

介质支撑空气带状传输线的特性阻抗分析*

赵安员

(西江大学电子工程系,肇庆 526061)

摘要 利用格林函数法并通过求解静态分布电容,对有侧壁介质支撑空气带状传输线的特性阻抗进行分析——基于中心导体厚度为零的情况,给出在实际工程中适用的设计曲线,及给出中心导体厚度不为零时,传输线特性阻抗的修正值函数。

关键词 特性阻抗,传输线,格林函数

分类号 TN 015

平衡带状传输线,已广泛应用于微波元件的设计中。屏蔽面相对中心导体为无限大,且无介质支撑空气带状传输线等情况已有许多研究,其特性阻抗也有较精确的分析^[1,2]。本文讨论的是图1所示的情况,其传输线在许多工程场合上需要应用。它不仅易用光刻金属分层的方法来制造,而且在抵抗强冲击、防止射频干扰以及复杂环境条件下,都能获得很好的应用。目前对介质支撑空气带状传输线的特性阻抗进行分析的一些近似方法,如保角图法、微扰技术等,它对无侧壁情况较精确,但对有侧壁情况(图1)则有一定的误差。我们针对零厚度导体的情况,利用格林函数法求解其分布电容。分布电容的求解分为介质支撑和无介质支撑两种情况,最后得出设计曲线。实际应用证明,此设计曲线具有普遍性,它对任何各向同性的支撑介质材料以及任何介质结构都应用得很好,并由此得到中心导体厚度不为零时的特性阻抗的修正值函数。

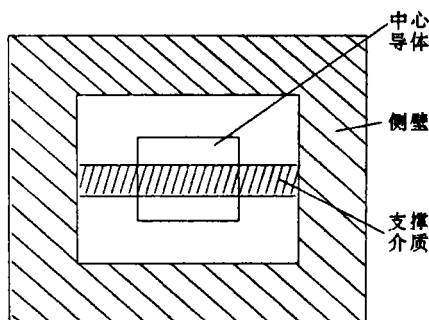


图1 有侧壁介质支撑空气带状传输线横截面图

1 介质支撑空气带状传输线的特性阻抗

如图2所示,电场 E 和磁场 H 很小,几近可以忽略,这是基于假设平衡带状传输线所激励的为TEM波。对于图2所示的情况,传输线的特性阻抗为

$$Z_0 = (VC_d)^{-1}, \quad (1)$$

其中 V 是媒质相速, C_d 是介质支撑空气带状传输线的分布电容。

$$V = V_0 V_r = V_0 \sqrt{C_0/C_d}, \quad (2)$$

* 本文1996-01-10收到;广东省自然科学基金资助项目

式中 C_0 是无介质带状传输线的分布电容, V_r 是相对相速, V_0 是自由空间光速. 由此可得

$$Z_0 = (V_0 \sqrt{C_0 C_d})^{-1}, \quad (3)$$

从式(3)可以看出, TEM 波的特性阻抗 Z_0 和相对相速 V_r 完全由 C_0, C_d 确定.

2 C_0 和 C_d 的解

在假设带状传输线激励 TEM 波的前提下, 介质支撑空气带状传输线或无介质支撑空气带状传输线的分布电容, 可通过解静电情况下的电容来获得.

从图 2 可以看出, 中心线是对称的, 作简化分析结构图如图 3 所示. 设图 3 所示的静电分布电容为 C'_0 , 则有

$$C_0 = 4C'_0. \quad (4)$$

众所周知, 当一个单位线电荷放置在 (x_0, y_0) 处时, 格林函数满足泊松方程为

$$\nabla^2 G(x, y; x_0, y_0) = -\delta(x - x_0)\delta(y - y_0)/\epsilon, \quad (5)$$

式中 ϵ 是介质的介电常数. 此处, 假定介质材料为无耗、各向同性和非磁性.

