

Исследование влияния амплитудно-фазовой конверсии на помехоустойчивость приёма сигналов с модуляцией M-APSK

С. С. Дегтярев, В. И. Носов

В данной работе представлено исследование влияния нелинейной амплитудно-фазовой конверсии (АФК) на помехоустойчивость приёма сигнала с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией M-APSK. Такие сигналы широко применяются в спутниковых системах, в том числе в системах вещания, таких как DVB-S2. В качестве модели нелинейности усилителя используется модель Салеха. Исследования направлены на определение оптимального режима работы усилителя при передаче сигналов 16-APSK в нелинейном канале с АФК.

Ключевые слова: модуляция M-APSK, DVB-S2, амплитудно-фазовая конверсия, Back-off.

1. Введение

Для передачи данных в высокоскоростных спутниковых системах (например, DVB-S2, DVB-SH, IPoS, GMR-1 3G и др.) широкое распространение получили схемы модуляции APSK вследствие их высокой спектральной эффективности и устойчивости к нелинейным искажениям [1, 2].

В большинстве стандартов, в которых применяется модуляция APSK, позиционность модуляции ограничена 16-APSK и 32-APSK. В 2014 году был представлен стандарт DVB-S2X [3] как расширение предшествующего стандарта DVB-S2. В новом стандарте, помимо прочего, предусматривается применение схем модуляции 64-APSK, 128-APSK и 256-APSK.

В [4] были рассмотрены возможности применения модуляции APSK в системе цифрового наземного вещания DVB-T2 и произведено сравнение производительности со схемами модуляции QAM при работе в канале с аддитивным белым гауссовским шумом. При этом схемы модуляции APSK показали выигрыш по помехозащищенности до 0.83 дБ. Однако в [4] не была рассмотрена помехоустойчивость в случае работы в нелинейном канале.

Важной задачей является оптимизация параметров спутниковой линии для повышения помехоустойчивости приёма сигналов M-APSK. В [5] подробно рассмотрен процесс оптимизации параметров сигнального созвездия M-APSK с использованием кода Грея, произведена оценка оптимальных значений радиусов концентрических окружностей на сигнальном созвездии для многопозиционных схем модуляции (64-APSK и 256-APSK). Оптимизация произведена только с точки зрения передачи сигнала в канале с аддитивным белым гауссовским шумом без учёта нелинейности канала.

Влияние фазового шума и многолучевого распространения на помехоустойчивость приёма сигналов DVB-S2 при работе в нелинейном канале было рассмотрено в [6]. Однако в [6] в качестве многопозиционной схемы модуляции была выбрана модуляция 16-QAM, которая не используется в стандарте DVB-S2.

Из анализа публикаций следует, что на данный момент в литературе слабо освещен вопрос анализа помехоустойчивости приёма сигналов с модуляцией APSK при работе в нелинейном канале, хотя именно нелинейные искажения вносят существенный вклад в снижение помехоустойчивости приёма.

В этой работе представлено исследование влияния на помехоустойчивость приёма сигналов 16-APSK (с конфигурацией сигнальных точек 4+12) нелинейности амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) усилителя мощности спутникового ретранслятора (СР). В качестве модели нелинейности усилителя использована модель Салеха, с достаточной точностью обобщающая характеристики большинства транзисторных усилителей мощности.

Ограничение спектра 16-APSK сигнала полосовым фильтром на выходе модулятора вызывает появление паразитной амплитудной модуляции, которая из-за нелинейности АФХ (амплитудно-фазовой конверсии) усилителя мощности приводит к появлению паразитной фазовой модуляции. Эта паразитная фазовая модуляция существенно снижает помехоустойчивость приёма.

В ходе исследования разработана методика оптимизации параметров усилителя мощности для повышения помехоустойчивости приёма сигналов M-APSK при учёте влияния амплитудно-фазовой конверсии. При этом учитывались разные расстояния ошибок по фазе для разных окружностей сигнального созвездия M-APSK, а также вероятности появления всех возможных скачков фазы между передаваемыми символами, приводящих к возникновению паразитной амплитудной модуляции разной глубины.

2. Общие положения

2.1. Описание нелинейного канала

Для решения задачи оптимизации параметров спутниковой линии должен быть рассмотрен нелинейный канал, состоящий в общем случае из модулятора, полосового фильтра и усилителя мощности. Чем ближе к зоне насыщения выбирается рабочая точка усилителя мощности, тем выше мощность передачи и тем сильнее нелинейные искажения [7].

Для уменьшения нелинейных эффектов в усилителе мощности широко применяется метод Output Back-off (*OBO*) (снижение мощности на выходе). Одной из основных задач оптимизации параметров спутниковой линии является отыскание компромиссного значения *OBO*, при котором достигается максимальное уменьшение нелинейных эффектов при минимальном снижении мощности передачи. В выражении (1) показано влияние на требуемое отношение сигнал/шум эффекта снижения мощности (*OBO*) и потерь из-за нелинейности амплитудно-фазовой характеристики усилителя мощности (*D*) [7]:

$$\frac{E_b}{N_0}(OBO) = \frac{E_b}{N_0}|_{\text{нас}} + OBO + D(OBO), \text{ дБ}, \quad (1)$$

где $E_b/N_0|_{\text{нас}}$ – требуемое отношение энергии бита при работе усилителя в режиме насыщения к спектральной плотности мощности шумов на входе демодулятора без учёта *OBO* и нелинейных искажений;

OBO – снижение мощности сигнала на выходе усилителя относительно максимальной мощности выходного сигнала при работе в режиме насыщения;

D – снижение отношения E_b/N_0 из-за нелинейных эффектов.

