

# 宽带非均匀半径渐变 $TE_{0n}-TE_{\alpha(n+1)}$ 模式转换器的设计研究\*

孙 旭 赵 青 李宏福

(电子科技大学高能电子学研究所, 成都 610054)

(2007 年 6 月 18 日收到, 2007 年 10 月 26 日收到修改稿)

基于耦合波理论, 对两类半径渐变圆波导  $TE_{0n}-TE_{\alpha(n+1)}$  模式转换器进行理论分析、数值计算和仿真模拟. 均匀半径渐变波导高功率模式转换器, 采用中心频率为 17.14 GHz、六周期  $TE_{02}-TE_{03}$  模式和中心频率为 34.30 GHz、六周期  $TE_{01}-TE_{02}$  模式两种设计参数. 非均匀半径渐变波导高功率模式转换器, 采用中心频率为 34.30 GHz、六周期  $TE_{01}-TE_{02}$  模式为设计参数. 研究的重点在于保证足够转换带宽的情况下, 力求最大化模式转换效率和模式纯度. 通过理论分析和模拟, 这种新型的非均匀半径渐变波导模式转换器在转换效率和带宽方面都明显优于传统的模式转换器. 峰值转换效率达 99.5%, 转换带宽超过 1.5 GHz.

关键词: 模式转换器, 耦合波理论, 非均匀半径渐变, 转换带宽

PACC: 1220, 5235H

## 1. 引 言

目前, 关于高功率模式转换器的研究对于微波及毫米波应用仍然具有重要意义, 包括电子回旋谐振加热<sup>[1]</sup>、高功率毫米波回旋器件<sup>[2]</sup>、雷达<sup>[3]</sup>、天线及微波测量等. 应用过程中由于所需微波模式与微波源产生的模式不同而需要对源模式加以转换. 通常, 理想的模式转换器可以将某单一模式 100% 地转换为所需模式, 并具有相对稳定的带宽, 但有些情况下需要输出模式为混合模<sup>[4]</sup>. 以下几个因素决定了模式转换器的设计: 输入、输出模式, 模式纯度, 峰值功率和带宽. 如果被转换模式的波型指数很大, 通常采用准光模式转换器将其转换成准高斯模<sup>[5]</sup>. 此外, 低阶模式主要通过波导模式转换器进行互相转换.

针对某种圆波导低阶模式  $TE_{m,n}$  的转换, 如果角向波型指数  $m$  发生变化, 那么需要采用一种螺旋形模式转换器<sup>[6]</sup>. 如果仅仅改变的是径向波型指数  $n$ , 则需采用角向对称半径渐变模式转换器, 这种转换器波导壁沿轴向呈周期性微扰<sup>[7]</sup>. 设计过程中, 采用耦合波理论<sup>[8]</sup>对其进行数值分析, 结合高频结构仿

真软件 HFSS 的仿真结果, 对结构参数进行优化. 本文研究并设计了两类半径渐变波导  $TE_{0n}-TE_{\alpha(n+1)}$  模式转换器, 重点研究的是非均匀半径渐变模式转换器<sup>[9]</sup>. 这种新型的高功率模式转换器较传统的均匀半径渐变模式转换器, 具有更高的转换效率、更宽的带宽和更紧凑的结构, 中心频率处转换效率达 99.5%, 带宽超过 1.5 GHz (本文定义模式转换效率 95% 以上的频带宽度为带宽).

## 2. 理论分析

实际的波导模式转换器、过渡器和耦合器在物理上都是通过它们传播模式的耦合及相互作用完成的, 因此对它们的分析和设计亦要借助于这些模式的电磁场表达方法. 利用波导模式对电磁场作级数展开, 在特定结构边界条件下的麦克斯韦方程组可以变换为耦合波方程组或广义传输线方程. 耦合波方程组一般是由无限多的一阶耦合常微分方程所组成, 每一个模式有两个方程, 分别对应于它的正向行波和反向行波分量.

