

## 缓变回旋管谐振腔研究\*

雷朝军<sup>1)2)†</sup> 喻胜<sup>1)</sup> 李宏福<sup>1)</sup> 牛新建<sup>1)</sup> 刘迎辉<sup>1)</sup> 侯慎勇<sup>1)</sup> 张天钟<sup>1)</sup>

1) (电子科技大学太赫兹研究中心, 成都 610054)

2) (中国人民武装警察部队学院, 廊坊 065000)

(2012年1月6日收到; 2012年3月12日收到修改稿)

在高次模回旋管中, 模式竞争是亟待解决的问题. 本文基于广义传输线理论, 得到能准确描述缓变结构谐振腔模式耦合的一阶传输线方程组; 通过分析耦合系数, 优化得到了一种新型光滑渐变(缓变)谐振腔. 与直线连接的(折变)谐振腔相比, 该腔体有更强的模式抑制能力, 腔中非工作模式归一化幅值可达  $-100$  dB, 输出行波段非工作模式归一化幅值可达  $-88.6$  dB.

关键词: 谐振腔, 回旋管, 模式, 耦合系数

PACS: 02.30.Jr, 03.50.De

## 2 广义传输线理论

## 1 引言

回旋管可以产生高功率毫米波, 这类波源可用于等离子体加热, 材料处理, 受控核聚变加热, 等离子体诊断, 太空垃圾处理, 高密度数据通信, 高分辨率雷达等, 受到越来越多的专家学者的关注<sup>[1-4]</sup>. 随着回旋管工作频率的进一步提高, 由于尺寸效应, 高功率, 高频率要求回旋管的工作模式为高次模; 高次模工作必然会带来强烈的模式竞争, 降低回旋管的工作效率甚至影响回旋管的正常工作; 模式竞争是亟待解决的问题. 探索高性能、有效抑制非工作模式的谐振腔, 是开展高次模回旋管研究的重要部分<sup>[5-14]</sup>; 用于回旋管的谐振腔以折变结构为主; 分析腔体结构在模式耦合中的作用时, 主要集中在对数值解结果的数据分析上<sup>[6-9,14]</sup>. 本文应用耦合波理论, 建立用于研究谐振腔的一阶传输线方程组, 通过对所得方程的深入分析, 明确了谐振腔结构在模式竞争中的作用; 并以此为指导, 优化设计出了参数可调、有效抑制非工作模式的光滑缓变回旋管谐振腔, 可以进一步提高回旋管的性能.

从无源稳态麦克斯韦方程组的旋度方程

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega\mu\mathbf{H} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= j\omega\varepsilon\mathbf{D}\end{aligned}\quad (1)$$

出发, 采用圆柱坐标系, 则在谐振腔中任意位置  $z$  处的横向电、磁场  $\mathbf{E}_t, \mathbf{H}_t$  可以用该位置  $z$  处同截面的规则直圆波导中正交归一化矢量波函数展开:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_t(\mathbf{r}, \phi, z) &= \sum_{mn} V_{mn}(z)\mathbf{e}_{mn}(\mathbf{r}, \phi) \\ &\quad + \sum_{mn} V_{mn}^*(z)\mathbf{e}_{mn}^*(\mathbf{r}, \phi), \\ \mathbf{H}_t(\mathbf{r}, \phi, z) &= \sum_{mn} I_{mn}(z)\mathbf{h}_{mn}(\mathbf{r}, \phi) \\ &\quad + \sum_{mn} I_{mn}^*(z)\mathbf{h}_{mn}^*(\mathbf{r}, \phi),\end{aligned}\quad (2)$$

式中  $\mathbf{e}_{mn}(\mathbf{r}, \phi), \mathbf{h}_{mn}(\mathbf{r}, \phi)$  分别代表规则直波导中正交归一化电波(TM)的“电压”, “电流”矢量波函数;  $V_{mn}(z), I_{mn}(z)$  分别代表“电压”, “电流”幅度函数; 加“\*”代表磁波(TE).

