

Метод синтеза «нулей» в диаграмме направленности частотно-независимой цифровой антенной решетки с использованием дискретного преобразования Фурье

А.А. Ерохин, Е.Р. Гафаров, Ю.П. Саломатов

Сибирский федеральный университет

Аннотация: в работе проведено моделирование характеристик цифровой частотно-независимой антенной решетки, показана возможность синтеза «нулей» в диаграмме направленности таких антенных решеток, предложен метод синтеза с использованием дискретного преобразования Фурье.

Ключевые слова: антенная решетка, КИХ-фильтр, частотно-независимое диаграммоформирование

1. Введение

Антенные решетки с цифровым формированием диаграммы направленности интенсивно исследуются в связи с широкой областью их применения в различных системах от акустических [1] до телекоммуникационных [2].

Известно множество методов создания «нулей» (провалов) диаграммы направленности (ДН). В [3] показано, что диаграмма направленности представляет собой сумму двух слагаемых. Первое – это неискаженная диаграмма, а второе – ДН, максимум которой ориентирован в направлении «нуля». Этот вывод был независимо получен и в других работах [4–7]. Таким образом, данное свойство можно использовать в методах синтеза «нулей» ДН. Однако эти решения действительны для узкополосного случая и не могут быть напрямую использованы для формирования широкополосной ДН [8, 9].

В задачах формирования широкополосной ДН можно выделить класс антенных решеток (АР) с частотно-независимой ДН. Использование цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) позволяет достичь частотно-независимых свойств [9].

Для частотно-независимых АР были предложены адаптивные алгоритмы [10, 11]. Некоторые методы частотно-независимого синтеза «нулей» ДН основаны на использовании выпуклого программирования [12] или многомерного преобразования Фурье [13]. Данные методы сложны в вычислительном отношении при большом количестве элементов АР и коэффициентов КИХ-фильтров.

В [14] узкополосный метод синтеза «нулей» ДН был расширен на случай частотно-независимых АР. Данный метод обладает низкой вычислительной сложностью, а уровень синтезируемых «нулей» ДН около -32 дБ. В этой статье представлен еще один способ расширения узкополосного метода на случай частотно-независимых АР, который позволит увеличить глубину «нулей» ДН.

2. Синтез «нулей» для узкополосной АР

Согласно [15] ДН линейной антенной решетки с K нулями в заданных направлениях можно представить, как взвешенную сумму диаграмм направленности этой решетки:

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^K \alpha_i F(\theta, \theta_i), \quad (1)$$

где $F(\theta, \theta_i)$ – ДН АР с максимумами в направлениях θ_i , α_i – неизвестные коэффициенты.

Считаем, что коэффициент α_0 равен некоторой константе, согласно условию нормировки. Остальные коэффициенты находим из следующих условий:

$$F(\theta_i) = 0, \quad 1 \leq i \leq K. \quad (2)$$

С помощью условий (2) получим линейную систему уравнений:

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

Полученная система уравнений (3) может быть решена различными известными численными методами. Система уравнений (3) будет иметь точное решение только при выполнении условия $K < N$ (N – количество элементов АР). Для решения системы уравнений перепишем ее в матричных обозначениях:

$$\mathbf{F}\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{A}, \quad (4)$$

здесь и далее жирными символами обозначены матрицы.

Коэффициенты α_i можно найти с помощью обращения матрицы:

$$\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{A}, \quad (5)$$

Выражение для вектора весовых коэффициентов узкополосной цифровой линейной АР, которые формируют в диаграмме направленности K «нулей» в заданных направлениях, имеет вид:

$$\mathbf{I}_\Sigma = \sum_{i=0}^K \alpha_i \mathbf{I}(\theta_i) \quad (6)$$

где $\mathbf{I}(\theta_i)$ – вектор весовых коэффициентов, направляющий главный лепесток ДН в направлении θ_i .

3. Синтез «нулей» для частотно-независимой АР

Для обеспечения широкополосных характеристик антенной решетки необходимо использовать КИХ-фильтры после каждого антенного элемента. КИХ-фильтры выполняют временную фильтрацию и обеспечивают характеристики широкополосной антенной решетки.

