

基于电磁拓扑的多腔体屏蔽效能快速算法

阚勇 闫丽萍 赵翔 周海京 刘强 黄卡玛

Electromagnetic topology based fast algorithm for shielding effectiveness estimation of multiple enclosures with apertures

Kan Yong Yan Li-Ping Zhao Xiang Zhou Hai-Jing Liu Qiang Huang Ka-Ma

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 030702 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.030702

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.030702>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I3>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种基于 BLT 方程的孔缝箱体屏蔽效能计算方法

A BLT equation-based approach for calculating the shielding effectiveness of enclosures with apertures

物理学报.2015, 64(1): 010701 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.010701>

一种考虑小孔尺寸效应的孔阵等效建模方法

An equivalent approach to modeling aperture array with considering size effect of apertures

物理学报.2014, 63(12): 120701 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.120701>

球形压头与单晶铝材料纳米接触过程的多尺度分析

Multi-scale analysis of nanoscale contact process between spherical indenter and single crystal aluminium

物理学报.2013, 62(18): 180702 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.180702>

石墨烯等二维原子晶体薄片样品的光学衬度计算及其层数表征

The numerical-aperture-dependent optical contrast and thickness determination of ultrathin flakes of two-dimensional atomic crystals: A case of graphene multilayers

物理学报.2013, 62(11): 110702 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.110702>

温度梯度对晶粒生长行为影响的相场模拟

Effect of temperature gradient on grain growth behavior from phase field simulations

物理学报.2011, 60(10): 100701 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.60.100701>

基于电磁拓扑的多腔体屏蔽效能快速算法*

阚勇¹⁾ 闫丽萍^{1)†} 赵翔¹⁾ 周海京²⁾ 刘强²⁾ 黄卡玛¹⁾

1)(四川大学电子信息学院, 成都 610065)

2)(北京应用物理与计算数学研究所, 北京 100088)

(2015年9月23日收到; 2015年10月28日收到修改稿)

提出基于电磁拓扑理论计算开孔多腔体屏蔽效能的快速方法. 首先给出双腔体等效电路和电磁拓扑信号流图, 并推导孔缝节点处的散射矩阵, 给出拓扑网络的散射矩阵方程和传输矩阵方程, 获得双腔体的广义Baum-Liu-Tesche (BLT) 方程. 在此基础上研究了开孔三腔体, 包括串型级联三腔体和串并型混合级联三腔体的广义BLT方程. 对于串型级联三腔体, 其电磁拓扑网络和广义BLT方程在双腔体基础上直接扩展即可获得. 而对于串并型混合级联三腔体, 通过将位于三腔体公共面上的孔缝等效为三端口网络节点, 并根据三端口网络散射参数定义推导获得该节点的散射矩阵, 最终得到串并型混合级联三腔体的广义BLT方程. 本文方法对双腔体的计算结果与文献结果和实验结果相符合, 对3组不同类型和尺寸开孔腔的屏蔽效能的计算结果与时域有限差分法计算结果符合较好. 该算法不仅效率高, 通过对所有计算结果和实验结果的误差统计分析, 表明该算法具有较高的计算准确度.

关键词: 开孔多金属腔, 广义Baum-Liu-Tesche方程, 屏蔽效能, 孔缝耦合

PACS: 07.05.Tp, 41.20.Gz, 41.90.+e

DOI: 10.7498/aps.65.030702

1 引言

随着电子对抗技术和无线通信技术的快速发展, 电磁环境日趋复杂. 另一方面, 高速数字电路时钟频率及芯片的集成度越来越高, 导致电子设备电磁抗干扰性不断降低. 为保护电子设备不受外界电磁波的干扰, 通常在电子设备外加屏蔽腔, 屏蔽效能 (shielding effectiveness, SE) 作为评估其屏蔽性能的重要参数, 一直是电磁兼容领域的研究热点^[1-4]. 屏蔽效能定义为有屏蔽时空间某位置场强与没有屏蔽时该位置场强比值的分贝值. 在实际工程应用中, 为提高屏蔽腔的屏蔽效能或避免系统内部电子组件间的相互干扰, 通常使用多腔体系统^[5]. 如何快速计算多腔体系统的屏蔽效能, 是电磁兼容领域中值得深入研究的物理问题之一.

常用计算开孔金属腔屏蔽效能的方法有数值

方法和解析法. 数值方法如矩量法^[6]、有限元法^[7]、时域有限差分法 (FDTD)^[8] 和传输线矩阵法^[9,10] 等可以求解复杂腔体结构, 但由于这些方法多为建立在精确建模基础上的全波分析法, 导致计算成本大幅增高, 不便于快速分析屏蔽腔设计参数对屏蔽效能的影响. 解析法如传输线等效电路法 (也称为Robinson方法)^[11,12] 及其衍生方法^[13-15]、中间级电路法 (ILCM)^[16]、模式矩量法 (M-MOM)^[17] 和等效电偶、磁偶极矩法等^[3,4], 不仅可以快速评估开孔腔的屏蔽效能, 而且便于实际应用中快速分析屏蔽腔设计参数对SE的影响, 因而得到了广泛关注. 为解决电磁环境下复杂系统电磁干扰问题而提出的电磁拓扑理论及相应的广义Baum-Liu-Tesche (BLT) 方程^[18-20], 在腔体屏蔽效能快速计算方面也得到了较好的应用. 如张亚普等^[21] 将广义BLT方程用于开有矩形孔缝/孔阵矩形腔屏蔽效能的计算; 罗静雯等^[22] 进一步将其应用到开有偏心孔和

* 国家自然科学基金委员会与中国工程物理研究院联合基金资助 (批准号: U1530143, 11176017) 和国家重点基础研究发展计划 (批准号: 2013CB328904) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: liping_yan@scu.edu.cn

多面开孔屏蔽腔屏蔽效能的计算. 这些方法均为快速计算任意电磁波照射下开有偏心孔、多面开孔的单腔体内任意一点屏蔽效能提供了有效解决途径. 在多腔体屏蔽效能的快速计算方面, 建立在传输线等效电路模型基础上的屏蔽效能分析方法因其易于推广到双层腔, 在双层腔屏蔽效能的分析方面得到了发展和应用^[23-25]. 混合积分法/矩量法也被用于双腔体屏蔽效能的分析中^[26], 并取得了更好的计算精度, 但其算法复杂度高且计算效率大大降低. 而电磁拓扑方法在多腔体屏蔽效能方面的应用尚未见相关报道.

考虑到电磁拓扑方法中孔缝节点的散射矩阵可以描述孔缝内外电磁波之间的互偶^[21,22], 比只考虑电磁波通过孔缝向腔体内部传输的等效电路法计算更准确, 因此本文研究了开孔多腔体屏蔽效能快速计算的电磁拓扑方法. 首先基于电磁拓扑理论, 建立双腔体的等效电路和信号流图, 推导出开孔双腔体节点散射矩阵方程和管道传输矩阵方程, 获得了计算双腔体屏蔽效能的广义BLT方程. 在此基础上, 根据两种不同类型开孔三腔体的等效电路和信号流图, 将节点散射矩阵方程和管道传输矩阵方程进行拓展和修正, 实现了适用于不同开孔三腔体结构屏蔽效能计算的电磁拓扑方法. 相比于文献^[21, 22], 本文电磁拓扑算法不仅可以计算多腔体的屏蔽效能, 而且计算孔缝等效阻抗时采用了基于膜片理论的精确方法, 避免了孔缝位置和大小对阻抗计算精度的影响. 最后通过将本文所提算法用于3组不同类型和尺寸的开孔腔体, 获得的SE与FDTD计算结果进行对比, 并搭建双腔体实验系统进行实验验证. 对所有计算结果及实验结果的统计分析表明本文算法具有较高计算准确度和高效性.

