

УДК 621.396.67.012.12

DOI: [10.26102/2310-6018/2023.40.1.025](https://doi.org/10.26102/2310-6018/2023.40.1.025)

Реализация алгоритма адаптивного диаграммообразования на ПЛИС

Е.И. Глушанков¹, Д.И. Кирик¹, К.О. Коровин¹, И.В. Царик², И.А. Бойко¹✉,
О.Ю. Казьмин¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф.
М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация

²ООО «Эйртэго», Санкт-Петербург, Российская Федерация
igorboyko24na7@gmail.com✉

Резюме. Статья посвящена реализации на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) алгоритма диаграммообразования в адаптивных антенных решетках. Актуальность работы обусловлена необходимостью повышения помехоустойчивости приема сигналов в радиотехнических системах. В качестве алгоритма диаграммообразования был выбран градиентный алгоритм по критерию нормализованной наименьшей среднеквадратической ошибки (английский – normalized least mean squares – NLMS), который обладает наименьшей вычислительной сложностью, а использование в нем переменного шага адаптации позволяет обеспечить сходимость алгоритма в условиях априорной неизвестности мощности входного сигнала. В работе приведено математическое описание процедур адаптивной обработки сигналов, а также приведены формулы вычисления оптимальных векторов весовых коэффициентов, обеспечивающих наилучшее приближение входного воздействия к образцовому сигналу. Рассмотрены приближенные методы, обеспечивающие практическую реализацию оптимальной обработки сигналов, на основе итерационных алгоритмов в виде нормированного алгоритма минимума среднеквадратической ошибки. Приведены примеры синтеза диаграммы направленности антенной решетки, обеспечивающей адаптивную обработку сигналов, реализованную на программируемой логической интегральной схеме, при различной сигнально-помеховой обстановке. Для всех случаев реализации было получено приемлемое совпадение теоретических и экспериментальных данных.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, диаграмма направленности, адаптивный алгоритм минимума среднеквадратической ошибки, ПЛИС.

Для цитирования: Глушанков Е.И., Кирик Д.И., Коровин К.О., Царик И.В., Бойко И.А., Казьмин О.Ю. Реализация алгоритма адаптивного диаграммообразования на ПЛИС. *Моделирование, оптимизация и информационные технологии.* 2023;11(1). URL: <https://moitvvt.ru/ru/journal/pdf?id=1253> DOI: 10.26102/2310-6018/2023.40.1.025

Implementation of the adaptive beamforming algorithm on FPGA

E.I. Glushankov¹, D.I. Kirik¹, K.O. Korovin¹, I.V. Tsarik², I.A. Boyko¹✉, O.Y. Kazmin¹

¹The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,
Saint Petersburg, Russian Federation

²LLC «Eirtego», Saint Petersburg, Russian Federation
igorboyko24na7@gmail.com✉

Abstract. The paper regards the field-programmable gate array (FPGA) implementation of a beamforming algorithm in adaptive antenna arrays. The relevance of the research is due to the need to improve the noise robustness of signal reception in radio engineering systems. The gradient algorithm was chosen as a beamforming algorithm by the criterion of the normalized least mean square error criterion (NLMS), which has the lowest computational complexity, and its use of a variable adaptation

step helps to ensure the convergence of the algorithm in terms of a priori unknown power of the input signal. This paper gives a mathematical description of the adaptive signal processing procedures and formulas for calculating the optimal weight vector that provide the best approximation of the input signal to the reference signal. Approximate methods that provide a practical realization of the optimal signal processing based on iterative algorithms in the form of the normalized minimum mean square error algorithm are considered. Examples of the antenna array directional diagram synthesis facilitating adaptive signal processing, implemented on FPGA, under different signal-interference conditions are presented. An acceptable agreement between theoretical and experimental data was obtained for all implementation cases.

Keywords: adaptive antenna array, radiation pattern, MSE adaptive algorithm, FPGA.

For citation: Glushankov E.I., Kirik D.I., Korovin K.O., Tsarik I.V., Boyko I.A., Kazmin O.Y. Implementation of the adaptive NLMS diagramming algorithm on FPGA. *Modeling, Optimization and Information Technology*. 2023;11(1). URL: <https://moitvvt.ru/ru/journal/pdf?id=1253> DOI: 10.26102/2310-6018/2023.40.1.025 (In Russ.).

