

文章编号: 1001-4322(2002)01-0090-05

高功率毫米波圆波导 TM_{01} — TE_{11} 模式变换分析*

牛新建, 李宏福, 谢仲怜

(电子科技大学 高能电子学研究所, 四川 成都 610054)

摘 要: 在数值研究高功率毫米波 TM_{01} — TE_{11} 光滑弯曲圆波导模式变换的基础上, 对弯曲波导的几何结构进行了优化分析。在模式耦合理论的基础上, 优化出了比较好的几何结构, 并发现了圆波导半径、弯曲圆波导曲率和频率以及频带宽度之间的变化规律。以此数据设计的模式变换器的转换效率可达 99%, 带宽超过 29.8%。

关键词: 圆波导; 弯曲波导; 模式变换; 模式变换器; 模式耦合
中图分类号: TN 811; TN 814 **文献标识码:** A

模式变换对高功率微波的传输、发送、测量均是十分重要的。国外有许多关于 TE_{0n} — HE_{11} 模式变换研究的文献报道^[1~3], 早期的回旋振荡管输出一般是一种或几种 TE_{0n} 模的混合成份, 外接的波导模式变换器主要采用以下两种变换序列^[1]:

- (1) TE_{0n} (回旋管)— TE_{01} (低损耗传输)— TE_{11} — HE_{11} (天线)
- (2) TE_{0n} (回旋管)— TE_{01} (低损耗传输)— TM_{11} — HE_{11} (天线)

另外一类高功率毫米波源, 诸如虚阴极振荡器 (VCO)、相对论返波管 (BWO) 的输出模式常是 TM_{01} 模式或 TM_{0n} 的混合模, 其外接的波导模式变换器主要采用以下变换序列:

TM_{0n} (高功率微波源)— TM_{01} (低损耗传输)— TE_{11} — HE_{11} (天线)

其中, TM_{0n} — TM_{01} 的模式变换可采用波导半径小幅度微扰的模式变换器, 这些问题已很好的解决; 而 TM_{01} — TE_{11} 的模式变换是实现这一变换的关键, 要实现从 TM_{01} 模到 TE_{11} 模的变换就困难得多, 因为 TM_{01} 与 TE_{11} 的拍频波长较长, 用通常周期微扰的蛇形波导模式变换很难在较短的长度上实现高效、宽带的转换。若采用中间模式 TM_{11} , 用两级 TM_{01} — TM_{11} — TE_{11} 实现到 TE_{11} 的模式变换, 优化结果表明 (对频率为 35GHz, 圆波导半径为 13.6mm), 总的转换效率为 94.7%, 变换器的长度为 2.135m, 其频带较窄 ($\Delta f/f = 2.06\%$)。由此看来, 采用 TM_{11} 中间过渡模式有一定的局限性, 加工难度大, 实用范围也受到了限制。

文献[4]提出了一种新型的实现高效率模式变换的几何结构, 双弯型圆波导模式变换器, 即一个弯曲圆波导与另一个同直径、曲率方向相反的圆波导相切连接。本文着重对这种结构的模式变换器进行了更深入的优化分析, 考虑了更多的耦合模式, 得出了几何结构之间的变化规律, 对以后双弯型圆波导模式变换器的优化设计, 具有重要的指导作用。

1 TM_{01} — TE_{11} 模式变换的方程和原理

弯曲型波纹圆波导及光滑圆波导变换器在文献[5]中有详细的理论推导, 对耦合系数的研究在文献[6, 7]中有更加详细的结果。由于圆波导轴线的弯曲, 其角向结构发生了改变, 因此, 第 (m, n) 模只能向第 (m', n') 转换, 且 $|m' - m| = 1$ 。

波导中的不均匀性 (如圆波导的半径渐变、波导轴线的弯曲) 都会引起波导中模式间的能量耦合, 而发生模式变换, 基于耦合波理论的耦合波方程是研究弯曲圆波导模式变换所必需的基本方程

* 收稿日期: 2001-06-01; 修订日期: 2001-08-05
基金项目: 国家 863 激光技术领域资助课题 (863-410-7)
作者简介: 牛新建 (1969-), 男, 博士生, 主要从事高功率微波传输线及模式转换器研究; E-mail: nxinj@263.net

$$\frac{dA_{m'n'}^+}{dz} = -j\gamma_{m'n'}A_{m'n'}^+ - j \sum_{mn} [C_{(m'n')(mn)}^+ A_{mn}^+ + C_{(m'n')(mn)}^- A_{mn}^-] \quad (1)$$

$$\frac{dA_{m'n'}^-}{dz} = j\gamma_{m'n'}A_{m'n'}^- + j \sum_{mn} [C_{(m'n')(mn)}^+ A_{mn}^- + C_{(m'n')(mn)}^- A_{mn}^+] \quad (2)$$

