

В. И. Джиган, В. А. Вечтомов

**ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПОМЕХ  
В АНТЕННЕ, ПОСТРОЕННОЙ ИЗ ПОДРЕШЕТОК**

*Рассмотрен алгоритм пространственной фильтрации сигналов в многолучевой адаптивной антенной решетке. Расчет весовых коэффициентов адаптивной решетки выполняется с помощью линейно-ограниченного рекурсивного алгоритма пространственной фильтрации по критерию наименьших квадратов. В качестве полезного сигнала используется сигнал с постоянной огибающей информационных символов. Коррелированные помехи с известных направлений соседних лучей многолучевой решетки подавляются с помощью линейных ограничений, а некоррелированные — с неизвестных направлений адаптивной фильтрацией. Приведена вычислительная процедура алгоритма и результаты компьютерного моделирования, подтверждающие эффективность предлагаемого решения задач пространственной фильтрации помех.*

**E-mail: vechtomov@bmsu.ru**

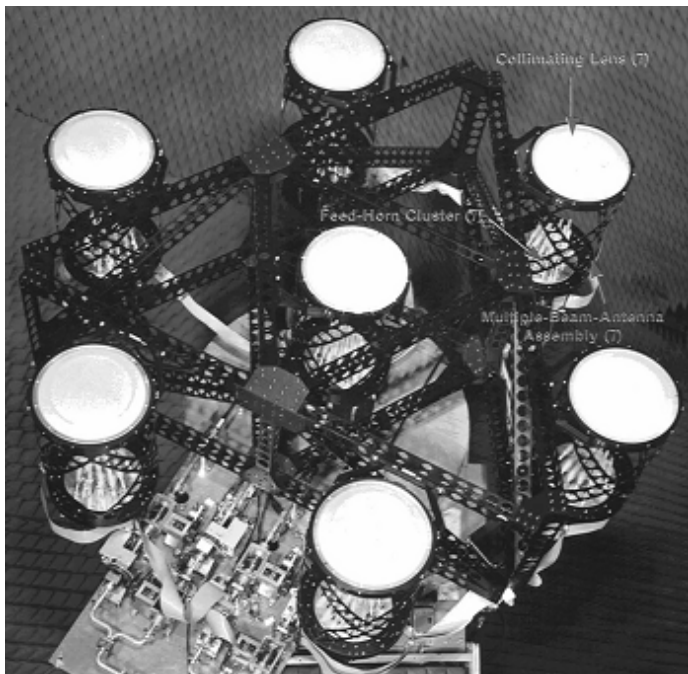
**Ключевые слова:** адаптивный RLS-алгоритм, антенная решетка, линейные ограничения, «слепые» алгоритмы.

Адаптивная пространственная фильтрация сигналов с помощью антенных решеток (АР) на сегодняшний день является эффективным решением задачи подавления помех в приемных устройствах радиосистем в случае, если полосы частот полезного сигнала и помех совпадают полностью или частично. Это решение обеспечивается путем адаптивного формирования диаграммы направленности (ДН) АР с провалами в направлениях на источники помех и поддержания требуемого уровня полезного сигнала [1].

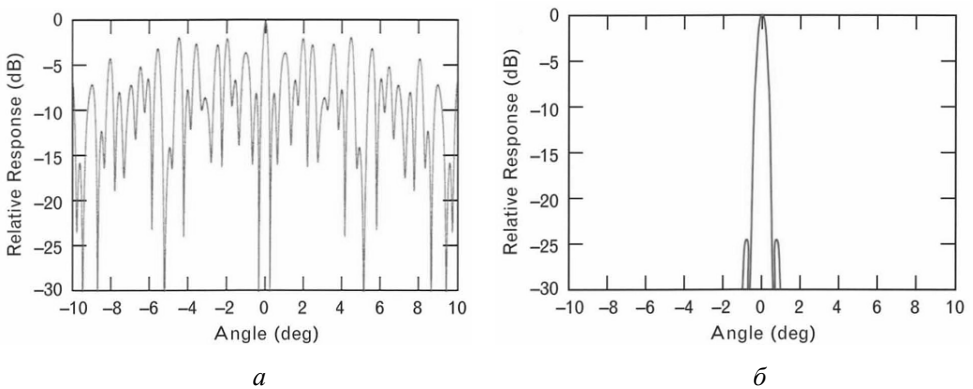
Кроме того, адаптивная фильтрация может применяться при создании цифровых АР [2] из крупноапертурных излучателей (рис. 1) для подавления главных побочных максимумов множителя решетки (рис. 2), формирующих боковые лепестки.

Адаптивная система антенны [2], по утверждению авторов, позволяет подавлять боковые лепестки, формируя при этом остронаправленные лучи с малым числом элементов решетки (рис. 2).