矩阵形式的圆柱模式耦合波方程组为

\* 大功率微波电真空器件技术国家级重点实验室基金(批准号: NKL001-063)、国家自然科学基金(批准号: 10775029)和中国博士后科学基金(批准号: 20070411149)资助的课题.

$$\left(\frac{d}{dz}\right)\mathbf{A} = (-\gamma + \kappa)\mathbf{A}. \quad (1)$$

这里  $z$  是波导轴向坐标,  $\mathbf{A}$  是矢量, 它的分量是各个波型的幅度  $A_n$ .  $A_n$  是指沿正  $z$  方向传播的第  $n$  个模的幅度,  $A_{-n}$  是指沿负  $z$  方向传播的第  $n$  个模的幅度.  $\gamma$  是一个对角矩阵,  $\gamma_{nn} = \gamma_n = -\gamma_{-n}$  代表第  $n$  个模的耦合;  $\kappa$  是耦合系数. 对于不同的模式转换器,  $\gamma$  和  $\kappa$  诸元的值取决于转换器的轮廓形状的频率. 在过模圆波导变换器中,  $\gamma_n = \alpha_n + j\beta_n$  是第  $n$  个模的传播常数, 其中  $\beta_n$  为波数,  $\alpha_n$  为衰减常数. 对于任意两种模式  $n, m$ , 当  $n \neq m$  且  $n > 0, m > 0$  时有

$$\begin{aligned} \kappa_{mn} &= \kappa_{(-m)(-n)} \\ &= \left( C_{mn} \sqrt{\frac{Z_n}{Z_m}} - C_{nm} \sqrt{\frac{Z_m}{Z_n}} \right) / 2, \quad (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \kappa_{n(-n)} &= \kappa_{(-m)n} \\ &= \left( C_{mn} \sqrt{\frac{Z_n}{Z_m}} - C_{nm} \sqrt{\frac{Z_m}{Z_n}} \right) / 2, \quad (3) \end{aligned}$$

式中  $Z_n$  是第  $n$  个模的波阻抗,  $C_{mn}$  代表第  $n$  个模到第  $m$  个模的耦合因子. 对于给定的变换器轮廓, 耦合因子仅由截面尺寸随轴向距离  $z$  的几何变化率所决定而与频率无关, 因此有

$$C_{mn} = \frac{2\chi_m \chi_n}{\chi_n^2 - \chi_m^2} \frac{a'}{a}, \quad (4)$$

式中  $a$  表示转换器的半径,  $a' = \frac{da}{dz} \neq 0$ . 针对本文所研究的  $H_{0n}$  模, 有贝塞尔函数的导数  $J_0'(\chi_n) = 0$ .

为了计算转换器中的模式变换, 需要对(1)式进行积分. 由于耦合模的数目有无穷多个, 对(1)式作精确积分显得不切实际, 但是针对具体问题, 可以对(1)式进行简化, 用其近似解来分析和设计模式转换器以得到初步的结果.

入射端口输入单位幅度  $A_n = 1$  的模式  $n$ , 在通过转换器时与其他模式相互作用, 并将功率转换给  $m$  模, 同时部分功率被杂模  $p$  杂模数视实际情况而定. 耦合. 设计中集中精力提高  $n$  模到  $m$  模的转换并抑制杂模  $p$ . 这时耦合波方程具有下列形式:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} \begin{bmatrix} A_n \\ A_m \\ A_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -j\beta_n & \kappa_{nm} & \kappa_{np} \\ \kappa_{mn} & -j\beta_m & \kappa_{mp} \\ \kappa_{pn} & \kappa_{pm} & -j\beta_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_n \\ A_m \\ A_p \end{bmatrix}, \quad (5) \end{aligned}$$

可以发现, 所有波数  $\beta$ 、耦合系数  $\kappa$  都依赖于  $z$ . (5)

式有初值条件

$$\begin{bmatrix} A_n \\ A_m \\ A_p \end{bmatrix}_{z=0} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

将(5)式中的第一式除以  $A_n$ , 可写成

$$\frac{d(\ln A_n)}{dz} = -j\beta_n + \kappa_{nm} A_m / A_n + \kappa_{np} A_p / A_n. \quad (6)$$

