

нерционных УМ в динамическом диапазоне, определяемом теоретическим пределом компенсации нелинейности, который в свою очередь зависит от выбранной величины K_{VM} .

Как показала практика, при правильной настройке АОМ предложенный алгоритм обеспечивает также и линеаризацию характеристик УМ с инерционным запаздыванием. Анализ показал, что данный вариант системы компенсации нелинейности УМ обладает некоторыми преимуществами по сравнению с вариантом, рассмотренным в работе [1]. Это касается, в первую очередь, простоты цифровой реализации и более высокой скорости адаптивных процессов в системе.

Следует подчеркнуть, что алгоритмы метода достаточно легко реализуются средствами микросхемотехники и могут найти широкое применение в задачах адаптивной линеаризации характеристик разнообразных технических устройств, например, интеллектуальных датчиков физических величин технологических объектов, работающих в режимах неопределенности, и пр.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гудкова Н.В. Цифровая линеаризация амплитудной характеристики усилителя мощности методом адаптивного обратного моделирования // IV Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем». Сборник трудов, 2010. – М.: ИППМ РАН (МЭС-2010).
2. Widrow B., Walach E. Adaptive Inverse Control- A Signal Processing Approach, Wiley, Hoboken, NJ, 2008.
3. Гудкова Н.В. Цифровое управление техническими объектами с применением адаптивного обратного моделирования // Автоматизация и современные технологии. – М.: Машиностроение, 2006. – № 4.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.Н. Прокопенко.

Гудкова Наталья Васильевна – Технологический институт федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге; e-mail: tala_gud@rambler.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634371689; кафедра систем автоматического управления; к.т.н.; доцент.

Бесклубова Ксения Валерьевна – e-mail: besklubova@rambler.ru; кафедра систем автоматического управления; студентка.

Gudkova Natalya Vasilyevna – Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: tala_gud@rambler.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371689; the department of automatic control systems; cand. of eng. sc.; associate professor.

Besklubova Ksenia Valeryevna – e-mail: besklubova@rambler.ru; the department of automatic control systems; student.

УДК 621.03.01

В.И. Джиган

МНОГОЛУЧЕВАЯ АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

Рассматривается многолучевая адаптивная антенная решетка, весовые коэффициенты которой вычисляются с помощью линейно ограниченного рекурсивного алгоритма адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов. Антенная решетка предназначена для решения задач приема полезного сигнала с постоянной огибающей информации.

онных символов, а также для подавления помех, коррелированных и некоррелированных с этим сигналом. Результаты моделирования демонстрируют эффективность предлагаемого решения перечисленных задач.

Адаптивная антенная решетка; адаптивный алгоритм; RLS-алгоритм; линейные ограничения; «слепые» алгоритмы.

V.I. Djigan

MULTI-BEAM ADAPTIVE ARRAY

The paper considers the multi-beam adaptive antenna array, which weights are computed by means of a linearly constrained recursive least squares algorithm. The array is used for the receiving of constant modulus desired signals and for the combating of interferences which may be uncorrelated or correlated with desired signals. Simulation results demonstrate the efficiency of the solution of the above mentioned tasks.

Adaptive array; adaptive algorithm; RLS algorithm; linear constraints; "blind" algorithms.

Сигналы с постоянным значением модуля комплексной огибающей (Constant Modulus, CM) сегодня широко используются в системах цифровой связи, что дает возможность использовать «слепые» алгоритмы для их обработки. В адаптивных фильтрах при использовании таких алгоритмов можно обходиться без опорного сигнала, вместо которого используется известное постоянное значение огибающей CM-сигнала [1]. Так как получения опорного сигнала в системах связи часто является непростой задачей, то адаптивные алгоритмы, не требующие этого сигнала, привлекательны с практической точки зрения. В настоящей статье рассматривается многолучевая адаптивная антенная решетка для приема CM-сигналов, в которой весовые коэффициенты подрешеток вычисляются с помощью линейно-ограниченного (Linearly Constrained, LC) рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS). Для каждой из подрешеток эти коэффициенты обеспечивают формирование основного лепестка (луча) диаграммы направленности (ДН) в известном направлении на источник полезного сигнала и провалов в ДН в известных направлениях на источники коррелированных помех, которые для каждой из соседних подрешеток являются полезными сигналами. Они также обеспечивают формирование провалов в ДН в неизвестных направлениях на источники некоррелированных помех.

