

УДК 621.396.671

А.А. Васин, А.В. Ионин, А.Ю. Исаев

Формирование диаграммы направленности гибридной антенны с активной ФАР по результатам калибровки в дальней зоне

Описан способ калибровки гибридной антенны с системой облучателей в виде цифровой решётки. Калибровка производится в дальней зоне. По результатам калибровки определяются парциальные диаграммы каналов. Показано, что по критерию минимума среднеквадратической ошибки из произвольных парциальных диаграмм можно сформировать диаграммы с малым уровнем боковых лепестков и с подавлением помех. Приводятся результаты моделирования.

Ключевые слова: гибридная антенна, цифровая решётка, дальняя зона, минимум среднеквадратической ошибки.

Гибридные антенны (ГА) обычно используются в качестве многолучевых антенных систем (МА). В этом отношении их преимущество перед МА в виде ФАР заключается в возможности значительного сокращения числа каналов без расширения парциальных диаграмм направленности (ДН). Однако при проектировании ГА, особенно для бортовых систем, возникают проблемы с искажением парциальных ДН, вызываемые воздействием различных конструктивных элементов, в частности обтекателей. Ограниченные габариты системы также не всегда позволяют осуществить требуемое размещение облучателей. При этом могут быть полностью утрачены такие возможности ФАР, как пеленгация помех и их компенсация. Ниже предлагается решение указанных проблем путём синтезирования необходимых ДН практически из произвольных лучей парциальных каналов. Необходимые для этого данные получают путём калибровки ГА в дальней зоне.

Исследование производится на основе линейной модели ФАР.

Преобразование поля в дальней зоне ГА в сигналы на выходах элементов облучателя является линейным и представляется в виде системы интегральных уравнений, которую после алгебраизации можно представить в виде матричного уравнения

$$\mathbf{U} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{S} + \boldsymbol{\eta}, \quad (1)$$

где \mathbf{U} – вектор сигналов на выходах элементов облучающей системы; \mathbf{D} – матрица, отображающая ядро преобразования; \mathbf{S} – набор сигналов, распределённых по направлениям и совокупности поляризационных параметров; $\boldsymbol{\eta}$ – вектор погрешностей измерения, определяемый собственными шумами приёмных каналов.

Рассмотрение формулы (1) даёт непосредственные рекомендации по калибровке и управлению ГА без использования её геометрической структуры. Действительно, если взять вектор \mathbf{S} с одним отличным от нуля элементом и единичной амплитудой, то столбец матрицы \mathbf{D} будет представлять собой отклик ФАР на сигнал с выбранного направления и с выбранными параметрами поляризации. Таким образом, матрица \mathbf{D} может быть получена экспериментальным путём в процессе калибровки ФАР в дальней зоне.

Учёт поляризационных параметров позволяет решить задачи пеленгации и компенсации помех и необходим при различных поляризационных характеристиках ДН каналов. В этом случае к дискретизации по азимуту и углу места добавляется дискретизация по двум параметрам поляризации. Этими параметрами могут быть модуль и аргумент скалярного произведения вектора поляризации падающей волны на вектор поляризации ДН канала [1].

Ниже описывается способ калибровки приёмных каналов ГА в дальней зоне. При этом рассматривается в качестве облучателя цифровая ФАР [2], позволяющая реализовать все используемые методы обработки сигналов.

Граница дальней зоны R определяется из условия

$$R > 2 \cdot L^2 / \lambda, \quad (2)$$

где L – раскрыв ГА. Однако в данном случае в этот размер должны входить все конструктивные элементы, которые могут исказить фронт волны на раскрыве, в частности обтекатель ГА.

При калибровке необходимо исключить многолучёвость распространения тестовых сигналов. Практическим следствием этого требования является то, что сравнительно просто использовать такой метод калибровки можно только для антенн небольших размеров. Так, например, при $L = 0,3$ м, $\lambda = 3$ см необходима безэховая камера длиной 6 м, что вполне реально. Для случая $L = 0,3$ м, $\lambda = 0,8$ см, $R = 40$ м выполнить условия безэховости уже затруднительно. Конечно, для калибровки можно применить полигонный метод вышки [3], но это будет связано с большими затратами. Кроме того, необходимое количество измерений возрастает пропорционально площади раскрыва ГА. Значительно увеличивается также количество измерений при дискретизации по поляризационным параметрам. Этого можно будет избежать, используя в ГА поляризационный фильтр.

При калибровке целесообразно применять шумоподобный тестовый сигнал с полосой, перекрывающей полосу приёмных каналов. В приёмных каналах ФАР производится его оцифровка и квадратурное преобразование.

