

过模波导器件的迭代设计方法

王强¹⁾³⁾ 周海京²⁾ 杨春¹⁾ 李彪¹⁾ 何晓阳^{1)†}

1) (中国工程物理研究院, 电子工程研究所, 绵阳 621900)

2) (应用物理与计算数学研究所, 北京 100094)

3) (清华大学, 工程物理系, 北京 100084)

(2012年12月8日收到; 2013年2月25日收到修改稿)

从模式保留和转换的角度, 过模波导器件可分为模式转换器、模式保留器和模式综合器. 传统方法只解决其中一种器件的设计或者对器件的某个指标进行改进. 本文在深入分析耦合波理论之后, 提出了过模波导器件的迭代设计方法, 从原理上解决了过模波导器件的设计问题. 该方法能够统一设计三类过模波导器件, 通过添加不同的结构控制方法, 可得到转换效率更高、带宽更宽、结构更紧凑、满足不同工程需求的器件, 而且还能有效设计一些新型器件. 给出了两个设计实例: 双频 TM_{01} — TE_{11} 模式变换器和光壁馈源喇叭. 双频 TM_{01} — TE_{11} 模式变换器的两个工作频点为 8.75 GHz 和 10.3 GHz, 波导半径为 16 mm, 在两个频点转换效率为 99% 以上. 光壁馈源喇叭实现 TE_{11} 模式向高斯束的转换. CST 仿真结果验证了这两个器件设计的正确性和有效性.

关键词: 耦合波理论, 模式转换器, 模式过渡器, 迭代法

PACS: 52.35.Hr, 42.68.Ay, 92.60.Ta

DOI: 10.7498/aps.62.115204

1 引言

随着高功率微波应用越来越广泛, 过模波导器件的应用也越来越频繁^[1]. 从模式保留和转换的角度, 过模波导器件可分为三类: 模式转换器, 实现一个波导模式向另外一个波导模式的转换, 例如 TM_{01} — TE_{11} 模式转换器; 模式保留器, 器件输入端和输出端模式相同, 但器件结构特性 (半径变化或者轴线弯曲) 发生改变, 例如 TE_{01} 模式过渡器、 TM_{01} 弯头结构; 模式综合器, 输入为一个模式, 输出为模式分布, 例如光壁馈源喇叭. 这些过模波导常常可采用耦合波理论进行描述. 在高功率微波的不同应用需求中, 涌现了大量以耦合波理论为基础的设计方法: 相位重匹配法^[2]、常曲率法^[3]、基于结构参数的蜂窝优化方法^[4]、Dolph-Chebyshev 方法^[5], 等等. 然而, 这些传统设计方法都只解决某一种器件的设计或者对某种器件的某个指标进行改进^[6]. 最近几年出现了迭代设计法, 该方法能够对三类过模波导统一设计, 设计结构相比于传

统方法能够具备更优的电特性和结构特性, 甚至能设计传统方法无能为力的新型器件. 迭代法存在两条发展路线: 基于整体结构轮廓优化和基于耦合波理论的优化求解. 第一条路线由 Denisov 等完成^[7,8], 但他们在公开发表的文献中对于具体技术细节披露甚少. 第二条路线由 Eric 等提出^[9], 他们完成了迭代梯度的求解工作, 但没有给出迭代步长的合理取值方法并且对具体应用描述较少. 本文在 Eric 的工作的基础上, 完成了迭代步长求解, 建立了通用迭代法设计流程. 在设计实例部分, 设计了双频 TM_{01} — TE_{11} 模式转换器和光壁馈源喇叭. 双频 TM_{01} — TE_{11} 模式转换器的设计未见报道, 本文首次报道了此类器件的设计和仿真结果; 光壁馈源喇叭虽然设计方法较多, 但以耦合波理论为基础进行设计也尚属首次.

