

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.11.7>

УДК: 621.391.072

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНО- ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В ПРИСУТСТВИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ

Г. В. Куликов, Данг Суан Ханг

МИРЭА – Российский технологический университет, 119454, Москва, пр-т
Вернадского, д. 78.

Статья поступила в редакцию 1 июня 2021 г.

Аннотация. Развитие телевизионных технологий и необходимость передачи видеoinформации высокого качества требует, чтобы современные системы цифрового телевидения и вещания могли передавать большие объемы информации. Применение в системах спутникового телевидения поколения стандарта DVB-S2 сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой манипуляцией 16-АФМ и 32-АФМ позволило передавать на 30% больше данных в тех же полосах частот по сравнению с предыдущим стандартом DVB-S. Последний стандарт цифрового спутникового телевидения DVB-S2X является расширением стандарта DVB-S2 и поддерживает модуляции 64,128,256-АФМ. Известно, что увеличение позиционности сигналов снижает помехоустойчивость их приема и системы в целом. Кроме того, сильное влияние на помехоустойчивость оказывает наличие в радиоканале нефлуктуационных помех, попадающих в полосу частот полезного сигнала. В статье методами статистической радиотехники проведены расчеты вероятности битовой ошибки при приеме сигналов M-АФМ на фоне фазоманипулированной помехи при разных параметрах последней. Показано, что фазоманипулированная помеха даже малой интенсивности ($\mu < 0.3$), попадающая в главный лепесток спектра

сигнала, заметно снижает помехоустойчивость приема сигналов 16-АФМ и 32-АФМ. Помеха большой интенсивности ($\mu \geq 0.5$) практически разрушает прием. Влияние фазоманипулированной помехи снижается при увеличении ее расстройки относительно несущей частоты полезного сигнала и увеличении относительной скорости передачи помехи. Проведено сравнение качества приема при использовании сигналов М-ФМ, М-КАМ и М-АФМ и показано, что помехоустойчивость приема М-КАМ и М-АФМ на фоне фазоманипулированной помехи приблизительно одинакова. Сигналы М-ФМ значительно проигрывают им по помехоустойчивости приема.

Ключевые слова: амплитудно-фазовая манипуляция, фазоманипулированная помеха, помехоустойчивость, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал/шум.

Abstract. The development of television technologies and the need to transmit high-quality video information requires that modern digital television and broadcasting systems can transmit large amounts of information. The use of signals with multi-position amplitude and phase-shift keying 16-APSK and 32-APSK in DVB-S2 generation satellite television systems made it possible to transmit 30% more data in the same frequency bands compared to the previous DVB-S standard. The latest DVB-S2X digital satellite TV standard is an extension of the DVB-S2 standard and supports modulations of 64,128,256-APSK. It is known that increasing the positionality of signals reduces the noise immunity of their reception and the system as a whole. In addition, the presence of non-fluctuation interference in the radio channel that falls into the frequency band of the useful signal has a strong influence on noise immunity. The article uses statistical radio engineering methods to calculate the probability of a bit error when receiving M-APSK signals against the background of phase-shift keying interference at different parameters of the latter. It is shown that of phase-shift keying interference of even low intensity ($\mu < 0.3$) falling into the main lobe of the signal spectrum significantly reduces the noise immunity of receiving 16-APSK and 32-APSK signals. High-intensity interference ($\mu \geq 0.5$) practically destroys reception. The influence of phase-shift keying interference decreases with an increase in its detuning

relative to the carrier frequency of the useful signal and an increase in the relative transmission rate of the interference. A comparison of the reception quality when using M-PSK, M-QAM and M-APSK signals is carried out and it is shown that the noise immunity of receiving M-QAM and M-APSK against the background of phase-shift keying interference is approximately the same. M-PSK signals are significantly inferior to them in terms of reception noise immunity.

Key words: amplitude and phase-shift keying, phase-shift keying interference, noise immunity, bit error probability, signal-to-noise ratio.

Введение.

Развитие телевизионных технологий и необходимость передачи видеoinформации высокого качества требует, чтобы современные системы цифрового телевидения и вещания могли передать большие объемы информации [1–4]. Применение в системах спутникового телевидения нового поколения стандарта DVB-S2 [5] сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой манипуляцией (M-АФМ) позволило передавать на 30% больше данных в тех же полосах частот по сравнению с предыдущим стандартом DVB-S. Сигнал M-АФМ благодаря своим энергетическим и спектральным характеристикам уже успешно применяются в системах DVB-S2 для случая $M = 16, 32$. Последний стандарт цифрового спутникового телевидения DVB-S2X [6–8] является расширением стандарта DVB-S2 и поддерживает модуляции 64,128,256-АФМ.

Помехоустойчивость демодуляторов сигналов M-АФМ изучена достаточно подробно для случая приема на фоне белого гауссовского шума [9,10], однако, для определенного круга задач необходимо определение помехоустойчивости этих сигналов на фоне нефлуктуационных помех и искажений [11–13]. Такое исследование выполнено, например, в [13]. Одной из часто встречающихся в практике радиоприема помех является фазоманипулированная помеха, которая, как показано в работах [14, 15], может оказывать опасное влияние на качество приема информации.

Целью данной работы является исследование помехоустойчивости приема сигналов М-АФМ в присутствии фазоманипулированной помехи.

1. Общие сведения о сигнале и помехах.

Математическую модель сигнала М-АФМ зададим следующим образом.

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

где $A_{cp} = \sqrt{2 E_{scp} / T_s}$ – средняя амплитуда сигнала, r_i – коэффициент, который определяет амплитуду сигнальной посылки, $E_{scp} = k E_{bcp}$ – средняя энергия канального символа, E_{bcp} – средняя энергия, приходящая на один бит информации, ω_0 – несущая частота, а φ_i – фаза сигнальной посылки. T_s – длительность модуляционного (канального) символа, M – позиционность сигнала.

