

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы
Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.391.072
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-1-41-49>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Оптимальная нелинейная фильтрация сигналов М-ФМ при наличии доплеровского смещения частоты

Г.В. Куликов^{1, @}, Ч.Т. До¹, Р.Р. Усманов²

¹ МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

² Кейсайт Текнолоджиз, Москва, 115054 Россия

@ Автор для переписки, e-mail: kulikov@mirea.ru

Резюме

Цели. Сигналы с фазовой манипуляцией (ФМ) широко применяются во многих телекоммуникационных, связанных и сотовых системах передачи информации. По сравнению с амплитудной и частотной манипуляцией применение ФМ обеспечивает более высокую помехоустойчивость. Увеличение позиционности такого сигнала приводит к повышению его спектральной эффективности, но в то же время к некоторому снижению помехоустойчивости приема. Для обеспечения высокой помехоустойчивости при приеме многопозиционных сигналов (М-ФМ) в демодуляторе требуется обеспечить когерентность опорного колебания с несущей. Незнание частоты и фазы принимаемого сигнала приводит к существенным энергетическим потерям. Цель работы – синтез и анализ алгоритмов приема сигналов М-ФМ с флуктуациями фазы, вызванными изменениями его несущей частоты, связанными с эффектом Доплера, на фоне белого гауссовского шума.

Методы. Задача решается с применением аппарата оптимальной нелинейной фильтрации и методов статистической радиотехники.

Результаты. Синтезирован демодулятор, включающий в себя взаимосвязанные блок оценки дискретного символа, на выходе которого выдается решение о принимаемом символе, и блок фазовой автоподстройки частоты. Получены аналитические выражения, позволяющие оценить характеристики помехоустойчивости приемника в зависимости от отношения сигнал/шум и параметров флуктуаций. Показано, что синтезированный квазикогерентный алгоритм хорошо компенсирует флуктуации фазы сигнала М-ФМ, вызванные нестабильностью задающего генератора и доплеровским эффектом.

Выводы. Сравнение полученных результатов с результатами в случае отсутствия флуктуации начальной фазы показывает, что энергетический проигрыш при большой относительной скорости движения передатчика и приемника (спутниковый радиоканал) составляет не более 1 дБ, при меньших скоростях движения объектов – около 0.2 дБ и менее.

Ключевые слова: многопозиционная фазовая манипуляция, эффект Доплера, оптимальная нелинейная фильтрация, помехоустойчивость, вероятность битовой ошибки

• Поступила: 08.10.2021 • Доработана: 15.10.2021 • Принята к опубликованию: 22.12.2021

Для цитирования: Куликов Г.В., До Ч.Т., Усманов Р.Р. Оптимальная нелинейная фильтрация сигналов М-ФМ при наличии доплеровского смещения частоты. *Russ. Technol. J.* 2022;10(1):41–49. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-1-41-49>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Optimal nonlinear filtering of MPSK signals in the presence of a Doppler frequency shift

Gennady V. Kulikov^{1, @}, Trung Tien Do¹, Renat R. Usmanov²

¹ MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

² Keysite Technologies Moscow, 115054 Russia

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

Abstract

Objectives. Phase-shift keyed (PSK) signals are widely used in many telecommunication, communication, and cellular information transmission systems. Phase-shift keying provides a higher noise immunity than amplitude and frequency modulations do. An increase in the modulation order of such a signal leads not only to an increase in its spectral efficiency, but also to a certain decrease in the noise immunity of reception. To ensure a high noise immunity of reception of multiple phase-shift keyed (MPSK) signals, a demodulator should provide the coherence of the reference oscillation with the carrier. Ignorance of the frequency and phase of the received signal leads to significant energy losses. The purpose of this work was to synthesize and analyze algorithms for receiving MPSK signals with phase fluctuations caused by changes in the carrier frequency due to the Doppler effect against the background of white Gaussian noise.

Methods. The problem was solved using the apparatus of optimal nonlinear filtering and methods of statistical radio engineering.

Results. A demodulator was synthesized, which includes two interconnected units. One of them is a discrete symbol estimation unit, at the output of which a decision on the received symbol is issued, and the other is a phase-lock circuit. Analytical expressions were derived to estimate the characteristics of the receiver noise immunity as functions of the signal-to-noise ratio and fluctuation parameters. It was shown that the synthesized quasi-coherent algorithm compensates well for the MPSK signal phase fluctuations caused by the instability of the master oscillator and the Doppler effect.

Conclusions. Comparison of the results of this work with results obtained in the case of the absence of fluctuations in the initial phase showed that, at a high relative speed of the transmitter and the receiver (satellite radio channel), the energy loss is no more than 1 dB, and at lower speeds of the objects, it is about 0.2 dB and less.

