

近场诊断中基于平面波谱和等效磁流的混合算法¹

胡鸿飞 傅德民

(西安电子科技大学天线与微波技术国家重点实验室 西安 710071)

摘 要 该文提出了一种平面近场诊断测量中基于平面波谱和等效磁流的混合算法, 给出了主要计算公式, 并通过数值模拟和实验测试, 说明了该算法是正确而且有效的。

关键词 近场测量, 平面波谱, 等效磁流, FFT, 矩量法

中图分类号 TN82

1 引言

随着测量设备和计算手段的不断进步, 天线的电气性能可以更方便、更精确地在室内通过近场测量获得。近场测量除了能预计天线的远场性能参数外, 还可以用来确定天线的口径场^[1,2]。这种诊断功能不论对研制新型天线, 还是对完成生产、调试天线的任务都是十分有意义的。

本文近场诊断算法是基于平面波谱展开和等效磁流提出的, 分以下 3 步: 第 1 步, 基于平面近场天线测量中的耦合方程, 考虑到探头的影响, 由近场测量数据计算出天线在探头扫描面上的“真实”切向电场; 第 2 步, 把被测天线 (Antenna Under Test, 以下简称 AUT) 在前半空间的辐射表示为位于天线口径上等效面磁流的辐射, 然后建立起扫描面上的切向电场与口径面上的磁流分布之间的联系, 得到了一个以磁流分布为待求函数的积分方程; 第 3 步, 用矩量法把积分方程转化为矩阵方程, 并由奇异值分解法在最小二乘意义下求出天线口面上等效磁流的分布, 从而也就获得了天线口面上切向电场的幅相分布。

2 计算公式

设 AUT 位于 $z < 0$ 区域, 且 AUT 口径面 S_1 与 $z = 0$ 平面重合, 近场扫描面 S_2 与 $z' = 0$ 平面重合, 如图 1 所示。根据平面波谱展开理论、互易原理和驻相法, 有如下关系^[3]:

$$\mathbf{t}(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{f}(-\mathbf{k}) e^{-j\mathbf{k}_z d} = \iint_{S_2} B_0(x, y, d) e^{j(\mathbf{k}_x x + \mathbf{k}_y y)} dx dy \quad (1)$$

其中 $\mathbf{k} = \hat{x}k_x + \hat{y}k_y + \hat{z}k_z$ 表示传播矢量, 且 $k_z = \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}$, 在球坐标系 (r, θ, φ) 下, 有

$$\left. \begin{aligned} k_x &= k_0 \sin \theta \cos \varphi \\ k_y &= k_0 \sin \theta \sin \varphi \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$B_0(x, y, d)$ 表示近场测量数据; $\mathbf{t}(\mathbf{k})$ 表示反映 AUT 辐射平面波谱的矢量参数; $\mathbf{f}(-\mathbf{k})$ 表示探头的远场方向图矢量。

近场诊断测量时, 一般使用的是小尺寸探头 (如矩形波导口), 其 E 面、H 面方向图分别为 $f_E(\theta)$, $f_H(\theta)$ 。当探头口面电场沿 $\hat{x}'$ 取向时 (垂直极化), 如图 2(a) 所示, 在球坐标系 (r, θ, φ) 下, 其远场方向图为^[4]

$$f_1(-\mathbf{k}) \approx \hat{\theta} f_E(\theta) \cos \varphi - \hat{\varphi} f_H(\theta) \sin \varphi \quad (3)$$

