

文章编号: 2095-4980(2020)01-0014-06

110 GHz 带通太赫兹滤波器设计

李田睿, 张波*, 樊勇

(电子科技大学 电子科学与工程学院, 四川 成都 611731)

摘要: 对滤波器的高精确度理论设计及小误差的工艺实现进行探讨与设计加工。总结了国内外的多种设计经验, 讨论了多种类型的滤波器设计方案, 选取适当的滤波器结构形式, 设计加工了 110 GHz 的感性窗耦合波导滤波器, 其中感性窗耦合结构采用传统机械加工技术实现, 与法兰盘结构一并集成。基于高频结构仿真(HFSS)软件进行仿真, 结果表明: 设计并制作的 110 GHz 带通滤波器, 其中心频率为 110 GHz, 相对带宽为 5%, 插入损耗小于 1 dB, 带内回波损耗大于 20 dB, 距中心频率 2 倍带宽处, 带外抑制大于 40 dB。

关键词: 高频滤波器; 波导滤波器; 纯腔体; 插入损耗; 带外抑制

中图分类号: TN952

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2018355

Design of 110 GHz band-pass terahertz filter

LI Tianrui, ZHANG Bo*, FAN Yong

(School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: The high precision theoretical design of the filter and the small error process are discussed. A variety of design experiences are summarized, and several types of filter design schemes are investigated. The appropriate filter structure is selected to design and process the 110 GHz inductive window coupling waveguide filter. The design adopts the inductive window coupling structure, which is realized by traditional machining technology and integrated with the flange structure. Based on High Frequency Structure Simulator(HFSS), a 110 GHz band-pass filter is designed and fabricated. Its central frequency is 110 GHz, relative bandwidth is 5%, insertion loss is less than 1 dB, the in band return loss is more than 20 dB, and the out of band suppression is more than 40 dB at a bandwidth twice the center frequency.

Keywords: high frequency filter; waveguide filter; pure cavity; insertion loss; out of band suppression

无线电技术的迅速发展带来了诸多便利^[1], 但有一个急切的问题摆在眼前: 有限频谱资源的紧缺与不足^[2]。因此, 作为选频器件的微波滤波器在现代通信系统中非常重要, 广泛用于卫星通信、移动通信、雷达系统、导航系统、电子对抗、无限遥测等领域。

滤波器是太赫兹系统不可或缺的组成部分, 在获取所需要的电磁频谱方面发挥着至关重要的作用。滤波器的功能是对信号进行频域处理, 其中, 处理信号幅值的滤波器, 将不需要的频率分量从输入信号频谱中移除, 形成阻带, 与通带对应。实际滤波器的效能取决于滤波网络内在的特性以及端口条件, 在滤波器基本理论中, 由插入损耗、变换器损耗表征^[3]。

本文设计的 110 GHz 带通滤波器, 要求相对带宽为 5%, 插入损耗小于 1 dB, 2 倍带宽处的带外抑制大于 40 dB。滤波器结构为感性窗耦合波导滤波器, 采用的理论为直接耦合谐振式滤波器理论^[4]。根据滤波器设计的基本要求, 对滤波网络进行分析与计算, 选择适当的滤波器逼近函数和滤波器结构, 并基于高频结构仿真(HFSS)软件对设计的滤波器结构进行仿真与调参。当仿真结果满足要求后, 画出加工图纸并进行实物制作。最终的加工成品测试结果符合设计要求: 中心频率为 110 GHz, 相对带宽为 5%, 插入损耗为 0.44 dB, 带外抑制大于 40 dB。设计的感性窗耦合波导滤波器在插入损耗和带外抑制方面有较大改进, 且加工的精确度要求不太高, 采用传统的机械加工即可, 这使得加工成本大大降低, 可应用于太赫兹系统中, 在接收机中可滤除杂波。

收稿日期: 2018-09-01; 修回日期: 2018-12-17

作者简介: 李田睿(1996-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为电磁场与微波技术。email:litianrui_uestc@163.com

*通信作者: 张波(1982-), 男, 副教授, 主要研究方向为太赫兹通信技术。email:zhangbo.uestc@163.com

1 110 GHz 带通滤波器设计

设计的滤波器为波导滤波器，与传统的微带滤波器相比，波导滤波器具有插入损耗低，功率容量大，没有辐射损耗，结构简单，易于制造，容易批量生产等优点^[5]；其次，波导滤波器的工作频率可以达到毫米波段，在微波、毫米波系统中有巨大的应用前景，主要用于卫星通信、电子对抗和雷达系统。当前国际上主要的波导滤波器类型为：a) 直接耦合波导滤波器；b) 交叉耦合波导滤波器；c) 使用过模谐振器的波导滤波器；d) 带抑制谐振器的波导滤波器；e) 使用非谐振结点的波导滤波器；f) 凋落模波导滤波器。本文采用矩形波波导滤波器。

