

双层屏蔽腔内线缆负载电磁耦合的 EMT 分析方法*

肖培 李佳维 张超 刘柱 李高升

(湖南大学 电气与信息工程学院,长沙 410082)

摘要: 电磁拓扑分析方法将一个复杂系统的求解问题等效成许多子系统问题的求解,能够有效降低复杂电子系统电磁干扰问题求解的难度。本文针对双层屏蔽腔内辐射源对传输线电磁干扰求解问题,提出了一种计算腔内电偶极子辐射源对传输线负载电磁耦合的电磁拓扑分析方法。阐述了双层屏蔽腔内传输线耦合机理,建立了腔内传输线负载电磁干扰的电磁拓扑图和信号流程图。根据腔体本征模理论、Bethe 理论以及 BLT 方程,得到了传输线负载干扰电压。结果表明本文方法能够准确计算腔内干扰源对传输线负载干扰,且计算效率高,占用内存少。

关键词: 电磁拓扑分析方法,电磁耦合,腔体本征模理论,Bethe 理论,BLT 方程

An EMT Analysis Method for Calculating the Electromagnetic Coupling of Transmission Line Inside a Double-Layer Cavity

XIAO Pei, LI Jia-wei, ZHANG Chao, LIU Zhu, LI Gao-sheng

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: The electromagnetic topological (EMT) analysis method can effectively reduce the difficulty of solving the electromagnetic interference problem of the complex electronic system by equipping the solving problem of a complex system with that of many subsystems. In order to handle the problem of electromagnetic coupling between radiation source and transmission line (TL) in a two-layer shielded cavity system, this paper develops an EMT analysis method to deal with the calculation of interference induced at the TL terminals. Firstly, we discuss the coupling mechanism of the TL in a double-layer shielded cavity. Then, the EMT diagram and network of the whole system are established with the presented approach. According to the cavity eigenmode theory, Bethe's theory and BLT equation, the coupling interference voltage at the TL loads is obtained. The results illustrates that the proposed method possesses better efficiency and consumes less memory.

Key words: electromagnetic topology analysis method, electromagnetic coupling, cavity eigenmode theory, Bethe's theory, BLT equation

引言

电子设备间的电磁干扰已经成为电子器件电磁干扰的重要原因^[1-5]。线缆作为电子系统中信号和能量传输的载体,是实现系统功能不可缺少的一部分。由于线缆具有天线效应,为电磁干扰提供了一个主要耦合通道,尤其是对于存在电磁谐振现象的屏蔽腔体^[6]。屏蔽腔内干扰源通过设备间孔缝,将电磁能量耦合到互连腔体中,并激励腔内传输线产生电压和电流,从而干扰或破坏腔内电子器件的正常工作。因此,研究互连电子设备间干扰源对传输

线负载电磁耦合问题具有重要意义。

针对屏蔽腔内电磁场计算问题,现有的研究基于腔体本征模理论讨论了电偶极子辐射场分布特性,然而针对腔内线缆产生的辐射问题,现有文献报道较少^[7-9]。针对线缆电磁耦合问题,Baum-Liu-Tesche (BLT) 方程已研究多年,大多关注自由空间中传输线的电磁耦合,一些研究人员将 BLT 方法扩展到外部电磁照射下金属外壳中线缆^[10-12]。然而,这些基于 BLT 方程的方法主要解决了线缆与外界电磁辐射的耦合问题。随着问题复杂度的增加,精确求解越来越困难,电磁拓扑 (EMT) 理论为计算腔内

* 收稿日期:2021-03-24;修回日期:2021-05-20

基金项目:国家自然科学基金(51675086);湖南省自然科学基金(2021JJ40094);中国博士后科学基金(2020M672482)

传输线负载电磁干扰提供了一种新的思路。

此外, 一些研究人员还提出了全波方法, 如有限元法、时域有限差分法以及时域传输线矩阵方法来研究电磁耦合效应^[13-16]。然而, 由于电大系统中网格的精细划分, 这些数值方法需要较长计算时间和大量存储空间。

