

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛА С БИНАРНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ АДАПТИВНОМ ИЗМЕНЕНИИ КОНФИГУРАЦИИ ГРАНИЦ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ В КАНАЛЕ С МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ

Г. М. Сидельников

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск

Рассматриваются возможности когерентного демодулятора бинарных сигналов с фазовой модуляцией в канале с многолучевостью при адаптивном вращении сигнального созвездия сигналов. Определен угол поворота, который увеличивает сигнальное расстояние в зависимости от информационного потока модулированного сигнала. Помехоустойчивость приема определялась на основе статистических функций распределения сигнальных расстояний, полученных с помощью математического моделирования на ЭВМ. Показано, что при вращении сигнального созвездия наибольший эффект достигается при максимальной интенсивности дополнительного луча. Получена зависимость эффективности вращения от интенсивности дополнительного луча.

Ключевые слова: сигнальное расстояние, двухлучевая модель, вращение сигнального созвездия, вероятность ошибки, бинарная фазовая модуляция, множитель сигнального расстояния, многолучевость, гауссовский шум, межсимвольная интерференция.

Для цитирования: Сидельников Г. М. Помехоустойчивость демодулятора сигнала с бинарной фазовой модуляцией при адаптивном изменении конфигурации границ принятия решения в канале с многолучевостью // Омский научный вестник. 2025. № 3 (195). С. 118–124. DOI: 10.25206/1813-8225-2025-195-118-124. EDN: LFBXYI.



© Сидельников Г. М., 2025.
Контент доступен под лицензией Creative Commons Attribution 4.0 License.

NOISE IMMUNITY OF A BINARY PHASE MODULATED SIGNAL DEMODULATOR WITH ADAPTIVE CONFIGURATION CHANGE OF DECISION BOUNDARIES IN A MULTIPATH CHANNEL

G. M. Sidelnikov

Siberian state university of telecommunications and information science, Novosibirsk, Russia

The article considers the possibilities of a coherent phase-modulated binary signal demodulator in a multipath channel with adaptive rotation of a signal constellation. The author determines the rotation angle, which increases the signal distance depending on the information flow of the modulated signal. Moreover, the noise immunity of reception is defined on the basis of statistical distribution functions of signal distances obtained by mathematical modeling on a computer. Therefore, when the signal constellation rotates, the greatest effect is achieved at the maximum intensity of the additional beam. As a result, the research demonstrates the dependence of the rotation efficiency on the intensity of the additional beam.

Keywords: signal distance, two-beam model, signal constellation rotation, error probability, binary phase modulation, signal distance multiplier, multipath, Gaussian noise, intersymbol interference.

For citation: Sidelnikov G. M. Noise immunity of a binary phase modulated signal demodulator with adaptive configuration change of decision boundaries in a multipath channel. *Omsk Scientific Bulletin*. 2025. No. 3 (195). P. 118–124. DOI: 10.25206/1813-8225-2025-195-118-124. EDN: LFBXYI.



Введение

Повышенный интерес к адаптивным методам приема сигналов с фазовой модуляцией (ФМ) связан с высокой помехоустойчивостью и широким её применением в современных системах связи [1–13]. Рассматриваются различные алгоритмы повышения помехоустойчивости в каналах с переменными параметрами, а именно: адаптивный алгоритм анализа фазы [2], алгоритм Кальмана [3], фазовый алгоритм адаптивной фильтрации [4], адаптивные фильтры, основанные на использовании эквалайзеров. Исследование помехоустойчивости сигналов с многократной фазовой модуляцией при воздействии ретрансляционной помехи приведены в [5], где показано увеличение вероятности ошибки при увеличении кратности модуляции в канале с многолучевостью. Расчет тонкой структуры многолучевого поля [12] показал, что достаточно использовать двухлучевую модель канала как наиболее худшую.

Актуальность решаемой задачи связана с тем, что совершенствование радиосистем требует повышения эффективности адаптивных методов, позволяющих учесть тонкую структуру многолучевого поля. Использование аппарата векторной алгебры [13] позволяет получить статистические характеристики сигнальных расстояний в зависимости от параметров многолучевого поля, а также при изменении конфигурации границ сигнального созвездия сигналов с ФМ различной кратности.

Цель работы — определить эффективность применения адаптивного вращения границ принятия решения для сигналов с ФМ-2 в канале с предельной многолучевостью.

1. Анализ помехоустойчивости когерентного демодулятора сигналов с фазовой модуляцией в канале с многолучевостью

Проведем анализ помехоустойчивости когерентного демодулятора для приема сигналов с фазовой модуляцией в канале с многолучевостью, где дополнительный сигнал в месте приема представляет собой дополнительный сигнал, который может быть суперпозицией многих лучей [5].