2 迭代法原理

耦合波理论^[10] 对非均匀波导进行描述时, 认为: 当遭遇波导不均匀性 (轴线弯曲、半径渐变或

† 通讯作者. E-mail: hexy789@163.com

边界阻抗改变) 时, 不同模式间将发生模式耦合. 忽略反射模和波导损耗的耦合波方程组如式 (1):

$$\frac{d\mathbf{A}}{dz} = j\beta\mathbf{A} + \mathbf{C}(s, z)\mathbf{A}, \quad (1)$$

\mathbf{A} 为模式复幅度向量, z 为轴线坐标, j 为虚数单位, β 为模式传播常数, s 为结构函数, 结构函数的选择与耦合机理有关系, 对于轴线弯曲波导 s 为曲率, 而对于半径渐变波导 s 为 $d(\ln a)/dz$, a 为半径, \mathbf{C} 为耦合系数矩阵. 模式沿轴的变化可分为两部分, 一部分为自身相位的变化, 第二部分为其他模式对该模式的耦合项.

过模波导器件设计问题可描述为: 已知输入模式分布和输出模式分布, 如何设计器件结构, 使得最终效率最高. 将结构作为待优化的函数, 将效率作为优化目标, 这个问题为泛函优化问题

$$\max_{s(z)} J(s), \quad (2)$$

$s(z)$ 为结构函数, $J(s)$ 为效率. 将结构函数离散化为 N 个结构变量, $\mathbf{S} = (s_1, s_2, \dots, s_N)$, 则泛函优化问题转换为多变量优化问题. 在数学上, 多变量优化问题常常采用最速下降法进行求解, 求解过程为如下迭代过程: 给定初始结构; 对第 p 次迭代, 判断结构性能是否达到要求, 如果满足则迭代过程结束, 如果不满足, 采用 $\mathbf{S}^{p+1} = \mathbf{S}^p + t^p \Delta \mathbf{S}^p$ 更新结构, 并进行第 $p+1$ 次迭代. 其中, \mathbf{S} 为结构向量, t^p 为第 p 步迭代步长, $\Delta \mathbf{S}^p$ 为梯度, 也即 $J(\mathbf{S})$ 关于每一个结构变量的偏导数. 迭代法的两个关键步骤为: 梯度求解和迭代步长求解. 梯度为器件改善的方向, 而迭代步长决定了沿着这个方向走多远, 两者的正确计算决定了迭代过程能否快速有效收敛.

2.1 梯度求解

梯度求解过程需要求出效率 $J(\mathbf{S})$ 对每一个变量 s_k 的偏导数. 求解过程如下^[9]: 记 \mathbf{W}_k 为模式分布函数 \mathbf{A} 对 s_k 的偏导数, 为便于与直波导连接, 要求 $\mathbf{W}_k(0) = 0$. (1) 式对 s_k 求导,

$$\frac{d\mathbf{W}_k}{dz} = \mathbf{C}(\mathbf{S}, z)\mathbf{W}_k + \partial_{s_k}\mathbf{C}(\mathbf{S}, z)\mathbf{A}. \quad (3)$$

引入伴随状态 \mathbf{Z} , \mathbf{Z} 为如下反向传播过程的解:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{Z}}{dz} &= \mathbf{C}(\mathbf{S}, z)\mathbf{Z}, \\ \mathbf{Z}(L) &= \mathbf{R}_m, \end{aligned} \quad (4)$$

其中, \mathbf{R}_m 为目标模式分布. 可得到效率 $J(\mathbf{S})$ 随 s_k 的偏导:

$$\begin{aligned} \partial_{s_k} J(\mathbf{S}) &= \text{Re}(\partial_{s_k} \mathbf{A}(L), \mathbf{Z}(L)) \\ &= \text{Re}(\mathbf{W}_k(L), \mathbf{Z}(L)), \end{aligned} \quad (5)$$

括号表示厄米内积. 而由分部积分可得

$$\begin{aligned} &\int_0^L \left(\frac{d\mathbf{W}_k}{dz}, \mathbf{Z} \right) dz \\ &= - \int_0^L \left(\mathbf{W}_k, \frac{d\mathbf{Z}}{dz} \right) dz + (\mathbf{W}_k(L), \mathbf{Z}(L)), \end{aligned} \quad (6)$$

