

电磁脉冲对含导线腔体内电路的耦合

张友文, 刘光斌

(第二炮兵工程学院, 西安 710025)

摘要:应用时域有限差分法研究了有贯通导线存在时, 干扰电磁场对有孔屏蔽腔体内电路上耦合电流的影响, 进行了建模和计算分析。研究表明, 当有导线贯通有孔屏蔽腔体时, 腔体内电路上的耦合电流会显著增强, 贯通导线的长度和半径以及入射波相对内电路位置等对腔体内电路上的感应电流有重要影响。

关键词:电磁兼容; 时域有限差分法; 贯通导线; 感应电流; 屏蔽效能

中图分类号: TN01

文献标识码: A

文章编号: 1006-0707(2011)06-0071-03

随着电子设备工作频率的不断提高, 工作电压的不断降低, 电磁脉冲的敏感性和易损性也不断增加。为了使电子设备能稳定地工作, 研究电磁脉冲对电子设备和系统的干扰及损伤效应变得十分迫切。一般电子设备都有金属屏蔽壳体, 当屏蔽壳体上开有孔缝时, 只要孔径相对于电磁脉冲主要频段信号最小波长足够小, 壳体对该电磁波就有较高的屏蔽效果。然而, 当孔缝中有贯通导线穿过并与设备内部电路相连接时, 机箱的屏蔽效能将大为降低。此时外部的干扰电磁场可以直接将电磁能量耦合到暴露在屏蔽腔体外的贯通导线上, 并通过导线进入屏蔽腔内部, 使屏蔽腔内的电磁环境变得恶劣, 从而使机箱内电路上的耦合电流显著增强。

目前, 在孔腔电磁耦合方面的研究已有较大进展。Taflove^[1]在1982年首先提出了一种用于计算复杂腔体电磁脉冲孔缝耦合问题的 MOM/FDTD 混合算法。Marcello 和 Stavros^[2-3]分别运用 FDTD 法分析了电磁波在腔体内的分布, 计算了腔体的屏蔽效能, 并进行了相关的实验研究。Carpes^[4]应用有限元对开孔腔体内导线上的电磁耦合问题进行了研究。Siah^[5]应用多层快速多极子算法对屏蔽体有贯通导线的辐射干扰问题进行了研究, 得出了电磁干扰能通过屏蔽系统与外界相连接的电源线、信号线上形成的共模干扰电流^[6]流入设备的结论。Park^[7]对屏蔽体上有贯通导线的共模辐射干扰问题进行了研究, 并提出了一种利用褶皱型孔缝抑制导线上共模干扰电流的方法。Saario^[8]则应用 FDTD 研究了铁氧体器件对导线上干扰电流的抑制作用。

这些文献对孔缝耦合和腔体屏蔽进行了很好的研究, 对腔体的屏蔽设计具有很好的指导作用。对有导线贯通腔体时, 耦合电磁场对腔体内部电路的影响虽有涉及, 但是分析得还不够深入。为了更好地认识腔体上贯通导线对腔体内电路电磁耦合的影响, 本文应用时域有限差分法, 通过建立有导线贯通孔缝时的屏蔽腔体模型, 研究了外界电磁脉冲对

含导线有孔腔体内电路的耦合特性, 分析了贯通导线参数和内电路位置等因素对腔体屏蔽性能以及内部电路耦合干扰电流的影响。

1 理论基础

对于复杂结构的孔缝腔体电磁场耦合问题的解析求解是非常困难的, 一般使用数值方法, 而基于细线散射^[9-10]的时域有限差分法则适合于含导线有孔腔体电磁耦合问题的数值求解。

当空间存在细导线结构时, 他与空间电磁场将产生相互作用。一般认为网格是 FDTD 计算的最小单位, 某一时间场在每一网格内具有固定的值。基于细线散射的 FDTD 方法, 考虑的则是导线直径远小于网格空间尺寸时的情况。根据散射近场的物理特性, 在细线结构所在的网格内, 由于散射体的存在, 其场值不再是固定值, 即细导线附近的环向磁场和径向电场均按距细线中心距离以 $1/r$ 的规律变化 (r 为距导线中心的距离)。考虑沿 Z 轴方向放置的细线结构, 其几何尺寸小于 1 个网格尺寸, 故可推得细线结构附近场的表达式。

内电路上的感应电流大小为磁场强度沿包围该导线的闭合路径的积分

$$current = \oint H \cdot dl \quad (1)$$

2 数值计算与结果分析

建立的导线贯通开口腔体及内电路物理模型如图 1 所示。图 1 中: 腔体的尺寸为 $30 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$, 在腔体的 1 个面上开有矩形孔缝, 孔缝尺寸为 $10 \text{ cm} \times 4 \text{ cm}$, 位于腔体平面的中央。屏蔽腔体内部有一电路板, 基板尺寸为

