

文章编号: 1001-9014(2004)01-0021-06

周期介质结构传输特性的严格模匹配分析

伍瞻瞻, 徐善驾

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系, 安徽 合肥 230027)

摘要 用严格模匹配与多模网络理论相结合的方法, 对几种周期介质结构的传输特性进行了深入的分析. 包括两种有限长周期介质镜像波导滤波器; 一种有限长变周期无辐射介质波导滤波器; 一种无限长周期部分介质填充的矩形波导. 实验结果表明该方法是精确有效的.

关键词: 周期介质导波结构; 介质滤波器; 模匹配法; 多模网络

中图分类号: TN814 **文献标识码**: A

RIGOROUS MODE MATCHING ANALYSIS OF TRANSMISSION CHARACTERISTICS FOR PERIODIC DIELECTRIC STRUCTURES

WU Zhan-Zhan, XU Shan-Jia

(Department of EEIS, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract: The transmission characteristics for different kind of periodic guiding structures were analyzed with a method of rigorous mode matching method combining with multimode network theory. The periodic structures include two types of periodic image waveguide filters; one is NRD guide dielectric filter with varying period, and the other is periodically and partially dielectric filled infinite rectangular guide. Experimental data indicate that the present method is accurate and effective.

Key words: periodic dielectric guiding structures; dielectric filters; mode matching method; multi-mode network

引言

周期性介质导波结构在毫米波及光波器件中扮演着重要的角色^[1~3]. 人们对规则介质波导已作了大量的理论和实验研究^[4,5]; 相对说来, 对于各种介质周期不连续散射特性的研究还不是很充分. 而介质不连续性散射参数的分析在介质波导电路的设计中十分重要. 为此人们提出了不少分析介质导波结构不连续特性的方法. 在以前的方法中, 介质波导三维不连续性问题往往被简化成等效的二维问题, 这在精确电路设计中可能会引入较大误差^[6]. 另一些方法尽管没有将三维问题简化成二维问题, 但在分析中仍然引入了近似的场表达式^[7].

本文在横向和纵向上同时应用多模网络理论和严格模匹配相结合的方法, 对介质波导三维周期不

连续性问题作了深入分析; 给出了几种周期介质导波结构的散射特性, 结果和实验值吻合颇好, 证明了本方法的精确性和有效性.

1 有限长水平方向周期介质镜像波导滤波器

图 1 给出了有限长水平方向周期介质镜像波导滤波器的结构示意图. 对它的分析过程可分为两个步骤. 首先求解横截面上规则介质波导的本征值问题; 然后, 计算纵向上不连续的传输特性. 在分析中引入近似边界条件, 在波导周边足够远处置入理想导电壁, 让整个结构变成一个部分介质填充的矩形波导. 这样, 辐射模的连续谱就被离散化, 使分析变得较为简单. 需要说明的是, 由于这种结构中的导模具有表面波特性, 人为金属边界的引入只改变远区

收稿日期: 2002-12-30, 修回日期: 2003-08-07

基金项目: 国家自然科学基金(60171019)和教育部基金资助项目(20010358009)

作者简介: 伍瞻瞻, (1978—), 男, 硕士, 分别于 2000 年 7 月和 2003 年 7 月在中国科技大学获得学士和硕士学位. 主要从事介质波导及其应用的研究.

Received Date: 2002-12-30, revised Date: 2003-08-07

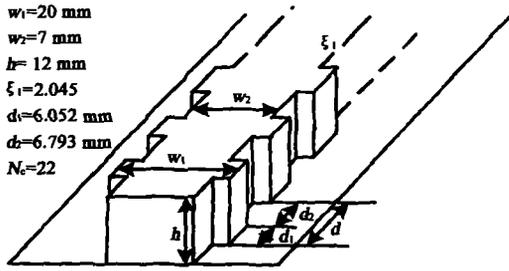


图1 水平方向周期性介质镜像波导滤波器
Fig.1 Horizontal periodic dielectric image waveguide filter

场,而该处电磁场已趋于0.另外金属边界的引入将出现波导模,它对应于开放结构中的辐射模;由于在模匹配的过程中考虑了波导模对传输特性的影响,因此金属边界的引入并不改变传输过程的物理实质.

