

# 基于参数提取和空间映射的滤波器优化设计\*

陈建忠 梁昌洪 陈佳 邓坤

(西安电子科技大学 天线与微波技术重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 为提高微波带通滤波器的设计效率, 提出了一种基于参数提取和空间映射的滤波器优化设计方法。即采用柯西-最小二乘法获得滤波器的有理分式模型, 针对该模型给出了一种快速收敛的目标函数, 提取出滤波器的等效电路参数; 根据空间映射的思想, 把滤波器最佳尺寸的求解问题转换成一个有二次约束的优化模型, 利用求解结果指导滤波器的全波仿真。最后设计并加工了一款双模圆波导滤波器, 经过6次迭代即可得到理想响应对应的最佳尺寸, 测试结果和仿真结果吻合良好。

**关键词:** 微波带通滤波器; 柯西-最小二乘法; 参数提取; 空间映射

**中图分类号:** TN713

doi: 10.3969/j. issn. 1000-565X. 2011. 10. 006

微波带通滤波器的传统设计方法主要有近似的解析公式法和分步设计法。前者通常是使用计算或查表的方法直接给出滤波器的初始物理尺寸, 但由于解析公式的局限性, 滤波器的设计结果与理想结果的偏差一般较大; 后者主要依靠电磁仿真软件, 通过单独仿真计算滤波器的各个子模块来完成滤波器的设计, 但由于对相邻谐振腔的影响考虑不足, 最后整体仿真的滤波器响应并非最优, 需要进行多次调整, 费时费力。为了缩短无源器件(天线、滤波器等)的设计周期, 人们提出了空间映射法<sup>[1-6]</sup>。作为一种新的优化方法, 空间映射法假定微波器件的物理结构(精细模型)和等效模型(粗糙模型)之间存在唯一的映射关系, 即响应需要一致。通过提取当前精细模型对应的粗糙模型的数值(参数提取)和逆映射关系, 可以得到下一步仿真时精细模型的参数值, 经过若干次迭代, 使精细模型的结果逼近理想响应。虽然文献[1-6]中提出了空间映射法, 但给出的实例都为一致性较高的两个模型。当设计实际的微波滤波器时, 粗糙模型往往为等效电路, 参数提取的不唯

一性使得空间映射法计算的结果经常不收敛。参数提取成为映射收敛的关键点, 文献[7-10]中的柯西法是一种简单有效的参数提取法, 但对失谐严重的滤波器参数提取误差较大。

为提高微波滤波器的设计效率, 文中提出了一种基于参数提取和空间映射的微波滤波器优化设计方法。首先采用柯西-最小二乘法来提取滤波器响应的有理分式模型, 然后借助文中提出的目标函数得到该模型的耦合矩阵, 并给出一个七阶滤波器的实例来验证参数提取的正确性。在设计过程中, 把滤波器物理尺寸的求解问题转换成一个典型的优化问题, 再根据优化结果来实现滤波器的快速仿真设计。最后设计并加工了一个双模圆波导滤波器来验证文中所提方法的有效性。

## 1 滤波器的参数提取

对于无耗互易的微波滤波器(二端口网络), 通常用散射参数 $S_{11}$ 和 $S_{21}$ 来表征其特性, 由3个特征多项式 $F$ 、 $P$ 和 $E$ 构成<sup>[8]</sup>。建立有理多项式模型为

收稿日期: 2010-12-14

\*基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60901030, 60901031); 西安电子科技大学中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(72005477)

作者简介: 陈建忠(1984-), 男, 博士, 主要从事微波射频电路优化设计研究。E-mail: xjtucjz@gmail.com

$$\begin{cases} S_{11}(s) = F(s)/E(s) = \left( \sum_{k=0}^N f_k s^k \right) / \left( \sum_{k=0}^N e_k s^k \right) \\ S_{21}(s) = P(s)/E(s) = \left( \sum_{k=0}^{N_z} p_k s^k \right) / \left( \sum_{k=0}^N e_k s^k \right) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $F(s)$  为反射零点多项式;  $P(s)$  为损耗极点多项式;  $E(s)$  为固有模式多项式;  $f_k$ 、 $p_k$  和  $e_k$  分别为  $F(s)$ 、 $P(s)$  和  $E(s)$  的系数;  $s = j\omega$ ,  $\omega$  为角频率;  $N$  为滤波器阶数;  $N_z$  为传输零点的个数。

