

波导 E 面金属片滤波器的优化设计*

姜 遵 富

(中国科学院电子学研究所)

摘要 本文采用模式展开方法,导出了波导 E 面金属片滤波器的散射参量,进而编写了滤波器优化设计程序,设计、制造和测试了一个长三厘米滤波器,实验结果和理论结果符合得很好。本文方法考虑了高次模式通过谐振腔发生的耦合,设计的滤波器特性比较理想,在频率的低端和高端阻带衰减都较大,所以比采用变分原理导出等效网络参数然后进行综合设计的方法优越。

关键词 微波滤波器; E 面滤波器; CAD

1. 引言

波导 E 面金属片滤波器在微波和毫米波段的应用日益广泛,它的分析和设计问题是近来人们研究的重要课题之一^[1-4]。

目前国内外常用的设计方法主要有两种:一种是基于变分原理导出金属片的等效 T 型网络参数,然后按常规微波滤波器的综合方法进行设计^[1,3,4];另一种是基于波导模式展开方法和场分量匹配原理导出金属片的散射参量,然后用计算机直接进行优化设计^[2]。基于变分原理的方法在综合设计滤波器时没有考虑高次模式通过谐振腔发生的耦合,因而滤波器在频率高端的阻带衰减特性不好。模式展开方法没有这个问题,是满足工程设计的较好方法。

本文采用模式展开方法,以与文献 [2] 不同的方式系统全面地给出了 E 面金属片滤波器的理论和设计的全部公式,形式简单,概念清晰。根据本文公式,编写了滤波器分析程序和优化设计程序。用分析程序计算了国内外已发表的数种 E 面金属片滤波器的传输特性和返回损耗。计算结果符合能量守恒原理,与实验结果非常一致。对采用变分原理方法设计的滤波器,补充计算了频率低端和高端的阻带特性,结果表明,它们在频率高端的阻带特性是不好的。采用优化程序设计了一只长三厘米带通滤波器,测量结果和计算结果很一致。本优化程序可用于工程设计。

计算结果符合能量守恒原理,与实验结果非常一致。对采用变分原理方法设计的滤波器,补充计算了频率低端和高端的阻带特性,结果表明,它们在频率高端的阻带特性是不好的。采用优化程序设计了一只长三厘米带通滤波器,测量结果和计算结果很一致。本优化程序可用于工程设计。

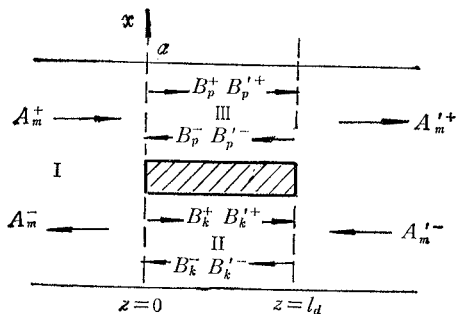


图1 E 面金属片滤波器的结构

2. 理论公式

有 P 个谐振腔的波导 E 面金属片滤波器的结构如图 1 所示。在波导内 I 区域,沿 z 方向

* 1986 年 7 月 21 日收到,1986 年 12 月 25 日修改定稿

传输的总横向场按主模式及高次模式可展开成下述形式:

$$\left. \begin{aligned} E_y^I &= \sum_{m=1}^{\infty} R_m \sin \frac{m\pi x}{a} (A_m^+ e^{-iK_{zm}z} + A_m^- e^{iK_{zm}z}) \\ H_x^I &= \sum_{m=1}^{\infty} G_m \sin \frac{m\pi x}{a} (A_m^+ e^{-iK_{zm}z} - A_m^- e^{iK_{zm}z}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} E_y^{II} &= \sum_{k=1}^{\infty} R_k \sin \frac{k\pi x}{c} (B_k^+ e^{-iK_{zk}z} + B_k^- e^{iK_{zk}z}) \\ H_x^{II} &= \sum_{k=1}^{\infty} G_k \sin \frac{k\pi x}{c} (B_k^+ e^{-iK_{zk}z} - B_k^- e^{iK_{zk}z}) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} E_y^{III} &= \sum_{p=1}^{\infty} R_p \sin \frac{p\pi(a-x)}{c} (B_p^+ e^{-iK_{zp}z} + B_p^- e^{iK_{zp}z}) \\ H_x^{III} &= \sum_{p=1}^{\infty} G_p \sin \frac{p\pi(a-x)}{c} (B_p^+ e^{-iK_{zp}z} - B_p^- e^{iK_{zp}z}) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} K_{zq}^2 &= K_r^2 - \left(\frac{q\pi}{u}\right)^2 \\ K_r^2 &= K_0^2 \epsilon_r, \quad K_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \\ q &\in (m, k, p), \quad u \in (a, c) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