Анализ моделей многолучевого поля, образованного суммированием многих лучей с разными амплитудами, задержками и фазами, показывает, что наибольшие замирания принимаемого сигнала характерны для двухлучевой модели. Вероятность глубоких замираний уменьшается при увеличении числа дополнительных лучей. Глубокие замирания характерны для задержек менее длительности посылки. Это связано с тем, что на характер замираний влияют значения информационных параметров задержанных сигналов. Кроме того, увеличение кратности модуляции ведет к уменьшению глубины замираний.

Рассмотрим двухлучевой канал связи, где в месте приема приходит основной сигнал $S_j(t)$, дополнительный (задержанный) сигнал $S_{доп.}(t)$ и гауссовский шум $n(t)$ на интервале посылки длительностью T_s .

Основной сигнал

$$S_j(t) = A \cos(\omega t + \varphi_j),$$

где A — амплитуда сигнала; ω — несущая частота; φ_j — информационная фаза сигнала, равная 0 или π .

Дополнительный сигнал

$$S_{доп.}(t) = \mu A \cos(\omega(t-\tau) + \varphi_i + \varphi_{доп.}), \text{ если } 0 < t < \tau,$$

$$S_{доп.}(t) = \mu A \cos(\omega(t-\tau) + \varphi_j + \varphi_{доп.}), \text{ если } \tau < t < T_s,$$

где μ — интенсивность дополнительного сигнала; A — амплитуда сигнала; τ — задержка; $\varphi_{доп.}$ — случайная фаза; φ_j — информационный символ дополнительного символа, совпадающего с символом основного сигнала; φ_i — информационный символ соседнего символа.

Сигнал на выходе когерентного демодулятора сигналов с ФМ представляет собой свертку Y_j принимаемого сигнала $y(t)$ и M опорных сигналов [9]:

$$Y_j = \frac{2A}{N_0} \int_0^T y(t) \cos(\omega_0 t + \frac{j2\pi}{M} dt), \quad (1)$$

где $y(t) = S_j(t) + S_{доп.}(t) + n(t)$, N — спектральная плотность мощности гауссовского шума; T — предел интегрирования, совпадающий с длительностью посылки T_s ; M — кратность фазовой модуляции, равная в данном случае двум.

Сигнал на выходе демодулятора (1) является случайной величиной, при этом аддитивная флуктуационная помеха имеет гауссовское распределение вероятностей. Операции в демодуляторе все линейные, поэтому и сигнал на выходе когерентного демодулятора будет иметь нормальное распределение вероятностей. Следует отметить, что две неизвестные составляющие φ_i и $\varphi_{доп.}$ в начале рассмотрения будут считаться фиксированными величинами.

Для нормального закона распределения вероятностей необходимо определить числовые характеристики: математическое ожидание и дисперсию сигнала на выходе демодулятора.

Математическое ожидание корреляционного интеграла (1) для фазовой модуляции определяется как [4]:

$$m_0 = \frac{2E}{N_0} \left[1 + \frac{\mu\tau_3}{T} \cos(\psi + \varphi_i) + \left(1 - \frac{\mu\tau_3}{T} \right) \mu \cos(\psi) \right], \quad (2)$$

$$m_j = \frac{2E}{N_0} \left[\cos \varphi_j + \frac{\mu\tau_3}{T} \cos(\psi + \varphi_i - \varphi_j) + \left(1 - \frac{\mu\tau_3}{T} \right) \mu \cos(\psi - \varphi_j) \right], \quad (3)$$

где μ — интенсивность; τ_3 — задержка; $\psi = -\omega_\tau + \varphi_{доп.}$ — случайная начальная фаза дополнительного луча; φ_i, φ_j — информационные символы основного и задержанного сигналов; E — энергия сигнала.

Математическое ожидание и дисперсия сигнального расстояния [4]:

$$m_{0-j} = m_0 - m_j, \quad (4)$$

$$D_{0-j} = \frac{4E}{N_0} (1 - \cos \varphi_j). \quad (5)$$

Для бинарной фазовой модуляции индекс j заменим на π для рассмотрения деформации сигнального расстояния между сигналом с информационной фазой, равной нулю, и сигналом с информационной фазой, равной π , что соответствует бинарным сигналам.

Принимая во внимание (4) и (5), условная вероятность ошибочного приема по параметрам ψ, φ_i :

$$P_{ош} = Q \left(\frac{m_{0-\pi}(\psi, \varphi_i)}{\sqrt{D_{0-\pi}}} \right), \quad (7)$$

где $Q(x)$ — табулированный интеграл вероятностей.

Для получения безусловной вероятности ошибки необходимо выражение (7) усреднить по случайным величинам ψ и φ_i .

Следует заметить, что сигнал с выхода демодулятора поступает на решающую схему, которая принимает решение о том, какой символ был передан по разным алгоритмам [9]. В данном случае решающее устройство представляет собой схему сравнения, где выходной сигнал j -го демодулятора сравнивается с остальными сигналами других демодуляторов. Следовательно, помехоустойчивость демодулятора будет определяться сигнальными расстояниями между сравниваемыми сигналами.