所以, 有

$$\begin{aligned} &(\mathbf{W}_k(L), \mathbf{Z}(L)) \\ &= \int_0^L \left(\frac{d\mathbf{W}_k}{dz}, \mathbf{Z} \right) dz + \int_0^L \left(\mathbf{W}_k, \frac{d\mathbf{Z}}{dz} \right) dz \\ &= \int_0^L [(\mathbf{C}\mathbf{W}_k, \mathbf{Z}) + (\mathbf{W}_k, \mathbf{C}\mathbf{Z})] dz \\ &\quad + \int_0^L (\partial_{s_k} \mathbf{C}\mathbf{A}, \mathbf{Z}) dz. \end{aligned} \quad (7)$$

无损耗时, 耦合系数矩阵为厄米反对称矩阵, 即 $\mathbf{C} = -\mathbf{C}^H$, 因而有

$$(\mathbf{C}\mathbf{W}_k, \mathbf{Z}) + (\mathbf{W}_k, \mathbf{C}\mathbf{Z}) = 0, \quad (8)$$

于是, 得到如下结果:

$$\partial_{s_k} J(\mathbf{S}) = \text{Re} \left(\int_0^L (\partial_{s_k} \mathbf{C}\mathbf{A}, \mathbf{Z}) dz \right). \quad (9)$$

2.2 迭代步长

为计算迭代步长, 需将梯度表达式 (9) 重新写为多条耦合线叠加的形式:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{S} &= [\partial_{s_1} J(\mathbf{S}), \partial_{s_2} J(\mathbf{S}) \dots \partial_{s_N} J(\mathbf{S})] \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \Delta s_{ij} \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \text{Re} [c_{ij} \cdot (\mathbf{A}_i^* \cdot \mathbf{Z}_j + \mathbf{A}_j^* \cdot \mathbf{Z}_i)], \end{aligned} \quad (10)$$

Δs_{ij} 代表 i, j 模式形成的耦合线, M 代表模式总数, c_{ij} 为模式 i, j 间的波型参数, 即耦合系数对 s_k 的导数, $\mathbf{A}_{i(j)}, \mathbf{Z}_{i(j)}$ 代表第 $i(j)$ 个模式的模式幅度. 定义耦合线对梯度的贡献

$$G_{ij} = \int_0^L |\Delta s_{ij}| dz. \quad (11)$$

在每步迭代中, 总能够找到贡献最大的耦合线, 与其他耦合线相比, 改变这条耦合线的幅度更能够提高效率, 因而可针对这条耦合线来计算迭代步长.

在两模耦合过程中,下式形式的耦合系数分布能够有效实现模式变换:

$$C_{12}(z) = \frac{\pi}{L} \sin \left[(\beta_2 - \beta_1)z \right]. \quad (12)$$

比较 (10) 式和 (12) 式, 不难得到迭代步长取值为

$$t = \frac{\pi}{|c'_{mn}|^2 L}, \quad (13)$$

其中 c'_{mn} 为贡献最大的模式对之间的波型参数. 从 (13) 式看出, 随着迭代次数增加, 迭代步长的取值并不随着迭代次数而变小, 然而梯度却会随着迭代次数减小, 因而结构改变量会不断变小, 最终收敛.

2.3 迭代法设计流程

迭代过程只针对结构函数进行设计, 对于轴线弯曲耦合机理, 结构函数为曲率, 对于半径渐变耦合机理, 结构函数为半径对数相对于传播变量的导数. 可在每次迭代过程中, 添加结构控制方法, 稍微改变结构函数, 从而实现某些特殊的结构特性, 例如, 共轴、结构弯曲一定角度、或者输入输出半径控制, 等等. 以结构 90° 弯曲为例, 控制方法为

$$\rho_{\text{new}} = \rho_{\text{old}} - \frac{1}{L} \int \rho_{\text{old}}(z) dz + \frac{\pi}{2L}, \quad (14)$$

其中, ρ_{new} 为结构控制之后的曲率函数, ρ_{old} 为结构控制之前的曲率函数, L 为结构总长度. 给出较好的初始结构之后, 每次迭代时结构控制方法对结构函数改变很少, 并不会影响迭代进程. 最终迭代法设计流程如图 1 所示.