从滤波器仿真结果中取  $N$  个采样频点, 采用柯西法建立方程组并计算多项式系数  $f_k$  和  $p_k$ :

$$[S_{21}V_N - S_{11}V_{N_z}] \begin{bmatrix} f \\ p \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} f \\ p \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

式中:  $f = (f_0, f_1, \dots, f_N)^T$ ;  $p = (p_1, p_2, \dots, p_{N_z})^T$ ;  $S_{11} = \text{diag}\{S_{11}(s_i)\}$ ,  $S_{21} = \text{diag}\{S_{21}(s_i)\}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ ;  $M$  为耦合矩阵;  $V_{N_z}$  和  $V_N$  为范德蒙矩阵, 其元素  $V_{i,k} = (j\omega_i)^{k-1}$ ,  $\omega_i$  为角频率,  $k = 1, 2, \dots, N+1$  (或  $N_z+1$ )。

采用最小二乘法求解多项式  $E$  的系数  $e_k$ , 将式(1)写为

$$E(s) = F(s)/S_{11}(s) = \sum_{k=0}^N e_k s^k \quad (3)$$

可得

$$e = (V_N^H V_N)^{-1} V_N^H E_m \quad (4)$$

其中  $E_m(i) = F(s_i)/S_{21}(s_i)$ ,  $e = (e_0, e_1, \dots, e_N)^T$ 。

该柯西-最小二乘法与传统柯西法相比, 更具有普遍性, 适用于失谐严重和有耗的电路模型。当得到准确的有理模型后, 根据带通滤波器性质  $\lim_{\omega \rightarrow \infty} \angle S_{11}(j\omega) = 0$ , 通过拟合远端  $S_{11}$  的相位曲线可求得端口加载的相位。去除加载相位的影响后, 可进一步修正滤波器的有理分式模型。文中采用优化方法来获取耦合矩阵。

对于  $N$  阶耦合谐振腔滤波器,  $S$  参数与耦合矩阵  $M$ 、归一化源负载阻抗 ( $R_1, R_N$ ) 存在如下关系:

$$\begin{cases} S_{21} = -2j\sqrt{R_1 R_N} [Z^{-1}]_{11} \\ S_{11} = 1 + 2jR_1 [Z^{-1}]_{11} \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $Z = \omega I - jR + M$ ,  $I$  为单位矩阵,  $R$  为  $N \times N$  阶矩阵

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0.00239 & 0.85478 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.85478 & 0.00268 & 0.52576 & 0.29200 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.52576 & 0.54346 & 0.48694 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.29200 & 0.48694 & 0.00528 & 0.45569 & 0.34060 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.45569 & -0.62397 & 0.49564 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.34060 & 0.49564 & 0.00268 & 0.85478 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.85478 & 0.00239 \end{bmatrix},$$

$$R_1 = R_N = 1.0590.$$

对实测数据进行参数提取, 得到归一化耦合矩阵  $M_2$ 、源负载阻抗  $R_1^*$  和  $R_N^*$  如下:

阵(除了元素  $R_{11} = R_1, R_{NN} = R_N$  外, 其余元素为 0)。

把式(1)代入式(5), 可得

$$S_{11} - 1 = [F(s) - E(s)]/E(s) = 2jR_1 \det(\hat{Z}) / \det(Z) = -2jR_1 \frac{\det(j\hat{R} - \hat{M} - \omega\hat{Z})}{\det(jR - M - \omega U)} \quad (6)$$

其中,  $\hat{Z}, \hat{M}, \hat{R}, \hat{U}$  分别为  $Z, M, R, U$  删除第 1 列和第 1 行元素后的剩余矩阵。

令  $A_1 = j\hat{R} - \hat{M}, A_2 = jR - M$ 。观察式(6)可发现, 多项式  $F(s) - E(s)$  和  $E(s)$  的根分别为矩阵  $A_1$  和  $A_2$  的特征值, 根据此特点给出如下目标函数:

$$\epsilon(M, R_1, R_N) = \sum_{k=1}^N |\lambda_k^{A_1} - r_k^E|^2 + \sum_{k=1}^{N-1} |\lambda_k^{A_2} - r_k^{EF}|^2 + \sum_{k=1}^N |S_{11}(\omega_k^z)|^2 + \sum_{k=1}^{N_z} |S_{21}(\omega_k^p)|^2 \quad (7)$$

