

## Потенциальная помехоустойчивость когерентного приема четырехпозиционного фазоманипулированного радиосигнала в присутствии когерентной гармонической помехи

В. В. Звонарев<sup>а</sup>, канд. техн. наук, начальник лаборатории, [orcid.org/0000-0003-1172-2239](https://orcid.org/0000-0003-1172-2239), [zvonarevvitalii@yandex.ru](mailto:zvonarevvitalii@yandex.ru)

А. С. Попов<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор, [orcid.org/0000-0001-5962-0587](https://orcid.org/0000-0001-5962-0587)

<sup>а</sup>Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Ждановская наб., 13, Санкт-Петербург, 197198, РФ

**Введение:** использование известных методик расчета помехоустойчивости приема радиосигнала при наличии, например, гармонических помех приводит к существенно отличающимся численным значениям. Каждая подобная методика расчета имеет свой алгоритм вывода результирующей формулы, и эти выводы основаны на уровне «инженерной строгости». **Цель:** на основе линейного преобразования координат разработать корректную методику расчета вероятности ошибки корреляционного приема четырехпозиционного фазоманипулированного радиосигнала в присутствии когерентной гармонической помехи. **Методы:** представление четырехмерной плотности вероятности вектора выходных напряжений корреляторов демодулятора в четырехкратном интеграле произведением одномерных плотностей вероятности в пространстве собственных векторов ковариационной матрицы, в котором две плотности вероятности представляют собой дельта-функции Дирака. Четырехкратный интеграл приводится к двукратному с новыми пределами интегрирования, определяемыми из уравнений плоскостей, ограничивающих область интегрирования в этом пространстве. **Результаты:** выполнен вывод формул для точного расчета средних вероятностей символьных и битовых ошибок когерентного приема четырехпозиционного фазоманипулированного радиосигнала в присутствии когерентной гармонической помехи. По выведенным точным формулам построены графики зависимостей средних вероятностей символьных и битовых ошибок от отношения сигнал/шум для заданного отношения помеха/шум и заданного сдвига фазы помехи относительно фазы сигнала. Исследовано влияние энергетических соотношений сигнала и помехи, а также фазового сдвига помехи на вероятности символьной и битовой ошибки. Установлено, что влияние неэнергетического параметра эквивалентно приводит к изменению энергетических соотношений. **Практическая значимость:** результаты могут быть использованы при оценке эффективности связи в условиях воздействия помех. Применение разработанной методики позволит точно определить энергетические характеристики радиоканала, обеспечивающие требуемое качество приема передаваемых сообщений при наличии гармонической помехи.

**Ключевые слова** – вероятность символьной и битовой ошибки, гармоническая помеха, четырехпозиционная фазовая манипуляция, помехоустойчивость.

**Для цитирования:** Звонарев В. В., Попов А. С. Потенциальная помехоустойчивость когерентного приема четырехпозиционного фазоманипулированного радиосигнала в присутствии когерентной гармонической помехи. *Информационно-управляющие системы*, 2021, № 1, с. 45–54. doi:10.31799/1684-8853-2021-1-45-54

**For citation:** Zvonarev V. V., Popov A. S. Potential interference immunity of coherent reception of quadruple phase-manipulated radio signal in the presence of coherent harmonic interference. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2021, no. 1, pp. 45–54 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2021-1-45-54

### Введение

Определение помехоустойчивости приема радиосигнала с наиболее применяемыми видами манипуляции при наличии помех различного характера является одной из основных задач в теории и практике передачи дискретных сообщений в инфокоммуникационных радиосистемах, особенно для фазоманипулированных полосно-эффективных сигналов [1–14]. Формализация постановки задачи и методы ее решения могут существенно отличаться в зависимости от принятого алгоритма обработки сигнала и структуры системы модулятор-демодулятор. Истинность решения определяется правильной постановкой задачи, адекватностью моделей сигнала и помехи,

а также корректностью использования математического аппарата в методике ее решения.

Радиосигналы с четырехпозиционной фазовой манипуляцией (ФМ-4) находят широкое применение в современных цифровых навигационных, спутниковых и других коммуникационных системах. Наиболее обоснованными и употребительными показателями качества передачи цифровой информации при этом являются средние вероятности символьной и битовой ошибки приема [3, 4, 6, 7, 11, 14], которые представляют собой, как известно, дополнения к единице для вероятностей правильного приема или достоверности приема. Задачи расчета помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией в присутствии эффективной для

ФМ-4 [13, 15] гармонической помехи решались во многих работах, например [11, 12, 16–19]. Однако в настоящее время задача получения точной формулы для вероятностей символьной и битовой ошибок остается актуальной.

Для расчета помехоустойчивости когерентного приема радиосигнала ФМ-4 в присутствии когерентной гармонической помехи рассмотрен упрощенный вид сигнала ФМ-4 на  $k$ -м тактовом интервале длительности  $T$ . Модель рассматриваемых сигнала и помехи можно записать следующим образом:

$$s_i(t) = A_c \cos(\omega_0 t + \varphi_i), \quad \varphi_i = (i-1)\frac{\pi}{2},$$

$$t \in [(k-1)T, kT], \quad i \in \{1, 2, 3, 4\};$$

$$s_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \cos(\omega_0 t + \varphi_{\Pi}),$$

где  $A_c = \sqrt{2P_c}$  — амплитуда сигнала;  $P_c$  — мощность сигнала;  $A_{\Pi} = \sqrt{2P_{\Pi}}$  — амплитуда помехи;  $P_{\Pi}$  — мощность гармонической помехи;  $\omega_0$  — частота несущего колебания;  $\varphi_{\Pi}$  — сдвиг фазы помехи относительно фазы сигнала.

На вход демодулятора поступает аддитивная смесь сигнала и помех [1–6, 11]:

$$u^j(t) = s_j(t) + s_{\Pi}(t) + n(t).$$

Здесь  $j$  — номер позиции принятого информационного символа;  $n(t)$  — шумовая помеха, моделируемая белым гауссовым шумом (БГШ) с корреляционной функцией:

$$\langle n(t)n(t') \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t-t'),$$

где  $N_0$  — односторонняя спектральная плотность БГШ;  $\delta(t-t')$  — дельта-функция Дирака [12, 20].