Для каждого n -го набора параметров (направления), характеризующего комплексную векторную ДН [1], формируется обучающий пакет в виде матрицы $\mathbf{U}(n)$ размерностью $M \times K$, где M – число каналов, K – число комплекснозначных отсчётов сигнала в каждом канале. Для каждого направления рассчитывается корреляционная матрица $\mathbf{R}(n)$

$$\mathbf{R}(n) = \frac{1}{K} \cdot \mathbf{U}(n) \cdot \mathbf{U}(n)^H, \quad (3)$$

где $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение матрицы.

Элемент нормированной калибровочной матрицы D_{mn} вычисляется по формуле

$$D_{mn} = \sqrt{\frac{R(n)_{m,m}}{R(1)_{1,1}}} \cdot \exp\left[j \cdot \arg\left(R(n)_{m,1}\right)\right], \quad (4)$$

из которой следует, что элементы матрицы нормируются по модулю относительно первого опорного канала в первом направлении. Фаза элемента определяется как разность фаз сигналов в первом и m -м каналах. Очевидно, что строки матрицы \mathbf{D} будут соответствовать парциальным ДН соответствующих каналов ГА.

Сформировать по результатам калибровки ДН ГА в n -м направлении можно различными способами. Чтобы максимизировать отношение сигнал/внутриприёмный шум при приёме сигнала с заданного направления и с заданной поляризацией необходимо использовать в качестве диаграммообразующего вектора \mathbf{W}_n n -й столбец матрицы \mathbf{D} , соответствующий заданному направлению и заданным параметрам поляризации. Снизить уровень боковых лепестков ДН можно, используя диаграммообразующий вектор \mathbf{W}_{nop} , получаемый по критерию минимума среднеквадратической ошибки (МСКО). Вектор \mathbf{W}_{nop} представляет собой транспонированную строку модифицированной матрицы $\hat{\mathbf{D}}$, вычисляемой по формуле

$$\hat{\mathbf{D}} = \mathbf{D}^H \cdot (\mathbf{D} \cdot \mathbf{D}^H + \alpha \cdot \mathbf{I})^{-1}, \quad (5)$$

где α – коэффициент регуляризации, равный отношению шум/сигнал в каналах; \mathbf{I} – единичная матрица.

Матрица $\hat{\mathbf{D}}$ берётся из непосредственного решения уравнения (1) по критерию МСКО [4].

Компенсировать помеху, приходящую с i -го направления, можно с помощью диаграммообразующего вектора $\tilde{\mathbf{W}}_n$, полученного по формуле (5):

$$\tilde{\mathbf{W}}_n = \mathbf{R}_i^{-1} \cdot \mathbf{W}_n, \quad (6)$$

где \mathbf{R}_i – корреляционная матрица сигнала помехи, приходящего с i -того направления, вычисляется по (3).

Значение ДН в n -м направлении G_n рассчитывается по формуле

$$G_n = \mathbf{D}_n^H \cdot \mathbf{W}_{n0}, \tag{7}$$

где \mathbf{W}_{n0} – диаграммообразующий вектор для направления n_0 .

При использовании ГА в пассивной локации решается задача пеленгации сигналов, т.е. определения направления на их источники. При этом предполагается, что сигналы, приходящие с разных направлений, не коррелированы. Для пеленгации таких сигналов можно использовать алгоритм Кейпона [5]. Алгоритм заключается в вычислении функции Q_n , называемой пеленгационным рельефом, которая имеет острые максимумы в направлениях прихода сигналов. Значение пеленгационного рельефа для n -го направления вычисляется по формуле

$$Q_n = \frac{1}{\mathbf{V}_n^H \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{V}_n}, \tag{8}$$

где \mathbf{V}_n – вектор, соответствующий нормированному отклику ГА на сигнал с n -го направления, т.е. n -й столбец матрицы \mathbf{D} , определяемой при калибровке антенны; \mathbf{R}^{-1} – обратная корреляционная матрица выходных сигналов решётки.

При приёме некоррелированных сигналов в приёмных каналах происходит суммирование их мощностей. В этом отношении преобразование сигналов также будет линейным, и возможно его описание уравнением вида (1), только при этом компонентами вектора \mathbf{U} будут мощности в каналах, строки матрицы \mathbf{D} будут соответствовать мощностным ДН, вектор \mathbf{S} также будет представлен мощностями сигналов. Так как фазовые соотношения при этом не учитываются, дискретизацию можно будет проводить только по одному параметру поляризации. При пеленгации по алгоритму Кейпона в (8) в качестве \mathbf{V}_n используется вектор, соответствующий амплитудному нормированному отклику ГА на сигнал с n -го направления.

Ниже приводятся результаты моделирования пятиканальной ГА небольших размеров с раскрытием три длины волны в азимутальной плоскости. Облучатель ГА представляет собой линейную ФАР, расположенную в азимутальной плоскости. В угломестной плоскости лучи формируются с помощью цилиндрического параболического зеркала. Парциальные лучи антенны в азимутальной плоскости в результате искажений конструктивными элементами имеют практически произвольную форму. На рис. 1 приведены модули парциальных азимутальных ДН каналов $F_m(\beta)$.

