国防科技大学学报
JOURNAL OF NATIONAL UNIVERSITY OF DEFENSE TECHNOLOGY
一九八六年第三期　总第五十五期　No.3 1986 Sum. 55

# 毫米波平面波导滤波器

赫崇骏　陈杰然

**提　要**　本文说明了通过计算机完成的毫米波平面电路波导滤波器的设计。设计结果与实验一致性能较好。该计算机程序稍加变换就可应用来设计其它类型的微波滤波器。

## 前　言

传统波导滤波器（矩形波导中加销钉，膜片）在毫米波段加工调试困难（销钉的直径小于1毫米），有时几乎难以实现。

平面电路滤波器可以缓和和克服上述困难。只要精确设计矩形波导中E面的电路图形，就可获得预期的滤波特性。调试和加工方便得多。

## 一、平面电路波导滤波器的工作原理

这里设计的滤波器是带通滤波器。平面电路波导带通滤波器结构示意图如图1。

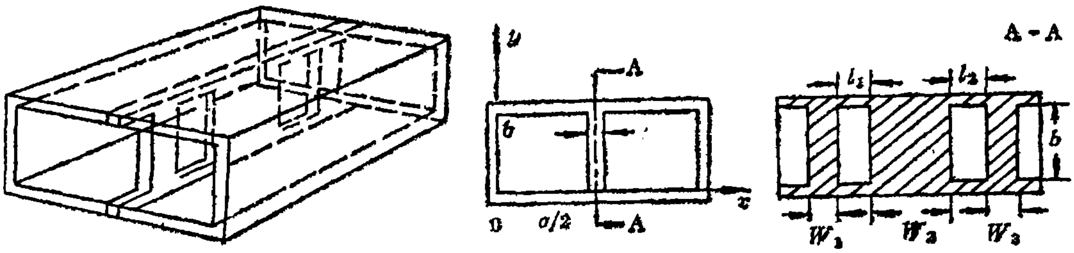



图 1　金属条带平面电路波导滤波器结构图

在矩形波导宽边中心处，平行E面插入两片以上相隔一定距离的膜片，宽为$W_i$，高为$b$．两相邻膜片间的波导段构成谐振腔。在插入膜片段对主膜构成截止段，取不同$W$可调整各腔体之间耦合。就整个滤波器而言，是由Q值不同的一串腔体相耦合而构

本文1985年8月6日收到

成。

## 二、膜片等效参量的计算

为了设计滤波器必须求出带条$W$的等效参量。

如图2所示，膜片厚度$t$，宽度$W$，高度为$b$，插入波导中心膜片面与电场平行。当膜片为理想导体时，可用$T$型电抗网络来等效。

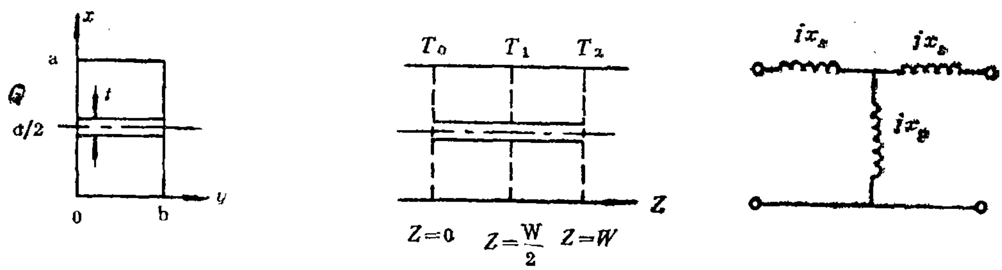
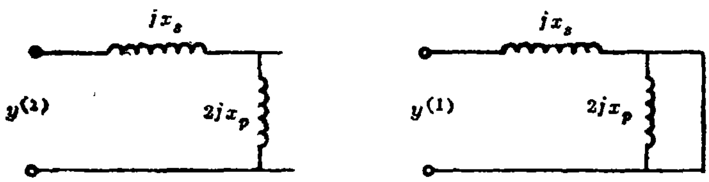



