

时域近场测试中的探头误差分析与修正

刘 超,薛正辉,高本庆,刘瑞祥,杨仕明

(北京理工大学电子工程系,北京 100081)

摘 要: 探头误差分析和修正是时域近场测量中的关键技术. 本文详细推导了探头自身接收特性误差函数在修正过程中的坐标变换关系,提出用‘时间窗’技术隔离掉探头和待测天线之间的多重反射波,并导出‘时间窗’的选取原则,数值结果证明了理论和方法的有效性.

关键词: 接收特性误差;坐标变换;探头误差修正;时间窗

中图分类号: TN828.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)12-1689-04

Probe Errors Analysis and Correction in Time-Domain Near-Field Measurement

LIU Chao, XUE Zheng-hui, GAO Ben-qing, LIU Rui-xiang, YANG Shi-ming

(Department of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: Probe errors analysis and correction are the key technique in time-domain near field measurement. We deduced the transform formulas of probe receiving character error function between different coordinate systems; used ‘time-window’ to get rid of the multi-reflection wave, and presented the selection principle of ‘time-window’. Numerical results illustrated the efficiency of the new ways.

Key words: receiving character error; coordinate transform; probe compensation; time-window

1 引言

天线工程一问世,天线测量问题就一直关注的问题,随着通讯设备的不断更新,对天线的要求越来越高,常规远场测量天线的方法存在着许多困难,有时甚至无能为力,于是人们渴望通过测量天线的近场而计算出其远场.然而,以前的大量工作多是在频域进行,一次测量只能确定一个频率.对于由短脉冲激励产生的辐射和散射,适于把近场技术扩展到时域.对于短脉冲馈电的宽带天线,直接测量其时域近场比点频测量方便的多.根据采样面上所得到的时域近场数据,其近-远场变换有两种途径^[1]:一种是频域计算途径:首先对时域近场通过傅立叶变换计算频域近场,其次根据频域近-远场变换计算远场;另一种是时域计算途径:直接利用时域近场通过时域近-远场变换得到时域远场,再由傅立叶变换计算频域远场或远场方向图.在频域计算途径中,其时域近场傅立叶变换、近-远场变换以及远场傅立叶反变换都可以利用快速傅立叶变换实现,大大节省计算时间.而时域计算途径不具备这一优点,尤其对于计算量较大的全空间远场的计算,频域途径效率更高.本文的工作主要是建立在频域计算途径之上.

探头自身的方向和极化特性使其接收到的近场分布和真实的近场分布之间存在误差,探头和待测天线之间的多重反射波也会导致接收误差,因此探头的误差补偿是非常关键的.由于探头和待测天线所处的坐标系统并不一样,因此涉及到探头接收特性函数在两者之间的变换问题,采样探头的极化

方向的改变也使接收特性函数形式变化,这些都和坐标旋转变换有关.但已有的文献^[2]在这方面的论述不够严密和完善.本文在现有频域探头误差理论的基础上,根据探头和待测天线的相对空间位置,及探头的极化特性和互易定理,选择了一组合适的坐标系统,使其具有简单的坐标变换关系,系统而详细地推导了含探头修正的近-远场变换的表达式,并由天线的实测近场分布进行了验证;根据时域近场测量的特点,采用‘时间窗’技术来消除多重反射的影响,导出了‘时间窗’的选取原则.

2 探头误差修正理论与公式推导

探头误差修正在平面扫描近场测量技术中是很关键的,它直接影响待测天线的远场方向特性.理想探头应该具有弱方向性、强极化性且前向无零点等特征,而实际测量所用到的探头都不可能满足理想的要求.基于平面波谱展开的平面扫描近-远场变换技术,探头误差修正是对空间波谱(或称角谱)的修正.根据平面波谱理论,任一空间点上的场可以看作沿各个方向平面波的加权求和,反之,沿各个方向传播的平面波也是所有空间点上场的共同贡献.由于探头的方向性,其对不同方向上来波的接收特性也是不同的,接收机所得到的的是掺杂了探头方向性的非真实采样面上的场.由于波导的远场特征比较接近理想探头的条件,所以常被用作近场测试的接收探头.

