

自均衡双通带微带滤波器综合与设计

周春霞, 夏侯海, 左 涛, 何 明, 赵新杰, 方 兰, 阎少林

(南开大学信息技术科学学院, 天津 300071)

摘 要: 本文介绍了一种利用复传输零点设计自均衡双通带滤波器的方法, 并用开环微带谐振器实现该滤波器电路. 利用全波仿真软件, 设计了一个 12 阶双通带自均衡高温超导薄膜微带滤波器. 仿真结果显示该滤波器两个通带分别为 2.631~2.679GHz, 2.781~2.829GHz, 阻带为 2.681~2.779GHz, 平坦的群时延占整个带宽 60% 以上.

关键词: 双通带; 自均衡; 高温超导; 微带滤波器; 耦合矩阵

中图分类号: TN713 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2009)12-2783-04

Synthesis and Design of Self Equalized Dual Passband Filters

ZHOU Chunxia, XIAHOU Hai, ZUO Tao, HE Ming, ZHAO Xinjie, FANG Lang, YAN Shaolin

(Institute of Information Technology and Science, Nankai University, Tianjin 300071, China)

Abstract: We report a method for designing self equalized dual passband filters by using complex transmission zeros. The filter is realized by utilizing open loop microstrip resonators. Using full wave EM software, a 12-pole high temperature superconducting (HTS) filter which has two self equalized passbands is designed. The two passbands (2.631~2.679GHz and 2.781~2.829GHz) are separated by a stopband (2.681~2.779GHz). The result indicates that the flat group delay is over 60 percent of the passbands.

Key words: dual passband; self equalized; HTS; microstrip filter; coupling matrix

1 引言

随着通信工业的迅速发展,一些高性能的通信系统随之产生.其中双通带滤波器越来越引起人们关注.它可用于通信系统中滤出两个有用信号然后进行运算处理.也可用于无线通信中的双通带射频器件,如全球数字移动电话系统的收发机,接收两个频带信号的双通带天线.常规用的波导滤波器体积大,不利于电路小型化.近来有较多关于用微带线实现双通带滤波器的研究^[1-4].有的是利用谐振器的二倍频实现第二个通带^[1,2],但是两个通带的中心频率相离较远,对于相邻频率的双通带不易实现.Chen等人采用双层结构分别产生两个通带^[3].Ah等人利用综合的方法设计了一个双通带微带滤波器^[4].此外,在一些高性能的通信系统中在通带内往往需要平坦的群时延,以保障通信质量要求.而目前只有关于单通带相位均衡研究的报道^[5,6],我们尚未发现有关相位均衡双通带滤波器研究报道.本文着重讨论自均衡双通带微带滤波器综合与设计.本文介绍一种利用增加复传输零点进行理论设计,并采用开环微带谐振器结构,通过新颖的耦合方式来实现微带滤

波器电路.利用全波仿真软件,在0.5mm厚MgO基片的高温超导薄膜上进行微带电路设计,整个版图尺寸为42mm×25mm.从仿真结果看,12阶双通带自均衡高温超导薄膜微带滤波器的两个通带分别为2.631~2.679GHz,2.781~2.829GHz,阻带为2.681~2.779GHz,平坦的群时延占整个带宽60%以上.从而实现双通带,高性能、带内平坦的群时延及体积小等特点,以满足高性能通信系统的技术要求.

2 滤波器综合

2.1 N阶滤波器传输函数和反射函数

对于任何二端口N阶无耗网络滤波器,归一化传输函数和反射函数可表示为^[7]

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\mathcal{E}(s)} \quad (1)$$

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)}$$

其中s为复频率 $s = \sigma + j\omega$,E为与带内波纹有关的常量,P(S)为M(M≤N)阶多项式,P(S)的根可表示为 S_1, S_2 即为滤波器的传输零点.F(S)为N阶多项式.E(S)为Hurwitz多项式,满足方程:

$$E(s)E^*(s) = F(s)F^*(s) + \frac{1}{\epsilon^2}P(s)P^*(s) \quad (2)$$

$E(s)$ 的根可表示为 S_p, S_p 即为滤波器的极点.

