

## ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ АДАПТИВНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

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

### CYLINDRIC ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS

*Djigan V.I.*

*This article discusses an adaptive antenna array in which a linear constraint is used to maintain the required level of the main lobe of the radiation pattern (beam) when calculating the array weights using a recursive least squares algorithm. The antenna array has a cylindrical shape, which allows it to carry out a wide-angle scanning in two planes. It is shown that in such an array, the steering vector used to set the linear constraints has to take into consideration the values of the radiation pattern of each of its antennas in the direction of the information signal source. This is due to the fact that in practice antennas are not omnidirectional and are oriented into different fixed directions in accordance with their placement on the array surface. The procedures of the linearly-constrained algorithms for calculation the weights of a single-beam and a multibeam adaptive antenna array are provided. Due to the directivity of the antennas and their multidirectional orientation, the effective number of antennas (channels or weights) that determines the maximal number of interference that a cylindrical adaptive antenna array is able to suppress is significantly less than the total number of its antennas. For the same reason, in the steady state, the mean square error between the array output signal and its desired signal is only slightly less than the reciprocal of the signal-to-noise ratio in the channels of the array, if the effective number of its antennas is sufficient to suppress the interferences. Otherwise, this mean square error is significantly greater than the mentioned the mean square error value. These results are confirmed by the simulation of the various scenarios of the interference suppression using a cylindrical adaptive antenna array. These results should be taken into consideration when designing the complex-shaped adaptive antenna arrays in which the antennas are not placed on a flat surface.*

**Key words:** cylindric antenna array; adaptive antenna array; Recursive Least Squares (RLS); Linear Constraints (LC); radiation pattern.

**Ключевые слова:** цилиндрическая антенная решетка; адаптивная антенная решетка; рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов; линейные ограничения; диаграмма направленности.

#### Введение

Направленные антенны сегодня широко используются в радиотехнических системах направленного действия, таких как радиорелейные системы связи, радиолокационные системы, системы спутниковой навигации и ряд других. Одной из разновидностей направленных антенн являются антенные решетки (АР) [1 – 5]. АР представляет собой совокупность антенн, принцип работы которой основан на когерентном сложении радиоволн, излучаемых или принимаемых этими антеннами. Ориентация основного лепестка диаграммы направленности (ДН) АР, часто именуемого лучом, осуществляется не механическим поворотом антенной системы, а электронным способом за счет взвешивания сигналов, поступающих в антенны из радиопередатчика, или сигналов, принимаемых антеннами. За счет этого взвешивания также можно изменять форму всей ДН. Возможность такого изменения ДН лежит в основе принципа работы приемных адаптивных АР (ААР) [6 – 10]. С помощью алгоритмов управления ААР вычисляются такие значения ВК, при которых в ДН в направлениях на источники помех образуются

*Рассматривается адаптивная антенная решетка, в которой для поддержания требуемого уровня основного лепестка диаграммы направленности (луча) используется линейное ограничение при вычислении весовых коэффициентов с помощью рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов. Антенная решетка имеет цилиндрическую форму, что позволяет ей осуществлять широкоугольное сканирование в двух плоскостях. Показано, что в такой решетке вектор фазирования, используемый при задании линейных ограничений, должен учитывать значения диаграммы направленности каждой из ее антенн в направлении на источник информационного сигнала. Это связано с тем, что на практике антенны не бывают всенаправленными и ориентированы в разных фиксированных направлениях в соответствии с их размещением на поверхности решетки. Приводятся процедуры линейно-ограниченных алгоритмов вычисления весовых коэффициентов однолучевой и многолучевой адаптивной антенной решетки. Из-за направленности антенн и их разнонаправленной ориентации эффективное число антенн (каналов или весовых коэффициентов), определяющих предельно-допустимое число помех, которые может подавлять цилиндрическая адаптивная антенная решетка, существенно меньше полного числа ее антенн. По этой же причине в установившемся состоянии среднеквадратичное отклонение выходного сигнала решетки от ее требуемого сигнала лишь незначительно меньше, чем величина обратная к отношению сигнал-шум в каналах решетки, если эффективное число ее антенн достаточно для подавления помех. Если же эффективное число антенн недостаточное, то среднеквадратичное отклонение становится существенно большим указанной величины. Данные результаты подтверждены моделированием различных сценариев подавления помех с помощью цилиндрической адаптивной антенной решетки. Эти результаты следует учитывать при проектировании адаптивных антенных решеток сложной формы, в которых антенны располагаются не на плоской поверхности.*

провалы, что обеспечивает подавление сигналов этих помех в выходном сигнале ААР.

Для расчета ВК используются цифровые отсчеты сигналов каналов ААР, отсчеты ее выходного и требуемого сигналов и/или информация о направлении на источник полезного сигнала, задаваемого, например, с помощью линейного ограничения. С помощью требуемого сигнала или линейных ограничений обеспечивается ориентация луча ААР в направлении на источник полезного (информационного) сигнала. Для работы адаптивного алгоритма информация о свойствах помех и об ориентации их источников относительно ААР не требуется. Поэтому алгоритмы цифровой обработки сигналов, используемые для расчета ВК ААР, называются адаптивными, так как они не требуют априорных сведений об источниках помех [11 – 15].

Сегодня существует две основные группы адаптивных алгоритмов. Это вычислительно простые, но не очень эффективные, алгоритмы на основе стратегий градиентного спуска и вычислительно сложные, но эффективные, алгоритмы на основе критерия наименьших квадратов. Вторые алгоритмы образуют большую группу рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) [16 – 18]. Несмотря на вычислительную сложность, RLS-алгоритмы являются наиболее привлекательными среди всех адаптивных алгоритмов, так как их поведение с точки зрения длительности переходного процесса и ряда показателей качества в установившемся состоянии не зависит от свойств обрабатываемых сигналов (собственных чисел корреляционной матрицы этих сигналов). Использованию этих алгоритмов на практике сегодня способствуют быстроедействие, энергопотребление и размеры современной цифровой элементной базы, доступной на рынке электронных компонентов, благодаря технологическим достижениям современной микроэлектронной промышленности [19 – 22]. Эта элементная база также позволяет строить ААР с цифровым формированием луча (цифровые ААР, ЦААР) [23 – 27]. В ЦААР вычисление ВК можно выполнять и с помощью адаптивных алгоритмов, так как в этих алгоритмах используются отсчеты сигналов в ее каналах, уже имеющиеся и доступные в ЦААР.

