

УДК 621.376.9

ДВУХБЛОЧНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА МЕТОДАМИ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ОБУЧЕНИЯ

Л. И. Аверина¹, С. С. Лавлинский¹, А. С. Малев²

¹ – Воронежский государственный университет;

² – АО “Концерн “Созвездие”

Поступила в редакцию 10.08.2018 г.

Аннотация. Рассмотрены способы решения задачи линеаризации аналогового радиотракта, представляющего собой каскадное соединение фильтра и усилителя мощности. Проведен сравнительный анализ цифровых корректоров, реализованных методами прямого и обратного обучения на основе различных алгоритмов многопараметрической оптимизации. Результаты моделирования показали преимущество прямого метода обучения в системах с высоким уровнем внутренних шумов аналогового радиотракта. Напротив, в системах с низким уровнем шума предпочтительней выглядит метод обратного обучения, обеспечивающий высокую скорость сходимости алгоритма оптимизации.

Ключевые слова: аналоговый радиотракт, двухблочный цифровой корректор, адаптивные алгоритмы, метод прямого обучения.

TWO-BLOCK DIGITAL CORRECTION OF AN ANALOG RADIO TRANSMITTER BY DIRECT AND INDIRECT LEARNING

L. I. Averina, S. S. Lavlinski, A. S. Malev

Abstract. The ways of solving the problem of linearization of an analog radio transmitter, which is a cascade connection of a filter and power amplifier. A comparative analysis of digital predistorters with direct and indirect learning architecture through a variety of multi-parameter optimization algorithms is researched. The simulation results showed the advantage of the direct learning method in systems with a high level of internal noise of radio transmitter. In contrast, indirect learning architecture that provides a high rate of convergence of the optimization algorithm is preferable in systems with low internal noise.

Keywords: radio transmitter, two-block digital predistorter, adaptive algorithms, direct learning architecture.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из наиболее актуальных проблем развития современных систем связи является решение задачи уменьшения искажений сигнала в аналоговой части канала передачи данных. Источниками таких искажений выступают в первую очередь усилитель мощности (нелинейно-динамические искажения) и преобразовательный тракт (динамические искажения).

В настоящее время широкое распространение получили цифровые методы повышения линейности аналогового радиотракта (рис. 1), реализованные в виде системы, состоящей из корректора, который вводит нелинейно-динамические предсказания в формируемый сигнал, и адаптивного контроллера параметров предсказаний. В отличие от традиционных одноблочных структур в работе [1] было предложено использовать двухблочную модель цифрового корректора. При этом были выведены соотношения для адаптивной идентификации данной модели. При этом общая схема цифровой коррекции в силу простоты имплементации основывалась на методе обратного обучения. Целью данной работы является построение двухблочной модели цифрового корректора по методу прямого обучения и проведение сравнительного анализа рассматриваемых методов обучения в контексте использования двухблочного корректора.

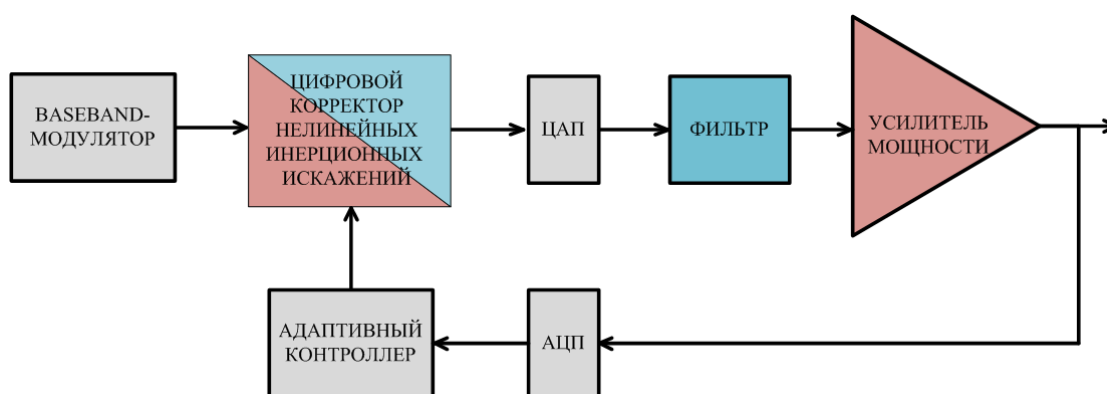


Рис. 1. Обобщенная структурная схема канала передачи данных.

