高温超导滤波器应用的探索与实践

孙亮, 黎红, 张雪强, 李春光, 张强, 王佳, 边勇波, 何豫生*

中国科学院物理研究所, 北京凝聚态物理国家实验室(筹), 北京 100190

*联系人, E-mail: yshe@iphy.ac.cn

收稿日期: 2012-04-08; 接受日期: 2012-06-15; 网络出版日期: 2012-07-13

国家自然科学基金(批准号: 10974014)、国家高技术研究发展计划(编号: 2006AA03Z211, 2006AA03Z215, 2006AA03Z235, 2007AA03Z215)、中国科学院知识创新工程、科学技术部和中国科学院国际合作专项基金资助

摘要 自 1911 年发现超导电性以来, 在不断发现新材料, 揭示新机理, 发展新理论的同时, 超导应用也取得了引人瞩目的进展, 其中利用超导材料微波损耗很低的特性研制的微波滤波器和微波接收机前端子系统得到了世界各国的重视, 并在实际应用中取得了重要成果. 本课题组长期从事该领域的研究, 并已取得一些成果. 该文将从超导滤波器的创新设计方法入手, 结合课题组近些年开展的工作, 介绍高温超导滤波器及其子系统在无线通讯、气象雷达、射电天文以及空间技术等领域中的应用.

关键词 高温超导, 微波滤波器, 移动通信, 射电天文, 气象雷达, 空间技术应用

PACS: 85.25.Am, 74.78.Bz, 84.40.Dc, 84.30.Vn

doi: 10.1360/132012-369

1911 年荷兰物理学家 Kamerlingh Onnes 发现了超导电性^[1], 这是人类科技史上一项极其重要的发现. 它随即引起了物理学界的极大兴趣和关注. 一个世纪以来, 科研工作者一方面致力于新超导材料的探索和超导机理的研究, 一方面努力推动超导技术的应用. 特别是 20 世纪 80 年代后期高温超导材料的发现^[2,3], 将超导转变温度提高到了工程上较易实现的液氮温区, 极大地推动了超导研究从基础科学向应用技术的发展, 其中最先取得突破性进展的是在微波电子工程领域的应用.

在微波场下, 导体的表面阻抗的定义为材料表面的电场与平行电场方向单位长度的表面电流的比值. 对低电阻率的导体, 其表面阻抗为

$$Z_s = R_s + jX_s = \sqrt{j\mu\omega/\sigma}, \quad (1)$$

其中 $\omega = 2\pi f$ 为角频率. 对常规金属, σ 为实数且几乎不随频率 f 变化, 则

$$Z_s = R_s + jX_s = (1+j)\sqrt{\mu\omega/(2\sigma)}. \quad (2)$$

不难看出, 常规导体的表面电阻 $R_s \propto f^{1/2}$. 对于超导体, 其电导率 $\sigma = \sigma_1 - j\sigma_2$ 为复数, 则表面阻抗可表示为

$$Z_s = R_s + jX_s = \sqrt{j\mu\omega/(\sigma_1 - j\sigma_2)}. \quad (3)$$

根据二流体模型, 在满足一定条件下 ($\sigma_2 \gg \sigma_1$),

可以得到 $R_s = \frac{\omega^2 \mu^2 \sigma_1 \lambda^3}{2}$, $X_s = \omega\mu\lambda$, 其中 λ 为超导

引用格式: 孙亮, 黎红, 张雪强, 等. 高温超导滤波器应用的探索与实践. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2012, 42: 767-792

Sun L, Li H, Zhang X Q, et al. The application of HTS filters: exploration and practice (in Chinese). Sci Sin-Phys Mech Astron, 2012, 42: 767-792, doi: 10.1360/132012-369

体的穿透深度, 且与频率无关. 如果假设电导率 σ_1 不随频率 f 变化, 超导体的表面电阻满足 $R_s \propto f^2$. 由于这种非线性幂指数的差异, 超导材料在频率为 100 GHz 附近时的表面电阻与常规导体相当, 但在相当频率范围内(特别是 30 GHz 以下), 超导体的表面电阻要远远小于常规导体. 这一卓越的微波性能受到了国际微波电子工程学界的关注. 利用超导材料特别是高温超导材料研制的滤波器及其子系统也就应运而生.

图 1 为一个典型的高温超导滤波器频率响应曲线. 该滤波器以其最小插损 0.15 dB, 带外抑制 90 dB, 矩形度 1.08 等优异特性引人瞩目^[4]. 与常规滤波器系统相比, 高温超导滤波器及其子系统具有 4 大优势: (i) 通带内的插入损耗小, 这可以使有用频段的信号在通过滤波器时能量的损失很小; (ii) 通带外的抑制大, 这可以使有用频段以外的干扰信号得到有效的抑制; (iii) 通带边沿陡峭, 或者说通带的矩形度好, 这不仅加强了微波接收机的抗干扰能力和选择性, 而且还可以提高系统对频率资源的利用率; (iv) 可以做成极窄带滤波器, 这一优势尤为重要. 极窄通带对第三代移动通信以及雷达、卫星通讯具有特别重要的意义. 用常规材料做成的滤波器其相对带宽(滤波器 3 dB 带宽与中心频率的比值)一般做到 3% 左右损耗就已经很大, 很难形成平坦的通带. 而超导滤波器的相对带宽可以很容易做到 0.3%, 甚至更低; (v) 带有低温放大器的超导前端子系统具有很低的噪声系数. 诚然, 即使是“高温”超导体, 其工作温度仍在 -200° 左右, 需要低温工作环境, 这是目前超导技术的一个主要缺点或劣势. 但如果将微波接收机的低噪声放大器也放在低温环境中, 就可以极大地降低接收机的噪声系数, 从而显著地提高整个接收机的灵敏度. 这就将为获取低温环境的付出, 转换为提高系统灵敏度的回报, 成为超导微波技术的一大优势. 一般将由高温超导滤波器、工作于低温的低噪声放大器和机械制冷机组成的子系统称为高温超导接收前端子系统(或简称超导前端、超导子系统), 其基本结构如图 2 所示(为突出重点, 图 2 中略去了制冷机机身, 仅给出与器件相连接的局部结构——制冷机冷指).

正因如此, 高温超导微波技术的研究和应用得到世界各国的普遍重视并取得了很大的进展. 特别是在以美国为首的发达国家, 高温超导滤波器及其子系统已经在空间技术、雷达制导、电子对抗、以及

图 1 一个典型的高温超导滤波器频率响应曲线^[4]

Figure 1 The frequency responses of a typical HTS filter [4].

图 2 高温超导接收前端子系统结构示意图

Figure 2 The schematic of an HTS receiver frontend sub-system.

无线通信等军、民用领域取得了显著的成效. 20 世纪以来, 我国在高温超导滤波器应用研究方面的探索和实践逐渐引起了国际同行的关注. 本文将从高温超导滤波器的创新设计方法入手, 结合我们的研究工作, 介绍高温超导滤波器及其子系统在无线通讯、气象雷达、射电天文、以及空间科学与技术等领域中的应用.

1 高温超导滤波器的设计原理和耦合矩阵提取方法的创新

微波滤波器一般由多个谐振器通过一定的方式组合而成, 是一个二端口网络器件. 它通过在滤波器

通带内提供信号传输并在阻带内提供衰减的特性,用以控制微波系统的频率响应^[5]. 滤波器的频率响应由转移函数确定,转移函数是滤波器网络响应特征的数学描述,也即散射参数 S_{21} 的数学表达^[6]. 通常,无损无源滤波器网络的幅度平方转移函数定义为

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}, \quad (4)$$

其中 ε 是波纹系数, $F_n(\Omega)$ 是滤波函数或者特征函数, Ω 是频率变量.

关于滤波器频率响应的描述,有一些常用的说法: 通带(需要信号占有的频带), 阻带(不需要信号占有的频带), 过渡带(从通带到阻带的间隔频带)等. 另外还有几个基本概念: 衰减, 传输零点, 相位, 群时延等. 衰减一般定义如下:

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \text{ dB}, \quad (5)$$

它表示滤波器传输的幅度特性. 滤波器的传输零点是指衰减无限大的频点. 相位定义为

$$\Phi_{21} = \text{Arg} S_{21}(j\Omega), \quad (6)$$

群时延定义为

$$\tau_d(\Omega) = -\frac{d\Phi_{21}(\Omega)}{d\Omega} (\text{s}). \quad (7)$$

微波滤波器(以带通滤波器为例)主要有下列技术指标参数: 插入损耗、反射损耗、波纹系数、通带宽度、中心频率、矩形系数、带外抑制、相位线性度和群时延起伏等. 插入损耗也即前面提到的通带内的衰减,其定义为(5)式. 反射损耗表示因为输入端失配而反射回去的功率,它的定义为

$$L_R(\Omega) = 10 \log |S_{11}(j\Omega)|^2 \text{ dB}. \quad (8)$$

波纹系数表示通带内信号响应的平坦度,是通带内响应幅度的最大值与最小值之差,以分贝(dB)为单位. 通带宽度,一般指 3 dB 通带宽度,即滤波器通带内达到 3 dB 衰减时对应的高端截止频率和低端截止频率的差. 同样,中心频率也可以按照 3 dB 中心频率计算,即高端截止频率与低端截止频率的中间值. 矩形系数一般定义为 60 dB 带宽与 3 dB 带宽的比值,它代表从通带过渡到阻带的快慢,矩形系数越接近 1,表示滤波器的幅频特性越接近理想矩形. 带外抑制代表了阻带对无用信号的衰减,理想情况下希望有无限大的衰减,但是实际滤波器带外抑制与滤

波器的阶数(即组成滤波器的谐振器的个数)、两端口隔离度等密切相关,一般的常规滤波器受损耗所限阶数不能太高,带外抑制有 40–50 dB 已很不错,高阶超导滤波器可以达到 90 dB 以上.

一般滤波器设计流程为: 1) 确定滤波器技术指标; 2) 选择合适的滤波器电路; 3) 得出满足指标要求的滤波器转移函数; 4) 计算滤波器电路中元件数值; 5) 分析滤波器性能; 6) 比较滤波器性能与技术指标,合格则完成,不合格则返回,重新选择滤波器电路. 对于高温超导滤波器,由于其大多制作在超导性能较好的双面高温超导薄膜上,因此多为基于微带结构的平面耦合谐振电路. 通常利用计算机辅助网络综合法,通过迭代法进行最优化设计. 设计流程一般为: 1) 确定滤波器技术指标; 2) 进行理论计算分析,确定滤波器基本设计参数(阶数、零点等); 3) 得到满足指标要求的滤波器耦合矩阵,给出符合指标要求的理论计算曲线; 4) 使用商业电磁仿真软件进行计算机仿真,得到计算机仿真曲线; 5) 比较计算机仿真曲线和理论计算曲线(或比较仿真结果与指标要求),针对差别反复进行仿真调谐; 6) 确定滤波器最终拓扑结构图形. 上面所述“确定滤波器基本设计参数”对应于一般滤波器设计流程中的“选择合适的滤波器电路”; 上面所述“得到满足指标要求的滤波器耦合矩阵”对应于“得出满足指标要求的滤波器转移函数”,滤波器的转移函数决定了滤波器理论上能达到的最好特性; 上面所述“使用电磁仿真软件进行计算机仿真,得到计算机仿真曲线”则对应于“滤波器电路中元件值计算”和“滤波器性能分析”,滤波器的元件值决定了滤波器实际可以达到的性能. 因此耦合矩阵的获取和电磁软件仿真是高温超导滤波器设计中的关键步骤,其中电磁软件仿真是整个设计中最为耗时的过程,而耦合矩阵起着联系技术指标和滤波器拓扑结构的作用. 有了耦合矩阵,可以验证其决定的滤波器是否符合全部指标要求,有了耦合矩阵,可以指导下一步工作将矩阵系数变为实际的滤波器拓扑图形. 耦合矩阵的获取有多种方法^[6–8],常用的一种是从滤波器等效电路推导而出. 图 3(a)是 n 阶耦合谐振器滤波器的等效电路,图 3(b)是它的二端口网络形式.