Другой подход к построению адаптивной фазированной антенной решетки (ФАР) из крупноапертурных излучателей показан в работе [3], в которой, как утверждают авторы, боковые лепестки подавляются ДН крупноапертурного излучателя, а адаптивная система служит для подавления активных помех. В работе [3] крупноапертурный излучатель облучается несколькими облучателями (рис. 3), которые образуют несколько подрешеток [2—4].



**Рис. 1.** АР из крупноапертурных излучателей [2]



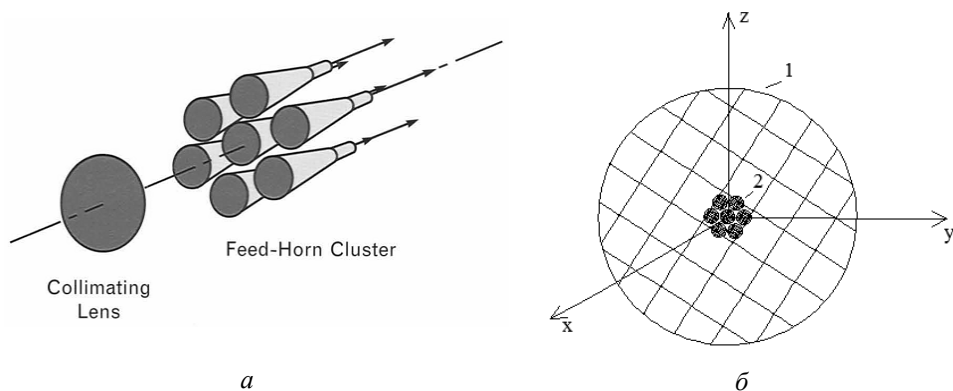
**Рис. 2.** ДН АР из крупноапертурных излучателей [2]:

$a$  — множитель АР;  $b$  — ДН АР после адаптивного подавления боковых лепестков

Поэтому, разработка алгоритма для антенны, состоящей из  $N$  подрешеток, является актуальной задачей, решение которой позволит создавать адаптивные остронаправленные АР из малого числа излучателей.

Одна из технических проблем при использовании адаптивных алгоритмов в АР — формирование опорного сигнала для адаптивных фильтров, к которым относятся и адаптивные АР (ААР). Эта проблема решается, если в качестве полезного сигнала, принимаемого ААР, используется сигнал с постоянным значением модуля информацион-

ных символов (Constant Modulus — CM). Такие сигналы сегодня широко используются в системах цифровой связи [5], что позволяет применять «слепые» алгоритмы для их обработки в адаптивных эквалайзерах каналов связи и в ААР. При обработке этих сигналов в качестве опорного сигнала можно использовать известное на приемной стороне постоянное значение модуля информационных символов CM-сигнала [6].



**Рис. 3. Крупноапертурный излучатель:**

*а* — по материалам [2]; *б* — по материалам [3]; 1 — зеркало или линза; 2 — облучатель из семи круглых волноводов

В настоящей статье рассматривается многолучевая ААР для приема CM-сигналов. Весовые коэффициенты в отдельных подрешетках многолучевой ААР вычисляются с помощью линейно-ограниченного (Linearly Constrained — LC) рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares — RLS). Эти коэффициенты обеспечивают неадаптивное формирование главного лепестка ДН каждой из подрешеток в известном направлении на источник полезного сигнала и провалов в ДН в известных направлениях на источники коррелированных помех, которые для соседних подрешеток являются полезными сигналами, а также адаптивное формирование провалов в ДН в неизвестных направлениях на источники некоррелированных помех. В общем случае адаптивная обработка CM-сигналов базируется на минимизации многоэкстремальной целевой функции

$$J(p, q) = E \left[ \left| s^p - |y(k)|^q \right|^2 \right], \quad (1)$$

где  $s = |a_i| = \sqrt{a_i^* a_i} = \text{const}$  — значение модуля информационных символов  $a_i$  [5]. Если  $p = q = 2$ , то (1) можно преобразовать в квадратичную унимодальную функцию [7]:

$$J'(2, 2) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \left| s^2 - \mathbf{h}_N^H(k) \mathbf{z}_N(k) \right|^2, \quad (2)$$

где  $\mathbf{z}_N(k) = \mathbf{x}_N(k) \mathbf{x}_N^H(k) \mathbf{h}_N(k-1) = \mathbf{x}_N(k) y_N^*(k)$ ,  $\mathbf{x}_N(k)$  — вектор сигналов в антенной решетке;  $\mathbf{h}_N(k)$  — вектор весовых коэффициентов антенной решетки;  $y_N(k)$  — выходной сигнал антенной решетки;  $k$  — номер итерации алгоритма адаптивной фильтрации, совпадающий с номером отсчета обрабатываемых сигналов;  $\lambda$  — параметр экспоненциального взвешивания, предназначенный для слежения в небольших пределах за медленно изменяющимися сигналами  $(1 - 0,4/N) \leq \lambda < 1$ . Здесь и далее нижний индекс  $N$  обозначает число элементов в векторе или число элементов  $N \times N$  в квадратной матрице, а также указывает, что скалярная переменная является функцией от  $N$  переменных. Двумя нижними индексами обозначается размер прямоугольных нетранспонированных матриц. Верхний индекс  $H$  обозначает операцию эрмитова сопряжения вектора или матрицы,  $T$  — операцию транспонирования вектора или матрицы, а «\*» — операцию комплексного сопряжения скалярной переменной.

