

文章编号: 1001-4322(2005)01-0117-04

组合型 TM_{01} - TE_{11} 弯形圆波导模式转换器研究*

张玉文, 舒挺, 袁成卫

(国防科学技术大学 光电科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 研究了组合型 TM_{01} - TE_{11} 弯形圆波导模式转换器(两弯曲段中间加一段直圆波导)在保持其输出与输入端口轴线平行的前提下,分别从理论推导、数值计算、软件模拟三个方面对此结构进行了分析,模拟结果与数值计算结果吻合得很好。结果表明,计及功率损耗,频率为 3.75 GHz,铜波导内径为 9.0 cm,轴向间距为 10.57 m 时,模式转换器总的功率转换效率为 93.8%。

关键词: 模式转换; 直圆波导; 模式耦合; 功率转换效率

中图分类号: TN811; TN814

文献标识码: A

对于 TM_{01} - TE_{11} 弯形圆波导模式转换器^[1],一个主要研究方向是实现其输出端口与输入端口轴线重合,这样一般会导致尺寸较大,现实的做法是在保持两端口轴线平行的情况下,尽量减小其轴向间距。而在另一些情况下,由于实验条件限制和实际工作需要,要求模式转换器的两端口轴线不平行或者平行但相互间需存在一定的间距。例如,某些特定实验为克服地面的影响,需要微波输出端口距地面有一定的高度,在实验室内,由于某些特定实验的要求或者由于空间的制约,需要将微波引到特定的位置。这些问题可以采用本文考虑的组合型 TM_{01} - TE_{11} 弯形圆波导模式转换器(中间加一段直圆波导)来解决。下面选择两端口轴线平行但相互间需保持一定间距的这种情况加以研究。

1 理论分析

在保持 TM_{01} - TE_{11} 弯形模式转换器两端口轴线平行($\theta_1 = \theta_2$)的前提下,在两段弯曲段中间加一段相同内径的直圆波导(如图 1 所示),若不考虑损耗,则直圆波导段只改变 TM_{01} 和 TE_{11} 模式的相位,而不改变两模式的幅值,设其长度为 l ,运用模式耦合的理论分析如下。

对于所需的两模式及其他非需的寄生模式前行波复振幅的耦合方程^[2]为

$$\frac{dA_m}{dz} = -\gamma_m A_m - j \sum_{n, n \neq m} C_{mn} A_n \quad (1)$$

式中 γ_m 为第 m 模式的传播常数,且 $\gamma_m = \alpha_m + j\beta_m$, α_m 是衰减常数, β_m 是相位常数, j 代表虚数部分, C_{mn} 描述的是由于波导弯曲所引起的前行波 m 模式与 n 模式之间的耦合系数。尽管传输过程中存在损耗,但仍假设耦合装置无损耗,只要满足两模式的衰减常数差别相对于耦合系数 C_{mn} 小,这个假设就是合理的。

如果忽略方程(1)所有不需要的寄生模式,只对感兴趣的两模式求解,一些解的特征可以从模式耦合方程中得出。因此有

$$\begin{cases} \frac{dA_1}{dz} = -\gamma_1 A_1 - jC_{12} A_2 \\ \frac{dA_2}{dz} = -\gamma_2 A_2 - jC_{21} A_1 \end{cases} \quad (2)$$

在无损耗的情形下,传播常数 γ_1, γ_2 是纯虚数,所以有 $\gamma_i = j\beta_i$ ($i = 1, 2$),这里 β_i 是实数,并用 A_1, A_2 分别表示 TM_{01}, TE_{11} 的复振幅。模式间耦合系数研究在文献[3]~[6]中已经讨论得比较详细,其中文献[3]给出 TM_{01} - TE_{11} (线极化的)耦合系数的显式为

