

L 波段多注速调管同轴线滤波器 宽带输出回路的研究和设计¹

林福民 丁耀根

(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

摘要: 该文设计了一个相对工作带宽超过 14%、可用于 L 波段多注速调管的宽带输出回路——四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔加载同轴线滤波器，并对其进行详细地分析和计算。研究结果表明，在较低频率波段宽带速调管中，采用同轴线滤波器的宽带输出回路是完全可行的，并且具有更大的输出带宽潜力和较小的体积，特别有利于整管的小型化。

关键词: 多注速调管，同轴线滤波器，宽带输出回路，输出腔，间隙阻抗

中图分类号: TN122 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)05-0813-07

The Research and Design of a Coaxial Filter Broadband Output Circuit for L-Band Multiple Beam Klystron

Lin Fu-min Ding Yao-gen

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

Abstract A broadband output circuit with a workable relative bandwidth bigger than 14% for L-band multiple beam klystron, in which a π -mode strong coupling double-gap output cavity is loaded with a coaxial filter, is designed, analyzed and calculated in detail in this paper. The research results show that the broadband output circuit with a coaxial filter not only can be used in lower frequency broadband klystron, but also has a wider output band, a much smaller volume and a much lesser weight. These characteristics will be beneficial greatly to the diminution of lower frequency broadband klystrons.

Key words Multiple beam klystron, Coaxial filter, Broadband output circuit, Output cavity, Gap impedance

1 引言

L 波段大功率宽带微波管在现代通信、雷达、电子对抗以及粒子加速器等方面都有重要的应用，由于工作频率较低，L 波段大功率宽带微波管大多数体积大而笨重，为了满足现代电子设备小型化的要求，研究如何减小低频率波段大功率宽带微波管的整管体积和重量是一项重要而紧迫的工作。L 波段多注速调管比其它类型、同频段的微波管体积较小，并且具有较大的效率频宽积和工作电压低等优点^[1~5]，因此，目前在国内外 L 波段大功率宽带多注速调管的研制备受关注^[6~8]。

为了获得较宽的输出带宽，多注速调管通常要采用耦合双间隙输出腔加载多节滤波器的输出结构^[5,9]，以致在较低频率时输出段的体积在整管的体积中占有相当大的比例，所以，为了进一步减小低频率波段多注速调管的体积和重量，除了群聚段和磁聚焦系统要进行优化设计外，设计小型化的宽带输出回路尤其重要。其中小型化耦合双间隙输出腔的研究已经取得一定的成果^[10,11]，本文是针对小型化宽带滤波器结构研究的。

¹ 2002-11-22 收到， 2003-04-08 改回

传统的大功率宽带多注速调管的输出滤波器是矩形波导中加电感膜片。这种结构的体积和重量随着工作频率降低而迅速增大，在 L 波段，这种结构的三节滤波器宽一百多毫米，长达二、三百毫米，极不利于整管的小型化。究其原因主要有两个：首先，矩形波导存在截止频率，为了使传输波不截止，就必须选用横截面较大的波导；其次，微波在矩形波导中以 TE_{10} 传播，其波导波长较长，这导致每节滤波器都较长。若采用同轴线输出，上述两个问题将会得到很好的解决，因为微波在同轴线中以 TEM 模传播不存在截止频率，传输波长是自由波长，比矩形波导波长短得多。另外，体积太大的输出波导与输出腔耦合也会给聚焦系统的设计带来很多麻烦。因此，在较低频率波段宽带速调管中采用同轴线输出代替矩形波导输出是一种很好的选择，问题的关键在于如何设计频带足够宽的同轴线滤波器输出回路以满足要求。

到目前为止，国内外还没有任何文献报道过相对工作带宽 6% 以上的宽带速调管采用同轴线输出。鉴于同轴线滤波器在较低频率波段对大功率宽带速调管的小型化特别有利，因此，对同轴线滤波器宽带输出回路做深入的研究很有必要。