12 cm × 6 cm × 0.5 cm, 相对介电常数为 3.55, 距离腔体底部 2 cm, 微带线尺寸为 6 cm × 0.6 cm × 0.05 cm。贯通导线的半径为 1 mm, 暴露于腔体外部的长度为 10 cm, 腔体内部的长度为 5 cm。入射平面波为幅度为 1 000 V/m 的正弦波, 波传播方向正对腔体上的开口, 入射电场垂直于开口的长边。

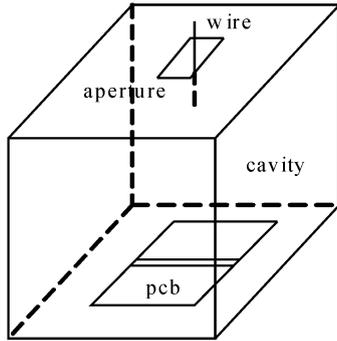


图1 导线贯通开口腔体及内部电路模型

2.1 导线长度对内电路耦合电流的影响

计算了暴露于电磁脉冲作用下导线长度分别为 5 cm 和 10 cm 时, 通过孔缝和导线耦合到腔体内电路上的感应电流, 其频域波形如图 2 所示。从图 2 中可以看到, 在没有贯通导线穿过孔缝时, 耦合电流随频率的增加而增加。这是因为腔体的屏蔽效能随频率的增加而降低, 耦合进入腔体内的电磁场越多, 在内部电路上的感应电流越大。受腔体自身结构的影响, 在腔体谐振频率处 (700 MHz 附近), 感应电流出现峰值, 达到 112 mA。

当有贯通导线时, 腔体内电路上的耦合电流会显著增强, 并且耦合电流在低频段内增加明显, 而在高频段增加却较小。这是由于在低频时腔体的屏蔽效果较好, 贯通导线对屏蔽效果和感应电流影响明显; 在频率较高时, 特别是在谐振频率处, 腔体的屏蔽效果很差, 由孔缝耦合进入腔体内部的电磁场远大于由贯通导线耦合进入腔体内部的电磁场, 孔缝耦合起着主要作用; 当腔体有导线贯通时, 暴露于电磁脉冲下的导线长度为 10 cm 时的耦合电流要大于导线长度为 5 cm 的情况。外界电磁场耦合在暴露于腔体外部的贯通导线上, 并通过贯通导线进入腔体内部, 贯通导线越长, 从外部干扰中获得的电磁能量越多, 因此腔体内电路上的耦合电流越大。

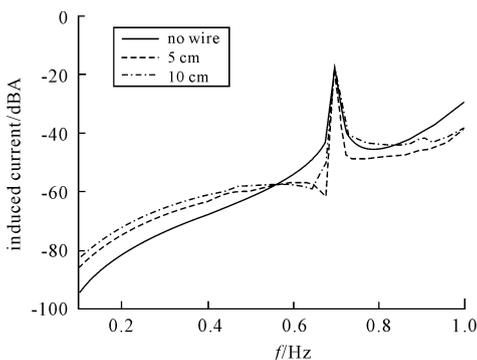


图2 不同导线长度时的耦合电流

2.2 导线半径对内电路耦合电流的影响

设置导线的半径分别为 0.1, 0.2, 1.8 cm, 导线位置及长度等其他参数不变, 计算电磁脉冲通过这 3 个不同半径的导线对腔体内电路的耦合情况, 如图 3 所示。从图 3 可以看出, 通过导线耦合进腔体内电路上的感应电流和导线半径有关。导线的半径越大, 电磁波越容易耦合进腔体内部, 但差别不是很大; 然而当导线半径较大 (1.8 cm), 可与孔缝尺寸比拟时, 内电路上的耦合电流将减小很多。这是因为贯通导线的存在使实际孔缝的有效尺寸减小, 由孔缝耦合进入腔体内部的电磁场随之开始减少, 内电路上的耦合电流也因此相应减小。

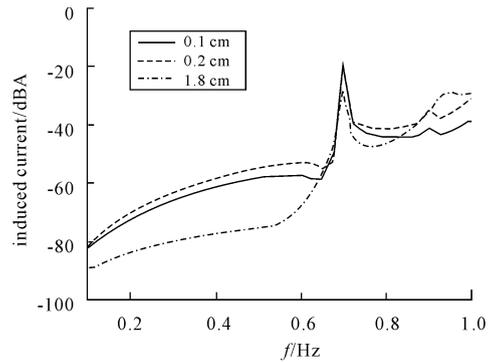


图3 不同导线半径时的耦合电流

2.3 入射波与内电路相对方向对耦合电流的影响

计算了不同入射波与内电路相对位置关系时的耦合电流, 如图 4 所示。从图 4 可以看到, 当入射电场与孔缝长边垂直, 并与内电路平行时, 内电路上的耦合电流最大; 而当入射电场与孔缝长边平行, 并与内电路垂直时, 内电路上的耦合电流最小; 另外 2 种相对方向关系时的耦合电流大小介于上述 2 种情况之间。当入射电场方向与内电路平行时, 内电路上耦合电流明显大于入射方向与内电路垂直时的情形; 当入射电场与内电路平行 (或垂直) 时, 入射电场与孔缝的相对方向变化也对耦合电流大小有影响, 但是差别较小。这说明, 入射电场与内电路的方向关系对耦合电流的影响比入射电场与孔缝的方向关系影响要大。

