

双绞线在EMP下的终端响应分析

黄宇皓, 易学勤, 刘其凤, 曾东

(中国舰船研究设计中心 电磁兼容性国防科技重点实验室, 武汉 430064)

摘要: 研究了双绞线的场线耦合模型, 对外部电磁脉冲以及双绞线进行了建模。研究了在电磁脉冲激励下双绞线的终端响应。基于传输线理论, 使用场线耦合模型, 在远场强电磁脉冲入射的情况下, 求解了电磁脉冲干扰信号耦合对双绞线终端的响应。最后, 分析了不同终端阻抗对双绞线终端响应的影响。

关键词: 双绞线舰船; 电磁脉冲; 终端响应; 场线耦合

中图分类号: TM244.2 **文献标识码:** A

文章编号: 1672-9242(2011)06-0091-05

Terminal Response Analysis of Twisted Pair under EMP

HUANG Yu-hao, YI Xue-qin, LIU Qi-feng, ZENG Dong

(National Key Lab of EMC, China Ship Development and Design Center, Wuhan 430064, China)

Abstract: A field-line coupling model of twisted pair was theoretically investigated. The external electromagnetic pulse (EMP) and twisted pair model were established. The terminal response of twisted pair under EMP excitation in frequency domain was studied. Based on transmission line theory, the field-line coupling model of twisted pair was used for calculating the interference coupling response of twisted pair under strong EMP incident. Coupling terminal current of twisted pair with different terminal impedance was analyzed.

Key words: twisted pair for ship; EMP; terminal response; field-line coupling

电磁脉冲(EMP)是一种瞬变电磁现象, 其时域具有陡峭的前沿且宽度较窄, 其频率则覆盖较宽的频带^[1]。对于核爆炸产生的电磁脉冲, 其峰值场强极高, 能在瞬间对各类电子、电气设备造成损毁。电磁脉冲除了核爆炸电磁脉冲(NEMP)外, 还有雷电产生的电磁脉冲(LEMP)以及高功率脉冲源辐射产生的高功率微波(HPM)和超宽带电磁脉冲等。

双绞线具有低损耗、低成本以及良好的抗干扰

能力, 工程上经常使用双绞线所具有的平衡结构来控制传输线所引起的EMI信号的耦合, 从而减小传输线对邻近电路以及电磁环境的影响。由于双绞线的广泛使用, 研究双绞线在强电磁脉冲下的耦合显得尤为必要。文献[2]采用基于分布参数的传输线理论对双绞线串扰进行了分析, 文献[3]则使用FDTD法计算了双绞线特性。笔者使用场线耦合模型, 基于频域传输线方法, 在远场强电磁脉冲入射

收稿日期: 2011-06-16

作者简介: 黄宇皓(1987—), 男, 湖北武汉人, 硕士研究生, 研究方向为电磁兼容预测与仿真。

的情况下,进行干扰信号耦合对双绞线终端的响应的求解。

1 计算模型

1.1 电磁脉冲模型

一般EMP场强可以用双指数函数来描述。目前,EMP波形标准有美国国防部制定的标准、Bell实验室标准和国际电工委员会制定的EMP标准等,其主要区别在于双指数函数中参数的选择。EMP的时域波形和频谱波形如图1所示,其双指数函数形式为^[4]:

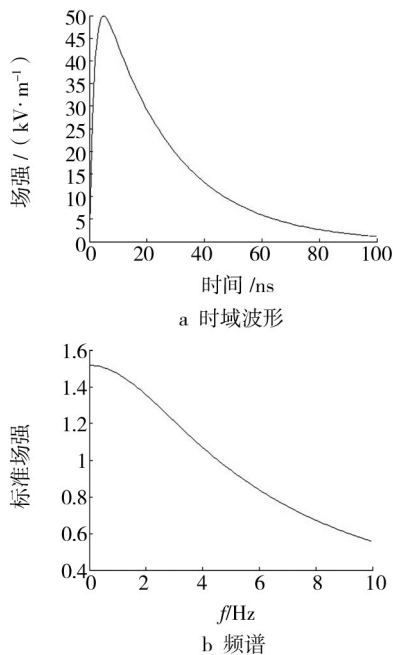


图1 EMP的时域波形与频谱

Fig. 1 Time domain and frequency domain of EMP

$$E(t) = E_0 k (e^{-at} - e^{-bt}) \quad (1)$$

式中: E_0 为峰值场强; k 为修正系数; a 和 b 分别为脉冲前、后沿的表征参数。脉冲波形的时域参数为:上升前沿时间 t_r (幅值为90%~10%);下降后沿时间 t_f (幅值为90%~10%);脉冲宽度 τ_{FWEM} 。

