

УДК 621.376.6

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛА КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ, ВЫЗЫВАЕМЫХ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА Q-ДИАПАЗОНА

А. М. Рипак^{1,2}, М. К. Лебедев^{1,2}, В. Б. Хайкин^{1,2}

¹Специальная астрофизическая обсерватория РАН, Санкт-Петербургский филиал,
196140, Санкт-Петербург, Пулковское шоссе, 65

²НПФ Айсберг-НТ, 192007, Санкт-Петербург, Лиговский пр. , 195

Статья поступила в редакцию 30 мая 2017 г.

Аннотация. Рассмотрена многоканальная передача квадратурных амплитудно- и фазово-модулированных (КАМ и ФМ) сигналов передатчиком Q-диапазона. Проведен анализ взаимного влияния каналов при прохождении КАМ и ФМ сигналов через усилитель с нелинейной передаточной характеристикой. Рассмотрены два механизма воздействия интермодуляционных искажений на вероятность ошибочной передачи символа: синфазное воздействие интермодуляционных составляющих на сигнал выделенного канала и воздействие аддитивных по мощности составляющих, обусловленных взаимодействием двух и трех каналов, не совпадающих с выделенным. Для оценки влияния второго механизма при аналитическом рассмотрении используется центральная предельная теорема. Произведена оценка сверху вероятности ошибки передачи сигнала, возникающей в результате взаимного влияния каналов из-за нелинейности передаточной характеристики, в зависимости от уровня компрессии выходной мощности, индекса модуляции и числа каналов. В качестве параметра, влияющего на вероятность ошибочной передачи сигнала, принималось значение ОИРЗ. Для подтверждения полученных результатов проведено имитационное моделирование многоканальной передачи КАМ сигналов в среде Simulink и исследованы его результаты. Имитационная модель позволяет учесть три

механизма возникновения помех, связанных с нелинейностью характеристики усилителя мощности. Во-первых, это интермодуляционный механизм, во-вторых, это искажение сигнального созвездия вследствие разницы коэффициентов усиления для точек созвездия с различными амплитудами и, в-третьих, это нарушение согласования между формирующими фильтрами в передающей и приемной частях при увеличении мощности передачи, вследствие чего увеличивается межсимвольная интерференция и происходит «размывание» точек созвездия. Последние два механизма проявляются как в многоканальных, так и в одноканальных системах. В работе подробно исследуется интермодуляционный механизм. Расчеты выполнены для микросхемы усилителя мощности МААР-010512 фирмы МАСОМ с параметрами $P_{1dB} = 27$ дБм и $P_{OIP3} = 38$ дБм в окрестности значения входного сигнала, соответствующего уровню компрессии выходной мощности 0.5-1 дБ.

Ключевые слова: Q-диапазон, передатчик, КАМ, ФМ, интермодуляция, вероятность ошибки.

Abstract. The multichannel QAM and APSK signal transmission in the Q band is considered. The analysis has been performed of the mutual interference of channels when passing QAM and APSK signals through the amplifier with a nonlinear transfer characteristic. We consider two mechanisms of the intermodulation distortion effect on the probability of the error in symbol transmission, namely effect of in-phase intermodulation components on the signal in the given channel, and effect of additive in power components caused by the interaction between two or three channels other than the given one. In order to estimate the effect of the second mechanism the central limit theorem was used. We obtained a top estimate for the probability of the signal transfer error arising due the mutual channels interference caused by the amplifier nonlinearity as a function of gain compression level, modulation index, and number of channels. The OIP3 value was taken as a parameter that affects the probability of the erroneous signal transfer. In order to validate the results obtained, the Simulink model of the multichannel QAM signal transfer was built and the results of the modeling had been studied. The model accounts for three mechanisms of

interference due to the power amplifier nonlinearity. The first one is the intermodulation mechanism, the second one is the signal constellation distortion caused by the difference in the amplification for the constellation points with different amplitudes, and the third one is the mismatch of filters in the transmitter and the receiver as the transmitting power increases, leading to the increase in intersymbol interference and the constellation points “blur”. The latter two mechanisms manifest themselves in both multichannel and single-channel systems. In this work the intermodulation mechanism is studied in detail. All the calculations performed for the power amplifier IC MAAP-010512 manufactured by MACOM with $P_{1dB} = 27$ dBm and $P_{OIP3} = 38$ dBm and the input signal power levels corresponding to the gain compression of 0.5–1 dB.

Key words: Q band, transmitter, QAM, APSK, intermodulation, error probability.

Введение

Для широкого класса прикладных задач, связанных с многоканальной передачей сигналов, актуальной является проблема оценки на стадии проектирования и разработки передающей аппаратуры взаимного влияния каналов, обусловленного нелинейностью передаточных характеристик аппаратуры, в частности, усилителя мощности передатчика. КПД усилителя мощности быстро падает с частотой, достигая единиц процентов в Q-диапазоне на частоте более 40 ГГц, что требует значительных усилий по отводу тепла и суммированию мощности для достижения значения выходной мощности 1 Вт и более. Для достижения реализуемого числа суммирований мощности сигнала (4-16) требуется достаточная мощность усиления в каждом канале сумматора. Большой интерес поэтому представляет расчет вероятности ошибки передачи КАМ и ФМ сигналов в режиме работы усилителя мощности с компрессией 0.5-1 дБ.

Основное наполнение каналов — это цифровые сигналы, для передачи которых применяются различные методы цифровой модуляции, наиболее популярными из которых являются КАМ и ФМ. Эти соображения обусловили содержание настоящей работы, которое состоит в оценке влияния нелиней-

ности третьего порядка в передаточной характеристике усилителя мощности передатчика Q-диапазона на качество передачи сигнала. Расчеты выполнены для микросхемы усилителя мощности МААР-010512 фирмы МАСОМ с параметрами $P_{1dB} = 27$ дБм и $P_{ОПЗ} = 38$ дБм в окрестности значения входного сигнала, соответствующего уровню компрессии выходной мощности 0.5-1 дБ. Малосигнальный коэффициент усиления по мощности $k_{p0} = 22$ дБ.

Для подтверждения результатов, полученных аналитически, проведено имитационное моделирование многоканальной передачи КАМ и ФМ сигналов в среде Simulink. Построена и исследована имитационная модель, включающая в себя передатчик, усилитель с нелинейной передаточной характеристикой и приемник. Вероятность ошибочного приема символа оценивалась как отношение числа ошибочно принятых символов к общему числу принятых символов при условии, что длина сообщения достаточно велика.

Аналитическое рассмотрение

Рассмотрим усилитель с передаточной характеристикой

$$y = ax + cx^3. \quad (1)$$

На вход усилителя подается напряжение, получаемое суммированием выходов m информационных каналов:

$$V_{in} = \sum_{i=0}^{m-1} A_i(t) \sin[(\omega + i\Delta\omega)t + \varphi_i(t)], \quad (2)$$

где $A_i(t)$ — амплитуда сигнала в i -м канале, ω — некоторая опорная частота, соответствующая несущей частоте первого канала, обозначенного для удобства индексом $i = 0$, $\Delta\omega$ — расстояние между центральными частотами соседних каналов, i — номер канала, $\omega_i = \omega + i\Delta\omega$ — центральная (несущая) частота i -го канала.

На выходе усилителя присутствует напряжение:

$$\begin{aligned}
 V_{\text{out}}(t) &= \sum_{b=0}^{m-1} V_{\text{out } b}(t), \\
 V_{\text{out } b}(t) &= \left(aA_b + \frac{3}{4}cA_b^3 + \frac{3}{2}cA_b \sum_{j=0, j \neq b}^{m-1} A_j^2 \right) \sin \alpha_b + \\
 &+ \frac{3c}{4} \sum_{i,j=0}^{m-1} A_j^2 A_i \sin(2\alpha_i - \alpha_j) + \frac{3c}{2} \sum_{i,j,k=0}^{m-1} A_i A_j A_k \sin(\alpha_i + \alpha_j - \alpha_k),
 \end{aligned} \tag{3}$$

где для краткости принято $\alpha_i = (\omega + i\Delta\omega)t + \varphi_i(t)$, $A_i = A_i(t)$, m — число каналов. В выражение (3) не вошли комбинационные оставляющие, содержащие утроенную опорную частоту ω , так как они подавляются полосовыми фильтрами усилителя. Также из того факта, что выходная мощность усилителя насыщается с ростом входной мощности, следует, что коэффициент $c < 0$. При этом для индексов b, i, j, k должны выполняться соотношения $2i - j = b$, $i \neq j \neq b$ для второго суммирования в (3) и $i + j - k = b$, $i \neq j \neq k \neq b$ для третьего суммирования в (3).

