

# 介质谐振器型带通滤波器机助优化设计\*

单家方 胡清兰

(华北电力学院北京研究生部, 北京)

**摘要** 本文根据平面电路理论, 采用 Green 函数本征函数展开法与多模传输矩阵技术, 对介质谐振器型带通滤波器进行了机助优化设计, 并且试制了样品, 其实验值与计算结果吻合良好。

**关键词** 滤波器; 带通滤波器; 介质谐振器; 机助优化设计

## 一、引言

应用平面电路理论对介质谐振器型带通滤波器进行设计, 可采用多种方法, 如差分法<sup>[1]</sup>、边界元法<sup>[2]</sup>和 Rayleigh-Ritz 法<sup>[3]</sup>等等。这些计算方法精度虽高, 但计算时间较长, 不便于进行优化设计。文献 [4] 虽将基模传输矩阵法用于某些电路的优化设计中, 但它对不连续处(如: 阶梯口)的电磁场未加处理, 没有考虑高次模的影响, 因而导致计算误差增加。本文在 Rayleigh-Ritz 全域展开法的基础上提出了 Rayleigh-Ritz 部分域展开法, 缩短了计算时间。此外还对滤波器的介质形状进行了改进, 使之可采用单纯传输矩阵法进行优化设计。为计及不连续处高次模的影响, 采用了多模传输矩阵, 从而大大提高了设计精度。

## 二、基本理论与方法

### 1. 级联网络多模阻抗矩阵与散射矩阵

将任一(如图 1 (a)) 不规则的平面电路划分成若干个(如 5 个)部分, 并将其表示成级联网络(图 1 (b))。对任一级网络  $K$  ( $K = I, II, \dots, V$ ), 我们可以把它等效成图 2 所示的多端网络。对应这一多端网络, 可以用阻抗矩阵(见附录)表示为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}^K \\ \mathbf{V}^{K'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{11} & \mathbf{Z}^{12} \\ \mathbf{Z}^{21} & \mathbf{Z}^{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}^K \\ \mathbf{I}^{K'} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中

$$\mathbf{V}^K = [V_1^{(K)}, V_2^{(K)}, \dots]^T, \quad \mathbf{V}^{K'} = [V_1^{(K')}, V_2^{(K')}, \dots]^T \\ \mathbf{I}^K = [I_1^{(K)}, I_2^{(K)}, \dots]^T, \quad \mathbf{I}^{K'} = [I_1^{(K')}, I_2^{(K')}, \dots]^T$$

由 (1) 式可推得其传输矩阵:

\* 1987 年 6 月 15 日收到, 1988 年 3 月 28 日修改定稿。

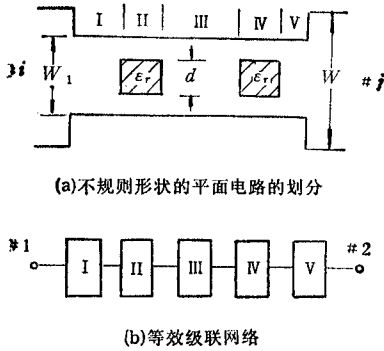


图1 不规则形状的划分及等效网络

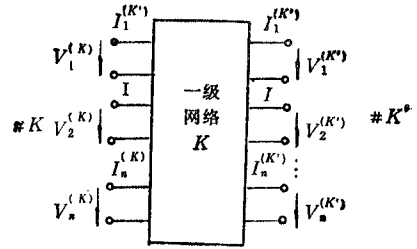


图2 等效多端网络

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}^{K'} \\ \mathbf{I}^{K'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{11} & \mathbf{A}^{12} \\ \mathbf{A}^{21} & \mathbf{A}^{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}^K \\ \mathbf{I}^K \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^{11} &= \mathbf{Z}^{11} \cdot (\mathbf{Z}^{21})^{-1}, & \mathbf{A}^{12} &= \mathbf{Z}^{11} \cdot (\mathbf{Z}^{21})^{-1} \cdot \mathbf{Z}^{22} - \mathbf{Z}^{12} \\ \mathbf{A}^{21} &= (\mathbf{Z}^{21})^{-1}, & \mathbf{A}^{22} &= (\mathbf{Z}^{21})^{-1} \cdot \mathbf{Z}^{22} \end{aligned}$$

