

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ
С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
ПРИ НАЛИЧИИ РЕТРАНСЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ© 2020 г. Г. В. Куликов^а, *, А. А. Лелюх^а, Е. Н. Граченко^а^аМИРЭА – Российский технологический университет,
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454 Российская Федерация

*E-mail: kulikov@mirea.ru

Поступила в редакцию 20.06.2019 г.

После доработки 20.06.2019 г.

Принята к публикации 10.07.2019 г.

Методами статистической радиотехники проведен анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией (М-КАМ) при наличии в радиоканале шумовой и ретранслированной помехи. Показано, что качество приема сигналов с многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией весьма сильно подвержено влиянию такой помехи и с увеличением позиционности сигналов это влияние усиливается. Установлено также, что сигналы М-КАМ значительно выигрывают в помехоустойчивости приема на фоне ретранслированной помехи по сравнению с сигналами М-ФМ аналогичной позиционности.

DOI: 10.31857/S0033849420070074

ВВЕДЕНИЕ

Стремительное развитие телекоммуникационных технологий диктует все новые требования по скоростям передачи информации и помехоустойчивости приема в условиях ограниченной полосы пропускания канала связи. Одним из способов решения проблемы является использование многопозиционных сигналов. Это характерно, например, для действующих систем цифрового эфирного и спутникового телевидения, реализованных на основе стандартов DVB-S, DVB-S2/S2X^{1,2}. С использованием этих стандартов строятся также авиационные системы высокоскоростной передачи данных для аэромобильных абонентов во время полета. Этот сегмент активно осваивается за рубежом и только начинает разрабатываться в России. Схемы модуляции-кодирования базируются в том числе и на применении сигналов с многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией (М-КАМ, в зарубежной литературе – М-QAM) [1]. В таких радиосистемах на входе приемника наряду с шумовой могут присутствовать и нефлуктуационные сигналподобные помехи. Одной из часто встречающихся является ретранслированная помеха, вызванная многолучевым характером распространения радиоволн. Подробного анализа помехоустойчивости приема сигналов

М-КАМ в такой помеховой обстановке в литературе нет.

Цель работы – анализ помехоустойчивости когерентного приемника сигналов с М-КАМ в присутствии ретранслированной и шумовой помех.

1. МОДЕЛИ СИГНАЛА И ПОМЕХ

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

$$s_i(t) = A_{cp}(I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t), \quad (1)$$

$$t \in (0, T_s], \quad i = 0, 1, \dots, M-1,$$

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.

В качестве шумовой помехи рассмотрим белый гауссовский шум $n(t)$ с параметрами:

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

¹ https://dvb.org/wp-content/uploads/2019/12/a171-1_s2_guide.pdf.² <https://dvb.org/?standard=dvb-s2x-implementation-guidelines>.

Ретранслированная помеха $s_n(t)$ на входе приемника представляет собой задержанный сигнал, отраженный от земной поверхности или местных предметов:

$$s_n(t) = \mu s(t - \tau, \varphi_n),$$

где μ – относительная интенсивность ретранслированной помехи; $\tau < T_s$ – ее временная задержка; φ_n – случайная начальная фаза помехи.

2. МОДЕЛЬ ПРИЕМНИКА

Когерентный приемник сигнала (1) (рис. 1) в присутствии белого гауссовского шума $n(t)$ содержит M корреляционных каналов и вычисляет интегралы I свертки

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

принимаемого колебания

$$x(t) = s_i(t) + s_n(t) + n(t)$$

с опорными сигналами

$$s_{oni}(t) = (I_i \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_0 t).$$

Решающее устройство 2 в результате сравнения вычисленных интегралов (с учетом порога) принимает решение по максимуму правдоподобия в пользу того или иного канального символа. При этом полагаем, что синхронизация приемника идеальна.

3. ВЫВОД ФОРМУЛ ДЛЯ РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВОЙ ОШИБКИ

Вероятность ошибочного приема канального символа вычисляется по формуле

$$P_{es} = 1 - \prod_{\substack{i=0 \\ m \neq i}}^{M-1} p_i(J_m - J_i > \delta_{mi})|_m, \quad (2)$$

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

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

– порог принятия решения, определяемый полуразностью энергий сравниваемых канальных символов.