根据基尔霍夫定律,可以得到阻抗矩阵^[4]的数学表达式及其与耦合矩阵 $[M]$ 的关系^[6]:

 图3 n 阶耦合谐振器滤波器

 (a) 等效电路; (b) 相应的二端口网络^[6]

 Figure 3 (a) Equivalent circuit of a filter with n -coupled resonators; (b) the corresponding two-port network representation [6].

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + j\Omega & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & j\Omega & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + j\Omega \end{bmatrix}$$

$$= [q] + j\Omega \times \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & 1 & \\ & & & 1 \end{bmatrix} - j\Omega M \quad (9)$$

其中耦合矩阵为

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \cdots & m_{1n} \\ m_{21} & m_{22} & \cdots & m_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n1} & m_{n2} & \cdots & m_{nn} \end{bmatrix} \quad (10)$$

可以看出, 阻抗矩阵 $[A]$ 的每个元素与滤波器的每个谐振器都有着明确的一一对应关系: 对角线矩阵元与相应谐振器的中心频率及外部 Q 值对应, 非对角线矩阵元与相应的两个谐振器间的耦合即耦合矩阵 $[M]$ 的非对角线矩阵元相关(例如 m_{ij} 与序号为第 i 与第 j 的两个谐振器的耦合相关). 而与阻抗矩阵 $[A]$ 略有不同, 耦合矩阵 $[M]$ 的对角线矩阵元 m_{ii} 表示谐振器的谐振频率与中心频率的差值. 这里只讨论同步调谐的情况, 即设 $C_1=C_2=\cdots=C_n=C$, $L_1=L_2=\cdots=L_n=L$, 且所有谐振器均谐振在滤波器的中心频率 $\omega_0=1/\sqrt{LC}$ 处, 因此在计算耦合矩阵时 m_{ii} 通常取 0.

阻抗矩阵 $[A]$ 中包含的耦合矩阵 $[M]$ 的非对角线矩阵元 $m_{ij}(i \neq j)$ 、外部 Q 值 q_{ei} 及低通到带通的频率

变换关系如下:

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} = \frac{L_{ij}}{FBW \cdot \sqrt{L_i L_j}} = \frac{L_{ij}}{FBW \cdot L}, \quad (11)$$

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW = \frac{\omega_0 L \cdot FBW}{R_i}, \quad i=1, n, \quad (12)$$

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (13)$$

其中 $L_{ij}=L_{ji}$ 表示谐振器 i 和 j 的互电感, FBW 为相对带宽, 是带宽 BW 与中心频率 f_0 的比值. 这里耦合矩阵的矩阵元 m_{ij} 只给出谐振器间的电感耦合, 对于电容耦合, m_{ij} 有着与(11)式相同的形式.

阻抗矩阵 $[A]$ 与 S 参数之间也有明确的对应关系:

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} q_{en}}} [A]_{n1}^{-1}, \quad (14)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1}. \quad (15)$$

在得到耦合矩阵与阻抗矩阵之后, 通过(14)和(15)式可以计算得到理论频率响应曲线(如图 4). 从理论上我们可以知道, 只要滤波器电路中的各个谐振器都满足耦合矩阵的要求, 那么我们就可以得到具有这条曲线所代表的特定频率响应的滤波器.

耦合矩阵的确定仅仅是滤波器设计中迈出的小小步, 更大的技术难点在于通过什么样的拓扑结构才能完整准确地实现耦合矩阵的要求. 一般来说, 耦合矩阵的要求包括两方面: (i) 谐振器的中心频率; (ii) 谐振器间的耦合系数. 而这些信息我们不能直接从电路的拓扑结构得出. 利用计算机软件进行电磁仿真是目前行之有效的方法, 但也只能得到特定拓扑结构下滤波器相位、幅度的频率响应曲线, 它们和拓扑结构中各谐振器的中心频率、谐振器间的耦合系数并没有明确的一一对应关系. 简单地比较理论曲线和仿真曲线的差异, 很难发现改进拓扑结构的直接线索. 传统做法往往依靠经验, 多种方案反复尝试, 最终或许能够找到较为合理的方案. 但由于这种做法盲目性极大, 需要付出不菲的计算时间的代价(简单地说, n 阶滤波器至少有 $2n+1$ 个可调参数. 如果考虑有意引入的非近邻谐振器间的交叉耦合, 可调参数会更多).

此外, 还有寄生耦合带来的影响也需要考虑. 所谓寄生耦合就是指非近邻谐振器之间的耦合. 它不

图 4 频率归一化的滤波器理论计算频率响应曲线^[9]

Figure 4 Frequency-normalized responses of a filter from calculations [9].

同于交叉耦合, 交叉耦合是设计人员为了改善滤波器性能有意引入并加强的非近邻谐振器之间的耦合, 而寄生耦合是不希望出现而又无法避免, 确实存在的非近邻谐振器间的耦合. 寄生耦合的存在给滤波器设计带来了挑战, 通过分析发现, 某些情况下寄生耦合即使很小(例如主耦合的 1/50), 对于滤波器性能的影响仍然很大.

如果能够从计算机仿真曲线中提取其对应的耦合矩阵信息, 其中每一个矩阵元都与特定谐振器的频率或特定的两个谐振器间的耦合有着明确的一一对应关系, 就可以为滤波器拓扑结构的调整(或称为计算机仿真调谐)指出明确的方向. 实际上, 这个问题多年来一直是国际上的一个研究重点, 也是本领域长期以来有待突破的一个技术难点. 我们经过长期的攻关研究, 提出了一个耦合矩阵参数提取的创新方法, 极大地提高了滤波器设计的效率^[10]. 现将该方法简述如下.

根据(9)–(13)式, 当谐振器的结构距离端口较远时, 可作一个简单的近似

$$q \approx \begin{bmatrix} 0 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & 0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

同时,

$$[M] = T \times \begin{bmatrix} \lambda_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \lambda_n \end{bmatrix} \times T'$$

$$= \begin{bmatrix} t_1 \\ \vdots \\ t_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \lambda_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} t_1 \\ \vdots \\ t_n \end{bmatrix}, \quad (17)$$

则有

$$[A] = j \times \begin{bmatrix} t_1 \\ \vdots \\ t_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Omega - \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \Omega - \lambda_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} t_1 \\ \vdots \\ t_n \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$[A]_{n1}^{-1} = \left(\frac{a_1}{(\Omega - \lambda_1)} + \frac{a_2}{(\Omega - \lambda_2)} + \dots + \frac{a_n}{(\Omega - \lambda_n)} \right), \quad (19)$$

$$[A]_{11}^{-1} = \left(\frac{b_1}{(\Omega - \lambda_1)} + \frac{b_2}{(\Omega - \lambda_2)} + \dots + \frac{b_n}{(\Omega - \lambda_n)} \right), \quad (20)$$

其中

$$L_1 = \sqrt{(b_1 + b_2 + \dots + b_n)}, \quad (21)$$

$$L_2 = \sqrt{\left(\frac{a_1^2}{b_1} + \frac{a_2^2}{b_2} + \dots + \frac{a_n^2}{b_n} \right)}, \quad (22)$$

$$t_1 = \left[\frac{\sqrt{b_1}}{L_1}, \frac{\sqrt{b_2}}{L_1}, \dots, \frac{\sqrt{b_n}}{L_1} \right], \quad (23)$$

$$t_n = \left[\frac{a_1}{L_2 \times \sqrt{b_1}}, \frac{a_2}{L_2 \times \sqrt{b_2}}, \dots, \frac{a_n}{L_2 \times \sqrt{b_n}} \right], \quad (24)$$

所以

$$S_{21} = 2 \times (q_{e1} \times q_{en})^{-0.5} \times \left(\frac{a_1}{(\Omega - \lambda_1)} + \frac{a_2}{(\Omega - \lambda_2)} + \dots + \frac{a_n}{(\Omega - \lambda_n)} \right), \quad (25)$$

$$S_{11} = 1 - 2 \times (q_{en})^{-1} \times \left(\frac{b_1}{(\Omega - \lambda_1)} + \frac{b_2}{(\Omega - \lambda_2)} + \dots + \frac{b_n}{(\Omega - \lambda_n)} \right). \quad (26)$$

从(25)和(26)式可知, 当滤波器的归一化工作频率为 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$ 时, 传输曲线有峰值出现.

$$S_{21} = k \times \left(\frac{(\Omega - \tau_1)(\Omega - \tau_2) \dots (\Omega - \tau_m)}{(\Omega - \lambda_1)(\Omega - \lambda_2) \dots (\Omega - \lambda_n)} \right) m \leq n-2. \quad (27)$$

当滤波器的归一化工作频率为 $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots, \tau_m$ 时, 传输幅度值为零.

$$S_{11} = 1 - k' \times \left(\frac{(\Omega - \sigma_1)(\Omega - \sigma_2) \dots (\Omega - \sigma_{n-1})}{(\Omega - \lambda_1)(\Omega - \lambda_2) \dots (\Omega - \lambda_n)} \right), \quad (28)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\text{imag}(S_{11}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{n-1}))}{\text{real}(S_{11}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{n-1}))} \right) = 0. \quad (29)$$

从(28)和(29)式可知, 当滤波器的归一化工作频率为 $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \dots, \sigma_{n-1}$ 时, 反射相位值为零。

在实践中如何提取 λ , τ 和 σ 值就成为参数提取创新方法的关键。以一个带有交叉耦合的四阶滤波器为例(图 5(a)), 调整输入/输出线与谐振器的间距 L , 可以很容易的确定传输曲线峰值的位置; 交叉耦合的引入, 可以清楚地看到对应的零点(图 5(b))。图 5(c)给出了四阶滤波器输入反射相位特性曲线(实线), 如果同时画出移走谐振器后输入输出线之间相位反射特性曲线(虚线), 从两条曲线的交点就可以得到反射相位值为零的频点 σ 。得到 $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots, \tau_n$, $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \dots, \sigma_{n-1}$, $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$ 之后, 利用(21)–(24)式的等价关系可以得到 $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ 和 $b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$, 进一步得到向量 t_{1n} , 利用正交法可以得到 $N \times N$ 正交矩阵 T 。而 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$ 为耦合矩阵的特征值。已知特征向量 T 和特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$ 就可以得到耦合矩阵 $[M]$ 。将得到的耦合矩阵与设计目标的耦合矩阵相比较, 就可以得到拓扑结构中各个谐振器的频率以及谐振器间的耦合与目标耦合矩阵的偏差并有针对性地拓扑结构版图加以修正, 从而极大地提高滤波器的设计效率。如果除去中间繁琐的理论推导过程, 该方法可以简单表示为图 6 所示简要框图。

利用上述耦合矩阵的提取方法, 我们搭建了一个滤波器设计平台。利用该平台设计滤波器的流程大致如下: (i) 根据设计指标确定基本设计参数; (ii) 利用设计参数生成耦合矩阵; (iii) 使用商业电磁仿真软件进行计算机仿真, 如果仿真结果满足设计指标, 则设计完成, 进入制作测试阶段, 否则进入下一步; (iv) 利用新的耦合矩阵提取方法, 由仿真结果提取耦合矩阵, 给出修正值, 转入第 3 步。

在整个设计过程中, 除第 3 步要利用商业电磁软件仿真外, 其他步骤都在我们设计的平台上完成。利用这个设计平台, 我们成功地研制了多个基于无线通讯、气象雷达、射电天文、以及空间科学等领域需求的高温超导滤波器, 取得了很好的结果。下面将对它们进行逐一介绍。

图 5 (a) 一个四阶滤波器的拓扑结构图, (b) 仿真传输曲线的 4 个峰值及两个零点, (c) 仿真反射相位值为零的频点^[10]

Figure 5 (a) The topological diagram of a quadruplet filter, (b) the simulated transmission results with four peaks and two zeros, and (c) the simulated phase results of S_{11} [10].

2 基于无线通讯的具有极窄通带、高矩形度和线性相位的超导滤波器的研究

移动通信领域拥有巨大的商业市场。在移动通信基站中使用以超导滤波器为核心组件的高温超导接收前端子系统, 可以大幅度提升系统的灵敏度和

图 6 耦合矩阵提取方法简要框图

Figure 6 A scheme of the coupling matrix extracting method.

