

基于 TL494 的恒流源设计

电气工程及其自动化 *** 0990641** 指导老师： ***

摘要

装

现代电子设备中使用的直流稳流电源有两大类：线性电源和开关电源。开关电源相对于线性电源具有效率、体积、重量等方面的优势，尤其是高频开关电源正变得更轻，更小，效率更高，也更可靠，这使得高频开关电源成为了应用最广泛的电源。开关恒流源是指通过对电流的采样以反映负载变化的情况，并调节变换器的脉宽（或占空比），相应地调整输出电压，保持输出电流不变。通常恒流源采样电路采集的是输出的电流信号，但实际上采集的是经过 I/V 转换后反应电流大小的电压信号。本文以 TL494 芯片作为 PWM 控制器，设计了一种采用半桥拓扑结构的恒流源。其相关参数为交流 220V 输入电压，5A 输出电流，24V 开路电压。重点介绍了该电源的设计思想，工作原理及特点。在此基础上，对主电路和控制电路的参数进行了计算和选取，并根据既有实验条件，设计了一块电源板，同时给出了实验波形。

订

关键词：TL494；半桥变换器；恒流源

线

Abstract

DC Current Stabilized Power Supply used in the modern electronic equipment is divided into two categories: linear power supply and switch power supply. Compared with the linear power supply, switching power supply has advantages of efficiency, volume, weight and so on, especially high frequency switching power supply is becoming lighter, smaller, more efficient and reliable, which makes the high frequency switching power supply become the most widely used power supply. Switching constant-current source can adjust pulse width and the output voltage by means of a current sampling of reflecting the change of load to keep the output current constant. Usually the constant-current source sampling circuit collects the output current signal. But in fact the acquisition is the voltage signal which can respect the current size through the I / V conversion. A design of the constant current source using a half-bridge topology with TL494 chip as PWM controller is introduced in this paper, of which the input voltage of AC 220V, output current of 5A, open circuit voltage of 24V. It mainly introduces the designing idea of the power supply, the working principle and characteristics. Parameters of the main circuit and control circuit were calculated and selected on this basis. According to the existing experiment condition, a power board is designed while the experimental waveforms are given.

Keywords: TL494; half-bridge converter; constant current source

目录

	摘要	1..
	Abstract.....	2..
	第 1 章 绪言	1..
	1.1 课题研究背景和意义	5..
	1.2 开关电源的现状和趋势	5..
	1.3 开关电源的分类	6..
	1.4 恒流源的设计思想	7..
	1.5 本文研究的主要内容	8..
	1.6 本章小结	8..
	第 2 章 单元电路的设计	8..
装	2.1 主电路设计	8..
	2.1.1 硬开关 DC/DC 变换器的设计	9
	2.1.2 整流电路	11
	2.1.3 EMI 滤波器的设计	12
	2.2 控制电路的设计	13
订	2.2.1 关于 PWM 控制芯片 TL494 的介绍	13
	2.2.2 TL494 引脚的接线	16
	2.3 隔离驱动电路的设计	17
	2.3.1 驱动芯片 TLP250	17
	2.3.2 MOSFET 驱动电路	18
	2.4 辅助电源的设计	20
	2.5 保护电路的设计	21
线	2.5.1 防浪涌软启动电路	21
	2.5.2 缓冲电路设计	22
	2.6 本章小结	23
	第 3 章 变压器及关键元器件参数选择	24
	3.1 变压器的设计	24
	3.1.1 变压器磁芯选择以及工作磁感应强度确定	24
	3.1.2 变压器主要设计参数计算	25
	3.2 关键元器件	27
	3.2.1 开关管的选择	27
	3.2.2 二极管	28
	3.2.3 输出滤波电感及电容的选择	28
	3.3 本章小结	29
	第 4 章 硬件设计和实验结果分析	30

总结	32
致谢	33
参考文献	34
附录	35
. 部分 E 型磁芯规格	35
. 整体电路图	36

装

订

线

第 1 章 绪言

1.1 课题研究背景和意义

21 世纪是信息化的时代，信息化的快速发展使得人们对于电子设备、产品的依赖性越来越大，而这些电子设备、产品都离不开电源。其性能优劣直接关系到电子设备的技术指标及能否安全可靠的工作。电源技术不但本身是一种高新技术，而且还是其评它多项高新技术的发展基础。电源技术及其产业的进一步发展必将为大幅度节约电能、降低材料消耗以及提高生产效率提供重要的手段，并为现代生产和现代生活带来为深远的影响。

现代电子设备中使用的直流稳压电源有两大类：线性稳压电源和开关稳压电源。所谓线性稳压电源具有稳定性能好、输出电压纹波小、使用可靠等优点，但其通常都需要体积大且笨重的工频变压器与体积和重量都很大的滤波器。由于调整管工作在线性放大状态，为了保证输出电压稳定，其集电极与发射极之间必须承受较大的电压差，导致调整管的功耗较大，电源效率很低，一般只有 45%左右。另外，由于调整管上消耗较大的功率，所以需要采用大功率调整管并装有体积很大的散热器，很难满足现代电子设备发展的需要。开关电源相对于线性电源具有效率、体积、重量等方面的优势，尤其是随着脉宽调制技术和谐振变换技术的不断发展与成熟，高频开关电源正变得更轻，更小，效率更高，也更可靠，这使得高频开关电源成为了应用最广泛的电源。