这就是说有了某级网络的阻抗矩阵,便可得到该级网络的传输矩阵,有了各级网络的传输矩阵,由

$$\mathbf{B} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_{11} \cdots \mathbf{A}_V \quad (3)$$

便可得到总体不规则平面电路的传输矩阵。通过矩阵变换,进而可得总体电路的阻抗矩阵:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}^i \\ \mathbf{V}^j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{ii} & \mathbf{Z}^{ij} \\ \mathbf{Z}^{ji} & \mathbf{Z}^{jj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}^i \\ \mathbf{I}^j \end{bmatrix} \quad (4)$$

若假定  $i, j$  端对的最高次模均为  $n$ , 则每一子矩阵为  $n$  阶方阵:

$$\mathbf{Z}^{ii} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{ii} \cdots Z_{1q}^{ii} \cdots Z_{1n}^{ii} \\ \vdots \\ Z_{p1}^{ii} \cdots Z_{pq}^{ii} \cdots Z_{pn}^{ii} \\ \vdots \\ Z_{n1}^{ii} \cdots Z_{nq}^{ii} \cdots Z_{nn}^{ii} \end{bmatrix} = [\mathbf{Z}_{pq}^{ii}] \quad (5)$$

式中,  $p, q$  分别表示  $i, j$  端口上模的次数。经过下式

$$[\bar{\mathbf{Z}}_{pq}^{ii}] = [r_p^{(i)} \cdot \mathbf{Z}_{pq}^{ii}] \quad (6)$$

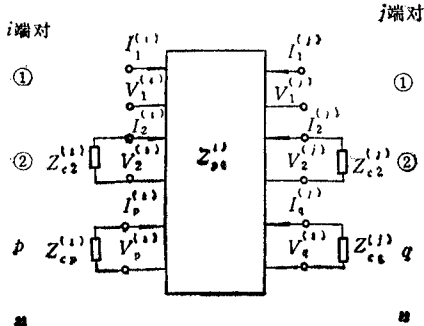


图3 平面电路的等效多端网络

式中

$$r_p^{(i)} = \sqrt{(p\pi/\omega^{(i)})^2 - k^2}$$

运算后,将  $[\mathbf{Z}_{pq}^{ii}]$  化成归一化阻抗  $[\bar{\mathbf{Z}}_{pq}^{ii}]$ ,再令

$$\bar{\mathbf{Z}}_{pq} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{Z}}_{pq}^{ii} & \bar{\mathbf{Z}}_{pq}^{ij} \\ \bar{\mathbf{Z}}_{pq}^{ji} & \bar{\mathbf{Z}}_{pq}^{jj} \end{bmatrix}$$

并根据处于匹配状态的外端口特性,便很容易推得归一化的基模阻抗矩阵<sup>[3]</sup>:

$$\bar{\mathbf{Z}} = \bar{\mathbf{Z}}_{11} - \Delta \bar{\mathbf{Z}}^* \quad (7)$$

式中

$$\Delta Z^n = [\bar{Z}_{21}, \bar{Z}_{31}, \dots, \bar{Z}_{n1}] \begin{bmatrix} \bar{Z}_{22} + I & \dots & \bar{Z}_{2n} \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{Z}_{n2} & \dots & \bar{Z}_{nn} + I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{Z}_{12} \\ \bar{Z}_{13} \\ \vdots \\ \bar{Z}_{1n} \end{bmatrix}$$

(I 为单位阵)

继而可得散射矩阵

$$S = (\bar{Z} + I)^{-1} \cdot (\bar{Z} - I) \quad (8)$$

## 2. 平面电路等效参数的计算

由上述可知,为得到  $S$  矩阵,关键是求取平面电路的阻抗参数  $Z_{pq}^{ij}$ , 经过推证它可表示成

$$Z_{pq}^{ij} = \frac{W^{(i)}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N_{qn}^{(j)} \cdot N_{pn}^{(i)}}{k^2 - k_n^2} \quad (9)$$

式中符号的意义见附录.