Приведенные выше выражения (2) и (3) учитывают только дополнительный сигнал с задержкой в пределах тактового интервала. При задержках более длительности посылки необходимо рассматривать всевозможные комбинации интерферирующих символов.

Если для фазовой модуляции достаточно рассматривать вероятность ошибки (7) для одной посылки, то для относительной фазовой модуляции необходимо рассматривать вероятность ошибки для двух соседних посылок, что связано с тем, что сигнальные расстояния будут отличаться из-за разных интерферирующих информационных символов. Наименьшее сигнальное расстояние будет приводить к увеличению вероятности ошибки. Кроме того, при задержках более длительности посылки, разница в сигнальных расстояниях на двух соседних посылках будет увеличиваться.

Как показано в [12], для ФМ-2 влияние задержки менее критично, чем для относительной ФМ-2. Основную роль для ФМ-2 играет в первую очередь амплитуда задержанного луча, а во вторую — фаза луча.

2. Анализ сигнальных расстояний однократной фазовой модуляции в двухлучевом канале

Рассмотрим сигнальное расстояние, вызванное приходом дополнительного луча. Для этого в выражениях (2)–(4) исключим отношение сигнал — шум $\frac{2E}{N_0}$, оставив только множитель сигнального расстояния при воздействии дополнительного луча с интенсивностью μ , задержкой τ_s , фазой ψ , длительностью посылки сигнала T_s , а также с информационной фазой φ_k . В результате, получим выражение для сигнального расстояния, обусловленного только приходом в место приема основного и дополнительного сигналов, которое в дальнейшем назовем множителем сигнального расстояния:

$$\Delta S_{0-\pi} \left(\frac{0}{0, \pi} \right) = 2 + \frac{\mu \tau_s}{T_s} [\cos(\psi) - \cos(\psi - \pi)] + \frac{\mu(T_s - \tau_s)}{T_s} [\cos(\psi + \varphi_k) - \cos(\psi + \varphi_k - \pi)]. \quad (8)$$

Выражение (8) соответствует (3) для комбинации интерферирующих символов $(0, 0, \pi)$, которое представим как $\left(\frac{0}{0, \pi} \right)$, где в числителе представлена информационная фаза основного сигнала, а в знаменателе — информационные фазы интерферирующего задержанного сигнала. Такая комбинация символов соответствует задержке менее длительности посылки. При задержке дополнительного

луча более длительности посылки множитель сигнального расстояния представляется как:

$$\Delta S_{0-\pi} \left(\frac{0}{\pi, \pi} \right) = 2 + \frac{\mu \tau_s}{T_s} [\cos(\psi + \varphi_i) - \cos(\psi + \varphi_i - \pi)] + \frac{\mu(T_s - \tau_s)}{T_s} [\cos(\psi + \varphi_k) - \cos(\psi + \varphi_k - \pi)], \quad (9)$$

$$\Delta S_{0-\pi} \left(\frac{0}{\pi, 0} \right) = 2 + \frac{\mu \tau_s}{T_s} [\cos(\psi + \varphi_i) - \cos(\psi + \varphi_i - \pi)] + \frac{\mu(T_s - \tau_s)}{T_s} [\cos(\psi) - \cos(\psi - \pi)], \quad (10)$$

где $\varphi_j, \varphi_k, \varphi_i$ — информационная фаза дополнительного луча при задержке менее длительности посылки. При задержках более длительности посылки необходимо рассматривать уже не два информационных символа φ_j, φ_i , а три — $\varphi_j, \varphi_k, \varphi_i$, где φ_j — информационный символ основного сигнала, а φ_k, φ_i — информационные символы дополнительного сигнала [13].

На рис. 1 приведены зависимости множителя сигнального расстояния при задержке не более длительности посылки $\tau_s < T$, кривые 1 и 2 и кривая 3 при более длительности посылки $\tau_s > T$.

Размах кривых $\Delta S_{0-\pi}$ определяется амплитудой μ и задержкой τ_s , а характер кривых будет определяться разными комбинациями интерферирующих символов и начальной фазой. Кривые на рис. 1 охватывают весь спектр изменений $\Delta S_{0-\pi}$.