Структура выражения (3) составлена таким образом, чтобы выделить составляющие, синфазные сигналу канала b (с множителем $\sin \alpha_b$) и несинфазные с ним (с множителями $\sin(2\alpha_i - \alpha_j)$ и $\sin(\alpha_i + \alpha_j - \alpha_k)$), но попадающие в полосу частот канала b :

$$\begin{aligned}
 n_2(t) &= \frac{3c}{4} \sum_{i,j=0}^{m-1} A_i^2 A_j \sin(2\alpha_i - \alpha_j), \\
 n_3(t) &= \frac{3c}{2} \sum_{i,j,k=0}^{m-1} A_j A_j A_k \sin(\alpha_i + \alpha_j - \alpha_k).
 \end{aligned} \tag{4}$$

Первые непосредственно модулируют амплитуду сигнала выделенного канала, вторые — аддитивные по мощности составляющие по отношению к основному сигналу канала b .

В приемнике для выделения амплитуды сигнала в канале b сигнал синхронно детектируется, для чего он умножается на несущее колебание $\sin(\omega_b t)$. Без потери общности считаем, что сигнал при передаче по каналу связи не ослабляется.

Напряжение на выходе детектора имеет вид:

$$\begin{aligned}
 V_{\det b}(t) = & \frac{1}{2} \left(aA_b + \frac{3}{4} cA_b^3 + \frac{3}{2} cA_b \sum_{j=0, j \neq b}^{m-1} A_j^2 \right) [1 - \cos(2 \cdot \alpha_b)] + \\
 & + \frac{3c}{8} \sum_{\substack{i,j=0, i \neq j \neq b \\ 2i-j=b}}^{m-1} A_i^2 A_j [\cos(2 \cdot \alpha_i - \alpha_j - \alpha_b) - \cos(2 \cdot \alpha_i - \alpha_j + \alpha_b)] + \\
 & + \frac{3c}{4} \sum_{\substack{i,j,k=0, i \neq j \neq k \neq b \\ i+j-k-b=0}}^{m-1} A_i A_j A_k [\cos(\alpha_i + \alpha_j - \alpha_k - \alpha_b) - \cos(\alpha_i + \alpha_j - \alpha_k + \alpha_b)].
 \end{aligned} \tag{5}$$

После фильтра низких частот, который подавляет все частотные составляющие, выходящие за пределы ширины канала $\Delta\omega$, выражение для напряжения приобретает вид:

$$\begin{aligned}
 V_{fb}(t) = & \frac{1}{2} \left(aA_b + \frac{3}{4} cA_b^3 + \frac{3}{2} cA_b \sum_{j=0, j \neq b}^{m-1} A_j^2 \right) + \frac{3c}{8} \sum_{\substack{i,j=0, \\ i \neq j \neq b}}^{m-1} A_i^2 A_j \cos(2 \cdot \alpha_i - \alpha_j - \alpha_b) + \\
 & + \frac{3c}{4} \sum_{\substack{i,j,k=0 \\ i \neq j \neq k \neq b}}^{m-1} A_i A_j A_k \cos(\alpha_i + \alpha_j - \alpha_k - \alpha_b).
 \end{aligned} \tag{6}$$

По отношению к модулирующему в канале b полезному сигналу A_b слагаемые, содержащие суммы комбинаций амплитуд других каналов, являются помехами. Обозначим

$$\tilde{n}_1(t) = \frac{3}{2} cA_b \sum_{j=0, j \neq b}^{m-1} (A_j^2 - A_j^2), \tag{7}$$

$$\tilde{n}_2(t) = \frac{3c}{4} \sum_{\substack{i,j=0 \\ i \neq j \neq b}}^{m-1} A_i^2 A_j \cos(2\alpha_i - \alpha_j - \alpha_b), \tag{8}$$

$$\tilde{n}_3(t) = \frac{3c}{2} \sum_{\substack{i,j,k=0 \\ i \neq j \neq k \neq b}}^{m-1} A_i A_j A_k \cos(\alpha_i + \alpha_j - \alpha_k - \alpha_b). \tag{9}$$

Отметим, что матожидания для $\tilde{n}_1(t)$, $\tilde{n}_2(t)$ и $\tilde{n}_3(t)$ равны нулю.

С учетом (7) — (9) выражение для $V_{fb}(t)$ можно переписать следующим образом:

$$2V_{fb} = aA_b \left[1 + \frac{3c(m-1/2)}{am} P_{in} R_{in} \right] + \tilde{n}_1(t) + \tilde{n}_2(t) + \tilde{n}_3(t), \tag{10}$$

где P_{in} — мощность сигнала на входе усилителя, R_{in} — входное сопротивление усилителя. При получении выражения (10) принималось, что мощности входного сигнала во всех каналах равны и $P_{in} = m\overline{A_i^2}R_{in}/2$.

Ошибочная передача сигнала в результате воздействия нелинейности усилителя означает, что сигнал, соответствующий некоторой l -й сигнальной точке сигнального пространства после прохождения усилителя, вышел за пределы решающей области R_l вокруг l -й точки. Для определенности рассмотрим сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM — в англоязычной литературе). Принципиально они ничем, кроме как видом решающей области, не отличаются от сигналов с квадратурной фазовой модуляцией. Вероятность выхода сигнала за пределы решающей области, просуммированная по всему сигнальному множеству, — это вероятность ошибочной передачи сигнала в выделенном канале [1]:

$$P_e \leq \sum_{i=0}^{M-1} \left\{ 1 - \Pr \left[\vec{n} \in \left[-\frac{\Delta}{2}; \frac{\Delta}{2} \right] \times \left[-\frac{\Delta}{2}; \frac{\Delta}{2} \right] \right] \right\} P(l), \quad (11)$$

где Δ — расстояние между соседними сигнальными точками, M — индекс модуляции, $P(l)$ — вероятность передачи l -й сигнальной функции (из M) по каналу, \vec{n} — вектор в сигнальном пространстве стороннего воздействия, обусловленного интермодуляционными составляющими в полосе частот выделенного канала. По отношению к сигналу в выделенном канале собранные под тремя знаками суммирования в (3) интермодуляционные составляющие следует рассматривать как случайные процессы, характеризующиеся своими статистическими свойствами. При этом предполагается, что амплитуды квадратурных составляющих для каждого из сигналов, передаваемых по m каналам, распределены равномерно по сигнальному множеству. Каждая из сумм в (4) и, соответственно, (7) — (9) является статистически независимым процессом по отношению к другим суммам, поэтому их воздействие на вероятность передачи ошибочного сигнала можно рассматривать по отдельности.

При рассмотрении синфазного воздействия интермодуляционных составляющих на сигнал выделенного канала использовано приближение непрерывного и равномерного распределения амплитуд квадратурных составляющих в сигнальном пространстве. Нетрудно показать, что плотность распределения вероятности для A_j^2 при этом имеет вид:

$$f_{A_j^2}(z) = \begin{cases} \frac{\pi}{4A_{0\text{ in}}^2}, & z \in [0; A_{0\text{ in}}^2]; \\ \frac{\pi}{4A_{0\text{ in}}^2} \left(1 - \frac{4}{\pi} \arctg \sqrt{\frac{z - A_{0\text{ in}}^2}{A_{0\text{ in}}^2}} \right), & z \in [A_{0\text{ in}}^2; 2A_{0\text{ in}}^2], \end{cases} \quad (12)$$

где $A_{0\text{ in}}^2$ — максимальная амплитуда квадратурной составляющей входного сигнала. Плотность распределения вероятности суммы $(m - 1)$ случайной величины A_j^2 можно рассчитать путем свертки $(m - 2)$ раз плотности вероятности (12). С помощью функции распределения вероятности вычисляется вероятность выхода сигнального вектора за пределы решающей области, т. е. вероятность передачи ошибочного сигнала.

Влияние аддитивных по мощности помех к сигналу в канале b (выражения (4) и (8) — (9)) оценено с использованием центральной предельной теоремы. Поскольку слагаемые под знаками суммирования можно рассматривать как псевдослучайные, статистически независимые и имеющие одинаковые статистические характеристики, то для применения центральной предельной теоремы необходимо знать их количество, среднее и дисперсию [2]. В [3] показано, что число слагаемых в $\tilde{n}_2(t)$ (выражение (8)) составляет примерно половину от числа каналов в полосе передатчика, число слагаемых в $\tilde{n}_3(t)$ (выражение (9)) пропорционально квадрату числа каналов. В общем случае оба числа слагаемых зависят от номера канала b . Очевидно, что среднее у слагаемых нулевые, а дисперсия вычисляется непосредственно из геометрии сигнального созвездия с учетом приближения равной вероятности всех возможных состояний созвездия.

Результаты вычислений

Расчёты показывают (рис. 1), что вероятность ошибки, обусловленная синфазной составляющей, сильно зависит от числа каналов и мощности на входе усилителя. Изменение входной мощности на 2 дБ вызывает изменение вероятности ошибочной передачи символа (SER, symbol error rate) на порядок и более. Отметим, что с увеличением количества каналов вероятность ошибки уменьшается. Как видно из рис. 1, увеличение числа каналов от 5 до 17 приводит к уменьшению ошибки на два порядка и более. Анализ выражений (3) и (10) показывает, что синфазная составляющая определяет компрессию коэффициента передачи усилителя, которая также зависит от количества каналов при фиксированной входной мощности.

