

厦门大学

硕士学位论文

全金属环波导C0<, 2>激光器射频电源的研究与实践

姓名：王吉

申请学位级别：硕士

专业：测试计量技术及仪器

指导教师：林辉

20060501

摘要

射频激励 CO₂ 激光器，由于它所具有的一系列突出优点，如体积小、功率大、光束质量好、可靠性高、寿命长等，在工业加工、医疗外科和激光雷达等多个行业得到了广泛的应用。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。文章通过对射频电源的高频功率放大和阻抗匹配这两项关键技术的研究，结合全金属环波导 CO₂ 激光器对射频电源的要求，设计、制作了一个射频激光电源，并对各项关键参数进行了测量。论文的主要内容包括：

1. 阐述射频激励全金属环波导 CO₂ 激光器的结构和特征，分析一般射频 CO₂ 激光电源的结构和组成。

2. 详细的论述了射频电源的两项关键技术——高频功率放大和阻抗匹配。从原理和结构上指出高频功放与低频功放或者高频小信号放大器的区别。强调阻抗匹配网络在高频功放电阻中的重要性。

3. 从 CO₂ 激光器对射频电源的要求入手，进行射频电源电路设计，给出元件参数和具体型号、类别。电源电路包括：射频信号发生电路、射频功率放大电路、直流供电电路和附加保护电路，以及与激光头的匹配网络。重点是对射频功率放大电路和匹配网络的设计。

4. 按照电路 PCB 布线—制板—元件配置—焊接的顺序，依次介绍各个步骤，并对完成的电路进行综合调试。同时根据电路的特点，采取措施加强系统散热和抑制噪声、干扰。

5. 对试验结果进行分析，总结，并针对存在的问题和实用化的方向提出改进方法。

本文中设计的实验电源，频率稳定、效率高、结构小巧、噪音低、成本低廉，稍加改进即可实用。本设计是对射频激励全金属环波导 CO₂ 激光器电源而进行的一次有益探索和尝试。

关键词： CO₂ 激光器；射频电源；高频功率放大；阻抗匹配网络

Abstract

RF-excited CO₂ laser is more and more popularly used in industry, medical surgery and radar application because of its so many advantages such as small dimension, large power output, high reliability, long life-span and good beam of light. As power source of the laser, RF power plays an important role in the laser system. Based on the study of HF power amplifier and impedance matching technologies, the paper presents a way of how to design and then, make a RF CO₂ laser power, with the requirements demanded by the laser discharge tube of an annular waveguide CO₂ laser with all-metallic material.

Primary research works in this thesis are as follows :

1. Structure and characteristic of a RF-excited annular waveguide CO₂ laser with all-metallic material CO₂ laser are studied. At the same time, configuration and composition of a normal RF-excited CO₂ laser power are analysed.

2. HF power amplifier and impedance matching are two key technologies in RF power. After compared with LF power amplifier and HF small signal amplifier in theory, the principle of HF power amplifier are discussed in detail, and the importance of impedance matching is also emphasized.

3. A RF-excited CO₂ laser power is designed, with its' feature meeting the requirements. The power circuit is composed of following circuits: RF oscillator, RF power amplifier, DC supply power circuit, protection circuit and matching network. The key points are the design of the RF power amplifier and the impedance matching network.

4. Routing, PCB production, layout and weld—4 steps of making a circuit are presented in turn, followed by adjusting and trim. Some steps are carried out to improve power transistors' heat dispelling and restraining of noise and interference.

5. After analysing the experiment data, draw a conclusion and put forward some improvement suggestions.

Compared with some developed countries, we have a long way to go in

RF-excited CO₂ laser power. The RF CO₂ laser and its power system are mainly imported from those countries. The experimental RF-excited CO₂ laser power designed in this paper has following virtues: stable frequency, high efficiency, low noise and low cost. It is a meaningful try for the development of domestic RF power for an annular waveguide CO₂ laser with all-metallic material .

Key words: CO₂ laser; RF power; HF power amplifier; Impedance matching network

分、外围保护电路和电源与激光头的匹配网络等。现在直流部分一般都为开关电源，效率高、体积小，且技术成熟。至于后两部分，在下面的章节还会详细的描述，这里就不细说了。

1.4 本课题的主要工作

本课题为“按增益体积缩放全金属环状波导 CO₂ 激光器”项目的射频电源部分，受到福建省自然科学基金(项目编号：A0210007)、医学光电科学与技术教育部重点实验室(项目编号：JYG0501)、福建省重大科技项目(项目编号：2002H102)的项目资助。进行的工组主要有：

① 熟悉射频激励 CO₂ 激光器的工作机理，掌握其结构和特点，并了解其发展历史和趋势。

② 从两大关键技术——高频功率放大器和阻抗匹配入手，详细分析射频电源结构和工作原理

③ 根据激光器的要求，提出激光电源的总体结构。按照这个结构，设计出信号发生电路、功率放大电路以及匹配网络。并且初步通过实验验证。

④ 根据设计的电路图，仔细选择元器件，并逐步完成布线、制板、元件排列和焊接等工序。最后总体调试电路，并检测和记录各种数据。

⑤ 设计保护电路，加强关键元件散热，并采取抑制电磁干扰的措施。

⑥ 分析试验结果，提出结论和改进方向。

1.5 本章小结

本章介绍了射频激励 CO₂ 激光器的分类和发展历史，重点的分析了射频激励金属环波导 CO₂ 激光器的结构和特征以及重要的关键技术，并且描述了射频激励 CO₂ 激光器的电源组成结构。

厦门大学学位论文原创性声明

兹呈交的学位论文，是本人在导师指导下独立完成的研究成果。本人在论文写作中参考的其他个人或集体的研究成果，均在文中以明确方式标明。本人依法享有和承担由此论文而产生的权利和责任。

声明人（签名）： 王吉

2006 年 6 月 6 日

厦门大学学位论文著作权使用声明

本人完全了解厦门大学有关保留、使用学位论文的规定。厦门大学有权保留并向国家主管部门或其指定机构送交论文的纸质版和电子版，有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆被查阅，有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索，有权将学位论文的标题和摘要汇编出版。保密的学位论文在解密后适用本规定。

本学位论文属于

1、保密（ ），在 年解密后适用本授权书。

2、不保密（ ）

（请在以上相应括号内打“√”）

作者签名：王吉

日期：2006 年 6 月 6 日

导师签名：林祥

日期：2006 年 6 月 6 日

第1章 绪论

1.1 射频激励 CO₂激光器

在现代工业生产中,激光加工已经日益成为了一个不可或缺的重要组成部分。激光加工技术作为一种先进制造技术,解决了许多常规方法无法解决的难题,在工业切割、焊接、雕刻、打孔、打标、表面改性、快速成型及微细加工等方面得到了广泛应用,被誉为“未来制造系统的共同加工手段”。激光加工业所使用的激光器中,CO₂激光器技术发展得最为成熟、输出功率最大、应用也最为广泛。随着激光技术的发展和电子技术的进步,CO₂激光器经历了由直流激励到交流高频激励,发展到目前的热点射频激励的过程。作为CO₂激光技术的后来者,射频激励CO₂激光器由于其相比于直流、高频激励的独特优点,从它诞生之日起就受到了业界的瞩目,代表着CO₂气体激光技术发展的方向。射频CO₂激光器,具有装置紧凑、封离运转、免维护、成本低、调制特性优良、输出光束质量高、功率稳定性优异、运行可靠性高和使用寿命长等优秀性能。加之,在各类商用激光器中,CO₂激光器的每瓦输出成本始终最低,插头效率较高,多数材料对10.6 μm 左右的激光辐射吸收强烈,激光器运转模式可在连续、脉冲、增益开关和调Q之间进行选择,这给加工带来了诸多灵活性,从而博得了材料加工、医疗外科和激光雷达等业界人士的青睐^[1]。

1.1.1 射频激励 CO₂激光器的发展概况

1. 国外发展概况

七十年代后期,伴随着航天和军事技术的发展对CO₂激光器的性能和技术参数提出的新要求,射频波导CO₂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^[2]中第一次描述了一个令人满意的封离型波导CO₂激光器的激励方案。它采用正方形截面的射频放电腔结构,由金属和陶瓷材料共同构成。到了八十年代,射频波导CO₂激光器技术趋于成熟,市场上已有大量的商品波导CO₂激光器供应,这些供应市场的射频波导CO₂激光器主要是技术比较成熟的全陶瓷和金属-陶瓷结构。同时,为了在有限的体积内得到更高的激

光功率输出,板条 CO₂ 激光器也开始出现。1981 年,发明了扩散冷却板条结构的射频激励 CO₂ 激光器,它被证明是有史以来最好的中小功率射频激励 CO₂ 激光器。到了 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。

在单波导激光器发展的同时,美国的 D.Youmans 等人在 1984 年提出了波导阵列 CO₂ 激光器技术^[3]。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 5 单元列阵中,获得了 105W 的部分相位锁定输出^[4]。1987 年,法国的 Bourdet 等人提出的自聚焦波导阵列,在 50cm 长的 9 波导中,获得了 120W 单频率衍射极限输出,200W 的多模输出^[5]。1996 年,英国的 D. R. Hall 等人报道了一种射频激励扩散型冷却二维波导阵列 CO₂ 激光器,激光输出功率达到 2kW。

1989 年,英国的 D. R. Hall 等人首次报道了面增比技术(area scaling),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。一年后,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型大功率 CO₂ 激光器的可能性。1992 年,英国的 D. R. Hall 等人报道了单板条 CO₂ 激光器,获得了 1.06kW 的输出,光电效率为 12%。1994 年,加拿大 Allerta 大学 Yelden 等人采取了径向排列的板条式 CO₂ 激光器。1996 年,日本东芝公司也研制了电源与激光头一体的 1kW 射频激励扩散冷却型板条波导 CO₂ 激光器^[6]。此外,在 1993 年,意大利国家光学研究所的 A. Lapucci 等人报道了三层叠式板条 CO₂ 激光器,开创了层叠式板条 CO₂ 激光器结构的先河。

面增比技术在促进板条射频 CO₂ 激光器发展的同时,也促使了同轴结构大功率 CO₂ 激光器的出现和发展。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。两年后,德国 DLR 技术物理研究所的 Nowack 等人又报道了射频激励扩散型冷却同轴结构大功率 CO₂ 激光器,获得了 1200W 的激光功率输出。

2. 国内发展概况^[7]

我国在射频激励波导 CO₂ 激光器件的研究工作虽然起步较晚, 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极限尺寸波导阵列 CO₂ 激光器技术, 从 200mm 增益长度器件中获得了相当于 1×13 波导阵列 CO₂ 激光器的同相锁定 45W 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, 研究出板条波导阵列 CO₂ 激光器件, 从 500mm 电极长度中获得 1040W 的激光功率输出, 光电转换效率大于 12%^[8]。同时, 西南技术物理所兰戈等人采用射频激励平板—非稳腔的 CO₂ 激光器, 在 1.55mm×300mm×400mm 的波导内, 获得 133W 的激光输出, 光电转换效率达到 11%。另外, 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波导 CO₂ 激光器技术的研究, 并取得了一定的成果。

1.1.2 射频激励 CO₂ 激光器的分类

按照不同的分类方法, 射频 CO₂ 激光器有许多不同的种类^[9]。如(1)按照输出方式可分为: 连续输出; 脉冲输出—调制频率可高达 1MHz; Q 开关输出—电光调 Q 与声光调 Q。(2)按谐振腔的工作分为: 波导腔(孔径 D=1~3mm); 自由空间腔(孔径 D=4~6mm)。(3)按激励极性可分为: 单相; 反相。(4)按腔体结构可分为: 单腔; 多腔; 大面积放电。其中的多腔可细分为: 折叠腔; 列阵腔; 积木式。而大面积放大又可分为: 平板型和同心环型。(5)按均恒电感分布方式分为: 准电感谐振技术—用于低电容激光头; 平行分布电感谐振技术—用于高电容激光头。(6)按谐振腔材料可分为: 全陶瓷型; 陶瓷—金属混合型; 全金属型。(7)按冷却方式分为: 空气冷却; 水冷却。(8)按封装方式分为: 封离型; 流动型。其中又以腔体结构作为区别射频 CO₂ 激光器种类的主要依据。下面将详细介绍不同腔体结构的射频 CO₂ 激光器。

1. 单波导结构

顾名思义, 单波导是指腔体由单一波导放电腔构成。在七十年代初, 首先出现的是圆柱形单波导腔, 见图 1.1(a)。腔体材料为玻璃或陶瓷。放电电极置于圆柱放电管的外面。为了解决散热问题, 通常将接地电极与金属真空密封的激光头壳体紧密配合。金属真空密封的激光头壳体兼做射频场的屏蔽层。随后就出现

了全陶瓷的正方形截面的单波导射频放电腔，见图 1.1(b)。七十年代用于军事，九十年代中叶用于工业，结构原理与圆柱形单波导腔相同。随着射频激励扩散冷却单波导 CO₂ 激光技术的发展，单波导结构经历了从全陶瓷、陶瓷-金属到全金属结构的发展过程。陶瓷-金属波导是在全陶瓷结构的基础上去除上下两块陶瓷板，电极直接与侧壁陶瓷构成 1~3mm 的放电通道，如图 1.1(c) 所示。由于陶瓷和金属对光的损耗不同而形成线偏振输出激光。而如图 1.1(d) 所示的全金属波导是将侧壁的两条陶瓷也用金属取代。所有金属或者两侧壁金属经阳极氧化处理，且电极间留有小于 0.1mm 的间隙，使得此处处于巴邢曲线的左支，难于电击穿，这样就把放电区域限制在了波导通道内。

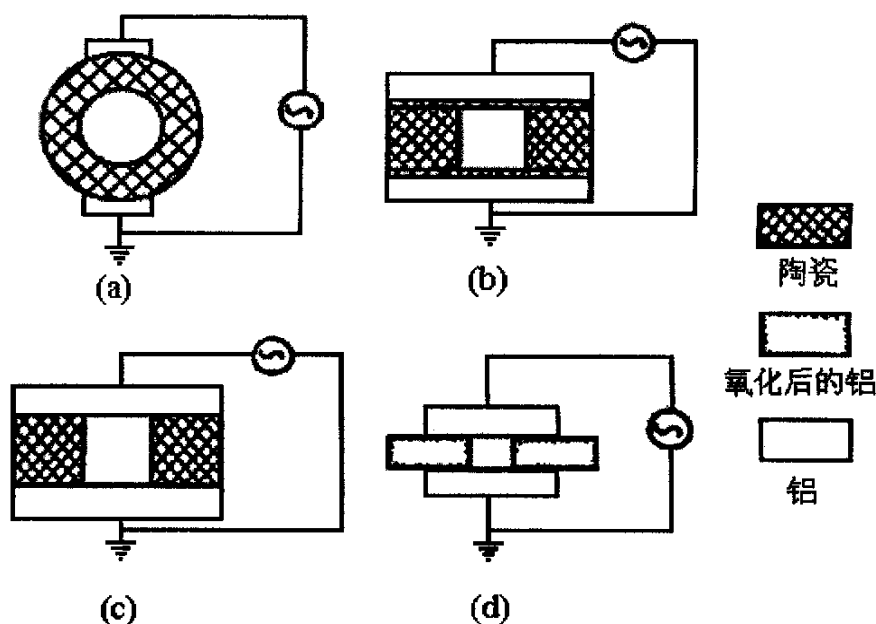


图 1.1 射频放电腔结构 (a) 圆柱形单波导 (b) 陶瓷矩形截面波导
(c) 陶瓷-金属矩形截面波导 (d) 全金属矩形截面波导

2. 折叠结构

单波导结构虽然简单，但存在一个问题：输出激光功率不大。这样它的应用就受到了限制，如何解决这个问题？一个行之有效的方法就是增加放电区域的长度，于是折叠式射频放电腔应用而生，其结构如图 1.2 所示。这种折叠的方法不但提高了激光器输出功率，而且又保持了波导激光器体积小特点。折叠腔的具

体结构有“V”、“Z”等形式。但引入的折叠镜不可避免得引起了内腔损耗和模式耦合损耗，激光器单位长度输出功率会下降。而且入射到折叠镜上的光通量将是入射到谐振腔上光通量的两倍，当功率达到百瓦级时，会引起镜面的损伤，这就限制了其功率的进一步提高。

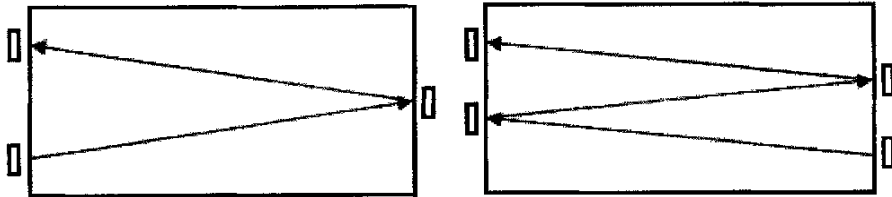


图 1.2 “V”、“Z”型折叠腔

3. 阵列波导

提高 CO_2 激光器功率输出的另一种办法就是波导阵列。如果说折叠结构相当于把多个单波导结构“串联”起来以提高输出功率的话，那么阵列波导就好比把多个单波导“并联”起来一起工作。由于它对光学谐振腔破坏阈值的要求与常规单通道波导激光器一样，因而相比折叠结构可获得大功率输出，并且结构更为紧凑。波导阵列 CO_2 激光器是在单波导激光器的基础上，将多个单通道波导单元平行排列成一维或二维组合，并采用特定的措施和技术，使各波导单元之间实现频率和相位锁定，从而达到单模高功率输出^[10]。随着技术的进步，从一维波导阵列发展到了后来的二维阵列结构。图 1.3 为一维阵列，图 1.4 为二维阵列。

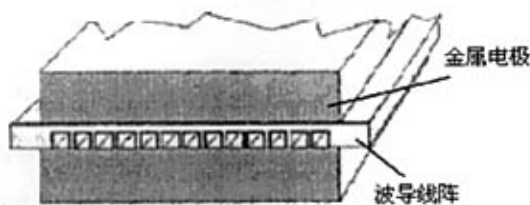


图 1.3 一维波导阵列

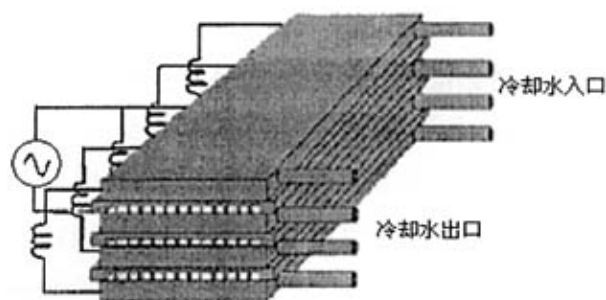
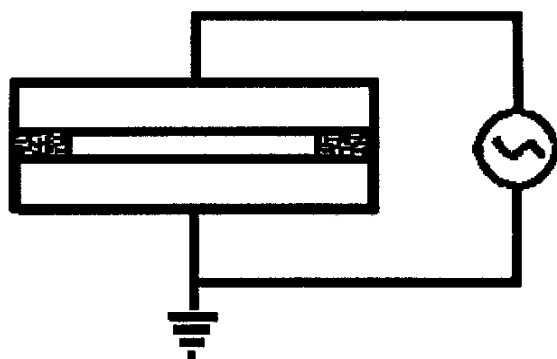
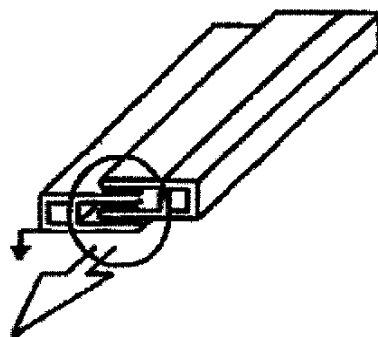


图 1.4 二维波导阵列

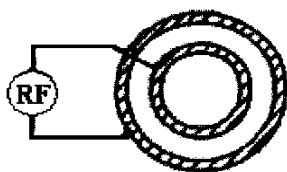
4. 板条结构

英国的 D. R. Hall 等人提出的面增比技术(area scaling), 使平板波导结构得到了广泛的应用。将单波导线阵激光器中的各单元间的隔板去掉, 即构成单板条 CO₂ 激光器, 如图 1.5 所示。其优点是结构简单, 但输出光束质量差, 实现低阶模输出较为困难; 且对加工要求较高; 另外工作中光学元件必须承受相当高的激光能量密度, 对谐振腔提出了较高的要求。如同波导阵列一样, 把多个单板条结构层叠起来, 就构成了层叠式板条结构, 如图 1.6 所示。

图 1.5 单板条 CO₂ 激光器图 1.6 层叠式板条 CO₂ 激光器

5. 同轴结构

同轴结构也就是环波导结构。它是从板条式结构转变而来的: 将径向排列的板条式结构旋转一圈, 即构成同轴双圆筒形结构, 如图 1.7 所示。其优点是稳定性较好, 功率密度大, 但谐振腔技术较为复杂, 且射频源与激光器之间的匹配难于实现, 对这种结构下一节将会做具体的介绍。

图 1.7 同轴结构 CO₂ 激光器

1.2 射频激励全金属环波导 CO₂ 激光器

1.2.1 特征

除了射频激励,这种激光器的另外两个显著特征为:波导材料为全金属;腔体为环波导结构。正是这两个属性使它具有了其他种类射频波导 CO₂ 激光器所没有的优点,如成本低、导热性能好、可加工性好以及可靠性高,一出现就深受科技界的重视,并取得了迅速的发展。

1. 全金属结构

单波导结构的发展过程是从全陶瓷、全硬质玻璃、金属-陶瓷混合到全金属。与前三中结构相比,全金属结构具有良好的导热机制,金属腔壁可以进行腔内对流交换,降低腔内温度和热气体阻力,降低对气流速度的要求,从而打破了对流冷却依赖笨重的风机和换热器的框框,为实现激光器无机械运动部件运转提供了必要的前提,大大缩小了激光器的体积。而且,激光头的整体结构采用了同种导热性能好的铝、铜等金属材料,不仅有利于扩散冷却,更重要的是解决了常规激光器结构所存在的结构材料热膨胀系数的失配问题,扩大了激光器正常工作的温度范围。还有,该种结构不仅改善了机械强度,而且选择铝型材料作激光器的机构材料,对降低成本和制作难度的意义是显而易见的^[11]。

2. 环波导结构

我们已经介绍了射频激励波导 CO₂ 激光器的腔体结构有单波导、折叠腔、波导阵列、板条结构和同轴结构(环波导)等形式。其中单波导是各种结构的基础,其他结构都是由它演化而来。为了提高输出功率,增加放电腔的长度,就形成了折叠腔结构;而增加波导数目,则变成了波导阵列结构;把波导阵列相邻波导的隔板去掉则又成了板条结构。不管是增加长度还是扩大横向尺寸,势必会形成两个弊端:一方面,增大几何体积;另一方面,激光光斑横向尺寸变大,模式变坏,不利于应用,即使通过对光束的整形,也难以得到理想的光斑。而本研究中所采用

的环状波导管结构, 就完全克服了一维波导元阵列或一维平板波导的这两个弊端。由激光原理可知^[12]: 激光器输出功率主要取决于谐振腔内的模体积。对于环状波导管激光器器件, 若改变外电极的内圆柱面和内电极的外圆柱面半径大小, 而一维平板波导也改变等效于半径差的改变量, 则腔长一样时, 环状激光腔内模体积变化量大约是一维平板波导的 6 倍^[13]。这就是说, 要增加相同的激光功率输出, 对于平板波导, 则横向平板宽度必须以相应于环状波导 6 倍的比例增加; 而对于环状波导只增加一个单位长度, 对整个器件外形尺寸变化影响不大。

下面我们从几何的关系具体地来分析一下。对于一维平面腔的波导管, 可简单地认为相干模体积即为腔内波导区的几何体积, 即

$$V=SL \quad (1.1)$$

式中, S —波导区的有效横截面积;

L —谐振腔长度。

而对于环状波导管,

$$V=SL, \quad S=2\pi\bar{R}r \quad (1.2)$$

$$\text{则,} \quad V=2\pi\bar{R}rL \quad (1.3)$$

式中, r —环状波导横截面径向宽度;

\bar{R} —环状波导区的平均半径。

从 1.3 式可以看出, 当 \bar{R} 与 L 其中之一或者两者同时发生变化时, 器件的增益体积 V 也相应发生变化。根据这个原理我们就可以按所需的输出功率设计激光器件的几何尺寸, 这就是辛建国教授提出的体增比技术。我们可以设想一下, 当 $R \rightarrow \infty$ 时, 环状波导就变成了平板波导, 所以可以认为平板波导是环状波导 $R \rightarrow \infty$ 的特例。若当 \bar{R} 增加时, 周长 $C=2\pi\bar{R}$ 也将随之增加, 则

$$\frac{\delta C}{\delta R} = 2\pi \approx 6 \quad (1.4)$$

可见, 有了按增益体积缩放的新技术, 环状波导结构可以大大的增加激光器的输出功率, 而无需太大的增加激光器的外形尺寸。

另外, 本器件激光输出横模为环状模式, 波长为 $10.6\mu\text{m}$, 可直接应用于某

些加工场合,如打孔(冲孔)。同时由于光斑为环对称,也可方便地通过光束的变换、整形,应用于各种所需的场合。

1.2.2 结构

全金属环波导 CO_2 激光器是一种具有新颖结构的器件,其结构如图 1.8^[13]所示。图中,1 铜全反射镜,2 外环状电极,3 内环状电极,4 储气室,5 波导区,6 输出镜。内、外环状电极均由铜材制成,采用水冷。本文所研究的激光器^[14],在全反射镜端用瓷制法兰将内电极与外电极和外套隔离,并用瓷制法兰支撑内电极并固定于外壳。在输出镜端,用玻璃销支撑内电极于外电极上,外电极直接固定于外壳。谐振腔由两个平面镜和内、外电极组成,全反射镜采用铜制,表面镀金。输出镜采用 ZnSe 材料,反射率为 90%。全反射镜与波导区之间有一个 4mm 的间隙,用于介质气体输入。波导区全长为 200mm,内、外电极半径分别为 13mm 和 15.3mm。各气体成分比例为: $\text{CO}_2:\text{N}_2:\text{He}:\text{Xe} = 1:1:6:0.5$,总工作气压为 12.9 kPa。

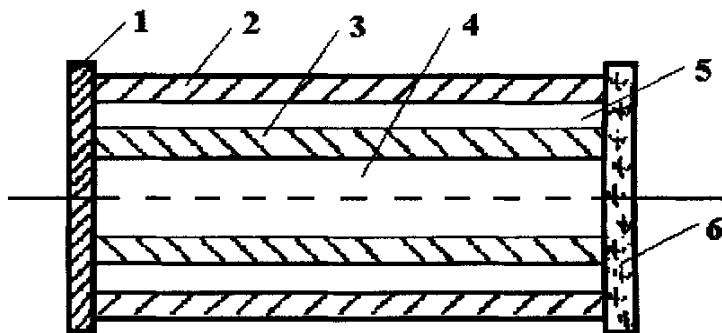


图 1.8 全金属环状波导 CO_2 激光器结构示意图

1.2.3 其它关键技术

射频激励全金属环状波导 CO_2 激光器的关键技术有全金属谐振腔、环状波导结构、扩散冷却技术和射频横向激励放电技术。全金属腔和环状波导结构在前面已经有详细的论述,这里不再赘述,现在简单地讲讲后两项技术。