¹ 1999-12-10 收到, 2000-04-17 定稿
国家重点实验室基金课题

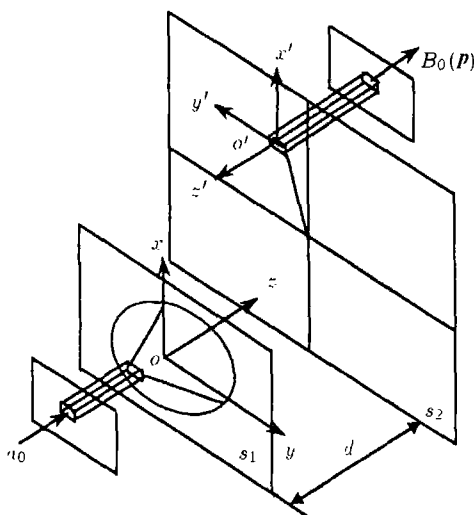


图 1 平面近场诊断示意图

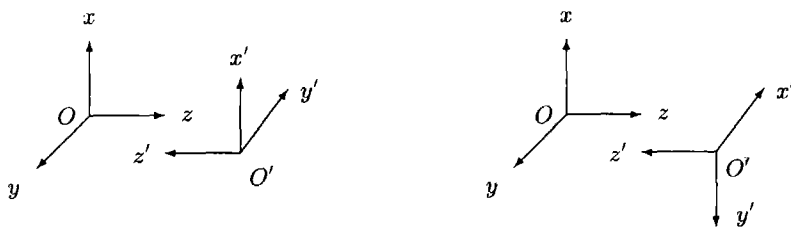


图 2 (a) 探头与 AUT 的坐标关系; (b) 探头转 90° 后与 AUT 的坐标关系

当探头绕 z' 轴顺时针旋转 90° 后 (水平极化), 如图 2(b) 所示, 得到另一组测量数据 $B'_0(x, y, d)$ 。这时探头远场方向图为^[4]

$$f_2(-\mathbf{k}) \approx -\hat{\theta} f_E(\theta) \sin \varphi - \hat{\varphi} f_H(\theta) \cos \varphi \quad (4)$$

如果设

$$\mathbf{T}(\mathbf{k}) = \mathbf{t}(\mathbf{k}) e^{-jk_z d}, \quad I_1 = \iint_{S_2} B_0(x, y, d) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy$$

$$I_2 = \iint_{S_2} B'_0(x, y, d) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy$$

则由 (1)~(4) 式可得

$$\begin{bmatrix} f_E \cos \varphi & -f_H \sin \varphi \\ -f_E \sin \varphi & -f_H \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_\theta \\ T_\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

通过上式求出 AUT 波谱的球坐标分量 T_θ, T_φ , 进而求出直角坐标分量 T_x, T_y 。

一般而言, AUT 口面 S_1 与扫描面 S_2 之间的测量距离 d 取为几个波长, 沿 z 方向呈指数衰减的衰减波 ($k_x^2 + k_y^2 > k_0^2$) 在到达 S_2 时, 所占整个平面波谱能量的比例极低。因此在用 Fourier 反变换确定 AUT 在 S_2 上的切向电场时, 可以忽略衰减波的贡献, 把反变换积分限取为 $k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2$, 即

$$E_{x,y}(\mathbf{P}) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2} T_{x,y}(k_x, k_y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (6)$$

根据等效原理和镜像原理, 口面 S_1 右半空间任一点的场可以看成是由等效磁流^[5]:

$$\mathbf{M} = 2 \mathbf{E}|_{S_1} \times \hat{\mathbf{z}} \quad (7)$$

在自由空间辐射产生的, 即

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \iint_{S_1} \mathbf{M}(\mathbf{r}') \times \nabla g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') d\mathbf{s}' \quad (8)$$

其中, 三维格林函数 $g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = (e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|})/(4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|)$ 。

当 (8) 式中的 $\mathbf{r}$ 位于扫描面 S_2 上时 ($\mathbf{r} = \mathbf{P} + d\hat{\mathbf{z}}$), (6) 式左边和 (8) 式左边表示的均是在扫描面上的近场。我们把 AUT 的口面 S_1 取为矩形区域: $|x| \leq W_x/2, |y| \leq W_y/2$ 。 W_x, W_y 选取的原则是要确保口面场在 $|x| > W_x/2$ 或 $|y| > W_y/2$ 之外近似为零。把区域划分为 $N_x N_y$ 个矩形小块: $\Delta x = W_x/N_x, \Delta y = W_y/N_y$ 。 N_x, N_y 选取的原则是要使 $\Delta x, \Delta y$ 小于口面诊断中所需要的分辨率。这样, 第 (i, j) 个矩形小块的中心坐标为

$$\left. \begin{aligned} x_i &= -W_x/2 + (i-1/2)\Delta x \\ y_j &= -W_y/2 + (j-1/2)\Delta y \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

