

# 扇调管——一种新型高效率微波管<sup>\*\*\*</sup>

赵永翔 朱允淑 李道坤

(中国科学院电子学研究所, 北京)

**摘要** 扇调管(扇形电子束偏转调制管)是在偏调管(gyrocon)基础上发展起来的一种高效率微波管。本文分析了偏调管的基本原理及其限制,指出改善偏调管的性能必须提高其线路效率。本文论述了提高导流系数是其关键之一,从而引出了扇形束的设想以减弱空间电荷效应,并提出了使普通圆柱形电子束变成扁平的扇形束的基本概念和结构。最后给出了对具体结构进行数值计算的结果,表明以上设想是可行的。

**关键词** 扇调管;偏调管;偏转调制;扇形束;导流系数

## 一、引言

在七十年代,苏联发展了两种新型的大功率微波管——回旋管(gyrottron)及偏调管(gyrocon),这在世界上引起强烈反响。虽然它们的英文名称十分相近,但其原理和应用领域都迥然不同。回旋管已得到深入的研究,本文不再讨论。有关偏调管的报道不多,只有苏联取得较好的结果。美国在 Los Alamos 实验室也做了模型,但公开报道的结果并不理想。作者在 79 年至 80 年也曾对偏调管作过原理性探索,发现它有一些固有缺点严重地限制了它的应用。

本文首先介绍偏调管的原理、发展及其限制,指出只有解决了线路效率低的问题才能使偏调管成为一种高效率微波器件。而解决上述问题的关键是要提高管子的导流系数,由此提出用扇形束来代替一般微波管的圆柱形电子注以减弱有害的空间电荷效应,从而得到一种新的高效率器件——扇调管,即扇形电子束偏转调制管。它能产生比偏调管大得多的导流系数,可以工作于较低的电压和较高的频率,原理上它兼有速调管的长寿命和磁控管的高效率,因此在微波工业应用和加速器应用中有较大的潜力。

## 二、偏调管的基本原理及其限制

偏转调制的原理早在四十年代就已有人提出<sup>[1]</sup>,它是利用某种方法使电子束作圆扫描,在电子束的圆轨迹上放一个环形谐振腔,当谐振的回旋波与圆扫描的电子束同步时,就会在腔中激起振荡。

环形腔中可能存在许多谐振模式,任一模式只要与电子束同步且电场方向与束平行

\* 1988 年 4 月 15 日收到,1989 年 1 月 3 日修改定稿。

\*\* 国家自然科学基金资助项目

就可以实现放大。当环形腔的谐振频率为偏转调制频率的整数倍时,则成为倍频器。1965年 Kaufman 根据此原理做成了四倍频器,产生了 34GHz 的输出,称之为 Bermutron<sup>[2]</sup>。但其总效率很低,小于 1%。这是因为束电流很小,导流系数小于  $0.1\mu\text{P}$ ,不能在输出腔中激发起足够强的高频电压,电子能量交换不充分的缘故。

如果电子束电流足够强,在输出腔中激起的高频电压等于电子束直流电压,使电子束在高频场作用下减速到零,则理论上电子的转换效率可达 100%。对于偏调管,由于电子扫描速度与输出腔中回旋波的相速同步,电子始终处于高频减速场中,所以电子转换效率可做得很高。从这个角度看,偏调管的优势不在于产生毫米波,而在于实现了高效率。

要实现上述充分的能量交换就要求电子束的导纳比谐振腔的导纳(作用间隙阻抗的倒数)大,即

$$G_0 = \frac{I_0}{V_0} = kV_0^{1/2} > \frac{1}{R} \quad (1)$$

式中  $I_0$ ,  $V_0$  和  $k$  分别为电子束的电流、电压和导流系数,  $R$  为腔间隙阻抗。由于偏调管输出环形腔的  $R/Q$  值较低,要满足上式必须  $k$  或  $V_0$  足够高。

七十年代, Budker<sup>[3]</sup> 等研制出偏调管 (Гирокон 或 gyrocon), 在电子束聚焦上作了很大改进。他利用放在轴线上的锥形磁线圈使电子束的纵向运动迅速转变成横向运动,这样就大大缩短了从偏转腔到输出腔之间的距离,减弱了空间电荷效应,从而可以在较大的导流系数下得到较好的群聚状态。同时 Budker 采用了很高的工作电压 (300kV 至 2MV), 加上其他措施,获得了电子效率高达 92% 的突破性进展。但是,为了保证电子束的质量,最早他们使用的导流系数不很高,管子的总效率并不令人满意,于是又向更高电压发展。但超高压运行无疑在技术上难度很大,对使用者来说,是不希望的。