2.2. Описание сигнального созвездия 16-APSK

Созвездие сигнальных точек модуляции 16-APSK ($M = 16$), применяемое в стандарте DVB-S2, состоит из двух concentрических окружностей (рис. 1). На внутренней окружности расположены четыре сигнальные точки (M_1), а на внешней – двенадцать сигнальных точек (M_2). Все сигнальные точки равномерно распределены по окружностям.

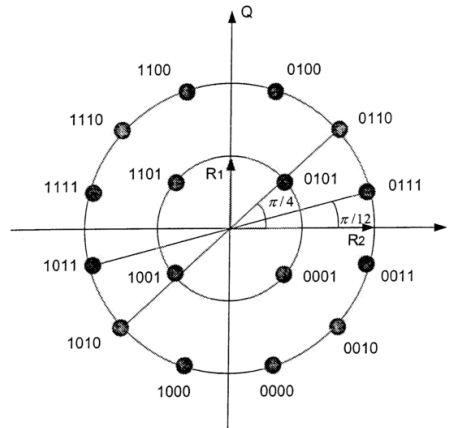


Рис. 1. Созвездие сигнальных точек при модуляции 16-APSK

Сигнал M-APSK может быть представлен в виде:

$$U_c(t) = A_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_j(t)), \quad (2)$$

где $A_i(t)$ – дискретные значения амплитуды;

$\varphi_j(t)$ – дискретные значения фазового угла, который может принимать одно из фиксированных значений $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M$, находящихся в пределах от нуля до 2π :

$$\varphi_j(t) = \frac{2\pi k}{M_i}, \quad k = 1, 2, \dots, M_i, \quad (3)$$

где k – равновероятные значения фаз;

M_i – число точек на окружности с радиусом $A_i(t)$.

На рис. 2 приведено несколько последовательных значений фазового угла, соответствующих передаче различных символов модуляции. В приёмном устройстве при детектировании сигнала необходимо для каждого значения фазы несущего колебания получить соответствующий ему переданный символ. При анализе предполагается реализация идеального детектора с нулевой шириной порогов, определяющих границы изменения символов модуляции. Эти пороги показаны на рис. 2 штриховыми линиями oa , ob , oc .

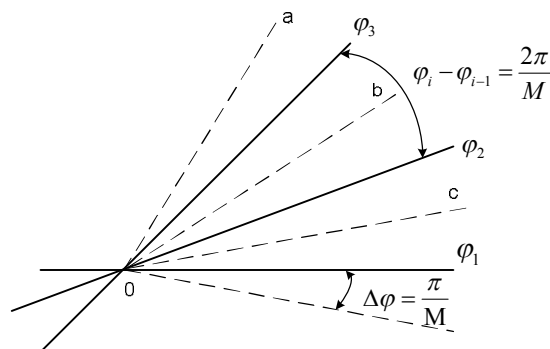


Рис. 2. Определение расстояния по фазе между разрешенными значениями фаз сигнала

Из рис. 2 следует, что угол $\Delta\varphi$ между идеальным положением вектора на амплитудно-фазовой плоскости, которое определяется выражением (3), и ближайшей границей (порогом) вдвое меньше фазового угла между соседними положениями векторов, т.е.

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{M_i}. \quad (4)$$

Для оценки размера области принятия правильного решения и вероятности выхода сигнальной точки за эту область можно воспользоваться так называемым расстоянием ошибок d , величина которого определяется количеством сигнальных точек на соответствующей окружности:

$$d = 2 \sin \frac{\pi}{M_i}. \quad (5)$$

При рассмотрении влияния АФК на помехоустойчивость приёма сигнала 16-APSK требуется рассмотреть расстояние ошибок для внутренней и внешней окружности отдельно, т.к. разница по фазе между смежными точками на этих окружностях разная. Таким образом, величина d для внутренней и внешней окружности составит: $d_{\text{внутр}} = 0.707$, $d_{\text{внешн}} = 0.518$.

Вероятность перехода текущей сигнальной точки в область принятия решения соседней точки, то есть вероятность преодоления расстояния $d/2$, определяется с помощью гауссовского интеграла ошибок для различной мощности шума σ^2 на входе приёмника:

$$p_{\text{ош}} = p\left(\varphi > \frac{\pi}{M_i}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{d/2}^{\infty} \exp\left(-t^2/2\sigma^2\right) dt. \quad (6)$$

Используя дополнительную функцию ошибок $\text{erfc}(z)$, можно представить выражение (6) в виде [8]:

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{\log_2 M_i} \text{erfc}(z), \quad (7)$$

где $z = \sin \frac{\pi}{M} \sqrt{\log_2 M_i} \cdot \sqrt{\frac{E_b / \text{OBO}}{N_0}}$.

Таким образом, величина $p(\varphi > \pi/M_i)$ зависит от числа точек на рассматриваемой окружности (M_i) и отношения сигнал/шум в спутниковом канале. Решение задачи оценки помехоустойчивости приёма сводится к решению классической задачи отыскания вероятности ошибочного приёма с учётом шумов различного происхождения (рис. 3). Выражение (6) необходимо определить с учётом того, что значения расстояния ошибок для внутренней и внешней окружности сигнального созвездия модуляции 16-APSK разные.

Однако такая постановка задачи не позволяет определить степень ухудшения качества связи при наличии амплитудно-фазовой конверсии, которой обладают усилители мощности. Поэтому в данном случае необходимо применить методику определения вероятности ошибки с учётом воздействия АФК и шума. Такая методика была разработана в [9] и применена для расчёта вероятности ошибки при передаче сигналов 4-ФМ, 4-ОФМ и 8-ФМ по аналоговым радиорелейным линиям. Методика была усовершенствована и переработана для возможности ее применения при расчётах помехоустойчивости приёма сигналов M-APSK.

