

文章编号: 1001- 2486(2009) 02- 0055- 04

BLT 方程在任意布局传输线串扰分析中的应用*

覃宇建, 周东明, 何建国

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:应用 BLT 方程对任意布局传输线间的串扰进行分析。将传输线离散, 并引入理想节点的概念计算离散时引入节点的散射参数, 将传输线等效为多导体传输线网络进行求解。主要针对非平行线及交叉线两种具有代表性的传输线布局进行分析, 数值算例表明了方法的有效性, 能够对电磁兼容中的串扰分析提供理论指导。

关键词:BLT 方程; 传输线; 串扰; 理想节点; 非平行线; 交叉线; 电磁兼容

中图分类号: TN01 文献标识码: A

Crosstalk Analysis of Arbitrary Layout Transmission Line Using BLT Equation

QIN Yu jian, ZHOU Dong ming, HE Jiann guo

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Crosstalk of arbitrary layout transmission line is analyzed using BLT equation. Transmission line is cut in discrete pieces, Ideal Junction is imported to calculate the scattering parameters, and the transmission line is made equivalent to multiconductor transmission line network. The cases of non-parallel line and cross line are emphasized. The numerical examples indicate the validity of the method, and the method can offer theoretical instruction for the crosstalk analysis in electromagnetic compatibility.

Key words: BLT equation; transmission line; crosstalk; ideal junction; non-parallel line; cross line; electromagnetic compatibility

在电磁兼容问题中, 传输线是指一切电子器件和设备中的连接导线。在电气设备、电子仪器中, 由于内部连接导线多, 为了便于维护, 会将其捆扎, 但是这样却会使导线之间产生耦合感应作用, 严重的会使设备遭受干扰, 而导致性能降级或功能不正常。

电缆中导线之间的耦合干扰是电气工程中最常见的干扰耦合模式之一。无论是电子系统的电磁兼容性问题, 还是 PCB 板上的信号完整性问题, 电缆间的串扰均不可忽视。现有的文献一般是对平行线的串扰进行分析, 对任意布局传输线间串扰的分析较少。而在实际的电路或布线中, 非平行线的情况都是不可避免的, 如汽车、飞机和舰艇的线缆布局会随着外形的变化而改变走向, 所以对此进行研究具有实践意义, 可为电路设计或大系统电缆布局提供理论指导。

1 BLT 方程

BLT 方程基于电磁拓扑理论^[2], 以管道和节点表示传输线及其终端, 对于管道 i 上的节点 j , 出射波和入射波的关系可由散射参数来表示:

$$V_{i,j}^{rf} = S_{i,j} \cdot V_{i,j}^{inc} \quad (1)$$

式中, $S_{i,j} = \left(Z_{lj} - Z_{ci} \right) / \left(Z_{lj} + Z_{ci} \right)$ 为 j 节点相对于管道 i 的散射参数, Z_{lj} 为节点 j 的负载阻抗, Z_{ci} 为管道 i 的特性阻抗。管道 i 中传输的电压波为

$$V_{i,j}^{inc} = V_{i,k}^{rf} \cdot \Gamma_i + V_{Si} \quad (2)$$

* 收稿日期: 2008- 12- 17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(10871231)

作者简介: 覃宇建(1981-), 男, 博士生。

式中, j, k 为管道 i 两端的节点; V_{Si} 为管道 i 上的源; $\Gamma_i = e^{-\gamma L}$ 为管道 i 的传输参数; γ, L 分别为管道 i 的传输常数和长度。

由此, 网络中的各节点和管道的关系为

$$\mathbf{V} = [\bar{\Gamma} + \bar{S}] \cdot [\bar{\Gamma} - \bar{S}]^{-1} \cdot \mathbf{V}_S \quad (3)$$

式中, \mathbf{V} 为节点总电压(入射波与出射波之和) 向量; \mathbf{V}_S 为源向量; $\bar{\Gamma}$ 为单位超矩阵; $\bar{\Gamma}$ 为传输超矩阵, 代表网络中所有管道的传输参数, 若共有 N 条管道, 则 $\bar{\Gamma}$ 的阶数为 $2N \times 2N$, 若节点的响应按照管道排序, 则 $\bar{\Gamma}$ 为分块对角矩阵, 每个子矩阵对应各自的管道; \bar{S} 为散射超矩阵, 如式(4)所示(式中 \bar{Z}_c 为所有管道特性阻抗超矩阵, \bar{Y} 为所有节点导纳超矩阵), 代表网络中所有节点的散射参数, 若节点的响应按照管道排序, 则 \bar{S} 为稀疏矩阵, 但不一定是分块对角矩阵, 这由节点在网络中的连接状态决定。式(3)即为经典 BLT 方程的表示式。

$$\bar{S} = [\bar{\Gamma} - \bar{Z}_c \times \bar{Y}] [\bar{\Gamma} + \bar{Z}_c \times \bar{Y}]^{-1} \quad (4)$$

