

王怡,张馨丹,甄琦,等. 平面波照射下贯通导线电磁干扰快速算法[J]. 电波科学学报,2019,34(4):429-435. DOI: 10.13443/j.cjors.2018111902
WANG Y, ZHANG X D, ZHEN Q, et al. Fast algorithm of plane wave coupling to transmission lines penetrating through metallic enclosure [J]. Chinese journal of radio science,2019,34(4):429-435. (in Chinese). DOI: 10.13443/j.cjors.2018111902

平面波照射下贯通导线电磁干扰快速算法

王怡 张馨丹 甄琦 闫丽萍 赵翔 刘长军

(四川大学电子信息学院,成都 610065)

摘要 提出了一种基于 BLT(Baum-Liu-Tesche)方程的平面波辐照下金属腔贯通导线电磁干扰分析的快速计算方法. 首先采用电磁拓扑理论将整个问题进行拓扑分解,根据场线耦合理论获得场线耦合节点的传输函数,进而采用广义 BLT 方程获得外界电磁波与贯通导线相互作用时金属腔内终端负载上的干扰电流. 将该算法用于贯通单导线、贯通双导线和贯通传输线网络电磁干扰问题分析,计算获得的终端负载上感应电流结果与全波分析方法结果吻合较好,证明了该快速算法的有效性. 该快速算法计算时间仅为全波分析法的万分之一,且所占内存相比全波分析法缩小了几十倍.

关键词 贯通导线;广义 BLT 方程;电磁拓扑;场线耦合;Agrawal 模型

中图分类号 TN81

文献标志码 A

文章编号 1005-0388(2019)04-0429-07

DOI 10.13443/j.cjors.2018111902

Fast algorithm of plane wave coupling to transmission lines penetrating through metallic enclosure

WANG Yi ZHANG Xindan ZHEN Qi YAN Liping ZHAO Xiang LIU Changjun

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

Abstract A Baum-Liu-Tesche(BLT)equation based approach is presented for the fast prediction of electromagnetic wave coupling with the transmission lines (TL)penetrating through a metallic enclosure. After the decomposition of the whole problem according to the electromagnetic topology theory, the transfer function at the specific node of field coupling to TL is obtained according to Agrawal model. Consequently, the induced current on the termination loads inside the enclosure can be calculated using the generalized BLT-equation. The proposed method is employed to predict the induced current on loads of a single penetrating conductor, multiple penetrating conductors and TL network, and results are in agreement with those calculated using the full wave analysis. The time consumption of the proposed method is about 1/10 000 as much as that of the full wave analysis method, and the memory is reduced by dozens of times compared with the full wave analysis method.

Keywords transmission line; extended BLT equation; electromagnetic topology; field coupling to transmission line; Agrawal model

引言

随着无线通信技术的快速发展,电磁环境日益

复杂. 电子/电气设备由于数据传输、供电等需求,通常会在金属腔体表面穿入贯通导线,从而为外界干扰电磁波进入电子/电气系统内部提供了一条耦合

收稿日期: 2018-11-19

资助项目: 国家自然科学基金(61877041)

联系人: 闫丽萍 E-mail: liping_yan@scu.edu.cn

途径. 因此, 研究外界电磁波辐照下金属腔体贯通导线上的电磁干扰问题具有工程指导意义.

由于外界电磁波与贯通导线的耦合问题较为复杂, 因此已有研究常采用全波分析方法与模拟电路仿真器(simulation program with integrated circuit emphasis, SPICE)模型相结合方法^[1-3], 或采用全波分析方法通过数值计算研究电磁波照射下贯通导线上的干扰电流^[4-6], 或通过实验测试进行研究^[7].

