

Simulation of the High Power Electromagnetic Pulse Radiation Effect on a Shielded Electronic System

Tao Ji¹, Wenyu Li^{2*}, Jianshu Luo^{2,3}

¹Shanghai aircraft Design and Research Institute, Commercial Aircraft Corporation of China Ltd., Shanghai

²High Technology Institute, Hunan College of Traffic Engineering, Changsha Hunan

³College of Science, National University of Defense Technology, Changsha Hunan

Email: jshluo@126.com, wyl_163@163.com

Received: Sep. 4th, 2019; accepted: Sep. 19th, 2019; published: Sep. 26th, 2019

Abstract

Aiming at the electromagnetic threat to the electronic system caused by the complex electromagnetic environment formed by the high intensity radiation electromagnetic field and the electromagnetic compatibility problem caused by the electromagnetic radiation source of the electronic system itself, using the theory and technology of electromagnetic topology, the inductive current and inductive voltage of the single-wire and coaxial cable terminals in the shielding cavity are calculated by simulation when the external radiation field is incident with different repetition frequency, incident direction and polarization direction. The results show that induced current of electronic device set in the shielding cavity by incident plane wave electromagnetic pulses may cause the confusion and damage of the electronic device and terminal equipment.

Keywords

Electromagnetic Topology, Electronic System, Electromagnetic Effect Evaluation, Simulation

强电磁脉冲辐照屏蔽舱结构电子系统的效应仿真

季 涛¹, 李文煜^{2*}, 罗建书^{2,3}

¹中国商用飞机有限责任公司上海飞机设计研究院, 上海

²湖南交通工程学院高科技研究院, 湖南 长沙

³国防科技大学理学院, 湖南 长沙

*通讯作者。

文章引用: 季涛, 李文煜, 罗建书. 强电磁脉冲辐照屏蔽舱结构电子系统的效应仿真[J]. 光电子, 2019, 9(3): 141-151.

DOI: 10.12677/oe.2019.93020

摘要

本文针对高强度辐射电磁场所形成的复杂电磁环境对电子系统形成的电磁威胁以及电子系统本身的电磁辐射源引起的电磁兼容性问题,运用电磁拓扑的理论与技术,仿真计算在外加辐射场以不同的重复频率、脉宽、入射方向和极化方向入射时,屏蔽腔体内部单线和同轴线缆终端的感应电流和感应电压。仿真计算结果表明,以脉冲平面波入射的强电磁脉冲在系统内产生的感应电流可能对屏蔽舱的电子设备造成干扰和破坏。

关键词

电磁拓扑, 电子系统, 电磁效应评估, 仿真

Copyright © 2019 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

复杂系统的总体结构复杂,通常由若干分系统(或子系统)组成。按基本功能划分,分系统可分为有效载荷和保障系统两大类。按各自功能不同,保障系统主要有结构与机构、热控制、电源、测控、数据管理等分系统。复杂系统在轨道运行时处于真空环境,其热环境十分恶劣,同时还受到各种空间辐照(电子、质子、紫外、宇宙射线等)和微流星以及空间碎片的威胁[1],所处电磁环境恶劣。为了保证复杂系统在空间运行的可靠性,需保证其在恶劣的电磁环境下,电子系统能够正常工作。因此需要在地面附近进行环境试验,通过环境模拟试验,发现隐患,改进设计,避免早期失效,以确保其在工作寿命内的可靠性。数值仿真模拟作为一种有效的模拟验证方式,对复杂系统进行数值仿真模拟同样有效,广泛地应用于复杂系统的电磁环境模拟。

研究电磁耦合和无限传导表面的孔缝渗透问题,比较成熟的方法有基于电磁拓扑(EMT)理论的 EMT 仿真算法[2],应用传输线矩阵计算孔缝耦合的参数[3],应用快速多层多极子算法模拟孔缝矩形腔体的孔缝耦合[4],利用转移函数将孔缝内传输线看作是辐射天线并应用多导体传输线处理孔缝处的交互作用[5]。对复杂外壳上的孔缝研究,相比时域有限差分法和快速多层多极子算法等传统的计算严格却实现缓慢方法 MoM-GF 法是一种既快速又精确的方法,文献[6]通过实验仿真验证了矩量格林函数法(MoM-GF)对外电磁场通过孔缝对腔体内线缆耦合的精确度,在此基础上提出的基于 MoM-GF 法和 BLT 方程的混合方法,是一种半解析半数值的方法[7]。近年来亦有不少文献研究双层屏蔽腔孔缝耦合的问题[8][9]。文献[10]利用电磁拓扑方法和矩方法,分析和计算了具有多孔腔体中的双导线的电磁耦合效应。张旭峰等利用迭代算法计算了埋于地下的导体对电磁场的耦合效应[11]。文献[12]介绍了线缆束电磁耦合计算的电磁拓扑方法。K. Diomonde 等在文献[13]中介绍了用于多导体传输线网络电磁耦合计算的 CRIPTE 和用于设备输入阻抗建模的 IMEA 两个软件,并给出了这两个软件用于分析 10 kHz~400 MHz 频率范围内的大电流注入试验的结果。左超等研究了多组卫星天线同频干扰的仿真建模方法[14]。

本文则是针对具有屏蔽舱的复杂电子系统的实际需求，应用 PAM-CEM 软件进行仿真计算。主要仿真计算在外加辐射场以不同的重复频率、脉宽、入射方向和极化方向入射时，屏蔽腔体内部单线和同轴线缆终端的感应电流和感应电压。