正因为开关电源有着明显的优点，所以对它的研究有着重要的意义，这不仅是对自己所学知识的总结，培养自己各方面的能力，而且对自己以后从事电力方面的工作有着很大的帮助作用。

1.2 开关电源的现状和发展趋势

21 世纪，市场上开关电源中功率管多采用双极型晶体管，开关频率可达几十千赫；采用 MOSFE 的开关电源转化频率可达几百千赫。为提高开关频率，必须采用高速开关器件。对于兆赫以上开关频率的电源可利用谐振电路，这种工作方式称为谐振开关方式。它可以极大地提高开关速度，理论上开关损耗为零，噪声也很小，这是提高开关电源工作频率的一种方式，目前这种谐振开关方式已经实用化。

目前在开关电源设计中要解决的问题有：

- (1) 器件问题：电源控制集成度不高；
- (2) 材料问题：开关电源使用的磁芯、电解电容及整流二极管等都很笨重，也是耗能的主要根源；
- (3) 能源变换问题：变换有几种形式：AC/DC 变换、DC/AC 变换以及 DC/DC 变换。实现这些变换都是以频率为基础，以改变电压为目的，工艺复杂，控制难度大，始终难以形成大规模生产；
- (4) 软件问题：开关电源的软件开发目前只是刚刚起步，例如软开关，虽然它的

损耗低，但难以实现高频化和小型化；

(5) 生产工艺问题。由于元器件技术性能和焊接等生产工艺上的问题，往往会导致在生产上难以达到在实验室中难以达到的相关的相关技术指标。

开关电源的技术追求和发展趋势可以概括为以下四个方面：

(1) 小型化、模块化、高频化。开关电源的体积、重量主要是由储能元件（磁性元件和电容）决定的，因此开关电源的小型化，实质上就是尽可能地减小其中储能元件的体积。在一定范围内，开关频率的提高，不仅能有效地减小电容、电感及电压器的尺寸，而且还能够抑制干扰，改善系统的动态性能，因此，高频化是开关电源的主要发展方向。高频化是小型化和模块化的基础，模块化与小型化分不开，同时模块化可提高电源的可靠性，简化生产与使用。模块电源的并联串联和级联既便于用户使用，也便于生产。

(2) 低噪声。开关电源的缺点之一是噪声大。单纯地追求高频化，噪声也会随之增大。采用部分谐振转换回路技术，在原理上既可以提高频率又可以降低噪声，所以，尽可能地降低噪声影响是开关电源的又一发展方向。

(3) 高可靠性。开关电源使用的元器件比连续工作电源少数十倍，因此提高了可靠性。从寿命角度出发，电解电容、光耦合器及排风扇等器件的寿命决定着电源的寿命。所以，要从设计方面着眼，尽可能使用较少的器件，提高集成度，这样不但解决了电路复杂、可靠性差的问题，也增加了保护等功能，简化了电路，提高了平均无故障时间。

(4) 智能化。智能化是便于使用和维修的基础，无人值守的电源机房、航空和航天器电源系统等都要求高度智能化，以实现正常、故障应急和危急情况下对电源的自动管理。采用计算机辅助和控制设计以设计出最新变换拓扑和最佳参数，使开关电源具有最简结构和最佳工况。在电路中引入微机检测和控制，可构成多功能监控系统，可以实时监测、记录并自动报警等。

1.3 开关电源的分类

开关电源可按不同的标准来分类：

1. 按输入输出是否隔离划分：隔离式和非隔离式开关变换器。隔离式是高频变压器将变换器的一次侧与二次侧隔离，主要结构有单端正激式变换器、单端反激式变换器、推挽变换器、半桥式变换器、全桥式变换器非隔离式开关变换器。非隔离式在电气上输入与输出不隔离的，输入与输出共用一个公共端，主要有 BUCK变换器、BOOST变换器、CUC变换器等。

2. 按激励方式，开关电源可分为自激式和他激式。在自激式开关电源中，由开关管和高频变压器构成正反馈环路，来完成自激振荡，类似于间歇振荡器；而他激式开关电源必须附加一个振荡器，振荡器产生的开关脉冲加在开关管上，控制开关管的导通和截止，使开关电路工作并有直流电压输出。

3. 按调制方式，开关电源可分为脉宽调制（PWM）方式、脉频调制（PFM）方式和

混合型调制开关电源。 PWM是通过改变开关脉冲宽度来控制输出电压稳定的方式，而PFM是当输出电压变化时，通过取样比较，将误差值放大后去控制开关脉冲周期使输出电压稳定。混合型调制开关电源电路通过调节脉冲宽度和频率实现对输出电压和电流进行调节。

4. 开关电源按能量传递方式又可分为正激式和反激式。

5. 按软开关方式分，开关电源有电流谐振型、电压谐振型、E类与准E类谐振型和部分谐振型等。

从开关电源的组成来看，它主要由两部分组成：功率级和控制级。功率级的主要任务是根据不同的应用场合及要求，选择不同的拓扑结构，同时兼顾半导体元件考虑设计成本；控制级的主要任务则是根据电路电信号选择合适的控制方式，目前的开关电源以PWM控制方式居多。