1.1 设计原理

滤波器设计的一般方法是：通过低通原型滤波器^[6]及频率阻抗变换得到带通滤波器电路^[7]，然后再通过 JK 阻抗变换器得到变换电路。外部输入输出连接器与第一个和最后一个谐振器之间的耦合称为外部 Q 值，内部谐振器之间的耦合值 K_{ij} 可以根据低通原型电路中元件值 g_i 和相对带宽求出^[8]。工程实际运用中大量用到带通滤波器，其设计过程是把由集总电感与电容构成的电路经过阻抗或导纳变换器，转化为仅含一种电抗元件的电路，电路中的各个集总参数用公式表达出来，最后根据各元件的参数值，建立符合要求的物理结构，最终设计出满足指标要求的带通滤波器^[9]。

为保证所设计的滤波器拥有较好的带外抑制性能以及目前的加工工艺对较为复杂的滤波结构的加工效果，设定距中心频率 2 倍带宽处的带外抑制大于 40 dB，采用切比雪夫滤波器，其低通原型元件值可以通过查表得到。然后使用分析逼近方法^[10]，即选择一个可实现的有理函数，使它的幅频特性落在指定的界限内。常用的逼近方法有：最平坦逼近、等波纹逼近、椭圆函数逼近等。切比雪夫函数是广义切比雪夫函数中所有传输零点都位于无穷远处的特殊情况，广义切比雪夫函数逼近本质上是等波纹逼近。等波纹逼近法中，要求在 $\omega_a < \omega < \omega_b$ 范围内 $\varepsilon_{\max}(\omega) = \max|f(\omega) - t(\omega)|$ 最小。误差函数在频带 $\omega_a - \omega_b$ 内是波动的，当波动的正负幅度相等时， $\varepsilon_{\max}(\omega)$ 最小，因而这种逼近方法称为等波纹逼近法。

在低通特性逼近问题中，选择的传输函数为：

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 K_n(\omega_n)} \quad (1)$$

衰减函数为：

$$\alpha(\omega) = 10 \log[1 + \varepsilon^2 K_n(\omega_n)] \quad (2)$$

式中： $K_n(\omega_n)$ 是 ω 的 $2n$ 次偶多项式；常数 ε 决定通带和阻带的衰减。

谐振频率和品质因数 Q 是衡量谐振腔性能的 2 个重要指标，矩形波导滤波器是具有高 Q 值、低损耗的高性能滤波器^[11]。波导是传输线的一种，因为波导的开路端有辐射损耗，因此波导谐振器通常两端短路，形成一个封闭的盒子或腔，如图 1 所示。电能和磁能存储在腔的内部，功率被消耗在腔的金属壁上以及填充腔体的电介质中^[12]。

矩形波导可以传播 TM 模和 TE 模，但不能传播 TEM 模。矩形波导的横向电场可以表示为：

$$\mathbf{E}_t(x, y, z) = \mathbf{e}(x, y) [A^+ e^{-i\beta_{mn}z} + A^- e^{i\beta_{mn}z}] \quad (3)$$

式中： $\mathbf{e}(x, y)$ 是 TE 模或 TM 模的横向变化； A^+ 和 A^- 为前向行波和反向行波的任意振幅； β_{mn} 为第 m, n 次 TE 模或 TM 模的传播常数：

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4)$$

式中 $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ ， ε 和 μ 为填充腔体材料的介电常数和磁导率。在 $z=0$ 处，若 $\mathbf{E}_t = 0$ ， $A^+ = -A^-$ ，此时导体壁上为全反射，在 $z=d$ 处，由 $\mathbf{E}_t = 0$ 可推导出：

$$\mathbf{E}_t(x, y, z) = -\mathbf{e}(x, y) A^+ 2j \sin \beta_{mn} d = 0 \quad (5)$$

$$\beta_{mn} d = l\pi, \quad l = 1, 2, \dots \quad (6)$$

即在谐振频率处，腔的长度必须是半波导波长的整数倍。对于其他长度或不是谐振频率的其他频率，不可能存在有效解，因此矩形腔是以波导形式出现的短路 $\lambda/2$ 传输线谐振器。矩形腔谐振波数定义为：

