

华中科技大学

硕士学位论文

高功率CO₂激光器射频电源分析和设计

姓名：谭明磊

申请学位级别：硕士

专业：物理电子学

指导教师：唐霞辉

20080531

摘 要

射频电源作为激光的功率来源，是激光器的一个重要组成部分。本文旨在开发高功率CO₂激光器的射频电源系统，重点对振荡和功放电路、阻抗匹配及功率控制等关键技术进行了研究，并从理论和制作工艺两个方面完成了射频电源的理论分析和设计。论文的主要内容包括：

(1) 结合激光器对射频电源的技术要求，确定了射频电源的系统结构，并采用了自激式射频电源的设计方案。

(2) 在自激式射频电源总体结构的框架下，进行了射频电源的电路设计，重点分析了振荡和功放电路、阻抗匹配网络及功率控制电路的工作原理。在振荡和功放电路部分，详细计算了回路元件参数和电子管的工作参数。在阻抗匹配部分，根据传输功率最大化的原则，确定了共轭阻抗匹配的设计方案，并给出了匹配设计的一般方法。在功率控制部分，采用了脉宽调制（PWM）方式，实现了脉冲和连续方式下，脉冲频率和激光功率的实时控制。

(3) 在电源的工艺设计方面，分析了电路元件选择、元件排列布置、布线和焊接的基本原则和具体方法。同时，根据射频电路发热量大和易受干扰的特点，采取了相应的措施加强系统散热和抑制噪声、干扰。

本文通过对高功率射频电源的研究，完成了电源的理论分析和工艺设计，为高功率射频激光器的研制提供了有益的技术探索。

关键词： 射频激励 CO₂ 激光器 射频电源 自激式 阻抗匹配
功率控制

Abstract

As the power source of lasers, RF power plays an important role in the laser system. Based on the study of oscillation and amplifier circuit, impedance matching, power controlling and other key technologies, this thesis aims to develop a RF power system of the high-power CO₂ lasers, focusing on the research of theories and design of process. The main achievements are as follows.

(1) According to the technical requirements of lasers, the system structures of RF power are designed, and the scheme of self-excited RF power has been chosen.

(2) The circuit of a RF power system is designed, and the working principle of oscillation and amplifier circuit, impedance matching and power controlling are mainly analyzed. In the part of oscillation and amplifier circuit, working parameters of the circuit components and RF tube are calculated in details. In the part of impedance matching, in order to get the maximum power output, the approach of conjugation matching is decided, and the general method of impedance matching is provided as well. In the part of power controlling, the way of Pulse Width Modulation (PWM) has been used so that the pulse frequency and laser power can be controlled on line in CW mode or pulse mode.

(3) The general principles and methods including component selection, layout, routing and welding are present. At the same time, some measures are taken to improve the heat dissipation and reduce the adverse influence of noise and interference.

In this thesis, by means of investigating high-power RF generator, the theory analysis and technology design have been completed. It is useful for the development of a high-power RF laser.

Key words: RF excited CO₂ Laser RF power supply self-excited
impedance match power control

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：

日期： 年 月 日

指导教师签名：

日期： 年 月 日

1 绪 论

CO₂ 激光器具有输出功率大、电光转换效率高等特点，发射的激光波长正好适应于大气中传输，因此在材料加工等领域获得了广泛的应用。随着激光技术的发展和电子技术的进步，射频激励激光器已成为当前 CO₂ 激光器发展的重要创新方向。

1.1 高功率 CO₂ 激光器激励方式的发展

在高功率 CO₂ 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^[1]。

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 CO₂ 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。但由于工频电源体积大、笨重、效率低，已不应当今电子技术和激光技术日新月异的发展，高频开关电源替代三相工频可控硅电源是激光工业发展的必然趋势。

高功率 CO₂ 激光器电源可以采用三相工频高压变压器，其中三相工频可控硅电源原理框图如图 1.1 所示，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。

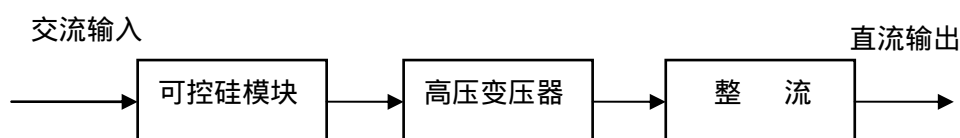


图 1.1 工频激励原理框图

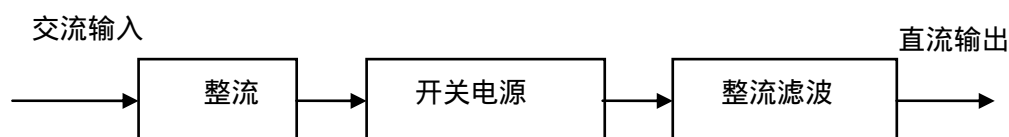


图 1.2 开关电源原理框图

1.1.2 高频激励

为了改善 CO_2 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_2 激光器技术。高频放电频率通常在几十~几百 kHz，其电路可采用晶体管和高频变压器组成逆变开关电源。对高频激励 CO_2 激光器电源的研究最初是从较低的频率开始的，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_2 激光器，其电源频率为 100kHz。实验表明，采用高频放电激励提高了放电的稳定性，在没有任何匹配措施也没有加任何镇流电阻的情况下，获得大面积均匀稳定的辉光放电^[2]。而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_2 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，有利于提高激光输出的光束质量，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。而高频激励最重要的问题是如何正确选择电源频率和介质的介电常数，以及如何使电源和负载有较好的阻抗匹配。

1.1.3 射频激励

射频激励是 CO_2 激光器激励方式发展的新方向，具有完全独特的优势，近几年得到了迅速的发展。射频激励技术的突出优点有：

- (1) 射频气体放电具有正向伏安特性，可实现持续放电。
- (2) 电能利用率高，放电稳定，可实现大面积均匀放电。
- (3) 注入功率密度高，器件的体积大为缩小。
- (4) 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，并且使用安全。
- (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。

1.1.4 微波激励

射频激励 CO_2 激光器最大的不足是需要十分昂贵的射频功率发生器，且运行花费高，这大大影响了它的广泛使用。为此，人们尝试其它新的激励方式。微波(MW)激励 CO_2 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_2 气体产生激发而获得激光输出。微波激励频率在 1GHz 以上，其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^[3]，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。

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；微波波导表面为基电位，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_2 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_2 激光器的研究现状

射频激励 CO_2 激光器具有结构紧凑、光束质量高、调制特性好、功率输出稳定、运行可靠性高和使用寿命长等突出优点，在厚板切割和焊接等材料加工领域获得了广泛的应用。

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_2 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_2 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CO₂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。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CO₂激光器^[4]。1984年，美国的D.Youmans等人提出了波导阵列CO₂激光器技术^[5]。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^[6]。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^[7]。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励扩散冷却，由16×4个2.25mm×2.25mm×290mm波导构成，激光输出功率20kW^[8]。

1989年，波兰的Abramski和英国Hall等人首次报道了面积放大技术^[9~10]，使得射频激励扩散冷却大功率CO₂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CO₂激光器技术”的学术论文，他们在实验室获得了500W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CO₂激光器的可能性^[11]。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CO₂激光器，激光功率为1.06kW，输出效率为12%^[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CO₂激光器，其结构电极长度为500mm，每个通道放电区横截面尺寸为40×5mm²，获得100W的激光功率输出^[13]。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CO₂激光器技术，激光功率为49W，开创了层叠式板条CO₂激光器结构的先河^[14]。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1kW射频激励扩散冷板条CO₂激光器^[15]。

面积放大技术（Area Scaling）在促进射频板条CO₂激光器发展的同时，也促进了同轴结构大功率CO₂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1kW的激光功率输出^[16]。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CO₂激光器,获得1.2kW的输出功率^[17]。

1.2.2 国内发展概况

在射频激励CO₂激光器的研究方面,我国起步较晚,但进展迅速。1991年,北京理工大学的辛建国和魏光辉等人提出了一种漏模耦合结构的波导阵列CO₂激光器技术,从200mm增益长度的器件中获得了45W的激光功率输出。1994年,辛建国又提出了体增比技术(volume scaling)的概念及实现的技术途径,研究出射频板条波导阵列CO₂激光器器件,从500mm电极长度中获得了1040W的激光功率输出,光电转换效率大于12%^[18]。江苏的长江电子集团也研制出200W的射频板条激光器,但未见实用化的产品在市场上推广。此外,电子部12所、华中科技大学、浙江大学、厦门大学等单位均开展了射频激励CO₂激光器技术的研究,并取得了一定的成果。

1.3 射频电源的研究现状

射频电源是射频激励 CO₂ 激光器的功率来源,是激光器的核心部件之一。许多国内外的研究机构在射频电源上做了大量的工作,取得了一定的研究成果,并成功地实现了射频电源的研制及批量生产。

1.3.1 射频电源的发展概况

目前,国外生产高功率射频电源的公司主要有 COMDEL、AE 两家公司。其中,COMDEL 在全世界首创全固态的晶体管 RF 射频电源,凭借其独创的射频电源“S”技术(使得高频传输线不再受长度限制),一直保持着该行业的领先地位。COMDEL 能够提供输出功率为 10kW、15kW、25kW 不等(最高输出功率可达 150kW)、频率为 2M~100MHz 范围内的实用化产品,射频电源的反射率很小,效率可达 60%以上;AE 公司则主要提供 10kW 以下的射频电源商品化产品。另外,在阻抗匹配方面,

COMDEL 和 AE 公司均采用自动调谐的匹配网络,能够实现射频电源与负载间的自动匹配,但这种自动匹配箱价格不菲。

国内生产射频电源的公司主要有辽宁聚智科技发展有限公司、深圳市轩腾科技发展有限公司、苏州奥米格机电科技有限公司和常州瑞思杰尔电子科技有限公司。其中,辽宁聚智科技发展有限公司和深圳市轩腾科技发展有限公司主要生产低于 1kW 的小功率射频电源,奥米格机电科技有限公司和常州瑞思杰尔电子科技有限公司都能提供输出功率达 30kW、频率分别为 13.56MHz/27.12MHz/40.68MHz/ 60MHz/81MHz 的射频电源产品,但效率和反射率等参数与国外的 COMDEL 等公司相比存在一定的差距。此外,在阻抗匹配方面,国内公司多采用手动调谐的匹配箱,价格合理。

1.3.2 射频电源的分类

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。两者的区别在于:前者采用晶体管,后者采用电子管来实现射频功率的放大。全固态射频电源体积小、重量轻、寿命长、耐冲击振动、工作电压低、利于整机小型化,但其频率和功率不易提高,稳定性和抗辐射性差,其输出功率受到限制,一般不高于 10kW。而电子管射频电源虽然存在体积大、寿命低、发热量大、工作电压高、不利于整机小型化功率等缺点,但由于其性能稳定、输出功率很大(可达数百千瓦),所以在要求输出功率较高的场合中获得了广泛的应用。

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,再通过频率合成的方法获得所需的高频信号。就频率稳定性来说,它激式射频电源的性能无疑要高出一筹,但这是以增加电路的复杂性为代价的。

1.3.3 电子管的发展状况

电子管是射频功率放大器乃至整个射频电源的心脏,对它的要求为高效率、高增益、高可靠性、高寿命。目前国外生产大型电子管的厂商主要有美国 EIMAC 公司、

德国 SIEMENS 公司、荷兰 PHILIPS 公司、瑞士 ABB 公司和法国泰利斯公司(原法国 THOMSON 公司)等。上述公司生产的大型电子管的冷却方式主要有风冷和水冷两种类型,输出功率从 5kW 到 1250kW,产品型号主要有:美国 EIMAC 电子管的 CX、CW、CV 等系列,德国西门子生产的 RS 系列,荷兰 PHILIPS 电子管的 YL 系列、瑞士 ABB 电子管的 CQK 系列,法国 THOMSON 电子管的 ITL、ITK、CTL、CTK、TH、TQL、IQK 等系列。

国内生产电子管的厂商主要有景德镇鑫光电子科技有限公司、深圳市盛锦华电子有限公司、长沙曙光电子集团有限公司、成都旭光电子股份有限公司和镇江市电子管厂。上述公司生产的大型电子管多采用强制风冷或蒸发冷却等方式,功率覆盖范围为 1kW~550kW,相关产品可与法国 THOMSON、德国 SIEMENS、美国 EIMAC 等公司的产品互换使用。

1.4 本文的主要内容和意义

本课题旨在对 30kW 射频电源进行理论分析和设计,为后续射频电源样机的研制做好前期的准备工作。本文研究内容和总体思路如下:

- (1) 熟悉射频激励 CO₂ 激光器的工作原理,掌握其结构和特点,并了解其发展历史和趋势。
- (2) 根据激光器的要求,确定射频电源的技术参数,并提出射频电源的总体设计方案。
- (3) 按照自激式射频电源的总体结构,设计出振荡和功放电路、阻抗匹配网络和功率控制电路。
- (4) 根据设计的电路图,仔细选择元器件,并逐步完成元件排列布置、布线和焊接等工艺设计。

2 射频电源的整体设计

本章重点分析了射频激励 CO₂ 激光器对射频电源的技术要求，确定了射频电源的主要系统参数，并结合这些系统参数设计了自激式射频电源和它激式射频电源系统的整体结构，进而简要地描述了各个组成部分的功能以及它们在整个电源系统中的作用。

2.1 射频电源的系统参数

要设计与射频激励 CO₂ 激光器相配套的射频电源，其主要技术参数的指标必须事先知道，而这些指标与激光器的激励要求是密切相关的。射频电源的系统参数可以概括为以下几个方面。

2.1.1 射频电源频率

研究表明，在放电管物理尺寸、气体成分、气压等一定的情况下，射频激励电源必定存在一个最佳工作频率^[19]。这个最佳激励频率与气体放电发生时所需的击穿电压、放电电压、射频电源注入功率和极间距等都有着密切的关系。

电磁波谱上的射频处于 $10^5 \sim 10^9$ Hz 的频率范围，而在射频气体放电中，通常所说的射频是指 10M~300MHz 范围内的电磁波。在射频激励 CO₂ 激光器中，目前常用的射频频率主要有 13.56MHz、40.68MHz、81.36MHz 等。之所以不采用其他频率的原因主要有以下几个方面。首先，采用较低的频率一方面增加了 $\alpha \sim \gamma$ 放电转变的危险，降低了气体放电的稳定性^[20]；另一方面也增加了极间距^[21]，从而相应地导致输出能量在一定程度上的降低，而输出能量又与放电单元关系密切，因为必须通过降低能量沉积来防止工作物质温度过高。其次，由于气体放电电压随射频激励源频率的增加而下降^[22]，如图 2.1 所示，这就限制了射频频率的进一步升高。最后，采用 13.56MHz 可以简化振荡电路的设计，同时通过倍频、频率合成等技术可以获得与基频同样稳定的更高频率的信号。在综合考虑各方面因素的基础上，本文按照 13.56MHz、40.68MHz、81.36MHz 三个频