Большинство используемых на практике ААР имеют линейную или плоскую поверхность (апертуру). Известно [3], что с помощью ААР с линейной или плоской апертурой можно управлять лучом без его существенного расширения только в пределах ограниченного телесного угла. Однако часто, например в системах радиосвязи, требуется широкоугольное сканирование. Такое сканирование можно обеспечить с помощью, например, кольцевых ААР. Кольцевые ААР способны не только сканировать лучом в пределах  $360^\circ$  в одной плоскости (вокруг кольца) при фиксированной ширине луча, но также могут быть и адаптивными. Эффективность кольцевой ААР была продемонстрирована в [28]. Если же требуется управлять лучом в двух плоскостях, то необходимо использовать цилиндрическую ААР [29], которая также может быть адаптивной.

Целью данной статьи является описание особенностей построения цилиндрических ААР. В следующих разделах рассматривается общая архитектура ААР и приводятся примеры алгоритмов управления цилиндрической ААР на основе адаптивных RLS-алгоритмов с линейными ограничениями (Linearly Constrained, LC). Также приводятся результаты моделирования цилиндрической ААР, демонстрирующие ее эффективность.

### Цилиндрическая ААР

Обобщенная архитектура ААР приведена на рис. 1. Здесь  $F_m(\theta, \phi)$  – ДН антенн ААР;  $\theta$  и  $\phi$  – сферические углы;  $m = 1, 2, \dots, M$ , где  $M$  – число антенн. Радиочастотная часть (РЧ) содержит полосовые фильтры, малошумящие усилители, а преобразователи частоты (ПЧ) содержат аналого-цифровые преобразователи на входе или выходе в зависимости от ПЧ (цифровые или аналоговые).

Антенны, используемые в ААР, не являются всенаправленными излучателями, так как такие излучатели не существуют, хотя именно всенаправленные излучатели теоретически необходимо использовать в ААР любой конфигурации для обеспечения широкоугольного сканирования. Т.е., любые антенны, используемые в ААР, обладают фиксированной ДН, характеризуемой некоторым коэффициентом направленного действия.

Если ААР является линейной или плоской, то все ее

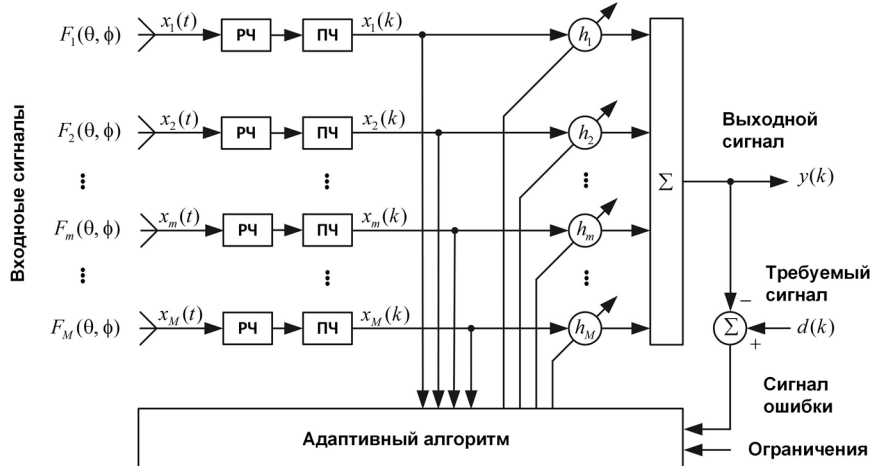
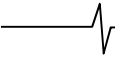


Рис. 1. Архитектура однолучевой ААР



антенны ориентированы в одном и том же направлении.

В этом случае значения ДН этих антенн  $F_m(\theta, \phi)$  в направлении  $\theta, \phi$  на источник принимаемого полезного сигнала в формулировках линейных ограничений не используются [30], так как эти значения одни и те же для всех антенн ААР.

В случае цилиндрической ААР ее антенны расположены под разными углами относительно друг друга. Поэтому максимумы ДН этих антенн также ориентированы в разных направлениях  $\theta_m, \phi_m$ . Поскольку антенны ААР не всенаправленные, то плоская радиоволна, принимаемая антеннами с любого произвольного направления  $\theta, \phi$ , наводит в каждой из антенн непрерывные сигналы  $x_m(t)$  с разной амплитудой и с разными фазами в дополнение к пространственному набегу фаз

$$\psi_m = \frac{2\pi}{\lambda_0} (x_m \cos\phi \sin\theta + y_m \sin\phi \sin\theta + z_m \cos\theta), \quad (1)$$

обусловленному направлением на источник радиосигнала. Здесь  $x_m, y_m, z_m$  – декартовы координаты антенн в системе координат, связанной с ААР, а  $\lambda_0$  – длина волны принимаемого радиосигнала [3]. Этот факт необходимо учитывать при формулировке линейных ограничений в круглых, цилиндрических и в общем случае в конформных ААР.

Линейное ограничение используется для управления положением луча ААР и его защиты от возможного разрушения в процессе адаптации [30]. Оно формулируется как требуемое значение ДН ААР

$$f = \mathbf{c}_M^H \mathbf{h}_M(k) \quad (2)$$

в направлении  $\theta, \phi$  на источник полезного сигнала, где  $\mathbf{c}_M$  – вектор фазирования,

$$\mathbf{h}_M(k) = [h_1(k), h_2(k), \dots, h_m(k), \dots, h_M(k)]^T \quad (3)$$

– вектор комплексных весовых коэффициентов ААР, а  $k$  – номер отсчетов обрабатываемых сигналов, совпадающий с номером итерации адаптивного алгоритма. Если ААР цилиндрическая, то вектор

$$\mathbf{c}_M = [F_1(\theta, \phi)e^{i\psi_1}, F_2(\theta, \phi)e^{i\psi_2}, \dots, F_m(\theta, \phi)e^{i\psi_m}, \dots, F_M(\theta, \phi)e^{i\psi_M}]^T \quad (4)$$

должен содержать значения ДН в направлении  $\theta, \phi$  на источник полезного сигнала.