## 3. Rayleigh-Ritz 法求解本征函数与本征值

由 (9) 式可知,为了求得阻抗  $Z_{pq}^{ij}$ , 必须先求解本征函数  $\varphi_n$  与本征值  $k_n^2$ . 求解  $\varphi_n$  与  $k_n^2$  可采用 Rayleigh-Ritz 法<sup>[1]</sup>. 对于一般情况而言,可以选择一基函数  $f_i (i = 1, 2, \dots, N)$  去逼近本征函数  $\varphi$ , 也就是令

$$\varphi = \sum_{i=1}^N D_i f_i \quad (D_i \text{ 为待定系数}) \quad (10)$$

利用 Rayleigh-Ritz 法,将本征值问题转变成求

$$(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{B})\mathbf{D} = \mathbf{0} \quad (11)$$

的特征值  $\lambda$  与特征向量  $\mathbf{D}$  的问题. 式中  $\mathbf{A}, \mathbf{B}$  为已知方阵,其元素分别为

$$A_{ij} = \iint_S \nabla f_i \cdot \nabla f_j dS, \quad B_{ij} = \iint_S \epsilon_r f_i \cdot f_j dS;$$

$\epsilon_r$  为介质的相对介电常数,  $\mathbf{D} = [D_1, \dots, D_i, \dots, D_n]^T$ .

## 4. 全域和部分域的函数展开法

在求解本征函数时,我们可以采用全域与部分域展开法. 所谓全域展开法是在整体域中,取一统一的基函数,例如图 4 I 至 V 域整体基函数可取为

$$f_i = \sin \frac{(2i-1)}{w_1} \pi y \cdot \cos \frac{K\pi}{L} x \quad \left( \begin{array}{l} i = 1, 2, \dots \\ K = 0, 1, 2, \dots \end{array} \right) \quad (12)$$

这里  $f_i$  除应满足边界条件外,还因滤波器形状上下对称,故选取了  $(2i-1)$  奇数项.

所谓部分域展开,就是将整个域化为数个域(如图 4 中的 I 至 V 域). 对于均匀区域(如 I, III, V)可直接写出其本征函数和本征值,例如对于 I 域有

$$\varphi_n = \sqrt{\frac{\epsilon_K}{w_1 L_1}} \cdot \sin \left( \frac{2i-1}{w_1} \right) \pi y \cos \frac{K\pi}{L_1} x \quad (13)$$

以及

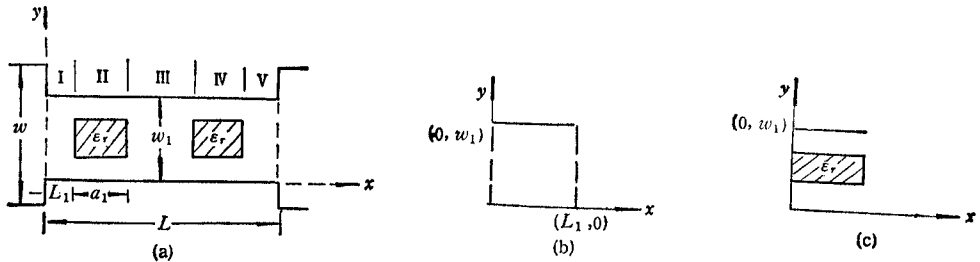


图4 介质滤波器及其局部坐标

(a) 多介质带通滤波器, (b) I 域局部坐标, (c) II 域局部坐标

$$k_n^2 = \left[ \frac{(2i-1)\pi}{w_1} \right]^2 + \left( \frac{K\pi}{L_1} \right)^2$$

