<https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-3-6-17>

УДК 621.396.96

Использование фазированной антенной решетки с управляемыми связями для формирования нулей в диаграмме направленности

А. Д. Егоров, А. О. Яшенков

Акционерное общество «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»,
Москва, Российская Федерация

Рассмотрен простой способ формирования нулей в диаграмме направленности фазированной антенной решетки. Приведены основные расчетные соотношения, подтвержденные результатами моделирования. Показана возможность применения метода для формирования расширенных нулей в диаграмме направленности.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, адаптивная пространственная фильтрация, корреляционная матрица, метод формирования нулей

Для цитирования: Егоров А. Д., Яшенков А. О. Использование фазированной антенной решетки с управляемыми связями для формирования нулей в диаграмме направленности // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020. № 3. С. 6–17. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-3-6-17>

For citation: Egorov A. D., Yashenkov A. O. Using a phased antenna array with control coupling for nulls forming in the radiation pattern // Vestnik Koncerna VKO "Almaz – Antey". 2020. No. 3. P. 6–17. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-3-6-17>

Поступила 17.07.2020 Отрецензирована 28.07.2020 Одобрена 29.07.2020 Опубликована 14.10.2020

Введение

В патенте [1] предложен метод формирования нулей в диаграмме направленности (ДН) приемной фазированной антенной решетки (ФАР) радиолокационной системы (РЛС), названной авторами «ФАР с управляемыми связями». Модель ФАР построена авторами исходя из физических соображений, с тех же позиций изложен алгоритм ее работы, однако не раскрыт механизм практической реализации предложенного метода. Целью данной работы является восполнение названного пробела.

Изложим кратко суть метода [1]. Пусть имеется ФАР РЛС, предназначенная для приема эхо-сигнала, отраженного от цели. При этом в зоне действия РЛС присутствуют несколько источников излучения, мешающих приему полезного эхо-сигнала. Будем в дальнейшем

называть эти источники источниками помех, или просто помехами. Относительно ФАР источники помех и источник полезного эхо-сигнала расположены в дальней зоне и могут рассматриваться как плоские волны, проходящие с определенных направлений. Задача пеленгации направлений на источники помех в [1] не рассматривается и считается заранее решенной и направления на источники помех известными. Такой подход с разделением задачи о подавлении источников помех на два этапа, когда вначале решается задача пеленгации помех, а затем формирования нулей ДН в заданных направлениях, известен из литературы.

В результате применения метода решается задача приема полезного эхо-сигнала в процессе сканирования максимумом ДН и подавления помех путем формирования нулей в области боковых лепестков. Задача о воздействии помехи в области главного лепестка ДН не рассматривается.

Рис. 1. Формирование нуля ДН ФАР для случая одного источника помехи: а – схема ФАР; б – формирование нуля в парциальной ДН излучателя

Идея предложенного метода для простейшего случая формирования нуля в направлении действия одной помехи может быть проиллюстрирована схемой, приведенной на рисунке 1а. Сигналы, принятые излучателями антенной решетки, после их усиления и оцифровки разделяются на две части. Из части ответвленного сигнала путем взвешенного суммирования с фазовым распределением $\varphi_1, \dots, \varphi_P$ формируется сигнал, эквивалентный компенсационной ДН ФАР с максимумом в направлении действия помехи. Далее этот сигнал разделяется для раздачи в каждый приемный канал ФАР, осуществляется компенсация внесенных ранее фазовых сдвигов $-\varphi_1, \dots, -\varphi_P$, и вычитается из сигнала, пришедшего от каждого излучателя. На схеме (рис. 1а) операция вычитания по-

казана в виде суммирования с дополнительной инверсией фазы сигнала на π . Данная операция может быть интерпретирована как формирование узкого провала в парциальной диаграмме излучателя ФАР (рис. 1б). Направление провала в парциальной ДН излучателя при этом соответствует направлению прихода сигнала помехи.

