

# X 波段永磁聚焦速调管\*

李安莱 刘铁山 唐仪凤 李森如

(中国科学院电子学研究所)

## 提 要

本文介绍了机载 3cm 永磁聚焦速调管的设计和计算。在选取参量和所采取措施上都着重于减轻管子的重量,获得平坦的增益和带宽的增宽。

对于机载 3cm 永磁聚焦速调管,除了要求有一定的功率、增益、效率和带宽外,还要求工作电压尽可能低和重量尽可能轻。永磁聚焦速调管用国产 Al-Ni-Co8 磁性材料作磁钢时,80% 的重量集中在磁迴路上。因此参量选取的原则是在保证满足功率、效率、增益和带宽的要求下,尽量缩短极靴气隙  $l$  和降低维持电子注所必须的主磁场  $B_0$  值。

## 一、设计和计算

### (一) 速调管的几个主要参量对布里渊磁场 $B_b$ 值和极靴气隙 $l$ 的影响

(1) 导流系数  $K$  的选取<sup>[1]</sup> 已知  $K = I_0 V_0^{-3/2}$ ;  $B_b \propto \sqrt{KV_0}/b$ ,  $b$  为电子注半径。当归一化电子注半径  $r_e b = \text{常数}$  时,  $b \propto 1/r_e \propto v_0 \propto \sqrt{V_0}$ 。所以

$$B_b \propto \sqrt{K} \tag{1}$$

$$\theta_q = \beta_q L = \beta_q (L_1 + L_2 + L_3 + L_4)$$

式中  $L_1, L_2, L_3, L_4$  相应为谐振腔间隙之间的距离,如  $L_1$  表示第一腔间隙中心至第二腔间隙中心的漂移长度,  $\theta_q$  为腔间渡越角。  $L = \theta_q / \beta_q = Q_q v_0 / F \omega_p$ 。因  $\omega_p \propto \sqrt{KV_0}/b$ 。故

$$L \propto b / F \sqrt{K} \tag{2}$$

$\omega_p$ ——等离子体角频率。从(1)、(2)两式可看出  $K \propto B_b^2$ ,  $K \propto 1/l^2$ 。因此缩短极靴间距离  $l$ , 取较大的导流系数  $K$  却提高了布里渊磁场  $B_b$ , 而且改变的倍数是相同的。因此  $K$  的选取要根据工作电压、带宽、功率、电子注密度、管子运用状态(连续波或是脉冲)、所用阴极等多种条件综合加以考虑。对于  $\hat{P} = 30\text{kW}$ , 注功率  $\hat{P}_0 = 100\text{kW}$  的速调管, 导流系数  $K$  对  $B_b$  和  $l$  的影响见表 1。其中  $l_1 = 0.0174/\beta_q \times 150^\circ$ ,  $\theta_q = \beta_q L = 150^\circ$ ,  $l = (l_1 + 11)\text{mm}$ 。

(2) 归一化电子注半径  $r_e b$  对  $B_b$  和  $l$  的影响 已知  $B_b \propto 1/b$ <sup>[1]</sup>。  $r_e a$  (归一化漂

\* 1981年12月21日收到。

表 1 Tab. 1

$K(\mu\text{p})$	$V(\text{kV})$	$I_0(\text{A})$	$B_b(\text{Gs})$	$l_1(\text{mm})$	$l(\text{mm})$
1	25.1	3.98	1054	54.6	65.6
1.2	23.4	4.3	1162	47.7	58.7
1.4	22	4.55	1248	42	53
1.6	20.8	4.8	1332	38.9	49.9
1.8	19.8	5.05	1421	35.9	46.9

表 2 Tab. 2

$r_{r,a}$	$r_{r,b}$	$b(\text{mm})$	$\sqrt{M_r^2}$	$l_1(\text{mm})$	$l(\text{mm})$	$B_b(\text{Gs})$
0.9	0.648	0.975	0.8689	37.19	48.19	1502
1.0	0.72	1.065	0.843	40.33	51.33	1350
1.08	0.77	1.15	0.8176	43.6	54.6	1250
1.10	0.79	1.173	0.8155	43.95	54.95	1225
1.20	0.864	1.28	0.7876	48.8	59.8	1123

