

摘要

谐振腔（空腔谐振器）是微波器件与系统中的重要部件，在速调管等器件中得到了很成功的运用。当频率提高到毫米波段（如大气窗口的 8mm 波段），基于相对论电子效应的回旋管中，工作在高次模式的谐振腔，受到谐振频谱密集及模式竞争现象的严重影响，性能发挥受限。开放式谐振腔一定程度改善了这些问题，但具有缓变截面波导段的开放腔纵向尺度较大，不易组合运用，难以进一步提高器件的增益带宽积、功率和效率。

本文讨论一种新型模式选择复合开放式谐振腔。这种腔杂模抑制能力强、工作模式稳定性好、结构短小，可在短尺度上使用多腔构成簇腔群聚段。本文首先对这种腔的模式选择特性作较为详细的分析，利用 Ansoft HFSS 高频分析设计软件，对工作模式为 TE_{021}/TE_{031} 情况下腔中模式的谐振进行了数值模拟计算，计算表明，内腔边界位置设置和内腔壁开 6 个矩形孔能够将内腔中的 TE_{221} 和 TE_{511} 两模式的相对储能降低到普通圆柱腔时的 58% 和 12%，有效地抑制了这两个竞争模式。

同时，为了使这种复合腔能够应用于毫米波回旋管器件，本文从设计的角度出发，分析这种腔结构中的公共腔壁具有有限厚度和轴向开漂移孔对腔中工作模式稳定性的影响，探讨在实际工程设计中补偿这种影响的手段。结果表明，合理调整复合腔内外腔的半径比值，能够有效改善工作模式的模式纯度和相对稳定性。

此外，对一套加工成形的簇腔模型进行了冷测模型设计，并使用网络分析仪测量了各个腔体的幅频响应。通过对冷测模型的计算机模拟以及对冷测数据的分析，我们找到了确定腔体工作模式 TE_{021}/TE_{031} 和竞争模式 TE_{221} 、 TE_{511} 谐振频率的方法。同时讨论了冷测状态和真实工作状态的差异，为这种簇腔结构的工程实践提供了可靠依据。

关键词：开放式谐振腔，回旋管，模式选择，谐振频率。

Study of a New Complex Cavity for Gyrotron Applications

GUO WEI

(INSTITUTE OF ELECTRONICS, CHINESE ACADEMY OF SCIENCES, BEIJING 100080, CHINA)

Abstract: Resonant cavity is an important part of microwave devices and system, which has been applied in klystron, magnetron and so on. In range of millimeter wavelength (such as 8mm), resonant cavity operates in high order mode in gyrotron based on relativistic effect, where mode competition is a very important problem affecting its electrical feature and stability. Open cavity has some action for improving mode competition. But the open cavity is usually long along axial direction because of long tapering section, which limits its use through the combination of the several cavities to enhance gain, bandwidth, output power, and efficiency of Gyrotron.

In this thesis, a new mode-elective complex open-cavity is discussed, which has the good feature for mode selection and suppression with a short length and can be used to form clustered cavity. The mode electivity of this cavity is studied in detail in order to understand its operating mechanism. The resonant characteristics of the TE_{021}/TE_{031} as operating mode and the other competing modes in the cavity are numerically simulated and analyzed with Ansoft HFSS code. The results have shown that the relative stored energy of two main competing modes the TE_{511} and TE_{221} in the cavity can respectively be reduced to 58% and 12% of that in cylindrical cavity.

In order to apply this new complex cavity in millimeter wave Gyrotron, the effects of thickening the cavity wall and constructing a pair of drift tube in the cavity on the operating mode stability for engineering design are analyzed. Some compensating methods for alleviating the effects are discussed, which shows that rationally adjusting the radius ratio between the inner and outer cavity in the complex cavity may effectively realize high purity and stability of the operating mode.

In addition, a cold test model is designed based on a set of designed clustered cavities, the amplitude frequency response of each cavity is measured with network analyzer. Via the comparison of the simulation results of the cold test model with the cold test data of the model, a method for determining the resonant characteristics of the operating mode TE_{021}/TE_{031} and the main competing modes TE_{511} and TE_{221} is tried. The difference between the cold test way and real operation status is discussed, which is useful for the application of this new complex cavity.

Key Word: Open cavity, Gyrotron, Mode selection and suppression, Resonant frequency.

研究成果声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是我本人在导师的指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含其他个人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院电子学研究所或其他教育机构的学位或证书所使用过的材料。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中作了明确说明并表示谢意。

特此申明。

作者签名： 罗伟 日期： 2006/4/10

关于学位论文使用权的说明

本人完全了解中国科学院电子学研究所有关保留、使用学位论文的规定，其中包括：①电子所有权保留学位论文并向国家主管部门或其指定机构送交论文的电子版和纸质版。②电子所可以采用影印、缩印或其他复制手段复制并保存学位论文；③电子所可允许学位论文被查阅或借阅；④电子所可以学术交流为目的，复制赠送和交换学位论文；⑤电子所可以公布学位论文的全部或部分内容（保密学位论文在解密后适用本规定）。

学位论文作者签名： 罗伟 日期： 2006/4/10
导师签名： 罗伟 日期： 2006.4.10

第一章 引言

1.1 谐振腔的发展历史和现状

自人类开创电磁学领域以来,随着麦克斯韦方程组的总结,电磁场理论不断丰富,直接导致了现代无线电技术的飞速发展。虽然无线电波、微波、可见与不可见的光波、x 射线、γ 射线本质上都是电磁波,但由于波长不同,其性质及应用也呈现差异。在微波和毫米波波段,其主要特点是波长可同常用电路或元件的尺寸相比拟,因此相对于低频电路中的电感电阻电容等集总参数器件,微波和毫米波由于在电路和器件内具有明显的相位滞后,导致集总参数失效,使用的器件变成为传输线、波导、谐振腔等。其中谐振腔是今天众多的微波毫米波设备和系统中不可或缺的重要部件。

最初的谐振腔是从低频 LC 振荡回路在应用频率不断提高的情况上演变得来^[1]。在无线电技术中,由电容器和电感线圈组成的 LC 谐振回路(如图 1.1(a)),其谐振频率为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

当需要谐振频率 f_0 提高时,我们可以通过拉大电容极板的间距减小电容 C ,减少线圈的圈数来减小电感 L 的方式来实现。当线圈减少到一圈后,可采取并联电感的方式进一步减小电感。增加并联电感的数目,以至导线之间联成一片,则形成了一个封闭的导体空腔(如图 1.1(e))^{[2][3][4]}。这个空腔就是应用于微波毫米波器件中的谐振元件:空腔谐振器,简称谐振腔。

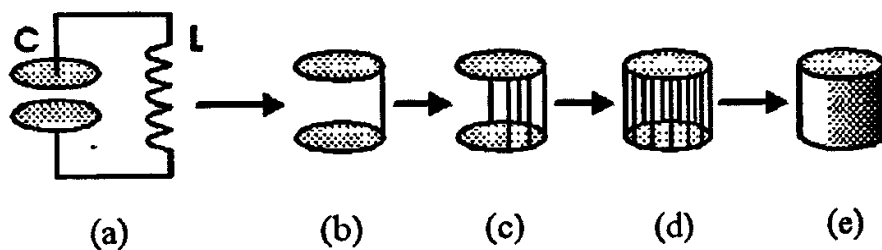


图 1.1 由 LC 回路到谐振腔的演变

从普遍意义上讲,由任何形状导体或绝缘体所包围的闭合系统都组成一个谐振腔。纯粹由导体包围的腔体就是封闭式谐振腔,由部分导体和部分绝缘体(如

真空、空气)所包围产生的腔体就是开放式谐振腔。

对于任意单个谐振腔,主要关心的有三方面的特征参量:谐振频率、品质因数(Q 值)和场分布。合理的设计这些参量,以及合理地排列布置谐振腔,可以使谐振腔在各类微波器件中得到广泛应用。谐振腔在微波毫米波系统中的功用和低频或高频电子电路中的LC谐振回路十分相似。

首先在微波毫米波信号的产生方面,谐振腔是整个微波毫米波振荡器必不可少的组成部分。如反射速调管、磁控管等,都是以谐振腔为基础的振荡器。

在微波频率的选择与测量方面,利用谐振腔做成的各个频段的波长计,雷达站的回波箱等是众所周知的测量装置。用谐振腔为基本元件可构成各种频率选择电路和滤波器。

在传统微波管方面,以谐振腔为核心部件的速调管放大器^[5]是当前微波频段大功率高增益的主要器件,一直以来作为大功率雷达、散射通信、卫星通信地面站、粒子加速器等的关键部件^[6],使谐振腔得到很成功的运用。速调管中的重入式谐振腔(见图1.2),将电子注经过的两个端面做下凹处理,可以集中电子束与波相互作用所需的电场,提高增益和效率。一般而言,速调管的性能特点是——高功率,高增益,高效率,窄带宽,其中带宽一项同行波相互作用器件相差较远。这些特点在一定程度上和谐振腔的高储能、高品质因数(Q 值)的特点,以及驻波与电子束的相互作用形式有关。为了拓展速调管的工作带宽,人们尝试了多种方法改进谐振腔,如在腔壁内表面进行微波衰减处理,以及多个谐振腔组合运用(将多个谐振腔进行参差调谐,腔壁互相连通而形成耦合腔,以及使用短漂移管形成腔间弱耦合的对腔等等)^[5]。

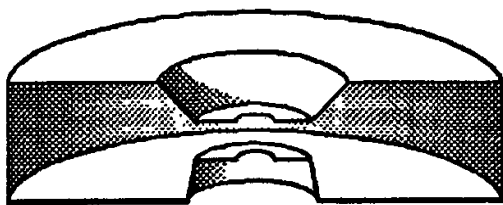
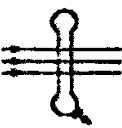
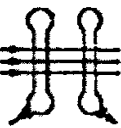


图 1.2 用于速调管的重入式谐振腔

20世纪中期,人们利用了电子学的相对论效应,发展了一种新型的电真空器件——回旋管^{[7][8][9]}。它利用电子回旋频率与电子相对论质量效应产生相对论角向

群聚以达到换能目的。回旋管为毫米波及亚毫米波段振荡的产生与放大作出了重大的贡献,成为目前此波段获得大功率的主要方式。长期以来,人们的卓越工作导致了一大类新型毫米波器件的产生,目前,凡是传统微波管具有的管种都存在相应的回旋管。在表 1^[10]中列出了回旋管谱系,从中可以看出它们与传统线性微波管器件之间的相应关系。

表 1.1 传统线性注器件与回旋管器件的对应关系

Linear Beam Device	 Monotron	 Klystron	 TWT	 BWO	 Twystron
Type of Gyrotron	 Gyromonotron	 Gyroklystron	 Gyro-TWT	 Gyro-BWO	 Gyrotwystron

在表 1.1 所列的回旋管中,但凡带有“速调(klys.)”字眼的,都不免有谐振腔参与结构组成。不过,相对于传统微波管,回旋管中的谐振腔有了新的发展。

谐振腔相对于低频 LC 回路重要的不同之处在于:低频 LC 回路仅有一个本征值(振荡频率),因为决定本征值的 L 和 C 是唯一的;而对于任意一个封闭的电磁场边界条件,不同的场结构等效不同的 L、C,会存在无穷多个分立的本征值和本征函数^[11],对于谐振腔,则存在无穷多个电磁谐振频率和电磁模式。我们把其中频率最低,波长最长的电磁模式称为基模,而把其他所有模式称为高次模式。考虑到传输时的低损耗性和谐振时的稳定性,一般常识上的封闭电磁边界条件的运用,总是以基模工作为出发点。当应用频率提高,比如由微波波段提升至毫米波段,如果仍使用基模,将造成谐振腔的尺寸随频率提高而越来越小,使设计和制造变的越来越困难。如:多腔速调管的谐振腔工作于基模,其谐振腔的横向尺寸近似为二分之一工作波长,而电子束通道的直径接近八分之一工作波长。按此规律设计的毫米波段如 34GHz 速调管,基模谐振腔直径大约为 4mm,电子束通道的直径约为 1mm,不仅难于加工,更无法提供足够的线度避免电场击穿和保证功率容量。

所以,一般情况下,在较高频段如毫米波使用基模的谐振腔,是不尽合理的。

此时谐振腔的各个尺度应比工作波长大很多,即让谐振腔工作于高次模式,使短波长工作下谐振腔仍有较大的功率容量。但由此带来一个新问题,因为封闭式谐振腔的本征频率谱在向高频端过渡时趋于密集,再加上腔壁欧姆损耗所引起的衰减系数导致多个模式的谐振曲线相互靠近甚至重叠,出现模式竞争现象,影响谐振腔的工作性能^[12]。

为了解决模式竞争问题,上世纪中后期,出现了开放式谐振腔(简称开放腔),并成功的应用到激光器^[13]和回旋管^{[14][15]}方面。

开放式谐振腔理论源自于激光器的发展和应用,在最简单的情况下,这种腔由两面相互对置的镜子组成(见图 1.3),镜间的本征振荡可以看作是受扰动的柱形空腔谐振腔的本征振荡,该柱形腔的端面与镜面重合。可把封闭式柱形腔中每一振荡分解为一些平面波和表示成平行光线束的叠加。图 1.3 中,由于衍射(移去柱形腔侧壁变为自由空间中的两个镜面时),这些波束与镜面法线构成的夹角 α 越小,它们受到的扰动也就越小。这夹角越小,则振荡的辐射损失应越小,振荡也就有更高的品质因数。对大多数的模式来说这夹角并不足够小,它们便因辐射损失大而不能起振,从而达到频谱稀疏^[12]。

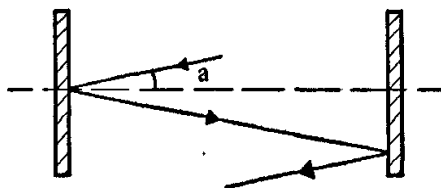


图 1.3 光学中的平行平面镜开放腔

受到激光器中开放式谐振腔的理论影响,回旋管中的谐振腔也通过恰当的设计边界条件,产生腔体几何结构的开放,使辐射损耗较大的模式波很容易地从开放边界逸出到外空间,从而有更多的这类模式在腔中建立不起稳定的振荡,退出模式竞争行列,而工作模式却因为开放边界的截止电磁边界条件具有很高的品质因数,使开放腔中振荡频谱较为稀疏,大大减轻了封闭腔中的模式竞争问题^[16]。图 1.4 是使用了开放式谐振腔的回旋管简图。虽然传统微波管的谐振腔形式上也是开放的,如速调管的重入式谐振腔两端面上具有电子束的通道(漂移管),但却不能称为真正意义的开放腔,因为腔工作于基模,漂移管对基模场深度截止,一

般应用和计算时仍可以当作封闭腔考虑。

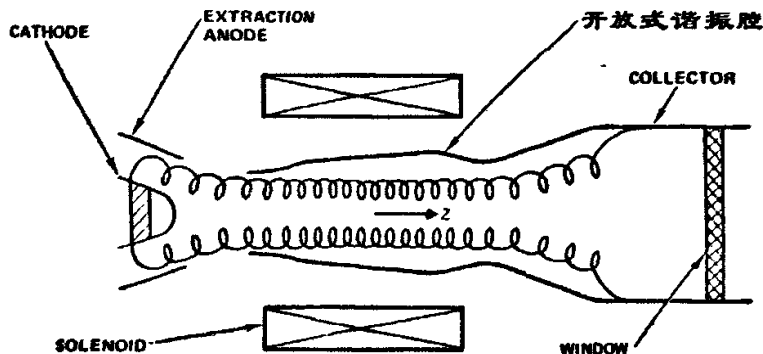


图 1.4 使用开放式谐振腔的回旋管振荡器

1.2 谐振腔群——簇腔的应用

在一个微波系统中有意识的采用多个谐振腔，是很自然而然的想法。当双腔速调管出现以后，为了进一步提高增益和效率，采用级联放大的方法，把多个谐振腔串接起来，研制成了多腔速调管。利用增加相同谐振频率中间谐振腔的数目来提高增益，就象增加中频放大器的级数来提高放大倍数一样，将使放大器的频带变窄，腔数越多，频带越窄^[5]。在中频放大器的设计中，常常采用参差调谐的方法来展宽频带。多腔速调管中也可以采用同样的方法，将各腔的谐振频率互适当错开，在降低增益的情况下，使频带得到展宽，这种调谐状态称为参差调谐^{[5][17]}。图 1.5 是一只五腔速调管的示例。在实际的多腔速调管的设计中，靠近输出腔的中间谐振腔往往还采用感性调谐来改善电子注的群聚，提高整管的效率。可见，无论是为了提高增益、效率，或是展宽频带，都可以利用多腔速调管来实现^[5]。

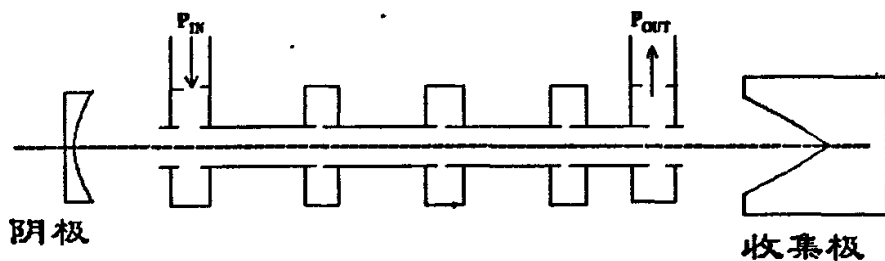


图 1.5 五腔速调管的示例

在常规的多腔速调管设计方案中,相邻两个谐振腔之间,一般相隔足够远的距离以避免互相耦合而产生不稳定状态。谐振腔是一种高 Q 值部件,就算是尽量降低 Q 值,采用参差调谐,其瞬时工作带宽仍然无法和行波互作用电路^[18]相比。为了进一步拓展速调管的带宽,人们开始设计两个或多个谐振腔相互接近,甚至达到彼此耦合状态^{[19][20]}。例如当两个谐振腔处于弱耦合的状态时,整个电路除了具有两个腔各自的本征频率 f_1 和 f_2 以外,还存在两腔作为耦合状态时显现的本征值 f_{12} ,这显然增加了这个电路的带宽潜力。人们把这种多个非常靠近,或采用一体化设计的谐振腔群,赋予了多种称呼:如耦合腔、对腔、簇腔等。许多宽带速调管的输出腔实际上就是耦合双间隙输出腔^[5]。行波管中有一类耦合腔行波管,其示意如图 1.6^[14],采用了一段将多个谐振腔耦合在一起的电路。中科院电子所研制的 KS4058 S 波段高功率速调管不但采用了双间隙输出腔,在群聚段中还采用了两组对腔,如图 1.7,使该管的相对瞬时带宽超过了 10%。



