

改进宽频带大功率速调管等激励功率-频率特性的方法

赵京君 丁耀根 刘铁山

(中国科学院电子学研究所, 北京 100080)

摘要 本文提出了两种改进宽频带大功率速调管等激励功率-频率特性的方法。其一是在行波管推动级和速调管间加入具有一定衰减特性的带通滤波器,使之与速调管增益-频率特性互补,以获得所要求的等激励增益-频率特性;另一是在输入腔外接一电抗元件,用来改变输入腔的谐振频率 f_0 和 Q_L ,以达到改善速调管增益-频率特性的目的。

关键词 宽频带大功率速调管;等激励频宽;梳线带通滤波器;电抗元件

一、引言

随着现代雷达的飞速发展,大功率宽频带速调管作为宽频带雷达发射机的关键电子器件愈来愈受到人们的重视。为了提高雷达的抗干扰能力,雷达应工作在捷变频状态。这种工作方式要求速调管在工作频带内具有平坦的等激励功率-频率特性。为了获得整机要求的性能,可采用小信号增益-频率特性和大信号效率-频率特性的计算机程序来选择速调管的电子注、群聚段和输出段的参数。由于理论的局限性以及实际参数偏离设计值,在研制工作的初始阶段,速调管的带内增益可能有较大的波动,其等激励功率-频率特性不能满足设计要求。本文叙述了改进固定调谐宽频带大功率速调管等激励功率-频率特性的两种方法。其一是在速调管的输入端加入满足一定衰减特性的带通滤波器,使速调管的等激励增益特性满足要求。另一是通过输入端外接电抗元件来调整速调管激励腔的谐振频率 f_0 和 Q_L ,达到改进速调管等激励功率-频率特性的目的。

二、输入端外接带通滤波器

当速调管带内增益波动较大时,在等激励条件下,其带内输出功率的波动一般大于 1dB,不能满足整机要求。如果在行波管推动级和速调管之间插入一个具有一定衰减特性的带通滤波器,当带通滤波器的衰减特性与速调管的增益特性互补时,速调管加滤波器的总增益-频率特性变得比较平坦,如图1所示。这样,速调管的等激励功率-频率特性可达到整机要求的指标。带通滤波器的中心频率,频带宽度和带内损耗等参数可根据速调管实测的增益-频率特性确定。对于带内仅有一个增益凹点的速调管,可选用最平坦响应

带通滤波器。对于带内有两个以上增益凹点的速调管, 可选用具有切比雪夫响应的带通滤波器。

在研制 S 波段宽频带大功率速调管的过程中, 发现管子频带低端增益比频带高端增益高, 因而速调管等激励输出在高频端较低。为了获得平坦的等激励功率-频率特性, 我们采用衰减特性单调变化的单腔梳线带通滤波器来补偿。选择滤波器的中心频率在高频端, 边带在低频端, 边带插入损耗等于实测高低端的增益差 (5—7dB)。下面对设计满足上述要求的单腔梳线带通滤波器进行讨论^[1,2]。

图 2 是单腔梳线带通滤波器的结构和有关参量示意图。其电气参量和几何尺寸由文献 [1] 给出的计算公式求得。下面给出带宽为 7.5%, 边带插入损耗为 7dB 的带通滤波器的设计参量。

电参量: 同轴线导纳 $Y_A = 0.02S$; 带状线导纳 $Y_{aj}/Y_A = 0.677$ ($j = 0, 1, 2$); 带状线电长度 $\theta = \pi/4$; 扁带线与地之间的单位长度归一化电容 $C_0/\epsilon = 6.2428$, $C_1/\epsilon = 4.0306$, $C_2/\epsilon = 6.2428$; ϵ 为真空中介电常数; 邻近扁带线间单位长度归一化电容 $C_{01}/\epsilon = 1.2912$, $C_{12}/\epsilon = 1.2912$; 归一化集中电容 $C_i'/\epsilon = 0.137$ 。

几何参数: 扁带线长度为 17.44mm; 集中电容间距为 0.455mm; $w_0 = 15.5\text{mm}$; $w_1 = 10.3\text{mm}$; $w_2 = 15.5\text{mm}$; $S_{01} = S_{12} = 5.4\text{mm}$; $b = 20\text{mm}$; $t = 5\text{mm}$ 。