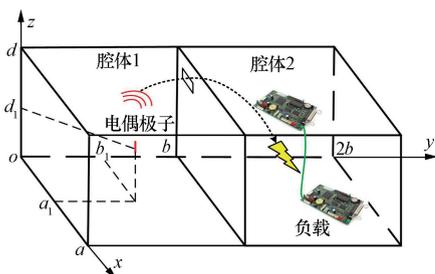
电磁拓扑方法是由电磁场和拓扑学理论衍生出来的一种分析复杂电子系统电磁干扰的有效方法, 其核心思想为: 通过系统分解将复杂系统分解成一系列相对简单而独立的子系统, 各个子系统间通过能量传递函数建立耦合关系, 通过对子系统及能量传递函数的求解, 得到系统总的电磁响应。基于电磁拓扑理论的复杂系统电磁耦合问题求解的基本流程如图 1 所示。由上述电磁拓扑求解步骤可知, BLT 方程是电磁拓扑方法的重要核心。因此, 本文基于电磁拓扑理论, 提出了一种计算双层屏蔽腔体内辐射干扰源对传输线负载电磁耦合干扰的解析计算方法。



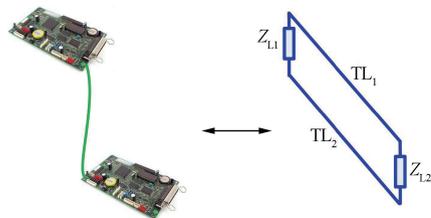
图 1 电磁拓扑基本步骤流程

1 计算方法的理论推导

双层屏蔽腔体几何模型如图 2(a) 所示, 腔体 1 干扰源用电偶极子等效; 腔体 2 中放置一组连接 PCB 的传输线, 其中 PCB 用等效阻抗 Z_{L1} 和 Z_{L2} 描述, 如图 2(b) 所示。腔体 1 和腔体 2 公共面上开有方孔。腔体 1 中干扰源产生的辐射场通过孔耦合到腔体内部并在腔体 2 中传输线上激励起感应电压和电流, 从而影响传输线端接 PCB 的工作性能。



(a) 示意图模型



(b) PCB 等效阻抗

图 2 互连腔体几何模型图

1.1 电磁拓扑模型的建立

图 3 为图 1 互连腔体中传输线负载电磁干扰对应的电磁拓扑图, 其中 V_0 表示覆盖整个系统的体积, V_1 表示覆盖偶极子干扰源的体积, V_2 表示涵盖传输线的体积, $S_{0,1}$ 和 $S_{0,2}$ 表示腔体的屏蔽作用。

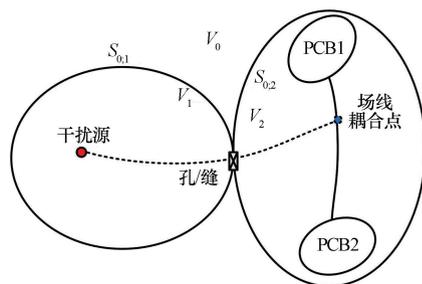


图 3 图 1 对应的电磁拓扑图

根据图 3 中电磁拓扑模型可以得到整个系统的信号流图如图 4 所示。其中节点 J1、J2 分别表示腔体 2 中 PCB 等效阻抗, 节点 J3 表示腔体 2 中场线耦合节点, J4 表示腔体 1 和腔体 2 公共面上的孔缝耦合点, J5 表示腔体 1 中内部监测点。节点上 V^{inc} 、 V^{ref} 分别表示传输线上入射电压与反射电压, E^{inc} 、 E^{ref} 表示入射电场与反射电场。管道 1 表示传输线上能量的流动关系, 管道 2 表示孔缝处能量的流动关系, 管道 3 表示腔内能量流动关系。

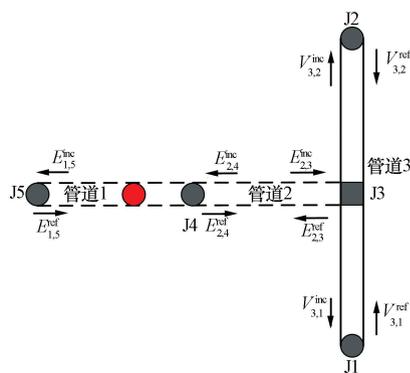


图 4 信号流图

1.2 子问题的求解方法

1.2.1 子问题 1 的求解

假设图 2 中干扰源电偶极子的长度为 $2h$, h 为电偶极子元的长度, 其位置坐标为 (a_1, b_1, d_1) , 其源流密度为^[17]:

$$J = \begin{cases} e_z J_0 \frac{\sin[k(h - |z - d_1|)]}{\sin(h)} \delta(x - a_1) \delta(y - b_1), & |z - d_1| < h \\ 0, & |z - d_1| > h \end{cases} \quad (1)$$