Переход от целевой функции (1) к целевой функции (2) позволяет использовать известные алгоритмы адаптивной фильтрации сигналов для минимизации этой модифицированной квадратичной целевой функции. Однако известно, что независимо от вида целевой функции слепые адаптивные алгоритмы чувствительны к помехам, если помехи представляют собой СМ-сигналы. При подавлении таких помех часто возникает явление «захвата», когда полезный сигнал подавляется, а вместо подавления помехи происходит ее усиление [8]. Эффективным решением этой проблемы в ААР служит использование линейных ограничений [9]. Такие ограничения легко применять в большинстве приемных решеток систем радиосвязи, так как направления на источники полезных сигналов часто являются известными.

Несмотря на то, что линейные ограничения предохраняют основной лепесток ДН АР от разрушения, подавление СМ-помех, происходящих с направления боковых лепестков, может быть незначительным, если помехи и полезный сигналы коррелированы. Такая корреляция возникает в результате многолучевого распространения полезного сигнала или когда угловое расстояние между источниками различных СМ-сигналов мало, например, при приеме СМ-сигналов с помощью многолучевой АР.

В настоящей статье для подавления известных коррелированных помех в алгоритме вычисления весовых коэффициентов многолучевой ААР (рис. 4) предлагается использовать совокупность линейных

ограничений, обеспечивающих как поддержание основного луча ДН в каждой из подрешеток в направлении принимаемого полезного сигнала, так и одновременное формирование провалов в известных направлениях на источники пространственно-коррелированных СМ-помех. Эти ограничения формируются путем задания требуемого значения полезного СМ-сигнала на выходе подрешетки и нулевых значений пространственно-коррелированных СМ-помех.

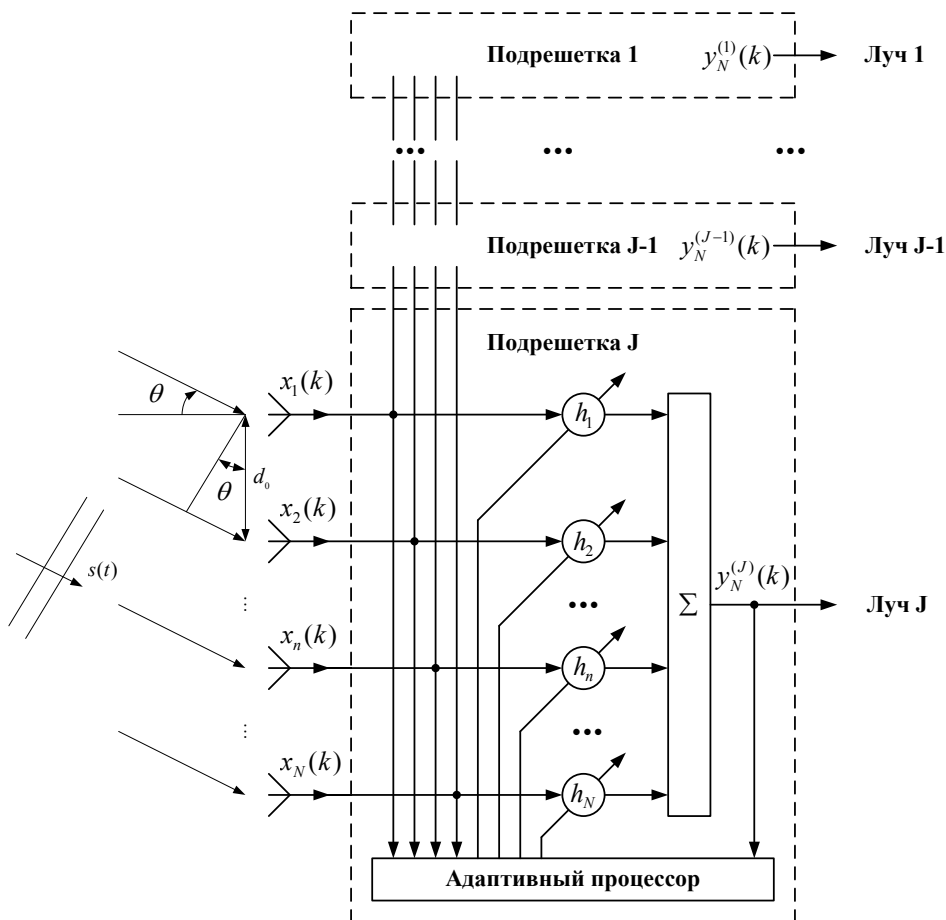


Рис. 4. Многолучевая адаптивная АР

Если каждая из подрешеток имеет  $N$  антенн и соответственно  $N$  весовых коэффициентов, а полное число принимаемых с известных направлений СМ-сигналов и принимаемых с неизвестных направлений некоррелированных помех меньше или равно  $N$ , то ЛС-алгоритм адаптивной фильтрации может быть использован для подавления помех обоих типов (коррелированных и некоррелированных).