式中,  $\lambda_k^{A_1}, \lambda_k^{A_2}$  分别为  $A_1, A_2$  的特征值,  $r_k^E, r_k^{EF}$  分别为  $E(s), F(s) - E(s)$  的根,  $\omega_k^z, \omega_k^p$  分别为归一化的反射和传输零点,  $M, R_1, R_N$  为优化变量。文中使用 Nelder-Mead 优化方法<sup>[11]</sup> 来求解上述最优化问题(7), 发现该目标函数的收敛速度较快。

为说明文中提出的参数提取方法的有效性, 考察了一个七阶同轴腔交叉耦合滤波器测试数据的参数提取。设计参数如下: 中心频率为 2 GHz, 通带带宽为 34 MHz, 带内回波损耗为 22 dB, 两个传输零点分别位于 1.98 和 2.02 GHz, 拓扑结构如图 1 所示, 2-4 腔及 4-6 腔存在交叉耦合。

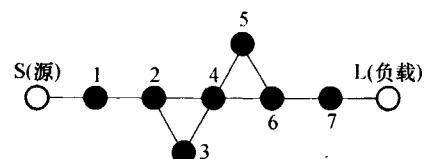


图 1 七阶带通滤波器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of the seventh-order bandpass filter

综合所得理想归一化耦合矩阵  $M_1$ 、源负载阻抗  $R_1$  和  $R_N$  如下:

$$M_2 = \begin{bmatrix} -0.00802 & 0.86488 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.86488 & -0.03215 & 0.50392 & -0.31709 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.50392 & 0.58974 & 0.45827 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.31709 & 0.45827 & -0.01055 & 0.47532 & 0.30735 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.47532 & -0.58488 & 0.51840 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.30735 & 0.51840 & 0.02403 & 0.86757 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.86757 & 0.01388 \end{bmatrix},$$

$$R_1^* = 1.0473, R_N^* = 1.0856.$$

图2为该七阶滤波器的实测值与提取值对比,可以看出两者波形一致性较好,所提取的结果可以指导下一步的调试.

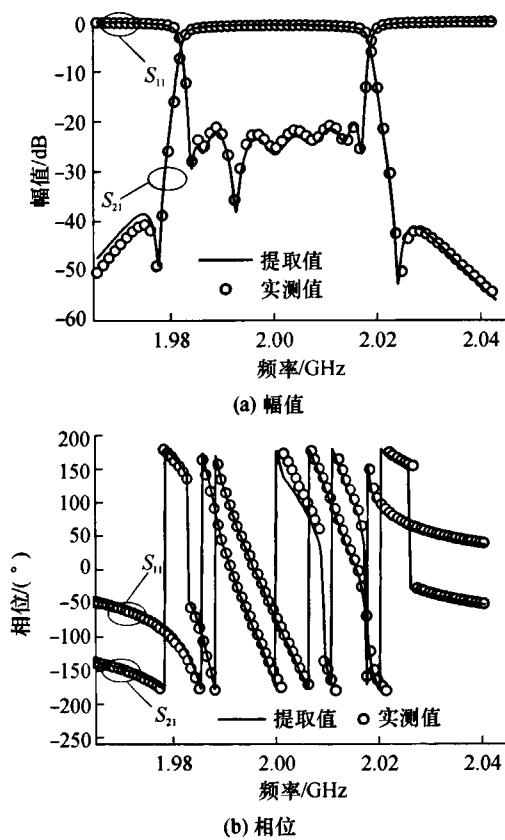


图2 七阶滤波器的频率响应实测值和提取值对比

Fig. 2 Comparison between the measured frequency response and the extracted one of the seventh-order filter

## 2 微波滤波器的仿真优化

传统的空间映射算法是一种高效的微波滤波器优化方法,但多适用于两个空间一致性较高的情况,当粗糙模型为由离散微带元件构成的等效电路,而精细模型为实际全波仿真电路时,收敛效果较好<sup>[1-6]</sup>.如果把N阶耦合谐振腔滤波器的等效电路作为粗糙模型(见图3,图中 $M_{s,1}, M_{1,2}, \dots, M_{N,L}$ 为对滤波器某一耦合系数起主要影响的物理尺寸),全波仿真模型作为精细模型,研究发现传统空间映射

算法不适用于求解两个空间一致性不高的问题.

