuits and, accordingly, DMPSK signals are used. One of the ways to receive such signals is to use an autocorrelation demodulator built on a quadrature scheme. The paper studies the noise immunity of an autocorrelation demodulator of signals with differential phase shift keying in the presence of Gaussian noise, Rayleigh fades and harmonic interference in the radio channel. The statistical parameters of signals and interference in the inphase and quadrature channels of the autocorrelation demodulator are determined. For $M = 2$ and 4, analytical formulas are obtained for the probability of a symbolic error, conditional on the random phase of harmonic. It is verified that the formula at $M = 2$ without harmonic interference reduces to an expression known from the literature. The values of the unconditional probabilities of symbolic errors are obtained by numerical averaging. It is shown that at a low level of harmonic interference, Rayleigh fading has a dominant effect. With a large level of interference, the additional energy loss can be several decibels, and at $M = 4$ these losses are significantly greater than at $M = 2$.

Keywords: differential phase shift keying, autocorrelation demodulator, harmonic interference, Rayleigh fading, noise immunity.

For citation: Kulikov G.V., Nguyen Van Dung, Do Trung Tien. Noise immunity of autocorrelation demodulator of signals with differential phase shift keying in the presence of Rayleigh fading and harmonic interference. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2020;8(3):48-58 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500316X-2020-8-3-48-58>

Введение

Фазовая манипуляция (ФМ), в том числе и многопозиционная М-ФМ, используется во многих цифровых системах передачи информации. Для приема таких сигналов наряду с методом оптимального когерентного приёма используются методы оптимально-

го некогерентного приёма и автокорреляционные алгоритмы [1]. Характеристики помехоустойчивости оптимальных когерентных приемников таких сигналов хорошо изучены для многих помеховых ситуаций [1–10], но, как известно, такие алгоритмы предполагают наличие в демодуляторе непростой системы формирования опорных колебаний, поэтому в связи с простотой исполнения на практике часто отдается предпочтение неоптимальным методам приема, которые менее сложны, хотя и проигрывают оптимальным в помехоустойчивости. Так, автокорреляционный алгоритм позволяет применить в качестве опорного колебания задержанный сигнал. При этом используется дифференциальное кодирование информации и, соответственно, дифференциальная (относительная) многопозиционная фазовая манипуляция (ДМФМ, английский термин – *differential multiple phase shift keying*, DMPSK). Число возможных значений фаз посылок M обычно невелико и составляет, как правило, 2, 4 или 8.

Автокорреляционный демодулятор (АКД) в этом случае строится по квадратурной схеме и содержит два канала – синфазный (верхний) и квадратурный (нижний) (рис. 1) [1, 2]. В некоторых схемах в качестве ФНЧ1 и ФНЧ2 используют интеграторы.

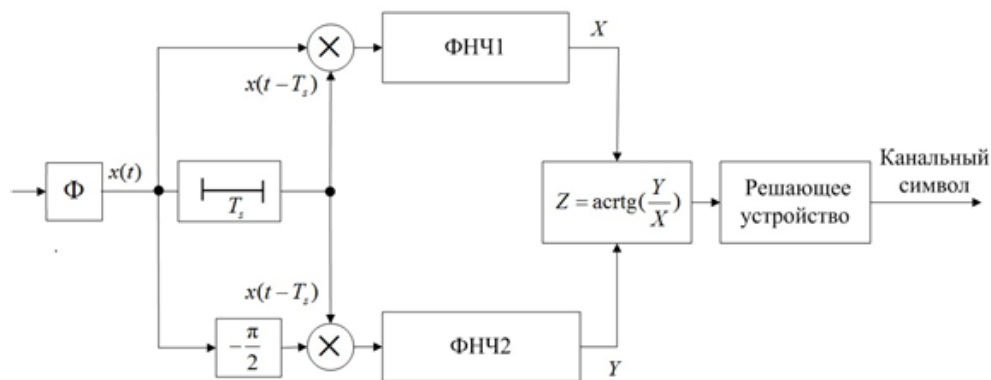


Рис. 1. Структурная схема автокорреляционного демодулятора ДМФМ сигналов.