Введение

В настоящее время широкое распространение получило использование в радиотехнических системах адаптивных антенных решеток (ААР), параметры и характеристики которых меняются адаптивно к воздействиям внешних и/или внутренних факторов [1, 2]. Особенностью ААР является возможность управления диаграммой направленности (ДН) антенной решетки с целью ослабления воздействия помех вплоть до их полного подавления [3]. Управление ДН антенны осуществляется изменением амплитудно-фазового распределения (АФР) поля на элементах антенной решетки. При известных параметрах сигнально-помеховой обстановки, задача создания оптимального АФР сводится к простой задаче синтеза ДН антенной решетки. В условиях априорной неопределенности о параметрах сигнально-помеховой обстановки, формирование оптимального АФР представляет задачу создания адаптивного алгоритма, позволяющего подстраивать ДН антенны к конкретной сигнально-помеховой обстановке [4].

В большинстве источников градиентные алгоритмы адаптации рассматриваются с точки зрения математической модели, где переменные алгоритма описываются типом данных с плавающей точкой двойной точности. При реализации на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС), где обработка данных осуществляется в реальном времени, работа с плавающей точкой затруднительна, поскольку она требует больше ресурсов и большего времени вычислений. В действительности же при обработке в реальном времени используют данные с фиксированной точкой, однако присутствующая ошибка квантования вносит существенные искажения, что может вывести из устойчивости работу алгоритма. Целью данной работы являлась реализация алгоритма адаптации, где сигнальная обработка осуществляется с фиксированной точкой.

При реализации алгоритма NLMS были выполнены следующие задачи: обеспечение устойчивости алгоритма при сигнальной обработке с фиксированной точкой, а также обеспечение правильной работы путем обнуления накапливающейся ошибки квантования в рекуррентных связях алгоритма. Данные задачи осуществляются введением двух порогов, ограничивающих величину коррекции вектора весовых коэффициентов (ВВК), а также сигнала ошибки, для обеспечения независимости результата сходимости алгоритма от величины ошибки квантования.

Осуществить обработку сигнала в приемной ААР можно путем создания устройства адаптивной обработки. Оптимальный ВВК можно получить из алгоритма Винера:

$$\mathbf{w}_{\text{опт}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xz}. \quad (1)$$

При оптимизации адаптивной обработки по критерию минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) между принимаемым и эталонным сигналом ВВК для каждого корреспондента находится из выражения:

$$\mathbf{w} = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xz}, \quad (2)$$

где $\mathbf{w}^T = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ – ВВК; $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ – оценка корреляционной матрицы (КМ) входных сигналов $\mathbf{R}_{xx} = E\{x(t)x^T(t)\}$; $\hat{\mathbf{R}}_{xz}$ – оценка корреляционного вектора $\hat{\mathbf{R}}_{xz} = E\{z(t)x^T(t)\}$; z – эталонный сигнал корреспондента; $\mathbf{x}^T = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ – вектор входных сигналов; N – число элементов АР, $E\{\cdot\}$ – знак статистического усреднения.

Формирование эталонного сигнала z в системах радиосвязи осуществляется по известной на приемной стороне структуре полезного сигнала. Это наиболее эффективно осуществляется в системах связи с широкополосными сигналами.

В ряде случаев для адаптации ААР конструктивным является применение алгоритмов, синтезированных по критерию максимума отношения сигнал / (помеха+шум) (МОСПШ) на выходе ААР [5, 6]. Тогда вместо (2) можно записать:

$$\mathbf{w} = \hat{\mathbf{R}}_{pp}^{-1} \mathbf{s}, \quad (3)$$

где $\hat{\mathbf{R}}_{pp} = E\{\mathbf{p}(t)\mathbf{p}^T(t)\}$ – корреляционная матрица (КМ) помех; $\mathbf{p}^T = [p_1, p_2, \dots, p_N]^T$ – вектор помех; \mathbf{s} – вектор волнового фронта принятого сигнала.

Градиентный алгоритм адаптации

На практике реализация решений путем непосредственного обращения оценок КМ в виде (2) и (3) затруднительна, особенно при большом числе антенных элементов ААР в связи с необходимостью обращения матриц большой размерности. Поэтому на практике используются приближенные методы, построенные на основе итерационных алгоритмов, которые осуществляют итерационное приближение к оптимальным решениям. Для этого могут быть использованы известные градиентные алгоритмы адаптации [7, 8].

