

超低副瓣天线平面时域近场测试的仿真模型

陈国华 薛正辉 李伟明 刘瑞祥

(北京理工大学电子工程系, 北京 100081)

【摘要】 本文简要介绍了超低副瓣天线平面近场测量中的仿真模型, 参照频域中已有的误差分析, 结合时域中特有的技术, 对几种主要误差简单做了一下总结, 旨在将已有的误差分析结果借鉴到时域测试误差分析中, 以集中精力研究时域特有的几项误差。

关键词: 天线平面近场测试; 仿真模型; “时间窗”技术

天线时域近场扫描测试技术的原理性论述由美国 Rome 实验室于 1994 年在国际学术杂志上首次发表, 相对于频域近场测量, 这一技术具有其特有的优势。其中误差分析在近场测量系统中占有很重要的地位, 由于近场测量系统本身是集软、硬件于一体的复杂的测试系统, 其误差因素来源很多。本文运用比较简单的计算机仿真模型进行了幅相误差的仿真, 对平面近场测量中几种关键的误差进行了简要总结。频域中的平面近场测量误差分析已经比较成熟, 21 项误差几乎在理论上都有相应的误差方程, 这些都可以为时域所借鉴。时域测量中的几项特有误差, 如近远场变换精度、T/R 设备时间基准、时域采样间隔、时域采样长度、时频域变换计算精度、探头频率响应特性等, 都需要在频域上做专门的分析。

误差分析的主要任务是: 利用适当的计算机仿真模型, 采用有效的误差分析方法, 分析各种误差源对目标参量影响的大小, 并进一步采取相应的修正措施, 以达到或接近测量精度要求。

1 仿真模型:

根据惠更斯-基尔霍夫原理和电磁场理论的等效性原理, 可以得出结论: 分析一确定场源的辐射时, 可以用分析一个包围场源的被激励表面的辐射来代替; 而分析这一被激励表面的辐射时又可以用该表面上等效的表面电流和表面磁流来代替表面上切向的电场和磁场分量的作用; 最终, 分析一个辐射问题, 只需获得一个包围辐射体的假想表面上的表面电流和表面磁流即可, 由于无源空间电场和磁场具有确定的关系, 故仅需获得表面电流分布。

