

文章编号: 2095-4980(2017)02-0263-06

PCB 电路电磁脉冲效应混合仿真方法

赵建鹏, 侯德亭, 胡 涛, 祝民鹏

(信息工程大学 理学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 电磁脉冲作用于屏蔽腔内的微带线电路的过程十分复杂。目前已有的研究存在局限, 缺少将场分析与电路分析结合起来的研究方法。通过一个混合模拟方法计算了电磁脉冲辐照下的含屏蔽腔的微带线电路上的耦合电压。该方法通过建立腔体与微带线的电磁拓扑模型, 利用 BLT 方程计算得到电磁脉冲在微带线上的耦合电压, 结果表明电场强度为 1 000 V/m 的电磁脉冲会在微带线终端产生 1.5 V 左右的耦合电压。通过电路仿真软件仿真计算了外辐射场对电路工作状态造成的影响, 外辐射场在 300 V/m 时会影响信号放大电路的正常工作。

关键词: 电磁脉冲; 屏蔽腔; 混合仿真; 微带线

中图分类号: TN97

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201702.0263

Hybrid simulation for electromagnetic pulse effects on PCB circuits

ZHAO Jianpeng, HOU Deting, HU Tao, ZHU Minpeng

(School of Arts and Sciences, Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450001, China)

Abstract: The coupled process between Electromagnetic Pulse(EMP) and Printed Circuit Boards (PCB) circuit in a shielding cavity is very complicated. At present, the existing studies have some limitations, namely lacking effective method which can combine the field analysis with circuit analysis. The coupled voltage is simulated on a microstrip line circuit within a shielding cavity by using a hybrid simulation method. Using electromagnetic topology model and Baum-Liu-Tesche(BLT) equation, this method calculates the coupled voltage caused by the EMP. The results show that the coupled voltage is about 1.5 V when the strength of the EMP reaches 1 000 V/m. The effects on the PCB circuits caused by the incident EMP are calculated and simulated using the circuit simulation software. The signal-amplified circuit cannot run normally when the strength of EMP is up to 300 V/m.

Keywords: Electromagnetic Pulse; shielding cavity; hybrid simulation; microstrip line

电磁脉冲在照射到电子设备时可以通过能量耦合的方式破坏电子器件。电磁脉冲对电子系统的作用是非常复杂的过程, 很难用解析理论来描述。因此, 开展电子系统电磁脉冲辐照效应的模拟仿真研究具有十分重要的意义。目前电子设备的电磁耦合效应研究主要集中于器件级和电路级, 即通过实验或者数值模拟方法获得器件和电路电磁耦合效应的干扰、毁伤阈值或规律^[1]。然而实际器件和电路通常位于电子系统内部, 外部电磁场需要通过天线、孔缝、线缆等耦合途径到达电子系统内部, 从而对内部电路板电路进行干扰或损伤^[2-3]。因此要获得外部电磁脉冲能量对电子系统内部电路的干扰或损伤特性, 需要对电子系统的耦合途径和电路板电路本身的电磁耦合效应特性同时进行分析。

本文采用一种电磁耦合效应混合模拟仿真方法^[4], 首先通过 BLT 方程计算得到微带线中的激励源。而后结合电路分析软件, 完成强电磁脉冲通过孔缝耦合在电路板电路上的耦合效应的仿真。该方法将场分析与电路分析结合起来, 同时计算了强电磁脉冲与腔体和电路的耦合情况, 得到了外部场在内部 PCB 板上对微带线电路产生的干扰和损坏情况, 得到的结果对于研究外部高功率微波在电子系统中的效应情况有重要参考意义。

1 电磁脉冲与 PCB 微带线耦合研究

当电磁波辐射到一个电子设备的屏蔽腔体上时, 一般都有很多的途径将能量耦合进腔体内部。当屏蔽体材

料是有连续结构并且有一定厚度的理想金属板时,就会完全屏蔽外部辐射场的影响,但是这样的屏蔽腔体是不实用的^[5]。实际情况下,金属屏蔽腔上必须开孔并且通入线缆以保证设备的散热、供电及信号传输以及实现外部对设备的操作等需求,因此必须考虑孔缝耦合等对于腔体内工作电路的影响^[6]。

