

# 脊加载环板行波管高频特性的研究

宫玉彬,王文祥,魏彦玉,孙嘉鸿,刘盛纲

(电子科技大学高能电子学研究所,成都 610054)

**摘 要:** 脊加载环板行波管是一种频带相对较宽的大功率行波管,本文用场匹配和变分原理相结合的方法,研究了脊加载环板慢波结构的导波特性及这种行波管的小信号、大信号特性,讨论了结构的几何尺寸及电子注参量对慢波的传播特性、小信号增益及注-波相互作用非线性效应的影响.本文的结果将为脊加载环板行波管的设计提供理论基础.

**关键词:** 脊加载环板结构;慢波系统;小信号特性;大信号特性

**中图分类号:** TN124<sup>+</sup>.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 03-0064-05

## Study of the High Frequency Characteristics of Ridge-Loaded Ring-Plane TWT

GONG Yu-bin, WANG Wen-xiang, WEI Yan-yu, SUN Jia-hong, LIU Sheng-gang

(Institute of High Energy Electronics, Univ. of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** The ridge-loaded ring-plane traveling wave tube (TWT) is an important type of high power broad band microwave amplifier. Making use of field matching method, combining with the variational method, the dispersion equation of the ridge-loaded ring-plane slow wave structure and small signal gain of this type of TWT are presented in this paper. The influences of all geometrical dimensions on the propagation characteristics, and the effects of the electron parameters on the gain are discussed, respectively. A large signal numerical calculation has also been done to investigate the nonlinear phenomena in this kind of TWT. In order to get higher power in broader operating bandwidth for this kind of TWT, the optimum opening angle, a smaller radius of the loaded ridge, and appropriate electron parameters must be chosen. This paper provides the theoretical basis for design of the ridge loaded TWT.

**Key words:** Ridge loaded ring-plane circuit; Slow wave structure; Small signal gain; Large signal

### 1 引言

行波管作为微波频段应用最为广泛的电真空器件,具有其它器件无法比拟的优越性.慢波系统作为注-波相互作用的核心部件,其性能优劣直接决定了行波管的技术水平.螺旋线及其变型和耦合腔一直是行波管中最广泛采用的慢波系统,螺旋线行波管虽然具有倍频程以上的带宽,但输出功率却受到螺旋线热耗散能力的限制,一般只能达到几个 kW;耦合腔行波管虽然具有比螺旋线高一个数量级的功率电平,脉冲功率可高达数百 kW,由于带边振荡的影响,其带宽十分窄,只能达到百分之几.因而,必须探求新型的具有更宽频带和更高功率容量的慢波结构,以满足军事电子装备特别是电子对抗发展的需要,是行波管发展的主要方向之一.

环板结构慢波系统最初由美国学者提出<sup>[1,2]</sup>,并对其进行了实验研究,我国学者对其进行了一定的理论研究<sup>[3]</sup>.由于环板慢波系统结构的整体性及径向支撑板提供的良好导热途径,因而其功率容量远远超过了螺旋线;如果用一双脊圆波导代替与径向支撑板相连的光滑圆波导,则脊与圆环之间的电容增加,其带宽也将得到同样的增加.因而,这种行波管能够

在比较宽的工作频带内提供高功率微波输出.目前,国内外尚无对脊加载环板行波管理论研究的报导,本文将用严格的场匹配及变分原理相结合的方法,对该慢波系统的导波特性的研究,给出其解析表达式和数值计算结果.同时对脊加载环板行波管的小信号特性进行分析,讨论电子注参量对小信号增益的影响;并对某一例证进行大信号数值计算,得到一系列重要结论,为该类型行波管的设计提供理论依据.

### 2 脊加载环板慢波系统的导波特性的研究

脊加载环板慢波系统如图 1 所示,它可以看作由上下两个 KARP 线弯曲对接而成,上下两部分同相激励时在线上产生对称模式  $E_z^{(1)}(r, \theta, z) = E_z^{(1)}(r, -\theta, z)$ ;反相激励时形成反对称模式  $E_z^{(1)}(r, \theta, z) = -E_z^{(1)}(r, -\theta, z)$ .对称模具有较强的纵向电场,是有利于进行注-波相互作用的模式,而反对称模的纵向电场在轴线为 0,与电子注的相互作用很弱,不利于进行注-波相互作用,因此,我们将主要研究对称模式的特性.