Здесь и далее нижний индекс обозначает число элементов в векторах. Линейные ограничения действуют так, что значение ДН ААР  $F(\theta, \phi)$  в направлении  $\theta, \phi$  на источник полезного сигнала, учитывающее ДН ее антенн  $F_m(\theta, \phi)$  в этом же направлении, на каждой итерации адаптивного алгоритма всегда равно  $f$ , что определяется значениями вычисляемых соответствующим образом ВК.

Сигналы  $x_m(t)$ , принимаемые антеннами ААР, фильтруются, усиливаются и преобразуются с помощью блоков РЧ и ПЧ, см. рис. 1, в дискретные по времени отсчеты сигналов  $x_m(k)$  на нулевой промежуточной

частоте. Эти отсчеты образуют векторы комплексных чисел

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T, \quad (5)$$

которые вместе с отсчетами требуемого сигнала  $d(k)$  и ограничением  $f$  используются в алгоритмах вычисления ВК ААР.

Выходной сигнал ААР вычисляется как

$$y(k) = \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k), \quad (6)$$

а сигнал ошибки – как

$$\alpha(k) = d(k) - y(k). \quad (7)$$

Квадрат модуля этой ошибки  $|\alpha(k)|^2 = \alpha(k)\alpha^*(k)$  минимизируется в процессе адаптации ААР.

### Адаптивные алгоритмы

Пример LC RLS-алгоритма на основе леммы об обращении матрицы [13] для вычисления ВК цилиндрической ААР приведен в табл. 1.

В табл. 1,  $\mathbf{R}_M(k)$  – это корреляционная матрица обрабатываемых сигналов  $x_m(k)$ ,  $\mathbf{I}_M$  – единичная матрица;  $\delta^2$  – параметр начальной регуляризации корреляционной матрицы;  $\lambda$  – параметр забывания, а  $*$  – знак, обозначающий комплексное сопряжение переменной. Корреляционная матрица является квадратной и содержит  $M \times M$  элементов. Этот размер в квадратных матрицах обозначается одним нижним индексом  $M$ .

Если число используемых ограничений  $J > 1$ , то (2) преобразуется к виду

$$\mathbf{f}_J = \mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{h}_M(k), \quad (8)$$

$$\text{где } \mathbf{C}_{MJ} = [\mathbf{c}_M^{(1)}, \mathbf{c}_M^{(2)}, \dots, \mathbf{c}_M^{(j)}, \dots, \mathbf{c}_M^{(J)}] \quad (9)$$

– прямоугольная матрица, состоящая из векторов ограничений  $\mathbf{c}_M^{(j)}$ , которые определяются выражением (3) для каждого  $j$ -го ограничения, а

$$\mathbf{f}_J = [f^{(1)}, f^{(2)}, \dots, f^{(j)}, \dots, f^{(J)}]^T \quad (10)$$

– вектор  $J$  ограничений (требуемых значений ДН ААР в интересующих направлениях). Здесь два нижних индекса  $MJ$  обозначают размер прямоугольной не транспонированной матрицы  $\mathbf{C}_{MJ}$  с числом элементов  $M \times J$ .

Одновременно несколько ограничений могут быть использованы, например, в многолучевой ААР, см. рис. 2, поскольку информационные сигналы, принимаемые каждой из соседних ААР с известных направлений, для рассматриваемой ААР представляют собой помехи. Такие помехи в выходном сигнале ААР могут быть подавлены с помощью простых ограничений  $f^{(i)} = 0$ , где  $i \neq j$  – номера соседних ААР, а  $j$  – номер рассматриваемой ААР, для которой задается требуемое значение ее луча  $f^{(j)} \neq 0$ . Пример адаптивного алгоритма для одной решетки многолучевой ААР приведет в табл. 2. В этих алгоритмах вычисление вектора коэффициентов Калмана  $\mathbf{g}_M(k)$  (2.1) и (2.2) является общим для каждой из ААР, так как этот вектор определяется только входными сигналами  $\mathbf{x}_M(k)$ .

Таблица 1. LC RLS-алгоритм вычисления весовых коэффициентов и выходного сигнала однолучевой ААР

Вычисления	Ссылки
<b>Initialization :</b> $\left[ \mathbf{R}_M(0) \right]^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M, \mathbf{q}_M(0) = \mathbf{c}_M \left[ \mathbf{c}_M^H \mathbf{c}_M \right]^{-1}, \mathbf{h}_M(0) = \mathbf{q}_M(0) f,$ $\mathbf{c}_M = \left[ F_1(\theta, \phi) e^{i\psi_1}, F_2(\theta, \phi) e^{i\psi_2}, \dots, F_m(\theta, \phi) e^{i\psi_m}, \dots, F_M(\theta, \phi) e^{i\psi_M} \right]^T$	(1.0)
<b>For</b> $k = 1, 2, \dots, K$ $\mathbf{g}_M(k) = \frac{\mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \mathbf{x}_M(k)}{\lambda + \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \mathbf{x}_M(k)}$ $\mathbf{R}_M^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[ \mathbf{R}_M^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \right]$ $\mathbf{v}(k) = \mathbf{c}_M^H \mathbf{g}_M(k)$ $\mathbf{v}^*(k) = \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{q}_M(k-1)$ $\mathbf{q}'_M(k) = \left[ \mathbf{q}_M(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{v}^*(k) \right] \times \left[ 1 + \frac{\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^*(k)}{1 - \mathbf{v}^*(k) \mathbf{v}(k)} \right]$ $\mathbf{q}_M(k) = \mathbf{q}'_M(k) + \mathbf{q}_M(0) \left[ 1 - \mathbf{c}_M^H \mathbf{q}'_M(k) \right]$ $y(k) = \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k)$ $\alpha(k) = d(k) - y(k)$ $\mathbf{h}'_M(k) = \mathbf{h}_M(k-1) + \mathbf{g}_M(k) \alpha^*(k)$ $\mathbf{h}_M(k) = \mathbf{h}'_M(k) + \mathbf{q}_M(k) \left[ f - \mathbf{c}_M^H \mathbf{h}'_M(k) \right]$	(1.1) (1.2) (1.3) (1.4) (1.5) (1.6) (1.7) (1.8) (1.9) (1.10)
<b>End</b>	

