

# 宽带速调管滤波器型输出回路设计方法的修正和间隙作用阻抗的计算\*

丁耀根 朱允淑

(中国科学院电子学研究所)

## 提 要

本文提出了设计宽带速调管滤波器型输出回路的新的设计标准和相应的设计方法,由此可以求得符合速调管设计要求,并具有最大阻抗频带特性的输出段。本文还从等效电路出发,直接计算间隙作用阻抗,并求得输出回路各参数对阻抗-频带特性的影响,根据计算曲线,调整输出回路参数,可在实际研制工作中求得最佳结果。

## 一、引 言

宽带速调管滤波器型输出回路的设计方法已在文献[1、2]中作了介绍。在这些文献中,从表示输出间隙能量转换过程的线性等效电路出发,将滤波器型输出电路的设计问题转换成微波带通滤波器的设计问题,然后用输出谐振腔代换滤波器第一节。

图1表示间隙与负载能量转换过程的线性等效电路。设 $W$ 为损耗在负载 $Y$ 上的功率的相对值<sup>[2]</sup>,则

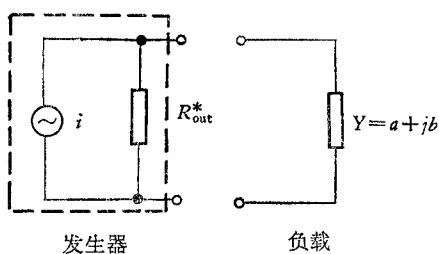


图1 线性等效电路

Fig. 1 Linear equivalent circuit

$$W = \frac{\omega}{\omega_{\max}} = \frac{4A}{(1+A)^2 + B^2}, \quad (1)$$

式中, $\omega$ 为损耗在负载上的功率, $\omega_{\max}$ 为损耗在负载上的最大功率, $A = aR_{\text{out}}^*$ , $B = bR_{\text{out}}^*$ , $a$ 、 $b$ 分别为负载电导和电纳, $R_{\text{out}}^*$ 为速调管输出间隙的最佳作用阻抗。根据式(1)可作出输出间隙功率转换曲线,如图2所示。

由图2可见,当 $A$ 、 $B$ 的数值分别处于 $W = 0.794$ 、 $0.891$ 和 $0.944$ 所对应的曲线的左部时,功率输出波动分别为1.0、0.5和0.25dB。从图2还可看出,当 $B = 0$ 时, $A$ 的变化相当大,例如,当功率波动为1dB时, $W = 0.794$ , $A$ 从0.376变到2.66。当功率波动为0.5dB时, $W = 0.891$ , $A$ 从0.504变到1.980。

大功率宽带速调管大信号效率的计算和实验表明,在上述阻抗变化下,速调管输出功

\* 1981年2月11日收到。

率波动超过式(1)所规定的范围。图3表示由大信号计算算出的归一化阻抗的变化对效率的影响,当  $R/R^*$  从 0.66 变到 1.0 时,效率从 37% 变到 50%,因此功率波动超过 1 dB。