3 设计实例

对于常规的模式变换器, 本文作者已经做了相关研究, 并与传统方法进行了比较, 包括: 宽带紧凑型 TE_{01} — TE_{11} 模式变换器^[11] 和一周期 TE_{02} — TE_{01} 模式变换器^[12], 从比较结果中看出: 迭代法设计的器件不仅带宽更宽, 而且结构也能更紧凑. 这儿给出两个设计实例, 采用传统方法较难实现.

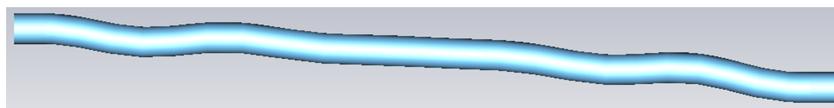


图 2 双频 TM_{01} — TE_{11} 模式变换器示意

3.1 双频 TM_{01} — TE_{11} 模式变换器

双频高功率微波源^[13] 是目前研究方向之一, 然而双频模式变换器却鲜见报道, 采用迭代法可设计双频工作的模式变换器. 双频模式变换器的设计需要在基本迭代法的基础上稍作修改: 基本迭代法的梯度求解是在一个频点下计算得到, 而双频器件的梯度求解需要在两个频点下分别计算, 然后加权求和, 求和结果作为新的梯度, 再代入迭代法进行计算. 根据新的梯度方向来改变结构能够提高这两个频点处的转换效率. 设计了工作频点为 8.75 GHz 和 10.3 GHz 的双频 TM_{01} — TE_{11} 模式变换器, 波导半径为 16 mm. 结构总长度为 793 mm, 如图 2 所示. 采用 CST 建模仿真, 带宽曲线如图 3 所示, 从图中看出存在两个模式转换频带: 频带 1 的中心频点为 8.75 GHz, 转换效率为 99.93%, 带宽达到 0.22 GHz; 频带 2 的中心频点为 10.3 GHz, 转换效率为 99.86%, 带宽达到 0.48 GHz. 8.75 GHz 和 10.3 GHz 的模式耦合过程分别如图 4(a), (b) 所示.