由于结构对于 y-0-z 面是对称的,且工作模式为主模 E_{11}^y 模,因此 y-0-z 面为理想磁壁,我们可用该结构的 1/4 进行分析.图 2(a) 给出了半横截面结构,图 2(b) 是该结构的横向等效多模网络.在规则镜像波导中,每个区域支持两种本征模,一种是 LSE 模 ($E_y=0$),一种是 LSM 模 ($H_y=0$).

下面列出了 LSE 和 LSM 模的场分量及模式函数:

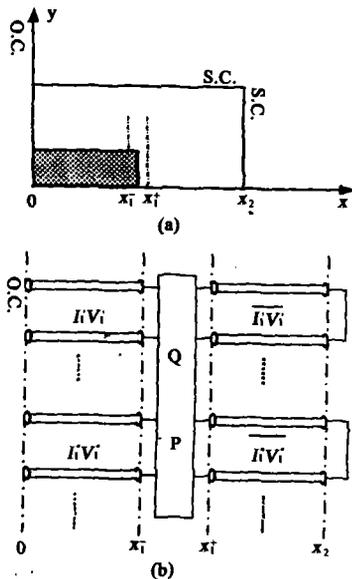


图2 镜像波导滤波器半横截面结构及其等效多模网络
(a) 镜像波导滤波器半横截面(加电壁) (b) 镜像波导滤波器半横截面上的等效多模网络

Fig.2 Half structure of the transverse section of the image waveguide filter and its equivalent multi-mode network (a) half of the transverse section of the image waveguide filter (with electric wall) (b) an equivalent multi-mode network of image waveguide filter in the transverse section

$$\begin{aligned} E_x' &= e_x'(x,y)U(z), \\ E_y' &= 0, \\ E_z' &= e_z'(x,y)J(z), \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} H_x' &= h_x'(x,y)J(z), \\ H_y' &= h_y'(x,y)J(z), \\ H_z' &= h_z'(x,y)U(z). \\ e_x' &= (k_0^2/k_u^2)I'(x)\phi'(y), \\ e_y' &= 0, \\ e_z' &= -V'(x)\phi'(y), \end{aligned} \tag{2}$$

$$\begin{aligned} h_x' &= [-j/(\omega\mu_0)]V'(x)\dot{\phi}'(y), \\ h_y' &= I'(x)\phi'(y), \\ h_z' &= [-j\omega\xi_0/k_u^2]I'(x)\dot{\phi}'(y). \\ E_x'' &= e_x''(x,y)U(z), \\ E_y'' &= e_y''(x,y)U(z), \\ E_z'' &= e_z''(x,y)J(z), \\ H_x'' &= h_x''(x,y)J(z), \\ H_y'' &= 0, \\ H_z'' &= h_z''(x,y)U(z). \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} e_x'' &= [-1/(k_z\xi(y))]I''\dot{\phi}''(y), \\ e_y'' &= [-j\omega\xi_0/(k_z\xi(y))]V''(x)\phi''(y), \\ e_z'' &= [-k_z/(k_u^2\xi(y))]V''(x)\dot{\phi}''(y), \\ h_x'' &= (j\omega\xi_0k_z/k_u^2)V''(x)\phi''(y), \\ h_y'' &= 0, \\ h_z'' &= (-j\omega\xi_0/k_z)I''(x)\phi''(y). \end{aligned} \tag{4}$$

上式中单撇代表 LSE 模,双撇代表 LSM 模. $\dot{\phi}(y)$ 代表 $\phi(y)$ 的微分.以上公式中 U, J 和 V, I 分别满足如下传输线方程

$$\begin{aligned} \frac{dU(z)}{dz} &= -jk_zZ_cJ(z), \\ \frac{dJ(z)}{dz} &= -jk_zY_cU(z), \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned} Z_c &= \frac{1}{Y_c} = \frac{k_z}{\omega\xi_0}, \\ \frac{dV(x)}{dx} &= -jk_xZ_0I(x), \end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned} \frac{dI(x)}{dx} &= -jk_xY_0V(x), \\ Z_0 &= \frac{1}{Y_0} = \begin{cases} \omega\mu_0k_x'/k_u^2 \\ k_u^2/(\omega\xi_0k_x'') \end{cases}, \end{aligned} \tag{7}$$

$$k_x^2 + k_z^2 = k_u^2. \tag{8}$$

式上式可见,当本征值 k_u', k_u'' 和模式函数 $V'(x), V''(x), I'(x), I''(x), \phi'(y)$ 及 $\phi''(y)$ 得到后,就可求出模式函数 e', e'', h', h'' . 于是,介质波导中的本征模函数 e, h 及横向场 E_i, H_i 可表示为