图 1.6 一组耦合腔的示意图,相邻腔之间的隔板上具有耦合孔

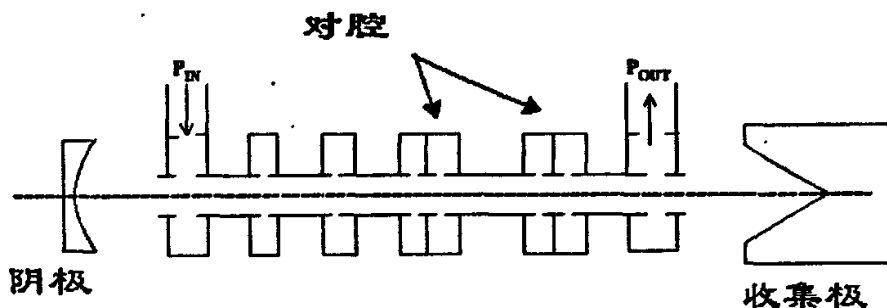


图 1.7 使用对腔的速调管

簇腔的概念最早由 R.S.Symons 在上世纪 80 年代提出^[21]。他用这种设计显著地拓宽了速调管的带宽。实验证明,一只速调管在保持相互作用区长度不变的前提下,采用簇腔可以使管子的相对工作带宽由 6.5% 扩宽为 12.8%^{[22][23]}。这种速调管的示意图如图 1.8,在图中,传统的多谐振腔参差调谐的群聚段被一对或多个簇腔取代,其中的每一个腔被加载以降低 Q 值,并在空间距离上,相邻两个腔极为接近。这样研制出的超宽带速调管曾达到过 30% 的相对带宽^[24]。

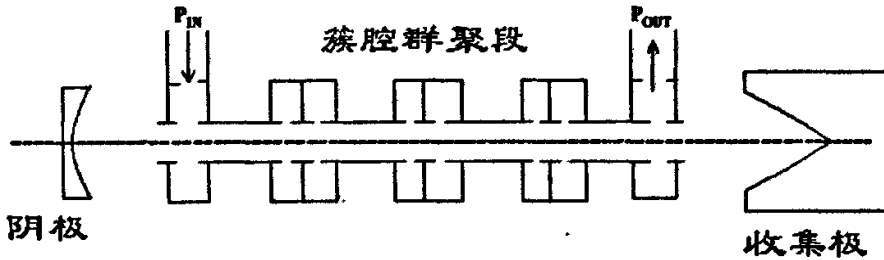


图 1.8 使用簇腔的速调管

多腔在速调管上的优异性能受到研究人员关注。作为微波电真空器件的另一个大类—回旋管,采用的开放式谐振腔中已经得到应用的是缓变截面开放式谐振腔和跳变截面开放式谐振腔。缓变截面开放腔采用两端略带收口的渐变圆波导设计,用以产生对工作模式和非工作模式的衍射损耗的差别来保证模式纯度^[25],但因存在截面缓变段而尺寸难以控制,由于受到回旋管工作磁场和工艺的限制,注波相互作用段不宜过长,所以这种腔难以多个同时使用;跳变截面开放腔虽然尺寸较小但模式竞争问题不易解决。能否把开放式谐振腔和簇式腔群的设计相结合,为回旋管研制一种新的谐振腔相互作用电路,以进一步改善回旋管放大器的增益频宽特性和工作稳定性呢?这将是本课题的研究目的。

1.3 本课题研究的主要内容和重点

1.3.1 利用簇腔改善回旋管的性能

簇腔的示意图如图 1.9。电子注的群聚由两个或多个呈集团结构的谐振腔共同完成。集团中的每两个腔之间距离会调整到尽可能的短,但又不至于发生明显耦合的地步。各腔的谐振频率可以相同或是不同。如果谐振频率不同,那么相邻腔

的谐振频带应互相搭界。簇腔中的每一个腔都是开放式圆柱腔。我们须研究如何紧凑高效的设计和排布簇腔中的每一个腔体，选取合适的模式，以提高回旋管放大器的增益带宽积。

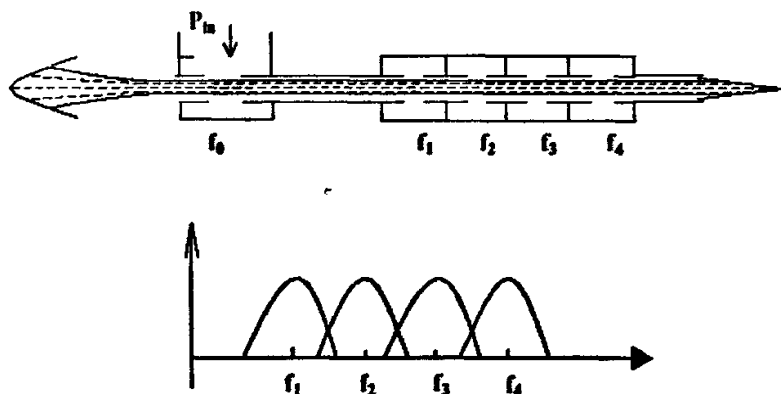


图 1.9 四腔式簇腔，和它的频带特性示例

1.3.2 解决模式选择和竞争问题

由于工作模式是高次模，所以工作频带内会有许多其他模式，如何进行结构设计，来达到有效的模式选择，抑制除工作模式以外的其他模式，是簇腔能否有效工作的关键，是本课题需要讨论的重要内容。

1.3.3 降低谐振腔的 Q 值，改善频带特性

我们选取的工作模式具有储能高，壁面损耗小的特点，因而此模式在封闭腔的 Q 值很高，而簇腔的设计讲究相邻腔的谐振曲线能够部分重合，使整个簇腔群聚段的频率响应应具有频带宽和起伏小的特点。为此，须设法降低工作模式的 Q 值。

1.3.4 工程设计和实验调整及应用

簇腔的模式选择需要借助某些特殊的结构设计，工程实现过程中带来的影响也必须考虑进去。还需设计合理的实验方案，在冷测过程中调整簇腔参数，以适应在回旋管设计中的应用。

参考文献

- [1] 什尔曼 著 王合力 译. 无线电波导与空腔共振器, 科学出版社, 1962
- [2] 顾茂章 张克潜. 微波技术, 清华大学出版社
- [3] 北京邮电学院微波教研组. 电磁场理论微波技术基础, 人民邮电出版社, 1961
- [4] 黄宏嘉. 微波原理, 科学出版社, 1964
- [5] 电子管设计手册编辑委员会. 大功率速调管设计手册, 国防工业出版社, 1979
- [6] 陈国瑞. 工程电磁场与电磁波, 西北工业大学出版社, 1998
- [7] R. O. Twiss. Radiation Transfer and the Possibility of Negative Absorption in Radio Astronomy, Aust. J. Phys. 1958, 11, 567-579.
- [8] A. V. Gaponov. Interaction Between Rectilinear Electron Beams and Electromagnetic Waves in Transmission Lines, Izv. VUZov. Radiofiz, 1959, 2, 836-837.
- [9] J. L. Hirshfield, J. M. Wachtel. Electron Cyclotron Maser, Phys. Rev. Lett., 1964, 12, 533-536.
- [10] M. Thumm. State-of-the-art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers Update 2002, Forschungszentrum Karlsruhe Technik und Umwelt, 2003.
- [11] 郭硕鸿. 电动力学, 高等教育出版社, 1979
- [12] 魏因施泰因 著 徐承和 刘国政 廖正久 译. 开放腔和开放波导, 科学出版社, 1987
- [13] 周炳昆. 激光原理, 国防工业出版社
- [14] 杨祥林等. 微波器件原理, 电子工业出版社, 1985
- [15] 薛良金. 毫米波工程基础, 国防工业出版社, 1998
- [16] 龚中麟 徐承和. 近代电磁理论, 北京大学出版社, 1990
- [17] 谢家麟 赵永翔. 速调管群聚理论, 科学出版社, 1966
- [18] 陆鍾祚. 行波管, 海科学技术出版社 1962.12
- [19] "Broadband Klystrons", Vacuum, vol.30, 1980

- [20] "Characteristic of Klystron with Double-Gap Resonants in the output Circuit",
Radio Tech. Moscow(USSR), 1980
- [21] R. S. Symons. Broadband klystron cavity arrangement, U.S. Patent #4,800,322,
Jan 24,1989.
- [22] R. S. Symons, B. Arfin, R. E. Boesenberg, P. E. Ferguson, M. Kirshner and J.R. M.
Vaughan. An experimental clustered-cavity klystron, Proceedings of the
International electron devices meeting, Washington DC, Dec 1987.
- [23]. R. S. Symons. Scaling laws and power limits for klystrons, Proceeding of the
International electron devices meeting, L. A., CA, Dec 1986.
- [24] J.G.Siambis,R.S.Symons. Ultrawideband clustered-cavity klystron,
Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics. Edited by H. Bertoni et al., Plenum
Press, pp. 121-127, 1993.
- [25] 徐承和. 缓变参量不规则波导与开放式谐振腔的理论. 北京大学无线电系资
料室, 1981..

第二章 谐振腔的基本理论

2.1 谐振腔的亥姆霍兹方程及边界条件

在微波毫米波段，大多数谐振腔是由金属边界构成的封闭空腔。如果考虑金属为理想导体，直观来看，设在这个空腔中存在某种电磁场的振荡状态能够满足麦克斯韦方程和边界条件，那么这种状态将一直维持下去。众所周知，在无源情况下，电磁场在空间满足下列齐次矢量亥姆霍兹方程^[1]：

$$(\nabla^2 + k^2)H = 0 \quad (2.1)$$

$$(\nabla^2 + k^2)E = 0 \quad (2.2)$$

式中 $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ 。

设谐振腔由理想导体封闭，则边界条件可表示为：

$$n \times E = 0 \quad (2.3)$$

$$n \times H = \alpha \quad (2.4)$$

表示导体边界处电场仅存在法向分量，以及腔中电磁波的磁场强度与导体边界上高频电流线密度 α 的关系。

式 (2.1) (2.2) 属于斯图莫-刘维尔方程，也即所谓本征值方程^[2]。在一定边界条件下，它可以有无限多个解，每一个解是一个本征函数，并对应于一个本征值。适合亥姆霍兹方程并满足边界条件 (2.3) (2.4) 的场量对应于一系列确定的 k 值。这一系列 k 值就称为谐振腔的本征值，它们组成了一个“离散”的或“分立”的谱，对应于这些本征值的位函数或场矢量就称为谐振腔的本征函数（模式）。除了这些离散的本征值外，如 k 取其他任何值，都不存在适合亥姆霍兹方程并满足边界条件的解。

谐振腔的分析首先就是决定在一给定几何形状的空腔中电磁场的本征值。决定了这些本征值，我们就能确定和它们相对应的一系列的谐振腔自由振荡频率——谐振频率。

$$k_i = \omega_i \sqrt{\mu \epsilon} \quad (2.5)$$

$$f_i = \frac{k_i}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}} \quad (2.6)$$

式中符号下脚注 i 代表谐振频率的标数， $i=1,2,3,\dots$ ^[3]

2.2 圆柱形谐振腔的场分布及参量求解

2.2.1 场分布

对应于 (2.5) 式的每一个 k_c , 存在一组无散的矢量解 E_z 和 H_z , 它们对应了模式的场分布。根据边界的具体形式, 可以选择合适的坐标系, 并应用分离变量法求解。本文讨论的重点为圆柱形谐振腔, 圆柱腔可以理解为两端短路的圆波导。谐振模式的电磁场沿轴线是驻波分布, 横截面上的场分布则和圆波导中的分布相同, 满足贝塞尔函数分布。因此, 对 TE 谐振模式 $E_z=0$,

$$H_z = H_0 J_n(k_c r) \cos n\varphi \sin \frac{p\pi}{l} z \quad (2.7)$$

通过圆柱腔内横向场分量与纵向分量 H_z 的关系, 可得到

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n}{r} H_0 J_n(k_c r) \sin n\varphi \sin \frac{p\pi}{l} z \\ E_\varphi &= \frac{j\omega\mu}{k_c^2} H_0 J'_n(k_c r) \cos n\varphi \sin \frac{p\pi}{l} z \\ H_r &= j \frac{1}{k_c} \left(\frac{p\pi}{l} \right) H_0 J'_n(k_c r) \cos n\varphi \cos \frac{p\pi}{l} z \\ H_\varphi &= -\frac{1}{k_c^2} \left(\frac{n}{r} \right) \left(\frac{p\pi}{l} \right) H_0 J_n(k_c r) \sin n\varphi \cos \frac{p\pi}{l} z \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

式中 $k_c = \mu_n/a$, μ_n 代表 n 阶第一类贝塞尔函数的导函数 $J'_n(k_c a)=0$ 的根。

对于 TM 模式, 令 $H_z=0$, 采用和 TE 模类似的分析方法可写出圆柱腔中 TM 模式的场分量表达式。

$$\left. \begin{aligned} E_z &= E_0 J_n(k_c r) \cos n\varphi \cos \frac{p\pi}{l} z \\ E_r &= -\frac{p\pi}{k_c l} E_0 J'_n(k_c r) \cos n\varphi \sin \frac{p\pi}{l} z \\ E_\varphi &= \frac{np\pi}{k_c^2 r l} E_0 J_n(k_c r) \sin n\varphi \sin \frac{p\pi}{l} z \\ H_r &= -\frac{j\omega\epsilon n}{k_c^2 r} E_0 J_n(k_c r) \sin n\varphi \cos \frac{p\pi}{l} z \\ H_\varphi &= -\frac{j\omega\epsilon}{k_c} E_0 J'_n(k_c r) \cos n\varphi \cos \frac{p\pi}{l} z \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

式中 $k_c = v_m/a$, v_m 代表 n 阶第一类贝塞尔函数 $J_n(k_c a) = 0$ 的根。

因为场在圆形空腔的轴向也是驻波分布, 因此空腔中的横电波和横磁波可分别表示成 TE_{nmp} 和 TM_{nmp} [3]。

2.2.2 谐振波长

在均匀传输波导中有 $k^2 = \beta^2 + k_c^2$, k_c 称为临界波数, 由场分布模式和横向边界条件确定, β 为传输系统的纵向波数。因为在纵向没有边界, 所以 β 的值不确定, 它可以是任意实数。不同频率, 即不同 k 值, 对应着不同的 β 值。只要频率大于截止频率, $k^2 > k_c^2$, $\beta^2 > 0$, 电磁场就能在波导中传播。

当纵向加了两块金属板后, 纵向边界也受到了限制。完全封闭的边界条件导致 k 只能存在于不同的分立的值。

$$k^2 = k_c^2 + \beta^2 \quad (2.10)$$

则谐振波长为

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} = \frac{2\pi}{\sqrt{k_c^2 + \beta^2}} \quad (2.11)$$

式中 $\beta = p\pi/l$, 把圆柱腔的 β 和 k_c 的表达式代入上式后得

对于 TE_{nmp}

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\mu_m}{2\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2}} \quad (2.12)$$

对于 TM_{nmp}

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{v_m}{2\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2}} \quad (2.13)$$

就得到了圆柱腔中各个电磁模式的谐振波长 [4]。

2.2.3 品质因数 (Q 值)

谐振腔的品质因数是一项重要的参量, 借助于它可以表征有损谐振腔在固有振荡时维持储存能量的能力和在强迫振荡时的通频带, 象一般的振荡回路一样, 谐振腔内最大振荡功率与一周期内的平均损耗功率之比称作谐振腔的品质因数

$$Q = \frac{\omega W}{P} \quad (2.14)$$

式中 W 为谐振腔中的平均电磁储能, P 为谐振腔中的功率损耗。将振荡角频率 ω 用振荡周期代替, 即 $\omega = 2\pi/T$, 则品质因数表达式可写成

$$Q = 2\pi \frac{W}{TP} \quad (2.15)$$

TP 为一个周期内的能量损耗, 因此, 谐振腔的品质因数决定于储存能量与一周期内损耗的能量之比。

谐振腔中的功率损耗由两部分组成, 一部分是由腔壁和腔内介质引起的欧姆损耗 P_n , 另一部分是有腔体耦合到外部电路的功率 P_e 。即

$$P = P_n + P_e \quad (2.16)$$

如不考虑耦合到外电路的功率 P_e , 则式 (2.15) 变为

$$Q = Q_0 = 2\pi \frac{W}{TP_n} \quad (2.17)$$

Q_0 称为谐振腔的固有品质因数, 或无载品质因数。而式 (2.15) 为同时考虑腔体损耗和耦合到外部的功率的情况, 由此定义的 Q 称作有载品质因数。^[5]

2.3 谐振腔工作参数的选择

2.3.1 工作模式的选择

2.3.1.1 波-束互作用决定了工作模式的选取

电真空微波毫米波器件能够有效应用的基础在于高频电路中的高频场和电子枪产生的电子束之间的相互作用。为了能和电子束产生高效的能量交换, 我们希望工作模式电场积分最大的地方选在电子束通过的地方。如多腔速调管的谐振腔选用 TM_{010} 模式, 此模式的电场集中在圆柱腔体的轴线附近, 在腔体的轴线上开电子束通道, 可以使 TM_{010} 模式充分的与电子束交换能量, 产生电子束的纵向群聚。在实际速调管腔体的设计中, 大多采用如图 2.1 的重入式结构, 这种重入谐振腔的工作模式依然是 TM_{010} , 但通过两个端面的局部凹进, 进一步的集中了互作用所需的高频电场, 提高了互作用效率。

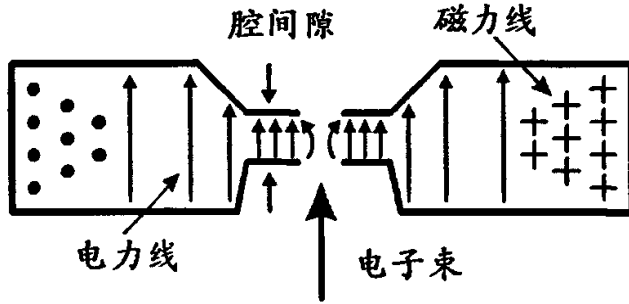


图 2.1 重入式谐振腔的场分布

回旋管采用环形空心电子注，借助高频场的横向电场分量和螺旋形运行的电子相互作用而产生电子的角向群聚，所以回旋管大多采用 $TE_{n\phi}$ 模式。其中又以本文中重点讨论的圆电模 $TE_{0\phi}$ 较为常用。

2.3.1.2 圆电模的特点

我们以圆柱腔的 TE_{011} 模式为例，如图 2.2，观察圆电模的场形特点：^[5]

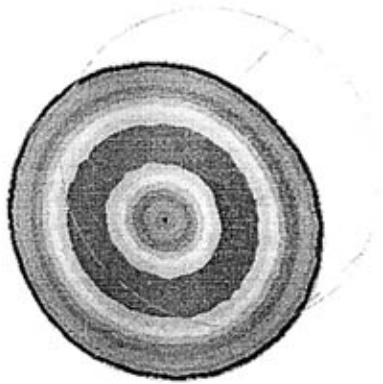


图 2.2 圆柱谐振腔 TE_{011} 模式的场分布

1. 电力线为规则的圆形，和回旋管的环形电子束具有较好的重合度。
2. 电力线自行封闭，不终止在腔壁上，因此腔壁上没有自由电荷。
3. 磁场没有 ϕ 方向分量，因此谐振腔的侧壁上没有 z 方向的电流密度，而在两端面上没有沿半径方向的电流密度。所有壁电流都沿 ϕ 方向流动，并构成封密的圆周形。这一点和上一点可以构成对圆电模进行模式选择的基础。
4. 图 2.3 是贝塞尔函数的图形，对于 $TE_{0\phi}$ 模式，纵向磁场 H_z 满足 $J_0(x)$ 的曲