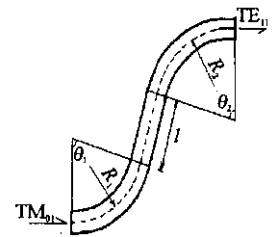


Fig. 1 Schematic of the combined TM_{01} - TE_{11} mode converter

图 1 组合型 TM_{01} - TE_{11} 模式转换器示意图

* 收稿日期 2004-05-28; 修订日期 2004-08-16

基金项目: 国家 863 计划项目资助课题

作者簡介: 张玉文(1979—),男,山东泰安人,硕士研究生,主要从事高功率微波器件研究, E-mail: zhangyuwen0104@eyou.com.

$$C = C_{12} = C_{21} = - \frac{\beta_1 + \beta_2}{\sqrt{2\beta_1\beta_2(\nu_{11}^2 - 1)(\nu_{11}^2 - \mu_{01}^2)}} \cdot \frac{ka}{R} \quad (3)$$

式中 μ_{01} 、 ν_{11} 分别为 Bessel 函数 J_0 (对应 TM_{01} 模) 及 J_1 (对应 TE_{11} 模) 的第 1 个零点, a 为波导的内半径, R 为弯曲波导轴线的曲率半径, k 是自由空间波数。

根据上面的约定, 若第一段弯曲圆波导的轴线曲率半径为 R_1 , 弯曲角度为 θ_1 , 在 $A_1(0) = 1$, $A_2(0) = 0$ 时, 输出的结果为

$$\begin{cases} A_1(z_1) = [\cos(\Omega_1 z_1) + jz_1 \varepsilon \cdot \text{sinc}(\Omega_1 z_1)] \cdot e^{-j\frac{\beta_1 + \beta_2}{2} z_1} \\ A_2(z_1) = - [z_1 C_1 \cdot \text{sinc}(\Omega_1 z_1)] \cdot e^{-j\frac{\beta_1 + \beta_2}{2} z_1} \end{cases} \quad (4)$$

式中 $\Omega_1 = \sqrt{C_1^2 + \varepsilon^2}$, C_1 为第一段弯曲圆波导内 TM_{01} 与 TE_{11} 模式间耦合系数, $\varepsilon = (\beta_2 - \beta_1)/2$, $z_1 = R_1 \theta_1$, $\text{sinc}x$ 函数的定义为 $\text{sinc}x = \text{sinc}x/x$ 。

对于中间直圆波导段, 则输出的结果为

$$\begin{cases} A_1(l) = A_1(z_1) \cdot e^{-j\beta_1 l} \\ A_2(l) = A_2(z_1) \cdot e^{-j\beta_2 l} \end{cases} \quad (5)$$

对于第二段弯曲圆波导段, 若轴线曲率半径为 $-R_2$, 弯曲角度为 $-\theta_2$, 负号表示与第一段弯曲方向相反, 输出 TE_{11} 模式的复振幅为

$$A_2 = \{-jz_2 [\varepsilon A_2(l) + C_2 A_1(l)] \text{sinc}(\Omega_2 z_2) + A_2(l) \cos(\Omega_2 z_2)\} \cdot e^{-j\frac{\beta_1 + \beta_2}{2} z_2} \quad (6)$$

式中 $\Omega_2 = \sqrt{C_2^2 + \varepsilon^2}$, C_2 为第二段弯曲圆波导内 TM_{01} 与 TE_{11} 模式间耦合系数, $z_2 = R_2 \theta_2$ 。代入 $A_1(l)$, $A_2(l)$ 并在 $\theta_1 = \theta_2 = \theta$, $R_1 = R_2 = R$ 的条件下, 得出最终的输出端口 TE_{11} 模式的相对功率值为

