

УДК 621.396.667

# ЦИФРОВАЯ АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ПРИЕМА ПОЛЕЗНЫХ СИГНАЛОВ, НАХОДЯЩИХСЯ ПОД ТЕПЛОВЫМИ ШУМАМИ

**Джиган В.И., д.т.н., главный научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук, г. Москва, e-mail: [djigan@ippm.ru](mailto:djigan@ippm.ru)**

## DIGITAL ADAPTIVE ANTENNA ARRAY FOR RECEIVING INFORMATIONAL SIGNALS UNDER THERMAL NOISE

**Djigan V.I.**

*This paper presents an adaptive antenna array (AAA). To calculate its weights, the recursive algorithms based on the least squares criterion are used. The AAA informational (desired) signal is a periodic pseudo-random sequence hidden by the noise of the array channel receivers. Such sequences are often used in the modern radar, navigation and communications systems. The matched filters (MF) or the correlators are used to process the signals in the AAA channels, which makes it possible to use the adaptive algorithms based on the least squares criterion to calculate its weighs. The output signals of the MF are the samples of the functions of the cross-correlation of the AAA channel signals and a pseudo-random sequence. The algorithm for calculation the weighs of the AAA processes the periodic samples of the maximal values of the output signals of the MF and processes the error signal between the output and the desired signals of the AAA. The required signal is also generated using the samples of the maximal values of the autocorrelation function of the pseudo-random sequence. The calculation of the AAP weights is carried out using a based on the least squares criterion matrix inversion lemma recursive algorithm and its two computationally efficient modifications. Simulation shows that the AAA is able to suppress the interfering signals and simultaneously it is able to track the angular position of the information signal source, even if this position is initially unknown. This allows the AAA to be used to receive a signal from a moving source in the presence of the interfering signals.*

**Key words:** adaptive antenna array, radiation pattern, matched filter, recursive least squares, mean squared error, signal source angular location tracking.

**Ключевые слова** адаптивная антенная решетка, диаграмма направленности, согласованный фильтр, рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов, среднеквадратическая ошибка, слежение за угловым положением источника сигнала.

### Введение

В современных радиосистемах [1 – 3] в качестве направленных антенн сегодня часто используются антенные решетки [4 – 8]. Антенная решетка представляет собой пространственный фильтр, который позволяет разделять сигналы, находящиеся одной и той же полосе частот. Комплексной передаточной характеристикой такого фильтра является диаграмма направленности (ДН). Значения ДН зависят от углов приема входящего сигнала и весовых коэффициентов антенной решетки. Значения ДН большие в главном лепестке (луче) и малые в боковых лепестках. Если источники мешающих сигналов (помех) имеют большую мощность, а их угловое положение совпадает с направлением боковых лепестков ДН антенной решетки, то ослабление этих сигналов за счет ДН может оказаться недостаточным для работы радиосистемы, так как уровень помех на выходе решетки в этом случае может быть выше уровня информационного (полезного) сигнала. Однако антенная решетка, в которой предусмотрена воз-

Представлена адаптивная антенная решетка (AAP). Для расчета ее весовых коэффициентов используются рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов. Информационный (полезный) сигнал AAP представляет собой периодическую псевдослучайную последовательность, скрытую шумами приемников каналов решетки. Такие последовательности часто используются в современных радиолокационных, навигационных и связных системах. Согласованные фильтры (СФ) или корреляторы используются для обработки сигналов в каналах AAP, что позволяет использовать для вычисления ее весовых коэффициентов адаптивные алгоритмы, базирующиеся на критерии наименьших квадратов. Выходными сигналами СФ являются отсчеты функции взаимной корреляции сигналов каналов AAP и псевдослучайной последовательности. Алгоритм вычисления весовых коэффициентов AAP обрабатывает периодические отсчеты максимальных значений выходных сигналов СФ и обрабатывает сигнал ошибки между выходным и требуемым сигналами решетки. Требуемый сигнал также формируется с использованием отсчетов максимальных значений автокорреляционной функции псевдослучайной последовательности. Вычисление весовых коэффициентов AAP осуществляется с помощью рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов на основе леммы обращения матрицы и двух его вычислительно эффективных модификаций. Моделирование показывает, что AAP может подавлять мешающие сигналы и одновременно отслеживать угловое положение источника информационного сигнала, даже если это положение изначально неизвестно. Это позволяет использовать такую AAP для приема сигнала от движущегося источника при наличии помех.

можность изменять свои весовые коэффициенты, способна, благодаря этим изменениям, в реальном времени изменять форму своей ДН, обеспечивая ее глубокие провалы в направлениях на источники помех. Изменения ДН обеспечиваются за счет вычисления оптимальных весовых коэффициентов путем обработки сигналов каналов и выходного сигнала антенной решетки, при котором не требуются предварительные сведения о свойствах помех, таких как мощности и угловое положение их источников. Антенные решетки, которые борются с сигналами помех указанным способом, называются адаптивными антенными решетками (AAP) [9–17]. Весовые коэффициенты в AAP вычисляются с помощью адаптивных алгоритмов [18–25].