**Вывод формулы для расчета помехоустойчивости когерентного приема радиосигнала ФМ-4 при воздействии когерентной гармонической помехи**

В соответствии с алгоритмом демодуляции напряжение на выходе  $i$ -го коррелятора, представленного на рис. 1, при приеме  $j$ -й позиции сигнала  $\xi_i^j$  в момент отсчета  $T$  вычисляется по формуле [20, 21]

$$\xi_i^j = \frac{1}{N_0} \int_0^T [s_j(t) + s_{\Pi}(t) + n(t)] s_i(t) dt =$$

$$= \frac{1}{N_0} \int_0^T s_j(t) s_i(t) dt + \frac{1}{N_0} \int_0^T s_{\Pi}(t) s_i(t) dt +$$

$$+ \frac{1}{N_0} \int_0^T n(t) s_i(t) dt,$$

где  $i, j \in \{1, 2, 3, 4\}$ .

Необходимо отметить, что помеховая и случайная составляющие величины  $\xi_i^j$  не зависят от номера (позиции) информационного символа принимаемого сигнала, а определяются только номером коррелятора  $i$ . Значение случайной составляющей вычисляется по формуле

$$\zeta_i = \frac{1}{N_0} \int_0^T n(t) s_i(t) dt.$$

Правило решения при оптимальном приеме многопозиционного ФМ-радиосигнала в данном случае может быть представлено в следующем формализованном виде [20]:

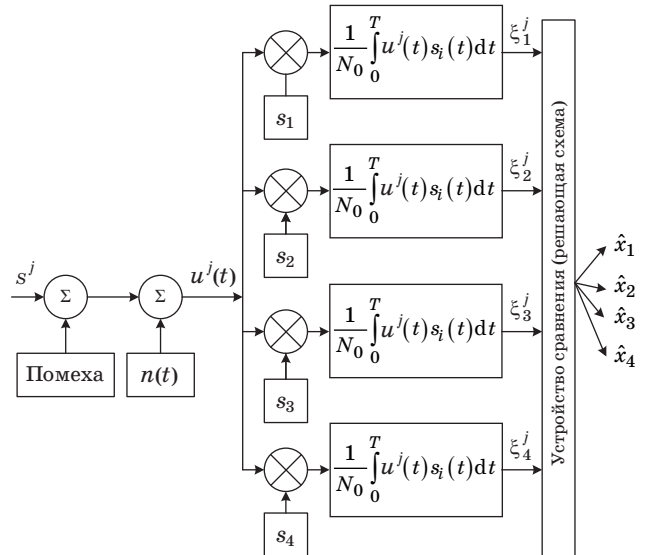
$$\xi_j^j > \xi_i^j; \quad j \neq i; \quad i, j \in \{1, 2, 3, 4\}.$$

Напряжения с выходов вычислителей-интеграторов сравниваются в решающем устройстве (см. рис. 1), и выбирается номер вычислителя с максимальным напряжением в момент отсчета  $T$ .

Обозначим вектор напряжений с выходов корреляторов следующим образом:

$$\xi^j = (\xi_1^j, \xi_2^j, \xi_3^j, \xi_4^j)^T,$$

где индекс  $T$  — знак транспонирования.



■ **Рис. 1.** Упрощенная функциональная схема корреляционного демодулятора:  $s_1, s_2, s_3, s_4$  — копии принимаемых радиосигналов информационных позиций

■ **Fig. 1.** The simplified functional diagram of the correlation demodulator:  $s_1, s_2, s_3, s_4$  — copies of the accepted radio signals of information positions

Соответственно  $\zeta$  — вектор напряжений случайных составляющих вектора  $\xi^j$  — примет вид

$$\zeta = (\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4)^T.$$

Математические ожидания вектора  $\xi^j$  можно представить в виде

$$\langle \xi^j \rangle = \xi^j - \zeta = \frac{1}{N_0} \int_0^T s_j(t) s dt + \frac{1}{N_0} \int_0^T s_n(t) s dt. \quad (1)$$

Здесь  $s = (s_1, s_2, s_3, s_4)^T$  — вектор копий принимаемых радиосигналов информационных позиций.

Тогда из (1) можно выразить вектор  $\xi^j$ :

$$\xi^j = \langle \xi^j \rangle + \zeta.$$

Нетрудно понять, что  $\zeta$  и  $\xi^j$  есть гауссовы случайные векторы. Отсюда совместная плотность вероятности (ПВ) составляющих вектора  $\xi^j$  есть четырехмерная гауссова:  $\omega_{\xi^j}(\xi_1^j, \xi_2^j, \xi_3^j, \xi_4^j)$ .

Общая формула многомерной ПВ  $\omega_4(\xi^j)$  вектора  $\xi^j$  в векторно-матричном представлении имеет вид [20]

$$\omega_4(\xi^j) = \frac{1}{(2\pi)^{-2} |\mathbf{K}_{\xi^j}|} \times \exp \left[ -\frac{1}{2} (\xi^j - \langle \xi^j \rangle)^T \mathbf{K}_{\xi^j}^{-1} (\xi^j - \langle \xi^j \rangle) \right],$$

где  $\mathbf{K}_{\xi^j} = \langle (\xi^j - \langle \xi^j \rangle)(\xi^j - \langle \xi^j \rangle)^T \rangle$  — ковариационная матрица вектора  $\xi^j$ .

Как известно, вероятность того, что случайная величина  $\xi_j$  будет больше каждого из множества чисел  $\{\xi_1, \dots, \xi_{j-1}, \xi_{j+1}, \dots, \xi_M\}$ , равна

$$P\{\xi_j > \xi_i; j \neq i; j, i \in [1, \dots, M]\} = \int_0^{\xi_j} d\xi_1 \dots \int_{-\infty}^{\xi_1} d\xi_{j-1} \int_{-\infty}^{\infty} d\xi_j \int_{-\infty}^{\xi_j} d\xi_{j+1} \dots \times \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{\xi^j}(\xi_1, \dots, \xi_{j-1}, \xi_j, \xi_{j+1}, \dots, \xi_M) d\xi_M. \quad (2)$$

В данном случае  $M = 4$ .

Ковариационная матрица для всех индексов  $j \in \{1, 2, 3, 4\}$  и определяется выражением

$$\mathbf{K}_{\xi^j} = \langle (\xi^j - \langle \xi^j \rangle)(\xi^j - \langle \xi^j \rangle)^T \rangle = \langle \zeta \zeta^T \rangle = \mathbf{K}_{\zeta}.$$

Если принимаемая смесь радиосигнала, помехи и шума  $w^j(t) = s_j(t) + s_n(t) + n(t)$  содержит сиг-

нал  $s_j(t) = s(x_j, t)$ , а значит, был передан информационный символ  $x_j$ , то вероятность (2) интерпретируется как вероятность правильного приема символа  $x_j$ , т. е.

$$P_{\text{пр}j} = P\{\xi_i^j > \xi_j^j; j \neq i; j, i \in [1, 2, 3, 4]\} = P(\hat{x}_j / x_j).$$

С учетом априорных вероятностей  $P_j$  передачи символов  $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$  или сигналов  $\{s_1(t), s_2(t), s_3(t), s_4(t)\}$  (при  $j \in \{1, 2, 3, 4\}$ ) средняя вероятность ошибки приема символа находится по формуле полной вероятности:

$$P_{\text{ош.ср}} = \sum_{j=1}^4 P_j (1 - P_{\text{пр}j}). \quad (3)$$

При априорной равновероятности формулу (3) можно представить в следующем виде:

$$P_{\text{ош.ср}} = \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 (1 - P_{\text{прав}j}).$$

Для расчета средней вероятности ошибки приема символа необходимо определить:

— матрицу преобразования вектора  $\xi^j$  в новую систему координат, в которой ковариационная матрица  $\mathbf{K}_{\xi^j}$  становится диагональной;

— вероятности правильного приема каждого информационного символа.

