

УДК 621.375.026

АДАПТИВНАЯ ЦИФРОВАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА МИМО-СИСТЕМ

Л. И. Аверина, О. В. Бугров

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 01.03.2021 г.

Аннотация. В работе описаны способы построения передающего тракта с адаптивной цифровой коррекцией для систем связи, использующих *МИМО*-технологии. Представлены аналитические соотношения для адаптивного обновления параметров кроссовер-модели цифрового корректора, полученные с использованием различных алгоритмов. На основе компьютерного эксперимента для четырех типов усилителей мощности, отличающихся нелинейно-инерционными свойствами, проведён сравнительный анализ эффективности применения цифровой коррекции, реализованной различными адаптивными алгоритмами. На основе натурного эксперимента показана эффективность применения адаптивной цифровой коррекции для *МИМО*-систем, позволившей снизить уровень внеполосных излучений передаваемого сигнала на 11 дБ и уменьшить степень искажения сигнального созвездия на 33% для исследуемого усилителя мощности. По результатам экспериментов даны рекомендации по выбору адаптивного алгоритма для идентификации цифрового корректора в зависимости от имеющихся вычислительных ресурсов и целевом уровне линейности передающего тракта.

Ключевые слова: цифровые предискажения, усилитель мощности, *МИМО*, адаптивные алгоритмы.

ADAPTIVE DIGITAL PREDISTORTION FOR MIMO SYSTEM TRANSMISSION PATH

L. I. Averina, O. V. Bugrov

Abstract. Ways of designing the transmission paths with adaptive digital predistortion for MIMO communication systems were described. Analytical ratios for adaptive updating of crossover model parameters received by using different algorithms were presented. Comparative analysis of different adaptive algorithms effectiveness for digital predistortion was carried out on computer experiment for 4 types of the power amplifier. On the basis of the experiment, it was shown the effectiveness of the digital predistortion for MIMO system, which made it possible to reduce the level of out-of-band emission of the transmitted signal by 11 dB and degree of distortion of the signal constellation by 33% for investigated power amplifier. According to results of experiments recommendations are given on the choice of the adaptive algorithms for identification of the digital predistorter depending on the available computational resources and the target level of the transmission path's linearity.

Keywords: digital predistortion, power amplifier, MIMO, adaptive algorithms.

ВВЕДЕНИЕ

Растущий интерес к системам *MIMO* (multiple-input multiple-output) объясняется растущей потребностью в увеличении скорости передачи данных в современных системах беспроводной связи. Идея *MIMO* состоит в использовании нескольких параллельных ветвей радиотрактов, в каждом из которых есть модулятор, усилитель мощности и антенна. Все ветви используют один и тот же частотный диапазон, что позволяет увеличить скорость передачи данных во столько раз, сколько параллельных ветвей используется. Такая архитектура системы связи используется на физическом уровне стандартов *IEEE* 802.11n, 802.11 a/g, 802.16 [1], а *Massive MIMO* — в технологии 5G [2].

Проблеме синтеза цифровых корректоров для *MIMO*-систем посвящено много работ. Так в [1] впервые была предложена модель, позволяющая совместно компенсировать как нелинейное искажение основного сигнала в ветви, так и перекрёстные искажения, - кроссовер-модель (*CO-DPD*). В [3] были выведены соотношения для адаптивного обновления параметров кроссовер-модели на основе *LMS* и *RLS*-алгоритмов и предложена модель с уменьшенной вычислительной сложностью (*CTC-DPD*). В [4] авторы добавили в модель корректора компенсацию линейных перекрестных искажений (*CCC-DPD*) и описали адаптивное обновление её параметров по *LMS*-алгоритму. Однако, в литературе ни для одной модели корректора *MIMO*-системы в качестве алгоритма идентификации не рассмотрено применение метода сопряжённого градиента, а также не проведено сравнительного анализа различных адаптивных алгоритмов по эффективности линеаризации и вычислительной сложности.

Цели данной работы заключались в следующем:

- вывести соотношения для идентификации параметров кроссовер-модели цифрового корректора *MIMO*-системы с использованием метода сопряжённого градиента [5];
- рассчитать вычислительную сложность различных адаптивных алгоритмов для кроссовер-модели цифрового корректора *MIMO*-системы;
- на основе компьютерного эксперимента провести сравнительный анализ адаптивных алгоритмов идентификации кроссовер-модели цифрового корректора применительно к нескольким типам усилителей мощности, обладающих различными нелинейно-инерционными свойствами;
- на основе натурного эксперимента проанализировать эффективность применения различных способов адаптивной цифровой коррекции для *MIMO*-систем.

В первом разделе статьи приведено описание передающего тракта *MIMO*-системы и классификация перекрестных искажений, возникающих в нём. Во втором разделе рассмотрена модель цифрового корректора для одноканальной системы и кроссовер-модель для *MIMO*-системы. В третьем разделе представлены соотношения для различных алгоритмов идентификации кроссовер-модели корректора. Раздел 4 посвящён результатам компьютерного, а раздел 5 — натурного экспериментов сравнительного анализа различных адаптивных алгоритмов и способов цифровой линеаризации передающего тракта *MIMO*-системы.

1. ПЕРЕКРЁСТНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛА В ПЕРЕДАЮЩЕМ ТРАКТЕ *MIMO*-СИСТЕМЫ

Внедрение технологии *MIMO* сопряжено с определенными трудностями, которые включают в себя не только присущие всем системам связи вопросы линейности передатчика, квадратурного дисбаланса и динамического диапазона приемника, но и трудности, свойственные только данным системам, которые связаны с размещением ветвей *MIMO* на одной плате. Основной из таких негативных эффектов — это перекрестные искажения, вызванные влиянием ветвей друг на друга. Существуют топологические техники, позволяющие ослабить

перекрестные искажения: буферизация трактов гетеродина, заземлённое защитное кольцо, глубокая траншея, траншея из пористого кремния, подложка “кремний-на-изоляторе” и субстрат высокого сопротивления, полученный протонной бомбардировкой. Эффективность всех перечисленных техник зависит от процесса изготовления и типа дизайна устройства, но даже при их максимальной эффективности перекрестные искажения в системе не могут быть подавлены полностью, и в коммерческих чипах ММО их уровень может достигать -10 дБ.

Перекрестные искажения, присутствующие в системе ММО, разделяют на 2 типа по месту их расположения и влиянию на выходной сигнал:

1) Линейные перекрестные искажения, возникающие в тракте после усилителя мощности. Такие искажения можно описать как линейную функцию помехи и полезного сигнала:

$$\begin{aligned}y_1 &= x_1 + \alpha x_2, \\y_2 &= \beta x_1 + x_2,\end{aligned}$$

где y_1, y_2 — сигналы на выходе антенн, x_1, x_2 — сигналы на их входе, α и β — коэффициенты перекрестных искажений (при симметричных искажениях α и β равны). Другими словами, линейные перекрестные искажения — это искажения, не проходящие через нелинейные компоненты схемы. Линейные перекрестные искажения могут возникать на передающих антеннах, в канале и приемных антеннах. Все эти искажения, как правило, компенсируются на приемной стороне, поэтому в работе рассматриваться не будут.

2) Нелинейные перекрестные искажения, возникающие в тракте ММО-системы до нелинейного усилителя мощности. Источники таких искажений — утечка радиосигнала через общий гетеродин и помехи на плате. Сигналы на выходах передатчика в таком случае определяется следующими соотношениями:

$$\begin{aligned}y_1 &= f_1(x_1 + \alpha x_2), \\y_2 &= f_2(\beta x_1 + x_2),\end{aligned}$$

где функции f_1 и f_2 описывают нелинейное поведение усилителя мощности в каждой ветви. Для компенсации таких нелинейных продуктов требуются специальные алгоритмы компенсации, которые будут рассмотрены ниже.

2. ПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ ММО-СИСТЕМЫ С ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Так как передающий тракт ММО-системы представляет собой несколько параллельных передающих трактов одноканальной системы, то для линейаризации каждой ветви этого тракта, казалось бы, можно использовать любую модель цифрового корректора одноканальной системы. Наиболее распространённой и достаточно эффективной является полиномиальная модель с памятью, описываемая соотношением [6]:

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

где $x(n)$ и $z(n)$ — комплексные огибающий входного и выходного сигнала соответственно, $h_{p,m}$ — коэффициенты корректора, P — степень нелинейности модели, M — степень инерционности модели.

Однако, нелинейные перекрестные искажения значительно снижают эффективность работы такого цифрового корректора. Проблема состоит в том, что выходной сигнал усилителя одной из ветвей, использующийся для идентификации корректора, зависит от входных сигналов обеих ветвей, что не позволяет такому корректору правильно подобрать коэффициенты, чтобы добиться равенства:

$$y_1 = f_1(g_1(x_1) + \alpha z_2) \neq Gx_1,$$

где $g_1(x)$ — функция корректора, z_2 — выход корректора второй ветви, G — коэффициент линейного усиления.

Кроссовер-модель цифрового корректора для *MIMO*-системы, предложенная в [1], учитывает сигналы других ветвей в каждом блоке идентификации корректора, и для случая двух ветвей она задается соотношением:

$$z_1(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{1,1,p,m} x_1(n-m) |x_1(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{1,2,p,m} x_2(n-m) |x_2(n-m)|^{p-1}. \quad (2)$$

В матричном виде уравнение (1) можно переписать как:

$$\mathbf{z}_1 = \mathbf{X}_1 \cdot \mathbf{h}_1,$$

где

$$\mathbf{h}_1 = (h_{1,1,0,1}, \dots, h_{1,1,0,P}, h_{1,1,1,1}, \dots, h_{1,1,M,P}, h_{1,2,0,1}, \dots, h_{1,2,0,P}, h_{1,2,1,1}, \dots, h_{1,2,M,P}),$$

$$\mathbf{X}_1 = \begin{pmatrix} x_1(1), x_1(1)|x_1(1)|, & \dots & x_1(1)|x_1(1)|^{P-1}, & \dots & x_1(1-m)|x_1(1-m)|^{P-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1(N), x_1(N)|x_1(N)|, & \dots & x_1(N)|x_1(N)|^{P-1}, & \dots & x_1(N-m)|x_1(N-m)|^{P-1} \\ x_2(1), x_2(1)|x_2(1)|, & \dots & x_2(1)|x_2(1)|^{P-1}, & \dots & x_2(1-m)|x_2(1-m)|^{P-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_2(N), x_2(N)|x_2(N)|, & \dots & x_2(N)|x_2(N)|^{P-1}, & \dots & x_2(N-m)|x_2(N-m)|^{P-1} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{z}_1 = (z_1(1), \dots, z_1(N))^T,$$

где $\mathbf{h}_1$ — вектор коэффициентов корректоров, $\mathbf{X}_1$ — матрица комбинация входных отсчетов блоков внесения предсказаний, составленная в соответствии с формулой (2) (отрицательные отсчеты x равны нулю), $\mathbf{z}_1$ — вектор отсчетов выходного сигнала блока внесения предсказаний, N — количество отсчетов. Здесь и далее аналогичным образом можно определить соотношения для второй ветви системы.

