

在迴旋管谐振迴路中利用缓变椭圆截面 过渡段来抑制杂模的探讨*

李慧斌 陆孝厚

(中国科学院电子学研究所,北京)

摘要 在迴旋管中圆截面谐振腔与圆环电子束相互作用是最合理的。但在这种腔中有与主模谐振频率极接近的杂模存在,本文探讨在相互作用区仍用圆截面谐振腔,而在作用区外加一段特殊设计的缓变椭圆过渡段用来抑制杂模的可能性。我们这样设计,其杂模场强能够延伸进过渡段而主模场强则不行;再在过渡段中加载,使其起到抑制杂模而保存主模(${}_{c}TE_{0n}$ 和 ${}_{s}TE_{1n}$)的作用。

关键词 迴旋管;杂模抑制;缓变椭圆截面过渡段

一、引言

现在的迴旋管中采用缓变圆截面腔作为谐振迴路。这种腔中使人困扰的问题是存在模式竞争。根据输出功率的要求腔体应做得大,但随着而来的问题是模式密度增大,造成工作不稳定。

为了避开模式干扰,苏联的 Khizhnyak 等人研究了准椭圆截面双面镜腔 (quasi-elliptic two-mirror cavity), 它是由两个圆弧组成的腔;不是本文所介绍的谐振腔。它在波长为 3mm,场型为 $TE_{1,10,1}$ 时,得到 350kW 的功率,25% 的效率^[1]。

本文分析和探讨了另一种组合腔体,其相互作用区仍用圆截面腔体,而在过渡区加一段椭圆过渡段;在该过渡段加损耗物质,使其能降低杂模品质因子而对主模起不到降低品质因子的作用,用来抑制杂模。

二、椭圆直波导的横向谐振特性

为了弄清过渡段中场强分布,以达到对杂模加载而保全主模的目的,本文分析了椭圆波导截止波长及角向场强分布的规律。

前人发表了 $\lambda_c/s-e$ 和 $\lambda_c/a-b/a$ 数据曲线^[2-4](λ_c 为截止波长, s 为椭圆周长, a 和 b 分别为椭圆截面的长半轴和短半轴, e 为偏心率, $e = \sqrt{a^2 - b^2}/a$)。但利用这两族曲线并不便于清楚地处理本文所提出的问题。为了便于解决本文所提出的问题我们计算了

另外两族曲线,即 $s/\lambda_c - 2\pi b/s$ 和 $b/\lambda_c - a/b$.

1. 特性曲线的获得

叙述求解椭圆函数,即 Mathieu 函数的方法很繁琐^[4-5],本文放在附录中叙述.

椭圆波导 (ξ, η) 横向谐振时其 TE 模式的 H_x 分量可表示为

$$H_x = \sum_m C_m C e_m(q, \xi) c e_m(q, \eta) + \sum_m S_m S e_m(q, \xi) s e_m(q, \eta) \quad (1)$$

式中 C_m 和 S_m 是常数; $C e_m(q, \xi)$ 和 $S e_m(q, \xi)$ 是径向 Mathieu 函数; $c e_m(q, \eta)$ 和 $s e_m(q, \eta)$ 是角向 Mathieu 函数; $q = \pi^2 h^2 / \lambda_c^2$, h 为半焦距;当 q 很小时 $c e_m(q, \eta)$ 和 $s e_m(q, \eta)$ 趋近于 $\cos(\theta)$ 和 $\sin(\theta)$.

椭圆横截面金属壁必须满足条件 $E_\eta = 0$, 也就是 $\partial H_x / \partial \xi = 0$; 其模式有两类,即 ${}^cTE_{mn}$ 及 ${}^sTE_{mn}$. ${}^cTE_{mn}$ 模式满足条件

$$C' e_m(q, \xi_{mn}) = 0 \quad (2)$$

${}^sTE_{mn}$ 模式满足条件

$$S' e_m(q, \xi_{mn}) = 0 \quad (3)$$

式中 n 是径向指数.

2. 圆波导被压扁时截止频率的变化

图 1 是 $s/\lambda_c - 2\pi b/s$ 曲线. 它表示当周长保持不变而波导被压扁时,其截止频率的变化. 图中 ${}^cTE_{0n}$ 及 ${}^sTE_{1n}$ 模式的斜率很大而其它模式斜率很小. 也就是当圆波导逐渐