式中: A_{mn}^+, A_{mn}^- 表示正向与反向传播的 (mn) 波的幅值; $C_{(m'n')(mn)}^+, C_{(m'n')(mn)}^-$ 分别表示 (mn) 波到同向或反向 $(m'n')$ 波的耦合系数。 $\gamma_{mn} = \alpha_{mn} + j\beta_{mn}$ 为 (mn) 模的传播常数 (α_{mn} 为衰减因数, β_{mn} 为相位因数, 且均为 z 的函数)。

由麦克斯韦方程和归一化正交矢量波函数, 可得到弯曲圆波导中各耦合系数的表达式:

(1) TM_{0n}—TM_{1n'}之间的耦合

$$C_{(1n')(0n)}^+ = \frac{(R_{0n} \pm R_{1n'}) [2R_{1n'} X_{0n}^2 + (ka)^2 (R_{0n} - R_{1n'}) (1 + R_{0n} R_{1n'})]}{(2R_{0n} R_{1n'})^{1/2} (X_{1n'}^2 - X_{0n}^2)^2} \frac{ka}{R} (-1)^{n+n'} \quad (3)$$

(2) TM_{0n}—TE_{1n'}之间的耦合

$$C_{(1n')(0n)}^+ = \frac{(R_{0n} \pm R_{1n'}) (-1)^{n+n'+1}}{(2R_{0n} R_{1n'})^{1/2} (X_{1n'}^2 - X_{0n}^2) (X_{1n'}^2 - 1)^{1/2}} \frac{ka}{R} \quad (4)$$

且上面各式中 R_{mn} 为归一化因素, X_{mn} 为第 m 阶 Bessel 函数 $J_m(X_{mn})$ (TM 模) 或其导数 $J_m'(X_{mn})$ (TE 模) 的第 m 个零点。

设模式转换器的长度为 L , 在其输入端有入射波, 且在其终端反向波应为 0, 即有边界条件

$$A_{mn}^+ \Big|_{z=0} = [(1, 0), (0, 0), \dots, (0, 0)]^T \quad (5)$$

$$A_{mn}^- \Big|_{z=L} = [(0, 0), (0, 0), \dots, (0, 0)]^T \quad (6)$$

上式连同 (1), (2) 式一起构成耦合波微分方程组的边值问题, 求解该问题即可求得前向波复数值 A_{mn}^+ 和反向波幅复数值 A_{mn}^- 沿 z 轴的分布。

2 数值计算及结果

2.1 双弯型圆波导模式变换器多模分析

双弯圆波导 TM₀₁—TE₁₁ 模式变换器的几何结构如图 1 所示。计算中对多模因素的影响, 反向波的影响, 欧姆损耗, 波导半径的弯曲, 和相位重匹配以及加工中圆波导的椭圆变形等因素均进行了较为周详的考虑, 尽管椭圆变形在加工过程中是难免的, 但其影响的程度是可以忽略的^[8]。输入 TM₀₁ 模, 进入变换器后, 与之相耦合的是 TE₁₁ 模和 TM₁₁ 模。