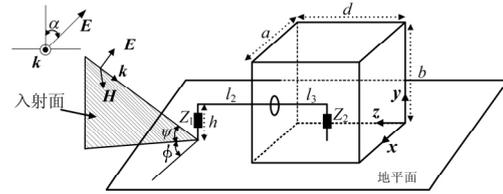
基于电磁拓扑理论的 BLT(Baum-Liu-Tesche)方程为复杂传输线网络电磁干扰分析提供了有效方法^[8-9]. 文献^[10]利用 BLT 方程与全波分析法相结合求解了复杂系统如印刷电路板(printed circuit board, PCB)在嵌套屏蔽腔内的耦合响应. 文献^[11]先利用积分方程法计算获得传输线上的等效源模型, 然后利用 BLT 方程得到终端负载上的感应电压电流. 文献^[12]先通过等效电路法获得空腔内的场分布, 然后利用场线耦合的 BLT 方程求解负载响应. 在这些使用电磁拓扑方法分析贯通导线的已有研究中, 多采用全波分析方法计算获得线缆处的场, 再用 BLT 方程计算线缆的终端响应, 即全波分析用于“场”的问题求解, BLT 方程用于“线”的问题求解, 通常过程复杂且耗时长.

本文直接采用广义 BLT 方程和场线耦合理论, 计算外界电磁波与贯通导线相互作用时贯通导线终端负载上的干扰电流. 采用所提方法计算获得的贯通单导线、双导线和贯通传输线网络终端响应与全波分析结果吻合较好, 且相比全波分析方法占用内存少, 计算时间也大大缩短.

1 计算模型

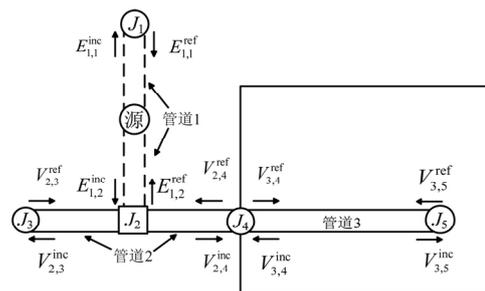
外界电磁波辐照下, 无限大理想导体平面上的金属腔体贯通导线计算模型如图 1(a) 所示. 腔体尺寸为 $a \times b \times d$, 贯通导线穿过金属屏蔽腔上的小孔, 腔外部分传输线长度为 l_2 , 腔内部分传输线长度为

l_3 , 传输线距离地面的高度为 h , 传输线半径为 r , 两端负载分别为 Z_1, Z_2 . 入射平面波幅值为 E_0 , 极化角为 α , 入射角和方位角分别为 ψ 和 ϕ . 假设屏蔽腔上的小孔尺寸远小于平面波波长, 则可忽略该小孔处的电磁耦合, 只考虑贯通导线这条耦合路径.



(a) 模型图

(a) Geometrical model



(b) 电磁拓扑图

(b) Electromagnetic topology diagram

图 1 计算模型

Fig. 1 Calculation model

该模型的电磁拓扑信号流程图如图 1(b) 所示. J_1 为腔外观测点, J_2 为入射电磁波与腔外传输线作用的场线耦合节点, J_3 和 J_5 为传输线两端负载, J_4 表示两段传输线的连接点. 管道 1 表示自由空间中的电磁波传播, 管道 2 和管道 3 分别表示电磁波在腔外和腔内传输线上的传导路径.

1.1 管道方程

忽略金属腔内传输线的二次辐射, 根据波在自由空间和传输线上的传播特性, 得到传播关系方程为

$$\begin{bmatrix} a_1 E_{1,1}^{\text{ref}} \\ a_2 E_{1,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,3}^{\text{ref}} \\ V_{2,4}^{\text{ref}} \\ V_{3,4}^{\text{ref}} \\ V_{3,5}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{e^{\gamma_1 l_1}}{a_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{e^{\gamma_1 l_1}}{a_1} & 0 & -\frac{jkZ_{c0}}{2\pi Z_c} F_{1l} & -\frac{jkZ_{c0}}{2\pi Z_c} F_{2l} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{F_{1s}}{a_2} & 0 & e^{\gamma_2 l_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{F_{2s}}{a_2} & e^{\gamma_2 l_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_3 l_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_3 l_3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 E_{1,1}^{\text{inc}} \\ a_2 E_{1,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,3}^{\text{inc}} \\ V_{2,4}^{\text{inc}} \\ V_{3,4}^{\text{inc}} \\ V_{3,5}^{\text{inc}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_0 \\ V_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