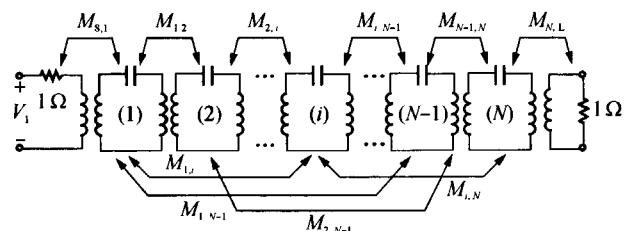


图3 N阶耦合谐振腔滤波器的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of N-order coupled resonator filter

实际应用中,通过比较提取的耦合矩阵与目标矩阵的差值,就可以大概确定调整实际尺寸的方向和幅度.但在微波滤波器的设计中,改变滤波器的某个物理尺寸,会影响单一的滤波器等效电路参数,因此如果能建立起物理尺寸与滤波器参数之间的对应关系,必将为实际的仿真工作带来极大方便.

假设 $\mathbf{d}$  ( $\mathbf{d} = (d_1, d_2, \dots, d_{N_1})$ ) 为包含滤波器的 $N_1$ 个几何尺寸(如谐振杆高度、耦合窗大小、馈电高度等)的矢量,  $\mathbf{m}$  ( $\mathbf{m} = (m_1, m_2, \dots, m_{N_2})$ ) 为包含滤波器等效电路的 $N_2$ 个参数(如谐振频率、耦合系数、外部品质因数)的矢量.根据空间映射的基本理论,假定矢量 $\mathbf{d}$  存在唯一的 $\mathbf{m}$  使得等效电路的响应和滤波器全波仿真响应一致,则认为 $\mathbf{d}$  与 $\mathbf{m}$  之间存在唯一映射关系 $\mathbf{m} = f(\mathbf{d})$ . 需要求解理想电路参数 $\mathbf{m}_{\text{ideal}}$  对应的最优尺寸 $\mathbf{d}_{\text{ideal}}$ .

如果第 $i$ 次仿真时, $\mathbf{d}_i$  对应的等效电路参数 $\mathbf{m}_i$  与理想参数 $\mathbf{m}_{\text{ideal}}$  之间的误差为

$$\text{err}(\mathbf{d}_i) = \mathbf{m}_i - \mathbf{m}_{\text{ideal}} = f(\mathbf{d}_i) - \mathbf{m}_{\text{ideal}} \quad (8)$$

对误差进行泰勒展开,取前两项为

$$\text{err}(\mathbf{d}_i + \Delta\mathbf{d}) \approx \text{err}(\mathbf{d}_i) + \mathbf{J}_i \Delta\mathbf{d} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{J}_i$  为映射 $f$  在第 $i$ 次仿真时的雅克比矩阵,

$$\mathbf{J}_i = \begin{bmatrix} \frac{\partial m_1}{\partial d_1} & \frac{\partial m_1}{\partial d_2} & \dots & \frac{\partial m_1}{\partial d_{N_1}} \\ \frac{\partial m_2}{\partial d_1} & \frac{\partial m_2}{\partial d_2} & \dots & \frac{\partial m_2}{\partial d_{N_1}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial m_{N_2}}{\partial d_1} & \frac{\partial m_{N_2}}{\partial d_2} & \dots & \frac{\partial m_{N_2}}{\partial d_{N_1}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

初值  $\mathbf{J}_0$  通过若干次有限差分得到, 迭代过程中的  $\mathbf{J}_i$  可利用 Broyden 公式<sup>[6]</sup>进行计算和更新。

第  $i+1$  次仿真时需要修正的最佳尺寸  $\Delta\mathbf{d}$  为使得式(9)的 2 范数最小的解,  $\Delta\mathbf{d}$  的约束条件为物理尺寸的最大变化范围。显然, 可以将该问题转化为如下最优化问题:

$$\Delta\mathbf{d} = \arg \min \| \text{err}(\mathbf{d}_i) + \mathbf{J}_i \Delta\mathbf{d} \|_2 \quad (11)$$

约束条件为

$$\mathbf{b}_l \leq \mathbf{d}_i + \Delta\mathbf{d} \leq \mathbf{b}_u \quad (12)$$

