

11;10.2

Синтез „нулей“ в диаграмме направленности частотно-независимой антенной решетки

© А.А. Ерохин

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия
E-mail: aerokhin@sfu-kras.ru

Поступило в Редакцию 16 июля 2020 г.

В окончательной редакции 29 сентября 2020 г.

Принято к публикации 25 декабря 2020 г.

Предложен метод синтеза „нулей“ в диаграмме направленности частотно-независимой антенной решетки. Проведены численные эксперименты для определения характеристик предложенного метода, выполнено сравнение с существующим методом синтеза в пространстве лучей.

Ключевые слова: антенная решетка, помехи, цифровое диаграммоформирование, диаграмма направленности.

DOI: 10.21883/PJTF.2021.07.50797.18469

Широкополосные антенные решетки (АР) с цифровым формированием диаграммы направленности (ДН) получают все большее распространение благодаря широкому спектру их применения в различных системах — от акустических [1] до телекоммуникационных [2]. В задачах широкополосного цифрового диаграммоформирования можно выделить класс АР с частотно-независимой ДН в широкой полосе частот [3]. Под частотно-независимой будем понимать АР, ДН которой не изменяется в полосе частот с коэффициентом перекрытия диапазона более двух. Использование цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой позволяет достичь широкополосных свойств диаграммы направленности АР [3]. Фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) выполняют временную фильтрацию, тем самым формируя частотно-зависимую характеристику для сигналов, принимаемых широкополосными антенными элементами.

Управление положением „нулей“ (провалов) в диаграмме направленности АР позволяет увеличить отношение сигнал/шум на выходе АР. Существующие методы синтеза „нулей“ в ДН частотно-независимых АР основаны, например, на разложении в пространстве лучей [4,5] или на применении выпуклого программирования [6]. Метод в пространстве лучей требует для вычисления коэффициентов КИХ-фильтров выполнения преобразования Фурье и выбора маски частотно-независимой ДН, а для синтеза провалов необходимо решение задачи линейного программирования. Использование выпуклого программирования является вычислительно сложной задачей, особенно при большом количестве элементов АР и коэффициентов КИХ-фильтров.

В настоящей работе предложен метод синтеза „нулей“ в ДН частотно-независимой АР, основанный на свойствах ДН адаптивной АР. Для реализации предложенного метода требуется вычисление коэффициентов КИХ-фильтров по простым формулам и решение за-

дачи линейного программирования (решение системы линейных уравнений с количеством переменных, равным количеству „нулей“).

Как известно, ДН узкополосной линейной адаптивной АР можно представить в виде суммы двух слагаемых — исходной (неискаженной) ДН и компенсационной ДН [7]:

$$\dot{F}_{\Sigma}(\theta, \theta_0) = \dot{F}(\theta, \theta_0) - a\dot{F}(\theta, \theta_p), \quad (1)$$

где $\dot{F}(\theta, \theta_i)$ — диаграмма направленности АР, имеющая максимум в направлении угла θ_i ; θ_0 — направление на источник полезного сигнала; θ_p — направление на источник помехи; a — коэффициент нормировки. Этот вывод был независимо получен и в других работах [8–10]. Таким образом, данное свойство может применяться в методах синтеза „нулей“ в диаграмме направленности АР.

Запишем ДН узкополосной линейной АР с K „нулями“ в заданных направлениях в виде взвешенной суммы ДН этой же АР с максимумами главного лепестка в K направлениях [11]:

$$\dot{F}(\theta) = \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta, \theta_i), \quad (2)$$

где $\dot{F}(\theta, \theta_i)$ — диаграмма направленности, имеющая максимумы в направлениях θ_i ($i = 0$ определяет направление максимума суммарной ДН, $1 \leq i \leq K$ — направление „нулей“ суммарной ДН), α_i — неопределенные коэффициенты. Коэффициент α_0 можно принять равным единице. Остальные коэффициенты α_j ($1 \leq j \leq K$) находятся из условий

