

УДК 621.375.026

ЦИФРОВЫЕ КОРРЕКТОРЫ НА ОСНОВЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Л. И. Аверина, О. В. Бугров

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 08.02.2017 г.

Аннотация. В работе с помощью компьютерного моделирования проведен сравнительный анализ цифровых корректоров, построенных на основе полиномиальных и нейронных поведенческих моделей, для четырех различных типов усилителей мощности с точки зрения их эффективности работы и сложности реализации. Анализ проводился для двух типов сигналов – с квадратурной манипуляцией и с ортогональным частотным мультиплексированием. В качестве параметров, оценивающих работу корректоров, приведены значения уровня внеполосных излучений сигнала и модуля его векторной ошибки на выходе передатчика. Сделан вывод о целесообразности использования сложных корректоров для линейаризации определенных типов усилителей.

Ключевые слова: цифровые предискажения, усилитель мощности, поведенческая модель, многослойный перцептрон, рекуррентная нейронная сеть.

DIGITAL PREDISTORTERS BASED ON NEURAL NETWORKS FOR LINEARIZATION OF POWER AMPLIFIERS

L. I. Averina, O. V. Bugrov

Abstract. A comparative analysis by efficiency and implementation's complexity of digital predistorters for four different types of power amplifiers using a computer simulation is carried out. Analysis for two signal types – with a quadrature manipulation and orthogonal frequency multiplexing is taken. ACPR and EVM as parameters for predistorters' performance estimation on transmitter's output are brought. Conclusion about reasonability of using complex predistorters for a linearization of certain amplifier's types is made.

Keywords: digital predistortion, power amplifier, behavioral model, multilayer perceptron, recurrent neural network.

ВВЕДЕНИЕ

При выборе режима работы усилителя мощности в современных системах связи возникает задача выбора между его линейностью и энергоэффективностью. Это связано с тем, что сложные цифровые сигналы, обладающие высокой пропускной способностью, характеризуются высоким значением пик-фактора (отношение максимальной мгновенной мощности

© Аверина Л. И., Бугров О. В., 2017

сигнала к среднему значению). Поэтому, для предотвращения искажений таких сигналов усилитель мощности должен работать в высоколинейном режиме, который имеет низкую энергоэффективность (порядка 5–7%). В настоящее время для линеаризации характеристик усилителей мощности широко используют метод цифровых предусказаний [1]. Он предполагает включение в цепь передающего тракта перед усилителем маломощного устройства, обеспечивающего предварительное искажение усиливаемого сигнала на величину обратную искажению, вносимому усилителем. Метод позволяет достичь точности в синтезе функции предусказаний и может использоваться для широкого круга приложений.

Для построения цифровых корректоров обычно используются различные поведенческие модели на основе полиномов [2]. Однако, в последнее время исследователи предлагают осуществлять цифровую коррекцию с помощью нейронных сетей [3, 4]. В работе ставилась задача провести сравнительный анализ эффективности работы и сложности программной реализации цифровых корректоров, построенных на основе различных моделей (полиномиальных и нейронных), применительно к различным типам усилителей мощности.

МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Чтобы проанализировать эффективность применения метода цифровых предусказаний на основе различных корректоров для линеаризации разных типов усилителей, проводился компьютерный эксперимент. При этом усилители мощности представлялись четырьмя различными бесструктурными моделями, с параметрами, определёнными в [5].

Модель 1 – модель Винера-Хаммерштейна представляет собой последовательное соединение трёх блоков: КИХ-фильтра, безынерционного нелинейного устройства и ещё одного КИХ-фильтра. Фильтры имеют второй порядок, а характеристика нелинейного устройства описывается полиномом пятой степени:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K a_k v(n) |v(n)|^{k-1}, \quad K = 5,$$

где $v(n)$, $y(n)$ – комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе нелинейного устройства соответственно, a_k – комплексные коэффициенты модели. Рассчитанные амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая передаточные характеристики такого усилителя для рассматриваемого сигнала приведены на рис. 1. Видно, что в данном случае усилитель представляет собой динамическую систему со слабой нелинейностью (режим работы – А).