文中使用IEC 61000-2-9标准电磁脉冲波形,其参数为:

$$a = 6.0 \times 10^8, b = 4.0 \times 10^7, k = 1.30$$

其时域参数为: $t_r = 2.5 \text{ ns}$, $t_f = 55 \text{ ns}$, $\tau_{FWEM} = 23 \text{ ns}$ 。

带入式(1)得:

$$E_{inc}(t) = 5 \times 10^4 \times 1.3 (e^{-4 \times 10^7 t} - e^{-6 \times 10^8 t}) \quad (2)$$

1.2 双绞线模型

如图2所示,假设双绞线模型是两圆柱导体的完美双曲螺旋。同时螺距远大于螺旋线半径,即 $p \gg R_0$ ^[5]。双绞线外围有一层很薄的绝缘层保护线缆,再外面由自由空间所包裹。

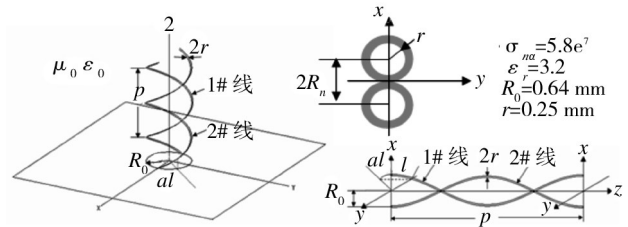


图2 双绞线的双曲螺旋平面、横截面和三维模型以及参数

Fig. 2 Models and parameters of twisted pair

可以得到双绞线每根线的直角坐标系的坐标分别为:

$$x_1(l) = R_0 \cos(\alpha l), y_1(l) = R_0 \sin(\alpha l), \quad (3)$$

$$z_1(l) = p \alpha l / 2 \pi$$

$$x_2(l) = -R_0 \cos(\alpha l), y_2(l) = -R_0 \sin(\alpha l), \quad (4)$$

$$z_2(l) = p \alpha l / 2 \pi$$

式中: p 为双绞线的螺距; l 为线长; α 为双绞线的旋度参数。

$$l^2 = (\alpha l R_0)^2 + (\alpha l p / 2 \pi)^2, \alpha = [R_0^2 + (p / 2 \pi)^2]^{-1/2}$$

线长与双绞线在 z 轴长度的变换为: $z_L = \alpha p l / 2 \pi$

2 双绞线终端响应计算

2.1 传输线方程

因为绝缘层厚度远小于入射场波长,所以可近似认为均匀电解质包裹。对于受外场激励下的双绞线双曲螺旋模型,其传输线方程如下^[6]:

$$\frac{d}{dl} V(l) = -Z I(l) + V_F(l) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dl} I(l) = -Y V(l) + I_F(l) \quad (6)$$

其中 $V(l)$ 与 $I(l)$ 分别是传输线上的电压与电流; Z 与 Y 则分别为单位长度的总阻抗与总容抗, $Z = Z_i + j \omega L_e$, $Y = G + j \omega C$ 。

式中: Z_i 为单位长度的内阻抗; L_e 为单位长度的外部阻抗; G 为分布电感; C 为分布电容。

$V_F(l)$ 与 $I_F(l)$ 则为外场耦合进传输线的分布电压与分布电流^[6]:

$$\begin{aligned} V_F &= - \frac{\partial}{\partial l} \int_{a(l)}^{b(l)} \vec{E}^{\text{inc}}(\rho, l) \cdot d\vec{\rho} + \\ &\vec{E}^{\text{inc}}(x_1(l), y_1(l), z_1(l)) \cdot \hat{l}_1(l) - \\ &\vec{E}^{\text{inc}}(x_2(l), y_2(l), z_2(l)) \cdot \hat{l}_2(l) \\ I_F(l) &= -Y \int_{a(l)}^{b(l)} \vec{E}^{\text{inc}}(\rho, l) \cdot d\vec{\rho} \end{aligned} \quad (7)$$

