

文章编号: 1001- 4322(2000)01- 079- 04

同轴 TEM - 矩形 TE₁₀ 模式变换器的优化设计*

余 川, 刘庆想, 崔学芳

文炯一

(中物院应用电子学研究所, 四川绵阳 919-1015 信箱, 621900)

(电子科技大学应用物理研究所, 成都 610054)

摘 要: 用 HFSS 软件和网络理论对 S 波段同轴 TEM - 矩形 TE₁₀ 模式变换器进行了优化设计。同轴波导工作于过模状态, 可同时传输 TEM、TE₁₁、TE₂₁ 模。模式变换器可应用于高功率微波的能量提取系统, 优化设计方法可用于通过短路活塞来实现调配的同轴-矩形、圆波导-矩形的模式变换器。

关键词: 模式变换器; 同轴-矩形波导; 高功率微波

中图分类号: TN 24 **文献标识码:** A

在高功率微波研究中, 为把微波装置产生的微波有效地发射出去, 需要把装置输出的模式变换成适合发射的模式, 并尽可能减小变换损耗, 同时避免强电场击穿等问题, 不同的高功率微波器件, 在不同的应用场合下对模式的要求会有所不同, 因此按照要求设计模式变换器是高功率微波研究中的重要工作。

同轴 TEM 模到矩形 TE₁₀ 模的模式变换问题在相对论速调管等高功率微波器件的研究中经常遇到^[1, 2]。这类模式变换器一般属于共轴式。最近, 中物院进行了新型长脉冲高功率微波器件——渡越管的研制和实验工作^[3], 为提高器件总的束流转换效率并消除由收集极电子回流引起脉冲缩短效应, 需要采用非共轴式(或称侧向)模式变换器。文献[4]分析了一种工作于 X 波段的同轴 TEM - 矩形 TE₁₀ 模侧向模式变换器, 但文中优化方法不具有普遍性, 当同轴波导中能传输多个高次模时, 其优化方法失效。

我们研究的是用于新型长脉冲高功率微波器件——渡越管的 S 波段同轴 TEM - 矩形 TE₁₀ 侧向模式变换器, 其中同轴波导工作于过模状态, 可同时传输 TEM、TE₁₁、TE₂₁ 三种模式。文章首先基于对同轴波导中 TEM、TE₁₁、TE₂₁ 模场结构的分析, 提出一种四矩形臂输出结构, 并对这种结构用双口网络理论讨论了匹配问题, 然后对用短路臂来调配的同轴过模波导-矩形 TE₁₀ 波导模式变换器提出一种普遍的网络优化方法, 对双输出和单输出模式变换器结构进行了优化设计。

1 同轴波导和矩形波导的结构尺寸

所研究的模式变换器中同轴波导的内外半径为: $r_{in} = 40\text{mm}$, $r_{out} = 60\text{mm}$ 。在 $f = 2.5\text{GHz}$ (S 波段中心频率)时, 同轴波导内可同时传输 TEM、TE₁₁ 和 TE₂₁ 模三个模式, 它们的传播常数分别为: $\beta_{TEM} = 48.4\text{m}^{-1}$, $\beta_{TE_{11}} = 52.36\text{m}^{-1}$, $\beta_{TE_{21}} = 33.8\text{m}^{-1}$ 。矩形波导结构尺寸为: $a = 86.4\text{mm}$, $b = 26\text{mm}$ 。矩形波导的宽边是 S 波段标准波导的宽边尺寸, 窄边由于实际工程需要小于标准波导窄边尺寸, 但保证矩形波导内只传输主模 TE₁₀ 模, 其传播常数为: $\beta_{TE_{10}} = 37.7\text{m}^{-1}$ 。

模式变换器设计要求是: 能将同轴波导中入射的 TEM 模有效地变换为矩形波导 TE₁₀ 模, 并使同轴波导中可传输的三个模式的反射尽可能小。

2 四矩形臂输出的模式变换结构

由于同轴波导工作于过模状态, 在模式变换过程中这些同轴模式的相互耦合给变换器的分析设计带来很大的困难。如果模式变换器的结构本身使以 TEM 模入射时同轴波导中不耦合 TE₁₁、TE₂₁ 模, 则可以使问题大为简化。因此基于对 TEM、TE₁₁、TE₂₁ 同轴模式场结构的分析, 我们提出了如图 1 所示的四