2 理论分析

2.1 双腔体电磁拓扑计算模型

图1给出了开孔双腔体计算模型及等效电路图. 一个尺寸为 $a \times b \times (d_1 + d_2)$ 的矩形金属屏蔽腔, 在 $z = 0$ 的腔壁上开有尺寸为 $l_1 \times w_1$ 的孔缝1, 在 $z = d_1$ 的内腔壁上开有尺寸为 $l_2 \times w_2$ 的孔缝2.

将入射电磁波等效为电压源 V_0 , 其内阻抗为自由空间中的波阻抗 $Z_0 \approx 377 \Omega$, V_{p1} , V_{p2} 分别为外腔和内腔监测点 P_1 和 P_2 处的等效电压. Z_{g1} , Z_{g2} 分别为外腔和内腔传输模式的波阻抗, 对于 TE_{mn} 模, $Z_{gmn} = Z_0 / \sqrt{1 - (m\lambda/2a)^2 - (n\lambda/2b)^2}$, 对于

TM_{mn} 模, $Z_{gmn} = Z_0 \sqrt{1 - (m\lambda/2a)^2 - (n\lambda/2b)^2}$. Z_{ap1} , Z_{ap2} 分别为孔缝1和孔缝2的等效阻抗, 根据文献^[15]其计算公式为

$$Z_{ap} = 1/Y_{ap} = 1/(Y_I + Y_C + Y_1 + Y_2), \quad (1)$$

式中

$$Y_I = \frac{-j}{a\mu_0 f} \left[\csc^2 \left(\frac{\pi x_c}{a} \right) \csc^2 \left(\frac{\pi l}{2a} \right) - 1 \right],$$

$$Y_C = \frac{4j\gamma_{10}^2 b}{2\omega\mu_0\pi} \ln \left(\csc \left(\frac{\pi y_c}{b} \right) \csc \left(\frac{\pi w}{2b} \right) \right),$$

$$Y_1 = Y_2 = \frac{-j}{2a\mu_0 f} \left[\csc^2 \left(\frac{\pi x_c}{a} \right) \csc^2 \left(\frac{\pi l}{2a} \right) - 1 \right],$$

其中 (l, w) 为孔缝尺寸, (x_c, y_c) 为孔缝中心坐标, $\gamma_{10} = \sqrt{\mu_0\epsilon_0\omega^2 - (\pi/l)^2}$ 为主模的相位常数.

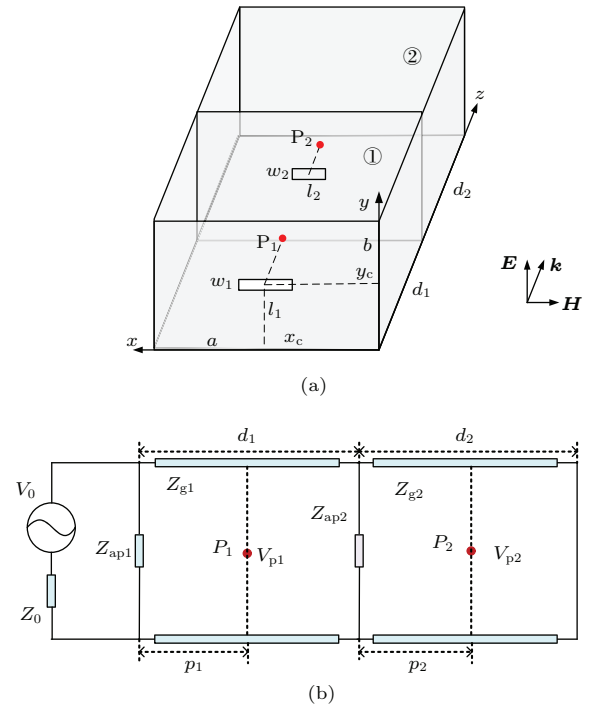


图1 双腔体模型 (a) 计算模型; (b) 等效电路
Fig. 1. Model of cascading double enclosures: (a) Calculation model; (b) equivalent circuit.

由图1(b)双腔体等效电路图, 可得相应的电磁拓扑信号流图如图2所示. 节点 J_1 表示腔外观察点, J_2 表示外腔孔缝1, J_3 表示外腔中监测点 P_1 , J_4 表示内孔缝2, J_5 表示内腔中监测点 P_2 , J_6 表示腔体末端. 由图1可知节点 J_1 和 J_6 可看作单端口网络, 其余节点视为二端口网络. W_s 表示等效电路中的源, 管道1表示电磁波在自由空间传播, 管道2和管道3表示外腔体中的波传播, 管道4和管道5表示内腔体中的波传播. V^{ref} 和 V^{inc} 分别表示节点的反射波和入射波.

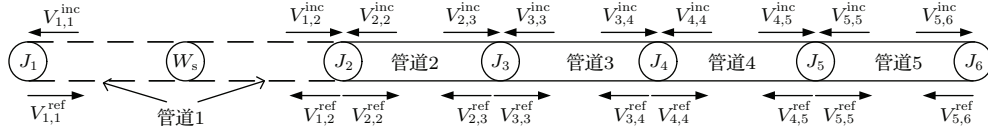


图2 双腔体信号流图

Fig. 2. Signal flow graph of cascading double enclosures.

图2所示的信号流图, 对应的管道传输矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} V_{1,1}^{\text{ref}} \\ V_{1,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,3}^{\text{ref}} \\ V_{3,3}^{\text{ref}} \\ V_{3,4}^{\text{ref}} \\ V_{4,4}^{\text{ref}} \\ V_{4,5}^{\text{ref}} \\ V_{5,5}^{\text{ref}} \\ V_{5,6}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e^{\gamma_0 l_x} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e^{\gamma_0 l_x} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{g1} P_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma_{g1} P_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{g1}(d_1 - p_1)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{g1}(d_1 - p_1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{g2} P_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{g2} P_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{g2}(d_2 - p_2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_{g2}(d_2 - p_2)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,1}^{\text{inc}} \\ V_{1,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,3}^{\text{inc}} \\ V_{3,3}^{\text{inc}} \\ V_{3,4}^{\text{inc}} \\ V_{4,4}^{\text{inc}} \\ V_{4,5}^{\text{inc}} \\ V_{5,5}^{\text{inc}} \\ V_{5,6}^{\text{inc}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中 l_x 为入射波到外腔孔缝间距离; $\gamma_0 = j(2\pi/\lambda)$ 为自由空间的相位常数, γ_{g1} 和 γ_{g2} 分别为外腔和内腔中的相位常数 $\gamma_g = jk_0 \sqrt{1 - (m\lambda/2a)^2 - (n\lambda/2b)^2}$; m, n 为模式 (或波型) 指数. 上式可简写为

$$[\mathbf{V}^{\text{ref}}] = [\mathbf{\Gamma}] [\mathbf{V}^{\text{inc}}] - [\mathbf{V}_s]. \quad (3)$$