Модель 2 описывается одноблочной полиномиальной моделью с памятью:

$$y(n) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ нечет.}}}^K \sum_{q=0}^Q b_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1}, \quad K = 5, Q = 3,$$

где $x(n)$, $y(n)$ – комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе модели соответственно, b_{kq} – комплексные коэффициенты модели. Рассчитанные амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая передаточные характеристики данной модели для рассматриваемого сигнала приведены на рис. 2. В данном случае модель описывает работу статического усилителя, работающего в режиме отсечки.

Модель 3 представляет собой параллельную модель Винера, состоящую из трёх ветвей. Каждая ветвь при этом состоит из КИХ-фильтра и нелинейного безынерционного устройства. Фильтры имеют первый порядок, а характеристики нелинейных устройств описываются нечётными полиномами пятой степени:

$$y_i(n) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ нечет.}}}^K c_{ki} v_i(n) |v_i(n)|^{k-1}, \quad K = 5, i \text{ — номер ветви,}$$

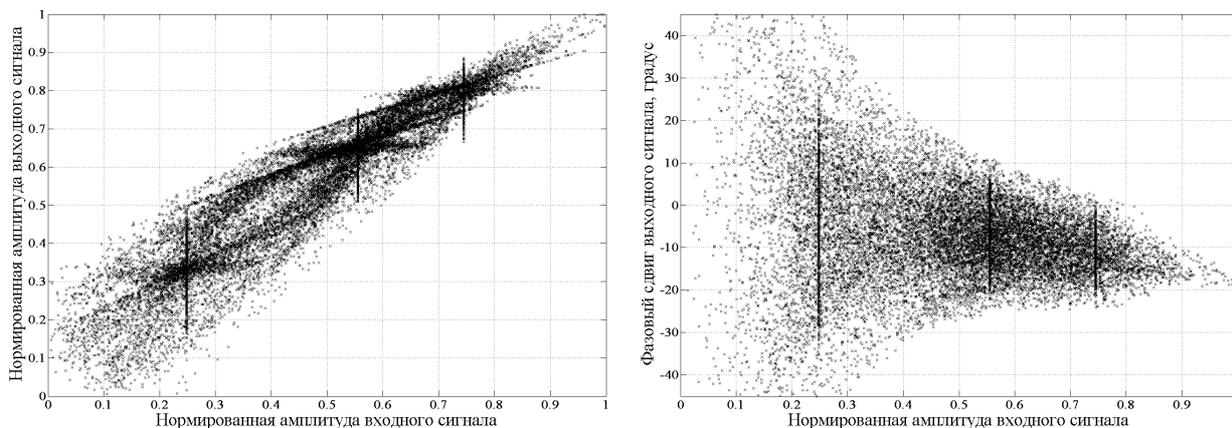


Рис. 1. Амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая характеристики усилителя, описываемого моделью 1

