

# 继电保护装置信号端口电磁干扰传播通道的建模与仿真

牛博, 宋政湘, 王建华, 耿英三, 王婧

(西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安)

**摘要:** 为了实现对继电保护装置电磁敏感性的系统化分析及预测,提出了一种描述其信号端口电磁干扰传播通道特性的方法.该方法参照 IEC 相关电磁兼容试验标准,根据输入、输出波形得到信号端口电磁干扰传播通道传递函数的频域表达式,基于频域采样的离散值,以矢量匹配法(VFM)结合有理函数逼近构造传递函数的宏模型,在宏模型的基础上导出了该电磁干扰传播通道的等效电路.运用这种方法能很好地解决仿真过程中出现的时域、频域混合问题以及随着函数逼近过程中阶数增高出现的矩阵病态问题.通过仿真结果和试验结果的对比,验证了该方法的正确性和可行性.

**关键词:** 继电保护装置;电磁干扰传播通道;矢量匹配法;宏模型

**中图分类号:** TM77 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)10-0104-05

## Simulation for Electromagnetic Interference Coupling Path of Signal Port of Relay Protection Equipment

NIU Bo, SONG Zhengxiang, WANG Jianhua, GENG Yingsan, WANG Jing

(State Key Laboratory of Electrical Insulation for Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** To realize systematic analysis and forecast for electromagnetic susceptibility (EMS), a method is presented to characterize electromagnetic interference (EMI) coupling path of signal port of relay protection equipment in power system. Referring to test standard of IEC, the transfer function of EMI coupling path in frequency domain is gotten according to the tested interference waveform. Based on discrete value by sampling in frequency domain, the vector fitting method (VFM) is adopted combining rational function approximation to construct the macromodel and equivalent circuit of EMI coupling path, thus the problem of ill-condition matrix with high order approximation is alleviated and the mixed frequency/time domain problem is solved. Good coincidence between the simulated result and the measurements demonstrates the validity of this modeling method.

**Keywords:** relay protection equipment; electromagnetic interference coupling path; vector fitting method; macromodel

电力系统中的继电保护装置大多工作在电磁环境极其恶劣的变电站中,其电磁兼容水平、可靠性等因素对电力系统的安全、稳定十分重要.保护装置正

向计算机化,网络化,智能化,保护、控制、测量和数据通信一体化发展,使计算机硬件、软件设计越来越复杂,致使装置对电磁干扰具有更明显的敏感性和

脆弱性。因此,保护装置的抗电磁干扰(EMS)问题变得十分突出<sup>[1]</sup>。目前,针对保护装置的抗电磁干扰问题的大多数研究还处于在样机上用反复试验的形式<sup>[2-3]</sup>,并多采用经验的方法进行修改,缺少明确的理论指导,这样往往导致产品开发周期的延长和成本的增加。设计的初始阶段对产品的电磁兼容问题进行修正和补充,对产品的电磁兼容性能进行预测和优化是电磁兼容研究和发展的必然趋势。

电力系统保护装置的 EMS 仿真分析属于设备系统级的研究,此类仿真研究工作在海外还只是刚刚起步<sup>[4-5]</sup>,国内至今还少见文献报道<sup>[6]</sup>。这类仿真分析的主要思想是将外部的电磁干扰等效为施加在内部电路上的等效干扰源,再对内部的电路进行进一步的分析。因此,建立外部干扰与内部电路之间的电磁干扰传播通道的模型就显得尤为重要。

在对干扰通道进行建模的过程中,往往需要解决两个问题:一是通道在宽频建模时,由于高频多个谐振点的存在,非线性逼近算法中会出现系数方程组的病态问题;二是时域、频域混合的问题,这主要是因为传输线方程是基于微分形式表述的,比较适合在频域里求解而没有直接在时域中表示的方法,而装置中非线性器件行为只能在时域中描述。对于此类时域、频域混合问题,传统的求解器(如 SPICE)是不能解决的。为了解决以上两个问题,本文将文献[7]中的矢量匹配(VFM)法应用于有理函数逼近,通过引入一个辅助函数,将有理函数系数矩阵的求解问题转换为线性方程的求解,从而更加直接地获得最优结果。另外,本文通过将时域宏模型映射到 Spice 等效电路,有效解决了仿真中时域、频域混合的问题。

