

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.8.13>

УДК: 621.396

ПОЛЯРНАЯ ПОЛИНОМИАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СВЧ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С НЕСОГЛАСОВАННОЙ НАГРУЗКОЙ

Л.И. Аверина¹, И.В. Завгородний¹, В.Д. Шутов²

**¹Воронежский государственный университет,
394018, Воронеж, Университетская пл., 1**

**²АО «Концерн «Созвездие»,
394018, Воронеж, ул. Плехановская, 14**

Статья поступила в редакцию 17 июля 2026 г.

Аннотация. В работе представлена полярная полиномиальная модель цифрового корректора для компенсации нелинейных искажений СВЧ усилителя мощности с несогласованной нагрузкой, которая учитывает раздельное влияние модуля и фазы коэффициента отражения на нелинейную динамику усилителя. Ключевым преимуществом предложенной модели является использование только отсчетов входного сигнала и значения комплексного коэффициента отражения, что значительно снижает вычислительную и аппаратную сложность реализации цифровых предискажений сигнала. Результаты имитационного моделирования и сравнительного анализа подтверждают высокую эффективность линеаризации передающего тракта в широком диапазоне изменения нагрузок с помощью разработанной модели. Таким образом, предложенный подход позволяет рекомендовать разработанную полярную полиномиальную модель для практического применения в современных системах беспроводной связи

с целью эффективной линейризации выходных трактов в условиях реальной эксплуатационной неопределенности импеданса нагрузки.

Ключевые слова: цифровой корректор, нелинейный усилитель мощности, архитектуры обучения, рассогласованная нагрузка, коэффициент отражения.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

Автор для переписки: Завгородний Илья Вячеславович, zavgorodny@phys.vsu.ru

Введение

Современный этап развития беспроводных систем связи характеризуется ужесточением требований к энергетической и спектральной эффективности приемо-передающей аппаратуры. Ключевым элементом, определяющим эти показатели, является усилитель мощности (УМ) выходного тракта. Для достижения высокой энергетической эффективности УМ эксплуатируется в нелинейных режимах с максимальным коэффициентом полезного действия, что, однако, приводит к появлению интермодуляционных искажений, расширению спектра выходного сигнала и ухудшению электромагнитной совместимости. Наиболее действенным подходом к решению данной проблемы является использование цифровых предискажений [1-3].

Критической проблемой, ограничивающей эффективность цифровой коррекции в реальных условиях эксплуатации (особенно в мобильных терминалах и многоантенных конфигурациях), является динамическое изменение импеданса антенно-фидерного тракта. Взаимное влияние излучателей, воздействие внешней среды, а также деградация элементов тракта приводят к рассогласованию нагрузки. Работа УМ на неоптимальную нагрузку коренным образом изменяет его динамические характеристики: амплитудно-амплитудные и амплитудно-фазовые преобразования (см. рис. 1) существенно деформируются в зависимости от комплексного коэффициента отражения. Следовательно, модели предискажений, идентифицированные для идеальных условий (например, для нагрузки 50 Ом),

оказываются несостоятельными при вариациях нагрузочного импеданса, что требует разработки адаптивных к рассогласованию структур коррекции.

Анализ литературы показывает наличие ряда подходов к решению этой задачи. В работах [4-6] предложены полигармонические модели, однако они не учитывают инерционность нелинейных свойств усилителя. В [7] для учета динамических свойств вводится двухвходовая модель (см. рис. 2), где вторым входом служит приближенный отраженный сигнал, но ее эффективность падает при малых коэффициентах отражения. Развитие этого подхода [8] приводит к избыточной параметризации и потере устойчивости. Модели на основе учета отраженного сигнала второго порядка [9] оказываются неустойчивыми при больших рассогласованиях, а двухвходовые подходы требуют высокочастотной дискретизации отраженного сигнала, что усложняет аппаратную реализацию.

