

强耦合双间隙微波谐振腔的特性分析¹

林福民^{**} 丁耀根^{*} 沈斌^{*}

^{*}(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 该文设计了一类适用于较低频段宽带多注速调管的新型微波谐振腔——强耦合双间隙腔,并采用了较精确的三维电磁场模拟计算程序 ISFEL3D 对其各种主要参数和特性做了详尽的计算和理论分析。结果表明,强耦合双间隙微波谐振腔工作于 π 模时具有特性阻抗高而且体积小的突出优点,同时 π 模频率与 2π 模频率的间隔明显增大。另外,该文还利用两种常用的集总元件等效电路对计算数据和结论进行验证,并对两种常用的等效电路的精确度做了讨论。

关键词 强耦合双间隙腔, 宽带多注速调管, π 模和 2π 模, 缝模, 特性阻抗, 集总元件等效电路
中图分类号 TN815

1 引言

在设计大功率宽带速调管的过程中,输出腔的设计十分重要。实际上,输出腔的特性在很大程度上影响了整管的性能,尤其是输出腔的特性阻抗值,它是决定整管频宽的重要参数。耦合双间隙输出腔具有较高的特性阻抗,间隙处电场均匀并能承受很高的功率,而且结构也较简单,因此长期受到重视,它一直是大功率宽带速调管的首选输出腔。特别是近十年来发展较快的大功率宽带多注速调管,几乎无一例外地选择耦合双圆柱形重入式腔作为输出腔。然而,为了满足现代通信工程、雷达和电子对抗等的需要,多注速调管的工作带宽仍需进一步拓宽,这将对输出腔(也包括群聚腔)的特性阻抗提出了更高的要求;另一方面,随着工作频率的降低,谐振腔的体积逐步增大,以致整管的体积和重量都过大,不能满足现代电子系统小型化的要求,这一缺点在设计 L 波段和 P 波段宽带多注速调管的过程中尤为突出。因此,寻找体积小同时具有更高特性阻抗的新型微波谐振腔是当前设计较低频段的宽带多注速调管中一项迫切的任务。我们在这一方面已经做了一些工作,譬如对 π 模矩形同轴腔的研究^[1],本文将介绍我们对另一类新型谐振腔——强耦合双间隙微波谐振腔的研究结果。

2 强耦合双间隙微波谐振腔的结构参数和性能分析

早在 60 年代就有很多关于耦合腔慢波段和分布作用谐振腔的研究^[2-4],他们得出的结论是:耦合槽开得太大不利于提高行波通带带宽,这是针对行波管所得出的结论。以前在这方面的研究中,也有些是针对速调管输出腔的研究的^[5],他们认为耦合槽过大有可能会导致腔内电磁场的畸变,从而导致谐振腔的特性阻抗下降,同时有可能引起缝模振荡。因此,长期以来宽带速调管中采用的耦合双间隙腔均为弱耦合腔。但是,上述结论的得出缺乏充分的理论根据,而目前宽带多注速调管越来越广泛地运用于较低频段(如 L 波段和 P 波段),为了减少整管的体积和重量,这类管型中的耦合双间隙输出腔必须工作于 π 模,因此有必要重新考察上述结论并着重研究双间隙腔中耦合槽的尺寸对 π 模特性的影响。为此,我们设计并采用较精确的三维电磁场模拟计算程序 ISFEL3D(该程序的可靠性已经得到检验^[6])详细地计算了两个具有不同耦合槽尺寸但 π 模频率相同的强耦合双间隙谐振腔,并与现有的相同 π 模频率的弱耦合双间隙输出腔和 π 模矩形同轴腔做比较。图 1 是强耦合双间隙谐振腔的结构剖面图。

