

S波段 2.5 MW 宽频带 大功率速调管的研制*

丁耀根 钮得录 陆孝厚 李道坤

刘丛懋 朱允淑 刘铁山

(中国科学院电子学研究所)

提 要

本文讨论了大功率、高增益、宽频带大功率速调管的设计和制造。还采用小信号增益和大信号效率计算程序，对宽频带速调管的群聚段进行了设计。当小信号增益大于 50 dB 时，7 腔速调管的群聚频宽宽于 10%，8 腔速调管的群聚频宽可达 10—15%

给出了两类宽频带输出电路，即滤波器型输出电路和重叠模双间隙腔输出电路的设计方法和测试结果。结果表明：前一种输出电路的频宽可达 7.5—10%，后一种输出电路的频宽可达 10—15%。

研制了两种类型速调管。采用滤波器型输出段的速调管的性能达到：1 dB 等激励频宽为 7.5%，效率为 38%，饱和增益大于 43 dB，输出功率大于 2.5 MW。采用双间隙腔输出段的速调管的 1 dB 等激励频宽达 10%，工作稳定。

一、引 言

脉冲功率为几兆瓦，平均功率为几十千瓦，瞬时工作频宽为 5—15%，效率为 40% 左右，增益为 40 dB 左右的大功率，宽频带微波放大器是宽频带雷达发射机的关键器件。能够满足上述要求的器件有大功率速调管、行波管和行波速调管。速调管的频宽随输出功率的增大而增宽，当输出功率达兆瓦级时，速调管作为高增益、高效率、宽频带放大器的优越性就逐步显示出来了。七十年代对大功率、宽频带速调管的研究表明：大功率速调管，特别是具有分布相互作用输出段的速调管是最有吸引力的雷达发射机的功率源^[1-3]

本文着重讨论了高效率、高增益、宽频带速调管的设计问题。给出了利用小信号增益和大信号效率计算机程序对速调管性能进行计算的主要结果。讨论了宽频带群聚段和宽频带输出电路的设计方法。研制成效率为 38%、增益大于 43 dB 的 S 波段 2.5 MW 宽频带速调管。它的 1 dB 等激励频宽，采用滤波器型输出段时为 7.5%，采用重叠模双间隙腔输出段时为 10%。

* 1984年1月18日收到，1985年1月7日修改定稿。

二、宽频带速调管的设计和计算

目前,尚没有一种综合方法来确定高效率、高增益、宽频带速调管群聚段的各种参量(谐振腔和漂移管的参量)。一般是根据空间电荷波理论和电子圆盘模型来计算速调管的小信号增益频率和大信号效率频率特性,通过分析,求得各种设计参数。在设计高效率、高增益、宽频带速调管时,需注意下列原则:

(1) 对于高效率速调管,必须有 2—3 个谐振腔的谐振频率调谐到频带高端。最末一段漂移管的渡越角应为 $30^\circ-45^\circ$, 末前一段漂移管的渡越角应为 $45^\circ-60^\circ$ 。

(2) 为了在频带内获得平坦的增益特性和良好的相位特性,应当尽可能使谐振腔的谐振频率位于工作频带之外(输入腔和输出腔除外)。对位于频带内的谐振腔应另外加载。

(3) 位于低频端的谐振腔是在频带内产生零点的主要根源。该谐振腔及其前后漂移段组成一个增益段,它的零点应落在高频端边缘或高频端之外。在速调管总长允许的条件下,这两段漂移管的渡越角应尽量接近 90° 。在特宽频带或低功率速调管中,也可通过增加谐振腔的数目来弥补频带内由零点造成的增益下凹。

(4) 对于高效率、高增益速调管,应选择谐振腔参数使 $M^2\left(\frac{R}{Q}\right)$ 达最大,此时 $\beta_e d \approx \frac{\pi}{2}$ 。对于宽频带速调管,应从增益频宽乘积最大这一要求出发,使 $F = M^2\left(\frac{R}{Q}\right)G_c$ 达最大,此时 $\beta_e d > \frac{\pi}{2}$ 。

