

非均匀扰动结构 TE_{0n} 模式变换器研究*兰峰[†] 杨梓强 史宗君

(电子科技大学物理电子学院, 成都 610054)

(2011年11月23日收到; 2012年1月16日收到修改稿)

本文提出一种半径和周期双重扰动的非均匀圆波导 TE_{0n} 模式变换器. 通过耦合波理论 (CWT) 和数值优化方法对该模式变换器进行研究, 计算结果与电磁仿真软件基本一致. 与传统的均匀结构半径微扰模式变换器比较, 非均匀扰动结构 TE_{0n} 模式变换器可以在更少的波纹周期内实现高于均匀结构的模式转换效率, 95%功率转换绝对带宽增加 150%, 器件长度减小接近一半. 本文的研究工作为设计轴向尺寸短、工作带宽大、转换效率高的高功率回旋管外接模式变换器提供了重要参考.

关键词: 回旋管, 模式变换器, 非均匀扰动结构, 耦合波方程组

PACS: 52.35.Hr, 42.68.Ay

1 引言

国内对毫米波回旋器件已做了较深入的研究^[1-4], 其中高功率模式变换器的研究具有重要的意义. 半径微扰模式变换器是高功率回旋管中常用的模式变换器, 其功能是将回旋管输出的 TE_{0n} 模式转换为 TE_{01} 模, 并进一步转换为线极化 HE_{11} 模通过天线辐射^[5-9]. 从上世纪 60 年代至今, 绝大多数学者都采用 Kovalev 提出的周期波导扰动技术设计角向对称模式变换器^[10-12], 其特点是波导半径均匀渐变、小幅扰动. 随着回旋管输出功率的提高, 输出波导普遍采用高过模结构, 导致均匀结构的半径微扰模式变换器的纵向尺寸增加, 带宽变窄. 为了减小纵向长度, 增大带宽, 国内外学者对半径非均匀变化的 TE_{0n} 模式变换器进行了研究^[13-15]. 这些非均匀扰动结构的半径扰动幅度为变量, 可以实现高于均匀周期微扰结构的转换效率, 缩短模式变换器的轴向尺寸并提高工作带宽, Ku 波段工作的这种模式变换器的轴向长度缩短 8.9%, 带宽增加超过 50%^[14]. 本文针对工作频率为 0.22 THz, 工作模式为 TE_{03} 的回旋管, 提出了半径和周期双重

扰动的非均匀结构 $TE_{0n}-TE_{01}$ 模式变换器. 该模式变换器在最大化模式转换效率兼顾较宽工作带宽的基础上进行设计, 缩短了波纹波导的几何周期长度, 大幅度增加了波纹扰动的范围, 轴向长度缩短和带宽增加比例大大超过上述文献给出的结果. 通过数值求解耦合波微分方程组得到了最优化的设计参数, 并利用高频结构模拟软件 HFSS 进行了仿真, 得到的结果基本一致. 本文的工作为设计紧凑、高效、宽带的回旋管外接模式变换器提供了重要的参考.

2 半径渐变模式变换的基本原理

波导中的不均匀性, 如圆波导轴线的弯曲、波导半径的渐变等, 会引起波导中各传输模式间的能量耦合, 从而产生模式变换^[16,17]. 要实现两种模式间的完全转换, 波导内壁的几何周期与相互作用的波数间需满足以下共振关系^[18]:

$$\lambda_p = (1 + \delta)\lambda_b = (1 + \delta)2\pi/|\beta_n - \beta_m|, \quad (1)$$

式中, δ 为几何周期因子, λ_b 为两个相互作用模式的拍波波长, β_n 和 β_m 是两个相互作用模式的相位常数.

* 国家自然科学基金 (批准号: 10975031, 11075032) 资助的课题.

