

# 混合电磁结构磁性部分元等效电路 建模技术的解析及实验研究

潘启军<sup>1</sup>, 马伟明<sup>1</sup>, 赵治华<sup>2</sup>, 孟进<sup>2</sup>, 张磊<sup>2</sup>, 张向明<sup>2</sup>

(1. 舰船综合电力技术国防科技重点实验室(海军工程大学), 湖北省 武汉市 430033;  
2. 海军工程大学电力电子技术研究所, 湖北省 武汉市 430033)

## Analytical Method and Experimental Validation of MagPEEC Modeling Technique for Hybrid Structure

PAN Qi-jun<sup>1</sup>, MA Wei-ming<sup>1</sup>, ZHAO Zhi-hua<sup>2</sup>, MENG Jin<sup>2</sup>, ZHANG Lei<sup>2</sup>, ZHANG Xiang-ming<sup>2</sup>

(1. National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology (Naval University of Engineering),  
Wuhan 430033, HuBei Province, China; 2. Institute of Power Electronic Technology,  
Naval University of Engineering, Wuhan 430033, HuBei Province, China)

**ABSTRACT:** Magnetic materials are applied widely, whereas the conventional or standard partial element equivalent circuit (PEEC) is unable to deal with them. As for the proposed novel magnetic PEEC (MagPEEC) modeling technique based on geometrical mean distance (GMD) and the homogenization process of the magnetic materials, the paper puts forward analytical calculation of the coaxial line and the coupling and proximity experiments to verify the MagPEEC technique. The unit length resistance and inductance of the given coaxial line via analytical method are calculated, which are compared with those from MagPEEC. Furthermore, the DM and CM loop coupling experiments of large steel plate are designed and completed. The tested loop coupling impedances from the exciting loop is consistent with the calculated results via MagPEEC. In addition, a mutual direct verification experiment is carried out between steel plate ground current testing and MagPEEC modeling with proximity effect, which verifies the correctness of the measurement approach and the modeling methodology simultaneously. Summarily, the paper provides the systematic and thorough study of the MagPEEC modeling verification via theoretical analysis and three kinds of experiments, which is a base of the extending application of MagPEEC in engineering.

**KEY WORDS:** magnetic partial element equivalent circuit; analytical method; DM-loop coupling; CM-loop coupling; proximity effect

**摘要:** 磁性材料在电磁结构中广泛应用, 而传统(标准)部分元等效电路(partial element equivalent circuit, PEEC)方法对包含磁性材料的各种结构进行分析时已无能为力。针对基于几何平均距离和空间磁介质均匀化处理的新型磁性 PEEC 建模方法(magnetic PEEC, MagPEEC), 该文提出使用同轴电缆解析计算以及大型钢板耦合与邻近效应实验对该建模方法进行验证。利用解析法对给定同轴电缆单位长度电阻与电感参数进行了计算, 并将计算结果与由 MagPEEC 建模计算的结果进行了比较; 分大型舰船钢板差模回路耦合和共模回路耦合干扰两种情况, 对 MagPEEC 建模计算的耦合阻抗进行了实验验证; 利用所研制的钢板地电流测量装置在钢板中部进行测量, 并将测量结果和 MagPEEC 理论计算的结果进行比较, 从而实现金属壳体地电流测量和 MagPEEC 理论计算方法的直接验证。利用该文所提供的解析方法和 3 种实验方法, 对 MagPEEC 建模技术进行了充分证明, 为 MagPEEC 建模技术的推广使用奠定了基础。

**关键词:** 磁性部分元等效电路; 解析方法; 差模回路耦合; 共模回路耦合; 邻近效应

## 0 引言

部分元等效电路(partial element equivalent circuit, PEEC)通过数十年的发展, 已成为电路设计、EIP和 EMC等分析中的有效工具<sup>[1-14]</sup>。然而, 传统(标准)PEEC方法不能处理包含磁性材料的混合电磁结构, 这与PEEC方法的强大功能远远不相适应。本文作者在文献[15-18]的基础上, 提出了基于几何平均距离、平均切向磁通密度和空间磁介质均匀化的新型MagPEEC建模方法, 推导了载流磁性导体表

基金项目: 国家自然科学基金委员会创新研究群体科学基金(50421703); 国家自然科学基金项目(50677070)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50421703; 50677070).