根据结构的对称性及理想导体的边界条件,对称模的纵向场分布为:1 区  $(0 \leq r \leq r_a, 0 \leq \theta \leq \pi/2)$

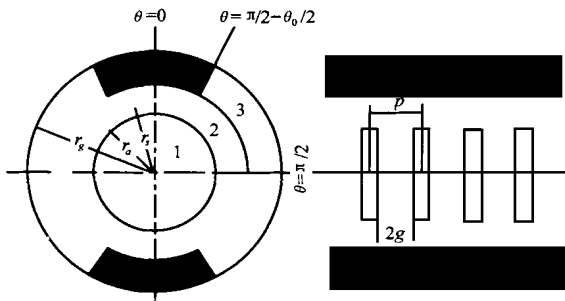


图 1 脊加载环板慢波系统

$$\begin{cases} E_z^{(1)} = \sum_{l=0,2,4,\dots} A_{ls}^{(1)} I_l(\sqrt{s}r) \cos l \sqrt{s}z e^{-j\sqrt{s}z} \\ H_z^{(1)} = \sum_{l=2,4,6,\dots} B_{ls}^{(1)} I_l(\sqrt{s}r) \sin l \sqrt{s}z e^{-j\sqrt{s}z} \end{cases} \quad (1)$$

2 区 ( $r_a \leq r \leq r_s, 0 \leq z \leq p/2$ )

$$\begin{cases} E_z^{(2)} = \sum_{l=1,3,5,\dots} [A_{ls}^{(2)} I_l(\sqrt{s}r) + C_{ls}^{(2)} K_l(\sqrt{s}r)] \cos l \sqrt{s}z e^{-j\sqrt{s}z} \\ H_z^{(2)} = \sum_{l=1,3,5,\dots} [B_{ls}^{(2)} I_l(\sqrt{s}r) + D_{ls}^{(2)} K_l(\sqrt{s}r)] \sin l \sqrt{s}z e^{-j\sqrt{s}z} \end{cases} \quad (2)$$

3 区 ( $r_s \leq r \leq r_g, p/2 \leq z \leq p$ )

$$\begin{cases} e_{z(qn)} = \begin{cases} \cos q \cos \frac{n\sqrt{s}z}{g}, & |z| \leq p/2, \\ -\cos q \cos \frac{n\sqrt{s}z}{g}, & p/2 \leq |z| \leq p, \end{cases} \\ e_{\theta(qn)} = \begin{cases} \sin q \sin \frac{n\sqrt{s}z}{g}, & |z| \leq p/2, \\ -\sin q \sin \frac{n\sqrt{s}z}{g}, & p/2 \leq |z| \leq p, \end{cases} \end{cases}$$

利用圆环间隙内纵向磁场和角向磁场的匹配条件,并分别以  $e_{z(qn)}$ 、 $e_{\theta(qn)}$  作权函数,对其作内积,经过一系列复杂的推导,可得脊加载环板慢波系统对称模式的色散方程

$$\det \begin{bmatrix} [A_{ij}^{11}] & [A_{ij}^{21}] \\ [A_{ij}^{12}] & [A_{ij}^{22}] \end{bmatrix} = 0 \quad (8)$$

其中,  $[A_{ij}^{11}]$ 、 $[A_{ij}^{12}]$ 、 $[A_{ij}^{21}]$ 、 $[A_{ij}^{22}]$  为块矩阵,块矩阵元素可分别表示为:

$$\begin{aligned} A_{ij}^{11} = & (-1)^{n+n} k r_a \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{(\sin \sqrt{s}g/\sqrt{s}g)^2}{[1 - (n/\sqrt{s}g)^2][1 - (n/\sqrt{s}g)^2]} \\ & \left\{ \frac{1}{s r_a} \left[ \frac{X_{1s} \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)}{X_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)} - \left( \frac{\sqrt{s}r_a}{s r_a k r_g} \right)^2 \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)}{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)} \right] + (-1)^{\frac{q+n}{2}} \frac{16 q q}{s r_a l=0,2,4} \right. \\ & \left. \left[ \frac{I_l(\sqrt{s}r_a)}{I_l(\sqrt{s}r_a)} - \left( \frac{\sqrt{s}r_a}{s r_a k r_g} \right)^2 \frac{I_l(\sqrt{s}r_a)}{I_l(\sqrt{s}r_a)} \cdot \frac{1}{(1+\nu)(l^2 - q^2)(l^2 - q^2)} \right] \right\} \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{cases} E_z^{(3)} = \sum_{m=0,2,4,\dots} [A_{ms}^{(3)} R_m(\sqrt{s}r, \sqrt{s}r_g)] \sin \left( \frac{m}{2} - \nu \right) e^{-j\sqrt{s}z} \\ H_z^{(3)} = \sum_{m=0,2,4,\dots} [B_{ms}^{(3)} \bar{R}_m(\sqrt{s}r, \sqrt{s}r_g)] \cos \left( \frac{m}{2} - \nu \right) e^{-j\sqrt{s}z} \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $s = \omega^2 / c^2 - k^2$  为第  $s$  次空间谐波的纵向传播常数,  $k_s = \sqrt{\frac{2}{s} - k^2}$  为其径向传播常数.