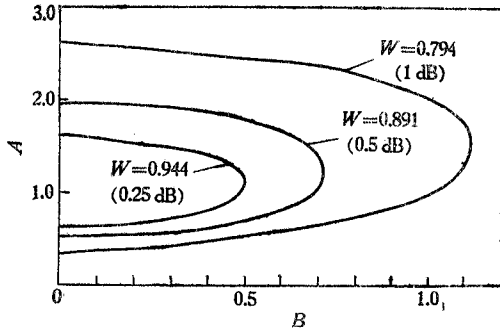


图2 输出功率转换曲线

Fig. 2 Conversion curves of the output power

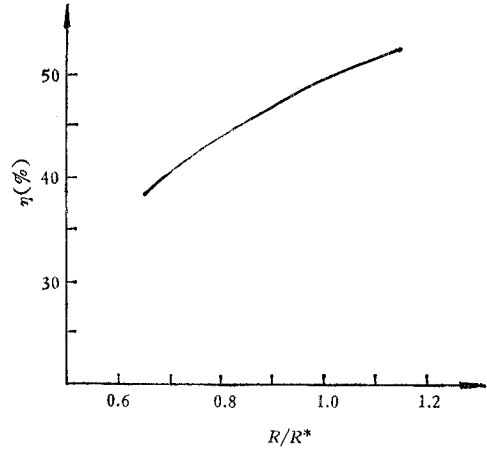


图3 S波段宽带速调管阻抗-效率曲线

Fig. 3 The impedance-efficiency curve of a S-band broadband klystron

由上看出,用式(1)的标准设计输出电路是不合适的。在实际工作中,我们总是力图调整电路参数,使之在频带内,阻抗实部有较小的波动,但是,按文献[1、2]的设计方法所选择的电路参数,往往不能满足设计要求,而且即使做了许多调整工作仍不能获得比较理想的阻抗-频带特性。本文提出一种新的设计标准和相应的设计方法,由此可以求得符合速调管设计者需要的阻抗-频带特性。本文还从等效电路出发,直接计算间隙作用阻抗,根据计算可清楚地看出输出回路各参数对阻抗-频带特性的影响,有助于设计者求得理想的阻抗-频带特性。

## 二、设计标准和设计方法

通常,我们希望在工频频带内,阻抗实部  $R$  不小于某一数值  $R^*$  ( $R^*$  可由速调管大信号效率-频带特性的计算得到),  $R$  的波动应尽量小,而且希望在工作频带内相位是线性变化的。图4表示二节和三节滤波器型输出段的典型的阻抗-频带特性。对于二节(偶数)滤波器,阻抗实部  $R$  的最小点处于中心频率  $f_0$  处。对于三节(奇数)滤波器,  $R$  的最小点处于  $f_1$  和  $f_2$  处。如果忽略  $f_1$  和  $f_2$  处的阻抗虚部  $X$  ( $X$  值在频带中心附近是很小的),则可用式(1)求得  $R_{out}^*$ 。对于 1dB 波动

$$A = \frac{R_{out}^*}{R^*} = 2.66, \quad R_{out}^* = 2.66R^* \quad (2)$$

对于 0.5dB 波动

$$A = \frac{R_{out}^*}{R^*} = 1.98, \quad R_{out}^* = 1.98R^* \quad (3)$$

$R_{out}^*$  确定后,可用参考文献[2]中的计算方法求得输出回路参数。

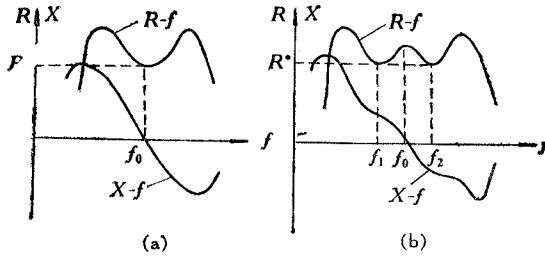


图 4 二节和三节滤波器阻抗-频带特性示意图  
Fig. 4 A schematic diagram of the impedance-frequency characteristics of 2- and 3-stage filters

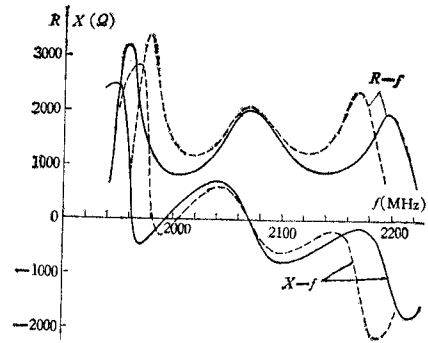


图 5 具有等波纹响应的三节滤波器的阻抗-频带特性  
Fig. 5 The impedance-frequency characteristics of 3-stage filter with equi-ripple response

	最大插入损耗 (dB)	$Q_{ext}$	$B_{23}$	$B_{34}$	$\beta g_0 l_2$	$\beta g_0 l_3$
-----	0.5	67.7	-4.9	-2.1	168.9°	146.8°
—————	1.0	46	-4.0	-2.1	166.5°	144.6°

下面讨论一下工作频带内阻抗实部  $R$  的波动问题。如果采用具有最小插入损耗为零的等波纹滤波器的设计公式来设计输出回路，则频带内的阻抗波动很大，相位特性也不好，如图 5 所示。虽然可以通过减小最大插入损耗来减小频带内的阻抗波动，但工作带宽将变窄，频带边缘阻抗实部  $R$  的数值将升高，不能获得最大阻抗-带宽乘积。

