

华中科技大学

博士学位论文

大功率射频CO<sub>2</sub>激光器激励特性研究

姓名：柳娟

申请学位级别：博士

专业：物理电子学

指导教师：王又青;唐霞辉

20090814

# 华中科技大学博士学位论文

---

## 摘要

射频激励大功率  $\text{CO}_2$  激光器是目前国际上大功率激光切割或焊接应用的主力光源及重要发展方向。本文系统地理论分析及试验研究了大功率射频激励  $\text{CO}_2$  激光器的激励电源、射频传输、射频气体放电等离子体、气体放电均匀性以及射频功率调制特性。论文主要研究工作如下。

(1) 分析设计了 30kW 自激式射频激光电源。选择 RS3041CJ 电子管组成电容三点式谐振电路，分析了电子管的静态和动态工作参数；计算了屏极谐振槽路和栅极反馈回路的元件参数；建立了电子管振荡放大电路的仿真模型。仿真结果表明，该电源电路可以获得功率为 30kW、频率为 83MHz 的射频功率输出。

(2) 提出了大面积射频板条放电的二维电压分布理论模型。计算分析了 40mm×500mm 电极在 2kW 注入功率下，和 200mm×1000mm 电极在 30kW 注入功率下的二维电压分布函数曲线，其二维电压波动最大值分别为 25%和 65%；提出了一种在纵向采用并联谐振电感、横向采用终端并联电抗元件的理论模型，以解决放电电压二维分布不均匀性。

(3) 建立了维持气体均匀放电的二维均压理论模型并验证了射频激励气体放电均匀性。当纵向射频馈入为中间馈入、横向分别采用中间馈入和电极侧面馈入时，分别采用电极侧面对称和不对称并联电感，以获得电压分布均匀。对于 40mm × 500mm 电极和 200mm × 1000mm 电极，当采用中间馈入和电极侧面馈入时，前者可分别获得波动小于 1.5%的和 2%的二维电压分布；后者可分别获得波动小于 2.5%和 3%二维电压分布。实验研究了气体放电辉光强度随注入功率和气压的变化规律，发现均压电感分布对气体放电均匀性的影响规律与理论模型基本一致。

(4) 研究了射频电源传输及负载匹配特性。分析计算了 40mm × 500mm 电极和 200mm × 1000mm 电极的放电气体等效阻抗及射频传输匹配网络；采用  $\pi$  型和 L 型匹配，利用 Smith 圆图法，推导出负载变化时匹配网络参数的变化规律，得出了最佳匹配网络类型和元件选择；并通过自适应匹配调节装置，保持驻波比小于 1.2。

# 华中科技大学博士学位论文

---

(5) 试验研究了射频板条激光器的功率调制与控制特性。分析了激光器的点火、维持、连续、脉冲等调制脉冲参数；开发了 DSP 脉宽调制器硬件电路及相关软件，获得了符合大功率射频激光器功率控制及脉冲调制特性要求的波形输出。

(6) 研究了大功率射频注入功率对光腔镜片热变形、激光光束输出畸变的影响关系。利用有限元分析法对光腔反射镜的热变形和温度分布进行仿真，建立了射频注入功率变化与镜片同步加热补偿的关系曲线，获得了反射镜曲率形变小于 0.02% 的热补偿效果。

论文研究工作对于攻克大功率射频激励  $\text{CO}_2$  气体激光器关键技术，促进我国装备制造业急需的大功率激光器的不断发展，具有较为重要的理论意义和实用价值。

**关键词：**射频激励  $\text{CO}_2$  激光器    自激式射频电源    射频气体放电    二维均压模型  
阻抗匹配    脉冲调制    镜片补偿

## Abstract

Radio-frequency (RF) excited high power CO<sub>2</sub> laser is the main light source and shows an important trend for the high power laser welding and cutting equipment in the world nowadays. In the thesis, systematically theoretical analysis and experimental researches were done on the aspect of the exciting power supply, RF transmission, RF excited gas discharge plasma, uniformity of RF excited gas discharge and characteristics of RF power modulation of high power RF excited CO<sub>2</sub> laser. The main research contents of the thesis are as flows:

(1) The 30kW self resonant oscillated RF power supply was analysed and designed. The oscillating circuit with three-point capacitance was designed based on the RS3041 RF vacuum tube. The static and dynamic parameters were analysed. The component parameters of the anode resonant circuit and the grid feedback circuit were calculated. And the simulation model of the RF vacuum tube oscillating and amplifying circuit was established. The simulation result showed that 30kW output power with 83MHz RF output can be obtained by the power supply circuit.

(2) A 2-dimensional theory model of voltage distribution for large area RF-excited slab discharge was presented. The 2-D function curves of voltage distribution based on 40mm×500mm electrodes at 2kW input RF power and 200mm×1000mm electrode at 30kW input RF power were calculated. The result showed that the maximum voltage fluctuations were 25% and 65% respectively. Further more, in order to resolve the nonuniformity of the 2-D voltage distribution, a theory model of installing parallel resonant inductors in the longitudinal direction and reactance components in the transverse direction was presented.

(3) Theory model of making the 2-D voltage distribution of the large area gas discharge uniform was established and experiments were done to verify the uniformity of

RF excited gas discharge. When RF energy was injected at the middle in the longitudinal direction, and at the middle or the side in the transverse direction, uniform voltage distribution was obtained by using symmetricl or asymmetricl parallel inductors on the two sides of the transverse direction. For the electrodes of 40mm×500mm and 200mm×1000mm, when the middle feed point and side feed point were adopted respectively on the transvers direction, the voltage fluctuations of the former were 1.5% and 2% respectively, and the voltage fluctuation of the latter were 2.5% and 3% respectively. Experiments were done to study on how the intensity of the glow discharges varying with the input RF power or the gas pressure. And the influence of the parallel inductors on the uniformity of the gas discharge was found to accord with the theory model.

(4) Transmission of the RF power and impedance matching characteristics of the load were studied. Equivalent impedance of gas discharge on electrodes of 40mm×500mm and 200mm×1000mm, and RF transmission impedance matching network were analysed and calculated. When  $\Pi$ -shaped or L-shaped matching network was adopted, the variation rules of the parameters of the impedance matching network with the load were deduced by using the Smith circle-diagram method. The best matching network type and parameters of the components were determined. And the voltage standing wave ratio is controlled within 1.2 by using a self-adaptive adjusting installation.

(5) The power modulation characteristics of the RF slab laser were studied. Parameters of the modulation pulse on ignition, maintenance, continuous mode and pulse mode were analysed. The output waveform according to the requirement of high power RF laser was obtained by developing the hardware circuit and software program of the DSP pulse width modulator.

(6) Influence relation between the distortion of the resonator mirror and the output laser beam with the change of the input RF power was studied. Relation curve of the synchronously heating compensation for the mirror with the variation of the input RF

# 华中科技大学博士学位论文

---

power was established by simulating and analyzing the temperature distribution and distortion of the reflecting mirror using the method of finite element analysis. And compensation result of the curvature rate distortion less than 0.02% of the reflecting mirror was obtained.

The research contents of the thesis has important theoretical significance and practical value to conquer the key technology of the RF excited high power CO<sub>2</sub> laser and to meet the urgent need for the development of the high power laser on equipment manufacturing industry in our country.

**Key words:** RF-excited CO<sub>2</sub> laser      self resonant oscillated RF power supply  
RF excited gas discharge      2-dimension uniform voltage model  
impedance matching      pulse modulation      mirror compensation

## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权华中科技大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本论文属于 ☐ 保密，在\_\_\_\_\_年解密后适用本授权书。  
☐ 不保密。

（请在以上方框内打“ ”）

学位论文作者签名：

指导教师签名：

日期： 年 月 日

日期： 年 月 日

## 1 绪 论

大功率 CO<sub>2</sub> 激光器是当今世界激光切割、焊接、表面处理等的主力光源，主要包括横流 CO<sub>2</sub> 激光器、轴快流 CO<sub>2</sub> 激光器和射频板条 CO<sub>2</sub> 激光器<sup>[1]</sup>。直流激励是目前大功率 CO<sub>2</sub> 激光器的主要激励方式，在此基础上，国内外开展了其他激励方式的研究，高频激励 CO<sub>2</sub> 激光器是近年来出现的新一代激光器，它包括高频交流激励、射频激励、微波激励等方式<sup>[2]</sup>。射频激励 CO<sub>2</sub> 激光器及其关键技术的研究成为近年来的研究热点。

### 1.1 CO<sub>2</sub> 激光器激励技术的发展

在大功率 CO<sub>2</sub> 激光器发展之初，激励电源采用工频变压器升压，然后以整流、滤波、电阻限流的直流方式维持气体辉光放电。随着电子元器件和电力电子技术的进步，激光器激励方式也随之快速发展，由直流激励到高频交流激励，再发展到目前的热点射频激励和微波激励<sup>[3]</sup>。

#### 1.1.1 直流激励

由于输出功率大、技术简单、成本低等因素，第一代工业用 CO<sub>2</sub> 激光器使用三相工频可控硅电源，现在它仍占据着较大的市场。但直流放电 CO<sub>2</sub> 激光器电离发生在阴极位降层内，而振动激发又局限在正柱区内，能量很大一部分被阴极位降所损失。在阴极位降区域内，由于高能电子的存在和折射率降低，小信号增益低，因此，光强分布不均匀，远场发散角较大。粒子通过放电区的时间  $\tau_{FL}$  与不稳定形成时间  $\tau_{GR}$  相当，加之阴极位降部分中气体温度较高，容易形成热不稳定，放电稳定性较差。因此，一般在 DC 放电激光器中采用预电离技术改善放电特性，或快速流动使  $\tau_{FL}$  小于  $\tau_{GR}$ 。另外，DC 放电由于存在负阻效应，一般需要用镇流电阻来稳定放电，而镇



流电阻消耗大量电功率，故 DC 放电总体效率较低<sup>[4]</sup>。

大功率 CO<sub>2</sub> 激光器电源一般采用三相工频高压变压器，其中三相工频可控硅调压电源原理框图如图 1.1 所示，也可采用开关电源代替三相工频可控硅电源，原理如图 1.2 所示。

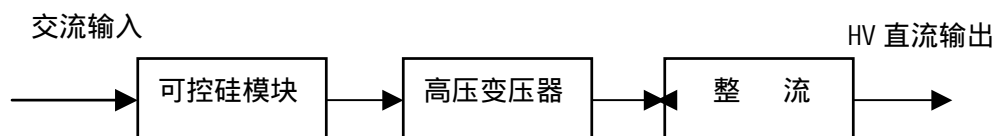


图 1.1 工频激励原理框图

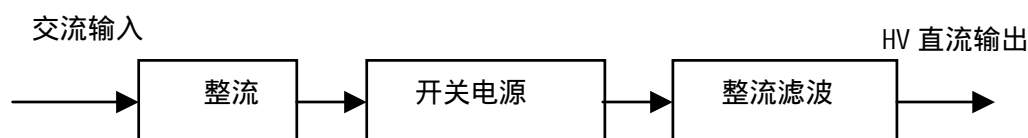


图 1.2 开关电源原理框图

## 1.1.2 高频激励

为了改善 CO<sub>2</sub> 激光器的性能，克服直流激励存在的缺点，提出了交流高频放电 CO<sub>2</sub> 激光器技术。高频放电频率通常在几十~几百 kHz，其半周期  $\tau_{HALF}$  小于 0.5ms，在电源变化极性之前的激励时间小于不稳定形成时间  $\tau_{GR}$ ，因此放电比 DC 放电稳定。但是  $\tau_{HALF}$  远大于在电场作用下，电子从阴极到阳极的漂移时间  $\tau_{REC}$ ，所以可以认为在这段时间内类似于 DC 放电，存在阴极位降。但增益在两电极的分布仍然对称，因此光强分布也优于 DC 放电。同时，AC 激励方式中，金属电极被镇流介质层所覆盖，代替了镇流电阻，使激光器整体效率大大提高。

其电路可采用晶体管和高频变压器组成逆变开关电源。1977 年前苏联用 10kHz 交流电源作为激励电源获得了激光输出；1988 年，日本研制了方形管状电极结构的 2.5kW 基模 CO<sub>2</sub> 激光器，其电源频率为 100kHz。而且全晶体管化的电源减小了体积，意味着这种放电激励技术具有提高输出功率的潜力，从而为 CO<sub>2</sub> 激光器的小型化研

究提供了新的途径。

高频放电采用介质电极，从而形成大体积均匀放电，有利于提高输出激光的光束质量，另一个特点是可以进行脉冲调制，可以使激光器在连续、间断、脉冲三种方式下运行，增强了其加工选择性。

## 1.1.3 射频激励

当电源频率大于 10MHz 而小于 300MHz 时， $\tau_{HALF}$  小于  $\tau_{GR}$ ，这时的放电主要是体积电离，并不存在阴极位降，效率得到了很大的提高，两电极间的增益分布均匀，光束质量优于 AC 放电<sup>[5]</sup>。

自从 1978 年，Leakman 首先将射频技术运用到波导 CO<sub>2</sub> 激光器上以后<sup>[6]</sup>，由于这一技术较其他放电方式具有独特的优点，使得射频激励技术得以飞速发展。1991 年 Hall 研制成千瓦级射频横向激励扩散冷却波导 CO<sub>2</sub> 激光器，其尺寸仅为 850 × 250 × 150mm<sup>3</sup>，是普通直流激励快速气体流动千瓦级 CO<sub>2</sub> 激光器体积的十分之一<sup>[7]</sup>。这充分体现了射频激励波导 CO<sub>2</sub> 激光器有别于直流激励技术的独特优点<sup>[8][9]</sup>。

(1) 射频气体放电具有正向伏安特性，可实现自持放电。而直流气体放电具有负向伏安特性，需串联限流电阻才能形成自持放电，其限流电阻消耗功率在 40% 左右。

(2) 电能利用率高，放电稳定，可实现大面积均匀放电，因而可按增益面积比例提高器件的输出功率，使大功率器件的体积大为缩小。

(3) 工作电压低（约为几百伏，而直流激励方式工作电压高达数千伏），有利于提高器件寿命，使用安全。

(4) 射频能量可以通过介质材料进行放电。如陶瓷介质，射频电极在波导外，射频能量可以透过陶瓷介质直接馈入到激光器工作气体中去，因此激光谐振腔内没有电极溅射与污染，有助于延长激光器的寿命<sup>[10]</sup>。

(5) 射频波可实现高频幅度调制，可高频调制激光增益和激光输出，其调制频率可达 100kHz，且输出光功率的控制程度高，能灵活地实现从连续到脉冲的转换以

及脉宽和脉冲频率的调节。

(6) 横向射频激励可实现单电源输入多通道同时均匀放电激励，因而可将器件做成阵列式结构，可按增益体积缩放以提高器件的输出功率，进一步缩小器件体积，并可获得相干光束和空间压缩高质量光束输出<sup>[11]</sup>。

(7) 射频放电可不需要气体流动，可用全封离型的结构实现大功率输出，因此不必用昂贵的罗茨泵，大大减少了激光器外围的辅助设施<sup>[12]</sup>。

因此，射频激励 CO<sub>2</sub> 激光器，在输出激光束的光束质量、电调制性能、结构的紧凑程度、电转换效率、气体消耗和不需要气体流动以及延长器件寿命等诸方面，均较直流激励方式的器件优越。

## 1.1.4 微波激励

在微波激励方式中，电源频率达 GHz 量级，达到了电子碰撞频率，电极中高电子密度的边缘层阻止能量向放电区进一步渗透，这样放电区也有很高的能量密度。为了克服上述的有害影响，必须设计适当的耦合系统和放电腔。

微波(MW)激励 CO<sub>2</sub> 激光器在实验室已初步获得成功，通常是将激光放电管置于微波波导或谐振腔中，通过微波行波场或驻波场使 CO<sub>2</sub> 气体产生激发而获得激光输出。微波激励的放电电极形式多为螺旋型平行电极结构，采用磁控管微波发生器作电源，电能用波导管传输。在 20 世纪 80 年代末 90 年代初，德国和日本的科学家在这方面进行了颇有成效的研究，采用微波激励能减小射频电源昂贵的花费，而且能克服直流放电存在的不足<sup>[13]</sup>。

与其它激励方式相比，采用微波激励还具有如下明显的优点：放电管无电极，镜片和气体无污染；微波波导表面为低电位，没有高压危险；微波源很低廉（普通微波炉的磁控管即可）。利用微波激励的这种特性制成的激光器清洁、紧凑、高效。因此，研制这种激光器具有十分诱人的前景，但是利用微波激励的 CO<sub>2</sub> 气体激光器还有不少物理和工程的问题有待解决，离商业化的使用还有一段距离，国内外正对其展开积极的探索和研究。

## 1.2 射频激励 CO<sub>2</sub> 激光器的发展现状

随着 CO<sub>2</sub> 激光器技术的发展, 70 年代 Bell Laboratories 和 Hughes Research Laboratories 研制出了波导 CO<sub>2</sub> 激光器<sup>[14][15]</sup>。波导 CO<sub>2</sub> 激光器和普通的 CO<sub>2</sub> 激光器不同之处在于: 普通 CO<sub>2</sub> 激光器腔内的电极间距为 5-20mm, 激光束在腔内的传播服从自由空间的传播规律; 而波导腔的尺寸一般是 1-3mm, 激光束在腔内的传播是服从波导中光的传播规律, 与在自由空间不一样<sup>[16]</sup>。以往的开放式谐振腔的振荡模式是建立在电磁场在自由空间传播的规律基础上的, 对波导腔而言是不适用了<sup>[17][18]</sup>。

目前, 应用最广泛的波导 CO<sub>2</sub> 激光器为“面积放大”型, 这些结构的波导激光器的输出功率与放电面积成正比, 主要有三种结构: (1) 列阵波导型; (2) 平板波导型; (3) 环形波导型。

其中, 平板波导激光器具有结构简单、放电面积大、输出功率高的优点, 具有广泛的应用前景。

将射频激励技术与波导 CO<sub>2</sub> 激光器相结合, 就产生了射频激励波导 CO<sub>2</sub> 激光器。

### 1.2.1 国外发展概况

从20世纪70年代后期开始, 随着航天技术和军事技术的发展, 对CO<sub>2</sub>激光器的整体性能和技术参数提出了新的要求, 射频激励波导CO<sub>2</sub>激光器技术得到了长足的进步。1979年, Laakmann等人在专利U. S. Pat. No.4. 169.251中首次描述了一种射频激励的封离型波导CO<sub>2</sub>激光器, 其射频放电腔由金属和陶瓷材料共同构成, 腔体截面为正方形<sup>[19]</sup>。1985年, Laakmann等人又创造性地将射频激励技术与激光技术有机的结合在一起, 研制出了全新概念的全金属结构射频激励CO<sub>2</sub>激光器<sup>[20]</sup>。1984年, 美国的D.Youmans等人提出了波导阵列CO<sub>2</sub>激光器技术<sup>[21]</sup>。随后, 波导阵列从一维结构发展到二维结构。1986年, 美国UTRC的L.A.Newman等人发明了空心脊波导阵列, 在37cm长的五单元列阵中, 获得了105W的部分相位锁定输出。1987年, 法国的Bourdet等人提出的自聚焦波导阵列, 在50cm长的九单元波导中, 获得了120W单频率衍射极限输

出, 200W的多模输出<sup>[22]</sup>。1996年, 英国的Hall教授报道了一种射频激励扩散冷却二维波导阵列射频激光器, 由 $16 \times 4$ 个 $2.25\text{mm} \times 2.25\text{mm} \times 290\text{mm}$ 波导构成, 激光输出功率 $20\text{kW}$ <sup>[23]</sup>。

1989年, 波兰的Abramski和英国Hall等人首次报道了面积放大技术, 使得射频激励扩散冷却大功率 $\text{CO}_2$ 激光技术在九十年代得到了快速的发展。1990年, 德国DLR技术物理研究所的Nowack等人在SPIE会议上发表了“射频扩散型冷却大功率 $\text{CO}_2$ 激光器技术”的学术论文, 他们在实验室获得了 $500\text{W}$ 的激光功率输出, 从技术上论证了实现千瓦级扩散冷却大功率 $\text{CO}_2$ 激光器的可能性<sup>[24]</sup>。1992年, Hall等人在世界上首次报道了射频激励扩散冷却千瓦输出 $\text{CO}_2$ 激光器, 激光功率为 $1.06\text{kW}$ , 输出效率为 $12\%$ 。1993年, 加拿大的Yeldon等人提出了一种新的圆筒状径向多通道扩散冷却 $\text{CO}_2$ 激光器, 其结构电极长度为 $500\text{mm}$ , 每个通道放电区横截面尺寸为 $40 \times 5\text{mm}^2$ , 获得 $100\text{W}$ 的激光功率输出<sup>[25]</sup>。1993年, 意大利国家光学研究所的A.Lapucci等人报道了三单元无侧壁板条波导 $\text{CO}_2$ 激光器技术, 激光功率为 $49\text{W}$ , 开创了层叠式板条 $\text{CO}_2$ 激光器结构的先河<sup>[26]</sup>。1996年, 日本的Toshiba公司重仪器工程实验室报道电源与激光头一体的 $1\text{kW}$ 射频激励扩散冷却板条 $\text{CO}_2$ 激光器<sup>[27]</sup>。

面积放大技术 (Area Scaling) 在促进射频板条 $\text{CO}_2$ 激光器发展的同时, 也促进了同轴结构大功率 $\text{CO}_2$ 激光器的发展。1994年, 德国Fraunhofer激光技术研究所的Ehrlichmann等人, 提出了一种环形非稳腔结构, 利用同轴放电形成的环形增益与环形非稳腔匹配, 获得了 $1\text{kW}$ 的激光功率输出<sup>[27]</sup>。1996年, 德国DLR技术物理研究所的Nowack等人又报道了射频激励扩散冷却同轴结构大功率 $\text{CO}_2$ 激光器, 获得 $1.2\text{kW}$ 的输出功率<sup>[28]</sup>。

### 1.2.2 国内发展概况

国内有许多研究机构如华中科技大学, 上海激光技术研究所、中科院上海光机所、北京理工大学、浙江大学、哈尔滨工业大学、西北大学、电子部12所、西南技术物理研究所等在射频激励板条 $\text{CO}_2$ 激光器的各项单元技术中, 如阻抗匹配网络、功

率控制电路、混合波导腔等方面进行很多的研究工作<sup>[29][30]</sup>。

1994年，北京理工大学的辛建国教授提出了体增比技术的概念及实现的技术途径，研制成1×2层叠式板条波导阵列结构器件，其电极长度为500mm，放电截面积为 $(100 \times 2) \text{ mm}^2$ ，获得了1020W激光功率输出<sup>[31]</sup>，其光电效率为10%，结构如图1.3所示。

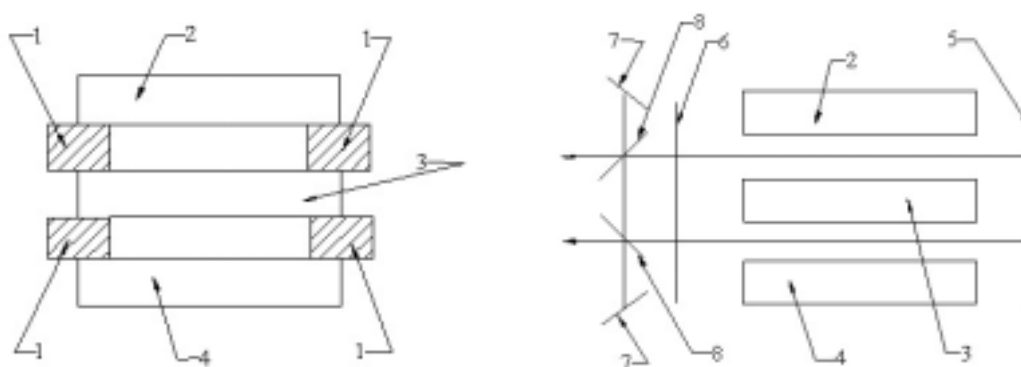


图 1.3 层叠式板条波导阵列结构

1.陶瓷侧壁；2.上电极；3.中心电极；4.下电极；5.全反镜；6.输出耦合镜；7.全反镜；8.分光镜

1998年中国科学院上海光学精密机械研究所王润文教授等人研制成电极长850mm，平行平板电极的极间距为6mm的射频激励激光器件，激光输出功率达到148W，电光转换效率12%。江苏长江电子集团研制出200瓦的板条激光器。西南技术物理所报道了在 $(1.5 \times 300 \times 400) \text{ mm}^3$ 的波导内获得133W的输出功率，光电转换效率11%。电子工业部12 所报道研究出20W 的射频激励扩散型冷却单波导 $\text{CO}_2$ 激光器原理样机。

## 1.3 射频激励 $\text{CO}_2$ 激光器的关键技术

射频板条放电的频率通常在 $(10 \sim 200) \text{ MHz}$  的范围内，采用金属波导电极，电极采用水冷的方式实现工作气体的扩散冷却，射频信号通过同轴电缆传输，通过匹配网络耦合到放电极板中，实现大面积均匀射频放电<sup>[32]</sup>，其结构如图 1.4 所示。

结合射频激励  $\text{CO}_2$  激光器的放电结构可知，射频激励  $\text{CO}_2$  激光器的关键技术主要为两个方面：一方面要通过射频电源、匹配网络和放电结构的设计来实现射频能

量的有效传输和稳定均匀的大面积放电；另一方面就是通过内光路和外光路的结构和参数的合理设计来实现增益的有效提取和高的光束质量。

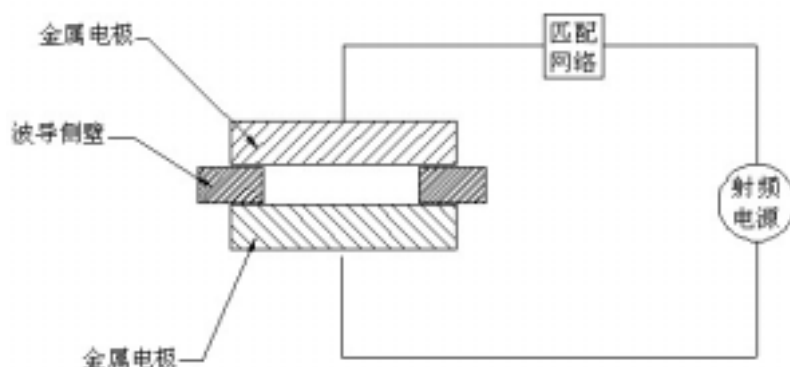


图 1.4 射频激励放电结构

## 1.3.1 射频能量的有效传输

要实现射频能量的有效传输必须合理选择激励源的激励频率以及注入功率，同时设计稳定可靠的射频传输匹配网络。不同射频频率下放电电压与输入功率关系曲线如图 1.5 所示<sup>[33]</sup>。

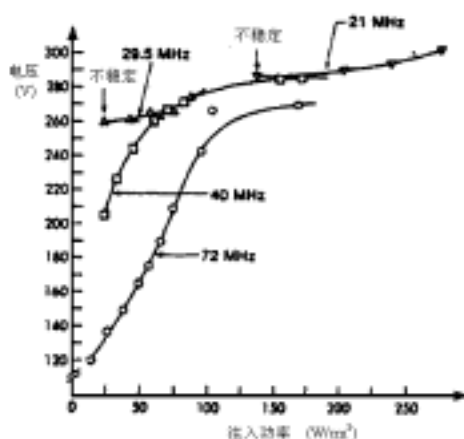


图 1.5 不同激励频率下的放电电压与注入功率曲线

由图可知，对于射频板条 $\text{CO}_2$ 激光器，放电电压随射频激励源频率的增加而下降。

当RF 激励频率在30MHz、21MHz 振荡时, 放电不稳定, 这个不稳定性在于当输入功率密度减小时, 电压仍近似保持常数, 而放电减弱(甚至消退)。这是由于当射频激励频率下降时, 电极间交替变化的电场的极性不能迅速反转, 因而电子漂移到整个放电区而使放电不稳定。故此, 对于具有( 2. 0~2. 5 )mm 的金属陶瓷波导激光器, RF 运转频率应大于40MHz<sup>[34]</sup>。

同时, 最佳激励频率与极间距也具有一定的对应关系。当激励频率范围为( 40~160 ) MHz 时, 调整其它外界因素, 比如匹配网络、激光器谐振腔等达到最佳工作状态, 最佳放电频率与极间距的关系可以表示为双曲线关系如图 1.6 所示<sup>[35]</sup>。

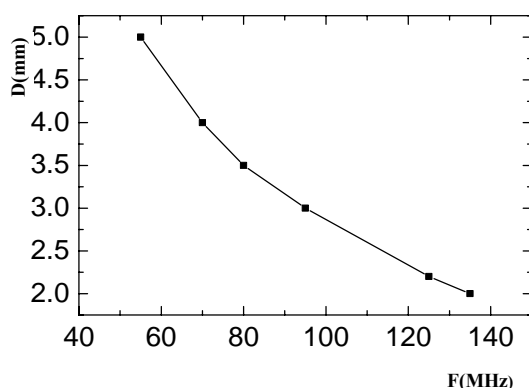


图 1.6 最佳激励频率与极间距的关系

其中

$$fD=280\text{mm}\times\text{MHz}$$

可见, 激励频率与极间距的选择也是射频激励CO<sub>2</sub>激光器设计时的首要关键问题。

影响射频能量有效传输的另一个关键技术就是匹配网络的设计。由于射频放电一般具有阻容特性, 而射频激励源为了有效传输能量并方便与其它设备利用同轴电缆连接, 一般为50Ω或75Ω波阻抗输出。因此, 要实现射频能量从射频源到放电区的有效传输, 必须在其中加入阻抗匹配网络。该网络通常的结构形式有L型、T型和Π型三种形式。



## 1.3.2 大面积均匀稳定放电

射频能量有效馈入放电气体后，另一个关键的技术就是如何实现大面积均匀稳定的放电。要实现放电的均匀稳定首先必须合理选择工作气体的成份、比例和气压。

气压大小、气体配比的改变会影响放电区的  $E/P$  值，而  $E/P$  值对放电特性会产生很大的影响。图 1.7 给出了放电间距为 2.5mm，激励频率为 72MHz 时在不同气体配比情况下， $E/P$  值随气压的改变。在  $\text{CO}_2$ 、 $\text{N}_2$ 、 $\text{He}$  体积比为 1 : 2 : 3 时，理论上最佳的  $E/P$  值为 7.5V/cmTorr，在这个  $E/P$  值下， $\text{CO}_2$  的激光上能级得到最佳的激励效率。但是当气体配比改变时，最佳的  $E/P$  值也将发生改变，比如当  $\text{CO}_2$ 、 $\text{N}_2$ 、 $\text{He}$  体积比为 1 : 4 : 12 时，最佳的激励效率时的  $E/P$  值也下降到 6.5V/cmTorr。目前最常用的气体配比为  $\text{He} : \text{N}_2 : \text{CO}_2 = 3 : 1 : 1 + 5\% \text{Xe}$ ，常用的气压为 8KPa 至 15KPa。

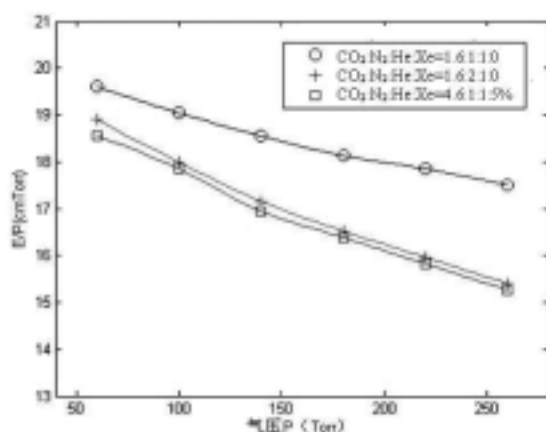


图 1.7  $E/P$  值随工作气压的变化

实现均匀稳定放电的另一个关键技术就是合理设计电极结构和冷却结构，并实现沿电极方向放电电压的均匀分布。随着放电电极面积的增加，沿极板电压分布的不均匀性变化逐渐显著，并对放电的均匀性带来严重影响。目前解决这种电压分布不均匀性的方法主要有多点馈入法、并联谐振分布电感和终端并联电抗元件的方法。

## 1.3.3 提高输出光束质量

平行平面结构谐振腔虽然有较好的功率提取能力，但激光输出模式不好。为了

能有效利用平板结构放电激活区获得可供工业用高质量的光束，必须研究新的谐振腔技术<sup>[36][37]</sup>。通过模拟计算和试验研究，设计出合理的腔镜曲率半径和输出透过率，以提高功率提取能力和输出光束质量和稳定性<sup>[38][39]</sup>。

众所周知，在高功率、高增益、大模体积激光器中，广泛采用非稳腔技术获得高光束质量的激光输出<sup>[40][41]</sup>。但对于扩散冷却的 CO<sub>2</sub> 激光器而言，使用传统的非稳腔不能有效地提取能量<sup>[42]</sup>。因为对于非对称腔而言，为了获得较好的模式鉴别力，腔的几何放大率  $M_k$  必须大，这样导致腔的往返损失  $(1 - 1/M_k^2)$  太大而不能获得最佳的能量耦合输出。一般对于短增益长度的连续 CO<sub>2</sub> 激光器其最佳能量耦合输出不超过 15%，稳定—非稳谐振腔是解决上述问题一个有效办法，此种谐振腔在一个方向上是稳定的，而在另一方向上是非稳的，这种腔是一种混合腔，同时具有两种腔的特点。在非稳方向上，光束能展开以充分利用此方向的激活区，而在稳定方向上，光束被限制在窄的稳定区域内，激光运行于低阶模。因此，采用这种腔既能充分利用激活区又能获得好的光束质量。在这种情况下腔的往返损失为  $1 - 1/M_k$ 。Bourne 和 Dyer 已成功地将这种腔应用于准分子激光器上，他们采用球面镜和柱面镜构成的共焦结构，得到近衍射极限的输出。

对平板结构的激光器，选取窄方向为稳定方向，另一垂直方向为非稳方向，光轴位于非稳方向一侧，激光从非稳方向的另一侧的耦合孔输出，其结构示意图如图 1.8 所示。

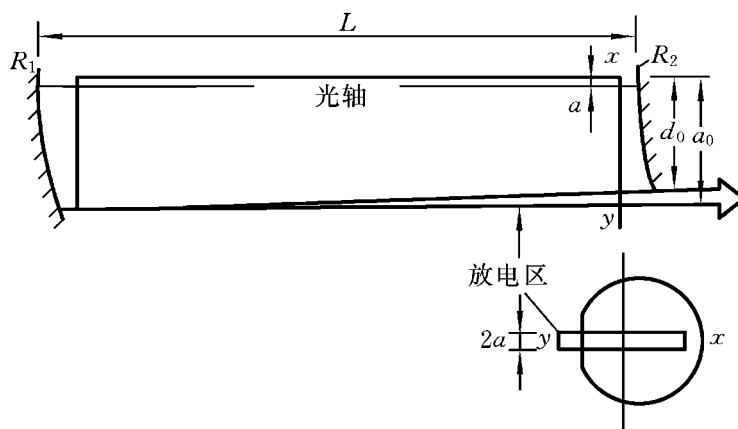


图 1.8 非稳波导混合腔示意图

# 华中科技大学博士学位论文

该谐振腔由共焦放置的球面镜  $R_1$  和  $R_2$  构成, 即  $R_1+R_2=2L$ 。其中  $L$  是腔的长度, 几何放大率为  $M_k=R_1/R_2$ , 输出耦合系数  $C_\delta = 1 - 1/M_k$ 。在设计谐振腔时使得凹镜完全覆盖宽度为  $a_0$  的放电区, 而凸镜部分覆盖放电区, 形成一输出耦合孔, 满足  $M_k d_0 = a_0$ , 而谐振腔光轴位于离放电区边缘  $a$  处。

由于射频激励扩散冷却板条 $\text{CO}_2$ 激光器输出光束为条形光斑, 还必须利用外光路进行有效的整形扩束等处理<sup>[43]</sup>。因此外光路的设计也成为射频激励扩散冷却板条 $\text{CO}_2$ 激光器的一项关键技术<sup>[44]</sup>。

除设计合理的内光路和外光路参数外, 另一个提高输出光束质量的关键技术就是保证光腔的稳定性, 如解决谐振器镜片的热变形等问题。

## 1.4 本文的目的、意义和主要内容

本课题为国家科技支撑计划“高功率、高光束质量气体激光器的研究开发”的重要研究内容。目的在于研究大功率射频激励电源及相关激励特性, 以获得均匀稳定的射频气体放电, 满足最大射频注入功率和功率调制过程的要求。

论文将对大功率射频板条  $\text{CO}_2$  激光器的激励特性进行理论分析和实验研究。研究内容框图如图 1.9 所示。

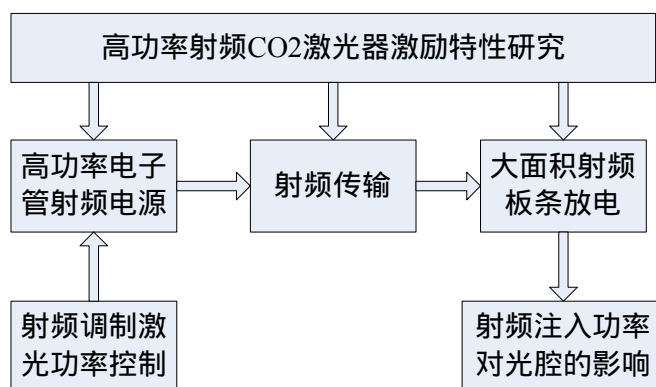


图 1.9 论文研究内容框图

# 华中科技大学博士学位论文

---

主要研究内容包括以下几个方面：

(1) 根据激光器对射频激励源的频率、功率等技术参数要求，设计开发高功率自激式电子管射频电源，并利用射频仿真软件，对电源的电路参数进行了仿真设计，并对电路元件进行合理调整。

(2) 研究射频气体放电等离子体的特性，分析影响气体放电均匀性的因素。求出射频板条气体放电等离子区等效电路，建立沿极板分布的二维电压分布模型，并以此模型为基础，建立并联均压电感的二维均压模型，解决放电电压沿极板的二维分布不均匀性问题。

(3) 分析射频功率传输的波过程，研究射频功率传输过程中的阻抗匹配过程。在放电终端加入匹配网络，实现射频激励  $\text{CO}_2$  激光器放电过程中放电负载与射频源的阻抗匹配和能量的有效传输。并利用 Smith 圆图法计算出不同极板尺寸下，L 型和  $\Pi$  型网络的匹配调节规律，推导出最佳匹配参数。

(4) 通过理论分析和实验研究得出用于射频激励  $\text{CO}_2$  激光器的点火、维持和连续或脉冲工作过程中的调制脉冲特性参数，并利用 DSP 系统设计满足要求的脉宽调制器硬件电路和软件程序。实现激光器各个工作过程和运行过程中的激光功率调制。

(5) 研究腔镜曲率半径的变化对射频激励扩散冷却板条  $\text{CO}_2$  激光器所采用的非稳-波导混合腔的影响。利用有限元分析法仿真分析反射镜的热变形和温度分布，分析其对输出镜光场分布的影响以及对远场输出光束的影响。并提出对镜片热变形的自适应补偿方法，仿真分析其对光腔热变形的补偿效果。

## 2 大功率射频激光电源仿真设计

本章以自激式电子管射频电源的结构为基础，根据激光器用射频电源的技术参数，利用 ADS 射频仿真软件，对电源的电路参数进行仿真分析，并对电路元件进行了合理的设计。

### 2.1 大功率射频激光电源的电路设计

按采用的元器件，射频电源可分为全固态射频电源和电子管射频电源<sup>[45]</sup>。由于本文设计的射频电源为几十 kW 量级，因此采用电子管作为其功放器件。

按振荡方式，电子管射频电源又可以分为自激式和它激式射频电源。前者电子管集振荡和放大功能于一身，射频信号直接由电子管电路产生；后者则是先利用石英晶体振荡器产生一高稳定度的基频信号，再通过一级功放获得电子管栅极所需的振荡信号。它激式射频电源的频率稳定性高，但电路结构复杂，主要用于广播电视。因此本文设计的射频电源采用的是自激式的。

#### 2.1.1 自激式射频电源的原理结构

射频激光电源原理框图如图 2.1 所示。

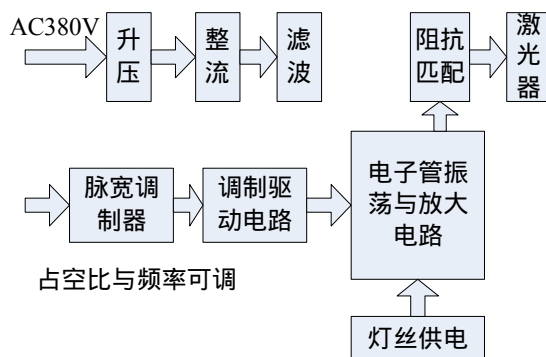


图 2.1 射频激光电源原理框图

# 华中科技大学博士学位论文

该电源的外围电路主要由三部分组成，其中升压、整流、滤波电路为射频电源的屏极供电回路，而栅极的调制、驱动电路为电源的输出调节控制电路，另外一部分外围电路就是灯丝加热电路。电源的输出槽路通过射频传输线与匹配网络连接，将射频能量有效地馈入气体放电电路。该电源电路中，最关键的部分就是电子管振荡放大电路。

## 2.1.2 激励源技术指标与电子管参数确定

### (1) 电源技术参数

根据大功率射频激励  $\text{CO}_2$  激光器对激励源的要求，可以确定射频电源的基本技术参数如表 2.1 所示。

表 2.1 大功率射频激光电源技术参数

序号	技术指标	参数值
1	射频输出功率	30kW
2	射频激励频率	81.36MHz
3	输出功率稳定性	$\pm 2\%$
4	频率稳定度	$\pm 0.5\%$
5	工作方式	连续/脉冲
6	输出阻抗	50 $\Omega$
7	驻波比	$\leq 1.7$

由表可知，对于 2 kW 射频激励  $\text{CO}_2$  激光器，为了保证激励源能提供足够的能量，要求电源的输出功率不低于 30 kW；而激励源的频率取决于激光器射频激励的要求，本文采用的为 81.36 MHz；同时配合激光器的工作模式，电源可以工作于连续方式和脉冲调制方式；为了方便电缆传输，电源的输出阻抗要求取为 50 $\Omega$ 。另外，结合激光器的稳定性指标，也对电源的功率和频率稳定度以及驻波比提出了相应的要求。