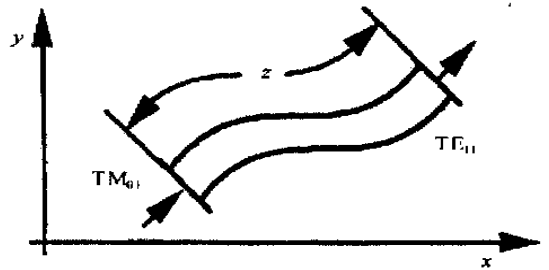


Fig 1 Geometry structure of the bent TM₀₁—TE₁₁ mode converter

图 1 TM₀₁—TE₁₁模式变换器几何结构示意图

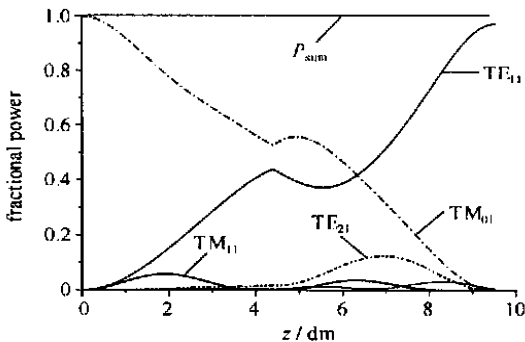


Fig 2 Calculated fractional power distributions for TM₀₁—TE₁₁ mode converter

图 2 各阶模式的相对功率沿轴的分布

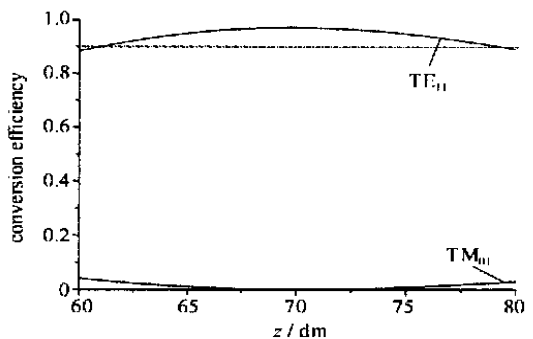


Fig 3 Fractional curve of conversion efficiency

图 3 转换效率频响曲线

同时还出现 TE_{21} , TE_{01} 产生的二次耦合, 还有 TE_{12} , TM_{12} , TM_{21} , TM_{02} 等其它耦合比较弱的模式。一般文献认为, 对于这些耦合比较弱的模式, 由于其输出幅值很小, 可以忽略^[1,4]。但我们分别采用六种耦合比较强的模式和九种模式(包括耦合比较弱的模式, 其优化结果如图 2, 3 所示)进行了模拟, 其结果如表 1 所示。

表 1 由两段圆弧形弯波导构成的 TM_{01} — TE_{11} 模式变换器考虑不同模式时的优化计算结果($f = 70\text{GHz}$, $a = 13.9\text{mm}$)

Table 1 Optimized computational results for TM_{01} — TE_{11} mode converter with segmental constant curvatures($f = 70\text{GHz}$, $a = 13.9\text{mm}$)

case	six modes	nine modes
bend angle: θ	6 8897 °	6 9616 °
θ	10 5081 °	10 3486 °
arc length: L_1	43 369cm	43 914cm
L_2	50 869cm	51 264cm
total converter length	94 239cm	95 178cm
output power levels: TM_{01}	0 000 023	0 000 033
TE_{11}	0 972 097	0 971 339
TM_{11}	0 001 304	0 001 088
TE_{21}	0 002 954	0 003 186
TE_{01}	0 005 094	0 005 036
TM_{12}	0 000 052	0 000 035
TM_{21}		0 000 503
TE_{12}		0 000 009
TM_{02}		0 000 154
power transmission		
efficiency: P_{sum}	0 981 524	0 981 385
bandwidth ($\eta = 90\%$) $\Delta f / f_0$	26 8%	26%

由以上的优化结果可见, 模式耦合是一个很复杂的过程。虽然一些模式的耦合很弱(跟输入模、输出模的耦合系数很小), 但这些弱的模式会与其它跟输入模、输出模耦合较强的模式发生强耦合, 从而影响输出模式 TE_{11} 模的幅值以及变换器的最优几何结构, 包括第一、二段的曲率和弧长。因此, 我们认为在分析模式变换与耦合时, 必须考虑尽可能多的模式参与耦合。这样才能得到可靠的最优几何参量。

2.2 不同参数的数值分析

在数值研究高功率毫米波, TM_{01} — TE_{11} 光滑弯曲圆波导模式变换的基础上, 分别采用在同一频率下不同的圆波导半径, 以及在同一半径不同的频率下进行了优化分析, 优化出了不同参数下的最优几何结构, 并得出了以下结论: 如表 2 所示, 同一频率的情况下, 随着波导半径的减小, 变换器的长度逐渐缩短, 模式变换效率略有增大。

表 2 同一频率、不同波导半径的优化结果

Table 2 Results of the converter depend on same frequency and different waveguide radius

$f = 70\text{GHz}$			$f = 35\text{GHz}$		
radius/cm	length/cm	efficiency	radius/cm	length/cm	efficiency
1.6	125.18	0.969 299	2.1	106.774	0.980 871
1.39	94.23	0.972 097	1.9	87.030	0.981 881
1.2	69.99	0.974 678	1.7	69.252	0.983 000
1.1	58.66	0.976 065	1.5	53.432	0.984 195
1.0	48.29	0.977 485	1.36	43.521	0.985 084
0.9	38.92	0.978 949	1.2	33.376	0.986 151
0.8	28.53	0.980 480	1.0	22.456	0.987 733

如表 3 所示, 同一圆波导半径的情况下, 随着频率的增大, 变换器的长度逐渐增长, 带宽逐渐变窄,

模式变换效率略有降低。

表 3 同一波导半径, 不同频率的优化结果

Table 3 Results of the converter depend on same waveguide radius and different frequency