В связи со сложностью определения статистических характеристик процессов на входе решающего устройства анализ помехоустойчивости такого демодулятора выполнен для частных случаев [1–3], большей части касающихся приема бинарных ФМ сигналов и сигналов 4-ФМ на фоне шумовой помехи. Однако в литературе мало исследований помехоустойчивости автокорреляционного приема сигналов с 2-ФМ и 4-ФМ для случаев, когда в радиоканале присутствуют шумовые и нефлуктуационные помехи.

Целью данного исследования является получение характеристик помехоустойчивости автокорреляционного демодулятора сигнала ДМФМ при наличии на его входе различных помех – гармонической, мультипликативной (релейские замирания) и шумовой.

1. Модели сигнала и помех

Две соседние посылки сигнала ДМФМ на i -ом и $(i-1)$ -ом тактовых интервалах, равных длительности канального символа T_s , запишем следующим образом

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A \cos(\omega_0 t + \varphi_1), \quad t \in ((i-1)T_s, T_s], \\ s_{i-1}(t) &= A \cos(\omega_0 t + \varphi_2), \quad t \in ((i-2)T_s, (i-1)T_s], \end{aligned} \quad (1)$$

где $A = \sqrt{2E_s/T_s}$ – амплитуда сигнала; $E_s = E_b \log_2 M$ – энергия канального символа; E_b – энергия,

приходящаяся на один бит информации; ω_0 – несущая частота; φ_1 и φ_2 – фазы посылок, разность которых несет информацию о канальном символе и может принимать одно из M возможных значений, отличающихся на величину $2\pi/M$.

Рассмотрим ситуацию, когда в канале радиосвязи кроме полезного сигнала (1) присутствует аддитивный флуктуационный шум $\xi(t)$, прицельная гармоническая помеха $s_n(t) = \mu A \cos(\omega_0 t + \eta)$ с относительной интенсивностью μ и случайной равномерно распределенной фазой η . При этом и сигнал, и помеха испытывают медленные релеевские замирания, характеризующиеся коэффициентом β :

$$\varpi(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2)$$

2. Вывод формул для вероятностей символьных ошибок

Для анализа помехоустойчивости АКД воспользуемся методикой, изложенной в [11, 12]. Узкополосный принимаемый процесс $x(t)$ после селективного фильтра Φ на входе приемника, настроенного на несущую частоту сигнала, разложим на квадратурные составляющие и запишем следующим образом:

$$\begin{aligned} x(t) &= \beta A \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + \beta \mu A \cos(\omega_0 t + \eta) + \xi(t) = \\ &= \beta_c A \cos \omega_0 t \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A \cos \omega_0 t \cos \eta + \xi_c(t) \cos \omega_0 t - \\ &\quad - \beta_s A \sin \omega_0 t \sin \varphi_1 - \beta_s \mu A \sin \omega_0 t \sin \eta - \xi_s(t) \sin \omega_0 t, \end{aligned}$$

где β_c , β_s и $\xi_c(t)$, $\xi_s(t)$ – квадратурные компоненты коэффициента β и огибающей шумового колебания, имеющие гауссовские распределения.

Процесс на втором входе перемножителя синфазного канала АКД, задержанный на длительность канального символа, имеет вид:

$$\begin{aligned} x(t - T_s) &= \beta A \cos[\omega_0(t - T_s) + \varphi_2] + \beta \mu A \cos[\omega_0(t - T_s) + \eta] + \xi(t - T_s) = \\ &= \beta_c A \cos \omega_0(t - T_s) \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A \cos \omega_0(t - T_s) \cos \eta + \xi_c(t - T_s) \cos \omega_0(t - T_s) - \\ &\quad - \beta_s A \sin \omega_0(t - T_s) \sin \varphi_2 - \beta_s \mu A \sin \omega_0(t - T_s) \sin \eta - \xi_s(t - T_s) \sin \omega_0(t - T_s). \end{aligned}$$