由(5)式中的第一式和第二式及(6)式可得

$$\begin{aligned} \frac{d\left(\frac{A_m}{A_n}\right)}{dz} &= \kappa_{nm} \left[ 1 - \frac{\kappa_{nm}}{\kappa_{nm}} \left(\frac{A_m}{A_n}\right)^2 + \frac{\kappa_{mp}}{\kappa_{nm}} \frac{A_p}{A_n} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\kappa_{np}}{\kappa_{nm}} \frac{A_m A_p}{A_n^2} \right] - (\beta_m - \beta_n) A_m / A_n. \quad (7) \end{aligned}$$

只要将(7)式中的  $A_m/A_n$  改为  $A_p/A_n$ , 就可以类似地从(5)式中的第一和第三式推出与(6)式相应的公式.

如果(6)式等号右端第二项、第三项以及(7)式中括号内第二项、第三项、第四项小到可以忽略, 那么可将(5)式积分得到

$$A_n = \exp\left[-j \int_0^z \beta_n dz'\right], \quad (8)$$

$$\frac{A_m}{A_n} = \int_0^z \kappa_{nm} \exp\left[-j \int_{z'}^z (\beta_m - \beta_n) dz''\right] dz'. \quad (9)$$

这样就能得到转换器输出端的输出模式幅度

$$\begin{aligned} A_m(z=L) &= \exp\left(-j \int_0^L \beta_n dz\right) \int_0^L \kappa_{nm} \\ &\quad \times \exp\left[-j \int_z^L (\beta_m - \beta_n) dz'\right] dz. \quad (10) \end{aligned}$$

为了估计对(6)(7)式进行近似所引起的误差, 将(9)式进行分部积分, 有

$$\begin{aligned} \frac{A_m}{A_n} &= -j \frac{\kappa_{nm}}{\beta_m - \beta_n} + j \int_0^z \left\{ \frac{d(\kappa_{nm}(\beta_m - \beta_n))}{dz} \right\} \\ &\quad \times \exp\left[-j \int_z^L (\beta_m - \beta_n) dz'\right] dz'. \quad (11) \end{aligned}$$

在仅考虑转换器内截止频率以上的模式之间相互作用的条件下, 对于工作频段内的任何模式都有

$$\left| \frac{A_m}{A_n} \right|_{\max} \approx \left| \frac{\kappa_{nm}}{\beta_m - \beta_n} \right|_{\max}, \quad (12)$$

即(11)式等号右端第一项绝对值的最大值总是比第二项大得多. 这个结果可以用来检验(6)(7)式中被忽略项是否足够小, 以致可以忽略.

### 3. $TE_{0n}-TE_{(n+1)}$ 模式转换器的设计

根据以上理论分析, 下面进行模式转换器的

设计.

对于本文所研究的均匀半径渐变模式转换器, 转换器半径  $a(z)$  可以表示为

$$a(z) = a_0 - \Delta a \cos\left(\frac{2\pi z}{a_l}\right). \quad (13)$$

这里  $a_0$  是平均半径,  $\Delta a$  是微扰幅值, 轴向周期长度  $a_l$  由下式给出:

$$\begin{aligned} \Delta\beta &= \beta_1 - \beta_2 \\ &= l \frac{2\pi}{a_l} \quad (l = \pm 1, 2, \dots), \end{aligned} \quad (14)$$

式中  $\beta_1$  和  $\beta_2$  是相互耦合模式的波数. 当  $l = 1$  时,  $a_l$  就等于两种模式的拍频波长  $\lambda_B$ . 满足 (14) 式的条件则保证入射模功率向所需模转化的同时, 能有效抑制其他杂模的耦合.

对于本文所研究的非均匀半径渐变结构模式转换器, 转换器半径  $a(z)$  可以表示为

$$\begin{aligned} a(z) &= a_0 - \Delta a \cos\left(\frac{2\pi z}{a_l}\right) \\ &\times \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi z}{Na_l}\right)\right), \end{aligned} \quad (15)$$

式中  $N$  表示半径渐变周期数, 其他参数的定义与第一类结构相同.

