

DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.12

УДК 621.396.67

ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Д. С. Клыгач, М. Г. Вахитов, А. Б. Хашимов

Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)
454080, г. Челябинск, пр. Ленина, 76

Статья поступила в редакцию 3 марта 2020 г.

Аннотация. В статье рассмотрены вопросы организации равномерной программы сканирования в дуговых фазированных антенных решетках, последовательное переключение которых образует полный сектор азимутальных направлений. Приведен метод компенсации углового интервала, возникающего вследствие неравенства целого количества направлений отношению углового интервала между излучателями к требуемому шагу сканирования. Разработана математическая модель антенной решетки в строгой электродинамической формулировке, с помощью которой определены особенности поля излучения для формирования динамической диаграммы направленности. Предложена методика диагностики неисправных элементов антенной решетки с использованием эталонных динамических диаграмм направленности, измеряемых в ближней зоне.

Ключевые слова: динамическая диаграмма направленности, интегральные уравнения, синтез дискретных фазовых распределений, диагностика неисправных элементов.

Abstract. Methods for operating an uniform scanning in cylindrical phased arrays are in the focus of the paper. Sequential switching of arc arrays as a part of cylindrical array forms a complete sector azimuth directions. It is shown that there is an inequality of the integer number of directions and the ratio between the radiators to a given scan step. Such an inequality leads to the appearance of an undesirable angular interval that is not equal to the scan step. Therefore, such an interval must be compensated for continued uniform scanning. For this, a block of several arc arrays is

proposed, the dimension of which fully compensates for the cycle of undesirable intervals. The definition of dynamic pattern of a cylindrical phased array is given. A mathematical model of cylindrical phased array based on rigorous electromagnetic principles has been developed. The use of nontrivial asymptotic correspondence of two-dimensional and three-dimensional electromagnetic problems leads to system of integral equations. We consider the case of E-polarization. The mathematical model makes it possible to consider the features of the dynamic patterns near the phased array. For the diagnosis of faulty elements, a reference dynamic pattern is used. A method is proposed for comparing the measured dynamic pattern with reference one that provides high detection efficiency even with random measurement error.

Key words: dynamic pattern, integral equations, synthesis of discrete phase distributions, diagnosis of defective elements.

Введение

Цилиндрические фазированные антенные решетки (ФАР) широко применяются в радионавигационных, радиолокационных комплексах, системах связи [1]. От плоских и линейных ФАР их отличает возможность сканирования диаграммы направленности (ДН) в полном угловом секторе азимутальных углов $0 \div 360^\circ$, сохраняя при этом практически постоянную форму амплитудной ДН. Это ведет к повышению точности задания направления азимута для радионавигационных азимутально-дальномерных радиомаяков (АДРМ), размещаемых на различных платформах. Постоянство формы амплитудной ДН обеспечивается последовательным переключением отдельных дуговых ФАР, или блоков дуговых ФАР, определяемых как часть общей цилиндрической ФАР. При этом каждая дуговая ФАР обслуживает свой азимутальный угловой сектор сканирования ДН с заданным шагом сканирования $\Delta\varphi$. Последовательное равномерное сканирование обеспечивается системой управления лучом (СУЛ) в соответствии с заданной программой сканирования. Эта программа задает состояние дискретных фазовращателей (ФВР) каждого излучателя дуговой ФАР. Групповое

переключение на один излучатель по часовой стрелке определяет следующую дуговую ФАР, но это переключение должно сопровождаться сохранением программы сканирования, то есть первое положение направления азимута следующей дуговой ФАР должно отстоять от последнего положения предыдущей на $\Delta\varphi$.

Динамическая ДН (ДДН) [2-4] определяется как набор значений амплитудно-фазового распределения (АФР) вектора \mathbf{E} напряженности электрического поля излучения ФАР в режиме сканирования, при расположении приемной антенны-зонда в некоторой фиксированной точке – от ближней зоны (задачи метрологии и диагностики) до дальней зоны (режим работы АДРМ указания азимутальных направлений). Для заданного шага $\Delta\varphi$ в азимутальной плоскости значение \mathbf{E} определяется для фиксированного азимутального направления. Это направление является функцией индивидуального, синтезированного дискретного фазового распределения (ФР). Таким образом, СУЛ ФАР переключает ФР в соответствии с программой сканирования, обеспечивая последовательные приращения азимутальных направлений на шаг $\Delta\varphi$. Тактовая частота переключений задается в соответствии с тактико-техническими характеристиками системы, например, 100 оборотов задания азимутальных направлений в минуту.

В радионавигационных системах широко применяются цилиндрические ФАР с полуволновыми вибраторными излучателями, оси которых параллельны образующей цилиндра [1]. Управление положениями разностной ДН азимутального канала и однолепестковой ДН дальномерного канала АДРМ производится диаграммо-образующей схемой (ДОС) закрытого типа, в которую входят дискретные ФВР, амплитудные делители и частотно-разделительные устройства. В большинстве вариантов амплитудное распределение (АР) является постоянным, вследствие сложности применения управляемых делителей. Широкое применение для формирования АР получили бинарные схемы деления. Использование мостовых СВЧ устройств определяет как

приемлемое согласование в полосе частот, так и широкие возможности формирования необходимого АР.

1. Постановка задачи

Рассмотрим вариант построения АДРМ в виде цилиндрической ФАР, радиус цилиндра $r_c = 2\text{м}$, излучатели – полуволновые симметричные вибраторы вертикальной поляризации, диапазон частот $900\text{МГц} \div 1100\text{МГц}$. Вибраторы расположены на расстоянии $h = 0,224\lambda_{\text{ср}}$ от поверхности цилиндра, $\lambda_{\text{ср}}$ – длина волны электромагнитного поля излучения на центральной частоте диапазона. Для сканирующей ФАР выбор расстояния между излучателями $\Delta l \approx 0,65\lambda_{\text{ср}}$ приводит к общему числу излучателей ФАР $N = \text{round}(2\pi r_c / \lambda_{\text{ср}}) = 64$, где *round* – операция выделения ближайшей к целому отношения. Тогда угловой интервал между излучателями $\Delta\varphi_i = 5,625^\circ$. Число излучателей дуговой ФАР $N_a = 16$ определяется как из требований к форме амплитудной ДН, так и условий практической реализации ДОС. Кратность N и N_a удобна для построения схемы коммутации блоков дуговых ФАР (например, из четырех), с последующим управлением отдельных ФАР внутри блока. В этом случае можно построить рациональную схему коммутации всей ФАР.