由图2所示的信号流图, 可知所有节点满足的散射矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} V_{1,1}^{\text{ref}} \\ V_{1,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,3}^{\text{ref}} \\ V_{3,3}^{\text{ref}} \\ V_{3,4}^{\text{ref}} \\ V_{4,4}^{\text{ref}} \\ V_{4,5}^{\text{ref}} \\ V_{5,5}^{\text{ref}} \\ V_{5,6}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho^1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11}^2 & S_{12}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{21}^2 & S_{22}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}^3 & S_{12}^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{21}^3 & S_{22}^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^4 & S_{12}^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^4 & S_{22}^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^5 & S_{12}^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^5 & S_{22}^5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \rho^6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,1}^{\text{inc}} \\ V_{1,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,3}^{\text{inc}} \\ V_{3,3}^{\text{inc}} \\ V_{3,4}^{\text{inc}} \\ V_{4,4}^{\text{inc}} \\ V_{4,5}^{\text{inc}} \\ V_{5,5}^{\text{inc}} \\ V_{5,6}^{\text{inc}} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

上式中, ρ 和 S 参数的上角标表示节点标号, 根据微波理论, 上式中 $\rho^1 = 0$; $\rho^6 = -1$.

$$S^3 = S^5 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$S^2 = \begin{bmatrix} \frac{Y_0 - Y_{g1} - Y_{ap1}}{Y_0 + Y_{g1} + Y_{ap1}} & \frac{2Y_{g1}}{Y_0 + Y_{g1} + Y_{ap1}} \\ \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_{g1} + Y_{ap1}} & \frac{Y_{g1} - Y_0 - Y_{ap1}}{Y_0 + Y_{g1} + Y_{ap1}} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$S^4 = \begin{bmatrix} \frac{Y_{g1} - Y_{g2} - Y_{ap2}}{Y_{g1} + Y_{g2} + Y_{ap2}} & \frac{2Y_{g2}}{Y_{g1} + Y_{g2} + Y_{ap2}} \\ \frac{2Y_{g1}}{Y_{g1} + Y_{g2} + Y_{ap2}} & \frac{Y_{g2} - Y_{g1} - Y_{ap2}}{Y_{g1} + Y_{g2} + Y_{ap2}} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

上式中 $Y_0 = 1/Z_0$ 为电磁波在自由空间中传播的导纳; $Y_{g1} = 1/Z_{g1}$, $Y_{g2} = 1/Z_{g2}$ 分别为电磁波在外腔和内腔传播时的波导模式导纳. (4) 式可简写为

$$[\mathbf{V}^{\text{ref}}] = [\mathbf{S}] [\mathbf{V}^{\text{inc}}]. \quad (8)$$

节点总电压 $\mathbf{V} = \mathbf{V}^{\text{ref}} + \mathbf{V}^{\text{inc}}$, 由 (3) 和 (8) 式可得双腔体广义 BLT 方程为

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{V}]_{10 \times 1} &= ([\mathbf{E}]_{10 \times 10} + [\mathbf{S}]_{10 \times 10}) \\
 &\times ([\mathbf{I}]_{10 \times 10} - [\mathbf{S}]_{10 \times 10})^{-1} \\
 &\times [\mathbf{V}_s]_{10 \times 1}, \quad (9)
 \end{aligned}$$

$$SE_p = -20 \log(V_p/V_0). \quad (10)$$

式中 $[\mathbf{E}]$ 为单位矩阵, 下角标为矩阵维数. 根据该矩阵可获得外腔中 P_1 点和内腔中 P_2 点的电压, 从而可得相应 P 点的屏蔽效能

2.2 三腔体电磁拓扑计算模型

对于开孔三腔体来说, 主要分为两类不同的模型: 一是如图 3 所示的串型级联三腔体; 另一类是如图 4 所示的串并型混合级联三腔体.

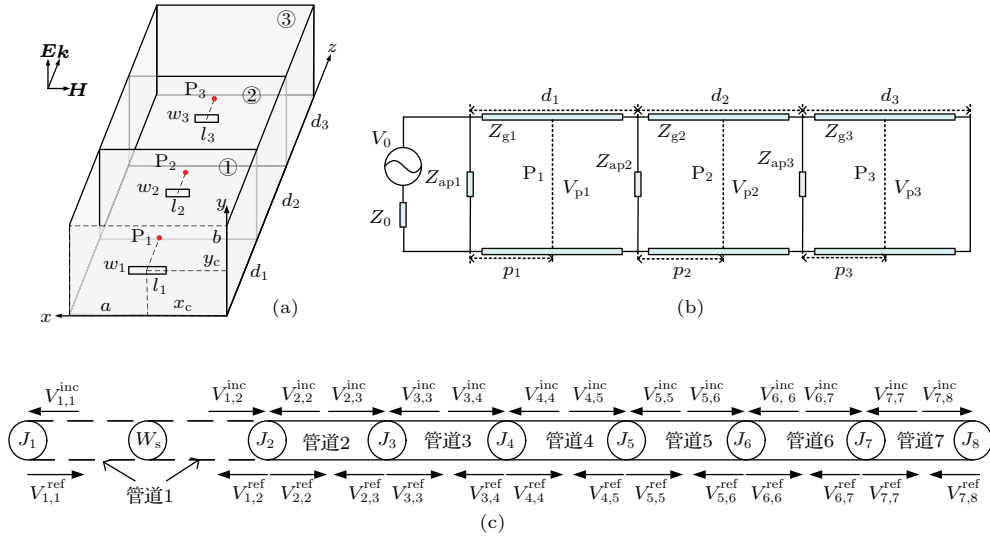


图 3 串型级联三腔体 (a) 腔体模型; (b) 等效电路; (c) 信号流图

Fig. 3. Serially cascading three enclosures: (a) Calculation model; (b) equivalent circuit; (c) signal flow graph.

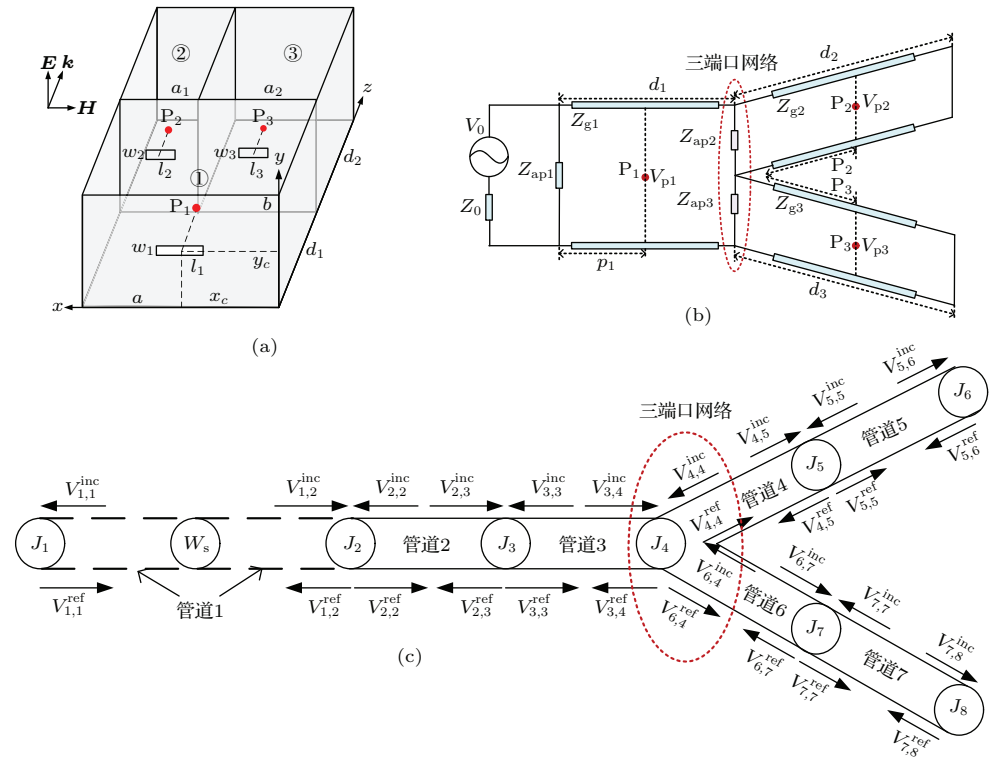


图 4 串并型混合级联三腔体 (a) 腔体模型; (b) 等效电路; (c) 信号流图

Fig. 4. Hybrid serially-parallelly cascading three enclosures: (a) Calculation model; (b) equivalent circuit; (c) signal flow graph.

