

Определение диаграммы направленности линейной решетки с многоступенчатым адаптивным компенсатором помех

Семибаламут К. М.¹, Хамула С. В.¹, Жук С. Я.², Литвинцев С. Н.²

¹Военно-дипломатическая академия имени Евгения Березняка, г. Киев

²Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского”

E-mail: serya58@ukr.net

На основе факторизованного представления матричной импульсной характеристики многоступенчатого фильтра предложена методика расчета диаграммы направленности цифровой линейной антенной решетки с многоступенчатым адаптивным компенсатором помех с блочной ортогонализацией сигналов компенсационных каналов, который обеспечивает параллельно-последовательную обработку сигналов. С помощью разработанной методики выполнен анализ диаграмм направленности шестиканальных цифровых антенных решеток с одно-, двух-, трех- и шестиступенчатыми автокомпенсаторами помех при различных помеховых ситуациях.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка; адаптивный компенсатор помех; параллельно-последовательная обработка сигналов; диаграмма направленности; матричная импульсная характеристика

DOI: [10.20535/RADAP.2018.74.17-24](https://doi.org/10.20535/RADAP.2018.74.17-24)

Введение

Широкое применение при разработке современных радиоэлектронных систем находят линейные цифровые антенные решетки (ЦАР) [1]. Традиционно алгоритмы адаптивной компенсации помех в антенных решетках характеризуются высокой вычислительной сложностью, что затрудняет их реализацию в реальном масштабе времени [2,3]. Одним из основных направлений повышения быстродействия вычислительных средств является распараллеливание алгоритмов с последующей одновременной обработкой по всем параллельным каналам [3, 4]. Система обработки состоит в этом случае из модулей (спецпроцессоров) и реализуется на основе многопроцессорных вычислительных систем.

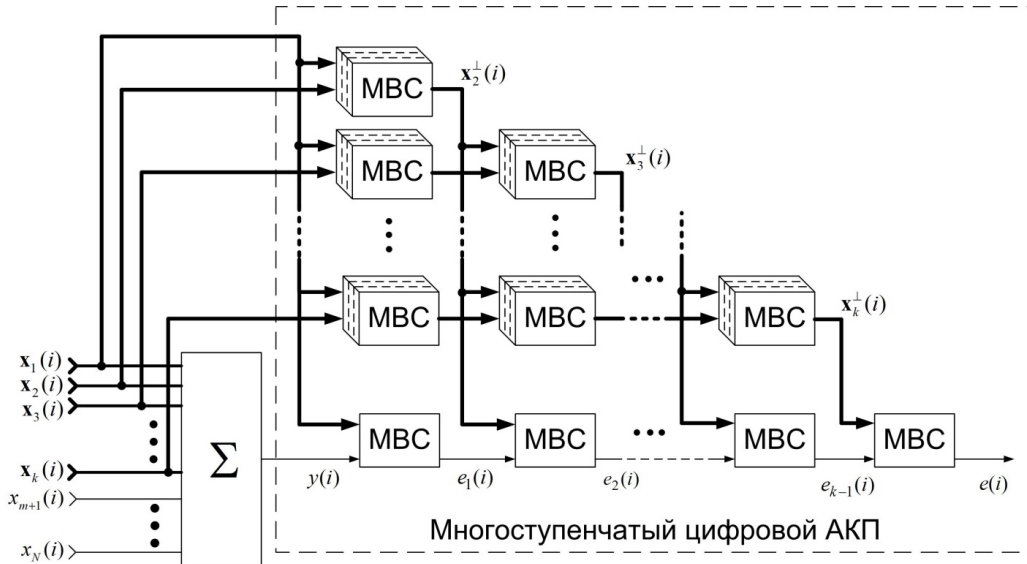
Перспективным является подход, основанный на ортогональных преобразованиях Грама-Шмидта входных сигналов [5, 6]. Он позволяет получить алгоритмы, которые обеспечивают параллельно-последовательную обработку сигналов. В работах [7, 8] на основе FVL-теоремы с использованием LS-, RLS- и LMS-алгоритмов синтезированы двухступенчатые адаптивные компенсаторы помех (АКП), которые обеспечивают параллельно-последовательную обработку сигналов, адекватную архитектуре многопроцессорных вычислительных систем. В статье [9] на основе блочной ортогонализа-

ции Грама-Шмидта получено общее решение задачи синтеза многоступенчатых АКП с параллельно-последовательной архитектурой. Они позволяют реализовать основной принцип многопроцессорных вычислительных систем – конвейеризацию и распараллеливание вычислений, как главные методы ускорения вычислительного процесса, а также конструктивную однородность и модульность – как средства упрощения разработки и стоимости системы [10].