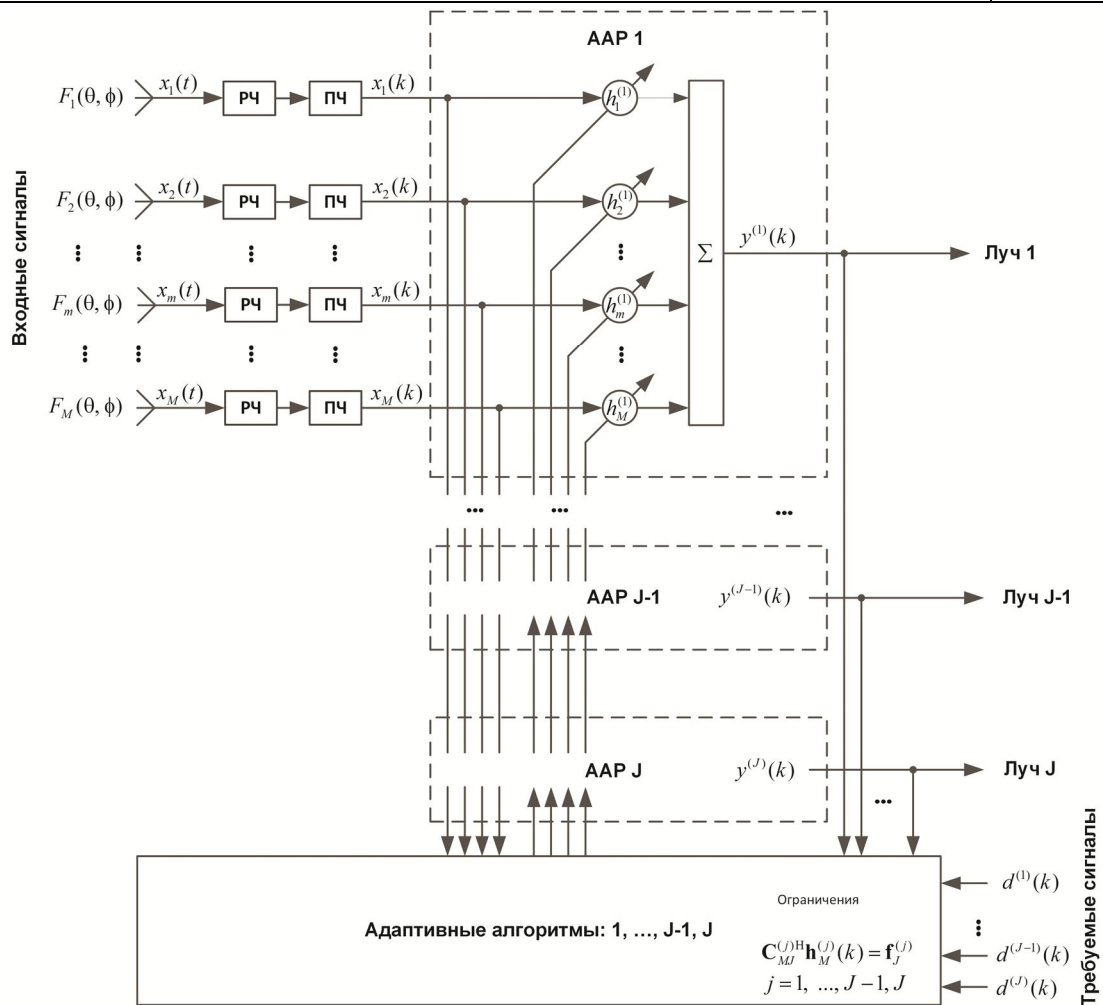


Рис. 2. Архитектура многолучевой ААР

Таблица 2. LC RLS-алгоритм вычисления весовых коэффициентов и выходного сигнала многолучевой ААР

Вычисления	Ссылки
<b>Initialization :</b> $\mathbf{R}_M(0)^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$ , $\mathbf{Q}_{MJ}^{(j)}(0) = \mathbf{C}_{MJ}^{(j)} \left[ \mathbf{C}_{MJ}^{(j)H} \mathbf{C}_{MJ}^{(j)} \right]^{-1}$ , $\mathbf{h}_M^{(j)}(0) = \mathbf{Q}_{MJ}^{(j)}(0) \mathbf{f}_J^{(j)}$	(2.0)
<b>For</b> $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{g}_M(k) = \frac{\mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \mathbf{x}_M(k)}{\lambda + \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \mathbf{x}_M(k)}$	(2.1)
$\mathbf{R}_M^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[ \mathbf{R}_M^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \right]$	(2.2)
$\mathbf{v}_J^{(j)}(k) = \mathbf{C}_{MJ}^{(j)H} \mathbf{g}_M(k)$	(2.3)
$\mathbf{v}_J^{(j)H}(k) = \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{Q}_{MJ}^{(j)}(k-1)$	(2.4)
$\mathbf{Q}_{MJ}^{(j)'}(k) = \left[ \mathbf{Q}_{MJ}^{(j)}(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{v}_J^{(j)H}(k) \right] \times \left[ \mathbf{I}_J + \frac{\mathbf{v}_J^{(j)} \mathbf{v}_J^{(j)H}(k)}{1 - \mathbf{v}_J^{(j)H}(k) \mathbf{v}_J^{(j)}} \right]$	(2.5)
$\mathbf{Q}_{MJ}^{(j)}(k) = \mathbf{Q}_{MJ}^{(j)'}(k) + \mathbf{Q}_{MJ}^{(j)}(0) \left[ \mathbf{I}_J - \mathbf{C}_{MJ}^{(j)H} \mathbf{Q}_{MJ}^{(j)'}(k) \right]$	(2.6)
$y^{(j)}(k) = \mathbf{h}_M^{(j)H}(k-1) \mathbf{x}_M(k)$	(2.7)
$\alpha^{(j)}(k) = d^{(j)}(k) - y^{(j)}(k)$	(2.8)
$\mathbf{h}_M^{(j)'}(k) = \mathbf{h}_M^{(j)}(k-1) + \mathbf{g}_M(k) \alpha^{(j)*}(k)$	(2.9)
$\mathbf{h}_M^{(j)}(k) = \mathbf{h}_M^{(j)'}(k) + \mathbf{Q}_{MJ}^{(j)}(k) \left[ \mathbf{f}_J^{(j)} - \mathbf{C}_{MJ}^{(j)H} \mathbf{h}_M^{(j)'}(k) \right]$	(2.10)
<b>End</b>	

