

# 矩形波导纵向金属膜片带通滤波器的设计方法研究

孟庆霁

合肥工业大学, 230009

**摘要** 本文提出利用截止波导理论和均匀传输线的等效网络理论, 分析和设计矩形波导纵向金属膜片带通滤波器。由计算结果表明, 这种分析和设计方法是可行的。它与传统的设计方法相比, 运算量小, 计算速度快。

**主题词** 矩形波导, 膜片, 带通滤波器。

## Research on the Design of Rectangular Waveguide Bandpass Filters Made up of Longitudinal Metallic Diaphragm

Meng Qingnai

Hefei University of Technology, 230009

**Abstract:** The design and analysis of rectangular waveguide bandpass filters made up of longitudinal metallic diaphragm using cut-off waveguide theory and the principle of uniform transmission line equivalent network is presented. The calculated results show that this method is feasible. Compared with the traditional design method, the new method has much less computation burden and its calculating speed is higher.

**Keywords:** Cut-off waveguide, Metallic diaphragm, Bandpass filters.

### 1 引言

微波滤波器是微波系统中用来分离或组合各种不同频率信号的重要元件, 在微波中继通讯、卫星通讯、雷达、电子对抗及微波测量仪表中都有极其广泛的应用。为了满足各种不同的用途, 出现了许多种类的微波滤波器。矩形波导滤波器可靠性高, 寿命长。过去, 一般都是利用普通电抗元件, 如金属销钉、横向膜片等做成矩形波导滤波器的, 不仅结构复杂, 也不利于大批生产和降低成本。近年来, 有人提出利用纵向膜片作为电抗元件的一种新型波导滤波器, 既适合于批量生产, 又降低成本, 电性能还有所提高, 引起人们的极大兴趣和重

收稿日期: 1995 年 1 月 5 日

视。在矩形波导中央的  $E$  平面插入一定形状的金属膜片，还可以构成其它电路。这就是所谓的立体平面电路。它是从 70 年代发展起来的一种微波新元件，有着广阔的应用前景。

## 2 矩形波导纵向金属膜片滤波器的构成及理论分析

矩形波导纵向金属膜片滤波器的结构如图 1 所示。它是在矩形波导中央的  $E$  面插入与  $E$  面平行的、并相隔一定距离的两个以上金属膜片构成的。膜片起耦合作用，相邻膜片之间则构成谐振腔。

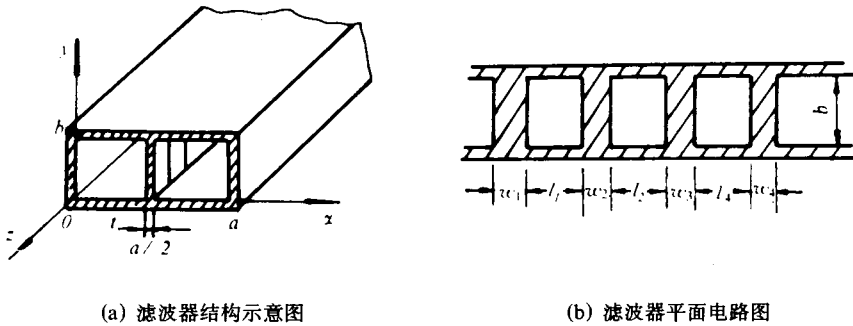


图 1 矩形波导带通滤波器

滤波器平面电路的制作一般采用光刻法，以保证较高的精度。滤波器实现的方法比较容易，可以在波导纵向开缝将平面电路(金属膜片)插入波导中央。或者把波导沿纵向剖开将平面电路放入中间，再夹住，用螺钉固定。通常采用后一种方法。

对于波特性阻抗为  $Z_0$ ，传输常数为  $r$ ，线长为  $l$  的一般均匀传输线段（如图 2 所示），其等效网络的转移参量矩阵为

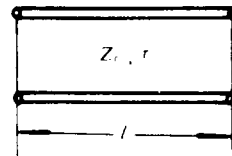


图 2 均匀传输线段

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}rl & Z_0 \operatorname{sh}rl \\ \frac{\operatorname{sh}rl}{Z_0} & \operatorname{ch}rl \end{bmatrix} \quad (1)$$

