

微波耦合场测量圆环探头的接收特性*

曹学军, 马弘舸, 谢苏隆

(中国工程物理研究院 应用电子学研究所, 四川 绵阳 621900)

摘 要: 为了准确测量腔体等封闭狭小空间内微弱耦合电磁场,对一般小型圆环同轴探头的连接端面进行斜面剖分优化处理。采用时域有限差分方法,模拟了在电磁脉冲平面波激励下,圆环斜面探头所感应电压的时域变化过程。通过数值模拟计算,对比分析了 3 种不同角度斜面圆环探头的电磁接收频率响应特性,得出带有 15°斜面圆环探头的高频接收性能相应提高 2~5 dB。开展直径 40 mm 圆环 15°斜面探头的电磁接收测量实验,并与相应计算结果进行对比分析,二者整体变化趋势基本吻合,从而验证了数值计算分析探头电磁接收特性结果的准确性。

关键词: 微波耦合; 圆环探头; 电磁接收; 时域有限差分方法; 接收测量

中图分类号: TN813 **文献标志码:** A

在电磁兼容以及抗高功率辐射加固研究方面,针对电子设备机箱外壳上的一般孔缝及线缆等后门耦合结构,国内外相关研究机构开展了大量的耦合效应测量实验^[1-2]。通过对实际电子系统机箱结构特征分析可知,其腔体内部电磁测量环境空间有限,相应耦合场的测量一般采用较小尺寸的测量天线,其中较为典型的有具有环状结构的 D 型电磁传感器、正交结构的偶极子天线以及小型螺旋圆锥天线^[3]等,这些小型天线在各种电磁耦合场测量中都得到了较为广泛的应用。

实际测量环境中,不同类型的小型天线对耦合场测量结果影响较大,为了尽量减小测量天线自身对于封闭空间耦合场测量的影响,通常采用结构更为简单的小型测量探头开展测量,如具有小型圆环天线结构的同轴探头。由于圆环探头所测量的物理量是电磁场磁感应强度,对空间电磁场分布扰动较小;相应其结构相对简单,通过在测量空间中适当放置能够基本消除其自身对所测电场感应的高频电流,从而避免产生二次辐射干扰。一般形式的圆环探头由于其结构简单尺寸很小,相应电磁接收灵敏度也较差,因此有必要针对探头的相关结构进行优化设计以提高其接收灵敏度,从而达到改善其对微弱耦合电磁场测量的准确性。

1 微波耦合场测量探头

在实际工程应用中,电磁耦合场测量研究所涉及的电磁脉冲类型较多,既有低频方面的超宽带脉冲又有高频窄带脉冲,因而测量探头工作频率范围一般为 100 MHz~18 GHz。出于测量频率的要求,圆环探头初步由小型圆环天线及宽带馈电传输部分组成,其中馈电传输部分采用特性阻抗 50 Ω 的硬质 SMA 同轴线。

对于不带有微波同轴传输线的简单圆环天线电磁接收性能,可进行以下理论分析^[4]。设天线面积为 S ,匝数为 n ,当放置于频率为 f 的平面波场中且天线平面与磁场 H 方向垂直时,其感应电压 e 最大,其大小为

$$e = 2\pi f\mu_0 SnH \quad (1)$$

对平面波而言,电场 E 与磁场 H 之间可通过波阻抗 Z_0 进行换算

$$Z_0 = E/H = 120\pi \Omega \quad (2)$$

将式(2)代入(1),并把频率换算成对应的波长 λ ,可得圆环天线的感应电压为

$$e = \frac{2\pi Sn}{\lambda} E \quad (3)$$

根据式(3)可得到圆环天线接收端口所测电压与电场强度的比例关系,其随被测电场频率增大而增大,相应圆环天线的低频接收电压较低,在高频方面其实际接收电压由于天线所接微波传输线的存在也不可能太高。一般圆环天线的接收端面与同轴传输线内外导体直接相连接,在非常宽的测量频率范围内,二者存在较大

