

双模曲折悬置带线环四极微波滤波器¹

姜遵富 Z. M. Hejazi*

(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

*(University of Bradford, Bradford, BD7 1DP, UK)

摘要 该文研制了双模曲折悬置带线环四极微波滤波器。采用全波技术对该种滤波器特性进行的计算表明,它具有优良的窄通带、高选择性和小体积,与同类型二极滤波器相比,过渡带更陡峭。采用优化设计方法设计出了滤波器电路尺寸,制造了以 $\epsilon_r = 2.8$ 的 Teflon 为介质基片的滤波器,测试得到的双模曲折悬置带线四极滤波器的中心频率为 $f_0 = 1.194$ GHz, $\Delta f = 19.4$ MHz, 通带插入损耗 $L_p \leq 4.3$ dB, 阻带衰减 $L_s > 50$ dB, 实验结果和 CAD 预测作了比较,两者基本一致。这种滤波器可望在多种微波系统和移动通信系统中应用。

关键词 双模曲折悬置带线环滤波器, 平面微波滤波器, 微波滤波器

中图分类号 TN62, TN713

1 引言

为适应微波和移动通信系统对小型窄带微波滤波器和多路器的需要,双模平面微带线滤波器得到了普遍的关注和重视。这种滤波器的特点是体积小、重量轻和成本低。到目前为止,已研究出多种电路结构的双模滤波器,如圆盘形、矩形、圆环形、矩形环、矩形曲折环、圆形和矩形阶梯多次曲折环等^[1-5]。当二极滤波器的通带中心频率相同时,前四种微带电路面积相对较大,第五种较小,后两种最小。

在一个双模谐振器电路中,存在谐振频率相同彼此正交的多个成对的场模式(即简并模式)。但工作时仅使用最低次简并模。如果谐振器中设置有微扰结构,两个正交的场模式间将产生耦合,并导致谐振频率分裂。当微扰结构的尺寸为某一适当大小时,就可能用物理上是一个谐振电路起到电性能上两个谐振器的作用,从而构成满足一定性能要求的二极滤波器。双模工作的原理是该类滤波器体积得以减小的理论基础。圆形和矩形曲折或阶梯型多次曲折环的边由关于 XY 轴对称的向内一次或多次曲折线构成,环内面积被充分利用,曲折次数越多,展开后的微带环线就越长,谐振频率就越低,当保持频率不变时,微带谐振器的平面面积就越小。这是在电路结构设计上使滤波器的体积进一步减小的方法。

双模曲折环二极滤波器的过渡带往往不够陡峭,采用四极设计能使过渡带特性获得很大的改善。本文发展了一种双模一次曲折悬置带线环四极滤波器。首先采用优化设计方法设计出了滤波器电路结构尺寸,制造了以 $\epsilon_r = 2.8$ 的 Teflon 为介质基片的滤波器,测试得到的双模曲折悬置带线四极滤波器的中心频率为 $f_0 = 1.194$ GHz, 3dB 带宽 $\Delta f = 19.4$ MHz, 通带插入损耗 $L_p \leq 4.3$ dB, 阻带衰减 $L_s > 50$ dB, 实验结果和理论计算作了比较,两者基本一致。这种滤波器可望在多种微波系统和移动通信系统中应用。

2 滤波器的结构和设计

双模矩形一次曲折悬置带线环滤波器的电路结构如图 1 所示,其中图 1(a) 和 1(b) 分别是二极和四极滤波器,部分深入到曲折线内彼此垂直的两条 50Ω 悬置带线作为谐振器的输入输出传输线,谐振器的一角设有小矩形导体 d 作为耦合元件。工作时最低场模式可看成与磁壁折叠的矩形谐振腔中模式 TM_{100} 和 TM_{010} 相同。 $d \neq 0$ 时,因两模式间有耦合,输入的微波功率将在谐振器中激发出相互正交的两个场模式,谐振器的输出端一个场模式为驻波零点(节点),而另一个场模式则为驻波最大点(波腹),有微波功率输出,这已为理论计算和实验结果所证实^[6]。