¹ 2001-12-04 收到, 2002-04-25 改回

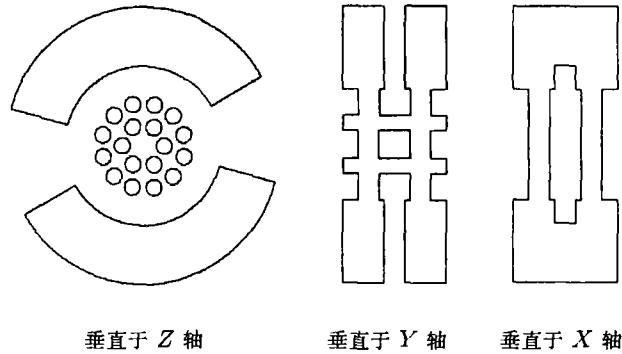


图 1 强耦合双间隙谐振腔的结构剖面示意图

图 1 中 18 个小漂移管孔径为 5mm, 分两圈均匀排列, 由孔心组成的第一圈直径 13mm, 第二圈直径 26mm, 标出的 5 个小漂移管的孔心坐标如下: $X_1=6.5, Y_1=0.0$; $X_2=3.25, Y_2=5.629$; $X_3=12.557, Y_3=3.365$; $X_4=9.192, Y_4=9.192$; $X_5=3.365, Y_5=12.557$.

图 1 中还显示耦合壁取得比较厚, 这是散热的需要. 由于耦合槽开得很大, 耦合壁实际上已经变成连接臂. 大漂移管直径为 34mm, 大漂移管与耦合槽之间留有 6mm 宽, 可供水冷设计.

两个分腔为对称双腔, 两个间隙的宽度均为 7mm, 两间隙中线相距 23.3mm, 腔的总高度为 49.3mm, 在我们选定的 L 波段频率下可工作于 π 模. 第 1 个强耦合腔的耦合槽弧度取 120° , 腔直径为 98mm; 第 2 个强耦合腔的耦合槽弧度取 160° , 腔直径为 73.6mm. 采用 ISLEL3D 计算其 3 种频率最低的振荡模式以及 π 模和 2π 模的特性阻抗, 并把主要的性能参数与弱耦合腔和 π 模矩形同轴腔做比较, 结果见表 1 和表 2.

从表 1 的数据可以看出, 随着耦合槽的增大, 在保持 π 模的频率不变的情况下, 腔的尺寸迅速变小, 同时 π 模的频率与 2π 模的频率间隔迅速增大.

表 2 显示强耦合腔 2 ($\alpha = 160^\circ$) 的特性阻抗比强耦合腔 1 ($\alpha = 120^\circ$) 略小, 这并不表明当耦合槽开大以后, 耦合腔的特性阻抗反而要略微下降, 而是因为在保持腔体高度和频率不变的情况下, 腔的直径缩小了很多, 这使得耦合槽变窄, 相应的等效电容增大, 从而抵消了开大耦合槽所引起的特性阻抗增大. 另外, 从表 2 还可看出, 耦合槽弧度增大对特性阻抗值的均匀度略有影响, 但影响很小, 可见大耦合槽甚至超大耦合槽并不会引起间隙处电场大的畸变.

通过以上数据比较可以看出, 工作于 π 模的强耦合双间隙谐振腔具有如下优良特性:

- (1) 特性阻抗很高, 远高于 π 模弱耦合腔和 π 模矩形同轴腔.
- (2) 尺寸小, 横向尺寸和总体积远小于 π 模弱耦合腔, 和 π 模矩形同轴腔相近.
- (3) 腔体内间隙处轴向电场较均匀, 沿各个漂移孔轴向的特性阻抗值的均匀程度只稍逊于 π 模弱耦合腔, 但比 π 模矩形同轴腔好得多.
- (4) π 模与 2π 模的频率间隔足够大, 远大于 π 模弱耦合腔.

表 1 各种腔体的外尺寸和振荡频率

	横向尺寸 ϕ (mm)	总高度 (mm)	π_1 模频率 (MHz)	2π 模频率 (MHz)	π_2 模频率 (MHz)
强耦合腔 1 ($\alpha = 120^\circ$)	98.0	49.3	1284.73	1647.10	3559.88
强耦合腔 2 ($\alpha = 160^\circ$)	73.6	49.3	1286.21	2020.49	3517.17
弱耦合腔	118.0	49.4	1285.6	1517.9	1985.7
π 模矩形同轴腔	94×60	36.0	1297.2		

