

基于响应面方法的波导介质层 PBG 结构滤波器的优化设计

杨红卫¹ 钟万颢² 隋允康¹

(1. 北京工业大学数理学院, 北京 100022) (2. 大连理工大学工程力学研究所, 大连 116023)

摘要 在辛体系下利用精细积分对矩形波导纵向排列介质层 PBG 结构进行分析的基础之上, 用响应面方法对滤波器进行了优化设计. 采用棱单元对波导的横截面进行离散, 然后导向哈密顿体系, 运用基于黎卡提微分方程的精细积分求出介质层和一段空气层的出口刚度阵, 再将两区段合并得到一个周期段的出口刚度阵, 从而可对所有周期进行合并以对问题求解. 在分析的基础上建立了滤波器的优化设计模型, 利用响应面方法将目标函数和约束函数近似显式化, 运用二次规划法对优化模型进行求解, 得到了滤波性能最优的设计参数. 算例表明本文方法是可行有效的.

关键词 波导, PBG 结构, 滤波器, 精细积分, Hamilton 体系, 响应面方法

引言

微波滤波器在微波毫米波通信、卫星通信、雷达、导航、制导、电子对抗、测试仪表等系统中都有着广泛的应用. 波导型滤波器是微波滤波器的一个非常重要的分支. 近年来微波技术的快速发展对该滤波器的尺寸、阻带特性等指标都提出了越来越高的要求.

目前国内外对于波导型滤波器的分析设计所采用的方法有模式匹配法^[1]、FDTD 法^[2-3]等, 但一般需要相当大的计算量, 所需计算时间也很长.

钟万颢(2001)^[4-7]将电磁波导的基本方程导向了 Hamilton 体系、辛几何的形式. 在辛体系下, 分别对不同的波导区段, 保持其纵向的解析性质, 采用对偶棱边元对其横截面进行半解析离散. 通过基于 Riccati 方程的精细积分算法^[8-9]以及区段混合能到区段势能的转换, 即可得到均匀区段的出口刚度阵. 采用了精细积分计算的均匀区段可以视为一个子结构, 将子结构进行拼装, 再考虑边界条件可对整个问题求解.

响应面方法是利用统计学的综合试验技术解决复杂系统的输入(设计变量)与输出(系统响应)的转换关系的方法. 当(数值)试验结果与设计变量间的函数关系非常复杂, 不能用显式函数表示时, 通过响应面可设定(数值)试验结果与设计变

量的关系, 将原本为隐式的函数显式化, 最终建立响应与设计变量间的近似函数关系. 该方法的实质就是对(数值)试验数据进行拟合, 得到系统函数的近似表达式. 因此, 响应面可以作为一种函数逼近的工具, 应用于很难或几乎不能用严格的数学公式表达出(数值)试验结果与设计变量的函数关系的设计领域.

PBG 结构属多谐振结构, 优化设计时目标函数和约束函数很难用显式函数表示出来. 本文将在辛体系下利用精细积分对矩形波导纵向排列介质层 PBG 结构(图 1)分析的基础之上, 利用含交叉项的二次响应面方法将目标函数和约束函数近似显式化, 运用二次规划法对优化模型进行求解, 得到滤波性能最优的设计参数. 算例表明本文方法是可行有效的.

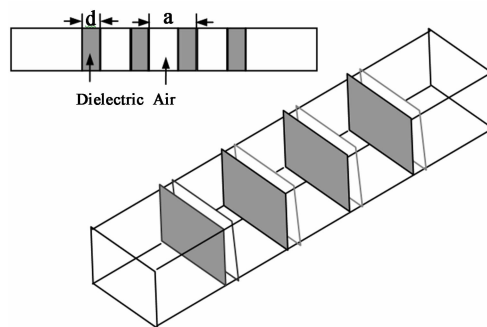


图 1 矩形波导中的介质层 PBG 结构

Fig. 1 Dielectric layer PBG structures in waveguide

1 电磁波导的变分原理、区段势能及区段合并消元

考察电磁波导的一个区段,其横截面为 Ω ,而纵向长度为有限,两个端面的 z 轴坐标分别为 z_a 、 z_b ,首先考虑齐次边界条件,与矢量波动方程相应的单变量变分原理如下:

$$\Pi(E) = \frac{1}{2} \int_{z_a}^{z_b} \iint_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu_r} (\nabla \times E) \cdot (\nabla \times E) - k_0^2 \varepsilon_r E \cdot E \right] d\Omega dz, \delta \Pi(E) = 0 \quad (1)$$