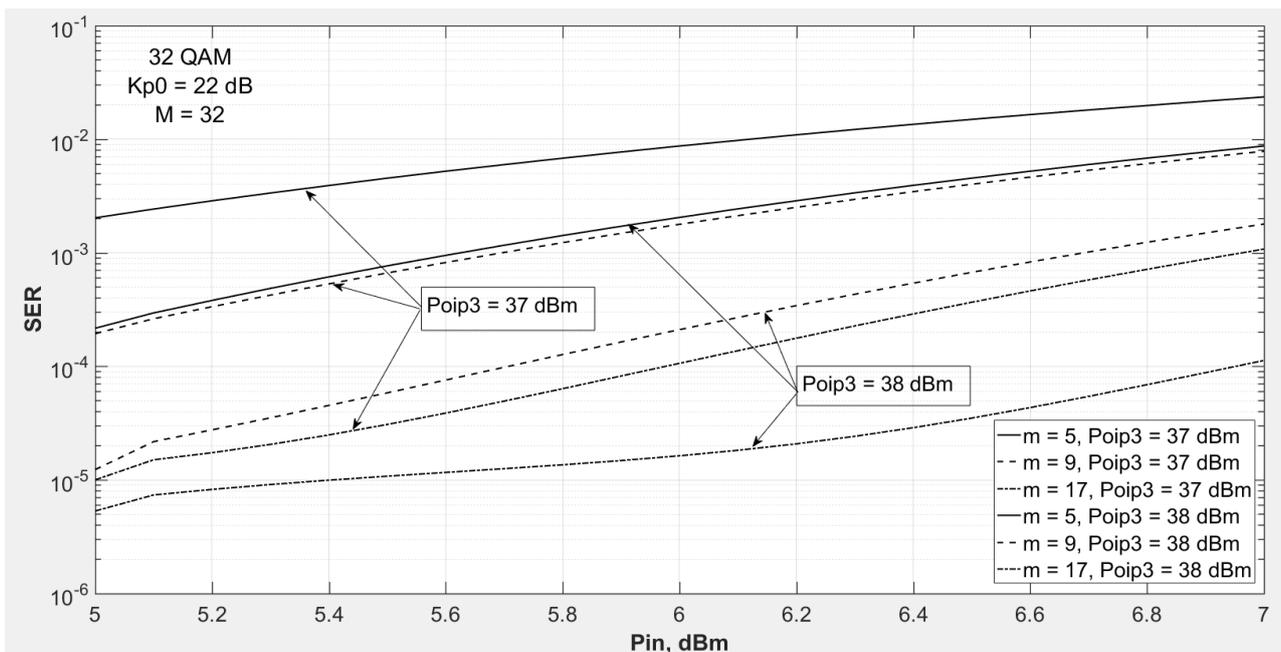


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибочной передачи сигнала, обусловленной синфазной составляющей $\tilde{n}_1(t)$, от выходной мощности для 32 QAM.

Расчет влияния аддитивной по мощности составляющей $\tilde{n}_2(t)$ корректно проводить при достаточно большом количестве слагаемых под знаком суммы в выражении (8), чтобы можно было оправдать применение приближения центральной предельной теоремы. В работе принято, что этих слагаемых

должно быть не менее 5, поэтому каналов согласно [2] — не менее 11. Результаты расчетов вероятности ошибочной передачи сигнала от входной мощности усилителя при различном числе каналов m и числа слагаемых под знаком суммы k в выражении (8) представлены на рис. 2. Как и для синфазной составляющей, с ростом числа каналов влияние этой составляющей падает. Кроме того, вероятность ошибочной передачи, связанная с ней, по крайней мере на два порядка ниже, чем для синфазной составляющей, поэтому влиянием $\tilde{n}_2(t)$ в дальнейшем можно пренебречь.

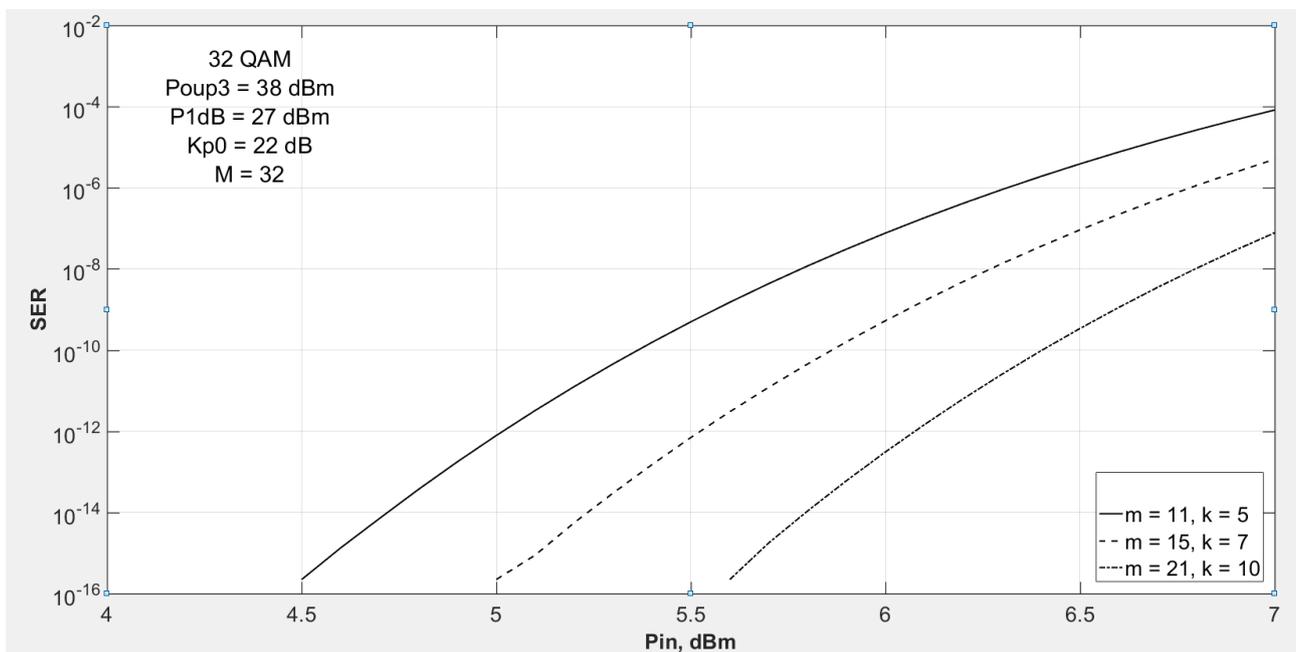


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибочной передачи сигнала, обусловленной аддитивной по мощности составляющей $\tilde{n}_2(t)$, от выходной мощности для 32 QAM.

Как и в предыдущем случае с $\tilde{n}_2(t)$, расчеты влияния $\tilde{n}_3(t)$ на вероятность ошибочной передачи символа корректно проводить при достаточно большом количестве слагаемых под знаком суммы в выражении (9). Оно также зависит от номера канала. Вычисления согласно [3] показывают, что при количестве каналов $m = 5$ количество таких слагаемых при $b = 1$ или $b = 5$ (крайние каналы) равно двум, а при $b = 3$ (средний канал) — пяти. При количестве каналов $m = 9$ и $b = 1$ или $b = 9$ количество таких слагаемых равно 7, а при $b = 5$ (средний

канал) — тринадцати. Поэтому расчеты для вероятности ошибки, обусловленной слагаемым $\tilde{n}_3(t)$, проводились при $m \geq 9$.

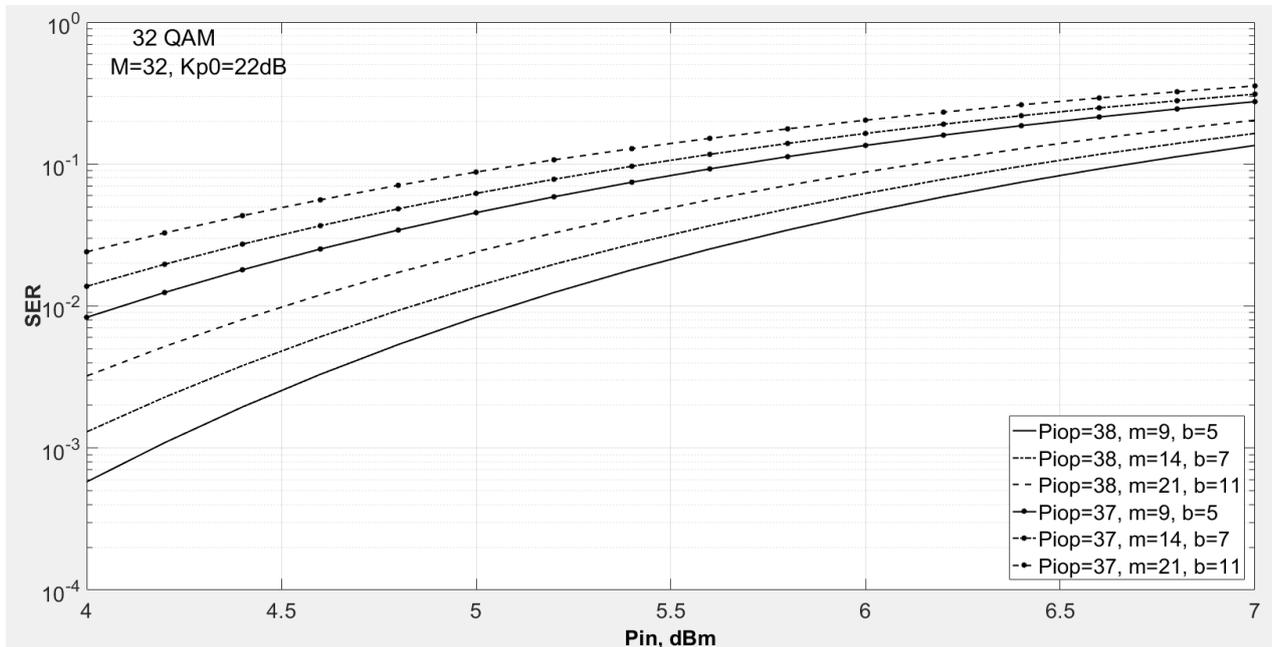


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибочной передачи сигнала, обусловленной аддитивной по мощности составляющей $\tilde{n}_3(t)$, от выходной мощности для 32 QAM.

