

高速集成传输线特性参量的快速提取¹

戚颂新 丘水生

(华南理工大学无线电系 广州 510641)

摘要 本文提出了用于提取高速集成传输线特性参量的样条边界元计算公式,并且有效地处理了边界角点的电荷分布问题。结果表明:该方法具有计算量小、适用性强、分析精度高的优点,可应用于实际设计过程。

关键词 传输线, 集成传输线, 特性参量

中图分类号 TN811

1 引言

目前对集成传输线特性参量的提取已做了大量研究工作,提出了多种分析方法,如:矩量法^[1]、有限元法^[2]、谱域法^[3]、直线法^[4]等。矩量法分析多介质层多导体传输线比较有效,但容易产生负电容的结果。直线法和谱域法为半解析法,只适合于导带厚度无限薄的情况,同时谱域法对于耦合系统基本模的确定、基函数的选取比较烦琐,对计算结果影响较大。有限元法显然适合于复杂结构和介电特性分布的情况,但对计算机内存要求较严,并且容易产生虚模问题。本文利用样条函数良好的数值逼近性,用较少的边界单元和节点来描述边界结构,导出了计算集成传输线特性参量的样条边界元公式,克服了单元变量插值与实际分布之间的差异,减少了计算量;同时有效地处理了边界角点的电荷分布问题,保证了边界场矢量应有的连续性,提高了分析精度。最后给出了计算实例以证明该方法的可靠性和有效性。

2 理论分析

2.1 多介质层多导体传输线 对于多介质层多导体传输线系统(如图1),上半平面任意点的电位 $\phi(\rho)$ 为^[1]

$$\phi(\rho) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \ln \frac{|\rho - \rho''|}{|\rho - \rho'|} dl'$$

式中 $\sigma_T(\rho')$ 是单位面积上导体的总表面电荷, l_j 是第 j 层交界面的积分回路, ρ'' 是 ρ' 关于接地板的镜像, J 是交界面数。各交界面上的场强 $E^\pm(\rho)$ 为

$$E^\pm(\rho) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \left(\frac{\rho - \rho'}{|\rho - \rho'|^2} - \frac{\rho - \rho''}{|\rho - \rho''|^2} \right) dl' \pm \hat{n}(\rho) \frac{\sigma_T(\rho)}{2\epsilon_0}$$

其中 $\hat{n}(\rho)$ 是 ρ 点单位法向矢量,沿 $\hat{n}(\rho)$ 的一侧为正,用 $E^+(\rho)$ 表示,另一边为负,用 $E^-(\rho)$ 表示。在导体与介质交界面上,导体上的电位是常量,若第 i 个导体上的电位为 V_i ,则

¹ 1994-12-16 收到, 1995-06-12 定稿

$$\frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \ln \frac{|\rho - \rho''|}{|\rho - \rho'|} dl' = V_i, \quad (\rho \text{ 在 } l_i \text{ 上}, i = 1, 2, \dots, N_c); \quad (1)$$

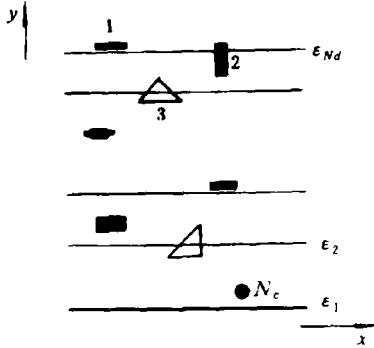


图 1

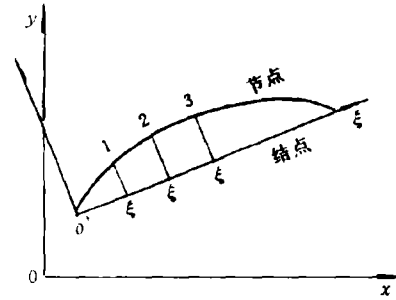


图 2

而在介质与介质分界面上, 满足连续性条件

$$\frac{\epsilon^+(\rho) + \epsilon^-(\rho)}{2\epsilon_0[\epsilon^+(\rho) - \epsilon^-(\rho)]} \sigma_T(\rho) + \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \left(\frac{\rho - \rho'}{|\rho - \rho'|^2} - \frac{\rho - \rho''}{|\rho - \rho''|^2} \right) \times x \hat{n}(\rho) dl' = 0, \quad (2)$$