* 国家 863 激光技术领域资助课题

1999 年 10 月 25 日收到原稿, 2000 年 1 月 17 日收到修改稿。

余 川, 男, 1971 年 3 月出生, 博士生

矩形臂输出的结构。结构中,四个矩形输出臂对称地与同轴波导垂直交接,同轴波导的另一端短路形成短路臂,调节同轴短路臂的长度来匹配整个模式变换器。图 1 的结构具有以下三个面的对称性,即 xoz 、 yoz 和 xoy 绕 z 轴旋转 45° 而形成的面。当同轴波导中入射具有旋转对称场结构的 TEM 波时,在同轴波导中激励出的模式的场结构必须具有以上三个面的对称性,并且还要满足对称面为磁壁的条件。很显然 TE_{10} 、 TE_{21} 模的场结构不具有这种特性,因而当同轴波导中入射 TEM 波时,在同轴波导中激励出的可传输模式只有 TEM 模,同时将在四个矩形臂中产生等幅同相的 TE_{10} 模。这样整个模式变换器的设计即简化为单模(TEM)二端口网络匹配问题。网络匹配示意图如图 2 所示。

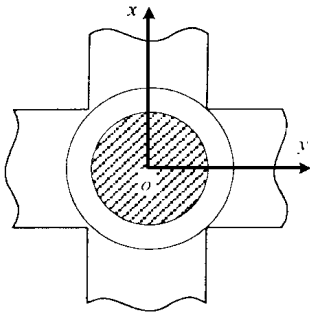


Fig 1 Mode converter with four rectangular output arms
图 1 四矩形臂输出的结构模式变换器示意图

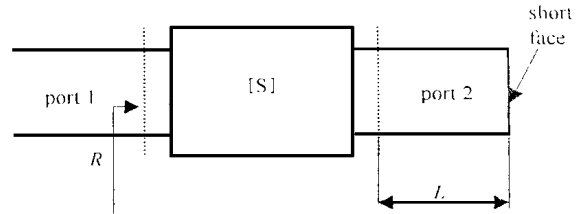
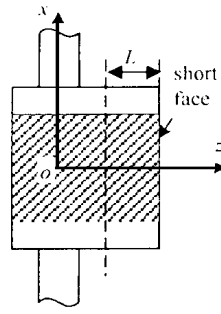


Fig 2 The match of two ports network
图 2 两端口网络匹配示意图

设同轴波导两个端口的 TEM 模 S 矩阵为: $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$, 显然 $S_{12} = S_{21}$, $S_{11} = S_{22}$ 。则在端口 2 接短路活塞情况下,端口 1 的总反射系数为

$$R = S_{11} + \frac{S_{12}^2 (-e^{-2i\beta_{TEM}L})}{1 - S_{11} (-e^{-2i\beta_{TEM}L})} \quad (1)$$

其中 L 为短路面与端口 2 参考面的距离。

用短路活塞来达到完全匹配条件(即使 $|R| = 0$)为

$$S_{12}^2 / S_{11} - S_{11} = e^{2i\beta_{TEM}L} \quad (2)$$

如果结构的 S 参数满足 $|S_{12}^2 / S_{11} - S_{11}| = 1$, 则可以适当选择 L 以达到完全匹配。但是对一般结构而言,其 S 参数难以满足这一要求,因此仅用短路活塞是难以达到完全匹配的,只能适当选择 L 以最小化 $|R|$ 。

我们用 Ansoft 公司的 HFSS (High Frequency Structure Simulator) 软件来提取同轴波导两端口 TEM 模的 S 参数。HFSS 能计算多端口结构 S 参数,为国际上比较公认的三维电磁场仿真软件。由于结构的对称性,我们只模拟了 $1/4$ 结构。在 xoz 和 yoz 平面设置磁壁的边界条件。提取的该复数 S 矩阵参数为

$$S = \begin{bmatrix} 0.3672 / -92.29^\circ & 0.6643 / 58.27^\circ \\ 0.6643 / 58.27^\circ & 0.3672 / -92.29^\circ \end{bmatrix}$$

然后我们使用单变量非线性方程的优化方法在 $0 < L < \lambda_{TEM} / 2$ 的范围内,以 $|R|$ 为目标函数寻找极小点。在 $L = 32\text{mm}$ 时, $|R|_{\min} = 0.0192$ 。

作为对优化结果的验证,我们对具有最优尺寸的全结构用 HFSS 软件进行了模拟,其结果为: $R_{TEM} = 0.0198 / 95.01^\circ$; $R_{TE_{11}} = 0.0015 / 99.44^\circ$; $R_{TE_{21}} = 0.0011 / -109.92^\circ$ 。可见用网络方法优化的结果与用 HFSS 模拟结果基本一致。

3 两矩形臂输出模式变换结构

上面我们优化出了接近完成匹配的四矩形臂输出结构,能否使矩形输出臂数目减少到两个甚至一个,以提高矩形单臂输出能量,减小提取以后的功率合成的工作量? 我们首先将四臂输出结构中的两个