根据麦克斯韦方程组的赫兹位函数表达式, 规

\* 国家自然科学基金资助(批准号: 11205026)资助的课题.

† E-mail: chaojunlei1975@163.com

定矢量波函数:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{mn}(\mathbf{r}, \phi) &= -\nabla_t \Pi_{mn}, \\ \mathbf{h}_{mn}(\mathbf{r}, \phi) &= \nabla_t \Pi_{mn} \times \mathbf{i}_z = \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_{mn}(\mathbf{r}, \phi), \\ \mathbf{e}_{mn}^*(\mathbf{r}, \phi) &= \mathbf{i}_z \times \nabla_t \Pi_{mn}^*, \\ \mathbf{h}_{mn}^*(\mathbf{r}, \phi) &= -\nabla_t \Pi_{mn}^* = \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_{mn}^*(\mathbf{r}, \phi), \end{aligned} \quad (3)$$

并满足在横截面上的归一化条件:

$$\begin{aligned} \iint_s \mathbf{e}_{mn}^{(i)} \cdot \mathbf{e}_{mn'}^{(j)} ds &= \delta_{nn'}^{(i,j)}, \\ \iint_s \mathbf{h}_{mn}^{(i)} \cdot \mathbf{h}_{mn'}^{(j)} ds &= \delta_{nn'}^{(i,j)}, \\ i, j &\text{只取 } 1, 2, \end{aligned} \quad (4)$$

式中当  $\mathbf{e}_{mn}^{(i)}, \mathbf{e}_{mn}^{(j)}$  的参数“ $i$ ”或“ $j$ ”取“1”时代表电波的“电压”矢量波函数, 取“2”时代表磁波的“电压”矢量波函数;  $\mathbf{h}_{mn}^{(i)}, \mathbf{h}_{mn}^{(j)}$  中“ $i$ ”或“ $j$ ”取“1”时代表电波的“电流”矢量波函数, 取“2”时代表磁波的“电流”矢量波函数; 对 (1) 式做矢量恒等运算, 结合 (2) 的模式展开式及 (3) 和 (4) 式的矢量波函数定义, 利用谐振腔腔壁的边界条件, 定义谐振腔中模式之间的耦合系数<sup>[10-13]</sup>:

$$\begin{aligned} \iint_s \mathbf{e}_{mp}^{(i)} \cdot \frac{\partial \mathbf{e}_{mn}^{(j)}}{\partial z} ds \\ = C_{pn}^{i,j} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}, \quad i, j \text{ 只可取 } 1, 2, \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} C_{pn}^{1,1} &= \begin{cases} -\frac{\varepsilon_m}{2}, & n = p, \\ \frac{\nu_{mn}^2 \varepsilon_m}{\nu_{mp}^2 - \nu_{cmn}^2} (-1)^{p+n}, & n \neq p, \end{cases} \\ C_{pn}^{1,2} &= 0, \\ C_{pn}^{2,1} &= \frac{m \varepsilon_m}{\sqrt{\mu_{mp}^2 - m^2}} (-1)^{p+n}, \\ C_{pn}^{2,2} &= \begin{cases} -\frac{\varepsilon_m}{2} \frac{m^2}{\mu_{mp}^2 - m^2}, & n = p, \\ \frac{\varepsilon_m \mu_{mp}^2}{\mu_{mn}^2 - \mu_{mp}^2} \frac{(-1)^{p+n}}{\sqrt{\mu_{mn}^2 - m^2}} \\ \times \frac{m^2 - (\mu_{mn})^2}{\sqrt{\mu_{mp}^2 - m^2}}, & n \neq p, \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

上式中:  $m = 0, 1, 2, \dots$ ;  $\varepsilon_m = 1, m = 0$ ;  $\varepsilon_m = 2, m \neq 0$ ; 式中  $\nu_{mn}$  及  $\mu_{mn}$  分别为第  $m$  阶 Bessel

函数  $J_m$  及其导数  $J'_m$  的第  $n$  个非零根;  $a$  为谐振腔腔壁半径. 得到表征谐振腔中各模式的模式电压和模式电流的一阶传输线方程组.

