

Здесь введены следующие обозначения!

$$I_1(q) = \begin{pmatrix} ik_z^+ \delta + 4\pi n \Pi_+; & 0; & 0; & 4\pi n \Pi_+ \\ 0; & -ik_z^+ \delta - 4\pi n \Pi_-; & -4\pi n \Pi_-; & 0 \\ 0; & 4\pi n \Pi_+; & ik_z^+ \delta + 4\pi n \Pi_+; & 0 \\ -4\pi n \Pi_+; & 0; & 0; & -ik_z^+ \delta - 4\pi n \Pi_- \end{pmatrix}$$

$$I_2(q) = \begin{pmatrix} ik_z^+ \delta + 4\pi n \Pi_+; & 0; & -4\pi n \Pi_-; & 0 \\ 0; & -ik_z^+ \delta - 4\pi n \Pi_-; & 0; & 4\pi n \Pi_+ \\ 4\pi n \Pi_+; & 0; & -ik_z^+ \delta - 4\pi n \Pi_-; & 0 \\ 0; & -4\pi n \Pi_-; & 0; & ik_z^+ \delta - 4\pi n \Pi_+ \end{pmatrix}$$

Здесь 0 — нулевая, а δ — единичная матрица 3×3 . $I_3(q) \div I_6(q)$ также представляют собой блочные матрицы, блоки которых могут быть записаны в виде

$$\{I_3(q)\}_{ij} = \begin{cases} \Pi_+ & \text{при } i=1 \\ 0 & \text{при } i \neq 1 \end{cases}; \quad \{I_6(q)\}_{ij} = \begin{cases} \Pi_- & \text{при } i=2 \\ 0 & \text{при } i \neq 2 \end{cases};$$

$$\{I_4(q)\}_{ij} = \begin{cases} \Pi_+ & \text{при } i=j=1 \\ 0 & \text{при } i \neq 1, j \neq 1 \end{cases}; \quad \{I_6(q)\}_{ij} = \begin{cases} \Pi_- & \text{при } i=1, j=2 \\ 0 & \text{при } i \neq 1, j \neq 2 \end{cases}$$

Блочная матрица K представима матрицами $K_{\alpha\beta}^{\pm\pm} = \langle E_{\alpha}^{\pm}(q, z) (E_{\beta}^{\pm}(q_2, z))^* \rangle$ и $K_{\alpha\beta}^{\pm\mp} = \langle E_{\alpha}^{\pm}(q_1, z) (E_{\beta}^{\mp}(q_2, z))^* \rangle$ следующим образом:

$$K(q_1, q_2, z) = \begin{pmatrix} K^{++}(q_1, q_2, z) & 0 & 0 & 0 \\ K^{--}(q_1, q_2, z) & 0 & 0 & 0 \\ K^{+-}(q_1, q_2, z) & 0 & 0 & 0 \\ K^{-+}(q_1, q_2, z) & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Знак «+» над матрицами I_k означает эрмитово сопряжение. Уравнение (5) отличается от уравнения переноса наличием членов с $K^{\mp\pm}$, отвечающих за корреляцию встречных волн.

Можно показать, что уравнение (5) приводится к матричному интегральному уравнению Фредгольма 2-го рода с вырожденным ядром и, следовательно, точно решается. Т. е. компоненты поляризационных матриц в любом сечении слоя выражаются через их значения на одной границе. Отметим, что в силу линейности уравнений в предлагаемом подходе переход от однограничной к двухграничной задаче сводится к решению уравнения Фредгольма 1-го рода.

В заключение авторы выражают благодарность Ф. В. Бункину и Ю. Н. Бараненкову за полезные обсуждения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рытов С. М., Кравцов Ю. А., Татарский В. И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. II. Случайные поля. — М.: Наука, 1978.
2. Кляцкин В. И. Стохастические уравнения и волны в случайно-неоднородных средах. — М.: Наука, 1980.
3. Исмаилов А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. — М.: Мир, 1981.