$$m = 0, 2, 4, 6, \dots \quad (4)$$

这里,  $R, \bar{R}, R, \bar{R}$  被定义为

$$\begin{cases} R_u(x, y) = I_u(y) K_u(x) - I_u(x) K_u(y) \\ \bar{R}_u(x, y) = I_u(y) K_u(x) - I_u(x) K_u(y) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} R_u(x, y) = I_u(y) K_u(x) - I_u(x) K_u(y) \\ \bar{R}_u(x, y) = I_u(y) K_u(x) - I_u(x) K_u(y) \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $u$  为任意实数.

2 区和 3 区的切向场在柱面  $r = r_s$  上满足如下的边界条件:(1)切向电场在脊上 ( $r = r_s, 0 \leq z \leq p/2 - \nu/2$ ) 为 0, 在两个区域的交界面 ( $r = r_s, p/2 - \nu/2 \leq z \leq p/2$ ) 上连续;(2)切向磁场在两个区域的交界面 ( $r = r_s, p/2 - \nu/2 \leq z \leq p/2$ ) 上连续.

利用上述边界条件,可得 2、3 两区的场分布,为简单起见,2 区的场只考虑角向分布为  $\sin$  和  $\cos$  的项,同时设环面上 ( $r = r_a$ ) 的基函数为

$$\begin{aligned} & -g \leq z \leq g; q = 1, 3, 5, \dots; n = 0, 1, 2, 3, \dots \\ & g \leq z \leq p - g \\ & -g \leq z \leq g; q = 1, 3, 5, \dots; n = 1, 2, 3, \dots \\ & g \leq z \leq p - g \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} A_{ij}^{12} = & (-1)^{n+n+1} \frac{n}{k g s} \frac{(\sin \sqrt{s}g/\sqrt{s}g)^2}{[1 - (n/\sqrt{s}g)^2][1 - (n/\sqrt{s}g)^2]} \\ & \left\{ \frac{1}{s r_a} \frac{1}{s r_a} \frac{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)}{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)} \right. \\ & \left. + (-1)^{\frac{q+n}{2}} \frac{16 q}{s r_a l=2,4,6,\dots} \frac{I_l(\sqrt{s}r_a)}{I_l(\sqrt{s}r_a)} \cdot \frac{l^2}{(l^2 - q^2)(l^2 - q^2)} \right\} \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{ij}^{21} = & (-1)^{n+n} \frac{n}{k g s} \frac{(\sin \sqrt{s}g/\sqrt{s}g)^2}{[1 - (n/\sqrt{s}g)^2][1 - (n/\sqrt{s}g)^2]} \\ & \left\{ \frac{1}{s r_a} \frac{1}{s r_a} \frac{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)}{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)} \right. \\ & \left. + (-1)^{\frac{q+n}{2}} \frac{16 q}{s r_a l=2,4,6,\dots} \frac{I_l(\sqrt{s}r_a)}{I_l(\sqrt{s}r_a)} \cdot \frac{l^2}{(l^2 - q^2)(l^2 - q^2)} \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{ij}^{22} = & (-1)^{n+n} \frac{m}{k r_a s} \frac{(\sin \sqrt{s}g/\sqrt{s}g)^2}{(s g)^2 [1 - (n/\sqrt{s}g)^2][1 - (n/\sqrt{s}g)^2]} \\ & \left\{ \frac{1}{s r_a} \frac{1}{s r_a} \frac{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)}{Y_{1s} R_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s) - \bar{R}_1(\sqrt{s}r_a, \sqrt{s}r_s)} + (-1)^{\frac{q+n}{2}} \frac{16 q}{s r_a l=2,4,6,\dots} \frac{I_l(\sqrt{s}r_a)}{I_l(\sqrt{s}r_a)} \cdot \frac{l^2}{(l^2 - q^2)(l^2 - q^2)} \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