Расчеты показывают, что вклад аддитивной составляющей $\tilde{n}_3(t)$ в вероятность ошибочной передачи сигнала при количестве каналов $m \geq 9$ превышает по крайней мере на два порядка вклад других составляющих и сильно растет с увеличением индекса модуляции (рис. 3). Как и для других составляющих, влияние $\tilde{n}_3(t)$ сильно зависит от уровня $P_{\text{ОПРЗ}}$ и в отличие от $\tilde{n}_1(t)$ и $\tilde{n}_2(t)$ увеличивается с ростом числа каналов при фиксированной полной выходной мощности усилителя. Еще раз отметим, что аналитическое рассмотрение показывает определяющее влияние синфазной составляющей на уменьшение коэффициента усиления с ростом мощности на входе усилителя и количества каналов m (рис. 4), в то время как на вероятность ошибочной передачи сигнала ее влияние мало по сравнению с $\tilde{n}_3(t)$, по крайней мере для $m \geq 9$.

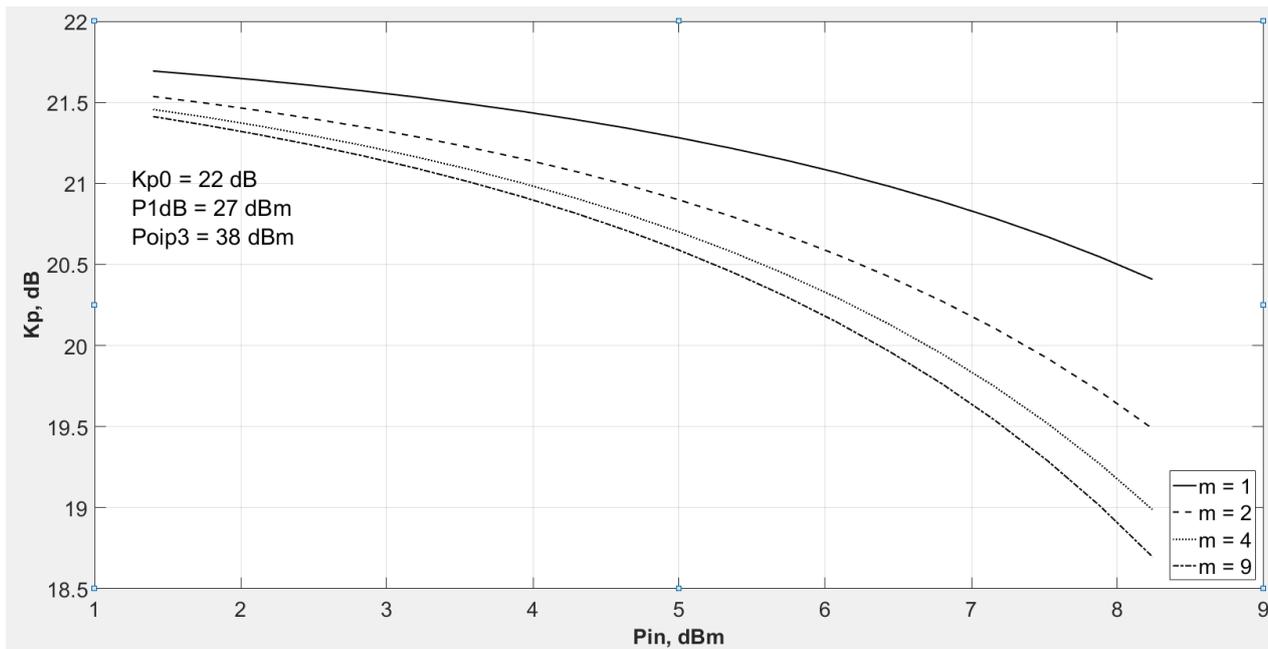


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления по мощности от мощности на входе усилителя

Имитационная модель

В среде Simulink построена имитационная модель (рис. 5). Скорость передачи составляет 40 Мсимв/с, разность частот поднесущих соседних каналов — 100 МГц.

Блок формирования сообщений выдает для каждого канала псевдослучайную последовательность из символов — чисел в диапазоне $[0, M - 1]$, где M — индекс модуляции. Данная последовательность поступает на вход модулятора/смесителя (рис. 6, а). Квадратурный модулятор выдает комплексный модулирующий сигнал в соответствии со значениями на входе. С выхода модулятора сигнал поступает на вход формирующего фильтра с характеристикой вида «корень квадратный из приподнятого косинуса», сужающего полосу частот сигнала и минимизирующего межсимвольную интерференцию. После фильтра сигнал смесителем переносится на частоту поднесущей соответствующего канала. Модуляторы/смесители всех каналов объединены в общий блок (рис. 6, б; «TX modems» на рис. 5).