Тогда на выходе ФНЧ1 синфазного канала после фильтрации составляющей с частотой $2\omega_0$:

$$X(t) = LF[x(t) \cdot x(t - T_s)]|_{2\omega_0} = r_1 r_2 + r_3 r_4, \quad (3)$$

где $LF[\cdot]$ – оператор, соответствующий фильтру нижних частот,

$$\begin{aligned} r_1 &= \beta_c A \cos \varphi_1 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t), \\ r_2 &= \beta_c A \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t - T_s), \\ r_3 &= \beta_s A \sin \varphi_1 + \beta_s \mu A \sin \eta + \xi_s(t), \\ r_4 &= \beta_s A \sin \varphi_2 + \beta_s \mu A \sin \eta + \xi_s(t - T_s). \end{aligned} \quad (4)$$

При выводе этих выражений учтено, что $\omega_0 T_s = 2\pi k$, где k – целое [1].

Выражение (4) может быть записано в виде квадратичной формы:

$$4X(t) = p_1^2 + p_2^2 - p_3^2 - p_4^2,$$

в которую входят гауссовские случайные величины:

$$\begin{aligned} p_1 &= (r_1 + r_2) = \beta_c A(\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2) + 2\beta_c \mu A \cos \eta + \xi_c(t) + \xi_c(t - T_s), \\ p_2 &= (r_3 + r_4) = \beta_s A(\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2) + 2\beta_s \mu A \sin \eta + \xi_s(t) + \xi_s(t - T_s), \\ p_3 &= (r_1 - r_2) = \beta_c A(\cos \varphi_1 - \cos \varphi_2) + \xi_c(t) - \xi_c(t - T_s), \\ p_4 &= (r_3 - r_4) = \beta_s A(\sin \varphi_1 - \sin \varphi_2) + \xi_s(t) - \xi_s(t - T_s). \end{aligned}$$

Такая квадратичная форма характеризуется ковариантной матрицей [8]:

$$\mathbf{K}_p = \begin{pmatrix} \langle p_1^2 \rangle & \langle p_1 p_2 \rangle & \langle p_1 p_3 \rangle & \langle p_1 p_4 \rangle \\ \langle p_2 p_1 \rangle & \langle p_2^2 \rangle & \langle p_2 p_3 \rangle & \langle p_2 p_4 \rangle \\ \langle p_3 p_1 \rangle & \langle p_3 p_2 \rangle & \langle p_3^2 \rangle & \langle p_3 p_4 \rangle \\ \langle p_4 p_1 \rangle & \langle p_4 p_2 \rangle & \langle p_4 p_3 \rangle & \langle p_4^2 \rangle \end{pmatrix}, \quad (5)$$

Для упрощения дальнейших записей обозначим

$$\sigma^2 = \langle \beta_c A \rangle^2 / 2 = \langle \beta_s A \rangle^2 / 2; .$$

Элементы матрицы (5) определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \langle p_1^2 \rangle &= \sigma^2 (\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2 + 2\mu \cos \eta)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_2^2 \rangle &= \sigma^2 (\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2 + 2\mu \sin \eta)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_3^2 \rangle &= \sigma^2 (\cos \varphi_1 - \cos \varphi_2)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_4^2 \rangle &= \sigma^2 (\sin \varphi_1 - \sin \varphi_2)^2 + 2\sigma_\xi^2, \\ \langle p_1 p_2 \rangle &= \langle p_2 p_1 \rangle = \langle p_1 p_4 \rangle = \langle p_4 p_1 \rangle = 0, \\ \langle p_1 p_3 \rangle &= \langle p_3 p_1 \rangle = \sigma^2 (\cos^2 \varphi_1 - \cos^2 \varphi_2 + 2\mu (\cos \varphi_1 - \cos \varphi_2) \cos \eta), \\ \langle p_2 p_3 \rangle &= \langle p_3 p_2 \rangle = \langle p_3 p_4 \rangle = \langle p_4 p_3 \rangle = 0, \\ \langle p_2 p_4 \rangle &= \langle p_4 p_2 \rangle = \sigma^2 (\sin^2 \varphi_1 - \sin^2 \varphi_2 + 2\mu (\sin \varphi_1 - \sin \varphi_2) \sin \eta). \end{aligned}$$