图 2　膜片在波导中的位置及其等效电路

当等幅同相$TE_{10}$型波自左右同时入射时，由于结构的对称性，此时参考面$T_0$相当于一个磁壁，其等效电路如图3(a)；当$TE_{10}$型波等幅反相自左右入射时，$T_0$参考面相当于一个电壁，其等效电路如图3(b)所示。




(a)　　　　(b)

图 3　$T_0$ 参考面分别为磁壁和电壁时的等效电路

$y^{(1)}$，$y^{(2)}$ 分别为上述两种情况下$T_1$参考面输入导纳的规一化值。

由图3的电路可导出等效电抗参量的值为：

$$jx_s=\frac{1}{y^{(1)}}$$

$$jx_p=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{y^{(2)}}-\frac{1}{y^{(1)}}\right) \tag{1}$$

$y^{(1)}$，$y^{(2)}$ 可通过模展开技术求出。

当$Z<0$时，波导内传输的波为主模$TE_{10}$和$TE_{n0}$反射模（由于膜片不连续在$Z=0$产生的反射波）。由于膜片在波导中间，因此$x$方向场必对称于波导宽边中央。其中$n=3,5,7,\cdots\cdots,\infty$。

其场的表达式为：

$$E_y^{(i)}=a_1^{(i)}[e^{-\Gamma_i Z}+R^{(i)}e^{\Gamma_i Z}]\phi_1+\sum_{n=3,5\cdots}^{\infty}a_n^{(i)}\phi_n e^{\Gamma_n Z} \tag{2a}$$

$$H_x^{(i)} = -Y_{01}a_1^{(i)}[e^{-\Gamma_1 Z} - R^{(i)}e^{\Gamma_1 Z}]\phi_1 \tag{2}$$

$$+\sum_{n=3,5\cdots}^{\infty} Y_{0n}a_n^{(i)}\phi_n e^{\Gamma_n Z} \tag{2b}$$

式中，$i=1$，2，分别代表 $T_0$ 为电壁和磁壁的条件，$R^{(i)}$代表反射系数。

$$\phi_n = \frac{2}{\sqrt{a}}\sin\frac{n\pi x}{a},$$

$$Y_{0n} = \frac{\Gamma_n}{jk_0\eta}$$，$\eta$ 为波阻抗。

$$\Gamma_n = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - k_0^2}, \quad n=1,3,5,\cdots\cdots$$

$k_0 = \dfrac{2\pi}{\lambda_0}$为自由空间波数。

在 $0<Z<W$内，$TE_{m0}$ 模都可传播，并且是截止波，因此其表达式为：

$$E_y^{(i)} = \sum_m^{\infty} b_m^{(i)}\psi_m A_m^{(i)}(Z) \tag{3}$$

$$H_x^{(i)} = \sum_m^{\infty} b_m^{(i)} Y_m \psi_m B_m^{(i)}(Z)$$

式中，$m=1,2,\cdots\cdots$

$$A_m^{(1)} = B_m^{(2)} = \sinh\Gamma_m\left(Z - \frac{W}{2}\right)$$

$$A_m^{(2)} = B_m^{(1)} = \cosh\Gamma_m\left(Z - \frac{W}{2}\right)$$

$$\psi_m = \frac{2}{\sqrt{a-t}}\sin\frac{2m\pi x}{a-t}$$

式中， (4)

$$0 \leqslant x \leqslant \left(\frac{a}{2} - \frac{t}{2}\right)$$

$$\left(\frac{a}{2} + \frac{t}{2}\right) \leqslant x \leqslant a$$

$$\psi_m = 0 \quad \left(\frac{a}{2} - \frac{t}{2}\right) \leqslant x \leqslant \left(\frac{a}{2} + \frac{t}{2}\right)$$

$$\Gamma_m = \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a-t}\right)^2 - k_0^2}, \qquad Y_m = \frac{\Gamma_m}{jk_0\eta} \tag{5}$$