На рис. 1 представлены примеры сигнальных созвездий М-АФМ для $M = 16$ и 32 . Сигнальные точки обозначены с применением кодирование Грея.

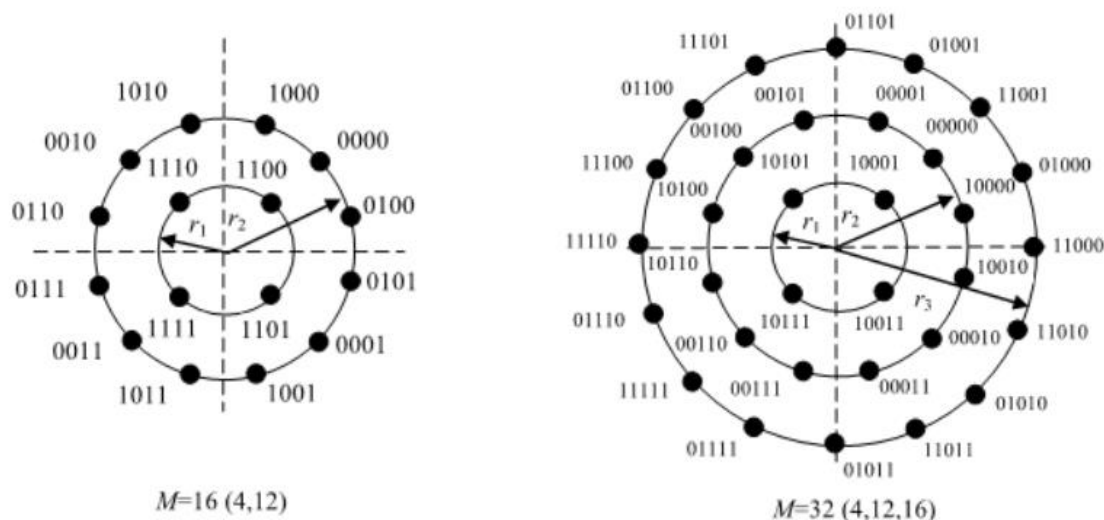


Рис. 1. Сигнальные созвездия сигнала с многопозиционной амплитудно-фазовой манипуляцией.

Математические модели помех на входе приемника:

- флуктуационная помеха – белый гауссовский шум $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0

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

- фазоманипулированная помеха

$$s_{\Pi}(t) = \mu A_0 a_j \cos [(\omega_0 + \Delta\omega_{\Pi})t + \varphi_{\Pi}], t \in ((j-1)T_{\Pi}, jT_{\Pi}], j=1, \dots, N, \quad (3)$$

где φ_{Π} – случайная начальная фаза помехи, $\Delta\omega_{\Pi}$ – расстройка помехи относительно центральной частоты спектра сигнала М-АФМ, μ – относительная интенсивность помехи, $N = T_s / T_{\Pi}$ – относительная скорость передачи помехи.

Тогда сигнал на входе классического M -канального оптимального приемника (рис. 2) имеет вид:

$$x(t) = s_i(t) + s_{\Pi}(t) + n(t). \quad (4)$$

2. Методика расчета помехоустойчивости сигналов М-АФМ.

Для расчета помехоустойчивости приема сигналов М-АФМ (1) была использована методика оценки вероятности ошибки для многопозиционной модуляции в присутствии нефлуктуационной помехи, приведенная в [14-16], и рассчитаны статистические характеристики распределений случайных процессов на выходах корреляторов (рис. 2):

$$I_i = \frac{2A_{\text{ср}}}{N_0} \int_0^{T_s} x(t) s_{\text{оп}i}(t) dt, i=0, 1, \dots, M-1; s_{\text{оп}i}(t) = r_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i) \quad (5)$$

При этом учтено, что, если зафиксировать параметры помехи (3), такие как начальная фаза φ_{Π} и набор помеховых символов a_j , то распределения указанных процессов и их линейных комбинаций (m -ых и i -ых) с учетом наличия на входе приемника белого гауссовского шума (2) можно считать нормальными и, следовательно, достаточно рассчитать их математические ожидания и дисперсии:

$$m_{mi} = \frac{E_{\text{ср}}}{N_0} \{ 2r_m [r_m - r_i \cos(\varphi_m - \varphi_i)] + \\ + \frac{\mu}{N} 2S(y) [r_m \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cos(y(2j+1) + \varphi_{\Pi} - \varphi_m)] - r_i \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cos(y(2j+1) + \varphi_{\Pi} - \varphi_i) \}, \\ D_{mi} = \frac{2E_{\text{ср}}}{N_0} (r_m^2 + r_i^2 - 2r_m r_i \cos(\varphi_m - \varphi_i)),$$

где параметры: $y = \frac{\Delta\omega_{\Pi} T_s}{2N}$, $S(y) = \frac{\sin y}{y}$.

Это позволило определить условную по этим параметрам вероятность ошибочного приема канального символа по формуле:

$$P_{es} = 1 - \prod_{i=1}^{M-1} p_i(I_m - I_i > \delta_i) \Big|_m, \quad i \neq m, \quad (6)$$

где $\delta_{mi} = \frac{E_{s\text{cp}}}{N_0} (r_m^2 - r_i^2)$ – пороги устройства сравнения корреляционного приемника.

Для получения безусловной вероятности ошибки P_{escp} численным методом проведено усреднение полученной вероятности по ранее зафиксированным случайным параметрам φ_{Π} (равномерное распределение) и a_j (перебор всех возможных комбинаций). Вычисления выполнены также с перебором всех возможных комбинаций канальных символов полезного сигнала.

Вероятность ошибочного приема бита получена из соотношения:

$$P_{eb} = \frac{P_{\text{escp}}}{\log_2 M}.$$

3. О нормировке энергий сигнальных посылок.