После подавления сигнала помехи в каждом приемном канале осуществляется взвешенное суммирование их сигналов с комплексными коэффициентами $C_1, \dots, C_P$ для формирования требуемой ДН ФАР.

Подход с использованием вычитания компенсационной ДН впервые был предложен в работе [2]. Отличие состоит в том, что в рассматриваемом методе вычитание компенсационной ДН осуществляется из парциальной ДН излучателя, а в работе [2] компенсационная ДН вычитается из ДН ФАР. Преимуществом предложенного подхода является возможность предварительного формирования парциальных ДН излучателей и их дальнейшее использование при сканировании ДН ФАР, что должно дать определенную экономию вычислений по сравнению с подходом, предложенным в [2].

При одновременном воздействии нескольких помех необходимо формировать минимальное количество компенсационных ДН, равное числу помех, что приводит к трансформации эквивалентной схемы (рис. 1а). Блоки формирования компенсационных ДН размножаются по «горизонтали», и их число равно числу компенсируемых источников помех. На рисунке 2 приведена схема, соответствующая случаю компенсации двух помех.

При вычитании нескольких компенсационных ДН из парциальной ДН излучателя, при использовании линейных фазовых распределений для формирования направлений максимумов компенсационных ДН, в силу взаимной неортогональности компенсационных ДН невозможно получение идеального нуля в направлениях на помеху, поскольку в направлении нуля, формируемом одной компенсационной ДН, будут присутствовать боковые лепестки остальных. С целью увеличения глубины нулей в заданных направлениях

описанная выше компенсационная процедура повторяется многократно, что приводит к размножению схемы по «вертикали» (рис. 2).

В [1] отсутствуют четкие указания о необходимом числе итераций формирования нулей, или, что то же самое, этажей схемы (рис. 2). Естественным было бы предположить, что оно зависит от числа источников помех и их взаимного расположения в пространстве. Как будет показано ниже, при релейском угловом разрешении источников помех формирование глубоких нулей происходит при небольшом числе итераций. При необходимости сверхразрешения источников помех сходимость процесса существенно замедляется.

Непосредственная реализация алгоритма формирования нулей, представленного в виде рисунка 2, приводит к довольно затратным вычислениям, связанным с многократным использованием дискретного преобразования Фурье. Ниже будет показано, что вычислительный алгоритм может быть существенно упрощен при переходе к матричному описанию эквивалентной схемы и введении оценочной корреляционной матрицы приемных каналов.

Для пояснения дальнейших рассуждений введем упрощенную эквивалентную схему ФАР, не раскрывающую ее внутреннюю структуру, представленную на рисунке 3.

Рис. 2. Схема ФАР для формирования нулей в направлении на несколько источников помех

Рис. 3. Эквивалентная схема ФАР

Элементы схемы, обозначенные символами $A_1, \dots, A_P$ представляют собой цифровые приемные модули, в которых происходит усиление и оцифровка сигнала. Комплексные коэффициенты $A_1, \dots, A_P$ включают в себя случайные ошибки, связанные с неидентичностью приема сигнала отдельными излучателями – апертурные ошибки и ошибки разброса коэффициентов передачи цифровых приемных модулей.

Элементы $W_1, \dots, W_P$ представляют собой адаптивные весовые коэффициенты. В случае отсутствия источников помех они формируют управляющий вектор с единичными амплитудами, осуществляющий фазирование ФАР в заданном направлении.

Комплексные коэффициенты $C_1, \dots, C_P$, как и в схеме на рисунках 1 и 2, используются для формирования требуемой невозмущенной ДН ФАР.

В следующем разделе приведены расчетные соотношения для вычисления адаптивных весовых коэффициентов.

Расчетные соотношения

Рассмотрим приемную антенную решетку, состоящую из P изотропных излучателей, произвольно расположенных в декартовой системе координат (рис. 4). При использовании излучателей, обладающих индивидуальными парциальными диаграммами, последние могут быть учтены в приводимых ниже соотношениях.