式中: I_0 为电偶极子电流源; $k = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$, 其中 ε_0 为真空电导率, μ_0 为真空磁导率, ω 为角频率。

由腔体格林函数可以得到小孔处 y 方向切向电场 E_{y1} 和垂直小孔平面的 x 方向磁场 H_{x1} [17]。

$$E_{y1} = -j \frac{4\eta I_0}{ad \sin(kh)} \sum_{m,p} \frac{\sin \frac{m\pi a_1}{a} \cos \frac{p\pi d_1}{d}}{\left(\frac{p\pi}{d}\right)^2 - k^2} \cdot \left[\cos\left(\frac{p\pi h}{d}\right) - \cos(kh) \right] \csc(K_{mp} b) \cdot \frac{p\pi}{d} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \cdot \begin{cases} -\sin(K_{mp} b_1) \cos[K_{mp}(b-y)], & \text{if } y > b_1 \\ \cos(K_{mp} y) \sin[K_{mp}(b-b_1)], & \text{if } y < b_1 \end{cases} \quad (2)$$

$$H_{x1} = -\frac{2kI_0}{ad \sin(kh)} \sum_{m,p} \varepsilon_p \frac{\sin \frac{m\pi a_1}{a} \cos \frac{p\pi d_1}{d}}{\left(\frac{p\pi}{d}\right)^2 - k^2} \cdot \left[\cos\left(\frac{p\pi h}{d}\right) - \cos(kh) \right] \csc(K_{mp} b) \cdot \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cdot \begin{cases} -\sin(K_{mp} b_1) \cos[K_{mp}(b-y)], & \text{if } y > b_1 \\ \cos(K_{mp} y) \sin[K_{mp}(b-b_1)], & \text{if } y < b_1 \end{cases} \quad (3)$$

式中: m, n 和 p 为模式常数, $k = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} = 2\pi/\lambda$; $\eta = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$; $K_{mp}^2 = k^2 - [(m\pi/a)^2 + (m\pi/d)^2]$; ε_p 为 Neumann 因子:

$$\varepsilon_p = \begin{cases} 1, & p = 0 \\ 2, & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

1.2.2 子问题2的求解

如图5所示,根据 Bethe 小孔衍射理论,传输线腔体内内部场可以表达为孔缝中心处电偶极矩 \mathbf{P}_e 和磁偶极矩 \mathbf{P}_m 产生的辐射场的叠加。孔缝处的等效偶极矩为 [17]:

$$\mathbf{P}_e = \varepsilon_0 \alpha_e \mathbf{E}_{sc} = \varepsilon_0 \alpha_e E_{y1} \quad (5)$$

$$\mathbf{P}_m = \alpha_m \mathbf{H}_{sc} = -\alpha_m H_{x1} \quad (6)$$

式中: α_e 为孔的电极化率, α_m 为小孔磁极化率, ε_0 为真空介电常数, \mathbf{E}_{sc} 为孔短路时其表面的电场, \mathbf{H}_{sc} 为孔短路时其表面的磁场。

由单位电偶极矩得到的传输线腔体中 x 方向

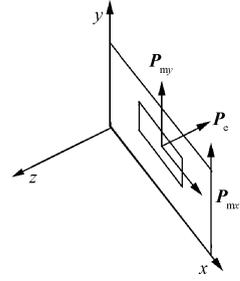


图5 孔缝等效偶极矩

电场为:

$$E_{xe} = -\frac{j\omega}{k_0^2} \sum_{m=0} \sum_{n=0} \frac{\mu_0 \varepsilon_m \varepsilon_n}{ad} \frac{m\pi}{a} \cdot \frac{\cos(K_{mn} y_s) \sin(K_{mn}(y-b))}{\sin(K_{mn} b)} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_s}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi z_s}{d}\right) \sin\left(\frac{n\pi z}{d}\right) \quad (7)$$