矩形波导传输  $TE_{10}$  模的条件为  $a \leq \lambda \leq 2a$ 。若在矩形波导中央插入如图 1 (a) 所示的纵向金属膜片，膜片的厚度很薄，于是，矩形波导变成两个截面尺寸为  $\frac{a}{2} \times b$  的波导并联，即两个截止波导并联。设膜片纵向长为  $w$ ，则每一个截止波导等效网络的转移参量矩阵为

$$[A] = \begin{bmatrix} \operatorname{chr}' w & Z'_0 \operatorname{shr}' w \\ \frac{\operatorname{shr}' w}{Z'_0} & \operatorname{chr}' w \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中  $r'$  和  $Z'_0$  是截止波导的传输常数和波特性阻抗

$$r' = \alpha + j\beta \approx \alpha, \quad Z'_0 = R_0 + jx_0 \approx jx_0 \quad (3)$$

由于在矩形波导内放入纵向金属膜片后，波导截面尺寸突变，但是，金属膜片沿  $y$  方向无变化，故在不均匀波导段将产生  $TE_{m0}$  高次模， $m$  为奇数。为了简化分析，我们只考虑  $TE_{10}$  高次模的作用，于是求得

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 - 1} \quad (4a)$$

$$x_0 = \frac{60\pi^2 b}{\frac{a}{2} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 - 1}} \quad (4b)$$

因此，一个截止波导的等效网络的转移参量矩阵可写成

$$[A] = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}\alpha w & jx_0 \operatorname{sh}\alpha w \\ -j \frac{\operatorname{sh}\alpha w}{x_0} & \operatorname{ch}\alpha w \end{bmatrix} \quad (5)$$

相应的归一化转移参量矩阵为

$$[\bar{A}] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}\alpha w & j \frac{x_0 \operatorname{sh}\alpha w}{z_e} \\ -j \frac{z_e \operatorname{sh}\alpha w}{x_0} & \operatorname{ch}\alpha w \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中， $Z_e$  为矩阵波导的等效阻抗，

$$Z_e = \frac{b}{a} \frac{120\pi}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad (7)$$

利用  $[\bar{A}]$  转换成  $[\bar{Y}]$  的公式，求得一个截止波导的归一化导纳参量矩阵为

$$[\bar{Y}] = \frac{1}{a_{12}} \begin{bmatrix} a_{22} & -|A| \\ -1 & a_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j \frac{Z_e \operatorname{cth}\alpha w}{x_0} & -j \frac{Z_e}{x_0 \operatorname{sh}\alpha w} \\ -j \frac{Z_e}{x_0 \operatorname{sh}\alpha w} & -j \frac{Z_0 \operatorname{cth}\alpha w}{x_0} \end{bmatrix} \quad (8)$$

由于两个截止波导的尺寸完全相同，它们对于原矩形波导而言，是两个相同的二端口网络相并联。因此，这个组合的二端口网络的归一化导纳参量矩阵为

$$[\bar{Y}]_{\text{总}} = [\bar{Y}]_1 + [\bar{Y}]_2 = 2[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -j \frac{2Z_e \operatorname{cth}\alpha w}{x_0} & -j \frac{2Z_e}{x_0 \operatorname{sh}\alpha w} \\ -j \frac{2Z_e}{x_0 \operatorname{sh}\alpha w} & -j \frac{2Z_e \operatorname{cth}\alpha w}{x_0} \end{bmatrix} \quad (9)$$

再利用  $[\bar{Y}]$  转换成  $[\bar{A}]$  的公式, 求得

$$[\bar{A}]_{\text{总}} = -\frac{1}{y_{21}} \begin{bmatrix} y_{22} & 1 \\ |\bar{Y}| & y_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}\alpha w & -j \frac{x_0 \operatorname{sh}\alpha w}{2Z_e} \\ j \frac{2Z_e \operatorname{sh}\alpha w}{x_0} & \operatorname{ch}\alpha w \end{bmatrix} \quad (10)$$

而电长度为  $\theta$  的  $TE_{10}$  模矩形波导的传输线段, 其等效网络的归一化转移参量矩阵为

$$[\bar{A}] = \begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ j\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中  $\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda_{g10}} \cdot l$ ;  $\lambda_{g10} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}$ 。