最佳等波纹响应的滤波器的最大插入损耗与最小插入损耗相对变化不大，因此频带内有较小的阻抗波动。采用这种响应特性的滤波器可获得最大的阻抗-带宽乘积。最大插入损耗  $\alpha_{max}$  和最小插入损耗  $\alpha_{min}$  由下式表达：

$$e^{-2\alpha_{min}} = \frac{A}{1 - B}, \tag{4}$$

$$e^{-2\alpha_{max}} = \frac{A}{1 + B}, \tag{5}$$

式中  $A$ 、 $B$  为设计低通原型滤波器的参数。下面分别列出 0.5dB 和 1.0dB 最佳等波纹响应低通原型滤波器的电抗元件的数值和有关参数。

表 1 最佳等波纹响应低通原型滤波器的参数

Tab. 1 The parameters of the low-pass prototype filter with optimum equi-ripple

$A_n = 0.5$  dB

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$G_2$	$e^{-2\alpha_{min}}$	$e^{-2\alpha_{max}}$
2	1.7229	0.4429			1.992	—	0.891
3	2.1345	0.7276	1.4283		1.745	0.926	0.891
4	2.3460	0.8228	2.6900	0.3884	1.992	0.917	0.891

$A_n = 1.0 \text{ dB}$

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$G_2$	$e^{-2\alpha_{\min}}$	$e^{-2\alpha_{\max}}$
2	2.420	0.350			2.618	—	0.794
3	2.950	0.586	2.000		2.280	0.840	0.794
4	3.260	0.645	3.630	0.319	2.618	0.837	0.794

表 1 中  $A_n$  为  $n$  节滤波器的最大插入损耗。

由文献 [2] 可知, 滤波器的带宽参量  $L$  由下式

$$\sqrt{\frac{L}{g_1}} = \frac{\sqrt{B_{01}^2 + 4} - |B_{01}|}{2} \quad (6)$$

给出, 式中  $B_{01}$  为波导滤波器的第一个电抗元件(膜片或电感圆栓)的电纳, 它与输出腔外观品质因子  $Q_{\text{out}}^*$  的关系为:

$$2Q_{\text{out}}^* \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right) = \sqrt{B_{01}^2(4 + B_{01}^2)} \left( \pi + \text{tg}^{-1} \frac{2}{B_{01}} \right) + \frac{2B_{01}^2}{\sqrt{4 + B_{01}^2}} \quad (7)$$

根据式 (6) 和 (7) 可作出  $|B_{01}|$  与  $\frac{L}{g_1}$  和  $|B_{01}|$  与  $2Q_{\text{out}}^* \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2$  的关系曲线, 如图 6 所示。

式 (6) 中带宽参量  $L$  是表示输出回路带宽的量,  $L$  越大, 带宽越宽。由式 (6) 可知,  $L$  正比于  $g_1$ , 反比于  $|B_{01}|$ 。对于同一  $R^*$ , 0.5dB 最佳等波纹响应的  $R_{\text{out}}^*$  要比 1.0dB 的小, 相应的  $Q_{\text{out}}^*$  和  $|B_{01}|$  也小。但 1dB 最佳等波纹响应的  $g_1$  比 0.5dB 的要大。因此究竟选择哪一类型的滤波器比较好, 应通过实际计算再作决定, 下面举例说明: 设计一个 S 波段宽频带速调管输出段, 已知  $\left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2 = 0.56$ ,  $R^* = 1400\Omega$ 。选择三节滤波器, 如果选择最大插入损耗为 1dB, 则  $L/g_1 = 0.090$ ,  $L = 0.27\lambda$ 。当插入损耗为 0.5dB 时,  $L/g_1 = 1.35$ ,  $L = 0.288\lambda$ 。因此它们具有非常接近的带宽特性。

