

УДК 621.396

Цифровой предискажающий линеаризатор на основе рядов Вольтерра для нелинейного усилителя мощности

А. Ю. Сизякова*, Лыу Хай Нам

Современные требования к системам спутниковой связи по помехоустойчивости и скорости передачи информации приводят к необходимости применять сигналы со сложными видами модуляции и высокой спектральной эффективностью. Как правило, используемые цифровые сигналы характеризуются непостоянной амплитудой, например, при скруглении огибающей низкочастотного модулирующего колебания по Найквисту. Для широкополосных передающих каналов предъявляются повышенные требования к обеспечению линейности тракта при большом пик-факторе сигнала на входе усилителя, в частности для широкополосных передатчиков и широкополосных усилителей мощности (УМ). Для осуществления линеаризации характеристики нелинейного УМ наиболее простой и эффективной является технология ввода предискажений.

Рассмотрены вопросы линеаризации статической характеристики нелинейного инерционного СВЧ УМ радиосигнала при использовании цифрового предискажающего линеаризатора (ЦПЛ). Модель ЦПЛ построена на основе рядов Вольтерра. Для определения коэффициентов модели ЦПЛ авторами составлена переопределенная система линейных уравнений, при решении которой минимизирован квадрат отклонений от оцениваемого решения.

Проведен анализ характеристик сигналов на выходе нелинейного усилителя с линеаризатором, а также вероятности битовой ошибки (BER) в приемнике радиосигнала при линеаризации характеристик УМ. Показано, что при усилении сигнала в усилителе мощности с предварительной линеаризацией характеристики в ЦПЛ уменьшается мощность как комбинационных составляющих, так и компонент спектра выходного сигнала вне главного лепестка, устраняется неконтролируемый фазовый сдвиг сигнала, порождаемый амплитудно-фазовой конверсией, а также достигается выигрыш в отношении сигнал-шум на выходе демодулятора приемника цифрового сигнала.

Показано, что при использовании ЦПЛ удастся повысить энергетическую эффективность системы передачи информации за счет перехода от малосигнального режима работы усилителя в режим больших значений мощности сигнала в рабочей точке на входе УМ.

В качестве метода исследования использованы аналитический расчет и имитационное моделирование.

Ключевые слова: цифровой предискажающий линеаризатор, нелинейный инерционный усилитель мощности, ряды Вольтерра, интермодуляционные искажения, вероятность битовой ошибки.

* Anna_u_s@mail.ru

Введение

Современные требования к системам спутниковой связи по скорости передачи информации заставляют применять сигналы с более сложными видами модуляции и с повышенной спектральной эффективностью. Вместе с тем, использование таких сигнальных структур приводит к ужесточению требований к линейности радиопередающего устройства. Это связано с дефицитом частотного ресурса для космических линий передачи информации в соответствии с нормативами электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, использованием несущих частот коротковолновой части сантиметрового диапазона, с ужесточением требований к спектральной эффективности таких систем, к массогабаритным показателям и энергопотреблению бортового спутникового радиопередающего устройства.

Для более эффективного использования частотных ресурсов во многих системах передачи данных применяются способы модуляции с высокой эффективностью использования спектра частот, такие как 4ФМ, 8ФМ, а также сигналы КАМ-М. В данных способах осуществляется модуляция не только фазы несущей частоты, но также и ее амплитуды. Таким образом, при их использовании формируются радиосигналы с переменной огибающей со значительным отношением пикового значения к средней интенсивности сигнала (пик-фактором). Для широкополосных передающих каналов могут предъявляться повышенные требования обеспечения высокой линейности тракта при большом пик-факторе, в частности для цифроаналоговых преобразователей, широкополосных передатчиков и широкополосных усилителей мощности. Известно, например, что помимо нелинейности амплитудной характеристики усилитель имеет неравномерную фазоамплитудную характеристику. При анализе влияния параметров нелинейного усилителя мощности (УМ) на выходной сигнал учитывают оба названных фактора, приводящих к искажению спектра группового сигнала, в том числе к появлению интермодуляционных компонент в полосе группового сигнала [1].