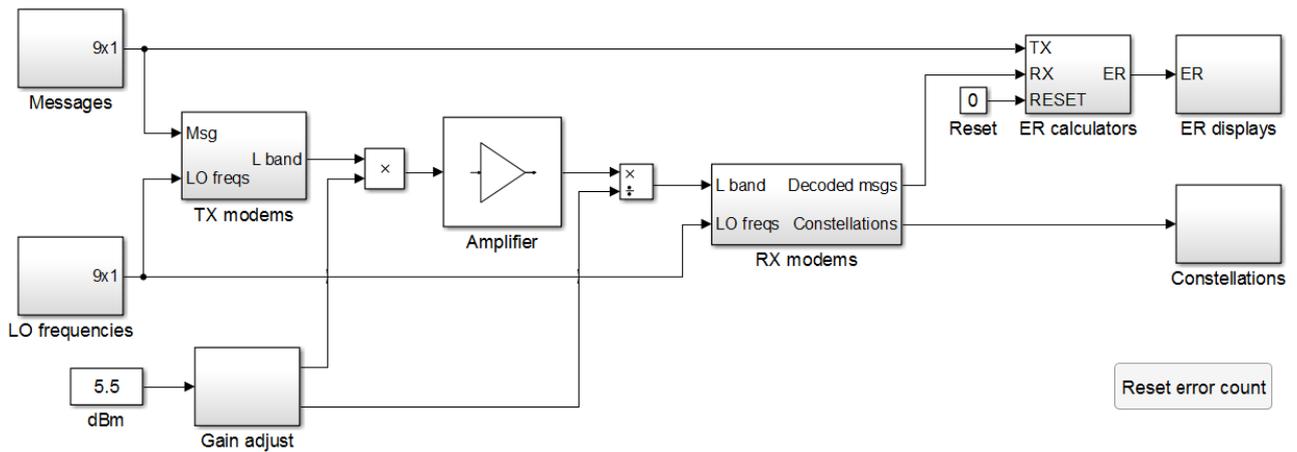


Рис. 5. Имитационная модель

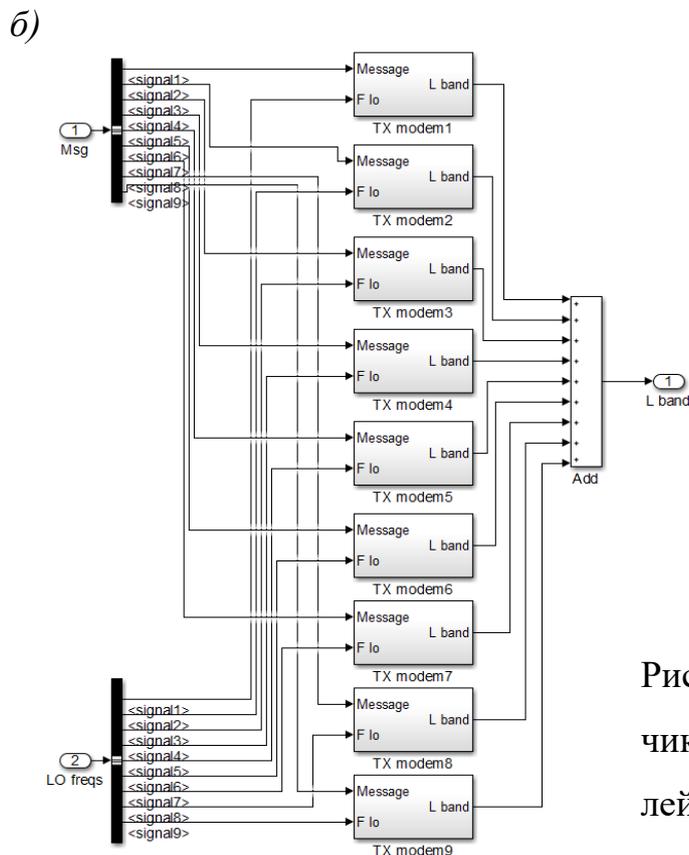
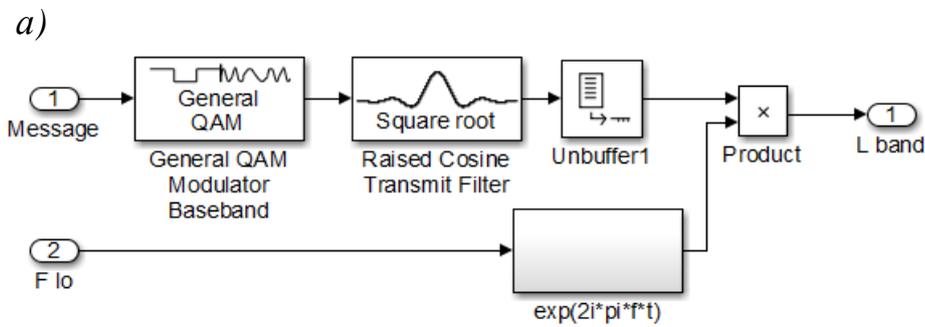


Рис. 6. Модулятор/смеситель передатчика (а); блок модуляторов/смесителей (б)

Сигналы всех задействованных каналов суммируются и поступают на вход усилителя с нелинейной передаточной характеристикой. На данном этапе мы интересуемся только воздействием на прием сигнала помех, связанных с нелинейностью усилителя, поэтому считаем сам канал передачи идеальным, так что сигнал с выхода усилителя в рассматриваемой модели поступает непосредственно на вход приемной части.

Сигнал поступает на входы блоков смесителей/демодуляторов каналов (рис. 7, «RX modems» на рис. 5). В смесителе происходит гетеродинирование с частотой поднесущей канала. Выход смесителя соединен со входом формирующего фильтра, согласованного с фильтром в передающей части. Данный фильтр пропускает только нижнюю полосу частот гетеродинированного сигнала и понижает частоту дискретизации до исходной частоты следования символов.

Далее происходит демодуляция сигнала. Полученная последовательность символов сравнивается с исходным сообщением. Число ошибочно принятых символов, отнесенное к общему их числу, дает оценку вероятности ошибочной передачи, при условии, что общее число символов достаточно велико — для адекватной оценки вероятности необходимо накопить порядка 100 ошибочно принятых символов. Имитационная модель позволяет учесть три механизма возникновения помех, связанных с нелинейностью характеристики усилителя мощности. Во-первых, это интермодуляционный механизм, во-вторых, это искажение сигнального созвездия вследствие разницы коэффициентов усиления для точек созвездия с различными амплитудами и, в-третьих, это нарушение согласования между формирующими фильтрами в передающей и приемной частях при увеличении мощности передачи, вследствие чего увеличивается межсимвольная интерференция и происходит «размывание» точек созвездия. Последние два механизма проявляются как в многоканальных, так и в одноканальных системах. В работе подробно исследуется интермодуляционный механизм. Вид сигнальных созвездий APSK и QAM при пяти задействованных каналах для различных значений входной мощности представлен на рис. 8.

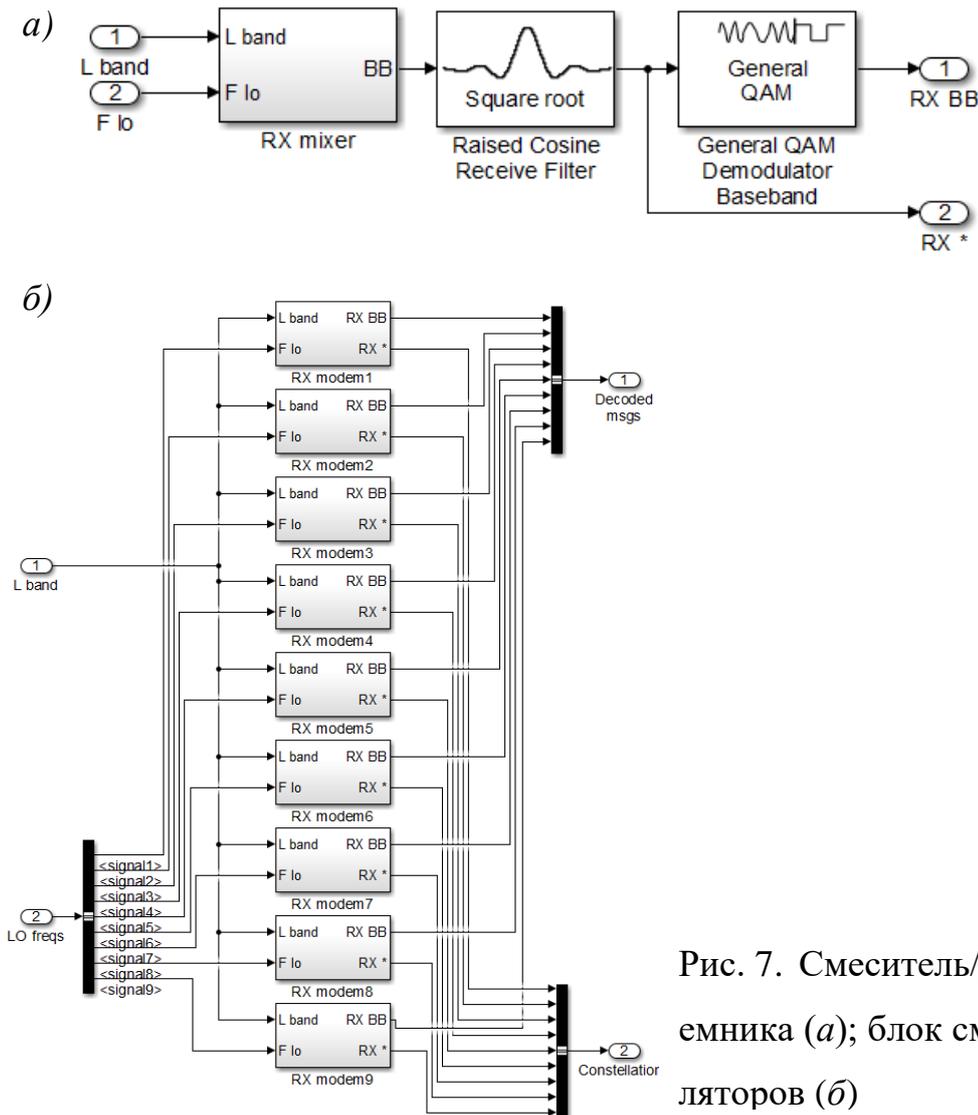


Рис. 7. Смеситель/демодулятор приемника (а); блок смесителей/демодуляторов (б)

На рис. 9 представлены результаты моделирования вероятности ошибочной передачи символа от мощности на входе усилителя для различных индексов модуляции M при двух значениях P_{OIP3} — 37 и 38 дБм. Расчет проведен для числа каналов $m = 14$. Как и следовало ожидать, с увеличением индекса модуляции и входной мощности сигнала вероятность ошибки растет. Уменьшение параметра P_{OIP3} , которое соответствует увеличению нелинейности усилителя, также приводит к увеличению вероятности ошибки.

Особый интерес вызывают результаты, представленные на рис. 10, которые показывают, что в рамках данной модели при достаточно большом количестве каналов (в рассматриваемом случае — 9) его дальнейшее увеличение не приводит к росту ошибки, связанной с нелинейностью усилителя. Похожее поведение