收稿日期:2000-11-10;修回日期:2001-04-11

基金项目:国家自然科学基金(No. 69931030)

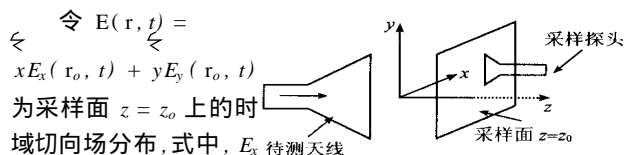


图1 时域近场测量采样平面结构示意图

令 $E(r, t) = xE_x(r_0, t) + yE_y(r_0, t)$ 为采样面 $z = z_0$ 上的时域切向场分布, 式中, E_x 待测天线 (r_0, t) 、 $E_y(r_0, t)$ 分别是两个切向场分量, r_0 为切向场矢量. 由时-频傅立叶变换可得到其频域近场分布为:

$$E(r_0) = xE_x(r_0) + yE_y(r_0)$$

如果忽略探头接收误差的影响, 则待测天线波谱表达式为^[1]:

$$T_0(k_x, k_y) = \frac{e^{-i z_0}}{2} \int_0^a \int_0^b E(r_0) e^{-i(k_x x_0 + k_y y_0)} dx_0 dy_0, \quad z \geq z_0 \quad (1)$$

式中, k_x, k_y , 分别是波数沿 x, y, z 方向上的分量, o 是采样面上平面波振幅. 待测天线远场方向图表达式为:

$$F_0(\theta, \phi) = -i k \cos \theta T_0(k \cos \theta \sin \phi, k \sin \theta \sin \phi), \quad [0, \pi/2], \phi \in [0, 2\pi] \quad (2)$$

平面波谱 T_0 由采样面 $z = z_0$ 上的采样值决定.

考虑到探头接收特性的影响, 由文献[2]可知, 其远场波谱表达式:

$$T_0(k_x, k_y) = \frac{e^{-i z_0}}{(2)^2} \int_0^a \int_0^b \bar{R}_p^{-1} \cdot b_p(r_0) e^{-i(k_x x_0 + k_y y_0)} dx_0 dy_0 \quad (3)$$

式中, $b_p = b_{px} + b_{py}$, b_{px} 和 b_{py} 分别是当波导探头截面的宽边中心线平行于 x 和 y 方向时所得到的探头输出.

$\bar{R}(k_x, k_y)$ 为探头的接收特性张量^[3], 它是探头接收误差的来源.

则探头反接收特性张量为:

$$\bar{R}_p^{-1} = \frac{k_x \times [R_{py}^x - R_{px}^y]}{k \cdot [R_{py}^x \times R_{px}^y]} \quad (4)$$

其中, $R_p^x = x \cdot \bar{R}_p$, $R_p^y = y \cdot \bar{R}_p$, R_p^x, R_p^y 分别是探头极化沿 x 和 y 方向时的接收特性.

2.1 波导探头接收特性函数的坐标变换

在近场测量过程中, 探头要得到采样面上两个相互正交极化的切向场量 E_x 和 E_y , 与之相对应的探头接收特性有两个: $R_p^x(k_x, k_y)$, $R_p^y(k_x, k_y)$, 为得到另一个极化方向上探头接收特性, 只需要某一方向上的接收特性坐标旋转 90° ; 由于探头和待测天线所处坐标系是不一致的, 为得到探头和待测天线在统一坐标系中的远场方向图表达式, 也要经过一次坐标变换; 根据互易定理, 波导探头在某方向上的接收特性和辐射特性是一致的, 再经过一次坐标系旋转, 最后得到待测天线经探头误差修正后的远场方向图表达式.

