

Научная статья

УДК 621.396.677.33

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28



Методика синтеза диаграмм направленности антенных решеток с произвольным расположением излучающих элементов

Алексей Викторович Андропов¹, mixphixion@mail.ru

Сергей Викторович Кузьмин²✉, sergey-v-kuzmin@yandex.ru

¹ООО «Специальный Технологический Центр»,
Санкт-Петербург, 195220, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Аннотация: Проведен анализ методов синтеза диаграмм направленности антенных решеток с различным расположением излучающих элементов. В результате предложена методика синтеза амплитудно-фазового распределения на основе метода парциальных диаграмм направленности с использованием алгоритмов эволюционной оптимизации. Представлены результаты реализации методики для низкопрофильной совмещенной кольцевой концентрической антенной решетки, пятиэлементной решетки на основе несимметричных антенн «волновой канал» и конформной решетки, состоящей из произвольно расположенных антенн PIFA. Приведены рассчитанные амплитудно-фазовые распределения и диаграммы направленности. Методика позволяет оценить потенциальные возможности антенн с учетом взаимных связей и влияния элементов конструкции носителя.

Ключевые слова: диаграмма направленности, кольцевая антенная решетка, конформная антенная решетка, синтез диаграмм направленности, метод роя частиц, генетический алгоритм, численные методы электродинамики

Благодарности: авторы выражают благодарность ведущему научному сотруднику ООО «Специальный технологический центр» Олегу Вениаминовичу Попову за ценные замечания, сделанные в ходе подготовки рукописи.

Ссылка для цитирования: Андропов А.В., Кузьмин С.В. Методика синтеза диаграмм направленности антенных решеток с произвольным расположением излучающих элементов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 15–28. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28

Radiation Pattern Synthesis Method of Antenna Arrays with an Arbitrary Arrangement of Radiating Elements

Alexey Andropov¹, mixphixion@mail.ru

Sergey Kuzmin²✉, sergey-v-kuzmin@yandex.ru

¹Special Technology Center, LLC,
St. Petersburg, 195220, Russian Federation

²The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Abstract: As a result of the analysis of methods for synthesizing radiation patterns, in order to find the required amplitude-phase distribution in antenna arrays with an arbitrary arrangement of radiating elements, a technique based on the method of partial radiation patterns is proposed. The results of implementing the technique for a low-profile combined ring concentric antenna array, a five-element antenna array based on asymmetric wave channel antennas, and a conformal antenna array consisting of arbitrarily located PIFA antennas are presented. The calculated amplitude-phase distributions and radiation patterns are given. The technique makes it possible to evaluate the potential capabilities of antennas, with adaptation taking into account the mutual coupling.

Keywords: radiation pattern, ring antenna array, conformal antenna array, radiation pattern synthesis, particle swarm method, genetic algorithm, numerical methods of electrodynamics

Acknowledgments: the author are grateful to Oleg V. Popov, Leading Researcher at Special Technological Center LLC, for valuable guidelines during the preparation of the manuscript.

For citation: Andropov A., Kuzmin S. Radiation Pattern Synthesis Method of Antenna Arrays with an Arbitrary Arrangement of Radiating Elements. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(2):15–28. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28

Введение

К бортовым антеннам для малых и сверхмалых летательных аппаратов предъявляются требования, связанные с габаритными размерами и особенностями размещения. При этом, поскольку функциональные возможности антенно-фидерной системы будут ухудшаться, стремятся наилучшим образом использовать антенные элементы. В ряде случаев необходимо объединить в антенную решетку излучатели, размещенные в произвольно выделенных местах носителя.

В работе рассматриваются трехмерные антенные решетки [1], взаимное положение элементов которых фиксировано. Если излучающие элементы расположены на какой-либо поверхности, то такие антенные решетки называют поверхностными по ГОСТу [2]. Но, традиционно [3], используют термин конформная антенная решетка.

Методы

Особенностью работы антенной решетки является наличие взаимных связей между излучающими элементами. Основной механизм возникновения взаимной связи между излучающими элементами решетки связан с рассеянием поля каждого элемента остальными. В [4] отмечается, что рассеянное от антенной системы поле делится на две составляющие:

- переотражения от несогласованной нагрузки (таким образом появляется связь отраженного поля с диаграммой направленности (ДН) антенны);
- дифракция электромагнитных волн на элементах конструкции антенны.

С точки зрения общей теории цепей СВЧ [5], антенной решетке можно поставить в соответствие матрицу рассеяния $\mathbf{S}$, которая из-за взаимных связей имеет недиагональный вид. Матрица $\mathbf{S}$ связывает падающие и отраженные волны. Падающие волны направлены в сторону многополюсника и в

случае антенной решетки в основном определяются источниками электромагнитных волн (генераторами), подключенными к решетке. Отраженные волны – это волны, идущие от антенной решетки, т. е. волны, непосредственно отраженные от входов решетки, и волны, поступающие от остальных генераторов за счет взаимных связей. Отраженные волны участвуют в формировании ДН антенной решетки только в случае их отражения от несогласованных выходов генераторов, когда они меняют направление и превращаются в падающие. В результате получается, что возбуждение антенной решетки или амплитудно-фазовое распределение (АФР) формируется не только за счет первичных падающих волн от генераторов, но и за счет переотражения отраженных волн от генераторов. Полное АФР является их суммой.

Ситуация усложняется, если при изменении АФР меняются сопротивления нагрузок излучающих элементов. Например, при изменении состояния промышленных фазовращателей меняется не только фаза, но и их входное и выходное сопротивления. Будем полагать, что функциональными элементами [2], обеспечивающими возбуждение антенной решетки, являются устройства, входное сопротивление которых не меняется при изменении возбуждения решетки. Такое допущение вполне уместно для современных решеток – активных фазированных антенных решеток (АФАР), в том числе цифровых.

В [6] показано, что для устранения негативного влияния взаимного импеданса необходимо внести предисказания в исходное распределение тока, компенсирующее эффект взаимного влияния излучателей. В результате идеальное распределение тока во всех расчетах требуется заменить на искаженное распределение.

В реальных антенных решетках существует разброс параметров, связанный с неточностью изготовления узлов СВЧ-тракта и отклонением харак-

теристик материалов от заданных. Поэтому каждая решетка проходит процедуру калибровки и настройки [7], при которой, в частности, уменьшается негативное влияние взаимных связей. В результате находится взаимно однозначное соответствие между АФР, формируемым на выходах генераторов, и требуемым АФР на входах излучателей.

Далее будем рассматривать такие антенные решетки, для которых либо проведена процедура настройки и калибровки, либо были внесены предсказания в исходное АФР. Обычно фидерный тракт решетки стараются делать согласованным с излучающими элементами, поэтому искажением АФР в ряде случаев можно пренебречь. Например, если ближайший к антенне выход приемо-передающего модуля содержит ферритовое изделие (циркулятор или вентиль), то излучающие элементы всегда будут нагружены на согласованную нагрузку. В таком случае основную роль будет играть дифракция электромагнитных волн на элементах конструкции антенны, в том числе на соседних излучающих элементах.

Для учета дифракционной составляющей взаимного влияния излучающих элементов применяют метод парциальных диаграмм. Необходимо отметить кажущуюся неоднозначность указанного термина. В соответствии с Толковым словарем Д.Н. Ушакова, слово «парциальный» означает «частичный, составляющий часть чего-нибудь». Фактически, любое представление поля в виде суммы нескольких полей является разложением на парциальные составляющие. Поскольку вариантов подобного разложения может быть несколько, то необходимы уточнения. Приведем несколько примеров из современных источников.

В [8] отмечается, что, так как между элементами решетки всегда существует электромагнитное взаимодействие, излучение, соответствующее возбуждению одного входа, строго говоря, формируется всеми ее элементами, и поэтому ДН элемента называется парциальной ДН. Все излучающие элементы возбуждаются по очереди, при этом оставшиеся нагружаются на согласованные нагрузки. Для формирования требуемой ДН необходимо найти соответствующее АФР, помножить его на парциальные поля и затем сложить их. При данном способе представления количество парциальных ДН совпадает с количеством элементов в решетке.

В [9] количество парциальных диаграмм может быть, как меньше, так и больше количества излучателей. Рассматривается линейная эквидистантная антенная решетка. Парциальной является ДН, порождаемая всеми излучающими элементами при равно амплитудном возбуждении с линейным фазовым набегом. Т. е. парциальные поля, описанные ранее в [8], умножаются на АФР указанного

вида и складываются. В данном случае, для формирования требуемой ДН необходимо найти соответствующие весовые коэффициенты, помножить их на парциальные поля и затем сложить уже взвешенные поля. Результирующее АФР будет равно сумме АФР парциальных ДН, каждое из которых помножено на найденный весовой коэффициент.

