新型高温超导(HTS)双模多次曲折微带环窄带滤波器

姜遵富[1], Z. M. Hejazi[2], P. S. Excell[2]
(1. 中国科学院电子学研究所, 北京 100080; 2. University of Bradford, Bradford, BD7 1DP, UK)

摘 要: 发展了一种新型 HTS 双模多次曲折微带环谐振器滤波器. 给出了双模间耦合系数的精确计算方法. 采用全波技术对四极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. 设计、制造和测试了一个 HTS 四极滤波器, 实验结果与理论计算基本一致. 这种滤波器适用于卫星通信和移动通信系统.

关键词: HTS 多次曲折环线滤波器; 简并模平面滤波器; 小型窄带微波滤波器
中图分类号: TN713+.1 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2000) 02-0001-03

A New HTS Microwave Filter Using Dual-mode Multi-zigzag Microstrip Loop Resonators

JIANG Zun-fu[1], Z. M. Hejazi[2], P. S. Excell[2]
(1. *Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China*; 2. *University of Bradford, Bradford, BD7 1DP, UK*)

Abstract: A new HTS planar microwave filter using dual-mode multi-zigzag square loop resonators is developed. A method for the accurate calculation of the coupling coefficent between two degenerate modes in this structure is presented. The results of the full wave analysis of the 4-pole filter have shown that the filter has high performance, selectivity, and substantial size reduction. A 4-pole HTS bandpass filter with the bandwidth 1.8% at a central frequancy 1.396 GHz is designed, fabricated and measured. The agreement between theoretical and experiment results is good.

Key words: HTS multi-zigzag square loop filters; planar degenerate filters; miniature narrow microwave filters

1 引言

新一代卫星通信和移动通信系统需要使用性能优良的小型窄带微波滤波器和多路器. 常规耦合结构的微带线滤波器或多路器难于满足这一苛刻要求. 高温超导膜(HTSF)微带线的无载 Q 值很高, $LaAlO_3$ 介质基片的 ε_r 为 24, 为实现小体积低插损窄通带微波滤波器提供了可能.

双模微带线滤波器体积小、重量轻和成本低, 因此受到了普遍的关注和重视. 双模平面微波滤波器结构已有多种, 如圆盘形、矩形、圆环形、矩形环、矩形曲折环和矩形多次曲折环等[1~6]. 当通带中心频率相同时, 皆为二极平面滤波器的体积从大到小排列顺序是圆盘形、矩形、圆环形、矩形环、矩形曲折环和矩形多次曲折环. 矩形多次曲折环双模滤波器是一种很有意思的结构, 其尺寸最小.

在本文中发展了一种新的 HTS 窄通带小型化紧凑结构的双模滤波器设计, 它工作在频率低至 1GHz 时, 尺寸也是很小的, 有可能与有源微波集成电路同时制造在一块基片上. 它的基本结构是矩形的每一边由不同深度的阶梯状多次曲折线构成, 使整个矩形面积内几乎充满了传输线. 由于每一边臂传输线的实际长度显著加大, 故谐振器的谐振频率显著减小. 这意味着在相同矩形电路面积下, 多次曲折环滤波器的工作频率更低, 或者说在相同工作频率下, 该种滤波器的平面电路面积更小. 所谓多次曲折是指每边有二次以上的曲折, 如二、三、四和五次曲折等. 两个谐振器间大约四分之一导波波长的耦合线也可设计成曲折线. 一个有趣的现象是, 当两谐振器间只有一条耦合线时, 四极滤波器的传输响应不呈准椭圆函数型, 而是为切比雪夫型. 如果在两个谐振器间设置多条相互分隔的耦合线, 则传输响应将变为准椭圆函数型, 过渡带也更陡些. 此外, 文中还对简并模间的耦合系数进行了比较精确的分析和计算. 这类双模滤波器可看成具有磁壁的折叠矩型谐振器, 电路中的场模式相当于 TM_{nm0}, 实际使用的是最低模式 TM_{100} 和 TM_{010}. 本文主要给出 HTS 三次曲折四阶滤波器的结果.