假设 ξ 为中心导体上的任一点, 对于图 3, 则有泊松方程为

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 G_0(x, \xi; y, d) &= -\epsilon_0^{-1} \delta(x - \xi) \delta(y - d), \\ G_0(0, y) &= \frac{\partial G_0}{\partial x}(a, y); \quad G_0(x, 0) = \frac{\partial G_0}{\partial y}(x, b), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

对式(6)求解可得:

(1) 当 $0 \leq y < d$ 时

$$G_0 = \frac{2}{\pi \epsilon_{01.3.5}} \frac{\text{sh}(\frac{m\pi y}{2a}) \text{ch}(\frac{m\pi}{2a}(b-d)) \sin(\frac{m\pi x}{2a}) \sin(\frac{m\pi \xi}{2a})}{\frac{m}{2} \text{ch}(\frac{m\pi b}{2a})}; \quad (7)$$

(2) 当 $d \leq y \leq b$ 时

$$G_0 = \frac{2}{\pi \epsilon_{01.3.5}} \frac{\text{sh}(\frac{m\pi d}{2a}) \text{ch}(\frac{m\pi}{2a}(b-y)) \sin(\frac{m\pi x}{2a}) \sin(\frac{m\pi \xi}{2a})}{\frac{m}{2} \text{ch}(\frac{m\pi b}{2a})}. \quad (8)$$

根据迭加理论, 任一点 (x, y) 的电位取决于 $y=d$ 的电荷分布函数. 假设 $y=d$ 处的电荷分布函数为 $\sigma(x)$, 则点 (x, y) 处的电位为

$$\Phi(x, y) = \int_{a-w}^a G_0(x, \xi; y, d) \sigma(\xi) d\xi, \quad (9)$$

令中心导体上的 $\Phi = \Phi_0$, 则有

$$\Phi_0 = \int_{a-w}^a \sigma(\xi) G_0(x, \xi; d, d) d\xi \quad (a-w) \leq x \leq a. \quad (10)$$

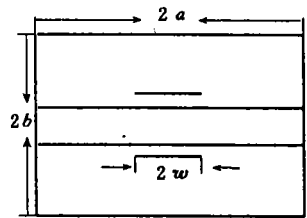


图2 介质支撑空气带状传输线分析结构

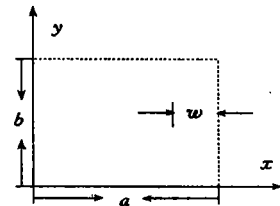


图3 简化无介质支撑带状传输线分析结构图

对式(10)进行变换有

$$\Phi_0 \int_{a-w}^a \sigma(x) dx = \int_{a-w}^a \int_{a-w}^a \sigma(x) \sigma(\xi) G_0(x, \xi; d, d) d\xi dx, \quad (11)$$

中心导体上的总电荷为

$$q = \int_{a-w}^a \sigma(x) dx. \quad (12)$$

根据式(10)和式(12),有

$$C_0 = q / \Phi_0, \quad (13)$$

即

$$C_0 = \frac{\left[\int_{a-w}^a \sigma(x) dx \right]^2}{\int_{a-w}^a \int_{a-w}^a \sigma(x) \sigma(\xi) G_0(x, \xi; d, d) d\xi dx}. \quad (14)$$

选择 $\sigma(x)$ 为近似函数有

$$\sigma(x) = \sum_{r=0}^N d_r \cos \frac{2\pi r [x - (a - w)]}{2w}, \quad (15)$$

利用计算机求解可计算出 C_0 , 由式(14)可得到 C_0 .

假设支撑介质的介电常数为 ϵ_r , 求解 C_d 的分析结构图如图4所示.

考虑如下泊松方程

$$\nabla^2 G_0(x, y; x_0, y_0) = -\frac{1}{\epsilon_r} \delta(x - x_0) \delta(y - y_0), \quad (16)$$

其中 (x_0, y_0) 为中心导体上的任一点. 式(16)中的格林函数应满足如下条件: 在电壁上, $G=0$; 在磁壁上, $\partial G / \partial n = 0$.

利用求解静态分布电容的方法, 可求出

$$C_d = \frac{\left[\int_{-w}^w f(x) dx \right]^2}{\int_{-w}^w \int_{-w}^w f(x) f(x_0) G(x, x_0) dx dx_0}, \quad (17)$$

其中 $f(x)$ 为如下近似函数

$$f(x) = \begin{cases} (2w)^{-1} [1 + A |w^{-1}(x - 1/2)|^3], & a - w \leq x \leq a + w, \\ 0, & \text{其它.} \end{cases} \quad (18)$$