Основной характеристикой линейной ЦАР является ее диаграмма направленности (ДН). Решение задачи определения ДН известных схем линейных ЦАР с АКП, которые реализуют одноступенчатое весовое суммирование сигналов приведено в [2, 5]. Обработка сигналов в ЦАР с многоступенчатым АКП носит более сложный характер, чем в одноступенчатых. При этом каждая ступень характеризуется своим набором весовых коэффициентов. Это обуславливает необходимость разработки методики, которая позволит рассчитывать форму ДН линейной ЦАР с многоступенчатым АКП с заданной архитектурой и параметрами.

1 Постановка задачи

Структурная схема N-элементной линейной ЦАР с многоступенчатым АКП с блочной ортого-

Рис. 1. Структурная схема N -элементной линейной ЦАР с многоступенчатым АКП

нализацией сигналов компенсационных каналов и последовательной процедурой вычисления ошибки компенсации приведена на рис. 1. На входы ЦАР в i -й момент времени поступают комплексные огибающие сигналов $x_n(i)$, $n = \overline{1, N}$. Компенсатор помех имеет основной канал, на вход которого в i -й момент времени поступает комплексная огибающая сигнала с выхода ЦАР $y(i)$. В АКП на основе ЦАР, с целью экономии аппаратных затрат, а также улучшения массогабаритных характеристик изделий, компенсационные каналы часто формируются на основе элементов антенны основного канала [3]. Будем полагать, что в качестве компенсационных каналов используются каналы ЦАР с номерами $n = \overline{1, m}$. Сигналы компенсационных каналов $x_n(i)$, $n = \overline{1, m}$ объединены в k блоков $\mathbf{x}_r(i)$, $r = \overline{1, k}$ одинаковой длины Δ .

Структурная схема АКП рис. 1 имеет лестничный вид и включает k ступеней. Блочная ортогонализация Грама-Шмидта сигналов компенсационных каналов выполняется в $k - 1$ ступенях с помощью групп модулей. Номера групп определяются по номеру r блока $\mathbf{x}_r(i)$, который ортогонализируется, и по номеру ступени l . Для номеров r и l в rl -й группе справедливо соотношение $r > l$, $l = \overline{1, k - 1}$, $r = \overline{2, k}$. Число модулей в каждой rl -й группе равно Δ .

Каждый модуль устройства в rl -й группе модулей $r = \overline{l + 1, k}$, $l = \overline{1, k - 1}$ представляет собой многовходовый весовой сумматор (МВС). Он имеет $\Delta + 1$ входов и характеризуется векторным весовым коэффициентом $\boldsymbol{\beta}_p^{rl} = (\beta_{p1}^{rl}, \dots, \beta_{p\Delta}^{rl})^T$, $p = \overline{1, \Delta}$ (рис. 2).

Ортогонализатор Грама-Шмидта играет роль предпроцессора [6, 7], выполняющего блочную ортогонализацию сигналов $\mathbf{x}_r(i)$, $r = \overline{1, k}$. В оставшейся части автокомпенсатора реализуется последовательная процедура вычисления ошибки компенсации $e(i)$ [8], путем определения в каждой ступени, соответствующих ортогональных проекций сигнала

$y(i)$. При этом используются одиночные модули, которые также представляют собой $\Delta + 1$ -входовые весовые сумматоры с векторными весовыми коэффициентами $\boldsymbol{\beta}^{0l} = (\beta_1^{0l}, \dots, \beta_{\Delta}^{0l})^T$, $l = \overline{1, k}$.

Полагается, что этап обучения АКП завершен и весовые коэффициенты всех модулей известны. Требуется определить ДН ЦАР с многоступенчатым АКП (рис. 1).

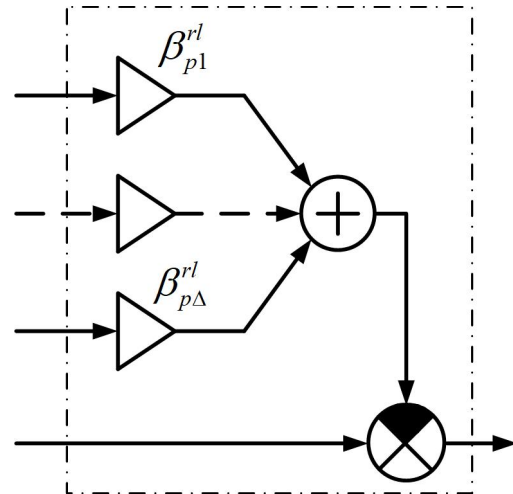


Рис. 2. Структурная схема МВС

2 Методика расчета диаграммы направленности антенной решетки с многоступенчатым АКП

