

Раздел III. Электроника, нанотехнологии и приборостроение

УДК 621.396

DOI 10.18522/2311-3103-2026-1-192-208

С.С. Быбин, Н.П. Дунаев, С.В. Кузьмин, А.Н. Морозов

АНАЛИЗ ПРИЧИН ВОЗНИКНОВЕНИЯ ОШИБОК В АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ ЛИНЕЙНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И МЕТОДИКА ИХ УМЕНЬШЕНИЯ

Для использования фазированной антенной решётки в режиме диаграммоформирования необходимо установить определённое амплитудно-фазовое распределение на входах излучающих элементов. Амплитудные и фазовые ошибки искажают диаграмму направленности. В работе анализируются источники ошибок в амплитудно-фазовом распределении фазированных антенных решёток, включая паразитные фазовые сдвиги, нелинейность усилительных трактов, температурную нестабильность и взаимные электромагнитные связи между элементами. Описаны три методики калибровки и настройки фазированных антенных решёток, основанные на прямых измерениях коэффициентов передачи в ближней зоне и последующем вычислении вектора воздействий с использованием обратных и псевдообратных матриц взаимных связей, что обеспечивает системный подход к устранению ошибок. Для получения начальных значений предварительно проводилась калибровка каждого канала по закрытому тракту с помощью векторного анализатора цепей. Методика 1 реализует корректировку по множеству точек в пространстве и одному набору состояний каждого канала. Для повышения устойчивости решения методика 2 использует регуляризацию элементов матрицы взаимных связей на основе дополнительного набора измеренных состояний каждого канала. Методика 3 позволяет построить математическую модель конкретной реализации фазированной антенной решётки на основе измерений при фиксированном состоянии каналов, что обеспечивает формирование произвольного амплитудно-фазового состояния без повторных измерений. Проведена экспериментальная настройка восьмиэлементной эквидистантной линейной фазированной антенной решётки. Модули аттенюатора/фазовращателя решётки основаны на отладочных платах фазовращателя PE44820 и аттенюатора PE4302 и управляются с помощью микроконтроллера для автоматического изменения фаз и амплитуд. Измерения проводились автоматически на стенде ближнего поля в безэховой экранированной камере с помощью векторного анализатора цепей. Представлены результаты калибровки, построены матрицы взаимных связей и сформированы диаграммы направленности, подтверждающие работоспособность предложенных подходов. Поскольку экспериментальная решётка является малоэлементной, результаты применения рассмотренных методик сравниваются с результатами настройки в дальней зоне, выполненной с использованием эволюционного алгоритма.

ФАР; калибровка ФАР; определение АФР; измерение характеристик ФАР; эксплуатация ФАР; эволюционные алгоритмы; генетический алгоритм.

S.S. Bybin, N.P. Dunaev, S.V. Kuzmin, A.N. Morozov

ANALYSIS OF THE CAUSES OF ERRORS IN THE AMPLITUDE-PHASE DISTRIBUTION OF LINEAR PHASED ANTENNA ARRAYS AND METHODS FOR THEIR REDUCTION

To use a phased array antenna in the beamforming mode, it is necessary to establish a certain amplitude-phase distribution at the inputs of the emitting elements. Amplitude and phase errors distort the radiation pattern. The paper analyzes the sources of errors in the amplitude-phase distribution of phased antenna arrays, including parasitic phase shifts, nonlinear amplification paths, temperature instability and mutual electromagnetic coupling between the elements. Three methods of calibration and adjustment

of phased antenna arrays are described, based on direct measurements of the transmission coefficients in the near zone and the subsequent calculation of the impact vector using inverse and pseudo-inverse matrices of mutual connections, which provides a systematic approach to error elimination. To obtain the initial values, each channel was pre-calibrated along a closed path using a vector network analyzer. Technique 1 implements correction for a set of points in space and one set of states of each channel. To increase the stability of the solution, method 2 uses the regularization of the elements of the matrix of interconnections based on an additional set of measured states of each channel. Method 3 makes it possible to construct a mathematical model of a specific implementation of a phased array antenna based on measurements with a fixed channel state, which ensures the formation of an arbitrary amplitude-phase state without repeated measurements. An experimental setup of an eight-element equidistant linear phased array antenna was carried out. The lattice attenuator/phase shifter modules are based on the PE44820 phase shifter and PE4302 attenuator debugging boards and are controlled by a microcontroller to automatically change phases and amplitudes. The measurements were carried out automatically on a near-field stand in an anechoic shielded chamber using a vector network analyzer. Calibration results are presented, matrices of mutual relationships are constructed and radiation patterns are formed, confirming the operability of the proposed approaches. Since the experimental array is low-element, the results of applying the considered techniques are compared with the results of tuning in the far zone performed using an evolutionary algorithm.

Phased antenna array; calibration of phased antenna array; determination of amplitude-phase distribution; measurement of characteristics of phased antenna array; operation of phased antenna array; evolutionary algorithms, genetic algorithm.

Введение. На этапе проектирования фазированной антенной решётки (ФАР) с последовательным формированием диаграмм направленности (ДН) различной формы и/или направления, производят учёт взаимных связей методом парциальных диаграмм [1]. В результате решения задачи синтеза ДН, получают требуемые амплитудно-фазовые распределения (АФР) [2, 3]. При помощи статистической теории антенн [4, 5], а чаще, с помощью имитационного моделирования [6], исследуют влияние ошибок в АФР на ДН. Указанные ошибки носят как стохастический характер (уход электрической длины кабелей при изменении температуры...), так и детерминированный характер (дискретность фазовращателей и аттенюаторов (Ф/А)...). По результатам исследования проводят корректировку требуемого АФР. Например, если требуется низкий уровень боковых лепестков, то амплитудное распределение делают ещё более спадающим к краям. Для получения ДН с уровнем боковых лепестков минус 25 дБ, берут распределение, обеспечивающее уровень минус 30 дБ.

После конструирования и изготовления антенной решётки необходимо сформировать требуемое АФР на входах излучателей с учётом ошибок и взаимных связей, или, для краткости, настроить ФАР. В начале, антенную решётку калибруют. Под калибровкой антенной решётки понимают определение характеристик каналов антенны, которые в дальнейшем используются в алгоритмах диаграммоформирования, т.е. определение начальных электрических длин и амплитуд каналов или начальных коэффициентов передачи [7].

Причины, влияющие на ошибки в АФР. *Паразитное изменение фазы, при изменении амплитуды и амплитуды, при изменении фазы.* Наиболее сильно эта особенность работы проявляется в ФАР и АФАР, где используются дискретные Ф/А. В ЦАФАР можно точнее устанавливать фазу и амплитуду в каналах, но, из-за наличия усилителя мощности, в них так же меняется амплитуда и фаза, поскольку АЧХ и ФЧХ усилителя мощности зависит от комплексного входного/выходного сопротивления.

Дискретное изменение амплитуды и фазы в функциональных элементах антенной решётки. Как правило, современные интегральные Ф/А являются дискретными. Поэтому становится невозможно установить произвольную амплитуду и фазу в каналах, что должно учитываться при проектировании.

Технологический разброс параметров материалов и конструкций и влияние нелинейности трактов АФАР. При калибровке нужно выровнять электрические длины всех активных модулей АФАР. Если эти модули соединены с излучателями кабельными сборками, то калибровку нужно производить совместно с кабельными сборками, уложенными в штатные жгуты в составе решётки. Желательно применять хорошо экранированные и фазостабильные кабели.

В антенных решётках, зачастую, применяется спадающее к краям амплитудное распределение. Т.е. в центре решётки УМ могут быть ближе к нелинейному режиму. Нелинейность характеристик проявляется в том, что не только амплитуда, но и фаза начинают меняться нелинейно.

Диаграммообразующая схема (ДОС) может иметь значительную длину. Диэлектрическая проницаемость качественного высокочастотного материала задаётся с точностью $\pm 0,05$. Разность фаз между двумя линиями длиной 400 мм с крайними значениями диэлектрической проницаемости $3,5 - 0,05$ и $3,5 + 0,05$ составит 54° на частоте 5,0 ГГц. ДОС из разных партий могут иметь различную электрическую длину в пределах $\pm 27^\circ$.