С целью сравнения полученных результатов и аналогичных результатов, полученных для других многопозиционных сигналов, например, М-ФМ [15] и М-КАМ [14], необходимо провести нормировку энергий посылок с помощью коэффициентов r_i в (1) так, чтобы средние энергии сравниваемых сигналов были одинаковы.

Например, в случае 16-АФМ (4,12) сигнальное созвездие (рис. 1) имеет два уровня амплитуд посылок (сигналов) $A_1 = r_1 A_{\text{cp}}$ и $A_2 = r_2 A_{\text{cp}}$, соотношение между которыми примем равным одному из стандартных значений $A_2 = 2,7A_1$. Тогда из соотношения

$$E_{\text{ср}} = \frac{1}{16} (4E_1 + 12E_2) = \frac{1}{16} \cdot \frac{A_1^2}{2} T_s (4 + 12 \cdot 2,7^2) = \frac{A_{\text{ср}}^2}{2} T_s \approx 5,72 \frac{A_1^2}{2} T_s$$

получим коэффициенты r_i , равные 0,42 и 1,13.

Аналогично можно пронормировать энергии посылок для сигнала 32-АФМ (4,12,16), сигнальное созвездие которого (рис. 1) имеет три уровня амплитуд A_1, A_2 и A_3 со стандартным соотношением $A_2 = 2,64A_1, A_3 = 4,64A_1$.

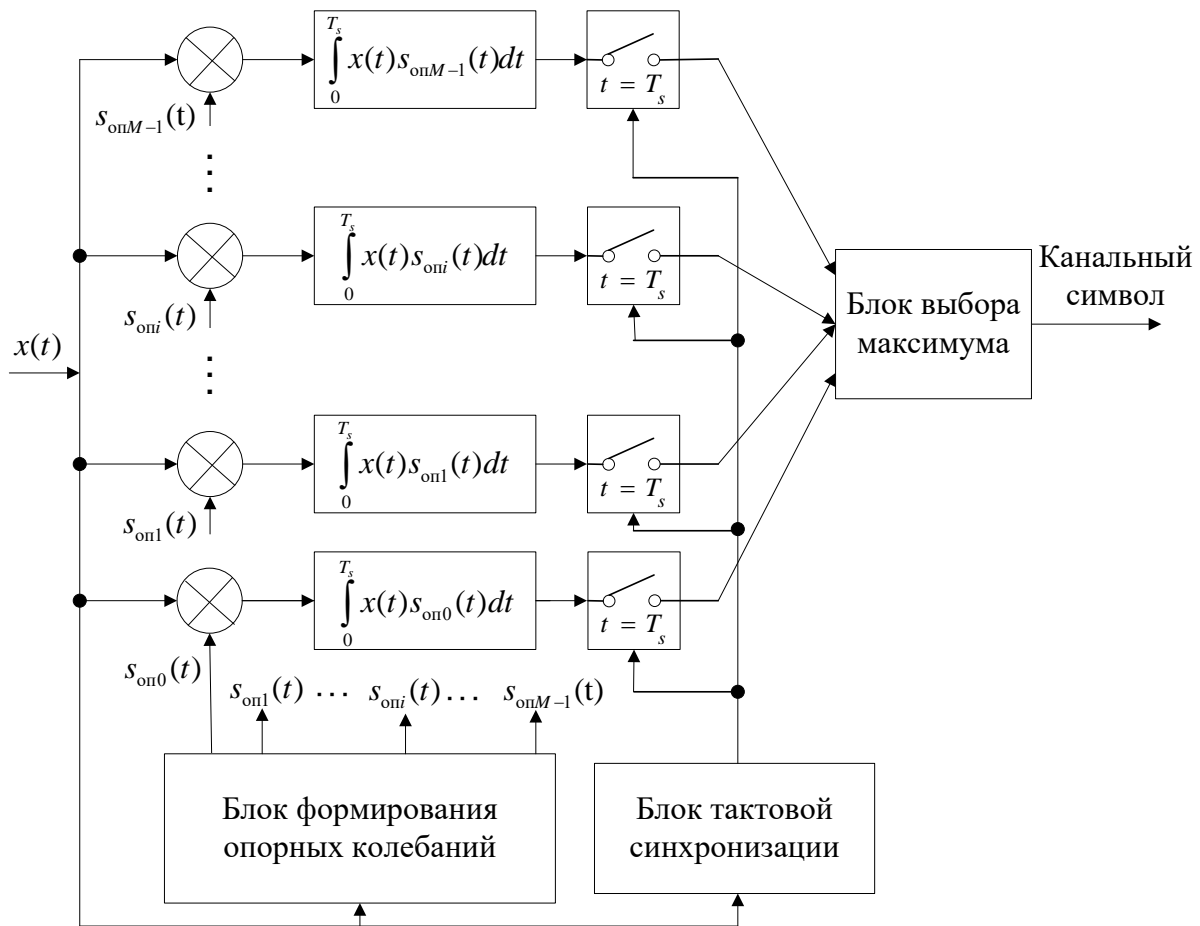


Рис. 2. Структурная схема оптимального приемника многопозиционного сигнала.

4. Результаты расчетов.

На рис. 3 показаны вычисленные по приведенной методике зависимости вероятности ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум $E_{бср}/N_0$ при нулевой расстройке фазоманипулированной помехи и $N = 2$. Кривые на каждом рисунке различаются величиной интенсивности помехи μ .

