

基于模式匹配及 BLT 方程的腔体内场线耦合计算方法研究

任丹^{①②} 杜平安^{*①} 陈珂^① 肖培^① Michelson G David^②

^①(电子科技大学机械电子工程学院 成都 611731)

^②(英属哥伦比亚大学电气与信息工程学院 温哥华 V6T1Z4)

摘要: 金属腔体内的场线耦合是电磁兼容领域的一个重要的问题, 基于模式匹配及 BLT 方程理论, 该文提出一种计算带孔腔体内场线耦合的方法。将外部激励源对腔体内传输线的耦合分解为孔腔耦合和场线耦合两个过程, 腔体内任意点的场强由模式匹配理论及矩量法计算得到, 腔体内的场线耦合由 Agrawal 模型构建 BLT 方程进行计算。与测试数据对比得出, 模式匹配理论可以准确计算腔体内部电磁场。与 CST 数值仿真数据对比得到, 该方法可以准确计算任意入射波激励下线缆终端负载上的电流响应且计算效率高, 可用于腔体内场线耦合的研究。

关键词: 模式匹配; BLT 方程; 孔腔耦合; 场线耦合

中图分类号: TN81; TN802

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)08-2014-05

DOI: 10.11999/JEIT161101

Analytic Method Based on Mode Matching and BLT Equation for Field to Wire Coupling in an Enclosure

REN Dan^{①②} DU Pingan^① CHEN Ke^① XIAO Pei^① Michelson G David^②

^①(Department of Mechatronics Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(Department of Electrical and Computer Engineering, University of British Columbia, Vancouver V6T1Z4, Canada)

Abstract: The field-to-wire coupling in metal enclosure is an important issue in the field of electromagnetic compatibility. In this paper, an efficient and accurate approach is presented to calculate the EMI (ElectroMagnetic Interference) of a complex cable bundle in an enclosure, which involves two methods: mode matching and BLT equation. The issue is divided into the two sub-questions: aperture coupling and field-to-wire coupling, the electromagnetic field in enclosure is calculated by the Mode function and MOM, the EMI of the cables in an enclosure is calculated by Agrawal's field-to-wire coupling theory and BLT equation. In comparison with measurement data shows that the electromagnetic field in enclosure can be accurately calculated by the mode matching method. The proposed method can also significantly reduce the simulation time and improve the efficiency of simulation compared with CST, which can be used to calculate the field-to-wire coupling in an enclosure.

Key words: Mode matching; BLT equation; Aperture coupling; Field-to-wire coupling

1 引言

随着信息技术的发展, 空间电磁环境越来越复杂。屏蔽腔体作为电子系统电磁防护的重要组成部分得到了广泛应用。然而, 电子设备由于通风散热及输入输出需要, 腔体上不可避免存在孔缝, 这些孔缝是外部干扰源对腔体内部产生电磁干扰的重要

途径^[1]。作为信号传输的载体, 传输线极易受到耦合进腔体内的电磁波的干扰。为保证设备安全可靠地工作, 研究外部干扰源通过孔阵对腔体内传输线的电磁干扰具有理论意义和应用价值。

外部干扰源通过孔缝耦合到腔体内的传输线上, 主要包括两个过程: (1)电磁场通过腔体上的孔缝耦合进腔体内部; (2)腔体内部电磁场对传输线的耦合。在孔腔耦合方面, 很多学者利用数值法和解析法进行了研究, 数值法^[2,3]计算精度高, 但耗费资源多, 计算时间长; 解析法^[4-6]计算精确, 但处理的模型有限。典型解析法有小孔衍射理论^[4]、等效电路法^[5]、孔阵导纳方法^[6]等。在场线耦合方面, 主要

收稿日期: 2016-10-18; 改回日期: 2017-02-15; 网络出版: 2017-04-14

*通信作者: 杜平安 dupingan@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(51675086)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (51675086)

有基于多导体传输线理论的 Taylor 法^[7]、Agrawal 法^[8]和 Rachidi 法^[9]及这些方法的推广^[10,11]。上述方法都是将外界电磁场在导线上产生的激励等效为电压源或电流源，然后利用等效的集总电路模型构建 BLT 方程，求解导线的终端电磁干扰或导线上的电流或电压。此外电磁拓扑及多端口网络方法也广泛地应用于场线耦合的计算，如文献[12]利用时域电磁拓扑方法研究了非均匀传输线的电磁效应，郁滨等人^[13]利用时域有限差分法研究了并行传输线的共模泄漏。