[†] E-mail: lanf998@tom.com

圆波导半径渐变模式变换器的角向结构未发生变化, $\text{TE}_{qn} - \text{TE}_{qm}$ 的模式耦合原则满足 $n - m = \pm 1$. 要实现 $\text{TE}_{0n} - \text{TE}_{0(n-1)}$ 的模式变换, 通常圆波导中采用相位重匹配技术的半径均匀微扰模式变换器的半径变化函数式如下^[19]:

$$a(z) = a_0 \left[1 - \sum_{n \geq 1} \varepsilon_n \cos(2n\pi z / \lambda_p) \right] / \left(1 - \sum_{n \geq 1} \varepsilon_n \right), \quad (1 \leq n \leq 4), \quad (2)$$

式中, a_0 为圆波导的平均半径, ε_n 是径向扰动幅值, Z 为轴向长度. 这种半径均匀扰动结构的主要不足在于带宽窄, 模式变换器的纵向长度较长. 为此本文提出一种半径和周期双重扰动的非均匀结构

$$a(z) = a_0 \left[1 - \varepsilon_1 \cos\left(\frac{2\pi z}{\lambda_p}\right) \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi z}{N\lambda_p}\right) - \varepsilon_2 \cos\left(\frac{2m\pi z}{\lambda_p}\right) \times \left(1 - \cos\left(\frac{2m\pi z}{N\lambda_p}\right) \right) \right) \right], \quad (3)$$

其中, ε 为波纹扰动因子, m 为周期扰动系数, $m \geq 1$, N 为周期数.

多数半径微扰模式变换器的设计都是基于求解耦合波常微分方程组的边值问题, 其基本方程为^[20]

$$\frac{dA_{mn'}^+}{dz} = -\frac{1}{2} \frac{d(\ln \gamma_{mn'})}{dz} A_{mn'}^- - \gamma_{mn'} A_{mn'}^+ + \sum_{+mn} A_{mn}^+ C_{(mn')(mn)}^+ + \sum_{-mn} A_{mn}^- C_{(mn')(mn)}^-, \quad (4)$$

$$\frac{dA_{mn'}^-}{dz} = -\frac{1}{2} \frac{d(\ln \gamma_{mn'})}{dz} A_{mn'}^+ + \gamma_{mn'} A_{mn'}^- + \sum_{+mn} A_{mn}^+ C_{(mn')(mn)}^- + \sum_{-mn} A_{mn}^- C_{(mn')(mn)}^+, \quad (5)$$

式中 A_{mn}^+ , A_{mn}^- 表示正向与反向传播的 mn 波的幅值, $C_{(m'n')(mn)}^+$, $C_{(m'n')(mn)}^-$ 表示 mn 波与同向及反向波 $m'n'$ 的耦合系数, $\gamma_{mn} = \alpha_{mn} + j\beta_{mn}$ 为 mn 模的传播常数, α_{mn} 为衰减常数, β_{mn} 为相位常数. γ 和 C 均为 Z 的函数.

$\text{TE}_{mn} \rightarrow \text{TE}_{mn'}$ 的耦合系数为^[20,21]

$$C_{[mn'][mn]}^\pm = \frac{(R_{mn'} X_{mn}^2 \pm R_{mn} X_{mn'}^2) X_{mn}^2 X_{mn'}^2}{(R_{mn} R_{mn'})^{1/2} (X_{mn}^2 - m^2)^{1/2} (X_{mn'}^2 - m^2)^{1/2} (X_{mn'}^2 - X_{mn}^2)} \times \frac{1}{a} \times \frac{da}{dz} \times (-1)^{n+n'}. \quad (6)$$

TE 模的衰减常数 α_{mn} ^[22] 为

$$\alpha_{mn} = \frac{1}{\alpha_0} \frac{R_s}{\eta_0} \left(1 - \left(\frac{X_{mn}}{2\pi\alpha_0} \lambda_0 \right)^2 \right)^{-1/2} \times \left[\left(\frac{X_{mn}}{2\pi\alpha_0} \lambda_0 \right)^2 + \left(\frac{m}{X_{mn}} \right)^2 \right] / \left(1 - \left(\frac{m}{X_{mn}} \right)^2 \right), \quad (7)$$

式中 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 n 个零点的数值; $R_{mn} = \beta_{mn}/k_0$ 为归一化因素, k_0 为自由空间波数; R_s 为波导材料的表面电阻率, $\eta_0 = 376.7$ 为自由空间波阻抗, λ_0 为自由空间波长. 设转换器的长度为 L , 其输入端有入射波, 令其终端反向波为 0, 即有边界条件

$$A_{mn}^+|_{z=0} = [(1, 0), (0, 0), \dots, (0, 0)]^T, \quad (8)$$

$$A_{mn}^-|_{z=L} = [(0, 0), (0, 0), \dots, (0, 0)]^T, \quad (9)$$

式中向量 $[A_{mn}^+]$ 的第一个元素代表输入工作模式的幅值, 第二个元素代表输出工作模式的幅值, 其

余模式各代表一个寄生模, 则连同 (4), (5) 式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幅值 A_{mn}^+ 和反向波幅值 A_{mn}^- 沿 Z 轴的分布.