На рис. 1 представлена схема передающего тракта *MIMO*-системы с цифровой коррекцией с учётом перекрёстных искажений. Здесь в качестве блока внесения предсказаний может быть использована кроссовер-модель корректора.

3. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА

Наиболее часто при цифровой коррекции используется обратная архитектура обучения [7], которая позволяет избежать процедуры построения модели передающего тракта, являющейся неотъемлемой частью прямой схемы. При таком подходе копия модели корректора ставится на выходе передающего тракта (посткорректор), в качестве входных данных модели посткорректора используются измеренные отсчёты сигнала на выходе аналогового тракта, нормированные на требуемый коэффициент усиления ($y_1(n)$, $y_2(n)$), при идентификации модели посткорректора минимизируется разница между сигналом на его выходе и сигналом на входе передающего тракта ($z_1(n)$, $z_2(n)$):

$$\varepsilon_1(n) = z_1(n) - \mathbf{h}_1(n) \cdot \mathbf{y}_1(n),$$

$$\mathbf{y}_1(n) = (y_1(n), y_1(n)|y_1(n)| \dots y_1(n-M)|y_1(n-M)|^{P-1} \dots y_2(n-M)|y_2(n-M)|^{P-1}).$$

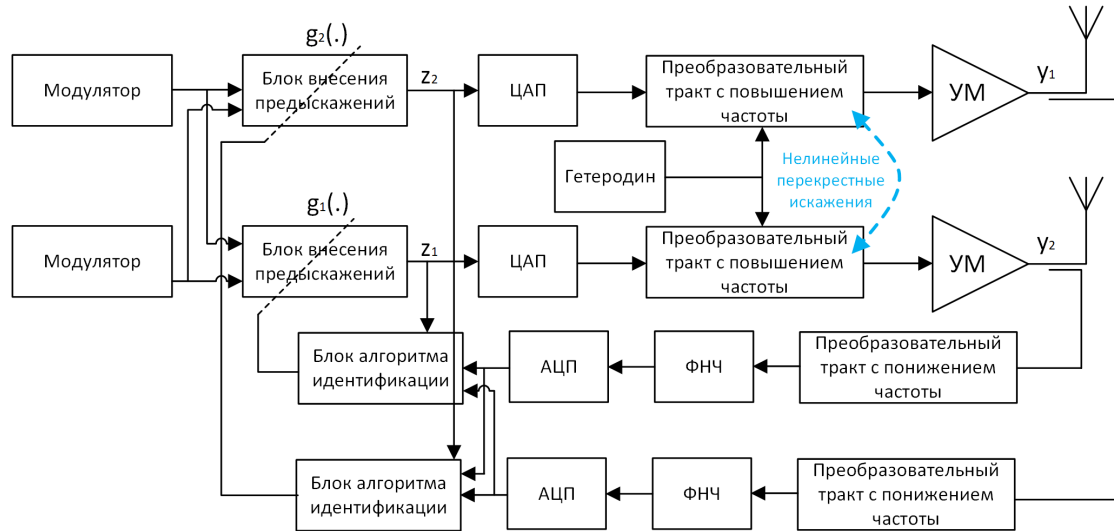


Рис. 1. Схема передающего тракта ММО-системы с цифровой зависимой коррекцией каждой ветви.

Самый широко используемый метод идентификации цифрового корректора является метод наименьших квадратов (LS), который минимизирует квадрат ошибки, усреднённый на выборке определённой длины:

$$J = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\varepsilon^2(n)|.$$

При этом для решения переопределённой системы уравнений используется псевдообращение Мура-Пенроуза:

$$\mathbf{h}_1 = \mathbf{Y}_1^+ \cdot \mathbf{z}_1 = (\mathbf{Y}_1^* \mathbf{Y}_1)^{-1} \mathbf{Y}_1 \cdot \mathbf{z}_1,$$

Данный подход обладает большой вычислительной сложностью, не является адаптивным, что не позволяет учитывать изменяющиеся в ходе работы параметры линеаризуемой системы.