式中

$$\varepsilon_K = \begin{cases} 1, & K = 0 \\ 2, & K = 1, 2, \dots \end{cases}$$

而 II, IV 域因有介质存在, 成为不均匀。这时则需选取基函数, 用 Rayleigh-Ritz 法求解。例如 II 域沿  $y$  方向基函数可选为

$$f_j = \sin \frac{(2j-1)\pi y}{w_1} \quad (j \text{ 为正整数})$$

进而沿  $y$  方向的本征函数

$$\varphi'_K = \sum_{j=1}^n D_j f_j$$

这样通过求其特征值和特征向量, 便可得整个 II 域的本征函数

$$\varphi_n = \varphi'_K \cdot \cos \frac{m\pi x}{a_1} \cdot \varepsilon_m \quad (m = 0, 1, 2, \dots) \quad (14)$$

以及本征值

$$k_n^2 = \left( \frac{m\pi}{a_1} \right)^2 + \lambda_K$$

式中

$$\varepsilon_m = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{a}}, & m = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{a}}, & m = 1, 2, \dots \end{cases}$$

$\lambda_K$  为对应  $\varphi'_K$  的本征值。有了各域的本征函数、本征值, 便可得到各域的阻抗矩阵, 从而得到整体域的阻抗矩阵。

### 三、优化设计

为了减少计算量以便于优化, 将图 4 滤波器结构改成如图 5 所示各域均匀的结构, 这样计算便可采用单纯的多模矩阵法来进行。对于长为  $l_i$  的介质段, 其多模传输矩阵为

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{11} & \mathbf{A}^{12} \\ \mathbf{A}^{21} & \mathbf{A}^{22} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中

$$\mathbf{A}^{11} = \mathbf{A}^{22} = \text{diag}(\text{ch}(r_p L_i)), \mathbf{A}^{12} = \text{diag}\left(\frac{\text{sh}(r_p L_i)}{j r_p}\right), \mathbf{A}^{21} = \text{diag}(j r_p \cdot \text{sh}(r_p \cdot L_i))$$

这里 1,2 上标分别代表  $L_i$  段的左右分界面,

$$r_p = \sqrt{\left(\frac{p\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r}, (p=1, 2, \dots, s);$$

( $s$  为所计及模的最高次数).

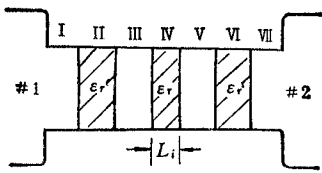


图 5 各域均匀的结构

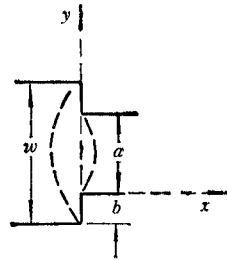


图 6 阶梯口场的匹配

对于阶梯口,根据场的连续性原理,在其分界面上(图 6)有

$$\sum_{p=1}^{\infty} \begin{Bmatrix} V_p^{(i)} \\ I_p^{(i)} \end{Bmatrix} \cdot \sin \frac{p\pi(y-b)}{w} = \sum_{n=1}^{\infty} \begin{Bmatrix} \bar{V}_n^{(i)} \\ \bar{I}_n^{(i)} \end{Bmatrix} \cdot \sin \frac{n\pi y}{a}, \quad (0 \leq y \leq a) \quad (16)$$