将变量 E 拆分为横向与纵向分量,有

$$E = E_t + E_z \quad (2)$$

把矢量算子 ∇ 拆为纵向与横向算子,单独记 z 方向微商 $\partial(\cdot)/\partial z = (\cdot)'$,即

$$\nabla = \nabla_t + (\cdot)'z \quad (3)$$

其中 $\nabla_t = x\partial/\partial x + y\partial/\partial y$.根据式(2)、式(3)把式(1)的被积函数展开,并做适当变换:

$$\begin{aligned} \Pi = & \frac{1}{2} \int_{z_a}^{z_b} \iint_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu_r} (\nabla_t \times E_t) \cdot (\nabla_t \times E_t) + \frac{1}{\mu_r} (\nabla_t E_z - \dot{E}_t) \cdot (\nabla_t E_z - \dot{E}_t) - k_0^2 \varepsilon_r E_t \cdot E_t - k_0^2 \varepsilon_r E_z \cdot E_z \right] d\Omega dz \\ = & \frac{1}{2} \int_{z_a}^{z_b} \iint_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu_r} (\nabla_t \times E_t) \times (\nabla_t \times E_t) + \frac{1}{\mu_r} (\nabla_t E_z) \cdot (\nabla_t E_z) + \frac{1}{\mu_r} \dot{E}_t \cdot \dot{E}_t - \frac{1}{\mu_r} (\nabla_t E_z) \cdot \dot{E}_t - \frac{1}{\mu_r} \dot{E}_t \cdot (\nabla_t E_z) - k_0^2 \varepsilon_r E_t \cdot E_t - k_0^2 \varepsilon_r E_z \cdot E_z \right] d\Omega dz \end{aligned} \quad (4)$$

对沿纵向均匀的区段,对横截面进行离散.其中矢量横向场利用常规棱单元进行离散,纵向分量使用通常结点基插值函数,展开式为

$$E_t = [N_t^e]^T E_t^e, \quad E_z = [N_z^e]^T E_z^e \quad (5)$$

将式(5)代入到式(4),并累加单元系数矩阵得

$$\Pi = \frac{1}{2} \int_{z_a}^{z_b} \left[[E_t]^T M_1 E_t + [E_z]^T M_2 E_z + [\dot{E}_t]^T M_3 E_t - [\dot{E}_t]^T M_4 E_z - [E_z]^T M_4 \dot{E}_t \right] dz \quad (6)$$

其中

$$M_1 = \sum_{e=1}^M \iint_{\Omega_e} \left[\frac{1}{\mu_r} [\nabla_t \times N_t^e] \cdot [\nabla_t \times N_t^e]^T - k_0^2 \varepsilon_r N_t^e \cdot [N_t^e]^T \right] d\Omega \quad (7)$$

$$M_2 = \sum_{e=1}^M \iint_{\Omega_e} \left[\frac{1}{\mu_r} [\nabla_t N_z^e] \cdot [\nabla_t N_z^e]^T - k_0^2 \varepsilon_r N_z^e \cdot [N_z^e]^T \right] d\Omega \quad (8)$$

$$M_3 = \sum_{e=1}^M \iint_{\Omega_e} \left[\frac{1}{\mu_r} N_t^e \cdot [N_t^e]^T \right] d\Omega \quad (9)$$

$$M_4 = \sum_{e=1}^M \iint_{\Omega_e} \left[\frac{1}{\mu_r} N_t^e \cdot [\nabla_t N_z^e]^T \right] d\Omega \quad (10)$$

完成对 E_z 的变分,有

$$E_z = M_2^{-1} M_4 \dot{E}_t \quad (11)$$

将式(7)、式(8)、式(9)、式(10)和式(11)代入到式(6),可得变分原理为

$$\Pi = \frac{1}{2} \int_{z_a}^{z_b} [E_t^T K_{11} E_t + \dot{E}_t^T K_{22} \dot{E}_t] dz, \delta \Pi(E) = 0 \quad (12)$$

其中

$$K_{11} = M_1, K_{12} = K_{21} = 0, K_{22} = M_3 - M_4 M_2^{-1} M_4^T \quad (13)$$

这里积分式(12)为波导区段的电磁势能.