根据上述设计考虑,设计了 6 腔和 7 腔两种宽频带群聚段。图 1 给出了它们的增益频率特性。当最大增益为 50 dB 时,6 腔群聚段的频宽为 12.5%,7 腔群聚段的频宽为 15%。

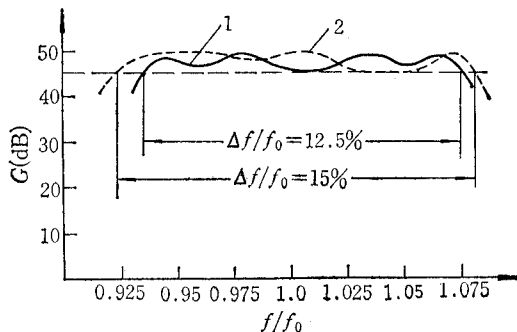


图 1 宽频带速调管的小信号增益频率特性

1—6 腔群聚段, 2—7 腔群聚段

计算和热测的结果表明:电子注参数对速调管的频率特性有较大影响。电子注导流系数的减小将使频带高端增益下降。电子注半径的减小将使频带低端增益下降。电子注的波动将使频带内的增益波动增大。因此,为了获得尽可能大的增益频宽乘积和效率频宽乘积,要求电子注的平均半径大、波动小、刚性好。

速调管的饱和特性由大信号计算机程序给出。我们采用一维单周期时间积分程序来计算输出腔中电子注与高频场的能量交换过程^[4], 比较简单地解决了距离积分向时间积分的过渡以及空间电荷力的计算问题。图 2 为用该计算机程序计算的 S 波段 2.5 MW 7 腔速调管的效率频率特性。我们还研究了输出腔间隙渡越角和间隙阻抗对效率的影响。当渡越角减小时, 效率增高, 并逐步接近群聚段的优质因子。

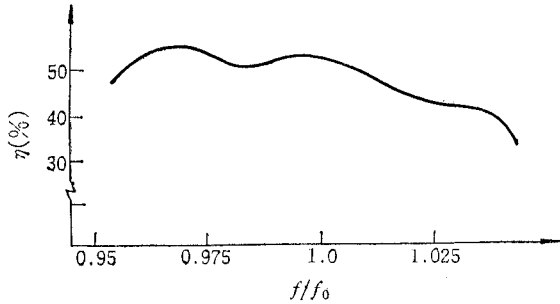


图 2 S 波段宽频带速调管的效率频率特性

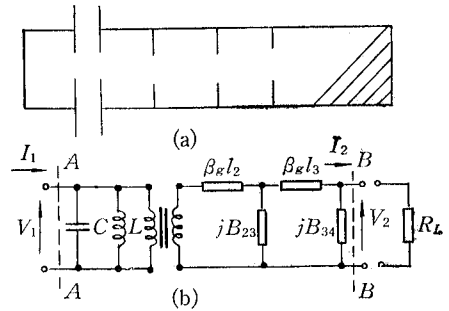


图 3 滤波器型输出段及其等效电路

三、宽频带输出段的设计^[5,6]

我们研制了两种类型的宽频带输出段。一种是滤波器型输出电路, 另一种是重叠模双间隙输出段。下面介绍这两种电路的设计方法和测试结果。

1. 滤波器型输出电路 速调管滤波器输出电路的设计可转换为等效微波带通滤波器的设计, 然后用输出腔替换滤波器的第一节。我们对原来的设计方法进行了改进, 以获得较大的阻抗频宽乘积和较小的阻抗波动。设计的关键是选择最佳作用阻抗 R_{opt}^* 。设 R^* 是所需频带内的最小阻抗, 则 R_{opt}^* 与 R^* 的关系可由下式给出

$$\left. \begin{aligned} R_{opt}^* &= 2.66 R^*, && \text{对于 } 1 \text{ dB 波动;} \\ R_{opt}^* &= 1.98 R^*, && \text{对于 } 0.5 \text{ dB 波动。} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