由于 S_1 与 S_2 之间的距离一般选择使得 $d \gg \max(\Delta x, \Delta y)$, 因此等效磁流分量 M_x, M_y 可以展开成 $N_x N_y$ 个矩形小块上二维脉冲基函数的线性组合, 而第 (i, j) 个矩形小块上均匀磁流的辐射可近似用位于 (x_i, y_j) 上磁偶极子的辐射来代替, 即

$$\left. \begin{aligned} M_x(x', y') &\approx \Delta x \Delta y \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} \alpha_{ij} \delta(x' - x_i, y' - y_j) \\ M_y(x', y') &\approx \Delta x \Delta y \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} \beta_{ij} \delta(x' - x_i, y' - y_j) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

其中 α_{ij}, β_{ij} 为待求系数。

这样, S_1 上的所有等效磁流可以看成是 $N_x N_y$ 个磁偶极子组成的天线阵, 其中第 (i, j) 个磁偶极子位于 S_1 上 $(x_i, y_i, 0)$ 位置处 ($1 \leq i \leq N_x, 1 \leq j \leq N_y$), 它们对位于 S_2 上 (x_k, y_l, d) 的场点 ($1 \leq k \leq L_x, 1 \leq l \leq L_y$) 都有贡献。为了便于计算, 重新设置角标: $n = i + (j-1)N_x, m = k + (l-1)L_x$, 则 $1 \leq n \leq N(N = N_x N_y), 1 \leq m \leq L(L = L_x L_y)$ 。因此由点匹配法, 把 (10) 式代入 (8) 式, 得

$$\mathbf{E}(x_m, y_m, d) = - \sum_{n=1}^N Q_{mn} \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \alpha_n & \beta_n & 0 \\ x_m - x_n & y_m - y_n & d \end{vmatrix} \quad (11)$$

其中 $Q_{mn} = \frac{\Delta x \Delta y d}{4\pi} e^{-jk_0 R_{mn}} \left(j \frac{k_0}{R_{mn}^2} + j \frac{1}{R_{mn}} \right)$, $R_{mn} = \sqrt{(x_m^f - x_n^S)^2 + (y_m^f - y_n^S)^2 + d^2}$, 进一步简化, 把 (11) 式写成

$$\left. \begin{aligned} [Q_{n \alpha}] [\alpha_n] &= [E_{y,m}] \\ [Q_{n \beta}] [\beta_n] &= -[E_{x,m}] \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

(12) 式是形如 $AX = b$ 的矩阵方程, 其中 A 为 $L \times N$ 维矩阵, X 和 b 分别为 N 维、 L 维列向量, 可以通过奇异值分解法求解它的最小二乘解。

3 数值模拟与诊断实验

为了说明和检验本文方法的正确性和有效性, 我们假定了两种情况的口径场分布, 先用平面波谱法计算出扫描面上的近场, 然后用等效磁流法重构出口径场, 并与假定的口径场比较。

第 1 个模拟的例子是设口径电场只有 y 分量, 且分布为

$$E_y(x, y) = \begin{cases} E_0 \exp \left[-32 \left(\frac{x^2}{W_x^2} + \frac{y^2}{W_y^2} \right) \right], & |x| \leq \frac{W_x}{2}, |y| \leq \frac{W_y}{2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (13)$$

由 (13) 式可算出该天线平面波谱的 y 分量为

$$\begin{aligned} T_y(k_x, k_y) &\approx \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E_y(x, y, 0) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \\ &= \frac{E_0 \pi}{32} W_x W_y \exp \left(-\frac{W_x^2 k_x^2 + W_y^2 k_y^2}{128} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

定义衰减波的波谱能量占总能量的比例因子为

$$q = \frac{\iint_{k_x^2 + k_y^2 > k_0^2} |T_y(k_x, k_y)|^2 dk_x dk_y}{\int_{-\infty}^{+\infty} |T_y(k_x, k_y)|^2 dk_x dk_y} \quad (15)$$

