

УДК 621.391.072

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В ПРИСУТСТВИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ

Г. В. Куликов¹, А. А. Лелюх^{1,2}, Е. В. Баталов¹, П. И. Кузеленков¹¹ МИРЭА – Российский технологический университет,
119454, г. Москва, просп. Вернадского, д.78² АО «Московский научно-исследовательский институт радиосвязи»,
109029, г. Москва, ул. Нижегородская, д. 32

Статья поступила в редакцию 7 мая 2019 г., после доработки – 18 июня 2019 г.

Аннотация. Широкое использование сигналов с многопозиционной квадратурной амплитудной манипуляцией в системах передачи дискретной информации с высокой пропускной способностью обусловлено их высокими спектральными и энергетическими характеристиками, причем спектральная эффективность таких сигналов возрастает с увеличением позиционности, но при этом одновременно снижается помехоустойчивость их приема. В статье методами статистической радиотехники проанализирована помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии шумовой и фазоманипулированной помехи. Получены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум, от интенсивности помехи и от ее частотных свойств. Показано, что с увеличением позиционности сигналов помехоустойчивость приема на фоне фазоманипулированной помехи сильно снижается и помехи даже малого уровня вызывают существенный энергетический проигрыш. При увеличении относительной скорости передачи помехи ее поражающее действие снижается, но остается весьма ощутимым в широком частотном диапазоне.

Ключевые слова: квадратурная амплитудная манипуляция, фазоманипулированная помеха, помехоустойчивость, вероятность битовой ошибки.

Abstract. Signals with multi-position quadrature amplitude modulation, due to their

spectral and energy characteristics, have been used long and successfully in the high-capacity digital data transmission systems, e.g., in the present-day satellite communication lines. The spectral efficiency of such signals increases with increasing number of the positions, but at the same time the noise immunity of their reception decreases. In real data transmission radio systems the receiver input along with the noise may have other kinds of interference, both casual and intended. The interference with phase-shift keying is one of the most commonly known, e.g. an interfering narrow-band signal from an adjacent radio station. The article analyzes the noise immunity of receiving signals with multi-position quadrature amplitude modulation in the presence of noise and interference with phase-shift keying by methods of statistical radio engineering. For this purpose, statistical characteristics of the processes distributions at the outputs of correlation receiver's integrators were calculated. The distributions of all mentioned random processes accounting for a white Gaussian noise present at the demodulator's input were taken as normal. Then, by averaging over the interference's random initial phase the dependencies of a bit error probability from the signal-to-noise ratio, interference intensity and its shift relative to the signal's central frequency were obtained. It is shown that with increase of positions number of the signals, the noise immunity of the reception against the background of interference with phase-shift keying is greatly reduced and even low-level interference cause a significant energy loss. With an increase in the relative transmission rate of interference, its damaging effect decreases, but remains very noticeable in a wide frequency range.

Keywords: quadrature amplitude shift keying, interference with phase-shift keying, noise immunity, bit error probability.

Введение

Широкое использование сигналов с многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией (М-КАМ) в системах передачи дискретной информации с высокой пропускной способностью обусловлено их высокими спектральными и энергетическими характеристиками, причем спектральная эффективность таких сигналов возрастает с увеличением позиционности M , но

при этом одновременно снижается помехоустойчивость их приема [1]. Особенно это заметно при наличии в канале связи не только шумовых, но и нефлуктуационных помех. В [2,3] показано, что большую опасность для правильного приема сообщений представляет простая гармоническая помеха, а также сканирующая помеха, если она попадает в область главного лепестка спектра сигнала.

Одной из часто встречающихся в практике радиоприема является фазоманипулированная помеха, например, мешающий сигнал соседней радиостанции. Опасное влияние такой помехи на качество приема информации подтверждено рядом исследований [3-8]. Цель данной статьи – анализ помехоустойчивости приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии фазоманипулированной помехи.

1. Модели сигнала и помех

Сигнал М-КАМ на тактовом интервале, равном длительности канального символа T_s , несущего информацию об $\log_2 M$ информационных битах, может принимать одно из M возможных значений:

$$s_i(t) = A_{cp} (I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t), \quad t \in (0, T_s], i = 0, 1, \dots, M - 1, \quad (1)$$

где $A_{cp} = \sqrt{2E_{scp} / T_s}$ – средняя амплитуда сигнала; $E_{scp} = E_{bcp} \log_2 M$ – энергия канального символа, средняя по всем информационным комбинациям, E_{bcp} – средняя энергия, приходящаяся на один бит информации, I_i и Q_i – коэффициенты, определяющие амплитуды квадратурных компонент сигнала; ω_0 – несущая частота.