1.1 含屏蔽腔的微带线电路模型及参数

建立如图 1 所示的含孔缝的屏蔽腔内的 PCB 板模型,矩形屏蔽腔尺寸为 $a \times b \times d$,腔体前壁 $z=0$ 处中心位置有一条孔缝,孔缝尺寸为 $l \times w$,印制电路板放置于腔体内,微带线长为 L 。

屏蔽腔内 PCB 板上的微带线宽度为 W ,长度 L ,厚度 t ,介质板高度 h ,介电常数 ϵ_r ,漏电导率 σ' 。一般情况下微带线的工作波长远远小于微带线的长度,因此可用微带线的分布参数电路描述微带线的传输特性,文献[7]给出了其电路分布参数。

如图 1 所示,当电磁脉冲入射孔缝时,根据电磁波与孔缝、腔体及微带线的传输关系建立如图 2 所示的屏蔽腔内微带线的电磁拓扑模型,它由 3 段传输线构成,其中 T_1 为虚拟传输线,即电磁传输管道, T_2, T_3 为微带传输线,节点 J_1 代表孔缝,节点 J_2 代表微带线的中端位置,节点 J_3, J_4 代表微带线的两端,其响应表示微带线两终端的耦合响应。

依据电磁拓扑模型可建立腔内微带线耦合整体计算思路:即使平面波在介质板上也会因发生变化而不再是平面波,给计算带来困难^[8]。本文中将孔缝等效为磁流,利用格林函数法求解磁流激励腔体内的电场分布^[9],得到腔内耦合场后结合网络 BLT 方程求解各节点的电压电流响应。

腔内微带线的电磁拓扑模型如图 2 所示,网络由 T_1, T_2, T_3 的管道传输线组成,传输线 T_1 两端的电压电流标记为 $U_{11}, U_{12}, I_{11}, I_{12}$,那么整个拓扑网络按节点顺序排列的电压电流矩阵为:

$$\mathbf{U}_L = [U_{11} \ U_{21} \ U_{31} \ U_{12} \ U_{22} \ U_{32}]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{I}_L = [I_{11} \ I_{21} \ I_{31} \ I_{12} \ I_{22} \ I_{32}]^T \quad (2)$$

图 2 中传输线网络模型的 BLT 方程矩阵形式为:

$$\mathbf{U}_L = (\mathbf{U} + \boldsymbol{\rho})(-\boldsymbol{\rho} + \boldsymbol{\Gamma})^{-1} \mathbf{S} \quad (3)$$

$$\mathbf{I}_L = \mathbf{Y}(\mathbf{U} - \boldsymbol{\rho})(-\boldsymbol{\rho} + \boldsymbol{\Gamma})^{-1} \mathbf{S} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{U}$ 为 6×6 阶单位矩阵; $\boldsymbol{\rho}$ 和 $\boldsymbol{\Gamma}$ 分别是按节点分块的散射矩阵和传播矩阵; $\mathbf{Y}$ 是按节点顺序排列的特性导纳超矩阵; $\mathbf{S}$ 是传输线上按节点顺序排列的 6 维激励源矢量,通过求解网络 BLT 方程即可得到模型中各节点的电压电流。下面确定网络 BLT 方程的各个参量矩阵。