随后, Talerico<sup>[4]</sup> 也对偏调管进行了系统研究,利用计算机对各种参数进行了优化设计。他设计的最佳导流系数为  $0.3\mu\text{P}$ , 计算得的总效率可达 86%。然而实际上遇到不少困难,据报道,实验只达到 23% 的总效率。

纵观偏调管的发展历史,我们认为提高导流系数对解决管子的效率问题至关重要,这可从以下分析得到更清楚的证实。

众所周知,一般微波管的总效率可表示为

$$\eta_{\text{tot}} = \eta_e \cdot \eta_c \quad (2)$$

其中  $\eta_e$  为电子转换效率,  $\eta_c$  为线路效率。

$$\eta_c = 1 - \frac{Q_L}{Q_0} \quad Q_L = R_L / \left( \frac{R}{Q} \right) \quad (3)$$

$$R_L = \frac{1}{M^2 \eta_i} \frac{V_0}{I_0} \quad \eta_i = \frac{I_1}{2I_0} \quad (4)$$

式中  $Q_L$ ,  $Q_0$  和  $R/Q$  分别为输出腔的外负载  $Q$  值,固有  $Q$  值和  $R/Q$  值;  $R_L$  为输出间隙阻抗,对于合理的设计  $R_L$  应按(4)式选取;  $M$  为输出间隙耦合系数;  $\eta_i$  为电子束群聚效率;  $I_1$  为电流基波分量, (3)和(4)式合并得

$$\eta_c = 1 - \frac{1}{M^2 \eta_i Q_0 (R/Q) k V_0^{1/2}} = 1 - \frac{1}{M^2 \eta_i Q_0 (R/Q) (k^4 P_0)^{0.2}} \quad (5)$$

式中  $P_0$  为电子束功率。对于速调管, 通常  $\eta_i = 0.5-0.7$ ,  $R/Q \approx 100$  量级,  $k = 1-2\mu\text{P}$ , (5) 式右边第二项一般都远小于 1。对于偏调管, 由于  $R/Q$  比速调管小几倍,  $k$  甚至小一个量级以上, 所以尽管偏调管的电子效率理论上可做得很高, 但因线路效率低, 总效率并不理想。只有当  $V_0$  或  $P_0$  很大时, 才能得到与速调管相近的线路效率, 这就限制了偏调管只能在低频率(几百兆赫)、超大功率、相对论电压下应用。如果想提高线路效率, 又要在降低使用功率和低电压下运用, 就必须提高导流系数, 这就引出了一种新的器件——扇调管。

### 三、扇调管的基本原理

偏调管导流系数不高的原因在于它没有有效的聚焦措施以克服空间电荷效应。为了克服空间电荷的有害作用, 我们将从不同角度来分析和解决这一问题。

#### 1. 扇形束的概念

对一般微波管来说我们都追求尽可能高的群聚效率。偏调管的输出间隙是整个圆周( $360^\circ$ ), 电子注的张角很小, 输出间隙任一点所感应的电流都接近于  $\delta$  函数, 所以群聚效率接近于 100%。但正如上节所述, 当  $\eta_i \approx 1$  时, 它的实际意义并不大, 因为当  $\eta_i$  大到一定程度时, 线路效率  $\eta_e$  就变得重要了。显然电子束张角越小, 空间电荷密度就越大, 就越难有效地控制它的轨迹。如果能设法使电子注尽量散开, 使它形成一个扇形, 那么就可以大大减弱空间电荷效应。假设电子束均匀分布在张角为  $\theta$  的范围内, 容易证明其群聚效率为

$$\eta_i = \frac{\sin \theta/2}{\theta/2} \quad (6)$$

上式表明(见图 1), 即使电子束张角为  $90^\circ$ , 群聚效率仍可达 90%, 远高于速调管能达到的水平, 可见有意使电子束扩散成扇形是利多弊少。此外, 张角的增大虽然使电流基波分量略有下降, 而高次谐波分量却以快得多的速度下降, (由于实际电流波形不是方波, 实际上高次谐波下降的速度比图示的更快。) 这对扇调管的模式纯化是有利的, 因为环形腔中存在许多高次模, 高次谐波的频率与高次模的振荡频率相近时, 高次模就会振荡起来, 产生有害的影响, 所以高次谐波的减弱无疑是一个优点。