¹ 2000-02-20 收到, 2000-06-30 定稿

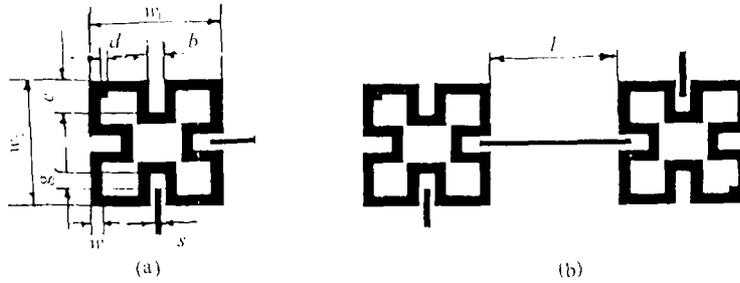


图 1 双模矩形一次曲折悬置带线环滤波器的电路结构
(a) 二极滤波器 (b) 四极滤波器

在设计双模矩形一次曲折悬置带线环四极滤波器时,作了如下考虑:(1)构成谐振器的曲折悬置带线宽 W 处处相同,以简化设计工作量。这与文献 [3] 中的考虑是不同的,那里谐振器曲折环不同部分的微带线宽度取不同的数值,电路尺寸未知量较多,设计工作相对复杂麻烦。同时 W 的取值应使谐振器的输入输出阻抗在通带内与 50Ω 都能实现阻抗匹配,以减小滤波器通带内的微波损耗。一般地说, W 的数值与 50Ω 悬置带线的线宽是不同的。(2)谐振器每一边悬置带线展开长度近似等于中心频率 f_0 时的 $1/4$ 导波波长 λ_g 。严格地说,由于谐振器的每一边经过多次 90° 弯曲,引起附加的电抗并使电长度增加,因此谐振器每一边悬置带线展开后的实际长度是小于 $(1/4)\lambda_g$ 的。(3)与每个谐振器耦合的输入输出悬置带线深入到谐振器中的尺寸与结构应达到合适的耦合量,既不对谐振器的谐振频率产生严重影响,又能在通带内将微波能量充分地耦合进耦合出。(4)两谐振器间的耦合线亦可取曲折线形式以减小电路平面面积。(5)使两模式产生耦合的小矩形导体的尺寸 d 比两模式临界耦合时的尺寸稍大,由 d 引起的两正交模式间的耦合系数 k 可按下式计算 [5]:

$$k = \sqrt{[(f_1^2 - f_2^2)/(f_1^2 + f_2^2)]^2 + 1/Q^2} \quad (1)$$

其中 f_1 和 f_2 为两个谐振频率, $1/Q = 1/Q_o + 1/Q_c$, Q_o 和 Q_c 分别为谐振器的无载 Q 值和外部 Q 值。它们可用三维全波电磁场分析软件计算出来。

双模谐振器的衰减可近似表示为 [6]

$$L = 10 \log_{10} [C_1 + C_2 U^2 + C_3 U^4] \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

其中 $C_1 = \{[1 + Q_c/Q_o]^2 / (2kQ_c) + kQ_c/2\}^2$, $C_2 = 2[(1 + Q_c/Q_o)^2 / k^2 - Q_c^2]$, $C_3 = 4Q_c^2/k^2$, $U = (f - f_0)/f_0$, f_0 为中心频率。

基于上述考虑,首先按四极滤波器的预定指标:中心频率 $f_0=1.195\text{GHz}$, $\Delta f = 12\text{MHz}$, 通带插入损耗 $L_p \leq 1.0\text{dB}$, 阻带衰减 $L_s > 50\text{dB}$, 采用 (1), (2) 式和相关公式初步计算出了以介电常数 $\epsilon_r = 2.8$ 和厚度 $h=1.0\text{mm}$ 的 Teflon 为介质基片的窄带滤波器悬置微带线的电路尺寸和铜质屏蔽盒的结构尺寸。然后以它们作为初始输入数据,采用具有优化设计功能的三维全波电磁场分析软件 Sonnet Software 进行计算,并不断调整各电路尺寸数据,使计算得到的滤波器频率特性与指标间的误差平方达到最小,从而求得如下所述的滤波器的电路最终尺寸(以毫米为单位):

二极滤波器: $W = 3.98$, $W_1=45.86$, $W_2=48.1$, $b=5.98$, $c=11.07$, $d=2.0$, $g=4.0$, $s=2.0$, 介质基片面积 65.8×68.1 , 基片两表面与铜盒上下盖之间的距离 $h_1=5$ 。

四极滤波器: $d=2.1$, $l=49.1$, 介质基片面积 73.8×161.3 , 其它数据与二极滤波器相同。

3 滤波器特性的计算和实验结果

采用三维全波电磁场分析软件 Somnet Software 对滤波器进行优化设计后, 不仅求得了滤波器电路的尺寸数据, 滤波器散射参数 S 的频率特性曲线, 而且还同时得到了特定频率点下谐振器电路中悬置带线上驻波电流分布彩色图。

图 2 是用 Somnet Software 分析软件计算得到的二极和四极滤波器的传输特性。由图可见, 两个滤波器的传输特性都呈准椭圆函数型, 但四极滤波器正如预想的那样有比二极滤波器更陡峭的过渡带, 阻带衰减也大得多。

图 3 是设计制造的双模一次曲折悬置线环四极滤波器用微波网络仪测试得到的传输特性和返回特性曲线。测试得到的滤波器特性为: 中心频率 $f_0=1.194\text{GHz}$, 带宽 $\Delta f=19.4\text{MHz}$, 带内插损 $L_p \leq 4.3\text{dB}$, 阻带衰减 $L_s > 50\text{dB}$, 与图 2 比较, 除带宽稍宽和插损稍大外, 滤波器的实验特性与计算特性基本一致。