2. Математическая модель цилиндрической ФАР

Для расчета поля излучения цилиндрической ФАР в азимутальной плоскости используем нетривиальное асимптотическое соответствие решений трехмерных векторных и двумерных скалярных электродинамических задач [5]. Согласно этому соответствию расчет поля излучения производится в дальней зоне для азимутальной плоскости, перпендикулярной образующей цилиндра, конечного для трехмерной задачи и бесконечно протяженного для двумерной задачи. Тогда поле излучения решетки вибраторных излучателей вертикальной поляризации, расположенных над достаточно протяженной цилиндрической поверхностью, эквивалентно полю излучения решетки нитей электрического

тока, расположенных над идеально проводящим бесконечно протяженным цилиндром. Координаты расположения нитей совпадают с координатами центров вибраторов, АФР токов нитей совпадает с АФР возбуждения вибраторов. Принципы скаляризации исходных трехмерных векторных задач хорошо известны [6], переход к двумерным задачам значительно расширяет возможности математического моделирования практических задач с использованием строгих электродинамических принципов и формулировок. Прежде всего, это связано с сокращением размерности систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), к которым приводят известные методы решения конечномерных краевых задач электродинамики [7].

Многочисленные вычислительные эксперименты показывают, что приемлемая степень приближения конечного цилиндра бесконечно протяженным (с точки зрения совпадения результатов вычисления поля излучения) достигается при расстояниях от центра вибраторов до границ цилиндра $2\lambda_{cp} \div 2,5\lambda_{cp}$ [5]. Такие размеры являются характерными для большого количества практических конструкций антенных систем. Даже в том случае, когда относительные размеры меньше указанных (например, для панельных излучателей вертикальной поляризации высота экрана составляет $0,6\lambda_{cp} \div 0,8\lambda_{cp}$), отличия ДН в азимутальной плоскости для конечного и бесконечно протяженного цилиндра прогнозируемы и находятся в контролируемых пределах.

Математическая модель (ММ) двумерной скалярной задачи формулируется следующим образом: направим ось z декартовой системы координат параллельно образующей бесконечно протяженного идеально проводящего цилиндра, совместим центр цилиндра с центром системы координат, рисунок 1. В рассматриваемой ММ необходимо исследовать как взаимное влияние излучателей, так и влияние цилиндрического рефлектора для детализации особенностей ДДН. Известные методы асимптотического приближения бесконечно плоского идеально проводящего рефлектора могут приводить к

ощутимым погрешностям в вычислениях. Следовательно, исследование предложенной ММ необходимо проводить с использованием строгих электродинамических методов.

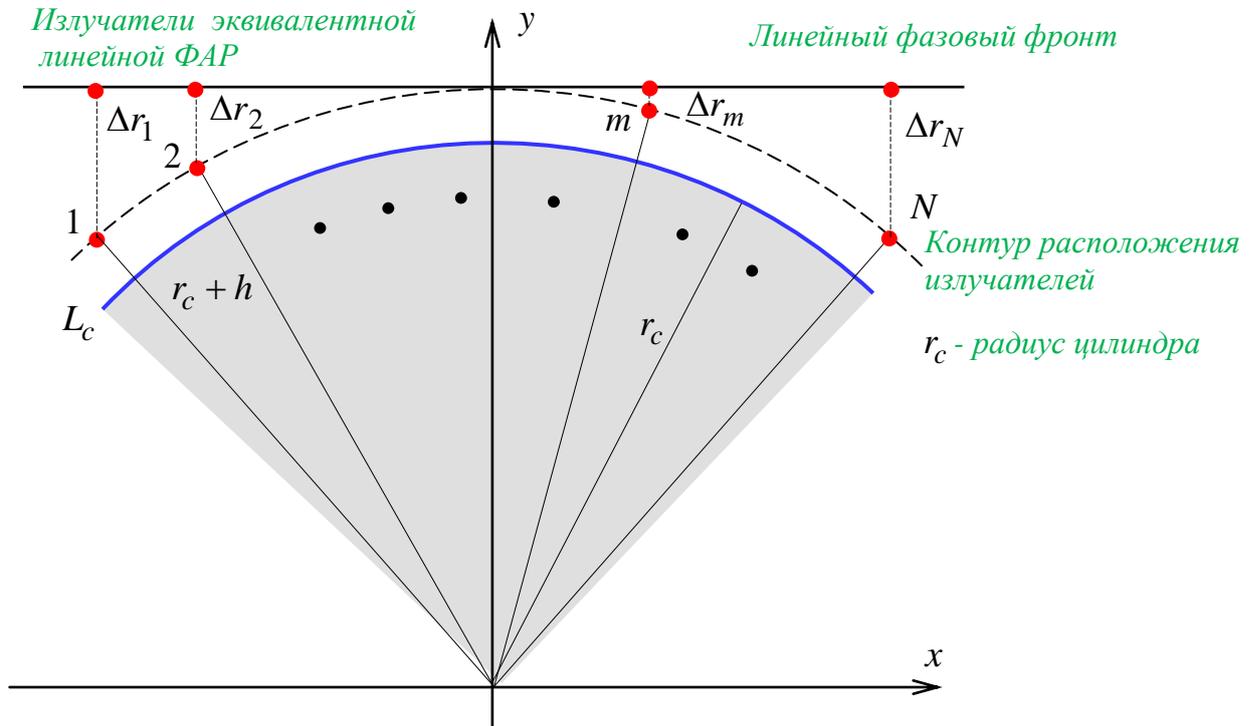


Рис. 1. Эквивалентная двумерная дуговая ФАР.