В этом случае линейные ограничения имеют вид

$$\mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{h}_N^{(j)}(k) = \mathbf{f}_j^{(j)}, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{C}_{NJ} = [\mathbf{c}_N^{(1)}, \mathbf{c}_N^{(2)}, \dots, \mathbf{c}_N^{(j)}, \dots, \mathbf{c}_N^{(J)}] \quad (4)$$

— матрица векторов фазирования  $\mathbf{c}_N^{(j)}$ . Каждый из этих векторов соотносится с лучами многолучевой антенной решетки как

$$\mathbf{c}_N^{(j)} = [c_1(\theta_S^{(j)}), \dots, c_n(\theta_S^{(j)}), \dots, c_N(\theta_S^{(j)})]^T = [e^{i\psi_1^{(j)}}, \dots, e^{i\psi_n^{(j)}}, \dots, e^{i\psi_N^{(j)}}]^T. \quad (5)$$

Здесь

$$\psi_n^{(j)} = 2\pi d_0(n-1) \sin(\theta_S^{(j)}) / \lambda \quad (6)$$

— относительные фазы плоской волны  $s(t)$  с длиной  $\lambda$  от источника сигнала, расположенного под углом  $\theta_S^{(j)}$  относительно нормали к апертуре линейной антенной решетки,  $n = 1, 2, \dots, N$ .

Эти векторы несложно сформировать и для решетки с двумерным и трехмерным эквидистантным или неэквидистантным расположением антенн, используя известные геометрические соотношения [10]. Предполагается, что в рамках задачи, рассматриваемой в настоящей работе, число антенн во всех подрешетках одинаково, см. рис. 3. Для простоты изложения уравнение (6) приведено для случая эквидистантной линейной АР с расстоянием между антеннами  $d_0$ .

В рамках рассматриваемой задачи можно векторы ограничиваемых параметров задавать в следующем виде:

$$\mathbf{f}_j^{(j)} = [0, 0, \dots, 0, f^{(j)}, 0, \dots, 0]^T, \quad (7)$$

где  $f^{(j)}$  — положительное число, равно требуемому значению модуля ДН  $j$ -й подрешетки в направлении  $j$ -го источника полезного СМ-сигнала, а «нули» равны нулевым значениям ДН в направлении остальных лучей многолучевой антенной решетки (источников коррелированных помех).

Из уравнения (7) следует, что векторы  $\mathbf{f}_j^{(j)}$  взаимно ортогональны, т. е.

$$\mathbf{f}_j^{(l)T} \mathbf{f}_j^{(j)} = 0 \quad (8)$$

для всех  $l \neq j$ . В этом случае линейно-ограниченная задача минимизации по критерию наименьших квадратов полной энергии ошибок во всех подрешетках

$$\begin{aligned}
 E_N(k) &= \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^J \left\{ \left[ s^{(j)} \right]^2 - \mathbf{h}_N^{(j)H}(k) \mathbf{z}_N^{(j)}(i) \right\}^2 = \\
 &= \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^J \left\{ \left[ s^{(j)} \right]^2 - \left| y_N^{(j)}(i) \right| \right\}^2
 \end{aligned} \quad (9)$$

между огибающими полезных сигналов, принимаемых многолучевой АР  $s^{(j)}$  и модулями выходных сигналов подрешеток  $\left| y_N^{(j)}(k) \right|$ , распадается на  $J$  независимых задач.

Решением каждой из этих задач является вектор весовых коэффициентов, который для каждой из подрешеток описывается соответствующим уравнением:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{h}_N^{(j)}(k) &= \left[ \mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{r}_N^{(j)}(k) + \left[ \mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{C}_{NJ} \left\{ \mathbf{C}_{NJ}^H \left[ \mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{C}_{NJ} \right\}^{-1} \times \\
 &\times \left\{ \mathbf{f}_J^{(j)} - \mathbf{C}_{NJ}^H \left[ \mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{r}_N^{(j)}(k) \right\},
 \end{aligned} \quad (10)$$

где  $\mathbf{R}_N^{(j)}(k)$  — корреляционная матрица сигналов, элементами которой являются

$$z_n^{(j)}(k) = x_n(k) y_N^{(j)}(k), \quad (11)$$

$\mathbf{r}_N^{(j)}(k)$  — вектор взаимной корреляции между сигналами  $z_n^{(j)}(k)$  и  $s^{(j)2}$ ,  $x_n(k)$  — элементы вектора  $\mathbf{x}_N(k)$  входных сигналов ААР.