Сочленение активного модуля с ДОС внесёт свой вклад в фазовую ошибку. Известно, что при очередном сочленении-расчленении разъёма, даже с помощью динамометрического ключа, фаза коэффициента передачи может меняться на несколько градусов.

Изменение характеристик каналов антенной решётки при изменении внешних воздействующих факторов. По результатам исследования АО «Микран» (Томск) [8] для фазостабильного метрологического кабеля длиной 1 м, при изменении температуры от 25 до 65°C , изменение фазы коэффициента передачи составляет 10° , а амплитуды 0,1 дБ на частоте 5,0 ГГц. При изменении температуры от 0 до минус 50°C изменение фазы составляет минус 6° , а амплитуды — минус 0,15 дБ на частоте 5,0 ГГц. Все остальные узлы фидерного тракта обладают своими характеристиками с точки зрения стабильности амплитуды и фазы при измерении температуры. Они должны быть получены в ходе измерений в камере тепла-холода.

Предполагается, что все каналы антенной решётки подвержены влиянию изменения температуры одинаково и это не сильно сказывается на интегральных характеристиках антенной решётки. Но при спадающем к краям амплитудном распределении центральные элементы решётки могут нагреваться больше, чем периферийные, что приведёт к фазовым ошибкам.

Взаимное влияние элементов антенной решётки. Особенностью работы антенной решётки является наличие взаимных связей между излучающими элементами [9]. Основной механизм возникновения взаимной связи между излучающими элементами решётки связан с рассеянием поля каждого элемента остальными.

Кроме того, дополнительный вклад в искажение амплитудно-фазового распределения даёт взаимная связь через фидерную часть антенной решётки. На величину просачивающегося паразитного сигнала влияет конечная развязка в делителях мощности, экранировка коаксиальных кабелей, модулей и блоков, наводки по цепям питания.

Ситуация усложняется, если при изменении АФР меняются сопротивления нагрузок излучающих элементов. Например, при изменении состояния фазовращателей меняется не только фаза, но и их входное и выходное сопротивления. Поэтому стараются стабилизировать выходное сопротивление активных модулей за счёт применения ферритовых изделий и/или схем с развязанными направленными ответвителями. В противном случае процесс калибровки и настройки может не сойтись.

Цель исследования:

Исследовать методики уменьшения ошибок амплитудно-фазового распределения в фазированных антенных решётках.

Задачи исследования:

- ◆ Выбрать (предложить) методики калибровки.
- ◆ Реализовать алгоритмы калибровки.
- ◆ Провести калибровку антенной решётки.
- ◆ Провести измерения диаграмм направленности для оценки работоспособности методик и алгоритмов калибровки.

Объект и предмет исследования:

Объектом исследования является амплитудно-фазовое распределение в фазированных антенных решётках.

Предметом исследования являются методики минимизации ошибок в амплитудно-фазовом распределении.

Методики уменьшения ошибок в АФР. После изготовления ФАР необходимо, путём калибровки и настройки, превратить её в инструмент для диаграммоформирования. Причём, желательно получить возможность формирования не только фиксированных ДН в рабочих режимах, но и адаптировать АФР при отказах элементов решётки в условиях эксплуатации. Для этого требуется построить математическую модель конкретной реализации ФАР. Рассмотрим методики, позволяющие осуществить настройку антенной решётки по результатам измерений в ближней зоне.

Линейная ФАР содержит N элементов с номерами $n = 1 \dots N$. Зонд, находящийся в ближней зоне ФАР, может устанавливаться в положениях $p = 1 \dots J$. Далее будем считать, что решётка эквидистантная, как и положение зонда. Число кодов управления $c = 1 \dots I$.

В дальнейшем встречаются следующие множества:

A. Синтезированное АФР

Содержит АФР, полученное в результате решения задачи синтеза, которое необходимо сформировать на входах излучателей. $n(\mathbf{A}) = N$.

B. Потенциально реализуемые коэффициенты передачи

Содержит коэффициенты передачи, которые могут быть потенциально реализованы в функциональных элементах антенной решётки.

Например, для рассматриваемой далее антенной решётки это будут все комплексные числа с амплитудой от 0 дБ до минус 31,5 дБ с шагом 0,5 дБ (6 бит) и фазой от 0° до 360° с шагом $1,4^\circ$ (8 бит).

D. Коды управления

Содержит коды управления функциональными элементами. $n(\mathbf{D}) = n(\mathbf{B})$.

Gn. Коэффициенты передачи в канале антенной решётки

Содержит коэффициенты передачи между входом решётки и выходом на излучатель в конкретном канале при изменении всех кодов управления. Амплитуда нормируется на максимум в канале с минимальной амплитудой по решётке. $n(\mathbf{Gn}) = n(\mathbf{D})$.

V. Поле в ближней зоне

Содержит коэффициенты передачи между ФАР и зондом в ближней зоне. $n(\mathbf{V}) = J$.

Провести прямые измерения возможно только для **Gn** и **V**.

Основной целью настройки является нахождение кодов управления (**Ad**) для формирования синтезированного АФР на входах излучателей $\mathbf{Ad} \subset \mathbf{D}$.

Для всех положений зонда можно записать систему уравнений [10]:

$$\begin{pmatrix} SW_{11} & \dots & SW_{n1} & \dots & SW_{N1} \\ & & \dots & & \\ SW_{1p} & \dots & SW_{np} & \dots & SW_{Np} \\ & & \dots & & \\ SW_{1J} & \dots & SW_{nJ} & \dots & SW_{NJ} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_{c1} \\ \dots \\ f_{cn} \\ \dots \\ f_{cN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_p \\ \dots \\ v_J \end{pmatrix} \quad (1)$$

или

$$\mathbf{SW} \cdot \mathbf{F} = \mathbf{V},$$

где **SW** – матрица взаимных связей; **F** – вектор воздействия или АФР на входах излучателей; **V** – вектор, элементы которого пропорциональны напряжённости поля в местах установки зонда.

Взяв обратную [10, 11] или псевдообратную [12] матрицу от матрицы взаимных связей можно найти вектор воздействий:

$$\mathbf{F} = \begin{cases} \mathbf{SW}^{-1} \cdot \mathbf{V} & (J = N); \\ \mathbf{SW}^+ \cdot \mathbf{V} & (J > N). \end{cases} \quad (2)$$

Вектор **V** зависит от вектора воздействий и непосредственно измеряется как коэффициент передачи между входом ФАР и выходом зонда.

Вектор F , не может быть измерен в составе решётки. Он либо вычисляется из (2), либо считается заданным – получается в ходе проектирования при решении задачи синтеза ДН. Результаты калибровки помогают скорректировать вектор воздействия.

Матрица SW в общем случае зависит от F , но в первом приближении этим можно пренебречь. Особенно при рассмотрении АФАР и ЦАФАР, в которых излучатели нагружены на постоянные нагрузки. В [10] приводится методика получения SW через многократные измерения коэффициентов передачи при разных F . Также возможно рассчитать SW с учётом комплексных парциальных ДН излучателей и ДН зонда в ближней зоне.

Фактически, при настройке антенных решёток, как указано в [13], решается задача об извлечении количественной информации о физических закономерностях из данных об их косвенных проявлениях. Находится F из V . Такая задача является обратной. Кроме того, поскольку V измеряется с ошибками и решение может быть неединственным и неустойчивым по исходным данным, задача является некорректной и требует регуляризации.

Далее будут рассмотрены несколько методик, одна из которых является обобщением [10] и [12].

Методика настройки №1 ($J = 20 \div 40 \cdot N$) [12]

1. Калибровка по закрытому тракту

В результате калибровки каналов ФАР, содержащих функциональные элементы, получается связь между B , D и G_n .

1.1. Излучатели отсоединяются, измеряются коэффициенты передачи между входом решётки и выходами модулей Ф/А при изменении амплитуд и фаз. Из-за паразитных изменений получаются, например, разные фазы при изменении амплитуды и неизменном коде на фазовращателе.

