

文章编号:1005-6122(2004)04-0064-04

横向单边金属膜片波导带通滤波器的研制*

刘志宏¹ 王锡良² 张晓春³

(1. 电子科技大学生命科学与技术学院, 成都 610054;

2. 电子科技大学电子工程学院, 成都 610054;

3. 成都信息工程学院电子系, 成都 610225)

摘要: 介绍了应用模式匹配法设计的一种横向单边金属膜片波导带通滤波器。重点分析和比较了该方法设计的带通滤波器与传统方法的不同,并对所设计的带通滤波器进行了测试。样品的测试结果表明:该带通滤波器技术参数高,计算值与实测参数非常吻合。

关键词: 波导,膜片,模式匹配法,高次模

Development of Band-pass Waveguide Filter with Single-side Transverse Metal Irises

Liu Zhihong¹, Wang Xiliang², Zhang Xiaochun³

(1. School of Life Science and Technology UESTC of China, Chengdu 610054

2. School of Electronic UESTC of China, Chengdu, 610054;

3. Department of Electronic CUIT of Chengdu, Chengdu, 610225)

Abstract: A waveguide band-pass filter with one-side transverse metal irises is presented by the mode-matching method. It is compared with the conventional design and the differences are analysed. A sample filter was measured. The measured result show its good performance and in good agreement with the computation.

Key words: Waveguide, Iris, Mode-matching method, Higher mode

引言

在各种微波系统(例如:微波毫米波通信、卫星通信、雷达、导航、制导、电子对抗、测试仪表等)中,微波滤波器几乎都可以认作不可缺少的重要部件。微波滤波器的性能往往直接影响整个微波系统的性能。波导型滤波器是一种经常使用的无源微波滤波器,特别是在大功率、高频段的天馈系统中波导型滤波器有着不可动摇的地位。随着微波技术的迅猛发展,对波导型滤波器的需求越来越大、使用范围越来越广,当然同时也对其性能提出越来越高的要求。

由于以上原因,各国都对微波滤波器的研制非常重视。目前国内对这类无源器件的设计一般采用传统的等效电路法与实验法相结合,此类方法生产周期长,成品率低,成本高。其原因是用等效电路法

设计波导型滤波器时,不得不进行很多简化造成其理论值与实测值相差很大,越来越难以满足实际需要。国际上以德国 F. Arndt 为首的研究小组,在波导无源器件的综合 CAD 中采用了高精度的模式匹配法等技术,其 CAD 综合优化值与做出的器件的实测值相当一致^[1~4]。

用模式匹配法分析和设计需要很大的计算量,近年来,计算机技术迅猛发展,PC 机的速度越来越快,用模式匹配法分析和设计无源器件已经可行。在微机越来越普及的情况下,开发能精确设计各种波导滤波器的综合设计软件,对缩短这类器件的设计周期和降低成本是极有价值的。另外,高技术参数的无源器件对各种微波系统而言,无疑也是相当重要的。

* 收稿日期:2003-10-13;定稿日期:2004-04-05

本文用模式匹配法对横向单边金属膜片波导带通滤波器进行了分析,同时给出一种用所开发软件设计的横向单边金属膜片波导带通滤波器的实例。

1 理论分析

图 1 所示的矩形波导 ($a \times b$) 滤波器由一系列图 2 所示基本单元构成。图 2 中,金属膜片的厚度为 t ,可把 I 区看作一段矩形波导,II、III 两区形成矩形波导的不连续性过渡。

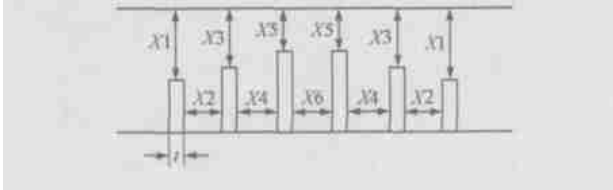


图 1 滤波器结构图

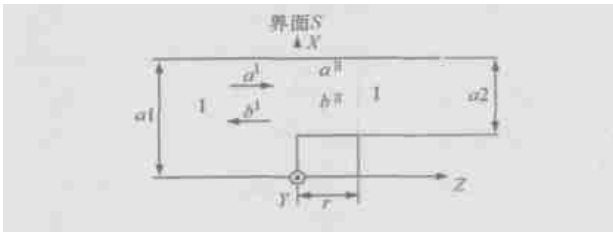


图 2 基本单元 U 示意图

模式匹配法的基本思想是应用矩形波导中的赫兹矢量位 A_{ez} 和 A_{hz} , 首先求得图 2 中 I、II 区的横向电磁场 E_t 、 H_t , 然后在 I、II 两区的分界面 S ($z=0$ 的横截面) 上电场和磁场的切向分量分别相等, 应用傅立叶级数展开技术求出界面 S 上的广义散射矩阵:

$$S = \begin{Bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{Bmatrix}$$

由基本单元 U 的对称性知 $z=t$ 横截面的广义散射矩阵可表示为:

$$S' = \begin{Bmatrix} S_{22} & S_{21} \\ S_{12} & S_{11} \end{Bmatrix}$$

考虑到有限长度 t 的一段传输波导, 再根据式 (11), 可得到基本单元 U 的广义散射矩阵 S^U 。如图 1, 考虑谐振腔长度, 再将 6 个基本单元的散射矩阵级联即得整个滤波器的广义散射矩阵 S^f 。