* 收稿日期:2007-09-05; 修订日期:2008-04-21

基金项目:国家高技术发展计划项目

作者简介:曹学军(1974—),男,硕士,助研,现从事高功率微波效应研究及电磁场数值计算;ccxxjj_3@163.com。

阻抗不匹配。为了减小电磁接收圆环天线与同轴传输线的阻抗不匹配,在其连接端面上进行了一定角度斜面剖分,形成微波传输渐变过渡段,然后渐变段末端内外导体再与圆环相接,从而减小微波传输的不连续,以至在一定程度上提高了探头的电磁接收灵敏度。

2 探头数值模拟计算

基于上述对圆环斜面连接探头结构的初步分析,结合具体电磁测量环境要求,数值模拟计算了直径 40 mm 圆环 15°斜面连接 SMA 同轴探头的时域接收电压值,以了解斜面连接处电磁波传输的不连续性。为了分析不同角度斜面结构对圆环探头电磁接收特性的影响,对 3 种角度(15°,30°,60°)斜面连接圆环探头开展电磁接收频率响应计算。

2.1 数值模型及计算方法

主要采用 3 维直角坐标下 FDTD(时域有限差分)方法^[5]进行数值模拟分析,整个计算模型空间如图 1 所示。模型空间的 6 个边界面由完美匹配层 PML^[6]吸收媒质组成,入射平面波由 A 点所在面引入,其时域形式为频谱范围 0~18 GHz 的高斯脉冲。入射波极化方式为水平极化,相应模型探头的圆环面也水平放置以使其所感应电压最大。探头同轴传输线另一末端内外导体都延伸至 PML 吸收媒质中,从而消除末端开路所造成的反射电磁波干扰。在图 1 中,分别在距离与圆环连接端 20 mm 处(B 处)及 40 mm 处(C 处)同轴线内部监测内外导体间电压变化值。

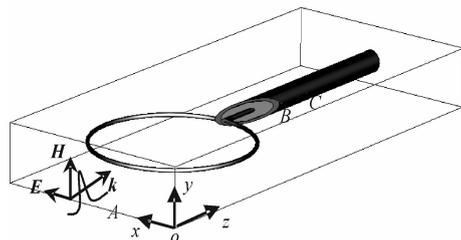


Fig. 1 Schematic diagram of probe computation model space

图 1 探头计算模型空间示意图

在具体计算中,为了精确描述模型探头斜面连接处的细微结构,以很小的空间步长(最小波长的 1/33)0.5 mm 对整个模型空间进行非均匀网格划分。由探头的物理尺寸可计算得到模型空间网格为 101×39×265,从而能对模型探头结构进行较好模型离散化,相应由 FDTD 计算稳定性条件可得时间步长为 0.3 ps。在设定上述参数的条件下开展数值计算能基本保证计算结果精确。

2.2 数值计算结果与分析

首先对直径 40 mm 圆环 15°斜面连接 SMA 同轴探头,应用以上设定的高斯脉冲入射平面波。通过在普通微型计算机(P4-2.8 GHz,512 Mbit 内存)上计算将近 3 h,可得模型探头最终接收电压,其时域波形如图 2 所示。由图可见同轴传输线内不同位置(B,C 处)计算所得电压波形完全一致,仅仅在时间上 C 处相对于 B 处延时了 0.096 ns,这说明在 B 处即距离圆环连接端 20 mm 处的同轴线内高次模式电磁波影响已经基本不存在,故 B,C 处计算所得电压即为实际探头端口测量电压。在图中第一个主波形是圆环所感应的主要电磁场能量,相应后面两个小脉冲形成的主要原因,是由于圆环天线与同轴传输线在很宽频段内不能做到完全阻抗匹配,引起电磁脉冲在圆环天线与斜面连接点间来回振荡,产生电磁谐振所致。