Рис. 4. Положение излучателей ФАР в пространстве

Координаты излучателя могут быть представлены вектором:

$$\bar{\xi}_p = \begin{pmatrix} x_p \\ y_p \\ z_p \end{pmatrix}, \text{ где } p = 1, \dots, P. \quad (1)$$

Источники излучения по отношению к антенной решетке расположены в дальней зоне и могут рассматриваться как плоские волны, приходящие с определенных направлений. Волновой вектор, направленный в точку наблюдения,

$$\bar{k} = \frac{2\pi}{\lambda} (\sin \vartheta \cdot \cos \varphi \cdot \bar{x}_0 + \sin \vartheta \cdot \sin \varphi \cdot \bar{y}_0 + \cos \vartheta \cdot \bar{z}_0), \quad (2)$$

где $\bar{x}_0, \bar{y}_0, \bar{z}_0$ – орты системы координат (рис. 4).

Пусть на антенную решетку воздействует Q источников помех с известных угловых направлений, также расположенных в дальней зоне. Волновые вектора, направленные на источники помех,

$$\bar{k}_q = \frac{2\pi}{\lambda} (\sin \vartheta_q \cdot \cos \varphi_q \cdot \bar{x}_0 + \sin \vartheta_q \cdot \sin \varphi_q \cdot \bar{y}_0 + \cos \vartheta_q \cdot \bar{z}_0), \text{ где } q=1, \dots, Q. \quad (3)$$

Вектор комплексных амплитуд сигналов, с точностью до постоянного множителя равных комплексным амплитудам, наведенным на излучателях антенной решетки источником помех с номером q

$$\mathbf{X}_q = \begin{pmatrix} e^{j \cdot \bar{k}_q \cdot \bar{\xi}_1} \\ \vdots \\ e^{j \cdot \bar{k}_q \cdot \bar{\xi}_P} \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Используя векторы (4), можно составить матрицу, структура которой сходна с корреляционной матрицей помех [3], воздействующих на антенную решетку

$$\mathbf{H} = \sum_{q=1}^Q \frac{\mathbf{X}_q \cdot \mathbf{X}_q^H}{\mathbf{X}_q^H \cdot \mathbf{X}_q}, \quad (5)$$

где $()^H$ – символ, обозначающий эрмитово сопряжение матрицы.

Полученная матрица (5) может рассматриваться как оценка корреляционной матрицы помех, при формировании которой учитывалась лишь фазовая информация, то есть информация о направлениях на источники помех. Информация об амплитудах источников помех в данном случае является неизвестной, и делается допущение об их равенстве.

В качестве начального приближения весового вектора схемы (рис. 3) используем управляющий вектор, осуществляющий фазирование антенной решетки в точку наблюдения

$$\mathbf{W}^0 = \begin{pmatrix} e^{j\vec{k} \cdot \vec{\xi}_1} \\ \vdots \\ e^{j\vec{k} \cdot \vec{\xi}_P} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Проанализировав процесс вычисления адаптивных весовых коэффициентов, изображенный на рисунке 2, и используя введенные выше обозначения (4)–(6) можно показать, что вычисление названных весовых коэффициентов сводится к итерационному процессу

$$\mathbf{W}^{k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{H}) \cdot \mathbf{W}^k, \quad (7)$$

где k – номер итерации, $\mathbf{I}$ – единичная матрица размерности P .

Итерационный алгоритм (7) полностью эквивалентен схеме, заявленной в патенте [1] при использовании равноамплитудных сумматоров в схеме, приведенной на рисунке 2.

Из физических соображений процесс (7) является сходящимся, а необходимое число итераций, или, что одно и то же, число последовательных каскадов схемы рисунка 2, может быть определено из условия

$$||\mathbf{W}^{k+1} - \mathbf{W}^k|| \leq \varepsilon, \quad (8)$$

где ε – малое число, определяющее различие нормы вектора $\mathbf{W}$ между соответствующими итерациями.