2 任意布局传输线串扰的计算

串扰是指当信号在传输线上传输时, 因电磁场作用而对相邻的传输线产生的不期望的干扰电压或电流噪声, 按产生机理分为电感性耦合和电容性耦合。按串扰在受扰线上产生的位置又可以分为前向串扰与后向串扰。

2.1 非平行线的处理

传统的 BLT 方程只能处理一致性传输线情况, 所以, 利用 BLT 方程求解任意摆放传输线的串扰, 需要将传输线进行离散。每一离散线段, 近似地被看作是一致性传输线。

考虑如图 1(a) 所示情况, 以参考地(可以为理想地, 也可以有损耗) 为公共回路的 2 根传输线, 离地高度分别为 h_1, h_2 , 线半径分别为 a_1, a_2 , 两线不平行, 夹角为 2θ 。

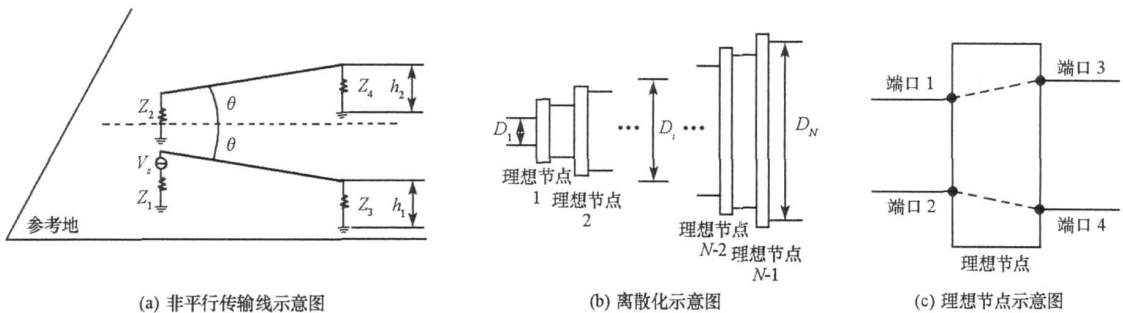


图 1 非平行传输线及其离散化示意图

Fig. 1 The sketch of non parallel transmission line and its discretization

图 1(b) 为非平行传输线的离散化示意图, 两线近端相距 D_1 , 远端相距 D_N , 线长为 L 。将线离散为 N 段, 则第 i 段间距 $D_i = D_1 + \frac{i}{N}(D_N - D_1)$ 。离散化参数 N 的选取需要确定一个收敛标准, 对于 $20 < 6\theta$ 的情况, 一般取 $N = 20$ 可以满足要求。

为使离散化后的传输线连续, 人为地在各离散线段连接处引入节点, 称此节点为理想节点^[7], 如图 1(c) 所示, 在理想节点中, 端口 1 与端口 3 直接相连, 端口 2 与端口 4 直接相连。因为不存在任何物理阻抗, 所以理想节点的散射参数不能像真正的节点那样通过阻抗矩阵的计算得来。由基尔霍夫电流定律, 流入理想节点 n 的总电流为零, 即 $\sum_j^n I_j^n = 0$, I_j^n 为节点 n 第 j 个端口的电流。将其写为矩阵形式:

$$C_I \cdot \mathbf{I} = 0 \quad (5)$$

式中, $C_I(n, j) = 0$ (端口 j 没有连接到电流节点 n); $C_I(n, j) = 1$ (端口 j 连接到电流节点 n)。

同理, 由基尔霍夫电压定律, 可写出与上式相对的电压矩阵形式

$$C_V \cdot \mathbf{V} = 0 \quad (6)$$

式中, $C_V(n, j) = 0$ (端口 j 没有连接到电压节点 n); $C_V(n, j) = 1$ (端口 j 流入电流); $C_V(n, j) = -1$ (端口 j 流出电流)。令各端口所连接管道的特性导纳矩阵为 Y_c , 结合式 (5) 和式 (6), 可得理想节点的散射矩阵为

$$S = \begin{bmatrix} -C_V \\ C_I \cdot Y_c \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} C_V \\ C_I \cdot Y_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