Связь входных и выходных сигналов многоступенчатого АКП можно представить в виде

$$\mathbf{z}(i) = \mathbf{H}_k \dots \mathbf{H}_l \dots \mathbf{H}_1 \mathbf{x}(i), \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(i) = (\mathbf{x}_1(i), \dots, \mathbf{x}_k(i), y(i))^T$ – вектор-столбец сигналов на входе многоступенчатого АКП; $\mathbf{z}(i) =$

$(\mathbf{x}_1^\perp(i), \dots, \mathbf{x}_k^\perp(i), e(i))^T$ – вектор-столбец сигналов на выходе многоступенчатого АКП; $\mathbf{x}_r^\perp(i)$ – ортогонализированные сигналы r -го блока на выходе АКП $r = \overline{1, k}$; $e(i)$ – сигнал ошибки компенсации помехи, который является выходным сигналом ЦАР; \mathbf{H}_l – матрица размерности $(m+1) \times (m+1)$, описывающая преобразование сигналов в l -ой ступени АКП, которую можно представить в виде

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{I} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{I} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{B}^{l+1l} & \mathbf{I} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{B}^{rl} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{I} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{B}^{kl} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{I} & \mathbf{O} \\ \mathbf{0}^T & \mathbf{0}^T & \mathbf{O} & \boldsymbol{\beta}^{0lT} & \mathbf{0}^T & \mathbf{O} & \mathbf{0}^T & \mathbf{O} & \mathbf{0}^T & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размерности $\Delta \times \Delta$; \mathbf{O} – нулевая матрица размерности $\Delta \times \Delta$; $\mathbf{0}$ – нулевой вектор-столбец длины Δ ; $\mathbf{B}^{rl} = [\boldsymbol{\beta}_1^{rl} \dots \boldsymbol{\beta}_\Delta^{rl}]^T$ – матрица, включающая весовые коэффициенты МВС rl -ой группы модулей. Матрицу \mathbf{H}_l можно рассматривать как матричную импульсную характеристику (МИХ) l -ой ступени АКП. Она содержит единицы на главной диагонали, а вне диагональных элементов отличны от нуля только часть элементов под главной диагональю, включающие весовые коэффициенты МВС \mathbf{B}^{rl} , $r = \overline{l+1, k}$, $\boldsymbol{\beta}^{0l}$, входящие в l -ую ступень.

Выражение (1) можно представить в виде

$$\mathbf{z}(i) = \mathbf{G}\mathbf{x}(i), \quad (3)$$

где \mathbf{G} – матрица, являющаяся МИХ многоступенчатого фильтра [11], реализующего процедуру компенсации помех, определяемая по формуле

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}_k \dots \mathbf{H}_l \dots \mathbf{H}_1. \quad (4)$$

Выражение (4) описывает факторизованное представление МИХ \mathbf{G} . Матрица \mathbf{G} является нижней треугольной, а элементы главной диагонали равны единице.

С учетом (3) сигнал ошибки компенсации $e(i)$ описывается выражением

$$e(i) = \sum_{n=1}^m g_{m+1,n} x_n(i) + y(i), \quad (5)$$

где $g_{m+1,n}$, $n = \overline{1, m}$ – элементы $m+1$ -й строки матрицы \mathbf{G} .

Выражение (5) можно представить в виде

$$e(i) = y(i) - \sum_{n=1}^m (-g_{m+1,n}) x_n(i) = y(i) - \sum_{n=1}^m q_n x_n(i), \quad (6)$$

где $q_n = -g_{m+1,n}$, $n = \overline{1, m}$.

Выражению (5) соответствует структурная схема одноступенчатого АКП с параллельным весовым суммированием (рис. 3).

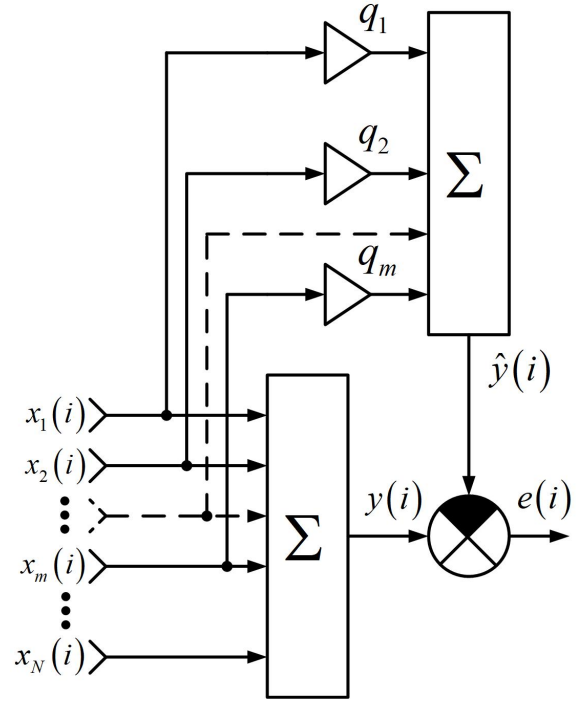


Рис. 3. Структурная схема N -элементной ЦАР с одноступенчатым АКП с параллельным весовым суммированием