面磁化面电流与传导电流之间的耦合系数矩阵，得到了仅用传导电流表示的系统方程，将传统PEEC建模方法进行了扩展，从而克服了传统PEEC建模方法的缺陷，具有重要的工程应用价值<sup>[19]</sup>。

文献[19]只进行了 Ansoft 有限元计算结果对 MagPEEC 建模方法的验证。本文利用解析法对给定同轴电缆单位长度电阻与电感参数进行了计算，并将计算结果与 MagPEEC 建模计算结果进行比较；针对大型舰船钢板差分模回路耦合和共模回路耦合干扰 2 种情况，对 MagPEEC 建模计算的耦合阻抗进行了实验验证；利用文献[20]设计的钢板地电流测量装置在钢板中部进行测量，并和 MagPEEC 理论计算的结果进行比较，实现了金属壳体地电流测量和 MagPEEC 理论计算方法的相互直接验证。

### 1 解析方法对 MagPEEC 建模的证明

采用同轴电缆对MagPEEC建模进行检验，同轴电缆结构如图 1 所示。假设内导体半径 $R_1$ 很小，电导率为 $\sigma$ ，相对磁导率为 $\mu_r$ ，导体内部电流均匀分布；在 $R_1$ 和 $R_2$ 之间的介质为导磁性绝缘体，相对磁导率为 $\mu_r$ ；在 $R_2$ 和 $R_3$ 之间的介质为空气；在 $R_3$ 处为厚度 $h$ 很小的一层导体，电导率为 $\sigma$ ，相对磁导率为 1，电流均匀分布且同轴电缆取单位长度。

根据电缆单位长度的热损耗功率可求得系统电阻为

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{1}{\pi R_1^2} + \frac{1}{\sigma} \frac{1}{2\pi R_3 h} \tag{1}$$

根据同轴电缆的电磁场分布可计算电缆单位长度的磁场储能，进而可推导系统电感为

$$L = \frac{\mu_r \mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{R_3}{R_2}\right) \tag{2}$$

内导体视为一个面积单元 $i=0$ ， $R_2$ 处磁导率不连续的分界面沿圆周均匀剖分为 $M$ 个边界元 $p=1, \dots, M$ ， $R_3$ 处的导体沿圆周均匀剖分为 $N$ 个面积单元 $i=1, \dots, N$ 。在 $R_2$ 和 $R_3$ 处，各单元由 $X$ 轴处开始沿逆时针方向编号，按文献[19]进行MagPEEC建模可得到系统阻抗。

表 1 表示改变磁导率时，电阻与电感的解析与数值计算结果比较。此时电导率取为 $\sigma=3.5 \times 10^7$  S/m， $R_1=1$  mm， $R_2=5$  mm， $R_3=10$  mm， $h=10^{-20}$  m 长度取为 1 m。沿圆周 180 等分剖分，即 $M=N=180$ 。

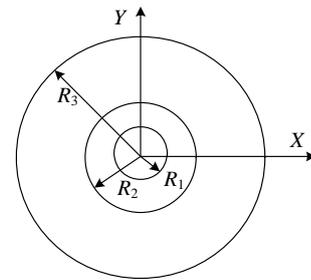


图 1 同轴电缆模型

Fig. 1 Model of the coaxial line

表 1 解析与 MagPEEC 计算结果比较  
Tab. 1 Comparison of analytical and MagPEEC results

$\mu_r$	电阻/( $\Omega$ /m)			电感/( $\mu$ H/m)		
	解析解	MagPEEC	误差/%	解析解	MagPEEC	误差/%
1	$4.5473 \times 10^{13}$	$4.5473 \times 10^{13}$	0	0.4606	0.4593	0.269
2	$4.5473 \times 10^{13}$	$4.5473 \times 10^{13}$	0	0.7824	0.7803	0.271
5	$4.5473 \times 10^{13}$	$4.5473 \times 10^{13}$	0	1.7481	1.7429	0.296
10	$4.5473 \times 10^{13}$	$4.5473 \times 10^{13}$	0	3.3575	3.3471	0.310
100	$4.5473 \times 10^{13}$	$4.5473 \times 10^{13}$	0	32.3274	32.2220	0.326
1000	$4.5473 \times 10^{13}$	$4.5473 \times 10^{13}$	0	322.0262	320.9704	0.328
10000	$4.5473 \times 10^{13}$	$4.5473 \times 10^{13}$	0	3219.0145	3208.4545	0.328
最大误差/%		0			0.328	

### 2 差模回路耦合实验研究

在实验室中搭接的网络如图 2 所示，激励回路在检测回路上方平行布置。信号电压源(Tektronix AWG420+AR 50WD1000)经 50  $\Omega$  负载在激励回路中注入干扰信号电流  $I_1$ ，将 EMI 接收机 (R&S ESIB26)50  $\Omega$  输入阻抗作为检测回路负载，电压  $U_E$  为回路耦合产生的噪声信号。设钢板的相对磁导率

为 $\mu_r=90$ ，电导率为 $\sigma=3.264 \times 10^6$  S/m；金属导线相对磁导率为 1，电导率为 $\sigma=5.8 \times 10^7$  S/m。钢板长度约为 3 m，宽度为 1.2 m，厚度为 5 mm，金属导线半径为 0.75 mm。