### (2) 电子管参数

根据激光器对电源的功率、频率等参数要求，可以确定电子管需要满足的基本参数要求，便可据此选择合适的电子管型号。参考国内外可供选择的各个厂家提供

# 华中科技大学博士学位论文

的各种型号的电子管参数，可供选择参考的电子管型号及性能参数如表 2.2 所示。

表 2.2 电子管型号及参数表

	输出功率	型号	额定参数					灯丝		最大范围				
符号	power		$V_a$	$-V_{g1}$	$I_a$	$I_{g1}$	$P_{g1}$	$V_f$	$I_f$	$\mu$	$V_a$	$P_a$	$P_{g1}$	$f_{max}$
单位	kW		kV	V	A	A	W	V	A		kV	kW	W	MHz
高倍 放大 三极 管 (水冷)	65	RS 3041 CJ	11	300	7.6	2.8	790	8	185	100	15	35	1200	100
	54	3CW4000A7	10	40	8	0.46	1800	12	110	200	12	40	750	200
	46	CTK12-1/3/4	10	205	4	1.35	340	5.8	145	220	12	15	450	120
	45	CTK15-1/15-2	11	220	5.4	1.9	500	7.2	180	200	13	20	800	120
	36.0	CTL 12-1	11	205	4	1.35	340	5.8	145	220	12	12	450	120
	30.9	RS 3021 CJ	10	290	2.5	0.9	160	5.7	135	120	14	10	500	120

其中  $V_a$ 、 $V_{g1}$  分别为屏极电压和栅极偏压； $I_a$ 、 $I_{g1}$  分别为屏极电流和栅极电流； $P_a$ 、 $P_{g1}$  为屏极损耗功率和栅极损耗功率； $V_f$ 、 $I_f$  分别为灯丝加热电压和灯丝电流； $\mu$ 、 $f$  分别为放大倍数和工作频率。

综合比较各个电子管的频率、放大倍数、电压、电流等参数，本文最终选择了高倍放大水冷三极管 RS3041CJ。该电子管的实物图如图 2.2 所示。其具体的内部电路参数如下：

- 栅极和阴极之间的电容  $C_{gk} = 90$  (pF)
- 栅极和屏极之间的电容  $C_{ga} = 31$  (pF)
- 屏极和阴极之间的电容  $C_{ak} = 0.5$  (pF)
- 最大输出功率  $P_{\sim} = 65$  (kW)
- 输出功率  $P_{\sim} = 45$  KW (70MHz~100MHz)
- 最大工作频率 100 (MHz)
- 放大系数 100
- 跨导  $g_m = 80$  (mA/V)



图 2.2 RS3041CJ 电子管实物

- i) 灯丝交流电压  $U_f = 8$  (V)
- j) 灯丝电流  $I_f = 185$  (A)
- k) 最高屏极电压 10 (kV) (70MHz~100MHz)
- l) 屏极最大损耗功率 35 (kW)
- m) 栅极最大损耗功率 1200 (W) (70MHz~100MHz)

其静态特性曲线如图 2.3 所示。

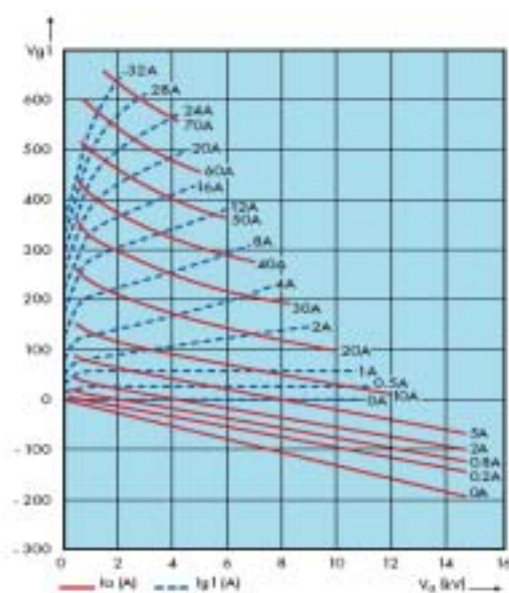


图 2.3 RS 3041 CJ 电子管静态特性曲线

### (3) 电子管工作点的确定

确定了电子管型号之后，便可结合射频电源的具体性能指标确定电子管的工作点。主要包括直流屏极电压  $E_a$ 、直流栅极偏压  $E_g$ 、灯丝电压  $U_f$ 、屏极电流导通角  $\theta$ 、屏极电压最小值  $U_{a \min}$ 、栅极电压最大值  $U_{g \max}$ 、屏流脉冲峰值  $I_m$  和负载谐振阻抗  $R_p$ 。其中，前三个参数决定电子管的静态工作特性，后五个参数决定电子管的动态工作特性<sup>[46]</sup>。

#### 1) 确定静态工作参数



## 华中科技大学博士学位论文

由于射频电源的额定输出功率设定为 30 kW，取 30% 的余量，则可按 40kW 输出功率设计。

对照 RS3041CJ 电子管的额定工作参数：当频率高于 70MHz 时，额定屏极电压为  $E_{aN} = 10$  (kV)，栅极电压  $E_g = -420$  (V)，灯丝电压  $U_f = 8$  (V)，灯丝电流  $I_f = 185$  (A)，额定功率为  $P_{\sim} = 45$  (kW)。由于  $P_o$  低于电子管的额定功率  $P_{\sim}$ ，因此要适当降低屏极工作电压  $E_a$ ：

$$E_a = \frac{P_o}{P_{\sim}} E_{aN} = \frac{40}{45} \times 10 = 9 \quad (\text{kV}) \quad (2.1)$$

这里选择电子管的静态工作参数如下：屏极电压为  $E_a = 9$  (kV)，栅极电压  $E_g = -420$  (V)，灯丝交流电压的幅值  $U_f = 8$  (V)。

### 2) 确定动态工作参数

确定电子管的静态工作参数后，还必须确定动态工作参数，以保证高的输出功率的同时获得高的输出效率。电子管屏极效率  $\eta$  和屏极输出功率  $P_o$  分别可表示为：

$$\eta = \frac{P_{a1}}{P_{a0}} = \frac{1}{2} \frac{U_a I_{a1}}{E_a I_{a0}} = \frac{1}{2} \gamma_1(\theta) \xi \quad (2.2)$$

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{U_a^2}{R_p} = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_p = \frac{1}{2} [\alpha_1(\theta) I_m]^2 R_p \quad (2.3)$$

式中， $P_{a1}$ ， $P_{a0}$  分别为基波输出功率和直流输入功率； $\gamma_1(\theta) = \frac{I_{a1}}{I_{a0}} = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}$ ，为

波形系数； $\alpha_1(\theta) = \frac{I_{a1}}{I_m}$  为基波分解系数； $\alpha_0(\theta) = \frac{I_{a0}}{I_m}$  为直流分解系数； $I_m$  为屏极电

流峰值； $\xi = \frac{U_a}{E_a}$ ，为屏压利用系数，它们可用于判断电子管的临界、欠压或过压工

作状态。

$R_p$  为负载谐振阻抗。此时，导通角  $\theta$  越小，屏压利用系数  $\xi$  越大，屏极效率越高；

## 华中科技大学博士学位论文

但 $\xi$ 过大会使屏极电流的波形变坏，而且输出功率在 $\theta = 120^\circ$ 时获得最大值。因此，综合考虑屏极效率和输出功率，一般选择 $\theta$ 为 $70^\circ \sim 90^\circ$ ，电子管工作状态选为临界状态， $\xi$ 选为 $0.85 \sim 0.95$ 。

本文选择电子管的导通角为 $\theta = 70^\circ$ ，工作状态为临界状态，此时的屏压利用系数 $\xi$ 为 $0.9$ ，基波分解系数 $\alpha_1(\theta)$ 的值为 $0.44$ 。

则动态工作参数计算如下：

$$U_a = \xi E_a = 0.9 \times 9kV = 8.1 \text{ (kV)} \quad (2.4)$$

$$U_{a\min} = E_a - U_a = 0.1E_a = 0.1 \times 9kV = 0.9 \text{ (kV)} \quad (2.5)$$

由静态工作曲线可知，在屏极电压为 $10kV$ 时，栅极截止电压 $E_{g0} = -135(V)$ ，则

$$U_g = \frac{E_{g0} - E_g}{\cos \theta} = \frac{-135 - (-420)}{\cos 70^\circ} = 838 \text{ (V)} \quad (2.6)$$

$$U_{g\max} = E_g + U_g = -420 + 838 = 418 \text{ (V)} \quad (2.7)$$

由式(2.3)可知

$$R_p = \frac{U_a^2}{2P_o} = \frac{8.1^2}{2 \times 40} = 820 \text{ (}\Omega\text{)} \quad (2.8)$$

$$I_{a1} = \frac{U_a}{R_p} = \frac{8.1 \times 10^3}{820} = 9.9 \text{ (A)} \quad (2.9)$$

$$I_m = \frac{2P_o}{\alpha_1(\theta)U_a} = \frac{2 \times 40}{0.44 \times 8.1} = 22.4 \text{ (A)} \quad (2.10)$$

### 2.1.3 振荡功放回路设计

电子管相关外围电路最关键的就是设计屏极谐振电路参数和栅极反馈回路。而且在该电源频率下，电子管的极间电容对电路的影响已经不可忽略，计算时必须将

这些参数考虑在内。

## (1) 振荡回路设计

常用的电子管自激振荡电路有变压器耦合方式、电感三点式振荡器和电容三点式振荡器。本文选用电容三点式振荡方式。即电子管的屏极槽路阻抗应呈现电感性，而屏极和阴极、栅极槽路阻抗均应呈现电容性。基本的电容三点式振荡器交流电路及等效电路如图 2.4 所示。

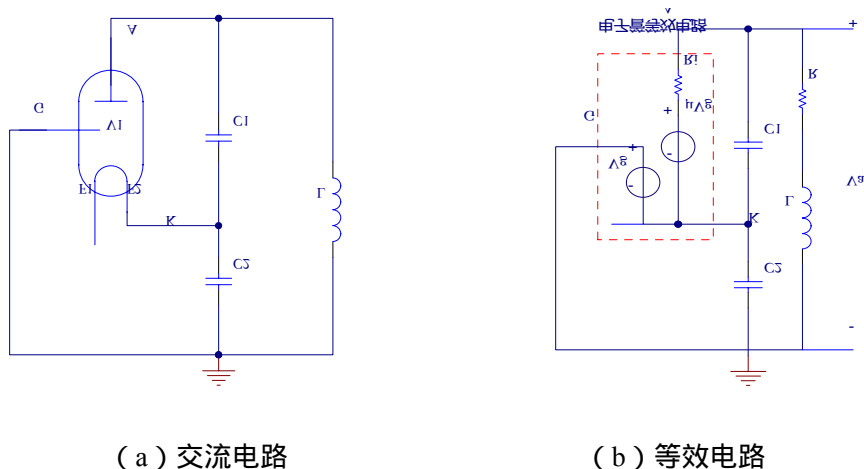


图 2.4 电容三点式振荡器

图中， $R_i$  表示电子管的内阻， $V_g$  表示栅极电压， $\mu V_g$  表示  $V_g$  控制的电压源， $R$  表示回路的损耗电阻。对该电路进行分析可知：

反馈系数为

$$F_v = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (2.11)$$

放大系数为

$$A_v = \frac{(\mu + 1)Z}{R_i + Z} = \frac{\mu + 1}{1 + \frac{R_i}{Z}} \quad (2.12)$$

其中  $Z$  为并联谐振回路的阻抗，且

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.13)$$

所以上式可以改写为

$$A_v = \frac{\mu+1}{1+\frac{R_i}{Z}} = \frac{(\mu+1)(R+j\omega\frac{C_1C_2}{C_1+C_2})}{R+R_i(1-\omega^2L\frac{C_1C_2}{C_1C_2})+j\omega(L+RR_i\frac{C_1C_2}{C_1C_2})} \quad (2.14)$$

## (2) 栅极调谐槽路设计

在振荡频率下，栅极槽路的总阻抗应呈现电容性，设这个电容为  $C_2$ 。根据 2.1.3 节所求得的电子管工作参数，可求出电子管放大器反馈系数，其为栅极激励电压幅值  $U_g$  和屏极输出电压幅值的比：

$$F_v = \frac{U_g}{U_a} = \frac{838}{8100} = 10.3\% \quad (2.15)$$

电子管栅极调谐槽路如图 2.5 所示，结合图 2.4 可知，图 2.4 中的电容  $C_2$  在实际的调谐槽路中由图 2.5 中的  $C_{gk}$ ， $C_9$ ， $L_8$  组成。图中，可令  $C_9$ 、 $L_8$  构成栅极谐振回路，其谐振频率：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_8C_9}} = 81.36 \text{ (MHz)} \quad (2.16)$$

为了提高电路的频率稳定性，应适当增大电容  $C_9$  的值，本文选择  $C_9 = 210 \text{ pF}$ 。则：

$$L_8 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_9} = 18 \text{ (nH)} \quad (2.17)$$

为了调节实际参数变化对电路的影响，可以将  $L_8$  设计成可调电感，其调节范围可设为 (5~25) nH。

由于  $C_9$  与  $L_8$  构成并联谐振电路，则电路中  $C_2 = C_{gk} = 90 \text{ (pF)}$ 。而由式 (2.11) 可知：

$$C_1 = \frac{F_v}{1-F_v} C_2 = \frac{0.103}{1-0.103} \times 90 = 10.3 \text{ (pF)} \quad (2.18)$$

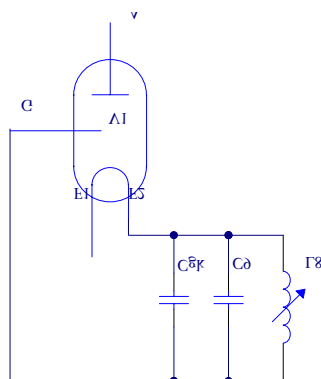


图 2.5 电子管栅极谐振槽路

### (3) 屏极槽路设计

对于图 2.4 中由  $C_1$ 、 $C_2$  和  $L$  构成的屏极调谐槽路可以分解成图 2.6 所示的实际电路。其中  $C_6$  为  $C_1$  和  $C_2$  构成的串联电路的等效电容，而  $C_{ga}$ 、 $C_7$  和  $L_4$ 、 $L_5$  构成的电路可等效为图 2.4 中的电感  $L$ 。

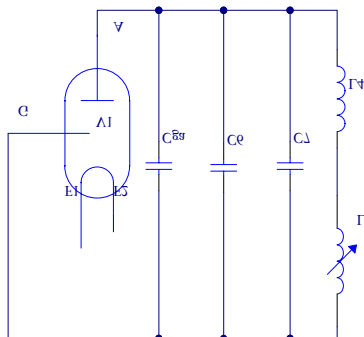


图 2.6 电子管屏极谐振槽路

基于频率选择性的考虑，整个振荡和功放回路品质因素取为  $Q = 25$ ，其谐振阻抗为

$$R_P = 2\pi f_0 Q (L_4 + L_5) = \frac{Q}{2\pi f_0 (C_{ga} + C_6 + C_7)} \quad (2.19)$$

由式(2.19)可得：

$$L_4 + L_5 = \frac{R_P}{2\pi f_0 Q} = \frac{820}{2\pi \times 81.36 \times 10^6 \times 25} = 64 \text{ (nH)} \quad (2.20)$$

# 华中科技大学博士学位论文

$L_4$  和  $L_5$  各自的大小则和电路设计的输出阻抗有关系，该电源以  $L_4$  和  $L_5$  的连接点作为输出点连接负载。此时，设实际负载阻抗为  $R_L$ ，则当  $R_L \gg \omega L_5$  时，

$$\frac{R_p}{R_L} = \frac{(L_4 + L_5)^2}{L_5^2} \quad (2.21)$$

为了便于射频电缆的传输，电源的等效输出阻抗设计成  $50 \Omega$ ，则  $L_5 = 16 \text{ (nH)}$ ， $L_4 = 48 \text{ (nH)}$ 。

同样，为了防止电路外部条件变化对电路造成的影响，将  $L_5$  设计成可调电容。其调节范围可取为  $(10 \sim 20) \text{ nH}$ 。

$$C_{ga} + C_6 + C_7 = \frac{Q}{2\pi f_0 R_p} = \frac{25}{2\pi \times 81.36 \times 10^6 \times 820} = 59.7 \text{ (pF)} \quad (2.22)$$

$$\text{由前面的计算可得} \quad C_6 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{10.3 \times 90}{10.3 + 90} = 9.2 \text{ (pF)} \quad (2.23)$$

$$\text{且} \quad C_{ga} = 31 \text{ (pF)} \quad (2.24)$$

$$\text{因此} \quad C_7 = 59.7 - 9.2 - 31 = 19.5 \text{ (pF)} \quad (2.25)$$

## （4）自激式射频电源总体电路设计

综合前面的前面的栅极和屏极调谐槽路，结合电源输入电路和阴极灯丝加热电路，自激式射频电源的总体电路原理图如图 2.7 所示。

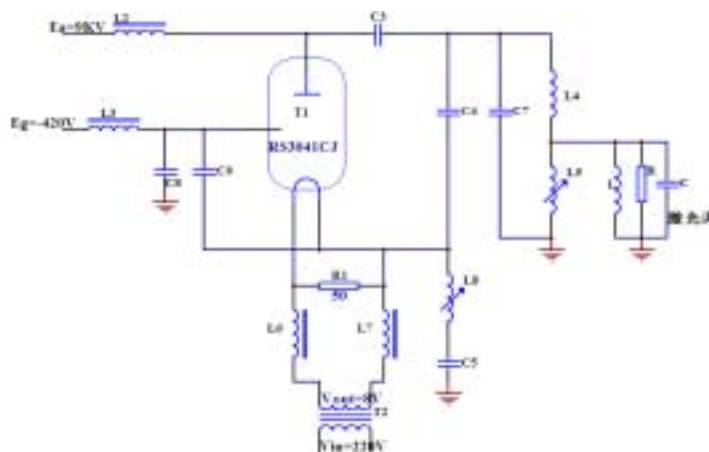


图 2.7 自激式射频电源电路原理图

图中  $L_2$  和  $L_3$  为屏极直流输入和栅极直流偏压输入滤波电感,起到隔交通直的作用;而  $C_3$  为隔直通交电容,防止屏极直流高压进入射频输出电路;变压器 T 和电感  $L_6$ 、 $L_7$  以及电阻  $R_1$  共同构成阴极灯丝加热电路,为灯丝提供 185A 加热电流; $C_5$  和  $C_8$  为隔直接地电容。 $C_4$  和屏阴电容  $C_{ak}$  并联构成图 2.4 中的电容  $C_1$ , 已知  $C_{ak} = 0.5(\text{pF})$ , 则

$$C_4 = C_1 - C_{ak} = 9.8 (\text{pF}) \quad (2.26)$$

## 2.2 自激式射频电源仿真分析

在射频电源电路的设计实验时,电路中元件的参数值需要频繁的变化,不仅繁琐而且在参数设置不当时容易对元件造成损害。利用仿真软件对电路进行仿真不仅可以得到电路运行结果,且没有任何危险性。本章主要通过射频仿真软件 ADS 对射频电源电路进行仿真分析,并通过仿真结果验证电路元件参数值设定的正确性,通过仿真结果所反馈的信息对设计的射频电路进行有益修改,对整个射频电路的设计起到指导作用。

### 2.2.1 电子管等效电路

在电子管射频电源的仿真过程中,首先需要对电子管元件进行建模,电子管模型的正确性将严重影响仿真结果的真实性。本文中电子管为 RS 3041 CJ 型高频直热式电子管,阴极灯丝受热发出电子,电子在栅极电压和屏极电压的共同作用下由阴极运动到栅极和屏极形成栅极电流以及屏极电流。由于栅极与阴极间的距离比屏极和阴极间的距离近得多,并且阴极和屏极均为圆筒形或椭圆形,阴极发射的电子呈圆形分布,距阴极越近,电子密度越大,从而增强了栅极的控制能力,因而栅极对电子的控制能力比屏极大得多,栅极电压对屏极电流的控制能力远远超过了屏极电压对屏极电流的控制作用,这就是三极管能够起放大作用的原因。

因此可将该电子管等效为如图 2.8 所示的电路模型<sup>[47]</sup>。

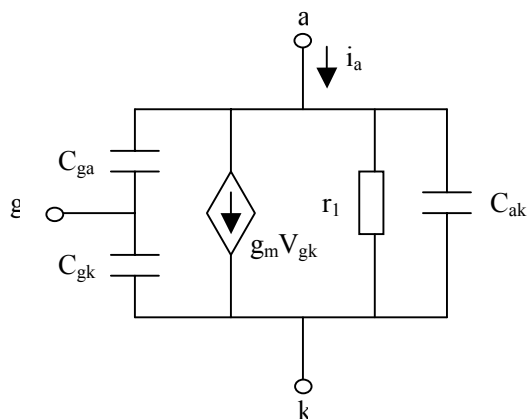


图 2.8 电子管等效电路模型

电子管放大倍数为  $\mu$ ，屏极电流  $i_a$  的大小为

$$i_a = \frac{\partial i_a}{\partial V_{gk}} V_{gk} + \frac{\partial i_a}{\partial V_{ak}} V_{ak} = g_m V_{gk} + \frac{V_{ak}}{r_l} \quad (2.27)$$

上式中，

$$g_m = \frac{\partial i_a}{\partial V_{gk}} = \frac{3\mu i_a}{2(\mu V_{gk} + V_{ak})} \quad (2.28)$$

$$r_l = \left( \frac{\partial i_a}{\partial V_{ak}} \right)^{-1} = \frac{\mu}{g_m} \quad (2.29)$$

由 2.1 节电子管参数或静态特性曲线计算可知 RS3041CJ 电子管的跨导  $g_m = 80 \text{ mA/V}$ 。电子管的放大倍数  $\mu = 100$ ，因而可求得内阻  $r_l$  为

$$r_l = \frac{\mu}{g_m} = \frac{100}{80} = 1.25 \text{ (k}\Omega\text{)} \quad (2.30)$$

### 2.2.2 谐振功放回路仿真

将电子管利用等效电路表示，可以对图 2.7 所示的电路进行射频仿真分析，得出电路输出射频波形和反馈回路信号波形，并根据电路输出特性对回路参数进行适当



调整<sup>[48]</sup>。仿真电路整体原理图如图 2.9 所示。

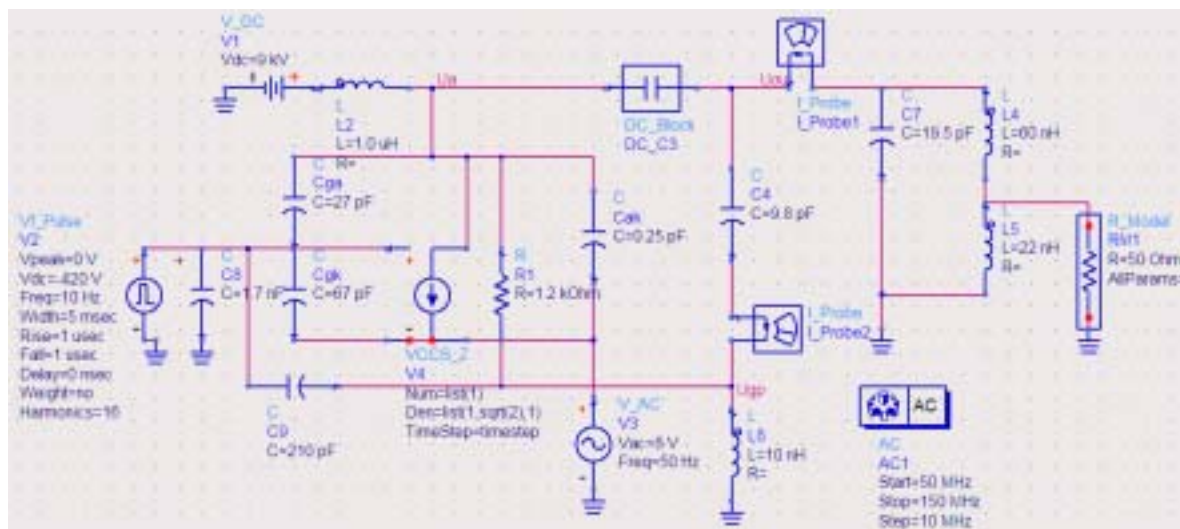


图 2.9 自激式射频电源 ADS 仿真原理图

图 2.9 中， $V_1$  为直流高压输入电源， $V_2$  是栅极偏压输入电源， $V_3$  为灯丝加热的交流电压源。 $L_2$  为高频滤波电感， $C_3$ 、 $C_8$  为隔直通交电容，电阻  $R_1$  和压控电压源  $V_4$  构成电子管等效电路， $C_{ga}$ 、 $C_{gk}$ 、 $C_{ak}$  为极间电容， $C_4$ 、 $C_9$  和  $L_8$  构成屏栅反馈回路， $I\_Probe1$  和  $I\_Probe2$  分别为屏极输出回路和栅极反馈回路电流显示元件， $U_{out}$  和  $U_{gp}$  是输出回路和反馈回路的两个节点。用于检测射频输出信号和栅极反馈信号电压。

由仿真分析可知，影响电路性能的主要为栅极谐振槽路和屏极谐振槽路参数。高频滤波电感和隔直电容只需满足大小范围，对电路影响不大。

将各回路参数设成 2.1 节计算的大小，并利用输出波形对电路参数进行微调便可得到输出频率和幅值满足要求的射频输出和反馈回路电压和电流波形。当回路参数  $C_3 = 2.0 \text{ nF}$ ， $C_4 = 9.8 \text{ pF}$ ， $C_5 = 3.1 \text{ nF}$ ， $C_7 = 19.5 \text{ pF}$ ， $C_9 = 210 \text{ pF}$ ， $C_{10} = 1.9 \text{ nF}$ ， $L_4 = 60 \text{ nH}$ ， $L_5 = 22 \text{ nH}$ ， $L_8 = 10 \text{ nH}$  时，仿真得出的  $U_{out}$  点的电压和电流波形如图 2.10 和图 2.11 所示。栅极反馈回路  $U_{gp}$  点的电压和电流波形如图 2.12 和图 2.13 所示。

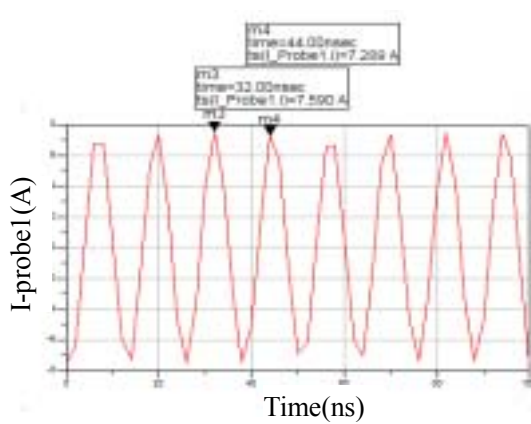


图 2.11 屏极谐振回路输出电流波形图

图 2.11 所示节点  $U_{out}$  处的电流波形即屏极谐振输出回路的输出电流波形。由波形图可知，屏极谐振输出回路输出电流也是周期 12 ns，频率 83 MHz 的正弦波，且幅值  $I_{a1}$  约为 7.4A。

$$P_o = \frac{1}{2} U_a I_{a1} = \frac{1}{2} \times 8 \times 7.4 = 29.6 \text{ (kW)} \quad (2.31)$$

$$P_o = \frac{1}{2} U_a I_{a1} = \frac{1}{2} \times 8 \times 7.4 = 29.6 \text{ (kW)} \quad (2.31)$$

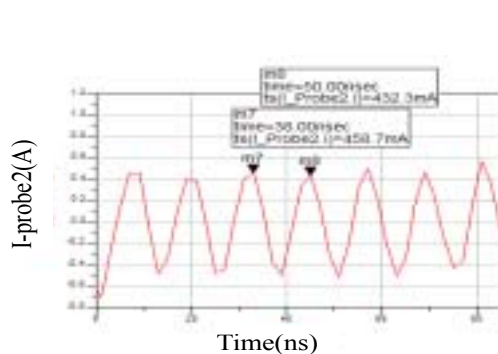


图 2.13 屏栅反馈回路电流波形图

## 华中科技大学博士学位论文

图 2.12 所示  $U_{gp}$  处电压波形即栅极反馈回路交流电压。从图中读数可知，栅极反馈回路交流电压为正弦波，且幅值约为 420V。周期约为 12 ns，对应的射频输出频率约为 83 MHz。

图 2.13 所示节点  $U_{gp}$  处的电流波形即栅极反馈回路的交流电流波形。由波形图可知，栅极反馈回路的交流电流也是周期 12 ns，频率 83 MHz 的正弦波，且幅值约为 445mA。

此时，电路的反馈系数为  $F_v = \frac{U_g}{U_a} = \frac{420}{8000} = 5.3\%$ ，且栅极谐振频率与屏极谐振频率相同，均为 83MHz。

根据得到的仿真结果，可知该仿真电路的参数已基本满足设计要求，但对频率和功率参数还可进一步进行微调。同时由仿真电路的实际参数可知，2.1 节的理论设计参数基本符合仿真要求，大部分元件都只有细微的调整，其中，反馈回路电感值差别稍大，理论计算值为 18 nH，仿真电路值为 10 nH，分析原因可能与前面直接将  $L_5$  与  $C_8$  等效为并联谐振过程，且谐振频率为 81.36MHz，而仿真电路谐振频率为 83MHz，同时，反馈深度基本不变，但屏极电流的大小与设计的有所差别，且在计算的过程中忽略了接地电感的影响。结合仿真的结果，可将  $L_5$  设计成可调电感以便在实际电路中可以根据回路实际参数进行调节。

### 2.3 本章小结

根据大功率射频激励  $CO_2$  激光器对射频源的技术要求，利用 RS3041CJ 电子管设计了 30kW 自激式射频激光电源。

(1) 依据电子管的特性参数和特性曲线，设计了电子管的静态工作参数，确定直流屏极电压  $E_a$  为 9kV，直流栅极偏压为 -420V，灯丝电压为交流 8V。确定其动态工作参数选择屏极电流导通角为  $70^\circ$ ，屏极电压交流幅值  $U_a$  为 8.1KV，栅极电压最大值为 418V，屏极电流峰值为 22.4A，负载谐振阻抗设计为 820  $\Omega$ 。

(2) 依据电源技术指标和电子管的静态和动态工作参数，选择电容三点式谐振电路，并理论计算出栅极反馈回路元件  $C_1=10.3pF$ ， $C_2=C_{gk}=90 pF$ ， $L_8=18nH$ ， $C_9=210pF$ ；

## 3 大面积射频激励板条气体放电均匀性研究

大面积射频气体放电稳定性和均匀性是影响射频注入功率提高的关键因素。本章首先研究了气体放电等离子体的特性，分析了射频频率对气体放电的影响，得到了射频板条气体放电的理论模型。并重点研究了如何提高大面积放电的均匀性，提出了大面积板条放电的二维电压分布模型，并以此为依据建立了二维电感均压模型。

### 3.1 射频激励气体放电理论模型

射频激励气体放电通过介质的电容耦合作用将 RF 能量馈入到等离子体中，从根本上消除了直流气体放电的电极溅射对激光谐振腔内部的污染以及直流放电时常有的高压电晕、放电稳定性差等诸多缺陷<sup>[49]</sup>。

#### 3.1.1 射频激励气体放电模式

根据电子宏观运动的状态以及电子在空间消失和产生的方式可以将射频放电分成  $\alpha$  放电和  $\gamma$  放电模式。 $\alpha$  放电模式时，电子主要由  $\alpha$  过程(放电区的碰撞电离)产生，同时，电子的消失主要是由于在电极附近振荡进入电极。 $\gamma$  放电模式时，电子的产生主要是由于  $\gamma$  过程(正离子与电极碰撞的二次电子发射)。

两种放电模式的本质不同在于鞘层内的电离过程和电流闭合回路的形成机制上。 $\alpha$  放电模式下，鞘层内电场和离子数还不太高，离子几乎不动，离子电流可忽略不计，电流主要是位移电流，并由它使整个回路闭合；而  $\gamma$  放电模式中电流密度很高，电极附近的电场和离子数都很高，由于离子的速度较大，离子轰击电极将引起  $\gamma$  过程阴极溅射，鞘层内的传导电流较大且离子电流不可忽略。图 3.1 给出了两种放电模式的辉光强度分布<sup>[50][51]</sup>。

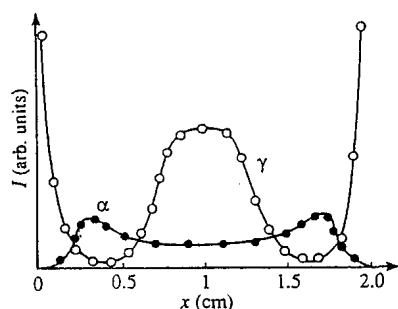


图 3.1  $\alpha$  放电和  $\gamma$  放电的发光强度分布图

实验中， $\alpha$  放电和  $\gamma$  放电现象比较容易区分。 $\alpha$  放电模式时，靠近电极处各有一条亮纹，电极间中心区域是暗辉纹。 $\gamma$  放电模式时，靠近电极处各有一条亮纹，并且电极间中心处有一条极亮条纹。通常由于电极结构的不对称而产生不规则  $\gamma$  放电，如仅在一个电极处有一条亮纹，其它各处为暗区，而  $\alpha$  放电模式受电极不对称性的影响较小。在射频激光器中利用的是  $\alpha$  放电模式，要尽量避免  $\gamma$  放电模式出现。

由于  $\gamma$  型放电中大部分能量都消耗在激发效率很低的鞘层内，所以，在射频激励  $\text{CO}_2$  激光器中要实现有效的激光激发，必须采用  $\alpha$  放电模式。图 3.2 为本文在实际的放电实验中拍摄的放电照片，可见，该放电模式属于可以有效利用的  $\alpha$  放电模式。



图 3.2 实验中拍摄的  $\alpha$  放电照片

## 3.1.2 放电区等离子体特性

了解等离子体在放电区分布特性对了解激光器的工作有很重要的意义。鞘层的厚度与增益区的分布和电极的扩散冷却效果有直接关系。同时，等离子体的等效阻抗对射频功率的匹配耦合产生很大的影响<sup>[52]</sup>。

随着电场频率的不断提高，除了离子之外，电子也没有足够时间进入电极，也将在间隙中振荡并和气体粒子碰撞。当电场足够强时，可以产生愈来愈多的电子直至击穿。定义电子的截止频率为：

$$f_{ce} = \frac{K_e E}{\pi d} \quad (3.1)$$

其中  $K_e$  代表电子迁移率,  $E$  为电场强度,  $d$  表示电极间距。当交变电场频率  $f \leq f_{ce}$  时, 电子借助迁移运动进入电极而消失, 击穿机制称为“迁移过程决定的击穿机制”。而当  $f \geq f_{ce}$  时, 电子主要由于扩散而消失, 击穿机制称为“扩散过程决定的击穿机制”<sup>[53]</sup>。

因为  $E/d$  在  $10^7$  量级, 所以  $f_{ce}$  从迁移过程决定的击穿到扩散过程决定的击穿的分界点应该为 10MHz 的量级。因此, 射频激励  $CO_2$  激光器的击穿机制为“扩散过程决定的击穿机制”。

射频板条放电等离子体的空间分布特征如图3.3所示。其中图3.3a为等离子体分布示意图; 图3.3b所示为电位分布和时间的关系。实线表示相位角  $\theta = 0$  时的电位分布, 而虚线则对应于相角  $\theta = \pi$  时的情况; 图3.3c所示的放电平板中得到的功率密度和电子数密度是对称分布的。因为在鞘层中电场很强, 因此在这个区域中有大量的高频功率转换到等离子体中的电子上。然而, 电子在  $Z$  方向来回振荡运动时, 会把它们在鞘层中所获得的动能带进等离子体区并在那里耗散掉。其中, 鞘层的宽度在数量级上应该与德拜长度相当。在放电平板的中心存在准电中性的等离子体, 其电场强度相当低, 在放电平板中心的能量耗散也很低, 而在等离子体两边的两个鞘层内, 电位和电场为振荡型, 这是由于电子在射频电场中的振荡运动所决定的。图3.3d为电子在空间的振荡示意图<sup>[54]</sup>。极板放电电压  $V_D$  由等离子体区电压  $V_p$  和鞘层区电压  $V_s$  组成, 其中鞘层电压的瞬时值由左边鞘层电压  $V_{s1}$  和右边鞘层电压  $V_{s2}$  共同组成。设  $d_s$  为等离子体边界振幅的2倍, 则左边鞘层厚度瞬时值为

$$d_{s1}(t) = \frac{d_s}{2}(1 - \cos \omega t) \quad (3.2)$$

右边鞘层厚度瞬时值为

$$d_{s2}(t) = \frac{d_s}{2}(1 + \cos \omega t) \quad (3.3)$$

由此得出, 左右鞘层电压  $V_{s1}$  和  $V_{s2}$  分别为:

$$V_{s1}(t) = \frac{V_{s0}}{4}(1 - \cos \omega t)^2 \quad (3.4)$$

$$V_{s2}(t) = -\frac{V_{s0}}{4}(1 + \cos \omega t)^2 \quad (3.5)$$

其中

$$V_{s0} = 2\pi n e d_s^2 \quad (3.6)$$

式中  $n$  为鞘层中离子密度。假设放电电流正比于  $-\sin t$ ，尽管  $V_{s1}(t)$  和  $V_{s2}(t)$  均为电流的非线性函数，但其和  $V_s(t)$  为

$$V_s(t) = V_{s1}(t) + V_{s2}(t) = -V_{s0} \cos \omega t \quad (3.7)$$

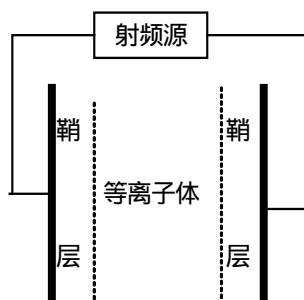
可见，整个鞘层电压  $V_s(t)$  仍为放电电流的线性函数。因此可将放电子鞘层等效为一电容，其电容值  $C_s$  为

$$C_s = \frac{\epsilon A}{d_s} \quad (3.8)$$

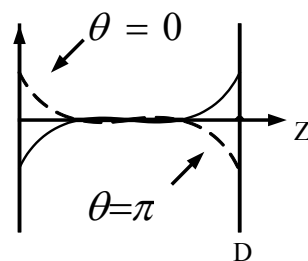
$d_s$  即鞘层总的厚度。因此，等离子体区的厚度为  $(d - d_s)$ ，其中  $d$  为极板间距。且

可得等离子区  $E_p/p$  值与等离子区位降  $V_p$  和鞘层厚度的关系为：

$$E_p / p = \frac{V_p}{p(d - d_s)} \quad (3.9)$$



(a) 等离子体分布图



(b) 放电区电位分布图

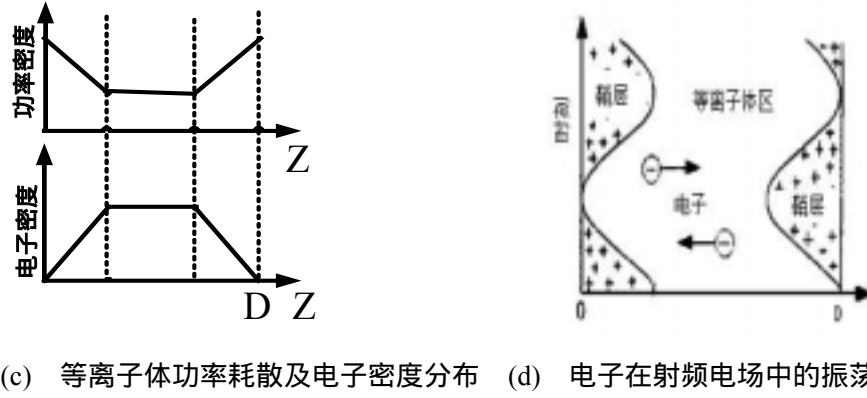


图 3.3 等离子体的空间分布特征

### 3.1.3 放电区阻抗计算

由放电区的等离子特性可知，放电区域可以等效为等离子区和等离子体鞘层区，这两个区域都可等效为电容和电阻的并联网络，由于鞘层区的等效电阻相对很小，可以忽略，所以放电区域最终可以等效为等离子区电阻  $R_p$  与电容  $C_p$  的并联电路与鞘层区电容  $C_s$  的串联<sup>[55][56]</sup>。其等效电路图如图 3.4 所示。

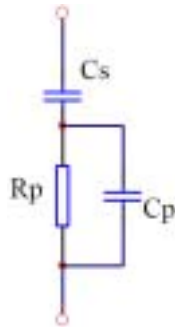


图 3.4 放电气体负载等效电路图

由等效电路可知放电区等效阻抗  $Z_f$  为：

$$Z_f = \frac{R_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2} - j \frac{1 + \omega^2 R_p^2 C_p (C_p + C_s)}{\omega C_s (1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2)} \quad (3.10)$$

等效导纳  $Y_f$  为：

$$Y_f = \frac{\omega^2 R_p C_s^2}{1 + \omega^2 R_p^2 (C_p + C_s)^2} + j \omega \frac{C_s + \omega^2 R_p C_p C_s (C_p + C_s)}{1 + \omega^2 R_p^2 (C_p + C_s)^2} \quad (3.11)$$



## 华中科技大学博士学位论文

$$\text{其中} \quad R_p = \frac{V_p^2}{wdA} \quad (3.12)$$

$$\text{且} \quad V_p = \alpha p + \beta \quad (3.13)$$

其中  $\alpha$ 、 $\beta$  为常数， $V_p$  为等离子区电压， $w$  为注入功率密度， $d$  为极板间距， $A$  为极板放电面积。

由式 3.8 可知  $C_s = \frac{\varepsilon A}{d_s}$ ，则等离子区的电容可表示为：

$$C_p = \frac{\varepsilon A}{d - d_s} \quad (3.14)$$

对于 40mm×500mm 极板放电的情况，当电源输出功率为 2kW 时，文献[54]在与本文相同的实验条件下测得，等离子区电压约为 80V，鞘层总厚度约为 0.5mm，考虑能量传输的效率为 80%，此时注入功率密度

$$w_1 = \frac{P_\lambda}{dA} = \frac{2 \times 10^3 \times 0.8}{40 \times 500 \times 2 \times 10^{-9}} = 4 \times 10^7 (W/m^2) \quad (3.15)$$

鞘层电容为

$$C_{s1} = \frac{\varepsilon A}{d_s} = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} \times \frac{40 \times 500 \times 10^{-6}}{0.5 \times 10^{-3}} = 353.7 (pF) \quad (3.16)$$

等离子体电阻为

$$R_{p1} = \frac{V_p^2}{wdA} = \frac{V_p^2 \times dA}{P_\lambda \times dA} = \frac{V_p^2}{P_\lambda} = \frac{80^2}{1600} = 4 (\Omega) \quad (3.17)$$