设 $Z=0$ 处的场强分布为 $\varepsilon(x)^{(i)}$，根据场强连续性原理，$Z=0$ 处的场强表达式为：

$$\varepsilon(x)^{(i)} = a_1^{(i)}(1+R^{(i)})\phi_1 + \sum_n^{\infty} a_n^{(i)}\phi_n$$

$$= \sum_m^{\infty} b_m^{(i)}\psi_m A_m^{(i)}(0) \tag{6}$$

$Z=0$ 处磁场为：

$$Y_{01}a_1^{(i)}(R^{(i)}-1)\phi_1+\sum_n^{\infty}Y_{0n}a_n^{(i)}\phi_n$$

$$=\sum_m^{\infty}b_m^{(i)}\psi_m B_m^{(i)}(0)Y_m \tag{7}$$

由模函数的正交性并利用 (6) 式则有：

$$a_1^{(i)}=\frac{1}{1+R^{(i)}}\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_1 dx \tag{8}$$

$$a_n^{(i)}=\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_n dx \tag{9}$$

$$(n=3,5\cdots\cdots)$$

$$b_m^{(i)}=\frac{1}{A_m^{(i)}(0)}\int_0^{(a-t)/2}\varepsilon^{(i)}(x)\psi_m dx \tag{10}$$

$$(m=1,2\cdots\cdots)$$

把(8)和(10)式代入(7)式

$$\left[-Y_{01}Y^{(i)}\phi_1\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_n dx\right]^2=\sum_m^{\infty}\frac{B_m^{(i)}(0)}{A_m^{(i)}(0)}\cdot$$

$$Y_m\psi_m\int_0^{(a-t)/2}\varepsilon^{(i)}(x)\psi_m dx \tag{11}$$

式中，

$$y^{(i)}=\frac{1-R^{(i)}}{1+R^{(i)}}$$

在(11)式两边同乘以 $\varepsilon^{(i)}(x')$ 并在相应的区间积分得：

$$y^{(i)}=\frac{1}{Y_{01}\left[\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_1 dx\right]^2}\int_0^{a/2}\int_0^{a/2}$$

$$G^{(i)}(x/x')\varepsilon^{(i)}(x)\varepsilon^{(i)}(x')dxdx' \tag{12}$$

式中，

$$G^{(i)}(x/x')=\sum_{n=3.5\cdots}^{\infty}Y_{0n}\phi_n(x)\phi_n(x')$$

$$+\sum_m^{\infty}Y_m Q_m^{(i)}\psi_m(x)\psi_m(x')$$

$$Q_m^{(1)}=\coth\frac{\Gamma_m W}{2},\quad Q_m^{(2)}=\tanh\frac{\Gamma_m W}{2}$$

式(12)为一变分表达式。因为式(12)可以改写成：

$$Y^{(i)}Y_{01}\left[\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_1 dx\right]^2$$

$$=\int_0^{a/2}\int_0^{a/2}G^{(i)}(x/x')\varepsilon^{(i)}(x)\varepsilon^{(i)}(x')dxdx'$$

对上式进行变分得：

$$Y_{01}\left[\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_1 dx\right]^2 dy^{(i)}$$

$$+2y^{(i)}Y_{01}\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_1 dx\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x')\phi_1 dx'$$

$$=2\int_0^{a/2}\int_0^{a/2}G^{(i)}(x/x')\varepsilon^{(i)}(x')d\varepsilon^{(i)}(x)dxdx'$$

整理上式得：

$$Y_{01}\left[\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x)\phi_1 dx\right]^2 dy^{(i)}$$

$$=2\int_0^{a/2}\delta\varepsilon^{(i)}(x)\left[-y^{(i)}Y_{01}\phi_1\int_0^{a/2}\varepsilon^{(i)}(x')\phi_1 dx'\right.$$

$$\left.+\int_0^{a/2}G^{(i)}(x/x')\varepsilon^{(i)}(x')dx'\right]dx$$

由(11)式可以证明上式右端为零。

用里兹法可以解出式(12)的 $y^{(i)}$。但必须选定 $\varepsilon^{(i)}$ 的试验函数表达式，现选 $\varepsilon^{(i)}$ 为：

$$\varepsilon^{(i)}(x)=\sum_{\nu=1}^{\infty}m_\nu\sin\frac{2\nu\pi}{a-t}x \tag{13}$$