电波的一阶无源传输线方程组:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{mn}}{dz} &= \frac{j}{\omega \varepsilon} \gamma_{mn}^2 I_{mn} + \sum_{mp} V_{mp} C_{pn}^{1,1} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \\ &\quad + \sum_{mp} V_{mp}^* C_{pn}^{2,1} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}, \\ \frac{dI_{mn}}{dz} &= -j\omega \varepsilon V_{mn} + \sum_{mp} I_{mp} C_{pn}^{1,1} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \\ &\quad + \sum_{mp} I_{mp}^* C_{pn}^{2,1} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}; \end{aligned} \quad (7)$$

磁波的一阶无源传输线方程组:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} V_{mn}^* &= -j\omega \mu I_{mn}^* + \sum_{mp} V_{mp}^* C_{pn}^{2,2} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}, \\ \frac{d}{dz} I_{mn}^* &= \frac{j}{\omega \mu} \gamma_{mn}^{*2} V_{mn}^* + \sum_{mp} I_{mp}^* C_{pn}^{2,2} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}, \end{aligned} \quad (8)$$

式中的  $C_{pn}^{1,1} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}$ ,  $C_{pn}^{1,2} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}$ ,  $C_{pn}^{2,1} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}$  和  $C_{pn}^{2,2} \frac{1}{a} \frac{da}{dz}$  分别表示电波与电波、电波与磁波、磁波与电波及磁波与磁波模式间的耦合系数;  $\gamma_{mn}$ ,  $\gamma_{mn}^*$  分别表示电波与磁波的传播常数.

回旋管谐振腔是两端开孔的开放式谐振腔, 左边界对工作模式截止, 右边界满足行波条件

$$\frac{dV_{mn}^{(*)}}{dz} \pm \gamma_{mn}^{(*)} |_{z=0, L} = 0. \quad (9)$$

为了衡量谐振腔的模式抑制能力, 引入非工作模式归一化幅值<sup>[14]</sup>的概念, 定义为

$$-20 \lg \left( \frac{V_{mn}(z)}{V_{mn'}(z)} \right), \quad (10)$$

式中  $V_{mn}$  表示磁波  $\text{TE}_{mn}$  (或电波  $\text{TM}_{mn}$ ) 纵向幅值函数的最大值;  $V_{mn'}$  表示非工作模式  $\text{TE}_{mn'}$  (或电波  $\text{TM}_{mn'}$ ) 纵向幅值函数的最大值.

研究 (7), (8) 式, 使各模式间的耦合变小, 降低非工作模式归一化幅值, 就可以有效抑制模式竞争. 耦合系数中  $C_{pn}^{1,1}$ ,  $C_{pn}^{1,2}$ ,  $C_{pn}^{2,1}$  和  $C_{pn}^{2,2}$  随参与耦合的模式参数确定, 不能参与优化; 能够优化的只有系数项  $(1/a)(da/dz)$ , 通过改变这一可变项, 可以优化出对非工作模式抑制较好的谐振腔. 基于这一理论, 本文采用缓变 (一阶光滑) 的二次曲线连接腔体各半径突变部分, 使得  $(1/a)(da/dz)$  减小, 从而降低模式间的耦合, 达到抑制非工作模式的效果; 此

外,光滑曲线的引入,解决了求解传输线方程(组)分区间求解的问题,使工程计算更为方便,实际制管时也很容易实现.引入连接腔体不同位置的可调缓变连接结构,通过微调缓变段的形状,改变腔内非工作模式与工作模式间的相互耦合和相对幅值大小,可以提高谐振腔的抗干扰能力,使这种谐振腔在抑制模式竞争上占有更大优势.