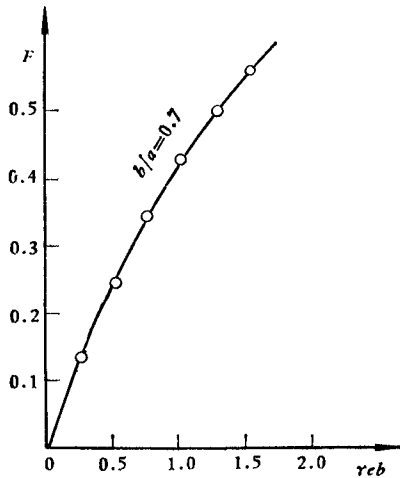


图 1  $b/a = 0.7$  时,  $F$  与  $r_e b$  的关系曲线  
Fig. 1  $F-r_e b$  curve for  $b/a = 0.7$

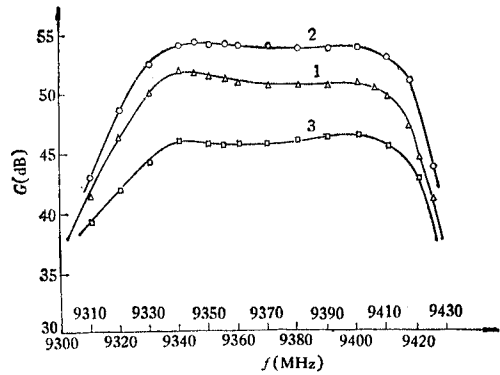


图 2 收集极靴和电子枪极靴间距离不同的情况下, 增益与频率的关系曲线 (1— $l = 53\text{mm}$ , 2— $l = 55\text{mm}$ , 3— $l = 51\text{mm}$ )

Fig. 2 The gain as a function of frequency for different distances between collector polepiece and gun polepiece

移管半径)从 0.9 提高到 1.1 时, 相应于  $r_e b$  从 0.648 提高到 0.79. 这时  $B_b$  从 1502 Gs 下降到 1225 Gs. 但极靴气隙  $l \propto b/F$  (见 (2) 式),  $F$  为去聚参量  $F = f(r_e b, b/a)$ . 对于空间电荷平衡流  $F$  和  $r_e b, b/a$  的关系见图 1. 在  $r_e b$  变化不大时,  $F$  的变化也不大;  $r_e b$  从 0.65  $\rightarrow$  0.85,  $F$  从 0.31  $\rightarrow$  0.38. 选取  $r_e b$  从 0.648  $\rightarrow$  0.79 时,  $l_1$  值从 37.19 增加到 43.9 ( $\theta_q$  相同情况下).  $r_e b$  与  $B_b, l$  以及耦合系数  $M_r$  的均方根值  $\sqrt{M_r^2}$  的关系见表 2.

(3) 减小  $\theta_q$  减小  $\theta_q$  是缩短极靴间距离  $l$  最有效的方法.  $l \propto \theta_q$ , 但是  $\theta_q$  的选择主要应考虑到增益和效率的要求. 对于末前腔漂移段角度的选择还要考虑到结构和工艺

表 3 Tab. 3

序号	$L_1$ (mm)	$\theta_{1,2}$ (度)	$L_2$ (mm)	$\theta_{2,3}$ (度)	$L_3$ (mm)	$\theta_{3,4}$ (度)	$L_4$ (mm)	$\theta_{4,5}$ (度)	$l = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + 11$	计算结果 (dB)	可信结果 (dB)
1	11	39	12	42	10	35	9	32	53	50	43
3	10	35	11	39	10	35	9	32	51	45	38
2	12	42	13	45	10	35	9	32	55	54	47

注: 根据经验, 此程序计算结果比实测结果偏高 7dB, 可信结果即实际情况。

等多种因素的影响. 表 3 是  $l = 55\text{mm}$ ,  $l = 53\text{mm}$ ,  $l = 51\text{mm}$  三种情况下, 根据小信号计算机程序<sup>[3]</sup>, 对增益、频宽的计算结果(图 2)。

综合以上几方面考虑对于  $f_0 = 9375\text{MHz}$ ,  $\hat{P}_{\text{out}} = 30\text{kW}$ ,  $(\Delta f)_{\text{dB}} = 50\text{MHz}$ ,  $G > 40\text{dB}$  的永磁聚焦速调管参量选取如下:

电压  $V_0 = 22\text{kV}$ , 电流  $I_0 = 4.6\text{A}$ , 导流系数  $K = 1.4\mu\text{p}$ , 电子电导  $G_0 = 2.09 \times 10^4\text{A/V}$ , 电子电阻  $R_0 = 4.8 \times 10^3\Omega$ , 电子注半径  $b = 1.15\text{mm}$ , 归一化半径  $r_e b = 0.77$ , 漂移管半径  $a = 1.6\text{mm}$ , 填充因子  $b/a = 0.72$ , 布里渊磁场值  $B_b = 1250\text{Gs}$ , 阴极屏蔽系数  $K_p = 0.75$ , 主磁场  $B_0 = 2200\text{Gs}$ , 极靴间距离  $l = 53\text{mm}$  分配  $L_1 = 11\text{mm}$ ,  $\theta_{1,2} = 39^\circ$ ,  $L_2 = 12\text{mm}$ ,  $\theta_{2,3} = 42^\circ$ ,  $L_3 = 10\text{mm}$ ,  $\theta_{3,4} = 35^\circ$ ,  $L_4 = 9\text{mm}$ ,  $\theta_{4,5} = 32^\circ$ 。

(二) 磁回路的设计 聚焦磁场值  $B_0$  的确定: 当  $B_b$  确定后,  $B_0$  取决于  $K_p$  的选取. 对于脉冲状态应用的速调管,  $K_p$  值偏小, 对降低  $B_0$  有利. 我们选取  $K_p = 0.75$ , 这时  $B_0 = 1.7B_b$ 。

磁路设计根据下列条件即  $B_0$  值的大小, 极靴间距离  $l$ , 中间磁场下跌情况  $\Delta B/B$ ,  $B_0$  沿轴向分布, 以及尽量减少漏磁和磁场的横向分量. 磁场的横向分量会引起电子旋转从而降低通导。

我们设计了两种结构的磁回路. 一种是用于峰值功率  $30\text{kW}$  速调管, 采用 Al-Ni-Co8 材料作为磁钢, 其  $BH_{\text{max}}$  (Energy-product) 为  $9 \times 10^6\text{Gs} \cdot \text{Oe}$ . 结构外形呈双  $\Pi$  型, 见图 3. 优点是价格较便宜, 管子高频作用区易散热和附加调谐机构等. 缺点是回路较重、漏磁大, 且需附加充磁退磁设备. 另一种是用于峰值功率  $50\text{kW}$  速调管. 采用 Sm-Co 材料作为磁钢. 国外也是近几年才用在微波管上<sup>[6]</sup>. 目前我们采用国内研制的 Sm-Co 磁钢, 其  $BH_{\text{max}}$  值为  $20 \times 10^6\text{Gs} \cdot \text{Oe}$ , 比 Al-Ni-Co8 高 2—3 倍, 它具有较高的矫顽力和磁流密度, 磁稳定性也好. 回路外形呈圆柱形, 见图 4. 这种结构漏磁少, 回路重量轻(相当于 AlNiCo8 回路的 1/3—1/4), 稳定性高. 缺点是价格略高, 需专门设计加工与管子配合的回路装卸设备。

回路的设计是在计算机上进行. 对于轴对称系统, 可用静态麦克斯韦方程组来描述永久磁铁所产生的恒定磁场, 通过求解矢量磁位的泊松方程来确定磁钢尺寸. 由计算出回路中磁场强度分布图来进一步确定极靴的尺寸和回路的厚度尺寸. 对于 Sm-Co 圆柱形结构, 两个环形磁钢位于圆柱形回路的两端, 环形磁钢又分别由八块扇形磁钢经过径向充磁后组成, 切口为输入、输出波导口. 在极靴气隙  $l = 63\text{mm}$  时,  $B_{0\text{max}}$  可达  $2800\text{Gs}$ . 对于双  $\Pi$  形回路在  $l = 53\text{mm}$  时, 产生的  $B_{0\text{max}}$  为  $2450\text{Gs}$ . 场沿回路轴的轴向分量的

