

微波波导滤波器的复合空间映射优化策略

龚建强, 章晨磊, 廖梓豪, 刘宜润, 余韩超, 谢 健

(南昌大学信息工程学院, 江西南昌 330031)

摘要: 本文针对微波波导滤波器提出了一种融合单步渐进空间映射(One-Step Aggressive Space Mapping, OS-ASM)和隐式空间映射(Implicit Space Mapping, ISM)的高效复合优化策略. 单步渐进空间映射能使远离最优解的初值迅速向最优解附近靠近, 再辅以隐式空间映射优化, 一般五步迭代以内即可使基于物理结构的微波波导滤波器高精度模型(精细模型(Fine Model, FM))仿真结果与目标理论特性几近完美拟合. 与传统直接优化算法相比, 本策略并非对精细模型直接进行迭代优化, 而是对基于模匹配法的低精度模型(粗糙模型(Coarse Model, CM))迭代计算, 精细模型仿真仅用于验证迭代优化粗糙模型生成的物理参数, 时效性极高, 同时也回避了单步渐进空间映射中粗糙模型必须实现极致拟合的严苛要求. 本文以八阶切比雪夫型矩形波导滤波器(Bandpass Filter, BPF)和四阶双模圆波导滤波器为例, 详细阐释了该策略的实施过程及效果.

关键词: 波导滤波器; 复合空间映射; 精细模型; 粗糙模型; 模匹配法

基金项目: 江西省自然科学基金(No.20192BAB207006)

中图分类号: TN713

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)12-4330-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250768

Mixed Space Mapping Strategy for Microwave Waveguide Filters

GONG Jian-qiang, ZHANG Chen-lei, LIAO Zi-hao, LIU Yi-run, YU Han-chao, XIE Jian

(School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang, Jiangxi 330031, China)

Abstract: This paper presents an effective mixed space mapping (MSM) strategy for microwave waveguide filters by incorporating the one-step aggressive space mapping (OS-ASM) and the implicit space mapping (ISM). Executing OS-ASM enables the initial physical parameters to rapidly reach the proximity of the best solution, even if the initial parameters locate far away from the targetted ones. The further conducted standard ISM steps empower the simulation results of the high-fidelity model or the fine model (FM) of the waveguide filters almost perfectly to match the specified theoretical performance within few iteration steps. Compared with the traditional direct optimization methods, the proposed MSM strategy does directly and iteratively optimize the low-fidelity model or the coarse model (CM) based on the mode-matching technique with small computation burden, and the few performed FM simulations with large computation consumption are only used to verify the physical parameters produced by optimizing the continuously calibrated CM, and that is why substantial efficiency and accuracy are simultaneously achieved, and in addition, the demanding requirement that the CM must be able to realize the extreme fitting in the traditional OS-ASM is greatly relieved. An eight-pole Chebyshev rectangular waveguide bandpass filter (BPF) and a four-pole dual-mode circular waveguide BPF are taken as examples to detail the implementation process and the eminent effects of the proposed MSM strategy.

Key words: waveguide filter; mixed space mapping; fine model; coarse model; mode-matching technique

Foundation Item(s): Natural Science Foundation of Jiangxi (No.20192BAB207006)

1 引言

空间映射(Space Mapping, SM)是一种典型的替代模型优化策略, 其中包含两种模型, 即精细模型(Fine Model, FM)和粗糙模型(Coarse Model, CM). FM即高精度模型, 是实际要优化的对象, 一般结构和材料复杂度

高, 单次仿真计算往往需要耗费大量的计算资源, 若采用单纯型法和置信域法等经典的迭代技术直接优化, 会导致极低的时效性, 而且优化结果也很可能达不到预期目标^[1]. CM即低精度模型, 它是对FM的一种替代, 良好替代的前提是CM须能捕捉到FM的主要物理

特性,如此对FM的优化问题在SM中便映射到了对CM的校准与优化问题.由于CM计算精度虽较FM低,但其计算速度却要高出数个等级,通过迭代校准与优化CM,其优化结果能直接指导FM的物理参数稳定有序地向最优解过渡,因此SM是一种效率很高的替代模型优化策略^[2].Ossorio等人^[3]于2018年针对微波波导滤波器提出了一种单步渐进空间映射(One-Step Aggressive Space Mapping, OS-ASM)法,与隐式空间映射(Implicit Space Mapping, ISM)法相比,OS-ASM并非对额外选定的预置参数(Preassigned Parameters, PPs)进行参数提取(Parameter Extraction, PE),而是对待优化物理参数进行PE,再利用CM初始最优物理参数与PE参数之间的差值去修正CM初始最优物理参数,从而得到FM最优物理参数.然而试验结果显示该方法一般很难真正一步实现目标性能,尤其针对一些高阶且结构和材料复杂的情形,常需再接续几步渐进空间映射(Aggressive Space Mapping, ASM)进行优化修正.总结该方法的不足之处在于:一是要求CM有对FM性能极致拟合的能力,也即在CM空间优化物理参数,能使CM性能尽可能无误差的拟合FM高精度仿真性能,由于CM本就是FM的一种低精度近似,无误差拟合的要求过于严苛;二是文中并未对后续ASM实施过程进行阐述,而经典ASM算法中Broyden秩一更新策略往往难以做到每一步都能驱使待优化参量向其最优解过渡,而且常会出现迭代无法收敛的情形.针对这些问题,虽有文献引入置信域策略以确保每一步ASM迭代都能驱使待优化参量向最优解靠近,其代价却是额外增加了许多FM的计算负荷^[4].该文的启示也有两点.一是针对波导滤波器建立了通用模匹配法CM,也即在基于模匹配法的FEST3D软件中建立波导滤波器参量化模型,通过对软件中模式数、基函数数和格林函数项数等关键计算精度控制参数的设定,可使CM具有很高的计算效率,并可使CM和FM天然共享一致的物理结构、属性和参数设置.以往针对波导滤波器建立的CM或是针对特定滤波器结构提出的等效电路模型^[5],或是利用滤波器耦合矩阵提取算法提取出的耦合矩阵^[6],等效电路结构因波导滤波器结构不同而需针对性构建,尤其对包含交叉耦合和频变耦合等情形的滤波器,要建立适配的等效电路本身就是一大挑战;耦合矩阵针对不同波导结构也需采用不同的耦合矩阵参数提取算法.可见基于等效电路法和耦合矩阵提取法构建的CM缺乏通用性.而基于模匹配法的CM则兼具通用性和时效性,源于它和FM具有近乎一致的电磁物理特性.如此构建CM的思路与2007年Zhu等人^[7]采用粗细网格剖分同一平面天线结构分别生成CM和FM进行SM优化的工作异曲同工.二是虽然OS-ASM往往难以一步实现目标滤波性能,但就这一