#### 2. 斜射电子束在拒斥场中的特点

一个电子束(不考虑其空间电荷效应)斜射入均匀的拒斥场中, 其轨迹是一个抛物线。我们注意到一个重要特点: 一个尺寸有限的电子束中的电子会在同一等位线上开始反射, 这预示着一种聚焦现象, 在电子轨迹的交叉点附近电子束将被压得很扁。

#### 3. 扇形电子束的形成

上述聚焦效应还不能直接利用, 因为虽然在“反射点”的束截面变小, 速度也同时降到最低点。然而, 实际上均匀场并不是必要的。设想在轴线上放一个带负电位的反射针, 电极结构示于图 2(a)。在  $r-z$  平面内, 等位线大体是倾斜的。当偏离轴线的电子束注入到这个空间中时, 将与等位线斜交, 初速相同的电子在反射场中其弹道轨迹的最高点(即反射点)是在同一等位面上, 在这等位面附近电子束截面是被压缩的, 所以可以期望在  $z$  方

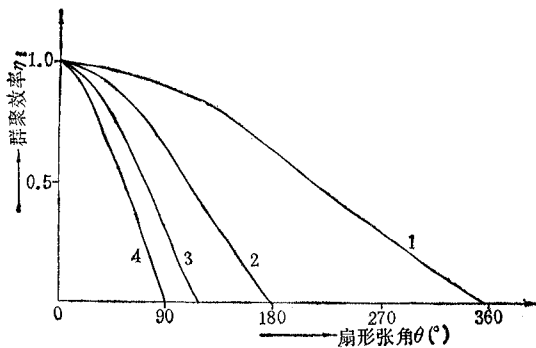
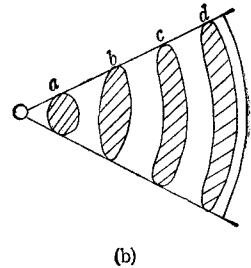
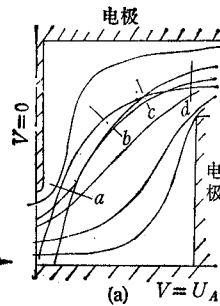
图 1 群聚效率  $\eta_i$  与扇形张角  $\theta$  的关系

图 2

(a) 电子束在  $r-z$  平面运动情况 (b) 电子束在  $r-\theta$  平面不同位置处的束截面情况

向电子束有聚焦的作用。另一方面在  $r-\theta$  平面内是一个辐射场, 因此当电子进入这个空间时, 一方面在  $z$  方向受到减速和聚焦的效应, 另一方面在  $r$  方向受到加速和扩散, 使电子束成为一个扁的扇形束。

图 2(b) 是束截面变化的示意图。概括地说, 这种场结构造成电子束纵向聚焦, 横向扩散。后者的效应更强, 因而空间电荷密度大为减弱。下节通过计算机的计算证实这种定性分析是正确的。

#### 4. 扇形束的调制

当注入到上述拒斥空间中的是经过偏转调制的电子束时, 就会形成一个圆扫描的扇形束。偏转腔的激励功率将影响偏转调制的幅度, 也就是将影响注入的倾斜角, 它无疑将影响到扇形的张角。图 3 定性表示了不同调制度的情况。图 3(a) 表示没有射频偏转调制的情况, 电子将沿轴线注入, 在拒斥场的作用下均匀地分布在  $360^\circ$  内, 只有一小部份在中心的电子被全反射回来, 其中一部份电子打在腔壁上, 还有相当比例的电子将穿过输出间隙。图 3(b) 是有高频激励但不够强时的情况, 仍然  $360^\circ$  内都有电子, 但由于分布不均匀, 通过傅氏分析仍有一定交变分量。图 3(c) 是当偏转足够强使电子全部注入到轴线反射极的一边时的情况, 扇形束的张角将小于  $180^\circ$ 。偏转越强, 张角越小(见图 3(d))。