2 简并模间耦合系数

每边多次曲折的一个和二个矩型环双模微带线滤波器的

收稿日期: 1998-10-26; 修订日期: 1999-05-03
基金项目: 国家自然科学基金资助课题

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

电路简图如图 1 所示. 矩型环的一角有人为增加的小矩型面积, 其尺寸为 $d\times d$. 当 $d\neq 0$ 时, 它将激励出两个简并的最低工作模式并且彼此耦合, 并可能引起谐振频率分裂. 一个封闭环路在电性能上可等效为无限长的周期电路, 在周期长度等于环路长度的地方有不连续小矩型 $d\times d$. 由模式耦合理论可知, 不连续 d 将使频率相同的两个场模式间产生耦合, 相位相差 90°. 谐振频率分裂的大小决定于耦合系数的大小. 耦合系数是设计这类滤波器所必须的参数之一.

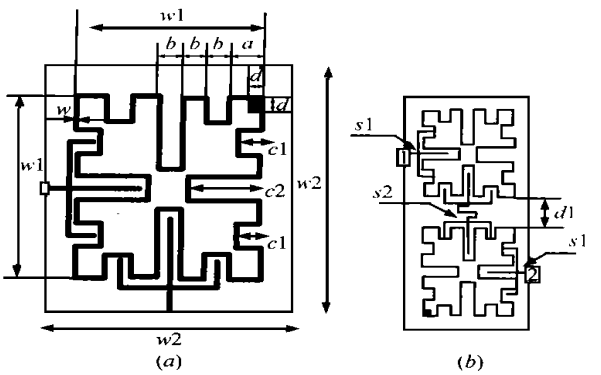


图 1 双模三次曲折二阶和四阶滤波器

在谐振频率附近, 单环双模曲折环线谐振器可用两个具有相同自电感 L、自电容 C 和谐振频率 $f_0=1/(2\pi\sqrt{LC})$ 的集中参数谐振回路来表示, 矩形不连续使流经它的电流和电荷分布受到微扰, 互感 Lm 和耦合电容 Cm 使模式间产生耦合. 在此基础上, 文献[7]给出的耦合系数 k 为

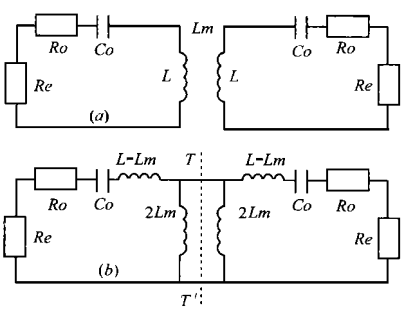


图 2 双模多次曲折环谐振器等效电路

$$k=(f_1^2-f_2^2)/(f_1^2+f_2^2) \qquad (1)$$

其中 f_2 和 f_1 为两个谐振频率. 在两模式间强耦合情况下, 式(1)无疑是可取的, 但在弱耦合情况, 特别是接近临界耦合时, 它的误差将很大. 例如临界耦合时, 应有 $k=1/Q=1/Qo+1/Qe$, 而且 $f_1=f_2=f_0$, 但式(1)给出的结果是 $k=0$, 显然不正确. 为在微波波段实现 1% 以下的窄带滤波器, 模式间(或谐振器间)的耦合要求很弱, 比较接近临界耦合状态. 如按式(1)计算耦合系数, 会造成滤波器设计的较大误差. 式(1)的这个缺陷来源于它没有考虑电路损耗. 下面将给出正确结果.