在前人研究的基础上，本文基于模式匹配及 BLT 方程理论，提出一种快速、准确计算带孔阵腔体内传输线电磁干扰的方法。将外部激励源对腔体内复杂传输线的耦合分为两个过程：(1)孔阵耦合过程，首先根据 Floquet 定理对腔体上的孔阵进行简化，采用 Floquet 函数表示孔阵处的场，用模态函数表示腔体内部场，并在边界上进行模式匹配，最后使用矩量法来求解耦合进腔体内部的电磁场。(2)场线耦合过程，利用 Agrawal 场线耦合模型构建 BLT 方程，计算传输线终端负载上的电磁干扰。

2 计算方法的理论推导

2.1 孔阵耦合场的计算方法

考虑外部平面波以波矢 k ，偏振角 ϕ ，俯仰角 θ 和极化角 ψ 入射到矩形机箱的 2 维周期孔阵上，平面波的入射示意图如图 1，带 2 维周期性孔阵的腔体模型如图 2 所示。腔体尺寸 $a \times b \times d$ ，为了方便讨论，设定孔阵位于腔体前端面中心并定义孔阵中心为坐标原点。孔阵中的小孔分别以周期 d_1, d_2 沿 x 轴和 y 轴分布，两轴间的夹角为 α ，则 x 和 y 方向的孔阵间距为 $dx = d_1, dy = d_2 \sin \alpha$ 。孔阵被划分成相同的单元(图中虚线表示)，其中位于原点的单元记为 S ，单元中的小孔记为 Ω 。

假设孔阵维数相对较大(一般大于 5)，从而忽略有限阵列引起的边缘效应，可以将 Floquet 定理用于矩形腔体上 2 维周期孔阵的分析中。再应用等效原理，在孔 Ω 处设置磁流源 M ，孔用理想导体

封闭，可以把原问题分为两个等效问题，如图 3 所示。半空间所在区域为区域 $a(z > 0)$ ，矩形腔体区域为区域 $b(z < 0)$ 。

区域 a 中的场是入射场和 M 产生的合成场，可由一系列正交的 Floquet 模式函数 $\{\psi_{pqr} \cdot \exp(\pm i\gamma_{pq}z)\}$ 表示^[14]。式中， p, q 代表半空间的模式数，在本文中的取值范围是 $-3 \leq p, q \leq 4$ ；第 3 个下标 $r = 1$ 或 $r = 2$ 分别表示 TE 和 TM 模。 ψ_{pqr} 和 γ_{pq} 分别为正交的矢量模式函数和模态传播常数。

区域 b 中的场由 $-M$ 产生，可由矩形波导的本征模函数 $\{\phi_{mnr} \exp(\pm ik_i z)\}$ 表示，式中， m, n 代表腔体内的模式数，在本文中的取值范围是 $0 \leq m, n \leq 5$ 。 ϕ_{mnr} 和 k_i 分别为波导模式函数和传输常数。

原问题中入射波在孔处感应的电场为 E_{apt} ，使用等效原则，则孔处的磁流源为

$$M = z \times E_{apt} \quad (1)$$

由图 3 所示，区域 a 中小孔处的场可由 Floquet 模式函数表示为

$$E_{apt} = \sum_{r=1}^2 A_{00r} \psi_{00r} + \sum_{r=1}^2 \sum_p \sum_q R_{pqr} \psi_{pqr} \quad (2)$$

式中右边第 1 项为小孔 Ω 处的入射场，第 2 项为磁流元 M 在小孔 Ω 处产生的切向电场， R_{pqr} 为相应于 ψ_{pqr} 的模式系数。

$-M$ 在区域 b 内产生的切向场可表示成

$$E_t^b(-M) = \sum_{r=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} B_{mnr} \phi_{mnr} \times \frac{\sin k_i(d+z) + (1-j)r_{si} \cos k_i(d+z)}{\sin k_i d + (1-j)r_{si} \cos k_i d} \quad (3)$$

式中， B_{mnr} 为幅值系数。

根据以上分析可写出在 $z = 0$ 平面处小孔 Ω 两侧的横向电场为

$$E_{apt} = \begin{cases} \sum_{r=1}^2 A_{00r} \psi_{00r} + \sum_{r=1}^2 \sum_p \sum_q R_{pqr} \psi_{pqr}, & z = 0^+ \\ \sum_{r=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} B_{mnr} \phi_{mnr}, & z = 0^- \end{cases} \quad (4)$$

