

## 双面槽线色散特性的变分分析

张旭春, 甄蜀春, 张学礼

(空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800)

**摘要:**运用镜像法简化了偶模激励双面槽线的分析模型,基于平面传输线传播常数满足的稳定的变分公式,给出了仅以槽口切向电场为变量的传播常数满足的变分公式。该公式计算速度快,计算结果与谱域法计算结果吻合较好。

**关键词:**双面槽线;传播常数;变分公式

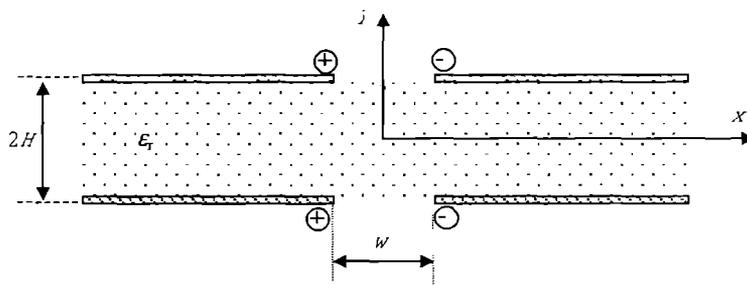
**中图分类号:** TN817    **文献标识码:** A    **文章编号:** 1009-3516(2003)03-0072-03

双面槽线结构如图1(a)所示,与普通槽线不同,它在介质两面都有金属槽。近年来,这种结构的槽线已经用来形成独立的渐变槽缝天线或作为天线阵中的辐射单元<sup>[1-3]</sup>。由双面槽线形成的渐变槽缝天线相比传统的单面渐变槽缝天线有很多优点,如易于馈电,主平面内交叉极化低等等。然而,很少有文献分析双面槽线的色散特性。

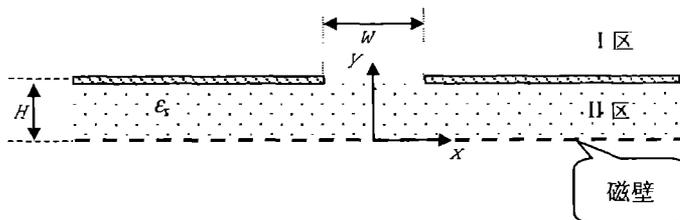
文献[4]已经推导并证明了平面传输线传播常数满足的稳定的变分公式,用该方法计算槽线传播常数时,采用无介质槽线槽口切向电场来近似有介质时槽口切向电场,所得结果当介电常数较低时相对误差小于0.6%,能满足工程设计需要。该方法计算速度快,有通用性。本文首先运用镜像法简化了偶模激励的双面槽线的分析模型,使媒质不均匀区减少为两个区,再根据严格的电磁场理论推导出两个区中谱域电位函数和磁位函数的表达式。

仍用无介质槽线槽口切向电场来近似双面槽线槽口切向电场,利用边界条件求出位函数中的未知常数,从而可以得到用槽口近似电场表示的试探电磁场,代入平面传输线传播常数满足的稳定的变分公式,就可得到对应于偶模激励双面槽线传播常数满足的迭代公式。

该公式计算速度快。最后给出了一组计算结果。



(a) 偶模激励双面槽线结构图



(b) 偶模激励双面槽线等效法结构图

图1 偶模激励双面槽线及其等效结构

收稿日期:2002-07-11

基金项目:军队科研基金项目(KJ00105)

作者简介:张旭春(1972-),女,甘肃陇西人,讲师,博士生,主要从事电磁场的数值计算及微波平面电路研究;  
甄蜀春(1940-),男,四川盐亭人,教授,博士生导师,主要从事防空武器系统微波智能检测研究。

### 1 原理

由于图1(a)结构的对称性,引入一磁壁,如图1(b)所示,从而使系统的均匀媒质区从3个减少为2个,可以简化边界条件匹配过程。根据文献[4]得出的开放式平面传输线传播常数满足的变分公式(谱域形式),可以写出图1(b)所示传输线传播常数满足的变分公式为

$$\int_{-\infty}^{+\infty} [\bar{e}_x(k_x, H)^* (\bar{h}_{z1}(k_x, H) - h_{z2}(k_x, H)) + \bar{e}_x(k_x, H)^* (\bar{h}_{z2}(k_x, H) - \bar{h}_{z1}(k_x, H))] dk_x = 0 \quad (1)$$