矩形臂短路, 形成两矩形臂输出的模式变换器结构, 见图 3。

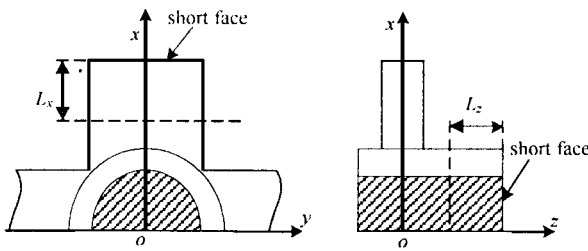


Fig 3 Mode converter with two rectangular output arms

图 3 两矩形臂输出的模式变换器结构示意图

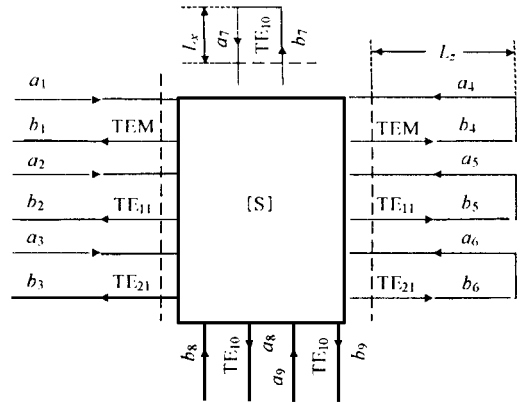


Fig 4 Equivalent multipurt network

图 4 等效多端口网络

考虑两矩形短路臂长度相同的对称情况。这种结构有两个好处, 一是分析可知它本身会消除 TE₁₁ 模; 二是使提取 S 参数的工作减小一半。各端口 S 参数由 HFSS 软件提取, 由于问题关于 yoz 面对称, 只模拟一半结构, yoz 面设置磁壁的边界条件, 如图 3 所示。由于矩形短路臂的存在, 同轴波导中各模式会发生相互耦合, 本问题成为多模问题, 可以将其等效为多端口网络来处理, 如图 4 所示。其中 L_z 为同轴短路臂到参考面的长度, L_x 为矩形短路臂到参考面的长度。

设 a_i 为各端口归一化入射波, b_i 为各端口归一化反射波, 则由 S 参数的定义可知

$$b_i = \sum_{j=1}^9 s_{ij} a_j, \quad i = 1, 2, \dots, 9 \tag{3}$$

边界条件 $a_1 = 1, a_4 = b_4 \Gamma_4, a_5 = b_5 \Gamma_5, a_6 = b_6 \Gamma_6, a_7 = b_7 \Gamma_7$ (4)

其中, $\Gamma_4 = -e^{-2i\beta_{TEM}L_z}, \Gamma_5 = -e^{-2i\beta_{TE_{11}}L_z}, \Gamma_6 = -e^{-2i\beta_{TE_{21}}L_z}, \Gamma_7 = -e^{-2i\beta_{TE_{10}}L_z}$ 。(3) 式的矩阵表达为

$$[b] = [S][a] \tag{5}$$

其中, $[b] = [b_1, b_2, \dots, b_9]^T$

$$[a] = [a_1, a_2, \dots, a_9]^T$$

设

$$[\Gamma] = \text{diag} (0, 0, 0, \Gamma_4, \Gamma_5, \Gamma_6, \Gamma_7, 0, 0) \tag{6}$$

$$[g] = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T \tag{7}$$

则(4)式变为 $[a] = [\Gamma][b] + [g]$ (8)

(8)式代入(5)式有

$$[b] = \{[I] - [S][\Gamma]\}^{-1}[S][g] \tag{9}$$

在已知 L_z、L_x 的情况下, 由(9)式可很容易求出同轴波导中的 TEM、TE₁₁、TE₂₁ 模反射波 b₁、b₂、b₃ 以及两矩形波导中激励出的 TE₁₀ 模 b₈、b₉。

我们利用多变量单纯形法以 |b₁|² + |b₂|² + |b₃|² 为目标函数对同轴短路臂和矩形短路臂长 L_z、L_x 进行优化。优化的物理意义是求出 L_z、L_x 使得同轴波导中的 TEM、TE₁₁、TE₂₁ 反射功率之和最小。求得 L_z、L_x 最优值为 L_z = 38mm, L_x = 27mm。在此最优解情况下, 由(9)式得出的同轴波导中的归一化反射波和两输出矩形波导中激励出的归一化 TE₁₀ 波为 b₁ = 0.2308/113.1°; b₃ = 0/0; b₂ = 0.2224/-114.4°; b₈ = 0.6701/-136.7°; b₉ = 0.6703/-136.6°。其中 |b_i|² = 0.1028 (i = 1, 2, 3), 表示同轴波导中三种模式的反射功率为入射波功率的 10% 左右, 可以满足工程需要。