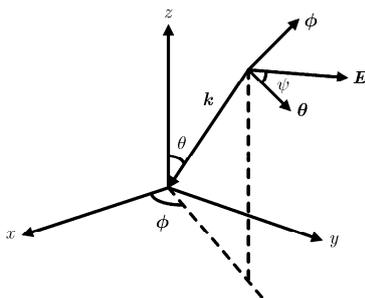


图 1 任意入射的平面波模型

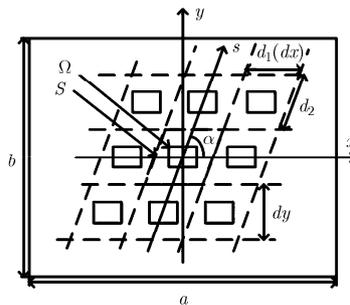


图 2 矩形腔体上的 2 维周期孔阵

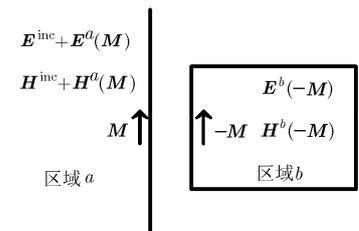


图 3 孔阵耦合问题可以分解成两个等效问题

将式(4)代入式(1), 根据切向电场的连续性得

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \sum_{r=1}^2 A_{00r} (\mathbf{z} \times \boldsymbol{\psi}_{00r}) + \sum_{r=1}^2 \sum_p \sum_q R_{pqr} (\mathbf{z} \times \boldsymbol{\psi}_{pqr}) \\ &= \sum_{r=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} B_{mnr} (\mathbf{z} \times \boldsymbol{\phi}_{mnr}) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可以得到考虑小孔尺寸为 $l \times w$ 的矩形小孔构成的 2 维周期孔阵, 所有单元在腔体内产生的总切向电场为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_t &= \sum_{t=1}^T \sum_{r=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} B_{mnr}^t \boldsymbol{\phi}_{mnr} \\ &\quad \times \frac{\sin k_i (d+z) + (1-j)r_{si} \cos k_i (d+z)}{\sin k_i d + (1-j)r_{si} \cos k_i d} \end{aligned} \quad (6)$$

$$B_{mnr}^t = [C_{mnr}^{ijl} |_t] [F_{ijl}^t] \quad (7)$$

$$C_{mnr}^{ijl} |_t = \iint_{\Omega} \boldsymbol{\varphi}_{ijl}^t \cdot (\mathbf{z} \times \boldsymbol{\phi}_{mnr}) ds \quad (8)$$

式中, T 是所有小孔数目, B_{mnr}^t 为第 t 个孔的模式系数, $C_{mnr}^{ijl} |_t$ 为第 t 个孔的模式耦合系数, 其中 $\boldsymbol{\varphi}_{ijl}^t$ 为第 t 个孔上的模式函数。

通过式(6)可以得到腔体内任意点的电场值, 在腔体内场线耦合过程, 只需计算出等效传输线区域的激励电场, 再利用 Agrawal 模型即可计算传输线上的负载响应。

2.2 腔体内场线耦合的计算方法

在腔体内部场线耦合问题上, 我们利用 Agrawal 场线耦合理论构建 BLT 方程, 来求解传输线终端的负载响应。Agrawal 场线耦合模型及信号流图如图 4 和图 5 所示。图 4 中, 等效线缆距离机箱内表面的高度为 h , Z_{L1}, Z_{L2} 是加在传输线终端的两个负载电阻。图 5 中, 节点 J_1, J_2 分别表示负载阻抗 Z_{L1}, Z_{L2}, J_3 表示场线耦合节点。节点上 $\mathbf{V}^{inc}, \mathbf{V}^{ref}$ 分别表示入射电压与反射电压, $\mathbf{E}^{inc}, \mathbf{E}^{ref}$ 表示入射电场与反射电场。

管道 T_1 的传播方程为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1,1}^{inc} \\ \mathbf{V}_{1,2}^{inc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & f(T_1) \\ f(T_1) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1,1}^{ref} \\ \mathbf{V}_{1,2}^{ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1(f) \\ \mathbf{S}_2(f) \end{bmatrix} \quad (9)$$