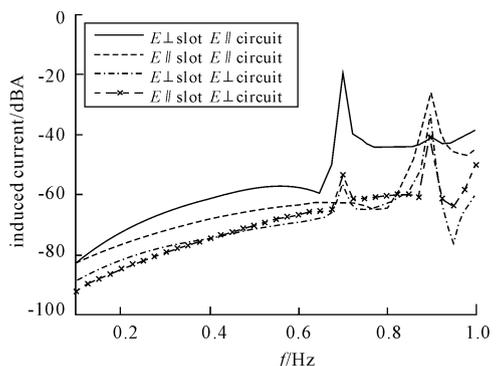


图4 四种相对方向时的耦合电流

3 结束语

本文应用时域有限差分法,对电磁脉冲作用下导线贯通屏蔽腔体内电路上的耦合电流进行了数值计算。研究结果表明:当有导线贯通屏蔽腔体时,腔体内电路上的感应电流会显著增强,并随着贯通导线暴露于腔体外部长度的增加而增加;导线半径越大,耦合电流越大,但导线半径很大时,耦合电流开始减小;腔体内电路上的干扰电流与入射波方向有关,当入射电场的方向与贯通导线平行时干扰电流最大,与贯通导线垂直时干扰电流最小。因此,要严格控制导线穿过开孔腔体,避免外界干扰由贯通导线进入屏蔽腔体对内部电子电路的稳定运行产生影响。

参考文献:

- [1] Taflove Allen. A Hybrid Moment Method Finite Difference Time Domain Approach to Electromagnetic Coupling and Aperture Penetration into Complex Geometries [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1982, 30(4): 617-627.
- [2] Marcello D A, Sarto M S. Theoretical and Experimental Characterization of the EMP Interaction with Composite Metallic Enclosures [J]. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, 2000, 42(1): 152-163.
- [3] Stavros V G, Craig R B. HIRF Penetration through Apertures: FDTD Versus Measurements [J]. IEEE Transaction

on Electromagnetic Compatibility, 2001, 43(3): 282-294.

- [4] Carpes W P, Pichon L. Analysis of the coupling of an incident wave with a wire inside a cavity using an FEM in frequency and time domains [J]. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, 2002, 44(3): 470-475.
- [5] Siah E S, Sertel K, Volakis J L. Coupling studies and shielding techniques for electromagnetic penetration through apertures on complex cavities and vehicular platforms [J]. IEEE Transactions Electromagnetic Compatibility, 2003, 45(2): 245-257.
- [6] Hockanson D M, Drewniak J L, Hubbing T H. FDTD Modeling of Common-Mode Radiation from Cables [J]. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, 1996, 38(3): 376-387.
- [7] Park H H, Lee J W. Common-mode current on a wire through a corrugated aperture [J]. ETRI Journal, 2002, 24(6): 429-434.
- [8] Saario S A, Thiel D V. Analysis of Ferrite Beads for RF Isolation on Straight Wire Conductors [J]. Electron. Lett, 1997, 33(16): 1359-1360.
- [9] 刘顺坤, 聂鑫, 陈向跃. 电磁脉冲对电缆耦合问题的理论研究 [J]. 电波科学学报, 2010, 5(2): 348-352.
- [10] 葛德彪, 闫玉波. 电磁波时域有限差分方法 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.

(责任编辑 周江川)

(上接第 70 页)

参考文献:

- [1] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理 [M]. 6 版. 北京: 国防工业出版社, 2009.
- [2] Volder J E. The CORDIC trigonometric computing technique [J]. IEEE Trans on Elec Comp, 1959(3): 51-54.
- [3] Walther J S. A unified algorithm for elementary functions [C] // SJCC. [S. l.]: [s. l.], 1971: 379-385.
- [4] Meyer-Baese U. 数字信号处理的 FPGA 实现 [M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2006: 87-92.

- [5] 陈立功, 宋学瑞, 王鑫. 改进的 CORDIC 模块实现的直接数字频率合成器 [J]. 计算机工程与应用, 2010, 46(17): 57-60.
- [6] 张天瑜. 基于旋转模式的改进型 CORDIC 算法研究 [J]. 微电子学与计算机, 2010, 3(27): 93-96.
- [7] 谢建华. 基于 CORDIC 算法的 DDS 技术研究实现 [D]. 无锡: 江南大学, 2008.
- [8] 王家礼, 孙璐. 频率合成技术 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2009.

(责任编辑 陈松)