При заданном числе итераций K , выражение для процесса (7) может быть записано в виде

$$\mathbf{W} = (\mathbf{I} - \mathbf{H})^K \cdot \mathbf{W}^0, \quad (9)$$

где $\mathbf{W}$ – искомый весовой вектор.

Найдем предел выражения (9) при K , стремящемся к бесконечности. Для этого выполним спектральное разложение матрицы. При выполнении разложения учтем, что матрица $\mathbf{H}$ является эрмитовой и неотрицательно определенной [3]

$$(\mathbf{I} - \mathbf{H}) = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H, \quad (10)$$

где $\mathbf{\Lambda}$ – диагональная матрица, состоящая из собственных чисел матрицы $\mathbf{I} - \mathbf{H}$,

$\mathbf{U}$ – матрица, столбцы которой являются собственными векторами матрицы $\mathbf{I} - \mathbf{H}$.

Нетрудно показать, что

$$(\mathbf{I} - \mathbf{H})^K = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}^K \cdot \mathbf{U}^H. \quad (11)$$

Известно [4], что собственные числа эрмитовой неотрицательно определенной матрицы $\mathbf{H}$ являются действительными и неотрицательными. Из физических соображений процесс (7) является сходящимся, следовательно, собственные числа матрицы $\mathbf{I} - \mathbf{H}$ не должны превышать единицы. Действительно, матрица $\mathbf{\Lambda}$ имеет Q некрatных элементов, меньших единицы, и $P - Q$ кратных элементов, равных единице. Таким образом, возведение матрицы $\mathbf{\Lambda}$ в бесконечную степень эквивалентно обнулению ее элементов, не равных 1.

Таким образом, искомый весовой вектор

$$\mathbf{W} = \lim_{K \rightarrow \infty} (\mathbf{I} - \mathbf{H})^K \cdot \mathbf{W}^0 = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}_0 \cdot \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{W}^0, \quad (12)$$

где $\mathbf{\Lambda}_0$ – матрица, полученная из матрицы $\mathbf{\Lambda}$ путем обнуления элементов меньших 1.

Вводя обозначение

$$\mathbf{H}^0 = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda}_0 \cdot \mathbf{U}^H, \quad (13)$$

получим

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^0 \cdot \mathbf{W}^0. \quad (14)$$

Используемая в приведенных выше выражениях оценка корреляционной матрицы $\mathbf{H}$ является матрицей простой структуры [4], для которой определены математические понятия ядра и оболочки как линейные подпространства собственных векторов, соответству-

ющих нулевым (ядро) и ненулевым (оболочка) собственным числам. В работе [3] даны определения шумового и сигнального подпространств корреляционной матрицы, эквивалентные математическим определениям ядра и оболочки соответственно.

Анализируя полученные выражения (12)–(14), используя определения, данные в [3], можно сделать заключение, что матрица (13) может рассматриваться как матрица-проектор, проецирующая управляющий вектор W^0 на шумовое подпространство корреляционной матрицы H .

Тогда решение для оптимального весового вектора W может быть найдено непосредственно через оценку корреляционной матрицы H . По аналогии с (10) выполним спектральное разложение матрицы H

$$H = U \cdot \Psi \cdot U^H, \quad (15)$$

где Ψ – диагональная матрица, состоящая из собственных чисел матрицы H ,

U – матрица, столбцы которой являются собственными векторами матрицы H .

При выполнении разложения (15) учтено, что ортонормированные базисы собственных векторов матриц H и $I-H$ совпадают.

Составим матрицы-проекторы на шумовое и сигнальное подпространства матрицы H , обозначив их P^N и P^S соответственно

$$P^N = \sum_i u_i \cdot u_i^H, \quad i: \Psi_{i,i} = 0, \quad (16)$$

$$P^S = \sum_j u_j \cdot u_j^H, \quad j: \Psi_{j,j} > 0, \quad (17)$$

где u_i, u_j – столбцы матрицы собственных векторов U , соответствующие нулевым и ненулевым собственным числам матрицы H соответственно.