1. 扩散冷却技术

我们知道,射频电源注入到激光器的大部分功率都要变成对激光介质工作不

利的热能(超过 80%), 因此激光器的冷却问题向来是激光器设计的必须认真考虑的一个环节。解决这个问题可以从两个方面入手: 一是减少热量的产生, 即提高激光器的电光转换效率, 这个在目前的技术条件下几乎不可能(或者提高的很有限); 另外就是提高冷却的效率。激光介质热量的排除常采用对流和热扩散两种方式。一般说来, 体积小的封离型器件适于选择扩散冷却散热方式, 它对 CO₂ 激光器件的高功率稳定输出起着至关重要的作用。扩散冷却单元借助激光下能级的 CO₂ 分子与放电管壁的碰撞, 使其失去激发能回到基态。放电管壁由液体或气体再冷却, 将热量带走。气体冷却的散热效率虽然不及液体的, 但是中小功率激光器在对器件有特殊要求时, 风冷方案是非常实用的。扩散冷却技术仅对大面积放电电极才是有效的, 这正好符合这种环状波导激光器件的特性。而传统的对流冷却方式, 是采用气体的高速流动形成对流冷却带走放电产生的热量。由于本器件采用全金属材料, 波导区又是由两电极构成, 这就轻易实现了大面积扩散冷却, 为提高激光输出功率与功率的稳定性, 起到了有效的保证。

2. 射频横向放电激励

本器件采用射频横向放电激励方式。此激励方式与传统的直流、交流或高频放电激励相比具有一些极有应用价值的特征: (1) 在整个波导区, 可实现大面积均匀辉光放电, 从而获得更高、更稳定的激光输出功率; (2) 等离子体放电的正向伏安特性, 使它不必接限流电阻就可实现持续放电, 降低了电功耗, 提高了器件能量转换效率; (3) 激励电压低, 降低了对器件和电源的高压绝缘要求, 操作安全, 同时可使激光器的结构紧凑化、金属化, 完全摒弃风机和笨重的热交换器; (4) 不存在电极溅射、腔元件污染、气体吸附等弊端, 延长器件的使用寿命。而且长时间封离运转不需要换工作气体及无机械运动部件, 使运行费用较低。

与其它工作方式一样, 环波导射频横向激励也有一个难题需要解决, 那就是射频源与激光头的匹配问题。我们知道高频电磁波的传输是一个波过程, 在不同阻抗的界面之间会产生反射。为了使射频功率有效地注入到负载中, 必须采用阻抗匹配技术。从 RF 传输理论来看, 负载阻抗匹配实质是在消除不匹配负载对 RF 载波的反射。方法是在传输线与负载之间引入无功元件, 人为地产生相位相反的反射波, 使之与原来不匹配负载阻抗所产生的反射波互相抵消而达到匹配, 从而在传输过程中获得最大功率传输, 负载获得最大有效功率。目前市场上的大功率

RF 电源, 其输出阻抗 Z_S 一般为 $50\ \Omega$ (或 $75\ \Omega$), 只有当负载阻抗(激光头) Z_L 与源阻抗 Z_S 相匹配时, 负载上得到的功率才能达到最大。但实际上, 由于放电气体的阻抗特性受诸多因素的影响, 实际上很难给出精确的表达式, 这就使得匹配设计变得非常困难。人们往往通过反复试验的方法摸索最佳匹配参数, 很明显这需要相当的经验, 而且过程费时、繁琐。

1.3 射频激励全金属环波导 CO_2 激光器的电源

电源是一台激光器的功率来源, 是激光装置的核心部件之一。一般射频激励 CO_2 激光器电源由以下五部分组成: 输入回路、振荡回路、放大回路、匹配网络和控制网络。图 1.9 为电源原理框图。下面简单的描述一下各组成部分。

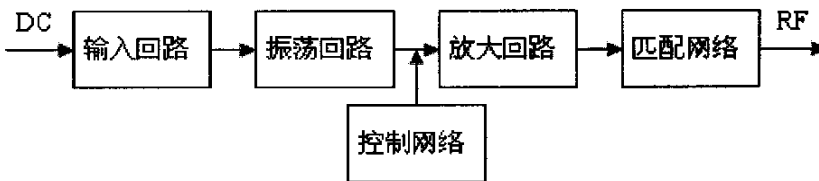


图 1.9 射频电源原理框图

1.3.1 输入回路

输入电路的目的是把通过电源线传向电网的噪声抑制在允许的电平值以下, 使其不能对电网造成影响, 同时使来自电网的噪声不得串入振荡回路。这些噪声包括共模噪声, 额定噪声和全频带噪声, 输入回路对它们都有很好的抑制作用。

1.3.2 振荡回路

振荡回路主要是给电源提供信号源, 最后电源输出的频率和波形就是由它来产生的。 CO_2 激光器对射频电源频率稳定度 δ 有一定的要求。实验证明, 只要 δ 能够达到 $10^{-2}/\text{h}$ 的振荡器都符合要求。LC 振荡器的频率稳定度目前可以达到 $\delta = 10^{-3} \sim 10^{-4}/\text{h}$; 而非恒温石英晶体谐振器频率稳定度 $\delta = 10^{-5} \sim 10^{-6}/\text{h}$ 。所以, LC 自谐振荡与非恒温石英晶体振荡器都能满足信号源要求。

1.3.3 放大回路

放大回路是射频电源的核心电路。由振荡回路所产生的原始射频功率很小,不能直接输出到激光管,必须经过放大回路进行足够的放大。对它的要求是在输出一定功率的同时保持波形的不失真。由于目前射频大功率晶体管单管输出功率有限,其集成化尚有困难,要获得足够大的功率增益必须进行功率叠加。解决的方案主要有功率合成和推挽输出两种。射频推挽功率放大器与低频推挽功率放大器形式是相同的,输出功率可增加为单管输出功率的 2 倍。电路的谐波抑制较好,但必须在工作频率低于 100MHz 才容易实现。功率合成式放大电路是把功率放大元件按照 2^n 的数目经过传输线变压器逐级组合,最后输出较大的功率^[15]。这种结构有一个显著的优点就是各个放大单元彼此独立,即使其中一个工作不正常甚至烧毁也不会影响其余放大器的正常工作,这样电源的可靠性就有了很大的保障。

1.3.4 匹配网络

阻抗匹配网络的主要目的是消除不匹配负载的反射,同时它也具有滤波的功能。阻抗匹配网络可分为:分布参数匹配网络—主要是由 $1/4$ 波长传输线组成,和集总参数匹配网络—主要是由电抗元件 L, C 组成 L 型、T 型、 π 型网络。一般说来,在 400MHz 以下的甚高频(VHF)段,匹配网络通常采用集中参数 LC 元件组成;而在 400MHz 以上的超高频(UHF)段,则需要由具有分布参数的微带线,或者微带线和 LC 元件混合组成^[16]。射频电源内部各放大级之间需要匹配网络,同样,电源和激光头之间也需要一个匹配网络。

1.3.5 控制网络

脉冲射频 CO₂ 激光器的控制器,又称调制器,它是电源脉冲电流的开关。主要作用是使电源具有调制信号输出功能,这样激光器既能进行连续工作又能脉冲输出,后者对特定的工业加工如激光打孔具有重要的意义。对它的设计要求是工作频率和脉冲宽度连续可调。实际上它就是一个方波脉冲信号发生器,可由不同功能的集成电路组成,例如:函数发生器 ICL8038,单运放 LM318,时基电路 NE555,开关电源控制器 XR3524,可重复触发单稳态触发器 SN74LS123,单片机 8031 等。

当然从严格意义上来说,射频激励 CO₂ 激光器的电源还应该包括直流输入部

分、外围保护电路和电源与激光头的匹配网络等。现在直流部分一般都为开关电源，效率高、体积小，且技术成熟。至于后两部分，在下面的章节还会详细的描述，这里就不细说了。

1.4 本课题的主要工作

本课题为“按增益体积缩放全金属环状波导 CO₂ 激光器”项目的射频电源部分，受到福建省自然科学基金(项目编号：A0210007)、医学光电科学与技术教育部重点实验室(项目编号：JYG0501)、福建省重大科技项目(项目编号：2002H102)的项目资助。进行的工组主要有：

① 熟悉射频激励 CO₂ 激光器的工作机理，掌握其结构和特点，并了解其发展历史和趋势。

② 从两大关键技术——高频功率放大器和阻抗匹配入手，详细分析射频电源结构和工作原理

③ 根据激光器的要求，提出激光电源的总体结构。按照这个结构，设计出信号发生电路、功率放大电路以及匹配网络。并且初步通过实验验证。

④ 根据设计的电路图，仔细选择元器件，并逐步完成布线、制板、元件排列和焊接等工序。最后总体调试电路，并检测和记录各种数据。

⑤ 设计保护电路，加强关键元件散热，并采取抑制电磁干扰的措施。

⑥ 分析试验结果，提出结论和改进方向。

1.5 本章小结

本章介绍了射频激励 CO₂ 激光器的分类和发展历史，重点的分析了射频激励金属环波导 CO₂ 激光器的结构和特征以及重要的关键技术，并且描述了射频激励 CO₂ 激光器的电源组成结构。

第 2 章 高频功率放大器和阻抗匹配技术

2.1 高频电路及元器件的高频特性

按照电磁波的划分范围, 3MHz~30MHz 的频率为高频(HF), 这只是“高频”的狭义解释。而广义的“高频”指的是射频(RF), 其频率范围非常宽。只要电路尺寸比工作波长小得多, 仍可用集中参数来分析实现, 都可认为属于“高频”范围。就目前的技术水平来讲, 高频的上限频率可达微波频段(如 3GHz)^[17]。本文所用的是广义的高频概念。我们之所以把电路划分为高频和低频, 就是因为它们之间有许多比较明显的区别:

- ① 低频电路属于集中参数电路, 而高频电路要考虑器件分布参数。
- ② 低频电路元件比较理想, 而高频电路中有元件的高频效应。
- ③ 高频电路信号波长较短, 信号传输时会有时延和反射而形成驻波, 而低频电路没有这种现象。
- ④ 高频电流流过导线表面, 会有“趋肤效应”, 低频电路没有这种情况。
- ⑤ 高频电路很容易产生电磁干扰, 低频电路则很少……

总之, 与低频电路相比, 在处理高频电路时, 无论在设计、选材、装配、调试等方面都有新的问题和挑战, 每个环节必须认真对待。

2.1.1 高频电路中的元器件^[16, 18, 19]

与低频电路一样, 各种高频电路基本上也是由无源器件、有源器件组成。无源器件有电阻、电容和电感等; 有源器件则主要是二极管、晶体管和集成电路。与低频时不同, 高频电路中很多元器件的特性发生了明显的变化, 不再保持低频时的理想特性, 而是具有了一种新的“高频特性”。下面将详细地介绍在高频电路中最常用的电阻、电感、电容和晶体管的高频特性。

1. 电阻器的高频特性

一个实际的电阻器在高频时不仅表现有电阻特性的一面, 而且还表现有电抗特性。电阻器的电抗特性反映的就是高频特性。一个电阻 R 的高频等效电路如图 2.1 所示, 其中 C_R 为分布电容, L_R 为引线电感, R 为电阻。分布电容和分布电感

越小,说明电阻的高频特性越好。电阻器的高频特性与制造电阻的材料、电阻的封装形式和大小有密切的关系。频率越高,电阻器的高频特性表现的越明显。在实际应用中,要尽量减小电阻器的高频特性的影响,使之表现为纯电阻。



图 2.1 电阻的高频等效电路

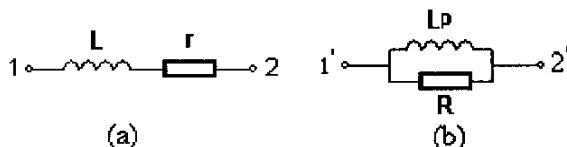


图 2.2 电感线圈串、并联等效电路

2. 电感器的高频特性

电感线圈在高频频段除表现出电感 L 的特性外,还具有一定的损耗电阻 r 和分布电容。一般在分析长、中、短波频段的电路时,通常忽略分布电容的影响。因而,电感线圈的等效电路可以表示为电感 L 和电阻 r 串联,如图 2.2(a) 所示。

电阻 r 随频率增加而增加,这主要是受到“趋肤效应”的影响。所谓趋肤效应就是指流过导线的交流电流随着频率的升高而向导线表面集中,从而导致电阻增加的现象^[16]。不过我们通常不是直接用等效电阻 r ,而是引入线圈的品质因数 Q 这个参数来表示线圈的损耗性能。品质因数定义为无功功率和有功功率之比,在电感线圈中则体现为

$$Q = \frac{I^2 \omega L}{I^2 r} = \frac{\omega L}{r} \quad (2.1)$$

由 2.1 式可知, Q 值越高损耗越小,一般线圈的 Q 值为几十到一二百左右。

在电路分析中,为了计算方便又需要把图 2.2(a) 所示的电感与电阻的串联形式转换为电感与电阻的并联形式。如图 2.2(b) 所示,图中的 L_p , R 表示并联形式的参数。根据电路等效原理, (a) 中 1-2 两端的导纳应等于 (b) 中 1'-2' 两端的导纳,即

$$\frac{1}{r + j\omega L} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_p} \quad (2.2)$$

由上式和 2.1 式可得

$$R = r(1 + Q^2) \quad (2.3)$$

$$L_p = L(1 + 1/Q^2) \quad (2.4)$$

一般 $Q \geq 1$, 那么

$$R \approx Q^2 r = \frac{\omega^2 L^2}{r} \quad (2.5)$$

$$L_p \approx L \quad (2.6)$$

由上述结果表明, 一个高 Q 电感线圈, 其等效电路可以表示为串联形式, 也可以表示为并联形式。在这两种形式中, 电感值近似不便, 串联电阻与并联电阻的乘积等于感抗的平方。由式 2.5 可知, r 越小 R 就越大, 即损耗小; 反之, 则损耗大。一般地, r 为几欧的量级, 变换成 R 则为几十到几百千欧。

3. 电容器的高频特性

一个实际的电容器除表现电容特性外, 也具有损耗电阻和分布电感。在分析一般米波以下频段的谐振电路时, 常常只考虑电容和损耗。电容器的等效电路也有两种形式, 如图 2.3 所示。电容器的品质因数 Q 等于容抗与串联电阻之比

$$Q = \frac{1}{\omega C r} = \frac{1}{\omega C r} \quad (2.7)$$

当以并联等效电路表示时, Q 为并联电阻与容抗之比

$$Q = \frac{R}{\frac{1}{\omega C_p}} = \omega C_p R \quad (2.8)$$

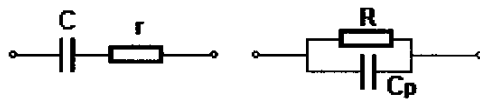


图 2.3 电容器的串、并联等效电路

与电感线圈相比, 电容器的 Q 值可达几千到几万的数量级, 损耗常常可以忽略不计。

4. 晶体管的高频特性

晶体管是高频功放中的核心元件, 在高频应用中使用的晶体管仍然是双极晶

体管和场效应管,只不过它们比用于低频的管子高频性能更好,在外形和结构方面也有所不同。分析和实践都表明,当晶体管工作于“中频区”($0.5f_{\beta} < f < 0.2f_T$)甚至更高频率时,通常会出现输出功率下降、效率降低、功率增益下降以及输入、输出阻抗为复阻抗等现象。这些都是由晶体管的高频效应引起的。晶体管的高频效应主要有以下4个方面^[17]。

(1). 少数载流子的渡越时间效应

晶体管本质上是电荷控制器件。少数载流子的注入和扩散是晶体管能够进行放大的基础。少数载流子在基区扩散而到达集电极需要一定的时间 τ ,称 τ 为载流子渡越时间。晶体管在低频工作时,渡越时间远小于信号周期,基区载流子分布与外加瞬时电压是一一对应的,因而晶体管各极电流与外加电压也一一对应,静特性就反映了这一关系。

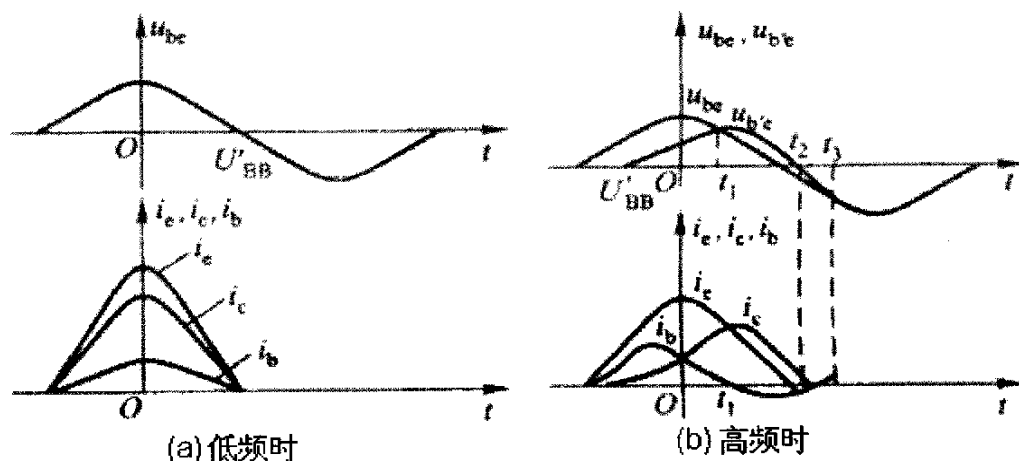


图 2.4 载流子渡越效应对电流波形的影响

晶体管在高频工作时,少数载流子的渡越时间可以与信号周期相比较,某一瞬间基区载流子分布决定于这以前的外加变化电压,因而各极电流并不取决于此刻的外加电压。现在观察晶体管在低频和高频时的电流波形变化,图 2.4 为两种情况下的电流波形。从高、低频时 i_c , i_b 的波形对比可以看出:高频时晶体管的性能会恶化。由于集电极基波电流的减小,输出功率下降;通角的加大,使集电极效率降低,根据经验,在晶体管的“中频区”和“高频区”,功率增益大约按每

倍频程 6dB 的规律下降；此外，由于基极电流 i_b 的超前，晶体管的输入阻抗 Z_i 呈现非线性容抗。非线性表现为 Z_i 随激励电压 U_b 的变化而变化，而电抗分量表明 Z_i 还随频率变化。在高频功放中， Z_i 随激励和频率的变化通常要靠实际测量来确定。

(2). 非线性电抗效应

晶体管中存在集电结电容，它是随集电结电压 u_{ce} 而变化的非线性势垒电容。在高频大功率晶体管中它的数值可达 10~200pF。它对晶体管放大器的工作主要有两个影响：一是构成放大器输出端与输入端之间的一条反馈支路，频率越高，反馈越大。这个反馈在某些情况下会引起放大器工作不稳定，甚至会产生自激振荡。另一个影响就是通过它的反馈会在输出端形成一输出电容 C_o 。考虑到非线性变化，根据经验，输出电容为

$$C_o \approx 2C_c \quad (2.9)$$

式中， C_c 为对应于 $u_{ce}=U_{CC}$ 的集电结的静电容。

(3). 发射极引线电感的影响

已知一段长为 l ，直径为 d 的导线，其引起的电感 L_e 可用下式表示

$$L_e = 0.1971 \left(2.31 \lg \frac{4l}{d} - 0.75 \right) \times 10^{-9} \text{H} \quad (2.10)$$

当晶体管工作在很高频率时，发射极的引线电感产生的阻抗 ωL_e 不能忽略。此引线既包括管子本身的引线，也包括外部电路的引线。在通常的共发阻态功放中， ωL_e 构成输入、输出之间的射极反馈耦合。通过它的作用使一部分激励功率不经放大直接送到输出端，从而使功放的激励加大，增益降低；同时，又使输入阻抗增加了附加的电感分量。

(4). 饱和压降的影响

实验发现，晶体管工作于高频时，其饱和压降随频率提高而加大。图 2.5 表示不同频率时晶体管的饱和特性。在同一电流处，高频饱和压降 U'_{ces} 大于低频时的饱和压降 U_{ces} 。饱和压降增加的原因可以解释如下：晶体管的饱和压降是由结电压（发射结与集电结正向电压之差）和集电极区的体电阻压降两部分组成。当工作频率增加时，由于“趋肤效应”的影响，基区的分布电阻和电容引起发射结

和集电结的电压在平面上分布的不均匀。频率越高,“趋肤效应”越明显,电流流通的有效截面积也越小,体电阻和压降就越大。饱和压降增大的结果,是晶体管在高频工作时的临界电压利用系数 ξ_{cr} 减小,而根据功放理论,这会使晶体管的效率降低,最大输出功率减小。

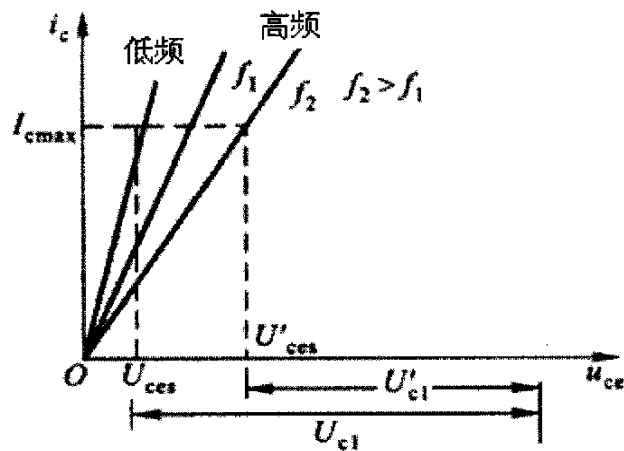


图 2.5 晶体管的饱和特性

可见,在分析高频晶体管的特性时,如果还是按照低频时的静特性来处理,一定会带来相当大的误差(但分析的各项数据结果对实际的调试还是具有一定的参考价值)。因此设计高频功率放大器必须采取另外的办法,这在后面的章节中会作具体的阐述。要实现高频功放高效输出大功率的最佳状态,在很大程度上要依靠实际的调整和测试。

2.2 功率放大器

在电路中,我们经常需要把小信号放大成大信号,以便对信号进行更好的处理。这个放大的过程就需要有放大器,它一般为晶体管或者模块化集成电路(其核心也是晶体管)。根据放大目的的不同,有电压放大、电流放大和功率放大之分。顾名思义,电压放大就是单纯放大电压,电流基本不变;电流放大相反;而功率放大一般兼有电压放大和电流放大。功率放大用于需要大功率输出的场合,以便推动后级大功率管或者直接推动负载。

2.2.1 放大器的种类

放大器的分类有很多方法：按照使用频率的不同有低频放大器和高频放大器；按照处理信号的大小不同有小信号放大器和功率放大器；按照一个周期内电流的导通角的不同，可以把放大器分为甲、甲乙、乙、丙（也称为 A、AB、B、C）四类。一般按照电流导通角来分类。甲类放大器电流的导通角为 360° ，效率不超过 50%，适用于小信号低功率放大；乙类放大器的导通角为 180° ；甲乙类放大器的导通角介于 180° 和 360° 之间；丙类放大器电流的导通角则小于 180° 。乙类的效率最高为 78.5%，甲乙类介于 50% 和 78.5% 之间，而丙类最高可达到 90% 以上。可见，甲乙类、乙类和丙类工作效率都远高于甲类，因此适用于大功率工作。甲类、甲乙类信号没有失真，属于线性放大；而乙类由于晶体管的导通电压的存在而有交越失真；丙类则失真较大，所以必须采用选频网络做负载以还原失真的波形。值得指出的是，对同一个晶体管，从甲类、乙类、甲乙类到丙类放大，效率逐渐提高，但功率增益则是下降的。所以丙类放大效率虽高，所需激励功率也相应提高了。

除了以上几种按照电流的导通角来分类的工作状态外，近年来，又有使电子器件工作于开关状态的丁类放大和戊类放大^[20]。丁类放大器的效率比丙类还要高，理论上可达到 100%，但它的最高工作频率受到开关转换瞬间所产生的器件功耗的限制。如果在电路上加以改进，使电子器件在通断转换瞬间的功耗尽量减小，则工作频率还可以提高，这就是戊类放大器。这两类放大器是晶体管高频功率放大器的新发展，值得重视。

2.2.2 小信号放大器和功率放大器

小信号放大器一般用于放大微弱的信号，如收音机、通信机或者手机等的信号接收级。由于接收的信号很小（一般为 μV 级），必须无失真的放大信号，不能产生太大噪声（不然噪声经过后面多级的放大后会变得相当大，影响整个放大电路的信噪比）。由于消耗功率小，对效率的要求可以低一些。所以小信号放大器一般采用甲类放大。

功率放大器的主要目的就是输出较大功率，所以这时候效率成为了主要的考虑因素。功率管的输出功率等于直流输入功率减去功率管的耗散功率。而在一定

条件下,一个功率管的最大耗散功率是一定的,因此功率管的效率越高意味着可以输出更大的功率。所以在功率放大器中多采用效率较高的乙类、甲乙类和丙类放大。至于信号失真,在低频功率放大时,乙类和甲乙类的失真很小或基本没有;而高频功率放大电路中,由于存在选频网络,可以把失真降低到较低的水平。

2.3 高频功率放大器

2.3.1 低频功放和高频功放

低频功率放大器和高频功率放大器的共同特点是输出功率大和效率高。但由于两者的工作效率和相对带宽相差很大,就决定了它们之间有着根本的差异:低频功率放大器的工作频率低,但相对带宽却很宽。例如我们人耳所能听到的声音频率为 $20\sim 20000\text{Hz}$,高低频率之比为 $1000:1$,因此所用的声频功率放大器都是采用无调谐负载,如电阻、变压器等,以便对频段内的所有信号进行放大。高频功率放大器的工作频率很高(由几千千赫兹一直到几万兆赫兹),但相对频带很窄。例如,调幅广播电台($535\sim 1605\text{kHz}$)的频带宽度为 10kHz ,则相对频宽只相当于中小频率的百分之一,而且中心频率越高,则相对频宽越小。因此,高频功率放大器可以采用选频网络作为负载回路。由于这一特点,使得两种放大器所选用的工作状态不同:低频功率放大器可以工作于甲乙类、乙类;高频功率放大器则一般工作于丙类(特殊情况下也可工作于乙类推挽)。近年来,宽频带放大器的各中间级还广泛采用频率响应很宽的传输线作负载,它可以在很宽的频率范围内进行工作。

综上所述,低频功率放大器和高频功率放大器的共同点是要求输出功率大、效率高;它们的不同之处在于两者的工作频率相对频宽不同,因而负载网络与工作状态也不相同。

2.3.2 高频功率放大器的原理

我们知道,能量(功率)是不能放大的。高频信号的功率放大,其实质是在输入高频信号的控制下将直流电源功率转换成高频功率。因此除了输出符合要求的高频功率外,还应使电路具有尽可能高的转换效率。为了提高输出功率和效率,高频功率放大器采用丙类工作。前面已经提到过,就功率放大器的线性度而言,

甲类、甲乙类最好，乙类次之，而丙类最差。那么为什么采用会产生很大失真的丙类放大，还能获得和输入信号一样的波形呢？其奥秘就在于放大电路的负载变成了谐振回路，因此功率放大器又可称之为谐振功率放大器。

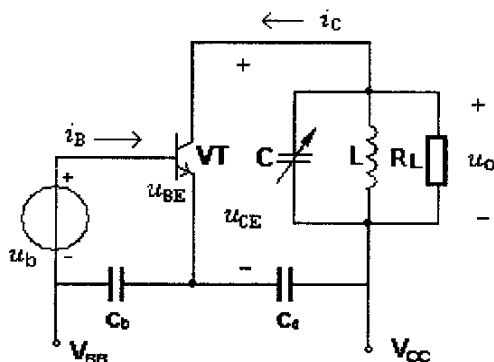


图 2.6 谐振功率放大器的原理电路

谐振功率放大器的原理如图 2.6。在输入余弦信号电压 $u_b = U_{bm} \cos \omega t$ 的激励下，晶体管基极和集电极电流为图 2.7(c)、(d)所示的余弦脉冲波形，其中 θ 为半导通角。在丙类工作状态下， $u_{BE} = V_{BB} + U_{bm} \cos \omega t$ 较小，且 $u_{BE} > U_{on}$ 时才有集电极电流流过，故集电极耗散功率小，效率高。图 2.6 中，输出采用 LC 谐振电路做选频网络。这时功率放大器的输出电流接近余弦波电流（但有削波），如图 2.7(c)所示。由于晶体管工作在丙类，集电极电流 i_c 是一个周期性的余弦脉冲，用傅氏级数展开 i_c 得

$$i_c = a_0 I_{c0} + a_1 I_{c1m} \cos \omega t + a_2 I_{c2m} \cos 2\omega t + \dots + a_n I_{cnm} \cos n\omega t \quad (2.11)$$