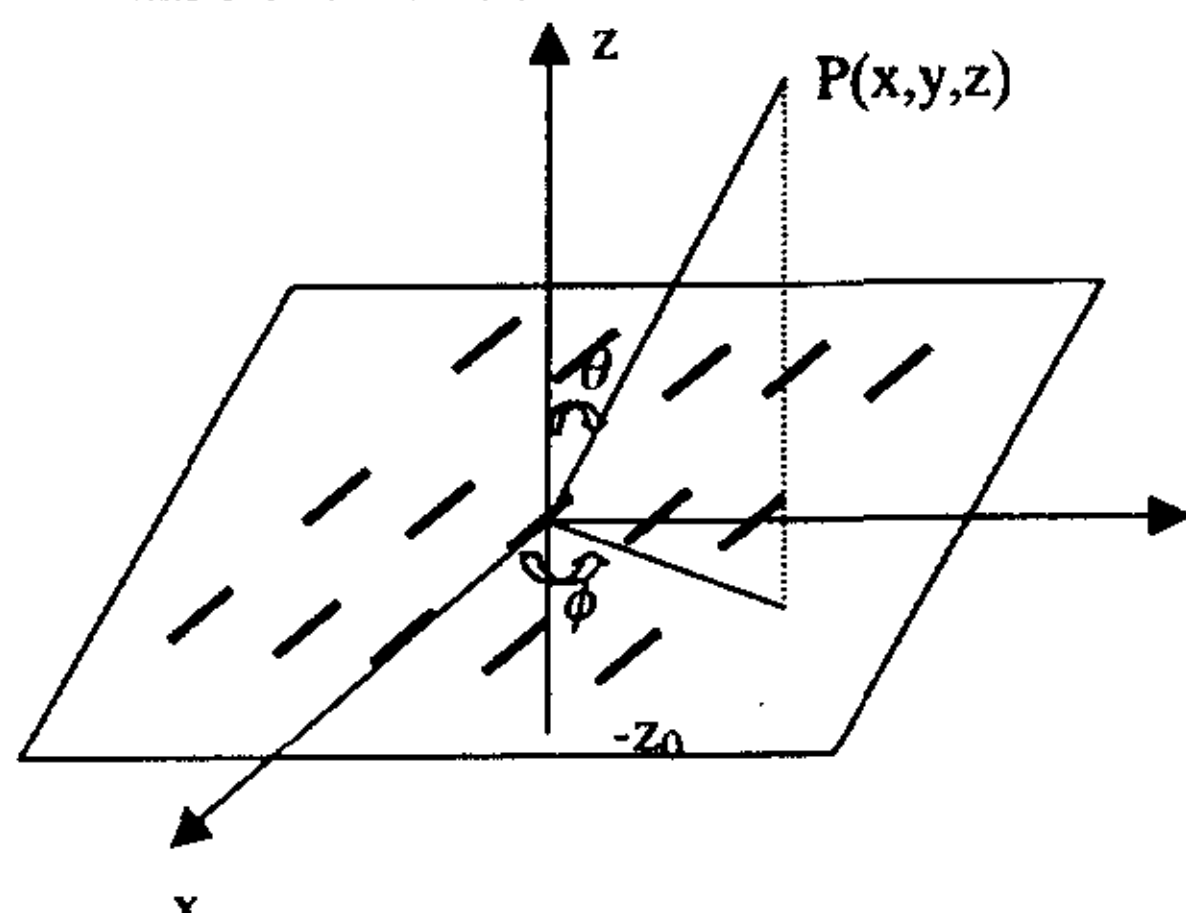


图 1 无穷大理想导体平面上天线阵及坐标系

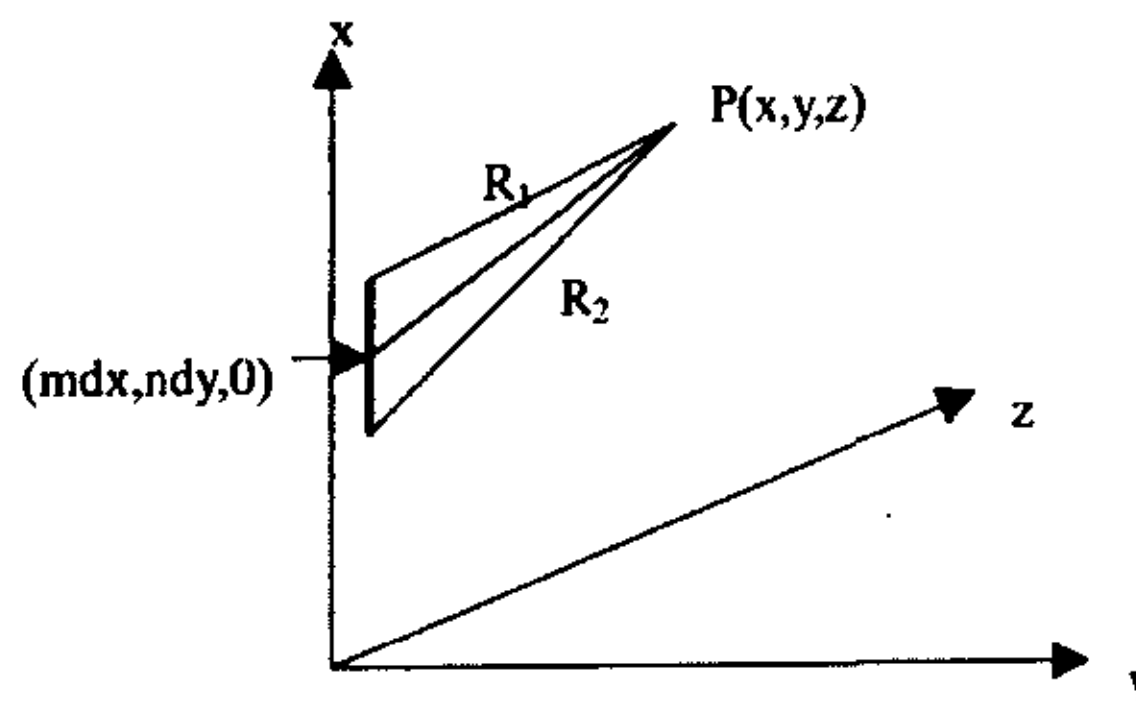


图 2 求解第(m,n)号阵元近场分布的坐标系

在实际测试中, 用测试探头在扫描平面上扫描取样, 获得 X、Y 方向确定采样间隔上采样点的离散表面电流分布, 这就相当于在扫描面上有 $M \times N$ (M 为 X 方向上取样点行数, N 为 Y 方向上取样点列数) 个电流源为组阵单元而排成了一副矩形平面矩形栅格阵列天线, 待测天线在空间任一点的远区辐射场等效为此阵列天线在空间任一点的远区辐射场。因此, 近远场变换就可等效为根据确定的单元激励和单元位置关系求取阵列天线辐射场。待测天线的远区辐射场方向图函数可以表示为^{[1]、[2]}:

$$F(\theta, \varphi) = \bar{f}_0(\theta, \phi) \sum_{m=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} I_{mn} \exp[jk(mdx \sin \theta \cos \phi + ndy \sin \theta \sin \phi)] \quad (1.1)$$

式中 I_{mn} 为 (m, n) 采样点等效表面电流, $\bar{f}_0(\theta, \phi)$ 为半波偶极子的方向图函数, $M \times N$ 单元天线阵在 E 面的幅度方向图:

$$f_E(\theta, \phi) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\cos \theta} \left| \sum_{m=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} I_{mn} \exp(jkmdx \sin \theta) \right| \quad (-\pi \leq \theta \leq \pi) \quad (1.2)$$

如图 2, 根据镜像原理, 无限大导体平面上 $M \times N$ 单元平面阵的近场 $E_x(x, y, z)$ 为:

$$E_x(x, y, z) = -j30 \sum_{m=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} I_{mn} \left[\frac{\exp(-jkR_{mn1})}{R_{mn1}} + \frac{\exp(-jkR_{mn2})}{R_{mn2}} - \frac{\exp(-jkR'_{mn1})}{R_{mn1}} - \frac{\exp(-jkR'_{mn2})}{R_{mn2}} \right] \quad (1.3)$$

$$R_{mn1} = \sqrt{\left(x - mdx - \frac{\lambda}{4}\right)^2 + (y - ndy)^2 + z^2} \quad (1.4a)$$

$$R_{mn2} = \sqrt{\left(x - mdx + \frac{\lambda}{4}\right)^2 + (y - ndy)^2 + z^2} \quad (1.4b)$$

$$R'_{mn1} = \sqrt{\left(x - mdx - \frac{\lambda}{4}\right)^2 + (y - ndy)^2 + (z + z_0)^2} \quad (1.5a)$$

$$R'_{mn2} = \sqrt{\left(x - mdx + \frac{\lambda}{4}\right)^2 + (y - ndy)^2 + (z + z_0)^2} \quad (1.5b)$$

进行近远场变换, 得到变换后的 E 面远场表达式,

$$f_E(\theta, \phi) = \frac{\Delta x \Delta y}{4\pi^2} \left| \sum_{m'=-\frac{M_0-1}{2}}^{\frac{M_0-1}{2}} \sum_{n'=-\frac{N_0-1}{2}}^{\frac{N_0-1}{2}} [E_x(m' \Delta x, n' \Delta y, d) + \sigma_A] \exp(jk_x m' \Delta x + jk_y n' \Delta y + j\sigma_p) \right| \quad (1.6)$$