步却能很好地初始物理参数推进至最优解附近,这为后续迭代收敛提供了一个很好的前置条件.

基于如上分析,本文进一步提出了一种针对微波波导滤波器的复合空间映射(Mixed Space Mapping, MSM)策略.该策略既保留了OS-ASM的核心优点,也弥补了如上提及的不足.其核心思路是针对任一波导滤波器首先执行一步OS-ASM,使待优化物理参数快速向最优解迁移,接着通过合理选定PPs采用ISM进行迭代优化.由于ISM无需Broyden秩一更新,且基于CM和FM近乎一致的电磁物理特性,若PPs选择得当,即可稳定高效地推进优化进程,成功实现目标滤波响应.文中将以包含九变量的八阶Chebyshev型矩形波导带通滤波器(BandPass Filter, BPF)和七变量的四阶双模圆波导BPF为例,详细展示MSM策略的实施过程、PPs选取原则以及最终优化效果.

2 MSM策略及其应用实例

ASM本质是求解如下非线性方程组:

$$f(\mathbf{x}_f) = \mathbf{P}(\mathbf{x}_f) - \mathbf{x}_c^* = 0 \quad (1)$$

其中, \mathbf{x}_f 是FM空间的待优化几何参量; \mathbf{x}_c^* 是CM空间的最优解; \mathbf{P} 表示将FM空间变换到CM空间的映射,也即 $\mathbf{x}_c = \mathbf{P}(\mathbf{x}_f)$. \mathbf{P} 可通过PE过程进行求解,给定 \mathbf{x}_f 和FM响应 $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_f)$, \mathbf{x}_c 可由下式提取:

$$\|\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_f) - \mathbf{R}_c(\mathbf{x}_c)\| \leq \varepsilon \quad (2)$$

其中, $\mathbf{R}_c(\mathbf{x}_c)$ 为CM响应; $\|\cdot\|$ 表示2范数; ε 为一小的正数.通过在CM空间进行PE以及后续的基于数值技术的设计参数更新,ASM避免了直接迭代优化FM产生的高计算负荷.为不断更新 \mathbf{x}_f 以减小式(1)中的误差 \mathbf{f} , \mathbf{x}_f 的更新增量 \mathbf{h} 为下式的解:

$$\mathbf{J}\mathbf{h} = -\mathbf{f} \quad (3)$$

其中, \mathbf{J} 为雅可比矩阵.在传统ASM中, \mathbf{x}_c 和 \mathbf{x}_f 往往因CM和FM采用不同物理模型而致定义不同.因此 \mathbf{J} 须经历初始化和后续的Broyden秩一更新,这是ASM迭代常无法收敛的主要原因,即CM并不能充分捕获FM的主要电磁特性^[6].而在OS-ASM中, \mathbf{x}_c 和 \mathbf{x}_f 具有相同的定义,源于CM和FM采用相同的物理结构模型,区别只是两者的计算方式与精度不同.CM中采用高效率模匹配法进行计算,FM采用高密度有限元网格剖分计算,所以 \mathbf{J} 为单位阵 \mathbf{I} .将其代入式(3)中,可知 $\mathbf{h} = \mathbf{x}_c^* - \mathbf{x}_c$,于是更新的 \mathbf{x}_f 为^[3]

$$\mathbf{x}_f = 2\mathbf{x}_c^* - \mathbf{x}_c \quad (4)$$

从式(4)可知,要采用OS-ASM一步获得 \mathbf{x}_f 最优解,一定要求 \mathbf{x}_c^* 和PE生成的 \mathbf{x}_c 要尽可能地无误差,这个要求显然过于严苛了.本文所提出的MSM是在进行OS-ASM后,接续进行ISM迭代更新,即持续校准CM,通过优化被持续校准的CM得到FM的最优解.这不仅能缓

解对原 OS-ASM 算法过于严苛的拟合精度要求,也提供了明确且易操作的后续迭代更新策略. ISM 迭代更新操作^[1,8]可表示为

$$\mathbf{x}^{(i+1)} = \arg \min_{\mathbf{x}} U(\mathbf{R}_s^{(i)}(\mathbf{x})) \quad (5)$$