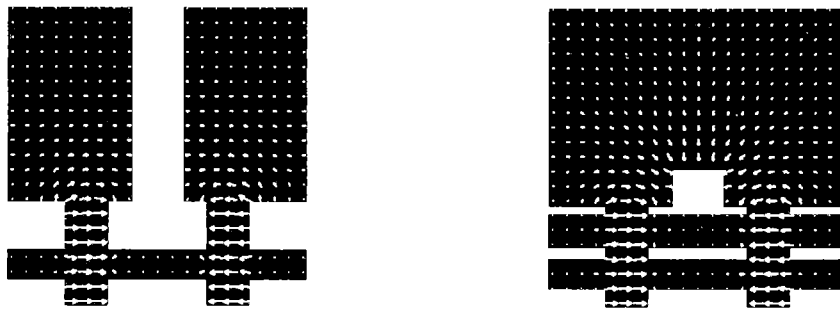
表 2 各种腔体的特性阻抗值

	强耦合腔 1 ($\alpha = 120^\circ$)		强耦合腔 2 ($\alpha = 160^\circ$)		弱耦合腔	π 模矩形 同轴腔
	π 模	2π 模	π 模	2π 模	π 模	π 模
1 孔 (R/Q)(Ω)	111.42	104.46	107.42	103.87	88.76	100.18
2 孔 (R/Q)(Ω)	113.91	104.84	110.89	105.19	87.89	92.14
3 孔 (R/Q)(Ω)	102.74	96.21	97.94	91.03	86.29	77.73
4 孔 (R/Q)(Ω)	107.75	96.68	103.86	90.48	84.45	100.91
5 孔 (R/Q)(Ω)	113.05	97.52	109.53	90.83	83.54	93.39
6 孔 (R/Q)(Ω)						80.23
平均 (R/Q)(Ω)	109.59	99.44	105.76	95.44	85.90	91.01
最大值与最小值之比	1.1087	1.0897	1.1322	1.1480	1.0625	1.2982

3 强耦合双间隙谐振腔的场结构分析

从上面的数据分析我们已经知道, 强耦合双间隙谐振腔工作于 π 模时比工作于 2π 模更具有体积小且特性阻抗高的优势, 因此下面将着重对 π 模的电磁场分布情况进行分析。见图 2—图 4, 这些图只显示四分之一腔体内的电磁场, 根据对称性可以知道整个腔体内的电磁场分布情况。图中箭头或小圈的方向代表电磁场的方向, 箭头或小圈的大小代表电磁场的强弱。

首先, 从 π 模电场分布图 2 可以清楚的看到, 强耦合腔内的电磁场并没有出现明显畸变, 腔内的电场主要集中于双间隙处, 并且间隙处的轴向电场仍保持十分均匀, 这充分说明了大耦合槽附近电磁场的微小畸变并不会影响间隙处的轴向电场。由于 $(R/Q) = [\int E_z(x, y, z) dz]^2 / (2\omega W)$, 式中 E_z 代表间隙处的轴向电场, 所以这类腔沿各个漂移管轴线的特性阻抗仍然较高且均匀。



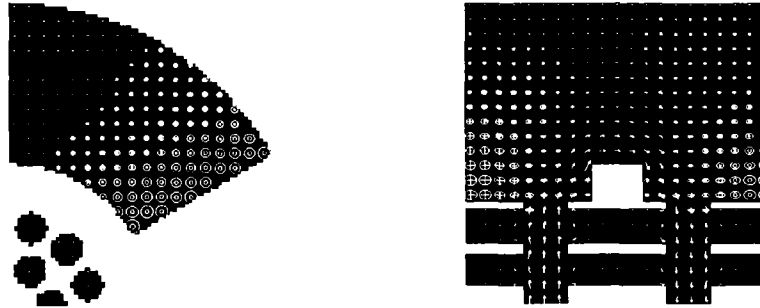
强耦合腔 1 过 $Y=0.0\text{mm}$, 垂直于 Y 轴剖面 强耦合腔 1 过 $X=3.25\text{mm}$, 垂直于 X 轴剖面

