第11卷 第2期　　电子科学学刊　　Vol. 11, No. 2
1989年3月　　JOURNAL OF ELECTRONICS　　Mar., 1989

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[1]、边界元法[2]和 Rayleigh-Ritz 法[3]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 ($K=\mathrm{I}, \mathrm{II}, \cdots \mathrm{V}$)，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：

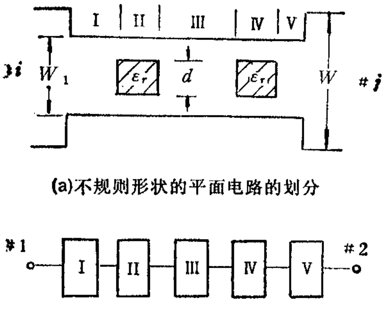
$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}^K \\ \boldsymbol{V}^{K'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{Z}^{11} & \boldsymbol{Z}^{12} \\ \boldsymbol{Z}^{21} & \boldsymbol{Z}^{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}^K \\ \boldsymbol{I}^{K'} \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中

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

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。



(a)不规则形状的平面电路的划分

(b)等效级联网络

图 1　不规则形状的划分及等效网络

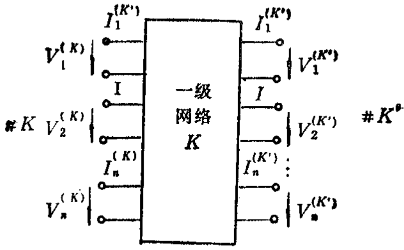


图 2　等效多端网络

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}^{K'} \\ \boldsymbol{I}^{K'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}^{11} & \boldsymbol{A}^{12} \\ \boldsymbol{A}^{21} & \boldsymbol{A}^{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}^{K} \\ \boldsymbol{I}^{K} \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中

$$\boldsymbol{A}^{11} = \boldsymbol{Z}^{11} \cdot (\boldsymbol{Z}^{21})^{-1}, \quad \boldsymbol{A}^{12} = \boldsymbol{Z}^{11} \cdot (\boldsymbol{Z}^{21})^{-1} \cdot \boldsymbol{Z}^{22} - \boldsymbol{Z}^{12}$$

$$\boldsymbol{A}^{21} = (\boldsymbol{Z}^{21})^{-1}, \quad \boldsymbol{A}^{22} = (\boldsymbol{Z}^{21})^{-1} \cdot \boldsymbol{Z}^{22}$$

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

$$\boldsymbol{B} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{I}} \cdot \boldsymbol{A}_{\mathrm{II}} \cdots \boldsymbol{A}_{\mathrm{V}} \tag{3}$$

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：

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}^{i} \\ \boldsymbol{V}^{j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{Z}^{ii} & \boldsymbol{Z}^{ij} \\ \boldsymbol{Z}^{ji} & \boldsymbol{Z}^{jj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}^{i} \\ \boldsymbol{I}^{j} \end{bmatrix} \tag{4}$$

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：

$$\boldsymbol{Z}^{ij} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{ij} \cdots Z_{1q}^{ij} \cdots Z_{1n}^{ij} \\ \vdots \qquad \vdots \qquad \vdots \\ Z_{p1}^{ij} \cdots Z_{pq}^{ij} \cdots Z_{pn}^{ij} \\ \vdots \qquad \vdots \qquad \vdots \\ Z_{n1}^{ij} \cdots Z_{nq}^{ij} \cdots Z_{nn}^{ij} \end{bmatrix} = [Z_{pq}^{ij}] \tag{5}$$

式中，p, q 分别表示 i, j 端口上模的次数。经过下式

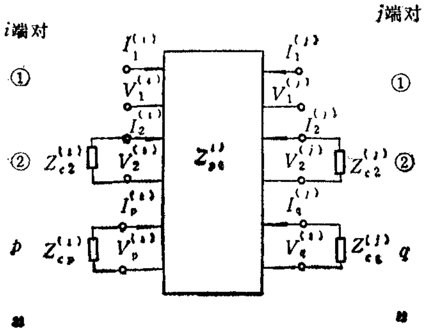


图 3　平面电路的等效多端网络

$$[\bar{Z}_{pq}^{ij}] = [r_p^{(i)} \cdot Z_{pq}^{ij}] \tag{6}$$

式中

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

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

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

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[3]：

$$\bar{\boldsymbol{Z}} = \bar{\boldsymbol{Z}}_{11} - \Delta\bar{\boldsymbol{Z}}^{*} \tag{7}$$

式中

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

(I为单位阵)

继而可得散射矩阵

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

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

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

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 φ_n 与本征值 k_n^2. 求解 φ_n 与 k_n^2 可采用 Rayleigh-Ritz 法[1]. 对于一般情况而言,可以选择一基函数 $f_i(i = 1, 2, \cdots, N)$ 去逼近本征函数 φ, 也就是令