对于广义切比雪夫型滤波器,

$$S_{21}^2(\omega) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega)}$$

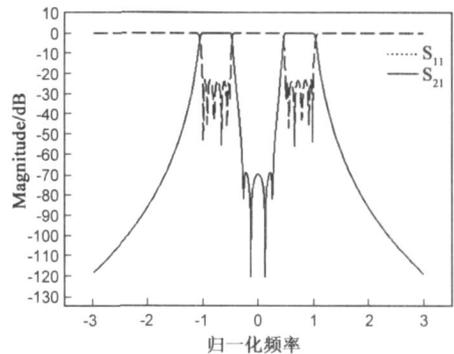
其中 N 阶滤波器的特性函数

$$C_N(\omega) = \frac{F_N(\omega)}{P_N(\omega)} = \cosh\left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n)\right],$$

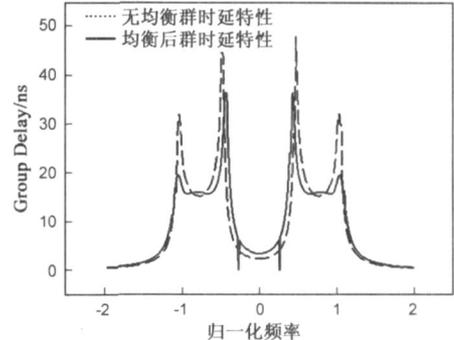
$$x_n = \frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n}, j\omega_n = s_n \text{ 为复平面上第 } n \text{ 个传输零点.}$$

2.2 滤波器综合

对于单通带滤波器,所有极点位于带内,所有零点位于带外.而双通带滤波器利用带内零点将一个通带分为两个通带,在通带内增加复数传输零点可均衡群时延.基于该方法本文设计一个12阶自均衡双通带滤波器,经过优化可得滤波器的零点 $[S_{z1}, S_{z2}, S_{z3}, S_{z4}, S_{z5}, S_{z6}, S_{z7}, S_{z8}] = [-0.28 - 0.81j, 0.28 - 0.81j, -0.28 + 0.81j, 0.28 + 0.81j, -0.264j, -0.13j, 0.13j, 0.264j]$;其中阻带内两对虚轴上零点 $[-0.264j, -0.13j, 0.13j, 0.264j]$ 将一个通带分为两个通带.位于两个通带内的复平面上零点 $[-0.28 - 0.81j, 0.28 - 0.81j, -0.28 + 0.81j, 0.28 + 0.81j]$ 实现滤波器相位均衡.12阶双通带滤波器的 S 参数幅值特性和群时延特性如图1所示.图1(a)为均衡后的 S 参数幅值特性,与均衡前 S 参数无变化,实线为传输函数 S_{21} ,从图中可以看到阻带内四个零点,分别为 $\omega = [\pm 0.264, \pm 0.13j]$,使滤波器产生了双通带特性.虚线为反射函数 S_{11} ,十个极点分别



(a) 12阶自均衡双通带滤波器的传输特性和反射特性



(b) 12阶自均衡双通带滤波器的群时延特性

图1

为 $\omega = [\pm 0.98, \pm 0.88, \pm 0.73, \pm 0.61, \pm 0.51j]$, 回波损耗 23dB. 图1(b)中虚线为无均衡的群时延特性,实线为均衡后的群时延特性,两者相比可知,复平面上零点的引入使得通带内群时延变得平坦.

由零极点可以得到多项式 $P(s), E(s), F(s)$, 利用矩阵综合方法^[7]可提取规范结构的耦合矩阵以及输入输出耦合:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.8398 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.8398 & 0 & 0.4199 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0216 & 0 & 0 \\ 0 & 0.4199 & 0 & 0.7162 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0977 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.7162 & 0 & 0.3139 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0029 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3139 & 0 & 0.5134 & 0 & 0.4344 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5134 & 0 & -0.2454 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.2454 & 0 & 0.5134 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.4344 & 0 & 0.5134 & 0 & 0.3139 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0029 & 0 & 0 & 0 & 0.3139 & 0 & 0.7162 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0977 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.7162 & 0 & 0.4199 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0216 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.4199 & 0 & 0.8398 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8398 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$R_1 = R_2 = 0.5715$$

3 滤波器设计

3.1 滤波器耦合结构

根据耦合矩阵结构设计12阶双通带自均衡滤波器耦合结构图如图2所示,每个节点表示一个谐振器.谐

振器之间的线表示两谐振器之间的耦合.采用这种耦合结构使得电路紧凑,可在2英寸超导薄膜片上实现.