Примеры сигнальных созвездий М-КАМ представлены на рис. 1. На них отмечены сигнальные точки, соответствующие канальным символам, и пунктиром изображены границы областей принятия решения. При воздействии различных помех происходит смещение сигнальной точки в «неправильную» область, что вызывает ошибку приема канального символа.

Рассмотрим когерентный прием сигнала (1). Считаем, что на входе приемника кроме полезного сигнала $s_i(t)$ присутствует белый гауссовский шум $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 , и фазоманипулированная помеха

$$s_{\Pi}(t) = \mu A_{cp} a_j \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}], t \in ((j-1)T_{\Pi}, jT_{\Pi}], j = 1, \dots, N, \quad (2)$$

где $a_j = \pm 1$ – случайный символ помехи; $\Delta\omega_{\Pi}$ – расстройка помехи относительно центральной частоты спектра сигнала М-КАМ; φ_{Π} – случайная начальная фаза помехи, равномерно распределенная на полуинтервале $(-\pi, +\pi]$.

то есть

$$x(t) = s_i(t) + s_{\Pi}(t) + n(t).$$

В общем случае на длительности одного тактового интервала сигнала T_s (рис. 2) укладывается $N = T_s / T_{\Pi}$ тактовых интервалов помехи (2).

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

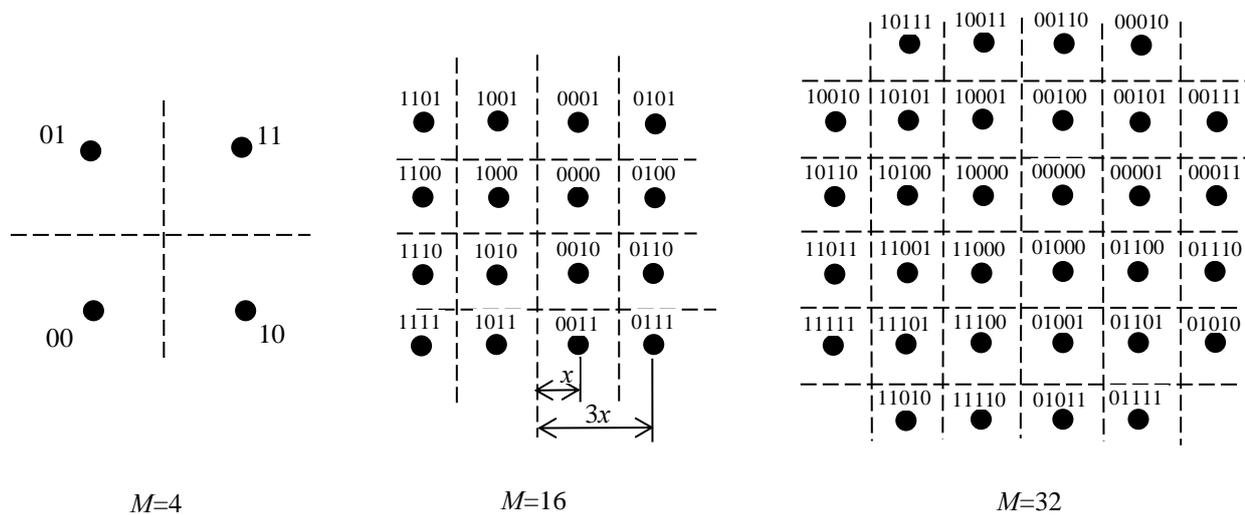


Рис. 1. Сигнальные созвездия многопозиционной квадратурной амплитудной манипуляции.

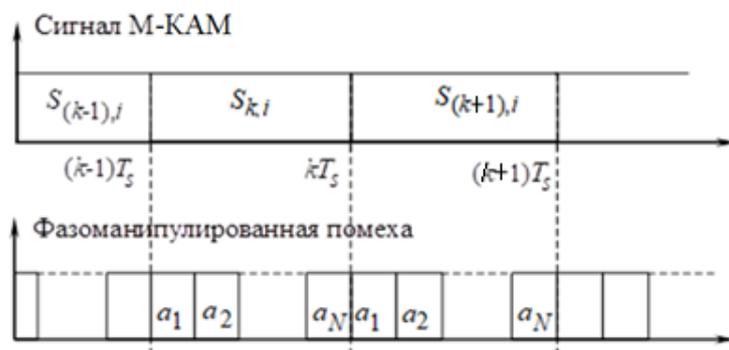


Рис. 2. Временные соотношения между полезным сигналом и фазоманипулированной помехой.