式中: $\gamma_1 = \gamma_0$ 为自由空间传播常数, $\gamma_2 = \gamma_3$ 为沿线的传播常数, 当传输线周围是自由空间时有 $\gamma_2 = \gamma_3 = \gamma_0$; $Z_{c0} = 377 \Omega$ 为自由空间波阻抗; Z_c 为传输线的特征阻抗; l_1 为腔外观测点与传输线的距离; a_1 和 a_2 为确保电压与电场参量具有相同量纲的归一化系数; F_{1s} 和 F_{2s} 表示外界电磁波对腔外传输线作用的耦合因子; F_{1t} 和 F_{2t} 则表示腔外传输线两端对场线耦合节点 J_2 的散射。

当平面波入射角 $\psi = \pi/2$ 时, 此时金属腔对外部传输线附近场的影响较小, 因此可以忽略。基于 Agrawal^[13] 模型, 得到场线耦合因子为

$$\begin{bmatrix} F_{1s} \\ F_{2s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{d+l_2}^d e^{\gamma z} jkh e^{jkz} dz \\ - \int_{d+l_2}^d e^{\gamma(l_2-z)} jkh e^{jkz} dz \end{bmatrix}. \quad (2)$$

1.2 节点方程

根据各个节点入射波与反射波的关系, 可得式

(3) 所示的散射关系方程

$$\begin{bmatrix} a_1 E_{1,1}^{\text{ref}} \\ a_2 E_{1,2}^{\text{ref}} \\ V_{2,3}^{\text{ref}} \\ V_{2,4}^{\text{ref}} \\ V_{3,4}^{\text{ref}} \\ V_{3,5}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho_{1,1}^4 & \rho_{1,2}^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho_{2,1}^4 & \rho_{2,2}^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \rho_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 E_{1,1}^{\text{inc}} \\ a_2 E_{1,2}^{\text{inc}} \\ V_{2,3}^{\text{inc}} \\ V_{2,4}^{\text{inc}} \\ V_{3,4}^{\text{inc}} \\ V_{3,5}^{\text{inc}} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

当空间无其他散射体存在时, 式中 $\rho_1 = 0$ 。节点 J_2 的反射系数为传输线不存在时该点的反射系数, 即 $\rho_2 = 0$ 。对于节点 J_3 和 J_5 有

$$\rho_3 = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c}, \quad \rho_5 = \frac{Z_2 - Z_c}{Z_2 + Z_c}. \quad (4)$$

根据微波理论, 节点 J_4 的散射参数为

$$\rho^{(4)} = \begin{bmatrix} \rho_{1,1}^{(4)} & \rho_{1,2}^{(4)} \\ \rho_{2,1}^{(4)} & \rho_{2,2}^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{c2} - Y_{c3}}{Y_{c2} + Y_{c3}} & \frac{2Y_{c3}}{Y_{c2} + Y_{c3}} \\ \frac{2Y_{c2}}{Y_{c2} + Y_{c3}} & \frac{Y_{c2} - Y_{c3}}{Y_{c2} + Y_{c3}} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

式中, Y_{c2} 和 Y_{c3} 分别表示腔外传输线和腔内传输线的特性导纳。

1.3 广义 BLT 方程

将式(1)和式(3)进行综合整理, 可得计算贯通导线终端响应的广义 BLT 方程为

$$\mathbf{V} = (\mathbf{I} + \boldsymbol{\rho})(\mathbf{T} - \boldsymbol{\rho})^{-1} \mathbf{S}. \quad (6)$$