Адаптивная обработка CM-сигналов базируется на минимизации многоэкстремальной целевой функции

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

где $|a_i| = \sqrt{a_i^* a_i} = s = const$ – значение огибающей информационных символов a_i полезного сигнала. Если $p = q = 2$, то функцию (1) можно преобразовать в квадратичную унимодальную функцию [2]. Это преобразование позволяет использовать незначительно модифицированные известные алгоритмы адаптивной фильтрации для минимизации такой целевой функции. Однако независимо от того, какая целевая функция используется, т.е. исходная многоэкстремальная или ее квадратичная унимодальная версия, слепые адаптивные алгоритмы весьма чувствительны к помехам, если помехи представляют собой CM-сигналы. При подавлении таких помех часто возникает явление «захвата», когда полезный сигнал подавляется, а вместо подавления помехи происходит ее усиление. Эффективным решением этой проблемы в адаптивных антенных решетках служит использование линейных ограничений [3]. Такие ограничения легко применять в большинстве

приемных решеток систем радиосвязи, так как направления на источники полезных сигналов являются часто известными. Однако, несмотря на то, что линейные ограничения предохраняют основной лепесток ДН антенной решетки от разрушения, подавление СМ-помех, приходящих из направления боковых лепестков, может быть незначительным, если помехи и полезный сигнал коррелированы по времени или по пространству. Корреляция по времени возникает в результате многолучевого распространения полезного сигнала, а корреляция по пространству, – когда угловое расстояние между источниками различных СМ-сигналов является малым. Пространственная корреляция возникает и при приеме СМ-сигналов с помощью многолучевой антенной решетки. В настоящей статье для подавления известных коррелированных помех в решетке предлагается использовать совокупность линейных ограничений, обеспечивающих поддержание основного луча ДН в каждой из подрешеток в направлениях принимаемых полезных сигналов 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.

Если каждая из подрешеток имеет N антенн и, соответственно, 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). Линейные ограничения определяются в этом случае как

$$\mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{h}_N^{(j)}(k) = \mathbf{f}_J^{(j)}, \quad (2)$$

где

$$\mathbf{C}_{NJ} = [\mathbf{c}_N^{(1)}, \mathbf{c}_N^{(2)}, \dots, \mathbf{c}_N^{(j)}, \dots, \mathbf{c}_N^{(J)}] \quad (3)$$

- ◆ матрица векторов фазирования $\mathbf{c}_N^{(j)}$. Каждый из этих векторов соотносится с лучами многолучевой антенной решетки как (4);
- ◆ относительные фазы плоской волны $s(t)$ с длиной λ 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 в случае решетки с двумерным и трехмерным расположением антенн.

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_N^{(j)} &= [c_1(\theta_S^{(j)}), \dots, c_n(\theta_S^{(j)}), \dots, c_N(\theta_S^{(j)})]^T = \\ &= [e^{i\psi_1^{(j)}}, \dots, e^{i\psi_n^{(j)}}, \dots, e^{i\psi_N^{(j)}}]^T, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\psi_n^{(j)} = 2\pi d_0(n-1) \sin(\theta_S^{(j)})/\lambda. \quad (5)$$

Предполагается, что в рамках задачи, рассматриваемой в настоящей работе, число антенн во всех подрешетках одинаково. Для простоты изложения уравнение (5) приведено для случая эквидистантной линейной антенной решетки с расстоянием между антеннами d_0 .