Для вычисления вектора коэффициентов Калмана  $\mathbf{g}_M(k)$  (1.1) и (1.2) в алгоритме табл. 1 и (2.1) и (2.2) в алгоритме табл. 2 могут быть использованы также соответствующие процедуры RLS-алгоритмов без ограничений на основе QR-разложения, преобразования Хаусхолдера [13] или же оптимизированных по числу операций RLS-алгоритмов на основе леммы об обращении матрицы [31].

### Моделирование

Рассматриваемая цилиндрическая ААР была протестирована и исследована с помощью разработанной программной модели, в которой использованы приемы [32, 33]. Исследовалась эффективность ряда цилиндрических ААР, содержащих разное число колец и разное число антенн в кольцах. Пример такой ААР приведен на рис. 3.

Данная ААР содержит 2 одинаковых кольца по 8 антенн в каждом, см. рис. 3, а), т.е. полное число антенн  $M = 16$ . Расстояние между соседними антеннами в

кольцах и между кольцами было выбрано равным  $\lambda_0 / 2$ . Пример ДН  $F_m(\theta, \phi)$  антенн с номерами  $m = 1$  и  $m = 9$  показан на рис. 3, б). Остальные антенны имеют такие же ДН, только каждая из антенн ориентирована в своем направлении в соответствии с ее расположением на поверхности ААР, см. рис. 3, а). Луч ААР был ориентирован в направлении  $[\theta, \phi] = [75^\circ, 0^\circ]$ , см. рис. 3, в). На рис. 3, в) показана трехмерная ДН ААР на плоскости. На такой ДН углы, нанесенные вокруг окружности, обозначают углы  $\phi$ , а углы, нанесенные по радиусу окружности, обозначают углы  $\theta$ . Цвет обозначает значение ДН в соответствии с цветовой палитрой (см. цветные столбики справа ДН), а цветные цифры и крестики обозначают угловое положение принимаемых сигналов: зеленые – полезного сигнала, совпадающее с направлением луча ААР, а синие (на других аналогичных рисунках в статье) – помех.

Сигнал с фазовой манипуляцией (Binary Phase Shift Keying, BPSK) был выбран в качестве информационного

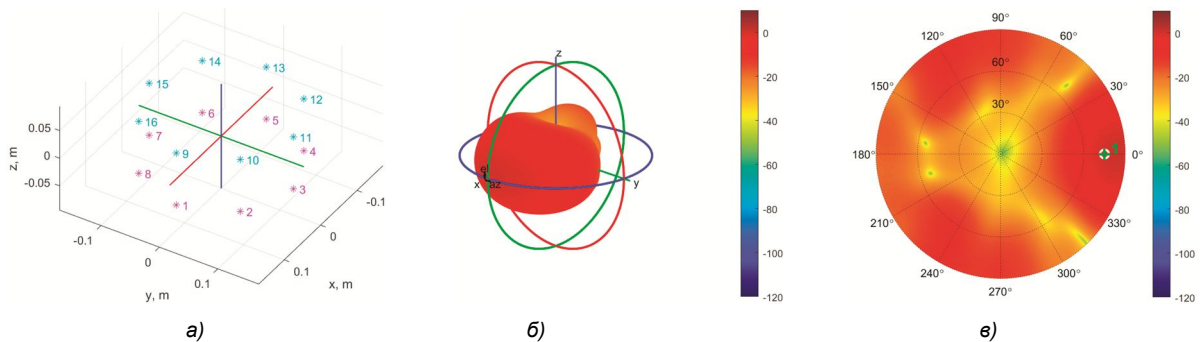


Рис. 3. Цилиндрическая ААР: а) конфигурация; б) 3-мерная ДН одной антенны (с номерами 1 и 9); исходная 3-х мерная ДН ААР на плоскости

сигнала. Отношение сигнал-помеха было установлено равным –30 дБ для каждой из помех, моделируемой белым гауссовским шумом, а отношение сигнал-шум (ОСШ) в каналах ААР было установлено равным 30 дБ.

Результаты моделирования однолучевой ААР при примере разного числа источников помех и разного их расположения показаны на графиках рис. 4 – рис. 6. Здесь рис. 4, е), рис. 5, е) и рис. 6, е) соответствуют ААР, аналогичной рис. 3, а), но с 16-ю антеннами в каждом из двух колец.

На рис. 4 показаны ДН ААР, аналогичные рис. 3, е), в установившемся состоянии. Видно, что в зависимости от числа принимаемых сигналов, расположения их источников относительно цилиндрической ААР, а также числа антенн (или тоже самое ВК), эффективность адаптации получается разной.

Более детально это видно на рис. 5. Здесь показаны переходные процессы адаптивного алгоритма ААР в

терминах значений ее ДН в направлениях на каждый из источников принимаемых сигналов. Этот рисунок показывает, что благодаря линейным ограничениям значение ДН в направлении информационного сигнала является фиксированным, в то время как значения ДН в направлениях источников помех уменьшается, обеспечивая подавление помех в выходном сигнале ААР.