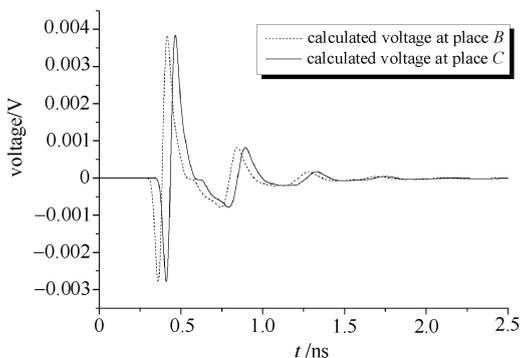


Fig. 2 Numerically calculated voltage in probe

图 2 数值计算探头所测出电压

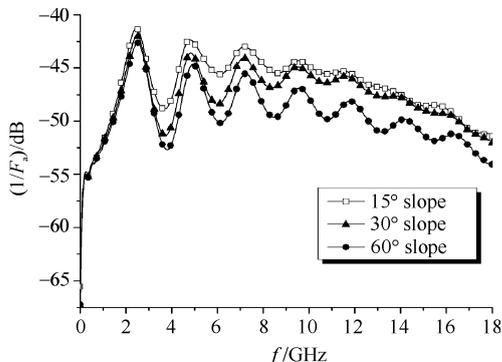


Fig. 3 Electromagnetic receiving response of probes with different slopes

图 3 不同斜面探头电磁接收频率响应

由探头时域计算波形通过傅里叶变换可得其频域电压幅值 U ,然后与入射电场强度频域幅值 E 之比,即为探头天线系数的倒数,其中天线系数^[4]为

$$F_a = E/U \quad (4)$$

该参数主要反映了探头在各个频率点上的电磁能量接收特性。在原有计算结果的基础之上,进行了不同角度(15°,30°,60°)斜面连接直径 40 mm 圆环探头的接收特性计算,其结果如图 3 所示。3 种不同角度斜面探头的低频接收都较差,这主要是由探头圆环尺寸大小所限。在高频段($f > 3$ GHz)3 种探头接收特性曲线始终存在多个谐振峰值,但 15°,30°斜面探头相比 60°斜面探头在较高频段($f > 10$ GHz)内特性曲线较为平滑,谐振峰值变化较小,说明前两种探头在相应频段内的阻抗匹配相对较好。通过对比分析,在整个频域内 15°斜面探头电磁接收能力相对较好,大约从 3 GHz 频率开始,15°斜面探头比 60°斜面探头提高了 2~5 dB。在以上数值计算条件的基础之上,进一步通过电磁场计算软件 MAFIA,分别就 40 mm 圆环 15°和 60°斜面探头结构进行建模,由该软件的 T3(3 维时域计算模块)开展数值仿真模拟,也得到了相同的计算结果,从而确保自编程序计算的可信度。

3 探头接收测量实验

根据计算机数值模拟计算结果,针对 15°斜面连接结构形式,实际加工了 3 种不同直径(26 mm,40 mm,52 mm)的圆环探头,具体结构如图 4 所示。测量探头的总体结构尺寸相对较小,其总长度一般为 10 cm 左右。探头的微波传输部分采用标准 SMA 硬质同轴线,末端进行 15°斜面剖分加工处理,其内外导体分别与圆环馈电两端焊接相连,整个探头表面经过镀金处理以减小高频电磁传输损耗。

