

华中科技大学

硕士学位论文

射频C02激光器的射频电源设计

姓名：秦刚

申请学位级别：硕士

专业：光学工程

指导教师：汪盛烈

2011-01-06

摘 要

射频 CO₂ 激光器因为其独特的优点，在激光加工领域中占有非常重要的地位。射频电源是射频 CO₂ 激光器的重要组成部分，射频电源设计的好坏关系着射频 CO₂ 激光器的性能。本论文主要研究了小功率射频电源系统的设计方法。

首先回顾了射频 CO₂ 激光器的发展历程，在此基础上介绍了射频电源的发展历程以及研究现状。系统整理了射频气体放电的相关理论，包括放电气体等效阻抗，射频气体放电的方式及理论模型，在此基础上讨论了射频激励频率对射频 CO₂ 激光器的影响。同时介绍了射频电源的匹配概念和相关参数。

其次设计了两种射频电源。根据自激式射频电源的要求，设计了振荡与功放一体化的电路，还采用四分之一波长微带传输线进行输出电路匹配，并通过计算获得了最优的四分之一波长微带传输线的参数。同时设计了它激式射频电源。采用射频电路设计软件 ADS2008 分别仿真设计了它激式射频电源的射频振荡器、射频功率放大器以及匹配电路。通过分析仿真结果得出了它激式射频电源适合激光管与射频电源分体化的射频 CO₂ 激光器的结论。

最后对所设计的自激式射频电源进行制板实验。通过对比实验，得出采用96%的氧化铝陶瓷基板的自激式射频电源适用于激光管与射频电源一体化的射频 CO₂ 激光器的结论。

关键词：射频 CO₂ 激光器 射频功率放大器 阻抗匹配

Abstract

Today, the RF-excited CO₂ laser holds the important position in the laser processing industry because of its unique advantage. The RF power source is one of the important components of the RF-excited CO₂ laser. It is important to design excellent RF power for the RF-excited CO₂. The design of the low RF power is studied in this paper.

Firstly, the development of the RF-excited CO₂ laser and RF power source are introduced in this paper. The principle of the RF-excited laser and the correlated theory of RF discharge are introduced in the paper. It includes the theory of equivalent impedance and RF arcing. The model of the RF discharge is proposed and the RF frequency of the CO₂ laser is discussed in the paper. In meantime, the concepts of match circuit and the parameter of RF power are introduced in the paper.

Secondly, two ways of designing RF power is introduced in the paper. The self-excited RF power source is designed in this paper. According to the RF power requirements, The oscillator and the power amplifier use the identical transistor in common in the self-excited RF power source and the one-quarter wavelength microstrip transmission line is used for impedance match, its optimum parameter is calculated. The unself-excited RF power source is designed in this paper. The RF oscillator, the RF power amplifier and the match circuit are designed by means of ADS2008. Through analyzing and simulating results, we draw a conclusion that the unself-excited RF power source is suitable for the RF-excited CO₂ laser whose laser tube and RF power is separated.

Finally, the self-excited RF power source is made experiment. Through the contrast experiment, the conclusion is obtained that the self-excited RF power source is suitable for the RF-excited CO₂ laser whose laser tube and RF power is integrated.

Key words: RF-excited CO₂ laser RF power amplifier impedance match

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。

保密 ☐， 在 _____ 年解密后适用本授权书。

本论文属于 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

众所周知，世界上第一台激光器于 1960 年由 Theodore H. Maiman 发明，经过 50 年的快速发展已经从最初的固体红宝石激光器发展到如今的固体、气体、液体和半导体激光器等多个门类，其中的气体激光器更是由于其单色性好、工作物质种类众多成为应用最广泛的激光器种类之一。近年来 CO₂ 激光器以较大的功率以及较高的转换效率、连续的可调谐输出、输出波段为大气窗口等优点在激光加工、医疗、通讯、军事上有广泛的应用。

1.1 射频激励 CO₂ 激光器的发展概况

CO₂ 激光器的发展始于 1964，在 Patel 等人的努力下实现了第一台 CO₂ 激光器的连续输出。随着人们对激光器功率、转换效率以及光束质量的不断的高要求下，CO₂ 激光器的发展经历了直流激励，高频激励直到射频激励的快速发展：最早的工业用激光器采用直流电激励，主要在于其技术简单、可大功率输出、成本低等特点，而随着电子技术特别是高频电子技术的发展，CO₂ 激光器出现了高频激励方式，此种 CO₂ 激光器在工业激光领域至今仍占有较大的市场；而射频 CO₂ 激光器以其独有的优点在近三十年来得到了快速发展：

1979 年 9 月 Laakmann 和 Katherine D 等人研究利用射频频段（30MHz 到 3GHz）激励的波导气体激光器，得出了可以提高激光器性能以及缩小激光器体积和复杂度的结论^[1]。到了 1985 年，Laakmann 及其同事在其专利中提出了采用纵向射频激励方式、其特殊的稳定性结构、新颖的驱动电路克服了以前 CO₂ 激光器的一系列缺点^[2]。随后到了 1989 年，英国的 D.R. Hall 及其同事首次提出了面增比的方案，加快了射频 CO₂ 激光器的发展^[3]。1990 年，来自于德国的 Nowack 等人通过长时间努力，从技术上论证了实现千瓦级扩散冷却型大功率 CO₂ 激光器的可能性^[4]。1992 年，英国的 D.R.Hall 等人报道了光电转换效率为 12% 的单板条 CO₂ 激光器，并获得了 1.06kW 的输出^[5]。1994 年，加拿大 Allerta 大学 Yelden 等人发明了纵向排列的板条式 CO₂ 激光器^[6]。1996

年，日本东芝公司在 1kW 射频激励扩散冷却型板条 CO₂ 激光器技术上取得突破^[7-8]。

在射频 CO₂ 激光器的商品化方面处于领先地位的生产商主要有美国的 Coherent 公司和 Synrad 公司。Coherent 公司擅长生产扩散冷却封离型射频激励 CO₂ 板条激光器，其生产的 CO₂ 激光器主要有 Diamond G-系列和 K-系列两种型号，这两种系列以其“Brilliance 特性”（干净、快速、高效的材料加工，最小化的热影响）而著称^[9]。Synrad 公司主要生产全金属封离型射频 CO₂ 激光器，其产品主要集中在中小功率的品种上，特别是其 48 系列在中小功率激光加工中有着广泛应用。

由于射频 CO₂ 激光器在激光加工中的广泛应用，我国也加大了对射频 CO₂ 激光器的相关技术的研究力度，其中北京理工大学的辛建国教授做了很多工作：1994 年，辛建国提出了体增比的概念和实现这种概念的方法，研究出板条波导阵列 CO₂ 激光器件，光电转换效率大于 12%^[10]。1996 年辛建国及其研究团队研制成功了新型的千瓦级射频激励扩散冷却型全金属板条波导 CO₂ 激光器，为更高功率的扩散型冷却 CO₂ 激光器的实现奠定了基础^[11]。2000 年该研究团队研制出激励频率为 90MHz 的射频激励扩散冷却型 CO₂ 板条波导激光器，其实验输出功率为 1020 瓦。另外华中科技大学、浙江大学、厦门大学等科研机构均在射频 CO₂ 激光器的关键技术上取得了一定成果。

1.2 射频电源的发展概况

射频 CO₂ 激光器的一个关键部件就是射频电源，而其频率对气体放电有很大的影响。在七十年代射频 CO₂ 激光器刚出现不久，美国联邦通信委员会在理论上划定射频 CO₂ 激光器可能的工作范围为 $f=30\text{MHz}\sim 3\text{GHz}$ ^[12]。给第一台射频 CO₂ 激光器提供射频激励的方法是将线圈绕在波导上，它首次向人们展示了低电压激励的优势。射频激励 CO₂ 激光器的电源最初是以高频电源为基础开始的：1977 年，苏联 V.D.Gavrilguls 等人用 10kHz 电源作为激励电源获得了激光输出^[13]；1978 年，日本研制成功高频 CO₂ 激光器，激励电源频率为 100kHz^[14]；1988 年，日本的 Hishii 等人研制了方形管状电板结构的 2.5kWCO₂ 激光器，其电源频率为 100kHz^[15]；1989 年日本人 Ukishin—cho 等设计了 5kW 的射频 CO₂ 激光器，其射频电源频率高达 13.56MHz，同时脉冲输出的最高重复频率达到 10kHz^[16]。

射频电源在 CO₂ 激光器中的装配形式一般有两种：Coherent 公司生产的射频激励 CO₂ 激光器 G-系列和 C-系列的射频电源均采用的是射频电源与激光头一体化的装配形式，实现了激光器的集成化，减小了射频电源的体积和质量，但电源部分不易维护；而由华人张永方创办的 ACCESS 公司，激光器的射频电源部分与光管部分进行了分体式设计，这样做不仅可以提高激光器的稳定性与可靠性，同时降低了激光器的维护成本。其配套的各种长度射频电缆使得客户可以灵活的设计安装方式^[17]。

1.3 课题的研究目的、意义与内容

中小功率的射频 CO₂ 激光器在激光加工中占有重要地位，而此类激光器目前主要依赖于进口。

本课题的目的是研制一款用于中小功率射频 CO₂ 激光器的射频电源，为最终实现射频 CO₂ 激光器的全面国产化打下基础。

本课题主要内容是以下几个部分：

（1）深入理解射频 CO₂ 激光器的放电特性，系统整理射频电路设计的基本方法，为射频电源设计打下理论基础。

（2）针对激光管与射频电源一体化的射频 CO₂ 激光器，设计自激式射频电源。针对激光管与射频电源分体化的射频 CO₂ 激光器，采用 ADS2008 仿真设计它激式射频电源。

（3）对设计的自激式射频电源进行实验，并得出结论。

（4）对全文总结并提出未来射频电源的发展方向。

2 射频电源设计的相关理论

2.1 射频气体放电有关理论

2.1.1 放电气体的等效阻抗

对于射频 CO₂ 激光器，我们可以把其激光放电管中的混合气体的放电等离子体它们近似的看作是具有一定阻抗的负载^[18]。为了方便计算，我们进行下列近似：忽略放电等离子体与放电管壁之间的作用，因为离子质量远大于电子质量，可以只考虑电子的运动，同时离子空间移动较小，因此忽略因离子运动产生的能量交换。

将电子的运动做一个简化，当远离边界的电子在角频率为 ω 、振幅为 E_0 的电场作用下，其运动可由以下方程描述^[19]：

$$m \frac{dV_D}{dt} + mV_D\nu_m = eE_0 e^{j\omega t} \quad (2-1)$$

此非齐次方程的稳态解为：

$$V_D = \left(\frac{e}{m}\right) \frac{1}{\nu_m + j\omega} E \quad (2-2)$$

由此得放电电子流密度为：

$$j_e = n_e e V_D = \frac{n_e e^2}{m(\nu_m + j\omega)} E \quad (2-3)$$

其中 n_e 为电子浓度，由此可得放电电流为：

$$I(t) = \frac{n_e e^2 A V e^{j\omega t}}{m(j\omega + \nu_m)d} \quad (2-4)$$

其中 A 为放电面积， d 为电极间距， V 为放电电压。

由方程（2-4）可得放电阻抗为：

$$Z_d = R_d + jX_d = \frac{md(\nu_m + j\omega)}{n_e e^2 A} \quad (2-5)$$

由上述的方程可以得出，放电等离子体的电阻与电子碰撞频率 ν_m 成正比，由于 CO₂

激光器内部气体气压较高，使得 ν_m 为 10^{11}s^{-1} ，同时 ω 为 10^8s^{-1} ，因此 $R_d \gg X_d$ ，可以近似的把放电等离子体等效看作电阻为 R_d 的负载^[19]。

2.1.2 射频气体放电方式及理论模型

射频气体放电包括两种方式分别是 α 型放电和 γ 型放电。研究表明， γ 型放电中的大部分能量都消耗在激发效率很低的鞘层内，因此在实际中应采用 α 放电。两种放电辉光放电强度有如下不同： α 放电时，在靠近电极的地方各有一条亮纹，而电极中间是暗条纹，与 α 放电不同的是， γ 放电时，出了靠近电极的地方各有一条亮纹外，在电极中心处还有一条亮纹^[19]。

中等气压条件下的射频放电会产生如下现象：在电极边界附近可见光发射区，内部电场和电子能量变化较大，而且条纹带中电场和电子的能量较高；相应的，在低气压以及低频放电条件下，条纹带侵入中心增益区，此时电子能量低，不利于 CO_2 激光器的运行。

对于 α 射频放电模型，假定在距离为 L 的两个无限大平行电极之间发生放电，放电区域包括中心正柱区 P 和边缘壳层的正电荷放电区 $S1$ 和 $S2$ 。壳层的度 S 在 $S+A$ 和 $S-A$ 之间变化，其中 A 代表的是电子振荡的振幅。根据这个简化的 α 射频放电模型，有研究者通过理论推导得出中心部分正柱区的电场强度^[19]：

$$E = \frac{V_L}{L} - \frac{2enAS}{L\epsilon_r\epsilon_0} \quad (2-6)$$

其中 e 是电子电荷， ϵ_r 是相对介电常数， ϵ_0 是真空介电常数。假定电源的大部分能量提供给了等离子体区而不是壳层区，则功率密度 W 与 P 区电荷密度的关系可表示为：

$$n = \frac{Wm\nu_m}{e^2 E^2} \quad (2-7)$$

式中 m 是电子质量，电子振幅为：

$$A = \frac{eE}{m\nu_m\omega} \quad (2-8)$$

代入式(2-6)得：

$$E = \frac{V_L}{L} - \left(\frac{\pi W}{\epsilon_r \epsilon_0 \omega L E} \right) \left(\frac{D_a}{z} \right)^{1/2} \quad (2-9)$$

其中双极性扩散系数 D_a 可表示为:

$$D_a = \frac{\epsilon \mu_i}{p} \quad (2-10)$$

其中 p 是气压, μ_i 为正离子的迁移率, 把式(2-10)代入式(2-9)并利用混合气体的实验数据 V_L , L , W 和 ω , 可以得到等离子体区电场 E 及相对电场 E/N ^[19]。

2.1.3 射频 CO₂ 激光器激励频率的讨论

对于射频CO₂激光器, 有研究表明激光器的击穿电压仅仅是激励频率的函数, 并且他们之间是线性的关系, 由此可知射频注入功率一定是激励频率的二次函数, 因此
在其他条件都相同的情况下, 一定存在一个最佳的激励频率使射频注入功率的值最小, 图2.1就是对这一推论的一个验证^[20]。