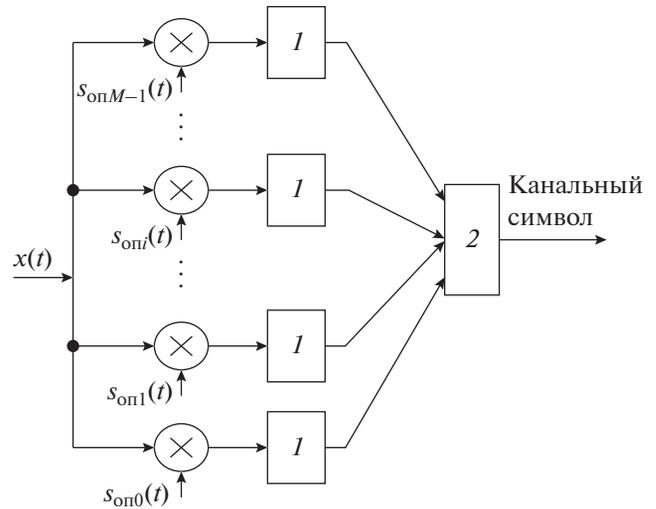


Рис. 1. Структурная схема когерентного приемника M-QAM сигналов: 1 – интегратор, 2 – решающее устройство.

Вероятность битовой ошибки P_{eb} при достаточно большом отношении сигнал/шум с учетом кодирования Грея можно найти по формуле [2]:

$$P_{eb} = P_{es} / \log_2 M. \quad (3)$$

Предположим сначала, что случайная начальная фаза ретранслированной помехи является фиксированной величиной. В этом случае распределения случайных процессов J_i на выходах всех корреляторов демодулятора можно считать нормальными и рассчитать условные по этому параметру статистические характеристики: средние значения, их линейные комбинации m_{mi} и дисперсии D_{mi} :

$$\begin{aligned} m_{mi} = & \frac{2E_{scp}}{N_0} (0.5 [(I_m - I_i)^2 + (Q_m - Q_i)^2] + \\ & + \frac{\tau}{T_s} \mu (I_m I_j + Q_m Q_j - I_i I_j - Q_i Q_j) \cos \varphi + \\ & + \frac{\tau}{T_s} \mu (I_m Q_j - I_j Q_m - I_i Q_j + I_j Q_i) \sin \varphi + \\ & + \left(1 - \frac{\tau}{T_s}\right) \mu (I_m^2 + Q_m^2 - I_m I_i - Q_m Q_i) \cos \varphi - \\ & - \left(1 - \frac{\tau}{T_s}\right) \mu (I_m Q_i - I_i Q_m) \sin \varphi, \\ D_{mi} = & \frac{2E_{scp}}{N_0} [(I_m - I_i)^2 + (Q_m - Q_i)^2], \end{aligned}$$

где $\varphi = -\omega_0 \tau + \varphi_n$.

Полученные характеристики позволяют определить условные вероятности, входящие в (2), и условную вероятность битовой ошибки (3). Для получения безусловной вероятности битовой

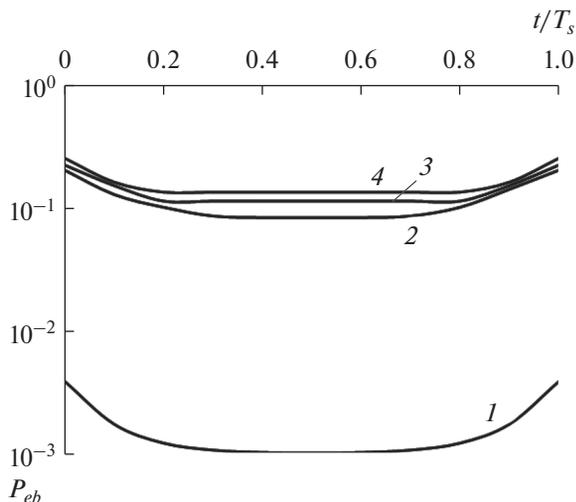


Рис. 2. Зависимость усредненной вероятности ошибки P_{eb} от задержки ретранслированной помехи τ/T_s для сигналов 4-КАМ (1), 16-КАМ (2), 32-КАМ (3) и 64-КАМ (4).

