

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СПУТНИКОВОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ С МОДУЛЯЦИЕЙ M-APSK ПРИ УЧЕТЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

NOISE IMMUNITY ANALYSIS FOR M-APSK SIGNALING OVER SATELLITE LINK WITH NONLINEAR DISTORTIONS

V. Nosov
S. Degtyarev

Summary. This paper represents the calculation technique of noise immunity and optimal satellite amplifier's operation mode in case of M-APSK signals transmission. The developed algorithm allows automated computation of optimal decision areas for every signal point of M-APSK constellations of different orders. The calculation of nonlinear phase and amplitude distortions implemented according the Saleh nonlinearity model, one of the approximation models for amplitude and amplitude-phase amplifier's characteristics. As a result, the developed technique allows to estimate the optimal OBO (output back-off) value, which provides the best trade-off between compensation of the nonlinearity and signal-to-noise ratio decrease.

Keywords: satellite communication systems, M-APSK, nonlinear distortions, noise immunity.

Носов Владимир Иванович

Д.т.н., профессор

Дегтярев Станислав Сергеевич

Аспирант

ssd1085@gmail.com

Аннотация: В статье представлена методика расчёта помехоустойчивости приёма сигналов M-APSK. Методика позволяет осуществить автоматизированный подсчёт оптимальных областей принятия решения для каждой сигнальной точки созвездий M-APSK разной позиционности. Расчёт нелинейных искажений фазы и амплитуды сигнала осуществляется в соответствии с моделью нелинейности Салеха, одного из вариантов аппроксимации амплитудной и амплитудно-фазовой характеристик усилителей мощности. В результате методика позволяет вычислить оптимальное значение OBO (снижения уровня мощности на выходе усилителя), при котором обеспечивается компромисс между компенсацией нелинейных искажений и снижением отношения сигнал/шум.

Ключевые слова: системы спутниковой связи, M-APSK, нелинейные искажения, помехоустойчивость.

Введение

Схемы модуляции M-APSK применяются в большинстве стандартов цифровой спутниковой связи (DVB-S2, DVB-S2X, DVB-SH) [1], обладая высокой спектральной эффективностью. Схемы M-APSK обладают высокой устойчивостью к нелинейным искажениям. Учитывая постоянное увеличение требуемой пропускной способности спутниковых линий связи, особую актуальность приобрели многопозиционные схемы модуляции. В стандарте цифрового вещания DVB-S2X применяются схемы с позиционностью до 256.

В [2] были исследованы возможности оптимизации мапирования сигнальных точек (СТ) созвездий M-APSK по евклидовому расстоянию. Однако, в [2] не был рассмотрен процесс оптимизации границ областей принятия решения. Области принятия решения определяют граничные значения синфазной и квадратурной составляющих сигнала для каждой СТ созвездия. Их оптимизация позволяет достичь значительного увеличения помехоустойчивости. Исследование возможности использования генетических алгоритмов для решения задач оптимизации областей принятия решения и мапирования сигнального созвездия 64-APSK представлено в [3]. Однако, следует отметить ряд су-

щественных недостатков таких алгоритмов. Решение является оптимальным лишь по отношению к другим полученным решениям, т.е. невозможно получить абсолютно оптимальное решение и остановить выполнение алгоритма. Генетические алгоритмы имеют тенденцию сходиться к локальному оптимуму, что может привести к результату, значительно отличающемуся от реального оптимума.

В [4] рассмотрена методика оптимизации созвездий M-APSK при учёте влияния на помехоустойчивость аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) и фазового шума. Важным фактором, оказывающим существенное влияние на помехоустойчивость приёма сигналов M-APSK и других сигналов с квадратурным представлением, является паразитная амплитудная модуляция (АМ), возникающая при ограничении полосы частот на передаче. Данный фактор не был рассмотрен в [4]. Кроме того, данная паразитная АМ дополнительно подвергается искажению из-за преобразования АМ/АМ в усилителе мощности на передаче.

В этой работе представлено исследование влияния на помехоустойчивость приёма сигналов M-APSK нелинейности амплитудной (АХ) и амплитудно-фазовой (АФХ) характеристик усилителя мощности (УМ) спутни-

кового ретранслятора. В качестве модели нелинейности выбрана модель Салеха, обобщающая характеристики большинства транзисторных УМ. Из-за свойств нелинейных преобразований АМ/АМ и АМ/ФМ в УМ как амплитуда, так и фаза сигнала подвергаются искажениям. Это приводит к уменьшению расстояния ошибок, из-за чего увеличивается вероятность попадания СТ на приеме в область принятия решения другой СТ.

По причине ограниченного ресурса мощности спутникового ретранслятора рабочая точка УМ выбирается как можно ближе к зоне насыщения АХ. Метод back-off позволяет значительно скомпенсировать нелинейные эффекты, наиболее выраженные в зоне насыщения АХ УМ, путём переноса рабочей точки в линейную область АХ. При этом отношение сигнал/шум на приеме уменьшается на соответствующее значение. Таким образом, можно вычислить оптимальное значение *ОВО* (output back-off), обеспечивающее компромисс между компенсацией нелинейных эффектов и снижением отношения сигнал/шум. Это значение можно определить для схем модуляции разной позиционности.

