

# ISM 频率中等功率回旋管的选模问题

刘濮鲲<sup>1)</sup> E. Borie<sup>2)</sup> M. Thumm<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup>中国科学院电子学研究所, 北京, 100080;

<sup>2)</sup>德国卡尔斯鲁厄研究中心脉冲功率与微波技术研究所, 卡尔斯鲁厄, D-76021)

**摘要** 详细讨论工作在二次谐波的 ISM 频率中等功率回旋管的模式选择问题. 通过对注-波耦合、模式竞争、电压下降与限制电流、欧姆损耗等的分析与计算, 并考虑到结构的紧凑性, 得出结论: ISM 频率工业与技术应用回旋管采用 TE<sub>31</sub> 模可能是一个最佳的选择.

**关键词** ISM 频率, 中等功率, 回旋管, 选模.

## MODE SELECTION OF A MODERATE POWER GYROTRON OPERATING AT THE ISM FREQUENCY

LIU Pu-Kun<sup>1)</sup> E. BORIE<sup>2)</sup> M. THUMM<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup>Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China;

<sup>2)</sup>Forschungszentrum Karlsruhe, Association Euratom-FZK, Institut für Hochleistungsimpuls und Mikrowellentechnik(IHM), D-76021 Karlsruhe, Deutschland)

**Abstract** Mode selection of a moderate power gyrotron operating at the ISM frequency and the second harmonic is discussed in detail. By analysis and calculation for electron beam-wave coupling, mode competition, voltage depression and limiting current, and ohmic losses, considering the compactness of the configuration, the result obtained is that TE<sub>31</sub> mode is probably a best choice for the technology gyrotron operating at the ISM frequency.

**Key words** ISM frequency, moderate power, gyrotron, mode selection.

### 引言

回旋管是一种新型微波毫米波器件, 在短波长、高平均功率方面具有其它器件不能比拟的优越性, 它在受控热核聚变的等离子体加热、高分辨率多普勒雷达、材料处理和等离子体化学等领域有着广泛的应用<sup>[1]</sup>. 然而, 回旋管的工业与技术应用的主要障碍是如何象微波炉中所用的磁控管一样, 实现简单、高效、廉价、易用和长寿命. 近年来国外报道的一些回旋管实验在 30 GHz 频率附近的低功率 (< 10 kW) 取得了令人鼓舞的结果<sup>[2,3]</sup>. 工作在 ISM (工业 industrial, 科学 scientific, 医学 medical) 频率 24.1 GHz 的中等功率 (25 ~ 50 kW) 回旋管在先进陶瓷烧结和材料处理等领域有着重要的应用前景<sup>[4~8]</sup>. 本文将讨论工作在 ISM 频率的工业与技术应用回旋管的工作模式选择问题. 这是一个非常重要的且在设计时必须首先考虑的问题, 然而有关这方面的文

献却很少.

本文讨论的工业与技术应用回旋管的设计目标为

输出功率: 25 ~ 50 kW, 连续波

电子束电压: 30 ~ 40 kV

电子束电流: 4 A

工作频率: 24.1 GHz

拟采用二次谐波, 以使用减半的磁场获得在指定频率的辐射. 设计的基本思想是要将注意力放在容易获得部件的使用上. 与普通磁控管和速调管相比, 采用回旋管所增加的费用与困难应能够被其在材料处理中的突出优点所抵销. 在模式选择过程中必须遵循这一原则.

### 1 模式选择

设计的工作频率相应于自由空间波长 12.43 mm. 因为回旋管工作在截止频率附近, 而腔体的截

止半径由下式决定

$$R_{cut} = \frac{cx_{m,n}}{2\pi f}, \quad (1)$$

此处  $x_{m,n}$  是  $m$  阶 Bessel 函数的导数  $J'_m(x)$  的第  $n$  个零点. 由于在一般情况下电子回旋脉塞不稳定机理使得 TE 波比 TM 波有效得多, 所以一般采用 TE 波模式. 对于  $TE_{mn}$  模, 自由空间波长与腔壁半径  $R_0$  的关系为

$$R_0 = \frac{x_{m,n}\lambda}{2\pi}, \quad (2)$$

第  $s$  次谐波的电子注-波耦合系数

$$C_{BF} = \frac{J_{m\pm s}^2(x_{m,n}R_b/R_0)}{(x_{m,n}^2 - m^2)J_m^2(x_{m,n})}, \quad (3)$$

为获得最佳的注-波耦合效果, 应选取电子注半径  $R_b$  使其位于  $J_{m\pm s}(x_{m,n}R_b/R_0)$  的最大值处, 也即  $J'_{m\pm s}(x_{m,n}R_b/R_0)$  的零点处, 所以优化电子注半径为

$$R_b = \frac{x_{m\pm s,i}R_0}{x_{m,n}}. \quad (i=1, 2, 3, \dots < n) \quad (4)$$

对于二次谐波工作, 优化注半径  $R_b = x_{m\pm 2,i}\lambda/2\pi$ . 这里“ $\pm$ ”号中“-”号对应同向旋转模, 而“+”号对应反向旋转模. 一般来说, 可选择同向旋转模, 因为它能提供更好的注-波耦合.