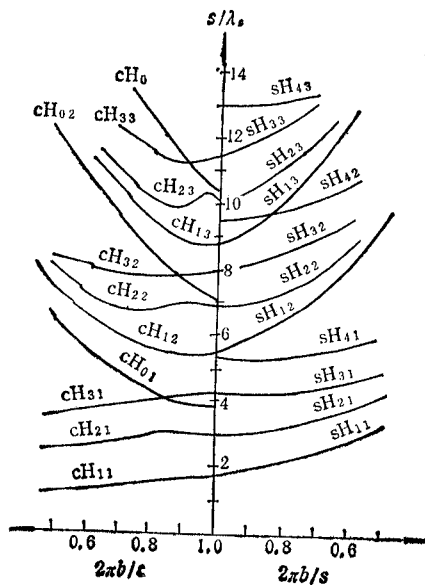


图 1 周长不变模式特性 $(s/\lambda_c - 2\pi b/s)$

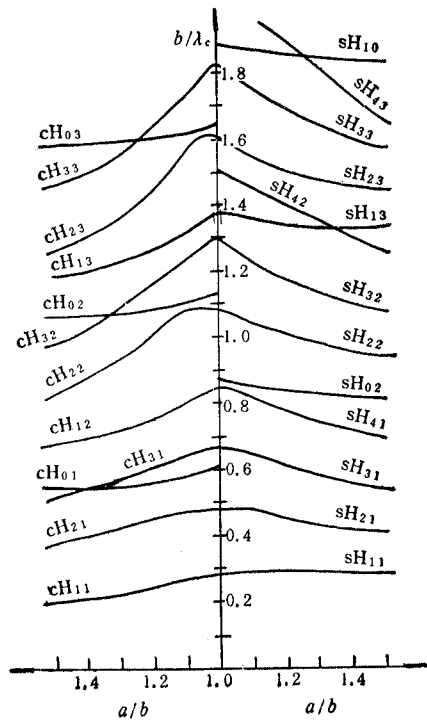


图 2 短半轴不变模式特性 $(b/\lambda_c - a/b)$

被压扁时,原来在圆波导中工作的 TE_{0n} 及 TE_{1n} 模式就逐渐截止,其场强不能延伸到被压扁区域;而其它模式则能延伸进去。

3. 维持短轴半径不变而长轴半径被撑大时截止频率的变化

图 2 是 $b/\lambda_c - a/b$ 曲线,其意义在于看当短轴半径保持不变而长轴半径变大时其截止频率的变化,与图 1 相反, TE_{0n} 及 TE_{1n} 模式的斜率很小而其它模则斜率很大。从图 2 可看到 TE_{0n} 及 TE_{1n} 模式的截止频率几乎单纯地确定于短轴半径 b 而与长轴半径 a 无关,其它模式则随着 a 的增大而截止频率变低。

4. 各种模式在椭圆截面中的 η 向场强分布

为了要知道椭圆截面内 η 为何值处加载最合适,就要了解各种模式在椭圆截面内的 η 向场强分布^[3]。

$$E_\eta = D \frac{j\omega\mu}{h(k^2 - \beta^2)\sqrt{\text{sh}^2\xi + \sin^2\eta}} \sum_{m=0}^{\infty} \begin{Bmatrix} C'e_m(q,\xi)ce_m(q,\eta) \\ S'e_m(q,\xi)se_m(q,\eta) \end{Bmatrix} e^{i(\omega t - \beta x)} \quad (4)$$

式中 D 为任意常数, k 为自由空间波数, β 为波导内 z 向相位常数, μ 为真空中的磁导率。由式中可见每个模式的电场强度 η 向分量由 $ce_m(q,\eta)$ 和 $se_m(q,\eta)$ 决定。

