

УДК 621.396.96

ЧАСТИЧНО АДАПТИВНАЯ ПРЯМОУГОЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СУММИРОВАНИЕМ СИГНАЛОВ АНТЕНН ПО СТРОКАМ И ПО СТОЛБЦАМ

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

PARTIALLY ADAPTIVE RECTANGULAR ANTENNA ARRAYS WITH COMBINATION OF ROW AND COLUMN ANTENNA SIGNALS

Djigan V.I.

This paper considers a two-dimensional adaptive antenna array, whose antennas are placed in the nodes of the equally spaced rectangular grid. If the number of the antennas in such array is large, then the partial adaptation is used to reduce the arithmetic complexity of its adaptive algorithm. The total signals of the antennas over each row and each column of the array are adaptively processed in base-band. The radiation pattern of such an array does not have the grating lobes. This distinguishes it from a hybrid array, which is composed using the subarrays in the case of a large number of antennas. The radiation pattern of the hybrid antenna array is characterized by the grating lobes. Such lobes restricts the possibility of the interference suppression if the spatial locations of their sources coincide with those of these lobes. The arithmetic complexity of the used adaptive algorithm does not depend on the total number of its antennas in the considered partially adaptive antenna array. It depends on the number of rows and columns of antennas in the array. The examples of the computational procedure based on the Matrix Inversion Lemma (MIL) Recursive Least Squares (RLS) adaptive algorithm for the weight calculation of the partially and fully adaptive arrays are presented. Instead of the above mentioned adaptive algorithm, the gradient adaptive algorithms or other RLS adaptive algorithms can also be used in these adaptive arrays. The simulation demonstrate that the steady-state performance of the partially adaptive array is about the same as that of the fully adaptive array if the number of the received signal sources does not exceed the number of the weights of the partially adaptive array, which equals the sum of its rows and columns. In this case, the dynamic behavior of the compared full and partially adaptive arrays in the terms of the radiation pattern values towards to the sources of the received signals is differed only at the initial stage of the transient response. The considered technology of partial adaptation can be used in the rectangular adaptive arrays with large number of regularly spaced antennas.

Key words: Adaptive cancellation of interferences, adaptive antenna array, rectangular array, partial adaptation, Recursive Least Squares (RLS) algorithm.

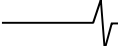
Ключевые слова: Адаптивное подавление помех, адаптивная антенная решетка, частичная адаптация, прямоугольная антенная решетка, рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (RLS).

Введение

Антенные решетки (АР) [1-5] являются одной из разновидностей современных направленных антенн. Они обладают рядом полезных свойств, которые отсутствуют у направленных антенн с механическим управлением. Это такие свойства, как возможность электронного управления лучом путем изменения фаз сигналов в каналах АР, увеличение выходного отношения сигнал-шум (ОСШ) за счет когерентного сложения информационных сигналов и некогерентного сложения шумов каналов решетки, а также возможность изменять форму диаграммы направленности (ДН) за счет изменения весовых коэффициентов (ВК) в каналах АР. Поэтому сегодня АР широко используются в качестве направленных антенн оборудования радиосистем различного назначения [6-8].

Изменение формы ДН позволяет увеличить отношение сигнал/помеха (ОСП) в выходном сигнале АР за счет ее способности подавлять

Рассматривается двумерная адаптивная антенная решетка, антенны которой размещены в узлах равномерной прямоугольной сетки. Если число антенн решетки большое, то для уменьшения арифметической сложности адаптивного алгоритма в ней используется частичная адаптация. Адаптивной обработке на нулевой промежуточной частоте подвергаются суммарные сигналы строк и столбцов антенн, из которых состоит решетка. В диаграмме направленности такой решетки отсутствуют дифракционные лепестки. Это отличает ее от гибридной решетки, в которой адаптивно обрабатываются выходные сигналы подрешеток, из которых составляется такая антенная решетка. Диаграмма направленности гибридной антенной решетки характеризуется наличием дифракционных лепестков. Такие лепестки ограничивают возможность подавления помех, если пространственное направление на их источники совпадает с направлением этих лепестков. В рассматриваемой частично адаптивной антенной решетке арифметическая сложность используемого адаптивного алгоритма не зависит от полного числа ее антенн. Она зависит от числа строк и столбцов антенн этой решетки. В работе представлены примеры вычислительных процедур рекурсивного адаптивного алгоритма по критерию наименьших квадратов на основе леммы об обращении матрицы (Matrix Inversion Lemma Recursive Least Squares, MIL RLS) для расчета весовых коэффициентов как частично, так и полностью адаптивных антенных решеток. В рассматриваемых антенных решетках вместо указанного алгоритма могут быть также использованы градиентные или другие адаптивные RLS-алгоритмы. Результаты моделирования показывают, что если число источников принимаемых сигналов не превышает числа весовых коэффициентов частично адаптивной решетки, равному сумме числа строк и столбцов ее антенн, то эффективность частично адаптивной решетки в установившемся состоянии практически такая же, как и у полностью адаптивной решетки. При этом динамическое поведение сравниваемых полностью адаптивной и частично адаптивной решеток в терминах уровней диаграммы направленности в направлениях на источники принимаемых сигналов различается только на начальном этапе переходного процесса. Рассматриваемая технология частичной адаптации может быть использована в прямоугольных адаптивных антенных решетках с большим числом равномерно расположенных антенн.



сигналы помех. Это подавление осуществляется путем формирования малых значений модуля ДН (провалов) в направлениях на источники помех. Приемные АР, выполняющие подавление сигналов помех в режиме реального времени и при отсутствии какой-либо априорной информации об их источниках, называются адаптивными АР (ААР) [9-15].

Работа ААР основана на адаптивной обработке сигналов [16-23], которая является одним из передовых направлений в современной цифровой обработке сигналов [24, 25]. Большинство адаптивных алгоритмов обрабатывают сигналы каналов АР на нулевой промежуточной частоте, т.е. в информационной полосе частот (английский термин «baseband»). Эти сигналы доступны в АР с цифровым формированием ДН (цифровых АР) [26-31]. Цифровые АР появились благодаря достижениям микроэлектронной промышленности, которая сегодня предоставляет разнообразные радиочастотные и цифровые компоненты для изготовления таких АР и обработки их сигналов [32-37]. Хотя современные цифровые вычислительные устройства обеспечивают обработку сигналов, дискретизированных на достаточно высоких частотах, требования к быстродействию этих устройств увеличивается в цифровых АР в связи с их многоканальной архитектурой. Кроме того, требуемая скорость вычислительных устройств также зависит от арифметической сложности адаптивных алгоритмов, используемых для расчета ВК АР, если решетки адаптивные.