Простейшим адаптивным алгоритмом многопараметрической оптимизации является метод стохастического градиента (LMS) [8], который оперирует следующей целевой функцией:

$$J = \varepsilon(n) \cdot \varepsilon^*(n).$$

Обновление параметров корректора на основе данного алгоритма для рассматриваемой модели сводится к выражению:

$$\mathbf{h}_1(n+1) = \mathbf{h}_1(n) - \mu \cdot \text{grad}(J)_{\mathbf{h}_1},$$

где μ — шаг сходимости алгоритма. Таким образом, рассчитав необходимые производные, удастся получить следующее итерационное правило обновления коэффициентов модели корректора:

$$\mathbf{h}_1(n+1) = \mathbf{h}_1(n) + \mu \cdot \varepsilon_1^*(n) \mathbf{y}_1(n),$$

Выражение выше можно переписать в скалярной форме:

$$h_{1,1,p,m}(n+1) = h_{1,1,p,m}(n) + \mu \varepsilon_1^*(n) y_1(n-m) |y_1(n-m)|^{p-1},$$

$$h_{1,2,p,m}(n+1) = h_{1,2,p,m}(n) + \mu \varepsilon_1^*(n) y_2(n-m) |y_2(n-m)|^{p-1},$$

здесь n — номер итерации.

Более качественным адаптивным алгоритмом многопараметрической оптимизации является рекурсивный метод наименьших квадратов (*RLS*) [8]. Для него целевая функция определяется не только текущим значением сигнала ошибки, но и рядом его предшествующих состояний с учетом коэффициента забывания λ :

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \varepsilon(i) \varepsilon^*(i).$$

Коэффициенты модели корректора также определяются из условия минимизации данной целевой функции. Таким образом, удастся получить следующие соотношения для итерационного расчёта коэффициентов первого блока корректора:

$$\mathbf{h}_1(n+1) = \mathbf{h}_1(n) + \mathbf{k}_1(n) \varepsilon_1(n),$$

$$\mathbf{k}_1(n) = \frac{\mathbf{R}_1^{-1}(n) \mathbf{y}_1(n)}{\lambda + \mathbf{y}_1^H(n) \mathbf{R}_1^{-1}(n) \mathbf{y}_1(n)},$$

$$\mathbf{R}_1^{-1}(n+1) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}_1^{-1}(n) - \mathbf{k}_1(n) \mathbf{y}_1^H(n) \mathbf{R}_1^{-1}(n)],$$

Матрица $\mathbf{R}_1^{-1}$ и вектор $\mathbf{h}_1$ инициализируются следующими значениями:

$$\mathbf{R}_1^{-1}(0) = \delta \mathbf{I}, \quad \mathbf{h}_1(0) = [1 \ 0 \dots 0]^T,$$

где $\mathbf{I}$ — единичная матрица, δ — величина, обратная мощности входного сигнала.

Ещё одним адаптивным алгоритмом многопараметрической оптимизации является метод сопряженного градиента (*CG*). Он характеризуется более быстрой сходимостью и меньшим шумом адаптации относительно *LMS*-алгоритма, при этом обладает меньшей вычислительной сложностью и более устойчив, чем *RLS*-алгоритм.

Работу данного алгоритма можно разделить на следующие этапы [9]:

— расчет оценки корреляционной матрицы и оценка вектора корреляций для всей обучающей последовательности:

$$\mathbf{R}_1 = E\{\mathbf{y}_1^* \cdot \mathbf{y}_1^T\},$$

$$\mathbf{q}_1 = E\{z_1 \cdot \mathbf{y}_1^*\},$$

где E — операция усреднения;

— расчет коэффициентов корректора ($n = 1..N_{CG}$):

$$\mathbf{h}_1(n) = \mathbf{h}_1(n-1) + \alpha_1(n) \mathbf{v}_1(n), \quad \mathbf{w}_1(n) = \mathbf{w}_1(n-1) - \alpha_1(n) \mathbf{v}_1(n),$$

$$\alpha_1(n) = \frac{\rho_1(n-1)}{\mathbf{v}_1(n)^H \mathbf{R}_1(n) \cdot \mathbf{v}_1(n)}, \quad \mathbf{v}_1(n+1) = \mathbf{w}_1(n) + \beta_1(n) \mathbf{v}_1(n),$$

$$\beta_1(n) = \frac{\rho_1(n)}{\rho_1(n-1)}, \quad \rho_1(n) = \mathbf{w}_1^H(n) \mathbf{w}_1(n).$$

Начальные значения:

$$\mathbf{h}_1(0) = \mathbf{0}, \mathbf{w}_1(0) = \mathbf{q}_1, \rho_1(0) = \mathbf{w}_1^H(0) \mathbf{w}_1(0), \mathbf{v}_1(1) = \mathbf{q}_1.$$

Для каждого из трех описанных выше адаптивных алгоритмов идентификации была рассчитана вычислительная сложность, которая определялась количеством операций комплексного сложения и комплексного умножения на одну итерацию. Для *LMS*-алгоритма количество комплексных сложений на итерацию составляет $2N_{coef}$ (N_{coef} — количество определяемых параметров модели), умножений — $2N_{coef}$. *RLS*-алгоритм на итерацию требует $1,5N_{coef}^2 +$

$3,5N_{coef}$ комплексных сложений и $2N_{coef}^2 + 4N_{coef}$ комплексных умножений. CG-алгоритм — $N_{coef}^2 + N_{coef} + K(N_{coef}^2 + 4N_{coef})$ комплексных сложений и $N_{coef}^2 + N_{coef} + K(N_{coef}^2 + 4N_{coef})$ комплексных умножений, где

$$K = \frac{N_{CG}}{L_{обуч.}},$$

N_{CG} — количество итераций второго этапа алгоритма сопряженного градиента, $L_{обуч.}$ — длина обучающей последовательности.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕДАЮЩЕГО ММО-ТРАКТА С ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Для оценки корректности выведенных выше соотношений и сравнения эффективности их применения для идентификации кроссовер-модели корректора ММО-тракта было проведено моделирование работы передающего тракта с цифровой коррекцией (рис. 1). В качестве линейаризуемых моделей усилителей мощности использовались следующие структуры [10]:

- 1) Модель усилителя 1 задается параллельной архитектурой Хаммерштейна и отличается слабыми нелинейно-инерционными свойствами [11];
- 2) Модель 2 основывается на полиномиальной модели с памятью и характеризуется умеренной нелинейностью и малой инерционностью;
- 3) Модель усилителя 3 построена на базе модели Винера-Хаммерштейна и отличается средними нелинейно-инерционными свойствами;
- 4) Модель 4 определена функцией арктангенса и отличается наиболее значительными и нелинейностью, и инерционностью.

В качестве тестового сигнала использовался OFDM сигнал с QPSK модуляцией. Моделирование работы системы проводилось для четырех уровней симметричных перекрестных помех $\alpha = \beta = -10$ дБ, -20 дБ, -30 дБ, -40 дБ. Критериями для оценки эффективности линейаризации и проведения сравнительного анализа алгоритмов идентификации являлись параметры ACPR и EVM. Первый определяет относительную мощность сигнала в соседнем канале, характеризует внеполосное излучение и определяется соотношением:

$$ACPR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{\text{сос.кан.}}}{P_{\text{осн.кан.}}} \right),$$

где $P_{\text{осн.кан.}}$ — средняя мощность сигнала в основном канале, $P_{\text{сос.кан.}}$ — средняя мощность сигнала в соседнем канале.

Второй параметра характеризует искажения сигнала во временной области и определяет отклонение точек сигнального созвездия от исходного:

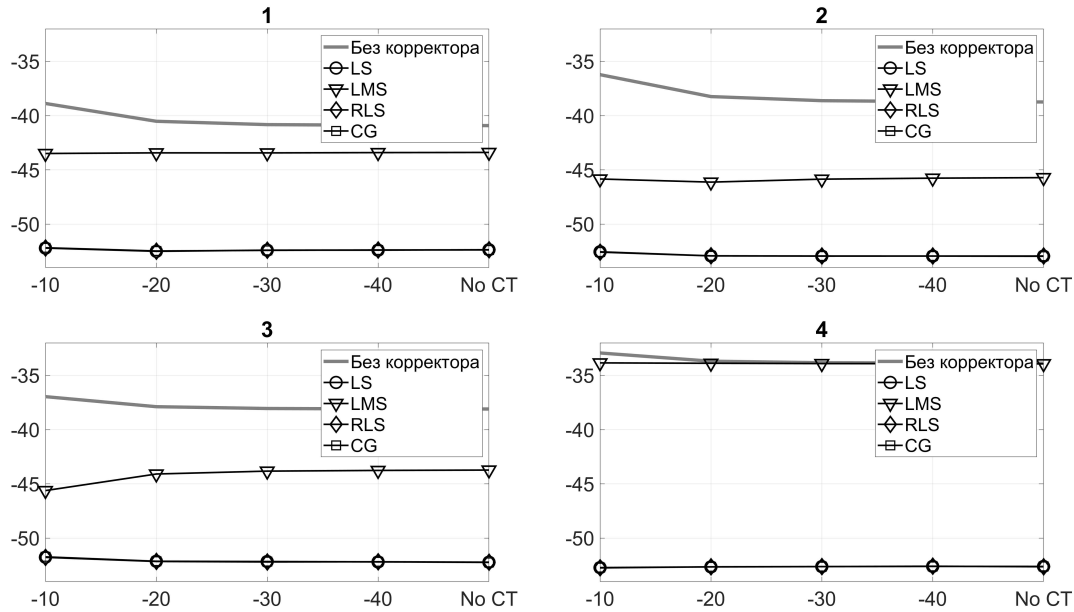
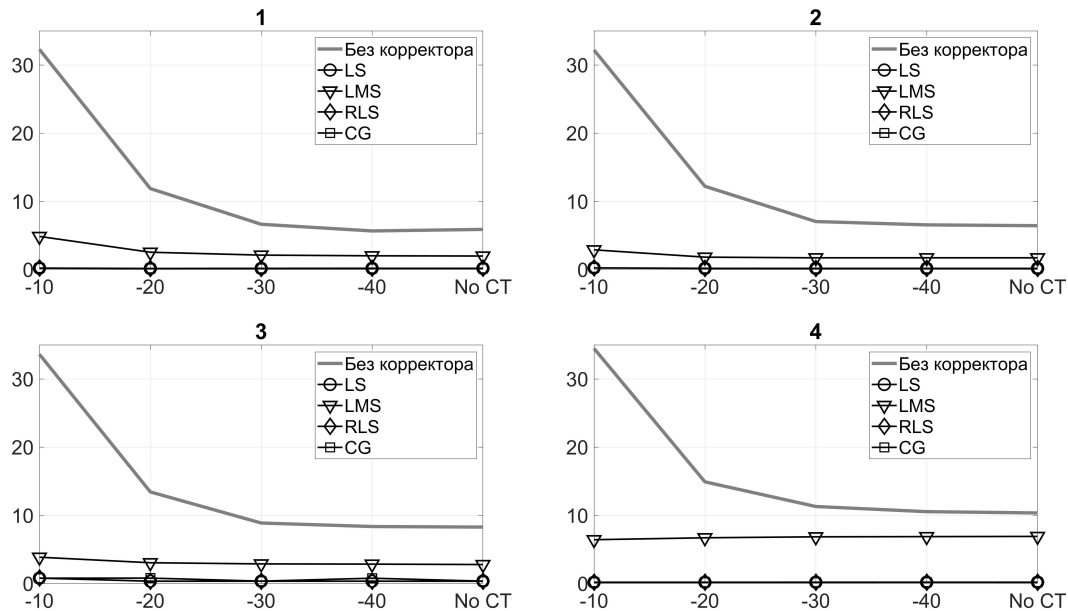
$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (I_O - I_{И})^2 + \sum_{n=1}^N (Q_O - Q_{И})^2}{\sum_{n=1}^N (I_O^2 + Q_O^2)}},$$