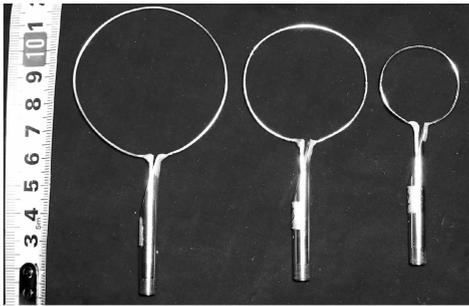


Fig. 4 SMA loop probe connected with 15° slope
图 4 15°斜面连接 SMA 同轴圆环探头

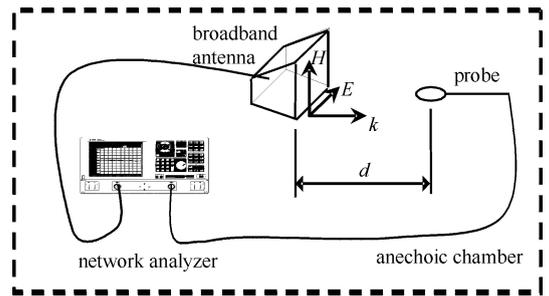


Fig. 5 Diagram of electromagnetic receiving of loop probe
图 5 探头实际电磁接收实验框图

为了验证探头数值计算结果的准确与否,利用直径 40 mm 圆环 15°斜面探头开展实际电磁接收实验,其实验原理如图 5 所示。主要实验仪器有矢量网络分析仪-安捷伦 E8363B、宽带天线标准 EMC 双脊喇叭天线、以及低损耗微波线缆。在具体实验布局中,宽带天线发射电磁波的极化方式为水平极化,以至在垂直面内测量电缆(如与测量探头相连电缆)对测量影响最小,而测量探头圆环面相应也水平放置以便能感应到最大电压。结合宽带天线结构尺寸及最高测量频率大小,在基本满足空间辐射远场区条件下,再考虑到微波线缆的高频损耗以及网络分析仪测量的噪声本底,可初步确定宽带天线口面与测量探头圆环中心的空间辐射距离 d 为 3 m,整个测量实验是在微波暗室内进行。由于宽带发射天线工作频率限制,相应实验测量频率范围为 1~18 GHz。通过微波网络分析仪对整个通路 S_{21} 参数的扫频测量,相应减去微波测量电缆的通路损耗衰减,从而得到测量探头对于发射天线所辐射电磁波的相对接收幅值。

4 计算与实验结果对比分析

通过数值模拟计算所得 40 mm 直径圆环 15°斜面探头天线系数的倒数($1/F_a$)值,由天线系数 F_a 与天线增益 G 的转换公式^[4]可得到测量探头的天线增益

$$G = 20 \lg f - F_a - 29.79 \quad (5)$$

式中: G 单位为 dB; f 单位为 MHz。结合实际测量实验中宽带发射天线增益、以及电磁波空间距离辐射衰减量,由电磁波传输损耗公式^[7],可计算得到测量探头接收功率 P_r 对于发射天线辐射功率 P_t 的相对接收幅值,以便与实验所测结果进行对比分析研究,其中相对接收幅值表达式为

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} G_r \quad (6)$$

式中: λ 为电磁波波长; d 为空间辐射距离; G_r 为测量探头增益; G_t 为发射天线增益。

由式(6)可计算得到测量探头的相对接收幅值,并与网络分析仪对探头的实际测量结果进行对比,如图 6

所示。经对比分析可知,在 1~18 GHz 频率范围内探头电磁接收幅值的总体变化趋势上计算与实测结果基本一致,在低频阶段二者相对吻合较好。在高频阶段,初步分析认为,实际加工探头同轴内导体与圆环连接焊接点的存在,削弱了对电磁场的接收能力,而在数值模拟中对探头连接焊接点未能建模加以考虑,从而计算所得电磁接收强度相对较大,二者结果有一定差距。总的说来,探头实际测量结果基本反映 40 mm 直径圆环 15° 斜面探头电磁接收特性变化趋势,证明针对该圆环斜面探头开展数值模拟计算的结果基本准确。