Частотно-независимая ДН является откликом АР на падающую плоскую волну приходящую с направления θ на частоте ω с направлением главного лепестка θ_0 , то есть ДН частотно-независимой линейной АР может быть представлена как функция трех переменных:

$$F(\theta, \theta_0, \omega) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M w(\theta_0)_{n,m} \exp(-jm\omega T_s) \exp(-j\omega\tau_n) \quad (7)$$

где $w(\theta_0)_{n,m}$ – коэффициенты КИХ-фильтров, которые ориентируют главный

лепесток ДН в направлении θ_0 , M – количество коэффициентов КИХ-фильтров, $\tau_n = \frac{x_n \sin(\theta)}{c}$ – задержка распространения от первого элемента до n -го элемента, $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ – волновое число, c – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме, $T_s = 1/f_s$ – период дискретизации, f_s – частота дискретизации. Весовые коэффициенты $\mathbf{w}(\theta_0)$ можно найти многими методами, например [9].

Прямой метод синтеза

Чтобы сформировать провал в частотно-независимой ДН, необходимо решить систему уравнений, подобную (3) [14]. В левой части системы вместо функции $F_i(\theta_j, \theta_i)$ следует подставить частотно-независимую ДН $F(\theta_j, \theta_i, \omega_a)$ на какой-либо частоте. Таким образом, перепишем (4) в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} F(\theta_0, \theta_0, \omega_a) & \cdots & F(\theta_0, \theta_K, \omega_a) \\ \vdots & & \vdots \\ F(\theta_K, \theta_0, \omega_a) & \cdots & F(\theta_K, \theta_K, \omega_a) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \vdots \\ \alpha_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

или

$$\mathbf{F}(\omega_a) \mathbf{a} = \mathbf{A}. \quad (9)$$

Аналогично узкополосному случаю найдем коэффициенты КИХ-фильтров с помощью следующего выражения:

$$\mathbf{w}^\Sigma = \sum_{i=0}^K \alpha_i \mathbf{w}(\theta_i), \quad (10)$$

$$\mathbf{w}^\Sigma = \begin{bmatrix} w_{1,1} & \cdots & w_{1,M} \\ \vdots & & \vdots \\ w_{N,1} & \cdots & w_{N,M} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{a} \quad (11)$$

Эти коэффициенты формируют «нуль» в частотно-независимой ДН. Минимальное значение диаграммы находится на частоте ω_a . Чтобы обеспечить большую глубину «нулей» можно усложнить метод расчета коэффициентов КИХ-фильтров.

Метод синтеза с использованием преобразования Фурье

Запишем частотные характеристики КИХ-фильтров в виде функций двух переменных – направления главного лепестка θ_0 и угловой частоты ω :

$$H_n(\omega, \theta_0) = \sum_{m=1}^M w(\theta_0)_{n,m} \exp(-jm\omega T_s), \quad (12)$$

$$\mathbf{H}(\omega, \theta_0) = [H_1(\omega, \theta_0) \quad \cdots \quad H_N(\omega, \theta_0)]^T. \quad (13)$$

Далее перепишем (4) в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} F(\theta_0, \theta_0, \omega) & \dots & F(\theta_0, \theta_K, \omega) \\ \vdots & & \vdots \\ F(\theta_K, \theta_0, \omega) & \dots & F(\theta_K, \theta_K, \omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_0(\omega) \\ \vdots \\ \alpha_K(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

или

$$\mathbf{F}(\omega)\mathbf{a}(\omega) = \mathbf{A}. \quad (15)$$

Коэффициенты $\alpha_i(\omega)$ можно найти, решив получившуюся систему уравнений (15). После этого можно определить частотные характеристики КИХ-фильтров, обеспечивающих синтез «нулей» ДН на каждой частоте:

$$\mathbf{H}^\Sigma(\omega) = \sum_{i=0}^K \alpha_i(\omega) \mathbf{H}(\omega, \theta_i). \quad (16)$$

Коэффициенты КИХ-фильтров могут быть найдены путем применения преобразования Фурье к частотным характеристикам, определяемым формулой (16):

$$w_{n,m} = \int \mathbf{H}_n^\Sigma(\omega) \exp(-j\omega T_s) d\omega. \quad (17)$$

Интеграл в выражении (17) можно заменить дискретной суммой. Тогда интегральное преобразование Фурье можно заменить на дискретное (ДПФ).