波导的区段势能应该是两端切向电场向量的二次型函数,即

$$\Pi(E_{ta}, E_{tb}) = E_{ta}^T K_{aa} E_{ta} / 2 + E_{tb}^T K_{ba} E_{ta} + E_{tb}^T K_{bb} E_{tb} / 2 \quad (14)$$

其中 E_{ta} 、 E_{tb} 分别是给定波导两端的切向电场向量.

矩阵 K_{aa} 、 K_{ba} 、 K_{bb} 即可构成波导区段的出口刚度阵,利用此出口刚度阵可实现两相邻子区段的合并消元^[9],从而得到一个周期区段的出口刚度阵,重复对相邻区段进行合并消元,进而得到所有周期段结构出口刚度阵,最后做有限元网格的拼装,对问题进行求解.区段合并消元的公式为

$$\begin{aligned} K_{aa}^{(c)} &= K_{aa}^{(1)} - K_{ab}^{(1)} (K_{bb}^{(1)} + K_{aa}^{(2)})^{-1} K_{ba}^{(1)} \\ K_{bb}^{(c)} &= K_{bb}^{(2)} - K_{ba}^{(2)} (K_{bb}^{(1)} + K_{aa}^{(2)})^{-1} K_{ab}^{(2)} \\ K_{ab}^{(c)} &= -K_{ab}^{(1)} (K_{bb}^{(1)} + K_{aa}^{(2)})^{-1} K_{ab}^{(1)} \\ K_{ba}^{(c)} &= K_{ba}^{(c)T} \end{aligned} \quad (15)$$

其中上标1、2分别代表两个子区段,上标 c 代表合并后的区段.

但式(12)的积分并不容易,一个可行的思路是引入对偶变量,导向哈密顿体系,进而利用精细积分来求出出口刚度阵.取对偶变量为

$$q = E_t, \quad p = z \times E_t \quad (16)$$

相应的变分原理为

$$S = \int_{z_a}^{z_b} [p^T \dot{q} - H(q, p)] dz, \delta S = 0 \quad (17)$$

其中

$$H(q, p) = p^T D p / 2 + p^T A q - q^T B q / 2 \quad (18)$$

$H(q, p)$ 也可称为波导区段的混合能密度.其系数矩阵

$$B = K_{11}, A = 0, D = K_{22}^{-1} \quad (19)$$

通过对区段势能的 Legendre 变换引入波导的区段的混合能^[9]

$$\Gamma(q_a, p_b) = p_b^T q_b - \Pi(q_a, q_b) \quad (20)$$

通过对上式的变分可看出

$$\delta\Gamma(q_a, p_b) = p_b^T \delta q_b + p_a^T \delta q_a \quad (21)$$

$$q_b = \partial\Gamma/\partial p_b, p_a = \partial\Gamma/\partial p_a \quad (22)$$

由式(20)可知区段混合能同样是二次型函数,可表达为

$$\Gamma(q_a, p_b) = -q_a^T Q q_a / 2 + p_b^T F q_a + p_b^T G p_b / 2 \quad (23)$$

从式(14)、式(20)、式(22)和式(23)可知矩阵 K_{aa} 、 K_{ba} 、 K_{bb} 与 Q 、 F 、 G 是可以相互转化的,其关系如下

$$K_{aa} = Q + F^T G^{-1} F, K_{ba} = -G^{-1} F, K_{bb} = G^{-1} \quad (24)$$

$$Q = K_{aa} - K_{ba}^T K_{bb}^{-1} K_{ba}, F = -K_{bb}^{-1} K_{ba}, G = K_{bb}^{-1} \quad (25)$$

波导的区段长度

$$\eta = z_a - z_b \quad (26)$$

当考虑的波导区段为沿 z 方向均匀,也即其几何与材料参数沿 z 坐标不变时,矩阵函数仅是波导的区段长度的函数,即有 $Q(\eta)$ 、 $F(\eta)$ 、 $G(\eta)$,它们可由区段混合能密度的矩阵 A 、 B 、 D 积分得到,其关系满足联立 Riccati 微分方程

$$\begin{cases} dF/d\eta = (A - GB)F = F(A - DQ) \\ dG/d\eta = D + AG + GA^T - GBC = FDF^T \\ dQ/d\eta = F^T BF = B + A^T Q + QA - QDQ \end{cases} \quad (27)$$

其初始条件为

$$\text{当 } \eta \rightarrow 0^+ \text{ 时, } Q = 0, G = 0, F = I. \quad (28)$$

方程(27)看起来很复杂,但可以采用 Riccati 微分方程的精细积分算法^[8-9]进行求解.