我们取 $W_x = W_y = 6\lambda$ 的情况, 算出 $d = 5\lambda$ 的 S_2 上天线近场, 然后重构出天线的口径场, 结果如图 3 所示。为了便于比较和说明问题, 图中只画出了 $y = 0$ (过口径中心) 和 $y = W_y/2$ (口径边缘) 时口径场沿 x 方向的变化规律。由图 3 可以看出, 本文方法重构的口径场与原口径场吻合得非常好, 仅在口径场归一化电平低于 -100dB 以下的区域出现差别。我们知道, 根据 Gauss 分布性质, 由 (15) 式可以计算出衰减波的波谱能量比 q 等于 -95dB , 虽然本文方法忽略了主要分布在口径边缘区域的衰减波, 但是含量极少。

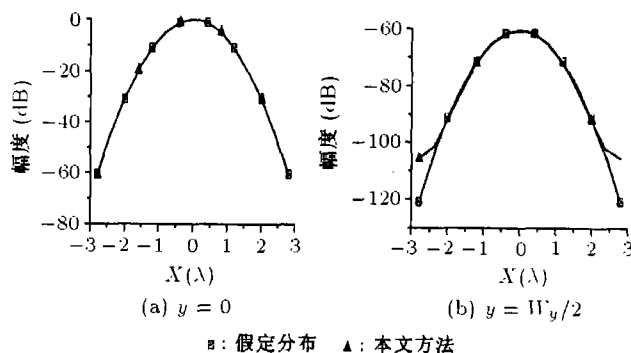


图 3 重构场与原场比较

第 2 个例子是设口径电场的 y 分量满足二维余弦分布

$$E_y(x, y) = \begin{cases} E_0 \cos\left(\frac{x\pi}{W_x}\right) \cos\left(\frac{y\pi}{W_y}\right), & |x| \leq \frac{W_x}{2}, |y| \leq \frac{W_y}{2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (16)$$

其平面理论波谱的 y 分量为

$$T_y(k_x, k_y) = E_0 4\pi^2 W_x W_y \frac{\cos(k_x W_x/2) \cos(k_y W_y/2)}{k_x^2 W_x^2 - \pi^2} \frac{\cos(k_y W_y/2)}{k_y^2 W_y^2 - \pi^2} \quad (17)$$

取天线口径尺寸为 $W_x = W_y = 8\lambda$, 类似于例 1 情况重构出口口径场, 如图 4 所示, 图中画出的也是 $y = 0$ 和 $y = 7W_y/15$ 两种情况口径场沿 x 方向的分布. 从图 4 中看出, 重构口径场与原口径场吻合得非常好, 这是因为口径中衰减波的波谱能量比仅达到 -68dB .

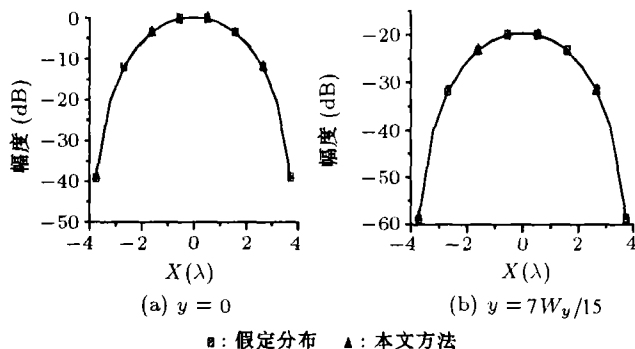


图 4 重构场与原场比较

由数值模拟可知, 用本文方法得到的口径场可以达到很好的精度. 而且对于上述两种口径分布, 当 S_1 与 S_2 之间的距离 d 取 $3\lambda, 5\lambda$ 两种情况时, 数值模拟所得到的口面场分布是非常一致的, 说明该算法在测量距离满足近场范围的情况下是数值稳定的.

为了进一步说明本文方法的有效性和可行性, 在微波暗室里, 我们对 X 波段的标准喇叭进行了近场诊断测量. 扫描面的采样点数取为 25×33 , 采样间隔取为 $\Delta x = \Delta y = 0.46\lambda$, 口面与扫描面之间的距离取为 $d = 5\lambda$.