Хотя в AAP не требуются сведения о помехах, для работы AAP все же требуются некоторые сведения об информационном сигнале, принимаемом одновременно с сигналами помех. Эти сведения позволяют отделить полезный сигнал от помех, принимаемых антеннами AAP одновременно с полезным сигналом.

Если известно угловое положение источника полезного сигнала, то это сведение часто используется в так называемом линейном ограничении в ряде адаптивных алгоритмов [26]. Линейно-ограниченные алгоритмы обеспечивают фиксированное значение ДН в направлении источника информационного сигнала независимо от значений весовых коэффициентов AAP, вычисляемых в процессе адаптации и обеспечивающих подавление сигналов помех. К сожалению, угловое положение источника информационного сигнала часто бывает неизвестным или может меняться, если этот источник или AAP перемещается. Поэтому в такой сигнально-помеховой обстановке в AAP нельзя использовать линейно-ограниченные алгоритмы.

Если так называемый требуемый (полезный) сигнал доступен для использования в алгоритмах вычисления весовых коэффициентов AAP, то его также можно использовать в адаптивных алгоритмах, которые в процессе работы минимизируют среднеквадратичную ошибку (СКО) между этим сигналом и выходным сигналом AAP. Однако такие алгоритмы хорошо работают, если отношение сигнал/шум (ОСШ) в каналах, а значит на выходе AAP, имеет большое значение, где под шумом подразумевается тепловой шум приемников AAP. В ряде современных радиосистем в качестве информационного сигнала часто используются периодические псевдослучайные последовательности (ПСП) [27, 28]. Эти сигналы обычно принимаются в условиях низких значений ОСШ. По этой причине для увеличения ОСШ в сигналах часто используются согласованные фильтры (СФ) или корреляторы. Это позволяет использовать адаптивные алгоритмы с требуемым сигналом в AAP, функционирующим в условиях низкого ОСШ. Примеры такой AAP были представлены в [29, 30].

Минимизация СКО обеспечивает не только подавление мешающих сигналов, но и максимизацию информационного сигнала на выходе AAP. Это действительно так, поскольку такая минимизация обеспечивает решение обеих упомянутых задач одновременно. Поэтому такая AAP может не только подавлять сигналы источников помех в

своем выходном сигнале, но и ориентировать луч на источник полезного сигнала в процессе своей работы.

В настоящей статье описывается архитектура AAP с СФ в ее каналах, описываются три версии рекурсивных алгоритмов адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) на основе леммы обращения матрицы (Matrix Inversion Lemma, MIL) для расчета весовых коэффициентов рассматриваемой AAP, а также обсуждаются результаты моделирования такой AAP. Кроме того, в работе показано, что увеличение ОСШ в каналах AAP может быть достигнуто за счет увеличения «длины» СФ путем повторения его весовых коэффициентов несколько раз. В этом случае не только улучшаются условия работы AAP, но и ускоряется процесс адаптации.

### **Адаптивные алгоритмы вычисления весовых коэффициентов AAP**

На рис. 1, а показана известная архитектура AAP, в адаптивном алгоритме которой используется требуемый сигнал  $d(k)$ . В такой AAP необходимо использовать технологию цифрового формирования луча [31–36]. Это означает, что выходной сигнал AAP  $y(k)$  формируется в цифровой форме используя цифровые отсчеты сигналов ее каналов

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T, \quad (1)$$

которые доступны для обработки, поскольку приемники каналов такой AAP построены с использованием технологии программно-конфигурируемого радио [37]. Антенные решетки с цифровым формированием луча сегодня уже широко применяются в радиосистемах благодаря достижениям в теории обработки сигналов и достижениям в технологии производства интегральных схем, используемых при разработке и производстве антенных решеток [38–43]. На рис. 1, а,  $k$  – это номера цифровых отсчетов, обрабатываемых сигналов, а

$$\alpha(k) = d(k) - y(k) \quad (2)$$

– сигнал ошибки, который вместе с вектором отсчетов входных сигналов (1) используется для расчета весовых коэффициентов AAP с помощью адаптивных алгоритмов [18–25].

К сожалению, архитектура рис. 1, а не может быть использована, если сигналы  $x_m(k)$  и  $y(k)$  скрыты под шумами. Однако если сигнал  $d(k) = s(k)$ , где  $s(k)$  – это ПСП, то ОСШ на выходах каналов AAP может быть увеличено примерно в  $L$  раз за счет использования обработки сигналов  $x_m(k)$  СФ или корреляторами, как это показано на рис. 1, б. Здесь  $L$  – число символов ПСП, равное числу весовых коэффициентов СФ.