把(13)式代入(12)式，经过积分：

$$y^{(i)}=\frac{N(m_1,m_2,\cdots\cdots)}{D(m_1,m_2,\cdots\cdots)} \tag{14}$$

式中，

$$N(m_1,m_2,\cdots\cdots)$$

$$=\sum_n^{\infty}Y_{0n}(\sin n\theta)^2\left(\sum_{\nu=1}^{\infty}m_\nu A_{\nu n}\right)^2$$

$$+(a-t)\sum_{\nu=1}^{\infty}m_\nu^2 Y_\nu Q_\nu^{(i)}$$

$$(n=3,5,\cdots\cdots\infty)$$

$$D(m_1,m_2,\cdots\cdots)=Y_{01}\left(\sum_{\nu=1}^{\infty}m_\nu A_{\nu i}\right)^2$$

其中，

$$Q=\left(1-\frac{t}{a}\right)\frac{\pi}{a}$$

$$A_{\nu n}=(-1)^\nu\frac{\sqrt{a}}{\pi}\quad\frac{8\nu a(a-t)}{n^2(a-t)^2-4\nu^2a^2}$$

根据变分原理有：

$$\frac{\partial y^{(i)}}{\partial m_\nu}=0$$

即

$$\frac{\partial N}{\partial m_\nu}=y^{(i)}\frac{\partial D}{\partial m_\nu} \tag{15}$$

这是关于 $m_\nu$ 的 $\nu$ 元一次方程组。用矩阵表示为：

$$\begin{bmatrix} P_{11}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}^2, P_{12}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{11}, \cdots\cdots, P_{1\nu}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}A_{11} \\ P_{21}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{21}, P_{22}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}^2, \cdots\cdots, P_{2\nu}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}A_{21} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ P_{\nu 1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{21}, P_{\nu 2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu 1}, \cdots\cdots, P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ \vdots \\ m_\nu \end{bmatrix} = [0] \tag{16}$$

式中，
$$P_{rs}=P_{sr}(r=1,2,\cdots,\nu, s=1,2,3,\cdots\nu,)$$
$$P_{rs}=\sum_{n}^{\infty} Y_{on}(\sin n\theta)^2 A_{rn}A_{sn}$$
$$(n=3,5\cdots\infty,\ r\neq s)$$
$$P_{rs}^{(i)}=\sum_{n}^{\infty} Y_{0n}(\sin n\theta)^2 A_{rn}A_{sn} + (a-t)Y_s Q_s^{(i)} \quad (r=s)$$

式(16)有解，其系数行列式必为零。即：

$$\begin{vmatrix} P_{11}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}^2, P_2-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{11}, \cdots\cdots, P_{1\nu}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}A_{11} \\ P_{21}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{12}, P_{22}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}^2, \cdots\cdots, P_{2\nu}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}A_{21} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ P_{\nu 1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{21}, P_{\nu 2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu 1}, \cdots\cdots, P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}^2 \end{vmatrix} = 0$$

根据行列式的性质可得：

$$0=\begin{vmatrix} P_{11}^{(i)} & P_{12} & \cdots\cdots & P_{1\nu} \\ P_{21}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{21}, & P_{22}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}^2, & \cdots\cdots, & P_{2\nu}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}A_{21} \\ P_{\nu 1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{\nu 1}, & P_{\nu 2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu 1}, & \cdots\cdots, & P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}^2 \end{vmatrix}$$

$$-Y_{01}y^{(i)}A_{11}\begin{vmatrix} A_{11}, & A_{21} & & A_{\nu 1} \\ P_{21}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{12}, & P_{22}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}^2 & \cdots\cdots & P_{2\nu}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}A_{21} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots & \cdots\cdots\cdots\cdots & & \cdots\cdots\cdots\cdots \\ P_{\nu 1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{21}, & P_{\nu 2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu 1} & \cdots\cdots & P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}^2 \end{vmatrix}$$

$$\cdot\left(\begin{vmatrix} P_{11}^{(i)} & P_{12} & \cdots\cdots & P_{1\nu} \\ P_{21} & P_{22}^{(i)} & \cdots\cdots & P_{2\nu} \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ P_{\nu 1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{\nu 1} & P_{\nu 2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu 1} & \cdots\cdots & P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu 1}^2 \end{vmatrix} - \right.$$