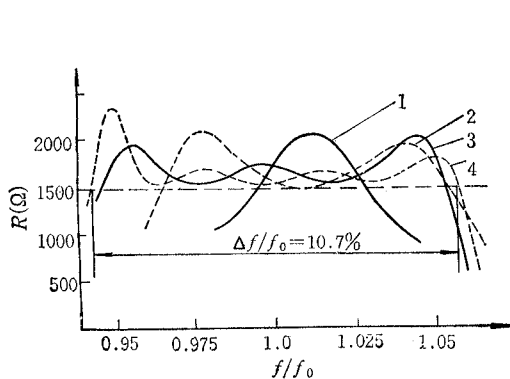


图 4 滤波器型输出电路的阻抗频率特性

1—单腔 2—二节滤波器 3—三节滤波器 4—四节滤波器

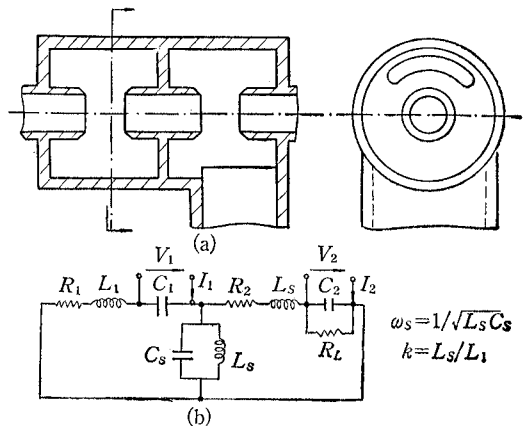


图 5 重叠模双间隙腔输出段及其等效电路

图 3 是滤波器型输出段的结构示意图和等效电路。谐振腔与波导之间的耦合可用等效变压器表示。从等效电路出发,可直接计算输出间隙的阻抗频率特性,从而可以研究输出电路参数对阻抗频率特性的影响。图 4 给出单输出腔与滤波器型输出电路阻抗频率特性的比较。单腔的频宽为 3.8%、二、三、四节滤波器的频宽分别为 7.5%、10% 和 10.7%。滤波器型输出电路的频宽是单腔的 2.5 倍。实验表明:设计的和冷测的阻抗频率特性有比较好的一致性。

对于二节滤波器,可直接从等效电路出发,求得对应于最大频宽的电路参数,大大简化了设计^[6]。

2. 重叠模双间隙输出段 利用重叠模双间隙腔输出电路展宽速调管的工作频带是利恩 (Lien)^[7] 在 1967 年提出的。这种电路已成功地应用于 L 和 S 波段宽频带速调管。在兆瓦级的功率电平下,得到了 7—10% 的频宽。下面讨论这种电路的设计方法和测试结果。

图 5 是它的结构示意图和等效电路。两个间隙的电压与电流的关系可用阻抗矩阵 $\{Z_{ij}\}$ 表示,即

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

阻抗矩阵 $\{Z_{ij}\}$ 可由图 5 (b) 所示的电路参数确定。其中耦合缝的参数可由它的谐振角频率 ω_s 和耦合系数 k 来表示。 ω_s 和 k 可通过测量无外加载、无损耗的对称双间隙耦合腔的谐振角频率 $\omega_{2\pi}$, $\omega_{\pi 1}$ 和 $\omega_{\pi 2}$ 求得,即

$$\omega_s = \frac{\omega_{\pi 1} \omega_{\pi 2}}{\omega_{2\pi}}, \quad (3)$$

$$k = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{\pi 1}^2 + \omega_{\pi 2}^2 - \omega_{2\pi}^2}{\omega_s^2} - 1 \right). \quad (4)$$

图 6 是一个典型的重叠模双间隙腔输出段的阻抗参量的频率特性。它可采用微扰法由冷测测得^[8,9]。计算和冷测结果表明:(1)耦合缝的参量对确定电路的频率特性起主导作用。通常选择 ω_s 和 k 使 $\omega_{2\pi}$ 和 $\omega_{\pi 1}$ (或 $\omega_{\pi 2}$) 位于工作频带边缘。(2)阻抗频率特性的平坦度由输出波导引入的负载,即电路的加载确定。