与上节开孔双腔体的电磁拓扑分析类似, 在计算图 3(a) 腔体模型时, 等效电路和信号流图分别如图 3(b) 和图 3(c) 所示. 节点 J_1 — J_5 的物理意义同前, J_6 表示内孔缝 3, J_7 表示内腔 3 中监测点 P_3 , J_8 表示腔体末端. 因此节点 J_1 和 J_8 可看作为单端口网络. 其余节点视为二端口网络, 可用类似的推导对广义 BLT 方程中的 $[S]$ 矩阵进行修正和拓展, 其中 $\rho^1, S^2, S^3, S^4, S^5$ 的计算公式不变, 而

$$S^6 = \begin{bmatrix} \frac{Y_{g2} - Y_{g3} - Y_{ap3}}{Y_{g2} + Y_{g3} + Y_{ap3}} & \frac{2Y_{g3}}{Y_{g2} + Y_{g3} + Y_{ap3}} \\ \frac{2Y_{g2}}{Y_{g2} + Y_{g3} + Y_{ap3}} & \frac{Y_{g3} - Y_{g2} - Y_{ap3}}{Y_{g2} + Y_{g3} + Y_{ap3}} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$S^7 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \rho^8 = -1. \quad (12)$$

$[T]$ 矩阵根据信号流图拓展为 14×14 的矩阵, 其余矩阵根据信号流图分别进行拓展和修正, 最后 (9)

式修正和拓展为

$$[V]_{14 \times 1} = ([E]_{14 \times 14} + [S]_{14 \times 14}) \times ([T]_{14 \times 14} - [S]_{14 \times 14})^{-1} \times [V_s]_{14 \times 1}. \quad (13)$$

利用 (13) 和 (10) 式可计算出各腔的屏蔽效能.

对于图 4(a) 中的串并型混合级联三腔体, 对应的等效电路和信号流分别如图 4(b) 和图 4(c) 所示. 其中节点 J_1, J_2, J_3 物理意义同前, 节点 J_4 表示内孔缝 2 和内孔缝 3 所在截面, J_5 表示内腔 2 中监测点 P_2 , J_6 表示内腔 2 末端, J_7 表示内腔 3 中监测点 P_3 , J_8 表示内腔 3 末端. 电磁波传到节点 J_4 后分别传向腔 2 和腔 3, 因此 J_4 视为三端口网络, 节点 J_1, J_6 和 J_8 可看作单端口网络, 其余节点视为二端口网络. 根据信号流图可以得到该模型中所有节点满足的散射矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} V_{1,1}^{\text{ref}} \\ V_{1,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,3}^{\text{ref}} \\ V_{3,3}^{\text{ref}} \\ V_{3,4}^{\text{ref}} \\ V_{4,4}^{\text{ref}} \\ V_{6,4}^{\text{ref}} \\ V_{4,5}^{\text{ref}} \\ V_{5,5}^{\text{ref}} \\ V_{5,6}^{\text{ref}} \\ V_{6,7}^{\text{ref}} \\ V_{7,7}^{\text{ref}} \\ V_{7,8}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho^1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11}^2 & S_{12}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{21}^2 & S_{22}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}^3 & S_{12}^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{21}^3 & S_{22}^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^4 & S_{12}^4 & S_{13}^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^4 & S_{22}^4 & S_{23}^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{31}^4 & S_{32}^4 & S_{33}^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^5 & S_{12}^5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^5 & S_{22}^5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \rho^6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^7 & S_{12}^7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^7 & S_{22}^7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \rho^8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,1}^{\text{inc}} \\ V_{1,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,3}^{\text{inc}} \\ V_{3,3}^{\text{inc}} \\ V_{3,4}^{\text{inc}} \\ V_{4,4}^{\text{inc}} \\ V_{6,4}^{\text{inc}} \\ V_{4,5}^{\text{inc}} \\ V_{5,5}^{\text{inc}} \\ V_{5,6}^{\text{inc}} \\ V_{6,7}^{\text{inc}} \\ V_{7,7}^{\text{inc}} \\ V_{7,8}^{\text{inc}} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

上式中 $\rho^1, S^2, S^3, S^5, S^7, \rho^8$ 计算方法不变, $\rho^6 = -1$.

根据等效电路图和微波网络理论可推导出 J_4 节点处三端口网络的散射矩阵 S^4 各参数如下:

$$S_{11}^4 = \frac{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} - Y_{g2}Y_{g3} - Y_{ap3}Y_{g2} - Y_{ap2}Y_{g3} - Y_{ap2}Y_{ap3}}{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{ap3}Y_{g2} + Y_{ap2}Y_{g3} + Y_{ap2}Y_{ap3}}, \quad (15a)$$

$$S_{12}^4 = \frac{2(Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3})}{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{ap3}Y_{g2} + Y_{ap2}Y_{g3} + Y_{ap2}Y_{ap3}}, \quad (15b)$$

$$S_{13}^4 = \frac{2(Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g1}Y_{ap2})}{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{ap3}Y_{g2} + Y_{ap2}Y_{g3} + Y_{ap2}Y_{ap3}}, \quad (15c)$$

$$S_{21}^4 = \frac{2(Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{g2}Y_{ap3})}{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{ap3}Y_{g2} + Y_{ap2}Y_{g3} + Y_{ap2}Y_{ap3}}, \quad (15d)$$

$$S_{22}^4 = \frac{Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{g2}Y_{ap3} - Y_{g1}Y_{ap2} - Y_{g3}Y_{ap2} - Y_{ap2}Y_{ap3} - Y_{g1}Y_{ap3} - Y_{g1}Y_{g3}}{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{ap3}Y_{g2} + Y_{ap2}Y_{g3} + Y_{ap2}Y_{ap3}}, \quad (15e)$$

$$S_{31}^4 = \frac{2(Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{g3}Y_{ap2})}{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{ap3}Y_{g2} + Y_{ap2}Y_{g3} + Y_{ap2}Y_{ap3}}, \quad (15f)$$

$$S_{33}^4 = \frac{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{g3}Y_{ap2} - Y_{g1}Y_{ap3} - Y_{g2}Y_{ap3} - Y_{g1}Y_{ap2} - Y_{g1}Y_{g2} - Y_{ap2}Y_{ap3}}{Y_{g1}Y_{g3} + Y_{g1}Y_{ap3} + Y_{g1}Y_{ap2} + Y_{g1}Y_{g2} + Y_{g2}Y_{g3} + Y_{ap3}Y_{g2} + Y_{ap2}Y_{g3} + Y_{ap2}Y_{ap3}}. \quad (15g)$$

考虑到实际工程中多数情况下孔缝2和孔缝3之间的直接耦合较弱,因此在计算中忽略二者之间的直接电磁能量传输,即 $S_{23} = S_{32} = 0$.

