

# 宽带速调管滤波器加载输出腔间隙阻抗的 频率特性的模拟计算方法<sup>1</sup>

林福民 \* \*\* 丁耀根 \* 刘铁山 \* 孙小欣 \*

\*(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

\*\* (中国科学院研究生院 北京 100039)

**摘要:** 该文通过理论分析和推导建立起宽带速调管滤波器加载输出腔间隙阻抗的频率特性的模拟计算方法,同时,通过对实际问题的计算阐明了如何应用该方法确定加载输出腔的谐振频率和外观品质因数并对计算结果的合理性做了论证,最后通过滤波器加载输出腔的模拟计算结果与冷测结果的比较和分析,进一步验证该方法的可靠性。

**关键词:** 宽带速调管, 滤波器, 加载输出腔, 间隙阻抗, 外观品质因数

**中图分类号:** TN122, TN815 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2003)12-1688-07

## A Simulation Method for Computing the Gap Impedance Varying with Frequency of Output Cavity Loaded with a Filter

Lin Fu-min Ding Yao-gen Liu Tie-shan Sun Xiao-xin

(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

**Abstract** A simulated computation method is developed by theoretical analysis and deduction to compute the gap impedance varying with frequency of output cavity loaded with a filter. Meanwhile, a practical example is used to show that how to compute the frequency and the loaded quality factor of the output cavity loaded with waveguide by this simulated computation method and the computed result is verified to be reasonable in theory. Finally, a output cavity loaded with a filter is computed and the computed result is analyzed and compared with cold test data in order to conform the reliability of this simulated computation method.

**Key words** Broadband klystron, Filter, Loaded output cavity, Gap impedance, Loaded quality factor

### 1 引言

在宽带速调管的设计过程中,滤波器的设计是一个重要的环节,它是决定速调管工作带宽的最主要因素之一。因此,基于等效电路分析方法设计滤波器是微波电路理论的重要组成部分,有关宽带速调管的滤波器的设计问题已经有很多论述<sup>[1-3]</sup>。等效电路分析方法设计滤波器时只能给出滤波器的各个集中元件的数值和粗略位置以及一些变化趋势,不能给出滤波器中各部分元件的实际尺寸,也不能较精确地计算出滤波器加载输出腔的间隙阻抗的频率特性,因此无法检验设计出的滤波器是否满足要求,更谈不上对滤波器的结构和尺寸进行优化。通常,要想知道间隙阻抗的频率特性如何,只能通过冷测方法<sup>[3,4]</sup>,所以滤波器的设计实际上是在艰苦和费时的冷测调试工作中完成的。鉴于上述情况,本文试图建立起一种较精确的模拟计算方法,用于计算滤波器加载输出腔的间隙阻抗的频率特性,这样就可以在冷测之前对设计出的滤波器进行优化,从而缩短滤波器的设计时间并且节省了零件加工费用。另外,基于等效电路分析的微波

<sup>1</sup> 2002-06-13 收到, 2002-10-28 改回

滤波器设计方法仍然发展得不够完善, 例如, 由等波纹契比雪夫滤波器发展而来的多节电感模片微波滤波器设计方法只适用于均匀输出波导, 由传输谐振腔链组成的多节微波滤波器缺乏较精确的理论, 等等。而模拟计算方法是电磁场理论、微波电路理论和计算技术结合的产物, 具有较高的精度, 它与等效电路的结合并能及时对等效电路设计方法进行检验, 这将有利于发展新的滤波器设计方法和新的滤波器结构。

## 2 滤波器加载输出腔间隙阻抗的模拟计算方法

滤波器加载输出腔的间隙至矫正滤波器的输出波导端口可以看成如图 1 的双端口网络。



图 1 间隙至输出波导端口双端口网络示意图

假如双端口网络的阻抗矩阵为  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$ ,  $Z_{21}$ ,  $Z_{22}$ , 那么两端口的电压和电流有如下关系:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (1a)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (1b)$$

