

ПРИМЕНЕНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ АНТЕНН

В.А. Усин, В.А. Ковальчук

(Харьковский университет Воздушных Сил им. И.Кожедуба)

Рассмотрен метод повышения точности измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) ближнего поля антенн линейным зондом в виде линейной ФАР с дискретно-коммутационными фазовращателями.

линейный зонд, фазированная антенная решетка, антенные измерения

Постановка проблемы. На протяжении многих лет наиболее распространенным методом определения характеристик антенн является традиционный метод полигонных измерений в дальней зоне. Трудности и недостатки традиционных методов привели к широкому внедрению методов ближней зоны [1], которые основаны на измерении ближнего поля антенн и последующем пересчете поля в дальнюю зону. Ближнее поле антенны необходимо измерять (в общем случае) на некоторой замкнутой поверхности, охватывающей антенну. Это требует создания двумерных сканирующих устройств и обработки соответствующих массивов измерительной информации.

Существенно упростить систему измерения ближнего поля и систему обработки можно при измерении ближнего поля измерять линейным зондом. При этом линейный зонд играет роль аналогового сумматора, а двумерные преобразования результатов измерений сводятся к одномерным. Однако применение линейных зондов в виде ФАР с дискретно-коммутационными фазовращателями (ФВ) вносит существенные ошибки в измерения боковых лепестков. Поэтому возникает проблема точного восстановления ДН антенн при использовании таких зондов.

1. Алгоритмы преобразования измерений ближнего поля антенн. При измерении ближнего поля антенны на плоской поверхности поля антенны в дальней зоне в сферической системе координат (r, θ, φ) связано с измеренными тангенциальными компонентами \dot{E}_x, \dot{E}_y [1]:

$$\dot{E}_\theta = M(\theta, \varphi)S_x(k_x, k_y); \quad \dot{E}_\varphi = M(\theta, \varphi)S_y(k_x, k_y),$$

где $M(\theta, \varphi)$ – известные функции угловых координат точки наблюдения;

$$S_{x,y}(k_x, k_y) = \iint_{D_{\text{изм}}} \dot{E}_{x,y}(x, y) e^{j[k_x x + k_y y]} dx dy - \quad (1)$$

спектры плоских волн, определяемые результатами измерений ближнего поля антенны на поверхности $D_{\text{изм}}$; $k_x = k \sin \theta \cos \varphi$; $k_y = k \sin \theta \sin \varphi$.

При проведении измерений на цилиндрической поверхности (координаты r, ψ, z), алгоритмы преобразования ближнего поля по координате z , параллельной образующей цилиндра, содержат интеграл [1]

$$S(\psi, \theta) = \int_{L_{\text{изм}}} \dot{E}_{z, \psi}(\psi, z) e^{jkz \cos \theta} dz, \quad (2)$$

где \dot{E}_z, \dot{E}_ψ – тангенциальные компоненты электрического поля на поверхности измерения, $L_{\text{изм}}$ – область измерений ближнего поля по образующей цилиндра, θ – сферическая координата точки наблюдения.

Таким образом, измерения ближнего поля на плоской и цилиндрической поверхности требуют вычисления спектров ближнего поля (1), (2).

Одномерное интегрирование в (1) или в (2) можно выполнить, если использовать линейный зонд с возможностью управления фазовым распределением (ФР). Линейные ФАР позволяют обеспечить одномерное преобразование Фурье и существенно ускорить реализацию измерений.

2. Характеристики линейных зондов с дискретно-коммутируемыми ФВ. Интегрирование по одной переменной (x или y в (1) или по z в (2)) можно выполнить с помощью линейного зонда длиной $L_{\text{изм}}$, равной размеру области измерения ближнего поля. Для определенности далее рассмотрим применение линейного зонда для реализации алгоритма (2).

Если АФР в линейном зонде выбрать равным $\dot{Z}(z) = t^{jkz \cos \theta}$, то сигнал на выходе будет пропорционален спектру (2) в направлении $\cos \theta = u$, т.е. величине $\dot{S}(\psi, \theta)$.

Требуемое АФР в раскрыве зонда наиболее просто реализовать в линейной эквидистантой ФАР с равномерным амплитудным распределением (АР), а линейное фазовое распределение для фиксированного значения θ (или значений k_x, k_y в (1)), можно обеспечить управляемыми фазовращателями (ФВ).

Использование линейных ФАР соответствует замене интегрирования в (2) суммированием и сигнал на выходе зонда может быть представлен в виде

$$\dot{S}(u, \psi) = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{E}_\psi(i d, \psi) e^{jk i d u}, \quad (3)$$

где i – номер элемента ФАР, d – шаг решетки, N – число элементов фазированной антенной решетки.

Расстояние между излучателями d должно соответствовать стандартному антенному критерию и обеспечивать вычисление спектра в требуемом угловом секторе значений θ .