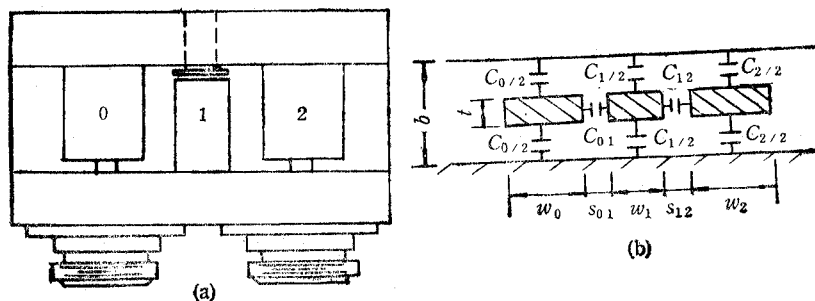


图 2 单腔梳线带通滤波器结构和参量示意图

根据微波电路理论, 得到单腔梳线带通滤波器的等效电路, 如图 3 所示。图中 $v = 3 \times 10^8 \text{m/s}$ 为电磁波的传播速度。利用网络理论求得电路的传输矩阵

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & jBY_A \\ jC/Y_A & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

考虑到带通滤波器是无耗网络, 其插入损耗为

$$L = 10 \lg [1 + (BY_A - C/Y_A)^2/4] \quad (2)$$

利用上式, 可计算出滤波器的衰减-频率特性。

图 4 给出理论计算和实测的单腔梳线滤波器的衰减-频率特性。由图看出, 理论与实

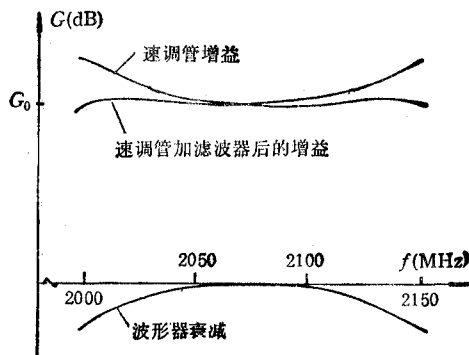


图 1 带通滤波器对速调管增益-频率特性的影响

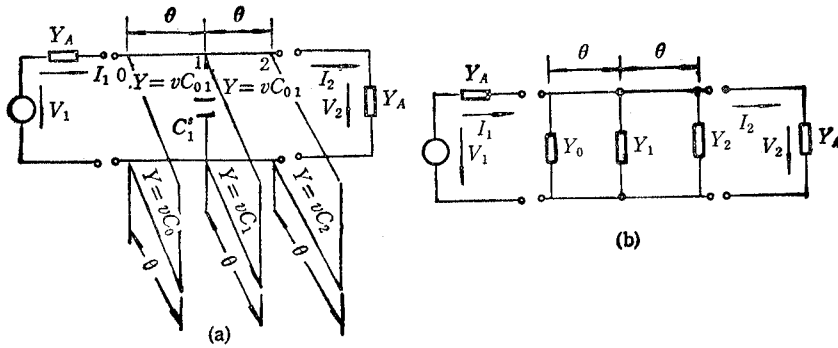


图3 单腔梳线带通滤波器等效电路

验值具有较好的一致性。调节可调电容 C_1 可有效地改变滤波器的特性。将带通滤波器加到速调管的输入端,热测得速调管等激励功率-频率特性示于图5。由图可见,滤波器的加入有效地改善了速调管的功率-频率特性,使速调管的等激励带宽增加了1%,达到预期的目的。

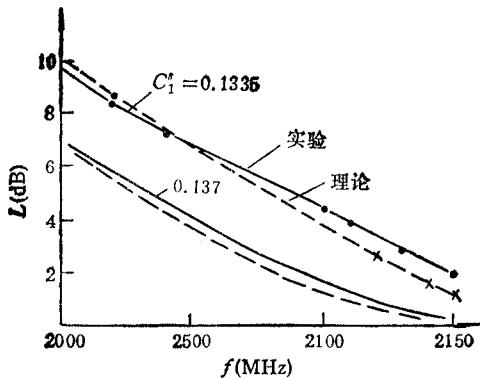


图4 单腔梳线滤波器的衰减-频率特性

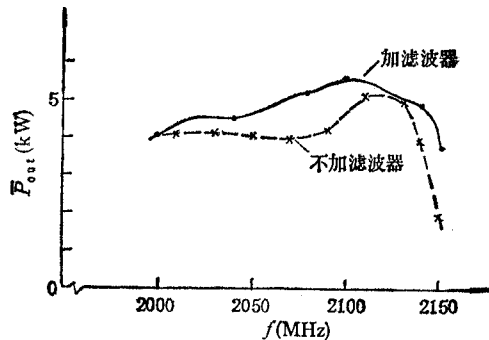


图5 速调管等激励功率-频率特性

三、输入端外接电抗元件^[3~5]