上式中,  $\bar{e}_x$ 、 $\bar{e}_z$ 分别为槽口切向电场试探值的谱域形式。 $\bar{h}_{z1}(k_x, H)$ 、 $\bar{h}_{z2}(k_x, H)$ 分别为I、II边界面上的切向磁场。式中傅里叶变换定义为

$$\bar{e}_n(k_x) = \int_{-\infty}^{+\infty} e_n(x) e^{jk_x x} dx \quad (2)$$

双面槽线传输的是混合模式。为了将  $\bar{h}_{z1}$ 、 $\bar{h}_{z2}$  用  $\bar{e}_x$ 、 $\bar{e}_z$  来表示,首先根据电磁场边界条件及谱域中位函数满足的二阶常微分方程,求出各层中的谱域电位函数  $\Phi_E$  和谱域磁位函数  $\Phi_H$  表达式为

$$\text{I 区} \quad \Phi_E^1 = A e^{-s_0_1(y-H)} \quad (3.1) \quad \Phi_H^1 = C e^{-s_0_1(y-H)} \quad (3.2)$$

$$\text{II 区} \quad \Phi_E^2 = B \cosh(s_0_2 y) \quad (3.3) \quad \Phi_H^2 = D \sinh(s_0_2 y) \quad (3.4)$$

上式中,  $A, B, C, D$  为常数,  $s_0_i = \sqrt{k_x^2 - \gamma^2 - k_i^2}$ ,  $k_i^2 = \omega^2 \mu_i \epsilon_i$ ,  $i = 1, 2$ 。

用谱域电位函数  $\Phi_E$  产生的 TM 波和用谱域磁位函数  $\Phi_H$  产生的 TE 波的迭加表示两个区域中的电磁场,再运用边界条件(边界条件中包括了槽口切向电场的试探值  $\bar{e}_x$ 、 $\bar{e}_z$ ),将四个常数用  $\bar{e}_x$ 、 $\bar{e}_z$  表示为

$$A = \frac{1}{k_1^2 + \gamma^2} \bar{e}_x \quad (4.1)$$

$$B = \frac{1}{(k_1^2 + \gamma^2) \cosh(s_0_2 H)} \bar{e}_x \quad (4.2)$$

$$C = \frac{1}{j\omega\mu_0 s_0_1} \bar{e}_x - \frac{k_x \gamma}{(k_1^2 + \gamma^2) \omega\mu_0 s_0_1} \bar{e}_z \quad (4.3)$$

$$D = \frac{-1}{j\omega\mu_0 s_0_2 \cosh(s_0_2 H)} \bar{e}_x + \frac{k_x \gamma}{(k_1^2 + \gamma^2) \omega\mu_0 s_0_1 \cosh(s_0_2 H)} \bar{e}_z \quad (4.4)$$

从而两个区域中切向磁场分别为

$$\bar{h}_{z1}(k_x, y) = (jk_x \gamma C - j\omega\epsilon_1 s_0_1 A) e^{-s_0_1(y-H)} \quad (5.1)$$

$$\bar{h}_{z1}(k_x, y) = (k_1^2 + \gamma^2) C e^{-s_0_1(y-H)} \quad (5.2)$$

$$\bar{h}_{z2}(k_x, y) = (jk_x \gamma D + j\omega\epsilon_2 s_0_2 B) \sinh(s_0_2 y) \quad (5.3)$$

$$\bar{h}_{z2}(k_x, y) = (k_2^2 + \gamma^2) D \sinh(s_0_2 y) \quad (5.4)$$

取槽口切向电场的近似值为

$\bar{x}_x(k_x) = 2\pi J_0(k_x W/2)$ ,  $J_0$  为零阶第一类贝塞尔函数,  $\bar{x}_x(k_x)$ , 将式(4)、(5)代入式(1)中得到传播常数的计算式。

$$\gamma^2 = - \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \bar{e}_x^* (k_1^2 C - k_2^2 D \sinh(s_0_2 H)) dk_x}{\int_{-\infty}^{+\infty} \bar{e}_x^* (C - D \sinh(s_0_2 H)) dk_x} = - \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} J_0(k_x W/2) (k_1^2 C - k_2^2 D \sinh(s_0_2 H)) dk_x}{\int_{-\infty}^{+\infty} J_0(k_x W/2) (C - D \sinh(s_0_2 H)) dk_x} \quad (6)$$