线分布, 可见在 TE_{011} 模圆柱腔的轴线及其附近存在着高度集中的纵向磁场, 这部分纵向磁场是谐振腔中储能的重要组成部分, 但它不引起任何功率损耗。和功率损耗有关的是腔壁处的磁场, 由于边界条件限制, 腔壁必须处于图 2.3 中 $J_1(x)$ 的零点处, 而贝塞尔函数沿半径方向上具有衰减振荡特性, 所以腔壁处磁场的幅度比轴线附近的磁场要小。由于储能和功率损耗都与磁场幅度的平方成正比, 从而使得这种谐振腔的储能大而功率损耗小。造成 TE_{011} 模圆柱腔品质因数较高。从贝塞尔函数的图形 (图 2.3) 可以得知, $TE_{0ip}(i>1)$ 模式在腔壁处的贝塞尔函数值更加的小, 所以将具有更高的品质因数。

鉴于以上特点, 相当一部分回旋管采用圆电模作为工作模式。

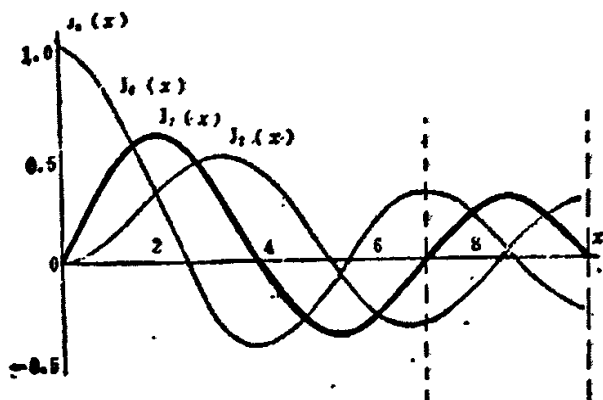


图 2.3 贝塞尔函数曲线特性

2.3.2 谐振频率的选择

由 $f = \frac{c}{\lambda}$, 并考虑 (2.12) (2.13) 两式, 可得圆柱腔的 TE 及 TM 模式的谐振频率分别为

$$f(TE_{np}) = c \sqrt{\left(\frac{\mu_{ni}}{2\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2} = \frac{1}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\mu_{ni}^2 + \left(\frac{p\pi a}{l}\right)^2} \quad (2.18)$$

$$f(TM_{np}) = c \sqrt{\left(\frac{\nu_{ni}}{2\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2} = \frac{1}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\nu_{ni}^2 + \left(\frac{p\pi a}{l}\right)^2} \quad (2.19)$$

从上式可知, 在腔内介质条件不变的情况下, 谐振腔的谐振频率决定于模式序号 n, i, p 以及谐振腔的几何尺寸。由于回旋管的应用条件需要用到高次模式, 在腔体尺寸一定的情况下, 作为贝塞尔函数的根值 μ_{ni} 和 ν_{ni} , n 和 i 取不同的值时, 仍

然可能造成根值很接近。反映在谐振腔的谐振频谱上，可能造成在工作频率附近的频段上，多个模式均有可能起振且谐振频率非常靠近，引发模式竞争现象。因此，必须考虑采取措施，使谐振腔具有模式选择能力，使我们需要的模式稳定工作。

2.3.3 品质因数的选择

一个封闭的金属边界谐振腔，由于金属损耗极小， Q_0 值是很高的，可达几千或几万。谐振腔品质因数的选择要服从整个器件在增益、带宽等方面的整体要求，有时候不希望其品质因数太高。品质因数的另一个表达式为^[6]：

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} \quad (2.20)$$

当 Q 极高，则造成谐振腔的半功率相对带宽 $2\Delta\omega/\omega_0$ 很小，频率响应尖锐，许多状况下（如要求带宽的场合），不适应工作要求。

2.3.4 谐振腔加载

谐振腔通常用良导体如金属铜等制作，金属是电的良导体，对于电磁波而言，也是近似于理想的反射体，对电磁波的损耗极小。不与外负载电路耦合的谐振腔品质因数 Q 的表达式为^[5]：

$$Q = \frac{\omega_0 W}{P_n} \quad (2.21)$$

式中， ω_0 是谐振角频率， W 是谐振腔的储能， P_n 是损耗功率，由于 P_n 很小，导致未加载的谐振腔 Q 值很高。

为了拓展谐振腔的工作带宽，需要降低 Q 值，即设法增大谐振腔的损耗 P_n ，对于不与外负载耦合的谐振腔， P_n 来源于谐振腔自身，增大腔壁对电磁波的损耗，可有效增大 P_n 。为此，常用的方法有：提高腔壁内表面粗糙度，内表面镀低电导率薄膜，微波衰减材料烧结（将对微波具有高损耗的材料如铁硅铝等，以适当的物理形式如粉末状态，通过烧结的方式牢固的附着在谐振腔的金属内表面上）等等。处理之后的谐振腔壁具有吸收电磁波的能力。电磁波通过衰减材料截面以及在衰减边界反射时，被一定程度吸收，从而降低 Q 值，增加谐振腔的工作带宽。

2.4 开放式谐振腔理论

2.4.1 开放式谐振腔的起源及基本物理意义

在激光器中广泛的采用着开放式谐振腔，或称为 Fabry-Perot 腔，例如平面镜腔，是由两块相互平行的镜构成。设想一平面波入射至一镜面，则波在二镜面之间来回反射，在某些分立频率下可在两镜之间形成稳定的驻波。这样的波只有在非常接近于正入射，且镜面线度远大于波长的情况下，才能在多次反射过程中不至于逃逸出镜间区域，即波的衍射损失很小，才能建立起稳定的振荡。若是把二平面镜看作平行平面波导，则从波导波观点看应工作于接近模式截止状态，才能使衍射很弱。如果波以较大的入射角斜入射至镜面时，不需经太多次的反射，波就逃逸出镜间空间，衍射损失很大，不能形成稳定的振荡^[7]。

这种开放式谐振腔的特点：既能激励起一些高 Q 值的谐振模式，又同时伴随有向周围空间的辐射。正是后一点使大量模式通过向外辐射而在腔内消失。使封闭腔中振荡频谱密集的问题得到缓解。在开放腔中研究模式谐振条件的同时，不同模式在镜边缘处的衍射也必须考虑。^[8]

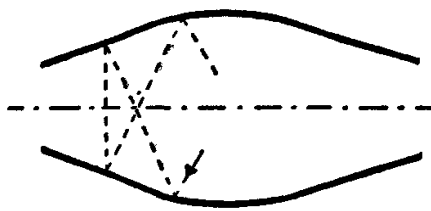


图 2.4 开放式谐振腔的几何光学解释

微波领域的开放式谐振腔也可使用类似理论分析。实际上，只要腔的线度远大于波长，就可以使用准光学的理论进行分析。我们甚至可以直接利用几何光学来看待一个微波毫米波开放式谐振腔，如图 2.4。虽然腔的两端是开放的，但如果波沿图中的虚线传播，就不会逃离腔体，并建立振荡。当然和纯粹的几何光学不同，事实上的端口条件是必须考虑衍射存在的情况。这种端口是一段缓变截面的波导，需要使用存在截止截面的变截面波导中波传输理论进行分析^[9]。

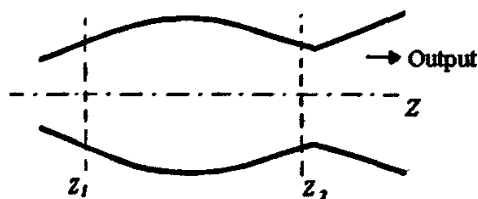


图 2.5 缓变截面波导型开放腔的简图

用于回旋管的缓变截面波导型开放式谐振腔的典型结构如图 2.5 所示。图中 z 是波导轴向坐标，腔体为旋转对称形，内壁半径 r 只是 z 的函数。这种腔的主体结构的特点是一段中间膨起、两端收缩的缓变截面波导；右边的喇叭口是能量输出装置，使腔内能量有部分输出，这对于实用腔是必要的；腔左边的一端是逐渐收缩的波导，只要这段波导足够长，腔内的能量在此基本无泄漏。在腔中，对于某些波导模式，就有可能存在两个截止截面，例如图 2.5 中标出的 z_1 、 z_2 。显然，这两个截面处的该波导模式纵向波数为零。在这段波导中任意一点 z ，该模式纵向波数为

$$h_m(z) = \sqrt{k^2 - \frac{x_m^2}{r^2(z)}} \quad (2.22)$$

式中 x_m 对于 TE 模式是 n 阶贝塞尔函数的导数 $J'_n(x)$ 的第 i 个零点；对于 TM 模式，则是 $J_n(x)$ 的第 i 个零点。在 $z=z_1$ 或 z_2 ，有 $h_m(z_1)=h_m(z_2)=0$ ，则由 (2.22) 式得到

$$r(z_1) = r(z_2) = \frac{x_m}{k} \quad (2.23)$$

据此可以定出该波导模式所对应的截止截面位置。在 z_1 和 z_2 的开区间内，因总有 $r(z) > r(z_1) = r(z_2)$ ，故

$$h_m(z) > 0, \quad z_1 < z < z_2 \quad (2.24)$$

这样，该模式的波可在其中传输，并在二截止截面之间来回反射。在某些分立频率下，形成稳定的驻波，使此模式在这段缓变截面波导中产生谐振。这是具有缓变截面的波导型开放式谐振腔产生模式谐振的基本物理过程。

对于谐振腔的两个基本参量：谐振频率和 Q 值。在图 2.5 所确定的条件， Q 值与能量输出装置的结构形状有关。对于高 Q 腔，谐振频率主要由腔内入射波和反射波的相位条件确定^[9]。

2.4.2 开放式谐振腔的谐振频率和 Q 值

电磁波在理想导体面处反射时, 反射波相对于入射波相位突变为 π , 即发生“半波损失”; 而对于存在截止截面的缓变截面波导来说, 反射波在截止截面处的相位突变为 $\pi/2$ ^[9]。并且我们知道, 当某模式的波在腔内完成一次往返时, 其相位变化如果满足 $2n\pi$, 便可产生谐振。据此, 我们得到关于开放腔的如下相位积分公式:

$$2 \int_{z_1}^{z_2} h_m dz + \pi + \phi_{01} + \phi_{02} = 2n\pi \quad n=1,2,\dots \quad (2.25)$$

由此可确定腔内存在截止截面模式的谐振条件。式中 ϕ_{01} 和 ϕ_{02} 代表腔外两侧电动力学系统对波相位的影响, 当腔体由理想导体构造, 两端是延伸至无穷远的收缩型, $\phi_{01} = \phi_{02} = 0$, 这相当于腔 Q 值为无穷大的谐振条件, 将式 (2.22) 代入式 (2.25) 积分, 即可得到谐振频率 $\omega = kc$ 。

而当腔的某一端有能量输出的时候, ϕ_{01} 和 ϕ_{02} 可能为复数, 以 ϕ_{02} 为例, $\phi_{02} = \phi'_{02} + i\phi''_{02}$, 代入式 (2.25), 引入复数频率 $\omega = \omega' + i\omega''$ 。此时腔的 Q 值可按下式计算

$$Q = \frac{\omega'}{2\omega''} \quad (2.26)$$

目前, 具有缓变截面开放式谐振腔的理论已比较成熟, 并已在回旋管上得到成功实践。但由于腔体具有缓变截面的波导段, 使得纵向尺寸难以缩小, 不利于多腔的组合运用。如果以跳变截面代替缓变波导段, 将有效的压缩纵向尺寸, 但跳变截面腔体的理论分析更为复杂。在本文中, 我们将结合封闭腔的近似分析, 及现代计算机提供的数值计算功能, 来进行模拟和设计。^[8]

参考文献

- [1] 郭硕鸿, 电动力学, 高等教育出版社, 1979
- [2] 严镇军, 数学物理方程, 中国科学技术大学出版社, 第二版, 1996
- [3] 马守金, 微波技术基础, 中国广播电视出版社, 1989
- [4] 鲍家善, 微波原理, 高等教育出版社, 1965
- [5] 顾茂章 张克潜, 微波技术, 清华大学出版社
- [6] 什尔曼 著 王合力 译. 无线电波导与空腔共振器, 科学出版社, 1962

- [7] 龚中麟 徐承和. 近代电磁理论, 北京大学出版社, 1990
- [8] 魏因施泰因 著 徐承和 刘国政 廖正久 译. 开放腔和开放波导, 科学出版社, 1987
- [9] 徐承和. 缓变参量不规则波导与开放式谐振腔的理论. 北京大学无线电系资料室, 1981.

第三章 电磁场的数值计算方法：有限元方法（Ansoft HFSS）

3.1 从解析方式到数值计算

原则上谐振腔内电磁场的基本问题是求满足给定边界条件的拉普拉斯方程的解。直接求解方程的解析方式只适用于界面形状比较简单的几何曲面，而对于现实工程应用中存在的形形色色的边界样式则比较困难。从前遇到此类问题时，工程技术人员往往借助模型实验的方法，工作效率很差。近代电子计算机的出现，使人类获得了高速度、自动化的计算工具，它为众多浩繁的数值计算问题的解决，展现了光明的前景。从此，科学研究和工程设计的手段，发生了由模型试验向数值计算的重要转变。

现代微波系统的设计越来越复杂，对电路的指标要求越来越高，电路的功能越来越多，电路的尺寸要求越做越小，而设计周期却越来越短。传统的设计方法已经不能满足微波电路设计的需要，使用微波 EDA 软件工具进行微波元器件与微波系统的设计已经成为微波电路设计的必然趋势。EDA（Electronic Design Automation）即电子设计自动化，微波 EDA 仿真软件与电磁场的数值算法密切相关，所有的数值算法都是建立在 Maxwell 方程组之上的，了解 Maxwell 方程是学习电磁场数值算法的基础。在频域，数值算法有：有限元法（FEM – Finite Element Method）、矩量法（MoM – Method of Moments）、差分法（FDM – Finite Difference Methods）、边界元法（BEM – ），和传输线法（TLM – Transmission-Line-matrix Method），在时域，数值算法有：时域有限差分法（FDTD – Finite Difference Time Domain），和有限积分法（FIT – Finite Integration Technology）。目前，国外各种商业化的微波 EDA 软件不断涌现，微波射频领域主要的 EDA 工具首推 Agilent 公司的 ADS 软件和 Ansoft 公司的 HFSS、Designer 软件，其次是比较小型的有 Microwave Office, Ansoft Serenade, CST, Zeland, XFDTD, Sonnet 等电路设计软件。本文的数值分析过程采用 Ansoft 公司的“High Frequency Structure Simulator”，高频结构仿真器，以下简称 HFSS。

3.2 高频结构仿真（HFSS）

Ansoft HFSS，是 Ansoft 公司推出的三维电磁仿真软件；是世界上第一个商业化的三维结构电磁场仿真软件，业界公认的三维电磁场设计和分析的电子设计

工业标准。HFSS 提供了一简洁直观的用户设计界面、精确自适应的场解器、拥有空前电性能分析能力的功能强大后处理器，能计算任意形状三维无源结构的 S 参数和全波电磁场。使用 HFSS，可以计算：① 基本电磁场数值解和开边界问题，近远场辐射问题；② 端口特征阻抗和传输常数；③ S 参数和相应端口阻抗的归一化 S 参数；④ 结构的本征模或谐振解，例如本文所讨论的谐振腔。在以下论述过程中使用的版本是 Ansoft HFSS 7.0。

ANSOFT HFSS 的核心是 FEM 解算器。FEM 即 Finite Element Method，有限元方法。基于有限元方法的软件可以快速计算那些用传统解析方法不可以解决的大型数值计算问题。有限元方法将一个大型计算问题细分为单独的简单元素单元，每个单元可以通过直接解析方法求解，通过将已求解的单元把原始问题的求解空间构造为同时性方程矩阵而得解。有限元方法可以求解诸如力学（应力、张力、振动），空气动力学及流体力学，热力学，或电磁学的问题。

3.3 本题目数值模拟所需 HFSS 功能简介

ANSOFT HFSS^[1]设计的产品性能与仿真结果的一致性在业界享有良好的口碑。ANSOFT HFSS 的自适应网格加密技术使 FEM 方法得以实用化。对于一个典型问题，如谐振腔的求解，初始网格（将几何子分为四面体单元，见图 3.1）的产生是以几何结构形状为基础的，利用初始网格可以快速解算并提供场解信息，以区分出高场强或大梯度的场分布区域。然后只在需要的区域将网格加密细化，其迭代法求解技术节省计算资源并获得最大精确度。必要时还可方便地使用人工网格化来引导优化加速网格细化匹配的解决方案。HFSS 采用高阶基函数、对称性和周期边界等方法，从而节省计算时间和内存，进一步加大求解问题的规模并加速求解的速度。总之，ANSOFT HFSS 利用其独特先进的自适应网格剖分和算法技术，通过合理优化减少网格总数，节省单位网格的计算资源，最终完成大规模问题和高精确度的电磁场求解仿真。HFSS 具备先进的材料库；综合的材料数据库包括了常用物质的介电常数、渗透率、电磁损耗正切。用户在仿真中可分析均匀材料、

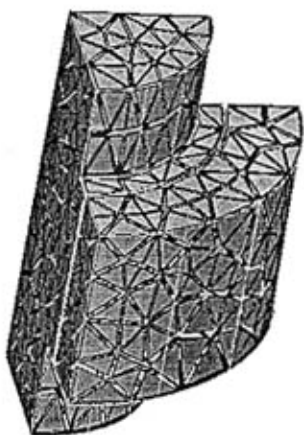


图 3.1 ANSOFT HFSS 将模型划分为有限个四面体，可以在精确的逼近模型实际边界的同时，使用较少的单元

非均匀材料、各向异性材料、导电材料、阻性材料和半导体材料。HFSS 提供强大的宏功能。用户可登录到非常易读完整的作图和仿真的宏文件中。利用置于宏语言中的自动记录和重放功能，即可执行参数化仿真。在重放时宏即时提示几何尺寸，使用户能基于名义结构创建几何库，随后对名义结构进行仿真得出设计曲线、几何敏感性和最优化设计。HFSS 可以进行频率扫描分析。其中 (a)：宽带快速率扫描，利用 APLS 快速扫频技术可有效地进行宽带仿真。APLS 能产生一个在宽频带内有效的低阶次的模型，并通过计算零极点来完成宽频带求解。APLS 包含端口散射以精确确定频段内的输入功率和频带外抑制。(b)：超宽带插值扫频，利用插值扫频技术可有效地进行超宽带仿真。插值扫频能在超宽频带内根据频响变化斜率自动增插点数，确保精确确定频段内的所有频响特性。(c)：离散扫频：利用离散扫频技术可有效地进行离散频点的宽带仿真。其利用当前网格重新求解电磁场，从而精确得到各频率点上的性能参数。HFSS 具有强大的场后处理器：(a)：产生生动逼真的场型动画图，包括矢量图、等高线图、阴影等高线图；(b)：任意表面，包括物体表面、任意剖面、3D 物体表面和 3D 相等面的静态和动态图形；(c)：动态矢量场、标量场或任何用场计算器推导出的量，动态的表面动画可使图形能以旋转和移位的方式步进。新的图—3D 云图上有一薄薄的彩色像素层，使你能非常清晰地观察场型特性，用户旋转几何图形时会实时更新。HFSS 提供了