В [11] показано, что, если корреляционная матрица квадратичной формы имеет подобную структуру, то вероятность

$$\begin{aligned} p[X(t) < 0] &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{R}{\sqrt{1 - S^2}} \right], \\ R &= \frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}}; S = \frac{\langle r_1 r_4 \rangle}{\sqrt{\langle r_1^2 \rangle \langle r_2^2 \rangle}} \end{aligned} \quad (6)$$

Используя (6), можно найти вероятности правильного и ошибочного приема канального символа при условии, что передавалась та или иная комбинация символов с разностью фаз $\Delta\varphi$. Используем это в последующих расчетах.

Здесь с учетом (4)

$$\begin{aligned}\langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2 (\cos \varphi_1 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2, \quad \langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (\cos \varphi_2 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2, \\ \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 (\cos \varphi_1 \cos \varphi_2 + \mu (\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2) \cos \eta + \mu^2 \cos^2 \eta), \quad \langle r_1 r_4 \rangle = 0.\end{aligned}$$

Последнее равенство означает, что $S = 0$ и

$$p[X(t) < 0] = \frac{1}{2}(1 - R). \quad (7)$$

Аналогично могут быть найдены соответствующие выражения для квадратурного канала (рис. 1). Для этого учтем фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем $(-\pi/2)$, следующим образом:

$$\begin{aligned}x(t, -\pi/2) &= \beta A \cos(\omega_0 t + \varphi_1 - \pi/2) + \beta \mu A \cos(\omega_0 t + \eta - \pi/2) + \xi(t, -\pi/2) = \\ &= \beta_c A \cos \omega_0 t \sin \varphi_1 + \beta_c \mu A \cos \omega_0 t \sin \eta + \xi_c(t) \sin \omega_0 t + \\ &+ \beta_s A \sin \omega_0 t \cos \varphi_1 + \beta_s \mu A \sin \omega_0 t \cos \eta + \xi_s(t) \cos \omega_0 t.\end{aligned}$$

В этом случае:

$$\begin{aligned}r_1 &= \beta_c A_0 \sin \varphi_1 + \beta_c \mu A_0 \sin \eta + \xi_c(t), \\ r_2 &= \beta_c A_0 \cos \varphi_2 + \beta_c \mu A_0 \cos \eta + \xi_c(t - T_s), \\ r_3 &= \beta_s A_0 \cos \varphi_1 + \beta_s \mu A_0 \cos \eta + \xi_s(t), \\ r_4 &= -\beta_s A_0 \sin \varphi_2 - \beta_s \mu A_0 \sin \eta - \xi_s(t - T_s).\end{aligned} \quad (8)$$

При этом

$$\begin{aligned}\langle r_1^2 \rangle &= \sigma^2 (\sin \varphi_1 + \mu \sin \eta)^2 + \sigma_\xi^2, \quad \langle r_2^2 \rangle = \sigma^2 (\cos \varphi_2 + \mu \cos \eta)^2 + \sigma_\xi^2, \\ \langle r_1 r_2 \rangle &= \sigma^2 (\sin \varphi_1 \cos \varphi_2 + \mu (\cos \varphi_2 \sin \eta + \sin \varphi_2 \cos \eta) + \mu^2 \sin \eta \cos \eta), \quad \langle r_1 r_4 \rangle = 0.\end{aligned}$$

Далее вычислим вероятности символьной ошибки для двух значений $M = 2$ и 4 . При этом учтем, что сигнальные созвездия сигналов ДМФМ являются симметричными и априорные вероятности комбинаций информационных битов в символе можно считать одинаковыми.

Обозначим отношение сигнал/шум $q = \sigma^2 / \sigma_\xi^2$.

При $M = 2$ в АКД используется только синфазный канал (рис. 1). Результаты расчетов частных вероятностей символьной (и битовой) ошибки при разных комбинациях фаз посылок сведены в табл. 1.