$$
Y_{01}y^{(i)}A_{21}\begin{vmatrix}
P_{11}^{(i)} & P_{12} & \cdots\cdots & P_{1\nu} \\
A_{11} & A_{21} & \cdots\cdots & A_{1\nu} \\
\cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\
P_{\nu1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{\nu1} & P_{\nu2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu1} & \cdots\cdots & P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu1}^{2}
\end{vmatrix}\Bigg)
$$

$$
-Y_{01}y^{(i)}A_{11}\left(\begin{vmatrix}
A_{11} & A_{21} & \cdots\cdots & A_{1\nu} \\
P_{21} & P_{22}^{(i)} & \cdots\cdots & P_{2\nu} \\
\cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\
P_{\nu1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{21} & P_{\nu2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu1} & \cdots\cdots & P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu1}^{2}
\end{vmatrix}\right.
$$

$$
\left.-Y_{01}y^{(i)}A_{21}\begin{vmatrix}
A_{11} & A_{21} & \cdots\cdots & A_{\nu1} \\
A_{11} & A_{21} & \cdots\cdots & A_{\nu1} \\
\cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\
P_{\nu1}-Y_{01}y^{(i)}A_{11}A_{\nu1} & P_{\nu2}-Y_{01}y^{(i)}A_{21}A_{\nu1} & \cdots\cdots & P_{\nu\nu}^{(i)}-Y_{01}y^{(i)}A_{\nu1}^{2}
\end{vmatrix}\right)\Bigg)
$$

由行列式的性质可知，含系数 $y^{(i)}$ 高次项的行列式的值为 0．于是有：

$$
y^{(i)}=\frac{H^{(i)}}{Y_{01}L^{(i)}}=\frac{120\pi}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^{2}}}\cdot\frac{H^{(i)}}{L^{(i)}} \tag{17}
$$

其中

$$
H^{(i)}=\begin{vmatrix}
P_{11}^{(i)} & P_{12} & \cdots\cdots & P_{1\nu} \\
P_{21} & P_{22}^{(i)} & \cdots\cdots & P_{2\nu} \\
\cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\
P_{\nu1} & P_{\nu2} & \cdots\cdots & P_{\nu\nu}^{(i)}
\end{vmatrix}
$$

$$
L^{(i)}=A_{11}\begin{vmatrix}
A_{11} & A_{21} & \cdots & A_{\nu1} \\
P_{21} & P_{22}^{(i)} & \cdots & P_{\nu2} \\
\cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\
P_{\nu1} & P_{\nu2} & \cdots & P_{\nu\nu}^{(i)}
\end{vmatrix}
$$

$$+A_{21}\begin{vmatrix} P_{11}^{(i)} & P_{12} & \cdots\cdots & P_{1\nu} \\ A_{11} & A_{21} & \cdots\cdots & A_{\nu 1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ P_{\nu 1} & P_{\nu 2} & \cdots\cdots & P_{\nu\nu}^{(i)} \end{vmatrix}$$

$$+\cdots\cdots+A_{\nu 1}\begin{vmatrix} P_{11}^{(i)} & P_{12} & \cdots\cdots & P_{1\nu} \\ P_{21} & P_{22}^{(i)} & \cdots\cdots & P_{2\nu} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ A_{11} & A_{21} & \cdots\cdots & A_{\nu 1} \end{vmatrix}$$

式(17)的计算常采用数字计算机。用电子计算机算出 $y^{(i)}$，再根据式(1) 可算出 $x_p,x_s$.