式中 $K_{mn}^2 = k^2 - [(m\pi/a)^2 + (n\pi/d)^2]$, $\varepsilon_m, \varepsilon_n$ 为 Neumann 因子。

由单位电偶极矩得到的传输线腔体中 z 方向电场为:

$$E_{ze} = -\frac{j\omega}{k_0^2} \sum_{m=0} \sum_{n=0} \frac{\mu_0 \varepsilon_m \varepsilon_n}{ad} \cdot \frac{\cos(K_{mn} y_s) \sin(K_{mn}(y-b))}{\sin(K_{mn} b)} \frac{n\pi}{d} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_s}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi z_s}{d}\right) \cos\left(\frac{n\pi z}{d}\right) \quad (8)$$

由单位磁偶极矩得到的传输线腔体中 z 方向电场为:

$$E_{zm} = -\sum_{m=0} \sum_{n=0} \frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{ad} \cdot \frac{\cos(K_{mn} y_s) \sin(K_{mn}(y-b))}{\sin(K_{mn} b)} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_s}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi z_s}{d}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi z}{d}\right) \quad (9)$$

由公式(5)–(9)可以得到传输线腔内总场的表达式为:

$$\begin{cases} E_x = \omega \mathbf{P}_e E_{xe} \\ E_z = \omega \mathbf{P}_e E_{ze} + \omega \mu \mathbf{P}_m E_{zm} \end{cases} \quad (10)$$

1.2.3 子问题3的求解

传输线的外部激励场由式(10)得到,如图6所

示, 选用 Agrawal 模型和 BLT 方程计算传输线负载上干扰电压。根据 Agrawal 模型可得源项为^[17]:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{1}{2} \int_0^{L_x} [E_x^{\text{inc}}(x, L_z) - E_x^{\text{inc}}(x, 0)] e^{\gamma x} dx - \\ \frac{E_z^{\text{inc}}(0, 0)L_z}{2} + \frac{E_z^{\text{inc}}(L_x, 0)L_z e^{\gamma L_x}}{2} \\ S_2 = -\frac{1}{2} \int_0^{L_x} [E_z^{\text{inc}}(x, L_z) - E_z^{\text{inc}}(x, 0)] e^{\gamma(L_x-x)} dx + \\ \frac{E_z^{\text{inc}}(0, 0)L_z e^{\gamma L_x}}{2} - \frac{E_z^{\text{inc}}(L_x, 0)L_z}{2} \end{cases} \quad (11)$$

式中: $E_x^{\text{inc}}(x, L_z) = E_x(x, y_0, z_2)$, 其中 y_0 为小孔坐标; $E_x^{\text{inc}}(x, 0) = E_x(x, y_0, z_1)$; $E_z^{\text{inc}}(0, 0) = E_z(x_1, y_0, z_1)$; $E_z^{\text{inc}}(L_x, 0) = E_z(x_1, y_0, z_2)$ 。

可得传输线电压 BLT 方程:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma L_x} \\ e^{\gamma L_x} & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: γ 为传输线半径, L_z 为线间距离, L_x 为传输线长度; ρ_1, ρ_2 为负载的反射系数, $\rho_1 = \rho_2 = (Z_L - Z_C) / (Z_L + Z_C)$; Z_L 为 PCB 等效阻抗, $Z_C = 120 \ln(L_z / \gamma)$ 为传输线特性阻抗, V_1, V_2 分别为负载 Z_{L1}, Z_{L2} 的干扰电压。