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

利用 Rayleigh-Ritz 法,将本征值问题转变成求

$$(\boldsymbol{A} - \lambda \boldsymbol{B})\boldsymbol{D} = \boldsymbol{0} \tag{11}$$

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

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

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

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

$$f_i = \sin \frac{(2i-1)}{w_1} \pi y \cdot \cos \frac{K\pi}{L} x \qquad \begin{pmatrix} i = 1, 2, \cdots \\ K = 0, 1, 2, \cdots \end{pmatrix} \tag{12}$$

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

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

以及

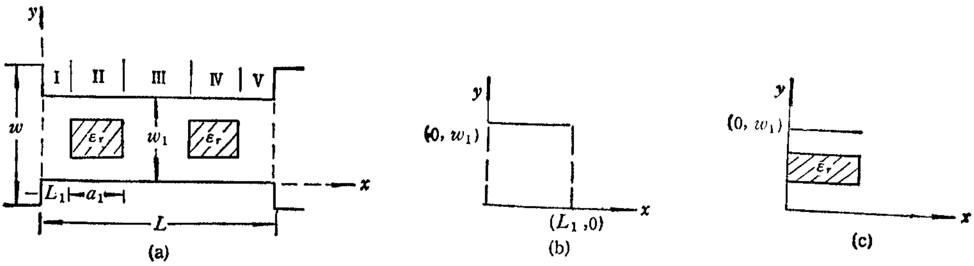


图 4　介质滤波器及其局部坐标
(a) 多介质带通滤波器，(b) I 域局部坐标，(c) II 域局部坐标

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

式中

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

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

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

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

$$\varphi_n = \varphi_K' \cdot \cos\frac{m\pi x}{a_1} \cdot \varepsilon_m \quad (m = 0, 1, 2, \cdots\cdots) \tag{14}$$

以及本征值

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

式中

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

λ_K 为对应 φ_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

$$\boldsymbol{A}_i = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}^{11} & \boldsymbol{A}^{12} \\ \boldsymbol{A}^{21} & \boldsymbol{A}^{22} \end{bmatrix} \tag{15}$$

式中

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

这里 1,2 上标分别代表 L_i 段的左右分界面，

$$r_p = \sqrt{\left(\frac{p\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu \varepsilon_0 \varepsilon_r},\ (p=1,2,\cdots,s);$$

(s 为所计及模的最高次数)。

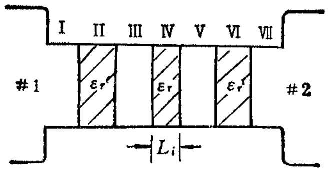


图 5 各域均匀的结构

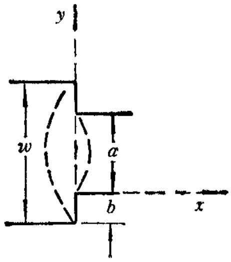


图 6 阶梯口场的匹配

对于阶梯口，根据场的连续性原理，在其分界面上(图 6)有

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

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：

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

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

$$\boldsymbol{K}^{(i)} = \mathrm{diag}[\boldsymbol{K}, \boldsymbol{K}]$$

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

$$\boldsymbol{B} = (\boldsymbol{K}^{(1)})^{-1} \cdot \boldsymbol{A}_{\mathrm{I}} \cdot \boldsymbol{A}_{\mathrm{II}} \cdots \boldsymbol{A}_j \cdots \boldsymbol{A}_{\mathrm{VII}} \cdot \boldsymbol{K}^{(2)} \tag{18}$$

在进行优化时，目标函数取为

$$\bar{F}(l_1, \cdots, l_j, \cdots l_p) = \sum_{i=1}^{N_s} [a_{s\min}/a_{21}(f_i)]^2 + \sum_{i=1}^{N_p} [a_{21}(f_i)/a_{p\min}]^2$$

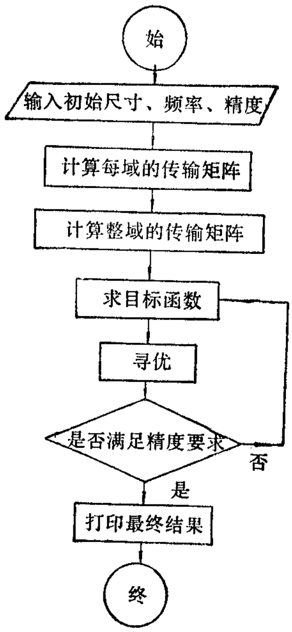


图 7 计算框图

式中 $l_i(=1,2,\cdots,p)$ 为优化变量，$a_{s\min}$ 为带外最小衰减，$a_{p\max}$ 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

$$L_i'=\frac{2x-1}{1-|2x-1|} \tag{19}$$

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 2) 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）。