对于互易双端口网络  $Z_{12} = Z_{21}$ , 所以图 1 的双端口网络的阻抗矩阵只有 3 个未知元素, 可以选取 3 种特定的间隙状态, 分别采用模拟计算方法计算输出波导端口的输入阻抗, 从而建立 3 个独立的方程, 通过求解 3 个联立方程就可以求出阻抗矩阵和输出腔的间隙阻抗。

第 1 种状态让间隙开路, 此时图 1 的双端口网络中  $I_1 = 0$ , 在这种状态下, 输出波导端口的输入阻抗记为  $Z_o$ , 根据式 (1a) 可知

$$Z_o = Z_{22} \quad (2)$$

第 2 种状态让间隙短路, 此时图 1 的双端口网络  $V_1 = 0$ , 输出波导端口的输入阻抗记为  $Z_s$ , 则

$$Z_s = Z_{22} - Z_{12}Z_{21}/Z_{11} = Z_{22} - Z_{12}^2/Z_{11} \quad (3)$$

第 3 种状态让间隙接上一个小电容  $\delta C$ , 称为间隙微扰状态, 记这种状态下输出波导端口的输入阻抗为  $Z_p$ , 此时图 1 中  $I_1 = -j\omega\delta CV_1$ , 将其代入式 (1a) 和 (1b) 后, 很容易得到

$$Z_p = Z_{22} - Z_{12}^2/[Z_{11} + 1/(j\omega\delta C)] \quad (4)$$

联立式 (2)-(4) 就可以求出各个阻抗矩阵元:

$$Z_{11} = (Z_p - Z_o)/[j\omega\delta C(Z_s - Z_p)] \quad (5)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \{(Z_o - Z_s)(Z_p - Z_o)/[j\omega\delta C(Z_s - Z_p)]\}^{1/2} \quad (6)$$

$$Z_{22} = Z_o \quad (7)$$

假设输出波导的特性阻抗为  $Z$ , 当输出波导端口接匹配负载时, 图 1 的双端口网络中  $V_2 = -ZI_2$ , 将其代入式 (1a) 和 (1b) 容易求出输出腔间隙阻抗为

$$R^* + jX^* = Z_{11} - Z_{12}^2/(Z_{22} + Z) \quad (8)$$

将阻抗矩阵元式 (5)-(7) 代入式 (8) 并定义归一化阻抗为

$$z_o = Z_o/Z, \quad z_s = Z_s/Z, \quad z_p = Z_p/Z \quad (9)$$

则可以得到如下表达式:

$$R^* + jX^* = \{(1 + z_s)(z_p - z_o)/[(1 + z_o)(z_s - z_p)]\} \cdot [1/(j\omega\delta C)] \quad (10)$$

微扰电容  $\delta C$  的数值可以通过计算输出腔受微扰后谐振频率的漂移求得. 设输出腔的等效电感为  $L$ , 等效电容为  $C$ , 谐振频率为  $\omega_0$ , 受微扰后谐振频率改变为  $(\omega_0 + \delta\omega)$ . 微扰相当于在间隙处并联了小电容  $\delta C$ , 因此有

$$\omega_0^2 = 1/(LC) \quad (11)$$

$$\omega_0 + \delta\omega = 1/[L(C + \delta C)] \quad (12)$$

当  $\delta\omega \ll \omega_0$  时,

$$\delta C = -2\delta\omega/(\omega_0^3 L) = -2\delta\omega/\omega_0^2(R/Q) \quad (13)$$

所以

$$[1/(j\omega\delta C)] = (R/Q)[\omega_0^2/(2\omega\delta\omega)]j = -j(\omega_0/\omega)Z_c \quad (14)$$