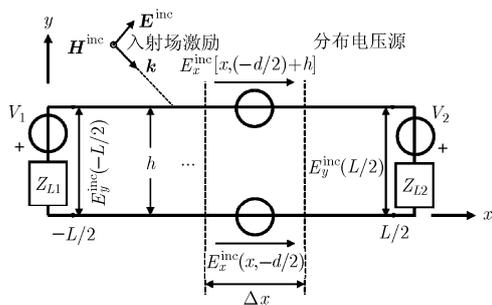


图 4 Agrawal 场线耦合模型

式中, $f(T_1)$ 为管道 T_1 的传输函数, $\mathbf{S}_1(f), \mathbf{S}_2(f)$ 为线缆的激励源项。

节点 J_1 和 J_2 的散射关系分别为

$$\mathbf{V}_{1,1}^{ref} = \rho_1 \mathbf{V}_{1,1}^{inc} \quad (10)$$

$$\mathbf{V}_{1,2}^{ref} = \rho_2 \mathbf{V}_{1,2}^{inc} \quad (11)$$

将式(10)和式(11)代入式(9)可得终端负载阻抗上的电压表达式:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1,1}^{inc} \\ \mathbf{V}_{1,2}^{inc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1,1}^{ref} \\ \mathbf{V}_{1,2}^{ref} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & f(T_1) \\ f(T_1) & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1(f) \\ \mathbf{S}_2(f) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

类似地, 终端负载阻抗上的电流表达式为

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_c} \begin{bmatrix} 1 - \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 - \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & f(T_1) \\ f(T_1) & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1(f) \\ \mathbf{S}_2(f) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, $f(T_1) = \exp(-\gamma L)$, γ 为线缆的传播常数, ρ_1 和 ρ_2 为节点的反射系数, $\rho_1 = \frac{Z_{L1} - Z_c}{Z_{L1} + Z_c}$, $\rho_2 = \frac{Z_{L2} - Z_c}{Z_{L2} + Z_c}$, Z_c 为传输线的特性阻抗, $Z_c = 120 \cdot \lg(2h/r)$, h 为线缆高度, r 为线缆半径。

Agrawal 模型的激励源项 $\mathbf{S}_1(f)$ 和 $\mathbf{S}_2(f)$ 可表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{S}_1(f) \\ \mathbf{S}_2(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_{-L/2}^{L/2} e^{\gamma x} V_s(x) dx - \frac{V_1}{2} + \frac{V_2}{2} e^{\gamma L} \\ -\frac{1}{2} \int_{-L/2}^{L/2} e^{-\gamma x} V_s(x) dx + \frac{V_1}{2} e^{\gamma L} - \frac{V_2}{2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中, V_s 为沿传输线分布电压源, V_1, V_2 分别代表传输线终端的两个集总电压源, 取值分别由式(15)-式(17)得到。

$$V_s(x) = E_x^{inc} \left(x, \left(-\frac{b}{2} + h \right) \right) - E_x^{inc} \left(x, -\frac{b}{2} \right) \quad (15)$$

$$V_1 = -\int_{-b/2}^{-(b/2-h)} E_y^{inc}(-L/2, y) dy \quad (16)$$

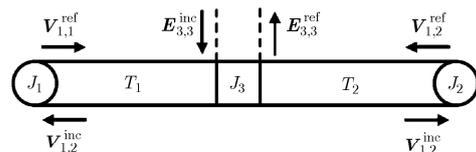


图 5 模型的信号流图

$$V_2 = - \int_{-b/2}^{-(b/2-h)} E_y^{inc}(L/2, y) dy \quad (17)$$

将式(6)代入式(14)中, 得到 BLT 方程中激励源项 $S_1(f)$ 和 $S_2(f)$ 的值, 然后再代入式(12)和式(13)即可求得传输线终端负载上的感应电压和电流。

3 计算方法的验证

3.1 与实验测试数据的对比

首先将本文的计算结果与文献[5]中电场屏蔽效能的实验测试数据进行对比, 验证本文方法计算腔体内场的正确性。研究模型为 $300 \text{ mm} \times 300 \text{ mm} \times 120 \text{ mm}$ 的长方形腔体, 厚度 1 mm , 材料为铝。孔直径 12 mm , 水平间距 23 mm , 垂直间距 20 mm , 孔数量 20。干扰源为垂直入射、垂直极化的平面波, 场强为 1 V/m 。已知腔体内部监测点的电场, 可根据式(18)得出该点的屏蔽效能。式中, E_0 和 E_1 分别为不存在和存在屏蔽体时的电场值。与实验测试结果的对比如图 6 所示。