### Определение матрицы преобразования в системе координат

Система сигналов в данной статье при ФМ-4 является биортогональной [1, 3, 6, 20, 21]. Ковариационная матрица  $\mathbf{K}_{\zeta}$  является особенной (сингулярной, вырожденной). В соответствии с известным порядком вычисления ранга матрицы и ее определителя можно показать, что ранг матрицы равен двум, а ее определитель равен нулю ( $\det \mathbf{K}_{\zeta} = |\mathbf{K}_{\zeta}| = 0$ ).

Поэтому интеграл (2) не может быть вычислен на ЭВМ [21]. При расчетах осуществляется переход из пространства вектора  $\xi$  в пространство собственных векторов  $\eta$  ковариационной матрицы  $\mathbf{K}_{\zeta}$ .

Матрица  $\mathbf{K}_{\zeta}$  в данном случае вычисляется по формуле

$$\mathbf{K}_{\zeta} = \frac{h_c^2}{2} \mathbf{A},$$

где  $h_c^2 = E_c / N_0$  — отношение сигнал/шум [1–5],  $E_c = P_c T$  — энергия сигнала на длительности информационного символа, а матрица  $\mathbf{A}$  имеет вид

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Собственные числа матрицы  $A$  находятся из известного определения характеристического уравнения матрицы  $A$  [15, 21]  $\det(A - \lambda I) = 0$ , имеющего вид  $[(1-\lambda)^2 - 1]^2 = 0$ . Решениями этого уравнения являются  $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$  и  $\lambda_3 = \lambda_4 = 2$ .

Ковариационная матрица в новой системе координат  $\eta$  будет иметь вид

$$K_\eta = h_c^2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Найдем матрицу преобразования системы координат  $\xi$  в новую систему координат  $\eta$ .

Собственные векторы матрицы  $A$  находятся из известного определения  $(A - \lambda I)\xi = 0$ . Один из удобных вариантов собственных векторов имеет вид

$$\xi_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \xi_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \xi_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}; \xi_4 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Все векторы попарно ортогональны, т. е.  $\xi_j^T \xi_i = 0$  при  $j \neq i$ , где  $j, i \in \{1, 2, 3, 4\}$ . Нормы всех векторов одинаковы:  $\|\xi_j\| = \sqrt{2}$ . Ортонормированные векторы имеют вид

$$v_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; v_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \end{bmatrix}; v_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; v_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, матрица преобразований  $V$  системы координат  $\xi$  в новую систему координат  $\eta$  будет иметь вид

$$V = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix}.$$

Непосредственным вычислением можно установить, что для матрицы  $V$  справедливы следующие равенства:  $V = V^T = V^{-1}$ . Следовательно, матрица преобразования Якоби равна самой матрице  $V$ . Преобразования системы координат  $\xi$  и  $\eta$  здесь симметричны, т. е.  $\eta = V\xi$  и  $\xi = V\eta$ . Симметричны также преобразования математических ожиданий случайных векторов  $\xi$  и  $\eta$ , т. е.  $\langle \eta \rangle = V\xi$  и  $\langle \xi \rangle = V\langle \eta \rangle$ .

### Расчет вероятности правильного приема информационных символов

Рассмотрим вектор  $\langle \xi^j \rangle$  для первой позиции, где  $s_1(t) = A_c \cos \omega_0(t)$ . Непосредственными вычислениями получим вектор математических ожиданий вектора  $\xi^1$  для первой позиции принимаемого сигнала:

$$\langle \xi^1 \rangle = \begin{bmatrix} h_c^2 + h_c h_\Pi \cos \varphi_\Pi \\ h_c h_\Pi \sin \varphi_\Pi \\ -(h_c^2 + h_c h_\Pi \cos \varphi_\Pi) \\ h_c h_\Pi \sin \varphi_\Pi \end{bmatrix},$$

где  $h_\Pi^2 = E_\Pi / N_0$  — отношение помеха/шум [1–5],  $E_\Pi = P_\Pi T$  — энергия помехи на длительности информационного символа.

Используя матрицу преобразования  $V$ , получаем вектор математических ожиданий в новой системе координат  $\langle \eta^1 \rangle$ :

$$\langle \eta^1 \rangle = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{2} h_c h_\Pi \sin \varphi_\Pi \\ \sqrt{2} (h_c^2 + h_c h_\Pi \cos \varphi_\Pi) \end{bmatrix}.$$

Отсюда видно, что вероятностная мера задана на двумерной плоскости  $(\eta_3, \eta_4)$  в новой системе координат  $\eta$ . В этой системе координат четырехмерная ПВ  $\omega_4(\eta)$  представляет собой произведение четырех одномерных ПВ, а именно:

$$\omega_4(\eta^1) = \omega_1(\eta_1^1) \omega_1(\eta_2^1) \omega_1(\eta_3^1) \omega_1(\eta_4^1).$$

Первые два множителя имеют дисперсию, равную нулю, и представляют собой дельта-функцию Дирака:

$$\omega_1(\eta_1^1) = \delta(\eta_1^1 - \langle \eta_1^1 \rangle), \quad \omega_1(\eta_2^1) = \delta(\eta_2^1 - \langle \eta_2^1 \rangle).$$

Кроме того, имеем  $\langle \eta_1^1 \rangle = \langle \eta_2^1 \rangle = 0$ . Интегрирование дельта-функции в данном случае приводит

к единице, и четырехкратный интеграл становится двукратным.