具体设计过程如下: 根据设计要求提出的中心频率和输入输出模式确定平均半径, 主要遵循两点原则. 一是工作在转换带宽频率下限时, 可接受的最小平均半径不至于使具有最高截止频率的模式截止. 二是工作在转换带宽频率上限时, 最大平均半径的选择能有效抑制角向波型指数大于所需模的模式. 平均半径与微扰周期  $N$  对转换带宽和模式纯度有很大影响, 微扰幅值和转换器长度  $L$  则对提高转换效率有重要的意义. 转换效率和转换带宽是同一矛盾的两个方面, 可以根据工程需求进行取舍. 本文倾向于牺牲一定带宽换取高的转换效率, 采用六周期  $TE_{0n} - TE_{(n+1)}$  模式转换器, 三维模型如图 1、图 2 所示.

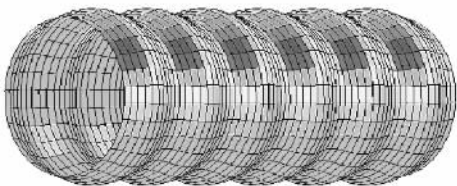


图 1 六周期均匀半径渐变  $TE_{0n} - TE_{(n+1)}$  模式转换器模型图

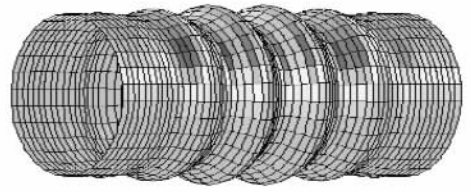


图 2 六周期非均匀半径渐变  $TE_{0n} - TE_{(n+1)}$  模式转换器模型图

## 4. 数值计算及仿真模拟结果

根据以上理论推导, 可以计算出模式转换效率和转换带宽. 通过对数值结果的观察, 可以进一步优化结构参数, 为仿真模拟提供依据. 本文设计的两类模式转换器结构参数由表 1 给出.

表 1 模式转换器结构参数

模式	均匀半径渐变结构		非均匀半径渐变结构
	$TE_{02} - TE_{03}$	$TE_{01} - TE_{02}$	$TE_{01} - TE_{02}$
中心频率 /GHz	17.14	34.30	34.30
平均半径/mm	35.650	13.500	12.500
$2\Delta a$ /mm	2.224	1.445	1.366
微扰周期 $N$	6	6	6
转换器长度 /mm	448.56	227.018	152.71

图 3(a) 示出了中心频率为 17.14 GHz、均匀半径渐变  $TE_{02} - TE_{03}$  转换器中各模式前向波相对功率沿  $z$  轴的变化. 从图 3(a) 可以看出, 沿着  $z$  轴  $TE_{02}$  模的功率逐渐减少趋近于零, 而  $TE_{03}$  模的功率逐渐增加, 到达转换器输出端的  $TE_{03}$  模的功率占到输出功率的 99% 以上. 图 3(b) 示出了输出模式比例随频率的变化, 间接地反映了转换带宽的大小, 经观察理论带宽可达 1 GHz.

图 4(a) 示出了中心频率为 34.30 GHz、均匀半径渐变的  $TE_{01} - TE_{02}$  转换器中各模式前向波相对功率沿  $z$  轴的变化. 从图 4(a) 可以看出, 沿着  $z$  轴  $TE_{01}$  模的功率逐渐减少趋近于零, 而  $TE_{02}$  模的功率逐渐增加, 到达转换器输出端的  $TE_{02}$  模的功率占到输出功率的 99%. 从图 4(b) 可知, 理论带宽达 1 GHz. 数值优化过程中, 我们发现四到六个几何周期都能实现模式的高效转换,  $N$  值越大对带宽的限制越严重, 由于模式远离截止频率, 反射波的影响可以忽略不计.