在谐振频率附近, 单环双模曲折环线谐振器可用图 2 所示的集中参数等效电路表示. 其中 $R0$ 和 Re 分别为谐振电路本身的损耗电阻和外部负载反应到谐振器电路内的损耗电阻. 为简单起见, 设两谐振器间仅有互感 Lm 耦合. 应该指出, 由此得到的最终公式对电容耦合和混合耦合情况也是适用的. 在 TT' 间的等效阻抗为

$$Z_t=[\omega L_m\{2R_0L_m+j(R^2+[\omega(L-L_m)-1/\omega C][\omega(L+L_m)-1/\omega C])\}]/[(R^2+[\omega(L+L_m)-1/\omega C]^2)] \qquad (2)$$

电路谐振时, Z_t 的虚部为零, 即方程

$$(1/Q)^2+1-k^2+(f_0/f)^4-2(f_0/f)^2=0 \qquad (3)$$

成立. 其中 $k=L_m/L$, $f_0=1/(2\pi\sqrt{LC})$, $1/Q=1/Q_0+1/Q_e\approx R_0/\omega_0L+Re/\omega_0L$, Q_0 和 Q_e 分别为谐振器无载 Q 值和外部 Q 值. 解此方程得

$$(f_0/f_{1,2})^2=1\pm\sqrt{k^2-1/Q^2} \qquad (4)$$

由式(4)可见, 只有当 $k\geqslant 1/Q$ 时, $f_{1,2}$ 才有实数解. 当 $k=1/Q$, 即临界耦合时, $f_1=f_2=f_0$, $k>1/Q$ 时, 有

$$k=\sqrt{[(f_1^2-f_2^2)/(f_1^2+f_2^2)]^2+1/Q^2} \qquad (5)$$

当 $k<1/Q$, 即欠耦合时, 由式(3)无法求得 k, 幸而欠耦合对滤波器设计并不重要.

图 3 表示由式(1)和式(5)计算的耦合系数相对误差, 横座标是以 $1/Q$ 为单位的耦合系数 k. 由图可见, 当 $k=1.5/Q$ 时相对误差等于 35%, $k=1.2/Q$ 时相对误差等于 100%, $k=1/Q$ 时相对误差为无穷大, 只有当 $k>3.4/Q$ 时, 相对误差才小于 5%.

由式(5)可知, 只要求得双模谐振器的两个谐振频率 f_1、f_2 和 Q 值, 即可得到耦合系数 k. 使用全波三维电磁场模拟软件包 Sonnet software 可方便地实现这个目标.

3 滤波器结构及设计

三次曲折环线双模滤波器结构已表示在图 1(a)和 1(b)中. 四极滤波器中两个谐振器间的耦合线可采用一段直传输线、三段传输线或曲折线. 曲折环谐振器的微带线宽 W 处处相同, 需要决定的其它参数有: 每一边壁曲折线长度 l, 环线一角耦合结构尺寸 d, 输入输出耦合微带线宽 s_1 及与曲折环线间的间隙 g, 以及两个谐振器环间的耦合线长 s_2. 当滤波器的通带中心频率给定时, 环线每一边壁的长度等于 1/4 导波波长 λg, 总长度则为一个 λg. 曲折环微带线宽 W 在通带内要满足与 50Ω 的输入输出耦合线特性阻抗相匹配, 使反射最小, 一般情况下与 50Ω 微带线宽不同. 当输入输出耦合线仅靠一段深入曲折线中的微带线不足以提供合适大小的耦合时, 需要采用如图 1 中所示的结构来加大耦合量. d 尺寸将决定简并模间的耦合大小及可能引起谐振频率分裂的程度, 对通带宽度有影响. 在二极滤波器时, 应按接近临界耦合的条件来决定 d 尺寸. 四极滤波器时, 还要作适当调整. 两谐振器间耦合微带线长 s_2 比 $1/4\lambda g$ 略短. 本文在设计滤波器时, 根据中心频率 f_o 值按上述考虑预先估算出所取结构滤波器的初始尺寸, 然后采用全波电磁场模拟软件 Sonnet software 进行计算和优化, 最终得到满足要求的尺寸. 设计中没有预定通带带宽, 而是以追求最小可能带宽为目标. 屏蔽盒的影响已在设计中作了考虑. 下面给出二极和四极滤波器尺寸, 单位皆为毫米(mm).

