

# 基于单端口群时延优化的高温超导 滤波器和四工器设计

葛德永, 张旭, 何明, 赵新杰, 胡磊, 季鲁, 阎少林

(南开大学电子系, 天津 300071)

**摘要:** 本文介绍了以单端口群时延作为目标的空间映射优化法,并用该方法设计了一个 8 阶滤波器和一个高温超导四工器. 该阶滤波器中心频率为 3000MHz, 带宽为 40MHz. 而四工器的四个工作频段分别为 3640MHz~3740MHz、3780MHz~3820MHz、3880MHz~3930MHz、3970MHz~4030MHz. 仿真结果表明用此方法设计得到的滤波器和四工器在通带内回波损耗均可达到 -22dB 以下, 纹波系数小于 0.1dB, 且四工器各通道间隔离度大于 40dB. 另外, 仿真结果和理论计算得到的 S 参数曲线基本一致. 上述结果验证了基于单端口群时延的空间映射法是一种高效准确的微波电路仿真设计方法.

**关键词:** 单端口群时延; 空间映射法; 滤波器; 四工器

**中图分类号:** TN713      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2013) 11-2216-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.11.016

## The Design of High Temperature Superconducting Filter and Quadruplexer Using the Group Delay of the Reflection Coefficient Based Optimization Method

GE De-yong, ZHANG Xu, HE Ming, ZHAO Xin-jie, HU Lei, JI Lu, YAN Shao-lin

(Department of Electronics, Nankai University, Tianjin 300071, China)

**Abstract:** A space mapping optimization method based on the group delay of the reflection coefficient is introduced. A high temperature superconducting (HTS) 8-pole filter and a quadruplexer are designed using the proposed method. The resultant filter has a center frequency of 3000MHz and a band width of 40 MHz. And the four channels of the quadruplexer are 3640MHz~3740MHz, 3780MHz~3820MHz, 3880MHz~3930MHz and 3970MHz~4030MHz, respectively. The simulation results of the filter and the quadruplexer show that the return loss is higher than 22dB in the passband and the ripple coefficient is less than 0.1 dB. In addition, the isolation of the four channels of the quadruplexer is more than 40dB. It is shown that the simulation results is consistent with the theoretical results, which verifies that the group delay of the reflection coefficient based on space mapping method is an efficient and accurate approach to design HTS filters and multiplexers.

**Key words:** reflection coefficient; space mapping method; filter; quadruplexer

### 1 引言

高温超导滤波器和多工器是卫星通信、雷达等系统的重组成部分<sup>[1]</sup>, 近年来成为了微波研究者研究的重点, 设计者多采用一种半波长开环谐振器将各个通道滤波器合并起来, 形成多工器网络<sup>[2]</sup>, 因此多工器设计的第一步需要先设计滤波器. 耦合微带滤波器的设计方法一直以来都是国内外学者研究的重点, 为了得到指标优良且无需反复调节的滤波器, 很多研究小组致力于新型高效的滤波器设计仿真方法<sup>[3,4]</sup>. 传统的方法是通过计

算耦合矩阵<sup>[5]</sup>, 得到整体的滤波器形态, 然后在得到的仿真结果基础上反复调试得到最终的结果, 这是一个很耗时的过程, 并且有很大的不确定性<sup>[6]</sup>. J bandler 等人提出空间映射法仿真微带滤波器<sup>[7]</sup>, 他们利用同一系统的粗糙模型和精确模型之间的参量映射函数, 对系统的 S 参数进行整体优化, 进而确定内部参量数值. 这种方法从理论上确实可以提高滤波器设计效率, 然而仿真得到的结果通常是具有多个零点的曲线. 如图 1 所示, S11 零点位置的幅度值是一个绝对值很大的数, 而优化的目标函数是取两个模型 S11 之间差值的模, 这样常常会

导致优化过程不是一个收敛的过程.因此我们需要找到一种合适的目标函数进行优化.而单端口群时延  $gd$  (S11)能反映出滤波器的所有信息<sup>[8]</sup>,与滤波器内部参量具有很好的映射关系,同时其曲线零点较少,这样可以保证优化过程是收敛的.