式中， I_{c0} ， I_{c1m} ， I_{c2m} ， \dots ， I_{cnm} 分别为集电极电流的直流分量、基波分量，以及各高次谐波分量的振幅； a_0 ， a_1 ， a_2 ， \dots ， a_n 为相应系数。由并联 LC 回路的特性可知，当回路谐振时，两端有最大的等效阻抗。所以当输出回路的选频网络谐振于基波频率时，输出回路只对集电极电流中的基波分量呈现很大的谐振电阻，而对其他各次谐波分量呈现很小的电抗，可看成短路。这时余弦脉冲形成的集电极电流 i_c 流经选频网时，只有基波电流才产生电压降，因而输出电压近似为余弦波形，并且与输入电压 u_b 同频、反相，如图 2.7(b)、(e)所示。

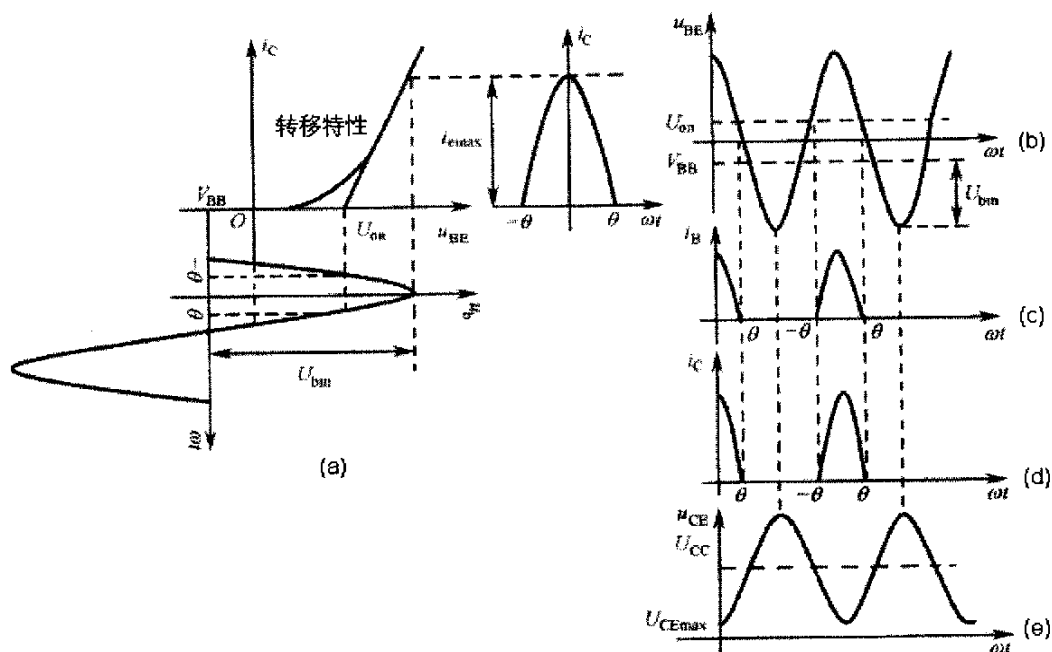


图 2.7 谐振功率放大器各极电压和电流波形图

由于高频功放要求高效工作, 信号电平高, 因而工作在高频状态和大信号非线性状态是高频功率放大器的主要特点。要准确地分析晶体管在高频和非线性状态下的工作情况是十分复杂和繁琐的, 从工程应用的角度来看也无此必要。

2.3.3 高频功率放大器的结构^[16]

高频谐振功率放大器的管外电路由两部分组成: 直流馈电电路和滤波匹配网络。其中直流馈电电路有集电极馈电电路和基极馈电电路之分。无论是集电极电路, 还是基极电路, 它们的馈电方式可分为串联馈电和并联馈电两种基本形式。

1. 集电极馈电电路

集电极电流呈脉冲状, 包含多种频率成分, 集电极馈电线路应满足下列要求:

- ① 直流能量应有效地加到晶体管的集电极和发射极之间, 而不应再有其他损耗直流能量的元件。
- ② 高频基波分量 I_{c1} 应有效地流过负载回路, 以产生所需要的高频输出功率, 而不应流过直流电源。除了回路以外, 应尽可能小地损耗基波能量。
- ③ 除倍频器外, 应有效的消除高频谐波 I_{cn} , 通过负载的谐波尽可能小。

④ 直流电源及馈电元件的接入应尽可能减小分布参数的影响。

根据上述要求,可以画出集电极电路的串联馈电和并联馈电两种电路,见图 2.8,简称串馈和并馈。所谓串馈,就是指功率管、回路和直流电源三部分是串联连接的,而并馈则指这三者是并联连接的。图中 LC 是负载回路, L' 是高频扼流圈,对直流可以认为是短路,对高频则呈现很大阻抗,可认为是开路,以阻止高频电流通过电源。 C' 是高频旁路电容, C'' 是隔直电容。 C' 和 C'' 对高频呈现很小的阻抗,相当于短路。

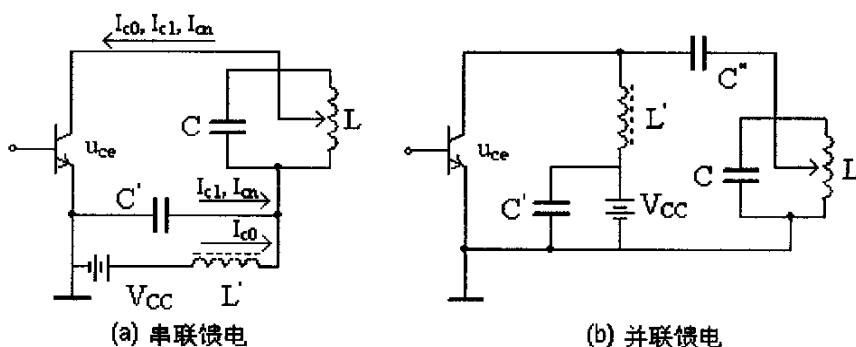


图 2.8 集电极电路两种馈电形式

必须指出的是,所谓串馈或并馈仅仅是指电路的结构形式而已,对于电压来说,无论是串馈或者并馈,直流电压和交流电压总是串联的,即基本关系式 $u_{ce}=V_{CC}-U_{cm}\cos\omega t$ 对于两种电路都适用。

2. 基极馈电电路

基极馈电电路也有串馈和并馈两种。对基极馈电电路的基本要求是:信号电压 $u_i(t)$ 和直流偏置 V_{bb} 应有效的加到基极和发射极之间,而不被其他元件旁路或损耗。

按照是否外接直流源,基极馈电电路可分为固定偏置和自给偏置。固定偏置电路如图 2.9 所示。图中 C' 为高频旁路电容, C'' 为隔直电容, L' 为高频扼流圈。

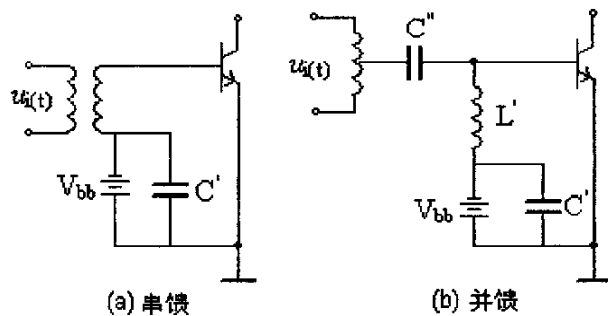


图 2.9 基极电路两种固定偏置馈电形式

固定偏置往往不大使用,应用较广的是自给偏置。有自给基极偏置、自给发射极偏置和零偏置电路三种形式,如图 2.10 所示。基极自给偏置是利用基极电流中的直流分量 I_{b0} 在基极偏置电阻 R_b 上产生反偏电压,如图(a)所示。图中 L' 为高频扼流圈,防止 C' 将高频旁路; C' 为高频旁路电容,使 R_b 上仅通过直流电流。发射极自给偏置如图(b)所示,它是利用发射极电流 I_{e0} ($\approx I_{c0}$) 中的直流分量在发射极电阻 R_e 上产生电压。该电路的优点是能自动维持放大器工作的稳定性。零偏置电路如图(c)所示,该电路主要用在需要其工作状态接近乙类的情况。

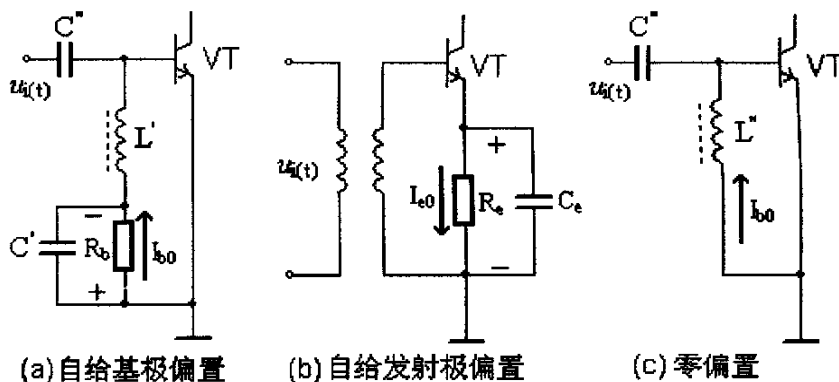


图 2.10 几种常用的基极自偏电路

2.4 阻抗匹配

2.4.1 阻抗匹配及其意义

阻抗匹配是指信号源或者传输线跟负载之间互相适配,得到最大功率输出的一种工作状态。对于不同特性的电路,匹配条件是不一样的,一般分为低频和高

频两种情况讨论。我们先从直流电压源驱动一个负载入手。由于实际的电压源总是有内阻的，我们可以把一个实际电压源等效成一个理想的电压源跟一个电阻 r 串联的模型。假设负载电阻为 R ，电源电动势为 U ，内阻为 r ，那么我们可以计算出流过电阻 R 的电流为： $I=U/(R+r)$ 。可以看出，负载电阻 R 越小，则输出电流越大。负载 R 上的电压为： $U_o=IR=U/[1+(r/R)]$ ，可以看出，负载电阻 R 越大，则输出电压 U_o 越高。再来计算一下电阻 R 消耗的功率为

$$\begin{aligned} P &= I^2 R = [U/(R+r)]^2 \times R = U^2 R / (R^2 + 2Rr + r^2) \\ &= U^2 R / [(R-r)^2 + 4Rr] = U^2 / \{[(R-r)^2 / R] + 4r\} \end{aligned} \quad (2.12)$$

对于一个给定的信号源，其内阻 r 是固定的，而负载电阻 R 则由我们来选择。注意式中 $[(R-r)^2 / R]$ 部分，当 $R=r$ 时， $[(R-r)^2 / R]$ 可取得最小值 0，这时负载电阻 R 上可获得最大输出功率 $P_{\text{Omax}}=U^2/4r$ 。即，当负载电阻跟信号源内阻相等时，负载可获得最大输出功率，这就是我们常说的阻抗匹配之一。对于纯电阻电路，此结论同样适用于低频电路及高频电路。

当交流电路中含有容性或感性阻抗时，结论有所改变，就是需要信号源与负载阻抗的实部相等，虚部相反，这叫做共扼匹配。在低频电路中，我们一般不考虑传输线的匹配问题，只考虑信号源跟负载之间的情况，因为低频信号的波长相对于传输线来说很长，传输线可以看成是“短线”，反射可以不考虑（可以这么理解：因为线短，即使反射回来，跟原信号还是一样的）。从以上分析我们可以得出结论：如果我们需要输出电流大，则选择小的负载 R ；如果我们需要输出电压大，则选择大的负载 R ；如果我们需要输出功率最大，则选择跟信号源内阻匹配的电阻 R 。

在高频电路中，我们还必须考虑反射的问题。当信号的频率很高时，则信号的波长就很短，当波长短得跟传输线长度可以比拟时，反射信号叠加在原信号上将会改变原信号的形状。如果传输线的特征阻抗跟负载阻抗不匹配（相等）时，在负载端就会产生反射。传输线的特征阻抗是由传输线的结构和材料决定的，而与传输线的长度、信号的幅度、频率等均无关。例如，常用的闭路电视同轴电缆特性阻抗为 75 欧，而一些射频设备上则常用特征阻抗为 50 欧的同轴电缆。另外还有一种常见的传输线是特征阻抗为 300 欧的扁平平行线，这在农村使用的电视天线架上比较常见，用来做八木天线的馈线。因为电视机的射频输入端输入阻抗

为 75 欧, 所以 300 欧的馈线将与其不能匹配。实际中是如何解决这个问题的呢? 不知道大家有没有留意到, 电视机的附件中, 有一个 300 欧到 75 欧的阻抗转换器, 它里面其实就是一个传输线变压器, 将 300 欧的阻抗变换成 75 欧, 这样就可以匹配起来了。这里需要强调一点的是, 特征阻抗跟我们通常理解的电阻不是一个概念, 它与传输线的长度无关, 也不能通过使用欧姆表来测量。为了不产生反射, 负载阻抗跟传输线的特征阻抗应该相等, 这就是传输线的阻抗匹配。阻抗不匹配会有什么不良后果呢? 如果不匹配, 则会形成反射, 能量传递不过去, 降低效率; 在传输线上会形成驻波 (简单的理解, 就是有些地方信号强, 有些地方信号弱), 导致传输线的有效功率容量降低; 功率发射不出去, 甚至会损坏发射设备。如果是电路板上的高速信号线与负载阻抗不匹配时, 会产生震荡, 辐射干扰等。

我们常用驻波比 VSWR (也称驻波系数 ρ) 来表征阻抗的匹配情况^[21]

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.13)$$

式中 Γ 为反射系数, 定义为

$$\Gamma = \frac{\text{发射波的振幅}}{\text{入射波的振幅}} \quad -1 \leq \Gamma \leq 1 \quad (2.14)$$

当驻波比等于 1 时 ($\Gamma = 0$), 没有反射波, 即达到了完全匹配。最坏的情况是当 $\Gamma = \pm 1$ 时 (负载端短路或者开路), $\text{VSWR} = \infty$, 此时所有的入射波都返回了激励源, 这是绝对不允许的。在很多情况下 $\text{VSWR} < 1.5$ 被认为是良好匹配的标志, 此时 $|\Gamma| < 0.2$ 。

由此可见相比于低频电路, 在高频功放电路中, 阻抗匹配显得尤为重要。在低频电路中 (纯阻抗), 如果激励源和负载间阻抗不匹配, 那么最多只会使输出功率下降, 效率降低。在高频功放中一旦阻抗不匹配, 就会在相反的方向产生反射波, 不但输出功率下降, 效率降低, 严重的时候会烧坏功放管。匹配网络的目的的是输出最大功率, 减小因不匹配而产生的反射功率。

2.4.2 阻抗匹配的形式

当阻抗不匹配时, 有哪些办法让它匹配呢? 第一, 可以考虑使用变压器来做

阻抗转换。第二，采用串联/并联电阻的办法。第三，还可考虑使用串联/并联电容或电感的办法。变压器阻抗转换的应用很常见，尤其是在低频电路。在高频中，它主要采取一种叫做传输线变压器的方法用于宽频的阻抗变换，但阻抗比一般为有限的几个固定值，不能随便变化。串联/并联电阻主要用于纯阻的场合，如一些驱动器的阻抗比较低，可以串联一个合适的电阻来跟传输线匹配；而一些接收器的输入阻抗则比较高，可以使用并联电阻的方法，来跟传输线匹配。由于是电阻元件，难免会有很大的功率损失，效率不高。在高频电路中应用的最广泛的还是采用电感、电容和微带线组成的匹配网络。下面主要介绍一下用 LC 元件组成的匹配网络。

LC 匹配网络是由两种不同性质的电抗元件构成 L 型、T 型和 π 型的双端口网络。由于 LC 元件消耗功率很小，可以高效地传输功率；同时，由于它们对频率的选择作用，决定了这种电路的窄带性质。

1. L 型匹配网络

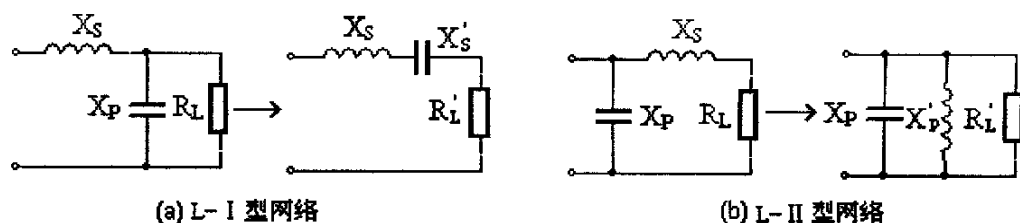


图 2.11 两种 L 型匹配网络

根据负载阻抗与网络电抗的并联或串联关系，L 型匹配网络可以分为 L-I 型和 L-II 型两种，如图 2.11 所示。对于(a)中的 L-I 型网络，设 R_e 为所需的最佳阻抗， R_L 为负载电阻。利用阻抗相等的原理

$$R'_L + jX'_s = \frac{R_L(jX_p)}{R_L + jX_p} = \frac{R_L X_p^2}{R_L^2 + X_p^2} + j \frac{R_L^2 X_p}{R_L^2 + X_p^2} \quad (2.15)$$

于是得

$$R_e = R'_L = \frac{1}{1+Q^2} R_L \quad (2.16)$$

$$X_s = X'_s = \frac{Q^2}{1+Q^2} X_L \quad (2.17)$$

$$Q = \frac{R_L}{|X_p|} \quad (2.18)$$

由此可见,当负载电阻 R_L 大于高频功放所要求的最佳负载阻抗 R_e 时,采用 L-I 型,通过调整 Q 值,可将大的 R_L 变换成小的 R'_L ,以获得阻抗匹配($R'_L = R_e$)。

同理,对于 L-II 型有

$$R_e = R'_L = (1+Q^2)R_L \quad (2.19)$$

$$X_p = X'_p = \frac{1+Q^2}{Q^2} X_s \quad (2.20)$$

$$Q = \frac{|X_s|}{R_L} \quad (2.21)$$

由上面的公式可知,在负载电阻 R_L 小于高频功放要求的最佳负载阻抗 R_e 时,采用 L-II 型网络,通过调整 Q 值,可将小的 R_L 变换成大的 R'_L ,以获得阻抗匹配($R'_L = R_e$)。

2. T 型和 π 型匹配网络

L 型网络虽然简单,但由于只有两个元件可以选择,因此在满足阻抗匹配关系时,回路的 Q 值就确定了。当阻抗变换比不大时,势必使 Q 值很低,对滤波不利。这时可以采用 T 型、 π 型网络。它们可以看成是两个 L 型网络的级联。由于 Q 值由我们指定,所以同一种网络形式可以有无数种解,对应无数种 L 和 C 的组合,我们可以按照滤波要求和元件的易实现性合理的确定 Q 值。对这两个网络参数的计算会稍微复杂一点,比较方便的办法就是采用匹配网络设计仿真软件,如 RFSim99, ADS 等等。我们可以输入几个参数(如负载阻抗,所需阻抗和 Q 值),软件会自动确定最佳匹配网络的参数;或者设计一个匹配网络,运行软件可以得出匹配和阻抗变换的效果。图 2.12 是高频功放中常见的 T 型和 π 型匹配网络。其中 T 型网络常用做功放的级间耦合电路, π 型网络则常用于高

频功放的输入和输出匹配电路。

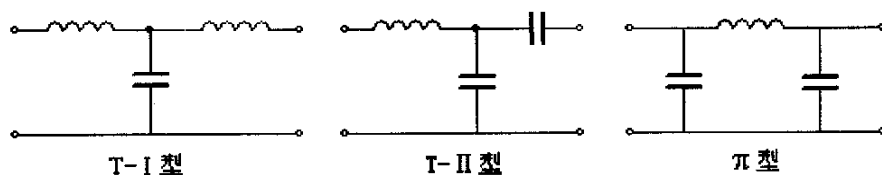


图 2.12 常见 T 型、 π 型匹配网络

需要指出的是，以上分析的匹配网络都是低通型的。这是由于在我们所处理的高频功放电路中，产生的噪声一般都是高次谐波，相对基波都属于“高频”，所以设计的低通滤波器可以很好地把它们给滤掉。要想在输出级达到更好的滤波效果，可以考虑采用多级 L、T 和 π 型网络级联的方式。

2.5 本章小结

这一章主要介绍激光器电源设计中最重要两项技术——高频功率放大技术和阻抗匹配技术。首先从高频电路的特点着手，分析了普通常用元器件的高频特性。然后简单介绍了放大器的分类方法，功率放大器和小信号放大器，高频功率放大器和低频功率放大器的区别，在此基础上详细介绍高频功率放大器的种类和结构。最后论述了阻抗匹配的意义及其实现形式。当然由于连贯性的考虑，这里只涉及到功率放大器各级之间的阻抗匹配问题（射频电源内部），至于射频电源和激光器之间的阻抗匹配问题，在下面的相关章节会做详细的介绍。本章的内容为下一章射频电源的系统结构与电路设计提供了理论依据。

第3章 射频 CO₂激光器电源的系统结构与电路设计

3.1 激光器电源的指标要求

本射频电源与 CO₂ 激光器的谐振腔一起配套组成射频 CO₂ 激光器，因此对它的指标来自谐振腔的发光激励要求，这些指标可以概况为以下几个方面。

3.1.1 波形

波形要求为正弦波，这与一般的射频 CO₂ 激光器相同。相比于方波、三角波等，正弦波更容易产生和放大，容易滤除谐波，而且激励效果也更好。

3.1.2 频率

实验表明^[22]，在几兆赫兹到几百兆赫兹的频段，都能激励 CO₂ 激光器产生激光输出。但是，激励频率跟 CO₂ 激光器工作电压、稳定性和输出功率密切相关。在谐振腔物理尺寸、气体成分、气压一定的情况下，激励电源存在一最佳频率。这一最佳的频率虽然客观存在，但并没有一个具体的数学公式可以精确地求出。所以最理想的办法是采用一可调频率的射频电源来试验，不过这样对电源设备的要求较高。在实验条件有限的情况下，我们只能根据激励频率和上述三者之间的关系，在参考其它射频 CO₂ 激光器的基础上，结合谐振腔的设计参数，以及电源的制作难度和项目经费等方面来确定工作频率。最后综合各方面，确定的电源工作频率为 16MHz。

3.1.3 输出功率

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。它关系到激光器是否有激光输出，以及输出激光功率的大小。射频电源的输出功率 P_{RFO} 由下式给出

$$P_{RFO} = P_{LO} / \eta_Q \quad (3.1)$$

式中， P_{LO} —激光器的输出功率，单位 W，由激光器设计者给出；

η_Q —激光器的光电转换效率，一般为 10%~20%。

根据设计, 激光器输出功率 $P_{LO}=10W$, 光电转换效率 $\eta_Q=10\%$, 代入 3.1 式, $P_{RFO}=10W/10\%=100W$ 。考虑到设计余量, 取 $P_{RFO}=150W$ 。

3.1.4 电压

激光器正常工作的时候, 谐振腔内的射频放电气体具有一定的阻抗, 通过匹配网络与激光电源的输出阻抗相匹配, 激光电源输出功率一定的话, 输出电压也就定下来了。所以, 在一般情况下, 可以说对激光电源输出电压的要求体现在输出功率上。但是, 由于激光放电在本质上是一种等离子体放电, 在射频放电击穿前, 激光等离子体负载阻抗为无穷大, 放电管回路在此瞬间处于所谓的开路状态。只有当加在放电管电极间的电压超过一个阈值电压时, 放电管才导通。这个阈值电压叫做“预燃”电压, 远远高于放电管的正常工作电压, 一般在射频段为几 KV^[23]。气体“点燃”放电后, 放电管的等效阻抗减小到正常值, 加在两端的电压也同时减小。所以我们设计的匹配网络必须具有这种转换功能, 才能达到“点燃”激光器, 并且正常输出激光的目标。

3.1.5 过压、过流、过热等保护^[24]

激光器工作时, 由于某些原因, 可能会出现如过压、过流和过热等异常情况。这些状况不但对激光器谐振腔不利, 对激光电源本身也会产生很大的损害, 所以应尽量避免。在设计电源的时候, 可以考虑采用一些外围的检测电路来随时监控激光器的运行, 当出现异常情况时, 会自动切断电路保护激光器和电源的安全。

3.2 激光器电源的系统结构

根据上节提出的指标, 以及第二章的理论知识, 我们就可以具体的设计一个射频激光电源了。首先是设计电源的系统结构, 确定电源的各组成部分, 以及各部分的性能指标。激光电源的结构见图 3.1, 与第一章的图 1.9 相比, 少了输入回路和控制回路, 增加了一个保护电路。本设计中, 直流电源直接采用开关电源, 而且功率电路本身也有防止高频信号进入直流回路的措施, 所以输入回路省去。至于控制回路, 其目的主要在于激光脉冲输出调节, 我们设计的激光器为连续输出, 所以也没有必要采用。而保护电路是用来检测直流电源的电流和功率放大回

路的温度，以确保电路安全运行。图中信号发生电路产生原始的射频信号，经多级功率放大电路放大后，通过匹配网络输出到激光放电管，射频放电产生激光输出。直流电源为信号发生电路和功率放大电路提供功率来源。

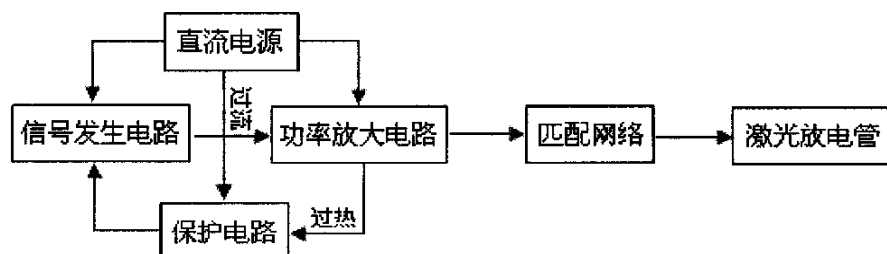


图 3.1 激光电源结构

3.3 射频信号发生电路

射频信号发生电路的目的就是为了产生所需频率的原始射频信号。对它的要求是频率稳定度要达到一定指标（ $\delta > 10^{-2}/h$ ）、输出信号波形基本不失真，至于输出功率只要能够推动后面的初级功率放大器就可以了（几毫瓦到几十毫瓦）。电路由 3 级组成：晶体振荡电路、射极跟随电路和推挽射极跟随电路。

3.3.1 晶体振荡电路

在高频电路中，振荡电路有 LC 和晶体振荡电路两种。LC 电路的优点是能够比较方便的调节频率，但由于 L、C 元件的温度、湿度特性，电路的频率稳定度要差一些。而晶体振荡电路具有很高的稳频特性。本设计中不要求改变频率，所以采用晶体振荡电路。

晶体振荡电路见图 3.2，采用了电感三点式变形考毕兹型电路。图中 B 为晶振，工作时相当于一个电感，与电容 C_1 、 C_2 、 C_3 和晶体管 VT_1 组成正反馈回路，谐振于晶振频率 16MHz。 C_1 和 C_2 的选择需遵循一定的原则，否则不能起振或者输出波形很差。实验表明：当增大 C_1/C_2 时，会输出更好波形，但振幅会降低；反之亦然。经过反复试验，确定 C_1 为 1nF， C_2 为 20pF。 C_3 是晶振 B 的补偿电容，不同数值的晶振对应的补偿电容也不同，这里 C_3 定为 50pF。晶体管 VT_1 采用的是仙童公司（FAIRCHILD）的 SS9018，主要用于 FM/VHF 的本地振荡和前置小