$$\begin{aligned} |A_2|^2 &= \alpha^2 \theta^2 \{ \cos(\sqrt{\alpha^2 + \varepsilon^2 R^2} \theta) \text{sinc}(\sqrt{\alpha^2 + \varepsilon^2 R^2} \theta) [\cos(\beta_1 l) - \cos(\beta_2 l)] + R \varepsilon \mathcal{E} [\sin(\beta_1 l) + \sin(\beta_2 l)] \}^2 \\ &\quad + \alpha^2 \theta^2 \{ \cos(\sqrt{\alpha^2 + \varepsilon^2 R^2} \theta) \text{sinc}(\sqrt{\alpha^2 + \varepsilon^2 R^2} \theta) [\sin(\beta_2 l) - \sin(\beta_1 l)] + \\ &\quad R \varepsilon \mathcal{E} [\cos(\beta_1 l) + \cos(\beta_2 l)] \text{sinc}(\sqrt{\alpha^2 + \varepsilon^2 R^2} \theta) \}^2 \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $\alpha = ka(\beta_1 + \beta_2) \mathcal{E} [\sqrt{2\beta_1\beta_2(\nu_{11}^2 - 1)(\nu_{11}^2 - \mu_{01}^2)}]$ 。故相应的 TE_{11} 模式功率转换效率为

$$\eta = |A_2|^2 / |A_1(0)|^2 \quad (8)$$

2 数值计算与模拟结果

由公式(7)(8), 可以看出输出的 TE_{11} 模式功率转换效率 η 是关于直圆波导段长度 l 的周期性函数, 所以理论上可以通过改变 l 所含周期数以达到调整轴向间距的目的。

显而易见, 当两弯曲圆波导段的弯曲角度均为 90° 时, 对于同样长度的直波导段, 两端口的轴线间距最大。在 $\theta = 90^\circ$ 的条件下, 运用数学软件 MATHCAD 进行编程, 通过数值计算, 优化得到该模式转换器的结构参数, 使得功率转换效率达到 100% (不考虑损耗), 然后对此结构进行模拟验证。

对于频率 3.75 GHz, 当波导内半径为 4.5 cm 时, 所传输的模式只有 TE_{11} , TM_{01} , TE_{21} 三种模式。表 1 即为波导内半径 $a = 4.5$ cm 时 TE_{11} 模式功率转换效率的模拟结果。

表 1 TE_{11} 模式功率转换效率随直圆波导段长度变化的模拟结果 ($a = 4.5$ cm)

Table 1 Simulation results of power conversion efficiency of TE_{11} mode varying with the length of straight circular waveguide

No.	frequency/GHz	R/cm	$\theta/(^\circ)$	l/cm	calculated value/%	simulated value/%
0	3.75	11.05	90.0	41.47	100	96.8
1	3.75	11.05	90.0	107.67	100	98.1
2	3.75	11.05	90.0	173.87	100	96.0

由表 1 中可以得到, 数值计算结果与模拟结果吻合较好, 说明数值计算结果可信。同时, 数值计算与模拟结果存在偏差, 主要是由于公式中没有考虑可传输高阶模式 TE_{21} 的耦合影响, 如果减小波导内半径, 从而使得 TE_{21} 模式截止, 所模拟的结果应该更接近数值计算结果。表 2 即为波导内半径 $a = 3.5$ cm 时的模拟结果。

由表 1、表 2 中直圆波导段长度 l 的数据亦可以得到 l 是具有周期性的, 当波导内半径分别为 4.5 cm、3.5

cm 时 l 对应为 $l_1 = (41.47 + n \cdot T_1) \text{cm}$ ($n = 0, 1, 2, \dots, T_1 = 66.20$) ; $l_2 = (23.44 + n \cdot T_2) \text{cm}$ ($n = 0, 1, 2, \dots, T_2 = 30.97$)。所以如果不考虑金属波导管壁有限电导率引起的功率损耗, 增加周期数 n 既可以增加输出输入端口轴线间的距离, 又可以保持模式功率转换效率不变。但是由于实际导体存在功率损耗, 长度增加导致损耗增加。

表 2 TE_{11} 模式功率转换效率随直圆波导段长度变化的模拟结果 ($a = 3.5 \text{ cm}$)

Table 2 Simulation results of power conversion efficiency of TE_{11} mode varying with the length of straight circular waveguide