表 1 中列出了一些重要的候选模式及所对应的 Bessel 零点、腔体半径与注半径. 注-波耦合系数与电子引导中心半径的关系示于图 1 中.

选择标准的三段结构谐振腔, 包括输入渐变段、中间均匀段和输出渐变段. 输入渐变段是一截止段, 目的是防止射频功率反向传输进入电子枪中. 如果输入渐变段的长度为 50 mm, 倾角为  $2\sim 3^\circ$ , 则导致在谐振腔的入口处半径要减小 2.5 mm 左右. 电子注厚度约为 1.5 mm, 故  $R_0 - R_b$  应当至少 4

表 1 候选模式及所对应的 Bessel 零点、腔体半径和注半径  
Table 1 Bessel zero, cavity radius and beam radius for candidate modes

TE <sub>mn</sub> 模	$x_{m,n}$	$R_0$ (mm)	$R_b$ (mm) ( $s=1$ )	$R_b$ (mm) ( $s=2$ )
2,1	3.054237	6.04	3.64	n. a.
0,1	3.831706	7.58	3.64	n. a.
3,1	4.201189	8.31	6.04	3.64
4,1	5.317553	10.52	8.31	6.04
1,2	5.331443	10.54	7.58	3.64
5,1	6.415616	12.69	10.52	8.31
2,2	6.706133	13.26	3.64 or 10.54	7.58
0,2	7.015587	13.88	3.64 or 10.54	6.04
6,1	7.501266	14.84	12.69	10.52
3,2	8.015237	15.85	6.04	3.64
1,3	8.536316	16.88	7.58	10.54
7,1	8.577836	16.97	14.84	12.69
4,2	9.282396	18.36	8.31	6.04

mm. 所以,  $TE_{21}$  和  $TE_{01}$  模可以被非除掉.

采用较低阶模式的优点在于所有部件可以较小, 从而在降低造价方面具有明显的作用. 特别是较小的电子注半径允许使用内径孔较小的磁铁. 电子注电压不应当超过 35~40 kV, 以避免超量 X 射线屏蔽的需求, 并使供电成本尽量降低. 然而, 当工作在低阶模式和低电压情况下时, 并不总是能达到一个高效率的工作点.

由于  $TE_{12}$  与  $TE_{41}$  模在频率上靠得太近, 可能产生难以解决的模式竞争问题. 对其起振电流的计算证明了这一点.

起振电流

为评估模式的稳定性, 将电子注半径分别对几个主要候选模式优化后, 按以下公式计算回旋管的起振电流<sup>[9]</sup>

$$-1/I_q = QZ_0 e/8\gamma_0 m c^2 (\pi/\lambda \int_0^L |f_{mn}(z)|^2 dz)^{-1} \cdot \{k_{mn} C_{mn} G_{mn} / [\beta_{z0}(s-1)!]\}^2 \cdot (ck_{mn}\gamma_0\beta_{\perp 0}/2\Omega_0)^{2(s-1)} \cdot \left(s + \frac{1}{2} \omega\beta_{\perp 0}^2/v_{z0} \partial/\partial\Delta_s\right) \left|\int_0^L f_{mn}(z) e^{i\Delta_s z} dz\right|^2, \quad (5)$$

此处  $\Delta_s(z) = \omega/v_{z0} [1 - s\Omega_0(z)/\omega\gamma_0]$ ,  $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 377 \Omega$ ,  $k_{mn} = x_{mn}/R(z)$ , 对同向旋转模  $G_{mn} = J_{m-s}(k_{mn}R_b)$ , 对反向旋转模  $G_{mn} = (-1)^s$

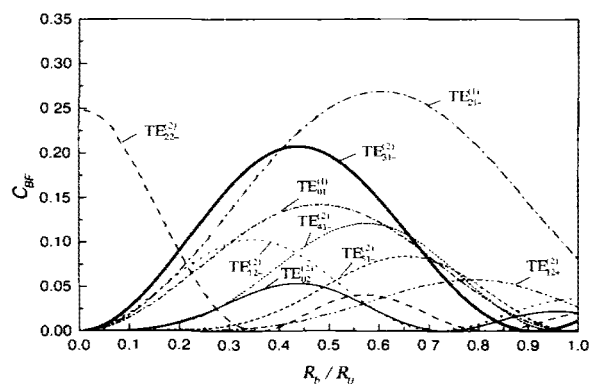


图 1 一些重要候选模式的注-波耦合系数  $C_{BF}$  随归一化电子注半径  $R_b/R_0$  的变化, 此处上标(1)和(2)分别表示基波与二次谐波, 而下标中的符号“-”和“+”则分别表示同向和反向旋转模.