其中

$$Z_c = -(1/2)(R/Q)[\omega_0/(\delta\omega)] \quad (15)$$

在模拟计算过程中, 总是忽略了金属壁的损耗, 将其视为理想导体, 因此图 1 中的双端口网络为无耗网络, 而且在上述 3 种特定状态下间隙也是无耗的, 所以在上述 3 种特定状态下, 输出波导端口的输入阻抗均为纯虚数, 可设为

$$z_o = jx_o, \quad z_s = jx_s, \quad z_p = jx_p \quad (\text{其中 } x_o, x_s, x_p \text{ 均为实数}) \quad (16)$$

将式 (16) 代入式 (10) 并利用式 (14) 和 (15), 经整理后可得到

$$R^* = \{(x_o - x_s)(x_o - x_p)/[(x_s - x_p)(1 + x_o^2)]\} \cdot (f_0/f)Z_c \quad (17)$$

$$X^* = \{(x_o - x_p)(1 + x_o x_s)/[(x_s - x_p)(1 + x_o^2)]\} \cdot (f_0/f)Z_c \quad (18)$$

### 3 均匀波导加载输出腔的谐振频率和外观品质因数的确定

采用等效电路分析方法设计滤波器时, 首先要根据所要求的输出功率、输出频率和带宽确定输出腔的谐振频率和外观品质因数. 由于输出腔与波导耦合后, 其谐振频率将发生变化, 传统的模拟计算方法只能计算封闭腔的谐振频率, 无法计算加载后输出腔的谐振频率变化, 只能做粗略地估计, 然后在冷测过程中将频率调准. 至于外观品质因数, 那就更无法知道了, 全凭经验. 等效电路分析方法只能根据要求给出外观品质因数的设计值, 并不能给出对应这一外观品质因数的耦合口的具体尺寸, 这一步工作只能通过冷测完成. 现在根据上节推导出的式 (15), (17), (18), 能够通过模拟计算获得输出腔间隙阻抗的频率特性, 只要应用简单的微波电路知识就可以得到在某种特定耦合情形下波导加载输出腔的谐振频率和外观品质因数, 从而可以调整耦合口的大小或改变耦合方式以达到要求. 下面将通过简单的推导和具体例子的计算详细介绍这种方法.

根据微波电路理论，谐振腔在谐振频率点附近的行为相当于一个 LC 谐振电路，而与均匀波导耦合就相当于并联了一个纯电阻。因此在谐振频率点，输出腔间隙的阻抗实部取最大值，虚部为 0。其次，根据外观品质因数的定义很容易得出：

$$Q_{ext} = \frac{\omega_0^* (\frac{1}{2} C^* |V_1|^2)}{|V_1|^2 / [2R(f_0^*)]} = \omega_0^* C^* R(f_0^*) \approx \frac{R(f_0^*)}{(R/Q)} \tag{19}$$

式中 \* 号代表输出腔加载输出波导后的数值，与封闭腔的相应数值略微不同。

这样只要能计算出波导加载输出腔间隙阻抗的频率特性，就可以确定谐振频率并利用式 (19) 计算出外观品质因数。

中科院电子所研制的宽带速调管 KC-4066 的滤波器加载输出腔结构如图 2 所示。其耦合口尺寸为 18mm×12mm，长 7mm，要确定输出腔的谐振频率和外观品质因数时，暂不考虑后段的滤波器，只考虑输出腔以这样的耦合口与均匀波导耦合后间隙阻抗的频率特性。当应用上节所述方法进行模拟计算时，间隙的三种特定状态可以按如下方法模拟：

- (1) 间隙不接任何东西，这代表间隙开路；
- (2) 隙处填充金属，那么间隙就处于短路状态；

(3) 在间隙两边的漂移管中置两个金属环处于对称的位置，这就相当于在间隙处并联了一个微小电容。对这个具体问题而言，输出腔的特性阻抗为  $R/Q = 89.0\Omega$ ，谐振频率为  $f_0 = 5641.41\text{MHz}$ ，加了微扰电容后，谐振频率变为  $f_p = 5626.36\text{MHz}$ ，根据式 (15) 可以算出  $Z_c = 16681\Omega$ 。