抗干扰能力, 从而在基站覆盖面积、抗干扰能力、数据处理能力和降低手机终端发射功率等多方面提升基站的性能, 为用户提供更高质量的通信服务^[11]. 在这一方面, 美国超导技术公司(STI)已经成功地生产了数千台高温超导微波子系统, 并在第一代(模拟信号)、第二代(数字信号)CDMA 基站系统长期、稳定地运行, 无故障地提供优质服务. 随着频率资源的日益紧张和数字信号传输需求的日益增大, 第三代移动通信传输数字多媒体信号, 对滤波器的相对带宽、矩形度、带外抑制以及线性相位提出了更高的要求. 希望通过具有极高性能的窄带滤波器(极窄相对带宽、极高带边陡度、极高带外抑制和很好的线性相位)来提高滤波器的选择性、抗干扰能力和对数字多媒体信号高保真的传输能力.

理论分析表明: 一个带通滤波器的插入损耗(ΔL)与滤波器的相对带宽(FBW)、谐振器的无载 Q 值(Q_{ui})以及滤波器的阶数(n)等因素密切相关. 从(30)式可以看出, 滤波器相对带宽越小, 阶数越高(以保证高带边陡度和高带外抑制), 其插入损耗就越大^[6].

$$\Delta L = 4.343 \sum_{i=1}^n \frac{\Omega_c}{FBW \times Q_{ui}} g_i \text{ dB}, \quad (30)$$

其中 Ω_c 为滤波器的截止频率, g_i 为低通原型的元件值. 在相对带宽 FBW , 阶数 n 等因素确定的情况下, 提高谐振器无载 Q 值(Q_{ui})就成为降低滤波器损耗的关键. 对于一个 10 阶相对带宽 1% 的带通滤波器, 若要插入损耗小于 0.5 dB, 谐振器的无载 Q 值约需达到 13000 以上. 而常规谐振器很难有如此之高的 Q 值, 所以常规滤波器的相对带宽很难做到 1% 以下. 而高温超导材料的微波损耗小, 使得高温超导谐振器的无载 Q 值可以达到几万甚至十几万. 因此能够制作极窄带、高阶数、低损耗的滤波器是超导技术的最大优势之一.

除去高 Q 值外, 滤波器的设计还对谐振器之间的耦合有着非常高的要求. 理想滤波器的设计中, 只考虑近邻的相互耦合, 在不考虑交叉耦合时, 一般将非近邻谐振器间的耦合设定为零. 因此选择谐振器

时, 不仅要考虑近邻间的耦合强弱能否符合要求(对于窄带, 要求弱耦合), 还必须考虑非近邻间的耦合能否迅速衰减到零, 否则这些寄生耦合将会对滤波器的传输和反射特性产生恶劣的影响.

图 7 给出了我们对非近邻寄生耦合对滤波器传输特性影响的分析^[12]. 由图 7(a)可见, 对于一个 10 阶滤波器, 第一个谐振器和第十个谐振器之间的寄生耦合 $M_{1,10}$ 与主耦合 $M_{1,2}$ 的大小比值超过 0.1%, 就会造成带外抑制恶化. 而由图 7(b)可知, 第一个谐振器和第九个谐振器之间的寄生耦合 $M_{1,9}$ 如果过大, 则不仅造成带外抑制严重恶化, 而且使传输曲线呈现出不对称.

下面介绍一款针对第三代移动通信 TD-SCDMA 系统的极窄带高温超导滤波器^[9]. 这款滤波器的中心

图 7 寄生耦合对传输曲线的影响

(a) $M_{1,10}$; (b) $M_{1,9}$ ^[12]Figure 7 The parasitic couplings (a) $M_{1,10}$ and (b) $M_{1,9}$ degenerate the out-of-band rejection of the filter [12].

频率为 2.038 GHz, 带宽为 4.68 MHz, 相对带宽达到了 0.23%. 在满足滤波器总体尺寸、功率承受能力等外部要求条件下, 为了在保证足够高的 Q 值的同时, 尽量削弱谐振器间寄生耦合的影响, 我们设计了一种新型多层环路谐振器(图 8). 这种谐振器的特点是在谐振状态下, 内外环路内的电流方向相反, 因此对外辐射的电磁场会相互抵消, 从而削弱谐振器间的寄生耦合. 这种谐振器在 67 K 温度时的无载 Q 值为 64000, 虽然略低于文献中常用的一种开环折线谐振器(67 K 温度时的无载 Q 值接近 70000)^[13], 但是在耦合强度的控制方面具有突出的优势. 从图 9 的计算机仿真对比可以看到, 在相同间距的情况下, 多层环路谐振器较开环折线谐振器的耦合要低一个数量级以上, 而且随距离衰减尤为迅速. 特别是当间距为 3 mm 时, 多层环路谐振器间的耦合几乎为零, 这是由于随着距离的增大, 谐振器间的耦合从电耦合转化为符号相反的磁耦合. 而 3 mm 恰恰是图 8(b)中所示这款滤波器的基本拓扑结构单元中谐振器 1,3 和 2,4

图 8 多层环路谐振器(a)和谐振器的基本拓扑结构单元(b)
Figure 8 Multi-loop resonator (a), cascaded quadruplet block (b).

图 9 两种不同谐振器耦合系数的仿真比较
(a) 开环折线谐振器^[13], (b) 多层环路谐振器^[9]

Figure 9 Comparison of two simulated coupling coefficients with two different pairs of coupled resonators: (a) the meander open-loop resonators^[13] and (b) the multi-loop resonators^[9].

之间的间距, 因此这种结构又进一步削弱了有害的寄生耦合 $M_{1,3}, M_{2,4}$.

这种非近邻谐振器间的耦合, 并非一无是处. 在设计过程中, 合理地利用非近邻的交叉耦合, 在滤波器通带外沿制造传输零点(严格地说, 是频率复平面虚轴上的传输零点, 即虚传输零点), 可以起到非常好的提高滤波器带边陡度的作用, 这就是所谓准椭圆函数滤波器的设计方法. 该设计方法将滤波器中的部分谐振器(3 个、4 个或更多)构成基本拓扑结构单元, 通过巧妙的几何安排, 确保谐振器间除主耦合外还有强度足够的交叉耦合, 其中所谓 CQ 结构(Cascaded Quadruplet Structure)就是一种典型的构建准椭圆函数滤波器的拓扑结构. 以我们的这款针对 TD-SCDMA 的 12 阶滤波器为例, 12 个谐振器被分为三组, 每四个谐振器构成一组 CQ 结构(基本拓扑结构单元). 图 10 给出了耦合结构示意图: 图中带有编号的圆圈代表谐振器, 圆圈间的实线代表主耦合(可以看到耦合顺序与编号顺序完全一致), 而连接圆圈的三段虚线分别代表了谐振器 1 与 4, 5 与 8, 9 与 12 之间的交叉耦合 $M_{1,4}, M_{5,8}, M_{9,12}$. 由于正方形的特殊拓扑构型, 确保了需要引入交叉耦合的两个谐振器具有足够的间距, 可以获得足够的耦合强度. 通过调整这个间距, 调节 CQ 结构中交叉耦合的大小, 进而控制特定的一对传输零点的位置. 在基于 CQ 结构的滤波器中, 每一组 CQ 结构可以产生一对传输零点, 这款 12 阶滤波器共有三对零点. 因此这种结构特别适用于构造具有多对传输零点的高阶滤波器, 可以极大地提高滤波器的带边陡度(矩形度).

图 11 给出了这款 12 阶超导滤波器的计算机仿真曲线(图 11 中实线)和实际测量曲线(图 11 中虚线). 该滤波器用以白宝石为衬底的 YBCO 薄膜制作. 可以看出, 计算机仿真曲线和实际测量曲线符合很好, 与前面提到的理论计算曲线(图 4)也非常一致. 特别应当强调指出, 在提高测量仪器分辨精度后的测量表明(图 11(a)内插图), 由图 10 给出的三组 CQ 结构产

图 10 12 阶 CQ 结构滤波器耦合结构图

Figure 10 Scheme of a 12-pole cascaded quadruplet filter.

图 11 12 阶 CQ 结构滤波器仿真(实线)及测量(虚线)曲线对比

(a) S_{21} , 其中内插图给出了滤波器通带高端过渡带底部 3 个传输零点的高精度测量结果; (b) S_{11} [9]

Figure 11 The simulated and measured responses of the 12-pole CQ filter: (a) S_{21} , the measured transmission zeros at higher band edge is shown in the insert. (b) S_{11} [9].

生的三对传输零点清晰可辨, 与理论计算和计算机仿真曲线高度一致. 正是由于引入了这样的三对零点, 极大地提高了这款滤波器的性能: 滤波器低端带边陡度达到 140 dB MHz^{-1} , 高端带边陡度达到 220 dB MHz^{-1} , 60 dB 矩形系数小于 1.25, 表现出极好的选择性. 同时该滤波器距中心频率 2.7 MHz 处的带外抑制优于 70 dB , 距中心频率 7.5 MHz 处达到了 90 dB , 图 12 所示的测试曲线可以看出在宽频带上, 滤波器抑制可达 100 dB , 显示了极强的抗干扰能力.

滤波器是一种选频器件, 对于模拟信号, 人们首先关注的是它的幅度响应. 极小的带内插损, 极高的带边陡度, 极深的带外抑制和极窄的通带宽度都会

图 12 12 阶 CQ 结构滤波器宽频带 S_{21} 实测曲线 [9]

Figure 12 Measured wideband response of the 12-pole CQ filter [9].

带来很好的幅度效果. 但是在数字信号普遍使用的今天, 这已远远不能满足要求. 数字信号的传输要求不仅关注幅度响应, 而且关注相位响应, 后者决定信号的失真程度. 现代通信、现代雷达等微波传输系统不仅要求滤波器对通带外的干扰信号具有很强的抑制作用, 而且要求通带内信号具有很好的相位线性度或者说群时延平坦度, 以减少误码率, 确保信号不失真. 这一需求与滤波器高选择性的需求在数字信号传输中是同等重要的. 但不幸的是这两个需求是相互矛盾的. 滤波器本身是相位的非线性器件, 带通滤波器带边陡度越高, 带内群时延的平坦度就越差. 带通滤波器的带宽越窄, 群时延受影响的程度越大. 这对高性能超导滤波器, 特别是窄带滤波器的设计提出了极大的挑战.

目前解决带通滤波器线性相位或者说群时延平坦度的问题有两种方法: 一种是外均衡方法, 就是通过引入额外的全通滤波器或者外部的相移均衡器来对信号传输中的相位失真进行补偿, 改善滤波器的群时延特性 [14,15]; 第二种是自均衡方法, 是指通过改进带通滤波器的设计, 通过在滤波器频率复平面的实轴上引入传输零点(简称实传输零点), 来对滤波器的相位进行补偿, 使滤波器满足线性相位的需求 [16,17].

下面介绍一款基于自均衡方法的高阶数的 X 波段高温超导滤波器 [18]. 在这个 14 阶滤波器的结构中, 我们引入了三组交叉耦合, 即 $M_{2,5}$, $M_{6,9}$, $M_{10,13}$ (第 1 和第 14 谐振器不加入 CQ 结构). 对于一个具有多对传

输零点的高阶滤波器, 其性能主要取决于传输零点的虚、实特性. 一对虚传输零点(即频率复平面虚轴上的传输零点)可以提高滤波器的选择性, 但会使其群时延性能恶化; 相反, 一对实传输零点可以提高滤波器的群时延性能, 但会使其选择性变差^[16,17]. 一般来讲, 对于一个滤波器来说, 高选择性和平坦的群时延特性很难同时达到. 我们的解决方案是合理的设计这三组不同性质的交叉耦合, 使滤波器在选择性和群时延性能上取得平衡, 从而达到很好的综合性能. 具体的设计中, 前两个CQ结构(谐振器2到5, 谐振器6到9)共引入两对实传输零点, 用来提高滤波器的群时延性能; 最后一个CQ结构(谐振器10到13)引入一对虚传输零点, 用来提高滤波器的选择性. 理论计算曲线如图13中实线所示. 为比较不同传输零点属性对滤波器选择性和群时延特性的影响, 我们又计算出三组曲线, 其中图13中虚线对应一个14阶切比雪夫响应滤波器, 在这个滤波器中是不存在传输零点的. 另外两种情况也对应14阶三对传输零点滤波器, 只不过一种包含全部三对虚传输零点, 用来提高滤波器选择性(如图13中点线所示), 另一种包含全部三对实传输零点, 用来提高群时延平坦度(如图13中点划线所示). 从图13可以看出, 三对虚传输零点滤波器拥有所有曲线中最好的选择性, 但是最差的群时延性能; 三对实传输零点滤波器拥有所有曲线中最好的群时延平坦度, 但是最差的选择性. 在图13一共四组滤波器理论曲线中, 我们采用的两实一虚的传输零点设计在滤波器选择性和群时延性能上达到了很好的平衡, 从而拥有最优的综合性能. 这说明, 根据实际指标需求规划传输零点的选择, 在选择性和群时延性能上综合考虑, 是设计高性能滤波器的重要步骤.