Fig.1 Beam-field coupling coefficient  $C_{BF}$  as a function of normalized beam radius  $R_b/R_0$  for some candidate modes, where the superscripts(1) and (2) denote the fundamental and second harmonic, and the signs - and + in the subscript denote co-rotating and counter-rotating modes, respectively

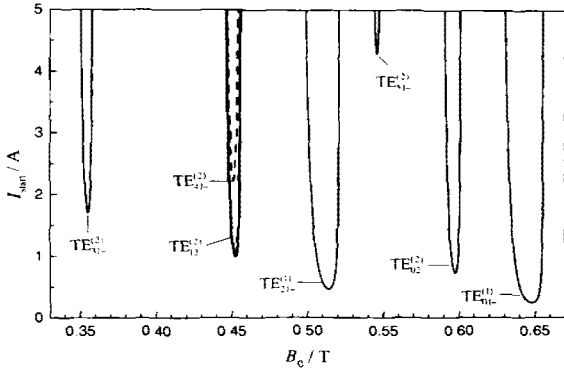


图2 起振电流  $I_{start}$  随磁场  $B_0$  的变化曲线. 此处注半径对二次谐波  $TE_{12}$  模优化,  $R_b = 3.64$  mm,  $U_0 = 35$  kV,  $\alpha = 1.50$

Fig.2 Starting current  $I_{start}$  as a function of magnetic field  $B_0$  for various modes with beam radius  $R_b$  optimized for the second harmonic  $TE_{12}$  mode, where  $R_b = 3.64$  mm,  $U_0 = 35$  kV,  $\alpha = 1.50$

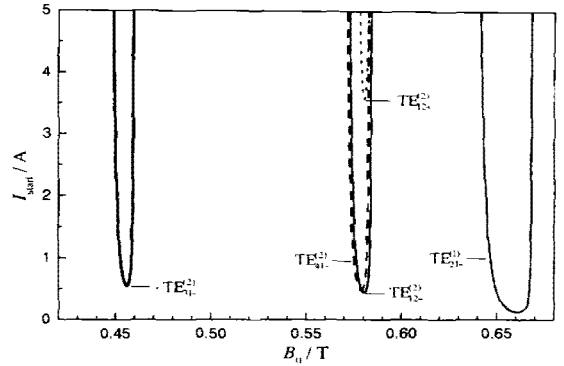


图4 起振电流  $I_{start}$  随磁场  $B_0$  的变化曲线. 此处注半径对二次谐波  $TE_{31}$  模优化,  $R_b = 3.64$  mm,  $U_0 = 35$  kV,  $\alpha = 1.50$

Fig.4 Starting current  $I_{start}$  as a function of magnetic field  $B_0$  for various modes with beam radius  $R_b$  optimized for the second harmonic  $TE_{31}$  mode, where  $R_b = 3.64$  mm,  $U_0 = 35$  kV,  $\alpha = 1.50$

$J_m \downarrow, (k_{mn}R_b), f_{mn}(z)$  是归一化的场分布, 而  $C_{mn} = [\sqrt{\pi(x_{mn}^2 - m^2)} J_m(x_{mn})]^{-1}$  是归一化常数. 对高斯场分布

$$\left| \int_0^L f_{mn}(z) e^{i\beta_z z} dz \right|^2 \cong L^2 \pi / 4 \exp[-(\Delta L)^2 / 8] \quad (6)$$

图2~图4分别给出了注半径对二次谐波  $TE_{12}$ 、 $TE_{02}$  和  $TE_{31}$  模优化的起振电流随磁场的变化曲线.