1.2. Амплитуды в каждом канале решётки нормируются на максимум канала с минимальной амплитудой (относительно всей решетки). Иначе, во всех каналах, кроме одного, появятся нереализуемые состояния. К сожалению, это уменьшит эквивалентную изотропно-излучаемую мощность. В случае изначально спадающего к краям амплитудного распределения методика усложняется и должна быть доработана. При этом, как правило, каналы с максимальной амплитудой ставятся в центре решётки.

1.3. Находятся расстояния, на комплексной плоскости, от потенциально реализуемых коэффициентов передачи до измеренных. Выбирается код, соответствующий минимальному расстоянию. В результате, например, получается, что идеальному состоянию минус 1.0 дБ, 30° в канале соответствует код «минус 0.5 дБ, 45°». При этом, реальное значение коэффициента передачи в закрытом тракте минус 1.3 дБ, 33°.

2. Измерение SW

Зонд устанавливается в положение p и измеряются коэффициенты передачи между входом решётки и выходом зонда. При этом, активный канал находится в начальном состоянии 0.0 дБ, 0.0°. Все остальные каналы – с минимально возможной амплитудой. Фактически они играют роль согласованной нагрузки. В таком случае элемент матрицы взаимных связей будет равен коэффициенту передачи. В виде матрицы алгоритм записывается следующим образом:

$$\begin{pmatrix} 1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ & & \vdots & & \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ & & \vdots & & \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} SW_{11} & \dots & SW_{1p} & \dots & SW_{1J} \\ & & \vdots & & \\ SW_{n1} & \dots & SW_{np} & \dots & SW_{nJ} \\ & & \vdots & & \\ SW_{N1} & \dots & SW_{Np} & \dots & SW_{NJ} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{11} & \dots & v_{1p} & \dots & v_{1J} \\ & & \vdots & & \\ v_{n1} & \dots & v_{np} & \dots & v_{nJ} \\ & & \vdots & & \\ v_{N1} & \dots & v_{Np} & \dots & v_{NJ} \end{pmatrix} \quad (3)$$

или

$$\begin{aligned} F \cdot SW &= V, \\ SW &= F^{-1} \cdot V \end{aligned}$$

3. Обращение $SW \rightarrow SW^+$

4. Измерение V

Производится при заданном АФР, полученном в результате решения задачи синтеза. Коды в каналах устанавливаются исходя из идеальных амплитуд и фаз.

5. Получение $F \rightarrow F = SW^+ \cdot V$

Получаются значения, не совпадающие ни с идеальными значениями, ни с коэффициентами передачи, полученными в результате калибровки.

6. Корректировка F

Например, в канале необходимо было получить точку минус 0.5 дБ, 11°. Из-за описанных ошибок и взаимных связей в антенной решётке, на входе излучателя получается значение элемента вектора воздействия минус 0.9 дБ, 48°. Далее, фактически, проводим новую калибровку, повторяем п.1.3. Ищем точку на комплексной плоскости, ближайшую к точке минус 0.1 дБ, минус 26° и соответствующий ей код управления. Если при этом появляются нереализуемые состояния (амплитуда больше 0 дБ), то в п.1.2 придётся ещё опуститься по амплитуде.

7. Повторение п.п. 4-6.

Повторить указанные пункты можно несколько раз.

При данной методике настройки, матрица взаимных связей SW связывает АФР на входах излучателей с измеряемым полем в ближней зоне (не обязательно на линии), что позволяет провести диагностику решётки в полевых условиях, если вращать антенну или зонд вокруг антенны [12].

Методика настройки №2 ($J = 20 \div 40 \cdot N$)

1. Калибровка по закрытому тракту
2. Измерение SW

Зонд устанавливается напротив первого канала. На первый Ф/А последовательно подаются все коды управления (или их часть) и проводятся измерения коэффициентов передачи. Остальные Ф/А остаются в произвольном состоянии ($c = \tau$). Затем, первый Ф/А устанавливается в состояние согласованной нагрузки, а коды управления подаются на второй Ф/А. Остальные Ф/А по прежнему остаются в состоянии согласованной нагрузки. После того, как доходят до последнего Ф/А, зонд устанавливают напротив второго канала и начинают процедуру опять с первого Ф/А. Этот процесс для любого p и первого Ф/А описывается системой уравнений:

$$\begin{pmatrix} f_{11} & \dots & f_{\tau n} & \dots & f_{\tau N} \\ \dots & & \dots & & \dots \\ f_{c1} & \dots & f_{cn} & \dots & f_{cN} \\ \dots & & \dots & & \dots \\ f_{I1} & \dots & f_{In} & \dots & f_{IN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} SW_{1p} \\ \dots \\ SW_{np} \\ \dots \\ SW_{Np} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{11p} \\ \dots \\ v_{c1p} \\ \dots \\ v_{I1p} \end{pmatrix} \quad (4)$$

или

$$F_1 \cdot SW_p = V_{1p},$$

где

F_1 – матрица воздействий при изменении кодов управления в первом канале;

SW_p – строка матрицы взаимных связей;

V_{1p} – вектор, элементы которого пропорциональны напряжённости поля в местах установки зонда при изменении кодов управления в первом канале.

Для любого n и p (4) записывается, как:

$$F_n \cdot SW_p = V_{np}$$

Заметим, что уравнение (4) можно переписать в виде:

$$\begin{pmatrix} f_{11} & 1 \\ \dots & \dots \\ f_{c1} & 1 \\ \dots & \dots \\ f_{I1} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} SW_{1p} \\ \dots \\ g_{1p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{11p} \\ \dots \\ v_{c1p} \\ \dots \\ v_{I1p} \end{pmatrix} \quad (5)$$

или, уже для любого n ,

$$f_n \cdot s g_{np} = V_{np},$$

где g_{np} – константа.

Таким образом, с помощью псевдообратных матриц f_n^+ , можно найти все члены матрицы SW .

В простейшем случае, при большом затухании в тракте, $f_\tau = 0$, по аналогии с (3), (5) можно записать для $n = 1$ в виде:

$$\begin{pmatrix} f_{11} \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ f_{c1} \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ f_{I1} \cdots 0 \cdots 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} SW_{11} \cdots SW_{1p} \cdots SW_{1J} \\ \vdots \\ 0 \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ 0 \cdots 0 \cdots 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{111} \cdots v_{11p} \cdots v_{11J} \\ \vdots \\ v_{c11} \cdots v_{c1p} \cdots v_{c1J} \\ \vdots \\ v_{I11} \cdots v_{I1p} \cdots v_{I1J} \end{pmatrix}, \quad (6)$$

для $n = 2$:

$$\begin{pmatrix} 0 \ f_{12} \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ 0 \ f_{c2} \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ 0 \ f_{I2} \cdots 0 \cdots 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \cdots 0 \cdots 0 \\ SW_{21} \cdots SW_{2p} \cdots SW_{2J} \\ \vdots \\ 0 \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ 0 \cdots 0 \cdots 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{121} \cdots v_{11p} \cdots v_{11J} \\ \vdots \\ v_{c21} \cdots v_{c2p} \cdots v_{c2J} \\ \vdots \\ v_{I21} \cdots v_{I2p} \cdots v_{I2J} \end{pmatrix},$$

для остальных n аналогично.

При этом, методика №2 отличается от методики №1 тем, что производится регуляризация элементов матрицы SW .

3. Обращение $SW \rightarrow SW^+$

4. Измерение V

Производится при заданном АФР, полученном в результате решения задачи синтеза. Коды в каналах устанавливаются исходя из идеальных амплитуд и фаз.

5. Получение $F \rightarrow F = SW^+ \cdot V$

6. Корректировка F

7. Повторение п.п. 4-6.

Недостатком представленных методик №1 и №2 является то, что они требуют измерения V для формирования каждого нового АФР.