МЕТОДЫ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ОБУЧЕНИЯ

По способу построения системы адаптивной линеаризации делятся на два типа. Первый способ – метод прямого обучения [2], который сначала определяет нелинейно-динамические характеристики радиотракта, а затем рассчитывает характеристики им обратные (рис. 2а). Недостатком данного подхода является большая вычислительная сложность и низкая скорость сходимости алгоритма расчета параметров предсказаний. Метод обратного обучения [3], напротив, сразу ведет расчет искомых коэффициентов корректора. При использовании обратной архитектуры обучения (рис. 2б) на выходе усилителя располагается копия модели корректора. Метод обратного обучения обеспечивает простоту реализации и высокую скорость сходимости адаптивного алгоритма.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ ДВУХБЛОЧНОГО КОРРЕКТОРА

Как оговаривалось выше, объектом исследования данной работы выступает двухблочный корректор (рис. 3). В работе [1] были выведены соотношения для расчета параметров такого корректора по методу обратного обучения на основе алгоритма стохастического градиента (MSG). Однако, как известно, данный алгоритм обладает медленной сходимостью и большими шумами вычислений. Поэтому в данной работе сначала были выведены соотношения для итерационного обновления коэффициентов двухблочного корректора при обратном обучении по рекурсивному методу наименьших квадратов (РМНК) [4], которые выглядят следующим

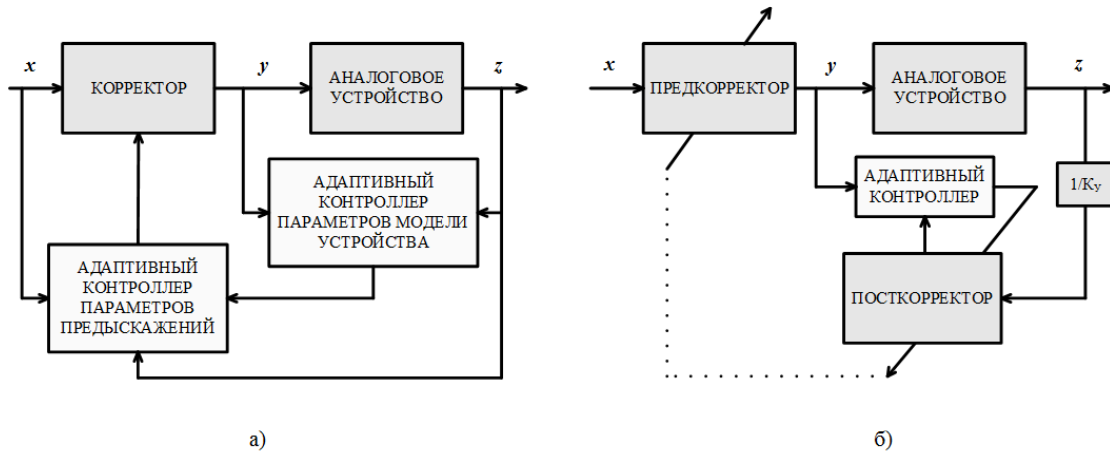


Рис. 2. Структурная схема прямого (а) и обратного (б) методов обучения.

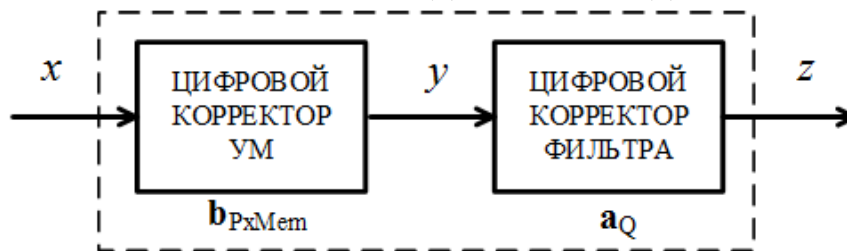


Рис. 3. Цифровой корректор в виде двухблочной модели.