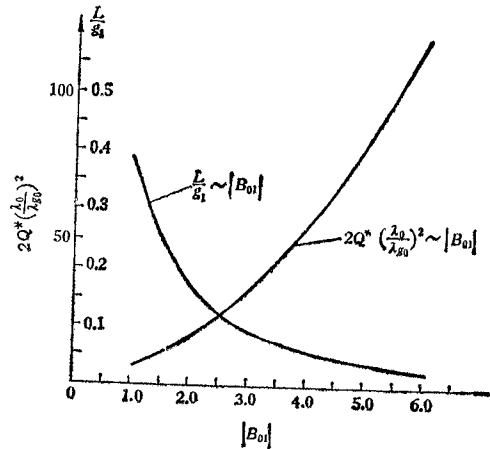


图 6  $2Q^* \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2 - |B_{01}|$  和  $\frac{L}{g_1} - |B_{01}|$  的关系曲线

Fig. 6  $2Q^* \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2 - |B_{01}|$  and  $\frac{L}{g_1} - |B_{01}|$  curves

为方便起见, 现将波导滤波器的设计公式摘录如下<sup>[2]</sup>。

$$B_{i,i+1} = \frac{L^2/g_i g_{i+1} - 1}{L/\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad (8)$$

$$\beta_{g0} l_i = \pi + \frac{1}{2} \left( \text{tg}^{-1} \frac{2}{B_{i-1,i}} + \text{tg}^{-1} \frac{2}{B_{i,i+1}} \right), \quad (9)$$

$$g_0 = L,$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} LG_2, & n \text{ 为偶数;} \\ L/G_2, & n \text{ 为奇数.} \end{cases} \quad (10)$$

上列各式中  $B_{i,i+1}$  为波导滤波器的第  $i + 1$  个电抗元件的电纳,  $l_i$  为第  $i$  节波导的长度,  $\beta_{g0} = \frac{2\pi}{\lambda_{g0}}$  为相应于中心频率的相位常数,其余参量由表 1 给出.

在文献 [2] 中,当用输出腔代换滤波器第一节时,先求出第一节的外特性,并由此求得输出腔的  $Q_{\text{ext}}$ ,再用测量方法求出滤波器第二节的修正波导长度.上述方法比较烦琐,如果采用阻抗圆图,可非常简单而又直观地求得输出腔的  $Q_{\text{ext}}$  和滤波器第二节波导长度  $l_2$ .现将方法简介如下:

当  $f = f_0$  时,间隙阻抗的虚部  $X$  为零,阻抗的实部  $R(f_0)$  的数值为:

当  $n$  为偶数时,  $R(f_0) = R^*$ ; (11)

当  $n$  为奇数时,  $R(f_0)$  由下式求得

$$\frac{4 \frac{R_{\text{out}}^*}{R(f_0)}}{\left[1 + \frac{R_{\text{out}}^*}{R(f_0)}\right]^2} = e^{-2\alpha_{\text{min}}}, \quad (12)$$

式中  $e^{-2\alpha_{\text{min}}}$  由表 1 给出.

下面以三节滤波器为例说明输出腔的  $Q_{\text{ext}}$  和滤波器第二节波导长度  $l_2$  的计算方法(参见图 7).图中  $O$  点表示波导匹配负载所在之处(电纳  $B_{34}$  右边),加上电纳  $B_{34}$  后到达  $A$  点( $A$  点的导纳为  $1 + jB_{34}$ ),再经过电长度为  $\beta_{g0}l_3$  的波导段而到达  $B$  点( $B$  点的导纳为  $g'_1 + jB'_1$ ),再加上电纳  $B_{23}$  后到达  $C$  点( $C$  点的导纳为  $g'_1 + jB'_1 + jB_{23}$ ),由  $C$  点经过电长度为  $\beta_{g0}l_2$  的波导段到达  $D$  点, $D$  点的电纳为零,电导为  $g''_1$ .  $l_2$  为所要求的第二节波导长度,而输出腔的  $Q_{\text{ext}}$  为