4. Результаты моделирования

В данном разделе показано несколько численных экспериментов с применением описанных выше методов на примере эквидистантной линейной АР с количеством элементов $N = 16$ и количеством коэффициентов КИХ-фильтров $M = 32$. Элементы АР считаются изотропными. Расстояние между соседними элементами составляет половину длину волны на верхней частоте рабочего диапазона. В работе [9] показано, что АР с количеством элементов $N = 16$ имеют частотно-независимые свойства в полосе нормированных частот $\omega / \omega_{\max} \in [0,3; 1]$, ДН изобразим в этих частотных пределах. Будем формировать «нули» ДН в двух направлениях: $\theta_1 = -30^\circ$ и $\theta_2 = -50^\circ$, максимум ДН ориентирован в направлении $\theta_0 = 0^\circ$. При использовании прямого метода синтеза «нулей» выберем нормированную частоту $\omega / \omega_{\max} = 0,65$ для составления системы уравнений (15).

На рисунке 1 показаны ДН с частотно-независимыми «нулями», полученные различными методами при угле отклонения максимума ДН $\theta_0 = 0^\circ$.

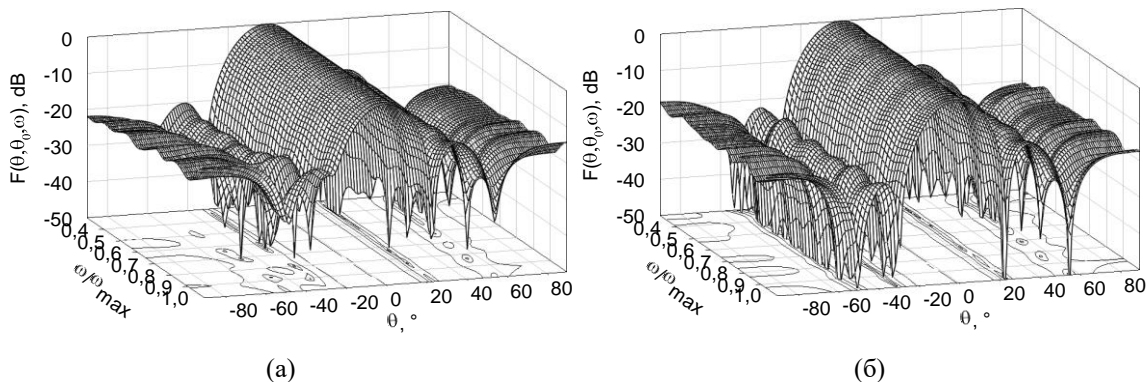
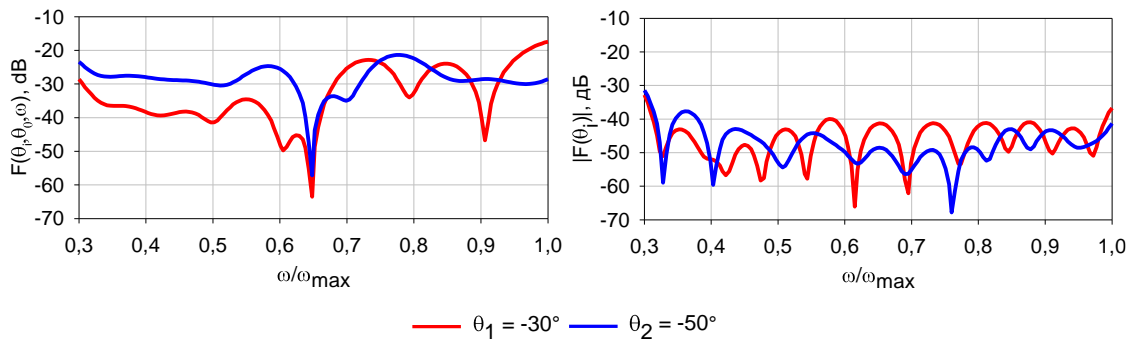


Рисунок 1 Частотно-независимые ДН с синтезированными «нулями»
(а) прямой метод, (б) метод с использованием ДПФ.