Конкретное значение элемента АФР определяется по следующей формуле:

$$Ii_n = \sum_{m=1}^M a_m \cdot Iip_{nm}, \quad (1)$$

где $Ii(Ii_1, Ii_2, \dots, Ii_n, \dots, Ii_N)$ – результирующее АФР; N – количество излучателей в антенной решетке; $Iip_m = (Iip_{1m}, Iip_{2m}, \dots, Iip_{nm}, \dots, Iip_{Nm})$; $m = 1 \dots M$ – АФР парциальной ДН, равноамплитудное с линейным набегом фазы; M – количество парциальных ДН; $A = (a_1, a_2, \dots, a_m, \dots, a_M)$ – весовые коэффициенты.

В представленных примерах парциальные ДН определяются по-разному, но способ учета взаимных связей аналогичен. Необходимо вычислить или измерить ДН излучателя в решетке при условии, что соседние излучатели нагружены на согласованные нагрузки.

В дальнейшем будем употреблять термин «парциальный» в смысле, описанном в [8], если отдельно не указано иное. Т. е. будем иметь ввиду поле или ДН излучающего элемента антенной решетки с учетом дифракции на излучателях и элементах конструкции решетки. Ситуация упрощается, если рассматривать эквидистантные линейные антенные решетки в случае, когда все парциальные ДН одинаковы. Тогда ДН антенной решетки можно представить в виде произведения парциальной ДН на множитель решетки [2].

Например, для эквидистантной линейной антенной решетки ДН можно записать в виде:

$$F(u) = F_0(u) \cdot \sum_{n=1}^N Ii_n \cdot e^{-i \frac{2\pi(u-1)(n-1)}{N}}, \quad (2)$$

где $F_0(u)$ – парциальная ДН; d – расстояние между излучателями (шаг решетки); u – обобщенная координата; $k d \sin \vartheta = \frac{2\pi(1-u)}{N}$; ϑ – угол, отсчитываемый от нормали к антенной решетке.

Сумма в (2) является множителем решетки. Необходимость записи ДН антенной решетки именно в таком виде обусловлена тем, что при этом множитель решетки совпадает с определением функции *fft MATLAB*.

Задача синтеза ДН сводится к методам работы с дискретным преобразованием Фурье (ДПФ). При рассмотрении сигналов во временной области пе-

реходят в частотную, в антенной технике переходят из области пространственных отсчетов к угловому спектру [10, 11] – от АФР к ДН.

Особенностью применения методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) в антенных решетках по сравнению с сигналами во временной области является то, что мы можем менять не только ам-

плитуду пространственных отсчетов, но и их фазу. Хотя, если сигнал представить в виде IQ разложения, то отрицательные частоты и здесь начинают иметь смысл. Приведем несколько примеров.

Получим АФР для формирования секторной ДН с низким уровнем боковых лепестков, показанной на рисунке 1.

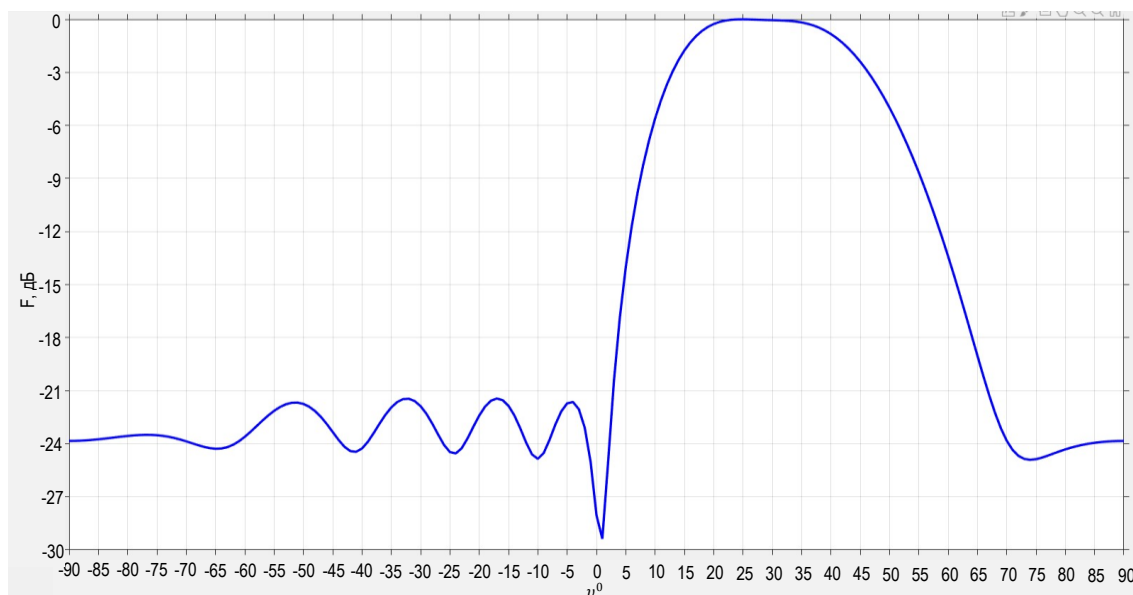


Рис. 1. Множитель решетки для 8-элементной линейной эквидистантной антенной решетки с расстоянием между элементами в половину длины волны

Fig. 1. Array Factor for an 8-Element Linear Equidistant Antenna Array with Half-Wavelength Spacing between Elements

Соответствующая строчка кода в *MATLAB* для АФР будет:

$li = chebw.*(1.4*li1+1.7*li2+li3);$

Фактически применен метод из [9], который, как видно, следует из свойств преобразования Фурье. Просуммированы почленно с весовыми коэффициентами три равно амплитудные с линейным набегом фазы АФР, обеспечивающие сдвиг парциальных (в смысле [9]) ДН на углы 20 ($li1$), 30 ($li2$) и 40 ($li3$) градусов от нормали к антенне. Весовые коэффициенты (1,4; 1,7; 1,0) были получены подбором. Сумма взвешенных АФР умножается на окно Чебышева для уменьшения уровня боковых лепестков. Необходимо отметить, что само наличие боковых лепестков связано с умножением пространственных отсчетов на окно. ДН линейной эквидистантной антенной решетки при равно амплитудном синфазном возбуждении очевидным образом полностью совпадает со спектром прямоугольного окна.

В качестве другого примера использования традиционных методов ЦОС приведем способ формирования глубоких нулей в ДН антенной решетки. Для наглядности рассмотрим множитель линейной эквидистантной решетки, состоящей из 64 излучающих элементов. Расстояние между излучателями возьмем четыре десятых от длины волны.

Спектр синусоидального сигнала – это две составляющие, симметричные относительно нулевой частоты. На рисунке 2 показан множитель антенной решетки и порождающее его АФР. Если применить к амплитудному распределению режекторный фильтр Баттерворта седьмого порядка, то мы получим множитель решетки и соответствующее АФР, изображенные на рисунке 3.

Соотношение между углом (положением пространственной спектральной составляющей) и частотой синусоиды пространственных отсчетов на апертуре задается выражением:

$$f_{np} = \frac{\sin \vartheta}{\lambda}. \quad (3)$$

Синусоида с частотой f_{np} показана на рисунках 2 и 3 коричневым цветом.

Рассмотренные простейшие методы синтеза и более сложные методы, описанные, например, в [9, 12–13] с модификацией [14] считаются прямыми, поскольку решение записывается в виде конечной суммы. При рассмотрении антенной решетки с более сложной конфигурацией стараются свести задачу к линейной или плоской решетке. Например, при рассмотрении кольцевых антенных решеток используют метод эквивалентного линейного излучателя [1, 15].