В ходе исследования разработана методика анализа помехоустойчивости приёма сигналов М-APSK. Разработанный алгоритм позволяет осуществить автоматизированный подсчёт оптимальных областей принятия решения для каждой СТ созвездий М-APSK, а затем выбор оптимального значения *ОВО* для заданных параметров созвездия.

1. Общие положения

1.1. Сигнальное созвездие М-APSK

Сигнальное созвездие М-APSK состоит из концентрических окружностей, на которых равномерно распределены СТ. Сигнал М-APSK может быть представлен в виде:

$$U_s(t) = A_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_j(t)), \quad (1)$$

где $A_i(t)$ — дискретные значения амплитуды; $\varphi_j(t)$ — дискретные значения фазы, которая может принимать одно из фиксированных значений $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M$, находящихся в пределах от нуля до 2π :

$$\varphi_j(t) = \frac{2\pi k}{M_i}, \quad k = 1, 2, \dots, M_i,$$

где k — равновероятные значения фаз; M_i — число точек на окружности с радиусом $A_i(t)$. На рис. 1 представлено созвездие 32-APSK с показанными границами областей принятия решения для каждой СТ.

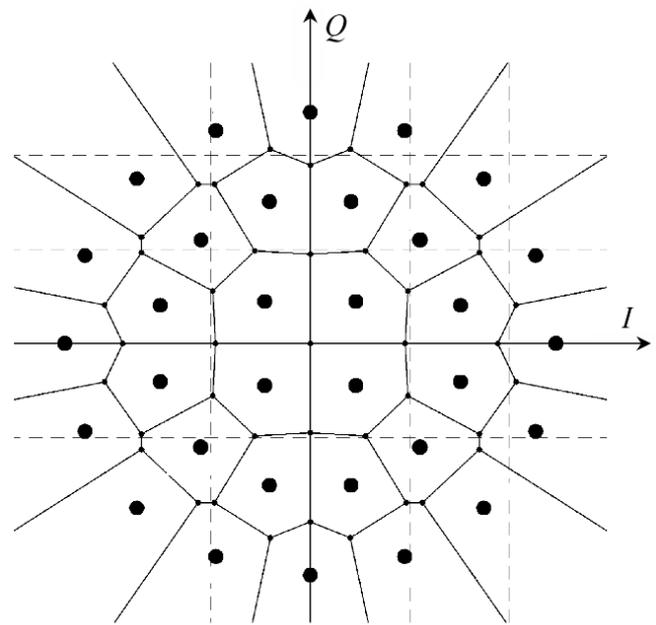


Рис. 1. Созвездие сигнальных точек модуляции 32-APSK

Границы областей принятия решения на рис. 1 выбраны таким образом, что равноудалены от прилегающих к границе СТ.

1.2. Ограничение полосы частот на передаче

Наличие скачков фазы на границах символов модуляции приводит к скачку частоты в момент смены фазы $\Delta\omega(t) = d\varphi(t)/dt$. Полосовой фильтр (ПФ) на выходе модулятора ограничивает такие скачки, изменяя характеристику сигнала в частотной области. В соответствии с парой преобразований Фурье это приводит к изменению характеристики сигнала во временной области — уменьшению амплитуды сигнала во временном интервале, примыкающем к моменту скачка фазы. Таким образом, возникает паразитная АМ, подверженная при усилении искажению из-за нелинейности АХ усилителя. Эта паразитная АМ приводит к значительному снижению помехоустойчивости приёма.

1.3. Нелинейный канал

АХ и АФХ большинства УМ могут быть с высокой точностью аппроксимированы при помощи модели нелинейности Салеха [5]. Для аппроксимации характеристик используются функции с параметрами:

$$M(\rho) = \frac{\alpha_m \cdot \rho}{1 + \beta_m \cdot \rho^2},$$

$$\Phi(\rho) = \frac{\alpha_\phi \cdot \rho^2}{1 + \beta_\phi \cdot \rho^2}, \quad (2)$$

где ρ — нормированная относительно максимально значения амплитуда входного сигнала; α_m и β_m — параметры характеристики АМ/АМ; α_ϕ и β_ϕ — параметры характеристики АМ/ФМ.

Для компенсации нелинейных эффектов применяется метод Back-off. Его суть заключается в том, что рабочая точка УМ переносится в линейную область АХ. В этом случае снижается мощность на выходе УМ, а следовательно, и отношение сигнал/шум на приеме. В [6] показано влияние на требуемое отношение сигнал/шум эффекта снижения мощности (OBO) и потерь из-за нелинейности характеристик УМ (D):

$$\frac{E_b}{N_0}(OBO) = \frac{E_b}{N_0} \Big|_{sat} + OBO + D(OBO), \quad (3)$$

где $E_b/N_0|_{sat}$ — требуемое отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шумов на входе демодулятора при работе УМ в режиме насыщения (без учёта нелинейных искажений), дБ; OBO — снижение мощности сигнала на выходе УМ относительно максимальной мощности выходного сигнала при работе в режиме насыщения, дБ; D — снижение отношения E_b/N_0 из-за нелинейных эффектов, дБ.

2. Определение вероятности ошибки

2.1. Вероятность ошибки приёма М-APSK для канала с АБГШ

Рассмотрим вариант передачи сигнала 32-APSK в канале с АБГШ. Зададим исходные параметры созвездия сигнальных точек, использующиеся в стандарте DVB-S2 [1]: число окружностей $N = 3$; число точек на окружно-

стях от внутренней до внешней соответственно $M_0 = 4$, $M_1 = 4$, $M_2 = 16$; сдвиг фазы окружностей относительно синфазной оси $\phi_0 = \pi/4$, $\phi_1 = \pi/12$, $\phi_2 = 0$; относительный радиус окружностей $P_0 = 1$, $P_1 = 2.84$, $P_2 = 5.27$.

