

感性脉冲电流注入装置的 SPICE 电路建模

崔志同^{1,2}, 毛从光², 孙蓓云²

(1. 西安电子科技大学物理与光电工程学院, 陕西西安 710071;

2. 西北核技术研究所强脉冲辐射环境模拟与效应国家重点实验室, 陕西西安 710024)

摘 要: 为预测电子设备传导敏感度试验中脉冲电流注入在设备端口产生的干扰强度及波形, 建立了感性电流注入装置的 SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) 电路模型. 在将装置电路模块化的基础上, 应用传输矩阵计算的方法, 从实验数据中提取出各模块的电路参数或方程表达式, 并转换为 SPICE 模型, 最后再将各模块组合为完整的装置模型. 频域和时域的实验显示, 模拟结果和测量结果一致性较好. 建立的电路模型可用于设计和优化脉冲电流注入试验.

关键词: 脉冲电流注入; 感性耦合; 电流注入探头; GFREQ 模型

中图分类号: TM13; O441

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)06-1513-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.06.033

SPICE Modeling of Pulsed Current Injection with Inductive Coupling

CUI Zhi-tong^{1,2}, MAO Cong-guang², SUN Bei-yun²

(1. School of Physics and Optoelectronic Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. State Key Laboratory of Intense Pulsed Radiation Simulation and Effect, Northwest Institute of Nuclear Technology, Xi'an, Shaanxi 710024, China)

Abstract: In order to predict the interference pulse entering the equipment in conducted susceptibility testing, a SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) model of pulsed current injection (PCI) is developed. Firstly, after the whole circuit is decomposed into various modules, circuit equations are derived from the measurement data with the method of transmission matrix calculation. Then each module is expressed by SPICE model. At last, the complete model is assembled with subcircuit models. The modeling result is identical to the measurement in validation experiment. The SPICE model can be used to design and optimize PCI tests.

Key words: pulsed current injection; inductive coupling; current injection probe; GFREQ model

1 引言

在电磁脉冲效应试验中, 由于长线结构不容易被辐射环境充分激励, 脉冲电流注入 (Pulsed Current Injection, PCI) 方法作为辐照方法的补充, 被国内外相关标准推荐, 如 MIL-STD-188-125、MIL-STD-461E 等. 这些标准规定了 PCI 所需的设备、波形指标及试验程序^[1,2]. 但为预测 PCI 在受试线缆、设备端口产生的耦合电流波形及幅度, 以优化 PCI 试验设置并进行效果预估, 仍需开展进一步的研究工作. 利用磁环进行电流的感性耦合是 PCI 的一种重要方式. 国内脉冲功率技术领域利用平均激磁电阻和激磁电感并联的方法^[3], 模拟磁环在特定脉冲激励下的响应, 不能满足存在多种不同频谱

范围注入波形的 PCI 试验要求. 国外电磁兼容领域针对大电流注入 (BCI) 测试要求, 研究了 0.3 ~ 400 MHz 内的 BCI 电路的频域响应^[4~11]. 鉴于电磁脉冲环境下百米或千米级长线所感应的电流脉冲相对于常规电磁兼容, 所包含的频率成分较低、幅度较高, 本文针对 PCI 试验应用需求, 结合试验测试与电路计算的方法, 建立了电流注入电路 0.01 ~ 100 MHz 内的频域模型并应用到时域模拟当中.

2 PCI 试验平台及其电路结构

采用感性耦合方式的 PCI 试验平台通常包括脉冲源、定向耦合器、电流注入探头、受试及辅助设备 (EUT&AE)、电流监测与记录系统, 典型的试验设置如

图1所示. 本文设计了金属材质的线缆固定支架, 使线缆末端可与使用 BNC 接头的测试电缆直接相连, 通过测量末端电压监测线缆耦合电流. 这样降低了使用电流监测探头带来的测量不确定度, 同时利于在对线缆固定支架进行建模后, 从整个系统响应中提取出注入探头和受试线缆的耦合电路方程.