式中  $\bar{V}_n^{(i)}, \bar{I}_n^{(i)}, \bar{V}_p^{(i)}, \bar{I}_p^{(i)}$  分别表示 #  $i$  阶梯口左右两边的模电压、电流的幅值。对 (16) 式两边截取有限项(如  $s$  项),再利用三角函数的正交性,可得到:

$$\begin{Bmatrix} V_p^{(i)} \\ I_p^{(i)} \end{Bmatrix} = \sum_{n=1}^s K_{pn} \begin{Bmatrix} \bar{V}_n^{(i)} \\ \bar{I}_n^{(i)} \end{Bmatrix} \quad (17)$$

式中

$$K_{pn} = 2 \cdot \int_a^{a+b} \sin \frac{p\pi(y-b)}{w} \sin \frac{n\pi y}{a} dy$$

这样便可得到阶梯口的传输阵

$$\mathbf{K}^{(i)} = \text{diag}[\mathbf{K}, \mathbf{K}]$$

式中  $\mathbf{K} = [K_{pn}]$ . 对于图 6 结构,其总体的传输矩阵

$$\mathbf{B} = (\mathbf{K}^{(1)})^{-1} \cdot \mathbf{A}_I \cdot \mathbf{A}_{II} \cdots \mathbf{A}_j \cdots \mathbf{A}_{VII} \cdot \mathbf{K}^{(2)} \quad (18)$$

在进行优化时,目标函数取为

$$\begin{aligned} \bar{F}(l_1, \dots, l_i, \dots, l_p) &= \sum_{i=1}^{N_r} [a_{s,\min}/a_{21}(f_i)]^2 \\ &+ \sum_{i=1}^{N_n} [a_{21}(f_i)/a_{\rho,\min}]^2 \end{aligned}$$

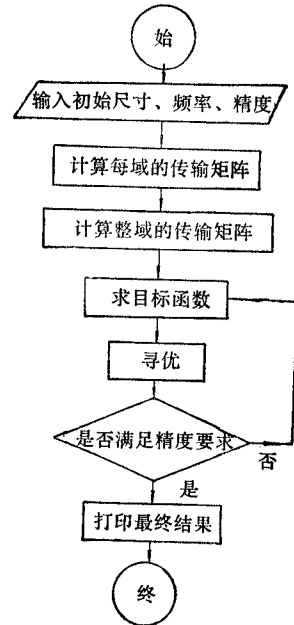


图 7 计算框图

式中  $l_i (i=1, 2, \dots, p)$  为优化变量,  $a_{smin}$  为带外最小衰减,  $a_{pmax}$  为带内最大衰减,  $a_{21}(f_i)$  为取样频率点处功率传输损失系数,  $N_p, N_s$  分别为带内、带外采样点数。优化选用了 Powell 算法。又由于这是一有约束 ( $0 < l_i < \lambda_g$ ) 的优化问题, 因而采用了变换式

$$L'_i = \frac{2x - 1}{1 - |2x - 1|} \quad (19)$$

式中  $x = l_i/\lambda_g$ , 将  $0 < l_i < \lambda_g$  有界域映成  $-\infty < l_i < \infty$  无界域, 从而将有约束问题化成无约束问题。其计算流程图如图 7 所示:

### 四、实例结果与讨论

#### 1. 部分域与全域展开法的机助设计

所设计的滤波器结构与计算结果分别如图 8—10 所示。由图可见: (1) 通过改变结构的某一尺寸, 可改变滤波器的特性。例如加大  $a$  (见图 8), 中心频率降低, 带宽有所增加; 加大  $e$  时, 中心频率降低, 带宽基本不变。(2) 双介质以及三介质结构(图 9) 的带宽比单介质(图 8) 的要宽, 通过调整尺寸, 例如减小  $c_1$  (图 9 (a)), 可改善带内平坦度; 减小  $c_2$  (图 9 (b)) 可展宽带宽; 而带内最大衰减变化不甚明显, 只是稍稍有所增加。此外, 通过实例计算表明, 采用部分域法, 计算时间较短 (约需 MC 68000 CPU 10 min 的运算时间), 但在多介质情况下, 将会产生一定误差; 全域展开法则计算精度高, 但计算量大 (约需 MC 68000 CPU 的 40 min 的运算时间)。