式中 $\epsilon^+(\rho)$ 和 $\epsilon^-(\rho)$ 分别表示正逆向的介电常数。根据上面二式求得 $\sigma_T(\rho)$ 后, 就能确定导体上的自由电荷分布 $\sigma_F(\rho)$, 从而单位长度的总电荷为

$$Q_i = \int_{l_i} \sigma_F(\rho) \cdot dl = \sum_{j=1}^{N_c} C_{ij} V_j, \quad (i = 1, 2, \dots, N_c),$$

式中 C_{ij} 表示第 j 个导体充电至 1V 而其它导体接地时, 在第 i 个导体单位长表面上的自由电荷量, 即系统的电容矩阵元素。

2.2 样条边界元公式 为了求得未知电荷分布 $\sigma_T(\rho)$, 根据样条插值的特点划分场域(图 2), 引入三次 B 样条基 $\psi(\xi)$:

$$\sigma_T(\rho) = \sum_{m=1}^M \psi_m(\xi) \sigma_{Tm}, \quad (3)$$

式中 M 是单元结点数, $\rho = \sum_{i=1}^M \psi_i(\xi) \rho_i$, 边界微分弧长 $dl = \sqrt{(dx)^2 + (dy)^2}$, $dx = \frac{dx}{d\xi} d\xi = \left(\sum_{i=1}^M \frac{d\psi_i(\xi)}{d\xi} x_i \right) d\xi$, $dy = \frac{dy}{d\xi} d\xi = \left(\sum_{i=1}^M \frac{d\psi_i(\xi)}{d\xi} y_i \right) d\xi$ 。

将 (3) 式代入 (1)、(2) 式, 应用 Galerkin 法, 得到特征矩阵方程:

$$[A_{nm}][\sigma_{Tm}] = [B_n]. \quad (4)$$

矩阵单元 A_{nm} , B_n 为

$$\begin{cases} A_{nm} = \sum_{j1=1}^J \int_{l_{j1}} \psi_n(\xi) \left[\frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j2=1}^J \int_{l_{j2}} \psi_m(\xi) \ln \frac{|\rho - \rho''|}{|\rho - \rho'|} dl' \right] dl, \\ B_n = \sum_{j1=1}^J \int_{l_{j1}} \psi_n(\xi) V(\rho) dl, \quad \text{导体与介质交界处} \end{cases}$$

或

$$\begin{cases} A_{nm} = \sum_{j1=1}^J \int_{l_{j1}} \psi_n(\xi) \left[\frac{\epsilon^+(\rho) + \epsilon^-(\rho)}{2\epsilon_0[\epsilon^+(\rho) - \epsilon^-(\rho)]} \psi_m(\xi) + \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \right. \\ \quad \times \left. \sum_{j2=1}^J \int_{l_{j2}} \psi_m(\xi) \left(\frac{\rho - \rho'}{|\rho - \rho'|^2} - \frac{\rho - \rho''}{|\rho - \rho''|^2} \right) \cdot \hat{n}(\rho) dl' \right] \cdot dl, \\ B_n = 0, \quad \text{介质与介质交界处.} \end{cases}$$