率来分别进行射频电源的设计。

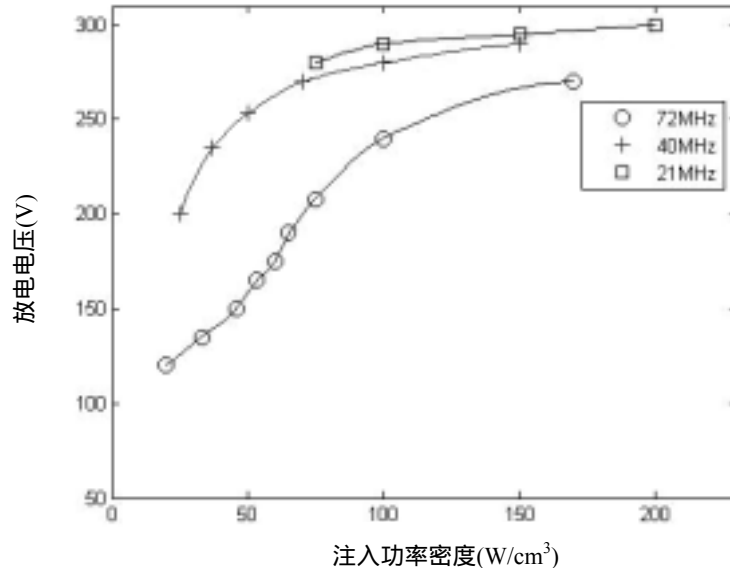


图2.1 不同频率下放电电压和注入功率密度的关系

2.1.2 射频电源功率

输出功率是衡量激光器电源性能是否满足要求的一个关键的指标，射频电源的输出功率 P_{RFO} 由式 (2-1) 给出

$$P_{RFO} = P_{LO} / \eta_Q \quad (2-1)$$

式中， P_{LO} 为激光器的输出功率，单位kW； η_Q 为激光器的光电转换效率。

根据设计，激光器输出功率 $P_{LO}=2.5\text{kW}$ ，光电转换效率 $\eta_Q=10\%$ ，代入上式

$P_{RFO}=2.5\text{kW}/10\%=25\text{kW}$ ，考虑到设计余量，取 $P_{RFO}=30\text{kW}$ 。

2.1.3 调制信号参数

调制信号形式：方波。理论上，可供选择的波形有正弦波、方波、锯齿波等，但由于正弦波、锯齿波等其它波形的输出电压是时刻变化的，使得射频电源功率输出不稳定，不利于激光加工。而方波电压则可以维持一定时间以便射频电源在脉冲工作方

式下稳定地输出射频功率，且其脉冲宽度和占空比均可调节，有利于在射频激光器上开展功率调制的试验研究。

调制电平：0~5V TTL，TTL 电路的工作电平。

脉冲上升/下降时间： $<3\mu\text{s}$ ，目的是为了获得前后沿较陡的方波。

调制频率：10Hz~10kHz。调制频率对激光器输出光功率有着显著的影响，频率越高，输出光功率波动越小。当调制频率进一步增加到 20kHz 时，输出光功率只有非常小的波动，近似为一恒定值，此时可获得 100%的调制深度^[23]。在某些对光功率大小要求恒定的应用场合，使用高的调制钟频率是有必要的，这样既能调节光功率的大小，又能获得良好的加工效果。

占空比：即正脉冲的持续时间与脉冲总周期的比值。激光器平均输出功率是占空比的非线性递增函数，占空比越大，平均光功率就越高，在占空比达到 95%时，输出平均光功率趋于饱和，故一般推荐使用的最大占空比为 95%^[24]。

放电击穿的超脉冲：此脉冲信号主要用来实现激光器的打孔等应用。

维持电流脉冲宽度：在维持电流作用下，射频电源仅输出很少一部分功率进入激光放电管以使放电气体预电离，从而实现激光器输出对控制信号的快速响应，但此维持电流的脉冲宽度不可太大，否则可能使得激光器满足阈值震荡条件而引起意外的激光振荡^[24]。

2.1.4 其它技术要求

驻波比： ≤ 1.5 ，即驻波比在 1.5 以下时，才能保证射频电源满功率输出。驻波比全称为电压驻波比，又名 VSWR 和 SWR。在射频电磁波传输过程中，射频源和负载的阻抗不匹配，高频能量就会产生反射折回，并与前进的部分干扰汇合产生驻波。驻波比就是用来表征和测量正向波与反射波的情况， $\text{SWR} = R/r = (1+K)/(1-K)$ ，反射系数 $K = (R-r)/(R+r)$ （K 为负值时表明相位相反），式中 R 和 r 分别表示射频源的输出阻抗和负载端输入阻抗。当两个阻抗数值一样时，即达到完全匹配，反射系数 K 等于 0，驻波比为 1。这是一种理想的状况，实际上总存在反射，所以驻波比总是大于 1 的。

输入/输出阻抗：由于大多数厂商生产的标准电缆其特性阻抗均为 50Ω 或 75Ω，因此为了实现射频电源的满功率输出，必须保证其输入/输出阻抗也为 50Ω/75Ω，即所

谓的射频源匹配。

射频电源的技术参数见表 2-1。

表 2-1 射频电源技术参数

No.	技术内容	指标
1	输出功率稳定性	$\pm 3\%$ (外部温度变化 $\pm 5^\circ\text{C}$) $\pm 3\%$ (电源电压变化 $\pm 10\%$)
2	工作方式	连续/脉冲
3	射频激励频率	13.56MHz ~ 81.36MHz
4	输入/输出阻抗	50 Ω /75 Ω
5	墙插效率	连续工作时不低于 60%
6	驻波比	≤ 1.5
7	控制端输入电压 对应的射频功率输出	0~10V
		0~30kW
8	调制脉冲输入接口	外接
9	功率调节模拟量接口	外接
10	非线性度	$\leq 5\%$
11	手动开关机，自动开关机控制接口	有
12	电网输入电压	380VAC $\pm(10\sim 15)\%$ ，50Hz
13	电网输入容量	40kVA ~50kVA
14	环境温度	0~40
15	工作温度	+18 ~35
16	工作湿温相对度	0~80%
17	冷却方式	水冷
18	冷却水	+19 ~25 ， 电阻率 $\geq 25\text{k}\Omega/\text{cm}^3$
19	灰尘保护	除灰效率 80%

整流电路将交流电压变成脉动的直流电压。但由于此脉动的直流电压还含有较大的纹波，必须通过滤波电路加以滤除，从而得到平滑的直流电压。

2.2.2 振荡及射频功放电路

振荡及射频功率放大电路是射频电源的核心电路。振荡回路为电源提供信号源，最后电源输出的频率和波形就是由它来产生的。由于振荡回路所产生的原始射频功率一般都较小，不能直接输出到激光管，故必须经过功率放大回路进行放大。在自激式射频电源中，振荡电路和功放电路共用一个电子三极管，即电子管既参与振荡信号的产生又参与振荡信号的放大。

2.2.3 功率控制电路

控制射频激励CO₂激光器输出光功率的基本方法是脉冲宽度调制PWM^[25]。功率控制器输出的PWM 信号对激光器内的射频驱动电路进行调制，从而控制了通过放电电极耦合进入放电管内的电功率，因此实现了对输出光功率的控制。功率控制电路实际上就是一个方波脉冲信号发生器，其工作频率、脉冲宽度和占空比连续可调，是射频电源脉冲电流的开关，即可以使射频电源工作于脉冲方式。因此，功率控制电路可以间接地控制射频激光器的工作状态，使其也工作于脉冲方式。控制电路由脉冲信号发生器和调制驱动电路组成。脉宽调制器PWM的功能是产生一个频率、占空比可调的方波电压信号，而驱动电路的作用是将脉宽调制器PWM产生的方波信号放大，以提高控制电路的带负载能力。

2.2.4 阻抗匹配网络

在射频和微波等高频电路设计中，阻抗匹配网络是最重要也是使用最多的电路元件，其根本原因是低频电路中所流动的是电压和电流，而射频电路中所传输的则是导行的电磁波，信号源、传输线、负载任意两者间的阻抗不匹配都会引起严重的电磁反射。电磁波的反射作用主要有以下三个方面的坏处：降低 RF 能量的传输效率；情况

严重时甚至会因反射功率过大而损害电子器件；对信号源产生频率牵引作用，使信号源工作不稳定，甚至不能正常工作。因此，在射频电源和负载之间设计一个阻抗匹配网络来消除不匹配负载的反射是十分必要的。

2.3 它激式射频电源的结构

它激式射频电源主要由输入电路、振荡电路、功放电路、功率控制电路和阻抗匹配网络五个部分组成，其原理框图如图 2.3 所示。

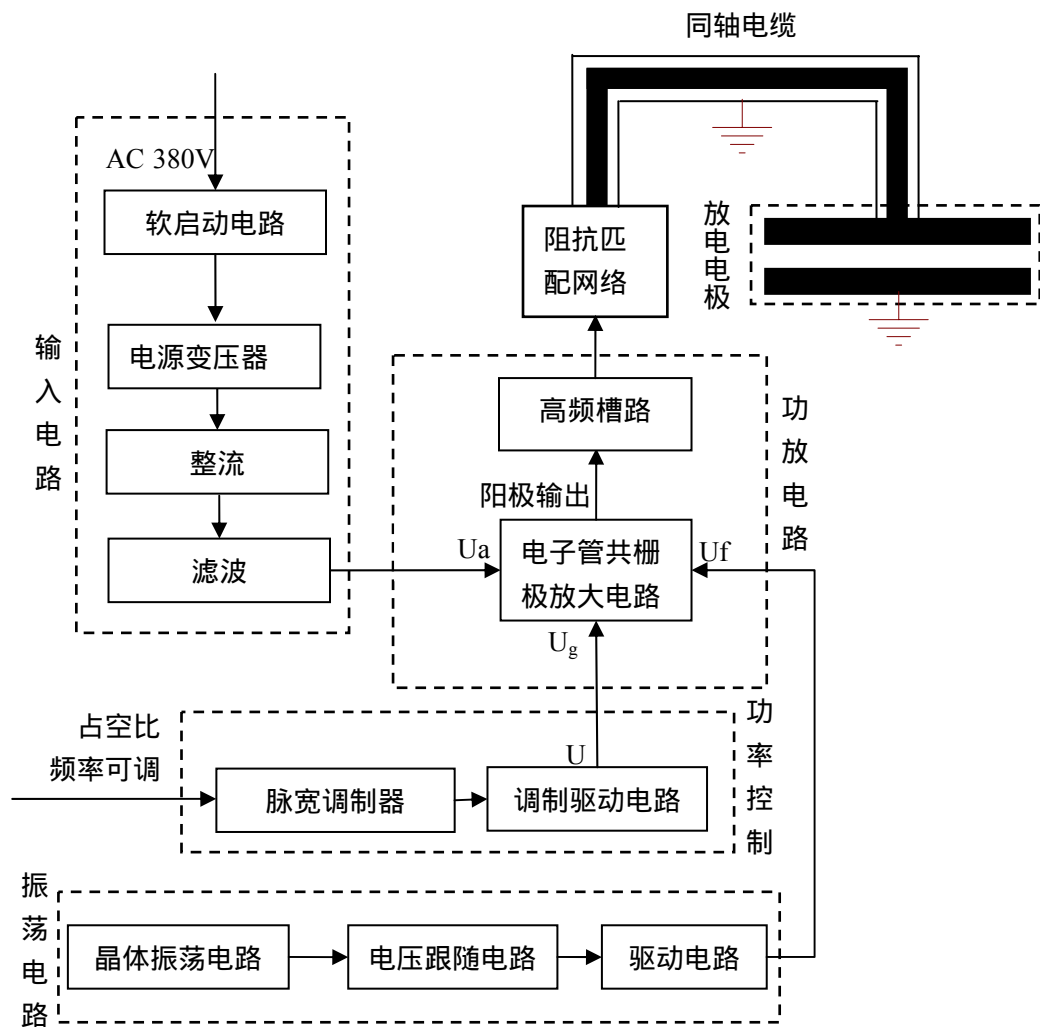


图2.3 它激式射频电源原理框图

它激式射频电源的振荡电路由石英晶体振荡电路、电压跟随电路和驱动电路三个

部分组成。与LC振荡电路相比，石英晶体振荡电路的品质因数Q值和频率稳定度很高，因此在要求频率稳定度高的场合往往采用晶振。电压跟随电路和小功率放大电路的作用是对振荡信号进行放大、提高其输出功率和带负载能力。功放电路由电子管共栅极放大电路和高频槽路组成。它激式射频电源的输入电路、功率控制电路和阻抗匹配网络和自激式射频电源基本相同，在此不再赘述。

2.4 本章小结

(1) 根据射频激励 CO_2 激光器对射频电源的技术要求，射频电源的主要系统参数确定如下：工作频率 $f_0 = 13.56/40.68/81.36\text{MHz}$ ，输出功率 $P_{\text{RFO}} = 30\text{kW}$ ，方波调制信号的电平 $0\sim 5\text{V TTL}$ ，脉冲信号上升/下降时间小于 $3\mu\text{s}$ ，调制频率 $10\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ ，占空比 $0\sim 95\%$ 。

(2) 自激式射频电源主要由输入电路、振荡和功放电路、功率控制电路和阻抗匹配网络等四个部分组成，电子管既参与射频振荡信号的产生，又参与振荡信号的功率放大；它激式射频电源主要由输入电路、振荡电路、功放电路、功率控制电路和阻抗匹配网络五个部分组成，电子管仅参与振荡信号的功率放大。

3 自激式射频电源的理论分析及电路设计

本章在自激式射频电源总体结构的框架下，进行了各组成部分的电路设计和理论分析，重点分析了振荡和功放电路的工作原理，并完成了相关参数的计算。在高功率自激式射频电源里，振荡电路和功放电路是一个密不可分的整体，而电子管是最主要的振荡和功放元件。首先，本章简要介绍一下电子管的相关基本知识。

3.1 电子管简介

电子管又称真空管，是一种在气密性封闭容器中产生电流传导，以获得信号放大和振荡的电子器件。本节将就电子管的分类和结构、工作原理及主要参数等内容作简要的介绍。

3.1.1 电子管的分类和结构

按电极数分类，电子管可以分为二极管、三极管、四极管、五极管、六极管、七极管、八极管、九极管和复合管等。其中，三极管是最基本也是最重要的电子管，在功率放大等电路中应用十分广泛。

三极管是一个密封的玻璃管或金属管，管内被抽成真空，它主要由外壳、灯丝、屏极、控制栅极、阴极及管脚等组成^[26]，图 3.1 为旁热式电子管的构造及符号。

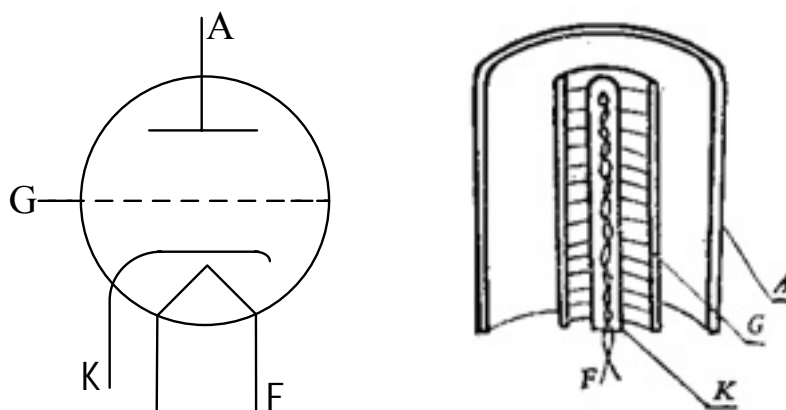


图 3.1 旁热式电子三极管符号及结构图

A.屏极 G.栅极 F.灯丝 K.阴极

阴极是用来发射电子的，通常发射电子的方法是采用热电子发射，这就是通过电流将金属加热，使金属内部的自由电子获得足够的动能，从而脱离金属表面原子核的吸引力而离开金属。电子管的阴极按加热方式可分为直热式和旁热式两种。直热式阴极通常叫做灯丝，是用钨丝或钨钍丝扭成各种形状支撑起来的，其符号如图 3.2 所示。供电电流直接流入灯丝，灯丝温度升高到一定值后将向外发射电子。旁热式阴极表面涂覆一层钡、锶等氧化物，内部装有热丝的镍质套管，依靠加热电流通过热丝来使阴极间接加热。热丝用钨丝和钨钼合金制成，表面涂覆氧化铝绝缘层。