1.4 恒流源的设计思想

开关电源设计总是先进行总体考虑，然后对电源各部分分别进行设计，接下来就是设计总体和辅助功能，最后进行测试和设计优化的。

开关电源是由输入整流与滤波电路、高频变压电路、整流续流与滤波电路、保护电路、反馈电路、控制电路以及功率开关组成的。输入整流滤波电路其作用是把电网存在杂波过滤，也是通过整流得到输出所需要的直流电压。高频变压器是开关电源设计关键部件之一，在电路回路中起到电器隔离、变压、储能、变流或者是变阻等作用的。而输出整流续流与滤波电路是通过整流续流功能得到输出所需要直流电流，当然还要通过滤波器把多余杂波给滤掉。反馈电路可以是电压反馈，也可以是电流反馈，它是通过输出端取样的电流电压值与控制器基准电流电压值相比较，起到反馈传递作用。控制器是通过反馈电路的信息在调整电路电流电压的输出，输出电流尽可能达到一个稳定值。而功率开关管是由控制器PWM控制它的导通时间，调节脉冲宽度从而也实现占空比大小调节的。

恒流和恒压的关系十分密切，两者相辅相成并可互相转化。恒流源和恒压源在电路上的差别反应在两者的采样电路采集的对象不一样。恒压源为了保持输出电压的恒定，需要实时对输出电压跟踪、控制，在负载变化的情况下使输出电压不随负载的变化而变化，而恒流源是指在负载变化的情况下，控制器能根据负载的变化相应调整输出电压，保持输出电流不变，恒流源采样电路采集的是输出的电流信号，但实际上采集的是经过I/V转换后反应电流大小的电压信号。

简单地说，开关恒流源的工作原理是：

1. 交流电源输入经整流滤波成直流；
2. 通过高频PWM信号控制开关管，将那个直流加到开关变压器初级上；
3. 开关变压器次级感应出高频电压，经整流滤波供给负载；
4. 输出部分通过电流采样电路反馈给控制电路，可以通过采样电阻 R_s 将电流的变化转化为电压的变化，通过PWM控制芯片调节占空比，以调节其输出电压，从而达

到恒流的目的。 R_s 可以用康铜丝。由于电流采样电阻是在驱动回路之中，防止由噪声引起的误动作，在电流信号输入端可以采用适当的 RC 滤波器。

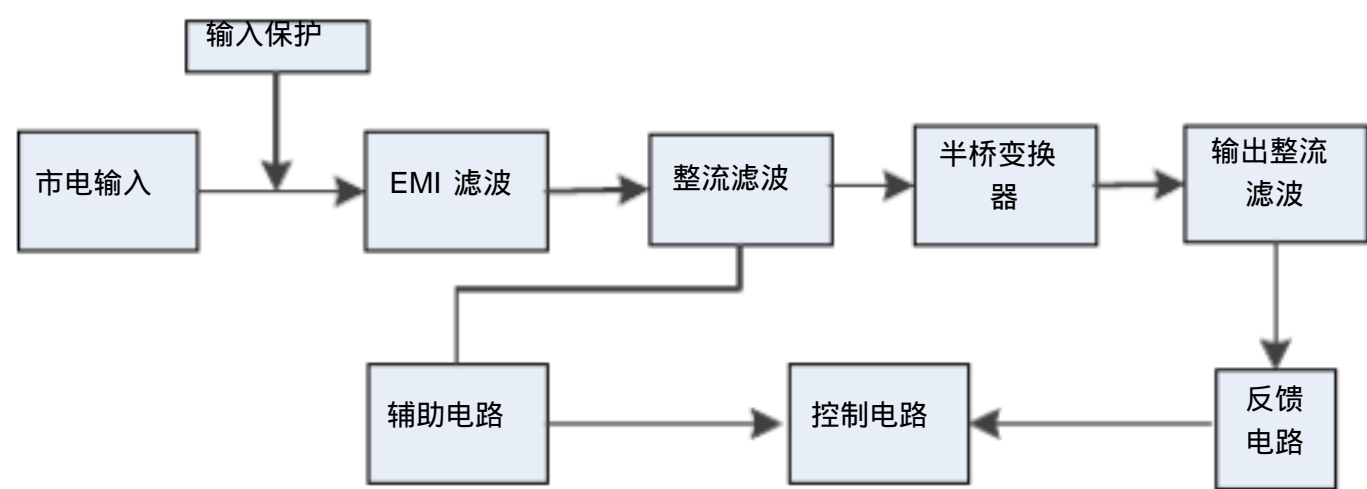


图 1.1 开关电源模块功能图

装 1.5 本文研究的主要内容

本课题研究基于 TL494 恒流源的实现方法，采用了 AC/ DC/ AC/ DC 变换方案，并按照设计指标要求进行电路的设计与仿真。具体要求如下：

- 学习并了解恒流源的相关概念和原理；
- 熟悉 Protel 软件的使用方法；
- 构建基于 TL494 的恒流源系统；
- 收集在完成课题过程中遇到的问题和对问题的解决方法以及新的心得体会。