No.	frequency/GHz	R/cm	$\theta/(\text{ }^\circ)$	l/cm	calculated value/%	simulated value/%
0	3.75	7.65	90.0	23.44	100	99.9
1	3.75	7.65	90.0	54.42	100	99.7
2	3.75	7.65	90.0	85.39	100	98.9

3 考虑损耗的理论计算结果

当直波导段比较长时, 功率损耗将成为一个不可忽略的因素。对于空心圆波导, 主要是波导壁有限电导率引起的损耗。如果直波导段有数米长时, 弯曲段与之相比就很小, 可以忽略, 所以通过对直波导段的损耗分析, 可以得出更为接近实际的结果, 对其应用有指导性的意义。圆波导的衰减因数 α_{mn} 为^[7]

$$\text{TM 模式: } \alpha_{mn} = \frac{8.686}{a} \cdot \frac{R_s}{Z_0} \cdot 1 / \sqrt{1 - \left(\frac{x_{mn}}{2\pi a} \lambda_0\right)^2} \quad (\text{dB/m})$$

$$\text{TE 模式: } \alpha_{mn} = \frac{8.686}{a} \cdot \frac{R_s}{Z_0} \cdot \left[1 / \sqrt{1 - \left(\frac{x_{mn}}{2\pi a} \lambda_0\right)^2} \right] \cdot \left\{ \left(\frac{x_{mn}}{2\pi a} \lambda_0\right)^2 + \left(\frac{m}{x_{mn}}\right)^2 / \left[1 - \left(\frac{m}{x_{mn}}\right)^2 \right] \right\} \quad (\text{dB/m})$$

式中 x_{mn} 分别为 m 阶 Bessel 函数 $J_m(x_{mn})$ (TM 模) 或其导数 $J'_m(x_{mn})$ (TE 模) 的第 n 个零点; $Z_0 = 376.7 \Omega$, 为自由空间波阻抗; λ_0 为自由空间的波长; R_s 为波导材料的表面电阻率。对于从第一弯曲波导段输出的两模式 TE_{11} , TM_{01} , 可以通过理论公式计算出它们各自功率所占的比例均为 50%, 若直波导段长度 l 已知, 则可以计算出两模式在直波导段的功率损耗值。

对于频率 3.75 GHz, 当波导内半径为 4.5 cm 时, TE_{21} 模式所占比例很小; 当波导内半径为 3.5 cm 时, TE_{21} 模式被截止, 故主要研究 TE_{11} , TM_{01} 模式的损耗情况。在频率 3.75 GHz 时, 对于不同材料的波导、不同波导内半径 a 情况下, TE_{11} , TM_{01} 两种模式单位长度功率损耗的理论计算值如表 3 所示。

表 3 不同波导材料及内半径情况下 TE_{11} , TM_{01} 两模式功率损耗的值

Table 3 Power attenuation of TE_{11} and TM_{01} modes under different materials and inner radii

material	conductivity	$\alpha_{TE_{11}} / (\text{dB} \cdot \text{m}^{-1})$		$\alpha_{TM_{01}} / (\text{dB} \cdot \text{m}^{-1})$		power attenuation / ($\% \cdot \text{m}^{-1}$)	
	$\sigma / (\text{S} \cdot \text{m}^{-1})$	$a = 4.5 \text{ cm}$	$a = 3.5 \text{ cm}$	$a = 4.5 \text{ cm}$	$a = 3.5 \text{ cm}$	$a = 4.5 \text{ cm}$	$a = 3.5 \text{ cm}$
copper	5.80×10^7	0.007	0.012	0.011	0.022	0.21	0.39
stainless steel	1.10×10^6	0.048	0.089	0.081	0.158	1.47	2.80