Для исследования поля излучения антенных систем, расположенных вблизи идеально проводящих поверхностей (для двумерных задач контуров поперечного сечения поверхностей), широко используются интегральные уравнения (ИУ) [6], [7]. Для незамкнутых контуров вводятся некорректные гиперсингулярные ИУ, для численного решения которых необходимо выполнение специальных предельных переходов [7]. В предложенной ММ используется замкнутый контур L_c , поэтому рассмотрим систему интегральных уравнений I рода, обычно используемых для задач E -поляризации [7]. Введем следующие обозначения: I_{sm} – АФР тока нити с номером m , возникающего вследствие взаимного влияния излучателей в решетке; I_{in} – АФР возбуждающего тока с номером n , известное АФР на выходах ДОС, тогда $I_n = I_{in} + I_{sn}$ – полное АФР тока, формирующего поле излучения решетки

излучателей; $j(q)$ – АФР тока на контуре цилиндра L_c . Тогда система ИУ примет следующий вид:

$$I_{sm}G(\xi) + \sum_{n \neq m}^N I_{sn}G(r_{mn}) + \int_{L_c} j(q)G(r_{mq})dl_q = - \sum_{n \neq m}^N I_{in}G(r_{mn}); \quad m = \overline{1:N}; \quad q \in L_c; \quad (1)$$

$$\sum_{n=1}^N I_{sn}G(r_{pn}) + \int_{L_c} j(q)G(r_{pq})dl_q = - \sum_{n=1}^N I_{in}G(r_{pn}); \quad p, q \in L_c,$$

где $G(r_{pq}) = -iH_0^{(2)}(kr_{pq})/4$ – функция Грина двумерной области построения решения; $H_0^{(2)}(u)$ – функция Ганкеля второго рода нулевого порядка соответствующего аргумента; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; r_{pq} – расстояние между точкой наблюдения (первый индекс) и текущей точки источника (второй индекс); ξ – минимальный аргумент для выделения логарифмической особенности при совпадении индексов в расстоянии r . В численном решении таких ИУ используется принцип саморегуляризации [7], когда наличие особенности при совпадении индексов приводит к ярко выраженной доминирующей главной диагонали СЛАУ. Это в свою очередь ведет к устойчивости численного решения системы ИУ (1).

Использование метода коллокаций (Крылова–Боголюбова) [6] приводит к следующей блочной СЛАУ:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{RR} & \mathbf{RL} \\ \mathbf{LR} & \mathbf{LL} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{RI}_i \\ \mathbf{LI}_i \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где матричные блоки имеют собственные размерности и содержат матричные элементы следующего вида:

$$\mathbf{RR} = \{RR_{mn}\}_{N_a; N_a}; \quad RR_{mn} = \begin{cases} H_0^{(2)}(k\xi); & m = n; \\ H_0^{(2)}(kr_{mn}); & m \neq n; \end{cases}$$

$$\mathbf{RL} = \{RL_{mn}\}_{N_a; N_s}; \quad RL_{mn} = \int_{\Delta l_n} H_0^{(2)}(kr_{mn})dl_n;$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{LR} &= \{LR_{mn}\}_{N_s;N_a}; LR_{mn} = H_0^{(2)}(kr_{mn}); \\
 \mathbf{LL} &= \{LL_{mn}\}_{N_s;N_s}; LL_{mn} = \int_{\Delta l_n} H_0^{(2)}(kr_{mn}) dl_n; \\
 \mathbf{RI}_i &= \{RI_{in}\}_{N_a;1}; RI_{in} = \sum_{m=1}^{N_a} \begin{cases} 0; m = n; \\ H_0^{(2)}(kr_{mn}); m \neq n; \end{cases} \\
 \mathbf{LI}_i &= \{LI_{in}\}_{N_a;1}; LI_{in} = \sum_{m=1}^{N_a} H_0^{(2)}(kr_{mn}),
 \end{aligned} \tag{3}$$

где N_s – число интервалов декомпозиции контура L_c ; Δl_n – длина интервала с номером n . Для удобства расчетов выбраны одинаковые длины всех интервалов, но их расположение на контуре регламентирует положение точки наблюдения, совпадающей с центром интервала. Условное обозначение блоков связано с нумерацией узлов, связанных с неизвестными распределениями токов, поэтому символ \mathbf{R} означает принадлежность к излучателям ФАР, символ \mathbf{L} к распределению тока на контуре L_c . Общее правило: передача источников на системе узлов блока к узлам расположения точек наблюдения. Блочная структура матрицы СЛАУ удобна для практического использования, так как блоки формируются и хранятся автономно, а их размерности можно оперативно изменять для достижения необходимой точности вычислений. Использование квадратурной формулы Гаусса-Лежандра с регулируемым количеством внутренних узлов обеспечивает высокую точность и быстрое действие операций численного интегрирования в блоках общей матрицы. При исследовании ДДН необходимо обрабатывать большие массивы входных данных АФР токов $I_{in}, m = \overline{1:N_a}$, поэтому вопросы рациональной организации вычислений приобретают важное практическое значение.

Полное поле излучения дуговой ФАР после численного решения системы (2) определяется следующим образом:

$$E_z(p) = \sum_{n=1}^N I_n G(r_{pn}) + \int_{L_c} j(q) G(r_{pq}) dl_q; p \in \Omega, \tag{4}$$

где Ω – множество точек для расчета ДДН. Отметим, что в предложенной ММ антенной системы нахождение поля излучения возможно в произвольной области расположения точек наблюдения, включая ближнюю зону, так как здесь отсутствуют принципиальные ограничения, обычно используемые для расчета поля излучения в дальней зоне на основе асимптотических приближений. В качестве примеров решения системы (2) на рисунках 2, 3 приведены ДН в дальней зоне одиночных излучателей, расположенных в конце и в центре дуговой ФАР (сплошные линии). Штриховые графики соответствуют ДН одиночных излучателей, расположенных над бесконечной плоской идеально проводящей поверхностью, обычно используемые в асимптотических приближениях дальней зоны. Сравнение ДН показывает значительное различие результатов строгих и приближенных решений. Кроме того, результаты подтверждают справедливость общих выводов о более слабом взаимном влиянии излучателей в дуговой ФАР вследствие значительного отличия направлений максимумов ДН отдельных излучателей [1].