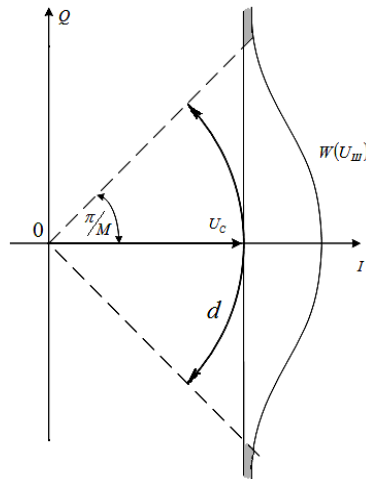


Рис. 3. Возникновение ошибки при воздействии гауссовского шума на сигнал с фазовой модуляцией

3. Определение вероятности ошибочного приёма сигнала 16-APSK с учётом амплитудно-фазовой конверсии

3.1. Амплитудно-фазовая конверсия

Помимо нелинейности амплитудной характеристики большинство усилительных приборов обладают свойством преобразования амплитудной модуляции в фазовую (преобразование АМ/ФМ). Это значит, что изменение огибающей входного сигнала вызывает паразитное изменение фазы сигнала на выходе.

Для оценки влияния АФК целесообразно использовать аппроксимирующую функцию (модель Салеха), предложенную в [10], которая описывает зависимость амплитуды (8) и фазы (9) выходного сигнала от амплитуды входного сигнала (рис. 4):

$$U_{\text{вых}}(U_{\text{AM}}) = \frac{2 \cdot U_{\text{AM}}}{1 + U_{\text{AM}}^2}, \quad (8)$$

$$\Delta\varphi(U_{\text{AM}}) = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{2 \cdot U_{\text{AM}}^2}{1 + U_{\text{AM}}^2}. \quad (9)$$

где $U_{\text{AM}} = U / U_{\text{MAX}}$.

Анализируя взаимное расположение характеристик АМ/АМ- и АМ/ФМ-преобразований и зная, что работа выходных усилителей СВЧ спутниковых линий организуется в режиме насыщения, можно сделать первоначальный вывод, что паразитный фазовый сдвиг, вызванный АФК, не превысит величины 30 градусов. При переходе в линейный режим работы влияние амплитудно-фазовой конверсии уменьшается. Вместе с тем явление амплитудно-фазовой конверсии не влияет на качество передачи сигналов в случае постоянной огибающей сигнала, так как при этом постоянный во времени фазовый сдвиг приводит только к запаздыванию сигнала. Для более детального рассмотрения влияния АФК необходимо знать закон изменения огибающей сигнала.

3.2. Оценка паразитного фазового сдвига за счет АФК при передаче сигнала 16-APSK с паразитной амплитудной модуляцией

Как было показано в [9], скачок фазы сигнала на границах символов модуляции, после ограничения спектра сигнала при формировании полосы пропускания радиоканала, приводит к изменению огибающей фазоманипулированного сигнала, которая в идеальном случае должна быть постоянной. Возникающую паразитную амплитудную модуляцию предлагается описать известным выражением амплитудно-модулированного сигнала:

$$U_{AM}(t) = \frac{1 + m \cdot \sin \Omega_s t}{1 + m}, \quad (10)$$

где m – глубина паразитной амплитудной модуляции, возникающей на выходе полосового фильтра в сигнале 16-APSK;

$\Omega_s = 2\pi F_s$ – частота следования символов модуляции.

Следует отметить, что для схемы модуляции 16-APSK возможны всего 6 значений скачка фазы на границе двух символов (рис. 1). При скачке фазы 180° будет наблюдаться провал огибающей до нуля, в этот момент выражение огибающей сигнала (10) принимает минимальное значение. Все значения коэффициентов глубины паразитной амплитудной модуляции m вычислены с учётом того, что каждое значение скачка фазы вызывает соответствующий по величине провал огибающей сигнала. То есть при скачке фазы в 30° огибающая сигнала будет уменьшаться до значения в $5/6$ от исходной, при скачке фазы 60° – до $4/6$ от исходной, при скачке фазы 90° – до $3/6$ от исходной и т.д. Таким образом, значения m можно вычислить, приравняв в (10) $U_{AM}(t)$ значениям $5/6$, $4/6$, $3/6$ и т.д., а синус внутри этого выражения – минус единице.

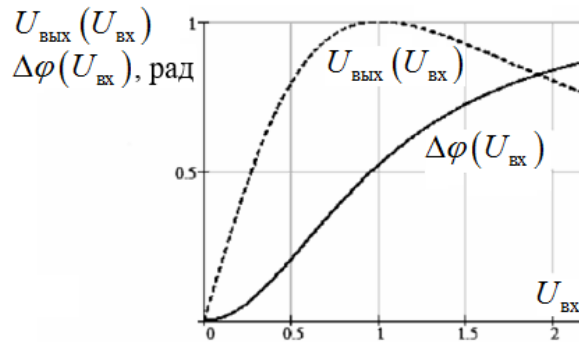


Рис. 4. Зависимость амплитуды и фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала

Таблица 1. Нормированная огибающая сигнала при различных скачках фазы

Скачок фазы на границе символов модуляции $\Delta\varphi_i$	m	$U_{AM}(t)$
30°	0.09	$U_{AM}(t) = (1 + 0.09 \cdot \sin \Omega_s t) / 1.09$
60°	0.2	$U_{AM}(t) = (1 + 0.2 \cdot \sin \Omega_s t) / 1.2$
90°	0.333	$U_{AM}(t) = (1 + 0.333 \cdot \sin \Omega_s t) / 1.333$
120°	0.5	$U_{AM}(t) = (1 + 0.5 \cdot \sin \Omega_s t) / 1.5$
150°	0.714	$U_{AM}(t) = (1 + 0.714 \cdot \sin \Omega_s t) / 1.714$
180°	1	$U_{AM}(t) = (1 + \sin \Omega_s t) / 2$

Используя выражения из табл. 1, можно представить графическое изображение изменения огибающей при различных значениях скачка фазы $\Delta\varphi_i$ (рис. 5).