速调管的增益-频率特性在很大程度上取决于群聚段谐振腔的谐振频率和 Q 值,其中速调管输入腔的谐振频率和 Q 值对增益-频率特性有很大影响。图6给出S波段宽频带

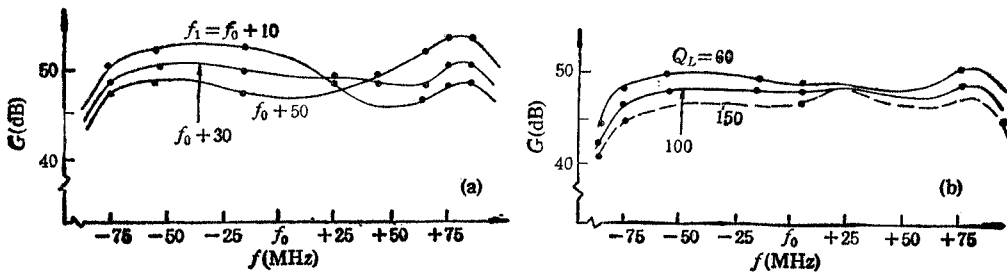


图6 输入参量对增益-频率特性的影响

大功率速调管输入参量对增益-频率特性的影响。由图可见, 当输入腔谐振频率增高时, 高端增益上升, 低端增益下降。当输入腔 Q 增大时, 频带两端增益下降。因此, 通过改变输入腔的谐振频率和 Q 值, 可有效地改变速调管的增益分布, 达到改善其等激励功率-频率特性的目的。如果在输入腔外接一电抗元件, 则可有效改变输入腔的谐振频率和 Q 值。下面分析外接电抗元件对输入腔特性的影响。

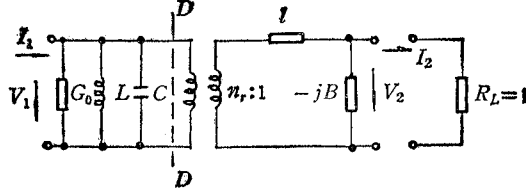


图7 输入系统的等效电路

由微波电路理论可得整个系统的等效电路, 如图7所示。电感元件在 DD 面上的等效电导和电纳为

$$G_d = (1/n_r^2)(1 + \tan^2 \beta l) / [(1 + B \tan \beta l)^2 + \tan^2 \beta l] \quad (3)$$

$$B_d = (1/n_r^2)B(\tan^2 \beta l - B \tan \beta l - 1) / [(1 + B \tan \beta l)^2 + \tan^2 \beta l] \quad (4)$$

式中 $n_r^2 = (R/Q)Q_{ext}$; B 为电感元件的归一化导纳; l 为电感元件到谐振腔失谐短路面的距离; $\beta = 2\pi/\lambda_g$, λ_g 为波导波长。

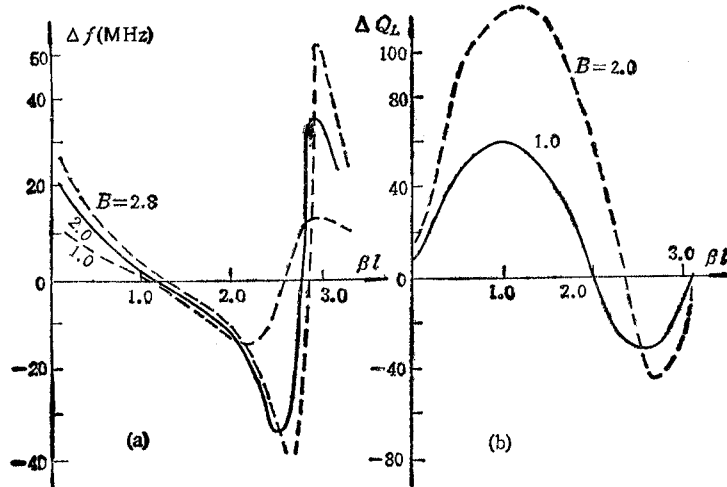
输入腔谐振回路的电导和电纳为

$$G = \frac{1}{(R/Q)} \left(\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} \cdot \frac{1 + \tan^2 \beta l}{(1 + B \tan \beta l)^2 + \tan^2 \beta l} \right) \quad (5)$$

$$B = B_d + \frac{1}{(R/Q)} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (6)$$

由 (5) 和 (6) 式可求得输入腔外接电感元件的输入电路的谐振频率 ω_r 和有载 Q_L

$$\omega_0/\omega_r - \omega_r/\omega_0 = (R/Q)B_d \quad (7)$$

图8 B 和 βl 对 Δf 和 ΔQ_L 的影响

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} \cdot \frac{1 + \tan^2 \beta l}{(1 + B \tan \beta l)^2 + \tan^2 \beta l} \quad (8)$$