3 数值优化设计与结果分析

考虑到功率容量问题, 中心频率为 0.22 THz 的回旋管输出波导是半径为 5 mm 的高过模圆波导, 需要较大的半径扰动周期才能实现 $\text{TE}_{03} - \text{TE}_{01}$ 的转换. 回旋管输出模式 TE_{03} 转换为 TE_{01} 需要两段结构, 即 $\text{TE}_{03} - \text{TE}_{02}$ 和 $\text{TE}_{02} - \text{TE}_{01}$ 半径渐变模式变换器. 采用相位重匹配技术设计的半径微扰模式变换器可以获得较高的模式转换效率, 这种模式变换器是一种半径均匀微幅变化的结构, 纵向尺寸较大. 为了研究非均匀径向扰动结构在提高转换效率、缩短纵向尺寸和增加带宽方面的优势, 非均匀结构选取和均匀结构相同的平均半径进行优化设计, 以便于比较. 优化设计通过自编的 Matlab 数值

计算程序实现,过程是:首先选定一个波纹周期初始值,建立包括波纹扰动因子、周期扰动系数、周期数等多参数优化模型,以转换效率最大化为主要指标,兼顾转换器工作带宽进行优化;改变波纹周期,重复上述优化步骤,在得到最优化设计参数后再利用三维电磁仿真软件 HFSS 进行验证.对于中心频率为 0.22 THz 和平均半径为 5 mm 的 TE_{03} — TE_{01} 模式变换器,可传输的 TE_{0n} 模为 $n \leq 7$,由于高次模式含量很小,综合考虑计算精度和速度,计算时设置 5 个传输模式.

3.1 TE_{03} — TE_{02} 模式变换器设计

中心频率 $f_c = 0.22$ THz, TE_{03} — TE_{02} 模式变换器几何结构如图 1 所示,其中图 1(a) 为均匀与非均匀结构的径向轮廓,图 1(b) 为 $N = 5$, TE_{03} — TE_{02} 非均匀结构变换器的 HFSS 仿真模型.从图 1(a) 中可以发现非均匀结构的几何周期要略小于均匀结构,周期数之比为 5:9,但前者的平均径向扰动幅值明显大于后者,沿轴向做非均匀变化,因此非均匀结构可以在更短的纵向长度上实现模式转换.数值计算过程中,考虑了多模、反向波、欧姆损耗等因素,利用四阶五阶龙格-库塔法进行优

化迭代,得到的优化结果如表 1 所示.

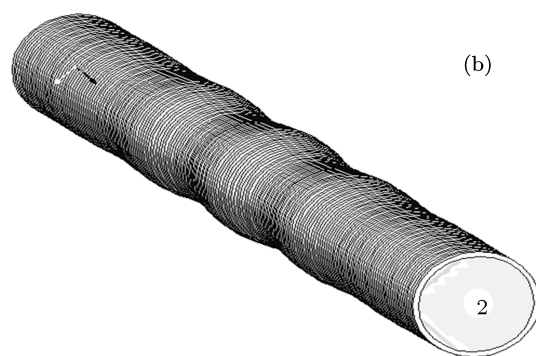
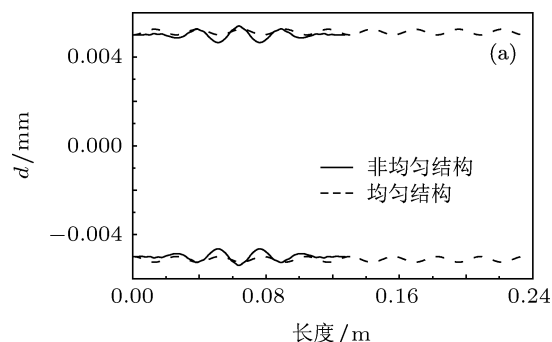