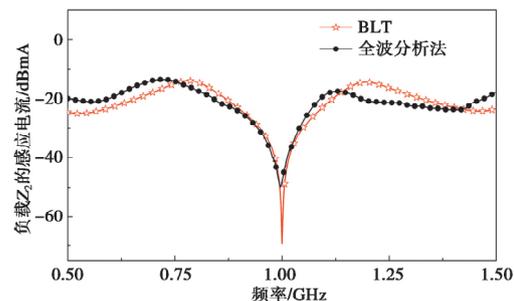
式中: $\mathbf{V} = [a_1 E_{1,1} \ a_2 E_{1,2} \ V_{2,3} \ V_{2,4} \ V_{3,4} \ V_{3,5}]^T$ 为各节点总电压; $\mathbf{S} = [S_1 \ S_2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 为激励源; \mathbf{I} 为 6×6 的单位矩阵; 传输矩阵 \mathbf{T} 为式(1)中的 6×6 矩阵; 反

射矩阵 $\boldsymbol{\rho}$ 为式(3)中的 6×6 矩阵。

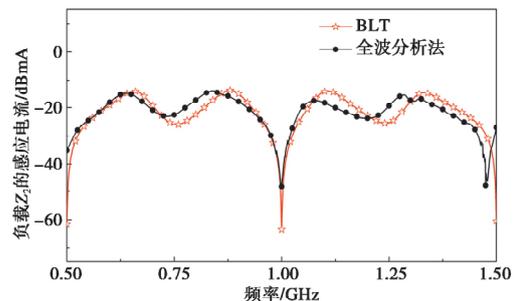
2 计算结果及分析

为了验证本文方法的有效性, 将该方法用于 4 个不同算例的计算, 并将计算结果与全波分析结果进行对比。

算例 1: 计算模型为电磁波与单贯通导线之间的耦合, 如图 1 所示, 金属腔尺寸为 $a \times b \times d$, 其中 $a = b, d = 40 \text{ cm}$, 贯通导线穿过的小孔半径为 5 mm , 腔外观测点与传输线距离 $l_1 = 10 \text{ m}$, 导线半径 $r = 0.75 \text{ mm}$, 传输线距离地面的高度 $h = 10 \text{ mm}$, 腔内传输线长度 $l_3 = 0.08 \text{ m}$, 终端负载 $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$ 。平面波沿 $-y$ 方向垂直传输线入射, 则对应入射角、方位角分别为 $\psi = 90^\circ, \phi = 0^\circ$, 极化角 $\alpha = 90^\circ$ 。电场幅值 $E_0 = 1 \text{ V/m}$ 。计算了腔外传输线长度 l_2 为不同值时, 频率 $0.5 \sim 1.5 \text{ GHz}$ 范围内终端负载 Z_2 上的感应电流响应, 并与全波分析计算结果对比, 如图 2 所示。



(a) $a = 0.7 \text{ m}, l_2 = 0.3 \text{ m}$



(b) $a = 0.7 \text{ m}, l_2 = 0.6 \text{ m}$

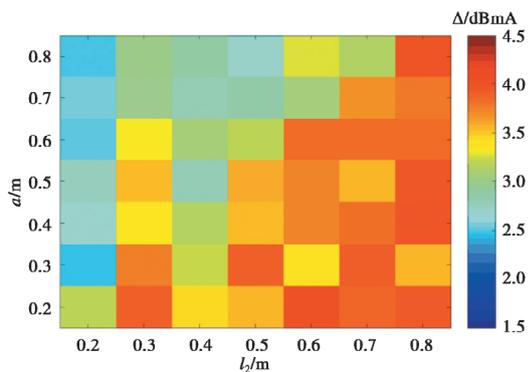
图 2 电磁波与单贯通导线耦合的计算结果(算例 1)
Fig. 2 Induced current on load Z_2 caused by the coupling between the electromagnetic wave and the single conductor penetrating through the enclosure(example 1)

由图 2 可以看出: 广义 BLT 方程计算单贯通导线终端电流响应与全波分析方法结果吻合较好; 当频率满足 $f = nc/l_2 (n = 1, 2, 3, \dots)$ 时发生谐振, 此时传输线终端负载感应电流最小。