功率放大。其主要参数为^[25]: $V_{CE0}=15V$, $I_C=50mA$, $P_C=400mW$, $h_{FE}=100$, $f_T=1.1GHz$ 。可见, 应用于 16MHz 绰绰有余。直流电源 V_{CC} 选用 12V。发射极电流 I_E 设计为 3.5mA, 此时 h_{FE} 和 f_T 都不会有太大的下降, 保证了电路性能, 且晶体管和电阻发热小。为了方便, 基极偏置电阻 R_1, R_2 都选为 $10k\Omega$, 则 $V_B=12V/2=6V$, $V_E=V_B-0.75V=5.25V$ 。发射极电阻 $R_3=5.25V/3.5mA=1.5k\Omega$ 。RFC 为高频扼流圈, 对高频呈现很大的阻抗, 相当于开路; 对直流则阻抗相当低, 相当于短路。它可以防止高频电流通过电源, 以避免产生寄生耦合和高频消耗。电源去耦电容 C_4 为 1nF、10nF、100nF 的并联, C_5 为电解电容, 取值 22uF。一个容量较小, 一个较大, 这样安排主要是考虑到了电容阻抗与频率的非线性特性, 使得在很宽的频率范围内电源对地的阻抗都很小。其中小容量的电容(C_4)是在高频下降低阻抗用的, 最好配置在电路近邻。而大容量的电容(C_5)是降低低频信号对地阻抗, 在图中的高频电路中即使不采用也没有关系。可变电阻 R_4 的阻值范围为 $0\sim 1k\Omega$, 它主要用来调节输出电压幅度。耦合电容 C_6 采用 10nF, 目的是隔直通交。在示波器上观察输出波形很干净 (见第 5 章), 频率也很稳定, 无载输出电压 $V_O=3.15V$ 。

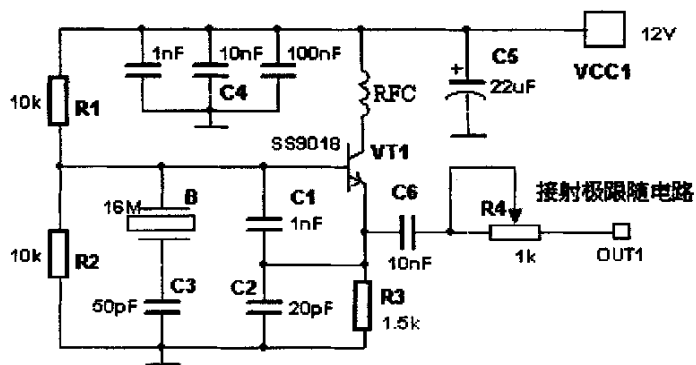


图 3.2 晶体振荡电路

3.3.2 射极跟随电路^[26]

晶振电路直接接负载（后级放大器）时， C_2 与负载并联，负载会影响振荡幅度和输出波形，所以应该再加一个输出缓冲器。这个缓冲器应该能稳定输出电压和波形，而且还能增大输出电流，提高带负载能力，射极跟随器无疑是最佳的选择。图 3.3 为具体的电路。晶体管 VT₁ 还是采用 SS9018，电源电压是 12V。

发射极电流取为 19mA（取得较大才能输出更大的电流），基极偏置电阻 R_5 、 R_6 分别取 $9.1k\Omega$ 、 $10k\Omega$ 。可求得发射极电阻 $R_7=220\Omega$ 。测得输出电压（无载）为 1.96V，波形基本没有失真（见第 5 章）。

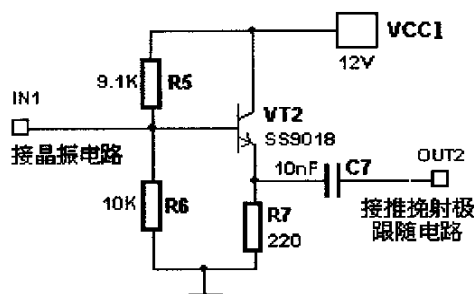


图 3.3 射极跟随电路

3.3.3 推挽射极跟随电路

虽然上一小节的射极跟随电路有一定的电流放大作用，但 SS9018 的 I_C （50mA）限制了输出功率。所以要想输出更大的功率必须采用另外的晶体管。这里采用对管 SS9013（NPN）和 SS9012（PNP），它们主要用于小型收音机的乙类推挽 1W 输出。SS9013 基本参数^[25]： $V_{CE0}=20V$ ， $I_C=500mA$ ， $P_C=625mW$ ， $h_{FE}=200$ 。电路采用甲乙类推挽放大。这种电路形式是在乙类推挽功放的基础上改进而来，主要是为了克服前者所存在的交越失真现象。其方法是通过一定的措施在信号输入端叠加一个相当于晶体管 PN 结的导通电压，使得即使输入信号为零时（或者很小），两个晶体管处于微导通状态。具体电路见图 3.4。图中 VT_3 、 VT_4 分别为 SS9013 和 SS9012，处于对称状态，形成推挽结构。 R_8 和 R_9 为基区偏置电阻，取为 $10k\Omega$ 。二极管 D_1 、 D_2 就是为了平衡晶体管发射结的导通压降，这里采用的是开关二极管 1N4001，其正向导通压降为 0.55V。而晶体管 VT_3 、 VT_4 的发射结导通压降为 0.7V，相比之下还差 0.15V，这个差值就需要有电阻 R_{10} 、 R_{11} 来平衡。由于电源电压为 12V，电阻 R_8 上的压降为 $6V-0.7V=5.3V$ ，流过 R_8 的电流 $I=5.3V/10k\Omega=0.53mA$ ，则 $R_{10}=0.15V/0.53mA=283\Omega$ ，取标准值 270Ω 。最后测得无载时输出电压 $V_o=1.81V$ ；带 50Ω 负载时 $V_o=1.57V$ ，换算为功率 $P_o=49mW$ ，即使考虑到匹配网络的损失，这个功率推动下级电路已经绰绰有余（下级电路只需推动功率 5mW 即可）。

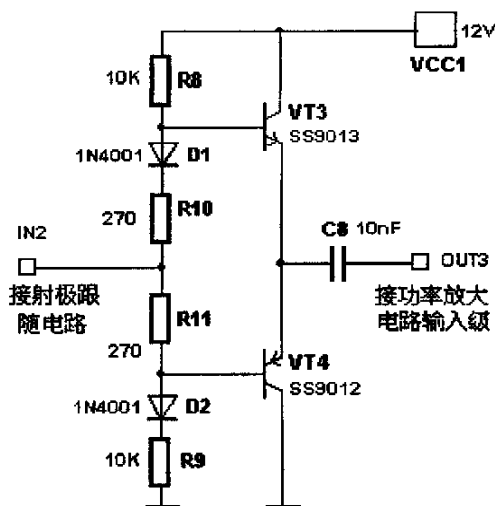


图 3.4 推挽射极跟随电路

3.4 射频功率放大电路

射频功率放大电路的主要功用是放大射频信号，并且以高效输出大功率为目的。振荡回路产生的信号功率很小，需要经多级功率放大器才能获得足够的功率。射频功率放大电路是整个功放电路的核心。

3.4.1 功率放大器设计步骤

一般说来，射频功率放大器的设计按照以下几个步骤进行^[27]。

① 确定放大器级数。由晶体管手册中给出的输出功率—输入功率关系曲线、输出功率—电源电压关系曲线、输出功率—频率变化曲线，根据输出功率 P_{out} ，查出在规定的频率和电源电压条件下所需的输入功率 P_{in} ，初步计算功率增益，

$$G_p = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.2)$$

当增益不够时，采用多级放大。放大级数要合理选择，过少对元器件提出过高要求，不易实现；过多则会增加电路复杂度，而且降低总体电源效率。

② 选择合适的晶体管。选择晶体管的依据是工作频率和输出功率。晶体管的特征频率 f_T 不宜选得过高。因为一般都是通过减少晶体管的面积，减小了级间电容来提高其工作频率的，面积的减少，意味着安全功耗值降低，而且过高的 f_T 很容易产生电路自激。

③ 设计阻抗匹配网络。查出晶体管在给定的工作频率、电源电压以及输入、输出功率条件下晶体管的大信号输入阻抗 Z_{in} 和最佳负载阻抗 Z_{ol} ^[28] (一般以串联形式给出)。根据阻抗变换及对谐波抑制等要求, 设计输入、输出网络。需要指出的是, 很多时候晶体管厂家提供的 Z_{in} 和 Z_{ol} 并不是在我们所需要的条件下的值, 或者有些时候根本没有提供 (本课题中基本上都是这种情况), 这时候就只有经过反复的试验来确定最佳的参数。还有输出阻抗变换网络的 Q 值不宜太高。因为太高的 Q 值会使流经回路电感和电容的电流增大, 这必然增大了损耗, 也增加对元器件的要求; 其次, 低的 Q 值有利于提高放大器的稳定性。但低 Q 值又降低了回路的滤波性能, 在丙类非线性放大器中, 当对滤波性能要求较高时, 可以采用多级网络级联。

④ 设计电路。大多数功率管手册中都给出了推荐的工作类型, 以及相应的工作电路和工作点电流。手册中给出的晶体管的各项参数均在给定的工作点下测得, 当工作点改变时 (如频率、电压、输出功率), 增益、阻抗、甚至晶体管的寿命都会变化, 因此应按具体情况做合适的变化。

⑤ 根据试验电路结果, 调整设计参数。

必须指出, 以上的设计步骤和理论计算只是指导性的, 有时必须经过反复调试, 才能达到指标要求。

3.4.2 放大级数和增益分配

由本章第一节知道, 所设计的电源的输出功率要 150W, 而信号发生电路所提供的功率为 5mW, 其间相差 30000 倍, 要想在上百瓦的输出功率上产生这么大的功率增益, 单靠一级放大器显然是不现实的。所以, 必须采用多级放大, 这就牵涉到一个放大级数和各级功率增益的分配问题。

多级功率放大器设计的一个显著特点就是它的逆向设计过程: 首先, 根据输出功率的要求, 选择合适的功率管组成输出级, 查看功率管的设计手册, 计算出在特点的条件下满足输出要求所需要的输入功率; 然后, 查找输出功率稍微大于末级管所需输入功率的功放管组成末前级, 再根据手册计算所需激励功率, 若这个功率大于信号源输入功率, 则依次继续增加前级放大器, 直到满足要求为止。当然设计的前提是使用的功率晶体管必须满足频率和电压的要求。这种逆向设计

完全是按照元件来设计电路，避免了正向设计时可能产生得元器件的过高要求，因而成功的可能性大大提高。

图 3.5 是功率放大器结构框图。很明显，功放一共分成 4 级：输入级、中间级、末前级和输出级。输入级的输出功率为 200mW，中间级为 2W，末前级 10W，最后输出级 150W。前 3 级的输出功率都成为下一级的输入功率而消耗。由图可知，各级的功率增益不尽相同，最小的只有 7dB（末前级），最大的将近 12dB（输出级）。应该说这并不是随心所欲设计的结果，而是考虑到各级晶体管的增益而采取的安排。一般在高频丙类功放设计中，单级功率增益小于 12dB，而且越是后级功率增益越低，这是由元器件决定的（这里有个特殊情况，输出级功率增益反而最高，这是因为它采用的是双管推挽输出）。各级放大器之间，信号发生电路和输入级，以及输出级和负载都通过阻抗匹配网络连接。下面将依次介绍各级电路，并以中间级为例，详细介绍功放电路的设计过程。

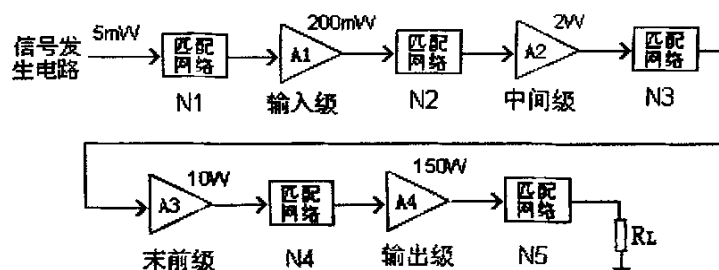


图 3.5 功率放大器结构

3.4.3 输入级

输入级是连接振荡电路和中间级的放大电路，是整个功放电路中的第一级。它的作用是把来自振荡电路的 5mW 功率放大到中间级所需的 200mW。功放管采用的是三菱公司的 2SC2053，主要用于 VHF 频带的小型移动收发机。它的特性为^[29]：高增益— $G_p \geq 15.7\text{dB}$ ($V_{cc}=13.5\text{V}$, $P_o=0.15\text{W}$, $f=175\text{MHz}$)；高稳定性和高性能；TO-92 封装，易于安装。

我们已经知道，此功放管在频率 $f=175\text{MHz}$ ，输入功率 $P_{in}=4\text{mW}$ 时，就有输出功率 $P_o=200\text{mW}$ ，而一般功放管的增益按照每倍频程 6dB 的增益衰减，所以当它工作于 16MHz 时，增益远远大于 15.7dB，即使工作电压 V_{cc} 小于 13.5V，输入功率

小于 4mW，输出 200mW 功率也完全没有问题。

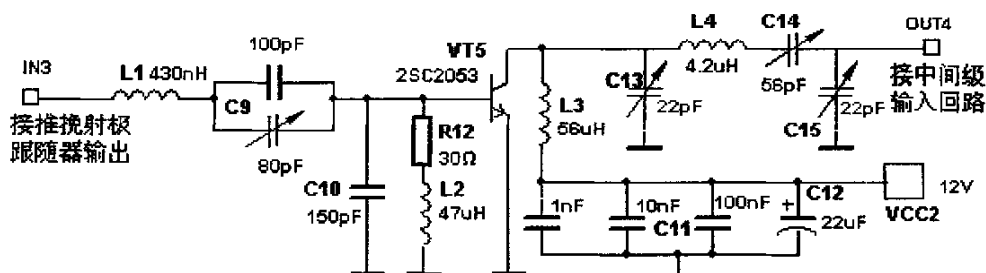


图 3.6 输入级电路

图 3.6 是输入级电路。首先看直流馈电方式：基极采用并联自偏置，基极电流 i_B 中的直流分量流经电阻 R_{12} 和电感 L_2 （电感也有一定阻值）产生负偏压。电感 L_2 的取值以其感抗远远大于功率管输入阻抗为佳，这里取为 47uH。电阻 R_{12} 主要是为了保持电路稳定，综合考虑偏压大小和电路增益，取为 30Ω。集电极馈电也采用并联方式，高频扼流圈 L_3 的作用是“隔交通直”，为直流供电提供通道，但阻止交流信号流经电源。其取值也得满足感抗远远大于功率管输出阻抗，这里取 56uH。电源耦合电容 C_{11} 、 C_{12} 是为了提供一个干净稳定的直流电源，滤除经过扼流圈的残余高频电流，以免引起电路的干扰和自激。其中 C_{11} 由 3 个阻值不同的小电容组成，分别为 1nF，10nF 和 100nF，主要就是拓展电容的高频范围，使较宽范围内的高频信号都能被滤除。 C_{12} 为一个电解电容，它对低频信号短路，并且具有一定的稳定电压的能力。

接着再来看一下电路中关键的阻抗匹配网络，具体由输入阻抗网络和输出阻抗网络组成。图中， L_1 、 C_9 、 C_{10} 组成输入阻抗回路，它的作用是把振荡电路的输出阻抗变换为 2SC2053 的输入阻抗。这里采用的匹配网络由 L 型变化而来（在电感后面增加了一个电容），主要是为了方便选择元器件和易于电路调谐。由于前级（推挽设计跟随电路）输出功率较大（约 50mW），而本级只需要 5mW 左右，所以对输入匹配网络的阻抗匹配要求不高，只要达到一定的滤波功能就可以了。图中的 C_{13} 、 C_{14} 、 C_{15} 和 L_4 组成变形 π 型输出匹配网络。经过计算可以求得 2SC2053 在 $V_{cc}=12V$ ， $P_o=0.2W$ 的时候，最佳负载阻抗 $Z_{0L}=255\Omega$ （忽略电抗）。这个网络的两端阻值都为 255Ω，所以从严格的意义上来说，它只完成滤波的功

能, 而没有阻抗变化的作用。之所以这样设计, 是为了输入下级的信号干净些。当然可以和下级的输入匹配网络合并成一级, 电路会大大简化, 但滤波效果也就大打折扣。经试验, 在直流电压 $V_{CC}=9V$ 时, 在 $R_L=255\Omega$ 的负载两端测得电压 $V_O=11.7V$, 折算成功率为 $536mW$ 。可见, 在 $16MHz$ 下, 2SC2053 的增益远远大于 $15.7dB$ (37.5 倍), 并且它的输出功率也远不止额定的 $200mW$ 。

3.4.4 中间级

中间级把输入级的输出功率 ($200mW$) 放大到末前级所需的输入功率 ($2W$)。根据功率、工作电压和增益等要求, 选择三洋公司的 2SC2078 作为功率管。其主要性能参数为^[30]: $V_{CEO}=75V$, $I_C=3A$, $P_C=1.2W$ ($10W$, $T_C=50^\circ C$ 时), $h_{FE}=20\sim 200$, $P_O\geq 4W$ ($V_{CC}=12V$, $P_O=0.2W$, $f=27MHz$)。

前面已经提到过, 高频功率放大器的设计使用的是大信号输入阻抗和输出阻抗的方法。我们在设计功放电路, 尤其是匹配网络时, 必须先知道功放管的输入阻抗、输出阻抗和负载电阻。我们先来看看输入阻抗。

1. 输入阻抗

射频功率管的输入等效电路如图 3.7 (a) 所示, 其中 R_1 是发射极扩散电阻, $r_{bb'}$ 是基区体电阻, C_1 是发射结扩散电容与渡越电容之和, C_2 是封装电容, L_s 是基区引线电感。

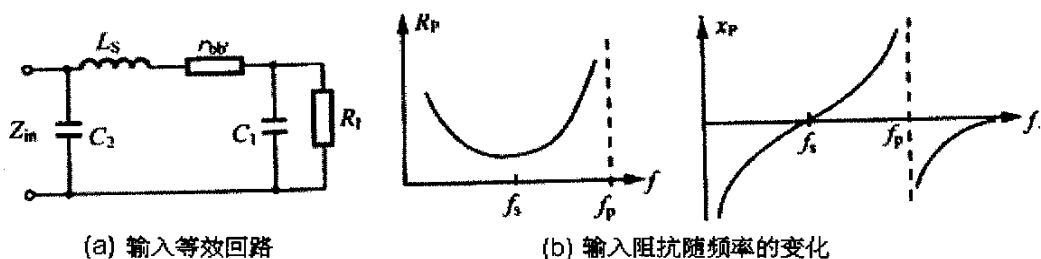


图 3.7 功率放大器输入阻抗

射频功率管的输入阻抗是一个大信号参数, 它一般有以下几个特点: (1) 输入阻抗的数值都很小, 见表 3-1^[27]。并且随着功率或功率管面积的增加而减小。(2) 输入阻抗是一个复数, 他可以表示成电阻和电抗元件的串联或者并联。(3) 输入阻抗随频率的变化而变化。图 3.7 (b) 是晶体管的输入以并联形式表示的

电阻 R_P 与电抗 X_P 随频率的变化曲线。工作于 VHF 频段 (30~300MHz) 低端的大多数功率管, 它们的 R_P 与 X_P 处在低于串联谐振点 f_s 处, 输入阻抗呈容性。对于 VHF 频段高端, 串联谐振点 f_s 大致位于此频段内, 而并联谐振点 f_p 位于频段外。对于工作在 1~2GHz 的功率管, 由于该频段是超过 f_s 而接近并联谐振点 f_p , 因此功率管的输入阻抗呈感性。

表 3-1 MRF137 的大信号阻抗参数 (串联形式) $V_{DD}=28V$, $I_{DQ}=25mA$, $P_{out}=30W$

f (MHz)	Z_{in} (Ω)	Z_{OL} (Ω)
100	$2.11-j11.07$	$8.02-j2.89$
150	$1.77-j7.64$	$5.75-j3.02$
200	$1.85-j3.75$	$3.52-j2.67$
400	$1.74+j3.62$	$2.88-j1.52$

输入阻抗的值一般在晶体管的参数表上可以查到, 例如表 3-1 就是如此。但有些时候, 厂商根本没有提供, 或者没有提供所工作频率下的输入阻抗。这时, 我们就要根据晶体管输出阻抗的频率特性, 结合具体的试验来确定功率管的输入阻抗。这级电路中所使用的晶体管 2SC2078 特性参数上就没有提供所需的输入阻抗, 下面具体地讲讲如何用试验的方法确定它的输入阻抗值。

我们知道晶体管的输入阻抗中除了电阻之外, 还有容抗和感抗。由于 2SC2078 工作在 16MHz, 属于 HF 频段, 它的输入阻抗含有容抗成分。要具体的确定这个容抗的大小很困难, 而且也无必要, 因为我们在设计输入匹配电路的时候只要用一部分电感把它抵消掉就可以了, 所以我们所希望得到的主要是输入阻抗的电阻部分。

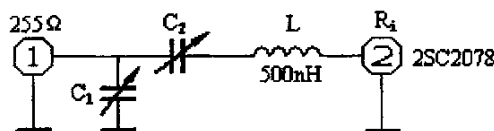


图 3.8 检测 2SC2078 输入阻抗的匹配网络

按照经验, 1W 级的功率管的输入阻抗 (仅指电阻部分) 为 $10\ \Omega$ 左右。而 2SC2078 的输出功率大于 4W, 按照上面提到的功率管“随着功率的增加而减小”的性质以及功率管输入阻抗的频率特性, 我们大致确定 2SC2078 的输入阻抗值在 $1\ \Omega \sim 10\ \Omega$ 。然后设计一简单变形 L 型匹配电路, 见图 3.8。晶体管集电极加 12V 电压, 输出通过匹配网络连接 $50\ \Omega$ 负载, 测量负载两端电压 V_O (这部分电路省略)。假设晶体管的输入阻抗 R_i 分别为 $1\ \Omega$ 、 $3\ \Omega$ 、 $5\ \Omega$ 、 $7\ \Omega$ 、 $10\ \Omega$, 调节 C_1 、 C_2 的值, 使输出 V_O 最大, 波形不失真。结果发现, 输入阻抗为 $5\ \Omega$ 和 $7\ \Omega$ 时, 输出电压较大, 因此可以断定输入阻抗的值在它们之间。继续假设输入阻抗为 $5.5\ \Omega$ 、 $6\ \Omega$ 、 $6.5\ \Omega$, 调节 C_1 、 C_2 到恰当的数值, 测得当 R_i 为 $5.5\ \Omega$ 时, 有最大输出电压 $V_O=15.0V$ 。所以, 确定功率管 2SC2078 的输入阻抗为 $5.5\ \Omega$ 。表 3-2 为对应于不同输入阻抗 R_i 的 C_1 、 C_2 和 V_O 值。

表 3-2 对应于不同 2SC2078 输入阻抗 R_i 的 C_1 、 C_2 和 V_O 值

$R_i\ (\Omega)$	$C_1\ (\text{pF})$	$C_2\ (\text{pF})$	$V_O\ (\text{V})$
1	622	190	3.5
3	358	438	9.7
5	276	669	13.8
5.5	263	750	15.0
6	251	853	14.3
6.5	241	989	13.5
7	232	1150	12.4
10	193	12000	7.3

2. 输出阻抗

射频功率管的输出阻抗一般仅为一个输出电容 C_{out} , 它的输出并联电阻 R_T 与负载电阻相比是极大的, 一般可以忽略。输出电容 C_{out} 是结电容, 其值随外加电压的变化而变化, 由于它是大信号参数, 因此可看作是在电压摆幅内的平均值。一般可以近似认为 $C_{out}=2C_{CB}$, C_{CB} 是集-基间的渡越电容。图 3.9 (b) 为 C_{out} 随频率而变化的曲线。

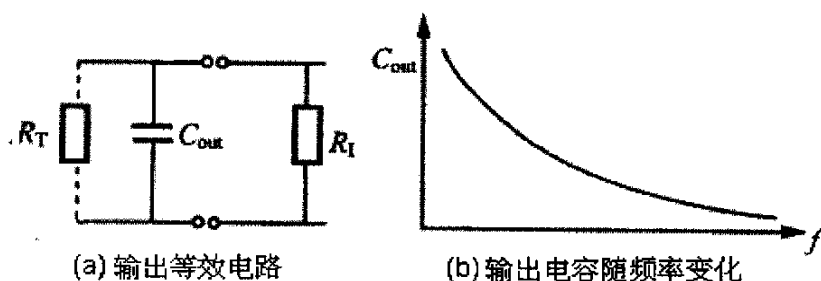


图 3.9 功率管输出阻抗

3. 负载电阻

在纯电阻阻抗功放电路中, 为了获得最大的功率传输, 都要求负载与信号源内阻相等, 即达到匹配。但在高频功率放大中, 这个观点已不适用。由图 3.9 可知, 在大信号工作时, 功率管的输出阻抗主要表现为一个电容, 而且会随工作频率和外加电压的变化而变化。

设计功率放大器, 出发点是输出大功率, 因此一般总是让晶体管工作在其额定输出功率状态。如图 3.10 所示的放大器, 当其输出功率为 P_O , 电源电压为 V_{CC} 时, 负载电阻 R_L 应为

$$R_L = \frac{(V_{CC} - V_{CE(sat)})^2}{2P_O} \quad (3.3)$$

式中 $V_{CE(sat)}$ 为晶体管饱和电压降, 且随着频率的升高而增大。为了达到管子所能提供的最大输出功率, 在图 3.10 中, 可让 V_{CEmax} 和 i_{Cmax} 接近晶体管的集电极击穿电压 $V_{(BR)CEO}$ 和最大允许集电极电流 I_{CM} 。从式 3.3 看出, 功率放大器要求的负载电阻 R_L , 除了管子的饱和电压外, 与管子的其他参数无关, 它只取决于输出功率和电源电压。在本级电路中, $V_{CC}=12V$; 查找手册得晶体管 $V_{CE(sat)}<0.6V$, 这里取 $0.6V$; 假设输出功率 P_O 为额定值 $4W$ 。把这些数值带入式 3.3, 得到

$$R_L = \frac{(V_{CC} - V_{CE(sat)})^2}{2P_O} = \frac{(12 - 0.6)^2}{2 \times 4} \approx 16 \Omega \quad (3.4)$$

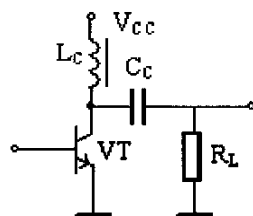


图 3.10 功率放大器原理电路

需要指出的是，当频率升高时，特别对于微波功率管，公式 3.3 就变得不精确，必须按照手册给出的参数设计。表 3-1 中有一个关于场效应管 MRF137 的参数 Z_{OL} 。它的定义为：在给定的电源电压，工作频率及输出功率条件下，该晶体管所要求的最佳负载的共轭值。 Z_{OL} 是一个测量参数，是通过采用一种称为“负载拉动测量法”（load-pull measurement）得到的。即在保证给定参数（ V_{CC} ， I_{CQ} ， f ）及输入端共轭匹配，输入功率不变的情况下，通过改变负载阻抗的电阻和电抗，观察负载变化对放大器输出功率的影响。通过“负载拉动”测量，在阻抗圆图上画出一条等功率线，从而找出在该条件下能输出最大功率的最佳负载 Z_{OL} 。从该测量方法可以看出，一旦最佳负载确定后，该放大器的工作条件，它的源阻抗也就被相应的确定了。

4. 基极馈电电路

中间级的电路图见图 3.11。和输入级一样，基极馈电采用并联自偏置， L_6 为偏置电感。基极负偏压会随着输入信号的增大而增大，并且无需外接电源，这是自偏置优越于固定偏置之处。对 L_6 取值的要求

$$XL_6 = \omega L_6 = 2\pi f L_6 \geq (10 \sim 50) R_i \quad (3.5)$$

把 $f=16\text{MHz}$ ， $R_i=5.5\Omega$ 带入上式，并且取倍数为 50，得： $L_6 \geq 2.7\mu\text{H}$ 。这里取较大的 $47\mu\text{H}$ 。