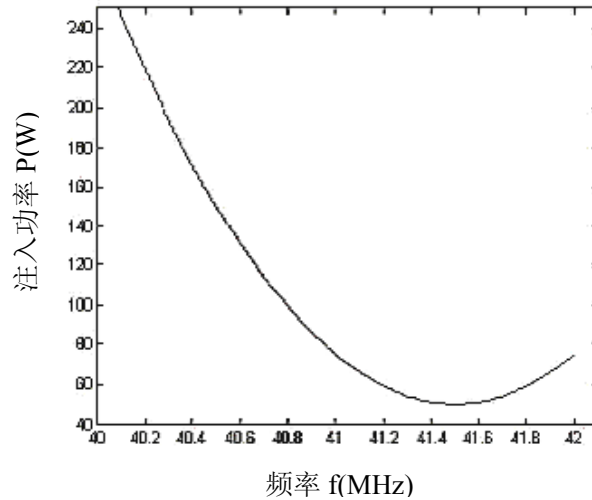


图 2.1 射频注入功率与激励频率的关系^[20]

不同的激励频率对极板电压的分布也会有一定的影响, 而放电的稳定性以及均匀性又与极板电压的分布有直接关系。当激励频率升高时, 电压在极板间的分布均匀性会变差。而激励频率越高, 射频功率越容易注入到激光上能级, 由此产生了以下矛盾: 采用提高激励频率的方法提高注入功率的同时则会使放电的均匀性变差。为了解决这种矛盾, 可以使用并联谐振电感来提高纵向放电均匀性, 激励频率越高则需要使用的

电感数目也就越多。在频率一定的情况下，注入功率密度也会对极板间电压产生一定的影响，在频率为 21MHz、40MHz 和 72MHz 时进行射频激励实验，实验结果如图 2.2 所示^[21]。从图中可以看出频率越高极板间电压越小，而且随着注入功率的提高，相应的极板间电压会随之上升。同时，实验结果表明，当频率较低时会出现放电不稳定的现象，这是由于一个射频周期内电子的振荡的振幅大于极间距，使得电子在放电区大量消失，从而出现放电不稳定现象。

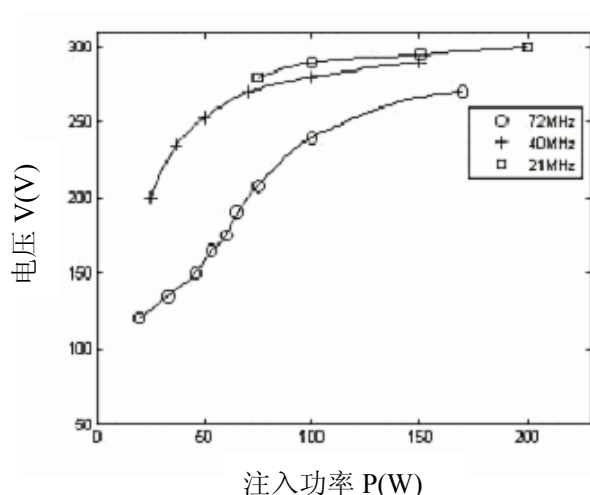
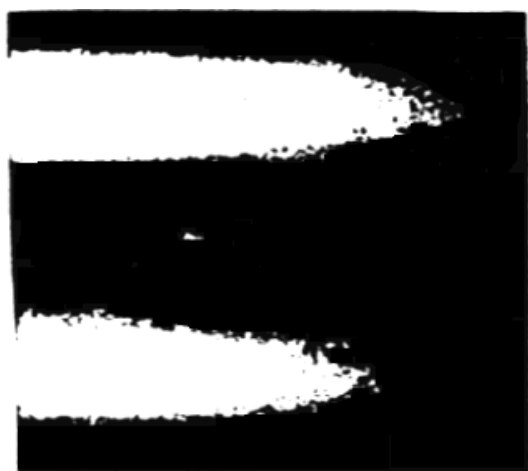
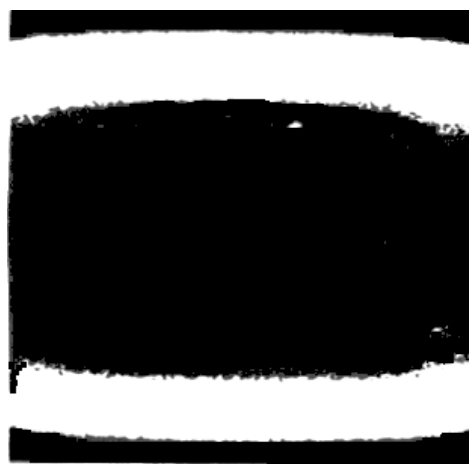


图 2.2 极板电压随注入功率密度的改变^[21]

射频 CO₂ 激光器的激励频率对辉光放电有着一定的影响。D.J.He 和 D.R.Hall 在其论文中给出了以下的放电灰纹照片，如图 2.3 所示^[22]。



(a)55MHz



(b)133MHz

图 2.3 不同频率下放电区的辉光照片^[22]

由图可以看出，激励频率越高，相对应的辉光放电的条纹越细，同时增益区也越宽，这是由于频率较高时，电场周期变化较快，在与放电区内电场方向相同的时间更短，电子离开电极加速到速度最大值而形成的辉光条纹离电极更近，从而使得增益区较宽，由此可以提高激光器的功率，即激励频率的提高有利于激光器的输出功率的提高。但频率并不是越高越好，因为随着频率的提高，RF 放电的“正柱区”不断扩大，同时使得正电荷壳层的厚度变小，那么电子的平均能量 E/N 也会相应的增加。而电子平均能量的增加，会降低激光转换效率以及激光输出功率，因此，对于某一给定的气体混合物，为了使能量有效地转移到 CO_2 分子的激发态， E/N 值存在一最佳值。

由以上分析可知，对于射频激励 CO_2 激光器，其激励频率存在一个最佳值，使得激光器的稳定性、放电电压、输出功率以及转换效率达到最佳值。研究人员对边界电离和体电离过程的相互作用进行了研究，得出如下结果：在最佳功率负载的情况下，射频激励扩散冷却型 CO_2 激光器的最佳工作频率 f 与电极间距 d 近似成反比关系。

2.2 射频电源设计中的重要概念

在通信领域，将高于 VHF/UHF 波段的所有波段称为射频波段，这是因为这两个波段的波长已经可以与电子系统的实际尺寸相比拟。对于射频 CO_2 激光器的“射频”定义一般说来只要频率高于 1MHz 即可称为射频。而本文所论述的射频 CO_2 激光器的频率到达 45MHz，属于 VHF 波段。

射频频段电路呈现出与低频时不同的现象。在低频范围内，由于电路元件的几何尺寸远小于波长，那么波在传输中的相位滞后效应可以忽略，同时低频时趋肤厚度很大，因而也不会显现出明显的趋肤效应和电磁辐射效应，这种情况下电压和电流也有着明确的定义。此时，电路中的电压和电流一般看作是不随空间变化的量，电路中的电磁能量分别存储在电容和电感中，而对于电路中的导线一般也认为既无电容也无电感，也不消耗能量，这个系统就是通常所说的集总参数电路的情况。在射频范围内，电路元件的几何尺寸可与波长相比，此时，电压和电流不再保持空间不变，应把他们看成是传输的波。电路中的电场和磁场呈分布状态，因此与电磁场相关联的电容电感也都呈分布状态，并且电路中的导线也不能忽略其中的电容和电感效应，由于低频电

路的基尔霍夫电压和电流定律都没有考虑这些空间变化，这些定律已不再适用于射频电路。

在射频电路中，两个双端口网络之间要实现最大的功率传输必须对它们进行阻抗匹配。为了实现阻抗匹配，将一个无源网络插入到需要匹配的两个网络之间，这样的无源网络通常被称为匹配网络。实际上，匹配网络除了为实现理想的功率传输而进行阻抗匹配的功能外，它们还有其他许多功能，如减小噪声干扰、提高功率容量和提高频率响应的线性度等。两个网络之间的匹配必须满足共轭匹配，并且这种匹配是在特定频率下的匹配，只有这样才能实现最大功率传输。

常用的几种匹配网络如下：

集总参数是相对分布参数而言的，集总参数的匹配网络包括电容、电感和电阻等分立元件。分立元件的匹配网络容易分析，便于调试。集总参数匹配网络可以分为双元件的匹配网络、T型匹配网络、 π 型匹配网络等几种。采用两种电抗性元件来实施阻抗变换的匹配网络是双元件的匹配网络。这种匹配网络有着诸多优点：如成本不高、可靠性好；但同时它也有着匹配禁区、频率响应较差，带宽较窄等缺点，因此适用于窄带匹配网络。如果给双元件网络中增加一个电感或电容，双元件匹配网络就会变成了 π 型和T型的三元件匹配网络，该种匹配网络可以获得较宽的带宽，而此时电路的品质因素也会降低。需要注意的是，虽然我们可以给匹配网络增加元件来增加带宽，但这种方法也是有限度^[23]。

随着工作频率的升高，当频率高达几十GHz以上时，这时分立元件寄生参数会对电路产生很大影响，在进行匹配电路的设计时，分立元件就不再适用，匹配网络必须由微带线和微带短截线等分布参数元件来实现^[24]。简单的匹配网络可以采用四分之一波长变换器匹配。采用微带传输线的一般等效原则是：开路短截线等效为电容，短路短截线等效为电感。虽然射频CO₂激光器的射频电源的频率不会超过GHz，但微带线匹配一样可以用在中小型射频激光器中。利用微带线匹配时，需要做好前期的仿真工作，确定微带线的各个参数，以免实验阶段相差太大，而不能像分立元件一样自由拆卸，如果出现重大失误必须重新制板。

2.3 射频电源设计的相关技术参数

对于设计一款实用的射频电源来说，还需要注意以下几个技术参数：

首先是射频电源的输出频率。通过对射频 CO₂ 激光器激励频率的讨论，我们知道对于射频激励频率在几兆到几百兆的射频电源都可使射频 CO₂ 激光器产生激光输出^[26]，但射频电源必定存在一个最佳频率，这个最佳频率与激光器本身的诸多参数有关，如气体成分组成和密度、谐振腔的参数等，由于本文不涉及激光器的设计，只是一知道相关参数的谐振腔用于射频电源的实验，经查看相关资料后得出所用谐振腔的射频激励频率为 45MHz。

有研究表明，射频电源频率的稳定度只要能够达到 $\delta=10^{-2}/h$ 即可，在这种稳定度下不会明显影响激光器输出的光学质量^[25]。对于用于射频电源振荡级的电路来说，LC 振荡电路的频率稳定度可达 $\delta=10^{-3}\sim 10^{-4}/h$ ，而石英晶体振荡器的频率稳定度更高，最高的一类石英晶体振荡器频率稳定度高达 $\delta=10^{-9}\sim 10^{-11}/h$ ，由此可知这两种类型的振荡器都满足射频电源对于稳定度的要求，本论文所采用的是 LC 振荡电路。

输出功率是射频电源的又一个重要参数，它关系着射频电源性能的好坏。射频电源的输出功率由以下式子给出：

$$P_{RFO} = P_{LO} / \eta_Q \quad (2-11)$$

式中， P_{LO} 为激光器的输出功率，单位 W； η_Q 为激光器的光电转换效率。由以上的式子可以得出所要设计的射频电源的输出功率为 110W。

除了以上需要重点考虑的参数之外，设计一款射频电源还要注意电源的输入电压、效率、输出阻抗、振荡器频率的动态范围以及驻波比等。

2.4 本章小结

本章主要概述了设计射频电源所需要的理论知识。首先介绍了射频气体放电的相关理论，包括射频气体放电方式及其简化模型、射频放电气体的等离子体等效阻抗，并对激励频率的选择进行了讨论，得出射频激励 CO₂ 激光器的激励频率必然存在一个最佳值的结论。接着介绍了射频电路设计的相关理论。包括对射频能量传输比较重要

的匹配网络，并分为集总参数与分布参数两种匹配网络来详细说明，接着概述了射频电源的基本技术参数。本章所述内容是为后续章节中射频电源的设计打下理论基础。

3 射频电源的设计与仿真

CO₂ 等混合气体的射频放电是通过加在电极两端的射频信号来实现的，而产生这个信号的装置我们称之为射频电源。由于射频 CO₂ 激光器的效率并不是很高，因此就算是小功率的激光输出也需要较大的射频功率输入。一般来说一个产生射频信号的装置，必然要包括一个振荡器，如果所需要的功率较大，还需要后接一到两级的功率放大器。由此射频电源的原理图可以简单的用图 3.1 表示，从图中可以看出设计射频电源的核心主要是 3 部分：振荡器部分、功率放大器部分、匹配电路部分。输入直流电路通过振荡电路将直流信号转换为射频信号，射频信号通过射频功率放大电路，将振荡器输出的微弱信号放大，经过电路匹配后加载在电极的两端。

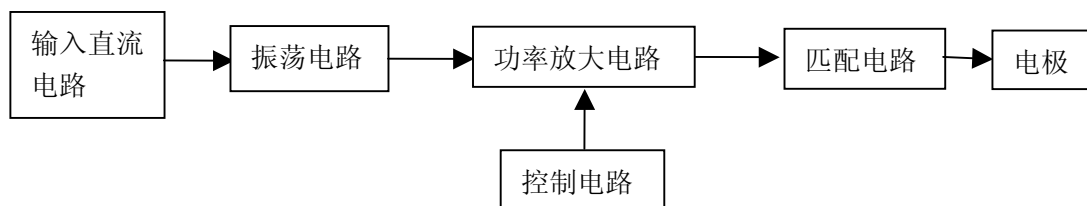


图 3.1 射频电源原理图

对于我们设计的小功率射频电源来说，输入直流电路通过开关电源提供，开关电源可以提供我们所要求的输入电压，而且也比较稳定，输入纹波也很小。输入电压提供给振荡电路，振荡电路采用 LC 振荡电路，频率稳定度较高，所能达到的最高频率比 RC 振荡电路高得多，输出频率在 MHz 以上，完全满足射频电源对频率的要求，振荡电路虽然能输出所要求频率的射频信号，但功率不足，因此还需要一级或多级的功率放大电路，功率放大电路可以说是射频电源的核心，设计的好坏直接关系着射频电源的性能好坏，因此是设计的重点。由于在射频波段，功率要被看成功率波的形式，因此会有反射的现象存在，这样会使输出的功率不能传输到激光器上，而大部分会被反射回功率放大电路，对放大电路造成损害，鉴于以上原因在激光器电极和功率放大电路部分还需要插入匹配网络。控制电路的作用是产生 PWM 的调制波形，用来调节激光器的输出功率和输出方式，使激光器可以连续或脉冲输出。

由以上论述，可以得出设计射频电源的两种技术方法：一种是产生射频信号的同

时进行功率放大，可以将其称作功率振荡器或自激式射频电源；另外一种方法是有一个产生稳定射频信号的振荡器，同时有一定的功率输出，但输出较小，为了产生所需射频功率，后接几级的功率放大器，可称其称为它激式射频电源。两种方式各有优缺点，第一种方式占用空间小，但输出功率有限，常用作射频电源与激光管一体化设计的射频 CO₂ 激光器中。第二种方式体积大，但可以或得很高的射频功率输出，并且射频频率稳定度较高，常用作射频电源与激光管分体化设计的射频 CO₂ 激光器中。