Как показал анализ, для бинарной ФМ влияние задержки сказывается только для знакопеременных информационных символов дополнительного луча, в то время как задержка не влияет при неизменных значениях символов. Это свойство характерно для модуляции, где решение о передаче символов при-

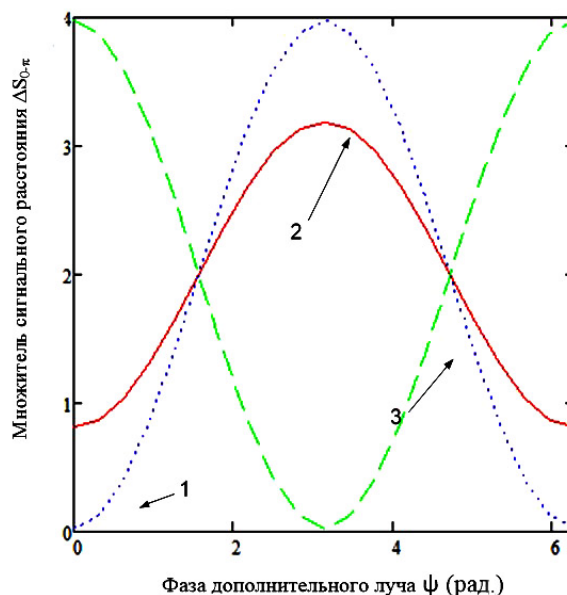


Рис. 1. Зависимость множителя сигнального расстояния для бинарной фазовой модуляции от фазы при различных значениях информационных интерферирующих символов: 1 — $(0,0,0)$; 2 — $(0,0,\pi)$; 3 — $(0,\pi,\pi)$ для $\tau_s = \frac{0,2}{T}$ и $\mu=0,99$

Fig. 1. Dependence of the signal distance multiplier for binary phase modulation on the phase at different values of information interfering symbols: 1 — $(0,0,0)$; 2 — $(0,0,\pi)$; 3 — $(0,\pi,\pi)$ for $\tau_s = \frac{0,2}{T}$ and $\mu=0,99$

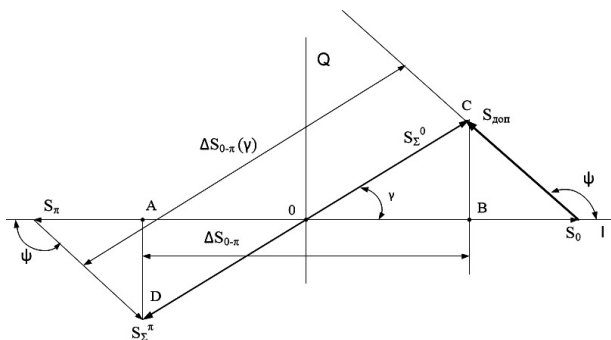


Рис. 2. Векторное представление сигнала расстояния при вращении координат сигнала созвездия для комбинации $(0,0,\pi)$
Fig. 2. Vector representation of the signal distance while rotation of the coordinates of the signal constellation for the $(0,0,\pi)$ combination

нимается в пределах одной посылки, в то время как для относительной ФМ этого не происходит.

3. Эффективность вращения сигнального созвездия с однократной фазовой модуляцией в двухлучевом канале

Рассмотрим изменение сигнального расстояния сигнала с однократной фазовой модуляции (ФМ-2) для двухлучевой модели многолучевого канала при вращении границ сигнального созвездия.

На рис. 2 представлено сигнальное созвездие для ФМ-2, где результирующий вектор является суммой основного и задержанного сигнала, при этом множитель сигнального расстояния равен ΔS_{0-} .

Расчет множителя сигнального расстояния производится на основе квадратурных составляющих множителя сигнального расстояния [13]:

$$Q(S_{\Sigma}^0) = \sin \varphi_j + \mu \left(1 - \frac{\tau}{T_s} \right) \sin(\varphi_j + \psi) + \frac{\mu \tau}{T_s} \sin(\varphi_i + \psi), (11)$$

$$I(S_{\Sigma}^0) = \cos \varphi_j + \mu \left(1 - \frac{\tau}{T_*} \right) \cos(\varphi_j + \psi) + \frac{\mu \tau}{T_*} \cos(\varphi_i + \psi). \quad (12)$$

Использование квадратурных компонент позволяет рассчитать угол поворота границ принятия решения, который равен

$$\gamma = \arctg\left(\frac{Q(S_{\Sigma}^0)}{I(S_{\Sigma}^0)}\right). \quad (13)$$

Множитель сигнального расстояния до поворота
сигнального созвездия:

$$\Delta S_{0-\pi} = 2 \cos(\gamma) \sqrt{I^2(S_\Sigma^0) + Q^2(S_\Sigma^0)}. \quad (14)$$

Множитель сигнального расстояния после поворота сигнального созвездия:

$$\Delta S_{0-\pi} = 2\sqrt{I^2(S_{\bar{s}}^0) + Q^2(S_{\bar{s}}^0)} \quad (15)$$

Использование двух квадратурных компонентов позволяет измерить угол γ , а также рассчитать новое сигнальное расстояние.