Векторы ограничиваемых параметров в рамках рассматриваемой задачи можно задавать как

$$\mathbf{f}_J^{(j)} = [0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T, \quad (6)$$

где «единица» или другое положительное число равно требуемому значению ДН j -й подрешетки в направлении j -го источника полезного СМ-сигнала, а «нули» равны нулевым значениям ДН в направлениях остальных лучей многолучевой антенной решетки. Из уравнения (6) следует, что векторы $\mathbf{f}_J^{(j)}$ взаимно ортогональны, т.е.

$$\mathbf{f}_J^{(l)T} \mathbf{f}_J^{(j)} = 0 \quad (7)$$

для всех $l \neq j$. В этом случае LC задача минимизации по критерию наименьших квадратов энергии ошибок

$$E_N(k) = \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^J \left[s^{(j)2} - \left| y_N^{(j)}(k) \right|^2 \right] \quad (8)$$

между огибающими полезных сигналов, принимаемых многолучевой антенной решеткой $s^{(j)}$ 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

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_N^{(j)}(k) &= \left[\mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{r}_N^{(j)}(k) + \\ &+ \left[\mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{C}_{NJ} \left\{ \mathbf{C}_{NJ}^H \left[\mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{C}_{NJ} \right\}^{-1} \times \\ &\times \left\{ \mathbf{f}_J^{(j)} - \mathbf{C}_{NJ}^H \left[\mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1} \mathbf{r}_N^{(j)}(k) \right\}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\mathbf{R}_N^{(j)}(k)$ – корреляционная матрица сигналов

$$z_n^{(j)}(k) = x_n(k) y_N^{(j)}(k), \quad (10)$$

$\mathbf{r}_N^{(j)}(k)$ – вектор взаимной корреляции между сигналами $z_n^{(j)}(k)$ и $s^{(j)2}$, $x_n(k)$ – элементы вектора $\mathbf{x}_N(k)$ входных сигналов решетки, а k – номер итерации алгоритма адаптивной фильтрации, совпадающий с индексом дискретного времени (номером отсчета обрабатываемых сигналов).

Уравнение (9) может быть реализовано с помощью J независимых LC RLS алгоритмов [4], в которых следует использовать линейные ограничения (2). Такой алгоритм для одной подрешетки приведен в табл. 1.

Оценка вычислительной сложности алгоритма (табл. 1) равна одной действительной операции деления, $3NJ^2 + 5NJ + J^2 + J + 3N$ комплексным операциям умножения и $3NJ^2 + 6NJ + 4J + 3N$ комплексным операциям сложения на каждой k -й итерации. В оценке не учитывается сложность вычисления векторов коэффициентов Калмана $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$, которая определяется видом используемого для этого вычисления алгоритма: на основе леммы об обращении матрицы, на основе обратного QR-разложения с операциями или без операций извлечения квадратного корня [5]. При использовании этих алгоритмов для решения рассматриваемой задачи переменные $\mathbf{R}_N^{-1}(k)$ и $\mathbf{x}_N(k)$ необходимо заменить $\left[\mathbf{R}_N^{(j)}(k) \right]^{-1}$ и $\mathbf{z}_N^{(j)}(k)$.

Оценка сложности вычисления вектора $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$ с помощью леммы об обращении матрицы равна $2N^2 + 2N$ комплексным операциям умножения, $1,5N^2 + 1,5N$ комплексным операциям сложения и одной действительной операции деления. В этой оценке учтено, что результаты некоторых промежуточных вычислений являются комплексно-сопряженными по отношению друг к другу.

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.

На рис. 1 приведены результаты численного моделирования задачи подавления помех с помощью трехлучевой линейной антенной решеткой с числом антенн $N = 8$, использующей три независимых адаптивных алгоритма [4]. В этом случае только одно линейное ограничение на значение основного лепестка ДН подрешетки используется в каждом из алгоритмов. Сигналы, поступающие из направлений основных лепестков ДН соседних подрешеток, рассматриваются как неизвестные помехи. Основные лепестки ДН подрешеток ориентированы в направлениях $\theta_S^{(1)} = 0^\circ$, $\theta_S^{(2)} = 20^\circ$ и $\theta_S^{(2)} = 40^\circ$. Источник некоррелированной помехи располагается под углом $\theta = -20^\circ$. Отношение сигнал-помеха для некоррелированной помехи $\text{ОСП}^{(j)} = -20$ дБ в каждой из подрешеток. Отношение сигнал-шум в каждом из каналов подрешеток $\text{ОСШ} = 30$ дБ. Каждая из подрешеток в качестве полезного сигнала принимает один из Phase Shift Keying (PSK) сигналов: PSK-4, PSK-8 или PSK-16 с $|a_i| = 1$. Поэтому для каждой из подрешеток два других из этих сигналов представляют собой коррелированные помехи с $\text{ОСП} = 0$ дБ. Из рис. 1,а видно, что инициализация алгоритма [4] не влияет на коррелированные помехи. Благодаря этому ограничению (см. рис. 1,б) лишь отсутствует явление «захвата» помех. В процессе адаптации некоррелированная помеха подавляется в каждой из подрешеток, так как в ее направлении в ДН формируется глубокий провал. В тоже время подавление коррелированных помех незначительное. Напротив, предложенный в настоящей работе алгоритм в этих же условиях 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 (рис. 2,а) до установившегося состояния (рис. 2,б).