PCI 建模所用电路结构如图2所示. 其中, 使用阻性负载 R_{LL} 、 R_{LR} 替代受试及辅助设备, Φ_{FTLL} 、 Φ_{FTLR} 为注入电流环左右两侧线缆与参考地平面构成的传输线矩阵, Φ_{FSL} 、 Φ_{FSR} 为线缆固定支架的电路矩阵, 中间部分是由电流注入环与受试线缆构成的三端口耦合电路网络模块.

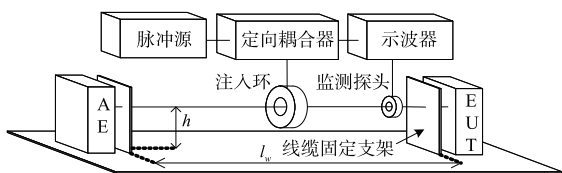


图1 PCI试验典型设置

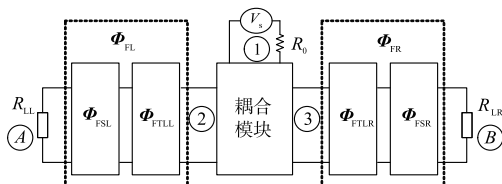


图2 PCI电路结构框图

3 电路建模

PCI 电路建模的基本思路是: 首先建立线缆及其固定支架的电路模型, 即明确 Φ_{FTLL} 、 Φ_{FTLR} 、 Φ_{FSL} 、 Φ_{FSR} 四个矩阵的物理量; 这样根据实验获取的端口 A、B 的电压响应数据, 便可推导出电流注入环与受试线缆构成的耦合电路模块的各端口响应(端口 1、2、3); 最后建立耦合模块的电路模型, 并计算出其中的未知量(电流注入环的输入阻抗), 完成整个装置的建模.

3.1 线缆及其固定支架的建模

厚度为 3mm 的金属固定支架, 在频率范围上限为 100MHz 时满足电小尺寸条件, 可利用 T 型集总参数模型来模拟其电路特性^[12], 如图3所示. 其中线缆部分视为无损理想传输线. 该双端口网络的传输矩阵方程为:

$$\Phi_F = \Phi_{FL} \Phi_{FR} = (\Phi_{FSL} \Phi_{FTLL}) \cdot (\Phi_{FTLR} \Phi_{FSR}) \quad (1)$$

固定支架传输矩阵 Φ_{FSL} 、 Φ_{FSR} 可用式(2)表示^[6], L_f 、 C_f 为其集总电感、电容. 无损传输线矩阵 Φ_{FTLL} 、 Φ_{FTLR} 可用式(3)表示, 其中 Z_{cw} 、 β 分别为传输线的特征阻抗与相量常数, l_w 为传输线长度.

$$\Phi_{FSL} = \Phi_{FSR} = \begin{pmatrix} (2 - \omega^2 L_f C_f)/2 & -j\omega L_f(\omega^2 L_f C_f - 4)/4 \\ -j\omega C_f & 1 - \omega^2 L_f C_f/2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\Phi_{FTLL} = \Phi_{FTLR} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l_w/2) & -jZ_{cw} \sin(\beta l_w/2) \\ -j\sin(\beta l_w/2)/Z_{cw} & \cos(\beta l_w/2) \end{pmatrix} \quad (3)$$

利用矢量网络分析仪测试得到端口 A、B 的 S 参数, 然后根据其反射系数 S_{AA} 和传输系数 S_{BA} , 按式(4)计算得到整个线缆及支架部分的传输矩阵 Φ_F ^[13]. 其中 R_0 为矢量网络分析仪内阻.

$$\Phi_F = \begin{pmatrix} (s_{BA}^2 - s_{AA}^2 + 1)/2s_{BA} & (s_{BA}^2 - s_{AA}^2 - 2s_{AA} - 1)R_0/2s_{BA} \\ (s_{BA}^2 - s_{AA}^2 + 2s_{AA} - 1)/2s_{BA}R_0 & (s_{BA}^2 - s_{AA}^2 + 1)/2s_{BA} \end{pmatrix} \quad (4)$$

将式(2)~(4)代入式(1), 解矩阵方程便可得到固定支架 T 型集总参数模型的电感 L_f 和电容 C_f .