Исследования показали, что при уменьшении интенсивности дополнительного луча до малых значений разница между $\Delta S_{0,\pi}(\gamma)$ и $\Delta S_{0,\pi}$ уменьшается, а при $\mu = 0$ она пропадает. Множитель сигнального расстояния, как показали расчеты, значительно за-

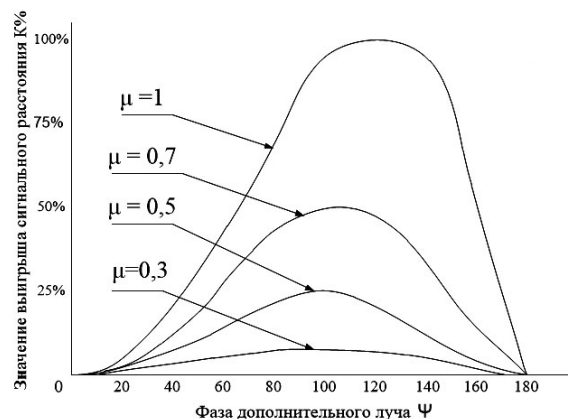


Рис. 3. Зависимость значения выигрыша сигнального расстояния от фазы ψ при различной интенсивности μ дополнительного луча при повороте границ принятия решения для комбинации информационных символов (0,0,0)
Fig. 3. Dependence of the gain value of the signal distance on the ψ phase at different intensities of the additional beam while rotation of the boundaries for the (0,0,0) information symbols

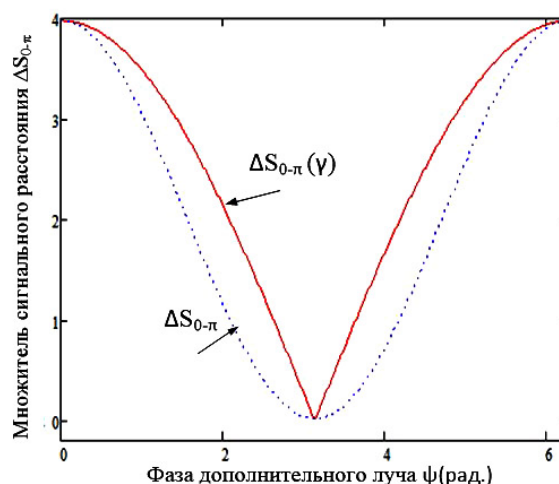


Рис. 4. Зависимость множителя сигнала расстояния для комбинации интерферирующих символов (0,0,0) от фазы для системы без поворота границ принятия решения $\Delta S_{0-\pi}$ и с поворотом $\Delta S_{0-\pi}(\gamma)$ при амплитуде помехи $\mu = 0,99$

Fig. 4. Dependence of the signal distance multiplier for a combination of the (0,0,0) interfering symbols on the phase for a system without rotation of the $\Delta S_{0-\pi}$ boundaries and with the $\Delta S_{0-\pi}(\gamma)$ rotation at the $\mu = 0.99$ interference amplitude

висит от фазы дополнительного луча при значительной его интенсивности. Для относительной ФМ эта зависимость значительно сильнее.

На рис. 3 показана зависимость увеличения множителя сигнального расстояния от фазы и интенсивности дополнительного луча:

$$K = (\Delta S_{0-\pi}(\gamma) - \Delta S_{0-\pi})\% .$$

Важной особенностью этих кривых является снижение K при уменьшении интенсивности дополнительного луча, при этом максимальное значение выигрыша определяется как

$$\max K = \mu^2, \text{ с учетом, что } \mu < 1.$$

Как видно на рис. 3, выигрыш при повороте границ принятия решения сильно зависит от интенсивности и фазы дополнительного луча для нулевых

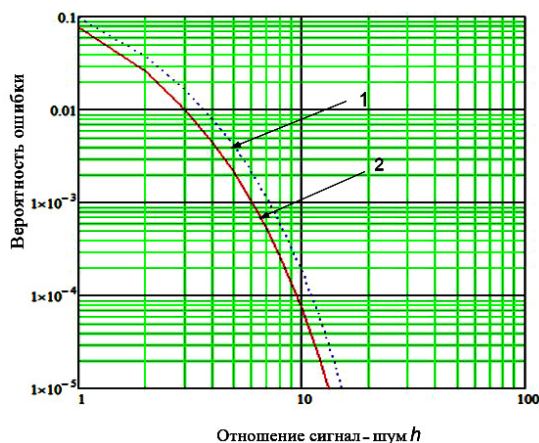


Рис. 5. Кривые помехоустойчивости для адаптивного (кривая 2) и неадаптивного (кривая 1) приема сигналов ФМ-2 для значения амплитуды помех, равной 0,5.