Таблица 1. Частные вероятности ошибки при $M = 2$

Комбинации фаз φ_1, φ_2	Вероятность ошибки	Параметры
$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = 0$	$P_{e1} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c_1 q + 1} \right)$	$c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = \pi, \varphi_2 = \pi$	$P_{e2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c_2 q + 1} \right)$	$c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi$	$P_{e3} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{c_1 c_2} q}{\sqrt{(c_1 q + 1)(c_2 q + 1)}} \right)$	$c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2$
$\varphi_1 = \pi, \varphi_2 = 0$	$P_{e4} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{c_1 c_2} q}{\sqrt{(c_1 q + 1)(c_2 q + 1)}} \right)$	$c_1 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $c_2 = (1 - \mu \cos \eta)^2$

Полная вероятность символьной (битовой) ошибки при $M = 2$ равна:

$$P_e = \frac{1}{4} P(P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} + P_{e4}) = \frac{1}{4} \left(\frac{0,5}{c_1 q + 1} + \frac{0,5}{c_2 q + 1} + 1 - \frac{\sqrt{c_1 c_2} q}{\sqrt{(c_1 q + 1)(c_2 q + 1)}} \right). \quad (9)$$

Без гармонической помехи при $\mu = 0$ имеем $c_1 = c_2 = 1$, и выражение (9) сводится к известной формуле, приведенной в [2]:

$$P_e = \frac{1}{2} \frac{1}{q + 1}.$$

При $M = 4$ обработка сигнала проводится в синфазном (СК) и квадратурном (КК) каналах, и вычисляется фазовый угол сигнального вектора на комплексной плоскости $Z = \arctg(Y/X)$. Схема, приведенная на рис. 1, соответствует наиболее распространенной системе формирования сигнала со сдвигом сигнального созвездия на $\pi/4$ [1], поэтому вероятность ошибочного приема символа P_e найдем через вероятность правильного приема $P_{\text{пп}}$ – вероятность попадания в соответствующий квадрант комплексной плоскости ХУ, а именно:

- для $\Delta\varphi = \pi/4$ – 1 квадрант (синфазный канал $X > 0$, квадратурный канал $Y > 0$)
- для $\Delta\varphi = 3\pi/4$ – 2 квадрант (синфазный канал $X < 0$, квадратурный канал $Y > 0$)
- для $\Delta\varphi = 5\pi/4$ – 3 квадрант (синфазный канал $X < 0$, квадратурный канал $Y < 0$)
- для $\Delta\varphi = 7\pi/4$ – 4 квадрант (синфазный канал $X > 0$, квадратурный канал $Y < 0$).

$$P_e = 1 - P_{\text{пп}X} P_{\text{пп}Y}.$$

Результаты расчетов частных вероятностей символьной ошибки при разных значениях разностей фаз посылок сведены в табл. 2.

Полная вероятность символьной ошибки при $M = 4$ равна:

$$P_e = \frac{1}{4} P(P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} + P_{e4}).$$

Таблица 2. Частные вероятности ошибки при $M = 4$

Разность фаз посылок	Канал	Рпп	Параметры	Вероятность ошибки
$\Delta\varphi = \pi / 4$	СК	$P_{\text{ппX1}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2 q}}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$ $m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$	$P_{e1} = 1 - P_{\text{ппX1}} P_{\text{ппY1}}$
	КК	$P_{\text{ппY1}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_2 m_3 q}}{\sqrt{(m_3 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_3 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	
$\Delta\varphi = 3\pi / 4$	СК	$P_{\text{ппX2}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_4 m_2 q}}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $m_3 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	$P_{e2} = 1 - P_{\text{ппX2}} P_{\text{ппY2}}$
	КК	$P_{\text{ппY2}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_2 m_3 q}}{\sqrt{(m_3 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_4 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$	
$\Delta\varphi = 5\pi / 4$	СК	$P_{\text{ппX3}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_4 m_2 q}}{\sqrt{(m_4 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$ $m_4 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$	$P_{e3} = 1 - P_{\text{ппX3}} P_{\text{ппY3}}$
	КК	$P_{\text{ппY3}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_5 m_2 q}}{\sqrt{(m_5 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_5 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	
$\Delta\varphi = 7\pi / 4$	СК	$P_{\text{ппX4}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{m_1 m_2 q}}{\sqrt{(m_1 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \cos \eta \right)^2$ $m_2 = (1 + \mu \cos \eta)^2$	$P_{e4} = 1 - P_{\text{ппX4}} P_{\text{ппY4}}$
	КК	$P_{\text{ппY4}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{m_5 m_2 q}}{\sqrt{(m_5 q + 1)(m_2 q + 1)}} \right)$	$m_5 = \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \mu \sin \eta \right)^2$	