2. Методика оценки помехоустойчивости

Для оценки помехоустойчивости приема воспользуемся методикой [2,3].

Вероятность ошибочного приема канального символа

$$P_{es} = 1 - \prod_{\substack{i=0 \\ m \neq i}}^{M-1} p_i(J_m - J_i > \delta_{mi})|_m, \quad (3)$$

где $J_i = \frac{2A_{cp}}{N_0} \int_0^{T_s} x(t)(I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t) dt, i = 0, 1, \dots, M-1;$

$$\delta_{mi} = \frac{E_{sm} - E_{si}}{N_0} = \frac{E_{scp}}{N_0} [(I_m^2 + Q_m^2) - (I_i^2 + Q_i^2)] \quad \text{— порог принятия решения,}$$

определяемый полуразностью энергий сравниваемых канальных символов.

$p_i(J_m - J_i > \delta_{mi})|_m$ — вероятность того, что выходное значение m -го коррелятора приемника больше выходного значения любого другого i -го коррелятора при условии, что передавался m -й символ.

Если принять случайную начальную фазу фазоманипулированной помехи φ_{Π} фиксированной величиной, то распределения всех указанных случайных процессов с учетом наличия на входе демодулятора белого гауссовского шума можно считать нормальными и условными по этому параметру. Тогда

$$p_i(J_m - J_i > \delta_{mi})|_m = 1 - Q\left(\frac{m_{mi}}{\sqrt{D_{mi}}}\right); \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt.$$

Вероятность битовой ошибки P_{eb} при достаточно большом отношении сигнал/шум с учетом кодирования Грея можно найти по формуле [1]:

$$P_{eb} = P_{es} / \log_2 M. \quad (4)$$

Средние значения m_{mi} и дисперсии D_{mi} определяются следующим образом:

$$m_{mi} = \frac{2E_{scp}}{N_0} \{0,5((I_m - I_i)^2 + (Q_m - Q_i)^2) + \frac{\mu}{N} \frac{\sin x}{x} [(I_m - I_i) \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cos((2j+1)x + \varphi_{\Pi}) + (Q_m - Q_i) \sum_{j=0}^{N-1} a_j \sin((2j+1)x + \varphi_{\Pi})]\}, \quad (5)$$

$$D_{mi} = \frac{2E_{scp}}{N_0} [(I_m - I_i)^2 + (Q_m - Q_i)^2],$$

$$\text{где } x = \frac{\Delta\omega_{\text{п}}T_s}{2N}.$$

Для получения безусловной вероятности битовой ошибки (4) с учетом (3) необходимо провести усреднение полученных результатов по случайным величинам $\varphi_{\text{п}}$ и a_j , например, численным методом. Заметим, что при усреднении нужно провести вычисления, перебирая все возможные комбинации канальных символов.

Так как энергии посылок сигнала M-КАМ могут принимать различные значения, определяемые формой сигнального созвездия (рис. 1), то с целью адекватного сравнения полученных результатов и результатов, полученных для других видов сигналов, необходимо провести нормировку энергий сигналов. Это можно сделать, пронормировав величины коэффициентов I_i и Q_i так, чтобы средние энергии сравниваемых сигналов были одинаковы. Для 16КАМ при вычислениях в зависимости от выбора сигнальной точки необходимо использовать корректирующие коэффициенты [2] $1/\sqrt{10}$ и $3/\sqrt{10}$, для 32КАМ – $1/\sqrt{20}$, $3/\sqrt{20}$ и $5/\sqrt{20}$, для 64КАМ – $1/\sqrt{42}$, $3/\sqrt{42}$, $5/\sqrt{42}$ и $7/\sqrt{42}$.

3. Результаты расчетов

На рис. 3 показаны зависимости вероятности ошибки $P_{\text{об}}$ от отношения сигнал/шум $E_{\text{бср}}/N_0$ при расстройке фазоманипулированной помехи $\Delta\omega_{\text{п}}T_s=0$. Видно, что с увеличением позиционности сигнала помехоустойчивость приема довольно резко падает и в результате даже помехи малого уровня $\mu=0,1$ вызывают существенный энергетический проигрыш – единицы дБ при $M>16$. При $\mu>0,5$ прием сигнала становится практически невозможным без специальных средств защиты от помех.