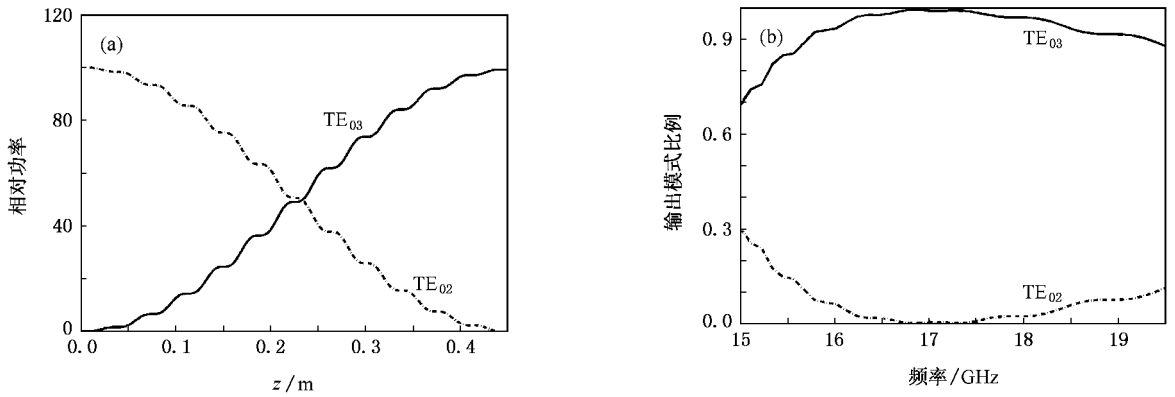


图 3 中心频率为 17.14 GHz、均匀半径渐变的  $TE_{02}-TE_{03}$  模式转换器相对功率沿  $z$  轴的分布和输出模式比例随频率的变化  $N=6$ 。  
(a) 模式相对功率沿  $z$  轴的分布 (b) 输出模式比例随频率的变化

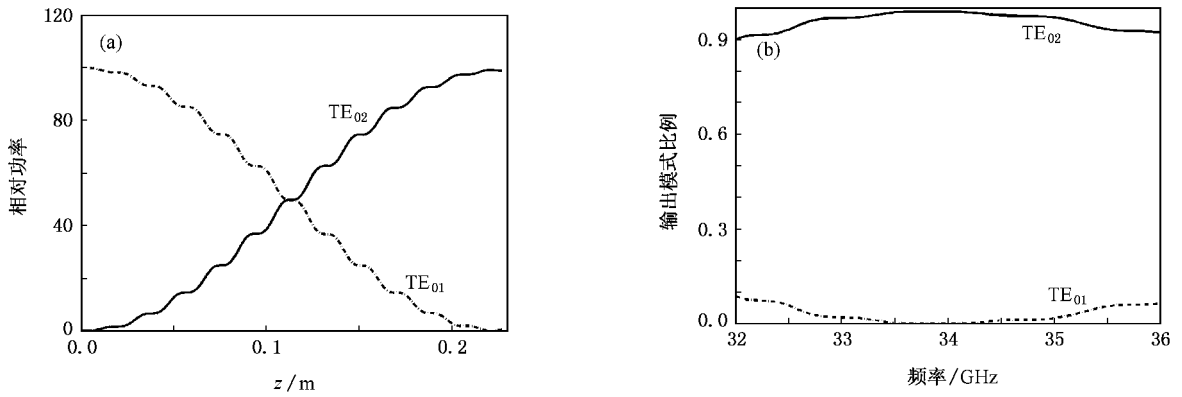


图 4 中心频率为 34.30 GHz、均匀半径渐变的  $TE_{01}-TE_{02}$  模式转换器相对功率沿  $z$  轴的分布和输出模式比例随频率的变化  $N=6$ 。  
(a) 模式相对功率沿  $z$  轴的分布 (b) 输出模式比例随频率的变化

图 5 (a) 示出了中心频率为 34.30 GHz、非均匀半径渐变的  $TE_{01}-TE_{02}$  转换器中各模式前向波相对功率沿  $z$  轴的变化。从图 5 (a) 可以看出, 在一段时间内,  $TE_{01}$  仍然占据极大的比例, 此后  $TE_{01}$  迅速地转化为