2. 仿真计算

对具有屏蔽舱的复杂电子系统的仿真计算主要基于 PAM-CEM 软件进行。具体由三个步骤组成：第一步是建立该电子系统的几何模型和设备模型；第二步是参数设置，包括网格剖分、线缆电参数、耦合参数等；第三步是计算求解，并分析仿真结果。

2.1. 仿真计算模型

屏蔽舱是由六面铝合金板材构建的矩形箱体，其内部设备与外壳孔缝设计如图 1 所示。

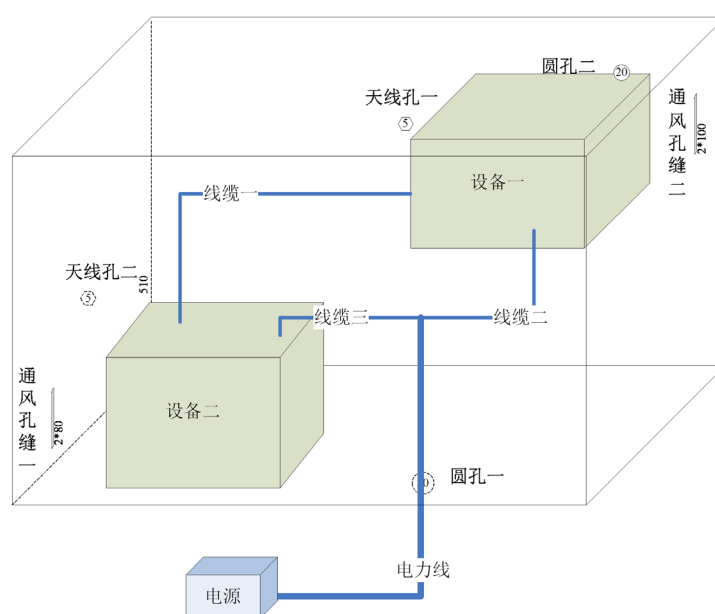


Figure 1. Setup of the simulated electronic system in the shielding cavity
图 1. 屏蔽舱内部设备与外壳孔缝设计示意图

依据如下所述的屏蔽舱内部设备与外壳孔缝几何尺寸和空间位置，建立该电子系统的几何模型和设备模型。

(1) 通风孔缝一位于左侧面，其尺寸为 $2 \times 80 \text{ mm}^2$ ，与舱体侧边平行，距离舱体正面 120 mm，距离舱体底面 100 mm；通风孔缝二位于右侧面，其尺寸为 $2 \times 100 \text{ mm}^2$ ，与舱体侧边平行，距离舱体正面 500 mm，距离舱体底面 400 mm；

(2) 天线孔一位于舱体顶面，六边形开孔，直径 10 mm，距离舱体前面 300 mm，距离舱体右侧面 250 mm；天线孔二位于舱体左侧面，六边形开孔，直径 10 mm，距离舱体正面 250 mm，距离舱体底面 250 mm；

(3) 圆孔一为电力线过孔，位于舱体底面，直径为 30 mm，距离舱体正面 100 mm，距离舱体右侧面 200 mm；圆孔二位于舱体顶面，直径为 20 mm，距离舱体背面 200 mm，距离舱体右侧面 100 mm。

(4) 屏蔽舱内放置两台实验设备：设备一位于舱体背面，设备一顶面距离舱体顶面 10 mm，距离舱体右侧面 20 mm；设备二位于舱体底面，设备二距离腔体正面 10 mm，距离舱体左侧 20 mm。

(5) 屏蔽舱内线缆包括信号线缆和供电线缆。线缆一是设备一和设备二之间的信号传递线缆；线缆二

与线缆三是由电力线分出分别通向设备二和设备一的供电线缆；电力线由舱体外部进入舱体，电源位于舱体外部。各线缆的规格由设备之间的接口决定。

(6) 屏蔽舱内设置隔板，整个舱腔可以由铝制隔板分成两个隔离舱，隔板位于舱体的正中央，当插入铝制隔板时需要考虑线缆穿过隔板过孔。

在仿真计算中，线缆一由两根同轴线缆组成，分别记为 C1 和 C2，同轴线规格如图 2(a)所示；线缆二由四根单线组成，分别记为 S1, S2, S3 和 S4，单线规格如图 2(b)所示。

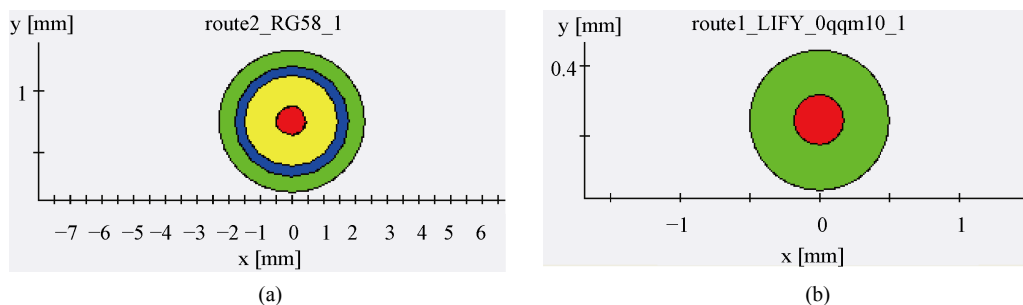


Figure 2. Diagram of the coaxial cable (a) and single wire (b)