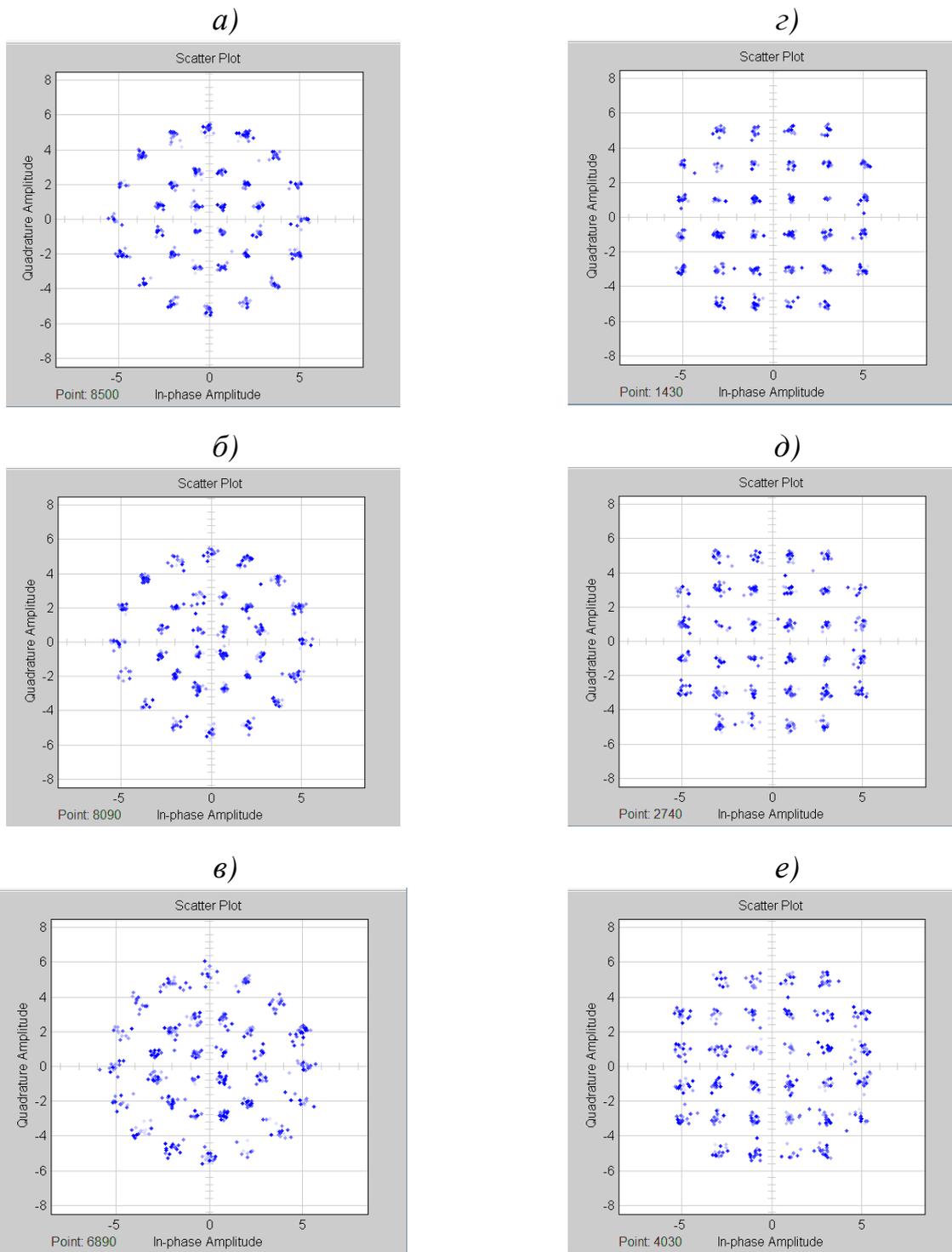


Рис. 8. Вид сигнального созвездия при пяти задействованных каналах для модуляции 32 APSK (*a* — выходная мощность 25 дБм, *б* — 26 дБм, *в* — 27 дБм); 32 QAM (*a* — выходная мощность 25 дБм, *б* — 26 дБм, *в* — 27 дБм);

$$P_{\text{ОПЗ}} = 38 \text{ дБм.}$$

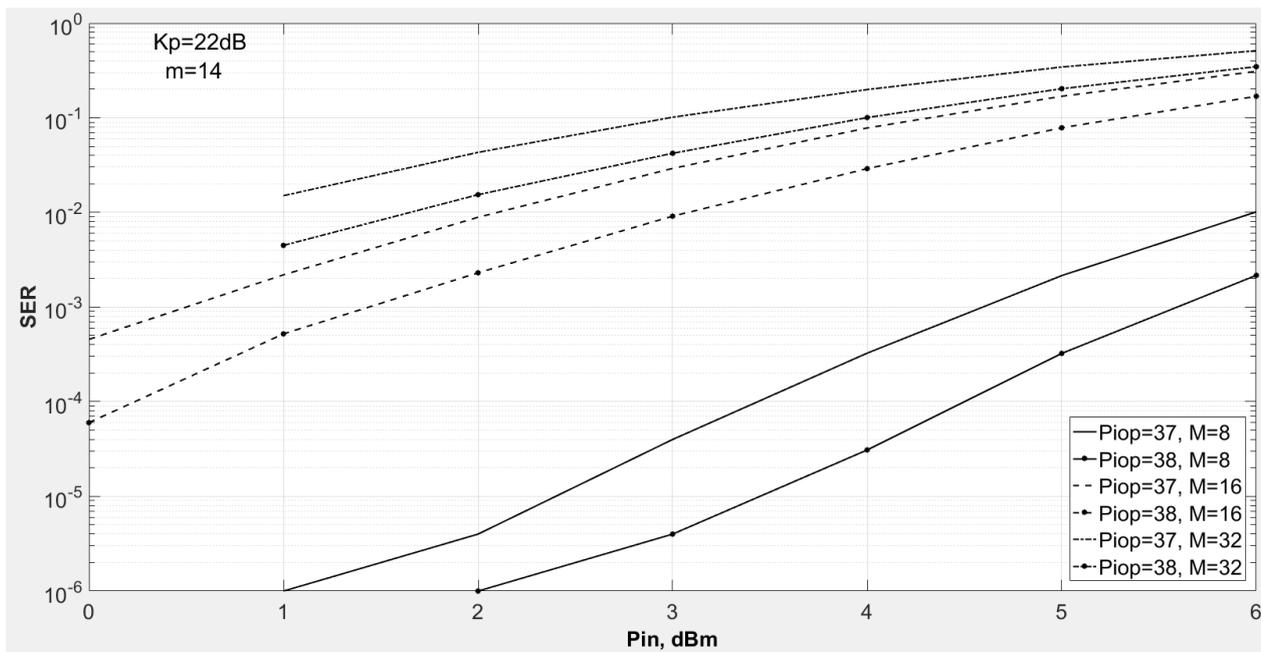


Рис. 9. Зависимость вероятности ошибочной передачи сигнала от мощности входного сигнала для 8 QAM, 16 QAM и 32 QAM при разных значениях P_{OIP3} .

характерно и для случая 8 QAM и 32 QAM. Номера каналов, для которых приведены кривые на рис. 6, $b = (m + 1)/2$ для нечетных m и $b = m/2$ для четных m . Этот результат противоречит расчетам вероятности ошибки, обусловленной синфазной составляющей (рис. 1), согласно которым вероятность ошибки уменьшается с увеличением числа каналов, и не совсем согласуется с результатами теоретических расчетов для составляющей $\tilde{n}_3(t)$ (рис. 3), которые показывают замедление роста вероятности ошибок с ростом числа каналов при фиксированной входной мощности усилителя, но не его полное прекращение. Тем не менее, можно с уверенностью утверждать, что синфазная интермодуляционная составляющая не играет определяющей роли в механизме возникновения ошибок передачи сигналов в усилителе с нелинейностью третьего порядка для индекса модуляции $M \geq 8$.

На рис. 11 представлены результаты моделирования для 8 QAM, 16 QAM и 32 QAM при двух значениях числа каналов в зависимости от входной мощности усилителя. Используя зависимости коэффициента усиления от входной мощности (рис. 4), можно оценить выходную мощность усилителя при различном

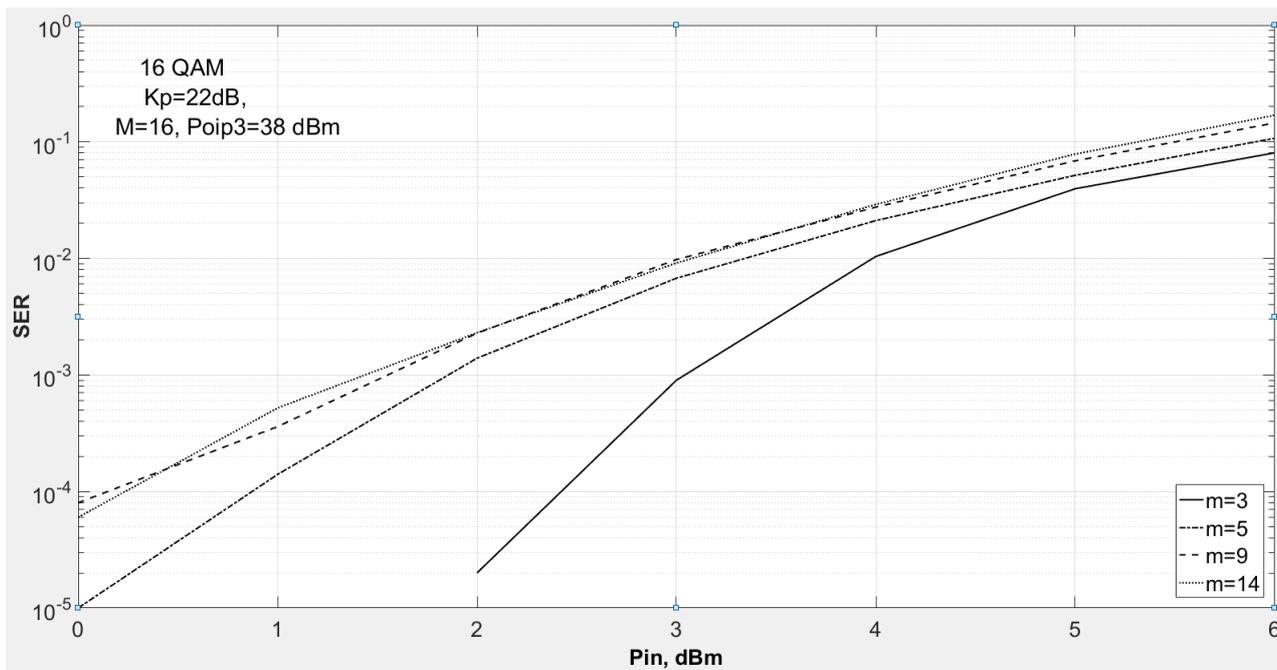


Рис. 10. Зависимость ошибочной передачи от мощности входного сигнала при разных значениях числа передаваемых каналов.