其中

$$1_q = \begin{cases} 1, & q = 1 \\ 0, & q \neq 1 \end{cases} \quad (13)$$

$$1_q = \begin{cases} 1, & q = 1 \\ 0, & q \neq 1 \end{cases} \quad (14)$$

$$X_{1s} = - \frac{R_v(s r_s, s r_g)}{R_v(s r_s, s r_g)} J_{1m}^2 \quad (15)$$

$$Y_{1s} = - \frac{\bar{R}_v(s r_s, s r_g)}{R_v(s r_s, s r_g)} K_{1m}^2 / m \quad (16)$$

式中

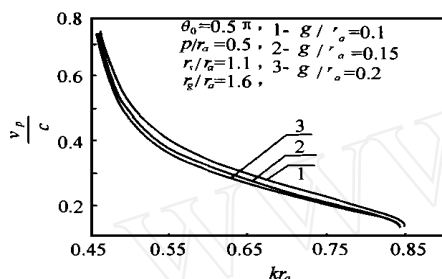


图2 圆环间隙对对称模式传播特性的影响

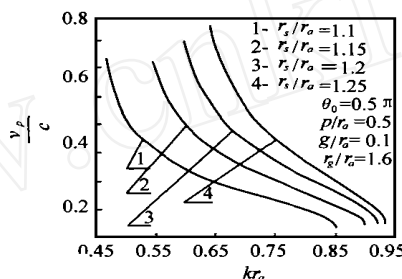


图3 脊高度对对称模式传播特性的影响

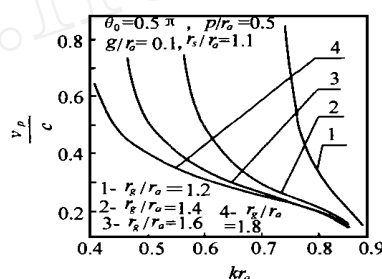


图4 脊波导半径对对称模式传播特性的影响

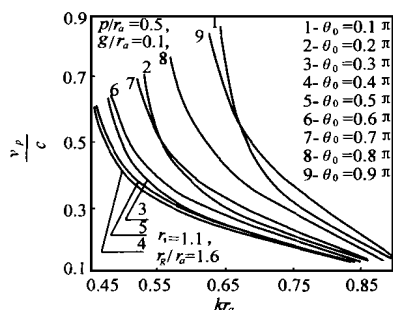


图5 脊张角对对称模式传播特性的影响

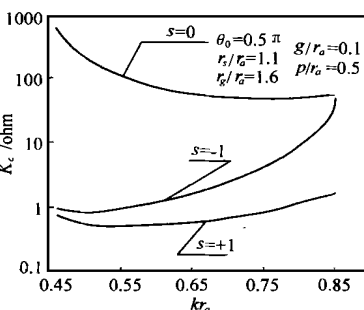


图6 对称模式空间谐波的耦合阻抗

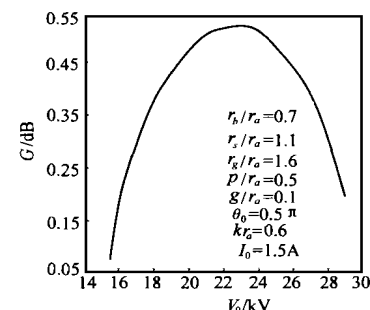


图7 注电压对增益的影响

图2示出了传播特性与环之间的间距 $2g$ 的关系,对色散的影响比较小;图3是传播特性与脊的半径 $r_s$ 的关系, $r_s$ 的影响显然比 $p$ 、 $g$ 大的多,随着 $r_s$ 的增加,即远离圆环,加载作用变弱,对称模的色散越来越强烈,工作频带变窄;图4给出了传播特性与外屏蔽筒半径 $r_g$ 的关系,与 $r_s$ 相反,随 $r_g$ 的增加,其色散越来越弱,带宽增加。 $r_s$ 、 $r_g$ 对色散特性的影响十分强烈,这是因为这两个参数改变后,圆环到脊之间的横向场储能发生了急剧变化。图5给出了脊张角 $\theta_0$ 对色散特性的影响,它们之间的关系不是单调的,当结构的其它尺寸确定后,在某一 $\theta_0$ 值下会得到最弱的色散,最佳的带宽,当结构的其它尺寸改变时 $\theta_0$ 的这一最佳值亦随之改变,耦合阻抗也有类似的情况。由图6可以看出,基波具有较高的耦合阻抗,+1次谐波的耦合阻抗则低的多,这样可以保证电子注与基波进行有效的相互作用,-1次的谐波的耦合阻抗则比+1次谐波略高,但在相当宽的范围也要比基波耦合阻抗低约两个数量级。