Обозначим комплексную огибающую, поступающего на первый элемент ЦАР помехового сигнала в i -й момент времени $x(i)$. Положим, что источник узкополосного помехового сигнала (с длиной волны λ) расположен под углом Θ относительно нормали к оси антенной решетки. Тогда, комплексные напряжения помеховых сигналов $x_n(i)$, $n = \overline{1, N}$ на выходах элементов ЦАР определяются по формуле [2, 5]

$$x_n(i) = x(i) \exp \left\{ j(n-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Theta \right\}, \quad (7)$$

$n = \overline{1, N},$

где j – мнимая единица, d – расстояние между соседними элементами ЦАР.

Учитывая выражение (7), сигнал $e(i)$ на выходе ЦАР с многоступенчатым АКП имеет вид

$$\begin{aligned} e(i) &= y(i) - \sum_{n=1}^m q_n x_n(i) \\ &= x(i) \sum_{n=1}^N \exp \left\{ j(n-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Theta \right\} \\ &\quad - x(i) \sum_{n=1}^m q_n \exp \left\{ j(n-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Theta \right\}. \end{aligned}$$

Тогда, ДН ЦАР с многоступенчатым АКП $A(\Theta)$ определяется соотношением

$$A(\Theta) = \frac{e(i)}{x(i)} = A_O(\Theta) - A_K(\Theta), \quad (8)$$

где $A_O(\Theta)$, $A_K(\Theta)$ – ДН основного канала и компенсационная ДН, которые описываются соотношениями

$$A_O(\Theta) = \sum_{i=1}^m \exp \left\{ j(i-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Theta \right\};$$

$$A_K(\Theta) = \sum_{i=1}^m (-g_{m+1,i}) \exp \left\{ j(i-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Theta \right\}.$$

Таким образом, методику расчета ДН ЦАР с многоступенчатым АКП с блочной ортогонализацией сигналов компенсационных каналов [8] можно представить в виде следующих этапов:

1. Формирование МИХ ступеней \mathbf{H}_l , $l = \overline{1, k}$ на основе представления (2).
2. Вычисление МИХ \mathbf{G} многоступенчатого фильтра, реализующего процедуру компенсации помех, на основе ее факторизованного представления по формуле (4).
3. Определение весовых коэффициентов эквивалентного одноступенчатого АКП в виде $m+1$ - входового весового сумматора (6).
4. Расчет ДН ЦАР с многоступенчатым АКП по формуле (8).

3 Анализ диаграмм направленности антенных решеток с многоступенчатыми АКП

Рассмотрим 6-элементную линейную ЦАР с полуволновым межэлементным расстоянием. Существуют три возможных варианта построения многоступенчатых АКП на ее основе при максимальном числе компенсационных каналов $m = 6$, состоящих из однотипных модулей: 2-ступенчатый, 3-ступенчатый и 6-ступенчатый. Соответственно, они будут построены на основе однотипных МВС: 4-входовых, 3-входовых и 2-входовых.

Учитывая вид матрицы (2) можно показать, что МИХ первой ступени для 2-, 3- и 6- ступенчатого

$$\mathbf{H}_1^2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{11}^{21} & \beta_{12}^{21} & \beta_{13}^{21} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{21}^{21} & \beta_{22}^{21} & \beta_{23}^{21} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \beta_{31}^{21} & \beta_{32}^{21} & \beta_{33}^{21} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \beta_1^{01} & \beta_2^{01} & \beta_3^{01} & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{H}_1^3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{11}^{21} & \beta_{12}^{21} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{21}^{21} & \beta_{22}^{21} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{11}^{31} & \beta_{12}^{31} & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \beta_{21}^{31} & \beta_{22}^{31} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \beta_1^{01} & \beta_2^{01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{H}_1^6 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_1^{21} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_1^{31} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_1^{41} & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_1^{51} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \beta_1^{61} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \beta_1^{01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