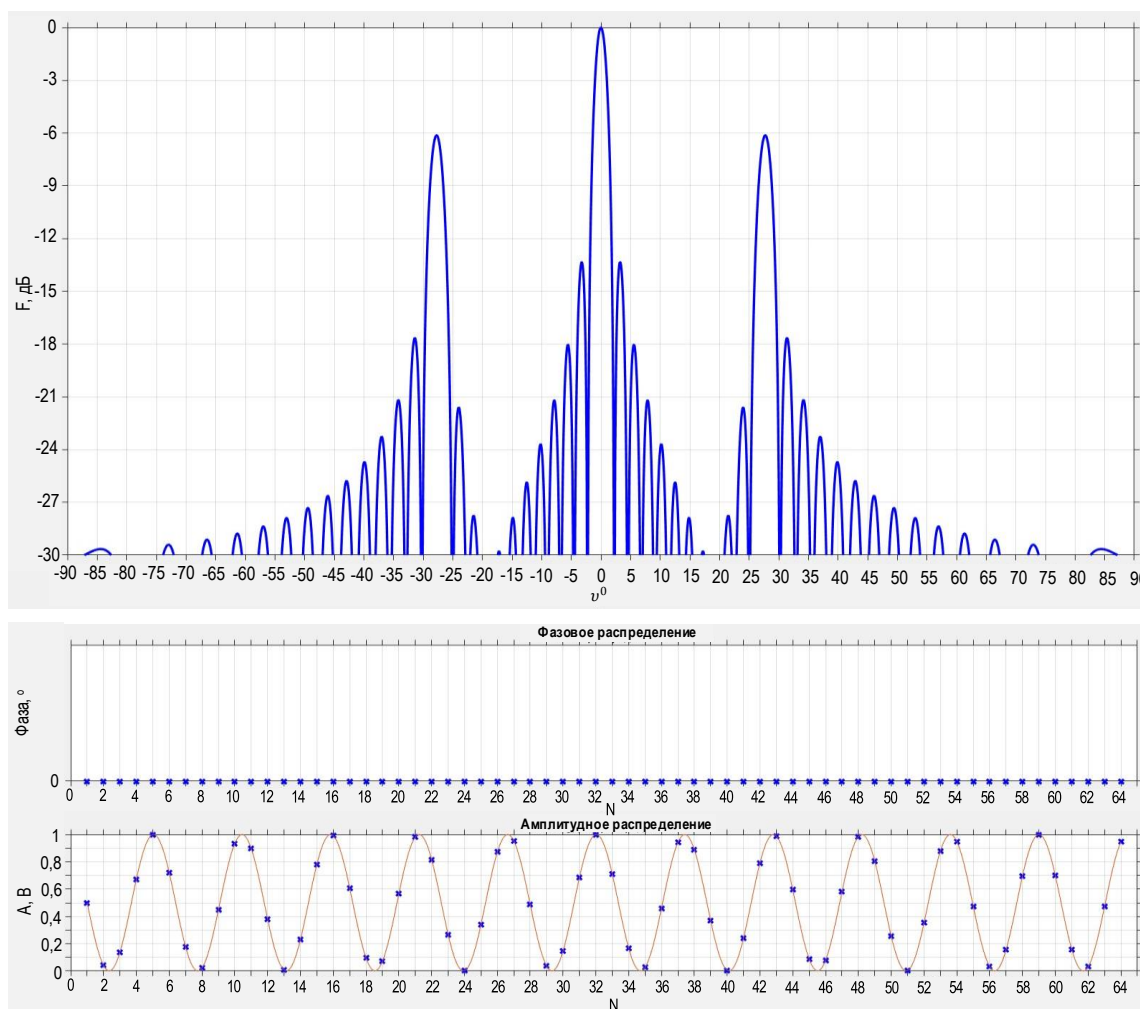


Рис. 2. Множитель решетки и АФР линейной эквидистантной антенной решетки из 64 излучающих элементов

Fig. 2. Array Factor and Amplitude-Phase Distribution of a Linear Equidistant Antenna Array of 64 Radiating Elements

Современные подходы к проектированию и конструированию антенн опираются на структурно-параметрический синтез [17, 18]. Указанные подходы сводятся к поиску геометрических размеров антенны с использованием методов оптимизации. Сначала определяется структура антенны, а затем находятся значения параметров ее элементов. Синтез проводится с привлечением как аналитических, так и численных методов, реализованных в системе автоматизированного проектирования. В результате получают конструкцию антенной решетки, элементы которой обеспечивают хорошее согласование в полосе частот с учетом дифракции на соседних излучателях и элементах конструкции. Современные вычислительные средства позволяют проводить расчеты для электрически больших решеток и получать парциальные ДН для каждого излучающего элемента.

Результаты

В антенной решетке с произвольным расположением излучающих элементов выделить множитель решетки можно только в первом приближе-

нии. При учете взаимного влияния парциальные ДН всех антенных элементов для заданного направления различны. Причем в каждом угловом направлении нужно учитывать не только амплитудную, но и фазовую ДН. Ключевую роль при формировании ДН антенной решетки начинают играть именно парциальные ДН.

В результате проведенного анализа методов синтеза ДН для нахождения требуемого АФР в антенной решетке с произвольным расположением излучающих элементов предлагается методика на основе парциальных ДН, содержащая 4 этапа.

Этап 1. Для каждого излучающего элемента антенной решетки находится электрическое поле в дальней зоне в сферической системе координат (r , θ , φ). Решение ищется для излучающего элемента в составе решетки, при условии, что остальные излучающие элементы нагружены на согласованные нагрузки. Т. е., в результате получается набор 3-мерных парциальных ДН. Сохранять результаты необходимо таким образом, чтобы у всех антенн была единая точка отсчета фазы.

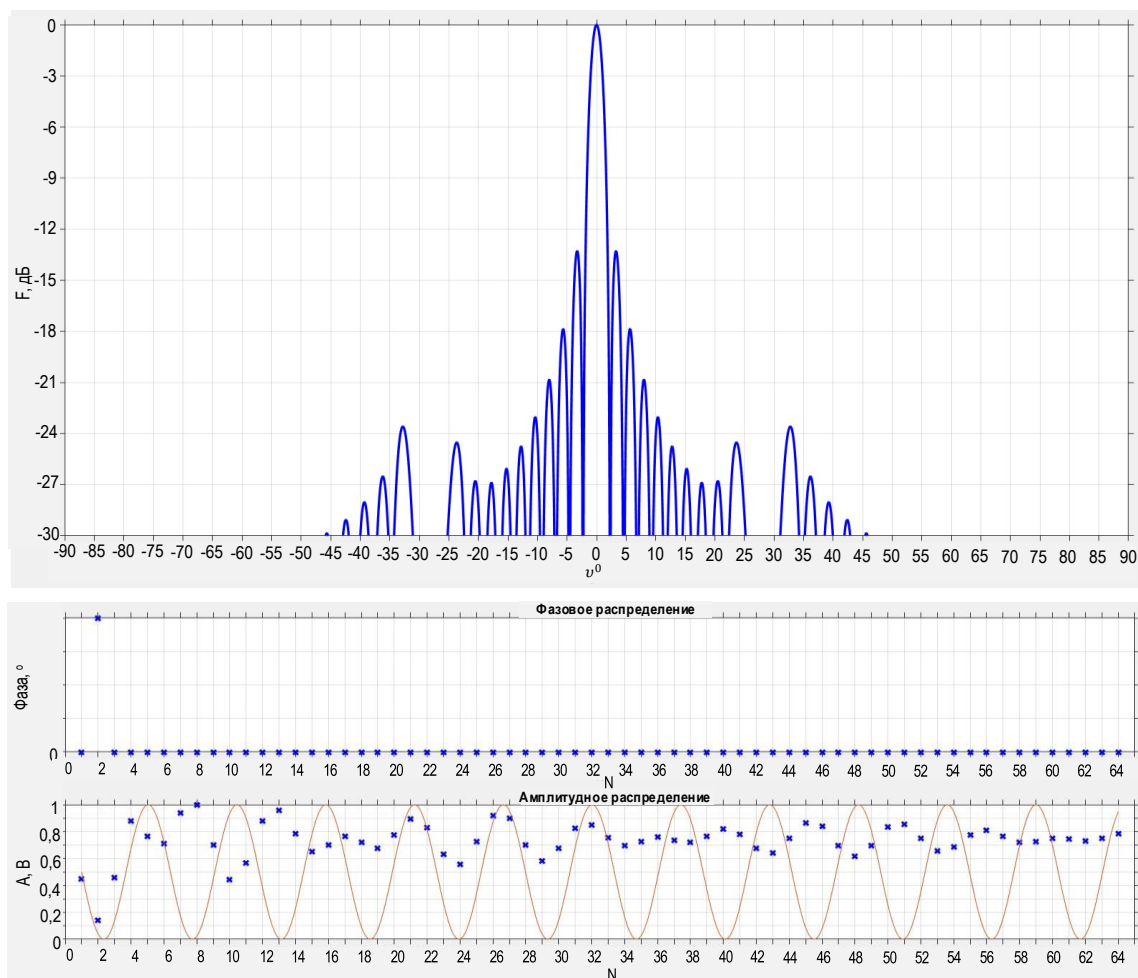


Рис. 3. Множитель решетки и АФР линейной эквидистантной антенной решетки из 64 излучающих элементов после применения режекторного фильтра Баттерворта

Fig. 3. Array Factor and Amplitude-Phase Distribution of a Linear Equidistant Antenna Array of 64 Radiating Elements after Application Butterworth Notch Filter

Этап 2. В результате сложения полей, полученных на первом этапе, каждое из которых предварительно умножается на весовой коэффициент (комплексное число), получается суммарная ДН антенной решетки. Набор весовых коэффициентов и является искомым АФР.

Этап 3. Задаются критерий для оптимизации. Например, максимизация коэффициента направленного действия (КНД) в заданном направлении (θ, φ) сферической системы координат.

Этап 4. При оптимизации методом роя частиц осуществляется перебор АФР до выполнения критерия из этапа 3 методики с заданной точностью.