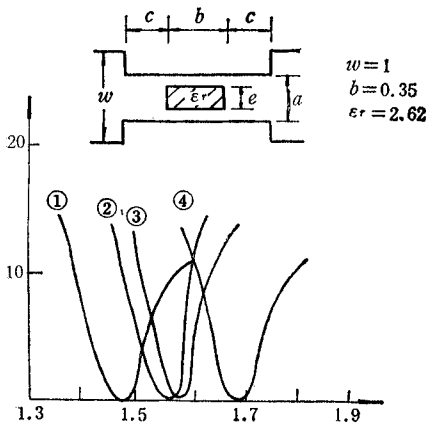


图 8 部分域展开法结果

- ①  $a = 0.55 \quad c = 0.3 \quad e = 0.3$
- ②  $a = 0.5 \quad c = 0.3 \quad e = 0.3$
- ③  $a = 0.5 \quad c = 0.4 \quad e = 0.3$
- ④  $a = 0.5 \quad c = 0.3 \quad e = 0.2$

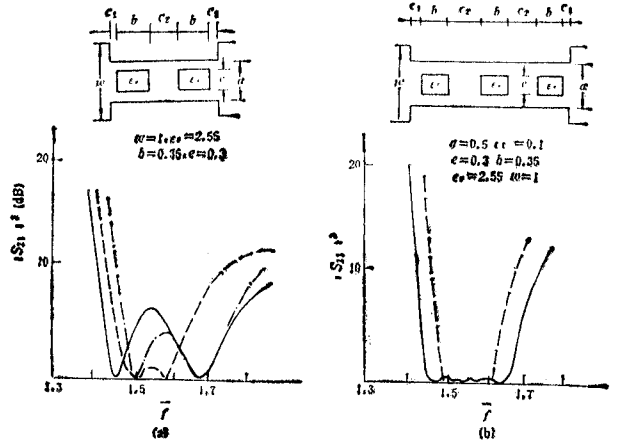


图 9 全域展开法结果

$\bar{f}$  为归一化频率, 实际频率  $= \bar{f} \times 3 \times 10^8 / (2w)$ ; 尺寸为归一化值, 实际尺寸为归一化尺寸  $\times$  端口宽  $w$ ; 纵轴  $|S_{21}|^2$  表示衰减 ( $-10 \log |S_{21}|^2$ )

- (a) 具有两个介质谐振器 ——  $a = 0.6 \quad c_1 = 0.15 \quad c_2 = 0.1$   
 - - -  $a = 0.5 \quad c_1 = 0.15 \quad c_2 = 0.25$     ---  $a = 0.5 \quad c_1 = 0.1 \quad c_2 = 0.25$
- (b) 具有三个介质谐振器 ——  $c_2 = 0.25$     ---  $c_2 = 0.35$

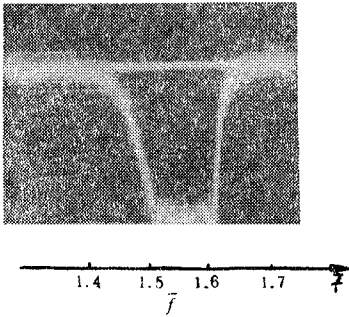


图 10

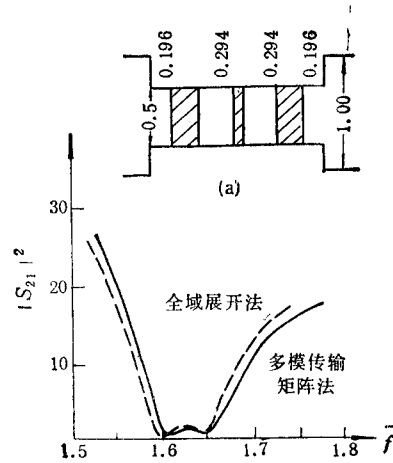


图 11 优化结果

## 2. 实验结果

所制样品为图 9 (b) 顶部所示结构,所选用的波导为 3 cm 标准波导。介质材料为聚苯乙烯。所得实验结果如图 10 示,其实验值与计算值频带差  $\leq 0.005$ 。