2.1.1 探头在两个正交极化方向上的接收特性 设探头口面极化方向分别沿 y 向和 x 向时, 如图2所示. 对应的探头接收特性为 $R_p^y(\theta, \phi)$, $R_p^x(\theta, \phi)$, 其坐标变换关系为:

$$R_p^x(\theta, \phi) = R_p^y(\theta, \phi) = R_p^y(\theta, \phi + 3\pi/2), \quad [0, \pi/2]; \quad [0, 2\pi] \quad (5)$$

$$R_p^y(\theta, \phi) = R_p^x(\theta, \phi) = R_p^x(\theta, \phi - \pi/2), \quad [0, \pi/2]; \quad [2\pi, 2\pi] \quad (6)$$

若已知波导探头在某极化方向上的接收特性, 则另一方向上的接收特性函数可由以上两式变换得到.

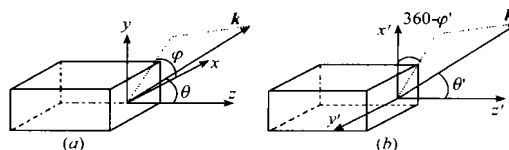


图2 波导探头两正交极化方向空间位置关系示意图

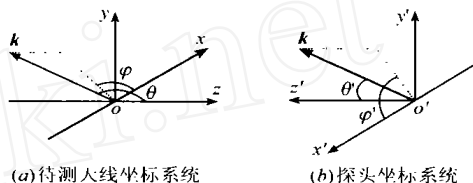


图3 探头和待测天线坐标系示意图

2.1.2 探头接收特性在待测天线坐标系中表达式 已知探头接收特性在图3(b)坐标系中的表达式, 将其变换到图3(a)所示坐标系中, 在任一 k 传播方向上, 相对于不同的坐标系, 应有:

$$R_p^{x,y}(\theta, \phi) = R_p^{x',y'}(\theta', \phi') \quad (7)$$

$$= R_p^{x',y'}(\theta', \phi' + 3\pi/2) \quad (8)$$

$$= R_p^{x',y'}(\theta' - \pi/2, \phi') \quad (9)$$

$$= R_p^{x',y'}(\theta' + \pi/2, \phi') \quad (10)$$

于是有:

$$R_p^{x,y}(\theta, \phi) = R_p^{x',y'}(\theta - \pi/2, \phi - \pi/2), \quad [0, \pi/2], \quad [0, 2\pi] \quad (10)$$

$$R_p^{x,y}(\theta, \phi) = R_p^{x',y'}(\theta - \pi/2, \phi - \pi/2 + 3\pi/2), \quad [0, \pi/2], \quad [2\pi, 2\pi] \quad (11)$$

式(10)和(11)即为探头接收特性函数在待测天线坐标系中的表达式.

2.1.3 互易定理 考虑只有主模传输的互易波导探头,

$$R_p(k_x, k_y) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}} \frac{1}{k} T_p(-k_x, -k_y) \quad (12)$$

在这里, μ, μ_0 分别是自由空间的介电常数、磁导率、和传播模式在波导中的特征阻抗. $T_p(-k_x, -k_y)$ 是波导探头的传输特性函数. 在两个极化方向上, 有:

$$R_p^x(k_x, k_y) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}} \frac{1}{k} T_p^x(-k_x, -k_y)$$

$$R_p^y(k_x, k_y) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}} \frac{1}{k} T_p^y(-k_x, -k_y)$$

在待测天线坐标系中, 波导探头远场方向图和波谱函数(传输特性)关系为:

$$F_p^{x,y}(\theta, \phi) = i k \cos \theta T_p^{x,y}(k \cos \theta \sin \phi, k \sin \theta \sin \phi), \quad [0, \pi/2], \quad [0, 2\pi] \quad (13)$$

由互易定理和坐标变换关系知:

$$R_p^{x,y}(k\cos\theta\sin\phi, k\sin\theta\sin\phi) = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j}{\omega k} F_p^{x,y}(-\theta, +\phi), \quad [0, /2], \quad [0, /]$$

$$R_p^{x,y}(k\cos\theta\sin\phi, k\sin\theta\sin\phi) = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j}{\omega k} F_p^{x,y}(-\theta, -\phi), \quad [0, /2], \quad [/, 2]$$

以上两式即为探头接收特性和远场方向图之间的关系.