图 1 $f_c = 0.22$ THz, TE_{03} — TE_{02} 变换器几何结构 (a) $N = 9$ 的均匀结构与 $N = 5$ 的非均匀结构径向轮廓; (b) $N = 5$, 非均匀结构 HFSS 仿真模型

表 1 TE_{03} - TE_{02} 变换器两种结构的几何参数与计算结果比较 ($f_c = 0.22$ THz, 平均半径 5 mm)

	λ_b /mm	λ_w /mm	N	长度/mm	ϵ_1/ϵ_2	δ	m	95%带宽/GHz	模式转换效率/%
均匀结构	24.7	26.0633	9	234.5697	0.0216	0.0552	—	4	98.91(CWT)
					/0.0033				98.92(HFSS)
非均匀结构	24.7	25.52	5	127.6	0.03800	0.0332	5	10	99.00(CWT)
					/0.0022				99.00(HFSS)

图 2 所示为 $f_c = 0.22$ THz, 两种结构 TE_{03} — TE_{02} 模式变换器的轴向相对功率分布.从图中可以看出变换器输入模式 TE_{03} 模的功率都沿轴向逐渐减少趋于 0,而目标模式 TE_{02} 模的功率都沿轴向逐渐增加趋近于 1,非均匀结构输出端附近的 TE_{02} 模的功率占总的输出功率为 99.00%,均匀结构为 98.91%.非均匀结构由于径向变化率大,模式竞争更为激烈,寄生模式以 TE_{01} 和 TE_{04} 为主,而均匀结构寄生模式以 TE_{01} 为主.非均匀结构变换器中段 TE_{04} 和 TE_{01} 模分别出现较大的幅值,但在尾端幅值都抑制到了 0 附近.从目标模式功率变化曲线看,均匀结构是一种缓慢递增的趋势,而非

均匀结构由于其径向扰动幅度大,周期扰动也进行了优化,目标模式 TE_{02} 模的功率快速增加,因此相比于均匀结构其轴向变化长度显著减小.

图 3 所示为 $f_c = 0.22$ THz, 两种结构 TE_{03} — TE_{02} 模式变换器的转换效率频响曲线.当中心频率 $f_c = 0.22$ THz 时 TE_{02} 模的功率值达到最大,在峰值点两侧 TE_{02} 模的功率对称均匀下降.非均匀结构模式转换效率 95%以上带宽为 10 GHz,对应频率范围为 216—225 GHz.均匀结构模式转换效率 95%以上带宽仅为 4 GHz,对应频率范围为 219—222 GHz,非均匀结构模式变换器能显著拓展带宽.采用耦合波理论优化程序计算的结果

与 HFSS 软件仿真结果基本一致.

图 4 所示为 $f_c = 0.22$ THz, 非均匀结构 TE_{03} — TE_{02} 模式变换器模式转换效率随波纹周期数变化曲线. 当波纹周期数 $N = 5$ 时, TE_{02} 模的转换效率达到最大值 99.00%; 随着 N 的增加, TE_{02} 模的转换效率呈周期性变化, 变化周期为 10 个波纹; 由于考虑了波导壁的欧姆损耗, 在 $N > 5$ 后出现的 TE_{02} 模的转换效率峰值不断减小.