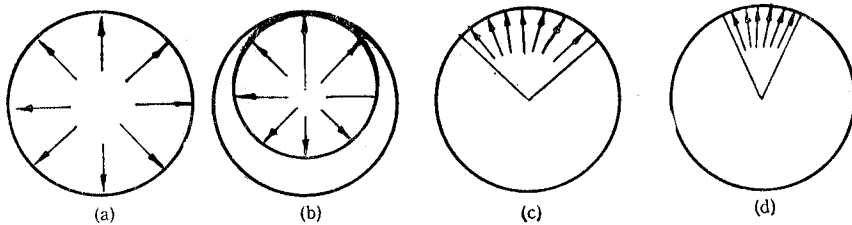


图 3 (a) 无射频偏转时, 束内电子均匀分布在  $360^\circ$  内; (b) 有弱的射频偏转时, 束内电子分布是不对称的; (c) 射频偏转足够强时, 电子束被集中在一个扇形内。 (d) 偏转越强, 扇形张角越窄。

设电子束中心相对于轴线的偏离度以  $e_c = p/b$  表示,  $b$  是束半径,  $p$  是束中心与轴线的距离。电流的一次谐波分量可用下式表示:

$$\frac{I_1}{2I_0} = \begin{cases} \frac{\pi}{4} \int_0^1 \sqrt{1 - \left(\frac{x}{e_c}\right)^2} \sqrt{1 - x^2} dx & (e_c \geq 1) \\ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[ e_c^2 (\cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha) + 1 + 2e_c \cos \alpha \sqrt{1 - e_c^2 \sin^2 \alpha} \right] \cos \alpha d\alpha & (e_c < 1) \end{cases} \quad (7)$$

以上结果如图 4 所示。偏心度  $e_c$  近似正比于偏转腔的激励电压。从以上分析不难得到以下结论: (1) 扇调管作放大器工作时, 应先加高频激励, 后加高压, 以避免大量电子打在腔壁上。 (2) 图 4 表明在偏心度小时, 群聚电流与偏心度成线性关系, 这说明加上反馈后有构成振荡器的可能性。 (3) 当  $e_c > 1.2$  时,  $\eta_i$  就接近于饱和, 这说明注入角达到一定时, 扇形束的高频分量对注入角并不敏感, 表明了这种聚焦和偏转方式的相对稳定性。

#### 四、数值计算结果

以上所述仅仅是一个物理概念。而电子束是否真正形成一个扁的扇形束, 又在什么电极结构

下它可以顺利地通过输出间隙, 都必须通过数值计算来加以证实。这样一个复杂空间的电子运动问题要求得解析解几乎是不可能的, 必须利用计算机辅助设计。一般对轴对称的电极结构可以用二维程序求场的解。在扇调管中由于电子束是非轴对称的, 在不考虑空间电荷效应时, 用电子光学的二维程序计算轨迹是可行的。如果考虑空间电荷效应, 严格地说, 则应该用三维程序计算。目前尚没有完整的三维程序, 只有采用二维程序, 大体步骤如下:

首先计算不考虑空间电荷效应时的电子轨迹, 通过对不同电极形状、尺寸进行计算,

从中选取较好的方案。计算结果表明以上的定性分析是正确的。并可看出不同注入点或注入角的电子经过  $90^\circ$  偏转后大体都能通过输出间隙出口, 说明轨迹对注入条件不甚敏感。

然后考虑空间电荷的影响, 但仍假定是轴对称的以便利用二维程序, 为此, 假定电子束扩展到整个环形空间, 如图 5 所示; 而同时维持电流密度不变, 所以输入的电流参数要比设计值相应地增大一个因子, 即图中环面积与真正电子束截面积之比。