同时根据信号流程图可得到该模型所有管道的传输矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} V_{1,1}^{ref} \\ V_{1,2}^{ref} \\ V_{2,2}^{ref} \\ V_{2,3}^{ref} \\ V_{3,3}^{ref} \\ V_{3,4}^{ref} \\ V_{4,4}^{ref} \\ V_{6,4}^{ref} \\ V_{4,5}^{ref} \\ V_{5,5}^{ref} \\ V_{5,6}^{ref} \\ V_{6,7}^{ref} \\ V_{7,7}^{ref} \\ V_{7,8}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e^{\gamma_0 l_x} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e^{\gamma_0 l_x} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_g p_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma_g p_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_2 p_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_3 p_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_2 p_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{B} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_3 p_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{C} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,1}^{inc} \\ V_{1,2}^{inc} \\ V_{2,2}^{inc} \\ V_{2,3}^{inc} \\ V_{3,3}^{inc} \\ V_{3,4}^{inc} \\ V_{4,4}^{inc} \\ V_{6,4}^{inc} \\ V_{4,5}^{inc} \\ V_{5,5}^{inc} \\ V_{5,6}^{inc} \\ V_{6,7}^{inc} \\ V_{7,7}^{inc} \\ V_{7,8}^{inc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

$$\mathcal{A} = e^{\gamma_1(d_1-p_1)}, \quad \mathcal{B} = e^{\gamma_2(d_2-p_2)}, \quad \mathcal{C} = e^{\gamma_3(d_3-p_3)}$$

注意,为了使入射波电压和反射波电压与(14)式中一一对应以获得广义BLT方程,对(16)式中传输矩阵行和列进行了相应调整.根据修改和拓展后的(14)和(16)式可得[S]与[T]矩阵,代入(13)式并结合(10)式即可计算出各子腔体的屏蔽效能.

3 计算结果与实验验证

为了验证本文所提算法及FDTD的正确性,首先与文献[26]中的双腔体算例进行了对比,进而设计3组不同类型和尺寸的腔体模型,包括双腔体、串型级联三腔体和串并型混合级联三腔体,将本文算法计算结果与全波分析方法FDTD计算结果进行比较.计算中沿y方向极化的平面电磁波沿z方向垂直入射到孔缝平面,所有孔缝均位于开孔面的中心位置,各模型中腔体和孔缝详细尺寸见表1.

3.1 双腔体计算结果与分析

文献[26]采用积分方程结合矩量法对电磁脉

冲辐射下的级联双腔体响应进行了研究.这里采用该文中图5(a)的结果,与本文算法和FDTD用于该算例的计算结果进行对比,如图5所示.从图中可以看出,本文算法和FDTD计算结果与文献结果符合得很好,证明本文双腔体算法及FDTD法的正确性和可靠性.

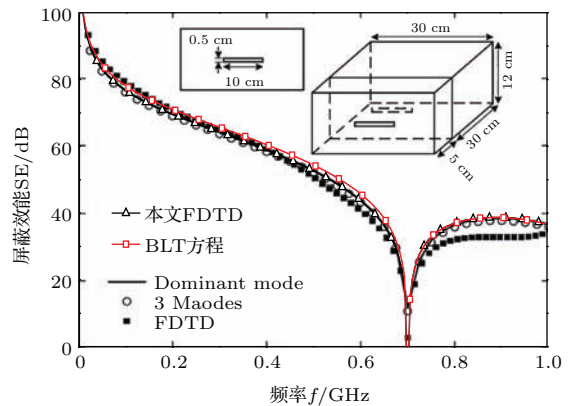


图5 (网刊彩色) 本文算法与文献[26]结果对比
Fig. 5. (color online) Calculated SE using proposed method and FDTD compared to those in literature[26].

表 1 计算模型参数值
Table 1. Value of model parameters in calculations.

		腔体尺寸			腔体厚度	孔缝尺寸	
		a/mm	b/mm	d/mm	t/mm	l/mm	w/mm
双腔体	外腔	300	180	300	2	45	45
	内腔	300	180	300	2	45	45
串型级联三腔体	外腔 1	170	120	200	2	40	10
	内腔 2	170	120	200	2	35	35
	内腔 3	170	120	200	2	40	10
串并型混合级联三腔体	外腔 1	300	150	200	2	45	45
	内腔 2	140	150	200	2	40	30
	内腔 3	160	150	200	2	35	32

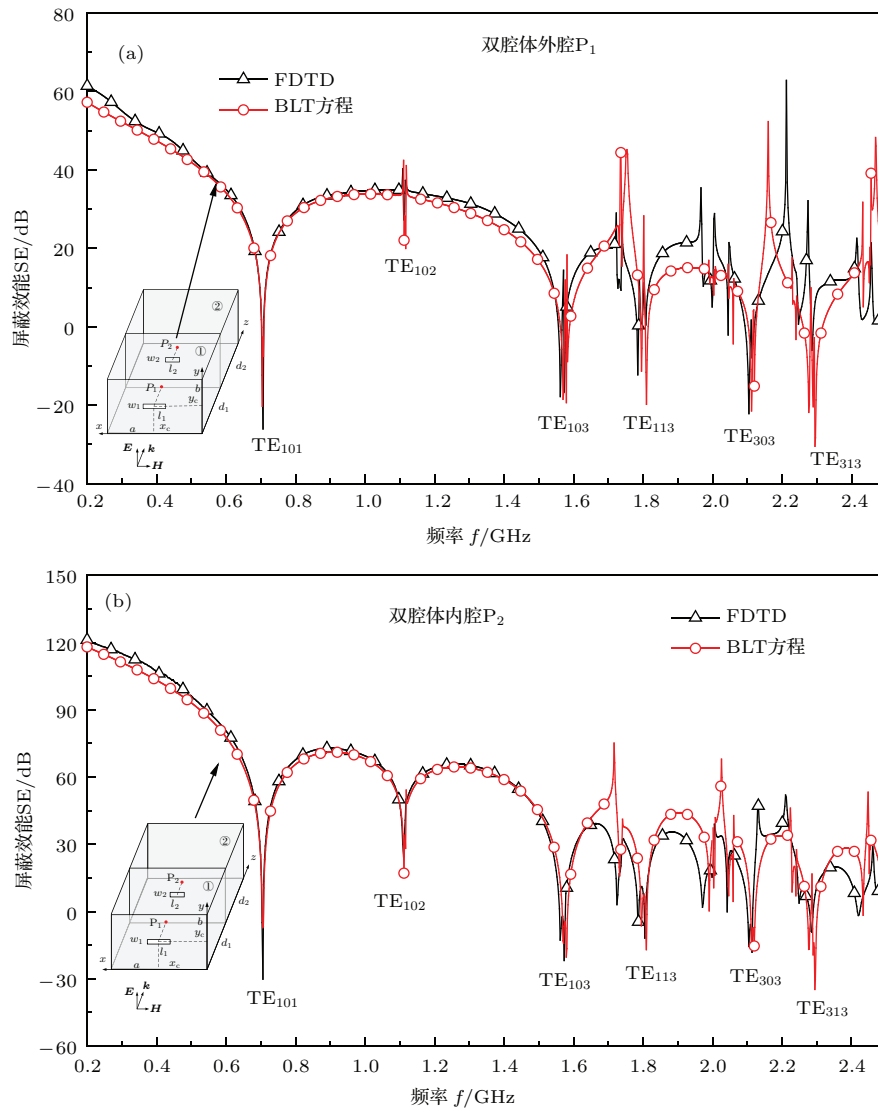


图 6 (网刊彩色) 双腔体中心屏蔽效能 (a) 外腔中心点; (b) 内腔中心点

Fig. 6. (color online) Calculated SE of cascading double enclosures: (a) At the center of outer enclosure and (b) at the center of inner enclosure.