$TE_{02}$  模式。可以观察到在转换器的输出端  $TE_{02}$  的比例基本达到了 100%。从图 5 (b) 可以看出, 这种转换器的理论带宽达到 3 GHz, 明显优于均匀半径渐变模式转换器。

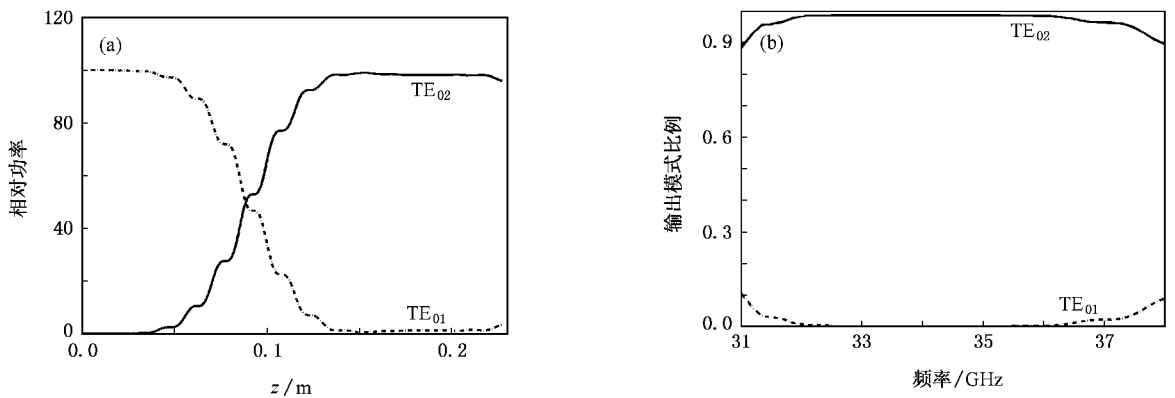


图 5 中心频率为 34.30 GHz、非均匀半径渐变的  $TE_{01}-TE_{02}$  模式转换器相对功率沿  $z$  轴的分布和输出模式比例随频率的变化  $N=6$ 。  
(a) 模式相对功率沿  $z$  轴的分布 (b) 输出模式比例随频率的变化

通过 HFSS 软件的反复模拟 ,得到了两类模式转换器模式电场强度分布截面图(图 6)。从图 6 可以观察到 ,到达输出端的输入模式完全转化为所需

模式。带宽变化的模拟结果如图 7 所示 ,仿真时由于考虑了转换器腔壁造成的损耗 ,导致模拟带宽小于理论计算带宽 ,但仍可满足设计要求。

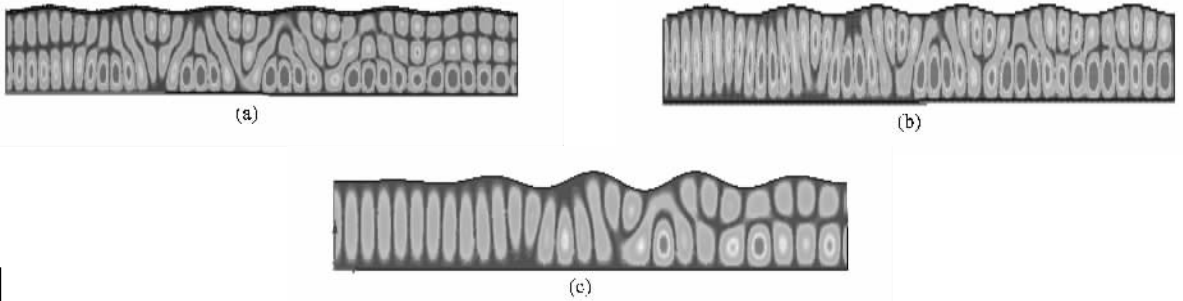


图 6 模式转换器电场强度分布截面 (a)中心频率为 17.14 GHz , $N=6$  的均匀半径渐变  $TE_{02}-TE_{03}$  模式转换器 (b)中心频率为 34.30 GHz , $N=6$  的均匀半径渐变  $TE_{01}-TE_{02}$  模式转换器 (c)中心频率为 34.30 GHz , $N=6$  的非均匀半径渐变  $TE_{01}-TE_{02}$  模式转换器