В общем случае аналитическая запись весьма громоздка, но для случая без гармонической помехи при $\mu = 0$ имеем более простое выражение:

$$P_e = 1 - \frac{1}{4} \left(1 + \frac{q}{\sqrt{(q+2)(q+1)}} \right)^2. \quad (10)$$

3. Результаты оценки помехоустойчивости автокорреляционного демодулятора сигналов ДМФМ

Полученные выражения для вероятностей символьной ошибки являются условными по параметру η – случайной фазе гармонической помехи. Проведя численное усреднение, получим окончательные результаты.

На рис. 2 показаны зависимости вероятности символьной ошибки от отношения сигнал/шум в радиоканале с релейскими замираниями и гармонической помехой. Видно, что гармоническая помеха с малой интенсивностью $\mu = 0.1$ (кривая 2) и $\mu = 0.3$ (кривая 3)

практически не сказывается на помехоустойчивости демодулятора, и в этом случае доминирующее влияние оказывают релейские замирания. Если $\mu = 0.5$ (кривая 4), то для $P_{ef} = 10^{-1}$ дополнительные энергетические потери за счет гармонической помехи составляют уже около 1.5 дБ ($M = 2$) и около 3 дБ ($M = 4$) по сравнению со случаем, когда отсутствует такая помеха (кривая 1).