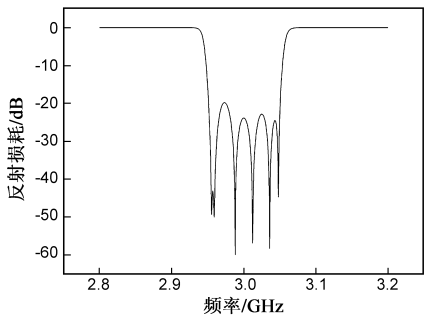


图1 6阶滤波器的仿真结果图

根据上述分析,论文中提出了基于单端口群时延的空间映射法.为了验证该方法的正确和有效性,我们设计了一个滤波器和一个多工器,论文中给出仿真结果和理论结果的对比,两者基本一致,证明了用该方法设计滤波器和多工器是有效的.

## 2 基于单端口群时延空间映射法

之前曾经有人提出了单端口反射群时延法设计切比雪夫滤波器<sup>[9,10]</sup>,但在仿真过程中,需要对多个谐振器进行反复调节才能得到最优结果,仿真的时间依然很长.后来通过研究发现,滤波器各个谐振器的长度和其谐振频率存在一一对应的关系,谐振器之间的间距和耦合矩阵中的耦合系数也是一一对应的.因此我们建立理论模型(或叫精确模型)用来和电磁仿真软件中设计的滤波器模型(或叫粗糙模型)对应起来,同时使用单端口群时延曲线作为优化目标函数.其基本原理如图2所示.

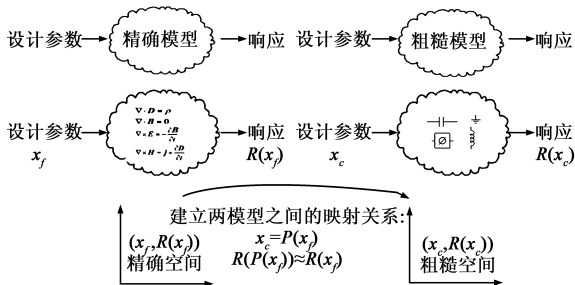


图2 空间映射法原理图

图中,  $x_f$  表示电磁仿真软件中精确模型的各变量物理尺寸,即:  $x_f = [l_1, l_2, l_3, l_4, l_5, s_{12}, s_{23}, s_{34}, s_{45}]$ .  $x_c$  表示与  $x_f$  对应的粗糙模型中各变量的值,  $x_c = [R_1, f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, m_{12}, m_{23}, m_{34}, m_{45}]$ . 例如,  $x_f(l_1)$  与  $x_c(f_1)$  的

对应关系如图3所示.

根据图1和图2的空间映射关系,我们的方法具体步骤如下:

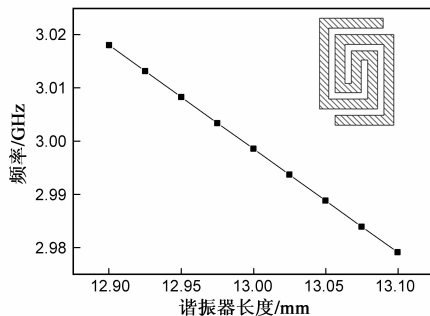


图3 粗糙模型(谐振器长度)和精确模型(频率)对应关系

(1)定义粗糙模型参量抽取值与最优值的误差向量  $f^{(j)} = x_c^{(j)} - x_c^*$ ,取  $\epsilon$  为参考值,如果  $\|f^{(j)}\| \leq \epsilon$ ,算法停止,否则进入步骤2.

(2)由于映射关系建立在粗糙模型参量误差和精确模型参量增量之间,定义精确模型参量增量  $h^{(j)}$ ,定义映射关系的雅克比矩阵  $B^{(j)} h^{(j)} = -f^{(j)}$ ,由此式可以计算出  $h^{(j)}$ .当  $j = 1$  时,  $B^{(1)}$  为单位矩阵,当  $j > 1$  时  $B^{(j)}$  选择类 Broyden 更新.