图 2 强耦合腔中 π 模的电场分布

其次, 我们来考察腔体内的磁场分布情况, 图 3 显示当腔工作于 π 模时, 大漂移管与腔体内壁的连接臂的周围有较强的磁场, 这是由于当耦合槽开大以后连接臂流过较强的径向高频电流产生的, 该径向高频电流的电流密度随着耦合槽弧度的增大而增大, 而 2π 模和弱耦合腔都没有类似的情况或不明显。由于磁场对应于等效电感, 连接臂周围的强磁场有效的提高了参与 π 模振荡的等效电感, 根据 $(R/Q) = (L/C)^{1/2}$ 不难理解强耦合腔 π 模的特性阻抗比 2π 模的特性阻抗还大的原因。而在弱耦合腔内情况却不同, 当耦合槽弧度较小时, 耦合壁中槽两端的径向高频电流产生的磁场在耦合槽中方向相反, 大部分互相抵消, 所以其等效电感很小, 同时窄缝的等效电容也较大, 因此在一般弱耦合情况下, π 模的特性阻抗都比 2π 模的特性阻抗小, 这正好与强耦合腔的情况相反。

另外, 从图 3 可以看到, 当强耦合腔工作于 π 模时, 腔体内除了有 TM_{01} 模的磁场外(环绕大漂移管), 还有通过双间隙和耦合槽环绕中间漂移管段的磁场, 这说明存在 X 轴向的高频

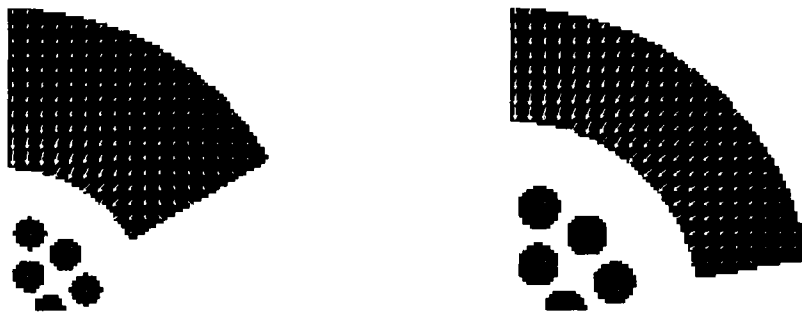
电流, 这是因为在中间漂移管段中, 所有高频电流都汇集向两端的连接臂, 从而形成了 X 轴向的高频电流, 因此, 当这种腔工作于 π 模时, 中间漂移管段的散热问题特别重要。



强耦合腔 1 过 $Z=24.65\text{mm}$, 垂直于 Z 轴剖面 强耦合腔 1 过 $X=3.25\text{mm}$, 垂直于 X 轴剖面
图 3 强耦合腔中 π 模的磁场分布

最后再来看一下耦合槽中的电场情况, 从图 4 可以看出, 当耦合槽变窄以后, 耦合槽中的径向电场明显增强, 从而槽的等效电容增大, 这是对提高 π 模的特性阻抗不利的。因此, 当耦合槽弧度由 120° 增大至 160° 时, 虽然连接臂的等效电感增加了, 但由于横向尺寸缩小了很多, 使得耦合槽的等效电容也增大了很多, 两者相抵消, 以致特性阻抗略微下降。不过, 特性阻抗的微小下降 (不到 4%) 换取横向直径缩小 25% 还是值得的。

综上所述, 强耦合双间隙腔内的连接臂可近似等效于一个大电感, 这种大电感耦合不仅不会使间隙处的轴向电场出现畸变, 而且使 π 模的特性阻抗得到显著提高, 同时加大了 π 模与 2π 模的频率间隔, 从而在维持 π 模频率不变的情况下, 2π 模的频率增大而腔体缩小。



强耦合腔 1 过 $Z=24.65\text{mm}$, 垂直于 Z 轴剖面 强耦合腔 2 过 $Z=24.65\text{mm}$, 垂直于 Z 轴剖面
图 4 耦合槽中 π 模的电场分布