订

主要技术指标

- 设计要求：
- 输入：交流电压 220V，50Hz；
- 输出：电流 5A，开路电压 24V；
- 效率： >80%

线

1.6 本章小结

本章主要介绍了本课题的研究背景，以及开关电源的现状和发展趋势和，并介绍了恒流源的基本原理，从整体上了解恒流源的设计思路和一般方法。

第 2 章 单元电路的设计

2.1 主电路设计

开关电源的功率主电路是由输入电磁干扰滤波器（EMI）整流滤波电路、功率

变换电路、输出整流滤波电路组成。主电路的设计首先要进行电路拓扑结构的选择，并结合电路参数的计算，设计出合理的方案。

2.1.1 硬开关 DC/DC变换器的设计

开关电源的高频变换电路形式很多，一般采用单端正激式、单端反激式、双管正激式、双单端正激式、双正激式、推挽式、半桥、全桥等八种拓扑。单端正激式、单端反激式、双单端正激式、推挽式的开关管的承压在两倍输入电压以上，如果按 60% 降额使用，则使开关管不易选型。在推挽和全桥拓扑中可能出现单向偏磁饱和，使开关管损坏，而半桥电路因为具有自动抗不平衡能力，所以就不会出现这个问题。双管正激式和半桥电路开关管的承压仅为电源的最大输入电压，即使按 60% 降额使用，选用开关管也比较容易。一般在小功率场合可选用反激式。稍微大一些可采用单管正激电路，中等功率可采用双管正激电路或半桥电路，低电压时采用推挽电路，与半桥工作状态相同。大功率输出，一般采用桥式电路，低压也可采用推挽电路。

正激有等效占空比小、副边二极管电压应力高、输出电流脉动大等缺点。半桥结构波形对称电流纹波小，但是效率低。其次半桥电路克服了推挽式电路的缺点，所使用的功率晶体管耐压要求较低，开关管的饱和压降减少到了最小。对输入滤波电容使用电压要求也较低。由于以上诸多原因，半桥式变换器在高频开关电源设计中得到广泛的应用。本文输入为交流 220V 电压，由于容性负载，经全波整流后，直流电压约为 300V，加上变压器的漏感尖峰及线电压的扰动，会导致 MOS 管电压应力过高。

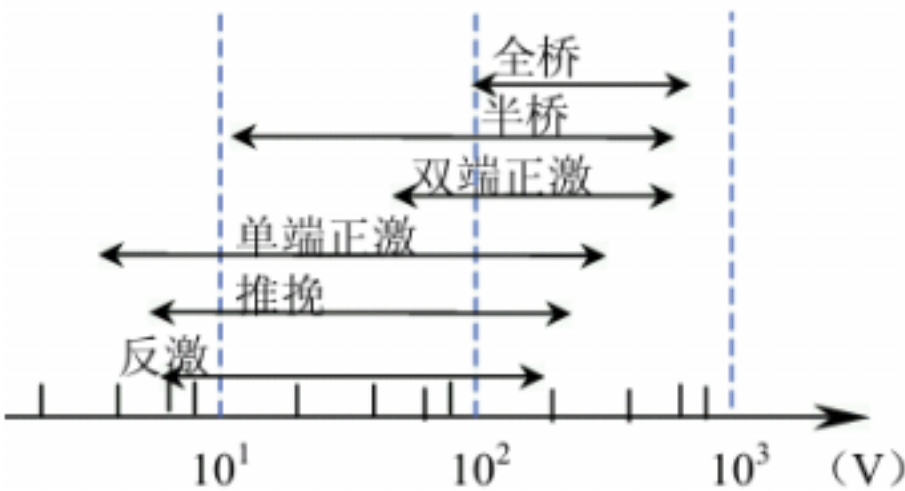


图 2.1 各种隔离拓扑应用的电压范围

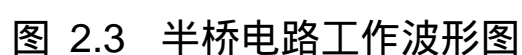
对于本文恒流源设计标准，选择半桥结构作为主电路直流变换器的拓扑。在半桥式功率变换电路中的功率开关管 MOSFE 输入阻抗很高且是电压控制器件，所需驱动电流小，其开关时间以纳秒计且不受温度变化的影响。导通电阻 R 的温度系数为正，当 R 随温度升高而增大时电流自动减小，这使其本身就具有自动均流能力。电路中的分压电容起着较强的不平衡作用。半桥型开关电路由于两管开关导通时间不对称而造成变压器一次侧的直流分量有自动平衡作用，因此不容易发生变压器的偏磁现象。由于 TL494 中存在死区时间，也不存在由于两个 MOS 管共同导通而损坏功率管的情况。



订

线

由于输入电源 U 直接与串联电容器 C_1 和 C_2 连接在一起，因此在任一时刻，当一个电容器在进行放电的时候，另一个电容器就会进行充电，两个电容器充、放电的电荷总是相等。电容器 C_1 放电电流的方向正好与电容器 C_2 放电电流的方向相反，因此，在变压器初级级线圈绕组的两端电压是一个脉冲宽度与控制开关 V_1 (或 V_2) 接通时间对应的方波。半桥电路工作波形图如图 2.3 所示



第 10 页 共 36 页

满足要求时，与不平衡的伏秒值成正比的直流偏压将被次电容滤掉，这样在晶体管导通期间，就会平衡电压的伏秒值，达到消除偏磁的目的。

从半桥电路结构上看，选用桥臂上的两个电容 C1、C2 时，需要考虑电容的均压问题，尽量选用 $C_1=C_2$ 的电容。一般情况下，还要在两个电容两端各并联一个电阻（原理图中的 R_1 和 R_2 ）并且 $R_1=R_2$ 进一步满足要求。电阻上流过的电流应比电容器的漏电流大 5 倍以上来选择电阻，以避免漏电流偏差影响均压，此时在选择阻值和功率时需要注意降额。