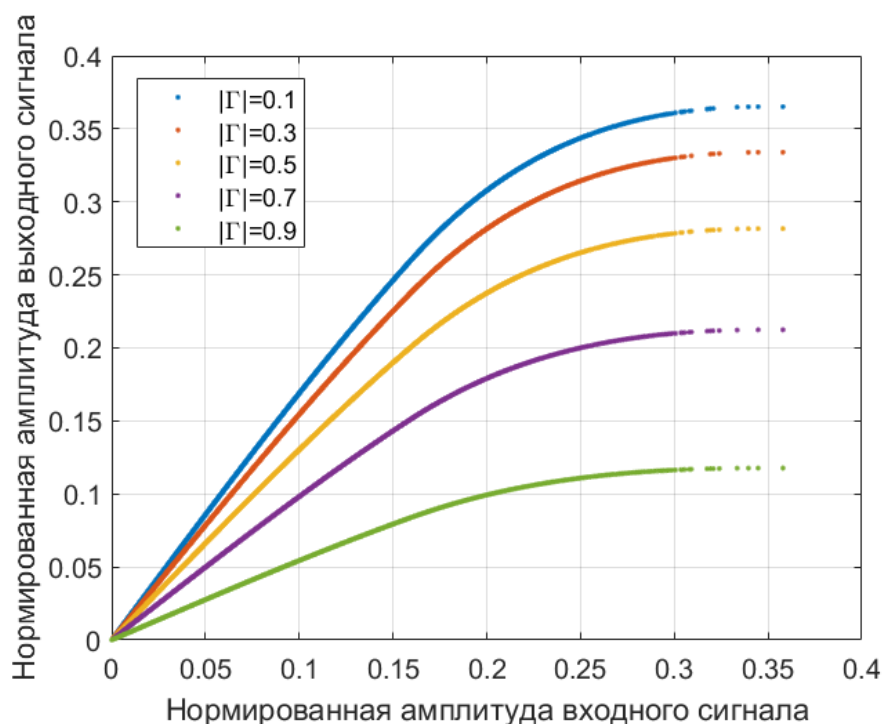


Рис. 1. Нелинейные передаточные характеристики усилителя мощности при различных значениях коэффициента отражения.

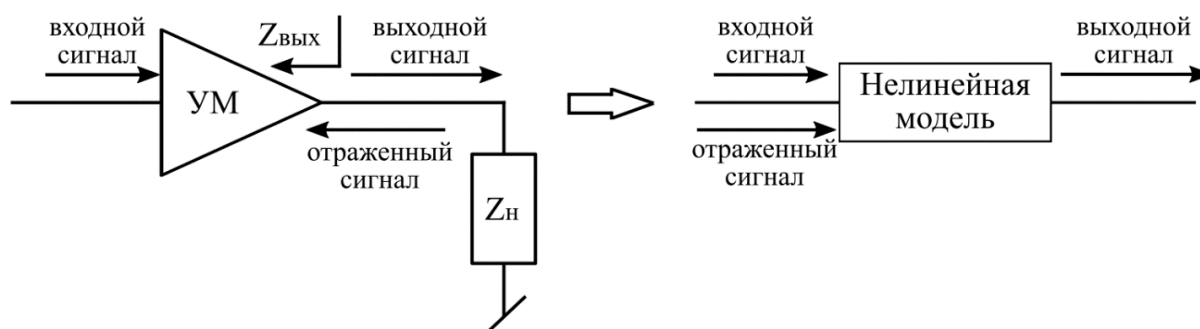


Рис. 2. Двухвходовая модель усилителя мощности с несогласованной нагрузкой.

Отдельную группу составляют методы хранения таблиц коэффициентов для дискретных значений КСВ [10], однако они требуют значительных объемов памяти и не решают проблему интерполяции для промежуточных значений. Нейросетевые модели [11], демонстрируя высокую точность, чувствительны к обучающей выборке и обладают большой вычислительной сложностью.

В настоящей работе предлагается полиномиальная поведенческая модель цифрового корректора, лишенная указанных недостатков. Модель использует только отсчеты входного сигнала и измеренное значение комплексного коэффициента отражения, что позволяет избежать дискретизации отраженной волны и обеспечивает высокую точность в широком диапазоне изменения нагрузки при умеренной вычислительной сложности.

1. Архитектура передающего тракта с цифровой коррекцией

Существуют различные архитектуры обучения модели цифрового корректора, зависящие от структуры всей системы, способа формирования обучающей выборки данных и вида целевой функции.

Наиболее распространенными являются прямая и обратная архитектуры обучения [12,13]. При этом обе архитектуры содержат в постановке задачи линеаризации одну концептуальную проблему – отсутствие оптимального выходного сигнала для цифрового корректора. Устранение этого недостатка составляет ядро архитектуры обучения, основанной на итеративном алгоритме формирования оптимального сигнала (ILC) [14]. Суть метода заключается в том, что, основываясь на опорном выходном сигнале нелинейного элемента

и соответствующей ошибке, можно построить итеративный процесс, в ходе которого формируется необходимое управление – предсказанный входной сигнал усилителя, позволяющий получить на выходе линеаризованный отклик. Сравнительный анализ указанных методов приведен в [15]. На рисунке 3 представлена блок-схема архитектуры передающего тракта с цифровой коррекцией на основе ILC архитектуры обучения.