$$e_i(x, y) = \sum_m e'_{im}(x, y) + \sum_n e''_{in}(x, y),$$

$$h_i(x, y) = \sum_m h'_{im}(x, y) + \sum_n h''_{in}(x, y). \quad (9)$$

$$E_i(x, y, z) = \sum_i e_i(x, y) U_i(z)$$

$$= \sum_i \left(\sum_m e'_{im} + \sum_n e''_{in} \right) U_i(z),$$

$$H_i(x, y, z) = \sum_i h_i(x, y) J_i(z)$$

$$= \sum_i \left(\sum_m h'_{im} + \sum_n h''_{in} \right) J_i(z). \quad (10)$$

这里 i 代表镜像线波导中本征模的个数, m, n 代表平板波导中本征模的个数. 在 $y = y_1$ 处进行模匹配, 分别得到 I 区和 II 区的 $\phi'(y)$ 及 $\phi''(y)$; 然后根据横向不连续点 $x = x_1$ 处 y - z 平面上切向场分量的连续性条件得到

$$\sum_{n=1}^{\infty} V''_n(x_1) \phi''_n(y) \frac{1}{\xi(y)} = \sum_{n=1}^{\infty} \bar{V}''_n(x_1) \bar{\phi}''_n(y),$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} V'_m(x_1) \phi'_m(y) + \sum_{n=1}^{\infty} V''_n(x_1) \psi''_n(y)$$

$$= \sum_{m=1}^{\infty} \bar{V}'_m(x_1) \bar{\phi}'_m(y) + \sum_{n=1}^{\infty} \bar{V}''_n(x_1) \bar{\psi}''_n(y)$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} I'_m(x_1) \phi'_m(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \bar{I}'_m(x_1) \bar{\phi}_m(y),$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} I'_m(x_1) \psi'_m(y) + \sum_{n=1}^{\infty} I''_n(x_1) \phi''_n(y)$$

$$= \sum_{m=1}^{\infty} \bar{I}'_m(x_1) \bar{\psi}'_m(y) + \sum_{n=1}^{\infty} \bar{I}''_n(x_1) \bar{\phi}''_n(y). \quad (11)$$

带杠表示不连续点右边的量. 利用 $\phi'(y)$ 及 $\phi''(y)$ 的正交性, 可得

$$V'' = P'' \bar{V}'',$$

$$V' + R'' V'' = Q' \bar{V}' + S'' \bar{V}'', \quad (12)$$

$$I' = P' \bar{I}',$$

$$R' I' + I'' = S' \bar{I}' + Q'' \bar{I}'',$$

$$P'^T Q' = Q'^T P' = 1,$$

$$P''^T Q'' = Q''^T P'' = 1.$$

其中 1 为单位阵, T 代表转置. 各矩阵元素由下式决定:

$$P'_{mn} = Q'_{mn} = \langle \phi'_m | \bar{\phi}'_n \rangle,$$

$$P''_{mn} = \langle \phi''_m | \frac{1}{\xi(y)} | \bar{\phi}''_n \rangle, \quad (13)$$

$$Q''_{mn} = \langle \phi''_m | \frac{1}{\xi(y)} | \bar{\phi}''_n \rangle,$$

$$R'_{mn} = \langle \phi''_m | \frac{1}{\xi(y)} | \psi'_n \rangle,$$

$$R''_{mn} = \langle \phi'_m | \psi''_n \rangle,$$

$$S'_{mn} = \langle \phi''_m | \frac{1}{\xi(y)} | \bar{\psi}'_n \rangle,$$

$$S''_{mn} = \langle \phi'_m | \bar{\psi}''_n \rangle.$$

由式(12)可推得阶梯不连续性两边的电压及电流的关系

$$V = Q \bar{V}, \quad (14)$$

$$I = P \bar{I}.$$

其中

$$V = \begin{bmatrix} V' \\ V'' \end{bmatrix}, \quad \bar{V} = \begin{bmatrix} \bar{V}' \\ \bar{V}'' \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$I = \begin{bmatrix} I' \\ I'' \end{bmatrix}, \quad \bar{I} = \begin{bmatrix} \bar{I}' \\ \bar{I}'' \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$Q = \begin{bmatrix} Q' & S'' - R'' P'' \\ 0 & P'' \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} P' & 0 \\ S' - R' P' & Q'' \end{bmatrix}. \quad (17)$$

可以证明, $P^T Q = Q^T P = 1$.