利用本文方法重构出喇叭的口径场分布, 结果如图 5 和图 6 所示.

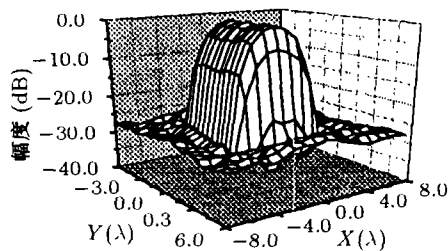
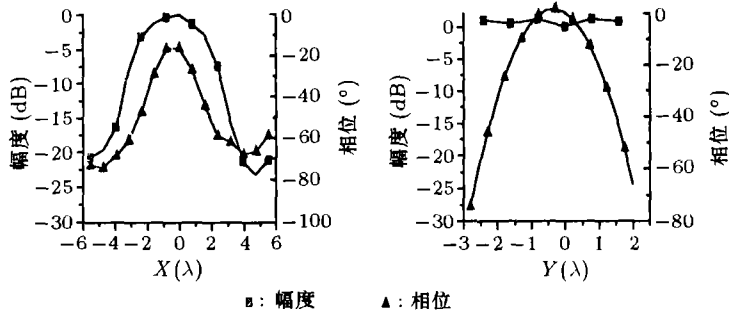


图 5 角锥喇叭诊断实验的三维口面幅度分布



(a) 口径 H 面

(b) 口径 E 面

图 6 角锥喇叭重构场幅相分布

从图中看出,角锥喇叭的口径场 H 面幅度大致呈余弦分布, E 面幅度呈均匀分布,两个面的相位分布情况是在口径中心超前、两边依次滞后,这些都符合喇叭的理论口径分布规律。

4 结 论

本文近场诊断算法分为两部分,一方面通过平面波谱展开理论消除探头的影响,修正近场测量中不可缺少的探头补偿,另一方面运用等效磁流的场积分方程,重构出天线的真实口面场。通过数值模拟和实验方法,验证了该算法的正确性和有效性。

本文诊断算法采用二维 FFT 和矩量法的混合数值方法。天线口面场的最小二乘意义解是通过奇异值分解法得到的,能达到较好的数值稳定性,其计算速度和精度都能在工程上满足天线诊断测量的一定需要。

参 考 文 献

- [1] A. C. Newell, Planar Near-field Measurements, Nat. Bur. Stand., June 1985.
- [2] A. C. Newell, R. D. Ward, E. J. Mcfarlane, Gain and power parameter measurements using planar near-field techniques, IEEE Trans. on Antennas Propagat., 1988, AP-36(6), 792-803.
- [3] D. M. Kerns, Planar-Wave Scattering-Matrix Theory of Antenna and Antenna-Antenna Interactions, Nat. Bur. Stand., Monograph, 1981, June, 162.
- [4] Y. T. Lo, S. W. Lee, Antenna Handbook, Theory, Applications and Design, Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1993, 1-28.
- [5] P. Petre, T. K. Sarkar, Planar near-field to far-field transformation using an equivalent magnetic current approach, IEEE Trans. on Antennas Propagat., 1992, AP-40(11), 1348-1356.

A HYBRID ALGORITHM FOR NEAR-FIELD DIAGNOSIS BASED ON PLANE-WAVE SPECTRA AND EQUIVALENT MAGNETIC CURRENTS

Hu Hongfei Fu Demin

(National Key Lab. of Anten. and Microwave Tech., Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract A HYBRID algorithm is presented for the planar near-field diagnostic measurement based on plane-wave spectra and equivalent magnetic currents. With the main computational formulae given, the algorithm is proved to be accurate and effective by the use of numerical simulation and experimental test.

Key words Near-field measurements, Planar spectrum, Equivalent magnetic current, FFT, MOM

胡鸿飞: 男, 1972 年生, 博士生, 主要研究方向: 时域近场测量理论、计算电磁学。

傅德民: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 天线理论与设计、辐射散射近场测量。