随着对设计射频电路的指标要求越来越高，电路的复杂程度也越来越高，如果不借助计算机软件来设计，设计难度大，设计周期长，因此使用射频电路设计软件对射频系统进行设计已成为射频电路设计的必然趋势。现有的射频设计软件很多，功能较为强大、用户数量较多的主要有安捷伦公司设计的 ADS 和 Ansoft 公司的 HFSS、Ansoft Designer 软件。安捷伦公司的 ADS 软件是 Advanced Design System 的简称，所涉及的仿真范围包括 SPICE-like Simulation、频域电路仿真、三维电磁仿真、通信系统仿真以及数字信号仿真设计等^[26]。为了能够给设计者提供更多的便利条件，安捷伦公司的这款 EDA 软件还包含 ADS Design Kit 及 Model File，它们提供多个主流半导体厂商的产品参数库。此外，ADS 还有很多强大的辅助设计功能，如通过调用 Design Guide 指令使设计者可以借用范例或示范电路来提高设计的效率。

总之，ADS 软件是一款十分优秀的射频电路设计软件，它支持所有类型的 RF 设计，本论文所涉及的射频电路仿真全部由 ADS2008 完成，下面的章节将具体利用 ADS2008 设计射频电源。

射频电源的设计重点在于射频振荡器、射频功率放大器与匹配电路的设计，本章我们将从这三个方面具体设计上述的两种方式射频电源。

3.1 自激式射频电源的设计

自激式射频电源有三个核心部分组成：振荡器、功率放大器以及匹配电路，不同之处是自激式射频电源的振荡器与功率放大器共用一个晶体管，即是在振荡的同时进行放大，这也是这种电源得名的原因。这种方式的振荡器有着广泛的应用^[27-29]。

自激式射频电源有一个很好的特点就是在放电击穿的过程中能自动调节振荡频率

与电极间的电压，当激光器通电时，自激式射频电源会先达到击穿电压，同时振荡频率也随之升高，击穿后频率就会降低到激光器工作的最佳频率。

本章设计的自激式射频电源的另一个特点是不采用分离电路的匹配网络如 L 型、T 型、 π 型匹配电路，而采用四分之一波长微带传输线作为匹配电路，自激式射频电源的设计的目标是：

- (1) 射频电源频率 45MHz;
- (2) 上电后激光器输出的光功率为 10W。

3.1.1 振荡与功率放大电路

通常，振荡器电路分为两种：一种被称为弛张振荡器，另一种被称为反馈振荡器^[30]。前者是指使用电压击穿设备，一般产生方波、三角波等非正弦波，信号有张有弛，因此得名。后者是利用放大电路的正反馈产生自激振荡，并且使电路维持在某个特定的频率。对于射频电源，其输出波形为正弦波，并且反馈振荡器有较好的频谱纯度和边带噪声，因此用反馈振荡器作为射频电源的振荡器，图 3.2 是反馈型振荡器的一般电路组成。反馈型振荡器能够持续振荡的条件是：第一反馈信号的增益足够大，可以消除所有的损耗；第二反馈信号与输入信号同相，由此可知反馈信号的相移一定是 360 度的整数倍，其中 180 度由反相放大器提供，另外 180 度由反馈网络提供，这两条可以用以下式子来表示：

$$|A\beta| = 1 \quad (3-1)$$

$$\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi \quad (n=0,1,2,\dots) \quad (3-2)$$

以上两式分别称为振幅平衡条件和相位平衡条件。

从射频激励的频率稳定度来看，射频电源所能使用的反馈型振荡器有两种：LC 振荡器和晶体振荡器。由前一节的讨论可知，LC 振荡器完全可以满足射频电源对于频率稳定度的要求。由一般振荡器的原理可以看出，LC 振荡器本身是一种非线性的，并且受振荡器自身的容差以及分布参数效应的影响。此外，由于振荡器一般都作为整个系统的驱动级，需要驱动负载，而这种负载输出效应会影响振荡器的频率稳定度和

频谱纯度，因此设计一款精确振荡的 LC 振荡器是一件很困难的事。传统的 LC 振荡器的设计方法是利用线性分析的方法，在频率不是很高的时候（200MHz 以下），由于此时晶体管的 h 参数与低频时晶体管的 h 参数仅有微小的差别，因此可以采用晶体管的 h 参量模型来设计反馈型振荡电路，而如今广泛应用的 CAD 软件可以使我们从繁琐的计算与试探中解脱出来。

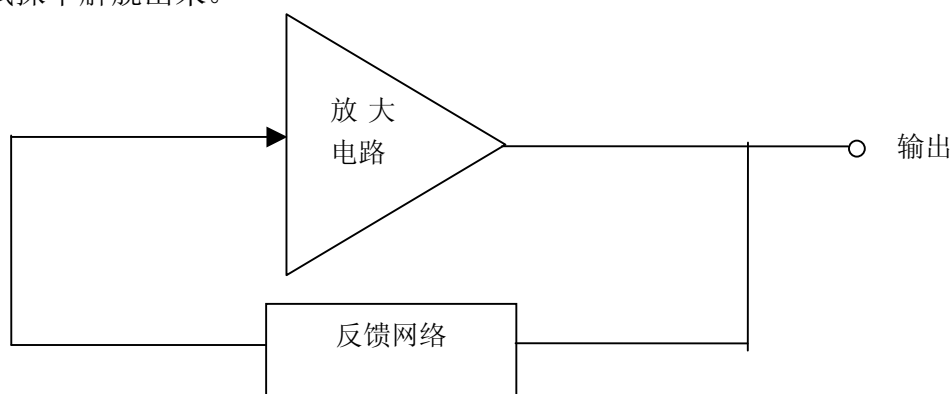


图 3.2 反馈型振荡器

设计一款 LC 振荡器要注意以下几个指标：第一是振荡器的输出频率；第二是振荡器的频率稳定度；第三是振荡器的振幅；第四是振荡器的相位噪声。其中前三点是基本指标，比较好理解，振荡器的相位噪声的定义和振荡器的频率稳定度有关。振荡器的时间频率稳定度分为长期频率不稳定和短期频率不稳定，长期频率不稳定是指在较长的时间段内频率相对频率准确度的变化，而短期频率不稳定的定义是频率在秒或毫秒之间的随机变化。前者是由于电路参数的变化或电路的老化造成的，后者是振荡器内部器件固有的噪声造成的，衡量短期频率稳定度采用相位噪声谱密度，这就是振荡器相位噪声的来源。相位噪声对振荡器的性能是有害的，因此我们需要抑制相位噪声的产生，通常有以下几种方法^[31-33]：

- (1) 在没有负载时，尽量使 Q 值最大；
- (2) 采用输入阻抗较高的器件；
- (3) 对于所采用的有源器件尽量使器件内部噪声最低；
- (4) 避免振荡电路饱和；
- (5) 增加谐振器上的射频输入电压，减少 L 与 C 的比值；

(6) 正确确定振荡器的偏置点。

在通信领域，射频放大器可以分为射频低噪声放大器和射频功率放大器。前者常用于放大前级传来的有效微弱信号，所以要求设计该放大器时重点考虑放大器的噪声系数和增益；而后者则主要关注它的最大输出功率。设计这两种放大器要从多个方面考虑，对于低噪声放大器，要求进行低噪声匹配，在选用晶体管时要考虑选用低噪声的晶体管；而对于射频功率放大器，则要进行最大功率匹配，选用晶体管时要考虑高功率、高增益。由于要设计一个输出为 110W 的射频电源，所以本设计需要重点关注的是输出功率，因而将采用射频功率放大器。

在设计射频功率放大器时需要先考虑以下几个设计指标：

第一是射频功率放大器的工作频率范围。由工作频率范围可将射频功率放大器分为宽带射频功率放大器与窄带射频功率放大器。由于本论文设计的射频电源是频率不可调的单一频率的射频电源，因此本章设计的射频功率放大器可以归为窄带射频功率放大器一类，同时也不需要考虑增益平坦度。

第二是射频功率放大器的增益。射频功率放大器的增益表征的是放大器的放大能力，一般是指其功率增益。在射频电路中存在以下几种功率定义，分别是功率增益、转化功率增益和资用功率增益。

第三是输出 1dB 增益压缩点。对于一个功率放大器，输出功率随着输入功率的增加而增大，当输出功率与理想的线性情况偏离 1dB 时，相当于系统增益比理想增益下降了 1dB，这个点被称作 1dB 压缩点，此时的输出信号的功率为输出 1dB 增益压缩点。这个指标表征放大器偏离非线性的情况，由于我们所用的设计方法是小信号 S 参数法，此时放大器工作在线性范围内，因此不需考虑输出 1dB 增益压缩点，这里提出来是为采用大信号设计的方法提供一些参考。

第四是输入输出驻波比。在实际应用中，还常使用电压驻波比来衡量匹配状况，电压驻波比的定义为：

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (3-3)$$

匹配时，VSWR=1，VSWR越大，失配也就越厉害。

第五是射频功率放大器的稳定性。稳定性是射频功率放大器设计中一个很重要的参数，如果放大器不稳定就容易产生自激振荡。稳定性的判定一般由 S 参数决定，稳定性条件由以下式子判定^[34]：

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3-4)$$

$$|S_{11}|^2 < 1 - |S_{12}S_{21}| \quad (3-5)$$

$$|S_{22}|^2 < 1 - |S_{12}S_{21}| \quad (3-6)$$

当 $K > 1$ 时，射频功率放大器处于稳定状态，当同时满足式（3-5）与式（3-6）时放大器处于绝对稳定状态，若放大器在某一频段内不稳定可通过增加一个并联或串联电阻来实现放大器的稳定^[35]，如图 3.3 和 3.4 所示。

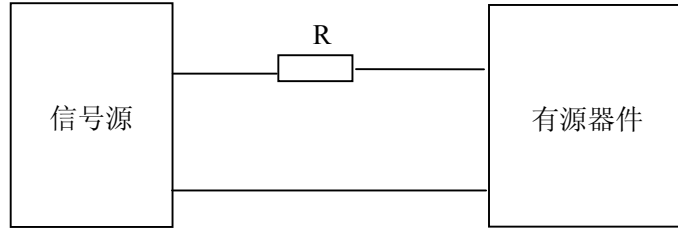


图 3.3 采用串联电阻的方法稳定放大器

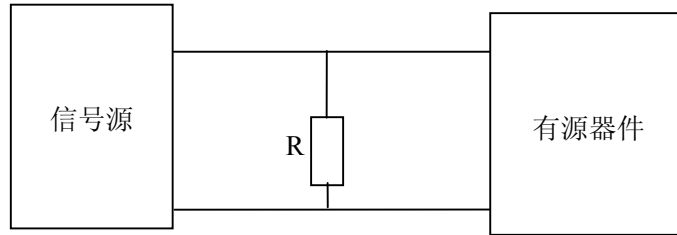


图 3.4 采用并联电阻的方法稳定放大器

对于自激式射频电源，由于振荡与放大电路是一体的，所以首先要确定振荡与放大电路所用的晶体管。本设计选用一款 MOSFET 晶体管，因为相比双极型晶体管，MOSFET 晶体管有着更好的功率控制能力、更高的输入阻抗和更高的功率增益，而且在实现电路偏置时，功放极的 MOSFET 比双极性晶体管更容易实现偏置，因为 MOSFET 管较少受到热控影响且不会从偏置电路中汲取电流。我们选用的 MOSFET 晶体管是 MRF150。MRF150 是 M/A-COM 公司的产品，该功率 MOSFET 管最高工作

频率为 150MHz，在 30MHz 时，典型的输出功率为 150W，效率可达 45%，功率增益为 17dB。

对于射频电源的核心振荡与功率放大电路，设计时要遵循以下几个准则^[36]：

(1) 首先要满足振荡的两个条件，也就是前一章所提到的相位条件与幅值条件。

(2) 输出波形为正弦波，并且尽量减少负载上的高次谐波。振荡器输出除基波外，最主要的是二次谐波。经放大器放大后二次谐波也相应的放大。如果这些谐波也作用在负载上，那么就会减少基波输出的功率与电源的效率。输出的基波电压应主要作用在负载上，要避免基波作用在其他支路上，引起功率损耗。

(3) 线路中的直流与射频信号应隔开。

为了更好的遵循以上原则，在设计自激式射频电源电路时应用以下方法：

(1) 在电路的偏置网络中，采用一个可调电阻来调节电路的偏置点，这样做有利于调谐电路的增益，继而更容易满足振荡的幅值条件。同时在反馈网络中同样采用一个可调电容，这样做便于调谐，在实际中更容易满足振荡的相位条件。

(2) 对于抑制各次谐波，主要的指导思想是在电路中添加终端谐波短路网络。一般有以下几个方法：第一种方法是采用四分之一波长短路传输线。这种谐波短路网络可以滤除高阶的偶次谐波，而对基频和高阶的奇数次谐波起开路作用。另外，传输线还有直流馈电功能，能够阻止射频信号回流至直流电路。这种终端虽然不能滤除高阶奇次谐波，但高阶奇次谐波有利于提高电路网络的输出功率和效率。这是因为由于高阶奇次谐波的存在，电路的输出电压会趋向于方波的形状，这样提高了输出电压的最小值，有助于消除输出电流双峰对输出功率和效率的影响。第二种方法是采用一个高 Q 值的 LC 并联谐振网络。由于输出的高次谐波主要是二次谐波，因此并联的 LC 网络可以满足要求，而且四分之一波长线在频率不是很高的情况下，体积会比较大，不利于缩小射频电源的体积，因此我们选择采用高 Q 值的 LC 并联谐振网络的方法来滤除高次谐波，减少功率损耗。

(3) 为了隔开直流和射频信号，我们利用电感通直流阻交流的特性，选择在射频电源与直流电源相连的地方放置一定阻抗值的扼流电感。利用电容通交流阻直流的特性来阻止直流信号进入射频信号回路中。

以上是设计自激式射频电源所要注意的基本原则，这些原则除了涉及到射频电源的振荡与放大的基本功能外，最重要的是减少功率的损耗。由此我们设计的自激式射频电源的电路图如图 3.5 所示。