式中: ρ 为圆柱坐标系中的径向; $\vec{E}^{\text{inc}}$ 为入射场电场向量。

双绞线过长时,若螺旋匝数大于 10^4 ,即 $L/p > 10^{4[6]}$,采用下面的算法能较好地预测。

2.2 入射电磁脉冲分解

如图3所示,定义任意极化的入射电磁脉冲方向,其中 $\vec{e}_x, \vec{e}_y$ 和 $\vec{e}_z$ 分别是直角坐标系的单位矢量,则入射波矢量 $\vec{k}$ 以及入射场分量可以表示为:

$$\begin{aligned} k_x &= -k \cos \theta \\ k_y &= -k \sin \theta \cos \varphi \\ k_z &= -k \sin \theta \sin \varphi \\ k &= \omega/c_0 = 2\pi/\lambda \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} E_x^{\text{inc}} &= E^{\text{inc}} \sin \psi \sin \theta \\ E_y^{\text{inc}} &= E^{\text{inc}} (-\sin \psi \cos \theta \cos \varphi - \cos \psi \sin \varphi) \\ E_z^{\text{inc}} &= E^{\text{inc}} (-\sin \psi \cos \theta \sin \varphi + \cos \psi \cos \varphi) \end{aligned} \quad (9)$$

式中: θ, φ, ψ 为入射场的极化方向。

2.3 终端响应的计算

假设双绞线总长为 L ,两端负载为 Z_s 与 Z_L 分别在 $l=0$ 以及 $l=L$ 处,基于传输线的 $\lambda \gg 2R_0$ 可以得到^[6],具体推导过程见文献[5]:

$$\begin{aligned} F_1(L) &= \frac{\alpha e^{\gamma L} - \alpha \cos(\alpha L) + (\gamma + jk_z \alpha p/2\pi) \sin(\alpha L) e^{-jk_z \alpha p/2\pi}}{(\gamma + jk_z \alpha p/2\pi)^2 + \alpha^2} \\ F_2(L) &= \frac{\alpha e^{\gamma L} - \alpha \cos(\alpha L) + (-\gamma + jk_z \alpha p/2\pi) \sin(\alpha L) e^{-jk_z \alpha p/2\pi}}{(\gamma - jk_z \alpha p/2\pi)^2 + \alpha^2} \\ K_1(L) &= \frac{(\gamma + jk_z \alpha p/2\pi) e^{\gamma L} + [\alpha \sin(\alpha L) - (\gamma + jk_z \alpha p/2\pi) \cos(\alpha L)] e^{-jk_z \alpha p/2\pi}}{(\gamma + jk_z \alpha p/2\pi)^2 + \alpha^2} \\ K_2(L) &= \frac{(-\gamma + jk_z \alpha p/2\pi) e^{\gamma L} + [\alpha \sin(\alpha L) + (\gamma - jk_z \alpha p/2\pi) \cos(\alpha L)] e^{-jk_z \alpha p/2\pi}}{(\gamma - jk_z \alpha p/2\pi)^2 + \alpha^2} \end{aligned}$$

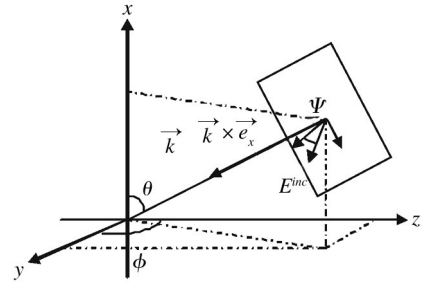


图3 任意方向的入射电磁脉冲分解

Fig. 3 Decomposition of incident EMP of arbitrary direction

$$\begin{aligned} I(0) &\approx - \frac{E^{\text{inc}} R_0}{D} \left\{ (\alpha \vec{e}_x + j \frac{k_y \alpha p}{2\pi} \vec{e}_z) \cdot \right. \\ &\left[F_1(L) + F_2(L) + \frac{Z_L}{Z_C} (F_1(L) - F_2(L)) \right] - \\ &(\alpha \vec{e}_y - j \frac{k_x \alpha p}{2\pi} \vec{e}_z) \cdot \\ &\left(K_1(L) + K_2(L) + \frac{Z_L}{Z_C} [K_1(L) - K_2(L)] \right) + \\ &2[\vec{e}_x \cos(\alpha l) + \vec{e}_y \sin(\alpha l)] e^{-j \frac{k_y \alpha p}{2\pi} L} - \\ &2\vec{e}_x \left[\cosh(\gamma L) + \frac{Z_L}{Z_C} \sinh(\gamma L) \right] \} \\ I(L) &\approx - \frac{E^{\text{inc}} R_0}{D} \left\{ (\alpha \vec{e}_x + j \frac{k_y \alpha p}{2\pi} \vec{e}_z) \cdot \right. \\ &\left(F_1(L) e^{-\gamma L} + F_2(L) e^{\gamma L} + \frac{Z_L}{Z_C} [F_2(L) e^{\gamma L} - F_1(L) e^{-\gamma L}] \right) \\ &- (\alpha \vec{e}_y - j \frac{k_x \alpha p}{2\pi} \vec{e}_z) \cdot \\ &\left(K_1(L) e^{-\gamma L} + K_2(L) e^{\gamma L} + \frac{Z_L}{Z_C} [K_2(L) e^{\gamma L} - K_1(L) e^{-\gamma L}] \right) \\ &+ 2[\cosh(\gamma L) + \frac{Z_L}{Z_C} \sinh(\gamma L)] \cdot \\ &\left. [\vec{e}_x \cos(\alpha l) + \vec{e}_y \sin(\alpha l)] e^{-j \frac{k_y \alpha p}{2\pi} L} - 2\vec{e}_x \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