Методика настройки №3

Для получения SW в Методике №2 производится многократное измерение V при различных F . В частности, получается, что при фиксированном F измеряется набор V для всех положений зонда. По аналогии с (6), для $n = 1$, запишем:

$$\begin{pmatrix} f_{11} \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ f_{c1} \cdots 0 \cdots 0 \\ \vdots \\ f_{I1} \cdots 0 \cdots 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} SW_1 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{p=1}^J v_{11p} \\ \vdots \\ \sum_{p=1}^J v_{c1p} \\ \vdots \\ \sum_{p=1}^J v_{I1p} \end{pmatrix},$$

откуда

$$SW_1 = F_1^+ \cdot V_1.$$

Для остальных n аналогично.

После нахождения всех элементов матрицы взаимных связей можно записать следующее уравнение:

$$\begin{pmatrix} sw_1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & \dots & sw_n & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & \dots & 0 & \dots & sw_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_{c1} \\ \vdots \\ f_{cn} \\ \vdots \\ f_{cN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f'_{c1} \\ \vdots \\ f'_{cn} \\ \vdots \\ f'_{cN} \end{pmatrix},$$

или

$$SW \cdot F = F', \quad (7)$$

где SW – матрица взаимных связей;

F – вектор воздействий, получаемый из решения задачи синтеза АФР;

F' – вектор воздействий, который необходимо установить на входах излучателей.

Подобный переход от полей, измеренных в ближней зоне, к АФР на входах излучателей [14, 15] позволяет получить математическую модель конкретной реализации антенной решётки. Что, в свою очередь, даёт возможность формировать произвольные АФР и осуществлять адаптацию ДН при выходе из строя части каналов.

Результаты настройки восьмиэлементной линейной ФАР. Настройка и измерения характеристик проводились для восьмиэлементной АФАР на частоте 2 ГГц при $d = 0.5 \cdot \lambda = 75$ мм. Схема измерений и внешний вид решётки представлены на рис. 1.

Антенная решётка включает в себя восемь модулей аттенюатора/фазовращателя. Модули основаны на отладочных платах фазовращателя PE44820 [16] и аттенюатора PE4302 [17]. Запитываются модули параллельно, через делители мощности. Для управления всеми модулями предусмотрено устройство управления (УУ), основанное на отладочной плате STM32H723 [18]. Для измерения коэффициентов передачи применяется векторный анализатор цепей (ВАЦ) ZNB40 (Rohde & Schwarz).

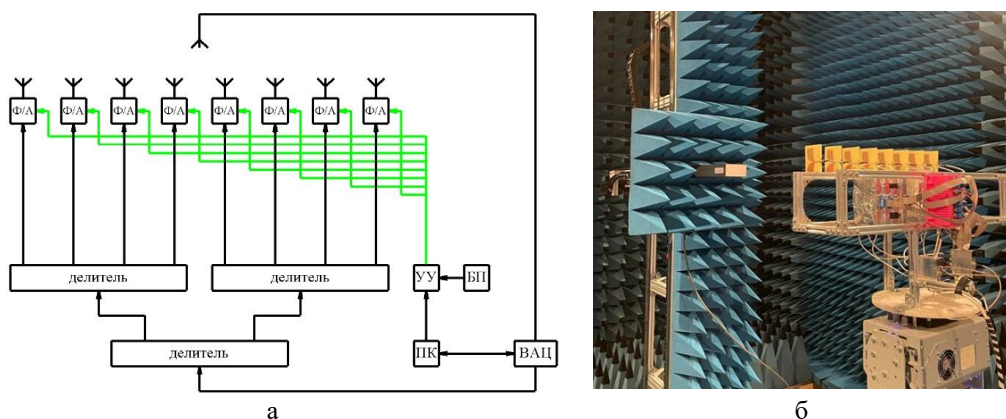


Рис. 1. Схема измерений (а) и внешний вид решётки (б)

Измерения коэффициентов передачи осуществлялось в ближней зоне на расстоянии 200 мм ($\sim 3\lambda$) между излучателями антенной решетки и зондом. Позиционирование, управление модулями АР и запрос данных с ВАЦ выполнялось в автоматическом режиме. Измерения ДН проводились в дальней зоне на расстоянии 5 м.

Для получения коэффициентов передачи в канале антенной решётки каждый модуль поочередно отключался от излучателя и подключался к ВАЦ. В подключенном модуле автоматически перебирались коды управления и результаты измерений записывались в таблицу. Остальные (неподключенные) модули были в режимах начальной фазы и «минус 31,5 дБ», т.е. играли роль согласованных нагрузок.

Полученные коэффициенты передачи нормировались на максимальное значение в канале с минимальной амплитудой. Среди этих значений по критерию минимального расстояния выбирались точки для искомого АФР, в данном случае синфазного равноамплитудного. На рис. 2 представлены результаты для каналов 1-3, цветными линиями обо-

значены коэффициенты передачи по амплитуде от 0.0 дБ до минус 10.0 дБ с шагом 0,5 дБ и по фазе от 0° до $358,6^\circ$ с шагом $1,4^\circ$. Значения приведены в относительных единицах (вольтах, нормированных на максимальное значение минимального по амплитуде канала).

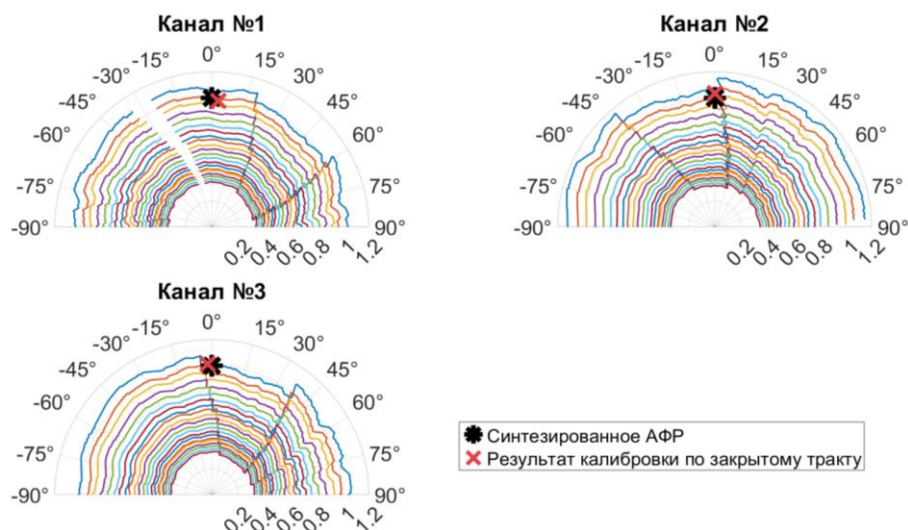


Рис. 2. Коэффициенты передачи в относительных единицах для каналов 1–3 в режимах: по амплитуде от 0 дБ до минус 10 дБ, по фазе от 0° до $358,6^\circ$ с шагом $1,4^\circ$

Физически электрические длины каналов и амплитуды коэффициентов передачи не выровнялись. Парциальные ДН несимметричны и отличаются от канала к каналу, что показано на рис. 3. Такая решётка, с большими ошибками по фазе и амплитуде, была создана именно с целью проведения экспериментов по настройке.

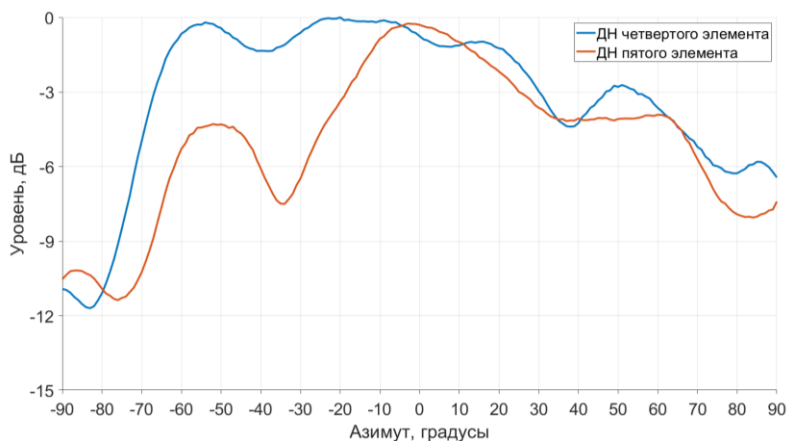


Рис. 3. Парциальные ДН центральных каналов

Если воспользоваться только результатами калибровки по закрытому тракту, то, при синфазном и равноамплитудном АФР получается ДН представленная на рис. 4.