幅值 R_q 和 G_q 按归一化条件

$$\int_s E_y H_x^* ds = \delta = \begin{cases} 1, & m = 1 \\ j, & m \geq 2, \quad k, p \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

和

$$\frac{G_q}{R_q} = Y_q = \frac{|K_{zq}|}{\omega \mu} \quad (6)$$

来确定。

在 $z = 0$ 处, 利用边界条件和模式正交性, 得到下述矩阵方程

$$(A_m^+) + (A_m^-) = (T_{1mk}) [(B_k^+) + (B_k^-)] \quad (7-1)$$

$$(A_m^+) - (A_m^-) = (T_{2mk}) [(B_k^+) - (B_k^-)] \quad (7-2)$$

$$(B_k^+) + (B_k^-) = (P_{1km}) [(A_m^+) + (A_m^-)] \quad (7-3)$$

$$(B_k^+) - (B_k^-) = (P_{2km}) [(A_m^+) - (A_m^-)] \quad (7-4)$$

式中

$$T_{1mk} = |K_{zm}/K_{zk}|^{\frac{1}{2}} \cdot E_{mk} \cdot \delta_1 \quad (8-1)$$

$$T_{2mk} = |K_{zk}/K_{zm}|^{\frac{1}{2}} \cdot E_{mk} \cdot \delta_2 \quad (8-2)$$

$$P_{1km} = \frac{1}{2} T_{2mk} \quad (8-3)$$

$$P_{2km} = \frac{1}{2} T_{1mk} \quad (8-4)$$

$$E_{mk} = \frac{(-1)^k 4k H^{\frac{1}{2}} \sin(Hm\pi)}{\pi[(Hm)^2 - k^2]} \quad (8-5)$$

$$H = 0.5(1 - t/a) \quad (8-6)$$

$$\delta_1 = \left\{ \begin{array}{l} j, m = 1 \\ 1, m \geq 2 \end{array} \right\} \quad (8-7)$$

$$\delta_2 = \left\{ \begin{array}{l} -1, m = 1 \\ 1, m \geq 2 \end{array} \right\}$$

由(7)式不难看出下述关系成立

$$(T_{1mk}) = (P_{1km})^{-1}, \text{ 或 } (T_{1mk})(P_{1km}) = E \quad (9-1)$$

$$(T_{2mk}) = (P_{2km})^{-1}, \text{ 或 } (T_{2mk})(P_{2km}) = E \quad (9-2)$$

式中 E 为单位矩阵。

由(7-1)和(7-2)两式解得 $z = 0$ 处散射参量为

$$\left. \begin{array}{l} (SO_{11}) = 2(T_{1mk})(M_{km}) - E \\ (SO_{12}) = 2(T_{1mk})(M_{km})(T_{2mk}) \\ (SO_{21}) = 2(M_{km}) \\ (SO_{22}) = 2(M_{km})(T_{2mk}) - E \\ (M_{km}) = [(T_{1mk}) + (T_{2mk})]^{-1} \end{array} \right\} \quad (10)$$

$z = l$ 处的散射参量与 SO 存在如下关系

$$\left. \begin{array}{l} (Sl_{11}) = (SO_{22}), (Sl_{12}) = (SO_{21}) \\ (Sl_{21}) = (SO_{12}), (Sl_{22}) = (SO_{11}) \end{array} \right\} \quad (11)$$

插入金属片的总散射参量为

$$\left. \begin{array}{l} (S_{11}) = (S_{22}) = (SO_{11}) + (SO_{12})(D)(W)(SO_{22})(D)(SO_{21}) \\ (S_{12}) = (S_{21}) = (SO_{12})(D)(W)(SO_{21}) \\ (W) = [E - (SO_{22})(D)(SO_{22})(D)]^{-1} \\ (D) = \begin{bmatrix} e^{-1K_{z1}l} & & & 0 \\ & e^{-1K_{z2}l} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{-1K_{zk}l} \end{bmatrix} \end{array} \right\} \quad (12)$$

