

文章编号:1001-9014(2007)05-0359-03

Ka 频段极窄通带波导滤波器

李胜先^{1,2}, 傅君眉¹, 吴须大²

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 陕西 西安 710049;

2. 西安空间无线电技术研究所, 陕西 西安 710100)

摘要:提出了一种 Ka 频段具有极窄通带的波导带通滤波器方案. 采用模式匹配法对滤波器进行全波分析, 设计并研制了一只相对带宽约 0.1% 的 Ka 频段窄带带通滤波器, 典型性能为中心频率处插入损耗小于 2.1 dB, 带内驻波比小于 1.20:1, 损耗起伏小于 0.30 dB, 测试结果与全波分析数据一致, 说明方案有效.

关键词:波导滤波器; 窄通带; 模式匹配法; Ka 频段

中图分类号: TN830.3 **文献标识码:** A

NARROW PASS-BAND WAVEGUIDE FILTERS IN KA BAND

LI Sheng-Xian^{1,2}, FU Jun-Mei¹, WU Xu-Da²

(1. School of Electronics and Information Technology, Xi'an JiaoTong University, Xi'an 710049, China;

2. Xi'an Institute of Space Radio Technology, Xi'an 710100, China)

Abstract: A kind of waveguide band-pass filters with very narrow pass-band in Ka-band was presented. The filter was simulated by mode-matching technique (MMT). A Ka-band waveguide filter with 0.1% relative bandwidth was designed and realized. The typical performances are that the insertion loss at center frequency is less than 2.1 dB and VSWR in-band is less than 1.20:1 and loss variation is less than 0.30 dB. The measured results keep good agreement with the full-wave simulated data. It shows that this method is valid.

Key words: waveguide filter; narrow pass-band; mode-matching technique (MMT); Ka band

引言

作为一种基本的波导元件,波导带通滤波器广泛使用在各种微波系统中,如卫星通信系统、雷达系统等.

Ka 频段波导带通滤波器多采用矩形波导 E 面鳍线式、波导膜片或电感棒式^[1-3],但对于相对通带带宽低于 1% 的滤波器而言,上述方案即呈现出明显的缺陷:通带损耗较大,很多微波系统难以接受;耦合尺寸很小,结构实现困难.

本文提出一种相对带宽可达 0.1% 的极窄通带的波导带通滤波器,采用圆柱谐振腔,提取高次模式作为谐振模式,将无载 Q 值提高到 8000 以上,降低滤波器的损耗.谐振腔之间采用小孔耦合,实现简单.

1 原理

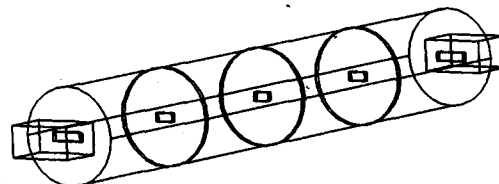


图 1 Ka 频段窄通带波导滤波器结构

Fig. 1 Structure of Ka-band waveguide filter with narrow pass-band

图 1 是具有窄通带的波导带通滤波器的结构示意图,其中圆柱腔为带通滤波器的谐振器,不同谐振器之间通过方形孔来耦合;并通过输入和输出耦合孔将滤波器端口转换至矩形波导口.工作频段高和通带带宽极窄等特点导致了波导滤波器对结构尺寸非常敏感,进行精确分析已非常必要.观察图 1 所示结构,该波导滤波器可分解为矩形至矩形波导结、矩形至圆形波导结、矩形波导及圆柱波导传输线等部

收稿日期:2006-10-21,修回日期:2007-02-26

基金项目:十五国防预先研究基金资助项目(Y01-GX-01)

作者简介:李胜先(1974-),男,河南信阳人,高级工程师,博士生,主要研究方向:空间微波无源技术.

Received date: 2006-10-21, revised date: 2007-02-26

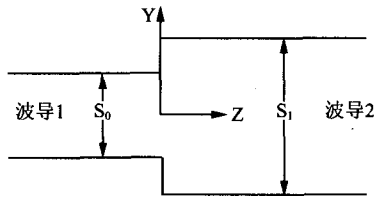


图2 矩圆波导结
Fig.2 Rectangular-circle waveguide junction

分. 因此, 为获得准确的设计数据, 必须精确分析上述不连续波导结.

模式匹配法是一种精确的电磁场数值方法, 在处理波导不连续问题时尤为有效. 通过模式匹配法, 获得上述两种不连续波导结的准确的散射参数^[4,5], 其中矩形至圆形波导结的模式匹配分析较为复杂, 这里作简要介绍.

图2 是小矩形至大圆形波导结的结构示意图, 假设两边波导具有共同的对称轴, 这在工程上不失一般性, 并采用如图的坐标系.