由式(4)、(12)得:

$$\begin{aligned} \bar{R}_p^{-1}(k\cos\theta\sin\phi, k\sin\theta\sin\phi) & \leq \leq \leq \\ & = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j}{\omega k} \frac{r \times [F_p^y(-\theta, +\phi) x - F_p^x(-\theta, +\phi) y]}{r \cdot [F_p^x(-\theta, +\phi) \times F_p^y(-\theta, +\phi)]}, \quad [0, /2], \quad [0, /] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{R}_p^{-1}(k\cos\theta\sin\phi, k\sin\theta\sin\phi) & \leq \leq \leq \\ & = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j}{\omega k} \frac{r \times [F_p^y(-\theta, -\phi) x - F_p^x(-\theta, -\phi) y]}{r \cdot [F_p^x(-\theta, -\phi) \times F_p^y(-\theta, -\phi)]}, \quad [0, /2], \quad [/, 2] \end{aligned}$$

由以上两式及式(2)、(3)得待测天线远场方向图:

$$\begin{aligned} F_o(\theta, \phi) & \leq \leq \leq \\ & = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\omega k^2 \cos\theta}{(2)^2} \frac{r \times [F_p^y(-\theta, +\phi) x - F_p^x(-\theta, +\phi) y]}{r \cdot [F_p^x(-\theta, +\phi) \times F_p^y(-\theta, +\phi)]}, \\ & + + \int_{\Sigma} b_p(r_o) e^{-ikr \cdot r_o} dx_o dy_o, \quad [0, /2], \quad [0, /] \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_o(\theta, \phi) & \leq \leq \leq \\ & = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\omega k^2 \cos\theta}{(2)^2} \frac{r \times [F_p^y(-\theta, -\phi) x - F_p^x(-\theta, -\phi) y]}{r \cdot [F_p^x(-\theta, -\phi) \times F_p^y(-\theta, -\phi)]}, \\ & + + \int_{\Sigma} b_p(r_o) e^{-ikr \cdot r_o} dx_o dy_o, \quad [0, /2], \quad [/, 2] \quad (15) \end{aligned}$$

其中, $F_o(\theta, \phi)$ 为待测天线远场方向图, $F_p(\theta, \phi)$ 为探头远场方向图:

$$\begin{aligned} F_p^x(\theta, \phi) & \leq \leq \leq \\ & \leq \leq \leq \\ & F_p^x(\theta, \phi) = x F_p^{xx}(\theta, \phi) + y F_p^{xy}(\theta, \phi) + z F_p^{xz}(\theta, \phi) \\ & F_p^y(\theta, \phi) = x F_p^{yx}(\theta, \phi) + y F_p^{yy}(\theta, \phi) + z F_p^{yz}(\theta, \phi) \end{aligned}$$

$F_p^{xx}, F_p^{xy}, F_p^{xz}$ 和 $F_p^{yx}, F_p^{yy}, F_p^{yz}$ 分别是探头沿 x, y 向极化时远场方向图的分量.

2.2 ‘时间窗’去反射技术

探头与待测天线之间的多重反射是影响测量结果的一个重要因素. 在频域近场测量系统中, 有关反射的误差分析理论已经成熟^[4], 得到了远场误差上、下限的近似估计, 其前提是忽略掉探头在扫描面上的移动引起的近场相位分布的变化. 对反射误差的修正, 主要是通过减小探头尺寸、增加待测天线和探头距离、覆盖吸收材料的方法. 另外还有通过几个采样面取均值的办法, 虽然有所完善, 但测试过程繁琐. 利用‘时间窗’隔离掉待测天线和探头之间、其他反射源的多重反射波, 或最大限度的减弱反射波的影响, 是时域近场测试的另一优越的地方. 反射波相对于入射波都有延时, 一般出现在后期, 造成探头接收信号的‘拖尾’现象, 如何选取‘时间窗’长度是

非常关键的, 必须保证‘时间窗’在每个采样点上即能够有效隔离掉探头和待测天线之间的多重反射波, 又要避免因‘时间窗’选取不当而丢掉一部分有用信号. 计算结果表明采取时间窗技术去反射是很有效的.