4. Повышение точности измерения при использовании ФАР с коммутационными ФВ. Если фазовращатели в антенной решетке являются непрерывными, то соотношение (3) выполняется точно. Однако на практике чаще всего применяют коммутационные ФВ, обеспечивающие изменение фазы на выходе дискретно и с шагом $2\Delta = 2\pi/2^V$ (V – разрядность ФВ). Поэтому вместо требуемого ФР в i -м элементе ФАР $\varphi_0(i) = k_i d u$ устанавливают ближайшее к φ_0 значение $\varphi(i) = 2\Delta E\{(\varphi_0(i) - \Delta)/2\Delta\}$, где $E\{\bullet\}$ – оператор выделения целой части. При этом возникает ошибка $\delta\varphi(i) = \varphi_0 - \varphi$ и сигнал на выходе зонда оказывается равным

$$\dot{S}(u, \psi) = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{E}_{\psi}(id, \psi) e^{j\varphi(i)}. \quad (4)$$

Это приводит к искажению результатов измерений ближнего поля антенны линейным зондом и ошибкам восстановления ДН. Отметим, если исследуемое поле $\dot{E}_{\psi}(id, \psi)$ имеет постоянную амплитуду и фазу, то отклик зонда совпадает с его ДН. При этом ошибки дискретизации позволяют восстановить только главный лепесток ДН. Для антенн с низким уровнем боковых лепестков погрешности восстановления ДН будут выше. Отметим, что применение дискретных ФВ означает, что требуемое линейное ФР аппроксимируется ступенчатой функцией, а ошибка фазирования носит периодический характер. Если к требуемому фазовому распределению $\varphi_0(i)$ добавить некоторую постоянную фазу (фазовую «подставку» ξ), то крутизна ФР не изменится.

Усредним по ξ на интервале $(-\pi, \pi)$ полученные значения

$$\bar{S}(u, \psi) = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{E}_{\psi}(id, \psi) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\xi} \cdot e^{j2\Delta E\left\{\frac{\varphi_0(i) - \Delta + \xi}{2\Delta}\right\}} d\xi \quad (5)$$

Входящую в интегральное выражение функцию

$$\exp\{j2\Delta E\{(\varphi_0(i) - \Delta + \xi)/2\Delta\}\}$$

представим в виде $e^{j(\varphi_0 + \xi)} \cdot e^{j\delta\varphi(\xi)}$, где $\delta\varphi(\xi)$ – ошибка дискретизации.

Учитывая периодический характер функции и раскладывая $e^{j\delta\varphi(\xi)}$ в ряд Фурье, после соответствующих вычислений получим

$$\bar{S}(u, \psi) = \dot{S}(u, \psi) \frac{\sin \Delta}{\Delta}. \quad (6)$$

Таким образом, усреднение результатов измерения ближнего поля антенны линейным зондом по начальной фазовой подставке эквивалентно использованию в ФАР непрерывных фазовращателей, т.е. устранению ошибок дискретизации.

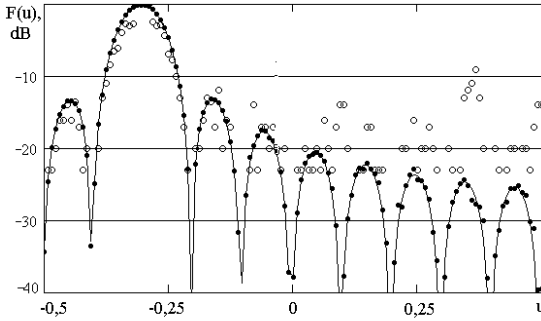


Рис. 1. ДН, восстановленная по измерениям линейным зондом с дискретными ФВ без усреднения (○) и с усреднением (●)

На рис. 1 приведена теоретическая ДН (непрерывная кривая), ДН, восстановленная по одному измерению (кружки) и ДН, восстановленная при усреднении $\dot{S}(u)$ на интервале $(0, 2\pi)$ по 60 значениям $\xi_k = 2\pi k/60$, $k = 1..60$ (черные точки) Условия моделирования: длина линейной антенны

$L = 10\lambda$, АР–равномерное, ФР–линейное (НГМ 20°). Параметры зонда: $N = 20$, $d = \lambda/2$, $2\Delta = \pi/2$ ($\nu = 2$).

Выводы. Усреднение результатов измерений ближнего поля по начальной фазовой постоянной эквивалентно применению в ФАР непрерывных фазовращателей и исключает ошибки восстановления ДН за счет дискретности фазирования, что позволяет эффективно применять ФАР с коммутационными фазовращателями в качестве линейных зондов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.П. Курочкин и др. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.

Поступила 27.03.2006

Рецензент: доктор технических наук, доцент Г.В. Ермаков,
Харьковский университет Воздушных сил им. И. Кожедуба.