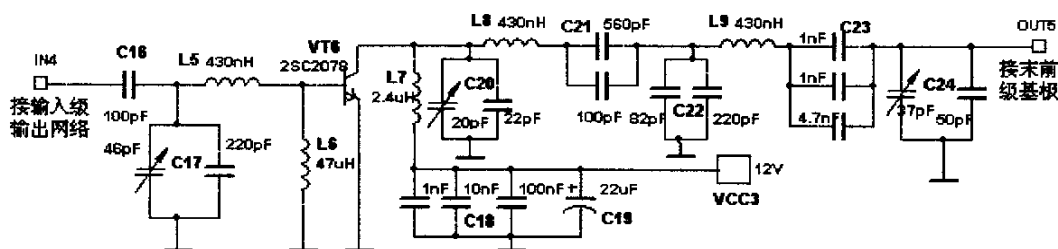


图 3.11 中间级电路

5. 集电极馈电电路

集电极的馈电和输入级一样，也是采用并联方式。电源耦合电容 C_{18} 、 C_{19} 的取值和作用跟前面一级相同。由于流过的直流电流较大（约为 1A），高频扼流圈 L_7 不能再采用色码电感，必须采用能流过大电流的电感。这里采用的电感由直径为 1.2mm 的漆包线绕制而成。同样对它的取值也有一定的要求

$$XL_7 = \omega L_7 = 2\pi f L_7 \geq (10 \sim 50) R_L \quad (3.6)$$

把上面求得的 $R_L = 16 \Omega$ 带入，并且取倍数为 15，得： $L_6 \geq 2.4 \mu\text{H}$ ，这里取 $2.4 \mu\text{H}$ 。电感采用双层空心脱胎绕法。采用双层是为了增加电感量。线圈内径 6.5mm，绕 17 圈；外径 11mm，绕 15 圈；长度大约 22mm。当然有条件的话，可以采用高频磁心，这样所采用的绕制圈数可以减少，不过这样会增加电路的体积和重量。需要指出的是，绝对不能随便找个低频高磁通量的磁心来绕制，这样的线圈发热会相当的严重。

6. 输入匹配网络

这级电路中的输入匹配网络就是为了上级输出阻抗（ 255Ω ）和本级功率管的输入阻抗（ 5.5Ω ）的阻抗变换。 C_{16} 、 C_{17} 和 L_5 组成 T 型网络。这里的设计可以采用数学公式计算，也可以采用软件模拟的方法。前者计算量大，但速度较快；后者需要反复试用不同取值元件，过程繁琐，但结果直观，且能看出不同元件取值变化对匹配效果的影响。不管采用哪种方法，必须明确所得出的元器件取值仅为一个大概值。这是因为上面提到的输出阻抗和输入阻抗也都并不精确，且设计过程忽略了电抗的影响，而这些电抗又必须有相应的电抗去中和。所以设计的电感和电容应该还有调节的余地。这里所用的电感都是固定空心线圈，很难调节，所以主要调节电容的容量。找不到大的可调电容，可以采用固定电容加小的可调电容的组合方法。不过，取值要合理，最好取固定电容值稍小些，约小于理论计算值或者模拟值可调电容的一半，这样总的电容调节范围就比较对称。取 C_{16} 为 100pF， C_{17} 为 266pF， L_5 为 430nH。调节 C_{16} ， C_{17} ，直到输出波形不失真、输出电压最大为止。

7. 输出匹配网络

由于这一级的输出连接末前级的输入，输出匹配网络就是将此级的负载电阻和下级的输入阻抗相匹配，因此这级的输出匹配网络就是下一级（末前级）的输

入匹配网络。为了有更好的匹配和滤波效果，这里采用了两级网络，见图 3.11。 C_{20} 、 C_{21} 、 C_{22} 和 L_8 组成第一级 π 型网络，主要完成晶体管 2SC2078 的负载电阻 $R_L=16\Omega$ 到 50Ω 标准电阻的匹配。这里之所以选 50Ω 是因为方便对本级输入匹配网络和输出网络前半部分的调节。因为调试都是分级来进行的，如果把所有级的电路连接后再进行调节，工作量很大，也不容易成功。第二级由 C_{23} 、 C_{24} 和 L_9 组成变形 L 型网络，主要完成 50Ω 标准电阻到下级晶体管 2SC1972 的输入阻抗 $R_i=5\Omega$ 的匹配。匹配网络的设计方法同输入网络一样。最后确定的元件具体参数为 $C_{20}=42\text{pF}$ ， $C_{21}=660\text{pF}$ ， $C_{22}=302\text{pF}$ ， $L_8=430\text{nH}$ ， $C_{23}=6.7\text{nH}$ ， $C_{24}=87\text{pF}$ ， $L_9=430\text{nH}$ 。

要检测一下本级电路的设计效果如何，最好的办法就是拿一个负载来测试一下。考虑到 5Ω （下级输入阻抗）的大功率高频阻抗不易获得，这里采用 50Ω 标准阻抗来做测试，所以就只用到输出匹配网络的第一级。没有功率计，采用示波器读取负载两端输出电压 V_O 的方法，再换算成输出功率 P_O 。表 3.3 为对应不同直流供电电压 V_{CC} 时，测得的输出电压、功率和集电极效率等参数。由表可知，随着电压 V_{CC} 的增加，输出功率 P_O 和集电极损耗功率 P_C 都随之增加，但效率始终维持在 47% 左右。当 $V_{CC}=12\text{V}$ 时，有最大输出功率 $P_{O\max}=4.5\text{W}$ ，略大于手册中的 4W 。可见，在相同的条件下，减小晶体管的工作频率会使输出功率增加（2SC2078 的额定工作频率为 27MHz ）。

表 3-3 2SC2078 接 50Ω 负载时各项参数 $V_{CC1}=12\text{V}$ ， $V_{CC2}=8\text{V}$

V_{CC} (V)	V_O (V)	P_O (W)	I (A)	P_D (W)	P_C (W)	η_c
8	9.8	1.92	0.50	4.0	2.08	48.0%
9	11.3	2.55	0.60	5.4	2.85	47.2%
10	12.3	3.03	0.65	6.5	3.47	46.6%
11	13.5	3.65	0.70	7.7	4.05	47.4%
12	15	4.5	0.78	9.4	4.9	47.9%

3.4.5 末前级

末前级的作用是把中间级的输出功率 2W 放大到一定的功率，以推动输出级。根据要求，它最大需要输出 15W 功率。由此选择本级功率管为三菱公司的高频晶体管 2SC1972。由手册可知^[29]，当直流工作电压为 13.5V，输入功率 2.5W，频率 175MHz 时，它可以输出功率 14W。考虑到管子的频率特性，在 16MHz 下，当直流电压 12V，输入功率 2W 时，输出 15W 应该不成问题。

末前级的电路见图 3.12。它的设计跟前面两级基本一样：用试验和计算的方法分别得到 2SC1972 的输入阻抗 $R_i=5\Omega$ ，负载阻抗 $R_L=3.5\Omega$ 。扼流电感 L_{11} 也采用直径 1.2mm 漆包线双层空心脱胎绕制。线圈内径 5mm，绕 15 圈；外径 10mm，绕 13 圈；长度大约 20mm。输入匹配网络前面已经介绍过。输出匹配网络由 C_{27} 、 C_{28} 、 C_{29} 和 L_{12} 组成。咋一看，这个网络比较复杂，不属于任何 L、T 或 π 型的组合。但只要把 L_{12} 分成两个电感，就很容易的看出这是一个 L 型和 T 型组合的二级匹配网络。值得提出的是，由于这一级的输出功率较大，流过元件的电流也很大，所以电感 L_{12} 的线径采用 1.2mm（前面任何一级的匹配网络使用的电感线径较小，不到 0.5mm）。同样，电容 C_{27} 、 C_{28} 和 C_{29} 都采用几个小电容并联的办法，这样即方便调节，又允许通过较大电流。

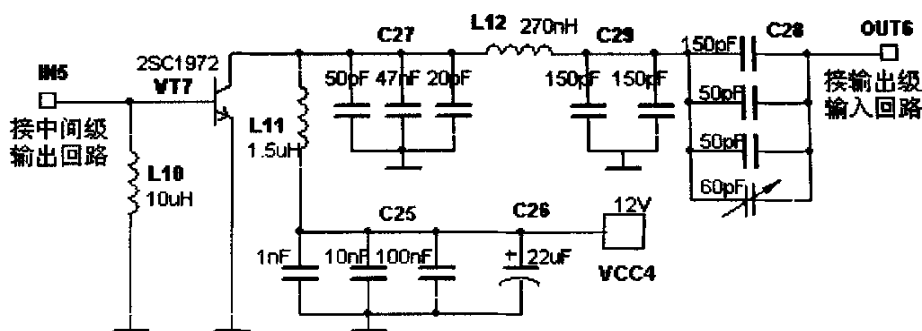


图 3.12 末前级电路

表 3—4 为接 50 Ω 负载时，输出功率等参数随直流电压 V_{CC} 的变化而变化的具体数值。可知在 $V_{CC}=12V$ 时，可以获得最大输出功率 $P_{Omax}=17.4W$ ，大于所要求的 15W。而且效率也较高，基本上在 68% 以上。

表 3-4 2SC1972 的 VCC 和 P₀ 的关系 (接 50 Ω) VCC₁=12V, VCC₂=VCC₃=8V

V _{CC} (V)	V _O (V)	P _O (W)	I (A)	P _C (W)	η _c
3.8	10	2.0	0.81	1.00	66.73%
4.6	12.3	3.0	0.96	1.39	68.52%
5.3	14.2	4.0	1.08	1.69	70.45%
6.1	16	5.1	1.21	2.06	69.37%
6.9	18	6.5	1.34	2.77	70.08%
7.7	20	8.0	1.49	3.47	69.73%
8.5	22	9.7	1.62	4.09	70.30%
9.0	23	10.6	1.69	4.63	69.56%
9.5	24	11.5	1.76	5.20	68.90%
9.9	25	12.5	1.84	5.72	68.62%
10.4	26	13.5	1.90	6.24	68.42%
10.9	27	14.6	1.97	6.89	67.90%
11.3	28	15.7	2.04	7.37	68.02%
11.8	29	16.8	2.10	7.96	67.88%
12	29.5	17.4	2.13	8.16	68.09%

3.4.6 输出级

输出级是功率放大电路的最后一级,它所输出的功率通过一个匹配网络输入到激光器的放电腔内。由于它的输出功率很大(要求大于 150W),提高效率就显得尤为重要。电源效率高,就可以减少直流功率的输入,有利于节能;更为重要的是,效率的提高会减少功率管的集电极热损耗,这样即减少了功率管热损坏的可能性,也降低了对系统散热的要求。所以,从提高效率的角度来看,末级功放电路最好采用丙类放大。但是,由于受技术条件所限,大功率高频晶体管不易生产,很难购买(即使能买到,售价也是极其昂贵,一个高频大功率管的价格远大于两个输出为它一半功率的晶体管的价格之和)。所以,从经济性及器件的易获得性方面来考虑,倾向于使用多个晶体管合成的办法来获得大功率输出。

功率合成输出的方法主要有 3 种。第一种为多个晶体管并联输出,各晶体管各极直接相连,通过增加输出电流而增加输出功率。这种方法电路简单,但效率比较低,且要考虑多个晶体管之间的功率平衡,用的较少。另外一种方法就是推挽输出。电路工作于乙类,两个管子对称分布,在各自的半个周期内轮流工作,最后合成一个完整的输出波形。此种方法电路稍微复杂些,但效率较高,而且谐波抑制较好(偶次谐波相互抵消,输出信号中最大谐波分量为 3 次谐波,与基频的频差大,容易滤除),不过只能用于两个晶体管的场合,要想合成更大的功率,

就要采用另外一种方法,那就是功率分配和合成电路^[31]。其基本思路就是把较小的输入功率平均分配,分别经过两个相同的放大电路放大,然后合成,或者根据要求再分配、放大、合成。由于基本的功率分配和合成单元都是按照均分和成倍的原则进行,所以用到的相同晶体管数目为 2^n 。相比与前两种方法,这种电路形式的优点是当某个晶体管发生故障时,只会使最终的输出功率减少,但电路不会停止工作,这在某些要求输入功率不能中断的场合就显得尤为重要。此外,对单个晶体管的功率要求大为降低。当然付出的代价是额外的功率分配和合成网络以及数目众多的晶体管增加了电路的复杂程度,同时功率分配和合成网络也要消耗一定的功率,所以整个功放回路的效率就不会太高。这种电路主要用在需要输出很大功率的场合中(一般输出功率在 1KW 以上)。

综合考虑以上各种功率合成电路的特点、电源工作的频率、效率,所需的输出功率以及功率器件的价格等方面,我们选择推挽输出结构。晶体管选用大功率高频管 681033A。它工作于 30MHz, 50V 直流供电,单管最大输出在 150W 以上。用于双管推挽输出,在 14MHz 下,最大可输出 400W。改变直流电压到 28V,工作于要求的 16MHz 时,输出 150W 应该问题不大。

输出级的电路见图 3.13。下面简单的分析一下这个电路。VT₈ 和 VT₉ 为功率晶体管 681033A,组成推挽结构,信号由基极输入,两个发射极相连接地。输入匹配网络由 R₁₃、R₁₄、C₃₀ 和 T₁ 的初级组成。R₁₃ 由两个电阻并联而成,与 R₁₄ 一起组成初级电阻串并网络,主要是防止输入过大功率。因为一旦过激励,就有可能烧坏功率管。电容 C₃₀ 和变压器 T₁ 的初级线圈一起组成并联 LC 网络,谐振于工作频率。变压器 T₁ 主要是为了完成前级输出端和本级输入阻抗的匹配,它的初次级匝数比为 3:1,换算成阻抗之比为 9:1。次级线圈中心端接地,两端和电容 C₃₁ 并联,谐振工作。R₁₅ 和 R₁₆ 都由两个电阻组成,与电容 C₃₂、C₃₃ 组成频率补偿电路。R₁₈ 和 R₁₉ 与发射结并联,给晶体管提供自给偏置电压,同时对过大的激励信号有充分的保护发射结作用。R₂₀、R₂₁ 和 C₃₄、C₃₅ 组成两个连接集电极和基极的负反馈网络,其目的是为了稳定功率增益,防止出现自激。输出变压器 T₂ 是为了完成功率管输出负载到 50Ω 标准阻抗的匹配。与输入变压器一样,C₃₆ 和 T₂ 的初级线圈谐振于工作频率。T₂ 的初级和次级线圈匝数比为 1:2,等效为阻抗比为 1:4。高频扼流圈 L₁₃、L₁₄ 提供直流输入通路,并且阻止高频电

流流过直流电源。大电容 C_{37} 和小电容 C_{38} 、 C_{39} 为电源耦合滤波电容，分别滤除低频和高频干扰信号，保证有一个干净、稳定的直流电源。

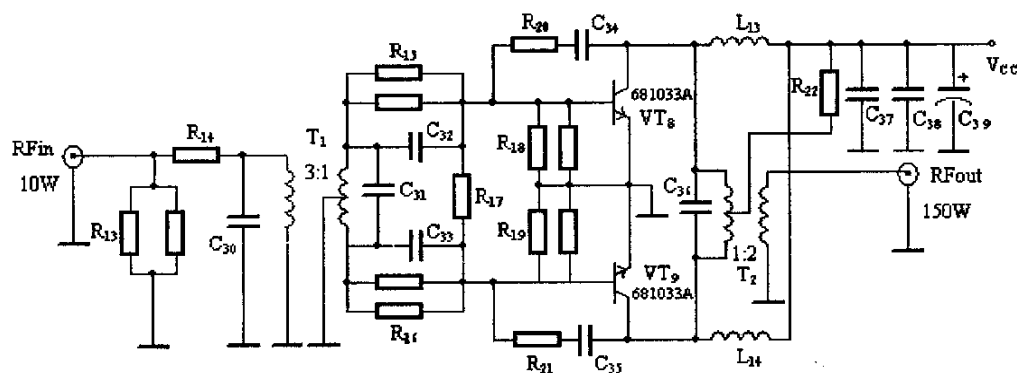


图 3.13 输出级电路

3.5 电源与激光器的匹配^[23, 32, 33]

我们设计的激光电源的输出阻抗为 $50\ \Omega$ ，放电管的输入阻抗不太可能刚好为 $50\ \Omega$ ，因此射频电源的功率要输入到激光放电管，很明显也需要有一个匹配网络完成它们之间的阻抗匹配。相比于前面各放大电路之间的匹配网络，这个匹配电路更加重要，要求也更高。因为这一级的输出功率很大，一旦出现不匹配，想当大的反射功率就返回功率晶体管，对激光电源不利。除了安全性方面的考虑，网络的设计也必须能够在开始的瞬间提供高压以实现气体击穿放电。

3.5.1 激光放电管等效阻抗

射频激励 CO₂ 激光器放电管的等效阻抗与腔体结构、气体压力、放电电压、电流均有很大的关系。对于毫米级电极间距的射频激励 CO₂ 激光器，其放电管等效阻抗一般可表示为电极极间电容和放电时等离子体复阻抗的并联。没有放电时，仅有电极极间电容；放电产生后，要考虑上述两项阻抗的并联^[34]。

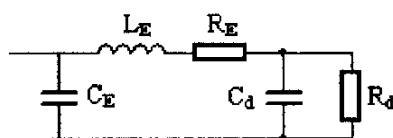


图 3.14 放电管的等效电路

放电管等效电路如图 3.14 所示。放电区可等效为一并联电阻 R_d 和并联电容 C_d 。电容 C 取决于放电管材料及尺寸，电阻 R_d 取决于气体压强及成分、射频频率和注入功率。射频放电的等效阻抗可表示为^[35]

$$Z_L = R_e + jI_m, \text{ 其中, } R_e = \frac{Hm}{e^2 S n_e} \left(v_m + 2 \frac{\bar{v}}{H} \right);$$

$$I_m = \frac{4\pi(A_1 + A_2)}{S\omega} - \frac{Hm\omega}{e^2 S n_e} \quad (3.7)$$

式中, v_m —碰撞频率 ($3 \times 10^9 \sim 3 \times 10^{11} \text{ Hz}$);

H —电极间距 ($1 \sim 3 \text{ mm}$);

\bar{v} —电子平均漂移速度 ($10^5 \sim 10^8 \text{ cm/s}$);

A_1, A_2 —分别为鞘层厚度 (通常 $< 0.1 \text{ cm}$);

S —放电面积 (cm^2);

n_e —电子数密度 (一般为 $10^8 \sim 10^{11} / \text{cm}^3$)。

3.5.2 射频放电击穿前的波反射问题

在射频放电击穿之前, 这时激光等离子体负载阻抗为无穷大 (只有一定的容抗), 放电管回路在此瞬间处于所谓的开路状态, 射频入射波被全部反射回射频源^[21]。由于射频电源的输出级功率管是晶体管, 不能承受较大的反射波, 因而必需有一套限制回路, 限制初始射频馈电功率在较小的范围内, 以避免过大的发射波对射频源的严重损害。

3.5.3 满足要求的 π 型匹配网络

为了在相对较小的功率下获得可靠的等离子体点燃, 对射频源提出了特殊要求: 即功率管在其输出需要阻抗无穷大以输出最大电压。这需要采用在电极端设计特殊的阻抗匹配网络并使输出电缆具有特定的长度, 如图 3.15 所示。在气体放电前, 电极端的“开路”状态通过 π 型阻抗变换网络转变成网络进口端的“短路”状态, 然后通过采用 $\lambda/4$ 的电缆, 短路再被变成开路。随后的传输线的长度必须再将此开路阻抗转换成射频电源端处的开路阻抗。

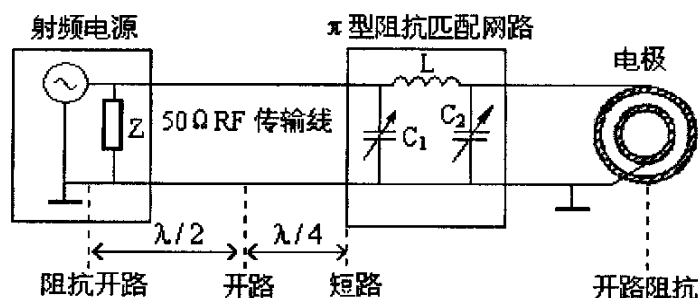


图 3.15 射频电源和放电电极的匹配系统

调节 π 型匹配网络的参数，使电源在设计频率下产生一系列的谐振。这一系列的谐振不仅实现阻抗变换使电源处获得最大电压，而且在电极处也产生大的压降。此压降远远大于电源处的电压（几十倍以上），当产生这种情况时，在射频源输出较大功率时，电极电压即可轻易超过等离子体点燃阈值，产生均匀放电。在放电后电极电压即减小到稳定的放电水平，激光器开始正常工作。

3.6 外围直流供电电路

除了主电路 28V 电压外，本射频电源中有许多电路需要提供不同的直流电压，如信号发生电路需要 12V，输入级和中间级放大电路需要 8V，风扇需要 24V，所以还必须有一个配套的直流供电电路。具体电路见图 3.16。由于所需的功率都不大，采用集成三端稳压器件 7824、7812 和 7808，分别提供直流 24V、12V 和 8V 电压，电流最大可以达到 1A。电路采用级联结构，7824 的输入端接主电源 28V，7824 的输出接 7812，7812 的输出接 7808。在第一级，7824 输入端对地并联一个 0.33 μ F 电容 C_1 ，输出端也并联一个 0.1 μ F 的电容 C_2 ，主要是为了消除可能产生的高频寄生振荡。电解电容 C_3 可以稳定输出电压，同时也可以滤除低频噪声。为防止输入端短路而烧毁芯片，在稳压器的输入、输出端接一个大电流二极管 D_1 。后面两级的电路设计基本相同。由于三端稳压芯片的效率不高，对输出功率较大的前两级要加装散热片。

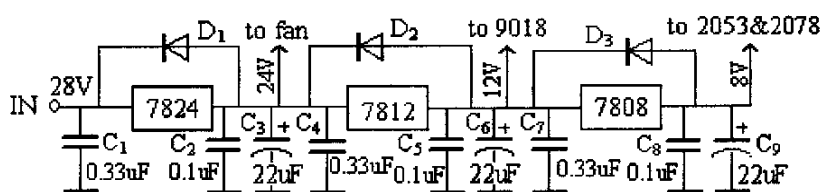


图 3.16 直流供电电路

3.7 附加保护电路^[24]

为了电源的稳定工作，对电路的合理设计是必不可少的，但也不能排除某些意外情况的发生，如元件的失效，人员的误操作等。这些情况可能会对激光电源和放电腔产生危害，所以还应有高效的保护电路。一般来说，注入过大的功率会对射频 CO₂ 激光器产生损害，所以要避免输入功率超过一定限度。而激光器的输入功率又跟开关电源直流电流的大小成正比关系，所以只要控制电流在一定的范围内，也就限制了激光器输入功率的增加。至于加在放电管内的电压，它也跟输入功率直接有关，所以最后也可通过控制电流来控制，而不必增加过压保护电路。激光器工作时，在放电管外壁用一定流速的水流进行冷却，过热的可能性不大。倒是射频电源的末级功率管，当散热不良，或匹配网络失配反射回过大功率时，温度会急剧升高，所以应该加有过热保护电路。

3.7.1 过流检测保护电路

与其它射频电源不同，本设计的过流保护电路针对的是开关电源的直流输入电流，所以电路会更加简单。具体电路如图 3.17 所示。输入电流大于一定数值（如 10A）即当作过流处理。被测信号 I 通过取样电阻 R_1 转化为电压信号，输入前级差动放大电路。差动电路输出一个与电流 I 成正比的电压到后级比较器 LM319 的同相端，与反向端的基准电压比较来决定是否过流。此基准电压由稳压二极管 VD 决定。当同相端的电压大于基准电压值时，比较器反转输出高电平至后级封锁电路，使电路停止工作。过流的极限情况是短路，所以这个电路也能起短路保护的作用。

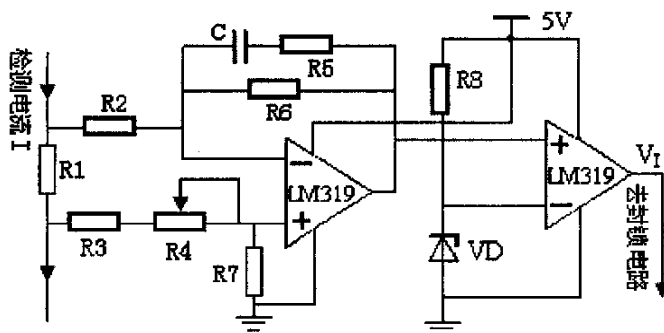


图 3.17 过流检测保护电路

3.7.2 过热检测保护电路

过热保护电路用来检测末级功放管外壳温度是否超过危险值。若温度过高，会自动输出信号切断主电源。其电路如图 3.18 所示，其实它跟图 3.17 后级电路一样，也是一个电压比较器，主要的不同之处在于稳压二极管变成了具有负温度系数的热敏电阻 R_t 。它固定在功率晶体管外壳表面，和它保持相同温度。随着电路的工作，温度升高， R_t 阻值下降，当温度超过一个临界值（对功率管而言是危险值）时，比较器 LM319 输出变为高电平。同样，这个高电平输入到封锁电路，使电路停止工作。

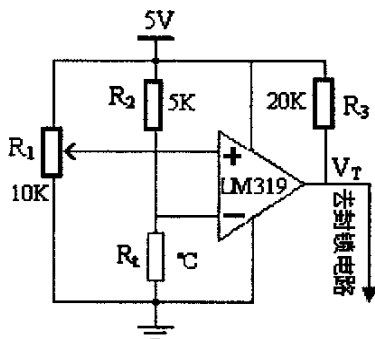


图 3.18 过热检测保护电路

3.7.3 封锁电路

当系统发生过流和过热异常情况时，要保证电源立刻停止工作，直到故障排除后，使系统重新复位方可解除封锁。具体电路如图 3.19。来自过流和过热保护

电路的输出信号通过两个二极管输入到 R-S 触发器的置位端 S。当发生过流或者过热时，来自前面的信号使 S 端为高电平 1，输出也为高电平 1，这个高电平再去关断主电源电路（未画出）。开关 S₁ 和电阻 R₃ 用来构成手动复位电路。电容 C₁、电阻 R₂ 和二极管 D₃ 为一 RC 复位电路，用来解决 R-S 触发器的初始化问题，避免在系统刚上电的时候出现逻辑上的混乱而导致错误报警。具体原理是系统刚上电时，触发器通过 D₃、R₂ 复位，当电容 C₁ 充电到一定程度后自动撤销复位信号。

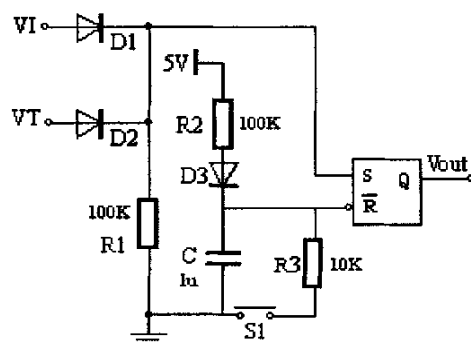


图 3.19 封锁电路

3.8 小结

本章为射频 CO₂ 激光电源的电路设计部分，是全文的核心。首先根据激光器对电源的波形、频率、功率、电压和保护等方面的要求，提出电源的总体结构设计。然后按照这个框架，具体地介绍了信号发生电路和射频功率放大电路的结构、各个子电路以及设计的详细过程，同时也给出了关键的电源和激光器的匹配电路设计。最后介绍的外围供电电路和保护电路虽然不甚复杂，却也是一台合格的射频激光电源不可缺少的组成部分。