式中, m' 是取样面上 x 方向的取样点求和指标; n' 是取样面上 y 方向的取样点求和指标; M_0 是取样面上 x 方向的取样点数; N_0 是取样面上 y 方向的取样点数; Δx 是取样面 x 方向的取样间隔; Δy 是取样面 y 方向的取样间隔。

平面近场技术所有误差源所产生的超低副瓣天线副瓣电平测量误差都可等效为近场幅相数据的误差, 且平面近场测量的总误差具有随机性。 σ_A 、 σ_p 分别是近场幅度、相位测量的误差分布, 幅相误差满足正态分布, 包含幅相误差的 E 面远场表达式为:

$$f_E(\theta, \phi) = \frac{\Delta x \Delta y}{4\pi^2} \left| \sum_{m'=-\frac{M_0-1}{2}}^{\frac{M_0-1}{2}} \sum_{n'=-\frac{N_0-1}{2}}^{\frac{N_0-1}{2}} [E_x(m' \Delta x, n' \Delta y, d) + \sigma_A] \exp(jk_x m' \Delta x + jk_y n' \Delta y + j\sigma_p) \right| \quad (1.7)$$

下图是仿真结果:

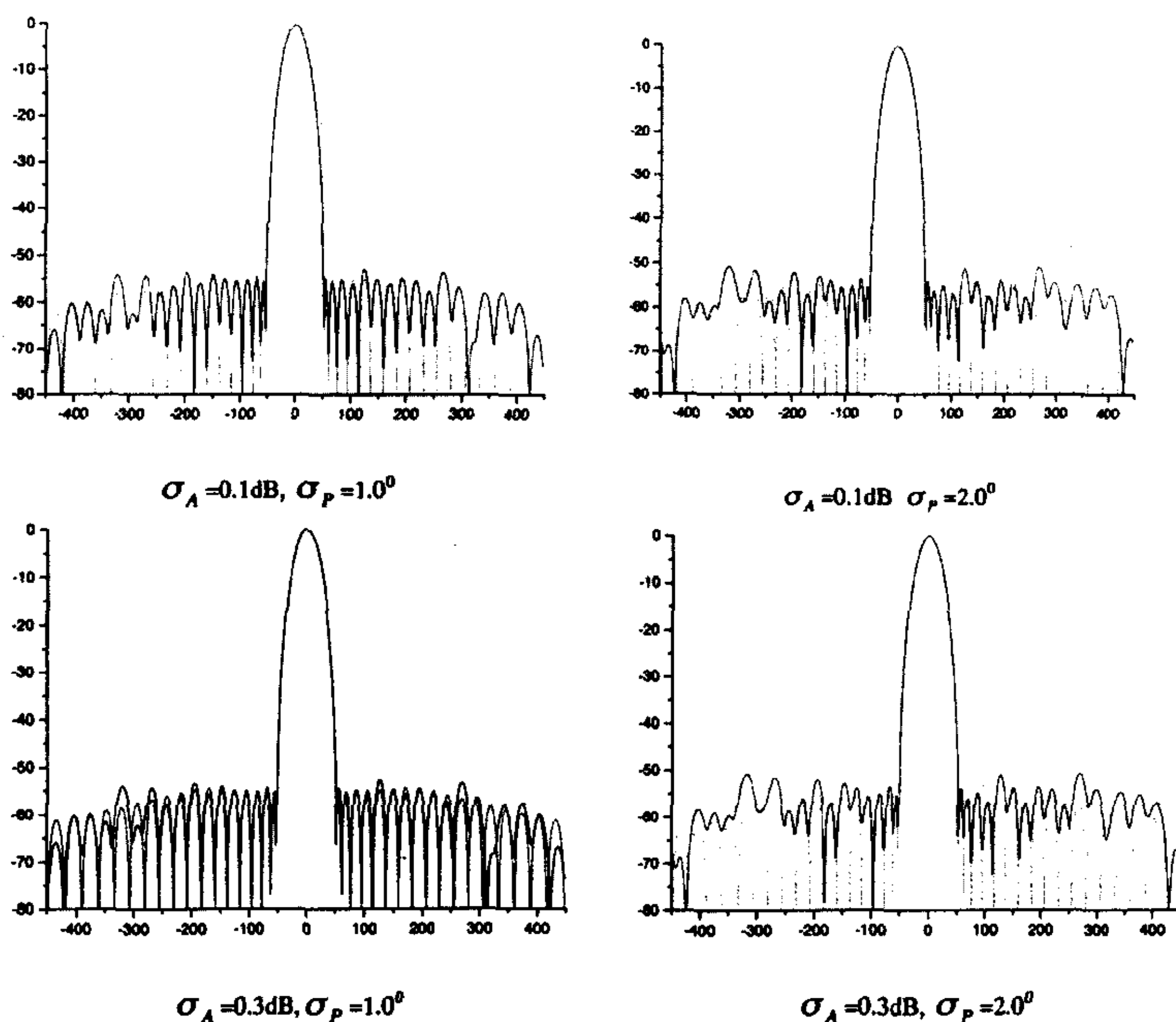


图3 理论及含幅相误差的E面方向图
(虚线为理论方向图, 实线为含幅相误差的方向图)

以上的仿真结果说明幅相误差必须满足 $\sigma_A < 0.3\text{dB}$, $\sigma_P < 2.0^\circ$ 。

2 墙壁散射:

通常, 暗室墙壁散射对测量结果的影响是比较小的, 只要将吸波材料的反射系数控制在 -40dB 范围内, 就可以将暗室墙壁散射造成的误差控制在 $-55\text{dB} \pm 1\text{dB}$ 的范围内^[4]。

2 多次反射误差:

在时域测量中, 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, 这是时域近场测试优越的地方。

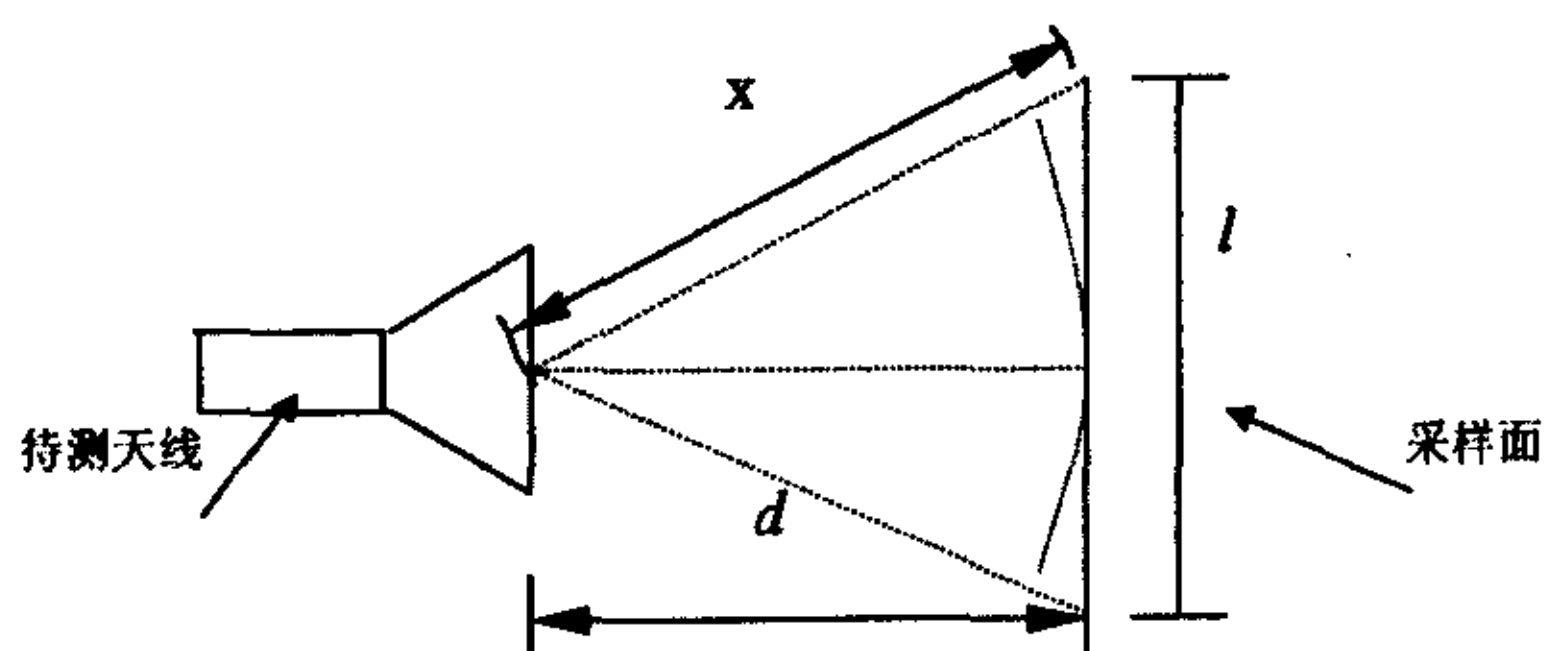


图4 待测天线与采样面结构示意图

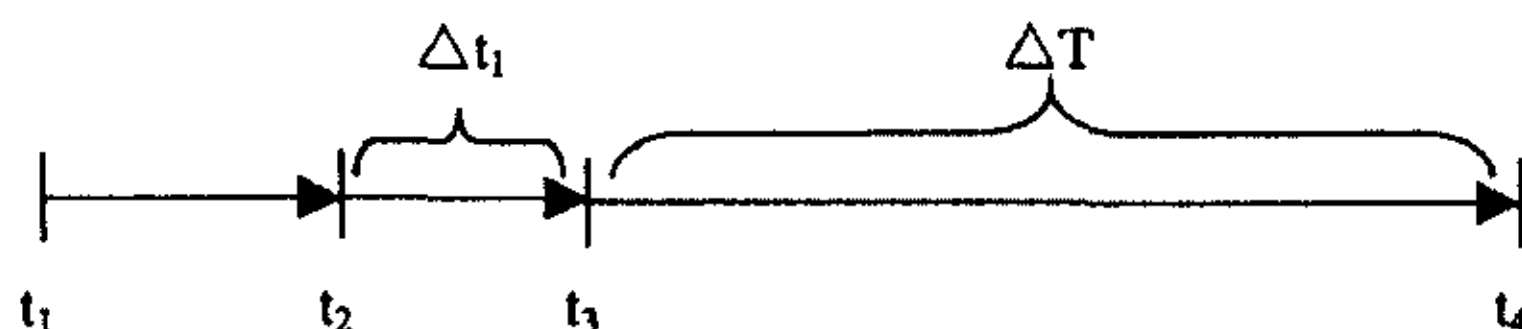


图 5 采样时间先后顺序示意图

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，终点的确定既要保证采样面上所有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采样面之前，边缘区域信号已全部落在时间窗内（图 5）。

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

$$\sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 + d^2} + c\Delta T \leq 3d \quad (3.1)$$

上式即为时间窗长度的选取应满足的关系式^[5]。

3 结论：

以上计算机仿真模型可以用来解决一系列的误差仿真，如截断误差，多次反射误差，随机误差等，均能得出比较理想的仿真结果，由于篇幅所限，在此不再赘述。

不论在频域还是在时域，探头修正都是非常重要的问题，频域上国外已有经典的探头修正理论^[6]，但是具体到时域，还存在一定的问题。

参考文献

- [1] 天线平面近场测量中近远场变换一种方法的研究，薛正辉，高本庆，刘瑞祥，杨仕明，刘超
- [2] 汪茂光 吕善伟 刘瑞祥著. 阵列天线分析与综合. 电子科技大学出版社，1989.
- [3] 张福顺，超低副瓣天线近场测量误差分析与补偿技术研究，博士学位论文
- [4] 墙壁散射对超低副瓣天线平面近场测量的影响，于丁，傅德民，刘其中，毛乃宏
- [5] 天线平面时域近场测试的系统集成与测试软件包设计，周丽萍，硕士学位论文
- [6] Formulation of Probe-corrected Planar Near-Field Scanning in the Time Domain, Thorkild B. Hansen, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol, 43, No. 6, JUNE 1995