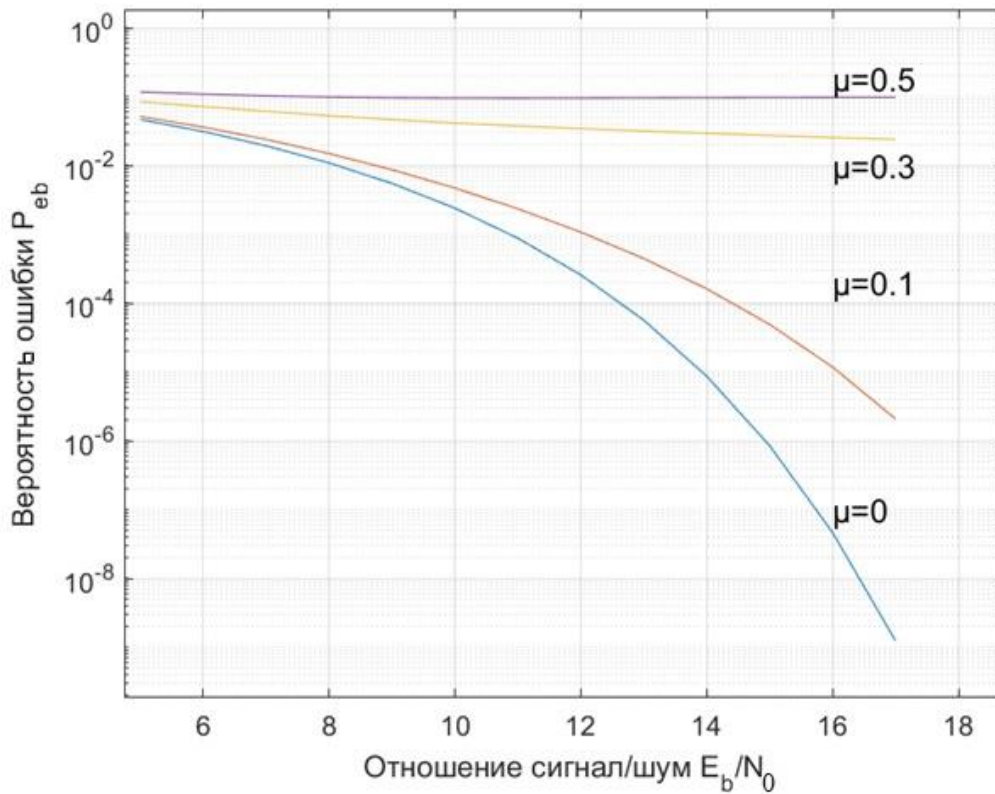


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (дБ) для 16-АФМ в присутствии фазоманипулированной помехи.

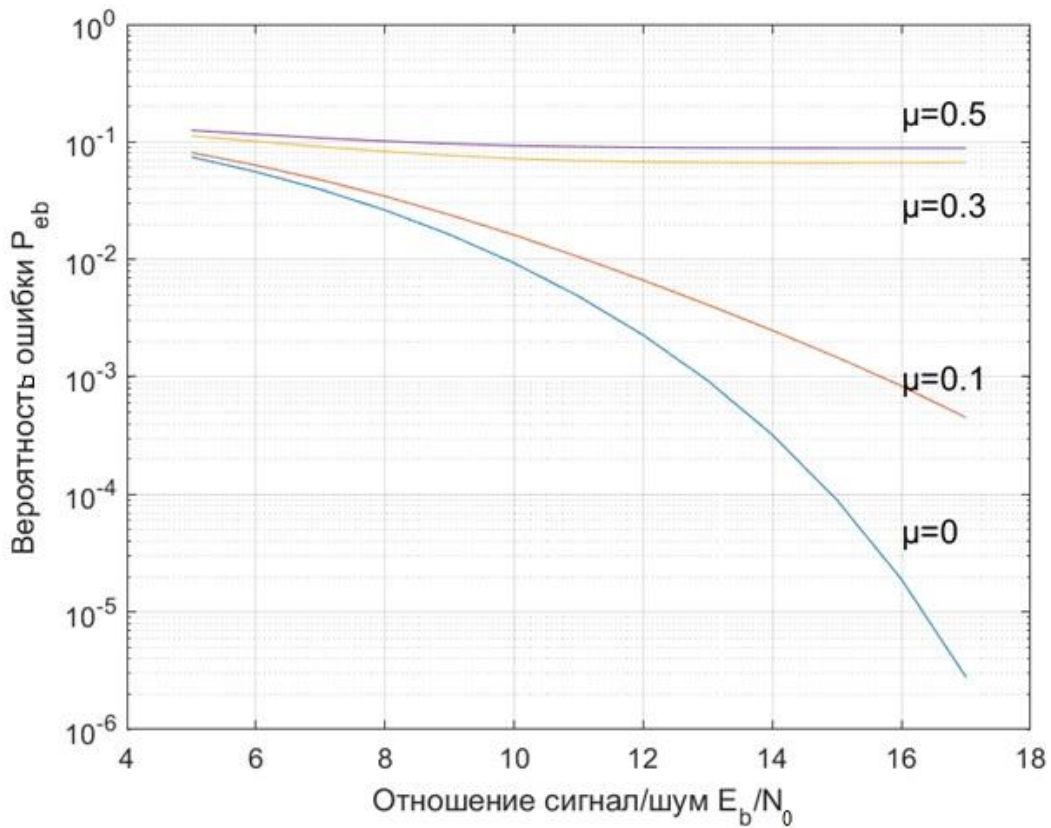


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (дБ) для 32-АФМ в присутствии фазоманипулированной помехи.

Видно, что с увеличением степени позиционности M полезного сигнала вероятность ошибки увеличивается. При воздействии помехи даже малой интенсивности ($\mu < 0.3$) снижение помехоустойчивости становится еще более заметным, а помеха большой интенсивности ($\mu \geq 0.5$) практически разрушает прием. Этот вывод подтверждают и графики, приведенные на рис. 4, где для сравнения даны кривые помехоустойчивости исследованных сигналов в зависимости от величины μ .