$$\dot{F}(\theta_j) = 0, \quad 1 \leq j \leq K,$$

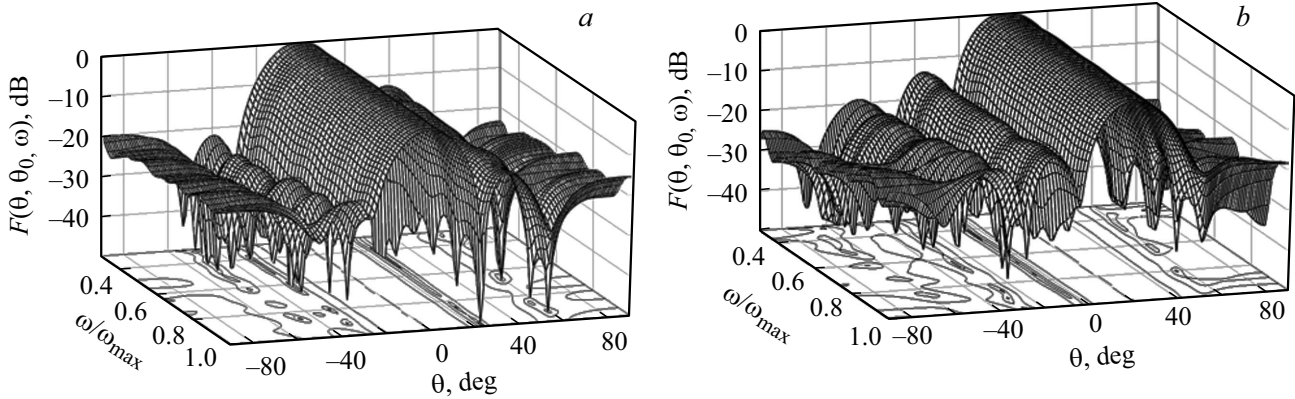


Рис. 1. Частотно-независимая ДН с синтезированными „нулями“, полученная прямым методом. $\theta_0 = 0$ (a) и 20° (b).

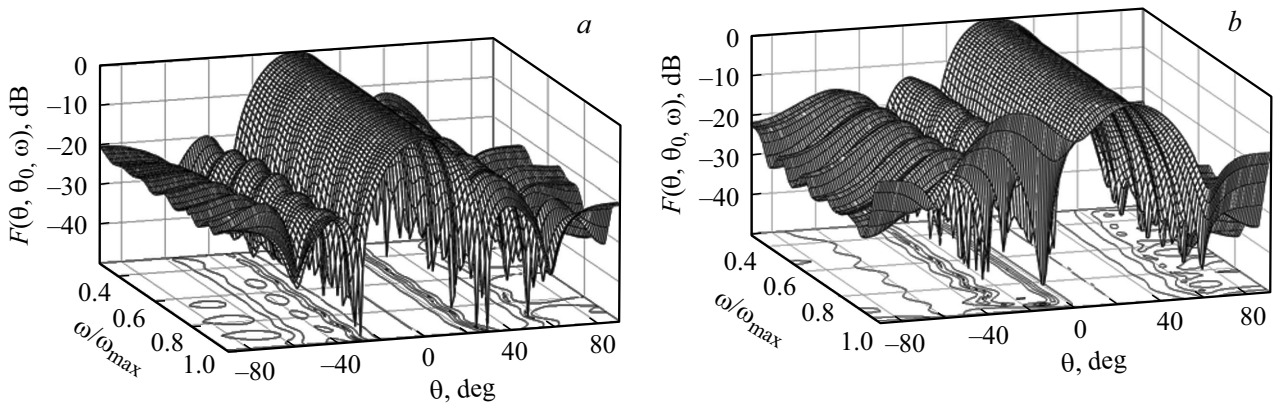


Рис. 2. Частотно-независимая ДН с синтезированными „нулями“, полученная методом BS-FFT. $\theta_0 = 0$ (a) и 20° (b).

которые приведут к получению системы $K + 1$ линейных однородных уравнений

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^K \alpha_i \hat{F}_i(\theta_0, \theta_i) = 1; \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i \hat{F}_i(\theta_1, \theta_i) = 0; \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i \hat{F}_i(\theta_K, \theta_i) = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Далее будем рассматривать частотно-независимые линейные АР, причем ДН таких АР будем представлять в виде функции трех переменных $\hat{F}(\theta, \theta_0, \omega)$: углов θ , θ_0 и частоты ω . Для формирования „нуля“ частотно-независимой ДН в заданном направлении необходимо решить систему уравнений (3). В левой части данной системы в качестве функции $\hat{F}(\theta_j, \theta_i)$ необходимо подставить частотно-независимую ДН на какой-либо фиксированной частоте $\hat{F}(\theta_j, \theta_i, \omega_0)$. Решив полученную систему уравнений, найдем коэффициенты α_i . Для формирования ДН с частотно-независимыми провалами следует найти набор весовых коэффициентов (ВК), обеспечивающий реализацию необходимых частотных характеристик

КИХ-фильтров, входящих в состав широкополосной АР:

$$\hat{h}_{n,m}^\Sigma = \sum_{i=0}^K \alpha_i h_{n,m}(\theta_i), \quad (4)$$

где $h_{n,m}(\theta_i)$ — ВК КИХ-фильтров, формирующие такие частотные характеристики, чтобы отклонить максимум диаграммы направленности АР на угол θ_i . Способы расчета ВК КИХ-фильтров можно найти в работах [1,4–6,12,13] и др. ВК, полученные по выражению (4), будут обеспечивать формирование провалов в широкой полосе частот, но наименьшее значение ДН будет находиться на частоте, выбранной при составлении системы уравнений (3).