В общем случае формулу (2) перепишем для обеих систем координат  $\xi^1$  и  $\eta^1$  при приеме первого информационного символа:

$$P_{\text{прав1}} = \int_{-\infty}^{\infty} d\xi_1 \int_{-\infty}^{\xi_1^1} d\xi_2 \int_{-\infty}^{\xi_1^1} d\xi_3 \int_{-\infty}^{\xi_1^1} \omega_4(\xi^1) d\xi_4 =$$

$$= \int_{\eta_{1н}^1}^{\eta_{1в}^1} \omega_1(\eta_1^1) d\eta_1 \int_{\eta_{2н}^1}^{\eta_{2в}^1} \omega_1(\eta_2^1) d\eta_2 \times$$

$$\times \int_{\eta_{3н}^1}^{\eta_{3в}^1} \omega_1(\eta_3^1) d\eta_3 \int_{\eta_{4н}^1}^{\eta_{4в}^1} \omega_1(\eta_4^1) d\eta_4,$$

где  $\eta_{iн}^1$  и  $\eta_{iв}^1$  — нижний и верхний пределы интегрирования, которые надо найти.

Первые два множителя равны единице, поэтому выражение упрощается:

$$P_{\text{прав1}} = \int_{\eta_{3н}}^{\eta_{3в}} d\eta_3 \int_{\eta_{4н}}^{\eta_{4в}} \omega_1(\eta_3) \omega_1(\eta_4) d\eta_4. \quad (4)$$

Найдем нижние и верхние пределы интегрирования выражения (4). Для этого необходимо определить уравнения плоскостей, ограничивающих область интегрирования в четырехмерной системе координат  $\xi$  [20]:

$$\xi_2 - \xi_1 = 0; \quad \xi_3 - \xi_1 = 0; \quad \xi_4 - \xi_1 = 0. \quad (5)$$

Используя преобразования  $\xi = \mathbf{V}\eta$ , определяем значения составляющих вектора  $\xi$  через составляющие вектора  $\eta$ . Тогда имеем:

$$\xi_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_2 + \eta_4); \quad \xi_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_1 + \eta_3);$$

$$\xi_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_2 - \eta_4); \quad \xi_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_1 - \eta_3).$$

Подставляя данные выражения в уравнение (5), получаем:

$$\begin{cases} \xi_2 - \xi_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_1 + \eta_3 - \eta_2 - \eta_4) = 0; \\ \xi_3 - \xi_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_2 - \eta_4 + \eta_2 - \eta_4) = 0; \\ \xi_4 - \xi_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_1 - \eta_3 - \eta_2 - \eta_4) = 0. \end{cases}$$

Получаем уравнения плоскостей в четырехмерном пространстве, ограничивающих область интегрирования в системе координат  $\eta$ :

$$\begin{cases} \eta_4 = 0; \\ \eta_1 - \eta_2 + \eta_3 - \eta_4 = 0; \\ \eta_1 - \eta_2 - \eta_3 - \eta_4 = 0. \end{cases}$$

Далее найдем уравнения следов пересечения этих плоскостей на плоскости  $(\eta_3, \eta_4)$ . Для этого приравняем значения координат  $\eta_1$  и  $\eta_2$  нулю и получаем  $\eta_3 = \eta_4$ ,  $\eta_3 = -\eta_4$ .

Пределы интегрирования для (4) имеют значения  $\eta_{4н} = 0$ ,  $\eta_{4в} = \infty$ ,  $\eta_{3н} = -\eta_4$ ,  $\eta_{3в} = \eta_4$ . В формуле (4) одномерные ПВ определены выражениями

$$\omega_1(\eta_3) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}h_c} \exp\left\{-\frac{(\eta_3^1 - \sqrt{2}h_c h_{\Pi} \sin \varphi_{\Pi})^2}{2h_c^2}\right\};$$

$$\omega_1(\eta_4) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}h_c} \exp\left\{-\frac{(\eta_4^1 - \sqrt{2}(h_c^2 + h_c h_{\Pi} \cos \varphi_{\Pi}))^2}{2h_c^2}\right\}.$$

Для получения окончательной формулы для расчета в одномерные ПВ необходимо ввести нормированные переменные [20]

$$x = \frac{\eta_4 - \langle \eta_4 \rangle}{h_c}; \quad y = \frac{\eta_3 - \langle \eta_3 \rangle}{h_c}.$$

Вычислим пределы интегрирования в переменных  $x$  и  $y$ , т. е.  $x_{н}$ ,  $x_{в}$ ,  $y_{н}$ ,  $y_{в}$ :

$$\begin{cases} x_{н} = -\frac{\langle \eta_4 \rangle}{h_c} = -\sqrt{2}(h_c + h_{\Pi} \cos \varphi_{\Pi}); \quad x_{в} = \infty; \\ y_{н} = \frac{-\eta_4 - \langle \eta_3 \rangle}{h_c} = -\frac{\eta_4}{h_c} - \sqrt{2}h_{\Pi} \sin \varphi_{\Pi}; \\ y_{в} = \frac{\eta_4 - \langle \eta_3 \rangle}{h_c} = \frac{\eta_4}{h_c} - \sqrt{2}h_{\Pi} \sin \varphi_{\Pi}. \end{cases}$$

Определим слагаемое  $\frac{\eta_4}{h_c}$  в удобном виде из выражения нормировки:

$$x = \frac{\eta_4 - \langle \eta_4 \rangle}{h_c} \dots \rightarrow \dots \frac{\eta_4}{h_c} = x + \frac{\langle \eta_4 \rangle}{h_c}.$$

Тогда можно показать, что нижняя  $y_{н}$  и верхняя  $y_{в}$  границы определяются следующими выражениями:

$$\begin{cases} y_{н} = -x - \sqrt{2}[h_c + h_{\Pi}(\cos \varphi_{\Pi} + \sin \varphi_{\Pi})]; \\ y_{в} = x + \sqrt{2}[h_c + h_{\Pi}(\cos \varphi_{\Pi} - \sin \varphi_{\Pi})]. \end{cases}$$



Нормированные ПВ для переменных  $x$  и  $y$  равны:

$$\begin{cases} \omega(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right); \\ \omega(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right). \end{cases}$$

Полученные значения ПВ подставляются в формулу (3) для вычисления вероятности правильного приема первого информационного символа  $P_{\text{прав1}}$ :

$$P_{\text{прав1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\sqrt{2}(h_c + h_{\text{п}} \cos \varphi_{\text{п}})}^{\infty} dx \times \\ \times \int_{-x - \sqrt{2}[h_c + h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} - \sin \varphi_{\text{п}})]}^{x + \sqrt{2}[h_c + h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} - \sin \varphi_{\text{п}})]} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2}\right) dy.$$