$\varepsilon_r=24$, 厚度 $h=0.5$ 的 $LaAlO_3$ 介质基片, YBaCuO 高温超导膜(HTSF)微带线, 每边三次曲折环线结构, 铜屏蔽盒, 中心频率为 $f_0=1.38$GHz. 二极滤波器的尺寸见图 1(a), 其中 $W=0.15$, $a=1.2$, $b=0.8$, $c_1=0.96$, $c_2=2.9$, $W_1=7.5$, $W_2=10.0$, $s_1=3.8$, $d=0.64$. 四极滤波器尺寸中的 $s_2=10.0$, $d=0.56$,

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

d_1= 2.4, 两谐振器间耦合线为曲折线, 导波波长为 λ_g= 68.4.

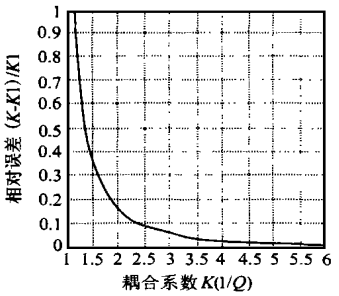


图 3　式(1)耦合系数计算误差

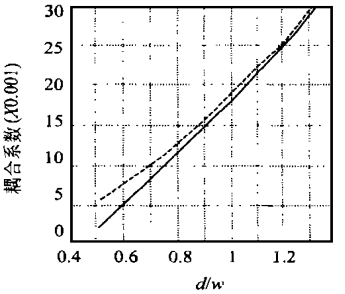


图 4　耦合系数 k 与 d/W 关系

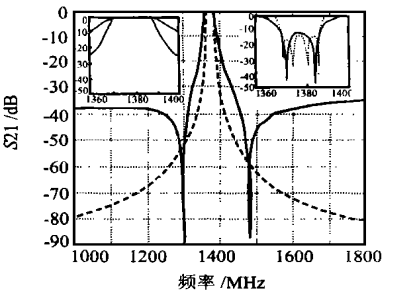


图 5　HTS 三次曲折环滤波器响应计算值
---: 二极滤波器, – – –: 四极滤波器

4　计算和实验结果

4.1　耦合系数

由公式(1)或(5)可知, 既可采用实验方法又可采用Sonnet软件计算得到双模曲折环线传输特性的频率响应和 Q 值, 就可求得耦合系数. 作为一个例子, 取引起耦合的 d 分别为 2, 3, 4, 5, 8mm, ε_r= 8, 厚度 h= 1mm, 聚四氟乙烯介质基片上悬置带线 W= 3.98mm, 对一次曲折环谐振器的传输特性和 Q 值用Sonnet 软件进行了计算, 求得的耦合系数 k 与 d/W 间的关系如图 4 所示. 由图可见, d/W= 0.5 时, 两个 k 值相差较大, d/W 逐步增大时, 两个 k 值之差逐步减小, 直到 d/W > 0.8 以后, 两者才比较接近.

4.2　ε_r= 24, 四极 HTS 膜微带线三次曲折环线滤波器

图 5 是计算得到的每边三次曲折单环和双环滤波器的传输特性. 由图可见双环滤波器的传输特性比单环滤波器的更陡峭, 中心频率为 f_0= 1.38GHz, 相对带宽为 1.38%, 通带内衰减为 0.05dB 至 0.3dB, 阻带衰减大于 40dB. 然而双环滤波器并不象单环滤波器那样是椭圆函数型响应, 而是切比雪夫型. 其原因是两个环形谐振器间的耦合尚嫌不足, 这已为本文作者进一步的理论计算所证明. 详细结果将另文发表.