Тогда искомым весовой вектор

$$W = P^N \cdot W^0 = (I - P^S) \cdot W^0. \quad (18)$$

Вычисления по формулам (14) и (18) приводят к одним и тем же результатам.

Анализируя соотношения (16), (17), можно прийти к известному заключению, что максимальное число подавляемых помех Q не может превышать значения $P-1$.

Из литературы [10], [3] известен еще один метод построения матрицы-проектора

на ортогональное помеховым сигналам подпространство. Искомый весовой вектор может быть вычислен как

$$W = (I - Y \cdot (Y^H \cdot Y)^{-1} \cdot Y^H) \cdot W^0, \quad (19)$$

где Y – матрица, столбцами которой являются вектора (4).

Вычисление по формуле (19) приводит к тем же результатам, что и (14) и (18). При этом, в отличие от рассмотренных выше алгоритмов, не требуется выполнять спектральное разложение матрицы. Подлежащая обращению матрица $Y^H \cdot Y$ является вещественной и имеет порядок Q , равный числу помех ($Q < P$).

Результаты моделирования

Рассмотрим результаты применения алгоритма адаптации на примере линейной ФАР, состоящей из 16 излучателей, с шагом между ними $0,542\lambda$. Для наглядности рассмотрим формирование при помощи данной ФАР двух ДН – узкой, в виде острого луча, и широкой, перекрывающей боковые лепестки узкой. При расчетах ДН полагается, что излучатели обладают парциальными ДН, изменяющимися по закону $\cos\theta$.

На рисунке 5 приведены невозмущенные ДН ФАР. Сплошной линией изображена ДН в виде острого луча, сформированная при помощи тейлоровского амплитудного распределения по раскрытию [5], с уровнем боковых лепестков минус 25 дБ. Пунктирной линией изображена ДН, предназначенная для системы подавления боковых лепестков (ПБЛ), перекрывающая боковые лепестки ДН в виде острого луча. ДН «острый луч» нормирована к собственному максимуму. ДН ПБЛ нормирована с учетом отношения коэффициентов использования поверхности (КИП), соответствующим амплитудным распределениям, формирующим ДН.

На рисунке 6а представлены те же ДН при формировании нулей в направлении на 4 источника помехи с угловыми координатами, заданными вектором

$$\theta_q = [-35 \quad -15 \quad 20 \quad 40]^T, \quad q = 1, \dots, 4. \quad (20)$$

Вычисление вектора адаптивных весовых коэффициентов производилось в соответствии с алгоритмом (14).

Рис. 5. Невозмущенные ДН ФАР

а

б

Рис. 6. Формирование нулей в направлениях, определенных в (20):
а – ДН ФАР; б – коэффициент подавления помехи

На рисунке 6б показана зависимость коэффициента подавления помехи по мощности, вычисленного как нормированный квадрат модуля вектора адаптивных весовых коэффициентов $\mathbf{W}$, определяемый для углового направления, задаваемого управляющим вектором (6), соответствующим направлению сканирования

$$K_{\pi} = \frac{|\mathbf{W}|^2}{P}. \quad (21)$$

На рисунках 7а, б, соответственно, приведены графики ДН и коэффициента подавления помехи для случая двух близко расположенных источников помех

Рис. 7. Формирование нулей в направлениях, определенных в (22):
а – ДН ФАР; б – коэффициент подавления помехи

$$\vartheta_q = [-35 \ -15 \ 20 \ 21]^T, q = 1, \dots, 4. \quad (22)$$

Вычисление вектора адаптивных весовых коэффициентов также производилось в соответствии с алгоритмом (14).