等离子体电容为

$$C_{p1} = \frac{\varepsilon A}{d - d_s} = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} \times \frac{40 \times 500 \times 10^{-6}}{(2 - 0.5) \times 10^{-3}} = 117.9 (pF) \quad (3.18)$$

将以上参数带入式 (3.10)，可以求得放电气体负载等效阻抗为  $Z_{f1} = 3.78 - j6.46 (\Omega)$ 。

对于 200mm×1000mm 极板放电的情况，当电源输出功率为 30kW 时，利用以上公式，同样可计算出对应的放电区参数为  $C_{s2} = 3536.8 (pF)$ ， $R_{p2} = 4/15 (\Omega)$ ， $C_{p2} = 1768.4 (pF)$ ， $Z_{f2} = 0.252 - j0.616 (\Omega)$ 。

## 3.1.4 影响射频放电均匀性的因素

射频电场在极板间传输服从传输线理论，但是由于放电区的阻抗特性比较复杂，所以不能准确计算出极板间电压的分布情况，但是极板间电压的分布又直接的影响放电均匀性和稳定性，因此必须通过试验来了解激励频率对极板间电压分布的影响<sup>[57]</sup>。

放电不均匀性意味着极板间的电压分布的不均匀性，文献[58]采用替代法进行测量不同激励频率时极板电压分布得到结果如图 3.5 所示<sup>[58]</sup>。

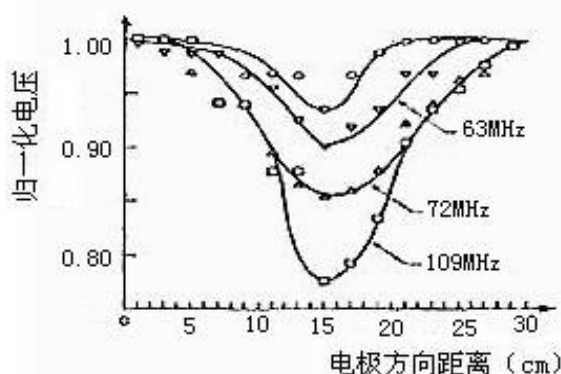


图 3.5 不同激励频率时电极的电压分布

从图 3.5 可以看到当激励频率升高时，电压在极板间的分布均匀性会变差。由于激励频率的提高有利于射频功率注入到激光上能级，所以需要在提高激励频率的同时，减少由于频率提高带来的对放电均匀性的负面影响。

在频率一定的情况下，注入功率密度也会影响极板间电压大小，极板间电压随频率的提高减小，随着注入功率的提高而上升。当频率较低时放电出现不稳定，这是由于一个射频周期内电子的振荡的振幅大于极间距，使得电子在电极大量消失，放电从  $\alpha$  放电模式向  $\gamma$  放电模式过渡，这个时候激光器不能够正常工作。

## 3.2 大面积射频板条气体放电的电压分布

射频放电的均匀性受到射频频率和注入功率密度的影响。同时，在较高的射频频率如 81MHz 下，进行大面积射频放电时，随着极板面积的增大，极板作为射频能量传输线时，随着传输距离的增加，电压沿传输线分布的不均匀性也逐步体现出来。解决放电均匀性问题的方法有两种：一种是采用多点馈入的方式<sup>[59]</sup>；另一种是并联电感的方式。其中并联电感又有两种方式，一种是在放电电极终端加电抗性负载，一种是在电极两侧形成分布并联谐振<sup>[60][61][62]</sup>。

### 3.2.1 电极等效电压传输模型

在大面积射频板条放电过程中，电极的横向和纵向尺寸均远大于电极间距，因此，沿电极的横向和纵向，均可将电极等效为平行平板传输线。由前面的计算可知，对于 40mm × 500mm 电极，放电区的阻抗约为  $Z_f = R_f - j\omega C_f = 3.78 - j6.46$ ，对于 200mm × 1000mm 电极，放电区的阻抗约为  $Z_f = R_f - j\omega C_f = 0.252 - j0.616$ 。可见均远远不满足  $R_f \gg \omega C_f$  的条件，因此在计算电路的传输线等效模型时，必须将放电区的电阻一并加入等效电路中<sup>[59]</sup>。因此，该传输线的等效电路模型如图 3.6 所示。

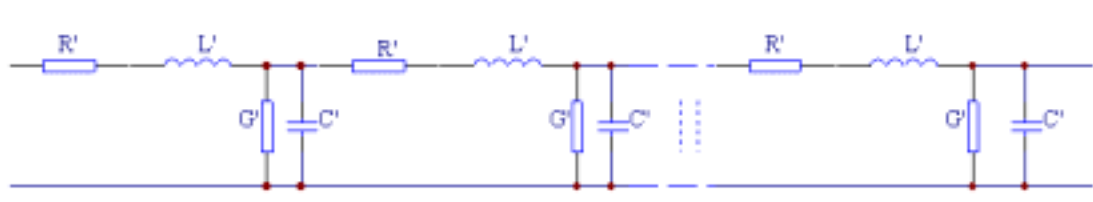


图 3.6 传输线等效电路模型图

其中， $G$  和  $C$  主要是放电区的单位长度电导和单位长度电容； $R$  和  $L$  表示电极平板传输线的等效电阻和电感。由前面放电区的等效阻抗可以计算出  $G$  和  $C$  为

$R$  和  $L$  则可由平行平板传输线的等效电阻和电感计算公式得

$$R' = \frac{2\sqrt{\frac{\pi f \mu_c}{\sigma_c}}}{h} \quad (3.19)$$

$$L' = \frac{\mu d}{h} \quad (3.20)$$

其中,  $\mu_c = 4\pi \times 10^{-7}$ 、 $\sigma_c = 5.8 \times 10^7$  分别为铜电极的磁导率和电导率。 $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$  为空气介质的磁导率,  $h$  为电极宽度,  $d$  为电极间距,  $f = 81.36\text{MHz}$ , 为射频波频率。

由传输线等效电路参数可得该传输线的特征阻抗

$$Z_c = \frac{1}{Y_c} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.21)$$

电磁波沿传输线的传播常数为

$$k = -j\sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (3.22)$$

电压沿传输线的变换关系为

$$U(z) = U(0)\cos(kz) - jZ_c I(0)\sin(kz) \quad (3.23)$$

因此可以以任意点为参考点, 得出极板上距离该参考点距离为  $z$  的任意点的电压与参考点电压的比值

$$\frac{U(z)}{U(0)} = \cos(kz) - j\frac{Z_c}{Z_0}\sin(kz) \quad (3.24)$$

若以极板端点作为参考点, 则可计算出沿电极纵向和横向相对参考点的电压分布模型。

### 3.2.2 电极纵向电压分布模型

对于  $40\text{mm} \times 500\text{mm}$  的电极, 放电区等效导纳为

# 华中科技大学博士学位论文

$$Y_{f1} = \frac{\omega^2 R_p C_s^2}{1 + \omega^2 R_p^2 (C_p + C_s)^2} + j\omega \frac{C_s + \omega^2 R_p C_p C_s (C_p + C_s)}{1 + \omega^2 R_p^2 (C_p + C_s)^2} \quad (3.25)$$

$$= G_1 + j\omega C_1 = 0.06745 + j\omega \times 226.47 \times 10^{-12}$$

则放电区的单位长度电导和电容可分别表示为

$$G'_1 = \frac{G_1}{l_1} = \frac{0.06745}{0.5} = 0.1349 \quad (\text{S}) \quad (3.26)$$

$$C'_1 = \frac{C_1}{l_1} = \frac{226.47 \times 10^{-12}}{0.5} = 452.94 \times 10^{-12} \quad (\text{F}) \quad (3.27)$$

其中， $l_1$  表示电极长度。将其它电极参数带入式 (3.19) 和式 (3.20)，可以得出

$$R'_1 = 1.174 \times 10^{-4} (\Omega), \quad L'_1 = 6.28 \times 10^{-8} (\text{H}).$$

则纵向传输过程的特征阻抗和传播常数为，

$$Z_{x1} = \sqrt{\frac{1.174 \times 10^{-4} + j \times 2 \times \pi \times 81.36 \times 10^6 \times 6.28 \times 10^{-8}}{0.1349 + j \times 2 \times \pi \times 81.36 \times 10^6 \times 452.94 \times 10^{-12}}} = \sqrt{103.28 + j60.44} \quad (3.28)$$

$$k_{x1} = -j\sqrt{(1.174 \times 10^{-4} + j \times 2\pi \times 81.36 \times 6.28 \times 10^{-2}) \times (0.135 + j \times 2\pi \times 81.36 \times 452.94 \times 10^{-6})}$$

$$= \sqrt{7.37 - j4.31} \quad (3.29)$$

则沿极板的纵向电压分布函数

$$\frac{U_{x1}}{U_{Lx1}} = \cos(kx_1) - j \frac{Z_{cx1}}{Z_{Lx1}} \sin(kx_1) \quad (3.30)$$

其中， $U_{Lx1}$  为 40mm×500mm 极板横向端点的电压大小，分布函数以该点电压作为参考电压。由于极板终端处于开路状态，则上式中  $Z_{Lx1} = \infty$ ，上式可简化为

$$\frac{U_{x1}}{U_{Lx1}} = \cos(kx_1) \quad (3.31)$$

在电极纵向，射频馈入一般采用中间馈入方式，因此纵向电压分布也呈现以馈入点为对称点的对称分布，利用 Matlab 编程可以得到，沿极板纵向的电压分布曲线如图 3.7 所示。

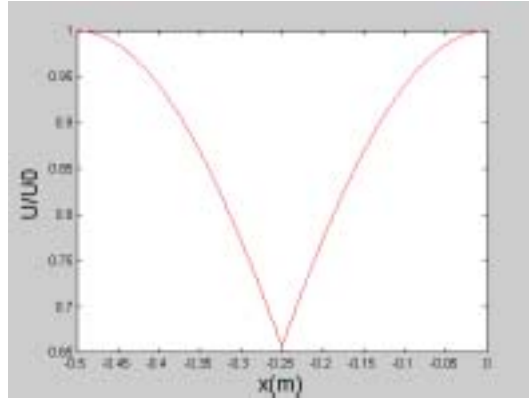


图 3.7 纵向电压分布函数曲线（40mm × 500mm 极板）

对于 200mm × 1000mm 的电极，放电区等效导纳为

$$Y_{f_2} = \frac{\omega^2 R_p C_s^2}{1 + \omega^2 R_p^2 (C_p + C_s)^2} + j\omega \frac{C_s + \omega^2 R_p C_p C_s (C_p + C_s)}{1 + \omega^2 R_p^2 (C_p + C_s)^2} \quad (3.32)$$

$$= G_2 + j\omega C_2 = 0.569 + j\omega \times 2731.78 \times 10^{-12}$$

则放电区的单位长度电导和电容可分别表示为

$$G'_2 = \frac{G_2}{l_2} = \frac{0.569}{1} = 0.569 \text{ (S)} \quad (3.33)$$

$$C'_2 = \frac{C_2}{l_2} = \frac{2731.78 \times 10^{-12}}{1} = 2731.78 \times 10^{-12} \text{ (F)} \quad (3.34)$$

其中， $l_2$  表示电极长度。将其它电极参数带入式(3.19)和式(3.20)，可以得出

$$R'_2 = 1.76 \times 10^{-5} \text{ (}\Omega\text{)}, \quad L'_2 = 9.42 \times 10^{-9} \text{ (H)}.$$

则纵向传输过程的特征阻抗和传播常数为，

$$Z_{x2} = \sqrt{\frac{1.76 \times 10^{-5} + j \times 2 \times \pi \times 81.36 \times 10^6 \times 9.42 \times 10^{-9}}{0.569 + j \times 2 \times \pi \times 81.36 \times 10^6 \times 2731.78 \times 10^{-12}}} = \sqrt{2.96 + j1.21} \quad (3.35)$$

$$k_{x2} = -j\sqrt{(1.76 \times 10^{-5} + j \times 2 \times \pi \times 81.36 \times 9.42 \times 10^{-3}) \times (0.569 + j \times 2 \times \pi \times 81.36 \times 2731.78 \times 10^{-6})}$$

$$= \sqrt{6.69 - j2.73} \quad (3.36)$$

则沿极板的纵向电压分布函数

$$\frac{U_{x_2}}{U_{Lx_2}} = \cos(kx_2) \quad (3.37)$$

其中， $U_{Lx_2}$  为 200mm×1000mm 极板横向端点的电压大小，分布函数以该点电压作为参考电压。

利用 Matlab 编程可以得到，沿极板纵向的电压分布曲线如图 3.8 所示。

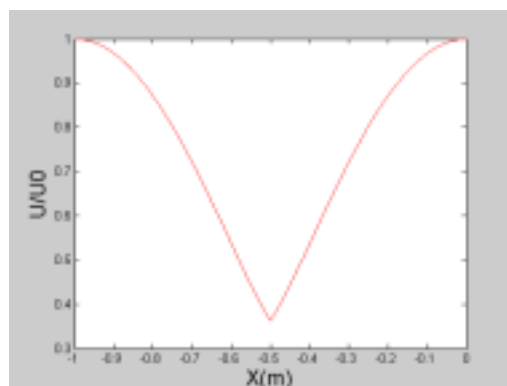


图 3.8 纵向电压分布函数曲线（200mm×1000mm 极板）

可见，当采用纵向中间馈入方式时，对于 40mm×500mm 的电极，纵向电压波动达到  $\Delta_{x1} = 1 - 65\% = 35\%$ ；而对于 200mm×1000mm 电极，纵向电压波动达到  $\Delta_{x2} = 1 - 35\% = 65\%$ ，因此必须对电压分布进行均压处理。

### 3.2.3 横向电压分布模型

由公式的计算过程可知，传输线等效电阻  $R'$  相对值较小，在公式的计算中可以忽略。传输线特征阻抗和传播系数的公式可以简化为

$$Z_c = \sqrt{\frac{j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.38)$$

$$k = -j\sqrt{j\omega L'(G' + j\omega C')} \quad (3.39)$$

设电极的纵向长度为  $l$ ，横向宽度为  $h$ ，则

$$Z_{cx} = \sqrt{\frac{j\omega L'_x}{G'_x + j\omega C'_x}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu d/h}{G/l + j\omega C/l}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu dl}{h(G + j\omega C)}} \quad (3.40)$$

$$Z_{cy} = \sqrt{\frac{j\omega L'_y}{G'_y + j\omega C'_y}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu d/l}{G/h + j\omega C/h}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu dh}{l(G + j\omega C)}} \quad (3.41)$$

$$k_x = -j\sqrt{j\omega L'_x(G'_x + j\omega C'_x)} = -j\sqrt{\frac{j\omega\mu d}{h}\left(\frac{G}{l} + \frac{C}{l}\right)} = -j\sqrt{\frac{j\omega\mu d(G + C)}{hl}} \quad (3.42)$$

$$k_y = -j\sqrt{j\omega L'_y(G'_y + j\omega C'_y)} = -j\sqrt{\frac{j\omega\mu d}{l}\left(\frac{G}{h} + \frac{C}{h}\right)} = -j\sqrt{\frac{j\omega\mu d(G + C)}{hl}} \quad (3.43)$$

由上式可知，对于任何尺寸的极板，横向和纵向特征阻抗和传播常数都满足

$$\frac{Z_{cx}}{Z_{cy}} = \frac{l}{h} \quad (3.44)$$

$$k_x = k_y \quad (3.45)$$

即纵向和横向传播常数总相等，而其特征阻抗之比则等于电极的长宽比。

因此对于 40mm×500mm 的电极

$$Z_{y_1} = \frac{h}{l} Z_{x_1} = \frac{40}{50} \times \sqrt{103.28 + j60.44} = \sqrt{0.658 + j0.385} \quad (3.46)$$

$$k_{y_1} = k_{x_1} = \sqrt{7.37 - j4.31} \quad (3.47)$$

则沿极板的横向电压分布函数

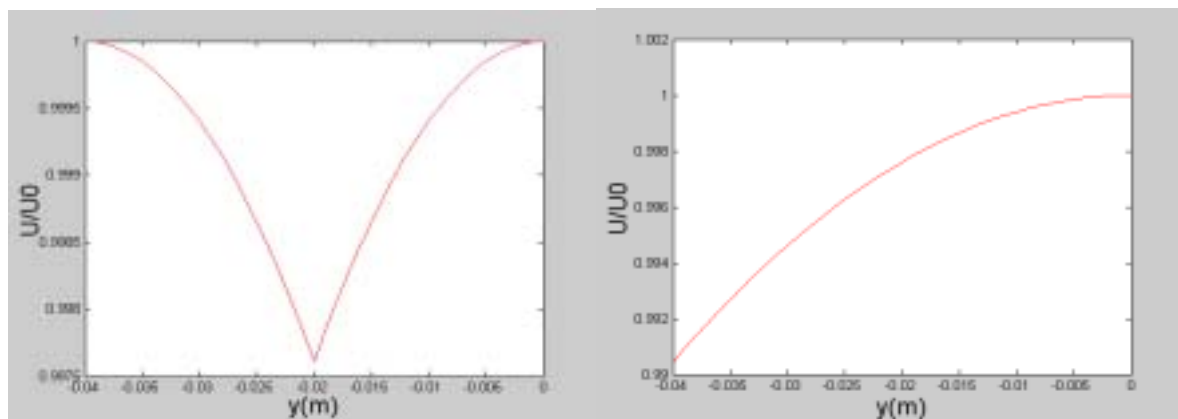
$$\frac{U_{y_1}}{U_{Ly_1}} = \cos(ky_1) \quad (3.48)$$

其中， $U_{Ly_1}$  为 40mm×500mm 极板横向端点的电压大小，分布函数以该点电压作为参考电压。可见该电压分布函数与纵向的电压分布函数形式相同，只是  $y$  的取值范围为 0mm 到 40mm 或 0mm 到 20mm，而  $x$  的取值范围为 0mm 到 250mm。所以横向电压波动应该明显小于纵向的电压波动。

在电极横向，射频馈入可以采用中间馈入方式或电极侧面馈入方式。当采用中间馈入方式时，与纵向电压分布一样呈现以馈入点为对称点的对称分布，利用 Matlab



编程可以得到，沿极板的横向电压分布曲线如图 3.9 (a)所示。当采用电极侧面馈入方式时，沿极板横向的电压分布曲线如图 3.9 (b)所示。



(a)中间馈入

(b) 电极侧面馈入

图 3.9 横向电压分布函数曲线（40mm × 500mm 极板）

对于 200mm×1000mm 的电极

$$Z_{y2} = \frac{h}{l} Z_{x2} = \frac{200}{1000} \times \sqrt{2.96 + j1.21} = \sqrt{0.118 + j0.048} \quad (3.49)$$

$$k_{y1} = k_{x1} = \sqrt{6. - j4.31} \quad (3.50)$$

则沿极板的纵向电压分布函数

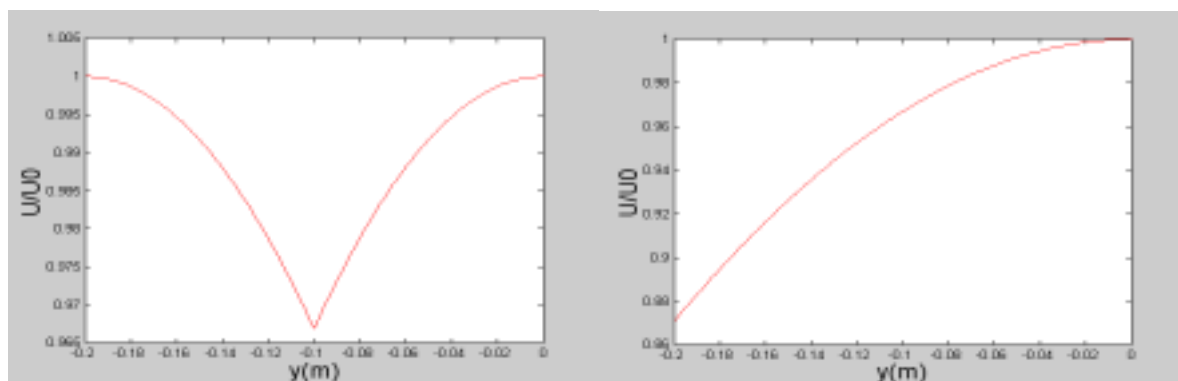
$$\frac{U_{y2}}{U_{Ly2}} = \cos(ky_2) \quad (3.51)$$

其中， $U_{Ly2}$  为 200mm×1000mm 极板横向端点的电压大小，分布函数以该点电压作为参考电压。

利用 Matlab 编程可以得到，当采用中间馈入方式和电极侧面馈入方式时，沿极板横向的电压分布曲线如图 3.10 所示。

可见，对于 40mm×500mm 的电极，当采用中间馈入方式时，横向电压波动达到  $\Delta_{y11} = 1 - 99.75\% = 0.25\%$ ，当采用电极侧面馈入方式时，横向电压波动则达到  $\Delta_{y12} = 1 - 99\% = 1\%$ ；而对于 200mm×1000mm 电极，当采用中间馈入方式时，横向电

压波动达到  $\Delta_{y21} = 1 - 96\% = 4\%$ ，当采用电极侧面馈入方式时，横向电压波动则达到  $\Delta_{y22} = 1 - 87\% = 13\%$ ；因此，随着极板面积尤其是横向宽度的增加，横向电压波动对放电不均匀性的影响已经不可忽略。必须考虑电压分布的二维模型，在二维模型的基础上进行均压。



(a) 中间馈入

(b) 电极侧面馈入

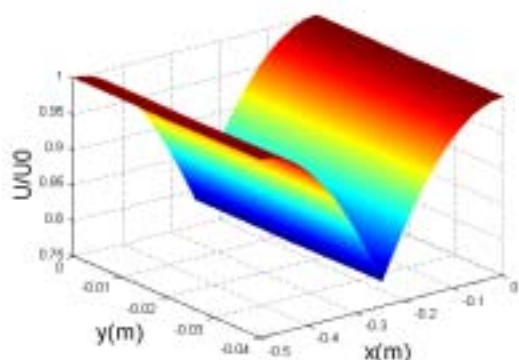
图 3.10 横向电压分布函数曲线 (200mm×1000mm 极板)

## 3.2.4 二维电压分布模型

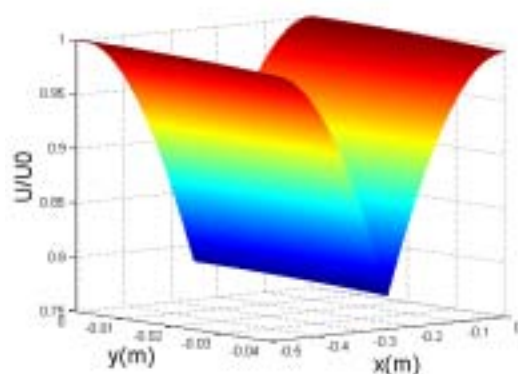
要建立电压分布的二维模型，必须同时考虑某一点的横向和纵向相对电压分布系数，由文献[54]的实验结果和本文进行阻抗匹配时的观测结果可知，虽然从不放电的冷态到放电之后的热态，放电区的阻抗会发生突变；但随着极板电压即注入功率密度的提高，放电区阻抗虽有变化，但并不太大。因此可以认为放电电压分布不均匀时，只要放电布满整个极板，局部的放电阻抗变化并不太大。这样在横向和纵向的传输线模型中，特征阻抗、传播常数等参数变化都不太大，电压分布函数不会相互影响太大。因此可以暂时忽略横向与纵向电压分布系数之间的耦合，采用分离变量的方法来获得某一点的二维电压分布，即均以电极同一个对角上的点为参考点，将某一点的横向和纵向电压分布系数相乘得到这点的二维电压分布系数。

$$\frac{U_{xy}}{U_L} = \frac{U_x}{U_{Lx}} \times \frac{U_y}{U_{Ly}} = \left[ \cos(kx) - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx}} \sin(kx) \right] \times \left[ \cos(ky) - j \frac{Z_{cy}}{Z_{Ly}} \sin(ky) \right] \quad (3.52)$$

将 40mm×500mm 电极和 200mm×1000mm 电极的参数分别代入式(3.52)，利用 Matlab 编程便可得出两种电极分别在纵向中间馈入，横向中间馈入和电极侧面馈入方式下的二维电压分布模型如图 3.11 和图 3.12 所示。

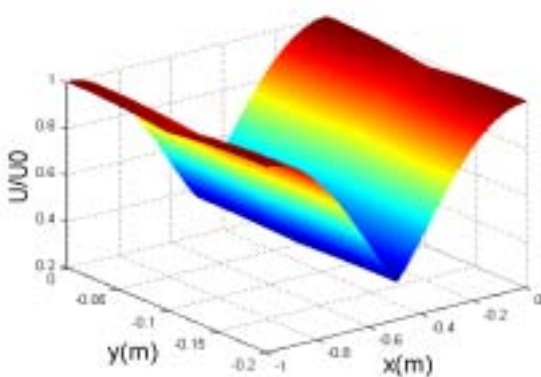


(a)中间馈入

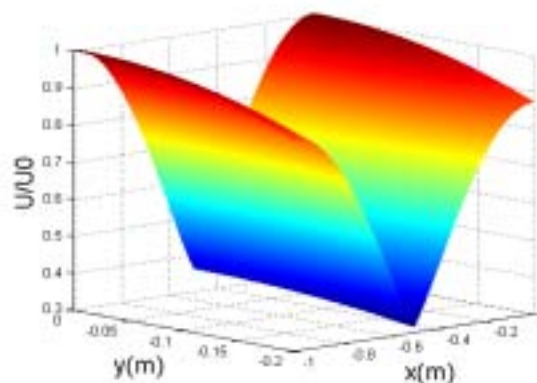


(b) 电极侧面馈入

图 3.11 40mm×500mm 极板的二维电压分布模型



(a)中间馈入



(b) 电极侧面馈入

图 3.12 200mm×1000mm 极板的二维电压分布模型

由图 3.11 和图 3.12 可见，当横向和纵向均采用中间馈入方式时，40mm×500mm 电极的最大二维电压波动为 22%，200mm×1000mm 电极的最大二维电压波动为 62%；当纵向采用中间馈入方式，横向采用电极侧面馈入方式时，40mm×500mm 电极的最

大二维电压波动为 25%，200mm×1000mm 电极的最大二维电压波动为 65%；可见，由于纵向尺寸远大于横向尺寸，虽然横向采用中间馈入时，二维电压波动略有减小，当总体来说，两种馈入方式下的电压波动相差不大，且主要表现为纵向电压波动。

## 3.3 二维电感均压模型

某个方向的多点馈入可以解决该方向上的电压分布不均匀的问题，但若解决二维电压分布不均匀的问题，需要提供两个方向的多点馈入。这种方法虽然在理论上可以实现，但实际应用时必然遇到多点馈入时的结构设计、安装调试难度大大增加等问题，同时多点能量的平衡注入也成为需要解决的问题。因此，本文选择并联电感的方式解决二维电压分布的不均匀性问题。

### 3.3.1 二维电感均压原理

由于射频板条放电电极的纵向和横向的尺寸一般相差较大，纵向尺寸一般会数倍于横向尺寸，因此，放电电压的分布不均匀性主要表现在纵向。因此在纵向采用分布并联谐振的方式并联电感，即必须同时选择多个合适的位置和合适的电感大小以获得该方向的电压均匀分布；而横向的电压分布系数相对较小，考虑实际的电感安装，在横向放电终端采用并联电抗性负载均压的方式并联电感。因此，最终可以在电极两个侧面的不同横向对称位置并联不同大小的电感，达到实现放电电压的二维均匀分布的目的。并联电感后的电极结构示意图如图 3.13 所示，所有电感均连接在电极两侧面。电感的分布示意图如图 3.14 所示。

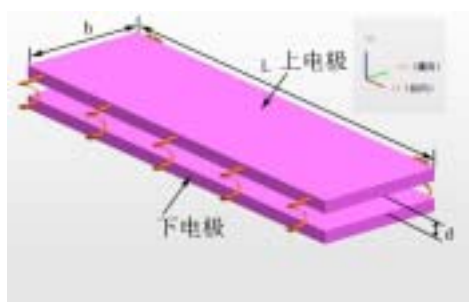


图 3.13 并联电感后的电极结构示意图

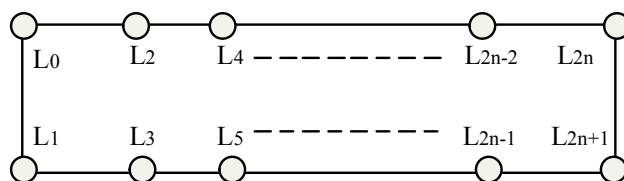


图 3.14 二维均压电感分布示意图

# 华中科技大学博士学位论文

此时，在计算纵向电压分布时必须以每一个并联电感的位置作为分界点，分段计算电压分布函数。设在纵向终端并联电感  $L_0$ ，则终端负载阻抗不再为无穷大，而变为  $Z_{Lx_0} = j\omega L_0$ ，若在距离终端  $l_1$  处并联电感  $L_1$ ，则从纵向终端到  $l_1$  处的电压分布函数为

$$\frac{U_x}{U_{Lx_0}} = \cos(kx) - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_0}} \sin(kx) \quad (3.53)$$

若在距离终端  $l_2$  处再并联电感  $L_2$ ，则  $Z_{Lx_1} = j\omega L_1$ ，从  $l_1$  到  $l_2$  的电压分布函数为

$$\frac{U_x}{U_{Lx_0}} = \frac{U_x}{U_{l_1}} \frac{U_{l_1}}{U_{Lx_0}} = \left\{ \cos(kl_1) - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_0}} \sin(kl_1) \right\} \left\{ \cos[k(x-l_1)] - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_1}} \sin[k(x-l_1)] \right\} \quad (3.54)$$

同理，若在距离终端  $l_3$  处再并联电感  $L_3$ ，则  $Z_{Lx_2} = j\omega L_2$ ，从  $l_2$  到  $l_3$  的电压分布函数为

$$\begin{aligned} \frac{U_x}{U_{Lx_0}} &= \frac{U_x}{U_{l_2}} \frac{U_{l_2}}{U_{Lx_0}} \\ &= \left\{ \cos(kl_1) - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_0}} \sin(kl_1) \right\} \left\{ \cos[k(l_2-l_1)] - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_1}} \sin[k(l_2-l_1)] \right\} \left\{ \cos[k(x-l_1)] - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_1}} \sin[k(x-l_1)] \right\} \end{aligned} \quad (3.55)$$

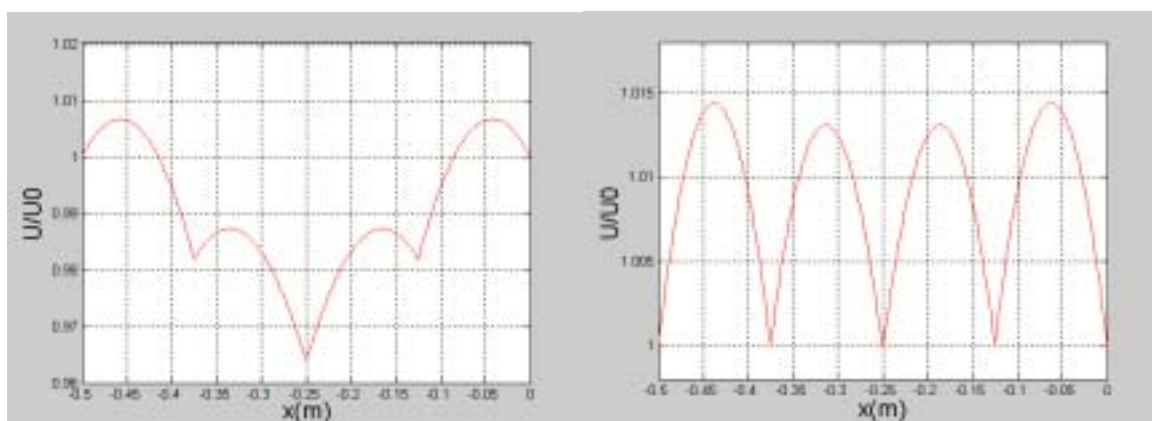
由此可以以并联电感位置为分界点分段得出整个极板的纵向电压分布函数。并且当选取不同的电感位置和电感大小时，求出电压分布函数的最大值与最小值之差

$(\max(\frac{U_x}{U_{Lx_0}}) - \min(\frac{U_x}{U_{Lx_0}}))$ ，即最大电压波动的大小或称电压波动范围。反复调节电感

位置和电感大小，使得电压波动范围最小，此时对应的电感位置和电感大小即为最佳位置和大小。对于 40mm×500mm 电极，选取不同位置和不同电感大小时的电压分布函数曲线如图 3.15 所示。

图中 (a) 为在距离馈入点 125mm 和 250mm (即电极终端) 处分别并联 80nH 和 200nH 电感时的极板电压分布，图中 (b) 为在距离馈入点 125mm 和 250mm (即电极终端) 处分别并联 71nH 和 136nH 电感时的极板电压分布。且在两图中电感位置和大小均相对馈入点成对称分布。由图可见，图 (a) 对应的最大电压波动较大，

而图 (b) 已经可以将电压波动控制在 2% 的范围内，完全可以认为此时沿极板纵向获得了均匀的电压分布，所以图 (b) 对应的电感位置和电感大小可以认可为一组最佳位置和大小参数。得到较好的均压效果后的电压波动与未进行均压的极板电压波动比较如图 3.16 所示，可见均压后电压波动从 22% 减小到了 2% 以内，可以认为在纵向达到了较好的均压效果。



(a)非最佳补偿效果

(b)最佳补偿效果

图 3.15 并联均压电感之后的电压分布函数曲线 (40mm×500mm 极板)

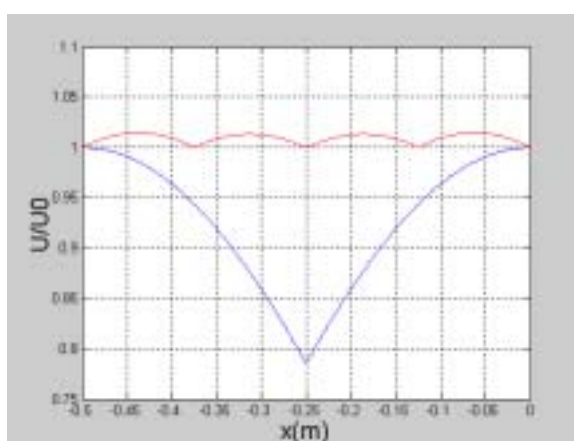


图 3.16 均压前后电压波动比较 (40mm×500mm 极板)

同样的方法可以得到 200mm×1000mm 电极的纵向最佳并联电感位置和大小时的电压分布函数如图 3.17 所示。图(a)分别在距离极板终端 20mm、150mm、300mm 和 450mm 的位置并联大小为 21nH、9 nH、10.2 nH 和 10.6 nH 的电感，图(b)分别在

距离极板终端 0mm、150mm、300mm 和 450mm 的位置并联大小为 18.6nH、9.5 nH、10.3 nH 和 10.4 nH 的电感，同样对于馈入点两边电感呈对称分布。

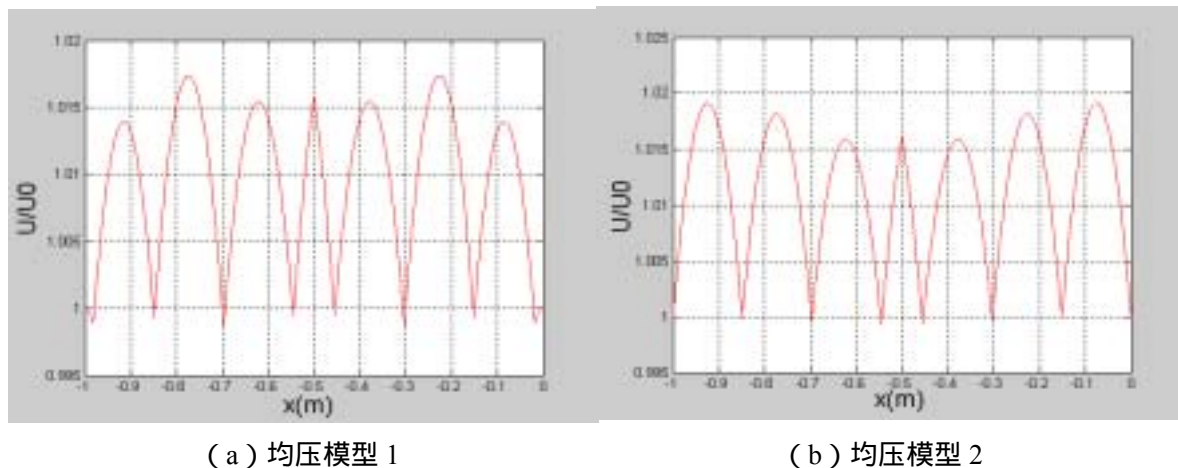


图 3.17 不同均压模型下的电压分布函数曲线 (200mm×1000mm 极板)

可见在不同的位置并联不同大小的电感都有可能得到较好的均压效果，即最佳位置和大小并非只有一组解。所以在均压过程中，可以根据实际情况先选定合适的位置，再计算出该位置的最佳电感值。得到较好的均压效果后的电压波动与未进行均压的极板电压波动比较如图 3.18 所示，可见均压后电压波动从 65%减小到了 2%以内，可以认为在纵向达到了较好的均压效果。

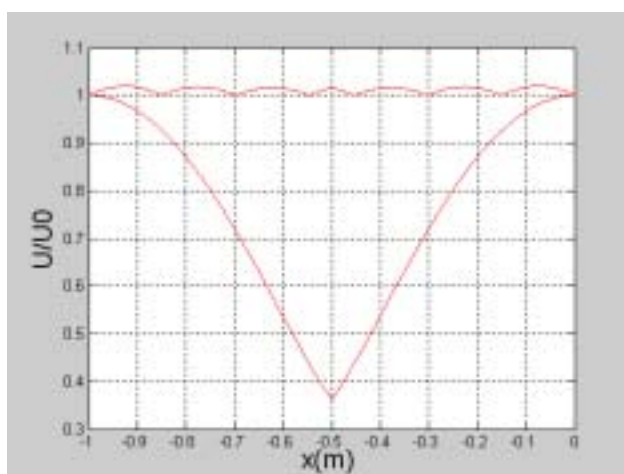


图 3.18 均压前后电压波动比较 (200mm×1000mm 极板)



这样，为了保证纵向电压分布均匀，可以确定电极侧面上并联电感的位置，以及在这个位置下，两个横向电极侧面电感并联后总电感的大小。

### 3.3.2 横向中间馈入方式下的二维均压模型

当在电极横向也采用中间馈入方式时，为了使得馈入点两边的电压分布函数一致，最简单的方法就是将沿纵向分布某一位置的电极侧面对应的两个的电感均设为同样的大小，若沿用前面的纵向电压分布时的最佳电感位置和电感值，并联电感后的电极结构示意图如图 3.19 所示。此时的电感位置和大小示意图如图 3.20 所示。



图 3.19 中间馈入方式时并联电感后的电极结构示意图

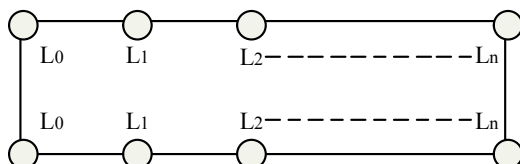


图 3.20 中间馈入方式时的二维均压电感分布示意图

此时的横向电压分布函数为

$$\frac{U_y}{U_{Ly}} = \cos(ky) - j \frac{Z_{cy}}{Z_{Ly}} \sin(ky) \quad (3.56)$$

其中

$$Z_{Ly} = j\omega \frac{1}{\frac{1}{L_0} + \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots} \quad (3.57)$$

但这样虽然可以保证纵向电压分布的最佳，横向电压波动却不一定同样控制到



较小。因此还需在此电感位置和大小基础上，在实际的二维模型下再调整电感的位置和大小，使得二维电压分布函数取最小值。此时的二维电压分布函数同样必须以纵向电感位置为分界点分段进行计算。从纵向终端到 $l_1$ 处的电压分布函数为

$$\frac{U_{xy}}{U_L} = \frac{U_x}{U_{Lx_0}} \times \frac{U_y}{U_{Ly}} = \left[ \cos(kx) - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_0}} \sin(kx) \right] \times \left[ \cos(ky) - j \frac{Z_{cy}}{Z_{Ly}} \sin(ky) \right] \quad (3.58)$$

从 $l_1$ 到 $l_2$ 的电压分布函数为

$$\begin{aligned} \frac{U_{xy}}{U_L} &= \frac{U_x}{U_{Lx_0}} \times \frac{U_y}{U_{Ly}} \\ &= \left\{ \left\{ \cos(kl_1) - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_0}} \sin(kl_1) \right\} \left\{ \cos[k(x-l_1)] - j \frac{Z_{cx}}{Z_{Lx_1}} \sin[k(x-l_1)] \right\} \right\} \left\{ \cos(ky) - j \frac{Z_{cy}}{Z_{Ly}} \sin(ky) \right\} \end{aligned} \quad (3.59)$$

同理，可得到 $l_2$ 到 $l_3$ ，以及每段的二维电压分布函数。利用 Matlab 编程，调整电感位置和电感大小，使得 $(\max(\frac{U_{xy}}{U_L}) - \min(\frac{U_{xy}}{U_L}))$ 最小，此时的电感位置和大小即为二维模型中的最佳电感位置和大小。调整之后的最佳电感位置和大小下的二维电压分布函数如图 3.21 所示。对于 40mm×500mm 极板，分别在距离两侧纵向终端 0mm 和 125mm 的两电极侧面各并联 4 个 272nH 和 4 个 142nH 的电感，可得到小于 1.5% 的二维电压波动。对于 200mm×1000mm 极板，分别在距离两侧纵向终端 0mm、150mm、300mm 和 450mm 的两电极侧面各并联 4 个 37.2nH、4 个 19 nH、4 个 20.6 nH 和 4 个 20.8 nH 的电感，可得到小于 2% 的二维电压波动。可见，此时的电感位置和大小与一维纵向均压时的电感位置和大小一致。