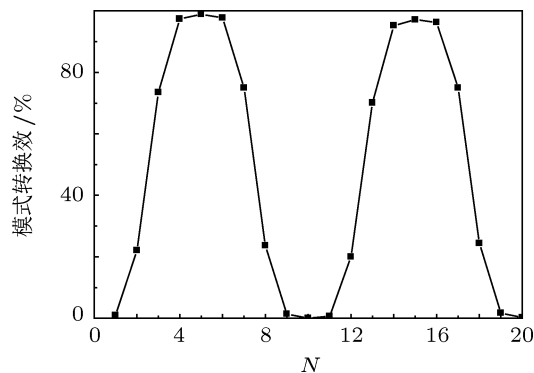


图 4 $f_c = 0.22$ THz, 非均匀结构 TE_{03} — TE_{02} 变换器转换效率随周期数的变化

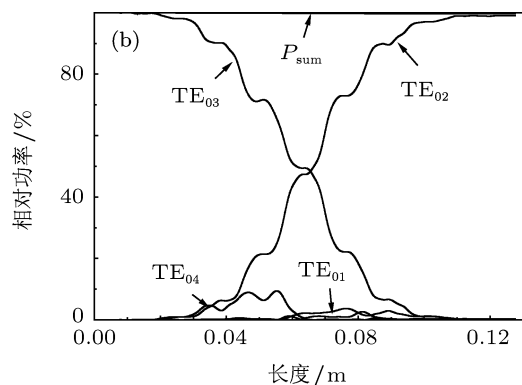
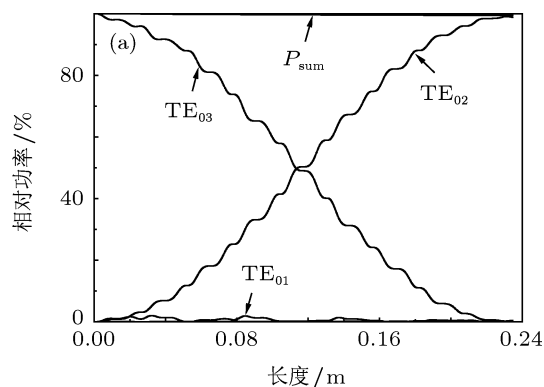


图 2 $f_c = 0.22$ THz, TE_{03} — TE_{02} 变换器轴向功率分布 (a) $N = 9$, 均匀结构; (b) $N = 5$, 非均匀结构

3.2 TE_{02} — TE_{01} 模式变换器设计

$f_c = 0.22$ THz, TE_{02} — TE_{01} 模式变换器几何结构如图 5 所示, 其中图 5(a) 为均匀与非均匀结构的径向轮廓, 图 5(b) 为 $N = 3$, TE_{02} — TE_{01} 非均匀结构变换器的 HFSS 仿真模型. 从图 5(a) 中可以发现非均匀结构的几何周期长度要略小于均匀结构, 周期数之比为 3:5, 但平均径向扰动幅值明显大于后者. 通过数值计算得到均匀和非均匀结构 TE_{02} — TE_{01} 模式变换器的优化结果如表 2 所示. 从表中可以看出, 非均匀结构中心频率处转换效率高, 纵向长度明显减小, 带宽显著增加.

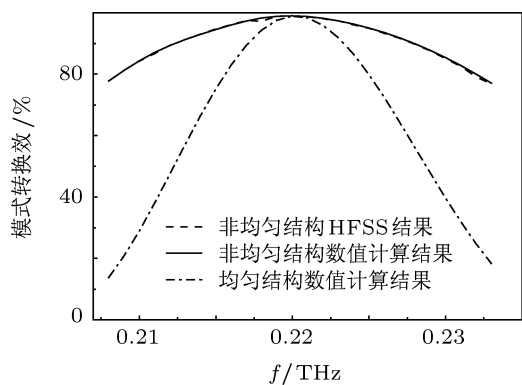
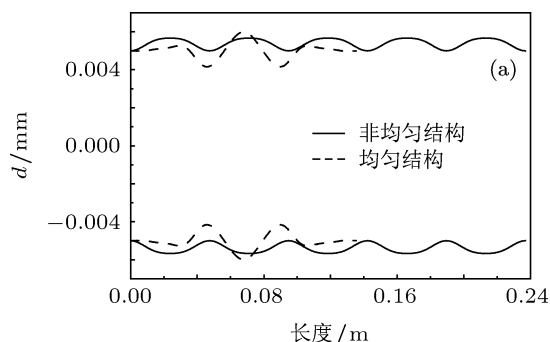


图 3 $f_c = 0.22$ THz, TE_{03} — TE_{02} 变换器转换效率随频率的变化

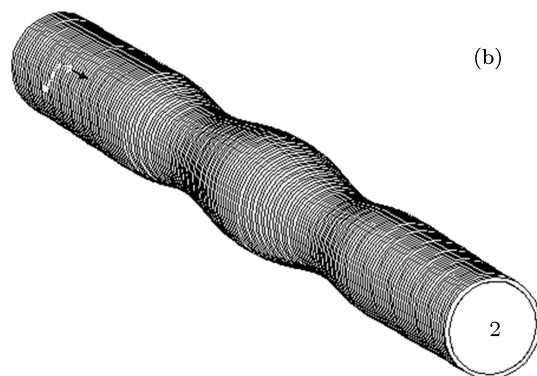


图 5 $f_c = 0.22$ THz, TE_{02} — TE_{01} 变换器几何结构 (a) $N = 5$ 的均匀结构与 $N=3$ 的非均匀结构径向轮廓; (b) $N = 3$, 非均匀结构 HFSS 仿真模型