Далее рассмотрим влияние АФК на сигнал с паразитной амплитудной модуляцией. Анализируя выражение (9), можно заключить, что при постоянной огибающей сигнала М-APSK с единичной амплитудой величина приобретённого фазового сдвига $\Delta\varphi_{\text{АФК}}$ составит 30 градусов ($\pi/6$). При этом передающее оборудование работает в режиме насыщения, что обеспечивает максимальную мощность передачи, причём такой постоянный фазовый сдвиг не приводит к искажению сигнала, т.е. не изменяется расстояние ошибок d .

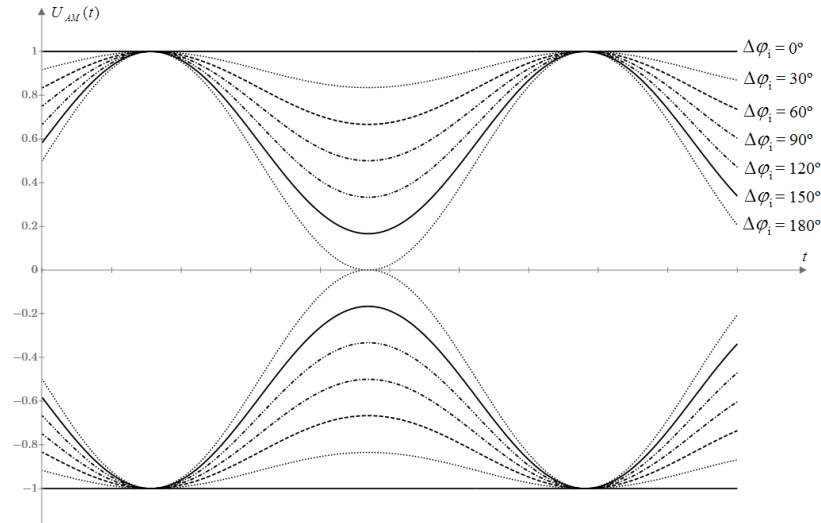


Рис. 5. Изменения огибающей при различных значениях скачка фазы $\Delta\varphi_i$

Наличие нелинейного фазового сдвига $\Delta\varphi_{\text{АФК}} = \Delta\varphi(U_{\text{AM}})$ приводит к изменению местоположения сигнальной точки на фазоамплитудной плоскости, что приводит к уменьшению расстояния d , следовательно, и к увеличению вероятности ошибочного приёма.

Используя выражение (9) и табл. 1, можно определить изменение фазы сигнала при различных скачках фазы сигнала и соответственно при разной глубине паразитной амплитудной модуляции:

$$\Delta\varphi_{\text{АФК}}(t) = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{2 \cdot \left(\frac{1 + m \cdot \sin \Omega_s t}{1 + m} \right)^2}{1 + \left(\frac{1 + m \cdot \sin \Omega_s t}{1 + m} \right)^2}. \tag{11}$$

На местоположение сигнальной точки влияет её смещение за счет явления АФК, причём на это изменение накладывается шум с нормальным законом распределения (рис. 6).

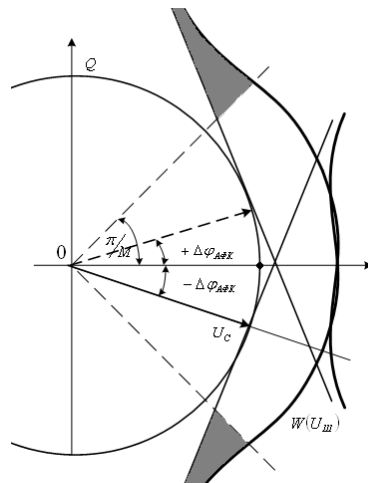


Рис. 6. Воздействие гауссовского шума и АФК на фазоманипулированный сигнал

Отклонения сигнальной точки за счет воздействия АФК и гауссовского шума являются независимыми процессами, так как имеют различную природу возникновения, следовательно, плотность распределения общего результирующего процесса $W(U_{\Sigma})$ определяется с помощью операции свёртки плотностей распределения функции изменения фазы $W(\Delta\varphi'_{\text{АФК}})$ и случайного гауссовского процесса $W(U_{\text{ш}})$ [11, 12, 13].

Для определения плотности распределения $W(\Delta\varphi'_{\text{АФК}})$ воспользуемся предложенным описанием во времени функции $\Delta\varphi_{\text{АФК}}(t)$ (11) на интервале одного символа модуляции при известном для этого символа модуляции значении фазы. Изменение фазы на рассматриваемом интервале нелинейно, причем вероятность появления различных значений сдвига фазы неодинакова. Исключим влияние постоянного фазового сдвига, соответствующего постоянной огибающей сигнала $\Delta\varphi'_{\text{АФК}}(t) = \varphi_0 - \Delta\varphi_{\text{АФК}}(t)$.

Рассмотрим вычисление функции плотности распределения $\Delta\varphi'_{\text{АФК}}(t)$ на примере фазового скачка 180° . Ступенчатая аппроксимация полученной функции $\Delta\varphi'_{\text{АФК } 180}(t)$ приведена на рис. 7.

По полученным результатам строится искомая функция $W(\Delta\varphi'_{\text{АФК } 180})$, показывающая, с какой вероятностью встречаются на интервале символа модуляции различные значения паразитного фазового сдвига, если произошло изменение фазы сигнала на 180 градусов (рис. 8). По такой же методике получены плотности распределения $W(\Delta\varphi'_{\text{АФК}})$ для остальных значений скачка фазы (30° , 60° , 90° , 120° , 150°).