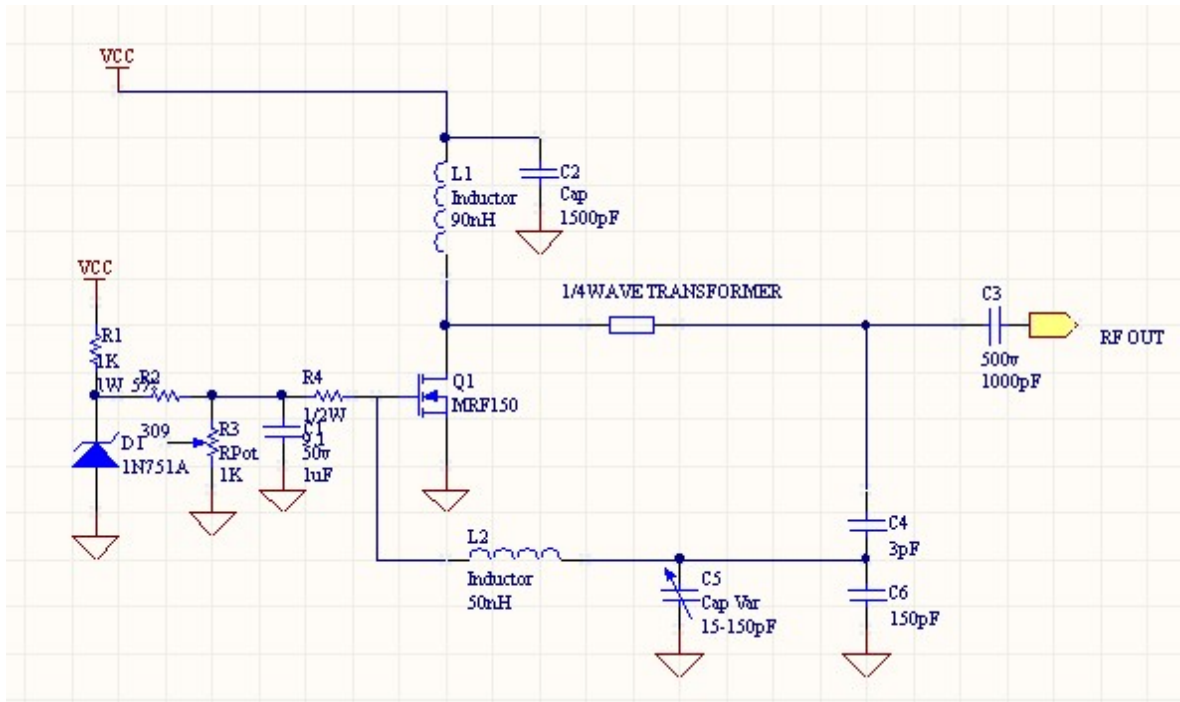


图 3.5 自激式射频电源电路图

该射频电源电路的核心部件是 MOSFET 晶体管 Q1MRF150，电阻 R1、R2、R4 以及可调电阻 R3 和稳压管 D1、电感 L1、电容 C2 共同组成偏置网络。使用可调电阻 R3 的好处是不必拘泥于计算的某一固定的偏置值，而可以在实际制板后进行更方便的调试，这是后面的实验过程中得出的结论。电阻 R4 除了起到了偏置的作用外，还对电路起到了阻尼作用，电容 C1 则是退耦电容，用来去除高频噪声。电感 L1 是一扼流电感，它阻止射频信号通过扼流电感流向电源，以免造成不必要的功率损耗。功率输出中包含有各次谐波成分，而其中最主要的是二次谐波成分，因此在谐波终端的电容 C2 与电感 L1 组成一个高 Q 值 LC 的并联谐振电路，用来滤除射频信号中的二次谐波，因此相应的电容值较大，电感相对较小。具体的参数选择标准是 LC 并联电路在二次谐波处的阻抗应小于最佳阻抗的十分之一，此时就可认为实现了二次谐波的短路。电路的振荡回路是由四分之一波长线。电感 L2、电容 C4、C6 以及可调电容 C5 组成的。

振荡频率也是由这个回路中的电感电容得到的。C5 如果采用固定电容，由于计算以及实验出现的误差，可能会使电路不能振荡，而采用可调电容的好处是计算式只需计算一个范围值，在实际制板后更方便调试，这一点是实际电路制作中的心得。同时振荡回路中 L2、C5、C6 增加了晶体管的输入阻抗，在 45MHz 时输入阻抗呈现容性。L2、C4、C5、C6 构成的反馈网络制造了 90° 的超前相位，而四分之一微带传输线则带来了 90° 的滞后相位，这样使得总的相位变化为零，实现了闭环振荡的稳定条件。大电容 C3 接在射频电源与激光放电电极之间，是为了将输出的射频功率更好的耦合进激光器中。

3.1.2 四分之一波长微带传输线匹配

随着工作频率的提高，其相应的波长就会减小，当电路工作在射频波段时，波长将与导线的尺寸相当，此时的导线必须被看成是带有寄生电容和电感的传输线。微带线是传输线的一种，它是位于接地层上由电介质隔开的印制导线。微带线一般有两种作用，一种是在高速电路中保证信号能够完整的传输，一种是用于射频电路中与电感电容等元件组成匹配电路，或者在频率很大时直接用于匹配电路而不需要和电感电容等元件组合使用。本论文中微带线的主要作用为第二种，即主要用于电路的匹配。

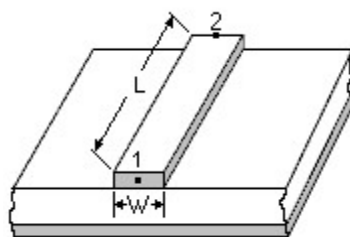


图 3.6 微带线

在连接射频电源与 CO₂ 激光器时常把电源内阻匹配成 50Ω 或 75Ω ，然后使用同轴传输线连接，而四分之一波长微带线比同轴传输线的体积小，而且相比于同轴线的阻抗固定，四分之一波长微带传输线更容易与激光器的阻抗准确的匹配，因此本文选择四分之一波长微带传输线作为匹配电路。

微带线的阻抗计算方法比较复杂，目前还没有一种非常精确的计算公式，经过人

们的长期实践，对于这样一种印制在电路板上类似于导线的微带线，忽略微带线厚度与介质厚度的比值，其阻抗由以下经验公式给出^[37]：

$$Z_o = \frac{Z_F}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left[1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (3-7)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \quad (3-8)$$

其中， w 是微带线宽度， h 为介质基片厚度， ε_r 是介质的介电常数， Z_F 表示自由空间的波阻抗，由下面的式子给出：

$$Z_F = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 376.8\Omega \quad (3-9)$$

对于本文设计的自激式射频电源需要知道其最佳输出阻抗，以下就是最佳输出阻抗公式：

$$R_L = \frac{U^2}{2P} \quad (3-10)$$

将数据代入（3-10）式得到最佳输出阻抗为 3.56Ω ，而我们所实验所用的射频 CO_2 激光器的放电等离子阻抗为 200Ω ，那么四分之一波长微带传输线阻抗则由下式给出：

$$Z = \sqrt{Z_{in} Z_f} \quad (3-11)$$

代入数据 $Z_{in}=3.56\Omega$ ， $Z_f=200\Omega$ ，得出四分之一波长微带传输线阻抗为 26.7Ω 。四分之一波长微带传输线的阻抗确定后，根据所设计的 PCB 板的一系列参数，可以用 ADS2008 射频设计软件得出四分之一波长微带传输线的长与宽，其中对阻抗值大小起作用的是四分之一波长微带传输线的宽度，板材的厚度；同时四分之一波长微带线传输线的长度决定了相位，如下图 3.7 所示，其中的参数 E_r 是基板的介电常数，陶瓷的介电常数为 9.6， μ_r 是相对磁导率， H 是基本厚度， H_u 代表的是如果微带线处于一个金属盒中，这是金属盒的高度， T 是微带线厚度， Cond 是电导率， $\tan\delta$ 是介电损耗角的正切， rough 是介质表面方均根粗糙度，其中微带线的阻抗同 E_r 、 H 、 T 的关系最大。

Substrate Parameters

ID: MSUB_DEFAULT

Er	9.600	N/A
Mur	1.000	N/A
H	1.000	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	35.000	um
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.000	N/A
Rough	0.000	mil

Physical

W	2.848800	mm
L	625.458000	mm

Electrical

Z0	26.700	Ohm
E_Eff	90.000	deg

Component Parameters

Freq	45.000	MHz
Wall1		mil
Wall2		mil

图3.7 四分之一波长微带传输线的参数计算

3.2 它激式射频电源的仿真设计

它激式射频电源不同于自激式射频电源，采用振荡器与功率放大器分开设计的方法，下面我们就分别从这两个方面进行仿真设计。本节所设计的它激式射频电源的设计的目标是：

- (1) 射频电源频率 45MHz；
- (2) 射频输出功率为 110W。

3.2.1 射频振荡器的仿真设计

为了缩短设计周期增加设计的准确性，LC 振荡器选用传统的三端式振荡器，三端式振荡器又分为电容三点式振荡电路和电感三点式振荡电路，这两种形式的电路都满足设计要求。我们采用 ADS2008 对振荡器设计进行仿真设计，借助 ADS2008 的 Design Guide 功能，综合各种考虑选用其中的 Hartley 振荡器，这种振荡器的振荡频率

范围为 1 到 1000MHz，只要认真选择参数，仿真工具就会根据自动计算以满足使用者的要求，图 3.8 即是根据 Design Guide 功能所得出的 LC 三端式振荡器的电路图。使用 ADS2008 的 Hierarchy 功能可得到振荡器的内部电路图，如图 3.9 所示，我们选择的振荡器的核心部件：振荡器的晶体管的型号是 MRF134。

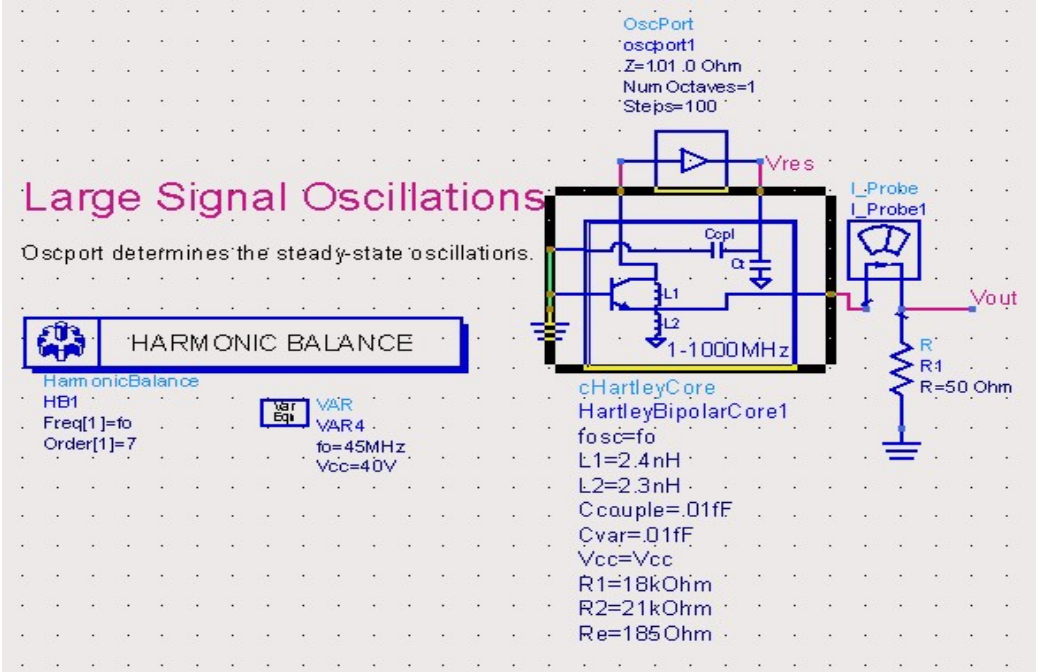


图 3.8 45MHz 振荡器仿真设置

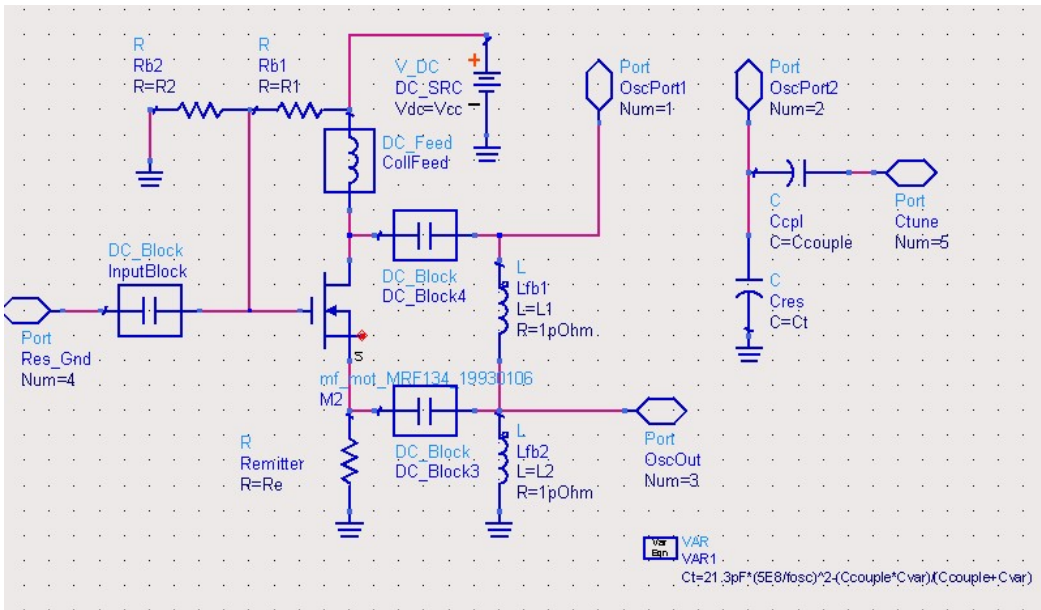


图 3.9 45MHz 振荡器内部电路图

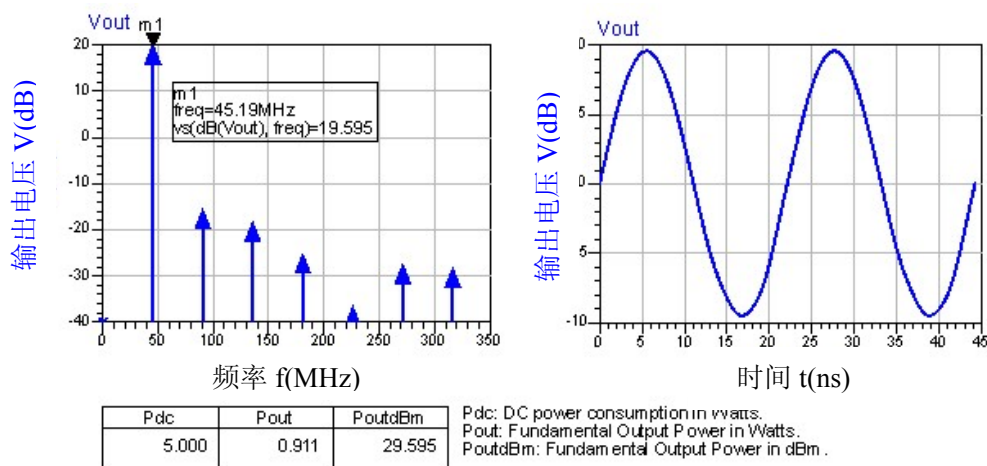


图 3.10 45MHz 振荡器仿真图

图 3.9 是振荡器的电路图，图 3.10 是对该电路图进行 HARMONIC BALANCE 仿真后得出的结果。由仿真得到的频域图（图 3.10 中的左图）可以看出，振荡器振荡频率的主频率接近理论值 45MHz，同时也存在其他高次谐波，但从输出来看，45.19MHz 是主要的，存在其他频率的高次谐波是由于振荡器的非线性所致；同时可以看出时域图中（图 3.10 中的右图）呈现出的一个正弦波图形，除此之外在加入了计算振荡器的输出功率的仿真部件后，在仿真图中还给出了振荡器的输出功率为 0.911W 即 29.595dBm，由以上仿真分析可知振荡器基本符合设计要求。