利用传输线理论得到

$$I(x_1^-) = -\bar{Y}(x_1^-) V(x_1^-). \quad (18)$$

在 $x = x_1^-$ 面上向左看去的导纳矩阵为如下对角阵,

$$\bar{Y}(x_1^-) = \text{diag}[jY_{01n} \tan(k_{x1n} x_1)]. \quad (19)$$

我们同样得到从 $x = x_1^+$ 面上向右看去的导纳矩阵为:

$$\bar{Y}(x_1^+) = \text{diag}[-jY_{02n} \cot(k_{x2n}(x_2 - x_1))]. \quad (21)$$

于是

$$\bar{I}(x_1^+) = \bar{Y}(x_1^+) \bar{V}(x_1^+). \quad (20)$$

利用电压电流关系可得

$$\bar{Y}(x_1^-) = P \bar{Y}(x_1^+) P^T. \quad (22)$$

这里

$$I(x_1^-) = \bar{Y}(x_1^-) V(x_1^-). \quad (23)$$

根据广义横向谐振条件可得

$$Y(x_1^-) V(x_1^-) = 0. \quad (24)$$

其中

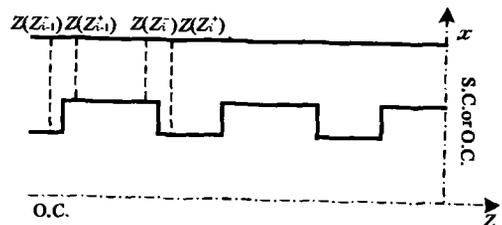


图3 1/2 结构纵向剖面图

Fig. 3 Longitudinal section of the half structure

$$Y(x_1^-) = \bar{Y}(x_1^-) + \bar{Y}(x_1^-). \quad (25)$$

线性代数方程(24)有解的充要条件是系数行列式 $\det Y(x_1^-) = 0$. $Y(x_1^-)$ 为关于纵向传播常数 k_z 的函数,因此求解此式可确定第 i 个模的特征值 k_{zi} . 特征值确定后, $x = x_1^-$ 界面上的各个模的电压幅度即可得到.

由于结构在纵向上是对称的,利用对称性原理和奇偶模概念,并引入适当的边界条件(短路 S. C. 和开路 O. C.),可以简化问题只考虑整个结构的 $1/2$ (如图 3 所示).

由于在 $z = z_i$ 面上切向分量连续,我们得到

$$\sum_{j=1}^{\infty} e_{ij} U_j(z_i) = \sum_{j=1}^{\infty} \bar{e}_{ij} \bar{U}_j(z_i), \quad (26)$$

$$\sum_{j=1}^{\infty} h_{ij} J_j(z_i) = \sum_{j=1}^{\infty} \bar{h}_{ij} \bar{J}_j(z_i),$$

$$U = M_i \bar{U}, \quad (27)$$

$$J = N_i \bar{J}.$$

在这里 e_{ij}, h_{ij} 是归一化本征函数,满足以下正交性

$$\iint_S (e_{ii} \times h_{ij}) \cdot ds = \delta_{ij}.$$

M_i, N_i 由下式决定

$$\begin{aligned} (M_i)_{ij} &= \iint_S (\bar{e}_{ij} \times h_{ii}) \cdot ds = \sum_{\Delta} \iint_{\Delta} (\bar{e}_{ij} \times h_{ii}) \cdot ds \\ &= \sum_{\Delta} AM^{\Delta}, \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} (N_i)_{ij} &= \iint_S (e_{ij} \times \bar{h}_{ii}) \cdot ds = \sum_{\Delta} \iint_{\Delta} (e_{ij} \times \bar{h}_{ii}) \cdot ds \\ &= \sum_{\Delta} AM^{\Delta}. \end{aligned}$$

同样可以得到

$$\begin{aligned} N_i^T \cdot U &= \bar{U}, \\ M_i^T \cdot J &= \bar{J}. \end{aligned} \quad (29)$$

可以证明: $N_i^T M_i = M_i^T N_i = 1$.