Для определения вероятности ошибки необходимо представить функцию плотности распределения $W(\Delta\varphi'_{\text{АФК}})$ (рис. 9) в виде аналитической функции, которую можно найти путем аппроксимации полиномом шестой степени:

$$W(\Delta\varphi'_{\text{АФК } 180}) = 0.27305 - 4.1331 \cdot \varphi + 66.17809 \cdot \varphi^2 - 361.83017 \cdot \varphi^3 + 1.04925 \cdot 10^3 \cdot \varphi^4 - 1.53954 \cdot 10^3 \cdot \varphi^5 + 903.04002 \cdot \varphi^6 \quad (12)$$

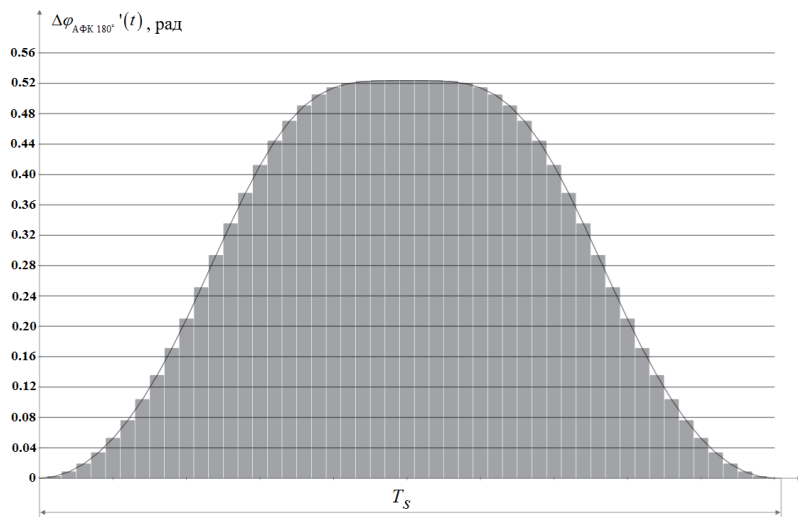
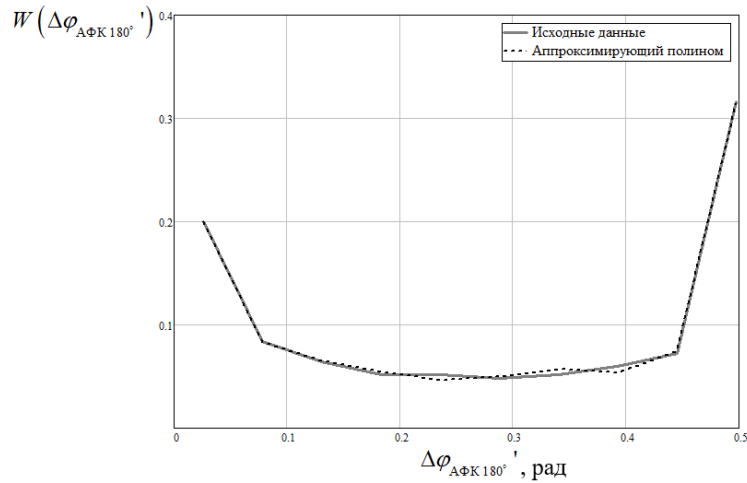


Рис. 7. Ступенчатая аппроксимация функции $\Delta\varphi'_{\text{АФК } 180}(t)$

Рис. 8. Плотность распределения $W(\Delta\varphi'_{\text{АФК } 180^\circ})$

Исследованные изменения расположения сигнальной точки за счет АФК приведут к заведомому уменьшению расстояния ошибок d , которое для M -позиционной модуляции составит величину:

$$\frac{d}{2} = \sin\left(\frac{\pi}{M} - \Delta\varphi_{\text{АФК}}\right). \quad (13)$$

В итоге вероятность ошибки для сигнала с известным скачком фазы может быть определена как:

$$P\left(\varphi > \frac{\pi}{M_i} - \Delta\varphi_{\text{АФК}}\right) = \int_{\Delta\varphi_{\text{АФК min}}}^{\Delta\varphi_{\text{АФК max}}} \frac{1}{\log_2 M_i} \cdot \text{erfc}(z) \cdot W(\Delta\varphi_{\text{АФК}}) d(\Delta\varphi_{\text{АФК}}), \quad (14)$$

где $z = \sin\left(\frac{\pi}{M_i} - \Delta\varphi_{\text{АФК } i}\right) \sqrt{\log_2 M_i} \cdot \sqrt{\frac{E_b / \text{OBO}}{N_0}}$.

Используя выражение $W(\Delta\varphi_{\text{АФК}})$ (12), по (14) получим зависимости вероятности ошибочного приёма сигнала 16-APSK от величины отношения сигнал/шум, если на границе символа модуляции происходит скачок фазы сигнала $\Delta\varphi_i$ (рис. 9).