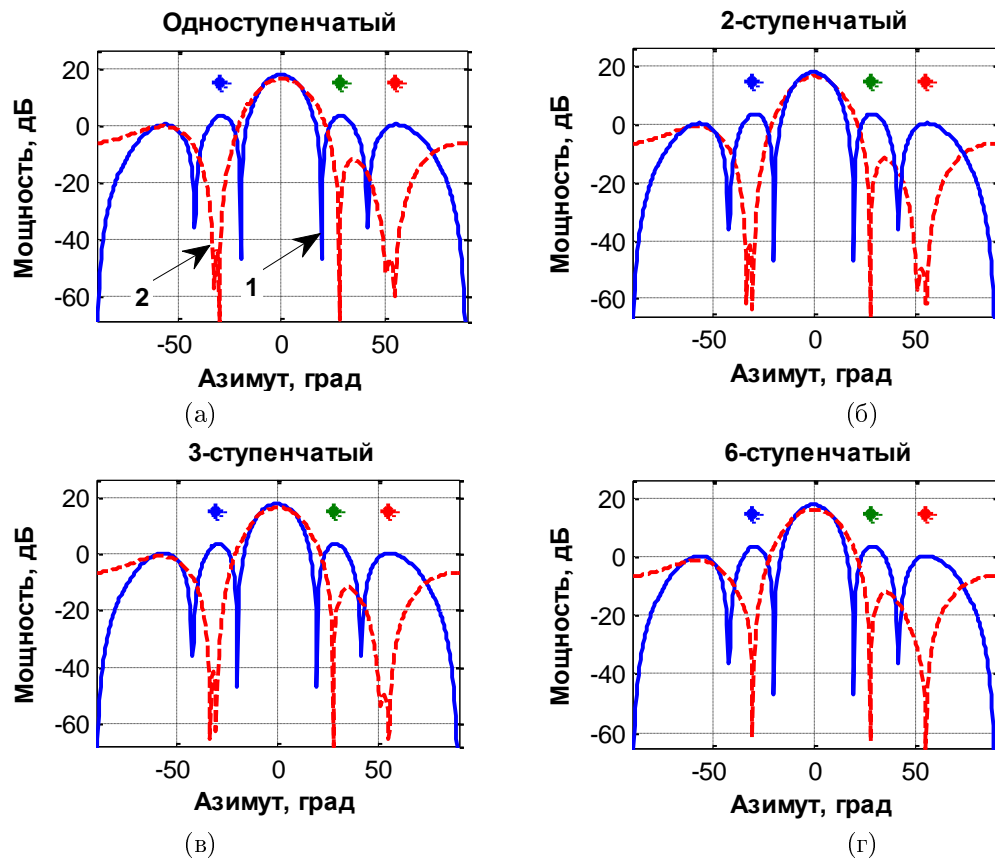
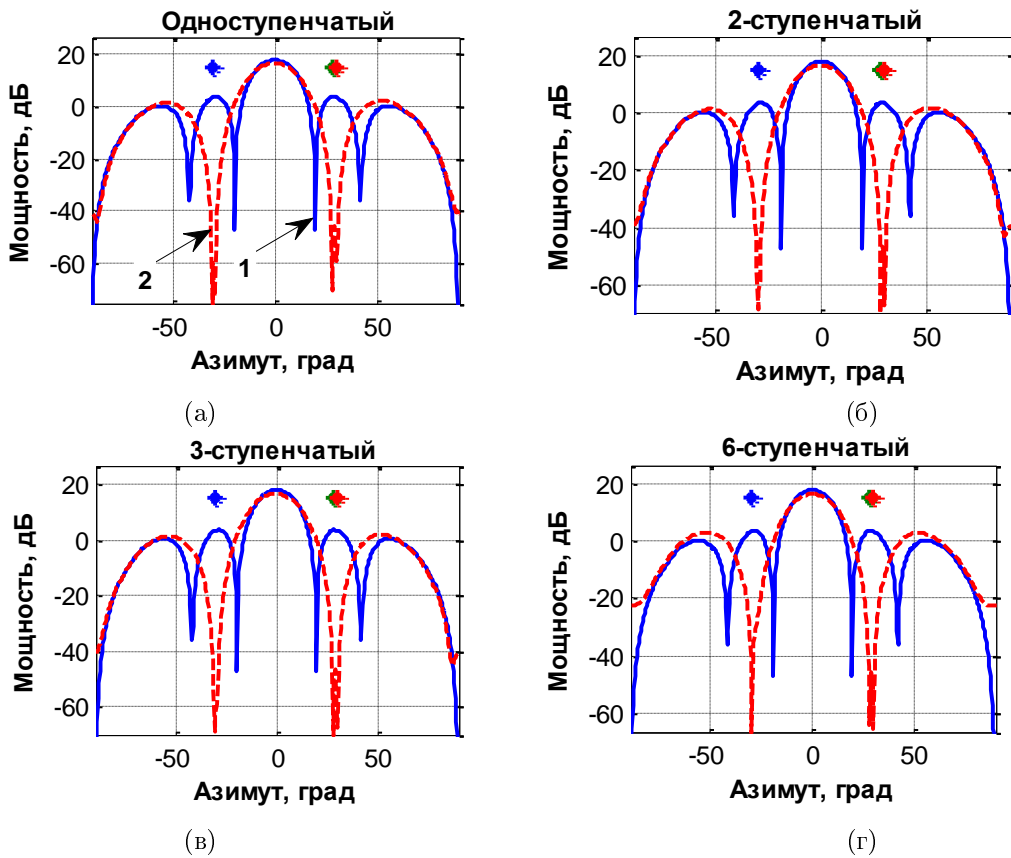
Для анализа формы ДН используем установленные (настроенные) значения весовых коэффициентов МВС, полученные на основе RLS-алгоритма [4, 5].