Из-за ограничений применимости формулы (4) результаты при малых отношениях сигнал/шум $E_{\text{бср}}/N_0<3\text{дБ}$ и большой интенсивности помех $\mu>0,5$ представляют собой нижнюю границу вероятности ошибки и имеют определенную несущественную погрешность.

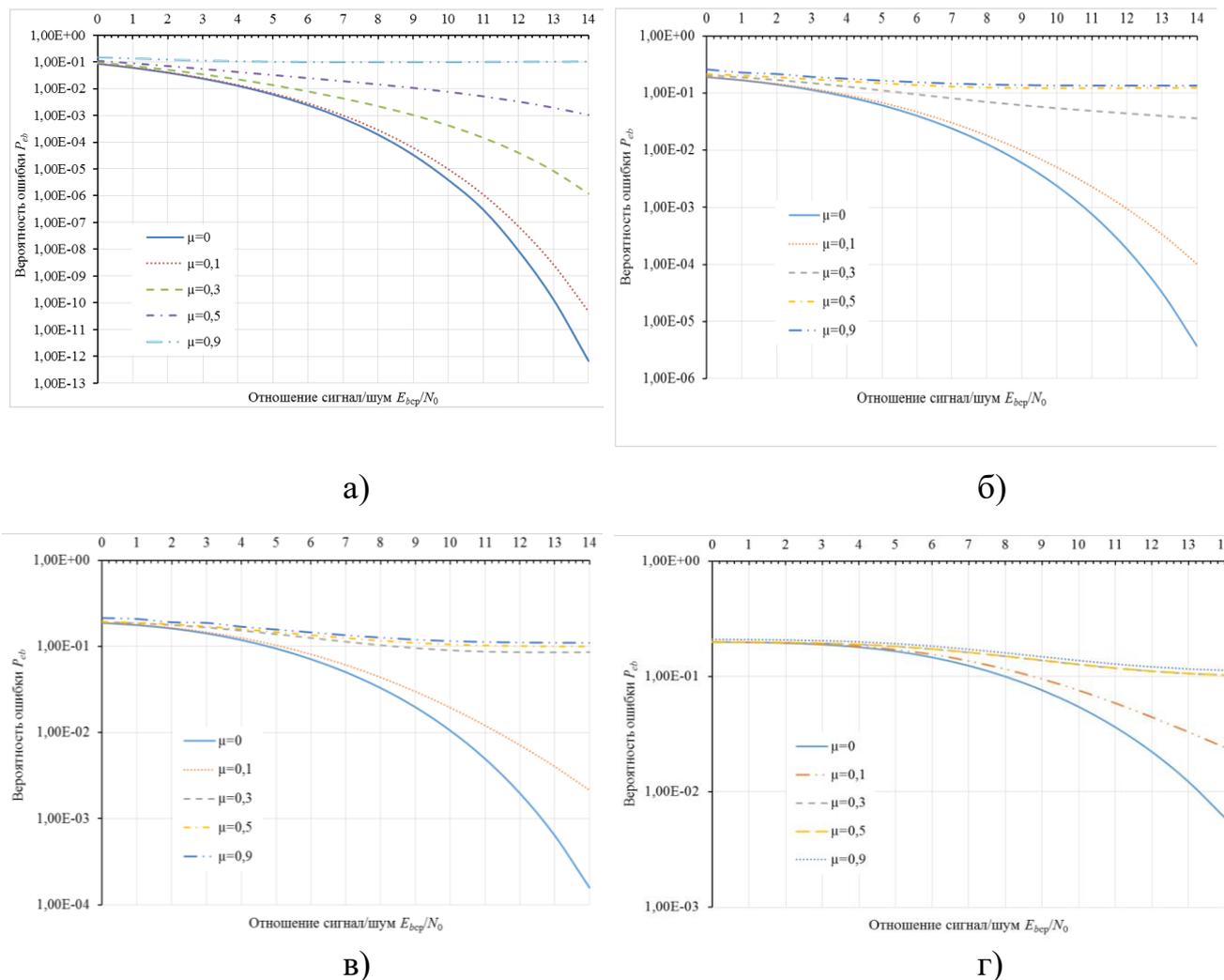


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (дБ) для M-КАМ в присутствии фазоманипулированной помехи:
 а – 4КАМ, б – 16КАМ, в – 32КАМ, г – 64КАМ.