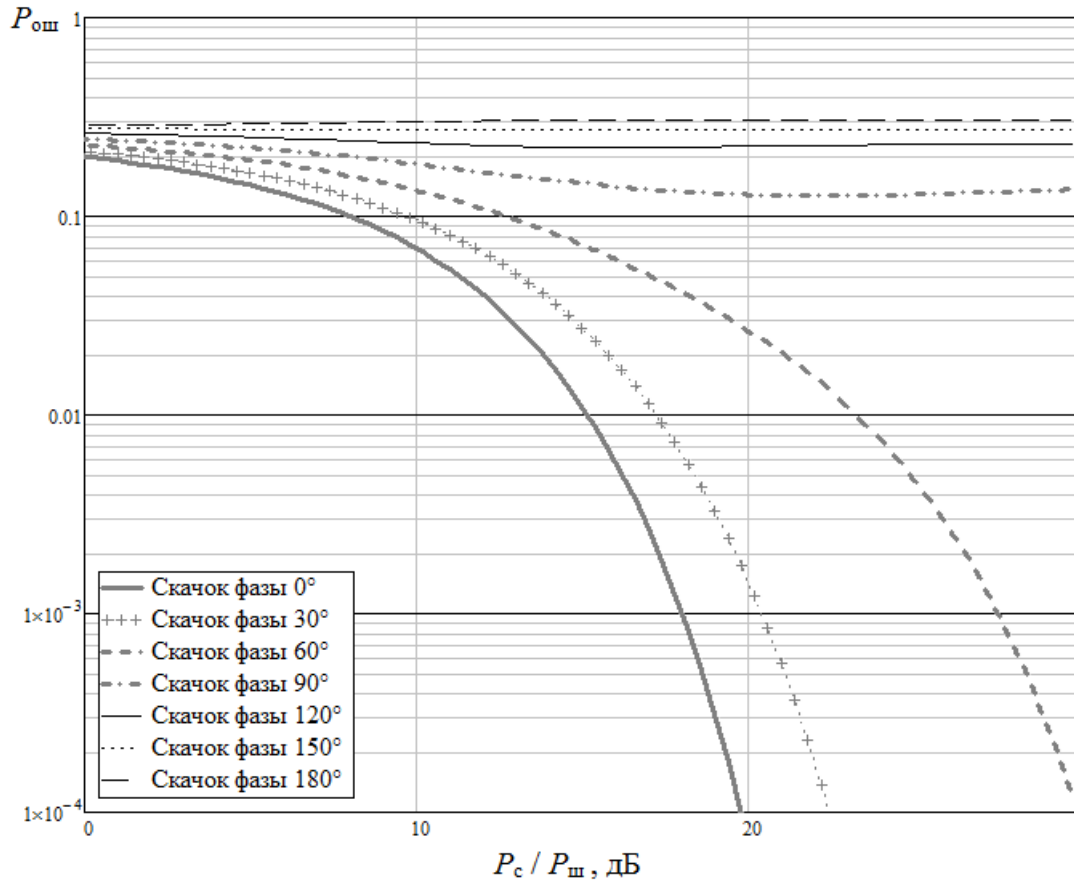


Рис. 9. Вероятность ошибочного приёма сигналов 16-APSK, подверженных влиянию нелинейной АФК для различных скачков фазы на границах символов модуляции

При расчётах учитывалось уменьшение расстояния между сигнальными точками, определяемое в соответствии с выражением (13). Кроме того, расчёты были произведены отдельно для значений $M_1 = 4$ и $M_2 = 12$. В первом случае подразумевается переход из случайной точки сигнального созвездия в точку, находящуюся на внутренней окружности, для которой ранее было определено расстояние ошибок $d_{\text{внутр}} = 0.707$. Во втором случае подразумевается переход из случайной точки сигнального созвездия в точку на внешней окружности, для которой расстояние ошибок принимает значение $d_{\text{внеш}} = 0.518$. Очевидно, что во втором случае вероятность ошибки окажется несколько выше, т.к. меньше расстояние ошибок.

На рис. 9 показаны полученные зависимости для случая $M_2 = 12$. Кривые построены в зависимости от величины отношения $P_c/P_{\text{ш}}$ с учётом того, что $P_c/P_{\text{ш}} = \log_2 M_i (E_b/N_0)$. Из рис. 9 видно, что при скачках фазы, больших чем 60° , возникает так называемая несократимая ошибка, т.е. при увеличении отношения сигнал/шум вероятность ошибки не уменьшается.

Для того чтобы получить общую вероятность ошибочного приёма сигнала 16-APSK, требуется учесть вероятность появления каждого скачка фазы на границе символов модуляции. Следует учесть, что все точки на сигнальном созвездии равновероятны, переходы из начальной точки в любую другую или остановка в начальной точке (скачок фазы 0°) также равновероятны. Кроме того, равные по модулю скачки фазы с разными знаками приводят к одинаковым провалам огибающей сигнала. Сведём в табл. 2 все варианты скачка фазы между двумя символами с соответствующими вероятностями появления.

Таким образом, можно сделать вывод, что смена символа модуляции является случайной дискретной величиной с известной вероятностью появления, это дает возможность заключить, что появление паразитной амплитудной модуляции сигнала с разной глубиной будет определяться в соответствии с табл. 2.

Следовательно, для определения вероятности ошибочного приёма сигналов 16-APSK с учётом воздействия нелинейной АФК при условии модуляции сигнала несущей частоты псевдослучайным цифровым сигналом необходимо учесть следующие факторы:

- 1) воздействие шумов спутникового канала, подчиняющихся нормальному закону распределения;
- 2) наличие различных паразитных фазовых сдвигов, плотность распределения которых определяется в соответствии с найденными ранее аппроксимирующими полиномами;
- 3) вероятность появления конкретной величины фазового сдвига (табл. 2).

Таблица 2. К определению вероятности скачков фазы между двумя символами модуляции

Положение конечной точки перехода	Вариант смены фазы	Вероятность смены символа модуляции
На внутренней окружности, $M_1 = 4$ (вероятность 4/16)	0°	0.125
	30°	0.125
	60°	0.125
	90°	0.25
	120°	0.125
	150°	0.125
	180°	0.125
На внешней окружности, $M_2 = 12$ (вероятность 12/16)	0°	0.08333
	30°	0.16667
	60°	0.16667
	90°	0.16667
	120°	0.16667
	150°	0.16667
	180°	0.08333

В итоге можно рассчитать вероятность ошибочного приёма сигнала M-APSK при воздействии нелинейной АФК и *OBO*, просуммировав все полученные выражения вероятности ошибки для каждого из скачков фазы с учётом вероятности появления такого скачка для конечной точки на внешней или внутренней окружности:

$$P_{\text{ош M-APSK}} \left(\varphi > \frac{\pi}{M_i} - \Delta\varphi_{\text{АФК}} \right) = \sum_{i=1}^{M+1} \left[\int_{\Delta\varphi_{\text{АФК min}}}^{\Delta\varphi_{\text{АФК max}}} \frac{1}{\log_2 M_i} \cdot \text{erfc}(z) \cdot W(\Delta\varphi_{\text{АФК}}') d(\Delta\varphi_{\text{АФК}}') \right] \cdot P_{\Delta\varphi_i}, \quad (15)$$

$$\text{где } z = \sin \left(\frac{\pi}{M_i} - \Delta\varphi_{\text{АФК } i} \right) \sqrt{\log_2 M_i} \cdot \sqrt{\frac{E_b / \text{OBO}}{N_0}}.$$

Полученная по (15) зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум при наличии АФК и *OBO* = 0 дБ показала, что применение 16-APSK при этом невозможно, так как появляется несократимая ошибка $P_{\text{ош}} = 10^{-1}$.