其中:

$$D = \cosh(\gamma L)(Z_s + Z_L) + \sinh(\gamma L)(Z_c + Z_s Z_L / Z_c)$$

传播常数 $\gamma = \sqrt{ZY}$, 特性阻抗 $Z_c = \sqrt{Z/Y}$ 。

3 计算结果

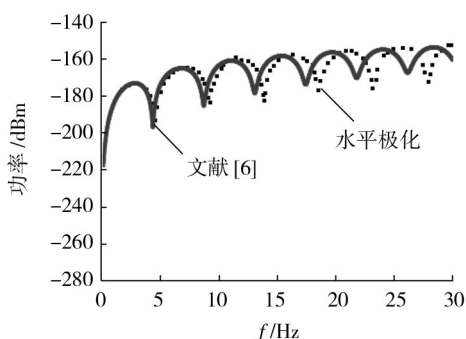
计算一根如图3所示参数的24-AWG(美国线缆规格)^[6]双绞线的终端响应。在 z 轴方向上双绞线长度 $L_c = 44$ m, $p = 11$ m, 终端阻抗 $Z_L = Z_s = 135 \Omega$ ^[6], 在考虑频段范围内接近双绞线的特性阻抗。

首先, 取 $E^{\text{inc}} = 1$ mV/m, 计算以下2种极化方式的终端响应:

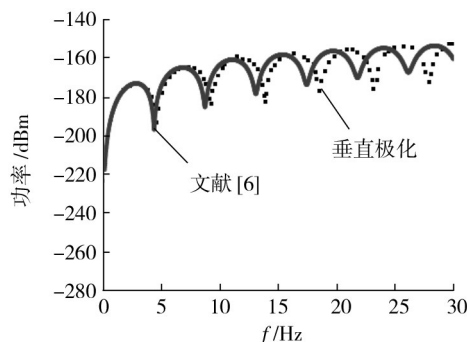
- 1) $\theta = \pi/2, \varphi = 0, \psi = 0$, 为水平极化;
- 2) $\theta = \pi/2, \varphi = 0, \psi = \pi/2$, 为垂直极化。

从图4中可以看到存在一个微小的误差, 其产生的原因有以下2点: 1) 内阻抗、外阻抗、分布电感、分布电容的计算不同; 2) 双绞线上的损耗。

文中所用到的分布感抗计算为^[7]: $l_e = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{2R_0}{a}$,



a 水平极化比较



b 垂直极化比较

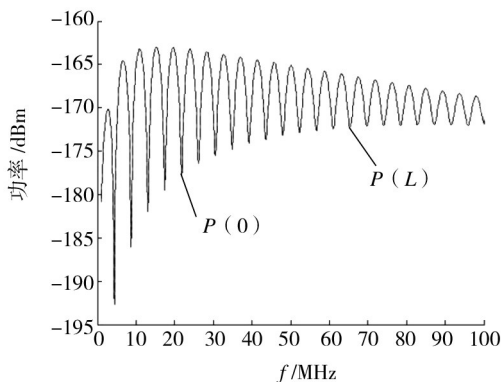
图4 计算结果与文献计算结果比较

Fig. 4 Comparison between the calculated results and that of other articles

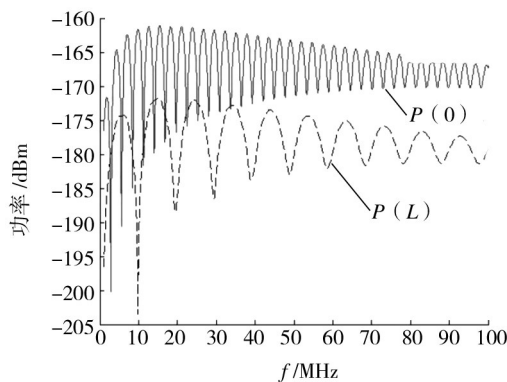
其他一些参数的计算方法, 如单位阻抗与容抗的获得见文献[8]。如图4和图5所显示都有着明显的振荡行为, 这是因为电大尺寸的反应。