图 2. 同轴线缆(a)和单线(b)示意图

2.2. 仿真计算方法

本文计算模型中，各线缆终端均配置 50Ω 的负载阻抗，以下均计算各线缆终端的感应电流，感应电压可由感应电流乘以负载阻抗获得。

计算中采用平面波入射，入射平面波的波形如图 3 所示。图中所示脉冲为矩形波，峰值场强为 3.36 kV ，脉宽为 100 ns ，周期为 2 ms 。计算中一般选取 5 个脉冲进行仿真计算，脉冲波持续时间为 0.01 s ，由于线缆终端的感应电流对于外加电磁场的耦合效应具有延时效应，故对于线缆终端的感应电流持续至 0.05 s 。

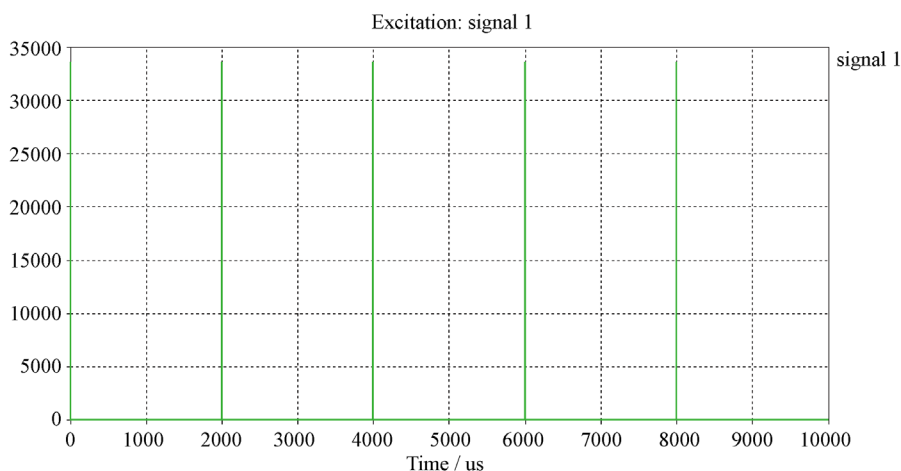


Figure 3. Diagram of incident plane wave electromagnetic pulse

图 3. 入射平面波脉冲波形

在 PAM-CEM 软件中依据上节所述仿真计算模型建立几何模型和设备模型。在相应的菜单下构造点，由点成线、由线画面的方式逐步形成仿真的几何模型。或者通过外部已建立好的 CAD 模型等导入。由点开始，然后连接成线，建立导线、电缆和天线，最后形成设备模型。

建立好模型后, 首先进行网格剖分, 及相关参数设置, 接着是求解参数和激励源的设置。可以设置极化方向, 入射方向、信号源等, 并设置好边界条件。

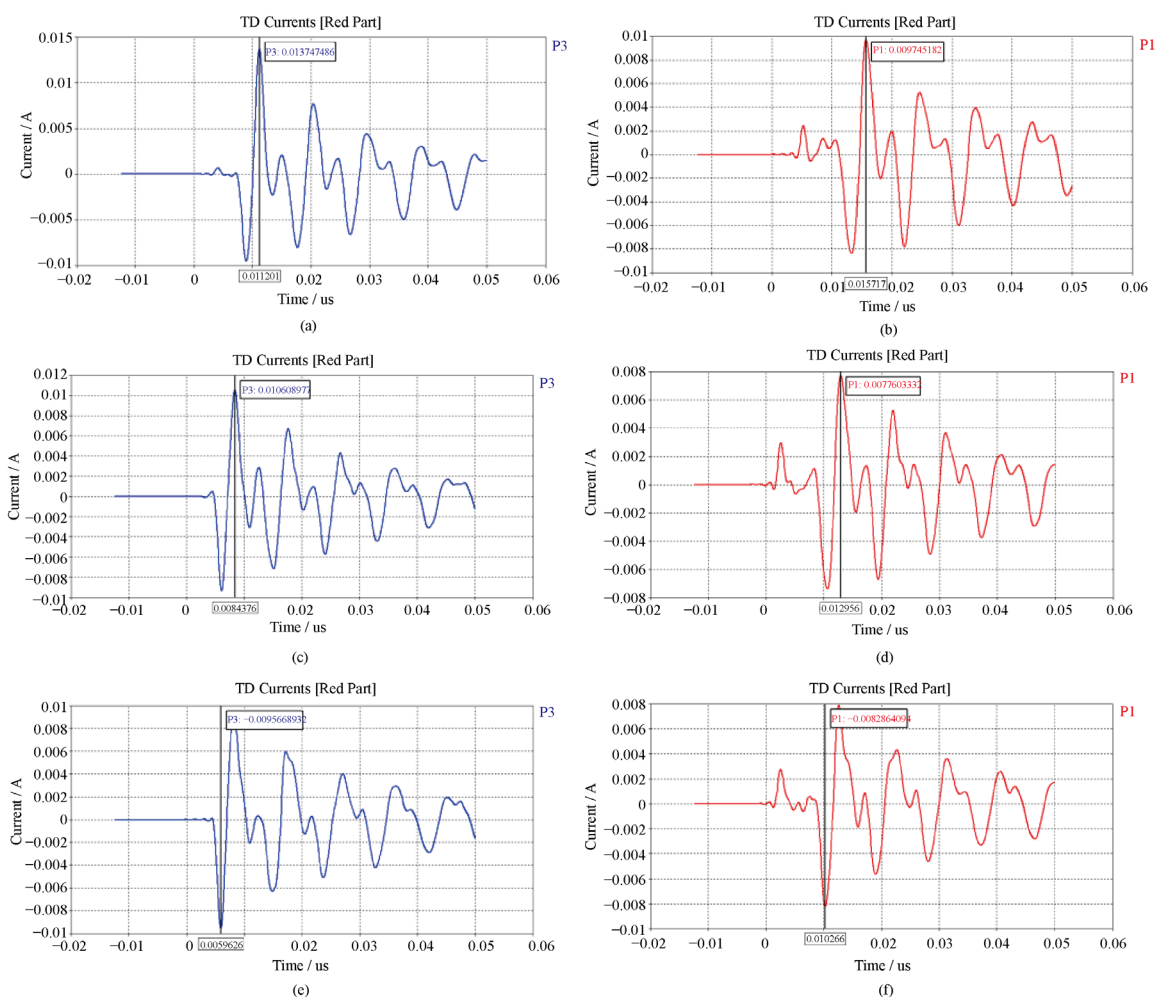
通过设定哪一类型的连接, 如电阻、电感、电容等, 完成终端的设置。通过设定 Cable 的参数包括有长度、直径、介电常数、两端连接点等的设置, 完成线缆设置。