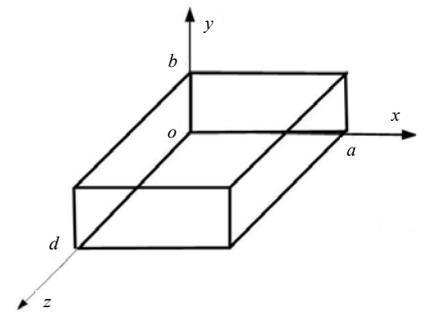


Fig.1 Rectangular waveguide resonator
图 1 矩形波导谐振腔

$$k_{mt} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (7)$$

波导腔体中谐振电路的品质因数 Q ，即每周期平均储存能量与损耗能量之比，用来表征谐振电路的频率选择性以及储能与能量损耗的关系，定义式为：

$$Q = \omega \frac{W_m + W_e}{P_1} \quad (8)$$

式中： ω 为角频率； W_m 和 W_e 分别为波导腔体中每周期平均存储的磁场能量和电磁能量； P_1 为周期内的能量损耗。

因此，品质因数越高，电路的损耗越低。矩形波导谐振腔的 Q 值主要由导体损耗引起的 Q_c 和由电介质损耗引起的 Q_d 组成，总的 Q 值计算式为：

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (9)$$

1.2 滤波器结构

所设计的滤波器为直接耦合腔体滤波器^[13]。矩形波导横截面上的宽边尺寸间隔缩减，形成等效为跨接电感的感性窗，各感性窗之间形成谐振腔构造。理想情况下感性窗为一无厚度的薄膜开孔构造，故称为膜孔感性窗耦合结构^[14]。

滤波器的中心频率为 110 GHz，相对带宽为 5%，则滤波器通带为 107.25~112.25 GHz。为便于设计，设定目标为距中心频率 2 倍带宽处的带外抑制大于 40 dB，采用等波纹近似方式。由以上指标，得切比雪夫滤波器的阶数 $n=4$ ^[15]。

2 滤波器建模与仿真

所设计的滤波器结构为四阶直通感性窗耦合结构：4 个谐振腔与 5 个感性窗直线排布，参数 l_i 为谐振腔长度，谐振腔宽度与标准矩形波导宽度相同， w_i 为感性窗的开窗宽度， t_i 为感性窗的厚度。感性窗开窗宽度不一，代表在电路不同位置所需的电抗元件值不一，进而导致谐振腔长度不一；感性窗厚度在理论上较小为优，为工艺实现考虑，定值为 0.060 mm。从初值可以看出设计结构在纵向与横向对称分布。

在 HFSS 中建立同轴的耦合空腔滤波器模型，设置腔体长度变量为 t ， t 值约为 0.12 mm，加工方式为 E 面加工，倒角为 0.2 mm。设置求解频率为 110 GHz，“maximum number of”为 16，“maximum delta S ”为 0.02，通过查表，设置波导口为 $a=2.032$ mm, $b=1.016$ mm，对谐振腔长度 $l_2=l_3, l_1=l_4$ 以及感性窗的开窗宽度 $w_1=w_5, w_3, w_2=w_4$ 进行调整。基于 HFSS 的滤波器模型图如图 2 所示。经过调参，最后得到各参数值如表 1 所示。

在 HFSS 仿真中， S_{11} 和 S_{21} 的仿真结果见图 3，在两倍带宽处，带外抑制大于 40 dB，中心频率为 110 GHz， S_{11} 小于 -20 dB，插入损耗远小于 1 dB，通带为 6.0 GHz。

3 滤波器的实物加工与测试

考虑到成本以及加工时间，采用传统机械加工方法，加工实物图如图 4 所示。由于中心频率为 110 GHz，而实验室中的 2 台矢量网络分析仪只能测试 40~110 GHz 和 110~540 GHz，因此分 2 次进行测试。进行测试的矢量分

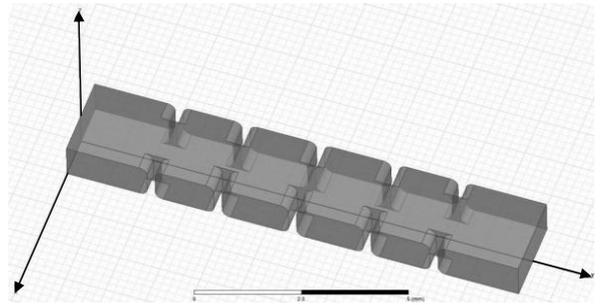


Fig.2 Filter model based on HFSS
图 2 基于 HFSS 的滤波器模型图

表 1 滤波器参数值(单位: mm)

Table1 Parameters of filter(unit:mm)

parameter	$l_1=l_4$	$l_2=l_3$	$w_1=w_5$	$w_2=w_4$	w_3
value	1.464	1.654	1.123	0.791	0.733