2 四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔加载同轴线滤波器的结构

速调管宽带输出回路包括输出腔和滤波器两部分。在宽带速调管中，为了提高工作带宽通常采用耦合双间隙输出腔，而在较低频率波段，为了尽量减小输出腔的体积，一般都选用工作于 π 模的双间隙输出腔，本文设计了一种新型的输出腔——四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔。宽带速调管滤波器一般是两节^[11] 或三节^[12]，本文采用了两节同轴线滤波器。因此本文所设计的 L 波段多注速调管宽带输出回路为四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔加载同轴线滤波器结构。图 1 是该结构的立体图形，图 2 是该结构的两个主要剖面图（过输出腔轴线的剖面和垂直输出腔轴线的剖面）。

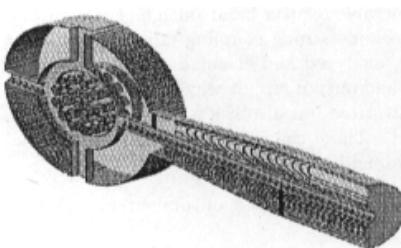


图 1 同轴线输出回路 1/2 对称结构立体图

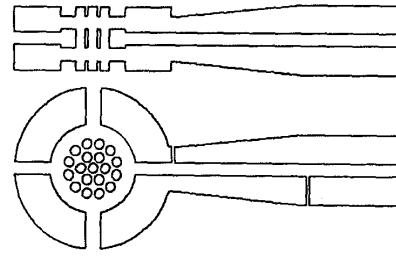


图 2 同轴线输出回路的两个主要剖面图

为了较清楚地了解四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔的优良特性，本文采用三维电磁场模拟计算软件 ISFEL3D^[13,14] 计算了 π 模频率相同的四耦合槽强耦合双间隙腔和双耦合槽弱耦合双间隙腔的 π 模频率特性阻抗和腔体尺寸，所得到的基本参数列于表 1 中做比较。

表 1 四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔与 π 模弱耦合双间隙腔的基本特性比较

输出腔类型	π 模频率 (MHz)	18 孔平均 π 模 特性阻抗 (Ω)	π 模特性阻抗 均匀度 (最大 / 最小)	腔体内径 (mm)	腔体高度 (mm)
强耦合腔	1252.28	84.20	1.074	106.0	40.0
弱耦合腔	1250.83	61.02	1.125	125.0	40.0

从表 1 可以看到，四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔除了保持 π 模强耦合双间隙腔^[5] 体积小、特性阻抗高的优良特性外，沿各个漂移孔的特性阻抗还特别均匀，其均匀度超过了 π 模弱耦合双间隙腔。同时，其结构很方便于与输出同轴线耦合（详见结构图 1 和图 2），而且耦合口和耦合元件不会破坏输出腔内原有的电磁场结构。因此，四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔是一种很有发展前景的较低频率波段宽带速调管的输出腔，尤其适合于同轴线耦合输出结构的设计。

在一般情况下, 输出腔开口与外接传输线耦合以后谐振频率稍微下降一些, 所以必须稍微缩小输出腔的体积才能恢复到封闭腔原来的频率。在本文所设计的宽带输出回路中, 加载同轴线滤波器的四耦合槽 π 模强耦合双间隙输出腔的直径比表 1 中的数据略小, 为 102.0mm, 经计算加载后的谐振频率刚好为 1250 MHz。

本文所设计的两节同轴线滤波器的主体是一段锥形同轴线, 内径从 28mm 连续变化到 44mm, 两端接直径为 2mm 的金属圆柱作为分流电感, 中心分别处于距离输出腔中心轴线 52.0mm 和 139.5mm 的位置上。同轴线的内导体心直径为 8mm, 内外导体之间不填充任何介质, 其真空度与输出腔中的真空度相同, 因此能够承受比较高的输出功率。

一般定义滤波器的实际长度为第一个耦合元件至最后一个元件之间的长度, 按照这种定义, 这里所设计的两节同轴线滤波器的实际长度只有 87.5mm。若采用 BJ14 标准矩形波导加电感膜片两节滤波器, 其长度约 140mm, 横截面也要大得多, 总体积和重量将增加十多倍。