$$Q_{\text{ext}} = \frac{R(f_0)}{\left(\frac{R}{Q}\right)} g''_1, \quad (13)$$

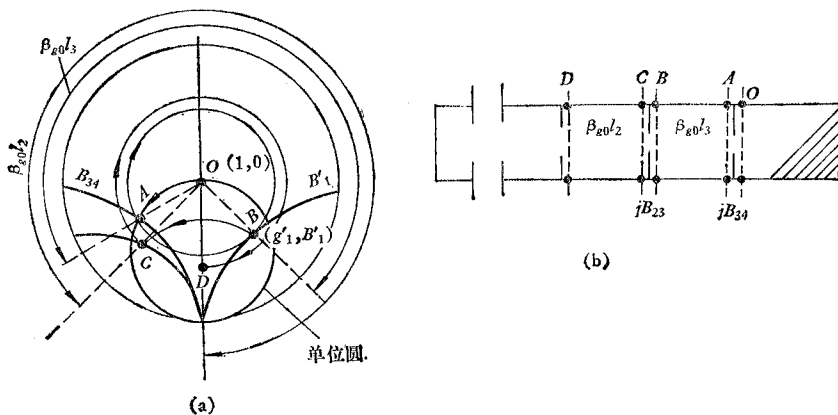


图 7 三节滤波器的图解法

Fig. 7 The graphic method for calculating 3-stage filter

式中  $\left(\frac{R}{Q}\right)$  为输出腔特性阻抗。由阻抗圆图上求得的  $\beta_{g0}l_2$  为修正后的滤波器第二节的电长度。

现将滤波器型输出回路的设计方法归纳如下：

1. 根据给定的频带内最小阻抗值  $R^*$ ，由式 (3) 求出  $R_{out}^*$ ，再由  $Q_{out}^* = R_{out}^* / \left(\frac{R}{Q}\right)$  求出  $Q_{out}^*$ 。

2. 根据给定的中心频率  $f_0$  和波导宽边长度  $a$  即可求得  $(\lambda_0/\lambda_{g0})^2$ ，再由图 6 求出  $|B_{01}|$  和  $L/g_1$ 。

3. 由式 (8) 一式 (10) 和表 1 求得波导滤波器参数  $B_{i,i+1}$  和  $\beta_{g0}l_i$ 。

4. 由式 (11) 或式 (12) 求得  $R(f_0)$ ，并根据图 7 所示的方法求得  $\beta_{g0}l_2$  和  $g''$ ，再由式 (13) 求得输出腔的  $Q_{ext}$ 。

表 2 给出根据上述方法设计的三节滤波器的参数，给定条件为  $R^* = 1400\Omega$ ， $(R/Q) = 130$ ， $(\lambda_0/\lambda_{g0})^2 = 0.56$ 。

表 2 三节滤波器参数

Tab. 2 The parameters of 3-stage filter

最大插入损耗	1 dB	0.5 dB
$L$	0.274	0.288
$g_4$	0.12	0.165
$B_{34}$	-1.23	-1.09
$B_{23}$	-3.7	-3.25
$\beta_{g0}l_2$	165.85°	164°
$\beta_{g0}l_3$	136.6°	133.5°
$Q_{ext}$	54.7	49.3

图 8 给出按上述方法设计的三节滤波器型输出段的阻抗-频带曲线（阻抗计算见下节）。最大插入损耗为 0.5dB 的一组要比 1dB 的一组具有较小的波动。因此在带宽参量  $L$  相同的情况下，取最大插入损耗为 0.5dB 的设计比较好。

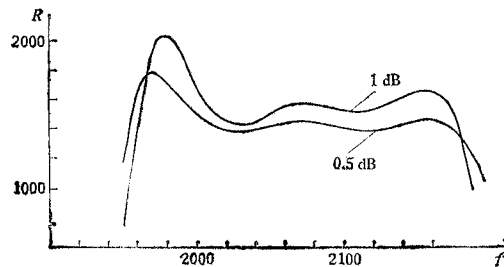


图 8 三节滤波器型输出段的阻抗-频带特性

Fig. 8 The impedance-frequency characteristics of 3-stage filter type output circuit

### 三、等效电路和间隙阻抗计算

上面介绍了滤波器型输出回路的设计方法，下面采用等效电路和微波网络理论计算输出回路的间隙作用阻抗。设计者可根据自己的需要，通过调整输出回路参数得到需要的阻抗-频带响应，这样可大大节省冷测工作量。