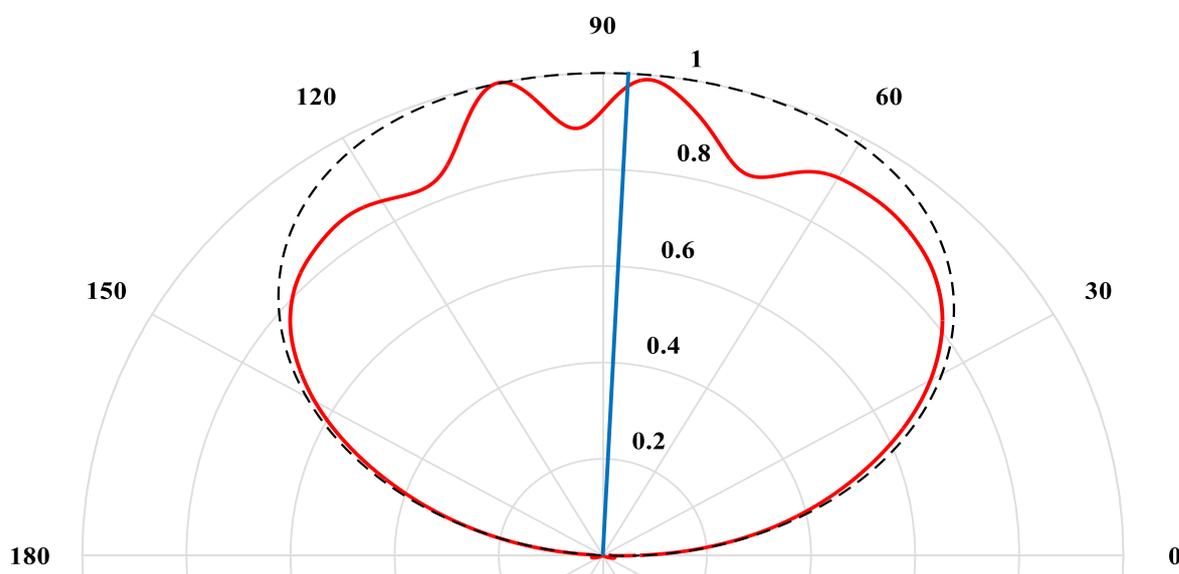


Рис. 2. ДН $F_{i1}(\varphi)$ одиночного излучателя в составе ФАР.
Излучатель № 1, ориентация оси максимума $-42,1875^\circ$.

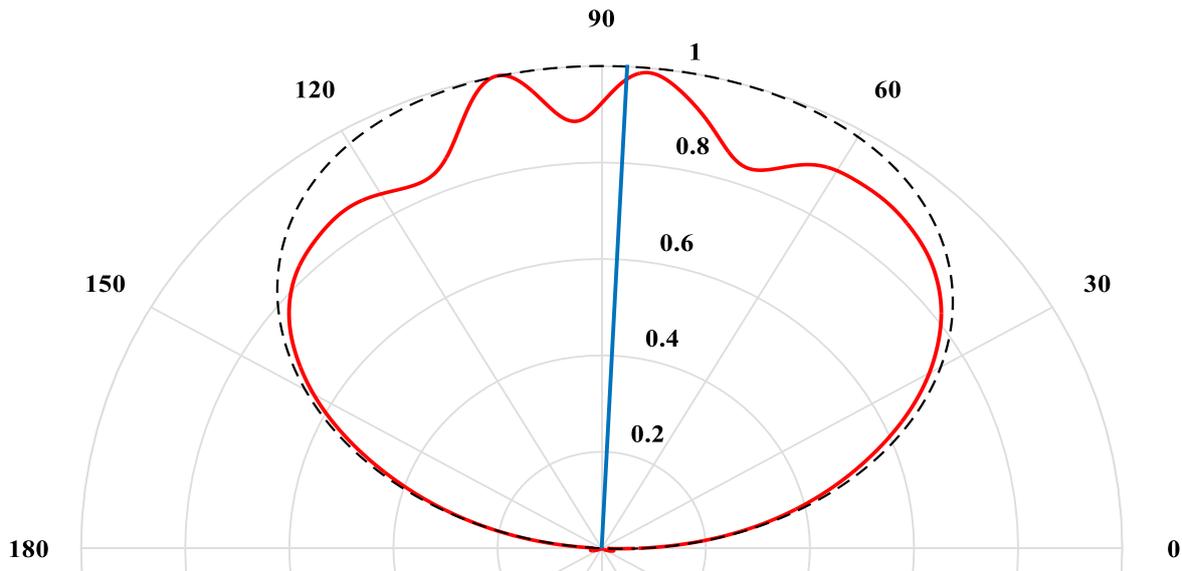


Рис. 3. ДН $F_{i9}(\varphi)$ одиночного излучателя в составе ФАР.
Излучатель № 9, ориентация оси максимума $2,8125^\circ$.

Более точные результаты численного решения системы (2) приводят к возможности детального анализа влияния всех основных факторов на точность воспроизведения ДДН в любой области. Это важно для использования ДДН в задачах измерений АФР поля излучения, и в задачах диагностики работоспособности ФАР [2-4, 8].

3. Синтез фазовых распределений излучателей дуговой ФАР

Для обеспечения заданной программы сканирования ФАР необходимо синтезировать отдельные ФР азимутального и дальномерного канала. Для работы с дискретными ФР используем стандартные схемы построения ФВР каскадного типа [1]. В распространенной схеме четырехразрядного ФВР младший разряд дискрета фазы равен $\Delta = \pi/8$ ($22,5^\circ$). Для синтеза ФР введем эталонные ДН, соответствующие эквивалентной симметричной линейной ФАР (рисунок 1). Переход к такой ФАР приводит к возможности работы с линейными ФР, обеспечивающих минимальные искажения ДН. В качестве первого приближения к ФР будем использовать более простое выражение для ДН дуговой ФАР в дальней зоне, чем выражение (4) [1]:

$$F(\varphi) = \sum_{n=1}^{N_a} I_n F_{in}(\varphi - \varphi_{in}) \exp\left[i(kr_c \cos(\varphi - \varphi_{in}) + \psi_n)\right], \quad (5)$$

где I_n – известное амплитудное распределение; $F_{in}(\varphi)$ – известная ДН излучателя с номером n (рисунки 2, 3); φ_{in} – угловое положение излучателя; ψ_n – фаза излучателя, компенсирующая фазовый сдвиг $\Delta\psi_n = -k\Delta r_n$ (рисунок 1). Это приближение затем используется для более точных расчетов с коррекцией решения для отдельных вариантов, не отвечающих заданным требованиям к форме амплитудной ДН.