根据场的连续性, 矩圆波导结的边界条件可写为:

$$\vec{E}_{t2}(x, y) \Big|_{z=0} = \begin{cases} \vec{E}_{t1}(x, y) \Big|_{z=0} & ((x, y) \in S_0) \\ 0 & ((x, y) \in (S_1 - S_0)) \end{cases} \quad (1)$$

$$\vec{H}_{t2}(x, y) \Big|_{z=0} = \vec{H}_{t1}(x, y) \Big|_{z=0} \quad ((x, y) \in S_0) \quad (2)$$

波导 1、2 中的场可由各自波导的矢量波型函数的迭加来表示. 在 $z=0$ 平面, 波导 1 中的切向电场和切向磁场分别为:

$$\vec{E}_{t1}(x, y) = \sum_{m,n} a_{1,mn}^+ \vec{e}_{1,mn}^{\vec{h}(h)}(x, y) + \sum_{m,n} a_{1,mn}^- \vec{e}_{1,mn}^{\vec{h}(h)}(x, y) + \sum_{m,n} b_{1,mn}^+ \vec{e}_{1,mn}^{\vec{e}(e)}(x, y) + \sum_{m,n} b_{1,mn}^- \vec{e}_{1,mn}^{\vec{e}(e)}(x, y) \quad (3)$$

$$\vec{H}_{t1}(x, y) = \sum_{m,n} a_{1,mn}^+ \vec{h}_{1,mn}^{\vec{h}(h)}(x, y) + \sum_{m,n} a_{1,mn}^- \vec{h}_{1,mn}^{\vec{h}(h)}(x, y) + \sum_{m,n} b_{1,mn}^+ \vec{h}_{1,mn}^{\vec{e}(e)}(x, y) - \sum_{m,n} b_{1,mn}^- \vec{h}_{1,mn}^{\vec{e}(e)}(x, y) \quad (4)$$

式中 $a_{1,mn}^+$ ($b_{1,mn}^+$) 和 $a_{1,mn}^-$ ($b_{1,mn}^-$) 分别为 TE 波 (TM 波) 的入射系数和反射系数, m, n 为波型指数; $\vec{e}_{1,mn}^{\vec{h}(\mu)}$ 和 $\vec{h}_{1,mn}^{\vec{h}(\mu)}$ 分别为切向电场 ($\mu = h$) 和切向磁场 ($\mu = e$) 的矢量波型函数, 满足如下关系:

$$\begin{cases} \hat{z} \times \vec{e}_i^{\vec{h}(\mu)} = Z_i \vec{h}_i^{\vec{h}(\mu)} \\ \oint_s (\vec{e}_i^{\vec{h}(\mu)} \times \vec{h}_i^{\vec{h}(\mu)}) \cdot \hat{z} ds = 1 \end{cases} \quad (5)$$

式中 Z_i 为模式 i 的波阻抗, s 为波导横截面.

记

$$a_{1,mn}^+ + a_{1,mn}^- = A_{1,mn}$$

$$b_{1,mn}^+ + b_{1,mn}^- = B_{1,mn}$$

$$\begin{aligned} a_{1,mn}^+ - a_{1,mn}^- &= C_{1,mn} \\ b_{1,mn}^+ - b_{1,mn}^- &= D_{1,mn} \end{aligned} \quad (6)$$

则式(3)和(4)可变为

$$\vec{E}_{t1}(x, y) = \sum_{m,n} A_{1,mn} \vec{e}_{1,mn}^{\vec{h}(h)}(x, y) + \sum_{m,n} B_{1,mn} \vec{e}_{1,mn}^{\vec{e}(e)}(x, y) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \vec{H}_{t1}(x, y) &= \sum_{m,n} C_{1,mn} Y_{1,mn}^{\vec{h}(h)} \hat{z} \times \vec{e}_{1,mn}^{\vec{h}(h)}(x, y) \\ &+ \sum_{m,n} D_{1,mn} Y_{1,mn}^{\vec{e}(e)} \hat{z} \times \vec{e}_{1,mn}^{\vec{e}(e)}(x, y) \end{aligned} \quad (8)$$