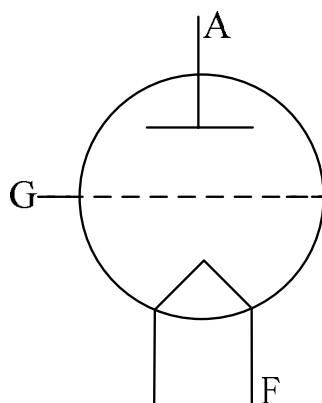


图 3.2 直热式电子管符号

屏极是用来吸收从阴极发射出来的电子的，一般由镍、钼或钽等金属制成圆筒形或椭圆形围绕在阴极周围。

控制栅极简称栅极，是用来控制屏极电流大小的。它位于屏极和阴极之间，一般是用镍丝或镍锰等合金绕成螺旋形或网状，栅极网格之间有一定的距离，以便从阴极发射出来的电子能通过这些缝隙而达到屏极。

3.1.2 电子三极管工作原理

在三极管中，屏极电流的大小是由栅极电压和屏极电压共同决定的。电流流过灯丝使其产生大量的热量，使阴极的温度不断升高，升高到一定值时，阴极开始发射电子。阴极发射出来的电子在运动过程中受到两个电场的作用，这两个电场分别是由栅极电压和屏极电压产生的。由于栅极与阴极间的距离较屏极和阴极间的距离近得多，因而栅极对电子的控制能力比屏极大得多，再加上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。综上所述，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。

如果在三极管的栅极加一个相对于阴极为正的电压，则栅极将吸引由阴极发射来的电子形成栅极电流。但由于栅极是网状的，除了少部分电子碰到栅极上形成栅极电流外，绝大多数电子将受到栅极电场的加速，使屏极电流增加，同时栅极所接的正电压在一定范围内增加。

如果在栅极上加一个相对于阴极为负的电压，栅极电压在栅极周围形成的电场将阻碍电子向屏极运动，一些运动速度较小的电子被排斥回阴极，所以屏极电流降低。栅极上的负压越大，对电子的排斥力也越大，屏极电流越小。当负电压小到一定程度时，栅极的控制作用使阴极发射的电子都不能越过栅格，而使屏极电流为零，此时的负电压即为三极管的截止栅压^[27]。

电子三极管工作于放大状态，必须满足三个条件：为灯丝提供加热电流，在屏极和阴极间加上正向电压，栅极和阴极间加上负偏压。当栅极电压为负时，可以实现对屏极电流的线性控制，三极管的输入、输出特性曲线分别如图 3.3 和 3.4 所示。

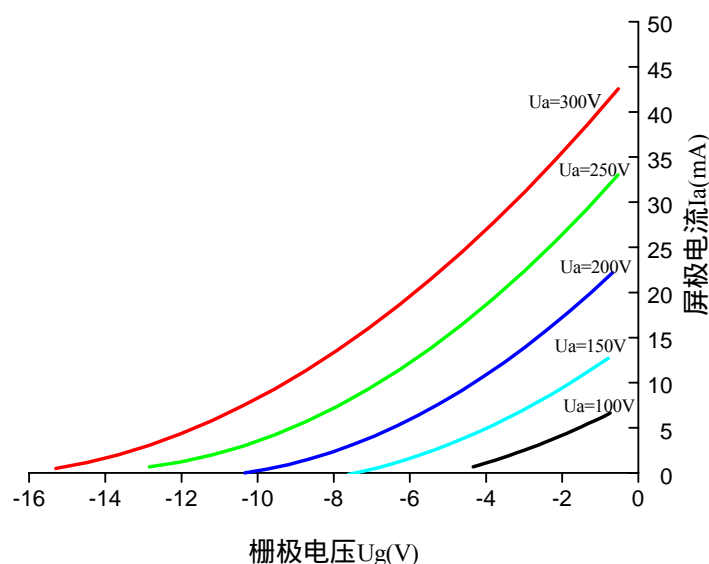


图 3.3 三极管的输入特性曲线

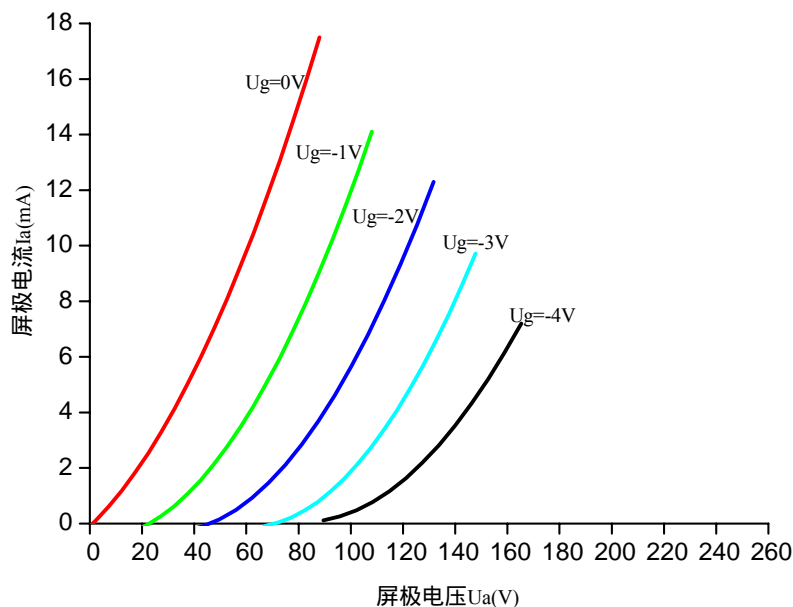


图 3.4 三极管的输出特性曲线

3.1.3 电子三极管的主要参数

电子三极管的三项基本参数为：跨导 S 、内阻 R_i 和放大系数 μ ，它们主要用来表征电子管的放大能力^[28]。跨导 S 表示栅极电压 U_g 对屏极电流 I_a 的控制作用，内阻 R_i 表示屏极电压对屏极电流的控制作用，放大系数 μ 表示栅极电压对屏极电流的影响比屏极电压对屏极电流的影响大多少倍。三个参数之间的关系为： $\mu = S \times R_i$ 。因此，为了得到较高的放大系数，有两种选择的可能：其一是采用较大跨导和较低内阻的方法，其二是采用较小跨导和较大内阻的方法。如果采用第一种方式，由于电子管的跨导较大，阴极发射电子的能力较强，故其屏极电流较大，输出功率很高；如果采用第二种方式，由于电子管的跨导较小，阴极发射电子的能力较弱，故其屏极电流较小，输出功率不高。因此，大功率的电子管多采用大跨导和低内阻的方式，而第二种方式主要用于小信号放大的场合。

为了让使用者能合理运用电子三极管,并使其工作在稳定状态下以延长使用寿命,生产厂家都会给出每种型号的一系列极限参数。这些极限参数主要包括^[29]:

(1) 最高屏极电压。最高屏极电压的规定,一是考虑到电子管本身电极间的距离所限定的放电电压,二是限定阴极和屏极间的静电场,以免阴极受损。

(2) 屏极最大损耗功率。当功耗大于屏极最大损耗功率时,屏极温升过高会使管内构件放出气体破坏真空度,严重时可导致电子管漏气。

(3) 最高栅极电流。最高栅极电流的规定,是为了保证电子管工作在线性放大状态,若栅极电流超过这个最大值,将使得电子管栅极失去对屏极电流的线性控制功能。

(4) 栅极最大损耗功率,即电子管工作于线性状态时所允许的栅极损耗功率最大值。

另外,电子管的分布参数主要包括三个极间电容:栅极和阴极之间的电容 C_{gk} , 栅极和屏极之间的电容 C_{ak} , 屏极和阴极之间的电容 C_{ga} ^[29]。当电子管工作于低频时,极间电容对电路的影响几乎可以忽略不计。但是当电子管工作于射频范围时,极间电容对电路的影响非常之大,在进行电路设计时应将它们对电路的影响考虑在内。

3.2 自激式射频电源振荡和功放电路

振荡和功放电路是整个射频电源的核心,对它的设计要求为:输出功率大、效率高、输出波形的非线性失真小。设计电子管高频振荡和功放电路的基本原则为:

(1) 高频信号基波分量应该只在负载上产生电压降,而不应在其它之路上产生电压降,以避免有用功率的不必要损耗。

(2) 负载对高次谐波应该相当于短路,否则会在负载上产生高次谐波电压,影响整个电路的输出功率和效率。

(3) 电源到电子管的外电路,对直流分量来说应该是短路的,以使直流电源能量无损耗地馈送给电子管。但不允许交流成分通过直流供电电源,以免造成不必要的功率损耗。

根据以上三条原则设计的自激式射频电源振荡和功放电路如图 3.5 所示。

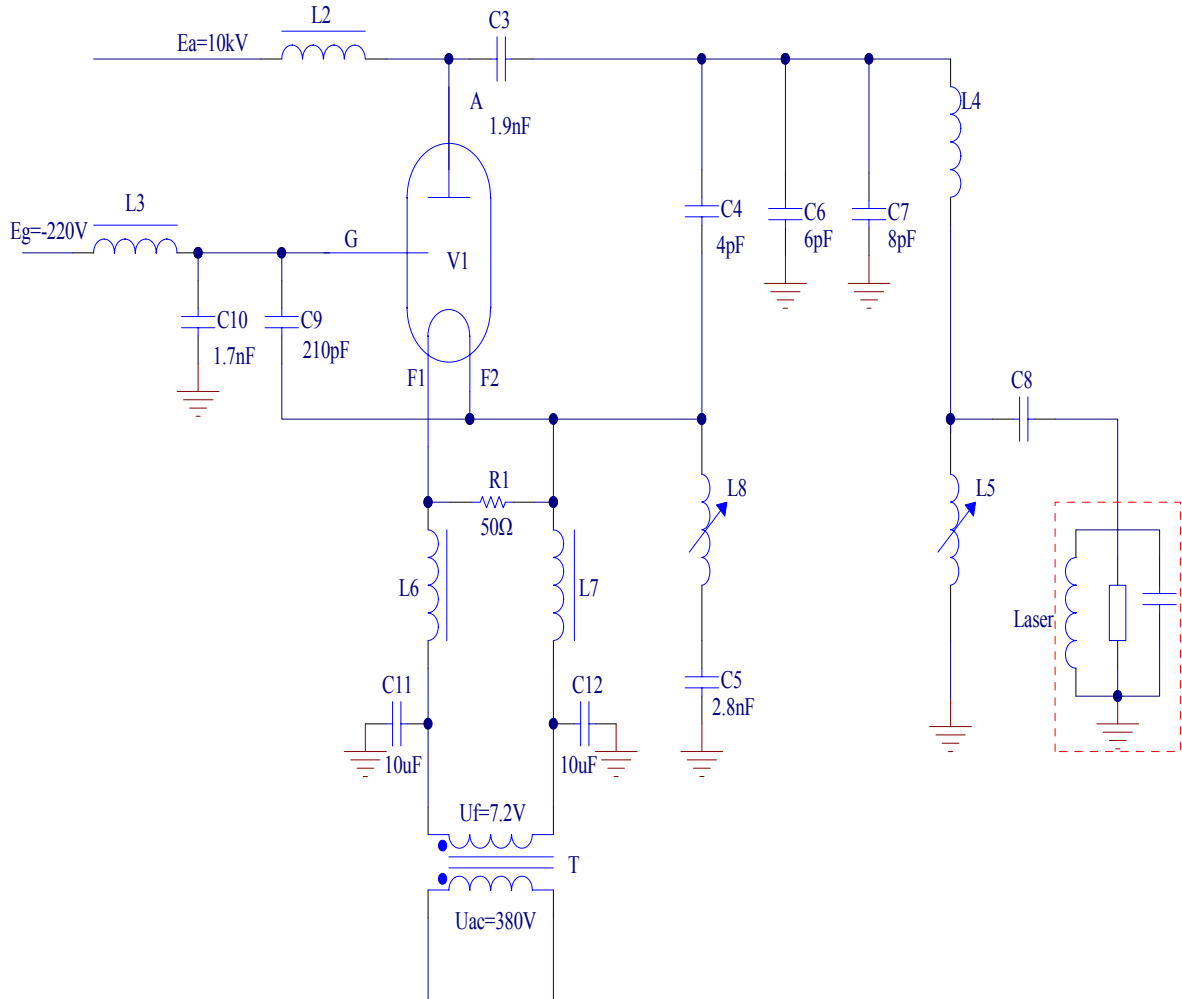


图 3.5 自激式射频电源的振荡和功放电路

自激式射频电源的振荡和功放电路主要由以下两部分组成：

(1) 振荡和功放回路。它主要由电子管 V1、屏极和阴极间的振荡电容 C4 以及屏极、栅极槽路组成。其中，电子管 V1 工作于共栅放大组态，屏极槽路由 L4、L5、C6、C7 组成，栅极调谐槽路由 L8、C9 组成，C3 为隔直通交电容，L5 和 C8 共同构成匹配网络。

(2) 馈电电路。直流电压 E_a 经高频滤波电感 L2 加到电子管的屏极，负偏压 E_g 经高频滤波电感 L3、高频旁路电容 C10 加到电子管的栅极。电子管的灯丝供电电路由降压变压器 T，高频滤波电感 L6、L7 和高频滤波电容 C11、C12 组成。

3.2.1 振荡和功放电路的工作原理

(1) 振荡回路的工作原理

图 3.5 实质上是一个共栅放大的电容三点式 LC 振荡器，即电子管的屏极槽路阻抗呈现电感性，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 3.6 所示^[26]。

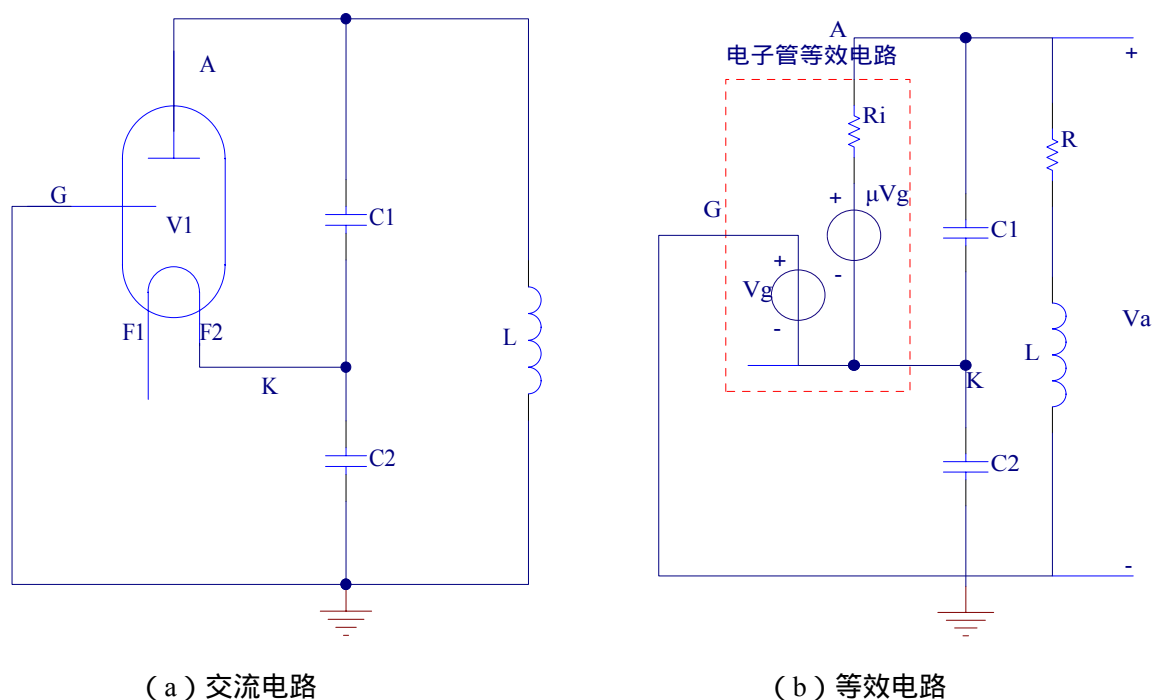


图 3.6 电容三点式振荡器

图中， R_i 表示电子管的内阻， V_g 表示栅极电压， μV_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

$$F_v = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3-1)$$

放大系数为

$$A_v = \frac{(\mu + 1) Z}{R_i + Z} = \frac{\mu + 1}{1 + \frac{R_i}{Z}} \quad (3-2)$$