Методика может применяться как на одной частоте, так и сразу на нескольких. Кроме того, фазы весовых коэффициентов, найденные для одной частоты, могут быть переведены в задержки во временной области.

Приведем несколько примеров использования предложенной методики. Низкопрофильная совмещенная кольцевая концентрическая антенная решетка, подробно описанная в [19], представлена

на рисунке 4 и состоит из двух кольцевых. Внутренняя работает на центральной частоте 5.0 ГГц, а внешняя – на 2.5 ГГц.

Будем искать АФР для показанной на рисунке 1 антенны на частоте 2,7 ГГц (задействованы внешние излучатели), такое, чтобы в заданном направлении (θ, φ) КНД был максимальным. Возьмем значения амплитуды от 0 до 1,0 В с шагом 0,1 В, а фазу от 0° до 360° с шагом $11,25^\circ$. Всего в каждом канале может быть 363 значения весового коэффициента. Поскольку каналов 4, то число возможных комбинаций равно 363^4 , или 17363069361 вариантов АФР.

Для иллюстрации условий задачи и привязки системы координат на рисунке 5 показана ДН одного элемента антенной решетки, расположенного в направлении 45° по φ , на фоне решетки. Все остальные излучатели нагружены на согласованные нагрузки. Фактически показана парциальная ДН излучателя. Здесь и далее результаты получены в системе автоматизированного проектирования методом конечных разностей во временной области.

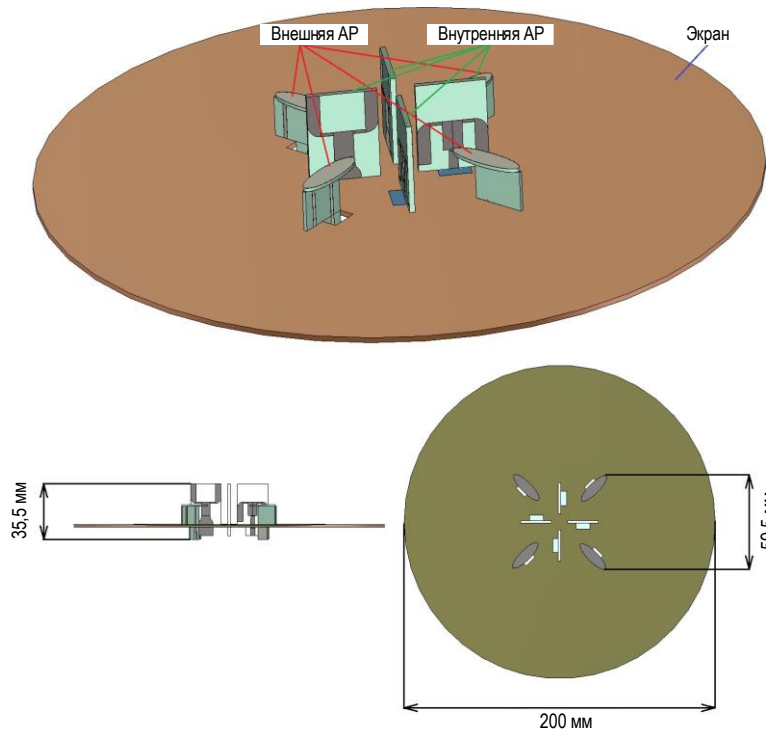


Рис. 4. Двухдиапазонная кольцевая антенная решетка

Fig. 4. Dual-Band Ring Antenna Array

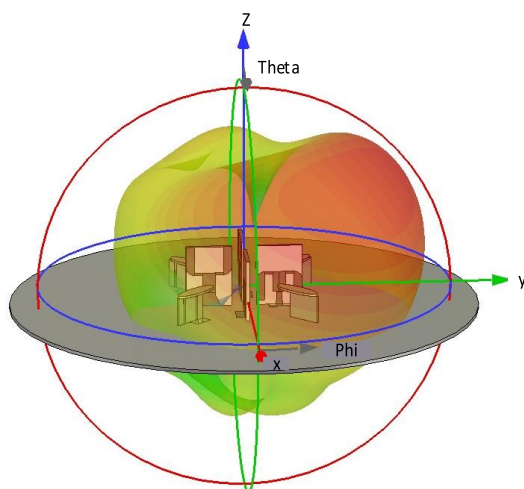
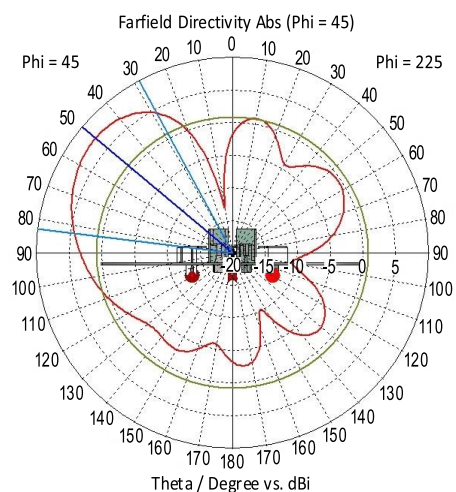


Рис. 5. ДН антенного элемента с учетом взаимного влияния: $\varphi_{\max} = 45^\circ$, $\vartheta_{\max} = 50^\circ$, КНД = 7,3 дБ

Fig. 5. RP of the Antenna Element, Taking into Account Mutual Coupling: $\varphi_{\max} = 45^\circ$, $\vartheta_{\max} = 50^\circ$, $D = 7,3$ dB



Основные шаги алгоритма, использованного для получения результатов в *MATLAB*, выглядят следующим образом.

Шаг 1. Считать пять электрических парциальных полей из текстовых файлов.

Шаг 2. Сформировать набор возможных значений амплитуды и фазы сигнала в канале в форме массива комплексных чисел:

$$Sli = (Sli_1, Sli_2, \dots, Sli_w, \dots, Sli_W),$$

где W – количество возможных весовых коэффициентов в каждом канале.

Шаг 3. Создать вспомогательную функцию.

Входные данные:

- поля, полученные на шаге 1;
- исходные данные, в зависимости от критерия оптимальности (например, направление максимума ДН);
- переменная Q для определения АФР (необходима для упрощения применения функции оптимизации *particleswarm* и может меняться в пределах от 1 до W^N ; т. е. передается только одно число по которому восстанавливается АФР для каналов).

$$Ii_n = SIi_{p_n}, \quad (4)$$

где $Ii = (Ii_1, Ii_2, \dots, Ii_n, \dots, Ii_N)$ – АФР; N – количество излучателей в антенной решетке;

$$p_n = \text{ceil}\left(\frac{Q}{W^{N-n}}\right) - \left(\text{ceil}\left(\frac{Q}{W^{N-n+1}}\right) - 1\right) \cdot W;$$

ceil – функция MATLAB, которая возвращает значение, округленное до ближайшего целого, большего чем аргумент.

Выходные данные: вычисленное значение функции (например, КНД в заданном направлении); для упрощения получения значений создается объект пользовательская ДН при помощи функции *phased.CustomAntennaElement*.

Шаг 4. Провести оптимизацию при помощи функции *particleswarm*.

Пример кода в MATLAB:

```
% Создается вспомогательная функция
fun = @(q)-func(Theta_max,Phi_max,E,round(q));
% Задаются опции для функции оптимизации
options = optimoptions('particleswarm','FunctionTolerance',1e-10);
% Количество возможных АФР
format longG
T = W ^ N;
% Оптимизация
q = particleswarm(fun,1,1, T,options);
% Результат оптимизации
Qres = round(q);
```

Представленный алгоритм позволяет не только находить решение для антенной решетки с числом излучающих элементов не более пяти, но и помогает проиллюстрировать зависимость целевой функции от параметра. На рисунке 6 показана зависимость КНД в заданном направлении от Q , т. е. от различных АФР. Q меняется от 1 до 17363069361 с шагом 10^6 (а) и 10^7 (б). Далее воспользуемся описанной методикой и постараемся увеличить КНД в направлении $\varphi = 45^\circ$, $\vartheta = 50^\circ$ за счет использования всех излучателей. В результате получим следующее амплитудное распределение (АР) в Вольтах (0.4 0.9 0.3 0.2) и фазовое распределение (ФР) в градусах (–67,50 –168,75 –101,25 45,00). При этом $\varphi_{\max} = 52^\circ$, $\vartheta_{\max} = 51^\circ$, КНД = 9,2 дБ. В направлении $\varphi = 45^\circ$, $\vartheta = 50^\circ$ КНД увеличится по сравнению с КНД одного элемента до 9,15 дБ.

Далее повернем ДН по φ на 90° , а ϑ оставим прежним, равным 50° . Получим АР (0,2 0,7 0,7 0,2), ФР (11,25 –123,75 –123,75 11,25). На рисунке 7 показана полученная при данном АФР ДН. Пятиэлементная антенная решетка на основе несимметричных антенн «волновой канал» [20, 21] изображена на рисунке 8.