3.2.2 射频功率放大器的设计

电路模型对射频放大器的设计非常重要，成为大多数 CAD 软件包的主干，这些电路的范围包括简单的线路到复杂的大信号模型^[23]。在射频频段下，晶体管由于各种寄生参数的影响，要确定一个晶体管的模型是一项很复杂的工作。晶体管的大多数生产商提供晶体管的 S 参数，因此用 S 参数表征晶体管是常用的方法。对于一个二端口网络，S 参数包括 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{21} 、 S_{22} 这四个参数，其中 S_{11} 代表的输入反射系数，也可称为输入回波损耗， S_{12} 代表反向传输系数， S_{21} 代表增益， S_{22} 代表输出反射系数，也可称为输出回波损耗，以上这些参数可以使用网络分析仪进行测量。

一直以来，设计射频功率放大器都不是一件简单的事，除了设计方法上的问题之外，一个很重要的原因是大部分功率器件提供厂商仅仅提供了小信号 S 参数和模型，

通常不提供用于大信号分析的模型。对于功率放大器，通常所采用的设计方法有以下四种：动态阻抗测量法、负载牵引法、大信号参数分析法、小信号 S 参数分析法。第一种方法通常精度不高^[38]，现在很少使用；第二种方法的重点是要进行大量的实验，需要比较完善的测试系统，来测试不同输入功率下不同的负载特性，因此精度较高，但比较费时；第三种和第四种方法是目前设计中常用的方法，这两种方法易于利用 EDA 软件仿真，对于前者由于采用大信号模型，考虑到了晶体管的非线性，使用负载牵引与源牵引的仿真方法可获得较高的精度^[39]，唯一的缺点是对于有些器件，生产厂家可能只提供了小信号模型。因此本设计采用第四种方法——小信号 S 参数分析法^[40]。

由上面的分析可知，由于厂家一般不给提供大功率晶体管的大信号模型，本论文决定使用小信号 S 参数分析法。由于所设计的射频电源的输出功率为 110W，即 50.41dBm，而前一节射频振荡器的输出功率为 0.911W，即 29.595dBm，因此射频功率放大器在 45MHz 的增益应为 20.815dB。下面借助 ADS2008 软件来实现这一目标^[41]。

(1) 根据设计目标选择合适的晶体管。本设计采用 Polyfet 的功率管 SM705，该器件在 150Mhz 下有 150W 的功率输出，最小增益为 13db，适用于 FM/AM，MRI 和激光器驱动等电路。一般晶体管随着频率的升高，增益有下降的趋势，频率越高增益下降越厉害，在 ADS2008 的软件环境下，用 Polyfet 提供的 SM705 的 S 参数模型，进行仿真后发现，在 45MHz 时增益能达到 25dB。对晶体管 S 参数模型具体的仿真设置见图 3.11。

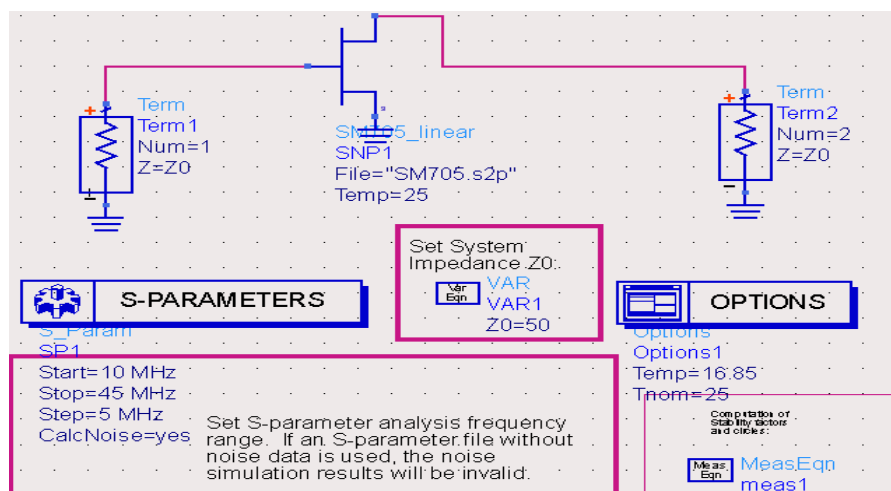


图 3.11 SM705 仿真设置

Maximum Available Power Gain, dB	Simultaneous Match
25.416	Zsource
	50.000

图 3.12 SM705 的增益仿真结果

(2) 晶体管寄生参数提取。为了能更加准确的模拟晶体管的实际特性，我们将考虑晶体管封装的寄生参数，这些寄生参数可以简单模拟为在栅极、漏极、源极的电感与电阻的串联电路。我们的工作就是通过 ADS2008 仿真模拟得到晶体管的等效电路，然后进行输入输出的电路匹配。仿真过程是将晶体管厂家所提供的 S 参数模型与带有晶体管封装的寄生参数的模型进行对比，采用 ADS2008 的自动优化功能，仿真目标是使仿真后两者的 S 参数相同，因为其中的寄生参数都是可变量，通过达到仿真目标继而得出晶体管的寄生参数。图 3.13 和图 3.14 就是关于晶体管寄生参数提取的 ADS2008 的仿真设置：

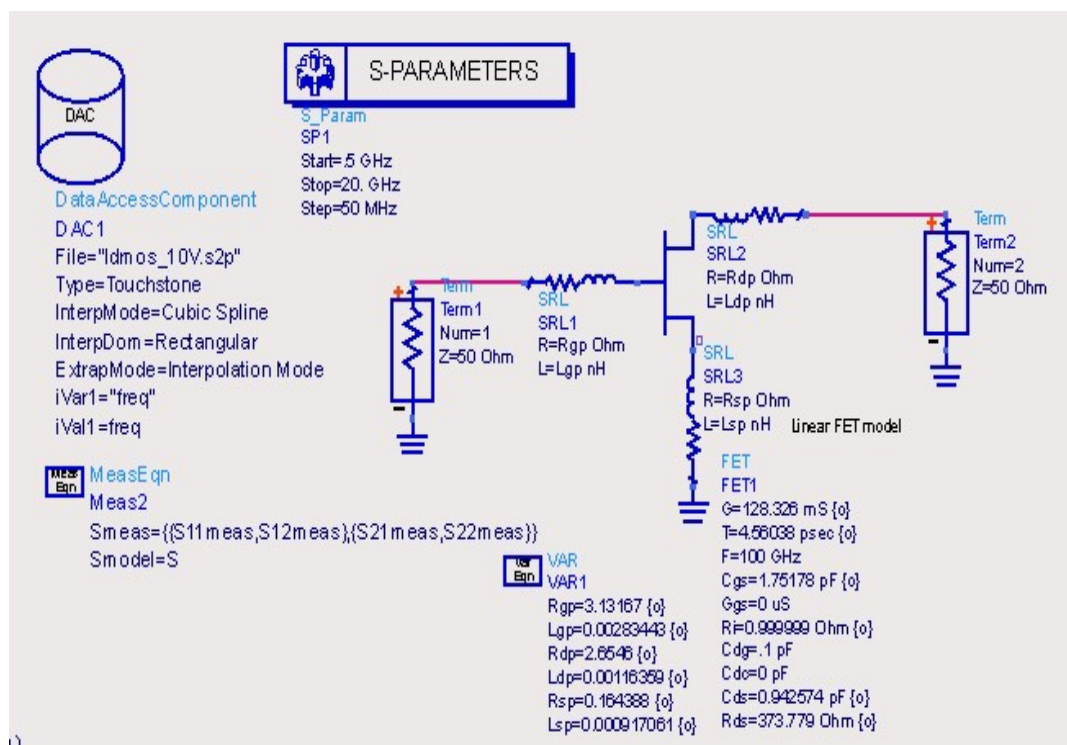


图 3.13 晶体管寄生参数提取仿真设置图



图 3.14 晶体管寄生参数提取的优化设置图

为了优化方便我们采用了 ADS2008 的自动优化功能,采用自动优化功能时有一个技巧,具体方法是先设置图 3.13 中的参数范围来进行优化,得出优化结果,如果到达边界条件,则调整参数范围,若还未到达优化目标,再调整图 3.14 中的优化权重。经过反复调整参数得出如下的优化仿真结果,如图 3.15 所示:

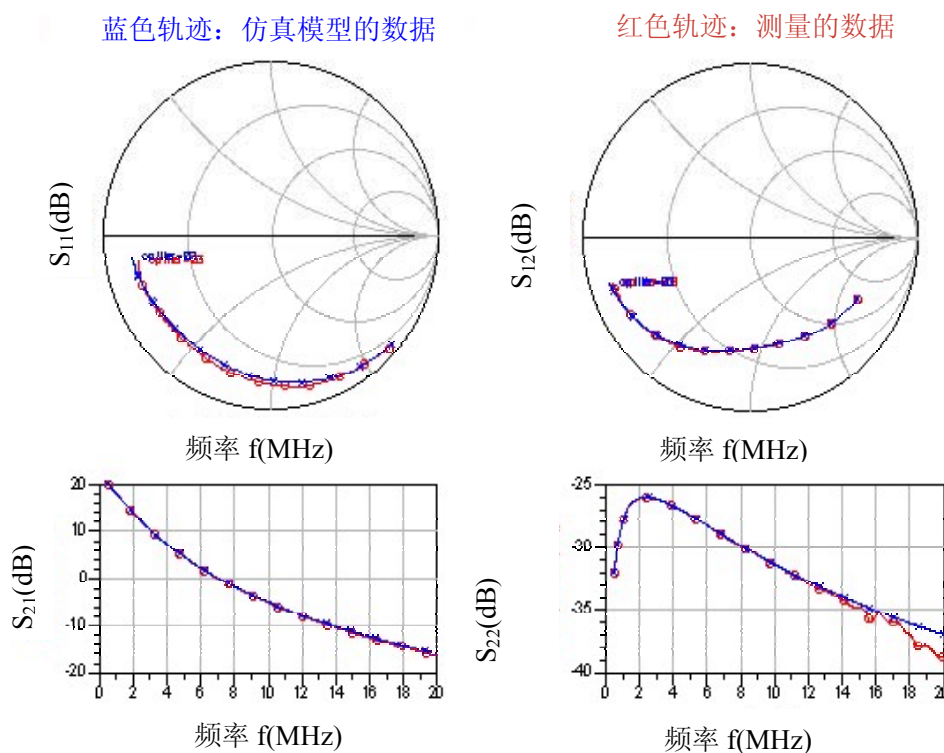


图 3.15 晶体管寄生参数仿真优化图

从上图中可以看出仿真结果基本符合要求，两个 S 参数之间差别不大，这也表明优化后的寄生参数能够较好的表征实际带有封装的晶体管。通过 ADS2008 仿真后得出功率放大器晶体管的等效参数和寄生参数如下：漏源极电容为 0.94pF ，漏源极电阻为 374Ω ，源极寄生电阻为 0.16Ω ，漏极寄生电阻为 2.65Ω ，源极寄生电感为 $0.9\text{e-}3\text{nH}$ ，漏极电感为 $1.2\text{e-}3\text{nH}$ ，这些参数会在进行阻抗匹配时用到。

(3) 功率放大器的最佳阻抗。找出功率放大器的最佳阻抗无疑是射频功率放大器设计的最重要的环节之一，最佳阻抗的确定关系着输出阻抗匹配，关系着最终输出功率是否为放大器所能达到的最大功率。在有大信号模型的情况下比较准确的方法是采用负载牵引的方法，对于本论文所设计的射频功率放大器，在没有大信号模型的情况下可采取近似的方法，有研究表明，这种方法的准确度也较高。并且采用小信号 S 参数分析法时，射频功率放大器的类型应选择 A 类功率放大器，因为此时信号的放大基本限制在晶体管的线性区，采用小信号 S 参数分析法所设计的功率放大器更能模拟真实的功率放大器，因此我们计算出最佳阻抗为 3.56Ω 。

(4) 输入输出匹配电路的设计。在设计输入输出匹配电路时，输入匹配电路以 50Ω 为匹配对象，输出匹配电路以最佳输出阻抗以及电路的寄生参数为匹配对象。匹配工具采用 Smith 圆进行匹配，匹配方法是先要对将要匹配的源阻和负载阻抗归一化，接着将归一化的阻抗标在 Smith 圆上作为源点和要匹配的终点，然后选择阻抗的拓扑结构，如 L 型、 π 型、T 型阻抗匹配，接着从源点沿着电阻圆和电抗圆画弧线，直到匹配的终点，在这个过程中就可以求出所用电感电容的归一化值，最后在给定的频率下反归一化得到最终的电感和电容值，这个过程可借助 ADS2008 中的 Smith Chart 来实现。如果要求宽带匹配，需要再增加匹配元件的个数。由于本设计是窄带匹配，因此可以选择较为简单的 L 型电路拓扑。要进行输入输出电路匹配，先必须知道晶体管的输入阻抗以及最佳输出阻抗，输入阻抗通过 S 参数仿真得到，由上文得到对于所要设计的射频电源所要求的最佳输出阻抗是 3.56Ω ，接着通过使用 ADS2008 中的 Smith Chart 工具就得出图 3.16 所示的输入匹配电路。图 3.16 的输入匹配电路仅仅是初始匹配电路，在最后的综合优化后还要根据仿真结果进行调整，如果要实际制板，还要将各元件换成元器件的标称值。