考虑到并联谐振回路的导纳为

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3-3)$$

因而上式可以改写为

$$A_v = \frac{\mu + 1}{1 + \frac{R_i}{Z}} = \frac{(\mu + 1)(R + j\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2})}{R + R_i(1 - \omega^2 L \frac{C_1 C_2}{C_1 C_2}) + j\omega(L + RR_i \frac{C_1 C_2}{C_1 C_2})} \quad (3-4)$$

振荡的建立过程为：接通电源后，由于电路中有噪声和干扰存在，而这些噪声或干扰的频谱中又包含有振荡的频率，就会通过 LC 振荡器的选频作用把它加到电子管的栅极上，经过不断地放大和反馈使振荡信号的幅度逐渐增大而最终趋于稳定。至此，振荡电路输出一个稳定的余弦信号。

(2) 电子管放大器的工作原理

在馈电电路的作用下，电子管放大器工作于 C 类放大状态。当栅极没有信号输入时，电子管截止，屏极电流为零。当栅极有信号输入时，电子管只在信号正半周的部分时间内导通。所以电子管的屏极电流 i_a 是一个周期性的余弦脉冲信号，其表达式为：

$$i_a = \frac{I_m}{1 - \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (3-5)$$

式中， I_m 为屏极脉冲电流的幅值， θ 为屏极电流的导通角， ω 为激励电压的角频率。

利用傅立叶级数对屏极电流 i_a 进行谐波分解可得：

$$i_a = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + \cdots \cdots I_{an} \cos n\omega t \quad (3-6)$$

式中，直流分量 $I_{a0} = I_m \alpha_0(\theta)$ ，基波分量 $I_{a1} = I_m \alpha_1(\theta)$ ，谐波分量 $I_{an} = I_m \alpha_n(\theta)$ ， $\alpha_n(\theta)$ 为余弦脉冲的分解系数^[30~31]。

电子管工作时的电流、电压波形如图 3.7 所示。图中， u_a 和 U_a 分别为屏极激励电

压的瞬时值和幅值； u_g 和 U_g 分别为栅极激励电压的瞬时值和幅值， E_{g0} 为电子管的截止电压。

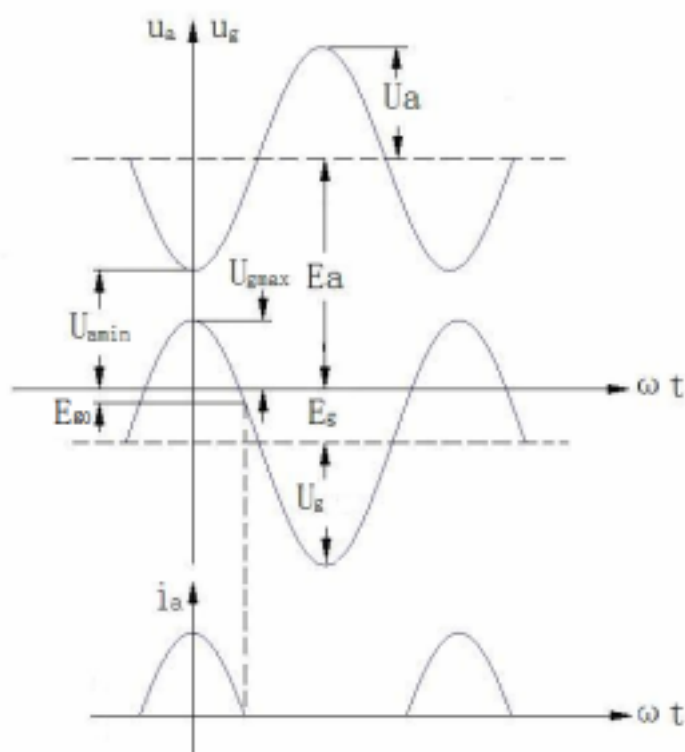


图 3.7 电子管工作电流、电压波形图

由上述分析可知，屏极电流 i_a 中的频率成分非常复杂，除去直流和基波分量外，还有二次、三次及三次以上的各次谐波分量。为了从屏极电流 i_a 中提取出所需的基波分量，就必须在电子管的屏极接入一个具有存储和放出高频电能作用的高频槽路。高频槽路的作用可归纳为以下几点^[32]：

- 1) 滤波。高频槽路调谐于基频上，对其呈现出较大的谐振阻抗，而对其它高次谐波均呈现出较小阻抗，故高次谐波在回路两端产生的谐波电压很小，从而有效地滤除了高次谐波。
- 2) 输出连续的正弦波。在屏极电流流通期间，高频槽路存储能量；屏极电流截止期间，高频槽路放出能量。因此，尽管电子管（工作于C类状态）屏极输出的是一个周

期性的余弦脉冲，但在高频槽路的作用下仍可以维持输出信号的连续性。

3) 阻抗匹配。高频槽路也是由无功元件组成，故常常将高频槽路和阻抗匹配网络结合起来进行设计，阻抗匹配网络的设计详见3.6节。

在自激式射频电源中，整个振荡和功放回路起着双重作用：它一方面参与振荡信号的产生，另一方面又充当着电子管放大器的输出高频槽路。

3.3 电子管的选择

电子管是射频功放电路中最重要元件，它的作用是在高频振荡电压的激励下，将直流电源的能量转换成高频交流能量。功放电子管的选择主要从输出功率和工作频率两方面考虑，要求其额定功率和最高工作频率都必须大于所要求的输出功率和工作频率。本文的射频功放电路采用 C 类专用电子管，表 3-1 列出了几种常用 C 类电子管的型号和参数，其均具有能量转化效率高、输出功率大、可靠性高、寿命长的特点。

表 3-1 电子管型号及参数

输出 功率	型号	典型工作参数(C 类)					灯丝		极限参数				
		Ea	-Eg ₁	Eg ₂	Ia	Ig ₁	U _f	I _f	μ	Ua	Pa	Pg _{1/g2}	f _{max}
		kV	V	V	A	A	V	A		kV	kW	W	MHz
30	3CW30	7	200		4.0	1.2	6.3	160	120	8	20	500	110
35	RS 3027 CJ	10	280		4.1	1.5	7.0	115	100	14	25	1000	120
90	CTK 30-1/2	12	260		9.9	3.3	11.0	240	200	14	50	2000	100
60	TQL 25-1	12	600	1000	6.2	0.22	9.0	180	8	14	30	500/700	100

考虑到输出功率和工作频率等技术指标的要求，以及比较各个型号电子管的相应参数后，本文选择了如图 3.8 所示的直热式水冷三极管，其具体参数如下：

(1) 极间电容

栅极和阴极之间的电容 $C_{gk} = 67 pF$

栅极和屏极之间的电容 $C_{ga} = 27\text{pF}$

屏极和阴极之间的电容 $C_{ak} = 0.25\text{pF}$

(2) 极限参数

最高屏极电压 13kV

最大屏极电流 5.4A

最大栅极电流 1.9A

最大工作频率 120MHz

屏极最大损耗功率 20kW

栅极最大损耗功率 800W

(3) 典型工作参数

额定输出功率 $P_{\sim} = 40\text{kW}$

额定屏极电压 $E_{aN} = 11\text{kV}$

栅极截止电压 $E_{g0} = -35\text{V}$

灯丝电压 $U_f = 7.2\text{V}$

灯丝电流 $I_f = 180\text{A}$



图 3.8 电子管实物图

3.4 电路元器件参数的确定

电子管选定之后，接下来的任务就是根据射频电源的技术要求，来进行相关电路参数的具体设计，主要包括以下几个方面。

3.4.1 确定电子管的工作参数

电子管的工作参数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 θ 、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。

(1) 静态工作参数

已知设计条件如下：射频电源的输出功率为 30kW，即电子管负载所得到的功率 $P_o = 30kW$ 。

考虑到负载匹配网络的功率损耗，要求电子管屏极输出功率 P'_o 大于负载功率 P_o ，通常留有 15% 的余量，即：

$$P'_o = P_o / 0.85 = 30kW / 0.85 = 35.3kW \quad (3-7)$$

查电子管使用手册可得额定工作参数：额定屏极电压为 $E_{aN} = 11kV$ ，栅极电压 $E_g = -220V$ ，灯丝电压 $U_f = 7.2V$ ，额定功率为 $P_{\sim} = 40kW$ 。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 ：

$$E_a = \frac{P'_o}{P_{\sim}} E_{aN} = \frac{35.3kW}{40kW} \times 11kV = 9.7kV \quad (3-8)$$

本文选择电子管的静态工作参数如下：屏极电压为 $E_a = 10kV$ ，栅极电压 $E_g = -220V$ ，灯丝交流电压的幅值 $U_f = 7.2V$ 。此时，电子管屏极输出功率为：

$$P'_o = \frac{E_a}{E_{aN}} P_{\sim} = \frac{10kV}{11kV} \times 40kW = 36.4kW \quad (3-9)$$

(2) 动态工作参数

选择电子管动态工作参数时，应主要从如何保证输出功率大、输出效率高这两方面来考虑。电子管屏极效率 η 和屏极输出功率 P'_o 分别为：

$$\eta = \frac{P_{a1}}{P_{a0}} = \frac{1}{2} \frac{U_a I_{a1}}{E_a I_{a0}} = \frac{1}{2} \gamma_1(\theta) \xi \quad (3-10)$$

$$P'_o = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_p = \frac{1}{2} [\alpha_1(\theta) I_m]^2 R_p \quad (3-11)$$

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

系数； $\xi = \frac{U_a}{E_a}$ ，称为屏压利用系数，它可以用于判断电子管的工作状态（临界、欠

压或过压状态）； $\alpha_1(\theta)$ 为基波分解系数； R_p 为负载谐振阻抗。分析表明：一方面，导通角 θ 越小，屏压利用系数 ξ 越大，屏极效率越高；另一方面， ξ 过大会使屏极电流的波形变坏，而输出功率在 $\theta = 120^\circ$ 时获得最大值。显然，同时使屏极效率和输出功率都达到最佳值是不可能的。为了兼顾两者，一般选择 θ 为 $70^\circ \sim 90^\circ$ ，电子管工作状态选为临界状态， ξ 选为 $0.85 \sim 0.95$ ^[33]。

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 ξ 为 0.9。动态工作参数计算如下：

$$U_a = \xi E_a = 0.9 \times 10kV = 9kV \quad (3-12)$$

$$U_{a\min} = E_a - U_a = 0.1E_a = 0.1 \times 10kV = 1kV \quad (3-13)$$

$$U_g = \frac{E_{g0} - E_g}{\cos \theta} = \frac{-35 - (-220)}{0.34} = 540V \quad (3-14)$$

$$U_{gma_x} = E_g + U_g = -220 + 540 = 320V \quad (3-15)$$

$$I_m = \frac{2P'_o}{\alpha_1(\theta)U_a} = \frac{2 \times 36.4kV}{0.44 \times 9kV} = 18.4A \quad (3-16)$$

$$R_p = \frac{U_a}{I_{a1}} = \frac{U_a}{I_m \alpha_1(\theta)} = \frac{9kV}{18.4 \times 0.44} \approx 1100\Omega \quad (3-17)$$

3.4.2 确定振荡和功放回路参数

随着工作频率的不断提高，电子管的极间电容对电路的影响也越来越大，以至于在电路设计时必须将它们的影响也考虑在内。自激式射频电源的振荡和功放回路的交流电路如图 3.9 所示。回路参数的确定主要包括以下几个步骤：

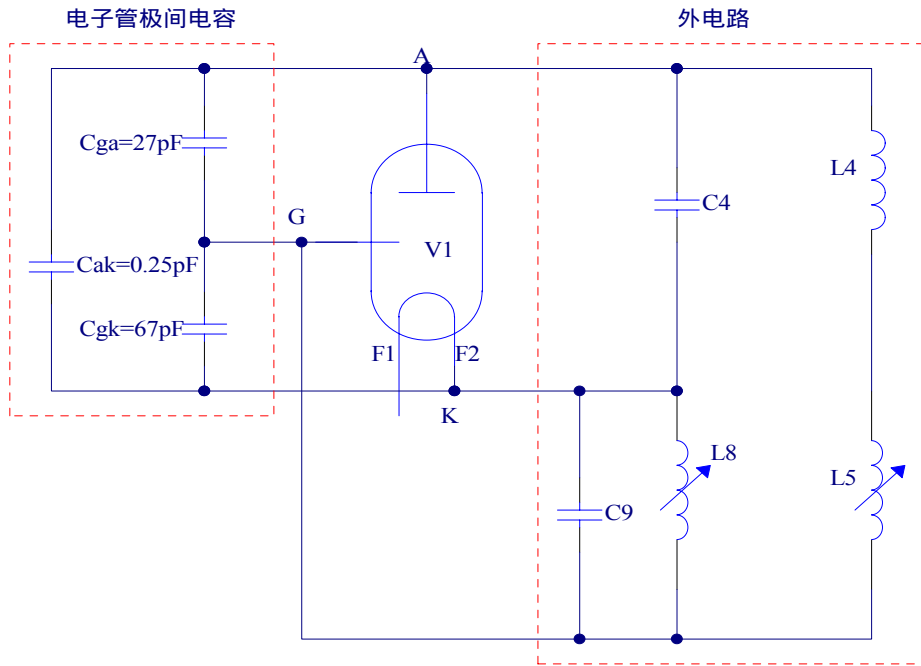


图 3.9 振荡和功放回路的交流电路

(1) 屏极和阴极间的电容

为了降低极间电容 C_{ak} 对电路稳定性的不良影响，要求 C_4 电容值远大于 C_{ak} 。考虑到 $C_{ak} = 0.25pF$ ，本文选择 $C_4 = 4pF$ 。因此，屏极和阴极间的总电容为

$$C_1 = C_4 + C_{ak} = 4.25 pF。$$

(2) 栅极调谐槽路

电子管栅极调谐槽路如图 3.10 所示。由 3.2.1 节的知识可知：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 3.4.1 节节所求得电子管工作参数，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。

$$F_v = \frac{U_g}{U_a} = \frac{540V}{9kV} \approx \frac{1}{17} \quad (3-18)$$

而由式 (3-1) 可知：

$$F_v = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

由此可求出栅极槽路的总电容

$$C_2 = \frac{C_1}{F_v} - C_1 = \frac{4.25}{\frac{1}{17}} - 4.25 = 68 pF \quad (3-19)$$

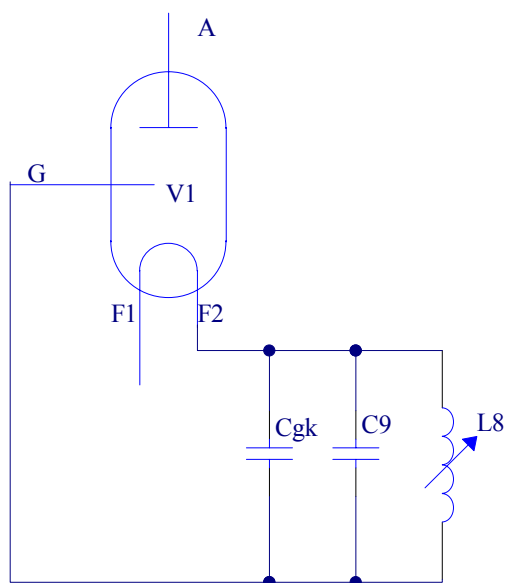


图 3.10 电子管栅极谐振槽路

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 $C_9 = 210pF$ 。考虑到 C_2 和 C_{gk} 接近，可认为 L_8 、 C_9 谐振时呈纯阻性（对 f_0 ），即：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_8 C_9}} \quad (3-20)$$