Для обеспечения линейности тракта обработки сигнала используются три способа. Один из них состоит в использовании соответствующего сверхлинейного полупроводникового прибора и использовании такой конструкции широкополосного передатчика, которая соответствует требованиям по обеспечению рабочих характеристик сверхлинейного полупроводникового прибора. Этот способ является дорогостоящим и предполагает устранение множества технологических трудностей. Второй способ заключается в снижении мощности всего канала передачи, чтобы он работал в линейной области. Однако данный способ существенно снижает эффективность работы широкополосной системы передачи данных. Третий способ предпола-

гает использование технологии линеаризации. Для его реализации берутся соответствующие периферийные цепи, предназначенные для коррекции нелинейности канала передачи, обеспечивающие, таким образом, эффект линейного усиления входных сигналов во всей цепи. Этот способ позволяет исключить использование трудноосуществимой технологии изготовления полупроводниковых приборов и использовать устройства с относительно низкой стоимостью. Кроме того, он не только дает возможность применять различные конструктивные формы, но также обеспечивает гибкость в выборе устройств. Таким образом, третий способ рассматривается как наиболее целесообразный для использования в настоящее время [2].

Для осуществления способа линеаризации наиболее простой и эффективной является технология ввода предсказаний. В этом способе ввода сигналы вначале корректируют с использованием устройства ввода предсказаний, затем они направляются в усилитель мощности для усиления и подачи на выход. Характеристика искажения сигнала, получаемая в устройстве ввода предсказаний, является противоположной характеристике канала передачи, благодаря чему искажения сигнала в канале передачи компенсируются так, что получается чистый выходной сигнал.

Цифровой предсказывающий линеаризатор (ЦПЛ)

Цифровой предсказывающий линеаризатор используется для линеаризации характеристик мощного нелинейного УМ. Характеристика идеального ЦПЛ должна быть не только обратной характеристике используемого нелинейного УМ, но и такой, чтобы после прохождения ЦПЛ и УМ сигнал был усилен во всем диапазоне мощностей и во всей полосе частот. При этом амплитудная характеристика блока (ЦПЛ+УМ) должна стать линейной.

Модель Вольтерра является наиболее полной и общей из поведенческих моделей динамических нелинейных систем [3, 4]. Одним из ее недостатков является экспоненциальное увеличение количества определяемых параметров (ядер) при увеличении порядка нелинейности системы и глубины памяти. Поэтому в последнее время широко разрабатываются различные модификации данной модели, позволяющие уменьшить количество параметров, необходимых для ее идентификации.

Рассмотрим некоторые из них. Одной из наиболее простых модификаций является полиномиальная модель характеристики нелинейного УМ с памятью в виде $f(z_1, z_2, \dots, z_k)$. Выходной сигнал y можно записать в виде [3, 5]:

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{nm} z(k-m) |z(k-m)|^n, \quad (1)$$

где $z_1 = z(1), z_2 = z(2), \dots, z_k = z(k)$ — отсчеты входного сигнала УМ в дискретном времени; a_{nm} — коэффициенты полиномиальной модели УМ степени N ; M — длина памяти модели УМ.

На рис. 1 приведены статические модели УМ. На рис. 1, а характеристика УМ представлена совокупностью нелинейной нормированной функции $f(z_1, z_2, \dots, z_k)$ и последующего линейного усилителя с коэффициентом G . На рис. 1, б представлена математическая модель, используемая для расчета характеристики ЦПЛ $f^{-1}(z_1, z_2, \dots, z_k)$. На рис. 1, в показано, что сигнал предварительно проходит ЦПЛ с характеристикой $f^{-1}(z_1, z_2, \dots, z_k)$, а затем подается на нелинейный УМ с передаточной функцией $f(z_1, z_2, \dots, z_k)$.

Рассмотрим схему на рис. 1, б, где вход схемы — \mathbf{Y} , выход — \mathbf{Z} . Для моделирования обратной нелинейной функции $f^{-1}(z_1, z_2, \dots, z_k)$ в (1) надо поменять местами процессы y и z . Тогда модель характеристики ЦПЛ:

$$z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{a}_{nm} y_{ss}(k-m) |y_{ss}(k-m)|^n, \quad (2)$$

где \hat{a}_{nm} — полиномиальные коэффициенты функции $f^{-1}(z_1, z_2, \dots, z_k)$; $y_s(k) = y(k)/G$; $y_{ss}(k) = y_s(k + \tau)$, τ — натуральное число.