### 3 数值计算

#### 3.1 总体参数比较

依据上述理论及分析,考虑实际回旋管工作原理,模式选用磁波更为有效,本次数值计算采用四阶龙格库塔法对方程(8),(9)式进行数值求解.缓变段为对称抛物线,各段抛物线的形状由连接抛物线的长度来确定,参数如图1所示.其中, $L_1, L_2, L_3, L_4$ 分别表示二次渐变段的长度; $L_c$ 表示谐振腔主腔体部分; $L_t$ 表示行波段部分.选择工作频率为94 GHz,工作模式为TE03模,非工作模式只取TE01,TE02模.针对折变谐振腔结构和缓变谐振腔结构,编写程序,优化设计出模式抑制极好的缓变谐振腔和优化参数较好的折变谐振腔,参数如表1所示.

两种腔体的主要尺寸相同.图2为折变谐振腔特性,工作模式频率为93.919,品质因素13113;根据(14)式,主腔体中模式TE01的归一化幅值为-82.4 dB,TE02归一化幅值为-59.2 dB;行波段(腔右直波导部分,图1中的 $L_t$ )TE01归一化幅值为-38.26 dB,TE02归一化幅值为-33.2 dB.图3为缓变谐振腔特性,工作模式频率93.942 GHz,品质因素3513;主腔体中模式TE01归一化幅值为-100 dB,TE02归一化幅值为-82.2 dB;行波段TE01归一化幅值为-88.6 dB,TE02归一化幅值为-76.2 dB.为了使两种不同的谐振腔内工作模式与非工作模式的共存幅值直观化,将非工作模式:TE01,TE02模式幅值放大20倍(即一个数量级),TE03模式幅值保持不变;从图2,3中的TE03模,TE02模和TE01模的纵向幅值分布可以看出:折变谐振腔中,非工作模式没能被很好的抑制,与工作模式幅值只差一个数量级;输出行波段,非工作模式也没有得到有效抑制.缓变谐振腔中,工作模式纯度较高,在相差一个量级上(非工作模式放大20倍)也没能有明显的TE01,TE02模式存在;在输出

缓变段,虽然有非工作模式耦合出来,但在输出行

表1 腔体参数

	缓变谐振腔	折变谐振腔
频率/GHz	93.942	93.919
工作模式	TE03	TE03
品质因素	3513	13113
腔长(归一化)	3.4	3.4
腔体半径(归一化)	0.5173	0.5173