计算时先是利用 FDTD 进行电磁场的计算, 计算感应效应。在此基础上进行 CRIPTE 计算, 并查看各种结果, 如线缆的感应电流、电压、功率、相位等。

3. 仿真计算结果

3.1. 不同入射方向的计算结果

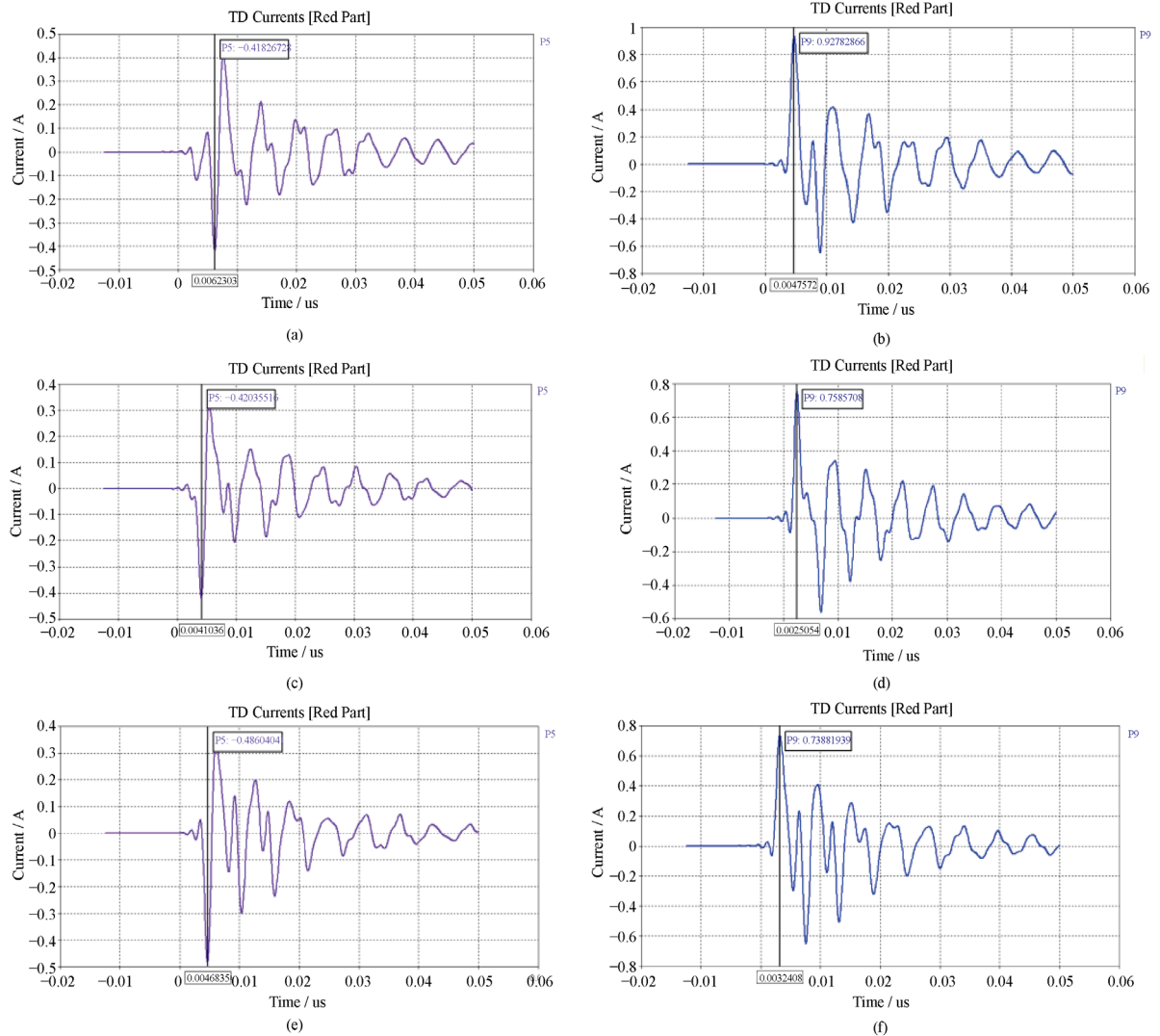
分别选取平面波由屏蔽舱体左侧、顶部和右侧入射研究以不同入射方向入射时, 线缆终端的感应电流情况(图 4、图 5、表 1、表 2)。入射平面波脉冲为矩形波, 峰值场强为 3.36 kV/m, 脉宽为 100 ns, 周期为 2 ms, 水平极化。