将实验系统抽象成如图 3 所示的几何回路。和钢板垂直的第 1、3、5 和 7 之间的互感可由线元之间的互感公式得到。两端对齐的平行线元、两端不

对齐的平行线元及同一直线上两线元的互感计算公式如式(3)~(5)所示,对应的两线元位置如图4所示。

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[ \ln\left(\frac{l + \sqrt{l^2 + d^2}}{d}\right) + \frac{d}{l} - \frac{\sqrt{l^2 + d^2}}{l} \right] \quad (3)$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[ z \ln(z + \sqrt{z^2 + d^2}) - \sqrt{z^2 + d^2} \right]_{l_2+l_3-l_1, l_3}^{l_3-l_1, l_2+l_3} \quad (4)$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} [z \ln(z) - z]_{l_1+l_3, l_2+l_3}^{l_1+l_2+l_3, l_3} \quad (5)$$

式中  $[f(z)]_{S_2, S_4}^{S_1, S_3} (z) = \sum_{k=1}^4 (-1)^{(k+1)} f(S_k)$ 。

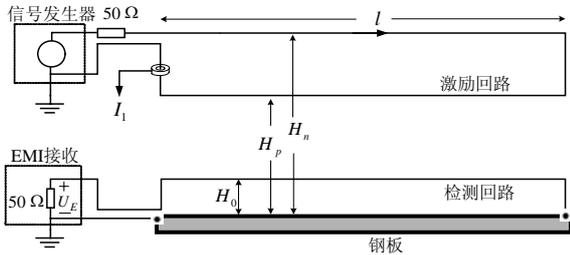


图2 差模回路耦合实验布置图

Fig. 2 Experimental configuration of DM loop coupling

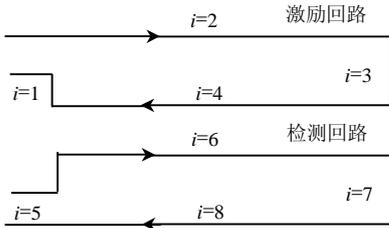


图3 抽象出来的互感回路

Fig. 3 Abstract mutual-inductance loops

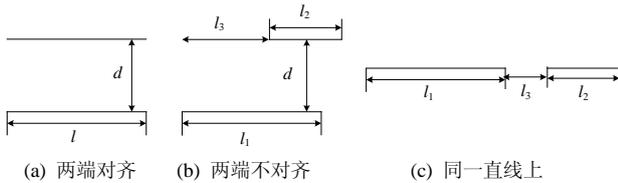


图4 两直线元位置图

Fig. 4 Position diagram of two filaments

回路中和钢板平行的第2、4、6和8各部分之间的自阻和互阻可根据文献[19]中 MagPEEC 的理论分析进行推导。设系统矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}_1 \\ \tilde{U}_2 \\ \vdots \\ \tilde{U}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{11} & \tilde{Z}_{12} & \cdots & \tilde{Z}_{1N} \\ \tilde{Z}_{21} & \tilde{Z}_{22} & \cdots & \tilde{Z}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{Z}_{N1} & \tilde{Z}_{N2} & \cdots & \tilde{Z}_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \tilde{I}_2 \\ \vdots \\ \tilde{I}_N \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中:  $\tilde{U}_i = [\tilde{U}_{i1} \ \tilde{U}_{i2} \ \cdots \ \tilde{U}_{iM_i}]^T$ ;  $\tilde{I}_i = [\tilde{I}_{i1} \ \tilde{I}_{i2} \ \cdots \ \tilde{I}_{iM_i}]^T$ ;  $\tilde{Z}_{ij}$  为  $M_i \times N_j$  阶矩阵, 表示第  $j$  部分对第  $i$  部分的耦合;  $\tilde{U}_{ij}$ 、 $\tilde{I}_{ij}$  为第  $i$  部分中第  $j$  个单元的电压和电

流。对式(6)求逆有

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \tilde{I}_2 \\ \vdots \\ \tilde{I}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Y}_{11} & \tilde{Y}_{12} & \cdots & \tilde{Y}_{1N} \\ \tilde{Y}_{21} & \tilde{Y}_{22} & \cdots & \tilde{Y}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{Y}_{N1} & \tilde{Y}_{N2} & \cdots & \tilde{Y}_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{U}_1 \\ \tilde{U}_2 \\ \vdots \\ \tilde{U}_N \end{bmatrix} \quad (7)$$

由于  $U_i = \tilde{U}_{i1} = \tilde{U}_{i2} = \cdots = \tilde{U}_{iM_i}$  和  $I_i = \tilde{I}_{i1} + \tilde{I}_{i2} + \cdots + \tilde{I}_{iM_i}$ , 其中  $U_i$ 、 $I_i$  为第  $i$  部分的电压和电流, 由式(7)可得

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdots & Y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N1} & Y_{N2} & \cdots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_N \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中  $Y_{ij} = \sum_{m=1}^{M_i} \sum_{n=1}^{N_j} \tilde{Y}_{ij}(m, n)$ 。对式(8)求逆可得