网络散射矩阵表示网络中节点的电压或电流行波在节点处的反射关系, J_2 是微带线的中点,它是理想节点,方便计算,其散射矩阵为:

$$\boldsymbol{\rho}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-Y_g}{2Y_c + Y_g} & \frac{Y_g - 2Y_c}{2Y_c + Y_g} + 1 & \frac{-Y_g}{2Y_c + Y_g} + 1 \\ \frac{-Y_g}{2Y_c + Y_g} + 1 & \frac{Y_g - 2Y_c}{2Y_c + Y_g} & \frac{-Y_g}{2Y_c + Y_g} \\ \frac{-Y_g}{2Y_c + Y_g} + 1 & \frac{Y_g - 2Y_c}{2Y_c + Y_g} + 1 & \frac{-Y_g}{2Y_c + Y_g} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: Y_g 是波导特性导纳; Y_c 是微带线的特性导纳。传输管道 T_1 的特性阻抗相当于波的特性阻抗 Z_g , J_1 节点相当于端接孔缝的等效阻抗 Z_{ap} ,所以节点 J_1 的反射系数为:

$$\rho_1 = \frac{Z_{ap} - Z_g}{Z_{ap} + Z_g} \quad (6)$$

微带线终端 J_3/J_4 的反射系数由式(7)决定:

$$\rho_3 = \frac{Z_{L1} - Z_c}{Z_{L1} + Z_c}, \quad \rho_4 = \frac{Z_{L2} - Z_c}{Z_{L2} + Z_c} \quad (7)$$

则整个拓扑模型的散射矩阵为:

$$\boldsymbol{\rho} = \text{diag}[\rho_1 \ \rho_2 \ \rho_3 \ \rho_4 \ \rho_5] \quad (8)$$

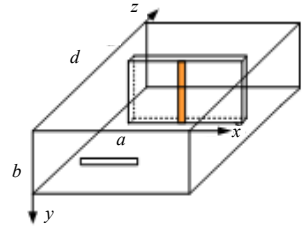


Fig.1 Microstrip line with shielding cavity
图 1 含孔缝的屏蔽腔内的 PCB 示意图

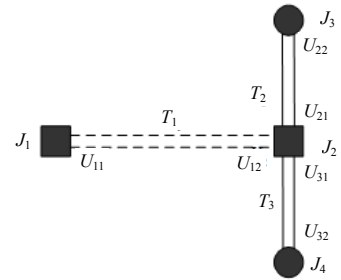


Fig.2 Electromagnetic topological model of microstrip line with shielding cavity
图 2 腔内微带线的电磁拓扑模型

传输矩阵表示电压和电流在拓扑网络上的传输关系,按节点顺序排列为:

$$\boldsymbol{\Gamma} = \begin{bmatrix} 0 & \text{diag}[e^{\gamma L}] \\ \text{diag}[e^{\gamma L}] & 0 \end{bmatrix}, \text{diag}[e^{\gamma L}] = \begin{bmatrix} e^{jk_g p} & & \\ & e^{j\gamma l/2} & \\ & & e^{j\gamma l/2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:波导传输常数 $k_g = k_0 \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$; γ 为微带线的传输常数。

特性导纳矩阵表示网络中每段传输线的特性导纳,它按顺序排列得到:

$$\mathbf{Y} = [Y_g \ Y_c \ Y_c \ Y_g \ Y_c \ Y_c]^T \quad (10)$$

等效激励源表示外场激励传输线而产生的等效耦合源,其矢量形式为:

$$\mathbf{S} = [S_{11} \ S_{21} \ S_{31} \ S_{12} \ S_{22} \ S_{32}]^T \quad (11)$$

利用场线耦合 Agrawal 模型^[10]求解出传输线上的等效激励源:

$$\begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} S_{21} \\ S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_{y_{ml}}^{y_{hl}} e^{j\gamma y} V_{ts}(y) dy - \frac{V_2}{2} + \frac{V_3}{2} e^{j\gamma l/2} \\ -\frac{1}{2} \int_{y_{ml}}^{y_{hl}} e^{j\gamma(l/2-y)} V_{ts}(y) dy + \frac{V_2}{2} e^{j\gamma l/2} - \frac{V_3}{2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} S_{31} \\ S_{32} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_{y_{ll}}^{y_{ml}} e^{j\gamma y} V_{ts}(y) dy - \frac{V_4}{2} + \frac{V_2}{2} e^{j\gamma l/2} \\ -\frac{1}{2} \int_{y_{ll}}^{y_{ml}} e^{j\gamma(l/2-y)} V_{ts}(y) dy + \frac{V_4}{2} e^{j\gamma l/2} - \frac{V_2}{2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: $V_{ts} = E_y^{\text{inc}}(x_{t0}, y, z_{t0}) - E_y^{\text{inc}}(x_{t0}, y, z_{tb})$; $V_2 = -\int_{z_{t0}}^{z_{tb}} E_z^{\text{inc}}(x_{t0}, y_{ml}, z) dz$; $V_3 = -\int_{z_{t0}}^{z_{tb}} E_z^{\text{inc}}(x_{t0}, y_{hl}, z) dz$; $V_4 = -\int_{z_{t0}}^{z_{tb}} E_z^{\text{inc}}(x_{t0}, y_{ll}, z) dz$

如图 1 所示微带线,其中点坐标为 (x_{t0}, y_{ml}, z_{t0}) ,微带线的上端点坐标为 (x_{t0}, y_{hl}, z_{t0}) ,微带线下端点坐标为 (x_{t0}, y_{ll}, z_{t0}) ,印制电路板的前端和后端在 z 方向上的坐标点为 z_{t0}, z_{tb} 。通过以上建立的网络 BLT 方程可计算任意节点的感应电压和电流。

在有屏蔽腔防护时,对于裸露的微带线,式(3)~式(14)具有更简单的形式,这里不再赘述。

1.2 两种强电磁脉冲对腔与微带线的耦合情况计算

核电磁脉冲(Nuclear Electro-Magnetic Pulse, NEMP)是电子设备的主要威胁源之一,它由核爆炸产生,上升时间极短,其峰值场强可达到 10~100 kV/m,频谱覆盖了超长波直至微波低端的整个频段,从而可对无线电通信、导航和广播等系统的安全性造成严重威胁^[11]。核电磁脉冲时域波形如图 3 所示。核电磁脉冲的波形可以用双指数脉冲来描述,本文中使用的核电磁脉冲表达式如下:

$$E^{\text{inc}} = 10^4 \left(e^{-6.666 \times 10^7 t} - e^{-1 \times 10^9 t} \right) \quad (15)$$

将矩形腔尺寸设为 300 mm×120 mm×300 mm,前壁有 100 mm×5 mm 的孔缝,微带线宽度 $W=3$ mm,长度 $L=100$ mm,厚度 $t=0.7$ mm,介质板高度 $h=2$ mm,介电常数 $\epsilon_r=4.7$,漏电导率 $\sigma'=5 \times 10^{-5}$,微带线的终端等效负载 R_1, R_2 为 50 Ω 。将微带线放置于屏蔽腔内的中心位置,采用图 3 所示峰值强度为 10 kV 的核电磁脉冲对有无屏蔽腔的微带线进行入射,计算结果如图 4 所示,从仿真数据可以看出,由于核电磁脉冲在孔缝腔体内产生了谐振,导致腔内微带线耦合终端电压波形与谐振场变化规律一致,耦合电压随着时间振荡减小。结果显示屏蔽腔能较好地削弱入射电磁脉冲,致使微带线上的耦合终端电压大大地减小,从两图对比可知有无屏蔽腔存在情况下,微带线的耦合终端电压值相差 1 个数量级。通过图 4(b)对比可知,若印制电路板不考虑防护时,将会产生较强的浪涌冲击效应,因此有必要采取一定的措施对敏感电路进行防护。

将电磁脉冲改为幅值为 1 000 V/m, $t_0=2 \times 10^{-9}$ s, $\tau=0.5 \times 10^{-9}$ s 的高斯电磁脉冲再次进行计算,图 5 是该高斯脉冲时域波形。腔体及微带线参数设置不变,则其耦合终端响应计算结果如图 6 所示。