## 1 建模方法

本文致力于建立继电保护装置信号端口电磁干扰传播通道的仿真模型,通过标准试验布置中施加在信号端口的干扰激励与电磁干扰传播通道末端响应之间的函数关系来对通道的传播特性进行描述。

### 1.1 传递函数的构造

根据系统辨识理论,对于一个均值为 0 的平稳时间序列  $y(k)$ ,总能以足够精度把它描述为用零均值白噪声作为输入的线性时不变系统的输出。于是,这个平稳时间序列  $y(k)$  可以表示为

$$y(k) = \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{j=1}^n b_j u(k-j) + e(t) \quad (1)$$

式中: $e(t)$  为零平均值的白噪声; $n$  为系统的阶数; $a_i, b_j$  为系统参数。

对应于式(1)的预测模型可表示为

$$y(k) = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i y(k-i) + \sum_{j=1}^n \hat{b}_j u(k-j) \quad (2)$$

该预测模型对应的矩阵形式为

$$\hat{\mathbf{Y}}_N = \Phi_N \hat{\Theta}_N \quad (3)$$

式中

$$\Phi_N = [\mathbf{Y}_N \quad \mathbf{U}_N]$$

$$\mathbf{Y}_N = \begin{bmatrix} y(n) & y(n-1) & \cdots & y(1) \\ y(n+1) & y(n) & \cdots & y(2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ y(N+n-1) & y(N+n-2) & \cdots & y(N) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{U}_N = \begin{bmatrix} u(n) & u(n-1) & \cdots & u(1) \\ u(n+1) & u(n) & \cdots & u(2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ u(N+n-1) & u(N+n-2) & \cdots & u(N) \end{bmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{H}}_N = [\hat{a}_1 \quad \hat{a}_2 \quad \cdots \quad \hat{a}_n \quad \hat{b}_1 \quad \hat{b}_2 \quad \cdots \quad \hat{b}_n]^T$$

假设预测误差为  $e_t = Y - \hat{Y}$ , 则其方差为

$$J = \frac{1}{N} \sum_{t=n+1}^N e_t^2 = \hat{\mathbf{E}}^T \mathbf{E} \quad (4)$$

根据最小二乘法的标准形式,令  $\partial J / \partial a_i = 0, \partial J / \partial b_j = 0$ , 则系数矩阵  $\hat{\Theta}$  可表示为

$$\hat{\Theta}_N = (\Phi_N^T \Phi_N)^{-1} \Phi_N^T \mathbf{Y}_N \quad (5)$$

预测参数  $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_n, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_n$  可以通过式(5)计算出来,从而得到式(2)表示的预测模型的微分方程表达形式。

式(2)对应的传递函数的表达式为

$$G(s) = \frac{b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0} \quad (6)$$

式中: $s = j\omega$

式(6)的系数矩阵是由两个 Vandermon 矩阵构成的,因此是病态的,尤其当频率范围较宽、逼近阶数较高时,矩阵的病态会很严重甚至接近奇异。VFM 则不同<sup>[7]</sup>,首先将式(6)写成极点和留数形式

$$S(s) = r_0 + \sum_{i=1}^m \frac{r_i}{s - p_i} \quad (7)$$

式中: $r_0$  为直接耦合系数; $r_i, p_i$  分别为留数、极点。

计算式(7)的未知数  $p_i$  属于非线性问题,为此引入初始极点  $\bar{p}_i$  以及试探函数  $\lambda(s) = 1 +$

$\sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{s - \bar{p}_i}$ , 并使得

$$\lambda(s)S(s) = \left(1 + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{s - \bar{p}_i}\right)S(s) = r_0 + \sum_{i=1}^n \frac{r_i}{s - \bar{p}_i} \quad (8)$$