2 波导介质层 PBG 结构滤波器的优化设计

作为滤波器,人们往往根据需要希望制作成宽带、窄带、高通、或者低通以及其它等各种性能的滤波器.在阻带内的透过率当然越小越好.下面以阻带内的透过率最小为目标建立模型,用序列线规划法对其变量进行优化分析,以达到最优设计的目的.

2.1 控制模型的提出

由于光子晶体具有带阻特性,可用于带阻滤波器,而且通常人们希望在阻带内的光透过率越小越好,而在阻带以外的区域透过率越大越好.在阻带宽度一定的情况下,透过率越小,透射系数曲线与横坐标轴(频率坐标轴)所围成的面积应该最大.建立优化控制模型

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{求 } x = (a, d, \varepsilon_r)^T \\ \text{使 } A_{sb} = \int_{f_2}^{f_3} (-S_{21}) df \rightarrow \max \\ \text{s. t. } \underline{a} \leq a \leq \bar{a} \\ \underline{d} \leq d \leq \bar{d} \\ d \leq ka \\ \underline{\varepsilon}_r \leq \varepsilon_r \leq \bar{\varepsilon}_r \\ A_L = \int_{f_1}^{f_2} (-S_{21}) df \leq T_L \\ A_R = \int_{f_3}^{f_4} (-S_{21}) df \leq T_R \end{array} \right. \quad (29)$$

其中,周期长度 a 、介质厚度 d 、介质的相对介电常数为设计变量,向量 $x = (a, d, \varepsilon_r)^T$ 表示设计变量向量; f_2 、 f_3 为阻带边界的下、上两个频率, f_1 为阻带左边所研究的频率范围的下边界, f_4 为阻带右边所研究的频率范围的上边界; S_{21} 为透射系数, $A_{sb} = \int_{f_2}^{f_3} (-S_{21}) df$ 为 f_2 到 f_3 频率区间内透射系数曲线与横坐标轴所围成的面积,定义 $A_{sb} = \int_{f_2}^{f_3} (-S_{21}) df$ 为 f_2 到 f_3 频率区间内波的透射量的负值,其值越大,透射率越小.同样, A_L 、 A_R 也为相应频率区间内波的透射量的负值所允许的最大值; \underline{a} 、 \bar{a} 、 \underline{d} 、 \bar{d} 、 $\underline{\varepsilon}_r$ 、 $\bar{\varepsilon}_r$ 分别为 a 、 d 、 ε_r 三个设计变量的上、下限;由于 $d < a$, 所以 k 是一个小于 1 的正数.

2.2 响应面方法的数值试验设计

二次响应面函数为

$$\eta(x, \beta) = \beta_0 + \sum_{j=1}^n \beta_j x_j + \sum_{j=n+1}^{2n} \beta_j x_j^2 + \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n \beta_{ij} x_i x_j \quad (30)$$

其中, n 为设计变量的个数,共有系数 $p = (n + 1)(n + 2)/2$. 当设计变量为 3 时,式(30)为

$$\eta = \beta_0 + \beta_1 x_1 + \beta_2 x_2 + \beta_3 x_3 + \beta_4 x_4 + \beta_5 x_5 + \beta_6 x_6 + \beta_7 x_7 + \beta_8 x_8 + \beta_9 x_9 = \beta_0 + \sum_{i=1}^{p-1} \beta_i x_i \quad (31)$$

其中

$$x_4 = x_1^2, x_5 = x_2^2, x_6 = x_3^2, x_7 = x_1 x_2, x_8 = x_1 x_3, x_9 = x_2 x_3, \beta_7 = \beta_{12}, \beta_8 = \beta_{13}, \beta_9 = \beta_{23}.$$

为了求出二次响应面的系数,试验次数 N 应少于 p 次,当 $N > p$ 时,采用最小二乘法确定响应而后系数.在响应面设计中,一般可采用正交表设计、中心

组合设计和等矩设计等几种试验设计的方法.