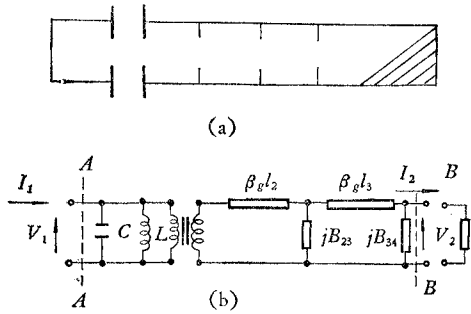


图 9 输出回路和等效电路

Fig. 9 The output circuit and its equivalent circuit

下面以具有三节滤波器的速调管输出回路为例说明计算方法。图 9 给出输出回路示意图及其等效电路。等效电路各部分的说明见文献 [3]。

以输出腔间隙  $AA$  为参考面，间隙阻抗

$$Z = \frac{V_1}{I_1} \tag{14}$$

只要求得负载与间隙之间的等效四端网络的传输  $ABCD$  矩阵，并考虑输出波导的负载为匹配负载，即  $R_L = 1$ ，则可从  $ABCD$  矩阵求得间隙阻抗  $Z$ 。参考面  $AA$  和  $BB$  间的  $ABCD$  矩阵为

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_C & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_r & 0 \\ 0 & \frac{1}{n_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \beta_g l_2 & j \sin \beta_g l_2 \\ j \sin \beta_g l_2 & \cos \beta_g l_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_{23} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \beta_g l_3 & j \sin \beta_g l_3 \\ j \sin \beta_g l_3 & \cos \beta_g l_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_{34} & 1 \end{pmatrix}, \tag{15}$$

式中  $B_C = (f/f_0 - f_0/f) / \left( \frac{R}{Q} \right)$ ,  $n_r^2 = \left( \frac{R}{Q} \right) Q_{\text{ext}}$ .

上述矩阵为复矩阵，可表示为

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} + jb_{11} & a_{12} + jb_{12} \\ a_{21} + jb_{21} & a_{22} + jb_{22} \end{pmatrix}. \tag{16}$$

当输出回路损耗很小时，可认为它是无耗回路，根据无耗回路的性质

$$b_{11} = b_{22} = 0, \quad a_{12} = a_{21} = 0. \tag{17}$$

考虑  $R_L = 1$ ,  $V_2 = I_2$ ，则间隙阻抗  $Z$  的表达式为

$$Z = \frac{V_1}{I_1} = \frac{a_{11} + jb_{12}}{a_{22} + jb_{21}} = R + jX. \tag{18}$$

考虑到图 9 所示的四端网络是互易网络，则下列条件成立

$$A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = 1, \quad a_{11}a_{22} + b_{12}b_{21} = 1.$$

由式 (18) 可得

$$R = \frac{1}{a_{22}^2 + b_{21}^2}, \tag{19}$$

$$X = \frac{a_{22}b_{21} - a_{11}b_{21}}{a_{22}^2 + b_{21}^2}. \tag{20}$$

由式 (15)、(19) 和 (20) 可计算滤波器型输出回路的阻抗-频带特性。

#### 四、输出回路参数对阻抗-频带特性的影响

一般来说,由低通原型滤波器转换到带通波导滤波器时,相对于中心频率,其阻抗-频带特性是不对称的。不对称性包括 (1) 频带相对于中心频率的不对称性,即高端频带比低端宽。设计时,输出腔的谐振频率可偏向低端。(2) 阻抗大小的不对称性。高频端的阻抗实部低于低频端,可以通过调整输出回路参数获得对称的阻抗-频带特性。此外,在实际制作过程中,输出回路的实际参数常常会因加工误差和焊接等因素而偏离理论设计值,因此研究各参数对输出回路阻抗特性的影响是十分重要的。下面以三节滤波器为例,说明输出回路各参数对阻抗-频带特性的影响。

1. 输出腔外观品质因子  $Q_{ext}$  的影响 当  $Q_{ext}$  偏离设计值时,它将影响输出回路的带宽和频带内的阻抗值。当  $Q_{ext}$  偏小时,带宽增加,中心频率附近的阻抗下降。当  $Q_{ext}$  偏大时,则相反(图 10)。

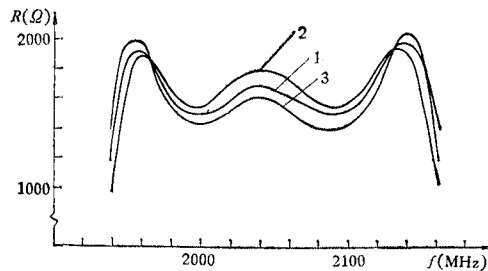


图 10 输出腔的  $Q_{ext}$  对阻抗-频带特性的影响

Fig. 10 The effect of  $Q_{ext}$  of the output cavity on impedance-frequency characteristics