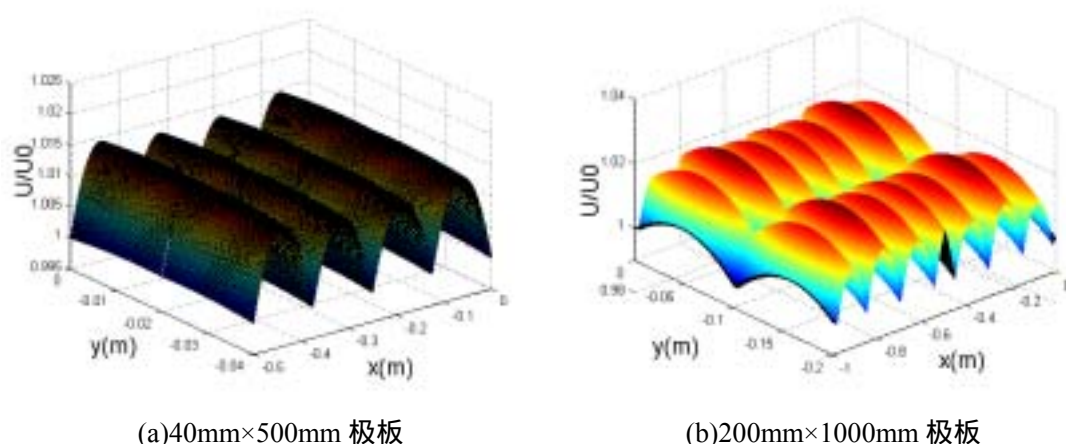


图 3.21 横向中间馈入方式的二维均压模型

由以上均压结果可知，当电极横向尺寸小于 200mm 时，可以将二维模型分离为一维模型，此时，当纵向电压分布调整到最佳时，只需将纵向某一位置对应的电感大小分成两个相同大小的电感并联在两个电极侧面，便可得到较好的二维电压分布。

### 3.3.3 电极侧面馈入方式下的二维均压模型

横向和纵向均采用中间馈入方式时，比较容易在二维模型下将放电电压分布调整到比较均匀。但在实际的激光器安装设计过程中，横向中间馈入方式将带来馈入的装配、调整、密封等诸多麻烦；而电极侧面馈入方式则相对简单得多。因此，本文也对电极侧面馈入方式下的二维均压模型进行了深入的研究。

在电极侧面馈入方式下，由于在横向电压分布不再具有中心对称模式，因此电极侧面电感大小也不可能呈对称分布。此时馈入侧面的并联电感不参入横向的均压模型，只有横向终端的并联电感起到横向均压的作用。电极侧面馈入方式下并联电感后可能的电极结构示意图如图 3.22 所示。电感分布示意图如图 3.14 所示，其中某些位置的电感大小可能为无穷大，即某些位置不并联电感。



图 3.22 电极侧面馈入时并联电感后的电极结构示意图

此时的二维电压分布函数与横向中间馈入时相同，但其中的横向终端阻抗  $Z_{Ly}$  为

$$Z_{Ly} = j\omega \frac{1}{\frac{1}{2L_{01}} + \frac{1}{2L_{11}} + \frac{1}{2L_{21}} + \dots} \quad (3.60)$$

利用 Matlab 编程，调整所有电感的位置和大小，得到使得  $\max(\frac{U_{xy}}{U_L})$  最小，此时的电

感位置和大小即为二维模型中的最佳电感位置和大小。调整之后的最佳电感位置和大小下的二维电压分布函数如图 3.23 所示。此时，对于 40mm×500mm 极板，在电极侧面共并联 4 个 200nH 电感，在距离纵向两终端 160mm 的位置，在两侧面各并联 2 个 50nH 电感，二维电压波动小于 2.5%。对于 200mm×1000mm 极板，在极板纵向距离终端 20mm 的电极侧面共并联 4 个 30nH 电感，在距离纵向两终端 150mm、305mm 和 460mm 的位置，在电极两侧面分别对称并联 2 个 9nH、10.4nH 和 8.2nH 的电感，二维电压波动小于 3%。

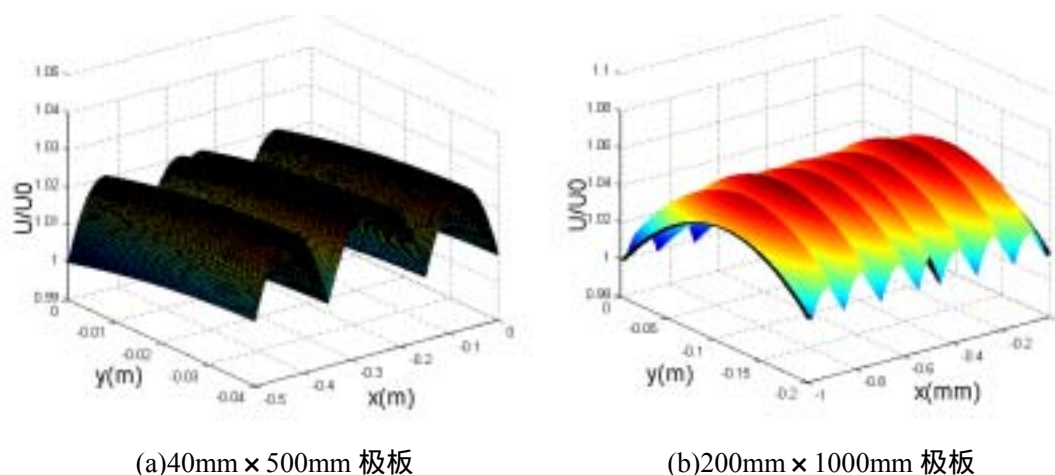


图 3.23 电极侧面馈入方式的二维均压模型

在二维均压的过程中，作者发现，选取某一维纵向电压分布的最佳位置和电感大小，保持该最佳电感位置基本不变，通过调整电极两个侧面的电感大小，一般便可得到二维均压模型的最佳电感分布。因此，为了解决二维模型直接调整过程过于复杂的困难，不管是中间馈入还是电极侧面馈入，均可先进行一维模型的均压，得到电感位置的最佳分布和电感大小的基本范围，再在此一维模型的基础上进行电感大小的调整，和位置的微调，便可较快的得到比较合适的二维均压模型。

## 3.4 射频激励气体放电均匀性实验

本文对 40mm×500mm 电极和 200mm×1000mm 电极分别用 2kW 和 35kW 射频电源进行了射频激励气体放电，研究了在不同注入功率下，不同气压下和不同均压电感下的气体放电现象。

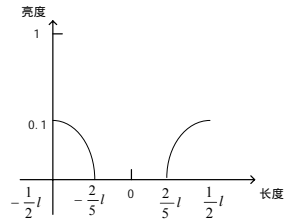
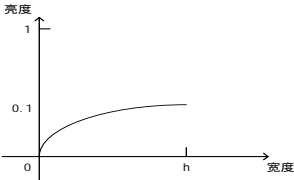
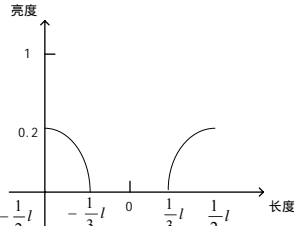
### 3.4.1 不同注入功率下的射频板条气体放电

对于 40mm×500mm 电极，极间距 2mm，在 8000Pa 气压下，纵向采用中间馈入，横向采用电极侧面馈入，不进行电感均压，当实际射频注入功率从 500W 到 2000W 变化时，放电区域的面积、亮度均发生明显的变化，用光学望远镜观察，也可看到  $\alpha$

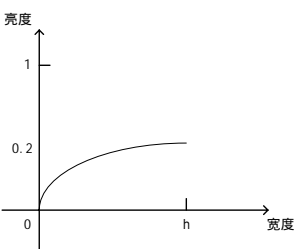
# 华中科技大学博士学位论文

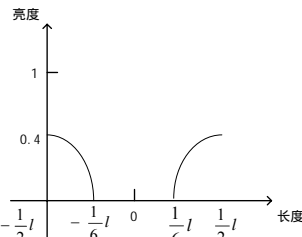
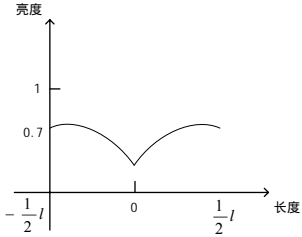
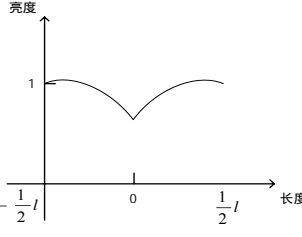
放电的鞘层厚度也会随着注入功率的变化而变化。不同注入功率下的放电现象如表 3.1 所示。表中，将 2100W 注入功率下的最大亮度设为 1，其他条件下的亮度值均为相对该亮度的归一化值。

表 3.1 不同注入功率下的射频板条气体放电现象

电源输出功率 (W)	反射功率 (W)	放电区域	放电亮度
500	10	纵向集中于极板两端，且基本对称；横向靠近终端部分，总放电面积约占整个极板 1/5	 <p>纵向分布</p>  <p>横向分布 紫色发光</p>
1000	51	纵向仍集中于极板两端，但逐渐往中间延伸，横向布满整个电极，总放电面积约占整个极板 1/3	 <p>纵向分布</p>

续表 3.1 不同注入功率下的射频板条气体放电现象

电源输出功率 (W)	反射功率 (W)	放电区域	放电亮度
1000	51	纵向仍集中于极板两端，但逐渐往中间延伸，横向布满整个电极，总放电面积约占整个极板 1/3	

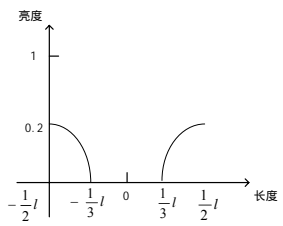
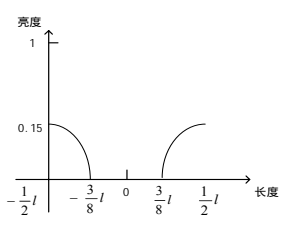
			<p>横向分布 淡紫色发光</p>
1300	82	纵向进一步向中间延伸，横向布满整个极板，总放电面积约占整个极板的 2/3	 <p>纵向分布 横向亮度肉眼基本无法看出差别，接近白色发光</p>
1800	107	放电布满整个极板	 <p>纵向分布 横向同上 白色发光</p>
2100	145	放电布满整个极板	 <p>纵向分布 横向同上 白色发光</p>

由此可见，当不加均压电感时，极板上的电压分布极不均匀，且与前面理论计算得出的电压分布曲线基本一致。在纵向，极板两端最先放电，中间部分在某一气压下，则需注入功率密度达到一定大小才开始放电；且当放电布满整个极板后，由于极板电压分布的不均匀，发光亮度的分布也不均匀，导致极板两端区域亮度最大，中间部分亮度最小。因此，实验证明，必须对极板采取均压措施，以实现大面积均匀放电。同时，实验过程中也观察到鞘层厚度随着注入功率的增加略有变化，这也与文献结论相符<sup>[54]</sup>。

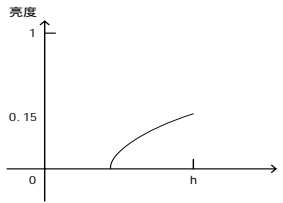
## 3.4.2 不同气压下的射频板条气体放电

在同一注入功率下，改变放电气压值，放电现象也将发生明显的变化。本文对于  $40\text{mm} \times 500\text{mm}$  电极，极间距  $2\text{mm}$ ，在  $1200\text{W}$  和  $2000\text{W}$  注入功率下，不加均压电感，改变放电气压，观测到的气体放电现象如表 3.2 所示。表中，同样将  $2000\text{W}$  注入功率下的最大亮度归一化为 1。

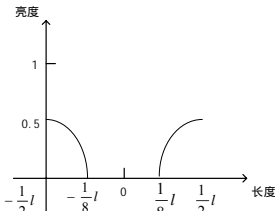
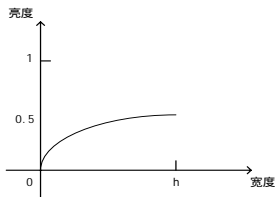
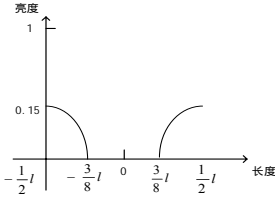
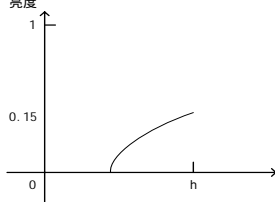
表 3.2 不同气压下的射频板条气体放电现象

注入功率 (W)	气压 (Pa)	放电区域	放电亮度	点火可靠性
1200	4000	放电布满整个极板	肉眼无法分辨差别	高
	8000	纵向集中于极板两端，横向布满整个极板，总放电面积约占整个极板的 $2/3$	 <p style="text-align: center;">纵向分布</p>	较高
	10000	纵向集中于极板两端，横向靠近终端部分，总放电面积小于整个极板的 $1/4$	 <p style="text-align: center;">纵向分布</p>	难

续表 3.2 不同气压下的射频板条气体放电现象

注入功率 (W)	气压 (Pa)	放电区域	放电亮度	点火可靠性
1200	10000	纵向集中于极板两端，横向靠近终端部分，总放电面积小于整个极板的 $1/4$	 <p style="text-align: center;">横向分布</p>	难
	12000	在横向和纵向都只有极小的区域放电	小局部放电	无法点火

# 华中科技大学博士学位论文

2000	4000	放电布满整个极板，且极板边缘外也存在放电	肉眼无法分辨差别	
	8000	放电布满整个极板		高
	10000	纵向集中于极板两端，横向布满整个极板，总放电面积约占整个极板的 3/4	 <p style="text-align: center;">纵向分布</p>  <p style="text-align: center;">横向分布</p>	较高
	12000	纵向集中于极板两端，横向靠近终端部分，总放电面积小于整个极板的 1/4	 <p style="text-align: center;">纵向分布</p>  <p style="text-align: center;">横向分布</p>	较高
	15000	在横向和纵向都只有极小的区域放电	小局部放电	较低

由此可见，随着气压的降低，放电现象与增加注入功率的效果类似，而且当注入功率较大，放电气压较低时，可能引起极板外部位置的放电，需要增大气压以抑制这种板外放电。另外，随着气压的增加，点火过程的可靠性降低，在较低注入功率下，出现了无法成功点火的情况。因此，采用脉冲调制状态下的点火过程也就变得比较必要。此时点火过程的注入功率密度较高，但脉冲占空比较小，既可实现在较高气压下的有效点火，又可保证点火后较低的放电电流。



## 3.4.3 不同均压电感下的射频板条气体放电

为了解决大面积平板放电的均匀性问题，本文采用并联均压电感的方式，实现极板上电压的均匀分布。对不同电感位置和电感大小进行了放电实验，得到了电压分布均匀性较好的大面积均匀放电。在馈入方式上，采用的是纵向中间馈入，电极侧面馈入的方式。

对于 40mm×500mm 电极，极间距 2mm，电感分布情况如图 3.14 所示，当采用的电感位置和电感大小如表 3.3 所示时，其中电感位置表示的为距离纵向某一终端的位置。不同注入功率和气压下的放电现象如表 3.4 所示。

表 3.3 均压电感位置和大小 1 (40mm×500mm 电极)

电感位置 (mm)	0		125		375		500	
电感号	L <sub>0</sub>	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	L <sub>5</sub>	L <sub>6</sub>	L <sub>7</sub>
电感大小 (nH)	204	205	72	无	71	无	205	203

表 3.4 不同放电条件下的放电现象 1

注入功率 (W)	放电气压 (Pa)	放电区域	放电亮度
1000	6000	靠近极板中间大部分区域	较弱
	10000	极板中间小部分区域	弱
1500	8000	极板中间大部分区域	亮
	10000	极板中间小部分区域	较亮
	12000	极板中间	较亮
2000	8000	极板中间大部分区域	亮
	12000	极板中间小部分区域	亮

可见该电感对电压分布的不均性调整过度，需再次调整电感位置和大小以使得电压分布均匀。当采用的电感位置和电感大小如表 3.5 所示时，不同注入功率和气压下的放电现象如表 3.6 所示。

表 3.5 均压电感位置和大小 2 (40mm×500mm 电极)

电感位置 (mm)	0		160		440		500	
电感号	L <sub>0</sub>	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	L <sub>5</sub>	L <sub>6</sub>	L <sub>7</sub>
电感大小 (nH)	204	205	62	无	61	无	205	203

表 3.6 不同放电条件下的放电现象 2

注入功率 (W)	放电气压 (Pa)	放电区域	放电亮度
1000	6000	整个极板	较弱
	10000		弱
1500	8000		较亮
	10000		
	12000		
2000	8000		亮
	12000		

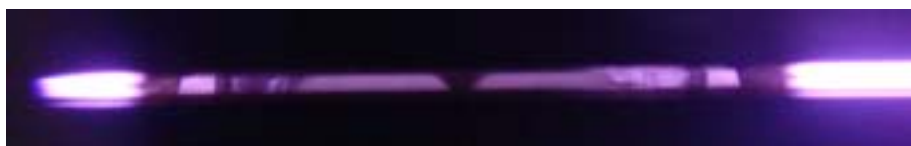
可见，该电感位置和大小下，可以在较低的注入功率和较高的气压下使得放电布满整个极板；同时，可以在较高的注入功率和气压下获得较为均匀的亮度放电亮度分布，可以认为该条件下，放电电压得到了较为均匀的分布。该电感位置和大小也与前面理论计算的模型较为接近，从实验的角度验证了理论模型的正确性。

同样，对于 200mm×1000mm 电极，极间距 1.5mm，电感分布情况如图 3.14 所示，当采用表 3.7 所示的电感位置和电感大小时，在 30kW 注入功率，18000Pa 气压下，获得了均匀的放电亮度分布。该电感位置和大小也与前面的理论计算模型基本一致，排除放电区阻抗计算的不准确性，可以认为该实验结果再次验证了理论的二维均压模型的正确性。

表 3.7 均压电感位置和大小 3 (200mm×1000mm 电极)

电感位置 (mm)	20		150		300		455	
电感号	L <sub>0</sub>	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	L <sub>5</sub>	L <sub>6</sub>	L <sub>7</sub>
电感大小 (nH)	25	24	9.3	无	10.1	无	8.4	无
电感位置 (mm)	545		700		850		980	
电感号	L <sub>8</sub>	L <sub>9</sub>	L <sub>10</sub>	L <sub>11</sub>	L <sub>12</sub>	L <sub>13</sub>	L <sub>14</sub>	L <sub>15</sub>
电感大小 (nH)	8.3	无	10.2	无	9.3	无	25	26

图 3.24 给出了几种不均匀放电和均匀放电时的照片，可见通过这种均压方式，可以得到较高气压和注入功率密度下沿极板二维方向均匀放电发光分布。



(a) 不均匀放电 1



(b) 不均匀放电 2



(c) 均匀放电

图 3.24 不同均匀程度的放电发光分布

## 3.5 本章小结

分析了射频气体放电的等离子体特性，建立了大面积射频板条放电的二维电压分布模型和二维均压模型。并对不同板条尺寸的气体放电进行了实验研究。

(1) 研究了射频激励气体放电等离子体特性，重点分析了影响射频激励气体

放电均匀性的因素，计算了放电区的等效阻抗。

(2) 提出了大面积射频板条放电的二维电压分布模型，并分别计算了  $40\text{mm}\times 500\text{mm}$  电极在  $2\text{kW}$  注入功率下，和  $200\text{mm}\times 1000\text{mm}$  电极在  $30\text{kW}$  注入功率下的二维电压分布函数曲线，得出了其最大二维电压波动分别达到 25% 和 65%。

(3) 提出了一种在纵向采用并联谐振电感，横向采用终端并联电抗元件解决放电电压二维分布不均匀性的模型，并利用分离变量法提出了该二维模型的均压过程。当纵向和横向均为中间馈入方式时，采用电极侧面对称电感分布得到了电压分布均匀的二维均压模型；当纵向为中间馈入，横向为电极侧面馈入方式时，采用电极侧面不对电称分布方式，同样得到了电压分布均匀的二维均压模型。计算得出，对于  $40\text{mm}\times 500\text{mm}$  电极在  $2\text{kW}$  注入功率下，在双向中间馈入方式时，分别在距离纵向两终端  $0\text{mm}$  和  $125\text{mm}$  的电极两侧面各并联 4 个  $272\text{nH}$  和 4 个  $142\text{nH}$  的电感，可得到波动小于 1.5% 的二维电压分布；在电极侧面馈入时，在极板两侧面共并联 4 个  $200\text{nH}$  电感，在距离纵向两终端  $160\text{mm}$  的位置，在电极两侧面共并联 2 个  $50\text{nH}$  电感，可得到波动小于 2.5% 的二维电压分布；对于  $200\text{mm}\times 1000\text{mm}$  电极在  $30\text{kW}$  注入功率下，在双向中间馈入方式时，分别在距离纵向两终端  $0\text{mm}$ 、 $150\text{mm}$ 、 $300\text{mm}$  和  $450\text{mm}$  的极板两侧面各并联 4 个  $37.2\text{nH}$ 、4 个  $19\text{nH}$ 、4 个  $20.6\text{nH}$  和 4 个  $20.8\text{nH}$  的电感，可得到波动小于 2% 的二维电压分布；在电极侧面馈入时，在距离极板纵向终端  $20\text{mm}$  的极板两侧面共并联 4 个  $30\text{nH}$  电感，在距离极板纵向两终端  $150\text{mm}$ 、 $305\text{mm}$  和  $460\text{mm}$  的位置，在电极两侧面分别对称并联 2 个  $9\text{nH}$ 、 $10.4\text{nH}$  和  $8.2\text{nH}$  的电感，可得到波动小于 3% 的二维电压分布；

(4) 对  $40\text{mm}\times 500\text{mm}$  电极和  $200\text{mm}\times 1000\text{mm}$  电极分别用  $2\text{kW}$  和  $35\text{kW}$  射频电源进行射频激励气体放电，发现在不加均压电感时，随着注入功率密度的增加或者气压的降低，放电逐渐从极板两端向中间延伸，直至布满整个极板，发光强度也随之不断增加。在电压分布均匀时，则随着注入功率密度的增加或者气压的降低，发光强度逐渐增强。但不同的注入功率密度和气压下，电压分布的均匀性也会略有变化。

## 4 大功率射频放电气体负载的匹配特性研究

本章分析了射频功率传输的波过程，研究了射频功率传输过程中的阻抗匹配电路。对射频激励 CO<sub>2</sub> 激光器放电过程中采用在放电负载端加入匹配网络，实现放电负载与射频源的阻抗匹配和能量的有效传输。并利用 Smith 圆图法重点对 L 型和 II 型网络的参数大小、范围和调节过程进行了分析。

### 4.1 大功率射频传输理论

射频功率的传输是一个波过程，在任何一个输入阻抗和输出阻抗不相等的地方都将发生射频波的反射，其反射系数的大小与阻抗的不匹配程度有关。由于传输效率的降低，将引起激光功率的下降，严重时放电停止，激光器不能正常工作。因此，为了将射频能量有效地馈入到激光气体中去，必须实现放电气体负载与传输线的阻抗匹配，以避免气体负载对射频载波的反射作用<sup>[63]</sup>。

#### 4.1.1 射频功率传输

射频波在传输线上传输的过程中，其传输功率的大小并非一定处处相等，传输线上射频功率的表达式为：

$$P(z) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[U(z) \bullet I^*(z)] \quad (4.1)$$

式中  $U(z)$ 、 $I(z)$  由入射波和反射波两部分构成。

$$U(z) = U^i e^{-jkz} + U^r e^{jkz} \quad (4.2)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_c} (U^i e^{-jkz} - U^r e^{jkz}) \quad (4.3)$$

引入电压反射系数  $\Gamma_u(z)$ ，且定义

$$\Gamma_u(z) = \frac{U^r e^{jkz}}{U^i e^{-jkz}} = \frac{U^r}{U^i} e^{j2kz} \quad (4.4)$$

则

$$\begin{aligned} P(z) &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}[U^i (I + \Gamma_u(z)) \bullet \frac{U^{i*}}{Z_c^*} (1 - \Gamma_u^*(z))] \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\frac{|U^i|^2}{Z_c^*} - \frac{|U^i|^2}{Z_c^*} |\Gamma_u(z)|^2 + \frac{|U^i|^2}{Z_c^*} (\Gamma_u(z) - \Gamma_u^*(z))] \end{aligned} \quad (4.5)$$

本文所使用的平板传输线或射频电缆均可看成无损传输线，此时， $Z_c$  是实数，上式中第三项为零，且电压反射系数  $\Gamma_u(z)$  处处相等，恒等于  $|\Gamma_u|$ ，所以  $P(z)$  也处处相等，恒等于  $P$ ，且

$$P = \frac{1}{2} \frac{|U^i|^2}{Z_c} - \frac{1}{2} \frac{|U^i|^2}{Z_c} |\Gamma_u|^2 = P^i - P^r \quad (4.6)$$

其中

$$P^i = \frac{1}{2} \frac{|U^i|^2}{Z_c} \quad (4.7)$$

$$P^r = \frac{1}{2} \frac{|U^i|^2}{Z_c} |\Gamma_u|^2 \quad (4.8)$$

分别为传输线上的入射波功率和反射波功率，由上两式可以得到功率反射系数  $\Gamma_p$  为

$$\Gamma_p = \frac{P^r}{P^i} = |\Gamma_u|^2 \quad (4.9)$$

即反射波功率与入射波功率之比等于电压反射系数模的平方。射频功率传输时，常用驻波系数（VSWR）来表征功率传输的情况，而电压驻波系数  $\rho$  的定义为传输线上电压最大值与最小值之比，其与电压反射系数  $\Gamma_u$  之间的关系为

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma_u|}{1 - |\Gamma_u|} \quad (4.10)$$

由式 (4.9) 和式 (4.10) 可得

$$\rho = \frac{1 + \sqrt{\Gamma_p}}{1 - \sqrt{\Gamma_p}} \quad (4.11)$$

## 4.1.2 电源负载阻抗匹配

在射频传输过程中, 当任一点的输入阻抗与输出阻抗不匹配时, 将发生功率反射, 形成电压的驻波分布<sup>[64][65]</sup>。当射频能量沿传输线传播时, 任一点的负载阻抗与传输线的特征阻抗不匹配时, 都将发生功率反射, 此时的电压反射系数为

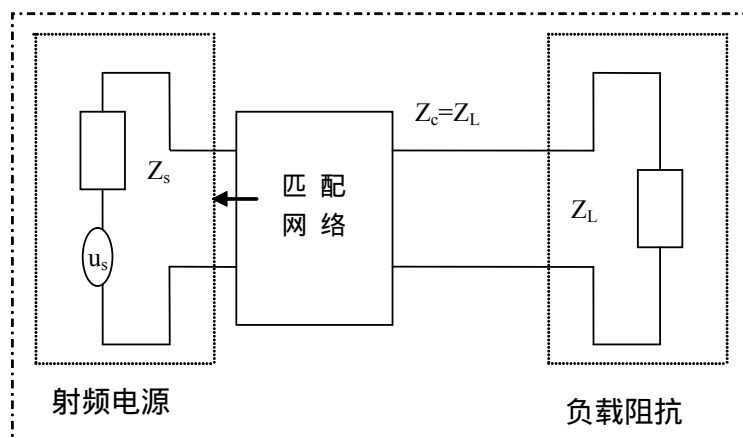
$$\Gamma_u(z) = \frac{Z(z) - Z_c}{Z(z) + Z_c} \quad (4.12)$$

其中,  $Z(z)$  为  $z$  点的负载阻抗。由于射频源的输出阻抗和激光器气体放电的等效阻抗很难达到相等, 即使将射频源的输出阻抗定制成与气体放电的等效阻抗相等, 由于不同的气体放电过程也可能出现放电阻抗的变化, 这又将出现负载与射频源之间阻抗的不匹配现象。同时, 由于对射频电源进行功率检测的仪表与通用的射频电缆以及对其进行整体测试的假负载通常都是  $50\Omega$  纯阻特性的, 大部分射频源的输出阻抗也做成  $50\Omega$  纯阻输出, 以利于与后续的检测、传输系统相配合。但射频板条气体放电的等效负载一般为零点几欧姆至几十欧姆的阻容性负载。为了实现与输出阻抗为  $50\Omega$  纯阻特性的射频源的阻抗匹配, 以保证能量的有效传输, 必须在射频源与气体负载之间加入一个阻抗匹配网络。

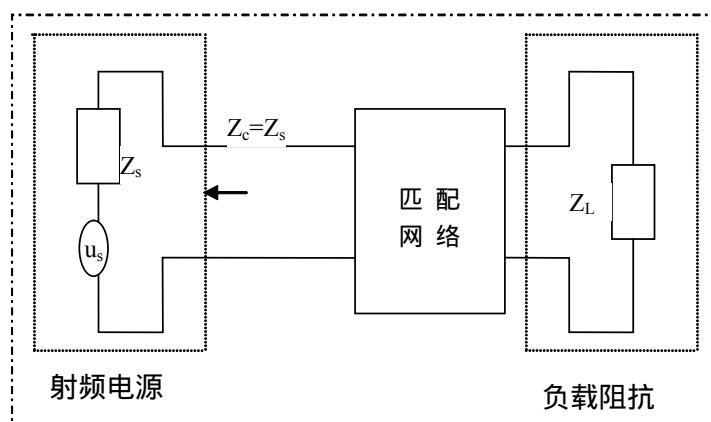
要实现射频源与负载之间的阻抗匹配, 有两种方案可供选择: 第一, 集总参数匹配网络, 即主要是由  $L$ 、 $C$  电抗元件组成的网络。第二, 分布参数匹配网络, 主要是基于传输线理论的网络, 其基本原理是用短路、开路传输线 ( $\lambda/4$  或  $\lambda/8$  等) 来代替低频下的  $L$ 、 $C$  元件。分布参数匹配网络通常用于频率更高、波长更短的情况下, 如较高频率的射频段、微波段等<sup>[66][67]</sup>。由于本文所使用的射频输出在  $100\text{MHz}$  以内, 采用集总参数网络仍可基本满足要求, 因此本文采用集总参数匹配网络。

可行的集总参数阻抗匹配网络具有如图 4.1 所示的两种接入方式, 可以如图 (a)

所示在射频源端接入，然后采用特性阻抗  $Z_c$  与负载阻抗  $Z_L$  一致的传输线进行传输；也可如图 (b) 所示在负载端接入，采用特性阻抗  $Z_c$  与射频源输出阻抗  $Z_s$  一致的传输线进行射频传输，同时使得负载与阻抗匹配网络合成之后的等效负载阻抗与传输线特性阻抗和射频源的输出阻抗相等。由于前一种接入方式需要对传输线的特性阻抗进行定制，而且固定阻抗的传输线无法跟随负载阻抗的变化，不适用于阻抗可能发生变化的气体激光放电负载。因此，本文采用第二种接入方式，即采用  $50\Omega$  特征阻抗的射频电缆进行射频传输，并在放电负载前接入一个阻抗匹配网络将负载阻抗匹配成  $50\Omega$  纯阻特性。



(a) 在源端接入匹配网络



(b) 在负载端接入匹配网络

图 4.1 匹配网络接入方式示意图



利用电感和电容的各种组合来设计集总参数匹配网络不引入耗能元件，匹配效率最高。且根据工作频带宽度和电路尺寸大小，可分为 L 型、T 型及  $\Pi$  型等三种拓扑结构。

## (1) L 型匹配电路

L 型匹配电路是最简单的匹配电路，只有两个电路元件，也称为双元件匹配电路。L 型匹配电路具有电路简洁和成本低的优点，但是 L 型匹配电路的主要缺点是一个窄带匹配电路。通常 L 型匹配电路除了起到匹配的作用外，还有一定的滤波作用。

L 型匹配网络的基本形式如图 4.2 所示。图中  $X_1$  和  $X_2$  为一个电容元件和一个电感元件的组合。根据电路功率、电压、电流等具体参数的大小，可以选择  $X_1$  为电容元件， $X_2$  为电感元件；或者  $X_1$  为电感元件， $X_2$  为电容元件。

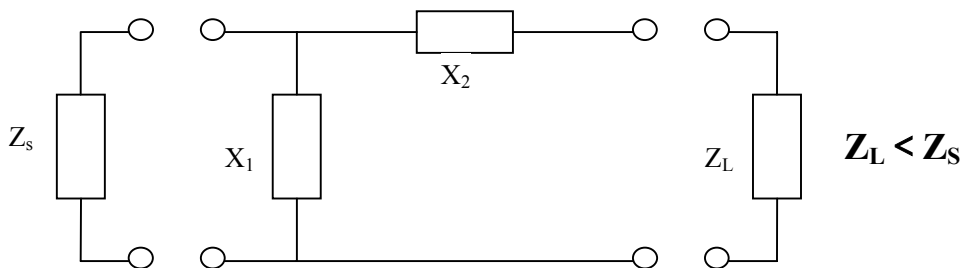


图 4.2 L 型匹配网络的基本形式

$Z_L$  到  $Z_s$  的精确匹配只能在特定的频率  $f_0$  处实现。在特定频率  $f_0$  处，当电路品质因素为  $Q_e$  时，L 型匹配网络中各元件的关系如下：

$$|X_1| = \frac{Z_s}{Q_e} = Z_s \sqrt{\frac{Z_L}{Z_s - Z_L}} \quad (4.13)$$

$$|X_2| = Q_e Z_L = \sqrt{Z_L (Z_s - Z_L)} \quad (4.14)$$

$$Q_e = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_L} - 1} \quad (4.15)$$

这种匹配网络结构简单，但只适用于  $Z_L < Z_s$  的情况。而且，当  $Z_s$  和  $Z_L$  给定以后， $Q_e$  值也就确定了，因此  $Q_e$  值无法调整。

## (2) T 型和 II 型匹配电路

在三元件匹配网络中，通常使用 T 型或 II 型匹配电路。这些电路比使用两元件的 L 型匹配电路增加了一个节点，可以调节匹配电路的品质因数。在 T 型或 II 型匹配电路的设计中，通过限定节点品质因数  $Q_n$  实现调节匹配电路的品质因数。在使用三个元件的匹配电路中，可以按照一定品质因数的要求进行匹配电路的设计。

T 型匹配网络如图 4.3 所示，三个电抗元件结成“T”字型结构。

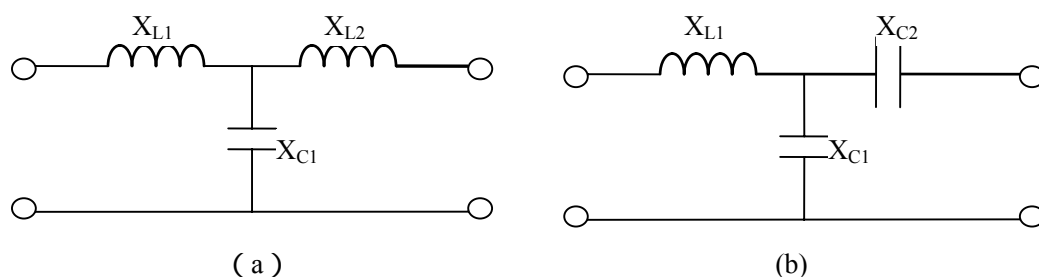


图 4.3 T 型匹配网络

T 型网络也可以看成两个 L 型网络串接组成，但分解时这两个 L 型网络的串联支路和并联支路的电抗必须是异性的，如图 4.4 所示。将分解成两个 L 型匹配网络串接以后，就可以用 L 型网络的分析方法推导出 T 型匹配网络的设计关系式。通过分析可得到 T 型匹配网络设计关系式。

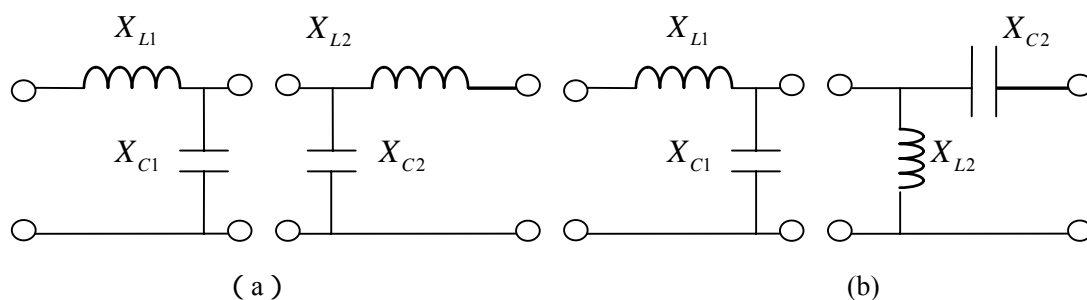


图 4.4 T 型匹配网络的分解

对图(a)所示网络，有

$$X_{L1} = Z_S B \quad (4.16)$$

$$X_{L2} = Z_L Q \quad (4.17)$$

$$X_{C1} = \frac{A}{Q+B} \quad (4.18)$$

式中，

$$A = Z_L(Q^2 + 1) \quad (4.19)$$

$$B = \sqrt{\frac{A}{Z_S} - 1} \quad (4.20)$$

对图(b)所示网络，有

$$X_{L1} = Z_S Q \quad (4.21)$$

$$X_{C1} = \frac{B}{Q-A} \quad (4.22)$$

$$X_{C2} = Z_L A \quad (4.23)$$

式中，

$$A = \sqrt{\frac{Z_S(Q^2 + 1)}{Z_L} - 1} \quad (4.24)$$

$$B = Z_S(Q^2 + 1) \quad (4.25)$$

型匹配网络如图 4.5 所示。串联支路  $X_L$  为电感元件  $L$ ，并联支路  $X_{C1}$ 、 $X_{C2}$  为电容元件  $C$ 。

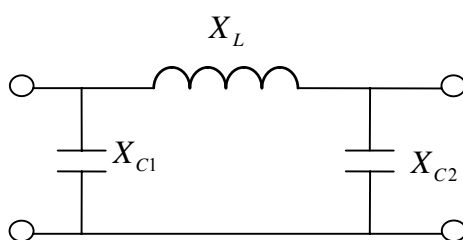


图 4.5 型匹配网络

在某一特定频率范围内，可得出 型匹配网络的设计关系式为：

$$|X_{C1}| = \frac{Z_S}{Q} \quad (4.26)$$

$$|X_{C2}| = \sqrt{\frac{Z_S Z_L}{(Q^2 + 1) - \frac{Z_S}{Z_L}}} \quad (4.27)$$

$$X_L = \frac{Z_S}{Q^2 + 1} \sqrt{\frac{Z_L}{Z_S} (Q^2 + 1) - 1 + \frac{Z_S Q}{Q^2 + 1}} \quad (4.28)$$

在工作频率较高时，必须将射频功率管的输出电容  $C_0$  考虑在匹配网络内。这时  $X_{C1}$  内应包含  $C_0$  的容抗，计算  $C_1$  的值时也应减去  $C_0$  的值。

上述  $\pi$  型和 T 型匹配网络都可以看成 L 型匹配网络的串接组合网络，这种 L 型网络既有阻抗变换作用，又有阻抗补偿特性，因此被广泛采用在射频功率放大器的匹配网络中。

无论采用何种类型的拓扑结构，对阻抗匹配网络的基本要求是：

将负载阻抗变换为与功放管要求相匹配的负载阻抗，以保证射频功放管能输出最大的功率；

能滤除不需要的各次谐波分量，以保证负载上能获得所需频率的射频功率；

网络的功率传输效率要尽量可能高，即匹配网络的损耗要小。

## 4.2 Smith 圆图阻抗匹配原理

利用 Smith 圆图可以方便的对各种拓扑结构的匹配网络参数进行快速计算，并可找出在不同拓扑结构下，当放电参数变化时，匹配网络中各参数应如何调整。

史密斯圆图是由很多圆周交织在一起的一个图。正确的使用它，可以在不作任何计算的前提下得到一个表面上看非常复杂的系统的匹配阻抗，唯一需要作的就是沿着圆周线读取并跟踪数据。其示意图如图 4.6 所示。

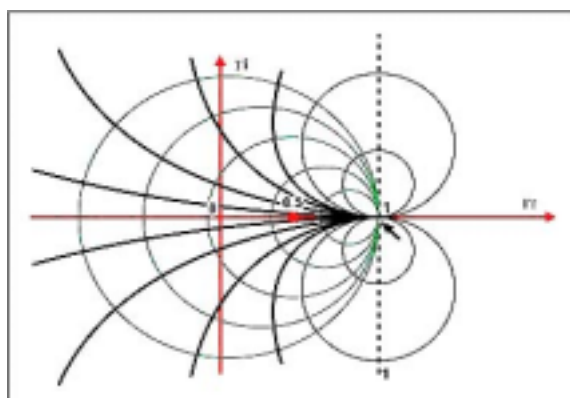


图 4.6 阻抗和史密斯圆图基础

史密斯圆图是反射系数  $\Gamma_u$  的极坐标图。由于阻抗是复数，由式 (4.4) 可知反射系数也是复数。可定义为：

$$\Gamma_u = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = \Gamma_r + j \cdot \Gamma_i \quad (4.29)$$

式中， $Z_L$  为起始点的负载阻抗，

为了减少未知参数的数量，可以固化一个经常出现并且在应用中经常使用的参数。这里  $Z_c$  通常为  $50\Omega$  的实数，于是可以定义归一化的负载阻抗：

$$z = Z_L / Z_c = (R + jX) / Z_c = r + jx \quad (4.30)$$

据此，将反射系数的公式重新写为：

$$\Gamma_u = \Gamma_r + j \cdot \Gamma_i = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = \frac{(Z_L - Z_c) / Z_c}{(Z_L + Z_c) / Z_c} = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (4.31)$$

由上式可知

$$z = r + jx = \frac{1 + \Gamma_u}{1 - \Gamma_u} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (4.32)$$

令上式的实部和虚部相等，得到两个独立的关系式：

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{1 + \Gamma_r^2 - 2 \cdot \Gamma_r + \Gamma_i^2} \quad (4.33)$$

$$x = \frac{2 \cdot \Gamma_i}{1 + \Gamma_r^2 - 2 \cdot \Gamma_r + \Gamma_i^2} \quad (4.34)$$

整理式(4.33)得

$$(\Gamma_r - \frac{r}{r+1})^2 + \Gamma_i^2 = (\frac{1}{1+r})^2 \quad (4.35)$$

它是以  $(\frac{r}{1+r}, 0)$  为圆心,  $\frac{1}{1+r}$  为半径的圆, 且所有圆都相交于  $(1, 0)$ 。如图 4.7 所示。

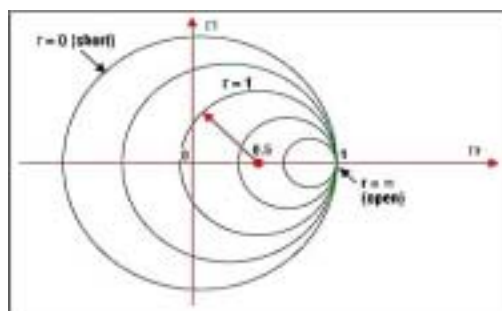


图 4.7 圆周上的点表示具有相同实部的阻抗

同样, 整理式(4.34)可得

$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - \frac{1}{x})^2 = \frac{1}{x^2} \quad (4.36)$$

它是以  $(1, \frac{1}{x})$  为圆心, 以  $\frac{1}{x}$  为半径的圆, 所有的圆都相交于点  $(1, 0)$ , 且其圆心都在  $x=1$  垂直  $x$  轴的直线上。