式中 l 为金属片的纵向尺寸。

由谐振腔联接起来的两个金属片的总散射参量计算过程见图 2。图中 SA 和 SB 由(12)式计算, (G) 为对角矩阵, 元素为 $e^{-iK_{zi}l_g}$ ($i = 1, 2, \dots, M$), l_g 为谐振腔长度。总散射参量由下式进行计算

$$\left. \begin{array}{l} (SC_{11}) = (SA_{11}) + (SA_{12})(G)(F_1)(SB_{11})(G)(SA_{21}) \\ (SC_{12}) = (SA_{12})(G)(F_1)(SB_{12}) \\ (SC_{21}) = (SB_{21})(G)(F_2)(SA_{21}) \\ (SC_{22}) = (SB_{22}) + (SB_{21})(G)(F_2)(SA_{22})(G)(SB_{12}) \\ (F_1) = [E - (SB_{11})(G)(SA_{22})(G)]^{-1} \\ (F_2) = [E - (SA_{22})(G)(SB_{11})(G)]^{-1} \end{array} \right\} \quad (13)$$

按(13)式和(12)式, 利用递推方法即可将整个滤波器的总散射参量计算出来。当然, 利用滤波器结构的对称性, 可减少递推步骤, 缩短机时。

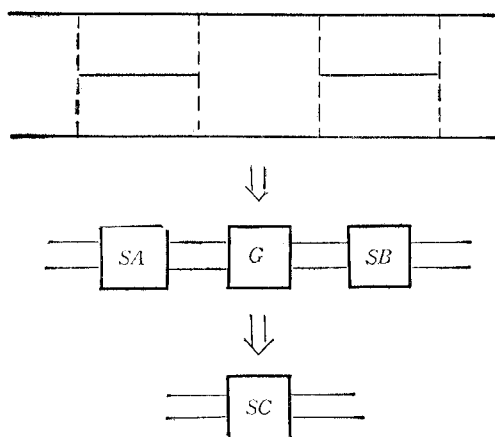


图 2 总散射参量计算步骤

滤波器的传输损耗和返回损耗由总散射参量 ST 按下式计算

$$L_T = -20 \log [ST_{21}(1, 1)] \quad (\text{dB}) \quad (14)$$

$$L_R = 20 \log [ST_{11}(1, 1)] \quad (\text{dB}) \quad (15)$$

3. 优化设计程序

优化设计程序包括两部分: 第一部分为分析程序, 第二部分为优化程序。程序是用 FORTRON 语言写成的。分析程序的输入数据是滤波器的结构尺寸和谐振腔数目, 频率作为参变量。输出数据包括: 传输特性, 返回损耗, 输入端反射系数或驻波系数, 基波的等效 T 型网络参数等等。输出数据可由作图程序自动作图。

优化程序是在分析程序基础上按 Powell 方法写成的。目标函数取为

$$F(x_1, x_2, \dots) = \sum_{n_p=1}^{N_p} \left(\frac{L_T}{L_P} \right)^2 + \sum_{n_s=1}^{N_s} \left(\frac{L_S}{L_T} \right)^2 \quad (16)$$

式中 N_p 和 N_s 分别为通带和阻带的取样频率点数, L_P 和 L_S 分别为通带最大插入损耗和阻带最小衰减。输入数据是中心频率 f_0 、带宽 Δf 、通带最大插入损耗 L_P 、阻带频率 f_{s1} 和 f_{s2} 以及阻带最小衰减 L_S 。输出数据是在设定金属片厚度 T 后, $F(x_1, x_2, \dots)$ 取得极小值时金属片的尺寸、谐振腔的长度和谐振腔的数目。

为避免得到 $x_i < 0$, 从而在物理上不能实现的结果, 对 x_i 设定了上下界

$$0 < x_i < \frac{\lambda_g}{2} \quad (17)$$

再通过变换

$$\left. \begin{aligned} x_i &= \frac{\lambda_g}{2\pi} \cot^{-1} x'_i \\ 0 &< \cot^{-1} x'_i < \pi \\ -\infty &< x'_i < \infty \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