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{eq11} & Z_{eq12} & \cdots & Z_{eq1N} \\ Z_{eq21} & Z_{eq22} & \cdots & Z_{eq2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{eqN1} & Z_{eqN2} & \cdots & Z_{eqNN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (9)$$

根据式(2)~(9)的推导, 可得回路中和钢板平行的第2、4、6和8各部分之间的自阻和互阻矩阵为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_8 & Z_{86} & Z_{84} & Z_{82} \\ Z_{68} & Z_6 & Z_{64} & Z_{62} \\ Z_{48} & Z_{46} & Z_4 & Z_{42} \\ Z_{28} & Z_{26} & Z_{24} & Z_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中  $\mathbf{Z}$  为对称阵。

设检测回路电流为  $I_2$ , 则  $U_E = 50I_2$ 。对图3中检测回路列写KVL方程, 得到:

$$U_E = 50I_2 = -[(Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8) - 2(Z_{68} + j\omega M_{57})]I_2 + [(Z_{26} - Z_{46} - Z_{28} + Z_{48}) + 2j\omega(M_{15} - M_{17})]I_1 \quad (11)$$

令

$$\begin{cases} Z_{loop2} = -[(Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8) - 2(Z_{68} + j\omega M_{57})] \\ Z_{loop21} = [(Z_{26} - Z_{46} - Z_{28} + Z_{48}) + 2j\omega(M_{15} - M_{17})] \end{cases} \quad (12)$$

则式(11)变为

$$U_E = 50I_2 = Z_{loop2}I_2 + Z_{loop21}I_1 \quad (13)$$

理论计算和实验测量表明, 敏感系统回路距离钢板  $H_0 < 300$  mm 时, 在 500 kHz 以下,  $Z_{loop2}$  仅 0.05~10  $\Omega$ , 可以近似认为干扰接收机内部 50  $\Omega$  电阻上电压等于敏感系统的干扰电压(误差小于 1.6 dB, 约 20%), 所以式(13)可近似为

$$U_E = 50I_2 = Z_{loop21}I_1 \quad (14)$$

整理得

$$Z_{loop21} = U_E / I_1 \quad (15)$$

考虑到实验测试结果中， $U_E$  的单位为  $\text{dB}\mu\text{V}$ ，而  $I_1$  单位为  $\text{dB}\mu\text{A}$ ，则由式(15)可得回路耦合阻抗的表达式为

$$Z_{loop21} (\text{dB}\Omega) = 20 \log_{10}(|Z_{loop21}|) = U_E - I_1 \quad (16)$$

表 2 为所要考虑的 3 种工况参数， $H_0$ 、 $H_n$  和  $H_p$  的含义如图 2 所示。表 3 为 3 种工况下不同频率时回路耦合阻抗的实验测试值与理论计算结果的绝对误差，误差计算中以实测值为参考值。

表 3 实验测试值与理论计算结果的误差  
Tab. 3 Errors between experimental and calculation results

f/kHz		0.1	1	10	100	250	500
工况 1	实测值/dBΩ	-96.07	-78.90	-60.08	-41.69	-33.65	-28.12
	计算值/dBΩ	-96.17	-80.17	-62.00	-43.14	-33.99	-25.69
	误差/dB	-0.10	-1.27	-1.92	-1.45	-0.25	2.43
工况 2	实测值/dBΩ	-84.76	-66.10	-46.67	-28.17	-19.78	-13.59
	计算值/dBΩ	-85.36	-66.65	-48.42	-27.63	-19.69	-13.74
	误差/dB	-0.60	-0.55	-1.75	0.54	0.09	-0.15
工况 3	实测值/dBΩ	-79.14	-59.03	-39.11	-20.30	-12.06	-6.11
	计算值/dBΩ	-79.22	-59.62	-39.84	-19.91	-11.95	-5.54
	误差/dB	-0.08	-0.59	-0.73	0.39	0.11	0.57

### 3 共模回路耦合实验研究

在实验室中构建的共模回路耦合网络如图 5 所示，激励回路和检测回路通过钢板构成共地回路(钢板规格同 3)， $d=50 \text{ mm}$ 。信号电压源(Tektronix AWG420+AR 50WD1000)带  $50 \Omega$  负载，通过音频变压器(Solar 6220-1A)在激励回路中注入干扰信号电流  $I_1$ 。将 EMI 接收机(R&S ESIB26)  $50 \Omega$  输入阻抗作为检测回路负载，电压  $U_E$  为由激励回路由共地耦合产生的噪声信号。将实验系统抽象成如图 6 所示的几何回路。回路中和钢板平行的第 2、4 和 6 各部分之间的自阻和互阻矩阵，同第 2 节中类似可得