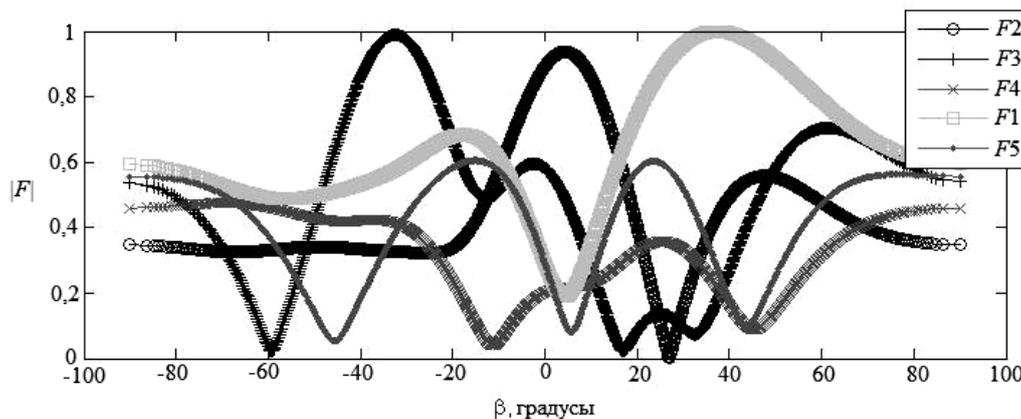


Рис. 1. Модули парциальных ДН

На рис. 2 приведены квадраты модулей синфазной и оптимальной по МСКО ДН $G(\beta)$ при $\alpha = 10^{-4}$, сфокусированных в направлении $\beta = 20^\circ$.

Видно, что простое фазирование парциальных ДН даёт большой уровень боковых лепестков, уровень которых в ДН, оптимальной по МСКО, не превышает 12 дБ. На рис. 3 приведён модуль оптимальной по МСКО ДН с компенсацией помехи с направления $\beta = -15^\circ$. Стрелкой указано направление прихода помехи.

На рис. 4 приведён пеленгационный рельеф при помехе с направления $\beta = -15^\circ$, полученный при использовании амплитудных ДН парциальных каналов и отношении сигнал/шум в каналах 10÷18 дБ. Количество отсчётов, использованных для формирования обучающего пакета, $K = 100$.