Количество действующих постановщиков активных шумовых помех – 3; мощности постановщиков активных шумовых помех по отношению к уровню мощности собственных шумов каналов одинаковы и равны 200. Угловые положения постановщиков активных шумовых помех выбраны такими, которые создают сигнально-помеховую ситуацию, характеризующую как хорошую и плохую, и определяются уровнем обусловленности η корреляционной матрицы помех [9].

Сигнал основного канала АКП $y(i)$ формируется путем суммирования входных сигналов ЦАР $x_n(i)$, $n = \overline{1, N}$.

На рис. 4 показаны ДН основного канала (кривые 1) и адаптированная ДН ЦАР (кривые 2) с 1-, 2-, 3- и 6-ступенчатыми АКП. Значками * – обозначены угловые положения постановщиков активных шумовых помех соответственно на азимутах -30° ; 28° ; 55° . Такое положение постановщиков помех создает сигнально-помеховую ситуацию, которая характеризуется обусловленностью корреляционной матрицы помех $\eta=0,59$ дБ.

Анализ диаграмм направленности (рис. 4 а-г) подтверждает практически равную эффективность по точности и глубине формирования “нулей” в направлениях на азимуты постановщиков помех. Сравнение адаптированных ДН показывает некоторые отличия в тонкой структуре их форм.

Рис. 4. ДН линейной ЦАР при $\eta=0,59$ дБРис. 5. ДН линейной ЦАР при $\eta=21,8$ дБ

На рис. 5, а-г представлены аналогичные результаты для сигнально-помеховой ситуации, которая ухудшается близко расположенными постановщиками помех на азимутах -30° ; 28° и 30° , что приводит к обусловленности КМ помех $\eta=21,8$ дБ. Анализ ДН подтверждает равные потенциальные возможности эффективности подавления помех рассмотренных схем, как по точности формирования “нулей” на источники помех, так и по ширине зоны режекции.

Заключение

МИХ многоступенчатого фильтра, реализующего блочную ортогонализацию сигналов, имеет факторизованное представление (4). Она является нижней треугольной, а элементы главной диагонали равны единице. При этом МИХ l -й ступени H_l является нижнетреугольной с единицами на главной диагонали, а из внедиагональных элементов отличны от нуля только часть элементов, включающих весовые коэффициенты МВС, входящих в l -ю ступень.

Сигнал на выходе АКП с блочной ортогонализацией сигналов компенсационных каналов можно рассматривать, как сигнал на выходе $m+1$ -входного весового сумматора (7), коэффициенты которого определяются элементами $m+1$ -й строки МИХ G . При этом ДН АКП с блочной ортогонализацией сигналов компенсационных каналов определяется по формуле (8).

Анализ ДН ЦАР с различными АКП с блочной ортогонализацией сигналов подтверждает их одинаковые возможности по эффективности подавления помех, как по точности формирования “нулей” на источники помех, так и по ширине зоны режекции.

Список литературы

1. Слюсар В.И. Цифровые антенные решетки: аспекты развития / В.И. Слюсар // Специальная техника и вооружение. – 2002. – № 1. – С. 17-23.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория / Под редакцией Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 828 с.
3. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация / С. З. Кузьмин. – К.: Изд-во КВиЦ, 2000 – 428 с.
4. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
5. Monzingo R. A. Introduction to adaptive arrays / R. A. Monzingo, R. L. Haupt, T. W. Miller. – Scitech publishing inc., 2011. – 510 p
6. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М.В. Ратынский. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
7. Жук С. Я. Двухступенчатая адаптивная компенсация активных шумовых помех с ортогонализацией сигналов части компенсационных каналов / С.Я. Жук, К.М.

Семибаламут // Вестник НТУУ «КПИ». Серия Радиотехника. Радиоаппаратостроение. – 2016. – № 64. – с. 61-74.