因印刷技术所限, 谐振器电路中悬置带线上驻波电流分布彩色图不能给出, 其复印的黑白图效果不好。这里仅说明, 频率对 1.189GHz , 1.196GHz 和 1.192GHz , 1.199GHz 的电流分布彼此旋转 90° , 而频率对 1.189GHz , 1.192GHz 和 1.196GHz , 1.199GHz 的电流分布彼此旋转约 45° 。四个极点和四个零点相间地位于两个矩形环的八个角落处。电流分布实际上反应了电场分布。

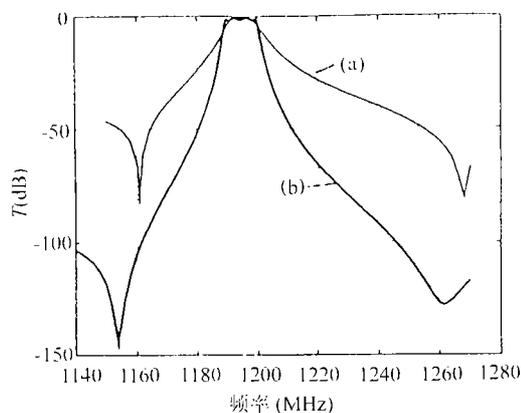


图 2 计算得到的滤波器传输特性 T
(a) 二极滤波器和 (b) 四极滤波器

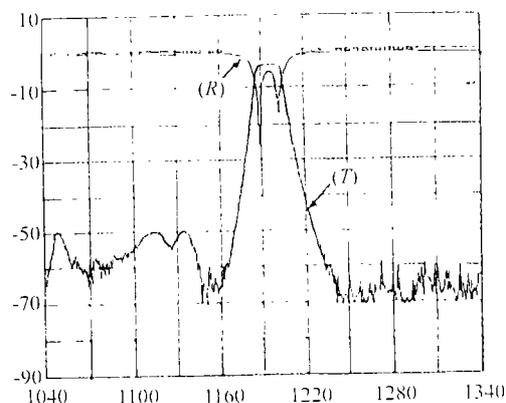


图 3 四极滤波器的传输特性 T 和
返回特性 R 测试曲线

4 结论

本文介绍了双模曲折悬置带线环四极微波滤波器的结构、设计和实验器件的性能, 与同类型二极滤波器相比, 过渡带更陡峭。实验结果和理论计算的比较证明, 采用全波三维电磁场分析软件对该类滤波器进行理论计算和设计是相当精确的, 可减少实验次数, 节省时间和经费。此外这种滤波器体积小, 适合在多种微波系统和移动通信系统中应用。

参 考 文 献

- [1] J. A. Curtis, S. J. Fiedziuszko, Miniature dual-mode microstrip filters. IEEE 1991 MTT-S Dig., 443-446.
- [2] J. S. Hong, M. J. Lancaster, Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators, Electron. Lett., 1995, 31(11), 891-892.
- [3] J. S. Hong, M. J. Lancaster, Microstrip bandpass filters using degenerate modes of a novel meander loop resonator, IEEE Microwave and Guided Wave Lett., 1995, 5(11), 371-372.

- [4] Z. M. Hejazi, P. S. Excell, Z. Jiang, Compact dual-mode filters for HTS Satellite systems, *IEEE Microwave & Guided Lett.*, 1998, 8(8), 275-277.
- [5] 姜遵富, Z. M. Hejazi, P. S. Excell, 新型高温超导 (HTS) 双模多次曲折微带环窄带滤波器, *电子学报*, 2000, 28(2), 1-3.
- [6] G. L. Mathau, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Network and Coupling Structures*, Dedham, MA. Artech House, 1980, 664-665.

4-POLE MICROWAVE FILTERS USING DUAL-MODE MEANDER SUSPENSIVE STRIP LINE LOOP RESONATORS

Jiang Zunfu Z. M. Hejazi*

(Institute of Electronics, Academia Sinica, Beijing 100080, China)

**(University of Bradford, Bradford, BD7 1DP, UK)*

Abstract The 4-pole microwave filters using dual-mode meander suspensive strip line loop resonators have been developed. The results of the full wave analysis of the filters have shown that 4-pole filters have better performance than the 2-pole filters of same type. A 4-pole filter of this type on $\epsilon_r=2.8$ Teflon substrate having a bandwidth $\Delta f=19.4\text{MHz}$ at the central frequency $f_0=1.194\text{GHz}$ was designed and fabricated. The measured filter performance was compared with the prediction of CAD tool. The agreement was found to be good.

Key words Dual-mode meander filters, Plane microwave filters, Microwave filters

姜遵富: 男, 1940年生, 副研究员, 主要从事电磁场理论及其数值计算技术, 高温超导的微波电路应用等的研究工作.