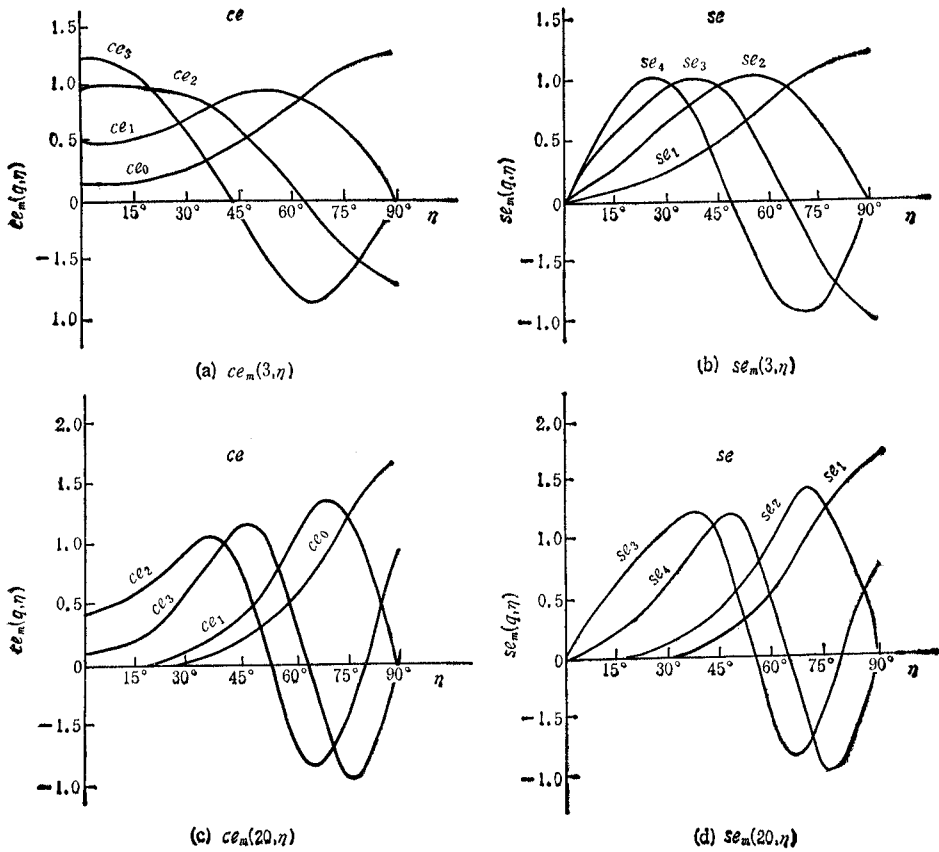


图 3 角向 Mathieu 函数分布

从图 3 可见,在 $\eta = 0$ 和 $\eta = \pi$ 处加载对抑制高次模有利;当 q 值较小时这么作能破坏除 ${}_{c}TE_{1n}$ 以外的其它模式,当 q 值较大时这么作能破坏除 ${}_{c}TE_{1n}$ 和 ${}_{c}TE_{0n}$ 以外的其它模式.

三、组合腔体的设计

根据前节对于椭圆直波导横向谐振特性的分析,我们期望用图 4 的组合腔体来抑制高次模的场强,图中 z_1 为电子束入口处,在 $z > z_1$ 和 $z < z_1$ 部分都用圆截面, $z_2 < z < z_3$ 部分为椭圆缓变过渡段;这个过渡段由两部分组成,即短半轴不变部分和周长不变部分. 现将腔的几部分系统地分述如下:

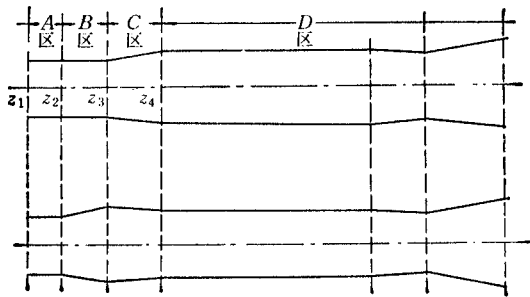


图 4 缓变截面椭圆腔示意

A 区为 $z < z_1$ 部分,电子束由此入口,用圆截面,其相应半径 $r_1 = r_2$;

B 区为 $z_2 < z < z_3$ 部分,椭圆缓变,其短半轴保持不变;

C 区为 $z_3 < z < z_4$ 部分,椭圆缓变,其周长保持不变;

D 区为 $z > z_4$ 部分,是相互作用部分,用圆截面,其相应半径 $r_1 > r_2$.

这样安排的目的是为了给杂模加载. 如主模为 TE_{0n} 模时,因相互作用区采用圆截面,其 TE_{0n} 模及 TE_{2n} 模的截止波长几乎是相等的;到了椭圆周长不变部分,根据图 1 计算的变化规律在 z_3 处因 TE_{2n} 模的截止波长变化很小其场强能够延伸到 z_3 ,其它与 TE_{0n} 模谐振频率相近的模式的场强也能延伸到 z_3 ,而 TE_{2n} 模则在 z_3 截止,其场强不能延伸到 z_3 . 在 z_3 和 $\eta = 0$ 附近加载能起到降低杂模品质因子而不破坏主模的作用.

如主模为 TE_{1n} 模时,用同样方法在 z_3 和 $\eta = 0$ 附近加载也能起到破坏杂模而保存主模的作用.

四、结 束 语

本文计算了在椭圆波导中周长不变和短半轴不变情况下,其截止波长变化的规律,从这些规律中提出了利用加载附加过渡段来净化模式的可能性.