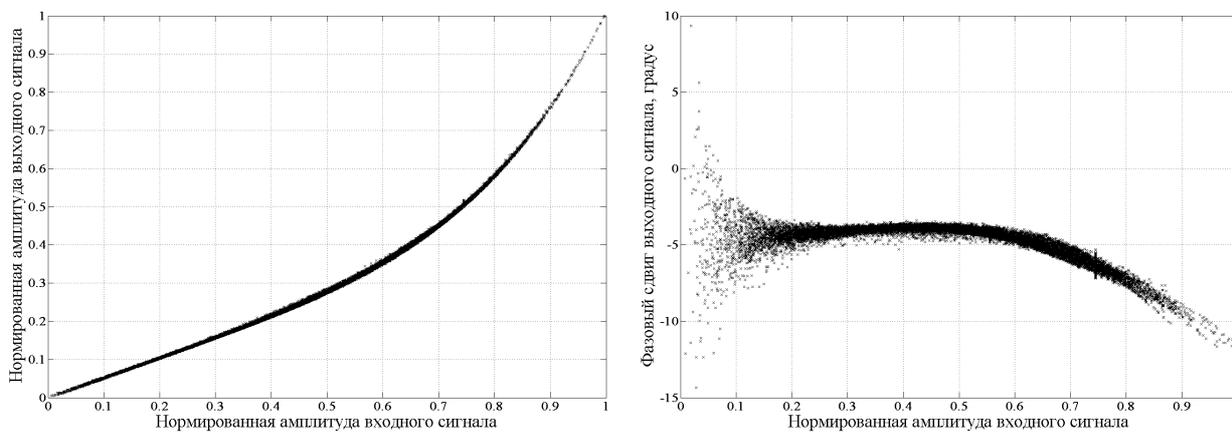


Рис. 2. Амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая характеристики усилителя, описываемого моделью 2

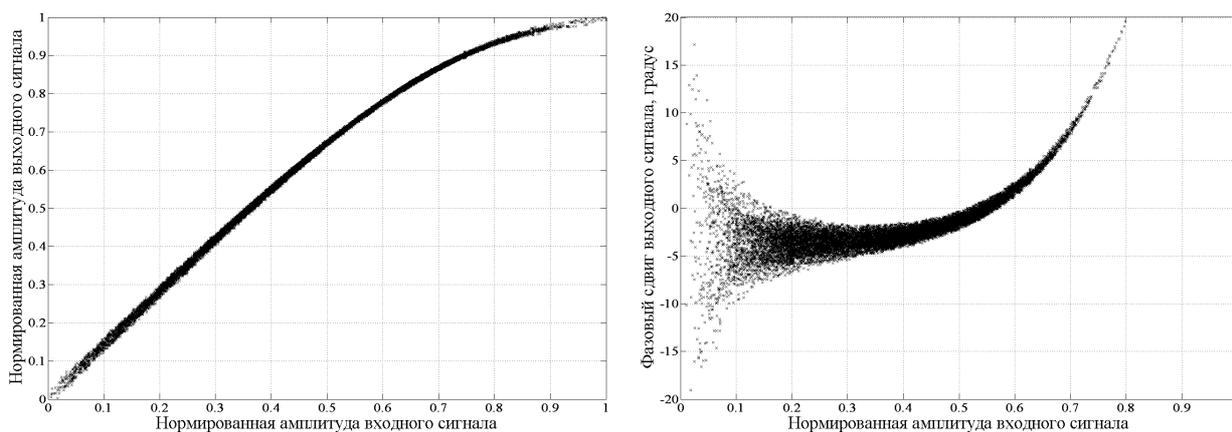


Рис. 3. Амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая характеристики усилителя, описываемого моделью 3

где $v_i(n), y_i(n)$ — комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе i -ой ветви нелинейного устройства соответственно, c_{ki} — комплексные коэффициенты модели. В итоге сигнал на выходе устройства равен сумме выходных сигналов ветвей:

$$y(n) = y_1(n) + y_2(n) + y_3(n).$$

Рассчитанные амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая передаточные характеристики такого усилителя для рассматриваемого сигнала приведены на рис. 3. Видно, что в данном случае усилитель представляет собой статическую систему со средним уровнем нелинейности (режим работы — АВ).

И, наконец, модель 4 является аналогом модели 1, только нелинейный блок описывается следующим выражением:

$$y(n) = ((8,00335 - 4,61157i) \operatorname{arctg}(2,26895|v(n)|) + (-3,77167 + 12,03758i) \operatorname{arctg}(0,8234|v(n)|))e^{i\angle v(n)},$$

где $v(n), y(n)$ — комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе нелинейного устройства соответственно.

Рассчитанные амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая передаточные характеристики данной модели для рассматриваемого сигнала приведены на рис. 4. В данном случае усилитель представляет собой сильно нелинейную систему (режим насыщения) со значительной динамикой.