### 3 脊加载环板行波管的小信号分析

在脊加载环板慢波系统中引入一半径为 $r_b$ ,厚度为 $t_b$ ,平衡态电子数密度为 $n_0$ ,初始速度为 $v = v_0 e_c$ 的轴对称空心

$$J_{1m} = \frac{4}{\sqrt{2}} \cos \sin v(\sqrt{2} - ) d \quad (17)$$

$$K_{1m} = \frac{4}{\sqrt{2}} \sin \cos v(\sqrt{2} - ) d \quad (18)$$

$$m = \begin{cases} 2, & m = 0 \\ 1, & m \neq 0 \end{cases} \quad (19)$$

根据上面所得到的色散方程表达式,利用矩阵理论和超越方程求根的二分法,我们对脊加载环板慢波系统对称模的色散方程进行了数值求解;根据定义,也可以方便地求解其耦合阻抗,所得结果见图2~图6。

$$\det \begin{bmatrix} I C_{ij}^{11} & C_{ij}^{12} \\ I C_{ij}^{21} & C_{ij}^{22} \end{bmatrix} = 0 \quad (20)$$

其中:

$$C_{ij}^{11} = (-1)^{n+n+1} k r_a \frac{(\sin s g / s g)^2}{[1 - (n / s g)^2][1 - (n / s g)^2]} \left\{ \frac{-1 q - 1 q}{s r_a} \left[ \frac{X_{1s} \bar{R}_1(s r_a, s r_s) - R_1(s r_a, s r_s)}{X_{1s} R_1(s r_a, s r_s) - \bar{R}_1(s r_a, s r_s)} - \left( \frac{s r_a}{s r_a k r_a} \right)^2 \right. \right. \\ \left. \left. \frac{Y_{1s} R_1(s r_a, s r_s) - \bar{R}_1(s r_a, s r_s)}{Y_{1s} R_1(s r_a, s r_s) - \bar{R}_1(s r_a, s r_s)} \right] + (-1)^{\frac{q+q}{2}} \frac{16 q q}{s r_a l = 0, 2, 4, \dots} \right. \\ \left. \left[ \frac{J_1(s r_a) + \left( \frac{2}{4} \right)^{\frac{2}{s}} b J_1(s r_b) R_1(s r_a, s r_b)}{J_1(s r_a) + \left( \frac{2}{4} \right)^{\frac{2}{s}} b J_1(s r_b) R_1(s r_a, s r_b)} \right] \right. \\ \left. \left[ \left( \frac{s r_a l}{s r_a k r_a} \right)^2 \frac{J_1(s r_a)}{J_1(s r_a)} \right] \right\}$$

$$\left. \frac{1}{(1 + \dots) (l^2 - q^2) (l^2 - q^2)} \right\} \quad (21)$$

$$C_{ij}^{12} = (-1)^{n+n+1} \frac{n}{kg_{s=}} + \frac{(\sin s_g / s_g)^2}{[1 - (n / s_g)^2][1 - (n / s_g)^2]} \left\{ \frac{1-q}{s_{ra}} \frac{Y_{1s} R_1(s_{ra}, s_{rs}) - \bar{R}_1(s_{ra}, s_{rs})}{Y_{1s} R_1(s_{ra}, s_{rs}) - \bar{R}_1(s_{ra}, s_{rs})} + (-1)^{\frac{q+q}{2}} \right. \\ \left. + \frac{16q}{s_{ra} l=0,2,4,\dots} \frac{J_l(s_{ra})}{J_l(s_{ra})} \frac{l^2}{(l^2 - q^2) (l^2 - q^2)} \right\} \quad (22)$$