Если  $s(k)$  – это ПСП максимальной длины ( $M$ -последовательность) [27, 28], то выходные сигналы СФ в каналах канала AAP в дискретные моменты  $k = pL$  можно представить как

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m(k) \Big|_{k=pL} &= \sum_{l=1}^L a_l (x_m(k-l+(p-1)L+1) + z_m(k)) = \\ &= LA |a|^2 + \sum_{l=1}^L a_l z_m(k) = x_m(k_B) + \hat{z}_m(k_B), \end{aligned} \quad (3)$$

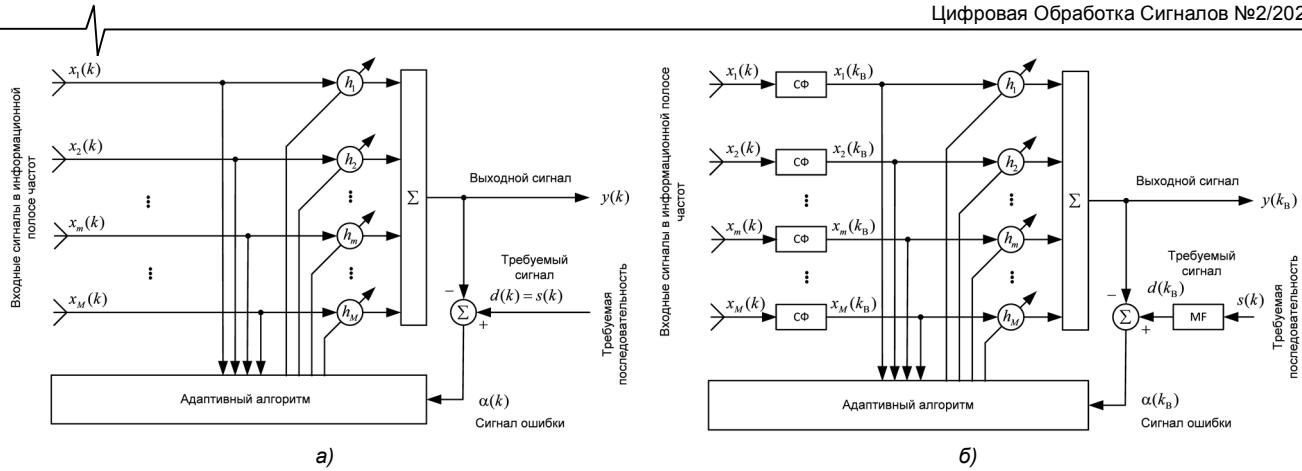


Рис. 1. AAP: а) с обработкой отсчетов принимаемых сигналов; б) с обработкой отсчетов сигналов на выходах СФ

где  $p = 1, 2, \dots$ ;  $a_p = \pm |a|$  – это символы ПСП и одновременно весовые коэффициенты СФ;  $x_m(k-l+(p-1) \times L+1) = x_m(k-l+(p-1)L+1) = A \cdot a_{L-l+1}$ ;  $A \cdot a$  – амплитуда принимаемой ПСП;  $z_m(k)$  – отсчеты шума в канале антенной решетки (не показаны на рис. 1), а  $k_B$  – номера отсчетов максимальных значений (3). Значения  $\tilde{x}_m(k)|_{k=pL} = x_m(k_B)$  являются отсчетами максимальных значений функции взаимной корреляции сигналов  $x_m(k)$  и  $s(k)$ . ОСШ отсчетов  $\tilde{x}_m(k)|_{k=pL}$  в  $L$  раз выше, чем у отсчетов  $x_m(k)$ . В этом случае отсчеты вектора сигнала

$$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T \quad (4)$$

вместе с отсчетами автокорреляционной функции сигнала  $s(k)$ , полученной аналогично (3), могут быть использованы в адаптивном алгоритме расчета весовых коэффициентов AAP.

Следует отметить, что отсчеты  $k_B$  следуют в  $L$  раз медленнее, чем отсчеты  $k$ , что приводит к  $L$  раз меньшим требованиям, предъявляемым к скорости вычисления вектора весовых коэффициентов

$$\mathbf{h}_M = [h_1, h_2, \dots, h_m, \dots, h_M]^T \quad (5)$$

в AAP, рис. 1, б, по сравнению со скоростью вычисления

вектора весовых коэффициентов в AAP, рис. 1, а. Однако ценой этого преимущества является уменьшение скорости слежения за изменениями обрабатываемых сигналов, если такие изменения имеют место.

Ниже представлены вычислительные процедуры MIL RLS-алгоритма и двух его вычислительно эффективных модификаций для расчета весовых коэффициентов AAP, рис. 1, б, в основе которых находятся приемы [44].

В табл. 1 – 3,

$$\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M = [e^{j\psi_1}, e^{j\psi_2}, \dots, e^{j\psi_m}, \dots, e^{j\psi_M}]^T \quad (6)$$

– это начальный вектор весовых коэффициентов AAP;  $\psi_m$  – значения пространственных набегов фаз [6];

$\mathbf{R}_M^{-1}(k_B)$  – обратная корреляционная матрица сигналов  $x_m(k_B)$ ;  $\delta^2$  – параметр начальной регуляризации этой матрицы;  $\mathbf{I}_M$  – единичная матрица;  $\lambda$  – параметр, который управляет эффективным размером окна выборок данных, используемых при оценке корреляционной матрицы [18 – 25]. Вектор весовых коэффициентов  $\mathbf{h}_M(0)$  обеспечивает начальную угловую ориентацию луча AAP. Начальная ориентация этого луча AAP в направлении источника информационного сигнала является необязательной, поскольку в рассматриваемой AAP не обязательно точно знать это направление. AAP может ориентировать свой луч в этом направлении в процессе подавления мешающих сигналов.