Для определения коэффициентов \hat{a}_{nm} функции $f^{-1}(z_1, z_2, \dots, z_k)$ запишем уравнение (2) в виде системы линейных уравнений (3), причем $p \gg NM$. Решение (3) относительно \hat{a}_{nm} сводится к решению переопределенной системы линейных уравнений (3) или записанного в матричной форме уравнения (4). Переменная p обозначает число измерений. (4)

$$\begin{bmatrix} z_k \\ z_{k+1} \\ \vdots \\ z_{k+p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{ss}(k) & y_{ss}(k-1) & \dots & y_{ss}(k-M+1) |y_{ss}(k-M+1)|^{N-1} \\ y_{ss}(k+1) & y_{ss}(k) & \dots & y_{ss}(k-M+2) |y_{ss}(k-M+2)|^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{ss}(k+p) & y_{ss}(k+p-1) & \dots & y_{ss}(k-M+1+p) |y_{ss}(k-M+1+p)|^{N-1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \hat{a}_{00} \\ \hat{a}_{01} \\ \vdots \\ \hat{a}_{N-1, M-1} \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Y}_{ss} \cdot \hat{\mathbf{A}}. \quad (4)$$

Уравнение (4) является переопределенной системой линейных уравнений. Наиболее часто минимизируют квадрат отклонений от оцениваемого решения. В работе найдено обобщенное решение $\hat{\mathbf{A}}$, которое дает минимум функции невязок [7].

Решение уравнения (4) можно записать в виде:

$$\hat{a}_{nm} = (\mathbf{Y}_{ss}^T \cdot \mathbf{Y}_{ss})^{-1} \cdot \mathbf{Y}_{ss}^T \cdot \mathbf{Z}, \quad (5)$$

где \mathbf{Y}_{ss}^T — транспонированная матрица \mathbf{Y}_{ss} .

Решение (5), полученное итерационным методом, — это обобщенное решение уравнения (4), оно дает минимум евклидовой нормы вектора невязок среди всех возможных решений (4).

При решении (5) массивы z и y считаются известными, полученными для произвольного УМ с передаточной функцией, обозначенной выше $f(z_1, z_2, \dots, z_k)$. Конкретные значения N и M ($N = 5, M = 5$) выбраны в зависимости от сложности модели УМ.

Увеличение значений N и M приводит не только к большей точности модели ЦПЛ и повышению эффективности алгоритма линеаризации, но и к более высокой сложности вычислений. Таким образом, выбор соответствующих параметров должен обеспечивать разумный компромисс между требованиями системы и необходимыми затратами.

Результаты моделирования

Нормированные нелинейные амплитудная $A(\rho)$ и фазоамплитудная $\Phi(\rho)$ характеристики УМ записаны в виде [8, 9]:

$$A(\rho) = \frac{\alpha_\rho \rho}{1 + \beta_\rho \rho^2}; \quad \Phi(\rho) = \frac{\alpha_\phi \rho^2}{1 + \beta_\phi \rho^2}, \quad (6)$$

где ρ^2 — отношение $P_{\text{вх}}$ мощности входного колебания к его значению $P_{\text{вх.нас}}$ на границе режима насыщения, $\rho^2 = P_{\text{вх}} / P_{\text{вх.нас}}$; $\alpha_\rho = 1,9638$; $\beta_\rho = 0,9945$; $\alpha_\phi = 2,5293$; $\beta_\phi = 2,8168$.

На рис. 2 показаны рассчитанная в соответствии с (6) АХ усилителя и зависимость $P_{\text{вх}} / P_{\text{вх.нас}}$ относительной суммарной мощности (Output Power Back Off, ОВО) усиленных сигналов от $P_{\text{вх}} / P_{\text{вх.нас}}$ — нормированной входной мощности (Input Power Back Off, ИВО).

Из рис. 2 следует, что при использовании ЦПЛ (в модели $N = 5, M = 5$) амплитудная характеристика УМ линеаризуется в рабочей области $P_{\text{вх}} / P_{\text{вх.нас}}$.

На рис. 3 показаны спектрограммы, полученные в результате исследования имитационной модели при воздействии двух тестовых сигналов: $f_1 = 850$ МГц, $f_2 = 950$ МГц.