(3)根据  $x_f^{(j+1)} = x_f^{(j)} + h^{(j)}$  更新精确模型设计参量,然后将  $x_f^{(j+1)}$  代入精确模型进行仿真,得到单端口群时延仿真曲线.

(4)将步骤3中的仿真曲线导入粗糙模型,进行参量  $x_c$  的抽取,回到步骤1.

对于超导多工器等复杂平面微带电路结构,我们研究还发现精确模型和粗糙模型的数值不在同一数量级上.因此,对于不同数量级的参数映射我们用两个模型的偏导数表示,即:

$$B = \text{diag}\{\partial x_{a_i} / \partial x_{f_i}\}, i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

所得到的雅克比矩阵  $B$  每迭代一次会发生一次变化,利用下面的公式计算:

$$B^{(j+1)} = B^{(j)} + \frac{f^{(j+1)}}{h^{(j)T} h^{(j)}} h^{(j)T} \quad (2)$$

## 3 基于单端口群时延空间映射方法的8阶高温超导滤波器仿真

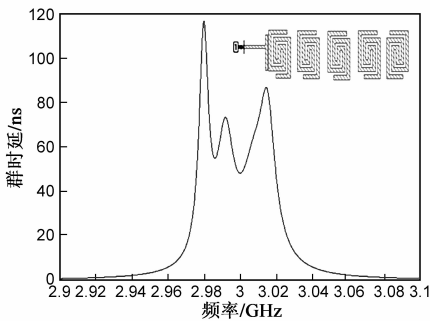
基于前边对单端口群时延优化方法的分析,我们在 Matlab 软件中编写一套程序来进行优化,并设计了一个8阶高温超导滤波器来验证方法的正确性.以下就是滤波器的设计指标和仿真结果.

滤波器指标:8阶,中心频率3GHz,带宽40MHz,回波损耗-23dB,基片介电常数23.6,厚度为0.5mm 谐振器单元采用正反回形针谐振器结构.

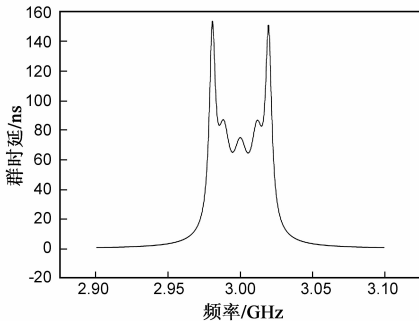
利用矩阵综合方法<sup>[9]</sup>可提取滤波器耦合矩阵:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1.0975 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0975 & 0 & 0.8724 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8724 & 0 & 0.6085 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6085 & 0 & 0.5643 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5643 & 0 & 0.5549 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5599 & 0 & 0.5643 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5643 & 0 & 0.6085 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.6085 & 0 & 0.8724 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8724 & 0 & 1.0975 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0975 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

由耦合系数得到谐振器之间的初始间距,利用电磁仿真软件可以确定谐振器的长度.通过调节谐振器间距我们可以得到耦合系数和谐振器间距之间的关系,同样通过调节谐振器的长度我们也可以得到长度和频率之间的关系,由此我们可以确定雅克比矩阵,进而得到精确模型的第一组值(图4), $x_f = [0.075, 12.95, 12.975, 12.975, 12.975, 12.975, 0.7, 0.85, 0.875, 0.625]$ .



(a)  $x_f = [0.075, 12.95, 12.975, 12.975, 12.975, 12.975, 0.7, 0.85, 0.875, 0.625]$