如图 4 所示, 待测天线与采样面相距为 d , 采样面径向长度为 l , 时间窗的选取应遵循以下原则: 采样面上每个采样点的时间窗应有共同的时间起点和终点, 起点应以脉冲触发时刻为基准来确定, 终点的确定要保证采样面上所有

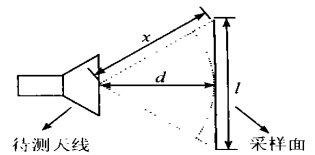
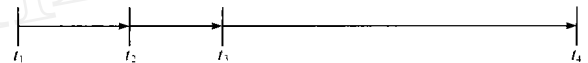


图 4 待测天线与采样面结构示意图

点上的有用信号包含在时间窗内, 而又能够隔离掉后期反射波的影响. 由天线发出的脉冲信号到达采样面上各点的时间是不同的, 从采样面中心到边缘区域存在时间滞后, 所以只要保证沿采样面中心的反射波到达采样面之前, 边缘区域信号已全部落在时间窗内.



t_1 : 触发时刻; t_2 : 采样面中心位置脉冲到达时刻; $t_1 = t_3 - t_2$: 边缘信号脉冲滞后于采样面中心信号脉冲的时间长度; $T = t_4 - t_3$: 采样面中心(或边缘)探头接收到的信号脉冲宽度.

若要首先使采样面中心无反射波影响, 则应满足下列关系:

$$T \leq 2d/c \quad (16)$$

设待测天线中心到采样面边缘的距离为 x , 采样面中心和边缘的波程差为 Δx ,

$$\begin{aligned} \text{则有: } x &= \sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 + d^2} - d, \text{ 滞后时间长度为 } t_1, \text{ 则:} \\ t_1 &= x/c \end{aligned}$$

这里, c 为光速. 时间窗长度为: $t_1 + T$, 若要消除反射波影响, 又要保证边缘区域信号不被截断, 须满足下式:

$$t_1 + T = t_4 - t_2 \leq \frac{2d}{c} \quad (17)$$

$$\text{即: } \sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 + d^2} + c T \leq 3d \quad (18)$$

上式即为时间窗长度的选取应满足的关系式.

为验证上述探头误差修正工作的正确性, 在西安电子科技大学研究所(兵器工业总公司第 206 研究所)的微波暗室进行了近场数据采集. 该暗室装备了一套美国 ORBIT/FR 公司的 AL-2000 天线平面近场测试系统, 包括频综源 GI9000、接收机 AL-8000-S、近场探头、扫描取样架和全套控制及数据处理软件等, 该套设备的工作方式是点频测量. 目前国内尚无标准的时域近场测试设备, 所以我们采用了‘频-时转换技术’^[5], 即利用离散傅立叶反变换(IDFT)技术在天线频域近场测试系统上实现时域测试. 在要求的测试频带内对待测天线进行了一维的多频点测试, 依据获得的频域数据进行离散傅立叶反变换以获得模拟的时域波形, 进而检验全套时域分析数据处理软

件.

实验中各参数确定如下:

待测天线: 3cm 标准增益角锥喇叭天线, 内尺寸 $A \times B \times H = 135 \times 104 \times 170\text{mm}$, 馈电波导为 BI-100 标准波导, 工作频率范围 8.2 ~ 12.4GHz; 测试探头: BI-100 标准波导开口, 内尺寸 $a \times b = 22.86 \times 10.16\text{mm}$, 工作频率范围 8.2 ~ 12.4GHz; 采样面尺寸: 由于采取一维扫描采样方式, 取 $l_{\max} = \pm 203.2\text{mm}$, 空间采样点间隔: $l = 12.7\text{mm}$; 待测天线口面与采样探头口面的距离: $d = 150\text{mm}$; 扫频测试频率范围: 9.9 ~ 10.1GHz; 扫频测试频点间隔: $f = 2.0\text{MHz}$.

'时间窗' 选择如下: 将采样面口径尺寸带入式 (17),

$$t_1 = \frac{\sqrt{0.2032^2 + 0.15^2}}{3 \times 10^8} \quad 0.84\text{ns}$$

$$\frac{2d}{c} = \frac{2 \times 0.15}{3 \times 10^8} \quad 1\text{ns}$$

又因为:

$$T = 0.1\text{ns}$$

有: $t_1 + T = 0.94\text{ns} < 2d/c$

即满足式 (17), 所以'时间窗' 长度为可以定为 0.94ns.