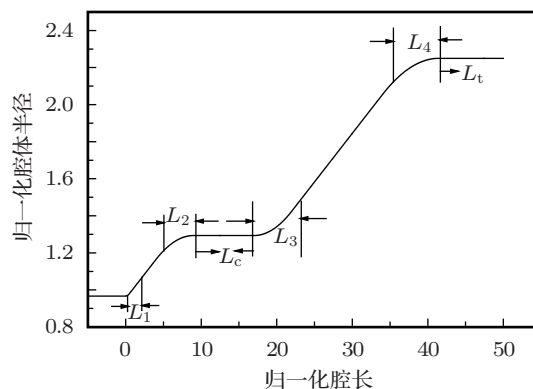


图1 缓变连接腔参数分布

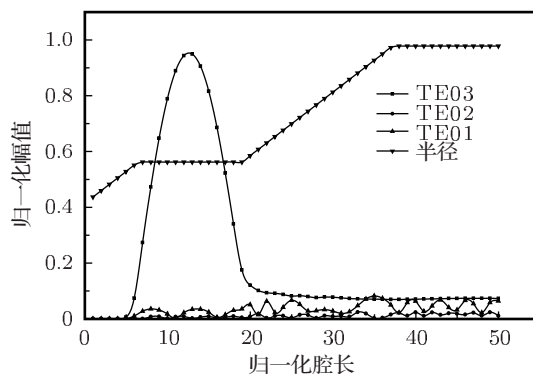


图2 折变谐振腔中纵向模式幅值分布

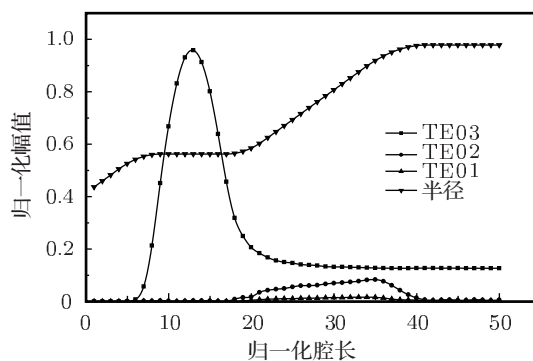


图3 缓变谐振腔中纵向模式幅值分布

波段, 这些非工作模式同样得到有效抑制; 无论是谐振腔中还是行波段, 工作模式纯度比起折变腔有大幅提高. 这种优越的非工作模式抑制能力有利于提高高次模回旋管的工作性能.

### 3.2 缓变谐振腔可调参数优化与选取

折变谐振腔能优化的参数有腔长和缓变段倾角; 缓变谐振腔在折变谐振腔基础上引入四个可调参数, 合理设置缓变段的参数, 可以优化出模式纯度极高的高质量谐振腔. 在优化的过程中, 发现在这四个参数中,  $L_1$  对腔体参数和模式抑制几乎没有影响;  $L_2, L_3, L_4$  对腔中和行波段的模式纯度有不同程度的影响; 现将各缓变段的影响绘制在图 4—图 6 中; 图中模式尾标注 T 表示输出行波段, S 表示主腔体中.

图 4 表明,  $L_2$  对谐振腔主腔中非工作模式 TE01 的幅值影响较 TE02 模式大; 在输出行波段, 对 TE02 模式的幅值影响较 TE01 大; 通过调整优化  $L_2$  的取值, 可以提高主腔体对非工作模式抑制能力. 考虑到行波段可以通过  $L_4$  调整输出行波段工作模式纯度,  $L_2$  的选取, 主要考虑腔内的驻波场纯度和回旋脉塞中的竞争模式与电子注间的耦合关系, 故  $L_2$  可选择为 8—11 个归一化长度. 图 5 是光滑缓变段形状参数  $L_3$  对谐振腔主腔体中和行波段模式纯度的影响曲线, 可以看出,  $L_3$  段对 TE02 模式在输出行波段的相对幅值影响较大, 对其它模式的影响较小, 故可选择  $L_3$  为 10 个归一化长度.

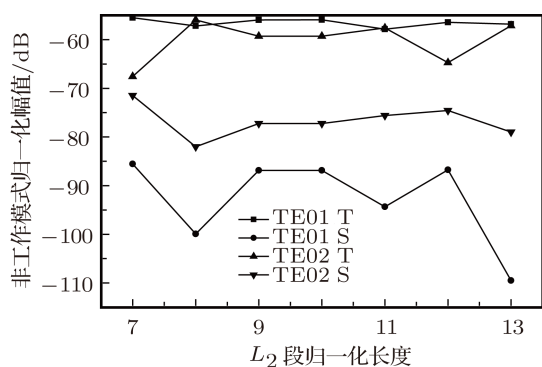


图 4 模式幅值随  $L_2$  变化

$L_4$  的变化对主腔体腔内模式纯度几乎没有影响, 对输出行波段模式纯度的影响较大, 影响趋势如图 6 所示. 可以看出,  $L_4$  选取为 15 个归一化长

度较好, 可以使输出非工作模式的归一化幅值小于  $-88$  dB.