Используя исходные данные, определим значения фазы и нормированной амплитуды сигнала для каждой СТ созвездия — φ_i и A_i . Индекс i обозначает номер СТ, нумерация начинается с внутренней окружности созвездия, с точки с минимальным значением фазы и ведётся против часовой стрелки. Модуляция М-APSK является квадратурной. Каждый символ модуляции представляет из себя сумму двух составляющих — синфазной I и квадратурной Q . Каждая из этих составляющих впоследствии модулируется несущими колебаниями, сдвинутыми по фазе относительно друг друга на $\pi/2$:

$$S(t) = I(t) \cos(\omega_0 t) + Q(t) \sin(\omega_0 t), \quad (4)$$

где ω_0 — несущая частота. По значениям амплитуды и фазы сигнала для СТ можно вычислить значения синфазной и квадратурной составляющих для данной СТ:

$$I_i = A_i \cdot \cos(\varphi_i), \quad Q_i = A_i \cdot \sin(\varphi_i). \quad (5)$$

Вероятность ошибочного приёма сигнала может быть определена как вероятность выхода СТ на приём за пределы своей области принятия решения. То есть значения I и Q составляющих должны быть изменены настолько, чтобы определяемая данными значениями СТ на плоскости лежала за пределами области принятия решения исходной передаваемой СТ. Учитывая природу АБГШ, можно представить распределение вероятности попадания СТ в ту или иную область как поверхность двумерного нормального распределения над плоскостью IQ . Случайными величинами (СВ) такого распределения выступают значения I и Q составляющих СТ на приёме. Математические ожидания по синфазной и квадратурной осям соответствуют исходному положению СТ. Так как эти СВ не коррелируют, выражение плотности распределения можно получить из произведения частных распределений:

$$z(x, y, m_x, m_y) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma_x \cdot \sigma_y} \exp\left(\frac{-(x - m_x)^2 - (y - m_y)^2}{2 \cdot \sigma_x \cdot \sigma_y}\right), \quad (6)$$

где x и y — СВ; m_x и m_y — математические ожидания, σ_x и σ_y — среднеквадратические отклонения (СКО) СВ x и y соответственно. В соответствии с природой АБШГ СКО данных СВ равны: $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$. Величина СКО связана с отношением сигнал/шум (SNR , дБ) для сигнала с единичной амплитудой соотношением: $\sigma = 10^{-SNR/10}$.

Для вычисления вероятности попадания СТ на приём в область принятия решения исходной СТ следует отыскать

объем, ограниченный снизу плоскостью IQ , сверху — поверхностью (6), по синфазной и квадратурной осям — границами области принятия решения. На рис. 2 представлен вид трехмерной фигуры, объем которой необходимо вычислить на примере одной из СТ. Объем такой фигуры можно найти через интеграл по трем координатам — I , Q и z . Так как каждая из областей принятия решения различных СТ в общем случае представляет из себя неправильный многоугольник, целесообразно разделить области

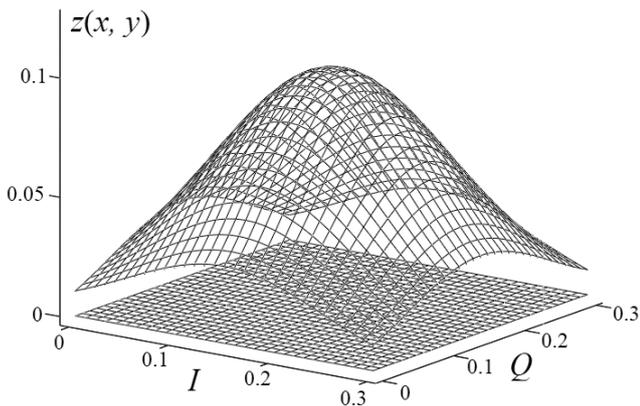


Рис. 2. Распределение вероятности появления сигнальной точки внутри области принятия решения на приёме

на сегменты, ограниченные по координате I точками пересечения границ области, по Q — прилегающими к данным точкам границами, по z — плоскостью IQ и поверхностью (6). Затем по полученным сегментам можно вычислить интеграл. На рис. 3 показан принцип такого сегментирования для области принятия решения одной из СТ.

$$P(x_1, x_2, A_1, A_2, B_1, B_2, m_x, m_y) = \int_{x_1}^{x_2} \int_{A_1 \cdot x + B_1}^{A_2 \cdot x + B_2} \int_0^{z(x, y, m_x, m_y)} dx dy dz, \quad (7)$$

где x_1 и x_2 — границы сегмента по оси I ; A_1, B_1, A_2, B_2 — параметры границ области принятия решения, ограничивающих сегмент по оси Q ; m_x и m_y — математические ожидания, в данном случае равные соответственно I и Q составляющим исходной СТ.