在此基础上, 计算了表 1 中级联双腔体两个腔中心点的屏蔽效能, 结果见图 6. 由图 6 可以看出, 在低频段 (0.2—1.65 GHz), 本文算法计算结果与 FDTD 符合得很好. 随着频率升高, 腔体电尺寸变大, 谐振模式数增加, 同时孔缝电尺寸变大导致腔体谐振频率偏移, 从而使 BLT 方程计算结果与 FDTD 结果之间差异增加, 但整体趋势符合. 对比图 6(a) 和图 6(b) 还可以看出, 在低频时, 内腔的屏蔽效能较外腔提高了 30 dB 以上; 而高频时内腔屏蔽效能的提高不超过 20 dB, 这对于工程应用具有重要的指导意义. 但需注意的是, 尽管增加屏蔽腔的层数有利于提高屏蔽腔的屏蔽效能, 增加的屏蔽层长度取值需避免谐振位置 [26]. 此外由于该双腔

体外腔与内腔尺寸相等, 所以当外腔谐振时, 内腔同时谐振, 导致在谐振点处内腔的屏蔽效能较外腔没有任何提高, 在工程应用中应注意该问题.

3.2 三腔体计算结果与分析

图 7(a) 和图 7(b) 给出了串型级联三腔体中内腔 2 和内腔 3 中心点的屏蔽效能. 三个腔体大小相同, 孔缝尺寸不同, 具体腔体和孔缝尺寸见表 1. 由图 7 可以看出, 本文算法计算结果与 FDTD 结果符合得很好. 高频时谐振点处出现稍微频偏, 是由于孔缝电尺寸变大带来的影响. 由于三个腔体尺寸相同, 因此内腔 2 和内腔 3 的谐振点重合, 且在谐振点处内腔 3 较内腔 2 的屏蔽效能并没有提高.

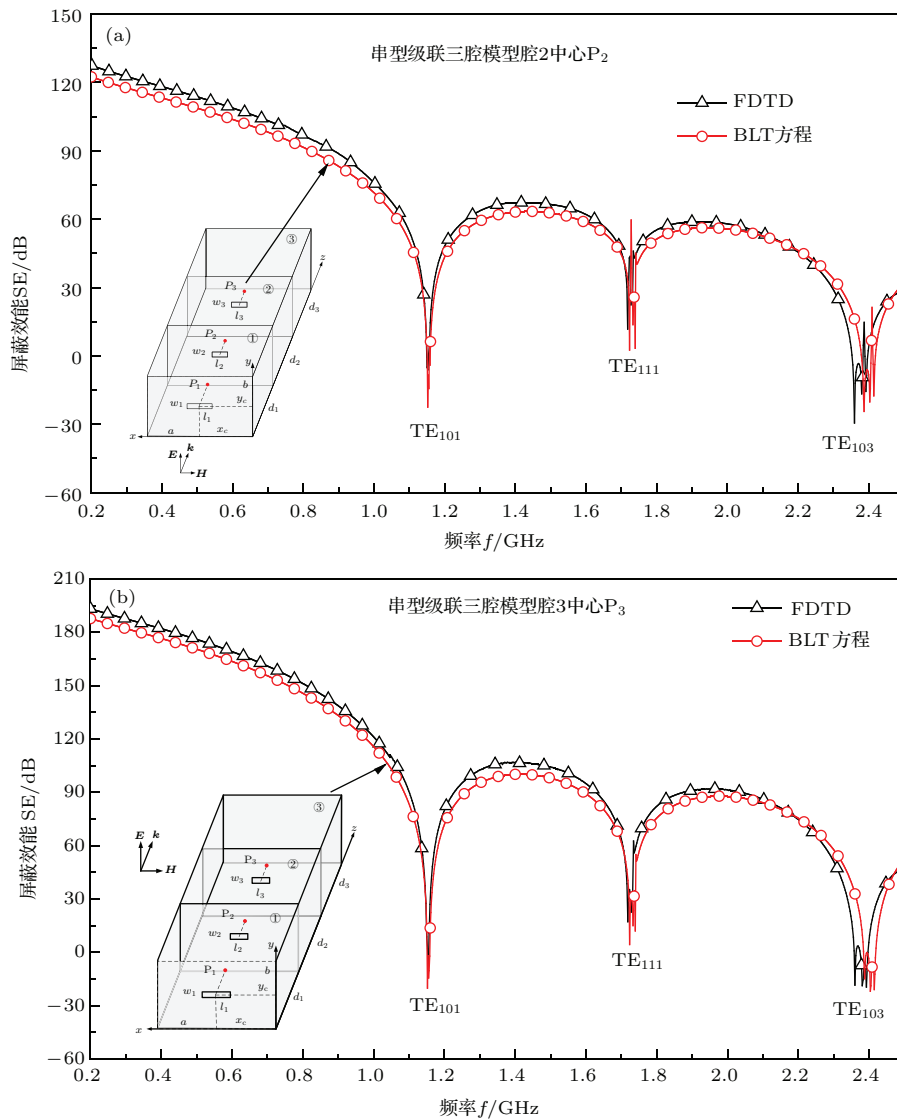


图 7 (网刊彩色) 串型级联三腔体中心点屏蔽效能 (a) 内腔 2; (b) 内腔 3

Fig. 7. (color online) Calculated SE of serially cascading three enclosures: (a) At the center of enclosure 2; (b) at the center of enclosure 3.

图 8(a) 和图 8(b) 给出了串并型混合级联三腔体的屏蔽效能, 其中三个腔体大小与三个孔缝尺寸均不同, 见表 1. 从图 8 可知, 使用本文算法得到的屏蔽效能与 FDTD 结果符合得很好. 分析图 8(a) 和图 8(b) 中的谐振频率, 发现当外腔和内腔尺寸不相等时, 内腔 SE 曲线中的谐振点不仅包含自身谐振模式, 如 TE_{101} , TE_{102} 等, 还包含外腔的主要

谐振模式. 例如两图中的 SE 曲线, 均在 0.9 GHz (外腔 TE_{101} 模), 1.57 GHz (外腔 TE_{102} 模), 1.67 GHz (外腔 TE_{301} 模) 处产生谐振. 在多腔体系统中, 由于外腔体谐振时电磁场很强, 导致耦合进内腔的场强增加, 使得内腔屏蔽效能在外腔谐振点处大幅降低, 这在电磁兼容实际工程应用中应引起注意.