其中  $\mathbf{b}_l$  和  $\mathbf{b}_u$  为滤波器物理尺寸变化的极值。这是一个典型的二次优化问题, 可通过 SQP 法<sup>[12]</sup>进行求解。

### 3 应用实例

通过一个四阶双模圆波导滤波器的设计实例来验证文中优化方法的有效性。设计目标为: 中心频率 3.6 GHz, 带宽 36 MHz, 带内回波损耗 22 dB, 两个传输零点分别位于 3.568 和 3.632 GHz。根据文献[13]中的方法, 综合得到该滤波器的理想归一化耦合矩阵  $\mathbf{M}_{\text{ideal}}$  和源负载阻抗  $R_1, R_N$  如下:

$$\mathbf{M}_{\text{ideal}} = \begin{bmatrix} 0 & 0.8745 & 0 & -0.2363 \\ 0.8745 & 0 & 0.8024 & 0 \\ 0 & 0.8024 & 0 & 0.8745 \\ -0.2363 & 0 & 0.8745 & 0 \end{bmatrix},$$

$$R_1 = R_N = 1.183.$$

该滤波器结构如图 4 所示, 选择圆波导半径为 27 mm, 调谐螺钉半径为 1.90 mm, 输入输出耦合孔宽度为 6.35 mm, 腔间耦合孔宽度为 2.39 mm。对滤波器进行分步设计得到初始尺寸后, 使用电磁仿真软件 ANSOFT-HFSS 对滤波器进行全波仿真, 并对仿真结果进行参数提取, 结果如图 5(a)所示, 可以发现, 初始尺寸的响应并不理想。

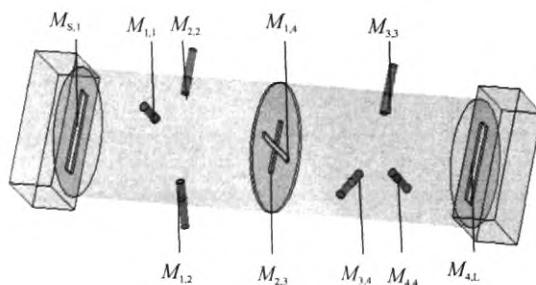


图 4 四阶双模圆波导滤波器模型

Fig. 4 Model of the fourth-order dual-mode circular waveguide filter

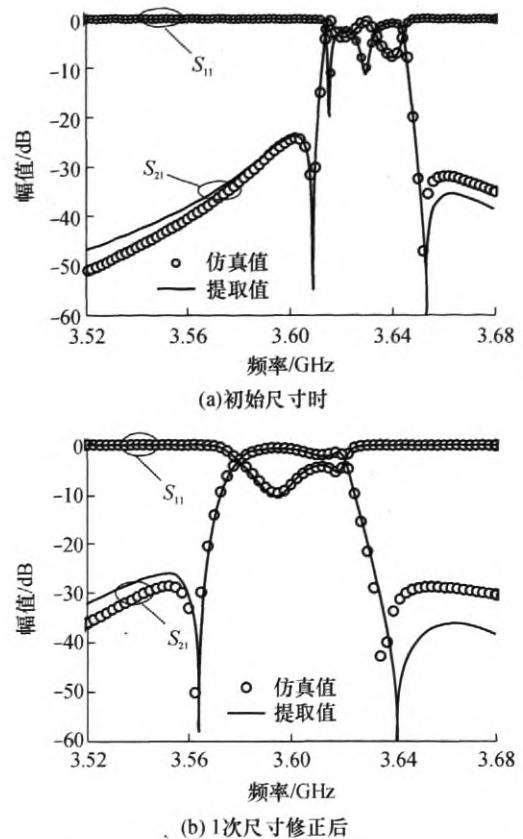


图 5 四阶双模圆波导滤波器的频率响应仿真值和提取值对比  
Fig. 5 Comparison between the simulated frequency response and the extracted one of the fourth-order dual-mode circular waveguide filter

利用该滤波器的结构特点, 对初始尺寸分别增加微扰量, 并进行 6 次全波仿真和参数提取, 其中 1 次仿真是提取输入/输出耦合系数, 2 次仿真是提取谐振频率, 3 次仿真是提取腔间耦合系数, 利用提取结果可计算初始雅克比矩阵  $\mathbf{J}_0$ , 根据  $\mathbf{J}_0$  求取第一次需要修正的尺寸  $\Delta\mathbf{d}_1$ 。对滤波器进行 1 次尺寸修正后的仿真结果见图 5(b), 对比图 5(a)发现响应有了明显改善。进行 5 次尺寸修正后, 得到了理想响应对应的最优尺寸, 仿真值与理想值的对比如图 6 所示,