Определим сигнал ошибки как разность между желаемым откликом z_k и реальным откликом y_k в виде:

$$e_k = z_k - y_k = z_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k.$$

Выражение для среднеквадратической ошибки (СКО) как функции от весовых коэффициентов имеет вид:

$$e_k^2 = z_k^2 - 2z_k \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}_k + \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}_k.$$

В алгоритме минимизации СКО – LMS (Least Mean Squares) происходит приближенная, но в то же время достаточно эффективная оценка (приближение состоит в том, что квадрат одиночной выборки ошибки принимается за оценочное значение среднего квадрата ошибки). Это эквивалентно замене точного значения градиента на приближенное его значение [9, 10].

В алгоритме LMS для минимизации СКО приближенно реализуется метод наискорейшего спуска (МНС). Весовой вектор можно представить в рекуррентной форме:

$$\hat{\mathbf{w}}_{k+1} = \hat{\mathbf{w}}_k + \Delta \mathbf{w}_k,$$

где $\Delta \mathbf{w}_k$ – вектор коррекции, вносимый в координаты вектора \mathbf{w}_k в момент k с целью получения вектора \mathbf{w}_{k+1} в следующий момент времени.

Таким образом, в МНС данное соотношение принимает вид:

$$\hat{\mathbf{w}}_{k+1} = \hat{\mathbf{w}}_k + \gamma \nabla \{e_k^2\}, k \geq 0,$$

где $\gamma > 0$ – число, равное длине шага в направлении вектора-градиента.

Вычислив градиент, получим:

$$\nabla \{e_k^2\} = 2e_k \nabla \{e_k\} = 2e_k \mathbf{x}_k.$$

В результате приходим к рекуррентному соотношению:

$$\hat{\mathbf{w}}_{k+1} = \hat{\mathbf{w}}_k + \mu e_k \mathbf{x}_k, \text{ где } \mu = 2\gamma.$$

В установившемся режиме значение дисперсии сигнала ошибки алгоритма LMS будет больше в сравнении с алгоритмом Винера (1), т.к. $\hat{\mathbf{w}}_{k+1}$ не достигает оптимального винерского значения $\mathbf{w}_{\text{опт}}$, и значения ВВК зависят от шага адаптации. Обычно значение шага адаптации выбирают в зависимости от мощности принимаемого сигнала. В случае, если мощность принимаемого сигнала невозможно оценить заранее или она изменяется в процессе обработки сигналов, используют переменный шаг адаптации (алгоритм нормализованной наименьшей среднеквадратической ошибки – NLMS):

$$\mu_k = \frac{\mu_0}{\mathbf{x}_k^T \mathbf{x}_k + \varepsilon},$$

где $\mathbf{x}_k^T \mathbf{x}_k$ – мгновенная энергия сигнала, μ_0 – фиксированное значение шага, влияющее на сходимость алгоритма, ε – параметр, определяющий максимальное значение шага при нулевом входном сигнале.

Описание микросхемы для реализации

Реализация описанного алгоритма NLMS была выполнена на отладочной плате Zynq UltraScale+ RFSoc [11]. Механизм отладки состоит из отладочной платы и специально разработанного графического пользовательского интерфейса (GUI), установленного на хост-машине. Механизм отладки позволяет настраивать работу аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и выполнять некоторые базовые тесты, например, анализ быстрого преобразования Фурье выходного сигнала АЦП и ЦАП. Ключевой отличительной особенностью устройств Zynq UltraScale+ RFSoc по сравнению со многими другими цифровыми является то, что устройство содержит радиочастотный АЦП и ЦАП [12]. Отладочная плата поддерживает интерфейс внешней памяти DDR4 на программируемой логике (PL) в дополнение к памяти DDR4 системы обработки (PS). Осциллограммы с ограниченным количеством выборок могут использовать память на кристалле, но тестирование приложений и создание прототипов требуют использования гораздо больших объемов внешней памяти.