ошибки необходимо провести усреднение полученных результатов по случайной величине φ :

$$P_{eb} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{eb}(\varphi) d\varphi.$$

Окончательные результаты расчетов получены численным усреднением. При этом учтено, что погрешность вычисления ошибки на порядок меньше минимальной представленной вероятности битовой ошибки.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

Рассмотрим результаты расчетов помехоустойчивости приема сигнала М-КАМ при наличии ретранслированной помехи. Для адекватного сравнения полученных результатов нами проведена нормировка энергий сигналов с помощью величин коэффициентов I_i и Q_i так, чтобы средние энергии сравниваемых сигналов были одинаковы. При вычислениях в зависимости от выбора сигнальной точки использованы следующие корректирующие коэффициенты [3]: $1/\sqrt{10}$ и $3/\sqrt{10}$ для 16-КАМ, $1/\sqrt{20}$, $3/\sqrt{20}$ и $5/\sqrt{20}$ для 32-КАМ, $1/\sqrt{42}$, $3/\sqrt{42}$, $5/\sqrt{42}$ и $7/\sqrt{42}$ для 64-КАМ.

Из-за суперпозиции прямой и задержанной посылок с разными фазами условия приема полезного сигнала могут как существенно ухудшаться, так и несколько улучшаться. В среднем это все же приводит к увеличению вероятности ошибки. На рис. 2 приведены зависимости усредненной по начальной фазе помехи вероятности битовой ошибки P_{eb} от относительной задержки

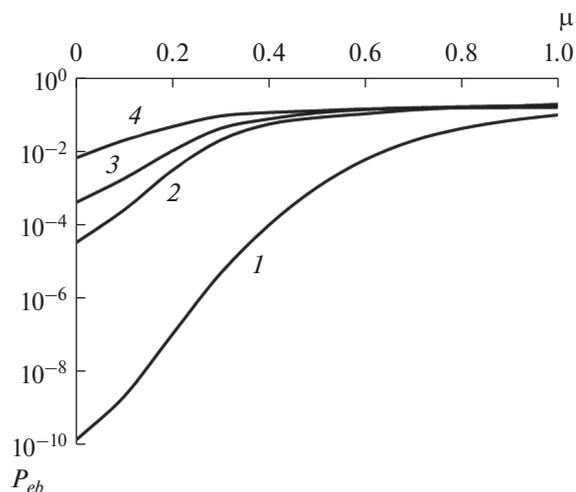


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки P_{eb} от интенсивности ретранслированной помехи μ для сигналов 4-КАМ (1), 16-КАМ (2), 32-КАМ (3) и 64-КАМ (4).

помехи τ/T_s для интенсивности помехи $\mu = 0.5$ при отношении сигнал/шум $E_{bcp}/N_0 = 13$ дБ. Увеличение вероятности ошибки в областях $\tau/T_s = 0$ и $\tau/T_s = 1$ объясняется тем, что при усреднении по начальной фазе помехи доля “опасных” ситуаций, когда сигнал и помеха противофазны и велика степень снижения уровня сигнала за счет суперпозиции колебаний, здесь выше, чем для области $\tau/T_s = 0.5$.

На рис. 3 представлены зависимости помехоустойчивости для всех исследованных сигналов от величины μ при отношении $E_{bcp}/N_0 = 13$ дБ и относительной задержке помехи $\tau/T_s = 0.5$. Из их сравнения следует, что ретранслированные помехи большой интенсивности ($\mu \geq 0.3$) опасны для всех видов сигналов М-КАМ и практически разрушают прием.

Наиболее показательной является зависимость вероятности ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум на входе приемника E_{bcp}/N_0 . На рис. 4 приведены рассчитанные зависимости для $M = 4, 16, 32$ и 64 при разных интенсивностях помехи и $\tau/T_s = 0.5$. Здесь же для сравнения линией 1 приведен график помехоустойчивости рассматриваемого приемника по отношению только к белому гауссовскому шуму. Отметим, что из-за ограничений применимости формулы (3) результаты в области значений $E_{bcp}/N_0 < 4$ дБ имеют характер нижней границы.