为了进一步分析所提方法的有效性,令腔外传输线长度 l_2 和腔体尺寸 a 在 $0.2 \sim 0.8$ m 范围内每隔 0.1 m 取值,共计算了 49 组不同的 l_2 和 a 长度情况下,频率 $0.5 \sim 1.5$ GHz 范围内,腔内负载感应电流与全波分析结果的比较. 利用式(7)和式(8)分别计算了两种方法获得的沿线感应电流的平均绝对差值 Δ 及曲线相关系数 ρ ,结果如图 3 所示,式中 n 取 1 000 个点. 平均绝对差值 Δ 反映了两种计算结果数值上的差别,而曲线相关系数 ρ 则反映了两种计算结果的曲线变化趋势是否一致. 由图 3 结果可以看出,所提方法与全波分析计算结果对比,总体吻合较好,平均绝对误差约为 3 dB,平均曲线相关系数约为 0.8.

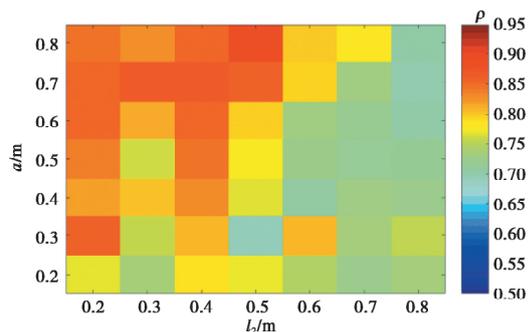
$$\Delta = \frac{\sum_{i=1}^n || I_{BLT}(i) | - | I_{Full-wave analysis}(i) ||}{n}, \quad (7)$$

$$\rho = \frac{\sum_{i=1}^n | I_{BLT}(i) | | I_{Full-wave analysis}(i) |}{\sqrt{\sum_{i=1}^n I_{BLT}^2(i) \sum_{i=1}^n I_{Full-wave analysis}^2(i)}}. \quad (8)$$



(a) 平均绝对差值 Δ

(a) Average absolute difference Δ



(b) 曲线相关系数 ρ

(b) Curve correlative coefficient ρ of the calculated results

图 3 BLT 方程与全波分析计算结果的对比

Fig. 3 Comparison between the proposed BLT equation and full wave analysis

算例 2:计算模型为电磁波与双贯通导线之间的耦合,见图 4. 金属腔尺寸 $a \times b \times d = 80$ cm \times 80 cm \times 40 cm,腔内线长 $l_3 = 0.08$ m,腔外线长 $l_2 = 0.5$ m,两导线间距 $s = 5$ mm. #1 导线两端负载为 50Ω ,#2 导线两端负载为 179Ω . 其他结构参数和入射电磁波参数取值与计算模型 1 相同,分别计算了频段 $0.5 \sim 1.5$ GHz 范围腔内两根导线负载上的感应电流,并与全波分析的计算结果对比,如图 5 所示. 计算中采用多导体 BLT 方程^[14],此时导线分布参数的计算见文献[15].

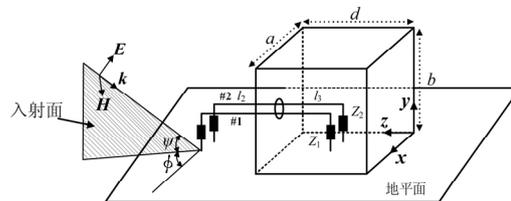
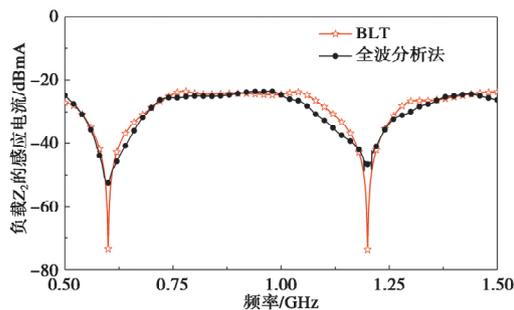