Keywords: multiple phase-shift keying, Doppler effect, optimal nonlinear filtering, noise immunity, bit error probability

• Submitted: 08.10.2021 • Revised: 15.10.2021 • Accepted: 22.12.2021

For citation: Kulikov G.V., Do Tr.T., Usmanov R.R. Optimal nonlinear filtering of MPSK signals in the presence of a Doppler frequency shift. *Russ. Technol. J.* 2022;10(1):41–49. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-1-41-49>

Financial disclosure: The authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время одним из наиболее известных классов сложных сигналов, широко используемых в цифровых системах передачи информации, являются сигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией (М-ФМ) [1, 2]. Данный способ формирования сигналов подразумевает скачкообразное изменение фазы несущего колебания в зависимости от передаваемого символа. Для обеспечения максимального выигрыша по помехоустойчивости при приеме таких

сигналов применяется когерентный приемник, в котором опорное колебание синхронно с колебанием несущей частоты по частоте и фазе [3]. Отсутствие информации о фазе принимаемого сигнала неизбежно ведет к потерям помехоустойчивости [4–9]. Причинами этого могут быть: нестабильность частоты задающего генератора, смещение несущей частоты сигнала, связанное с эффектом Доплера и др. В этих случаях задача приема сигналов решается с применением аппарата оптимальной нелинейной фильтрации (ОНФ) [10–16].

Цель статьи – разработка алгоритма приема сигналов М-ФМ на основе теории оптимальной нелинейной фильтрации при наличии доплеровского смещения частоты и оценка помехоустойчивости синтезированного квазикогерентного приемника.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОНФ СИГНАЛОВ М-ФМ

Принимаемый сигнал представляет собой сумму двух составляющих:

$$x(t) = s_{\Sigma}(C_k, t, \varphi) + n(t); t \in (0, kT];$$

$$C_k = \{C_1, \dots, C_k\}, \quad (1)$$

где $s_{\Sigma}(C_k, t, \varphi)$ – сигнал М-ФМ со случайной начальной фазой φ , который на k -м тактовом интервале имеет вид:

$$s_k(C_k = i, t, \varphi) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi),$$

$$\varphi_i = \frac{i2\pi}{M}, t \in ((k-1)T, kT], i = \overline{0, M-1}, \quad (2)$$

$n(t)$ – шумовая помеха с параметрами

$$\langle n(t) \rangle = 0; \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1). \quad (3)$$

Полагаем, что случайная начальная фаза сигнала φ определяется нестабильностью задающего генератора $\varphi_r(t)$ и изменениями несущей частоты, вызванными эффектом Доплера [10]:

$$\varphi(t) = \int_0^t (\omega(\tau) - \omega_0) d\tau + \varphi_r(t).$$

Процессы $\omega(t)$ и $\varphi(t)$ могут быть описаны системой стохастических дифференциальных уравнений [11]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varphi} &= \omega - \omega_0 + n_{\varphi_r}(t), \\ \dot{\omega} &= -\alpha_{\omega}(\omega - \omega_0) + n_{\omega}(t), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где α_{ω} – полоса доплеровского спектра флуктуаций частоты; $n_{\varphi_r}(t)$, $n_{\omega}(t)$ – взаимонезависимые процессы, имеющие дельта-функции корреляции, нулевые средние и односторонние спектральные плотности N_{φ_r} , N_{ω} .

Смешанная апостериорная плотность вероятности реализации $s_{\Sigma}(C_k, t, \varphi)$ равна:

$$p_{ps}(t, C_k, \varphi) = w_{ps}(t, \varphi) p_{ps}(t, C_k | \varphi),$$

где $w_{ps}(t, \varphi)$ – апостериорная плотность вероятности параметра φ ; $p_{ps}(t, C_k | \varphi)$ – условная по φ апостериорная вероятность вектора C_k .

Условная апостериорная вероятность $p_{ps}(t, C_k | \varphi)$ определяется уравнением [12]:

$$\dot{p}_{ps}(t, C_k | \varphi) = p_{ps}(t, C_k | \varphi) \{F(t, C_k, \varphi) - \langle F(t, \varphi) \rangle\}, \quad (5)$$

где

$$F(t, C_k, \varphi) = \sum_{j=1}^k F_j(t, C_j, \varphi),$$

$$F_j(t, C_j, \varphi) = \frac{2}{N_0} x(t) s_{\Sigma_j}(C_j, t, \varphi), \quad (6)$$

$$\langle F(t, \varphi) \rangle = \sum_{C_1=0}^{M-1} \sum_{C_2=0}^{M-1} \dots \sum_{C_k=0}^{M-1} F(t, C_k, \varphi) p_{ps}(t, C_k | \varphi).$$

Полагаем, что априорные вероятности значений канальных символов для многопозиционной манипуляции одинаковы и равны $1/M$. Если также учесть, что вероятности перехода символа из одного состояния в другое тоже одинаковы, то решение уравнения (5) в момент $t = kT$ можно представить в виде:

$$p_{ps}(kT, C_k | \varphi) = \frac{\exp[\sum_{j=1}^k \int_{(j-1)T}^{jT} F_j(t, C_j, C_{j-1}, \varphi) dt]}{\sum_{C_k} \exp[\sum_{j=1}^k \int_{(j-1)T}^{jT} F_j(t, C_j, C_{j-1}, \varphi) dt]}. \quad (7)$$