8. Жук С. Я. Определение весовых коэффициентов двухступенчатого автокомпенсатора на основе LMS-алгоритма и корреляционных характеристик помех / С.Я. Жук, К.М. Семибаламут // Вестник НТУУ «КПИ». Серия Радиотехника. Радиоаппаратостроение. – 2016. – № 65. – с. 26-39.
9. Жук С. Я. Многоступенчатая адаптивная компенсация активных шумовых помех с блочной ортогонализацией сигналов компенсационных каналов / С.Я. Жук, К.М. Семибаламут, С.Н. Литвинцев // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2017. – Т. 60, № 6. – с. 311-326.
10. Литюк В.И. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов: Монография / В.И. Литюк, Л.В. Литюк. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2007. – 592 с.
11. Леховицкий Д.И. Адаптивные решетчатые фильтры. Часть 1. Теория решетчатых структур / Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.В. Атаманский // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Том 10, № 4. – С. 381-404.

References

- [1] Slyusar V.I. (2002) Tsifrovye antennye reshetki: aspekty razvitiya [Digital antenna arrays: aspects of development]. *Spetsial'naya tekhnika i vooruzhenie*, No 1, pp. 17-23.
- [2] Shirman Ya.D. ed. (2007) *Radioelektronnye sistemy: Osnovy postroyeniya i teoriya* [Radioelectronic Systems: Fundamentals of Construction and Theory]. Moscow, Radiotekhnika, 828 p.
- [3] Kuz'min S.Z. (2000) *Tsifrovaya radiolokatsiya* [Digital Radar]. Kiev, KViTs Publ., 428 p.
- [4] Dzhigan V. I. (2013) *Adaptivnaya fil'tratsiya signalov: teoriya i algoritmy* [Adaptive filtering of signals: theory and algorithms]. Moscow, Tekhnosfera, 528 p.
- [5] Monzingo R.A., Haupt R.L. and Miller T. W. (2011) *Introduction to adaptive arrays*. Scitech publishing inc., 510 p. DOI: 10.1049/sbew046e
- [6] Ratynskii M.V. (2003) *Adaptatsiya i sverkhrazreshenie v antennykh reshetkakh* [Adaptation and superresolution in antenna arrays]. Moscow, Radio i svyaz', 200 p.
- [7] Zhuk S. Ya. and Semibalamut K. M. (2016) Two-stage adaptive compensation of active noise interference with signals orthogonalization of a part of compensation channels. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparobuduv.*, no. 64, pp. 61-74. DOI: 10.20535/RADAP.2016.64.61-74
- [8] Zhuk S. Ya. and Semibalamut K. M. (2016) Definition of weight coefficient in two-stage automatic compensation based on LMS-algorithm and interference correlation characteristics. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparobuduv.*, no. 65, pp. 26-39. DOI: 10.20535/RADAP.2016.65.26-39
- [9] Zhuk S.Y., Semibalamut K.M. and Litvintsev S.N. (2017) Multistage adaptive compensation of active noise interferences using block orthogonalization of signals of compensation channels. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 60, Iss. 6, pp. 243-257. DOI: 10.3103/s0735272717060012

- [10] Lityuk V.I. and Lityuk L.V.(2007) *Metody tsifrovoi mnogoprotsessornoї obrabotki ansamblі radiosignalov* [Methods of digital multiprocessing of ensembles of radio signals]. Moscow, Solon-Press, 592 p.
- [11] Lekhovitskiy D.I., Rachkov D.S., Semeniaka A.V., Ryabukha V.P. and Atamanskiy D.V. (2011) Adaptive lattice filters. Part I. Theory of lattice structures. *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.*, Vol. 10, No 4, pp. 380-404.

Визначення діаграми направленості лінійної решітки з багатоступеневим адаптивним компенсатором завад

Семібаламут К. М., Хамула С. В., Жук С. Я., Літвінцев С. М.

Вступ. Алгоритми адаптивної компенсації завад у цифрових антенних решітках (ЦАР) характеризуються високою обчислювальною складністю, що ускладнює їх реалізацію в реальному масштабі часу. Одним з основних напрямків підвищення швидкодії обчислювальних засобів є розпаралелювання алгоритмів з наступною одночасною обробкою усіх паралельних каналів. Перспективним є підхід на основі блочної ортогоналізації Грама-Шмідта, який дозволяє синтезувати багатоступеневі адаптивні компенсатори завад (АКЗ) з паралельно-послідовною обробкою сигналів, адекватних архітектурі багатопроцесорних обчислювальних систем. Обробка сигналів у ЦАР на основі багатоступеневих АКЗ має більш складний характер у порівнянні з одноступеневими АКЗ. При цьому кожна ступень має свій набір вагових коефіцієнтів. Це обумовлює необхідність розробки методики, яка дозволить розрахувати форму діаграми направленості лінійної ЦАР з багатоступеневим АКЗ заданої архітектури і параметрами.