Smith 圆图阻抗匹配方法方便快捷, 不需要进行大量的复杂运算, 就可以得出不同负载采用不同拓扑结构时的最佳匹配参数, 同时也可根据匹配参数随负载变化的规律, 得出负载某参数变化时应具体往哪个方向调节哪一个或几个匹配元件。本章对不同尺寸的射频激励平板放电过程的放电负载匹配网络进行了分析, 得出了不同条件下的最佳 L 型和 II 型匹配参数, 并通过最佳匹配参数随负载变化规律的分析, 得出了在放电条件变化时, 应具体如何调节匹配网络的元件参数。

## 4.3 Smith 圆图法气体放电负载阻抗匹配网络设计

要利用 Smith 圆将气体放电负载阻抗通过匹配网络匹配到电源的输出阻抗  $50 \Omega$ ,

必须先预算出放电气体的等效阻抗。放电气体负载的等效电路如图 4.8 所示。

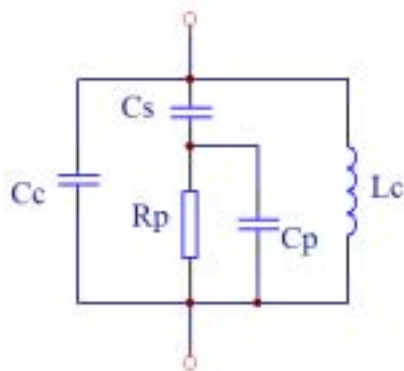


图 4.8 放电气体负载等效电路图

其中,放电区域可以等效为等离子区电阻  $R_p$  与电容  $C_p$  的并联电路与鞘层区电容  $C_s$  的串联。 $C_c$  和  $L_c$  分别为电极放电介质的电容(当采用介质放电时)和均压电感的感抗。由等效电路可知放电区等效阻抗  $Z_f$  为:

$$Z_f = \frac{R_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2} - j \frac{1 + \omega^2 R_p^2 C_p (C_p + C_s)}{\omega C_s (1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2)} \quad (4.37)$$

令  $Z_f = R_f + jX_f$  (4.38)

则负载等效阻抗  $Z_L$  为:

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_c + \frac{1}{j\omega L_c} + \frac{1}{Z_f}} \quad (4.39)$$

若电极间不加放电介质,由前章可知对于 40mm×500mm 的电极,气体放电负载的放电区等效阻抗约为(3.78-j6.463) $\Omega$ ,并上一对 71nH 和两对 204nH 的均压电感后,气体放电负载的等效阻抗为 (12.56-j5.34)  $\Omega$ 。对于 200mm×1000mm 的电极,气体放电负载的放电区等效阻抗约为(0.252-j0.616) $\Omega$ ,并上两对 25nH 和一对 9.3nH、一对 10.1nH、一对 8.4nH 的均压电感后,气体放电负载的等效阻抗为 (1.52+j0.60)  $\Omega$ 。

## 4.3.1 II 型匹配网络的 Smith 圆图匹配

若采用如图 4.5 所示的 II 型匹配网络,则对于不同尺寸的电极,可以分别用 Smith

圆图法得出匹配参数的变化规律，找出合适的最佳匹配参数。

## (1) 40mm × 500mm 电极匹配参数

对于 40mm × 500mm 电极，可能的匹配参数如图 4.9 所示。

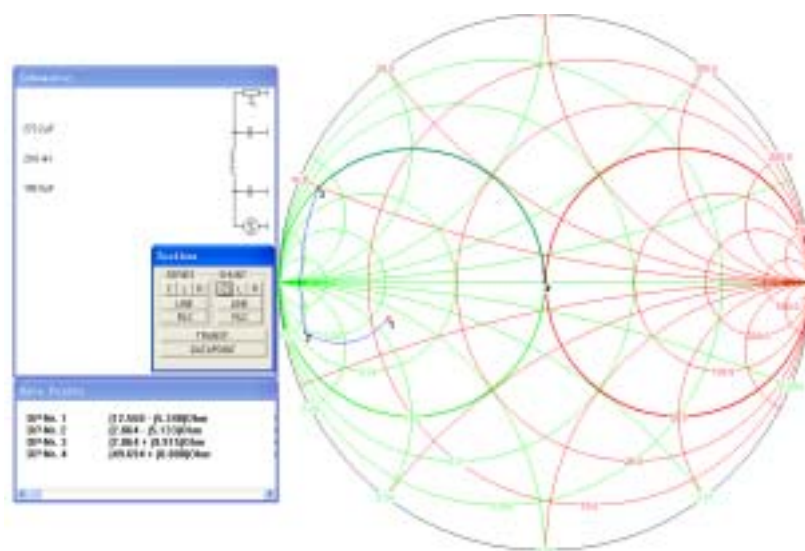


图 4.9  $\Pi$  型匹配 Smith 圆图 (40mm × 500mm 电极)

由于  $\Pi$  型匹配网络中有三个匹配元件，所以可用的匹配参数有无穷多组，可以用 Smith 圆图方便的得出多组可行的匹配参数，并可从中找到每一个元件参数的调节范围。对于 40mm × 500mm 电极尺寸的射频板条气体放电，可行的匹配参数如表 4.1 所示。

表 4.1  $\Pi$  型匹配网络匹配参数表 (40mm × 500mm 电极)

序号	$C_1(\text{pF})$	$L(\text{nH})$	$C_2(\text{pF})$	序号	$C_1(\text{pF})$	$L(\text{nH})$	$C_2(\text{pF})$
1	78.9	53.2	38	8	189.9	29.6	273.2
2	85.5	51.9	56.3	9	193.7	29	284.3
3	105.8	46.5	104.8	10	203.8	27.8	299.3
4	127	41.1	150.1	11	227.1	25.2	342.4
5	136.1	39	170	12	268.8	21.6	420.3
6	142.5	37.6	181.5	13	317.4	18.3	520.1
7	160.8	34.1	219.2	14	407.4	14.4	687.5



由表 4.1 可知：

- 1) 随着所用电感  $L$  的增加，合适的电容参数  $C_1$ 、 $C_2$  均将随之减小。
- 2) 当电感  $L$  的值大于 46.5nH 时，电容  $C_1$  的值应大于电容  $C_2$  的值，且两个电容的匹配值均小于 105pF；当电感  $L$  的值小于 46.5nH 时，电容  $C_1$  的值应小于电容  $C_2$  的值，且两个电容的匹配值均大于 105pF。
- 3) 匹配电感  $L$  的取值范围在 10nH 到 60nH 之间，匹配电容  $C_1$  和  $C_2$  的取值范围在 50pF 至 800pF 之间。
- 4) 当匹配电感  $L$  较大时，匹配电容  $C_1$ 、 $C_2$  调节的灵敏度相对较高，而当匹配电感  $L$  较小时，尤其当  $L$  小于 35nH 以后，匹配电容调节的灵敏度显著降低。

在实际的匹配过程中，各部分的接地电容，以及连接装配过程中的分布电容都将影响实际的匹配参数。因此，为了减少这些因素带来的影响，不宜将匹配电容  $C_1$ 、 $C_2$  的值取得过小，可以选择 150pF 至 400pF；同时为了可以更加精确的测量和制作匹配电感  $L$ ，也不宜将电感  $L$  的值取得过小， $L$  取为 30nH 左右比较合适。从表 4.1 可知，第 8 组参数， $L=29.6\text{nH}$ ， $C_1=189.9\text{pF}$ ， $C_2=273.2\text{pF}$ ，是一组比较合适的  $\Pi$  型网络匹配参数。

## (2) 200mm×1000mm 电极匹配参数

对于 200mm×1000mm 电极尺寸的射频板条气体放电，利用 Smith 圆图法匹配过程如图 4.10 所示，得出可行的匹配参数如表 4.2 所示。

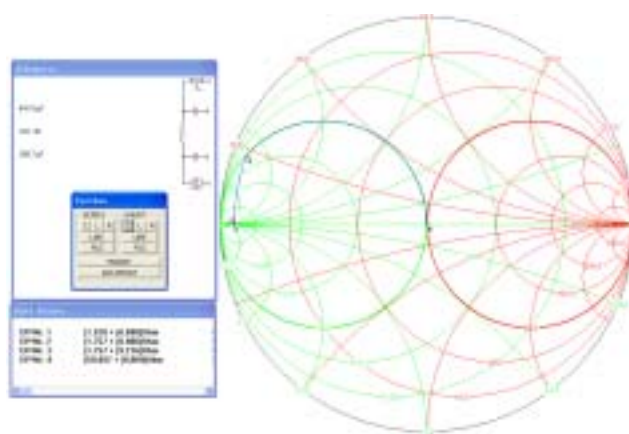


图 4.10  $\Pi$  型匹配 Smith 圆图 (200mm×1000mm 电极)

## 华中科技大学博士学位论文

表 4.2  $\Pi$  型匹配网络匹配参数表 (200mm×1000mm 电极)

序号	$C_1(\text{pF})$	$L(\text{nH})$	$C_2(\text{pF})$	序号	$C_1(\text{pF})$	$L(\text{nH})$	$C_2(\text{pF})$
1	222.5	15.7	24.9	6	209.4	18.4	644.1
2	212.3	16.7	147.4	7	217.8	18.2	799.5
3	207.6	17.4	238.8	8	223.2	18	902.9
4	207.4	17.6	304.5	9	232.5	17.5	1000
5	207.2	18	441.5	10	331.1	13.2	1800

由表 4.2 可知,对于 200mm×1000mm 电极:

1) 当  $C_2$  小于 650pF,随着匹配电容  $C_2$  的增加,合适的匹配电感值随之增加,合适的匹配电容  $C_1$  的值随之减小;当  $C_2$  大于 650pF,随着匹配电容  $C_2$  的增加,合适的匹配电感值随之减小,合适的匹配电容  $C_1$  的值随之增加。

2) 匹配电感  $L$  的匹配参数变化范围较小,在 10nH 到 20nH 之间;匹配电容  $C_1$  的匹配参数范围也较小,在 200pF 到 300pF 之间;匹配电容  $C_2$  的匹配参数变化范围则较大,可以从几十 pF 到几 nF 范围变化。

3) 当电感参数固定,采用双电容调节  $\Pi$  型匹配网络时,对于每一个电感大小,都可以找到两组对应的最佳匹配参数,该两组匹配参数的匹配电容  $C_1$  的大小相差不大,但匹配电容  $C_2$  的值则可以相差很大。

对于 200mm×1000mm 电极,采用  $\Pi$  型匹配网络时,用 Smith 圆图法得出参数的大致范围后,便可固定其中一个元件参数,调节另外两个元件,实现实际的匹配过程。在匹配参数调节过程中,大功率可调电感的制作难度较大,而电感的可调范围较小,电感失调的灵敏度较高,同时也难以保证调节精度;而电容的调节范围相对较大,对系统的失调灵敏度较低,因此宜采用双电容调节形式,可以用精度较高的真空电容充当调节元件。

当电感参数固定时,由于每一个电感值对应两组最佳匹配参数。因此,为了减小实际调节过程的难度,电感参数的选择和匹配电容  $C_2$  调节范围的选择也相当重要。同样可以用 Smith 圆图法比较采用不同范围的匹配电容  $C_2$  时, $L$  和  $C_1$  的失调对匹配后的等效阻抗和驻波比的影响。为了比较的方便,统一将负载匹配到纯阻状态。 $C_2$

# 华中科技大学博士学位论文

分别取为 83.4pF、441.5pF 和 1800pF 时，L 和  $C_1$  参数失调并调到纯组匹配状态，可以比较其驻波比的变化灵敏度，如表 4.3、表 4.4 和表 4.5 所示。

表 4.3 L、 $C_1$  失调时驻波比变化表 ( $C_2=83.4\text{pF}$ )

序号	L (nH)	$C_1$ (pF)	匹配阻抗	驻波比 VSWR	序号	L (nH)	$C_1$ (pF)	匹配阻抗	驻波比 VSWR
1	12.3	275.8	30.173	1.7	7	16.3	215.9	50.345	1.0
2	13.3	257.3	34.935	1.4	8	17.2	205.7	55.635	1.1
3	14.3	241.6	39.838	1.3	9	18.3	194.8	62.216	1.2
4	15.2	229.1	44.496	1.1	10	19.2	186.3	68.142	1.4
5	15.9	220.4	48.250	1.0	11	20.2	178.6	74.363	1.5
6	16.2	217.8	49.446	1.0	12	21.3	169.7	82.533	1.6

表 4.4 L、 $C_1$  失调时驻波比变化表 ( $C_2=441.5\text{pF}$ )

序号	L (nH)	$C_1$ (pF)	匹配阻抗	驻波比 VSWR	序号	L (nH)	$C_1$ (pF)	匹配阻抗	驻波比 VSWR
1	14.2	256.6	31.511	1.6	7	18.2	204.8	50.550	1.0
2	15.1	242.8	35.438	1.4	8	18.4	203.2	51.417	1.0
3	16.0	230.9	39.387	1.3	9	19.1	195.6	55.642	1.1
4	17.1	217.5	44.630	1.1	10	20.0	187.0	61.007	1.2
5	17.6	211.3	47.387	1.1	11	21.1	177.9	67.632	1.3
6	18.0	207.2	49.378	1.0	12	22.1	170.7	73.581	1.5

表 4.5 L、 $C_1$  失调时驻波比变化表 ( $C_2=1800\text{pF}$ )

序号	L (nH)	$C_1$ (pF)	匹配阻抗	驻波比 VSWR	序号	L (nH)	$C_1$ (pF)	匹配阻抗	驻波比 VSWR
1	10.1	449.6	26.919	1.9	5	14.0	309.7	57.624	1.1
2	11.0	404.5	33.418	1.5	6	15.0	286.2	67.492	1.3
3	12.0	367.5	40.644	1.2	7	16.0	266.9	77.708	1.5
4	13.2	331.1	50.251	1.0	8	17.1	249.3	89.194	1.8

比较表 4.3、表 4.4 和表 4.5 可知：

(1) 当  $C_2=83.4\text{pF}$  时， $L=16.3\text{ nH}$ ， $C_1=215.9\text{pF}$  为最佳匹配参数，此时匹配后

的负载阻抗为  $50.345\Omega$ ，驻波比为 1.0。若  $L$  失调  $-4\text{nH}$ ，则驻波比达到 1.7，若  $L$  失调  $+4\text{nH}$ ，则驻波比达到 1.5，若  $L$  失调  $+5\text{nH}$ ，则驻波比达到 1.6。

1) 当  $C_2=441.5\text{pF}$  时， $L=18.2\text{ nH}$ ， $C_1=204.8\text{pF}$  为最佳匹配参数，此时匹配后的负载阻抗为  $50.550\Omega$ ，驻波比为 1.0。若  $L$  失调  $-4\text{nH}$ ，则驻波比达到 1.6，若  $L$  失调  $+4\text{nH}$ ，则驻波比达到 1.5。

2) 当  $C_2=1800\text{pF}$  时， $L=13.2\text{ nH}$ ， $C_1=331.1\text{pF}$  为最佳匹配参数，此时匹配后的负载阻抗为  $50.251\Omega$ ，驻波比为 1.0。若  $L$  失调  $-3\text{nH}$ ，则驻波比达到 1.9，若  $L$  失调  $+4\text{nH}$ ，则驻波比达到 1.8。

3) 当  $C_2$  取中间值，即最佳匹配电感控制在  $18\text{ nH}$  左右时， $L$  的抗失调性能最好，此电感值也是该负载阻抗下，匹配电感  $L$  可能取得的最大值；当  $C_2$  取较小的值时，最佳匹配电感值在  $15\text{ nH}$  至  $18\text{ nH}$  之间，此时， $L$  的抗失调性能较好；当  $C_2$  取较大的值时，最佳匹配电感值在  $10\text{ nH}$  至  $18\text{ nH}$  之间，此时， $L$  的抗失调性能较差。

从最佳匹配参数的分析和  $L$  抗失调性能的分析可以看出，如果采用电感固定，电容可调的  $\Pi$  型匹配网络，电感值取  $18\text{nH}$  实际的匹配调节过程将更加容易，此时电容  $C_2$  可在  $450\text{pF}$  左右调节，可选择调节范围在  $10\text{pF}$  至  $750\text{pF}$  的可调真空电容；电容  $C_1$  可在  $210\text{pF}$  左右调节，且调节范围可以控制在  $200\text{pF}$  到  $300\text{pF}$  之间，因此  $C_1$  可以选择调节范围在  $50\text{pF}$  至  $400\text{pF}$  的真空电容。理论的最佳匹配参数可以设置在  $C_1=204.8\text{pF}$ ， $L=18.2\text{nH}$ ， $C_2=441.5\text{pF}$ 。

### 4.3.2 L 型匹配网络的 Smith 圆图匹配

当采用  $L$  型匹配网络时，可以有如图 4.11 所示的两种网络形式，但不管采用那种形式，均必须有一个匹配电容和一个匹配电感。

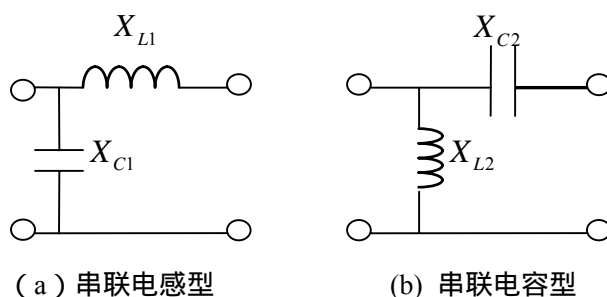


图 4.11 L 型匹配网络电路示意图

由于 L 型匹配网络中只有两个匹配元件, 所以对于任何一种类型的 L 匹配网络, 最佳匹配参数都只有一组。如图 4.12 所示, 对于  $40\text{mm} \times 500\text{mm}$  的电极, 气体放电负载的等效阻抗为  $(12.56 - j5.34) \Omega$ 。当采用电感串联型 L 匹配网络时, 最佳匹配参数  $L_1 = 56.9\text{nH}$ ,  $C_1 = 120.1\text{pF}$ ; 当采用电容串联型 L 匹配网络时, 最佳匹配参数  $L_2 = 53.2\text{nH}$ ,  $C_2 = 67.8\text{pF}$ 。如图 4.13 所示, 对于  $200\text{mm} \times 1000\text{mm}$  的电极, 气体放电负载的等效阻抗为  $(1.52 + j0.60) \Omega$ 。当采用电感串联型 L 匹配网络时, 最佳匹配参数  $L_1 = 15.6\text{nH}$ ,  $C_1 = 222.5\text{pF}$ ; 当采用电容串联型 L 匹配网络时, 最佳匹配参数  $L_2 = 17.3\text{nH}$ ,  $C_2 = 214.5\text{pF}$ ;

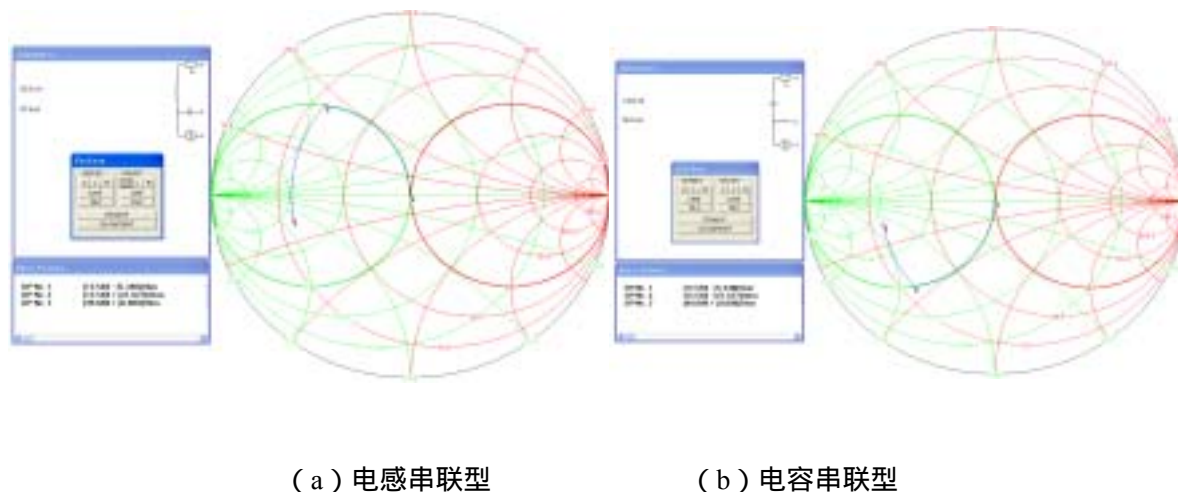
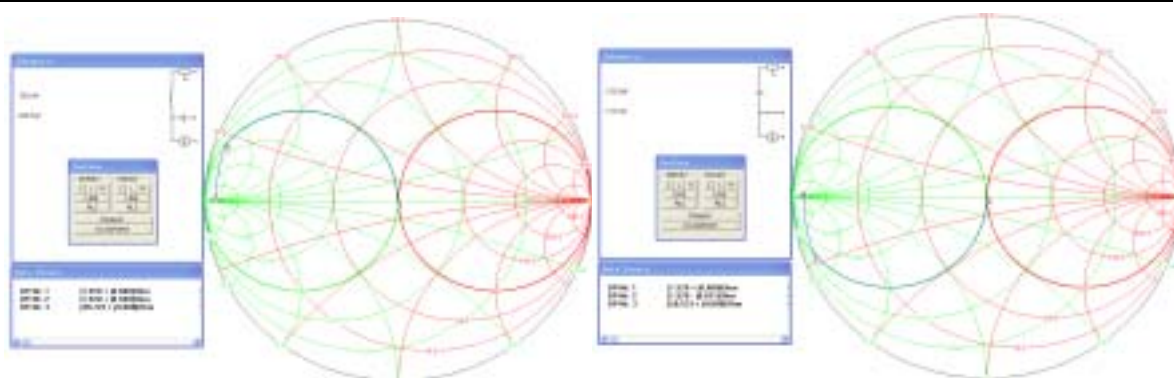


图 4.12 L 型匹配 Smith 圆图 ( $40\text{mm} \times 500\text{mm}$  电极)



(a)电感串联型

(b)电容串联型

图 4.13 L 型匹配 Smith 圆图 (200mm×1000mm 电极)

由不同电极尺寸以及不同形式的 L 匹配网络参数可知。

1) 采用不同类型的 L 型匹配网络，匹配电感 L 的最佳匹配值相差不大，但匹配电容值可以相差较大。

2) 对于小尺寸的板条放电负载，采用电感串联型 L 匹配网络时，由于合适的匹配电容值较小，为了避免电路连接和装配过程中分布参数的影响，不宜采用电感串联方式；但可以采用电容串联型 L 匹配网络。

3) 对于大尺寸的板条放电负载，采用电感串联型 L 匹配网络和电容串联型 L 匹配网络所需的最佳匹配电感和电容值相差不大。但由于大尺寸板条放电时，匹配网络中传输的射频功率更高，电流更大。考虑元件的耐压、限流、发热、冷却等因素，串联电容型 L 网络对串联电容提出了较高的要求，如采用可调真空电容，将导致器件体积过大，冷却困难；而串联电感型 L 网络将这些问题交给电感，解决起来将方便得多。因此对于大尺寸板条放电负载，宜选用电感串联型 L 匹配网络。

4) 随着电极尺寸的增加，负载等效电阻减小，等效电抗增加，当采用 L 型匹配网络时，匹配电感的最佳值减小，而匹配电容的最佳值则随之增加。

## 4.4 阻抗匹配参数随放电负载的变化

射频放电过程中，实际的放电负载参数不一定等于理论计算值。而且当放电条件如气压、注入功率、均压电感变化时，必须相应的调整匹配网络参数。因此，利用 Smith 圆图找出匹配网络参数随放电负载参数的变化规律也显得相当重要。

### (1) 40mm×500mm 电极 II 型匹配网络参数

对于 40mm×500mm 电极，当采用 II 型匹配网络时，当电感参数基本固定，以电容为可调元件时，当放电负载的虚部不变，考虑实部可能的变化范围，取实部从  $5\Omega$  变到  $30\Omega$ ；或实部不变，考虑虚部可能的变化范围，取虚部从  $-30\Omega$  变到  $10\Omega$  时，最佳匹配参数随负载阻抗变化如表 4.6 所示。

表 4.6 阻抗匹配参数随放电负载参数变化表 1 (40mm×500mm 电极 II 型匹配网络)

序号	放电负载阻抗( $\Omega$ )	L (nH)	C <sub>1</sub> (pF)	C <sub>2</sub> (pF)	匹配后阻抗( $\Omega$ )	驻波比 VSWR
1	12.56-j5.34	29.6	189.9	273.2	49.694	1.0
		29.7	188.7	273.2	50.394	1.0
2	5-j5.34	29.8	175.0	143.2	49.443	1.0
3	8-j5.34	29.7	178.9	229.2	50.478	1.0
4	9-j5.34	29.5	182.0	246.7	50.374	1.0
5	10-j5.34	29.5	184.2	257.9	50.231	1.0
6	11-j5.34	29.6	185.7	266.3	50.645	1.0
7	12-j5.34	29.7	187.8	269.5	49.916	1.0
8	13-j5.34	29.7	190.0	273.7	49.845	1.0
9	14-j5.34	29.7	192.1	278.9	50.531	1.0
10	15-j5.34	29.6	195.1	281.1	50.145	1.0
11	16-j5.34	29.7	196.7	279.4	49.560	1.0
12	18-j5.34	29.7	201.2	280.5	49.524	1.0
13	20-j5.34	29.7	205.5	283.2	50.462	1.0
14	25-j5.34	29.7	215.7	276.7	49.677	1.0
15	30-j5.34	29.6	225.5	273.0	50.138	1.0
16	12.56-j30	29.8	293.5	171.0	49.881	1.0

# 华 中 科 技 大 学 博 士 学 位 论 文

17	12.56-j20	29.7	246.1	190.5	50.100	1.0
18	12.56-j15	29.7	223.2	207.3	50.413	1.0
19	12.56-j12	29.6	212.0	220.6	49.518	1.0

表 4.6 阻抗匹配参数随放电负载参数变化表 1 ( 40mm×500mm 电极 II 型匹配网络 )

序号	放电负载阻抗( $\Omega$ )	L ( nH )	C <sub>1</sub> (pF)	C <sub>2</sub> (pF)	匹配后阻抗( $\Omega$ )	驻波比 VSWR
20	12.56-j10	29.7	203.7	231.0	49.319	1.0
21	12.56-j9	29.7	199.5	239.2	50.057	1.0
22	12.56-j8	29.6	196.9	248.5	50.097	1.0
23	12.56-j7	29.7	193.6	256.0	49.846	1.0
24	12.56-j6	29.6	191.3	267.9	50.288	1.0
25	12.56-j5	29.7	187.9	276.6	50.309	1.0
26	12.56-j4	29.7	185.6	288.2	50.496	1.0
27	12.56-j3	29.7	184.3	301.1	50.540	1.0
28	12.56-j2	29.7	183.2	310.0	50.201	1.0
29	12.56-j1	29.6	182.7	327.1	50.507	1.0
30	12.56-j0	29.7	181.9	337.0	50.074	1.0
31	12.56+j1	29.6	182.7	351.9	50.507	1.0
32	12.56+j5	29.7	187.9	384.1	50.309	1.0
33	12.56+j8	29.6	196.9	390.3	50.097	1.0
34	12.56+j10	29.6	205.7	406.0	49.953	1.0

由表 4.6 可知，当匹配电感参数保持在 29.7nH 左右时：

1) 当放电气体负载阻抗实部从 5 $\Omega$  到 30 $\Omega$  变化，放电的最佳匹配参数 C<sub>1</sub> 在 170pF 到 230pF 之间变化，C<sub>2</sub> 的最佳匹配参数范围在 140pF 到 290pF 之间，此时均可实现驻波比为 1.0 的最佳匹配。

2) 随着负载阻抗的实部增加，匹配参数 C<sub>1</sub> 的值随之增加；匹配参数 C<sub>2</sub> 的值在负载实部小于 20 $\Omega$  时随着负载实部的增加而增加，当负载实部大于 20 $\Omega$  时，则随着负载实部的增加而减小。

3) 当放电气体负载阻抗虚部从-30 $\Omega$  到 10 $\Omega$  之间变化时，放电的最佳匹配参数



# 华中科技大学博士学位论文

$C_1$  在 200pF 到 300pF 之间变化,  $C_2$  的最佳匹配参数范围在 170pF 到 410pF 之间, 此时均可实现驻波比为 1.0 的最佳匹配。

4) 随着负载阻抗的虚部增加, 匹配参数  $C_1$  的值随着其虚部绝对值的增加而增加, 即在负载阻抗虚部为 0 时达到最小值 181.9pF; 匹配参数  $C_2$  的值则一直随着负载阻抗虚部的增加而增加。

因此, 对于 40mm×500mm 电极, 当采用 II 型匹配网络时, 固定匹配电感参数为 29.7nH, 选取 50pF 到 500pF 范围内可调的真空电容, 则匹配网络没有盲点, 当放电的负载阻抗任意变化时, 均可调整到最佳匹配参数。

## (2) 200mm×1000mm 电极 II 型匹配网络参数

对于 200mm×1000mm 电极, 当采用 II 型匹配网络时, 考虑实部和虚部可能的变化范围, 若电感参数基本固定, 以电容为可调元件时, 最佳匹配参数随负载阻抗变化如表 4.7 所示。

表 4.7 阻抗匹配参数随放电负载参数变化表 2 (200mm×1000mm 电极 II 型匹配网络)

序号	放电负载阻抗( $\Omega$ )	L (nH)	$C_1$ (PF)	$C_2$ (PF)	匹配后阻抗 ( $\Omega$ )	驻波比 VSWR
1	1.52+j0.6	16.5	214.8	113.2	50.038	1.0
2	1+j0.6	16.5	238.9	1200	50.370	1.0
3	1.2+j0.6	16.5	223.4	520.5	50.225	1.0
4	1.3+j0.6	16.5	220.6	385.4	49.880	1.0
5	1.4+j0.6	16.5	217.5	234.6	50.264	1.0
6	1.6+j0.6	16.5	212.8	75.5	49.339	1.0
7	1.7+j0.6	16.5	210.9	0	59.278	1.1
8	1.52+j0.3	16.5	219.1	0	51.349	1.1
9	1.52+j0.4	16.5	218.8	69.1	50.138	1.0
10	1.52+j0.5	16.5	217.3	110.1	49.578	1.0
11	1.52+j0.7	16.5	210.9	0	49.278	1.0

由表可见, 当负载阻抗在较小范围内变化时, 要保持最佳匹配状态, 匹配电容  $C_2$  的值必须进行较大的调整, 其变化范围可能从 0pF 到几 nF; 而且当放电负载阻抗的实部或虚部变得较大时, 该匹配电路都将出现匹配盲区, 必须调整电感参数才能

# 华中科技大学博士学位论文

达到最佳匹配参数。

因此对于  $200\text{mm}\times 1000\text{mm}$  电极，当采用  $\Pi$  型匹配网络时，双电容调节电路不再适用。但可以采用单电容固定，调节匹配电感和另一电容的方案。此时，匹配电路的最佳参数随负载阻抗的变化如表 4.8 所示。

表 4.8 阻抗匹配参数随放电负载参数变化表 3 ( $200\text{mm}\times 1000\text{mm}$  电极  $\Pi$  型匹配网络)

序号	放电负载阻抗 ( $\Omega$ )	L (nH)	C <sub>1</sub> (PF)	C <sub>2</sub> (PF)	匹配后阻抗 ( $\Omega$ )	驻波比 VSWR
1	$1.52+j0.6$	17.5	207.5	282.8	50.266	1.0
2	$0.2+j0.6$	5.5	557.6	282.8	50.680	1.0
3	$0.5+j0.6$	9.4	349.6	282.8	49.819	1.0
4	$0.6+j0.6$	10.5	326.5	282.8	49.757	1.0
5	$0.8+j0.6$	12.3	283.2	282.8	50.201	1.0
6	$1.0+j0.6$	14.0	253.0	282.8	50.103	1.0
7	$1.2+j0.6$	15.3	232.4	282.8	50.102	1.0
8	$1.3+j0.6$	16.1	223.6	282.8	50.207	1.0
9	$1.4+j0.6$	16.7	216.1	282.8	50.087	1.0
10	$1.6+j0.6$	17.8	203.6	282.8	50.078	1.0
11	$1.8+j0.6$	19.0	193.3	282.8	49.701	1.0
12	$2.0+j0.6$	20.1	183.9	282.8	50.095	1.0
13	$2.5+j0.6$	22.5	168.0	282.8	50.020	1.0
14	$3+j0.6$	24.6	157.0	282.8	50.119	1.0
15	$4+j0.6$	27.8	144.9	282.8	49.965	1.0
16	$5+j0.6$	30.2	138.8	282.8	50.134	1.0
17	$1.52-j4$	15.8	356.2	282.8	49.826	1.0
18	$1.52-j2$	16.4	291.0	282.8	50.265	1.0
19	$1.52-j1$	16.6	259.2	282.8	50.035	1.0
20	$1.52-j0.5$	16.9	242.5	282.8	50.167	1.0
21	$1.52+j0$	17.1	226.4	282.8	50.102	1.0
22	$1.52+j0.2$	17.2	221.6	282.8	49.903	1.0
23	$1.52+j0.4$	17.3	215.4	282.8	49.760	1.0
24	$1.52+j0.5$	17.3	211.2	282.8	50.158	1.0
25	$1.52+j0.8$	17.5	202.2	282.8	49.913	1.0

# 华中科技大学博士学位论文

26	$1.52+j1$	17.7	194.8	282.8	50.298	1.0
27	$1.52+j2$	18.5	164.0	282.8	50.054	1.0
28	$1.52+j4$	21.8	99.9	282.8	50.372	1.0
29	$1.52+j5$	25.5	69.8	282.8	50.240	1.0

由表 4.8 可知，当匹配电容  $C_2$  固定为 282.8pF 时：

1) 当放电气体负载阻抗实部从  $0.2\Omega$  到  $5\Omega$  变化，匹配电容  $C_1$  的最佳匹配参数在 120pF 到 600pF 之间变化，匹配电感  $L$  的最佳匹配参数范围在 5nH 到 30nH 之间，此时均可实现驻波比为 1.0 的最佳匹配。

2) 随着负载阻抗的实部或虚部的增加，匹配参数  $C_1$  的值随之减小；匹配参数  $L$  的值则随之增加。

3) 当放电气体负载阻抗虚部从  $-4\Omega$  到  $5\Omega$  之间变化时，匹配电容  $C_1$  的最佳匹配参数在 60pF 到 400pF 之间变化，匹配电感  $L$  的最佳匹配参数范围在 15nH 到 30nH 之间，此时均可实现驻波比为 1.0 的最佳匹配。

因此，对于  $200\text{mm} \times 1000\text{mm}$  电极，当采用 型匹配网络时，宜采用固定电容  $C_2$ ，调节匹配电感和电容  $C_1$  的方式，此时可以选择 28pF 左右的固定电容  $C_2$ ，调节范围设定在 10nH 至 30nH 的可调电感，调节范围在 20pF 至 750pF 真空电容  $C_1$  构成匹配网络。该匹配网络没有盲点，当放电的负载阻抗任意变化时，均可调整到最佳匹配参数。

## (3) 40mm×500mm 电极 L 型匹配网络参数

对于  $40\text{mm} \times 500\text{mm}$  电极，当采用 L 型匹配网络时，负载阻抗实部和虚部取与前面相同的变化范围，电感串联型网络的最佳匹配参数  $L_1$ 、 $C_1$  和电容串联型网络的最佳匹配参数  $L_2$ 、 $C_2$  随负载阻抗变化的规律如表 4.9 所示。

表 4.9 阻抗匹配参数随放电负载参数变化表 4 (40mm×500mm 电极 L 型匹配网络)

序号	放电负载阻抗 ( $\Omega$ )	$L_1$ (nH)	$C_1$ (pF)	$L_2$ (nH)	$C_2$ (pF)	匹配后阻抗 ( $\Omega$ )	驻波比 VSWR
1	$12.56-j5.34$	53.2	67.8	56.9	120.1	50.059	1.0
2	$5-j5.34$	39.9	117.9	32.7	203.6	49.952	1.0
3	$8-j5.34$	46.5	90.1	42.8	151.5	49.912	1.0
4	$9-j5.34$	48.3	83.8	46.1	141.4	50.126	1.0

# 华中科技大学博士学位论文

5	10-j5.34	49.8	78.6	49.1	134.0	50.000	1.0
6	11-j5.34	51.3	73.9	52.2	127.5	50.148	1.0
7	12-j5.34	52.5	69.9	55.1	123.1	50.098	1.0
8	13-j5.34	53.6	66.3	58.2	118.4	50.048	1.0

续表 4.9 阻抗匹配参数随放电负载参数变化表 4 ( 40mm×500mm 电极 L 型匹配网络 )

序号	放电负载阻抗 ( $\Omega$ )	$L_1$ (nH)	$C_1$ (pF)	$L_2$ (nH)	$C_2$ (pF)	匹配后阻抗 ( $\Omega$ )	驻波比 VSWR
9	14-j5.34	54.6	63.0	61.2	115.1	49.981	1.0
10	15-j5.34	55.6	60.0	64.4	111.5	50.151	1.0
11	16-j5.34	56.4	57.2	67.4	109.2	50.051	1.0
12	18-j5.34	57.6	52.4	73.7	105.2	50.070	1.0
13	20-j5.34	58.6	48.1	80.2	102.5	50.045	1.0
14	25-j5.34	59.7	39.3	98.2	99.7	50.079	1.0
15	30-j5.34	58.5	32.1	120.4	102.9	49.905	1.0
16	12.56-j30	101.6	67.8	不匹配	50.122	1.0	
17	12.56-j20	82.0	67.8	56.9	111.0	50.122	1.0
18	12.56-j15	72.2	67.8	56.9	292.4	50.122	1.0
19	12.56-j12	66.3	67.8	56.9	202.1	50.122	1.0
20	12.56-j10	62.3	67.8	56.9	167.6	50.122	1.0
21	12.56-j9	60.4	67.8	56.9	154.5	50.122	1.0
22	12.56-j8	58.4	67.8	56.9	143.2	50.122	1.0
23	12.56-j7	56.4	67.8	56.9	133.5	50.122	1.0
24	12.56-j6	54.5	67.8	56.9	125.0	50.122	1.0
25	12.56-j5	52.5	67.8	56.9	117.6	50.122	1.0
26	12.56-j4	50.5	67.8	56.9	111.0	50.122	1.0
27	12.56-j3	48.5	67.8	56.9	105.1	50.122	1.0
28	12.56-j2	46.6	67.8	56.9	100.0	50.122	1.0
29	12.56-j1	44.6	67.8	56.9	94.9	50.122	1.0
30	12.56-j0	42.6	67.8	56.9	90.5	50.122	1.0
31	12.56+j1	40.7	67.8	56.9	86.5	50.122	1.0
32	12.56+j5	32.8	67.8	56.9	73.6	50.122	1.0

## 华中科技大学博士学位论文

33	12.56+j8	26.9	67.8	56.9	66.2	50.122	1.0
34	12.56+j10	23.0	67.8	56.9	62.0	50.122	1.0

由表 4.9 可知：

1) 当放电气体负载阻抗实部从  $5\Omega$  到  $30\Omega$  变化, 放电的最佳匹配参数  $L_1$  在  $40\text{nH}$  到  $60\text{nH}$  之间变化, 放电的最佳匹配参数  $C_1$  在  $30\text{pF}$  到  $120\text{pF}$  之间变化;  $L_2$  的最佳匹配参数范围在  $30\text{nH}$  到  $120\text{nH}$  之间,  $C_2$  的最佳匹配参数范围在  $100\text{pF}$  到  $210\text{pF}$  之间, 此时均可实现驻波比为 1.0 的最佳匹配。

2) 随着负载阻抗的实部增加, 匹配参数  $L_1$ 、 $L_2$  的值随之增加; 匹配参数  $C_1$ 、 $C_2$  的值则随着负载实部的增加而减小。

3) 采用电感串联型 L 网络时, 当放电气体负载阻抗虚部从  $-30\Omega$  到  $10\Omega$  之间变化时, 放电的最佳匹配参数  $L_1$  在  $20\text{nH}$  到  $105\text{nH}$  之间变化, 放电的最佳匹配参数  $C_1$  保持  $67.8\text{pF}$  不变; 采用电容串联型 L 网络时, 当放电气体负载阻抗虚部从  $-15\Omega$  到  $10\Omega$  之间变化时,  $L_2$  的最佳匹配参数保持  $56.9\text{nH}$  不变,  $C_2$  的最佳匹配参数范围在  $60\text{pF}$  到  $300\text{pF}$  之间; 但当放电气体负载阻抗虚部小于  $-15\Omega$  时, 随着负载阻抗虚部的减小, 匹配电容  $C_2$  的最佳匹配值急剧增加, 直至出现匹配盲区。

4) 当可以实现驻波比为 1.0 的最佳匹配时, 随着负载虚部的增加, 匹配参数  $L_1$  和  $C_2$  减小; 匹配参数  $C_1$  和  $L_2$  则不随负载虚部的变化而变化。

5) 当负载实部变化时, 并联元件的调节范围较大; 而当负载虚部发生变化时, 并联元件的参数可保持不变, 只需调整串联元件参数。

由此可见, 在此放电负载下, 电容串联 L 型网络的匹配范围不如电感串联 L 型网络的匹配范围宽; 两种类型相比, 电感串联 L 型网络的电容元件电容值一般较小, 不利于减少分布参数的影响。因此, 总体上来说, 对于  $40\text{mm}\times 500\text{mm}$  电极, 在实际的调节过程中,  $\Pi$  型匹配网络的调节误差小于 L 型匹配网络。这也在实验过程中得到了验证。

### (4) $200\text{mm}\times 1000\text{mm}$ 电极 L 型匹配网络参数

对于  $200\text{mm}\times 1000$  电极, 当采用 L 型匹配网络时, 电感串联型网络的最佳匹配

# 华中科技大学博士学位论文

参数  $L_1$ 、 $C_1$  和电容串联型网络的最佳匹配参数  $L_2$ 、 $C_2$  随负载阻抗变化的规律如表 4.10 所示。

表 4.10 阻抗匹配参数随放电负载参数变化表 5 (200mm×1000mm 电极 L 型匹配网络)