(b)  $x_{co} = [1.1, 3, 3, 3, 3, 3, 0.872, 0.608, 0.564, 0.555]$

图4 精确模型(a)和粗糙模型的 $S_{11}$ 端口群时延初始曲线对比

根据前面所述的步骤(1)至(4),将精确模型得到的

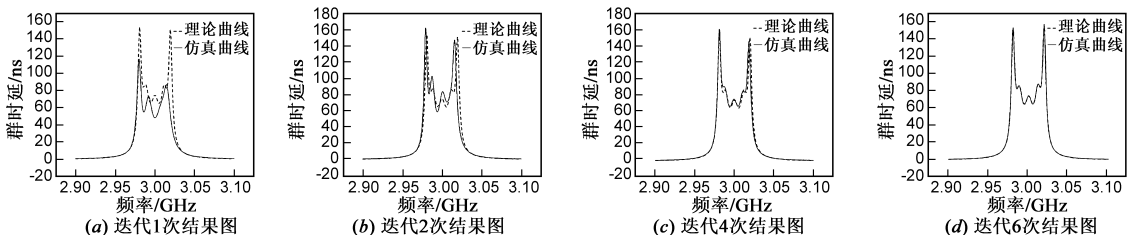


图5 5阶谐振器群时延优化图

$gd(S_{11})$ 代入粗糙模型,通过优化得到 $x_c$ ,再利用雅克布矩阵 $B$ 计算步长和新的 $x_f$ .整个优化过程如图5所示,其中虚线为理论曲线,实线为每一步精确模型的仿真结果,可以发现经过6次迭代 $gd(S_{11})$ 即和理论曲线重合.

由于所设计的滤波器输入端和输出端对称,将前4阶谐振器以中心线为对称轴做镜像处理,得到整个8阶滤波器,如图6(a)所示.镜像处理后得到最后的仿真结果如图6(b)所示.图中虚线是理论结果,实线为仿真结果.由仿真结果可以看出滤波器的中心频率为3GHz,滤波器带宽为40MHz,通带内的 $S_{21}$ 基本上和理论值重合,通带内回波损耗 $S_{11}$ 小于-23dB、带外抑制在30dB以下、边带陡峭度达到4.5dB/MHz以上.由此可见利用该方法设计滤波器,电磁仿真次数少,设计的滤波器效果较好,大大提高了设计滤波器的质量和效率.

### 4 高温超导四工器的仿真设计

现阶段的超导多工器的实现方式主要采用环形器或正交混合网络<sup>[11]</sup>将多个滤波器连接起来,但由于高温超导薄膜尺寸不能做到太大,再加上之前也没有比较系统的理论来阐述高温超导多工器的设计,之前的一些研究多集中在单个基片上做出双工器和三工器<sup>[12]</sup>,很少有人提出在单个基片上设计高温超导四工器.在此我们基于前面阐述的单端口群时延空间映射法仿真设计了一个四工器,它的输入公共端采用星型结构<sup>[13]</sup>实现,四个通道中滤波器1和4采用8阶结构并添加一对传输零点<sup>[14]</sup>,滤波器2和3采用两个简单的4阶结构,如图7中所示.整个四工器的指标如表1所列,衬底仍选用铝酸镧,介电常数为23.6.

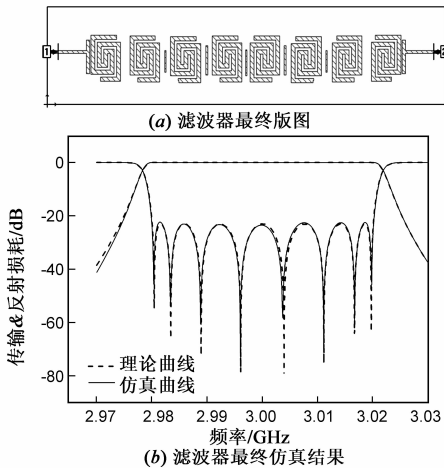


图6 优化后滤波器结果和理论值对比

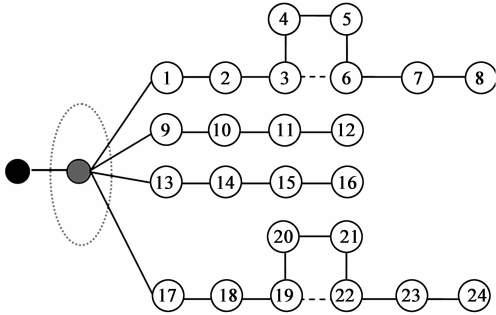


图7 四工器原理结构图

首先得到单个滤波器的耦合矩阵,共 4 个矩阵.由于 4 个滤波器的中心频率和带宽都彼此不同,因此需要对每一个滤波器的耦合系数矩阵<sup>[15]</sup>在同一个中心频率和带宽下归一化,才能进行步骤(1)至(4)的单端口群时延空间映射