$$C_{ij}^{21} = (-1)^{n+n} \frac{n}{kg_{s=}} + \frac{(\sin s_g / s_g)^2}{[1 - (n / s_g)^2][1 - (n / s_g)^2]} \left\{ \frac{1-q}{s_{ra}} \frac{Y_{1s} R_1(s_{ra}, s_{rs}) - \bar{R}_1(s_{ra}, s_{rs})}{Y_{1s} R_1(s_{ra}, s_{rs}) - \bar{R}_1(s_{ra}, s_{rs})} + (-1)^{\frac{q+q}{2}} \right. \\ \left. + \frac{16q}{s_{ra} l=0,2,4,\dots} \frac{J_l(s_{ra})}{J_l(s_{ra})} \frac{l^2}{(l^2 - q^2) (l^2 - q^2)} \right\} \quad (23)$$

$$C_{ij}^{22} = (-1)^{n+n+1} \frac{nm}{kr_a} + \frac{1}{(s_g)^2} \left\{ \frac{(\sin s_g / s_g)^2}{[1 - (n / s_g)^2][1 - (n / s_g)^2]} \frac{1-q}{s_{ra}} \frac{Y_{1s} R_1(s_{ra}, s_{rs}) - \bar{R}_1(s_{ra}, s_{rs})}{Y_{1s} R_1(s_{ra}, s_{rs}) - \bar{R}_1(s_{ra}, s_{rs})} + (-1)^{\frac{q+q}{2}} \right. \\ \left. + \frac{16}{s_{ra} l=2,4,6,\dots} \frac{J_l(s_{ra})}{J_l(s_{ra})} \frac{l^2}{(l^2 - q^2) (l^2 - q^2)} \right\} \quad (24)$$

函数  $X_{1s}$ ,  $Y_{1s}$ ,  $R$ ,  $\bar{R}$ ,  $\bar{R}$  如前所定义,  $\frac{2}{s} = k^2 - \frac{2}{s}$ , 由于我

们所研究的物理模型是行波管放大器, 故在工作频率一定的情况下, 其纵向传播常数必为复数, 因而方程 (20) 为一复数超越方程. 令  $\frac{2}{p} = 0$ , 即略去电子注的影响, 方程 (20) 即可蜕化为“冷”系统的色散方程 (8).

注意下面的因子

$$\frac{\frac{2}{p}}{s} = \frac{\frac{I_0 Z_{c(s)}}{4V_0} \frac{2}{s} \frac{\sqrt{2(e/m)} V_0 r_a^2}{c}}{\left[ kr_a - \frac{\sqrt{2(e/m)} V_0}{c} \right]^2} \quad (25)$$

式中:  $I_0$ ,  $V_0$  分别为电子注电流和加速电压;  $Z_{c(s)}$  是第  $s$  次空间谐波耦合阻抗;  $\frac{2}{s} = \sqrt{\epsilon_0 / \mu_0} = 377$  为自由空间波阻抗;  $c$  是自由空间的光速;  $e/m$  是电子荷质比;  $I_0 Z_{c(s)} / (4V_0)$  则为 Pierce 增益参量的立方. 由此可见, 在“热”色散方程 (20) 中, 慢波系统的主要特性参量 ( $Z_{c(s)}$ ) 和电子注的主要参量 ( $I_0$ ,  $V_0$ ) 通过增益参量有机结合在一起, 它有效地反映了慢波系统上高频场与电子注的相互作用, 对行波管的增益、效益及带宽都有显著影响.

根据上述“热”色散方程, 采用牛顿下山法数值求解该复数超越方程, 即可得到基波复数传播常数的复数解  $\frac{2}{s} r_a$ , 由此, 即可求得脊加载行波管每个周期的增益为

$$G = 20 \log [e^{\text{Im}(\frac{2}{s} r_a) - (p/r_a)}] = 8.686 \frac{p}{r_a} \text{Im}(\frac{2}{s} r_a) \quad (26)$$

所得结果见图 7~图 10.