Чтобы определить апостериорную вероятность значения символа C_k , проведем усреднение последнего выражения по M возможным значениям C_1, C_2, \dots, C_{k-1} в предположении о хорошем качестве приема сигнала. В результате символы, принятые до момента времени $t = (k-1)T$, заменяются их оценочными значениями, а члены, независимые от C_k , можно объединить в коэффициент K . В этот коэффициент войдет вся предыстория по времени, что позволит существенно упростить (7):

$$p_{ps}(T, C_k | \varphi) = K \frac{\exp[\int_0^T F_k(t, C_k, \varphi) dt]}{\sum_{C_k=0}^{M-1} \exp[\int_0^T F_k(t, C_k, \varphi) dt]}.$$

Правило оценки канального символа найдем из условия максимума апостериорной вероятности в момент времени $t = T$:

$$(C_k = i) \Rightarrow \max \{p_{ps}(T, C_k | \varphi)\}. \quad (8)$$

Введем обозначения:

$$J_0 = \int_0^T F_k(t, C_k = 0, \varphi) dt, \quad \dots \quad (9)$$

$$J_{M-1} = \int_0^T F_k(t, C_k = M-1, \varphi) dt,$$

где выражения под интегралами определяются из (6).

Правило (8) можно переписать по-другому, учитывая монотонность экспоненциальной функции:

$$(C_k = i) \Rightarrow \max(J_i). \quad (10)$$

Преобразуем записи интегралов (9) с учетом (1)–(3). Получим:

$$J_0 = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) s_k(t, C_k = 0, \varphi) dt; \quad \dots \quad (11)$$

$$J_{M-1} = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) s_k(t, C_k = M-1, \varphi) dt.$$

Приемник, реализующий алгоритм (10), в части оценки канального символа имеет классическую для многопозиционных сигналов структуру, характерную для приема на фоне белого гауссовского шума [1, 2]. Он представляет собой многоканальный коррелятор, с помощью которого определяется уровень схожести принимаемого процесса $x(t)$ с опорными сигналами, соответствующими всем возможным значениям канального символа C_k .

Для вывода уравнений ОНФ случайных величин φ , ω используем метод гауссовской аппроксимации их апостериорных плотностей вероятностей [13, 14]. Уравнения для математических ожиданий (знак *) в стационарном состоянии можно описать следующей системой:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varphi}^* &= \omega^* - \omega_0 + \overline{K_{\varphi\varphi}} \langle F_k \rangle_{\varphi}, \\ \dot{\omega}^* &= -\alpha_{\omega} (\omega^* - \omega_0) + \overline{K_{\omega\varphi}} \langle F_k \rangle_{\varphi}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

а апостериорные дисперсии аппроксимирующих распределений можно найти из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2} N_{\varphi} + 2 \overline{K_{\varphi\varphi}} + \left(\frac{\overline{K_{\varphi\varphi}}}{\overline{K_{\varphi\varphi}}} \right)^2 \cdot \overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}} &= 0, \\ \frac{1}{2} N_{\omega} + \left(\frac{\overline{K_{\omega\varphi}}}{\overline{K_{\varphi\varphi}}} \right)^2 \cdot \overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}} - 2\alpha_{\omega} \cdot \overline{K_{\omega\omega}} &= 0, \\ \overline{K_{\omega\omega}} - \alpha_{\omega} \cdot \overline{K_{\omega\varphi}} + \overline{K_{\varphi\varphi}} \cdot \overline{K_{\omega\varphi}} \cdot \overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $\langle F_k \rangle_{\varphi} = \frac{\partial \langle F_k(t, \varphi^*) \rangle}{\partial \varphi^*}$, $\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi} = \frac{\partial^2 \langle F_k(t, \varphi^*) \rangle}{\partial \varphi^{*2}}$,
а

$$\begin{aligned} \langle F_k(t, \varphi^*) \rangle &= F_k(t, C_k = 0, \varphi) \frac{\exp J_0}{\sum_{i=0}^{M-1} \exp J_i} + \\ &+ F_k(t, C_k = 1, \varphi) \frac{\exp J_1}{\sum_{i=0}^{M-1} \exp J_i} + F_k(t, C_k = 2, \varphi) \frac{\exp J_2}{\sum_{i=0}^{M-1} \exp J_i} + \\ &+ \dots + F_k(t, C_k = M-1, \varphi) \frac{\exp J_{M-1}}{\sum_{i=0}^{M-1} \exp J_i}. \end{aligned}$$

С учетом (6):

$$\langle F_k \rangle_{\varphi} = \frac{2A_0}{N_0} x(t) \sum_{i=0}^{M-1} s_k^h(t, C_k = i, \varphi^*) \frac{\exp J_i}{\sum_{l=0}^{M-1} \exp J_l},$$

здесь

$$\begin{aligned} s_k^h(t, C_k = i, \varphi^*) &= \frac{ds_k(t, C_k = i, \varphi^*)}{d\varphi^*} = \\ &= -A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_i + \varphi^*). \end{aligned}$$