3 π 模耦合双间隙腔加载同轴线滤波器的等效电路分析

如图 1 和图 2 所示, 外接同轴线与输出腔的耦合方式保持了输出腔中两个互作用间隙的对称性, 当耦合双间隙腔处于 π 模谐振状态时, 两个互作用间隙处的电场方向相反, 而且两个单腔与外接同轴线的耦合状况也完全相同, 这相当于两个等价的单间隙腔以并联方式同时与外接同轴线耦合, 因此可以将 π 模双间隙腔耦合外接同轴线输出回路等效为单间隙腔耦合外接同轴线输出回路。根据耦合双间隙腔和速调管滤波器的等效电路理论^[5,9,11-13], 其等效电路可表示为图 3。

在图 3 中变压器左侧是等效单间隙腔的等效电路, C_1 代表单个间隙的等效电容, L_1 代表单腔的等效电感, L_S 和 C_S 分别代表耦合槽的等效电感和等效电容; i_f 代表输出腔中高频感应电流的基波分量, 由于两个单腔并联, 所以等效电路中左端的输入高频感应电流的基波分量为 $2i_f$ 。图 3

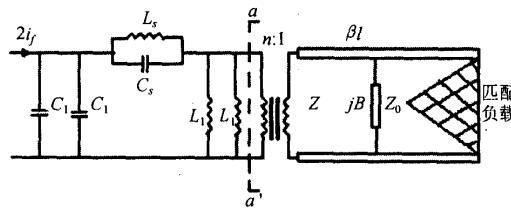


图 3 π 模耦合双间隙腔加载同轴线滤波器的等效电路

中右侧是同轴线滤波器的等效电路, Z 和 Z_0 分别代表锥形同轴线段和输出端同轴线的特性阻抗, β 是传输波在同轴线中的传播常数, l 代表滤波器的等效长度, B 代表滤波器终端的金属圆柱的等效电纳。耦合口和该处的金属圆柱控制了输出腔和外接同轴线的耦合强度, 按速调管滤波器的等效电路原理等效为一个变压器, 变压比 n 根据下面式 (1) 确定^[11]。

$$n^2 = (R/Q)_\pi Q_{ext} / (4Z) \quad (1)$$

式 (1) 中 $(R/Q)_\pi$ 代表 π 模特性阻抗, Q_{ext} 代表输出腔的表观品质因数。式 (1) 与文献 [11] 中相应的式子对比分母多了系数 4, 这是由于两个间隙并联后的特性阻抗只有原来输出腔 π 模特性阻抗的 $1/4$, 而 Q_{ext} 和 Z 保持不变。

为了定性分析问题的方便, 以等效的均匀同轴线代替图 1 或图 2 中的非均匀同轴线, 假设其特性阻抗为 Z , 则可根据高频传输线理论求出等效电路图 3 中从 aa' 参考面向右的输入导纳 $G_L + jB_L$ 为

$$G_L = \frac{(R/Q)_\pi Q_{ext}}{4Z^2} \frac{1 + \tan^2 \beta l}{(1 - BZ \tan \beta l)^2 + \tan^2 \beta l} \quad (2)$$

$$B_L = \frac{(R/Q)_\pi Q_{ext} B}{4Z} \frac{1 - \tan^2 \beta l - BZ \tan \beta l}{(1 - BZ \tan \beta l)^2 + \tan^2 \beta l} \quad (3)$$

等效单间隙输出腔加载同轴线滤波器就相当于在等效电路图 3 中 aa' 参考面处并联了导纳 $G_L + jB_L$ ，因此，其间隙阻抗 $(R + jX)$ 可以根据图 3 求出：

$$R = \frac{\omega^2 L^2 G_L}{\omega^2 L^2 G_L^2 (1 - \omega^2 L'_s C)^2 + [1 - \omega^2 C(L + L'_s)]^2} \quad (4)$$

$$X = \frac{\omega^3 L L'^2 (1 - \omega^2 L'_s C) G_L^2 + \omega(L + L'_s) [1 - \omega^2 C(L + L'_s)]}{\omega^2 L^2 G_L^2 (1 - \omega^2 L'_s C)^2 + [1 - \omega^2 C(L + L'_s)]^2} \quad (5)$$

其中 ω 为工作角频率，其余参量的定义如下：

$$C = 2C_1, \quad L = \frac{L_1}{2 - \omega L_1 B_L}, \quad L'_s = \frac{L_s}{1 - \omega^2 / \omega_s^2}, \quad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (6)$$