Центральная частота пятиэлементной антенной решетки 2,5 ГГц. Обычно подобные антенны используются не как решетки, а как набор переключаемых антенн. Если же, например, каждую из ан-

тенн подключить к своему приемнику, то появится возможность независимой работы с несколькими абонентами или возможность адаптации к помеховой обстановке за счет выбора антенны. Рассмотрим потенциальную возможность совместной обработки сигналов с целью формирования нуля в произвольном заданном направлении при сохранении направления максимума ДН.

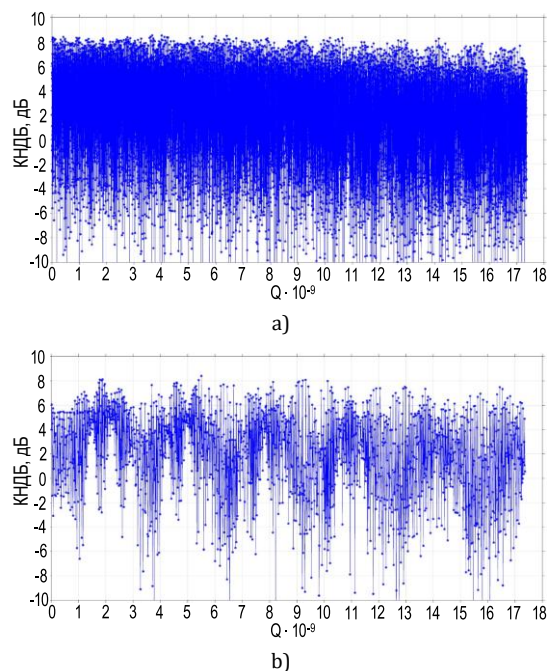


Рис. 6. Зависимость КНД от Q с шагом: а) 10^6 ; б) 10^7

Fig. 6. D on Q with a Step: а) 10^6 ; б) 10^7

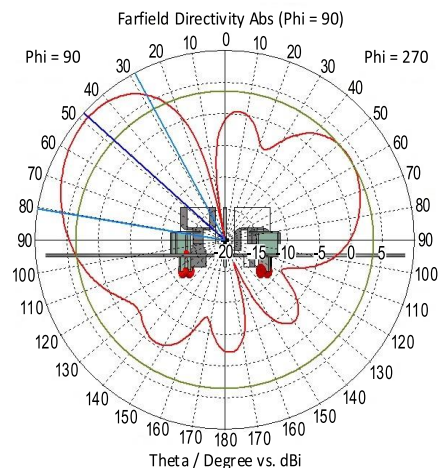


Рис. 7. ДН антенной решетки: $\varphi_{\max} = 90^\circ$, $\vartheta_{\max} = 48^\circ$, КНД = 9,0 дБ

Fig. 7. RP of Antenna Array: $\varphi_{\max} = 90^\circ$, $\vartheta_{\max} = 48^\circ$, $D = 9,0$ dB

На рисунке 9 изображена парциальная ДН элемента антенной решетки, расположенного в направлении -18° по φ , на фоне решетки. Также там показано расположение системы координат и портов возбуждения. КНД в максимуме (КНД $_{\max}$), равное 6,2 дБ, в плоскости экрана КНД $_{\max}|_{\vartheta=90^\circ} = 6,2$ дБ.

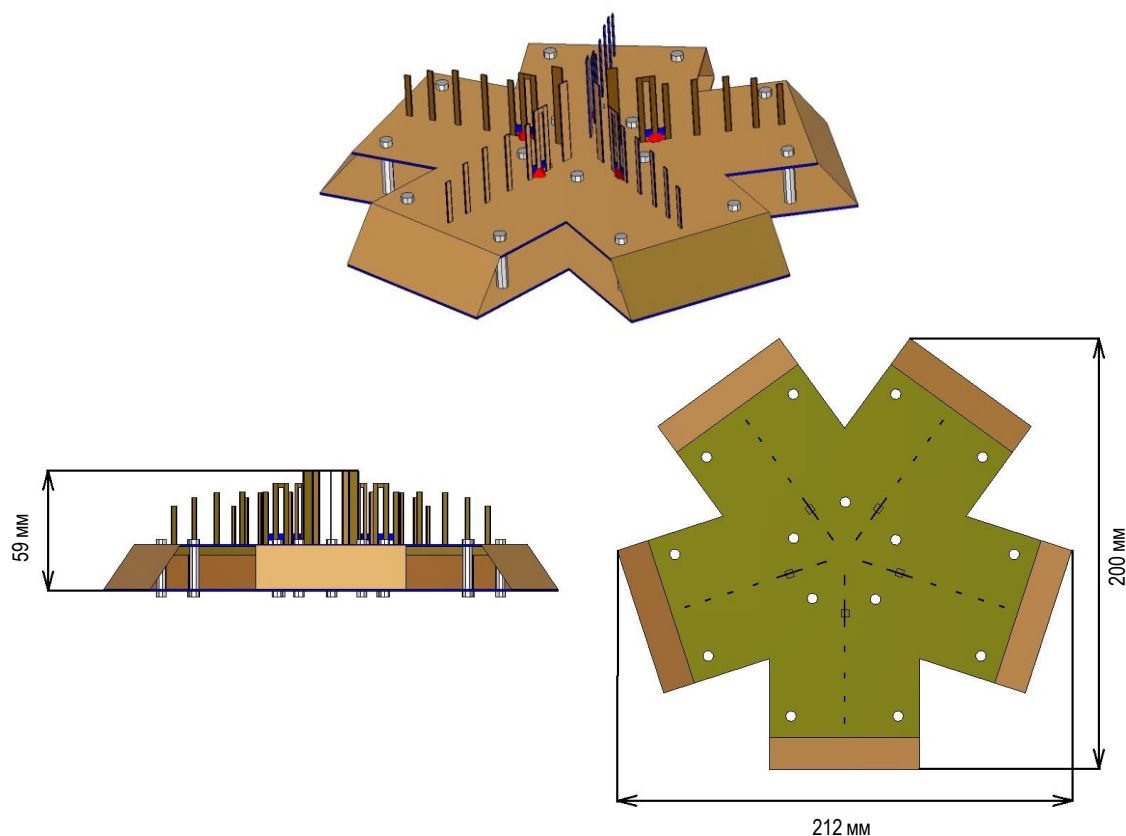


Рис. 8. Пятиэлементная антенная решетка на основе несимметричных антенн «волновой канал»

Fig. 8. Five-Element Antenna Array Based on Asymmetric "Wave Channel" Antennas

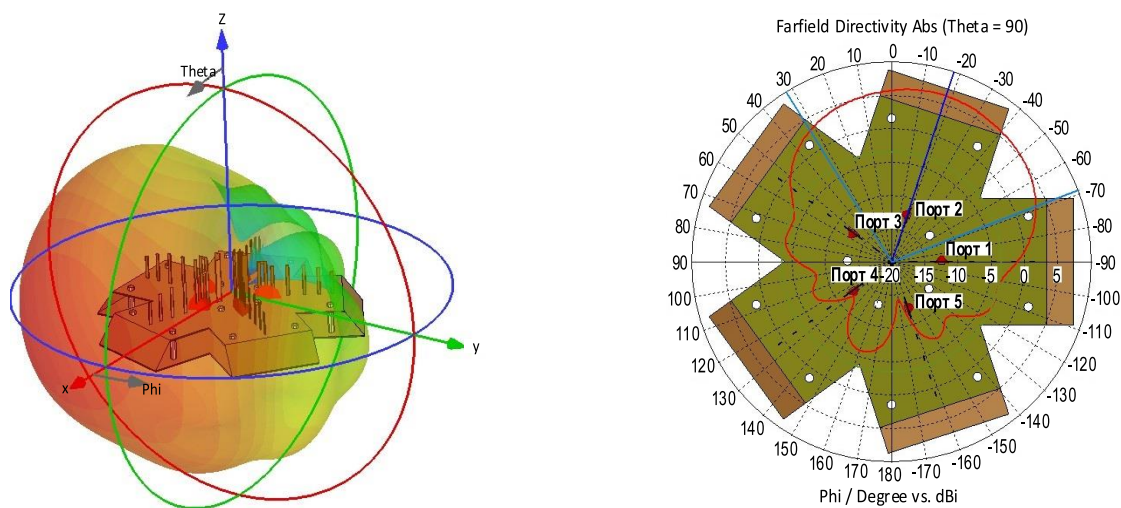


Рис. 9. ДН излучающего элемента антенной решетки

Fig. 9. RP of the Radiating Element of the Antenna Array

Воспользуемся приведенным алгоритмом и найдем АФР для формирования ДН в плоскости экрана ($\vartheta = 0^\circ$) с максимумом $\varphi_{\max} = 0^\circ$. Направление нуля ДН $\varphi_{\min}$ будем изменять. В таблице 1 приведены полученные АР и фазовое распределение (ФР). Критерием оптимальности является максимизация отношения КНД в направлении $\varphi_{\max}$ к

КНД в минимуме $\varphi_{\min}$. На рисунке 10 представлены ДН, соответствующие АФР из таблицы 1.