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_4 & Z_{46} & Z_{42} \\ Z_{64} & Z_6 & Z_{62} \\ Z_{24} & Z_{26} & Z_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中  $\mathbf{Z}$  为对称阵。

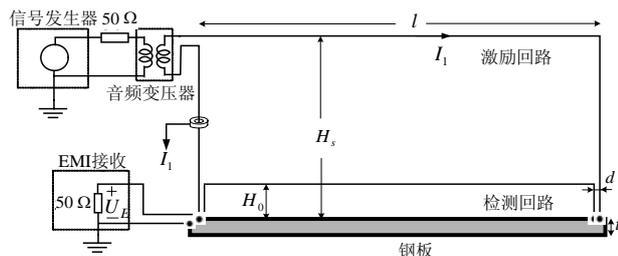


图 5 共模回路耦合实验布置图

Fig. 5 Experimental configuration of CM loop coupling

根据表 3 可知，3 种工况下的理论计算耦合阻抗在  $0.1\sim 500 \text{ kHz}$  频段内和试验值误差较小，工况 1 时小于  $3 \text{ dB}$ ，工况 2 时小于  $2 \text{ dB}$ ，工况 3 时小于  $1 \text{ dB}$ ；激励回路离敏感回路越近，敏感回路面积越大，所产生的差模耦合就越大。

表 2 3 种工况参数表  
Tab. 2 Parameters of the three conditions

序号	$H_0/\text{mm}$	$H_p/\text{mm}$	$H_n/\text{mm}$
1	100	1 000	1 200
2	100	200	220
3	150	200	220

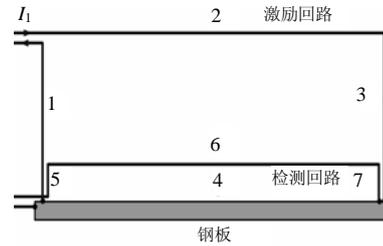


图 6 共模回路耦合实验系统简化网络

Fig. 6 Reduced network of CM experimental system

和钢板垂直的第 1、3、5 和 7 之间的互感可由线元之间的互感公式得到，不同位置线元互感计算公式如式(3)~(5)所示。

设检测回路电流为  $I_2$ ，则  $U_E=50I_2$ 。对图 6 中检测回路列写 KVL 方程，得到：

$$U_E = 50I_2 = [Z_4(I_1 - I_2) - (Z_5 + Z_6 + Z_7)I_2 + Z_{46}I_2 - Z_{46}(I_1 - I_2) + 2j\omega M_{57}] + [-Z_{24} + Z_{26} + 2j\omega(M_{15} - M_{17})]I_1 = [-(Z_4 + Z_5 + Z_6 + Z_7) + 2Z_{46} + 2j\omega M_{57}]I_2 + [Z_4 - Z_{46} - Z_{24} + Z_{26} + 2j\omega(M_{15} - M_{17})]I_1 \quad (18)$$

$$\text{令 } Z_{loop2} = -(Z_4 + Z_5 + Z_6 + Z_7) + 2Z_{46} + 2j\omega M_{57},$$

$$Z_{loop21} = Z_4 - Z_{46} - Z_{24} + Z_{26} + 2j\omega(M_{15} - M_{17}), \text{ 则式(18)变为}$$

$$U_E = 50I_2 = Z_{loop2}I_2 + Z_{loop21}I_1 \quad (19)$$

和差模回路耦合中类似，式(19)可近似为

$$U_E = 50I_2 = Z_{loop21}I_1 \quad (20)$$

整理得:

$$Z_{loop21} = U_E / I_1 \quad (21)$$

考虑到实验测试结果中,  $U_E$  的单位为  $\text{dB}\mu\text{V}$ , 而  $I_1$  单位为  $\text{dB}\mu\text{A}$ , 则由式(21)可得回路耦合阻抗的表达式为

$$Z_{loop21}(\text{dB}\Omega) = 20\log_{10}(|Z_{loop21}|) = U_E - I_1 \quad (22)$$

表 4 为所要考虑的 4 种工况参数,  $H_0$ 和 $H_s$ 含义如图 5 所示。表 5 为 4 种工况下回路耦合阻抗的实验测试值与理论计算结果的绝对误差, 误差计算

中以实测值为参考值。

根据表 5 可知, 4 种工况下理论计算的耦合阻抗在 0.1~500 kHz 频率段内和试验值误差较小, 工况 1 时最大误差约为 2 dB, 工况 2 时最大误差小于 3 dB, 工况 3 时最大误差小于 1.5 dB, 工况 4 时最大误差约为 2 dB。