Московский институт инженеров
гражданской авиации

Поступила в редакцию
11 ноября 1986 г.,
в окончательном варианте
29 сентября 1987 г.

УДК 621.396.67

МНОГОЧАСТОТНЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ АНТЕННЫ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

А. В. Калинин

Проблема повышения точности антенных измерений при наличии рассеяния поля в измерительной установке и на окружающих предметах является актуальной и до-

Во́льно сложной [1, 2]. Существующие способы уменьшения влияния рассеяния предусматривают либо пространственную, либо временную селекцию составляющих измеренного сигнала. Способы пространственной селекции [2, 3] имеют ограниченную область применения и недостаточную эффективность. Среди способов временной селекции эффективным является время-импульсный [6, 7], однако он предусматривает использование нетрадиционной для антенных измерений аппаратуры и поэтому пока не находит широкого применения. Вместе с тем известны методы ослабления влияния рассеяния, в которых временная селекция сигналов осуществляется за счет измерений в диапазоне частот. В работах [4, 5] приведены результаты определения диаграмм направленности рупорных антенн в дальней зоне, подтверждающие эффективность измерений в диапазоне частот. Однако при этом возможности метода были использованы далеко не полностью. В частности, практически не использовались зависимость фазы измеряемого сигнала от частоты, а также данные о геометрии установки.

Особую актуальность способы уменьшения влияния рассеяния приобретают при измерении характеристик остронаправленных антенн в ближней зоне радиолокационного метода [1]. Это связано с возможностью значительного искажения поля антенны при расположении сканирующего устройства в «прожекторном луче» вблизи раскрыва. В данной работе для повышения точности измерения характеристик антенны радиолокационным методом, а также для экспериментального определения источников и уровней рассеянных сигналов предлагается способ измерения поля в ближней зоне в диапазоне частот с последующим переходом во временную область. Во временной области происходит разделение сигналов, соответствующих полю исследуемой антенны (ИА), и помех, обусловленных рассеянием, если «длительность» сигнала ИА меньше времен запаздывания помех. При этом распознавание сигналов, соответствующих полю ИА, и локализация источников рассеяния производится с учетом геометрии установки. Ниже рассмотрены возможности предлагаемого способа на примере установки для планарного сканирования поля в ближней зоне зеркальной параболической антенны.

При реализации способа необходимо найти интервал времен, в котором поле ИА, определяемое при многочастотных измерениях, существенно отлично от нуля, а также выявить требования к дискрету и полосе перестройки частоты. Для этого рассмотрим импульсную переходную характеристику (ИПХ) исследуемой антенны. В соответствии с принципом Гюйгенса запишем ИПХ зеркальной осесимметричной параболической антенны (см. рис. 1) в виде

$$h(t) = \int_0^A \int_0^{2\pi} \delta\left(t - \frac{r_1 + r_2}{c}\right) \frac{1}{r_1 r_2} a_1(\rho) \sqrt{1 + \frac{\rho^2}{4F^2}} \rho d\rho d\varphi, \quad (1)$$

где

$$r_1 = F + \rho^2/4F, \quad r_2^2 = (H - \rho^2/4F)^2 + R^2 + \rho^2 - 2R\rho \cos(\Phi - \varphi),$$

$a_1(\rho)$ — распределение возбуждения парабооида, зависящее от диаграммы направленности облучателя; H — расстояние от вершины зеркала до плоскости сканирования; F — фокусное расстояние антенны; R, Φ — координаты зонда в плоскости сканирования; ρ, φ — координаты точки интегрирования на поверхности зеркала; c — скорость света*.

Сигнал в ближней зоне ИА $S(t)$ представляет собой свертку синтезируемого при измерениях импульса $I(t)$ с ИПХ антенны:

$$S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} I(\tau) h(t - \tau) d\tau, \quad (2)$$

$$I(t) = \int_{\omega_H}^{\omega_B} a_2(\omega) e^{i\omega t} d\omega,$$

где $\omega_H - \omega_B$ — диапазон перестройки частоты при измерениях, $a_2(\omega)$ — частотная характеристика облучателя и антенно-фидерного тракта установки.