При большом отношении сигнал/шум последние выражения можно упростить. Если еще учесть четность и симметричность сигнального созвездия сигнала М-ФМ, то:

$$\langle F_k \rangle_{\varphi} \approx \frac{2A_0}{N_0} x(t) \sum_{i=0}^{M/2-1} s_k^h(t, C_k = i, \varphi^*) \text{th } J_i.$$

Проведя статистическое усреднение и полагая, что в установившемся режиме при малой ошибке фильтрации:

$$\cos(\varphi - \varphi^*) \approx 1,$$

получим

$$\overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}} \approx -\frac{A_0^2}{2N_0} \left(1 + \text{th} \frac{A_0^2 T}{2N_0} \right). \quad (14)$$

Решение системы уравнений (13) приводит к следующим результатам [11]:

$$\left. \begin{aligned} \overline{K_{\varphi\varphi}} &= -\frac{\alpha_{\omega} (\sqrt{1+2G+L} - 1)}{\overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}}}, \\ \overline{K_{\omega\varphi}} &= -\frac{\alpha_{\omega}^2 (1+G - \sqrt{1+2G+L})}{\overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}}}, \\ \overline{K_{\omega\omega}} &= -\frac{\alpha_{\omega}^3 \sqrt{1+2G+L} (1+G - \sqrt{1+2G+L})}{\overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}}}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где

$$L = -\frac{N_{\varphi\Gamma} \overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}}}{2\alpha_\omega^2} = \frac{A_0^2 N_{\varphi\Gamma}}{4N_0 \alpha_\omega^2} \left(1 + \text{th} \frac{A_0^2 T}{2N_0} \right),$$

$$G = \sqrt{-\frac{N_\omega + \alpha_\omega^2 N_{\varphi\Gamma}}{2\alpha_\omega^4} \overline{\langle F_k \rangle_{\varphi\varphi}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{A_0^2 (N_\omega + \alpha_\omega^2 N_{\varphi\Gamma})}{4N_0 \alpha_\omega^4} \left(1 + \text{th} \frac{A_0^2 T}{2N_0} \right)}.$$

Таким образом, алгоритмы (12) фильтрации случайной фазы сигнала при доплеровском смещении частоты выглядят следующим образом:

$$\dot{\varphi}^* = SA_0 \left(K_1 + \frac{K_2}{1 + T_\omega D} \right) x(t) \times$$

$$\times \sum_{i=0}^{M/2-1} s_k^h(t, C_k = i, \varphi^*) \text{th} J_i, \quad (16)$$

где S – крутизна характеристики управляющего элемента ($УЭ$) в канале подстройки фазы; $K_1 = \frac{2\overline{K_{\varphi\varphi}}}{N_0 S}$;

$$K_2 = \frac{2\overline{K_{\varphi\omega}}}{N_0 S \alpha_\omega}; \quad T_\omega = \frac{1}{\alpha_\omega}; \quad D = \frac{d}{dt}.$$

На рис. 1 представлена структура приемника, реализующего взаимосвязанные алгоритмы (10), (11), (16). Синтезированный приемник включает в себя два основных блока: блок оценки канального символа и блок автоподстройки частоты опорного генератора Γ , которые охвачены перекрестными связями между ними. В блоке автоподстройки присутствует пропорционально-интегрирующий

фильтр с передаточной функцией $K_1 + \frac{K_2}{1 + T_\omega D}$.

Линейная ветвь фильтра служит для отслеживания флуктуаций фазы. Вторая составляющая (интегрирующая) дает возможность отслеживать флуктуации частоты. При этом постоянно времени интегрирования необходимо выбирать в зависимости от средней скорости изменения частоты за счет эффекта Доплера.