Для антенной решетки с количеством излучающих элементов более 5 воспользуемся кодом для генетического алгоритма из [16] вместо метода роя частиц. Расположим восемь антенн PIFA так, как показано на рисунке 11. Цифры АР соответствуют номерам портов.

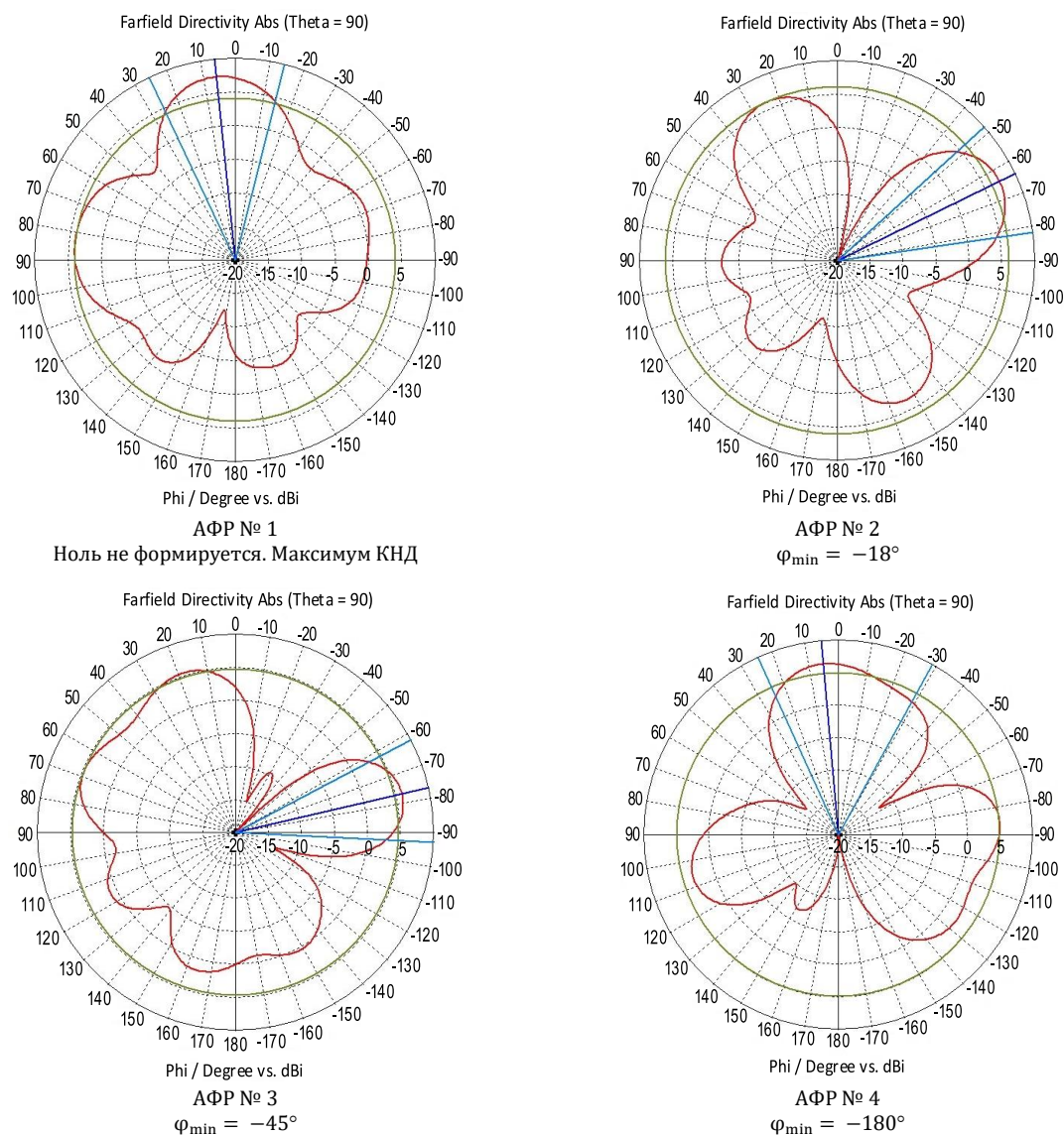


Рис. 10. ДН пятиэлементной антенной решетки в плоскости экрана при различных АФР
 Fig. 10. RP of a Five-Element Antenna Array in the Ground Plain for Various Amplitude-Phase Distribution

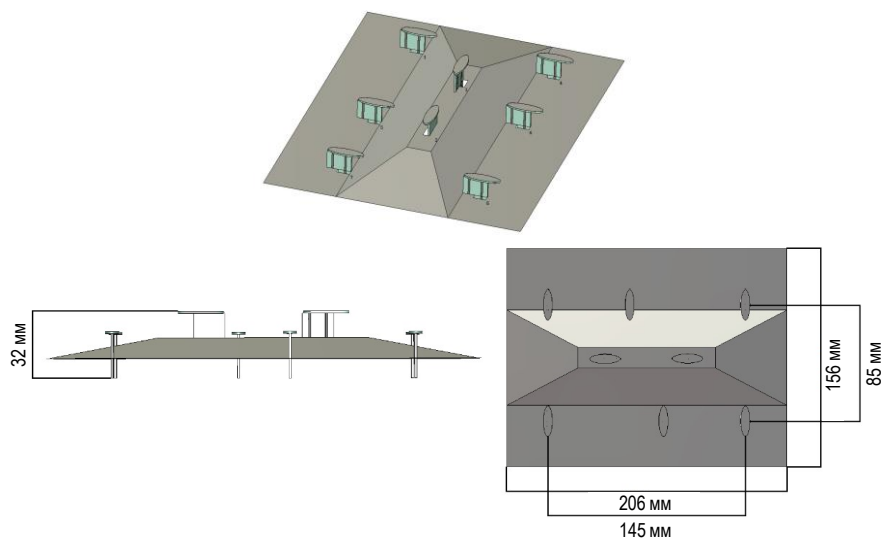


Рис. 11. Тестовая конформная АР с имитацией расположения излучающих элементов на носителе
 Fig. 11. Test Conformal Array with Imitation of the Location of Radiating Elements on the Carrier

ТАБЛИЦА 1. АФР для формирования ДН по критерию максимизации КНД_{φ_{max}}/КНД_{φ_{min}}.

TABLE 1. Amplitude-Phase Distribution for RP Synthesis by Maximization Criterion $D_{\phi_{max}}/D_{\phi_{min}}$.

№	ϕ_{min}°	Порт №	AP, В	ФР, град.	КНД _{φ_{max}=0} , дБ	КНД _{φ_{min}} , дБ	КНД _{φ_{max}} , КНД _{φ_{min}} , дБ
1	-	1	0,1	-123,75	7,0	-	-
		2	0,7	45,00			
		3	0,6	56,25			
		4	0,0	0,00			
		5	0,2	11,25			
2	-18	1	0,9	67,50	-0,4	-19,8	19,4
		2	0,9	157,50			
		3	0,7	90,00			
		4	0,0	0,00			
		5	0,5	33,75			
3	-45	1	0,6	-45,00	1,9	-18,9	20,8
		2	0,6	101,25			
		3	1,0	56,25			
		4	0,2	-146,25			
		5	0,7	-157,50			
4	-180	1	0,4	-135,00	6,3	-18,2	24,5
		2	0,7	101,25			
		3	0,3	78,75			
		4	0,2	22,50			
		5	0,2	-157,50			

Сформируем на частоте 2,7 ГГц суммарную ДН с максимумом КНД в направлении $\theta = 45^\circ$, $\phi = -150^\circ$; данная ДН показана на рисунке 12. Соответствующее АФР, полученное в результате оптимизации, и значение КНД приведены в таблице 2. На рисунке 14а представлена ДН в плоскости экрана. Далее помимо максимума КНД в направлении $\theta = 45^\circ$, $\phi = -150^\circ$ потребуем в ДН ноль в плоскости экрана ($\theta = 90^\circ$, $\phi = -90^\circ$). Будем, как и