Таблица 1. MIL RLS-алгоритм

Вычисления	Ссылки
<b>Initialization :</b> $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M, (\mathbf{R}_M(0))^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$	(1.0)
<b>For</b> $k_B = 1, 2, \dots, K_B$	
$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T$	(1.1)
$\mathbf{g}_M(k_B) = \frac{\mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1)\mathbf{x}_M(k_B)}{\lambda + \mathbf{x}_M^H(k_B)\mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1)\mathbf{x}_M(k_B)}$	(1.2)
$\mathbf{R}_M^{-1}(k_B) = \lambda^{-1} (\mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1) - \mathbf{g}_M(k_B)\mathbf{x}_M^H(k_B)\mathbf{R}_M^{-1}(k_B-1))$	(1.3)
$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B-1)\mathbf{x}_M(k_B)$	(1.4)
$\alpha(k_B) = d(k_B) - y(k_B)$	(1.5)
$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{h}_M(k_B-1) + \mathbf{g}_M(k_B)\alpha^*(k_B)$	(1.6)
<b>End</b>	

Таблица 2. MIL RLS-алгоритм с расчетом диагональных и наддиагональных элементов обратной корреляционной матрицы

Вычисления	Ссылки (2.0)
<b>Initialization :</b> $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M$ , $(\mathbf{R}_M(0))^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$	
<b>For</b> $k_B = 1, 2, \dots, K_B$	
$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T$	(2.1)
<b>For</b> $n = 1, 2, \dots, M$	
$p_n(k_B) = 0$	(2.2)
<b>For</b> $m = n, n+1, \dots, M$	
$p_n(k_B) = p_n(k_B) + R_{n,m}^{-1}(k_B - 1)x_m(k_B)$	(2.3)
<b>End for</b> $m$	
<b>End for</b> $n$	
<b>For</b> $n = 2, 3, \dots, M$	
<b>For</b> $m = 1, 2, \dots, n-1$	
$p_n(k_B) = p_n(k_B) + R_{m,n}^{-1*}(k_B - 1)x_m(k_B)$	(2.4)
<b>End for</b> $m$	
<b>End for</b> $n$	
$s(k_B) = (\lambda + \text{Re}(\mathbf{x}_M^H(k_B)\mathbf{p}_M(k_B)))^{-1}$	(2.5)
$\mathbf{g}_M(k_B) = \mathbf{p}_M(k_B)s(k_B)$	(2.6)
<b>For</b> $n = 1, 2, \dots, M$	
<b>For</b> $m = n, n+1, \dots, M$	
$R_{n,m}^{-1}(k_B) = \lambda^{-1} (R_{n,m}^{-1}(k_B - 1) - g_n(k_B)p_m^*(k_B))$	(2.7)
<b>if</b> $m = n$	
$R_{n,n}^{-1}(k_B) = \text{Re}(R_{n,n}^{-1}(k_B))$	
<b>End for if</b>	
<b>End for</b> $m$	
<b>End for</b> $n$	
$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B - 1)\mathbf{x}_M(k_B)$	(2.9)
$\alpha(k_B) = d(k_B) - y(k_B)$	(2.10)
$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{h}_M(k_B - 1) + \mathbf{g}_M(k_B)\alpha^*(k_B)$	
<b>End</b>	(2.11)

Вместо адаптивных MIL RLS-алгоритмов для вычисления весовых коэффициентов ААР, рис. 1, б, также можно использовать модификации адаптивных RLS-алгоритмов на основе QR-разложения или преобразования Хаусхолдера [23], которые характеризуются сравнимой вычислительной сложностью  $O(M^2)$  и устойчивостью.

## Моделирование

Для проверки и тестирования рассмотренной ААР, рис. 1, б, было проведено компьютерное моделирование. Антennaя решетка и принимаемые сигналы  $x_m(k)$  моделировались в информационной полосе частот как показано в [6, 45]. Линейная ААР содержала  $M = 8$  всенаправленных антенн с расстоянием между соседними антеннами, равным  $\lambda_0/2$ , где  $\lambda_0$  – это длина волн несущего радиочастотного сигнала. В качестве информационного сигнала использовалась одна из  $M$ -последовательностей, содержащая  $L = 1023$  символов. Моделирование проводилось для

ААР при ОСШ в ее каналах, равном -20 дБ. Шум моделировался как белый гауссовский шум. Семь независимых помех, также принимаемых ААР, моделировались источниками такого же шума с отношением сигнал/помеха, равным -80 дБ.

ААР располагалась вдоль оси  $X$  декартовых координат [6] с исходным направлением луча, определяемым сферическими углами  $\theta_0 = 90^\circ$  и  $\phi_0 = 75^\circ$ , а источник информационного сигнала был расположен в направлении углов  $\theta_b = 90^\circ$  и  $\phi_b = 90^\circ$ , см. рис. 2. Эти направления обозначены зелеными и красными вертикальными жирными пунктирными линиями, соответственно. Начальная ДН ААР  $F(\theta_0, \phi_0)$  показана зеленой кривой, а ДН в установленном состоянии  $F(\theta_b, \phi_b)$  – красной кривой. Угловые положения источников помех были распределены в направлениях боковых лепестков и в направлении главного лепестка исходной ДН. Эти направления обозначены голубыми вертикальными тонкими пунктирными линиями.