Выпишем формулы для расчета вероятности правильного приема второго, третьего и четвертого информационных символов, полученные по приведенной методике:

$$P_{\text{прав2}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\sqrt{2}(h_c + h_{\text{п}} \sin \varphi_{\text{п}})}^{\infty} dx \times \\ \times \int_{-x - \sqrt{2}[h_c - h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} - \sin \varphi_{\text{п}})]}^{x + \sqrt{2}[h_c - h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} - \sin \varphi_{\text{п}})]} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2}\right) dy;$$

$$P_{\text{прав3}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\sqrt{2}(h_c - h_{\text{п}} \cos \varphi_{\text{п}})}^{\infty} dx \times \\ \times \int_{-x - \sqrt{2}[h_c - h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} + \sin \varphi_{\text{п}})]}^{x + \sqrt{2}[h_c - h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} + \sin \varphi_{\text{п}})]} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2}\right) dy;$$

$$P_{\text{прав4}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\sqrt{2}(h_c - h_{\text{п}} \sin \varphi_{\text{п}})}^{\infty} dx \times \\ \times \int_{-x - \sqrt{2}[h_c - h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} + \sin \varphi_{\text{п}})]}^{x + \sqrt{2}[h_c - h_{\text{п}}(\cos \varphi_{\text{п}} + \sin \varphi_{\text{п}})]} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2}\right) dy.$$

В частном случае, когда отношение помеха/шум будет равно нулю ( $h_{\text{п}} = 0$ ), имеем  $P_{\text{прав1}} = P_{\text{прав2}} = P_{\text{прав3}} = P_{\text{прав4}}$ , и формула для расчета средней вероятности правильного приема информационного символа примет следующий вид:

$$P_{\text{прав}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\sqrt{2}h_c}^{\infty} dx \int_{-x - \sqrt{2}h_c}^{x + \sqrt{2}h_c} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2}\right) dy. \quad (6)$$

Таким образом, в отсутствие помехи средняя вероятность правильного приема символа равна вероятности одной позиции, например:  $P_{\text{прав}} = P_{\text{прав1}}$ .

Учитывая симметрию области определения второго интеграла, формулу (6) можно упростить и записать следующим образом:

$$P_{\text{прав}} = \frac{1}{\pi} \int_{-\sqrt{2}h_c}^{\infty} dx \int_0^{x + \sqrt{2}h_c} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2}\right) dy. \quad (7)$$

Формула (7) может быть представлена и в другом, равносильном виде [21, 22]:

$$P_{\text{прав}} = [1 - Q(h_c)]^2, \quad (8)$$

где  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$  — функция Гаусса.

Средняя по символам вероятность символьной ошибки приема определяется выражением

$$P_{\text{ош.симв}} = 1 - \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 P_{\text{прав}j}.$$

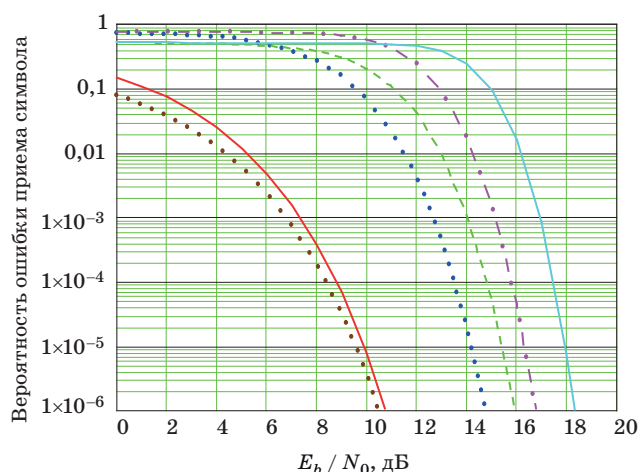
Графики зависимостей  $P_{\text{ош.симв}}(E_b/N_0)$ , где  $E_b$  — энергия одного бита, при разных уровнях гармонической помехи  $h_{\text{п}}$  и значениях ее фазового сдвига  $\varphi_{\text{п}}$  относительно фазы несущего колебания сигнала построены на рис. 2. Для расчета  $P_{\text{ош.симв}}(E_b/N_0)$  были приняты следующие исходные данные:

- отношение помеха/шум  $h_{\text{п}}$  составило 0, 3 и 5 (в отсутствие помехи 9,5 и 14 дБ соответственно);
- сдвиг фазы помехи  $\varphi_{\text{п}}$  равен 0 и  $\pi/4$ .

Фазовый сдвиг помехи может принимать различные, в том числе случайные, значения. Поэтому целесообразно рассмотреть также усредненные по фазовому сдвигу помехи  $\varphi_{\text{п}}$  вероятности символьной и битовой ошибок. Примем, что случайная величина  $\varphi_{\text{п}}$  имеет равномерное распределение в пределах  $(-\pi, \pi)$ .

Формулы для расчета ошибок приема первого и второго битов, а также средней вероятности ошибки приема бита с учетом кода отображения Грея получены на основе использования матрицы переходных условных вероятностей [22] и построения вероятностного пространства на множестве совместных событий. Подробное изложение этой методики для QPSK занимает немалый объем и будет представлено в отдельной статье.

Графики зависимостей средней вероятности битовой и символьной ошибки от отношения сигнал/шум при заданных значениях отношения помеха/шум при тех же исходных данных, что и для рис. 2, но усредненные по  $\varphi_{\text{п}}$ , представлены на рис. 3.



- вероятность битовой ошибки без помех
- вероятность ошибки приема символа без помех
- - - - - вероятность ошибки приема символа при  $h_{\text{п}} = 9,5$  дБ,  $\varphi = 0$
- вероятность ошибки приема символа при  $h_{\text{п}} = 9,5$  дБ,  $\varphi = \pi/4$
- вероятность ошибки приема символа при  $h_{\text{п}} = 14$  дБ,  $\varphi = 0$
- вероятность ошибки приема символа при  $h_{\text{п}} = 14$  дБ,  $\varphi = \pi/4$

■ **Рис. 2.** Зависимость вероятности ошибки приема символа от отношения сигнал/шум

■ **Fig. 2.** Dependences of the probability of a symbol reception error on the signal-to-noise ratio

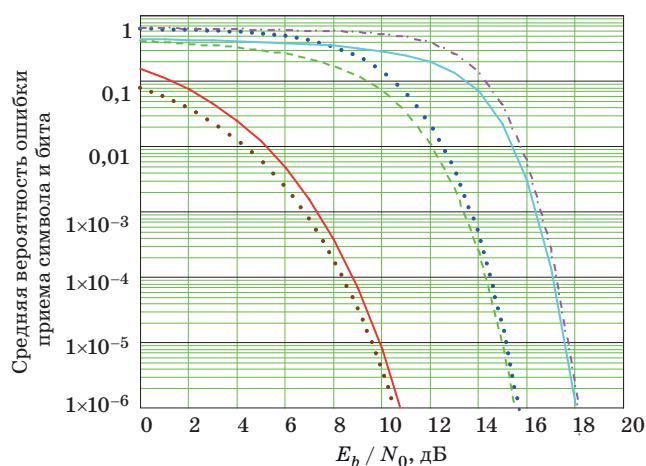
Как видно из графиков, увеличение фазового сдвига помехи приводит к увеличению вероятности ошибки приема символа, а увеличение отношения помеха/шум — к необходимости увеличивать отношение сигнал/шум для обеспечения требуемой средней вероятности ошибки приема символа и бита.