表2 TE₀₂—TE₀₁ 变换器两种结构的几何参数与计算结果比较 ($f_c = 0.22$ THz, 平均半径 5 mm)

	λ_b /mm	λ_w /mm	N	长度/mm	ϵ_1/ϵ_2	δ	m	95%带宽/GHz	模式转换效率/%
均匀结构	40.7	47.4	5	237	0.062	0.1646	—	8	99.18(CWT)
					/0.0103				99.20(HFSS)
非均匀结构	40.7	45.21	3	135.63	0.09924	0.1108	2	15	99.28(CWT)
					/0.01241				99.32(HFSS)

图6为 $f_c = 0.22$ THz, 两种结构 TE₀₂—TE₀₁ 模式变换器的轴向功率分布. 从图中可以看出这种轴向功率变化趋势与图4中观察到的现象基本相同. 但在该非均匀结构变换器中, 主要寄生模式为 TE₀₃ 和 TE₀₄ 模, 在变换器的中段激励的幅值最大, 在两端基本都被抑制.

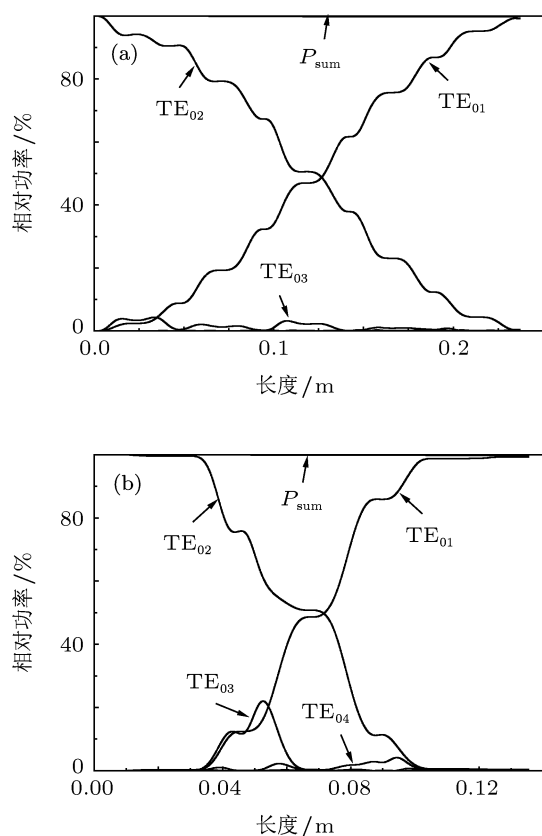


图6 $f_c = 0.22$ THz, TE₀₂—TE₀₁ 变换器轴向功率分布 (a) $N = 5$, 均匀结构; (b) $N = 3$, 非均匀结构

图7给出了 $f_c = 0.22$ THz, 两种结构 TE₀₂—TE₀₁ 模式变换器的数值计算与 HFSS 仿真得到的转换效率频响曲线, 从图中可以看出两者结果基本一致. 非均匀结构转换效率 95% 以上带宽为 15 GHz, 而均匀结构 95% 以上带宽为 8 GHz.

图8为 $f_c = 0.22$ THz, 非均匀结构 TE₀₂—TE₀₁ 模式变换器的目标模式转换效率随波纹周期数变化曲线. 随着 N 的增加, TE₀₁ 模的转换效率呈周期性变化, 变化周期为 6 个波纹; 由于考虑了波导壁的欧姆损耗, 峰值转换效率逐渐减小.