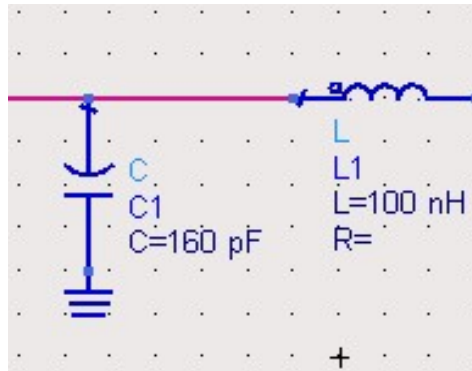


图 3.16 输入匹配电路

对于输出匹配电路的设计要比输入匹配电路更为复杂，因为输出匹配电路考虑了晶体管的寄生参数，包括寄生电容、寄生电感与寄生电阻，将这些仿真后得到的参数与最佳输出阻抗组合，然后与负载阻抗进行匹配，匹配工具同样使用 ADS 软件自带的 Smith Chart。匹配输出阻抗的仿真电路图与仿真结果分别如图 3.17 与图 3.18 所示。从仿真结果中可以看出，在频率为 45MHz 的点上，反射只有 -69.768dB，同时在带宽很小的范围内反射也很小，这说明所设计的 L 型匹配电路在 45MHz 附近与负载阻抗匹配度很好。

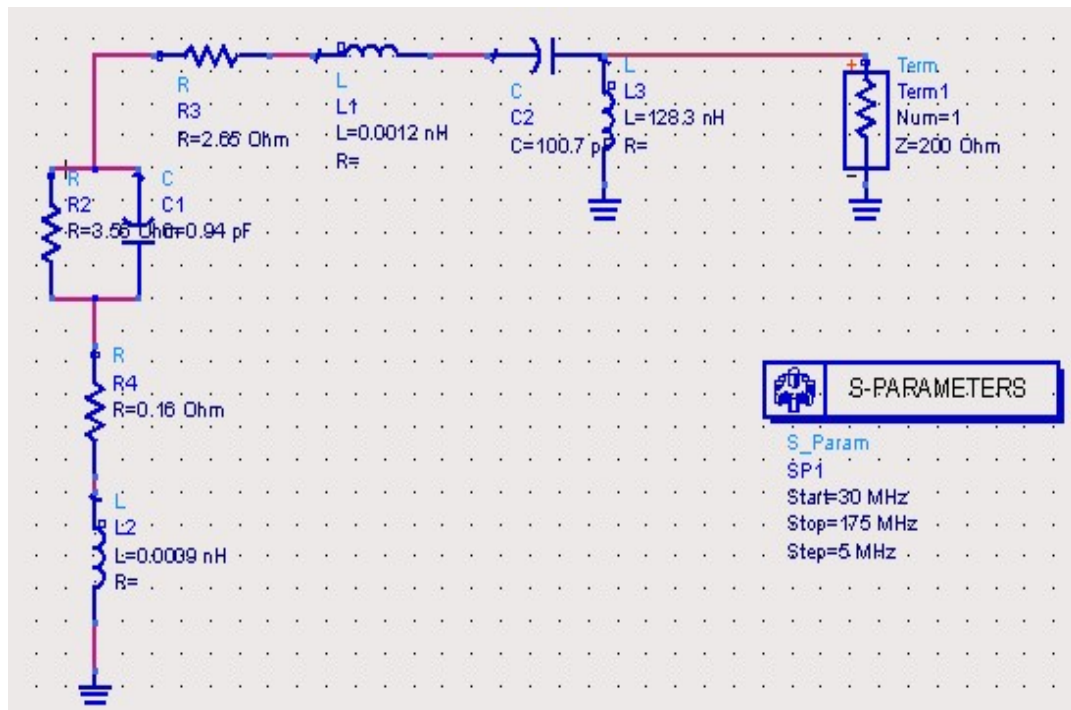


图 3.17 输出阻抗匹配电路仿真设置

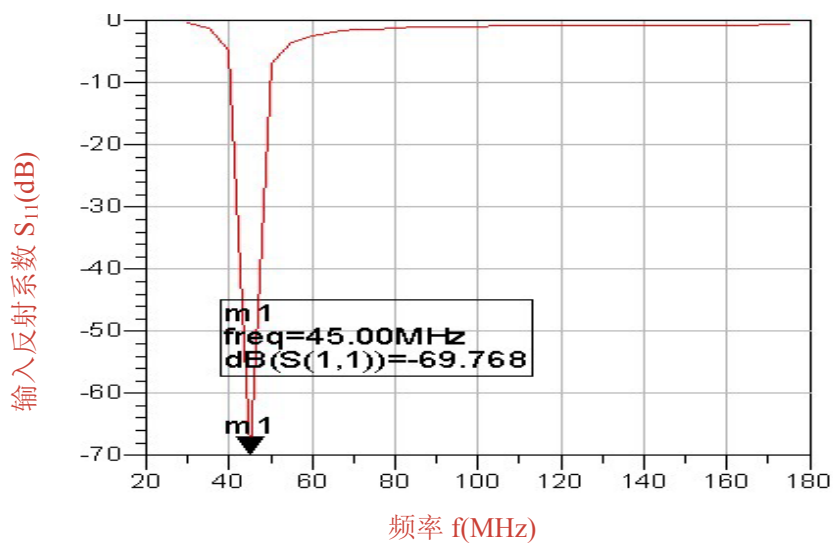


图 3.18 输出匹配电路仿真结果

(5) 考虑放大器稳定后的整体优化。由前述理论部分可知放大器的稳定性也是放大器性能好坏的重要指标之一，功率放大器如果在 45MHz 频率下不稳定，就会有振荡的趋势，由此会降低放大器的功率增益，在特定的条件下，也会出现功率放大器完全没有增益的情形。对于本设计来说，由于所使用的功率晶体管工作在 45MHz 下，根据判定条件 $K < 1$ ，因此在此频率下不稳定，需要加入串联电阻或并联电阻，经综合优化后的功率放大器的 ADS2008 仿真电路如图 3.19 所示。

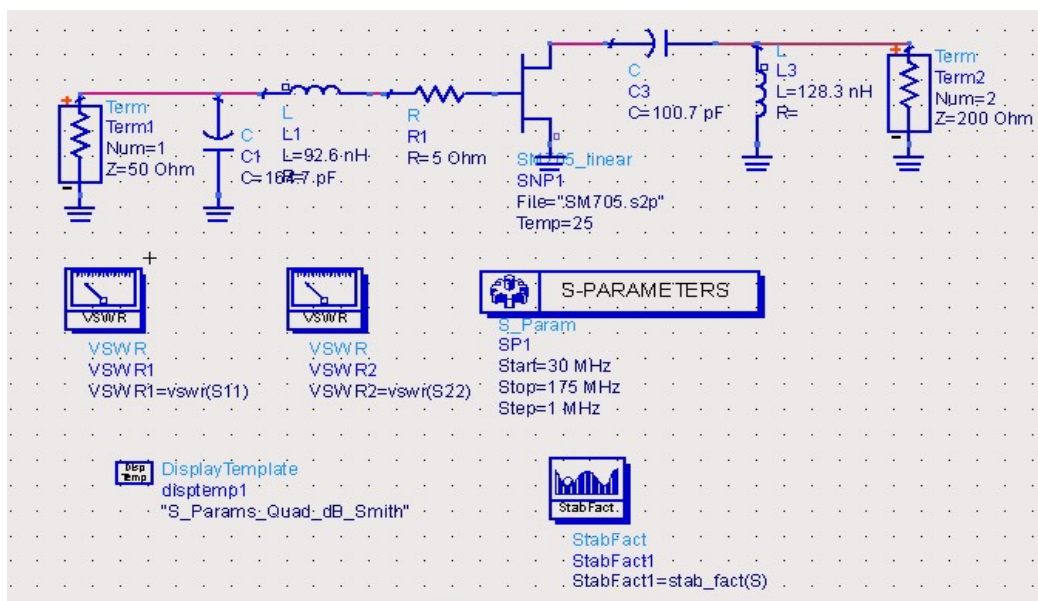


图 3.19 射频功率放大器仿真设置图

经仿真并优化后得到各仿真结果分别如图 3.20 和图 3.21 所示：

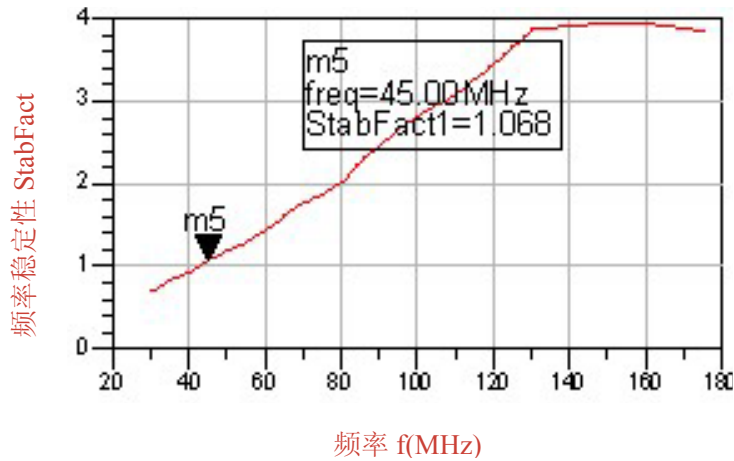


图 3.20 射频功率放大器稳定性仿真结果

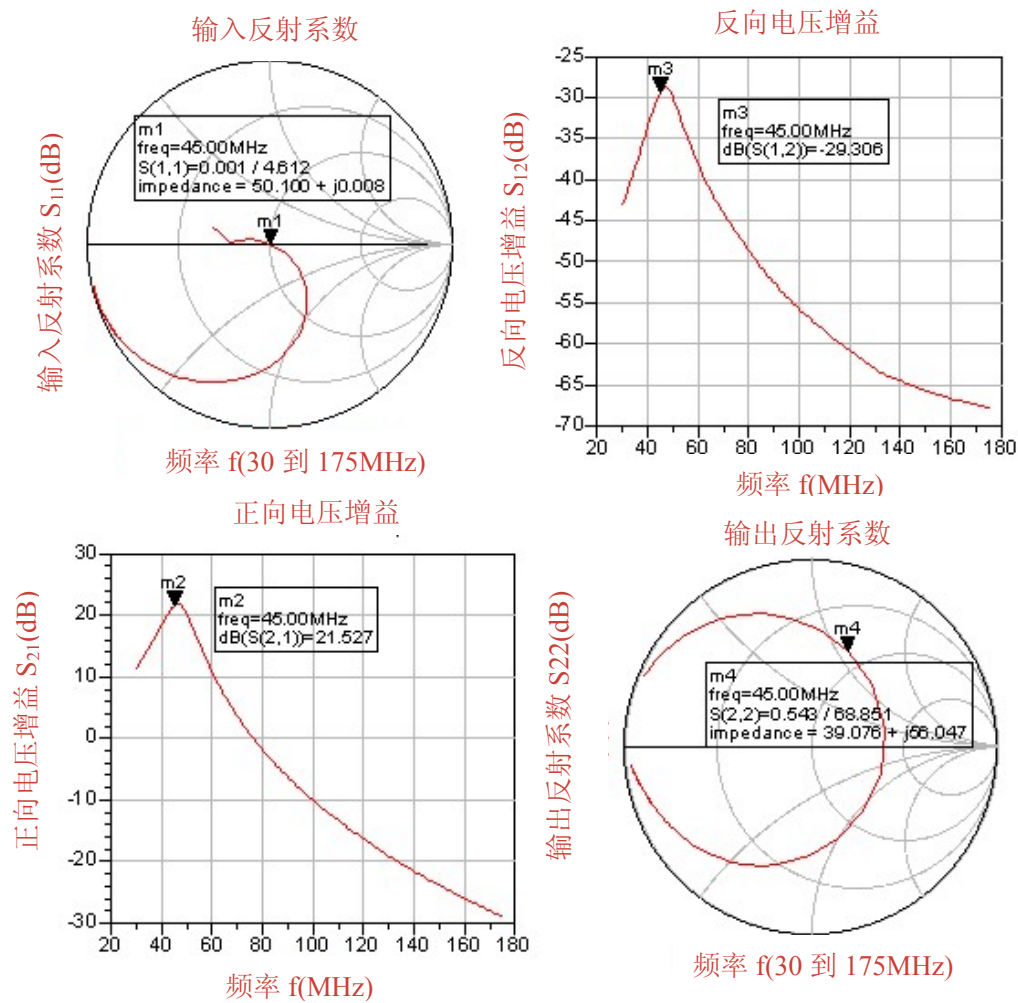


图 3.21 射频功率放大器 S 参数仿真结果

由图 3.20 可以看出，在频率为 45MHz 时， $K=1.068>1$ ，即在该频率点下射频功率放大器是稳定的，这是由于添加了串联电阻的缘故。同时，我们还可以看到不仅在单频点 45MHz 射频功率放大器的稳定性很好，在整个仿真频段内都有 $K>1$ ，由此可知所设计的功率放大器在整个频段内都是稳定的，证明添加串联电阻的方法是可行的，这为以后设计宽带的射频功率放大器提供了参考。

由图 3.21 的 S 参数仿真结果可以看出，左上图中，在频率为 45MHz 时， S_{11} 几乎位于 Smith 圆图的中心，这表示 S_{11} 的端口的匹配良好，即在输入端口几乎没有反射现象；右上图中 S_{12} 为 -29.306dB，说明反向电压增益较低，即回波损耗较小；右下图中 S_{22} 却表现出失配现象，因为我们在输出端匹配时采用的最大功率匹配，匹配的对象是晶体管的最佳输出阻抗而不是晶体管自身的输出阻抗，因此会出现意料中的失配现象。图 3.21 所得出的仿真结果是优化后的结果，优化过程是保持输出匹配电路不变，来调整输入匹配电路的参数，使输入端口匹配良好。左下图中给出了 S_{21} 在仿真频率段内的曲线图，在 45MHz 时 S_{21} 接近最大值， S_{21} 表示放大器增益，也就是说，此时增益大小为 21.527dB，符合射频功率放大器的要求。

加入偏置电路后的射频功率放大器的电路图如图 3.22 所示：其中所加入的 1000pF（C4 和 C5）和 10000pF（C6 和 C7）的电容是为了滤除较宽范围内的高频杂波，其中的电感是扼流电感，是为了使信号不会传递到直流电源中，并且电感与电容还组成了滤波网络，滤除高次谐波。

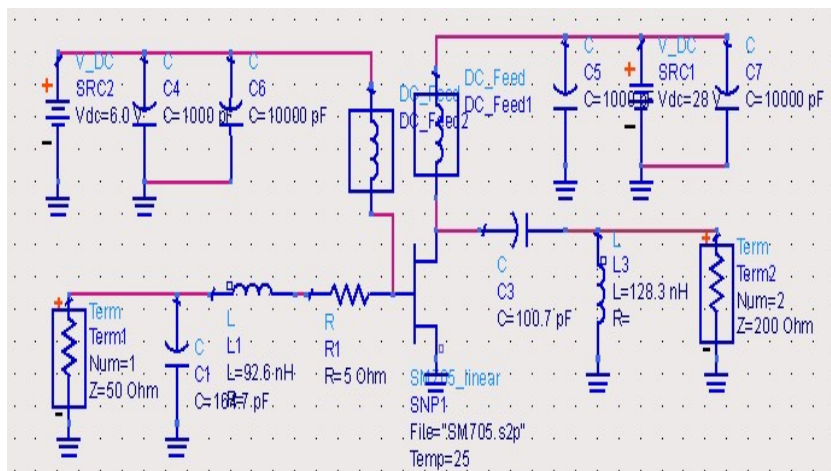


图 3.22 射频功率放大器

3.3 本章小结

本章的主要内容是进行射频电源的理论仿真与设计。根据自激式射频电源的要求,设计了振荡与功放一体化的电路,还采用四分之一波长微带传输线进行输出电路匹配,并通过计算获得了最优的四分之一波长微带传输线的参数。同时设计了它激式射频电源。采用射频电路设计软件 ADS2008 分别仿真设计了它激式射频电源的射频振荡器、射频功率放大器以及匹配电路。自激式射频电源体积小,电路简单,适用于激光管与射频电源一体化的小功率射频 CO₂ 激光器。而它激式射频电源体积较大则适用于激光管与射频电源分体化的射频 CO₂ 激光器。