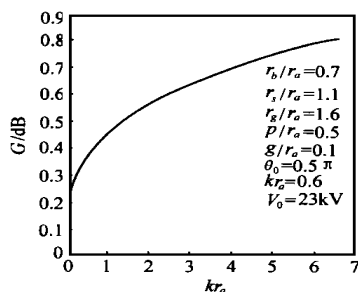


图 8 注电流对增益的影响

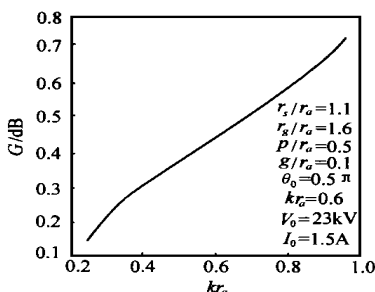


图 9 注半径对增益的影响

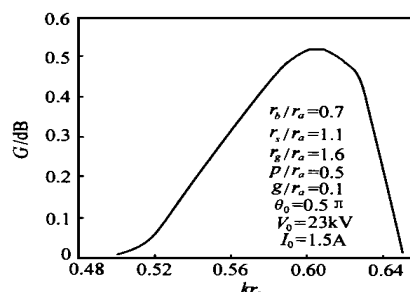


图 10 增益与频率的关系

图 7 是增益与电子注电压的关系, 对应最大增益, 有一饱和注电压存在, 图 8 是增益与电子注电流的关系, 增益随电子注电流的增加亦逐渐趋于饱和; 图 9 是增益与电子注半径的关系, 电子注半径越大, 增益越高, 这是因为电子注半径越大, 即越向环的内表面接近, 纵向电场就越强, 注波相互作用越强, 耦合阻抗越高, 增益也越大; 图 10 是增益与频率的关系, 可以粗略地估计脊加载环板结构行波管的工作频带. 这里所给出的还不是经过优化的最佳结果, 合理选择电子注参数和慢波结构的几何尺寸, 其工作带宽可达 25 % 或更高.

#### 4 脊加载环板行波管的大信号分析

以等效线路为基础的 Rowe 的非线性理论体系<sup>[10]</sup>是研究行波管中注-波互作用的方法之一. 二维理论与一维理论的不同之处在于: 在二维理论中, 既把漂移管中圆柱形电子注的电荷压缩成周期排列于系统轴线上的“函数圆盘”, 又把每个

圆盘沿径向分割成多个等电荷的圆环; 电子运动过程中, 圆环的纵向厚度不变, 而在径向可以压缩或膨胀, 圆环在径向和纵向都可以互相穿透; 在计算过程中, 只有在计算空间电荷力时, 才考虑圆环的轴向和径向厚度, 在其它情况下, 都假设圆环的电荷和质量集中于圆环的中心处.

采用 Rowe 的二维非线性理论, 在 10cm 波段, 电子注电流 2A, 电子注电压 21000V 的情况下, 对周期磁场聚焦的脊加载环板行波管进行

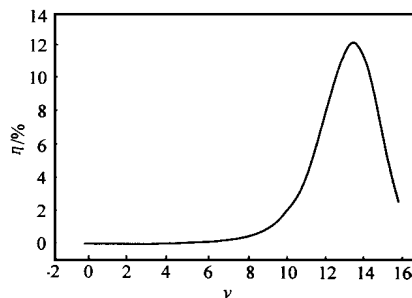


图 11 周期磁场聚焦脊加载环板行波管的注-波相互作用效率

了数值模拟,图 11 给出了脊加载环板行波管的注-波互作用效率,从中可以看出,其电子效率可达到百分之十几,其输出功率可达 10 千瓦左右,不失为一种具有较宽频带的高功率行波管,在国防电子装备中应占有一席之地。

## 5 结论

在环板结构基础上发展而来的脊加载环板慢波系统具有频带相对较宽(20%左右)、输出功率高、尺寸大、散热好等优点,但也有工作电压高、耦合困难等缺点。但由于其良好的散热性能和比耦合腔宽的工作频带,仍不失为一种有发展前途的大功率行波管。本文在这方面的努力,为脊加载环板行波管实际制管工作提供了一个理论基础。

## 参考文献

- [1] R. M. White, C. E. Enderby and C. K. Birdsall. Properties of ring-plane slow wave circuits. IEEE Trans on Electron Devices, June, 1964, ED-11 (6): 247 ~ 261
- [2] C. E. Enderby. Ring-plane traveling wave amplifier: 40kW at 9mm. IEEE Trans on Electron Devices, June, 1964, ED-11 (6): 262 ~ 266
- [3] 华一心, 陆宗祚. 环板慢波结构的特性. 电子学报, 1989, 17(2): 109 ~ 112
- [4] J. R. Pierce. Traveling-wave Tubes. Princeton, NJ: Van Nostrand, 1950
- [5] L. J. Chu and J. D. Jackson. Field theory of traveling wave tubes. Proc. IRE, 1948, 36: 853 ~ 863
- [6] H. P. Freund, M. A. Kódis and N. R. Vanderplaats. Self-consistent field theory of a helix traveling wave tube amplifier. IEEE Trans on Electron Devices, 1992, ED-20(5): 543 ~ 553
- [7] F. B. Hildebrand. Methods of applied mathematics, 2nd ed., Englewood cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1965
- [8] R. F. Harrington. Field computation by moment method. New York: Macmillan, 1968
- [9] 刘盛纲. 微波电子学导论. 北京: 国防工业出版社, 1985
- [10] J. E. Rowe. Nonlinear electron-wave interaction phenomena. Acad press, 1965