Данная плата объединяет ключевые подсистемы, необходимые для реализации полнофункционального радио приемопередатчика. Микросхема включает радиочасть, в

том числе АЦП и ЦАП на восьми SMA-входах и выходах соответственно, с частотой дискретизации до 4 ГГц с полосой пропускания сигнала до 4 ГГц [12]. Радиочастотные (РЧ) преобразователи также включают энергоэффективные цифровые понижающие преобразователи с программируемым коэффициентом децимации и повышающие преобразователи с программируемым коэффициентом интерполяции, и смеситель с программным управлением, которые могут поддерживать многополосный режим работы. РЧ-АЦП и РЧ-ЦАП организованы в плитки, каждая из которых содержит два или четыре РЧ-АЦП или четыре РЧ-ЦАП. Каждая плитка также включает в себя блок с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) и всю необходимую логику обработки тактовых импульсов и маршрутизации распределения для аналоговой и цифровой логики.

Инструмент оценки использует интегрированный радиочастотный преобразователь данных (RFDC) в конфигурации 8x8 (8 входов и 8 выходов) вместе с компонентами AXI DMA и AXI4-Stream для высокопроизводительной передачи данных между памятью программируемой логики (PL-DDR) и RFDC и наоборот. Stream Pipe включает в себя различные IP-инфраструктуры AXI4-Stream. AXI DMA настроен в режиме Scatter Gather для обеспечения высокой производительности. Инструмент оценки также использует несколько блоков обработки, доступных внутри процессора, таких как Gigabit Ethernet, I2C и SD Interface. Основной задачей приложения Linux является настройка и управление блоками RF-ADC и RF-DAC и потоком данных через конвейер потоковой передачи.

Результаты реализации

За конечное число итераций алгоритм NLMS сходится с минимально возможной ошибкой реального отклика системы, не превышающей порог (Рисунок 1). При сходимости алгоритма вектор весовых коэффициентов адаптивно изменяется во времени и сходится к квазиоптимальным значениям (Рисунок 2).

При реализации алгоритма на ПЛИС следует учесть, что обработка осуществляется для данных с фиксированной точкой. Разрядность АЦП на плате Zynq UltraScale+ RFSoc составляет 16 бит, соответственно все переменные имеют разрядность 16 бит. Перевод данных с фиксированной точкой в плавающую не имеет смысла, поскольку выходные данные для излучения подаются 16-разрядным ЦАП. Для обеспечения правильной работы алгоритма NLMS и его устойчивости необходимо ввести порог в работу алгоритма, иначе ошибка квантования будет накапливаться с каждой итерацией, что в результате приведет к выходу из устойчивости.

При реализации алгоритма было использовано два порога. Первый необходим для остановки работы алгоритма при выполнении сходимости ВВК к значениям, близким к оптимальным. Первый порог обнуляет значение поправки, вносимой в ВВК, Δw_k . Для обеспечения лучшей сходимости ВВК \hat{w}_k к оптимальным значениям, обнуляется поправка, вносимая в ВВК, поскольку она зависит от нескольких переменных. Второй порог необходим для запуска алгоритма в начале работы либо в случае изменения сигнально-помеховой обстановки. В обоих случаях запуск алгоритма осуществляется в случае, когда значение сигнала ошибки e_k превышает второй порог, равный величине дисперсии сигнала ошибки в установившемся режиме.

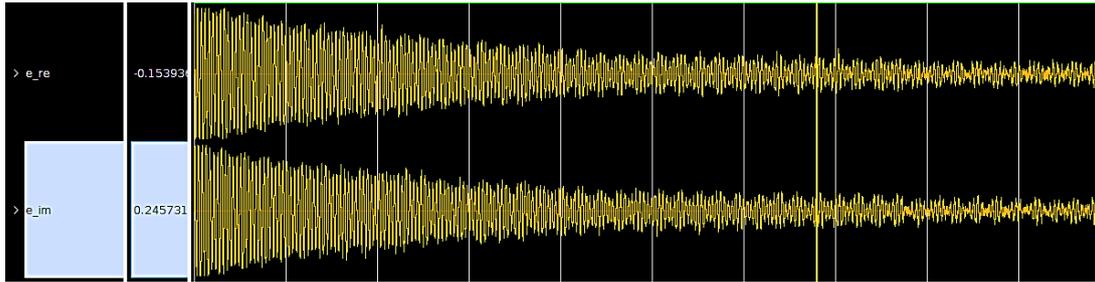


Рисунок 1 – Осциллограмма зависимости сигнала ошибки от времени
Figure 1 – Oscilloscope of the error signal dependence on time