Таблица 3. MIL RLS-алгоритм с расчетом диагональных и поддиагональных элементов обратной корреляционной матрицы

Вычисления	Ссылки (3.0)
<b>Initialization :</b> $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{c}_M, (\mathbf{R}_M(0))^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$	
<b>For</b> $k_B = 1, 2, \dots, K_B$	
$\mathbf{x}_M(k_B) = [x_1(k_B), x_2(k_B), \dots, x_m(k_B), \dots, x_M(k_B)]^T$	(3.1)
<b>For</b> $m = 1, 2, \dots, M$	
$p_m^*(k_B) = 0$	(3.2)
<b>For</b> $n = m, m+1, \dots, M$	
$p_m^*(k_B) = p_m^*(k_B) + x_n^*(k_B) R_{m,n}^{-1*}(k_B - 1)$	(3.3)
<b>End for</b> $n$	
<b>End for</b> $m$	
<b>For</b> $m = 2, 3, \dots, M$	
<b>For</b> $n = 1, 2, \dots, m-1$	
$p_m^*(k_B) = p_m^*(k_B) + x_n^*(k_B) R_{n,m}^{-1*}(k_B - 1)$	(3.4)
<b>End for</b> $n$	
<b>End for</b> $m$	
$s(k_B) = (\lambda + \text{Re}(\mathbf{p}_M^H(k_B) \mathbf{x}_M(k_B)))^{-1}$	(3.5)
$\mathbf{g}_M(k_B) = \mathbf{p}_M(k_B) s(k_B)$	(3.6)
<b>For</b> $n = 1, 2, \dots, M$	
<b>For</b> $m = n, n+1, \dots, M$	
$R_{n,m}^{-1}(k_B) = \lambda^{-1}(R_{n,m}^{-1}(k_B - 1) - g_n(k_B) p_m^*(k_B))$	(3.7)
<b>if</b> $m = n$	
$R_{n,n}^{-1}(k_B) = \text{Re}(R_{n,n}^{-1}(k_B))$	(3.8)
<b>End for if</b>	
<b>End for</b> $m$	
<b>End for</b> $n$	
$y(k_B) = \mathbf{h}_M^H(k_B - 1) \mathbf{x}_M(k_B)$	(3.9)
$\alpha(k_B) = d(k_B) - y(k_B)$	(3.10)
$\mathbf{h}_M(k_B) = \mathbf{h}_M(k_B - 1) + \mathbf{g}_M(k_B) \alpha^*(k_B)$	(3.11)
<b>End</b>	

Из рис. 2 видно, что в установившемся состоянии весовые коэффициенты ААР обеспечивают ориентацию луча ААР в направлении на источник информационного сигнала и подавление сигналов помех за счет создания глубоких провалов в ДН в направлениях их источников. Таким образом, в процессе работы рассмотренной ААР происходит не только подавлении помех в ее выходном сигнале, но и ориентация ее луча в направлении источника информационного сигнала, даже если луч изначально не был направлен в сторону этого источника.

На рис. 3 показаны графики переходных процессов в ААР. Эти графики представляют собой значения ДН в направлениях каждого из принимаемых сигналов: информационного и помех. На рис. 4 также показаны аналогичные переходные процессы в терминах значений СКО между выходным сигналом ААР и требуемым сигналом. Рис. 3, а и рис. 4, а, а также их версии в увеличенном масштабе, рис. 3, г и рис. 4, г, соответствуют ААР, в которой обрабатываемы отсчеты  $x_m(k_B)$  следуют

один раз за  $L$  отсчетов сигналов  $x_m(k)$  в ее каналах, то есть один раз за один период ПСП.