(a) 左侧入射时, 以设备二为终端的同轴线缆的感应电流; (b) 左侧入射时, 以设备一为终端的同轴线缆的感应电流; (c) 上方入射时, 以设备二为终端的同轴线缆的感应电流; (d) 上方入射时, 以设备一为终端的同轴线缆的感应电流; (e) 右侧入射时, 以设备二为终端的同轴线缆的感应电流; (f) 右侧入射时, 以设备一为终端的同轴线缆的感应电流。

Figure 4. Induced current of coaxial cable by incident plane wave electromagnetic pulse in different directions

图 4. 同轴线缆在不同入射方向下入射波的感应电流



(a) 左侧入射时，以设备二为终端的单线的感应电流；(b) 左侧入射时，以设备一为终端的单线的感应电流；(c) 上方入射时，以设备二为终端的单线的感应电流；(d) 上方入射时，以设备一为终端的单线的感应电流；(e) 右侧入射时，以设备二为终端的单线的感应电流；(f) 右侧入射时，以设备一为终端的单线的感应电流。

Figure 5. Induced current of single wire by incident plane wave electromagnetic pulse in different directions

图 5. 单线在不同入射方向下入射波的感应电流

Table 1. Induced current of coaxial cable by incident plane wave electromagnetic pulse in different directions

表 1. 同轴电缆在不同入射方向下入射波的感应电流

线缆编号	线缆类型	入射方向	线缆终端位置	峰值电流(A)	峰值时刻(us)
C1	同轴电缆	左侧入射	设备二	0.0137	0.0112
C1	同轴电缆	左侧入射	设备一	0.0097	0.0157
C1	同轴电缆	上方入射	设备二	0.0106	0.0084
C1	同轴电缆	上方入射	设备一	0.0078	0.0130
C1	同轴电缆	右侧入射	设备二	-0.0096	0.0060
C1	同轴电缆	右侧入射	设备一	-0.0083	0.0102

Table 2. Inducted current of single wire by incident plane wave electromagnetic pulse in different directions
表 2. 单线在不同入射方向下入射波的感应电流

线缆编号	线缆类型	入射方向	线缆终端位置	峰值电流(A)	峰值时刻(us)
S1	单线	左侧入射	设备二	-0.4183	0.0062
S1	单线	左侧入射	设备一	0.9278	0.0047
S1	单线	上方入射	设备二	-0.4204	0.0041
S1	单线	上方入射	设备一	0.7586	0.0025
S1	单线	右侧入射	设备二	-0.4860	0.0047
S1	单线	右侧入射	设备一	0.7388	0.0032

3.2. 不同极化方式的计算结果

选取平面波由舱体左侧入射时, 在水平极化、垂直极化以及 45°极化下线缆终端的感应电流情况(图 6、图 7、表 3、表 4)。入射平面波脉冲为矩形波, 峰值场强为 3.36 kV, 脉宽为 100 ns, 周期为 2 ms。