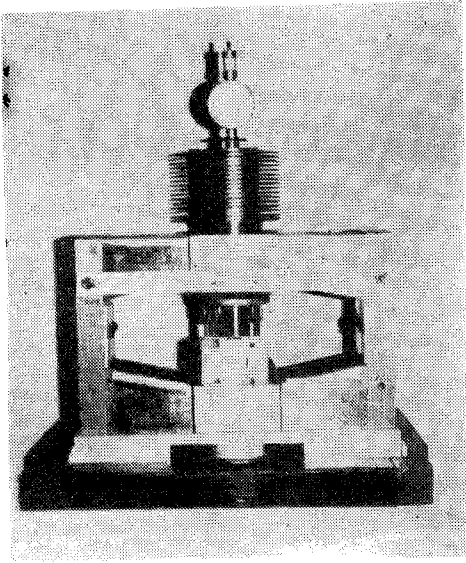


图 3 速调管的 AlNiCo8 聚焦迴路  
Fig. 3 Magnetic focusing circuit for klystron using AlNiCo8

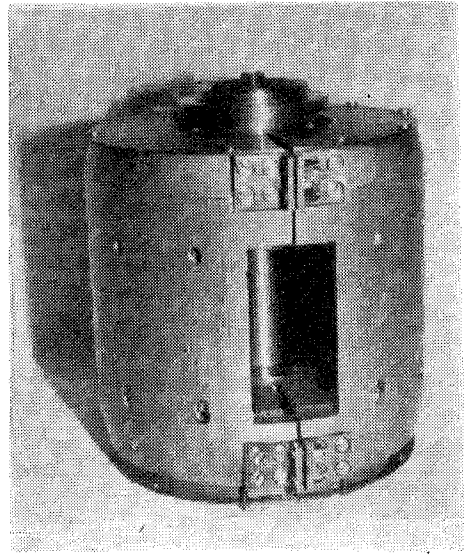


图 4 速调管的 Sm-Co 磁钢聚焦迴路  
Fig. 4 Magnetic focusing circuit for klystron using samarium-cobalt magnet

分布如图 5 所示。在图下方标出相对应的阴极、磁屏和高频部件的位置。磁迴路重 21kg, 管体重 4.5kg, 总重 25.5kg。

从峰值功率 30kW 的 6 只样管的测试结果表明,在注工作电压下,电子注直流通导均

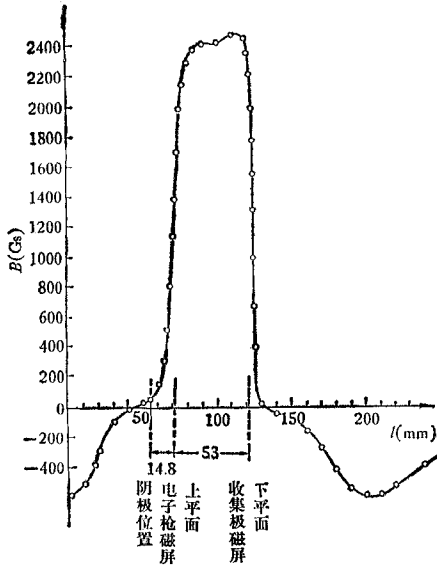


图 5 AlNiCo8 磁钢的磁场沿轴向的分布图  
(阴极区,换能区,收集极区)  
Fig. 5 Distribution of magnetic field along the axis of AlNiCo8 magnet (cathode region, energy exchange region, collector region)

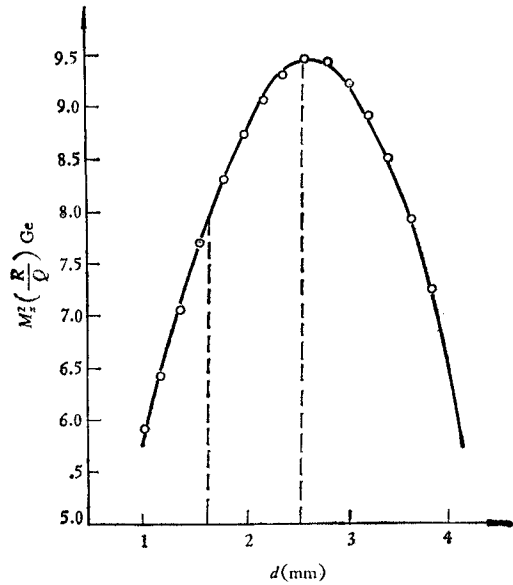


图 6  $M_z^2(R/Q)G_e$  与  $d$  的关系曲线  
Fig. 6  $M_z^2(R/Q)G_e$  versus  $d$

大于 99%，重复性能良好。在制管中通过严格控制加工和配合尺寸，保证两极靴相对位置一定。

由于在收集极区域存在较强的反向磁场，（对于双  $\Pi$  形迴路  $B_{(反)max} = 1/4 B_{0max}$ ，对于圆柱形迴路  $B_{(反)max} = 1/3 B_{0max}$ ）因此需进一步计算电子注通过输出腔换能后，在反向磁场作用下的轨迹，以确定收集极内表面形状。有时为使密度较高的电子注均匀发散，在收集极区需另外采取磁屏蔽措施，以压低收集极区的反向磁场值。