则

$$L_8 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_9} \quad (3-21)$$

当射频电源的工作频率为 13.56MHz 时，由式（3-21）可得：

$$L_8 = \frac{1}{(2\pi \times 13.56MHz)^2 \times 210pF} = 638nH$$

当射频电源的工作频率为 40.68MHz 时，由式（3-21）可得：

$$L_8 = \frac{1}{(2\pi \times 40.68MHz)^2 \times 210pF} = 72nH$$

当射频电源的工作频率为 81.36MHz 时，由式（3-21）可得：

$$L_8 = \frac{1}{(2\pi \times 81.36MHz)^2 \times 210pF} = 18nH$$

考虑到回路元件参数随外界的变化， L_8 的取值应留有一定的余量。因此，对应于不同的工作频率 13.56MHz、40.68MHz、81.36MHz，选择 L_8 的取值范围分别为 0~700nH、0~100nH 和 0~25nH。

(3) 屏极槽路

电子管屏极调谐槽路如图 3.11 所示。基于频率选择性的考虑，整个振荡和功放回路的品质因素取为 $Q = 25$ ，其谐振阻抗为

$$R_p = 2\pi f_0 Q (L_4 + L_5) = \frac{Q}{2\pi f_0 (C_{ga} + C_6 + C_7 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2})} \quad (3-22)$$

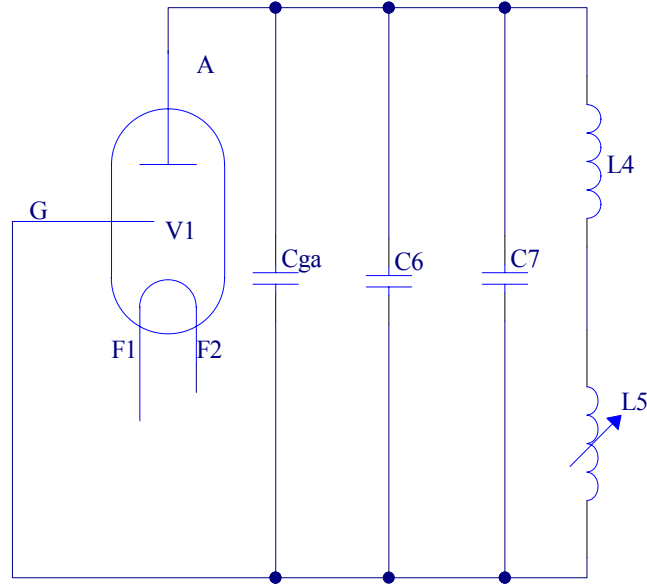


图 3.11 电子管屏极谐振槽路

由式 (3-22) 可得：

$$(L_4 + L_5) = \frac{R_p}{2\pi f_0 Q} \quad (3-23)$$

$$C_6 + C_7 = \frac{Q}{2\pi f_0 R_p} - \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} - C_{ga} \quad (3-24)$$

当射频电源的工作频率为 13.56MHz 时，由式 (3-23) 和 (3-24) 可得：

$$(L_4 + L_5) = \frac{1100}{2 \times \pi \times 13.56 \times 10^6 \times 25} = 516nH$$

$$C_6 + C_7 = \frac{25}{2\pi \times 13.56 \times 10^6 \times 1100} - \frac{4.25 \times 68}{4.25 + 68} - 27 = 236pF$$

当射频电源的工作频率为 40.68MHz 时，由式 (3-23) 和 (3-24) 可得：

$$(L_4 + L_5) = \frac{1100}{2 \times \pi \times 40.68 \times 10^6 \times 25} = 172nH$$

$$C_6 + C_7 = \frac{25}{2\pi \times 40.68 \times 10^6 \times 1100} - \frac{4.25 \times 68}{4.25 + 68} - 27 = 58pF$$

当射频电源的工作频率为 81.36MHz 时，由式 (3-23) 和 (3-24) 可得：

$$(L_4 + L_5) = \frac{1100}{2\pi \times 81.36 \times 10^6 \times 25} = 86nH$$

$$C_6 + C_7 = \frac{25}{2\pi \times 13.56 \times 10^6 \times 1100} - \frac{4.25 \times 68}{4.25 + 68} - 27 = 14pF$$

3.5 频率稳定性分析

影响频率稳定性的几个因素：

(1) 电源电压的影响。电源电压的变化会引起电子管工作点的改变，从而改变电子管参数（如电子管的内阻 R_i 等）。灯丝电压的改变对频率稳定性影响较大，而屏极电压影响较小。因此，在对频率稳定性要求较高的场合，采取灯丝直流稳压供电对提高频率稳定性是有利的。

(2) 振荡回路参数的影响。由于振荡频率主要是由振荡回路参数 LC 决定的，因此 L 、 C 的变化对频率的影响是比较大的。在影响 L 、 C 变化的诸多因素中，温度、湿度和机械振动是最重要的几个因素。因此，为了提高 L 、 C 元件的稳定性需要采取以下措施：振荡回路远离热源（如电子管，电源变压器等）或采取恒温措施，对振荡回路元件密封并加以屏蔽，焊接和安装是要牢固等。

(3) 电子管分布参数的影响。在射频范围内，影响电路稳定性的分布参数主要是电子管的三个极间电容：栅极和阴极之间的电容 C_{gk} 、屏极和阴极之间的电容 C_{ak} 和屏极和栅极之间的电容 C_{ga} 。随着电子管使用时间的增长或工作环境的变化，这三个极间电容的数值势必会发生改变。设 ΔC_{gk} 、 ΔC_{ak} 和 ΔC_{ga} 分别为极间电容的变化量，它们对电路的影响见图 3.12。图中， C_1 、 C_2 、 C_3 为电子管三个电极之间的等效电容， ΔC_{Σ} 为极间电容的总变化量。

回路总电容为：

$$C_{\Sigma} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_3 \quad (3-25)$$

由电子管的极间电容变化量 ΔC_{gk} 、 ΔC_{ak} 和 ΔC_{ga} 产生的对回路总电容的影响为：

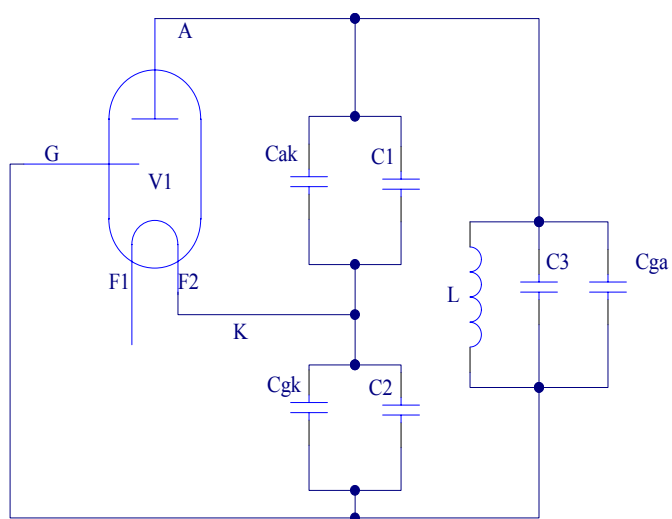
$$\Delta C_{\Sigma} = \frac{C_{\Sigma}^2}{C_1^2} \Delta C_{ak} + \frac{C_{\Sigma}^2}{C_2^2} \Delta C_{gk} + \Delta C_{ga} \quad (3-26)$$

频率变化量为：

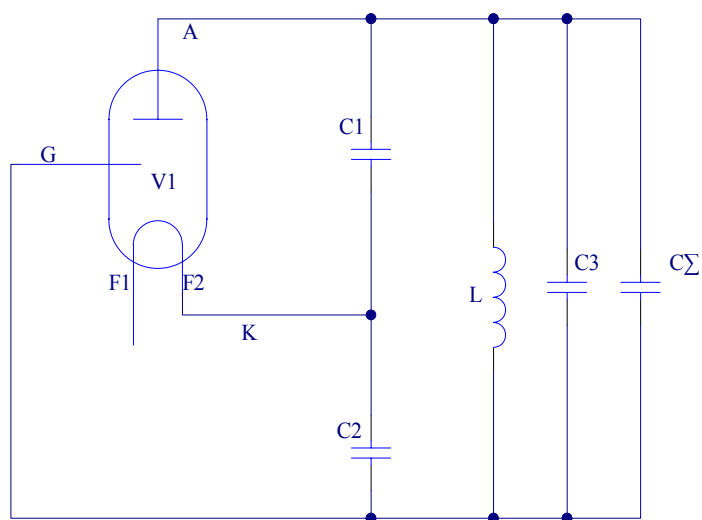
$$\Delta f_o = \left[\frac{\partial f_o}{\partial L} \Delta L + \frac{\partial f_o}{\partial C_\Sigma} \Delta C_\Sigma \right] = -\frac{1}{2} f_o \left[\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C_\Sigma}{C_\Sigma} \right] \quad (3-27)$$

忽略电感的变化，则可以得到振荡频率稳定度表达式：

$$\frac{\Delta f_o}{f_o} = \frac{\Delta C_\Sigma}{2C_\Sigma} \quad (3-28)$$



(a)



(b)

图 3.12 极间电容对振荡和功放电路的影响

3.6 阻抗匹配网络

射频功率的传输是一个波的过程，射频电磁波在不同的阻抗界面传播时会产生反射波，为了实现射频功率有效地注入到负载中，必须采用阻抗匹配技术。因此，阻抗匹配网络是射频电源中必不可少的一个组成部分。本节主要讨论射频激励 CO_2 激光器中射频电源和负载之间的阻抗匹配问题。

3.6.1 阻抗匹配的原理

一般的射频传输系统如图 3.13 所示，其主要由信号源、匹配网络、传输线和负载组成。匹配网络的主要作用是实现负载的阻抗变换，使其达到与射频电源之间的阻抗匹配，从而消除负载面上的电磁反射，使射频电源能量能最大限度地传输到负载。总的来说，阻抗匹配主要涉及以下两个方面^[34]：

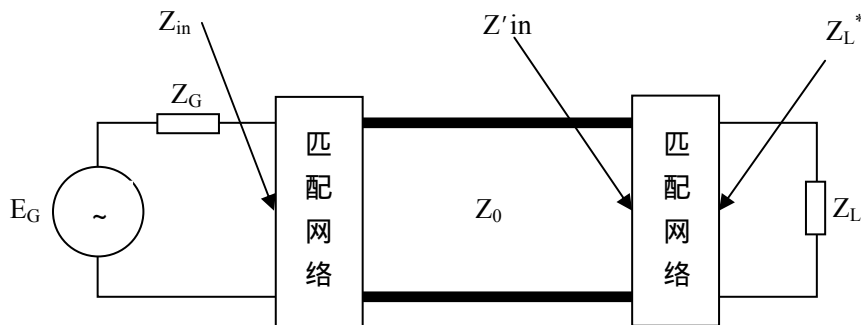


图 3.13 匹配后的射频传输系统

(1) 传输线和负载之间的阻抗匹配，目的是使负载无反射。具体方法为：在负载和传输线之间接入匹配网络，使其输入阻抗 Z'_{in} 作为等效阻抗与传输线的特性阻抗 Z_0 相等，即 $Z'_{in} = Z_0$ 。其实质是人为产生一反射波，使之与实际负载的反射波相抵消。

(2) 信号源与传输线之间的阻抗匹配，目的是使信号源无反射，并输出最大功率。具体方法为：在信号源和传输线之间接入匹配网络，使从信号源向负载看去的输入阻抗 Z_{in} 与射频电源内阻共轭相等，即 $Z_{in} = Z_G^*$ 。

3.6.2 阻抗匹配的方案选择

为了实现射频 CO_2 激光器的放电击穿，并维持稳定的射频放电状态，射频电源和负载之间的阻抗匹配网络设计应满足下几个原则^[35]：

(1) 在气体放电击穿前，使射频电源经匹配网络加在放电极板之间的电压极高，以利于放电击穿的形成。另外，由于工作气体在放电击穿前的阻抗为无穷大，从负载端反射回来的功率很大，所以还要采取一定的措施以防止反射功率对射频电源和负载的损害。

(2) 在气体击穿放电后，使得实际负载(放电气体)加上匹配网络的总阻抗和传输线的特性阻抗相等。

(3) 由无功元件组成，以减少无用功耗。

(4) 射频电源的输出功率最大。

满足上述四个原则的可行性方案主要有如下两种：

1) 采用共轭匹配的方案，即只在射频电源和被匹配电路(一般由传输线和实际负载组成)之间接入一个匹配网络，而传输线和负载之间不采取匹配措施，原理框图见图 3.14。此方案的优点是电路简单、成本低，缺点是射频电源在和负载缺少必要的保护。由于电子管可以承受很高的反射功率，故此方案在由电子管组成的射频电源中得到了广泛的应用。但是，此方案并不适用于全固态射频电源，这主要归因于晶体管的脆弱性。

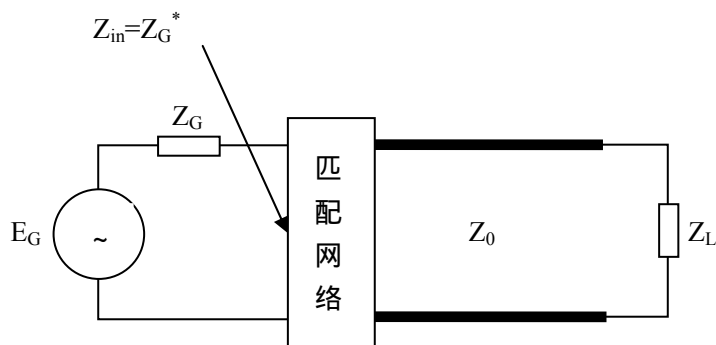


图 3.14 共轭匹配方案

2) 采用“匹配源”的方案，其主要由射频电源、隔离器、传输线、匹配网络和负载等五个部分组成，其原理框图见图 3.15。在射频电源输出端口接一个非互易的隔离器就构成了一个匹配源，匹配源的输出阻抗与传输线的特性阻抗相等。图中的匹配网络是用于实现负载和传输线之间的阻抗匹配，隔离器的作用则是实现入射波的单向传输、吸收掉负载产生的反射波。此方案也满足共轭匹配的条件，即射频电源的功率输出最大。

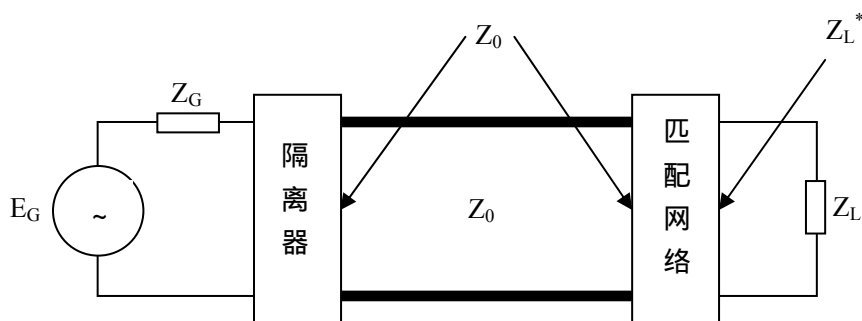


图 3.15 匹配源方案

综上所述，本文采用共轭匹配方案来进行阻抗匹配网络的设计。

3.6.3 阻抗匹配网络设计

常用的阻抗匹配网络主要有两种：集总参数匹配网络，主要是由 L 、 C 电抗元件组成；分布参数匹配网络，主要是由短路、开路传输线（ $\lambda/4$ 或 $\lambda/8$ 等）组成。一般来说，在 400MHz 以下的甚高频段，通常采用集总参数匹配网络；而在 400MHz 以上的超高频段，则需要采用分布参数匹配网络。

无论采用集总参数网络还是采用分布参数网络，Smith 圆图都是阻抗匹配设计中一个十分重要的工具。采用 Smith 圆图图解法设计仅仅涉及简单的数学运算，方便直观，可以将设计者从繁琐的公式计算中解脱出来。在实际设计中，还可以利用 Matlab 或其它的史密斯阻抗匹配计算软件等来进行高效率、高精度的计算^[36~37]。考虑到射频电源的输出阻抗较大、负载阻抗较小的实际情况，本文采用如图 3.16 所示的 L 型匹配网络来实现射频电源的共轭匹配。