式中 Y_i 为第 i 模的导纳,

$$Y_i^{(\mu)} = \frac{1}{Z_i^{(\mu)}} \quad (\mu = h, e) \quad (9)$$

同样, 波导 2 中的切向电场和切向磁场可写为:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{t2}(\rho, \phi) &= \sum_{q,r} \{ A_{2c,qr} \vec{e}_{2c,qr}^{\vec{h}(h)}(\rho, \phi) + A_{2s,qr} \vec{e}_{2s,qr}^{\vec{h}(h)}(\rho, \phi) \} \\ &+ \sum_{q,r} \{ B_{2c,qr} \vec{e}_{2c,qr}^{\vec{e}(e)}(\rho, \phi) + B_{2s,qr} \vec{e}_{2s,qr}^{\vec{e}(e)}(\rho, \phi) \} \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{H}_{t2}(\rho, \phi) &= \sum_{q,r} \{ C_{2c,qr} Y_{2,qr}^{\vec{h}(h)} \hat{z} \times \vec{e}_{2c,qr}^{\vec{h}(h)}(\rho, \phi) + C_{2s,qr} Y_{2,qr}^{\vec{h}(h)} \hat{z} \\ &\times \vec{e}_{2s,qr}^{\vec{h}(h)}(\rho, \phi) \} + \sum_{q,r} \{ D_{2c,qr} Y_{2,qr}^{\vec{e}(e)} \hat{z} \times \vec{e}_{2c,qr}^{\vec{e}(e)}(\rho, \phi) \\ &+ D_{2s,qr} Y_{2,qr}^{\vec{e}(e)} \hat{z} \times \vec{e}_{2s,qr}^{\vec{e}(e)}(\rho, \phi) \} \quad (11) \end{aligned}$$

如同式(6), 系数 $A_{i,mn}$ 、 $B_{i,mn}$ 、 $C_{i,mn}$ 、 $D_{i,mn}$ 分别为波导 i 中入射波和反射波系数之和或之差.

根据直角坐标系下 Bessel 函数与三角函数之积的级数展开, 可以获得直角坐标系下圆波导的矢量波型函数的解析表达式^[4]

$$\begin{aligned} \vec{e}_{2(\cdot),qr}^{\vec{h}(h)}(x, y) &= \frac{h_{qr}^{\vec{h}(h)}}{N_{2,qr}^{\vec{h}(h)}} \sum_{l=0}^{N-1} \begin{pmatrix} C_{lq} \\ S_{lq} \end{pmatrix} (\hat{x}s_l - \hat{y}c_l) e^{-jh_{qr}(c\rho + sy)} \\ \vec{e}_{2(\cdot),qr}^{\vec{e}(e)}(x, y) &= \frac{h_{qr}^{\vec{e}(e)}}{N_{2,qr}^{\vec{e}(e)}} \sum_{l=0}^{N-1} \begin{pmatrix} C_{lq} \\ S_{lq} \end{pmatrix} (\hat{x}c_l + \hat{y}s_l) e^{-jh_{qr}(c\rho + sy)} \end{aligned} \quad (12)$$

从而求出矩-圆波导结 S 参数的解析表达式, 由 4 个子矩阵构成, 分别为

$$\begin{aligned} [S_{11}] &= \{ M^T M + I \}^{-1} \{ I - M^T M \} \\ [S_{12}] &= 2 \{ M^T M + I \} M^T \\ [S_{21}] &= M \{ I + [S_{11}] \} \\ [S_{22}] &= M [S_{12}] - I \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $S_{11} = \{ S_{11} \}$ 为端口 1 的反射系数矩阵, $S_{12} = \{ S_{12} \}$ 为端口 1 输出、端口 2 输入时的传输系数矩阵, $S_{21} = \{ S_{21} \}$ 为端口 1 输入、端口 2 输出时的传输系数矩阵, $S_{22} = \{ S_{22} \}$ 为端口 2 的反射系数矩阵. $[M]$ 称为电场耦合矩阵.

因此, 即可解析地推导出矩形至圆形波导结的广义 S 参数.

在图 1 波导滤波器结构中, 通过参考面移动技术, 将矩形和圆柱形波导段的 S 参数并入到相应的

波导结中^[4]. 于是,通过多端口网络参数级联,即可获得整个滤波器的 S 参数.

2 波导带通滤波器的设计

某 Ka 频段窄带带通滤波器的主要电性能指标为:中心频率 29.6GHz,工作带宽 30MHz,带内中心频率处插入损耗低于 2.1dB,带内 30MHz 范围内损耗起伏不超过 0.5dB,带外 29.55GHz、29.65GHz 处抑制应大于 20dB. 带内驻波比小于 1.25:1;电接口为 BJ320 波导.

根据技术指标,综合得到该滤波器采用 4 节带内起伏 0.02dB 的切比雪夫原型参数及初始结构参数^[3,6],其结构如图 1 所示,为提高谐振腔的无载 Q 值,并考虑滤波器纵向长度的要求,提取 TE₁₁₃ 模作为圆柱腔的谐振模式,谐振腔之间通过矩形耦合孔来耦合.