числе каналов. Моделирование показало, что если ставится задача аппаратно достичь значения для вероятности ошибки $SER = 10^{-5}$, то при потере в выходной мощности 3 дБ от уровня P_{1dB} это возможно только для 8 QAM. При более высоких индексах модуляции потеря в мощности превысит 6 дБ. Поэтому для сохранения приемлемых энергетических характеристик усилителя и передатчика в целом разработчикам аппаратуры придется уделить больше внимания помехоустойчивому кодированию и поиску компромисса между мощностью передатчика, вероятностью ошибочного приема и скоростью передачи информации при заданной ширине полосы канала.

Сопоставление результатов расчетов и моделирования

Так как сопоставление результатов вычислений вероятности ошибочной передачи символа, обусловленной разными статистически независимыми источниками (выражения (7) — (9)), по каналу с нелинейностью показывает доминирование вклада одного из них в суммарную ошибку (рис. 1 — 3), то и сопоставление результатов моделирования будем проводить с расчетами для этого

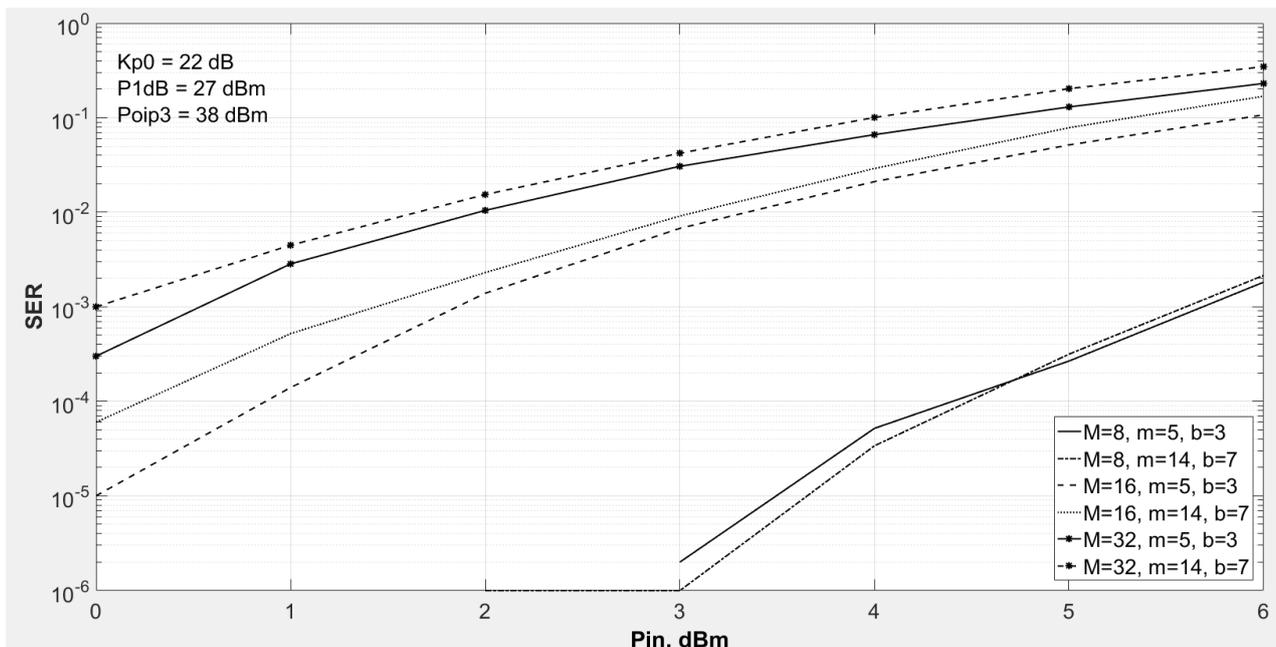


Рис. 11. Зависимость вероятности ошибочной передачи от входной мощности при различном числе каналов для 8 QAM, 16 QAM и 32 QAM.

источника, а именно, $\tilde{n}_3(t)$. Второе существенное обстоятельство, которое необходимо принять во внимание при сопоставлении результатов вычисления и моделирования заключается в следующем. Для уменьшения межсимвольной интерференции в цифровых системах передачи перед усилением по мощности используется оконный фильтр «приподнятый косинус». Применен он и в нашей имитационной модели. Однако его применение приводит к тому, что при одинаковой мощности максимальное значение (максимальная амплитуда) входного сигнала, прошедшего через фильтр «приподнятый косинус», примерно на 30% выше, чем у сигнала, не прошедшего через этот фильтр. При рассмотрении нелинейных свойств электронных приборов всегда принимается во внимание то, что на нелинейности большее влияние имеет часть сигнала с большим мгновенным значением. Чем дальше в нелинейную область заходят мгновенные значения сигнала, тем больший эффект они производят. Работает не столько средняя за период мощность, сколько мгновенные значения сигнала, его максимальная амплитуда, заходящая в нелинейную область проходной характеристики. Поэтому в настоящей работе мы посчитали более корректным

сравнивать результаты расчета и моделирования не при условии равенства мощности входных сигналов, а при условии равенства их максимальных амплитуд. Для сигнала в расчетах с использованием (9) фильтры не применялись, его максимальная амплитуда совпадает с амплитудой модулирующего сигнала. В модели максимальная амплитуда после прохождения сигналом фильтра определялась численно, как максимум соответствующей выборки после нормировки по мощности.

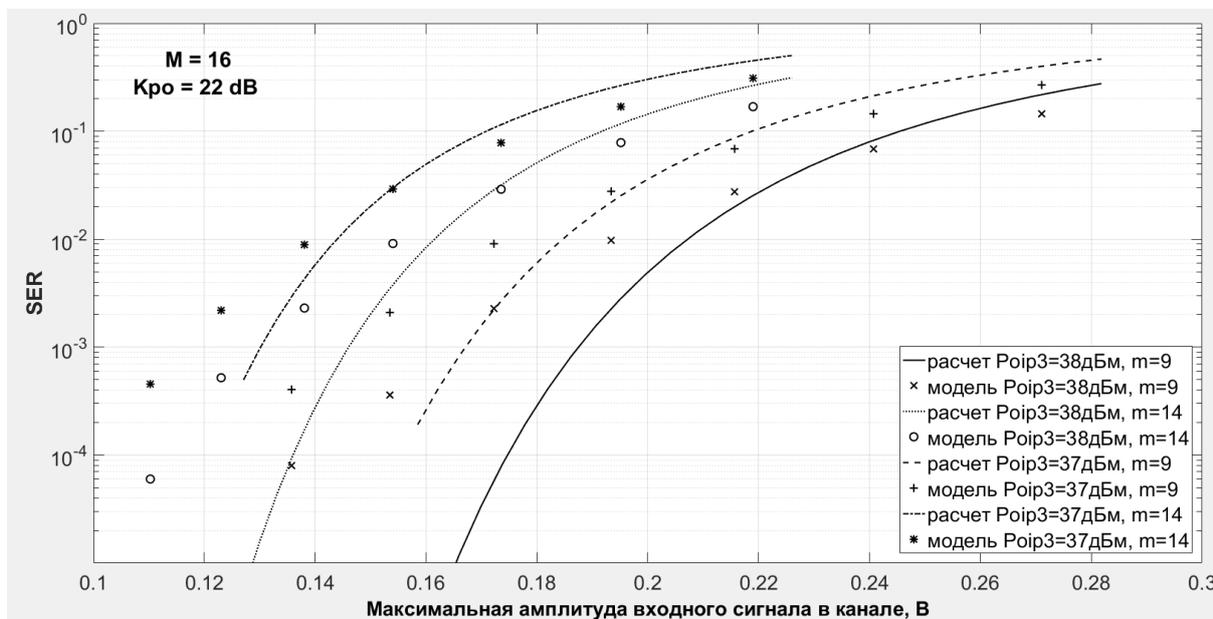
Результаты сопоставления приведены на рис. 12 для 16 QAM и 32 QAM при двух значениях $P_{\text{ОПЗ}}$, отстоящих на 1 дБм и числе каналов 9 и 14. Линии — это результаты аналитических расчетов, значки — моделирования. В целом, можно отметить хорошее соответствие результатов аналитических расчетов и моделирования как по абсолютным значениям, так и по виду зависимостей, особенно в области больших амплитуд. Диапазон изменения полной входной мощности при моделировании составляет от 1 до 6 дБм для 32 QAM и от 0 до 6 дБм для 16 QAM.