Уравнение (10) может быть реализовано с помощью  $J$  независимых LC RLS алгоритмов [11], в которых следует использовать линейные ограничения, задаваемые в виде унимодальной функции (2). Такой алгоритм [12] для одной подрешетки приведен ниже.

### LC RLS-алгоритм

$$\text{Initialization : } \mathbf{x}_N(0), \left[ \mathbf{R}_N^{(j)}(0) \right]^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_N,$$

$$\mathbf{\Gamma}_{NJ}^{(j)}(0) = \left[ \mathbf{R}_N^{(j)}(0) \right]^{-1} \mathbf{C}_{NJ}, \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(0) = \mathbf{\Gamma}_{NJ}^{(j)}(0) \left[ \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{\Gamma}_{NJ}^{(j)}(0) \right]^{-1},$$

$$\mathbf{h}_N^{(j)}(0) = \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(0)\mathbf{f}_J^{(j)}$$

**For**  $k = 1, 2, \dots, K$

$$\mathbf{y}_N^{(j)}(k) = \mathbf{h}_N^{(j)H}(k-1)\mathbf{x}_N(k)$$

$$\mathbf{z}_N^{(j)}(k) = \mathbf{x}_N(k)\mathbf{y}_N^{(j)*}(k)$$

Вычисление  $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$ , см., например, [13]

$$\mathbf{v}_J^{(j)}(k) = \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{g}_N^{(j)}(k)$$

$$\mathbf{v}_J^{(j)H}(k) = \mathbf{z}_N^{(j)H}(k) \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k-1)$$

$$\mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k) = \left[ \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k-1) - \mathbf{g}_N^{(j)}(k)\mathbf{v}_J^{(j)H}(k) \right] \times$$

$$\times \left[ \mathbf{I}_J + \frac{\mathbf{v}_J^{(j)}(k)\mathbf{v}_J^{(j)H}(k)}{1 - \mathbf{v}_J^{(j)H}(k)\mathbf{v}_J^{(j)}(k)} \right] \quad (12)$$

$$\mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k) = \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k) + \mathbf{C}_{NJ} \left[ \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{C}_{NJ} \right]^{-1} \left[ \mathbf{I}_J - \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k) \right]$$

$$\alpha_N^{(j)}(k) = s^{(j)2} - \left| \mathbf{y}_N^{(j)}(k) \right|^2$$

$$\mathbf{h}_N^{(j)}(k) = \mathbf{h}_N^{(j)}(k-1) + \mathbf{g}_N^{(j)}(k)\alpha_N^{(j)*}(k)$$

$$\mathbf{h}_N^{(j)}(k) = \mathbf{h}_N^{(j)}(k) + \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k) \left[ \mathbf{f}_N^{(j)} - \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{h}_N^{(j)}(k) \right]$$

**End for**  $k$

Оценка вычислительной сложности представленного алгоритма равна одной действительной операции деления,  $3NJ^2 + 5NJ + J^2 + J + 3N$  комплексным операциям умножения и  $3NJ^2 + 6NJ + 4J + 3N$  комплексным операциям сложения при выполнении каждой  $k$ -й итерации. В оценке не учитывается сложность вычисления векторов коэффициентов Калмана  $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$ , которая определяется видом используемого для этого алгоритма: на основе леммы об обращении матрицы, на основе обратного QR-разложения и на основе других приемов [13].

При использовании алгоритмов [13] для решения рассматриваемой задачи переменные  $\mathbf{R}_N^{-1}(k)$  и  $\mathbf{x}_N(k)$ , фигурирующие в этих алгоритмах, необходимо заменить на  $\left[ \mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1}$  и  $\mathbf{z}_N^{(j)}(k)$ . Пример вычисления вектора  $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$  с помощью леммы об обращении матрицы



приведен ниже. На каждой итерации представленного алгоритма (12) выполняются следующие вычисления:

$$\mathbf{g}_N^{(j)}(k) = \frac{[\mathbf{R}_N^{(j)}(k-1)]^{-1} \mathbf{z}_N^{(j)}(k)}{\lambda + \mathbf{z}_N^{(j)H}(k) [\mathbf{R}_N^{(j)}(k-1)]^{-1} \mathbf{z}_N^{(j)}(k)}; \quad (13)$$

$$[\mathbf{R}_N^{(j)}(k)]^{-1} = \lambda^{-1} \left\{ [\mathbf{R}_N^{(j)}(k-1)]^{-1} - \mathbf{g}_N^{(j)}(k) \mathbf{z}_N^{(j)H}(k) [\mathbf{R}_N^{(j)}(k-1)]^{-1} \right\}. \quad (14)$$

Оценка вычислительной сложности уравнений (13) и (14) равна  $2N^2 + 2N$  комплексным операциям умножения,  $1,5N^2 + 1,5N$  комплексным операциям сложения и одной действительной операции деления. В этой оценке учено, что результаты некоторых промежуточных вычислений являются комплексно-сопряженными по отношению друг к другу, а потому они могут вычисляться только 1 раз.