其中, $\mathbf{R}_s^{(i)}(\mathbf{x})$ 表示在第 i 步构建的替代模型响应,具体可表示为

$$\mathbf{R}_s^{(i)}(\mathbf{x}) = \mathbf{R}_c(\mathbf{x}, \mathbf{c}^{(i)}) \quad (6)$$

其中, $\mathbf{c}^{(i)}$ 为 CM 中额外选定的一组独立 PPs, PPs 个数与 \mathbf{x}_f 中元素个数相同. 采用与式(2)中一致的 PE 过程提取出 $\mathbf{c}^{(i)}$, 再依据式(5)即可获得更新的 \mathbf{x}_f . 成功实施 ISM 的关键是寻求灵敏度与 \mathbf{x}_f 接近一致的 $\mathbf{c}^{(i)}$. 鉴于 MSM 中 CM 和 FM 物理模型的一致性, $\mathbf{c}^{(i)}$ 的设定可采用对偶思想,这将在实例中展开说明.

2.1 MSM 应用实例一: 八阶 Chebyshev 型矩形波导 BPF

2.1.1 \mathbf{x}_c^* 获取

本例采用 WR-75 矩形波导 ($a=19.05\text{ mm}$, $b=9.525\text{ mm}$), BPF 设计指标为中心频率 12 GHz, 带宽 200 MHz, 带内回波损耗 25 dB. 依据 Chebyshev 综合法可得低通原型元件值: $g_0=1.0000$ 、 $g_1=0.8463$ 、 $g_2=1.4269$ 、 $g_3=1.8172$ 、 $g_4=1.6837$ 、 $g_5=1.8847$ 、 $g_6=1.6234$ 、 $g_7=1.5973$ 、 $g_8=0.7560$ 、 $g_9=1.1194$. 由此可进一步计算出各电感膜片等效的归一化阻抗变换器参数: $K_{01}=K_{89}=0.2552$ 、 $K_{12}=K_{78}=0.0502$ 、 $K_{23}=K_{67}=0.0342$ 、 $K_{34}=K_{56}=$

0.0315、 $K_{45}=0.0309$. 矩形波导电感膜片 HFSS 仿真模型如图 1(a) 所示, 相应等效电路如图 1(b) 所示. 在图 1(a) 中设定 HFSS 网格迭代精度 $\Delta S=0.01$, 各膜片厚度 2 mm, 计算出相应的 S 参数, 便可根据下式建立膜片宽度 w_i 和 $K_{i-1,i}$ 与 ϕ_i 之间的关系^[9]:

$$jX_{si} = \frac{1-S_{12}+S_{11}}{1-S_{11}+S_{12}} \quad (7)$$

$$jX_{pi} = \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})^2 - S_{12}^2} \quad (8)$$

$$K_{i-1,i} = \left| \tan\left(\phi_i/2 + \arctan X_{si}\right) \right| \quad (9)$$

$$\phi_i = -\arctan(2X_{pi} + X_{si}) - \arctan X_{si} \quad (10)$$

注意 $K_{i-1,i}$ 、 X_{si} 和 X_{pi} 均针对波导特性阻抗 Z_0 归一化. 各谐振器长度也可由下式进行修正:

$$l_i = \frac{\lambda_g}{2\pi} \left[\pi + \frac{1}{2}(\phi_i + \phi_{i+1}) \right] \quad (11)$$

其中, λ_g 为中心频率处波导波长. 综上可得初始 \mathbf{x}_{c_ini} , 如表 1 所示.

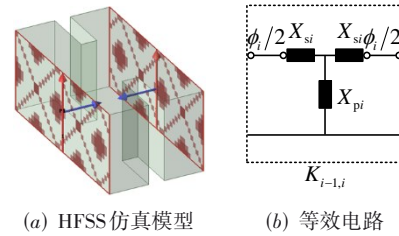


图 1 矩形波导电感膜片 HFSS 仿真模型和等效电路

表 1 八阶 Chebyshev 矩形波导 BPF MSM 策略拟合优化过程参数表

| | w_1 | w_2 | w_3 | w_4 | w_5 | l_1 | l_2 | l_3 | l_4 |
|---|---------|---------|---------|---------|---------|----------|----------|----------|----------|
| \mathbf{x}_{c_ini} | 8.900 0 | 5.500 0 | 4.950 0 | 4.850 0 | 4.820 0 | 14.174 5 | 15.574 6 | 15.717 2 | 15.735 1 |
| $\mathbf{x}_c^* = \mathbf{x}_{f01}$ | 8.921 6 | 5.442 4 | 4.877 8 | 4.753 9 | 4.723 6 | 14.092 6 | 15.524 7 | 15.678 2 | 15.711 2 |
| \mathbf{x}_{c_PE01} | 8.871 2 | 5.405 8 | 4.849 5 | 4.731 9 | 4.703 0 | 14.098 7 | 15.519 4 | 15.673 3 | 15.708 6 |
| $\mathbf{x}_{f02} = 2\mathbf{x}_c^* - \mathbf{x}_{c_PE01}$ | 8.972 0 | 5.479 0 | 4.906 1 | 4.775 9 | 4.744 2 | 14.086 5 | 15.530 0 | 15.683 1 | 15.713 8 |
| $\mathbf{c}^{(1)}$ | t_1 | t_2 | t_3 | t_4 | t_5 | a_1 | a_2 | a_3 | a_4 |
| | 2.079 7 | 2.049 0 | 2.042 7 | 2.037 9 | 2.036 2 | 18.987 6 | 19.015 2 | 19.017 2 | 19.019 9 |
| \mathbf{x}_{f03} | w_1 | w_2 | w_3 | w_4 | w_5 | l_1 | l_2 | l_3 | l_4 |
| | 8.918 0 | 5.434 9 | 4.886 0 | 4.772 4 | 4.746 4 | 14.135 5 | 15.549 5 | 15.695 0 | 15.721 8 |
| $\mathbf{c}^{(2)}$ | t_1 | t_2 | t_3 | t_4 | t_5 | a_1 | a_2 | a_3 | a_4 |
| | 1.973 8 | 1.980 1 | 2.000 5 | 2.017 3 | 2.025 8 | 19.002 7 | 19.025 1 | 19.031 4 | 19.035 3 |
| \mathbf{x}_{f04} | w_1 | w_2 | w_3 | w_4 | w_5 | l_1 | l_2 | l_3 | l_4 |
| | 8.911 0 | 5.427 7 | 4.878 2 | 4.772 6 | 4.752 4 | 14.125 3 | 15.543 8 | 15.685 9 | 15.709 9 |