表 4 4 种工况参数表  
Fig. 4 Parameters of four conditions

序号	1	2	3	4
$H_0/\text{mm}$	20	20	100	100
$H_s/\text{mm}$	100	150	200	400

表 5 实验测试值与理论计算结果的误差  
Tab. 5 Errors between experimental and calculation results

$f/\text{kHz}$		0.1	1	10	100	250	500
工况 1	实测值/ $\text{dB}\Omega$	-61.04	-46.27	-30.54	-13.88	-6.26	-0.08
	计算值/ $\text{dB}\Omega$	-62.75	-47.78	-32.51	-15.23	-7.83	-2.21
	误差/ $\text{dB}$	-0.71	-1.51	-1.97	-1.35	-1.57	-2.13
工况 2	实测值/ $\text{dB}\Omega$	-63.77	-50.45	-36.43	-21.25	-14.06	-6.71
	计算值/ $\text{dB}\Omega$	-64.92	-50.48	-35.60	-18.46	-11.07	-5.38
	误差/ $\text{dB}$	-1.15	-0.03	0.83	2.79	2.99	1.33
工况 3	实测值/ $\text{dB}\Omega$	-61.23	-43.99	-25.25	-6.70	1.60	7.05
	计算值/ $\text{dB}\Omega$	-62.71	-45.21	-26.52	-6.98	0.89	6.87
	误差/ $\text{dB}$	-1.48	-1.22	-1.27	-0.28	-0.71	-0.18
工况 4	实测值/ $\text{dB}\Omega$	-64.90	-48.74	-30.60	-12.26	-4.03	1.45
	计算值/ $\text{dB}\Omega$	-66.96	-50.02	-31.67	-12.26	-4.41	1.61
	误差/ $\text{dB}$	-2.06	-1.28	-1.07	0.00	-0.38	0.16

## 4 邻近效应时钢板地电流测量与 MagPEEC 建模的相互验证

### 4.1 钢板地电流理论计算方法

一般的集肤深度不均匀剖分示意图如图 7 所示。4 个拐角 A 区在宽度和厚度方向的剖分网格尺寸常取为  $\delta/2$  或  $\delta/3$ , 剖分范围常取为  $2\sim 5\delta$ ; B 区在厚度方向的网格和 A 区一样, 在宽度方向可根据需要确定; C 区在宽度方向的网格和 A 区一样, 在厚度方向的网格可根据需要确定; D 区在宽度方向的网格可和 B 区一样, 也可根据需要确定为不一样, 在厚度方向的网格可和 C 区一样, 也可根据需要确定为不一样。在对钢板地电流进行理论计算时, 只考虑 A 和 B 区。首先将上表面 A 区或 B 区在相同宽度位置离表面一半厚度内的各单元电流叠加起来, 然后除以该位置处剖分单元的宽度, 最后再将所得钢板地电流进行归一化。

对于低频信号(如 100 Hz), 一般采用均匀剖分方法, 此时可将上半部分钢板地电流按与不均匀剖分时相同的方法进行处理, 但是误差一般要比高频时稍大。

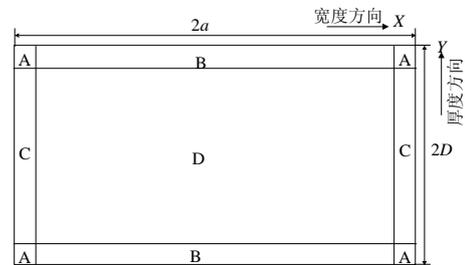


图 7 基于集肤深度的不均匀剖分  
Fig.7 Non-even mesh based on the skin depth

### 4.2 邻近效应时的实验与理论值比较

以矩形截面的长方体建立钢板的三维导电模型, 宽度方向取为 X 轴, 厚度方向取为 Y 轴, 长度方向取为 Z 轴, 如图 8 所示。钢板模型的长宽高尺寸、导线线径和各导体的电导率及磁导率与 2 中相同。电流回线  $B_2B_3$  作为邻近线, 位置在钢板宽度中线线段  $B_1B_4$  的正上方。可通过改变电流回线  $B_2B_3$  离钢板上表面的高度  $H$  和电流注入频率  $f$  来对邻近效应进行分析研究。

考虑邻近效应时钢板的二维导电模型如图 9 所示, 在 2 个矩形端面沿 +Z 方向注入频率为  $f$  的交流电流  $I$ , 该电流沿 -Z 方向从钢板上方  $H$  高度的导线

返回信号源。当导线靠近钢板时，由于强邻近效应的影响，钢板内部的电流分布会发生显著变化。正是利用强邻近作用下钢板中部表面电流在宽度方向的不同，比较金属壳体地电流测量结果和 MagPEEC 理论计算结果，从而实现金属壳体地电流测量和 MagPEEC 理论计算方法的相互直接验证。

导线的邻近距离  $H$  取为 10 cm，频率  $f$  分别取为 0.1、1、10 和 100 kHz，在各种情况下计算钢板中部上表面沿  $X$  方向的电流分布。图 10 画出了钢板上表面  $XOZ$  平面，坐标原点为钢板上表面中心点  $O$ ， $CD$  和  $B_1B_4$  分别为长度和宽度的平分线。图中实心圆圈表示各实验测量点的位置，相邻圆圈之间的距离均为 10 cm。由于很难准确测量钢板边缘处的电流，因此不对钢板边缘处的理论与测量值进行比较。