将 x_i 与 x'_i 联系起来。对于变量 x'_i 来说, 优化是无约束条件的。

分析程序和优化程序都是在 VAX-11/780 计算机上运行的。

4. 计算结果与讨论

按照文献 [1, 3, 4] 所给数据, 用分析程序计算了滤波器的传输特性和返回损耗, 结果表示在图 3、图 4 和图 5 中. 图中同时也给出了文献 [1, 3, 4] 的结果. 可以看出通带和过渡带两者基本一致. 文献中没有给出阻带特性, 但我们的计算结果表明, 在频率高端阻带特性都不理想, 这与文献[2]的结论是一致的. 产生这种现象的原因在于: 高次模式通过谐振腔空间发生耦合, 从而降低了频率高端的阻带衰减, 基于变分原理的综合方法没有考虑高次模式间的这种作用. 图 6 是按文献 [2] 所给数据用本程序计算的结果, 它与文献 [2] 中的结果非常一致. 本程序计算结果的另一个特点是符合能量守恒原理, 即下式成立

$$|S_{21}(1, 1)|^2 + |S_{11}(1, 1)|^2 = 1 \tag{19}$$

用优化程序设计了一只长三厘米三腔带通滤波器, 时间约 1 小时. 滤波器的技术指标和尺寸如下: 波导尺寸 (mm): 28.5×12.6 ; 中心频率 (GHz): $f_0 = 8.186$; 3dB 带宽 (GHz): $\Delta f = 0.11$; 通带最大损耗 (dB): $L_{Tmax} < 1.0$; 阻带最小衰减 (dB): $L_{Smin} \geq 30$; 阻带频率点 (GHz): $f_1 = 8.025, f_2 = 8.357$; 金属片厚度 (mm): $T =$

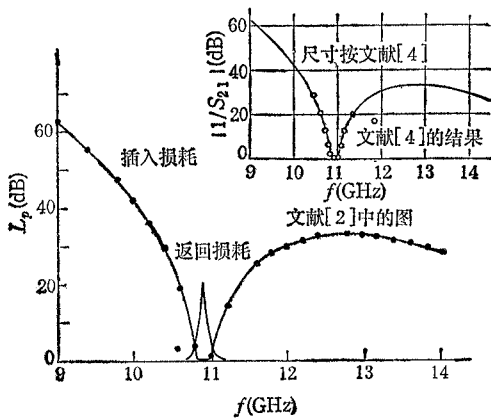


图 3 由文献 [1] 中数据计算的插入损耗和返回损耗 (2 腔)

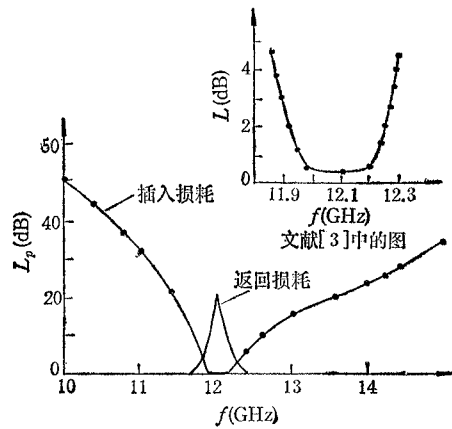


图 4 由文献 [3] 中数据计算的插入损耗和返回损耗 (2 腔)

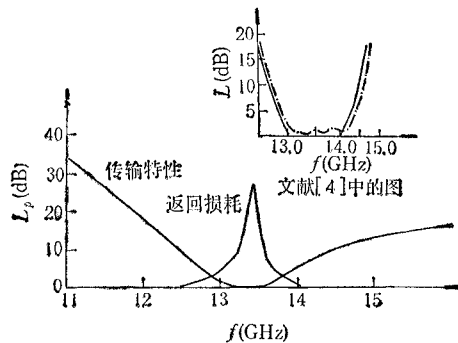


图 5 由文献 [4] 中数据计算的插入损耗和返回损耗 (3 腔)