由于上述测试所用矢量网络分析仪的低频起点为 300kHz, 为与整系统模拟低频起点 10kHz 达成一致, 我们利用 50Ω 内阻的射频信号源和定向耦合器, 在线缆架高 $h = 5.5\text{cm}$, 线长 $l_w = 60\text{cm}$, 线径 $r_w = 0.05\text{cm}$ 的试验条件下, 测试获得了线缆及支架模块的插入损耗及相位差, 从而计算得出其传递函数 $G(\omega)$, 如图4所示. 电路模拟的结果与试验结果一致性良好, 验证了该模块模型的正确性.

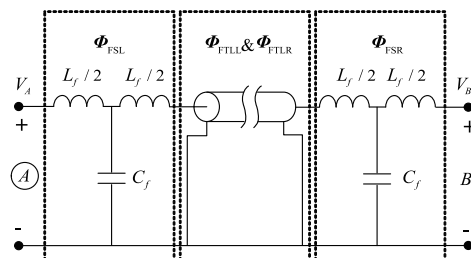


图3 线缆及其固定支架电路模型

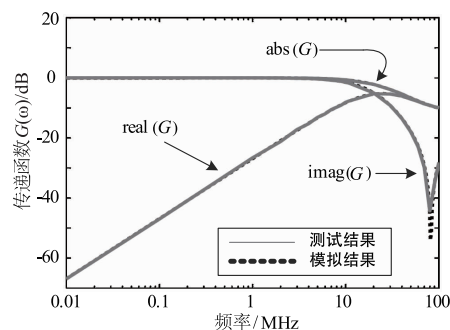


图4 线缆及其固定支架的传递函数

3.2 耦合电路模块的建模

根据线缆及其固定支架的电路模型, 可以按式(5)

计算得到耦合电路模块端口 2 左边一侧的等效阻抗 $Z_{inL}^{[14]}$, 同理可得端口 3 右边一侧等效阻抗 Z_{inR} , 从而将三端口网络转换为双端口网络, 如图 5 所示。

$$Z_{inL} = \frac{\Phi_{FL}^{-1}(1,1)R_{LL} + \Phi_{FL}^{-1}(1,2)}{\Phi_{FL}^{-1}(2,1)R_{LL} + \Phi_{FL}^{-1}(2,2)} \quad (5)$$

耦合模块为含磁芯的变压器, 其基本电路方程可用式(6)表示, 其中 V_1 、 I_1 、 V_2 、 I_2 分别为流入变压器初级线圈和次级的电压、电流, 参见图 5。电流注入环通常采用软磁铁氧体作为磁芯材料, 其磁导率 $\hat{\mu}_r(\omega)$ 为随频率变化的复数。变压器初级线圈自感 $\hat{L}_1(\omega)$ 、次级线圈自感 $\hat{L}_2(\omega)$ 以及两者互感 $\hat{M}(\omega)$ 都可用磁导率表示, 如式(7)、(8)所示。其中 R_r 为铁氧体磁导率为 1 时的磁阻; L_d 为变压器漏感。

$$\begin{cases} V_1 = j\omega\hat{L}_1(\omega)I_1 + j\omega\hat{M}(\omega)I_2 \\ V_2 = j\omega\hat{L}_2(\omega)I_2 + j\omega\hat{M}(\omega)I_1 \end{cases} \quad (6)$$

$$\hat{L}_1(\omega) = \frac{N_1^2\hat{\mu}_r(\omega)}{R_r}; \quad \hat{L}_2(\omega) = \frac{N_2^2\hat{\mu}_r(\omega)}{R_r} + L_d \quad (7)$$

$$\hat{M}(\omega) = \frac{N_1N_2\hat{\mu}_r(\omega)}{R_r} \quad (8)$$

由于 SPICE 中变压器模型的耦合系数无法随频率变化, 难以建模。因此我们将常用的描述变压器的电路方程组(6)经由关系式(7)、(8)转换为方程组(9)的形式^[11], 而后者可用如图 5 中所示电路进行建模, 即将变压器视作由注入环输入阻抗 Z_{probe} ($\hat{L}_1(\omega)$ 的阻抗形式)与理想变压器 TF 并联组成。其中 Z_{probe} 采用压控电流源 GFREQ 来建模, 该模型可设置多个不同频率点上的增益及相位。

$$\begin{cases} V_1/j\omega\hat{L}_1(\omega) = I_1 + N_2I_2/N_1 \\ V_2 = N_2V_1/N_1 + j\omega L_d I_2 \end{cases} \quad (9)$$