Заметим, что выражение (5) и графики получены для случая, когда границы тактовых интервалов сигнала и фазоманипулированной помехи совпадают (рис. 1). Если относительное временное смещение фронтов помехи $\tau_{\text{п}}/T_{\text{п}}$ не равно нулю, то в начальные и конечные составляющие сумм (5) добавятся корректирующие коэффициенты, пропорциональные величине этого смещения. Так, для упрощенного случая, когда $\Delta\omega_{\text{п}}T_{\text{с}}=0$

$$m_{mi} = \frac{2E_{\text{ср}}}{N_0} \{0,5((I_m - I_i)^2 + (Q_m - Q_i)^2) + \frac{\mu}{N} [(I_m - I_i) \cos \varphi_{\Pi} + (Q_m - Q_i) \sin \varphi_{\Pi}] [\frac{\tau_{\Pi}}{T_{\Pi}} a_{-1} + \sum_{j=0}^{N-2} a_j + (1 - \frac{\tau_{\Pi}}{T_{\Pi}}) a_{N-1}]\}.$$

На рис. 4 в качестве примера для случаев $M=16, 64$ и $N=2, 4$ при $E_{\text{ср}} / N_0 = 13\text{дБ}$ и $\mu=0,3$ показано, что величина вероятности битовой ошибки в зависимости от смещения τ_{Π} / T_{Π} изменяется незначительно, особенно при больших M

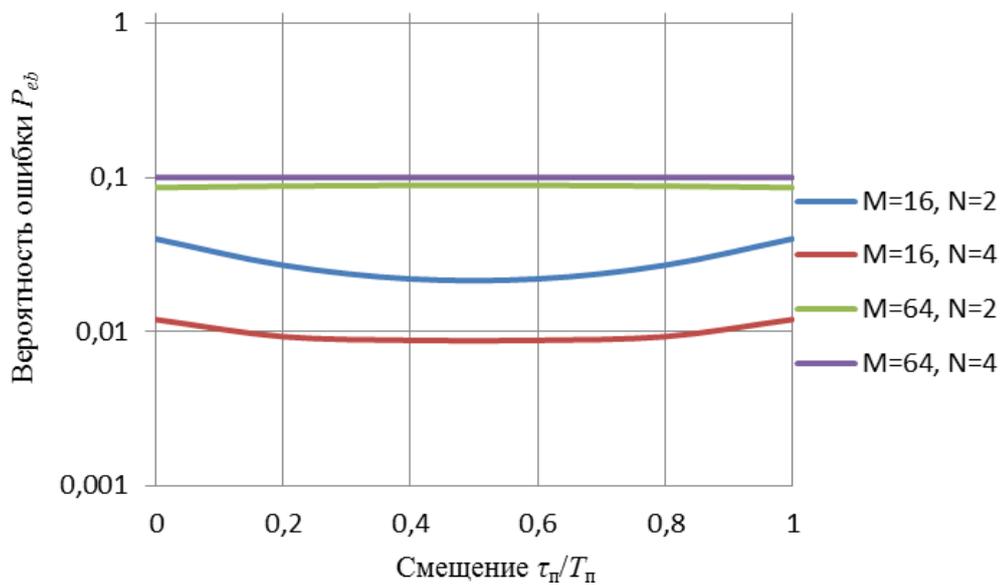


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от временного смещения фронтов помехи τ_{Π} / T_{Π} .

Резкое снижение помехоустойчивости приема с увеличением позиционности характерно для ряда многопозиционных сигналов. Так на рис. 5 показаны сравнительные графики зависимости вероятности битовой ошибки при приеме М-КАМ и М-ФМ [9] сигналов на фоне фазоманипулированной помехи с $\mu=0,1$. Результаты сравнения позволяют утверждать, что сигналы с М-КАМ являются более предпочтительными в сложной помеховой обстановке.