序号	放电负载阻抗 ( $\Omega$ )	$L_1$ (nH)	$C_1$ (pF)	$L_2$ (nH)	$C_2$ (pF)	匹配后阻抗 ( $\Omega$ )	驻波比 VSWR
1	1.52+j0.6	15.6	222.5	17.3	214.5	49.722	1.0
2	0.2+j0.6	5.0	620.0	6.2	523.1	50.010	1.0
3	0.5+j0.6	8.6	389.7	9.9	351.4	50.346	1.0
4	0.6+j0.6	9.6	354.8	10.9	323.6	50.500	1.0
5	0.8+j0.6	11.1	309.3	12.5	287.2	49.494	1.0
6	1.0+j0.6	12.6	274.7	14.1	258.2	50.125	1.0
7	1.2+j0.6	13.9	250.3	15.4	237.9	50.107	1.0
8	1.3+j0.6	14.4	241.0	16.0	230.0	49.809	1.0
9	1.4+j0.6	15.0	231.5	16.7	222.0	50.010	1.0
10	1.6+j0.6	16.2	215.0	18.0	207.9	50.549	1.0
11	1.8+j0.6	17.1	203.4	19.0	198.2	49.998	1.0
12	2.0+j0.6	18.0	193.3	20.0	189.7	49.604	1.0
13	2.5+j0.6	20.2	171.6	22.5	171.3	49.792	1.0
14	3+j0.6	22.1	155.6	24.8	157.6	49.962	1.0
15	4+j0.6	25.5	133.3	29.0	138.8	49.954	1.0
16	5+j0.6	28.3	117.8	32.8	125.8	50.133	1.0
17	1.52-j4	24.7	222.5	17.3	430.9	49.722	1.0
18	1.52-j2	20.7	222.5	17.3	299.5	49.722	1.0
19	1.52-j1	18.8	222.5	17.3	259.9	49.722	1.0
20	1.52-j0.5	17.8	222.5	17.3	243.8	49.722	1.0
21	1.52+j0	16.9	222.5	17.3	229.6	49.722	1.0
22	1.52+j0.2	16.5	222.5	17.3	224.3	49.722	1.0
23	1.52+j0.4	16.0	222.5	17.3	219.3	49.722	1.0
24	1.52+j0.5	15.9	222.5	17.3	216.9	49.722	1.0
25	1.52+j0.8	15.2	222.5	17.3	209.9	49.722	1.0
26	1.52+j1	14.9	222.5	17.3	205.5	49.722	1.0
27	1.52+j2	12.9	222.5	17.3	186.1	49.722	1.0
28	1.52+j4	9.0	222.5	17.3	156.4	49.722	1.0
29	1.52+j5	7.0	222.5	17.3	144.9	49.722	1.0

由表 4.10 可知：

1) 当放电气体负载阻抗实部从  $0.2\Omega$  到  $5\Omega$  变化, 放电的最佳匹配参数  $L_1$  在  $5\text{nH}$  到  $30\text{nH}$  之间变化, 放电的最佳匹配参数  $C_1$  在  $110\text{pF}$  到  $620\text{pF}$  之间变化;  $L_2$  的最佳匹配参数范围在  $6\text{nH}$  到  $35\text{nH}$  之间,  $C_2$  的最佳匹配参数范围在  $120\text{pF}$  到  $530\text{pF}$  之间, 此时均可实现驻波比为 1.0 的最佳匹配。

2) 随着负载阻抗的实部增加, 匹配参数  $L_1$ 、 $L_2$  的值随之增加; 匹配参数  $C_1$ 、 $C_2$  的值则随着负载实部的增加而减小。

3) 当放电气体负载阻抗虚部从  $-4\Omega$  到  $5\Omega$  之间变化时, 放电的最佳匹配参数  $L_1$  在  $7\text{nH}$  到  $25\text{nH}$  之间变化, 放电的最佳匹配参数  $C_1$  保持  $222.5\text{pF}$  不变;  $L_2$  的最佳匹配参数保持  $17.3\text{nH}$  不变,  $C_2$  的最佳匹配参数范围在  $140\text{pF}$  到  $440\text{pF}$  之间; 此时均可实现驻波比为 1.0 的最佳匹配。

4) 随着负载虚部的增加, 匹配参数  $L_1$  和  $C_2$  减小; 匹配参数  $C_1$  和  $L_2$  则不随负载虚部的变化而变化。

由此可见, 在此放电负载下, 采用  $5\text{nH}$  到  $40\text{nH}$  范围可调的匹配电感,  $50\text{pF}$  到  $750\text{pF}$  范围内可调的真空电容, 当负载阻抗变化时, 可以方便的实现驻波比为 1.0 的放电参数匹配调节 整个匹配过程没有盲区。因此, 总体来说, 对于  $200\text{mm}\times 1000\text{mm}$  电极, 在实际的调节过程中, L 型匹配网络和  $\Pi$  型匹配网络同样适用。这也在实验过程中得到了验证。

## 4.5 阻抗匹配实验

用 Smith 圆图法计算出合适的最佳匹配参数值后, 便可根据该参数值选择合适的匹配元件, 构成  $\Pi$  型或 L 型匹配网络系统。本文利用伺服电机设计了一种匹配参数自动调节系统, 可以用于  $\Pi$  型或 L 型匹配网络的自动匹配参数调节。

### 4.5.1 阻抗匹配实验系统

考虑大功率可调电感的制作难度、精度等问题, 本文选用可调真空电容作为匹

配网络的可调元件，匹配电感则根据 Smith 圆图法计算的结果预先制作成合适的大小。电路形式可以接成  $\Pi$  型或 L 型等效网络。其中  $\Pi$  型网络接法如图 4.5 所示，L 型等效网络接法如图 4.14 所示。

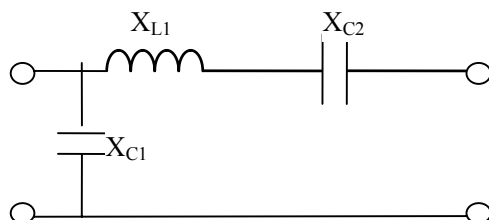


图 4.14 实验用 L 型等效网络电路图

在该 L 型网络中，和  $\Pi$  型网络一样由三个元件构成，其中电感  $L_1$  的大小固定，电容  $C_1$  和  $C_2$  为可调元件。同时，合理设计电感  $L_1$  的大小，使得

$$j\omega L_1 > \frac{1}{j\omega C_{2\max}}$$

这样该电路即可等效为图 4.11 (a) 所示的 L 型网络。本文对两种尺寸的放电电极分别利用  $\Pi$  型网络和 L 型等效网络进行了阻抗匹配实验，匹配箱实物图如图 4.15 所示。



图 4.15 匹配箱实物图

实验得到了不同气压和均压电感下的放电负载匹配参数。实验发现，当采用 L 型等效匹配网络时，电路的分布参数对匹配网络的影响较大，同时，电容  $C_2$  发热较为严重。对于  $40\text{mm} \times 500\text{mm}$  电极，当采用  $\Pi$  型匹配网络时，匹配电感选择  $29.4\text{nH}$ ，匹配电容均选择  $10\text{pF}$  至  $400\text{pF}$  范围可调的真空电容，可以得到较好的匹配效果。得到的实际元件参数如表 4.11 所示。



# 华中科技大学博士学位论文

表 4.11 实际匹配元件参数表 (40mm×500mm 电极, II 型匹配网络)

气压 (Pa)	均压电感 (nH)	匹配元件			驻波比
		$C_1$ (pF)	$L$ (nH)	$C_2$ (pF)	
12000	21	281	29.4	200.2	1.18

在该参数下,当射频注入功率为 2kW 时,反射功率为 15W,驻波比为 1.18,可以认为实现了良好的匹配过程。

## 4.5.2 自适应阻抗匹配实现

在找到基本匹配参数的前提下,本文利用步进电机加编码器系统与激光器的控制系统相结合,制作了一套自适应阻抗匹配系统,可以在点火之后的放电过程中自动寻找最佳匹配参数。在寻找最佳匹配参数的过程中,该系统可以根据放电过程中射频电源和前向输出功率和负载反射功率,计算驻波比的大小,并根据该大小利用电机调节真空电容的电容值。同时,编码器可以将电机转动的角度反馈给控制系统,控制系统可据此计算出电容值的变化量,并与此前记忆的电容值相结合,实时计算并记录当前电容值。系统将根据一定的算法自动调节电容  $C_1$  和  $C_2$  的值,直至驻波比小于预设值 1.05。同时,匹配参数调好之后,当放电过程中的负载阻抗发生显著变化时,该系统也将根据另一算法实时调节电容值的大小,使得驻波比的大小保持在 1.2 之内。

## 4.5.3 放电气体负载阻抗的 Smith 圆法计算

通过实验得出的最佳匹配参数,充分考虑分布参数引起的误差并进行一定的修正后,便可据此利用 Smith 圆图反向匹配,推导出放电气体负载阻抗的大小。利用实验得出的匹配参数,从射频电源端开始计算输出阻抗,通过该匹配网络之后,利用 Smith 圆得出的输出阻抗大小即为实际气体负载阻抗的共轭。

利用表 4.11 的匹配参数数据可得放电气体负载的阻抗大小为  $17.043-j5.622$ ,该阻抗的大小与前一章的理论计算结果基本一致。其 Smith 圆图匹配过程如图 4.16 所

示。

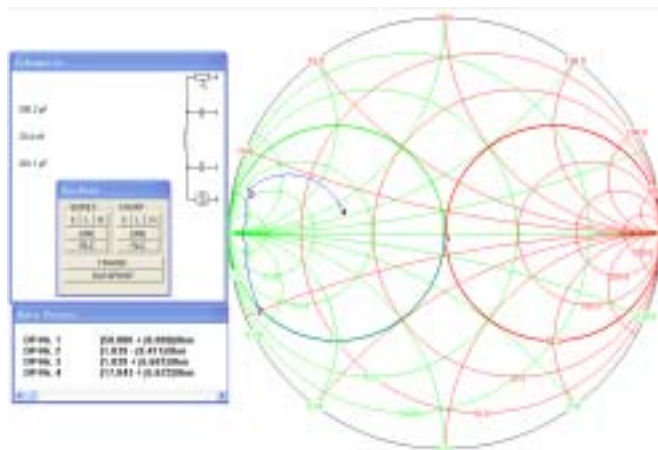


图 4.16 求解负载阻抗的 Smith 圆图匹配过程

## 4.6 本章小结

(1) 分析了大功率射频功率传输过程中的电压、功率和阻抗的变换关系。研究了阻抗匹配过程的网络结构和参数计算。

(2) 对 40mm×500mm 电极和 200mm×1000mm 电极放电气体负载的射频传输匹配网络进行了设计。利用 Smith 圆图法，计算了采用  $\Pi$  型和 L 型网络时的最佳匹配参数，找到了负载变化时匹配网络参数的变化规律，得出了两种电极下最合适的匹配网络类型和匹配元件选择。并利用实验进行了实际的放电负载匹配，得出了驻波比小于 1.2 的匹配过程。

(3) 设计了一套自适应匹配装置，在放电的过程中自动调节匹配参数的大小，以保持驻波比小于 1.2。

## 5 射频放电的调制特性研究

射频板条 CO<sub>2</sub> 激光器的功率控制过程一般采用脉宽调制的方式。本章研究了激光器点火、维持和连续或脉冲工作过程中的调制脉冲特性参数，并利用 DSP 系统设计了满足要求的脉宽调制器硬件电路和软件程序。利用该脉宽调制器进行放电调制实验，可以有效实现激光器的各个工作过程和功率调节过程。

### 5.1 射频激光器脉冲调制信号的波形设计

结合激光器的实际工作过程，对脉冲调制信号的调制参数和脉冲波形提出了不同的需求。在激光器放电之前，随着高压的开启，必须提供点火脉冲实现激光器的点火过程。放电点火之后，当激光器电子光闸开启之后，激光器按照设定的激光功率转入连续或脉冲方式运行。因此，在激光器出光运行期间，必须根据激光器的运行方式，提供所需的脉冲调制信号。另外，对于特定的激光加工过程，所需的激光功率参数和变化过程往往固定，而且通常希望加工过程中功率的变化过程具有较好的实时性，以利于加工质量的提高和批量生产。因此，针对各种特定的激光加工过程，预先进行功率数字编程显得十分重要，多段式数字编程调制脉冲就是针对这一应用提出的一种特殊的脉冲调制信号。因此，整个射频激光器的脉冲调制信号包括点火脉冲、连续调制信号、脉冲调制信号和数字编程脉冲调制信号。每种调制信号都有针对其应用而产生的性能参数的特殊要求。

#### (1) 点火脉冲

点火过程发生在开高压的瞬间，是激光器从冷状态进入放电状态的转换过程。点火之后，激光器进入维持放电阶段，但此时放电电流很小，不足以产生激光输出。因此，点火脉冲一方面要有足够的占空比，保证点火过程的有效实现；另一方面又不希望因点火脉冲的占空比过大，导致激光器点火之后即可出光。因此，点火脉冲的频率和占空比必须根据实验结果认真选择。

## (2) 连续工作模式调制信号

对于实际的激光加工过程，不可能只要求激光器可以进行脉冲加工，大部分情况下需要的是连续激光输出。因此在采用脉冲调制方式控制激光输出功率时必须保证相当高的调制频率，使得对于通常的激光加工过程，在所需的加工速度下，该频率的脉冲激光在与材料相互作用时，可以达到连续激光加工的效果。这样，对于该加工过程，就可将该频率的脉冲激光当成连续激光来处理。考虑激光焊接、切割等加工过程的实际工艺参数，调制频率达到 40KHz~100 KHz 即可完全满足输出激光可以看成连续激光的效果。而频率太高时，对于调制脉冲的实现电路和射频电源都提出了更高的要求，因此，结合实际情况最终选择的调制频率为 50KHz。

当调制信号的占空比低于 5%时，射频电源的输出功率不能很好的跟踪占空比的变化，将无法正常工作输出射频功率；同时，实验证明，在占空比达到 95%时，输出平均光功率趋于饱和<sup>[70]</sup>，而且，95%的占空比更有利于 CO<sub>2</sub> 气体的冷却，从而使激光器的效率更高，气体寿命更长。因此，用于连续调节激光功率的调制占空比选择 5%~95%的范围。

由于这种激光功率调节方式要求保持调制信号高电平期间，射频输出峰值功率保持不变，因此，选用 PWM 方波调制脉冲。同时，为保证调制后的射频信号不产生失真，对 PWM 调制信号的上升/下降时间也必须提出相应的要求。最终选择的连续调制信号的性能参数如表 5.1 所示。

表 5.1 连续调制信号性能参数表

激光器工作方式	调制脉冲形式	频率 (Hz)	占空比	上升/下降沿时间 (μs)
连续	方波	50K	5%~95%	<2

## (3) 脉冲工作模式调制信号

脉冲激光加工过程中，必须在电源上加上与加工过程所需脉冲频率  $f_2$  和占空比  $d_2$  对应的调制脉冲。根据实际的加工要求，该脉冲频率  $f_2$  若提供 1Hz 到 5KHz 的调节范围已可以满足现有加工的需求，而占空比  $d_2$  可根据需要从 0~100%任意调节。

在该脉冲的高电平期间，实际的调制脉冲并非一直输出高电平，而是输出与连

续方式下频率  $f_1$  相同，占空比  $d_1$  与所需激光功率有关的调制信号。在该脉冲的低电平期间，激光输出光功率为零，而为了在激光间歇之后不用再重新点火，以实现实时性要求和保护器件，必须在不输出激光功率的同时维持射频放电，而此时放电电流的大小则取决于可以保证放电不熄灭同时激光输出功率为零的要求。因此，在脉冲方式的脉冲低电平期间，所给的调制脉冲也并非一直维持低电平，而是频率  $f_3$  和占空比  $d_3$  固定的维持脉冲。其频率  $f_3$  和占空比  $d_3$  的大小必须通过激光器运行状态慎重选择。但可以明确的是此时的频率可以远远低于连续方式的调制脉冲频率  $f_1$ ，而必须大于激光器脉冲工作的脉冲频率  $f_2$ ；同时其占空比的大小则应在保证放电不熄灭的条件下尽量小，以保证没有激光功率输出。因此最终的调制脉冲示意图如图 5.1 所示。

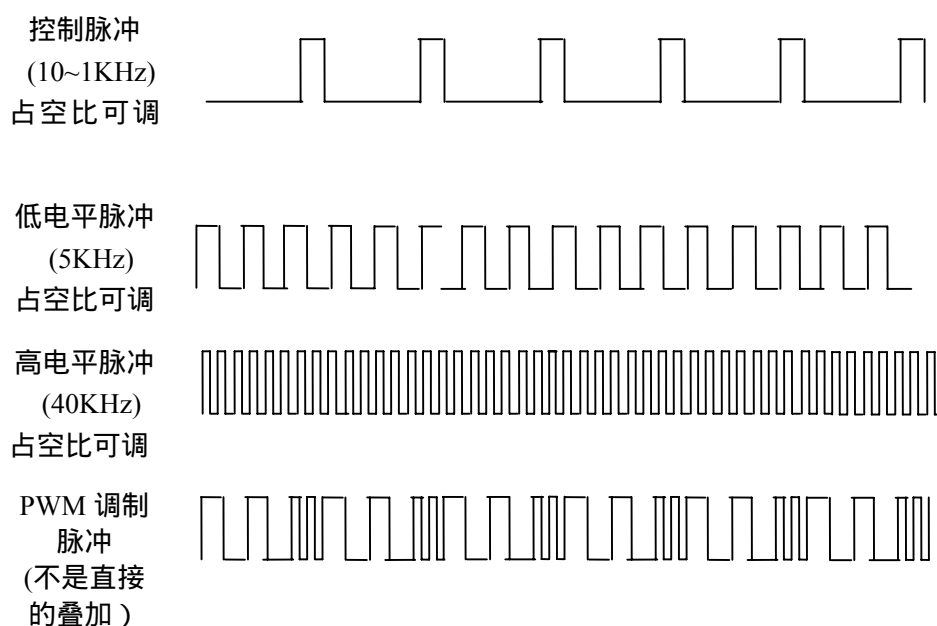


图 5.1 脉冲工作模式调制脉冲示意图

其调制信号参数要求如表 5.2 所示。

此时输出激光平均功率的大小由占空比  $d_1$  和  $d_2$  共同决定，输出激光平均功率为

$$P_{av} = P_{max} \times d_1 \times d_2 \quad (5.1)$$

其中  $P_{max}$  为连续激光输出的峰值功率。

# 华中科技大学博士学位论文

表 5.2 脉冲方式调制信号性能参数表

激光器工作方式	调制脉冲形式	控制脉冲频率 $f_2$ (Hz)	控制脉冲占空比 $d_2$	连续调制频率 $f_1$ (Hz)
脉冲	方波	1~5K	0~100%	50K
连续调制占空比 $d_1$	维持脉冲频率 $f_3$ (Hz)		维持脉冲 占空比 $d_3$	上升/下降沿时间 ( $\mu$ S)
5%~95%	$5K < f_3 < 50K$		<10%	<2

## 5.2 脉冲调制电路及软件设计

### 5.2.1 闭环 PID 功率控制实现原理

由于激光器的整机控制系统采用的是 PLC 可编程逻辑控制器为主控器件的控制方式，所以激光器的脉冲调制信号的实现也就有了三种可选的方式。首先，可以用脉冲发生器硬件电路实现调制脉冲的发生和调节；其次也可以通过 PLC 的高速脉冲输出口通过 PLC 编程的方式实现调制脉冲输出；当然，也可利用专用的微处理器芯片如 DSP 编程输出实时性和精度都较高的调制脉冲。

综合考虑响应的实时性、调制精度、脉冲的上升/下降时间等各性能指标的要求，本文最终选用 DSP 编程方式来实现所需的脉冲调制信号输出。

由于本系统的上位机为 PLC 可编程逻辑控制器，所以，DSP 所需的编程参数和状态来源可直接通过与 PLC 的通讯获得，也可以通过外部模拟量和开关量的直接控制实现。

在该系统中，激光功率控制过程由 PLC 和 DSP 调制脉冲输出单元共同实现，其调节原理图如图 5.2 所示。

通过激光器的人机界面，可以任意设定激光器工作方式和给定的光功率大小，尾镜取样功率检测系统则将测得的实际光功率信号经放大滤波等处理后传送给 PLC 控制器。由 PLC 控制单元根据给定的激光功率和实际的反馈功率实施 PID 调节，输出实时的脉宽控制信号，DSP 脉宽调制单元则根据该脉宽控制信号，结合激光器的

工作方式，给出最终所需的调制脉冲。该调整脉冲经驱动放大后，即可加在射频电源的控制端对射频电源的输出功率进行脉宽调制。其中，激光功率的 PID 调节参数可以根据实验结果选择固定的比例、积分和微分参数，也可根据经验积累产生的模糊 PID 参数表，根据系统的实际情况，进行模糊 PID 参数控制。

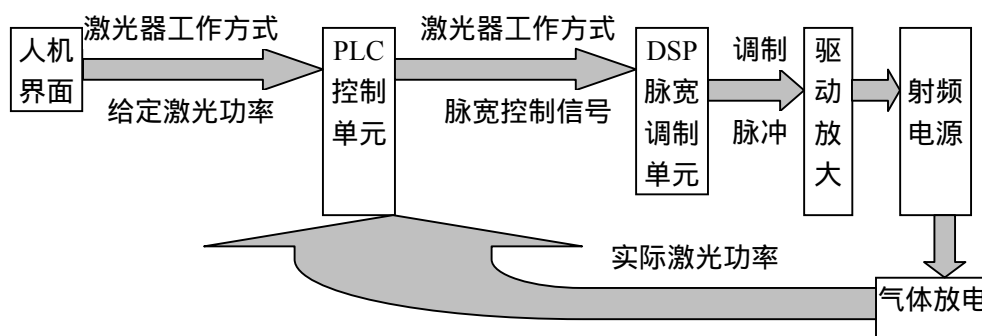


图 5.2 激光功率控制原理图

## 5.2.2 脉冲调制信号的硬件电路

结合脉冲调制单元的功能和控制原理，其硬件电路主要包括 DSP 及其外围接口电路、电源供电电路、信号输入电路、PWM 输出电路、显示电路和 RS485 和 RS232 通信电路等，整个脉冲调制单元的硬件原理框图如图 5.3 所示，DSP 编程单元可通过与其配套的模拟电路自成体系，完成通过外部模拟量和开关量直接控制的 PWM 脉冲输出和参数显示，以适用于 DSP 编程单元自身的调试和与其他控制系统配合使用的需求。同时，也可通过与 PLC 的 RS485 通信方式，由上位机 PLC 控制其 PWM 信号输出的时间、方式和各个阶段的频率和占空比大小等，通过整机的协调控制，实时调节激光器输出激光的方式、功率大小以及脉冲方式的频率和占空比等<sup>[71][72]</sup>。

TMS320F2812 要求双电源(1.9V/1.8V 和 3.3V)为 CPU、Flash、SDRAM、ROM、A/D 转换器、外设和 I/O 接口供电<sup>[73][74]</sup>，因此必须考虑上电顺序。本文采用 AMS1117-3.3 和 AMS1117-1.8 芯片来提供 DSP 电源。

TMS320F2812 芯片提供两路通讯接口<sup>[75][76]</sup>。在工作过程中，脉宽调制器必须实现 PLC 和 TMS320F2812 的实时双工通信，西门子 S7200 PLC 采用的是 RS-485 通信方

式；另外，在与计算机进行仿真调试时，由于计算机的主机采用RS-232的接口，所以，本文设计有RS-232和RS-485两种通信接口。

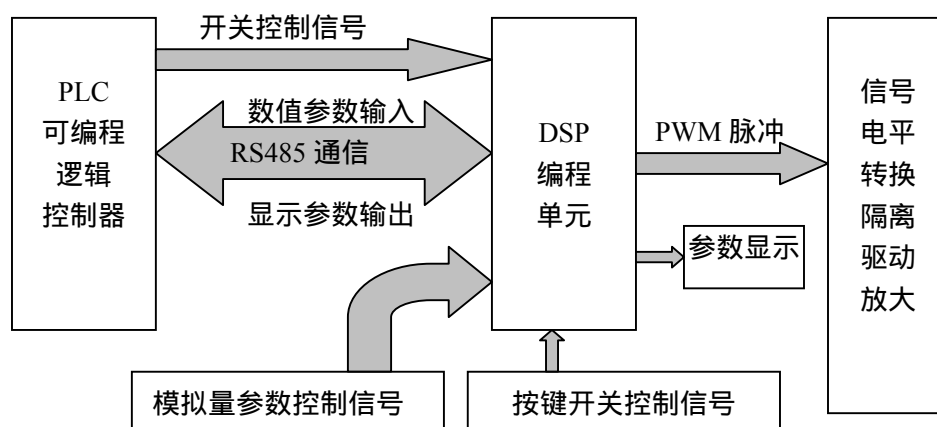


图 5.3 脉冲调制单元原理框图

为了满足不同功率、不同核心部件的射频电源的功率调制需求，本文设计的脉宽调制器可以输出 5V 或 24V 的抗干扰能力强的调制脉冲。而 TMS30F2812 只能输出 3.3V 的 CMOS 电平，所以要求对输出端口进行电平转换，并增强驱动能力，实现电气隔离。在考虑电平兼容、速度/频率、输出驱动能力、成本的情况下，选择了高速光耦 6N137 实现光耦隔离电路。

另外，电路中还包括各种模拟和数字信号的输入输出接口电路、显示电路等外围电路。

### 5.2.3 脉冲调制信号的软件设计实现

本文选用的 DSP 芯片为 TI 公司的 TMS320F2812，它既有数字信号处理能力，又具有强大的事件管理能力和嵌入式控制功能。

本系统软件开发过程中，使用 CCS3.1 集成开发平台进行程序的开发和调试。

脉宽调制器要求实现的功能有参数的调节和显示、电源的时序控制、整体管理和输出波形控制。要实现上述的功能，就要求整体的软件结构合理，功能强，便于管理和升级，抗干扰。



## (1) 主程序设计和编程

主程序流程图如图 5.4 所示。主程序负责完成系统控制寄存器的初始化,包括中断屏蔽寄存器 IMR、事件管理器相关的控制寄存器、串口通信寄存器、I/O 口配置寄存器和 ADC 相关寄存器配置和定时器等。程序流程主要包括 相关寄存器配置、PWM 波产生、A/D 模块和 RS-485 通信四大功能块。其它辅助功能如显示、开关量控制都是基于该四个模块的嵌套。其中 PWM 的产生模块优先级最高,一切模块的嵌套都是在不影响 PWM 波模块的基础下嵌套。系统配置主要体现在时钟配置、端口配置、中断向量表配置和定时器配置。

## (2) PWM 输出模块软件设计

PWM 模块作为整个程序的核心部分。异步串行通讯程序和 A/D 采样程序都是围绕 PWM 模块进行。本文通过 PWM 输出模块程序设计实现了可控的点火脉冲、维持脉冲、连续工作方式调制脉冲和脉冲工作方式调制脉冲。

### 1) 连续工作模式调制脉冲

根据连续工作方式调制脉冲要求,为了实现同一个引脚输出点火脉冲和连续工作方式调制脉冲,均使用 EvaTimer1 的比较寄存器和周期寄存器和 GPIOA6 /T1PWM 引脚的 T1PWM 功能。点火脉冲和连续工作方式脉冲的实现共用了相同的引脚资源,所以要求上位机实现与 TMS320F2812 的通信,确定通信方式选择进入点火脉冲还是连续调制脉冲,同时确定帧结构参数与脉冲参数的对应。

利用示波器检测到的连续工作方式调制脉冲如图 5.5 所示。连续工作方式调制脉冲的占空比是可调的,其中(a)是占空比为 35%的连续工作方式调制脉冲,(b)是占空比为 20%的连续工作方式调制脉冲。

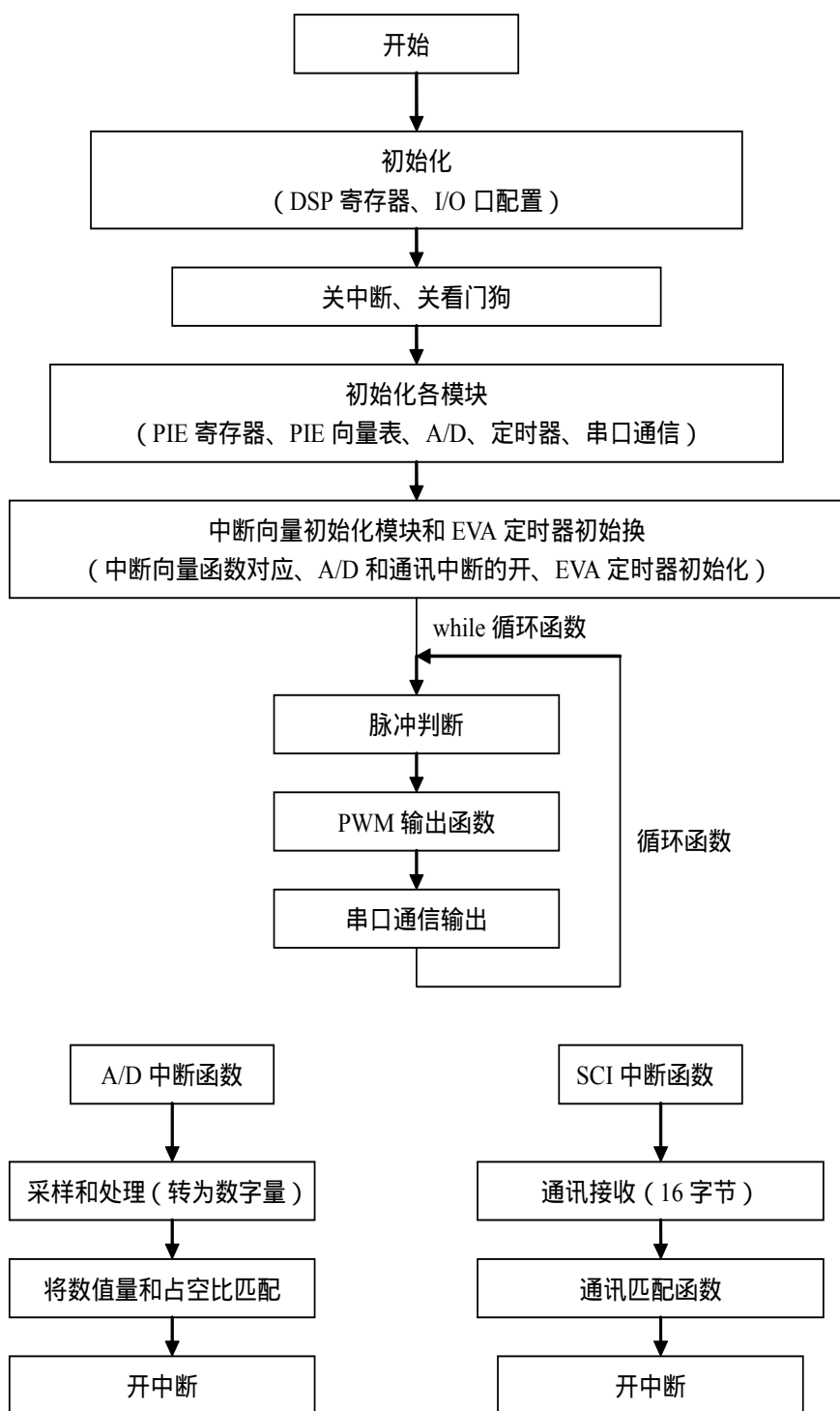
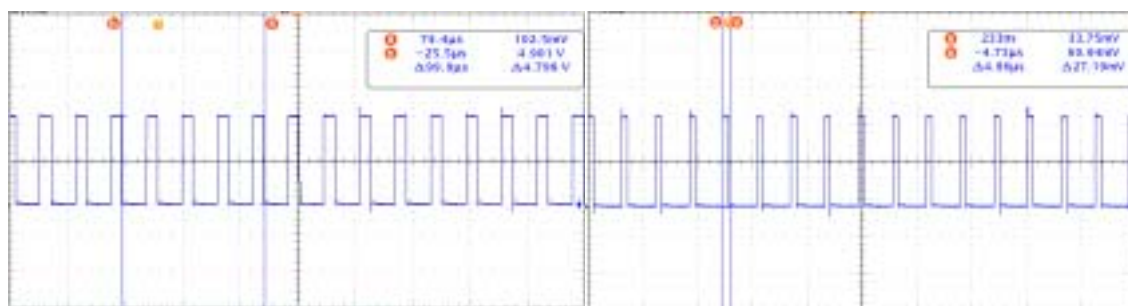


图 5.4 主程序流程图



(a) 占空比 35%

(b)占空比 20%

图 5.5 连续工作方式的脉冲波形

## 2) 脉冲工作模式脉冲

为了实现脉冲工作方式调制脉冲及其实际参数要求，采用CpuTimer0和EvaTimer1的T1PWM实现，硬件上采用单端口输出。该实现过程流程图如图5.6所示，图中CT0表示CPUTimer0计数器，HT表示高电平时间。过程如下。

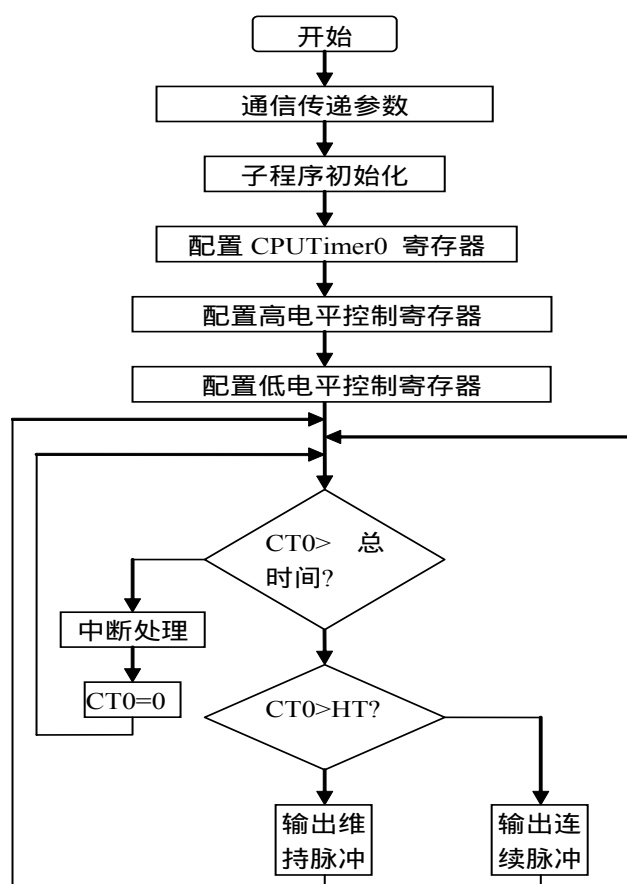


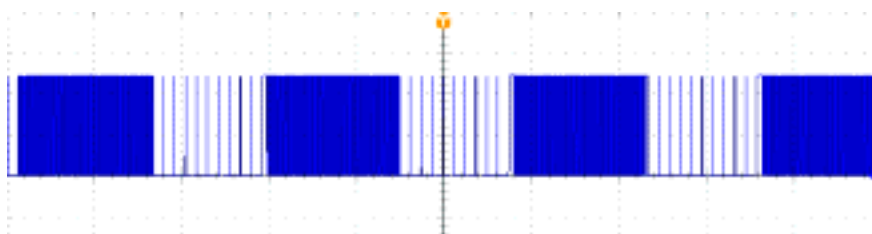
图 5.6 PWM 输出模块流程图

a) 与 CPU 通信获取脉冲参数，通过 CPU 的定时器 0 控制整体 PWM 信号的高低脉冲转换时间。初始化与脉冲参数相关的寄存器，包括 CPUTimer0 寄存器、高低电平控制寄存器等。

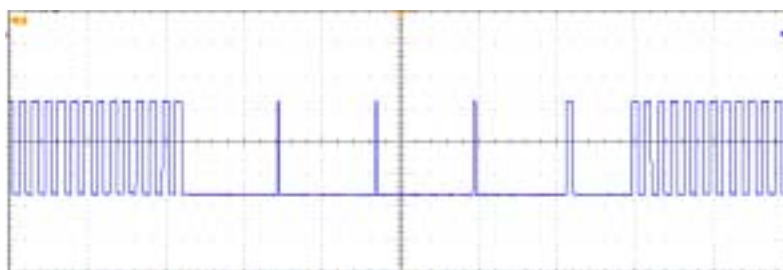
b) 比较 CPUTimer0 计数器时间与总脉冲时间，时间未到则继续 PWM 信号输出，GPIOA6 /T1PWM 复用为 T1PWM 功能；否则清零 CPUTimer0 计数器。

c) 判断 CPUTimer0 计数器的时间是否超出高电平持续时间，未超出则继续输出高电平期间的连续调制脉冲，若超出高电平持续时间，则开始转入低电平期间的维持脉冲输出。

采用示波器观测，实现了图5.7所示的脉冲工作方式调制脉冲输出。图 (a)集中表达了PWM控制脉冲的波形，颜色深的地方是控制脉冲的高电平过程，颜色浅的地方是控制脉冲的低电平过程。图中控制脉冲频率为1kHz，占空比为50%。图(b)是控制脉冲高低电平切换时的波形图。其中高电平期间，调制脉冲为频率为50kHz，占空比为50%的连续脉冲；低电平期间，调制脉冲为频率为5kHz，占空比为2%的维持脉冲。通过示波器观察，PWM信号的上升沿和下降沿时间均为ns级。



(a)控制脉冲频率为 1kHz,占空比为 50%的 PWM 调制脉冲波形图



(b) 控制脉冲高低电平切换过程中的调制脉冲波形图

图 5.7 脉冲工作方式下的调制脉冲波形图

## 5.3 脉冲调制放电实验

本文对 2kW 晶体管射频电源和 30kW 电子管射频电源分别进行了脉冲调制放电试验，将该脉宽调制器输出的 PWM 信号加到射频电源的控制端，对放电的点火过程，维持过程以及连续工作方式和脉冲工作方式的调制过程进行了实验研究。得出了激光器各个工作过程中可用的调制参数。

### 5.3.1 点火过程

激光器要实现可靠的放电点火过程，又不影响激光器的正常工作，需要提供合适的点火脉冲重复频率和占空比大小。本文观察了不同频率和占空比的点火脉冲下的点火过程，得出了比较合适的点火脉冲重复频率和占空比。不同频率和占空比下的点火脉冲的点火过程如表 5.3 所示。

表 5.3 不同频率和占空比的点火脉冲时点火过程表

点火脉冲		点火现象	点火效果
频率(Hz)	占空比		
1K	2%	很难点着	差
	5%	大部分时间可以点着	较差
	10%	可以点着，但点火后放电电流较大	较差
6K	2%	可以点着，点火后可维持小电流放电	很好
	5%	可以点着，点火后放电电流较小	较好
	10%	可以点着，点火后放电电流较大	较差
10K	2%	不易点着	较差
	5%	可以点着，点火后放电电流较小	较好
	10%	可以点着，点火后放电电流较大	较差

根据放电的效果，最终本文选定 6 KHz，2%占空比的脉冲为最佳点火脉冲。该点火过程中的放电电压波形如图 5.8 所示。

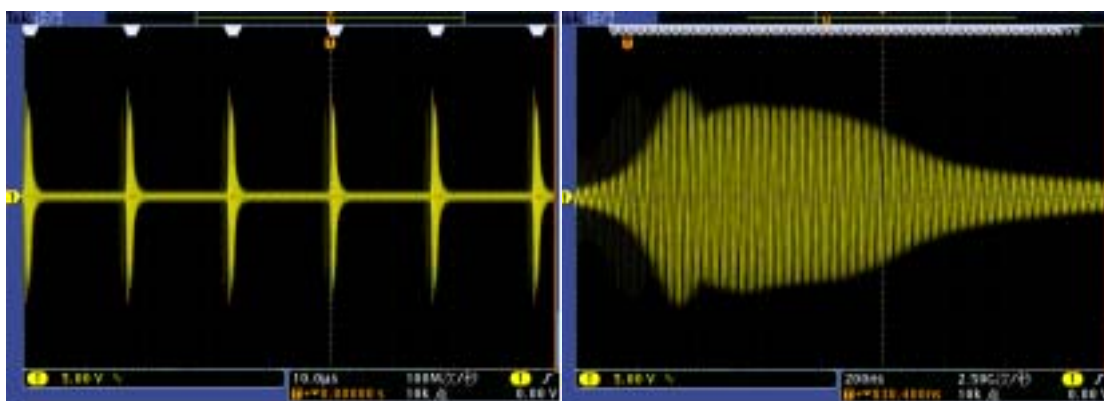


图 5.8 点火过程中的放电电压波形

同时，通过在不同时刻将同一点火脉冲加在同一激光器上，对不同的点火过程进行比较，作者发现当激光器放电熄灭的时间维持越长，重新点火时所需的点火脉冲数将越多。图 5.9 表示了间隔不同时间重新点火时点火过程脉冲数的变化。由图可见，当放电熄灭后马上重新点火，最少可能只需要 1~2 个点火脉冲便可实现放电点火，但当激光器从冷态第一次点火时则可能需要 20~30 个点火脉冲才能实现有效点火。



图 5.9 不同间隔时间的点火过程波形图

## 5.3.2 维持过程

放电点火之后即进入维持放电的过程，因此维持放电的效果主要就是要保持放电过程不熄灭，同时放电电流较小，不足以输出激光。实际要求与点火过程相近，因此，点火脉冲的参数很可能即适用于维持过程。本文通过实验验证点火脉冲应用于维持放电的过程即可取得较好的维持效果。因此，本文选择与点火脉冲相同的参

数，即 6KHz，2%占空比作为维持脉冲的参数。但从点火到维持放电射频电压波形的振荡过程略有变化，如图 5.10 所示。点火过程的每个点火脉冲中，射频振荡的持续时间较长，电压幅值更高；而已经实现点火之后的维持放电阶段，每个维持脉冲中，射频振荡持续的时间相对较短，电压幅值降低。这与放电区的冷态和热态下的等效阻抗的不一致有关系。这种区别也有利于点火过程的实现。

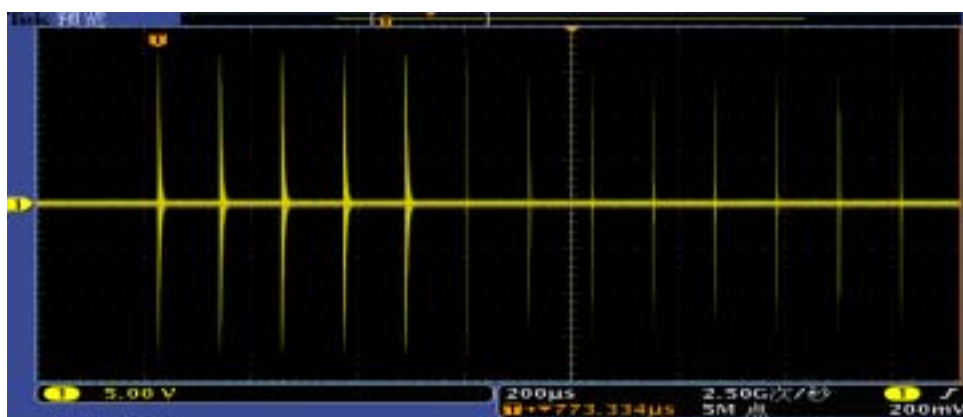


图 5.10 点火至维持的转换过程射频电压波形

### 5.3.3 连续工作过程

连续工作过程输出的调制信号为 50KHz，占空比 5%到 95%可调。不管是维持过程还是连续或脉冲工作模式下，调制脉冲对电子管射频电源的调制过程都是通过控制栅极偏压的占空比即栅极电流的有效值来实现的。随着调制信号占空比的变化，栅极偏压占空比也将发生相应的变化。栅极偏压占空比随调制信号占空比的变化关系如图 5.11 所示。