где I_O, Q_O — квадратуры входного сигнала, $I_{И}, Q_{И}$ — квадратуры искажённого сигнала.

Идентификация кроссовер-модели корректора проводилась по алгоритмам, описанным выше: *LS*, *LMS*, *RLS* и *CG*. Порядок нелинейности и количество элементов памяти были подобраны индивидуально для каждой из моделей усилителей мощности. Длина обучающей последовательности для идентификации корректоров была выбрана равной 3000.

Результаты компьютерного эксперимента для одной из ветвей передающего тракта ММО-системы показаны на рисунках 2 и 3, где серой линией без маркеров изображена зависимость

для сигнала с выхода усилителя без внесения предсказаний, чёрными линиями с маркерами — зависимости для системы с цифровым корректором, идентифицированным *LS*, *LMS*, *RLS* и *CG* алгоритмами соответственно. По оси абсцисс отложены значения уровня перекрестных помех в системе в дБ, точка “No CT” моделирует ситуацию без перекрестных помех. По оси ординат — значения критериев, *ACPR* — дБ, *EVM* — %. Цифра над каждым графиком обозначает номер модели усилителя мощности.

Рис. 2. Зависимости *ACPR* от уровня перекрестных помех.Рис. 3. Зависимости *EVM* от уровня перекрестных помех.

Из полученных результатов видно, что корректор, идентифицированный *LMS*-алгоритмом, для всех типов усилителей демонстрирует наилучшую эффективность линейари-

зации. Причём для четвёртого типа усилителя он вообще не справляется с задачей линейаризации. Корректоры, идентифицированные остальными алгоритмами, показали приблизительно одинаковую значительную эффективность по линейаризации передающего ММО-тракта для всех рассматриваемых типов усилителей мощности. Причём адаптивные алгоритмы (RLS и CG) продемонстрировали такую же эффективность, как и неадаптивный LS -алгоритм, отличаясь от него меньшей вычислительной сложностью.

5. ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ ТРАКТА ММО-СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Помимо компьютерного моделирования проверка эффективности кроссовер-модели цифрового корректора была также проведена с помощью натурального эксперимента для реального усилителя мощности и различных величин перекрестных помех в ММО-системе. Схема эксперимента представлена на рисунке 4. Цифровой сигнал с внесёнными в него перекрёстными помехами загружался из компьютера в векторный генератор сигналов и подавался на усилитель мощности. С выхода усилителя аналоговый сигнал через аттенуатор поступал в векторный анализатор сигналов, в котором оцифровывался и подавался на компьютер. Здесь по переданным и принятым отсчётам сигнала происходил синтез цифрового корректора на основе кроссовер-модели и предсказание цифрового сигнала, который затем опять поступал на усилитель мощности через векторный генератор. Эффективность линейаризации системы оценивалась по параметрам принятого на компьютере до и после внесения предсказаний.

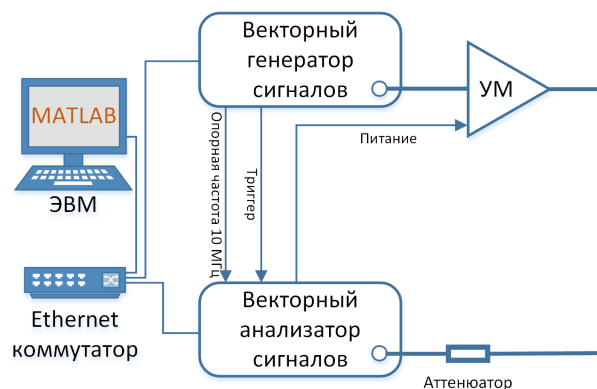


Рис. 4. Схема эксперимента.

Эксперимент проводился на усилителе мощности сантиметрового диапазона. Параметры системы были следующие: частота дискретизации сигнала — 70 МГц, степень нелинейности модели корректора (P) — 5, степень инерционности (M) — 2.

Помимо кроссовер-модели цифрового корректора, идентифицированной на основе различных, рассмотренных ранее алгоритмов, исследовался также полиномиальный корректор без учёта перекрестных помех (1).