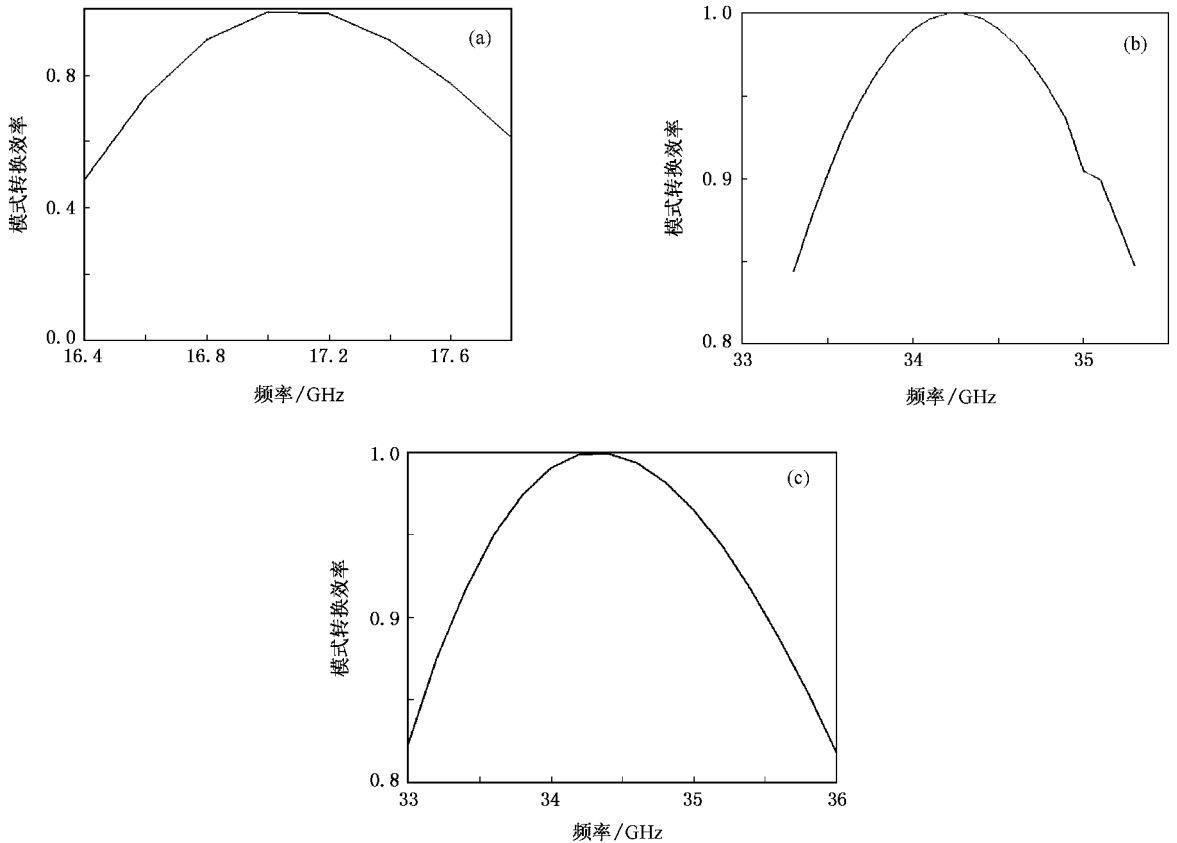


图 7 模式转换效率随频率变化的模拟结果 (a)中心频率为 17.14 GHz , $N=6$  的均匀半径渐变  $TE_{02}-TE_{03}$  模式转换器 (b)中心频率为 34.30 GHz , $N=6$  的均匀半径渐变  $TE_{01}-TE_{02}$  模式转换器 (c)中心频率为 34.30 GHz , $N=6$  的非均匀半径渐变  $TE_{01}-TE_{02}$  模式转换器