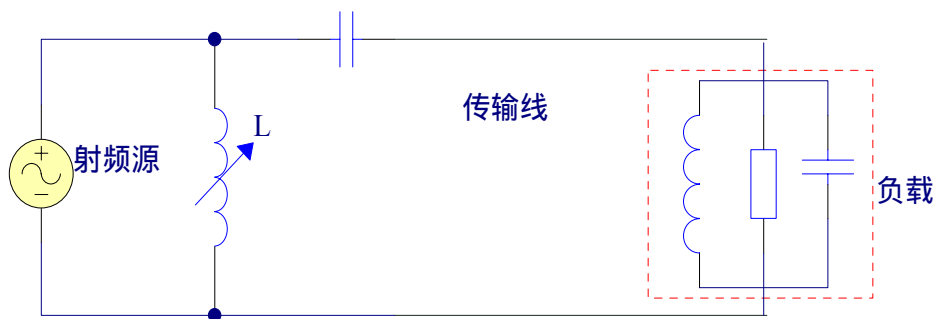


图 3.16 L 型匹配网络

研究表明：在射频激励的条件下，激光放电管的总阻抗表现为阻容性^[38~39]。现假设射频电源的内阻 $Z_G = 100\Omega$ ，激光放电管和传输线的总阻抗为 $Z_L = 50 - j50$ ，并以此为例来具体说明一下史密斯图解法的具体步骤，如图 3.17 所示：

(1) 设基准阻抗为 $Z_0 = 50\Omega$ ，计算源阻抗和负载阻抗的归一化值并在圆图找到它们的位置， $z_G = 2$ ， $z_L = 1 - j0.5$ 。

(2) 由于匹配网络中靠近负载的元件为串联电纳，故在图中画出过归一化负载阻抗点 z_L 的等电阻圆即可。这里需要说明的是：如果靠近负载的匹配元件为并联电纳，则先需先求出负载的归一化导纳点 $y_L = \frac{1}{z_L}$ ，再画出过 y_L 的等电导圆。在圆图上，将 z_L 旋转 180° 即可得到 y_L ， z_L 和 y_L 位于圆图中的等反射系数圆上。

(3) 由于匹配网络中靠近射频电源的元件为并联电抗，故应画出归一化电源导纳点 $y_G = \frac{1}{z_G} = 0.5$ 的等电导圆。

(4) 找到步骤 (2) 和 (3) 中等电阻圆和等电导圆的交点，在图上计算出其与源阻抗和负载阻抗电抗或电纳差值，该差值即所求电感电容的电抗或电纳值，其中串联电抗为 $jb = j1.5$ ；并联电纳为 $jx = j1$ 。

(5) 由工作频率计算匹配网络中电感电容的实际值， $C = \frac{1}{2\pi f_0 b Z_0} = 26 \text{ pF}$ ，

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f_0 x} = 0.97 \text{ nH}。$$

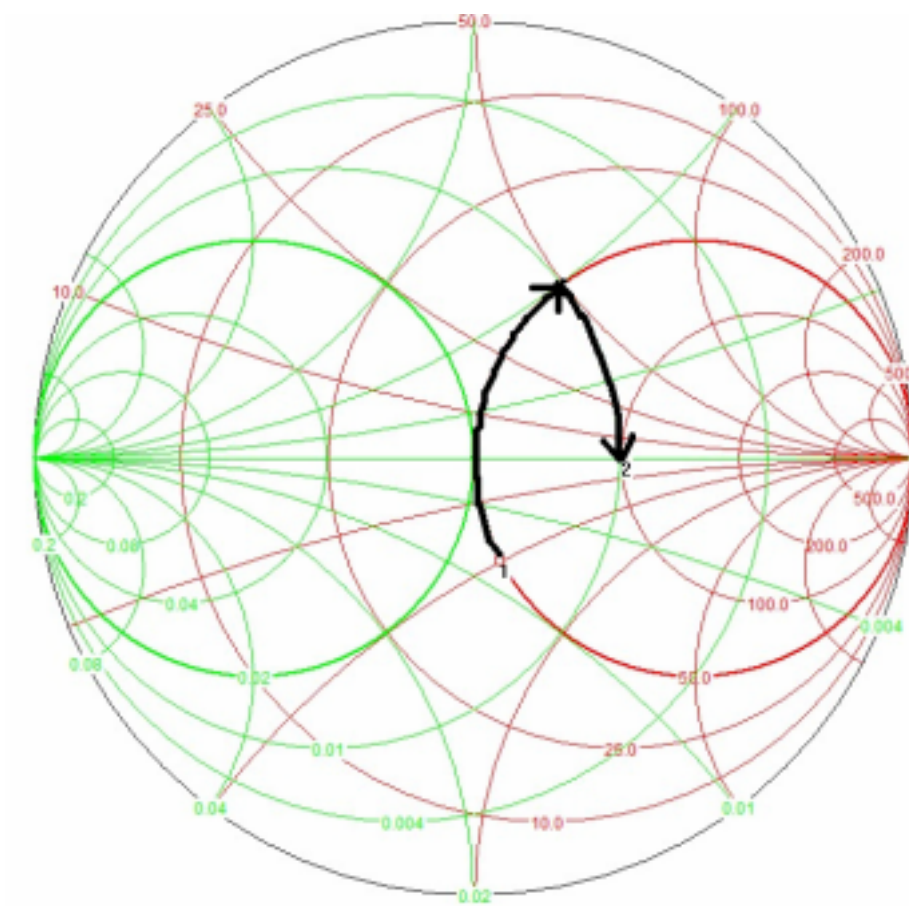


图 3.17 L 型匹配网络的史密斯图解法

3.7 功率控制电路

功率控制电路主要是为了满足射频电源的脉冲工作要求而设计的，它在射频电源中起着控制功率输出的开关作用。当要求射频电源工作于脉冲状态时，电子管的栅极供电电路采取直流电源和功率控制电路相串联的方式。功率控制电路对射频电源输出功率的控制原理如下：当其输出电压为零时，电子管在射频输入信号的激励下工作于丙类放大状态，射频电源输出额定功率；而当其输出电压为负电压时，由于此时电子

管栅极电压远低于截止电压，故电子管在输入信号的整个周期内都停止工作，射频电源无功率输出。然而在实际应用中，射频电源在控制电路输出负电压时也维持一定大小的输出功率。这样做的目的是为了使射频激光器始终保持在放电状态下，从而实现激光器对控制信号的快速响应。

从上面的分析可以看出，功率控制电路的功能就是输出一个幅值较大的方波电压，对它的设计要求是频率和占空比可调。为了实现上述功能，可以采用以下两种方案：

(1) 采用频率、占空比可调的开关电源。

(2) 首先由脉宽调制器 PWM 产生一个幅值较小的方波电压，然后经驱动电路将其放大，最后输出一个幅值较大的电压至电子管栅极，本文采用此方案。

3.7.1 脉宽调制器

脉宽调制器 PWM 的具体电路如图 3.18 所示，它主要包括以下五个部分：

(1) 电压跟随器：放大器 U1A 的输出端和反相输入端相连，调频电压信号 V_f 由 U1A 同相端输入，其作用是将调频电压信号加到积分电路的反相端。

(2) 积分电路：由 R8、R9、R10、R11、C12、传输门 G1 和放大器 U2A 组成。

(3) 多谐振荡器：由 555 定时器构成，其作用是产生一个高低电平的方波电压信号，以控制传输门 G1 的导通和截止。

(4) 电压比较器：由 U3A、R16、稳压管 D20、缓冲器 buffer 组成。电压信号 V_{duty} 由 U3A 的反相端输入，其目的是为了输出占空比可调的脉冲信号。

(5) 上拉电路：由 R17 和 15V 电源组成，其作用是提高电压跟随器的带负载能力。

积分电路的作用是输出一个锯齿波，工作原理如下：当电路刚开始工作时，由于此时 U2A 的输出电压 V_{o1} 低于 $\frac{1}{3}V_{CC}$ ，555 定时器输出高电平，传输门 G1 导通，由基尔霍夫电流定律可知此时电流自右向左流过 C12，即电容自右向左充电，U2A 的输出电压 V_{o1} 逐渐增加；当 V_{o1} 增加到 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时，555 定时器的输出电平发生翻转，传输门 G1 截止，电容 C12 自左向右放电，U2A 的输出电压 V_{o1} 将逐渐降低，此下降过程一直持续到 $V_{o1} = \frac{1}{3}V_{CC}$ 为止。此后，积分电路将一直重复上述过程。由于 U2A 的输入信

如图 3.19 所示。

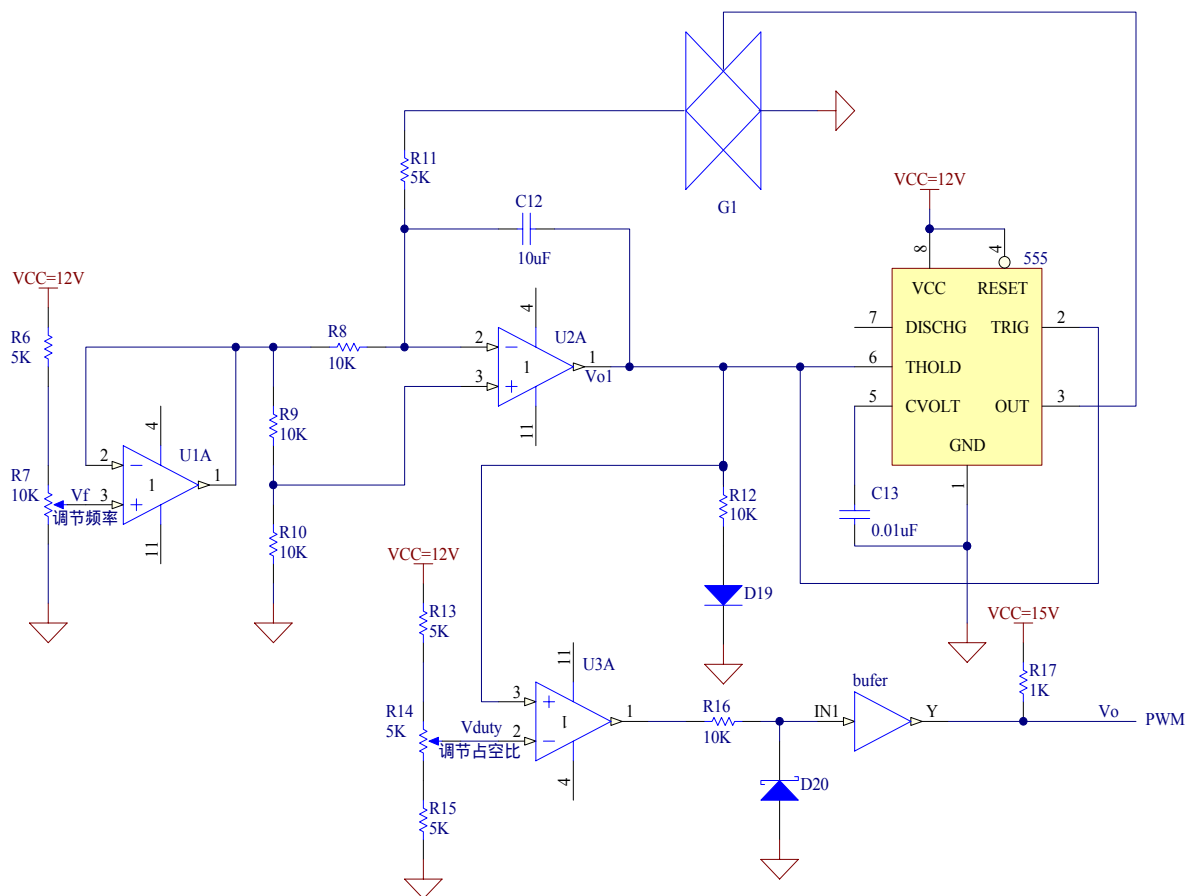


图 3.18 脉冲发生器原理图

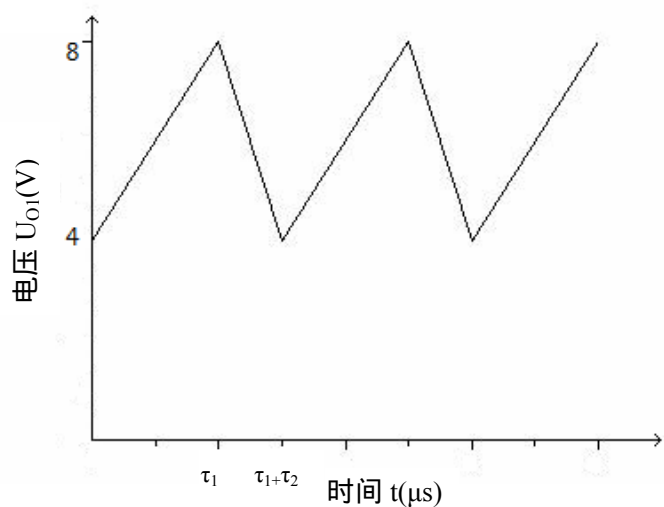


图 3.19 积分电路的输出波形

电压比较器的工作原理如下：当积分电路的输出电压 V_{o1} 高于 U3A 反相输入电压 V_{duty} 时，U3A 经缓冲器输出高电平；反之，当 V_{o1} 低于 V_{duty} 时，U3A 经缓冲器输出低电平。由上述分析可知，缓冲器最终输出一个方波电压信号，其上、下门限电压分别为 15V 和 0V，波形图见图 3.20。另外，调节 U3A 反相输入端电压 V_{duty} 的大小可以实现改变输出方波信号的占空比：当 $V_{duty} = 4V$ 时，占空比为 100%；当 $V_{duty} = 8V$ 时，占空比为零。

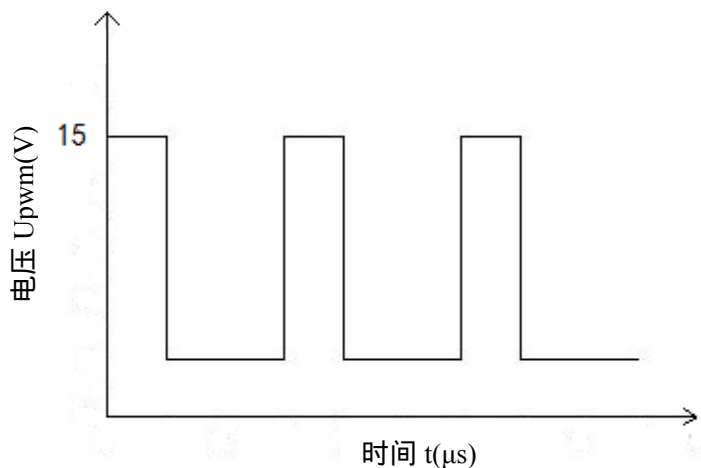


图 3.20 脉冲发生器的输出波形

设 $R_8 = R_9 = R_{10} = 2R_{11} = 2R$ ，脉冲发生器的工作频率计算如下：

C12 的充电时间为

$$\tau_1 = RC_{12} \left(\frac{2V_{T+}}{V_f} - 1 \right) \quad (3-29)$$

C12 的放电时间为

$$\tau_2 = RC_{12} \left(1 - \frac{2V_{T-}}{V_f} \right) \quad (3-30)$$

工作频率为

$$f = \frac{1}{(\tau_1 + \tau_2)} = \frac{1}{2RC_{12} \left(\frac{V_{T+} - V_{T-}}{V_f} \right)} \quad (3-31)$$

式中, $R = 5k\Omega$, $C_{12} = 10\mu F$, $V_{T+} = 8V$, $V_{T-} = 4V$, $V_f = 0 \sim 8V$, 代入数据可得:

$$f = 1.25 \times 10^3 V_f = 0 \sim 10kHz \quad (3-32)$$

综上所述, 当 V_f 在 $0 \sim 8V$ 、 V_{duty} 在 $4 \sim 8V$ 之间变化时, 脉冲发生器的调制频率变化范围为 $0 \sim 10kHz$, 占空比的调节范围为 $0 \sim 100\%$ 。