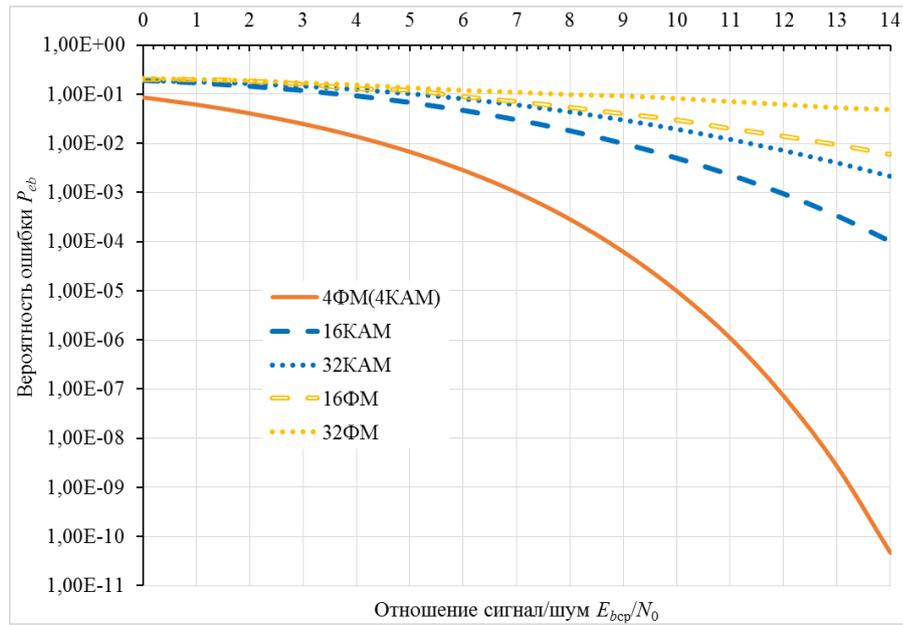


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (дБ) для М-КАМ и М-ФМ в присутствии фазоманипулированной помехи с $N=2$.

Зависимость помехоустойчивости приема сигналов М-КАМ от интенсивности помехи иллюстрируют графики, приведенные на рис. 6. Кривые построены для двух случаев: $N=2$ и $N=5$. При изменении μ от 0 до 1 вероятность ошибки меняется на несколько порядков. Это подтверждает вывод о том, что при больших уровнях помех необходимы специальные средства борьбы с ними. Ситуация осложняется тем, что рассматриваемая фазоманипулированная помеха является достаточно широкополосной и степень этой широкополосности зависит от ее относительной скорости передачи N .

Из рис. 7 видно, как изменяется влияние такой помехи при разных величинах N . Так, при $N=5$ действие помехи заметно даже при большой расстройке фазоманипулированной помехи $\Delta\omega_{п}T_s$. Волнообразный характер зависимостей объясняется результатом интерференционного взаимодействия сигнала и помехи. Так, снижение вероятности ошибки при $N=2$ на интервалах вблизи точек $\Delta\omega_{п}T_s = 4\pi$ и 8π связано с тем, что именно на эти точки приходятся нули огибающей спектра помехи.

Дополнительную информацию дает анализ графиков, приведенных на рис. 8, где показаны зависимости вероятности битовой ошибки для М-КАМ от относительной скорости передачи фазоманипулированной помехи при

расстройке $\Delta\omega_{\text{п}}T_s=0$. Во всех случаях поражающее действие такой помехи снижается при увеличении N , что объясняется тем, что помеха становится по своему характеру шумоподобной. При $N=1$ ситуация эквивалентна случаю гармонической помехи [2].

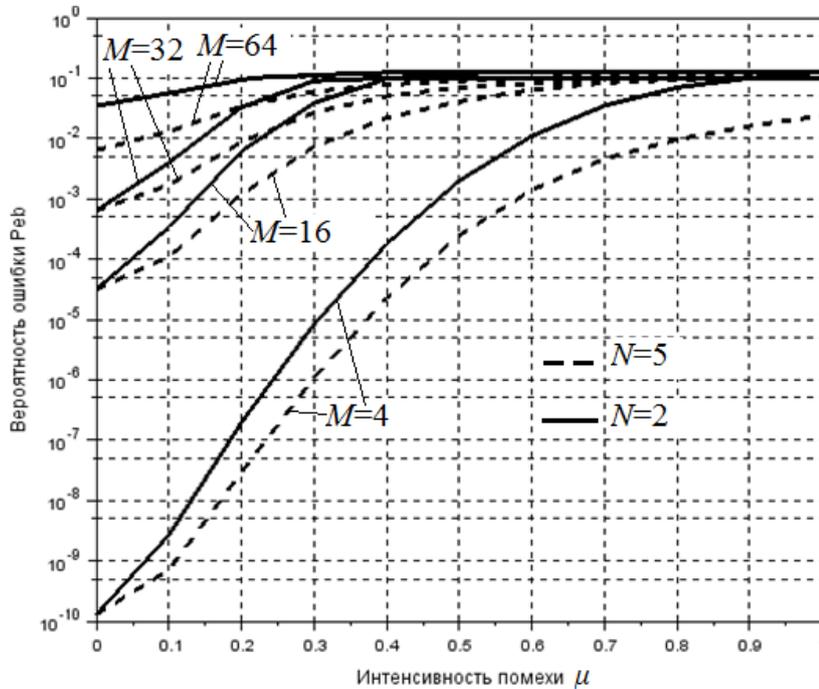


Рис. 6. Зависимость вероятности битовой ошибки для М-КАМ от интенсивности фазоманипулированной помехи при $E_{\text{бср}}/N_0=13$ дБ.