由图 6 可知微带线的耦合终端电压随时间快速振荡,在高斯脉冲与带缝腔体发生耦合时,同样也会在屏蔽腔内激励起大量的高次模,即某些频率分量的电场在腔内产生了谐振,导致微带线的耦合终端响应也随谐振场变化,但总体趋势是随时间而衰减。上述计算结果与文献[12]的仿真结果具有规律一致性。

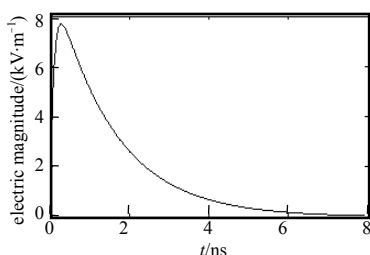
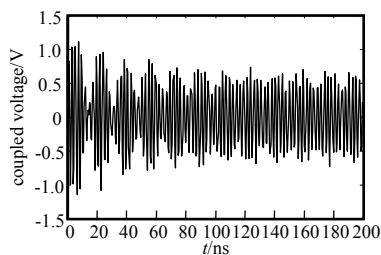
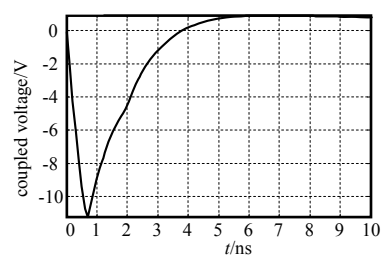


Fig.3 Time domain oscillogram of NEMP
图 3 核电磁脉冲时域波形图



(a) coupled voltages on microstrip line with shielding cavity



(b) coupled voltages on microstrip line without shielding cavity

Fig.4 Coupled voltages on microstrip line by NEMP
图 4 核电磁脉冲在微带线终端的耦合电压

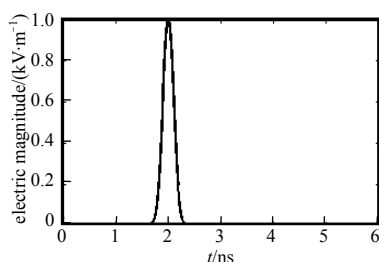


Fig.5 Time domain oscillogram of Gaussian pulse
图 5 高斯脉冲时域波形图

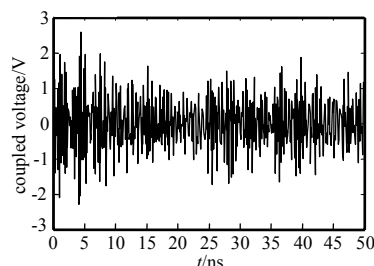


Fig.6 Coupled voltages on microstrip line by Gaussian pulse
图 6 高斯脉冲微带线耦合终端时域电压

2 HPM 脉冲对电路工作状态的影响

入射电磁场照射下的含低噪声放大电路(Low Noise Amplifier, LNA)的微带线示意图如图 7 所示。信号放大电路示意图如图 8 所示,微带传输线 T_0 处在电路的输入端口。图示的信号放大电路采用西门子 BFP620 晶体管芯片,信号频率为 1~5 GHz 时,电压增益约为 22 dB。

通过电路分析软件 Multisim 对 PCB 电路进行仿真计算可以得到外场激励对于电路中各个节点的影响情况,结合上面得到的激励电压源并将其视为电路中的信号源,能够较好地分析外场辐射对工作电路的影响。

将图 8 中的微带传输线 T_0 在高斯电磁脉冲辐射下所产生的激励电压源作为附加源加入到电路中。当入射的高斯强电磁脉冲强度较小,为 1 V/m 时,外场产生的附加激励源的最大电压在 2 mV 左右,当入射高斯强电磁脉冲达到 100 V/m, 1 000 V/m 时,相应的附加电压源的最大电压分别为 0.2 V 与 2 V 左右。