BPF 整体的 FEST3D CM 模型如图 2 所示. 考虑到滤波器结构的对称性, 将 5 个膜片宽度 (w_i , $i=1, 2, 3, 4, 5$) 和 4 个谐振器长度 (l_i , $i=1, 2, 3, 4$) 设定为待优化物理参量, 包含于 \mathbf{x}_f 中. 相应的 HFSS FM 仿真模型如图 3 所示. 由 \mathbf{x}_{c_ini} 建立八阶 BPF 的 FEST3D 模型, 计算精度控制参数统一设定如下: (1) 采用模式数=5; (2) 基函数个

数=15; (3) 格林函数项数=150. 如此 CM 仿真一次耗时不到 0.5 s, 与一般基于等效电路的 CM 计算速度相仿, 甚至更快. 为获取 \mathbf{x}_c^* , 将 11.88~12.12 GHz 内均分的 101 个频点处目标响应作为基准 Mask 导入 FEST3D, 再用软件自带的单纯型优化引擎拟合优化, 获取的 \mathbf{x}_c^* 示于表 1. 通过观察图 4(a) 可知 CM 响应 $\mathbf{R}_c(\mathbf{x}_c^*)$ 与基准响

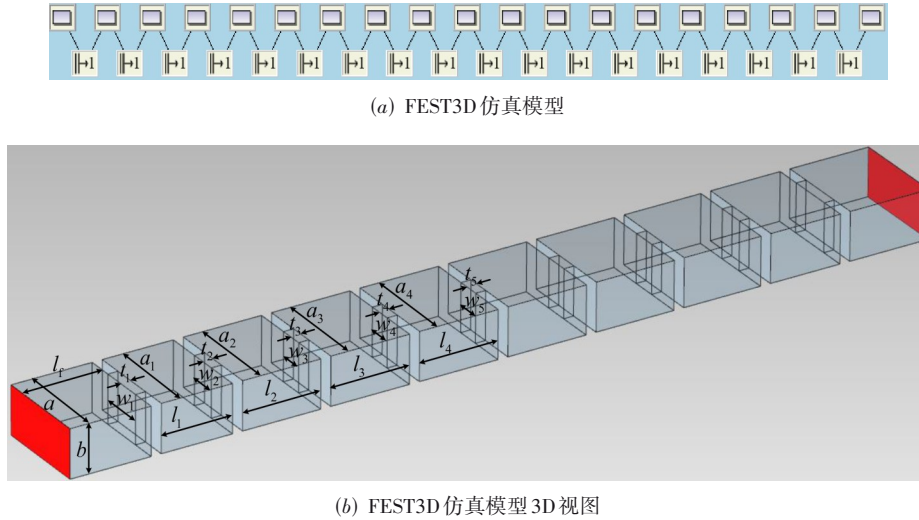


图2 八阶Chebyshev矩形波导BPF FESTA3D模匹配CM模型

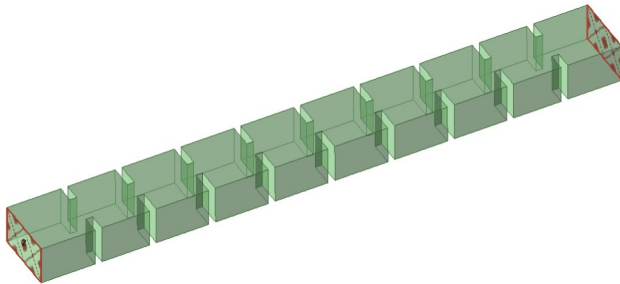


图3 八阶Chebyshev矩形波导BPF HFSS有限元FM模型

应基本拟合,只在高频处略有偏差,而这正是MSM相

传统OS-ASM的优势所在,即不要求 $R_c(x_c^*)$ 极致拟合基准滤波响应,允许一定误差的存在.