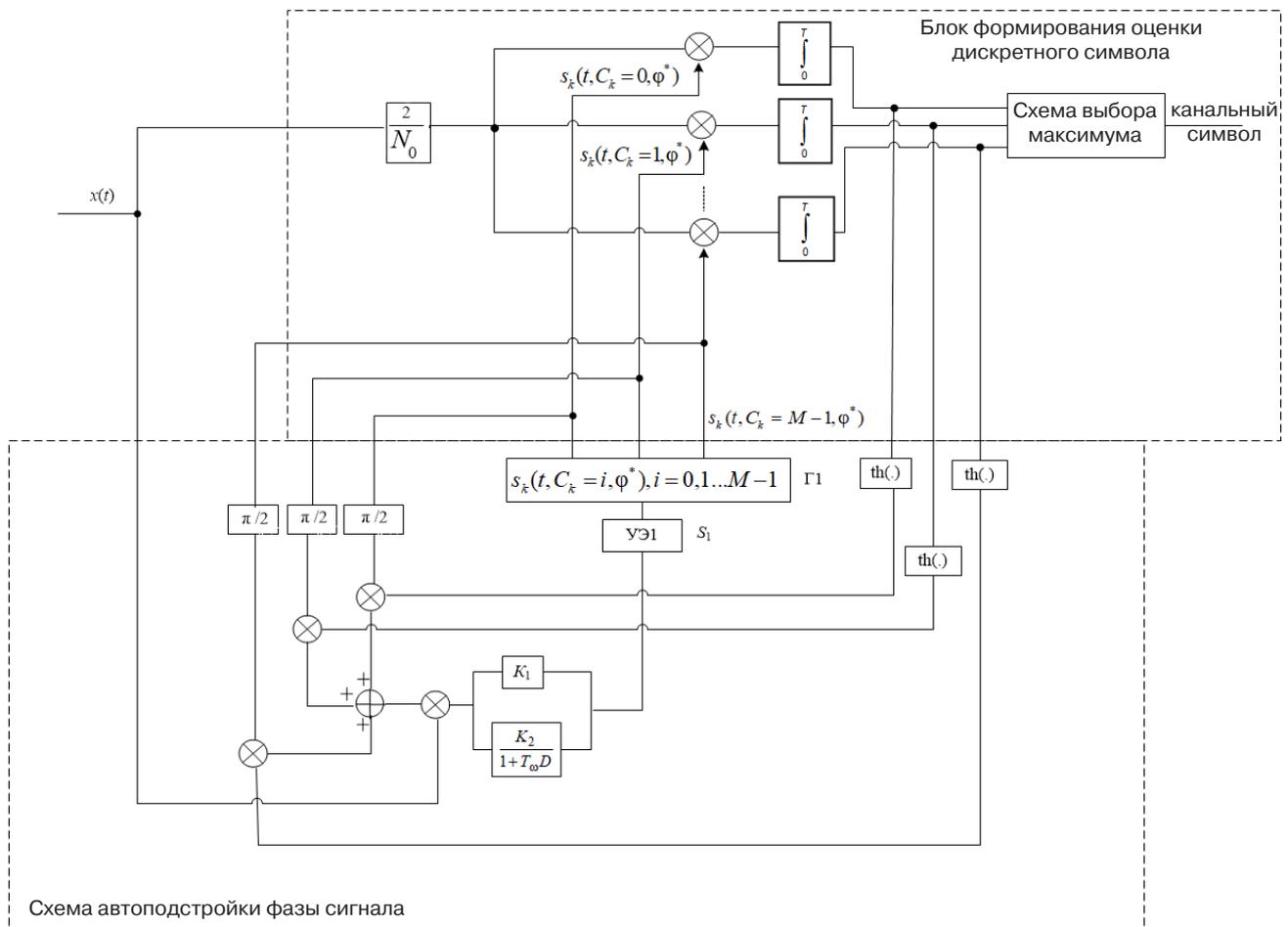


Рис. 1. Структурная схема квазикогерентного приемника сигнала М-ФМ при наличии доплеровского смещения частоты

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИНТЕЗИРОВАННОГО ПРИЕМНИКА

Перейдем к анализу помехоустойчивости синтезированного квазигогерентного приемника сигналов М-ФМ. Для этого используем методику [7]. Вероятности символьной (P_{se}) и битовой (P_{be}) ошибок, условные по значениям фаз φ , φ^* и частоты ω ,

можно определить из алгоритма (10), учитывая симметричность сигнального созвездия (например, при условии, что передавался сигнал с фазой $\varphi_i = 0$ (2)):