波导-微带探针过渡 CAD 技术

黄 建

中国电子科技集团公司第 10 研究所, 成都, 610036

【摘要】本文介绍了一种基于矩形波导-微带探针耦合结构等效电路的波导-微带探针过渡 CAD 方法, 应用商业 3 维电磁场分析软件和微波电路 CAD 软件快速完成波导-微带探针过渡的优化设计。设计实例和测试结果证明了该方法的有效性。

【关键词】波导-微带过渡 探针耦合 矩形波导-同轴交叉耦合接头 等效电路

1、概述

矩形金属波导是微波-毫米波频段的重要传输线形式, 由于具有高功率容量和高 Q 值特性, 在天线、测量系统、滤波器、低损耗传输部件中广泛应用。而微带是微波集成电路的主要传输线形式。随着微波单片集成电路 (MMICs) 越来越多应用于微波/毫米波系统, 在微波/毫米波电路和系统中经常需要进行两种传输线形式的转换。这种转换由波导-微带过渡电路来完成。文献报道了多种波导-微带过渡电路, 其中探针形式的过渡具有低损耗、宽频带、结构简单、体积小等优点, 得到了较多的研究和应用。

对波导-微带探针过渡结构, 文献报道的分析方法有采用谱域技术^[1]和谱域线积分法^[2]等。针对常用的频段, 文献给出了一些设计数据^{[3][4]}。但对于实际应用中, 经常需要针对特殊应用频段、安装结构、和介质基片来设计波导-微带探针过渡电路。对微波电路工程师而言, 在无法引用文献报道的设计数据时, 无论是采用上述分析方法还是借助于电磁场数值仿真工具, 通过试探或无约束优化法设计波导-微带探针过渡电路都是非常繁琐和费时的。

本文介绍了一种波导-微带探针过渡 CAD 技术, 基于波导-微带探针过渡等效电路模型, 利用商业 3 维电磁场数值仿真软件 (如 Ansoft 公司 HFSS 软件等) 和微波电路 CAD 软件 (如 Agilent 公司 ADS 软件等), 通过二次电磁场仿真来确定波导-微带探针过渡的最佳参数, 从而快速、准确地完成波导-微带探针过渡电路的最优化设计。

2、矩形波导-微带过渡等效电路

文献^[5]给出了矩形波导-同轴交叉耦合接头的等效电路。根据这一模型, 可以得到矩形波导-微带探针耦合结构等效电路如图 1 所示: 该等效电路对从波导宽边插入的横截面或 E 面探针, 和探针连接的传输线为微带、同轴、带状线和悬置带状线、共面波导等类型都是适用的, 从而本文介绍的基于等效电路的 CAD 方法具有广泛适应性。图 1 中, 端口 1、2 是波导端口, 端口 3 是微带端口。波导端口参考面为通过探针中心线的波导横截面, 微带端口参考面为探针插入的波导侧壁所在平面。 jX_s 是探针插入波导对波导传输引入的不连续性电抗, jX_p 是探针本身的电感感抗, jB_a 、 jB_b 和 jB_c 是探针耦合区不连续性电纳。理想变压器变比 n_1 、 n_2 表示探针末端电压与波导主模电压以及微带端口 TEM 模电压与波导主模电压之比值。

考虑到图 1 中, jB_c 数值远小于 jB_a 和 jB_b , 略去该元件并不会产生明显误差。略去 jB_c 后电简化为图 2 形式。利用图 2 可将等效电路元件与结构参数联系起来。图 2 中虚框内为波导内探针本身的电感和探针末端与波导壁间隙的分布电容的电纳。变压器代表了微带

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>