2.1.2 整流电路

主电路中有两处用到整流电路，交流侧一般采用单相桥式整流电路，阀侧输出整流电路可选用全波整流电路。

1. 交流侧单相桥式整流电路

整流电路中采用四个快恢复二极管组成桥式整流，将输入 220V 交流电压经桥式整流滤波后获得 +300V 左右的直流电压。滤波电容两端的波形，与电源内阻，电阻，电容，负载大小都有关系。220V 交流输入时市电整流后直接接滤波电容，以得到波形较为平直的直流电压。

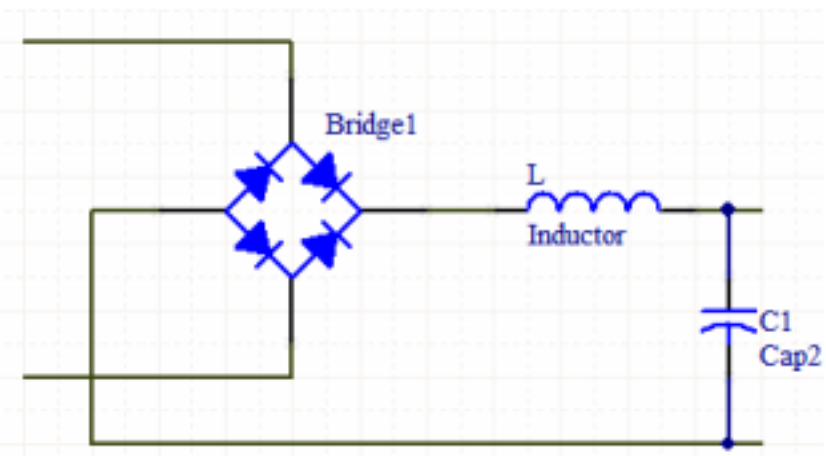


图 2.4 输入整流滤波电路工作原理图

2. 副边整流电路

选择副边整流电路主要是考虑以下几点：

- （1）根据输出电压的高低，考虑管子的安全问题；
- （2）功率损耗的问题，主要是开关管和副边绕组的损耗问题；

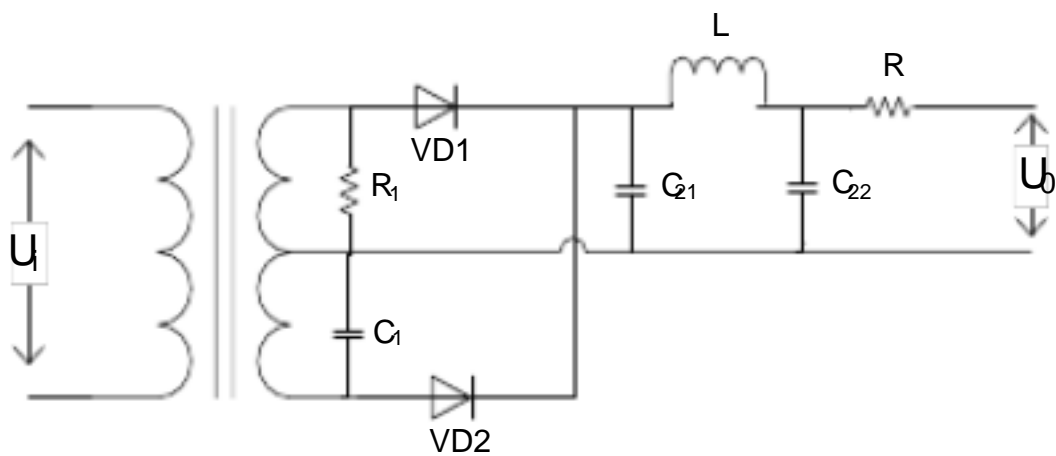


图 2.5 单相全波整流电路

在整流电路的设计时，采用全波整流方式。全波整流电路的优点是变压器输出功率的利用率为 100%，整流电路使用的器件数少，结构简单，通态损耗小，输出直流电压中的纹波电压较低。缺点是高频开关变压器必须加工有中心抽头。在整流二极管的两端并联有一电阻和电容串联的电路，其作用是滤除高频杂波信号。 C_1 的作用是滤除交流信号。电感 L 对直流电无电压降，对交流电能够储藏能量。利用电感的储能作用可以减小输出电压的纹波，从而得到比较平滑的直流。电容 C_2 为二次滤波电容，用来再次滤除交流信号。

2.1.3 EMI 滤波器的设计

EMI 滤波电路主要是为了滤除来自市电网的突发脉冲和高频干扰，同时将自身产生的电磁辐射降到最低。电源噪声是电磁干扰的一种，它属于射频干扰，其传导噪声的频谱大致是为 10KHz-30MHz 最高可达 150MHz。根据传播方向的不同，电源噪声可以分为两大类：一类是从电源进线引入的外界干扰；另一类是由电子设备产生并经电源线传出去的噪声。这表明噪声属于双向干扰信号，电子设备既是噪声干扰对象，又是一个噪声源。若从形式特点看，噪声干扰分差模干扰与共模干扰两种。差模干扰是两条电源线之间的噪声，共模干扰则是两条电源线对大地的噪声。因此，EMI 滤波器应符合电磁兼容性的要求，也必须是双向频滤波器，一方面要滤除从交流电源线上引出的外部电磁干扰，另一方面还能避免本身设备向外部发出噪声干扰，以免影响同一电磁环境下其他电子设备的正常工作。