4 强耦合双间隙谐振腔的等效电路分析

为了进一步了解强耦合双间隙谐振腔的性能和特点, 并确认上述结论的可靠性, 下面将采用集总元件等效电路方法再做深入的分析和验证。

常用于分析一般耦合双间隙腔的集总元件等效电路有两种类型: 第一种也是最常用的一种, 其电路图^[2]见图 5。图 5 中 L 、 C 代表两个单腔的等效电感和等效电容, L_s 和 C_s 代表耦合槽的等效电感和等效电容。

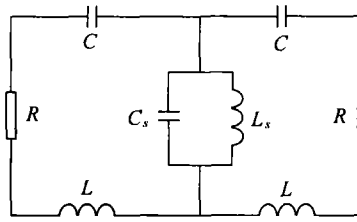


图 5 集总元件等效电路 1

从这个等效电路可以算出 3 个谐振频率 [2]，分别为

$$\omega_{2\pi} = 1/\sqrt{LC} = \omega_1 \quad (\omega_1 \text{代表单腔基模的振荡角频率}) \quad (1)$$

$$\frac{\omega_{\pi 1, \pi 2}}{\omega_1} = \left[\frac{2}{1 + 2(L_s/L) + (\omega_1/\omega_s)^2 \pm \sqrt{[1 + 2L_s/L + (\omega_1/\omega_s)^2]^2 - 4(\omega_1/\omega_s)^2}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

其中缝模角频率 $\omega_s = 1/(L_s C_s)^{1/2}$

由 (2) 式可以画出 3 个谐振频率随耦合系数 L_s/L 和缝模角频率 ω_s 的变化关系，见图 6。

由 (1), (2) 式还可以得到如下简单关系:

$$\omega_{\pi 1} \omega_{\pi 2} = \omega_{2\pi} \omega_s \quad (3)$$

$$\frac{L_s}{L} = (\omega_{\pi 2}^2 + \omega_{\pi 1}^2 - \omega_1^2 - \omega_s^2)/(2\omega_s^2) \quad (4)$$

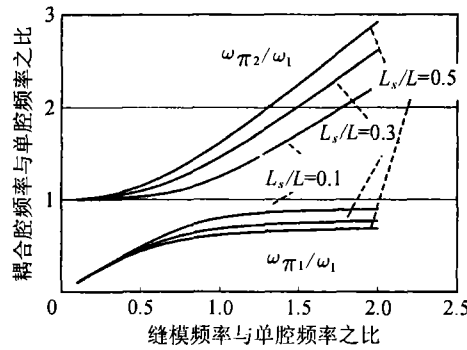


图 6 3 个重要频率随 L_s/L 和缝模角频率 ω_s 的变化关系

下面我们将采用具体数据计算出前面介绍的两种强耦合腔和弱耦合腔的缝模频率和耦合系数，把上面 ISFEL3D 的计算结果代入 (3) 和 (4) 式可得到表 3 的结果。

表 3 缝模频率和耦合系数

	强耦合腔 1	强耦合腔 2	弱耦合腔
缝模频率 f_s (MHz)	2776.69	2238.97	1681.81
耦合系数 L_s/L	0.253	0.492	0.082

由表 3 可看出, 在强耦合腔中, 缝的等效电感很大, 是一种大电感耦合; 而弱耦合腔中, 缝的等效电感很小。对强耦合腔而言, 随着耦合槽的弧度的增大, 耦合系数 L_s/L 明显增大, 由于要保持 π 模的频率不变, 耦合槽要随着变窄, 而缝的等效电容随之增大, 所以缝模频率逐渐变小。但弱耦合腔的缝模频率较小是由于耦合槽太窄引起的。

从上面三个重要频率随耦合系数 L_s/L 和缝模角频率 ω_s 的变化关系图可以看到, 随着耦合系数的增大和缝模频率的变小, π 模与 2π 模的频率间隔将迅速增大。另外, 从 (1) 式可知, 2π 模的频率完全由谐振腔的总体尺寸决定, 与耦合槽的大小无关。因此, 随着 L_s/L 的增大和缝模频率的变小, 当保持 π 模的频率不变时, 2π 模的频率将迅速增大, 从而使谐振腔的总体尺寸迅速变小, 这与前面的计算数据完全吻合。