所以, 整个滤波器总网络的归一化转移参量矩阵为

$$[\bar{A}]_n = \left( \prod_{i=1}^n [\bar{A}]_{w_i} \cdot [\bar{A}]_{l_i} \right) [\bar{A}]_{w_{(n+1)}} \quad (12)$$

令

$$[\bar{A}]_{w_i} \cdot [\bar{A}]_{l_i} = [\bar{A}]_{(w)l_i} = \begin{bmatrix} p_i & jq_i \\ jr_i & s_i \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中,  $p_i$ 、 $q_i$ 、 $r_i$  和  $s_i$  分别为

$$p_i = \operatorname{ch}(\alpha w_i) \cos\theta_i - \frac{x_0 \operatorname{sh}(\alpha w_i) \sin\theta_i}{2Z_e} \quad (14a)$$

$$q_i = \operatorname{ch}(\alpha w_i) \sin\theta_i + \frac{x_0 \operatorname{sh}(\alpha w_i) \cos\theta_i}{2Z_e} \quad (14b)$$

$$r_i = \operatorname{ch}(\alpha w_i) \sin\theta_i - \frac{2Z_e \operatorname{sh}(\alpha w_i) \cos\theta_i}{x_0} \quad (14c)$$

$$s_i = \operatorname{ch}(\alpha w_i) \cos\theta_i - \frac{2Z_e \operatorname{sh}(\alpha w_i) \sin\theta_i}{x_0} \quad (14d)$$

当  $n=3$  时, 滤波器总网络的归一化转移参量矩阵为

$$\begin{aligned} [\bar{A}]_3 &= [\bar{A}]_{(w)l_1} \cdot [\bar{A}]_{(w)l_2} \cdot [\bar{A}]_{(w)l_3} \cdot [\bar{A}]_{w_4} \\ &= \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} [\bar{A}]_{w_4} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \begin{bmatrix} a \operatorname{ch} \alpha w_4 - \frac{2bZ_e \operatorname{sh} \alpha w_4}{x_0} & j \left( b \operatorname{ch} \alpha w_4 - \frac{x_0 \operatorname{sh} \alpha w_4}{2Z_e} \right) \\ j \left( \frac{2dZ_e L \operatorname{sh} \alpha w_4}{x_0} + c \operatorname{sh} \alpha w_4 \right) & \frac{x_0 c \operatorname{sh} \alpha w_4}{2Z_e} + d \operatorname{sh} \alpha w_4 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{15}$$

其中  $a = p_1 p_2 p_3 - q_1 r_2 p_3 - p_1 q_2 r_3 - p_1 s_2 r_3$  (16a)

$b = p_1 p_2 p_3 - q_1 r_2 q_3 + p_1 q_2 s_3 + q_1 s_2 s_3$  (16b)

$c = p_1 r_2 p_3 + s_1 r_2 p_3 - r_1 q_2 r_3 + s_1 s_2 r_3$  (16c)

$d = -r_1 p_2 q_3 - s_1 r_2 q_3 - r_1 q_2 s_3 + s_1 s_2 s_3$  (16d)

利用  $[\bar{A}]$  和  $[S]$  的转换关系式, 可求得滤波器网络的各散射参量, 其中  $s_{21}$  参量为

$$s_{21} = \frac{2}{a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}} \tag{17}$$

因此, 滤波器总网络的插入衰减量为

$$L = \frac{1}{|s_{21}|^2} = \frac{|a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}|^2}{4} \tag{18}$$

### 3 带通滤波器的设计

根据以上的理论分析我们知道, 滤波器总网络的插入衰减量决定于网络的参量, 而网络的各参量均是频率和滤波器各元件尺寸的函数。因此, 我们可以由滤波器的插入衰减函数表示式和给定的技术指标, 确定一个优化目标函数

$$\begin{aligned}
 F &= f(w_1, w_2, w_3, w_4; l_1, l_2, l_3) \\
 &= \sum_{f_i=f_0}^{f_{p_1}} 10 \lg \left[ L(f_i) / \alpha_{p_{\max}} \right]^2 + \sum_{f_i=f_{p_1}}^{f_s} 10 \lg \left[ \alpha_{s_{\min}} / L(f_i) \right]^2
 \end{aligned} \tag{19}$$