3.3. Определение вероятности ошибки при изменении рабочей точки усилителя мощности

Проблема снижения помехоустойчивости систем с многопозиционной модуляцией, вызванная АФК, может быть разрешена уменьшением уровня сигнала на выходе усилителя мощности (*OBO*), что автоматически приведёт к переходу в линейный режим работы и уменьшению абсолютной величины паразитного фазового сдвига.

Используя выражение (15) и данные из табл. 2, рассчитаем общую вероятность ошибочного приёма сигнала 16-APSK с *OBO* = 1, 1.5, 2, 2.5, 3 и 3.5 дБ (рис. 10).

Найдём необходимые значения отношения сигнал/шум, при которых вероятность ошибки $P_{\text{ош}} = 10^{-3}$. Полученная зависимость (рис. 11) позволяет легко определить оптимальное значение OBO , обеспечивающее наилучший компромисс между эффектом снижения мощности (OBO) и потерями из-за нелинейности амплитудно-фазовой характеристики усилителя мощности (1).

Как видно из рис. 11, оптимальным значением является $OBO = 3.5$ дБ. При дальнейшем увеличении OBO необходимые значения отношения сигнал/шум увеличиваются из-за снижения мощности сигнала. При уменьшении OBO ниже 3.5 дБ необходимые значения отношения сигнал/шум увеличиваются из-за увеличения помех, обусловленных АФК.

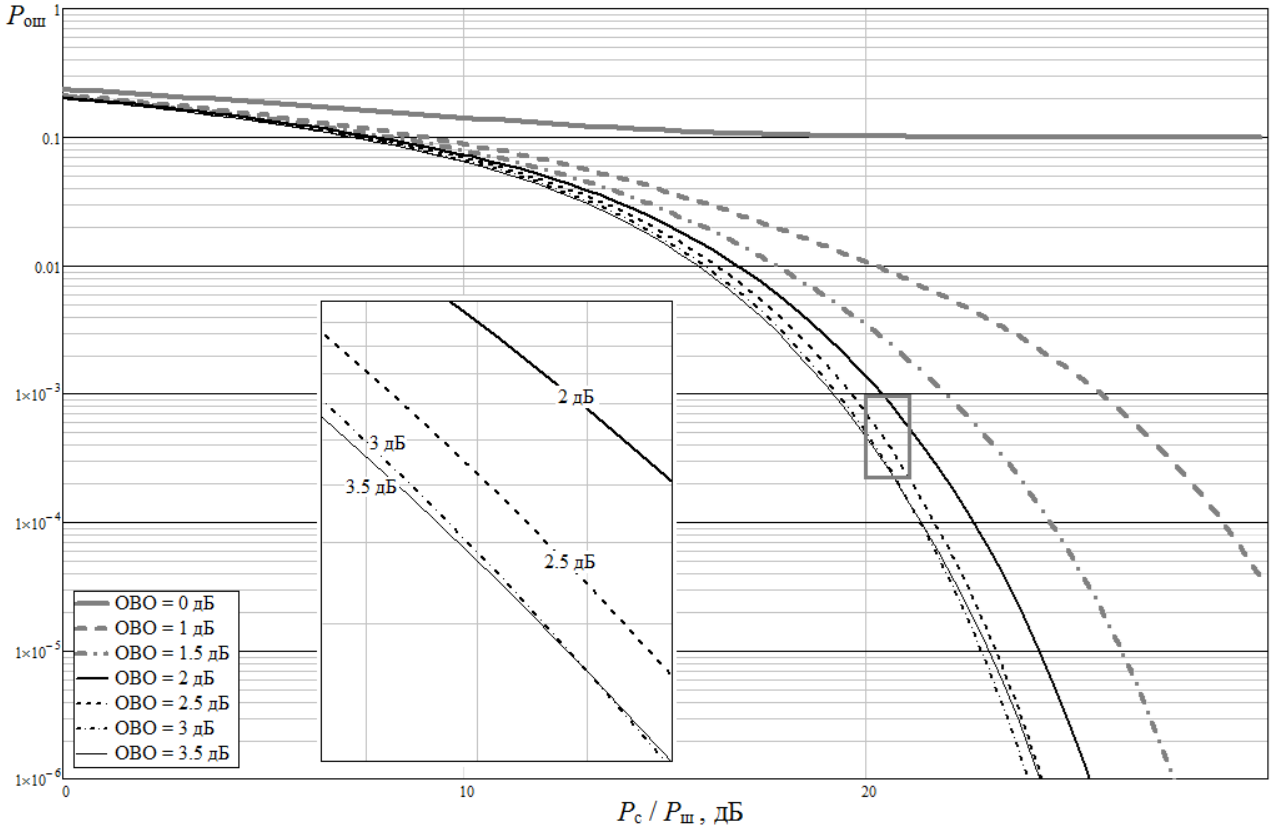


Рис. 10. Вероятность ошибочного приёма сигналов 16-APSK при различных значениях OBO