Некоррелированная помеха в каждой из подрешеток также подавляется. Таким образом, результаты моделирования подтверждают эффективность предлагаемого адаптивного LC RLS-алгоритма (табл. 1), с помощью которого поддерживается требуемый уровень основного лепестка ДН подрешеток, исключается явление «захвата» коррелированных помех, а также обеспечивается подавление коррелированных помех, принимаемых с известных направлений, и адаптивное подавление некоррелированных помех, принимаемых с неизвестных направлений.

Таблица 1

LC RLS-алгоритм

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{x}_N(0), [\mathbf{R}_N^{(j)}(0)]^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_N,$ $\Gamma_{NJ}^{(j)}(0) = [\mathbf{R}_N^{(j)}(0)]^{-1} \mathbf{C}_{NJ},$ $\mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(0) = \Gamma_{NJ}^{(j)}(0) [\mathbf{C}_{NJ}^H \Gamma_{NJ}^{(j)}(0)]^{-1},$ $\mathbf{h}_N^{(j)}(0) = \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(0) \mathbf{f}_J^{(j)}$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$y_N^{(j)}(k) = \mathbf{h}_N^{(j)H}(k-1) \mathbf{x}_N(k)$	(1.1)
$\mathbf{z}_N^{(j)}(k) = \mathbf{x}_N(k) y_N^{(j)*}(k)$	(1.2)
Вычисление $\mathbf{g}_N^{(j)}(k)$, см., например, [5]	(1.3)
$\mathbf{v}_J^{(j)}(k) = \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{g}_N^{(j)}(k)$	(1.4)
$\mathbf{v}_J^{(j)H}(k) = \mathbf{z}_N^{(j)H}(k) \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k-1)$	(1.5)
$\mathbf{Q}'_{NJ}(k) = [\mathbf{Q}_{NJ}(k-1) - \mathbf{g}_N^{(j)}(k) \mathbf{v}_J^{(j)H}(k)] \times$ $\times \left[\mathbf{I}_J + \frac{\mathbf{v}_J^{(j)}(k) \mathbf{v}_J^{(j)H}(k)}{1 - \mathbf{v}_J^{(j)H}(k) \mathbf{v}_J^{(j)}(k)} \right]$	(1.6)
$\mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k) = \mathbf{Q}'_{NJ}(k) +$ $+ \mathbf{C}_{NJ} [\mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{C}_{NJ}]^{-1} [\mathbf{I}_J - \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{Q}'_{NJ}(k)]$	(1.7)
$\alpha_N^{(j)}(k) = s^{(j)2} - y_N^{(j)}(k) ^2$	(1.8)
$\mathbf{h}'_N{}^{(j)}(k) = \mathbf{h}_N^{(j)}(k-1) + \mathbf{g}_N^{(j)}(k) \alpha_N^{(j)*}(k)$	(1.9)
$\mathbf{h}_N^{(j)}(k) = \mathbf{h}'_N{}^{(j)}(k) + \mathbf{Q}_{NJ}^{(j)}(k) [\mathbf{f}_N^{(j)} - \mathbf{C}_{NJ}^H \mathbf{h}'_N{}^{(j)}(k)]$	(1.10)
End for k	