李声沛, 郑伟平等<sup>[6]</sup>进一步研究了准三维程序, 对电子轨迹作了更精确的

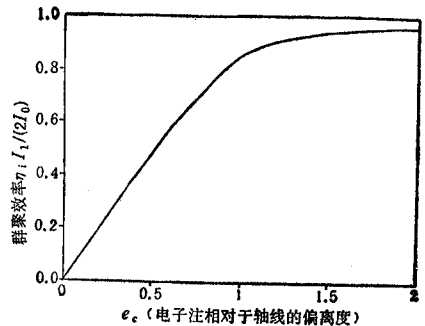


图 4 群聚电流  $I_1$  和电子束中心相对于轴线的偏离度  $e_c$  的关系曲线

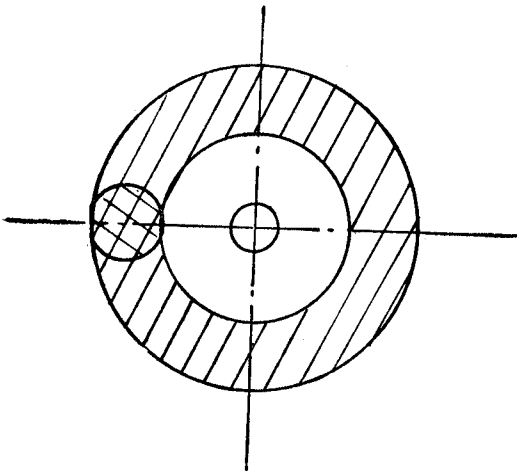


图 5 为了利用二维程序, 假定电子束扩展到整个环形空间而同时维持电流密度不变

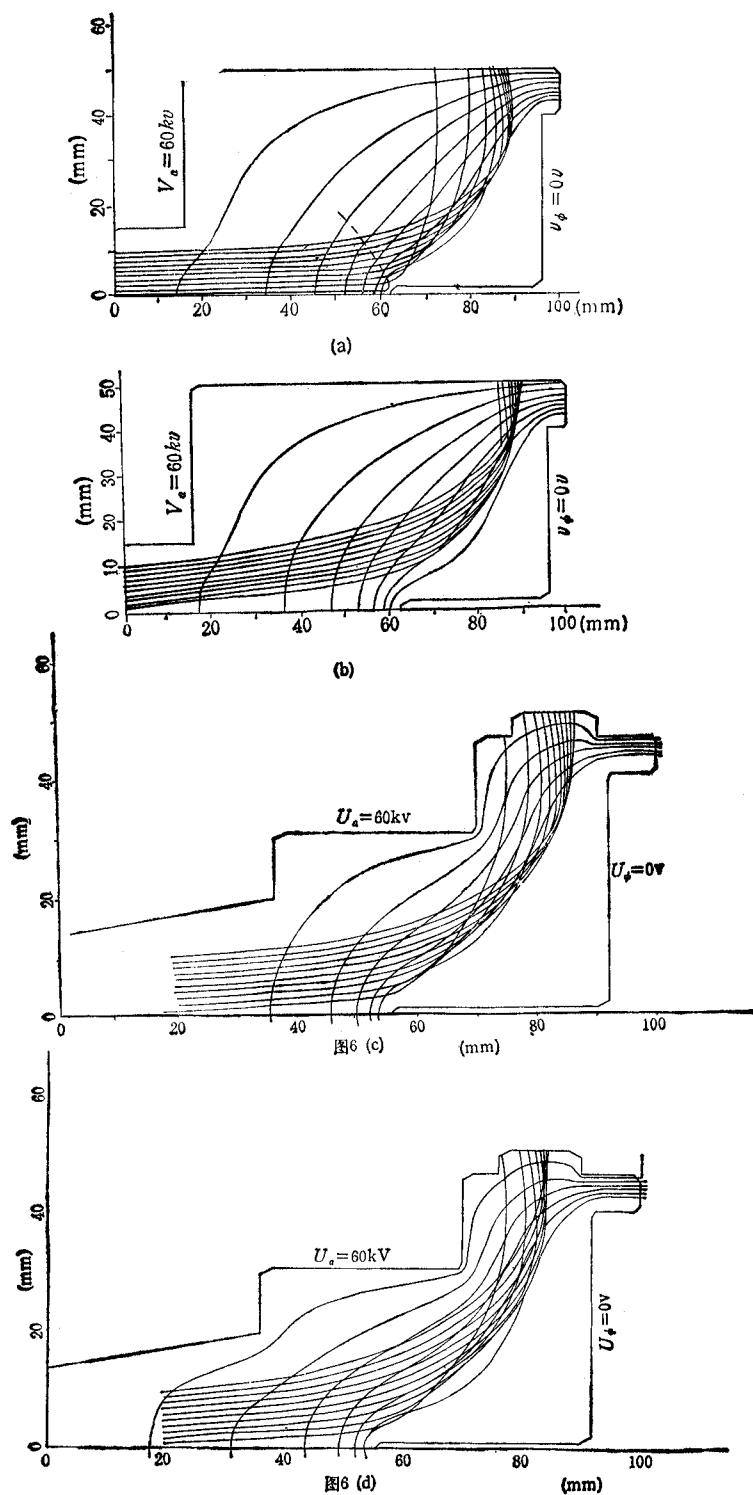


图 6 阳极电压  $60\text{ kV}$ ，阳极电流  $14.7\text{ A}$ ，反射极电压  $0\text{ V}$ ，导流系数  $1\mu\text{P}$   
 (a) 束注入角  $0^\circ$ ；(b) 束注入角  $0.1\text{ rad}$ ；(c) 不考虑空间电荷的影响，束注入角  $0.06\text{ rad}$ ；  
 (d) 考虑空间电荷的影响，束注入角  $0.06\text{ rad}$