其中  $\alpha_{p_{\max}}$  为滤波器带内最大衰减;

$\alpha_{s_{\min}}$  为带外在  $f = f_s$  时的最小衰减;

$f_{p_1}$ 、 $f_{p_2}$  分别为带通滤波器的下、上限频率;

$f_0 = (f_{p_1} + f_{p_2}) / 2$ 。

为了不使优化变量不能实现, 下面给出每个优化参数的上下边界

$$\begin{aligned}
 0 < w_i < \lambda_{g_{10}}; \quad 0 < l_i < \frac{1}{2} \lambda_{g_{10}} \\
 (i = 1, 2, \dots, n)
 \end{aligned}$$

并对各变量加以约束为

$$w_i^{(L)} \leq w_i \leq w_i^{(H)}; \quad l_i^{(L)} \leq l_i \leq l_i^{(H)}$$

使得  $F = F_{\min}$ , 从而求得已知滤波器结构形式的最优化几何尺寸。

为了验证上述的理论分析和设计方法的正确性, 我们设计了一  $X$  波段矩形波导带通滤波器。其技术指标为:  $f_0 = 11.22\text{GHz}$ ,  $\Delta f = 0.14\text{GHz}$ , 带内最大衰减  $L_p < 0.1\text{dB}$ , 带外在  $f \leq 10.5\text{GHz}$  时, 最小衰减  $L_s \geq 30\text{dB}$ , 采用金属膜片的结构形式。我们通过编程, 用计算机计算, 求得矩形波导纵向金属膜片带通滤波器的几何尺寸为

$$\begin{aligned} w_1 = w_4 = 8.7\text{mm}, \quad w_2 = w_3 = 21.4\text{mm}; \\ l_1 = l_3 = 10.4\text{mm}, \quad l_2 = 10.6\text{mm} \end{aligned}$$

另外, 在同样的技术指标下, 采用滤波器的传统设计方法设计这种矩形波导纵向金属膜片带通滤波器。参考有关文献, 设计出这种滤波器的几何尺寸为

$$\begin{aligned} w_1 = w_4 = 8.6\text{mm}, \quad w_2 = w_3 = 21.4\text{mm}; \\ l_1 = l_3 = 10.7\text{mm}, \quad l_2 = 10.4\text{mm} \end{aligned}$$

比较两组数据, 可见, 两种不同的设计方法所得到的结果基本一致。但是, 传统的设计方法步骤多、运算量大, 计算速度慢。

#### 4 结束语

设计矩形波导纵向金属膜片带通滤波器, 首先是已知其结构形式, 但由于边界条件很复杂, 即使用如何复杂的等效电路也很难准确地描述出许多种模式的电磁场特性。当然, 经过严格的理论分析也能得出相当精确的算式。但是, 设计步骤复杂, 计算起来很繁琐, 而且加工制造也难以保证其足够的尺寸精度。因此, 微波工程设计的方法, 往往是通过设计——测试——修改设计的办法来达到预定的目标。也就是说, 理论分析只能提供设计的大致规律和趋向。所以, 本文通过一定的理论分析, 提出采用这种有近似性, 但能够快速的设计波导带通滤波器的方法, 具有一定的实用价值。

#### 参 考 文 献

- 1 李嗣范. 微波元原理与设计. 人民邮电出版社, 1982:286~296
- 2 黄志洵. 截止波导理论导论. 计量出版社, 1981:211~215
- 3 张学建. 矩形波导纵向膜片组成的微波带通滤波器的设计及其特点. 福州大学学报, 1984:48~53
- 4 刘策等. 波导纵向膜片的等效电路及其带通滤波器的优化设计. 西安交通大学学报, 1986, 20(6):51~58
- 5 Shin Y. Computer-Aided Design of Millimetre-Wave E-Plane Filters. IEE-MTT, 1983, MTT-31(2):135~141
- 6 Konishi Y. Design of a Bandpass Filter with Inductive Strip-Planar Circuit Mounted in Waveguide. IEE-MTT, 1974, MTT-22(10): 869~873