第4章 电源电路的实现

上一章详细地讲述了激光电源的系统结构和电路设计过程,本章介绍如何来制作这个电源。主要涉及的内容为元器件的选择、电路的布线和调试、系统的散热以及防电磁干扰设计等。

4.1 电路元件的选择

目前大规模和超大规模集成电路都在飞速发展,而模拟集成电路还没有大规模进入上述领域。射频激光电源的设计仍以分离元件为主,这就要求电源的设计应侧重于元器件、材料的选择及其对工艺特性的考虑。射频电源的设计特点是电路与其工作频率密切相关,元件特性随工作频率的升高而逐步演变,开始是量的积累,渐渐发展成质的变化。例如一只引线电容是容性元件,由于引线电感的存在,随着频率的提高引线感抗逐步加大,抵消了元件的部分容性。当频率增加至引线感抗大于电容的固有容抗时,该电容在这个频率上呈现为感性元件,它的属性发生了相反的变化。在射频电源设计中,我们要考虑这些随频率变化而变化的器件属性^[36]。

4.1.1 电阻器的选择

电阻在射频电源中起着重要作用,利用它对电能的吸收,可使电路中各元件之间按需要分配电能。电路中不同规格的电阻还起着不同的作用,如耦合、偏置、负载、取样、匹配和衰减等。在本电源设计中,电阻主要用于信号产生回路中的偏置和输出回路中的衰减、反馈等。

由于新材料、新工艺的不断发展,电阻器的种类也在不断增加。一般,炭膜、金属膜和金属氧化膜电阻器适用于高频电路。在本电路选用金属膜电阻器,其特点为^[37]: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,温度系数低;工作频率范围宽,噪声电动势很小;在相同的功率条件下,它的体积为炭膜电阻器的一半;可以通过切割螺纹方法进行精密阻值调节;阻值范围很宽,可制成 1Ω~1000MΩ 的电阻器。

这里选用的金属膜电阻为 E₂₄ 系列,对应允许误差为 ±5%,这样的精度已经

完全可以达到要求了。除了精度,还需考虑的是电阻的额定功率。一般为了保证电阻的可靠耐用,电阻的额定功率要等于实际承受功率的1.5~2倍。在信号发生电路中,电阻主要用于偏置,阻值较大,消耗功率很小,选用最小的1/4W电阻器即可。而在输出级电路中,电阻阻值较小,消耗功率较大,需选用1W或者2W电阻。

这里顺便谈谈负载电阻的问题。在设计和调试各级功放电路的时候,经常需要50Ω标准电阻。尤其是到了最后那两级,需要电阻能承受很大的功率(最后的输出级要求为大于150W)。一般应用中,要承受如此大功率的负载电阻只有绕线电阻和水泥电阻。我们知道绕线电阻有很大的分布电感和电容,不适合高频电路。那么水泥电阻呢?经过试验,发现一个50Ω的水泥电阻在16MHz时,阻值变化为100Ω左右,所以水泥电阻也不适合作高频负载。最后选用的是专用的高频功率电阻,特殊的材料和结构使它在很宽的频率范围内都能维持额定的电阻值。加上散热器后可以承受150W功率。

4.1.2 电容器的选择

电容器在射频电路中也广泛采用。调谐、耦合、滤波、去耦、隔直、旁路等都需要用到电容器。电容的种类也很多,射频电路中常采用陶瓷、云母和薄膜电容,由于后两种电容在市场上不太容易买到,所以在本电路中主要采用的是高频陶瓷电容。它的特点是体积小、耐热性好、损耗低、绝缘电阻高,但容量小^[37]。有些时候需要用到的电容值较大,就可以采用几个小的电容并联。尤其是在后级大功率放大电路中,经常采用多个电容并联,除了满足容量方面的要求外,主要还是为了减少通过各个电容的电流,从而缓解电容在大功率电路中的发热现象。匹配网络中使用的可调电容也是陶瓷的。由于买到容量较大的可变陶瓷电容有困难,很多时候采用一个或几个固定电容加可变电容的方法,固定电容提供大致的电容范围,可调电容则实现电容细调。特别要提到的是,电源的去耦电容要考虑到电容的频率特性。为了让电源有一个较好的滤波效果,选用1nF、10nF和100nF作为电源的高频滤波电容。最后,在选用电容的时候还要考虑电容的耐压,一般这个值要两倍于可能施加的最大电压。

4.1.3 电感器的选择

电感器在射频电路中主要用于匹配、耦合、振荡、滤波和限流等。用于匹配电路的电感线圈的主要要求是射频损耗小，即 Q 值高。在频率较低或信号电平低时，可使用铁氧体磁芯线圈，在射频范围内常采用镍锌（NXO）材料。由于射频的趋肤效应，有时也采用镀银铜丝，或者干脆使用漆包线。作为射频扼流圈的线圈，可用小型固定的电感器，如色码电感，使用时要注意元件本身的自振，与回路电感不同，它要求降低电感的 Q 值。

在电子电路中，绝大多数的元器件都由生产部门根据规定的标准和系列进行生产，供用户进行选用，而电感则是一个例外，除了一部分电感元件外，有许多电感元件属非标准元件需要使用者根据实际需要自行设计和制作。在一般简单的电子设计中，常常需要制作单层或者双层电感线圈。下面介绍一个单层线圈的简易计算公式^[37]

$$L = L_0 \cdot N^2 \cdot D \cdot 10^{-3} \quad (4.1)$$

式中： L —线圈的电感量（ μH ）；

N —线圈的匝数；

D —线圈的直径（ cm ）；

L_0 —线圈的修正系数，它是与线圈的长度 l 和直径 D 有关的一个量，可以参考修正系数曲线图 4.1。多层线圈的计算公式与单层线圈类似。

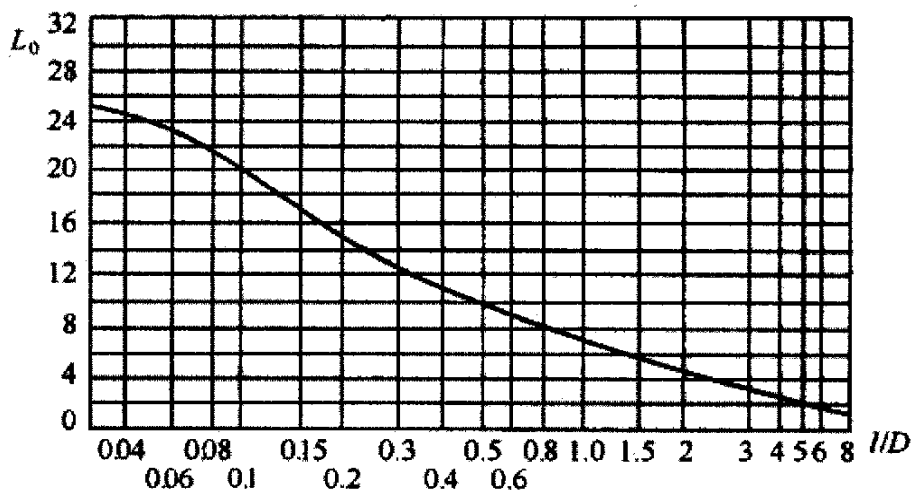


图 4.1 单层线圈修正系数 L_0 数值曲线

在作者设计的射频电源电路中,各基极偏置用电感和输入级扼流线圈由于流过的电路较小,采用的是大容量小体积的色码电感。而在前面几级的匹配网络设计中,为了省去自制电感的麻烦,广泛采用一种现有的容量为 430nH 的单层电感线圈。调谐时,通过调节电容值来实现网络的匹配和谐振。后面几级的匹配电感和高频扼流圈,由于流过的电流较大,根据式 4.1,采用线径为 1.5mm 的漆包线绕成单层或多层电感线圈。输出级功放中的输入和输出变压器(可以理解为电感)设计中,为了增大电感量,减少磁环和导线发热,采用多线双层多磁环。其中输入变压器为双线 6 磁环,输出变压器为四线 10 磁环。

4.1.4 晶体管的选择

毫不夸张地说,晶体管或者说功率管,是射频功率放大电路中最核心的元件,它的性能在很大程度上决定了整个功放电路的性能,所以对它的选择更应该谨慎细心。由第 2 章知道,当晶体管工作在射频段时,就要考虑其结电容、引线电感、载流子在基区的渡越时间等影响。结电容对外电路的影响,导致输出匹配电路有些特殊要求。引线电感的存在将引起放大量的减小,为减小引线电感量将一般引线改为带线。

一般射频电源的设计方法是根据激光器提出的技术指标要求(其中包括工作频率、输出功率、输入电压、输出阻抗、振荡器的动态范围和放大器的带宽等)分析元器件条件,作出功率级间分配方案,进行初步计算。下面以本电源中输出级的推挽电路为例说明晶体管的选择方法。

要求推挽放大器两管总输出最大功率 P_{Omax} 为

$$P_{Omax} = \frac{1}{2} V_i I_{cm} = \frac{V_i^2}{2R_c} = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_c \quad (4.2)$$

式中, V_i —输入电压;

I_{cm} —集电极最大电流;

R_c —集电极阻抗。

电源对两管总功耗 P_d 为

$$P_d = \frac{4P_{Omax}}{\pi} \quad (4.3)$$

晶体管最大效率 η_m 为

$$\eta_m = \frac{P_{Omax}}{P_d} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (4.4)$$

实际上, 由于管子的饱和压降、偏置电路等损耗, 实际效率 η_p 为

$$\eta_p = 60\% \sim 70\% \quad (4.5)$$

两管集电极最大功耗 P_{cm} 为

$$P_{cm} = \frac{4}{\pi^2} P_{Omax} = 0.406 P_{Omax} \quad (4.6)$$

相应地, 单管集电极最大功耗 P_{sm} 为

$$P_{sm} = \frac{P_{cm}}{2} = 0.2 P_{Omax} \quad (4.7)$$

设计时留有一定余量, 则取

$$P_{sm} = 0.25 P_{Omax} \quad (4.8)$$

推挽功放尽限应用时, 集电极功耗 P_L 为:

$$P_L = 0.274 P_{Omax} \quad (4.9)$$

所以, 推挽放大器设计时, 设计点要低于尽限工作极限, 以求得较小功耗, 得到较大输出。

为了不产生很大的非线性, 设计时要求集电极的峰值电流 I_{cm} 不得超过晶体管最大集电极电流的 0.7 倍, 即 $0.7I_{CM}$ 。综上所述, 晶体管设计应按照下述要求进行选择:

$$\begin{aligned} P_{CM} &\geq P_{sm} \\ V_{(BR)CEO} &\geq 2V_i \\ 0.7I_{CM} &\geq I_{cm}, \quad \text{即 } I_{CM} \geq 1.4I_{cm} \\ f &\approx f_p \end{aligned} \quad (4.10)$$

式中, P_{CM} —晶体管最大集电极耗散功率;

$V_{(BR)CEO}$ —晶体管集电极-发射极最大反向电压;

I_{CM} —晶体管最大集电极电流;

f —晶体管的工作频率;

f_p —电路的工作频率。

一般说来，4.10 式中，前两个条件比较重要，都应满足。至于电流，只要晶体管有良好的散热，稍微超过一些也没有关系。而最后一个条件，很多时候是 f 远大于 f_p ，例如在本电源的信号发生电路和前面几级功放电路，基本上都是这种情况。此时，根据晶体管的增益频率特性，电路往往有更大的增益，所以只要电路设计得当，防止自激产生，这种应用是完全没有问题的。现将本电源中用到的各种晶体管的基本性能参数列于表 4—1，4—2^[25, 29, 30, 38]。

表 4-1 信号发生电路部分晶体管主要性能参数

型号	材料、极性	V_{CEO} (V)	I_C (mA)	P_C (mW)	h_{FE}	用途
SS9018	Si-NPN	15	50	400	100	AM/FM 放大、本振
SS9013	Si-NPN	20	500	625	120	乙类推挽 1W 输出
SS9012	Si-PNP	-20	-500	625	120	乙类推挽 1W 输出

表 4-2 功率放大电路部分晶体管主要性能参数

型号	V_{CEO} (V)	I_C (A)	P_C (W)	P_O (W)	G_p	η_c
2SC2053	17	0.3	0.6	0.2(13.5V, 4mW, 175MHz)	15.7dB	50%
2SC2078	75	3	1.2/10	4(12V, 0.2W, 27MHz)	13dB	60%
2SC1972	17	3.5	1.5/25	15(13.5V, 2.5W, 175MHz)	7.5dB	70%
681033A (参考 TH430)	55	40	330	250(50V, 30MHz, 甲乙类)	14.5dB	>37%

4.2 电路的布线、制板、元件配置、焊接和调试^[39, 40]

设计完电路图，选择好元器件后，就可以进行电源电路的具体制作了。这个制作过程牵涉到电路板布线，PCB 板制作，元器件安放位置的布局，器件的焊接以及最后总体电路的调试。下面逐步介绍各个步骤的要点和注意事项。

4.2.1 布线

在进行 PCB 板设计时，要考虑到走线的粗细、距离、角度、走向等，这个设计过程叫做 PCB 布线。射频电路布线需要遵循以下原则^[41]：(1) 信号输入输出端不要靠太近，否则会引起电路振荡，或者高频性能下降。(2) 电平（电流）差大的走线不要靠太近，不然会引起信噪比 S/N 下降，电路也易振荡。(3) 要区分小信号地与大电流地。小信号线与大电流线要完全分离，大电流线尽可能粗，这样可以降低布线电阻，减小信号损失。(4) 有多个基板时，每个基板分别单独引

线，电源地线要分开到每个基板上。(5) 减小电流环路。电流去路和回路所形成的电流环路的面积要尽可能的小。电源线的环路大，因其波纹等原因有可能对其他电路产生不良的影响。

本电路制作中，采用的是单面板设计，元器件和走线放置在同一面，最明显的特点就是面板大部分为地，采用大片的铜箔走线，仅腐蚀掉细小的空隙。各个元器件引脚间的焊接节点采用单独的大面积铜箔。这样的设计，有几个明显的好处：(1) 减小了走线的引线电感。(2) 最大限度的降低了各个元件的接地电阻。(3) 减少了电路分布参数。(4) 方便元器件焊接。前三个特点在高频电路中显的尤为重要，因为它们可以大大减少电路的干扰和自激等麻烦。图 4.2 为推动级(由信号产生电路和功放电路的前 3 级组成)的 PCB 输出图。由于电路不是很复杂，由画图板手工画成，当然也可以采用专用的 PCB 设计软件，如 Protel 等来绘制。黑色区域为保留的铜箔“走线”，白色区域为被腐蚀的区域。可以想象，最后的外观与常规的低频电路板完全相反。

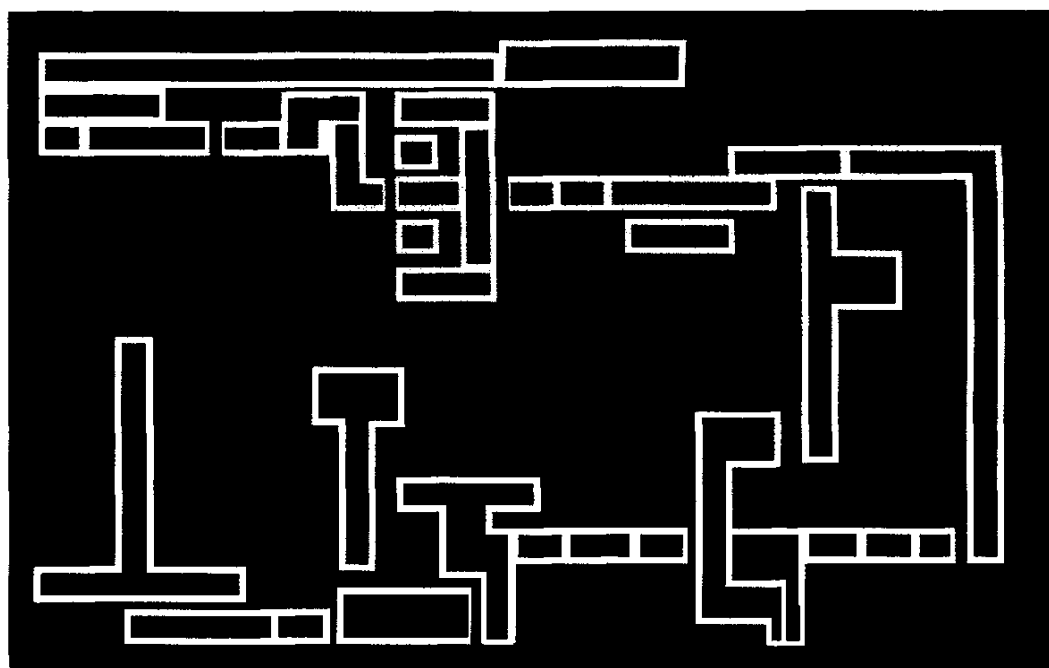


图 4.2 手工画成的推动级 PCB 图

4.2.2 PCB 板制作

画好 PCB 图后,就可以进行 PCB 板的制作了。由于电路较为简单,走线很粗,可以自己手工制作。业余制作 PCB 的方法很多,这里采用的是一种热转印纸法,效果可以跟工厂做出来的相媲美。具体过程为:首先用软件布好 PCB 图,然后用激光打印机 1:1 地打印到转印纸的光面上(打印的时候先把图像翻转一下),将经过表面去油处理的敷铜板裁剪至合适尺寸,把转印纸放到上面,铺平,边缘用胶纸固定。随后把固定好转印纸的敷铜板在制板机上过一遍,借制板机上的高温(约 200℃)和施加的压力把转印纸上的炭粉印到敷铜板上。由于这个原理,即使没有专用制版机,也可以由家用的电熨斗代替,具体做法是用加热好的电熨斗在上面来回烫,一面烫一面观察,当观察到墨全部转印到板上时,即可停止,让它自然冷却,纸会自己脱落下来。最后,就可以把转印好的板子拿到配好的腐蚀液中腐蚀。

接下来讲讲腐蚀液的配置。通常制作印刷电路板用三氯化铁溶液来腐蚀,但这种方法费时,而且加温不便,如温度过高又会引起石墨炭粉脱落,甚至把线路腐蚀断。我们所采用的是一种用过氧化氢(双氧水)与盐酸混合溶液来腐蚀印刷电路板的方法,具有操作简便、速度快、成本低等特点,特别适宜制作大面积印刷电路板。腐蚀液配置方法如下:按 1:3:4 比例取浓度为 31%的过氧化氢、浓度为 37%的盐酸和水。先把 4 份水倒入盘中,然后倒入 3 份盐酸,用玻璃棒搅拌再缓缓地加入 1 份过氧化氢,继续用玻璃棒搅匀后,即可把经过热转印纸处理的铜箔板放入,一般五分钟左右便可腐蚀完毕。取出铜箔板,用清水冲洗,擦干。用这种方法配置的腐蚀液反应速度极快,应按比例要求掌握,如比例不当会引起沸腾以至液水溢出盘外。另外在反应时还有少量的氯气放出,所以最好在通风处进行操作。

PCB 板腐蚀完后,还需上松香。这里有两个目的:一是为了方便焊接;二是防止铜板因裸露而氧化。用小刀轻轻刮去焊接处的石墨,将松香溶于酒精,将酒精松香溶液均匀的涂在裸露铜板处,酒精干后,就在上面留下一层薄薄的松香,这时再上锡焊接器件就很容易了。

4.2.3 元器件排列配置

元器件在 PCB 板上安装时,如何能既美观大方,又符合要求的电气性能?这就要在元件配置上下功夫了。一般说来,元件配置时要考虑以下几个方面的问题:

① 满足电路设计要求。在射频电路中,有些元件摆放的位置稍有不同,最后的结果也不尽相同。最明显的例子莫过于电源的去耦电容了,要很好的滤除高频杂波的干扰,高频去耦电容的放置要尽量靠近晶体管的集电极。

② 防止电路间产生干扰。微小信号电路所处理的信号非常之小,易受干扰,必须把它们与功率电路分开;电源电路有时需给多个电路供电,也很怕干扰,与其它电路尤其是功率电路也要尽可能的远离。

③ 要考虑到器件的热处理。这里有两种情况:对某些需要进行很好热耦合的器件,如推挽电路中的两个晶体管,必须要就近放置;而那些对热敏感的器件,如薄膜电容、高精度电路、微小信号放大电路要远离发热器件,包括功率晶体管、功率电阻和变压器等。另外电解电容也不能靠热源太近,不然电解液很容易干涸。对于功率器件要考虑空气流动,多个器件间要尽量分开放置,这样利于散热。

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,由于分布因素的存在,在 PCB 板上安装元件后还要进行调试,有时会出现元件数值偏小的情况(如电容),这时最方便的做法就是在旁边再并联一个小数值的元件,所以在有些地方可以事先把安装区域设计得大一些以方便增加元件。

⑥ 在满足以上要求的基础上,对元件配置进行一些微调以使电路更加美观。

4.2.4 焊接

电路板的焊接是一门经验性很强的技术,看似简单,要真正既漂亮又合格的焊接一个电路板非要花一番功夫不可。高频电路的焊接和低频电路大致相同,不同的地方在于它要求元件引线尽量地短,这样可以减小引线的电感。所以,在频率较高的时候,一般都选用很短引线的贴片元件。焊接时要注意电烙铁的功率,一般选用 25W~30W 即可。焊接元件前,先涂一些松香,在焊点处挂一些焊锡,尤其是对本电路而言,由于设计的 PCB 板走线和元件安装在同一面,需用较多的

焊锡以固定元件。焊接晶体管时，注意时间不可太长，不然可能会损坏晶体管。

4.2.5 调试

元件焊接结束后，就可以加上电源，接好负载进行调试了。为了方便设计匹配网络，在进行初步电路设计后，先在万能板上进行试验，由于不需焊接，可以很方便的更换元件，大大方便了电路设计。但是万能板和 PCB 敷铜板不同，它有很大的分布参数，这些分布参数会影响匹配网络，所以在万能板上验证过的电路在 PCB 板上还需经过调试。有时，由于分布参数的影响太大，还需对整个网络重新设计。本人在末前级的输出匹配网络调试时就遇到了这样的问题。图 4.3 为在万能板上通过的匹配网络，在 PCB 板上，无论如何调节各个电容都无法使输出波形不失真。经过研究发现是万能板电路中较长的连接导线中所带的电感影响了匹配网络，也就是说在图 4.3 中的匹配网络忽略了一些导线电感的存在。最后，更换一个较大的电感并相应改变其他电容的取值，才使输出波形符合要求。在 PCB 板上重新设计的匹配网络见图 4.4。

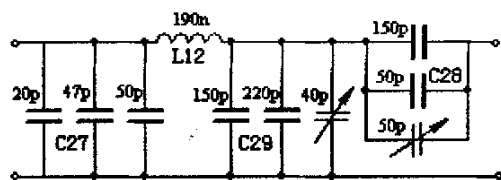


图 4.3 万能板上通过的匹配网络

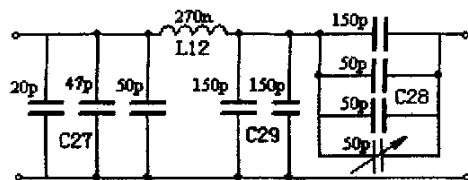


图 4.4 最终 PCB 板上的匹配网络

调试过程主要是调节可变电容的值，使输出负载两端有较好的波形和最大的功率。调试前，最好先把直流电压降低一些，这样即使遇到失谐的情况，也不至于因太大的反射功率而毁坏晶体管。波形调谐到基本正常后，再逐步增加电压。下面以激励级的调试为例说说具体的调试过程。信号发生电路只有一个可调电阻，用它来微调输出信号的大小，对波形没有影响。调试主要在后面的输入级、中间级和末前级进行。首先在末前级的输出端接 50Ω 标准阻抗，两端连接示波器。然后把输入级的电压 V_{CC2} ，中间级的电压 V_{CC3} 和末前级的电压 V_{CC4} 分别降到 8V，8V 和 9V（信号发生电路电压维持在 12V）。随后先调节输入级的电容 C_9 ，使输出电压最大，再调节 C_{13} 和 C_{14} 两个可调电容，同样要使输出电压最大。相

同地，调节中间级的输入和输出匹配网络中的可调电容，使负载输出电压最大。调节时，要注意两个晶体管的温度，温热为正常，太烫了说明网络没调节好。同时也要观察中间级的直流电流，在 0.2~0.5A 为正常。最后调节末前级，调节 C₂₄ 使输出最大，波形尽可能的好。然后再调节输出网络中的 C₂₈，使波形尽量不失真，同时也要使输出电压尽可能的大。这个过程要时刻注意流过的电流，不能让它超过 3A，以防晶体管过热。这个调节过程只是粗调，根据输出的波形和功率状况，还要反复来回地调节各个电容。尤其是发现某些元件对输出的结果影响很大时，如电路中的 C₉ 和 C₁₄，更应该小心地加以细调。输出的波形满足要求后，可以逐渐地增加各级电源电压，一般这个时候波形不会有太大的变化，只需对敏感元件微调即可。调整电压过程中发现末前级电源电压 V_{CC4} 对输出功率的影响很大，而中间级相对小很多，输入级则几乎没有影响，所以为了不使前面两级的晶体管过热，可以把他们的电压设定在 8V，通过调整末前级电压 V_{CC4} 来控制输出功率。

4.3 系统的散热

4.3.1 热的危害和控制

电子电路在工作时会产生热量，它会使电子元件特性发生变化，尤其会引起半导体器件伏安特性产生畸变，从而导致电路的稳定性和可靠性降低，严重时甚至会造成器件损坏，使电子电路无法正常工作。因此，正确处理电子电路中的散热问题，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。

对热的控制主要体现在两方面：首先，必须尽量减少热量的产生。这个要求主要体现在提高电路效率上。以本射频电源输出级为例：

要求输出功率 P_O=150W，电路效率 η₁=65%，则需要的直流功率 P_{D1}

$$P_{D1} = \frac{P_O}{\eta_1} = \frac{150W}{65\%} \approx 231W \quad (4.11)$$

相应的发热功率 P_{C1}

$$P_{C1} = P_{D1} - P_O = 231W - 150W = 81W \quad (4.12)$$

而当电路效率提高到 η₂=75%时，相应的直流功率 P_{D2}

$$P_{D2} = \frac{P_O}{\eta_2} = \frac{150W}{75\%} = 200W \quad (4.13)$$

电源发热功率 P_{C2}

$$P_{C2} = P_{D2} - P_O = 200W - 150W = 50W \quad (4.14)$$

可见，当电路效率由 65% 提高到 75% 时，发热量由原来的 81W 减小到 50W，减少了 31W，大大降低了散热的要求，同时也减少了电能的浪费，符合社会节能的发展趋势。要提高电路效率主要从电路设计上着手，尤其是最后那一级至关重要。要尽量选择效率高的功率放大方式，如丙类和推挽乙类，效率都可以达到 70% 以上。其次，还应该在元器件选择上下功夫，使器件的功耗尽可能地小。最后，在调试电路的时候，在输出功率和电源效率不能兼顾时，在满足功率要求的前提下取一个折中。

当然，无论采取什么办法优化电路，也不能使效率达到 100%，所以这时就要考虑第二个问题：如何让器件安全地承受产生的热量？对不同的器件采取不同的办法。对电阻而言，发热严重时，可以选用大功率电阻。同样，可以选择线径较粗的电感以流过较大的电流，分布电阻降低，发热也大大下降。对于电容的散热问题，可以采取多个小电容并联的办法以分担大的电流。发热最严重、对热最敏感、散热要求最迫切的元件莫过于晶体管了，对于晶体管的散热问题，下一节将做专门的介绍。

4.3.2 功率晶体管的散热

1. 热的产生和热阻

在本电路中，功率晶体管产生的热量远远大于其它元器件，散热设计主要针对它进行。先来看看热量是怎么来的。晶体管的热量是由集电极和发射极的 PN 结产生的，由于集电结工作时加反向偏压，有很高的电阻，流过大电流时会产生很多的热量。实际上集电结产生的热量远远大于加正向偏压的发射结，因而可以将发射结产生的热量忽略。此时晶体管的耗散功率 P_D 为：

$$P_D = I_C \cdot V_{CE} \quad (4.15)$$

式中， I_C —集电极电流；

V_{CE} —集电极和发射极之间的电压。

耗散功率 P_D 就是功率晶体管需要散发的热流。当热流遇到热阻时，就会使晶体管的温度升高。

这里碰到一个热阻的概念。热阻是热传导路径上的阻力，表示热传导过程中每散发掉 1W 功率的热量，热路两端需要的温度之差，其符号为 R_T ，单位为 $^{\circ}\text{C}/\text{W}^{[2]}$ 。热阻的串并联关系与电路中电阻的串并联计算方法相同。半导体功率器件的热路如图 4.5 所示。该图中的热阻由三部分组成，它们分别是：(1) 从发热的 PN 结到器件外壳的热阻 θ_{jc} 。(2) 从管壳到散热板的热阻 θ_{cs} 。这是两个金属接触面间的热阻，一般较小。由于管壳与散热板之间有时需加绝缘垫片，而绝缘垫片一般传热性不好，所以热阻会变大。(3) 散热板与空气间的热阻 θ_{sa} 。它与散热板的材质和空气的接触面积有关。