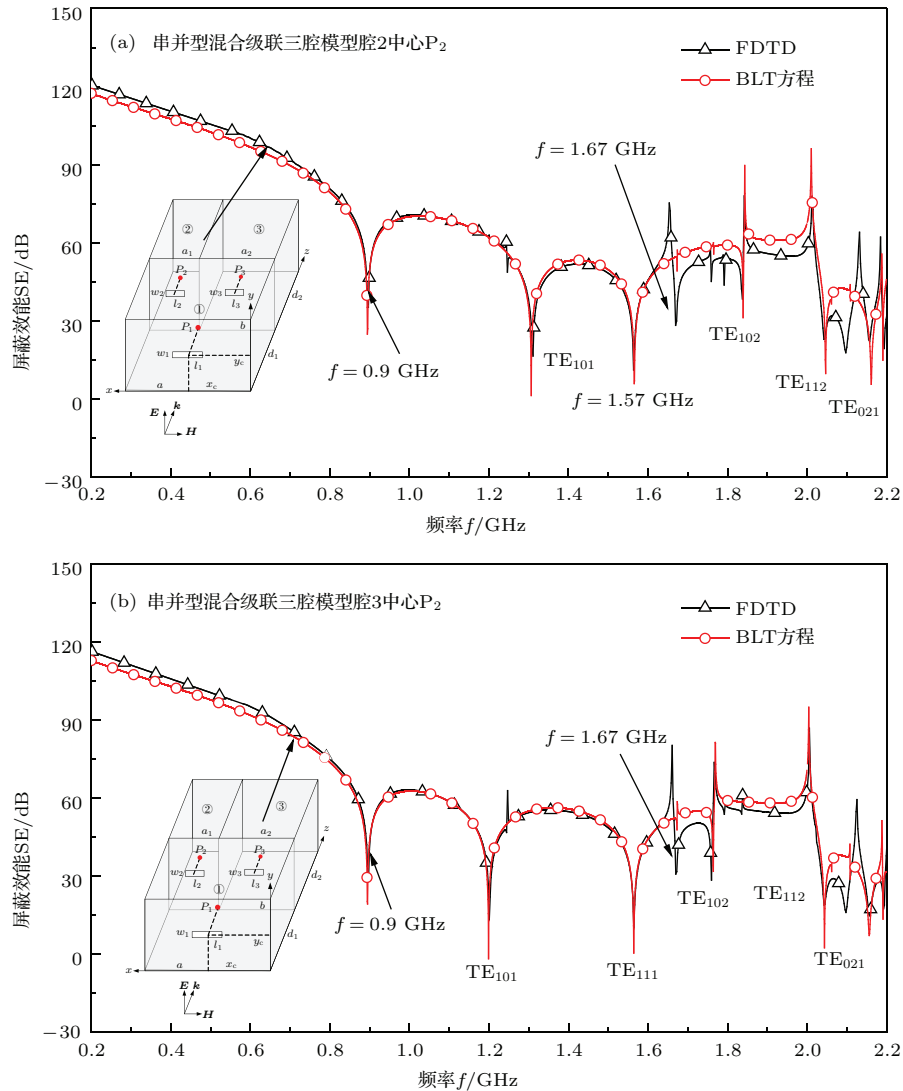


图 8 (网刊彩色) 串并型混合级联三腔体中心点屏蔽效能 (a) 内腔 2; (b) 内腔 3

Fig. 8. (color online) Calculated SE of Hybrid serially-parallelly cascading three enclosures: (a) At the center of enclosure 2; (b) at the center of enclosure 3.

3.3 实验验证及算法性能评价

为进一步验证本文所提算法, 搭建实验系统测量了双腔体屏蔽效能并与计算结果进行对比. 实验在 $14\text{ m} \times 6\text{ m} \times 6\text{ m}$ 微波暗室中完成, 采用 EP600 场强计测量了 0.55—1.32 GHz 范围内腔体存在和不存在时其内外腔中心点处的电场值, 进而计算获得屏蔽效能. 实验所用腔体尺寸为 $a \times b \times (d_1 + d_2) =$

$30\text{ cm} \times 20\text{ cm} \times (40\text{ cm} \times 40\text{ cm})$, 内外孔缝尺寸分别为 $l_1 \times w_1 = l_2 \times w_2 = 8\text{ cm} \times 2\text{ cm}$. 实验结果与计算结果的比较如图 9 所示.

图 9(a) 为双腔体外腔中心点的结果, 图 9(b) 为内腔中心点的结果. 可以看出实验测量结果与计算结果相符合, 整体趋势完全一致. 其中二者之间的偏差主要是由以下原因引起的: 场强

计探头直径 6 cm, 其本身会影响腔内的场分布, 并且测得的电场为探头所在区域的电场平均值, 从而导致计算和实验结果存在误差. 此外该场强探头最低可测场强为 0.14 V/m, 内腔由于屏蔽性能增加场值较小导致测量存在较大误差.

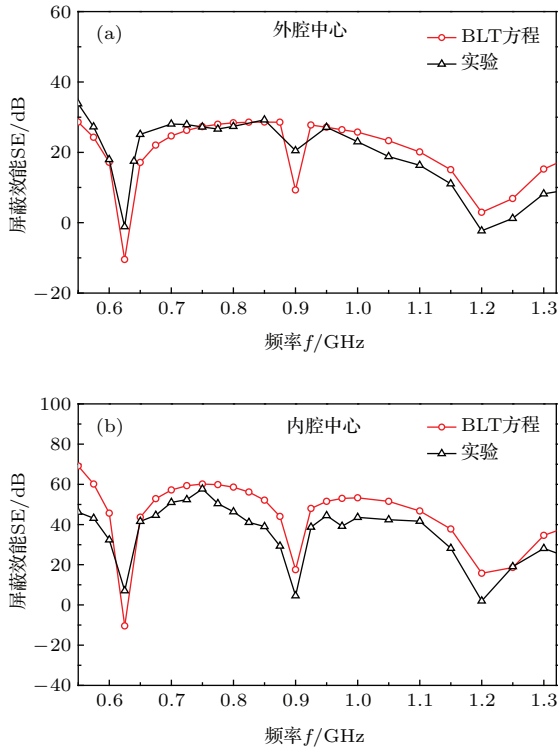


图 9 (网刊彩色) 双腔体中心屏蔽效能实验测量结果与计算结果的比较 (a) 外腔中心点; (b) 内腔中心点

Fig. 9. (color online) Comparison between measured and calculated SE of cascading double enclosures: (a) At the center of outer enclosure; (b) at the center of inner enclosure.

表 2 本文算法准确性评估

Table 2. Accuracy evaluation of the proposed method.

		均方 误差/dB	绝对误差 均值/dB	相关 系数
双腔体	外腔	8.176	4.656	0.962
	内腔	9.018	5.768	0.989
串型级联三腔体	内腔 2	5.909	4.643	0.998
	内腔 3	7.559	6.105	0.998
串并型混合级联三腔体	内腔 2	5.467	3.547	0.997
	内腔 3	4.583	2.965	0.998
实验	外腔	4.854	3.764	0.975
	内腔	12.183	10.919	0.986

为客观评价该算法在计算各模型的准确性和可靠性, 本文采用文献 [4] 中的评价方式, 利用均方

误差、绝对误差均值和相关系数对所有计算结果和实验结果进行统计分析, 列于表 2. 可以看出不同模型的计算结果与 FDTD 结果相比, 均方误差都小于 9.018 dB, 绝对误差小于 6.105 dB, 计算结果曲线相关系数大于 0.96, 进一步证实了本文算法的准确性. 尽管本文算法结果与实验结果相比, 内腔的均方误差和绝对误差均值都超过 10 dB, 但结果的曲线相关系数约为 0.98, 说明两条曲线趋势完全符合. 正如上面所分析那样, 误差的增大主要是由于电场测量探头的局限性导致的.