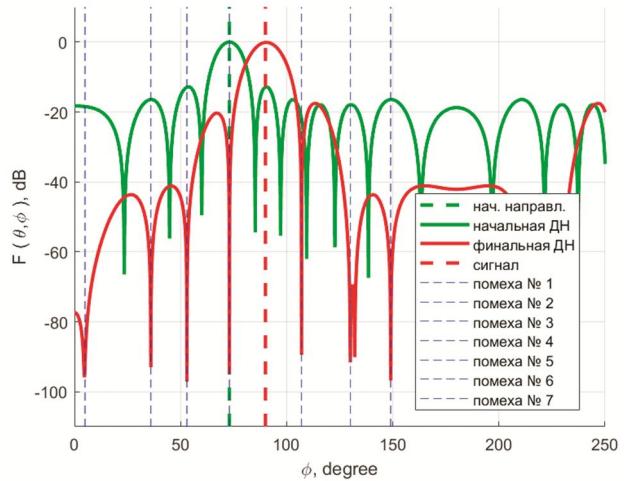


Рис. 2. ДН ААР

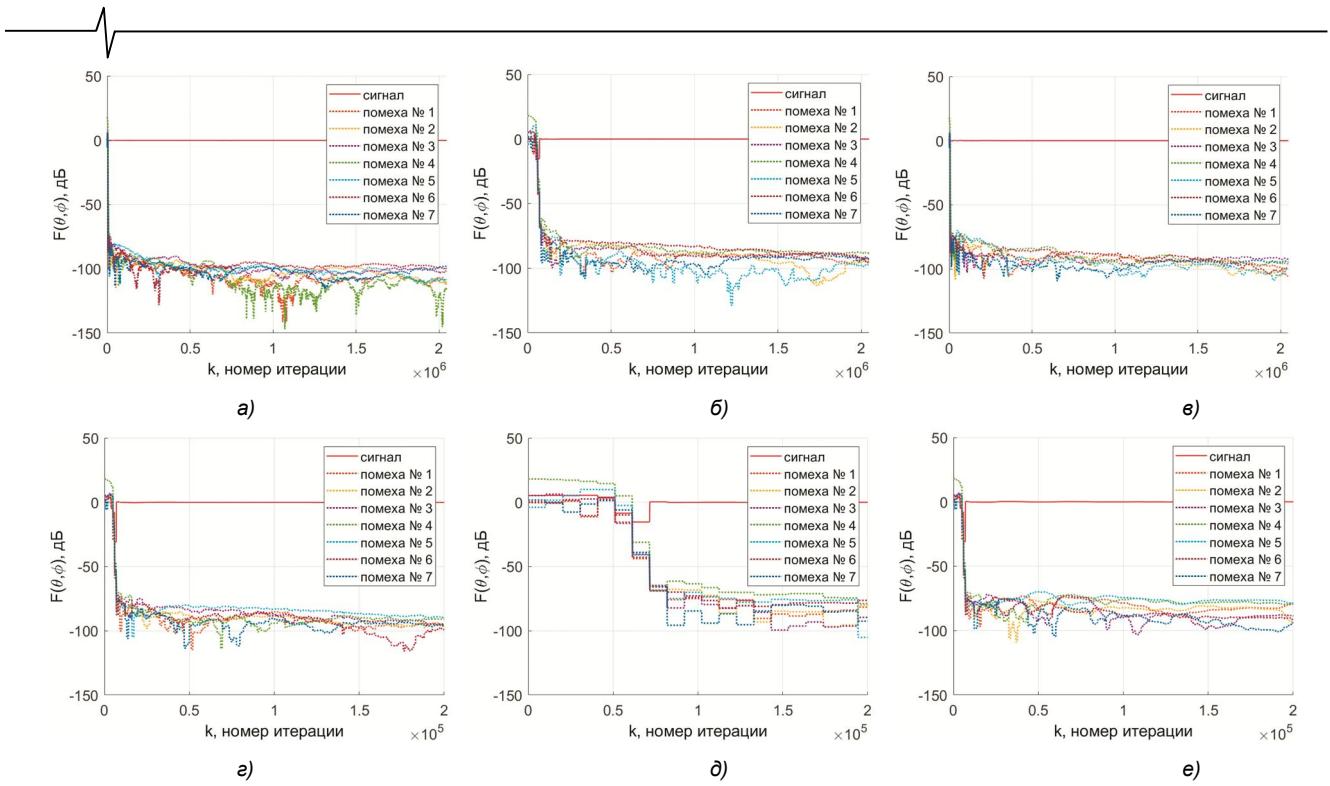


Рис. 3. Переходные процессы в терминах значений ДН: а) выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП (за 1 период); б) выходной сигнал СФ берется 1 раз за каждые 10 периодов ПСП; в) выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП; г) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП; д) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется один раз за каждые 10 периодов ПСП; е) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП

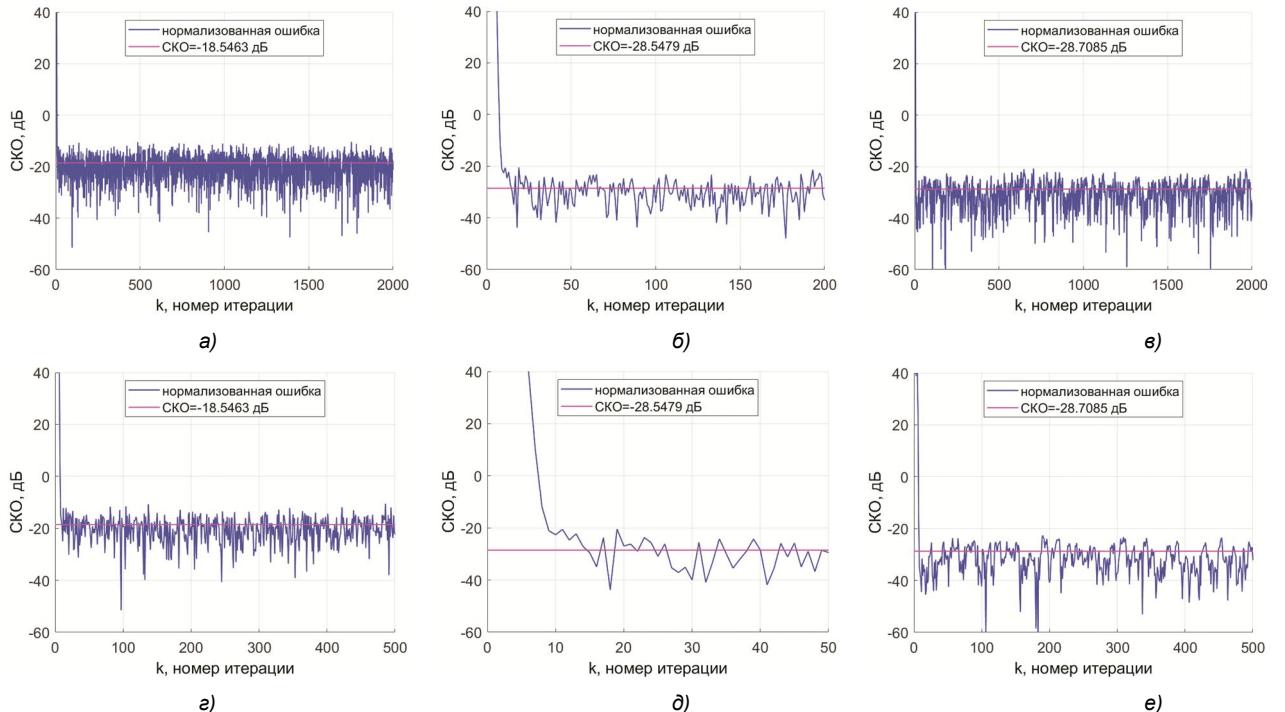


Рис. 4. Переходные процессы в терминах СКО: а) выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП (за 1 период); б) выходной сигнал СФ берется 1 раз за каждые 10 периодов ПСП; в) выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП; г) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП; д) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется один раз за каждые 10 периодов ПСП; е) в увеличенном масштабе, выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП

Рис. 3, б, рис. 3, д, а также их версии в увеличенном масштабе, рис. 4, б и рис. 4, д, соответствуют ААР, отсчеты которой  $k_B$  следуют один раз за  $10L$  отсчетов

принимаемого сигнала  $x_m(k)$ , то есть один раз за десять периодов ПСП, из-за десятикратного расширения СФ за счет повторения его весовых коэффициентов. В

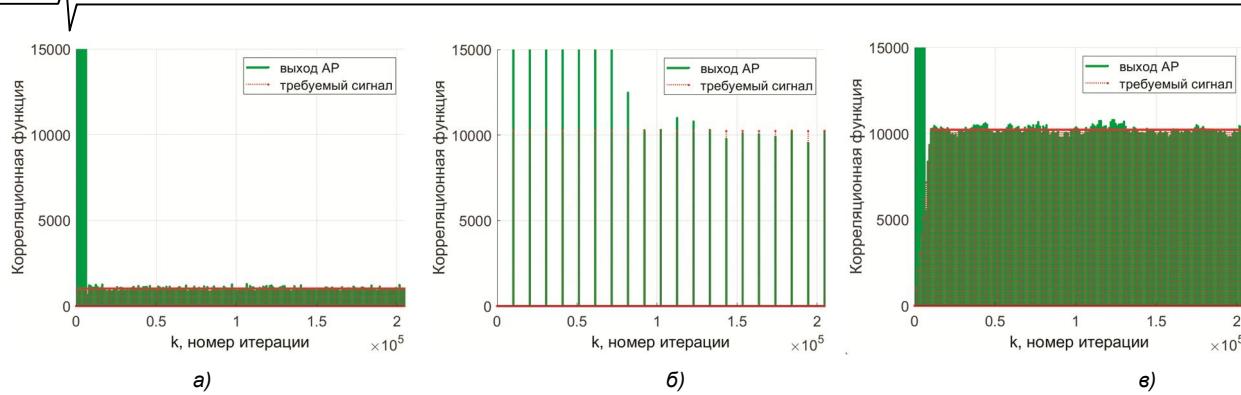


Рис. 5. Отсчёты взаимно- и автокорреляционных функций:  
 а) выходной сигнал СФ берется 1 раз за длительность ПСП (за 1 период);  
 б) выходной сигнал СФ берется 1 раз за каждые 10 периодов ПСП;  
 в) выходной сигнал СФ берется 10 раз за 10 периодов ПСП

в этом случае подавление сигналов помех в установившемся состоянии примерно такое же, как и в предыдущих экспериментах (провалы ДН составляют в среднем около -80 дБ), но длительность переходного отклика увеличена в десять раз из-за уменьшения в десять раз скорости взятия отсчетов с выходов СФ. В то же время, СКО в установившемся состоянии уменьшается в десять раз из-за увеличения ОСШ в отсчетах сигнала на выходах СФ, которое обусловлено расширением СФ.

Однако в каждом из отсчетов сигнала  $k_B$  на выходе расширенного СФ появляются те же значения, что и во втором эксперименте. Это означает, что если использовать с выхода расширенного СФ не каждый  $10L$ -й отсчет, а каждый  $L$ -й отсчет, то в ААР будет наблюдаться более короткий переходный процесс в установившемся состоянии. Результаты моделирования такой ААР приведены на рис. 3, в), рис. 3, е), а также в увеличенном масштабе – на рис. 4, в и рис. 4, е).

Примеры отсчётов выходного и требуемого сигналов ААР в начале моделирования в трех выше рассмотренных случаях приведены на рис. 5.