在一般情况下，差模模幅度小，频率低，所造成的干扰较小；共模干扰幅度大，频率高，还可以通过导线产生辐射，所造成的干扰较大。解决这个问题最有效的方法是在开关电源输入和输出电路上加装电磁干扰滤波器。它的作用就是抑制干扰信号的通过。为此设计了下图所示的滤波器。如图 2.6 所示。

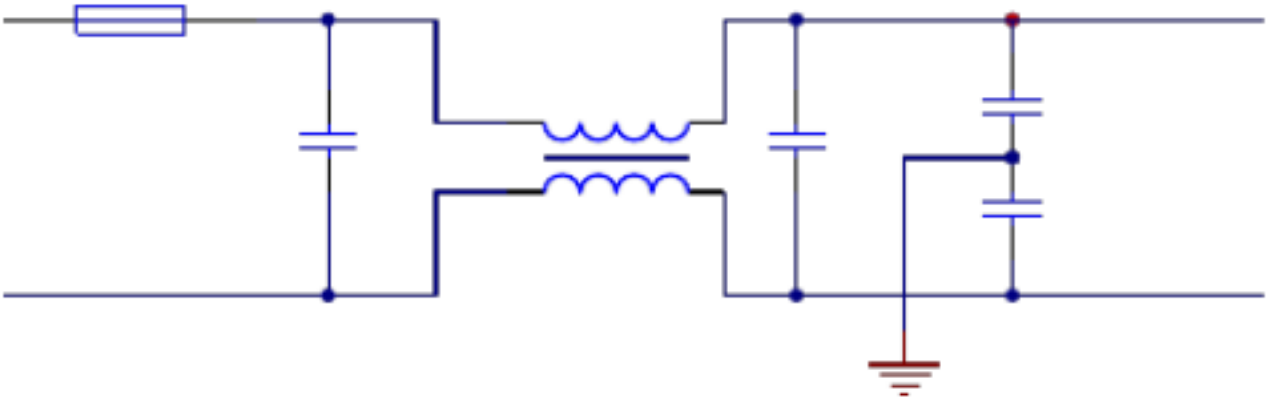


图 2.6 主电路滤波设计

其中 $L1$ 、 $L2$ 为共模扼流圈，由于它的两个线圈匝数相等，这两个电感对于差模电流和主电流所产生的磁通是方向相反、互相抵消的，因而不起作用；而对于共模干扰信号，能够得到一个大的电感量呈现高阻抗，以获得最大的滤波效果，因此对其有良好的抑制作用。它的线圈绕在低损耗、高磁导率的铁氧体磁环上。为确保两个线圈的绝缘，需分别绕在磁环的两侧。 C_1 和 C_2 主要用来滤除差模干扰。 C_3 和 C_4 跨接在输出端，并将电容器的中点接通大地，能有效地抑制共模干扰。

在这里选择 L_1 、 L_2 为 20mH C_1 和 C_2 采用薄膜电容器，容量范围大致是 $0.01\ \mu\text{F} \sim 0.47\ \mu\text{F}$ ，主要用来滤除差模干扰。 C_3 和 C_4 跨接在输出端，并将电容器的中点接地，能有效地抑制共模干扰。 C_5 和 C_6 亦可并联在输入端，仍选用陶瓷电容，容量范围是 $2200\text{pF} \sim 0.1\ \mu\text{F}$ 。为减小漏电流，电容量不得超过 $0.1\ \mu\text{F}$ ，并且电容器中点应和大地接通。 $C_1 \sim C_6$ 的耐压值均为 $\text{DC}630\text{V}$ 或 $\text{AC}250\text{V}$ 。在选择滤波元件时，一定要保证输入滤波器谐振频率低于开关电源的工作频率。由于随着电源工作频率的升高，滤波器对运行噪声将更容易抑制，所以设计中要注意滤波器在工作频率低时的抑制效果。此次参数选取均在要求范围内，可以有效的滤波。

2.1.4 输出滤波电路

本文采用 LC滤波电路。与 RC滤波电路相比，这种滤波电路综合了电容滤波电路纹波小和电感滤波电路带负载能力强的优点。其电路图见图 2.7

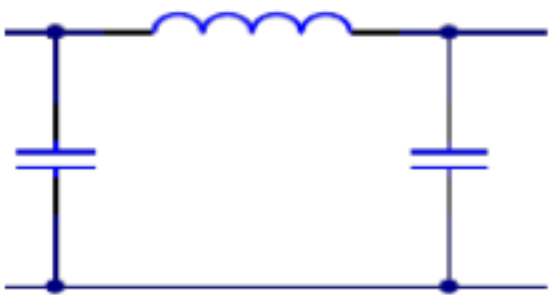


图 2.7 LC 滤波电路

2.2 控制电路的设计

本系统脉宽控制芯片选用 TLL494 芯片。TL494 是美国德克萨斯仪器公司开发的一款高性能固定频率的电压驱动型 PWM脉宽调制控制电路，具有功能完善、工作性能稳定、驱动能力强等优点。它包含了控制开关电源所需的全部功能，可作为单端正激双管式、半桥式、全桥式开关电源的控制器。TL494 广泛于 1000W 以下的大功率开关电源中，它既可以驱动 150W 以下的单端式开关电源，也可以驱动 $300 \sim 1000\text{W}$ 的桥式和半桥式电路。现结合电路的工作特点，通过对电路要点的剖析，来阐述基于 TL494 芯片 PWM控制电路检测的方法和技巧。