优化.由 4 个滤波器的指标我们得到四工器的总工作频率范围为:3640MHz~4030MHz,其中心频率为 3830MHz,总带宽为 390MHz,计算可得相对带宽为 10.18%,每一个滤波器对应的归一化耦合矩阵的计算公式为:

表 1 四工器各滤波器指标

滤波器	传输零点	反射损耗	中心频率	相对带宽
3640MHz~3740MHz	$\pm 1.2i$	23dB	3687.7MHz	1.8398%
3780MHz~3820MHz	无	23dB	3800MHz	1.0250%
3880MHz~3930MHz	无	23dB	3904.9MHz	2.7340%
3970MHz~4030MHz	$\pm 1.2i$	23dB	4000MHz	1.5%

$$\begin{cases}
 m_{l,l+1}^{nor} = m_{l,l+1}^{ori} \frac{fbw}{fbw_0}, l = 2, 3, 4 \\
 m_{12}^{nor} = m_{12}^{ori} \sqrt{\frac{fbw}{fbw_0}} \\
 m_{4,5}^{nor} = m_{4,5}^{ori} \sqrt{\frac{fbw}{fbw_0}} \\
 a_k = \frac{f}{f_0} \times \left( \sqrt{1 - \left( fbw \cdot \frac{m_{kk}^{ori}}{2} \right)^2} - fbw \cdot \frac{m_{kk}^{ori}}{2} \right), k = 2, 3, 4 \\
 m_{kk}^{nor} = \frac{-a_k + \sqrt{2 - a_k^2}}{fbw_0} \\
 m_{11}^{nor} = m_{6,6}^{nor} = 0
 \end{cases} \quad (4)$$

其中  $m_{i,j}^{ori}$  为初始的单个滤波器耦合矩阵的第  $i$  行第  $j$  列的元素;  $m_{i,j}^{nor}$  为归一化后的单个滤波器耦合矩阵的第  $i$  行第  $j$  列的元素;  $fbw$  为单个滤波器的相对带宽;  $fbw_0$  为整个 4 工器的相对带宽;  $a_k$  为中间变量.经公式(4)计算得到的 4 个归一化耦合矩阵如下:

$$M_1^1 = \begin{bmatrix}
 0 & 0.5569 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.5569 & 0.7058 & 0.2364 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0.2364 & 0.7058 & 0.1618 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0.1618 & 0.7058 & 0.1366 & 0 & -0.0580 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0.1366 & 0.7058 & 0.2000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0.2000 & 0.7058 & 0.1366 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -0.0580 & 0 & 0.1366 & 0.7058 & 0.1618 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1618 & 0.7058 & 0.2364 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.2364 & 0.7058 & 0.5569 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5569 & 0 & 0
 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$M_2^1 = \begin{bmatrix}
 0 & 0.3740 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.3740 & 0.1522 & 0.1076 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0.1076 & 0.1522 & 0.0786 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0.0786 & 0.1522 & 0.1076 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0.1076 & 0.1522 & 0.3740 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0.3740 & 0
 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$M_3^1 = \begin{bmatrix}
 0 & 0.4106 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.4106 & -0.3866 & 0.1307 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0.1307 & -0.3866 & 0.0949 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0.0949 & -0.3866 & 0.1307 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0.1307 & -0.3866 & 0.4106 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0.4106 & 0
 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$M_4^1 = \begin{bmatrix} 0 & 0.4185 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.4185 & -0.8951 & 0.1315 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1315 & -0.8951 & 0.0889 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0889 & -0.8951 & 0.0745 & 0 & -0.0260 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0745 & -0.8951 & 0.1097 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1097 & -0.8951 & 0.0745 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0260 & 0 & 0.0745 & -0.8951 & 0.0889 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0889 & -0.8951 & 0.1315 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1315 & -0.8951 & 0.4185 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.4185 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