场计算器，具有复数算法、三角法功能，面积分和体积分，曲线的切线计算和任意曲面的法线计算。功能强大的计算器使用户可直接操纵场来计算功率耗散、储能和空腔 Q 值。

参考文献

[1] 美国 Ansoft 公司. Ansoft HFSS 7.0 help, 2000

第四章 模式选择复合开放式谐振腔模型的模拟和分析

回旋管放大器中的谐振腔群聚段，担负着将电子束中的谐波分量提取并放大的重要任务。在某些管型上，比如回旋行波速调放大器，管子结构复杂，由行波相互作用段和速调相互作用段共同完成注波相互作用。为了尽可能的控制磁场均匀区的长度以减轻对磁场产生设备的压力，我们的方案将涉及如何在达到性能要求的前提下，设计简洁高效的高频电路的问题。为此，我们摒弃了传统的缓变截面开放式谐振腔^{[1][2][3]}，而采用了在有限尺寸内排布多个突变截面腔的方案——簇腔群聚段。其中每一个突变截面腔可参考图 4.1。在下面的叙述中，将分多个方面阐述这种腔体的特性。

4.1 新型复合开放式谐振腔的模型

为了保证簇腔群聚段的注波相互作用效率，并同时保证整个簇腔群聚段的工作稳定性。我们的设计要求簇腔群聚段中的各个谐振腔之间相互极为靠近，同时又在电磁场的本征值和本征函数的解的方面是相互独立，即需要它们互相处于不耦合的状态，或严格的说是它们之间的耦合程度很弱，不能带来新的模式及不稳定性。所以，我们可以把注意力集中在每一个腔的参数选择和设计上。由于纵向尺寸的限制，对于每一个腔，我们选用了突变截面开放式结构，一般来讲，这种结构尺寸紧凑，但模式竞争问题不易解决。我们于是设计了一种具有模式选择能力的新型复合开放式谐振腔。

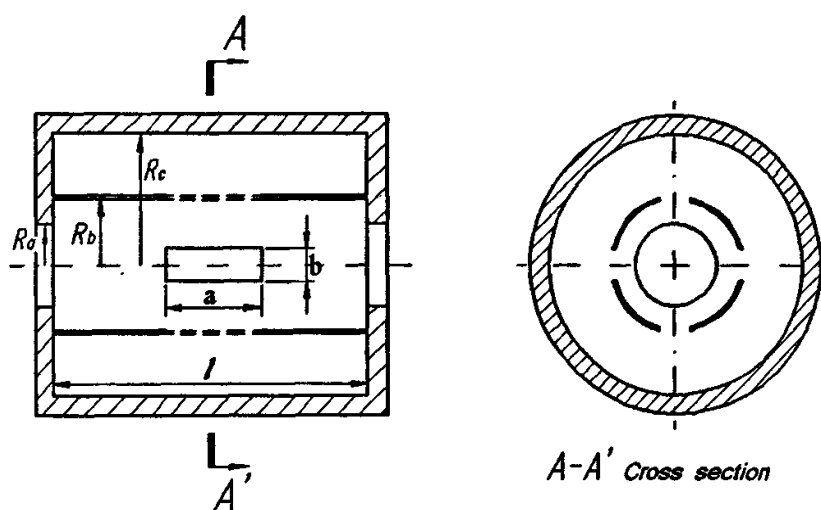


图 4.1 新型复合开放式谐振腔模型

图 4.1 是新型复合开放式谐振腔模型。如图中所示, 这种复合式谐振腔由内外两个腔组成, 内腔和外腔通过矩形开孔发生耦合, 开孔的纵向长度为 a , 角向长度为 b 。内外腔的纵向长度相同为 l 。外腔的腔壁是封闭的, 内腔的轴向对外是开放的 (截止程度由半径 R_a 的大小决定), 为了讨论方便, 我们设内外腔之间的公共腔壁是无限薄的。人们可以通过改变内腔和外腔的半径 R_b 和 R_c 的大小使工作模式的场得到加强, 非工作模式的场得到抑制。

基于在本文理论部分的分析, 我们设计的腔体工作在 Ka 波段, 采用圆电模 TE_{0n1} 式, 下面将讨论腔结构的设计思路。

4.2 新型复合开放式谐振腔的模式选择原理

我们可以这样看待这个谐振腔的结构: 它是在一个普通圆柱腔的基础上, 在腔壁上开孔, 并在外部被一个新生成的同轴腔围绕, 形成的复合腔结构。

从图 4.1 可以看出, 如果内腔壁不开孔, 则该模型变为一个开放式圆柱腔。尽管腔两边的开口, 可以使截止频率低于工作模式的其它模式在腔中谐振的可能性大为减小, 但部分模式的谐振频率靠近工作模式, 很难利用这种开放式结构予以抑制。我们首先想到可以在腔壁上开缝隙 (长方形耦合孔), 切断某些模式的壁电流, 这些模式与外腔发生耦合, 从而达到削弱这些模式的目的。特别是, 非圆电模式, 比如 TE_{mnq} , 其中 $m \neq 0$, 电场总会在腔壁的某处存在很强的法向电场分量。而在电磁振荡的条件下, 法向电场是位移电流和传导电流闭合环路的交界。在振荡足够强的情况下, 传导电流和位移电流都将具有足够的强度 (或者说着二者强度都不会太小)。至于 TE_{0n} 圆电模式, 由于腔壁法向电场强度为零, 所以不存在位移电流和传导电流的闭合。在一般情况下, 这种模式的壁电流较小。所以耦合孔的存在, 并且恰当的设置耦合孔的位置和数量, 可使腔体具有一定程度的模式选择特性。而且, 如果我们把内腔看成是一个与外腔存在耦合的圆柱腔, 而外腔看成是一与内腔有耦合的同轴腔, 则只有对于某些特殊的模式和边界设置, 内外腔才有可能作为一个整体形成单一的模式, 这对抑制非工作模式具有重要意义。耦合孔的结构和内外腔壁的相对位置将直接影响内外腔模式存在的情况。例如, 以 TE 模为例, 在内腔壁上均布开偶数个孔, 则角向模数等于二分之一开孔数量整数倍的模式受开孔的影响较小, 其它角向模数模式将受到更严重的影响^[4]。此外, 内腔壁相对外腔壁的位置也将影响腔中的模式结构。从原则上, 内腔壁的

存在能够有效抑制这种复合腔中 TE_{0n} 模。不过, TE 模式在圆柱边界谐振腔中的电场分布满足 (2.8) 式, 假如内腔壁被放置在 TE_{0n} 模外腔作为圆柱腔 (相对内腔壁不存在而言) 时零阶贝塞尔函数导数的某个零点位置上, 也就是在腔中电场为零的位置设置电壁, 将不破坏内外腔作为一个整体构成的 TE_{0n} 模的场结构, 同时, 内外耦合会有利于这一整体场结构的形成。所有外腔作为圆柱腔贝塞尔导数在内腔壁上不为零的其它模式都将受到不同程度的影响。

基于上述分析, 我们在内腔壁上均布开数个矩形孔, 选择内腔的工作模式为 TE_{021} 模, 外腔单独存在时的工作模式为 TE_{031} , 并且选择内腔和外腔半径的比值使内腔壁径向位置处于外腔零阶贝塞尔函数导数的第二个零点位置上, 亦即:

$$\frac{R_b}{R_c} = \frac{x_{02}}{x_{03}} = \frac{7.01559}{10.17347} \quad (4.1)$$

式的常数值来源于方程

$$J'_0(k_c a) = 0 \quad \text{其中 } a \text{ 为腔半径} \quad (4.2)$$

方程的根 $k_c a$ 依次为 3.83171, 7.01559, 10.17347.....^[5]

在上述内外腔半径选择限制条件下, 通过调整耦合孔的尺寸, 在大气窗口频率附近, 利用 Ansoft HFSS 高频分析设计软件, 对这种新型复合开放式谐振腔中存在的模式进行了模拟分析和计算。

4.3 计算结果和分析

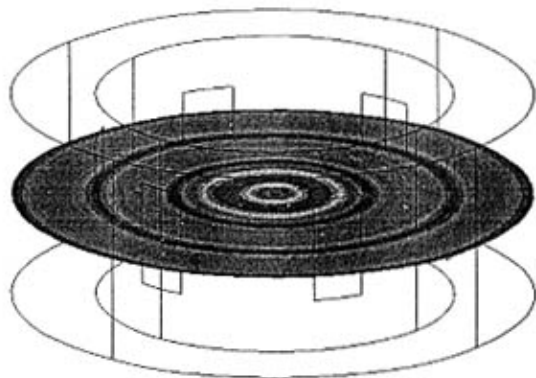
利用 Ansoft HFSS 高频分析软件, 我们选定腔的几何参量 R_a , R_b , R_c 和 l 分别为 8.7, 10.26, 14.88 和 12(mm)。利用本征值计算和外驱动两种方法, 对包括 TE_{021} (内腔模式) 和 TE_{031} (外腔模式) 和截止频率靠近这两个模式的主要竞争模式 (TE_{221} , TE_{231} , TE_{311}) 以及部分其它杂模进行了分析计算。图 4.2 给出的是这种复合开放式谐振腔形成的 TE_{031} 模的场分布图。从图中看出, 模式场径向零点分界线层次非常分明, 表明模式有非常好的模式纯度。表 4.1 列出了图 4.1 所示模型的内腔作为一个封闭金属腔, 内外腔合为一体作为复合腔 (角向开四个孔或六个孔) 以及外加驱动激励 (激励从外腔输入) 三种情况下, 各腔的谐振频率、储能以及谐振模式状态。

当内腔作为一个独立的封闭金属腔体时, TE_{021} 的主要竞争模式是 TE_{221} 和

表 4.1: 各种谐振腔的谐振参量

	模式	中心频率(GHz)	相对储能	备注
内腔单独作为 封闭式 圆柱腔	TE ₅₁₁	32.37	2.96	本征值 计算
	TE ₂₂₁	33.61	3.54	
	TE ₀₂₁	34.96	2.61	
	TE ₃₁₂	31.73	4.18	
内腔和 外腔组 合作为 封闭式 复合腔 (四孔)	TE ₅₁₁ (内)+TE ₂₁₁ (外)	33.31	1.99	本征值 计算
	TE ₂₂₁	33.63	3.64	
	TE ₀₂₁ (内)+TE ₀₁₁ (外)=TE ₀₃₁ (合成)	34.95	3.89	
	TE ₃₁₂	31.33	1.48	
内腔和 外腔组 合作为 封闭式 复合腔 (六孔)	TE ₅₁₁ (内)	33.58	0.37	本征值 计算
	TE ₂₂₁	34.19	2.07	
	TE ₀₂₁ (内)+TE ₀₁₁ (外)=TE ₀₃₁ (合成)	34.95	3.88	
	TE ₃₁₂	31.14	1.73	
内腔和 外腔组 合作为 复合开 放式腔	TE ₅₁₁	32.77	154.8	外驱动 计算; 内腔轴 向对外 开放
	TE ₂₂₁	33.14	135.8	
	TE ₀₂₁ (内)+TE ₀₁₁ (外)=TE ₀₃₁ (合成)	34.35	501.8	

TE₅₁₁, 这两个模式的截止频率非常靠近主模 TE₀₂₁。从表 1 可以看出, 能够在内腔中谐振的模式储能都比较大, 竞争模式 TE₂₂₁ 不仅频率很靠近 TE₀₂₁, 甚至它的储能还比主模 TE₀₂₁ 的高, 这对要让 TE₀₂₁ 优先起振和稳定工作影响很大。

图 4.2 新型复合式谐振腔中 TE_{031} 模场分布图

如果在内腔壁上均匀开四个矩形孔, 计算表明(表 4.1), TE_{031} 模(由内腔 TE_{021} 和外同轴腔中的 TE_{011} 组合而成)在复合腔中形成, 它储存的相对能量由内腔作为金属封闭腔时 TE_{021} 的 2.61 增至 3.89。由于内腔壁的存在, 复合腔中不能形成统一的 TE_{231} 模。尽管开孔对 TE_{221} 模的相对储能没有明显的影响, 但开孔使 TE_{312} 模储存的相对能量约为内腔作为金属封闭腔时的 1/3, 并且 TE_{511} 模储存的相对能量约为内腔作为金属封闭腔时的 2/3, 都有明显的下降, 亦即对主模 TE_{021} 的影响将大为下降。

如果内腔壁上均匀开六个矩形孔, 计算表明(表 4.1), TE_{031} 模(由内腔 TE_{021} 和外同轴腔中的 TE_{011} 组合而成)在复合腔中形成(图 4.2), 并且具有很高的模式纯度。与内腔壁上均匀开四个矩形孔的复合腔相比, 复合腔内储存的相对能量基本不变。此时虽然 TE_{221} 模依然可以存在于内腔中, 但它储存的相对能量明显下降, 约为内腔作为金属封闭腔或内腔壁均匀开四个矩形孔的复合腔时的 58%。而另一个主要竞争模式 TE_{511} 储存的相对能量仅为 0.37, 可以认为它对主模稳定已经不构成影响。由于内腔壁上的矩形孔是基于宽边平行于腔的轴线、窄边垂直于腔的轴线、并且孔是相对轴向边界对称开设的, 这种孔不利于轴向波数为偶数的模式建立, 这就是为什么开六个孔 TE_{312} 模储存的相对能量与开四个矩形孔情况没有特别大提高的原因。

由于我们采用的腔长 l 比较短, 对内腔壁均匀开四个矩形孔的复合腔计算表明, TE_{412} 和 TE_{122} 两个模式的谐振频率也非常靠近 TE_{031} 模的谐振频率。不过, 这两个模式的截止频率远小于 TE_{03} 模的截止频率, 而实际上内腔的轴向边界是开

放的,人们总可以合理设计 R_a 使 TE_{41} 和 TE_{12} 两个模式远离截止,亦即这两个模式不会在腔中谐振。对于我们研究的情况, $R_a=8.7$, 此时 TE_{41} 和 TE_{12} 两个模式的截止频率分别为 29.18GHz 和 29.26GHz, 而 TE_{03} 模的截止频率为 38.5GHz。显然 TE_{412} 和 TE_{122} 两个模式没有在腔中建立稳定振荡的条件。

表 4.1 中还给出了通过外腔壁的耦合,利用驱动法计算的内腔壁均匀开六个矩形孔的轴向开放式复合腔中 TE_{031} (内外腔合成模式)、 TE_{221} (内腔模式) 和 TE_{511} (内腔模式) 三个模式的谐振频率和相对储能。结果表明,轴向开放使得三个模式的谐振频率有所下降。不过,由于计算方式的差异,这些模式在腔中的相对储能与本征值计算法的结果不具有可比性,但 TE_{031} 模的相对储能远比 TE_{221} 和 TE_{511} 两个模式的更强,这一特点说明在抑制竞争模式 TE_{221} 和 TE_{511} 的效果与本征值方法总体上是一致的。

4.4 小结

这种新型复合开放式谐振腔能够通过合理选择内腔壁的位置和在内腔壁上开孔,有效降低工作模式邻近模式竞争的影响。Ansoft HFSS 高频软件对工作模式为 TE_{021}/TE_{031} 情况下腔中模式分析计算表明,内腔边界位置设置和内腔壁开矩形孔能够将内腔中的 TE_{221} 和 TE_{511} 两模式的相对储能降低到普通圆柱腔时的 58% 和 12%,有效的抑制了这两个竞争模式。同时能够避免复合腔中 TE_{031} 的主要竞争模式 TE_{231} 的形成。

参考文献

- [1] 徐承和. 缓变参量不规则波导与开放式谐振腔的理论. 北京大学无线电系资料室, 1981.
- [2] Bernstein I B, Divringi L K, Smith T M. Theory of irregular waveguides and open resonators. Int. J. Infrared and Millimeter Waves. 1983, 4(3): 57-117.
- [3] Borie E, Dumbrajs O. Calculation of eigenmodes of tapered gyrotron resonators. Int. J. Electronics. 1986, 60(2):143-154
- [4] Luo Jirun et al. Design of a rotating mode filter. 24th International conference on infrared and millimeter waves, Conference Digest. Monterey, California, USA,

Sept. 6-10,1999: TU-F5.

[5] 顾茂章 张克潜. 微波技术. 清华大学出版社, P108

第五章 模式选择复合开放式谐振腔的设计分析

上一章节讨论的新型复合开放式谐振腔模型中，为了讨论方便，我们采用了封闭腔的模型，且内腔壁的厚度被假定为零，而这两点对于实际工程设计是无法做到的。那么加工成实际的腔体后， TE_{021}/TE_{031} 模是否能够保证足够的稳定性将是我们尤为关心的问题。下面我们将讨论内腔壁具有有限厚度，以及腔的两端出现漂移孔后如何通过合理的结构补偿获得相对稳定的 TE_{021}/TE_{031} 模工作状态。内腔壁实际上是复合腔中的公共腔壁，本章的叙述中，将使用“公共腔壁”一词。

5.1 有限厚度公共腔壁对工作模式的影响

5.1.1 基本模型的变化

图 5.1 是模式选择复合腔公共腔壁增厚后的示意图。对于这种腔结构，如果 $R_2 - R_1 = 0$ ， R_1/R_3 满足关系式 (4.1)，则有由半径为 R_3 的圆柱腔中的 TE_{031} 模和如图 4.2 所示的复合腔中的 TE_{031} 模（由 I 区的 TE_{021} 圆柱腔模和 II 区的 TE_{011} 同柱腔模组合而成）的谐振频率和场分布是一致的。这相当于在一个半径为 R_3 的普通圆柱腔中，于半径等于 R_1 的圆柱面处设置一个无限薄的导体壁，由于正好处在电场的零点位置，所以它的存在丝毫不会影响 TE_{031} 模式。

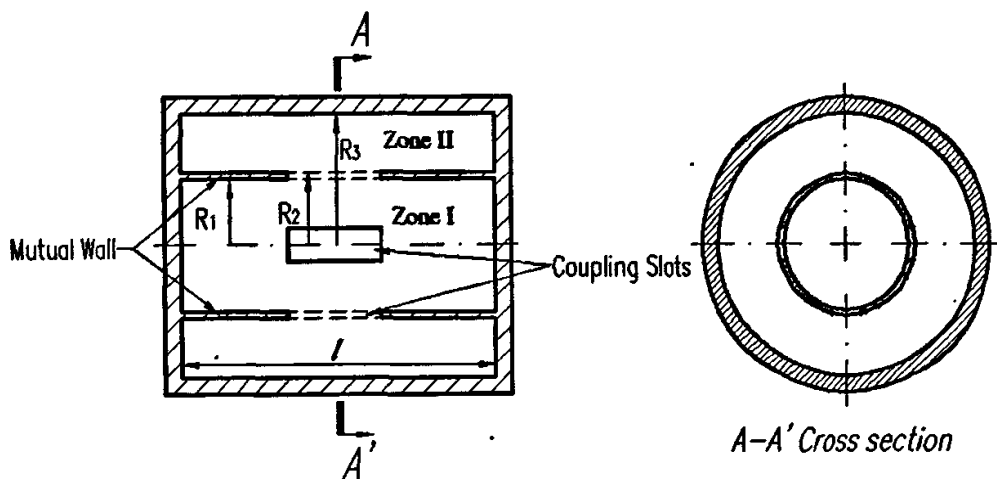


图 5.1 有限厚度公共腔壁的复合腔模型

但是,在实际的加工制造过程中,公共腔壁总有一定厚度,而通过贝塞尔函数的图形(见图 2.3)可以得知,在半径方向上函数值为 0 的区域是分立的点,在 R_1 及 R_1 附近,只有一个点 R_1 ,即在 R_1 的任何一个邻域中电场均不为 0。如果公共导体壁具有有限厚度,则将导致电场在半径方向上不仅 R_1 一个点,而且在 R_1 的邻域中为 0,不可避免的会影响场分布^[1]。从整个腔来看,如果 $R_2 - R_1 \neq 0$,但 R_1/R_3 仍然满足关系式 (4.1),同样以 TE_{021}/TE_{031} 模作为工作模式为例,则 R_2 的增加将使得 I 区和 II 区合为一体不影响 TE_{031} 模存在的边界条件被破坏。此时 II 区的体积变小,这将对 II 区作为同轴腔的 TE_{011} 模谐振频率、场强峰值位置和大小分布产生明显影响。当然,这种影响也将波及 I 区。