На рисунке 5 представлены полученные зависимости $ACPR$ (5а) и EVM (5б) от уровня перекрестных помех для различных типов корректоров и алгоритмов идентификации. Для наглядности на рисунке 6 приведены спектральные плотности мощности сигналов двух моделей корректора (полиномиальная модель без учета перекрестных помех и кроссовер-модель), идентифицированные методом сопряженного градиента при коэффициенте перекрестных помех -15 дБ.

В таблице 1 приведено количество операций с плавающей точкой ($FLOPs$) на 1 итерацию для сравниваемых моделей цифровых корректоров и адаптивных алгоритмов их идентифи-

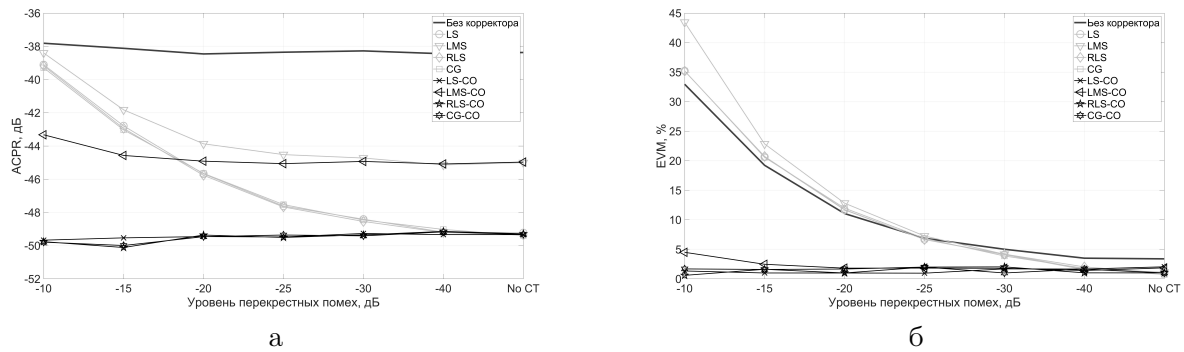


Рис. 5. Результаты натурального эксперимента.

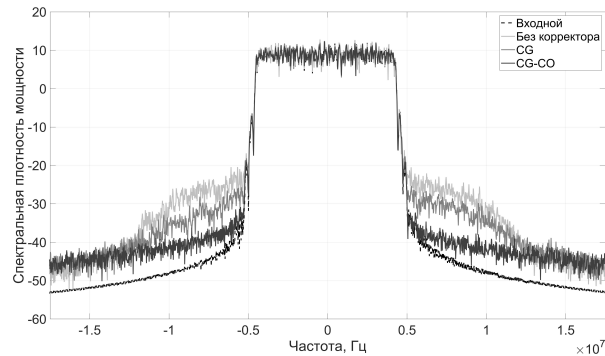


Рис. 6. Спектральные плотности мощности.

кации.

Таблица 1.

Алгоритм	LMS	RLS	CG	LMS-CO	RLS-CO	CG-CO
FLOPs	96	726	339	192	2532	1267

Важно отметить, что алгоритмы отличаются скоростью сходимости, то есть каждому алгоритму может потребоваться разное количество итераций для достижения заданного уровня ошибки [5]. Для исследуемого усилителя и цифровых корректоров для его линеаризации эта задача не исследовалась, и длина обучающей последовательности для каждого алгоритма была одинаковой.

По приведенным выше результатам можно сделать следующие выводы:

1. Кроссовер-модель цифрового корректора позволяет значительно повысить линейность передающих трактов в системе *MIMO*. Выигрыш относительно модели без учета перекрестных помех для исследуемого усилителя мощности достигает 11 дБ по *ACPR* и 33% по *EVM* для максимального уровня перекрестных помех.
2. Указанное выше повышение линейности достигается за счет увеличения идентифицируемых коэффициентов в 2 раза и количества операций с плавающей точкой в 2-4 раза.
3. При отсутствии перекрестных искажений кроссовер-модель корректора не ухудшает результаты линеаризации.
4. Экспериментально подтвердилась низкая эффективность линеаризации кроссовер-моделью корректора, идентифицированного LMS-алгоритмом.
5. Кроссовер-модели корректора, идентифицированные RLS и CG-алгоритмами, показали идентичные результаты, при этом последний имеет в два раза меньшую вычислительную сложность.