对于双间隙腔输出电路,可用等效间隙阻抗来估价它的频率特性。设激励第一间隙的基波电流分量为 I_p , 则两个间隙的高频电压和电流分别为

$$I_1 = M I_p, \quad (5)$$

$$V_1 = I_1 Z_{11} \left(1 + \frac{X_N}{1 - X_N} \right); \quad (6)$$

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{Z_{11}}{Z_{12}} \cdot \frac{X_N}{1 - X_N}, \quad (7)$$

$$V_2 = I_1 \cdot Z_{12} \cdot \left(1 + \frac{X_N}{1 - X_N} \cdot \frac{Z_{11} \cdot Z_{22}}{Z_{12}^2} \right); \quad (8)$$

式中

$$X_N = j M^2 Y_0 Z_{12} \cdot \sin \beta_d P \cdot e^{-i\beta_e P}. \quad (9)$$

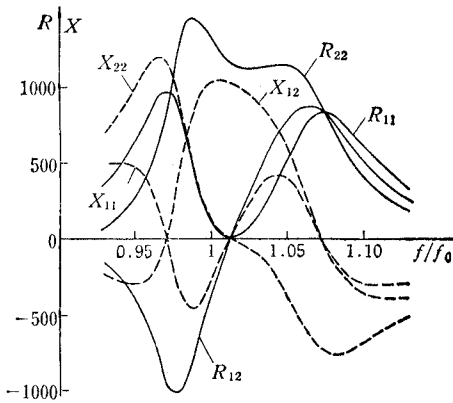


图6 重叠模双间隙腔的阻抗参数的频率特性

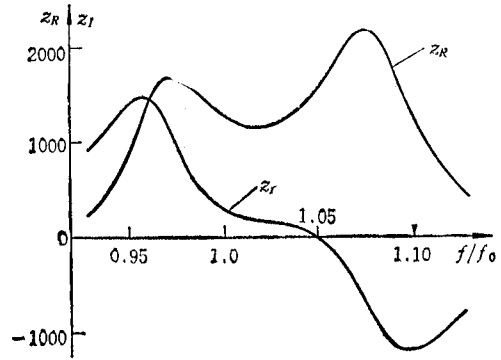


图7 双间隙腔的等效阻抗

由 (5)–(9) 式可求得输出功率

$$\bar{P} = \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_i \cdot I_i^*) \quad (10)$$

和等效阻抗

$$Z = \frac{2 \bar{P}}{M^2 I_p^2} \quad (11)$$

图7为典型的双间隙腔的等效阻抗,它与二节滤波器输出电路的阻抗频率特性很相似。

双间隙腔输出电路的稳定性条件可由尼奎斯特(Nyquist)原理得到。输出电路的开端增益

$$G_s = -jM^2 Y_0 \sin \beta_d P \cdot Z_{12} \cdot e^{-j\beta_e P} \quad (12)$$

将复数增益 G_s 与频率 f 的关系画在复平面上,即得尼奎斯特图。当增益频率曲线不包括 $1 + j0$ 点时,电路是稳定的。分析表明,当两个间隙的间距 P 增长时,电路的不稳性增大。

双间隙腔输出段中电子与高频场之间的相互作用可采用时间积分程序来计算,计算工作正在进行中。

四、整管设计、测试结果和讨论

我们研制了两种类型的速调管。一种是具有滤波器型输出电路的7腔速调管。它的高频相互作用段是由6个群聚腔和一个二节滤波器输出段组成。为了获得尽可能高的增益频宽乘积和效率频宽乘积,谐振腔的间隙渡越角 β_d 必须选择得合适。我们选取群聚腔的间隙渡越角 $\beta_d = 1.55$, 输出腔的间隙渡越角 $\beta_d = 1.16$ 。间隙渡越角选定后,下一步应选取腔的形状和漂移管头的厚度,使谐振腔的 R/Q 尽可能大。选取漂移管头的形状和厚度时,应考虑其散热效果。漂移管头的顶部与底部的温差可由电子注截获功率、热传导方程以及相应的边界条件确定。在热耗散容许的情况下,漂移管头应选得较薄,以提高谐振腔的 R/Q 。腔间隙渡越角和漂移管头的尺寸确定后,就可借助于计算机辅助设计得出腔形的最佳设计。