同大多数实际问题一样,采用纯解析方式分析模型受到形变或微扰后产生的场分布变化,将显得过于复杂。计算机的使用则为解决此类问题提供较好的途径。我们将利用 HFSS 软件计算分析模型发生变化后,对复合腔中工作模式产生的影响,并且通过数值模拟优化选择外腔壁的尺寸,尝试在一定程度上尽可能地使内腔壁厚度对工作模式的影响减到最弱。在模拟过程中,我们抽取如下数据定量了解 TE_{031} 的模式状态:

1. TE_{031} 模式谐振频率 f_0 。当腔体结构发生微扰时, f_0 的变化反映了谐振空间的体积变化。
2. 腔体总储能 E_{all} 及内腔储能 E_{in} (相对值)。复合腔的 TE_{031} 模式实际上是由内腔的 TE_{021} 模和外腔的同轴 TE_{011} 模相互耦合,形成稳定振荡后所组成的模式。内腔的电磁场参与注波互作用,所以我们特别地关心内腔储能 E_{in} 。
3. TE_{031} 模电场沿 ϕ 向的起伏。理想的圆电模不随 ϕ 向变化。

显然,公共腔壁增厚也将对所有竞争模式具有与工作模式同等程度的影响。但是工作模式的稳定建立和趋于理想的分布便是对竞争模式抑制的直接体现,因此我们不再单独分析竞争模式在内腔壁增厚时的变化过程。

5.1.2 数值模拟和分析

利用 Ansoft HFSS 高频分析软件,我们选定腔的几何参量 R_1 , R_3 和 l 的初值分别选为 10.26, 14.88 和 12mm, R_1/R_3 满足 (4.1) 式,工作模式为 TE_{021}/TE_{031} ,

首先将这种复合腔视为轴向金属封闭，仅仅公共腔壁上开矩形耦合槽孔。数值计算表明，当腔壁的厚度逐步增加时，复合腔的谐振频率逐步上升，外同轴腔中的能量逐步减少，而内腔中能量减少则相对不那么明显。表 5.1 给出了当 R_2-R_1 的值分别为 0、0.1、0.2、0.3 时， TE_{031} 模式的谐振频率和相对储能值的变化情况。图 5.2 给出了这种复合腔中 TE_{021}/TE_{031} 角向电场在径向位置最大值随角度 ϕ 从 0 变到 90° 的变化情况图。随着公共腔壁增厚，外同轴腔中（II 区）的峰值电场主要集中在耦合孔附近，远离耦合孔区域的电场值大为下降；而 I 区 TE_{021} 模的两个电场的最大值略有不同，在耦合孔附近场的最大值最小，离开耦合孔后，场幅值开始趋于等幅。 R_2-R_1 的值越大，这种影响越明显。图 5.3 给出了公共腔壁厚度为分别为 0 和 0.3 时，复合腔中 TE_{031} 模式的电场分布的对比图。从图可见，腔壁增厚对外同轴腔中的 TE_{011} 模式影响很大。外同轴腔在体积缩小的同时，同轴 TE_{011} 模被挤压，电场在耦合孔附近较强，并通过耦合孔影响了内腔中的 TE_{021} 模式。上述分析表明，耦合孔厚度的增加使得复合腔中电场分布偏离理想的 TE_{021}/TE_{031} 模式结构，这将引起其它竞争模式的出现或增强。

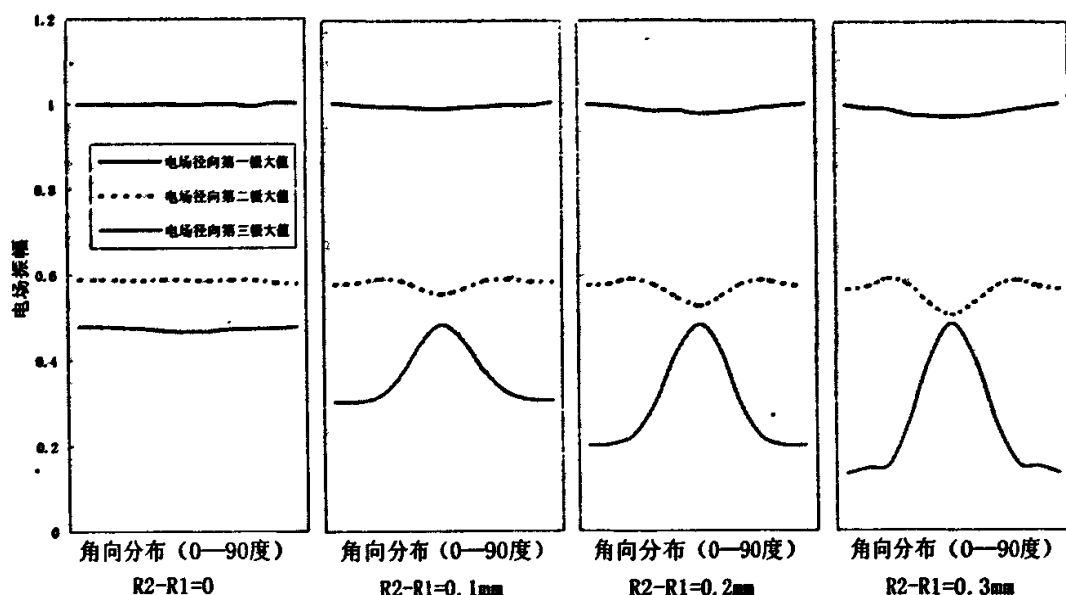


图 5.2 腔壁加厚时， TE_{031} 模式电场角向分布出现起伏

表 5.1 腔壁加厚时，各场量的变化

R_2-R_1 (mm)	f_0 (GHz)	E_{all}	E_{in}
0.0	34.94	9.66	6.59
0.1	35.08	8.42	6.52
0.2	35.17	7.81	6.43
0.3	35.23	7.56	6.37

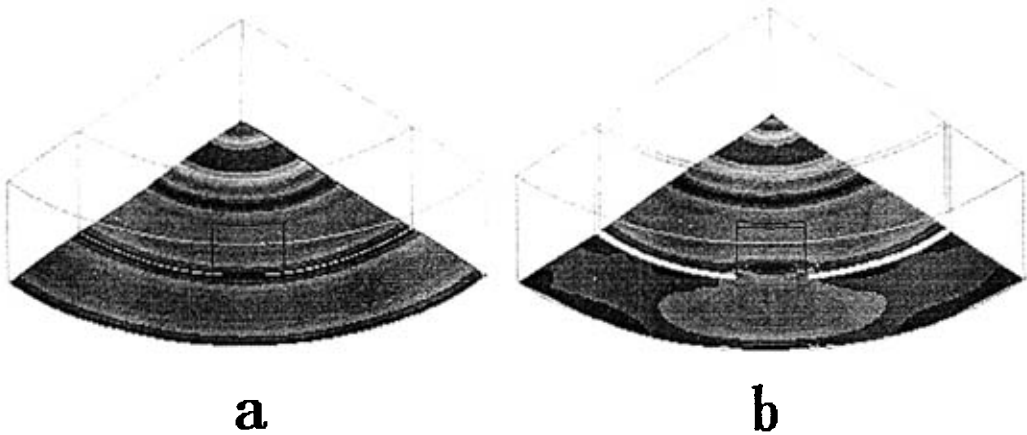


图 5.3 腔壁厚度为 0 (a) 和 0.3mm (b) 时电场分布的比较

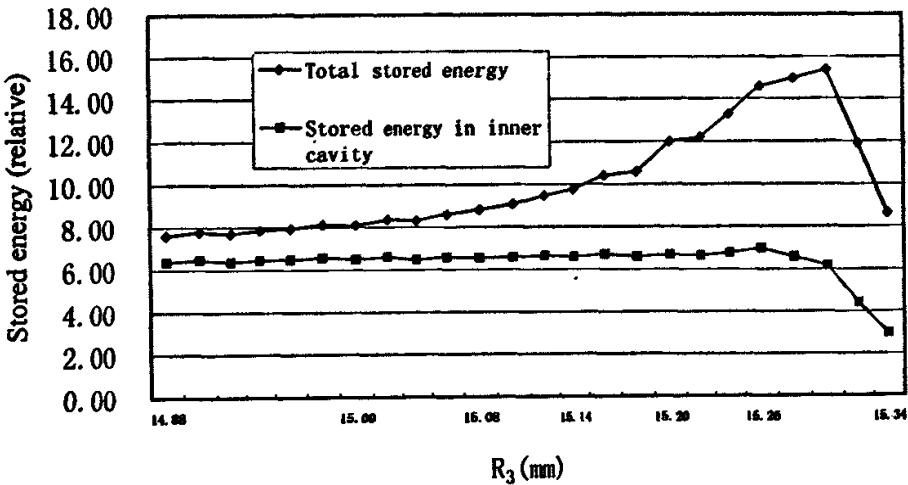


图 5.4 复合腔储能状况与 R_3 的关系

为了改善由于耦合孔厚度增加对这种复合腔在稳定主模工作中的影响,我们尝试增大外腔半径 R_3 以尽可能补偿公共腔壁增厚对电场分布的干扰作用。虽然公共腔壁越薄,对场分布的影响越小。但出于对金属加工工艺条件的考虑,我们取 $R_2 - R_1 = 0.25\text{mm}$, R_1 保持为 10.26mm , 利用 Ansoft HFSS 高频软件计算 R_3 从 14.88mm 开始增加对内腔 TE_{021} 和外同轴腔中 TE_{011} 模在腔中的相对储能和角向电场最大值的影响。图 5.4 给出了复合腔中高频储能随 R_3 的变化情况。当 R_3 增大时,复合腔中总储能在 R_3 由 14.88mm 变到 15.30mm 的过程中单调增长至 15.36 , R_3 超过 15.30mm 后储能下降;内腔储能在 R_3 小于等于 15.26mm 之前变化不明显,在 $R_3 > 15.26\text{mm}$ 后开始下降。图 5.5 展示了不同 R_3 值复合腔中 $\text{TE}_{021}/\text{TE}_{031}$ 模角向电场三个最大值在角度 ϕ 从 0 变到 90° 的变化情况。 R_3 从 14.88 增大过程的初期,三个角向电场最大值各自的起伏均有所好转,且振幅平均值上升,其中以外腔的幅值增加最为明显。当 $R_3 = 15.08$ 时,内腔中两个角向电场最大值从 0 到 90° 同时达到等幅均匀状态;当 R_3 继续增大时,内腔的电场开始出现起伏,而外同轴腔中角向电场在 $R_3 = 15.14\text{mm}$ 达到等幅均匀状态;当 R_3 超过 15.14mm 后,内腔角向电场的平均振幅开始下降,外同轴腔的角向电场最大值的平均值继续上升,但角向起伏加剧,在 $R_3 = 15.30\text{mm}$ 这种起伏达到最大,且电场最大值的振幅超过了内腔的。此时腔体的总储能很高,但很大部分来自于外腔,内腔储能已呈下降趋势。虽然 R_3 继续增加,外同轴腔中电场会再一次下降,但内腔的电场却继续下降,总储能下降。从电场幅值和腔中储能整个变化过程可以看出,虽然内腔储能在 $R_3 = 15.26\text{mm}$ 处最高,但此时场角向起伏严重,且 R_3 稍稍增大就可导致储能跌落,对于工程应用不利。在 $R_3 = 15.08 \sim 15.14\text{mm}$ 之间,复合腔中 $\text{TE}_{021}/\text{TE}_{031}$ 电场分布有较好的均匀性,尤其是 $R_3 = 15.08\text{mm}$ 时,内腔形成了较为理想的 TE_{021} 模;而外同轴腔中的 TE_{011} 模在 $R_3 = 15.14\text{mm}$ 变得较理想均匀。在实际应用中,这种复合腔仅仅内腔的 TE_{021} 模与电子注发生相互作用,外同轴腔中的 TE_{011} 模不参与电子注与波的相互作用,仅起稳定整个复合腔中工作模式和抑制竞争模式的作用。因此工程设计时可以在 $15.08 \sim 15.14\text{mm}$ 之间选择 R_3 的值来保证工作模式的稳定性。至于谐振频率,它在 R_3 增大的过程中单调下降,见图 5.6。

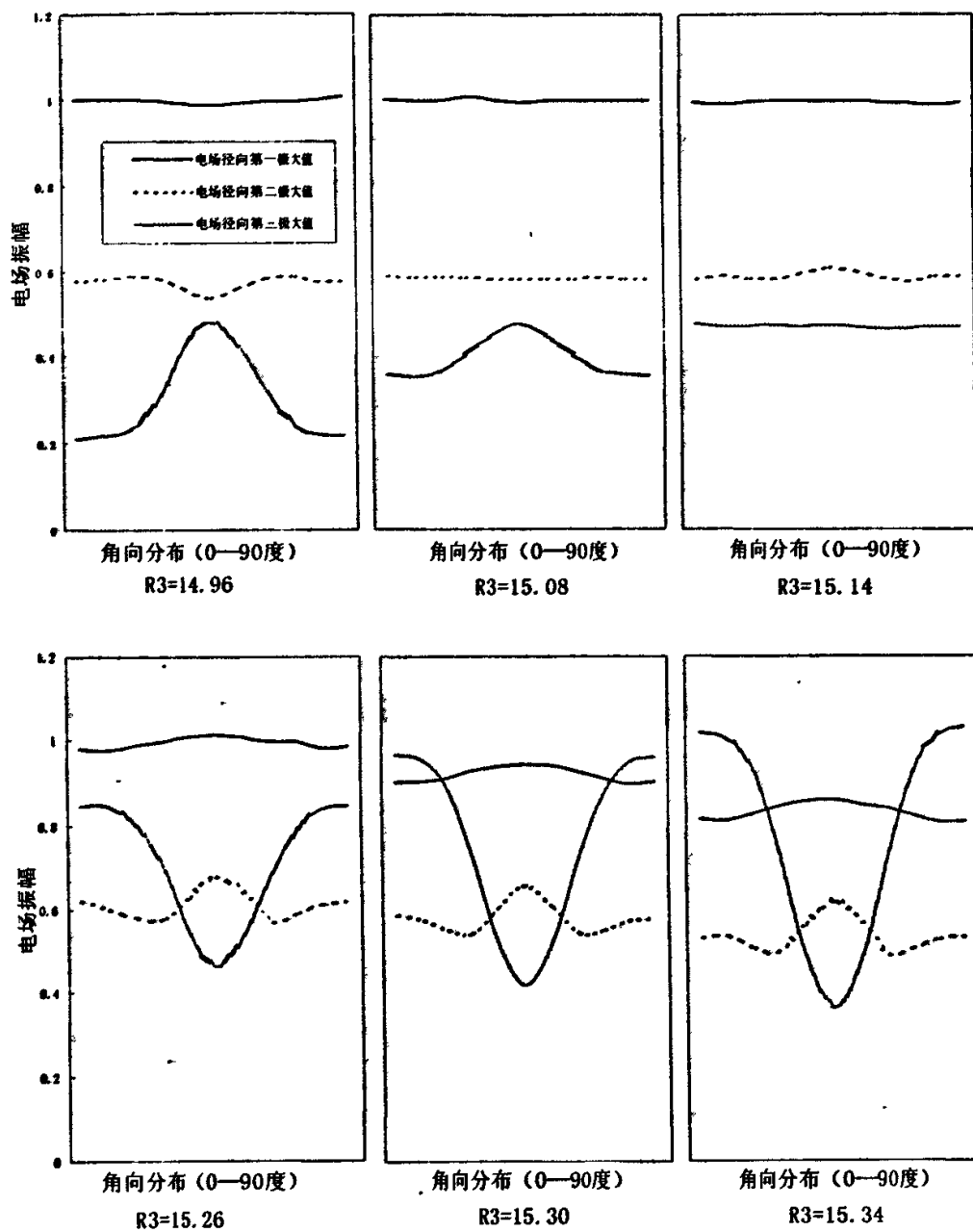
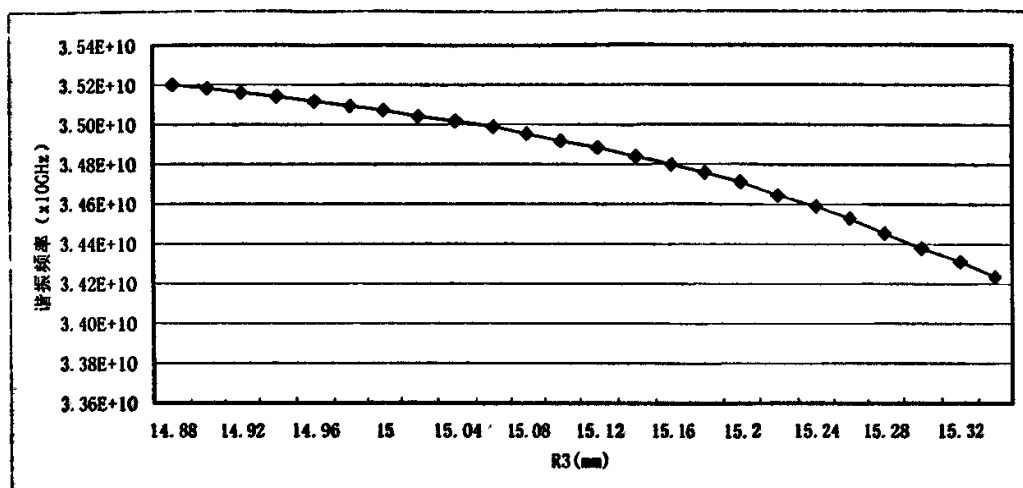


图 5.5 电场角向分布和 R_3 的关系

图 5.6 腔体谐振频率随 R_3 的变化

5.2 腔体轴向端面开放的影响

在实际回旋管的设计中, 谐振腔必须留出电子注的通道, 亦即, 谐振腔的轴向应该是开放的。在高次模开放式谐振腔中, 我们利用截止波导构造漂移管, 以使我们需要的工作模式可以稳定起振, 而部分截止频率低于工作模式的竞争模式将处于传输状态, 不能稳定起振^[2]。不过, 这种轴向开孔也将影响复合腔中主模的电场分布结构。图 5.7 是我们研究的复合腔轴向开孔的示意图。仍以 TE_{021}/TE_{031} 模作为复合腔的工作模式, 假定开孔半径 $R_4=8.7\text{mm}$, 漂移管长度为 6mm , 我们进一步讨论 R_3 的变化对谐振腔中电场分布的影响。