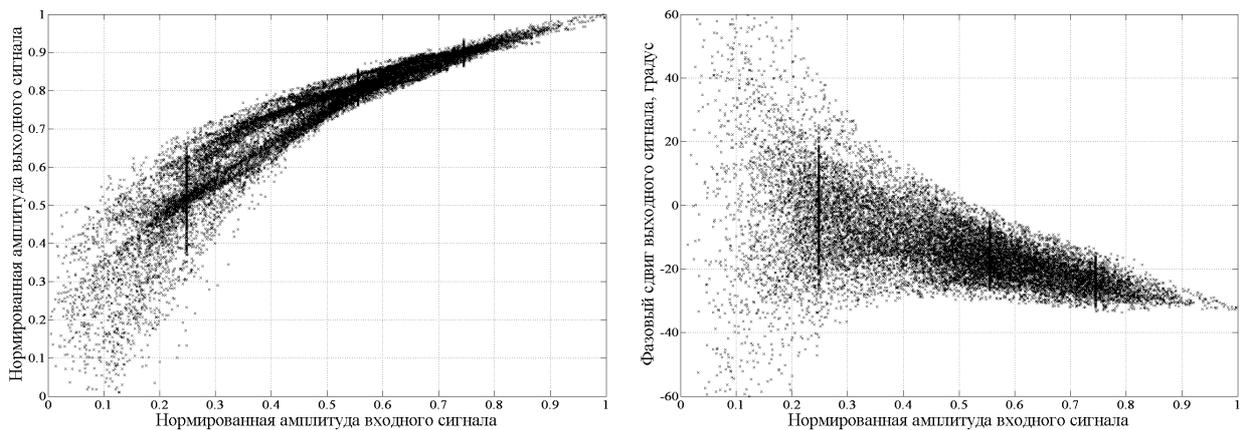


Рис. 4. Амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая характеристики усилителя, описываемого моделью 4

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

После того, как были выбраны модели, позволяющие описать работу усилителя мощности при различных условиях, необходимо определить модели для цифровых корректоров, которые позволят линеаризовать данные устройства. Для проведения сравнительного анализа работы различных корректоров были выбраны также четыре модели.

Одной из наиболее простых моделей с точки зрения практической реализации является полиномиальная модель с памятью (МР), математическая форма записи которой выглядит следующим образом:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{pm} x(n-m) |x(n-m)|^{p-1},$$

где $x(n), y(n)$ — комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе корректора соответственно, h_{pm} — комплексные коэффициенты модели.

С целью повышения точности и эффективности работы полиномиальной модели с памятью в её описание вводят некоторые перекрестные члены — обобщённая полиномиальная модель с памятью (GMP). Обычно учитываются произведения задержанных друг относительно друга отсчётов вида: $x(n) |x(n - m)|$ и $x(n) |x(n + m)|$. Тогда, для данной модели получаем [6]:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{pm} x(n - m) |x(n - m)|^{p-1} + \sum_{p=1}^{P_a} \sum_{m=0}^{M_a} \sum_{q=1}^{Q_a} a_{pmq} x(n - m) |x(n - m - q)|^p + \sum_{p=1}^{P_a} \sum_{m=0}^{M_a} \sum_{q=1}^{Q_a} b_{pmq} x(n - m) |x(n - m - q)|^p,$$

где $x(n), y(n)$ — комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе корректора соответственно, h_{pm}, a_{pmq}, b_{pmq} — комплексные коэффициенты модели.

В качестве третьей модели корректора была выбрана нейронная сеть на основе многослойного персептрона (NN) с двумя скрытыми слоями, представленная на рис. 5.

На рисунке I_{in}, Q_{in} — квадратуры входного сигнала, I_{out}, Q_{out} — квадратуры выходного сигнала нейронной сети.