**（三）几个高频参量的选择和计算\*** 直流参量和极靴气隙  $l$  确定后，要精细的计算高频参量，以达到设计要求。

（1）谐振腔间隙渡越角的选择  $M_z^2(R/Q)G_e$  和  $d$ （间隙距离）的关系如图 6 所示。其中  $M_z$  为纵向电子耦合系数。  $R/Q$  为腔体特性阻抗。  $G_e$  为电子负载。从图中可知  $d =$

表 4 Tab. 4

组号	$f$ 分布 (MHz)				增益 $G(\text{dB})$	带宽 $(\Delta f)_{1\text{dB}}(\text{MHz})$
	一腔	二腔	三腔	四腔		
1	9375	9335	9410	9425	52	9410-9330=80
2	9375	9345	9395	9415	57.5	9397-9344=53
3	9375	9325	9425	9440	$\approx 47$ 高端降 5	
4	9375	9310	9435	9460	$G_{\text{max}} = 44$ 高端降 7	
5	9375	9335	9395	9425	53.5	9394-9332=62
6	9375	9335	9410	9425	45	

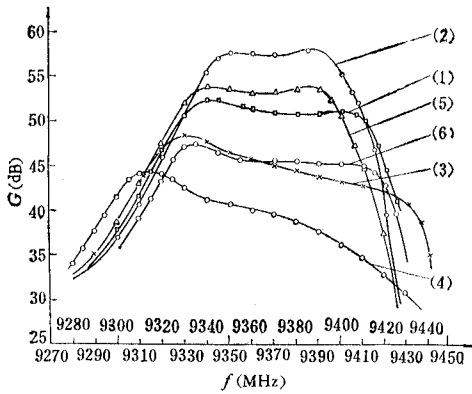


图 7 对于谐振腔的不同谐振频率分布,按小信号理论计算得的增益与频率的关系曲线

Fig. 7 Gain as a function of frequency according to small-signal theory for different arrangement of the cavity resonance frequency

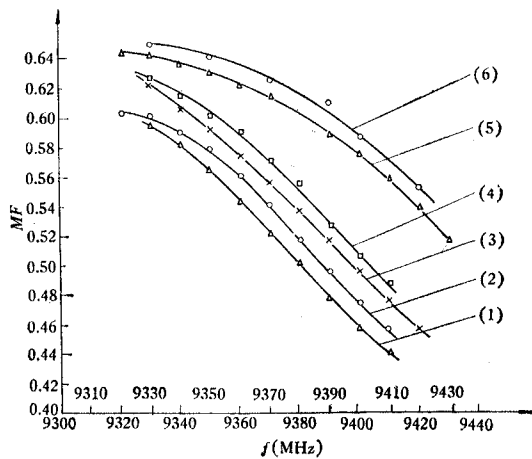


图 8 对于谐振腔不同的谐振频率分布,根据大信号理论计算  $MF$  与频率的关系曲线

Fig. 8  $MF$  as a function of frequency according to large signal theory for different arrangement of the cavity resonance frequency

\* 计算参量选取  $V_0 = 22\text{kV}$ ,  $I_0 = 4.55\text{A}$ ,  $A = 1.6\text{mm}$ ,  $B = 1.15\text{mm}$ ,  $Q = 2.5\text{mm}$ ,  $E = 7.25\text{mm}$ ,  $GAP = 1.50\text{mm}$ .