Представленные выводы могут найти свое применение при проектировании передающе-

го тракта с адаптивной цифровой коррекцией для систем связи, использующих ММО-технологии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе описаны способы построения передающего тракта с адаптивной цифровой коррекцией для систем связи, использующих ММО-технологии. На основе компьютерного и натурного экспериментов доказана эффективность применения кроссовер-модели цифрового корректора для линейаризации передающего тракта такой системы. В работе представлены аналитические соотношения для адаптивного обновления параметров кроссовер-модели цифрового корректора, полученные с использованием различных адаптивных алгоритмов, проведена оценка вычислительной сложности данных алгоритмов. При этом установлено, что высокую степень линейаризации демонстрирует корректор, идентифицированный на основе метода сопряжённых градиентов, обладая при этом небольшой вычислительной сложностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bassam, S. Crossover Digital Predistorter for the Compensation of Crosstalk and Nonlinearity in MIMO Transmitters / S. A. Bassam, M. Helaoui, F. M. Ghannouchi // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. — 2009. — V. 57, № 5. — P. 1119–1128.
2. Jaraut, P. Composite Neural Network Digital Predistortion Model for Joint Mitigation of Crosstalk, I/Q Imbalance, Nonlinearity in MIMO Transmitters / P. Jaraut, M. Rawat, F. M. Ghannouchi // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. — 2018. — V. 66, № 11. — P. 5011–5020.
3. Suryasarman, P. M. A Comparative Analysis of Adaptive Digital Predistortion Algorithms for Multiple Antenna Transmitters / P. M. Suryasarman, A. Springer // IEEE Trans. Circuits Syst. — I : Reg. Papers. — 2015. — V. 62, № 5. — P. 1412–1420.
4. Adaptive Crossover and Crosstalk Canceling DPD for MIMO Transmitters / L. Gu, Lu Ge, Lijia Ge, Z. Zhang // 2016 th Int. Conf. El. Inform. Emerg. Comm. (ICEIEC).
5. Averina, L. I. Adaptive Digital Corrector for Dual-Band Data Transmission System under Quadrature Distortions / L. I. Averina, O. V. Bugrov // Radioelectronics and Communications Systems. — 2020. — № 63. — P. 126–135.
6. Kim, J. Digital Predistortion of Wideband Signals Based on Power Amplifier Model with Memory / J. Kim, K. Konstantinou // Electronics Letters. — 2001. — V. 37, № 23. — P. 1417–1418.
7. Eun, C. A new volterra predistorter based on the indirect learning architecture / C. Eun, E. J. Powers // IEEE Trans. Signal Process. — 1997. — V. 45, № 1. — P. 223–227.
8. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. — М. : Техносфера, 2013. — 528 с.
9. Luenberger, D. G. Linear and Nonlinear Programming. Third Edition / D. G. Luenberger, Y. Ye. — Springer, 2008.
10. Аверина, Л. И. Цифровые корректоры на основе нейронных сетей для линейаризации усилителей мощности / Л. И. Аверина, О. В. Бугров // Вестн. Воронеж. гос. ун-та. Сер. Физика, математика. — 2017. — № 1. — С. 5–14.
11. Power — Amplifier Characterization Using a Two —Tone Measurement Technique / C. Clark, C. Silva, A. Moulthrop, M. Muha // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2002. — V. 50, № 6. — P. 328–333.

REFERENCES

1. Bassam S., Helaoui M., Ghannouchi F.M. Crossover Digital Predistorter for the Compensation of Crosstalk and Nonlinearity in MIMO Transmitters. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2009, vol. 57, no. 5, pp. 1119–1128.
2. Jaraut P., Rawat M., Ghannouchi F.M. Composite Neural Network Digital Predistortion

Model for Joint Mitigation of Crosstalk, I/Q Imbalance, Nonlinearity in MIMO Transmitters. 2018, vol. 66, no. 11, pp.5011-5020.

3. Suryasarman P.M., Springer A. A Comparative Analysis of Adaptive Digital Predistortion Algorithms for Multiple Antenna Transmitters. IEEE Trans. Circuits Syst. – I: Reg. Papers, 2015, vol. 62, no. 5, pp. 1412–1420.

4. Gu L., Lu Ge, Lijia Ge, Zhang Z. Adaptive Crossover and Crosstalk Canceling DPD for MIMO Transmitters. 2016 th Int. Conf. El. Inform. Emerg. Comm. (ICEIEC).

5. Averina L.I., Bugrov O.V. Adaptive Digital Corrector for Dual-Band Data Transmission System under Quadrature Distortions. Radioelectronics and Communications Systems, 2020, no. 63, pp. 126–135.

6. Kim J., Konstantinou K. Digital Predistortion of Wideband Signals Based on Power Amplifier Model with Memory. Electronics Letters, 2001, vol. 37, no. 23, pp. 1417–1418.

7. Eun C., Powers E.J. A new volterra predistorter based on the indirect learning architecture. IEEE Trans. Signal Process., 1997, vol. 45, no. 1, pp. 223–227.

8. Dzhigan V.I. Adaptive filtering of signals: Theory and algorithms. [Dzhigan V.I. Adaptivnaya filtraciya signalov: teoriya i algoritmy]. Moscow: Technosfera, 2013, 528 p.

9. Luenberger D.G., Ye Y. Linear and Nonlinear Programming. Third Edition. Springer, 2008.

10. Averina L.I., Bugrov O.V. Digital Predistorters Based On Neural Networks for Linearization of Power Amplifiers. [Averina L.I., Bugrov O.V. Cifroviye korrektoory na osnoye neyronnih setey dlya linearizatsii esiliteley moshchnosti]. Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika — Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2017, no. 1, pp. 5–14.

11. Clark C., Silva C., Moulthrop A., Muha M. Power - Amplifier Characterization Using a Two-Tone Measurement Technique. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, vol. 50, no. 6, pp. 328–333.

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

E-mail: +7(473)243-09-76

Тел.: averina@phys.vsu.ru

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

E-mail: +7(473)243-09-76

Tel.: averina@phys.vsu.ru

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

E-mail: +7(473)248-41-17

Тел.: oleg.bugrov@icloud.com

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

E-mail: +7(473)248-41-17

Tel.: oleg.bugrov@icloud.com