3.7.2 调制驱动电路

调制驱动电路主要由功率开关管 T1 和电阻 R2、R3、R4 组成, 具体电路如图 3.21 所示。图中, 功率开关管 T1 是一种电压控制电流器件, 具有大电流(可达数百安培)、耐压高(可达 $1000V$)、低功耗、开关速度快, 工作频率高(可达 $100kHz$)等特点^[40]。电路工作原理为: 当脉宽调制器 PWM 输出低电平时, T1 截止, 此时电子管栅极电压为直流电源供电电压 ($-220V$), 故电子管工作于丙类放大状态; 当脉宽调制器 PWM 输出高电平时, T1 导通, 其发射极输出电流 I_e 经电阻 R2、R3、R4 产生一个较大的电压降加在电子管的栅极, 此时电子管的栅极负压高达数百伏, 故电子管停止工作, 其射频功率输出接近于零。

本文功率开关管采用三菱公司生产的绝缘栅双极晶体管 CT60AM-20, 相关参数为: 栅极-发射极击穿电压 $U_{GEM} = \pm 20V$, 最高反向电压 $U_{CES} = 100V$, 最大电流 $I_{CM} = 60A$, 开启电压 $U_{th} = 2V$, 最大耗散功率 $P_{CM} = 250W$ ^[41]。

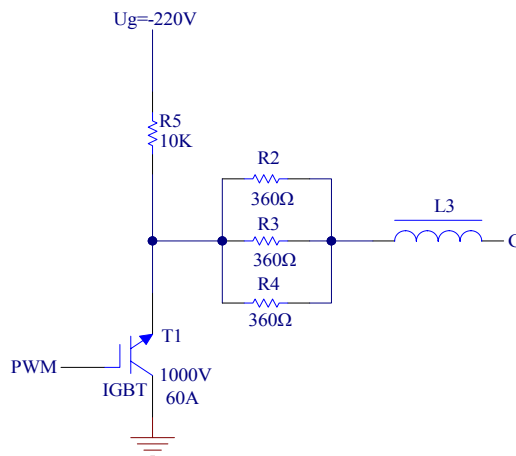


图 3.21 调制驱动电路原理图

3.8 本章小结

(1) 在屏压 $E_a = 10kV$ 、栅压 $E_g = -220V$ 和灯丝电压 $U_f = 7.2V$ 条件下，电子管工作于 C 类放大状态，屏极电流是一个周期性的余弦脉冲信号。

(2) 电子管的工作参数为：导通角 $\theta = 70^\circ$ ，屏压利用系数 $\xi = 0.9$ ，屏极电压幅值 $U_a = 9kV$ ，栅极电压幅值 $U_g = 540V$ ，屏极脉冲电流幅值 $I_m = 18.4A$ ，槽路谐振阻抗 $R_p = 1100\Omega$ ，此时电子管工作于临界状态，输出功率和效率均较高。另外，本章针对不同工作频率 $f_0 = 13.56/40.68/81.36MHz$ ，计算了振荡和功放回路的元器件参数，并分析了电路的频率稳定性能。

(3) 为了使射频电源输出最大功率，应采用共轭阻抗匹配的方案，史密斯圆图法可以实现高效率、高精度的阻抗匹配设计；采用脉宽调制 (PWM) 的方式，可以实现脉冲频率和激光功率的实时控制，调制频率范围为 $0\sim 10kHz$ ，占空比调节范围为 $0\sim 100\%$ 。

4 射频电源的工艺设计

为了使射频电源整机具有良好的性能，除了要合理地设计电路外，还要在装配过程中考虑工艺特性的影响。本章涉及的内容主要有：元器件的选择、电路的排位布线、系统的散热和电磁干扰抑制等。

4.1 电路元件的选择

在射频电源的电路设计中，主要以分离元件为主。在高频电路中，必须考虑工作频率对元件特性的影响，任何一个元件都应视为一个R、L、C组成的等效网络来进行考虑。例如，一只引线电容在低频时为容性元件，但随着频率的提高其引线感抗会逐步加大，当频率增加至引线感抗大于电容的固有容抗时，该电容便在此频率上呈现出感性，其特性发生了质变。在射频电源设计中，要考虑这些随频率变化而变化的器件属性^[42]。

4.1.1 电阻器选择

根据制作材料的不同，电阻器可分为碳膜电阻器、实芯碳质电阻器、金属膜电阻器及绕线电阻器等。选用电阻器时，主要考虑以下五个方面的因素^[43]：

(1) 功率：所用电阻器的额定功率大于实际电路功率的2倍，可保证电阻器在正常工作时不会烧坏。常用的电阻器额定功率为1/4W或1/8W，适用于偏置电路等小功率场合。

(2) 成本：优先选用通用型电阻器（如碳膜、金属膜、绕线电阻等），其规格齐全，品种多，价格便宜，货源充足。基于成本的考虑，不易采用特殊阻值和精度过高的电阻，只要满足电路要求即可。

(3) 安装位置：金属膜电阻器体积较小，适合于安装在元件比较紧凑的电路中；反之，在安装位置比较宽松的场合，可采用碳膜电阻器。

(4) 温度稳定性：碳膜电阻器、金属膜电阻器和绕线电阻器都具有较好的温度稳定性。

(5) 工作频率：碳膜、金属膜和金属氧化膜电阻器都适用于高频电路；绕线电阻器和水泥电阻器的分布电感和分布电容都比较大，适用于低频电路。

综合考虑以上五个方面的因素后，本电路主要选用E₂₄系列的金属膜电阻器，其主要应用于脉宽调制器中。金属膜电阻器的特点为：体积小、耐热性好（额定工作温度为70℃，最高工作温度可达155℃）、电压稳定性好、温度系数小、精度较高（±5%）、工作频率范围宽（高达数百兆赫）、噪声小和阻值范围宽（10Ω~1000MΩ）。另外，本文调制驱动电路中的电阻R₂、R₃、R₄采用绕线电阻器，这主要是为了适应其大功率的要求。

4.1.2 电容器选择

在射频电源中，电容器广泛应用于调谐、耦合、滤波、去耦、隔直、旁路和匹配。选择电容器时，要考虑以下四个方面的因素^[43]：

(1) 工作频率：本电路中的电容器主要工作于射频范围。在射频电路中，主要采用高频陶瓷电容器、云母电容器和塑料薄膜电容器，其特性比较见表4-1。

(2) 电容的耐压性：要求此值两倍于可能施加的最大电压。

(3) 电容误差：用于振荡电路和高频槽路的固定电容的误差不可过大。

(4) 无合适的电容时，可以并联或串联使用。

在匹配网络中，主要采用高频陶瓷电容。在自激式射频电源的振荡和功放回路以及高频槽路中，采用云母固定式电容器和薄膜介质可变电容器。

表4-1 不同种类电容器的特性

电容器种类	优点	缺点
高频陶瓷电容器	体积小、最耐温、耐高压、 高频特性较好	电容量较小
云母电容器	最耐压、最耐温、高频特性较好	体积大、价格昂贵
塑料薄膜电容器	耐高压、容量大、高频特性最好	小型化困难

4.1.3 电感器选择

在射频电源电路中，电感器主要用于匹配、耦合、振荡、滤波和作高频扼流线圈使用等。根据应用场合的不同，对电感线圈的要求也不一样。例如，在匹配电路中，要求电感线圈的射频损耗尽可能的小（即Q值高）；而当电感器作为射频扼流圈使用时，则要求尽可能地降低电路的Q值。因此，必须结合电感器的具体用途来选择电感器。

在电子电路中，除了一部分标准电感元件可以在市场上买到外，其它绝大多数的电感器都是需要使用者根据实际需要自行设计和制作的。在一般的电感器设计和制作时，常常需要单层或者双层线圈，单层线圈的简易计算公式为^[44]：

$$L = L_0 N^2 D \times 10^{-3} \quad (4-1)$$

式中：L为线圈的电感量(μH)，N为线圈的匝数，D为线圈的直径(cm)， L_0 为线圈的修正系数（与线圈的长度*l*和直径D有关）。多层线圈的计算公式与此类似。在匹配电路和高频槽路的设计中，由于流过电感元件的电流和功率都较大，且考虑到射频条件下的趋附效应（电流主要从导体表面流过），采用空心的铜芯线圈。

4.2 元器件的排列布置和布线

在完成电路图的设计和元器件的选择后，就可以进入电源电路的具体制作阶段了。这个制作过程涉及到元器件的排列布置，布线以及元器件的焊接等工作，本小节将重点介绍各个步骤的要点和相关注意事项。

4.2.1 元器件排列布置

元件排列布置要从整体上进行统筹规划，在满足电路性能的基础上合理、充分地利用底座，以方便元器件的安装和维修。归纳起来，元件的排列布置应着重考虑以下几个方面的问题^[45]：

(1) 注意射频电源整机重力的平衡，这要求将电源变压器和电子管的安装位置进行合理的安排。

(2) 防止电路间的电磁干扰。例如，小信号电路（如脉宽调制器等）所处理的信号很小，易受到射频信号的干扰，故必须把它们与功率电路分开；另外，为了避免电磁干扰，电源电路也要与其它电路尤其是功率电路保持一定的距离，必要时应采取相应的屏蔽措施。

(3) 要考虑到热敏感器件的隔热处理。如薄膜电容、脉宽调制器等小信号电路要尽可能远离发热器件（如电源变压器、整流管、可控硅模块和功放电子管等）。

(4) 元件的配置要利于焊接和安装。配置元件前要对各个元件的大小形状和尺寸心中有数，这样就可避免元件安装时的位置冲突，同时也要留有足够的空间以方便焊接。

(5) 留有一些备用位置。在设计射频电路时，安装元件后还要进行调试，有时会增加元器件，这时备用位置的保留就显得十分有用。

(6) 为了便于维修和检查故障，应尽量采取单层布局的方式，使机内布线和所有电路一目了然。

(7) 在充分实现电路功能的基础上，合理配置元件以增加电路的美观性。

电子管放大电路常采用以底座为主体的装配方式，电源变压器、电子管、大容量滤波电路等各种元器件分布于底板的上下表面。这种装配方式不仅美观，而且还有利于电子管和变压器的散热。一台不大的底座包括了放大器的全部元器件，因此合理的元件布局是十分重要的。所谓元器件的布置，并非简单的排列于底板之上，它既要考虑放大器整体重力的平衡，还要考虑其对放大电路性能的影响。

首先，应考虑的是电子管的安装方式。在正常工作条件下，大功率电子管的管壳温度可达到几百摄氏度，因此在设计底座时应充分考虑其周围有足够的散热空间。除此以外，电子管还应采取合适的安装方式，主要有垂直安装和水平安装两种方式^[29]。由于直热式电子管的阴极灯丝工作温度很高，所以为了避免高温下靠近阴极的控制栅极产生变形，电子管都只能垂直地安装在底座的管座上，而不采取水平安装在底板下的方式。

其次，要考虑的是将整个射频电源中最笨重的电源变压器进行合理的安排。由于电源变压器为一主要的电磁场干扰源，其磁场泄露在所难免，如果其距离电子管放大

器过近，将会对放大器产生很大的干扰，且不利于电子管的散热，所以应该将电源变压器和电子管的距离拉开。但是，由于电子管底盘空间是有限的，故最好的隔离措施就是干脆吧电源变压器和电子管分别安装在两个独立的底座上。另外，电源变压器一般都采用立式安装，这是因为采用卧式安装的电源变压器产生的电磁干扰较大^[29]。

最后，为了便于元器件的焊接和维修等处理，应将电子管和其它元器件分别安装于底座的上下表面。

4.2.2 布线与元件焊接规则

在射频电路的设计中，合理的布线可以消除电路中潜在的干扰因素对电路性能的影响，而不规范的布线则会恶化电路的整体性能。底座的机加工全部完成以后，首先要进行的就是电路的布线和焊接工作。射频电源的布线和焊接应注意以下几点：

(1) 采取一根母线接地的原则，且接地母线不能形成一个回路。通常的做法是用一根直径不小于 0.8mm 的光铜线将所有的接地点与底座相连接，即将底座作为整个电路的零电位点。此导线只作为各个接地点的等电位连接，而不允许输入信号或输出信号利用它作为传输线。采取一点接地的方式，可以有效地抑制放大电路的噪声和通过共地形成的寄生反馈。

(2) 输入线与输出线，交流电源线要分开走线，低电平和高电平的线路要尽量远离，且不要平行走线。

(3) 由于接线架上的引出线往往采用捆绑方式导出，因此要充分考虑连线间的电磁感应，并对连线的分类捆绑进行严密的设计。

(4) 为了减少交流磁场的干扰，通过交流电的电源线和灯丝供电线要采用双绞线接入。走线时，应尽量贴着底座或沿角，且不可与高频信号连接线向平行，更不要靠近电子管的栅极。

(5) 元件和电子管座尽量采用元件搭焊的方式，在底座设计合理的情况下，可以利用元件本身的引线而不必另设外接线。对于元件搭焊的要求是：将元件引线传入支架或管座的螺孔内，对较大型元件可将引线折弯加紧后在焊接，元器件的搭焊方法如

图 4.1 所示^[29]。

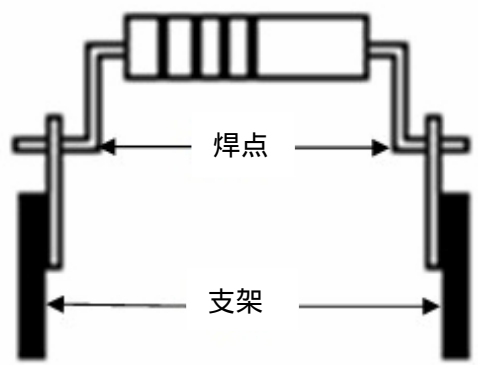


图 4.1 元器件的搭焊方法

4.3 系统的散热

4.3.1 热量的危害

射频电源在工作时会产生大量的热量，使电子元器件的特性发生变化，从而导致电路的稳定性和可靠性降低，严重时甚至会造成元器件的损坏。因此，正确处理电路中的散热问题，是提高电路的稳定性、可靠性及元器件使用效率的重要环节。在射频电源中，主要的发热器件有电源变压器、整流管、可控硅模块和功放电子管。电源变压器、整流管和可控硅模块等的热量主要来自于电流的热效应。而电子管则不同，由于工作时处于高电压、大功率的情况下，因此在其屏极会受到由阴极向屏极发射的大量电子的轰击，再加上其它电极（主要是阴极灯丝）的热辐射，屏极上会产生大量的热量。为了保证上述器件的正常工作，必须采取强制冷却的方式。常用的冷却方式有强制风冷和水冷两种，其中水冷的效果较好，本电路中使用的电子管即为高倍放大水冷三极管。

4.3.2 元器件的水冷

水冷系统是一个封闭的系统，由冷却器件经不同管径的管道与水泵构成回路，水泵产生的压力使管道内的水流维持循环状态。本电路的水冷系统由内循环系统和外循

环系统组成。内循环系统中的冷却水（一次水）直接流过发热器件，而外循环系统中的冷却水（二次水）则用于对一次水的冷却。一次水和二次水之间的热量交换通过热交换器进行。

在电源变压器、整流管、可控硅模块和功放电子管四个主要发热器件中，电子管的发热量要远远大于其它器件，故电子管是散热设计的重点。电子管的水冷原理为：电子管的屏极安装在一个铜制的水套内，冷却水高速流过屏极和水套内壁之间的间隙，使屏极外壁和流动水进行热交换，并将热量带走^[46]。设计水冷系统时，应注意以下几点：