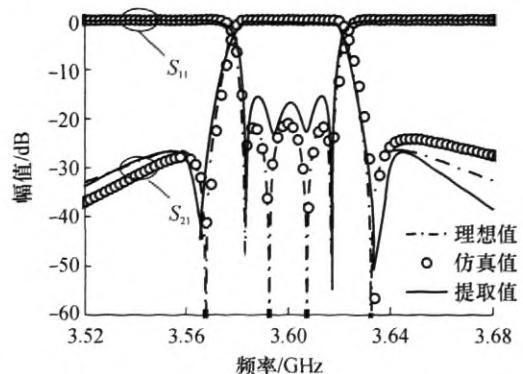


图 6 文中滤波器的频率响应测试值、仿真值和理想值对比  
Fig. 6 Comparison among measured, simulated and ideal frequency responses of the proposed filter

两者吻合很好,文中设计方法与传统设计方法相比提高了效率.优化过程中滤波器的实际尺寸变化如表1所示.根据仿真得到的最优尺寸加工滤波器并进行测量,测试值与仿真值的对比如图6所示,两者吻合较好.

表1 迭代过程中滤波器的实际尺寸

Table 1 Actual dimensions of the proposed filter during iterations

部位	第1次	第2次	第3次	第4次	第5次	第6次	mm
腔体	92.456	95.758	95.758	95.758	95.758	95.758	
$M_{8,1}$	26.790	34.680	34.330	34.170	33.970	34.030	
$M_{4,L}$	33.530	34.530	34.390	34.240	34.170	34.010	
$M_{1,1}$	6.916	1.916	1.116	2.716	3.016	3.245	
$M_{1,2}$	6.279	8.029	8.128	8.112	8.123	8.132	
$M_{1,4}$	22.010	22.990	23.020	23.600	23.800	23.950	
$M_{2,2}$	7.032	6.633	7.433	7.883	7.988	8.003	
$M_{2,3}$	28.870	30.370	30.090	30.180	30.280	30.401	
$M_{3,3}$	6.952	5.452	4.602	3.502	3.292	3.107	
$M_{3,4}$	7.381	8.251	8.246	8.611	8.213	8.170	
$M_{4,4}$	8.006	8.356	8.006	8.016	8.000	7.802	

## 4 结语

文中提出了一种新的微波滤波器优化设计方法,先运用柯西-最小二乘法获得滤波器响应的有理分式模型,然后依据对耦合矩阵特征值的分析,利用文中的目标函数提取出滤波器的等效电路参数,并通过七阶滤波器进行参数提取来验证文中参数提取方法的正确性.文中依照传统空间映射思想,通过迭代求解一个有约束的二次优化问题,可得到理想响应对应的最佳尺寸.最后设计并制作了一款双模滤波器,测试结果与仿真结果吻合良好,进一步验证了该方法的有效性.文中方法可大幅减少设计滤波器的时间,降低设计难度,在工程中具有广泛应用前景.