在上述 3 种特定状态下，分别计算输出波导端口的输入阻抗在工作频带内随频率的变化关系，具体结果见表 1 中第 2,3,4 列，再根据式 (15), (17), (18) 计算得出各个频率点间隙阻抗的实部和虚部，具体结果见表 1 中第 4, 5 列，利用表 1 数据绘制成的间隙阻抗的频率特性曲线见图 3。

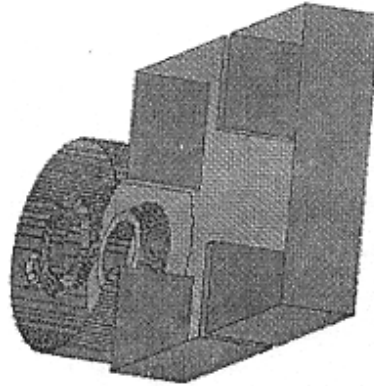


图 2 实例 KC-4066 滤波器加载输出腔的结构图

从表 1 和图 3 可以看到，间隙阻抗的虚部为 0 处，实部刚好取最大值，该频率点即为输出腔加载后的谐振频率点，约为 5637MHz，若需要更精确的数据可以在谐振点附近多计算几个点；另外，根据式 (19) 可以求出外观品质因数为 180.0，这一结果与反射相位模拟计算法所得到的谐振频率和外观品质因数十分接近 ( $f_0 = 5637\text{MHz}$ ,  $Q_{ext} = 187.3$ )。

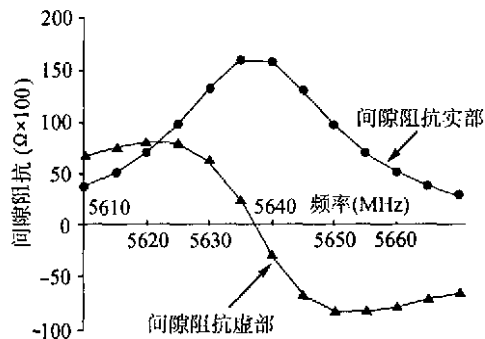


图 3 均匀波导加载输出腔间隙阻抗的频率特性曲线图

表 1 均匀波导加载输出腔间隙阻抗的频率特性

频率 $f$ (MHz)	$x_o$ ( $\Omega$ )	$x_s$ ( $\Omega$ )	$x_p$ ( $\Omega$ )	$R(f)$ ( $\Omega$ )	$X(f)$ ( $\Omega$ )
5610	0.12294E-01	-0.53687E+00	0.39445E+00	3780.1	6837.2
5615	0.10708E+00	-0.53230E+00	0.70057E+00	5100.1	7526.4
5620	0.23798E+00	-0.52775E+00	0.12995E+01	7051.1	8045.2
5625	0.43213E+00	-0.52322E+00	0.30170E+01	9829.5	7966.5
5630	0.75271E+00	-0.51870E+00	0.60295E+02	13273.7	6370.5
5635	0.13895E+01	-0.51420E+00	-0.45060E+01	16020.4	2406.4
5640	0.32914E+01	-0.50972E+00	-0.24380E+01	15922.0	-2840.1
5645	-0.38217E+04	-0.50526E+00	-0.17750E+01	13113.6	-6630.2
5650	-0.42821E+01	-0.50081E+00	-0.14462E+01	9769.4	-8126.1
5655	-0.23843E+01	-0.49639E+00	-0.12490E+01	7079.8	-8189.8
5660	-0.17487E+01	-0.49197E+00	-0.11167E+01	5209.3	-7708.3
5665	-0.14285E+01	-0.48758E+00	-0.10213E+01	3918.4	-7066.4
5670	-0.12347E+01	-0.48320E+00	-0.94884E+00	3035.0	-6445.3