No.	$Q_{ext}$	$B_{34}$	$B_{23}$	$\beta g_0 l_2$	$\beta g_0 l_3$
1	64	-1.4	-4.0	167.5°	141°
2	68				
3	60				

2. 滤波器电抗元件的电纳  $B_{23}$ 、 $B_{34}$  的影响 当  $B_{23}$  变化时,它将对频带内阻抗的三个峰均有影响,  $|B_{23}|$  减小时,频带中心的阻抗上升,低端和高端的阻抗下降。当  $|B_{23}|$  增大时,影响相反(图 11)。



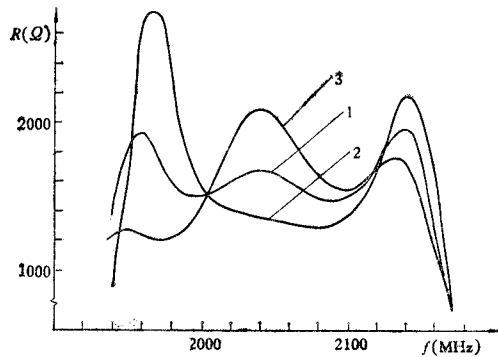


图 11  $B_{23}$  对阻抗-频带特性的影响

Fig. 11 The effect of  $B_{23}$  on impedance-frequency characteristics

曲 线	$B_{23}$	$B_{34}$	$\beta_{g0}l_2$	$\beta_{g0}l_3$	$Q_{ext}$
1	-4.0	-1.4	$167.5^\circ$	$141^\circ$	64
2	-4.5				
3	-3.5				

当  $|B_{34}|$  减小时, 中心频率附近低端的阻抗和频带高端的阻抗上升, 中心频率的阻抗下降(图 12).

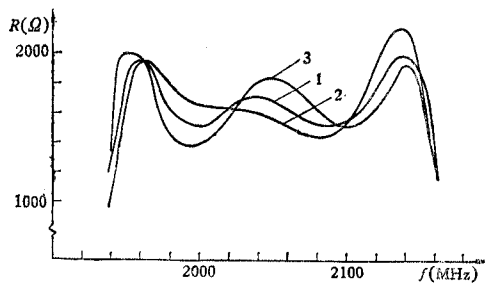


图 12  $B_{34}$  对阻抗-频带特性的影响

Fig. 12 The effect of  $B_{34}$  on impedance-frequency characteristics

曲 线	$B_{34}$	$B_{23}$	$\beta_{g0}l_2$	$\beta_{g0}l_3$	$Q_{ext}$
1	-1.4	-4.0	$167.5^\circ$	$141^\circ$	64
2	-1.3				
3	-1.5				

3. 滤波器各节长度的影响 当  $\beta_{g0}l_2$  变化时, 中心频率处阻抗不变, 频带低端和高端的阻抗发生变化. 当  $\beta_{g0}l_2$  增大时, 低端的阻抗下降, 高端的阻抗上升. 当  $\beta_{g0}l_2$  减小时, 则相反(图 13).

当  $\beta_{g0}l_3$  变化时, 中心频率处阻抗不变, 中心频率附近的两凹谷和频带边缘两高峰发

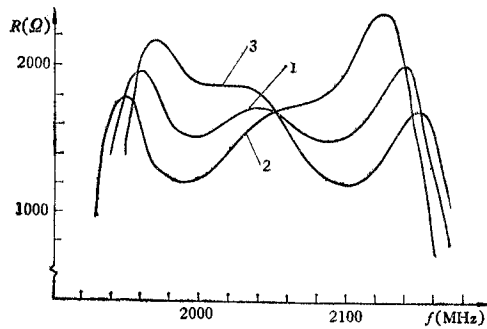


图 13  $\beta_{g0}l_2$  对抗-频带特性的影响

Fig. 13 The effect of  $\beta_{g0}l_2$  on impedance-frequency characteristics

曲线	$\beta_{g0}l_2$	$\beta_{g0}l_3$	$B_{23}$	$B_{34}$	$Q_{ext}$
1	$167.5^\circ$	141°	-4.0	-1.4	64
2	$170^\circ$				
3	$165^\circ$				