### Заключение

Представленный расчет помехоустойчивости когерентного приема четырехпозиционного фазоманипулированного радиосигнала в присутствии когерентной гармонической помехи позволяет точно определить вероятность символьной и битовой ошибки при заданных значениях уровня помехи и сдвига фазы помехи относительно фазы сигнала и их усредненные по фазе помехи величины.

Наличие когерентной гармонической помехи существенно ухудшает качество приема информации, полностью нарушая прием информации. Кривые имеют пороговый характер при значениях уровня помехи  $h_{\text{п}} \geq h_{\text{с}}$ .

При некоторых значениях сдвига фазы помехи относительно фазы несущего колебания сигнала происходит заметное (до 2 дБ) увеличение вероятности символьной ошибки. Таким образом, показано, как промежуточное значение фазового



- средняя вероятность ошибки приема бита без помех
- средняя вероятность ошибки приема символа при  $h_{\text{п}} = 0$  дБ
- - - - - средняя вероятность ошибки приема бита при  $h_{\text{п}} = 9,5$  дБ
- средняя вероятность ошибки приема символа при  $h_{\text{п}} = 9,5$  дБ
- средняя вероятность ошибки приема бита при  $h_{\text{п}} = 14$  дБ
- средняя вероятность ошибки приема символа при  $h_{\text{п}} = 14$  дБ

■ **Рис. 3.** Зависимость средней вероятности битовой и символьной ошибки от отношения сигнал/шум

■ **Fig. 3.** Dependence of the average probability of bit and character errors on the signal-to-noise ratio

сдвига несущего колебания помехи, не совпадающее с фазой информационной позицией сигнала, дополнительно увеличивает значение вероятности ошибки приема. Это позволяет утверждать, что влияние неэнергетического параметра эквивалентно приводит к изменению энергетических соотношений.

Представленные на рис. 3 результаты показывают, что когерентная гармоническая помеха больше оказывает влияние на среднюю по фазе помехи вероятность ошибки приема символа при заданных значениях отношения сигнал/шум.

Установлено, что вероятности ошибки приема первого и второго битов при QPSK, усредненные по фазовому сдвигу гармонической когерентной помехи при отображении по Грею, имеют одинаковую величину во всех точках кривой. Отсюда следует, что справедлива формула

$$P_{\text{ош.бит}} = 1 - \sqrt{P_{\text{прав.симв}}}$$

где  $P_{\text{ош.бит}}$  — средняя вероятность битовой ошибки;  $P_{\text{прав.симв}}$  — средняя вероятность правильного приема символа.

Влияние величины фазового сдвига несущего колебания двоичной фазоманипулированной помехи на качество приема сигнала рассматривалось в работе [22] с применением другой (векторной) модели сигнала и помехи.

## Литература

1. Беккиев А. Ю., Борисов В. И. Оценка помехозащитности каналов радиосвязи в условиях действия помех от средств радиоэлектронной борьбы. *Радиотехника и электроника*, 2019, т. 64, № 9, с. 891–901. doi:10.1134/S0033849419080035
2. Куликов Г. В., Лелюх А. А., Граченко Е. Н. Помехоустойчивость когерентного приемника сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией при наличии ретраспириванной помехи. *Радиотехника и электроника*, 2020, т. 65, № 8, с. 804–808. doi:10.31857/S0033849420070074
3. Бучинский Д. И., Вознюк В. В., Фомина А. В. Исследование помехоустойчивости приемника сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией к воздействию помех с различной структурой. *Труды Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского*, 2019, вып. 671, с. 120–127.
4. Паршуткин А. В., Маслаков П. А. Исследование помехоустойчивости современных стандартов спутниковой связи к воздействию нестационарных помех. *Труды СПИИРАН*, 2017, № 4(53), с. 159–177. doi:https://doi.org/10.15622/sp.53.8
5. Бондаренко В. Н., Гарифуллин В. Ф., Краснов Т. В., Феоктистов Д. С., Богатырев Е. В. Помехоустойчивость корреляционного приемника MSK-BOC сигнала к сосредоточенной помехе. *Успехи современной радиоэлектроники*, 2017, № 12, с. 71–74.
6. Волхонская Е. В., Коротей Е. В., Власова К. В., Рущко М. В. Модельное исследование помехоустойчивости приема радиосигналов с QPSK, BPSK, 8PSK и DBPSK. *Известия КГТУ*, 2017, № 46, с. 165–174.
7. Chernoyarov O. V., Glushkov A. N., Litvinenko V. P., Litvinenko Yu. V., Matveev B. V. Digital demodulator of the quadrature amplitude modulation signals. *Measurement Science Review*, 2018, vol. 18, no. 6, pp. 236–242. http://www.measurement.sk/2018/msr-2018-0032.pdf (дата обращения: 12.10.2019). doi:10.1515/msr-2018-0032
8. Glushkov A. N., Litvinenko V. P., Matveev B. V., Chernoyarov O. V., Salnikova A. V. Basic algorithm for the coherent digital processing of the radio signals. *2015 International Conference on Space Science & Communication*, Langkawi, Malaysia, IEEE, pp. 389–392. https://www.researchgate.net/publication/308835672\_Basic\_algorithm\_for\_the\_coherent\_digital\_processing\_of\_the\_radio\_signals. (дата обращения: 10.05.2019). doi:10.1109/IconSpace.2015.7283834
9. Ezeagwu C. O., Chukwuneke N. S., Emeka S. C., Eze-ribe V. E. Comparative study of the performance of different digital modulation schemes. *International Journal of Advances in Scientific Research and Engineering*, 2018, vol. 4, no. 3, pp. 149–154. doi:dx.doi.org/10.7324/IJASRE.2018.32639
10. Anmol Kumar, Rajdeep Kaur. PSO-based NBI resistant asynchronous MCCDMA multiuser detector. *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 2016, no. 10, pp. 60–67. doi:10.5815/ijisa.2016.10.07
11. 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, с. 32–38. doi:10.18127/j19998465-201811-06
12. Зубарев А. Е., Позов А. В., Приходько А. И. Анализ методов расчета битовой вероятности ошибки при когерентном приеме сигналов с M-ичной фазовой манипуляцией. *Международный научно-исследовательский журнал*, Екатеринбург, 2019, № 1 (79), ч. 1, с. 53–59. https://research-journal.org/technical/analiz-metodov-rascheta-bitovoj-veroyatnosti-oshibki-pri-kogerentnom-prieme-signalov-s-m-ichnoj-fazovoj-manipulyaciej/ (дата обращения: 10.05.2019). doi:https://doi.org/10.23670/IRJ.2019.79.1.009
13. Абед А. Х., Жуков В. М. Анализ помехоустойчивости радиостанции при воздействии организованных помех. *Вестник Тамбовского государственного технического университета*, 2016, т. 22, № 1, с. 53–57. doi:10.17277/vestnik.2016.01
14. Савищенко Н. В., Лебеда Е. В. Вероятности ошибки когерентного приема многопозиционных сигналов в канале с общими гамма- или K-замираниями и белым шумом. *Информационно-управляющие системы*, 2019, № 1, с. 76–88. doi:10.31799/1684-8853-2019-1-76-88
15. Kirillov S. N., Lisnichuk A. A. Analysis of narrow-band interference effect on cognitive radio systems based on synthesized four-position radio signals. *Proc. 14th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering, APEIE 2018*, Novosibirsk, IEEE, 2018, pp. 50–54. https://ieeexplore.ieee.org/document/8545965 (дата обращения: 10.05.2019). doi:10.1109/APEIE.2018.8545965
16. Сидоркина Ю. А., Сизых В. В., Шахтарин Б. И., Шевцев В. А. Схема Костаса при воздействии аддитивных гармонических помех и широкополосного шума. *Радиотехника и электроника*, 2016, т. 61, № 7, с. 671–680. doi:10.7868/S003384941607010X
17. Куликов Г. В., Нестеров А. В., Лелюх А. А. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи. *Журнал радиоэлектроники*, 2018, № 11. http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf (дата обращения: 10.05.2019). doi:10.30898/1684-1719.2018.11.9
18. Ложкин К. Ю., Стищенко А. И. Помехоустойчивость некогерентного и когерентного приема ДФРМ-сигнала в условиях воздействия фазоманипулированной, гармонической или гауссовской помехи. *Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии*, 2017, т. 10, № 2, с. 260–270. http://elib.sfu-kras.ru/bitstream/handle/