Сегодня существуют две основные группы алгоритмов адаптивной обработки сигналов [16-23]. Это алгоритмы, основанные на градиентном поиске, такие как алгоритмы по критерию наименьших квадратов (Least Mean Square, LMS), нормализованные LMS-алгоритмы (Normalized LMS, NLMS), алгоритмы аффинных проекций (Affine Projection, AP) и алгоритмы, основанные на рекурсивном методе наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS). Первая группа (LMS-, NLMS- и AP-алгоритмы) характеризуется низкой арифметической сложностью и низкой эффективностью, а вторая (RLS-алгоритмы) – высокой арифметической сложностью и высокой эффективностью по сравнению с первой группой [38, 39]. В связи с этим, задача уменьшения арифметической сложности адаптивных RLS-алгоритмов является актуальной. Некоторые решения этой задачи приведены в [40-44].

В то же время, в случае цифровой ААР имеется еще одна степень свободы для снижения ее арифметической сложности, не зависящая от вида используемого адаптивного алгоритма. Действительно, число антенн АР обычно часто выбирается исходя из требуемой ширины ее луча (главного лепестка ДН), которая, в свою очередь, определяется размером апертуры решетки. В случае прямоугольной АР ее апертура может быть небольшой, но общее число антенн при этом может быть достаточно большим из-за их двумерного расположения на плоскости. В то же время известно [9-15], что при приеме информационного сигнала только от одного направленного источника число сигналов направленных источников помех, которые может подавить ААР, равно

$M - 1$, где M – полное число ВК (а также антенн и каналов решетки). На практике, число направленных источников сигналов помех обычно много меньше $M - 1$, особенно если значение M большое. Это позволяет за счет так называемой частичной адаптации уменьшить размерность адаптивно вычисляемого вектора ВК ААР, а значит, уменьшить и арифметическую сложность используемого адаптивного алгоритма.

Уменьшение размерности вектора ВК ААР может быть достигнуто различными способами. Самый простой из них состоит в том, что антенны АР объединяются в подрешетки, выходные сигналы которых затем используются для адаптивной обработки. Такая конструкция АР называется гибридной. Однако в ДН гибридных АР появляются дифракционные лепестки [45, 46], что ограничивает возможности ААР по подавлению помех, источники которых располагаются в направлениях, совпадающих с направлениями дифракционных лепестков.

ААР с частичной адаптацией может быть построена путем выбора для адаптации лишь отдельных ее каналов [47]. Однако эффективность такого решения зависит от геометрической конфигурации решетки и пространственного расположения источников принимаемых сигналов, т.е. это решение не является универсальным.

Суммирование сигналов антенн по строкам и столбцам прямоугольной АР – это еще один способ уменьшения арифметической сложности ААР [48]. В такой АР дифракционные лепестки ДН отсутствуют, однако для обеспечения указанного суммирования в аналоговом виде требуется разделять сигнал каждой антенны с помощью аналоговых делителей, что приводит к усложнению аппаратуры ААР. В случае цифровой АР аналоговое разделение сигналов не требуется, так как суммирование отсчетов сигналов антенн по строкам и столбцам осуществляется цифровым способом на нулевой промежуточной частоте. В работе [48] был рассмотрен лишь принцип работы такой частично адаптивной ААР, но не были рассмотрены какие-либо ее адаптивные алгоритмы.

Целью настоящей работы является исследование эффективности применения RLS-алгоритма адаптивной фильтрации на основе леммы об обращении матриц (Matrix Inversion Lemma, MIL) в частично адаптивной АР с суммированием сигналов ее антенн по строкам и по столбцам. Эффективность такой АР сравнивается с эффективностью полностью адаптивной АР путем компьютерного моделирования.

Частично адаптивная антенная решетка с суммированием сигналов антенн по строкам и столбцам

Архитектура прямоугольной частично адаптивной АР с обработкой сигналов на нулевой промежуточной частоте показана на рис. 1.

АР может быть расположена произвольным образом в пространстве относительно осей декартовой системы координатах. Для определенности на рисунке антенны АР расположены в плоскости координатных осей x и y . Согласно этому рисунку, антенны ААР, расположенные в узлах прямоугольной эквидистантной сетки, образуют M_x

