

具有两节滤波器的速调管宽带输出段的设计方法*

丁耀根 陆孝厚
(中国科学院电子学研究所)

提 要

本文从等效电路和微波网络理论出发,提出了具有两节滤波器的速调管宽带输出段的设计方法.根据该方法,在给定的阻抗实部 R^* 下,可求得频宽最宽的一组设计参数.实验证明该方法是可行的.

一、引 言

在宽带速调管中,人们通常采用滤波器型输出回路来展宽频带.比较成熟的方法^[1,2]是采用波导滤波器理论来进行设计,即先设计一个满足频带要求的宽带波导滤波器(这滤波器的第一节参数与速调管的最佳作用阻抗有关),然后用输出腔替换滤波器的第一节,便获得所需要的输出回路参数.对于具有两节滤波器的速调管宽带输出段,我们可以直接从等效电路和微波网络理论出发,得到符合设计要求的输出回路参数.图1表示输出回路的结构示意图,图2示出其等效电路.由图2可直接计算出谐振腔间隙上的作用阻抗,并可根据设计要求,对回路参数进行最佳选择.

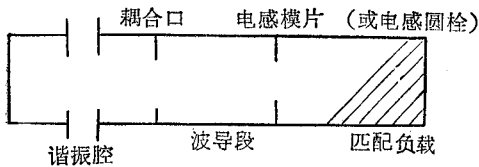


图1 输出回路结构示意图
Fig. 1 Schematic diagram of the output circuit

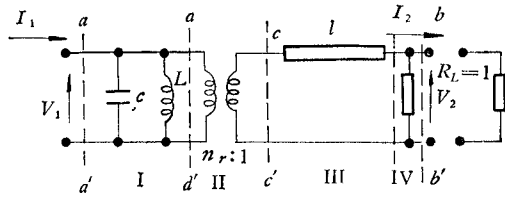


图2 输出回路的等效电路图
Fig. 2 Equivalent circuit of the output section

二、等效电路分析和间隙阻抗计算

在图2所示的等效电路中,以输出腔间隙 aa' 为参考面,则间隙阻抗 Z 为

$$Z = \frac{V_1}{I_1} \tag{1}$$

* 1980年11月21日收到。

如果计算负载与间隙之间的等效四端网络 ($aa' - bb'$) 的 ABCD 矩阵, 并规定间隙阻抗取实用单位制, 而输出波导的负载取归一化匹配负载, 即 $R_L = 1$, 则可从等效 ABCD 矩阵算出间隙阻抗 Z 。下面先讨论等效四端网络, 它由四个部分组成。

第一部分为输出腔本身, 如忽略电子负载和腔损耗, 则其等效电纳 B_c 为

$$jB_c = j(f/f_0 - f_0/f) / \left(\frac{R}{Q}\right) \approx j \frac{2\Delta f}{f} / \left(\frac{R}{Q}\right), \quad (2)$$

式中, $\frac{R}{Q}$ 为腔的品质因数, f 为工作频率, f_0 为腔的谐振频率。相应的 ABCD 矩阵为

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_c & 1 \end{pmatrix}.$$

第二部分为输出腔耦合口, 它可等效为理想变压器。因为变压器左方取实用单位制, 而右方为归一化, 所以其变压比 n_r 可写为

$$n_r^2 = \left(\frac{R}{Q}\right) Q_{\text{ext}}, \quad (3)$$

式中, Q_{ext} 为谐振腔的外观 Q 。相应的 ABCD 矩阵为

$$\begin{pmatrix} n_r & 0 \\ 0 & \frac{1}{n_r} \end{pmatrix}.$$

第三部分为波导段, 其长度 l 为波导膜片到输出腔间隙的等效长度, 它一般不等于输出间隙到膜片的几何长度, 可由实验求得。现将 l 的求法简述如下:

设膜片到耦合口的距离为 l' , 分别将耦合口和间隙短路, 测得驻波最小点位置 L_{s1} 和 L_{s2} , 则等效长度 l 为

$$l = l' + |L_{s1} - L_{s2}|. \quad (4)$$

波导段的等效 ABCD 矩阵为

$$\begin{pmatrix} \cos \beta_q l & j \sin \beta_q l \\ j \sin \beta_q l & \cos \beta_q l \end{pmatrix},$$

式中, $\beta_q = \frac{2\pi}{\lambda_g}$, λ_g 是波导波长。

第四部分为波导膜片或电感圆栓, 其归一化电纳为 $-jB$, 相应的 ABCD 矩阵为

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -jB & 1 \end{pmatrix}.$$

具有一定厚度的电感膜片的归一化电纳为

$$B = \frac{\lambda_g}{d} \text{ctg}^2 \frac{\pi}{2} \left(\frac{d - \varepsilon}{a}\right) (1 + 4\%), \quad (5)$$

式中, d 为膜孔宽度, ε 为膜片厚度, a 为波导宽边长度。

图 2 的等效四端网络 ($aa' - bb'$) 的传输矩阵为以上四部分所组成, 即

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_c & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_r & 0 \\ 0 & 1/n_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \beta_q l & j \sin \beta_q l \\ j \sin \beta_q l & \cos \beta_q l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -jB & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

由于 $V_2/I_2 = R_L = 1$, 由式(1)、(6)可求得间隙阻抗 Z 。

三、设计要求和最佳参数选择

为了保证速调管的高效率和宽频带，希望在设计频带内的作用阻抗实部 R 的最小值不小于某一数值 R^* (R^* 可由速调管大信号计算给出)，因此要求的阻抗—频带响应如图

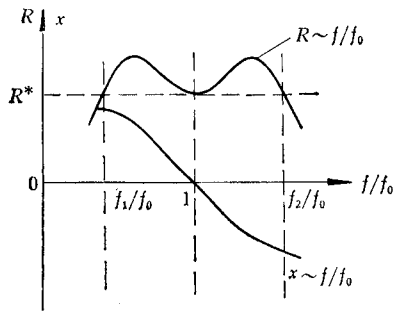


图3 阻抗—频带响应
Fig. 3 Impedance—bandwidth response

3 所示。具体要求如下：

(1) $f = f_0$ 时，
 $R(f_0) = R^*$, (7)

$X(f_0) = 0$; (8)

(2) $f = f_1$ (或 $f = f_2$) 时，
 $R(f_1) = R^*$. (9)

根据式(6)—(9)，可以求得符合设计要求的输出回路参数 B, l 和 Q_{ext} 。

当 $f = f_0$ 时，由式(6)—(8)可求得

$$\frac{R^*}{\left(\frac{R}{Q}\right)} = Q_{ext} \text{tg}^2 \beta_{g0} l, \quad (10)$$

$$\text{tg} \beta_{g0} l = \frac{B - \sqrt{B^2 + 4}}{2}. \quad (11)$$

根据传输线理论，波导中电感膜片的归一化电纳 B 与驻波比 s 的关系为

$$B = \frac{s - 1}{\sqrt{s}}. \quad (12)$$

将式(12)代入式(11)得

$$\text{tg} \beta_{g0} l = -\frac{1}{\sqrt{s}}, \quad (13)$$

$$\beta_{g0} l = \pi - \text{tg}^{-1} \frac{1}{\sqrt{s}}, \quad (14)$$

$$Q_{ext} = \frac{R^*}{\left(\frac{R}{Q}\right)} s. \quad (15)$$

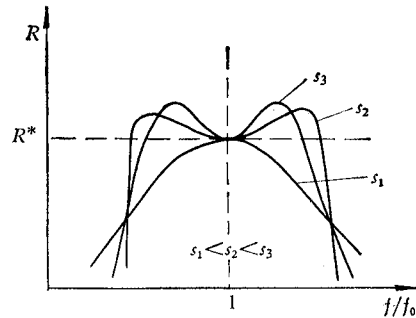


图4 以驻波比为参量的阻抗实部—频带响应曲线
Fig. 4 Interaction resistance—bandwidth response with the VSWR as parameter