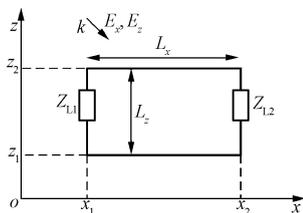


图 6 场线耦合模型

2 计算方法的算例验证

2.1 电场计算

设屏蔽腔体壁材料为铝材, 其电参数为 $3.56 \times 10^7 \text{ S/m}$, 腔体尺寸为 $a = 300 \text{ mm}, b = 300 \text{ mm}, d = 120 \text{ mm}$, 壁厚 $t = 1 \text{ mm}$, 孔的直径为 $D = 20 \text{ mm}$, 内部源坐标 $(150, 50, 60)$, 孔等效偶极矩坐标 $(40, 300, 80)$, 传输线腔体中电场监测点坐标 $(100, 400, 60)$ 。取小孔极化率为 $\alpha_e \approx D^3/6$ 。设传输线半径为 $r = 0.5 \text{ mm}$, 双线间距 $L_z = 10 \text{ mm}$, 线长 $L_x = 100 \text{ mm}$, 阻抗为 $Z_{L1} = Z_{L2} = 50 \Omega$, 材料为无损耗的铜材料。将参数代入式 (12), 计算得到负载上的干扰电压。

采用基于 TLM 时域算法的商业电磁仿真软件 CST 对本文方法进行数值仿真验证。在 $(0 \sim 1.3 \text{ GHz})$ 频段内, 本文方法传输线外部激励电场计算结果与 CST 仿真结果对比如图 7 所示, 其中红色虚线为 CST 仿真计算结果, 黑色实线为本文计算结果。本文方法谐振频点处峰值电场计算值与 CST 仿真对比值如表 1 所示, 其中第一谐振频点处峰值电场误差绝对值为 $8.65 \text{ V/m} (5.78 \text{ dBV/m})$, 第二谐振频点处峰值电场误差绝对值为 $1.03 \text{ V/m} (0.27 \text{ dBV/m})$ 。由图 7 和表 1 可知, 本文方法能够准确计算腔体内电场分布, 但由于忽略了腔体中高次模的影响, 所以计算结果存在一定的误差。

表 1 谐振频点处峰值电场对比 V/m

| 方法 | 第一谐振频点 峰值电场 | 第二谐振频点 峰值电场 |
|--------|----------------|----------------|
| 本文方法 | 17.62 | 34.28 |
| CST 仿真 | 8.96 | 33.25 |

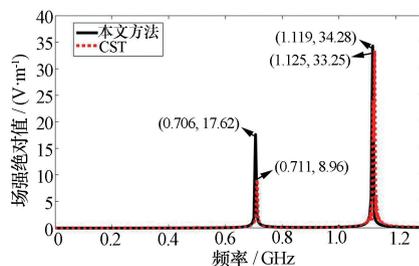


图 7 监测点 $(100, 400, 60)$ 处电场

根据腔体本征模理论, 腔体谐振计算公式如下:

$$f_{mnp} = \frac{1}{\mu_0 \epsilon_0 \sqrt{\left(\frac{m\pi}{2x_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{2y_e}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2z_e}\right)^2}} \quad (13)$$

图 8 给出了传输线附近所在平面的电场分布云图。由图 8 可知, 在腔体不同谐振频点处, 线缆附近电场值有所区别。

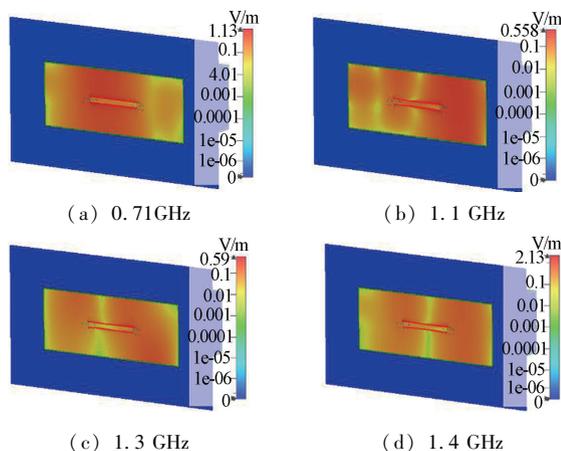


图 8 腔体谐振频点处线缆附近电场云图

2.2 传输线耦合电压计算

本文方法传输线负载耦合电压计算结果与 CST 仿真结果对比如图 9 所示,其中红色虚线为 CST 仿真计算结果,黑色实线为本文计算结果。本文方法谐振频点处峰值电压计算值与 CST 仿真对比如表 2 所示,其中第一谐振频点处峰值电压误差绝对值为 0.0008 V (0.44 dBV),第二谐振频点处峰值电压误差绝对值为 0.0059 V (6.77 dBV)。由图 9 和表 2 可知,本文方法能够准确计算腔内传输线负载耦合电压,但由于腔体中电场计算存在一定的误差,导致电压计算存在一定的误差。