### 5. 结 论

介绍了均匀半径渐变结构和非均匀半径渐变结构两类  $TE_{0n}-TE_{(n+1)}$  模式转换器的设计。通过理论分析、数值计算和仿真模拟表明 ,两类转换器都能有

效地进行  $TE_{0n}-TE_{(n+1)}$  模式转换。通过对比可知 ,新型结构的非均匀半径渐变模式转换器具有转换效率更高(99.5%)、带宽更宽(超过 1.5 GHz)、结构更紧凑等优点 ,可用作 8 mm 回旋速调管外接模式转换器及多种毫米波工程模式转换之用。

- [ 1 ] Iatrou C T ,Whaley D R ,Kern S ,Thumm M ,Tran M Q ,Mobius A ,Nickel H U ,Norajitra P ,Wien A ,Tran T M ,Mardion G B ,Pain M ,Thonon G 1995 *Int . J . Infrared Millim . Waves* **16** 1129
- [ 2 ] Li H F ,Du P Z ,Yang S W ,Xie Z L ,Zhou X L ,Wan H R ,Huang Y 2000 *Acta Phys . Sin .* **49** 312 ( in Chinese ) [ 李宏福、杜品忠、杨仕文、谢仲怜、周晓岚、万洪蓉、黄 勇 2000 物理学报 **49** 312 ]
- [ 3 ] Danly B 2000 *IEEE Trans . Plasma Sci .* **28** 713
- [ 4 ] Lawson W ,Ives R L ,Mizuhara M ,Neilson J M ,Read M E 2001 *IEEE Trans . Plasma Sci .* **29** 545
- [ 5 ] Yang S W ,Tan S H ,Li H F 2002 *IEEE Trans . Microwave Theory Techn .* **50** 1849
- [ 6 ] McDermott D B ,Pretterebner J ,Chong C K ,Kinney C F ,Razeghi M ,Luhmann N C 1996 *IEEE Trans . Microwave Theory Techn .* **44** 311
- [ 7 ] Thumm M 1984 *Int . J . Electron .* **57** 1225
- [ 8 ] Sporleder F ,Unger H G 1979 *Waveguide Tapers Transitions and Couplers* ( London : Peter Peregrinus Ltd . ) p182
- [ 9 ] Lawson W ,Esteban M ,Raghuathan H ,Hogan B P ,Bharathan K 2005 *IEEE Trans . Microwave Theory Techn .* **53** 372

## Study and design of broadband nonuniform ripple-wall $TE_{0n}-TE_{\alpha(n+1)}$ mode converters<sup>\*</sup>

Sun Xu Zhao Qing Li Hong-Fu

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

( Received 18 June 2007 ; revised manuscript received 26 October 2007 )

### Abstract

Based on the coupled wave theory , this paper presents the design , numerical analysis , and simulation of two types of  $TE_{0n}-TE_{\alpha(n+1)}$  ripple-wall waveguide mode converters : a uniform ripple-wall converter and a nonuniform ripple-wall waveguide converter. For the first type , 17.17 GHz , six-period  $TE_{02}-TE_{03}$  mode converter and 34.30 GHz , six-period  $TE_{01}-TE_{02}$  mode converter were operative ; and 34.30 GHz , six-period  $TE_{01}-TE_{02}$  for the nonuniform one was operative. The design study is focused on the maximization of the conversion efficiency and mode purity coupled with a broad bandwidth. The nonuniform one seems to have a significant advantage over the uniform one , its conversion efficiency reaches 99.5% at center frequency and has a conversion bandwidth of more than 1.5 GHz. Simulation results agree well with the theoretical predictions.

**Keywords** : mode converter , coupled wave theory , nonuniform ripple-wall , conversion bandwidth

**PACC** : 1220 , 5235H

\* Project supported by the Foundation of National Laboratory of High Power Microwave Vacuum Devices , China ( Grant No. NKLC001-063 ) , the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 10775029 ) and the Science Foundation for Post Doctor of China ( Grant No. 20070411149 ) .