求出所有节点散射参数和所有离散线的传输函数后, 由式 (3) 即可得到各节点的电压, 进而求出线间串扰。

2.2 交叉线的处理

交叉线不同于普通非平行线, 并不是整条线都必须考虑互耦, 这是因为距交叉点一定距离以外的区域耦合是极小的, 可以确定一个耦合区域来进行描述。区域内, 看作非平行多导体传输线, 处理方法同上一节; 区域外则不考虑互耦。需要注意的是, 节点 0 的端口连接状态与其他节点是相反的。如图 2 所示, 设两线在地平面上投影的夹角为 θ , 交点为 $z_1 = z_2 = 0$ 点。确定一个收敛标准 R , 令交点处两线单位长互电感为 M_0 , $|z_1| = |z_2| = d$ 处两线单位长互电感为 M_d , 当 $20\lg(M_d/M_0) = R$ 时, 可认为 $|z_1| = |z_2| \leq d$ 的区域为耦合区。耦合区与非耦合区的连续性仍然由理想节点保证。一般取收敛标准 $R = -40\text{dB}$ 时, 可以得到比较好的结果。然而, 当 $45^\circ < \theta < 90^\circ$ 时, 结果的误差会比较大, 这是因为受扰线近远端的区分变得模糊。此时需要做数值上的修正处理: 按两端分别离散, 分别计算, 然后取两次结果的平均值, 则可以得到较满意的结果。经过大量的数值实验, 发现离散化参数 $N = 20$ 一般可满足要求。

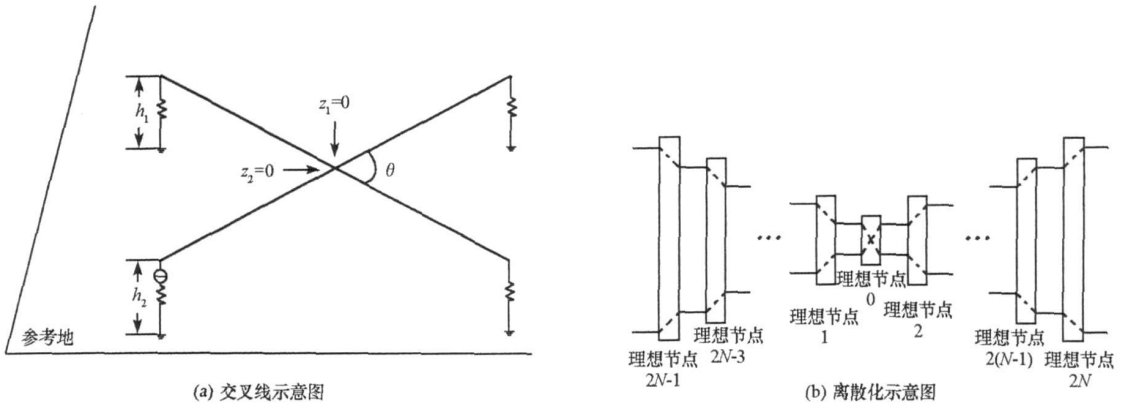


图 2 交叉线及其离散状态示意图

Fig. 2 The sketch of cross transmission line and its discretization

3 实例

为了验证本文方法的有效性, 针对非平行线和交叉线两种典型传输线布局进行算例分析, 并与有限元方法的计算结果作比对。设干扰线两端为端口 1、3, 受扰线近远端为端口 2、4; 端口 1 加激励源 V_s 。

3.1 非平行线

参数设置为: 线长均为 $L = 30\text{cm}$; 线半径均为 $a = 0.1\text{cm}$; 线离地均为 $h = 1\text{cm}$; 近端线间距 $D_1 = 1\text{cm}$; 远端线间距 $D_N = 10\text{cm}$; $Z_i = 50\Omega$ ($i = 1, 2, 3, 4$)。干扰线近端加高斯脉冲集总电压源。计算受扰线近远端 S 参数。