附录 椭圆坐标系,如图 A-1,是极坐标系的变形,椭圆 (ξ, η) 坐标与直角 (x, y) 坐

标的关系为

$$x = h \operatorname{ch} \xi \cos \eta \quad (\text{A-1a})$$

$$y = h \operatorname{sh} \xi \sin \eta \quad (\text{A-1b})$$

式中 h 为半焦距。当 ξ 为常值时其曲线为共焦点椭圆, 当 η 为常值时其曲线为共焦点双曲线, 亦即

$$\frac{x^2}{h^2 \operatorname{ch}^2 \xi} + \frac{y^2}{h^2 \operatorname{sh}^2 \xi} = 1 \quad (\text{A-2a})$$

$$\frac{x^2}{h^2 \cos^2 \eta} - \frac{y^2}{h^2 \sin^2 \eta} = 1 \quad (\text{A-2b})$$

为了写出椭圆坐标系的 Helmholtz 方程, 我们先看

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial \eta^2} &= \frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} \left[\left(\frac{\partial x}{\partial \xi} \right)^2 + \left(\frac{\partial x}{\partial \eta} \right)^2 \right] \\ &\quad + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} \left[\left(\frac{\partial y}{\partial \xi} \right)^2 + \left(\frac{\partial y}{\partial \eta} \right)^2 \right] \\ &= h^2 (\operatorname{ch}^2 \xi \sin^2 \eta + \operatorname{sh}^2 \xi \cos^2 \eta) \left(\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} \right) \\ &= h^2 (\operatorname{ch}^2 \xi - \cos^2 \eta) \left(\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} \right) \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

式中 H_z 为磁场强度 z 向分量。

因为直角坐标 Helmholtz 方程为

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k^2 H_z = 0 \quad (\text{A-4})$$

式中 $k = 2\pi/\lambda_c$, λ_c 为截止波长。将其写成椭圆坐标系的 Helmholtz 方程为

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial \eta^2} + q(2\operatorname{ch} 2\xi - 2\cos 2\eta)H_z = 0 \quad (\text{A-5})$$

式中 $q = (\pi h/\lambda_c)^2$ 。令 $H_z = \phi(\xi)\phi(\eta)$, 则分离成两个方程

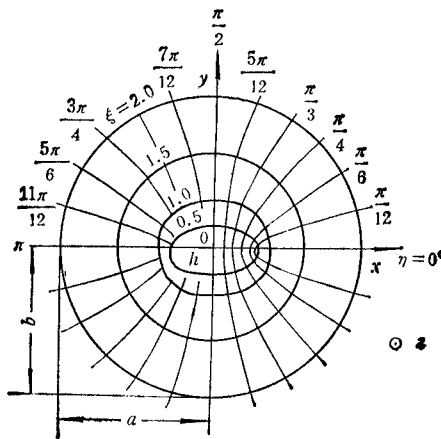


图 A-1 椭圆坐标系

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial \xi^2} - (a - 2q \operatorname{ch} 2\xi) \phi = 0 \quad (A-6a)$$

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial \eta^2} + (a - 2q \cos 2\eta) \phi = 0 \quad (A-6b)$$

a 为常数; 当 q 给定时, a 只有成为某些特定数值时 H_s 才有周期解, 这时 a 的数值叫特征值. 求特征值 a 的方法是将 ϕ 写成三角函数 η 的级数, 将这个级数代入式 (A-6b), 再使三角函数 η 的每项系数都为零, 就得到 a 和 q 的连分式, 详细而具体的解法可参考文献 [4,5]

参 考 文 献

- [1] A. V. Gapnov, et al., *Int. J. Electron.*, 51(1981), 277—302.
 [2] J. G. Kretzschmar, *IEEE Trans. on MTT*, MTT-18(1970), 547.
 [3] L. J. Chu, *J. Appl. Phys.*, 9(1983), 583.
 [4] 蒋曼英, 祝西里, 陆孝厚, 丁耀根, *电子科学学刊*, 7(1985), 450.
 [5] N. W. McLachlan, *Theory and Application of Mathieu Functions*, Oxford Press, London, 1951.

INVESTIGATION ON THE POSSIBILITY TO MAKE USE OF SLOWLY VARYING ELLIPTICAL TRANSITION REGION IN CAVITY OF GYROTRON TO SUPPRESS HIGH ORDER UNWANTED MODES

Li Huibin, Lu Xiaohou

(Institute of Electronics, Academia Sinica, Beijing)

ABSTRACT It is proposed to introduce a specially designed cavity: in the interaction region, the circular cross-section is kept, beyond which a slowly varying elliptical auxiliary transition section is used to suppress the unwanted modes. The cavity is so designed: the fields of unwanted modes can penetrate to the auxiliary section, but that of the operating mode can not. If we then load the auxiliary section, the unwanted modes can be attenuated but the operating mode (TE_{0n} and TE_{1n}) maintained.

KEY WORDS Gyrotron; Suppression of unwanted modes; Slowly varying elliptical auxiliary transition section