$$SE = -20 \lg(E_1/E_0) \quad (18)$$

从图 6 可以发现, 本文方法与实验测试的结果非常接近, 说明本文方法可以准确地计算出腔体内的监测点处的屏蔽效能。

3.2 与 CST 仿真数据的对比

CST 是一款 3 维全波电磁仿真软件, 线缆工作室是 CST 的专业级线缆线束分析软件, 主要基于传输线理论, 可根据线缆束模型生成等效电路模型, 并自动对线缆线束进行网格剖分, 将每一个网格划分为足够多的段来计算传输线参量。CST 线缆工作

室同时可以和微波工作室进行联合仿真, 在微波工作室中进行线缆线束周边电磁场的仿真, 在线缆工作室中建立线缆模型, 提取线缆线束参数并进行场线耦合的计算。因此, 线缆工作室可用于复杂线缆结构的传导特性、信号完整性及电磁干扰与电磁敏感度分析。本节将本文的计算结果与 CST 线缆工作室的仿真数据进行对比。

为了简单起见, 考虑 1 根导线组成的线缆模型, 线缆半径为 1.5 mm , 长度为 800 mm , 距离参考地平面高度 69.3 mm , 线缆终端的负载分别为 16.67Ω 和 $50 \text{ k}\Omega$, 不考虑包裹在导线周围的绝缘介质。腔体长、宽、高分别为 2000 mm , 1000 mm 和 400 mm , 厚度 2 mm , 材料铝, 腔体一面开有一个单孔半径为 20 mm 、间距 60 mm 的 11×5 的孔阵, 线缆位于腔体中心位置, 采用斜入射平面波 ($\theta = 30^\circ, \phi = 45^\circ, \psi = 60^\circ$) 作为激励源, 电场幅值 1 V/m , 模型如图 7 所示。

仿真中使用的 CST 版本为 CST 2015, 计算机配置为: 处理器 Inter(R) Core™ i7-2600K 3.4 GHz, 内存 8 GB, 操作系统为 Win7 64 位。仿真结果见图 8, 占用资源如表 1 所示。

对比图 8 和表 1 可以看出, 本文方法可在较宽

表 1 本文方法与数值仿真方法计算占用资源对比

方式	CST 仿真	本文方法
仿真时间(Min)	82.1	18.5
内存占用(MB)	3100.97	386.02

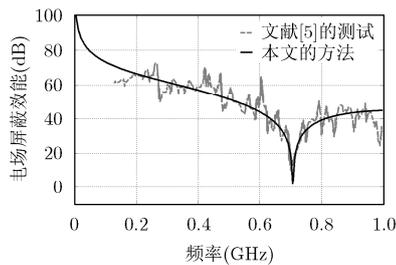


图 6 与实验测试结果的对比

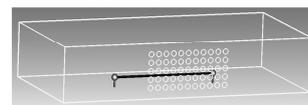
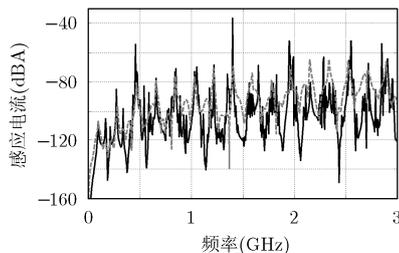
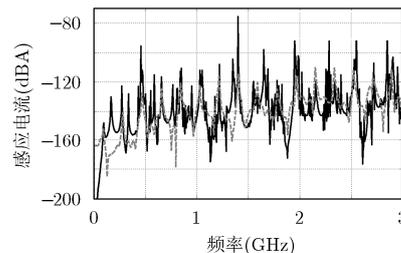


图 7 CST 中的仿真模型



(a) 线缆终端负载 1 上的感应电流



(b) 线缆终端负载 2 上的感应电流

图 8 本文方法与 CST 的仿真结果对比

频段下精确地计算线缆终端负载的感应电流, 计算时间是 CST 的 22.6%, 仿真占用内存仅为 CST 的 12.5%, 显示出本文方法的优势。不足的是, 本方法没有考虑腔体壁厚的影响, 而 CST 中考虑了壁厚, 这可能是本文方法与 CST 仿真结果存在一些误差的原因。