На спектрограммах (рис. 3) видно, что на выходе УМ в отсутствие ЦПЛ возникают гармоники на комбинационных частотах $2f_1 - f_2 = 750$ МГц, $2f_2 - f_1 = 1050$ МГц, $3f_1 - f_2 = 650$ МГц, $3f_2 - f_1 = 1150$ МГц и т. д. При прохождении того же сигнала через ЦПЛ и УМ на выходе УМ составляющие того же сигнала через ЦПЛ и УМ на выходе УМ составляющие на указанных частотах значительно менее интенсивны.

На рис. 4 проиллюстрирована возможность устранения фазового сдвига сигнала на выходе ЦПЛ+УМ.

Исследование проведено методом имитационного цифрового моделирования тракта, состоящего из нелинейного усилителя сигнала 4ФМ [10 — 13] или 8ФМ и демодулятора приемника этих сигналов.

На рис. 4 построены сигнальные созвездия на входе УМ (рис. 4, а, з), сигнальные созвездия на выходе УМ без ЦПЛ (рис. 4, б, д) и на выходе ЦПЛ+УМ (рис. 4, в, е) при уровне входного сигнала УМ ИВО = -10 дБ.

Из рис. 4, в, е видно, что при наличии ЦПЛ область правильного приема сигнала 4ФМ совпадает с каждым из четырех квадрантов сигнальной плоскости (границы этих областей совпадают с обеими осями); область правильного приема сигнала 8ФМ ограничена одной из осей и биссектрисой прямого угла. В отсутствие ЦПЛ точки сигнального созвездия смещены относительно областей правильного приема сигнала (рис. 4, б, д), что приводит к его неверному различению, если это смещение по фазе несущего колебания не будет компенсировано в демодуляторе приемника.

Проведен анализ формы спектров сигналов на выходе нелинейного УМ в зависимости от режима его работы и положения рабочей точки на характеристике относительно уровня насыщения. На рис. 5 указаны спектры сигналов на выходе моделей УМ при изменении рабочей точки ИВО = -29 и -19 дБ.

Из рис. 5 очевидно, что ЦПЛ линейризует характеристику УМ, о чем свидетельствует уменьшение спектральной плотности мощности сигнала вне главного лепестка на (15 — 20) дБ.

Также изучено влияние ЦПЛ на вероятность битовой ошибки при нелинейном усилении группового сигнала в передатчике ретранслятора [10 — 13].

Поясним постановку задачи. На вход спутникового ретранслятора в системе с МДЧР поступает сигнал $s_i(t)$ 4ФМ или 8ФМ. После усиления в бортовом нелинейном УМ он излучается бортовой антенной в направлении земной станции, которая его принимает. На цифровой модели (при идеальной фазовой синхронизации в демодуляторе) рассчитана зависимость вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ последовательности демодулированных бит от отношения E_b/N_0 (рис. 6) на входе приемника земной станции. Мощность входного сигнала приемника и интермодуляционные искажения сигнала определены тем, что в нелинейном УМ ретранслятора сигнал усиливается при ИВО = -19 ... -5 дБ в одночастотном ($K = 1$) и многочастотном ($K = 5$) режимах.

При работе бортового усилителя в линейном режиме (при ИВО = -19 дБ, рис. 6) результаты моделирования совпадают с теоретической зависимостью, рассчитанной по известной формуле:

$$P_{\text{ош}} \approx \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \log_2 M \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right),$$

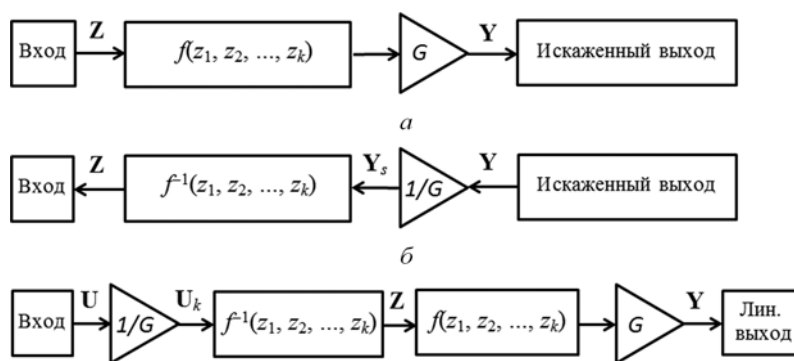


Рис. 1. Статические модели УМ:

а — без линейризатора; б — для расчета характеристики ЦПЛ; в — с линейризатором

ОВО, дБ

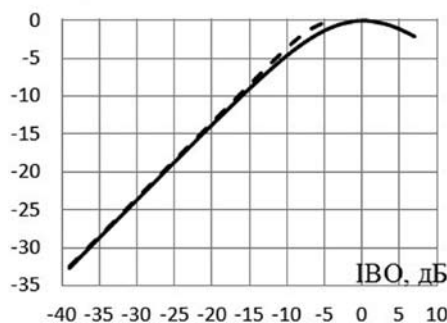


Рис. 2. Характеристика $A(r)$ нелинейного УМ (сплошная линия), зависимость ОВО для ЦПЛ + УМ (пунктир)

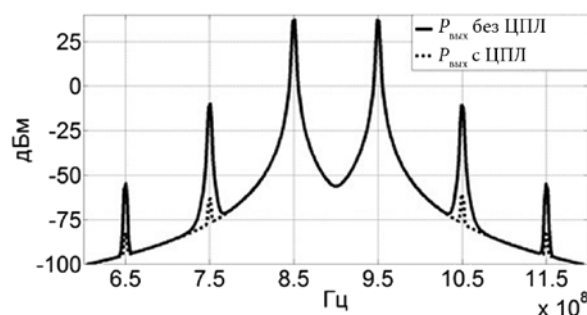


Рис. 3. Спектрограммы двухчастотного сигнала на выходе УМ без ЦПЛ и с ЦПЛ

где $M = 4$ для 4ФМ; $M = 8$ для 8ФМ;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt; E_b/N_0 — затраты энергии$$

сигнала в пересчете на 1 бит информации [14].

Результаты моделирования (рис. 6) показывают, что в одночастотном режиме при фиксированном значении отношения E_b/N_0 при увеличении ИВО вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ становится больше.

Вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$, рассчитанная для системы с нелинейным УМ с памятью без линейризации, существенно хуже теоретических значений.

При линейризации характеристики УМ для получения заданных значений $P_{\text{ош}}$ возможно повысить рабо-