I、II 区中的横向电磁场 E_t 、 H_t 用位函数表示为:

$$E_t = -\nabla_t A_{hz} \times \hat{z} + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla_t \frac{\partial A_{ez}}{\partial z} \quad (1)$$

$$H_t = \nabla_t A_{ez} \times \hat{z} + \frac{1}{j\omega\mu} \nabla_t \frac{\partial A_{hz}}{\partial z} \quad (2)$$

其中 A_{ez} 是标量电位、 A_{hz} 是标量磁位, ∇_t 是横向梯度算符。

由于该矩形波导中 y 轴方向的尺寸没有变化, 当 TE_{10} 模入射时, 根据电磁理论知: TE_{10} 模只能激起 TE_{m0} 模, 而不能激起 TM_{mn} 模, 即 $A_{ez} = 0$ 。所以式 (1)、(2) 简化为:

$$E_t = -\nabla_t A_{hz} \times \hat{z} \quad (3)$$

$$H_t = \frac{1}{j\omega\mu} \nabla_t \frac{\partial A_{hz}}{\partial z} \quad (4)$$

II、III 区中的标量磁位 A_{hz} 、 A_{hz} 表示为:

$$A_{hz} = \sum_{q=1}^M N_{hq} \cdot T_{hq} \cdot [a_{hq} \exp(-\gamma_{hq} z) + b_{hq} \exp(+\gamma_{hq} z)] \quad (5)$$

$$A_{hz} = \sum_{q=1}^M N_{hq} \cdot T_{hq} \cdot [a_{hq} \exp(-\gamma_{hq} z) + b_{hq} \exp(+\gamma_{hq} z)] \quad (6)$$

$q = 1, 2, 3 \dots$

式中 γ_{hq} 、 γ_{hq} 是 I、II 两区中对应 TE_{q0} 模式的传播常数, T_{hq} 、 T_{hq} 是本征函数, N_{hq} 是功率归一化系数 (由式 (7) 确定), a_{hq} 、 a_{hq} 是 I、II 区中沿 $+z$ 方向传播 TE 模式的幅度, b_{hq} 、 b_{hq} 是其 $-z$ 方向的幅度。

$$k^2 = \gamma_{hq}^2 + k^2$$

$$T_{hq} = \cos \frac{q\pi x}{a}$$

$$T_{hq} = \cos \frac{q\pi(x-d)}{(a-d)}$$

$$N_{hq} = \frac{2}{\sqrt{ab}} \frac{\sqrt{Z_{hq}}}{K_{chq}}$$

$$N_{hq} = \frac{2}{\sqrt{(a-d)b}} \frac{\sqrt{Z_{hq}}}{K_{chq}}$$

归一化系数公式为:

$$P_q = \frac{1}{2} \int E_q \times H_q^* \cdot ds = \begin{cases} \frac{1}{2} & \gamma_{hq} = \beta_{hq}, \beta_{hq} > 0 \\ \frac{1}{2} j & \gamma_{hq} > 0 \end{cases} \quad (7)$$

其中 β_{hq} 为 $TE_{q,0}$ 模式的相移常数, $Z_{hq} = \frac{j\omega\mu}{\gamma_{hq}}$, $Z_{hq} = \frac{j\omega\mu}{\gamma_{hq}}$ 是波阻抗, K_{chq} 、 K_{chq} 是截止波数。

根据电磁理论, 如图 2 所示, 在 $z=0$ 的横截面上, E_y 、 H_x 连续, 可以得出如下方程组:

$$\begin{cases} \sum N_{hq} (T_{hq})' (a_{hq} + b_{hq}) = \sum N_{hq} (T_{hq})' (a_{hq} + b_{hq}) \\ \sum N_{hq} \gamma_{hq} (T_{hq})' (a_{hq} - b_{hq}) = \sum N_{hq} \gamma_{hq} (T_{hq})' (a_{hq} - b_{hq}) \end{cases}$$

经傅立叶变换技术,简化后可以得到下面的广义 S 参数散射矩阵表达式:

$$\begin{bmatrix} (b_h) \\ (a_h) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (a_h) \\ (b_h) \end{bmatrix} \quad (8)$$