由于等效电路图 3 左侧表示的等效单间隙腔中通过的高频感应电流的基波分量为 $2i_f$ ，若定义等效间隙阻抗 $(R^* + jX^*)$ 满足： $R^* = 2P_{\text{out}}/i_f^2$ ， P_{out} 代表输出功率，那么等效间隙阻抗与等效电路图 3 中的间隙阻抗相差 4 倍，即

$$R^* + jX^* = 4(R + jX) \quad (7)$$

根据等效电路分析法所得出的间隙阻抗计算公式 (2)–(6) 中有不少无法精确求出的参量，因此不能用于实际的 π 模耦合双间隙腔加载滤波器宽带输出回路的计算。若要较精确地计算出等效间隙阻抗的频率特性，必须通过模拟计算方法。但是，在设计宽带输出回路和采用模拟计算方法进行优化的过程中，以上式 (2)–(6) 可以作为调节各个元件的定性分析工具，也可用于分析和判断总体设计构想和模拟计算结果的合理性。另外，等效电路图 3 和式 (1)–(7) 对所有工作于 π 模的耦合对称双间隙腔加载两节滤波器宽带输出回路都适用，是对这类输出回路进行模拟计算的重要理论依据。接下来将采用文献 [15] 所提供的输出腔间隙阻抗模拟计算方法，计算本文所设计的同轴线滤波器加载四耦合槽 π 模强耦合双间隙输出腔的间隙阻抗的频率特性。

4 同轴线滤波器加载输出腔的等效间隙阻抗的频率特性

根据上一节中的等效电路图 3 和分析得出的结论以及文献 [15] 中的推导，本文所设计的同轴线滤波器加载四耦合槽 π 模强耦合双间隙输出腔的等效间隙阻抗 $(R^* + jX^*)$ 可以表示为

$$R^* = \{[(x_o - x_s)(x_o - x_p)]/[(x_s - x_p)(1 + x_o^2)]\}(f_0/f)Z_c \quad (8)$$

$$X^* = \{[(x_o - x_p)(1 + x_o x_s)]/[(x_s - x_p)(1 + x_o^2)]\}(f_0/f)Z_c \quad (9)$$

$$Z_c = -(1/2)(R/Q)_\pi[f_0/(\delta f)] \quad (10)$$

其中 x_o, x_s, x_p 分别是当互作用间隙处于开路、短路、微扰 3 种状态下同轴线端口的输入阻抗的虚部（已经归一化）。 f_0 是输出腔的谐振频率， δf 是微扰电容所引起的输出腔谐振频率的改变量 ($\delta f = f_p - f_0$)。本文采用的微扰状态为无漂移孔间隙，封住所有的漂移孔相当于在互作用间隙处增加了一个微小的电容。经过计算， δf 为 -14.06MHz ，利用表 1 的数据和式 (10) 可以求出 $Z_c = 3749.71\Omega$ 。

采用三维电磁场模拟计算软件 ISFEL3D 可以直接得到，在输出腔的互作用间隙处于开路、短路、微扰 3 种状态下，同轴线端口的输入阻抗虚部的频率特性，见表 2 的中间三列。利用式 (8) 和式 (9) 就可以计算出同轴线滤波器加载输出腔的等效间隙阻抗的频率特性，结果列于表 2 中最右边两列。图 4 是根据计算结果绘制的等效间隙阻抗随频率的变化曲线。