进行数学运算可求得

$$C_d = \frac{(1 + A/4)^2}{\sum_{1,3,5} T_n P_n / Y}, \quad (19)$$

在式(19)中有

$$T_n = (L_n + A M_n)^2, \quad (20)$$

$$P_n = (2/n\pi) ((\beta_n w)^{-1})^2, \quad (21)$$

$$A = \frac{\sum_{1,3,5} ((L_n - 4M_n) L_n P_n / Y)}{\sum_{1,3,5} ((L_n - 4M_n) M_n P_n / Y)}, \quad (22)$$

$$L_n = \sin(\beta_n w), \quad (23)$$

$$M_n = ((\beta_n w)^{-1})^3 [3(\beta_n w)^2 - 2] \cos(\beta_n w) + (\beta_n w) ((\beta_n w)^2 - 6) \sin(\beta_n w) + 6, \quad (24)$$

$$\beta_n = n\pi / 2a, \quad (25)$$

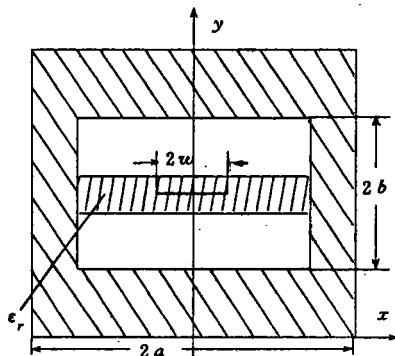


图4 求解 C_d 分析结构图

参数 Y 为 $y=y_0$ 处传输线的输出导纳,利用传输线等效模型法极易求出,在此不多作分析. 对前述公式利用计算机求解, C_d 能很方便地算出. 求出 C_0 和 C_d 后,再利用式(3)即可求出 Z_0 .

3 考虑中心导体厚度 t 与设计曲线

设中心导体厚度 t ,此时中心导体的宽度 $2w$ 须用有效宽度 $2w'$ 来代替, w' 按下式计算为

$$w' = w + \frac{0.625t}{\pi} (1 + L_s \frac{2b}{t}) \quad \frac{w}{b} > \frac{1}{2\pi}, \tag{26}$$

$$w' = w + \frac{0.625t}{\pi} (1 + L_s \frac{8\pi w}{t}) \quad \frac{w}{b} \leq \frac{1}{2\pi}. \tag{27}$$

同时, ϵ_r 也要用等效 ϵ'_r 代替,其修正值为

$$\epsilon'_r = \frac{1}{2} [\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1)(1 + \frac{5h}{w})^{-\frac{1}{2}}] - (\frac{\epsilon_r - 1}{4.6}) \frac{t/b}{\sqrt{2w/b}}. \tag{28}$$

把式(26)~(28)代入前述分析公式,即可得到修正后的特性阻抗函数.

根据以上分析,可得出图 5 所示的设计曲线. 实际证明,该设计曲线应用得很好.

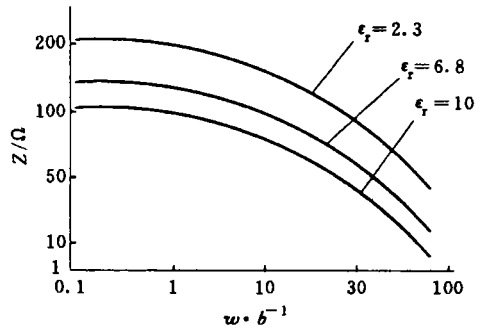


图5 有侧壁介质支撑空气带状传输线特性阻抗 Z_0 设计曲线 ($a/b=1$ 时)

参 考 文 献

- 1 杨铨让. 毫米波传输线. 北京:电子工业出版社,1986. 35~135
- 2 Meier P J. Integrated fin-line millimeter components. IEEE Trans. on MTT,1974,(22): 1 209~1 216

Analysis of the Characteristic Impedance of an Air Belt Transmission Line Sustained by Medium

Zhao Anyuan

(Dept. of Electron. Eng., Xijiang Univ., 526061, Zhaoqing)

Abstract By applying Green's function to solve statically distributed capacitance, a detailed analysis is made on the characteristic impedance of an air belt transmission line sustained by wall-sided medium; and a design curve fitly applied in actual engineering is given. The analysis is based on the fact that the thickness of central conductor equals to zero, in addition, the function of correction is given for the case unequals to zero.

Keywords characteristic impedance, transmission line, Green's function