Будем кратко называть предложенный метод прямым. Предложенный способ синтеза „нулей“ в ДН частотно-независимой АР сравним с методом синтеза в пространстве лучей [4,5], который основан на использовании преобразования Фурье для создания ортогональных ДН, участвующих в формировании провалов в ДН (данный метод будем называть BS-FFT). Для этого будем формировать два „нуля“ ДН обоими методами в направлениях $\theta_1 = 60^\circ$ и $\theta_2 = -30^\circ$ при одинаковом количестве антенных элементов в АР ($N = 16$) и одинаковом количестве ВК КИХ-фильтров ($M = 32$). Эlemen-

Средние значения „нулей“ ДН (в dB)

Метод	$\theta_0 = 0^\circ$		$\theta_0 = 20^\circ$		Количество операций
	$\theta_1 = 60^\circ$	$\theta_2 = -30^\circ$	$\theta_1 = 60^\circ$	$\theta_2 = -30^\circ$	
Прямой	-30.4	-34.4	-33.4	-31.7	$2NM(K+1) + (K+1)^3$ $4LN_1^2 \log_2 N_1 + L^3$
BS-FFT	-33.0	-33.5	-31.9	-33.5	

Примечание. L — количество дополнительных лучей для метода BS-FFT ($L > K$), N_1 — размерность двумерного быстрого преобразования Фурье ($N_1 \geq 3J$), J — количество элементов АР в маске ДН [4].

ты обеих АР расположены на расстоянии в половину длины волны на верхней частоте. При использовании прямого метода синтеза „нулей“ выберем нормированную частоту $\omega/\omega_{\max} = 0.65$ для составления системы уравнений (3).

На рис. 1 и 2 показаны ДН с частотно-независимыми „нулями“, полученные различными методами при углах отклонения максимума ДН $\theta_0 = 0$ и 20° . Полученные ДН имеют частотно-независимые свойства в полосе нормированных частот $\omega/\omega_{\max} \approx [0.3; 1]$.

В таблице приведены средние значения провалов, синтезированных в ДН частотно-независимых АР двумя различными методами, и необходимое количество операций умножения и сложения для синтеза „нулей“ обоими методами. Из рис. 1, 2 и данных таблицы видно, что прямой метод и метод BS-FFT дают схожие результаты, при этом прямой метод не требует применения преобразования Фурье, выбора маски ДН, а также создания множества ортогональных ДН для синтеза „нулей“, т.е. обладает большей производительностью.

Таким образом, в работе метод синтеза „нулей“ в ДН распространен на случай частотно-независимых АР. Проведены численные эксперименты по синтезу „нулей“ в ДН частотно-независимых АР. Как показывают результаты проведенных численных экспериментов, предложенный метод и метод BS-FFT показывают примерно одинаковые характеристики, при этом предложенный прямой метод является более простым в реализации.

Финансирование работы

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований в рамках научного проекта № 19-37-90029.

Конфликт интересов

Автор заявляет, что у него нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] G. Huang, J. Chen, J. Benesty, IEEE/ACM Trans. Audio Speech Lang. Process., **26** (12), 2305 (2018). DOI: 10.1109/TASLP.2018.2862826
- [2] F. Sohrabi, W. Yu, IEEE J. Select. Areas Commun., **30** (7), 1432 (2017). DOI: 10.1109/JSAC.2017.2698958

- [3] W. Liu, S. Weiss, *Wideband beamforming: concepts and techniques* (John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, 2010).
- [4] T. Sekiguchi, Y. Karasawa, IEEE Trans. Signal Process., **48** (1), 277 (2000). DOI: 10.1109/78.815503
- [5] W. Lui, R. Wu, R.J. Langley, IEEE Trans. Antennas Propag., **55** (12), 3413 (2007). DOI: 10.1109/TAP.2007.910322
- [6] Y. Liu, J. Cheng, K.D. Xu, S. Yang, Q.H. Liu, Y.L. Gou, IEEE Trans. Antennas Propag., **66** (11), 5835 (2018). DOI: 10.1109/TAP.2018.2862361
- [7] S.P. Applebaum, IEEE Trans. Antennas Propag., **24** (5), 585 (1976). DOI: 10.1109/TAP.1976.1141417
- [8] H. Steyskal, IEEE Trans. Antennas Propag., **30** (2), 273 (1982). DOI: 10.1109/TAP.1982.1142765
- [9] S. Chatterjee, S. Chatterjee, A. Majumdar, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., **16**, 2521 (2017). DOI: 10.1109/LAWP.2017.2728813
- [10] О.Г. Вендик, С.А. Калинин, Д.С. Козлов, ЖТФ, **83** (10), 117 (2013).
- [11] А.А. Ерохин, Ю.П. Саломатов, В.С. Панко, М.И. Сугак, in *Int. Siberian Conf. on control and communications (SIBCON)* (IEEE, 2016), p. 7491854. DOI: 10.1109/SIBCON.2016.7491854
- [12] O. Rosen, I. Cohen, D. Malah, Signal Process., **130**, 365 (2017). <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2016.07.019>
- [13] А.А. Ерохин, Е.Р. Гафаров, Ю.П. Саломатов, Изв. вузов. Радиоэлектроника, **63** (10), 608 (2020). <https://doi.org/10.20535/S0021347020100027>