Fig. 5. Noise stability curves for adaptive (curve 2) and non-adaptive (curve 1) reception of FM-2 signals for the 0.5 interference amplitude

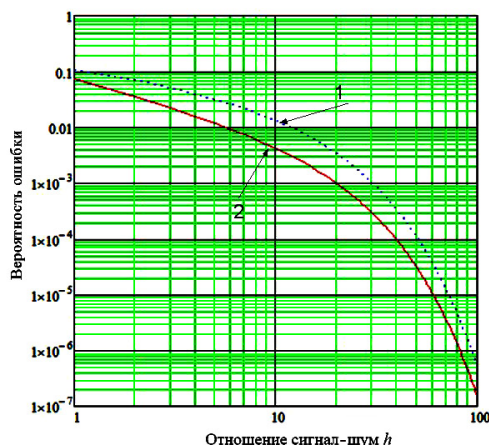


Рис. 6 Кривые помехоустойчивости для адаптивного (кривая 2) и неадаптивного (кривая 1) приема сигналов ФМ-2 для максимального значения амплитуды помех, равной 0,95.

Fig. 6. Noise stability curves for adaptive (curve 2) and non-adaptive (curve 1) reception of FM-2 signals for the 0.95 maximum interference amplitude

информационных символов сигнала. Для ненулевых и для различных сочетаний разных символов зависимость от фазы будет снижаться.

На рис. 4 приведены зависимости множителей относительного сигнала для комбинации интерферирующих символов $(0, 0, 0)$ при повороте границ принятия решений $\Delta S_{0-\pi}(\gamma)$ и без поворота $\Delta S_{0-\pi}$. Расчеты сделаны для интенсивности дополнительного луча, равного 0,99. Для комбинации $(0, 0, \pi)$ увеличение задержки луча приводит к уменьшению результирующего вектора, а для задержки $\tau_z = 0,5T$ дополнительный луч нивелируется.

Для расчета помехоустойчивости демодулятора с ФМ-2 необходимо рассмотреть плотности распределения вероятностей.

Анализ статистических характеристик увеличения множителя сигнальных расстояний показал, что среднее значение равно $K \approx \frac{\mu^2}{2}$. Таким образом, выигрыш при адаптивном изменении границ

принятия решений убывает в квадрате с уменьшением интенсивности дополнительного луча.

Увеличение сигнального расстояния происходит только для определенного диапазона изменения фазы дополнительного луча.

4. Помехоустойчивость однократной фазовой модуляции при вращении сигнального созвездия

Для получения окончательных выводов об эффективности вращения границ принятия решений в канале с многолучевостью необходимо рассмотреть помехоустойчивость при воздействии гауссовской помехи.

Вероятность ошибки при изменении границ принятия решений с учетом (7) определяется как

$$P_{\text{ош}} = \int_0^{\infty} Q \left(\sqrt{\frac{\Delta S \cdot 2E}{N_0}} \right) \cdot W(\Delta S) d\Delta S, \quad (16)$$

где $W(\Delta S)$ — плотность распределения вероятностей сигнальных расстояний; E/N — отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности гауссовского шума; $Q(x)$ — табулированный интеграл вероятностей.

На рис. 5 и 6 приведены зависимости средней вероятности ошибки для различной интенсивности отраженного луча от отношения энергии сигнала к спектральной плотности гауссовского шума. Усреднение производилось на основании плотности распределения вероятностей сигнального расстояния для заданной интенсивности и равномерной плотности распределения вероятностей фазы дополнительного луча с помощью математического моделирования на ЭВМ. Следует подчеркнуть, что эти зависимости определяют предельную эффективность фазового демодулятора.

Анализ графиков на рис. 5 и 6 показывает, что вращение сигнального созвездия для ФМ-2 позволяет получить выигрыш 4,5 дБ на уровне вероятности ошибки 10^{-2} при интенсивности дополнительного луча 0,95 дБ, а при интенсивности 0,5 дБ выигрыш составляет 1 дБ. При увеличении кратности модуляции относительная эффективность вращения сигнального созвездия будет уменьшаться. Следует отметить, что выигрыш достигается за счет уменьшения вероятности ошибки в области малых сигнальных расстояний, которые и определяют среднюю вероятность ошибки.

Заключение

Проведенный анализ эффективности применения адаптивного изменения конфигурации границ принятия решения для демодуляции сигналов с ФМ-2 в канале с многолучевостью позволяет сделать следующие выводы:

- на основе геометрической интерпретации конфигурации границ принятия решения определен угол поворота, который увеличивает сигнальное расстояние в зависимости от информационного потока модулирующего сигнала;

- получена зависимость эффективности вращения границ принятия решения от интенсивности дополнительного луча;

- при максимальной интенсивности дополнительного луча достигается наибольший выигрыш, который равен 4,5 дБ по отношению к сигнал — шум;

- задержка дополнительного луча для бинарной модуляции может варьироваться в любых пределах в отличие от относительной бинарной фазовой, где

решение о передаче того или иного символа принимается на основе обработки двух соседних посылок;

— рассмотренная методика анализа позволяет рассмотреть помехоустойчивость многократной ФМ в канале с многолучевостью, но при задержках дополнительного луча не более длительности посылок;

— применение вращения сигнального созвездия для пространственно-разнесенного приема позволит значительно увеличить эффективность системы связи.