Для синтеза ФР необходимо задание угловых направлений указания азимута и максимума однолепестковой ДН дальномерного канала. Введем угловой интервал между направлениями азимута $\Delta\varphi = 0,5^\circ$. Тогда распределение 720 направлений на 64 дуговые ФАР приводит к 11,25 направлений на одну решетку, то есть угловой интервал $\Delta\xi = 0,125^\circ$ при переходе к следующей решетке остается некомпенсированным. Это приводит к нарушению равномерного сканирования. Для целого количества направлений, обеспечивающих равномерное сканирование, необходимо выбрать блок из четырех дуговых ФАР, определяющих 45 непрерывных направлений и полную компенсацию последовательных интервалов $\Delta\xi$, так как $4\Delta\xi = \Delta\varphi$. Выберем в блоке следующую последовательность направлений: 11:11:11:12, при этом внутри блока количество направлений можно располагать произвольно. Введем следующую последовательность угловых направлений, привязанных к каждой подрешетке блока, но в целом определяющих равномерное сканирование всей ФАР.

1. Для первой подрешетки выберем начальное значение угла направления, равное $-11,5^\circ$. В этой подрешетке 11 последовательных сканирований приводят к конечному угловому направлению $-6,5^\circ$. Следующее равномерное направление азимута должно быть равно -6° , поэтому коммутация второй подрешетки определяет ее начальное направление, равное $-6^\circ - \Delta\varphi_i = -11,625^\circ$.

2. Для второй подрешетки 11 последовательных сканирований приводят к конечному угловому направлению $-6,625^\circ$, следующее угловое направление

должно быть равно $-6,125^\circ$, поэтому для третьей подрешетки начальное направление равно $-6,125^\circ - \Delta\varphi_i = -11,75^\circ$.

3. Для третьей подрешетки конечное угловое направление равно $-6,75^\circ$, следующее угловое направление должно быть равно $-6,25^\circ$, поэтому для четвертой подрешетки блока начальное направление равно $-11,875^\circ$.

4. В четвертой подрешетке конечное угловое направление определяется 12 позициями, поэтому равно $-6,375^\circ$. Тогда следующее угловое направление должно быть равным $-5,375^\circ$, поэтому начальное угловое направление первой подрешетки следующего блока должно быть равным $-5,375^\circ - \Delta\varphi_i = -11,5^\circ$, то есть направления четвертой подрешетки замыкают полный цикл из 45 сканирующих направлений. После этого происходит переход к следующему блоку с повторением предложенной программы сканирования.

Таким образом, выраженной особенностью цилиндрической ФАР является необходимость разбиения излучателей на отдельные блоки, состоящих из нескольких подрешеток, количество которых определяется полной компенсацией суммарного углового интервала, определяемого $\Delta\xi$. Следовательно, необходимо синтезировать ФР для каждой подрешетки блока. Для синтеза ФР используется программа *fminsearch*, реализующая эффективный симплекс-метод прямого поиска Нелдера-Мида [9]. В качестве целевой функции используется среднеквадратичное отклонение эталонной ДН с заданным угловым сдвигом от ДН, вычисляемой для синтезируемого ФР. Программа оперирует с непрерывными ФР, поэтому результаты ее работы необходимо дискретизировать в соответствии с величиной Δ . Очевидно, что это приводит к отличиям расчетных ДН от эталонных ДН, прежде всего в точности установки азимутальных направлений. Многочисленные вычислительные эксперименты позволяют определить границы допустимых погрешностей установки азимутальных направлений, соответствующих естественным ограничениям дискретизации. На рисунке 4 приведены типичные результаты оценки погрешностей установки азимутальных направлений, полученных в результате синтеза ФР. Таким образом, использование

дискретных ФР может приводить к достаточно ощутимым погрешностям, иногда выходящими за рамки ограничений, определяемых параметрами технического задания. Кроме того, наблюдается асимметрия максимумов разностной ДН и отличие их величин для соседних ДН. Уменьшить эти погрешности можно применением ФВР с меньшим Δ , например, $\Delta = \pi/16$, что приводит к значительному усложнению СУЛ ФАР.