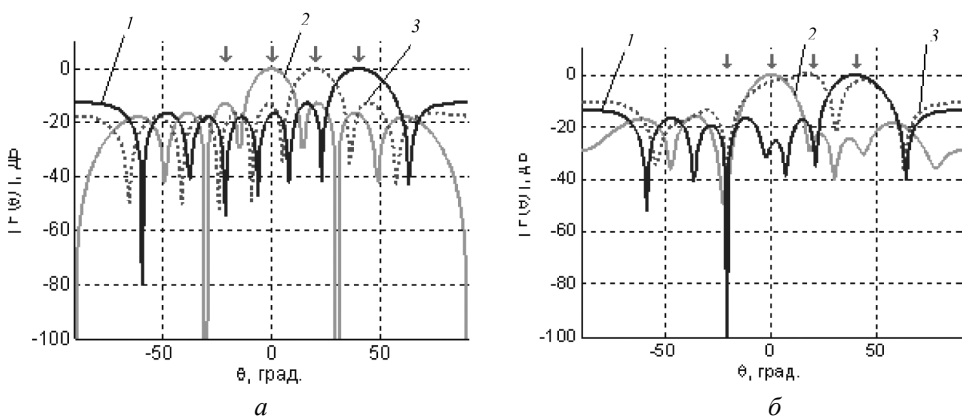
Оценка сложности вычисления вектора  $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$  с помощью обратного QR-разложения с операциями извлечения квадратного корня равна  $3N^2 + 5N$  комплексным операциям умножения,  $1,5N^2 + 1,5N$  комплексным операциям сложения,  $N$  действительным операциям деления и  $N$  действительным операциям извлечения квадратного корня.

Оценка сложности вычисления вектора  $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$  с помощью обратного QR-разложения без операций извлечения квадратного корня равна  $2N^2 + 8N$  комплексным операциям умножения,  $1,5N^2 + 1,5N$  комплексным операциям сложения и  $N$  действительным операциям деления. Операции извлечения квадратного корня в этом вычислении отсутствуют.

Работоспособность и эффективность представленного выше алгоритма адаптивной фильтрации подтверждена компьютерным моделированием трехлучевой ААР. Результаты моделирования для линейной антенной эквидистантной решетки с числом антенн в апертуре  $N = 8$  при использовании трех независимых адаптивных алгоритмов приведены на рис. 5 [11]. В этом случае в каждом из трех алгоритмов задавалось только одно линейное ограничение на значение основного лепестка ДН подрешетки, служащее для поддержания требуемого уровня этого лепестка. Сигналы, поступающие из направлений основных лепестков ДН соседних подрешеток, рассматривались как неизвестные помехи.

Основные лепестки ДН (рис. 5) трех подрешеток были ориентированы соответственно в направлениях  $\theta_S^{(1)} = 0^\circ$ ,  $\theta_S^{(2)} = 20^\circ$  и

$\theta_S^{(2)} = 40^\circ$ . Источник некоррелированной помехи располагался под углом  $\theta = -20^\circ$ . Углы отсчитывались относительно нормали к апертуре линейной ААР, см. уравнение (6).



**Рис. 5. Результаты моделирования ДН при использовании трех независимых алгоритмов (12):**

*a* — в исходном состоянии; *б* — в конце переходного процесса

Отношение сигнал/помеха на входе каждой антенны для некоррелированной помехи задавалось равным  $-20$  дБ. Отношение сигнал/шум в каждом из каналов задавалось равным  $30$  дБ. Каждая из подрешеток в качестве полезного сигнала принимала один из СМ-сигналов с Phase Shift Keying (PSK) модуляцией и  $|a_i| = 1$ : PSK-4, PSK-8 или PSK-16 [5]. Поэтому для каждой из подрешеток два других из этих сигналов представляли собой коррелированные помехи с отношением сигнал/помеха равным  $0$  дБ. По условиям моделирования требовалось подавлять все помехи, как некоррелированные, так и коррелированные.