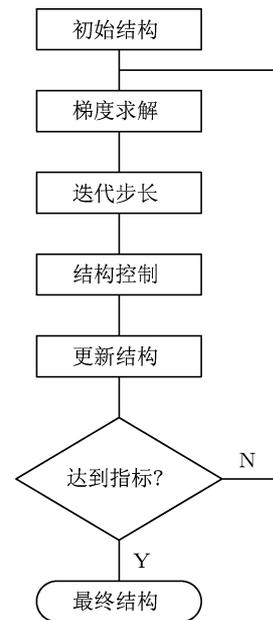


图 1 过模波导器件的迭代法设计流程

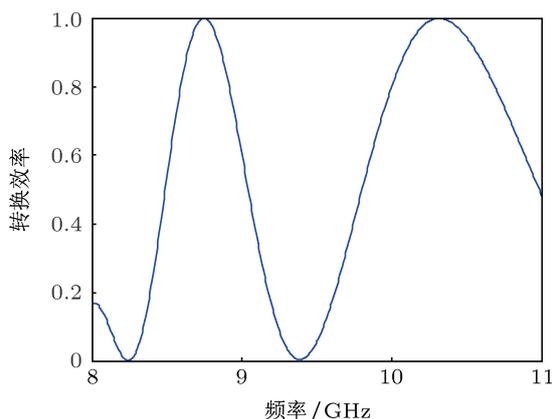


图3 双频 TM_{01} — TE_{11} 模式变换器带宽曲线

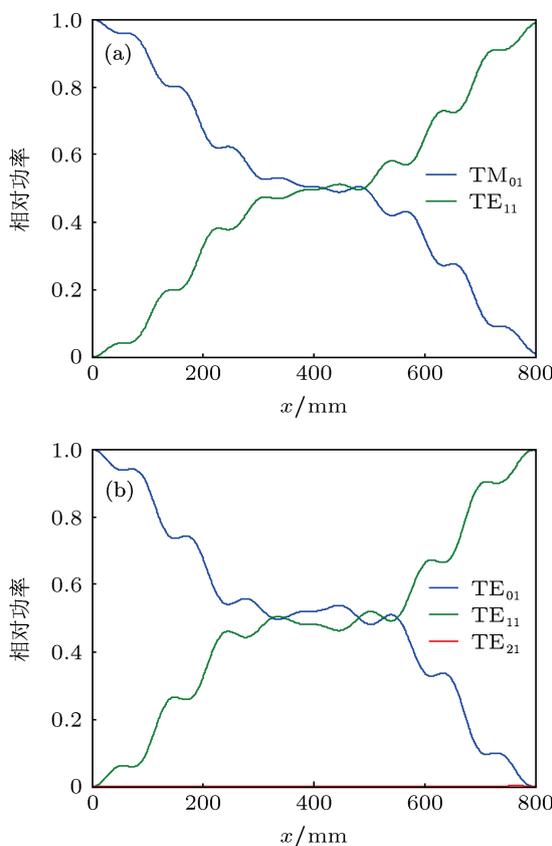


图4 不同频率下模式耦合过程 (a) 8.75 GHz; (b) 10.3 GHz

3.2 光壁馈源喇叭设计

在高功率微波系统中,光壁喇叭相比于波纹喇叭能够降低打火风险.采用迭代法能够快速设计光壁喇叭.光壁喇叭需要完成 TE_{11} 模式向基模高斯束的转换.选择高斯束束腰半径为 $w = 0.6a$,将高斯束的场分布按照波导模式作展开,得到波导模式成分为: TE_{11} 成分 80.4%, TM_{11} 成分 18%,与 TE_{11} 相位相差 π , TE_{12} 成分为 1.6%,与 TE_{11} 同相.光壁喇叭的设计为模式综合问题,可采用迭代法快速设

计.设计了工作频率为 35 GHz 的光壁喇叭,输入半径为 16 mm,输出半径为 40 mm.结构总长度为 426 mm,结构如图 5 所示.在 PC 机上的总计算时间为 2 min.采用 CST 建模仿真,方向图计算结果如图 6 所示,从图中看出方向图的 E 面、 45° 切面和 H 面重合度达到 25 dB,高斯束成分较高,达到了光壁喇叭的设计要求.