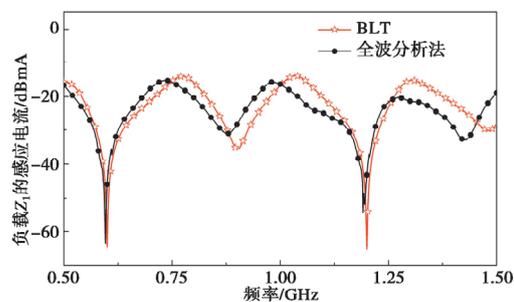
图 4 贯通双导线模型

Fig. 4 Calculation model of electromagnetic wave coupling to the multiple conductors penetrating through the enclosure



(a) 贯通双导体传输线 #2

(a) Induced current on load Z_2 of the #2 TL



(b) 贯通双导体传输线 #1

(b) Induced current on load Z_1 of the #1 TL

图 5 电磁波与双贯通导线耦合的计算结果(算例 2)

Fig. 5 Induced current on loads caused by the coupling between the electromagnetic wave and the multiple conductors penetrating through the enclosure(example 2)

由图 5 结果可知,广义 BLT 方程计算贯通双导体传输线终端电流响应与全波分析方法吻合较好,证明了该方法的有效性.由于 #1 导线两端接不匹配负载,相比于接匹配负载的 #2 导线,在其他频率出现最小值.

算例 3:计算模型为电磁波与贯通传输线网络之间的耦合,如图 6 所示,金属腔体尺寸 $a \times b \times d = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 26 \text{ cm}$,腔外线长 $l_2 = 0.6 \text{ m}$,腔内线长 $l_3 = l_4 = l_5 = l_6 = 0.04 \text{ m}$,传输线 l_4 和 l_6 与 l_5 间的夹角为 30° .传输线终端负载 $Z_1 = Z_3 = Z_4 = 179 \Omega$, $Z_2 = 50 \Omega$.其他结构参数和入射电磁波参数取值与计算模型 2 相同,分别计算了频段 $0.5 \sim 1.5 \text{ GHz}$ 范围腔内各传输线负载上的感应电流响应,并与全波分析的计算结果对比,如图 7 所示.广义 BLT 方程计算结果与全波分析方法结果良好吻合,证明了该方法在电磁波与传输线网络相互耦合方面的适用性.

表 1 给出了在相同计算环境(普通 PC 机)下所提快速算法和全波分析两种方法计算上述 3 个算例所用时间和占耗内存.可以看出,相比于全波分析方法,本文采用的广义 BLT 方程计算时间和占耗内存都大大减少.

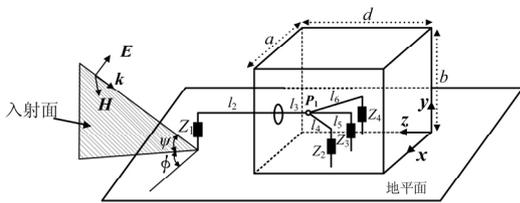
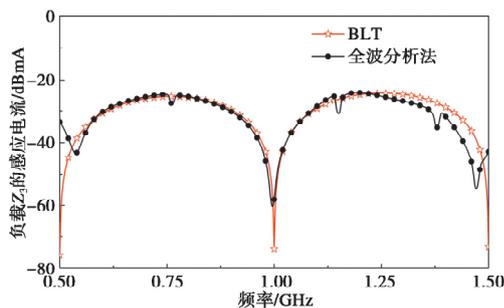


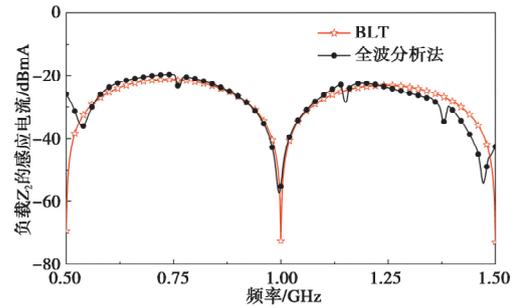
图 6 贯通传输线网络模型

Fig. 6 Calculation model of electromagnetic wave coupling to the TL network penetrating through the enclosure