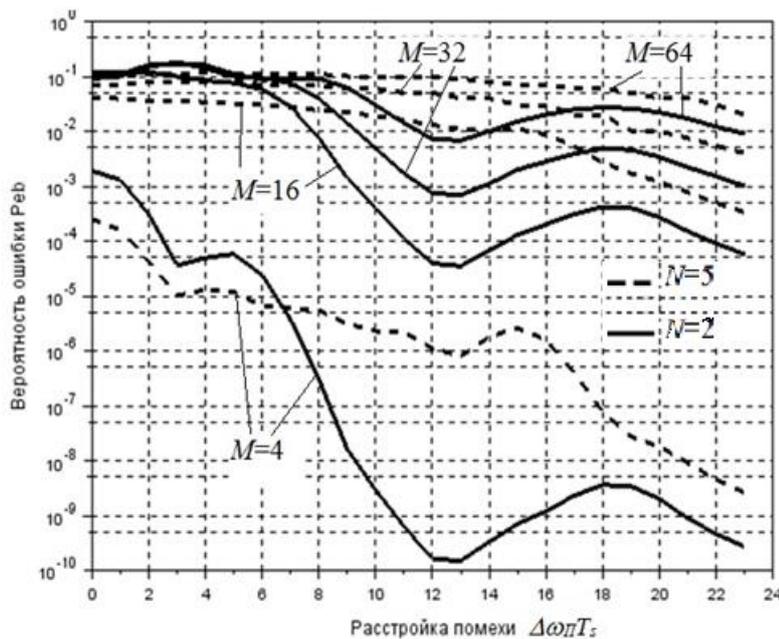


Рис. 7. Зависимость вероятности битовой ошибки для М-КАМ от расстройки фазоманипулированной помехи при $E_{\text{бср}}/N_0=13$ дБ, $\mu=0,5$.