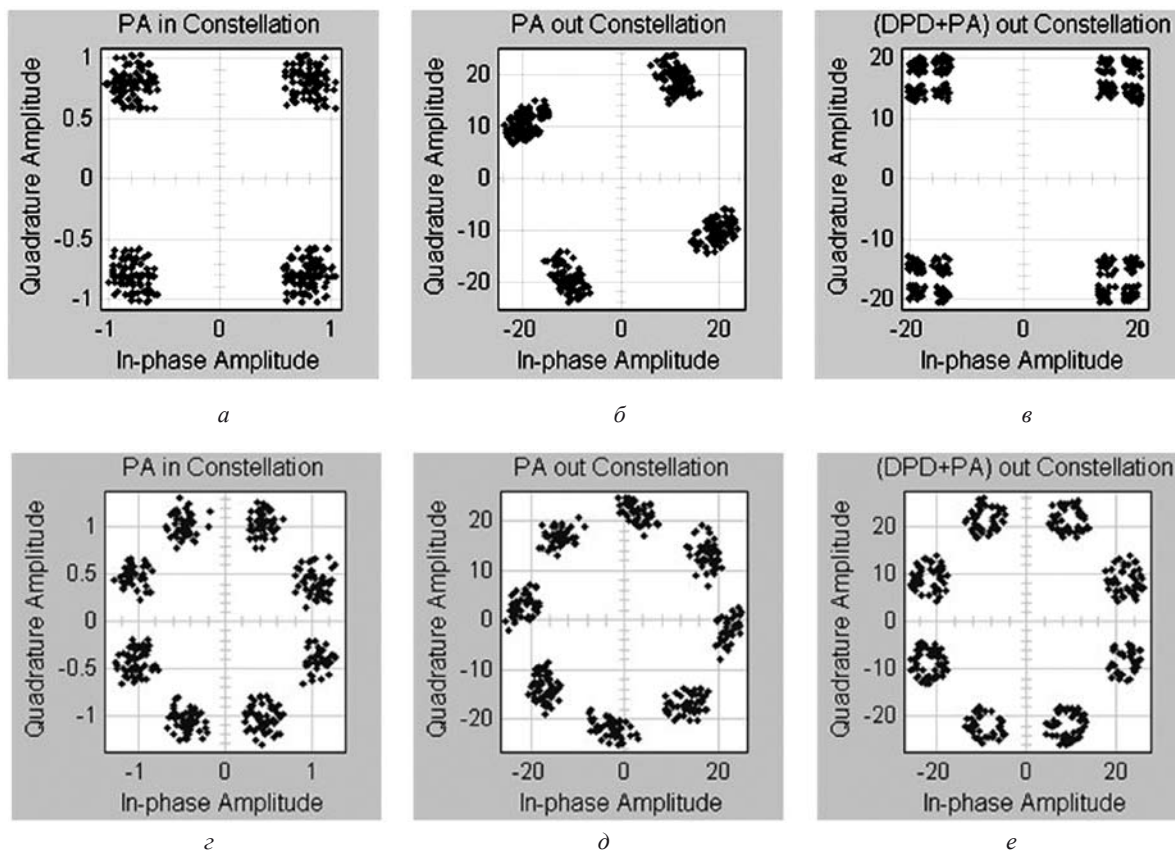


Рис. 4. Сигнальные созвездия для 4ФМ и 8ФМ: *a, c* — на входе; *б, д* — на выходе УМ без ЦПД; *в, е* — на выходе ЦПД+УМ

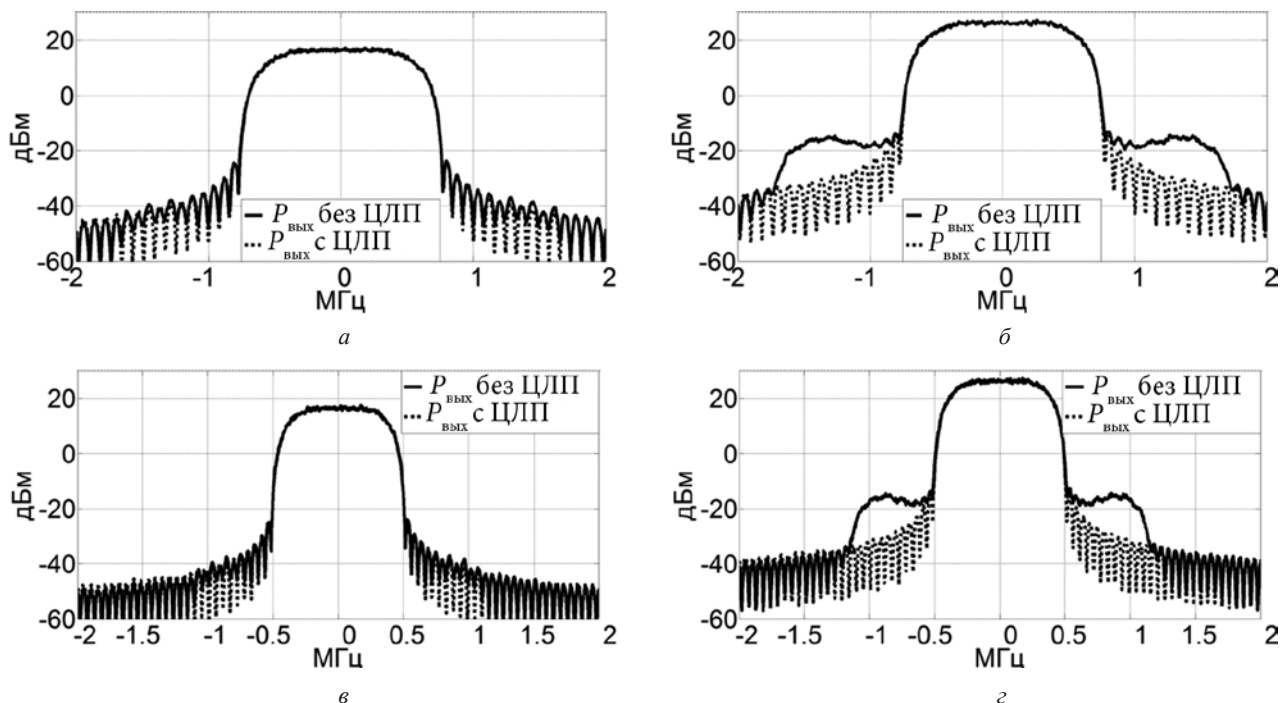


Рис. 5. Спектр сигнала 4ФМ (*a, б*) и 8ФМ (*в, г*) на выходе УМ без ЦПД и с ЦПД при *a, в* — ИВО = -29 дБ; *б, г* — ИВО = -19 дБ