Анализ соотношения (1) показывает, что интервал значений ct , в котором $h(t)$ отлична от нуля, определяется условиями

* Введение ИПХ ИА в виде (1) возможно вследствие того, что синтезируемый сигнал не содержит нулевых частот. Диаметр и фокусное расстояние антенны много больше максимальной длины волны.

$$F + H < ct < F + A^2/4F + \sqrt{(H - A^2/4F)^2 + (A + R)^2} \text{ при } R < A, \quad (3)$$

$$F + A^2/4F + \sqrt{(H - A^2/4F)^2 + (R - A)^2} < ct < F + A^2/4F + \sqrt{(H - A^2/4F)^2 + (A + R)^2} \text{ при } R > A.$$

Для $R \neq 0$ ИПХ зеркальной параболической антенны в интервале (3) находится путем численного счета на ЭВМ. При $R=0$ $h(t)$ в интервале (3) может быть представлена в явном виде:

$$h(t) = 4\pi c \frac{a_1(z_0)}{\sqrt{1+z_0/F} \sqrt{2F+z_0-H+\sqrt{(H-z_0)^2+4Fz_0}}}, \quad (4)$$

где $z_0 = (ct - H - F)(ct + H - F) / 2(ct - H + F)$. На рис. 2 приведен пример расчета временных зависимостей ИПХ антенны $h(t)$, огибающих синтезируемого импульса $I(t)$ и поля антенны $S(t)$ для координаты точки наблюдения $R=0$ (— $a_1(\rho)=1$; --- $a_1(\rho) = \{[1 - (\rho/2F)^2] / [1 + (\rho/2F)^2]\}^2$).

Проведенное рассмотрение позволяет сделать следующие выводы:

— сигнал в ближней зоне зеркальной параболической антенны, синтезируемый при многочастотных измерениях, сосредоточен во временном интервале, границы которого определяются соотношением (3);

— временная зависимость синтезируемого сигнала в ближней зоне антенны при широкой полосе перестройки частоты имеет выделенные максимумы. При измерениях вблизи оси проекторного луча выделяются два максимума, запаздывание второго максимума соответствует разности времен распространения сигналов, отраженных от вершины и от края зеркала, амплитуда второго максимума зависит от уровня облучения края зеркала.

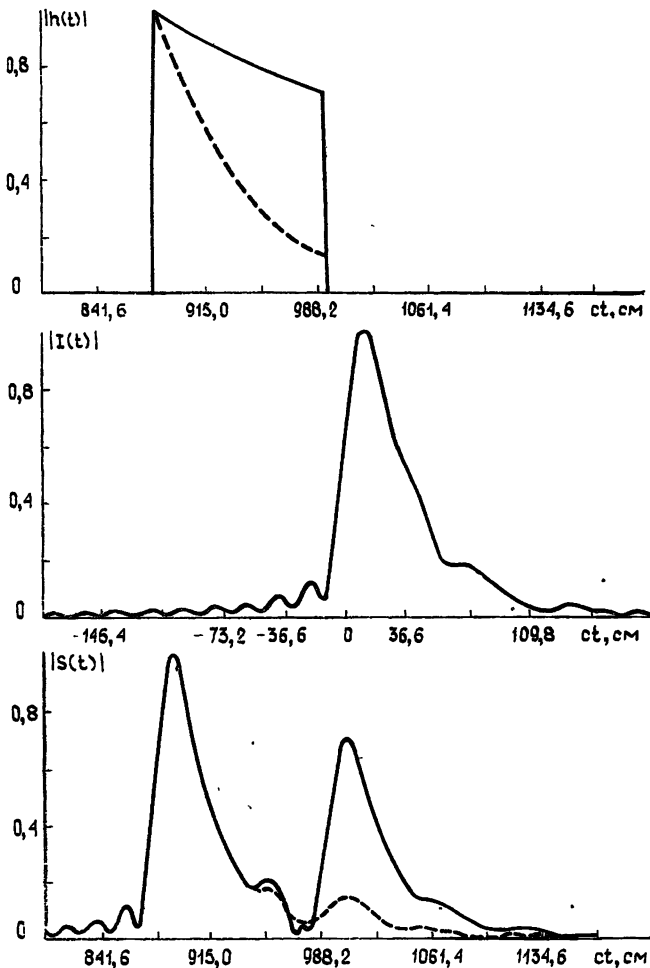


Рис. 2.