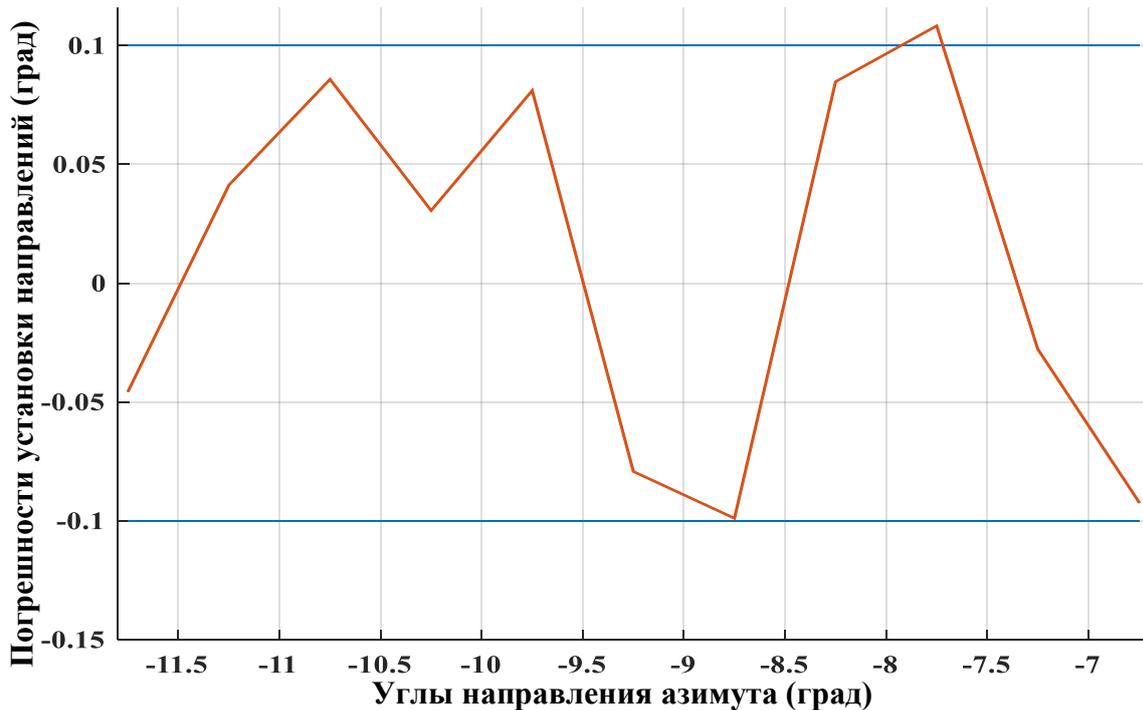


Рис. 4. Погрешности установки азимутальных направлений.

4. Формирование динамической диаграммы направленности

На рисунке 5 представлен механизм формирования ДДН для заданного азимутального направления, когда через равные временные интервалы, определяемые тактовой частотой обновления информации, через это направление последовательно проходят отдельные ДН подрешеток блока. Все отдельные статичные ДН находятся из решения системы (2). Вследствие дискретизации ФР ДДН уже не обладает свойством симметрии, характерной для каждой отдельной ДН, что показывает рисунок 6.

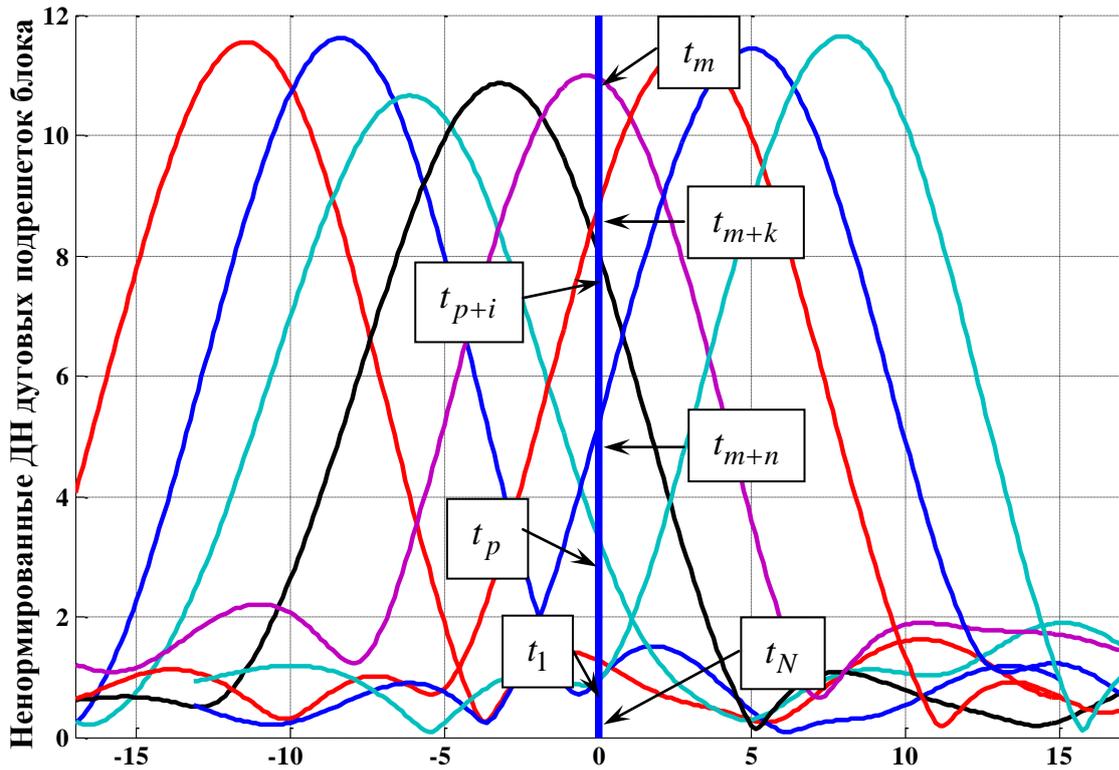


Рис. 5. Формирование ДДН дальномерного канала для заданных временных отсчетов, азимут направления отсчетов 0° .