另外, 电流注入探头与受试线缆间的耦合电容, 可按照线缆与注入环内壁构成的空气介质同轴电缆模型进行估算^[14], 约为 0.5 pF, 在频率上限为 100 MHz 的情况下, 我们忽略了其影响。

完成耦合电路的建模后, 设置系统末端负载 R_{LL} 、 R_{LR} 均为 50Ω , $N_1 = N_2 = 1$, 在端口 1 连接射频信号源及定向耦合器, 测量其输出幅度及相移, 从而到负载 R_{LL} 上的电压 V_{RLL} 。则 Z_{probe} 可用式(10)表示, 其中 V_{ZL} 按式(11)计算。计算获得的 Z_{probe} 如图 6 所示。

$$Z_{probe} = \frac{R_0 V_{ZL} (Z_{inL} + Z_{inR} + j\omega L_d)}{V_S (Z_{inL} + Z_{inR}) - V_{ZL} (j\omega L_d + R_0 + Z_{inL} + Z_{inR})} \quad (10)$$

$$V_{ZL} = \Phi'_{FL}(1,1)V_{RLL} + \Phi'_{FL}(1,2)V_{RLL}/R_L \quad (11)$$

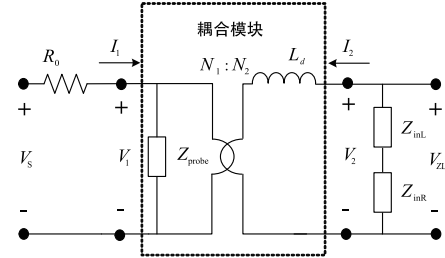


图5 双端口PCI电路模型

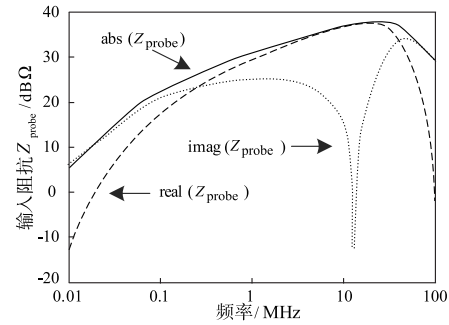


图6 电流注入环的输入阻抗

3.3 完整的电路模型及其频域验证

完成上述两部分的建模后, 将其组合建立起完整的 PCI 电路模型, 如图 7 所示。在采用强脉冲注入时, 为提高注入电流幅度, 也可将脉冲源直接连接注入环, 而不使用定向耦合器。此时可通过该电路模型进行模拟分析, 以降低脉冲源输出不匹配带来的波形畸变问题。

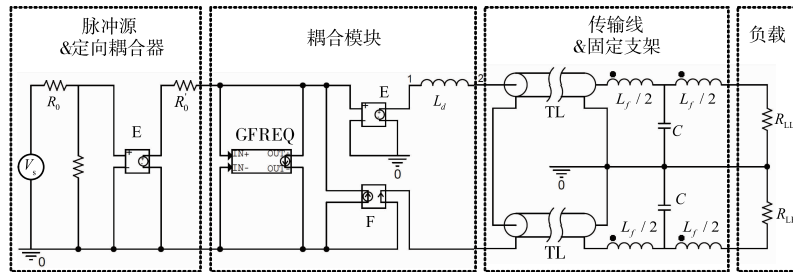


图7 完整的PCI电路模型

应用图 7 的电路模型, 使用射频信号发生器作为激励信号源 (V_s), 在 0.01 ~ 100 MHz 范围内对模型进行

频域验证。分别设置两端负载均为 50Ω 、一端为 50Ω (R_{LL}) 另一端为高阻 (R_{LR}), 试验和模拟结果如图 8、图

9 所示(图中 $H(\omega) = V_{\text{RL}}/k$ 其中 k 为定向耦合器耦合系数). 由于 GFREQ 模型赋值要求小于 132 字节, 设置频率点受限, 因此其部分曲线不够光滑.