S 矩阵各元素分别为:

$$\begin{aligned} S_{11} &= 2L_E W^{-1} L_H - I \\ S_{12} &= L_E (I + W^{-1} W_1) \\ S_{21} &= 2W^{-1} L_H \\ S_{22} &= W^{-1} W_1 \end{aligned} \quad (9)$$

式中:

$$\begin{aligned} L_E(q, m) &= L_H(m, q) = \\ &= \frac{2}{\sqrt{a_1 a_2}} \sqrt{\frac{Y_{hq}}{Y_{hm}}} \int_0^d \sin \frac{q\pi x}{a_1} \sin \frac{m\pi(x-d)}{a_2} dx \\ W &= I + L_H L_E \quad W_1 = I - L_H L_E \end{aligned}$$

其中 I 为单位矩阵。

把 $z=0$ 和 $z=t$ 之间的区作为均匀矩形直波导分析,根据微波网络理论,波导长度为 t ,只考虑其中的 N 个模式,则散射矩阵各元素分别为 $S_{11}^t = S_{22}^t = 0, S_{12}^t = S_{21}^t = V$,其中 V 是 $N \times N$ 的对角矩阵且 $V_{nn} = \exp(-\gamma_n t)$, γ_n 为区中第 n 个模式的传播常数。

为了求得基本单元 U 的散射矩阵,需要级联由 $z=0$ 和 $z=t$ 处两个不连续面及金属膜片所构成的

区的散射矩阵。两个网络分别用 a 和 b 表示,级联后的网络为 c ,其散射矩阵的各参数为:

$$\begin{aligned} S_{11}^c &= S_{11}^a + S_{12}^a [I - S_{11}^b S_{22}^a]^{-1} S_{11}^b S_{21}^a \\ S_{12}^c &= S_{12}^a [I - S_{11}^b S_{22}^a]^{-1} S_{21}^b \\ S_{21}^c &= S_{21}^b [I - S_{22}^a S_{11}^b]^{-1} S_{12}^a \\ S_{22}^c &= S_{22}^b + S_{21}^b [I - S_{22}^a S_{11}^b]^{-1} S_{22}^a S_{21}^b \end{aligned} \quad (10)$$

应用上式,可得到基本单元 U 的散射矩阵各元素:

$$\begin{aligned} S_{11}^U &= S_{11} + S_{12} V [I - (S_{22} V)^2]^{-1} S_{22} V S_{21} \\ S_{12}^U &= S_{12} V [I - (S_{22} V)^2]^{-1} S_{21} \\ S_{21}^U &= S_{12} [I - (V S_{22})^2]^{-1} V S_{21} \\ S_{22}^U &= S_{11} + S_{12} [I - (V S_{22})^2]^{-1} V S_{22} V S_{21} \end{aligned} \quad (11)$$

各基本单元之间为有限长度的均匀矩形直波导,其散射矩阵用前述基本单元中 II 区散射矩阵的相同求法求解。将所有基本单元及基本单元之间的矩形波导的散射矩阵用公式(10)级联起来,可求得整个滤波器的广义散射矩阵 S^f 。

2 滤波器设计

利用上述方法,设计了一种横向单边金属膜片波导带通滤波器,如图3所示。其技术指标如下:

中心频率: $f_0 = 10.000 \text{ GHz}$

带宽: $\Delta f = 100 \text{ MHz}$

带内插损: $L < 1.0 \text{ dB}$

驻波系数: $\rho < 1.2$

带外衰减:在 $f_0 \pm 180 \text{ MHz}$ 处, $L > 50 \text{ dB}$

设计时采用最优化方法。利用前述方法求出滤波器的传输系数 S_{21}^f ,对 S_{21}^f 按实际指标要求进行优化。优化时,在 I 区和 II 区各取 n 个模式,则 S_{21}^f 是一个 $n \times n$ 的矩阵。由于矩形波导的主模为 TE_{10} 模,因此选择 $S_{21}^f(1,1)$ 作为优化的目标函数。采用 FORTRAN 语言编程,先编写 $S_{21}^f(1,1)$ 的计算程序,再编写罚函数法优化程序对其进行优化。用给定的技术指标作为优化的约束条件, $S_{21}^f(1,1)$ 的初值用等效电路法求出^[5]。计算结果表明,当 $n=30$ 时已呈现很好的收敛性。经过优化,设计结果为结构如图1、外观如图3所示的有5个谐振腔的滤波器。

标准波导管 BJ120 $a = 19.05, b = 9.25, t = 0.95, x_1 = 11.27, x_2 = 21.80, x_3 = 7.75, x_4 = 23.56, x_5 = 7.15, x_6 = 23.68$