2.1.2 OS-ASM步求 x_{f02}

令 $x_{f01} = x_c^*$,代入HFSS FM仿真模型中,PC配置CPU I7-4790和32 GB内存,自适应网格精度设为Delta S = 0.02,单次计算 $R_f(x_{f01})$ 将产生20万余个有限元网格,耗时22 min以上. $R_f(x_{f01})$ 如图4(b)所示, $R_f(x_{f01})$ 带内 S_{11} 仅有7个极小值点,且最大值未达-25 dB以下,需进一步优化.为利用式(2)PE出 x_{c_PE01} ,将 $R_f(x_{f01})$ 作为基

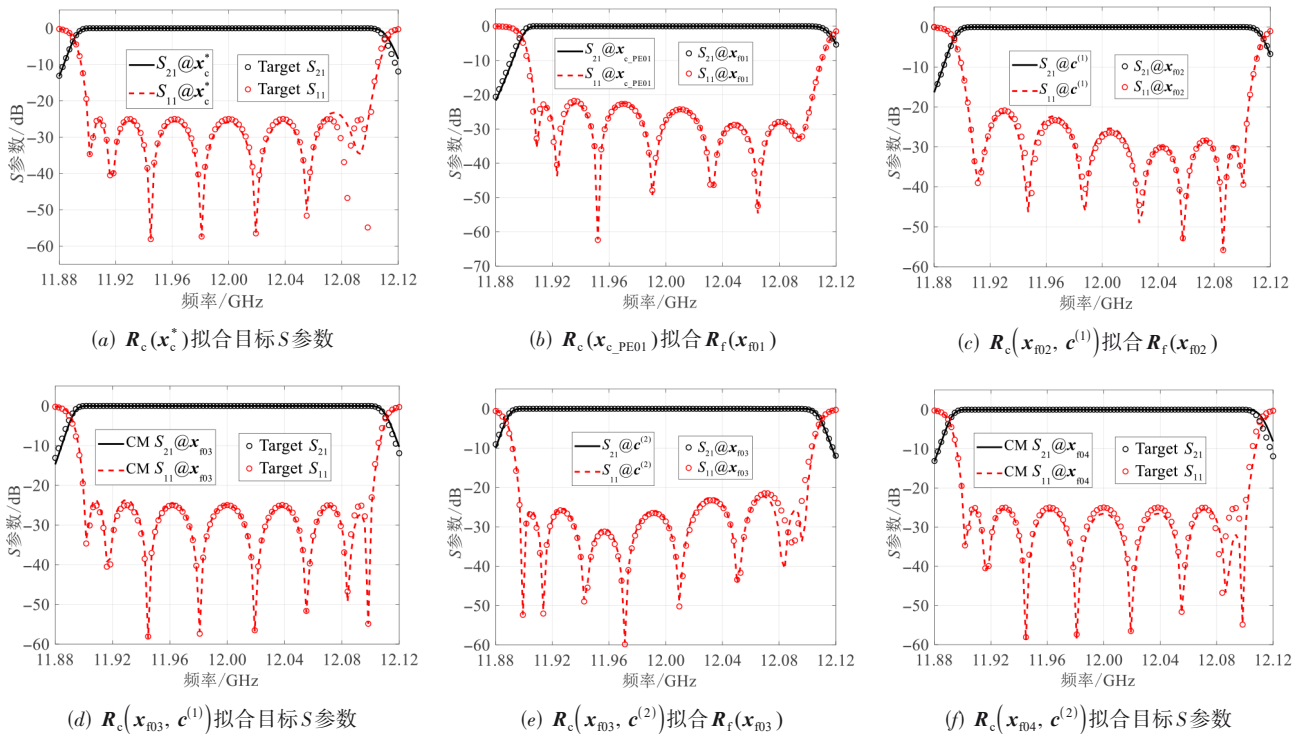


图4 八阶Chebyshev矩形波导BPF MSM策略拟合优化过程

准 Mask 导入 FEST3D, 同样采用内置单纯型法进行拟合优化, 图 4(b) 显示拟合效果极佳, 尽管仍残存一些误差, 但在 MSM 策略中通过后续迭代校准可逐步减小这些误差. 由式(4)可得 $\mathbf{x}_{f02} = 2\mathbf{x}_c^* - \mathbf{x}_{c_PE01}$, \mathbf{x}_{c_PE01} 和 \mathbf{x}_{f02} 均列于表 1. $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f02})$ 如图 4(c) 所示, 与 $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f01})$ 相比, S_{11} 带内响应有一定改善, 尤其是靠近通带上边沿区域提升显著, 但尚未一步达到优化目标, 仍需进一步优化.

2.1.3 ISM 步持续更新 \mathbf{x}_f

在执行 OS-ASM 生成 \mathbf{x}_{f02} 后, $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f02})$ 已向目标滤波响应稳定过渡. 为进一步优化更新 \mathbf{x}_f , 需继续执行 ISM 步, 其中 PPs 的选择是关键. PPs 是有别于 \mathbf{x}_f 的一组独立参数, 它们与 \mathbf{x}_f 一样对滤波器中腔体谐振频率或谐振腔之间的耦合具有控制与调节作用, 并且原则上应具有与 \mathbf{x}_f 对目标响应相近的灵敏度^[2]. 考虑到三维实体的波导器件, PPs 选取可采用对偶原则: 若优化变量是谐振器长度, 则对应的预置参数可以是谐振器宽度; 若优化变量是感性膜片宽度, 对应的预置参数可选为感性膜片厚度等, 只需确保 PPs 变化时不破坏波导器件的结构整体性即可. 鉴于此, PPs 设定如表 1 所示, \mathbf{x}_f 中 5 个膜片宽度和 4 个谐振器长度分别对应 $\mathbf{c}^{(i)}$ 中 5 个膜片厚度和 4 个谐振器宽度. 为 PE 出 $\mathbf{c}^{(1)}$, 依据式(6), 将 $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f02})$ 作为基准导入 FEST3D, 保持 $\mathbf{x}_f = \mathbf{x}_{f02}$, 优化 $\mathbf{c}^{(1)}$ 使得 $\mathbf{R}_c(\mathbf{x}_{f02}, \mathbf{c}^{(1)})$ 与 $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f02})$ 拟合, 拟合效果如图 4(c) 所示, $\mathbf{c}^{(1)}$ 示于表 1. 生成 $\mathbf{c}^{(1)}$ 后, 要依据式(5)更新 \mathbf{x}_f , 生成 \mathbf{x}_{f03} , 具体操作与产生 \mathbf{x}_c^* 一致, 在 ISM 中此步骤被称为再优化 (ReOptimization, ReOpt) 操作. 观察 $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f03})$, 带内首次出现了 8 个 S_{11} 极小点, 并且带内 S_{11} 极大值也接近目标的 -25 dB, 只是波纹形状仍非等波纹, 也并未以 12 GHz 对称分布. 故可再执行一遍 PE 和 ReOpt 操作, 先后生成 $\mathbf{c}^{(2)}$ 和 \mathbf{x}_{f04} . $\mathbf{c}^{(2)}$ 的拟合效果如图 4(e) 所示, 而