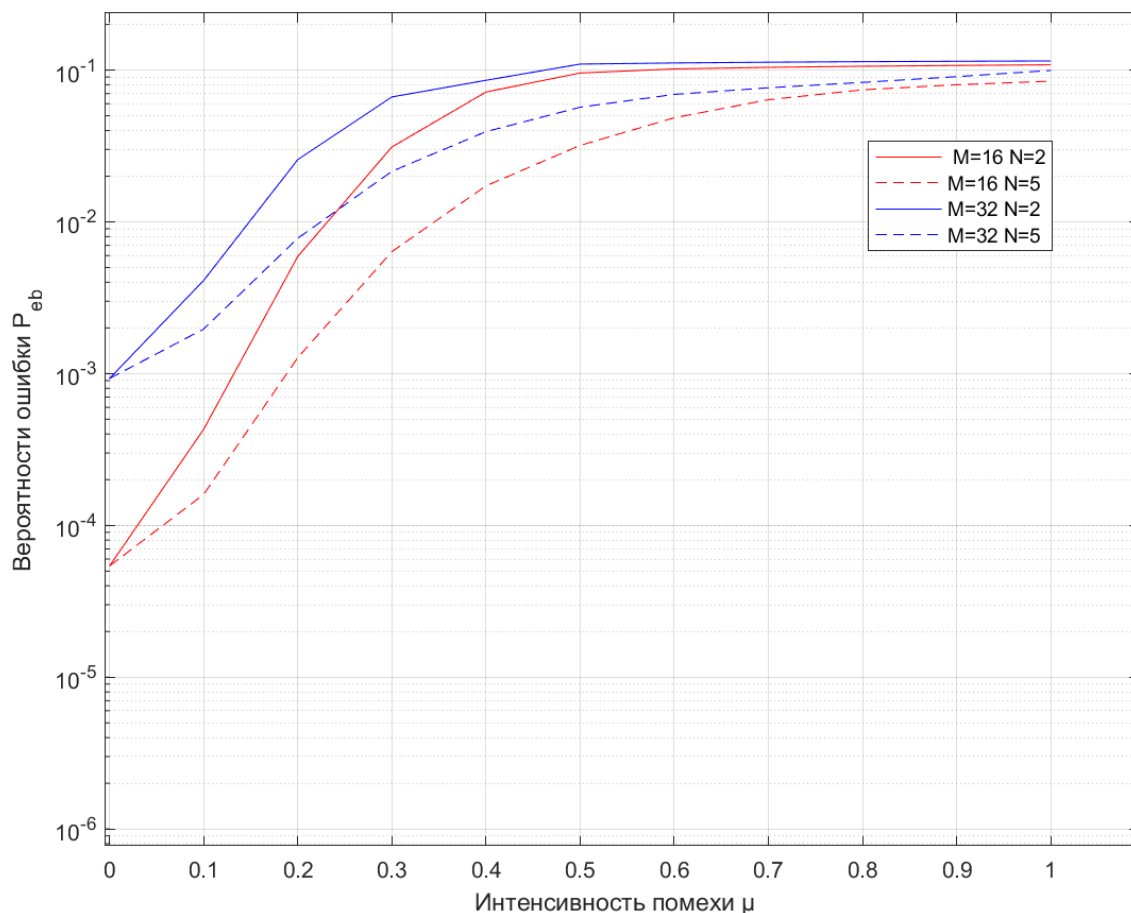


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки для М-АФМ от интенсивности фазоманипулированной помехи при $E_{bcp}/N_0=13$ дБ

Исследован характер изменения помехоустойчивости приема сигналов М-АФМ в зависимости от величины расстройки фазоманипулированной помехи $\Delta\omega_{пT_s}$. Соответствующие кривые показаны на рис. 5.

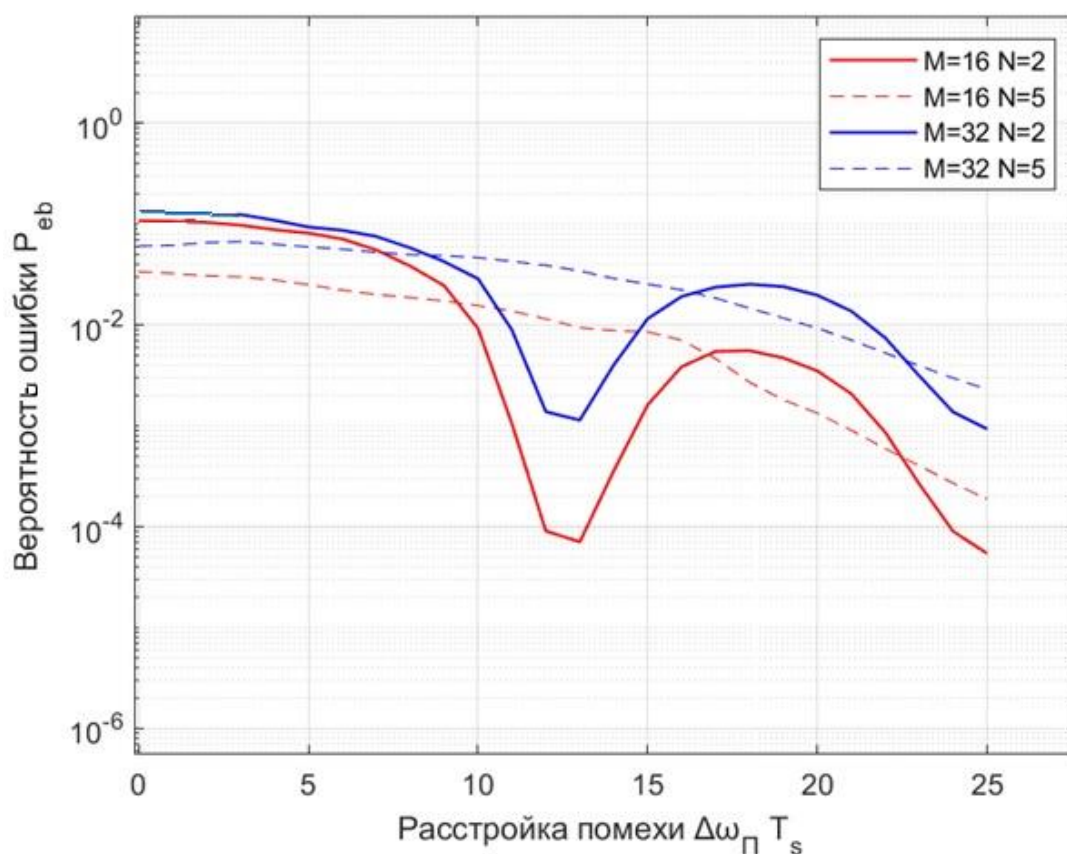


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки для М-АФМ от расстройки фазоманипулированной помехи при $E_{bcp}/N_0=13$ дБ, $\mu=0,5$