上述耦合矩阵中主对角线上的数值表示该通道滤波器的中心频率相对于四工器中心频率的关系,其他位置的数值用来表示谐振器之间的对应的耦合系数,其中出现的几个负数对应滤波器中添加的两对虚传输零点,由上述的耦合矩阵通过理论计算得到四工器的理论曲线如图 8 所示.四个通道在通道内的  $S_{11}$  都应在  $-22\text{dB}$  以下,通道一中心频率为  $3689.7\text{MHz}$ ,带宽为  $100\text{MHz}$ ,两个传输零点位置分别为  $3620\text{MHz}$  和  $3760\text{MHz}$ ;通道二中心频率为  $3800\text{MHz}$ ,带宽为  $40\text{MHz}$ ;通道三中心频率为  $3904.9\text{MHz}$ ,带宽为  $50\text{MHz}$ ;通道四中心频率为  $4000\text{MHz}$ ,带宽为  $60\text{MHz}$ ,两个传输零点位置分别为  $3958\text{MHz}$  和  $4042\text{MHz}$ ;通道间隔离度大于  $40\text{dB}$ .

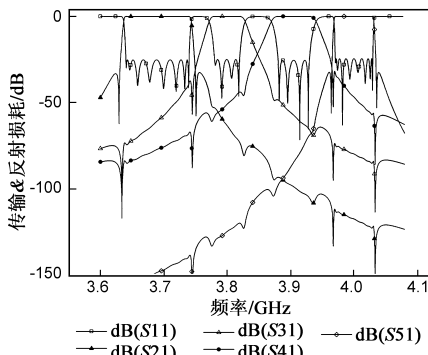


图8 四工器理论计算图

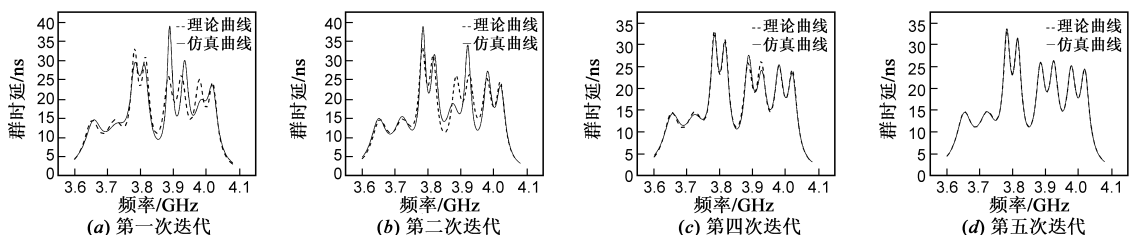


图10 星型结与每个滤波器的前两阶组合成的输入端优化过程

图 12 所示其仿真结果与理论结果的对比.由仿真结果可以看出,四工器的中心频率为  $3830\text{MHz}$  和理论

我们将整个四工器分成两大部分进行仿真:(1)包含公共端的输入部分;(2)各个通道的滤波器.我们将星型结与每个滤波器的前两阶作为第一步仿真,如图 9 所示.由粗糙模型和精确模型的对应关系,我们用单端口群时延优化的方法确定端口的位置和结的长度,其中每次我们只需要从优化软件中提取出新的粗糙模型的变量,即可很快得到单端口群时延.优化过程如图 10 所示,其中虚线为理论曲线,实线为每步精确模型的仿真结果.从中可以看出,优化收敛很快,经过 5 次迭代仿真结果和理论值基本重合.

对于四工器第二部分的仿真,我们只需按照之前 8 阶滤波器的设计方法依次仿真,即可得到四个通道的滤波器版图.然后将每个通道的单端口版图与第一部分拼接起来,得到最终四工器版图,如图 11 所示.