谐振腔的频率分布和加载以及漂移管长度的选取已在第二节中作了较详细的论述, 它们是根据小信号增益频率特性和大信号效率频率特性的计算确定的, 结果如下: 漂移管渡越角为 $\theta_{12} = \theta_{23} = 73^\circ$, $\theta_{34} = \theta_{45} = 53^\circ$, $\theta_{56} = 45^\circ$, $\theta_{67} = 32^\circ$; 谐振腔的参差调谐分布为 $f_1/f_0 = 0.975$, $f_2/f_0 = 0.96$, $f_3/f_0 = 1.00$, $f_4/f_0 = 1.034$, $f_5/f_0 = 1.043$, $f_6/f_0 = 1.063$; 第一腔用同轴输入, 其外 Q 为 80; 第三腔用同轴水负载加载, 其外加载 Q 为 80.

电子注为实心注, 采用部分限制流聚焦. 设计的工作电压为 105 kV, 工作电流为 78 A, 导流系数为 $2.3 \mu\text{P}$. 漂移管直径为 21 mm, 电子注平均直径为 15 mm, 电子注波动小于 10%, 电子注采用电磁线包聚焦, 工作磁场为 1250 Gs 相当于布里渊磁场的 2.3 倍.

输出窗为盒型波导窗. 窗片材料是 95% Al_2O_3 瓷. 窗片厚度为 4.5 mm. 圆波导的直径为 122 mm, 长度为 45 mm. 在 20% 的频带内它的驻波比小于 1.10. 为了防止二次电子倍增效应损坏窗, 在窗片上蒸涂钛.

收集极采用蒸发冷却. 收集极内表面的平均热耗散功率为 180 W/cm^2 . 在设计收集极内表面形状时, 除考虑它的单位面积的平均耗散功率外, 还需考虑电子注发散造成的加热不均匀性. 收集极的外表面采用齿条形散热结构.

整管的热测结果表明, 当工作电压为 98.7 kV, 工作电流为 66.7 A, 1 dB 等激励频宽为 7.5%, 峰值功率为 2.6 MW, 效率为 38%, 增益大于 43 dB. 图 8 是该管的输出功率频率特性曲线. 如采用三节滤波器作输出段, 则可通过提高频带内的阻抗来提高管子的效率, 但也可保持频带内的阻抗不变, 来增宽输出段的频宽.

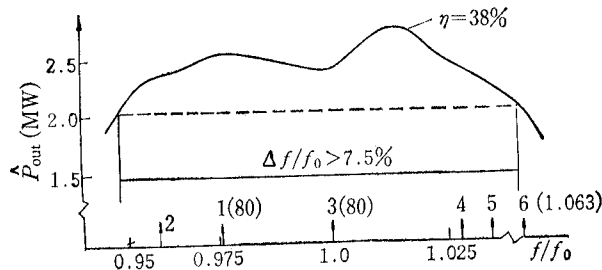


图 8 具有滤波器型输出电路的速调管的功率频率特性

另一种类型是具有重叠模双间隙腔输出段的速调管. 群聚段仍用 6 个谐振腔. 通过调节各谐振腔的谐振频率和加载, 可获得 10% 的群聚频宽. 其参差调谐分布为 $f_1/f_0 = 0.973$, $f_2/f_0 = 0.955$, $f_3/f_0 = 1.011$, $f_4/f_0 = 1.044$, $f_5/f_0 = 1.054$, $f_6/f_0 = 1.073$. 第一腔的外 Q 为 60, 第三腔的外加载 Q 为 60. 输出段两个谐振腔之间的耦合采用短缝耦合, 可获得 12% 的频宽. 当工作电压为 94.7 kV, 工作电流为 67.4 A 时, 1 dB 等激励频宽为 10%, 峰值功率为 2.4 MW, 效率为 36%, 增益大于 43 dB. 图 9 是该管的输出功率频率特性曲线. 进一步的分析和计算表明, 在保持效率和增益基本不变的情况下, 1 dB 等激励频宽可扩展至 12%.