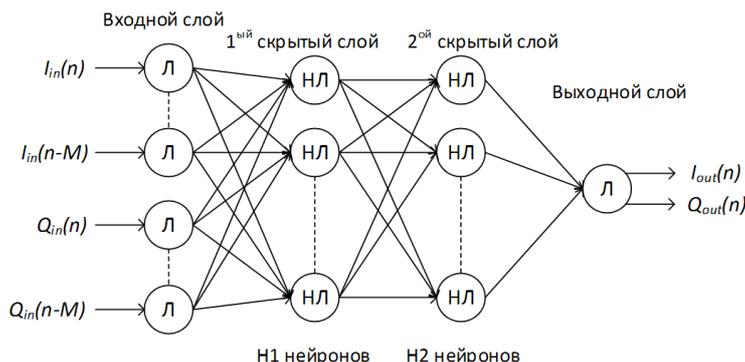


Рис. 5. Схема многослойного персептрона (Л — нейрон с линейной функцией активации, НЛ — нейрон с нелинейной функцией активации)

И, наконец, для четвертой модели строилась рекуррентная нейронная сеть (RNN), представленная на рис. 6, которая отличается от многослойного персептрона наличием обратной связи.

На рисунке I_{in}, Q_{in} — квадратуры входного сигнала, I_{out}, Q_{out} — квадратуры выходного сигнала нейронной сети.

КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ АЛГОРИТМОВ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

Для оценки эффективности работы различных цифровых корректоров в работе использовались два критерия.

В качестве параметра количественно оценивающего эффективность линейаризации во временной области обычно применяется величина модуля вектора ошибки (EVM), определяемая соотношением:

$$EVM = \frac{\sum_i \sqrt{(I_{\text{экс}}(i) - I_{\text{эт}}(i))^2 + (Q_{\text{экс}}(i) - Q_{\text{эт}}(i))^2}}{\sum_i \sqrt{I_{\text{эт}}^2(i) + Q_{\text{эт}}^2(i)}} \cdot 100\%,$$

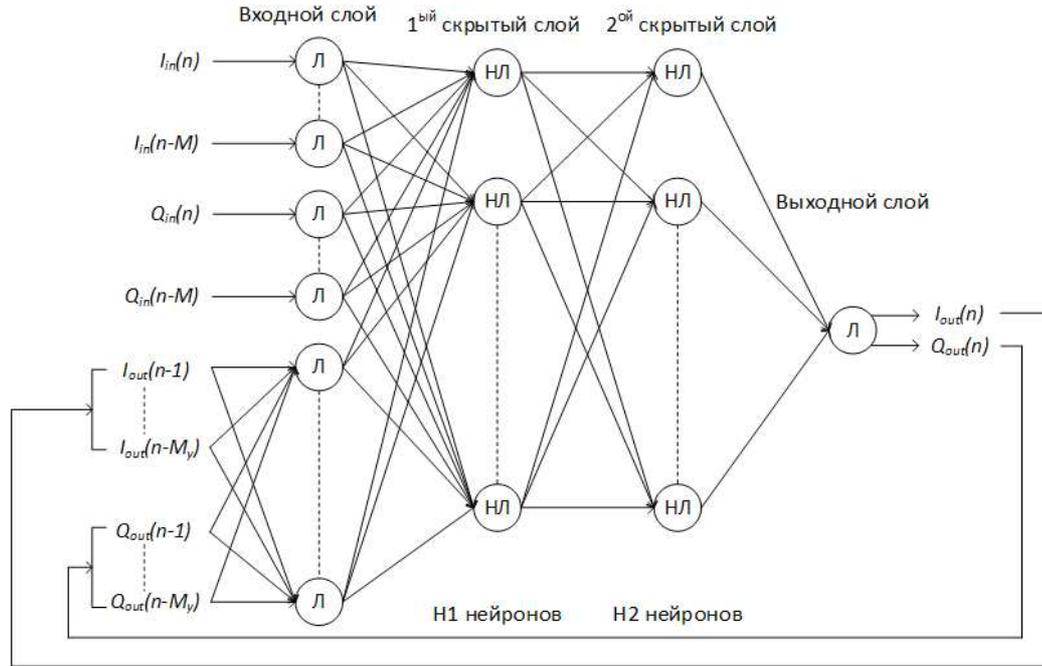


Рис. 6. Схема рекуррентной нейронной сети

где $I_{экс}$ и $Q_{экс}$ — квадратуры линейризованного сигнала, $I_{эт}$ и $Q_{эт}$ — квадратуры входного (эталонного) сигнала.