2.2.1 关于 PWM控制芯片 TL494 的介绍

1. TL494 的电路结构

TL494 是有 16 引脚双列直插式塑料封装集成芯片，集成了全部的脉宽调制电路，内置 $+5\text{V}$ 参考基准电压源、欠压保护电路、线性锯齿波振荡器，外置振荡元件一个电阻 R_t 和一个电容 C_t 、脉宽调制比较器、死区时间比较器、触发器、两个误差放大器以及输出控制器等电路组成。具有其工作频率可在 $1 \sim 300\text{kHz}$ 之间任选且输出电压高达 40V ，输出电流为 250mA 输出方式有推拉或单端两种。

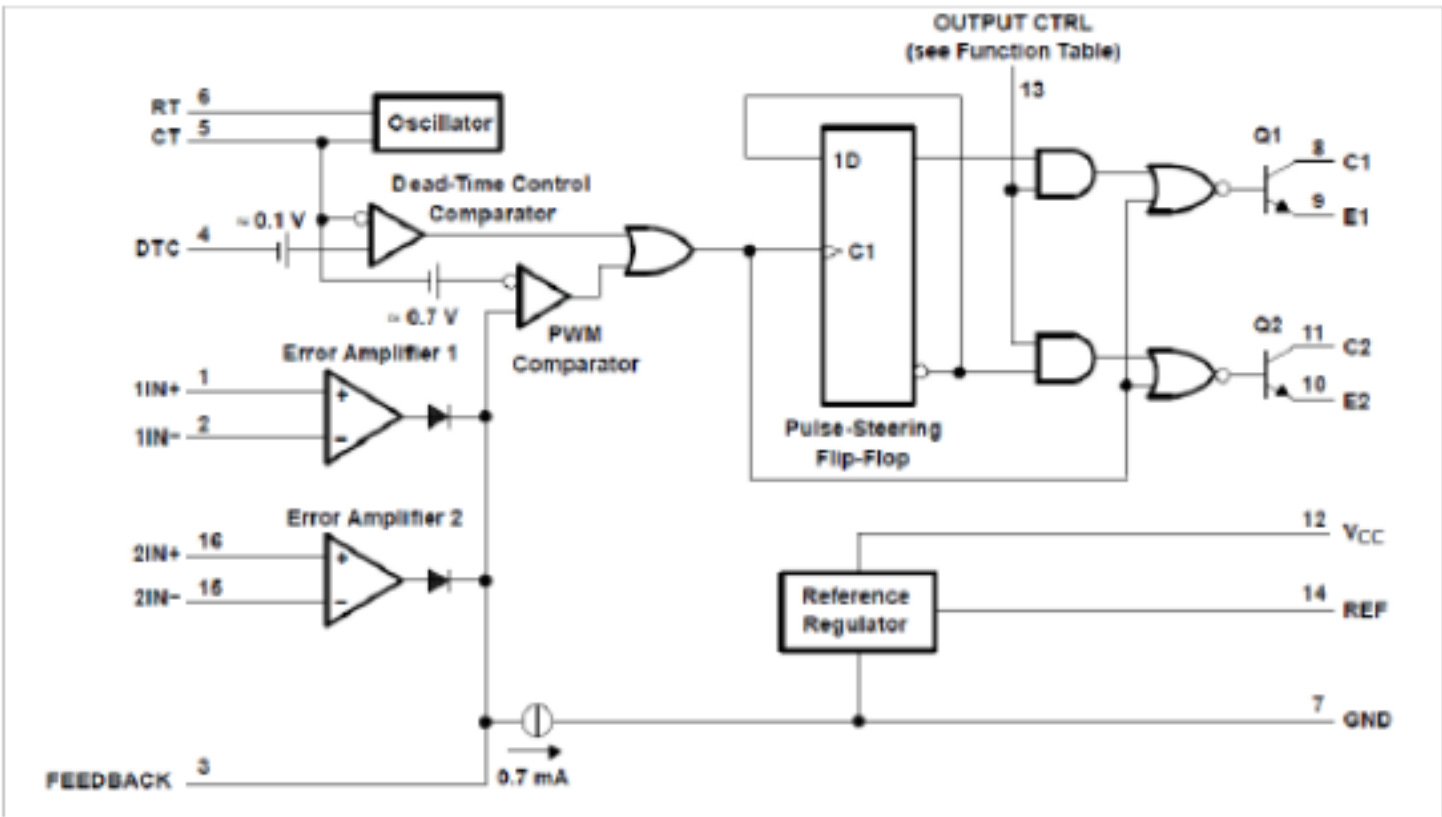


图 2.8 TL494 各脚功能与典型简化方框图

装

2.TL494 各引脚功能及有关参数

订

线

- (1) 1 与 2 脚分别为误差放大器 1 的同相输入端和反相输入端，耐压值 41V。
- (2) 3 脚为控制比较放大器和误差比较放大器的公共输出端，输出时表现为或输出控制特性，也就是就在两个放大器中，输出幅度大者起作用。当 3 脚的电平变高时，TL494 送出的驱动脉冲宽度变窄；当 3 脚电平低时，驱动脉冲宽度变宽。同时在 2、15 脚间接入 RC 频率校正电路和直流负反馈电路，稳定误差放大器的增益以及防止其高频自激。3 脚电压反比于输出脉宽，也可利用该端功能实现高电平保护。
- (3) 4 脚为死区时间控制端，通过给该端施加 0~3.5V 电压，可使占空比在 49%~0 之间变化，从而控制输出端的输出。
- (4) 5 脚为锯齿波振荡器外接定时电容端。R_T取值范围 1.8~500k
- (5) 6 脚为锯齿波振荡器外接定时电阻端。G_T取值范围 4700pF~10μF。
- (6) 7 脚为共地端。
- (7) 8、11 脚为两路驱动放大器 NPN 管的集电极开路输出端。当通过外接负载电阻引出输出脉冲时，为两路时序不同的倒相输出，脉冲极性为负极性，适合驱动 P 型双极型开关管或 P 沟道 MOSFE 管。此时两管发射极接共地。
- (8) 9、10 脚为两路驱动放大器的发射极开路输出端。当 8、11 脚接 VCC，在 9、10 脚接入发射极负载电阻到地时，输出为两路正极性图腾柱输出脉冲，适合于驱动 N 型双极型开关管或 N 沟道 MOSFE 管。
- (9) 12 脚为 VCC 输入端。供电范围适应 8~40V，极限电压 41V，低于 7V 电路不启动。
- (10) 13 脚为输出模式控制端。外接 5V 高电平时为双端图腾柱式输出，用以驱动各种推挽开关电路。接地时为两路同相位驱动脉冲输出，8、11 脚和 9、10 脚可直接并联。双端输出时最大驱动电流为 2×200mA，并联运用时最大驱动电流为 400mA。
- (11) 14 脚为内部基准电压精密稳压电路端。输出 5V±0.25V 的基准电压，最大负载电流为 10mA 用于误差检出基准电压和控制模式的控制电压。