由式(10)整理得

$$\left(r_0 + \sum_{i=1}^n \frac{r_i}{s - \bar{p}_i}\right) - \left(\sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{s - \bar{p}_i}\right) S(s) = S(s) \quad (9)$$

由于所有的未知数都在分子上,因此式(9)可以作为一个线性问题来求解. 对于某个给定的频率点  $s_k$

$$\mathbf{A}_k \mathbf{x} = \mathbf{b}_k \quad (10)$$

式中

$$\mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} \frac{1}{s_k - \bar{p}_1} & \cdots & \frac{1}{s_k - \bar{p}_n} & 1 & \frac{-S(s)}{s_k - \bar{p}_1} & \cdots & \frac{-S(s)}{s_k - \bar{p}_n} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x} = [r_1 \cdots r_N \quad c_0 \quad \bar{r}_1 \cdots \bar{r}_n]; \quad \mathbf{b}_k = S(s_k)$$

当在关心的频段内取多个采样点时,式(10)变为一个超定的方程组,通过最小二乘法来求解

$$\mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (11)$$

$\lambda(s)S(s)$ 和 $\lambda(s)$ 的零点和极点形式为

$$\lambda(s)S(s) = h \frac{\prod_{i=1}^{n+1} (s - z_n)}{\prod_{i=1}^n (s - \bar{p}_n)}; \quad \lambda(s) = \frac{\prod_{i=1}^n (s - \bar{z}_n)}{\prod_{i=1}^n (s - \bar{p}_n)} \quad (12)$$

由于 $\lambda(s)S(s)$ 和 $\lambda(s)$ 选择了同样的初始极点,因此

$$S(s) = h \frac{\prod_{i=1}^{n+1} (s - z_n)}{\prod_{i=1}^n (s - \bar{z}_n)} \quad (13)$$

由式(13)可知, $S(s)$ 的极点正好是 $\lambda(s)$ 的零点,其新的极点可以通过,下式的本征值得得

$$\mathbf{H} = \mathbf{P} - \mathbf{b}\bar{\mathbf{r}} \quad (14)$$

式中:矩阵 $\mathbf{P}$ 为一个包含所有初始极点的对角阵; $\mathbf{b}$ 是所有元素都为1的列向量; $\bar{\mathbf{r}}$ 是一个包含 $\lambda(s)$ 留数的行向量.

当新极点与初始极点相差不大时,结束以上流程,否则重复式(9)~式(14). 上述过程涉及的运算只有线性方程组的求解,而这些方程系数矩阵的条件数一般不会随阶数的提高而增大,因此向量拟合法可用于高阶或宽频率范围有理函数的逼近.

## 1.2 宏模型的合成

从传输函数式(6)中导出微分方程组的过程一般称为宏模型的合成,从电路理论来说,电网络的微分方程组,即状态空间方程<sup>[8]</sup>,一般可以表示为

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}; \quad \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{X}$ 为状态向量,其阶数等于端口数与极点数的乘积; $\mathbf{U}$ 为输入向量,代表端口的输入激励; $\mathbf{A} \in R^{n \times n}$ 为状态矩阵; $\mathbf{B} \in R^{n \times m}$ 为联系输入变量与状态变量的矩阵; $\mathbf{C} \in R^{m \times n}$ 为联系状态变量与输出变量 $\mathbf{Y}$ 的

矩阵; $\mathbf{D} \in R^{m \times m}$ 是联系输入和输出变量的矩阵.