Поскольку антенная решётка содержит всего 8 элементов, она может быть настроена непосредственно перебором АФР при помощи Генетического алгоритма [19]. Решалась задача оптимизации с критерием максимизации S_{21} , что пропорционально коэффициенту усиления. Каждая особь кодировалась двумя вектор-строками, которые содержали коды управления аттенюатором и фазовращателем. Применялась эволюционная стратегия (μ, λ) [19], где из числа детей λ выживают μ . Родители из предыдущих итераций не

доживают. Каждая особь существует одно поколение или одну итерацию. Применение такой стратегии позволило ускорить сходимость с нескольких тысяч итераций до нескольких сотен. Разброс мутации уменьшался с увеличением числа итераций. На рис. 5 представлены три ДН, полученные в результате работы Генетического алгоритма.

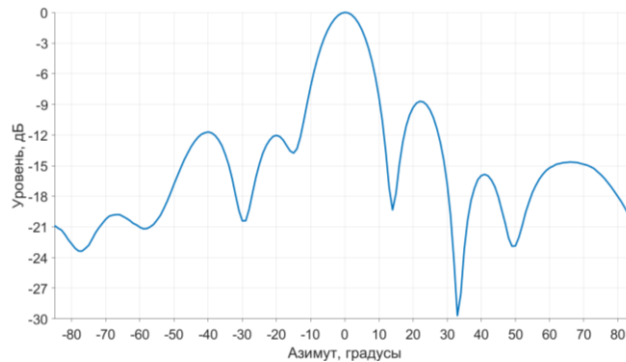


Рис. 4. ДН при синфазном и равноамплитудном АФР, полученном по результатам калибровки по закрытому тракту

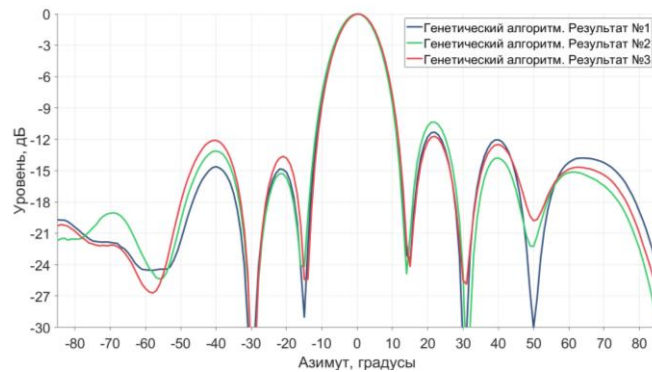


Рис. 5. ДН при максимизации K_u , полученные с применением Генетического алгоритма

Поскольку современное измерительное оборудование позволяет получать ДН достаточно быстро, то оптимизацию можно проводить, не только измеряя коэффициент передачи, но и сравнивая измеренную ДН с заданной огибающей. Соответственно, для малоэлементных ФАР, могут быть получены АФР для формирования ДН специальной формы [20].

Описание алгоритма. По методикам №1 и №2 был написан алгоритм для вычисления АФР на элементах решетки. В случае работы по методике №2 алгоритм учитывал набор кодов в каждом канале и соответствующие измерения в ближней зоне. Методика №1 является частным случаем методики №2 с одним набором кодов управления.

Алгоритм, для получения матриц коэффициентов передачи, в автоматическом режиме перебирает коды и каналы в заданных положениях зонда в пространстве. Полученные данные по вышеописанным формулам преобразовывались в матрицы SW для методик №1 и №2.

Далее, для синфазного равноамплитудного распределения, по результатам калибровки по закрытому тракту измерялся вектор V и решалась система линейных уравнений (2). Для её решения можно применить несколько встроенных функций MATLAB:

- ◆ `pinv`. Вычисление псевдообратной матрицы [21, 22] по методу Мура–Пенроуза;
- ◆ `lsqminnorm`. Метод наименьших квадратов с минимальной нормой решения [23, 22];
- ◆ `Singular Value Decomposition (SVD)`. Сингулярное разложение матрицы [24];
- ◆ `Decomposition`. Разложение в различных режимах работы [25].

Для ускорения вычислений в некоторых методах матрица приводилась к виду ленточной [26] за счет обнуления элементов матрицы меньших $1e-4$. Результаты, полученные с применением различных функций практически совпадают, но требуют различного времени выполнения (рис. 6).

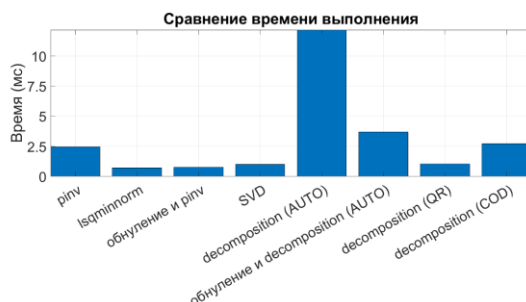


Рис. 6. Сравнение времени решения системы уравнений (2) разными методами

Полученный набор АФР (F) сравнивался с G_n для внесения корректировки. В случае методики №2 вектор V снимался повторно для нового F.

Результаты. В соответствии с описанной Методикой №1 была получена матрица взаимных связей, представленная на рис. 7.

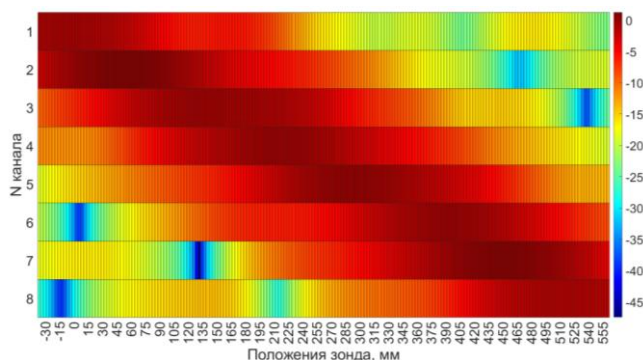


Рис. 7. Матрица взаимных связей [дБ], Методика №1

Результаты применения Методики №1 для формирования синфазного и равноамплитудного АФР показаны на рис. 8.

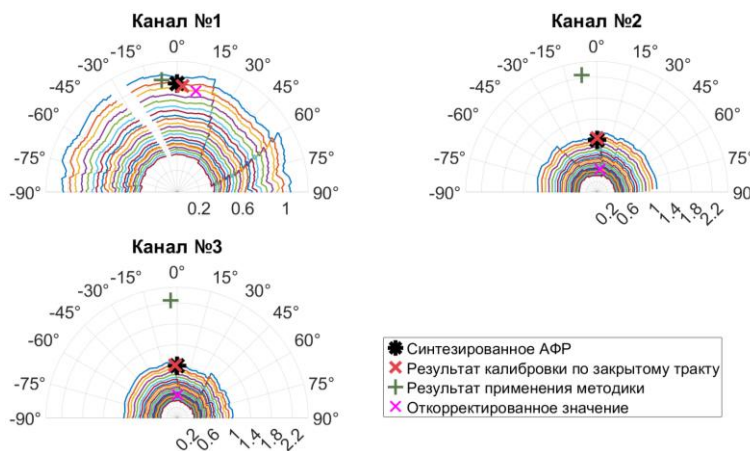


Рис. 8. Результаты применения Методики №1, 1-3 каналы

На рис. 9 представлена ДН ФАР с кодами управления, полученными в результате применения Методики №1.

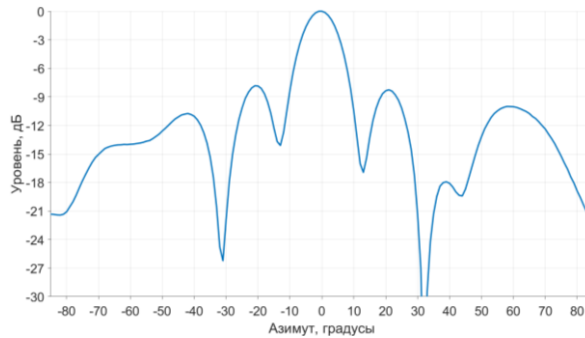


Рис. 9. Диаграмма направленности, полученная по Методике №1

В Методике №1 результат зависит от выбора начального состояния канала. На рис. 10 представлены десять ДН при значениях фазы начального состояния канала от 0° до 101.25° с шагом 11.25° . Поэтому требуется регуляризация элементов матрицы SW .