将电路中的输入信号设置为常见的正弦信号。由于本文采用的信号放大电路的工作范围与腔体产生的谐振频率相近,电磁辐射在内部电路上的影响比较明显。当照射屏蔽腔的电磁脉冲为 1 V/m 时,产生的激励电压很小,只能在对放大电路的输出中产生一些噪声,对电路的工作状态产生的影响比较有限,如图 9(a)所示。当电磁脉冲强度增大时,电路中的附加源电压达到可以和信号源电压大小相比拟时,就会严重影响电路的输出状态。图 9(b)为外电磁脉冲达到 100 V/m 时放大电路的输出波形,虽然输出波形仍然大体保持正弦波的波形趋势,但是外电磁脉冲已经严重影响电路的正常工作。当电磁脉冲的强度继续增大,附加源的电压超过了信号源时,输出波形已经完全被附加源干扰,失去了信号源的信息,仿真结果表明当电磁脉冲辐射的电场强度超过 300 V/m 时,输出波形出现平顶饱和现象;图 9(c)为外电磁辐射为 1 000 V/m 时的信号放大电路输出波形图,当附加源电压足够大时,输出出现饱和现象,放大电路不能正常工作。

通过仿真分析可以看到,强电磁脉冲产生的激励源对于信号放大电路的影响是十分明显的:当电磁脉冲辐射的电场强度在 50 V/m 以下时,主要是输出信号产生噪声;当电磁脉冲辐射的电场强度超过 100 V/m 时放大电

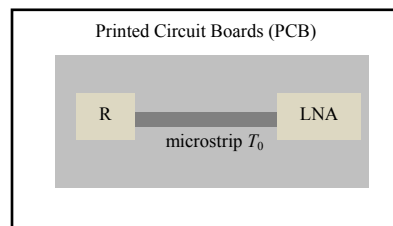


Fig.7 Printed Circuit Boards (PCB)
图 7 印制电路板(PCB)示意图

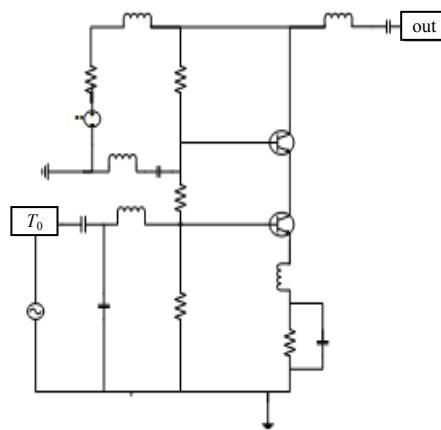


Fig.8 Low Noise Amplifier (LNA) circuit
图 8 低噪声放大电路(LNA)示意图

路的输出受到明显影响;电磁脉冲强度继续增大时,会使放大电路偏压电路失效,无法工作;而更高强度的电磁脉冲则会烧毁放大电路中第一级晶体管。

当电路的工作频率与强电磁脉冲在腔体内的共振频率接近时,信号放大电路对耦合进微带线的电压信号同样会进行放大。因此电子设备应该在设计时使腔体内电场的共振频率尽量避开内部电路的工作频率,同时应该添加频率选择电路,这样可以减少强电磁脉冲对电路工作状态的影响。