针对式(6)表示的传递函数,本文采用 Jordan 形合成网络的宏模型. 对于一个  $n$  端口网络,假设矩阵 $\mathbf{A}_r$ 、 $\mathbf{B}_r$ 和 $\mathbf{C}_r$ 包含了所有的实数极点及其对应的留数,矩阵 $\mathbf{A}_c$ 、 $\mathbf{B}_c$ 和 $\mathbf{C}_c$ 包含了所有的复数极点及其对应的留数,则对应于式(15)的 Jordan 形关系式<sup>[9]</sup>为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_c & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_c^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_r \\ \mathbf{B}_c \\ \mathbf{B}_c^* \end{bmatrix} \mathbf{u};$$

$$\mathbf{y} = [\mathbf{C}_r \quad \mathbf{C}_c \quad \mathbf{C}_c^*] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \mathbf{D}\mathbf{u} \quad (16)$$

式(16)中的复数极点元素由于在时域中没有物理意义,不能和物理元件相对应,因此应用转换矩阵 $\mathbf{T}$ ,如

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{T}\mathbf{x}; \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ 0 & \mathbf{jI} & -\mathbf{jI} \end{bmatrix} \quad (17)$$

式(15)的宏模型一般形式最终表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_r & & \\ & \text{Re}(\mathbf{A}) & \text{Im}(\mathbf{A}) \\ & -\text{Im}(\mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{A}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{B}_r \\ 2\text{Re}(\mathbf{B}) \\ -2\text{Re}(\mathbf{B}) \end{bmatrix} \mathbf{U} \quad (18)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{C}_r \quad \text{Re}(\mathbf{C}) \quad \text{Im}(\mathbf{C})][\bar{x}_1 \quad \bar{x}_2 \quad \bar{x}_3]^T + \mathbf{D}\mathbf{U}$$

## 1.3 等效电路的导出原理

为了能够利用 Spice 工具进行电路分析,需要将网络的宏模型转换为 Spice 等效电路的形式,对于1端口、2个状态变量,由式(18)可知

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (19a)$$

$$\mathbf{y} = [c_{11} \quad c_{12}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + d\mathbf{u} \quad (19b)$$

由电路理论,矩阵(19)可通过相应的等效电路实现. 其中,状态变量以及矩阵其他元素分别用电容电压、电导和线性受控源表征. 本文利用等效电路矩阵元素排列的规律性,将该矩阵转换为 Spice 软件的输入网表文件(.cir 文件)用于电路的仿真.

2 仿真实例

电快速瞬变脉冲群(EFT/B)由于干扰脉冲上升时间快、持续时间短、能量低、重复频率高,对电力系统二次设备 EMS 特性的考验特别残酷。针对 EFT/B,继电保护装置的电磁干扰端口包括:电源端口,接地端口,信号端口及通信端口等。本文主要针对 EFT/B 干扰作用下,继电保护装置信号端口的电磁干扰传播通道进行研究。图 1 是 IEC 标准规定的继电保护装置信号端口 EFT/B 试验配置图<sup>[8]</sup>。

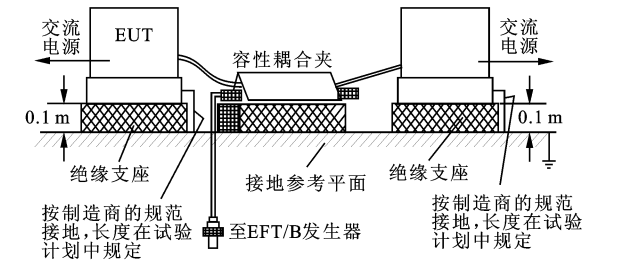


图 1 试验配置示例

根据图 1 所示的试验配置对继电保护装置信号端口施加干扰信号,图 2 是施加在信号端口,即容性耦合夹的干扰信号输入端的单个 EFT 脉冲波形,图 3 是信号端口电磁干扰传播通道末端,也就是装置信号端口调理电路输出端的电压波形,具体到实际电路,为采样电路中采样电阻两端的电压波形。