$\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f04})$ 与目标响应的比较结果如图 5 所示. 可见经过一步 OS-ASM 和两步 ISM 共计 4 次 FM 仿真, $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f04})$ 已与目标滤波响应良好拟合, 这一结果充分体现了 MSM 策略的稳定性、高效性与易操作性.

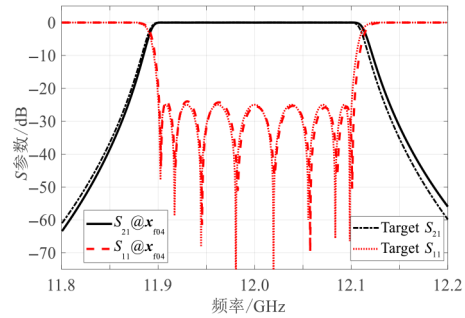
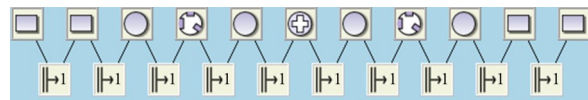


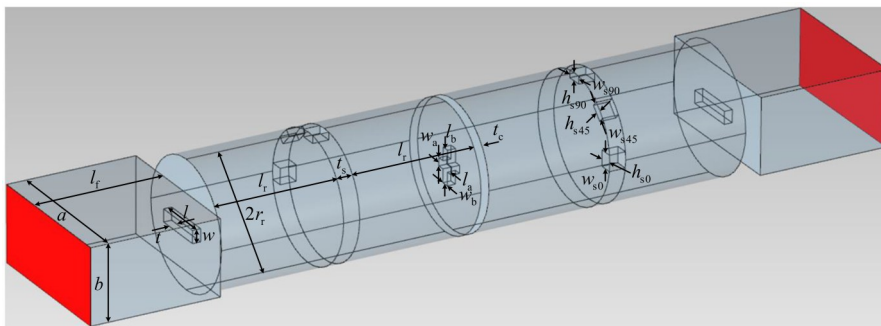
图5 八阶 Chebyshev 矩形波导 BPF $\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_{f04})$ 与目标滤波响应对比

2.2 MSM 应用实例二: 四阶双模圆波导 BPF

四阶双模圆波导 BPF 设计指标为中心频率 17.59 GHz, 带宽 36 MHz, 带内回波损耗 20 dB. FEST3D 模型及物理参数定义如图 6 所示, 固定参数 $w = 1.6$ mm、 $t = 1.0$ mm、 $r_r = 7.959$ mm、 $t_s = 2.0$ mm、 $t_c = 1.0$ mm, \mathbf{x}_c 、 \mathbf{x}_f 以及依对偶原则选择的 $\mathbf{c}^{(i)}$ 列于表 2. 激励波导同样采用 WR-75 波导. 与实例一不同之处在于: (1) 利用 FEST3D 软件的双模综合功能, 根据设计指标直接生成 $\text{CM}\mathbf{x}_c^*$, 与实例一类同的 \mathbf{x}_c^* 求解过程可参阅文献[10]; (2) 在验证各阶段更新生成的 \mathbf{x}_f 时, 由 FEST3D CM 直接导出生成 CST FM 进行高精度有限元仿真; (3) 因本例中引入了输入输出非对称耦合膜片、十字耦合膜片和耦合与调谐螺栓等不连续性结构, 特将 FEST3D CM 计算精度控制参数统一翻倍, 即便如此, CM 一次仿真耗时也仅 1.0 s 左右. 拟合频段设定为 17.54~17.64 GHz, 均分 101 个频点, 如此



(a) FEST3D 仿真模型



(b) FEST3D 仿真模型 3D 视图

图6 四阶双模圆波导 BPF FEST3D 模型匹配 CM 模型

可恰好包括两传输零点频率 17.55 GHz 和 17.63 GHz. 它们是目标响应中的重要特征频点. 如图 7(a)所示, $R_c(\mathbf{x}_c^*)$ 与目标响应拟合良好, 尤其拟合了两传输零点处的目标响应, 虽然通带上边频附近存在些许偏差, 但在 MSM 策略中这是可接受的. 将 \mathbf{x}_c^* 对应的 FEST3D CM 导出生成 CST FM, 如图 8 所示, 自适应网格精度设为 $\Delta S = 0.005$, 单次计算 $R_f(\mathbf{x}_{f01})$ 将产生 16 万余个的有限元网格, 耗时 17 min 以上. $R_f(\mathbf{x}_{f01})$ 和 $R_c(\mathbf{x}_{c_PE01})$ 如