选取  $\gamma_0 = \sqrt{(1 + \epsilon_r)/2} k_0$  为传播常数初值,再用迭代法用上式求解。每次迭代只需求解两个无穷积分。

## 2 实例计算

分别用本文方法和谱域法<sup>[5]</sup>对比计算了  $\epsilon_r = 2.22$ , 介质厚度  $2H = 0.0305\lambda_0$  的双面槽线的归一化波长  $\lambda/\lambda_0$  随归一化槽宽  $W/\lambda_0$  变化的曲线, 如图2所示。谱域法计算时, 所用基函数取文献[6]的形式,  $x$  方向取前4项,  $z$  方向取第1项。从图中可见, 两者吻合较好。

## 3 结论

本文在用镜像法简化偶模激励双面槽线分析模型的基础上, 根据平面传输线传播常数满足的变分公式, 得出了仅用槽口切向电场表示的偶模激励双面槽线传播常数的变分公式, 公式推导简单, 计算速度快。比较本文方法结果和谱域法结果, 可以看出, 采用文中的近似场和变分公式得到的结果与谱域法的结果吻合较好。

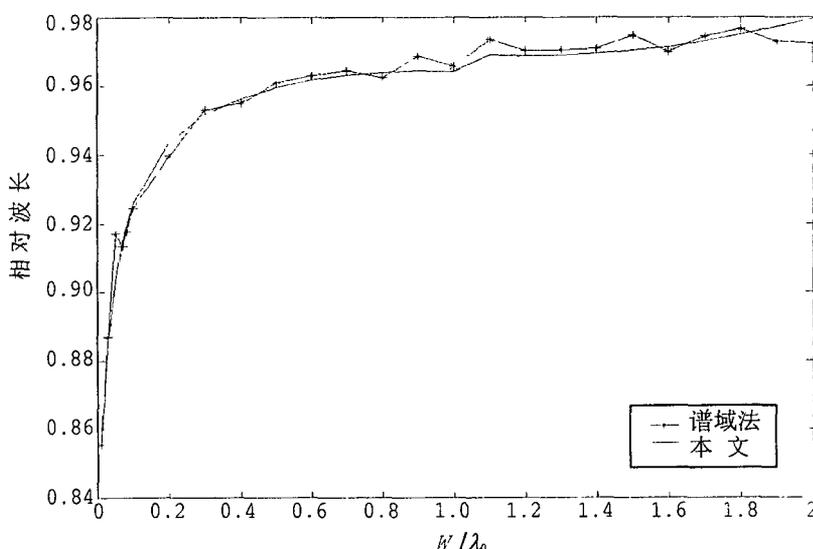


图2 偶模激励双面槽线的传输特性曲线

### 参考文献:

- [1] Lewis L R, Fasset M, Hunt J. A broadband stripline array element[A]. IEEE Symp. Antennas and Propagation[C]. 1974, 335 - 337.
- [2] Iizuka H, Haneishi M. Dual - polarized array antenna composed of triplate - type tapered slot antennas[A]. IEEE Symp. Antennas and Propagation[C]. 1998, 1413 - 1416.
- [3] Iizuka H, Haneishi M. Radiation properties of triplate - type tapered slot antenna and its array[A]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP - S. Digest[C]. 1996, 1916 - 1919.
- [4] 张旭春, 甄蜀春. 一种新的平面传输线传播常数的变分分析[J]. 红外与毫米波学报, 2003, 22(2): 154 - 156.
- [5] 张国兴, 杨鸿生. 毫米波技术与器件[M]. 南京: 东南大学出版社, 1991.
- [6] Janaswamy R, Schaubert D H. Characteristics impedance of a wide slotline on low - permittivity substrates[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1986, 34(8): 900 - 902.

(编辑: 田新华)

## Variation Analysis of Dispersion Characteristics for bilateral slot line

ZHANG Xu - chun, ZHEN Shu - chun, ZHANG Xue - li

(The Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan, Shaanxi 713800, China)

**Abstract:** The analysis model of the bilateral slot line excited by its even mode is simplified by the image theory. Based on the stationary variational formula satisfied by the propagation constant of planar line, the variational formula of the bilateral slot line propagation constant which takes only the slot tangential electric field as variable is given. The calculation done by the formula is simple and fast, and the results agree well with these calculated by spectral domain analysis.

**Key words:** bilateral slot line; propagation constant; variational formula