生变化。当  $\beta_{g0}l_3$  增大时，低端的高峰下降，高端的高峰上升；低端的凹谷上升，高端的凹谷下降。当  $\beta_{g0}l_3$  减小时，则相反(图 14)。

在制作实际的输出回路时，可以根据上述计算，调整回路参数，可较快地获得最佳阻抗-频带特性。

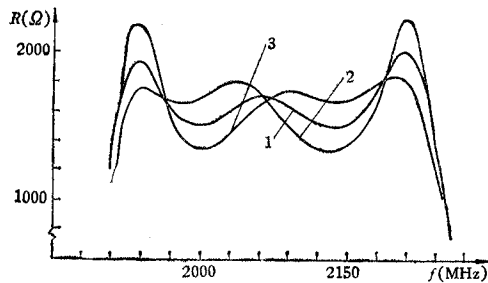


图 14  $\beta_{g0}l_3$  对抗-频带特性的影响

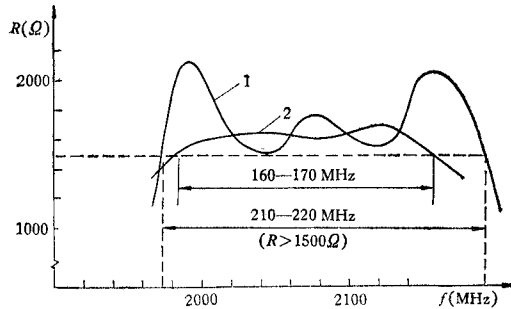
Fig. 14 The effect of  $\beta_{g0}l_3$  on impedance-frequency characteristics

No.	$\beta_{g0}l_3$	$\beta_{g0}l_2$	$B_{24}$	$B_{34}$	$Q_{ext}$
1	$141^\circ$	167°	-4.0	-1.4	64
2	$143^\circ$				
3	$139^\circ$				

## 五、结 束 语

图 15 表示按本文提出的方法设计的 S 波段宽带速调管输出回路的阻抗-频带特性的实验曲线，它与理论设计的曲线基本一致(参看图 8)。采用三节滤波器，当最小阻抗实部  $R^*$  大于  $1500\Omega$  时，其工作带宽大于 10%。在相同条件下，用文献 [2] 的方法设计的输出

回路,其带宽为 7.5%。因此本文提出的设计方法与文献 [2] 的设计方法相比进一步展宽了速调管的输出带宽。



$$B_{23} = -4.15, B_{34} = -1.35, \beta_{g0}l_2 = 166.8^\circ, \beta_{g0}l_3 = 135^\circ, \\ f_0 = 2070\text{MHz}, Q_{ext} = 60, (R/Q) = 120$$

图 15 实验曲线 1.按本文设计的特性 2.按文献 [2]设计的特性

Fig. 15 The experimental curve

1. The characteristics designed by authors
2. The characteristics designed by reference [2]

### 参 考 文 献

- [1] C. Romiguier, *A Broad banding theory of the Klystron Amplifier Output Circuit*, *Wescon Technical Paper*, 27/1, 1961.
- [2] 电子管设计手册编委会编,大功率速调管设计手册,第五章,国防工业出版社,1979年9月.
- [3] 丁耀根、陆孝厚,电子学通讯,4(1982),168.

## THE MODIFICATION OF THE METHOD FOR DESIGNING THE FILTER TYPE OUTPUT CIRCUIT OF BROADBAND KLYSTRONS AND THE CALCULATION OF GAP INTERACTION IMPEDANCE

Ding Yao-gen, Zhu Yun-shu

(Institute of Electronics, Academia Sinica)

In this paper, we propose a new criterion and a method for designing filter type output circuit of broadband klystrons. From this, we can obtain an output section which satisfies the requirement of klystron designs, and have good impedance-bandwidth characteristics. From equivalent circuit, we can directly calculate the gap interaction impedance, and obtain the effect of parameters of the output circuit on which the impedance-bandwidth characteristics depends. According to calculated curves, we can get optimum results through adjusting the parameters of output circuit in the actual manufacture.