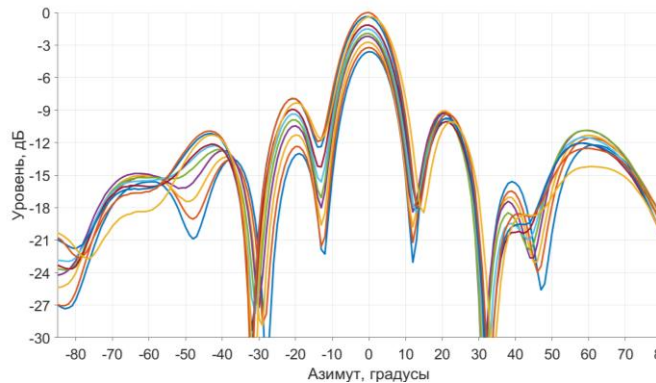


Рис. 10. Диаграмма направленности, полученная по Методике №1 с различными значениями начальной фазы в каналах

В Методике №2, для получения матрицы взаимных связей были выбраны коды управления, соответствующие точкам минус 1.0 дБ по амплитуде и от 0° до 348.75° с шагом 11.25° по фазе. На рис. 11 представлены 32 требуемые точки (красные) и ближайшие к ним коэффициенты передачи в канале антенной решётки (синие точки).

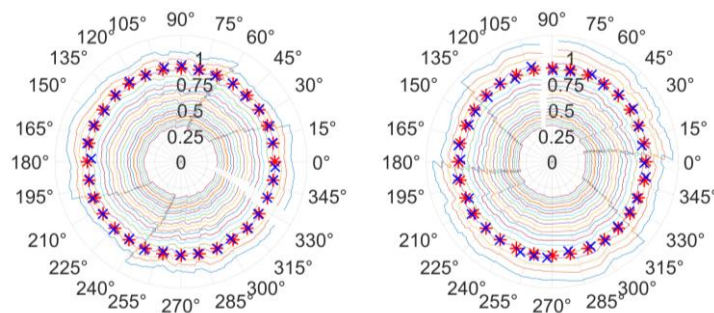


Рис. 11. Расположение исходных и ближайших к ним точек, для измерения матрицы взаимных связей в Методике №2, 1 и 2 каналы

В результате применения Методики №2 была получена матрица взаимных связей и ДН, представленные на рис. 12, 13 соответственно. Алгоритм по методике №2 выполнялся за 5 итераций для последовательного уточнения АФР на элементах решетки.

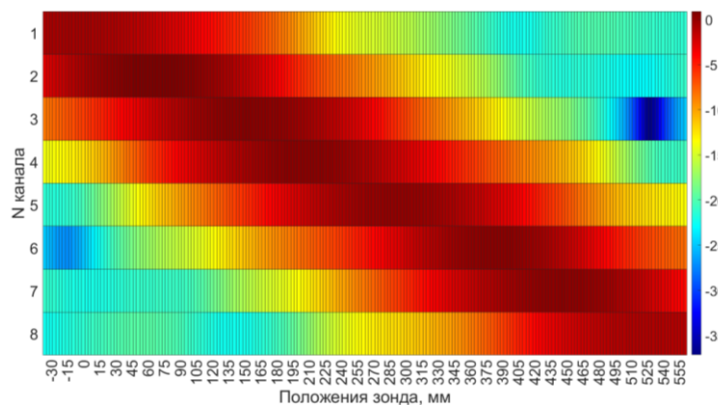


Рис. 12. Матрица взаимных связей [дБ], Методика №2

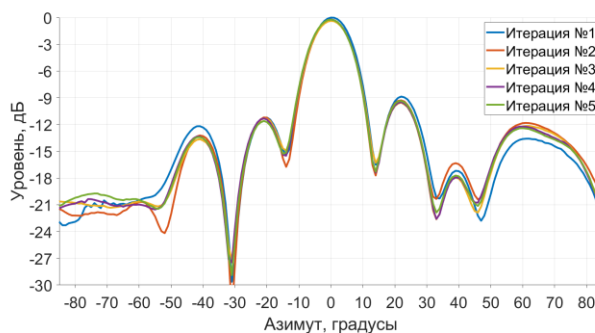


Рис. 13. Диаграммы направленности, полученная по Методике №2

На рис. 14 показан результат применения Методики №3.

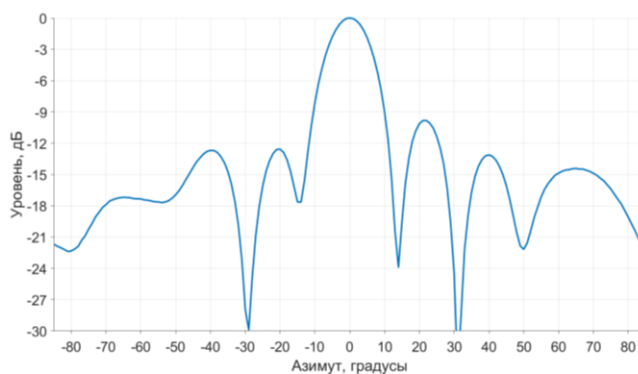


Рис. 14. Диаграмма направленности, полученная по Методике №3

В табл. 1 приведены коды управления аттенюаторами и фазовращателями, которые устанавливались для получения ДН. Коды фазы соответствуют потенциально реализуемым коэффициентам передачи. Коды амплитуды соответствуют шагу аттенюатора 0.5 дБ (код 13 соответствует 6.5 дБ).

Таблица 1

Коды управления, соответствующие результатам работы алгоритмов

	Коды управления															
	Аттенюатор [дБ]								Фазовращатель [градус]							
Калибровка по закрытому тракту	1	0	0	1	0	0	0	0	16	188	163	139	142	16	135	19
Методика №1	1	14	13	15	14	4	11	0	160	68	36	2	7	156	1	155
Методика №2. Ит. 1	1	2	1	2	1	0	0	0	16	187	163	136	140	16	135	20
Методика №2. Ит. 2	2	3	0	3	0	1	1	0	128	35	16	241	255	128	246	135
Методика №2. Ит. 3	2	4	0	3	0	1	1	1	10	171	155	128	135	9	128	15
Методика №2. Ит. 4	2	3	0	3	0	1	1	0	11	172	155	128	135	11	130	16
Методика №2. Ит. 5	2	3	0	3	0	1	1	0	11	172	155	128	135	12	130	16
Методика №3	2	4	2	2	2	2	1	0	155	74	43	16	3	148	18	165
ГА 1 (150 ит.)	0	0	0	0	0	0	0	0	243	143	131	103	083	246	131	15
ГА 2 (150 ит.)	0	0	0	0	0	0	0	0	231	143	119	91	81	242	123	10
ГА 3 (300 ит.)	0	0	0	0	0	0	0	0	231	141	119	91	83	227	121	7

Заключение. В работе исследованы и показаны не все практические аспекты методик и алгоритмов настройки ФАР. В частности, подлежат исследованию вопросы, связанные с:

- ◆ количеством точек установки зонда, что влияет на скорость проведения измерений;
- ◆ шагом решётки, поскольку наличие дифракционных максимумов может повлиять на сходимость методик;
- ◆ количеством точек установки АФР в каналах решётки для получения матрицы взаимных связей, что влияет на скорость проведения измерений;
- ◆ количеством элементов решётки, поскольку при увеличении размеров ФАР появляется возможность формирования ДН специальной формы с низким уровнем боковых лепестков.

Выводы. Не все ошибки в АФР могут быть определены заранее и учтены в ходе проектирования. Калибровка ФАР по закрытому тракту помогает уменьшить уровень ошибок, но не полностью. Особенно трудно учесть взаимные связи с учётом конструкции и технологического разброса характеристик излучающих элементов.