Видно, что помехоустойчивость приема растет при увеличении расстройки и в пределе стремится к помехоустойчивости приема без помехи. Точки, в которых вероятность ошибки достигает своих минимумов, определяются положением нулей огибающих энергетических спектров сигнала и помехи.

Степень снижения поражающего действия фазоманипулированной помехи при больших величинах N можно проанализировать по графикам, показанным на рис. 6 и 7. Здесь приведены кривые P_{eb} для случая $\Delta\omega_{п} T_s = 0$ и отношение сигнал/шум $E_{bcp}/N_0=13$ дБ. Очевидно, что в пределе при $N \rightarrow \infty$ такая помеха становится псевдошумовой, и графики асимптотически стремятся к некоторому горизонтальному уровню.

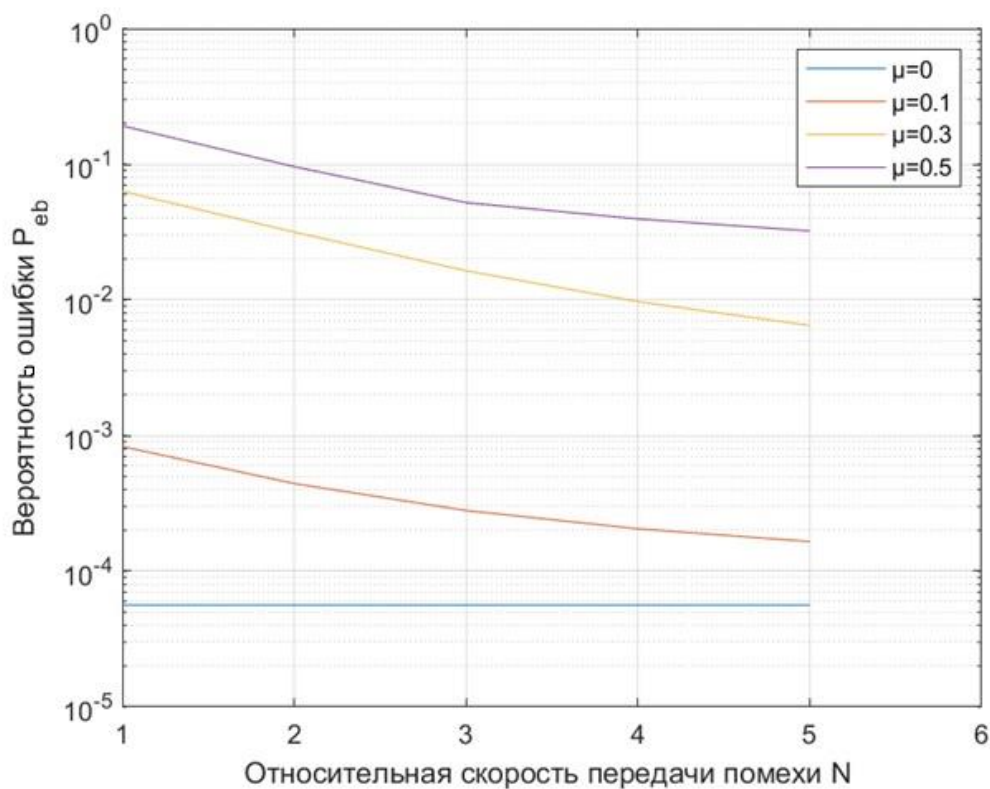


Рис. 6. Зависимость вероятности битовой ошибки от относительной скорости передачи фазоманипулированной помехи для 16-АФМ.