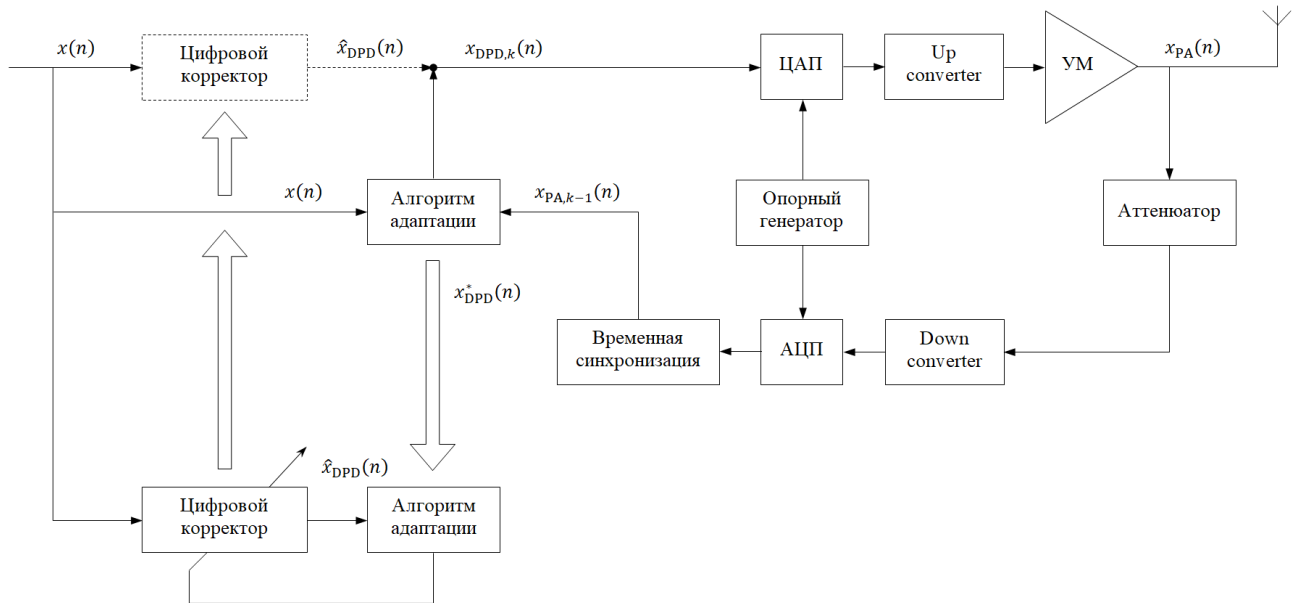


Рис. 3. Блок-схема архитектуры передающего тракта с цифровой коррекцией на основе обучения с оптимальным управлением.

Итерационный алгоритм, генерирующий оптимальное управление, имеет следующий вид:

$$\mathbf{x}_{\text{DPD},k+1} = \mathbf{x}_{\text{DPD},k} + \gamma \mathbf{e}_k, \quad (1)$$

где $\mathbf{x}_{\text{DPD}} \in \mathbb{C}^N$ – вектор выходных отчетов сигнала на выходе цифрового корректора, N – объем обучающей выборки. Вектор сигнала ошибки $\mathbf{e}_k = \mathbf{x}_{\text{PA}} - \hat{\mathbf{x}}_{\text{PA},k} \in \mathbb{C}^N$ корректирует входной сигнал усилителя мощности, $\mathbf{x}_{\text{PA}}$ и $\hat{\mathbf{x}}_{\text{PA}}$ – опорный и фактический сигналы на выходе передающего тракта соответственно, параметр γ задает скорость обучения. Для линеаризации в качестве $\mathbf{x}_{\text{PA}}$ необходимо выбрать линейно усиленный входной сигнал $G \cdot \mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$, где G – коэффициент усиления. Таким образом, в результате

последовательных итераций (1) удастся сгенерировать оптимальный выходной сигнал $\mathbf{x}_{\text{DPD}}$ для цифрового корректора.