4 射频电源制板及实验结果

通过上一章的讨论，我们得到了两种射频电源的设计方法，这两种方法各有优缺点。由于采用功率 MOSFET 的自激式射频电源虽然相对于它激式射频电源功率不能做的很大，但是电路设计较为简单，做成电路板后体积较小，而我们实验用的射频 CO₂ 激光器是采用的射频电源与激光管一体化的设计形式，因此装配射频电源的空间较小，再加上实验条件所限，自激式射频电源比它激式射频电源更适合实验用的射频 CO₂ 激光器。为了使自激式射频电源达到最佳性能，除了对电路原理图的精确设计外，还要在射频电源的工艺上下功夫，这主要包括：射频电源中所用到的有源以及无源器件的合理选择，射频电源 PCB 的合理设计，元器件的合理摆放、合理的布线等。

4.1 元器件的选择

由所设计的原理图可以看出，自激式射频电源需要的元器件可以分为有源器件与无源器件。其中有源器件是自激式射频电源的核心，我们采用功率 MOSFET 管，具体型号是 M/A-COM 公司的 MRF150。无源器件包括电阻、电容和电感，对于这三种器件的选择在射频频段下要尤其注意，它们在射频频段下呈现出与低频频段不同的特性，但都可以看做是由电阻、电感和电容的等效网络组成。一般情况下它们都有一个谐振点，例如对于高频电感，在低频频段下呈现出感性阻抗，随着频率的升高电感的阻抗会增大，但阻抗并不是一直增大的，频率到达谐振点时，电感值达到最大，如果频率继续上升，电感就会呈现出电容的特性，此时电感的特性发生了质变，下面我们分别对自激式射频电源所用到的三种无源器件的选择做一个说明。

4.1.1 电阻的选择

首先是电阻器的选择。常用电阻因制作材料不同可以分为碳膜电阻、金属膜电阻以及金属氧化膜电阻。其中碳膜电阻最为便宜，但误差也最大，金属膜电阻的好处在于其具有较高的精确度，金属氧化膜电阻的高频特性较好。选择电阻应从成本、功率、温度稳定性、频率特性等方面来考虑。根据我们电路原理图的设计以及射频电路的特

性来看，R4 选择精度较高的金属膜电阻，R1，R2，R3 选择金属氧化膜电阻。

4.1.2 电容的选择

电容也是射频电路中应用较为广泛的电子元器件。在多数射频电路中，电容的应用十分广泛，滤波器调谐、匹配网路中都可见到它们的身影。电容器的选择取决于工作频率、电容的耐压性和电容的误差。通常在射频电路中常用的电容特性比较如表 4-1 所示：

表 4-1 几种电容的特性比较

电容名称	优点	缺点
陶瓷电容	体积小，有较好的耐高温高压特性以及高频特性	标称容值较小
云母电容	高稳定性、高可靠性、高频特性较好	价格贵，容量大
聚苯乙烯薄膜电容	介质损耗小、可用于高频电路	温度系数大

通过上表的比较可以看出，对于容量较小的 C4、C5、C6 可选择价格便宜且高频特性好的陶瓷电容，用于滤除高频噪声的 C1，C2 选用聚苯乙烯薄膜电容，连接电极与射频电源的 C3 选择高稳定性、高可靠性的云母电容。

4.1.3 电感的选择

射频电源中电感主要用于振荡回路与终端谐波短路网络。电感没有电阻与电容应用广泛，因此除了很小一部分标称电感器能在市场上买到外，大部分需要自行绕制。通常所需要的单层电感线圈电感值的经验公式为：

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

其中，L为线圈的电感量，N为线圈的匝数，D为线圈的直径，L₀为线圈的修正系数（与线圈的长度*l* 和直径D有关）。我们设计的自激式射频电源所用的电感L1、L2由于并非标称电感值，因此全部自行绕制为单层电感线圈。

4.2 自激式射频电源 PCB 电路板的设计

在完成了自激式射频电源原理图设计以后,要进行 PCB 的设计,所采用的软件是 Protel DXP2004,该款软件是 EDA 领域里的领先公司 Altium 公司 2004 年的产品,该软件集成了先进的设计理念,能够处理各种复杂的 PCB 设计过程。通过设计输入仿真、PCB 绘制编辑、拓扑自动布线、信号完整性分析和设计输出等技术融合, Protel DXP2004 提供了全面的设计解决方案。在进行 PCB 设计时需要注意的是元器件的布局、电路板的布线工作。在元器件布局时首先要满足原理图的要求,其次要防止元器件间的电路的串扰,最好能使元器件对称排放,最后要对于元器件的焊接有利。布线时要考虑信号线、电源线的宽度,电源线宽度要大于信号线的厚度;信号线转弯处不要使用 90° 的直角,多使用圆弧或 45° 角;采用大面积网格状覆铜,这样利于电路板的散热;各个元器件间的连线越短越好,这样可以减少分布参数以及电磁干扰。

根据以上原则,我们所设计的自激式射频电源的 PCB 板采用双面板设计,考虑到实验所用射频 CO₂ 激光器的空间限制,元器件的布局要排列紧凑,但同时要保证四分之一波长微带传输线的信号完整性,因此在 PCB 一面焊接元器件,另一面通过过孔连接四分之一波长微带传输线,这样做节省了电路板的体积。由于所设计的四分之一波长微带传输线较长,因此四分之一波长微带传输线布线时采用蛇形绕线的方式,为了保证四分之一波长微带传输线间串扰较小,蛇形绕线间的距离不能太小。同时对电路板中没有元器件的地方进行大面积网格状覆铜为地,以此增加电路板的散热功能。为了减小由于电路过孔所带来的寄生参数效应,电路元器件全采用贴片式。图 4.1 是我们所设计的自激式射频电源的 PCB 图,其中的两个圆孔是为了使自激式射频电源便于固定在激光器中。

对于本设计还要考虑 PCB 板材,因为 PCB 板材关系着印制在电路板上的四分之一波长微带线的宽度和长度,进而影响了自激式射频电源的最终体积。同时不同材料对自激式射频电源的散热有一定影响,进而影响着最终射频 CO₂ 激光器的输出光功率。本设计制板时采用了两种板材,并对这两种板材的电路性能进行了比较。其中表 4-2 是对这两种基材的比较。

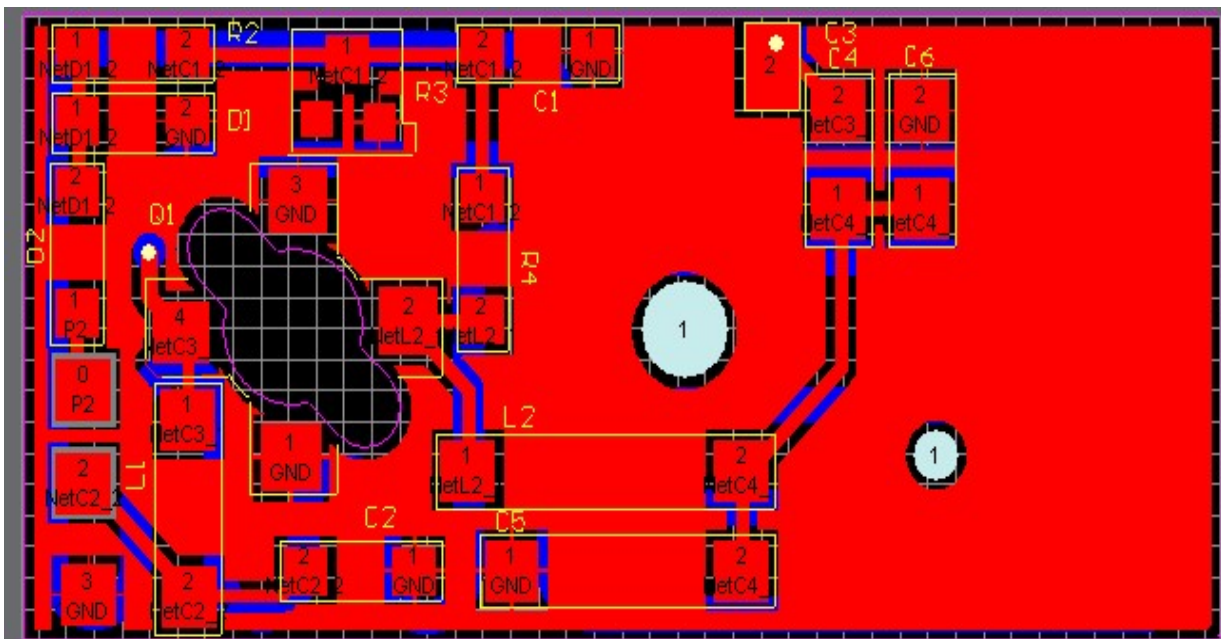


图 4.1 射频电源 PCB 正面图

表 4-2 两种板材的比较

板材	板材的介电常数	特点
FR-4 板	4.2~4.7(一般频率在 100MHz 以下, 介电常数取 4.5)	价格便宜、应用广泛、电气性能优良, 散热性比 96%的氧化铝陶瓷板差
96%的氧化铝陶瓷板	在 1MHz 下为 9.3-10.6, 在 45MHz 下, 我们取 9.6。	材料导热性以及电绝缘性能非常好, 比较适合大功率的电子电路结构, 主要缺点是易碎

4.3 实验结果和结论

自激式射频电源适合于射频电源与激光管一体化的激光器, 我们实验采用 Synrad 公司的 48 系列的射频 CO₂ 激光器 (外观图如图 4.2 所示), 该激光器设计的光功率输出稳定性为 $\pm 10\%$, 激光输出为 10W。实验器材还包括一台示波器 (如图 4.3 所示)、一个手持式的光功率计。实验的对象分别是采用两个自己制作的 FR-4 基板、采用 96% 氧化铝陶瓷基板的自激式射频电源以及美国原装进口的射频电源, 实验的预期目标是

采用自己制作的自激式射频电源的稳定激光输出光功率达到 10W，输出稳定性在 $\pm 10\%$ 左右。



图 4.2 Synrad 公司的 48 系列的射频 CO₂ 激光器

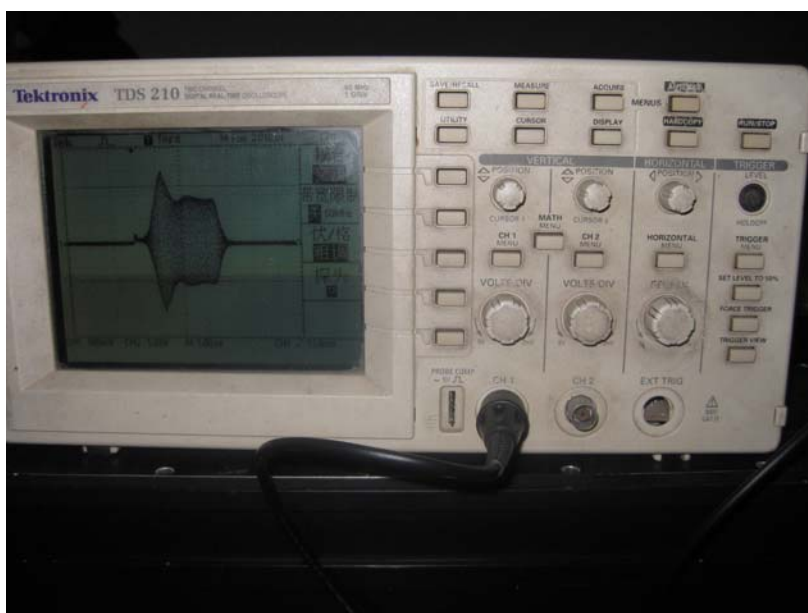


图 4.3 实验用示波器

对理论所设计的自激式射频电源，我们总共进行了 3 批 PCB 板的制作。第一批和第二批所用材料为 FR-4，第三批所用材料为 96%的氧化铝陶瓷。我们首先对第一批

PCB 板进行了实验来验证自激式射频电源是否振荡，以及功率输出是否到达要求。第一批与第二批的不同之处在于电路中的元器件全部采用固定值，都是不可调谐的。我们对这块 PCB 板进行上电实验，通过示波器来观察其波形后发现，在示波器的图形界面只有一个脉冲很窄的 PWM 波，这说明电路没有发生振荡，可能的原因有两个：第一，理论计算的偏置点过小，由于某些原因使电路进入了截止区；第二，振荡器回路中的电容值没有满足振荡条件，即回路中的电容值 C5 选取不合适。为了验证以上猜想，我们对设计的电路中的参数进行调整，在偏置网络中加一可调电阻，在反馈网络中将 C5 改为可调电容和一固定电容，也就是如图 3.5 所示的电路原理图。对所设计的第二批射频电源的 PCB 板进行上电调试，为了验证对第一批所做 PCB 不能振荡的猜想，调节可调电阻，则振荡波形的幅值减小，在某一个位置时，振荡波形刚好消失，用万用表测量此时的电阻值得到电阻值为 535Ω ，接着调节可调电阻使其重新振荡，继续调节使振荡振幅增加直到可调电阻的上限找出其中振幅最大值，用万用表测量此时电阻值为 765Ω ，而第一批 PCB 的所用电阻为标称的 750Ω ，因此偏置点不是其不能振荡的原因。然后调节可调电容发现在某一位置振荡消失，而第二批 PCB 只是将一些固定值器件改作可调器件，其它诸如 PCB 布局和布线，电路板本身的参数，如电路板厚度，介电常数均一致，因此第一批所做自激式射频电源不能振荡的原因是振荡回路中电容的选择过小，低于振荡的最小电容，因此我们把固定电容换成可调电容，这样利于自激式射频电源的调试。