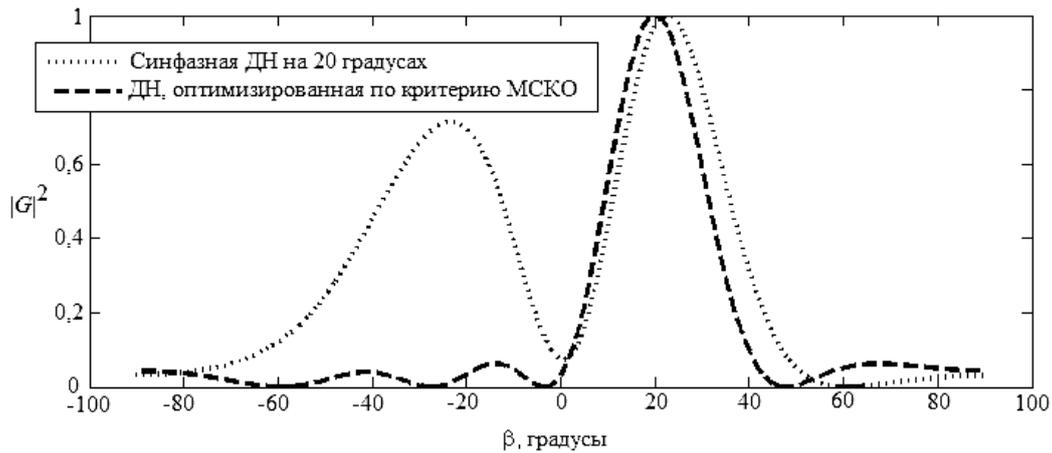


Рис. 2. Квадраты модулей синфазной и оптимальной по МСКО ДН

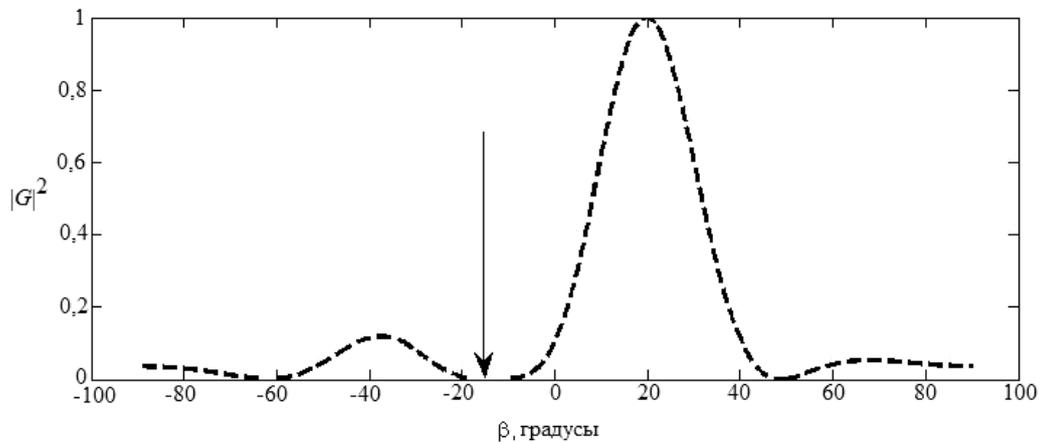


Рис. 3. Модуль оптимальной по МСКО ДН с компенсацией помехи

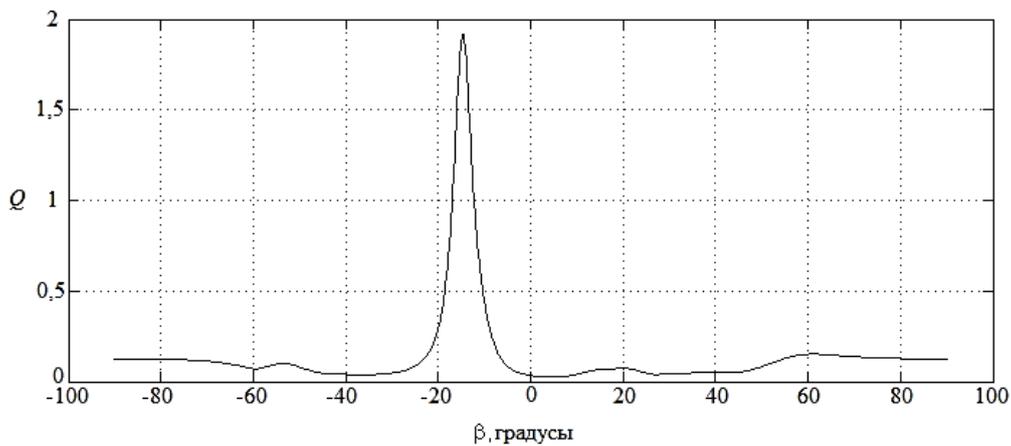


Рис. 4. Пеленгационный рельеф

Здесь необходимо отметить, что мультипликативная обработка сигналов, связанная с вычислением корреляционных матриц, не всегда обеспечивает состоятельную оценку параметров. В данном случае увеличение объема обучающего пакета путём увеличения числа отсчётов не приводит к улучшению качества пеленгации, которое зависит, прежде всего, от отношений сигнал/шум в каналах.

Таким образом, как показывают исследования, использование данных калибровки в дальней зоне и синтез ДН по МСКО позволяют получить приемлемые результирующие ДН даже при значительных искажениях парциальных лучей. Кроме того, при достаточно широких парциальных лучах ГА сохраняет возможность пеленгации и компенсации помех. Применение алгоритма Кейпона позволяет осуществлять пеленгацию при использовании амплитудных ДН каналов.

Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высш. шк., 1988. – С. 191–198.
 2. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решётках. – М.: Радиотехника, 2010. – С. 8–13.
 3. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / под ред. Н. М. Цейтлина. – М.: Сов. радио, 1985. – С. 85–128.
 4. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория управления и её применение в связи и управлении. – М.: Связь, 1976. – С. 232–238.
 5. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в фазированных антенных решётках. – М.: Радио и связь, 2003. – С. 68–69.
-

Васин Александр Акимович

Ведущий конструктор ОАО «УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский, Свердловская область
Тел.: 8-906-808-36-73
Эл. почта: urkb@nexcom.ru

Ионин Андрей Викторович

Ведущий инженер ОАО «УПКБ «Деталь»
Тел.: 8-902-448-90-90
Эл. почта: urkb@nexcom.ru

Исаев Адам Юнусович

Инженер I категории ОАО «УПКБ «Деталь»
Тел.: 8-912-217-96-63
Эл. почта: urkb@nexcom.ru

Vasin A. A., Ionin A. V., Isaev A. Yu.

Formation of hybrid antenna pattern with active phased-array by the results of calibration in the far-field region

The calibration method of hybrid antenna with feed elements digital array is considered. Calibration is performed in the far-field region. As a result of calibration is determined the partial antenna feeds patterns. It is shown that the criterion of minimum mean square error of the random partial patterns can be generated patterns with low side-lobes and suppression interference. The results of the simulation are provided.

Keywords: hybrid antenna, digital array, far-field region, minimum mean square error.