## Заключение

Таким образом, в данной статье представлено описание и результаты моделирования ААР, которая может работать даже тогда, когда информационный сигнал в ее каналах скрыт тепловым шумом приемников этих каналов. В этом случае, корреляционная обработка сигналов позволяет использовать адаптивные алгоритмы с требуемым сигналом для расчета весовых коэффициентов такой ААР. Такие алгоритмы не только подавляют помехи в выходном сигнале ААР в процессе своей работы, но и обеспечивают ориентацию луча ААР на источник информационного сигнала. Использование расширенного СФ также позволяет уменьшить СКО в установившемся состоянии на выходе ААР без увеличения длительности переходного процесса.

## Литература

1. Agbo S. O., Sadiku M. N. O. Principles of modern communication systems. Cambridge University Press, 2017. 454 p.
2. Teunissen P., Montenbruck O., Eds. Springer handbook of global navigation satellite systems. Springer, 2021. 1292 p.
3. Richards M. Fundamentals of radar signal processing. 3rd ed. McGraw Hill, 2022. 736 p.
4. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. М.: Советское радио, 1966. 367 с.
5. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. и др. Устройства СВЧ и антенны. Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2016. 560 с.
6. Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. 214 p.
7. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. 4-th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1095 p.
8. Maillou R. J. Phased array antenna handbook, 3-rd ed. Artech House, Inc., 2017. 506 p.
9. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубний С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1983. 240 с.
10. Compton R. T. Adaptive antennas. Concepts and performance. Prentice Hall, 1988. 448 p.
11. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
12. Tsoulos G. V. Adaptive antennas for wireless communications. IEEE Press, 2001. 764 p.
13. Chandran S., Ed. Adaptive antenna arrays: trends and applications. Springer, 2004. 660 p.
14. Allen B., Ghavami M. Adaptive array systems. Fundamentals and applications. John Wiley & Sons Ltd., 2005. 250 p.
15. Fen A. J. Adaptive antennas and phased arrays in radar and communications. Artech House, Inc., 2007. 410 p.
16. Hudson J. E. Adaptive array principles. The Institution of Engineering and Technology, 2007. 253 p.
17. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.
18. Widrow B., Stearns D. D. Adaptive signal processing. Pearson. 1985. 528 p.
19. Cowan C. F. N., Grant P. M. Adaptive filters. Prentice-Hall, Inc., 1985. 308 p.
20. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. John

21. Sayed A. H. Adaptive filters. John Wiley and Sons, 2008. 785 p.

22. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications. 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.

23. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.

24. Haykin S. Adaptive filter theory. 5-th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.

25. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation. 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.

26. Frost O. L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. Proceedings of the IEEE, 1972. Vol. 60. № 8. С. 926–935.

27. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь. 1985. 384 с.

28. Zepernick H.-J., Finger A. Pseudo random signal processing: theory and applications. Wiley. 2013. 672 p.

29. Djigan V. I. Adaptive antenna array for low signal-to-noise ratio operation. Proceedings of the Antenna Design and Measurement International Conference 2023 (ADMInC'23). St. Petersburg, Russia. October 19 – 21, 2023. 4 p.

30. Djigan V. I. Adaptive processing of matched filter output signals in antenna array. Proceedings of the 26-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2024). Moscow, Russia. March 27 – 29, 2024. 5 p.

31. Steyskal H. Digital beamforming antennas. Microwave Journal. 1987. № 1, pp. 107-124.

32. Litva J., Lo T. K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. 301 p.

33. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.

34. Добычина Е. М., Кольцов Ю. В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М.: Изд. МАИ, 2013. 158 с.

35. Слюсар В. И. Развитие схемотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 1. Первая миля. Last mile. 2018. № 1. С. 72-77.

36. Слюсар В. И. Развитие схемотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 2. Первая миля. Last mile. 2018. № 2. С. 76-80.

37. Dillinge M., Madani K., Alonistiot N. Software defined radio: architectures, systems and functions. Wiley, 2007. 454 p.

38. Oppenheim A. V., Schafer R. W. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall. 2009. 1144 p.

39. Darabi H. Radiofrequency integrated circuits and systems, 2-nd ed. Cambridge University Press, 2020. 778 p.

40. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hal, 2004. 624 p.

41. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems. 2-nd ed. Willey, 2017. 360 p.

42. Welch T. B., Wright H. G., Morrow M. G. Real-time digital signal processing from MATLAB to C with the TMS320C6x DSPs. 3-rd ed. CRC Press, 2017. 480 p.

43. Витязев С. В. Цифровые процессоры обработки сигналов. М.: Горячая линия-Телком, 2017. 100 с.

44. Djigan V. I. Some tricks of calculations in MIL RLS algorithm. Proceedings of the 23-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2021), Moscow, Russia. March 24 – 26, 2021. 4 p.

45. Плетнева И. Д., Джиган В. И. Моделирование обработки сигналов в цифровых антенных решетках. Исследования в области цифровых систем связи (Межвузовский сборник). М.: Изд. МИЭТ. 2007. С. 36-43.

### Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз. Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляемых систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index.

#### Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 3 сентябрь 2024 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2024 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».
- № 1 март 2025 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июнь 2025 г. Тематический выпуск по материалам 27-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

#### Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
- 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
- 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора

д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: [vityazev.v.v@rsreu.ru](mailto:vityazev.v.v@rsreu.ru) или [info@dspa.ru](mailto:info@dspa.ru)