其次, 从该等效电路还可以计算出 π 模和 2π 模的特性阻抗如下:

$$(R/Q)_{2\pi} = 2\sqrt{L/C} = 2(R/Q)_{\text{单腔}} \quad (5)$$

$$\left[\frac{R}{Q}\right]_{\pi} = 2\sqrt{L/C} \left/ \left\{ \frac{\omega_{\pi}}{\omega_1} \left[1 + \frac{2(\omega_{\pi}/\omega_1)^2 L_s/L}{(\omega_s/\omega_{\pi})^2 [1 - (\omega_{\pi}/\omega_s)^2]^2} \right] \right\} \right. \quad (6)$$

利用 (3)-(6) 式可以得到 π 模和 2π 模的特性阻抗有如下关系:

$$(R/Q)_{2\pi}/(R/Q)_{\pi} = \omega_{\pi 1}(\omega_{\pi 2}^2 - \omega_{\pi 1}^2)/[\omega_1(\omega_{\pi 2}^2 - \omega_1^2)] \quad (7)$$

第 2 种等效电路区分了双间隙耦合腔中耦合壁上路径不同的电流, 一部分电流被耦合槽挡住, 而另一部分没被挡住, 所以它们产生的电感也应该分为两部分, 一部分直接接于间隙电容两端, 另一部分经过耦合槽, 具体电路图^[2,3]如图 7 所示。

图 7 中参数 k 代表耦合壁中被耦合槽挡住的径向电流占总电流的比例, 强耦合腔 1 对应于 $k = 2/3$, 强耦合腔 2 对应于 $k = 8/9$ 。

从等效电路 2 同样可以计算出 3 个重要的频率以及 π 模和 2π 模的特性阻抗如下:

$$\omega_{2\pi} = 1/(LC)^{1/2} = \omega_1 \quad (8)$$

$$\frac{\omega_{\pi 1, \pi 2}}{\omega_1} = \left[\frac{2[1+2k(L_s/L)(1-k)]}{1+2k(L_s/L)+(\omega_1/\omega_s)^2 + \sqrt{[1+2k(L_s/L)+(\omega_1/\omega_s)^2]^2 - 4(\omega_1/\omega_s)^2[1+2k(L_s/L)(1-k)]}} \right]^{1/2} \quad (9)$$

$$(R/Q)_{2\pi} = 2(L/C)^{1/2} \quad (10)$$

$$\left[\frac{R}{Q}\right]_{\pi} = \frac{2\sqrt{L/C}}{\frac{\omega_{\pi}}{\omega_1} \left\{ 1 + \frac{2(\omega_{\pi}/\omega_1)^2 (L_s/L) [(1-k)(\omega_1/\omega_{\pi})^2 - 1]^2}{(\omega_s/\omega_{\pi})^2 [1 - (\omega_{\pi}/\omega_s)^2]^2} \right\}} \quad (11)$$

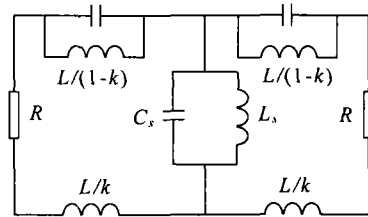


图 7 集总元件等效电路 2

根据以上 (8)-(11) 式也可以推出 (3) 式以及类似于 (4) 式和 (7) 式的两个关系式如下:

$$L_s/L = (\omega_{\pi 2}^2 + \omega_{\pi 1}^2 - \omega_1^2 - \omega_s^2)/(2k\omega_s^2) \quad (12)$$

$$\frac{(R/Q)_{2\pi}}{(R/Q)_\pi} = \frac{\omega_\pi}{\omega_1} \left[1 + \frac{(\omega_1^2 - \omega_\pi^2)[(1/k - 1)\omega_1^2/\omega_{\pi 1}^2 - 1]^2}{\omega_{\pi 2}^2 - \omega_1^2} \right] \quad (13)$$

下面我们将采用 ISFEL3D 计算出的数据对等效电路 1 和等效电路 2 推出的 (7) 和 (13) 式进行检验. 若将前面采用 ISFEL3D 算出的各个频率代入 (7) 式和 (13) 式就可以得到 π 模与 2π 模的特性阻抗的比值, 再与直接由 ISFEL3D 算出的 π 模与 2π 模的特性阻抗比值作比较, 结果见表 4.