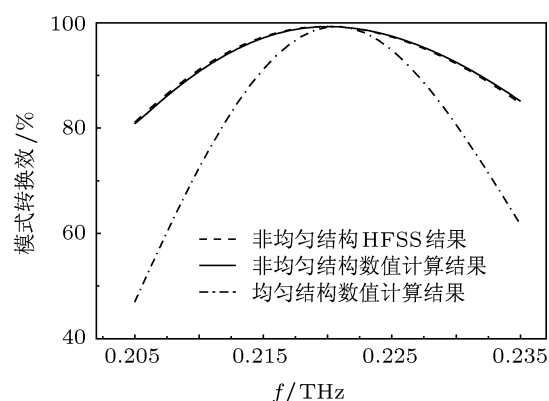


图7 $f_c = 0.22$ THz, TE₀₂—TE₀₁ 变换器转换效率随频率的变化

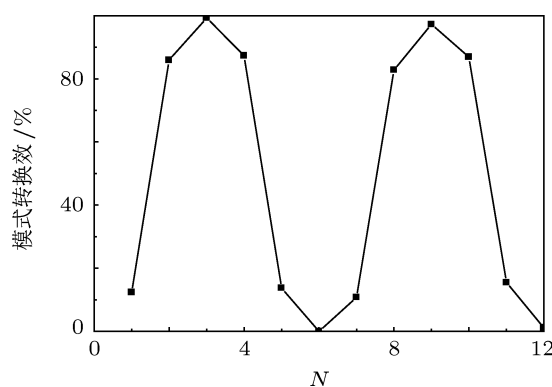


图8 $f_c = 0.22$ THz, 非均匀结构 TE₀₂—TE₀₁ 变换器转换效率随周期数的变化

图9给出了利用 HFSS 仿真得到的 $f_c = 0.22$ THz 时, 非均匀结构 TE₀₃—TE₀₁ 模式变换器轴线方向横截面电场强度分布图. 当输入端口为单一的 TE₀₃ 模式时, 输出端口转换为模式纯度很高

的 TE_{01} 模式.

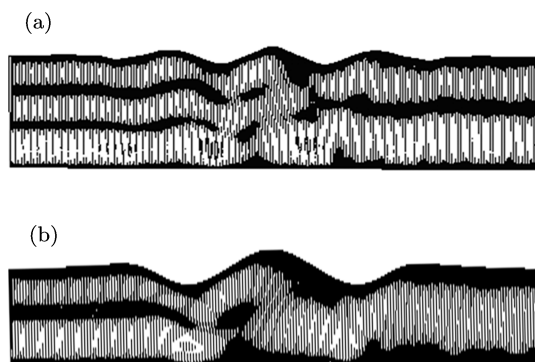


图9 非均匀结构模式变换器横截面电场强度分布 (a) $N = 5$, TE_{03} — TE_{02} 变换器; (b) $N = 3$, TE_{02} — TE_{01} 变换器

4 结论

本文通过耦合波理论结合数值计算方法

以及 HFSS 仿真技术对一种非均匀扰动结构的 TE_{03} — TE_{01} 模式变换器进行了研究. 该模式变换器的中心频率为 0.22 THz, 与均匀微扰结构相比, 非均匀扰动结构中: TE_{03} — TE_{02} 变换器在 5 个周期内完成模式变换, 纵向长度缩短了 106.9697 mm, 功率转换效率达到 95% 以上的带宽增加了 6 GHz; TE_{02} — TE_{01} 变换器在 3 个周期内完成模式变换, 纵向长度缩短了 101.37 mm, 带宽增加了 7 GHz; TE_{03} — TE_{01} 模式变换器的总长度缩短了 44.18%, 带宽增加了 150%. 由于这种非均匀结构采用波纹幅度和周期的双重扰动, 目标模式的功率转换速度快, 结构紧凑, 更利于实现相位重匹配, 模式转换效率更高. 虽然模式转换过程中寄生模式激励的幅值较大, 但在模式变换器两端均被有效抑制. 数值计算结果与 HFSS 仿真结果基本一致. 本文的研究工作作为设计轴向尺寸小、可宽带工作的高功率回旋管模式变换器提供了重要的物理模型和理论参考.