表 6 为当邻近距离取 10 cm 时，钢板上表面电流的理论与实验值及两者之间的绝对误差。所有误差计算均以实验值为参考值。

根据表 6 可知，钢板表面电流的理论计算值和实验测量值在两种邻近距离和不同频率情况下，最大误差小于 4 dB。随着频率的增加，钢板电流分布的邻近效应增大，即钢板中部电流和其它位置电流的比值(该比值一般应大于 1)会逐渐增加。

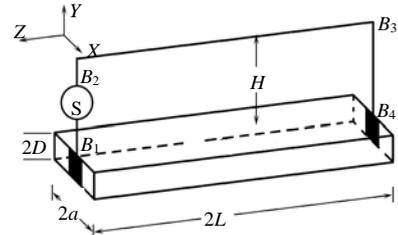


图 8 钢板的三维模型

Fig. 8 Three-dimensional model of steel plate

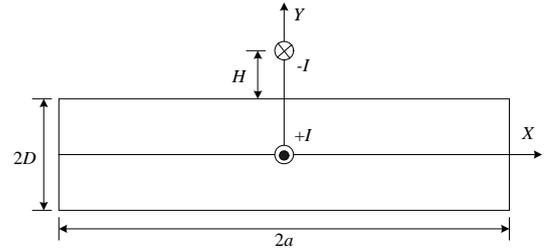


图 9 邻近效应时钢板的二维导电模型

Fig. 9 Two-dimensional model of steel plate with proximity

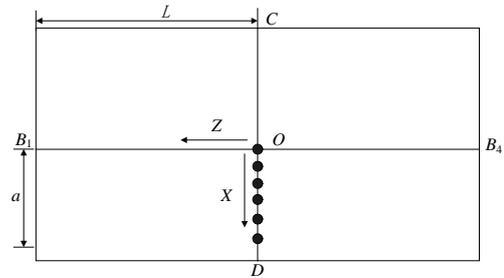


图 10 钢板表面测量点位置示意图

Fig. 10 Position diagram of tested points

表 6 邻近距离取 10 cm 时钢板上表面电流  
Tab. 6 Upper surface currents of steel plate with proximity of 10 cm

$f/\text{kHz}$		$X/\text{m}$					
		0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
0.1	实验值/(dBmA/m)	122.117	120.423	117.287	114.043	111.567	109.965
	理论值/(dBmA/m)	121.543	118.355	114.029	110.980	109.476	109.927
	误差/dB	-0.574	-2.068	-3.258	-3.063	-2.091	-0.038
1	实验值/(dBmA/m)	125.076	122.136	117.822	112.832	109.632	107.916
	理论值/(dBmA/m)	127.656	123.139	116.848	112.120	109.260	109.467
	误差/dB	2.58	1.003	-0.974	-0.712	-0.372	1.56
10	实验值/(dBmA/m)	126.177	123.018	117.343	111.631	108.092	106.170
	理论值/(dBmA/m)	128.690	123.070	117.768	111.574	108.697	106.536
	误差/dB	2.513	0.052	0.425	-0.057	0.605	0.366
100	实验值/(dBmA/m)	125.967	122.457	116.302	110.798	107.622	105.877
	理论值/(dBmA/m)	129.541	122.900	117.139	110.743	107.830	105.520
	误差/dB	3.574	0.443	0.837	-0.055	0.208	-0.357

### 5 结论

利用解析法对给定同轴电缆单位长度电阻与电感参数进行了计算，并将计算结果与由 MagPEEC 建模计算结果进行了比较，两者吻合较好；针对差模回路耦合和共模回路耦合，对磁性与非磁性混合电磁结构的耦合阻抗进行研究，推导了差模耦合回

路和共模耦合回路的系统方程，得到了耦合阻抗的计算公式，并进行了实验验证，各种给定工况下耦合阻抗的理论值和计算值在 0.1~500 kHz 范围内的最大误差小于 3 dB；设计了邻近效应时，钢板地电流测量及 MagPEEC 建模方法的相互直接验证实验。根据集肤效应、剖分方法及测量原理，推导了

钢板地电流的理论计算方法,在邻近距离取 10 cm、频率在 0.1~100 kHz 范围内,钢板地电流的理论计算值和实验测量值吻合较好,两者之间的误差小于 4 dB。