Список источников / References

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. Москва: Вильямс, 2016. 1104 с. ISBN 978-5-8459-0497-3.
2. Sklyar B. Tsifrovaya svyaz'. Teoreticheskiye osnovy i prakticheskoye primeneniye [Digital communications. Theoretical foundations and practical application]. 2 nd ed. Moscow, 2016. 1104 p. ISBN 978-5-8459-0497-3. (In Russ.).
3. Сорохтин М. М., Морозов О. А., Логинов А. А. Адаптивный алгоритм анализа фазы для приема и декодирования сигналов с фазовой и частотной манипуляцией // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. Серия: Радиофизика. 2004. № 1. С. 105–110. EDN: HROXDZ.
4. Sorokhtin M. M., Morozov O. A., Loginov A. A. Adaptivnyy algoritm analiza fazy dlya priyema i dekodirovaniya signalov s fazovoy i chastotnoy manipulyatsiyey [Adaptive phase analysis algorithm for receiving and decoding phase and frequency manipulated signals]. *Vestnik Nizhegorodskogo universiteta im. N. I. Lobachevskogo. Seriya: Radiofizika*. 2004. No. 1. P. 105–110. EDN: HROXDZ. (In Russ.).
5. Тарасов Г. А., Тарасов А. Г. Адаптивная пространственно-временная обработка ФМ-сигналов в многолучевых каналах связи на основе алгоритма Калмана // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 4. С. 27–32. EDN: KZNCOP.
6. Tarasov G. A., Tarasov A. G. Adaptivnaya prostranstvenno-vremennaya obrabotka FM-signalov v mnogoluchevykh kanalakh svyazi na osnove algoritma Kalmana [Adaptive spatiotemporal processing of FM signals in multipath communication channels based on the Kalman algorithm]. *Tsifrovaya obrabotka signalov. Digital Signal Processing*. 2009. No. 4. P. 27–32. EDN: KZNCOP. (In Russ.).
7. Куликов Г. В., До Ч. Т. Эффективность фазового алгоритма адаптивной фильтрации при приеме сигналов с многопозиционной фазовой модуляцией // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 4. С. 1–16. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.4. EDN: AGARIX.
8. Kulikov G. V., Do T. T. Effektivnost' fazovogo algoritma adaptivnoy fil'tratsii pri priyeme signalov s mnogopozitsionnoy fazovoy modulyatsiyey [Efficiency of the phase algorithm of adaptive filtering for receiving signals with multi-position phase shift keying]. *Zhurnal radioelektroniki. Journal of Radio Electronics*. 2020. No. 4. P. 1–16. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.4. EDN: AGARIX. (In Russ.).
9. Нгуен Ван Зунг. Помехоустойчивость корреляционного приемника сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией при наличии ретранслированной помехи // Журнал радиоэлектроники. 2019. № 3. С. 1–17. DOI: 10.30898/1684-1719.2019.3.4. EDN: JTTZCA.
10. Nguyen V. D. Pomekhoustoychivost' korrelyatsionnogo priyemnika signalov s mnogopozitsionnoy fazovoy manipulyatsiyey pri nalichii retranslirovannoy pomekhi [Noise immunity of a coherent reception of signals with multiple phase shift keying in the presence of retranslated interference]. *Zhurnal radioelektroniki. Journal of Radio Electronics*. 2019. No. 3. P. 1–17. DOI: 10.30898/1684-1719.2019.3.4. EDN: JTTZCA. (In Russ.).
11. Проценко Э. В., Родионов А. Ю. Анализ современных видов манипуляции сигнала беспроводных систем связи // Вестник СибГУТИ. 2022. Т. 16, № 4. С. 43–58. DOI: 10.55648/1998-6920-2022-16-4-43-58. EDN: HCUTGH.
12. Proshchenok E. V., Rodionov A. Yu. Analiz sovremennykh vidov manipulyatsii signala besprovodnykh sistem svyazi [Modern types of signal manipulation analysis of wireless communication systems]. *Vestnik SibGUTI. The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science*. 2022. Vol. 16, no. 4. P. 43–58. DOI: 10.55648/1998-6920-2022-16-4-43-58. EDN: HCUTGH. (In Russ.).
13. Казак П. Г., Шевцов В. А. Принципы построения энергоэффективной системы сотовой связи и беспроводного широкополосного доступа в Интернет для Арктики // Труды МАИ. 2021. № 118. DOI: 10.34759/trd-2021-118-06. EDN: GDLNKI.
14. Kazak P. G., Shevtsov V. A. Printsipy postroyeniya energoefektivnoy sistemy sotovoy svyazi i besprovodnogo shirokopolosnogo dostupa v Internet dlya Arktiki [Principles of design an energy-efficient cellular communication system and wireless broadband Internet access for the Arctic]. *Trudy MAI*. 2021. No. 118. DOI: 10.34759/trd-2021-118-06. EDN: GDLNKI. (In Russ.).
15. Паршуткин А. В., Бучинский Д. И., Комлык Д. А. Исследование помехоустойчивости приемников сигналов с дискретной фазовой модуляцией в условиях помех с угловой модуляцией и шумов // Труды МАИ. 2023. № 129. DOI: 10.34759/trd-2023-129-16. EDN: ADQAOF.
16. Parshutkin A. V., Buchinsky D. I., Komlyk D. A. Issledovaniye pomekhoustoychivosti priyemnikov signalov s diskretnoy fazovoy modulyatsiyey v usloviyakh pomekh s uglovoym modulyatsiyey i shumov [Investigation of noise immunity of signal receivers with discrete phase modulation in the conditions of interference with angular modulation and noise]. *Trudy MAI*. 2023. No. 129. DOI: 10.34759/trd-2023-129-16. EDN: ADQAOF. (In Russ.).
17. Федосеев В. Е., Иванов М. С. Методика и результаты анализа потенциальной помехоустойчивости приема цифрового сигнала на фоне манипулированной структурной помехи // Вестник Воронежского технического университета. 2010. Т. 6, № 11. С. 108–112. EDN: MWJJWF.
18. Fedoseyev V. E., Ivanov M. S. Metodika i rezul'taty analiza potentsial'noy pomekhoustoychivosti priyema tsifrovogo signala na fone manipulyrovannoy strukturnoy pomekhi [Technique and results of the analysis of the potential noise stability of reception of the digital signal against the manipulated structural hindrance]. *Vestnik Voronezhskogo tekhnicheskogo universiteta. Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2010. Vol. 6, no. 11. P. 108–112. EDN: MWJJWF. (In Russ.).
19. Nandi M. Symbol error probability of coherent PSK system in the presence of two path interference. *International Journal of Physics and Applications*. 2013. Vol. 5, no. 2. P. 133–137.
20. Nasri S. Bit error rate analysis for BPSK modulation in presence of noise and two co-channel interferers. *International Journal of Computer Science and Network Security*. 2010. Vol. 10, no. 5. P. 152–156.
21. Сидельников Г. М. Помехоустойчивость демодулятора КАМ-16 при трансформации границ сигнального созвездия в канале с многолучевостью // Вестник Новгородского государственного университета. 2021. № 2 (123). С. 76–81. DOI: 10.34680/2076-8052.2021.2(123).76-81. EDN: RZEDIJ.
22. Sidelnikov G. M. Pomekhoustoychivost' demodulyatora KAM-16 pri transformatsii granits signal'nogo sozvezdiya v kanale s mnogoluchevost'yu [Noise stability of the KAM-16 signal demodulator when transforming the boundaries of the signal constellation in a channel with multipath]. *Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta. Vestnik of Novgorod State University*. No. 2 (123). P. 76–81. DOI: 10.34680/2076-8052.2021.2(123).76-81. EDN: RZEDIJ. (In Russ.).
23. Сидельников Г. М. Помехоустойчивость демодуляторов сигналов с фазовой и относительной фазовой модуляцией