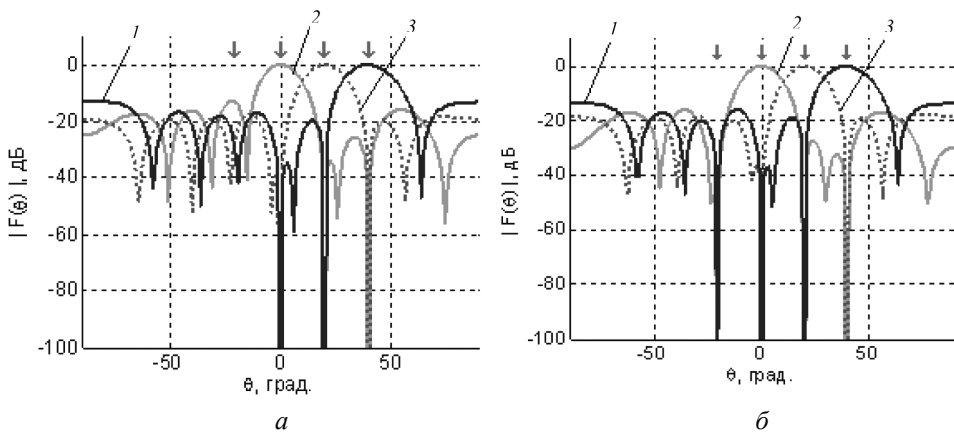
На рис. 5, *a* видно, что инициализация алгоритма [11] не влияет на коррелированные помехи, поскольку в этом алгоритме используется только одно линейное ограничение, накладываемое лишь на основной лепесток ДН подрешетки. Благодаря этому ограничению (рис. 5, *б*), отсутствует явление «захвата» помех. В процессе адаптации некоррелированная помеха подавляется в каждой из подрешеток, поскольку в ее направлении в ДН формируется глубокий провал. В то же время подавление коррелированных помех в установившемся состоянии незначительное (провалы в ДН небольшие).

Из анализа рис. 5 следует, что некоррелированная помеха во всех подрешетках подавляется примерно одинаково, так как в установившемся режиме адаптивного процесса достигаются примерно одинаковые значения ДН в направлении этой помехи. Длительность переходного процесса зависит от исходного уровня бокового лепестка ДН

в направлении помехи. Поскольку в разных подрешетках согласно условиям эксперимента эта помеха попадает в разные по уровню боковые лепестки (так как занимает фиксированное угловое положение относительно нормали к апертуре), то и длительность переходных процессов тоже получается разной.

В этих же условиях предложенный в настоящей работе алгоритм, благодаря линейным ограничениям (3) не только поддерживает требуемое значение основного лепестка ДН подрешетки, но и образует глубокие провалы в направлениях источников коррелированных помех на каждой итерации алгоритма: от исходного (неадаптивного) (рис. 6, а) до установившегося состояния (рис. 6, б). Некоррелированная помеха в каждой из подрешеток также подавляется.

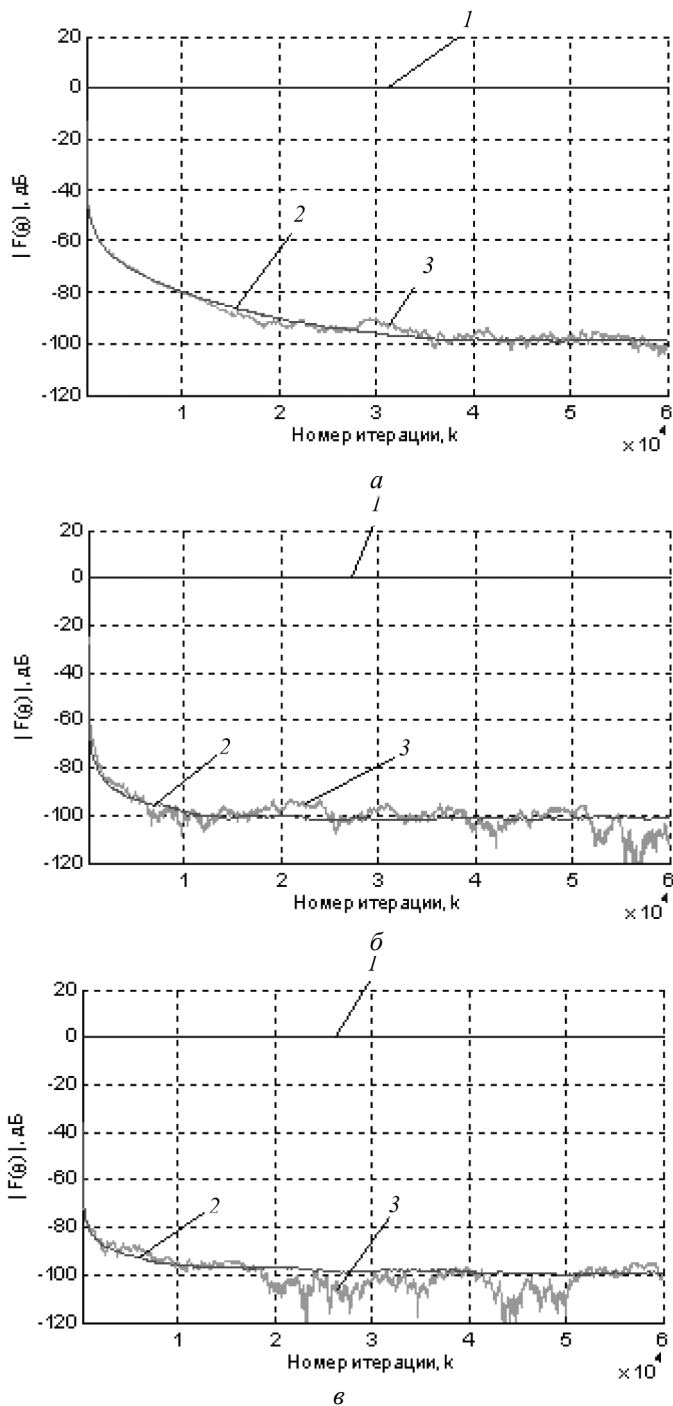
Переходные процессы подавления некоррелированной помехи в каждой из подрешеток в терминах ДН приведены на рис. 7. Здесь горизонтальная линия 1 показывает значение ДН в направлении на источник полезного сигнала на каждой итерации алгоритма, кривая 2 — значение ДН в направлении на источник коррелированной помехи при одной реализации адаптивного процесса, а сглаженная кривая 3 — результат усреднения 100 независимых реализаций адаптивных процессов. Кривые значений ДН (меньше 120 дБ) в направлениях некоррелированных помех на рис. 7 не представлены.