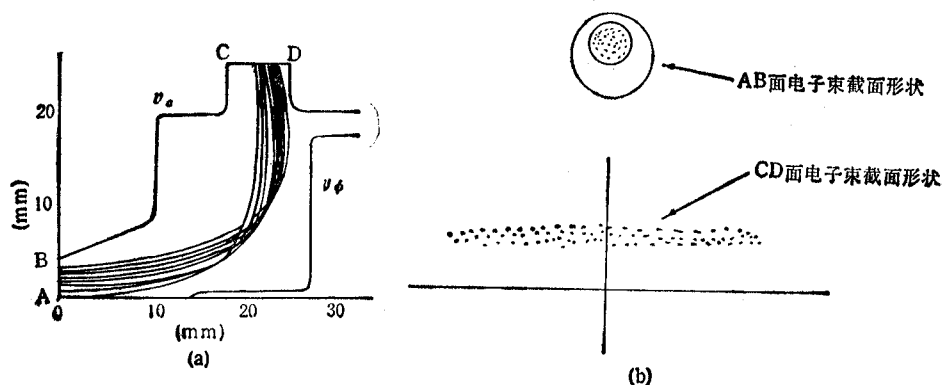


图 7

(a) 静电偏转系统内电子束剖面图 (b) 电子束进出偏转系统时的截面图

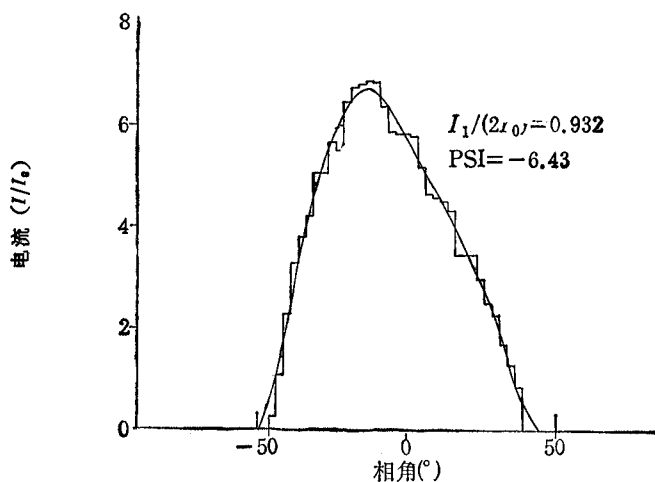


图 8 电流输出波形图

计算。结果表明总趋势与二维计算基本上是吻合的。

图 6 给出几组典型的计算结果。其中选取的主要参量是电子束导流系数为  $1\mu\text{P}$ , 电压为  $60\text{kV}$ , 反射极与阴极同电位。(注意图中的等位线不是等电位间隔的。)图 6(a) 是输入电子束没有经过预调制, 即注入角为零的情况, 除了靠近轴线上的电子被反射以外, 其余大多数电子都产生  $90^\circ$  左右的偏转, 并且还比较集中。图 6(b) 是同一结构下, 注入角为  $0.1\text{rad}$  ( $5.7^\circ$ ) 时的轨迹。图 6(c), 6(d) 是另一结构下, 注入角为  $0.06\text{rad}$  时, 比较了无空间电荷及有空间电荷时的轨迹。

图 7(a) 是用准三维程序计算的结果<sup>[6]</sup>。所取的导流系数为  $0.8\mu\text{P}$ , 电压为  $20\text{kV}$ , 频率为  $2450\text{MHz}$ 。图 7(b) 中给出电子束在扇形束成形空间入口处和出口处的截面形状, 出口处扇形束的张角约  $100^\circ$ 。

图 8 是一个电流输出波形图。把一个电子束按径向分为十个不同的“电子”(具有不同的总流强)以求其轨迹。考虑到它们的渡越时间不等, 同一子午线上的电子到达时间也不同, 所以叠加的电流波形是不对称的, 基波分量偏离中心  $6.4^\circ$  (中心是指以电子束正中