2311/32132/12\_Lozhkin.pdf?sequence=1&isAllowed=y (дата обращения: 10.05.2019). doi:10.17516/1999-494X-2017-10-2-260-270

19. Ложкин К. Ю. Помехоустойчивость приема OFDM-сигнала с однократной фазовой манипуляцией и корректирующим кодированием на фоне полигармонической помехи. *Информация и космос*, 2018, № 2, с. 37–43.
20. Звонарев В. В., Попов А. С. Методика расчета потенциальной помехоустойчивости оптимального когерентного приема многопозиционного фазома-

нипулированного радиосигнала с белым шумом. *Радиотехника*, 2019, т. 83, № 4, с. 79–83. doi:10.18127/j00338486-201904-79

21. Proakis J. G. *Digital communications*. McGraw-Hill, Book Company, 1995. 800 p.
22. Савищенко Н. В. *Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и потенциальная помехоустойчивость приема*. СПб., СПбГПУ, 2005. 420 с.

UDC 623.612

doi:10.31799/1684-8853-2021-1-45-54

### Potential interference immunity of coherent reception of quadruple phase-manipulated radio signal in the presence of coherent harmonic interference

V. V. Zvonarev<sup>a</sup>, PhD, Tech., Head of a Laboratory, orcid.org/0000-0003-1172-2239, zvonarevitalii@yandex.ru

A. S. Popov<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, orcid.org/0000-0001-5962-0587

<sup>a</sup>A. F. Mozhaiskiy Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia Emb., 197198, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** The known methods for calculating the interference immunity of radio signal reception in the presence of, for example, harmonic interference, often lead to significantly different numerical values. Each calculation technique of this type has its own algorithm for the resulting formula output, and these conclusions are based on a different level of “engineering rigor”. **Purpose:** To develop, on the basis of linear transformation of coordinates, a correct method for calculating the error probability in the correlating reception of a four-fold phase-manipulated radio signal in the presence of coherent harmonic interference. **Methods:** Four-dimensional probability density of a vector of output voltages of the demodulator correlators in a four-fold integral was represented by a product of one-dimensional probability densities in the space of eigenvectors of the covariance matrix, in which two probability densities are Dirac delta functions. The quadruple integral is brought to double, with new integration limits defined from the plane equations bounding the integration region in this space. **Results:** Formulas were derived for accurate calculation of average probabilities of symbol and bit errors in coherent reception of a four-fold phase-manipulated radio signal in the presence of coherent harmonic interference. The derived exact formulas were used to plot the dependencies of the average probabilities of symbol and bit errors on the signal-to-noise ratio for the given interference-to-noise ratio and the given interference phase shift relative to the signal phase. It has been studied how the energy ratios of the signal and interference, as well as the interference phase shift, affect the probabilities of symbol and bit errors. It was found that the influence of a non-energy parameter equivalently leads to a change in the energy ratios. **Practical relevance:** The results of the research can be used in assessing the communication efficiency under interference. The developed technique will allow you to accurately determine the energy characteristics of a radio channel providing the required quality for the reception of transmitted messages in presence of harmonic interference.

**Keywords** — symbol and bit error probability, harmonic interference, quadruple phase manipulation, interference immunity.

**For citation:** Zvonarev V. V., Popov A. S. Potential interference immunity of coherent reception of quadruple phase-manipulated radio signal in the presence of coherent harmonic interference. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2021, no. 1, pp. 45–54 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2021-1-45-54