由式(27)、(29)可推导出从 $z = z_i^-$ 面处向右看去的阻抗矩阵 $Z(z_i^-) = M_i Z(z_i^+) M_i^T$.

$$(30)$$

这里 $U = Z(z_i^-) J, \bar{U} = Z(z_i^+) \bar{J}$.

$$(31)$$

从 $z = z_i^-$ 面向右看去的反射系数矩阵 $\Gamma(z_i^-)$ 由下式决定:

$$\Gamma(z_i^-) = [Z(z_i^-) + Z_{0i}]^{-1} \cdot [Z(z_i^-) - Z_{0i}]. \quad (32)$$

从面 $z = z_{i-1}^+$ 向右看去的阻抗矩阵 $Z(z_{i-1}^+)$ 可通过阻抗转移技术得到:

$$\begin{aligned} Z(z_{i-1}^+) &= Z_{0i} \cdot [I + H_i \Gamma(z_i^-) H_i] \\ &\quad \cdot [I - H_i \Gamma(z_i^-) H_i]^{-1}. \end{aligned} \quad (33)$$

其中 Z_{0i} 和 H_i 分别是第 i 段波导的特性阻抗矩阵和相移矩阵,其典型元素由下式确定:

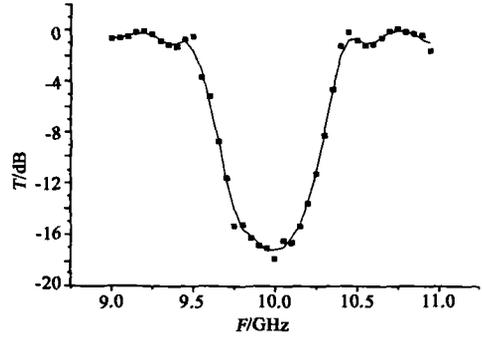


图 4 周期介质镜像波导滤波器的传输特性
Fig. 4 Transmission of periodic dielectric image waveguide filter

$$\begin{aligned} (Z_{0i})_{ij} &= \delta_{ij} Z_{cli}, \\ (H_i)_{ij} &= \delta_{ij} \exp(-jk_{zli} l_i). \end{aligned} \quad (34)$$

这里 k_{zli} 和 Z_{cli} 分别是第 i 段镜像介质波导中第 m 个模的 z 向波数及特征阻抗.

沿 z 轴作半分之一后,有两组不同的边界条件(短路 S. C. 和开路 O. C.),相对应的反射系数矩阵分别记为 R_i 和 R_o ,这样用阻抗转移的方法^[8]即可得到该结构的散射特性.

图 4 给出了水平方向周期介质镜像波导滤波器的传输特性.其中方点为参考文献^[6]中的实验数据,实线是本文计算结果.由图可见计算值与实验值吻合得很好从而证明了本文方法的精确性和有效性.

2 有限长垂直方向周期介质镜像波导滤波器

有限长垂直方向周期介质镜像波导滤波器的结构如图 5 所示,用本文方法算得的传输特性如图 6 所示.比较图 4 和图 6 可见,水平方向周期介质镜像波导滤波器具有更好的阻带特性.

3 有限长变周期无辐射介质波导滤波器

有限长变周期无辐射介质波导滤波器的结构如图 7 所示,其滤波特性见图 8,图中圆点代表参考文献

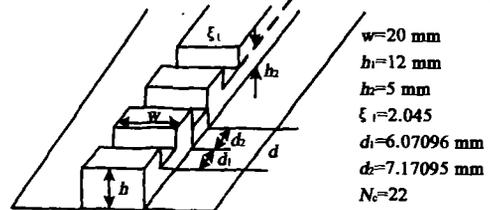


图 5 周期介质镜像波导滤波器
Fig. 5 Vertically periodic dielectric image waveguide filter

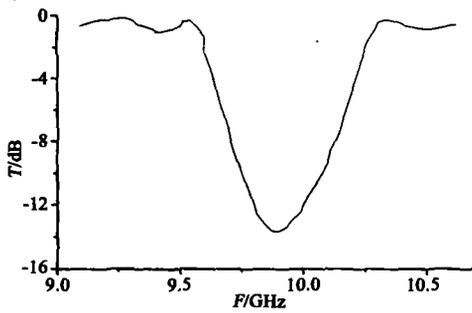


图 6 垂直方向周期介质镜像波导滤波器的传输特性
Fig. 6 Transmission of the vertically periodic dielectric image waveguide filter