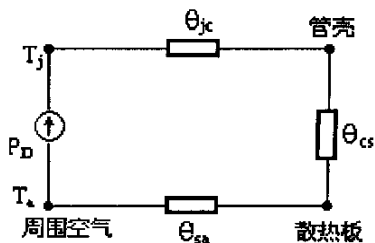


图 4.5 半导体功率器件的热路

2. 散热片和风扇的选择

不同的半导体所能承受的最高温度是不同的，如锗为 $85^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ ，而硅为 $150^{\circ}\text{C} \sim 200^{\circ}\text{C}$ 。虽然不同半导体都有不同的最高工作温度，但不能让他们在高温条件下长时间工作，这是因为半导体器件的性能会随着温度的升高而下降。图 4.6^[29]给出了功率晶体管 2SC1972 的最大耗散功率 P_C 与周围空气温度 T_a 的关系曲线。由图可知，不加任何散热措施时，温度小于 25°C ，最大耗散功率约为 2W；当增加了一个面积 50cm^2 ，厚度为 2mm 的散热板后，可承受的耗散功率增大到 12W；理想的情况，管壳的温度与空气温度相同，即所加的是一个无限大的散热板后，在空气温度小于 25°C 时，最大耗散功率变为 25W。高于此温度后，最大耗散功率呈线性下降。可见，给晶体管加一个合适的散热板，可以大大提高晶体管对耗散功率的承受能力，改善散热条件，使功率器件正常工作。

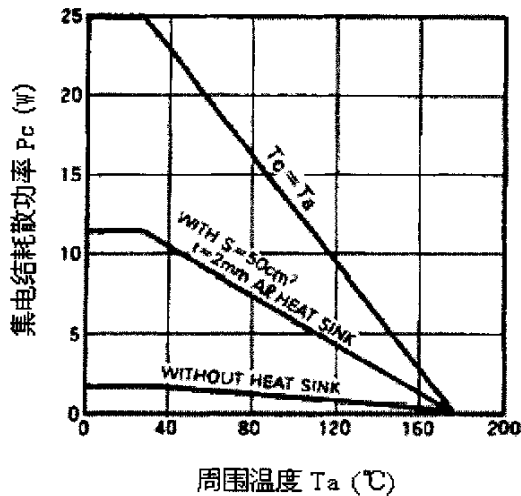


图 4.6 2SC1972 耗散功率和周围温度的关系

我们知道,增加散热器可以改善器件的散热情况。那么对一个具体的晶体管,该采用多大的散热板才合适呢?这就要进行相关的散热器设计。根据条件,可以将温度—热流方程写成如下形式

$$P_{D(max)} = \frac{(T_{j(max)} - T_{A(max)})}{\theta} \quad (4.16)$$

式中, $P_{D(max)}$ —晶体管最大耗散功率;

$T_{j(max)}$ —晶体管所能承受的最高温度;

$T_{A(max)}$ —要求电路工作时所处的最高环境温度;

θ —热流所经过的热阻。

由图 4.5 我们知道:

$$\theta = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa} \quad (4.17)$$

θ_{jc} 一般由制造商提供, θ_{cs} 可根据散热器与外壳的接触形式求出。而 θ_{sa} 是控制晶体管结温三个热阻中最重要的一个参数,在选择散热器时具有重要的作用。该热阻越小,则导致 θ 越小,晶体管在不超过最高结温时所使用的功率越大。 θ_{sa} 是热交换系数 (hc) 和散热面积 (A) 的函数,有以下关系:

$$\theta_{sa} = \frac{1}{hc \cdot A} \quad (4.18)$$

热交换系数 hc 是一个很复杂的函数,与散热装置的散热方式有关。一般采用的

是对流方式, h_c 不变, 由公式可知, 只能采取增加散热器面积的方式来减小 θ_{sa} 。

下面以末前级晶体管 2SC1972 为例说明散热器的设计方法。

已知输出功率 $P_O=15W$, 晶体管效率 $\eta_C=70\%$, 易求得: 耗散功率 $P_D=6.5W$ 。

又通过手册可查得: $T_{j(max)}=175^\circ C$; $\theta_{jc}=6^\circ C/W$; $\theta_{cs}=0.1^\circ C/W$ (无绝缘垫, 涂有硅脂); 设 $T_{A(max)}=60^\circ C$ 。

式 4.16 经过变化, 把以上数据带入, 得

$$\theta = \frac{T_{j(max)} - T_{A(max)}}{P_D} = (175 - 60) / 6.5 = 17.7^\circ C/W \quad (4.19)$$

把结果带入式 4.17, 得

$$\theta_{sa} = \theta - \theta_{jc} - \theta_{cs} = 17.7 - 6 - 0.1 = 11.6^\circ C/W \quad (4.20)$$

考虑到设计余量, 取 $\theta_{sa}=10^\circ C/W$ 。因此, 可选择 $\theta_{sa} \leq 10^\circ C/W$ 的散热器。根据图 4.7^[37]中热阻和散热板的关系可知, 厚度为 2mm, 面积 25cm² 的铝板即可满足要求。最后考虑到更好的散热效果, 实际采用的散热板为厚度 2mm, 面积 82.5 cm² (5.5cm×15cm)。

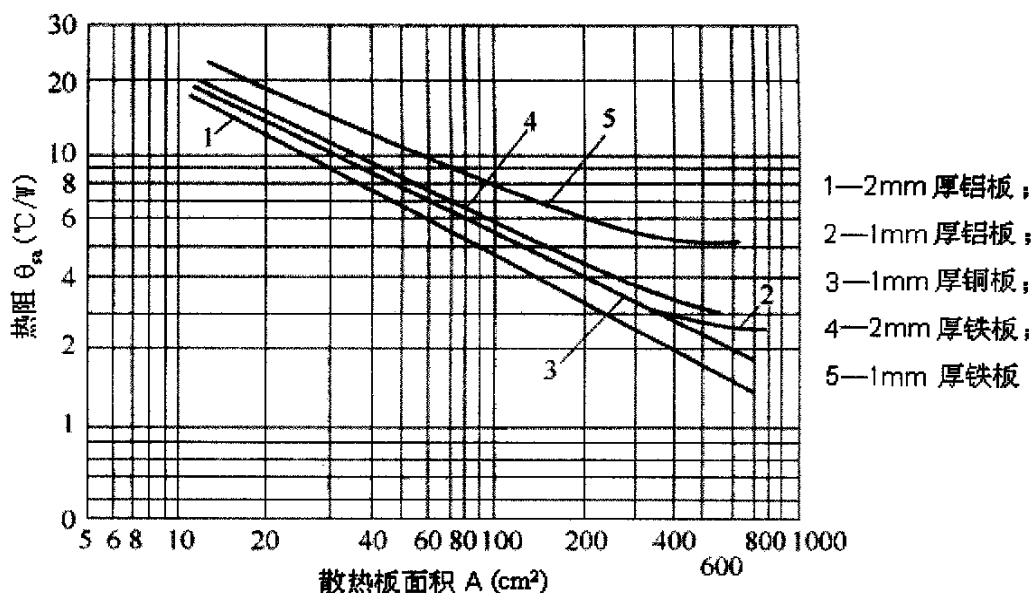


图 4.7 不同材料散热板 $\theta_{sa}-A$ 关系曲线

上面介绍的方法是针对耗散功率较大的晶体管来设计的, 对于发热很小的晶体管, 如信号发生电路中的 SS9018 等, 完全可以不用考虑散热。输入级中的晶

体管 2SC2053, 由于是 TO-92 封装, 无固定散热器的过孔, 可以用强力胶把一个小铝片粘到平面上充当散热片。至于中间级晶体管 2SC2078, 发热量不大, 可以和 2SC1972 共用一个散热器。散热任务最为艰巨的是输出级。前面计算过, 当输出功率 150W, 电路效率为 75% 时, 耗散的功率达 50W。要散发这么大的功率, 采用的散热器会相当的大, 对控制器件尺寸不利。所以这里采用加装风扇强制风冷的方法, 可以大大减少散热器的面积。采用的风扇叶片直径为 8mm, 供电电压 DC24V, 电流 0.18A。

4.4 噪声、干扰及其抑制

4.4.1 噪声、干扰及其危害

电子设备的性能在很大程度上与干扰和噪声有关。所谓干扰 (或噪声), 就是除有用信号以外的一切不需要的信号及其各种电磁骚扰的总称^[3]。习惯上, 将外部来的称为干扰, 内部产生的叫做噪声。噪声和干扰会引起电路的性能下降, 效率降低, 严重时甚至使电路不能正常工作。所以对它们必须进行很好的防止和抑制, 尽量降低对电路的影响。

从原理上来说, 除了纯电抗电路外, 任何电子线路中都有电子噪声, 这是由电子元器件本身的性质决定的。在电子线路中, 噪声来源主要有两方面^[3,4]: 电阻热噪声和半导体 (晶体管, 二极管等) 噪声。一个导体如电阻, 接入电路后, 内部的波动电势便成为电路的热噪声源, 它具有随机性。晶体三极管的噪声是电路内固有噪声的另一个重要来源。在晶体管中, 除了某些分布电阻会产生热噪声外, 还有下面三种噪声来源: (1) 散弹噪声; (2) 分配噪声; (3) 闪烁噪声。晶体管中的噪声, 在实际放大器中将同时起作用并参与放大。在一个放大电路中, 晶体管的噪声往往比电阻热噪声强得多, 所以要注意对它的抑制。

来自外部的干扰与元器件内部固有噪声的一个显著不同点是, 外部干扰通常具有一定的规律和传送的途径。因此, 采取适当的措施, 可以在极大程度上予以削弱, 甚至有可能基本上给予消除。外部干扰基本上可以分为 3 类^[42]: (1) 为来自供电电源的干扰。具体又可细分为整流电源滤波不良引起的纹波干扰, 来自市电的干扰, 开关电源的干扰和通过电源寄生耦合的干扰。(2) 来自空间电磁耦合的干扰。主要有静电干扰和磁干扰。(3) 公共地线连接不当造成的干扰。具体的

有两个独立整流电源供电系统的公共地线之间的干扰和模数混合电路中两种地线未分开所产生的干扰。

4.4.2 抑制噪声和干扰的措施

相比于一般低频电路，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 事先防止胜于事后抑制，对电路精心设计，以尽量减少噪声的产生和干扰的引入。

② 为了减小电阻的低频噪声，选用金属膜电阻，而不是炭膜电阻或者绕线电阻。

③ 在每个晶体管输出级采用滤波网络设计，以消除高频杂波信号，抑制功率晶体管产生的噪声。

④ 对开关电源和可能产生的电源耦合干扰，采取多个不同容值的去耦电容和高频扼流电感组成 LC 滤波电路加以抑制。

⑤ 为了避免来自空间的外来干扰（主要为中波）通过电磁耦合的方式进入电路，尽量缩短放大器输入端子的裸露引线。同时也大大减小其他元器件的引线长度。

⑥ 采用大面积敷铜板作为地，以避免通过地线传递干扰。

⑦ 采用低噪声元器件。如在射频功放中，选择 f_T 大、 β_0 大、 $r_{bb'}$ 小的低噪声双极晶体管，而不是场效应管。大量采用空心电感线圈，以减少相互间耦合干扰。

⑧ 注意元件安装位置，易相互干扰的器件尽量分开排列。

⑨ 板与板之间，以及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。

⑩ 有条件时，可在电路外面加一个金属屏蔽罩，以隔绝与外界的电磁耦合。

以上提到的是抑制电路本身产生的噪声和外界噪声的方法，这里还有一个问题，就是本射频电源对其他设备而言也相当于一个“外界污染源”，按理它也会对其它设备产生干扰，那么干扰的程度有多大？要想对其他未连接的设备产生干扰，只有通过空间电磁辐射的方式，而本电路没有类似天线的发射负载，唯一能充当天线的元件引线也都进行了缩短化处理，所以从理论上来说，对外辐射功率

应该很小，具体可以通过场强计等设备来检测。当然为了达到更好的效果，可以考虑用金属壳屏蔽线路板，以减少对外电磁辐射，并且也使电路不易受外界干扰。

4.5 小结

本章的内容为电源的制作过程。首先从电路元件的种类和性质入手，分析如何选择符合要求的器件方法。接着按照制作电源电路的顺序，详细的讲述了布线、制板、元件配置、焊接等工序和注意问题，并提出调试电源的方法 and 步骤。然后，针对功率电路的特点，介绍了电路散热设计的过程。最后，考虑到射频电路易受干扰的特性，提出了很多防止、抑制的措施和方法。本章的内容主要涉及到具体的动手实践，经验性较强，也比较难以把握，所谈的内容很多是本人制作电路时的亲身感受和体会。

第 5 章 结论和改进

5.1 实验结果和结论

实验采用双路直流供电。一路来自固定开关电源，另一路为可变直流电源。开关电源输出电压 DC28V，主要供给末级功放管；同时也接到外围供电电路的输入端，通过 3 级 3 端稳压变化，分别输出 DC24V，DC12V 和 DC8V。24V 供给风扇，后面两个电压供激励级电路。电路工作时，信号发生电路采用 12V 供电；输入级和中间级接 8V；末前级接可调 DC 电源，通过电压的变化来改变本级的输出功率（也即是输出级的输入功率），从而改变输出级的输出功率。负载采用 50 Ω 高频电阻代替，通过匹配网络和 50 Ω 同轴电缆和射频电源输出端相连。

5.1.1 实验结果

1 前面各级电路输出波形及其分析

电路设计过程是逐级设计，逐级调试的，各级输出都要接一合适的负载，通过示波器观察波形，以验证是否达到设计要求。图 5.1～图 5.7 是从晶体振荡电路开始，至末前级的输出波形。

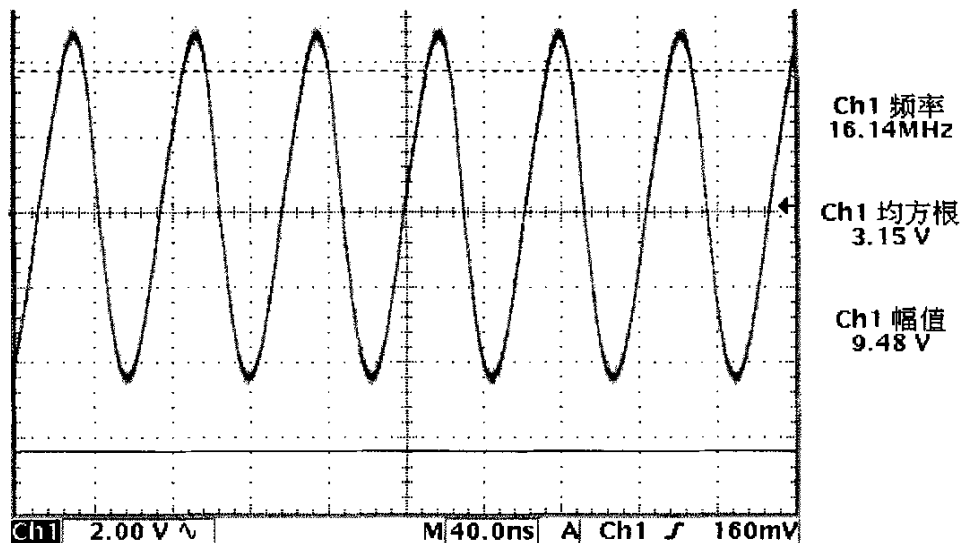
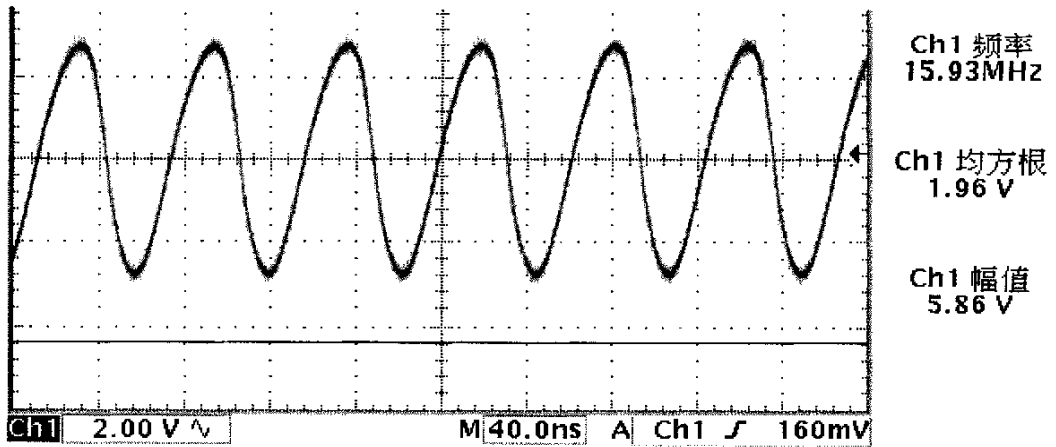
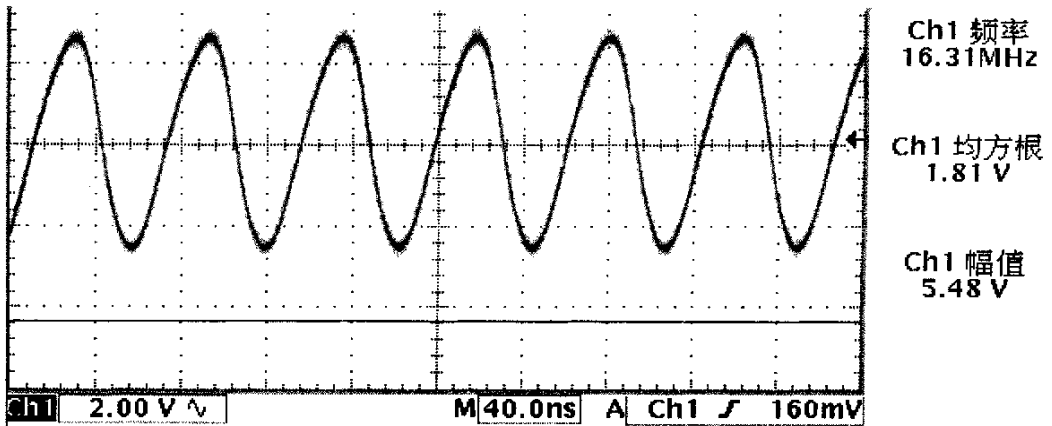
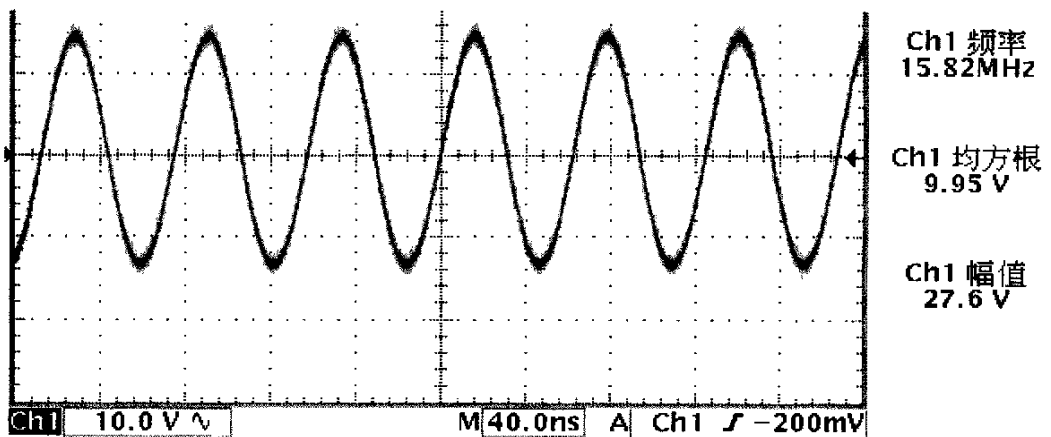
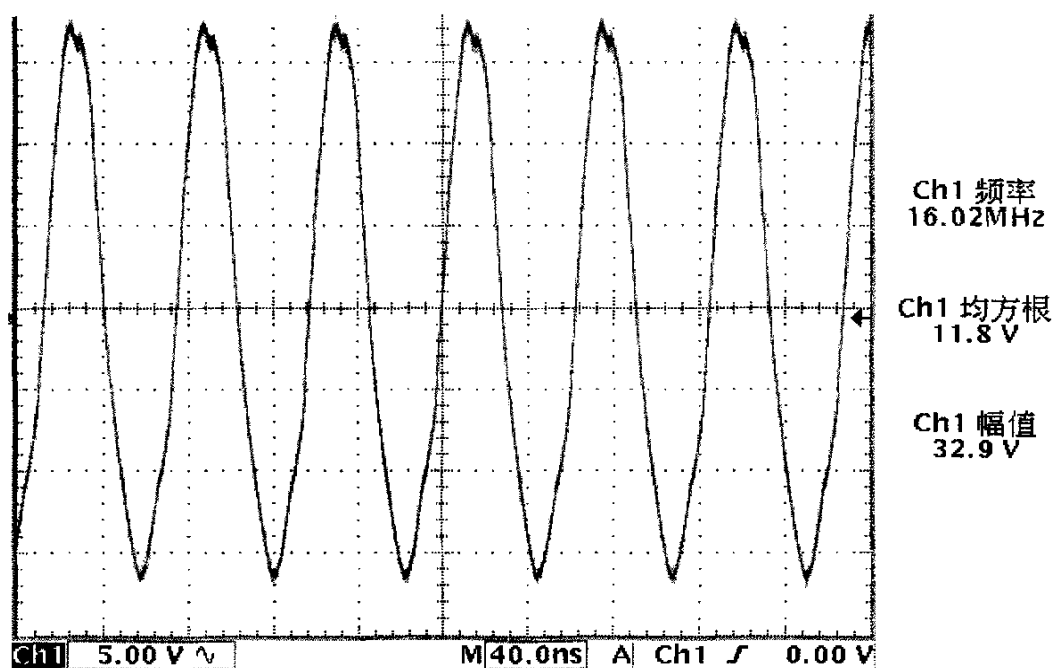
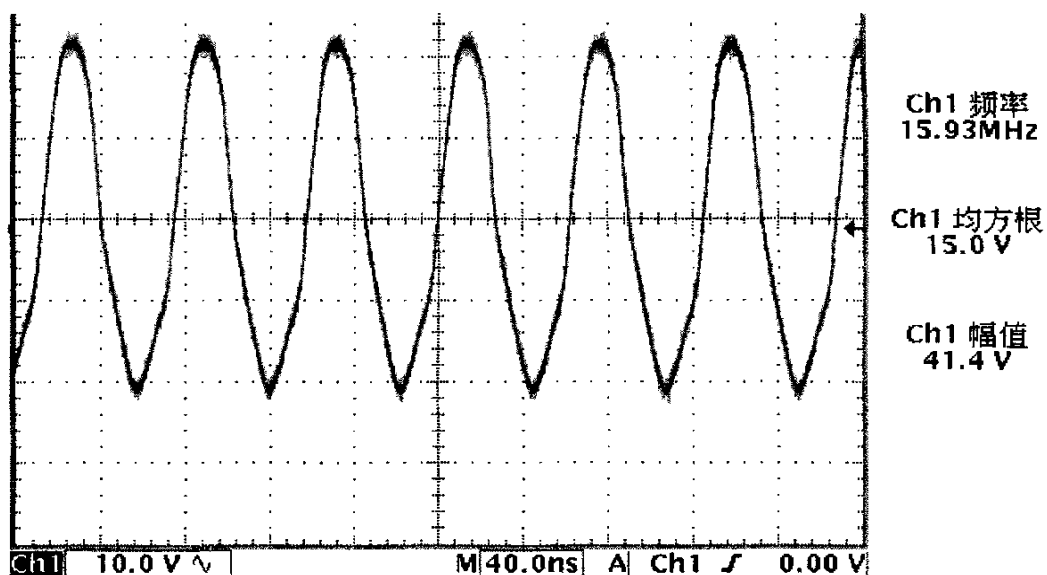


图 5.1 晶体振荡电路无载输出波形图 (VCC=12V)

图 5.2 射极跟随电路无载输出波形 ($V_{CC}=12V$)图 5.3 推挽射极跟随电路无载输出波形 ($V_{CC}=12V$)图 5.4 输入级放大电路接 255Ω 负载时输出波形 ($V_{CC}=8V$)

图 5.5 中间级放大电路接 50 Ω 负载时输出波形 ($V_{CC}=9V$)图 5.6 中间级放大电路接 50 Ω 负载时输出波形 ($V_{CC}=12V$)

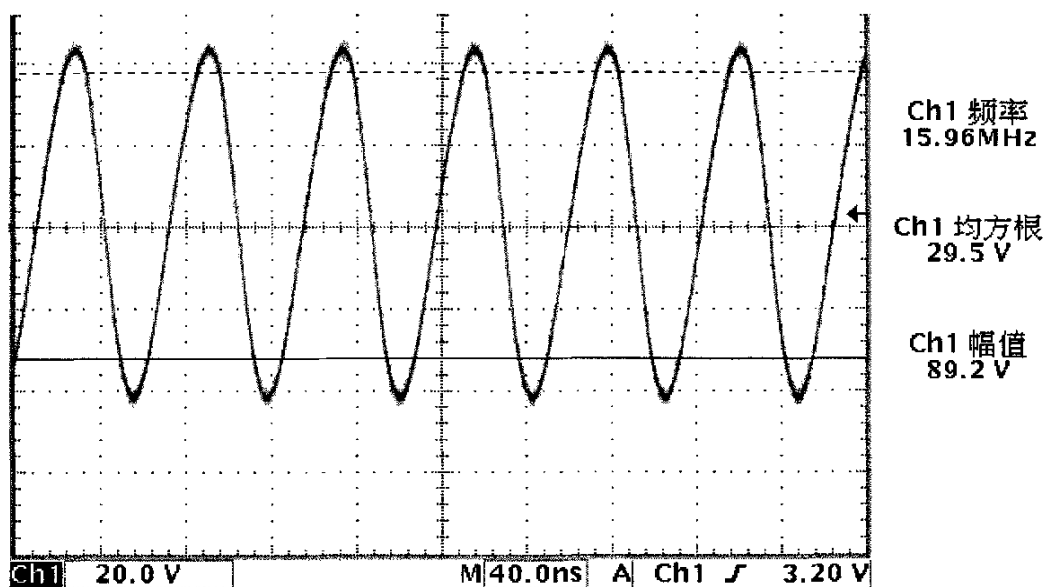


图 5.7 末前级放大电路接 $50\ \Omega$ 负载时输出波形 ($V_{CC}=12V$)

通过观察各级波形,我们发现:晶体振荡电路和输入级放大电路输出波形很好,几乎没有失真;射极跟随电路和推挽射极跟随电路波形略微向右倾斜,但没有明显失真;中间级电路波形上下不对称,且当直流电压增加到 $12V$ 时,波形上部的尖刺逐渐消失;末前级电路波形也相当完美,说明匹配网络设计的很好。