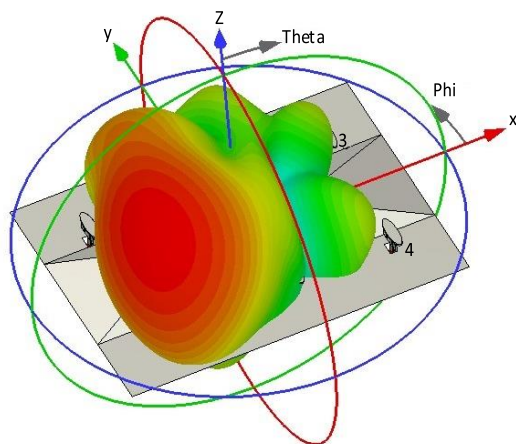


Рис. 12. ДН тестовой конформной антенной решетки с максимумом КНД в направлении $\theta = 45^\circ$, $\phi = -150^\circ$ и ее сечение при $\phi = -150^\circ$

Fig. 12. RP of a Test Conformal Antenna Array with a Maximum D in the Direction $\theta = 45^\circ$, $\phi = -150^\circ$ and its Cross Section at $\phi = -150^\circ$

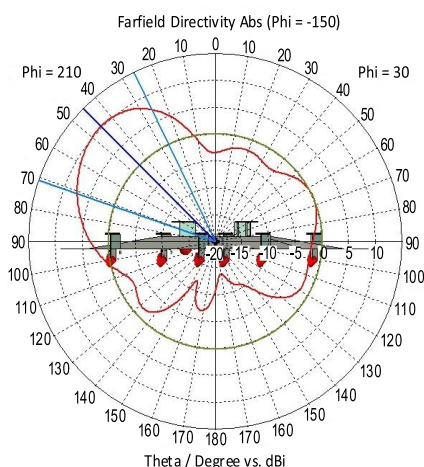
ранее, максимизировать отношение КНД. Результаты показаны на рисунках 13 и 11. Соответствующее АФР и КНД помещены в таблицу 2.

ТАБЛИЦА 2. АФР для формирования ДН тестовой конформной антенной решетки

TABLE 2. Amplitude-Phase Distribution for test Conformal Antenna Array RP Synthesis

№	Порт №	AP, В	ФР, град.	КНД _{max} , дБ	КНД _{min} , дБ	КНД _{max} , КНД _{min} , дБ
1	1	0,49	-22	10,3	-4,8	15,1
	2	1,00	-95			
	3	0,25	83			
	4	0,23	-9			
	5	0,41	15			
	6	0,14	-39			
	7	0,25	-112			
	8	0,10	119			
2	1	0,16	160	9,2	-14,0	23,2
	2	0,97	140			
	3	0,77	50			
	4	1,00	-96			
	5	0,23	117			
	6	0,65	147			
	7	0,82	114			
	8	0,91	0			

Максимум КНД, равный 9,5 дБ, смещается и получается в направлении $\theta_{max} = 51^\circ$, $\phi_{max} = -140^\circ$. На рисунке 14 сравниваются ДН, изображенные на рисунках 12 и 13, в плоскости экрана ($\theta = 90^\circ$, $\phi = -90^\circ$). Полученные результаты учитывают все особенности, как непосредственно конструкции антенн, так и конструкции носителя. При этом нет необходимости выделять место под заранее спроектированную антенную решетку с какой-либо известной регулярной структурой.



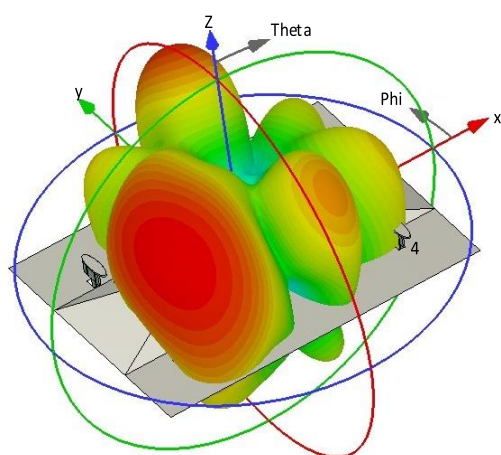


Рис. 13. ДН тестовой конформной антенной решетки с максимумом КНД в направлении $\vartheta = 51^\circ$, $\varphi = -140^\circ$ и ее сечение при $\varphi = -150^\circ$

Fig. 13. RP of a Test Conformal Antenna Array with a Maximum D in the Direction $\vartheta = 51^\circ$, $\varphi = -140^\circ$ and its Cross Section at $\varphi = -150^\circ$

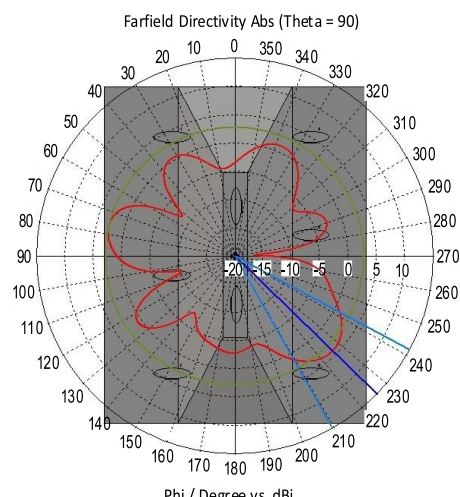
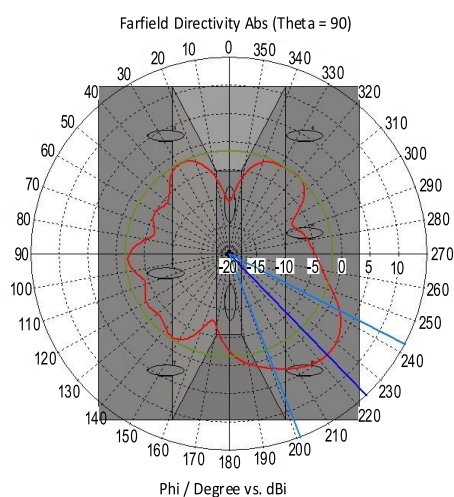
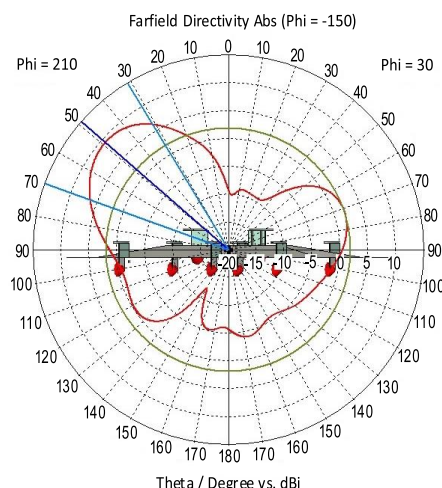


Рис. 14. ДН тестовой конформной антенной решетки в плоскости экрана $\vartheta^\circ\varphi^\circ$ $\vartheta = 90^\circ$, $\varphi = -90^\circ$, полученная при максимизации: а) в направлении $\vartheta = 45^\circ$, $\varphi = -150^\circ$; б) отношения КНД в направлении $\vartheta = 45^\circ$, $\varphi = -150^\circ$ к КНД в направлении $\vartheta = 90^\circ$, $\varphi = -90^\circ$

Fig. 14. RP of the Test Conformal Antenna Array in the Ground Plane $\vartheta = 90^\circ$, $\varphi = -90^\circ$:
а) RP was Obtained by Maximizing D in the Direction $\vartheta = 45^\circ$, $\varphi = -150^\circ$; б) RP was Obtained by Maximizing D in the Direction $\vartheta = 45^\circ$, $\varphi = -150^\circ$ to D in the Direction $\vartheta = 90^\circ$, $\varphi = -90^\circ$ Ratio

Как показано на рисунке 11, антенна вписана в конструкцию носителя, что существенно уменьшает массогабаритные показатели. В ряде случаев, например, при использовании аддитивных технологий, антенна (или ее элементы) и носитель могут создаваться в едином технологическом цикле, что увеличивает серийнопригодность и снижает стоимость изделия. В зависимости от места размещения антенны и модели внешних воздействующих факторов конструкция итогового изделия дополняется радиопрозрачным обтекателем или радиопрозрачным укрытием. На элементы конструкций подобных структур для защиты антенных решеток налагаются ограничения, связанные с тем, что парциальные ДН должны испытывать минимальные и одинаковые искажения. Предложенная методика позволяет снять ряд ограничений. Напри-

мер, обтекатели могут быть произвольной формы и дополняться несимметричными ребрами жесткости.

Обсуждение

Предложенная методика позволяет находить требуемое АФР за сравнительно небольшое время (секунды). Построенный для получения результатов алгоритм не является оптимальным по быстродействию и может быть усовершенствован. Увеличение скорости расчетов возможно с применением специализированных аппаратных средств.