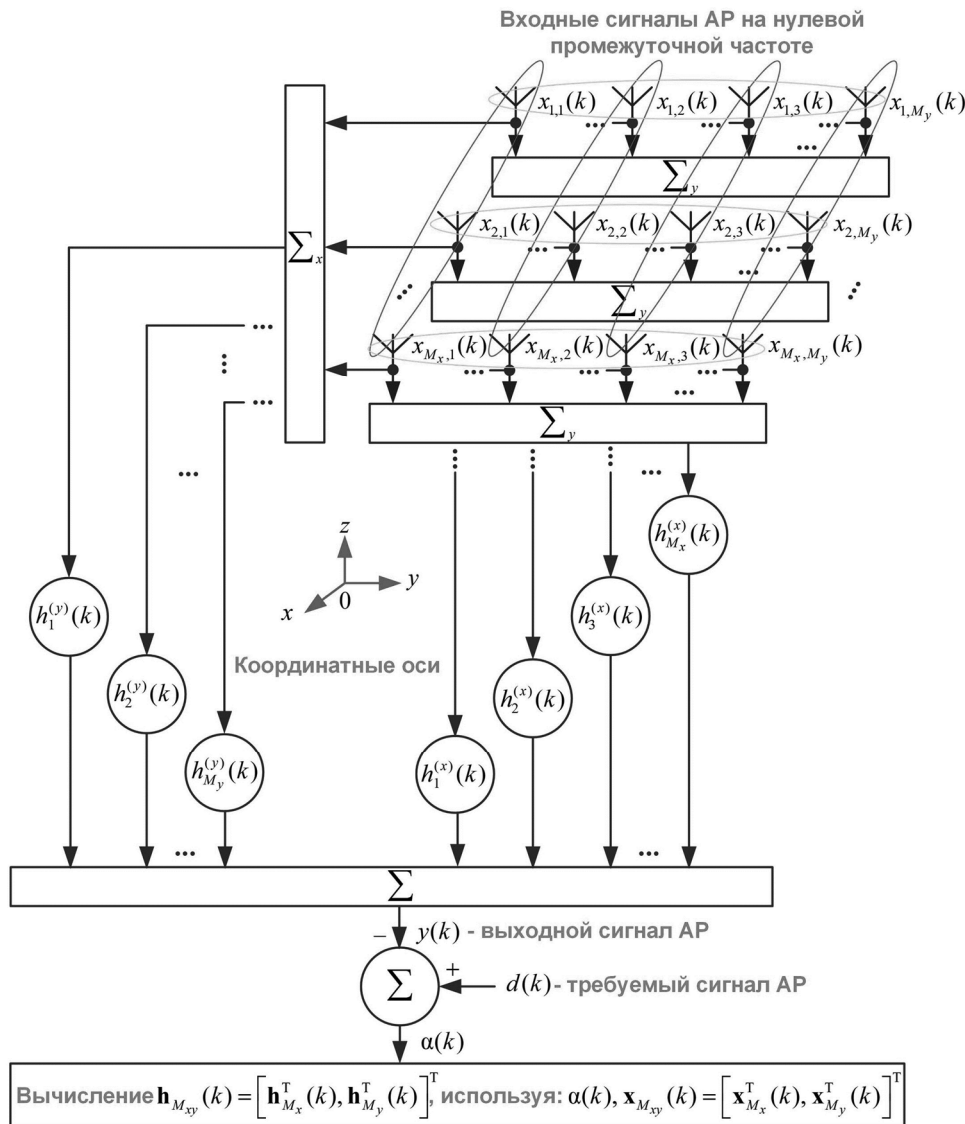


Рис. 1. Архитектура прямоугольной частично адаптивной AP

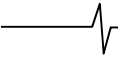
строк и M_y столбцов, параллельных осям y и x . Общее число антенн прямоугольной ААР равно $M = M_x M_y$. Сигналы с выхода антенн $x_{m_x, m_y}(t)$ после преобразования по частоте и дискретизации (блоки, выполняющие эти операции, на рисунке не показаны) появляются в виде дискретных цифровых отсчетов $x_{m_x, m_y}(k)$, которые затем суммируются в цифровом виде в пределах каждой строки и каждого столбца, образуя $M_{xy} = M_x + M_y$ сигналов, используемых для дальнейшей адаптивной обработки. В отличие от аналогового суммирования сигналов $x_{m_x, m_y}(t)$ [48], при цифровом суммировании разделение сигналов $x_{m_x, m_y}(k)$ не требуется. Здесь $m_x = 1, 2, \dots, M_x$, $m_y = 1, 2, \dots, M_y$, t – это непрерывное время, а k – номер отсчёта дискретизированного сигнала, совпадающий с номером итерации используемого адаптивного алгоритма. Преобразование частоты сигналов $x_{m_x, m_y}(t)$ с ее понижением и последующей дискретизацией представляет собой стандартную процедуру, используемую в радиоприемниках с нулевой

промежуточной частотой. Эта процедура реализуется с помощью оборудования, которое для одной строки рассматриваемой частично адаптивной ААР в общем виде показано на рис. 2.

Приемный тракт каждого канала ААР включает в себя антенну, полосовой фильтр (ПФ), фазовращатель (ФВ), маломощный усилитель (МШУ) и преобразователь частоты (ПЧ). Фазы принимаемых сигналов, обусловленные состояниями ФВ (значениями устанавливаемых фазовых сдвигов), определяются требуемым направлением главного лепестка ДН ААР на источник полезного сигнала. Для каждого ФВ требуемое значение фазы определяется сферическими углами ϕ и θ , задающими направление на данный источник, и декартовыми координатами x_m , y_m и z_m (m_x, m_y)-й антенны решетки как

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

где λ_0 – длина волны несущего колебания [1-5, 45, 46]. Сдвиги фаз сигналов $x_{m_x, m_y}(t)$ на величину (1) обеспечивают одинаковое значение фаз составляющих ин-



формационного сигнала во всех сигналах $x_{m_x, m_y}(k)$, что обусловлено формированием максимума главного лепестка ДН в направлении на источник этого сигнала.

Путем суммирования дискретных сигналов $x_{m_x, m_y}(k)$ в частично адаптивной АР формируются векторы сигналов строк

$$\mathbf{x}_{M_x}(k) = \left[\sum_{m_y=1}^{M_y} x_{1, m_y}(k), \sum_{m_y=1}^{M_y} x_{2, m_y}(k), \dots, \sum_{m_y=1}^{M_y} x_{m_x, m_y}(k), \dots, \sum_{m_y=1}^{M_y} x_{M_x, m_y}(k) \right]^T \quad (2)$$

и векторы сигналов столбцов

$$\mathbf{x}_{M_y}(k) = \left[\sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x, 1}(k), \sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x, 2}(k), \dots, \sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x, m_y}(k), \dots, \sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x, M_y}(k) \right]^T \quad (3)$$

Эти векторы образуют полный вектор обрабатываемых сигналов

$$\mathbf{x}_{M_{xy}}(k) = \left[\mathbf{x}_{M_x}^T(k), \mathbf{x}_{M_y}^T(k) \right]^T \quad (4)$$

с числом элементов $M_{xy} = M_x + M_y$.