表 1 的数据和图 3 显示, 输出腔间隙阻抗的实部随频率的变化趋势呈对称形状, 中央极大点精确地对应于虚部的零点; 而虚部则呈反对称形状, 有两个极值点, 两个极值的绝对值相等并十分接近于实部的一半, 在谐振频率附近虚部随频率的变化近似于线性下降, 所有这些特点都与理论预想的结果完全相同, 这是因为根据微波电路理论, 输出腔加载均匀波导后, 其间隙阻抗可表示为

$$R(f) + jX(f) = R_0/[1 + jR_0B(f)] \quad (20)$$

其中谐振腔导纳  $B(f) = 2\pi fC^* - [1/(2\pi fL^*)]$ , 所以

$$R(f) = R_0/[1 + R_0^2B^2(f)] \quad (21)$$

$$X(f) = -R_0^2B(f)/[1 + R_0^2B^2(f)] \quad (22)$$

在谐振频率点, 谐振腔导纳  $B(f_0^*) = 0$ , 实部取极大值  $R_0$ , 虚部为 0, 虚部则有两个极值点, 分别是:

(1) 极大值点  $f_1$ , 对应于  $B(f_1) = -1/R_0$ ,  $X(f_1) = R(f_1) = R_0/2$ ;

(2) 极小值点  $f_2$ , 对应于  $B(f_2) = 1/R_0$ ,  $X(f_2) = -R(f_2) = -R_0/2$ .

鉴于上述计算结果与理论预期精确吻合, 因此有理由相信这种模拟计算方法具有较高的精度, 可以应用于滤波器的优化设计中。

#### 4 滤波器加载输出腔间隙阻抗的频率特性的模拟计算结果与冷测结果的比较和分析

为了进一步验证这种模拟计算方法的可靠性, 我们计算了图 2 所示 KC-4066 的滤波器加载输出腔的间隙阻抗的频率特性, 并将计算结果与冷测结果作比较。具体数据见表 2 和表 3 以及根据表 3 的数据绘制成的滤波器加载输出腔的间隙阻抗的频率特性曲线, 图 4。

从表 3 和图 4 的间隙阻抗频率特性曲线可以看到, 计算结果与冷测结果还是比较接近的, 模拟计算得到的间隙阻抗实部和虚部基本绕着测量值波动, 随频率的变化趋势基本一致, 尤其在虚部为 0 的频率点附近, 计算得到的间隙阻抗的实部和虚部与测量值符合得更好, 在工作频带边缘处相差稍大, 但相对误差都不超过 20%。实际上, 冷测也有较大的误差, 比如, 频率为 5650MHz 那一点, 按照冷测数据, 间隙阻抗的实部突然凹下很多, 虚部则上翘, 这很有可能是偶然误差, 因为这不符合理论分析结果, 从计算结果和测量曲线看, 该点不象两节滤波器的中心频率点, 滤波器的中心频率点应在频率为 5620MHz 那点附近, 因为计算和测量结果都表明, 在那一点虚部为 0, 而实部随频率变化最平坦, 这正是滤波器中心点的特征。

表 2 3 种状态下输出波导端口的输入阻抗频率特性的计算结果

频率 $f$ (MHz)	$x_o$	$x_s$	$x_p$
5580	-0.51597E+00	-0.16886E+02	-0.27302E+00
5590	-0.32683E+00	-0.10233E+02	-0.82024E-01
5600	-0.14369E+00	-0.73335E+01	0.10978E+00
5610	0.40541E-01	-0.57080E+01	0.31047E+00
5620	0.23336E+00	-0.46664E+01	0.52972E+00
5630	0.44382E+00	-0.39413E+01	0.78020E+00
5640	0.68408E+00	-0.34066E+01	0.10811E+01
5650	0.97234E+00	-0.29954E+01	0.14640E+01
5660	0.13388E+01	-0.26690E+01	0.19866E+01
5670	0.18391E+01	-0.24031E+01	0.27704E+01
5680	0.25904E+01	-0.21821E+01	0.41222E+01
5690	0.38910E+01	-0.19951E+01	0.71219E+01
5700	0.68011E+01	-0.18348E+01	0.20128E+02