3.2 滤波器仿真设计

设计一个中心频率为2.73GHz的12阶的双通带自均衡滤波器,两个通带分别为2.63GHz~2.68GHz,

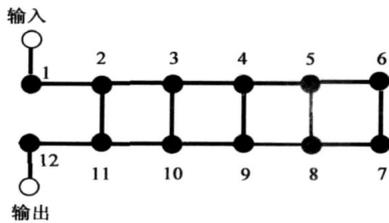


图2 12阶自均衡双通带滤波器的耦合结构图

2. 78GHz~ 2. 83 GHz. 我们采用开环微带谐振器结构实现该自均衡双通带滤波器.

3.2.1 由耦合矩阵计算耦合系数

由理论推导, 耦合系数可由下式表示

$$k_{ij} = \frac{M_{ij}^* BW}{f_0} \quad (4)$$

其中 k_{ij} 为第 i 个谐振器与第 j 个谐振器之间的耦合系数, M_{ij} 为耦合矩阵 M 中的非零元素, BW 为带宽, f_0 为中心频率.

3.2.2 由耦合系数确定微带滤波器版图的物理尺寸

谐振器之间的耦合系数提取公式

$$k = \pm \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (5)$$

其中 f_1, f_2 为耦合谐振器的两个谐振频率点, 可由电磁仿真软件 sonnet 仿真得到. 通过调节相邻谐振器之间的距离, 使得各谐振器间的耦合系数与理论计算值相一致, 由此确定滤波器版图的物理尺寸. 考虑到若上下两排谐振器之间距离太近, 那么上下谐振器之间的交叉耦合不可忽略, 即像谐振器 5 与谐振器 7, 谐振器 6 与谐振器 8 之间存在不可忽略的耦合, 而耦合矩阵中 $M_{5,7}, M_{6,8}$ 都为零, 这是我们不希望产生的耦合. 因此在原理图中就要增大上下两排谐振器之间距离, 可以大大减弱我们不需要的交叉耦合, 即耦合矩阵中 $M_{5,7}, M_{6,8}$ 等. 为了实现我们需要的耦合, 即耦合矩阵中的 $M_{2,11}, M_{3,10}, M_{4,9}, M_{5,8}, M_{6,7}$, 就必须通过引入跨线加以解决. 这种新型的微带电路结构既可以实现耦合矩阵中的非零值, 又能减弱可能存在的不需要的交叉耦合.

在计算中注意到耦合矩阵中耦合系数 $M_{6,7}$ 与其他耦合系数符号相反, 我们通过调节跨线两端与谐振器的相对位置实现所需的耦合系数大小及不同的耦合极性^[8]. 综上分析, 我们得到双通带自均衡滤波器版图如图 3 所示, 整个版图尺寸为 $42\text{mm} \times 25\text{mm}$. 图中数字 1、2、……、12 是谐振器的编号.

3.3 滤波器仿真结果及分析

图 4(a) 为图 3 在电磁仿真软件 Sonnet 下仿真得到的 S 参数, 实线为传输特性 S_{21} , 虚线为反射特性 S_{11} , 可以看到阻带抑制大于 23dB, 回波损耗大于 15dB. 图 4(b) 为该版图的群时延特性. 仿真结果值与设计值的差

异主要是由于寄生耦合的影响. 本文提出的这种结构就能很好的减弱寄生耦合, 但无法彻底消除. 因此需要我们在仿真设计过程中精心调试, 尽量减小寄生耦合的影响程度, 以求达到较为理想的指标.