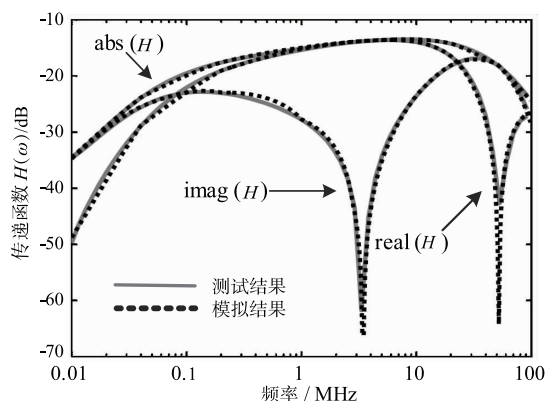


图8 $R_{\text{LR}} = 50\Omega$ 时的电路传递函数

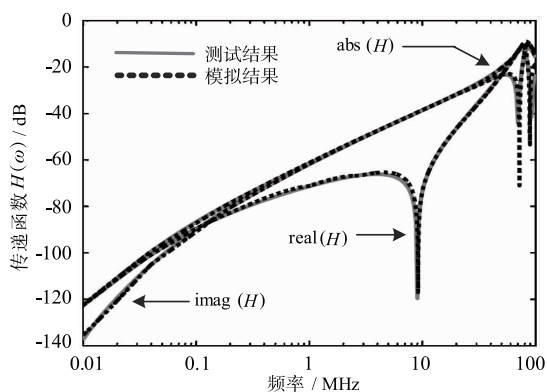


图9 $R_{\text{LR}} = 1\text{M}\Omega$ 时的电路传递函数

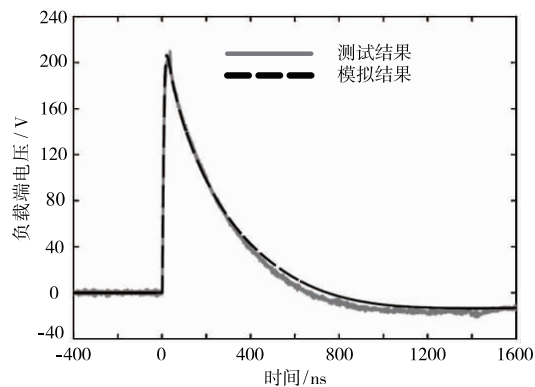


图10 双指数波PCI试验与电路模拟结果对比

4 电路模型的时域验证

选用输出波形前沿为 5 ns、脉宽为 500 ns 双指数波脉冲发生器作为激励信号源 (V_s), PCI 装置两端负载 $R_{\text{LL}}, R_{\text{LR}}$ 均为 50Ω , 其他保持第 2 节所述设置, 对图 7 所示 PCI 电路模型进行时域验证. 在脉冲发生器输出为 700 V 时的试验与模拟结果如图 10 所示, 可见两者在幅

度和波形上具有较好的一致性.

5 总结

PCI 电路模拟的关键在于感性耦合部分的建模. 本文利用实验测试数据, 通过分析计算量化各电路参数, 提取出脉冲电流注入环的输入阻抗, 进而组建起 PCI 电路的 SPICE 模型. 该模型有助于理解脉冲电流注入的物理过程, 分析不同试验设置对注入效果的影响, 并预测注入产生的干扰波形, 具有广泛的工程应用价值. 需要注意的是, 当 PCI 试验中注入电流较大时 (如在 MIL-STD-188-125-1 中, 注入电流最高幅度为 $5000\text{A}^{[1]}$), 应确保电流注入环所用磁芯工作于非饱和区间, 以避免因磁芯饱和导致电流耦合效率降低, 无法在受试设备线缆或端口产生足够强度的干扰脉冲. 另外, 本文只是针对无绝缘层单线的情况进行了建模, 对于集束线缆、屏蔽线缆的 PCI 电路模拟工作, 可在此基础上进一步展开.