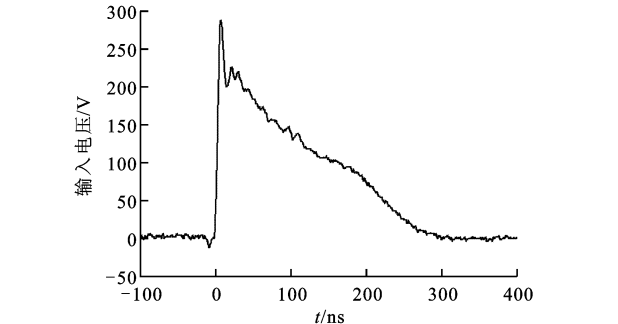


图 2 峰值为 250 V 的 EFT 单个脉冲波形

在确保试验中干扰源波形稳定输出和实验室环境尽可能相近的前提下,不改变被测装置的结构和测试布置,得到的电磁干扰传播通道末端的响应是稳定的,这点可以通过大量的试验数据进行证明。

采用上节所述的仿真方法,得到干扰传播通道传递函数的极点和留数表达式,其中常数项  $d$  为 0.025 21,所有的极点和留数如表 1 所示。根据以上极点和留数确定传递函数式(7),可导出该网络状态方程(18)中各系数矩阵,从而确认了等效电路中各

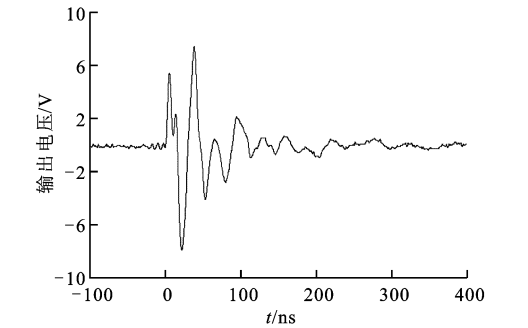


图 3 信号端口调理电路输出端电压波形

元件( $R$ 、 $C$  和受控源)的参数,然后编写基于 SPICE 仿真器的网表文件,并对该等效电路进行时域仿真。

表 1 干扰传播通道传递函数的极点和留数

| $N$ | $10^{-8} p_i$         | $10^{-6} r_i$         |
|-----|-----------------------|-----------------------|
| 1   | $-0.089\ 6+j1.067\ 1$ | $-0.4204-j0.225\ 7$   |
| 2   | $-0.089\ 6-j1.067\ 1$ | $-0.4204+j0.225\ 7$   |
| 3   | $-0.082\ 8+j1.335\ 8$ | $-0.152\ 4+j0.065\ 5$ |
| 4   | $-0.082\ 8-j1.335\ 8$ | $-0.152\ 4-j0.065\ 5$ |
| 5   | $-0.169\ 0+j2.073\ 1$ | $2.326\ 3+j1.140\ 5$  |
| 6   | $-0.169\ 0-j2.0731$   | $2.326\ 3-j1.140\ 5$  |
| 7   | $-0.245\ 3+j2.464\ 3$ | $0.630\ 9-j0.890\ 3$  |
| 8   | $-0.245\ 3-j2.464\ 3$ | $0.630\ 9+j0.890\ 3$  |
| 9   | $-0.163\ 1+j3.801\ 2$ | $0.340\ 6-j0.107\ 0$  |
| 10  | $-0.163\ 1-j3.801\ 2$ | $0.340\ 6+j0.107\ 0$  |
| 11  | $-0.531\ 8+j4.099\ 1$ | $-0.479\ 0+j1.593\ 7$ |
| 12  | $-0.531\ 8-j4.099\ 1$ | $-0.479\ 0-j1.593\ 7$ |
| 13  | $-0.005\ 0+j5.580\ 4$ | $0.116\ 3-j0.007\ 1$  |
| 14  | $-0.005\ 0-j5.580\ 4$ | $0.116\ 3+j0.007\ 1$  |
| 15  | $-0.021\ 9+j5.844\ 8$ | $-0.131\ 4-j0.105\ 8$ |
| 16  | $-0.021\ 9-j5.844\ 8$ | $-0.131\ 4+j0.105\ 8$ |
| 17  | $-0.345\ 0+j5.905\ 8$ | $1.920\ 6+j5.857\ 9$  |
| 18  | $-0.345\ 0-j5.905\ 8$ | $1.920\ 6-j5.857\ 9$  |
| 19  | $-0.059\ 4+j6.169\ 5$ | $-0.198\ 7-j0.402\ 9$ |
| 20  | $-0.059\ 4-j6.169\ 5$ | $-0.198\ 7+j0.402\ 9$ |