滤波器使用0.5 mm厚的MgO衬底双面YBCO薄膜制作, 并在77 K下进行测试. 结果表明(图14): 滤波器中心频率8.625 GHz, 3 dB带宽42 MHz, 相对带宽达到了0.49%. 滤波器反射损耗达到15.5 dB, 在X波段表现出了优异的匹配性能. 滤波器低端带边陡度11.77 dB MHz⁻¹, 高端带边陡度11.71 dB MHz⁻¹, 60 dB矩形系数小于1.25, 表现出很高的选择性. 同时该滤波器显示了优异的带外抑制性能: 距3 dB带边5.98 MHz处优于70 dB; 在距中心频率0.5 GHz以远处抑制可达100 dB. 在达到高选择性的同时, 滤波器实现了出色的群时延性能: 群时延波动在33 MHz

带宽内(3 dB带宽的78.5%)小于23 ns; 在34.5 MHz带宽内(3 dB带宽的82%)小于30 ns.

上述两款滤波器的实测结果显示出高温超导材料在研制极窄通带、高带外抑制、高带边陡度以及线性相位滤波器方面相对于常规材料的优势, 展现了高温超导滤波器在现代无线通信和现代雷达接收系统中的应用前景.

3 大功率超导滤波器的研制及其在移动通信中的应用

由于受到高温超导材料的非线性效应和滤波器本身拓扑结构的限制, 目前国内外研制的实用超导滤波器的功率承受能力都很小, 因此一般只能用在信号的接收端. 实际上由于电磁兼容标准不断提高, 对于微波信号发射端用高性能滤波器的需求日

图13 滤波器频率响应理论曲线

(a) 传输特性; (b) 群时延特性^[18]

Figure 13 Calculated responses of the filter: (a) S_{21} and (b) group delay [18].

图 14 14 阶 X 波段滤波器仿真与测试曲线对比

(a) 传输特性; (b) 反射特性; (c) 群时延特性和(d)宽频带传输特性测试曲线^[18]**Figure 14** The simulated and measured responses of the 14-pole X-band filter: (a) S_{21} , (b) S_{11} , (c) group delay and (d) wideband S_{21} response from measurement [18].

益迫切. 特别是对于使用 TDD(时分双工)模式的移动通信, 如第三代移动通信 TD-SCDMA 或最近正在推广的 Wimax 等通信标准而言, 由于其接收和发射使用同一天线, 同一频带, 因而必须使用同一个滤波器进行信号的接收和发射, 这大大增加了高温超导滤波器在这些领域应用的难度. 对高温超导滤波器研究而言, 提高功率承受能力既是挑战又是机遇, 因而也成为近年来本领域的研究热点.

提高高温超导滤波器的功率承受能力主要有两个方面: (i) 制备性能更好的高温超导材料, 主要是提高材料的超导临界电流密度; (ii) 优化滤波器拓扑结构, 使微波电流的分布更加均匀, 从而降低谐振器表面电流密度, 最终提高滤波器的功率承受能力. 本节主要从第二个方面入手, 讨论如何通过滤波器设计, 特别是谐振器的优化来实现提高其功率承受能力的目标.

计算机仿真结果表明, 滤波器的功率承受能力是由电流密度最强的区域决定的, 随着输入功率的

增加, 这些区域的非线性效应将首先得到凸显, 从而影响整个滤波器的性能. 在相同输入功率下, 使用不同几何形状的谐振器构成的滤波器, 其表面电流密度的强度和分布情况差别非常大. 根据伦敦方程可知, 微带谐振器电流密度最集中的地方是微带的两侧. 如果微带出现弯折, 会导致电流密度反常增大, 成为性能恶化的突破点. 如果适当加大微带的宽度, 则有利于降低谐振器表面电流密度的强度. 由此可以得出结论: 宽线条型谐振器或片型谐振器是大功率超导滤波器的首选谐振器. 图 15 给出了一个典型的宽线条型高温超导滤波器^[19], 由于没有弯折, 且谐振器较宽, 因而滤波器的功率承受能力达到 7 W, 这是目前文献中报道的承受功率最高的具有实用价值的直条型超导滤波器.

片型(patch)滤波器通常用二维结构的圆形(disk)、矩形、三角形或其他类似图形作为谐振器来构成滤波器. 与其他形式相比, 片型滤波器上的电流密度非常低, 分布也较均匀, 功率承受能力最强, 其主要缺点

图 15 使用直条形谐振器的高温超导滤波器

(a) 拓扑结构; (b) 传输特性曲线^[19]Figure 15 (a) Layout and (b) frequency response of the 10-pole HTS microstrip forward-coupled filter^[19].

是谐振器的尺寸大, 很难获得高阶数的滤波器. 美国杜邦公司曾研制了一款功率承受能力超过百瓦的原理性超导滤波器(中心频率在 6 GHz 左右, 相对带宽大于 1%), 但是由于阶数太少(只有 2 阶), 性能太差(带边陡度甚至小于 1 dB MHz^{-1}), 离实际应用还有很大的差距^[20].

为了提高片型滤波器的阶数, 可以使用“双模”的设计方法, 在一个“片”上容纳两个正交的谐振模式, 将原来的一个谐振器作为两个谐振器来使用, 从而使滤波器的阶数加倍. 以正方形谐振器为例, 由于其在 X 方向和 Y 方向的边长相等, 因此存在两个谐振频率相等且方向正交的模式, 可以通过在对称结构上引入微扰结构来实现这两个简并正交谐振模式间的相互耦合. 双模片型滤波器的主要设计难点, 除了选择合适的双模耦合实现方式以外, 主要集中在多个膜片之间的耦合结构设计和调谐, 特别在相对带宽变窄以后(小于 1%), 上述问题变得非常突出, 难于解决. 因此尽管近年来文献中出现一些中心频率

在 2 GHz 附近的大功率高温超导滤波器, 但是其相对带宽过宽(3%左右), 功率承受能力也不够高(最高仅能达到 2 W)^[21,22], 无法满足使用要求, 迫切需要在设计方法上取得突破.

我们在前人工作的基础上, 成功解决了两个片型谐振器间的耦合、调谐难题, 首次实现了承受功率超过 11 W 的实用超导滤波器^[23]. 该滤波器由两个切角的正方形谐振器、两个附加调谐块和两条输入输出馈线组成, 如图 16 所示. 每个正方形谐振器有两个正交的谐振模式, 分别标为 1, 2, 3, 4, 切去的等腰直角三角形边长为 c (图中放大部分), 用来决定方块内正交模式 1 和 2(或模式 3 和 4)之间耦合的大小. 模式 2 和 3 之间(即两个片型谐振器间)的耦合大小, 可以通过控制两个正方形谐振器间的距离来调节. 附加调谐块的提出是一个重要的创新, 利用其边长 a 和 b 以及与正方形谐振器的间距 g 这 3 个附加变量(图 17), 可以方便地对整个滤波器的传输和反射特性进行整体的调谐, 实现滤波器整体性能的优化.

图 18 给出了如何利用切角 c 值来控制双模耦合大小的计算机仿真结果. 可以看出, 随着切角的增加双模片型谐振器的 S_{21} 曲线的两个耦合峰间距变大, 表明耦合增强. 但与此同时, 在低频附近的耦合峰位置变化幅度相对很小, 在高频附近的耦合峰变化幅度相对较大. 这意味着当切角大小改变以后, 片内的两个谐振模式的谐振频率也相应发生了变化. 如果再把两个双模片型谐振器放在一起, 更是雪上加霜, 两个方块相互之间的影响将进一步导致谐振模式 2 和 3 的谐振频率发生变化. 这就给双模滤波器的设计带来了新的问题, 即如何同时控制和调整双模四阶大功率滤波器的耦合强度和谐振器频率. 仅有的一些调谐手段(例如: 改变输入/输出耦合间距, 微调正

图 16 带有新调谐结构的滤波器几何结构^[23]

Figure 16 The topological structure of a 4-pole dual mode patch filter [23].

图 17 利用附加调谐块的三个几何参量(a, b, g)依次对四阶片型双模超导滤波器反射特性进行计算机仿真调谐的过程
各参数设定为(a) $g=0.7, 0.5, 0.3$ mm, 其中 $a=4$ mm, $b=1$ mm 固定不变; (b) $b=0.6, 1.0, 1.4$ mm, 其中 $a=4$ mm, $g=0.5$ mm 固定不变; (c) $a=3.2, 4.0, 4.8$ mm, 其中 $g=0.5$ mm, $b=1$ mm 固定不变^[23]

Figure 17 Simulated reflection (S_{11}) responses of the 4-pole filter with different topological parameters (a, b , and g): (a) $g=0.7, 0.5$ and 0.3 mm, with $a=4$ mm and $b=1$ mm; (b) $b=0.6, 1.0$ and 1.4 mm, with $a=4$ mm and $g=0.5$ mm; (c) $a=3.2, 4.0$, and 4.8 mm, with $g=0.5$ mm and $b=1$ mm [23].

图 18 不同切角 c 值对应的 S_{21} 仿真曲线(正方形谐振器边长为 15.55 mm)

Figure 18 The simulation results of S_{21} with different values of c (the side length of the square resonator is 15.55 mm).

方形谐振器的边长, 调整屏蔽盒的尺寸等), 对于通带较宽的滤波器或有些许作用, 但是对于窄带滤波器由于调整尺度过于精细(不超过几个微米), 很难取得很好效果. 为了解决这个难题, 我们提出了增加附加调谐块的创新设计. 在正方形谐振器旁引入长方形的调谐结构, 通过调节长方形的长、宽(图 16 中 a 和 b)及其与正方形谐振器的距离(图 16 中 g), 可以很容易地调节滤波器的频率响应, 最终得到理想的仿真曲线.

四阶大功率高温超导滤波器的版图设计确定后, 通过计算机仿真得到超导滤波器各结构单元上的电流分布(图 19). 结果显示, 除面积极小的个别边缘区域电流密度较高外, 微波电流较为均匀地分布在片

图 19 四阶大功率高温超导滤波器的电流分布仿真结果(左侧图例给出不同颜色对应的电流密度值(任意单位))^[23]

Figure 19 The simulated current density distributions of the 4-pole HTS filter [23].

型谐振器广大区域上, 成功地起到了降低电流密度的作用.

完成大功率高温超导滤波器的加工制作后, 对该滤波器进行了功率测试: 从安捷伦 8510C 矢量网络分析仪中发出的信号经过功率放大器进入滤波器, 再经过衰减器返回网络分析仪. 通过改变网络分析仪中的输入信号大小, 获得不同输入功率下滤波器的 S_{21} 响应曲线, 如图 20 所示. 结果表明: 滤波器在输入功率从 23.2 dBm (0.2 W) 升到 40.7 dBm (11.7 W) 时, 其 S_{21} 响应曲线没有丝毫变差. 可见该滤波器的功率承受能力至少达到了 11.7 W.

在完成了四阶双模滤波器的基础上, 我们又成功地研制了八阶双模高温超导滤波器^[24].