表 2 同轴线滤波器加载输出腔的等效间隙阻抗的频率特性

频率 f (MHz)	x_o	x_p	x_s	$R^*(\Omega)$	$X^*(\Omega)$
1130	-0.12362E + 00	-0.51884E - 01	-0.71121E + 00	261.07	483.35
1140	0.56214E - 01	0.15422E + 00	-0.62134E + 00	350.91	499.87
1150	0.26744E + 00	0.40902E + 00	-0.53275E + 00	457.65	490.42
1160	0.52962E + 00	0.74655E + 00	-0.44477E + 00	560.05	439.35
1170	0.87818E + 00	0.12489E + 01	-0.35662E + 00	644.86	358.67
1180	0.14030E + 01	0.21317E + 01	-0.26781E + 00	678.96	253.70
1190	0.23182E + 01	0.43015E + 01	-0.17759E + 00	682.88	160.97
1200	0.45305E + 01	0.22344E + 02	-0.84932E - 01	665.18	88.69
1210	0.20619E + 02	-0.85415E + 01	0.10880E - 01	638.74	37.96
1220	-0.96585E + 01	-0.37347E + 01	0.11092E + 00	613.21	4.46
1230	-0.40573E + 01	-0.23938E + 01	0.21650E + 00	594.40	-16.91
1240	-0.25638E + 01	-0.17317E + 01	0.32907E + 00	583.05	-31.50
1250	-0.18392E + 01	-0.13154E + 01	0.45057E + 00	581.07	-43.47
1260	-0.13901E + 01	-0.10154E + 01	0.58325E + 00	586.77	-56.27
1270	-0.10683E + 01	-0.77681E + 00	0.73021E + 00	599.64	-73.32
1280	-0.81461E + 00	-0.57347E + 00	0.89545E + 00	617.83	-97.73
1290	-0.59887E + 00	-0.38963E + 00	0.10844E + 01	639.20	-133.13
1300	-0.40472E + 00	-0.21568E + 00	0.13047E + 01	658.30	-181.77
1310	-0.22085E + 00	-0.44236E - 01	0.15672E + 01	668.91	-244.58
1320	-0.39386E - 01	0.13072E + 00	0.18886E + 01	661.44	-317.55
1330	0.14680E + 00	0.31630E + 00	0.22952E + 01	634.80	-395.02
1340	0.34528E + 00	0.51887E + 00	0.28299E + 01	583.27	-464.16
1350	0.56440E + 00	0.74801E + 00	0.35733E + 01	514.85	-516.20
1360	0.81533E + 00	0.10159E + 01	0.46874E + 01	437.98	-545.38
1370	0.11141E + 01	0.13423E + 01	0.65572E + 01	363.59	-554.79

本文中滤波器加载输出腔的等效间隙阻抗实部的设计值为 560Ω 至 700Ω ，这是根据具体问题的要求设定的。若要改变这一设定，根据滤波器设计原理，可以通过调整耦合口的耦合强度和同轴线滤波器终端的电纳得到。同轴线与输出腔的耦合强度由输出腔的外观品质因数衡量，在本文所设计的两节同轴线滤波器宽带输出回路中，输出腔的外观品质因数根据 ISFEL3D 中的反射相位法计算为 27.41，若采用文献 [15] 中所提供的方法计算为 28.75，两种计算结果十分接近。

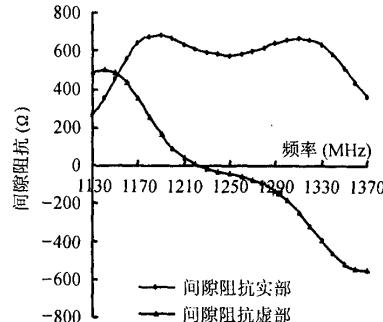


图 4 同轴线滤波器加载输出腔的等效间隙阻抗的频率特性

从表 2 和图 4 可以看到，本文所设计的同轴线滤波器的频率特性与文献 [13] 中所描述的理想两节滤波器的频率特性完全一样，这实际上是设计过程中采用文献 [15] 所提供的模拟计算方法不断进行优化的结果。模拟计算结果能够与理论预期符合得很好，则说明该模拟计算方法是比较可靠的，因为每次计算结果不符合定性分析，盲目地调节各个元件是很难凑巧调出理想结果的。

由于速调管的输出功率与滤波器加载输出腔的等效间隙阻抗的实部成正比，因此输出功率的 1dB 带宽取决于滤波器加载输出腔的等效间隙阻抗实部的 1dB 带宽。表 2 和图 4 显示，两节同轴线滤波器的相对工作带宽已超过 14%，而一般的矩形波导加电感膜片三节滤波器都很难