## 参考文献:

- [1] Cheng Q S, Rautio J C, Bandler J W, et al. Progress in simulator-based tuning—the art of tuning space mapping [J]. IEEE Microwave Magazine, 2010, 4(2):96-110.
- [2] Koziel S, Bandler J W. Coarse models for efficient space mapping optimisation of microwave structures [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2010, 4 (4): 453-465.
- [3] Koziel S, Cheng Q S, Bandler J W. Implicit space mapping with adaptive selection of preassigned parameters [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2010, 4 (3): 361-373.
- [4] Cheng Q S, Bandler J W, Koziel S. Space mapping design framework exploiting tuning elements [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, 2010, 58 (1): 136-144.
- [5] Koziel S, Bandler J W. Distributed fine model evaluation for rapid space-mapping optimisation of microwave structures [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2009, 3 (5): 798-807.
- [6] Koziel S, Bandler J W, Madsen K. A space mapping framework for engineering optimization: theory and implementation [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 54 (10): 3721-3730.
- [7] Macchiarella G. Extraction of unloaded Q and coupling matrix from measurements on filters with large losses [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010, 20 (6): 307-309.
- [8] Garcia T K, Sarkar M, Salazar P. Generation of accurate rational models of lossy systems using the Cauchy method [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004, 14 (5): 490-492.
- [9] Macchiarella G, Traina D. A formulation of the cauchy method suitable for the synthesis of lossless circuit models of microwave filters from lossy measurements [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006, 20 (16): 243-245.
- [10] 韩应宾,赵永久,路宏敏.微波滤波器的耦合矩阵诊断调试法[J].西安电子科技大学学报:自然科学版,2008,35(4):703-706.  
Han Ying-bin, Zhao Yong-jiu, Lu Hong-min. Coupling matrix method for diagnosis and tuning of microwave filters [J]. Journal of Xidian University, 2008, 35 (4): 703-706.
- [11] 陈宝林.最优化理论与算法[M].2版.北京:清华大学出版社,2007:281-328.
- [12] 龚纯,王正林.精通 MATLAB 最优化计算[M].北京:电子工业出版社,2009:175-200.
- [13] Cameron R J. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, 2003, 51 (1): 1-10.

(下转第 73 页)

- [7] 郑金华. 多目标进化算法及其应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2007: 28-31.
- [8] Zitzler E, Thiele L. Multi-objective evolutionary algorithms: a comparative case study and the strength Pareto approach [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 1999, 3(4): 257-271.
- [9] Zitzler E, Marco Laumanns, Lothar Thiele. SPEA2: improving the strength Pareto algorithm for multi-objective optimization [C] // Proceedings of Evolutionary Methods for Design, Optimization and Control with Application to Industrial Problems. Barcelona: International Center for Numerical Methods in Engineering, 2002: 95-100.

## Gait Planning of Biped Robots Based on Strength Pareto Evolutionary Algorithm

Bi Sheng<sup>1</sup> Zhuang Zhong-jie<sup>1</sup> Min Hua-qing<sup>2</sup>

(1. School of Computer Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong, China;  
 2. School of Software Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong, China)

**Abstract:** In order to achieve a good walking pattern of biped robots, a multi-objective optimal method for the gait planning is proposed, with the stability, the mobility and the energy of the robot as the research focuses. In this method, the basic gaits are generated based on the inverted pendulum. Then, Pareto optimal solutions based on the basic gaits are obtained in the feasible region by means of the improved strength Pareto evolutionary algorithm (SPEA2) and the penalty function method. Finally, after the walking simulation through Matlab 6.5, some gaits are generated and are then used in SCUT-I Humanoid Robot, thus obtaining a stable walking pattern with an average velocity of 0.26 m/s.

**Key words:** humanoid robot; gait planning; multi-objective evolutionary algorithm; strength Pareto evolutionary algorithm

责任编辑: 许花桃

(上接第 36 页)

## Optimization Design of Filters Based on Parameter Extraction and Space Mapping

Chen Jian-zhong Liang Chang-hong Chen Jia Deng Kun

(Science and Technology on Antenna and Microwave Laboratory, Xidian University, Xi'an 710071, Shaanxi, China)

**Abstract:** In order to improve the design efficiency of microwave bandpass filters, an optimization design method is proposed based on the parameter extraction and the space mapping. In this method, first, the Cauchy-TLS (Total Least Squares) method is used to obtain the rational fraction models of the filters. Next, by using these models, a fast convergent objective function is constructed to extract the equivalent circuit parameters. Then, according to the principle of the space mapping, the problem of solving the optimal physical dimension of the filter is transformed into a quadratic constrained optimization model, and the corresponding solution is used to guide full-wave simulation of the filters. Finally, a dual-mode circular-waveguide filter is designed and machined, and its optimal physical dimension with ideal response is achieved after six iterations. It is found that the measured results accord well with the simulated ones.

**Key words:** microwave bandpass filter; Cauchy-the least square method; parameter extraction; space mapping

责任编辑: 许花桃

## 微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养，是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题，有资深工程师领衔主讲，课程既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，设计原理和设计仿真实践相结合，向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



### 微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频，专家授课，中文讲解，直观易学；既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

### 更多专业培训课程：

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>

专注于微波、射频、天线设计人才的培养

**易迪拓培训**

官方网址: <http://www.edatop.com>

淘宝网店: <http://shop36920890.taobao.com>