Параметр $ACPR$ оценивает относительный уровень внеполосного излучения сигнала и с его помощью можно охарактеризовать работу цифрового корректора в частотной области. Он определяется следующим образом:

$$ACPR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{\text{сосед.}}}{P_{\text{основ.}}} \right),$$

где $P_{\text{сосед.}}$ — мощность сигнала в основной полосе, а $P_{\text{основ.}}$ — мощность сигнала в соседнем канале. Рис. 7 иллюстрирует алгоритм определения данного параметра по спектральной плотности мощности сигнала.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

В работе с помощью компьютерного эксперимента анализировалась эффективность представленных типов корректоров для двух видов сигналов: с модуляцией QAM-16, имеющий пик-фактор 6дБ, и с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), обладающий пик-фактором 11дБ. Для идентификации параметров различных корректоров использовалась обратная система обучения, в качестве исходных данных для которой необходимы отсчёты сигнала на входе и выходе усилителя мощности. Для получения выходных отсчётов исходный сигнал пропусклся через каждую из четырех представленных выше моделей усилителя мощности с добавлением белого гауссовского шума. При этом отношение сигнал/шум составляло 60дБ, что характерно для реальных устройств. Для каждой модели усилителя мощности строились все типы цифровых корректоров. Далее тестируемый сигнал пропусклся через систему “цифровой корректор- модель усилителя мощности”, и оценивалась эффективность работы различных корректоров.

Сначала для каждой модели корректора определялось количество параметров, необходимое для достижения наилучших результатов линейризации. Так для полиномиальной модели

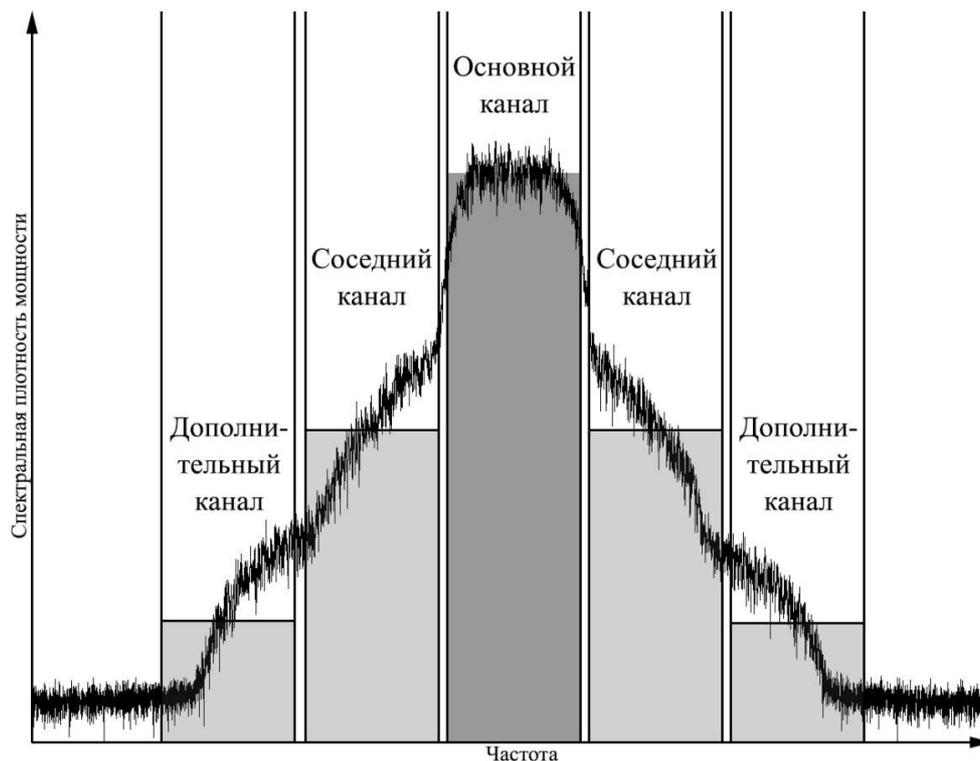


Рис. 7. Иллюстрация расчёта *ACPR*

с памятью оно составило 18, обобщенной полиномиальной модели – 42, многослойного персептрона с 15 узлами (NN15) – 215, с 20 узлами (NN20) – 372, рекуррентной сети – 432.