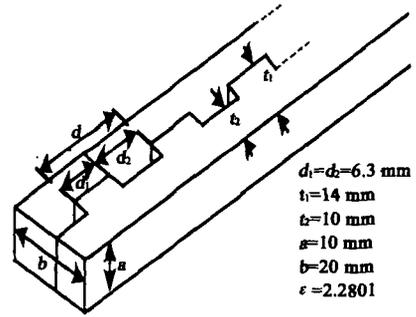


图 9 部分介质周期性填充矩形波导结构
Fig. 9 Periodically and partially dielectric filled rectangular waveguide

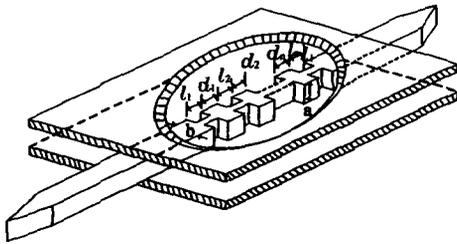


图 7 NRD 波导滤波器
Fig. 7 NRD guide filter

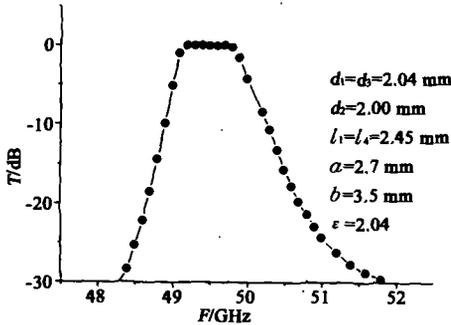


图 8 NRD 波导滤波器的传输特性
Fig. 8 Transmission of NRD guide filter

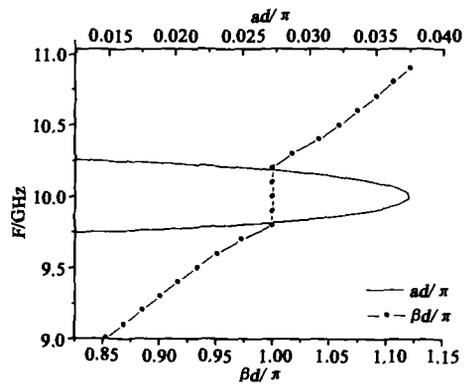


图 10 部分介质周期性填充矩形波导结构的传输特性
Fig. 10 Transmission characteristics of periodically and partially filled rectangular waveguide

献^[9]中的实验数据,实线为本文计算的结果.

4 部分介质周期性填充矩形波导结构

无限长部分介质周期性填充矩形波导结构如图 9 所示,其传输特性见图 10. 其中折线和实线分别代表归一化传播常数 $\beta d/\pi$ 和归一化阻带内衰减常数 $\alpha d/\pi$ 的计算值,圆点代表 $\beta d/\pi$ 的实验值[10],由于[10]未给出阻带内衰减常数的计算值,故无法进行比较.

无限长周期结构的计算步骤与有限长的周期结构略有不同. 根据 Floquet 定理,无限长周期性结构

的分析可以归结为对一个周期内电磁场传播特性的分析. 这种分析可分为 3 步进行:首先在横向上用模匹配方法求解一个周期内不连续面两边波导的本征值问题,然后在纵向用模匹配方法以及多模网络理论得出周期内不连续面处的传输矩阵,最后将多模网络级连得出一个周期内的传输矩阵,并利用 Floquet 定理,决定周期性结构与矩阵并算出传播常数.

在本例子中,因结构在 y 方向上无变化,因此可以认为其中只有 TE_{n0} 模传输. 这样可以简化分析过程. 如图 11 所示,假定在 l_1 不连续面处其输入和输出电压电流有下列关系:

$$\begin{bmatrix} U_1^- \\ I_1^- \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} U_1^+ \\ I_1^+ \end{bmatrix} \quad (35)$$

则在 l_2 不连续面处其输入和输出电压电流有下列关系:

$$\begin{bmatrix} U_2^- \\ I_2^- \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} U_2^+ \\ I_2^+ \end{bmatrix} \quad (36)$$