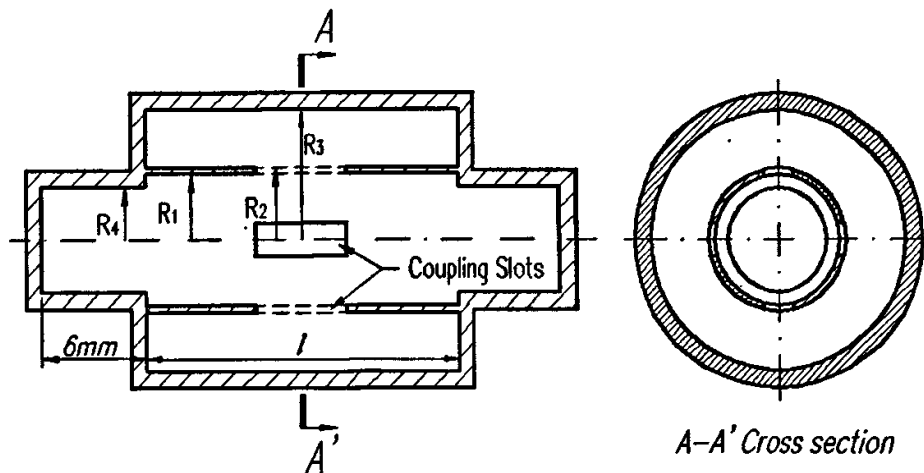


图 5.7 加入漂移管后的复合腔模型

对内腔的 TE_{021} 模, $R_4=8.7$ 的圆波导截止频率为 38.5GHz , 而内腔的工作频率在 34GHz 附近。图 5.8 给出了 $R_3=14.88\text{mm}$ 时, 轴向封闭和开口时复合腔中三个角向电场峰值随角度 ϕ 的变化。表 5.2 给出了相应的谐振频率和储能情况。图 5.8 和表 5.2 的数据表明, 复合腔端面开口后, 内腔的有效体积增大, 储能明显增加。通过对角向电场的观察发现, 电场的起伏更加明显, 且内腔电场的平均振幅减小。相对封闭腔而言, 由于轴向开口的衍射损耗, 内腔的谐振频率降低, 这意味着相对前述封闭腔的分析结果, R_3 应该有相应进一步的增加, 以补偿因开口衍射引起内外腔之间频率差异造成的电场分布变形。

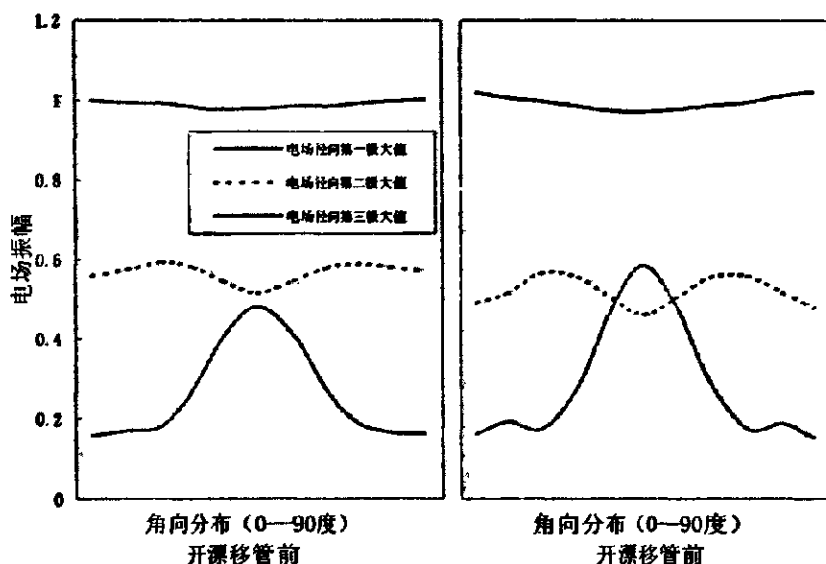


图 5.8 开漂移管前后复合腔中角向电场峰值分布的变化

表 5.2 复合腔开口前后参量的变化

	f_0 (GHz)	E_{all}	E_{in}
未开漂移管模型	35.20	7.61	6.38
开漂移管模型	34.56	9.82	8.06

图 5.9 给出了 R_3 由 14.88 逐步增大时, 轴向开口后复合腔中储能的变化情况。从图中可知, 与表征封闭腔中储能的图 5.4 相比, 整体变化趋势类似, 但为了获得高的储能, R_3 需要更大一些。内外腔的储能均在 $R_3=15.42\text{mm}$ 时达到峰值。同样 $\text{TE}_{021}/\text{TE}_{031}$ 电场分布达到理想均匀状态和复合腔中储能最大也不一致。图 5.10 描述了改变 R_3 的大小对复合腔中角向电场分布改善的情况。在 $R_3=15.20\sim 15.26\text{mm}$ 之间, 复合腔中 $\text{TE}_{021}/\text{TE}_{031}$ 电场分布有较好的均匀性, 在 $R_3=15.20\text{mm}$ 时, 内腔形成了较为理想的 TE_{021} 模; 而外同轴腔中的 TE_{011} 模在 $R_3=15.26\text{mm}$ 变得较理想均匀。图 5.11 给出了 $R_3=15.20\text{mm}$ 时, $\text{TE}_{021}/\text{TE}_{031}$ 模电场分布图。和图 5.3a 相比, 内腔的电场分布已和理想腔体相同, 呈现出十分规则的 TE_{021} 模分布; 外腔电场亦有很大改善, 在耦合孔附近的均匀性已不明显, 与内腔电场之间分界线十分明确, 不存在任何耦合, 这表明腔中有较好的模式纯度。另外, 复合腔的谐振频率随 R_3 的增大单调下降, 见图 5.12。

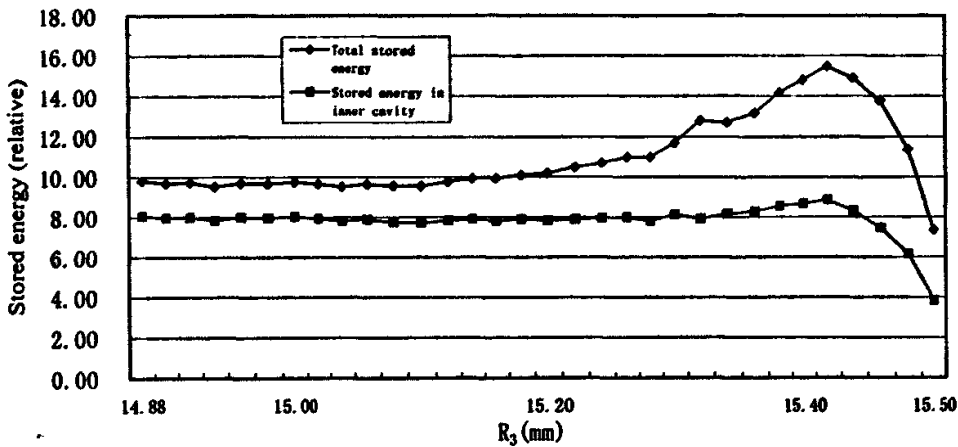


图 5.9 复合腔轴向开口后储能随 R_3 的变化

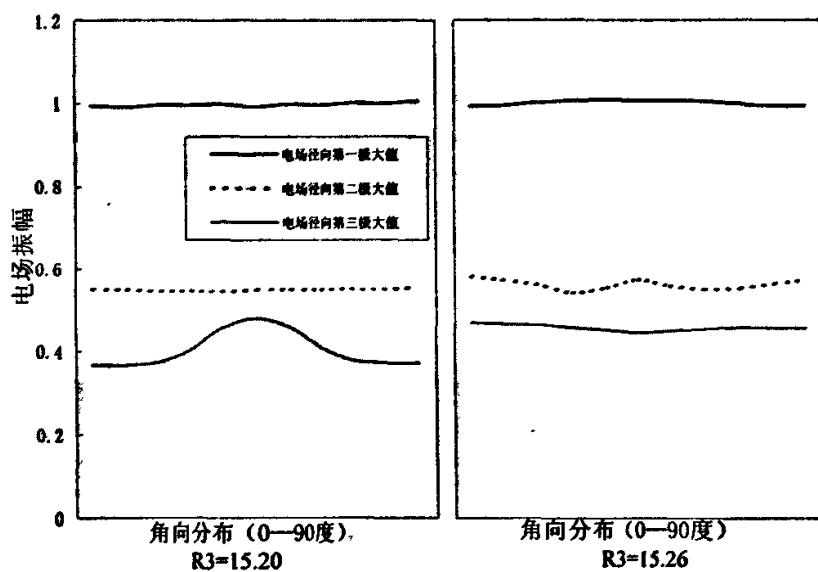


图 5.10 改变 R_3 的大小, 复合腔轴向开孔后角向电场分布的变化情况

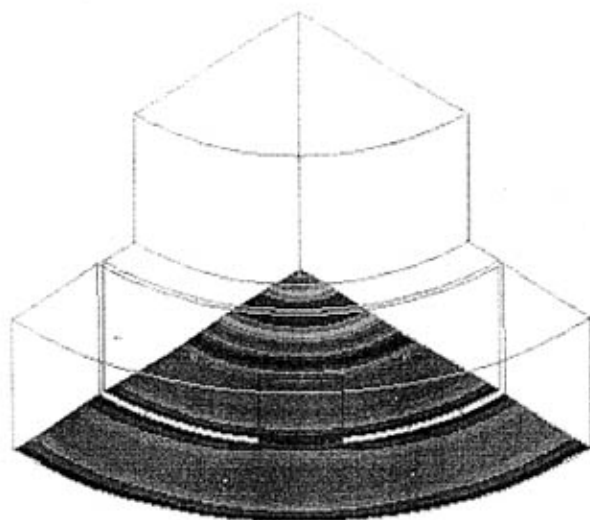
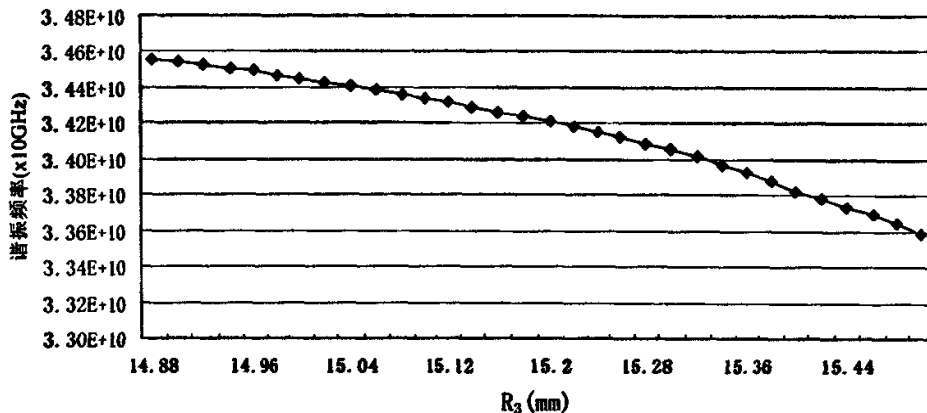


图 5.11 工程优化设计后 TE_{001} 模电场分布图

图 5.12 腔体谐振频率随 R_3 的变化

5.3 小结

复合腔公共腔壁增厚导致耦合孔具有了有限长度，破坏了理想结构的圆周对称性，导致内外腔中工作模式的储能大小、稳定性和电场分布的均匀性都受到了严重影响。漂移管的引入则加剧了这种效应。以上讨论了四耦合孔复合腔的工程优化设计，对于均布六孔的复合腔方案，可采用同样的方法进行讨论。总之，通过合理增大复合腔外腔半径 R_3 能够有效补偿公共壁增厚和轴向开孔产生的不利影响，同时 R_3 的增大会带来腔体谐振频率的变化。

参考文献

- [1] 郭硕鸿. 电动力学, 高等教育出版社, 1979
- [2] 魏因施泰因 著 徐承和 刘国政 廖正久 译. 开放腔和开放波导, 科学出版社, 1987

第六章 簇腔的实验

6.1 簇腔的工程构造

新型复合开放腔的模拟和分析完成后,在进行工程优化分析之前,我们进行了制图和加工环节。由于公共腔壁不可能加工成零厚度,我们在制图时把公共腔壁的外半径加大 0.25mm,内半径不变。并没有按照第四章分析的那样,为补偿公共腔壁的厚度而增大复合腔的外半径。本章簇腔的实验,是基于此类腔体完成的。

我们把几个类似的腔体沿它们的轴向进行排列并紧密布置,形成簇腔。根据整管对工作频率和带宽的要求,对这几个腔体可进行谐振频率的参差调谐。我们设计簇腔中每两个腔之间的漂移管长度为 6.5mm。通过 HFSS 模拟可知,在 34GHz 频率,一段直径为 17.4mm,长度为 6.5mm 的圆波导对 TE_{02} 模构成截止波导,衰减量可达 22dB。为了进一步提高衰减和抑制杂模的能力,在实际的结构设计中,我们采用了衰减陶瓷和蜂窝结构喷涂衰减材料的方式构造这一段截止波导(漂移管)。这一段衰减材料的运用,还可以用于控制谐振腔中圆电模的 Q 值,来达到优化簇腔群聚段频带特性的目的。具体的效果则依靠实验检验。最终,我们的一个四腔的簇腔群聚段结构如图 6.1 所示:

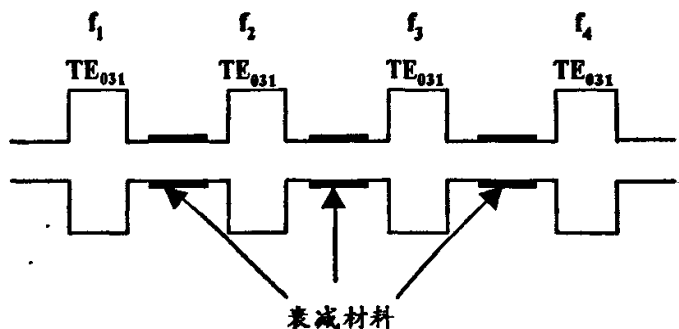


图 6.1 四腔式簇腔群聚段

6.2 冷测原理

冷测属微波测量范畴。通过冷测,可直接得到元器件的基本参量如频率(波长)、驻波比和功率(损耗),进而导出其他参量如阻抗(导纳)、衰减系数和 Q 值(品质因数)等^[1]。从而可对在制管流水线中的零部件、半成品或成品进行检验,检查其各项参数是否达标,在尚未达标时提出整改方案,并反馈于设计环节,

如此循环直到达成设计要求。在微波管设计过程中，会遇到一些参数确定过程，在依靠理论指引大方向的同时，实验过程仍必不可少，大量有关的数据均需在冷测过程中采集。所以冷测是器件研制和生产中的重要环节^[2]。

谐振腔的冷测一般用到如下微波测量内容：谐振频率（波长）的测量；品质因数的测量，以及必要时进行场分布的测量。使用现代测量设备如网络分析仪，可以直接给出谐振腔网络参数的扫频响应，当屏幕上显示出幅频响应的曲线后，则可以很直观的读取谐振频率和品质因数的值。

对于基模的谐振腔如速调管中间腔的冷测，谐振腔只在相对宽广的频带范围内只造成一个尖锐的响应峰，在品质因数很高的情况下，测量和数据的采集过程是相对简单的，只是在品质因数较低时，测量系统的各种误差才可能较为明显地影响测量准确度。

当回旋管的研制需要进行对高次模谐振腔的冷测后，事情变的复杂起来。首先，基模谐振腔在激励方式的设计方面上比较简单，主要原因有二：1. 基模谐振腔的品质因数一般都较高，建立起振荡只需要很小的射频功率；2. 当谐振腔设计为单一基模工作时，高次模式的谐振频率远离基模的谐振频率。这就使激励方式的选择变得比较容易。例如对重入式谐振腔的冷测，用一根辐射式探针在腔中的大部分位置均可以激励出 TM_{010} 模式，并得到此时的 S_{11} 。而当所要测试的谐振腔需工作在高次模式时，激励条件的设计变的相当重要，理由是高次模谐振腔的冷测都面临振荡频谱密集和模式竞争的问题，不同的激励状态对各个模式起振状态造成的影响不一，将导致不同的测试结果。所以，必须在理论上预测被测腔的模式分布状况和工作模式的场分布，恰当的设计激励端口的边界条件，保证工作模式的激励条件得到满足。

其次，测量过程中，测试取样状态难免干扰器件的真实工作状态，所以，需要确定测试取样条件与真实工作状态之间的联系。这就要求恰当的处理激励端口的存在形式，并在理论上分析测试状态与真实工作状态各自的参数特性。现时的计算机有限元分析软件功能强大且精度高，可以较为准确地模拟测试状态的电磁参量，有助于我们恰当的设计冷测方案和夹具。

6.3 簇腔的冷测模型

簇腔中的每一个腔体模型如图 6.2 所示：

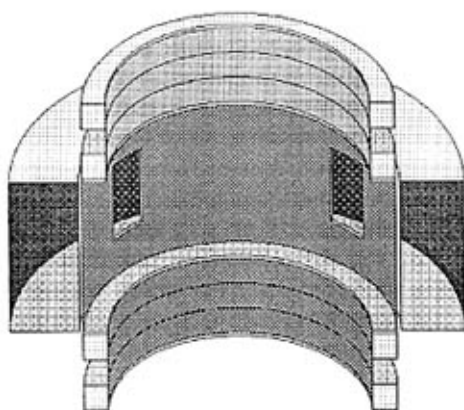


图 6.2 复合腔剖面

在设计具体的冷测模型时，我们会很自然的首先想到：能否象在重入谐振腔的冷测时那样，借助漂移管作为激励途径呢？

每一个腔体均是前面章节讨论的复合开放腔模型，内腔谐振于 TE_{021} 模式，所以，须从漂移管馈入 TE_{02} 模式。可是稍加计算得知，对于 8.7 毫米半径的圆波导， TE_{02} 模的截止频率为：

$$f_c(TE_{02}) = \frac{c\mu_{ni}}{2\pi a} \quad (6.1)$$

代入光速 c ，圆波导半径 $a=8.7\text{mm}$ ，以及查表获得的 $\mu_{ni}=\mu_{02}=7.01559^{[3]}$ ，得到 f_c 为 38.5GHz。在我们所需要的工作频段（34GHz 附近）， TE_{02} 模式不能通过此段漂移管。虽然截止波导的特性允许 Q 值较高的模式仍然可以使用 TE_{02} 模式激励，但 TE_{02} 模式转换器的引入也会导致测量过程的不稳定性。可见，这种情况下漂移管不太适合作为激励端口。

于是我们考虑用矩形波导和腔体的圆柱面相接。一般的市售信号源和测量装置，都可提供可靠的矩形波导连接。因此，如果能直接使用矩形波导激励，而避免使用自己加工的模式变换器（加工精度难以保证，且无法使用标准校准软件消除误差），则可最大程度的保证测试精度。因矩形波导的电磁场须和谐振腔工作模式的电磁场相一致，矩形波导的宽边应平行于复合腔的中轴线，矩形波导的延长线则应和复合腔的中轴线相交并垂直；另外，为了保证激励出 TE_{031} 模式并避免激励纵向指数为偶数的 TE 模式，波导与复合腔的耦合孔应当开在腔体轴向的正