图 3 表示 S 参数计算结果与有限元方法的对比。高频部分有一段存在差异 (大约 3dB), 这是因为当频率升高

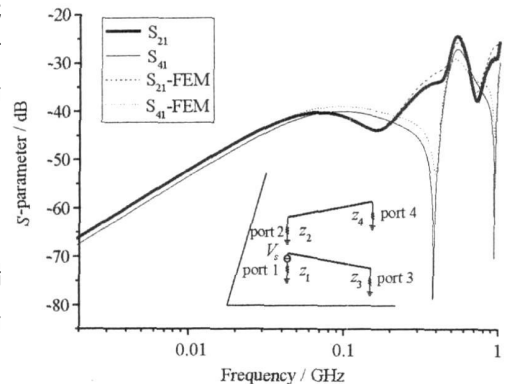


图 3 非平行线 S 参数计算结果对比

Fig. 3 The result of S -parameters of non parallel transmission line

时,传输线的共模电流辐射效应所占的比例也上升,而本文方法基于传输线理论,忽略了共模电流,所以会在高频段有一些误差。不过总的来说,结果是很吻合的。

图4表示经FFT变换到时域的受扰线近远端波形。平行线相对于非平行线情况的串扰要大得多,特别在第一尖峰处;且随着角变的增加,感应电压峰值变小。另一方面,随着角变的逐渐增加,近远端电压峰值之比逐渐增大。

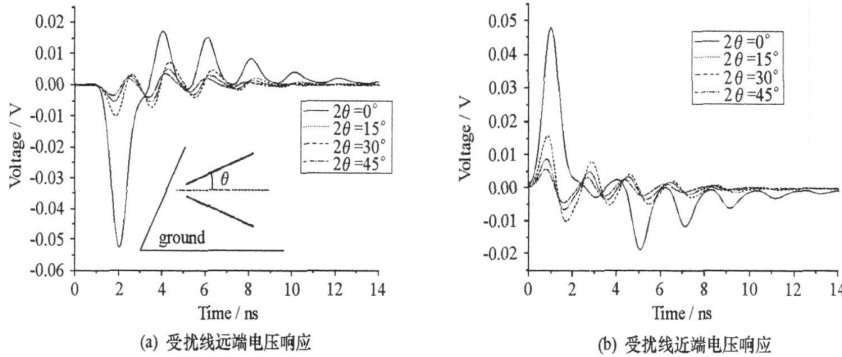


图4 不同角度下非平行线受扰线终端负载响应

Fig.4 The victim's load responses of the non parallel transmission line in different angles

3.2 交叉线

参数设置为:线长均为 $L = 30\text{cm}$; 线半径均为 $a = 1\text{mm}$; 干扰线离地为 $h_1 = 2\text{cm}$, 终端负载分别为 $Z_1 = Z_3 = 75\Omega$; 受扰线离地为 $h_2 = 1\text{cm}$; 终端负载分别为 $Z_2 = Z_4 = 50\Omega$ 。两线交叉角 $\theta = 30^\circ$, 激励源同上一例。计算受扰线两端 S 参数与 FEM 方法的计算结果对比如图5所示。低频部分比较吻合,高频处差异相对较大,最大在5dB左右,原因如上一算例。总体来看,本文方法的精度是能够满足实际工程需要的。

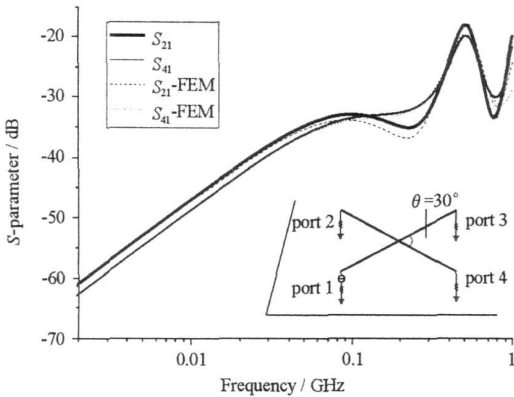


图5 $\theta = 30^\circ$ 交叉线 S 参数计算结果对比

Fig.5 The S -parameter result of the cross line in the angle $\theta = 30^\circ$

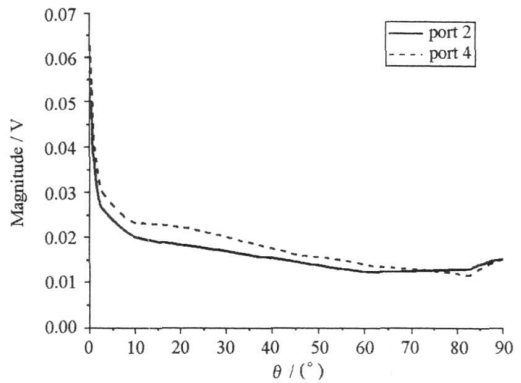


图6 不同角度下交叉线受扰线负载响应

Fig.6 The victim's load responses of the cross line in different angles

图6表示了不同交叉角度情况下受扰线近(port2)远(port4)端的电压幅度峰值变化,激励为峰值1V的高斯脉冲。在传输线长度一定的情况下,平行线状态产生的串扰要远大于交叉状态;随着交叉角度的增大,受扰线近远端的电压响应越小,不过这种变化是平缓的,处于垂直线状态时,受扰线两端响应相同。