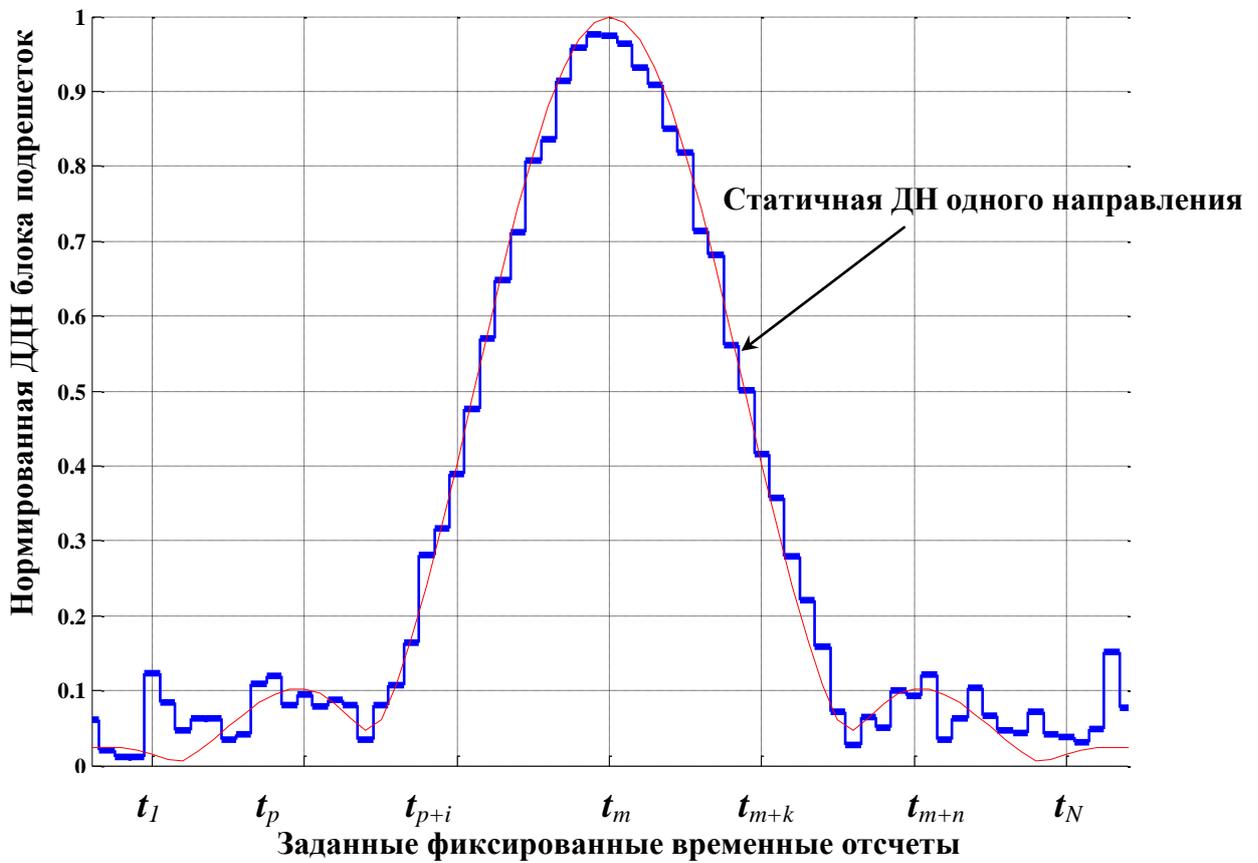


Рис. 6. Амплитудная ДДН дальномерного канала, азимут направления отсчетов 0° .

Реальные условия функционирования АДРМ в полосе частот и при наличии случайных ошибок ФР могут приводить к еще более выраженным отличиям реальной ДДН от идеализированных статичных ДН дуговых ФАР.

5. Метод диагностики цилиндрической ФАР с помощью динамической диаграммы направленности

Диагностика плоских ФАР подробно рассмотрена в работах [2, 3, 8]. Отличительной особенностью ДДН рассматриваемой цилиндрической ФАР является использование многомерной матрицы ФР, с которой работает СУЛ ФАР. Следовательно, поиск неисправных элементов ДЭС приходится производить для всех позиций ФР, распределенных в матрице следующего вида:

$$\Psi = [\Psi_1 \ \Psi_2 \ \Psi_3 \ \Psi_4], \quad (6)$$

где

$$\Psi_1 = \begin{bmatrix} \Psi_{1,1,1} & \Psi_{1,1,2} & \dots & \Psi_{1,1,11} \\ \Psi_{1,2,1} & \Psi_{1,2,2} & \dots & \Psi_{1,2,11} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Psi_{1,N_a,1} & \Psi_{1,N_a,2} & \dots & \Psi_{1,N_a,11} \end{bmatrix}; \Psi_2 = \begin{bmatrix} \Psi_{2,1,1} & \Psi_{2,1,2} & \dots & \Psi_{2,1,11} \\ \Psi_{2,2,1} & \Psi_{2,2,2} & \dots & \Psi_{2,2,11} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Psi_{2,N_a,1} & \Psi_{2,N_a,2} & \dots & \Psi_{2,N_a,11} \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$\Psi_3 = \begin{bmatrix} \Psi_{3,1,1} & \Psi_{3,1,2} & \dots & \Psi_{3,1,11} \\ \Psi_{3,2,1} & \Psi_{3,2,2} & \dots & \Psi_{3,2,11} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Psi_{3,N_a,1} & \Psi_{3,N_a,2} & \dots & \Psi_{3,N_a,11} \end{bmatrix}; \Psi_4 = \begin{bmatrix} \Psi_{4,1,1} & \Psi_{4,1,2} & \dots & \Psi_{4,1,12} \\ \Psi_{4,2,1} & \Psi_{4,2,2} & \dots & \Psi_{4,2,12} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Psi_{4,N_a,1} & \Psi_{4,N_a,2} & \dots & \Psi_{4,N_a,12} \end{bmatrix}.$$

В матрицах $\Psi_i, i = \overline{1:4}$ первый индекс элемента означает принадлежность к подрешетке блока, второй индекс принадлежность к излучателю, третий индекс принадлежность к формируемому направлению. Подчеркнем, что в случае неисправного ФВР в любом столбце матриц Ψ_i регистрируются идентичные неисправности во всех матрицах (7).

Наличие большого количества диагностируемых значений ФР определяют особые требования к быстрдействию алгоритма диагностики. Рассмотрим один из возможных методов, основанных на использовании эффективной программы поиска минимума целевой функции *fminsearch*. С этой целью

введем эталонные значения ДДН, соответствующие полностью исправной СУЛ ФАР, в виде выборки из всей ДДН заданного формата (например, для определенной угловой области). Эти эталонные значения (интерпретируемые как числовые «сигнатуры»), записываются для фиксированного положения зондовой антенны системы диагностики в ближней зоне. Затем производится запись динамических диаграмм в режиме диагностики, на рисунке 7 показано типичное распределение поля излучения блока дуговых ФАР, которое сравнивается с эталонным. Целевой функцией программы поиска минимума выбрано среднеквадратичное отклонение сравниваемых распределений. Многочисленные вычислительные эксперименты показали уверенное определение неисправных элементов ДЭС даже при наличии случайных погрешностей в исследуемых ФР.