Результаты линейаризации различных типов усилителей с использованием различных корректоров представлены в таблицах 1 (для сигнала QAM16) и 2 (для OFDM сигнала).

Здесь в первом столбце приведены значения *EVM* и *ACPR* для сигнала на выходе усилителя без использования алгоритма предискажений. Следующие столбцы отражают данные для системы “корректор-усилитель мощности”. Из полученных результатов видно, что применение цифровой коррекции в передающем тракте позволяет как снизить уровень внеполосных излучений сигнала на 20-25 дБ, так и уменьшить его векторную ошибку до 0,5-1 %. Усложнение модели корректора за счёт применения нейронных сетей на практике может быть оправдано только для усилителей, работающих в режиме существенной нелинейности (модель 4). Во всех остальных случаях можно ограничиться обобщённой полиномиальной моделью, которая показывает вполне удовлетворительные результаты при небольших вычислительных затратах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе с помощью компьютерного моделирования проведен сравнительный анализ цифровых корректоров, построенных на основе полиномиальных и нейронных поведенческих моделей, с точки зрения их эффективности работы и сложности реализации. В качестве тестируемых использовались четыре различных типа усилителей мощности. При этом анализ проводился для двух типов сигналов – с квадратурной манипуляцией и с ортогональным частотным мультиплексированием.

В процессе исследований установлено, что использование корректоров на основе полиномиальных моделей даёт вполне удовлетворительные результаты по линейаризации передающего

Таблица 1. Результаты линейризации при использовании сигнала QAM16

Тип усилителя	Модель 1					
Тип корректора	Без корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-29,4	-50,6	-47,1	-48,7	-50,3	-49,4
EVM, %	23,1	0,27	0,95	0,41	0,25	0,44
Тип усилителя	Модель 2					
Тип корректора	Без корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-33,8	-50,1	-50,99	-51,2	-51,3	-51,3
EVM, %	8,08	0,19	0,13	0,07	0,05	0,05
Тип усилителя	Модель 3					
Тип корректора	Без Корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-31,6	-50,99	-51,3	-51,36	-51,36	-51,39
EVM, %	5,27	0,11	0,07	0,04	0,04	0,04
Тип усилителя	Модель 4					
Тип корректора	Без корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-23,12	-49,7	-49,2	-49,6	-50,9	-50,98
EVM, %	24,02	0,45	0,35	0,25	0,16	0,15

Таблица 2. Результаты линейризации при использовании сигнала OFDM

Тип усилителя	Модель 1					
Тип корректора	Без корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-28,61	-50,1	-43,9	-41,99	-43,94	-45,19
EVM, %	30,75	0,42	2,39	1,49	1,43	1,14
Тип усилителя	Модель 2					
Тип корректора	Без корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-31,37	-49,5	-53,4	-52,8	-54,5	-55,3
EVM, %	5,79	0,31	0,28	0,24	0,15	0,11
Тип усилителя	Модель 3					
Тип корректора	Без корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-29,0	-50,4	-53,7	-52,8	-54,9	-55,4
EVM, %	7,9	0,3	0,19	0,23	0,13	0,1
Тип усилителя	Модель 4					
Тип корректора	Без корректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-22,4	-49,02	-45,03	-44,5	-47,95	-48,5
EVM, %	25,84	0,61	0,85	0,6	0,5	0,46