宫玉彬 副教授, 博士. 1989 年毕业于长春光学精密机械学院激光器件与技术专业, 1992 年、1998 年于电子科技大学电子物理与器件专业分别获硕士、博士学位, 1997 年至 1998 年, 在香港城市大学(City University of Hong Kong)学习进修. 长期从事微波器件和微波理论的研究工作, 先后参加了大功率梯形慢波系统、脊加载环板慢波系统、多电子注入波管的理论和实验研究、选模定向耦合器、电子回旋谐振脉塞高频系统等研究工作, 先后获部级科技进步奖两项, 发表论文 30 余篇。

王文祥 教授, 重点实验室电子科技大学分部主任, 电子科技大学高能电子学研究所副所长. 1963 年毕业于成都电讯工程学院电真空器件专业, 1986 年 10 月至 1988 年 11 月在美国马里兰大学进修. 30 多年来, 一直从事微波器件和微波技术的研究工作, 曾先后参加过 10cm 中噪声行波管、3cm 前向波放大器、连续波磁控管等研究工作, 主持了 2450MHz 大功率微波传输系统、2cm 回旋管、自由电子激光泵源 TE13 模回旋管、宽带选模定向耦合器、新型宽带大功率行波管慢波系统等研究工作. 在国内外学术刊物上发表论文 70 余篇, 曾获 20 项省部级科技进步奖。

(上接第 89 页)

$$w = \frac{v_1 + R(1 - \cos \phi_1)}{V \sin \phi_1} \quad (2)$$

航迹段 TP<sub>1</sub>-TP<sub>2</sub> 的长度为

$$L = V(t + u + w) = L(V, R, x_1, y_1, \phi_1) \quad (3)$$

由  $u = 0$  可得  $\phi_1 = 0$ , 取  $-2 < \phi_1 \leq 0$ , 当  $(x_1, y_1, \phi_1)$  已知,  $V$  为常数, 有  $\partial L / \partial R = -\phi_1 + 2 \tan(\phi_1/2)$ , 可知

$$\begin{cases} \partial L / \partial R > 0, & -2 < \phi_1 < - \\ \partial L / \partial R \leq 0, & - < \phi_1 \leq 0 \end{cases} \quad (4)$$

因为航迹在每两个直接相切点上的转弯弧度满足  $- < \phi_1 \leq 0$ , 所以航迹长度随转弯段航迹半径变大而变短. 推论 1 得证.

由(3)可知,  $t = 0$  可得

$$R \leq \frac{y_1 \cos \phi_1 - x_1 \sin \phi_1}{1 - \cos \phi_1}; w = 0 \text{ 可得}$$

$R \leq \frac{-v_1}{1 - \cos \phi_1}$ . 因此从 TP<sub>1</sub> 到 TP<sub>2</sub> 的最短规则航迹的转弯段半径

$$R_s = \min\left(\frac{y_1 \cos \phi_1 - x_1 \sin \phi_1}{1 - \cos \phi_1}, \frac{-v_1}{1 - \cos \phi_1}\right)$$

航迹的最短长度为  $V(t + u)$  或  $V(u + w)$ .

进一步, 当  $R_s = \frac{y_1 \cos \phi_1 - x_1 \sin \phi_1}{1 - \cos \phi_1}$ , 有  $t = 0$ ,  $u = u(R_s)$ ,

$w = w(R_s)$ , FTPs 为  $(R_s, \sin(\frac{V}{R_s}u))$ ,  $R_s(1 - \cos(\frac{V}{R_s}u))$ .

当  $R_s = \frac{-v_1}{1 - \cos \phi_1}$  时, 有  $w = 0$ ,  $u = u(R_s)$ ,  $t = t(R_s)$ , 可得

FTP 为  $(Vt, 0)$ .

推论 2 证毕.