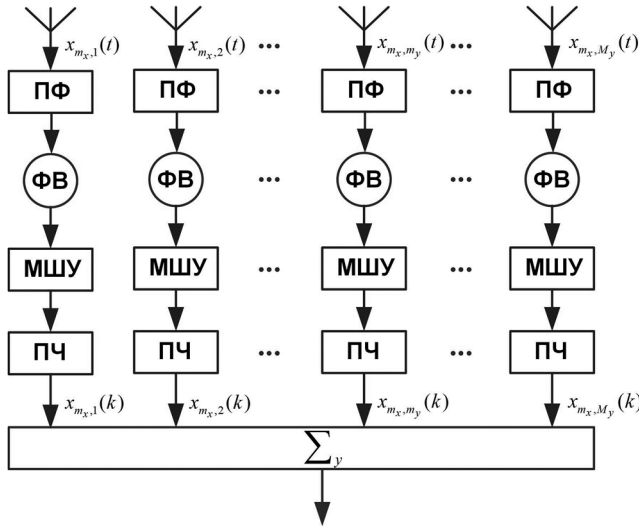


Рис. 2. Архитектура одной строки прямоугольной частично адаптивной АР

В данной работе векторы и матрицы обозначаются жирными строчными и прописными буквами. Скалярные переменные или элементы векторов и матриц обозначаются строчными буквами. Верхний индекс Т и Н соответственно обозначают операции транспонирования и эрмитово сопряжения векторов и матриц. Число элементов в векторе, например, M_{xy} или число элементов в квадратной матрице, например, $M_{xy} \times M_{xy}$, обозначается одним нижним индексом.

Значение M_{xy} определяет размер (число элементов) рассчитываемого с помощью адаптивного алгоритма вектора ВК

$$\mathbf{h}_{M_{xy}}(k) = \left[\mathbf{h}_{M_x}^T(k), \mathbf{h}_{M_y}^T(k) \right]^T, \quad (5)$$

где $\mathbf{h}_{M_x}(k)$ – вектор ВК суммарных сигналов антенн строк и $\mathbf{h}_{M_y}(k)$ – вектор ВК суммарных сигналов антенн столбцов частично адаптивной АР. Используя (5), выходной сигнал рассматриваемой частично адаптивной АР определяется как

$$y(k) = \mathbf{h}_{M_{xy}}^H(k-1) \mathbf{x}_{M_{xy}}(k). \quad (6)$$

Вычисление вектора $\mathbf{h}_{M_{xy}}(k)$ ВК ААР основано на обработке векторов сигналов $\mathbf{x}_{M_{xy}}(k)$ и сигнала ошибки $\alpha(k) = d(k) - y(k)$,

где $d(k)$ – требуемый сигнал адаптивного фильтра, которым в данном случае является ААР.

Для вычисления ВК ААР могут быть использованы различные алгоритмы адаптивной фильтрации. В данной статье представлен пример использования для этой цели MIL RLS-алгоритма. Вычислительная процедура частично адаптивной АР, см. рис. 1, на основе такого алгоритма приведена в табл. 1.

В табл. 1, δ^2 – параметр начальной регуляризации корреляционной матрицы $\mathbf{R}_{M_{xy}}(k)$ сигналов антенн строк и столбцов ААР, $0 \ll \lambda \leq 1$ – параметр забывания, см. [16-23], а * – символ операции комплексного сопряжения переменной.

Архитектура полностью адаптивной АР в работе не приводится. Она отличается от АР, см. рис. 1, отсутствием отдельного суммирования сигналов антенн по строкам и столбцам. Каждый из $M = M_x M_y$ сигналов такой АР взвешивается своим ВК перед общим суммированием. Вычислительная процедура полностью адаптивной АР также на основе MIL RLS-алгоритма приведена в табл. 2.

Многоканальные алгоритмы градиентного поиска или другие RLS-алгоритмы, например, на основе на преобразовании Хаусхолдера или QR-разложении, также могут использоваться в табл. 1 и в табл. 2. В случае использования таких RLS-алгоритмов инициализация обратных матриц $\mathbf{R}_{M_{xy}}^{-1}(0)$ и $\mathbf{R}_M^{-1}(0)$ несколько отличается от приведённой в этих таблицах. Кроме того, вместо вычислений (1.6) – (1.8), см. табл. 1, и вместо вычислений (2.6) – (2.8), см. табл. 2, используются соответствующие вычислительные процедуры указанных выше многоканальных адаптивных алгоритмов, см. [21], в которых размер используемых и вычисляемых векторов и матриц соответствует размерам векторов и матриц в табл. 1 и табл. 2. При инициализации, как это показано в [21], все перечисленные адаптивные RLS-алгоритмы являются математически эквивалентными друг-другу. Они различаются вычислительными процедурами, числом арифметических операций, приходящихся на одну итерацию алгоритма, а также устойчивостью в случае их реализации в цифровых устройствах с ограниченной разрядностью.

Табл. 1. Частично адаптивная AP на основе MIL RLS-алгоритма

Вычисления	Ссылки
Инициализация : $\mathbf{h}_{M_x}(0) = [1, 1, \dots, 1]$, $\mathbf{h}_{M_y}(0) = [1, 1, \dots, 1]^T$, $\mathbf{h}_{M_{xy}}(0) = [\mathbf{h}_{M_x}^T(0), \mathbf{h}_{M_y}^T(0)]^T$, $\mathbf{R}_{M_{xy}}^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}_{M_{xy}}$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{x}_{M_x}(k) = \left[\sum_{m_y=1}^{M_y} x_{1,m_y}(k), \sum_{m_y=1}^{M_y} x_{2,m_y}(k), \dots, \sum_{m_y=1}^{M_y} x_{m_x,m_y}(k), \dots, \sum_{m_y=1}^{M_y} x_{M_x,m_y}(k) \right]^T$	(1.1)
$\mathbf{x}_{M_y}(k) = \left[\sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x,1}(k), \sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x,2}(k), \dots, \sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x,m_y}(k), \dots, \sum_{m_x=1}^{M_x} x_{m_x,M_y}(k) \right]^T$	(1.2)
$\mathbf{x}_{M_{xy}}(k) = \left[\mathbf{x}_{M_x}^T(k), \mathbf{x}_{M_y}^T(k) \right]^T$	(1.3)
$y(k) = \mathbf{h}_{M_{xy}}^H(k-1)\mathbf{x}_{M_{xy}}(k)$	(1.4)
$\alpha(k) = d(k) - y(k)$	(1.5)
$\mathbf{g}_{M_{xy}}(k) = \frac{\mathbf{R}_{M_{xy}}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{M_{xy}}(k)}{\lambda + \mathbf{x}_{M_{xy}}^H(k)\mathbf{R}_{M_{xy}}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{M_{xy}}(k)}$	(1.6)
$\mathbf{R}_{M_{xy}}^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_{M_{xy}}^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_{M_{xy}}(k)\mathbf{x}_{M_{xy}}^H(k)\mathbf{R}_{M_{xy}}^{-1}(k-1) \right]$	(1.7)
$\mathbf{h}_{M_{xy}}(k) = \mathbf{h}_{M_{xy}}(k-1) + \mathbf{g}_{M_{xy}}(k)\alpha^*(k)$	(1.8)
End	