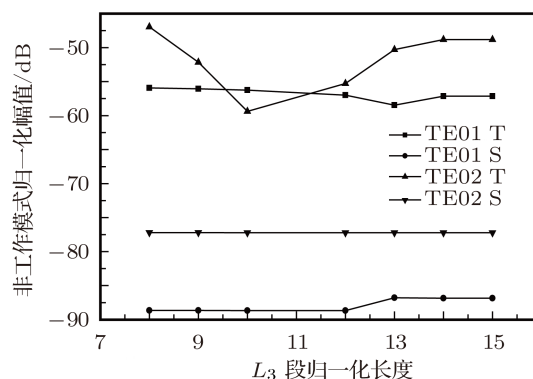


图 5 模式幅值随  $L_3$  变化

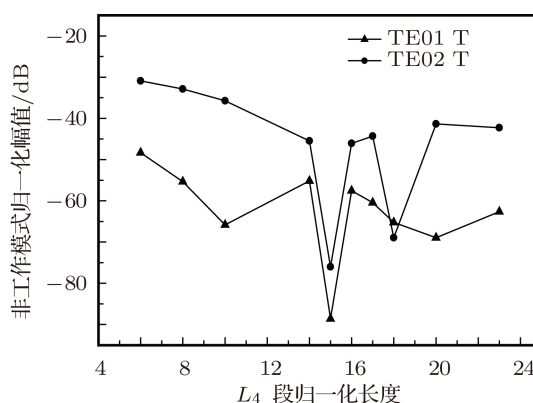


图 6 模式幅值随  $L_4$  变化

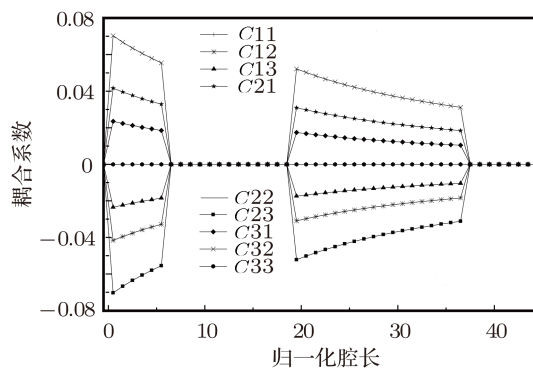


图 7 折变结构时模式间的耦合系数沿纵向分布

为了清楚描述两种不同腔体结构、不同模式间的耦合系数分布, 分别用图 7 和图 8 来描述; 图中,  $C_{mn}$  表示采用折线连接时  $TE_{0m}$  模和  $TE_{0n}$  模间的耦合系数,  $C_{gmn}$  表示采用光滑二次曲线缓变

连接时  $TE_{0m}$  模和  $TE_{0n}$  间的耦合系数. 图 7 是采用折变结构时各模式间的耦合系数沿腔体纵向分布曲线; 图 8 是针对这次仿真, 对四段光滑连接二次曲线取较优值组合后, 各模式间耦合系数随纵向的分布曲线.

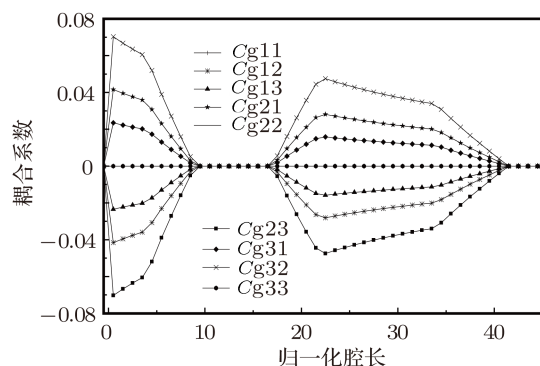


图 8 缓变结构时模式间的耦合系数沿纵向分布

可以看出, 设计合适的光滑连接, 模式耦合系

数在缓变段明显减小, 特别是由原来的在折点处的突变状态变为一阶连续 (线状), 使模式竞争得到有效抑制, 提高了工作模式的纯度.