Значения A_1, B_1, A_2, B_2 для каждой из границ на сигнальном созвездии можно получить, учитывая условие равноудалённости каждой из границ областей принятия решения от прилегающих к этой границе СТ. Для соседних СТ с одинаковыми квадратурными составляющими граница областей принятия решения, строго говоря, не может быть описана как $y = Ax + B$, уравнение будет иметь вид $x = A$. В этом случае можно аппроксимировать такие прямые выражениями $y = Ax + B$, в которых параметр A будет достаточно большим. Для реализации автоматического вычисления интеграла по найденным границам целесообразно для СТ внешней окружности задать внешние границы, отстоящие от сигнального созвездия несоизмеримо далеко, поэтому, учитывая нормальное распределение шума, их наличие не будет оказывать влияния на результат. Отыскав значение (7) для каждого из сегментов области принятия решения данной СТ, можно найти вероятность ошибочного приёма данной СТ с номером i :

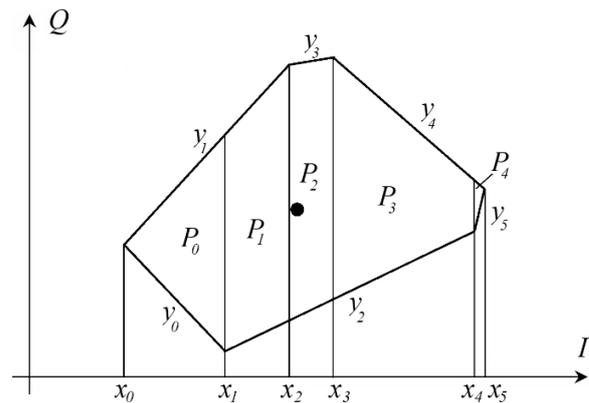


Рис. 3. Сегментация области принятия решения одной из СТ

Учитывая, что границы областей принятия решения могут быть описаны известным выражением прямой $y = Ax + B$, вероятность попадания СТ на приёме внутрь рассматриваемого сегмента области принятия решения может быть вычислена как:

$$P_{sum\ i} = 1 - \sum_{n=0}^S P_n, \quad (8)$$

где S — количество сегментов области принятия решения; P_n — вероятность попадания СТ на приёме в сегмент n области принятия решения. Учитывая равную вероятность передачи каждого из символов модуляции, можно рассчитать общую вероятность ошибки:

$$P_{err} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^M P_{sum\ i} \quad (9)$$

2.2. Вероятность ошибки приёма M-APSK для нелинейного канала с учётом ограничения полосы частот на передаче

Ограничение полосы частот сигнала на передаче приводит к возникновению провалов огибающей, величина которых зависит от величины скачка фазы между соседними символами [7]. При скачке фазы 180° наблюдается провал огибающей до нуля на стыке двух символов; при 90° — провал огибающей до значения

0.5 от исходного. Таким образом, форма огибающей сигнала на протяжении интервала данного символа зависит от того, какой символ предшествовал данному, какие фаза и амплитуда у данного символа, и какой символ последующий. Выразим форму огибающей аналитически:

$$u_1(t, i, j) = \begin{cases} \left((x_{i,j} \cdot A_i - A_j) \cdot \cos(\omega \cdot t) + x_{i,j} \cdot A_i + A_j \right) / 2 & \text{при } A_i \leq A_j, \\ \left((x_{i,j} \cdot A_j - A_j) \cdot \cos(\omega \cdot t) + x_{i,j} \cdot A_j + A_j \right) / 2 & \text{при } A_i > A_j, \end{cases}$$

$$u_2(t, i, j) = \begin{cases} \left((x_{j,k} \cdot A_j - A_j) \cdot \cos(\omega \cdot t) + x_{j,k} \cdot A_j + A_j \right) / 2 & \text{при } A_j \leq A_k, \\ \left((x_{j,k} \cdot A_k - A_j) \cdot \cos(\omega \cdot t) + x_{j,k} \cdot A_k + A_j \right) / 2 & \text{при } A_j > A_k, \end{cases}$$

где

$$x_{i,j} = \begin{cases} \left(\pi - |\varphi_i - \varphi_j| \right) / \pi & \text{при } |\varphi_i - \varphi_j| < \pi, \\ \left(|\varphi_i - \varphi_j| - \pi \right) / \pi & \text{при } |\varphi_i - \varphi_j| \geq \pi, \end{cases}$$

На рис. 4 представлена форма огибающей сигнала для случайного набора i, j, k . На оси абсцисс показано нормированное по отношению к интервалу символа T время.

Сигнал с такой огибающей поступает на УМ с характеристиками (2). Значения параметров модели Салеха, при которых характеристики наиболее близки к таковым для твердотельных спутниковых УМ [5]: $\alpha_m = 2.1587, \beta_m = 1.1517, \alpha_\phi = 4.033, \beta_\phi = 9.1040$. Здесь следует учесть величину ОВО, пересчитанную из дБ по мощности на выходе УМ в доли единицы по напряжению на входе УМ:

$$r(OBO) = \frac{2 - \sqrt{4 - 4 \cdot 10^{-0.1 \cdot OBO}}}{2 \cdot 10^{-0.05 \cdot OBO}}. \quad (11)$$

Таким образом, значения амплитуды и полной фазы сигнала (исходное значение фазы и паразитная фаза за счёт нелинейной АФХ) на выходе усилителя:

$$u_{NL}(t, i, j, k) = M \left(r(OBO) \cdot u(t, i, j, k) \right),$$

$$\varphi_{NL}(t, i, j, k) = \varphi_j + \mathcal{S} \left(r(OBO) \cdot u(t, i, j, k) \right).$$