图 5.11 栅极偏压占空比随调制信号的变化波形图

实验检测到的连续工作模式下的放电电压波形如图 5.12 所示。左侧图反映了调制脉冲高低电平转换过程中的射频电压波形，且所用的占空比较大，为 50%；右侧图反映了调制脉冲高电平期间的射频电压波形，且所用的占空比较小，为 10%。可见，射频电压波形能够很好的跟随调制信号的变化；但在每个调制脉冲中，射频电压开始输出的时刻都会滞后于调制脉冲从低电平向高电平切换的时刻，同时射频电压结束的时刻也会滞后于调制脉冲从高电平向低电平切换的时刻；而且该滞后基本不随占空比的变化而变化，因此在右侧图中占空比较小的状态下波形图上的表达更加明显。本文检测到的电压开始输出的滞后约为  $3\mu\text{s}$ ，结束的滞后约为  $1\mu\text{s}$ 。这应该与具体电子管的起振和停止振荡等工作过程有关系。

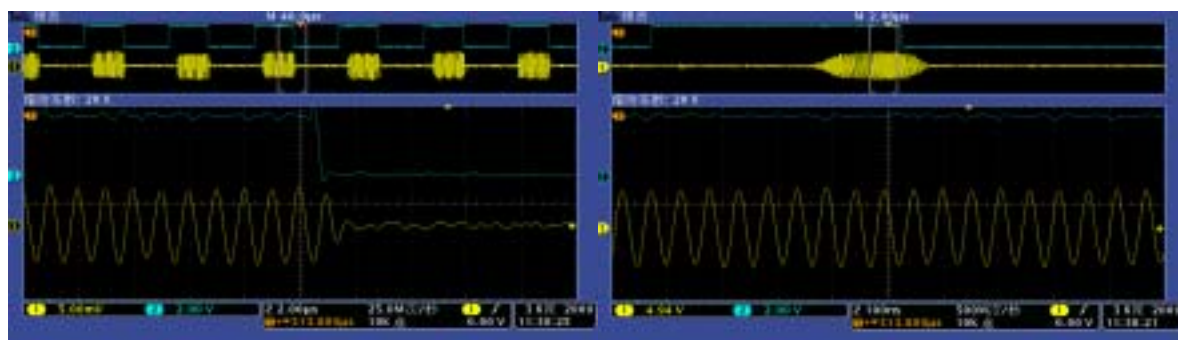


图 5.12 连续工作模式下放电电压波形图

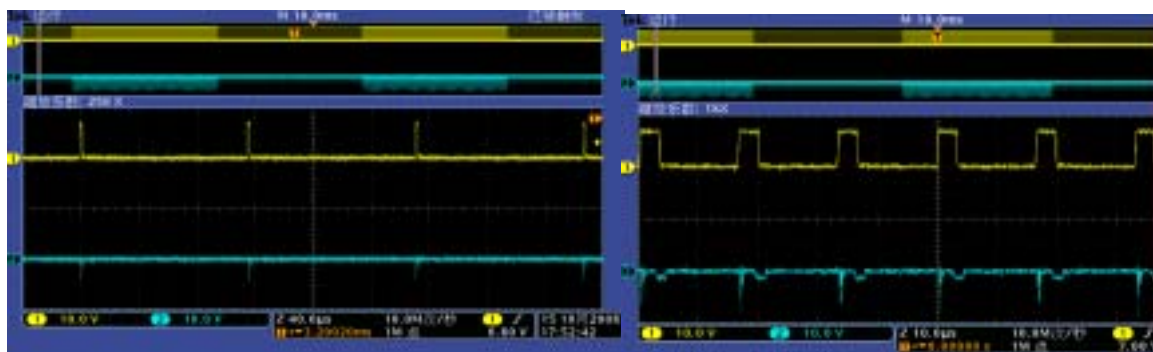
在闭环功率控制下，给定功率占空比并实时检测实际功率的大小，系统便可根据给定功率和反馈功率，实时调节调制信号占空比。

## 5.3.4 脉冲工作过程

当激光器处于脉冲工作模式时，在控制脉冲的高电平期间输出的调制信号与连续模式下的调制脉冲相同，在控制脉冲的低电平期间输出的调制信号与维持过程中的调制信号相同，因此激光功率的占空比为控制脉冲与连续脉冲的占空比之乘积。该模式下的栅极偏压波形与调制脉冲对应波形如图 5.13 所示。图中 (a) 为维持过程的栅极偏压波形，由于此时调制信号的占空比很小，栅极偏压的占空比也很小；图



(b) 为工作过程即调制信号为连续调制脉冲时的栅极偏压波形，此时，与连续工作方式一样，栅极偏压波形的占空比随着调制脉冲占空比的变化而变化。

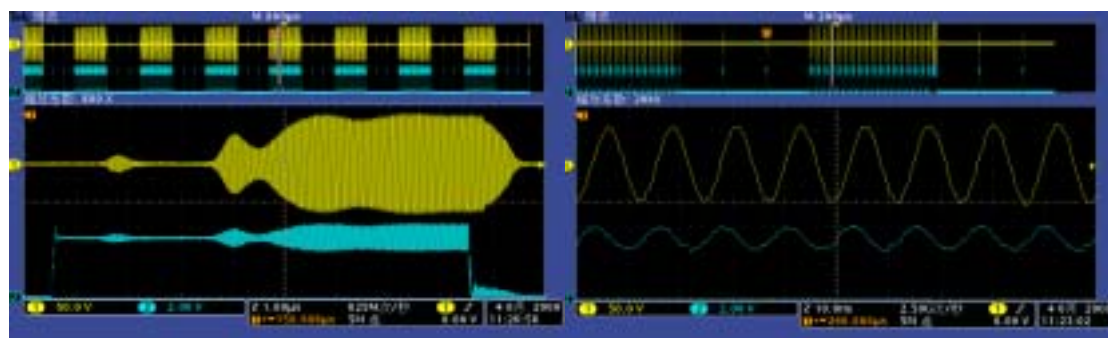


(a) 维持过程波形

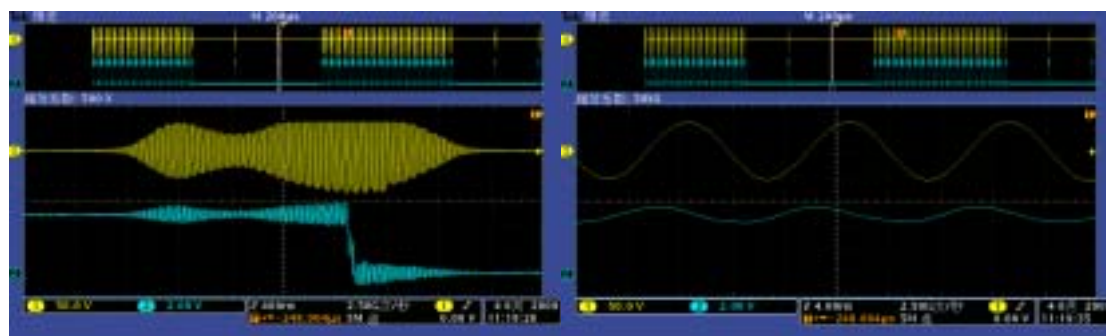
(b) 工作过程波形

图 5.13 脉冲工作模式下栅极偏压波形图

放电电压与调制脉冲的对应波形如图 5.14 所示。图中 (a) 为激光器工作过程即调制信号为连续调制脉冲时的放电射频电压波形，其中，左侧图集中反映了一个连续调制脉冲对应的射频电压波形。右侧图表达了调制脉冲高电平期间，射频电压的细节。可见，脉冲模式下，在控制脉冲的高电平期间，即激光器实际出光工作过程中，其调制过程与连续模式完全相同。图中 (b) 为激光器脉冲间歇，即脉冲维持过程的调制脉冲对应的射频电压波形，其中，左侧图集中反映了一个维持脉冲高电平期间的射频电压波形。右侧图表达了维持脉冲高电平期间，射频电压的细节。可见，脉冲模式下，在控制脉冲的低电平期间，其调制过程与激光器维持过程工作状态完全相同。



(a) 工作过程波形



(b) 维持过程波形

图 5.14 脉冲工作方式下射频电压波形图

## 5.4 本章小结

设计了用于射频激励  $\text{CO}_2$  激光器的脉宽调制器，并进行了气体放电调制实验。

(1) 分析了射频板条激光器的功率控制过程，选择脉宽调制方式实现激光器的功率控制过程。设计了激光器的点火、维持、连续工作和脉冲工作过程中的调制脉冲参数。

(2) 利用 DSP 系统设计了脉宽调制器的硬件电路，并利用 CCS3.1 软件实现了脉宽调制器的软件编程，实现了各个调制过程的 PWM 波输出。

(3) 进行气体放电调制实验，得到了点火、维持和连续工作、脉冲工作过程中的栅极偏压波形和放电电压波形，分析了各个调制过程中的调制规律，并据此调整了调制信号实际参数，实现了激光器的脉宽调制功率控制过程。

## 6 射频注入功率对光腔镜片热变形的影响

射频激励扩散冷却板条 CO<sub>2</sub> 激光器所采用的非稳-波导混合腔，随着射频注入功率密度的提高，反射镜的热变形使得激光输出光束产生畸变。本章利用有限元分析法仿真得出了反射镜的热变形和温度分布，并提出了一种背面同步加热自适应补偿方法，随着射频注入功率的变化，对反射镜进行同步加热补偿，得到了不影响输出光束质量的光腔参数补偿效果。

### 6.1 光腔镜片热变形仿真分析

射频激励扩散冷却板条 CO<sub>2</sub> 激光器所采用的非稳-波导混合腔抗失调性能较差，光腔参数如镜面曲率半径对光腔结构影响较大。

#### 6.1.1 反射镜热变形对稳定非稳腔的影响

射频激励扩散冷却板条 CO<sub>2</sub> 激光器大多采用非稳-波导混合腔结构。这种腔沿着平板面是非稳腔，可以保证大的基模体积，实现可控的衍射输出；而在与此垂直的平面内则是波导腔（稳腔），可以利用稳腔的稳定性来提高整个系统的稳定性。而在大菲涅耳数的情况下，负支共焦非稳腔在沿光轴方向、稳腔平面、非稳腔平面的抗平移和旋转的失调特性明显优于正支共焦非稳腔。在大功率射频激励扩散冷却板条 CO<sub>2</sub> 激光器中，多采用负支共焦非稳-波导混合腔。

非稳波导混合腔的光腔示意图如图 6.1 所示。

该谐振腔由输出镜M1、反射镜M2以及放电平板波导构成。平板电极的几何尺寸为  $l \times w$ ，平板电极间距  $d$ ，平板与两反射镜M1、M2的距离分别为  $l_1$ 、 $l_2$ ，输出镜M1的曲率半径为  $R_1$ ，反射镜M2的曲率半径为  $R_2$ ，腔长  $L = l + l_1 + l_2$ 。M1与M2在  $x$  方向上构成一维负支离轴共焦非稳腔；在  $y$  方向构成一维波导腔，激光束从输出镜M1侧边边缘输出。

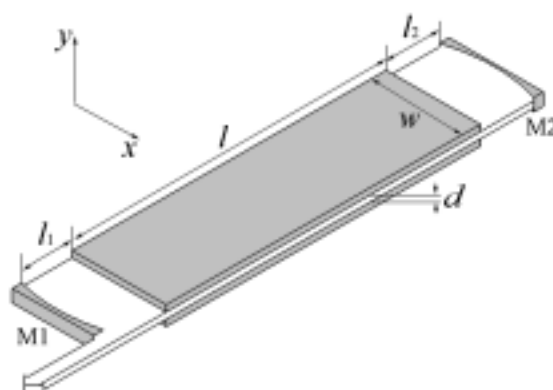


图 6.1 非稳波导混合腔示意图

对该谐振腔进行数值迭代计算<sup>[77][78][79]</sup>，可以得出镜 M1 上的光场振幅分布和相位分布分别如图 6.2 所示，其中图(a)为光强分布；图(b)为相位分布。

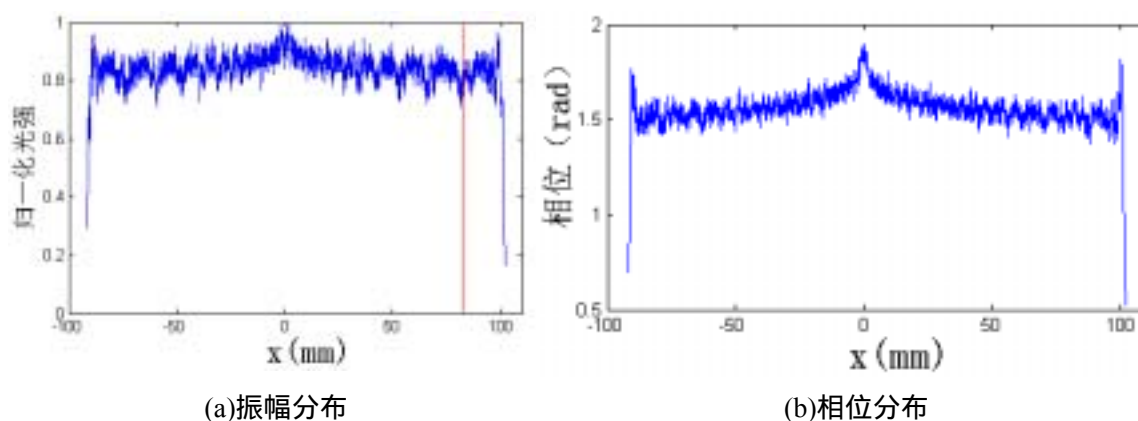


图 6.2 输出镜 M1 上的振幅与相位分布

图 6.2 中可以看出，光强在光轴  $x=0$  处附近略强于其他位置，而在镜面其它位置分布比较均匀，相位分布在几何边界内也保持均匀，输出光束在经过焦距为 1000 mm 的透镜聚焦以后得到的光强远场分布如图 6.3 所示。

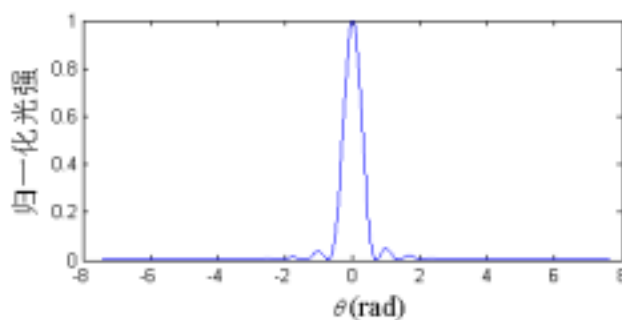


图 6.3 输出光束远场光强角分布曲线

从图 6.3 中可以看出，输出光束的远场光强角分布曲线是典型的基模高斯分布。

由于这种腔本身的特性，对腔镜曲率半径的变化较为敏感，当反射镜的曲率变化 0.1% 时，输出镜上光束的光强和相位分布如图 6.4 所示，输出光束的远场光强分布曲线如图 6.5 所示。

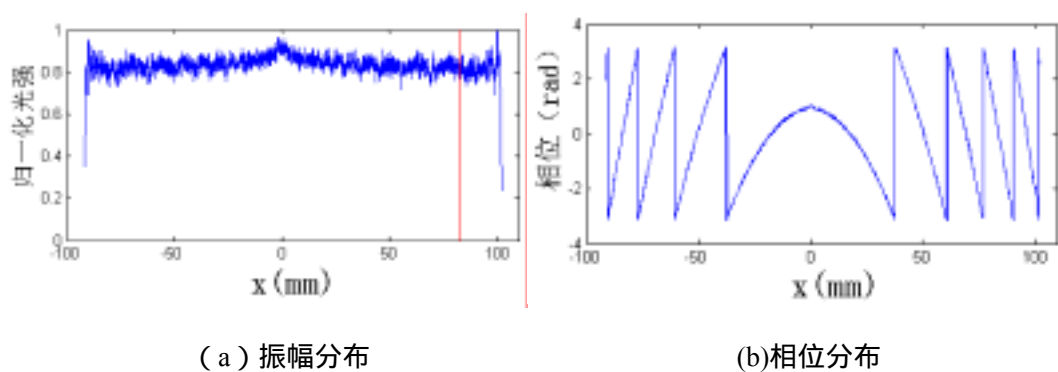


图 6.4 输出镜 M1 上的振幅与相位分布（反射镜曲率变化 0.1% 时）

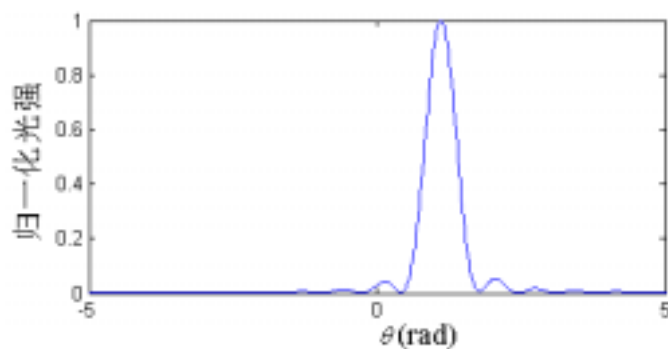


图 6.5 输出光束远场光强角分布曲线（反射镜曲率变化 0.1% 时）

可见,在反射镜曲率变化 0.1% 时,输出镜上的光强相位分布已出现明显的畸变,输出光束的远场光强角分布也出现了 2mrad 的偏移,远场输出光强分布曲线的畸变尚不明显。计算发现,当反射镜曲率半径变化超过 0.03% 时,输出镜上光强的相位将发生明显畸变。当反射镜的曲率变化进一步增加至 1% 时,其输出镜的光场振幅和相位分布如图 6.6 所示,输出光束远场光强角分布如图 6.7 所示。

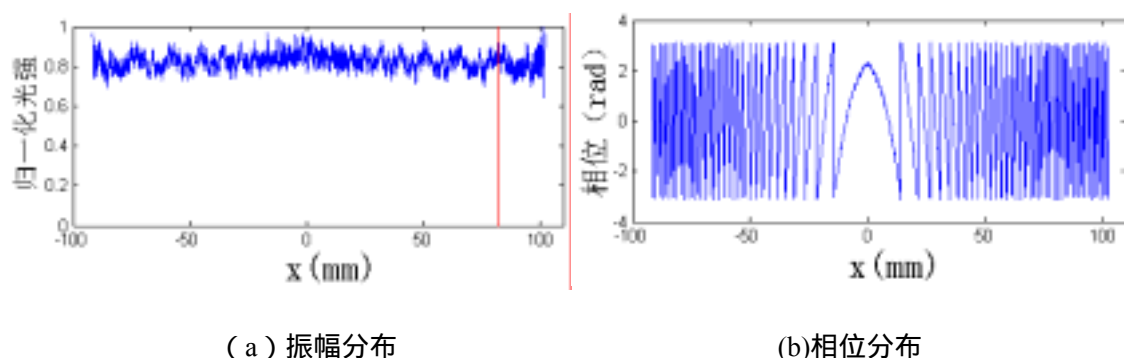


图 6.6 输出镜 M1 上的振幅与相位分布 (反射镜曲率变化 1% 时)

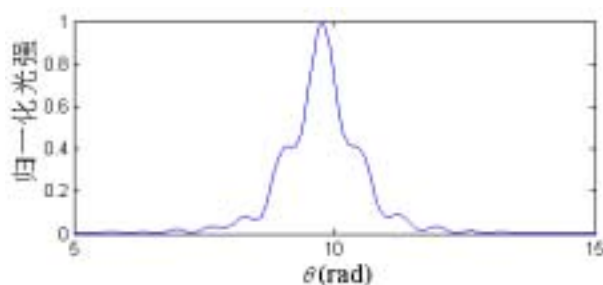


图 6.7 输出光束远场光强角分布曲线 (反射镜曲率变化 1% 时)

可见随着反射镜曲率半径的变化进一步增加,输出镜的光场相位分布的畸变更加严重,而且导致输出光束远场光强的畸变,光强分布曲线开始出现旁瓣,对光束模式造成影响。由计算可知该旁瓣在反射镜曲率半径变化达到 0.15% 时已经比较明显。

在激光器工作过程中,反射镜因为镜面受到激光热源的作用,虽然有冷却水带走加载在镜片上的热量,但是由于反射镜上的温度分布不均,会发生热变形,导致反射镜的镜面曲率发生变化,严重影响输出光束质量。因此,必须分析反射镜的散热情

况，求出其温度场分布，并在此基础上，求出反射镜的热变形，分析其曲率的形变<sup>[80][81]</sup>。

## 6.1.2 反射镜的热变形分析

利用解析法解方程组很难求出反射镜模型热变形的精确解，利用 ANSYS 选用直接偶合法进行耦合场分析<sup>[82][83]</sup>，分析结构和温度场的相互作用，考虑热膨胀和位移约束作用引起的热变形，便可得出反射镜的温度场分布和热变形。

### (1) 建立模型

反射镜的模型可直接在 ANSYS 中建立<sup>[84][85]</sup>。图 6.8 为在 ANSYS 中建立的反射镜的实体模型。

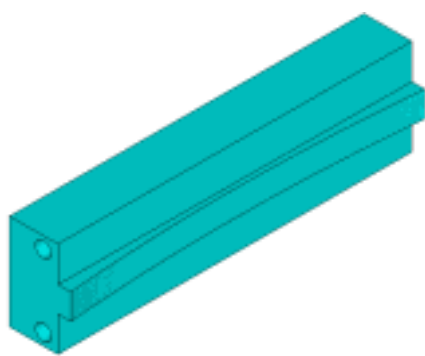


图 6.8 反射镜的实体模型

建立好实体模型后的工作便是划分网格，为了得到高质量的网格，可以采用体扫掠划分方法生成有限元模型<sup>[86][87]</sup>。如果源面网格由四边形网格组成，扫掠划分将生成六面体单元；如果源面由三角形网格组成，体将生成楔形单元；如果面由三角形和四边形单元共同组成，则体将由楔形单元和六面体单元共同填充。

图 6.9 为体扫掠划分网格得到的反射镜的有限元模型。

分析图 6.9 所示的有限元模型的网格，公共部分的节点没有错开，网格在交线上对的很好，网格分布均匀，这样的网格是高质量的网格。

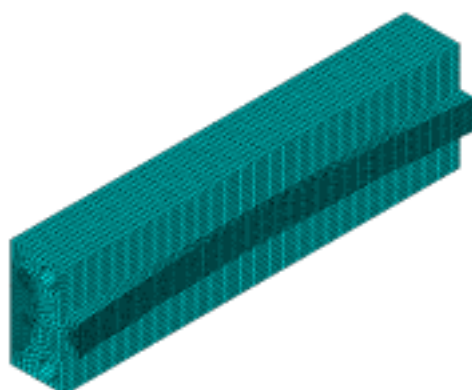


图 6.9 反射镜的有限元模型

## (2) 前处理

### 1) 定义单元类型

使用直接耦合法求解就必须选用耦合单元。因为采用的是体扫描网格划分方式，六面体单元是比较理想的，因此在 ANSYS 中选择 SOLID5 耦合单元。该单元是一次单元，共有 8 个节点，自由度包括温度、结构位移、电势和磁标势，一般用于热—应力和热—电耦合场<sup>[88]</sup>。

图 6.10 为 SOLID5 单元的单元几何形状和相关特征：

维度：3-D

耦合场：热-应力、热-电

性质：六面体单元

节点数：8

自由度：温度、结构位移、电势、磁标势

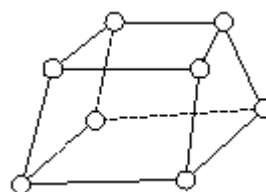


图 6.10 SOLID5 单元示意图

### 2) 定义材料属性

反射镜的材料为紫铜。查阅相关手册，得到求解热—结构耦合问题所需要的紫铜的材料属性，如表 6.1 所示<sup>[89]</sup>。

表 6.1 紫铜的部分物性参数

参数	数值	参数	数值
比热容 J/kg · K	836	弹性模量 $P_a$	$1.166 \times 10^{11}$
导热率 W/m · K	391	泊松比	0.35
线膨胀系数 m/K	$18.3 \times 10^{-6}$	密度 kg/m <sup>3</sup>	8940



## 3) 加载与求解

反射镜上的热传递过程是：反射镜镜面受到激光热源，通过热传递将热量传递到冷却水道内壁，再通过与冷却水对流换热，使热量被冷却水带走。

为了简化所研究的问题，便于突出研究重点，在工程允许的条件下，假设反射镜与周围的环境无热交换，即无热辐射，是绝热的；参考室温设定为 20℃，并忽略反射镜的重力<sup>[90][91]</sup>。根据反射镜周围的热学环境，对其施加载荷。

### (3) 施加激光热源

图 6.11 为激光器反射镜光场振幅分布曲线，可见，反射镜上的光强基本上是均匀分布的，因此在仿真过程中可以对反射镜施加均匀热源。

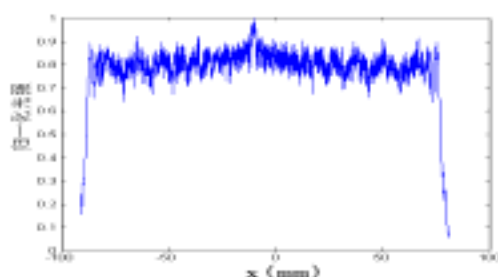


图 6.11 反射镜光场振幅分布曲线

当输出激光功率为 2kW 时，反射镜吸收的热功率密度约为  $2 \times 10^5 \text{ W/m}^2$ 。加载过程的模型如图 6.12 所示。

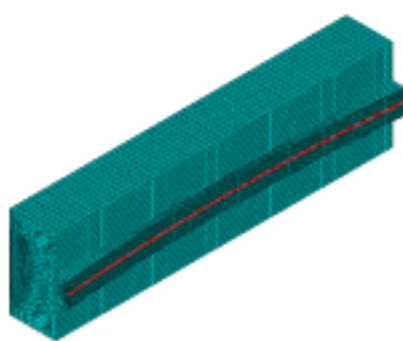


图 6.12 反射镜表面加载均匀激光热源

### (4) 施加冷却水对流换热系数

反射镜必须通水进行有效冷却，本文反射镜的水道为两条  $\Phi 5$  的水冷通道。因

此，除了施加激光热源之外，还需加载冷却水的对流换热，其对流换热系数取为  $5000 \text{ W} / \text{m}^2 \cdot \text{K}$ 。其加载过程如图 6.13 所示。

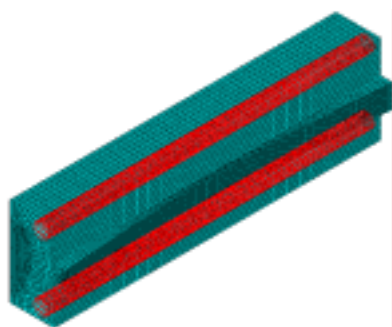


图 6.13 反射镜冷却水道加载

### (5) 施加约束

反射镜的固定结构采用的为在两侧中间部分各用两个螺栓固定的方法，在仿真过程中施加的等效约束如图 6.14 所示。

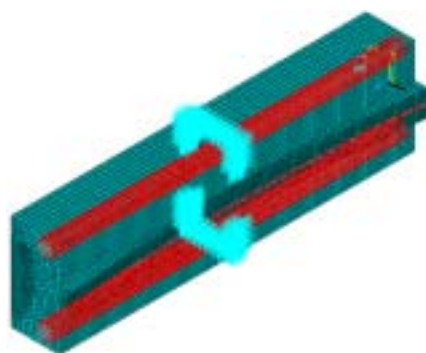


图 6.14 施加端面固定约束

### (6) 后处理与仿真结果分析

经过建模、加载之后，便可对系统进行求解，得出反射镜的温度场分布和热变形图。图 6.15 为激光输出功率为  $2000 \text{ W}$  时反射镜的温度场分布云图，图 6.16 为反射镜的热变形图。

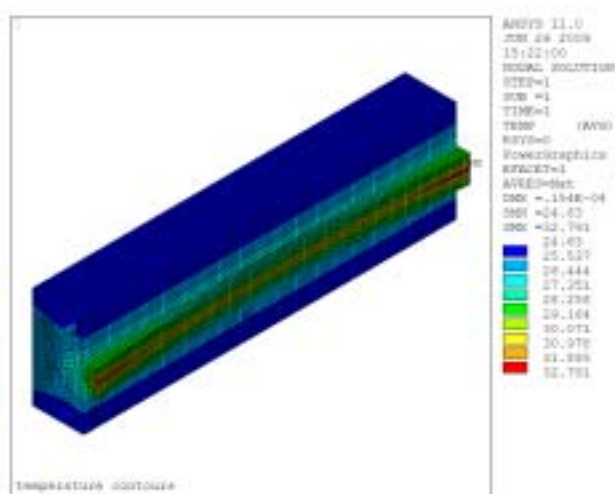
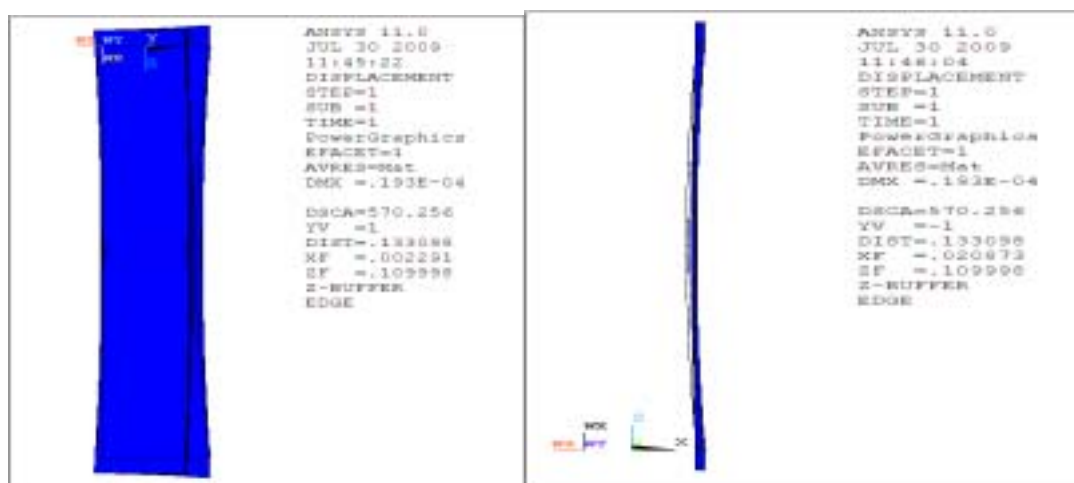


图 6.15 2000W 激光输出功率时反射镜的温度场云图



(a) 反射镜整体变形图

(b) 反射镜镜面变形图

图 6.16 2000W 输出激光功率下反射镜热变形图

变形图中的虚线所示为反射镜变形之前的轮廓，实线所示为变形之后的轮廓。要研究反射镜曲率的变化，只需研究镜面的变形即可，图 6.16 中，图 (a) 为反射镜整体变形图，图 (b) 显示为镜面的变形。由变形图可以定性的看出在激光器运行过程中，反射镜的曲率半径将出现明显的变化。

因为反射镜模型的结构和边界条件都是对称的，所以研究其表面曲率的变化，只需要研究其镜面对称线即  $y=0$  的节点的曲率变化即可。这样使三维问题转化成为二

维问题，使求解反射镜表面曲率半径的解析法得到了简化。于是，可以先从有限元软件中选择 11 个均匀分布于反射镜镜面中心线上的节点，然后读取这些节点变形前后的坐标值，再采用二维解析求解的方法求出由这些节点连线所得圆弧的曲率半径，便可进行比较分析。节点位置标示如图 6.17 所示。其中 X 方向为光轴方向，Y 方向为放电方向，Z 方向为镜片长度方向。所选取的 11 个节点变形前后的坐标值如表 6.2 所示。

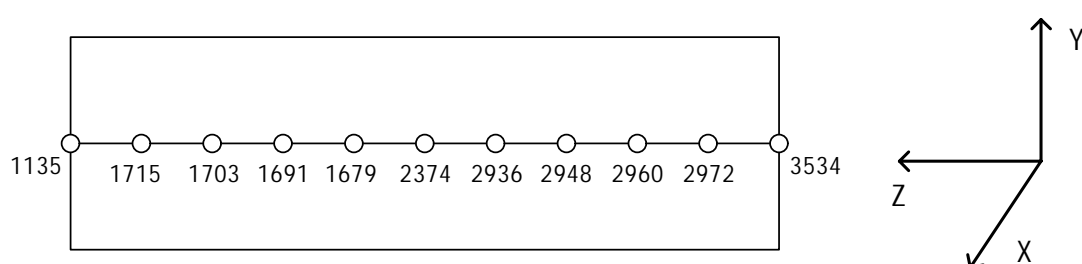


图 6.17 计算曲率半径变化所用节点分布示意图

表 6.2 反射镜节点变形前后坐标值

节点号	变形前 ( nm )		
	$X_1$	$Y_1$	$Z_1$
1135	23052302.3998	0.0000	220000000.0000
1715	21344806.0440	0.0000	199534053.7350
1703	19881835.9445	0.0000	177177860.6400
1691	18836493.0286	0.0000	154798253.8500
1679	18209141.5236	0.0000	132403033.6420
2374	18000000.0000	0.0000	110000000.0000
2936	18195652.5198	0.0000	88331410.5768
2948	18782546.1014	0.0000	66669891.9346
2960	19760489.4972	0.0000	45022500.2789
2972	21129163.8667	0.0000	23396295.6133
3534	23052302.3998	0.0000	0.0000

# 华中科技大学博士学位论文

续表 6.2 反射镜节点变形前后坐标值

节点号	变形量(nm)		
	X	Y	Z
1135	-182.4000	-10.1730	19283.0000
1715	1764.2000	-8.1637	14657.0000
1703	2810.0000	-5.8574	10825.0000
1691	3487.4000	-3.2710	7385.6000
1679	3939.8000	-1.1546	4042.7000
2374	4051.3000	-1.1163	-0.4496
2936	3951.3000	-1.0035	-3927.2000
2948	3522.8000	-3.2202	-7169.2000
2960	2891.4000	-5.8978	-10477.0000
2972	1931.8000	-8.2162	-14119.0000
3534	-181.3100	-10.6540	-19289.0000
节点号	变形后(nm)		
	X2	Y2	Z2
1135	23052119.9998	-10.1730	220019283.0000
1715	21346570.2440	-8.1637	199548710.7350
1703	19884645.9445	-5.8574	177188685.6400
1691	18839980.4286	-3.2710	154805639.4500
1679	18213081.3236	-1.1546	132407076.3420
2374	18004051.3000	-1.1163	109999999.5505
2936	18199603.8198	-1.0035	88327483.3768
2948	18786068.9014	-3.2202	66662722.7346
2960	19763380.8972	-5.8978	45012023.2789
2972	21131095.6667	-8.2162	23382176.6133
3534	23052121.0898	-10.6540	-19289.0000

## 华中科技大学博士学位论文

从表中也可以看出,这些节点  $y$  坐标的变形量很小,可以忽略,这也进一步证实了本文将三维问题转化为二维问题求解的可行性。另外,在  $Z$  方向,镜面变形沿镜面中心成对称分布。

变形后曲率半径的平均值计算过程可以采用两种方法,一种最简单的方法是对每相邻的三个点计算曲率半径,再对这些局部曲率半径取平均值。这种方法可以较好的反映镜面的局部变形。在计算的过程中,由于在  $z$  方向镜面的变形呈对称分布,所以实际可以只计算其中 6 个点的曲率半径变化,便可得出变形后的曲率半径平均值。另外,由于在  $z$  方向镜面的变形呈对称分布,所以可以以镜面中心点为对称点,在  $Z$  方向不同位置对称取成对的点与镜面中心点构成三个点,计算每三个点的曲率半径,共 5 个曲率半径,并对这些曲率半径计算平均值;这种方法可以更好的反映镜面整体的曲率半径变化。利用 VC 编程采用两种方法可以分别计算变形后的曲率半径平均值。VC 计算结果界面如图 6.18 所示。



图 6.18 变形后的曲率半径的 VC 程序运算结果

计算发现由于温度分布不均,反射镜变形之后的镜面不是一个各处曲率相等的圆弧面;其中,在  $Z$  方向的边缘部分变形最为严重。两种计算方法得到的曲率半径变化分别达到 0.16%和 0.1%。利用前面的方法计算此时的输出镜光场振幅和相位分布如图 6.19 所示。

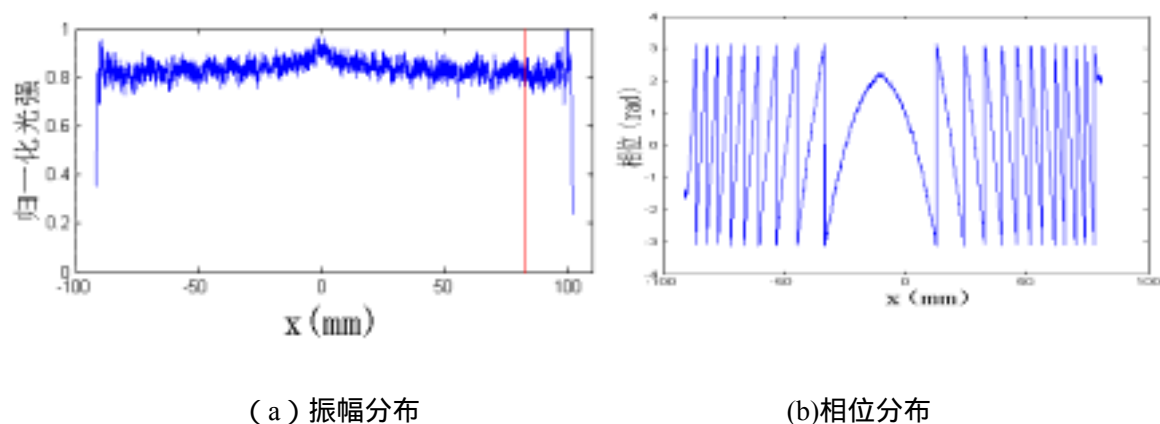


图 6.19 2000W 输出功率下未补偿热变形后的输出镜光场分布图

分析比较图 6.19 和变形之前的场强和相位分布图 6.2，可以得知在 2000W 输出功率下、未进行温度补偿时，反射镜产生的热变形会导致镜面上激光热源的场强和相位分布发生较大的变化，因而会导致激光输出光束质量下降。

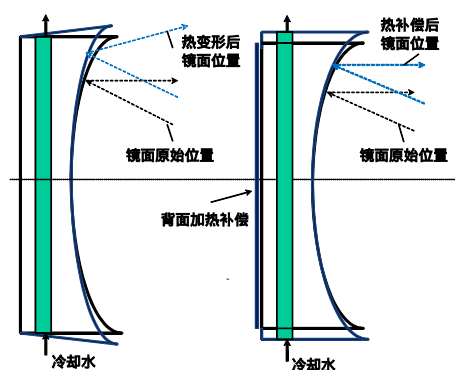
## 6.2 光腔镜片的热变形补偿

为了解决反射镜热变形引起的曲率半径变化，导致的谐振腔热不稳定，本文提出了一种背面加热进行曲率补偿的方法，补偿后可以保证曲率半径的变化控制在不对谐振腔输出特性造成影响的范围内。

### 6.2.1 腔镜热变形的补偿分析

为了补偿反射镜的热变形，平衡激光热源导致的反射镜镜面曲率变化量，可以采用热偶丝在反射镜背面进行加热，随着射频注入功率的变化，改变热偶丝通过的电流大小，从而在不同的射频注入功率下，均得到不影响光腔参数的补偿效果。反射镜镜面相对于原始位置的热变形和背面加热补偿效果示意图如图 6.20 所示。通过背面加热补偿，可以将反射镜整体拉长，但曲率半径基本恢复到变形前的原始值。

利用有限元分析软件，采用与计算无补偿时的镜片热变形同样的方法，即可求得不同射频注入功率下，进行温度补偿之后的反射镜镜面曲率半径变化量。



(a) 热变形后 (b) 热补偿后

图 6.20 反射镜加热补偿效果图

## 6.2.2 加热电流对镜片补偿的影响

如图 6.21 所示，在反射镜背面施加三条  $2\text{mm} \times 200\text{mm}$  热偶丝加热。



图 6.21 反射镜背面的补偿电功率

当输出激光功率为  $2\text{kW}$ ，在反射镜背面施加的热功率密度为  $230000\text{W}/\text{m}^2$  时，反射镜的温度分布如图 6.22 所示，反射镜热变形如图 6.23 所示。



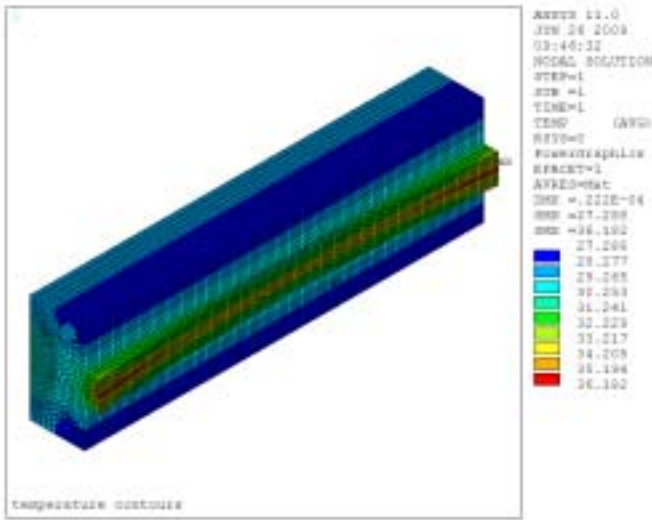
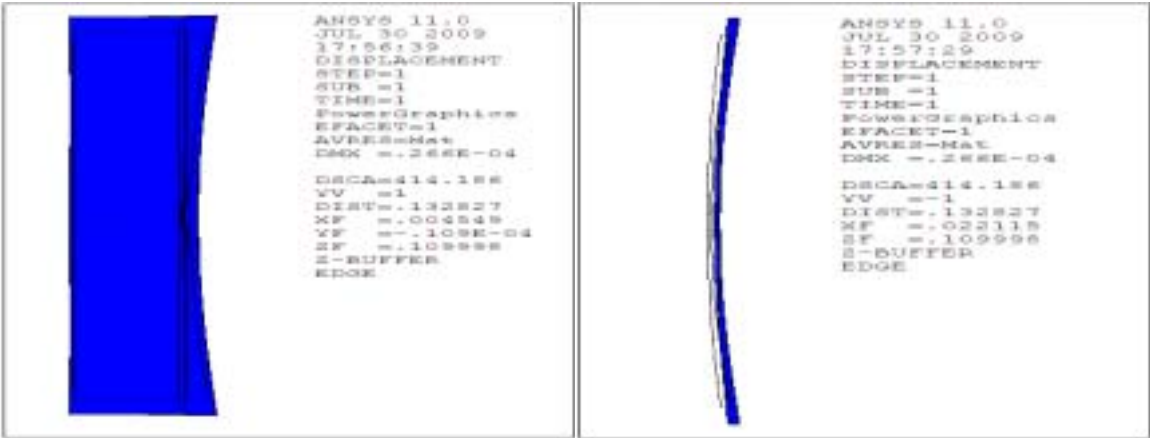