表 2 谐振频点处峰值电压对比 V

| 方法 | 第一谐振频点 峰值电压 | 第二谐振频点 峰值电压 |
|--------|----------------|----------------|
| 本文方法 | 0.0161 | 0.0109 |
| CST 仿真 | 0.0153 | 0.005 |

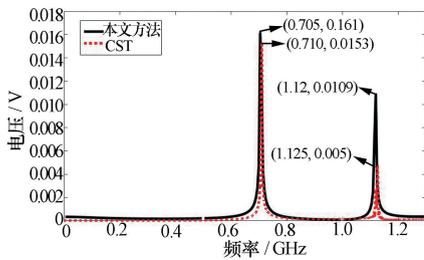


图 9 传输线上负载电压

2.3 计算效率对比

表 3 给出了在相同仿真频段范围内本文方法和 CST 全波仿真计算时间,仿真中使用的计算机配置为:处理器 Intel(R) Core(TM) i7-8700 CPU@3.2HTGHz,内存 8 G,操作系统为 Win10 64 位。可以得到,本文提出的 EMT 计算方法有效提高了计算效率。

表 3 本文方法和 CST 全波仿真时间分析

| 所用方法 | 计算时间/s |
|------|--------|
| 本文方法 | 10 |
| CST | 697 |

3 结论

本文基于电磁拓扑理论,提出了一种计算腔内传输线负载电磁耦合的解析计算方法。通过对双层屏蔽腔体内等效电偶极子辐射源对相邻屏蔽腔体内传输线负载电磁干扰问题进行拓扑分解,建立了双层屏蔽腔电磁拓扑图及信号流图。根据腔体本征模理论,得到子问题 1 辐射源腔体中场强分布;利用 Bethe 理论计算了子问题 2 孔缝处等效偶极矩的大小,通过求解偶极矩在传输线腔体中的辐射场,得到

了传输线外部激励场;最后利用 Agrawal 模型和 BLT 方程计算子问题 3 传输线负载干扰电压。计算结果与 CST 仿真结果的对比表明,本文方法能够准确计算腔内干扰源对传输线负载干扰,且计算效率高,占用内存少。

参考文献

- [1] 廖成,张胤,尚玉平,等. 传输线电磁脉冲耦合问题研究综述[J]. 微波学报, 2020, 36(1): 108-115
Liao C, Zhang Y, Shang Y P, et al. Review on the study of EMP-to-transmission line coupling problem[J]. Journal of Microwaves, 2020, 36(1): 108-115
- [2] 安静,吴敏,高建强,等. 金属腔体多耦合通道电磁特性研究[J]. 微波学报, 2019, 35(5): 67-70
An J, Wu M, Gao J Q, et al. Study on electromagnetic characteristics of multi-coupling channels for the metal cavity[J]. Journal of Microwaves, 2019, 35(5): 67-70
- [3] 肖培,王珏,凌明祥,等. 场线路多耦合下电机及其驱动系统辐射电磁干扰预测方法研究[J]. 电子学报, 2017, 45(10): 2449-2456
Xiao P, Wang J, Ling M X, et al. An efficient approach for predicting electromagnetic interference emission of motor and its driver system under field-circuit and TL coupling[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(10): 2449-2456
- [4] 赵岐诚. 论电磁兼容性设计理念[J]. 电子学报, 2020, 48(2): 238-242
Zhao Q C. Design concept of electromagnetic compatibility[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(2): 238-242
- [5] Jiao C Q, Li Y Y. Reciprocity principle-based model for shielding effectiveness prediction of a rectangular cavity with a covered aperture[J]. Chinese Physics B, 2015, 24(10): 104101
- [6] Song E, Park H B, Park H H. An evaluation method for radiated emissions of components and modules in mobile devices[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2014, 56(5): 1020-1026
- [7] Gorgizadeh S, Flisgen T, Rienen U V. Eigenmode computation of cavities with perturbed geometry using matrix perturbation methods applied on generalized eigenvalue problems[J]. Journal of Computational Physics, 2018, 364: 347-364
- [8] Miller K G, Meehan M, Spencer R L, et al. Resonance of complex cylindrically symmetric cavities using an eigenfunction expansion in empty cavity modes[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(10): 3113-3120
- [9] Gil J, Drikas Z B, Andreadis T D, et al. Prediction of