Именно данная архитектура обучения использовалась в работе для идентификации параметров модели разработанного цифрового корректора.

2. Полярная полиномиальная модель цифрового корректора для усилителя мощности с несогласованной нагрузкой

Для линеаризации передающего тракта, имеющего фиксированное сопротивление нагрузки, имеется большое разнообразие моделей цифровых корректоров. Одной из наиболее простых, но достаточно эффективных для узкополосных сигналов, является полиномиальная модель, математическое представление которой имеет вид:

$$y(n) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^K h_k \cdot x(n) \cdot |x(n)|^{k-1}, \quad (2)$$

где $x(n)$ и $y(n)$ – отсчеты огибающей сигнала на входе и выходе модели, K – степень нелинейности, h_k – параметры модели.

Для учета влияния коэффициента отражения Γ на параметры полиномиальной модели, авторами в работе [16] была предложена следующая модификация модели:

$$y(n, \Gamma) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^K h_k(\Gamma) \cdot x(n) \cdot |x(n)|^{k-1} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^K \sum_{r=0}^R h_{k,r} \cdot \Gamma^r \cdot x(n) \cdot |x(n)|^{k-1}, \quad (3)$$

где R – максимальная степень аппроксимации коэффициентов по значениям Γ , $h_{k,r}$ – параметры модели. Данная модель аппроксимирует коэффициенты исходного полинома в виде степенного ряда по комплексному коэффициенту отражения. Ограничением данной модели является то, что она подразумевает одинаковую степень зависимости характеристики как от модуля, так и от фазы коэффициента отражения.

Воспользовавшись формальным путем и предположив двумерную зависимость h_k от комплексного коэффициента отражения Γ , представленного в виде модуля и фазы $|\Gamma| \cdot \exp\{j \cdot \angle \Gamma\}$, в работе была предложена следующая модель, названная полиномиальной полярной моделью цифрового корректора с изменяющейся нагрузкой:

$$\begin{aligned} y(n, |\Gamma|, \angle \Gamma) &= \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^K h_k(|\Gamma|, \angle \Gamma) \cdot x(n) \cdot |x(n)|^{k-1} = \\ &= \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^K \sum_{r_2=0}^{R_2} \sum_{r_1=0}^{R_1} h_{k,r_1,r_2} \cdot |\Gamma|^{r_1} \cdot e^{j \cdot r_2 \cdot \angle \Gamma} \cdot x(n) \cdot |x(n)|^{k-1}, \end{aligned} \quad (4)$$

где R_1 – максимальная степень аппроксимации коэффициентов по модулю $|\Gamma|$, R_2 – максимальная степень аппроксимации коэффициентов по фазе $\angle \Gamma$, h_{k,r_1,r_2} – параметры предлагаемой модели.

В принципе данный подход можно распространить на исходные полиномиальные модели цифровых корректоров с любым видом базисных функций, а также учётом инерционных свойств:

$$y(n, |\Gamma|, \angle \Gamma) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \in \text{odd}}}^K \sum_{m=0}^M \sum_{r_2=0}^{R_2} \sum_{r_1=0}^{R_1} h_{k,r_1,r_2} \cdot |\Gamma|^{r_1} \cdot e^{j \cdot r_2 \cdot \angle \Gamma} \cdot x(n-m) \cdot T_k(|x(n-m)|),$$

где $T_k(\dots)$ описывает тип выбранной базисной функции, m – характеризует «память» модели.

3. Сравнительный анализ моделей цифровых корректоров с несогласованной нагрузкой

Для оценки эффективности линеаризации передающего тракта с помощью предложенной модели цифрового корректора была синтезирована имитационная модель системы, представленной на рисунке 3. Усилитель мощности СВЧ диапазона с несогласованной нагрузкой проектировался в среде AWR Microwave

Office с помощью схмотехнического моделирования. На него подавался OFDM сигнал с полосой 200 МГц и с помощью блоков косимуляции определялись отсчёты огибающей сигнала на выходе усилителя мощности при фиксированном значении коэффициента отражения. В результате были получены наборы отсчетов огибающей сигнала на выходе усилителя мощности при различных значениях модуля и фазы коэффициента отражения (модуль коэффициента отражения изменялся от 0 до 0.8 с шагом 0.1, фаза – от 0° до 105° с шагом 15°). Далее, используя ILC архитектуру обучения, определялись оптимальные сигналы $\mathbf{x}_{\text{DPD}}$ для различных значений комплексного коэффициента отражения.