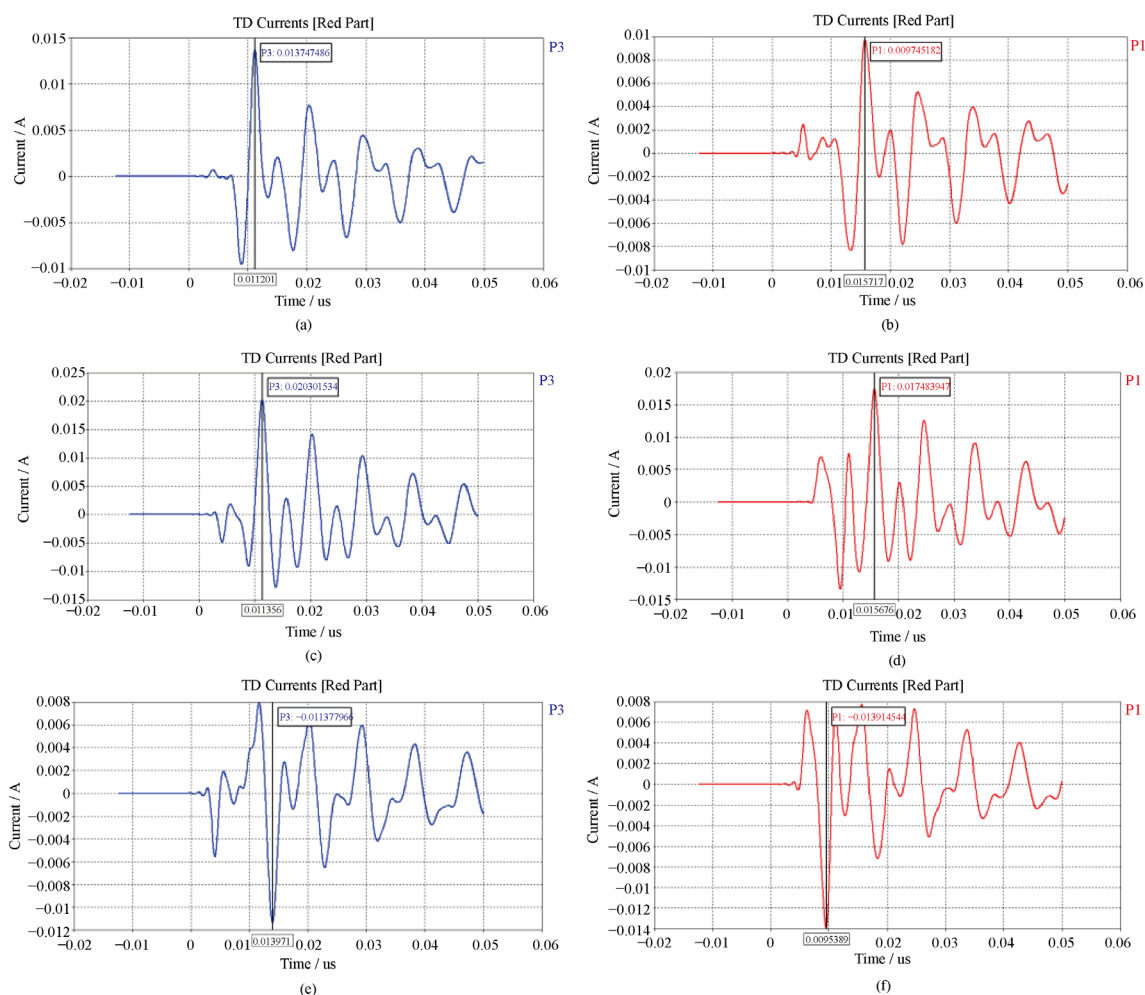
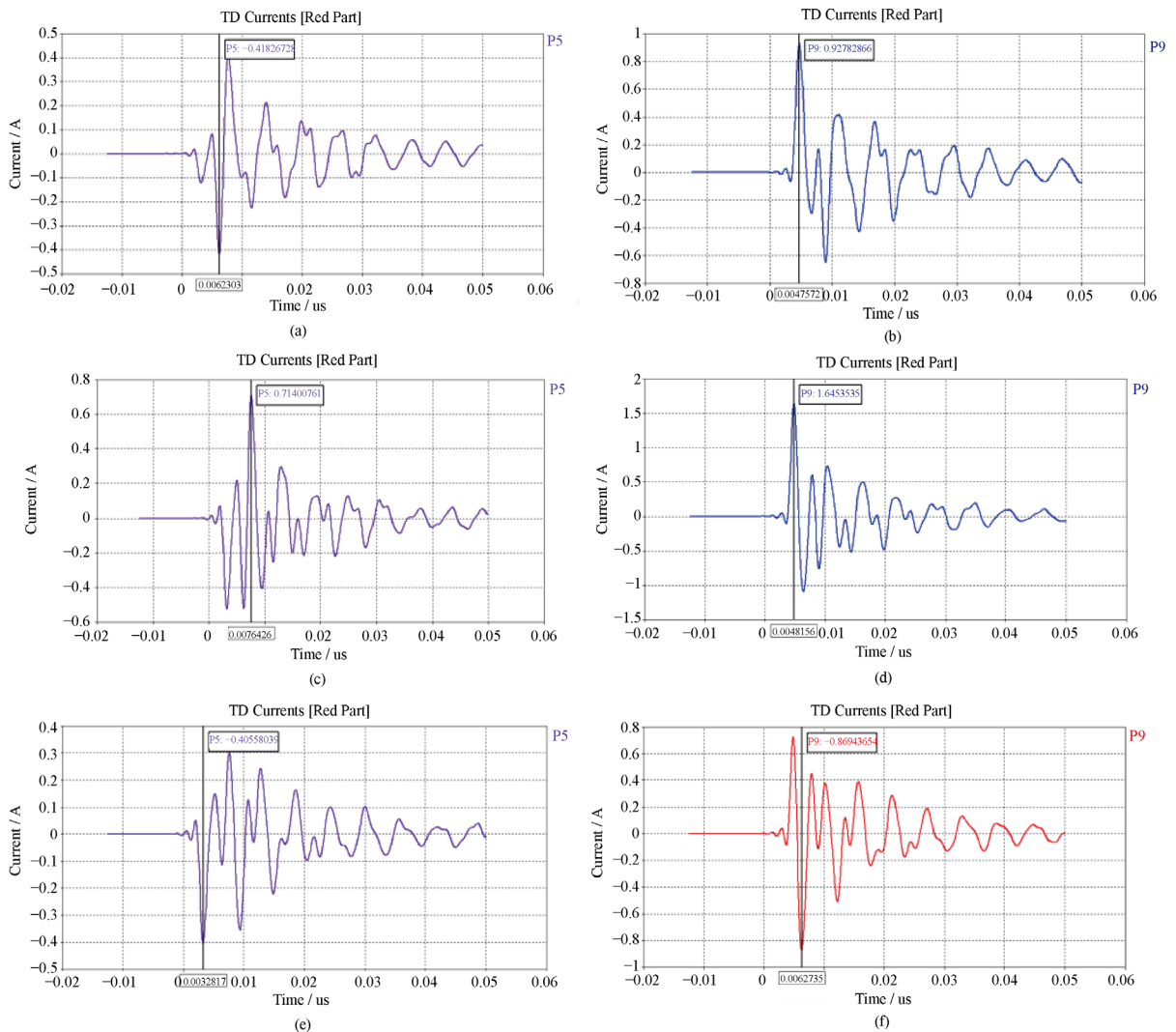


Figure 6. Inducted current of coaxial cable by incident plane wave electromagnetic pulse in different direction of polarization
图 6. 同轴电缆在不同极化方式下入射波的感应电流