в каналах с многолучевостью // Омский научный вестник. 2017. № 5 (155). С. 146–151. EDN: ZUQNKZ.

Sidelnikov G. M. Pomekhoustoychivost' demodulyatorov signalov s fazovoy i otnositel'noy fazovoy modulyatsiyey v kanalakh s mnogoluchevost'yu [Noise stability of demodulator of signals with PSK and DPSK in multipath channels]. Omskiy nauchnyy vestnik. *Omsk Scientific Bulletin*. 2017. No. 5 (155). P. 146–151. EDN: ZUQNKZ. (In Russ.).

СИДЕЛЬНИКОВ Геннадий Михайлович, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры «Радиотехнические системы» Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск.

SPIN-код: 7024-7984

AuthorID (РИНЦ): 1070450

Адрес для переписки: olgasid5353@mail.ru

Прозрачность финансовой деятельности: автор не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах и методах. Конфликт интересов отсутствует.

Статья поступила в редакцию 14.04.2025; одобрена после рецензирования 29.07.2025; принята к публикации 08.08.2025.

SIDELNIKOV Gennady Mikhailovich, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Associate Professor of the Radio Engineering Systems Department, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk.

SPIN-code: 7024-7984

AuthorID (RSCI): 1070450

Correspondence address: olgasid5353@mail.ru

Financial transparency: the author has no financial interest in the presented materials or methods. There is no conflict of interest.

The article was submitted 14.04.2025; approved after reviewing 29.07.2025; accepted for publication 08.08.2025.