образом (нижние индексы векторных величин — их размерность):

$$\left\{ \begin{array}{l} M(q) = \sum_{m=0}^{Mem-1} \sum_{p=1}^P b_k^*(p,m) \cdot u^*(n-t-q) \cdot |u(n-t-q)|^{p-1}, q = 0, \dots, Q-1, \\ (\mathbf{R}_Q^{-1})' = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}_Q^{-1} - \mathbf{g}_Q \cdot \mathbf{M}_Q^H \cdot \mathbf{R}_Q^{-1}], \\ \mathbf{g}'_Q = \frac{\mathbf{R}_Q^{-1} \cdot \mathbf{M}_Q}{\lambda + \mathbf{M}_Q \cdot \mathbf{R}_Q^{-1} \cdot \mathbf{M}_Q^H}, \\ \mathbf{a}'_Q = \mathbf{a}_Q + e \cdot \mathbf{g}'_Q, \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} M((p-1) \cdot Mem + m) = \sum_{q=0}^{Q-1} a_k^*(q) \cdot u^*(n-t-q) \cdot |u(n-t-q)|^{p-1}, \\ p = 1, \dots, P; m = 0, \dots, Mem-1, \\ (\mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1})' = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1} - \mathbf{g}_{P \times Mem} \cdot \mathbf{M}_{P \times Mem}^H \cdot \mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1}], \\ \mathbf{g}'_{P \times Mem} = \frac{\mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1} \cdot \mathbf{M}_{P \times Mem}}{\lambda + \mathbf{M}_{P \times Mem} \cdot \mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1} \cdot \mathbf{M}_{P \times Mem}^H}, \\ \mathbf{b}'_{P \times Mem} = \mathbf{b}_{P \times Mem} + e \cdot \mathbf{g}'_{P \times Mem}. \end{array} \right. \quad (2)$$

Здесь вектора \mathbf{a} и \mathbf{b} содержат искомые коэффициенты моделей двухблочного корректора, вектор \mathbf{u} — отсчёты сигнала на выходе усилителя, e — сигнал ошибки, определяемый как модуль разности значений отсчёта сигнала на входе усилителя и на выходе посткорректора.

В случае реализации метода прямого обучения меняется в первую очередь определение сигнала ошибки:

$$e = x(n) - \frac{v(n)}{G}, \quad (3)$$

$v(n)$ — сигнал на выходе радиотракта, а G — линейный коэффициент усиления исследуемой системы. Обновление параметров предсказаний при этом проводится в два этапа. Сначала аналогично по приведенным в [1] выражениям идентифицируются коэффициенты двухблочной модели радиотракта $\{\mathbf{a}_m, \mathbf{b}_m\}$, которые затем используются при расчёте коэффициентов двухблочного корректора. Если использовать алгоритм стохастического градиента, то соотношения для расчёта коэффициентов корректора будут иметь вид:

$$b'_k(p, m) = b_k(p, m) + \mu_b \cdot e \cdot \sum_{p'=1}^{P'} a_m^*(1) \cdot b_m^*(1, p') \cdot |z(n)|^{p'} \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} a_k^*(q) \cdot x^*(n - m - q) \cdot |x(n - m - q)|^{p-1}, \quad (4)$$

$$a'_k(q) = a_k(q) + \mu_a \cdot e \cdot \sum_{p'=1}^{P'} a_m^*(1) \cdot b_m^*(1, p') \cdot |z(n)|^{p'} \cdot \sum_{m=0}^{Mem-1} \sum_{p=1}^P b_k^*(p, m) \cdot x^*(n - m - q) \cdot |x(n - m - q)|^{p-1}, \quad (5)$$

где P' — степень нелинейности модели радиотракта.

Для рекурсивного метода наименьших квадратов можно получить:

$$\left\{ \begin{array}{l} M(q) = \sum_{p'=1}^{P'} a_m^*(1) \cdot b_m^*(1, p') \cdot |z(n)|^{p'} \times \\ \times \sum_{m=0}^{Mem-1} \sum_{p=1}^P b_k^*(p, m) \cdot x^*(n - m - q) \cdot |x(n - m - q)|^{p-1}, q = 0, \dots, Q - 1, \\ (\mathbf{R}_Q^{-1})' = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}_Q^{-1} - \mathbf{g}_Q \cdot \mathbf{M}_Q^H \cdot \mathbf{R}_Q^{-1}], \\ \mathbf{g}'_Q = \frac{\mathbf{R}_Q^{-1} \cdot \mathbf{M}_Q}{\lambda + \mathbf{M}_Q \cdot \mathbf{R}_Q^{-1} \cdot \mathbf{M}_Q^H}, \\ \mathbf{a}'_Q = \mathbf{a}_Q + e \cdot \mathbf{g}'_Q, \end{array} \right. \quad (6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} M((p-1) \cdot Mem + m) = \sum_{p'=1}^{P'} a_m^*(1) \cdot b_m^*(1, p') \cdot |z(n)|^{p'} \times \\ \times \sum_{q=0}^{Q-1} a_k^*(q) \cdot x^*(n - m - q) \cdot |x(n - m - q)|^{p-1}, \\ p = 1, \dots, P; m = 0, \dots, Mem - 1, \\ (\mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1})' = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1} - \mathbf{g}_{P \times Mem} \cdot \mathbf{M}_{P \times Mem}^H \cdot \mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1}], \\ \mathbf{g}'_{P \times Mem} = \frac{\mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1} \cdot \mathbf{M}_{P \times Mem}}{\lambda + \mathbf{M}_{P \times Mem} \cdot \mathbf{R}_{P \times Mem}^{-1} \cdot \mathbf{M}_{P \times Mem}^H}, \\ \mathbf{b}'_{P \times Mem} = \mathbf{b}_{P \times Mem} + e \cdot \mathbf{g}'_{P \times Mem}. \end{array} \right. \quad (7)$$

ПОСТРОЕНИЕ ДВУХБЛОЧНОЙ СИСТЕМЫ АДАПТИВНОЙ ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ

Корректность выведенных выше соотношений и эффективность линеаризации передающего тракта с помощью двухблочного корректора, идентифицированного на основе этих соотношений, оценивались с помощью компьютерного моделирования. Так, аналоговый радиотракт был представлен в виде каскадного соединения КИХ-фильтра с параметрами

$$a = \{0.786 - 0.08i, 0.112 + 0.142i, -0.142 - 0.044i, 0.122 - 0.074i, -0.11 + 0.094i\}$$

и усилителя в виде двух блочной модели Винера с параметрами:

$$H(z) = \frac{1 - 0.25z^{-2}}{1 - 0.1z^{-1}},$$

$$w(x(n)) = ((8 - 4.6i) \cdot \arctg(2.27|x(n)| + (12.04i - 3.77) \cdot \arctg(0.82|x(n)|)) \cdot \exp(i\angle x(n)).$$

Здесь $H(z)$ — динамическая передаточная характеристика первого блока модели Винера, $w(x(n))$ — нелинейная передаточная характеристика второго блока модели. Собственные шумы радиотракта изначально были заданы на уровне 60дБ от уровня полезного сигнала. Тестовым сигналом был выбран сигнал с полосой 10 МГц ($f_d = 40$ МГц) и модуляцией QAM64.

Идентификация модели двухблочного корректора проводилась на выборке в 10000 отсчетов, а верификация — на выборке в 30000 отсчетов. Эффективность линейризации радиотракта оценивалась по критериям EVM и $ACPR$ [1]. Первый параметр определяется разбросом точек сигнального созвездия и характеризует уровень внутрисигнальных искажений. Второй характеризует относительной уровень внеполосных излучений сигнала в частотной области. Общие результаты моделирования приведены в таблице 1. Видно, что схема линейризации по методу обратного обучения дает лучшие результаты вне зависимости от выбранного алгоритма оптимизации. Можно предположить, что идентификация корректора при прямом методе обучения проводилась на выборке малой длины, т.к. скорость сходимости алгоритмов оптимизации в данном случае невелика. К примеру, увеличив выборку (РМНК) до 30000 отсчетов параметр EVM снижается уже в 1.2 раза (до 0.79 %). Следовательно, реализация прямого метода обучения крайне чувствительна к выбору длины обучающей последовательности. С другой стороны, эффективность метода обратного обучения зависит от уровня внутренних шумов. Повторив эксперимент с более высоким относительным уровнем собственных шумов (40дБ), получили результаты, приведенные в таблице 2. Таким образом, в системах с низким уровнем внутренних шумов более предпочтительным выглядит использование адаптивной системы двухблочной коррекции на основе метода обратного обучения. Напротив,

Таблица 1. Оценочные характеристики эффективности цифровой коррекции при низком уровне собственных шумов.