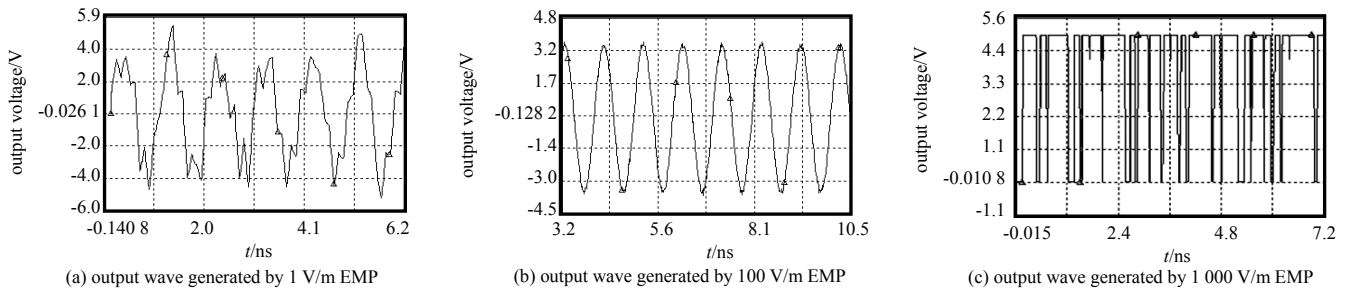


Fig.9 Output wave when PCB circuit illuminated by EMP

图9 电磁脉冲照射下的电路输出情况

3 结论

本文介绍了结合电磁拓扑模型、BLT 方程以及电路仿真的强电磁脉冲对含腔微带线路的辐照效应的研究方法。建立了含腔 PCB 微带线的电磁拓扑模型,并通过 BLT 方程分别计算得到了核电磁脉冲以及高斯型强电磁脉冲在腔体内微带线上的终端耦合电压。2 种电磁脉冲的结果都显示外电磁场辐射通过孔缝耦合进电子设备腔体后产生高次谐波,在微带线上的终端响应也是高频振荡电压。通过对比核电磁脉冲在有无屏蔽腔时在微带线上的响应说明了屏蔽腔的屏蔽效用。计算结果显示电场强度为 1 000 V/m 的强电磁脉冲,即可在微带线上产生 1.5 V 左右的响应电压。通过电路仿真软件分析了微带线上的响应电压对信号放大电路的影响。在电路工作频率与腔体内部的电场谐振频率相近时,电场强度为 300 V/m 的微波脉冲辐射即可使放大电路出现饱和现象,从而无法工作。

参考文献:

- [1] NITSCH D,CAMP M,SABATH F,et al. Susceptibility of some electronic equipment to HPEM threats[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2004,46(3):380-389.
- [2] 张薇,杜正伟. 高功率微波对 PCB 电路系统辐照效应的仿真分析[J]. 强激光与粒子束, 2011,23(11):2841-2844. (ZHANG Wei,DU Zhengwei. Simulation of irradiation effects of high power microwave on PCB circuits[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011,23(11):2841-2844.)
- [3] 闫二艳,孟凡宝. 高功率微波孔缝击穿特性[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016,14(5):729-732. (YAN Eryan, MENG Fanbao. Preliminary analysis on high power microwave breakdown characteristics in slots[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016,14(5):729-732.)
- [4] XIE H Y,WANG J G,FAN R Y,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.
- [5] ROBINSON M P,TURNER J D,THOMAS D W P. Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture[J]. Electronics Letters, 1996,32(17):1559-1560.
- [6] 朱占平. 带缝金属腔体、电子线路的微波耦合特性分析与基本电路的微波注入效应实验研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2011. (ZHU Zhanping. Theoretical analysis on the characteristics of microwave coupling into the cavity with slots and into the circuit and experimental study of microwave injection into the basic circuit[D]. Changsha,China: National University of Defense Technology, 2011.)
- [7] 鱼群,王亚弟. BLT 方程的时域扩展及其在微带线中的应用[J]. 系统工程与电子技术, 2011,33(11):2372-2376. (YU Qun,WANG Yadi. Development of the BLT equation in the time domain and its application in line[J]. Systems Engineering and Electronic, 2011,33(11):2372-2376.)
- [8] LEONE M,SINGER H L. On the coupling of an external electromagnetic field to a printed circuit board trace[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1999,41(4):418-424.
- [9] SALAH B,LIONEL P. An efficient finite-element time-domain method for the analysis of the coupling between wave and shielded enclosure[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002,38(2):709-712.

(下转第 272 页)