При решении задачи адаптации устанавливаются критерии, связанные с сигналом, а не с ДН антенной решетки [22]. Например, минимум среднеквадратичной ошибки при сравнении с опорным

сигналом. В результате находится оптимальный вектор весовых коэффициентов, в том числе с применением алгоритмов эволюционной оптимизации [23]. Этому вектору соответствует ДН определенной формы. При помощи предложенной методики можно оценить потенциальные возможно-

сти антенны при адаптации с учетом взаимных связей. Например, методом имитационного моделирования. В методике подразумевается фиксированное положение излучающих элементов, но она может применяться для проектирования реконфигурируемых антенных решеток.

Список источников

1. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М: Радиотехника. 2012. 744 с.
2. ГОСТ 23282-91. Решетки антенные. Термины и определения. Часть 3: Сб. стандартов. М.: Стандартинформ, 2005.
3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012.
4. Красюк В.Н. Антенны с малой радиозаметностью: монография. СПб.: Наука, 2011. 671 с.
5. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика. М.: Радио и связь, 2000. 536 с.
6. Козлов Д.С. Влияние взаимной связи излучателей на характеристики диаграммы направленности фазированной антенной решетки в области подавления излучения // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2016. № 2. С. 69–74.
7. Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решеток // Радиотехника. 2013. № 5. С. 95–104.
8. Скобелев С.П. Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. М.: Физматлит, 2010. 318 с.
9. Французов А.Д. Метод неортогональных парциальных диаграмм синтеза линейных антенных решеток // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2014. № 5. С. 3–9.
10. Drabowitch S., Papiernik A., Griffiths H.D., Encinas J., Smith B.L. Modern Antennas. Springer: Dordrecht, 2005. 710 p.
11. Van Trees H.L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. John Wiley & Sons: NewYork, 2002. 1472 p.
12. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. М.: ИПРЖР, 2002. 72 с.
13. Вендик И.Б., Козлов Д.С., Вендик О.Г. Диаграммообразование в антенных решетках. М.: Физматлит, 2020. 112 с.
14. Кузьмин С.В., Коровин К.О., Раимжанов Т.Р. Вариант реализации интерактивного приложения для синтеза систем связи с антенными решетками // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23. № 2. С. 46–54. DOI:10.32603/1993-8985-2020-23-2-46-54
15. Саломатов Ю.П., Панько В.С., Сугак М.И. Кольцевые излучатели и антенные решетки. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2014. 120 с.
16. Brown A.D. Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation. CRC Press: Boca Raton, 2012. 229 p. DOI:10.1201/b12044
17. Архипов Н.С., Полянский И.С., Сомов А.М. Анализ и структурно-параметрический синтез зеркальных антенн. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 225 с.
18. Сосунов Б.В., Бородулин Р.Ю. Конструкционный синтез элементов фазированных антенных решеток // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2013. Т. 2. № 169. С. 47–54.
19. Andropov A.V., Kuzmin S.V., Korovin K.O. Design of Airborne Dual-Band Low-Profile Antenna Array // International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies (Proceedings of the YETI 2020, Russia, St. Petersburg, 10–11 July 2020). Springer Proceedings in Physics. Vol. 255. Cham: Springer, 2021. PP. 675–681. DOI:10.1007/978-3-030-58868-7_74
20. Андропов А.В., Кузьмин С.В. Алгоритм определения конструкции несимметричной антенны «волновой канал» с заданным направлением максимума излучения // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. Т. 75. № 4. С. 87–92. DOI:10.18127/j20700784-202104-12
21. Андропов А.В., Канаев К.А., Колмаков И.А., Попов О.В., Смирнов П.Л. Бортовая антенна для беспилотного летательного аппарата. Патент на изобретение RU 2715353 C1 от 25.07.19. Опубл. 26.02.20.
22. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Щесняк А.С. Адаптивные антенные решетки: учебное пособие в 2-ух частях. Ч. 1. СПб: Университет ИТМО, 2016. 179 с.
23. Саймон Д. Алгоритмы эволюционной оптимизации. Пер. с англ. М.: ДМК Пресс, 2020. 1002 с.

References

1. Voskresensky D.I. *Microwave Devices and Antennas. Design of Phased Antenna Arrays*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2012. 744 p. (in Russ.)
2. GOST 23282-91. *Antenna arrays. Terms and Definitions. Part 3*. Moscow: Standartinform Publ.; 2005. (in Russ.)
3. Hansen R.S. *Phased antenna arrays*. Moscow: Technosfera Publ.; 2012. (in Russ.)
4. Krasnyuk V.N. *Antennas with Low Radio Visibility*. St. Petersburg: Nauka Publ.; 2011. 671 p. (in Russ.)
5. Pimenov Y.V., Volman V.I., Muravtsov A.D. *Technical Electrodynamics*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2000. 536 p. (in Russ.)

6. Kozlov D.S. The Influence of Mutual Coupling Effect on the Radiation Pattern Characteristics of the Nulling Phased Antenna Array. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika)*. 2016;(2):69–74. (in Russ.)
7. Korotetsky E.V., Shitikov A.M., Denisenko V.V. Methods of Phased Array Antenna Calibration. *Radio engineering*. 2013;5: 95–104. (in Russ.)
8. Skobelev S.P. *Phased Antenna Arrays with Sectoral Partial Radiation Patterns*. Moscow: Fizmatlit Publ.; 2010. 318 p. (in Russ.)
9. Frantsuzov A.D. The Method of Partial Diagram for the Synthesis of Linear Antenna Arrays. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika)*. 2014;5:3–9. (in Russ.)
10. Drabowitch S., Papiernik A., Griffiths H.D., Encinas J., Smith B.L. *Modern Antennas*. Springer: Dordrecht; 2005. 710 p.
11. Van Trees H.L. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. John Wiley & Sons: New York; 2002. 1472 p.
12. Zelkin E.G., Kravchenko V.F. *Problems of Antenna Synthesis and New Methods for their Solution*. Moscow: IPRZhR Publ.; 2002. 72 p. (in Russ.)
13. Vendik I.B., Kozlov D.S., Vendik O.G. *Diagram Formation in Antenna Arrays*. Moscow: Fizmatlit Publ.; 2020. 110 p. (in Russ.)
14. Kuzmin S.V., Korovin K.O., Raimzhanov T.R. An Implementation of Interactive Application for the Synthesis of Communication Systems with Antenna Arrays. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika)*. 2020;23(2):46–54. (in Russ.) DOI:10.32603/1993-8985-2020-23-2-46-54.
15. Salomatov Yu.P., Panko V.S., Sugak M.I. *Ring Emitters and Antenna Arrays*. St. Petersburg: LETI Publ.; 2014. 119 p. (in Russ.)
16. Arik D.B. *Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation*. CRC Press: Boca Raton; 2012. 229 p. DOI:10.1201/b12044
17. Arkhipov N.S., Polyansky I.S., Somov A.M. *Analysis and Structural-Parametric Synthesis of Mirror Antennas*. Moscow: Goriachaia liniia Telekom Publ.; 2017. 225 p. (in Russ.)
18. Sosunov B.V., Borodulin R.Yu. Constructural Synthesis of Element of a Fased Array of Antennas. *Computing, Telecommunication and Control*. 2013;2(169):47–54. (in Russ.)
19. Andropov A.V., Kuzmin S.V., Korovin K.O. Design of Airborne Dual-Band Low-Profile Antenna Array. *International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies, Proceedings of the YETI 2020, 10–11 July 2020, Russia, St. Petersburg. Springer Proceedings in Physics*. Cham: Springer; 2021. vol.255. p.675–681. DOI:10.1007/978-3-030-58868-7_74
20. Andropov A.V., Kuzmin S.V. Algorithm for Determining the Design of an Unbalanced Wave Channel Antenna with a Given Direction of Maximum Radiation in the Vertical Plane. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2021;75(4):87–92. (in Russ.) DOI:10.18127/j20700784-202104-12
21. Andropov A.V., Kanaev K.A., Kolmakov I.A., Popov O.V., Smirnov P.L. *Airborne Antenna for an Unmanned Aerial Vehicle*. Patent RF, no. 2715353 C1, 25.07.19. (in Russ.)
22. Grigoriev V.A., Schesnyak S.S., Gulyushin V.L., Raspaev Yu.A., Lagutenko O.I., Shchesnyak A.S. *Adaptive Antenna Arrays*. Part 1. St. Petersburg: ITMO University Publ.; 2016. 179 p. (in Russ.)
23. Simon D. *Evolutionary Optimization Algorithms*. John Wiley & Sons, Inc.; 2013. 784 p.

Статья поступила в редакцию 06.04.2022; одобрена после рецензирования 19.04.2022; принята к публикации 21.04.2022.

The article was submitted 06.04.2022; approved after reviewing 19.04.2022; accepted for publication 21.04.2022.

Информация об авторах:

АНДРОПОВ
Алексей Викторович

научный сотрудник ООО «Специальный Технологический Центр»
 <https://orcid.org/0000-0003-1469-7913>

КУЗЬМИН
Сергей Викторович

кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0002-5496-2702>