Метод обучения	Алгоритм оптимизации	ACPR, dB				EVM, %
		Лев. сосед.	Прав. сосед.	Лев. доп.	Прав. доп.	
Обратный	РМНК	-45.1	-45	-57.4	-56.7	0.45
	МСГ	-43.6	-43.5	-49.3	-49.4	1.16
Прямой	РМНК	-43.8	-44.1	-54.4	-53.7	0.94
	МСГ	-43.1	-43.3	-48.6	-49.1	1.93

Таблица 2. Оценочные характеристики эффективности цифровой коррекции при высоком уровне собственных шумов.

Метод обучения	Алгоритм оптимизации	ACPR, dB				EVM, %
		Лев. сосед.	Прав. сосед.	Лев. доп.	Прав. доп.	
Обратный	РМНК	-43.4	-43.7	-49.6	-49.8	1.04
	МСГ	-42.5	-42.5	-47.3	-47.4	2.37
Прямой	РМНК	-43.8	-44.1	-50.4	-50.7	0.96
	МСГ	-43.1	-43.3	-47.4	-48.2	2.05

метод прямого обучения более эффективен в случае линеаризации радиотракта с высоким уровнем собственного шума.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрены способы решения задачи линеаризации аналогового радиотракта, представленного в двухблочном виде. Выведены соотношения для расчета параметров предискажений двухблочного цифрового корректора в случае построения схемы адаптивной линеаризации по методу обратного и прямого обучения. Проведен сравнительный анализ цифровых корректоров, реализованных методами прямого и обратного обучения на основе алгоритма стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов; выявлены особенности их имплементации. Установлено, что системы адаптивной двухблочной коррекции, основанные на методе прямого обучения, с одной стороны, чувствительны к длине выборки обучающей последовательности, вследствие чего обладают низкой скоростью сходимости; с другой стороны, в сравнении с корректорами обратного обучения, обеспечивают большую устойчивость алгоритмов оптимизации на фоне внутренних шумов аналогового радиотракта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аверина, Л. И. Двухблочная модель цифрового корректора для линеаризации аналогового радиотракта / Л. И. Аверина, С. С. Лавлинский // Радиотехника и электроника. — 2017. — Т. 62, № 7. — С. 687–692.
2. Sungho, C. Adaptive Predistortion With Direct Learning Based on Piecewise Linear Approximation of Amplifier Nonlinearity / C. Sungho, J. Eui-Rim // IEEE Journal of selected topics in signal processing. — 2009. — V. 3, № 3. — P. 397–404.
3. Raich, R. Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design / R. Raich, H. Qian // IEEE Transaction on vehicular technology. — 2004. — V. 53, № 5. — P. 1468–1479.
4. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. — М. : Техносфера, 2013. — 527 с.

REFERENCES

1. Averina L.I., Lavlinski S.S. A two-unit model of the digital corrector for linearization of the analog radio channel. [Averina L.I., Lavlinskiy S.S. Dvuxblochnaya model' cifrovogo korrektora dlya linearizacii analogovogo radiotrakta]. *Radiotekhnika i elektronika — Journal of Communications Technology and Electronics*, 2017, vol. 62, no. 7, pp. 687–692.
2. Sungho C., Eui-Rim J. Adaptive Predistortion With Direct Learning Based on Piecewise Linear Approximation of Amplifier Nonlinearity. *IEEE Journal of selected topics in signal processing*, 2009, vol. 3, no. 3, pp. 397–404.
3. Raich R., Qian H. Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design. *IEEE Transaction on vehicular technology*, 2004, vol. 53, no. 5, pp. 1468–1479.
4. Dzhigan V.I. Adaptive signal filtering: theory and algorithms. [Dzhigan V.I. Adaptivnaya fil'traciya signalov: teoriya i algoritmy]. Moscow, 2013, 527 p.

Аверина Лариса Ивановна, доктор физико-математических наук, доцент кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия
E-mail: averina@phys.vsu.ru
Тел.: +7(904)211-81-95

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(904)211-81-95

Лавлинский Сергей Сергеевич, аспирант Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия
E-mail: lavlik123@mail.ru
Тел.: +7(952)543-20-31

Lavinski Sergei Sergeevich, postgraduate student, Voronezh State University, Voronezh, Russia
E-mail: lavlik123@mail.ru
Tel.: +7(952)543-20-31

Малев Александр Сергеевич, Начальник НТУ АО "Концерн "Созвездие", Воронеж, Россия
E-mail: malev75@mail.ru
Тел.: +7(903)655-51-67

Malev Aleksander Sergeevich, head of Department, JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia
E-mail: malev75@mail.ru
Tel.: +7(903)655-51-67