由本节的叙述可知，对应于某一个 s ，可由式(12)、(14)和(15)确定一组 B, l 和 Q_{ext} ，它们满足条件(7)、(8)。对应于不同的 s ， $R-f/f_0$ 的关系曲线示于图4。下面的任务是求满足条件(9)，且频带最宽的一组 B, l 和 Q_{ext} 。

为简化起见，在图2的等效电路中引入参考面 cc' 。如忽略导纳 B 的频率响应，则在参考面 cc' 处的导纳 Y 为

$$Y_c = \frac{s + j \text{tg}(\beta_g - \beta_{g0})l}{1 + js \text{tg}(\beta_g - \beta_{g0})l}. \quad (16)$$

如令 $\Delta = (\beta_g - \beta_{g0})l$, $Y_c = g + jb$, 则

$$g = \frac{s(1 + \operatorname{tg}^2 \Delta)}{1 + s^2 \operatorname{tg}^2 \Delta} = \frac{\frac{2s}{s^2 - 1}}{\frac{s^2 + 1}{s^2 - 1} - \cos 2\Delta}, \quad (17)$$

$$b = \frac{(1 - s^2) \operatorname{tg} \Delta}{1 + s^2 \operatorname{tg}^2 \Delta} = \frac{-\sin 2\Delta}{\frac{s^2 + 1}{s^2 - 1} - \cos 2\Delta}. \quad (18)$$

$aa' - cc'$ 之间的传输矩阵为

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_c & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_r & 0 \\ 0 & 1/n_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_c \\ I_c \end{pmatrix}. \quad (19)$$

由(19)式可求得

$$R = \left(\frac{R}{Q}\right) Q_{\text{ext}} \cdot \frac{g}{g^2 + \left(b + \frac{2\Delta f}{f} Q_{\text{ext}}\right)^2}, \quad (20)$$

$$X = \left(\frac{R}{Q}\right) Q_{\text{ext}} \cdot \frac{-\left(b + \frac{2\Delta f}{f_0} Q_{\text{ext}}\right)}{g^2 + \left(b + \frac{2\Delta f}{f_0} Q_{\text{ext}}\right)^2}. \quad (21)$$

根据式(9)、(15)和(20)可求得

$$sg(f_1) = g^2(f_1) + \left[b(f_1) + \frac{2\Delta f}{f} Q_{\text{ext}}\right]^2. \quad (22)$$

波导波长增量 Δ 与频率增量 Δf 的关系为

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta}{\beta_{g0} l} \left(1 - \frac{f_c}{f_0}\right). \quad (23)$$

(23)式的详细推导见附录。式中 $f_c = c/2a$, c 为光速, a 为波导宽边的长度。

将式(14)、(17)、(18)和(23)代入式(22), 化简得

$$\frac{2s}{\sqrt{s^2 - 1}} \sin \Delta = \left[-\sin 2\Delta + \left(\frac{s^2 + 1}{s^2 - 1} - \cos 2\Delta\right) \frac{s \cdot \Delta \cdot W}{\pi - \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\sqrt{s}}} \right], \quad (24)$$

式中, W 是一个常数, 它对应于不同的谐振腔和波导参数, W 为

$$W = \frac{2R^*}{\left(\frac{R}{Q}\right)} \left(1 - \frac{f_c}{f_0}\right). \quad (25)$$