证明 本文构造的 S 盒非线性度满足

$$nl(H) \geq \min\{2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-d-1}(2^{\frac{d+1}{2}} + m + 1), 2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-d-1}(2^{\frac{d}{2}} + m + 1), 2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}}\} \\ \geq 2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}}$$

需要证明 $2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}} - 2^{n-d-1}(m+1) \leq 2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}}$

$$[2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}} - 2^{n-d-1}(m+1)] - (2^{n-1} - 2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}}) \\ = -2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}} - 2^{n-d-1}(m+1) + 2^{n-\frac{m}{2}-\frac{d+1}{2}} \quad \square$$

容易验证上式结果小于 0, 即得结论。

参考文献:

- [1] Chor B, Goldreich O, Hastad J, et al. The bit extraction problem or t-resilient functions[C]//26th IEEE Symposium on Foundations of Computer Science, 1985: 396-407.
- [2] Maity S, Maitra S. Minimum Distance Between Bent and t-resilient Boolean Functions[C]//FSE 2004, Lecture Notes in Computer Science, 3017, Springer, Berlin, 2004: 143-160.
- [3] Rueppel R. Analysis and Design of Stream Ciphers[J]. Berlin Germany: Springer verlag, 1996.
- [4] Cheon J H. Nonlinear Vector Resilient Functions[J]. Cryptology CRYPTO 2001, Lecture Notes in Computer Science. Springer Verlag, 2001.
- [5] Gupta K C, Sarkar P. Construction of High Degree Resilient S boxes with Improve Nonlinearity[J]. 2005 Elsevier B. V Information Processing Letters 95: 413-417.
- [6] Carlet C. Boolean Functions for Cryptography and Error Correcting Codes[M]. London: Cambridge University, 2007.
- [7] Neberg K. Constructions of bent Functions and difference sets[C]//Cryptology EUROCRYPT'90, Berlin: Springer verlag, 1991, 373:155-160.
- [8] Nyberg K. Differentially Uniform Mappings for Cryptography[C]//Cryptology eUROCRYPT'93, Berlin: Springer verlag, 1994, 765:55-64.
- [9] Zhang X M, Zheng Y. Cryptographically Resilient functions[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 43(5): 1740-1747, 1997.

(上接第 58 页)

4 结论

本文将任意布局传输线进行离散, 引入理想节点的概念, 应用 BLT 方程, 对共地任意布局传输线间的串扰进行了分析, 突破了传统串扰分析方法只适用于平行线的限制。数值算例表明本文方法的正确性和有效性。研究表明, 相对于平行线, 非平行线受扰线远端受串扰的影响随线间角度的增大而减小; 两线距离越大, 串扰越小。对于交叉线情况, 交叉角度越大, 受扰线受串扰的影响越小。

虽然只对非平行线和交叉线两种特例进行了分析, 但本文方法适合于任意布局电缆间的串扰分析。本文方法可应用在系统级和板级的电磁兼容分析中。

参考文献:

- [1] Baum C E, Liu T K, Tesche F M. On the Analysis of General Multiconductor Transmission Line Networks[J]. Interaction Note 350, Kirtland AFB, NM, 1978.
- [2] Baum C E. The Theory of Electromagnetic Interference Control[J]. Interaction Notes, Note 478, 1989.
- [3] Haase H, Steinmetz T, Nitsch J. New Propagation Models for Electromagnetic Waves along Uniform and Nonuniform Cables[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2004, 46(3).
- [4] Cracraft M A. Crosstalk Analysis for Nonparallel Transmission Lines Using PEEC with a Dynamic Green's Function Formulation[C]//International Symposium on EMC, 2006: 29-33.
- [5] Khalaj-amirhosseini M. Analysis of Coupled or Single Nonuniform Transmission Lines Using Taylor's Series Expansion[J]. Progress in Electromagnetics Research, PIER 60, 2006: 107-117.
- [6] Besnier P. Electromagnetic Topology: Investigations of Nonuniform Transmission Line Networks[J]. IEEE Trans. on EMC, 1995, 37(2).
- [7] Pamantier J P. An Efficient Technique to Calculate Ideal Junction Scattering Parameters in Multiconductor Transmission Line Networks[J]. Interaction Notes, Note 536, 1998.
- [8] Brandao Faria J A. Nonuniform Transmissior Line Structures Internal and External Propagation Parameters[J]. Electrical Engineering, 2005, 87: 19-22.