尽管超导滤波器本身可以承受较大功率, 但这并不意味着一定具有很好的发射端滤波功能. 由于超导材料本征非线性, 会通过带内有用信号的三阶

交调无中生有,在临近信道产生干扰信号.对应用来说这是判定超导滤波器性能更为重要的属性.因此必须对超导滤波器进行邻频道功率泄漏比(ACLR)的测试.对高温超导滤波器来说这在国际上尚属首次,此前文献中未见类似报道.在大唐移动通信设备公司的实验室中,用下述方法对超导滤波器的邻频道功率泄漏比进行了测试:由信号源产生三组具有一定带宽的信号(图21黄色曲线中的3个峰),经过超导滤波器后,由频谱仪检测出不同频率下信号的强度,形成一条横轴为信号频率(GHz)纵轴为信号强度(dBm)的曲线.由于非线性器件的三阶交调作用,在信道之外形成信号的泄漏(图21三个峰以外的黄色曲线).图21中阴影部分为左右两边的邻近信道.测量结果表明,在输入功率为31.5 dBm时,四个临近信道泄漏信号与主信道(CL1, C0, CU1)信号之差分别为右二信道(CU2)41.6 dB,左二信道(CL2)为43.16 dB,右三信道(CU3)52.45 dB,左三信道(CL3)49.42 dB,达到了TD-SCDMA基站的要求.

随后由大唐移动通信设备公司进行了滤波器调制精度(EVM)的测量.调制精度是对理想波形与实际波形之差的度量,是通信系统的重要系统指标.测量时,由信号源发射信号,经过滤波器后进入信号分析仪,分析仪给出误差值.经现场测试后得到的EVM值只有1.34%,根据TD-SCDMA标准,基站的整体失真EVM值应小于6%,虽然标准未对滤波器的EVM值做具体规定,考虑到滤波器是基站失真的主要来源之一,大唐合作方认定,这应是相当不错的结果,符合标准允许的范围,能够满足实际使用要求.

图20 不同输入功率下四阶滤波器的 S_{21} 响应曲线^[23]

Figure 20 The S_{21} responses of the 4-pole filter with different input powers [23].

图21 高温超导滤波器的ACLR测试曲线

(输入功率: 31.5 dBm)

Figure 21 The ACLR testing curve of the HTS filter. (Input power: 31.5 dBm).

经过测试,大唐移动通信设备公司得出结论:物理所研制的四阶窄带大功率高温超导滤波器能够满足TD-SCDMA标准的各项要求.在此基础上我们研制了国际上第一个高温超导收发子系统(HTS Transceiver)^[25],其设计框图如图22所示.系统中的低噪声放大器、环行器、微波开关等器件与高温超导滤波器同时置入制冷机中降温,使它们均工作于低温条件下,这样可以进一步减少系统的噪声,但同时也增加了制冷机的制冷负担.因此对制冷机系统提出了更高的要求.

在大唐移动通信设备公司的主持下,对高温超导收发子系统进行了TD-SCDMA系统网络测试,并与目前商用的常规收发子系统进行了比较.在测试过程中,我们将高温超导收发子系统(以下简称“超导系统”)和商用常规收发子系统(以下简称“常规系统”)分别接入商用TD-SCDMA移动通信基站,并依据TD-SCDMA标准分别测试了两个系统的灵敏度、通讯阻塞、发射杂散等技术指标并进行了视频通信试验演示.主要结果如下:

(i) 灵敏度测试:在同样的输入电平下接入超导系统后,基站接收机误码率比接入常规系统有很大的改善,在输入信号电平为-111 dBm时,接入超导系统时的误码率比接入常规系统时减小了80%.

(ii) 通讯阻塞测试:使用超导系统可以显著提高

图 22 高温超导收发子系统的设计框图^[25]

Figure 22 The design scheme of the HTS transceiver [25].

基站接收机对于干扰信号的抵御能力. 特别是当干扰信号的频率接近信号频带的时候. 图 23 记录了一个典型的对比测试结果. 图中横轴为时间, 纵轴为误码电平强度. 当干扰信号频率为 2009 MHz(通带外 2 MHz), 强度达到 -30 dBm 时, 超导系统的误码率小于 0.1%, 系统可以正常工作(图 23(a)); 但同样情况下, 常规系统的误码率超过 50%(误码率最大值), 通讯系统完全瘫痪(图 23(b)). 具体数据分析表明, 使用超导系统可以提高基站系统的阻塞抑制能力 10 dB 以上.

(iii) 发射杂散测试: 超导滤波器第一次用于抑制发射机的杂散信号, 显著改善了基站系统电磁兼容水平. 测试结果表明, 对于两个相邻的测试频段, 超导系统对杂散信号的抑制能力大大超过常规系统, 分别比常规系统提高了 11 dB(1994.8–2004 MHz)和 26 dB(2024–2035 MHz).

(iv) 视频通话测试: 分别将超导系统和常规系统接入商业通讯网络, 进行视频通话现场试验. 结果表明, 当加了极强的干扰, 使常规系统无法实现正常视频通话功能时, 使用超导系统仍能维持视频通话的正常进行, 显示了极强的抗干扰能力.

综上所述, 在研制出国际上第一个承受功率超过 11.7 W 的实用高温超导滤波器和国际上第一台实用高温超导微波收发子系统的基础上, 我们完成了

图 23 通讯阻塞测试截屏图

(a) 超导系统(误码率小于 0.1%), 系统正常工作; (b) 常规系统(误码率超过最大值 50%), 系统完全瘫痪, 曲线给出误码电平(Y 轴)随时间(X 轴)变化

Figure 23 The screenshots of the communication congestion test. The curves give the time evolution of the error level. (a) The HTS system was working well with the error rate less than 0.1%. (b) The conventional system is completely malfunctioning, with the error rate larger than the maximum value of 50%.

国际上首次在 TD-SCDMA 移动通信商业网的试验运行, 取得了满意的结果.

还应指出, 尽管商用 TD-SCDMA 移动通信挂网测试结果已经表明高温超导收发子系统能够满足 TD-SCDMA 标准的要求, 并且在接收和发射两方面都能够显著提升通信性能. 但是由于子系统成本, 特别是机械制冷机的价格较高, 目前高温超导技术在商业通信中的规模应用还有相当难度. 相信随着高温超导微波技术的进一步发展, 特别是我国小型机械制冷机规模化生产的实现, 高温超导技术在我国无线通信领域的商业应用指日可待.

4 宽带高温超导滤波器的研制及其在射电天文中的应用

射电天文望远镜的观测窗口周边的电磁环境十分恶劣, 电视、广播、通信产生的大量干扰信号远远

强于来自太空的微弱信号, 因此射电天文望远镜对具有高灵敏度和高抗干扰能力的接收系统有着十分迫切的需求. 早在 20 世纪 90 年代, 荷兰就为解决俄罗斯导航卫星对 Westerbork 射电天文望远镜的严重干扰研制了高温超导带阻滤波器^[26]. 近年来, 英国伯明翰大学在皇家科学基金委员会的专项资助下, 开展了为射电天文接收机研制系列高温超导滤波器的工作^[27]. 图 24 给出了在英国皇家天文台 Jodrell Bank 射电天文观测站使用高温超导滤波器的效果. 可以看出, 使用常规滤波器无法有效滤除天文观测窗口两侧强烈的电视信号(图 24 中黑色虚线). 这一干扰信号的强度甚至超过观测信号近百倍. 使用高温超导滤波器则能够极大地抑制观测通带外的干扰信号(近 4 个数量级), 为天文观测的正常进行提供了可靠的保障(图 24 中黑色实线).

随着我国探月工程的进展, 目前我国口径最大的天线, 国家天文台密云站 50 m 射电望远镜天线已经建成. 国家天文台计划使用 50 m 射电望远镜开展毫秒脉冲星长期观测, 以期在引力波探测, 脉冲星物理和脉冲星时间标准等方面取得突破. 图 25 显示的密云站射电天文望远镜周围的电磁环境频谱可以看出: 即将开展的观测频段非常宽(1.18–1.73 GHz, 图 26 虚线框中的频段), 在此频段附近有着比观测信号强几十亿倍的干扰信号, 并且在观测频带与干扰信号之间的频带只有几十兆赫兹甚至更少. 这就需要—个带边陡度尽可能高, 带外抑制尽可能好的宽带滤波器来解决这个问题. 而高温超导滤波器以其多方面的优势, 就成为了最佳的选择.

图 24 接入高温超导滤波器前后射电天文接收机接收信号对比^[27]

Figure 24 The comparison of the receiver performance using the HTS filter and that using the original non-HTS filter [27].

图 25 密云 50 m 射电天文望远镜周围电磁环境频谱图^[28]
Figure 25 Spectral scan of the radio environment at Miyun 50 m radio telescope^[28].

首先, 高温超导材料具有优异的微波性能, 可以制作出损耗低、带边陡度高、带外抑制好且体积小的滤波器. 其次, 目前制约高温超导微波器件大规模应用的一大障碍是对低温环境的依赖, 这就需要配备专门的制冷设备, 从而使其体积和成本大大增加. 但对于射电天文望远镜而言, 为了提高接收灵敏度和降低系统噪声, 一般其接收机已经使用了机械制冷机, 并在 10–20 K 的低温下工作. 因此使用高温超导微波器件并不需要添加额外的低温设备, 有利于降低高温超导滤波器的使用成本, 正是超导技术发挥优势的极好的用武之地. 可以说, 在射电天文望远镜的接收机中使用高温超导微波器件有百利而无一弊. 同时国家对高温超导滤波器在射电天文方向上的应用也十分重视. 因此研究组得到了国家高技术研究发展计划“用于我国射电天文望远镜的高温超导滤波器的研制”(2007AA03Z215)的支持, 研制应用于国家天文台密云站 50 m 射电天文望远镜的宽带高温超导滤波器^[28].

根据国家天文台密云站对高温超导滤波器提出的技术要求, 该滤波器通带范围为 1.18–1.73 GHz, 相对带宽达到了 37.8%, 并在接近带边的 1.76 GHz 处的抑制达到 45 dB. 这就对超导滤波器的设计和制作带来了四大技术挑战:

第一, 倍频通带的抑制. 超导滤波器通常采用微带结构的半波长谐振器来构成, 因此在中心频率的二倍频附近会产生共振的谐波通带. 对于相对带宽小于 20% 的窄带滤波器, 其二倍频通带与中心频率相距较远, 对基频通带影响不大. 但该项目的滤波器

的相对带宽达到了 37.8%, 二倍频通带距离它的基频通带非常的近, 此时二倍频通带对滤波器基频通带的带外抑制就带来了不利的影响, 必须在设计中想办法削弱甚至消除这一影响.

第二, 谐振器间强耦合的实现. 高温超导滤波器一般采用平面(微带)谐振器技术, 微带谐振器之间的耦合并不是很强, 当时文献中见到的超导滤波器相对带宽最大只能做到 20%–30% 左右, 要达到 35% 及以上的要求, 需要在谐振器的几何结构、耦合方式以及寄生耦合的控制等方面开展创新研究, 提出创新方案.

第三, 具有高带边陡度的宽带滤波器拓扑结构的确定. 该滤波器技术指标要求通带高频端为 1730 MHz, 而在 1760 MHz 的抑制就需要达到 45 dB, 这就是说需要滤波器在 30 MHz 以内衰减超过 45 dB, 而这 30 MHz 的过渡带仅仅相当于通带的 5.5%. 这是一个非常窄的过渡带, 需要对滤波器的拓扑结构进行特殊设计.

第四, 宽带滤波器耦合矩阵的计算. 目前普遍采用的超导滤波器耦合矩阵理论和计算方法都是基于窄带条件下的近似, 当滤波器的相对带宽超过 20% 时, 窄带近似已不再适用, 尤其是滤波器的相对带宽超过 35% 以后, 原有的理论与计算方法得到的耦合矩阵已基本失去指导意义, 必须要寻找新的理论与计算方法.