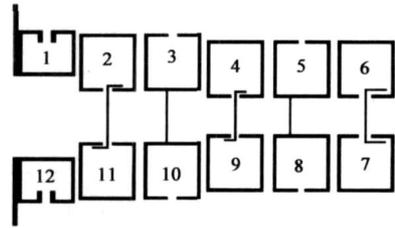


图3 12阶自均衡双通带滤波器的仿真版图

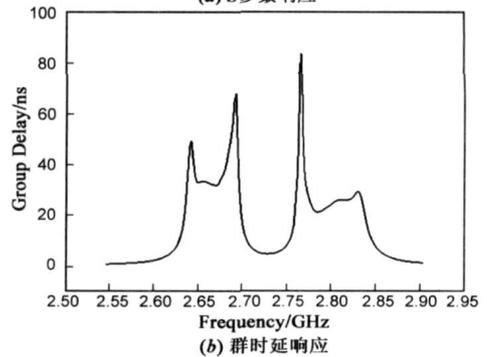
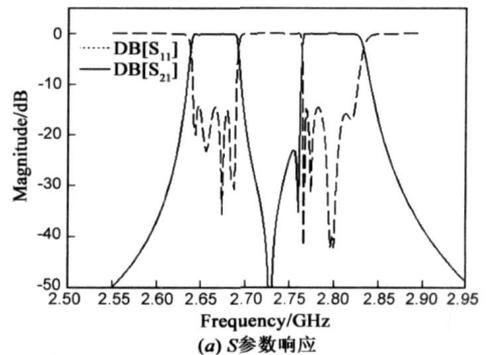


图4

4 结论

本文介绍了一种自均衡双通带滤波器的设计方法. 阻带上虚轴零点将一个通带分为两个通带, 通带内的复数零点均衡群时延. 用此方法设计了一个 12 阶的自均衡双通带滤波器, 两个通带分别为 $2.631 \sim 2.679\text{GHz}$, $2.781 \sim 2.829\text{GHz}$, 阻带为 $2.681 \sim 2.779\text{GHz}$, 并综合出该滤波器的耦合结构. 利用全波仿真软件和 0.5mm 厚 MgO 基片上的高温超导薄膜成功地设计了该滤波器电路, 通带内平坦的群时延占整个带宽 60% 以上.

参考文献:

- [1] J T Kuo, et al. Design of quasi-elliptic function filters with a dual passband response [J]. IEEE Microwave and Wireless

Components Letters, 2004, 14(10): 72– 474.

- [2] Jerr Tsai Kuo, et al. Design of microstrip bandpass filters with a dual passband response [J]. IEEE Transction on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(4) : 1331– 1337.
- [3] Jiarr Xin Chen, et al. Dual mode dual band bandpass filter using stacked loop structure [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006, 16(9) : 502– 504.
- [4] Chang Soo Ahn, et al. A dual passband microstrip open loop resonator filter [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2005, 46(3) : 241– 243.
- [5] J S Hong, et al. Eighteer pole superconducting CQ filter for future wireless applications [J]. Microwaves, IEE Proceedings Antennas and Propagation, 2006, 153(2) 205– 211.
- [6] Tao Zuo, Shaolin Yan, et al. The design of a linear phase superconducting filter with quasi elliptic response [J]. Supercond Sci Technol, 2008, 21(6) : 1– 6.
- [7] Richard J. Cameron, general coupling matrix synthesis methods, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques [J]. 1999, 47(2) : 433– 442.
- [8] J S Hong, M J Lancaster. Microstrip filters for RF/microwave applications [M]. New York: John Wiley&Sons, INC, 2001.

作者简介:



周春霞 女, 1985 年 10 月出生于江苏南通. 2007 年毕业于南开大学电子信息科学与技术系, 获学士学位, 同年 9 月保送南开大学物理电子专业, 攻读博士学位, 主要从事高温超导薄膜及应用技术, 微波和射频技术.

E-mail: zhoucx@mail.nankai.edu.cn



夏侯海 男, 1984 年 6 月出生于江苏淮安. 2006 年 7 月毕业于天津大学, 同年 9 月保送至南开大学信息技术科学学院, 硕博连读, 主要从事高温超导微波电路和低温电子器件方面的研究.