Синфазная и квадратурная составляющие сигнала с учетом нелинейных искажений амплитуды и фазы:

$$I(t, i, j, k) = u_{NL}(t, i, j, k) \cdot \cos(\varphi_{NL}(t, i, j, k)),$$

$$Q(t, i, j, k) = u_{NL}(t, i, j, k) \cdot \sin(\varphi_{NL}(t, i, j, k)).$$

$$u(t, i, j, k) = \begin{cases} u_1(t, i, j) & \text{при } 0 \leq t \leq T/2, \\ u_2(t, j, k) & \text{при } T/2 \leq t \leq T, \end{cases} \quad (10)$$

где i — номер предшествующего символа, j — номер текущего символа, k — номер последующего символа;

Определим среднее значение I и Q составляющих на интервале символа и сравним их с исходными значениями для данной СТ:

$$I_{av}(i, j, k) = \frac{1}{T} \int_0^T I(t, i, j, k) dt,$$

$$Q_{av}(i, j, k) = \frac{1}{T} \int_0^T Q(t, i, j, k) dt. \quad (12)$$

На рис. 5 приведено сравнение исходных значений I и Q составляющих СТ с имеющимися на выходе УМ, для случайных i, j, k .

Таким образом, можно рассчитать средние значения I и Q составляющих на выходе УМ для каждого из возможных вариантов i, j, k . По приведенной выше методике для каждого из этих вариантов можно рассчитать вероятность ошибки при заданных OBO и SNR . В (7) математические ожидания m_x и m_y будут соответствовать полученным для данного варианта i, j, k значениям I и Q составляющих. На рис. 6 показаны смещения СТ на приёме за счёт ограничения частоты сигнала ПФ и нелинейных искажений УМ при $OBO = 5$ дБ. Наличие АБГШ для наглядности было опущено (учитывается при расчёте).

Учитывая, что вероятность появления каждого символа одинакова, общая вероятность ошибки может быть рассчитана как среднее значение вероятности ошибки среди всех вариантов i, j, k .

Как видно на рис. 6, даже при значительном OBO смещения СТ существенны и приводят к серьезному снижению помехоустойчивости, что подтверждается расчётами. При значении $SNR = 20$ дБ и при $OBO = 5$ дБ вероятность ошибки составляет 0.26. Это доказывает необходимость иного подхода при ограничении полосы