仔细考察表 4 中数据我们发现, 等效电路 1 与 ISFEL3D 的计算结果能较好地吻合, 而等效电路 2 则偏差较大, 其精确度远不如等效电路 1. 由此可见, 耦合壁中的径向电流并不能这样简单地分为两部分, 实际上, 未被耦合槽挡住的径向电流仍会受到耦合槽的影响, 其等效电感不能简单地连接于间隙电容的两端.

表 4 π 模与 2π 模的特性阻抗比值

	等效电路 1 的结果	等效电路 2 的结果	ISFEL3D 的结果
强耦合腔 1 $(R/Q)_{2\pi}/(R/Q)_\pi$	0.8632	0.7826	0.9074
强耦合腔 2 $(R/Q)_{2\pi}/(R/Q)_\pi$	0.8231	0.7258	0.9024

5 结 束 语

本文通过详细的计算和分析比较得出的主要结论是, 强耦合双间隙微波谐振腔工作于 π 模时具有特性阻抗高并且体积小的突出优点, 是一类极具发展潜力的新型低波段微波谐振腔, 尤其适合作为低波段宽带多注速调管的输出腔. 不过, 本文的结论完全基于三维电磁场模拟计算程序 ISFEL3D 和集总元件等效电路方法, 虽然这两种理论分析方法的可靠性已经得到检验^[2,6], 但仍有必要通过冷测等实验手段和实际应用进一步确证, 这正是我们下一步的工作.

另外, 在上述两种强耦合腔的设计中已经考虑了散热问题. 在上述两种腔内, 相邻小漂移管壁的间隔都大于 1.5mm, 耦合壁也取得比较厚, 中间段大漂管管壁外沿留有 6mm 宽可供水冷设计, 所以在水冷散热设计过程中应该不会遇到太大的困难.

参 考 文 献

- [1] 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会第十三届学术年会论文集, 贵阳, 2001 年 8 月, 133-135.
- [2] E. Lien, D. Robinson, Study and investigation leading to the design of broadband high-power klystron amplifiers, Technical Report for United States Army Electronics Command, No. ECOM-02157-1, March, 1967.
- [3] H. J. Curnow, A general equivalent circuit for coupled-cavity slow-wave structures, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1965, MTT-13(5), 671-675.
- [4] M. A. Allen, G. S. Kino, On the theory of strongly coupled cavity chains, IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1960, MTT-8(3), 362-272.
- [5] 大功率速调管设计手册, 北京, 中国科学院电子学研究所编, 1979 年, 159-163.

- [6] 丁耀根, 多注速调管双间隙耦合腔特性的三维计算, 中国电子学会真空电子学分会第十一届学术年会论文集, 青岛, 1997 年 8 月, 122-124.

AN ANALYSIS OF THE CHARACTERISTICS OF STRONGLY COUPLING TWO-GAP MICROWAVE CAVITIES

Lin Fumin Ding Yaogen Shen Bin

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

Abstract A new kind of microwave cavity—strongly coupling two-gap cavities, which can be used in broadband multi-beam klystrons that work in lower frequency band, is designed in this paper. The important parameters of the cavity are calculated with ISFEL3D, a reliable program for solving three dimension electric-magnetic field problems, and the characteristics of this kind of cavity are analyzed carefully. It is showed that strongly coupling two-gap cavities have some prominent virtues, such as higher characteristic resistance and smaller volume when they work in π mode. Besides, the frequency interval of π mode and 2π mode is much wider. Furthermore, two kinds of concentrated element equivalent circuits are used in this paper to prove the calculated data and conclusions, meanwhile the precision of two equivalent circuits is discussed.

Key words Strongly coupling two-gap cavity, Broadband multi-beam klystron, π mode and 2π mode, Slot mode, Characteristic resistance, Concentrated element equivalent circuit

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.

沈 斌: 男, 1976 年生, 博士生, 从事大功率微波器件的研究.