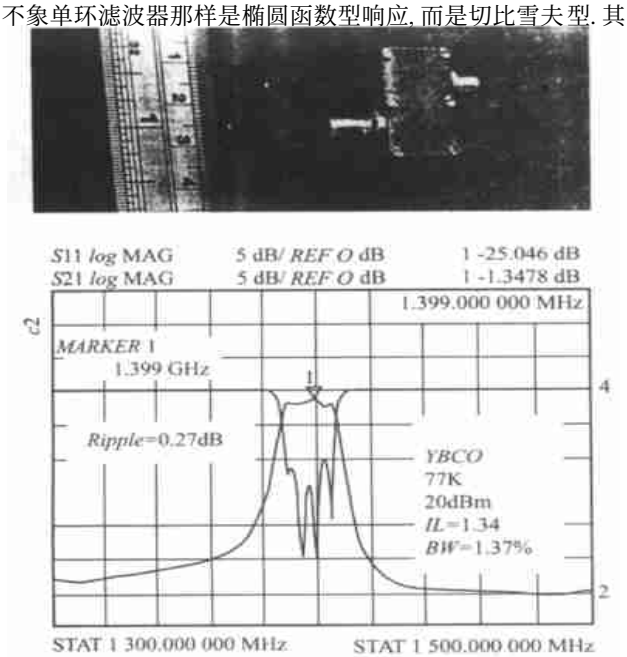


图 6　HTS 四极三次曲折环滤波器照片及其响应实验值

图 6 是设计和制造的四极 HTS 膜微带线三次曲折环线滤波器在 77K 温度下测试得到的传输响应曲线. 通带内最小损耗为 1.32dB, 最大损耗为 1.9dB, 中心频率为 1.396GHz, 带宽为 25MHz 相对带宽 1.8%, 阻带衰减大于 25dB. 实验滤波器的特性与计算特性基本一致. 两者差别的主要原因是实验滤波器中 HTS 电路的输入输出部分匹配不好, ε_r 值的误差和电路制造误差.

5　结论

文中已介绍了新型 HTS 双模多次曲折四极滤波器结构、设计和性能, 双模间耦合系数的精确计算方法. 实验滤波器的测试结果证明理论计算是可信的. 进一步发展更高阶的窄带滤波器, 将可能得到更优越的性能. 这种滤波器在卫星通信和移动通信系统中有广泛应用前景.



姜遵富　1940 年生, 1964 年毕业于南京工学院电子工程系, 此后一直在中科学院电子所工作. 1991 年和 1995 年两次作为访问教授分别在英国利兹工业大学和布拉福大学从事合作研究. 发表论文 50 多篇, 著书一部, 译书两部. 目前研究领域为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.

参考文献

[1] D. Zhang, G. C. Liang, C. F. Shih, R. S. Withers, M. E. Johansson and A. D. Cruz. Compact forward coupled superconducting microstrip filters for cellular communicaton. 1994 Applied Superconductivity Conf., Boston, MA, Oct. 1994

[2] I. Wolff. Microstrip filters using degenerate modea of a microstrip ring resonator. Electron. Lett., 1972, 8: 302~303

[3] U. Karacaoglu, I. D. Robertson and M. Guglielmi. An improved dual-mode microstrip ring resonator filter with simple geometry. 1994 Proc. of European Microwave Conf.: 472~477

[4] J. S. Hong and M. J. Lancaster. bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators. Electron. Lett., 1995, 31(11): 891~892

(下转第 13 页)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

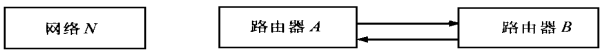


图 4　形成路径环的示意图

都是通过操作路由表来实现的. 在本软件模块中, 路由表对外提供了一组函数操作接口, 如初始化、查询、增删、更新等, 使得路由表的操作非常方便.

3.3.2　接口链表　路由器通过接口(网卡)与其它路由器、网络和子网相连接. 每个接口都有自己的数据结构(见表 2). 路由器软件中不但要完成对各个接口的初始化配置, 还要动态监控、调整各个接口的状态, 以达到更新、优化路由的目的. 为了方便地处理各种有关接口信息, 在软件模块中为每个接口都建立了一个数据结构 INTERFACE, 并将所有的 INTERFACE 组织成一个单链表.

3.3.3　安全控制的数据结构　安全控制的数据结构可分为两部分, 一是安全验证的数据结构, 一是路由控制的数据结构.

安全验证数据结构这部分包括三个单链表: 信任网关(路由器)链表 TRUSTLIST、非法网络链表 MARTIANLIST. 几个链表的结构相同, 其节点的结构很简单, 由 IP 地址和指向下一个节点的指针组成. 下面对这种数据结构的作用进行描述.