**电压下降**

由于电子注电流的空间电荷效应, 会导致空间电位下降. 半径为  $R_b$  的空心电子注的电压下降值为

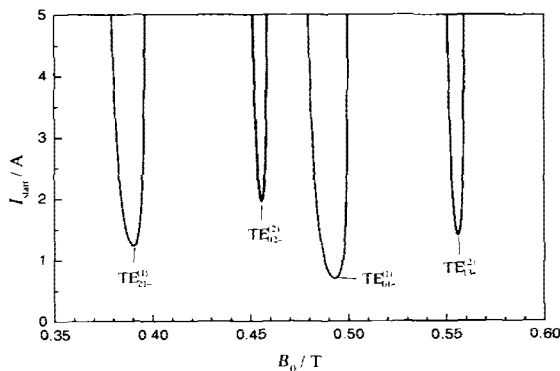


图3 起振电流  $I_{start}$  随磁场  $B_0$  的变化曲线. 此处注半径对二次谐波  $TE_{02}$  模优化,  $R_b = 6.04$  mm,  $U_0 = 35$  kV,  $\alpha = 1.50$

Fig.3 Starting current  $I_{start}$  as a function of magnetic field  $B_0$  for various modes with beam radius  $R_b$  optimized for the second harmonic  $TE_{02}$  mode, where  $R_b = 6.04$  mm,  $U_0 = 35$  kV,  $\alpha = 1.50$

$$\Delta V \approx 60 \Omega \frac{I_0}{\beta_z} \ln\left(\frac{R_0}{R_b}\right), \quad (7)$$

式中  $I_0$  为注电流,  $\beta_z$  是以  $c$  为单位的轴向速度. 假定引导中心半径比电子注厚度大得多. 对 35 kV 的加速电压和  $\alpha = 1.5$  的速度比,  $\beta_z$  约为 0.20. 在注电流为 10 A 时, 电压下降值近似等于  $1.20$  kV  $\cdot \ln(R_0/R_b)$ .

**限制电流**

限制电流是当电压下降变得很大, 以至于电子注不能传输的电流. 对于长脉冲或连续波工作, 它应当至少是工作电流的 2 倍. 其由下式给出

$$\frac{I_L}{8500 A} \approx I^* \ln\left(\frac{R_0}{R_b}\right), \quad (8)$$

式中  $I^* = \gamma_0 [1 - (1 - \beta_{z0}^2)^{1/3}]^{3/2}$ , 对于加速电压 35 kV、速度比  $\alpha = 1.5$  的电子注,  $I^*$  约为 0.0016. 表 2 给出了一些感兴趣模式的电压下降和限制电流.

$TE_{31}$  模具有最大的限制电流. 对  $TE_{32}$  模, 为保持  $I/I_L < 1/2$ , 工作电流将被限制在 4.5 A 左右, 因此对于所考虑参数下的二次谐波工作, 选择该模式

表 2 感兴趣模式的电压下降和限制电流以及腔体半径和注半径, 这里假定注电流 4A,  $\beta_z \approx 0.20$ , 二次谐波工作  
Table 2 Voltage depression and limiting current for the modes of interest, and values of beam radius, assuming beam current of 4A,  $\beta_z \approx 0.20$  and second harmonic operation

TE <sub>mn</sub> 模	R <sub>0</sub> (mm)	R <sub>b</sub> (mm)	ΔV(kV)	I <sub>L</sub> (A)
3,1	8.31	3.64	0.99	16.48
0,2	13.88	6.04	1.00	16.35
3,2	15.85	3.64	1.77	9.24
4,2	18.36	6.04	1.33	12.23

是不适当的. 不过, 它可能适合于基波工作.

由此可见, 对于二次谐波中等功率的工业与技术应用回旋管, 有吸引力的候选模式为  $TE_{31}$ 、 $TE_{02}$  和  $TE_{42}$  模. 从图 1 可以看出,  $TE_{31}$  模比另外两个模有着大得多的注-波耦合系数. 图 3 指出  $TE_{02}$  模可能存在与  $TE_{01}$  基模的模式竞争问题. 而从图 4 中我们看到, 在  $TE_{31}$  模附近几乎没有竞争模. 而且,  $TE_{31}$  模的腔体半径和电子注半径均为最小, 是最紧凑的模式. 因此, 可以考虑选择  $TE_{31}$  模作为工业与技术应用回旋管的工作模式.

### 欧姆损耗

腔体壁的欧姆损耗是进行模式选择时必须考虑的另一个问题. 最大壁损耗可由以下公式近似估量

$$\left(\frac{dP}{dA}\right)_{\max} \approx \sqrt{\frac{8}{\pi}} \sqrt{\frac{1}{\pi\sigma Z_0}} \frac{PQ}{L\lambda^{3/2}} \frac{1}{x_{mn}^2 - m^2}, \quad (9)$$

式中  $L$  是有效高斯场分布的长度参数. 对于  $\sigma = 3 \times 10^5 (\Omega\text{cm})^{-1}$ ,  $\lambda = 1.243 \text{ cm}$ , 上式给出

$$\left(\frac{dP}{dA}\right)_{\max} \approx 0.00246 \text{ kW/cm}^2 \frac{P}{50 \text{ kW}} \frac{Q\lambda}{L} \frac{1}{x_{mn}^2 - m^2}. \quad (10)$$

作为合理化近似, 可取  $Q\lambda/L \approx 200$ . 这样我们可给出腔壁上的功率密度, 见表 3.