Существуют методики формирования требуемого АФР по результатам изменений в ближней зоне. Для каждой ФАР должны быть предусмотрены ресурсы и время на отработку алгоритмов настройки.

Малоэлементные антенные решётки могут быть настроены по результатам измерений в дальней зоне с применением эволюционных алгоритмов.

Представленные методики формирования АФР на входах излучателей позволяют настроить конкретную реализацию ФАР, что показано в ходе экспериментов с восьмиэлементной линейной антенной решёткой.

Методику №3 можно использовать в качестве модели конкретной реализации ФАР при эксплуатации. Например, для восстановления характеристик антенны при выходе из строя некоторых каналов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Андропов А.В., Кузьмин С.В. Методика синтеза диаграмм направленности антенных решеток с произвольным расположением излучающих элементов // Тр. учебных заведений связи. – 2022. – Т. 8, № 2. – С. 15-28.
2. Дмитриева В.В., Коровин К.О., Ликонцев А.Н. Синтез диаграмм направленности антенных решеток для больших углов сканирования с использованием генетического алгоритма // Тр. учебных заведений связи. – 2024. – Т. 10, № 1. – С. 49-57.
3. Brown A.D. Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation. – Boca Raton: CRC Press, 2012. – 229 p. – ISBN. – DOI: 10.1201/b12044.
4. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. – М.: Сов. радио, 1970. – 383 с.
5. Справочник по антенной технике: в 5 т. Т. 1 / под ред. Л.Д. Бахраха. – М.: Радиотехника, 1997. – 248 с.
6. Кутузов О.И., Татарникова Т.М. Моделирование систем. Имитационный метод: учебник. – СПб.: Лань, 2022. – 223 с.
7. Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решеток // Радиотехника. – 2013. – № 5. – С. 95-104.
8. Круглов В.Г., Медников В.В. Исследование отклонения фазы и амплитуды коэффициента отражения фазостабильной кабельной сборки при изменении температуры окружающей среды. – URL: <https://www.micran.ru/about/blog/izmenenie-fazovoy-i-amplitudnoy-stabilnosti-ksf26-pri-izmenenii-t-njn-kvg-j/> (дата обращения: 13.05.2025).
9. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки: пер. с англ. – М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
10. Анисимов А.А. и др. Применение матрицы взаимных связей при настройке ФАР // Радиолокация и радиосвязь: Матер. V Всерос. науч.-техн. конф. – М.: ИРЭ РАН, 2011. – С. 3-8.
11. Lei J., Fu G., Yang L., Fu D.-M. Wide band linear printed antenna array with low sidelobe cosecant square-shaped beam pattern // Progress In Electromagnetics Research C. – 2010. – Vol. 15. – P. 233-241. – DOI: 10.2528/PIERC09112702.
12. Шубников В.В., Ривкин М.И. Методика экспресс-анализа РТХ ФАР в эксплуатационных условиях // Вестник воздушно-космической обороны. – 2018. – № 4 (20). – С. 105-108.
13. Головицкий А.П. Обратные задачи экспериментальной физики: практические аспекты: учеб. пособие. – СПб.: СПбГТУ, 2008. – 222 с.
14. Гармаш В.Н., Малакишинов Н.П., Пузанков В.Ф. Численные методы решения некоторых обратных задач восстановления характеристик излучающих систем по измеренным полям в дальней и ближней зонах // Сб. научно-методических статей по прикладной электродинамике. – М.: Высш. шк., 1983. – Вып. 5. – С. 98-130.
15. Хашимов А.Б. Регуляризирующие схемы в задачах восстановления поля излучения антенн по измерениям в ближней // Вестник ЮУрГУ. Серия "Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника". – 2014. – Т. 14, № 2. – С. 70-80.
16. PE44820 – Цифровой 8-битный фазовращатель: datasheet. – URL: <https://psemi.com/pdf/datasheets/pe44820ds.pdf> (дата обращения: 11.07.2025).
17. PE4302 – Цифровой 6-битный аттенуатор: datasheet. – URL: <https://clck.ru/3N4ZjP> (дата обращения: 11.07.2025).
18. STM32H723: datasheet. – URL: <https://clck.ru/3N4ai2> (дата обращения: 11.07.2025).
19. Саймон Д. Алгоритмы эволюционной оптимизации: практическое руководство: пер. с англ. А.В. Логунова. – М.: ДМК Пресс, 2020. – 1002 с.
20. Дунаев Н.П., Кузьмин С.В., Макаров В.А. Опыт применения генетического алгоритма для настройки и калибровки антенной решетки в дальней зоне // Антенны и распространение радиоволн: Сб. докл. Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2023. – С. 75-77.
21. pinv // MATLAB Exponenta: документация. – URL: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/pinv.html> (дата обращения: 21.08.2024).
22. Strang G. Introduction to Linear Algebra. – 5th ed. – Wellesley: Wellesley-Cambridge Press, 2016. – 574 с. – ISBN 978-0-9802327-7-6.
23. lsqminnorm // MATLAB Exponenta: документация. – URL: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/lsqminnorm.html#d123e829846> (дата обращения: 21.08.2024).
24. svd // MATLAB Exponenta: документация. – URL: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/double.svd.html> (дата обращения: 21.08.2024).
25. decomposition // MATLAB Exponenta: документация. – URL: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/decomposition.html#d123e318933> (дата обращения: 21.08.2024).
26. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления: пер. с англ. и науч. ред. Б.В. Сайфулина, Ю.А. Кузнецова, В.Б. Степанова. – 3-е изд., стер. – М.: Мир, 1999. – 548 с. – ISBN 5-03-002406-9.