表 5 Tab. 5

组号	$f$ 分布 (MHz)				$MF$	$f_0$ 下的 $MF$
	一腔	二腔	三腔	四腔		
1	9375	9335	9410	9415	0.46—0.56	0.51
2	9380	9335	9415	9425	0.47—0.58	0.53
3	9380	9335	9415	9435	0.495—0.59	0.545
4	9385	9340	9415	9440	0.505—0.605	0.56
5	9380	9335	9430	9475	0.57—0.63	0.605
6	9385	9340	9460	9480	0.59—0.645	0.625

2.5mm,  $M\frac{1}{2}(R/Q)G_e$  有最大值. 基于带宽要求不高 ( $\Delta f < 1\%$ ) 而尽量提高增益和效率, 降低使用电压, 选择  $d = 1.5^{+0.02}\text{mm}$ , 这时, 间隙渡越角  $\theta_d = 1.08$ .

(2) 小信号增益——带宽的计算结果 选择 5 种腔体频率分配方案, 计算结果见表 4<sup>[3]</sup>. 曲线示于图 7. 对各腔间等距离分配方案即  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = 10.5\text{mm}$ , 计算结果见图 7 曲线 (6), 平均  $G = 45\text{dB}$ , 比曲线 (1) 增益下降 6dB. 因此决定采用曲线 (1) 方案.

(3) 大信号效率带宽的计算结果<sup>[3]</sup> 对 6 种频率分配, 计算了优质因子  $MF$  的值, 结果见表 5 和图 8 中的曲线.

根据文献[4], 第三腔、第四腔的频率应大大向高频端偏斜. 大信号计算结果也表明第 (6) 组的结果  $MF$  值偏高, 但在高频端下跌的趋势得到改进. 然而基于小信号计算结果第 (4) 组已经比第 (1) 组增益下降 8dB (见图 7 的曲线 (4) 和 (1)), 且增益平坦性较差. 第三腔  $f$  决定了高频端带宽的上限. 两种计算结果综合考虑选择频率的分布如下:  $f_1 = 9385\text{MHz}$ ,  $f_2 = 9335\text{MHz}$ ,  $f_3 = 9415\text{MHz}$ ,  $f_4 = 9450\text{MHz}$ ,  $f_5 = 9375\text{MHz}$ .

## 二、测试结果和改进

图 9 示出 30kW 峰值功率速调管外形图. 经过 6 只样管的测试, 结果表明, 直流通导均大于 99%, 高频通导大部分在 95% 左右. 在  $V_0 = 22\text{kV}$  时,  $\dot{P}_{\text{out}} > 30\text{kW}$ ,  $G$  在 45dB 左右, 在  $\pm 0.5\text{dB}$  的功率波动内, 带宽达到 70MHz 以上 ( $B$ 、 $E$ 、 $F$  三只管), 效率最大  $\eta_{\text{max}} = 38\%$ , 平均  $\eta = 33\%$ .

(一) 热测结果 以  $B$ 、 $E$ 、 $F$  三只管为例, 如表 6 所示. 功率测量用经过校准的

表 6 Tab. 6

管号	电压 $V_0$ (kV)	电流 $I_0$ (A)	导流系数 ( $\mu\text{p}$ )	输出功率 $\dot{P}_{\text{out}}$ (kW)	带宽 ( $\Delta f$ ) $\pm 0.5\text{dB}$ (MHz)	输入 $P_{\text{in}}$ (W)	增益 $G$ (dB)	效率 $\eta$ (%)
$B$	21	3.9	1.3	32.5	55	2.3	41.5	38.6
$E$	21	4.7	1.55	32	81	0.6	47.5	32.2
$F$	21	4.76	1.56	32.4	78	1	44.9	32.1