接着, 使用入射场为式(2)的电磁脉冲, 其他参数不变, 进行不同极化方式下的计算。

图6为在10, 50, 100, 500 MHz下耦合的端点电流随两端电阻的变化趋势。由图6可知, 随着负载阻抗增大, 耦合的终端电流越来越小; 负载阻抗减小, 耦合终端电流变大; 随着频率增加, 耦合的终端电流则减少。图7显示当负载阻抗由50-50i变化到



a 水平极化



b $\theta = \pi/3, \phi = 3\pi/2, \Psi = \pi/3$

图5 不同极化方式下电磁脉冲入射引起的终端响应

Fig. 5 Terminal response excited by EMP with different polarization modes

50+50i时耦合电流的变化, 即负载虚部由-50i变化至50i, 频率分别为10, 50, 100, 500 MHz时终端耦合

电流的变化趋势。

由图7可知, 对于耦合电流随阻抗变化存在类

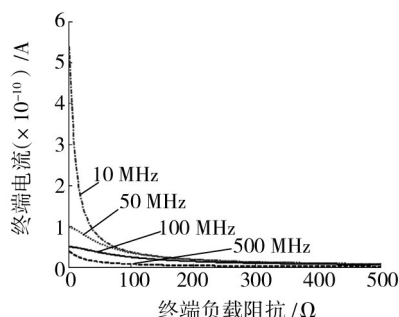


图6 终端电流随着两端负载阻抗的变化趋势

Fig. 6 The trend of terminal current with the change of terminal impedance

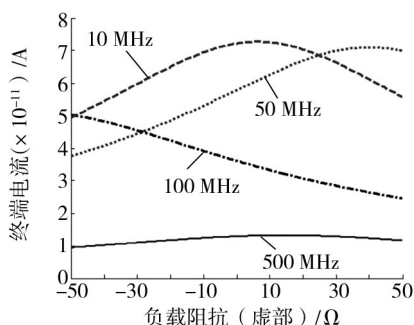


图7 终端电流随着两端负载阻抗从容抗到感抗的变化趋势

Fig. 7 The trend of terminal current with the change of terminal impedance from capacitive reactance to inductive reactance

似抛物线的变化趋势,频率不同其变化趋势也不同。其原因可能是随着频率的变化,双绞线的特性阻抗变化、阻抗匹配不同。

4 结语

使用场线耦合模型,基于传输线方法,在远场强电磁脉冲入射的情况下,求解了干扰信号耦合对双绞线终端的响应,并分析了终端电流随着终端负载的变化趋势。随着负载阻抗增大,耦合的终端电流越来越小;反之,负载阻抗减小,耦合终端电流变大,随着频率增加,耦合的终端电流则减少。在实际应用中,双绞线长度是远长于螺距的,所以在这种情况

下,使用上述方法可以得到一个较好的模拟预测,从而能进行更多电磁兼容性问题的研究。

参考文献:

- [1] 周壁华. 电磁脉冲及其工程防护[M]. 北京:国防工业出版社,2003.
- [2] 赵乾,钱建平,郭恩金. 双绞线串扰仿真模型研究[J]. 计算机测量与控制,2010(7):28—32.
- [3] 任武,丁四如,高本威. 双绞传输线电磁兼容特性的FDTD分析[J]. 电波科学学报,2002(1):45—49.
- [4] MIL-STD-461E:1999, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment[S].
- [5] TAYLOR C D, CASTILLO J P. On the Response of a Terminated Twisted Wire Cable Excited by a Plane-wave Electromagnetic Field[J]. IEEE Trans Electromagn Compat, 1980, 22(1):16—19.
- [6] ARMENTA R B, SARRIS C D. Efficient Evaluation of the Terminal Response of a Twisted-wire Pair Excited by a Plane-wave Electromagnetic Field[J]. IEEE Trans Electromagn Compat. 2007, 49(3):698—707.
- [7] TAYLOR C D, SATTERWHITE R S, HARRISON C W. The Response of a Terminated Two-wire Transmission Line Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field[J]. IEEE Trans Antennas Propag, 1965, 13(6):987—989.
- [8] PAUL C R. Analysis of Multiconductor Transmission Lines [M]. New York: Wiley intescience, 1994.