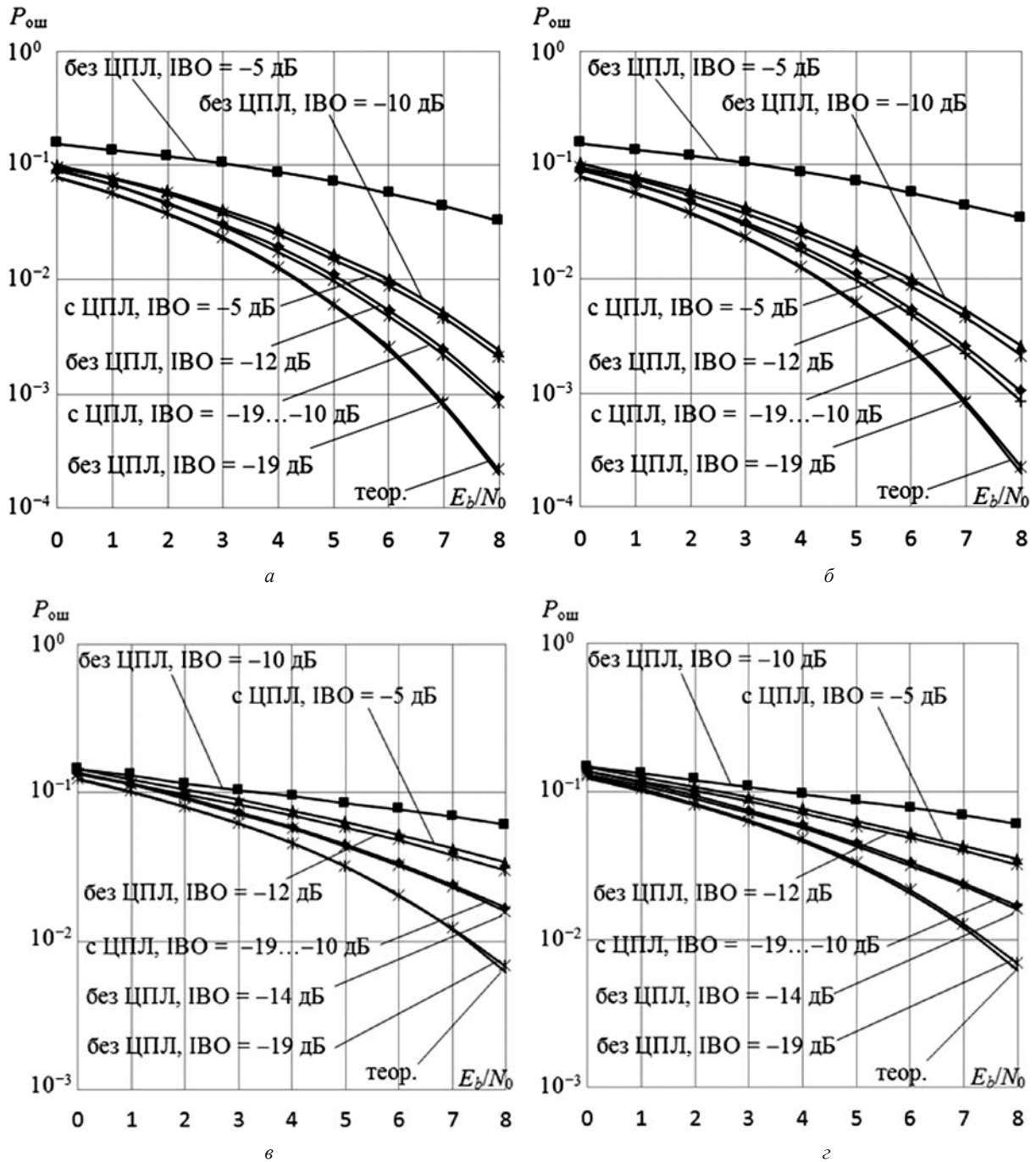


Рис. 6. Зависимость $P_{ош}$ от E_b/N_0 , уровень ИВО сигнала на входе УМ или ЦПЛ+УМ ИВО = -19 ... -5 дБ, $K = 1$ (а, в) и $K = 5$ (б, г), без ЦПЛ и с ЦПЛ: а, б — для 4ФМ; в, г — для 8ФМ

чую точку УМ на 7 дБ для сигнала 4ФМ и на 5 дБ — для сигнала 8ФМ.