心的电子轨迹为参考点),群聚效率为 94.3%。考虑到从扇形束成形空间出射的电子并非完全平行,有一定的“横向速度”,横向能量不可能与高频场作用,去掉这一部份能量后,群聚效率仍有 93.2%。

## 五、结 论

扇调管是在偏调管的基础上发展起来的一种新管型。与偏调管相比它的导流系数

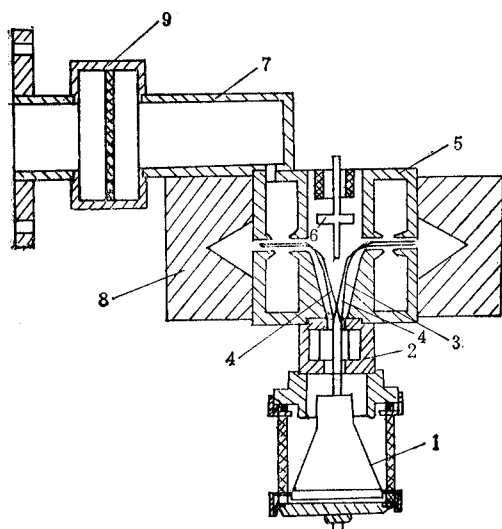


图9 扇调管结构示意图

- 1——电子枪 2——偏转腔 3——扇形束成形空间 4——  
电子束 5——输出腔 6——反射极 7——输出波导  
8——收集极 9——输出窗

大,可做到  $0.7-1\mu\text{P}$  的水平。因此它既保留了偏调管电子效率高的优点,又在很大程度上克服了偏调管线路效率低的缺点。整管计算表明,当工作电压为  $60\text{kV}$ ,导流系数为  $1\mu\text{P}$ ,工作频率为  $2450\text{MHz}$  时,线路效率理论上高于  $90\%$ ,器件总效率可优于  $80\%$ 。而同样的功率电平,由于偏调管的导流系数一般只能取  $0.3\mu\text{P}$  左右,把工作电压提高到  $100\text{kV}$ ,线路效率也只有  $75\%$ ,总效率低于  $70\%$ 。另外偏调管采用的是圆柱形电子束,纵向聚焦差,在经过输出腔隙缝时,会有相当一部分电子打到腔壁上,所以实际效率会更低。

图9给出的是扇调管的原理性结构示意图。与偏调管不同的是它具有一个带针形电极的扇形束成形空间。从示意图

图可看出,扇调管结构比速调管和偏调管更紧凑,因此在微波的低频段有其独到的优越性。例如在 P 波段应用时,对三极管而言,频率太高,难以实现;速调管则由于尺寸太大,使用不便;而扇调管可能成为最佳的候选者。

参加本项工作的还有李声沛、郑伟平、张仁善、王言山等同志。他们在电子光学和微波回路方面做了许多工作。此外电子所四室不少同志在微波测试方面提供了不少帮助,在此一并表示感谢。

## 参 考 文 献

- [1] J. W. Mcrae, Harmonic Generation System, US Patent, 2408437, Oct, 1946
- [2] I. Kaufman, G. Oltman, *IEEE Trans. on ED*, ED-12(1965), 31—39.
- [3] G. I. Budker, et al., *Particle Accelerators*, 10(1979), 41—59.
- [4] P. J. Tallerico, et al., *IEEE Trans. on ED*, ED-26(1979)10, 1559—1566.
- [5] P. J. Tallerico, *IEEE Trans. on NS*, NS-30(1983)4, Pt. 2, p. 3420.
- [6] Zheng Weiping, Li Shengpei, Proceedings of Second Asia-Pacific Microwave Conference, Beijing, 1988, pp. 370—371.



## SECMOTRON—A NEW KIND OF HIGH EFFICIENT MICROWAVE TUBE

Zhao Yongxiang   Zhu Yunshu   Li Daokun

*(Institute of Electronics, Academia Sinica, Beijing)*

**Abstract** Secmotron (Sector beam deflection modulation tube) is a new kind of high efficient microwave tube which is developed on the basis of gyrocon. The principle of gyrocon has been analyzed and it manifests that to increase circuit efficiency is necessary for improving properties of a gyrocon. One of the key points is to increase its perveance. An idea about sector beam is proposed to reduce the effect of space charge. Also the concept and construction of transforming a column beam into a thin sector beam are presented. The numerical calculation of some specific structures demonstrates that above idea is realizable.

**Key words**      Secmotron; Gyrocon; Deflection modulation; Sector beam; Perveance