Параметры модели цифрового корректора h_{k,r_1,r_2} , заданной соотношением (4), определялись с помощью LS-оценки из решения матричного уравнения:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{x}_{\text{DPD}, \Gamma_1}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{\text{DPD}, \Gamma_1}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{\text{DPD}, \Gamma_L}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{\text{DPD}, \Gamma_L}(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x(1) & \cdots & x(1) \cdot |x(1)|^{k-1} & \cdots & x(1) \cdot |\Gamma_1|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_1} & \cdots & x(1) \cdot |x(1)|^{k-1} \cdot |\Gamma_1|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(n) & \cdots & x(n) \cdot |x(n)|^{k-1} & \cdots & x(n) \cdot |\Gamma_1|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_1} & \cdots & x(n) \cdot |x(n)|^{k-1} \cdot |\Gamma_1|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(1) & \cdots & x(1) \cdot |x(1)|^{k-1} & \cdots & x(1) \cdot |\Gamma_L|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_L} & \cdots & x(1) \cdot |x(1)|^{k-1} \cdot |\Gamma_L|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(n) & \cdots & x(n) \cdot |x(n)|^{k-1} & \cdots & x(n) \cdot |\Gamma_L|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_L} & \cdots & x(n) \cdot |x(n)|^{k-1} \cdot |\Gamma_L|^{R_1} \cdot e^{j \cdot R_2 \cdot \angle \Gamma_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{1,0,0} \\ \vdots \\ h_{K,0,0} \\ \vdots \\ h_{1,R_1,0} \\ \vdots \\ h_{1,R_1,R_2} \end{pmatrix},$$

где $\mathbf{x}_{\text{DPD}, \Gamma_L}$ – вектор отсчетов оптимального сигнала, соответствующий комплексному коэффициенту отражения Γ_L .

Для оценки эффективности линеаризации передающего тракта использовались следующие метрики. В качестве количественной меры, описывающей внеполосное излучение сигнала на выходе УМ, использовался относительный уровень внеполосного излучения (ACPR – Adjacent Channel Power Ratio), который определяется соотношением:

$$ACPR_3 = 10 \log_{10} (P_{\text{сосед.кан}} / P_{\text{осн.кан}}),$$

где $P_{\text{осн.кан}}$ – средняя мощность сигнала в основной полосе, $P_{\text{сосед.кан}}$ – средняя мощность сигнала в дополнительном канале. Из приведенного определения

АСРР видно, что эта величина учитывает как нелинейные, так и усилительные свойства системы. Обычно значение допустимого уровня АСРР для OFDM сигнала составляет минус 45 дБ.

Критерием оценки деформированности сигнального созвездия выступает модуль вектора ошибки (EVM – Error Vector Magnitude), который показывает, как изменяется положение точек модуляции на диаграмме при проявлении нелинейных искажений. Он определяется соотношением:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (I_{n,ex} - I_{n,вых})^2 + \sum_{n=1}^N (Q_{n,ex} - Q_{n,вых})^2}{\sum_{n=1}^N (I_{n,ex}^2 + Q_{n,ex}^2)}} \cdot 100\%,$$

где $I_{n,ex}$ и $Q_{n,ex}$ – квадратуры сигнала на входе системы, $I_{n,вых}$ и $Q_{n,вых}$ – квадратуры сигнала на ее выходе.

Для проведения сравнительного анализа синтезировались и оценивались цифровые корректоры как для предложенной модели, так и для моделей, описываемых соотношениями (2) и (3). Для идентификации их параметров также использовалась ИС архитектура обучения и LS метод оценки.

Для упрощения восприятия результатов введем поясняющие обозначения. Пусть модель 1 описывает систему с моделью цифрового корректора в виде соотношения (2) (для всех значений коэффициента отражения применяем параметры цифрового корректора, найденные для согласованной нагрузки). Модели 2 и 3 описывают системы с моделями цифровых корректором в виде соотношений (3) и (4) соответственно. Их идентификация осуществлялась на полном измеренном наборе значений модуля и фазы коэффициента отражения. Параметры K , R , R_1 и R_2 в процессе имитационного моделирования для моделей 1-3 были выбраны 7, 5, 5 и 6 соответственно.