本文采用中心组合设计,由二水平因子设计(2n 个点)加上 2n 个轴点和 1 个中心点(n 为变量个数),其中,轴点是以原点为中心对称分布在 n 个坐标轴上的点,它们与中心点的距离称作轴臂,其大小按照试验的正交性加以确定,文献[10]中给出当变量数为 3 时,r=1.215. 对于 2 水平三个设计变量的中心组合设计法的试验点的构造可参见图 2.

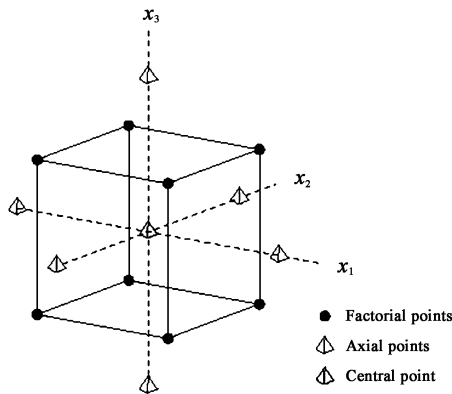


图 2 中心复合设计 2 水平 3 设计变量

Fig.2 Central composite design for 2 design variables at 2 levels

约束响应面的构造与目标响应面的构造在同样拟合范围内进行,即采用同样的拟合半径. 对 3 个设计变量本文选取 7 个试验点,图 3 给出了 3 设计变量时约束响应面试验点分布方式的示意图.

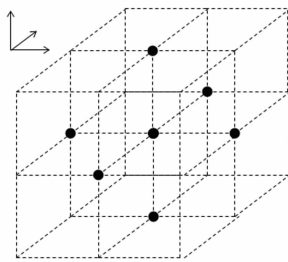


图 3 约束响应面的试验点分布方式

Fig.3 DOE for constraint response surface

假定点 $x^v = (x_1^v, \dots, x_i^v)$, ($i = 1, \dots, n$, 上标为优化迭代次数),利用运动极限法,可以确定变量(x_1^v, \dots, x_i^v)的取值范围为 $[\underline{d}_i^v, \bar{d}_i^v]$. 运动极限法的具体公式如下:

设第 i 个设计变量 x_i 的运动极限为

$$\Delta_i = (\bar{d}_i - \underline{d}_i) \times \alpha \tag{32}$$

其中, $\bar{d}_i, \underline{d}_i$ 为 x_i 的上下限, α 是运动极限比例因子,在迭代中以改变来达到调整运动极限的目的. α

的调整公式如下

$$\alpha = \begin{cases} \Delta x_i^0 \times \Delta x_i^v \geq 0 & \alpha = \alpha \times A \\ \Delta x_i^0 \times \Delta x_i^v < 0 & \alpha = \alpha \times B \end{cases} \tag{33}$$

其中, Δx_i^0 为 x_i 上次迭代的变化量, Δx_i^v 为本次的变化量,A、B 为调整系数,A 在 1.0 ~ 1.2 中取值,B 在 0.5 ~ 1.0 中取值.

2.3 用于求解的控制模型

通过上述处理,优化模型可转化为如下二次序列规划问题

$$\begin{cases} \text{求 } x = (a, d, \varepsilon_r)^T \\ \text{使 } F = x^T H x / 2 + f^T x \rightarrow \min \\ \text{s. t. } \underline{d}_1 \leq a \leq \bar{d}_1 \\ \underline{d}_2 \leq d \leq \bar{d}_2 \\ d \leq ka \\ \underline{d}_3 \leq \varepsilon_r \leq \bar{d}_3 \\ A_L^T x + B_L \leq T_L \\ A_R^T + B_R \leq T_R \end{cases} \tag{34}$$

其中 $H, f^T, A_L^T, B_L, A_R^T, B_R$ 是对目标函数及约束函数近似显式化时求得.