## 4 结论

通过对开放式谐振腔的理论分析和结合实际的数值计算结果来看, 光滑缓变谐振腔有很好的模式抑制作用; 腔中非工作模式归一化幅值可达  $-100$  dB, 输出行波段非工作模式归一化幅值可达  $-88.6$  dB. 在优化设计这种缓变谐振腔时, 在腔内, 工作模式与非工作模式通过二次曲线参数  $L_2$  来调节, 合理选择  $L_2$  可以使工作模式纯度提高; 在输出行波段, 通过调整二次曲线参数  $L_4$ , 可以提高工作模式输出纯度; 其他两段光滑缓变段, 对谐振腔的性能影响不大, 可以根据工程需要, 合理选择参数. 光滑缓变谐振腔提高了非工作模式抑制能力, 将这种缓变谐振腔用于回旋管, 必将大幅提高回旋管的性能.

- [1] Manfred T 2009 *Conference of 13th International Vacuum Electronics Rome*, April 28–30, 2009 p37
- [2] Anthony T, Chu K R, Bromborsky A 1987 *IEEE Trans. on Electron Device* **34** 2621
- [3] Michael K, Alberti S, Gunter D 2003 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **31** 25
- [4] Read M E, Gregory S N, Dumbrajs G B 1996 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **24** 586
- [5] Gaponov A V, Flyagin V A, goldenber A L 1981 *Int. J. Electronics* **51** 276
- [6] Nusinovich G S, Yeddulla M 2006 *Phys. Rev. Lett.* **12** 510
- [7] Notake T, Saito T, Tatematsu Y 2009 *Phys. Rev. Lett.* **22** 5002
- [8] Gregroy S N, Pu R F, Oleksandr V S 2010 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **38** 1200
- [9] Huang Y, Li H F, Yang S W 1999 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **27** 368
- [10] Li H F, Manfred T 1991 *Int. J. Electronics* **71** 827
- [11] Li H F, Xie Z L, Wang W X 2003 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **31** 263
- [12] Li H F, Du P Z, Yang S W 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 2000 (in Chinese) [李宏福, 杜品忠, 杨仕文 2000 物理学报 **49** 2000]
- [13] Yu S, li H F, Xie Z L, Luo Y 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 1979 (in Chinese) [喻胜, 李宏福, 谢忠伶, 罗勇 2001 物理学报 **50** 1979]
- [14] Wesley G L 1990 *IEEE Trans. on MTT* **38** 1617

# Study on gradually-varying cavity for a gyrotron\*

Lei Chao-Jun<sup>1)2)†</sup> Yu Sheng<sup>1)</sup> Li Hong-Fu<sup>1)</sup> Niu Xin-Jian<sup>1)</sup> Liu Ying-Hui<sup>1)</sup>  
Hou Shen-Yong<sup>1)</sup> Zhang Tian-Zhong<sup>1)</sup>

1) (*Terahertz Science and Technology Research Center, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China*)

2) (*The Chinese People's Armed Police Force Academy, Langfang 065000, China*)

(Received 6 January 2012; revised manuscript received 12 March 2012)

## Abstract

The mode competition is the problem to be solved urgently in high-order mode gyrotron. Based on the generalized theory of transmission line, a group of first order transmission line equations that can accurately describe the coupling modes in a gradually-varying cavity is studied. Through analysing the expressions of the coupling coefficients between the various modes, a gradual-varying cavity for a gyrotron is designed. It is proved that the power in spurious modes in this novel cavity may be kept far below that in the line-joint cavity. The normalized amplitudes of non-operating modes can reach  $-100$  dB in cavity and  $-88.6$  dB in travelling wave guide.

**Keywords:** cavity, gyrotron, modes, coupling coefficients

**PACS:** 02.30.Jr, 03.50.De

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11205026).

† E-mail: chaojunlei1975@163.com