设在 l_0 处的电压和电流分别为 $\{U_0\}$ 和 $\{I_0\}$, 在 l_1

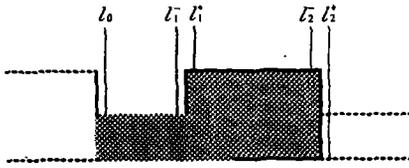


图 11 一个周期的纵截面示意图

Fig. 11 Longitudinal section within one period

处的电压和电流分别为 $\{U_1^-\}$ 和 $\{I_1^-\}$, 而且有:

$$\begin{bmatrix} \{U_1^-\} \\ \{I_1^-\} \end{bmatrix} = [A_1^-] \begin{bmatrix} \{U_0\} \\ \{I_0\} \end{bmatrix}. \quad (37)$$

由式(37)便可得到由 l_0 到 l_1^+ 处的传输矩阵 $[A_1^+]$:

$$[A_1^+] = [P][A_1^-]. \quad (38)$$

重复同样的步骤得到 l_2^+ 的传输矩阵为

$$[A_2^+] = [P]^{-1}[A_2^-][A_1^+] = [P]^{-1}[A_2^-][P][A_1^-]. \quad (39)$$

其中 $[A_1^-]$ 和 $[A_2^-]$ 分别是第 1 段和第 2 段波导的传输矩阵, 于是有:

$$\begin{bmatrix} \{U_2^+\} \\ \{I_2^+\} \end{bmatrix} = [A_2^+] \begin{bmatrix} \{U_0\} \\ \{I_0\} \end{bmatrix}. \quad (40)$$

根据 Floquet 定理, 在一个周期内, 输入与输出电压、电流之间应有下面关系:

$$\begin{bmatrix} \{U_2^+\} \\ \{I_2^+\} \end{bmatrix} = e^{\gamma l} \begin{bmatrix} \{U_0\} \\ \{I_0\} \end{bmatrix}. \quad (41)$$

比较式(40)和式(41)可知周期性结构的传播常数 $\gamma = \beta - ja$ 可由矩阵 $[A_2^+]$ 的本征值确定。

5 结论

周期性介质导波结构在毫米波及光波器件中扮演着重要的角色。因而对这类介质不连续性散射参数的分析在介质波导电路的设计中占有十分重要的地位。本文用严格模匹配与多模网络理论相结合的方法, 对多种周期介质结构的传输特性进行了深入的分析。实验数据验证了本文方法的精确性和有效性。由于该方法具有严格模匹配的精确性和多模网

络方法的简便性, 因此它可以有效地用来对各种不同横截面形状的非均匀介质波导进行分析。

REFERENCES

- [1] Yoneyama T, Nishida S. Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1981, **29**: 1188—1192
- [2] Yoneyama T, Kuroki F, Nishida S. Design of nonradiative dielectric waveguide filters [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1984, **32**: 1659—1662
- [3] Yoneyama T, Tamaki H, Nishida S. Analysis and measurements of nonradiative dielectric waveguide bends [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1988, **34**: 876—882
- [4] Peng S T, Oliner A A. Guidance and leaky properties of a class of open dielectric waveguide, part I mathematical formulation [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1981, **29**: 843—855
- [5] Oliner A A, Peng S T. Guidance and leaky properties of a class of open dielectric waveguide, part II new physical effects [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1981, **29**: 855—869
- [6] Tsuji M, Shigesawa H. Challenge to 3-D discontinuous dielectric waveguide circuit analysis [J]. *IEEE-S Digest*, 1988, 635—638
- [7] Matsumura K, Tomabechi Y. Reflection and transmission characteristics of an uncoincidental junction on rectangular dielectric waveguides [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1989, **37**: 414—420
- [8] Xu S, Wu X, Yoneyama T. Scattering properties of discontinuities in NRD guide [J]. *IEEE Proc. -Microw. Antennas Propag*, 1994, **141**(3): 205—210
- [9] Tsukasa Y, Futoshi K, Shigeo N. Design of nonradiative dielectric waveguide filters [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1984, **32**(12): 1659—1662
- [10] Inou K, Hayata K, Koshiya M. Finite element solution of three dimensional periodic waveguide problems [J]. *Japanese*, 1988, **J71-C**(10): 1401—1411
- [11] MAO Kai-Yu, XU Shan-Jia. Analysis for transmission characteristics of non-uniform dielectric waveguides with arbitrarily transverse cross-sections [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (毛开宇, 徐善驾. 任意横截面开头非均匀介质波导传输特性的分析. 红外与毫米波学报), 2002, **21**(6): 434—438