由式(24)可求出在 W 一定的情况下, 对应于不同 s 的 Δ 参量。但 Δ 并不代表频宽参量, 而 $\Delta/\beta_{g0}l$ 才是代表输出电路的频宽参量。可计算出 $\frac{\Delta}{\beta_{g0}}$ 与 s 的关系曲线, 并可求出相应于 $\left(\frac{\Delta}{\beta_{g0}}\right)_{\max}$ 点的 s^* 。 s^* 表示相应于给定 W 的具有最佳频宽的 s 参数。由 s^* 可求得 B^* 、 l^* 及 Q_{ext}^* 。由式(24)可作出 $(\Delta/\beta_{g0}l)_{\max}$ 与 W 和 s^* 与 W 的关系曲线, 如图 5 所示。为便于设计起见, 我们给出了 B 与 s 和 $\beta_{g0}l$ 与 s 的关系曲线, 如图 6 和图 7 所示。

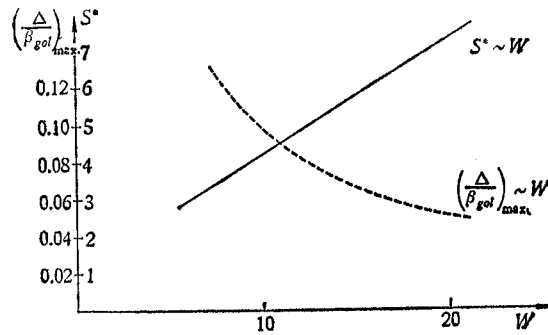


图 5 $(\frac{\Delta}{\beta_{gol}})_{max}$ - W 和 $s^* - W$ 曲线

Fig. 5 $(\frac{\Delta}{\beta_{gol}})_{max}$ and s^* as functions of W

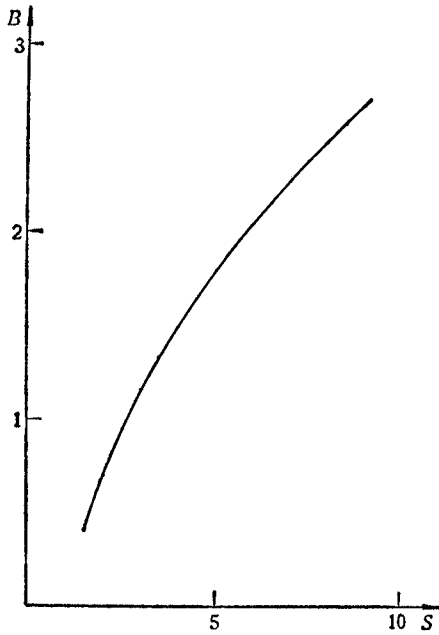


图 6 膜片电纳与驻波比的关系

Fig. 6 Susceptance of diaphragm as a function of VSWR

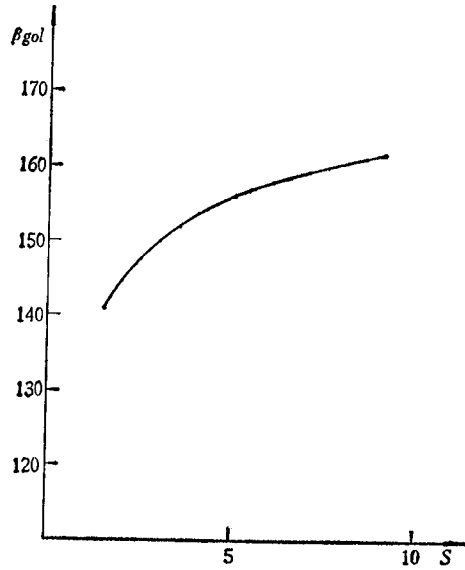


图 7 波导段长度与驻波比的关系

Fig. 7 The length of waveguide section in degrees as a function of VSWR

四、设计步骤和实验结果

现将设计步骤归纳如下:

1. 根据给定的阻抗实部 R^* , 谐振腔参量 f_0 和 $(\frac{R}{Q})$, 波导宽边长度 a , 由式 (25) 求得 W .
2. 由图 5 求得相应于给定 W 的 $(\frac{\Delta}{\beta_{gol}})_{max}$ 和 s^* .