4 结束语

为了快速准确分析带孔腔体内传输线终端负载上的电磁干扰, 本文提出一种基于模式匹配及 BLT 方程理论的计算方法。将外部激励源对腔体内复杂传输线的耦合分为: 孔腔耦合过程和场线耦合过程, 在孔腔耦合过程, 采用 Floquet 函数表示孔阵处的场, 用模态函数表示腔体内部场, 在边界上进行模式匹配, 最后使用矩量法来求解腔体内部电磁场; 在场线耦合过程, 主要依据 Agrawal 场线耦合模型构造 BLT 方程来计算腔体内等效传输线终端负载上的干扰电流。通过与实验测试及 CST 的数值仿真结果对比, 可以得到本文方法可以准确地计算出带孔腔体内的感应电场; 可在较宽的频率范围, 准确计算任意入射波激励下传输线终端负载上的感应电流。因此, 本文方法可以用于腔体内的场线耦合研究。虽然本文方法比较准确, 但进一步探索研究的方向有, 在计算孔腔耦合时, 考虑机箱厚度和腔体内线缆的影响。

参 考 文 献

- [1] SURESHKUMAR T R, VENKATESH C, SALIL P, *et al.* Transmission line approach to calculate the shielding effectiveness of an enclosure with double-layer frequency selective surface[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015, 57(6): 1736-1739. doi: 10.1109/TEMC.2015.2453333.
 - [2] REN Dan, DU Pingan, HE Yin, *et al.* A fast calculation approach for the shielding effectiveness of an enclosure with numerous small apertures[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2016, 58(4): 1033-1041. doi: 10.1109/TEMC.2016.2547739.
 - [3] JESUS G G, ZACHARY B D, 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. doi: 10.1109/TEMC.2016.2580301.
 - [4] BETHE H A. Theory of diffraction by small holes[J]. *Physical Review*, 1944, 66(7/8): 163-182. .
 - [5] ROBINSON M P, BENSON T M, CHRISTOPOULOS C, *et al.* Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1998, 40(3): 240-248.
 - [6] DEHKHODA P, TAVAKOLI A, and MOINI R. An efficient and reliable shielding effectiveness evaluation of a rectangular enclosure with numerous apertures[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2008, 50(1): 208-212. doi: 10.1109/TEMC.2007.911922.
 - [7] TAYLOR C D, SATTERWHITE R S, and HARRISON C W. The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1965, 13(6): 987-989.
 - [8] AGRWAL A K, PRICE H J, and GURBAXANI S H. Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1980, 22(2): 119-129.
 - [9] RACHIDI F. Formulation of field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1993, 35(3): 404-407.
 - [10] ABDELGHAFOR B, ALAIN R, CHRISTOPHE G, *et al.* An efficient analytical method for electromagnetic field to transmission line coupling into a rectangular enclosure excited by an internal source[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015, 57(3): 565-573. doi: 10.1109/TEMC.2014.2386913.
 - [11] XIAO Pei, DU Pingan, REN Dan, *et al.* A hybrid method for calculating the coupling to PCB inside a nested shielding enclosure based on electromagnetic topology[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2016, 58(6): 1701-1709. doi: 10.1109/TEMC.2016.2588505.
 - [12] XIE Haiyan, WANG Jianguo, FAN Ruyun, *et al.* SPICE models for prediction of disturbances induced by nonuniform fields on shielded cables[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2011, 53(1): 185-192. doi: 10.1109/TEMC.2010.2045895.
 - [13] 郁滨, 方哲, 周长林. 并行传输线共模泄漏的等效场-线耦合数值模型[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(1): 214-219. doi: 10.11999/JEIT140210.
YU Bin, FANG Zhe, and ZHOU Changlin. Equivalent field-to-line coupling numerical model for parallel transmission line common-mode electromagnetic leakage[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(1): 214-219. doi: 10.11999/JEIT140210.
 - [14] CHEN C C. Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 1970, 18(9): 627-632.
- 任 丹: 男, 1986 年生, 博士生, 研究方向为电磁兼容性设计与仿真、电磁防护。
杜平安: 男, 1964 年生, 博士生导师, 研究方向为电磁兼容性仿真与设计、数字化设计与仿真。
陈 珂: 女, 1992 年生, 博士生, 研究方向为电磁兼容性仿真与设计、计算电磁学。
肖 培: 男, 1989 年生, 博士生, 研究方向为线缆屏蔽、电磁兼容性仿真与设计。
Michelson G David: 男, 1966 年生, 博士生导师, 研究方向为电磁兼容、天线设计等。