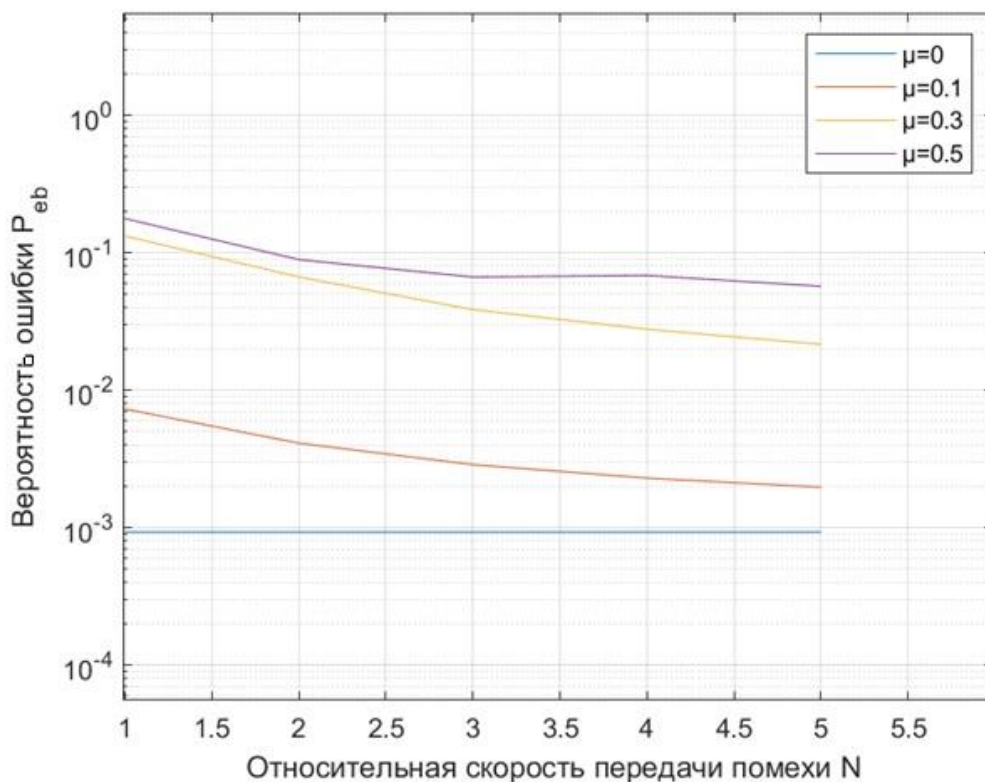
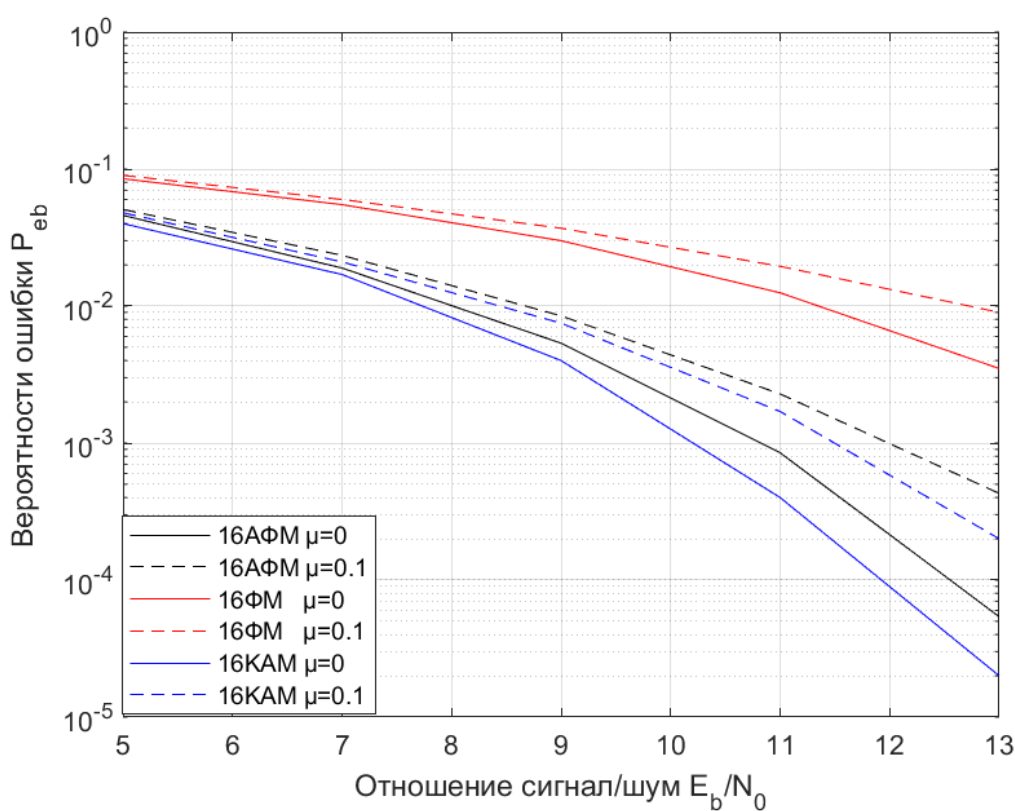
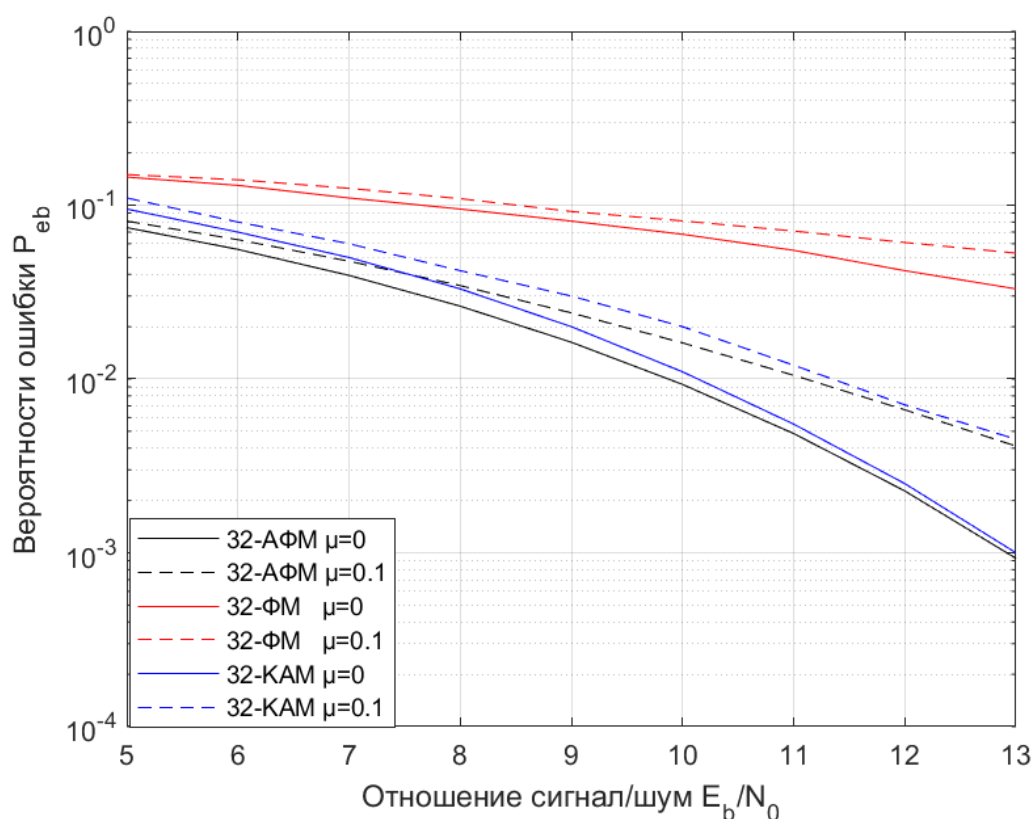


Рис. 7. Зависимость вероятности битовой ошибки от относительной скорости передачи фазоманипулированной помехи для 32-АФМ.