3. 由式(23)求得 $\Delta f/f_0$; 输出回路的频宽为 $\frac{2\Delta f}{f_0}$.
4. 由图 6 和图 7, 求得相应于 s^* 的 B^* 和 $(\beta_{g0}l)^*$. 由式(15)求得 Q_{ext} . 由图 8 可见实验阻抗曲线和理论计算阻抗曲线基本一致.

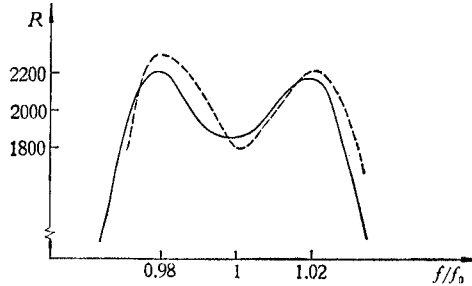


图 8 实验与计算的阻抗实部的比较. 实线为计算值, 虚线为测量值.

$$B^* = -1.93, (\beta_{g0}l)^* = 157^\circ, Q_{\text{ext}}^* = 114, \frac{R}{Q} = 100\Omega, f_0 = 1250\text{MHz}$$

Fig. 8 A comparison between the measured and calculated interaction resistance. The solid line is calculated and the dashed line is measured.

$$B^* = -1.93, (\beta_{g0}l)^* = 157^\circ, Q_{\text{ext}}^* = 114, \frac{R}{Q} = 100\Omega, f_0 = 1250\text{MHz}$$

计算和实验表明, 在 s^* 附近, s 对频带的变化不敏感. s 减少时, R 的波动也减小, 因此 s 可选择稍小于 s^* .

上述计算方法是一个简便有效的方法, 只需少量计算便可获得最佳的设计参数.

附录: 公式(23)的推导

由 Δ 的定义, $\Delta = (\beta_g - \beta_{g0})l$. 将式中 β_g 在 $f = f_0$ 附近展开, 并取一级近似得

$$\beta_g = \beta_{g0} + \left(\frac{d\beta_g}{df}\right)_{f=f_0} df. \quad (\text{A-1})$$

将式 (A-1) 代入 Δ 的表达式得

$$\Delta = \left(\frac{d\beta_g}{df}\right)_{f=f_0} l df = \frac{d}{df} \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right) \Big|_{f=f_0} l df = -\frac{2\pi}{\lambda_g^2} \cdot \frac{d\lambda_g}{df} \Big|_{f=f_0} l df. \quad (\text{A-2})$$

因为 $\lambda_g = \lambda/\sqrt{1 + (\lambda/\lambda_c)^2}$, $\lambda = c/f$;

$$d\lambda_g = \frac{\lambda_g^3}{\lambda^3} d\lambda,$$

$$d\lambda = -\lambda \frac{df}{f},$$

$$\frac{d\lambda_g}{df} = -\frac{\lambda_g^3}{\lambda^2} \frac{1}{f}$$

将上面后三个表达式代入式 (A-2) 即得式(23).

参 考 文 献

- [1] 电子管设计手册编委会编, 大功率速调管设计手册, 国防工业出版社, 1979年9月.
- [2] C. Romigier, *A Broadbanding Theory of the Klystron Amplifier Output Circuit*, WESC on Technical Paper, 27/1, 1961.

DESIGN CONSIDERATIONS OF THE TWO-STAGE-FILTER TYPE OUTPUT CIRCUIT OF BROADBAND KLYSTRONS

Ding Yao-gen Lu Xiao-hou

(Institute of Electronics, Academia Sinica)

In this paper, from the microwave network equivalent circuit point of view, we propose a design method of output circuit of broadband klystron which is made of two stage filters. According to this method, we can get a group of design parameters corresponding to the broadest bandwidth with given real part of interaction impedance. It is proved experimentally that this method is feasible.