Теоретичні результати. Структурна схема АКЗ з блочною ортогоналізацією сигналів компенсаційних каналів і послідовною процедурою обчислення похибки компенсації має ступеневий вигляд і включає ряд ступеней. Кожна ступень складається з груп модулів. Кожен модуль пристрою у групі модулів представляється схемою багатовходового вагового суматора. Комплексна обвідна сигналу з виходу ЦАР подається у основний канал АКЗ.

Методика розрахунку діаграми направленості ЦАР з багатоступеневим АКЗ з блочною ортогоналізацією сигналів компенсаційних каналів включає наступні етапи:

1. Формування матричних імпульсних характеристик ступеней АКЗ.
2. Обчислення матричної імпульсної характеристики багатоступеневого фільтру, який реалізує процедуру компенсації завад, на основі її факторизованого представлення.
3. Визначення вагових коефіцієнтів еквівалентного одноступеневого АКЗ у вигляді багатовходового вагового суматора.
4. Розрахунок діаграми направленості ЦАР з еквівалентним одноступеневим АКЗ.

Експериментальні результати. Аналіз діаграм направленості на основі розробленої методики виконано на прикладі 6-елементних лінійних ЦАР з 1-, 2-, 3- і 6-ступеневими АКЗ при наявності трьох постановників

активних шумових завад. Проведений аналіз підтверджує однакові можливості по ефективності компенсації завад розглянутих АКЗ, як по точності формування "нулів" на джерела завад, так і по ширині зони режекції при різних значеннях обумовленості кореляційної матриці завад.

Висновок. На основі факторизованого представлення матричної імпульсної характеристики багатоступеневого фільтру розроблено методику розрахунку діаграми направленості ЦАР з багатоступеневим АКЗ з блочною ортогоналізацією сигналів компенсаційних каналів, який забезпечує паралельно-послідовну обробку сигналів.

Ключові слова: цифрова антенна решітка; адаптивний компенсатор завад; паралельно-послідовна обробка сигналів; діаграма направленості; матрична імпульсна характеристика

Determination of radiation pattern for linear antenna array with multistage adaptive compensator of interferences

Semibalamut K. M., Khamula S. V., Zhuk S. Ya., Litvintsev S. M.

Introduction. Adaptive compensation algorithms of interference in digital antenna array (DAA) are characterized by high computational complexity. As result, it makes it difficult to implement them in real time. A parallelization of computational processes and simultaneous processing in all parallel channels is one of the main directions of increasing the speed of processing.

The approach based on block Gram-Schmidt orthogonalization makes it possible to synthesize multistage adaptive compensators of interference with parallel-sequential signal processing that similar to the architecture of multiprocessor computer systems. The signal processing in DAA based on multistage adaptive compensator of interference is more complex than in single-stage ones. Each stage has own set of weight coefficients. As result, a technique for calculating radiation pattern (RP) of a linear DAA with a multistage adaptive compensator of interference and certain architecture and parameters is required.

Theoretical results. The block diagram of the adaptive compensator of interference by using block signal orthogonalization of compensation channels and consistent determination of the compensation error has a ladder form and includes some stages. Each stage consists groups of modules. Each module in the group is a multi-input weight adder. The complex signal envelope from the DAA output applies to the main channel of an adaptive compensator of interference. The technique for calculating RP of DAA with a multistage adaptive compensator of interference by using block orthogonalization of compensation channels signals includes the following steps:

1. Forming of the matrix impulse characteristics for the adaptive compensator of interference stages.
2. Calculation of the matrix impulse response for a multistage filter realizing an interference compensation procedure based on its factorized representation.
3. Determination of the weight coefficients of an equivalent single-stage adaptive compensator of interference in the form of multi-input weighted adder.

4. Calculation of the RP of DAA with an equivalent single-stage adaptive compensator of interference.

Experimental results. RP analysis based on the proposed technique is carried out for six-element linear DAA with one-, two-, three- and six-stage adaptive compensators of interference and three jammers. The analysis confirms that considered adaptive compensators of interference have the same effectiveness of interference elimination. In the same time, they are characterized by the same accuracy of “zeros” formation on interference sources and the width of rejection zone for different values of correlation matrix conditioning of the interference.

Conclusions. We propose the technique for calculating the RP of DAA with multi-stage adaptive compensator of interference by using the factorized representation of the matrix impulse response of a multistage filter. This compensator is based on block signals orthogonalization of compensating channels and provides parallel-sequence signal processing.

Key words: digital antenna array; adaptive compensator of interference; parallel-sequence signal processing; radiation pattern; matrix impulse response