我们首先需要解决第一个技术难点——倍频通带的抑制, 为此我们设计了双梳型谐振器. 这款双梳型谐振器除了在末端有着插指电容结构外, 其他部分与一般的发夹型谐振器相同. 这款谐振器有着准集总参数谐振器的结构, 谐振器的末端端的插指电容就相当于电容, 而其余的发夹部分, 则相当于与电容并联的电感, 所以我们可利用并联 LC 谐振回路的频率计算定性分析谐振器的频率与插指电容的关系为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (31)$$

我们知道半波长谐振器谐振时, 电荷分布为从一端的正电荷逐渐变化到另一端的负电荷. 我们选取的谐振器, 插指电容正处在其两端, 那么半波长谐振时, 电容的一端为正电荷而另一端为负电荷, 电荷异号(参见图 26(a)), 正好可以使电容发挥功效, 此时谐振器在基频谐振. 但是在二倍频谐振时, 电荷分布从原来的半个周期变成一个周期, 谐振器的一端为正电荷, 中间为负电荷, 另一端为正电荷(参见图

26(b)), 这样的话, 处于两端的插指电荷同号, 插指失去了电容的功效, 也就是(31)式中的 C 变小了, 所以此时相应的谐振频率 f_0 也就变大了. 于是这就起到了将谐振器二倍频向高频推的作用, 从而减弱了二倍频通带对基频通带带外抑制的影响.

接下来我们需要解决第二个技术难点——谐振器间强耦合的实现. 通常平面微带结构的谐振器间的耦合可以简单的使两谐振器靠近而增强, 但受到加工精度的限制, 两谐振器不能无限制的接近, 为此我们就需要引入新的耦合结构. 我们首先在双梳型谐振器的基础上做了一些改进, 将双梳型谐振器的中部弯曲(图 27(a)), 改变成适应多条插指的曲折结构. 这样我们就可以将两个谐振器嵌套起来(图 27(b)), 形成一种全新的嵌套式耦合结构. 这种嵌套结构可以极大的增强谐振器的耦合强度, 同时还能减小耦合结构所占的空间, 使得设计的滤波器结构更加紧凑.

针对第三个技术难点中通带高频段极窄的过渡带的要求, 我们一方面提高滤波器的阶数来增加带边陡度, 一方面采用了准 CT(Cascade Trisection)结构在高频段引入传输零点来实现极窄的过渡带. 滤波器的耦合结构如图 28(a)所示. 为了应对第四个挑战: 宽带滤波器无法采用窄带近似来计算耦合矩阵的问题, 我们发展了一种新的算法——修正反推法. 我们首先利用窄带近似得到一组耦合矩阵, 并在不采用窄带近似的情况下得到计算曲线, 然后通过分析目标曲线与计算曲线之间的误差来校正计算偏差, 得

图 26 双梳型谐振器电荷分布情况

(a) 基频: 两端插指的电荷相反, (b) 二倍频: 两端插指的电荷同号
Figure 26 The charge distributions of the resonator with interdigital capacity at different frequencies: (a) fundamental frequency, the charges of the two ends of the interdigital capacity are opposite; (b) the second harmonic frequency, the charges of the two ends of the interdigital capacity are the same.

图 27 (a) 一种全新谐振器, (b) 其对应的嵌套耦合结构^[28]
Figure 27 (a) A novel resonator and (b) the corresponding inter-leaved coupling structure [28].

图 28 12 阶宽带滤波器(a)耦合结构示意图和(b)拓扑结构版图
Figure 28 (a) Coupling structure and (b) the final layout of the 12-pole wideband filter.

出新的耦合矩阵和计算曲线, 再通过比较目标曲线与新的计算曲线进一步校正计算偏差, 最终通过一次次校正来使计算曲线尽可能的接近目标曲线, 并得到校正后的耦合矩阵. 图 28(b)给出了基于校正后的耦合矩阵并通过仿真优化得到的滤波器拓扑结构版图.

使用在 MgO 衬底上生长的双面 YBCO 超导薄膜, 我们依照上述版图制作了 12 阶宽带高温超导滤

波器. 滤波器的测试结果如表 1 及图 29 中实线所示. 第一个二倍频峰在 2632 MHz 之前并没有出现, 1760 MHz 处的抑制也达到了 58 dB. 整体的测试结果与仿真结果吻合的非常好, 各项结果均达到或者超过指标. 至此, 射电天文用高温超导滤波器已经准备就绪, 下一步工作是待国家天文台密云站将其系统搭建好之后将高温超导滤波器接入系统, 开展天文观测.

针对国家天文台密云站和乌鲁木齐站天文观测的需求, 我们还相继研制了 K-波段和 VHF-波段高温超导滤波器^[29-31], 这些工作也引起了国际同行的高度关注. 这不仅为我国天文观测研究提供了技术支持, 也使我国高温超导滤波器研制技术得到进一步的发展: 相对带宽由 0.2% 拓展到 60%, 工作频段由 150 MHz 延伸到 23 GHz, 并有望形成系列化产品, 为高温超导滤波器的广泛应用提供了坚实的技术基础.

图 29 12 阶宽带滤波器仿真及实测曲线

(a) 在通带附近的频率响应曲线, (b) 在较宽频带范围的频率响应曲线

Figure 29 Simulated and measured responses of the 12-pole filter
(a) near the passband and (b) over a wide frequency range.

表 1 宽带超导滤波器指标要求、仿真及测试结果比较
Table 1 Specifications, simulated results, and measured results of the wideband HTS filter.

	指标	仿真结果	实测结果
中心频率(MHz)	1455	1455.5	1456.3
3 dB 带宽(MHz)	550	549	547.5
最小插入损耗(dB)	≤0.1	≤0.01	≤0.05
通带反射损耗(dB)	≥18	≥25	≥23
带外抑制			
(400 MHz–1000 MHz, 1800 MHz–2600 MHz)(dB)	≥60	≥70	≥65
1760 MHz 处抑制(dB)	≥45	≥60	≥58

5 高温超导滤波器在气象雷达中的应用

气象雷达是众多雷达中的一种,它是一种探测一定范围内大气中风、云、雨、雪和晴空湍流等气象要素的雷达. 气象雷达的探测原理与一般雷达一样,即从雷达天线定向发射出的脉冲无线电波在碰到目标物体时,就有一部分电波散射返回,回波被雷达接收机接收后,目标物便能在屏幕上显示出来. 根据发射波束的指向可以确定目标物的方向,根据接收到回波的时间可以确定目标物的距离,根据多普勒效应从回波频率的变化可以计算目标物的运动速度. 气象雷达种类繁多,根据用途的不同基本可分为测雨雷达,测风雷达和特种气象雷达. 风廓线雷达为测风雷达的一种,主要用于探测大气中从低空至高空的风向和风速.

我国最早投入气象领域的风廓线雷达频率在

930 MHz 左右. 中国气象局北京城市气象研究所当时购置了该型号系列的风廓线雷达,放置在海淀区城乡结合部某公园(图 30 所示). 后来,由于广播、电视等信号的增加,特别是移动通信的急剧发展,风廓线雷达受到电磁信号的干扰越来越严重. 由于雷达的工作带宽较窄(其相对带宽在 0.5% 以下),常规技术很难提供合适的预选滤波器,往往导致雷达接收机前级对邻频干扰信号缺乏足够的抵抗能力. 这就导致雷达观测到的数据非常不理想,严重时甚至导致雷达系统瘫痪,基本没有办法应用于气象业务和科学研究中. 图 31 所示的风廓线谱真实地记录了在电磁干扰日趋严重的情况下,这部风廓线雷达性能逐渐下降、甚至完全瘫痪的典型状况.

图 30 位于北京市海淀区某公园的风廓线雷达
Figure 30 A wind profiler radar in Haidian district, Beijing.

图 31 北京海淀区某公园上空的风廓线谱
(a) 2004-08-04 清晨; (b) 2004-08-02 夜晚¹⁾

Figure 31 The wind profile of a park in Haidian district measured (a) in the morning on Aug. 4th and (b) in the evening on Aug. 2nd, 2004.

1) 2009 年北京城市气象研究所出具

图 31(a)给出的是一个典型的风廓线谱, 记录了 2004 年 8 月 4 日清晨北京市海淀区某公园上空的风向和风速随时间的变化情况, 其中横轴为时间(从早上 05:42 开始, 每 6 min 给出一次连续实时测量后的平均值), 纵轴为测量点上空高度(单位: m), 箭头形图标表示对应时间测量得到的相应高度的风向与风速, 其中箭头指示方向表示风向(按照上北, 下南, 左西, 右东的规定), 箭羽颜色和根数表示风力. 从图 31(a)可以看出: 早上 05:42 开始测量时, 电磁环境较好, 气象雷达能够给出比较稳定的测试数据. 但是从 06:30 左右开始, 随着周围居民起床后社会活动增加(主要是手机信号增强), 电磁环境逐渐变差, 雷达的探测高度开始降低. 07:00 以后, 随着大量干扰信号的出现, 雷达的有效探测高度显著降低(由近 3000 m 降到 1600–1800 m 左右). 而到了晚上(图 31(b), 2004 年 8 月 2 日 20:00–22:00), 情况变得非常严重, 出现了大量异常数据, 有效探测高度仅达 1000 m. 到 2005 年, 由于外界电磁信号的干扰日趋严重, 这部雷达经常无法正常工作, 几近瘫痪. 尽管大量情况可能介于两者之间, 但是问题的严重性在于, 由于干扰的存在可能造成虚假信号(或异常信号), 有时难于判定观察到的现象是源于天气变化还是来自电磁干扰, 很可能导致误判、误报, 甚至带来严重后果. 在这种情况下, 雷达获取的数据的可靠性和可用性已经大打折扣.

针对这种情况, 我们提出: 制作极窄带高温超导滤波器作为预选滤波器, 并与低噪声放大器一同放置于制冷机内组成超导微波子系统, 以替代雷达系统中的前端低噪声放大器^[32]. 这一方案首先利用高温超导材料可以实现高性能的极窄带滤波器的优势, 大幅度提高了雷达的抗干扰能力. 同时, 利用高温超导滤波器自身损耗极低, 而低温的工作环境使低噪声放大器的噪声降低, 也可以使雷达系统的灵敏度得到一定程度提高.

这一方案得到了气象雷达研制单位航天科工集团二院 23 所和该气象雷达使用单位中国气象局北京城市气象研究所的全力支持. 2005 年我们研制的高温超导气象雷达接收机前端子系统原理性样机在航天科工集团二院 23 所雷达试验场进行了对比测试^[12,32,33]. 图 32 给出了测试使用的常规气象雷达和高温超导子系统结构框图. 对于常规雷达而言, 信号

由图中第一排右端的发射系统产生, 通过放大, 经环形器由天线送入空间. 雷达的回波由天线接收, 再经环形器转入第二排的收发开关, 送入接收系统. 图 32 中第三排虚线框内给出的是由高温超导滤波器和低噪声放大器以及机械制冷机(图 32 中未画出)组成的高温超导接收前端子系统. 对比试验时, 先对常规雷达进行测试, 然后用高温超导子系统取代常规雷达的低噪声放大器, 即将图 32 中 B 、 C 两点断开, 分别接入 B' 、 C' 点, 再在同样条件下进行测试. 对比测试包括三项内容: 1、灵敏度对比; 2、抗干扰能力对比; 3、实际测风数据对比. 结果表明: 采用高温超导子系统, 雷达整机灵敏度提高了 3.8 dB, 即 2.4 倍左右; 抗带外干扰能力提高了 48.4 dB, 即 7 万倍左右. 实际测风对比试验结果表明, 由于邻频电磁波的干扰, 使用常规器件的风廓线雷达系统探测高度(距离)大幅度降低, 复现了海淀区某公园气象雷达有效探测高度显著降低的现象; 采用高温超导子系统后, 即使在更强的干扰下, 仍能保证风廓线雷达正常工作, 表现出极为优异的抗干扰能力²⁾.

2006 年, 研究组与航天科工集团二院 23 所(原气象雷达研制单位)、中国气象局北京城市气象研究所(气象雷达使用单位)三个单位合作, 共同承担了国家高技术研究发展计划(编号: 2006AA03Z215), 应用高温超导技术对上述海淀区某公园的气象雷达进行了改造, 将我们研制的高温超导接收前端子系统取代原气象雷达的常规接收前端, 组装成高温超导气象

图 32 常规风廓线雷达和高温超导子系统结构框图^[32]

Figure 32 The structure diagram of the conventional wind profile radar and HTS sub-system^[32].