**Рис. 6. Результаты моделирования ДН с использованием в алгоритме (12) соотношений (13) и (14):**

а — в исходном состоянии; б — в конце переходного процесса

Аналогичные результаты получаются для многолучевых АР с другим числом антенн  $N$  и лучей  $J$ , с разным числом и угловым расположением некоррелированных помех при разных отношениях сигнал/помеха, если общее число помех не превышает  $N - 1$  и эти помехи принимаются подрешетками в области боковых лепестков их ДН.



**Рис. 7. Переходные процессы подавления коррелированной помехи в подрешетках:**

*a* — подрешетка с  $\theta_S^{(1)} = 0^\circ$ , *б* — подрешетка с  $\theta_S^{(2)} = 20^\circ$ , *в* — подрешетка с  $\theta_S^{(2)} = 40^\circ$

Таким образом, результаты моделирования, представленные на рис. 5, 6, подтверждают эффективность рассмотренного в работе адаптивного LC RLS алгоритма, примененного для вычисления весовых коэффициентов многолучевой ААР. При использовании этого алгоритма исключается явление «захвата» коррелированных помех, а также обеспечивается: неадаптивное подавление коррелированных помех принимаемых с известных направлений, адаптивное подавление некоррелированных помех, принимаемых с неизвестных направлений и поддержание требуемого значения ДН в направлениях источников полезных сигналов. Предложенный алгоритм может найти широкое применение в многолучевых цифровых ААР систем связи.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Compton R. T. Adaptive antennas. Concepts and performance. – Prentice Hall, 1988. – 448 p.
2. William C. Cummings. An Adaptive Nulling Antenna for Military Satellite Communications // The Lincoln Laboratory Journal. – 1992. – Vol. 5. – No. 2. – P. 173–193.
3. Пономарев Л. И., Вечтомов В. А., Милосердов А. С. Многолучевая антенная решетка для системы спутниковой связи // Антенны. – 2012. – № 5 (180). – С. 52–63.
4. Вечтомов В. А., Джиган В. И. Алгоритм полной адаптации активной фазированной антенной решетки // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. – 2009. – С. 38–42.
5. Benvenuto N., Cherubini G. Algorithms for communication systems and their applications, Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 2002. – 1285 p.
6. Treichler J., Larimore M. New processing techniques based on the constant modulus adaptive algorithm // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1985. – Vol. 33. – No. 2. – P. 420–431.
7. Chen Y., Le-Ngoc T., Champagn B., Xu C. Recursive least squares constant modulus algorithm for blind adaptive array // IEEE Trans. Signal Processing. – 1985. – Vol. 33. – No. 2. – P. 1452–1456.
8. Treichler J., Larimore M. The tone capture properties of CMA-based interference suppressors // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1985. – Vol. 33. – No. 4. – P. 946–958.
9. Rude M. J., Griffiths L. J. Incorporation of linear constraints into the constant modulus algorithm // Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1989. – Vol. 2. – P. 968–971.
10. Liu W., Weiss S. Wideband beamforming: concepts and techniques. – John Wiley and Sons, Ltd., 2010. – 286 p.
11. Джиган В. И. Одновременное использование нескольких критериев в адаптивных антенных решетках // Доклады 10-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2008)» (Российская

академия наук: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова, 26–28 марта 2008 г.). – М., 2008. – Т. 1. – С. 168–172.

12. Джиган В. И. Линейно-ограниченная адаптивная фильтрация СМ-сигналов с помощью многолучевых антенных решеток // Доклады 13-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2011)» (Российская академия наук: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова, 30 марта – 1 апреля 2011 г.). – М., 2011. – Т. 1. – С. 97–100.
13. Джиган В. И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации // Успехи современной радиоэлектроники. – 2004. – № 11. – С. 48–77.

Статья поступила в редакцию 17.09.2012