(a) Z_3

(a) Induced current on load Z_3



(b) Z_2

(b) Induced current on load Z_2

图 7 电磁波与传输线网络耦合的计算结果(算例 3)

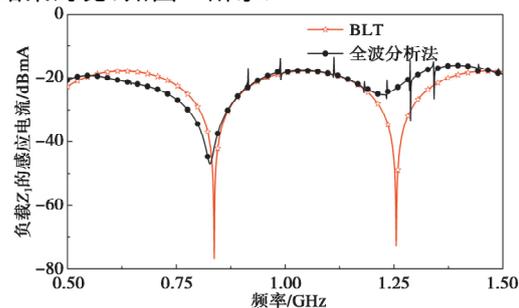
Fig. 7 Induced current on loads caused by the coupling between the electromagnetic wave and the TL network(example 3)

表 1 计算效率对比

Tab. 1 Calculation efficiency comparison

计算模型	计算时间/s		占耗内存/MB	
	全波分析	BLT	全波分析	BLT
贯通	19 950	0.177	498	4
单导线				
贯通	47 314	0.512	248	4
双导线				
贯通传输线网络	13 327	0.424	375	4

算例 4:为了进一步验证所提快速算法的有效性,将该算法用于计算平面波斜入射的情况.计算模型如图 1 所示,金属腔尺寸 $a \times b \times d = 28.5 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$,腔外线长 $l_2 = 42 \text{ cm}$,腔内线长 $l_3 = 8 \text{ cm}$,传输线终端负载 $Z_1 = Z_2 = 179 \Omega$,导线半径 $r = 0.8 \text{ mm}$,传输线距离地面的高度 $h = 8 \text{ mm}$.电场幅值 $E_0 = 1 \text{ V/m}$,入射角和方位角分别为 $\psi = 45^\circ, \phi = 90^\circ$,极化角 $\alpha = 90^\circ$.计算了频率范围 $0.5 \sim 1.5 \text{ GHz}$ 内终端负载 Z_1 上的感应电流响应,并与全波分析计算结果对比,如图 8 所示.



8 斜入射电磁波与单贯通导线耦合的计算结果(算例 4)

Fig. 8 Induced current on load Z_1 caused by the coupling between the oblique incident electromagnetic wave and the single conductor penetrating through the enclosure(example 4)

由图 8 可以看出,所提快速算法计算结果与全波分析方法计算结果相吻合,但相比于前三种情况偏差增大.这是由于当电磁波斜入射时,金属屏蔽腔对腔外传输线沿线电场产生影响.而电磁波沿 y 方向入射时金属腔壁的影响不大.随着频率的增加,电磁波波长小于金属腔壁尺寸,该影响逐渐增大.

3 结 论

本文基于电磁拓扑理论和广义 BLT 方程,提出一种计算平面波辐照下金属腔体贯通导线电磁干扰的快速方法.将该算法用于贯通单导线、贯通双导线和贯通传输线网络电磁干扰问题分析,计算结果表明,本文所提方法与全波分析计算结果吻合较好,且计算效率大大提高,因此便于对模型参数做规律性研究.值得注意的是,目前该算法忽略了金属腔壁散射场的影响.当电磁波沿 $-z$ 方向入射,且波长小于金属腔壁时,应考虑金属腔壁的散射影响,以免增加计算误差.