Табл. 2. Полностью адаптивная AP на основе MIL RLS-алгоритма

Вычисления	Ссылки
Инициализация : $\mathbf{h}_M(0) = [1, 1, \dots, 1]^T$, $\mathbf{R}_M^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}_M$	(2.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T$	(2.1)
$x_m(k) = x_{m_x, m_y}(k)$	(2.2)
$m = m_x + M_x \cdot (m_y - 1)$, $m_x = 1, 2, \dots, M_x$, $m_y = 1, 2, \dots, M_y$	(2.3)
$y(k) = \mathbf{h}_M^H(k-1)\mathbf{x}_M(k)$	(2.4)
$\alpha(k) = d(k) - y(k)$	(2.5)
$\mathbf{g}_M(k) = \frac{\mathbf{R}_M^{-1}(k-1)\mathbf{x}_M(k)}{\lambda + \mathbf{x}_M^H(k)\mathbf{R}_M^{-1}(k-1)\mathbf{x}_M(k)}$	(2.6)
$\mathbf{R}_M^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_M^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_M(k)\mathbf{x}_M^H(k)\mathbf{R}_M^{-1}(k-1) \right]$	(2.7)
$\mathbf{h}_M(k) = \mathbf{h}_M(k-1) + \mathbf{g}_M(k)\alpha^*(k)$	(2.8)
End	

Моделирование частично и полностью адаптивных AP

В настоящем разделе представлены результаты сравнительного исследования рассмотренных частично и полностью адаптивных AP на основе MIL RLS-алгоритма, см. табл. 1 и табл. 2. Исследование выполнено путем компьютерного моделирования. Для моделирования AP использованы приемы [1-5, 49, 50]. Условия моделирования задавались следующим образом. Рассматривалась прямоугольная AAP с числом антенн, равным $M = M_x M_y = 4 \times 8 = 32$. Антенны размещались в узлах прямоугольной сетки в плоскости декартовых координат x, y , т.е. аналогично рис. 1. Расстояние между

каждой парой всенаправленных соседних антенн вдоль каждой из осей координат x и y было одинаковым и равнялось $\lambda_0/2$. Главный лепесток ДН AAP был ориентирован вдоль оси z в направлении $[\theta_0, \phi_0] = [0^\circ, 0^\circ]$. Направление на источник информационного сигнала совпадало с направлением главного лепестка ДН AAP. Число ВК частично адаптивной AP равнялось $M_{xy} = M_x + M_y = 12$, а число ВК полностью адаптивной AP равнялось $M = M_x M_y = 32$.

В качестве информационного сигнала использовался сигнал с бинарной фазовой манипуляцией (Binary Phase Shift Keying, BPSK). ОСШ каждом канале AAP равнялось