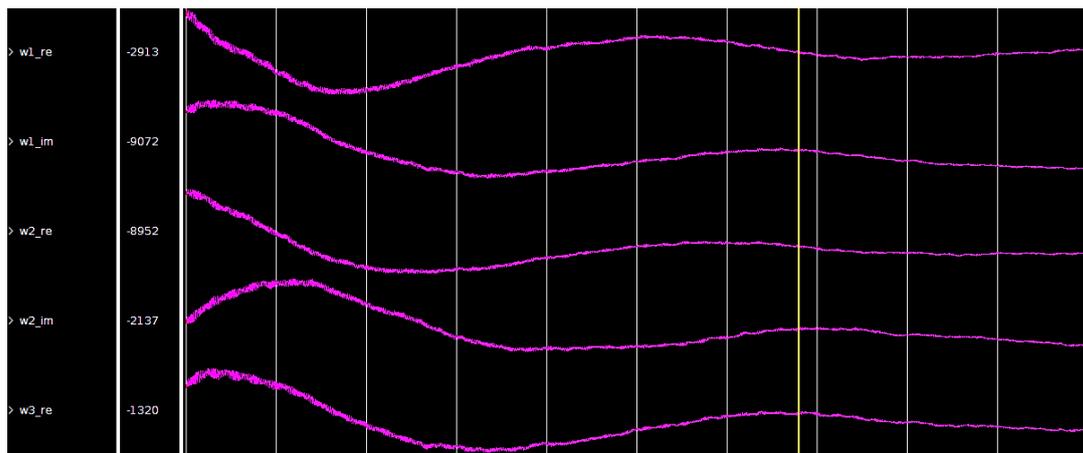


Рисунок 2 – Осциллограмма зависимости ВВК от времени
Figure 2 – Oscilloscope of the weight vector dependence on time

В качестве реализации была использована 8-элементная адаптивная антенная решетка. На Рисунках 3-8 приведены сравнения диаграмм направленности (ДН) математической модели и реальной, полученной в результате реализации на плате, при различной сигнально-помеховой обстановке. На Рисунках 3-5 видно, что при увеличении ОСШ форма ДН приближается к идеальной. На Рисунке 8 видно, что ДН имеет главный лепесток в направлении сигнала и глубокий ноль в направлении помехи.

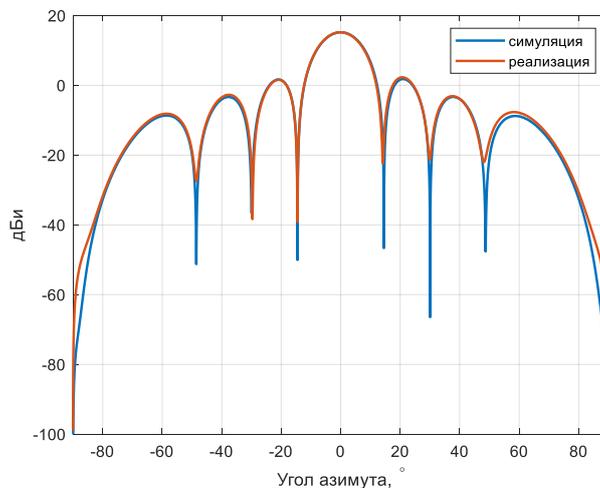


Рисунок 3 – ДН симуляции и реализации при направлении сигнала 0° и ОСШ = 15 дБ
Figure 3 – Radiation pattern of the simulation and the realization with signal direction 0° and SNR = 15 dB

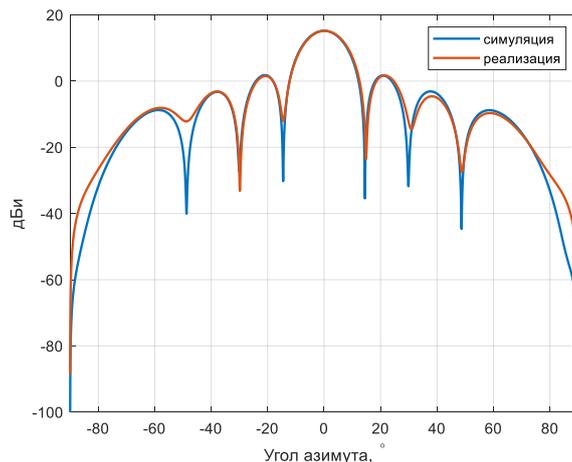


Рисунок 4 – ДН симуляции и реализации при направлении сигнала 0° и ОСШ = 10 дБ
Figure 4 – Radiation pattern of the simulation and the realization with signal direction 0° and SNR = 10 dB