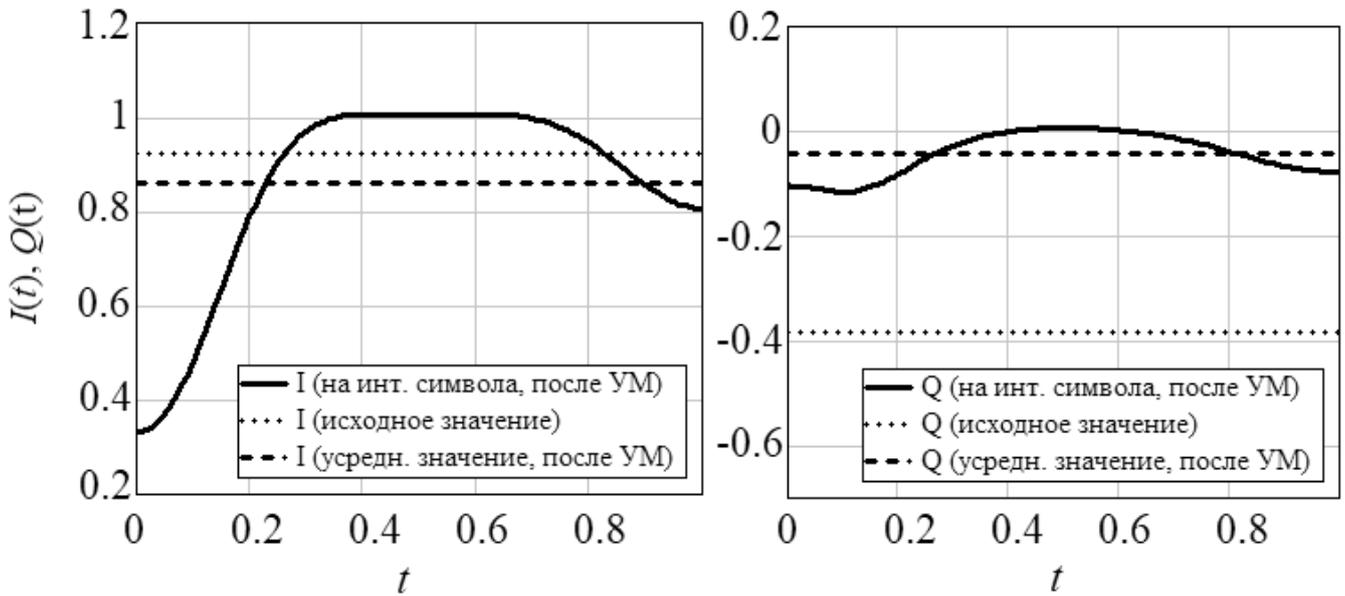


Рис. 5. Синфазная и квадратурная составляющие на выходе УМ

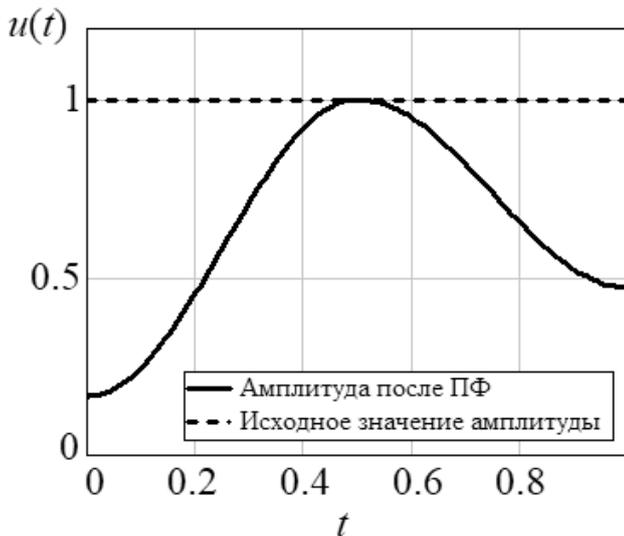


Рис. 4. Форма огибающей сигнала

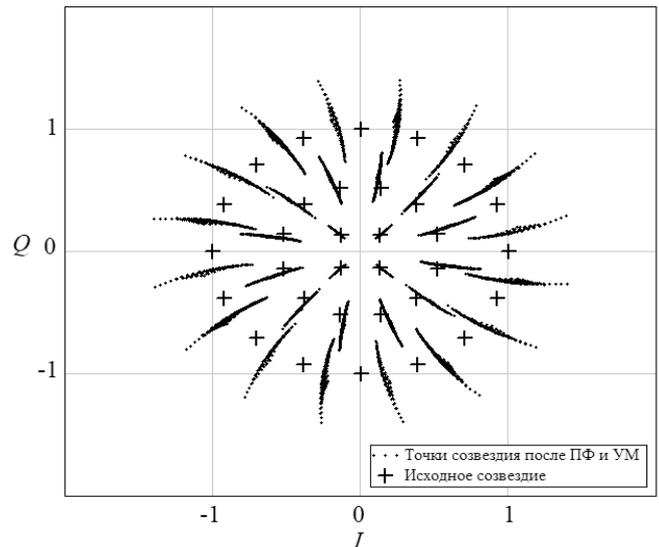


Рис. 6. Смещения СТ за счёт ограничения полосы и нелинейности

частот сигнала. Таким подходом является применение на передаче фильтра Найквиста.

2.3. Вероятность ошибки приёма M-APSK для нелинейного канала с учётом применения фильтра Найквиста

Фильтром Найквиста называется фильтр, минимизирующий межсимвольные искажения (МСИ) в моменты принятия решения. Т.к. сигналы в работе рассматрива-

ются во временной области, целесообразно рассмотреть импульсную характеристику (ИХ) фильтра:

$$h(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t = \pm \frac{T}{2 \cdot \alpha}, \\ \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \cdot t}{T}\right) \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi \cdot \alpha \cdot t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{\pi \cdot \alpha \cdot t}{T}\right)^2} & \text{при } t \neq \pm \frac{T}{2 \cdot \alpha}, \end{cases} \quad (14)$$

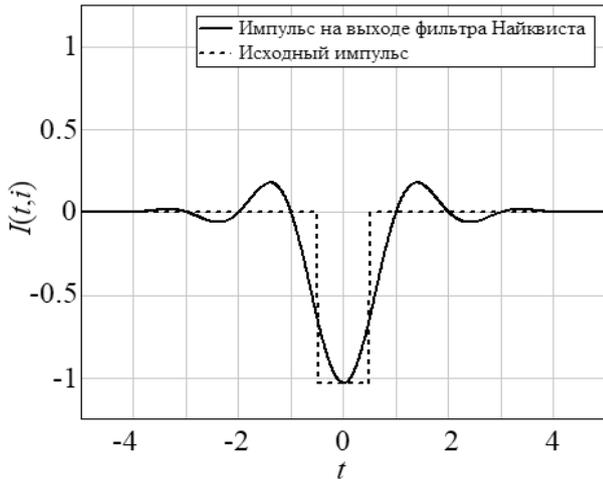


Рис. 7. Импульс на выходе фильтра Найквиста

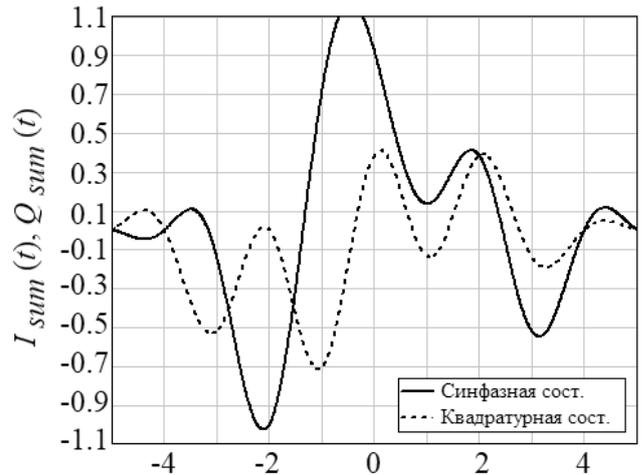


Рис. 8. I и Q составляющие мапированного сигнала на выходе фильтра

где α — коэффициент сглаживания фильтра (roll-off factor, ROF). I и Q компоненты мапированного сигнала проходят через фильтр с приведенной выше ИХ. Для получения формы сигналов на его выходе следует применить операцию свёртки ИХ и исходных импульсов:

$$I_{fil}(t,i) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot I_p(t-\tau,i) \cdot d\tau,$$

$$Q_{fil}(t,i) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot Q_p(t-\tau,i) \cdot d\tau, \quad (15)$$

$$I_{sum}(t,i,i1,i2,i3,i4,i5,i6) = I_{fil}(t+3T,i1) + I_{fil}(t+2T,i2) + I_{fil}(t+T,i3) + I_{fil}(t,i) + I_{fil}(t-T,i4) + I_{fil}(t-2T,i5) + I_{fil}(t-3T,i6),$$