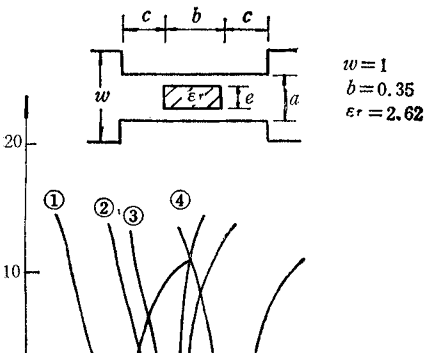


图 8　部分域展开法结果

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

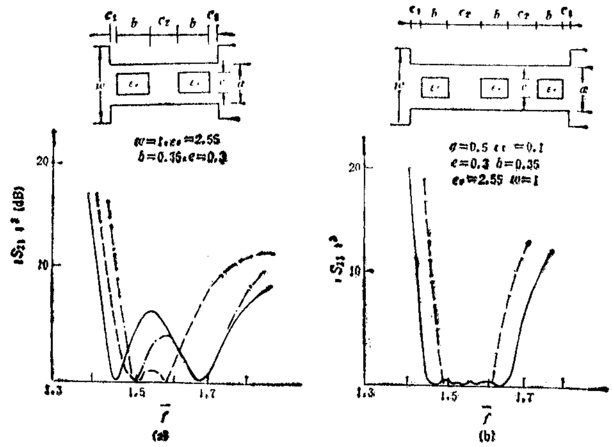


图 9　全域展开法结果

$\bar{f}$ 为归一化频率，实际频率$=\bar{f}\times3\times10^8/(2w)$；尺寸为归一化值，实际尺寸＝归一化尺寸×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 ——$a=0.6$ $c_1=0.15$ $c_2=0.1$ —·—$a=0.5$ $c_1=0.15$ $c_2=0.25$ ---$a=0.5$ $c_1=0.1$ $c_2=0.25$

(b) 具有三个介质谐振器 ——$c_2=0.25$ --- $c_2=0.35$

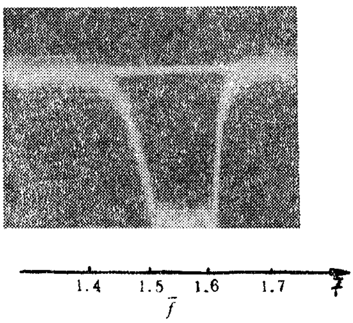


图 10

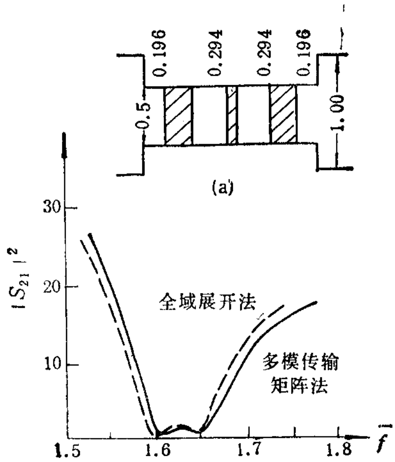


图 11　优化结果

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 $\leqslant 0.005$。

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 ($i=1, 2, \cdots, 5$) 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

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

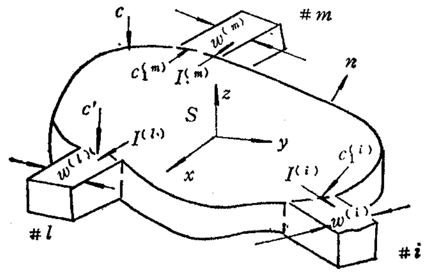


图 A 1　平面电路

由 Maxwell 方程知

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

式中 $\nabla_t = i\dfrac{\partial}{\partial x} + j\dfrac{\partial}{\partial y}$，$k^2 = \omega^2\mu\varepsilon_0$，$\varepsilon_r$ 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[1]:

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

其中 φ_n，k_n^2 为本征函数与本征值，它应满足:

$$\nabla_t^2 \varphi_n + \varepsilon_r k_n^2 \varphi_n = 0 \tag{A-3}$$

以及

$$\iint_S \varepsilon_r \varphi_m \cdot \varphi_n dS = \delta_{nm} \quad (\text{归一化条件})$$

$$n \cdot \nabla_t \varphi_n = 0 \quad (\text{在端口 } c_1^{(i)} \text{ 上})$$

$$\varphi_n = 0 \quad (\text{在短路边界上})$$

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

$$E_z = \sum_{p=1}^{\infty} \left(b_p'^{(j)} e^{-r_p l^{(j)}} + b_p^{(j)} e^{-r_p l^{(j)}}\right) \cdot \sin \frac{p\pi s^{(j)}}{w^{(j)}} \tag{A-4}$$

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

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

式中

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

再定义

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

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

把 (A-5) 代入 (A-4)，当 $m = 2$ 时可得

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

式中

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

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トによる解析，信学会マイクロ波研究会，MW78—7，1978，pp.1—9.
[4] 繁沢宏等，2 通路遮断导波管(诱电体共振器装荷)フイルター，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