$a = 1.36\text{cm}$				$a = 2.4\text{cm}$			
f/GHz	length/cm	bandwidth	efficiency	f/GHz	length/cm	bandwidth	efficiency
28	33.785	29.3%	0.987565	14	51.208	30.1%	0.989728
31	37.989	29.0%	0.986455	15	55.767	30.0%	0.989171
35	43.521	28.9%	0.985084	17	64.599	29.4%	0.988074
37	46.259	28.6%	0.984394	20	77.535	29.0%	0.986590
41	51.688	28.3%	0.983012	23	90.238	28.7%	0.985128
45	57.072	28.2%	0.981626	25	98.654	28.4%	0.984163
49	62.420	28.0%	0.980231	27	107.002	28.3%	0.983202

如表 4 所示, 同一圆波导半径的情况下, 随着频率的增大, 弯曲的曲率逐渐减小, 模式变换效率略有降低。

表 4 同一波导半径, 不同频率下, 波导曲率的优化结果

Table 4 Curvature of the waveguide with same radius and different frequency

$a = 1.36\text{cm}$				$a = 2.4\text{cm}$			
f/GHz	curvature1/ cm^{-1}	curvature2/ cm^{-1}	efficiency	f/GHz	curvature1/ cm^{-1}	curvature2/ cm^{-1}	efficiency
28	1.90033	0.268261	0.987565	9.375	2.62148	0.400127	0.980416
31	1.53933	0.213413	0.986455	14	1.40283	0.203870	0.989728
35	1.19974	0.163475	0.985084	15	1.21117	0.173000	0.989171
37	1.07102	0.144969	0.984394	17	0.93299	0.130038	0.988074
41	0.86915	0.116460	0.983012	20	0.66813	0.090927	0.986590
45	0.71988	0.095712	0.981626	23	0.50292	0.067430	0.985128
49	0.60613	0.080127	0.980231	25	0.42435	0.056516	0.984163

3 结 论

本文着重对 TM_{01} — TE_{11} 模式变换的多模因素做了详细的分析, 发现和输入模、输出模耦合比较弱的模式, 对模式变换器的结构也有很大的影响, 主要是由于跟输入模、输出模耦合比较弱的模式与跟输入模、输出模耦合比较强的模式之间发生了强耦合, 从而影响输出模式的功率幅值和变换器的最优几何结构。采用不同频率、不同圆波导半径进行优化的数值分析, 得出了不同参数下变换器的最优几何结构以及圆波导半径、频率、波导弯曲曲率和带宽之间的相互变化关系, 此结果对以后的双弯型圆波导模式变换器的设计具有重要的参考价值。

参考文献:

- [1] Thumm M. High-power millimeter wave mode converter in overmoded circular waveguides using periodic wall perturbations[J]. *Int J Electronics*, 1984, **57**(6): 1225—1246
- [2] Kumric H, Thumm M. Optimization of mode converters for generating the fundamental TE_{01} mode from TE_{06} Gyrotron output at 140GHz[J]. *Int J Electronics*, 1988, **64**(1): 77—94
- [3] Thumm M, Kumric H. TE_{03} — TE_{01} mode converters for use with a 150 GHz gyrotron[J]. *Int J of IR/MM Waves*, 1987, **8**(3): 227—240
- [4] Yang S W, Li H F. Optimization of novel high-power millimeter-wave TM_{01} — TE_{11} mode converters[J]. *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, 1997, **45**(4): 552—554
- [5] Li H F, Thumm M. Mode conversion due to curvature in corrugated waveguides[J]. *Int J Electronics*, 1991, **71**(2): 333—347.
- [6] Li H F. Study on mode coupling coefficients in curved corrugated circular waveguides[J]. *Chinese Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1991, **11**(6): 543—549.
- [7] 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)

- [8] Done J L. Mode converter for generating the HE_{11} (Gaussian-like) mode from TE_{01} in a circular waveguide[J]. *Int J Electron*, 1982, **53**(6): 573—585.

Analysis of high-power millimeter wave circular waveguide TM_{01} — TE_{11} mode converter

NU Xin-jian, LI Hong-fu, XIE Zhong-lian

(*Institute of High Energy Electronics, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu 610054, China*)

Abstract According to the numerical study of the mode converters in smooth bent, circular waveguides on high-power millimeter waves TM_{01} — TE_{11} , the geometrical dimensions of the bent waveguides are optimized in this paper. On the basis of mode conversion theory, this paper further optimized a better dimension and obtained the regulation about the radius of the circular waveguides, curvature and frequency of bent circular waveguides and the bandwidth. The mode converter designed in this way owns high conversion efficiencies of 99% with its bandwidth exceeding 29.8%.

Key words circular waveguide; bent waveguide; mode conversion; mode converter; mode coupling