由此可见, 对于工业与技术应用回旋管而言, 即使在更高的输出功率情况下, 壁损耗都不是一个严重的限制.

## 2 结语

本文详细讨论了工作在 ISM 频率的二次谐波工业与技术应用回旋管的模式选择问题. 结果表明, 在二次谐波工作时,  $TE_{31}$  模对应的腔体半径和电子注半径均为最小, 是最紧凑的模式. 它具有最大的限制电流, 而且在其附近几乎没有竞争模式. 因此,

采用  $TE_{31}$  模可能是一个最佳的选择. 自洽非线性计算结果表明<sup>[10]</sup>, 在 3.5 A 束流、35 kV 加速电压下, 工作在 ISM 频率的二次谐波工业与技术应用回旋管可获得 38 kW 的输出功率, 效率 31%. 不过, 对于基波工作而言, 最有吸引力的模式是  $TE_{02}$  和  $TE_{32}$  模, 美国和俄罗斯的工业与技术应用回旋管大都采用了这两种模式.

**致谢** 感谢德国亚历山大·冯·洪堡基金会 (Alexander von Humboldt Foundation) 对本文第一作者在德国工作期间的资助.

## REFERENCES

- [1] Thumm M. State-of-the-art of high power gyro-devices and free electron masers update 1999, Scientific Report FZKA 6418, Forschungszentrum Karlsruhe, Germany, 2000.
- [2] Link G, Feher L, Thumm M, et al. Sintering of advanced ceramics using a 30-GHz, 10-kW, CW industrial gyrotron, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, 1999, **27**: 547—556
- [3] Hirota M, Brito M E, Hirao K et al. Microwave sintering of silicon nitride with rare earth sesquioxide additions, ceramic transactions. In: Clark DE, Sutton WH, Lewis DA, eds, *Microwave: Theory and Application in Materials Processing IV*, San Diego, USA: ACS Publ., 1997, **80**: 515—522
- [4] Bykov Yu V, Goldenberg A L, Flyagin V A. The possibilities of material processing by millimeter wave radiation. In: Snyder Jr. W B, Sutton W H, Johnson D L, eds, *Materials Research Society Symposium Proceedings*, Pittsburgh, USA: Materials Research Society, 1991, **189**: 41—42
- [5] Bykov Yu V, Sorokin A A. Millimeter wave applicators for technological gyrotron setups. In: *Proceedings of the Second International Workshop on Strong Microwaves in Plasmas*, Nizhny Novgorod, Russia, 1993: S46
- [6] Bykov Yu V, Semenov V E. Processing of material using microwave radiation. In: Gaponov-Grekhov A V Granatstein V L, eds, *Applications of High Power Microwaves*, Boston: Artech House, 1994: 319—352
- [7] Sklyarevich V, Detkov A, Shevelev M, et al. Interaction between gyrotron radiation and powder materials. In: Beatty R I, Sutton W H, Iskander M F, eds, *Materials Research Society Symposium Proceedings*, Pittsburgh, USA: Materials Research Society, 1992, **269**: 163—169
- [8] Kikunaga T, Asano H, Yasojima Y, et al. A 28GHz gyrotron with a permanent magnet system. *Int. J. Electronics*, 1995, **79**: 655—663
- [9] Borie E, Jodicke B. Comments on the linear theory of the gyrotron. *IEEE Trans. Plasma Sci.*, 1988, **16**: 116—121.
- [10] Liu P-K, Borie E, Kartikeyan M-V. Design of a 24 GHz, 30 kW technology gyrotron operating at the second harmonic. In: Liu S, Shen X, eds, *25<sup>th</sup> Int. Conf. Infrared and Millimeter Waves Conf. Dig.*, Beijing: IEEE Press, 2000: 327—328

表 3 输出功率 50 kW 时各主要候选模式壁损耗的最大功率密度

Table 3 Maximum power density of wall losses for output power of 50 kW for various candidate modes

$TE_{mn}$ 模	$x_{mn}^2 - m^2$	$0.49 / (x_{mn}^2 - m^2) \text{ kW/cm}^2$
3,1	8.6	0.057
0,2	49.2	0.010
3,2	55.2	0.009
4,2	70.2	0.007