где i — номер текущего символа; $i1, i2, i3$ — номера предшествующих символов; $i4, i5, i6$ — номера последующих символов. На рис. 8 показано изменение I и Q составляющих при переходах между случайными символами. Зная синфазные и квадратурные составляющие, можно рассчитать значения амплитуды и фазы сигнала на выходе модулятора. По аналогичной методике можно рассчитать синфазные и квадратурные составляющие сигнала на выходе УМ — $I_{sum NL}$ и $Q_{sum NL}$.

В идеальных условиях момент принятия решения будет находиться в середине интервала символа, где МСИ равны нулю. В реальности же из-за джиттера момент принятия решения может меняться. Джиттер — первая производная от задержки прохождения сигнала. Постоянная задержка сигнала не будет влиять на правиль-

где $I_p(t, i), Q_p(t, i)$ — импульсы синфазной и квадратурной составляющих мапированного сигнала для СТ с номером i , значения которых равны нулю вне пределов символьного интервала. На рис. 7 показана форма импульса компонента I на выходе фильтра Найквиста.

Чем большее число символов будет учтено при расчёте вероятности ошибки с учётом МСИ, тем более точный результат будет получен. Рассмотрим расчёт с учётом трёх предшествующих и трёх последующих символов. I и Q составляющие для различных комбинаций символов:

ность выбора момента принятия решения, т.к. может быть определена и скомпенсирована. Джиттер можно считать случайной величиной с нормальным распределением и математическим ожиданием в центре интервала символа. Если предположить, что большая часть распределения лежит внутри интервала $-T/2 < t < T/2$, то СКО $\sigma_t = T/6$ (правило трёх сигм). В итоге можно найти среднее значение каждого I и Q при всех возможных предшествующих и последующих символах с учетом нормального распределения вероятности выбора момента принятия решения на интервале символа:

$$f(t) = \frac{1}{\sigma_t \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \exp\left(\frac{-(t-m)^2}{2 \cdot \sigma_t^2}\right), \quad (16)$$

где σ_i — СКО распределения, $\sigma_i = T/6$; m — математическое ожидание, $m = 0$. Среднее значение синфазной и квадратурной составляющих при учете

предшествующих и последующих символов, а также нормального распределения выбора момента принятия решения:

$$I_{av}(i, i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot I_{sum\ NL}(i, i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6) dt,$$

$$Q_{av}(i, i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot Q_{sum\ NL}(i, i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6) dt.$$

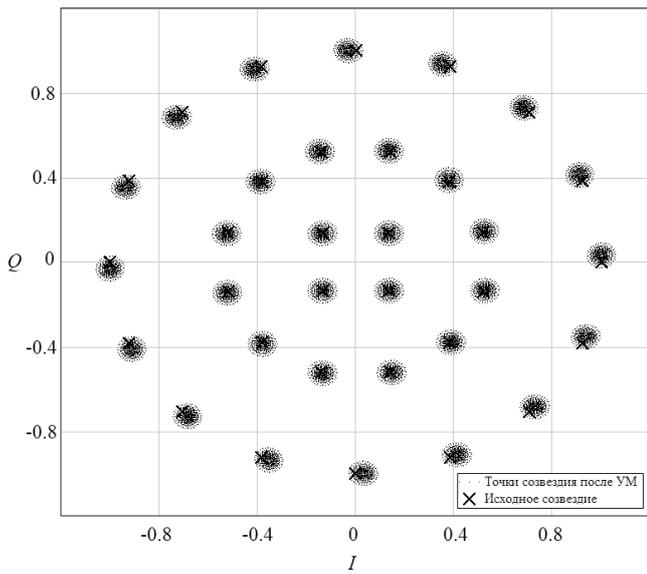


Рис. 9. Смещения СТ при применении фильтра Найквиста на передаче

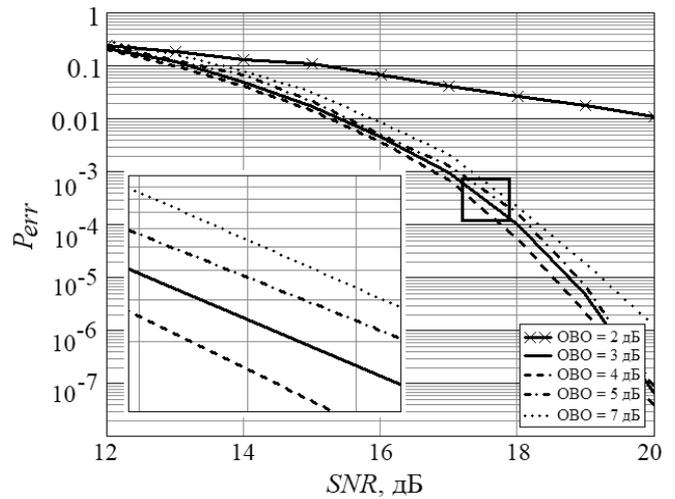


Рис. 10. Вероятность ошибки приёма сигнала 32-APSK при использовании фильтра Найквиста с $\alpha = 0.35$ и различных ОВО