表 3 间隙阻抗频率特性的模拟计算结果和冷测结果

频率 $f$ (MHz)	计算的 $R^*(\Omega)$	计算的 $X^*(\Omega)$	冷测的 $R^{**}(\Omega)$	冷测的 $X^{**}(\Omega)$
5580	3189.7	1892.6	3716.03	2382.77
5590	3635.1	1594.1	4040.21	1751.33
5600	4020.9	1148.7	4284.16	1146.97
5610	4319.0	577.7	4318.05	436.59
5620	4435.4	-80.6	4148.53	-103.04
5630	4357.8	-744.4	4191.97	-739.00
5640	4112.1	-1336.9	4135.49	-1088.40
5650	3746.6	-1806.3	3414.85	-1053.98
5660	3322.7	-2133.1	3724.60	-1525.89
5670	2891.7	-2331.4	3673.88	-1999.61
5680	2491.6	-2429.0	3265.47	-2362.90
5690	2136.5	-2454.8	2486.50	-2683.99
5700	1831.3	-2434.2	2486.50	-3076.87

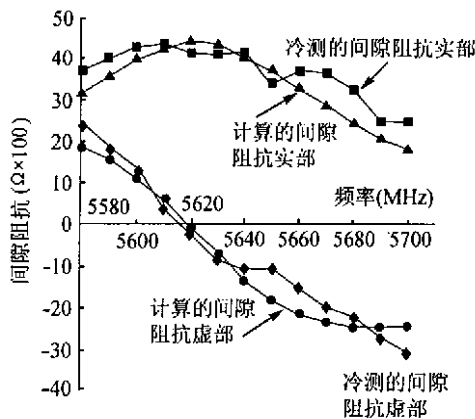


图 4 滤波器加载输出腔间隙阻抗频率特性曲线图

从上述计算结果看, 除个别频率点外, 模拟计算结果与实际测量结果的相对误差只有 10% 左右。由于这种模拟计算方法的合理性和精确性, 同时也由于模拟计算比冷测要方便快捷得多, 因此, 这种模拟计算方法必将在滤波器设计和优化过程中发挥重要的作用, 从而缩短滤波器的设计时间, 节省设计费用, 并促进新型滤波器的发展。

## 5 结束语

随着计算机技术和计算软件的迅猛发展,模拟计算在真空电子器件的研制过程中的应用日益广泛。但到目前为止,宽带速调管滤波器的模拟计算方法还没有建立起来。本文正着眼于这一点,试图建立起滤波器的模拟计算方法,不过该方法只适用于滤波器加载单间隙输出腔,而一般的双间隙腔的模拟计算方法可能要复杂得多,采用类似的方法是否可行,还有待进一步的研究。

## 参 考 文 献

- [1] 丁耀根, 陆孝厚. 具有两节滤波器的速调管宽带输出端的设计方法. 电子学通讯, 1982, 4(3): 168-174.
- [2] 丁耀根, 朱允淑. 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. 电子学通讯, 1982, 4(6): 354-364.
- [3] 中国科学院电子学研究所编. 大功率速调管设计手册. 北京: 国防工业出版社, 1979年9月第一版, 133-163.
- [4] Yong-Xian Zhao. An impedance measurement method for double-gap klystron cavity. *IEEE Trans. on Electron. Devices*, 1982, ED-29(2): 316-340.

林福民: 男, 1964年生, 副教授, 博士生, 从事理论物理和大功率微波器件的研究。  
丁耀根: 男, 1942年生, 研究员, 博士生导师, 从事微波理论和大功率微波器件的研究。  
刘铁山: 男, 1941年生, 研究员, 从事大功率微波器件的研究。  
孙小欣: 女, 1977年生, 助理工程师, 从事大功率微波器件的研究。