图 6.22 背面加热补偿后的反射镜温度分布云图



(a) 反射镜整体变形图 (b) 反射镜镜面变形图

图 6.23 背面加热补偿后的反射镜变形图

按照前面相同的两种方法可以计算出反射镜补偿之后的变形量和坐标值如表 6.3 所示。利用同样的 VC 程序计算结果如图 6.24 所示。利用两种方法计算出的曲率半径变化分别为 0.026%和 0.016%。

表 6.3 反射镜节点变形补偿前后坐标值

节点号	变形前(nm)		
	$X_1$	$Y_1$	$Z_1$
1135	23052302.3998	0.0000	220000000.0000
1715	21344806.0440	0.0000	199534053.7350
1703	19881835.9445	0.0000	177177860.6400
1691	18836493.0286	0.0000	154798253.8500
1679	18209141.5236	0.0000	132403033.6420
2374	18000000.0000	0.0000	110000000.0000
2936	18195652.5198	0.0000	88331410.5768
2948	18782546.1014	0.0000	66669891.9346
2960	19760489.4972	0.0000	45022500.2789
2972	21129163.8667	0.0000	23396295.6133
3534	23052302.3998	0.0000	0.0000
节点号	变形后(nm)		
	$X_2$	$Y_2$	$Z_2$
1135	23057459.5998	-12.5480	220021565.0000
1715	21350314.0440	-9.9020	199550775.7350
1703	19887041.2445	-6.8661	177190344.6400
1691	18841391.9286	-3.3904	154806841.3500
1679	18213914.3236	-0.4008	132407780.3420
2374	18004691.2000	-0.1432	109999999.4230
2936	18200425.0198	-0.1935	88326797.8768
2948	18787429.4014	-3.3718	66661550.9346
2960	19765662.6972	-7.0272	45010406.2789
2972	21134641.3667	-10.1820	23380157.6133
3534	23057459.2998	-13.5640	-21573.0000

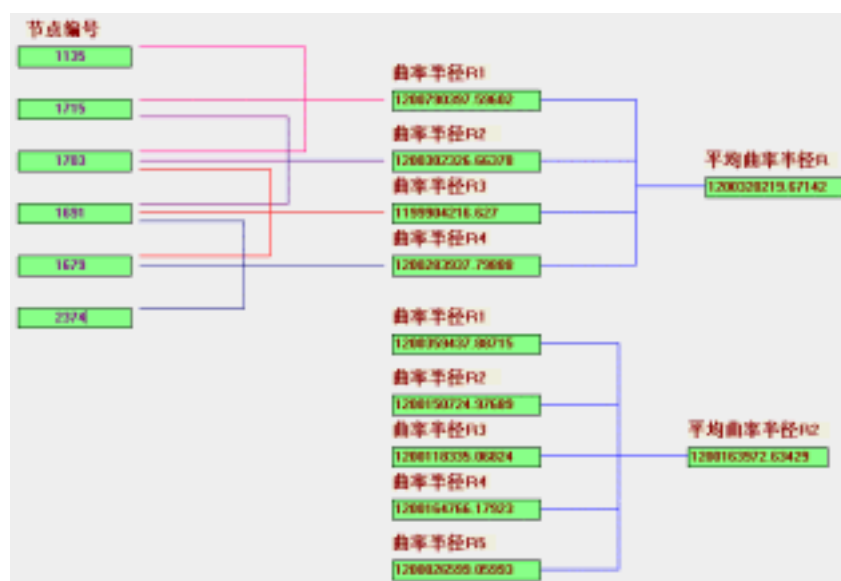


图 6.24 补偿后的曲率半径的 VC 程序运算结果

由此得出补偿后输出镜的光场分布和输出光束的光强分布如图 6.25 和 6.26 所示。可见，补偿之后可以基本解决反射镜热变形对输出光束质量的影响。

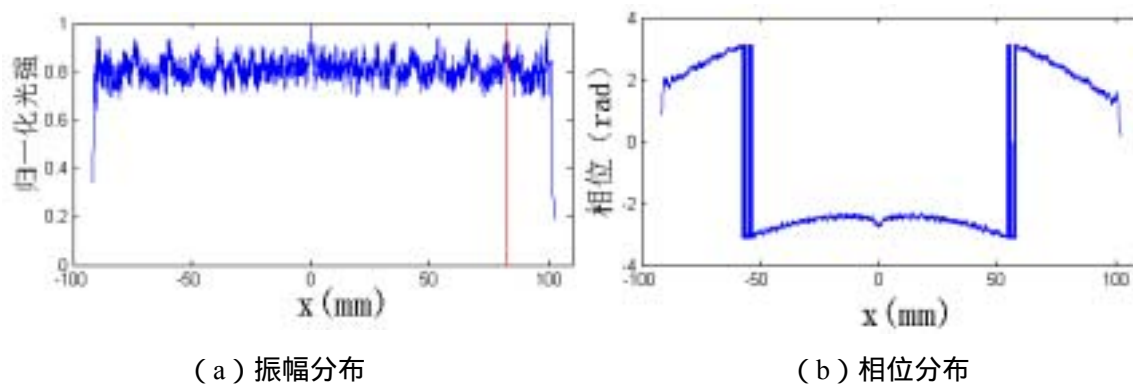


图 6.25 补偿之后的反射镜光场分布

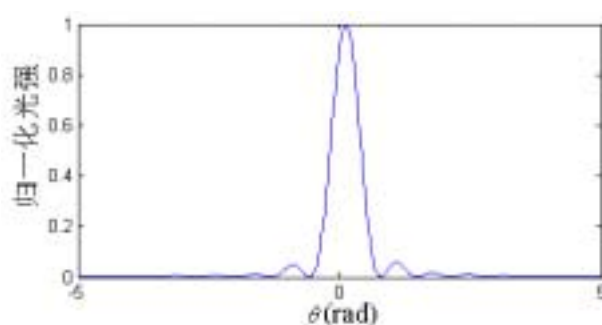


图 6.26 补偿之后输出光束光强分布

## 华中科技大学博士学位论文

可以用以上方法计算出不同的激光下，保证补偿后的曲率半径变化小于 0.03% 的热功率密度。而所用热偶丝总电阻为 3.3  $\Omega$ ，总加热面积为 1200mm<sup>2</sup>，则对应的热丝电流为

$$I_{\text{丝}} = \frac{P_{\text{丝}} S_{\text{丝}}}{0.9 R_{\text{丝}}^2} \quad (6.1)$$

其中  $P_{\text{丝}}$  表示热丝的热功率密度  $S_{\text{丝}}$  表示热丝的总加热面积，设电热转化效率为 90%。

在实际的应用过程中，由于功率检测采用的是热偶探头，响应时间较长，而补偿加热同样需要一定的响应时间，若利用激光功率作为补偿的参考信号，系统响应太慢，无法达到最佳的补偿效果。而实际的射频电源栅极控制电流大小直接调制激光输出功率的大小，与激光输出功率具有线性关系，而栅极电流的检测过程响应较快，因此，在实际的应用过程中，采集栅极电流信号作为参考信号，根据栅极电流与激光功率的对应关系可计算出所需的补偿加热电流大小，给热丝实时提供与栅极电流大小对应的加热电流即可得到较好的补偿效果。利用以上仿真过程可以得出栅极调制信号占空比与加热电流大小的对应关系如图 6.27 和表 6.4 所示。

表 6.4 加热电流与栅压占空比关系表

栅压占空比 (%)	13	17	25	32	40	49
加热电流 (A)	2.7	2.97	3.5	4	4.6	5.2
栅压占空比 (%)	56	65	74	80	90	95
加热电流 (A)	5.7	6.4	7	7.4	8	8.5

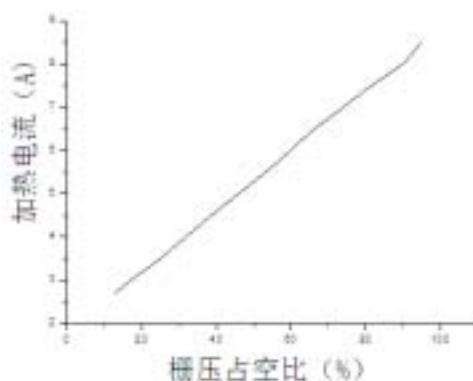


图 6.27 加热电流随栅压占空比变化关系曲线

从关系曲线可以看出，最佳补偿加热电流与栅压占空比基本呈线性关系。

## 6.3 本章小结

利用有限元分析法仿真分析了反射镜的热变形和温度分布，并分析了该变形对光束质量的影响；同时提出了补偿该热变形的有效方法。

(1) 分析了反射镜曲率半径的变化对射频激励扩散冷却板条  $\text{CO}_2$  激光器所采用的负支共焦非稳-波导混合腔的影响，分析结果表面，当反射镜曲率半径变化大于 0.03% 时将使得输出镜上光束的相位分布产生畸变；当反射镜的曲率半径变化大于 0.15% 时，输出光束光强分布明显畸变，开始出现旁瓣。

(2) 利用有限元分析法对反射镜进行了建模、网格划分、热源加载、冷却加载和约束加载，仿真求解得出了反射镜的热变形和温度分布，仿真结果表明，在 2kW 输出激光功率下，反射镜的曲率变化大于 0.15%，其热变形将对光腔参数产生严重影响。

(3) 提出了一种背面同步加热自适应补偿方法，随着射频注入功率的变化，对反射镜进行同步加热补偿，得到了补偿加热的热丝电流随注入功率变化的曲线，获得了在不同功率下均不影响输出光束质量的光腔参数补偿效果。

## 7 总结与展望

论文对大功率射频板条  $\text{CO}_2$  激光器的激励特性进行了理论分析和实验研究。论文的主要研究内容和创新点包括以下几个方面：

(1) 根据大功率射频激励  $\text{CO}_2$  激光器对射频源的技术要求,利用 RS3041CJ 电子管设计了 30kW 自激式射频激光电源。设计了电子管的静态和动态工作参数;并选择电容三点式谐振电路,设计了屏极谐振槽路和栅极反馈回路的元件参数。建立了电子管的小信号增益模型,并以此为基础对射频电源的整体电路进行了射频仿真分析,可获得功率为 30kW,频率为 83MHz 的射频功率输出。

(2) 研究了射频激励气体放电等离子体特性,重点分析了影响射频激励气体放电均匀性的因素,计算了放电区的等效阻抗。提出了大面积射频板条放电的二维电压分布模型,并分别计算了 40mm × 500mm 电极在 2kW 注入功率下,和 200mm × 1000mm 电极在 30kW 注入功率下的二维电压分布函数曲线,得出了其最大二维电压波动分别为 25%和 65%。提出了一种在电极纵向采用并联谐振电感,电极横向采用终端并联电抗元件解决放电电压二维分布不均匀性的模型。

(3) 当电极纵向为中间馈入方式,横向分别采用中间馈入或电极侧面馈入方式时,分别采用电极侧面对称和不对称并联电感,获得了电压分布均匀的二维均压模型;该模型对于 40mm × 500mm 电极,可获得波动小于 1.5%的中间馈入和波动小于 2%的侧面馈入二维电压分布;对于 200mm × 1000mm 电极,可获得波动小于 2.5%的中间馈入和波动小于 3%的侧面馈入二维电压分布。对不同尺寸的电极分别进行了射频激励气体放电试验,发现在不加均压电感时,随着注入功率密度的增加或者气压的降低,放电逐渐从极板两端向中间延伸,直至布满整个极板,发光强度也随之不断增加。这与未均压时的二维电压分布模型相符;在电压分布均匀时,则随着注入功率密度的增加或者气压的降低,发光强度逐渐增强。但不同的注入功率密度和气压下,电压分布的均匀性也会略有变化。且实验得到的电压均匀分布时的均压模型与本文提出的二维均压模型的计算结果基本相符。

(4) 分析了大功率射频功率传输过程中的电压、功率和阻抗的变换关系。对 40mm

× 500mm 电极和 200mm × 1000mm 电极放电气体负载的射频传输匹配网络进行了设计。利用 Smith 圆图法, 计算了采用  $\pi$  型和 L 型阻抗匹配网络时的最佳匹配参数, 找到了负载变化时匹配网络参数的变化规律, 得出了两种电极下最合适的匹配网络类型和匹配元件选择。并利用实验进行了实际的放电负载匹配, 设计了一套自适应匹配装置, 在放电的过程中自动调节匹配参数的大小, 得出了保持驻波比小于 1.2 的自动匹配效果。

(5) 分析了射频板条激光器的功率控制过程, 选择脉宽调制方式实现激光器的功率控制。设计了激光器的点火、维持、连续工作和脉冲工作过程中的调制脉冲参数。利用 DSP 系统设计了脉宽调制器的硬件电路, 并利用 CCS3.1 软件实现了脉宽调制器的软件编程, 实现了各个调制过程的 PWM 波输出。进行了气体放电调制实验, 获取了调制过程中的栅压和射频电压波形; 并根据调制过程中的放电现象, 调整了点火、维持和连续工作、脉冲工作过程中的调制信号参数, 实现了激光器的脉宽调制功率控制过程。

(6) 分析了反射镜曲率半径的变化对射频激励扩散冷却板条 CO<sub>2</sub> 激光器所采用的负支共焦非稳-波导混合腔的影响。利用有限元分析法对反射镜的热变形和温度分布进行了仿真, 发现在 2kW 输出激光功率下, 反射镜的曲率变化大于 0.15%, 输出镜上光场的相位分布产生严重畸变, 且远场输出光束的光强分布出现旁瓣, 输出光束模式发生变化。针对反射镜热变形对光腔参数的影响, 提出了一种背面同步加热自适应补偿方法, 随着射频注入功率的变化, 对反射镜背面进行同步加热补偿, 得到了补偿加热的热丝电流随注入功率变化的曲线, 获得了在不同功率下均不影响输出光束质量的补偿效果。

由于时间和实验条件的限制, 本文所做研究工作还有待进一步深入, 可以针对以下方面进一步开展。

(1) 大功率射频电源只进行了理论设计与仿真, 还有待实际的制作过程对理论设计结果进行进一步的修正, 并将电源制作成具有实用意义的样机。

(2) 射频气体放电的二维模型虽然利用实验得到了定性的验证, 但还需要相应的检测手段对极板电压或放电区增益进行精确检测, 得到实际放电过程中的电压或增益的定量分布, 以对理论模型进行进一步精确修正。

# 华中科技大学博士学位论文

---

## 致 谢

论文的研究工作是在激光加工国家工程研究中心气体激光研究平台下，在导师王又青教授和唐霞辉教授的悉心指导和帮助下完成的。

王又青老师扎实的理论功底和细致的工作作风都令我受益匪浅，同时对我的课题选取、论文写作等方面王老师都给予了精心指导，付出了辛勤的劳动和汗水。在此谨向王老师表示衷心的感谢！

导师唐霞辉教授对我的研究工作进行了的全过程精心指导。唐老师刻苦钻研、精益求精的精神令我感动；唐老师关爱学生、热情诚恳、淡泊名利的作风令我钦佩；无论在工作、学习还是生活上，唐老师都是我的良师。在此谨向唐老师致以深深的谢意。

感谢工程中心主任朱晓教授，朱老师广博的专业知识，兢兢业业、克己奉公的工作精神都是我们学习的好榜样。在工作、学习和生活上，朱老师都给予了我们极大的关怀，为我们年轻人的成长铺平了道路，在此谨向朱老师表示衷心的感谢。

感谢我的硕士导师李家镕教授，是他将我引入了科研的殿堂，退休之后，李老师仍对我的博士课题研究进展给予了极大的关注和热情的帮助。

在工作和读博期间，李正佳教授、刘善琨副院长、程愿应教授在工作、学习和生活上给予了关照与帮助。在此向他们深表谢意。

课题组王汉生副教授、朱国富副教授在工作上给予了大力协助，何建平老师、方汉生老师、彭战非老师、石裕友老师等为我读博期间提供了各种便利和帮助，在此向他们表示感谢。

非常感谢同窗好友秦应雄老师、彭浩老师、钟如涛博士、邓前松老师、陈红霞老师、李波老师、王晓东老师等为我的研究工作、论文撰写过程给予了很多的帮助。

在我学习和研究过程中，课题组中的师弟师妹肖喻、李根、李林、刘继舒、张焱、王度等给予了很多的支持和帮助，在此表示感谢，并祝愿他们前程远大，事业有成。



## 华中科技大学博士学位论文

---

感谢光电学院所有的领导和老师在我学习和工作中给予的关心和帮助。

感谢家人和亲友无私的支持。感谢父母、公公、婆婆长期为我们照顾孩子，全心全意支持我的工作和学习。感谢我的爱人刘向荣，感谢他对我百般呵护，并用宽容、理解和关爱给了我一个和睦幸福的家。儿子刘恺阳给我们家带来了无限的快乐，可我却为了忙碌的工作和学习对他疏于照顾，愿他能够永远健康快乐的成长。

最后，再次向所有关心和帮助过我的人致以衷心的感谢与祝福。

柳娟

2009 年 06 月 10 日于华工园

## 参考文献

- [1] 唐霞辉. 高功率横流 CO<sub>2</sub> 激光器及其应用. 华中科技大学出版社, 2008. 23~26
- [2] 王吉, 林辉. CO<sub>2</sub> 气体激光器的激励技术及其发展趋势. 中国仪器仪表, 2005(8): 42~45
- [3] W. Schock, T.h. Hall, E. Wildermuth. Compact transverse flow CO<sub>2</sub> laser with RF excitation. SPIE, 1998, 1031: 76~81
- [4] Dunham Greg. Sealed carbon dioxide lasers enter the high-power arena. Laser Focus World, 1999(3): 104~106
- [5] A.I.Dutov, I.Yu.Evstratov, A.A.Kuleshov, S.A.Motovilov, N.A.Novoselov, V.E.Semenov, P.E.Smirnov, A.A.Sokolov, M.S.Yur'ev. Slab waveguide high-power pulsed CO<sub>2</sub>-laser. Proc.SPIE, 1998, 3574(17): 1~178
- [6] A.D.Colley, F.Villareal, A.A.Cameron, P.P.VitrUk, H.J.Baker, D.R.Hall. High Power CW Molecular Lasers Using Narrow Gap Slab Waveguides. in: Gas Lasers - Recent Developments and Future Prospects, W.J.Witteman and V.N.Ochkin, Eds. Kluwer Academic Publishers, 1996
- [7] A.D.Colley, H.J.Baker, D.R.Hall. Planar waveguide, 1 kW cw carbon dioxide laser excited by a single transverse RF discharge. Appl.Phys.Lett., 1992, 61(2): 136~139
- [8] A.I.Dutov, A.A.Kuleshov, V.N.Sokolov. Slab waveguide RF-excited CO<sub>2</sub> laser for material processing. Proc. SPIE, 1995, 2713: 51~57
- [9] 王吉. 全金属环波导 CO<sub>2</sub> 激光器射频电源的研究与实践. 华中科技大学硕士学位论文, 2005
- [10] B. I. Ilukhin, Y. B. Udalov, I. V. Koehetov, V. N. Ochkin, M. B. Heeman-Ilieva, P. J. M. Peters, W. J. Witteman. Theoretical and experimental investigation of a waveguide CO<sub>2</sub> laser with radio-frequency excitation. Appl. Phys. B, 1996, 62, 113~127

- [11] P. P. Vitruk, H. J. Baker, D. R. Hall. The characteristics and stability of high power transverse radio frequency discharges for waveguide CO<sub>2</sub> slab laser excitation. J. Phys. D: Appl. Phys., 1992, 25: 1767~1776
- [12] 朱钧, 杨风雷, 范希智等. 环射频激励 CO<sub>2</sub> 波导激光器的放电技术. 真空科学与技术, 2000, 20(4): 290~292
- [13] R. Nowack, H. Opower, U. Schaefer, K. Wessel, T.h. Hall. High Power CO<sub>2</sub> Waveguide Laser of the 1 kW Category. SPIE, 1990, 1276: 18~28
- [14] A. D. Colley, H. J. Baker, D. R. Hall. Planar waveguide, 1 kW cw, carbon dioxide laser excited by a single transverse rf discharge. Appl. Phys. Lett., 1992, 61(2): 136~138
- [15] D. Efrlichmann, U. Habich U, H.D. Plum, et al. High power CO<sub>2</sub> laser with coaxial waveguide and diffufision cooling. IEEE J. Quant. Electron., 1993, 29(7): 2211~2219
- [16] S. Selleri, L. Vincetti, A. Cucinotta, M. Zoboli. Complex FEM modal solver of optical waveguides with PML boundary conditions. Opt Quantum Electron, 2001, 33: 359~371
- [17] D. Efrlichmann, U. Habich, H.D. Plum, et al. Azimuthal mode discrim ination of annular resonators, 1993, 32(33): 6582~ 6586
- [18] P.E. Jackson, H.J. Baker, D.R. Hall. CO<sub>2</sub> large-area discharge laser using an unstable-waveguide hybrid resonator. Appl. Phys. Lett., 1989, 54(20): 1950~1952
- [19] Kobayashi. S, Terai. K. 1kW slab CO<sub>2</sub> Laser excited by a Self-excited RF Generator. GCL/HPL'96, Edinburgh U. K, August, 1996. 25~30
- [20] D.R. Hall, H.J. Baker, F. Villarreal. High power RF excited planar waveguide carbon dioxide lasers for microprocessing applications. Proceedings of SPIE, 2003, 5120: 23~29
- [21] W. D. Bilida, H. J. J. Seguin, C. E. Capjack. Resonant cavity excitation system for radial array slab CO<sub>2</sub> lasers. J. Appl. Phys., 1995, 78(7): 4319~4322

## 华中科技大学博士学位论文

---

- [22] A.I.Dutov, A.A.Kuleshov, S.A.Motovilov, N.A.Novoselov, N.L.Orlov, V.E.Semenov, A.A.Sokolov. High-power high optical quality RF-excited slab CO<sub>2</sub> lasers. Proc. SPIE, 2000, 4351: 104~109
- [23] R. Abram, D. R. Hall. 2-Dimensional Waveguide CO<sub>2</sub> laser Arrays and Beam Reforming. GCL/HPL'96, Edinburgh U. K, August, 1996. 25~30
- [24] A.I. Dutov, I. Yu. Evstratov, V.N. Ivanova, A.A. Kuleshov, S.A. Motovilov, N.A. Novoselov, V.E. Semenov, V.N. Sokolov, M.S. Yur'ev. Experimental investigation and numerical simulation of slab waveguide CO<sub>2</sub> laser with if pumping. Quantum Electronics, 1996, 26(6): 484~488
- [25] E. F. Yelden, H. J. Seguin, C. E. Capjack et al. Phase-locking phenomena in a radial multislot CO<sub>2</sub> laser array. J. Opt. Soc. Am(B), 1993, 10(8): 1475~1482
- [26] A. Iapucci, G. Cangioli. Phase-locked operation of a compact three-slab-sections radiofrequency discharge CO<sub>2</sub> laser. IEEE. J. Quant Electron, 1993, QE-29(12): 2962~2971
- [27] D. Ehrlichmann, U. Habich, H. D. Plum et al. Annular resonators for diffusion cooled CO<sub>2</sub> lasers. CLEO'94 Amsterdam, Netherlands, August, 1994. 400~401
- [28] R. Nowack, H. Bochum. High Power Coaxial CO<sub>2</sub> waveguide laser. GCL/HPL'96, Edinburgh U. K, August, 1996. 25~30
- [29] 曹锋光. 中小功率射频激励 CO<sub>2</sub> 激光器关键技术研究及实践. 华中科技大学硕士学位论文, 2005
- [30] 苏红新, 高允贵. 射频板条 CO<sub>2</sub> 激光器波导耦合损耗的理论研究. 量子电子学报, 2000, 17(3): 226~230
- [31] 李贵安, 宋建平, 张相臣等. 射频激励平板 CO<sub>2</sub> 激光器放电机理的理论研究. 激光杂志, 2002, 23(6): 16~17
- [32] V. N. Ochkin, W. J. Witteman, B. I. Ilukhin, I. V. Koehetov, P. J. M. Peters, Y. B. Udalov, S. N. Tskhai. Influence of the electric field frequency on the performance of a RF excited CO<sub>2</sub> waveguide laser. Applied Physics B, 1996, 63: 575~583

- [33] R. L. Sinclair, J. Tulip. Parameters Affecting the Performance of a RF excited CO<sub>2</sub> Waveguide Laser. *App l. Phys.* 1984, 56 (9): 2498 ~ 2501
- [34] 刘玉华, 唐令西, 阮双琛. 影响 RF 激励 CO<sub>2</sub> 波导激光器高效运转的因素. *激光与红外*, 1999, 29(3): 157~160
- [35] Peter P. Vitruk, H. J. Baker, D. R. Hall. Similarity and Scaling in Diffusion-Cooled RF-Excited Carbon Dioxide Lasers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1994, 7(30): 1623~1634
- [36] E.F.Plinski, J.S.Witkowski, K.M.Abramski. Algorithm of RF-excited slab-waveguide laser design. *J. Phys. D:Appl. Phys.*, 2000, 33: 1823~1826
- [37] Cheng Yuanying, Wang Youqing. Eigenvector method for optical field simulation. *Optics Comm.*, 2004, 234(1): 1~6
- [38] E. F. Plinski, D.A. Wojaczek, J.S. Witkowski, K.M. Abramski. Spectral and thermodynamic effects in pulsed RF excited CO<sub>2</sub> slab-waveguide laser. *Proc. SPIE*, 2005, 5777: 479~484
- [39] S.F.Helefert, R.Pregla. A finite difference beam progation algorithm based on generalized transmission line equations. *Opt. Quantum Electron.*, 2000, 32(6): 681~690
- [40] J.S. Witkowski, E.F. Pliński, B.W. Majewski, K.M. Abramski. Spectral aspects of a CO<sub>2</sub> slab waveguide laser design. *Proc. SPIE*, 2003, 5120: 202~205
- [41] S.J. Polychronopoulos, G.B. Athanasoulas, N.K. Uzunoglu. Advanced mode solver using an integral equation technique and entire domain plane wave basis functions. *Opt Quantum Electron*, 1997 , 29: 127~137
- [42] A.B. Manenkov, A.G. Rozhnev. Ptical dielectric waveguide analysis based on the modified finite element and integral equation methods. *Opt Quantum Electron*, 1998, 30: 31~70
- [43] H. Bochum. Near- and far-field properties of annular CO<sub>2</sub> waveguide lasers. *Appl. Opt.*, 1997, 36 (15): 3349~3356

## 华中科技大学博士学位论文

---

- [44] H. Zhao, H.J. Baker, D.R. Hall. Area scaling in slab rf-excited carbon monoxide lasers. *Appl. Phys. Lett.*, 1991, 59(11): 1281~1283
- [45] 逮贵祯. 射频电路的分析与设计(第一版). 北京: 北京广播学院出版社会, 2003. 112~121
- [46] 谭明磊. 高功率 CO<sub>2</sub> 激光器射频电源分析和设计. 华中科技大学硕士学位论文, 2008
- [47] W.Marshall Leach, Jr. Spice Models for Vacuum-Tube Amplifiers *J.Audio Eng.Soc.*, 1995, 43(3): 488~489
- [48] 陈艳华, 李朝晖, 夏玮等. ADS—射频电路设计与仿真. 北京: 人民邮电出版社, 2008. 25~26
- [49] P.Vitruk, J.Schemmer, S.Byron. 700 W diffusion cooled, large area, 40.68 MHz excited CO<sub>2</sub>-laser employing splitwave hybrid confocal resonator. *Proc.SPIE*, 1998, 3343: 677~686
- [50] A. Lapucci, S. Mascalchi, R. Ringressi. Parameters Affecting the Power Distribution in the Radio Frequency Discharge of Large-Area Diffusion-Cooled CO<sub>2</sub> Lasers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1998, 34(4): 616~621
- [51] Y.P. Raizer, M.N.Shneider. Radio-Frequency Capacitive Discharge in a Long Strip Line. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 1998, 26(3): 1017~1021
- [52] H.J. Baker. Direct measurement of the electrical impedance of narrow gap radio frequency gas discharges in the 100 MHz region. *Meas. Sci. Technol.*, 1996, 7: 1631~1635
- [53] V.V. Azharonok, I.I.Filatova, V.D. Shimanovich. Some features of radio-frequency discharges in CO<sub>2</sub>+N<sub>2</sub>+He. *Proceedings of SPIE*, 2000, 4165: 53-55
- [54] P.Vitruk, D.R.Hall, H.J.Baker. The characteristics and stability of high power transverse radio frequency discharges for waveguide CO<sub>2</sub> slab laser excitation. *J.Phys.D: Appl.Phys.*, 1992, 25: 1767~1776
- [55] R.Wester. Frequency dependence of thermal volume instabilities in high-frequency

## 华中科技大学博士学位论文

---

- CO<sub>2</sub> laser discharges. J. Appl. Phys., 1991, 70(7): 3449~3454
- [56] 高允贵, 吴春雷, 姜云云等. 射频板条 CO<sub>2</sub> 激光器放电特性的数值研究. 量子电子学, 1999, 16(4): 329~337
- [57] J. D. Strohschein, W. D. Bilida, H. J. J. Seguin, C. E. Capjack. Enhancing discharge uniformity in a multi-kilowatt radio frequency excited CO<sub>2</sub> slab array. Appl. Phys. Lett., 1996, 68(8): 1043~1045
- [58] A.Lapucci, F.Rossetti, M.Ciofini, G.Orlando. On the Longitudinal Voltage Distribution in Radio-Frequency-Discharged CO<sub>2</sub> Lasers with Large-Area Electrodes. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1995, 31(8): 1537~1542
- [59] J.D.Strohschein, W.D.Bailida, H.J.J.Seguin, C.E.Capjack. Computational Model of Longitudinal Discharge Uniformity in RF-Excited CO<sub>2</sub> Slab Lasers. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1996, 32(8): 1289~1298
- [60] A.I.Dutov, V.N.Ivanova, S.A.Motovilov et al. Computer simulation of RF-excited diffusion-cooled slab CO<sub>2</sub> laser. Proc. SPIE, 1995, 2713: 58~66
- [61] 苏红新, 高允贵. 射频板条 CO<sub>2</sub> 激光器并联谐振技术的研究. 量子电子学报, 1998, 15(5): 465~469
- [62] 黄建军, 余建华, D.Teuner. 射频放电激励激光器阻抗特性实验研究. 激光杂志, 2000, 21(6): 15~16
- [63] 王又青, 安承武, 李再光. RF 激励 CO<sub>2</sub> 激光器中的阻抗匹配分析. 中国激光, 1997, 24(3): 202~208
- [64] 王又青, 吴龟灵, 安承武等. 高频气体激光器功率传输的匹配. 激光杂志, 1998, 19(3):11~16
- [65] 曹锋光, 张德玲, 王新兵等. 射频电源中的阻抗匹配研究. 应用激光, 2005, 25(2): 101~102
- [66] 陈声鸿, 毛玉周, 张刚等. 射频激励 CO<sub>2</sub> 激光器的阻抗匹配及调制的实验研究. 中国激光, 1997, 24(9): 787~792
- [67] 王又青, 安承武, 陈清明. 激励 CO<sub>2</sub> 激光器功率传输中的阻抗匹配研究. 兵工学

## 华中科技大学博士学位论文

---

- 报, 1998, 19(1): 51~55
- [68] 曹锋光, 王新兵, 汪盛烈等. 射频 CO<sub>2</sub> 激光器实用功率控制器的设计. 激光杂志, 2004, 25(4): 20~21
- [69] K.M. Abramski, A.D. Colley, H.J. Baker. D.R. Hall. Power scaling of large-area transverse radio frequency discharge CO<sub>2</sub> lasers. Appl. Phys. Lett., 1989, 54(19): 1833~1835
- [70] R.T.Brown, L.A.Newman, M.W.Murray, and R.A.Hart. Large-Volume Pulsed RF-Excited Waveguide CO<sub>2</sub> Lasers. IEEE Journ. of Quant. Electronics, 1992, 28 (2): 404~407
- [71] A. I. Dutov, A. A. Kuleshov, N. A. Novoselov et al. Pulsed-repetitively slab waveguide RF-excited CO<sub>2</sub> laser. Proc. SPIE, 1997, 3092: 260~264
- [72] D.A.Wojaczek, E.F.Plinski, L.Rosinski, R.Trawinski, A.B.Dobrucki. Pulsed injection of the feedback signal to a cw and pulsed RF excited CO<sub>2</sub> slab-waveguide laser. Proc. of SPIE, 2007, 6346: 63463C
- [73] 贾凯, 郑春晖, 陈为廉. 基于 TMS320F2812 的双电源供电电路设计实现. 电子工程师, 2008, 32(9): 27~29
- [74] TMS320F28x System Control and Interrupts Reference Guide(Rev.B). Texas Instructments, 2004. 1~145
- [75] Wu AM, Xiao JW, et al. Digital PWM Control: Application in Voltage Regulation Modules. IEEE PESC' 99, 1999(1): 77~83
- [76] Axeison Jan. Serial Port Complete: Programming and Circuits for RS-232 and RS-485 Links and Networks. Independent Publishers Group, 2001(1): 115~123
- [77] 程愿应, 江超, 王又青等. 光腔模式及光束传输的特征向量算法. 计算物理, 2005, 22(5): 449~455
- [78] S.F. Heleferf, R. Pregla. A finite difference beam propagation algorithm based on generalized transmission line equations. Opt Quantum Electron, 2000, 32: 681~690
- [79] 姜丽丽, 张翔. 用 Fox-Li 数值迭代法求解 F-P 型激光谐振腔的本征模式. 成都信



## 华中科技大学博士学位论文

---

- 息工程学院学报, 2007, 22(S): 124~128
- [80] Skettrup Torben. Rectangular laser resonators with astigmatic compensation. *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, 2007, 7(11): 645~654
- [81] Jin,Tao, Liu,Yan, Cai, Dingguo, Chen,Pinghua. Research on 3D temperature field and thermal-stress field numerical simulation of dry-type transformer curing process. *IET Conference Publications*, 2006. 209-213
- [82] 程刚, 陈方斌, 袁孝民等. 基于 ANSYS 的光学器件热变形仿真与分析. *应用光学*, 2008, 9(5): 697~700
- [83] 张朝晖. ANSYS 11.0 结构分析工程应用实例解析(第 2 版). 北京: 机械工业出版社, 2008. 95~103
- [84] Prieto,R., Escribano, L.M., Oliver,J.A., Cobos, J.A., Uceda,J. A new 2D/3D FEA based thermal model for magnetic components. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004. 4867-4872
- [85] Liao,Y. Gene. FEA-based prediction and experimental validation of clutch transient temperature in automatic transmission. *International Journal of Vehicle Design*, 2007. 1-10
- [86] Chiu, Chia-Pin. Examination of thermal test chip designs using an FEA tool. *Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems-Proceedings of the Intersociety Conference*, 2002. 538-544
- [87] Wong, Foo Lam, Radimin, Teo, Mary, Lee, Charles. FEA thermal investigation on plasma etching induced heating during wafer thinning process. *Proceedings of the Electronic Packaging Technology Conference, EPTC*, 2006. 815-819
- [88] B. Abdul Ghani, M. Hammadi. Mathematical modeling of hybrid CO<sub>2</sub> laser. *Optics and Laser Technology*, 2001(32): 243-247
- [89] 李春胜, 黄德彬. 金属材料手册. 北京: 化学工业出版社, 2005. 56~57
- [90] Kamath, Rajesh.R., Mead,Patricia.F. Procedure for CAD assessment of thermal management performance in a diode laser structure. *American Society of*

Mechanical Engineers, 1996. 213-216

- [91] Altmann, Konrad, Pflaum, Christoph, Seider, David. Three-dimensional computation of laser cavity Eigenmodes by the use of finite element analysis (FEA). Proc. SPIE, 2004, 5333: 18-29

## 附录 1 攻读博士学位期间发表论文目录

- [1] **Liu Juan**, Tang Xiahui Wang Youqing etc. Integrated control system of transverse flow CO<sub>2</sub> laser and its application. *Proc. SPIE*, 2007, 6825-26
- [2] **Liu Juan**, Tang Xiahui etc. Study on Pulse Width Modulation of RF Excited CO<sub>2</sub> Laser. *POEM 会议*, 2009
- [3] 柳娟, 彭浩, 李家镭. 高功率横流 CO<sub>2</sub> 激光器集散控制系统研究, *激光杂志*, 2006, 27 ( 6 ): 32~33
- [4] 柳娟, 唐霞辉, 彭浩, 秦应雄. 高功率连续 CO<sub>2</sub> 激光器脉冲调制特性研究及特殊熔覆应用, *中国激光*, 2009, 7 ( 36 )
- [5] 柳娟, 唐霞辉, 彭浩等, 高效率三工位激光焊接系统的控制优化, *激光技术*, 已录用
- [6] 柳娟, 彭浩, 李家镭. 高功率横流 CO<sub>2</sub> 激光器集散控制系统研究, 2004 年第七届全国激光加工学术会议论文
- [7] 柳娟, 唐霞辉, 彭浩, 秦应雄. 高功率连续 CO<sub>2</sub> 激光器脉冲激光输出及熔覆应用, *中国光学学会 2008 学术年会论文*
- [8] Qin Yingxiong, Tang Xiahui, Xiao Yu, Liu Juan, etc. Toric concave mirror laser resonator with a big Fresnel number. *Optics Letters*, 2009, 7(34): 1120~1122
- [9] Peng Hao, Tang Xiahui, **Liu Juan**, etc. Characteristics of CW/pulse discharge for high power transverse flow CO<sub>2</sub> laser and its application. *SPIE*, 2007, 6825-25
- [10] 秦应雄, 唐霞辉, 柳娟, 彭浩, 邓前松, 钟如涛, 李正佳. 汽车安全气囊气体发生器激光焊接系统与工艺. *中国机械工程*, 2008, 18 ( 19 ): 2245~2248
- [11] 邓前松 唐霞辉 秦应雄 彭浩 柳娟 中厚钢板小圆孔的高功率 CO<sub>2</sub> 激光切割工艺研究, *激光技术*, 2008 年, 5 ( 32 ): 554~557
- [12] 杨锐, 唐霞辉, 钟如涛, 彭浩, 柳娟, 秦应雄 金刚石钻头激光焊接系统的自动控制研究, *中国机械工程*, 2007, 18 ( 15 )

## 华中科技大学博士学位论文

---

- [13] Zhang Zheng, **Liu Juan**. Predicting melting temperature of oligonucleotides duplex by radial basis networks. Dynamics of continuous discrete and impulsive systems-series B applications & algorithms, 2007, 14(S3), 833-839 (SCI: 000252392300055)
- [14] Liu Xiangrong, Liu Wenbin, **Liu Juan**, Pan Lingqiang, Xu Jin. Predicting melting temperature ( $T_m$ ) of DNA Duplex based on Neural Network. Lecture Notes in Computer Sciences, 2006, 4115: 275-285 (SCI: 000240085400030, EI: 064210172367)

## 附录 2 攻读博士学位期间授权和申请的发明专利目录

授权发明专利：

- [1] 唐霞辉，秦应雄，武建强，柳娟等．不失调激光谐振腔，专利号：ZL 200610018552.0，授权公告日：2008 年 2 月 6 日

受理发明专利：

- [1] 唐霞辉，秦应雄，柳娟等．一种环形凹面反射镜激光谐振腔，申请号：200810047419.7，申请日：2008 年 4 月 20 日

## 附录3 攻读博士学位期间参与的科研项目

- [1] 2009-2011：国家自然科学基金：一类新型激光谐振腔的研究
- [2] 2008-2010：国家科技支撑计划课题《高功率、高光束质量 CO<sub>2</sub> 气体激光器研究开发》( 编号：2007BAF11B01 )
- [3] 2006-2008：湖北省科技十一攻关计划《2kW 灯泵浦 ND:YAG 固体激光器及加工系统》
- [4] 2006-2007：《汽车安全气囊气体发生器三工位激光焊接系统及工艺》的研制开发
- [5] 2005-2007：湖北省国际科技合作重点项目《激光加工金刚石钻头自动焊接系统的关键技术研究及应用》
- [6] 2005-2006：HG-D06B 型激光焊接金刚石工具配套系统。
- [7] 2003-2005：国家科技部十五攻关计划《环保型金刚石圆锯片激光焊接工艺与装备》( 编号：2002BA217C )

# 大功率射频CO<sub>2</sub>激光器激励特性研究

作者: [柳娟](#)  
学位授予单位: [华中科技大学](#)

## 本文读者也读过(10条)

1. [曾浩](#) [激光焊接过程的监测理论与技术研究](#)[学位论文]2001
2. [龚威](#) [圆形金属腔旋流CO<sub>2</sub>激光器增益特性研究](#)[学位论文]1999
3. [胡翔磊](#) [中文口语中的指代消解及省略语句补全](#)[学位论文]2009
4. [谢琼](#) [高速激光切割机CNC系统研究](#)[学位论文]1999
5. [马良](#) [H. 264比特流解析器的设计](#)[学位论文]2009
6. [李思涛](#) [CO<sub>2</sub>激光器二元光学谐振腔模式优化的研究](#)[学位论文]2001
7. [曹锋光](#) [中小功率射频激励CO<sub>2</sub>激光器电源的研究](#)[学位论文]2005
8. [焦俊科](#) [CO<sub>2</sub>激光切割玻璃的理论与实验研究](#)[学位论文]2009
9. [胡木林](#) [激光熔覆材料相容性的基础研究](#)[学位论文]2001
10. [黄芳](#) [工业大功率激光器的最新进展](#)[期刊论文]-[光机电信息](#)2005(10)

本文链接: [http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis\\_D088251.aspx](http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis_D088251.aspx)