当路由器收到 RIP 报文时, 先对滤掉来自非法网络的信息, 然后判断其是否来自信任网关. 路由器只接收从信任网关来的 RIP 报文, 并根据它提供的路由信息更新自己的路由表.

在软件中, 管理员只需设置好相关选项, 路由器便能自动地根据安全控制的数据结构对路由进行管理, 较好地实现安全功能.

4　独具特色的数据分流功能

4.1　分流问题的出现

众所周知, 在三网合一的环境中, 用户的请求和服务器提供给用户的信息是极不对称的, 前者数据量小, 对传输率要求不高, 而后者数据极大, 需要很高的传输率. 视频点播 VOD 服务就是一个很好的例子. 因此, 一般的方案是用户上行数据采用电话线信道, 而服务器下行的数据采用高速信道, 比如有线电缆. 这样的网络环境对工作在其中的路由器提出了更高更特殊的要求, 需要它们能对用户的上下行数据进行分流传输.

4.2　普通路由器的应用缺陷

一般的路由器都是按照普通的寻径算法来实现报文的存储和转发, 因此无法适应需要数据分流的网络新环境. 因为, 一般用户通过电话线拨入 ISP 上网, 其地址都经过了 ISP 的转换. 从而普通的路由器只能与 ISP 代理交互, 无法直接识别用户. 这样路由器只能将服务器下行的数据按原路径经 ISP 从电话线返回用户, 导致高速传输信道无法利用.

4.3　分流功能在 **RIP** 路由器中的巧妙实现

在三网合一的特殊环境中, 我们开发的 RIP 路由器起到了至关重要的作用, 完成了其它路由器不能胜任的数据上下行分流功能.

为让路由器能直接识别用户, 经过技术攻关, 终于解决了这个问题. 在用户的请求数据报文中嵌入特殊的寻径信息. 当用户发起连接时, 路由器根据用户数据中的地址信息动态建立一种特殊的路由, 将用户的寻址信息与该用户发起的连接作为一个元组存入特殊的地址映射表中. 然后, 路由器便根据这条路由将下行数据从高速网络信道直接发送给用户. 当用户请求连接断开时, 路由器便删除这条路由映射. 经过这样的处理, 开发的路由器便巧妙地实现了上下行数据走不同的信道, 而这一切对用户的应用程序是完全透明的.

5　Winsock 在 RIP 路由器软件中的运用

RIP 路由器工作于 TCP/IP 网络中, 该软件与网络的接口是由 Winsock 编程实现的. 其主要思想就是在 RIP 端口上监听发送包含路由信息的 UDP 报文. 根据其特点, 要将套接字的属性设置为无连接和可广播的.

6　结语

本文开发的 RIP 路由器, 成功实现了网络层上高效率的路由、存储转发功能, 并具有新颖的数据分流功率, 适应了三网合一的网络发展新趋势, 是国内外少见软件产品, 具有很高的实用价值.

参考文献

[1] Christian Huitema. Routing in the Internet. 清华大学出版社, 1998
[2] M.F. Arnett, M. Coulombe. Inside TCP/TP. 清华大学出版社, 1997
[3] C. Hedric. Routing Information Protocl. RFC 1058, June 1998
[4] 施炜, 李铮, 秦颖. Windows Socket 规范及应用. 上海交大出版社, 1996
[5] G. Meyer S. Sherry. RFC 2091, Jannary 1997



刘心松　电子科技大学计算机系教授, 博士生导师. 已正式发表学术论文 90 余篇. 目前主要从事有线电视网、电话网和计算机网三网合一, 分布并行处理, 计算机网络与通信、操作系统的研究与开发工作.

(上接第 3 页)

[5] J. S. Hong and 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
[6] Z. M. Hejazi, P. S. Excell and Z. Jiang. Compact dual-mode filters for HTS Satellite systems. IEEE Microwave and Guided Lett., 1998, 8(8): 275~ 277
[7] J. S. Hong and M. J. Lancaster. Coupling of microstrip square open loop resonators for cross coupled planar microwave filters. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 1996, 44(12): 2099~ 2109

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net