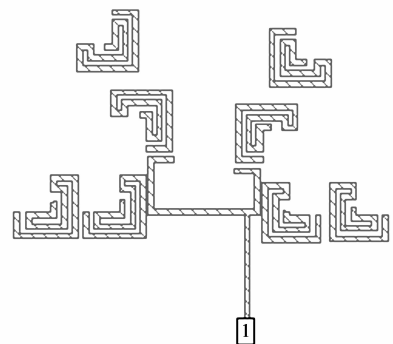


图9 四工器星型结与每个滤波器的前两阶谐振器组合版图

值一致;通道一的中心频率为  $3689.2\text{MHz}$ ,带宽为  $100\text{MHz}$ ;通道二中心频率为  $3800\text{MHz}$ ,带宽为  $40\text{MHz}$ ;通

道三中心频率为 3904.3MHz,带宽为 50MHz;通道四中心频率为 3999.5MHz,带宽 60MHz. 每个通道内的  $S_{11}$  都低于  $-22\text{dB}$ ,通道内插入损耗小于  $0.1\text{dB}$ ,通道一  $S_{21}$  两个传输零点位置分别为 3628MHz 和 3761MHz,通道四两传输零点位置分别为 3963MHz 和 4040MHz;通道一和通道四加了传输零点,陡峭度为  $10\text{dB}/\text{MHz}$ ,通道二和通道三没有加传输零点,陡峭度大约为  $1.3\text{dB}/\text{MHz}$ ,说明传输零点的加入可以有效提高边带陡峭度. 对比结果表明利用单端口群时延空间映射法可以准确高效的设计高温四工器. 另一方面,我们设计的四工器其所用的版图尺寸为  $45.2\text{mm} \times 20.9\text{mm}$ ,完全可以做在 2 英寸的超导基片上,实现单片高温超导薄膜上集成小型化的四工器.

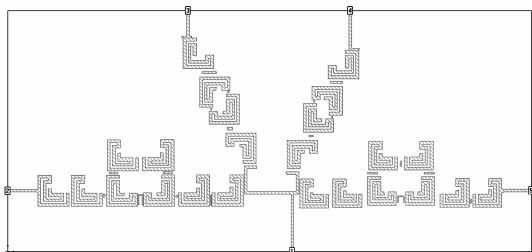


图11 四工器最终电磁仿真版图

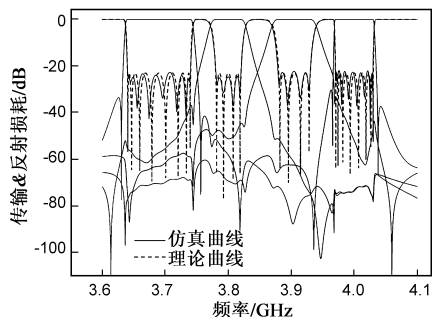


图12 四工器最终仿真结果和理论值对比图

## 5 结论

本论文提出了一种高效精确的高温超导滤波器和多工器方法,这种方法可以缩短滤波器和多工器周期,并能保证得到指标良好的滤波器.在该方法的基础上,我们分别设计了一个 8 阶滤波器和一个四工器.四工器的边缘两个通道采用了添加传输零点的方法有效提高了边缘的陡峭度和通道间的隔离度.滤波器和四工器的仿真曲线和理论结果很好地吻合,验证了单端口群时延空间映射优化方法可以用于超导滤波器和多工器的设计.

## 参考文献

[1] R R Manour, Shen Ye, V Dokas, et al. Design considerations of superconductive input multiplexers for satellite applications[J].

Microwave Theory Tech, 1996, 44(7): 1213 – 1228.