### References

1. Bekkiev A. Y., Borisov V. I. Estimation of the anti-interference ability of radio communication channels under electronic warfare conditions. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2019, vol. 64, no. 9, pp. 962–972. doi:10.1134/S0033849419080035
2. Kulikov G. V., Lelyuh A. A., Grachenko E. N. Noise immunity of coherent signal receiver with quadrature amplitude modulation in the presence of relayed interference. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2020, vol. 65, no. 8, pp. 934–938. doi:10.31857/S0033849420070074
3. Buchinskii D. I., Voznuk V. V., Fomin A. V. Research of noise stability of the receiver with MPSK modulation under the influence of interference with different structure. *Proceedings of the Military Space Academy named after A. F. Mozhaiskiy*, Saint-Petersburg, 2019, iss. 671, pp. 120–127 (In Russian).
4. Parshutkin A. V., Maslakov P. A. Study of the noise immunity of modern standards of satellite communications to the impact of non-stationary interference. *SPIIRAS Proceedings*, 2017, no. 4, pp. 159–177 (In Russian). doi:https://doi.org/10.15622/sp.53.8
5. Bondarenko V. N., Garifullin V. F., Krasnov T. V., Feoktistov D. S., Bogatyrev E. V. Interference immunity of the correlation receiver MSK-BOC signal to a concentrated interference. *Journal Achievements of Modern Radioelectronics*, 2017, no. 12, pp. 71–74 (In Russian).
6. Volhonskaya E. V., Korotei E. V., Vlasova K. V., Rushko M. V. Simulation study of the noise resistance of radio-signals reception with QPSK, BPSK, 8PSK and DBPSK. *Izvestiya KG TU*, 2017, no. 46, pp. 166–174 (In Russian).
7. Chernoyarov O. V., Glushkov A. N., Litvinenko V. P., Litvinenko Yu. V., Matveev B. V. Digital demodulator of the quadrature amplitude modulation signals. *Measurement Science Review*, 2018, vol. 18, no. 6, pp. 236–242. Available at: <http://www.measurement.sk/2018/msr-2018-0032.pdf> (accessed 12 October 2019). doi:10.1515/msr-2018-0032
8. Glushkov A. N., Litvinenko V. P., Matveev B. V., Chernoyarov O. V., Salnikova A. V. Basic algorithm for the coherent digital processing of the radio signals. *2015 International Conference on Space Science & Communication*, Langkawi, Malaysia, IEEE, pp. 389–392. Available at: [https://www.researchgate.net/publication/308835672\\_Basic\\_algorithm\\_for\\_the\\_coherent\\_digital\\_processing\\_of\\_](https://www.researchgate.net/publication/308835672_Basic_algorithm_for_the_coherent_digital_processing_of_)

- the radio signals (accessed 10 May 2019). doi:10.1109/IconSpace.2015.7283834
9. Ezeagwu C. O., Chukwunke N. S., Emeka S. C., Ezeribe B. E. Comparative study of the performance of different digital modulation schemes. *International Journal of Advances in Scientific Research and Engineering*, 2018, vol. 4, no. 3, pp. 149–154. doi:dx.doi.org/10.7324/IJASRE.2018.32639
  10. Anmol Kumar, Rajdeep Kaur. PSO-based NBI resistant asynchronous MCCDMA multiuser detector. *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 2016, no. 10, pp. 60–67. doi:10.5815/ijisa.2016.10.07
  11. Kulikov G. V., Nguyen Van Dung, Nesterov A. V., Lelyuh A. A. Noise immunity of reception of signals with multiple phase shift keying in the presence of harmonic interference. *Science Intensive Technologies*, 2018, no. 11, pp. 32–38 (In Russian). doi:10.18127/j19998465-201811-06
  12. Zubarev A. E., Pozov A. V., Prikhodko A. I. Calculating method analysis of bit probability of error at coherent reception of signals with M-ary phase manipulation. *International Research Journal*, 2019, no. 1 (79), pp. 53–59. Available at: <https://research-journal.org/technical/analiz-metodov-rascheta-bitovoj-veroyatnosti-oshibki-pri-kogerentnom-priemesignalov-s-m-ichnoj-fazovoj-manipulyaciej/> (accessed 10 May 2019) (In Russian). doi:https://doi.org/10.23670/IRJ.2019.79.1.009
  13. Abed A. Kh., Zhukov V. M. The analysis of radio station noise immunity under the influence of transmission noise. *Transactions of the TSTU*, 2016, vol. 22, no. 1, pp. 53–57 (In Russian). doi:10.17277/vestnik.2016.01
  14. Savischenko N. V., Lebeda E. V. Multi-position signal coherent reception error probability in a channel with generalized gamma or  $K$  fading and white noise. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2019, no. 1, pp. 76–88 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2019-1-76-88
  15. Kirillov S. N., Lisnichuk A. A. Analysis of narrow-band interference effect on cognitive radio systems based on synthesized four-position radio signals. *Proc. 14th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering, APEIE 2018*, Novosibirsk, IEEE, 2018, pp. 50–54. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8545965> (accessed 10 May 2019). doi:10.1109/APEIE.2018.8545965
  16. Sidorkina Y. A., Shakhtarin B. I., Sizykh V. V., Shevtsev V. A. Costas circuit under the action of additive harmonic interferences and wideband noise. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2016, vol. 61, no. 7, pp. 807–816. doi:10.30898/1684-1719.2020.4.9
  17. Kulikov G. V., Nesterov A. V., Lelyuh A. A. Interference immunity of reception of signals with quadrature amplitude shift keying in the presence of harmonic interference. *Journal of Radio Electronics*, 2018, no. 11. Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>. (accessed 10 May 2019) (In Russian). doi:10.30898/1684-1719.2018.11.9
  18. Lozhkin K. Yu., Stitsenko A. I. The immunity of non-coherent and coherent reception of a signal DQPSK in the conditions of influence of PSK, a harmonic interference or Gaussian noise. *Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies*, 2017, vol. 10, no. 2, pp. 260–270. Available at: [http://elib.sfu-kras.ru/bitstream/handle/2311/32132/12\\_Lozhkin.pdf?sequence=1&isAllowed=y](http://elib.sfu-kras.ru/bitstream/handle/2311/32132/12_Lozhkin.pdf?sequence=1&isAllowed=y) (In Russian). doi:10.17516/1999-494X-2017-10-2-260-270
  19. Lozhkin K. Yu. Jamming resistance of the OFDM signal with single phase-shift keying and corrective coding in polyharmonic interference environment. *Information and Space*, 2018, no. 2, pp. 37–43 (In Russian).
  20. Zvonarev V. V., Popov A. S. Methodical approach to estimation of the potential noise stability of optimum coherent reception of the multiposition phase-shift keying radio signal with the white noise. *Radioengineering*, 2019, vol. 83, no. 4, pp. 79–83 (In Russian). doi:10.18127/j00338486-201904-79
  21. Proakis J. G. *Digital communications*. McGraw-Hill, Book Company, 1995. 800 p.
  22. Savischenko N. V. *Mnogomernye signalnye konstruksii: ih chastotnaya effektivnost i potentsialnaya pomehustoychivost priema* [Multidimensional signal structures: their frequency efficiency and potential noise immunity of reception]. Saint-Petersburg, Politekhnikeskii universitet Publ, 2005. 420 p. (In Russian).

## ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (ius.spb@gmail.com).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию, при необходимости доработать статью — рецензию.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*