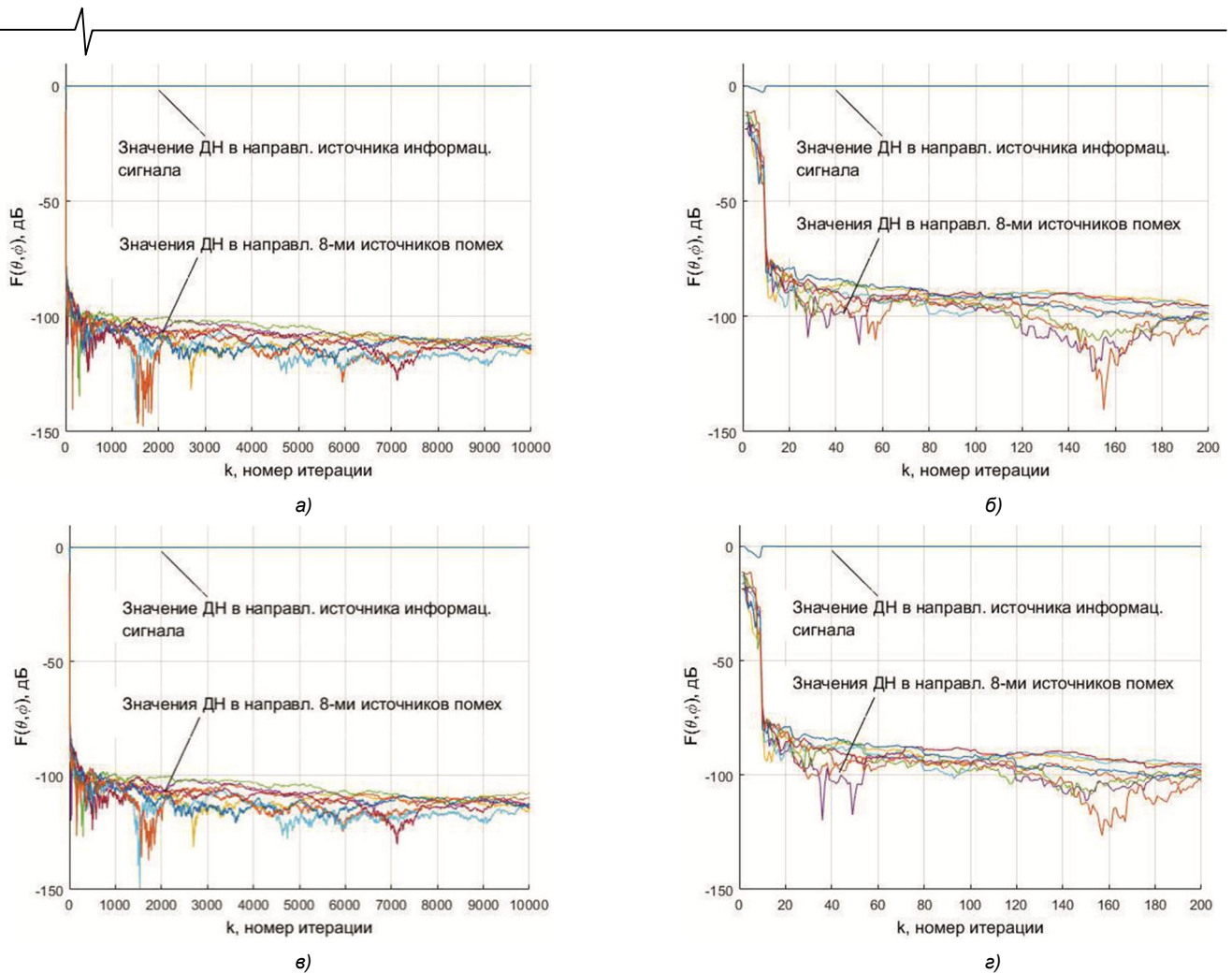


Рис. 3. Переходные процессы (9-ть входных сигналов): а), б) полностью адаптивной АР; в), г) частично адаптивной АР

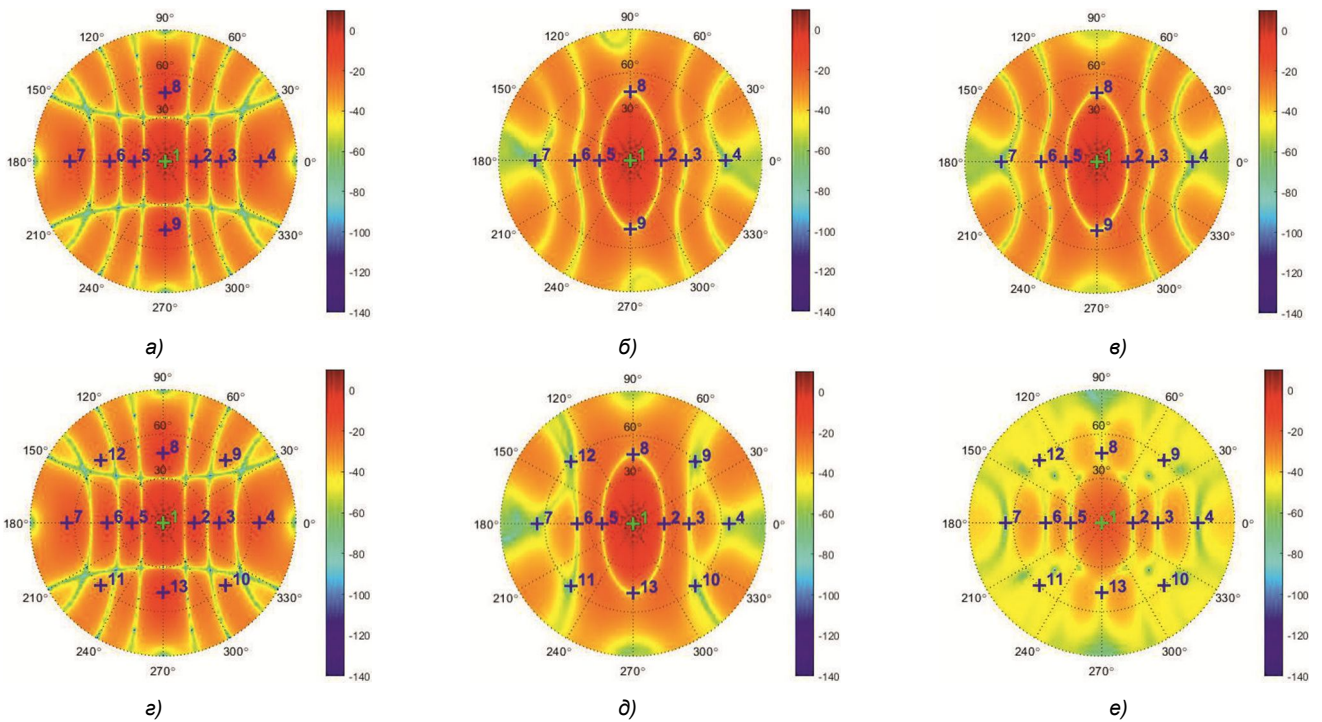


Рис. 4. Диаграммы направленности: а) исходная прием 9-ти сигналов; б) установившаяся полностью адаптивной АР, прием 9-ти сигналов; в) установившаяся частично адаптивной АР, прием 9-ти сигналов; г) исходная, прием 13-ти сигналов; д) установившаяся полностью адаптивной АР, прием 13-ти сигналов; е) установившаяся частично адаптивной АР, прием 13-ти сигналов

30 дБ. Источники помех были расположены симметрично относительно главного лепестка ДН ААР в направлениях максимумов наибольших боковых лепестков ДН. Для каждой из принимаемых помех ОСП на входах ААР равнялось -30 дБ.

Результаты моделирования представлены на рис. 3 – рис. 5. Примеры переходных процессов алгоритмов адаптации в терминах значений нормированных ДН $|F(\theta, \phi)|$ показаны на рис. 3 для случая приема ААР девяти сигналов (один полезный и восемь помех).

Так как число степеней свободы полностью адаптивной АР $M = 32 > 9$ и число степеней свободы (число ВК) частично адаптивной АР $M_{xy} = 12 > 9$, то из рис. 3 следует, что в данной помеховой обстановке обе рассматриваемые ААР способны подавить заданное число сигналов источников помех. В установившемся состоянии значения ДН в направлениях источников этих сигналов в обеих ААР одинаковые, см. рис. 3 а) и рис. 3 в). Эти значения отличаются только в начале переходных процессов, см. рис. 3 б) и рис. 3 г).

Для построения ДН частично адаптивной АР требуется знать эквивалентные ВК полной АР в каждом канале решетки. Они реконструируются путем суммирования ВК пересекающихся строк и столбцов АР как

$$h_{m_x, m_y}(k) = h_{m_x}(k) + h_{m_y}(k). \tag{8}$$

В случае полностью адаптивной АР все ВК $h_{m_x, m_y}(k)$ вычисляются непосредственно с помощью адаптивного алгоритма.