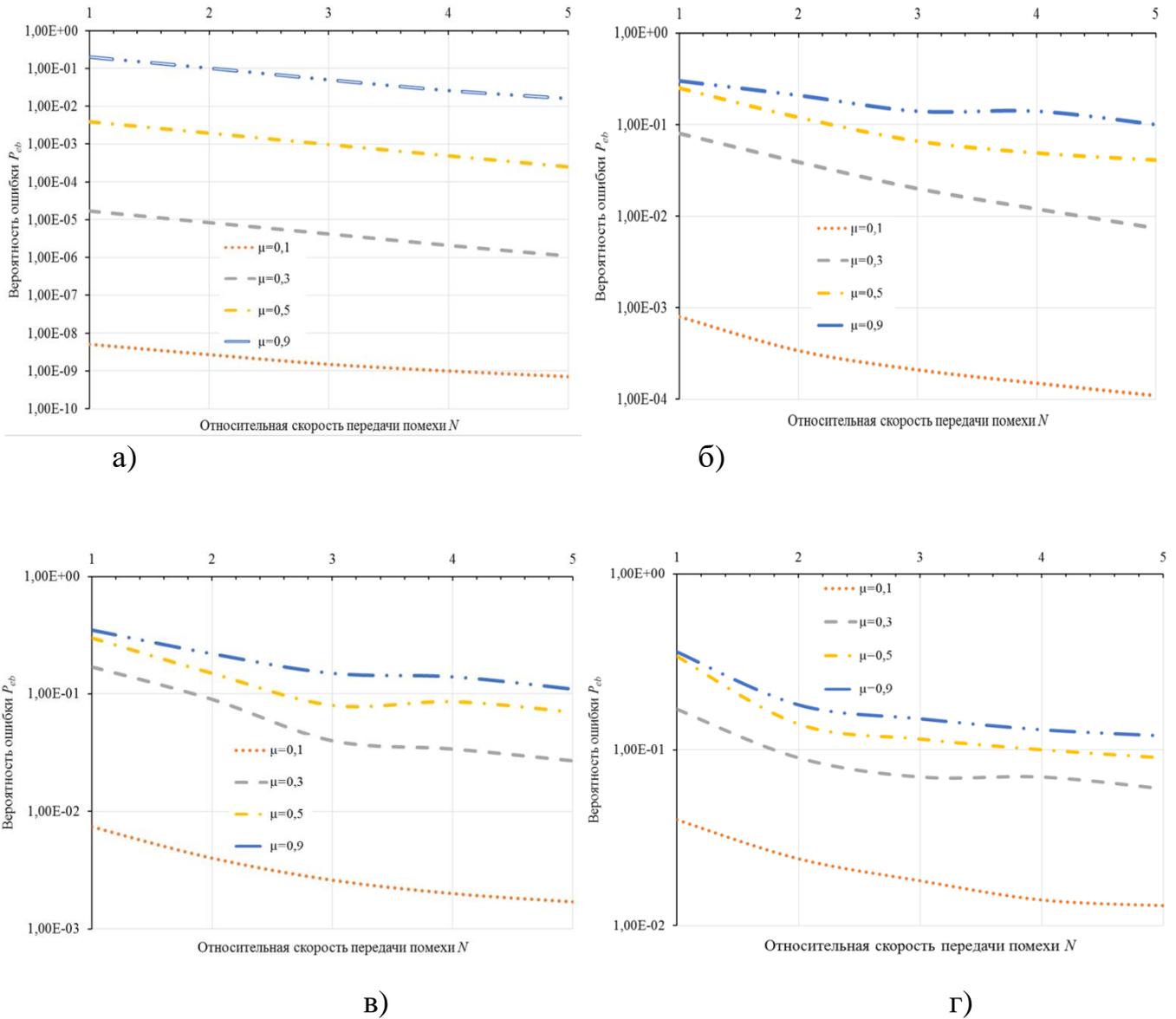


Рис. 8. Зависимость вероятности битовой ошибки для М-КАМ от относительной скорости передачи фазоманипулированной помехи при

$$E_{бср}/N_0=13 \text{ дБ:}$$

а – 4КАМ, б – 16КАМ, в – 32КАМ, г – 64КАМ.

Заключение

По результатам анализа полученных данных можно сделать следующие выводы:

1. С увеличением позиционности сигналов М-КАМ помехоустойчивость приема на фоне фазоманипулированной помехи сильно снижается и помехи даже малого уровня вызывают существенный энергетический проигрыш. При больших уровнях помех необходимы специальные средства борьбы с ними.

2. Сигналы М-КАМ являются более предпочтительными в сложной помеховой обстановке, чем сигналы М-ФМ.

3. При увеличении относительной скорости передачи фазоманипулированной помехи ее поражающее действие снижается, но остается весьма ощутимым в широком частотном диапазоне.

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
2. Куликов Г.В., Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>.
3. Куликов Г.В., Лелюх А.А. Анализ помехоустойчивости приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией при воздействии сканирующей помехи. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb19/5/text.pdf>.
4. Ложкин К.Ю., Стиценко А.И. Помехоустойчивость некогерентного и когерентного приема ДФРМ-сигнала в условиях воздействия фазоманипулированной, гармонической или гауссовской помех// Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии, 2017. Т. 10. № 2. с. 260-270.
5. Куликов Г.В. Анализ влияния псевдослучайной фазоманипулированной помехи на помехоустойчивость корреляционного демодулятора сигналов с минимальной частотной манипуляцией // Радиотехника и электроника. 2002. Т. 47. № 8. С. 973–976.
6. Галев А.В., Косолапов А.С. Исследование влияния структурных помех на помехоустойчивость систем с широкополосными шумоподобными сигналами при когерентном приеме // Наука и образование. 2012. № 4. С. 1–15.

7. Алексеев А.А., Чучин Е.В. Модели качества приёма сигналов в условиях белого шума и воздействия структурных помех // Ученые записки: Электронный научный журнал Курского государственного университета. 2012. № 1. С. 70–79.
8. Иванов М.С., Федосеев В.Е. 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.
9. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, До Чунг Тиен. Влияние фазоманипулированной помехи на помехоустойчивость корреляционного демодулятора сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией // Российский технологический журнал [электронный журнал]. 2019. Т. 7. № 2. С. 18–28. Режим доступа:
https://rtj.mirea.ru/upload/medialibrary/4c2/RTZH_2_2019_18_28.pdf.

Для цитирования:

Г. В. Куликов, А. А. Лелюх, Е. В. Баталов, П. И. Кузеленков. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии фазоманипулированной помехи. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 7. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul19/10/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.7.10