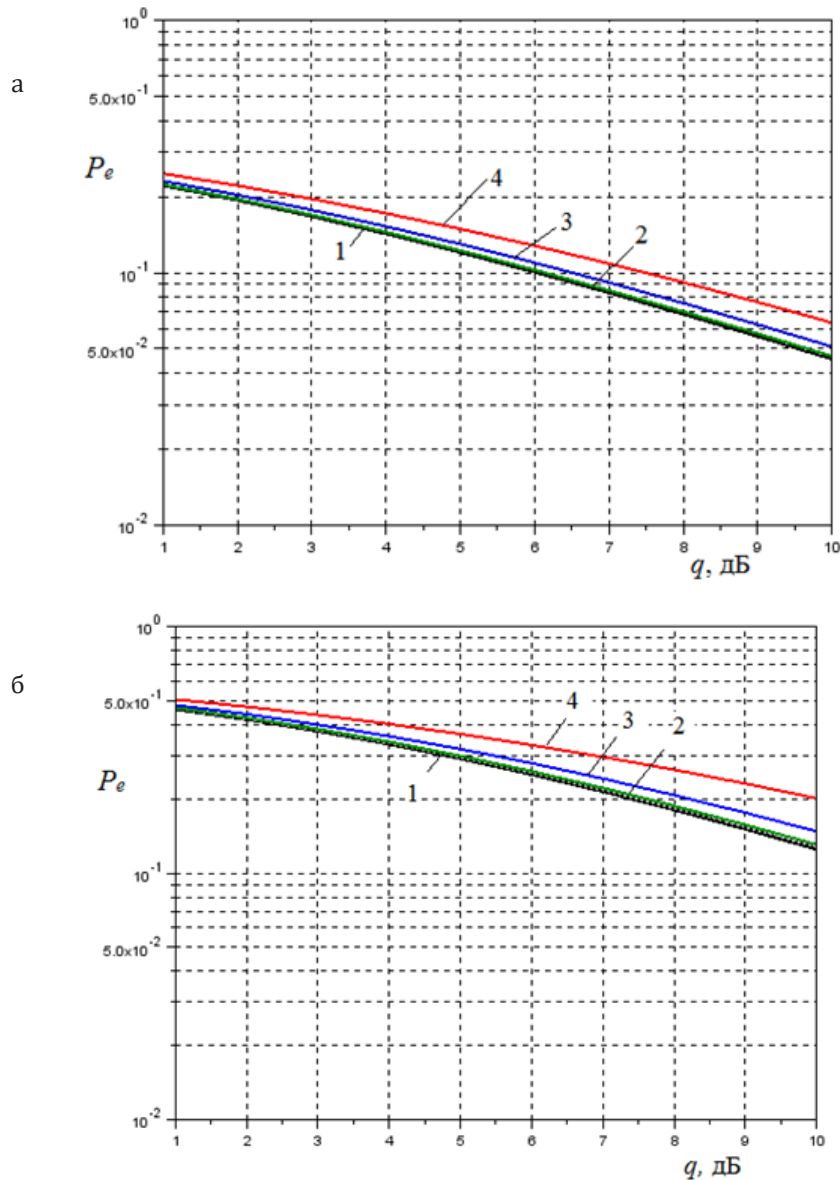


Рис. 2. Зависимости вероятности символьной ошибки от отношения сигнал/шум в радиоканале с релейскими замираниями и гармонической помехой
а) для $M = 2$; б) для $M = 4$.

Заключение

В статье проведен анализ помехоустойчивости автокорреляционного демодулятора сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией при наличии в радиоканале релейских замираний и гармонической помехи. Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы.

1. Помехоустойчивость автокорреляционного демодулятора сигналов ДМФМ существенно снижается при наличии в радиоканале релеевских замираний и гармонической помехи. Влияние замираний сказывается сильнее, чем влияние гармонической помехи.
2. При большом уровне гармонической помехи дополнительные энергетические потери могут составлять несколько децибел, причем при $M = 4$ эти потери существенно больше, чем при $M = 2$.
3. В реальных системах передачи информации там, где высока вероятность появления такого рода помех, необходимо предусмотреть устройства для их компенсации.

Литература:

1. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М.: Советское радио, 1991. 296 с. ISBN 5-256-00730-0
2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. Изд. 2-е, переработанное, дополненное. М.: Советское радио, 1970. 728 с.
3. Fuqin Xiong. Digital modulation techniques. Second edition. Artech House Telecommunications Library; 2006. 1039 p.
4. Прокис Дж. Цифровая связь: пер. с англ., под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
5. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехоустойчивость приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией в присутствии гармонической помехи. *Наукоемкие технологии*. 2018;(11):32-38. <https://doi.org/10.18127/j19998465-201811-06>
6. Deepak K. Chy, Md. Khaliluzzaman. Evaluation of SNR for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels Under DPSK Modulation Scheme with Constant BER. *Wireless Comm. Mobile Comput.* 2015;3(1):7-12. <https://doi.org/10.11648/j.wcmc.20150301.12>
7. Stošović S.N., Dimitrijević B.R., Milošević N.D., Nikolić Z.B. Frequency Offset Influence on MDPSK Signal Reception in Fading Channel. *Telfor J.* 2013;5(2):88-91. http://journal.telfor.rs/Published/Vol5No2/Vol5No2_A1.pdf
8. Нгуен Ван Зунг. Помехоустойчивость корреляционного приемника сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией при наличии ретранслированной помехи. *Журнал радиоэлектроники*. [электронный журнал]. 2019;(3). <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.3.4>
9. Maheswaran P., Selvaraj M.D. Dynamic SSK-BPSK System Under Transmitter Correlated Nonidentical Rayleigh Fading. *IEEE Systems J.* 2019;13(2):1202-1209. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2018.2828220>
10. Belkacem Y.M., Bentata S.E. BPSK Demodulator Signal Processing for Satellite Communication System. In: 2019 9th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST). Istanbul, Turkey. 2019. P. 485-490.
11. Хворостенко Н.П. Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов. М.: Связь, 1968. 336 с.
12. Куликов Г.В. Помехоустойчивость автокорреляционного демодулятора сигналов МЧМ в канале связи с гармонической помехой. *Радиотехника*. 2004;(8):20-22.