参考文献

- [1] XIE H, WANG J, FAN R, et al. A hybrid FDTD-SPICE method for transmission lines excited by a nonuniform incident wave[J]. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2009, 51(3):811-817.
- [2] XIE H, WANG J, FAN R, et al. SPICE models to analyze radiated and conducted susceptibilities of shielded coaxial cables[J]. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 2010, 52(1): 215-222.
- [3] XIE H, WANG J, SUN D, et al. Analysis of EMP coupling to a device from a wire penetrating a cavity aperture using transient electromagnetic topology[J]. Journal of electromagnetic waves & applications, 2009, 23(17-18):2313-2322.
- [4] 李旭, 俞集辉, 李永明, 等. 电磁场对导线贯通屏蔽箱体内部电路干扰的建模及仿真[J]. 系统仿真学报, 2017, 19(17):3891-3893.
LI X, YU J H, LI Y M, et al. Simulation of electromagnetic interference to circuits inside shielding box by wire penetrated with aperture[J]. Journal of system simulation, 2017, 19(17):3891-3893. (in Chinese)
- [5] 余同彬, 周璧华. 贯通导线对屏蔽机箱内电路 HEMP 耦合电流的影响[J]. 电波科学学报, 2002, 17(5): 481-484.
YU T B, ZHOU B H. Effects to HEMP induced current in circuits inside the shielding box caused by penetrative wire[J]. Chinese journal of radio science, 2002, 17(5):481-484. (in Chinese)
- [6] 李凯, 魏光辉, 潘晓东, 等. 贯通导体及其电路对金属腔体内部电磁场的影响[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26(8):235-240.
LI K, WEI G H, PAN X D, et al. Influence of electromagnetic field on metallic enclosure caused by penetrating conductor and its load circuit[J]. High power laser and particle beams, 2014, 26(8):235-240. (in Chinese)
- [7] 李新峰, 魏光辉, 潘晓东, 等. 导线贯通金属腔体端接负载电磁脉冲响应规律[J]. 微波学报, 2015, 31(4):9-15.
LI X F, WEI G H, PAN X D, et al. Influence of electromagnetic field on metallic enclosure caused by penetrating conductor and its load circuit[J]. Journal of microwaves, 2015, 31(4):9-15. (in Chinese)
- [8] TESCHE F M, KEEN J M, BUTLER C M. Example of the use of the BLT equation for EM field propagation and coupling calculations [J]. Radio science bulletin, 2005, 12: 32-47.
- [9] TESCHE F M, BUTLER C M. On the addition of EM field propagation and coupling effects in the BLT equation[J]. Interaction note, 2003, 588: 1-43.
- [10] XIAO P, DU P A, REN D, 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.
- [11] 李福林, 韩继红, 张畅. 基于积分方程等效电路和 BLT 方程的传导耦合效应仿真分析[J]. 电波科学学报, 2016, 31(6): 1180-1187.
LI F L, HAN J H, ZHANG C. Simulation of conducted coupling effects based on IEEC and BLT equation[J]. Chinese journal of radio science, 2016, 31(6): 1180-1187. (in Chinese)
- [12] 尹名初, 杜平安. 开孔屏蔽腔内传输线负载所受电磁干扰的解析算法[J]. 强激光与粒子束, 2016, 28(12):34-39.
YIN M C, DU P A. Analytic formulation for load response of transmission line enclosed in enclosure with apertures[J]. High power laser and particle beams, 2016, 28(12):34-39. (in Chinese)
- [13] AGRAWAL A K, PRICE H J, GURBAXANI S H. Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field [J]. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 1980, EMC-22 (2):119-129.

- [14] TESCHE F M, IANOZ M V, KARLSSON T. EMC analysis methods and computational models[M]. New York: Wiley, 1997.
- [15] PAUL C R. Analysis of multiconductor transmission lines[M]. New York: Wiley, 1994.

作者简介

王怡 (1996—),女,陕西人,四川大学电子信息学院硕士研究生,研究方向为电磁兼容建模与分析.

张馨丹 (1993—),女,四川人,四川大学电子信息学院硕士研究生,研究方向为电磁兼容建模与分析.

甄琦 (1993—),男,黑龙江人,四川大学电子信息学院硕士研究生,研究方向为电磁兼容建模与分析.

闫丽萍 (1972—),女,河北人,四川大学电子信息学院教授,研究方向为电磁兼容建模与分析、电磁效应评估方法、电磁场数值计算方法等.

赵翔 (1973—),女,四川人,四川大学电子信息学院教授,研究方向为电磁兼容建模与分析、电磁效应评估方法、电磁场数值计算方法等.