按照上述方法对该滤波器进行全波分析,并进一步优化,完成样机的加工和性能测试. 滤波器沿纵向中心左右对称,其左半部分设计尺寸如下:耦合孔长度为 3.53mm、2.12mm、1.89mm,孔宽度与厚度为 1mm 和 0.5mm,圆柱腔长度为 17.87mm、18.00mm.

图 3(a) 给出了全波分析的幅频特性曲线,图 3(b) 为样机的测试结果,比较两图,发现测试结果与全波分析曲线基本一致,中心频率的插入损耗约 1.98dB,带内 30MHz 的幅频起伏小于 0.3dB,带外 29.55GHz、29.65GHz 处抑制均大于 21dB,带内驻波比小于 1.20:1,完全满足设计要求. 图 4 给出了该波导滤波器的实物照片.

3 结束语

本文提出了一种 Ka 频段窄带波导带通滤波器方案,采用模匹配法进行全波分析和设计,设计并研制了一只相对带宽约 0.1% 的波导带通滤波器,样机的测试结果与全波分析数据吻合,表明该方案有效.

REFERENCES

- [1] Vahldieck R, Borneman J, Arndt F, et al. Optimized waveguide E-plane metal insert filters for millimeter-wave applications[J]. *IEEE MTT Trans on Microwave Theory and Tech.* 1983,31(1):65—69.
- [2] LIU Hong-Wei, Hunter I C. Computer-aided design of millimeterwave diplexer with E-plane circuits[J]. *J. Infrared Millim. Waves*(刘宏伟, Hunter I C. 毫米波 E 面电路双工器的计算机辅助设计. *红外与毫米波学报*), 1994, 13(4):309—312.
- [3] LI Sheng-Xian, Fu Jun-mei, WU Xu-Da. One kind of rigorous design method for microwave and millimeter-wave Fil-

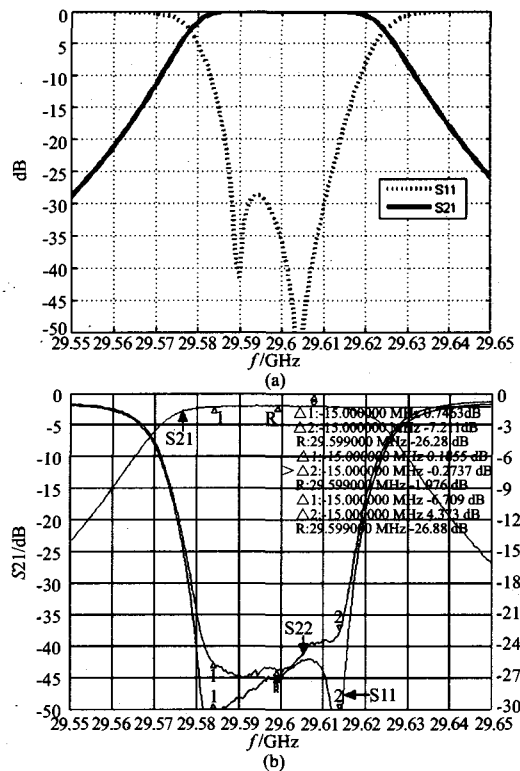


图3 Ka 频段窄通带波导滤波器的幅度响应 (a) 仿真的幅度响应 (b) 测试的幅度响应

Fig. 3 Amplitude response of Ka-band waveguide filter with narrow pass-band (a) Simulated amplitude response (b) Measured amplitude response

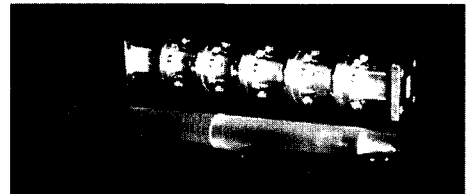


图4 Ka 频段窄通带波导滤波器的照片

Fig. 4 Photograph of Ka-band waveguide filter with narrow pass-band

ters[J]. *Chinese Space Science and Technology*(李胜先,傅君眉,吴须大. 一种微波及毫米波滤波器的精确设计方法. *中国空间科学技术*), 2005, 25(6):14—18.

- [4] CHEN Dao-Ming. *Satellite engineering Series of Missile and Spaceflight, Communication Satellite Payload Technology* [M]. Beijing:Space Press (陈道明. 导弹与航天丛书, 卫星工程系列. 通信卫星有效载荷技术. 北京:宇航出版社)2001:186—187.
- [5] LI Sheng-Xian, WU Xu-Da. Series expansions of the product of bessel functions and Sine/Cosine Functions and their applications in microwave filter[J]. *ACTA Electronica Sinica*(李胜先, 吴须大. Bessel 函数与三角函数之积的级数展开及在微波滤波器中的应用. *电子学报*), 2000, 28(9):46—48.
- [6] Matthaei G L, Young L, Jones E M T. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*[M]. New York:McGraw Hill, 1964.