## 3. 优化设计

优化设计的滤波器结构与其对应频率特性曲线如图 11 所示,采用的方法为单纯的多模传输矩阵法。为了比较计算结果,将优化后的结构再用全域展开法进行了计算。这里滤波器的性能(包括带宽,中心频率,带内、外衰减)可以通过改变滤波器的  $l_i$  ( $i = 1, 2, \dots, 5$ ) 来进行优化,计算一条频率特性曲线(一般取 20 至 30 个样点)只需 MC 68000 CPU 2 min 运算时间,因而这种单纯传输矩阵法要比前两种方法节省较多的计算时间。

## 五、结 论

(1) 对于一般的介质谐振器型带通滤波器的机助设计,全域展开法与部分域展开法均是适用范围广的有效方法。不过当为单一介质时,宜采用计算时间较短的部分域展开法。

(2) 对于优化设计, Rayleigh-Ritz 法比较复杂,计算量大,在优化设计时不便于采用。而单纯的多模传输矩阵法简单,计算量小,是一种既快速又精确的优化设计方法,其缺点是适用范围较窄。

(3) 文中所设计的滤波器  $Q$  值高,频带宽,体积小,而且适用于各个频段,直至毫米波段,介质可选用价格低廉的聚苯乙烯材料。

本文在制作样品与测试中,得到了大华无线电仪器厂刘重光、高乐两位工程师的大力协助,在此表示感谢。

**附录** 对于 H 面平面电路,可设

$$\begin{cases} E = (0, 0, E_z) \\ H = (H_x, H_y, 0) \end{cases}$$

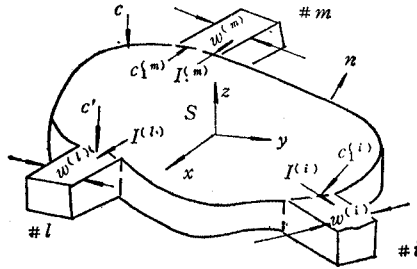


图 A 1 平面电路

由 Maxwell 方程知

$$\begin{cases} \nabla^2 E_z + \epsilon_r k^2 E_z = 0, & \text{在平面电路 } S \text{ 内} \\ n \cdot \nabla_t E_z = j\omega\mu J^i(s^{(i)}), & \text{在端口 } c_1^{(i)} \text{ 中} \\ E_z = 0, & \text{在短路边界上} \end{cases} \quad (\text{A-1})$$

式中  $\nabla_t = i \frac{\partial}{\partial x} + j \frac{\partial}{\partial y}$ ,  $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon_0$ ,  $\epsilon_r$  为相对介电常数,  $n$  为场域边界的外法线方向的单位矢量。为了求解方程组 (A-1), 引入 Green 函数<sup>[1]</sup>:

$$G = G(x, y | x_0, y_0) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\varphi_n(x, y) \cdot \varphi_n(x_0, y_0)}{k_n^2 - k^2} \quad (\text{A-2})$$

其中  $\varphi_n$ ,  $k_n^2$  为本征函数与本征值, 它应满足:

$$\nabla_t^2 \varphi_n + \epsilon_r k_n^2 \varphi_n = 0 \quad (\text{A-3})$$

以及

$$\begin{aligned} \iint_S \epsilon_r \varphi_m \cdot \varphi_n dS &= \delta_{nm} \quad (\text{归一化条件}) \\ n \cdot \nabla_t \varphi_n &= 0 \quad (\text{在端口 } c_1^{(i)} \text{ 上}) \\ \varphi_n &= 0 \quad (\text{在短路边界上}) \end{aligned}$$