对具有最优结构尺寸的两臂输出模式变换器用 HFSS 软件模拟的结果为 b₁ = 0.2363/105.7°; b₂ = 0.0022/21.6°; b₃ = 0.2104/-128.3°; b₈ = 0.6703/-138.3°; b₉ = 0.6703/-138.5°。

4 单矩形臂输出结构

在两矩形臂输出结构的基础上再短路一矩形臂则得到单矩形臂输出结构,如图 5 所示。这种结构的分析优化方法与前面相似,不同之处在于式(6)中的矩阵 $[\Gamma]$ 要增加一项 $\Gamma_8 = -e^{-2i\beta_{TE_{10}}L_y}$,则 $[\Gamma] = \text{diag}(0, 0, 0, \Gamma_4, \Gamma_5, \Gamma_6, \Gamma_7, \Gamma_8, 0)$,其中 L_y 为矩形臂短路面与参考面之间的距离。以同样的目标函数进行优化,可得到优化结果 $L_x = 8\text{mm}$, $L_y =$

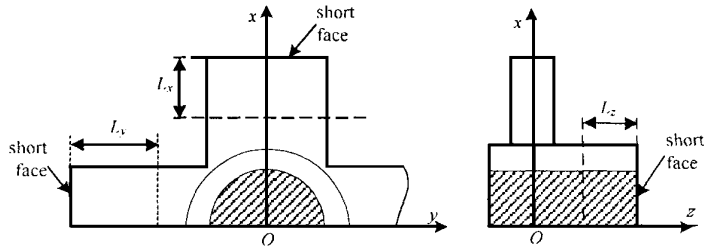


Fig 5 Mode converter with single rectangular output arm

图 5 单矩形臂输出的模式变换器结构示意图

65mm, $L_z = 12\text{mm}$ 。在此最优解情况下,由(9)式得出的同轴波导中的归一化反射波和单输出矩形波导中激励出的归一化 TE_{10} 波为 $b_1 = 0.105/97.8^\circ$; $b_2 = 0.380/-4.2^\circ$; $b_3 = 0.019/85.3^\circ$; $b_9 = 0.923/-113.5^\circ$ 。其中 $|b_i|^2 = 0.156 (i = 1, 2, 3)$,表示同轴波导中三种模式的反射功率为入射波功率的16%左右,比双臂输出时的反射稍大,但大大提高了单矩形臂输出功率。

对具有最优结构尺寸的单臂输出模式变换器用HFSS软件模拟的结果为 $b_1 = 0.122/108.5^\circ$; $b_2 = 0.374/-10.4^\circ$; $b_3 = 0.043/76.8^\circ$; $b_9 = 0.920/-117.2^\circ$ 。

5 结论

用HFSS软件和网络理论对S波段过模同轴-矩形模式变换器进行了优化设计。分别对四矩形臂输出,两矩形臂输出和单矩形臂输出三种模式变换器结构进行了优化,结果表明:在所选择的同轴和矩形波导尺寸条件下,单臂矩形波导输出结构匹配效果稍差,双臂输出和四臂输出结构可以达到较好的匹配效果。本优化设计方法可用于通过短路活塞来实现调配的同轴-矩形、圆波导-矩形的模式变换器。

参考文献

- 1 Shen Haoming, et al Optimum design of a multi-fin coaxial converter. *SPIE*, 1993, **1872**: 47~ 58
- 2 Goebel D. M., et al High power microwave source based on an unmagnetized backward-wave oscillator. *IEEE Trans on Plasma Science*, 1994, **PS-22**(5): 547~ 552
- 3 刘庆想等 L波段长脉冲渡越管振荡器理论和实验研究 第三届全国高功率微波学术研讨会论文集, 1998
- 4 Shahar Ben-Menahem, et al A coaxial ring-sidearm power extraction design. SLAC PUB 6724, January 1996

OPTIMUM DESIGN OF AN OVERMODED TEM COAXIAL TO TE_{10} RECTANGULAR WAVEGUIDE MODE CONVERTER

YU Chuan, LU Qing-xiang, CUI Xue-fang

Institute of Applied Electronics, CAEP, Box 919-1015, Mianyang, Sichuan, 621900

WEN Ge-yi

Institute of Applied Physics, UESTC, Chengdu, 610054

ABSTRACT: Optimum design of an overmoded TEM coaxial to TE_{10} rectangular waveguide mode converter at S-band using HFSS software and network theory is presented. The coaxial waveguide has such structure parameters that the TEM, TE_{11} and TE_{21} modes can propagate in it. The mode converter can be applied to the power extraction system of HPM sources. The method presented in this paper can be used to optimize the mode converters from coaxial and circular waveguides to rectangular waveguides which are matched with short pistons.

KEY WORDS: mode converter; coaxial-rectangular waveguide; high power microwave