References:

1. Okunev Yu.B. *Tsifrovaya peredacha informatsii fazomanipulirovannymi signalami* (Digital transmission of information by phase-shifted signals). Moscow: Sovetskoe radio; 1991. 296 p. (in Russ.). ISBN 5-256-00730-0
2. Fink L.M. *Teoriya peredachi diskretnykh soobshchenii* (The theory of transmission of discrete messages). Moscow: Sovetskoe radio; 1970. 728 p. (in Russ.).
3. Fuqin Xiong. Digital modulation techniques. Second edition. Artech House Telecommunications Library. Artech House; 2006. 1039 p.
4. Proakis J. Digital communications. 5th ed. McGraw-Hill Comp.; 2008. 1150 p.
5. Kulikov G.V., Nguyen Van Dung, Nesterov A.V., Lelyukh A.A. Noise immunity of reception of signals with multiple phase-shift keying in the presence of harmonic interference. *Naukoemkie tekhnologii = Science Intensive Technologies*. 2018;(11):32-38 (in Russ.). <https://doi.org/10.18127/j19998465-201811-06>
6. Deepak K. Chy, Md. Khaliluzzaman. Evaluation of SNR for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels Under DPSK Modulation Scheme with Constant BER. *Wireless Comm. Mobile Comput.* 2015;3(1):7-12. <https://doi.org/10.11648/j.wcmc.20150301.12>
7. Stošović S.N., Dimitrijević B.R., Milošević N.D., Nikolić Z.B. Frequency Offset Influence on MDPSK Signal Reception in Fading Channel. *Telfor J.* 2013;5(2):88-91. http://journal.telfor.rs/Published/Vol5No2/Vol5No2_A1.pdf
8. Nguyen Van Dung. Noise immunity of a coherent reception of signals with multiple phase shift keying in the presence of a retranslated interference. *Zhurnal radioelektroniki = J. Radio Electronics*. [online journal]. 2019; (3) (in Russ.). <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.3.4>

9. Maheswaran P., Selvaraj M.D. Dynamic SSK-BPSK System Under Transmitter Correlated Nonidentical Rayleigh Fading. *IEEE Systems J.* 2019;13(2):1202-1209. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2018.2828220>
10. Belkacem Y.M., Bentata S.E. BPSK Demodulator Signal Processing for Satellite Communication System. In: 2019 9th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST). Istanbul, Turkey. 2019. P. 485-490.
11. Khvorostenko N.P. *Statisticheskaya teoriya demodulyatsii diskretnykh signalov* (Statistical theory of demodulation of discrete signals). Moscow: Svyaz'; 1968. 336 p. (in Russ.).
12. Kulikov G.V. Noise immunity of the autocorrelation demodulator of MSK signals in a communication channel with harmonic interference. *Radiotekhnika = Radioengineering.* 2004;(8):20-22 (in Russ.).

Об авторах

Куликов Геннадий Валентинович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиоэлектронных систем и комплексов Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). Scopus Author ID 36930533000, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>.

Нгуен Ван Зунг, аспирант кафедры радиоэлектронных систем и комплексов Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78).

До Чунг Тиен, аспирант кафедры радиоэлектронных систем и комплексов Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78).

About the authors

Gennady V. Kulikov, Dr.Sci. (Engineering), Professor, Professor of the Department of Radio electronic systems and complexes, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA - Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454, Russia). Scopus Author ID 36930533000, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>.

Nguyen Van Dung, Postgraduate Student of the Department of Radio electronic systems and complexes, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA - Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454, Russia).

Do Trung Tien, Postgraduate Student of the Department of Radio electronic systems and complexes, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA - Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454, Russia).