$$P_{se} = 1 - \prod_{i=1}^{M-1} p(J_0 - J_i > 0) \Big|_0,$$

$$P_{be} = P_{se} / \log_2 M,$$

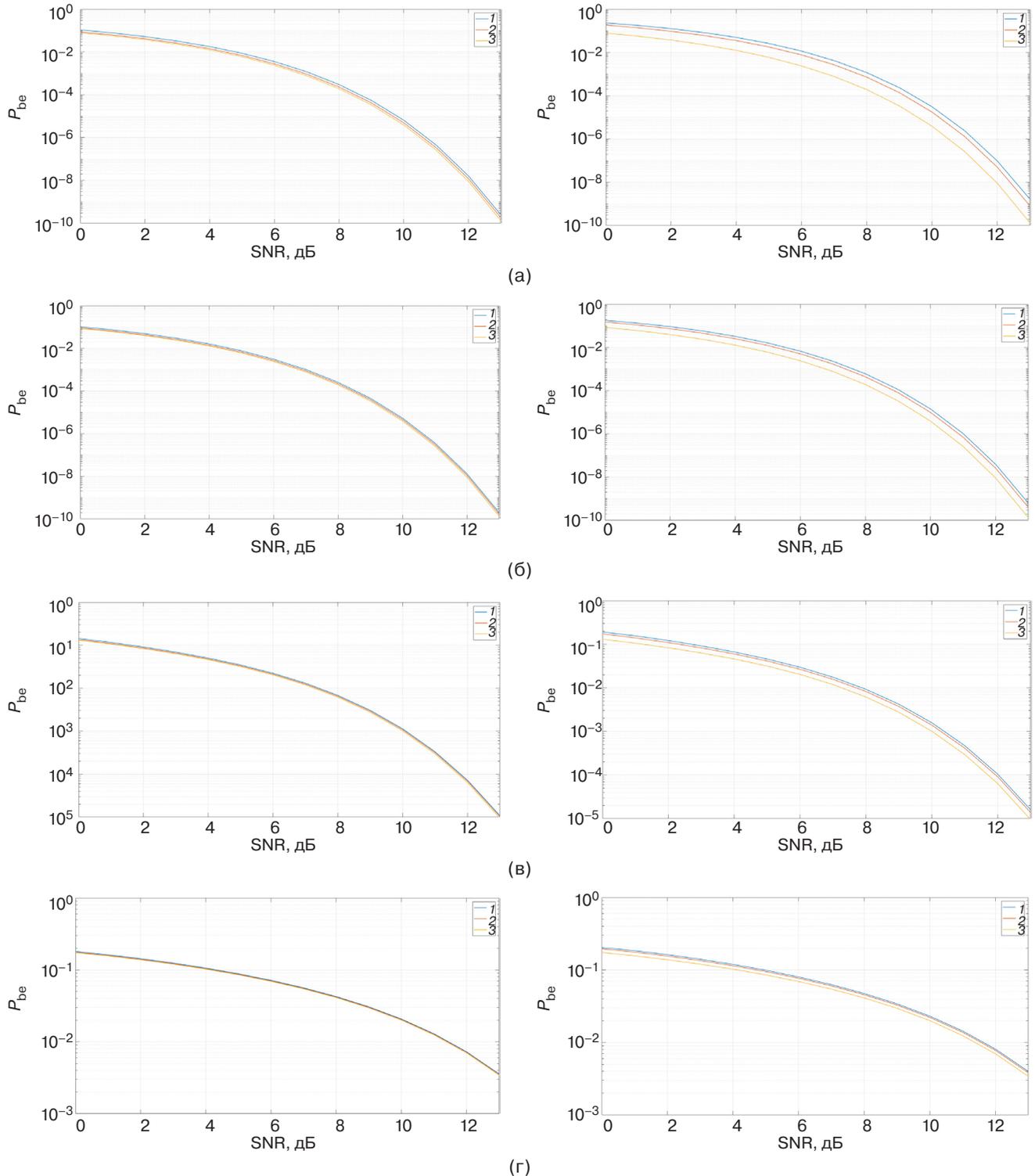


Рис. 2. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум:
(а) $M = 2$; (б) $M = 4$; (в) $M = 8$; (г) $M = 16$

где

$$p(J_0 - J_i > 0) \Big|_0 = 1 - \Phi \left(\frac{m_i}{\sqrt{D_i}} \right),$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt.$$

Используя (1)–(3), (11), получим

$$m_i = \langle J_0 - J_i \rangle =$$

$$= \frac{2E_s}{N_0} [\cos(\varphi - \varphi^*) (1 - \cos(i2\pi/M)) -$$

$$- \sin(\varphi - \varphi^*) \sin(i2\pi/M)],$$

$$D_i = \frac{4E_s}{N_0} (1 - \cos(i2\pi/M)).$$

Для того, чтобы получить безусловные вероятности, в том числе и вероятность битовой ошибки, необходимо усреднить соответствующие выражения, учитывая гауссовский характер апостериорной плотности вероятности случайной фазы φ :

$$w(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi K_{\varphi\varphi}}} \cdot e^{-\frac{(\varphi - \varphi^*)^2}{2K_{\varphi\varphi}}}.$$

При таком усреднении можно использовать приближенную формулу [14]:

$$\langle p(J_0 - J_i > 0) \rangle \Big|_{\text{по } \varphi} = 1 - \Phi \left(\frac{\langle m_i \rangle \Big|_{\text{по } \varphi}}{\sqrt{D_i}} \right),$$

где с учетом [17]

$$\langle m_i \rangle = \frac{2E_s}{N_0} \left[\left(1 - \cos \frac{i2\pi}{M} \right) \cdot \exp \left(-\frac{K_{\varphi\varphi}}{2} \right) \right].$$

Апостериорная дисперсия фазы $\overline{K_{\varphi\varphi}}$ находится из (15) и зависит как от дисперсии фазы

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Proakis J.G. *Digital communications*. 4th ed. McGraw-Hill; 2001. 1002 p.
2. Fuqin Xiong. *Digital modulation techniques. Series: Artech House Telecommunications Library*. 2nd ed. Artech House Print on Demand; 2006. 1039 p.
3. Акимов В.Н., Белюстина Л.Н., Бельх В.Н. и др. *Системы фазовой синхронизации*; под ред. В.В. Шахгильдяна, Л.Н. Белюстиной. М.: Радио и связь; 1982. 289 с.

$$\sigma_{\varphi_r}^2 = \frac{N_{\varphi_r} T}{2}, \text{ так и от дисперсии частоты}$$

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{N_{\omega}}{4\alpha_{\omega}}.$$