(a) 水平极化时，以设备二为终端的单线的感应电流；(b) 水平极化时，以设备一为终端的单线的感应电流；(c) 45°极化时，以设备二为终端的单线的感应电流；(d) 45°极化时，以设备一为终端的单线的感应电流；(e) 垂直极化时，以设备二为终端的单线的感应电流；(f) 垂直极化时，以设备一为终端的单线的感应电流。

Figure 7. Induced current of single wire by incident plane wave electromagnetic pulse in different direction of polarization
图 7. 单线在不同极化方式下入射的感应电流

Table 3. Induced current of coaxial cable by incident plane wave electromagnetic pulse in different direction of polarization
表 3. 同轴电缆在不同极化方式下入射波的感应电流

线缆编号	线缆类型	极化方式	线缆终端位置	峰值电流(A)	峰值时刻(us)
C1	同轴线缆	水平极化	设备二	0.0137	0.0112
C1	同轴线缆	水平极化	设备一	0.0097	0.0157
C1	同轴线缆	45°极化	设备二	0.0203	0.0114
C1	同轴线缆	45°极化	设备一	0.0175	0.0157
C1	同轴线缆	垂直极化	设备二	-0.0113	0.0139
C1	同轴线缆	垂直极化	设备一	-0.0139	0.0095

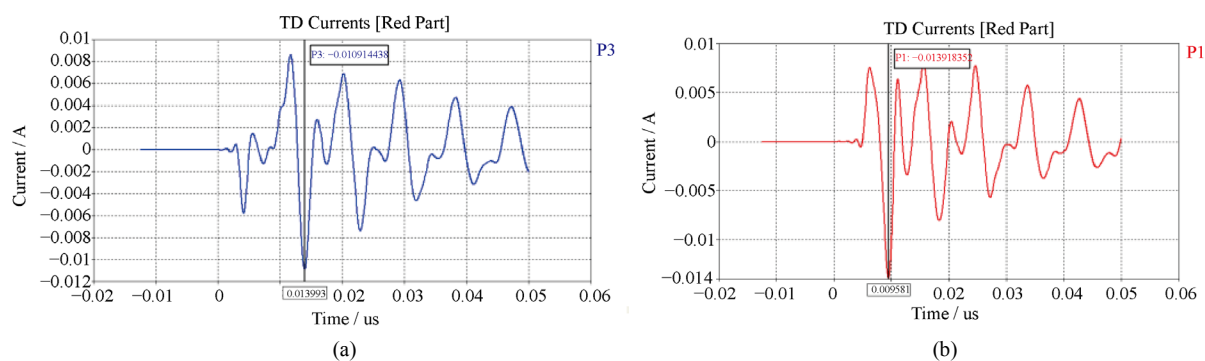
Table 4. Inducted current of single wire by incident plane wave electromagnetic pulse in different direction of polarization
表 4. 单线在不同极化方式下入射波的感应电流

线缆编号	线缆类型	极化方式	线缆终端位置	峰值电流(A)	峰值时刻(us)
S1	单线	水平极化	设备二	-0.4183	0.0062
S1	单线	水平极化	设备一	0.9278	0.0047
S1	单线	45°极化	设备二	0.7140	0.0076
S1	单线	45°极化	设备一	1.6464	0.0048
S1	单线	垂直极化	设备二	-0.4056	0.0033
S1	单线	垂直极化	设备一	-0.8694	0.0063

3.3. 不同周期的计算结果

选取平面波由舱体左侧入射时, 不同周期下线缆终端的感应电流情况。入射平面波脉冲为矩形波, 峰值场强为 3.36 kV, 脉宽为 100 ns, 水平极化。仿真计算中分别以 0.1 ms, 0.5 ms, 1 ms 和 2 ms 为周期。

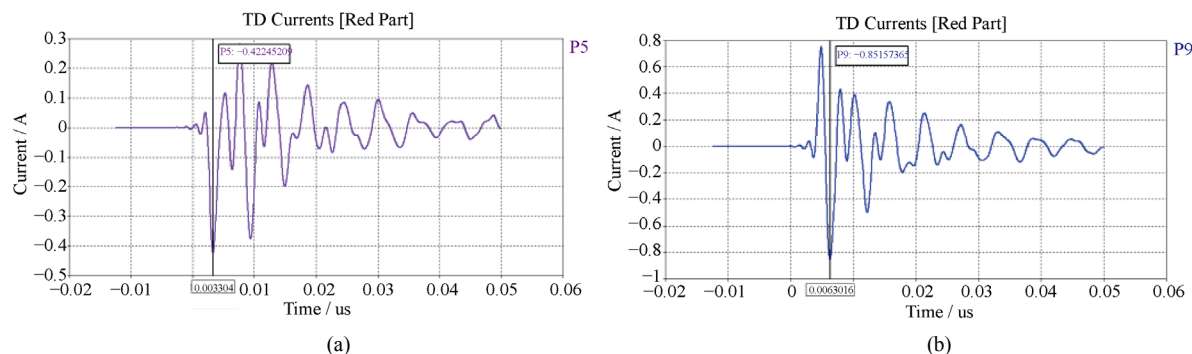
仿真计算结果表明, 在改变入射波的周期时, 各线缆终端的感应电流不变, 结果如图 8、图 9、表 5、表 6:



(a) 以设备二为终端的同轴线缆的感应电流; (b) 以设备一为终端的同轴线缆的感应电流。

Figure 8. Inducted current of coaxial cable by incident plane wave electromagnetic pulse of different period

图 8. 同轴线缆在不同周期下入射波的感应电流



(a) 以设备二为终端的单线感应电流; (b) 以设备一为终端的单线感应电流。

Figure 9. Inducted current of single wire by incident plane wave electromagnetic pulse of different period