На рис. 4 а), рис. 4 б) и рис. 4 в) показаны ДН ААР в начале и в конце описанного выше эксперимента. Направление на источник полезного сигнала здесь отмечено зелеными цифрой и крестиком, а направления на помехи отмечены синими цифрами и крестиками. На рисунках угол θ отсчитывается от центра круга вдоль его радиуса, а угол ϕ отсчитывается вокруг круга. Цвет рисунка обозначает значения ДН $|F(\theta, \phi)|$ в дБ в соответствии со значениями на цветной полосе. Из рис. 4 б) и рис. 4 в) видно, что в установившемся состоянии ДН обеих рассматриваемых ААР практически одинаковые, что подтверждает результаты, представленные на рис. 3.

Однако если число принимаемых сигналов равно тринадцати, то число степеней свободы частично адаптивной АР $M_{xy} = 12 < 13$ уже недостаточно для подавления сигналов источников помех, а число степеней свободы полностью адаптивной АР $M = 32 > 12$, по-прежнему, достаточно. Поэтому только полностью адаптивная АР способна подавлять помехи, см. рис. 4 г), рис. 4 д) и рис. 4 е), в этом случае, для которого рисунки, аналогичные рис. 3, приведены на рис. 5.

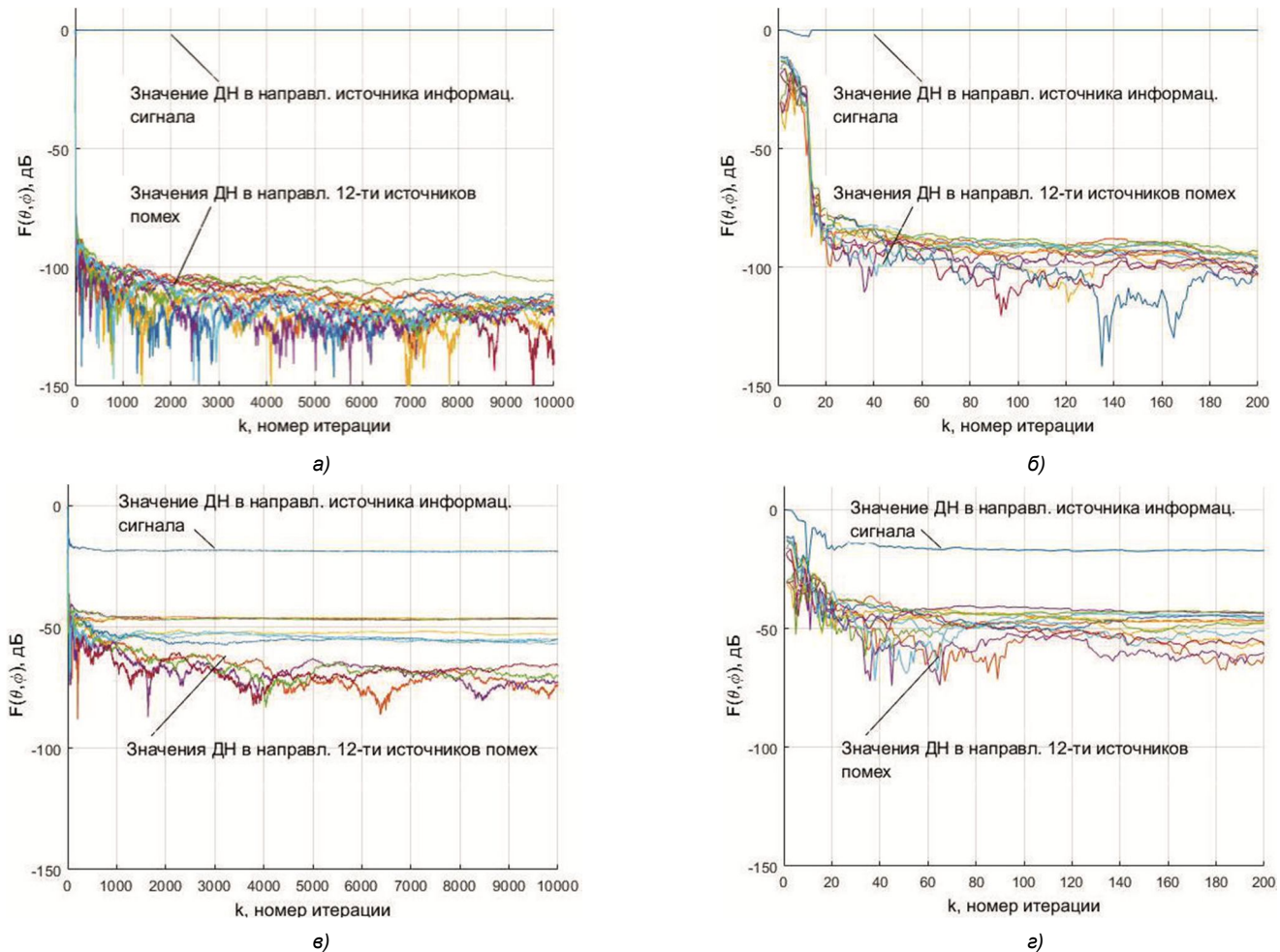


Рис. 5. Переходные процессы (13-ть входных сигналов): а), б) полностью адаптивной АР; в), г) частично адаптивной АР

Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты сравнительного исследования частично адаптивных и полностью адаптивных АР на основе MIL RLS-алгоритма адаптивной фильтрации. Частично адаптивная прямоугольная АР с суммированием сигналов антенн по строкам и столбцам характеризуется меньшей арифметической сложностью по сравнению с полностью адаптивной АР. Уменьшение этой сложности зависит от соотношения M / M_{xy} . Если общее число принятых сигналов меньше M и меньше M_{xy} , то обе ААР обеспечивают одинаковое подавление сигналов источников помех в установившемся состоянии. Это позволяет уменьшить требуемые вычислительные ресурсы для реализации решетки в виде частично адаптивной АР, если число ее антенн велико.