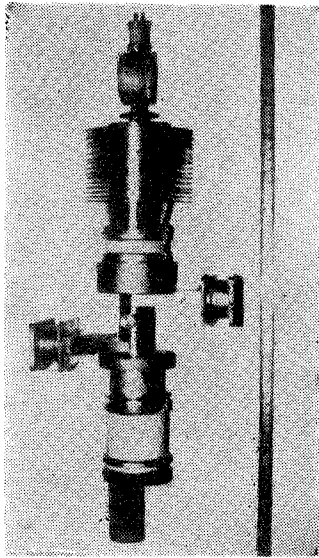


图9 30kW 速调管外形图

Fig. 9 Photograph of the 30kW klystron

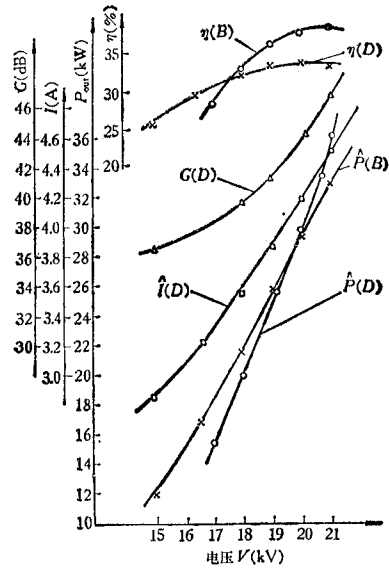


图10  $\hat{i}_0, P_{out}, \eta, G$  与电压的关系曲线

Fig. 10  $\hat{i}_0, \hat{P}_{out}, \eta, G$  versus voltage

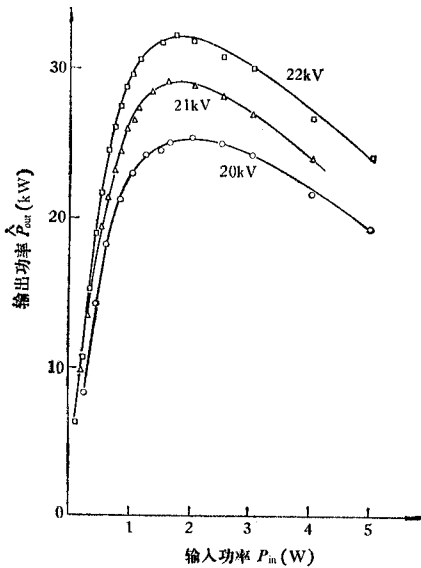


图11 不同电压下,输出功率与输入功率的关系特性

Fig. 11 The output power versus input power with voltage as a parameter

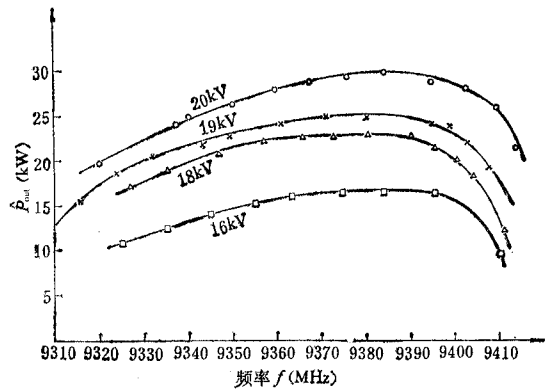


图12  $\hat{P}_{out}-f$  特性 (D管)

Fig. 12 The output power versus frequency for klystron D

3cm 大功率计,在带宽内逐点单频测量。电压测量用 DYM-1 型脉冲电子管电压表。阴极调制器的重复频率用 PS-43 型数字频率计校准,重复频率  $f = 1000\text{Hz}$ , 脉冲电压波形经示波器校准,  $\tau = 5\mu\text{s}$ , 工作比为  $5 \times 10^{-3}$ 。下面给出几只管子的直流、高频测试结果(图10—图14)。

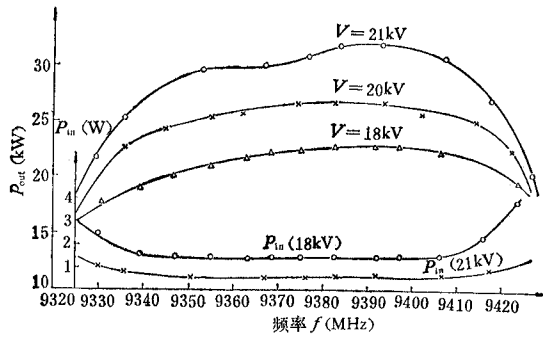


图 13  $P_{in}$ ,  $\hat{P}_{out}$  与频率的关系曲线 (E 管)

Fig. 13  $P_{in}$ ,  $\hat{P}_{out}$  versus frequency for klystron E

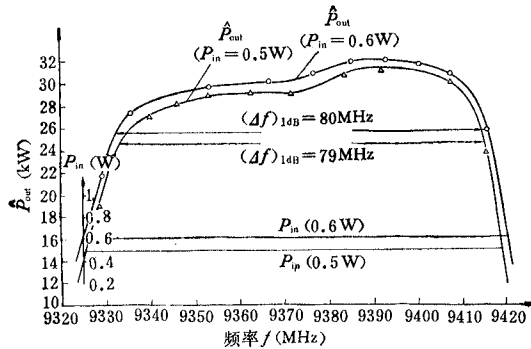


图 14 等激励状态频率响应 (E 管)