从图 4 可以看出,利用电磁干扰传播通道的等效电路模型的仿真结果与试验测量的结果一致性很好,对于 200 ns 以后的误差可以通过提高传递函数的阶数来消除。

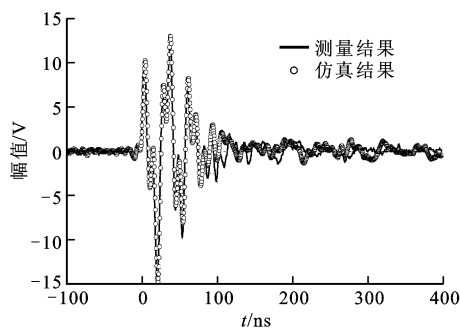


图4 峰值500 V EFT作用下的仿真和测量结果比较

### 3 结 论

电磁干扰通道的建模问题是电力系统继电保护装置的EMS仿真研究的重点问题之一,通过建立干扰传播通道的模型,外部的电磁干扰等效为施加在内部电路上的等效干扰源,结合继电保护装置的主要失效机理,可以进一步实现继电保护装置的系统化EMS分析和预测。本文根据试验波形,提出了一种基于系统辨识的方法描述保护装置电磁干扰传播通道的特性。通过仿真结果和试验结果的对比,表明该方法具有良好的数值性能,能满足相当宽频率范围内电磁干扰传播通道的建模要求。

#### 参考文献:

- [1] 冯利民, 谌平平, 陈玮, 等. 提高开关电源抗EFT/B干扰性能的研究[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(5): 78-82.  
FENG Limin, CHEN Pingping, CHEN Wei, et al. Study on improving the immunity of SMPS to EFT/B tests [J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(5): 78-82.
- [2] 程利军. 微机继电保护装置电磁兼容研究[D]. 北京: 华北电力大学电气与电子工程学院, 2001.
- [3] 梁志成, 傅静波, 李富同, 等. 微机保护装置的电快速瞬变脉冲群抗扰度研究[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(11): 65-68.

- LIANG Zhicheng, FU Jingbo, LI Futong, et al. Electrical fast transient burst immunity of protection equipment [J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(11): 65-68.
- [4] YUAN Weiliang, LI Erping. A systematic coupled approach for electromagnetic susceptibility analysis of a shielded device with multilayer circuitry [J]. IEEE Trans on Electromagnetic Compatibility, 2005, 47(4): 692-699.
- [5] PHYU H N, LI Erping, YUAN Weiliang. Analysis of electromagnetic susceptibility on high speed circuits located in a shielded enclosure [C] // Proceedings of 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 312-315.
- [6] 张爱民, 张杭, 陈德桂, 等. 具有屏蔽机壳的电子设备系统级电磁敏感性分析方法[J]. 西安交通大学学报, 2007, 41(2): 190-194.  
ZHANG Aimin, ZHANG Hang, CHEN Degui, et al. Analytical method of electromagnetic susceptibility for electronic devices with shielded enclosure at system level [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2007, 41(2): 190-194.
- [7] GUSTAVSEN B, SEMLYEN A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1999, 14(3): 1052-1061.
- [8] LI Erping, LIU Enxiao. A coupled efficient and systematic full-wave time-domain macromodeling and circuit simulation method for signal integrity analysis of high-speed interconnects [J]. IEEE Trans on Advanced Packaging, 2004, 27(2): 213-223.
- [9] LIU Enxiao, LI Erping, LI Lewei, et al. Finite-difference time-domain macromodel for simulation of electromagnetic interference at high-speed interconnects [J]. IEEE Trans on Magnetics, 2005, 41(1): 65-71.
- [10] IEC. IEC 61000-4-4 Electromagnetic compatibility: part 4, section 4 [S]. Zurich, Switzerland: IEC, 2004.

(编辑 杜秀杰)