## 三、滤波器的设计

为了利用经典的滤波器设计方法，要求求出膜片$W$的$T$形等效网络和$K$变换器的等效关系。如图 4 所示。

令$T$形网络的$A$矩阵和$K$的$A$矩阵相等得

$$\left.\begin{aligned} k_{j-1,j} &= \left|\tan\left(\frac{1}{2}\phi_j+\tan^{-1}x_{sj}\right)\right| \\ \phi_j &= -\tan^{-1}(2x_{pj}+x_{sj})-\tan^{-1}x_{sj} \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

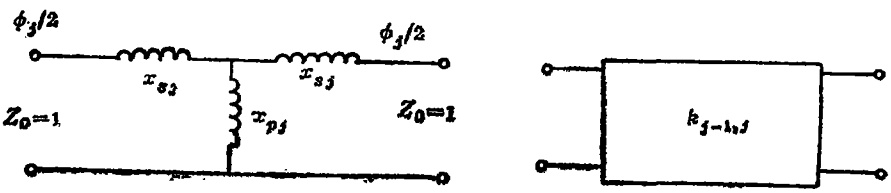



图 4 膜片$W$的$T$形等效网络和$K$变换等效

式中，$j=1,2,\cdots,n+1$.

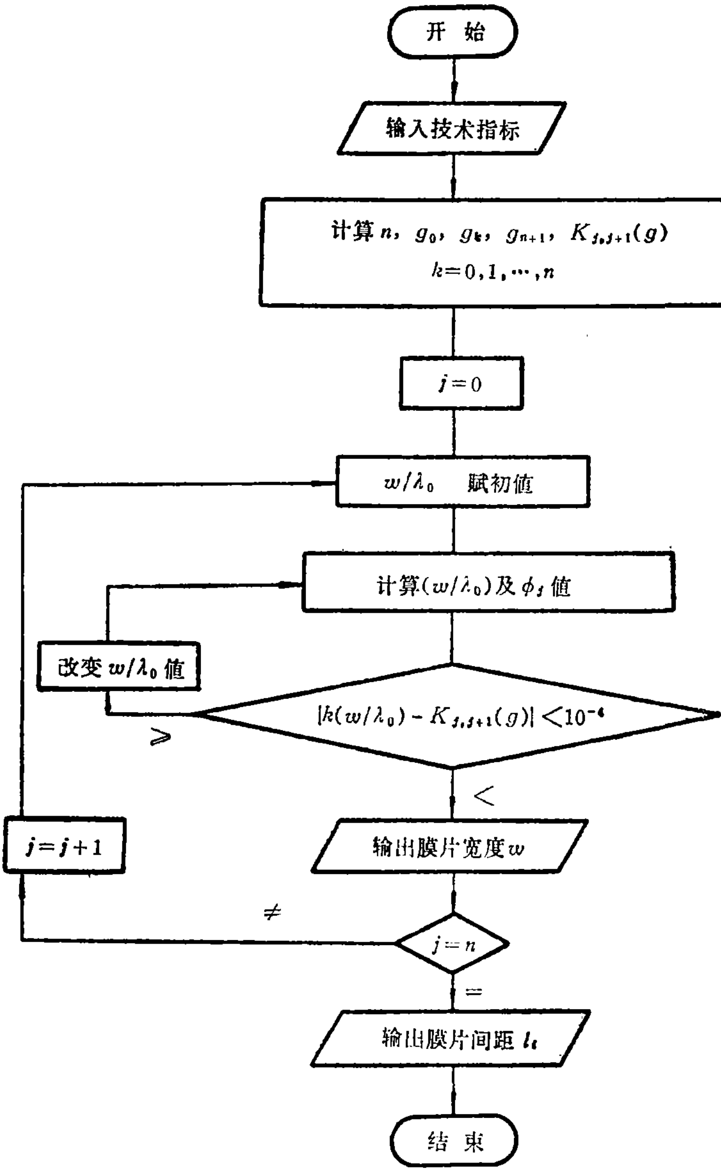
由滤波器原理可知，膜片之间的波导长度为：

$$l_j=\frac{\lambda_{g0}}{2\pi}\left[\theta_j+\frac{1}{2}(\phi_j+\phi_{j+1})\right]$$

式中，$j=1,2,3,\cdots,n$. 当谐振腔谐振于中心频率时，$\theta_j=\pi$

$$l_j=\frac{\lambda_{g0}}{2}\left[1+\frac{1}{2\pi}(\phi_j+\phi_{j+1})\right] \tag{19}$$

滤波器设计的计算框图如下：




## 四、几点说明

(一)滤波器机辅设计主要困难是设法算出$K$变换后如何求出所要求的膜片宽度$W$，也就是由$x_s$，$x_p$反过来求所要求的$W$.