2) 2005 年航天科工集团二院 23 所测试报告

雷达, 并进行了分别使用常规接收前端和超导接收前端情况下的实际气象观测对比实验.

由于气象雷达接收的是大气中极端微弱的回波信号, 与实时天气状况密切相关. 为了实现在同一时间、同样接收天线、同样信号处理系统情况下对常规接收前端和超导接收前端的比较, 我们利用两个电压控制的高速开关设计了一组专用快速切换装置, 使得同一部雷达可以在常规接收前端和超导接收前端两个通道交替工作. 实验时通过预先设置的软件控制开关, 选择常规通道探测一组风廓线后, 立即切换至超导接收通道, 探测另一组风廓线(时间相差 3 min 左右), 如此交替运行. 尽可能在相同的天气条件下进行对比测试, 以确保实验数据的可靠性.

实际气象观测对比实验积累了大量数据, 图 33 给出了其中一组对比实验结果. 可以看出, 在某些特定的气象条件下, 由于干扰信号的存在, 常规雷达只能在回波信号较强的 1500 m 以下给出较为可靠的测试数据, 在 2000–3000 m 高空范围虽然也间或得到了一些测试数据, 但绝大多数为异常或虚假信号. 而同时交替切换工作的高温超导气象雷达, 不仅可以实现更高的探测高度(2700–3500 m 左右), 而且可以提供较为完整一致的测试数据, 从而有利于排除虚假信号. 特别是在气象条件较为恶劣时, 常规气象雷达几乎无法正常工作(参见图 33 中 11:18 以后的数据), 使用高温超导气象雷达仍然可以得到稳定可靠的风廓线谱. 以上对比实验结果充分表明, 高温超导气象雷达具有较高的探测灵敏度和很强的抗干扰能力, 能够较好地排除由于电磁干扰带来的各类虚假信号, 可以实现对于高空风基本完整的观测, 从而得到连续的时间序列的高空风向、风速资料.

此后, 高温超导气象雷达又进行了较长时间的连续观测. 从得到的数据看出, 高温超导气象雷达观测资料的时间连续性比较稳定, 能够满足气象业务的需求, 同时也基本上没有异常信号的出现. 高温超导气象雷达和同期的其他频率的风廓线雷达形成了有机的配合, 可以提供高空间密度的高空风的观测. 中国气象局北京城市气象研究所出具的用户报告给出了如下的结论: “高温超导气象雷达(风廓线雷达)具有较高的探测灵敏度和极强的抗干扰能力, 能够极大的改善观测资料的空间和时间连续性, 从而满

图 33 2009-09-30 日上午对比测试的风廓线图

其中(a)为使用常规接收前端得到的结果; (b)为使用超导接收前端得到的结果¹⁾

Figure 33 The comparison of wind profile results measured in the morning on Sep. 30th, 2009: using (a) conventional frontend receiver and (b) HTS frontend receiver¹⁾.

足气象业务的需求, 有很好的应用效果”¹⁾。

6 全部国产化高温超导子系统及其在空间技术中的应用

高温超导体一出现, 立即引起全世界空间技术部门的关注, 成为高温超导微波应用的第一个突破口. 1988 年(发现液氮温区高温超导体 $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ 的第二年), 美国海军实验室牵头提出高温超导空间实验计划(HTSSE), 向全球招标. 该计划分为简单超导器件(HTSSE-1), 复杂超导器件和子系统(HTSSE-2)以及完整的实用系统(HTSSE-3)等三个研究阶段, 从 1991 年正式实施^[34–38]. 经过近十年的不懈努力, 装有 8 个高温超导器件或子系统的卫星于 1999 年 2 月 23 日发射成功. 2000 年美国海军实验室著文发表了主要实验结果, 并得出如下结论: 高温超导器件性能稳定, 在地面存放 7 年并经过 18 个月的空间试验后,

1) 2009 年北京城市气象研究所出具

未见任何性能退化迹象;高温超导器件和子系统完全可以经受火箭发射和空间飞行的考验,表现了极高的可靠性;与半导体器件相比,高温超导材料和器件抗辐照能力要高出几个数量级;高温超导器件完全可以和机械制冷机在系统水平上进行集成,作为有效载荷在卫星上完成通信和遥测任务^[38]。第三阶段(HTSSE-3)完整的高温超导应用系统在美国海军卫星上的试验进行情况和结果未见公开报道。

进入 21 世纪后,美国宇航局(NASA)将以高温超导滤波器为核心器件的“低温接收机前端(Cryogenic Receiver Terminal)”列为 21 世纪空间战略支撑技术之一。该前端由三项核心技术构成(高温超导滤波器, InP 低噪声放大器芯片,可靠的机械制冷机),在 NASA 应用射频技术中占有突出位置,表明了美国在空间系统中大力推进高温超导技术的坚定决心和具体部署。例如,高温超导技术已经用于美国正在建设中的天地间极高速率空间数据传输系统(简称为 D3 系统,即 Direct Data Distribution System,包括同步卫星(GEO)、低轨卫星(LEO)的星-星链接,以及卫星与地面的星-地链接),并可用于地面与空间,空间与空间的数据传输。试验结果表明在卫星和地面微波接收机中,使用高温超导滤波器子系统,将使系统噪声降低 6 dB(即 4 倍),等同于降低发射功率或减小天线尺寸高达 75%。

不仅美国、德国^[39]、法国^[40]、加拿大^[41]等发达国家都在积极开展空间用高温超导滤波器的研究,准备用于卫星或空间站。包括印度^[42]在内的一些发展中国家也从 21 世纪初开始进行卫星飞行试验用高温超导滤波器的研制。

在国家的支持下研究组从 21 世纪初开始进行高温超导卫星接收前端的研究。根据航天部门提出的指标,我们完成了高温超导带通与带阻集成滤波器组的设计,并于 2005 年分别使用南开大学和中国科学院物理研究所研制的直径 2 in(1 in=2.54 cm)的铌系超导薄膜成功制作了上述集成滤波器组。这是我国首次使用国产超导薄膜研制成功高性能实用器件。该滤波器组顺利通过了中国航天科技集团空间技术研究院西安分院组织的验收测试。测试中将该超导滤波器子系统与某型号卫星微波接收机初样的相应常规滤波器子系统进行了对比试验,结果表明超导滤波器子系统的总噪声系数较卫星原有的常规滤波器系统的噪声系数有较大幅度的降低。高温超导滤

波器系统的噪声温度仅为卫星原有的常规金属滤波器系统的 27%,表明采用高温超导技术可以明显减小接收系统的噪声,显著提高相应系统的性能。这一事实对卫星通信系统有着重要的意义。因为噪声系数的降低意味着系统信噪比的提高。对星上来讲,可以提高有效功率资源的利用:对地面来讲,能减小地面设备的发射功率,从而减轻设备的体积和重量,这对卫星通信设备有着重要的应用价值和意义。在此基础上,空间技术研究院西安分院又对研究组送检的多个高温超导滤波器按照航天标准进行了严格的航天飞行力学环境模拟试验,结果表明我们研制的高温超导滤波器能够经受航天飞行件力学试验的考验,证明我国自主研制的高温超导材料、器件设计、加工和装配工艺均达到了航天飞行件力学性能的要求^[43]。

基于以上工作,经国家有关部门批准,我们承担了用于我国某试验卫星的超导滤波器研制项目。这是我国第一个高温超导技术空间应用项目。根据总体部门提出的具体要求,我们设计并制作了一款带有两对传输零点的十阶准椭圆函数高温超导滤波器。

为了更好地完成我国超导技术的第一次航天试验,我们在研制成功第一个全部国产化的高温超导滤波器的基础上,提出要使用国产机械制冷机,率先实现超导微波子系统的全部国产化。

当时,国内航天用机械制冷机研制工作刚刚起步,国内所有超导微波子系统(即使全部属于地面应用)均使用进口机械制冷机。一般都将器件直接放在制冷机冷指顶端,在获取冷量的同时得到机械支撑(参见图 2)。与地面应用相比,由于受各方面因素的制约,航天用制冷机功率较小,冷头机械强度很低,很难直接承受超导器件的重量,同时其工作的力学环境更为恶劣,可靠性要求极为苛刻。因此,航天用小功率制冷机面临的制冷压力大、支撑强度低,已成器件与制冷机集成的核心矛盾。为了解决这一对矛盾,我们提出了将冷头的传热和支撑功能分开的学术思想,发展了“柔性连接制冷、刚性支撑绝热”的创新技术^[44]。所谓“柔性连接制冷”,是将高温超导滤波器和低噪声放大器与极端脆弱的冷指物理上分离,器件和冷指之间通过低热阻柔性导热紫铜软带连接。这样既可以避免器件振动和冲击力矩对冷指的破坏作用,同时又能够保证冷指对器件的制冷效率不受影响。所谓“刚性支撑绝热”,就是一方面使用高强度支撑结构,确保质量较大的器件在恶劣的力学环境中不受破

坏, 同时也不会把微小的应力传递到冷指; 另一方面, 支撑材料又必须具有极好的绝热性能, 不会因为自身的漏热增加已经十分吃力的制冷机的负担.

在昆明物理研究所的支持下, 我们使用他们在国内率先实现批量生产的 SCI05R-A-B 型斯特林制冷机(77 K 制冷量大于 0.5 W, 连续工作时间大于 5×10^3 h, 重量小于 500 g), 开展了攻关研究, 成功研制了第一代国产化高温超导微波前端子系统样机(图 34(a)), 为我们将“柔性连接制冷、刚性支撑绝热”的学术思想转化为创新技术积累了经验. 在此基础上, 我们与航天科技集团 510 研究所合作, 利用他们研制的航天用小型斯特林制冷机(77 K 制冷量约 1.6 W, 连续工作时间大于 5×10^4 h, 重量约 5 kg), 成功地研制了长寿命, 高可靠的第二代国产化高温超导微波前端子系统样机(图 34(b)). 这一样机为我们研制试验卫星用超导滤波器奠定了可靠的基础. 2010 年, 我们与中科力函(深圳)热声技术有限公司合作, 利用他们研制的具有我国自主知识产权的热声制冷机(77 K 制冷量约 10 W, 连续工作时间大于 5×10^4 h, 重量小于 10 kg), 研制了第三代国产化高温超导微波前端子系统样机(图 34(c)). 由于功率足够大, 一个制冷机内可以安装多个通讯信道, 在提高制冷机使用效率的同时, 极大地降低了高温超导子系统的成本. 同时通过设计革新, 实现了将制冷机、真空室、控制器、电源等全部部件集成在一个标准 4U 机箱内, 在高温超导滤波器子系统产业化道路上迈出了最为关键的一步. 表 2 给出了三代国产化高温超导前端样机的主要指标.

在第二代国产化样机的基础上, 我们完成了应用于某试验卫星的超导滤波器的关键技术攻关和原理性样件、样机(模样)的研制任务. 这些样件、样机都通过了航天飞行所必需的各种空间环境模拟试验的检验, 包括力学环境模拟试验、空间辐照试验、电磁兼容、高低温及真空环境试验等. 例如在航天飞行力学环境模拟试验中, 超导滤波器和前端子系统都要分别进行加速度试验、冲击试验和振动试验. 图 35(a)给出了接受试验的四个高温超导滤波器样件的照片, 图 35(b)和(c)为加速度试验、冲击和振动试验的照片. 多次试验结果证明高温超导滤波器产品能够经受航天飞行力学环境模拟试验的考验.

我国某试验卫星的超导滤波器研制项目经过初样产品和正样产品等研制阶段, 最终产品圆满通过了航天主管部门的验收, 现已交付卫星总体部门, 并

表 2 研究组研制的三代国产化高温超导前端主要指标

Table 2 Specifications of the three generations of homemade HTS frontends developed by our group

典型参数	第一代样机	第二代样机	第三代样机
外部尺寸(mm)	$\Phi 120 \times 175$ 相当半个两升 可乐瓶体积	$360 \times 320 \times 120$ 相当 5 个笔记本 电脑体积	$485 \times 182 \times 540$ 标准 4U 机箱
总体质量(kg)	3–5	8–10	20–30
输入功率 (W)	28	60	300
制冷功率 (W)	0.5 (77 K)	1.6 (77 K)	10 (77 K)

图 34 第一代(a)、第二代(b)和第三代(c)国产化高温超导微波前端子系统样机

Figure 34 (a) The first, (b) the second, and (c) the third generations of the homemade HTS microwave frontend sub-systems.