На практике измерения проводятся на ряде частот $f_n = f_n + \Delta f \cdot n$, $n=0, 1, \dots, N-1$, после чего с помощью дискретного преобразования Фурье вычисляются значения сигнала $S(t)$ в моменты времени $t_m = \Delta t \cdot m$, $m=0, 1, \dots, N-1$. В этом случае соотношение для определения значений ct , при которых сигналы, соответствующие полю ИА, отличны от нуля, имеет вид $ct_0 < ct < ct_0 + \Delta R$, где $ct_0 = \Delta r_{\min} - (c/\Delta f) \times \text{entire}(\Delta r_{\min} \Delta f/c)$, Δr_{\min} — минимальная разность хода сигнала в опорном и из-

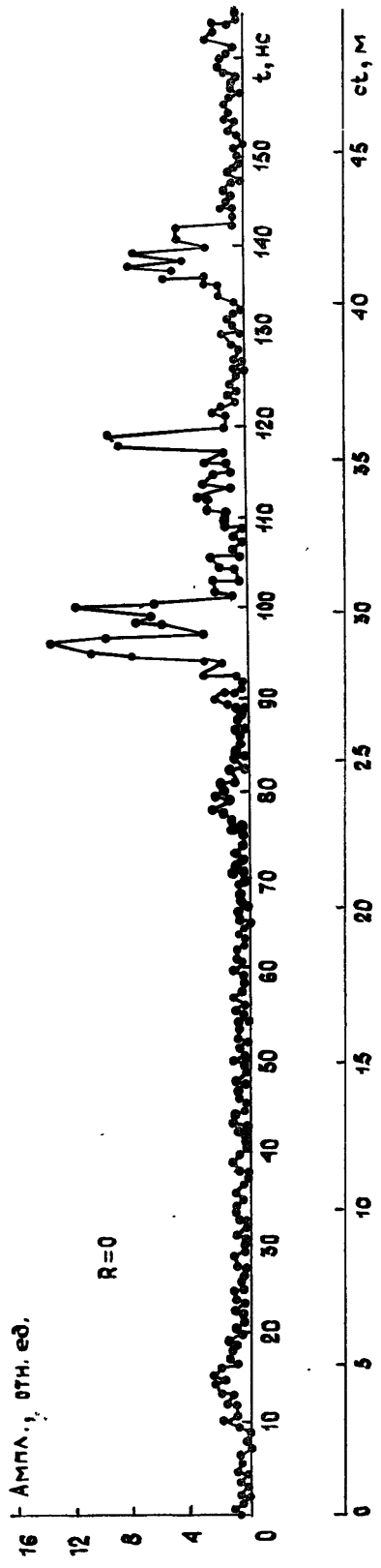
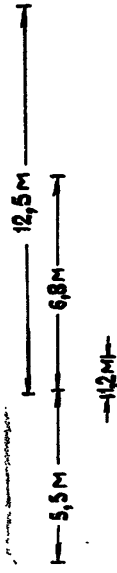


Рис. 3.

мерительном тракте установки, ΔR — максимальная разность хода сигналов ИА. Для геометрии измерительной схемы, показанной на рис. 1,

$$\Delta r_{\min} = \Delta r_{\text{лп}} + \sqrt{(H-R)^2 + R^2},$$

$$\Delta R = \sqrt{(H-A^2/4F)^2 + (R+A)^2} + F + A^2/4F - \sqrt{(H-F)^2 + R^2},$$

$\Delta r_{\text{лп}}$ — разность электрических длин линий передач опорного и измерительного трактов.