С увеличением степени позиционности M полезного сигнала влияние ретранслированной помехи значительно усиливается. Анализ показывает, что присутствие на входе приемника ретранслированной помехи с интенсивностью $\mu = 0.1$

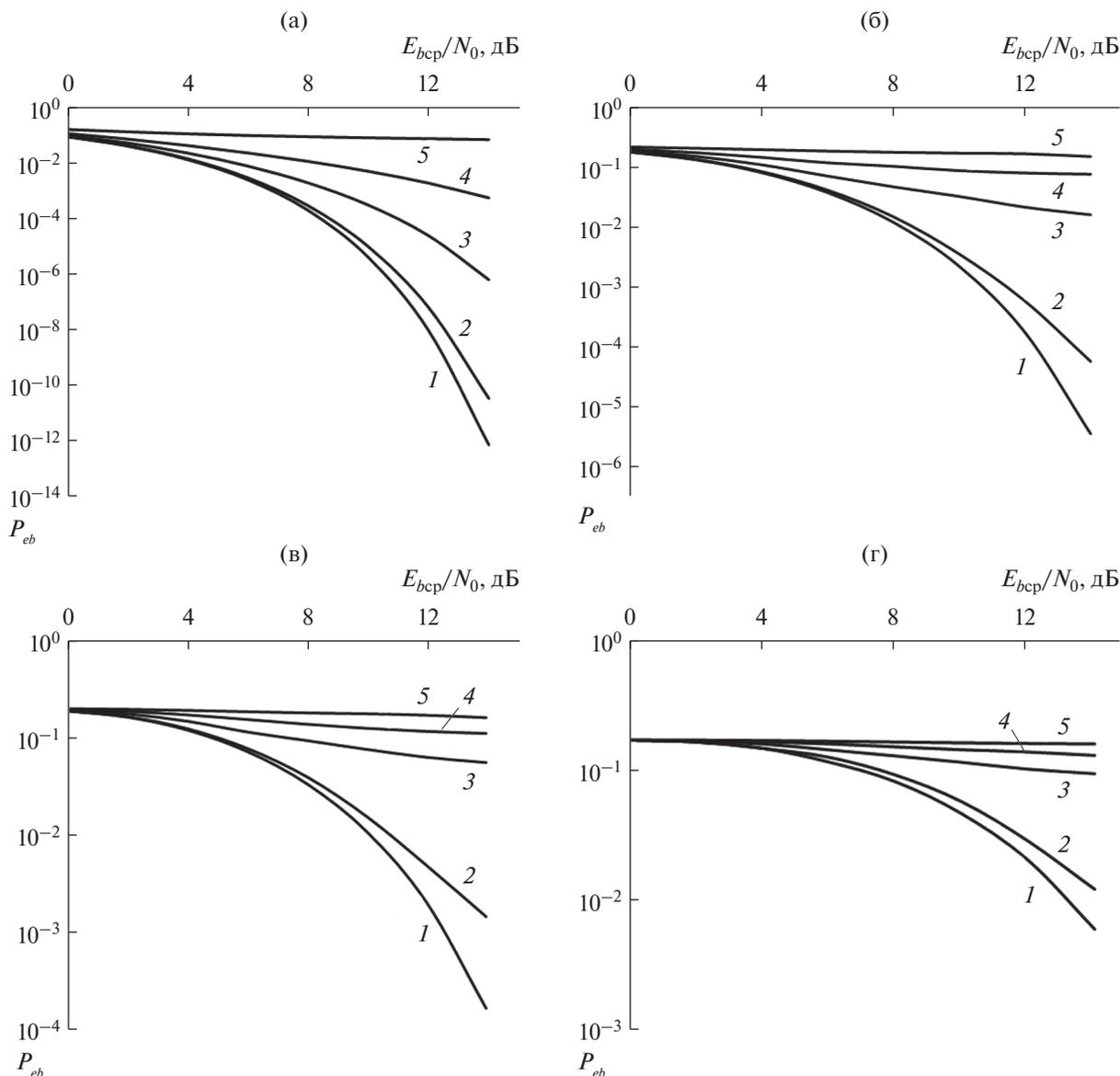


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_{bcp}/N_0 для сигналов 4-КАМ (а), 16-КАМ (б), 32-КАМ (в), 64-КАМ (г): $\mu = 0$ (1), 0.1 (2), 0.3 (3), 0.5 (4) и 0.9 (5).

при $P_{eb} = 10^{-3}$ для 4-КАМ эквивалентно ухудшению отношения сигнал/шум всего на 0.2 дБ, для 16-КАМ это ухудшение составляет уже 0.8 дБ, для 32-КАМ – 2 дБ, а для 64-КАМ – более 3 дБ. При увеличении интенсивности помехи энергетические проигрыши существенно возрастают.