- induced voltages on ports in complex, three-dimensional enclosures with apertures using the random coupling model[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2016, 58(5): 1535-1540
- [10] Ren L H, Fan J. Modeling electromagnetic field coupling through apertures for radio frequency interference applications[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015, 57(5): 1037-1048
- [11] 谢海燕. 瞬态电磁拓扑理论及其在电子系统电磁脉冲效应中的应用[D]. 北京: 清华大学, 2010. 12-131
Xie H Y. Transient electromagnetic topology theory and its application in electromagnetic pulse effects of electronic systems[D]. Beijing: Tsinghua University, 2010. 12-131
- [12] 李颖. 基于电磁拓扑的矩形腔孔缝耦合分析与计算[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2012. 13-109
Li Y. Coupling analysis and computation of rectangular cavity with aperture based on electromagnetic topology method[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2012. 13-109
- [13] Ridet M, Savi P, Alberti M, et al. Numerical simulation of aeronautic cable topology and experimental validation [A]. *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications [C]*, Torino, Italy, 2011. 823-826
- [14] Jobava R G, Gheonjian A L, Hippeli J, et al. Simulation of low-frequency magnetic fields in automotive EMC problems[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2014, 56(6): 1420-1430
- [15] Mora N, Rachidi F, Pelissou P, et al. Numerical simulation of the overall transfer impedance of shielded spacecraft harness cable assemblies[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015, 57(4): 894-902
- [16] Bautista M A E, Francavilla M A, Vipiana F, et al. A hierarchical fast solver for EFIE-MoM analysis of multi-scale structures at very low frequencies[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(3): 1523-1528
- [17] Tesche F M, Ianoz M V, Karlsson T. *EMC analysis methods and computational models[M]*. New York: John Wiley & Sons Inc, 1997
- 肖 培 男, 1989 年生, 博士, 副研究员。主要研究方向: 电磁兼容设计与防护, 天线理论与设计研究。
E-mail: xiaopei_uestc@sina.cn
- 李高升 男, 1980 年生, 博士, 教授。主要研究方向: 天线理论与设计, 电磁兼容。
2019, 13(1): 82-87
- [20] Liu Y J, Chen Y F, Lin H L, et al. A novel differentially fed compact dual-band implantable antenna for biotelemetry applications[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, 15(10): 1791-1794
- [21] Li R, Li B, Du G, et al. A compact broadband antenna with dual-resonance for implantable devices [J]. *Micromachines*, 2019, 16(1): 59-66
- [22] Jiang Y N, Yuan R, Gao X, et al. An ultra-wideband pattern reconfigurable antenna based on graphene coating [J]. *Chinese Physics B*, 2016, 25(11): 625-631
- [23] Tang D L, Wang Q L, Wang Z, et al. Highly sensitive wearable sensor based on a flexible multi-layer graphene film antenna[J]. *Science Bulletin*, 2018, 63(9): 574-579
- [24] Yadav V S, Ghosh S K, Das S. Wideband tunable mid-infrared cross-polarisation converter using monolayered graphene-based metasurface over a wide angle of incidence[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2019, 13(1): 82-87
- [25] Dash Sasmita, Patnaik Amalendu, Kaushik Brajesh Kumar. Performance enhancement of graphene plasmonic nanoantennas for THz communication [J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2019, 13(1): 71-75
- [26] Qin P F, Er-Ping, Yang Y H. Spoof surface plasmonic graphene for controlling the transports and emissions of electromagnetic waves [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, 67(1): 50-56
- [27] Wang X H, Gao J Y, Teixeira F L. Stability-improved ADE-FDTD method for wideband modeling of graphene structures[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(1): 212-216
- 欧仁侠 女, 1980 年生, 硕士, 讲师。主要研究方向: 无线生物医疗, 信号与系统, 微波射频技术。
E-mail: 52083926@qq.com
- 尤明慧 女, 1983 年生, 博士, 副教授。主要研究方向: 半导体光电子技术。

(上接第 51 页)