На рис. 13 сопоставлены результаты расчетов и моделирования для каналов с различными номерами b при числе каналов $m = 14$ и 32 QAM. Моделирование показывает несколько более сильную зависимость вероятности ошибки от номера канала, чем аналитическое рассмотрение.

В данной работе, к сожалению, моделирование и соответственно сопоставление с результатами аналитического рассмотрения ограничено сверху значениями коэффициента модуляции $M = 32$ и числа каналов $m = 14$ из-за большой длительности вычислений при моделировании. Особенно катастрофически она растет с увеличением числа каналов. Оптимизация модели с целью существенного увеличения числа рассматриваемых каналов — одно из направлений дальнейшего приложения усилий. Однако, когда речь идет о достаточно больших индексах модуляции и количестве каналов, вместо численного моделирования можно применять аналитическое рассмотрение, которое существенно сокращает время вычислений и приводит к результатам близким к полученным в результате моделирования. Отметим, что в отличие от моделирования, аналити-

ческое рассмотрение имеет ограничения «снизу» по применимости, связанные с минимальным числом каналов, необходимым для применения приближения центральной предельной теоремы и со сложностью интегрирования функции распределения по сигнальному пространству при $M = 8$.

а)



б)

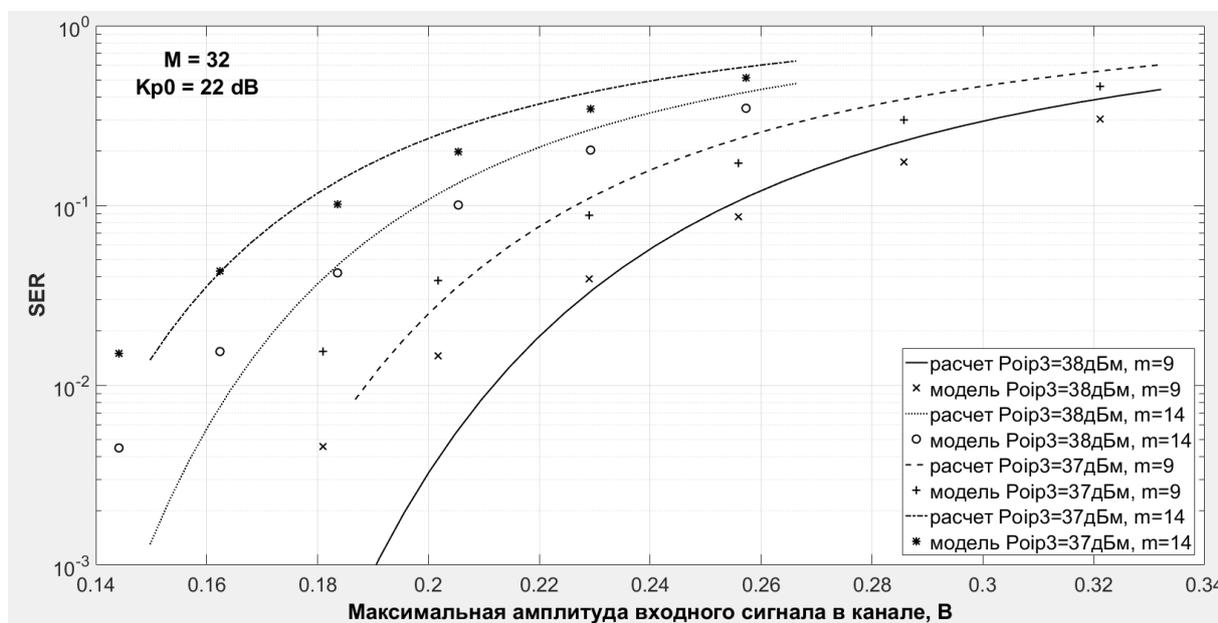


Рис. 12. Сопоставление результатов моделирования и расчета вероятности ошибочной передачи символа от максимального значения входного сигнала для 16 QAM (а) и 32 QAM (б).

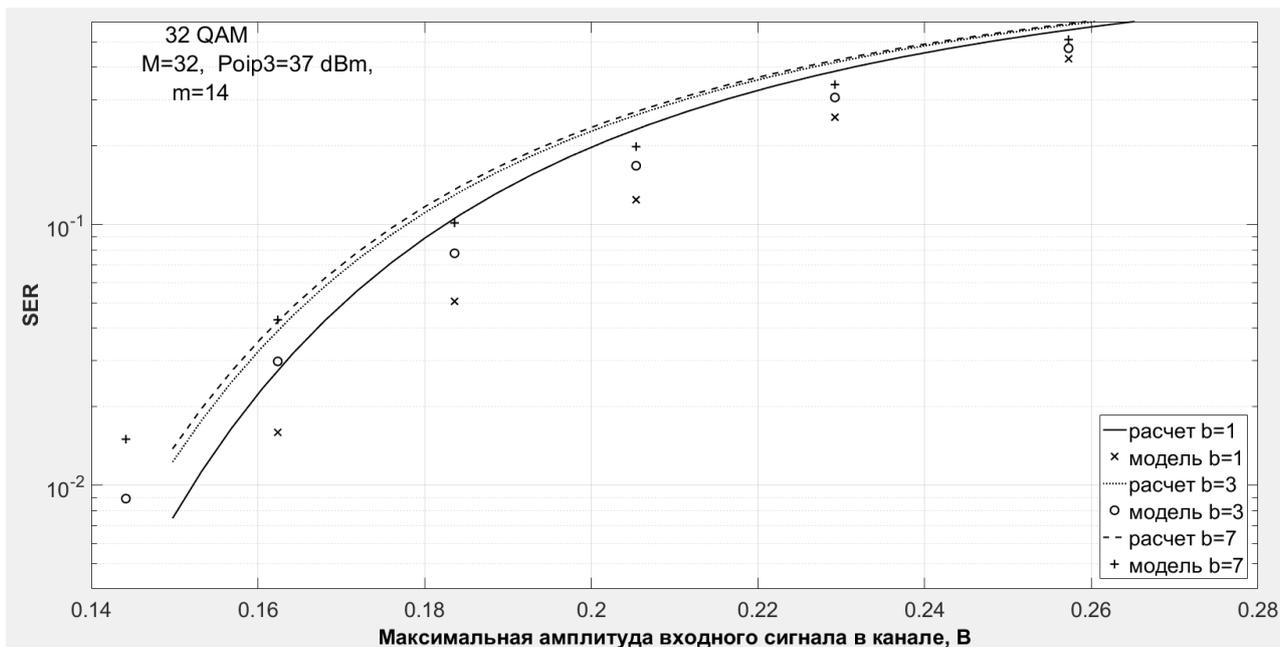


Рис. 13. Сопоставление результатов расчетов и моделирования для каналов с разными номерами.

Выводы

Рассмотрена многоканальная передача квадратурных амплитудно-модулированных сигналов передатчиком Q-диапазона. Изучен интермодуляционный механизм возникновения ошибок, вызванный нелинейностью передатчика. Как показало аналитическое рассмотрение и подтвердило имитационное моделирование в среде Simulink вероятность ошибок передачи сигнала 16 QAM и выше при количестве каналов 5 и более весьма критична к нелинейности усилителя мощности при уровне выходной мощности менее 11-12 дБ относительно OIP3. Практически это означает, что уровень компрессии выходной мощности 0.5 дБ является предельным для достижения только аппаратными средствами вероятности ошибки не хуже 10^{-5} при передаче многоканального КАМ сигнала с индексом модуляции $M \leq 8$ и потому при построении передатчиков Q-диапазона компрессии выходной мощности выше уровня 0.5 дБ следует избегать. Следование этому правилу приводит к потере выходной мощности усилителя, следовательно, и передатчика при прочих равных условиях примерно на 3 дБ относительно уровня компрессии выходной

мощности 1 дБ. Для сигналов с индексом модуляции $M \geq 16$ для достижения приемлемых энергетических характеристик передатчика при заданных вероятностях передачи ошибочного символа основные усилия должны быть сосредоточены на применении помехоустойчивого кодирования [4].

В работе для моделирования использовались аппаратно-программные средства Суперкомпьютерного кластера СПбГУ.

Литература

1. А. Н. Трофимов. Методы передачи дискретных сообщений. Конспект лекций (февраль 2004). Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2001–2004.

2. Б. Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

3. A. Chorti, M. Brookes. On the Effects of Memoryless Nonlinearities on M-QAM and DQPSK OFDM Signals. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 8, pp. 3301-3315, Aug. 2006.

4. Дж. Прокис. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

Ссылка на статью:

А. М. Рипак, М. К. Лебедев, В. Б. Хайкин. Результаты расчета и моделирования вероятности ошибок передачи сигнала квадратурной амплитудной и фазовой модуляции, вызываемых нелинейностью передатчика Q-диапазона. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun17/2/text.pdf>