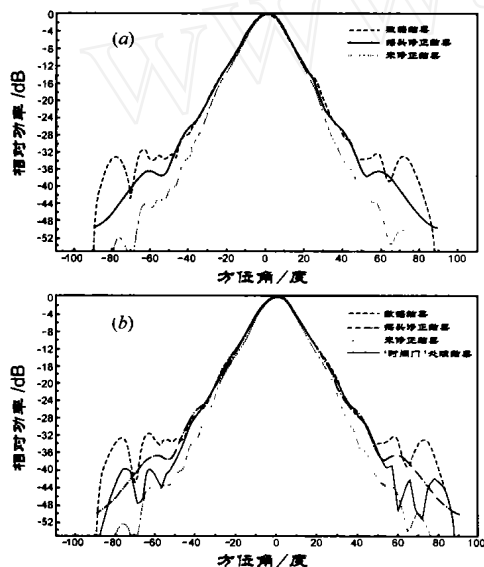


图5 探头接收误差及'时间窗'去反射修正结果; $f = 10\text{GHz}$

下面是实测近场数据做探头误差修正和用时间窗去反射以后远场方向图的计算结果. 待测天线中心频率为 $f_c = 10\text{GHz}$ 的喇叭. 这里,'数值结果'是利用时域有限差分法(FDTD)对喇叭天线建模计算得出,充分考虑了外壁电流的影响,没有引入任何测量误差,更接近真实值.由探头误差修正结果可以看出,效果是非常明显的,修正的最大分贝数约为 8dB,远场方

向图准确度的空间范围向两侧扩展了将近 25° . 由于受测试设备精度和测试环境的影响,所以对远区的修正不理想. 经过'时间窗'对反射波的隔离,在探头误差修正的基础上,远场方向图又进一步得到改善. 接近副瓣的空间范围.

3 结论

探头误差分析与修正技术在时域近场测量系统中是很关键的,它包括探头自身的接收特性误差和探头与待测天线之间的多重反射误差,本文详细推导了波导探头在修正过程中的坐标变换关系,主要包括三个方面:波导探头极化旋转;波导探头接收特性函数在待测天线坐标系中的表达式;互易定理. 根据时域近场测量的特点,利用'时间窗'去反射技术消除多重反射误差,给出了'时间窗'的选取原则,用实测近场数据验证了理论和方法的正确性.

参考文献:

- [1] Thorkild B Hansen, Arthur D Yaghjian. Planar near-field scanning in time-domain, part 1: Formulation [J]. IEEE Transaction on Antenna and Propagation, 1994, 42(5): 1280 - 1291.
- [2] Thorkild B Hansen, Arthur D Yaghjian. Formulation of probe-corrected planar near-field scanning in the time-domain [J]. IEEE Trans. AP, 1995, 43(6): 569 - 582.
- [3] A D Yaghjian. Antenna coupling and near-field sampling in plane-polar coordinates [J]. IEEE Trans. Antennas Propagation, 1992, 40: 304 - 312.
- [4] Arthur D Yaghjian. Planar Near-Field Measurement Techniques on High Performance Arrays. Part 1: Error Analysis for Non-scanning Beam Patterns [R]. NBS, AD-AO14 397, July, 1975.
- [5] 薛正辉等. 利用 IDFT 技术实现天线的时域近场测量 [J]. 电子学报, 2001, 29(9): 1183 - 1187.

作者简介:



刘超 男, 1972 出生于河北衡水. 北京理工大学工程系电磁场与微波技术专业博士生, 主要从事天线近场测量技术、阵列天线技术及电大尺寸算法研究.

高本庆 男, 1936 出生于安徽舒城. 北京理工大学教授、博士生导师, 长期从事电磁场微波技术方向的科研和教学工作, 目前主要研究方向: 电磁兼容、计算电磁学、天线、毫米波和光电技术等.