图 35 高温超导滤波器的空间力学环境模拟试验照片和测量曲线

(a) 装在样品架上的 4 个高温超导滤波器样件; (b) 加速度试验; (c) 振动和冲击试验

Figure 35 Photos of the space qualification mechanical tests of HTS filters: (a) four HTS filters on the sample holder, (b) centrifuge tests, and (c) vibration and shock tests.

将择机随卫星发射. 这将是我国高温超导微波器件第一次航天飞行试验, 也将是继美国之后全球第二次高温超导滤波器的卫星验证试验.

我国高温超导滤波器在空间技术的应用正处于由试验验证到应用推广的关键时期. 目前, 具有实际微波信号接收处理功能的完整的高性能实用高温超导接收系统正在物理所和相关单位研制之中, 已经进入初样产品研制阶段, 将用于后续航天科学应用项目. 可以期待, 这些系统将会在卫星、空间实验室或空间

站等航天飞行器中为空间科学研究发挥重要作用,也将使我国在超导技术的航天应用领域跻身国际前列。

致谢 中国科学院物理研究所的高温超导滤波器及前端子系统的应用研究得到了中华人民共和国科学技术部、中华人民共和国工业和信息化部、国家自然科学基金委员会、中国科学院、北京市科学技术委员会等相关部门的资助,得到中国航天科技集团公司、中国航天科工集团公司、中国电子科技集团公司、中国气象局、国家天文台所属研究部门以及北京大唐移动通信设备有限公司、中科力函(深圳)热声技术有限公司天津海泰超导电子有限公司、北京华戎天创超导科技发展有限公司等企业的支持和帮助,特此表示诚挚的感谢。

参考文献

- 1 Onnes H K. Further experiments with liquid helium. C. On the change of electric resistance of pure metals at very low temperatures, etc. IV. The resistance of pure mercury at helium temperatures. *Comm Phys Lab Univ Leiden*, No. 120b, 1911; Onnes H K. Further experiments with liquid helium. D. On the change of electric resistance of pure metals at very low temperatures, etc. V. The disappearance of the resistance of mercury. *Comm Phys Lab Univ Leiden*, No. 122b, 1911; Onnes H K. Further experiments with liquid helium. G. On the electrical resistance of pure metals, etc. VI. On the sudden change in the rate at which the resistance of mercury disappears. *Comm Phys Lab Univ Leiden*, No. 124c, 1911
- 2 Zhao Z X, Chen L Q, Yang Q S, et al. Superconductivity above liquid-nitrogen temperature in Ba-Y-Cu oxides. *Chin Sci Bull*, 1987, 32(10): 661-664 [赵忠贤, 陈立泉, 杨乾声, 等. Ba-Y-Cu 氧化物液氮温区的超导电性. *科学通报*, 1987, 32(6): 412-414]
- 3 Wu M K, Ashburn J R, Torng C J, et al. Superconductivity at 93 K in a new mixed-phase Y-Ba-Cu-O compound system at ambient pressure. *Phys Rev Lett*, 1987, 58: 908-910
- 4 Zhang X Q, Meng Q D, Li F, et al. A 24-pole high T_c superconducting filter for mobile communication applications. *Supercond Sci Technol*, 2006, 16: S394-S397
- 5 Pozar D M. 微波工程. 张肇仪, 周乐柱, 吴德明, 等译. 第三版. 北京: 电子工业出版社, 2006. 318-319
- 6 Hong J S, Lancaster M J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: John Wiley, 2001. 9, 29-30, 73, 235-244
- 7 Amari S. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2000, 48(9): 1559-1564
- 8 Cameron R J, Harish A R, Radcliffe C J. Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2002, 50(12): 2862-2872
- 9 Li S Z, Huang J D, Meng Q D, et al. A 12-pole narrowband highly selective high-temperature superconducting filter for the application in the third-generation wireless communications. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2007, 55(4): 754-759
- 10 Li F, Zhang X Q, Li C G, et al. A new coupling matrix extracting method from the frequency response. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2007, 55(4): 760-767
- 11 Willemsen B A. HTS filter subsystems for wireless telecommunications. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2001, 11(1): 60-67
- 12 Li C G, Zhang Q, Meng Q D, et al. A high-performance ultra-narrow bandpass HTS filter and its application in a wind-profiler radar system. *Supercond Sci Technol*, 2006, 19: S398-S402
- 13 Li H, He Y S, He A S, et al. A demonstration HTS base station sub-system for mobile communications. *Supercond Sci Technol*, 2002, 15: 276-279
- 14 Hsu H T, Yao H W, Zaki K A, et al. Synthesis of coupled-resonators group-delay equalizers. *IEEE Trans Microw Theor Tech*, 2002, 50(8): 1960-1968
- 15 Sun L, Li C G, Zhang X Q, et al. An HTS microstrip equalizer for improving the group delay of an HTS filter for third-generation communications. *Supercond Sci Technol*, 2008, 21(3): 035003
- 16 Hong J S, McErlean E P, Karyamapudi B. High-order superconducting filter with group delay equalization. *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S Int Dig*, 2005: 1467-1470
- 17 Li F, Zhang X Q, Meng Q D, et al. Superconducting filter with a linear phase for third-generation mobile communications. *Supercond Sci Technol*, 2007, 20(7): 611-615; Yu T, Li C, Li F, et al. A novel quasi-elliptic HTS filter with group-delay equalization using compact quasi-lumped element resonators in VHF band. *IEEE Trans Appl Supercond*, 2009, 19(2): 69-75
- 18 Gao L, Sun L, Li F, et al. 8-GHz narrowband high-temperature superconducting filter with high selectivity and flat group delay. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2009, 57(7): 1767-1773
- 19 Vendik I B, Kondratiev V V, Kholodniak D V, et al. High-temperature superconductor filters: Modeling and experimental investigations.

- IEEE Trans Appl Supercond, 1999, 9(2): 3577–3580
- 20 Shen Z Y, Wilker C, Pang P, et al. Power handling capability improvement of high-temperature superconducting microwave circuits. IEEE Trans Appl Supercond, 1997, 7(2): 2446–2453
- 21 Bertin G, Piovano B, Accatino L, et al. A novel rounded-patch dual-mode HTS microstrip filter. IEEE MTT-S Int Dig, 2004: 1113–1116
- 22 Cassinese A, Barra M, Ciccognani W, et al. Miniaturized superconducting filter realized by using dual-mode and stepped resonators. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2004, 52(1): 97–103
- 23 Wang Y H, Zhang X Q, He X F, et al. A narrow band dual mode HTS patch filter with high power capability. IEEE Microw Wirel Compon Lett, 2009, 19(7): 449–451
- 24 He X F, Zhang X Q, Wang Y H, et al. An ultra-narrow band eight-pole dual-mode HTS patch filter. Physica C, 2009, 469(21): 1925–1929
- 25 Zhang X Q, He X F, Wang Y H, et al. Development of a HTS transceiver sub-system for 3G mobile communication TD-SCDMA base station. Supercond Sci Technol, 2010, 23: 025007
- 26 Wallage S, Tauritz J L, Tan G H, et al. High T_c superconducting CPW bandstop filters for radio astronomy front ends. IEEE Trans Appl Supercond, 1997, 7(2): 3489–3491
- 27 Zhou J F, Lancaster M J, Huang F, et al. HTS narrow band filters at UHF band for radio astronomy applications. IEEE Trans Appl Supercond, 2005, 15(2): 1004–1007
- 28 Yu T, Li C G, Li F, et al. A wideband superconducting filter using strong coupling resonators for radio astronomy observatory. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2009, 57(7): 1783–1789
- 29 Gao L, Guo J, Wang Y H, et al. A 23 GHz high-temperature superconducting microstrip filter for radio astronomy. Chin Sci Bull, 2009, 54(19): 3485–3488
- 30 Guo J, Sun L, Zhou S Y, et al. A 12-pole K-band wideband high-temperature superconducting microstrip filter. IEEE Trans Appl Supercond, 2012, 22(2): 1500106
- 31 Li C, Sun L, Wang J, et al. A VHF band HTS filter based on modified single-spiral resonators for radio astronomy application. Sci China-Phys Mech Astron, 2012, in press
- 32 Zhang Q, Li C G, Wang Y F, et al. A HTS bandpass filter for a meteorological radar system and its field tests. IEEE Trans Appl Supercond, 2007, 17(2): 922–925
- 33 Kouemou G. Radar Technology. Viena: IN-Tech Publishing Limited, 2009. 385–410 (He Y S, Li C G. Chapter 19: Superconducting Receiver front-end and Its application in Meteorological Radar)
- 34 Ritter J C, Nisenoff M, Price G E, et al. High temperature superconductivity space experiment (HTSSE). IEEE Trans on Magn, 1991, 27(2): 2533–2536
- 35 Nisenoff M. The high-temperature superconductivity space experiment (HTSSE): Present status and future challenges. Supercond Sci Technol, 1996, 9(4): 174–177
- 36 Kawecki T G, Golba G A, Price G E, et al. The high temperature superconductivity space experiment (HTSSE-II) design. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1996, 44(7): 1198–1212
- 37 Mitschang G W. Space applications and implications of high temperature superconductivity. IEEE Trans Appl Supercond, 1995, 5(2): 69–73
- 38 Nisenoff M, Meyers W J. On-orbit status of the high temperature superconductivity space experiment. IEEE Trans Appl Supercond, 2001, 11(1): 799–805
- 39 Klauda M, Kasser T, Mayer B, et al. Superconductors and cryogenics for future communication systems. IEEE Trans Microw Theor Tech, 2000, 48(7): 1227–1239
- 40 Seaux J F, Lascaux C, Madrangeas V, et al. Interest of the superconductivity at 30 GHz: Application to the HTS preselect receive filters for satellite communications. IEEE MTT-S Int Dig, 2004, 2: 1121–1124
- 41 Mansour R R, Ye S, Jolley B, et al. A 60-channel superconductive input multiplexer integrated with pulse-tube cryocoolers. IEEE Trans Microw Theor Tech, 2000, 48(7): 1171–1180
- 42 Shivhare J P, Vaidya P P, Srinivasulu S, et al. High-temperature superconducting microwave filters for communication payloads of satellites. Supercond Sci Technol, 2002, 15(6): 983–985
- 43 Huang J D, Sun L, Li S Z, et al. Space qualification mechanical tests of HTS filters for satellite application. Chin Sci Bull. 2007, 52(13): 1771–1775
- 44 Bian Y B, Guo J, Gao C Z, et al. A miniaturized HTS microwave receiver front-end subsystem for radar and communication applications. Physica C, 2010, 470(15-16): 617–621

The applications of HTS filters: exploration and practice

SUN Liang, LI Hong, ZHANG XueQiang, LI ChunGuang, ZHANG Qiang, WANG Jia,
BIAN YongBo & HE YuSheng^{*}

*Institute of Physics, Chinese Academy of Sciences, and Beijing National Laboratory for Condensed Matter Physics, Beijing 100190,
China*

Since the discovery of superconductivity in 1911, new materials have been discovered, new mechanisms revealed, and new theories developed. At the same time, remarkable achievements have been made in the applications of superconductor. Among all the applications, microwave filters and microwave receiver frontend sub-systems, which benefit from the small surface resistance of the superconductor materials, have attracted intensive interests all over the world, and great progress has been made in their applications. Our group has been devoting to the related research and made great results in this area for a long time. In this review, we will introduce a new design method for high temperature superconductor (HTS) filters, and discuss the applications of HTS filters and sub-systems in mobile communications, meteorological radars, radio astronomy, satellite application and other areas, along with the researches performed by our group in recent years.

high-temperature superconductor, filter, mobile communication, radio astronomy, meteorological radar, satellite application

PACS: 85.25.Am, 74.78.Bz, 84.40.Dc, 84.30.Vn

doi: 10.1360/132012-369