Fig. 14 Frequency responses of the klystron E with constant input power

(二) 降低输入腔  $Q_e$ , 改进带宽内增益平坦性  $A$ 、 $B$  管的测试结果表明, 在 50MHz 带宽内, 增益波动 4dB. 以  $B$  管为例, 在 50 MHz 带宽内, 最佳激励功率  $P_{in}$  为 2.3—4.7 W. 其增益  $G_{min} = 37\text{dB}$ ,  $G_{max} = 41.5\text{dB}$ , 见图 15.  $B$  管第一腔  $Q_e = 210$ . 在  $D$ 、 $E$ 、 $F$  管中我们除了调整了各腔的  $f$  分布外, 又分别把第一腔  $Q_e$  降至 180、140 和 125, 带宽内增益的平坦性得到明显的改善.  $E$  管  $(\Delta f)_{\pm 0.5\text{dB}} = 80\text{MHz}$  内,  $G_{max} = 47.6\text{dB}$ ,  $G_{min} = 46.4\text{dB}$ ,  $\Delta G < 1\text{dB}$ . 表 7 和图 15 表明了增益波动的改进情况.

以上工作尚存在很多不足之处, 如 30kW 速调管所用双  $\Pi$  形磁回路可进一步减轻重量. 在通带内低频边缘处的个别频率点上, 高频通导略差 (在 90% 左右). 这些问题尚需进一步研究改进.

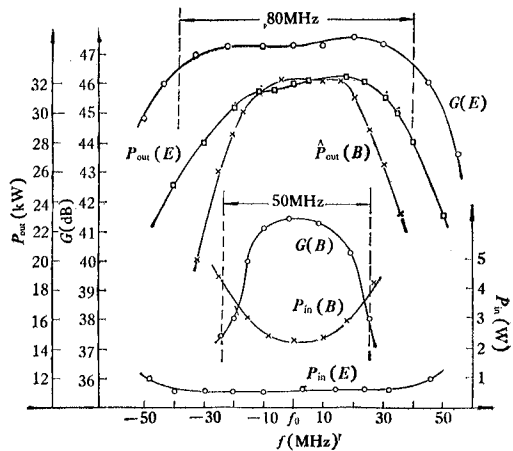


图 15  $B$  管、 $E$  管测试结果比较

Fig. 15 Comparison of the measurement results of klystron B and klystron E



表 7 Tab. 7

管号	$Q_{e1}$	$V_0(\text{kV})$	$P_{in_{max}}(\text{W})$	$P_{in_{min}}(\text{W})$	$\bar{G}(\text{dB})$	$G_{max}(\text{dB})$	$G_{min}(\text{dB})$	$\Delta G(\text{dB})$
B	210	21	4.7	2.3	41	41.5	37.6	4
D	180	21	1	0.5	45	46.6	44.96	1.6
E	140	21	0.8	0.5	47	47.6	46.4	<1
F	125	21	1	1	44.4	44.9	43.9	1

本项工作在借助计算机进行辅助设计过程中,得到陆孝厚同志的帮助,在此表示感谢。

## 参 考 文 献

- [1] 电子管设计手册编辑委员会编,大功率速调管设计手册,国防工业出版社,1979年。
- [2] 谢家驷、赵永翔,速调管群聚理论,科学出版社,1966年。
- [3] 陆孝厚,速调管小信号和大信号计算程序,[1]中附录 I, II。
- [4] Shigemoto Murata, Michikiyo Takahashi, Kaizo Yamamoto and Yoji Morishita, Proceedings of the IREE Australia, June, 1978, vi-x.
- [5] J. W. Hishida, Varian associates, NASA-CR-134761.
- [6] L. R. Falce, E. L. Lien and A. W. Scott, Proc. 3rd. International workshop on Rare Earth Cobalt Permanent-Magnet and Their Application, University of California, U.S.A. 1978.

## PERMANENT MAGNET FOCUSED X-BAND KLYSTRON

Li Anlai, Liu Tieshan, Tang Yifeng, Li Senru

(Institute of Electronics, Academia Sinica)

This article describes the design and calculation of an airborne 3 cm PM focused klystron. The selection of parameters are all aimed at reducing the weight of the klystron, obtaining smooth gain and increasing the bandwidth.