Однако, поскольку ДН антенн не являются всенаправленными, то цилиндрическая ААР, содержащая  $M$  антенн, обладает числом степеней свободы, меньшим теоретического предела, равного  $M - 1$ , для линейных или плоских ААР. Это происходит из-за того, что в силу направленности антенн и их ориентации в разных направлениях в цилиндрической ААР сигналы, принимаемые разными антеннами от одного и того же источника, имеют разную амплитуду на выходе антенн. Поэтому и амплитуда суммарных сигналов  $x_m(t)$  от всех принимаемых источников тоже будет разной.

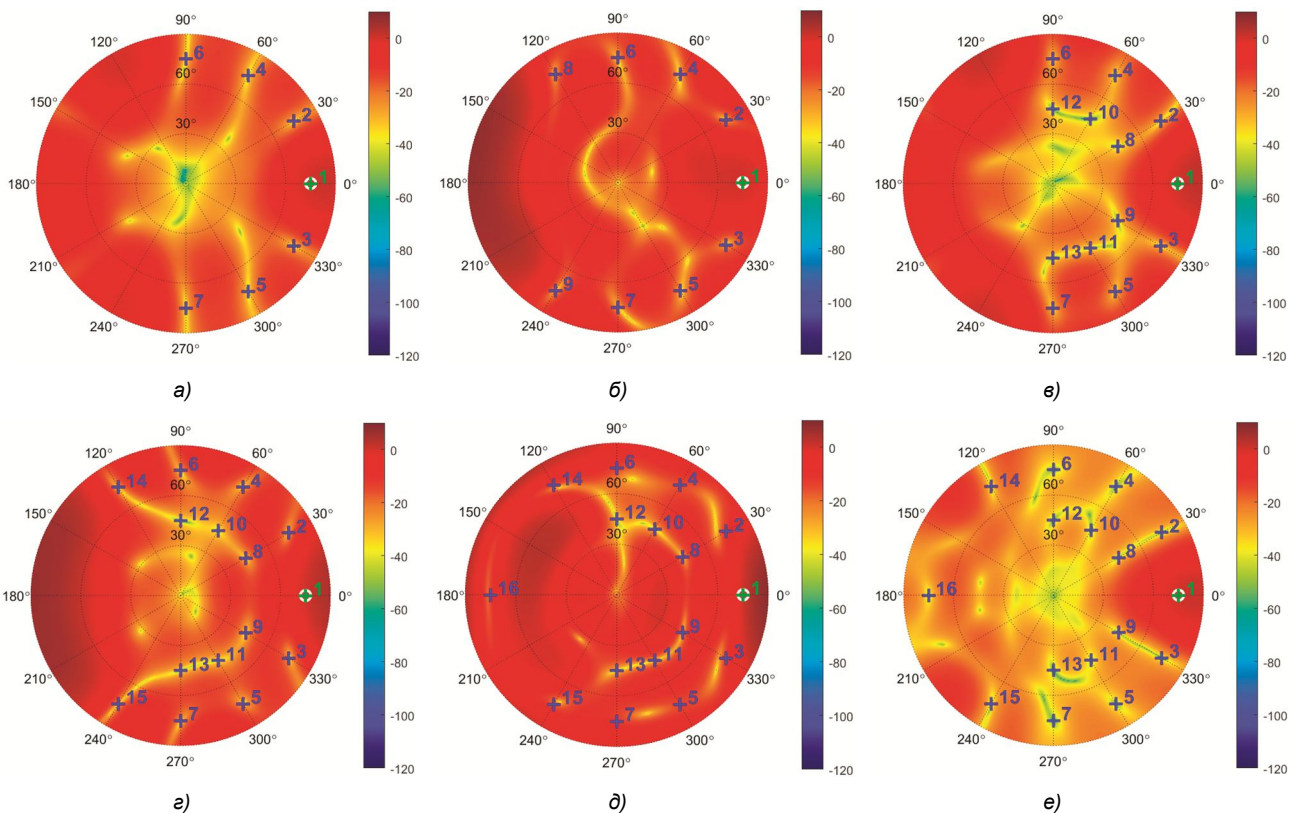
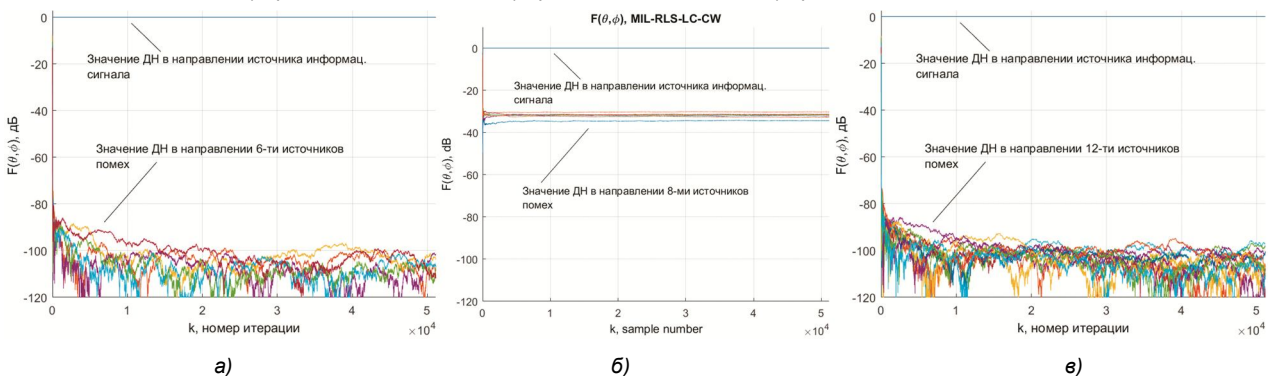


Рис. 4. Диаграммы направленности в установившемся состоянии: а) – д) ААР содержит 2 кольца по 8 антенн; е) ААР содержит 2 кольца по 16 антенн; а) прием 7-ми сигналов; б) прием 9-ти сигналов; в) прием 13-ти сигналов; г) прием 15-ти сигналов; д) прием 16-ти сигналов; е) прием 16-ти сигналов