3 数值算例

对图 1 所示的滤波器,设计阻带中心频率约为 6GHz、带宽为 2GHz 的 PBG 滤波结构. 取矩形波导的横向截面尺寸为 57mm × 23mm. 当波导的周期个数太小,一般阻带特性不是太好,当波导的周期个数太大,振荡又太大,根据经验实际工程中一般取波导的周期个数为 10 个左右,本例中波导的周期个数设置为 9. 设 $f_1 = 3\text{GHz}, f_2 = 5\text{GHz}, f_3 = 7\text{GHz}, f_4 = 9\text{GHz}, T_L = T_R = 2.5, a = 0.002\text{mm}, \bar{a} = 100\text{mm}, \underline{d} = 0.001\text{mm}, \bar{d} = 100\text{mm}, \underline{\varepsilon}_r = 1.1, \bar{\varepsilon}_r = 10, k = 0.9$. 初始设计变量取 $a = 20\text{mm}, d = 15\text{mm}, \varepsilon_r = 2.25$.

目标值和设计变量随迭代步的变化规律如图 4 和图 5 所示. 从图 4 中可看出,随着迭代次数的增加,目标值几乎无振荡地不断下降,迭代第 8 次后目标趋于平稳,最后目标值在 -62 左右收敛. 从图 5 中还可看出,当目标值趋于平稳后,变量 a 仍然不断增加,同时 d 不断减小,也随着缓慢增加,最后设计变量的最优点为 $a = 22.2\text{mm}, d = 6.71\text{mm}, \varepsilon_r = 2.8$. 图 6 还给出了取初始变量时此结构的阻带特性以及优化后的阻带特性,从图 6 中可看出初始

变量所对应的阻带中心频率大约在6GHz附近,但其阻带不够深,带宽也不够宽;而优化后的阻带中心频率约为6GHz、阻带宽度约为2GHz的滤波器,且阻带特性好,达到预期的设计。

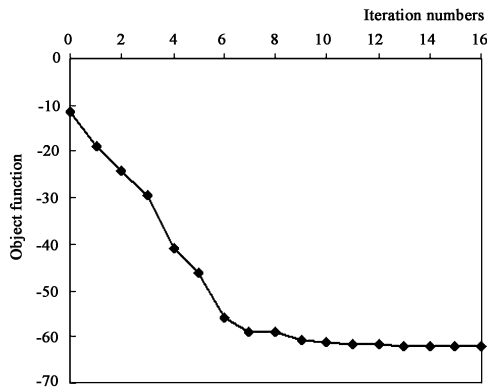


图4 目标函数随迭代次数的变化

Fig. 4 Object function versus iteration numbers

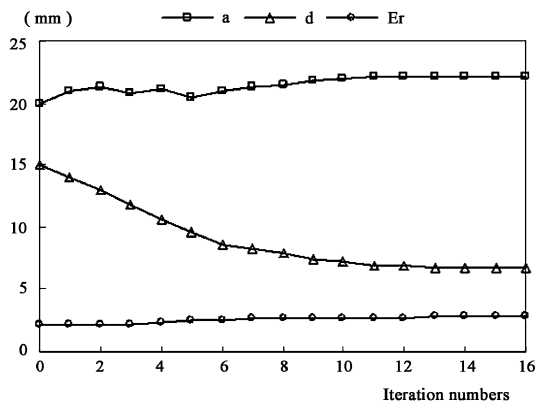


图5 设计变量随迭代次数的变化

Fig. 5 Design variables versus iteration numbers

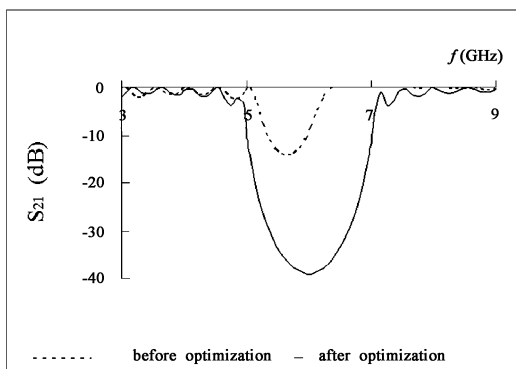


图6 优化前后的阻带特性

Fig. 6 Stop-band characteristic before optimization and after optimization

4 结论

采用棱单元对波导的横截面进行离散,然后导

向哈密顿体系,运用基于黎卡提微分方程的精细积分求出一段介质层和一段空气层的出口刚度阵,再将两区段合并得到一个周期段的出口刚度阵,从而可对所有周期进行合并,进而求出矩形波导纵向排列介质层PBG结构滤波器的阻带特性。由于只需对横截面进行离散,其计算量仅与横截面的有限元离散网格有关,因而大大减少了计算量。在此基础上对优化模型利用响应面方法将目标函数和约束函数近似显式化,运用二次规划对模型进行优化求解,得到了滤波性能最优的设计参数,在波导滤波器的优化设计中做了有益的尝试。