下面对所设计的能够振荡的自激式射频电源 PCB 板重新进行上电调试，需要手动调节使自激式射频电源振荡，具体步骤如下：首先给激光器上电，其次打开 PWM 控制器开关，使用采用带宽为 60MHz 的示波器进行观察，此时示波器中只有一个窄脉冲，这表示自激式射频电源没有振荡。为了使自激式射频电源振荡，需要调节可调电阻来确立适合的偏置点，然后调节可调电容直至电路出现振荡波形，继续调节可调电容，观察示波器使振荡幅值最大，此时射频电源输出端的波形如图 4.4 所示，从图中可以看出所设计的自激式射频电源开始振荡。其中的尖峰部分代表激光器的预电离，对于射频 CO_2 激光器这是很有必要的，因为这种预电离能为下一步的主放电提供良好的条件。

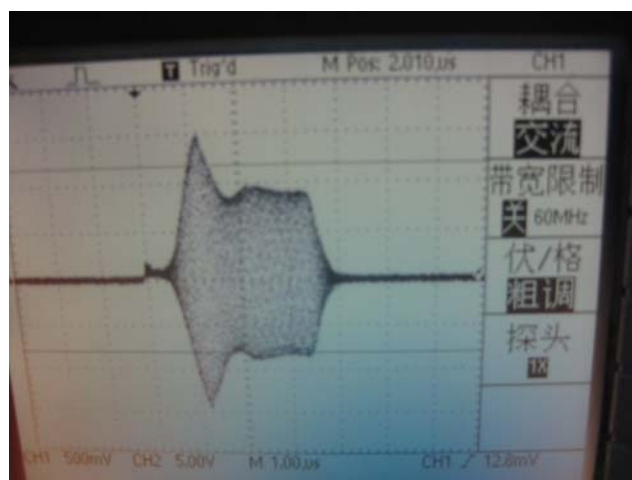


图 4.4 射频电源输出波形

调节示波器的 t/div 档，将上图稳定部分放大可得到图 4.5 所示的波形：

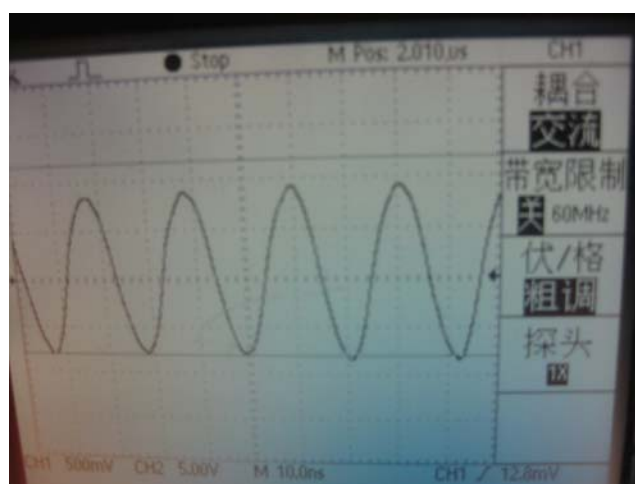


图 4.5 射频电源输出波形

由图 4.5 可以看出，振荡波形为预期的正弦波形，且谐波较少，振荡频率在 45MHz 左右符合射频电源设计的输出波形要求。为了对比我们所做的两种不同材料的自激式射频电源的性能，我们分别对进口射频电源、采用 96%氧化铝陶瓷的射频电源以及采用 FR-4 的射频电源分别进行输出光功率测试。实验步骤是首先重复前文得到振荡波形的步骤，得出类似于图 4.5 的射频电源的输出波形，这表明射频电源已经开始工作，射频 CO₂ 激光器内的工作气体已被击穿。然后为了测量最大的激光输出光功率，我们需要调节 PWM 波控制器使 PWM 波占空比达到最大，得出上述 3 块射频电源板的在上电 5 分钟后的实验数据，列于表 4-3 中。

表 4-3 上电 5 分钟后射频电源输出功率比较

	输出功率
进口射频电源	10.5W
采用 96%氧化铝陶瓷的射频电源	9.2W
采用 FR-4 的射频电源	8W

为了测试自激式射频电源连续工作的稳定性，我们还测试了激光器上电 1 小时的输出功率，如表 4-4 所示。

表 4-4 上电 1 小时后射频电源输出功率比较

	输出功率
进口射频电源	10W
采用 96%氧化铝陶瓷的射频电源	8.9W
采用 FR-4 的射频电源	7W

对上述实验结果分析发现，从输出功率上，采用 96%的氧化铝陶瓷的射频电源的光功率稳定输出为 8.9W，采用 FR-4 的射频电源的光功率输出为 7W；从稳定性上来看，采用 96%的氧化铝陶瓷的射频电源的光功率输出的稳定性在 $\pm 10\%$ 以内，而采用 FR-4 的射频电源的光功率输出的稳定性不能达到 $\pm 10\%$ 的要求。因此，采用 FR-4 基板的射频电源，在相同的布线与元器件布局下，不仅体积较大，工作稳定性低，而且激光输出的稳定的光功率也较以 96%氧化铝陶瓷作为基板的射频电源低，这是因为就基板材料来说，FR-4 材料在散热性方面比 96%的氧化铝陶瓷要差，而且高频特性没有后者好。除此之外，实验中还发现 FR-4 基板的射频电源在工作一段时间后发热较为厉害，在断电后从激光器中取出射频电源的 PCB，发现电路板出现变形。因此，采用 96%的氧化铝陶瓷基板的射频电源更加符合射频电源与激光管一体化的射频 CO₂ 激光器性能要求。

激光输出光功率未达到预期 10W 要求，经分析原因如下：四分之一波长线由于制板工艺问题，以及厂家所给陶瓷板介电常数不够准确导致其宽度和长度的计算不够准确，而且对于实验用激光器未加装冷却系统，所设计的射频电源除了依靠自身陶瓷基

板散热外没有其他的散热方式，这使得射频电源温度过高。因此以后的工作可以集中在以下两个方面：

第一，完善射频电源的制作工艺；

第二，给射频电源加装小型化的散热系统，如给功率器件加装散热片等。

4.4 本章小结

本章主要进行了自激式射频电源的制板和实验。首先设计了设计射频电源选用元器件的选择方法，其次进行了射频电源的 PCB 设计，最后采用陶瓷板和 FR-4 两种不同的板材进行对比实验，得出了陶瓷基板更适合本设计的结论，最后得到采用自制自激式射频电源的射频 CO₂ 激光器的稳定输出功率达到 8.9W，并且能长时间稳定工作。由此我们得出了自激式射频电源适合于激光管与射频电源一体化的射频 CO₂ 激光器的结论。

5 全文总结和展望

5.1 全文总结

本论文主要目的是设计用于中小功率射频 CO₂ 激光器的射频电源，围绕着这个主题主要开展了以下几个工作：

（1）介绍了射频气体放电的相关理论，整理了射频电源设计的理论，为射频电源设计打下理论基础；

（2）设计了用于中小功率射频 CO₂ 激光器的自激式射频电源。除了设计振荡与功放一体化的电路外，还采用四分之一波长微带传输线进行输出电路匹配，并通过计算获得了最优的四分之一波长微带传输线的参数；

（3）设计了用于中小功率射频 CO₂ 激光器的它激式射频电源。将电源振荡器与功率放大器分开设计，并采用射频电路辅助设计软件 ADS2008 对所设计电源进行仿真分析；

（4）设计并制作了自激式射频电源的 PCB 电路板，并对自激式射频电源进行了实验验证，获得了 8.9W 的激光输出功率，基本满足实验用射频 CO₂ 激光器的要求。并对射频 PCB 电路板设计中应注意的问题进行了讨论。

综合这两种射频电源的设计，我们得出它激式射频电源适用于激光管与射频电源分体化的射频 CO₂ 激光器，而自激式射频电源则适用于激光管与射频电源一体化的小功率射频 CO₂ 激光器的结论。

5.2 未来展望

射频电源将会朝着智能化的方向发展。该种射频电源可用于不同激励频率、不同输出功率的射频 CO₂ 激光器。要实现射频电源的智能化，必须从以下几个方面考虑：

- （1）设计频率可调的射频振荡器；
- （2）设计宽带功率放大器；
- （3）设计自动匹配网络。

致 谢

首先，我要感谢我的导师汪盛烈老师在硕士期间给予我的教导。汪老师平易近人，不仅在课题的研究中给予我很多的启发和指导，避免了我在科研道路上的一些弯路，在生活上也给予我很多无私的关心和教导。

我还要特别感谢实验室的赵学民老师和王晓东老师。赵老师给我提供了便利的实验环境，并指导我课题的实验部分，对于我论文的完成给予了很大的帮助。王老师经常和我们一起探讨科研，谈论生活，这使我受益颇多。

同时我还要感谢实验室的杨海老师，胡畅老师，他们教会了我很多实践技能。

感谢实验室的王凡，师弟刘非、汤梹雄，同窗好友章建荣、姜波、阎利杰、姜银利、张志楠、王远。我们之间进行了很多有益的讨论，和他们一起学习生活，感到很开心。

最后我要感谢我的父母，谢谢他们一直以来对我无私的关心和支持。

参考文献

- [1] C. K. N. Patel, Continuous-Wave Laser Action on Vibrational-Rotational Transitions of CO₂. Phys. Rec, 1964, 136(5A): A1187~A1193
- [2] Laakmann, Katherine D. Waveguide gas laser with high frequency transverse discharge excitation. U. S. Pat. 4169251, 1978. 1~8.
- [3] Hall D. R. Baker H J. Area scaling boot CO₂ laser performance. Laser Focus World, 1989, 25(10): 77—80.
- [4] 姚淑娜. 波导CO₂激光技术的发展概况和前景. 北京联合大学学报(自然科学版), 22(3): 8-11.
- [5] Vitruk P. P, Hall D. R. Proceedings of the tenth international conference on gas discharge and their applications. Swansea U. K, 1992(2): 534—539
- [6] Yelden E. F, Seguin H. J, Capjack C. E, et al. Phase locking in a multichannel radial array CO₂ laser. Appl Phys Lett, 1992, 60(12): 1311—1313.
- [7] 王又良, 吴恒菜. 射频激励CO₂激光器综述. 激光与红外, 2001, 31(1): 10-12.
- [8] Kobayashi S, Terai K et al. 1KW Slab CO₂ Laser Excited by a Self-excited RF Generator. GCL/HPL96, 1996. 521~526
- [9] <http://www.coherent.com.cn/>.
- [10] Xin J. G. Zhang R J. Limited size waveguide array laser. Optical Engineering, 1994, 33(4): 1142—1147
- [11] 辛建国. 射频激励扩散型冷却层叠式板条波导千瓦CO₂激光器. 光学学报, 1996, 16(6): 877-800.
- [12] 滕学顺. 射频CO₂波导激光电源的设计与调试. 激光技术, 1989, 6:33-37.
- [13] 彭晓原, 李适民, 邬鹤清, 左都罗, 王松. CO₂气体激光器激励电源的发展现状及趋势. 激光杂志, 1997, 18(1): 1-5.
- [14] Yaqis, Tanaka. High frequency silent discharge CO₂ laser. J-Phys D, Appl. phs, 1979, 12(2):33~37

- [15] Hishij. M. "5KW Silent-Discharge CO₂ laser". Proc. of LAMP, 1987,13(5): 13~17
- [16] Ko Yi Yasui, Masaki Kuzumoto. Silent—Discharge excited TEM₀₀ 2.5kw CO₂ laser, IEEE. QuantElect, 1989, 25(4): 134~139
- [17] <http://www.accesslaser.cn/gsjj.html>.
- [18] 赫光生, 雷仕湛. 激光器设计基础. (第1版). 上海: 上海科学技术出版社, 1979. 121 ~ 123
- [19] 王骐, 赵永蓬. 激光器动力学. (第1版). 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2008. 160 ~ 123
- [20] 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, 1998, 29(2): 199~200
- [21] A. I. Dutov, A. AKuleshov, S. A. Motovilov. High power high optical quality RF-excited slab CO₂ lasers. Proceedings of SPIE, 2001, 4351: 135~140
- [22] D. J. He and D. R. Hall. A 30W radio frequency excited Waveguide CO₂ laser. Applied Physics Letters, 1983, 43(8): 726~728
- [23] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko著. 射频电路设计—理论与应用. (第1版). 王子宇, 张肇仪, 徐承和等译. 电子工业出版社, 2002. 233~264
- [24] Ulrich L Rohde, Dadiv P Newkrik[美]著. 无线应用射频微波电路设计. (第1版). 刘光祜译. 北京: 电子工业出版社, 2004: 308-518
- [25] 滕学顺. 军用超小型中小功率射频CO₂激光电源的设计研究. 红外与激光技术, 1994, 6: 33-37
- [26] 陈艳华, 李朝晖, 夏玮. ADS应用详解——射频电路设计与仿真. (第1版). 北京: 人民邮电出版社, 2008. 30~37
- [27] G. H. Hodowanec. High-power transistor mw oscillator. Microwave Journal, 1972, 15(10): 47~48, 50, 52, 61
- [28] M. K. Kazimierezuk, K. Puczek. Exact analysis of Class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1987, CAS-34(2): 149~159

- [29] J. Ebert, M.kazimierczuk. Class E high-efficiency tuned power oscillator. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1981, SC-16(2): 62~66
- [30] 逮贵祯. 射频电路的分析和设计. (第1版). 北京: 北京广播学院出版社, 2003: 112-114
- [31] Forbes. L. Comparison of phase noise simulation techniques on a BJT LC oscillator. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2003, 50(6): 713~719
- [32] 范建兴, 权进国, 杨华中等. 振荡器时变相位噪声分析技术研究进展. 微电子学, 2004, 34(5): 501~504
- [33] Nhat M.Nguyen, Robert G.Meyer. Start-up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1992, 27(5): 810~819
- [34] 于洪喜. 微波放大器稳定性分析与设计. 空间电子技术, 2003, 2(3): 10-15
- [35] 范寿康. 微波技术与微波电路. (第1版). 北京: 机械工业出版社, 2003, 267-269
- [36] 谭明磊. 高功率CO₂激光器射频电源分析和设计: [硕士论文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2008
- [37] 王子宇. 微波技术基础. (第1版). 北京: 北京大学出版社, 2003. 52~56
- [38] 袁孝康, 王仕璠, 朱俊达. 微带功率晶体管放大器. (第1版). 北京: 人民邮电出版社, 1982. 108—116
- [39] R. Hajji, F. Beauregard, F. Ghannouchi. Multitone Power and Intermodulation Load-Pull characterization of Microwave Transistors Suitable for linear SSPAs Design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997, 45(5): 1093~1099
- [40] 郑建彬, 孟庆鼎, 魏启辅. 微波功率放大器的小信号S参数设计方法. 合肥工业大学学报, 2005, 28(6): 588~591
- [41] 南敬昌, 刘元安, 高泽华. 基于ADS软件的射频功率放大器仿真实现. 电子技术应用, 2007, 9: 110~112

射频C02激光器的射频电源设计

作者: [秦刚](#)
学位授予单位: [华中科技大学](#)

本文链接: http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis_D188594.aspx