На рис. 2 приведены построенные по вышеприведенным формулам зависимости вероятности битовой ошибки $P_{\text{бе}}$ от отношения сигнал/шум (SNR) E_b/N_0 для квазикогерентного приемника сигналов М-ФМ разной позиционности при наличии доплеровского смещения частоты. Левая группа графиков имеет параметры: (1) $\sigma_{\varphi_r}^2 = 0.01$, $\alpha_{\omega} T = 0.1$, $\sigma_{\omega} T = 0.25$; (2) $\sigma_{\varphi_r}^2 = 0.01$; $\alpha_{\omega} T = 0.1$, $\sigma_{\omega} T = 0.01$. Это характерно для авиационной радиосвязи (относительная скорость движения объектов до 3000 км/час). Правая группа графиков имеет параметры: (1) $\sigma_{\varphi_r}^2 = 0.01$, $\alpha_{\omega} T = 0.1$, $\sigma_{\omega} T = 5$; (2) $\sigma_{\varphi_r}^2 = 0.01$, $\alpha_{\omega} T = 0.1$, $\sigma_{\omega} T = 2.5$. Это характерно для спутниковой радиосвязи (относительная скорость движения объектов до 10 км/сек). Для сравнения на рисунке приведены кривые 3, построенные для случая детерминированного сигнала.

Из графиков видно, что синтезированный квазикогерентный алгоритм хорошо компенсирует флуктуации фазы сигнала М-ФМ, вызванные нестабильностью задающего генератора и доплеровским эффектом. При большой относительной скорости движения передатчика и приемника (спутниковый радиоканал) остаточный энергетический проигрыш по сравнению с детерминированным случаем составляет не более 1 дБ, при меньших скоростях движения объектов – около 0.2 дБ и менее.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе синтезирован алгоритм оптимальной нелинейной фильтрации сигналов М-ФМ при наличии доплеровского смещения частоты. Алгоритм позволяет компенсировать влияние этого эффекта на помехоустойчивость приема дискретной информации, как при малой, так и при большой скорости движения приемника и передатчика друг относительно друга.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

REFERENCES

1. Proakis J.G. *Digital communications*. 4th ed. McGraw-Hill; 2001. 1002 p.
2. Fuqin Xiong. *Digital modulation techniques. Series: Artech House Telecommunications Library*. 2nd ed. Artech House Print on Demand; 2006. 1039 p.
3. Akimov V.N., Belyustina L.N., Belykh V.N., et al. *Sistemy fazovoi sinkhronizatsii (Phase synchronization systems)*. Shahgildyan V.V., Belyustina L.N. (Eds.). Moscow: Radio i svyaz'; 1982. 289 p. (in Russ.).

4. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг. Влияние неточности тактовой синхронизации на помехоустойчивость когерентного приема сигналов М-ФМ. «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем. РАДИОИНФОКОМ – 2019». Сб. научных статей IV Международной научно-практической конференции. Москва. 2019. С. 109–113.
5. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг. Влияние неточности оценивания частоты и фазы несущей на помехоустойчивость когерентного приема сигналов М-ФМ. «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем. РАДИОИНФОКОМ – 2019». Сб. научных статей IV Международной научно-практической конференции. Москва. 2019. С. 114–122.
6. Симонгауз В.И. Оптимальная синхронизация и демодуляция радиосигнала с многопозиционной фазовой манипуляцией. *Радиотехника*. 2017;11:87–96.
7. Куликов Г.В., Нгуен В.З. Влияние погрешностей синхронизации на помехоустойчивость когерентного приема сигналов М-ФМ. *Российский технологический журнал*. 2019;7(5):47–61. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2019-7-5-47-61>
8. Мирошникова Н.Е. Влияние ошибок синхронизации на прием цифровых сигналов. *T-Comm – Телекоммуникации и Транспорт*. 2013;9:112–114.
9. Гоголева С.А., Демидов А.Я., Каратаева Н.А., Майков Д.Ю., Ворошилин Е.П. Оценка влияния частотной расстройки на вероятность битовой ошибки в OFDMA системах связи. *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*. 2011;2:45–48.
10. Тихонов В.И. *Статистическая радиотехника*. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь; 1982. 624 с.
11. Ярлыков М.С. *Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике*. М.: Сов. Радио; 1980. 258 с.
12. Тихонов В.И., Харисов В.И., Смирнов В.А. Оптимальная фильтрация дискретно-непрерывных процессов. *Радиотехника и электроника*. 1978;23(7):1441–1452.
13. Ярлыков М.С., Миронов М.А. О применимости гауссовой аппроксимации в марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации. *Радиотехника и электроника*. 1972;17(11):2285–2294.
14. Тихонов В.И., Кульман Н.К. *Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов*. М.: Сов. Радио; 1975. 704 с.
15. Ярлыков М.С. Оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы приема и обработки ВОС-сигналов в перспективных глобальных навигационных спутниковых системах. *Радиотехника и электроника*. 2021;66(1):39–61. <https://doi.org/10.31857/S0033849421010101>
16. Канавин С.В., Паньчев С.Н., Самоцвет Н.А. Метод повышения помехоустойчивости систем связи и передачи информации на основе нелинейной корреляционной фильтрации сигналов. *Вестник Воронежского института МВД России*. 2021;1:143–152.
17. Градштейн И.С., Рыжик И.М. *Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений*. М.: Наука, 1971. 1108 с.
4. Kulikov G.V., Nguyen Van Dung. Effect of inaccuracy of the clock synchronization on the noise immunity of coherent reception of MPSK signals. In: “*Actual Problems and Prospects for the Development of Radio Engineering and Infocommunication systems. RADIOINFOKOM 2019*.” Proc. IV International Scientific and Practical Conference. Moscow. 2019. P. 109–113 (in Russ.).
5. Kulikov G.V., Nguyen Van Dung. Effect of inaccuracy of the carrier frequency and phase estimation on the noise immunity of coherent reception of MPSK signals. In: “*Actual Problems and Prospects for the Development of Radio Engineering and Infocommunication systems. RADIOINFOKOM 2019*”. Proc. IV International Scientific and Practical Conference. Moscow. 2019. P. 114–122 (in Russ.).
6. Simongauz V.I. Optimal synchronization and demodulation of a radio signal with multi-position phase manipulation. *Radiotekhnika = Radio Engineering*. 2017;11:87–96 (in Russ.).
7. Kulikov G.V., Nguyen V.D. Influence of synchronization errors on the noise immunity of coherent reception of M-PSK signals. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2019;7(5):47–61 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2019-7-5-47-61>
8. Miroshnikova N.E. Phase and timing synchronization error on digital receiver properties. *T-Comm: Telekommunikatsii i Transport = T-Comm: Telecommunications and Transportation*. 2013;9:112–114 (in Russ.).
9. Gogoleva S.A., Demidov A.Ya., Karataeva N.A., Maikov D.Yu., Voroshilin E.P. Assessing of impact of frequency detuning on the probability of bit error in the OFDMA communication systems. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki = Proceedings of TUSUR University*. 2011;2:45–48 (in Russ.).
10. Tikhonov V.I. *Statisticheskaya radiotekhnika (Statistical radio engineering)*: 2nd ed. Moscow: Radio i svyaz'; 1982. 624 p. (in Russ.).
11. Yarlykov M.S. *Primenenie markovskoi teorii nelineinoy fil'tratsii v radiotekhnike (Application of the Markov theory of nonlinear filtering in radio engineering)*. Moscow: Sovetskoe Radio; 1980. 258 p. (in Russ.).
12. Tikhonov V.I., Kharisov V.I., Smirnov V.A. Optimal filtration of discrete-continuous processes. *Radiotekhnika i elektronika = Radio Engineering and Electronics*. 1978;23(7):1441–1452 (in Russ.).
13. Yarlykov M.S., Mironov M.A. On the applicability of the Gaussian approximation in the Markov theory of optimal nonlinear filtering. *Radiotekhnika i elektronika = Radio Engineering and Electronics*. 1972;17(11):2285–2294 (in Russ.).
14. Tikhonov V.I., Kul'man N.K. *Nelineinaya fil'tratsiya i kvazikogerentnyi priem signalov (Nonlinear filtering and quasi-coherent signal reception)*. Moscow: Sovetskoe Radio; 1975. 704 p. (in Russ.).
15. Yarlykov M.S. Optimal and quasi-optimal algorithms for receiving and processing BOC signals in promising global navigation satellite systems. *J. Commun. Technol. El.* 2021;66(1):34–55. <https://doi.org/10.1134/S1064226921010101>

- [Original Russian Text: Yarlykov M.S. Optimal and quasi-optimal algorithms for receiving and processing BOC signals in promising global navigation satellite systems. *Radiotekhnika i elektronika*. 2021;66(1):39–61 (in Russ.). <https://doi.org/10.31857/S0033849421010101>]
16. Kanavin S.V., Panychev S.N., Samotsvet N.A. Method of increasing noise immunity of communication systems and information transmission based on nonlinear correlation filtering. *Vestnik Voronezhskogo instituta MVD Rossii = Bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia*. 2021;1:143–152 (in Russ.).
 17. Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. *Tablitsy integralov, summ, ryadov i proizvedenii (Tables of integrals, sums, series and products)*. Moscow: Nauka; 1971. 1108 p. (in Russ.).

Об авторах

Куликов Геннадий Валентинович, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиоэлектронных систем и комплексов Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: kulikov@mirea.ru. Scopus Author ID 36930533000, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>

До Чунг Тиен, аспирант кафедры радиоэлектронных систем и комплексов Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: dotrungtien1993@gmail.com. <https://orcid.org/0000-0002-9596-5440>

Усманов Ренат Рифович, инженер, ООО «Кейсайт Текнолоджиз» (115054, Россия, Москва, Космодамианская наб., д. 52, стр. 3). E-mail: renat-usmanov@yandex.ru. <https://orcid.org/0000-0002-1722-7354>

About the authors

Gennady V. Kulikov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Professor of the Department of Radio electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Electronics and Informatics Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: kulikov@mirea.ru. Scopus Author ID 36930533000, <http://orcid.org/0000-0001-7964-6653>

Trung Tien Do, Postgraduate Student, Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: dotrungtien1993@gmail.com. <https://orcid.org/0000-0002-9596-5440>

Renat R. Usmanov, Engineer, Keysite Technologies (52-3, Kosmodamianskaya nab., Moscow, 115054 Russia). E-mail: renat-usmanov@yandex.ru. <https://orcid.org/0000-0002-1722-7354>