Поле ИА и рассеянное поле определялись многочастотным способом на стенде НИРФИ [8], где проводятся измерения в ближней зоне зеркальной параболической антенны с помощью устройства, перемещающего зонд по линии, проходящей над центром апертуры антенны. В стенде используются генератор типа Г4-81 и амплификометр ФК2-24, перекрывающий частотный диапазон которых составляет 4,0—5,6 ГГц. Управление измерениями и обработкой производит мини-ЭВМ ТУ-901А.

С учетом осевой симметрии установки измерялись распределения сигналов вдоль радиуса апертуры антенны. Измерения проводились как при укрытии сканирующего устройства радиопоглощающим материалом (РПМ), так и без применения РПМ. На рис. 3 показана зависимость амплитуды синтезированного сигнала от времени, полученная при полосе перестройки частоты 4004—5534 МГц с дискретом $\Delta f = 6$ МГц. Достигнутое при этом разрешение по времени составляет примерно $\Delta t \sim 1,7$ нс, что соответствует расстоянию $\Delta ct \sim 50$ см. На рисунке видно четкое разделение сигнала на отдельные составляющие. Сигнал, соответствующий полю ИА, находится в интервале задержек от 75 до 107 нс. По запаздыванию помеховых сигналов были определены источники рассеяния. Сигналы с задержками $t \sim 119$ нс обусловлены однократным переотражением между элементами крепления облучателя ИА и сканирующим устройством; сигналы с задержками $t \sim 139$ нс соответствуют однократному, а сигналы с $t \sim 13$ нс — двукратному переотражению между сканером и зеркалом ИА. На рис. 4 показаны восстановленные на частоте $f_0 = 5$ ГГц распределения по поверхности сканирования «чистого» поля ИА и рассеянного поля.

Было определено влияние рассеянного поля на точность измерения на стенде характеристик ИА традиционным методом. На рис. 5 изображена диаграмма направленности (ДН) антенны, полученная многочастотным и традиционным радиолокационными методами, а также ДН рассеянного поля. Из результатов следует, что рассеянное поле обладает направленностью и вызывает незначительные искажения ДН ИА, измеренной традиционным методом, при совпадении направления главного максимума ДН ИА с максимумом ДН рассеянного поля. Кроме того, на данной установке применение РПМ привело вместе со снижением уровня рассеянного поля к уменьшению его направленности, в результате чего полученная традиционным методом ДН оказалась более точной в случае измерений без РПМ.

Автор благодарен В. И. Турчину за полезные советы и обсуждение результатов работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Под ред. Н. М. Цейтлина. — М.: Радио и связь, 1985. — 368 с.
2. Воскресенский Д. И. и др. — Изв. вузов. — Радиозлектроника, 1984, 27, № 2, с. 4.
3. Crawford M. L. — In: Conference of precision electromagnetic measurements. — Colorado: Boulder, 1976, p. 21.
4. Fitzsimons T. K. — Electr. Lett., 1968, 4, № 17, p. 348.
5. Chaloupka H et al. — Electr. Lett., 1979, 15, № 17, p. 512.
6. Введенский Ю. В. и др. — Измерит. техн., 1985, № 10, с. 35.
7. Будай А. Г. и др. В кн.: Методы и устройства радио- и акустической голографии / Под ред. Бахраха Л. Д. и Курочкина А. П. — Л.: Наука, 1983, с. 34.
8. Белов Ю. И. и др. Тезисы докладов III Всесоюзной конференции. Метрологическое обеспечение антенных измерений. — Ереван, 1984, с. 191.

Научно-исследовательский
радиофизический институт

Поступила в редакцию
13 января 1987 г.

УДК 537.874.6

ИТЕРАЦИОННЫЙ ПОДХОД В ДИФРАКЦИОННОМ АНАЛИЗЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

В. В. Марцафей, Т. Н. Мельникова

1. В работе [1] было рассмотрено решение задачи дифракции электромагнитных волн на многосвязном криволинейном экране путем использования итерационной про-