Применение алгоритмов (14), (18) требует вычисления спектрального разложения матрицы (10), что в случае большого числа приемных каналов ФАР приводит к существенному объему вычислений. Поэтому в ряде случаев практический интерес может представлять применение итерационного алгоритма (7), в процессе которого осуществляется лишь выполнение простых матричных операций.

В случае наличия одного источника помех достаточно одной итерации в процедуре (7). Рассмотрим сходимость итерационного процесса (7) для случая воздействия нескольких источников помех, воспользовавшись критерием условной сходимости евклидовой нормы весового вектора (8).

На рисунке 8 представлена зависимость числа итераций от угла сканирования для случая формирования нулей в направлении на четыре источника помехи (20). Параметром семейства графиков является точность сходимости ϵ из условия (8).

На рисунке 9 приведены аналогичные данные для расположения источников помех под углами (22). Наличие близко расположенных по углу источников помех приводит к существенному замедлению сходимости алгоритма (7).

По результатам численного моделирования можно утверждать, что применение итерационного алгоритма (7) возможно лишь при выполнении условия разрешения по Рэлею угловых координат источников помех. В противном случае необходимо использовать алгоритм (14), всегда гарантирующий формирование глубоких нулей в требуемых направлениях.

Рис. 8. Сходимость итерационного процесса при разрешении источников помех по Рэлею
— $\varepsilon = 1e-3$, — $\varepsilon = 1e-6$, — $\varepsilon = 1e-15$

Рис. 9. Сходимость итерационного процесса при сверхразрешении источников помех
— $\varepsilon = 1e-3$, — $\varepsilon = 1e-6$, — $\varepsilon = 1e-15$

Поскольку для вычисления вектора адаптивных весовых коэффициентов используется детерминированная оценка корреляционной матрицы, то использование алгоритмов (14), (18) приводит к формированию глубоких нулей в заданных направлениях, обеспечивающих подавление сигналов помех до уровня собственных шумов приемных каналов.

Реальный коэффициент подавления в такой системе определяется точностью определения угловых координат источников помех. Глубокий ноль, формируемый в направлении источника помех, достаточно узок, и прием сигнала от источника помех происходит, как правило, на скате провала ДН. В связи с этим практический интерес представляет использование возможности расширения нуля ДН по углу. Из литературы известно большое число подходов к решению данной задачи, например [6–9]. К сожалению, все они приме-

нимы лишь к линейным ФАР с эквидистантным расположением излучателей.

Рассмотрим возможность использования ФАР с управляемыми связями для наиболее простого и часто используемого метода расширения нуля Мейлоу – Затмана [6, 7].

Суть метода состоит в замене одного источника излучения группой равномошных некогерентных источников сигнала, расположенных на прямой линии. Мейлоу использовал группу дискретных источников, а Затман – непрерывно распределенные фиктивные источники.

Тогда модифицированная оценочная корреляционная матрица источников помех может быть выражена

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \circ \mathbf{A}, \quad (23)$$

где $\circ$ – символ произведения матриц по Адамару, то есть их поэлементного перемножения,

Рис. 10. Формирование расширенных нулей ДН: а – ДН ФАР; б – коэффициент подавления помехи

A – матрица размерности $P \times P$,

где

$$A_{m,n} = \text{sinc}((m - n) \cdot \Delta), \quad (24)$$

Δ – константа, определяющая ширину нуля ДН.

Используя $\tilde{N}$ вместо N в (12), (15) вычислим ДН (рис. 10а) и коэффициент подавления помех (рис. 10б) для распределения источников помех (20) и $\Delta = 0,07$.

Как видно из рисунка 10, использование метода Мейлоу – Затмана приводит к существенному расширению нулей ДН по сравнению с рисунком 6. Коэффициент подавления помехи в направлении расширенного нуля в данном примере составляет не менее 70 дБ.