中位置。为了保证能量能够到达复合腔中的内腔，波导应对准公共腔壁上的某一个耦合孔。这样的矩形波导——腔体耦合装置模型见图 6.3。

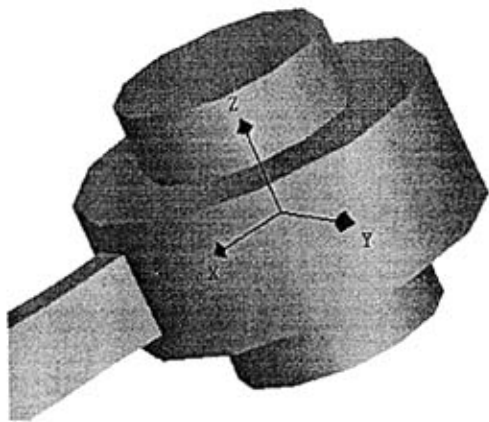


图 6.3 腔体冷测模型外型

在以下讨论过程中，选用的坐标系如图 6.3 中所示，原点位于腔体正中心， $x-y$ 平面为腔体的横切面， z 向为腔体的轴向。

在矩形波导上任选一横截面作为端口，使整个系统形成单口网络，我们可以借助考察单口网络反射系数随频率的变化来了解复合腔中模式的分布状况。反射系数 S_{11} 可由网络分析仪测得。被测腔接入网络分析仪的装置框图如图 6.4。当测试端口引出的 8mm 标准波导接上簇腔中的某个腔，显示屏上就可得到该腔的反射系数幅值随频率变化的迹线。

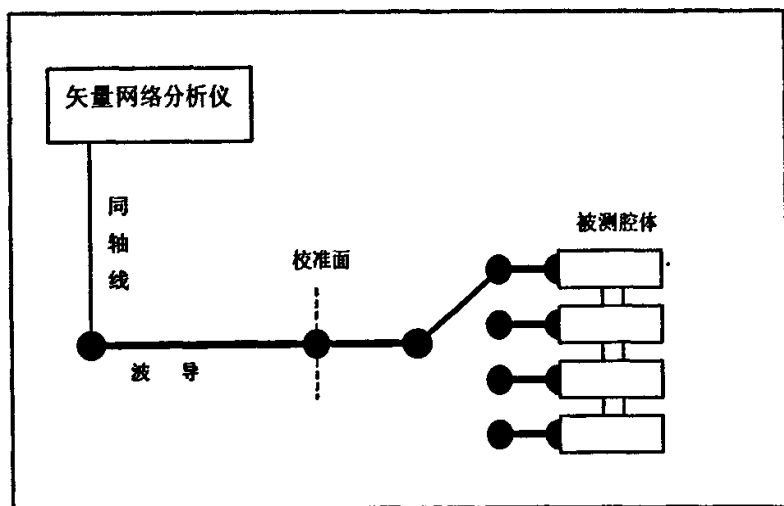


图 6.4 冷测框图

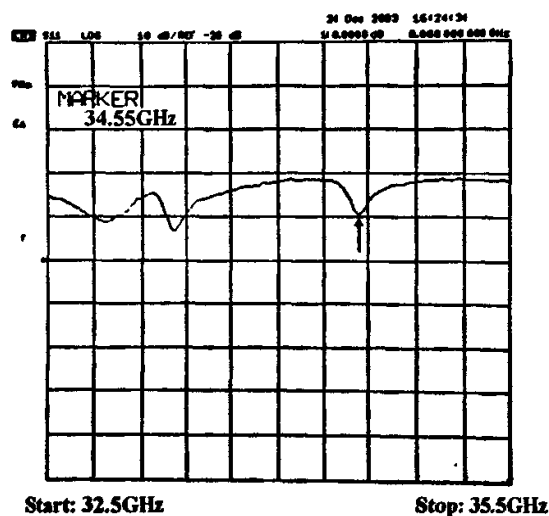


图 6.5 用矢量网络分析仪冷测第一腔的结果

6.4 冷测数据的分析

对其中一个腔，如第一腔，得到的反射特性曲线如图 6.5，图中我们可以看到三个较为明显的吸收峰。那么，这条曲线究竟如何反应复合腔的模式分布状况呢？

为了定性分析第一腔的 S_{11} 曲线，我们依照图 6.3 在 HFSS 中建立第一腔的冷测模型。考虑到在真实的冷测过程中，夹具的装卡不会特别严格到位，冷测方案中要求激励波导严格对准腔内公共腔壁上的任意一个耦合孔，实际上不大容易办到，而有可能使波导和耦合孔偏离一个角度 φ 。（见图 6.6）我们在 HFSS 建模过程中，把此项误差考虑进去。

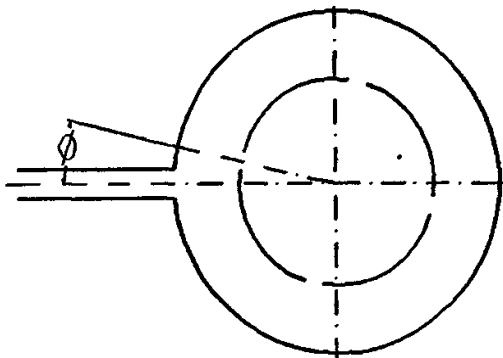


图 6.6 激励波导不能完全对准公共腔壁耦合孔，偏离一角度 φ

腔的漂移管部分,建模时使用衰减类陶瓷介质特性定义:介质介电常数 8.8,介质电损耗角正切值 0.8。以提供对衍射场足够的吸收。

建模完成后,我们设定频率范围 32.5GHz~35.5GHz,取标准波导的某横截面处作为输入端口,在 ϕ 于一定范围内(0 到 9 度),得到一组 S_{11} 幅值曲线见图 6.7。

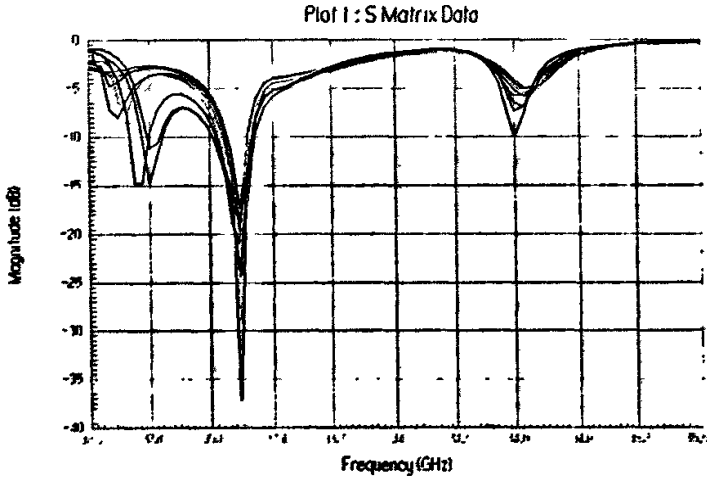


图 6.7 ϕ 于一定范围内(0 到 9 度)的一组 S_{11} 幅值曲线

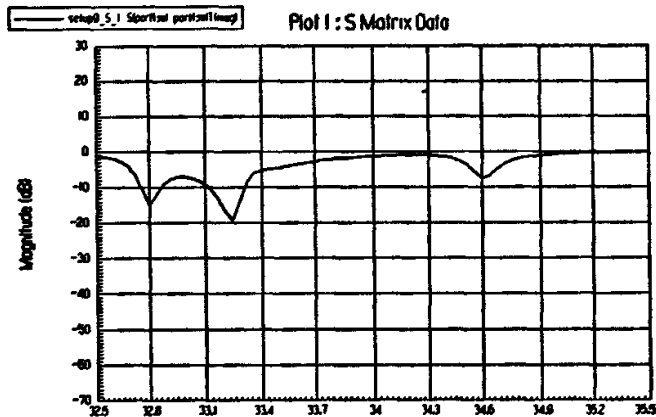


图 6.8 $\phi=8^\circ$, S_{11} 幅值曲线

可以看出,这一组曲线之间有很好的相似度,都和我们前面得到的冷测实验曲线(图 6.5)相象。特别的,当 $\phi=8^\circ$ 时的曲线(图 6.8)最接近实验曲线。从图 6.7 中我们可以看出,随着波导和腔内公共腔壁耦合孔的偏差加大,位于 33.24GHz 处以及 34.6GHz 处的吸收峰几乎没有移动位置,仅仅是频率较低的吸收峰出现了位移和较为明显的幅度变化。总的来说,在我们所设定的频率范围内,在三个频

率点附近出现了较为明显的响应，我们将从具体的场型图来确定各个吸收峰的性质。

我们先模拟系统在接近于全反射状态时腔中的场分布。取 $\varphi=8^\circ$ 的模型，当激励频率为 32.5GHz 时，见图 6.8， S_{11} 幅度值较高。此时的场型如图 6.9，图中显示的是腔体的 x-y 剖面处的电场分布，颜色越浅，代表场越强。

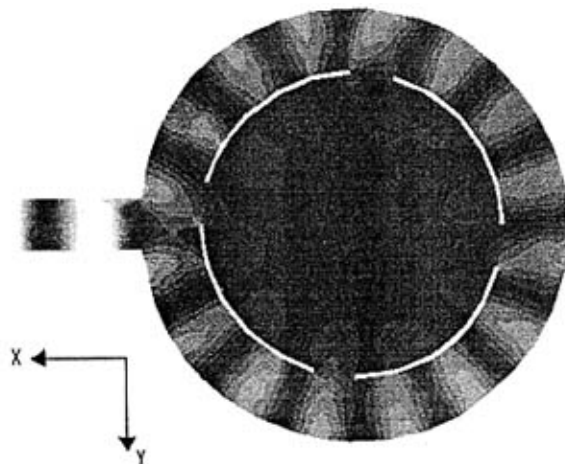


图 6.9 激励频率为 32.5GHz 时的场分布

可以看出，由标准波导馈入的能量仅仅在环形腔中谐振，几乎没有通过公共腔壁上的孔耦合到内腔，信号接近全反射。

当频率接近第一个吸收峰，但未达到时，如 32.7GHz 时，环形腔中的能量少部分耦合到内腔，可以看出内腔初步形成了 TE_{311} 模式。（图 6.10）

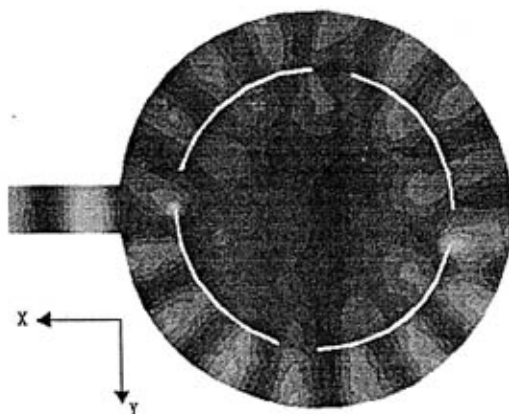


图 6.10 激励频率为 32.7GHz 时的场分布

图 6.8 中的第一个吸收峰位于 32.8GHz，此时内腔的场强较强（图 6.11），由于激励端口的存在一定程度上破坏了对称性， TE_{311} 模式不甚规则。从图 6.11 的腔纵剖面的场形可以看到，由于场较强，向漂移管中的衍射也较强，于是受到了衰减陶瓷的吸收作用，导致 S_{11} 幅值在此频率出现低谷。可见，这个吸收峰对应了复合腔中的内腔 TE_{311} 模式。

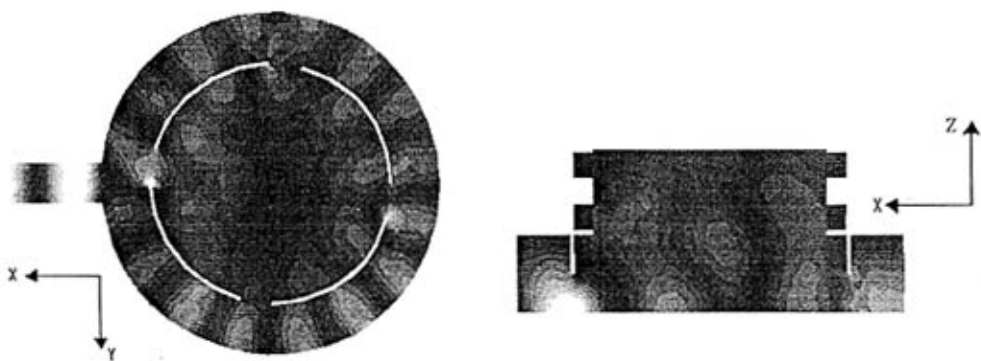


图 6.11 激励频率为 32.8GHz 时的场分布

我们按上面的方法分析另外两个吸收峰。激励频率等于 33.24GHz 时，冷测系统的场形见图 6.12。

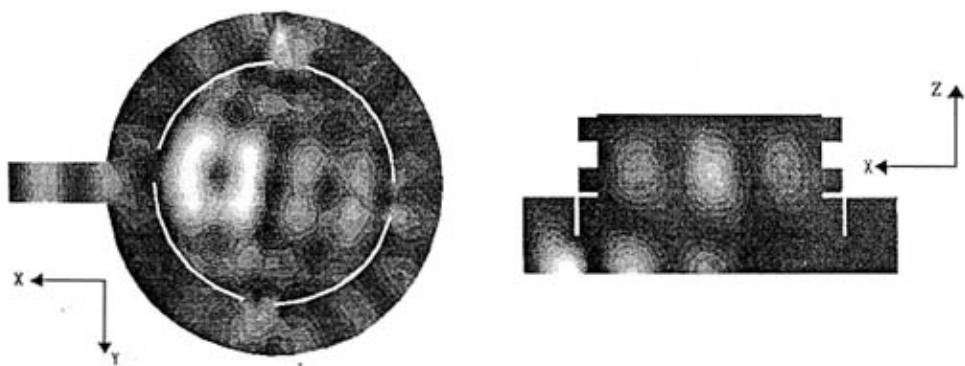


图 6.12 激励频率为 33.24GHz 时的场分布

图中可见内腔形成较明显的 TE_{221} 模式，从场强分布来看，耦合到内腔的能量较多，内腔场的谐振充分，衰减陶瓷对衍射场的吸收作用较强，形成图 6.8 中明显的吸收峰。

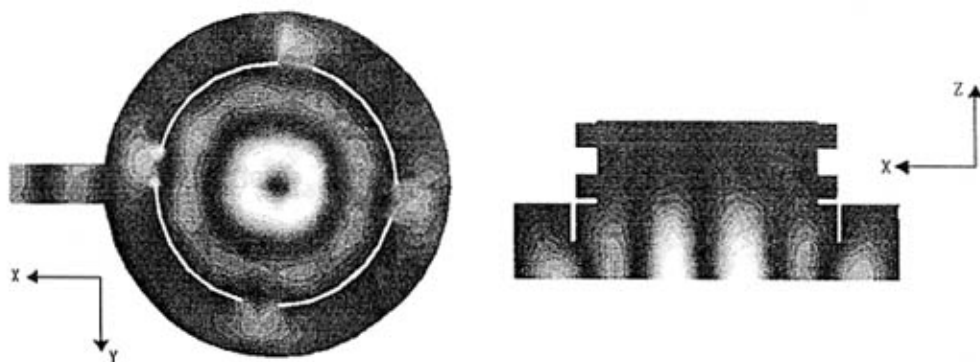


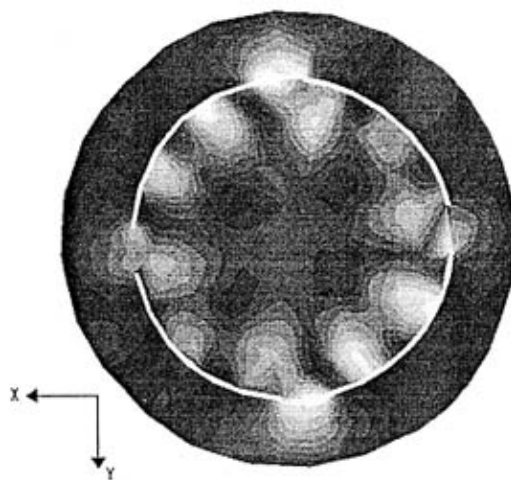
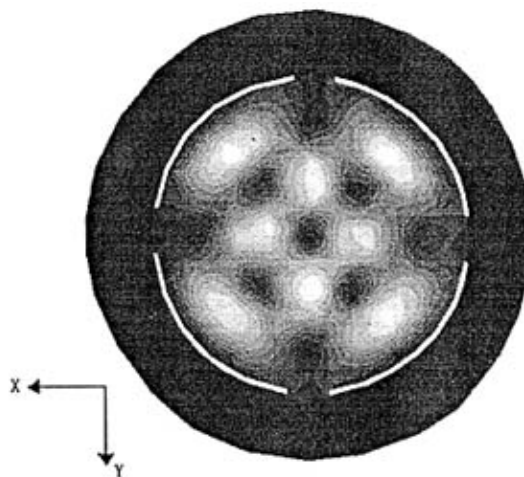
图 6.13 激励频率为 34.6GHz 时的场分布

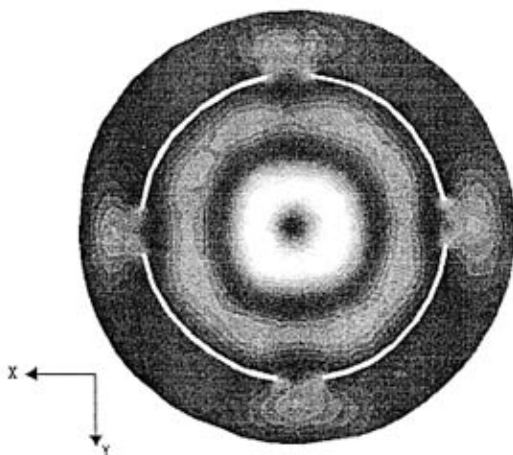
再看激励频率为 34.6GHz 时的场形（图 6.13）。内腔的电力线形成方向相反的两圈，其中近轴的电力线圆形分布较规则，而贴近内腔壁的电力线受到了腔壁的牵拉，形成不规则的圆环形，少部分电力线射入腔壁形成壁上的电场垂直分量；纵剖场形图上，漂移管对模式的截止特性较好。但是内腔中是一个有缺陷的 TE_{021} 模式，外腔中的场波动明显，离一个准确的同轴腔 TE_{611} 模式有较大差距。但可以确定这个吸收峰代表了复合腔的 TE_{031} 模式，也就是我们的工作模式，只是受到激励条件的影响，激励端口的存在破坏了腔体的圆周对称性，使场形由内向外呈现越来越大的波动，未能展现自由振荡状态下完好的 TE_{031} 场分布。

以上我们通过理论模拟分析了冷测过程中得到的 S_{11} 幅值曲线和腔体模式的联系。由于测试中复合腔处于被侧面所接波导激励的受迫振荡状态，和真实的工作状态有所不同。注意到图 6.11~6.13 中受迫振荡状态下各个模式的形态均受到一定程度扭曲，我们去掉波导激励端口，在自由振荡状态下求复合腔的场解，得到了图 6.8 中三个模式的本征值模拟结果（表 6.1）。由于冷测曲线和 HFSS 模拟曲线相似度很好；我们有理由相信去掉了激励端口的 HFSS 的本征值计算结果也能很大程度上反映腔体的实际工作状态。各个模式的场分布状况见图 6.14~6.16。