Оценка эффективности цифровых корректоров с различными моделями сначала производилась для тех же значений модуля и фазы коэффициента отражения, что и при их обучении. Полученные зависимости уровня АСРР

в дБ от модуля и фазы коэффициента отражения представлены на рисунке 4 (рис. 4а соответствует модели 1, рис. 4б – модели 2, рис. 4в – модели 3). Видно, что цифровой корректор, не учитывающий изменение нагрузки (модель 1), плохо справляется со своей задачей уже при значении модуля коэффициента отражения более 0,15. Цифровой корректор с моделью 2 при некоторых значениях коэффициента отражения также не обеспечивает заданного значения уровня АСРР. И, наконец, цифровой корректор с предложенной моделью (модель 3) позволяет достичь уровня АСРР минус 45 дБ во всём исследуемом диапазоне значений модуля и фазы коэффициента отражения.

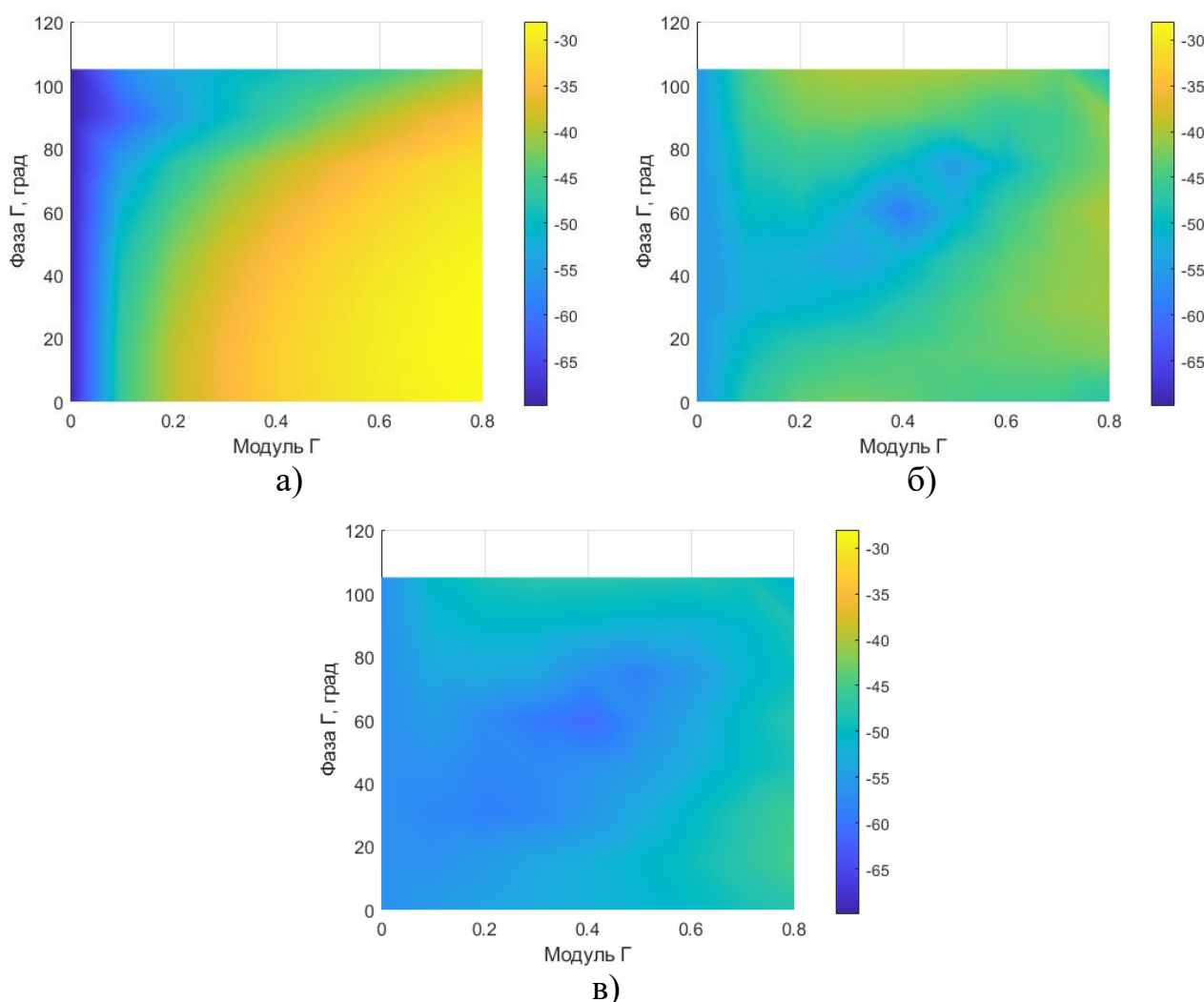


Рис. 4. Зависимости АСРР от модуля и фазы коэффициента отражения для различных моделей цифровых корректоров.