由式(17)可知，为了保证计算精度应计算足够量的行列式。

用查曲线的办法计算$W$很难保证计算精度。

(二)为了保证计算精度要选取适当的$n$和$\nu$．在计算机上进行收敛计算，当$n=17$时，$\varDelta k=k_n-k_{n+1}=0.00026$，满足要求。

由表 1 可以看出，$\nu$ 愈大愈收敛。

最后，$n$ 和 $\nu$ 的选取值应在$W$的精度被满足的条件下来取。表 2 给出的结果表明 $\nu=8$可满足百分之几毫米的精度。

表 1

| 试探函数项数 | 电抗参量 $X_s(\nu)$ | 电抗参量 $X_p(\nu)$ | $\Delta X_s=X_s(\nu+1)$ | $\Delta X_p=X_p(\nu+1)$ |
|---|---|---|---|---|
| $\nu=4$ | $x_s(4)=0.146607$ | $x_p(4)=0.269467$ | $-x_s(\nu)$ | $-x_p(\nu)$ |
| $\nu=5$ | $x_s(5)=0.148549$ | $x_p(5)=0.272184$ | 0.001942 | 0.002717 |
| $\nu=6$ | $x_s(6)=0.149827$ | $x_p(6)=0.274094$ | 0.001278 | 0.001910 |
| $\nu=7$ | $x_s(7)=0.150750$ | $x_p(7)=0.275575$ | 0.000923 | 0.001481 |
| $\nu=8$ | $x_s(8)=0.151482$ | $x_p(8)=0.276842$ | 0.000732 | 0.001267 |
| $\nu=9$ | $x_s(9)=0.152140$ | $x_p(9)=0.278082$ | 0.000658 | 0.001246 |
| $\nu=10$ | $x_s(10)=0.152997$ | $x_p(10)=0.279924$ | 0.000855 | 0.001836 |
| $\nu=11$ | $x_s(11)=0.153338$ | $x_p(11)=0.280500$ | 0.000343 | 0.000576 |

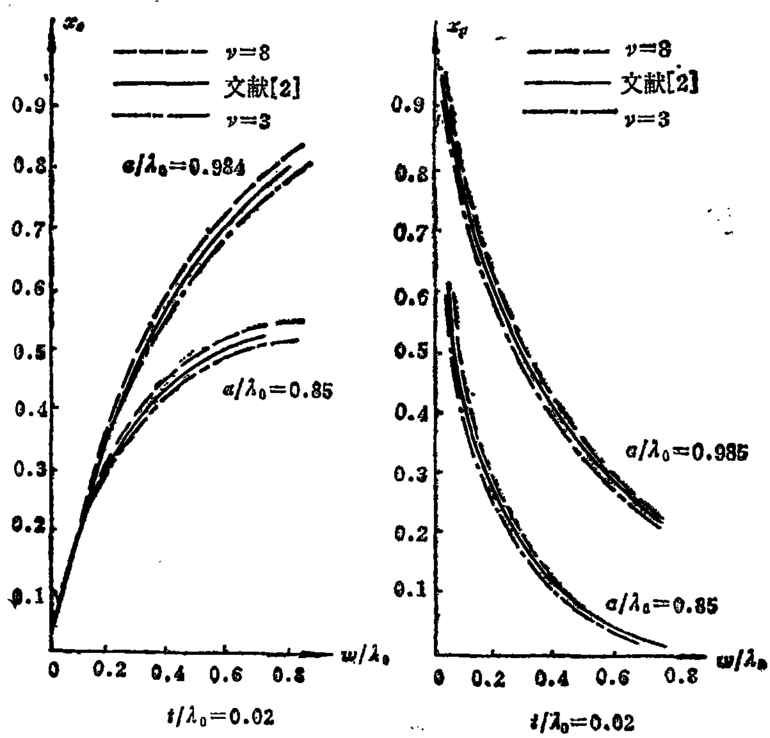



图 5 $x_s$，$x_p$ 取不同 $\nu$ 时与 $W/\lambda_0$ 的关系计算结果

表 2

| ν 值 | 膜片尺寸 | | | |
|---|---|---|---|---|
| | W(1)=W(3) | W(2)=W(3) | L(1)=L(3) | L(2)(mm) |
| 6 | 1.0417 | 3.9736 | 3.9763 | 3.9790 |
| 7 | 1.0468 | 3.9802 | 3.9714 | 3.9741 |
| 8 | 1.0489 | 3.9805 | 3.9679 | 3.9705 |
| 9 | 1.0506 | 3.9887 | 3.9652 | 3.9678 |
| 10 | 1.0534 | 3.9887 | 3.9630 | 3.9657 |