表 6.1 腔体的本征值模拟结果

模式	模拟频率
TE_{511}	32.50
TE_{221}	32.80
TE_{021} (复合腔 TE_{031})	34.55

图 6.14 TE_{511} 模式本征值计算场分布图 6.15 TE_{221} 模式本征值计算场分布

图 6.16 TE_{031} 模式本征值计算场分布

从图 6.14 中可以看到, TE_{511} 模式的场形因耦合孔的存在而被扭曲、削弱, 场形不规则, 谐振频率(见表 6.1)比图 6.8 中所模拟的受迫振荡状态下的 TE_{511} 吸收峰频率要低。由于这个模式比较明显地受到复合腔中特殊边界条件的影响, 所以在模式竞争中的作用显著下降。

图 6.15 中 TE_{221} 模式在自由振荡条件下的极化方向与图 6.12 所示的受迫振荡的状态不同: 在自由振荡条件下, 4 个耦合孔对 TE_{221} 模式具有一定的极化选择作用, 使电场驻波的波节对应耦合孔, 这种状态下, 耦合孔的存在对 TE_{221} 模式的影响甚微, 场形非常标准, 谐振频率为 32.8GHz; 在受迫振荡状态下, 受激励波导馈入能量通过耦合孔的辐射制约, 电场驻波波腹对应耦合孔, 使场形出现一定程度的破碎和偏心(见图 6.12), 吸收峰频率为 33.24GHz。可见, 实际工作状态下的 TE_{221} 模式比冷测所测得的振荡品质要好, 起振容易, 但频率离工作模式更远(距离 1.75GHz)。

复合腔的 TE_{031} 模式, 在自由振荡状况下, 还是比较匀称规则的, 由于是未经第五章节中优化的模型, 所以场分布呈现出一定起伏。但和图 6.13 中的受迫振荡相比, 模式纯度高很多, 同时我们也可以得知, 虽然冷测时所得到的 TE_{031} 场分布有很大程度的劣化, 测得的谐振频率却和自由振荡状况相差无几。

至此, 图 6.5 上的实际冷测曲线已得到相当好的理论解释, 工作模式和非工作模式区分清楚。吸收峰的频率与 Q 值和理论计算有一定误差, 这个误差是由复

合腔加工精度以及理论模拟时建模过程中的方法误差带来的。冷测中所测得的三个模式吸收峰的频率和理论模拟的误差分别为：（见表 6.2）

表 6.2 S_{11} 曲线上，冷测频率与模拟频率的误差

模式	冷测吸收峰频率	模拟吸收峰频率	相对误差
TE ₅₁₁	32.85	32.8	0.15%
TE ₂₂₁	33.32	33.24	0.24%
TE ₀₂₁ (复合腔 TE ₀₃₁)	34.55	34.6	0.14%

可见理论模型对冷测结果的解释是相当准确的。通过冷测，可以清楚的确定工作模式的谐振频率是否符合设计要求。宽频带内 S_{11} 曲线和理论曲线的符合程度，也较为准确的显示了腔体加工精度的达标与否。

我们按照图 6.3 所示的冷测模型，接着测试了簇腔中的另外三个腔体，第二、三、四腔的测试 S_{11} 曲线如图 6.17。可以看到，由于所有四个腔体在结构上具有同样的结构特征，仅仅是腔体半径有细微差别而导致工作频率略有差别，得到的曲线和第一腔具有相同的特质，所以不再详细分析后三个腔的冷测曲线。

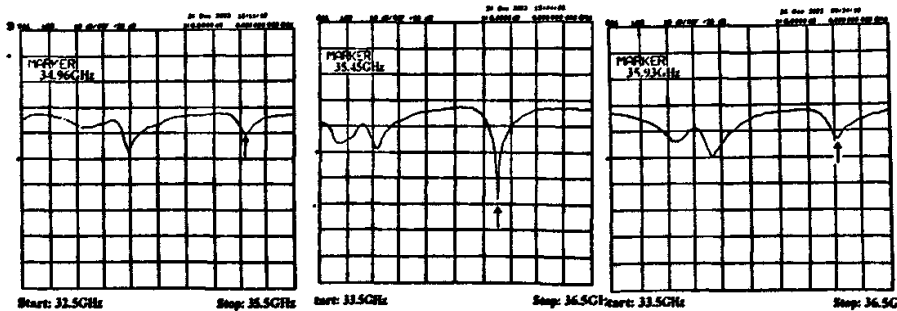


图 6.17 第二、三、四腔的冷测曲线

6.5 工作模式的 Q 值，参差调谐的效果

在前述的冷测系统中，复合腔在外圆柱面处开槽并外接波导。按照谐振腔的外部耦合理论，可以用受迫振荡状态下工作模式的通频带来计算此时谐振腔的有载品质因数 Q_L 。对于我们讨论的复合腔模型，接波导的耦合槽的存在，使工作模式的场分布出现畸变（参看图 6.11~6.13）。为了消除这种影响，测试完成后，需

要加工堵头填住耦合槽。我们知道有载品质因数 Q_L 的表达式如下^[4]:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} \quad (6.2)$$

其中

$$Q_{ext} = \frac{\omega_0 W}{P_L} \quad (6.3)$$

P_L 是消耗在外负载上的功率。

耦合槽被填平后, $P_L=0$, 所以 $1/Q_{ext}=0$, 此复合腔的品质因数将仅用 Q_0 表示。从冷测系统环境和条件来看, 复合腔结构较为复杂, 分为内外两层, 公共腔壁的耦合孔与外接波导耦合槽的相对位置又难以确定。从图 6.7 也可以看出, 公共腔壁耦合孔和波导的偏离角 φ 变化仅在 $0\sim9^\circ$ 范围内, 就可导致各个模式谐振谷的吸收深度出现可观的变化。这将导致我们对外观品质因数 Q_{ext} 难以掌控。因此, 作为复合腔的内在品质因数 Q_0 是无法被测准的。我们可以从理论和计算模拟对 Q_0 做一些预测。

计算显示, 由理想导体制成的复合腔通过两端的衰减陶瓷环加载 (见图 6.18), 腔体工作模式 TE_{031} 的 Q 值在 10^2 数量级, 因此实际腔体金属材质对 Q 值的影响可忽略不计, 决定 Q 值的主要因素将是衰减陶瓷环的介质特性, 主要是相对介电常数 ϵ_r 和电损耗角正切值 Electric Loss Tan (ELT)。

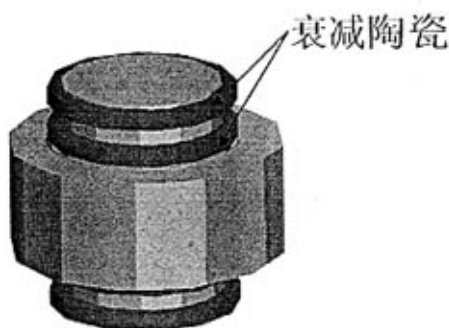


图 6.18 复合腔的衰减陶瓷布置

我们所使用的衰减陶瓷的 ϵ_r 约为 8.8, ELT 则很难确定。我们通过 HFSS 对 ELT 在一定范围内的扫描可以了解其对复合腔 Q 值的影响。

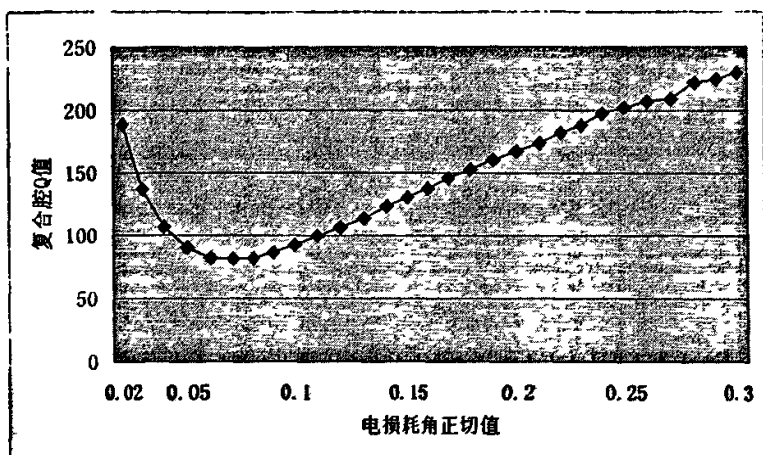


图 6.19 复合腔 Q 值与 ELT 之间的关系

从图 6.19 中可知，复合腔的 Q 值并不是随着衰减陶瓷衰减能力的增强而单调下降，而是存在极小值。当陶瓷材料的衰减能力很弱时，陶瓷环衰减腔内振荡的能力亦很弱，Q 值很高；如果陶瓷材料的衰减能力过强，则场无法深入渗透介质，达不到有效的衰减材料体积，亦造成 Q 值很高。可见陶瓷环 ELT 太大，将影响高频场的渗透深度，使衰减量下降。通过对簇腔中四个复合腔的谐振频率测量，可知如果把每个腔的谐振点半功率带宽控制在 400MHz 左右，将使簇腔的工作特性曲线平滑，而达到尽可能良好的宽带工作要求（见图 6.20）。

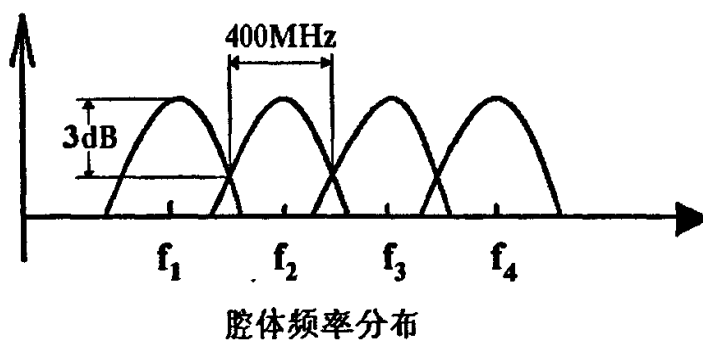


图 6.20 簇腔的工作频带示意

为此，Q 值需控制在 85 左右。从图 6.19 的计算结果来看，当 $0.05 < \text{ELT} < 0.1$ 时，Q 值将界于 80~90 之间。因此，控制复合腔 Q 值的可行性，将依赖于对所使用的衰减材料特性的掌握程度。

6.6 小结

通过对一套加工成的簇腔模型的冷测过程及数据分析过程,我们找到了确定腔体工作模式和竞争模式谐振频率的方法,确定了复合腔中工作模式 TE_{021}/TE_{031} 和主要竞争模式 TE_{221} 和 TE_{511} 的谐振频率。同时讨论了冷测状态和真实工作状态的差异,冷测完成后,应去掉腔体上的激励端口,将腔体结构还原为初始设计的形态。从测试结果上看,实际冷测吸收峰和计算机模拟吸收峰频率的最大误差为 0.24%,可见对冷测状态的计算机模拟比较精确,因此计算机模拟的真实工作状态具有较高的可信度。

参考文献

- [1] Moe Wind, Harold Rapaport 著,吴培亨 张善杰 王定章 王相元 译.微波测量方法,上海科学技术出版社,1958 年第二版, P12
- [2] 周清一.微波测量技术,国防工业出版社,1964
- [3] 顾茂章 张克潜.微波技术.清华大学出版社, P108
- [4] 什尔曼 著 王合力 译.无线电波导与空腔共振器.科学出版社,1962, P230~234

第七章 结束语

本论文首先简要的回顾了谐振腔的发展历史和现状,探讨新型微波毫米波器件对谐振腔的性能要求,综合缓变截面开放式谐振腔以及传统封闭腔的优点,形成基于跳变截面的开放式谐振腔群的设计思路。研究工作主要集中在以下内容:

1. 从簇腔中的每一个单腔个体出发,分析了模式选择复合开放式谐振腔的模式选择原理,通过有限元分析软件模拟了模式选择的效果。提供了腔体的结构设计方案。分析表明,合理地设置公共腔壁及壁上六个耦合孔,能够将内腔中的 TE_{221} 和 TE_{311} 两模式的相对储能降低到普通圆柱腔时的 58% 和 12%, 有效地抑制了内腔中的竞争模式,同时不影响复合腔的工作模式 TE_{031} 。

2. 基于理想边界条件设计的理论模型,在具体实现时会受到工程实践条件的限制而出现误差。实际的复合腔中公共腔壁具有一定厚度,且腔体的两端是开口的。我们通过计算机模拟了包含非理想边界条件的腔体中工作模式 TE_{031} 受到影响的状态,分析了原因,并做出了补偿方案。分析表明,通过合理增大复合腔中内外腔的半径比值,可使 TE_{031} 模式受到的影响减到极小,同时使内腔中的 TE_{021} 模式恢复到较为完美的状态。

3. 当一套腔体加工完成后,我们使用网络分析仪进行冷测。冷测数据得到后,再通过计算机模拟来分析数据,确定数据代表的含义。冷测以及对冷测的分析表明,冷测能够准确的测量工作模式及主要竞争模式的谐振频率,但冷测模型的引入会破坏腔体的圆周对称性,对工作模式的场分布带来影响,冷测完成后,应将模型恢复到冷测前的设计状态。从测试结果上看,实际冷测吸收峰和计算机模拟吸收峰频率的最大误差为 0.24%,可见对冷测状态的计算机模拟比较精确,因此计算机模拟的真实工作状态具有较高的可信度。

将若干个模式选择复合开放式谐振腔进行串联组合,对腔间漂移段加载以保证相邻腔之间互不耦合,即构成簇腔群聚段。基于保证腔间隔离的设计思路,本论文的叙述以簇腔中的单个腔体的特性为主。

本论文的创新点性主要体现在如下几个方面:

1. 复合型的腔体,结合腔内滤模装置的使用,解决传统跳变截面开放式谐振腔模

式竞争的问题。

2. 对于用解析方式难以处理的工程设计引入误差问题,利用计算机有限元数值算法,详细地描述和分析了此类误差对实际加工成品性能带来的影响,并提出解决方案。
3. 在微波测量环节,采取理论分析、数据采集、计算机模拟相结合的手段。对冷测结果进行了有效分析,得到了较为准确的结果。
4. 簇腔群聚段可以在较小的纵向尺度内,使用多个模式选择复合开放式谐振腔。这些谐振腔相互独立,协同完成电子注与波的相互作用环节,实现回旋管器件的高增益和宽频带工作特性。

总之,本论文通过理论、模拟和实验的分析得出以下结论: a. 合理设置新型复合开放式谐振腔中得公共腔壁及壁上耦合孔,可显著改善腔内的模式竞争问题; b. 在工程设计环节,针对实际加工方式与理论模型的误差,需对腔体尺寸做一定补偿修正,以保证实际腔体的性能; c. 合理设计冷测模型,并同时进行计算机模拟,可保证冷测数据准确,冷测结论有效。

本论文通过对簇腔特性的研究,我们认为可以通过将多个模式选择开放式谐振腔组成簇腔群聚段来提高类似回旋速调管这样的毫米波器件的性能。但是如何进一步减少干扰模式的影响,提高模式纯度,并准确控制腔体的品质因数等方面,有待更深入的研究。

发表文章目录

1. 郭炜、罗积润, 一种回旋管新型复合开放式谐振腔的性能分析, 电子与信息学报, 2006 年 4 月, Vol. 28, No.4, pp765~768.
2. 郭炜、罗积润、朱敏, 回旋管模式选择复合腔的设计分析, 电子与信息学报, 已录用, 稿号 050628.
3. Zhumin, Luo jirun, Luanyuantao, Guowei et al. Input Coupler for Ka band TE021 Circular Electric Mode Operation in a Gyroklystron Amplifier. Journal of Electronics. Vol. 20, No.6, 2003, pp.472-476.
4. Zhu min, Luo jirun, Guo wei et al., An Extended Interaction Cavity for Third Harmonic-Multiplying Phigtron. IVEC 2005, pp.227-229.
5. Jirun Luo, Wei Guo, Min Zhu, Numerical Simulation And Analysis Of A New Type Of Complex Cavity For Gyrotron Applications. International Journal of Infrared and Millimeter Waves. Vol.26, No. 12, December 2005. pp.1703-1710.
6. H. Guo, Y. Y. Miao, J. Rodgers and V. L. Granatstein, R. S. Wu, J. R. Luo, D. S. Wu, Y. L. Yin, Y. H. Miao, Y. S. Zhang, Z. P. Cai, L. Zheng, Y. N. Su, W. Guo, Y. T. Luan, and Y. G. Ding. Initial Experimental Results of a New Triplet Harmonic-Multiplying Gyrotron Amplifier (Gyrotriotron). Twenty Seventh International Conference on Infrared and Millimeter Waves. Sep. 22-26, 2002 San Diego, CA USA. pp.205-206.
7. H. Guo, Y. Y. Miao, J. Rodgers and V. L. Granatstein, R. S. Wu, J. R. Luo, D. S. Wu, Y. L. Yin, Y. H. Miao, Y. S. Zhang, Z. P. Cai, L. Zheng, Y. N. Su, W. Guo, Y. T. Luan, and Y. G. Ding. A New Triplet Gyrotron Amplifier, The Gyrotriotron. Third IEEE International Vacuum Electronics Conference. April 23-25, 2002. DoubleTree Hotel, Monterey, California, USA. pp.119-120.
8. 朱敏、罗积润、郭炜等, 一种回旋管用复合分布作用腔的初步分析和模拟, 2004 年电子科技大学博士论坛。
9. 朱敏、郭炜、罗积润, KC4082 速调管 15#管研制过程跟踪报告。中国科学院电子学研究所 2003 年青年学术交流会论文集, 383-388。
10. 朱敏、罗积润、郭炜等, 一种 TE_{0i}^0 - $TE_{0(i+1)}^0$ 模式变换器模拟设计的初步结果。第十四届学术年会军用微波管研讨会论文集, 307-309。
11. 栾远涛、罗积润、郭炜、朱敏、袁广江, 一种用于谐波倍增回旋放大器的耦合腔互作用电路。已投稿电子与信息学报, 2006。

科研成果获奖情况

1. 罗积润、郭炜等, KC4082 C 波段永磁聚焦速调管放大器项目, 获国防科学技术三等奖, 2005.12。

致 谢

本论文是在导师罗积润研究员的恳切关怀、无私帮助和悉心指导下完成的。罗老师严谨的治学态度和扎实的理论根底让我钦佩,我很荣幸能有机会在他身边学习。罗老师在繁忙的工作中腾出大量精力对我的课程选择、论文选题、实验装置架设等工作做了精心指导,并大量的传授了许多理论知识和工程经验。在此谨向我的导师表示我衷心的感谢和致意。

郭和忠教授对整个论文的创意和构思提出了许多优秀的理念和参考意见,使我的学习和研究工作得以顺利开展与进行。郭老师严谨的科学态度、活跃的思维和忘我工作的作风,给我留下了深刻的印象。在此向郭和忠老师表示我深挚的谢意。

在本论文的理论分析和实验工作中,我还得到了吴尔生研究员在工作和学习上的支持和帮助;丁耀根研究员在电真空领域深厚的造诣让我受益非浅;曾对此项目实验做出精心指导、并深切关怀过我们年轻回旋管工作人员的吴德顺老师已经辞世,特向他表示我最深的谢意。

感谢电子所微波器件中心的领导为我们在职研究生的学习提供了良好的环境和充分的支持。

同时感谢电子所微波器件中心朱敏、袁广江、栾远涛、张燕生等同志对我的工作项目给予的热情帮助,使本论文得以完成。

感谢所有在论文期间给予我支持、帮助的老师、同学和亲人们。