Использование ЦПЛ позволило улучшить отношение E_b/N_0 примерно на 5 дБ по сравнению с некомпенсированной системой для сигнала 4ФМ ($BER = 3 \cdot 10^{-2}$), ИВО УМ = -5 дБ. Для сигнала 8ФМ выигрыш E_b/N_0 составляет примерно 4 дБ по сравнению с некомпенсированной системой ($BER = 6 \cdot 10^{-2}$), ИВО УМ = -10 дБ.

Выводы

Рассмотрен метод линеаризации характеристики произвольного УМ с использованием ЦПЛ. Параметры статической модели линеаризатора рассчитаны по (4).

Показано, что при усилении сигнала в ЦПЛ+УМ уменьшается мощность комбинационных составляющих и компонент спектра выходного сигнала вне главного лепестка на 15 ... 20 дБ, устраняется неконтро-

лируемый фазовый сдвиг сигнала, а также достигается выигрыш в отношении сигнал-шум на выходе демодулятора приемника цифрового сигнала.

ЦПЛ линеаризует характеристику нелинейного УМ с памятью. Доказано, что при использовании ЦПЛ можно повысить энергетическую эффективность системы передачи информации. Это позволяет повысить мощность сигнала в рабочей точке на входе УМ на 7 дБ для сигнала 4ФМ и на 5 дБ — для сигнала 8ФМ.

Литература

1. Сизякова А.Ю., Лыу Хай Нам. Влияние нелинейного усилителя мощности на качество работы системы связи // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. 19-ой Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2013. С. 147.

2. Патент № 2264037 РФ. Способ и устройство ввода адаптивных цифровых предискажений для беспроводного передатчика / Янг Чжнцзун, Ян Хонгуи. // Бюл. изобрет. 2005. № 31.

3. Zhu A., Brazil T.J. An overview of Volterra series based behavioral modeling of RF/microwave power amplifiers // Proc. Wireless Microwave Techn. Conf. 2006. P. 101 — 107.

4. Pedro J.C., Maas S.A. Comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. 2005. V. 53. N 4. P. 1150 — 1163.

5. Dennis R., Morgan A. Generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers // IEEE Trans. on signal proc. 2006. V. 54. N 10. P. 3852 — 3860.

6. Schutz K., Benson D. Adaptive DPD design. Math Works, 2014.

7. Yang W.Y., Cao W., Chung T.S., Morris J. Applied numerical methods using MATLAB. John Wiley & Sons, 2005. P. 71 — 79.

8. Белов Л.А., Рожков В.М., Челноков О.А., Филиных Д.А. Анализ нелинейных искажений сигналов в усилителях мощности на лампах бегущей волны // Вестник МЭИ. 2009. № 1. С. 43 — 48.

9. Saleh A.A.M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers // IEEE Trans. on Communications. 1981. V. COM-29. N 11. P. 1715 — 1720.

10. Сизякова А.Ю., Лыу Хай Нам. Влияние крутизны фазоамплитудной характеристики усилителя мощности на уровни квадратурных составляющих сигнала QPSK // Инновационные подходы к решению технико-экономических проблем: Материалы Междунар. науч.-практ. конф. М.: МИЭТ, 2014. С. 51 — 57.

11. Сизякова А.Ю., Лыу Хай Нам. Влияние комплексной нелинейности усилителя мощности на достоверность приема ретранслированного сигнала 4ФМ // Евразийский Союз Ученых (ЕСУ). 2014. № IX. Сер. Технические науки. С. 122 — 127.

12. Сизякова А.Ю., Лыу Хай Нам. Влияние крутизны фазоамплитудной характеристики усилителя мощности на уровни квадратурных составляющих сигнала QPSK // Радиотехнические тетради. 2015. № 54. С. 44 — 49.

13. Сизякова А.Ю., Лыу Хай Нам. Уменьшение достоверности приема ретранслированного сигнала 4ФМ в спутниковой системе передачи информации // Вестник МЭИ. 2015. № 3. С. 80 — 84.

14. Склад Б. Цифровая связь. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. С. 1104.

Статья поступила в редакцию 12.11.2015