5 结 论

数值模拟分析了不同角度斜面连接直径 40 mm 圆环探头的电磁接收频率响应特性,计算结果表明从频率 3 GHz 左右开始,15° 斜面探头电磁接收性能相比 60° 斜面探头提高了 2~5 dB。在实际耦合场测量中,在发射天线对测量探头空间辐射距离一定的条件下,由于空间电磁波高频辐射相对低频而言衰减很大,因而 15° 斜面圆环探头针对高频接收能力的改善在现实微弱耦合场的测量中具有较大意义。最后开展了 40 mm 直径圆环 15° 斜面连接探头电磁接收测量实验,相应计算测量探头对于发射天线的相对接收幅值,并与实验测量结果进行对比分析研究,二者变化趋势基本吻合;从而说明数值计算分析探头电磁接收特性结果基本准确可信,为下一阶段耦合场数值模拟计算及相关实验的顺利进行奠定了基础。

参 考 文 献:

- [1] King R J, Breakall J K, Hudon J K, et al. Phenomenology of microwave coupling, part I[R]. LLNL, CA, UCID20215, 1984.
- [2] 周金山, 刘国治, 王建国. 矩形孔缝耦合特性实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2003, 15(12): 1228-1232. (Zhou J S, Liu G Z, Wang J G. Experimental studies on coupling characteristics of rectangular slot. *High Power Laser and Particle Beams*, 2003, 15(12): 1228-1232)
- [3] Li S T, Pappert S A, Orazi R J, et al. An electro-optic probe for ship EMC applications[C]//Electromagnetic Compatibility Symposium Record, IEEE International Symposium. 1995: 81-86.
- [4] 陈淑凤, 马蔚宇, 马晓庆. 电磁兼容试验技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001. (Chen S F, Ma W Y, Ma X Q. Test technology of electromagnetic compatibility. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2001)
- [5] 王长清, 祝西里. 电磁场计算中的时域有限差分法[M]. 北京: 北京大学出版社, 1994. (Wang C Q, Zhu X L. Finite difference time domain method of electromagnetic computation. Beijing: Peking University Press, 1994)
- [6] Berenger J B. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves[J]. *J Comp Phys*, 1994, 114(2): 185-200.
- [7] 刘学观, 郭辉萍. 微波技术与天线[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001. (Liu X G, Guo H P. Microwave technology and antenna. Xi'an: Xidian University Press, 2001)

Receiving characteristics of loop probe for microwave coupling field measurements

CAO Xue-jun, MA Hong-ge, XIE Su-long

(Institute of Applied Electronics, CAEP, P. O. Box 919-1017, Mianyang 621900, China)

Abstract: The connecting face of small loop probe is optimized with slope cutting, so that the probe can exactly measure weak coupling electromagnetic field in the cavities. Under the irradiation of electromagnetic pulse, the change of voltage in loop probe is simulated by FDTD. The receiving characteristics of three loop probes with different slopes are calculated. The high frequency receiving capability of loop probe with 15° slope is improved by 2~5 dB. The receiving experiments of 40 mm diameter loop probe with 15° slope are conducted. Measurement result is compared with calculation result, whose change trends coincide well in the main, which proves credibility of numerical analysis.

Key words: Microwave coupling; Loop probe; Electromagnetic receiving; FDTD; Receiving measurements

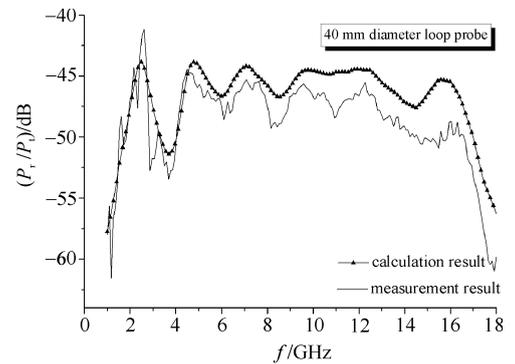


Fig. 6 Calculation and measurement results of receiving amplitude of loop probe

图 6 圆环探头接收幅值数值计算与实测结果