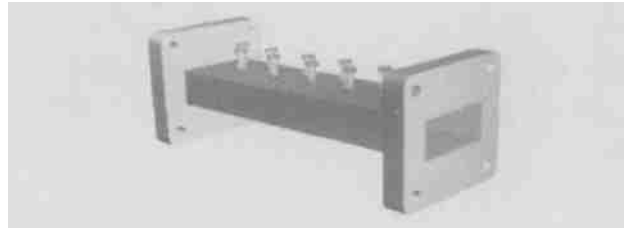


图3 滤波器实物照片

由于实际的加工误差不可避免地要影响滤波器性能,因此在设计时给每个谐振腔增加了调谐螺钉,腔与腔之间增加了耦合螺钉,以便对滤波器进行微调,以消除机械加工引入的误差。滤波器的 S_{11}^f (反射)及 S_{21}^f (传输)的理论曲线见图4;

用 HP 标量网络分析仪测得的 S_{11}^f 及 S_{21}^f 的实验结果见图5。

3 结论

相对于传统设计方法,模式匹配法设计滤波器时,由于考虑了高次模及金属膜片的厚度有限所带来的影响,结果相当精确,这一点可以由图4与图5的对比看出。二者区别仅仅在于实测曲线的带内插

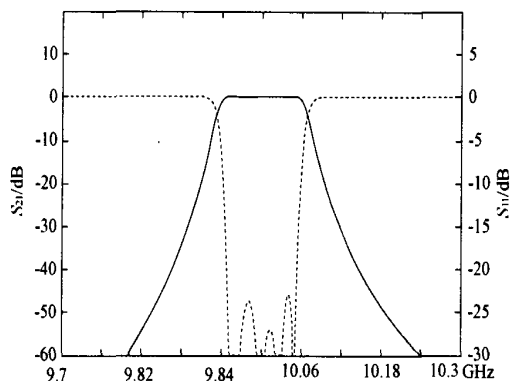


图 4 理论曲线

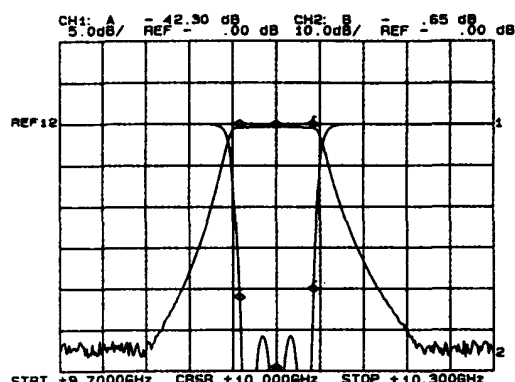


图 5 样品实测曲线

损比理论值要大,相差约为 0.65dB,这是由于理论计算中把波导管壁视为理想电壁,而实际上铜的趋肤深度不为零,必然带来一定的损耗。

参 考 文 献

- [1] Vahldieck R, Bornemann J, Arndt F, et al. Optimized waveguide E-plane metal insert filters for millimeter wave applications. IEEE Trans Microwave Theory Tech. 1983, 31(1): 65 ~ 69
- [2] Ihmels R, Arndt F. Rigorous modal S-matrix analysis of the cross iris in rectangular waveguides. IEEE Microwave Guided Wave Lett, 1992, 2(10): 400 ~ 402
- [3] Patzelt H, Arndt F. Double-plane steps in rectangular waveguides and their applications for transformers, irises and filters. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1982, 30(5): 771 ~ 776
- [4] Arndt F, Beike J, Grauerholz D, et al. E-plane integrated parallel-strip screen waveguide filters. IEEE Trans Microwave Theory Tech. 1985, 33(7): 654 ~ 659
- [5] 甘本祯, 吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计(上册). 北京: 科学出版社, 1973

刘志宏 电子科技大学生命科学与技术学院在读博士生。

王锡良 电子科技大学电子工程学院微波中心副教授。

张晓春 成都信息工程学院电子系讲师。

简 讯

第 5 届全国微波化学会议于 2004 年 10 月 20 日至 22 日在武汉举行,会议的主题包括微波化学合成反应及机理、微波化学合成反应技术及应用、微波烧结技术、微波等离子体技术及应用、微波加热及相关技术应用等。本次研讨会共收到论文 45 篇,来自国内外三十多个单位的专家学者及研究人员就微波化学合成、微波的热效应和非热效应、微波萃取、微波烧结、微波干燥、微波技术、微波等离子体技术及其应用等进行了研讨。

本次会议由武汉工程大学承办,数十名来自武汉大学、武汉工程大学、武汉理工大学的教师和研究生也参加了本次会议。

第六届全国微波化学会议将于 2006 年 8 月在辽宁抚顺举行。