晶体振荡电路是信号源,未加负载时,不受外界影响,波形一般不会失真。后面加的射极跟随电路和推挽射极跟随电路,都是工作在小电流低功率状态下,波形也基本“跟随”前面的晶振信号,轻微的失真来自于晶体管的非线性。由于输出没有选频网络调谐,高次谐波附加在波形上面,但对于后级功放来说,这么微小的失真可以忽略。输入级电路由于加有输出滤波网络,输出波形又被矫正回来,波形好,说明滤波网络设计、调谐地非常到位。中间级的两个波形对比说明电压不足时,输出也会产生失真;波形下半周期的畸变表明网络没有设计、调谐到最佳状态。末前级的波形几乎又没有失真,说明前级稍微失真的信号对本级几乎没有什么影响。以上波形变化表明:设计高频功率放大电路时,输出匹配网络很关键。输出网络设计得好,输出波形就很好,即使输入信号有杂波干扰,也可以通过网络的选频作用消除掉。所以,对输出匹配网络要精心设计。

2 末级输出波形和数据

图 5.8 是末级接 $50\ \Omega$ 负载时输出的波形,前级 $V_{CC}=6.7V$,本级 $V_{CC}=28V$ 。

由图可看出，输出波形也是相当的好，几乎没有失真。输出电压为 86.6V，转化为功率等于 150W。

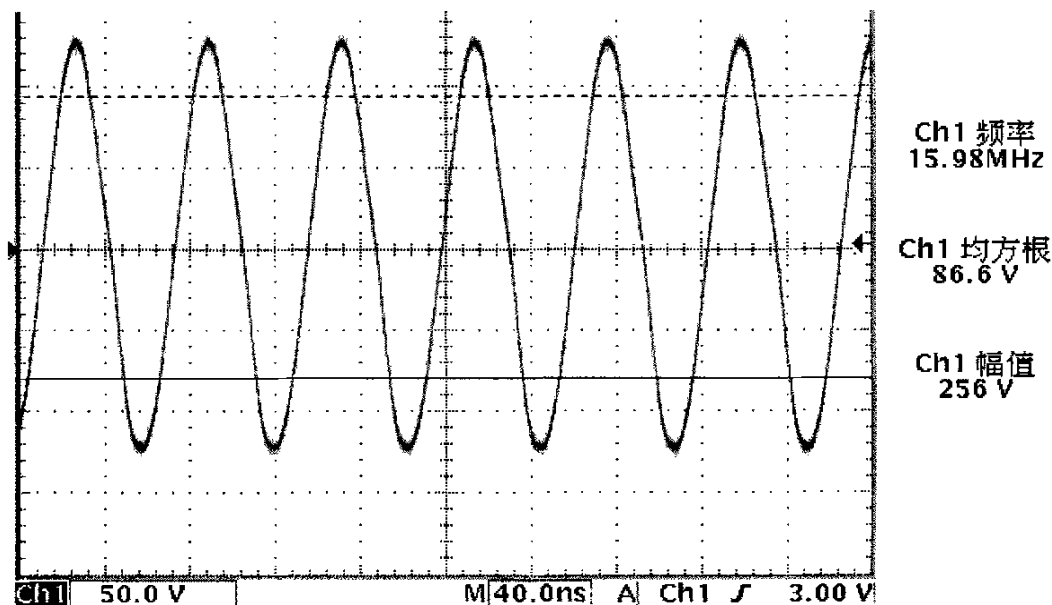


图 5.8 电源末级（输出级）带 50 Ω 负载时输出波形

电源的输出功率由末前级的 VCC 来控制。因为输出功率主要取决于输入激励功率和末级集电极电压 VCC，由于这级的 VCC 设计为固定值 28V，所以只有通过调节输入功率的大小来控制输出功率，而调节末前级的 VCC 就相当于调节了末级的输入功率。表 5-1 为末前级 VCC 和末级输出电压、功率等参数的试验数据。对表的说明如下：VCC₁₉₇₂ 是指加在末前级的电压 VCC；P_{in} 为根据 VCC₁₉₇₂，参考表 3-4 中末前级 VCC 与 P_O 的对应关系而得到的末级输入功率，仅是一个大概值；I 为流过供电电源的直流电流。

由表 5-1 可以看出：(1) 输入功率 P_{in} 只要很小就可以推动末级电路，即使输出达 200W 时，也仅需 9.7W 的激励功率，功放的增益很高，始终超过 13dB。(2) 电流 I 和直流输入功率 P_D 随着激励的增加而快速增加，输出功率 P_O 超过 100W 后则增速放缓。(3) 集电极耗散功率 P_C 随 V_{CC} 的增加而增加，但达到一定的值后反而下降。(4) 电源的效率随激励的增加而快速上升。

电路增益高，就要控制输入功率，千万不能过激励，不然会烧坏末级功放管，这点必须切记。电路的功耗在输出中低功率时相当大，所以应当避免输出功

率小于 150W，不然效率很低，而且对散热的要求很高。电源效率随输出功率正向变化，说明整个电路适合于高功率的输出。尤其是输出达到一定功率时，输出越大，功耗反而越小，这样的特性使得在大功率使用场合时，不但效率高，而且对系统散热要求反而降低。

表 5-1 末前级电压 VCC 和末级输出功率、电压等对应参数

VCC ₁₉₇₂ (V)	P _{in} (W)	V _O (V)	P _O (W)	I(A)	P _D (W)	P _C (W)	η_c
2.9	<2	22.4	10	2.85	80	70	12.5%
3.1	<2	27.4	15	3.58	100	85	15.0%
3.2	<2	31.6	20	4.18	117	97	17.1%
3.4	<2	35.4	25	4.75	133	108	18.8%
4.2	2.5	50	50	6.86	192	142	26.0%
4.8	3.2	61.2	75	8.05	225	150	33.3%
5.4	4.1	70.7	100	8.51	238	138	42.0%
6.7	6.2	86.6	150	9.00	252	102	59.5%
7.7	8	93.5	175	9.42	264	89	66.4%
8.5	9.7	100	200	9.63	270	70	74.1%

3 其他指标

前面分析了主要参数波形和功率，那么其它指标如何？经过长期的试验和观察，发现频率 f 始终在 15.91MHz~16.08 MHz 范围之内微小波动，频率变化率不到千分之六，远低于设计要求。过流、过热保护电路可以正常工作。至于对外界的电磁辐射，在未加屏蔽的情况下，没有发现对周围的显示器等设备产生干扰。

5.1.2 结论

通过对实验结果的各项参数的检测和分析，我们发现：电路的性能基本上达到了设计的指标。有些方面，如频率稳定度、最大输出功率等，已超过要求的指标。但也有些小的问题，积极改进后，可以用于激光系统的激励。

5.2 改进措施

实验时,虽然电路能正常工作,但也存在一些问题,尚可以改善。下面的措施有些针对具体的发现的问题,有些则是对原有局部设计的一种优化,还有的则是考虑电源实用化的而做的改进,这些措施综合起来有:

① 加强末级散热。在设计末级功放管时,对电路效率做了过高的估计(当时认为可以达到 75%,实际在 150W 时 60%,在 200W 时 74%左右),致使系统散热不能满足要求,长时间工作会发生散热片过热的现象。解决办法就是加大加厚散热片面积,并选用一个更大的风扇,或者考虑水冷方式。

② 输入输出匹配网络有点复杂,可以尝试合并、简化

③ 由于没有标准信号源,本电源为逐级设计,一级调试通过后,作为下级的输入,再设计下一级,这样实验进度大受影响。如果有高频信号发生器,就可以通过改变激励,对电路各级同时进行设计。另外,晶体管的大信号参数用实验测量的方法太耗时间,而且准确度不高,对匹配网络设计不利,因此一台阻抗测试仪也是加快电路设计不可缺少的。

④ 用一个场强计测量一下电路的高频辐射强度,根据结果考虑是否给电路增加一个金属屏蔽外壳。

⑤ 场效应管相比于双极晶体管存在很多优势,可以考虑在某些放大级用它们来代替现有功率管。输出更大功率时,甚至可以考虑电子管。

⑥ 为防止系统加电顺序出现错误,可以增加一个控制回路,提供电路开启和关闭电源顺序。

⑦ 电路板可以加工得更加精致些,把各电路模块综合在一起,以减小体积。

5.3 小结

本章从实验得出的各级电路的输出波形入手,讨论了波形失真的原因和对下级的影响,着重分析输出级各项参数,并由此得出结论。同时也提出了一些改进、完善的措施和方法

致谢

本论文是在导师林辉副教授的悉心指导下完成的。林老师严谨的治学态度、求证的科学精神、广博的理论知识、勤恳的工作态度，使我受用终生。林老师在课题研究过程中，创造了良好的实验条件，并提供了许多建设性的意见。在生活中，林老师平易近人的性格，细致入微的关怀让人备感亲切。在此，对林老师在过去的三年中对本人的帮助和照顾表示衷心的感谢！

同时，感谢黄元庆老师、胡天林老师提供的便利实验环境！

此外，对林麒老师、任庆磊同学、数控加工实验室提供的无私帮助表示诚挚的谢意！

感谢实验室各位老师和同学给予的关心和帮助！

最后，感谢家人对我的深切关怀和支持！

硕士期间发表的论文

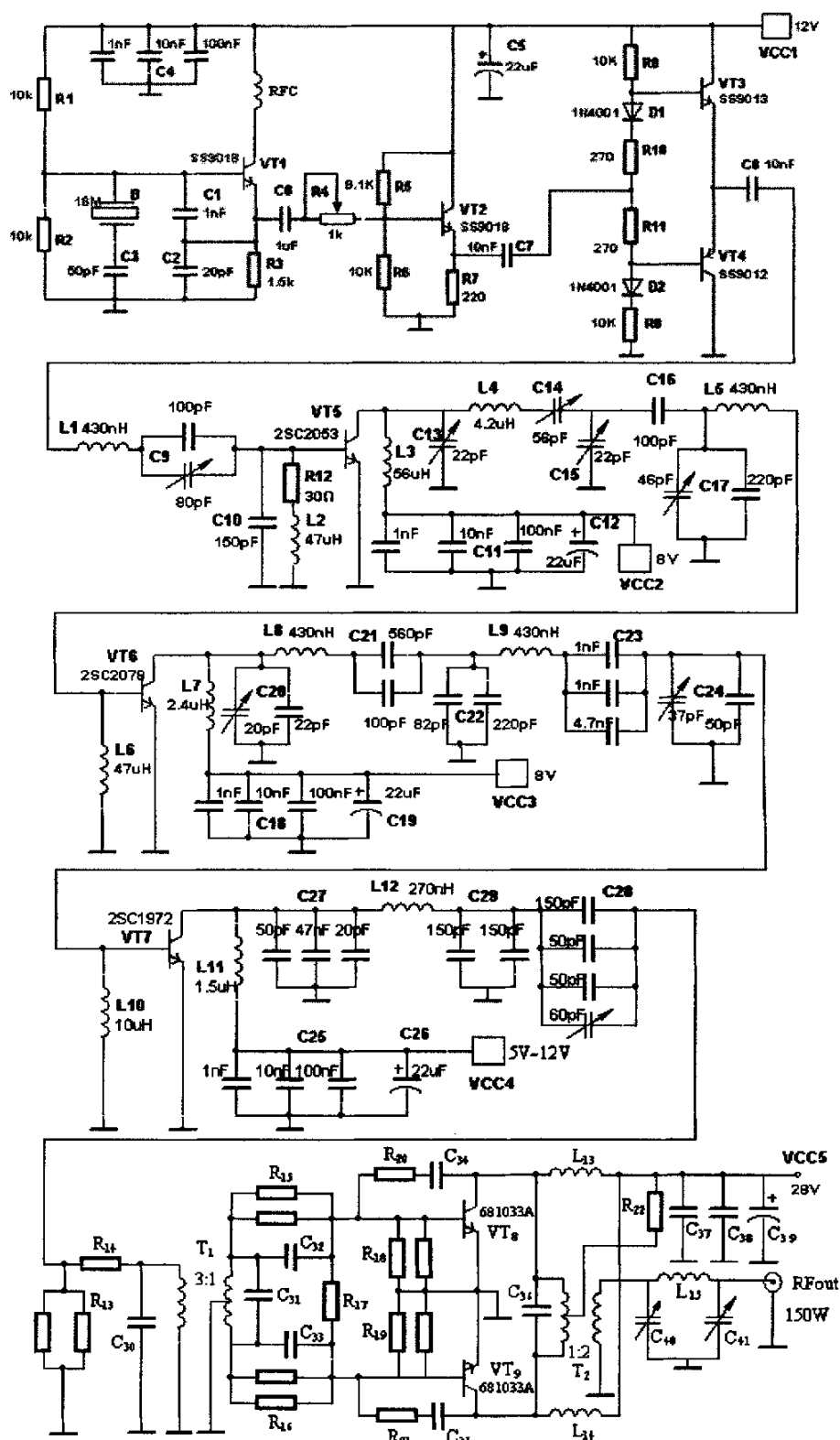
- [1] 王吉, 林辉. CO₂ 气体激光器的激励技术及其发展趋势. 中国仪器仪表, 2005, 8:42-47.
- [2] 王吉, 吴志伟等. Design of a RF-excited Annular Waveguide CO₂ Laser. The 3rd China-Japan Conference on Mechatronics. (2006 年 9 月刊登)
- [3] 林辉, 王吉等. Quick Measurement of Signal Frequency in Multi-channel. Proc. ICEMI'2005, 2005, 4:116-119. (已被 ISTP 收录) (IDS Number: BDR64)

[参考文献]

- [1] 王义良, 吴恒莱. 射频激励 CO₂ 激光器综述[J]. 激光与红外, 2001, 31(1):10-12.
- [2] Mefferd. RF excited CO₂ slab waveguide laser[P]. U.S.Pat.5,283,797, February1, 1994 .
- [3] D.G.Youmans.Phase Locking of Adjacent Channel Leaky Waveguide CO₂ Laser. Appl. Phys. Lett.1984,44(4):365-367.
- [4] L.A.Newman,R.A.Hart,J.T.Kennedy, et al.High Power Coupled CO₂ Waveguide Laser Array. Appl.Phys.Lett.1986,48(25):1703-1707.
- [5] 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.
- [6] Kobayashi S,Terai K et al. 1kW Slab CO₂ Laser Excited by a Self-excited RF Generator. GCL/HPL'96, 1996.
- [7] 张育川. 我国激光产业十年. 激光与红外[J]. 2000, 30 (3) : 136-140.
- [8] Xin J G. Kilowatt Single Transverse Discharge Excited Slab Waveguide Array CO₂ Laser, CML2, CLEO/Europe; 4,28 August-2 Sep, 1994, Amsterdam, The Netherlands.
- [9] 滕学顺, 刘培荣. 微型 RF CO₂ 激光电源[J]. 电源技术应用, 2000 (3) : 106.
- [10] 王新兵. 波导阵列 CO₂ 激光器研究进展[J]. 2002, 23 (1) : 5.
- [11] 吴恒莱, 王又良等. 小功率封离型全金属 RF 激励 CO₂ 激光器的实验研究[J]. 中国激光, 2001, 28 (10) : 1-3.
- [12] 周炳钊, 高以智. 激光原理(第四版) [M]. 长沙: 国防工业出版社, 2000.
- [13] 黄元庆, 陈永明等. 微小型高功率 CO₂ 气体激光器的新进展[J]. 厦门大学学报(自然科学版), 2001, 40 (2) : 293-296.
- [14] 吴志伟, 黄元庆. 按增益体积缩放全金属环状波导 CO₂ 激光器研究[J]. 集美大学学报(自然科学版), 2005, 10 (2) : 169-172.
- [15] 张海枝. 传输线变压器在射频功率放大器中的应用. 现代电子技术[J]. 1998, 7: 16-18.
- [16] 高吉祥. 高频电子线路[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003. 3.
- [17] 曾兴雯. 高频电子线路[M]. 北京: 高等教育出版社, 2003.
- [18] 张玉兴. 射频模拟电路[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [19] 童诗白. 模拟电子技术基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 1998.

- [20] 郝允群等. 高效率 E 类射频功率放大器[J]. 半导体技术, 2004, 29(2): 74-77.
- [21] 黄玉兰, 梁猛. 电信传输理论[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2003.
- [22] 李适民. 激光器件原理与设计[M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 1994.
- [23] 朱钧等. 射频激励 CO_2 波导激光器的放电技术[J]. 真空科学与技术, 2000, 20(4): 290-292.
- [24] 王又青, 郭振华. 小型 RF CO_2 激光器的电路保护[J]. 激光技术, 1995, 19(5): 307-308.
- [25] Fairchild Semiconductor Transistor Data Sheet[Z].
- [26] 铃木雅臣, 周南生. 晶体管电路设计[M]. 北京: 科学出版社, 2004.
- [27] 陈邦媛. 射频通信电路[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- [28] R. j. Chaffin, and W. H. Leighton. Large Signal Parameter Characterization of UHF Power Transistors[J]. Digest of Technical Papers, Proceedings 1973 IEEE MIT international Microwave Symposium, University of Colorado, Boulder, June 5, 1973.
- [29] Mitsubishi RF Power Transistor Data Sheet[Z].
- [30] Sanyo RF Power Transistor Data Sheet[Z].
- [31] 解月珍等. 通信电子线路[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003, 1.
- [32] 杨小康等. 快轴流 CO_2 激光器的射频激励研究[J]. 应用激光, 1994, 14(3): 121-123.
- [33] 王又青等. RF 激励 CO_2 激光器中的阻抗匹配分析[J]. 中国激光, 1997, 24(3): 202-208.
- [34] 陈声鸿, 毛玉周等. 射频激励 CO_2 激光器的阻抗匹配及调制的实验研究. 中国激光, 1997, 24(9): 787-788.
- [35] Mikhail N. Shneider, Nikolai A. Yatsenko. Radio-frequency capacitive discharges. Boca Raton: CRC, 1995.
- [36] 腾学顺. 设计小型 RF CO_2 激光电源使用电子元件的选择方法[J]. 红外与激光技术, 1995, 24(6): 53-60.
- [37] 黄继昌等. 电子元器件应用手册[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2004.
- [38] SGS-Thomson RF & Microwave Transistors Data Sheet[Z].
- [39] 青木英彦, 周南生. 模拟电路设计与制作[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [40] 何缓, 王积勤. 射频电路 PCB 设计中应注意的有关问题[J]. 电力系统通信, 2003, 6: 50-52.
- [41] 铃木宪次, 何中庸. 高频电路设计与制作[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [42] 解月珍等. 通信电子电路[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003, 1.

附录 1 射频电源主电路



附录 2 实验系统各单元和设备照片

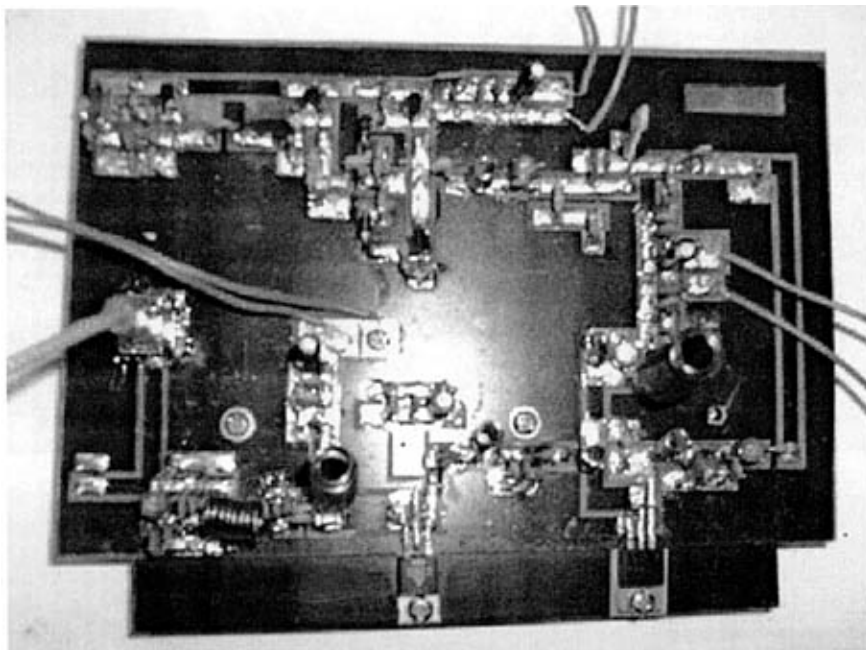


图 1 激励级电路板

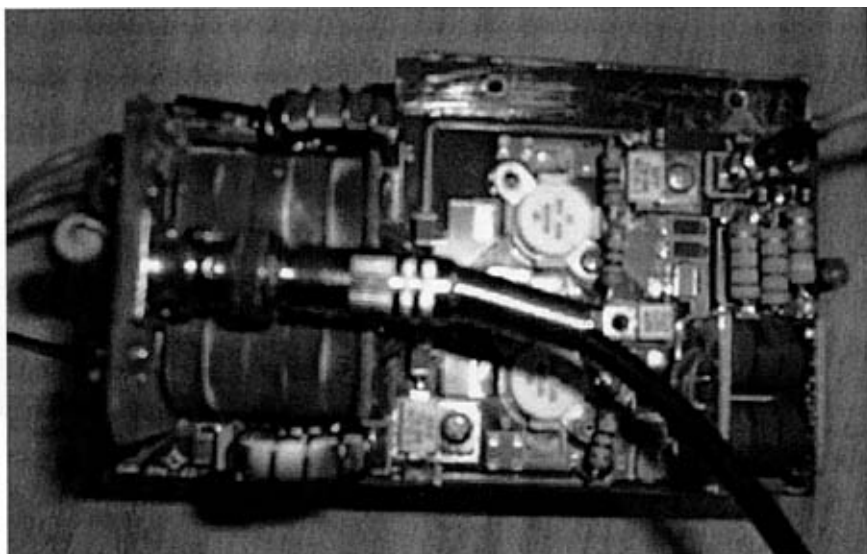


图 2 输出级电路板

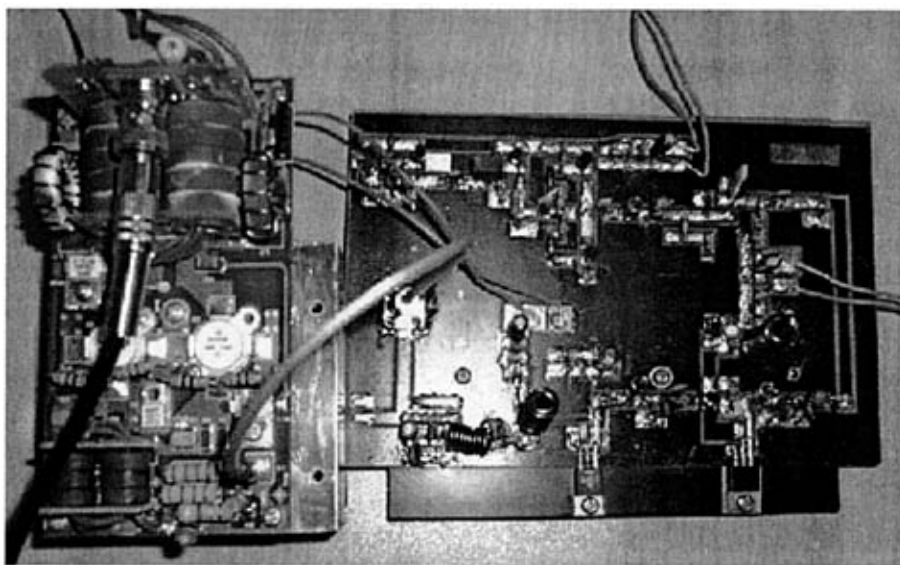


图 3 激励级和输出级的连接

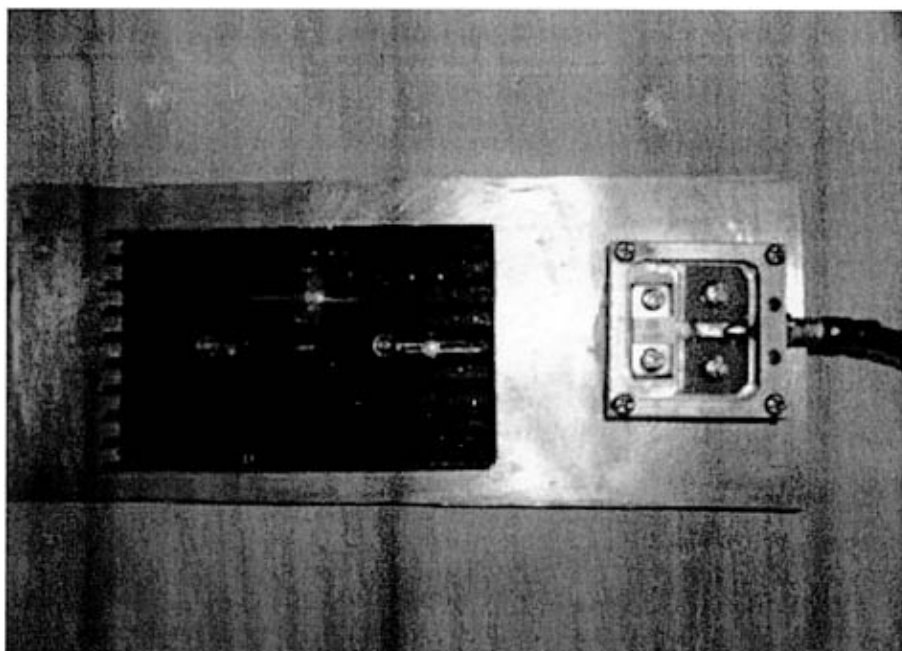


图 4 150W 高频负载电阻（右边）和散热片

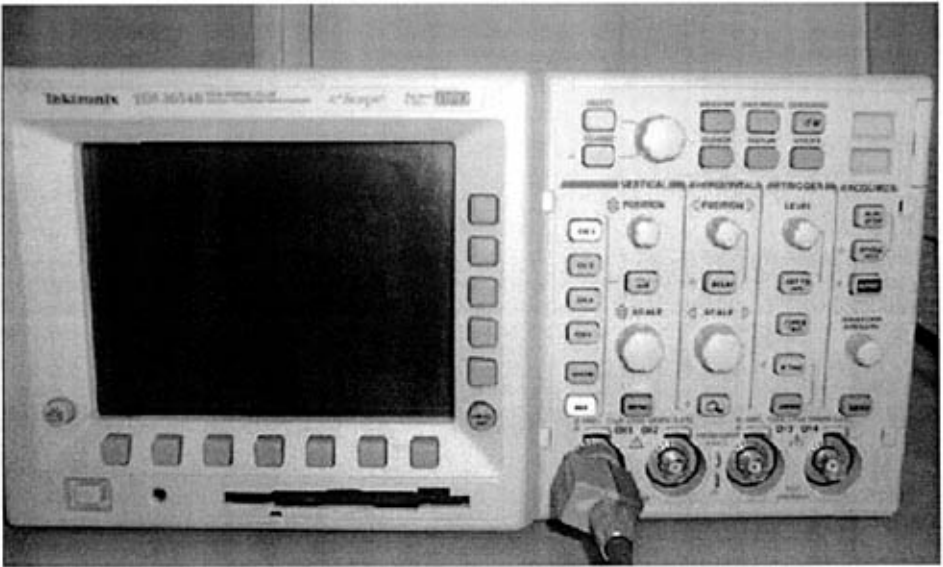


图 5 实验用的 Tektronix 示波器



图 6 实验用的直流可调电源

作者: [王吉](#)

学位授予单位: [厦门大学](#)

本文读者也读过(10条)

1. [刘继舒](#) 大功率射频激光电源的仿真设计[学位论文]2009
2. [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
3. [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)
4. [朱里](#) 中小功率射频激励CO₂激光器关键技术研究及实践[学位论文]2003
5. [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)
6. [李小芬](#) TEA CO₂激光器放电特性及电源系统研究[学位论文]2004
7. [傅恩生](#) 高功率扩散冷却CO₂激光器的进展[期刊论文]-[激光与光电子学进展](#)2002, 39(8)
8. [何锋](#) 氙灯泵浦千瓦级固体热容激光器的电源系统[学位论文]2005
9. [刘嘻燕](#). [李海涛](#) RF无线射频电路设计中的常见问题探讨[期刊论文]-[科技资讯](#)2007(25)
10. [谭明磊](#) 高功率CO₂激光器射频电源分析和设计[学位论文]2008

本文链接: http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis_J011626.aspx