На рис. 8 для сравнения показаны сводные графики помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов с фазовой манипуляцией (М-ФМ) [15], М-АФМ и квадратурной амплитудной модуляцией (М-КАМ) [14] при одинаковой величине M и интенсивности фазоманипулированной помехи $\mu = 0.1$. Видно, что сигналы М-КАМ и М-АФМ показывают приблизительно одинаковые результаты, небольшие отличия объясняются соотношениями параметров используемых сигнальных созвездий. Применение сигналов М-ФМ ведет к существенному энергетическому проигрышу (>4 дБ) по сравнению с ними.



а)



б)

Рис. 8. Зависимости вероятностей битовой ошибки от отношения сигнал/шум (дБ) для М-АФМ, М-ФМ и М-КАМ: а) $M = 16$, б) $M = 32$.

Заключение.

Проведенное исследование помехоустойчивости приема сигналов М-АФМ в присутствии фазоманипулированной помехи позволяет сделать следующие выводы:

1. Фазоманипулированная помеха даже малой интенсивности ($\mu < 0.3$), попадающая в главный лепесток спектра сигнала, заметно снижает помехоустойчивость приема сигналов 16-АФМ и 32-АФМ. Помеха большой интенсивности ($\mu \geq 0.5$) практически разрушает прием.

2. Влияние фазоманипулированной помехи снижается при увеличении ее расстройки относительно несущей частоты полезного сигнала и увеличении относительной скорости передачи помехи.

3. Помехоустойчивость приема сигналов М-КАМ и М-АФМ на фоне фазоманипулированной помехи приблизительно одинакова.

Литература

1. Карякин В.Л. *Цифровое телевидение: учебное пособие для вузов*. Москва, Солон-Пресс. 2013.
2. Никитин Н.П., Лузин В.И., Гадзиковский В.И., Марков Ю.В. *Телевизионные цифровые системы: учебное пособие*. Екатеринбург, Изд-во Уральского ун-та. 2016. 108 с.
3. Маглицкий Б.Н., Сергеева А.С., Синявская А.С. *Принципы построения спутникового телевидения. Теория и практика: учебное пособие*. Новосибирск. 2016.
4. Стратонников А.А., Перелыгин С.В. Современное спутниковое телевидение. Перспективы развития. *Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий»*. 2017. С.123-128.
5. Белов А.В., Владимиров А.Н., Чикин А.В. Стандарт DVB-S2 – Перспективное решение в области цифрового спутникового телевидения. *Труды Научно-исследовательского института радио*. 2008. №2. С.54-59.
6. Ахмадуллин Э.Р., Каримов Р.Р., Решетникова Ю.Ю. Преимущества расширенного стандарта цифрового спутникового телевидения DVB-S2X. *Международная научно-практическая конференция Международная научно-практическая конференция «Внедрение результатов инновационных разработок: проблемы и перспективы»*. 2017. Т.3 С.9-12.
7. Minoli D. *Innovations in satellite communications and satellite technology the industry implications of DVB-S2X, high throughput satellites, Ultra HD, M2M, and IP*. New York, John Wiley & Sons Ltd. 2015. 441 p.
8. DVB. [Электронный ресурс] URL: <https://www.dvb.org/standards/dvb-s2x> (дата обращения: 16.09.2021).
9. Proakis J.G. *Digital communications*. 4th Edition. New York, McGraw-Hill. 2001. 1002 p.

10. Fuqin Xiong. *Digital modulation techniques*. Second edition. Artech House Telecommunications Library. Artech House. 2006. 1039 p.
11. Горобцов И.А., Кирик Д.И. Оценка помехоустойчивости приема сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией. *VIII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2019)»*. 2019. Т.4. С.111-116.
12. Елкин П.Е., Носов В.И. Исследование влияния амплитудно-фазовой конверсии на помехоустойчивость приема сигналов с модуляцией M-APSK. *Российская научно-техническая конференция «Современные проблемы телекоммуникаций»*. 2017. С.279-286.
13. Куликов Г.В., Усманов Р.Р., Трофимов Д.С. Анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой манипуляцией в присутствии гармонической помехи. *Наукоемкие технологии*. 2020. №1. С.22-29.
14. Куликов Г.В., Лелюх А.А., Баталов Е.В., Кузеленков П.И. 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>. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.7.10>
15. Куликов Г.В., Зунг Н.В., Тиен Д.Ч. Влияние фазоманипулированной помехи на помехоустойчивость корреляционного демодулятора сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией. *Российский технологический журнал*. 2019. Т.7. №2(28). С.18-28. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2019-7-2-18-28>
16. Куликов Г.В., Тамбовский С.С., Савватеев Ю.И., Стариковский А.И. О помехоустойчивости приема сигналов с минимальной частотной манипуляцией в присутствии нефлуктуационных помех. *Радиотехника и*

электроника. 2019. Т.64. №2. С.168-174.
<https://doi.org/10.1134/S106422691902014117>

Для цитирования:

Куликов Г.В., Данг Суан Ханг. Помехоустойчивость приема сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией в присутствии фазоманипулированной помехи. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.11.7>