参考文献

- [1] MIL-STD-188-125-1, High-altitude Electromagnetic Pulse Protection for Ground-based C⁴I Facilities Performing Critical Time-urgent Missions[S].
- [2] MIL-STD-461E, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment[S].
- [3] 丛培天, 张国伟, 吴撼宇, 等. 3MV 感应电压叠加器的磁感应腔研制[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(2): 563-567.
Cong Peitian, Zhang Guowei, Wu Hanyu, et al. Design of inductive cavity for 3MV induction voltage adder[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011, 23(2): 563-567. (in Chinese)
- [4] Grassi F, Marliani, Pignari A S. Circuit modeling of injection probes for bulk current injection[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2007, 49(3): 563-576.
- [5] Grassi F, Spadacini G, Pignari A S. Time-domain response of bulk current injection probes to impulsive stress waveforms[A]. Proceedings of IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility [C]. Dresden, Germany: IEEE, 2015. 843-848.
- [6] Grassi F, Pignari A S, Marliani F. Improved lumped-Pi circuit model for bulk current injection probes[A]. Proceedings of IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility [C]. Chicago, USA: IEEE, 2005. 451-456.
- [7] Lofon F, Belakhov Y, Daran F. Injection probe modeling for bulk current injection test on multiconductor transmission lines[A]. Proceedings of IEEE Symposium on Em-

- bedded EMC [C]. Zurich, Switzerland: IEEE, 2007. 290 – 293.
- [8] Grassi F, Pignari A S, Canavero F G. Fixture for modelling and calibration of bulk current injection probes [A]. Proceedings of the 2nd EMC Conference ESIGEEG/IR-SEEM. Bruges [C]. Belgium: IEEE, 2005. 100 – 103.
- [9] Grassi F. Accurate modeling of ferrite-core effects in probes for bulk current injection [A]. Proceedings of IEEE COMCAS 2009 [C]. Tel Aviv, Israel: IEEE, 2009. 1 – 6.
- [10] Grassi F, Spadacini G, Pignari A S. SPICE behavioral modeling of RF current injection in wire bundle [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, E97-B(2): 424 – 431.
- [11] Grassi F, Marliani F, Pignari A S. SPICE modeling of BCI probes accounting for the frequency-dependent behavior of the ferrite core [A]. Proceedings of General Assembly of International Union of Radio Science (URSI) [C]. Chicago, USA: IEEE, 2008. 120 – 125.
- [12] Young B. Return path inductance in measurements of package inductance matrix [J]. IEEE Transactions on Components Packaging and Manufacturing Technology, 1997, 20(1): 50 – 55.
- [13] Eisenstadt W R, Yungseon E. S-parameter-based ic interconnect transmission line characterization [J]. IEEE Transactions on Components Packaging and Manufacturing Technology, 1992, 15(4): 483 – 490.
- [14] Paul C R. Introduction to Electromagnetic Compatibility [M]. New York: Wiley-Interscience, 1992.

作者简介



崔志同 男, 1981 年生于山东沾化. 现为强脉冲辐射环境模拟与效应国家重点实验室(西北核技术研究所)工程师. 西安电子科技大学无线电物理专业博士生. 主要研究方向电子设备强瞬态传导敏感度试验技术.
E-mail: cui_zhitong@163.com



毛从光 男, 1977 年生于山东莱州. 现为强脉冲辐射环境模拟与效应国家重点实验室(西北核技术研究所)副研究员, 硕士生导师. 主要研究方向为电磁脉冲试验及评估技术.
E-mail: maocongguang@nint.ac.cn



孙蓓云 女, 1968 年生于上海. 现为强脉冲辐射环境模拟与效应国家重点实验室(西北核技术研究所)高级工程师. 主要研究方向为电磁脉冲试验技术及标准制定.
E-mail: sunbeiyun@nint.ac.cn