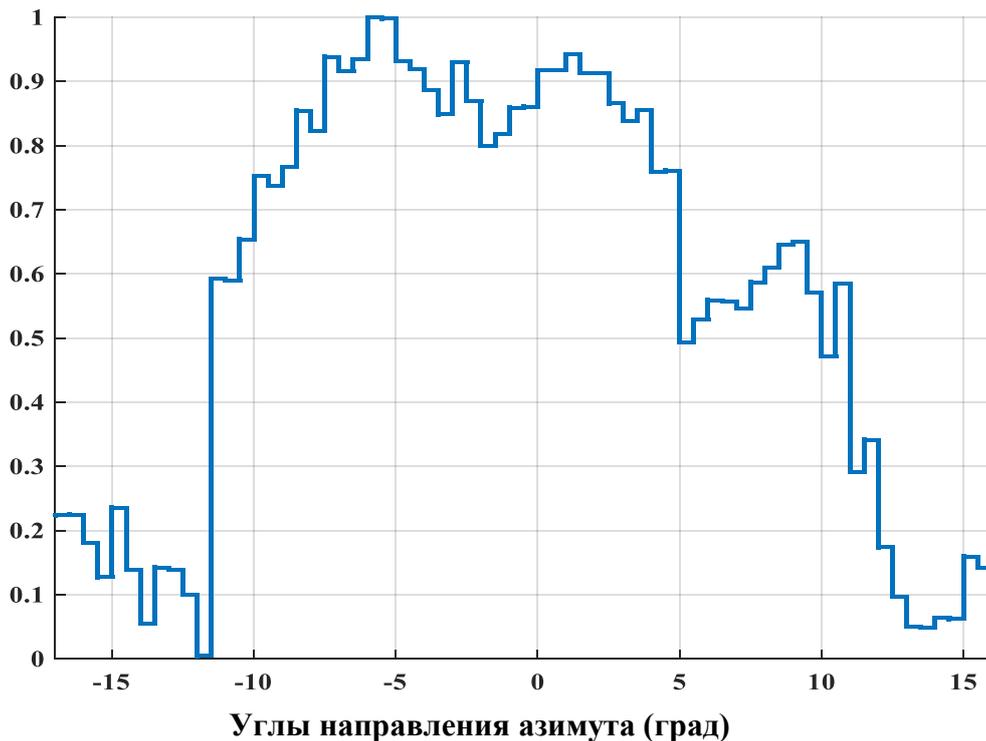


Рис. 7. Амплитудная ДДН дальномерного канала в ближней зоне, азимут направления отсчетов 0° .

6. Выводы

1. Использование ДДН позволяет проводить оценку и прогнозировать реальные точности установки направлений азимута в любом угловом секторе. В

случае необходимости приемный канал может проводить коррекцию азимутальных направлений с привязкой к нулевому азимуту системы.

2. Исследование поля излучения цилиндрической ФАР с использованием строгих электродинамических формулировок обеспечивает наиболее полный анализ эффектов взаимного влияния излучателей, расположенных над замкнутой неплоской поверхностью. Это приводит к более точным расчетам ДДН в сравнении с асимптотическими приближениями бесконечных экранов. Кроме того, строгие методы позволяют определять ДДН в ближней зоне с заданной точностью.

3. Выбор оптимального количества излучателей цилиндрической ФАР и дуговой ФАР, приводит к противоречию с заданной программой сканирования, так как угловой интервал между излучателями может не соответствовать целому количеству направлений указания, которые должна обеспечивать дуговая ФАР. В этом случае необходим метод компенсации нежелательного углового интервала с использованием дополнительного усложнения СУЛ ФАР.

4. Дискретизация оптимальных непрерывных ФР приводит к погрешностям установки направлений, дисбалансу максимумов разностной статичной ДН азимутального канала. Эти факторы определяют специфическую асимметрию участков ДДН, формируемой блоком подрешеток.

5. Использование эталонных ДДН в ближней зоне для поиска неисправностей ФАР позволяет разработать эффективный метод диагностики, с высокой степенью достоверности локализации неисправного элемента, даже при наличии случайных погрешностей измерения АФР поля в ближней зоне.

Заключение

Статья посвящается памяти ведущего инженера НИИ измерительной техники (г. Челябинск) Громова Александра Ивановича, внесшего значительный вклад в развитие антенных систем радионавигационных комплексов.

Литература

1. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. 2-е изд. – М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
2. Грибанов А.Н., Гаврилова С.Е., Дорофеев А.Е., Мосейчук Г.Ф., Алексеев О.С. Метод измерения динамических диаграмм направленности пассивных и активных фазированных антенных решеток. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2016. № 4. С.32-40. URL <http://www.almaz-antey.ru/upload/iblock/636/636691e004d900694b75e093bf505409.pdf>
3. Гаврилова С.Е., Грибанов А.Н., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Особенности реконструкции возбуждения в раскрыве плоской многоэлементной фазированной антенной решетки с использованием динамических диаграмм направленности. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2017. № 4. С.32-39. URL <http://www.almaz-antey.ru/upload/iblock/22e/22ec38a5149c204115d2ca42e24eb0a2.pdf>
4. Khashimov A.B., Klygach D.S., Vakhitov M.G. Dynamic patterns technique for circular phased array diagnostics. // Proceedings of the 2019 21st International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2019. article No. 8879410. P. 1372-1376. DOI [10.1109/ICEAA.2019.887941](https://doi.org/10.1109/ICEAA.2019.887941).
5. Voitovich N.I., Khashimov A.B. On the Correspondence of Asymptotic Solutions to 2D and 3D Problems in Antenna Engineering. // Journal of Communications Technology and Electronics. 2010. Vol. 55. No. 12. P. 1374–1379. DOI: [10.1134/S1064226910120077](https://doi.org/10.1134/S1064226910120077).
6. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: Физматлит, 2013. – 432 с.
7. Дмитриев В.И., Захаров Е.В. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики. – М.: Издательство Московского университета, 1987. – 167 с.
8. Rodriguez J.A., Fernandez-Delgado A.M., Bregains J., Iglesias R., Barro S., Ares F. A comparison among several techniques for finding defective elements in antenna arrays. // The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, 1-8 Nov. 2007. DOI: [10.1049/ic.2007.1141](https://doi.org/10.1049/ic.2007.1141).

9. Optimization Toolbox User's Guide. – © 2016 – 2019 by The MathWorks, Inc.

URL <https://www.mathworks.com/>

Для цитирования:

Клыгач Д.С., Вахитов М.Г., Хашимов А.Б. Особенности динамических диаграмм направленности цилиндрических фазированных антенных решеток. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/12/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.12