## 参考文献

- [1] Ruehli A E. An integral equation equivalent circuit solution to a large class of interconnect systems[D]. Burlington: The University of Vermont, 1972.
- [2] Ruehli A E. Equivalent circuit models for three dimensional multiconductor system[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1974, 22(3): 216-221.
- [3] Garrett J E. Advancements of the partial element equivalent circuit formulation[D]. Lexington: The University of Kentucky, 1997.
- [4] Pillage L T, Rohrer R A. Asymptotic waveform evaluation for timing analysis[J]. IEEE Transactions Computer-Aided Design, 1990, 9(4): 352-366.
- [5] Ruehli A E, Cangellaris A C. Progress in the methodologies for the electrical modeling of interconnections and electronic packages [J]. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(5): 740-771.
- [6] 曹毅,李征帆,毛吉峰.一种改进部分元等效电路模型及其在互连封装分析中的应用[J].上海交通大学学报,2000,34(6):737-740. Cao Yi, Li Zhengfan, Mao jifeng. Modified partial element equivalent circuit (PEEC) model and its applications in interconnect and packaging analysis[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2000, 34(6): 737-740(in Chinese).
- [7] Wang Wei. Parameter extraction for electronic packaging and decoupling methodology for power delivery systems[D]. Oakland: The University of California, 2003.
- [8] 曾翔君,陈继明,杨旭,等.基于局部元等效电路原理对混合封装电力电子集成模块内互感耦合的研究[J].中国电机工程学报,2004,24(7):133-139. Zeng Xiangjun, Chen Jiming, Yang Xu, et al. Mutual inductance coupling research based on PEEC theory inside hybrid IPEM [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(7): 133-139(in Chinese).
- [9] 曾翔君,王晓宝,杨旭,等.基于互感模型的混合封装电力电子集成模块内电磁干扰的研究[J].电子学报,2004,32(5):782-9786. Zeng Xiangjun, Wang Xiaobao, Yang Xu, et al. EMI research based on mutual inductance model inside hybrid IPEM[J]. ACTA Electronica Sinica, 2004, 32(5): 782-786(in Chinese).
- [10] 曹毅,李征帆,毛吉峰.互连封装结构电特性分析中的改进 PEEC 三维建模[J].电子学报,2000,28(2):65-71. Cao Yi, Li Zhengfan, Mao jifeng. A modified 3-D PEEC model in interconnect and packaging electric analysis[J]. ACTA Electronica Sinica, 2000, 28(2): 65-71(in Chinese).
- [11] Mei Shizhong, Ismail Y I. Modeling skin and proximity effects with reduced realizable RL circuits[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) System, 2004, 12(4): 437-447.
- [12] Mei Shizhong, Ismail Y I. Modeling skin effect with reduced decoupled R-L circuits[C]. The International Symposium on Circuits and Systems, Bangkok, Thailand, 2003.
- [13] 戚哲龙,钟玉林,孙旭东,等.用于传导电磁干扰分析的接地回路模型与参数[J].中国电机工程学报,2005,25(7):156-161. Xian Zhelong, Zhong Yulin, Sun Xudong et al. Grounding circuit model and parameters for conducted EMI analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 156-161(in Chinese).
- [14] 戚哲龙.大尺寸导体阻抗频率特性的研究[D].北京:清华大学,2005.
- [15] Keradec J P, Clavel E, Gonnet J P, et al. Introducing linear magnetic materials in PEEC simulations: principles, academic and industrial applications[C]. IAS, Hong Kong, China, 2005.
- [16] Long H, Feng Z, Feng H, et al. MagPEEC: extended PEEC modeling for 3D arbitrary electro-magnetic devices with application for M-cored inductors[C]. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, Philadelphia, PA, USA, 2003.
- [17] Long H, Feng Z, Feng H, et al. A new modeling technique for simulating 3-D arbitrary conductor-magnet structures for RFIC application[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2005, 52(7): 1354-1363.
- [18] Antonini G, Orlandi A, Paul C R. Internal impedance of conductors of rectangular cross section[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1999, 47(7): 979-985.
- [19] 潘启军,马伟明,赵治华,等.混合电磁结构磁性部分元等效电路建模技术[J].中国电机工程学报,2008,28(12):145-150. Pan Qijun, Ma Weiming, Zhao Zhihua, et al. Magnetic partial element equivalent circuit modeling technique for hybrid electromagnetic structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(12): 145-150.
- [20] 潘启军,马伟明,赵治华,等.适用于舰船钢板地电流检测的新型磁场测量仪器设计[J].电工技术学报,2004,19(11):82-86. Pan Qijun, Ma Weiming, Zhao Zhihua, et al. A novel magnetic-field measurement apparatus design applied in ground current testing of the steel plate in vessels[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(11): 82-86.



潘启军

收稿日期:2007-12-25。

作者简介:

潘启军(1972—),男,博士,主要从事电力系统电磁兼容性与电力电子应用等方面的研究, pqijun@163.com;

马伟明(1960—),男,中国工程院院士,从事独立电源系统、电力电子及电力系统电磁兼容性等方面的研究;

赵治华(1962—),男,教授,从事电磁场计算及电磁兼容等方面的研究。

(责任编辑 王剑乔)