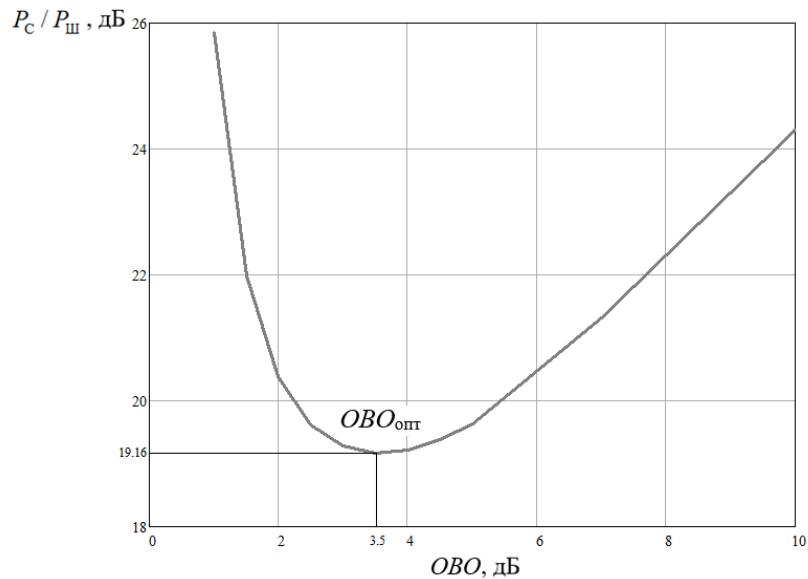


Рис. 11. Зависимость необходимого отношения сигнал/шум от OBO

4. Заключение

Разработана методика оптимизации параметров спутникового канала связи с учётом амплитудно-фазовой конверсии и смещения рабочей точки усилителя мощности *OBO*.

Было выявлено, что помехоустойчивый приём сигнала M-APSK при работе усилителя мощности в режиме насыщения невозможен, т.к. вероятность ошибки в этом случае не уменьшается при любом увеличении отношения сигнал/шум, то есть имеется так называемая несократимая ошибка.

Тем не менее приём сигнала M-APSK возможен, если рабочая точка на характеристике усилителя будет смещена вниз на определенное значение, то есть применен метод *Back-off*. Как показали расчёты, при значении $OBO = 3.5$ дБ требуется наименьшее значение отношения сигнал/шум для обеспечения фиксированной вероятности ошибки 10^{-3} . При дальнейшем увеличении *OBO* необходимые значения отношения сигнал/шум увеличиваются из-за снижения мощности сигнала. При уменьшении *OBO* ниже 3.5 дБ необходимые значения отношения сигнал/шум увеличиваются из-за увеличения помех, обусловленных АФК.

Литература

1. De Gaudenzi R., Guillén i Fàbregas A. & Martinez A. Performance analysis of turbo-coded APSK modulations over nonlinear satellite channels // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2006. V. 5, № 9. P. 2396–2407.
2. Marco Baldi, Franco Chiaraluce, Antonio de Angelis, Rossano Marchesani and Sebastiano Schillaci. A comparison between APSK and QAM in wireless tactical scenarios for land mobile systems // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2012. 317 p.
3. The DVB Project official site. Standards: DVB-S2X [Электронный ресурс] URL: <https://www.dvb.org/standards/dvb-s2x> (дата обращения 01.02.2015).
4. Tao Cheng, Kewu Peng, Jian Song and Keqian Yan. EXIT-Aided Bit Mapping Design for LDPC Coded Modulation with APSK Constellations // IEEE Communications Letters. 2012. V.16, № 6. P. 777–780.
5. K. Yan, F. Yang, C. Pan, J. Song, F. Ren and J. Li. Genetic algorithm aided gray-APSK constellation optimization // 9th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Sardinia. 2013. P. 1705–1709.
6. Urvashi Pal, Horace King. Estimation and Decoding in The Presence of Phase Noise for Non-Linear Channels // Australasian Journal of Information, Communication Technology and Applications. 2015. V.1, № 1. P. 112–127.
7. Konstantinos P. Liolis, Riccardo De Gaudenzi, Nader Alagha, Alfonso Martinez, and Albert Guillén i Fàbregas. Amplitude Phase Shift Keying Constellation Design and its Applications to Satellite Digital Video Broadcasting. Digital Video, Floriano De Rango (Ed.), InTech, 2010. P. 425–453.
8. Скляр Бернад. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
9. Носов В. И., Кокорич М. Г. Помехоустойчивость передачи цифровых сигналов по стволам аналоговых радиорелейных линий: Монография. СибГУТИ. Новосибирск, 2010. 136 с.
10. L. Guigno, M. Luise. Adaptive Pre- and Post-compensation of Nonlinear Distortions for High-Level Data Modulations // IEEE Transaction on Wireless Communications. 2004. V.3, № 5. P. 1490–1495.
11. Зюко А. Г., Кловский Д. Д. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986. 304 с.
12. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М.: Наука, ГРФМЛ, 1965. 400 с.

13. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 653 с.

Статья поступила в редакцию 11.05.2016

Дегтярев Станислав Сергеевич

аспирант кафедры систем радиосвязи СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86),
e-mail: ssd1085@gmail.com.

Носов Владимир Иванович

д.т.н., профессор, заведующий кафедрой систем радиосвязи СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел. (383) 269-82-54, e-mail: nvi@sibsutis.ru.

Research of the nonlinear amplitude-phase conversion effect on the 16-APSK signal noise immunity

S. Degtyarev, V. Nosov

This paper represents a study of the nonlinear amplitude-phase conversion effect on the M-APSK signal distortion. M-APSK signals are widely used in satellite communication systems, including broadcasting systems such as DVB-S2. The Saleh model has been used as a nonlinearity model in this paper. Studies have focused on searching the amplifier optimal operation mode in case of 16-APSK signals transmission.

Keywords: APSK modulation, DVB-S2, amplitude-phase conversion, Back-off.