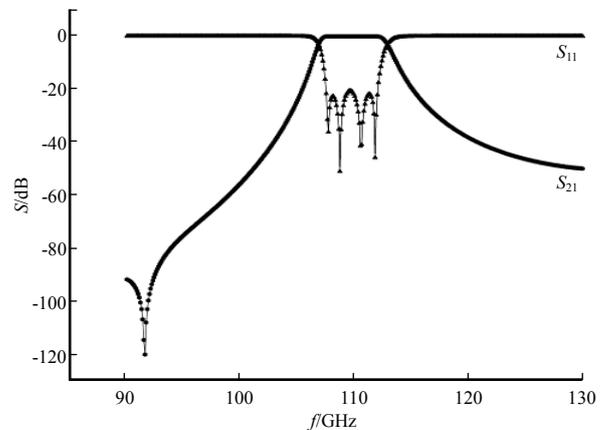


Fig.3 Simulation results of filter's S_{11} and S_{21}

图 3 滤波器 S_{11} 和 S_{21} 仿真结果图

析仪如图 5 所示, 包括矢量网络分析仪 N5244A 及其扩展模块、校准件、罗德矢量网及 D 波段扩展模块。测试结果如图 6 所示, 从测试结果中可以看出, 插入损耗约为 0.44 dB, 在两倍带宽处, 带外抑制大于 40 dB, 满足设计要求。



Fig.4 The picture of the filter
图 4 滤波器加工实物图



Fig.5 Test environment of the filter
图 5 滤波器测试环境

4 结论

本文设计并仿真了 110 GHz 带通滤波器, HFSS 中的仿真满足设计要求。在最终的加工成品测试中, 滤波器的插入损耗为 0.44 dB, 2 倍带宽处的带外抑制大于 40 dB, 符合设计要求, 可用于太赫兹接收机系统中, 滤除通带外的杂波。

参考文献:

- [1] 吴国建. 腔体滤波器的小型化研究[D]. 成都:电子科技大学, 2013. (WU Guojian. Miniaturization of cavity filters[D]. Chengdu, Sichuan, China: University of Electronic Science and Technology of China, 2013.)
- [2] COHN S B. Direct-coupled-resonator filters[J]. Proceedings of the IRE, 1957, 45(2):187-196.
- [3] 吴呈龙. 腔体滤波器小型化的研究与设计[D]. 成都:西南交通大学, 2017. (WU Chenglong. Research and design of cavity filter miniaturization[D]. Chengdu, Sichuan, China: Southwest Jiaotong University, 2017.)
- [4] 丁文其. W 波段基片集成滤波器的研究[D]. 南京:东南大学, 2016. (DING Wenqi. Research on W-band substrate integrated filter[D]. Nanjing, Jiangsu, China: Southeast University, 2016.)
- [5] 熊为华. 一种毫米波宽带波导滤波器的精确设计[C]// 全国微波毫米波会议. 山东, 青岛:[s.n.], 2011. (XIONG Weihua. Accurate design of a millimeter wave broadband waveguide filter[C]// National Conference on Microwave and Millimeter Waves. Qingdao, Shandong, China:[s.n.], 2011.)
- [6] 甘本祯, 吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计[M]. 北京:科学出版社, 1973:11-61. (GAN Benfu, WU Wanchun. Structure and design of modern microwave filters[M]. Beijing: Science Press, 1973:11-61.)
- [7] 徐龙祥. 微波带通波导滤波器传输特性的研究与应用[J]. 制导与引信, 1998(4):5-10. (XU Longxiang. Research and application of transmission characteristics of microwave bandpass waveguide filters[J]. Guidance and Fuze, 1998(4): 5-10.)
- [8] 郁剑. 新型波导滤波器的研究与设计[D]. 南京:南京邮电大学, 2014. (YU Jian. Research and design of new waveguide filter[D]. Nanjing, Jiangsu, China: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2014.)
- [9] 张先荣. 微波腔体无源器件关键技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2013. (ZHANG Xianrong. Research on key technologies of microwave cavity passive devices[D]. Chengdu, Sichuan, China: University of Electronic Science and Technology of China, 2013.)
- [10] 林涛. 广义切比雪夫滤波器极点提取的综合和设计[D]. 成都:电子科技大学, 2007. (LIN Tao. Synthesis and design of pole extraction for generalized Chebyshev filters[D]. Chengdu, Sichuan, China: University of Electronic Science and Technology of China, 2007.)

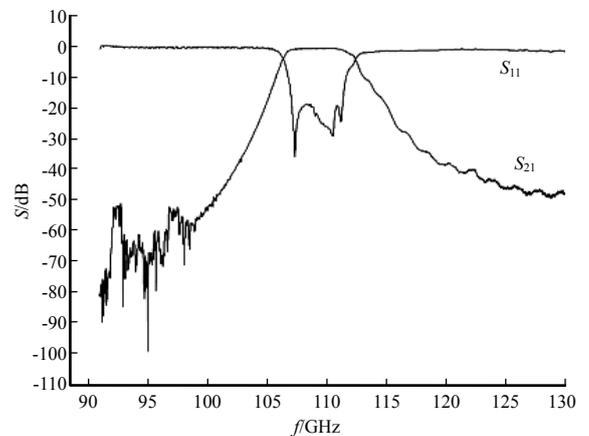


Fig.6 Test results of the filter
图 6 滤波器测试结果