式中 ω_0 为未接电感元件的输入腔的谐振频率。由 (7) 和 (8) 式可以看出, 通过调节电感元件的数值 B 和位置 l , 可以改变输入电路的谐振频率 ω_r 和有载 Q_L 。图 8 给出 B 和 βl 对输入电路谐振频率和 Q_L 变化的影响。由图可看出, Δf 和 ΔQ 是 βl 的周期函数, 其周期为 π 。当 $\beta l \approx \pi/3$ 时, $\Delta f \approx 0$, 而 ΔQ 较大。当 $\beta l \approx \pi$ 时, $\Delta Q \approx 0$, 而 Δf 变化较大。这些变化规律为调整电路特性提供了参考依据。在实际制管中, 往往对输入电路的阻抗-频率特性感兴趣。输入电路的阻抗的实部 R 和虚部 X 可由下式求得

$$R = G/(G^2 + B^2) \quad (9)$$

$$X = -B/(G^2 + B^2) \quad (10)$$

式中 G 和 B 由 (5), (6) 式求得。图 9 给出电感元件值 B 和位置 l 对阻抗-频率特性的影响。由图可见, 输入腔外接电感元件后, 其阻抗-频率特性与单个谐振腔相似, 它仅使输入腔的谐振频率和 Q_L 发生变化。因此, 该方法可在输入腔不适当调谐和加载的情况下, 通过改变输入电路的谐振频率和 Q_L , 改变速调管增益-频率特性, 使之满足设计要求。

四、结 论

本文提出了改进固定调谐宽频带大功率速调管等激励功率-频率特性的两种方法。输入腔外接带通滤波器的方法已被应用于 S 波段宽频带速调管中, 取得了预期结果。对输入腔外接电抗元件改进速调管增益-频率特性的方法作了理论分析和计算。计算结果表明, 该方法可在一定的范围内使用。下面应进行冷测和热测, 证明其可行性。本文提出的方法对宽频带大功率速调管的研制具有一定的参考价值。

参 考 文 献

- [1] G. L. Matthaei, L. Yong, E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, McGraw-Hill, Inc., (1964), Chapter 8.
- [2] G. L. Matthaei, The Microwave Journal, 6(1963) 8, 82—91.
- [3] 丁耀根, 陆孝厚, 电子学通讯, 4(1982)3, 158—174.
- [4] H. Seifert et al., 鲍贤杰译, 电子管技术, 1981 年, 第 2 期, 第 7—9 页.
- [5] 陆孝厚, 赵京君, 丁耀根, Proc. of 2nd International Symposium on Recent Advance in Microwave Technology, Beijing, (1989), p253.

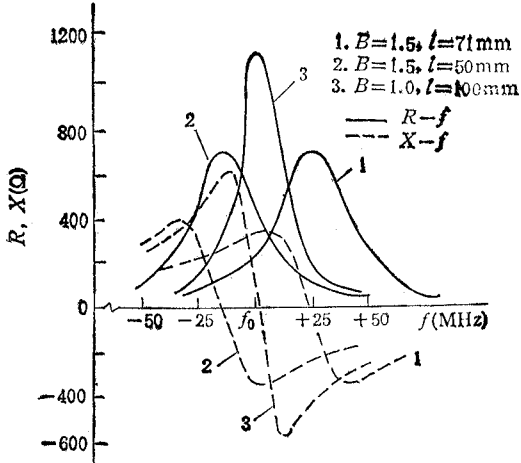


图 9 B 和 βl 对阻抗-频率特性的影响

METHODS FOR IMPROVING EQUIDRIVING POWER-FREQUENCY CHARACTERISTICS OF BROADBAND HIGH POWER KLYSTRONS

Zhao Jingjun Ding Yaogen Liu Tieshan

(*Institute of Electronics, Academia Sinica, Beijing 100080*)

Abstract Two methods for improving the equidrivng power-frequency characteristics of broadband high power klystrons are presented. One is that a comb-line bandpass filter with attenuation properties is inserted between the TWT driver and the klystron for compensating the gain-frequency characteristics of the klystron to get the required equidrivng gain-frequency characteristics. The other is that a reactive element is connected with the input cavity to change its resonance frequency f_0 and Q_L and then to improve the gain-frequency characteristics of the klystron.

Key words Broadband high power klystron; Equidrivng bandwidth; Comb-line bandpass filter; Reactive element