(三)图 5 表明取不同 $\nu$ 时，$x_p$，$x_s$ 的计算结果。

## 五、实 验 结 果

### (一) 八毫米波段滤波器

指标要求

$f_0=35.2$GHz，$f_1=34.7$GHz，$f_2=35.7$GHz，$f_3=33$GHz，$R=0.05$dB，$L_A=$15dB；波导尺寸，$a=7.11$mm，$b=3.56$mm，膜片厚度 $T=0.3$mm.

计算结果

$W_1=W_3=0.70$mm，$W_2=2.53$mm，$L_1=L_2=3.72$mm.

### (二) 12.5mm 波段滤波器

$f_0=26.4$GHz，$f_1=26.0$GHz，$f_2=26.8$GHz，$f_3=24$GHz，$R=0.05$dB，$L_A=$15dB；波导尺寸 $a=7.11$mm，$b=3.56$mm；膜片厚度 $T=0.3$mm.

计算结果

$W(1)=W(4)=0.11$(mm)；$W(2)=W(3)=1.39$(mm)；$L(1)=L(3)=7.63$(mm)；$L(2)=7.84$mm.

图 6 表示实测两种滤波器的曲线。实验证明，计算与实测符合较好。

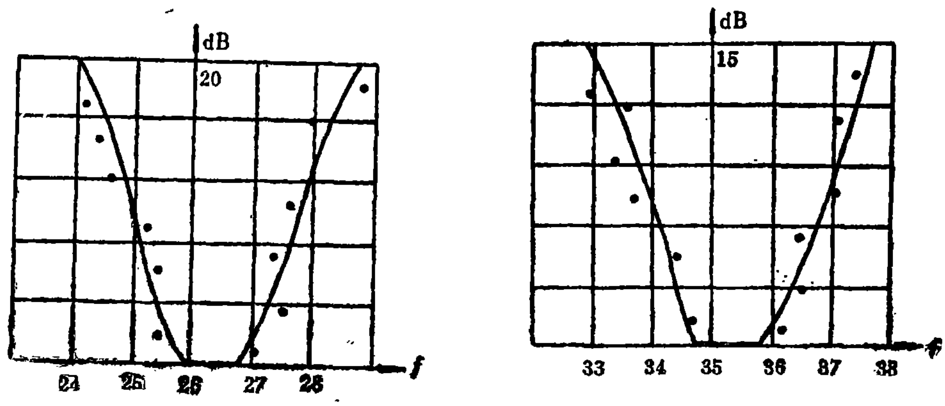



图 6 8毫米及 1.25 厘米波导平面电路带通滤波器实测曲线

波导平面电路带通滤波器的设计方法，实应性较广。在 $x$ ，$K$及毫米波段都可实用。加工简单，精度容易保证。该程序稍加修改可用于绪线滤波器的设计。

## 参 考 文 献


[1] Y.Konishi. et al, The Design of a Band-pass Filters with Inductive Strip-planar Circuit mounted in waveguide, IEEE Trans on MTT-22. No 10, Oct 1974, PP. 869-873.

[2] 李嗣范，平面电路波导带通滤波器中电抗参量的计算，南京工学院学报，1979, No 2 PP.16.

[3] 李嗣范，陈忆元，平面电路波导带通滤波器的机辅设计，南京工学院学报，1981.No 4. PP.1-11.


# CAD of a Band-pass Filters with Planar Circuit Mounted in Waveguide

He Changjun Chen Jieran

## Abstract


This paper describes CAD of a band-pass filters with planar circuit mounted in waveguide.

Theoretical values agree very well with the experimental results. The computer program, with little reworking can be used to design other filters.