- [2] Zhang X, He M, Ji L, Zhao XJ, Fang L, Yan SL. Compact design of high-temperature superconducting duplexer and triplexer for satellite communications [J]. Superconductor Science & Technology, 2012, 25(10): 105005 1 – 5.
- [3] R R Mansour, S Ye, V Dokas, B Jolley, W C Tang, C Kudsia. System integration issues of high power HTS output multiplexers[J]. Microwave Theory Tech, 2000, 48(7): 1199 – 1208.
- [4] Bell H C. Canonical asymmetric coupled-resonator filters[J]. Microwave Theory Tech, 1982, 30(1): 1335 – 1340.
- [5] Cameron R J. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filter[J]. Microwave Theory and Tech, 2003, 51(1): 1 – 10.
- [6] Zuo T, et al. A self-equalized HTS filter for future mobile communication applications[J]. Physica C, 2007, 459(1-2): 1 – 4.
- [7] J W Bandler, R M Biernacki, S H Chen, et al. Space mapping technique for electromagnetic optimization[J]. Microwave Theory Tech, 1994, 42(12): 2536 – 2544.
- [8] J B Ness. A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled resonator filters[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1998, 46(4): 343 – 351.
- [9] Xia HouHai, Zhou Chunxia, Zuo Tao, He Ming, Ji Lu, Zhou Tiegge, Zhao Xinjie, Fang Lan, Yan Shaolin. Development of high-temperature superconducting filters operating at temperatures above 90K[J]. Chinese Science Bulletin, 2009, 54(19): 3596 – 3599.
- [10] 周春霞, 夏侯海, 左涛. 自均衡双通带微带滤波器综合与设计[J]. 电子学报, 2009, 37(12): 2783 – 2786. ZHOU Chun-xia, XIAHOU Hai, ZUO Tao. Synthesis and design of self-Equalized dual passband filters[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(12): 2783 – 2786. (in Chinese)
- [11] Jia-Sheng Hong, M J Lancaster, R B Greed, et al. A high-temperature superconducting duplexer for cellular base-station applications[J]. Microwave Theory Tech, 2000, 48(8): 1336 – 1343.
- [12] 陈春红, 李娜, 吴文. 基于 DGS 的微带 DBR 双工器的研究[J]. 电子学报, 2012, 40(1): 14 – 18. CHEN Chun-hong, LI Na, WU Wen. Study on the microstrip DBR diplexer based on DGS [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(1): 14 – 18. (in Chinese)
- [13] A E Atia, A E Williams, R W Newcomb. Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis[J]. Circuits and Systems, 1974, 21(5): 649 – 655.
- [14] Amari S, Rosenberg U. Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling [J]. Microwave Theory Tech, 2002, 50(8): 1969 – 1978.
- [15] 邢孟江, 杨银堂, 李跃进. 一种具有两个传输零点的新型带通滤波器[J]. 电子学报, 2010, 38(11): 2482 – 2485. Xing Mengjiang, Yang yintang, Li Yuejin. A novel bandpass

filter with two finite transmission zeros[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(11): 2482 - 2485. (in Chinese)

## 作者简介



**葛德永** 男, 1988 年出生于河南郑州, 2011 年毕业于南开大学电子信息科学系, 获得学士学位. 同年 9 月考入南开大学通信与信息系统专业, 攻读硕士学位, 主要从事高温超导微波电路方面的研究.

E-mail: gedeyong168@163.com

**张旭** 男, 1981 年 1 月出生, 副教授, 2003 年 7 月毕业于南开大学电子信息科学与技术系, 获电子学与信息系统专业学士学位. 2008 年 12 月获得南开大学物理电子学专业博士学位. 2009 年 ~ 2010 年在南开大学物理学院从事博士后研究工作, 后进入南开大学信息学院

工作. 2012 年 12 月任副教授, 硕士生导师. 自 2003 年开始一直从事新型超导微波器件的研究工作, 作为项目负责人主持国家自然科学基金青年项目 1 项, 教育部博士点基金 1 项, 以第一作者发表学术论文 10 篇, 其中 SCI 检索论文 5 篇.

**何明(通信作者)** 男, 1975 年 6 月出生. 副教授, 1997 年毕业于天津南开大学物理系应用物理专业, 获得学士学位; 2002 年毕业于南开大学信息技术科学学院电子信息科学与技术系, 获得理学硕士学位; 2008 年毕业于南开大学信息技术科学学院微电子学与固体电子学专业, 获理学博士学位. 于 2005 年 9 月至 2008 年 4 月期间, 获得德国 DAAD 奖学金, 作为联合培养博士生在德国于利希研究中心 (Juelich research center) 进行了两年半的关于超导结型器件方面的研究工作, 现工作于南开大学信息技术科学学院. 主要从事超导电子技术在微波通信中的应用研究以及超导约瑟夫森结的特性和应用研究. 2007 年获天津市自然科学奖三等奖, 2009 年主持国家 863 项目, 2011 年获得国家自然科学基金面上项目, 在国内外学术期刊上共发表论文 40 余篇, 其中 SCI/EI 检索文章 10 篇.

E-mail: nkuheming@hotmail.com