2.3 边界角点的电荷分布 根据边界角点场的有限性, 对于图 3 所示的边界角点, 其插值函数取为

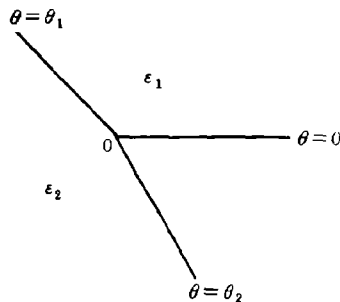


图 3

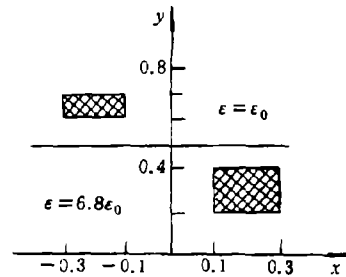


图 4

$$\bar{\psi}_i(\xi) = (t/t_i)^{\gamma-1} \psi_i(\xi),$$

其中结点 1 表示角点 0, $t = |\rho - \rho_1|$, $t_i = \begin{cases} |\rho_i - \rho_1|, & i \neq 1; \\ |\rho_2 - \rho_1|, & i = 1; \end{cases}$

γ 的值可根据文献 [7] 求得: $(\epsilon_1 - \epsilon_2)/(\epsilon_1 + \epsilon_2) = (\sin \gamma Q_2)[\sin \gamma(2Q_1 - Q_2)]$.

3 计算结果

3.1 两条集成传输线 首先考虑两条传输线处于接地板上两种不同介质中的情况(如图 4), 左边导体取 8 个单元, 每个单元选 5 点作样条插值, 右边导体取 16 个单元, 每个单元选 5 点作样条插值, 表 1 是本文与文献 [1] 和文献 [7] 的比较结果。表中 C_{0ij} 是将介质层换为自由空间后的电容矩阵元素, L_{0ij} 是电感矩阵元素, 从表中可知, 各法的结果相一致, 这表明通过样条插值导出的边界元公式是正确的。

表 1 几种计算方法所得结果的比较

	本文结果	文献 [1]	文献 [7]
C_{11}	0.3724×10^{-10}	0.3651×10^{-10}	0.3701×10^{-10}
C_{12}	-0.1574×10^{-10}	-0.1562×10^{-10}	-0.1520×10^{-10}
C_{21}	-0.1574×10^{-10}	-0.1562×10^{-10}	-0.1520×10^{-10}
C_{22}	0.2107×10^{-10}	0.2099×10^{-10}	0.2108×10^{-10}
C_{011}	0.2299×10^{-10}	0.2096×10^{-10}	0.2296×10^{-10}
C_{012}	-0.8912×10^{-11}	-0.8808×10^{-11}	-0.8805×10^{-11}
C_{021}	-0.8912×10^{-11}	-0.8808×10^{-11}	-0.8805×10^{-11}
C_{022}	0.3786×10^{-10}	0.3772×10^{-10}	0.3772×10^{-10}
L_{011}	0.5260×10^{-6}	0.5315×10^{-6}	0.5403×10^{-6}
L_{012}	0.1251×10^{-6}	0.1241×10^{-6}	0.1229×10^{-6}
L_{021}	0.1251×10^{-6}	0.1241×10^{-6}	0.1229×10^{-6}
L_{022}	0.3229×10^{-6}	0.3235×10^{-6}	0.3204×10^{-6}

3.2 两个接地平面间的三条无限薄导带 为了验证本文方法的有效性, 考虑三条无限薄导带嵌在两个接地平面间三种不同介质中的情况 (如图 5)。表 2 给出了本文结果与文献 [1] 和文献 [9] 的比较。由于样条函数良好的数值逼近性, 通过样条插值大大减少了描述复杂边界的单元和节点数。