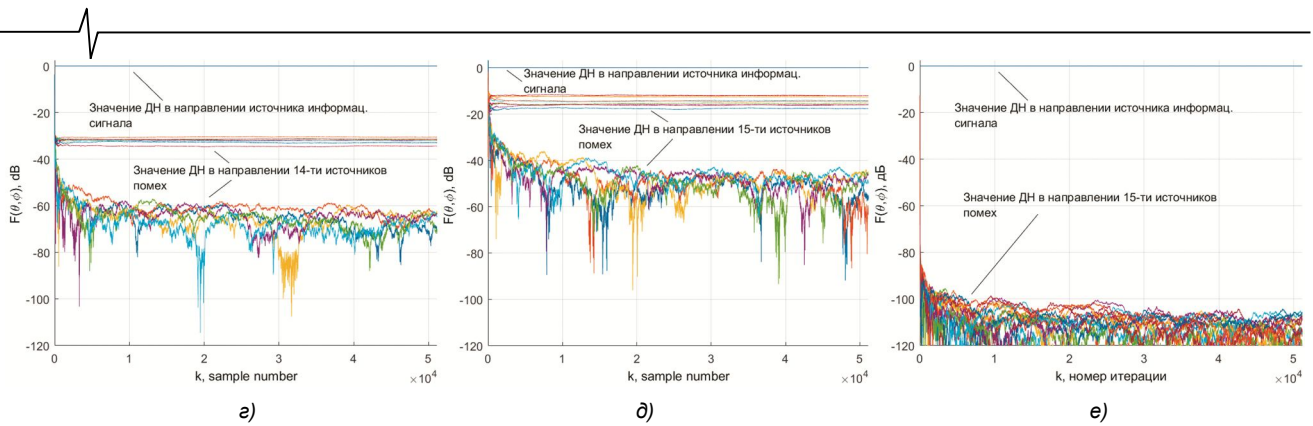


Рис. 5. Переходные процессы в терминах значений ДН в направления на источники принимаемых сигналов: а) – д) ААР содержит 2 кольца по 8 антенн; е) ААР содержит 2 кольца по 16 антенн; а) прием 7-ми сигналов; б) прием 9-ти сигналов; в) прием 13-ти сигналов; г) прием 15-ти сигналов; д) прием 16-ти сигналов; е) прием 16-ти сигналов

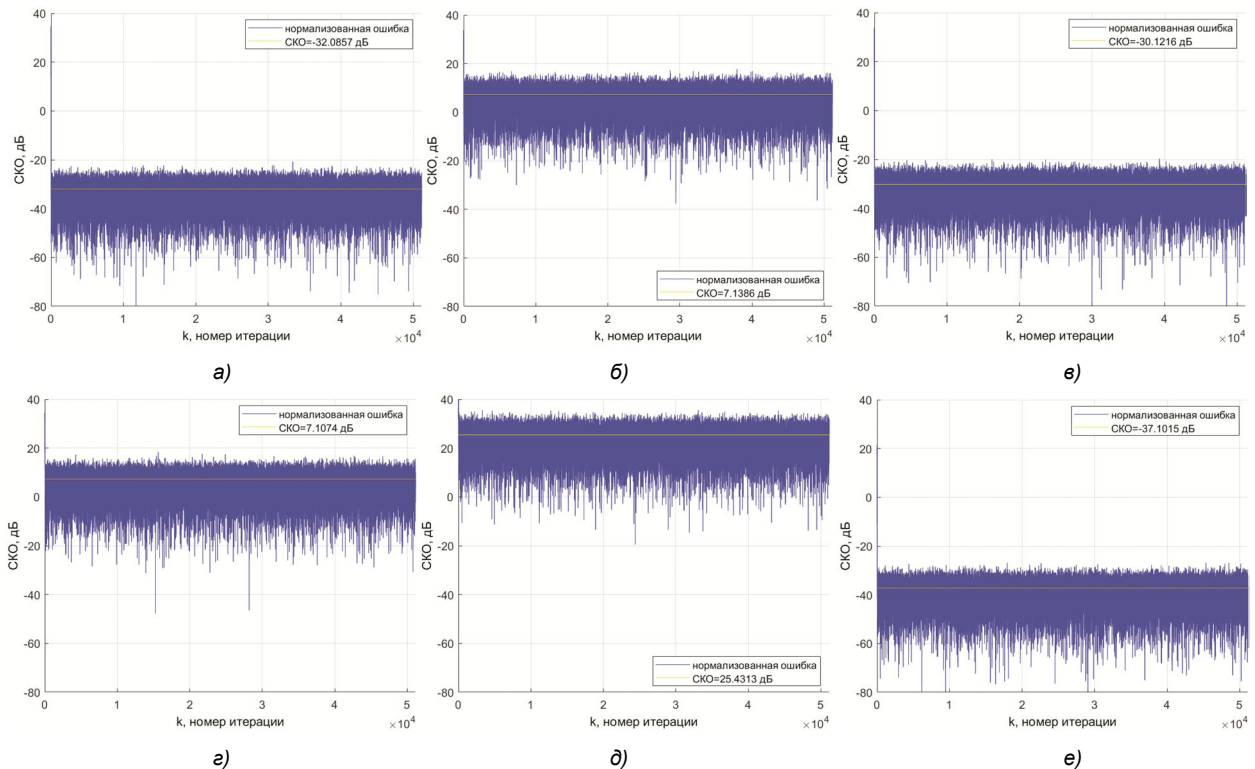


Рис. 6. Переходные процессы в терминах СКО на выходе ААР: а) – д) ААР содержит 2 кольца по 8 антенн; е) ААР содержит 2 кольца по 16 антенн; а) прием 7-ми сигналов; б) прием 9-ти сигналов; в) прием 13-ти сигналов; г) прием 15-ти сигналов; д) прием 16-ти сигналов; е) прием 16-ти сигналов