(1) 为了保证电子管屏极和地之间的绝缘，应采用绝缘软管连接冷却金属管道与电子管水套。绝缘软管应有一定的长度，一般大于 2m。

(2) 为了保证发热器件（主要是电子管）的正常工作，冷却水水温要控制在 40 以内。另外，冷却电子管等发热器件的一次水应采用绝缘性能较好的蒸馏水。

(3) 水冷系统中应安装水流继电器和水温、水压表，以便在水流量不足和水温过高时断开相关电源，以保护电子管等器件免遭损坏。

4.4 电路中的噪声与干扰

4.4.1 噪声与干扰的危害

所谓噪声（或干扰），是指除有用信号以外的其它所有无关信号和电磁骚扰的总称。习惯上，将外部来的称为干扰，内部产生的叫做噪声。射频电源中的噪声主要包括电阻热噪声和各种放大管（BJT和电子管等）的内部噪声。而外部干扰的来源则较复杂，主要有以下几种：

(1) 来自供电电源的干扰：这主要包括整流滤波不良引起的纹波干扰、交流电网波动的干扰和通过电源寄生耦合的干扰等。

(2) 电磁干扰：主要由电路中的电感性元件（如电源变压器和各种电感）产生，此外自然界也不可避免地存在电磁干扰的因素（如雷电现象等）。

(3) 公共地线连接不当造成的干扰。

噪声和干扰会导致输出功率和效率的降低、恶化输出信号的波形等，严重时甚至使电路不能正常工作。因此，必须对噪声和干扰采取一定的抑制措施，以尽量降低其对电路的影响。

4.4.2 抑制噪声和干扰的措施

相对于低频电路，射频电路更容易引起噪声和干扰。在本射频电源电路设计中，有针对性地采取了一些有力的措施，具体地做法为：

(1) 对电路进行精心设计，以尽量减少噪声的产生和干扰的引入。

(2) 选用低噪声的元器件。如电阻采用金属膜电阻，而非碳膜电阻或绕线电阻。大量采用空心电感线圈，以减少相互间耦合干扰。

(3) 对可能产生的电源耦合干扰，采用去耦电容和高频扼流线圈加以滤除。

(4) 注意元件的安装位置，易相互干扰的器件尽量分开排列。如电源变压器与电子管分别安装与两个独立的底座上，以消除电源变压器对电子管功放电路的电磁干扰。

(5) 输出级和负载等较远距离的连接通过同轴电缆，避免引入长引线干扰。

(6) 在电路外面加一个金属屏蔽罩，以隔绝外界的电磁干扰，同时也可防止对其它电路的干扰。在本文中，电源变压器、电子管功放电路、功率控制电路外面都安装了相应的金属屏蔽罩。另外，为了防止大功率的射频信号泄漏到外界造成电磁污染，整个射频电源采用一个金属外壳密封起来。

4.5 本章小结

(1) 在射频电路中，应考虑工作频率对元件特性的影响，任何一个分立元件均应视为一个R、L、C组成的等效网络。金属膜电阻器、高频陶瓷电容器和薄膜介质电容器均具有较好的高频特性，考虑到射频条件下的趋肤效应，应采用空心线圈。

(2) 元器件排列布置和布线应综合考虑电源整机重力的平衡、电磁干扰、隔热处理、方便电源的安装与维修的等各方面因素。电源变压器和电子管分别安装在两个独立的

底座上，电子管采取垂直安装方式，与其它元件分布于底座的上下表面。

(3) 在射频电源中，电子管是最主要的发热器件。电子管的冷却方式主要有水冷、风冷、蒸发和超蒸发冷却等，其中水冷的效果较好。

(3) 射频电源中存在大量的噪声和干扰，必须采取一定的抑制措施，以保证电路的正常工作。同时，为了防止射频信号泄漏到外界环境造成电磁污染，整个电源应采用一个金属外壳密封起来。

5 结论和展望

5.1 全文总结

本文设计了以电子管为主要功率放大器件的自激式射频电源系统，对振荡和功放电路、阻抗匹配网络和功率控制电路设计等关键技术进行了深入的研究，并分析了电源工艺设计的原则和方法。

主要研究工作总结如下：

(1) 结合射频激励 CO₂ 激光器对射频电源的技术要求，确定了射频电源的系统参数，综合比较了自激式射频电源和它激式射频电源的系统结构，并采用了自激式射频电源的设计方案。电源的主要参数为：工作频率 $f_0 = 13.56/40.68/81.36\text{MHz}$ ，输出功率 $P_{RFO} = 30\text{kW}$ ，调制频率 $10\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ ，占空比 $0\sim 95\%$ 。

(2) 按照自激式射频电源的系统结构，计算了振荡和功放电路的工作参数，并确定了共轭阻抗匹配和脉宽调制 (PWM) 的功率控制方案。电子管的工作参数为：屏压 $E_a = 10\text{kV}$ 、栅压 $E_g = -220\text{V}$ 、灯丝电压 $U_f = 7.2\text{V}$ 、导通角 $\theta = 70^\circ$ 、屏压利用系数 $\xi = 0.9$ 、屏极电压幅值 $U_a = 9\text{kV}$ 、栅极电压幅值 $U_g = 540\text{V}$ 、屏极脉冲电流幅值 $I_m = 18.4\text{A}$ ，此时电子管工作于临界状态，输出功率和效率均较高；脉宽调制 (PWM) 器的工作频率范围为 $0\sim 10\text{kHz}$ ，占空比调节范围为 $0\sim 100\%$ 。

(3) 针对具体电路，分析了元器件选择、元件排列布置、布线和焊接等工艺设计方面的基本原则和具体方法，并采取了一系列加强系统散热和抑制噪声、干扰的措施。

5.2 未来展望

本文需要改进的地方主要包括以下几个方面：

(1) 为了保证射频电子管以及其它大功率器件的安全工作，应增加相应的保护电

路，如过流、过热检测保护电路等。

(2) 设计自动调谐的阻抗匹配网络，以提高射频电源输出功率的稳定性和效率。

(3) 功率控制电路可以采用更先进的控制模块。

另外，由于作者的能力和试验条件等各方面有限，本文在整机设计思想、电源的工艺设计等方面难免存在各种遗漏和不足指出，敬请批评指正。

致 谢

本文的研究工作是在导师唐霞辉教授的悉心指导下完成的。唐老师严谨的治学态度、孜孜不倦的科研精神和精益求精的工作作风，深深地感染和激励着我，值得我一生铭记和学习！唐老师在学习上给予了我许多细心指导，在生活上给了我许多亲切关怀和无私帮助，激励了我在科研事业上不断努力。值此论文完成之际，谨向唐老师两年来对我的帮助、教诲和鼓励表示最衷心的感谢！

研究工作的资料收集、方案论证和理论分析得到了柳娟老师的大力帮助，秦应雄老师、彭浩老师、邓前松老师、钟如涛博士给本人的工作提供了许多支持和帮助，在此致以诚挚的谢意！感谢光电科学与工程学院各级领导及全体老师对我多年来的教导和帮助！

最后，感谢饶恒锐、王宗旺、肖瑜和李根等同窗的大力合作和帮助，我们之间开展了许多有益的讨论，从中受益良多，在此深表谢意！

深深感谢我的父母、家人和亲朋好友，他们在精神、经济上都给予了我很大的支持和鼓励，他们对我的关怀和爱永远激励着我努力奋斗，不断前进。

参考文献

- [1] 王吉, 林辉. CO₂ 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
- [2] Michael. W. Sasnett. Kilowatt-class CO₂ laser meet present and future industrial needs. Laser Focus, 1988, 5: 247 ~ 251
- [3] R. Wester, S. Seiwert. Investigation of microwave excited CO₂ laser discharge. Appl. Phys, 1991, 24: 1102 ~ 1107
- [4] Meferd. RF excited CO₂ slab waveguide laser. U. S. A, Pat. 5, 283, 797, 1994. 1 ~ 10
- [5] D. G. Youmans. Phase Locking of Adjacent Channel Leaky Waveguide CO₂ Laser. Appl. Phys. Lett., 1984, 44(4): 365 ~ 367
- [6] L. A. Newman, R. A. Hart, J. T. Kennedy. High Power Coupled CO₂ Waveguide Laser Array. Appl. Phys. Lett., 1986, 48(25): 1703 ~ 1707
- [7] G. L. Bourdent, Y. B. Andre, R. A. Muller et al. 100W RF Excited Phased Array of Self-Focusing Waveguide CO₂ Lasers. Proceedings of Laser 87, 1987, 26(4): 443 ~ 446
- [8] R. Abram, D. R. Hall. 2-Dimensional Waveguide CO₂ laser Arrays and Beam Reforming. GCL/HPL'96, Edinburgh U. K, August, 1996. 25 ~ 30
- [9] K. M. Abramski, A. D. Colley, H. J. Baker. Power scaling of large -area transverse radio frequency discharge CO₂ laser. Appl. Phys. Lett., 1989, 54(19): 1833 ~ 1835
- [10] D. R. Hall, H. J. Baker. Area scaling boosts CO₂-laser performance. Laser Focus World, 1989, 10: 77 ~ 82
- [11] R. Nowack, H. Opower, U. Schacfer et al. High power CO₂ Waveguide laser of the 1kW category. proc. SPIE, 1990, 1276: 18 ~ 28
- [12] A. D. Colley, H. J. Backer, D. R. Hall. Planar waveguide 1kW CW CO₂ laser excited

by a single transverse RF discharge. Appl. Phys. Lett., 1992, 61(2): 136 ~ 138

- [13] E. F. Yelden, H. J. Seguin, C. E. Capjack et al. Phase-locking phenomena in a radial multislot CO₂ laser array. J. Opt. Soc. Am(B), 1993, 10(8): 1475 ~ 1482
- [14] A. Iapucci, G. Cangioli. Phase-locked operation of a compact three-slab-sections radiofrequency discharge CO₂ laser. IEEE. J. Quant Electron, 1993, QE-29(12): 2962 ~ 2971
- [15] Kobayashi. S, Terai. K. 1kW slab CO₂ Laser excited by a Self-excited RF Generator. GCL/HPL'96, Edinburgh U. K, August, 1996. 25 ~ 30
- [16] D. Ehrlichmann, U. Habich, H. D. Plum et al. Annular resonators for diffusion cooled CO₂ lasers. CLEO'94 Amsterdam, Netherlands, August, 1994. 400 ~ 401
- [17] R. Nowack, H. Bochum. High Power Coaxial CO₂ waveguide laser. GCL/HPL'96, Edinburgh U. K, August, 1996. 25 ~ 30
- [18] 张育川. 我国激光产业十年. 激光与红外, 2000, 30(3): 136 ~ 140
- [19] 张德玲, 曹锋光, 韩晏生等. 射频 CO₂ 激光器电源激励功率与频率关系的研究. 激光技术, 2005, 2(29): 199 ~ 200
- [20] A. I. Dotov, A. A. Kuleshov, S. A. Motovilov. High-power high optical quality RF-excited slab CO₂-lasers. Laser Optics, 1990, 34: 104~105
- [21] R. L. Sinclair, J. Tulip. Parameters. Affecting the Performance of a RF-excited CO₂ Waveguide Laser. Appl. Phys, 1984, 56 (3): 856 ~ 857
- [22] 刘玉华, 唐令西, 阮双琛等. 影响 RF 激励 CO₂ 波导激光器高效运转的因素. 激光与红外, 1999, 29(3): 158 ~ 159
- [23] 李戈平, 辛建国, 魏光辉. 高频调制射频激励紧凑型波导 CO₂ 激光器的实验研究. 中国激光, 1996, 23(4): 300 ~ 302
- [24] 叶向阳, 汪盛烈, 何云贵等. 射频激励 CO₂ 激光器功率控制及其控制器设计. 光电子·激光, 2001, 12(2): 151 ~ 153

- [25] S. Messaoud, Guo Zhenhua, Xu Desheng. RF 激励 CO₂ 激光器功率控制器. 激光技术, 1999, 23 (3): 156 ~ 158
- [26] 林秉方. 电子管电路基础. (第二版). 北京: 人民邮电出版社, 1981. 1 ~ 200
- [27] 孙庆有, 夏业松. 电视·调频发送技术. (第一版). 北京: 中国广播电视出版社, 1992. 244 ~ 245
- [28] 季殿励, 窦光华, 王日有等. 电视差频转播机原理与维修. (第一版). 内蒙古: 内蒙古人民出版社, 1982. 25 ~ 29
- [29] 郑国川, 李洪英. 电子管功放设计和装调技术. (第一版). 福建: 福建科学技术出版社, 2005. 15 ~ 198
- [30] 张玉兴. 射频模拟电路. (第一版). 北京: 电子工业出版社, 2002. 70 ~ 74
- [31] 高吉祥. 高频电子线路. (第一版). 北京: 电子工业出版社, 2002. 99 ~ 104
- [32] 方德葵, 刘洪才, 史存国等. 广播发射实用技术. (第一版). 北京: 中国广播电视出版社, 2005. 43 ~ 44
- [33] 岑伟德. 调频立体声广播发射机. (第一版). 北京: 国防工业出版社, 1990. 204 ~ 211
- [34] 顾继慧. 微波技术. (第一版). 北京: 科学出版社, 2004. 134 ~ 136
- [35] 辛建国, 魏光辉. 射频横向激励扩散冷却 CO₂ 激光器技术的进展和前景. 中国激光, 1994, 21(5): 371 ~ 376
- [36] 胡小波, 肖运虹. 史密斯圆图及软件在 RF 设计中的应用. 江汉大学学报, 2006, 34(4): 34 ~ 36
- [37] 陈伟, 刘和光. 基于 MatLab 的 RF 系统阻抗匹配设计. 微计算机信息, 2006, 22(4): 166 ~ 167
- [38] 陈声鸿, 毛玉周, 张刚等. 射频激励 CO₂ 激光器的阻抗匹配及调制的实验研究. 中国激光, 1997, 24(9): 777 ~ 792
- [39] 黄建军, 刘正之, 梁荣庆等. 容性耦合射频(CCRF)放电等离子体特性实验研究.

真空科学与技术, 2002, 22(6): 408 ~ 411

- [40] 康华光. 电子技术基础模拟部分. (第四版). 北京: 高等教育出版社, 1998. 216 ~ 219
- [41] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术. (第一版). 北京: 电子工业出版社, 2001. 503 ~ 504
- [42] 腾学顺. 设计小型射频 CO₂ 激光电源使用电子元件的选择方法. 红外与激光技术, 1995, 24(6): 53 ~ 60
- [43] 曹振华. 电子元器件检修与应用教程. (第一版). 北京: 国防工业出版社, 2006. 10 ~ 70
- [44] 黄继昌. 电子元器件应用手册. (第一版). 北京: 人民邮电出版社, 2004. 155 ~ 156
- [45] 青木英彦, 周南生. 模拟电路设计与制作. (第二版). 北京: 科学出版社, 2005. 163 ~ 175
- [46] 刘洪才, 李天德, 李栋等. 广播发射与卫星传输理论基础. (第一版). 北京: 中国广播电视出版社, 2002. 184 ~ 185

作者: [谭明磊](#)
学位授予单位: [华中科技大学](#)

本文读者也读过(8条)

1. [王晓东](#), [汪盛烈](#), [赵学民](#), [王新兵](#), [何云贵](#), [李敦明](#) 一种新型中小功率射频激励CO₂激光器电源[期刊论文]-[中国激光](#)2004, 31(z1)
2. [曹锋光](#) 中小功率射频激励CO₂激光器电源的研究[学位论文]2005
3. [王吉](#) 全金属环波导CO₂激光器射频电源的研究与实践[学位论文]2006
4. [王晓东](#) 射频CO₂激光器电源和控制技术研究及实践[学位论文]2003
5. [韩育强](#) 高功率轴快流CO₂激光器开关电源控制系统研究[学位论文]2005
6. [马行超](#) 高功率横流二氧化碳激光横模及其蜕化机理研究[学位论文]2008
7. [饶恒锐](#) 高功率板条波导CO₂激光器电极结构分析与设计[学位论文]2008
8. [曹锋光](#), [张德玲](#), [王新兵](#), [何云贵](#), [Cao Fengguang](#), [Zhang Deling](#), [Wang Xinbing](#), [He Yungui](#) 射频电源中的阻抗匹配研究[期刊论文]-[应用激光](#)2005, 25(2)

本文链接: http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis_D064920.aspx