表 2 不同计算方法所得结果的比较

	本文结果	文献 [1]	文献 [7]
C_{11}	5.0140×10^{-10}	4.9000×10^{-10}	4.9300×10^{-10}
C_{12}	0.0059×10^{-10}	0.0057×10^{-10}	0.0066×10^{-10}
C_{13}	-0.6482×10^{-10}	-0.6457×10^{-10}	-0.6804×10^{-10}
C_{22}	2.4671×10^{-10}	2.4592×10^{-10}	2.4840×10^{-10}
C_{23}	-0.6630×10^{-10}	-0.6138×10^{-10}	-0.6513×10^{-10}
C_{33}	2.9170×10^{-10}	2.8650×10^{-10}	0.2900×10^{-10}
C_{011}	0.7810×10^{-10}	0.7773×10^{-10}	0.7812×10^{-10}
C_{012}	-0.0011×10^{-10}	-0.0011×10^{-11}	-0.0012×10^{-11}
C_{013}	-0.0743×10^{-10}	-0.0719×10^{-10}	-0.0763×10^{-11}
C_{022}	0.5212×10^{-11}	0.5212×10^{-10}	0.5265×10^{-10}
C_{023}	-0.1162×10^{-11}	-0.9788×10^{-11}	-0.1046×10^{-10}
C_{033}	0.3894×10^{-10}	0.3876×10^{-10}	0.3922×10^{-10}

同时 B 样条的紧凑性使得边界元的系数矩阵只有三个零元的带状矩阵, 因此, 对获得同精度的计算结果, 矩量法^[1] 需时 14min, 直线法^[9] 需 1min37s, 本文方法只需 1min52s。可见其运算速度与直线法相当, 但克服了直线法的不足, 保持了较小的内存和计算量, 适用于分析任意形状的传输线结构。

4 结 论

本文提出了一种计算高速集成传输线特性参数的新方法。本方法具有高效和可靠的特点。

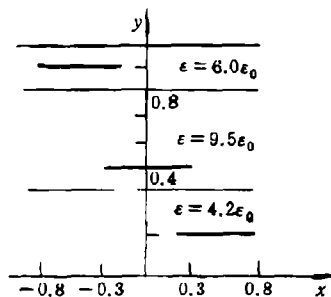


图 5

参 考 文 献

- [1] Wei C, Harrington R F. IEEE Trans. on MTT, 1984, MTT-32(4): 439-449.
- [2] Konard A, Chari M, *et al.* IEEE Trans. on MTT, 1986, MTT-34(11): 1093-1103.
- [3] Delbare W, Zutter D D. IEEE Trans. on MTT, 1989, MTT-37(10): 1562-1568.
- [4] Worm S B, Pregla R. IEEE Trans. on MTT, 1984, MTT-32(2): 191-196.
- [5] Nabors K, White J. IEEE Trans. on CAD, 1991, CAD-10(10): 1447-1459.
- [6] Medina F, Horno M. IEEE Trans. on MTT, 1987, MTT-35(11): 1002-1008.
- [7] Wei C, Harrington K F. Multiconductor Transmission Lines in Multilayered Dielectric Media, Syracuse Univ. Report, TR-12(11), 1982.
- [8] Oh K S, Aine E S. Time-Domain Response of Multiconductor Transmission Lines, IEEE MTT-s, Digest, Vol.2, 1993, 429-432.
- [9] Zhu Z, Hong W, Chen Y. IEEE Trans. on CAD, (in Press).

FAST EXTRACTION OF CHARACTERISTIC PARAMETERS FOR
HIGH SPEED INTEGRATED TRANSMISSION LINES

Qi Songxin Qiu Shuisheng

(South China University of Technology, Guangzhou 510641)

Abstract A spline boundary element formulation for calculating parameters of high speed integrated transmission lines is presented, where the edge singularities of the charge near the corners of the cross section of lines are embedded. The new method demonstrates improved accuracy and enhanced computational efficiency in comparison to the previous methods.

Key words Transmission line, Integrated transmission line, Characteristic parameter

戚颂新: 男, 1965年生, École Polytechnique 大学博士后, 现从事高速数据传输和单片集成理论方面的工作。

丘水生: 男, 1939年生, 教授, 现从事强非线性电路和功率电子学方面的工作。