式中

$$\delta_{nm} = \begin{cases} 0, & n \neq m \\ 1, & n = m \end{cases}$$

把在端口上的  $E_z$  用模式分解

$$E_z = \sum_{p=1}^{\infty} (b_p^{(j)} e^{-r_p^{(j)}} + b_p^{(j)} e^{-r_p^{(j)}}) \cdot \sin \frac{p\pi s^{(j)}}{w^{(j)}} \quad (\text{A-4})$$

式中  $j$  表示端口编号,  $b_p^{(j)}$ ,  $b_p^{(j)}$  分别表示  $j$  端口  $p$  次模的入射波与反射波振幅,

$$r_p^{(j)} = \sqrt{(p\pi/w^{(j)})^2 - k^2}$$

$w^{(j)}$  为  $j$  端口宽度。把 (A-2), (A-3) 式代入 (1) 式, 经过一系列运算可得

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{k^2 - k_n^2} \sum_{i=1}^m w^{(i)} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{N_{pn}^{(i)} \cdot r_p^{(i)}}{2} (b_p^{(i)} - b_p^{(i)}) = b_q^{(j)} + b_q^{(j)} \quad (\text{A-5})$$

式中



$$N_{pn}^{(i)} = \frac{2}{w^{(i)}} \int_{c_1^{(i)}} \varphi_n(x_0, y_0) \sin \frac{p\pi x}{w^{(i)}} ds$$

再定义

$$\begin{bmatrix} V_p^{(i)} \\ I_p^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ r_p^{(i)} & -r_p^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_p^{(i)} \\ b_p'^{(i)} \end{bmatrix} \quad (\text{A-6})$$

$$(i, j = 1, 2, \dots, m) \quad (p, q = 1, 2, \dots, \infty)$$

把 (A-5) 代入 (A-4), 当  $m = 2$  时可得

$$\begin{bmatrix} V_q^{(i)} \\ V_q^{(j)} \end{bmatrix} = \sum_{p=1}^{\infty} \begin{bmatrix} Z_{pq}^{ii} & Z_{pq}^{ij} \\ Z_{pq}^{ji} & Z_{pq}^{jj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p^{(i)} \\ I_p^{(j)} \end{bmatrix} \quad (\text{A-7})$$

式中

$$Z_{pq}^{ii} = \frac{w^{(i)}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{N_{qn}^{(j)} N_{pn}^{(i)}}{k^2 - k_n^2}$$

### 参 考 文 献

- [ 1 ] 大越孝敬, 三好旦六著, 王积勤, 杨逢春译, 平面电路, 科学出版社, 1974, pp. 123—158.
- [ 2 ] 许瑞邦, 穴田哲夫, 领域分割法によるマイクロ波平面回路の解析, 信学会マイクロ波研究会, MW80-2, 1980, pp. 9—16.
- [ 3 ] 穴田哲夫, 许瑞邦, マイクロ波平面回路の固有モードによる解析, 信学会マイクロ波研究会, MW78-7, 1978, pp. 1—9.
- [ 4 ] 繁沢宏等, 2 通路遮断導波管(誘電体共振器装荷)フィルター, 信学会マイクロ波研究会, MW84-132, 1984, pp. 57—64.

## THE COMPUTER-AIDED OPTIMUM DESIGN OF BANDPASS FILTERS WITH DIELECTRIC RESONATORS

Shan Jiafang    Hu Qinglan

(Beijing Graduate School of North China Institute of Electric Power, Beijing)

**Abstract**    The eigenfunction expansion of Green's function and the transmission matrix technique are employed for the computer-aided optimum design of bandpass filters with dielectric resonators based on the planar circuit theory. The computed results are in good agreements with the experimental ones.

**Key words**    Filter; Bandpass filter; Dielectric resonator; Computer-aided optimum design