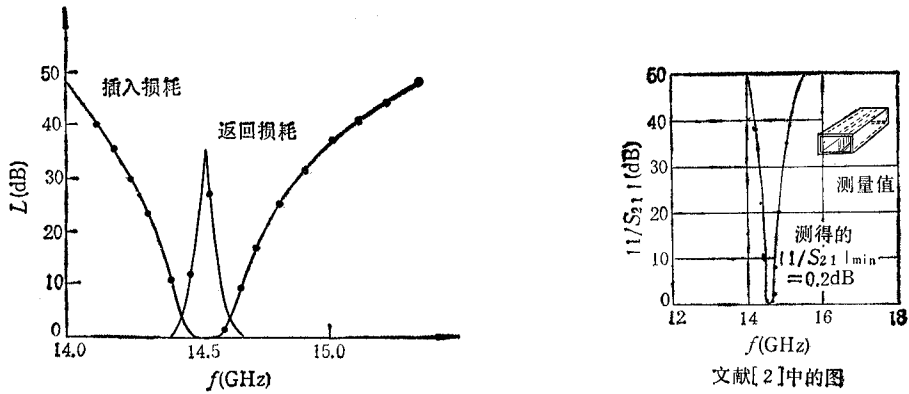


图 6 由文献[2]中数据计算的插入损耗和返回损耗(3腔)。

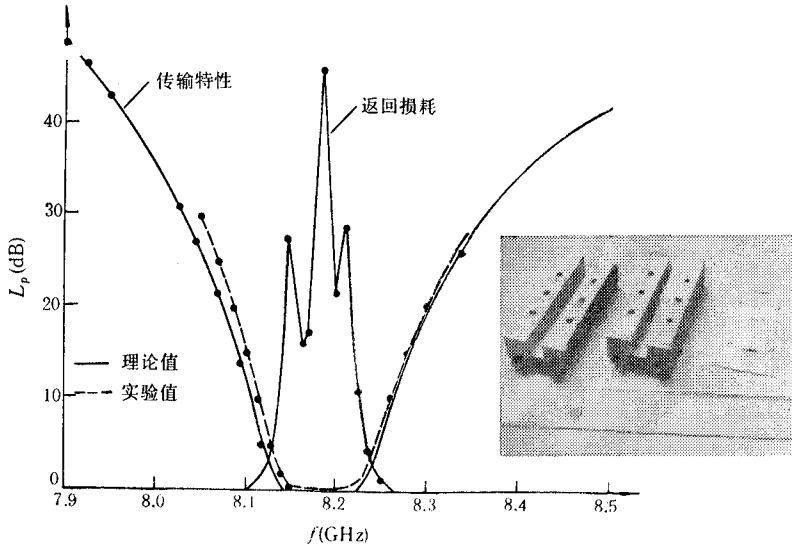


图 7 长三厘米三腔滤波器的照片和特性。

1.0; 谐振腔尺寸 (mm): $l_{g1} = l_{g3} = 17.65$, $l_{g2} = 17.7$; 金属片长度 (mm): $l_1 = l_4 = 6.0$, $l_2 = l_3 = 18.0$ 。

图 7 是滤波器照片和特性。由图可见,理论结果与实验结果是一致的,阻带特性亦很好。通带最小衰减理论值是 0.0006dB , 测量值是 0.75dB , 测量到的 30dB 频率分别为 8.05GHz 和 8.35GHz , 与理论值最大偏差为 20MHz 。产生这些偏差的主要原因是滤波器存在制造公差和测量误差,理论计算中没有考虑电阻性损耗。

5. 结论

本文论述了金属片滤波器的模式展开理论和优化设计方法。计算和实验证明: 如果要使滤波器的阻带特性,特别是频率高端的阻带特性较好,满足工程应用的要求,必须考

虑高次模式通过谐振腔空间产生的耦合。采用变分原理的设计方法难于考虑这个因素，本方法考虑了这个因素，故较适合工程需要。

参 考 文 献

- [1] Y. Konishi and K. Uenakada, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-22**(1974), 869.
- [2] R. Vahldieck, J. Bornemann, F. Arandt and D. Grauerholz, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-31**(1983), 65.
- [3] 李嗣范等, 中国科学, A 辑, 1982 年, 第 9 期, 第 857 页.
- [4] 段赵东等, 1985 年全国微波会议论文集, (1985), 88.

AN OPTIMIZATION DESIGN OF WAVEGUIDE E-PLANE METAL INSERT FILTERS

Jiang Zunfu

(*Institute of Electronics, Academia Sinica*)

ABSTRACT An optimization design theory and algorithm have been developed for waveguide E-plane metal insert filters. The immediate higher order mode coupling in resonator between the discontinuities, which reduces the stop band attenuation for higher frequencies is taken into account. An optimized design filter has been fabricated and tested in low X-band. Good agreement with design has been obtained.

KEY WORDS Microwave filter; Waveguide filter; CAD