На рисунке 2 показан уровень синтезированных «нулей» рассмотренными методами. Как видно из рисунка 2а уровень ДН в направлении «нулей» на нормированной частоте $\omega / \omega_{\max} = 0,65$ имеет уровень около -60 дБ для обоих направлений, при среднем уровне ДН в направлении «нулей» около -30 дБ.



(а)

(б)

Рисунок 2 Уровень синтезированных «нулей» ДН, (а) прямой метод, (б) метод с использованием ДПФ.

Как видно из рисунка 2б с применением метода синтеза с использованием БПФ удалось добиться существенного понижения среднего уровня «нулей» до -47 дБ.

5. Заключение

В работе рассмотрен метод синтеза «нулей» в ДН частотно-независимой цифровой АР. Предложенный метод основан на свойствах узкополосной АР и позволяет синтезировать достаточно глубокие провалы в ДН АР. Предложенный метод основан на преобразовании Фурье частотной характеристики КИХ-фильтров, входящих в состав цифровой частотно-независимой АР. Сравнение результатов моделирования характеристик частотно-независимой АР с применением ранее полученного прямого метода с предложенным показало, что с использованием предложенного метода удается синтезировать более глубокие провалы в ДН.

Исследование выполнено при финансовой поддержке **РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90029.**

Список литературы

1. Huang G., Benesty J., Chen J. On the design of frequency-invariant beampatterns with uniform circular microphone arrays //IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2017. – Т. 25. – №. 5. – С. 1140-1153.
2. Sohrabi F., Yu W. Hybrid analog and digital beamforming for mmWave OFDM large-scale antenna arrays //IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2017. – Т. 35. – №. 7. – С. 1432-1443.
3. Applebaum S. P. Adaptive arrays //IEEE Trans. Antennas Propag. – 1976. – Т. 24. – №. 5. – С. 585-589.
4. Steyskal H. Synthesis of antenna patterns with prescribed nulls //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Т. 30. – №. 2. – С. 273-279.
5. El-Azhary I., Afifi M. S., Excell P. S. A simple algorithm for sidelobe cancellation in a partially adaptive linear array //IEEE transactions on antennas and propagation. – 1988. – Т. 36. – №. 10. – С. 1482-1486.
6. Chatterjee S., Chatterjee S., Majumdar A. Edge element controlled null steering in beam-steered planar array //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – Т. 16. – С. 2521-2524.
7. Vendik O. G., Kozlov D. S. Phased antenna array with a sidelobe cancellation for suppression of jamming //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. – Т. 11. – С. 648-650.
8. Erokhin A. A., Gafarov E. R., Salomatov Y. P. Frequency-invariant beamforming with real fir-filters //2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – IEEE, 2019. – С. 132-135.

9. Ерохин А. А., Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П. Частотно-независимое управление главным лепестком диаграммы направленности на основе КИХ-фильтров //Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2020. – Т. 63. – №. 10. – С. 608-619.
10. Chen P., Zhao Y., Liu C. A novel adaptive wideband frequency invariant beamforming algorithm for conformal arrays //2017 18th International Radar Symposium (IRS). – IEEE, 2017. – С. 1-10.
11. Shen M. et al. Improved Wideband Adaptive Transmit Nulling Using Subband Phase-Only Pattern Synthesis //Circuits, Systems, and Signal Processing. – 2019. – С. 1-14.
12. Liu Y. et al. Reducing the number of elements in the synthesis of a broadband linear array with multiple simultaneous frequency-invariant beam patterns //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Т. 66. – №. 11. – С. 5838-5848.
13. Liu Y. et al. Efficient and Accurate Frequency-Invariant Beam Pattern Synthesis Utilizing Iterative Spatiotemporal Fourier Transform //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Т. 68. – №. 8. – С. 6069-6079.
14. Ерохин А. А. Синтез «нулей» в диаграмме направленности частотно-независимой антенной решетки //Письма в ЖТФ. – 2021. – Т. 47. – №. 7.
15. Erokhin A. A. et al. System of equations for antenna array beam pattern nulling //2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE, 2016. – С. 1-4.