Литература

1. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками. М.: Радио и связь, 1983. 240 с.
2. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. Учебн. для радиотехн. спец. вузов. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
3. 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.
4. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. 4th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1095 p.
5. Maillou R. J. Phased array antenna handbook, 3rd ed. Artech House, Inc., 2017. 506 p.
6. Tsoulos G. V. Adaptive antennas for wireless communications. IEEE Press, 2001. 764 p.
7. Fen A. J. Adaptive antennas and phased arrays in radar and communications. Artech House, Inc., 2007. 410 p.
8. Guo Y. J., Ziolkowski R. W. Advanced array engineering for 6G and beyond wireless communications. Wiley-IEEE Press, 2021. 336 p.
9. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубний С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Издательство Ленинградского ун-та, 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. Chandran S., Ed. Adaptive antenna arrays: trends and applications. Springer, 2004. 660 p.
13. Allen B., Ghavami M. Adaptive array systems. Fundamentals and applications. John Wiley & Sons Ltd., 2005. 250 p.
14. Hudson J. E. Adaptive array principles. The Institution of Engineering and Technology, 2007. 253 p.
15. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.
16. Widrow B., Stearns D. D. Adaptive signal processing. Pearson. 1985. 528 p.
17. Cowan C. F. N., Grant P. M. Adaptive filters. Prentice-Hall, Inc., 1985. 308 p.
18. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. John Wiley and Sons, 2003. 1125 p.
19. Sayed A. H. Adaptive filters. John Wiley and Sons, 2008. 785 p.
20. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications. 2nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
21. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
22. Haykin S. Adaptive filter theory. 5th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
23. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation. 5th ed. Springer, 2020. 495 p.
24. Oppenheim A. V., Schaffer R. W. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall, 2009. 1144 p.
25. Сюзев В. В. Основы теории цифровой обработки сигналов. М: РТ Софт, 2014. 752 с.
26. Steyskal H. Digital beamforming antennas. Microwave Journal. 1987. № 1. P. 107-124.
27. Litva J., Lo T. K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. 301 p.
28. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
29. Добычина Е. М., Кольцов Ю. В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М.: Изд. МАИ, 2013. 158 с.
30. Слюсар В. И. Развитие схемотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 1. Первая миля. Last mile. 2018. № 1. С. 72-77.
31. Слюсар В. И. Развитие схемотехники ЦАР: некоторые итоги. Часть 2. Первая миля. Last mile. 2018. № 2. С. 76-80.
32. Darabi H. Radiofrequency integrated circuits and systems, 2nd ed. Cambridge University Press, 2020. 778 p.
33. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hall, 2004. 624 p.
34. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems. 2nd ed. Willey, 2017. 360 p.
35. Welch T. B., Wright H. G., Morrow M. G. Real-time digital signal processing from MATLAB to C with the TMS320C6x DSPs. 3rd ed. CRC Press, 2017. 480 p.
36. Витязев С. В. Цифровые процессоры обработки сигналов. М.: Горячая линия-Телком, 2017. 100 с.
37. Архипкин В. Я., Дябин М. И., Ерохин В. В., Леонин Ю. Л. Построение высокопроизводительной СНК на основе 16-разрядного процессорного ядра // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2020. Выпуск 4. С. 134-139.
38. Джиган В. И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 11. С. 48-77.
39. Djigan V. I. Recursive least squares – an idea whose time has come. Proceedings of the 7th International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, Russia, September 1-2, 2007. 4 p.
40. Джиган В. И., Вечтомов В. А. Пространственная фильтрация помех в антенне, построенной из подрешеток. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия Прибо-

ростроение. 2012. Специальный выпуск №7 «Радиооптические технологии приборостроения». С. 158-171.

41. Джиган В. И. Функциональная и вычислительная эффективность RLS-алгоритмов в арифметике действительных чисел для многолучевых адаптивных антенных решеток. Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 2. С. 29-35.

42. Джиган В.И. Двумерные адаптивные антенные решетки в арифметике комплексных и действительных чисел. Проблемы разработки перспективных микро- и нанозлектронных систем. 2018. Выпуск 4. С. 161-168.

43. 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.

44. Djigan V. I. Low complexity RLS adaptive filters. Proceedings of the 23-th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2022). Moscow, Russia, March 30 – April 1, 2022. 5 p.

45. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. М.: Совесткое радио, 1966. 368 с.

46. Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. 214 p.

47. Morgan D. R. Partially adaptive array techniques. IEEE Trans. Antennas and Propagation. 1978, Vol. 26, no. 6, pp. 823-833.

48. Chapman D. J. Partial adaptivity for the large array. IEEE Trans. Antennas and Propagation. 1976, vol. 24, no. 5, pp. 685-696.

49. 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.

50. 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.

НОВЫЕ КНИГИ

Основы статистической теории радиотехнических систем:

Учебное пособие под ред. А.В. Коренного – М.: Изд-во Радиотехника, 2021 г. – 240 с.: ил.

Приведены необходимые сведения из теории вероятностей, случайных процессов и математической статистики, и на их основе рассмотрены статистические методы анализа линейных и нелинейных систем. На базе теории фильтрации изложены современные методы синтеза радиоэлектронных систем различного назначения, основы теории информации и методы статистического моделирования. Методика применения теоретических результатов к решению практических задач проиллюстрирована содержательными примерами.

Предназначено для слушателей и курсантов военных вузов, а также студентов вузов, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы». Может быть аспирантам и преподавателям вузов, занимающихся вопросами синтеза и анализа радиотехнических устройств и систем.

Гаврилов К.Ю., Каменский И.В., Кирдяшкин В.В., Линников О.Н.

Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в MATLAB: Учебное пособие – М.: Изд-во Радиотехника, 2020 г. – 264 с.: ил.

Рассмотрены методы моделирования радиолокационных сигналов при отражении от сложных целей, принципы моделирования аналоговых и цифровых устройств обработки сигналов, включающие формирование двумерной матрицы цифровых отсчетов, методы согласованной фильтрации, обнаружения и обработки сигналов в импульсно-доплеровских радиолокационных системах.

Показаны примеры обработки наиболее распространенных видов радиолокационных сигналов – импульсных, с линейной частотной модуляцией и фазо-кодманипулированных сигналов. Приведены программы моделирования и обработки сигналов в среде MATLAB.

Для студентов, аспирантов и инженеров, изучающих и использующих теорию радиолокации и методы моделирования и обработки радиолокационных сигналов. Будет полезна научным работникам и разработчикам радиолокационных систем.