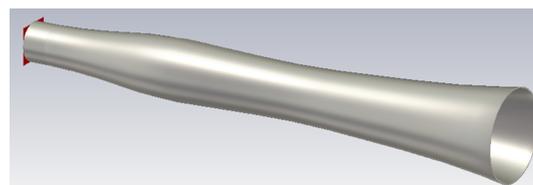


图5 光壁馈源喇叭示意

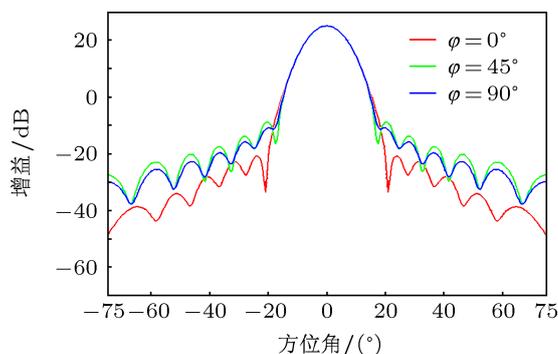


图6 光壁喇叭的 CST 仿真远场方向图

4 结论

本文介绍了过模波导器件的迭代设计方法,该方法能够快速自动完成模式变换器、渐变器和模式综合器件的设计,通过添加结构控制方法,还能够实现指标改进.采用迭代法设计了双频 TM_{01} — TE_{11} 模式转换器和光壁馈源喇叭两个过模波导器件.双频 TM_{01} — TE_{11} 模式转换器的两个工作频率分别为 8.75 GHz 和 10.3 GHz,波导半径为 16 mm,CST 仿真结果表明两个频点处的转换效率分别为 99.93%和 99.86%,达到预期指标.光壁馈源喇叭工作频率为 35 GHz,输入半径为 16 mm,输出半径为 40 mm,CST 仿真结果表明远场方向图的 E 面、H 面和 45° 切面有 25 dB 的重合度,高斯束成分较高.迭代法为过模波导器件设计的通用方法,为了适应不同的工程需求,可在基本迭代法的基础上作多种改进.针对不同需求的改进方法的研究仍然是一个很值得研究的方向.

- [1] Thumm M K, Kasperek W 2002 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **30** 3
- [2] Kumric H, Thumm M K, Wilhelm R 1988 *INT. J. Electron.* **64** 1
- [3] Vinogradov D V, Denisov G G 1991 *Int. J. Infrared Millim. Waves* **12**
- [4] Yang S W, Qing A Y 2005 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **33** 4
- [5] Flugel H, Kuhn E 1988 *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.* **36** 2
- [6] Sun X, Zhao Q, Li H F 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 4 (in Chinese) [孙旭, 赵青, 李宏福 2008 物理学报 **57** 4]
- [7] Denisov G G, Kalynova G I, Sobolev D I 2004 *Radiophysics and Quantum Electronics* **47** 8
- [8] Sobolev D I, Denisov G G 2010 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **38** 10
- [9] Luneville E, Krieg J M 1998 *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.* **46** 1
- [10] Sporleder F, Unger H G 1979 *Waveguide Tapers Transitions and Couplers* (London: Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers) p30
- [11] Wang Q, Zhou H J, Yang C, Li B, Ye J 2013 *High power Lasers and Particle Beams* **25** 3 (in Chinese) [王强, 周海京, 杨春, 李彪, 叶建 2013 强激光与粒子束 **25** 3]
- [12] Wang Q, Zhou H J, Yang C, Li B 2013 *High power Lasers and Particle Beams* **25** 2 (in Chinese) [王强, 周海京, 杨春, 李彪 2013 强激光与粒子束 **25** 2]
- [13] Fan Y W, Zhong H H, Li Z Q, Shu T, Zhang J D, Zhang J, Zhang X P, Yang J H, Luo L 2007 *J. Appl. Phys.* **102** 103304

Iterative method for multimode waveguide design

Wang Qiang¹⁾³⁾ Zhou Hai-Jing²⁾ Yang Chun¹⁾ Li Biao¹⁾ He Xiao-Yang^{1)†}

¹⁾ (Institute of Engineering electrics, CAEP, Mianyang 621900, China)

²⁾ (Institute of Applied Physics and Computational Mathematics, Beijing 100094, China)

³⁾ (Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

(Received 8 December 2012; revised manuscript received 25 February 2013)

Abstract

Coupled mode theory is an effective tool for analysis and synthesis of overmoded waveguides, but the inverse problem has not been solved yet. This paper completed the iterative procedure to solve the inverse problem. The new method can design automatically and fast various mode converters, mode transducers and horn antennas with special radial pattern. Compared with conventional methods, the structure design using the new method has more advantages in electromagnetic and structural properties. Two design examples are given: dual band TM_{01} - TE_{11} mode converter and smooth-wall feed horn antenna. The two working frequencies of the dual band TM_{01} - TE_{11} mode converter are 8.75 GHz and 10.3 GHz, and the radius is 16 mm. The converter efficiencies exceed 99% at the two working frequencies. The smooth-wall feed horn antenna converts the TE_{11} mode to Gaussian beam effectively. Simulation results agree well with the theoretical predictions.

Keywords: coupled mode theory, mode converter, mode transducer, iterative method

PACS: 52.35.Hr, 42.68.Ay, 92.60.Ta

DOI: 10.7498/aps.62.115204

† Corresponding author. E-mail: hexy789@163.com