Это подтверждается на рис. 5. Из рис. 5, а видно, что, когда источники помех расположены с одной стороны относительно диаметра цилиндра, см. рис. 4, а), и их число  $6 < M - 1 = 16$ , то все помехи эффективно подавляются. В тоже самое время, при числе помех  $8 < M - 1 = 16$ , когда два из шести их источников расположены по другую сторону диаметра цилиндра, см. рис. 4, б), то подавление таких помех резко ухудшается, см. рис. 5, б). Однако если число помех  $12 < M - 1 = 16$ , а их источники расположены с одной стороны диаметра цилиндра, см. рис. 4, в), то ААР, по-прежнему, способна подавлять эти помехи, см. рис. 5, в). Если же источники помех аналогично рис. 4, б) расположены по разные стороны диаметра цилиндра, см. рис. 4, г) и рис. 4, д), то несмотря на то, что число источников помех  $14 < M - 1 = 16$  и  $15 < M - 1 = 16$ , ААР не может их подавить, см. рис. 5, г) и рис. 5, д). Однако, согласно рис. 4, е) и рис. 5, е), цилиндрическая ААР с числом ан-

тенн, равным 32, в помеховой обстановке, аналогичной рис. 4, д) и рис. 5, д), подавляет помехи. Это происходит не только потому, что условие  $15 < M - 1 = 32$  по-прежнему выполняется, но и потому, что в кольцах антенны расположены более плотно, а значит в большем количестве антенн наводятся сигналы  $x_m(t)$  с большей амплитудой. Поэтому в этом случае эффективное число антенн становится равным  $16 < M_{эф} \leq 32$ , а значит выполняется условие  $15 < M_{эф} - 1$ , что позволяет подавлять данное число помех при таком расположением их источников.

Теоретически, при ОСШ = 30 дБ в каналах ААР, используемом в рассматриваемом моделировании, среднеквадратическая ошибка (СКО) между полезным и выходным сигналами линейной или плоской фазированной антенной решетки с одинаково направленными антеннами должна быть равна

$$\begin{aligned} \text{СКО} &= -\text{ОСШ} - 10 \log_{10}(M) = \\ &= -30 - 10 \log_{10}(16) = -30 - 12 = -42 \text{ дБ} \end{aligned} \quad (11)$$

или

$$\begin{aligned} \text{СКО} &= -\text{ОСШ} - 10 \log_{10}(M) = \\ &= -30 - 10 \log_{10}(32) = -30 - 15 = -45 \text{ дБ} \end{aligned} \quad (12)$$

для ААР указанным числом антенн  $M$ . Однако, поскольку ААР имеет цилиндрическую форму и ее антенны направлены в разные стороны, а установившиеся значения весовых коэффициентов ААР  $|h_m(k)| \neq 1$ , то СКО в экспериментах лишь незначительно меньше – 30 дБ, а в случаях, когда ААР не может подавить помехи, то и больше – 30 дБ, см. рис. 6.

### Заключение

Таким образом, в данной работе рассмотрены особенности построения цилиндрических ААР на основе LC RLS-алгоритмов. Такие ААР характеризуются следующими особенностями. Каждый элемент вектора фазирования в адаптивном LC алгоритме должен учитывать значение ДН соответствующей антенны ААР в направлении, задаваемом ограничением. Достижимое улучшение СКО сигнала на выходе ААР меньше, чем в линейных или плоских ААР, т.е. меньше значения  $10 \log_{10}(M)$ . Число источников помех, сигналы которых могут быть эффективно подавлены цилиндрической ААР, при приеме полезного сигнала от одного источника (с одного направления) меньше, чем  $M - 1$ . Эти особенности исчезают, если антенны цилиндрической ААР являются всенаправленными. Однако такие антенны не существуют. Данные результаты следует учитывать при проектировании ААР сложной формы, в которых антенны располагаются не на плоской поверхности.

### Литература

1. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. М.: Советское радио, 1966. 367 с.
2. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д. И. Воскресенского и А. И. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
3. Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. 214 p.
4. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. 4<sup>th</sup> ed. John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1095 p.
5. Maillou R. J. Phased array antenna handbook, 3<sup>rd</sup> ed. Artech House, Inc., 2017. 506 p.
6. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубный С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1983. 240 с.
7. Compton R. T. Adaptive antennas. Concepts and performance. Prentice Hall, 1988. 448 p.
8. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
9. Hudson J. E. Adaptive array principles. The Institution of Engineering and Technology, 2007. 253 p.
10. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.
11. Widrow B., Stearns D. D. Adaptive signal processing. Pearson. 1985. 528 p.
12. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications. 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
13. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
14. Haykin S. Adaptive filter theory. 5-th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
15. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation. 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.
16. Giordano A. A., Hsu F. M. Least square estimation with application to digital signal processing. John Wiley & Sons, Inc., 1985. 412 p.
17. Джиган В. И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 11. С. 48-77.
18. Djigan V. I. Recursive least squares – an idea whose time has come. Proceedings of the 7-th International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, Russia, September 1 – 2, 2007. 4 p.
19. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hal, 2004. 624 p.
20. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems. 2-nd ed. Wiley, 2017. 360 p.
21. 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.
22. Витязев С.В. Цифровые процессоры обработки сигналов. М.: Горячая линия-Телком, 2017. 100 с.
23. Steyskal H. Digital beamforming antennas. Microwave Journal. 1987. № 1. P. 107-124.
24. Litva J., Lo T. K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. 301 p.
25. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
26. Слюсар В. И. Развитие схмотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 1. Первая миля. Last mile. 2018. № 1. С. 72-77.
27. Слюсар В. И. Развитие схмотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 2. Первая миля. Last mile. 2018. № 2. С. 76-80.
28. Djigan V. I. Circular adaptive antenna array. Proceedings of the 19<sup>th</sup> IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi, Georgia, September 10-13, 2021, pp. 21-24.
29. King R. W. P., Fikioris G. J., Mack R. B. Cylindrical antennas and arrays. Cambridge University Press, 2005. 652 p.
30. Frost O. L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. Proceedings of the IEEE. 1972, vol. 60, no. 8, pp. 926-935.
31. 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.
32. Плетнева И.Д., Джиган В.И. Моделирование обработки сигналов в цифровых антенных решетках. Исследования в области цифровых систем связи. М.: Изд. МИЭТ, 2007. С. 36-43.
33. Makarov S. N., Iyer V., Kulkarni S., Best S. R. Antenna and EM modelling with MATLAB® Antenna Toolbox. John Wiley and Sons, Inc., 2021. 319 p.