На рисунке 5 для наглядности изображены спектральные плотности мощности сигнала на выходе передающего тракта при $|\Gamma| = 0.8$ и $\angle \Gamma = 30^\circ$ для различных

систем. Кривая 0 соответствует линейной системе (если бы усилитель мощности обладал линейной характеристикой), кривая 1 соответствует реальной системе без цифровой коррекции, кривая 2 соответствует реальной системе с цифровым корректором по модели 1, кривая 3 – по модели 2, кривая 4 – по модели 3. Из полученных зависимостей видно, что применение цифрового корректора на основе предложенной модели позволяет уменьшить уровень внеполосного излучения на 25 дБ.

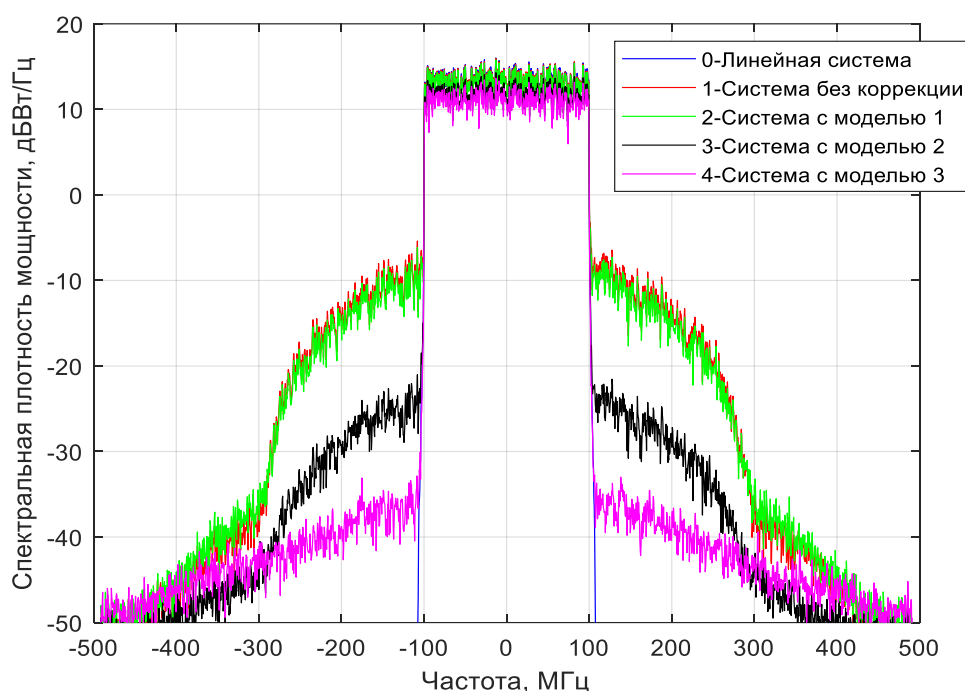


Рис. 5. Спектральная плотность мощности сигнала на выходе передающего тракта.

Также верификация моделей проводилась на промежуточных (т.е. на не совпадающих с обучаемыми) значениях модуля и фазы коэффициента отражения. Результаты приведены в таблице 1. Видно, что предложенная аппроксимация не утратила своей точности и в промежуточных точках, что не скажешь о модели 2.

Таблица 1. Результаты моделирования в промежуточных точках.

Контрольные значения $ \Gamma $; $\angle\Gamma$	Модель 1		Модель 2		Модель 3		Без коррекции	
	ACPR, дБ	EVM, %	ACPR, дБ	EVM, %	ACPR, дБ	EVM, %	ACPR, дБ	EVM, %
0.15; 50°	-45.3	2.9	-51	3.5	-64	0.5	-39.5	5.3
0.15; 110°	-50	1	-41.5	4.5	-55.2	0.9	-44.5	3.2
0.35; 110°	-44	1.4	-38	6.2	-49	1.2	-43	2.8
0.45; 50°	-34	16	-51	1.8	-61	1.2	-32.5	18
0.65; 110°	-41.2	2.9	-38.5	3.2	-46.4	2.6	-40.7	4.8
0.75; 50°	-29.2	25.7	-41	3.5	-56.5	2.	-28.5	27.3

Заключение

В работе разработана и апробирована полярная полиномиальная модель цифрового корректора, которая учитывает раздельное влияние модуля и фазы коэффициента отражения на нелинейную динамику усилителя. Ключевым преимуществом предложенной модели является использование только отсчетов входного сигнала и значения комплексного коэффициента отражения, что позволяет отказаться от высокочастотной дискретизации отраженного сигнала и упрощает аппаратную реализацию по сравнению с двухвходовыми аналогами.