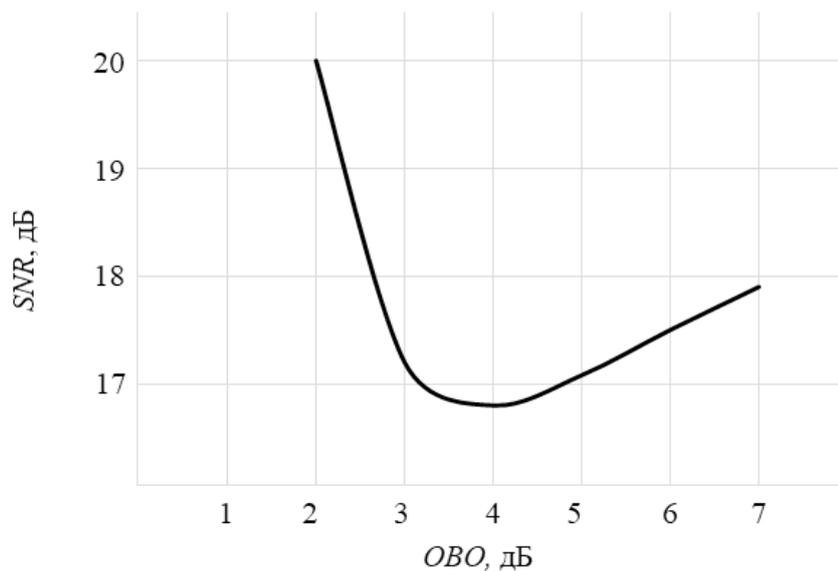


Рис. 11. Поиск оптимального значения ОВО

На рис. 9 показаны смещения СТ за счёт нелинейности и джиттера при использовании фильтра Найквиста с $\alpha = 0.35$ и $OBO = 5$ дБ. Точки оказываются сконцентрированы рядом с исходными СТ.

По приведенной выше методике можно рассчитать вероятность ошибки для каждого из возможных сочетаний символов и для различных OBO и α . Учитывая количество возможных вариантов сочетаний следующих подряд символов, целесообразно применить метод случайных выборок для определения средней вероятности ошибки — метод Монте-Карло [8]. Полученные при 5000 выборок результаты приведены на рис. 10. При значениях $OBO > 5$ дБ требуемое для поддержания заданной вероятности ошибки отношение сигнал/шум начинает увеличиваться. Это обусловлено тем, что рабочая точка уже перенесена в линейную область АХ УМ, и дальнейшее увеличение OBO приводит лишь к снижению мощности на выходе УМ.

Определить оптимальное значение OBO при заданных исходных данных можно, отыскав, при каком OBO требуется наименьшее значение SNR для поддержания вероятности ошибки символа 10^{-3} . На рис. 11 показана зависимость требуемого SNR от значения OBO . По минимуму этой зависимости можно определить $OBO_{opt} = 4$ дБ.

Заключение

В работе представлена методика анализа помехоустойчивости приёма сигналов M-APSK с учетом нелинейности УМ и ограничения полосы частот. Рассмотрен вариант применения фильтра Найквиста при формировании основной полосы сигнала. Методика позволяет осуществлять поиск оптимального режима работы усилителя для различных параметров созвездия сигнальных точек, параметров УМ и коэффициентов сглаживания фильтра.

ЛИТЕРАТУРА

1. The DVB Project official site. Standards: <https://www.dvb.org/standards/>
2. Xiang X., Mo Z., Wang Z., Pham K., Blasch E., et al. Constellation labeling optimization for bit-interleaved coded APSK // Sensors and Systems for Space Applications IX, 2016. — Baltimore, Maryland, 2016. — P. 182–187.
3. Anedda M., Meloni A. and Murrini M. 64-APSK constellation and mapping optimization for satellite broadcasting using genetic algorithms // IEEE Transactions on Broadcasting. — 2016. — Vol. 62, N. 1. — PP. 1–9.
4. Wang Q., Song T. and Kam P. Performance optimization of M-APSK in AWGN and oscillator phase noise with annular-sector detection // IEEE83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). — Nanjing, 2016. — PP. 1–5.
5. Saleh A. A. M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers // IEEE Transactions on Communications. — 1981. — Vol. 29, N. 11. — PP. 1715–1720.
6. Liolis K. P., De Gaudenzi R., Alagha N., Martinez A., i Fàbregas A. G. Amplitude phase shift keying constellation design and its applications to satellite digital video broadcasting // Digital Video, Floriano De Rango (Ed.), InTech. — 2010. — PP. 425–453.
7. Дегтярев С. С., Носов В. И. Исследование влияния амплитудной конверсии на помехоустойчивость приема сигналов с модуляцией M-APSK // Телекоммуникации. — 2017. — № 4. — С. 6–16.
8. Соболев И. М. Метод Монте-Карло. — М.: Наука, 1968. — 64 С.

© Носов Владимир Иванович, Дегтярев Станислав Сергеевич (ssd1085@gmail.com).

Журнал «Современная наука: актуальные проблемы теории и практики»