达到这一带宽，可见同轴线滤波器不仅体积小，而且带宽潜力很大。当然，本文所设计的同轴线滤波器获得较宽的带宽，这一方面是由于四耦合槽 π 模强耦合双间隙腔的特性阻抗高以及设计过程中不断优化的结果，但至少也说明了，速调管宽带输出回路可以采用同轴线滤波器结构，相对工作带宽能达到 14% 甚至更高。根据文献 [14] 的论述，三节滤波器的带宽比两节滤波器的带宽可以提高约 40%，若按照这一比例，使用三节或三节以上的同轴线滤波器，有可能获得超过 20% 的相对工作带宽，这是矩形波导加电感膜片滤波器所无法达到的带宽，但这种推断还有待进一步的研究确认。

5 滤波器的主要参数与等效电路分析法的最佳设计值比较

按照速调管两节滤波器的等效电路分析方法设计^[11]的步骤是，根据设定的输出腔最佳间隙阻抗实部 R_0 求出参量 W ，对于本文中的同轴线滤波器， W 的数值计算如下：

$$W = \frac{2R^*}{(R/Q)_\pi} = \frac{2 \times 560}{84.2} = 13.3 \quad (11)$$

再根据文献 [11] 中图 5 提供的数值曲线查出最佳驻波比参量 s^* 和最佳带宽参量（对于同轴线滤波器即为半相对带宽），然后再计算出表观品质因数 Q_{ext}^* 、滤波器等效长度 l^* 和终端电纳 B^* 的最佳设计值，具体计算结果见表 3 中第 2 行。

为了进一步考察本文中的设计结果的可靠性，下面将采用模拟计算方法计算出所设计的同轴线滤波器的主要参量，再与等效电路分析法的最佳设计值做比较。采用 ISFEL3D 可直接计算出驻波比参量 s 和滤波器等效长度 l ，利用文献 [15] 提供的方法可以求出 Q_{ext} ，具体计算结果见表 3 中第 3 行。

表 3 同轴线滤波器的主要参量与等效电路分析法的最佳设计值的比较

	输出腔表观 品质因数	滤波器段的 等效长度 (mm)	驻波比 参量	滤波器终端 归一化电纳	输出回路 相对带宽
等效电路法 最佳设计值	33.92	104.1	5.1	-1.82	15.0%
实际设计的 模拟计算值	28.75	101.6	3.5	-1.34	14.8%

从表 3 中两组参数的比较可以看出，实际设计的同轴线滤波器的终端电纳略小于最佳设计值，输出腔的表观品质因数也略低。这在等效间隙阻抗实部的频率特性曲线中体现出的结果是，在中心频率点的等效间隙阻抗实部稍微高于设定的最佳阻抗值 (560Ω)，而等效间隙阻抗实部的峰值略低于设定的峰值 (700Ω)，这说明还有一点带宽潜力，但实际设计中，不管是通过冷测实验调试还是用模拟计算方法进行优化，都很难达到理想的设计。本文中设计的同轴线滤波器相对工作带宽达到 14.8%，很接近最佳设计值，已经很不容易了。

图 4 显示，等效间隙阻抗的虚部不在中心频率点，偏向低频率端，这是没有达到理想设计所导致的。根据等效电路分析，两节滤波器宽带输出回路加载于输出腔，相当于在输出腔的耦合口处（等效电路图 3 中的 aa' 参考面）并联了一个导纳 $Y = G_L + jB_L$ ，如果滤波器达到理想设计，其行为是一个传输型谐振腔，在频率中心点，电纳 B_L 为 0，所以理想的两节滤波器在中心频率点等效间隙阻抗的虚部等于 0。本文所设计的两节同轴线滤波器的终端电纳略小于最佳设计值，也就是滤波器终端的金属圆柱的等效电感偏大，因此，滤波器的谐振频率偏低，电纳 B_L 的零点移向低频率端，这就导致了图 4 中等效间隙阻抗的虚部的零点偏向低频率端。另外，表 3 中还显示，所设计的滤波器的等效长度稍微小于最佳设计值，这也是由于滤波器的终端电纳偏小所致，通过减小滤波器的等效长度可以提高滤波器的谐振频率，但不能完全恢复耦合口处并联电纳 B_L 的零点位置。