由表 3 可以得到, 若采用铜波导, 取波导内半径 $a = 4.5 \text{ cm}$, 直波导段长度为 10 m 时, 其功率损耗为 2.1%; 取波导内半径 $a = 3.5 \text{ cm}$, 直波导段长度为 10 m 时, 其功率损耗为 3.9%。若采用不锈钢波导, 则损耗较大。

实际工作中, 需抬高微波输出端口时, 可以采用这种组合型模式转换器来实现, 而不需改变微波输出工作平台。若选择适当的工作频率、波导材料及内半径, 通过改变直圆波导段的周期数, 可以将微波输出端口抬高 10 几米或 20 几米, 同时保持功率转换效率超过 90%。

4 结论

本文考虑了组合型 TM_{01} - TE_{11} 弯形圆波导模式转换器(中间加一段直圆波导), 根据实验条件限制和实验工作需要, 对两端口轴线平行但相互间需保持一定间距的情况进行了研究。分别运用理论推导、数值计算、软件模拟三种方法对此结构加以分析, 数值计算与模拟结果吻合得较好。若采用铜波导, 计及功率损耗时, 结果

为:工作频率在 3.75 GHz,当波导内半径 $a = 4.5$ cm,弯曲波导轴线曲率半径 $R = 11.05$ cm,弯曲角度 $\theta = 90^\circ$,直波导段长度 $l = 10.35$ m 时,模式转换器总功率转换效率达到 93.8%;当波导内半径 $a = 3.5$ cm,弯曲波导轴线曲率半径 $R = 7.65$ cm,弯曲角度 $\theta = 90^\circ$,直波导长度 $l = 10.45$ m 时,总功率转换效率可以达到 93.8%。

参考文献:

- [1] Thumm M. High-power millimeter wave mode converter in over-mode circular waveguides using periodic wall perturbations [J]. *Int J Electronics* , 1984 , **57**(6) : 1225—1246.
- [2] Ling G S , Zhou J J. Converters for the TE_{11} mode generation from TM_{01} vircator at 4GHz [J]. *Chin Phys Lett* , 2001 , **18**(9) : 1285—1278.
- [3] Li H F , Thumm M. Mode conversion due to curvature in corrugated waveguides [J]. *Int J Electronics* , 1991 , **71**(2) : 333—347.
- [4] Li H F , Thumm M. Mode coupling in corrugated waveguides with varying wall impedance and diameter change [J]. *Int J Electronics* , 1991 , **71**(5) : 827—844.
- [5] Li H F. Study on mode coupling coefficients in curved corrugated circular waveguides [J]. *Chinese Journal of Infrared and Milimeter Waves* , 1991 , **11**(6) : 543—549.
- [6] 李宏福. 弯曲圆波导模式耦合的研究 [J]. 电子科技大学学报, 1991 , **20**(5) : 491—496. (Li H F. A study on mode coupling in curved circular waveguides. *Journal of University of Science & Technology of China* , 1991 , **20**(5) : 491—496)
- [7] 林为干. 微波理论与技术 [M]. 北京: 科学出版社, 1979. 140—144. (Lin W G. *Microwave theory and technology*. Beijing : Science Press , 1979. 140—144)

Study on a combined TM_{01} - TE_{11} mode converter of bent circular waveguides

ZHANG Yu-wen , SHU Ting , YUAN Cheng-wei

(College of Optoelectric Science and Engineering , National University of Defense Technology , Changsha 410073 , China)

Abstract : This paper studies the combined TM_{01} - TE_{11} mode converter , which consists of two bent circular waveguides with a straight circular waveguide between them. Keeping the axes parallel of both the output and the input ports , its structure is analyzed and power conversion efficiency is calculated by theory and simulation. The results from both methods are in good agreement. Considering of higher-order modes coupling and the power attenuation of the straight circular copper waveguide , the output value of the overall power conversion efficiency is 93.8% at 3.75 GHz when the inner diameter is 9.0 cm and the axial distance between the two ports is up to 10.57 m.

Key words : Mode conversion ; Straight circular waveguide ; Mode coupling ; Power conversion efficiency