参 考 文 献

- 1 张本全,王锡良,阮颖铮. 宽阻带波导带通滤波器的精确设计. 电波科学学报,2005,20(6):806~809 (Zhang Benquan, Wang Xiliang, Ruan Yingzheng. Accurate design of wide stop-band waveguide bandpass filters. *Chinese Journal of Radio Science*, 2005, 20(6): 806~809 (in Chinese))
- 2 Zhang Yu, Li Bin, Liang Changhong. Analysis of PBG filter structures using FDTD with least square fitting method. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials. March 7-9, 2005; 399~402
- 3 闫敦豹,袁乃昌,付云起. 基于FDTD的波导介质层PBG结构的研究. 电子与信息学报,2004,26(1):118~123 (Yan Dunbao, Yuan Naichang, Fu Yunqi. Research on dielectric layer PBG structures in waveguide based on FDTD. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 26(1): 118~123 (in Chinese))
- 4 钟万勰. 电磁波导的辛体系. 大连理工大学学报,2001,41(4):379~387 (Zhong Wanxie. Symplectic system for electromagnetic wave guide. *Journal of Dalian University of Sci and Tech*, 2001, 41(4): 379~387 (in Chinese))
- 5 钟万勰. 电磁波导的半解析辛分析. 力学学报,2003,35(4):401~410 (Zhong Wanxie. Symplectic semi-analytical method for electro-magnetic wave guide. *Chinese Journal of Mechanics*, 2003, 35(4): 401~410 (in Chinese))
- 6 孙雁,郑长良,陈杰夫,钟万勰. 电磁对偶元伪解的消除. 动力学与控制学报,2004,2(1):8~12 (Sun Yan, Zheng Changliang, Chen Jiefu, Zhong Wanxie. On the elimination of spurious solutions using symplectic finite element method for electromagnetic analysis. *Journal of Dy-*

- namics and Control*, 2004, 2(1): 8 ~ 12 (in Chinese))
- 7 陈杰夫, 郑长良, 钟万勰. 电磁对偶元的子区域分析. 微波学报, 2006, 22(2): 7 ~ 10 (Chen Jiefu, Zheng Changliang, Zhong Wanxie. Sub-region analysis for dual electromagnetic finite element method. *Journal of Microwaves*, 2006, 22(2): 7 ~ 10 (in Chinese))
- 8 W. X. Zhong and J. P. Zhu. Precise time integration for the matrix Riccati Equation. *Journal on Numerical Methods in Computer Applications*, 1996, 17(1): 26 ~ 35
- 9 钟万勰. 应用力学对偶体系. 北京: 科学出版社, 2002 (Zhong Wanxie. Dual system in applied mechanics. Beijing: Science Press, 2002 (in Chinese))
- 10 任露泉. 试验优化技术. 北京: 机械工业出版社, 1987: 147 ~ 154 (Ren Luquan. Experimental Optimization Technology. Beijing: China Machine Press, 1987: 147 ~ 154 (in Chinese))

OPTIMAL DESIGN OF DIELECTRIC LAYER PBG STRUCTURE IN WAVEGUIDE FILTER ON THE RESPONSE SURFACE METHODOLOGY

Yang Hongwei¹ Zhong Wanxie² Sui Yunkang¹

(1. College of Mathematics & Physics, Beijing University of Technology, Beijing 100022, China)

(2. Dalian University of Technology, Dalian 116023, China)

Abstract The stop-band characteristic of dielectric layer PBG structure in waveguide filter was analyzed using precise integration in symplectic system, and the filter was optimized on response surface methodology. The transverse section was discretized by edge element. The export stiff matrices of a dielectric layer and an air layer can be calculated by the precision integration based on Riccati equations in Hamilton system. The export stiff matrices of a period can be obtained by the combination of substructures, and the whole structure can be solved. Optimization model of the filter was established on the basis of analysis. The approximate expression was found between the design parameters and the objective function by response surface methodology. The model was solved using quadratic programming and the optimal parameters were obtained. Example demonstrated that it was effective.

Key words waveguide, PBG structure, filter, precise integration, Hamilton system, response surface methodology