- [1] Yan Y, Xia L C, Wu J Q, Wu F 2009 *Journal of University of Electronic Science and Technology of China* **38** 372 (in Chinese) [鄢扬, 夏连城, 吴坚强, 吴峰 2009 电子科技大学学报 **38** 372]
- [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, 杜品钟, 杨仕文, 谢仲怜, 周晓岚, 万洪蓉, 黄勇 2000 物理学报 **49** 312]
- [3] Yu S, Li H F, Xie Z L, Luo Y 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 1979 (in Chinese) [喻胜, 李宏福, 谢仲怜, 罗勇 2001 物理学报 **50** 1979]
- [4] Luo Y, Li H F, Xie Z L, Yu S, Deng X, Zhao Q, Xu Y 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 229 (in Chinese) [罗勇, 李宏福, 谢仲怜, 喻胜, 邓学, 赵青, 徐勇 2004 物理学报 **53** 229]
- [5] Dragone C 1977 *The Bell System Technical Journal* **56** 835
- [6] Thumm M, Erckmann V, Janzen G, Kasperek W, Muller G, Schuller P G, Wilhelm R 1985 *Int. J. Infrared millim. Waves* **6** 459
- [7] Levine J S 1984 *Int. J. Infrared and Millim. Waves* **5** 937
- [8] Thumm M 1986 *Int. J. Electron.* **6** 1135
- [9] Kumric H, Thumm M, Wilhelm R 1988 *Int. J. Electron.* **64** 77
- [10] Kovalev N F, Orlova I M, Petelin M I 1968 *Radio Phys. Quant. Electron.* **11** 783
- [11] Thumm M 1984 *Int. J. Electron.* **57** 1225
- [12] Buckley M J, Stein D A, Vernon R J 1991 *IEEE Trans. MTT* **39** 1301
- [13] Buckley M J, Ronald J V 1990 *IEEE Trans. MTT* **38** 712
- [14] Lawson W, Esteban M, Raghunathan H, Hogan B P, Bharathan K 2005 *IEEE Trans. MTT* **53** 372
- [15] Sun X, Zhao Q, Li H F 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2130 (in Chinese) [孙旭, 赵青, 李宏福 2008 物理学报 **57** 2130]
- [16] Tang S R, Yang Z Q, Lan F 2008 *Journal of Microwaves* **24** 78 (in Chinese) [唐世荣, 杨梓强, 兰峰 2008 微波学报 **24** 78]
- [17] Niu X J, Gu L, Yu X H, Li H F 2011 *Acta Electron. Sin.* **39** 1947 (in Chinese) [牛新建, 顾玲, 与新华, 李宏福 2011 电子学报 **39** 1947]
- [18] Niu X J, Li H F, Yu S, Xie Z L, Yang S W 2002 *Acta Phys. Sin.* **51** 2291 (in Chinese) [牛新建, 李宏福, 喻胜, 谢仲怜, 杨仕文 2002 物理学报 **51** 2291]
- [19] Chen L W, Niu X J, Li X Y, Sun M 2004 *Journal of Infrared and Millimeter Waves* **23** 51 (in Chinese) [陈立伟, 牛新建, 李晓燕, 孙敏 2004 红外与毫米波学报 **23** 51]
- [20] Li H F, Thumm M 1991 *Int. J. Electron.* **71** 827
- [21] Li H F, Thumm M 1991 *Int. J. Electron.* **71** 333
- [22] Niu X J, Li H F, Yu S, Xie Z L 2002 *High Power Laser and Particle Beams* **14** 911 (in Chinese) [牛新建, 李宏福, 喻胜, 谢仲怜 2002 强激光与粒子束 **14** 911]

Study on TE_{0n} nonuniform ripple-wall mode converter in circular waveguide*

Lan Feng[†] Yang Zi-Qiang Shi Zong-Jun

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

(Received 23 November 2011; revised manuscript received 6 January 2012)

Abstract

In this paper, we present an optimal design of TE_{0n} nonuniform ripple-wall mode converter in circular waveguide. The research work is based on the general coupled wave theory and numerical optimization method. The results of numerical calculation are in good agreement with those of simulation by HFSS. Compared with traditional TE_{0n} mode converter of periodic waveguide perturbations, the TE_{0n} nonuniform ripple-wall mode converter can achieve a high mode conversion efficiency with less corrugated periods. The length of the converter is shortened nearly by a half and the operating bandwidth with over 95% mode conversion is increased by 150%. The research work provides an important theoretical reference and a physics model for designing high power gyrotron mode converter with small axial size, wide operating bandwidth and high conversion efficiency.

Keywords: gyrotrons, mode converters, nonuniform ripple-wall, coupled wave equations

PACS: 52.35.Hr, 42.68.Ay

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 10975031, 11075032).

[†] E-mail: lanf998@tom.com