Результаты имитационного моделирования подтверждают высокую эффективность разработанной модели: в широком диапазоне изменения нагрузки (как по модулю, так и по фазе КСВ) достигается снижение уровня внеполосного излучения (ACPR) в среднем на 20 дБ и уменьшение модуля вектора ошибки (EVM) на 8 % по сравнению с известными моделями. Важно отметить, что точность аппроксимации сохраняется и для промежуточных значений коэффициента отражения, не использовавшихся при обучении, что свидетельствует о хорошей обобщающей способности модели.

Таким образом, предложенный подход позволяет рекомендовать разработанную полярную полиномиальную модель для практического применения в современных системах беспроводной связи с целью эффективной линейризации выходных трактов в условиях реальной эксплуатационной неопределенности импеданса нагрузки.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>

Литература

1. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Влияние нелинейностей передатчика на многочастотные сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием // Журнал радиоэлектроники. – 2010. – №. 12. – С. 5-5.
2. Аверина Л.И., Бобрешов А.М., Шутов В.Д. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предискажений // Нелинейный мир. – 2013. – Т. 11. – №. 10. – С. 720-727.
3. Ghoniem A.A. et al. An error vector magnitude performance modeling and analysis methodology for 5G mm-Wave Transmitters // IEEE Microwave and Wireless Technology Letters. – 2023. – Т. 33. – №. 6. – С. 771-774.
4. Romier M. et al. Load-pull effect on radiation characteristics of active antennas // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2008. – Т. 7. – С. 550-552.
5. El Nashef G.Z. et al. EM/circuit mixed simulation technique for an active antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2011. – Т. 10. – С. 354-357.
6. El Nashef G.Z. et al. Second order extension of power amplifiers behavioral models for accuracy improvements // The 40th European Microwave Conference. – IEEE, 2010. – С. 1030-1033.
7. Fager C. et al. Prediction of smart antenna transmitter characteristics using a new behavioral modeling approach // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014). – IEEE, 2014. – С. 1-4.
8. Zargar H., Banai A., Pedro J.C. A new double input-double output complex envelope amplifier behavioral model taking into account source and load mismatch effects // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Т. 63. – №. 2. – С. 766-774.

9. Cai J., Gonçalves R., Pedro J.C. A new complex envelope behavioral model for load mismatched power amplifiers // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2017. – Т. 27. – №. 6. – С. e21097.
10. Liu X. et al. Load-mismatch tracking digital predistortion technique for mobile-terminal power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2023. – Т. 71. – №. 1. – С. 158-172.
11. Jaraut P. et al. Behavior modeling and digital predistortion of mismatched wireless transmitters using convolutional neural networks // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2023. – Т. 70. – №. 1. – С. 336-340.
12. Eun C., Powers E.J. A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture // IEEE transactions on signal processing. – 1997. – Т. 45. – №. 1. – С. 223-227.
13. Zhou D., DeBrunner V.E. Novel adaptive nonlinear predistorters based on the direct learning algorithm // IEEE transactions on signal processing. – 2007. – Т. 55. – №. 1. – С. 120-133.
14. Chani-Cahuana J. et al. Iterative learning control for RF power amplifier linearization // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Т. 64. – №. 9. – С. 2778-2789.
15. Аверина Л.И., Гутерман Н.Е. Сравнительный анализ архитектур обучения цифрового корректора в задаче линеаризации широкополосного усилителя мощности // Радиотехника. – 2025. – №. 9. – С. 45-53.
16. Jaraut P. et al. Linearization of load mismatched power amplifiers using reflection-aware augmented polynomial model // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2024. – Т. 71. – №. 8. – С. 4025-4029.

Для цитирования:

Аверина Л.И., Завгородний И.В., Шутов В.Д. Полярная полиномиальная модель цифрового корректора для компенсации нелинейных искажений СВЧ усилителя мощности с несогласованной нагрузкой. // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.8.13>