Расширение нулей ДН может быть также получено путем замены одного направления на источник помехи на дискретную группу близко расположенных направлений. При этом снимается ограничение применимости мето-

дов, сходных с (23), только к линейным эквидистантным решеткам. При таком подходе для корректного разделения собственных векторов корреляционной матрицы по принадлежности к сигнальному и шумовому подпространствам на этапе составления матрицы-проектора, рекомендуется использовать алгоритм (18) либо (19).

Заключение

Таким образом, в данной работе рассмотрены особенности применения простого способа формирования нулей в ДН в заданных направлениях, пригодного для применения в ФАР с расположением излучателей на произвольной поверхности, в основе которого лежат простые физические представления.

Показано, что рассмотренный способ формирования нулей может рассматриваться как частный случай применения проекционного алгоритма адаптивной пространственной

фильтрации, осуществляющего проецирование управляющего вектора на шумовое подпространство корреляционной матрицы.

Показано, что при использовании данного метода возможно применение методов расширения нулей ДН, что позволяет снизить требования к точности определения угловых координат источников помех и частоте обновления оценки корреляционной матрицы.

Список литературы

1. Фазируемая антенная решетка с управляемыми связями: п. м. 168153 Российская Федерация: МПК H01Q 3/26 / В.Ф. Андреев, Р.Х. Воронов; заявитель и патентообладатель «Всероссийский науч.-исслед. ин-т радиотехники». № 2016128492; заяв. 13.07.16; опубл. 19.01.17. Бюл. № 2.
2. Applebaum S. P. Adaptive arrays. *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1976. Vol. AP-24. P. 585–598.
3. Ратынский М. В. *Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках*. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
4. Воеводин В. В., Воеводин Вл. В. *Энциклопедия линейной алгебры*. СПб.: БХВ-Петербург, 2006. 544 с.
5. Бартон Д. К., Вард Г. Р. *Справочник по радиолокационным измерениям* / Пер. с англ. М.: Советское радио, 1976. 392 с.
6. Mailloux R. J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs. *Electron. Lett.* 1995. Vol. 31. № 10. P. 771–772.
7. Zatman M. Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis. *Electron. Lett.* 1995. Vol. 31. № 25. P. 2141–2142.
8. Taferner M., Kuchar A., Lang M. C., Tange-mann M., Hock C. A Novel DOA-based Beamforming Algorithm with Broad Nulls // *10th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. PIMRC '99, Osaka, Sept., 1999*. 1999. P. 342–247.
9. Guerci J. R. Theory and application of covariance matrix tapers to robust adaptive beamforming. *IEEE Trans. Signal Processing.* 2000. Vol. 47. P. 977–985.
10. Ланкастер П. *Теория матриц*. М.: Наука, ГРФМЛ, 1978. 280 с.

Об авторах

Егоров Алексей Дмитриевич – начальник сектора Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: радиолокация, антенны, СВЧ-техника, антенные измерения.

Яшенков Артем Олегович – ведущий инженер Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: цифровые антенные решетки, цифровое диаграммообразование, радиолокация.

Using a phased antenna array with control coupling for nulls forming in the radiation pattern

Egorov A. D., Yashenkov A. O.

All-Russian Scientific Research Institute of Radio Engineering, JSC, Moscow, Russian Federation

A simple nulls forming method in the radiation pattern of a phased antenna array considered. Presented the basic calculation ratios confirmed by the simulation results are. The possibility of applying the method to form extended nulls in the radiation pattern is shown.

Keywords: phased array antenna, adaptive spatial filtering, covariance matrix, nulls forming method

Information about the authors

Egorov Aleksey Dmitrievich – Sectoral Head, All-Russian Scientific Research Institute of Radio Engineering, JSC, Moscow, Russian Federation.

Research interests: radar, antennas, microwave technology, antenna measurements.

Yashenkov Artyom Olegovich – Leading Engineer, All-Russian Scientific Research Institute of Radio Engineering, JSC, Moscow, Russian Federation.

Research interests: digital antenna arrays, digital diagramming, radiolocation.