图 7(b)所示, 两者拟合极佳. 再由式(4)可得 $\mathbf{x}_{f02}, \mathbf{x}_c^*$ 、 \mathbf{x}_{c_PE01} 和 \mathbf{x}_{f02} 均附于表 2. $R_f(\mathbf{x}_{f02})$ 如图 7(c)所示, 与 $R_f(\mathbf{x}_{f01})$ 相比, S_{11} 带内响应改善显著, 说明 \mathbf{x}_f 已向最优解有效渡越. 生成 \mathbf{x}_{f02} 之后, 再继续执行两组 PE 和 ReOpt 操作, 其间生成的 $\mathbf{c}^{(1)}, \mathbf{x}_{f03}, \mathbf{c}^{(2)}$ 和 \mathbf{x}_{f04} 均列于表 2. 各 PE 和 ReOpt 拟合效果如图 7(c)~图 7(f)所示. 最终图 9 显示四阶双模圆波导 BPF $R_f(\mathbf{x}_{f04})$ 与目标响应拟合良好, 实现了预期设计指标.

表 2 四阶双模圆波导 BPF MSM 策略拟合优化过程参数表

| | l | l_r | l_a | l_b | h_{s0} | h_{s45} | h_{s90} |
|---|---------|---------|---------|---------|----------|-----------|-----------|
| \mathbf{x}_{c_ini} | 8.900 0 | 5.500 0 | 4.950 0 | 4.850 0 | 4.820 0 | 14.174 5 | 15.574 6 |
| $\mathbf{x}_c^* = \mathbf{x}_{f01}$ | 8.921 6 | 5.442 4 | 4.877 8 | 4.753 9 | 4.723 6 | 14.092 6 | 15.524 7 |
| \mathbf{x}_{c_PE01} | 8.871 2 | 5.405 8 | 4.849 5 | 4.731 9 | 4.703 0 | 14.098 7 | 15.519 4 |
| $\mathbf{x}_{f02} = 2\mathbf{x}_c^* - \mathbf{x}_{c_PE01}$ | 8.972 0 | 5.479 0 | 4.906 1 | 4.775 9 | 4.744 2 | 14.086 5 | 15.530 0 |
| $\mathbf{c}^{(1)}$ | w | r_r | w_a | w_b | w_{s0} | w_{s45} | w_{s90} |
| | 2.079 7 | 2.049 0 | 2.042 7 | 2.037 9 | 2.036 2 | 18.987 6 | 19.015 2 |
| \mathbf{x}_{f03} | l | l_r | l_a | l_b | h_{s0} | h_{s45} | h_{s90} |
| | 8.918 0 | 5.434 9 | 4.886 0 | 4.772 4 | 4.746 4 | 14.135 5 | 15.549 5 |
| $\mathbf{c}^{(2)}$ | w | r_r | w_a | w_b | w_{s0} | w_{s45} | w_{s90} |
| | 1.973 8 | 1.980 1 | 2.000 5 | 2.017 3 | 2.025 8 | 19.002 7 | 19.025 1 |
| \mathbf{x}_{f04} | l | l_r | l_a | l_b | h_{s0} | h_{s45} | h_{s90} |
| | 8.911 0 | 5.427 7 | 4.878 2 | 4.772 6 | 4.752 4 | 14.125 3 | 15.543 8 |