图 9. 单线在不同周期下入射波的感应电流

Table 5. Inducted current of coaxial cable by incident plane wave electromagnetic pulse of different period
表 5. 同轴电缆在不同周期下入射波的感应电流

线缆编号	线缆类型	周期	线缆终端位置	峰值电流(A)	峰值时刻(us)
C1	同轴电缆	0.1 ms, 0.5 ms, 1 ms, 2 ms	设备二	-0.0109	0.0139
C1	同轴电缆	0.1 ms, 0.5 ms, 1 ms, 2 ms	设备一	-0.0139	0.0096

Table 6. Inducted current of single wire by incident plane wave electromagnetic pulse of different period
表 6. 单线在不同周期下入射波的感应电流

线缆编号	线缆类型	周期	线缆终端位置	峰值电流(A)	峰值时刻(us)
S1	单线	0.1 ms, 0.5 ms, 1 ms, 2 ms	设备二	-0.4225	0.0033
S1	单线	0.1 ms, 0.5 ms, 1 ms, 2 ms	设备一	-0.8516	0.0063

4. 结论

感应电流基本上在出现峰值后振荡衰减的方式呈现。从给出的各种仿真计算结果，按感应电流的振荡衰减趋势看，到 100 ns 时，感应电流基本消失。这也合理地说明了，当改变入射脉冲周期取值为 0.1 ms, 0.5 ms, 1 ms 和 2 ms，由于这些脉冲周期取值远大于 100 ns，在改变入射波的周期时，各线缆终端的感应电流不变。

对于同轴电缆，线缆终端感应电流在百分之一安培量级，与入射平面波电磁脉冲不同入射方向和不同极化方式关系不大。对于单线电缆，线缆终端感应电流在安培量级，远远大于同轴电缆的结果，能明显看出其随入射平面波电磁脉冲不同入射方向和不同极化方式的变化。

计算结果表明，从干扰破坏的角度看，由于单线电缆有安培量级的线缆终端感应电流，强电磁脉冲可以通过单线对屏蔽舱的电子设备造成电路工作混乱、存储信息丢失、敏感元器件失效；从防护角度看，复杂电子系统内部应尽量采用同轴电缆，有效减小线缆终端感应电流，提高系统可靠性。

基金项目

国家自然科学基金，11271370。

参考文献

- [1] 谭维炽, 胡金刚. 航天器系统工程[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 2009: 1-200.
- [2] Kirawanich, P., Yakura, S.J., Christodoulou, C., et al. (2005) Electromagnetic Wave Penetrating through Apertures: Comparison of Electromagnetic Topology Technique with FDTD Method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **4**, 151-154. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2005.847435>
- [3] Kirawanich, P., Gleason, C.A., et al. (2005) Analysis of Field through Apertures by Applying Transmission Line Matrix Method to Electromagnetic Topology Simulations. AFRL-SR-AR-TR-05.
- [4] Konefal, T., Dawson, J.F. and Marvin, A.C. (2005) A Fast Multiple Mode Intermediate Level Circuit Model for the Prediction of Shielding Effectiveness of a Rectangular Box Containing a Rectangular Aperture. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, **47**, 678-691. <https://doi.org/10.1109/TEM.2005.853715>
- [5] Tzeremes, G., Kirawanich, P. and Islam, N.E. (2004) Transmission Lines as Radiating Antenna in Sources Aperture Interactions in Electromagnetic Topology Simulations. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **3**, 283-286. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2004.836572>
- [6] Yang, T. and Volakis, J.L. (2005) Coupling on to Wires Enclosed in Cavities with Apertures. *Electromagnetics Journal*, **25**, 655-678. <https://doi.org/10.1080/02726340500214878>
- [7] 史记元, 罗建书, 倪谷炎, 等. 孔缝腔体内多导体传输线的耦合响应[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(3): 849-852.
- [8] 陈伟华, 张厚, 杨宇军. 电磁脉冲对双层屏蔽腔的孔洞耦合特性研究[J]. 辐射防护, 2007, 20(5): 286-290.

-
- [9] 宋航, 周东方, 侯德亭, 等. 估算双层屏蔽腔体窄缝耦合的混合方法[J]. 强激光与粒子束, 2008, 20(1): 1892-1898.
- [10] Li, Y., Luo, J.S. and NI, G.Y. (2011) The Terminal Responses of the Two-Wire Line in Multi-Aperture Cavities Based on Electromagnetic Topology and Method of Moments. *Mathematical Problems in Engineering*, **2011**, Article ID: 349361. <https://doi.org/10.1155/2011/349361>
- [11] Zhang, X.F., Luo, J.S. and Zhao, Z.P. (2011) The Iterative Solution for Electromagnetic Field Coupling to Buried Wires. *Mathematical Problems in Engineering*, **2011**, Article ID: 165032. <https://doi.org/10.1155/2011/165032>
- [12] 季涛, 罗建书. 电磁耦合实验平台系统线缆束的电磁拓扑分析[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26(2): 221-224.
- [13] Diomande, K., Braut, J.L., Guena, A., Reineix, A. and Perrin, E. (2012) BCI Modeling at High Frequency: [10 KHz - 400 MHz] Determinist and Statistical Methods. EuroEM2012 Book of Abstracts, 169.
- [14] 左超, 王好清, 张妍, 等. 系统抗同频干扰的电磁仿真研究[J]. 电子测量技术, 2014, 37(4): 5-8.