等效电路分析方法毕竟是一种近似方法, 它所提供的滤波器参量的最佳设计值也是近似的, 只能做为粗略的估算, 实际设计出的滤波器参量都与最佳设计值有一定偏差, 间隙阻抗频率特性曲线的形状也不可能达到完全理想的形状。本文设计的同轴线滤波器的主要参量与最佳设计值基本符合, 等效间隙阻抗的频率特性曲线也接近理想形状, 对一些偏差较大的参量也能得到合理的解释, 因此, 这个设计结果是比较可靠的。其次, 同轴线滤波器中用了一段锥形同轴线, 其中必定存在微小的跃变电容, 这也是该滤波器的参量偏离最佳设计值的原因之一。

6 结束语

本文所设计的 L 波段多注速调管同轴线滤波器宽带输出回路是根据实际需要设计的, 通过设计并对其等效电路的分析和等效间隙阻抗频率特性的模拟计算, 所得出的结论是, 在较低频率波段的大功率宽带速调管中采用同轴线滤波器宽带输出回路是完全可行的, 并且具有更大的输出带宽潜力。但这毕竟还是一种探索性的研究, 实际应用过程中是否会出现其它意想不到的现象, 这还有待进一步的检验。鉴于同轴线滤波器结构在低频率波段宽带速调管的小型化方面具有巨大优势, 因此应该得到足够的重视。作为一种前瞻性的研究, 研制采用同轴线输出的低频率波段大功率宽带多注速调管是很有必要的, 它对大功率、低频段、超宽带的电子对抗设备的小型化具有重要而深远的意义。

参 考 文 献

- [1] Gelvich E A, Zhery E V, et al.. A new generation of power klystrons on the base of multiple-beam design, IEEE MTT-S, Digest, 1991: 1319–1329.
- [2] Gelvich E A, Borisov L M, et al.. The new generation of high-power multiple-beam klystrons. *IEEE Trans. on MTT*, 1993, MTT-41(1): 15–19.
- [3] Pobedonostsev A S, Gelvich E A. Multiple-beam microwave tubes. *IEEE MIT-S Digest*, 1993: 1131–1134.
- [4] 丁耀根, 彭钧. 多注速调管——一种新型大功率微波放大器. 电子科学学刊, 1996, 18(1): 64–71.
- [5] 丁耀根, 彭钧等. S 波段多注速调管的研制. 电子科学学刊, 1996, 18(2): 221–224.
- [6] Ding Yaogen. Research progress on L-band broadband MBK, the Third IVEC Proc., CA, 2002: 296–297.
- [7] Balkcum A, Wright E, Bohlen H, Friendlander F, Cattelino M, Cusick M, Cox L, Eisen E. Development of a 10MW, L-band multiple beam klystron for TESLA, the Third IVEC Proc., CA, 2002: 292–293.
- [8] Mizuhara A. An L-band 100kW CW klystron for FEL driver accelerator, the Third IVEC Proc., CA, 2002: 288–289.
- [9] 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.
- [10] 沈斌, 丁耀根, 林福民, 陈新桥. 用于 L 波段多注宽带速调管的 π 模矩形同轴谐振腔的计算. 中国电子学会真空电子学分会第十三届学术年会论文集, 贵阳, 2001 年 8 月: 133–135.
- [11] 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.
- [12] 丁耀根, 朱允淑. 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.
- [13] 林福民, 丁耀根, 沈斌. 强耦合双间隙微波谐振腔的特性分析. 电子与信息学报, 2003, 25(7): 982–989.
- [14] 丁耀根, 多注速调管双间隙耦合腔特性的三维计算, 真空电子第十一届学术年会论文集, 青岛, 1997 年 8 月: 122–124.
- [15] 林福民, 丁耀根, 刘铁山, 孙小欣. 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, 电子与信息学报, 2003, 25(12): 1798–1804.

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, 从事微波电子学和大功率微波器件的研究。

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养，是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题，有资深工程师领衔主讲，课程既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，设计原理和设计仿真实践相结合，向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频，专家授课，中文讲解，直观易学；既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程：

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>

专注于微波、射频、天线设计人才的培养

易迪拓培训

官方网址: <http://www.edatop.com>

淘宝网店: <http://shop36920890.taobao.com>