На рис. 5 для сравнения приведены графики помехоустойчивости приема сигналов М-КАМ (сплошные линии) и многопозиционной фазовой манипуляции (М-ФМ) (штриховые) [4] при одинаковых величинах M и параметрах ретранслированной помехи μ . Очевидно, что сигналы М-КАМ имеют преимущество в этой ситуации и их энергетический выигрыш может достигать нескольких децибел.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен анализ помехоустойчивости приема сигналов М-КАМ при наличии в радиоканале шумовой и ретранслированной помехи. По результатам анализа полученных данных можно сделать следующие выводы.

1. Качество приема сигналов с М-КАМ весьма сильно подвержено влиянию ретранслированной помехи и с увеличением позиционности сигналов это влияние усиливается. Так для $M > 16$ помехоустойчивость приема на фоне ретранслированной помехи заметно снижается даже при малых уровнях помехи. Прием сигналов М-КАМ с большой позиционностью в присутствии ретрансли-

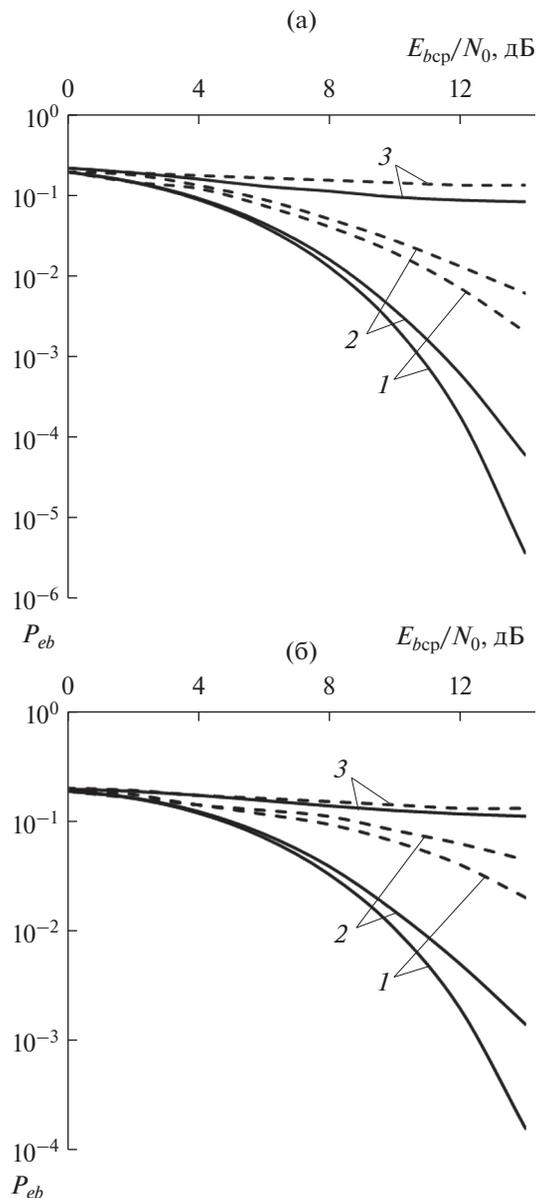


Рис. 5. Сравнительные зависимости вероятности ошибки P_{eb} от отношения сигнал/шум E_{bcp}/N_0 для сигналов М-КАМ (сплошные кривые) и М-ФМ (штриховые) при $\tau/T_s = 0.5$, $M = 16$ (а) и 32 (б) и различных $\mu = 0$ (1), 0.1 (2) и 0.5 (3).

рованной помехи без алгоритмов компенсации таких помех становится невозможным.

2. Сигналы М-КАМ значительно выигрывают в помехоустойчивости приема на фоне ретранслированной помехи по сравнению с сигналами М-ФМ аналогичной позиционности.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (уникальный идентификатор RFMEFI57418X0190).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нестеров А.В., Лелюх А.А., Куликов Г.В., Гавриков Н.С. // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/11/text.pdf>.
2. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
3. Куликов Г.В., Нестеров А.В., Лелюх А.А. // Журн. радиоэлектроники. 2018. № 11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>.
4. Нгуен Ван Зунг // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar19/4/text.pdf>.