由上可见, S 波段 2.5 MW 宽频带速调管的研制工作已取得较好的成果, 但仍在进行进一步的研究工作. 主要内容包括下述两个方面. 一方面是提高电子注的质量, 使管子工作更加稳定可靠. 另一方面是进一步展宽频宽和提高效率. 如采用滤波器加载双间隙腔输出路, 预计输出频宽可达 15%. 对于群聚段, 若用 7 个谐振腔就可能获得 15% 的

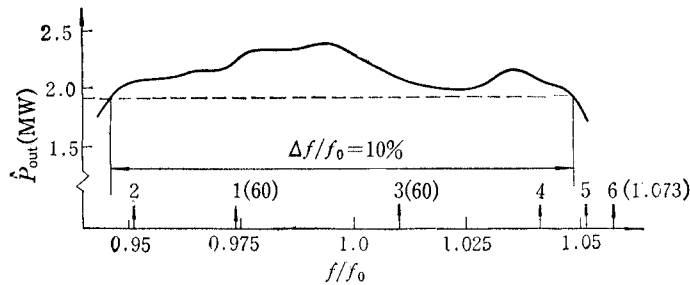


图9 双间隙耦合腔速调管的功率频率特性

增益频宽特性,但能否获得15%的效率频宽特性,则尚需实验证明。

参 考 文 献

- [1] G. Faillon, *Revue Technique Thomson-CSF*, 8(1976), 289.
- [2] M. J. Smith, D. Perring and G. Phillips, A One Megawatt S-Band Gridded Klystron for a Wide Band Pulse Compression Radar, 1977, Radar-77, International Conference, 1977 (London, England) pp. 354—357.
- [3] J. Mann, Wide-Bandwidth High-Efficiency High-Gain Klystron Amplifier, 1982 Microwave Power Tube Conference (U. S. A).
- [4] 丁耀根,电子科学学刊, 5(1983), 238.
- [5] 丁耀根、朱允淑,电子学通讯, 4(1982),354.
- [6] 丁耀根、陆孝厚,电子学通讯, 4(1982), 168.
- [7] E. Lien., Technical Report ECOM-02157-F Nov. 1967.
- [8] Zhao Yongxing, *IEEE Trans. on ED*, ED-29 (1982), 316.
- [9] 陆孝厚,电子科学学刊, 5(1983),290.

A S-BAND 2.5 MW HIGH-POWER BROADBAND KLYSTRON

Ding Yaogen, Niu Delu, Lu Xiaohou, Li Daokun,
Liu Congmao, Zhu Yunshu, Liu Tieshan
(Institute of Electronics, Academia Sinica)

In this paper, the design considerations of the high-efficiency high-gain broadband klystron are described. Its buncher has been studied by using small signal gain and large signal efficiency programs. The buncher bandwidth of 10% with small signal gain greater than 50 dB can be obtained for 7-cavity klystron. The bandwidth of 10—15% can be obtained for a 8-cavity klystron. The design methods and measured results of two types of output circuits are introduced. The bandwidth of the filter type output circuit is about 7.5—10%, and that of the overlapping mode two gap cavity output circuit is about 10—12%. Two types of S-band broadband klystron have been constructed and tested. The experimental results are given as follows. The klystron with a filter type output circuit has 1 dB equi-drive bandwidth of 7.5% with efficiency of 38% and gain of 43 dB. The klystron with an overlapping mode two gap cavity output circuit has 1 dB equi-drive bandwidth of 10%. Their output power is greater than 2.5 MW.