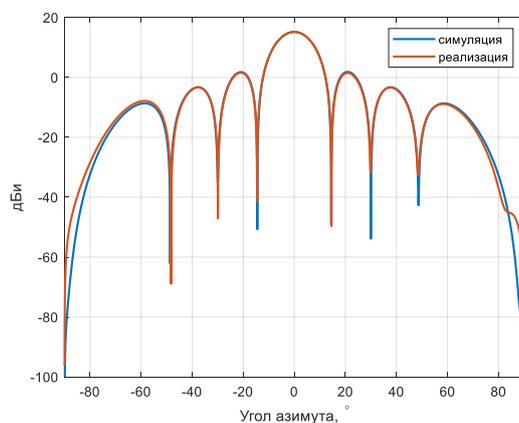


Рисунок 5 – ДН симуляции и реализации при направлении сигнала 0° и ОСШ = 20 дБ
Figure 5 – Radiation pattern of the simulation and the realization with signal direction 0° and SNR = 20 dB

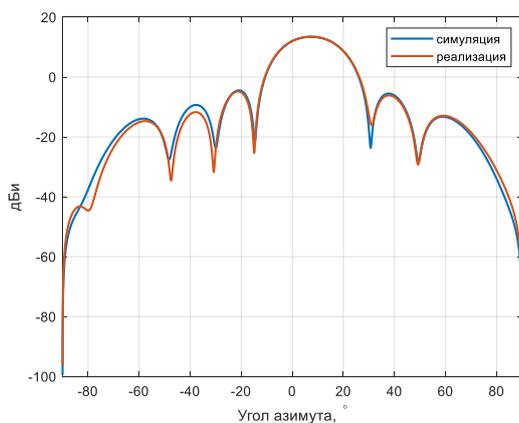


Рисунок 6 – ДН симуляции и реализации при направлении сигнала 15° и ОСШ = 15 дБ
Figure 6 – Radiation pattern of the simulation and the realization with signal direction 15° and SNR = 15 dB

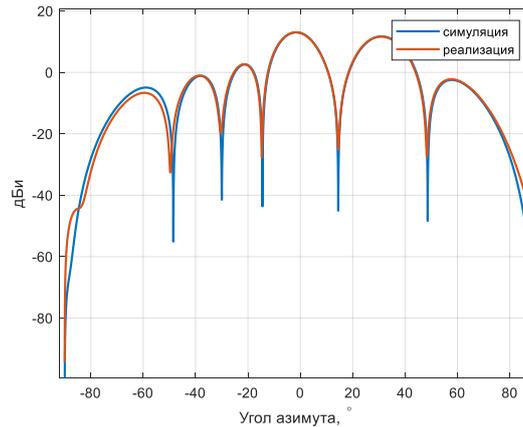


Рисунок 7 – ДН симуляции и реализации при направлении сигнала 30° и ОСШ = 15 дБ
 Figure 7 – Radiation pattern of the simulation and the realization with signal direction 30° and SNR = 15 dB

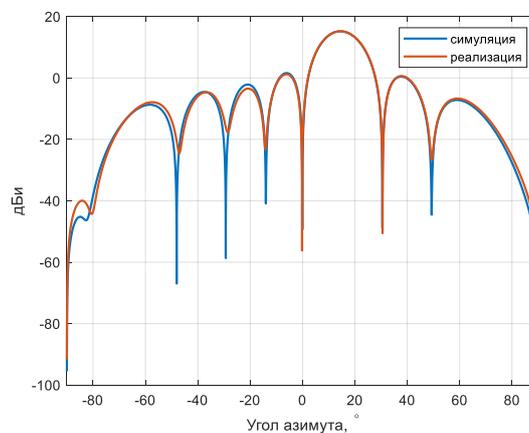


Рисунок 8 – ДН симуляции и реализации при направлении сигнала 15° и направлении помехи 0°
 Figure 8 – Radiation pattern of the simulation and the realization with signal direction 15° and clutter direction 0°

Заключение

При реализации алгоритмов адаптивного диаграммообразования стоит учесть, что при их реализации на ПЛИС, которая позволяет осуществить обработку данных в реальном времени, в основном используют данные с фиксированной точкой, что позволяет снизить вычислительную сложность и увеличить скорость обработки данных.