REFERENCES

1. *Andropov A.V., Kuz'min S.V.* Metodika sinteza diagramm napravlenosti antennoykh reshetok s proizvol'nym raspolozheniem izluchayushchikh elementov [Methodology for synthesizing directional patterns of antenna arrays with arbitrary arrangement of radiating elements], *Tr. uchebnykh zavedeniy svyazi* [Proceedings of Communications Educational Institutions], 2022, Vol. 8, No. 2, pp. 15-28.
2. *Dmitrieva V.V., Korovin K.O., Likontsev A.N.* Sintez diagramm napravlenosti antennoykh reshetok dlya bol'shikh uglov skanirovaniya s ispol'zovaniem geneticheskogo algoritma [Synthesis of directional patterns of antenna arrays for large scanning angles using a genetic algorithm], *Tr. uchebnykh zavedeniy svyazi* [Proceedings of Communications Educational Institutions], 2024, Vol. 10, No. 1, pp. 49-57.
3. *Brown A.D.* Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation. Boca Raton: CRC Press, 2012 229 p. ISBN. DOI: 10.1201/b12044.
4. *Shifrin Ya.S.* Voprosy statisticheskoy teorii antenn [Questions of the statistical theory of antennas]. Moscow: Sov. radio, 1970, 383 p.
5. *Spravochnik po antennoy tekhnike* [Handbook of antenna technology]: in 5 vol. Vol. 1, ed. by L.D. Bakhrakha. Moscow: Radiotekhnika, 1997, 248 p.
6. *Kutuzov O.I., Tatarnikova T.M.* Modelirovanie sistem. Imitatsionnyy metod: uchebnyk [Modeling of systems. Simulation method: textbook]. Saint Petersburg.: Lan', 2022, 223 p.
7. *Korotetskiy E.V., Shitikov A.M., Denisenko V.V.* Metody kalibrovki fazirovannykh antennoykh reshetok [Methods for calibrating phased antenna arrays], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2013, No. 5, pp. 95-104.
8. *Kruglov V.G., Mednikov V.V.* Issledovanie otkloneniya fazy i amplitudy koeffitsienta otrazheniya fazostabil'noy kabel'noy sborki pri izmenenii temperatury okruzhayushchey sredy [Study of the deviation of the phase and amplitude of the reflection coefficient of a phase-stable cable assembly with changes in the ambient temperature]. Available at: <https://www.micran.ru/about/blog/izmenenie-fazovoy-i-amplitudnoy-stabilnosti-ksf26-pri-izmenenii-t-njn-kvg-j/> (accessed 13 May 2025).
9. *Khansen R.S.* Fazirovannye antennye reshetki [Phased antenna arrays]: transl. from Engl. Moscow: Tekhnosfera, 2012, 560 p.
10. *Anisimov A.A. i dr.* Primenenie matritsy vzaimnykh svyazey pri nastroyke FAR [Application of the matrix of mutual connections in tuning a phased array], *Radiolokatsiya i radiosvyaz': Mater. V Vseros. nauch.-tekh. konf.* [Radar and radio communications: Proceedings of the V All-Russian scientific and technical conference]. Moscow: IRE RAN, 2011, pp. 3-8.
11. *Lei J., Fu G., Yang L., Fu D.-M.* Wide band linear printed antenna array with low sidelobe cosecant square-shaped beam pattern, *Progress In Electromagnetics Research C*, 2010, Vol. 15, pp. 233-241. DOI: 10.2528/PIERC09112702.
12. *Shubnikov V.V., Rivkin M.I.* Metodika ekspress-analiza RTKh FAR v ekspluatatsionnykh usloviyakh [Methodology for express analysis of phased array radio-technical characteristics under operating conditions], *Vestnik vozdushno-kosmicheskoy oborony* [Bulletin of Aerospace Defense], 2018, No. 4 (20), pp. 105-108.
13. *Golovitskiy A.P.* Obratnye zadachi eksperimental'noy fiziki: prakticheskie aspekty: ucheb. posobie [Inverse problems of experimental physics: practical aspects: textbook]. Saint. Petersburg: SPbGTU, 2008, 222 p.
14. *Garmash V.N., Malakshinov N.P., Puzankov V.F.* Chislennyye metody resheniya nekotorykh obratnykh zadach vosstanovleniya kharakteristik izluchayushchikh sistem po izmerennym polyam v dal'ney i blizhney zonakh [Numerical methods for solving some inverse problems of reconstructing the characteristics of radiating systems from measured fields in the far and near zones], *Sb. nauchno-metodicheskikh statey po prikladnoy elektrodinamike* [Collection of scientific and methodological articles on applied electrodynamics]. Moscow: Vyssh. shk., 1983, Issue 5, pp. 98-130.
15. *Khashimov A.B.* Regulariziruyushchie skhemy v zadachakh vosstanovleniya polya izlucheniya antenn po izmereniyam v blizhney [Regularizing schemes in problems of antenna radiation field reconstruction from near-field measurements], *Vestnik YuUrGU. Seriya "Komp'yuternyye tekhnologii, upravlenie, radioelektronika"* [Bulletin of SUSU. Series "Computer technologies, control, radio electronics"], 2014, Vol. 14, No. 2, pp. 70-80.
16. PE44820 – Tsifrovoy 8-bitnyy fazovrashchator: datasheet [PE44820 – Digital 8-bit phase shifter: datasheet]. Available at: <https://psemi.com/pdf/datasheets/pe44820ds.pdf> (accessed 11 July 2025).
17. PE4302 – Tsifrovoy 6-bitnyy atenyuator: datasheet [PE4302 – Digital 6-bit Attenuator: datasheet]. Available at: <https://clck.ru/3N4ZjP> (accessed 11 July 2025).
18. STM32H723: datasheet. Available at: <https://clck.ru/3N4ai2> (accessed 11 July 2025).
19. *Saymon D.* Algoritmy evolyutsionnoy optimizatsii: prakticheskoe rukovodstvo [Evolutionary optimization algorithms: a practical guide]: transl. from Engl. by A.V. Logunova. Moscow: DMK Press, 2020, 1002 p.

20. Dunaev N.P., Kuz'min S.V., Makarov V.A. Opyt primeneniya geneticheskogo algoritma dlya na-stroyki i kalibrovki antennoy reshetki v dal'ney zone [Experience in applying a genetic algorithm to far-field antenna array tuning and calibration], *Antenny i rasprostraneniye radiovoln: Sb. dokl. Vseros. nauch.-tekhn. konf.* [Antennas and Radio Wave Propagation: Collection of Papers from the All-Russian Scientific and Technical Conference]. Saint Petersburg: SPbGETU "LETI", 2023, pp. 75-77.
21. pinv, *MATLAB Exponenta: dokumentatsiya* [MATLAB Exponenta: documentation]. Available at: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/pinv.html> (accessed 21 August 2024).
22. Strang G. Introduction to Linear Algebra. 5th ed. Wellesley: Wellesley-Cambridge Press, 2016 574 з. ISBN 978-0-9802327-7-6.
23. lsqminnorm, *MATLAB Exponenta: dokumentatsiya* [MATLAB Exponenta: documentation]. Available at: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/lsqlminnorm.html#d123e829846> (accessed 21 August 2024).
24. svd, *MATLAB Exponenta: dokumentatsiya* [MATLAB Exponenta: documentation]. Available at: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/double.svd.html> (accessed 21 August 2024).
25. Decomposition, *MATLAB Exponenta: dokumentatsiya* [MATLAB Exponenta: documentation]. Available at: <https://docs.exponenta.ru/matlab/ref/decomposition.html#d123e318933> (accessed 21 August 2024).
26. Golub Dzh., Van Loan Ch. Matrichnye vychisleniya [Matrix computations]: transl. from Engl. [and scientific editor] B.V. Sayfulina, Yu.A. Kuznetsova, V.B. Stepanova. 3rd ed. Moscow: Mir, 1999, 548 p. ISBN 5-03-002406-9.

Быбин Сергей Сергеевич – АО "Навигатор"; e-mail: bybins@gmail.com; г. Санкт-Петербург, Россия; тел.: +79219895199; начальник отдела.

Дунаев Николай Павлович – Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения; e-mail: ndunaev@inbox.ru; г. Санкт-Петербург, Россия; тел.: +79026261644; ассистент кафедры радиотехнических систем; инженер АО "Навигатор".

Кузьмин Сергей Викторович – Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения; e-mail: sergey-v-kuzmin@yandex.ru; г. Санкт-Петербург, Россия; тел.: +79119643306; к.ф.-м.н.; доцент кафедры радиотехнических систем; главный специалист АО "Навигатор".

Морозов Александр Николаевич – АО "Навигатор"; e-mail: MorozovAN@navigat.ru; г. Санкт-Петербург, Россия; тел.: +79214204299; начальник научно-исследовательского сектора.

Bybin Sergey Sergeevich – JSC Navigator; e-mail: bybins@gmail.com; St. Petersburg, Russia; phone: +79219895199; head of unit.

Dunaev Nikolay Pavlovich – Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation; e-mail: ndunaev@inbox.ru; Saint Petersburg, Russia; phone: +79026261644; assistant of the Department of Radio Engineering Systems; engineer of the JSC Navigator.

Kuzmin Sergey Viktorovich – Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation; e-mail: sergey-v-kuzmin@yandex.ru; Saint Petersburg, Russia; phone: +79119643306; cand. of phys. and math. sc.; associate professor of the Department of Radio Engineering Systems; chief specialist of the JSC Navigator.

Morozov Alexander Nikolaevich – JSC Navigator; e-mail: MorozovAN@navigat.ru; Saint Petersburg, Russia; phone: +79214204299; head of the Research sector.

УДК 621.371: 538.574

DOI 10.18522/2311-3103-2026-1-208-218

А.И. Семенихин, Д.В. Семенихина, А.М. Зыкина

МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ НА ОСНОВЕ ГЕКСАГОНАЛЬНЫХ ЯЧЕЕК ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО СНИЖЕНИЯ РАССЕЙНИЯ

Статья посвящена актуальной проблеме – исследованию возможностей фазового гашения рассеянных электромагнитных волн с помощью тонких непоглощающих метаповерхностей Панчаратна-Берри (ПБ) с генерацией вихревых волн с орбитальным угловым моментом (ОУМ) и спиралевидным фазовым фронтом. Целью работы является проектирование таких метаповерхностей (МП) на основе единичных ячеек гексагональной формы и традиционной квадратной формы и сравнение их характери-