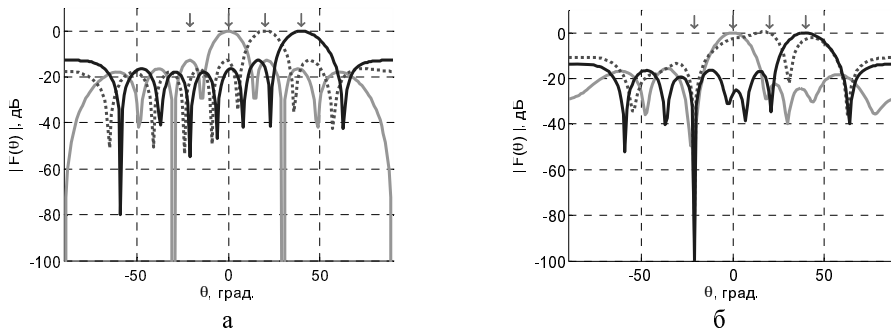


Рис. 1. Адаптация с независимыми ограничениями:
 а – ДН в исходном состоянии, б – ДН в конце переходного процесса

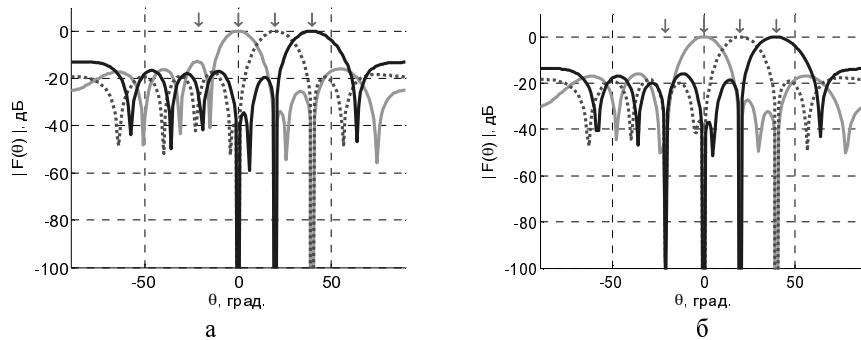


Рис. 2. Адаптация с зависимыми ограничениями:
а – ДН в исходном состоянии; б – ДН в конце переходного процесса

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Treichler J., Larimore M. New processing techniques based on the constant modulus adaptive algorithm. – IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1985. – Vol. 33, № 2. – P. 420-431.
2. 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, № 2. – P. 1452-1456.
3. Frost O.L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. – Proceedings of the IEEE. – 1972. – Vol. 60. – № 8. – P. 926-935.
4. Djigan V.I. Joint use of constant modulus and least squares criteria in linearly-constrained communication arrays. – Radioengineering: Proceedings of Czech and Slovak Technical Universities and URSI Committers. – 2007. – Vol. 16. – № 4. – P. 88-95.
5. Джиган В.И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации // Успехи современной радиоэлектроники. – 2004. – № 11. – С. 48-77.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., доцент А.В. Гуреев

Джиган Виктор Иванович – Государственное унитарное предприятие г. Москвы Научно-производственный центр «Электронные вычислительно-информационные системы»; e-mail: djigan@elvees.com; 124460, г. Москва, Зеленоград, Южная промышленная зона, пр. 4922, строение 2; тел.: +74997311961; главный научный сотрудник; д.т.н.

Djigan Victor Ivanovich – Scientific Secretary of ELVEES R&D Center of Microelectronics; e-mail: djigan@elvees.com; Bld. 2, Pas. 4922, Southern Industrial Park, Zelenograd, Moscow, 124460, Russia; phone: +74997311961; principal researcher; dr. of eng. sc.

УДК 621.391:519.21

Е.В. Монсева

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ОБЪЕКТОВ

Задача идентификации динамических объектов по экспериментальным данным является одной из основных задач современной теории автоматического управления. Идентификация является обязательным элементом и наиболее сложной стадией процесса решения прикладных задач. Необходимость оптимизации процесса решения практических проблем путем рациональной идентификации стимулирует прогресс теории в классическом направлении. В работе представлен метод идентификации объектов по их частот-