В работе рассмотрены алгоритмы адаптивного диаграммообразования, обеспечивающие минимум среднеквадратической ошибки, в частности, итерационный алгоритм NLMS. Использование итерационного алгоритма NLMS позволяет избежать трудоемкой операции обращения корреляционной матрицы, к тому же алгоритм дает довольно точную оценку ВВК при минимизации мгновенных значений ошибки. Использование переменного шага адаптации позволяет осуществлять обработку сигналов в условиях априорной неопределенности мощности входного воздействия и / или в условиях изменяющейся во времени мощности входного сигнала (в случае медленных замираний). Использование двух порогов на значения поправки, вносимой в ВВК, и сигнала ошибки позволяет обеспечить устойчивость работы алгоритма на ПЛИС и убрать влияние ошибки квантования на результат сходимости алгоритма. При

использовании двух порогов в реализации алгоритма с данными с фиксированной точкой было получено приемлемое совпадение теоретических и экспериментальных данных. Экспериментальные ДН, как и теоретические имеют главные лепестки в направлении излучения сигнала и глубокие нули в направлении излучения помехи. Увеличение уровня шума приводит к искажению ДН.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Clarkson P.M. *Optimal and adaptive signal processing*. Routledge; 2017.
2. Jenkins W.K., Hull A.W., Strait J.C., Schnaufer B.A., Li X. *Advanced concepts in adaptive signal processing*. Springer Science & Business Media. 2012; 365 p.
3. Журавлев А.К. и др. *Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками*. Л.: Изд-во ЛГУ; 1991. 544 с.
4. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Щесняк А.С. *Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие*. СПб; 2018. 118с.
5. Глушанков Е.И., Колесников А.Н. Оценка потенциальной эффективности пространственно-временной обработки сигналов в линиях подвижной радиосвязи с ППРЧ. *Изв вузов. Радиоэлектроника*. 1990;33(12):66–70.
6. Глушанков Е.И., Колесников А.Н., Ушаков В.В. Пространственно-временная обработка сигналов с ППРЧ в линиях спутниковой связи с подвижными. *Пространственно-временная обработка сигналов в системах радиосвязи, Приложение к журналу «Радиотехника»*. 1992:59–65.
7. Уидроу Б., Стирнз С. *Адаптивная обработка сигналов*. Пер. с англ. М. Радио и связь; 1989. 440 с.
8. Уидроу Б., Мантей П.Е., Гриффитс Л.Д., Гуд Б.Б. Адаптивные антенные системы. *Труды Института инженеров по электронике и радиотехнике*; 1967;55(12):78–95.
9. Бойко И.А., Глушанков Е.И., Рылов Е.А. Моделирование градиентного алгоритма адаптации антенной решётки в среде MATLAB. *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2022;1:55–61.
10. Boyko I.A. et al. Algorithms for Multiple Signals Adaptive Processing in Radio Engineering Systems Antenna Arrays. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, (SYNCHROINFO)*. 2021:1–6.
11. Xilinx, “HTG-ZRF8 User Manual”, *DS926 datasheet*. Aug. 2018. Доступно по: https://www.rfsoc-pynq.io/pdf/HTG-ZRF8_UG.pdf.
12. Xilinx, “Zync UltraScale + RFSoc Data Sheet: DC and AC Switching Characteristics,” *DS926 datasheet*. Apr. 2021. Доступно по: <https://docs.xilinx.com/r/en-US/ds926-zynq-ultrascale-plus-rfsoc>.

REFERENCES

1. Clarkson P.M. *Optimal and adaptive signal processing*. Routledge; 2017.
2. Jenkins W.K., Hull A.W., Strait J.C., Schnaufer B.A., Li X. *Advanced concepts in adaptive signal processing*. Springer Science & Business Media. 2012; 365 p.
3. Zhuravlev A.K. et al. *Adaptive Radio Engineering Systems with Antenna Arrays*. Leningrad: Leningrad State University Press; 1991. 544 p. (In Russ.).
4. Grigoriev V.A., Schesnyak S.S., Golushin V.L., Raspaev Yu.A., Lagutenko O.I., Schesnyak A.S. *Adaptive antenna arrays. Textbook*. St. Petersburg; 2018. 118 p. (In Russ.).
5. Glushankov E.I., Kolesnikov A.N. Estimation of potential efficiency of spatial and temporal signal processing in mobile radio lines with frequency hopping. *Izv. vuzov. Radioelectronics*. 1990;33(12):66–70. (In Russ.).