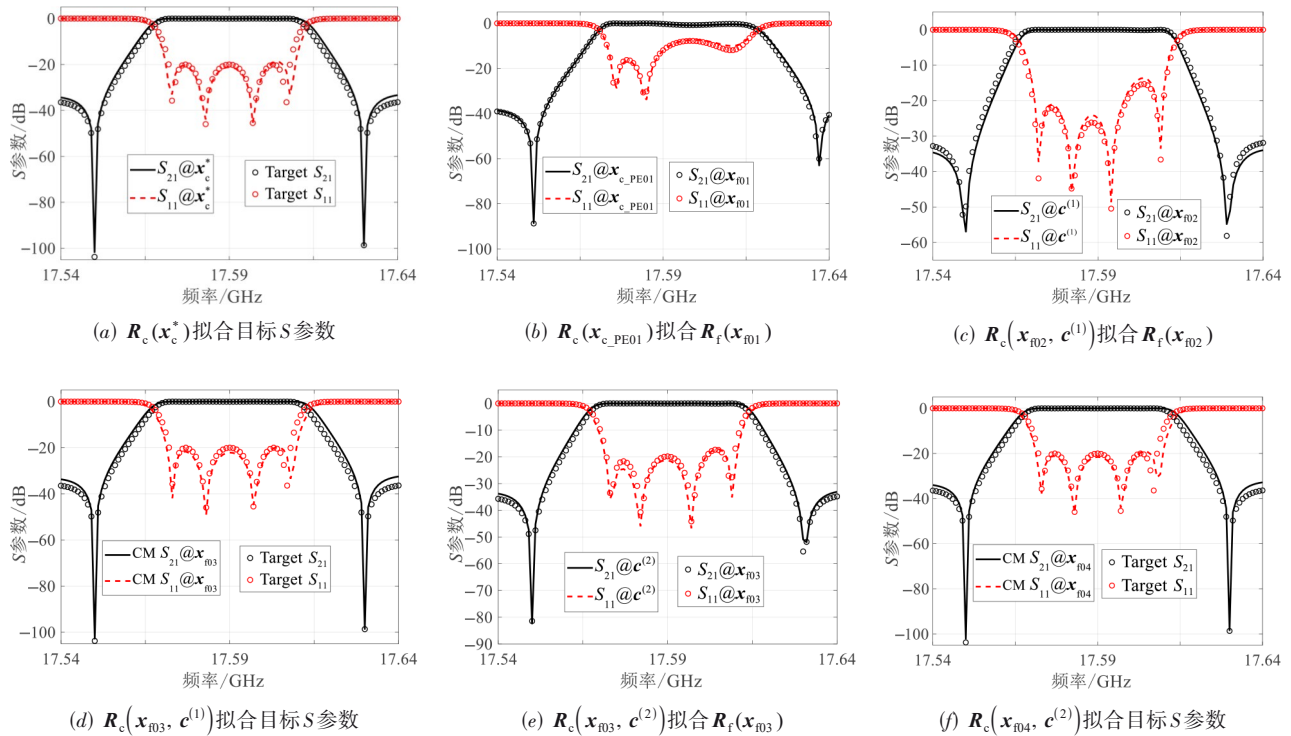


图 7 四阶双模圆波导 BPF MSM 策略拟合优化过程

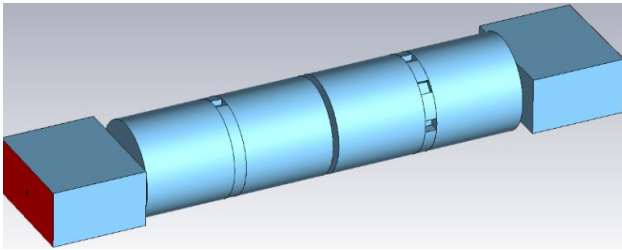
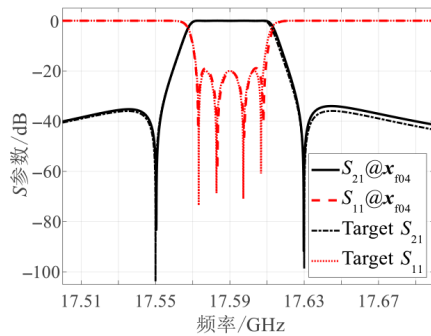


图8 四阶双模圆波导BPF CST有限元FM模型

图9 四阶双模圆波导BPF $S_{r}(x_{r04})$ 与目标滤波响应对比

3 结论

本文针对微波波导滤波器提出了融合OS-ASM和ISM的MSM策略. 成功实施MSM策略的重要基础是建立与FM共享同一物理结构且计算效率很高的模匹配CM. 以八阶Chebyshev矩形波导BPF和四阶双模圆波导BPF为例, 详细展示了MSM策略的具体实施过程与其间各步骤优化拟合效果. 结果表明两实例中所有迭代优化均只针对低计算负荷的模匹配CM展开, 且各仅需4次FM仿真即可求解出最优物理参数, 从而证实了MSM策略的稳定性、高效性与易操作性. 针对波导结构的滤波器或者无源器件, 均可采用本文所提出的MSM策略, 稳定有序地获得最优物理参数.

参考文献

[1] GONG J Q, WANG Y H, ZHANG C Q. Automated design for a hybrid lumped and distributed dual-band stub using aggressive space mapping[J]. Microwave and Optical Tech-

nology Letters, 2020, 62(5): 1969-1975.

- [2] BANDLER J W, CHENG Q S, HAILU D M, et al. A space-mapping design framework[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52(11): 2601-2610.
- [3] OSSORIO J, MELGAREJO J C, BORJA V E, et al. On the alignment of low-fidelity and high-fidelity simulation spaces for the design of microwave waveguide filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(12): 5183-5196.
- [4] KOZIEL S, BANDLER J W, CHENG Q S. Robust trust-region space-mapping algorithms for microwave design optimization[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(8): 2166-2174.
- [5] MELGAREJO J C, OSSORIO J, RUBIO D, et al. Recent advances on aggressive space mapping techniques for waveguide filters design and tuning[C]//2022 IEEE/MTT S International Microwave Symposium - IMS 2022. Piscataway: IEEE, 2022: 121-124.
- [6] YU Y C, DING M L, GONG J Q, et al. An improved simplified composite right-/ left-handed zeroth-order resonator and its application to design a compact microstrip band-pass filter with enhanced upper stopband[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2023, 17(5): 369-377.
- [7] ZHU J, BANDLER J W, NIKOLOVA N K, et al. Antenna optimization through space mapping[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(3): 651-658.
- [8] GONG J Q, WANG Y H, ZHANG C Q. Simulation-driven design for a hybrid lumped and distributed dual-band stub using input and output space mapping[J]. Progress in Electromagnetics Research M, 2018, 76: 133-141.
- [9] CAMERON R J, KUDSIA C M, MANSOUR R R. Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications[M]. Hoboken: Wiley, 2018.
- [10] COGOLLOS S, BRUMOS M, BORJA V E, et al. A systematic design procedure of classical dual-mode circular waveguide filters using an equivalent distributed model[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(4): 1006-1017.

作者简介



龚建强 男, 1983年2月出生于江西省南昌市. 现为南昌大学信息工程学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向为异向介质、滤波器与天线的综合与优化等.

E-mail: jqgong@ncu.edu.cn



章晨磊 男, 2004年8月出生于江西省南昌市. 现为南昌大学信息工程学院本科生. 主要研究方向为微波滤波器综合与优化技术.

E-mail: zhangchenlei@email.ncu.edu.cn