тракта, обладая при этом незначительной вычислительной сложностью. Модели на основе нейронных сетей для сигналов с частотным мультиплексированием показывают результаты лучше на 2–3 дБ. Однако для их реализации требуется коэффициентов в 10 раз больше, что значительно усложнит аппаратную реализацию корректора. Поэтому данные корректоры следует применять только в случае жёстких ограничений на спектр-маску излучаемого сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аверина, Л. И. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предсказаний / Л. И. Аверина, А. М. Бобрешов, В. Д. Шутов // *Нелинейный мир*. — 2013. — Т. 11, № 10. — С. 720–727.
2. Аверина, Л. И. Бесструктурное моделирование усилителей мощности с учётом инерционных свойств / Л. И. Аверина, В. Д. Шутов, Р. А. Рыбалкин // *Известия вузов. Радиоэлектроника*. — 2013. — Т. 56, № 1. — С. 50–57.
3. Mkadem, F. Physically Inspired Neural Network Model for RF Power Amplifier Behavioral Modeling and Digital Predistortion / F. Mkadem, S. Boumaiza // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* — 2011. — V. 59, № 4. — Pp. 913–923.
4. Rawat, M. Adaptive Digital Predistortion of Wireless Power Amplifiers / Transmitters Using Dynamic Real-Valued Focused Time-Delay Line Neural Networks / M. Rawat, K. Rawat, F. M. Ghannouchi // *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.* — 2010. — V. 58, № 1. — P. 95–104.
5. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials / L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan et. al. // *IEEE Trans. on Comm.* — 2004. V. 52, № 1. — P. 159–165.
6. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers / D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim et. al. // *IEEE Trans. on Signal Processing*. — 2006. — V. 54, № 10. — P. 3852–3860.

REFERENCES

1. Averina L.I., Bobreshov A.M., Shutov V.D. Improving the linearity of the transmission path by using digital predistortion. [Averina L.I., Bobreshov A.M., Shutov V.D. Povisheniye lineynosti predayushchego trakta metodom cifrovikh prediskazheniy]. *Nelineyniy mir — Nonlinear World*, 2013, vol. 11, no. 10, pp. 720–727.
2. Averina L.I., Shutov V.D., Ribalkin R.A. Behavioral modeling of amplifiers considering their inertial properties. [Averina L.I., Shutov V.D., Ribalkin R.A. Besstrukturnoe modelirovaniye usiliteley moshchnosti s uchetom inercionnikh svoystv]. *Izvestiya vysshix uchebnykh zavedenij. Radiofizika — Radiophysics and Quantum Electronics*, 2013, vol. 56, no. 1, pp. 50–57.
3. Mkadem F., Boumaiza S. Physically Inspired Neural Network Model for RF Power Amplifier Behavioral Modeling and Digital Predistortion. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 2011, vol. 59, no. 4, pp. 913–923.
4. Rawat M., Rawat K., Ghannouchi F.M. Adaptive Digital Predistortion of Wireless Power Amplifiers / Transmitters Using Dynamic Real-Valued Focused Time-Delay Line Neural Networks. *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, 2010, vol. 58, no. 1, pp. 95–104.
5. Ding L., Zhou G.T., Morgan D.R. et. al. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials. *IEEE Trans. on Comm.*, 2004, vol. 52, no. 1, pp. 159–165.
6. Morgan D.R., Ma Z., Kim J. et. al. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, vol. 54, no. 10, pp. 3852–3860.

Аверина Лариса Ивановна, д.ф.-м.н., доцент кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия

E-mail: averina@phys.vsu.ru

Тел.: +7(473)243-09-76

Бугров Олег Владимирович, аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия

E-mail: oleg.bugrov@icloud.com

Тел.: (473)248-41-17

Averina Larisa Ivanovna, Doctor of physical and mathematical sciences, Associate Professor, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia

E-mail: averina@phys.vsu.ru

Tel.: +7(473)243-09-76

Bugrov Oleg Vladimirovich, Postgraduate student, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia

E-mail: oleg.bugrov@icloud.com

Tel.: (473)248-41-17