6. Glushankov E.I., Kolesnikov A.N., Ushakov V.V. Spatio-temporal signal processing with frequency hopping in satellite communication lines with moving objects. *Prostranstvenno-vremennaya obrabotka signalov v sistemakh radiosvyazi, Prilozheniye k zhurnalu «Radiotekhnika» = Spatio-temporal signal processing in radiocommunication systems, supplement to the journal "Radiotekhnika"*. 1992, 59–65. (In Russ.).
7. Widrow B., Stearns S. *Adaptive Signal Processing*. Translated from English. Moscow. Radio and Communications; 1989, 440 p. (In Russ.).
8. Widrow B., Mantey P.E., Griffiths L.D. Adaptive antenna systems. *Trudy Instituta inzhenerov po elektronike i radiotekhnike = Proceedings of the Institute of Electronics and Radio Engineers*. 1967;55(12):78–95. (In Russ.).
9. Boyko I.A., Glushankov E.I., Rylov E.A. Modeling the gradient algorithm of antenna array adaptation in MATLAB environment. *Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnyye sistemy = Radiotechnical and Telecommunication Systems*. 2022;1:55–61. (In Russ.).
10. Boyko I.A. et al. Algorithms for Multiple Signals Adaptive Processing in Radio Engineering Systems Antenna Arrays. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, (SYNCHROINFO)*. 2021:1–6.
11. Xilinx, “HTG-ZRF8 User Manual”, *DS926 datasheet*. Aug. 2018. Available from: https://www.rfsoc-pynq.io/pdf/HTG-ZRF8_UG.pdf.
12. Xilinx, “Zync UltraScale + RFSoc Data Sheet: DC and AC Switching Characteristics,” *DS926 datasheet*. Apr. 2021. Available from: <https://docs.xilinx.com/r/en-US/ds926-zynq-ultrascale-plus-rfsoc>.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ / INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Глушанков Евгений Иванович, доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация.
e-mail: glushankov57@gmail.com
ORCID: [0000-0003-4148-3208](https://orcid.org/0000-0003-4148-3208)

Evgeny Ivanovich Glushankov, Doctor of Technical Sciences, Professor at the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russian Federation.

Кирик Дмитрий Игоревич, кандидат технических наук, доцент, декан факультета радиотехнологий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация.
e-mail: d_i_kirik@mail.ru
ORCID: [0000-0002-3563-9344](https://orcid.org/0000-0002-3563-9344)

Dmitriy Igorevich Kirik, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Dean of the Faculty of Radiotechnologies of Communication, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russian Federation.

Коровин Константин Олегович, кандидат физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация.
e-mail: konstkor@mail.ru
ORCID: [0000-0001-7979-3725](https://orcid.org/0000-0001-7979-3725)

Konstantin Olegovich Korovin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Head of the Department of Radio Systems and Signal Processing, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russian Federation.

Царик Игорь Владимирович, генеральный директор ООО «Эйртэго», Санкт-Петербург, Российская Федерация.

e-mail: itsar@amungo-navigation.com

Igor Vladimirovich Tsarik, General Director, Eirtego Ltd, Saint Petersburg, Russian Federation.

Бойко Игорь Андреевич, ассистент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация.

e-mail: igorboyko24na7@gmail.com

ORCID: [0000-0001-8856-9733](https://orcid.org/0000-0001-8856-9733)

Igor Andreevich Boyko, Teaching Assistant at the Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russian Federation.

Казьмин Олег Юрьевич, ассистент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Российская Федерация.

e-mail: kazmin.qip.18@gmail.com

ORCID: [0000-0002-5591-1667](https://orcid.org/0000-0002-5591-1667)

Oleg Yurievich Kazmin, Teaching Assistant at the Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russian Federation.

Статья поступила в редакцию 23.10.2022; одобрена после рецензирования 16.02.2023; принята к публикации 16.03.2023.

The article was submitted 23.10.2022; approved after reviewing 16.02.2023; accepted for publication 16.03.2023.