4 结 论

本文将电磁拓扑理论用于双腔体、串型级联三腔体和串并型混合级联三腔体屏蔽效能的快速计算, 推导并获得了相应的广义 BLT 方程. 该算法理论可推广到其他级联多腔体屏蔽效能计算中, 只需将相应孔缝所在面看作多端口网络节点并获得其散射矩阵, 这为电磁兼容中矩形屏蔽腔的设计及系统的屏蔽效能评估带来了方便. 通过与文献结果和实验测量结果的对比, 以及 3 组不同类型腔体的屏蔽效能计算结果与 FDTD 结果的对比, 表明本文所提算法具有较高的计算准确性. 在 CPU 为 Intel(R) Core(TM) i7-4790@3.60 GHz、内存 8 GB 和 64 位 Win7 操作系统的计算机平台上计算双腔体屏蔽效能时, FDTD 计算时间约为 2871 s, 而本文算法只需约 5.4 s, 说明了本文算法的快速高效性.

参考文献

- [1] Cerri G, De Leo R, Primiani V M 1992 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **34** 423
- [2] Jiao C Q, Zhu H Z 2013 *Chin. Phys. B* **22** 084101
- [3] Jiao C Q, Niu S 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 114102 (in Chinese) [焦重庆, 牛帅 2013 物理学报 **62** 114102]
- [4] Zhang Y P, Da X Y, Zhu Y K, Zhao M 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 234101 (in Chinese) [张亚普, 达新宇, 祝杨坤, 赵蒙 2014 物理学报 **63** 234101]
- [5] Liu B, Liu Q, Kan Y, Zhao X, Zhou H J, Yan L P 2015 *High Power Laser and Particle Beams* **27** 053203 (in Chinese) [刘备, 刘强, 阚勇, 赵翔, 周海京, 闫丽萍 2015 强激光与粒子束 **27** 053203]
- [6] Wang T, Harrington R F, Mautz J R 1990 *IEEE Trans. Anten. Propag.* **38** 1805
- [7] Benhassine S, Pichon L, Tabbara W 2002 *IEEE Trans. Magn.* **38** 709
- [8] Jiao C, Li L, Cui X, Li H 2006 *IEEE Trans. Magn.* **42** 1075
- [9] Renda M C, Marvin A C 1995 *IEEE Trans. Electro-magn. Compatib.* **37** 488

- [10] Nie B L, Du P A, Yu Y T, Shi D 2011 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **53** 73
- [11] Robinson M P, Turner J D, Thomas D W P, Dawson J F, Ganley M D, Marvin A C, Porter S J, Benson T M, Christopoulos C 1996 *IEEE Electron. Lett.* **32** 1559
- [12] Robinson M P, Benson T M, Christopoulos C, Dawson J F, Ganley M D, Porter S J, Thomas D W P 1998 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **40** 240
- [13] Shim J, Kam D G, Kwon J H, Kim J 2010 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **52** 566
- [14] Liu E B, Du P A, Nie B L 2014 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **56** 589
- [15] Nie B L, Du P A 2015 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **57** 357
- [16] Konefal T, Dawson J F, Denton A C, Benson T M, Christopoulos C, Marvin A C, Porter S J, Thomas D W P 2001 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **43** 273
- [17] Parisa D, Ahad T, Mohammad A 2012 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **54** 792
- [18] Tesche F M 1978 *IEEE Trans. Anten. Propag.* **26** 60
- [19] Baum C E, Liu T K, Tesche F M 1978 *Interactions Note* 350
- [20] Baum C E 2005 *Electromagnetics* **25** 623
- [21] Zhang Y P, Da X Y, Xie T C 2014 *High Power Laser and Particle Beams* **26** 023204 (in Chinese) [张亚普, 达新宇, 谢铁城 2014 强激光与粒子束 **26** 023204]
- [22] Luo J W, Du P A, Ren D, Nie B L 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 010701 (in Chinese) [罗静雯, 杜平安, 任丹, 聂宝林 2015 物理学报 **64** 010701]
- [23] Song H, Rao Y P, Zhang C, Zhou D F, Hou D T 2008 *High Power Laser and Particle Beams* **20** 1684 (in Chinese) [宋航, 饶育萍, 张超, 周东方, 侯德亭 2008 强激光与粒子束 **20** 1684]
- [24] Hao C, Li D H 2014 *Chin. J. Radio Sci.* **29** 114 (in Chinese) [郝翠, 李邓化 2014 电波科学学报 **29** 114]
- [25] Hao C, Li D H 2014 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **56** 335
- [26] Xue M F, Yin W Y, Liu Q F, Mao J F 2008 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **50** 928

Electromagnetic topology based fast algorithm for shielding effectiveness estimation of multiple enclosures with apertures*

Kan Yong¹⁾ Yan Li-Ping^{1)†} Zhao Xiang¹⁾ Zhou Hai-Jing²⁾ Liu Qiang²⁾ Huang Ka-Ma¹⁾

1) (School of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

2) (Institute of Applied Physics and Computational Mathematics, Beijing 100088, China)

(Received 23 September 2015; revised manuscript received 28 October 2015)

Abstract

Shielding effectiveness (SE) estimation for an enclosure with apertures has been an attractive issue in electromagnetic compatibility (EMC) research area. Though many fast algorithms are developed for SE calculation, they mainly focus on the case of single cavity. Moreover, most of these methods neglect the wave coupling through apertures from enclosure to outside. A fast algorithm based on electromagnetic topology is proposed for calculating the SE of cascading multiple enclosures with apertures. In this algorithm, the wave coupling through apertures in both directions is taken into consideration. Firstly, the equivalent circuitual model of cascading double enclosures and its signal flow graph of electromagnetic topology are given, followed by the derivation of scattering matrix of apertures node. Then propagation relationships at tube level and reflection relationships at node level are derived. As a result, the general BLT (Baum-Liu-Tesche) equation for voltage calculation at each node is established. Two major categories of cascading three enclosures with apertures are investigated. For serially cascading three enclosures, the general BLT equations are extended on the basis of BLT equations for cascading double enclosures, since the structures are a simple extension of them. For hybrid serially-parallelly cascading three enclosures, the common walls between the main enclosure and two sub-enclosures are considered as a topological node represented by a three-port network, whose scattering matrix is derived according to the definition of scattering parameters. Consequently, the general BLT equations for hybrid serially-parallelly cascading three enclosures are developed. Compared to the algorithms presented in the relevant literature, the topology-based algorithm proposed in this paper can not only calculate the shielding effectiveness for cascading multiple enclosures, but also lead to more accurate results in that the impedance of apertures is obtained through using diaphragms model. In order to validate the proposed method, a cascading double enclosures from a literature is chosen as an example. Calculated SE results are in good agreement with those in the literature. Then, three enclosures with different configurations and dimensions are also designed to validate the proposed method. Results from the proposed method are compared with those from the finite difference time domain (FDTD) method, and they are found to be in good agreement with each other. Experimental results also demonstrate the validation of the proposed method. Especially, the proposed method takes far less time to calculate SE than for FDTD method.

Keywords: multi-enclosures with apertures, general Baum-Liu-Tesche equation, shielding effectiveness, aperture coupling

PACS: 07.05.Tp, 41.20.Gz, 41.90.+e

DOI: 10.7498/aps.65.030702

* Project supported by NSAF (Grant No. U1530143, 11176017) and National Basic Research Program of China (Grant No. 2013CB328904).

† Corresponding author. E-mail: liping_yan@scu.edu.cn