(12)16 脚为误差放大器 2[#]的同相输入端。最高输入电压不超过 $V_{CC}+0.3V$

(13)15 脚为误差放大器 2[#]的反相输入端。正常工作的条件必须维持 15 脚的电位大于 0 伏,可接入误差检出的基准电压。

3. TL494 的工作原理

TL494 的工作原理可简述为：当 TL494 的引脚 5 与引脚 6 接上电容与电阻后，集成在其内部的振荡器便使引脚 5 所接电容恒流充电和快速放电，在电容 C_T 上形成锯齿波，该锯齿波同时加给死区时间控制比较器和 PWM 比较器，死区时间控制比较器按引脚 4 的引脚所设定的电平高低输出相应宽度的脉冲信号；另一方面在 2[#]误差放大器输出的保护信号无效（为高电平时），比较器根据 1[#]误差放大器输出的调节信号（或引脚 3 直接输入的电平信号）与锯齿波比较在输出形成相应的脉冲波，该脉冲波与死区时间控制比较器输出的脉冲相或后，一方面提供给触发器作为时间信号，同时提供给输出控制或非门，触发器按 CK 端的时钟信号，在与端输出相位互差的 PWM 脉冲信号，若引脚 13 为高电平，则内部的两个与门输出的 PWM 脉冲信号，给信号经输出两个或非门与前述的信号或非后有输出功率放大的开关晶体管放大后输出；相反，当引脚 13 为低电平时，两个与门输出恒为低电平，所以两个或非门输出相同的脉冲信号。若用 TL494 的误差放大器作保护比较器，保护动作时引脚 3 被置为恒低电平，TL494 两路均输出低电平。

（1）振荡电路

当 TL494 的 12 脚 V_{CC} 直流电源端和 7 脚直流地形成供电回路，5 脚 C_T 端外接电容 C ；6 脚 R_T 端外接电阻 R 这样 TL494 就会产生振荡，并可在 5 脚得到一个频率为 $f = 1.1/RC$ 的锯齿波振荡电压。其振荡频率由外接 RC 决定；改变 R 或 C 值可得到所需频率值。并通过电容 C_T 上的正极性锯齿波电压与另外两个控制信号进行比较来实现对输出脉冲的宽度的控制。

（2）死区电压比较控制电路

由振荡电路产生的锯齿波振荡电压送到 IC 内部电压比较 1 的同相端，与输入到电压比较器 1 反相端的死区电平控制信号 V_B ，设置该死区控制信号的目的是防止当从误差放大器或控制放大器输出的 V_A 信号过小，以至于出现 V_1 变成幅度为电源电压的直流高电平。该 V_B 信号经 IC 的 4 脚送至电压比较 1[#] 的反相端。死区电压比较控制电路具有 0.12V 的输入补偿电压，它限制了最小输出死区时间约等于锯齿波周期的 4%。当输出控制端 3 接地，最大输出占空比为 96%，接参考电压时，占空比为 48%。当把死区时间控制输入端 IC 的 4 脚接上固定电压即范围在 0.4 ~ 3.3V 之间时，能在输出脉冲上产生附加的死区时间。IC 的 4 脚电位越高，死区时间越宽，占空比越小。

（3）PWM 比较控制电路

由误差放大器和控制放大器的所输出的两路控制信号经过门控电路后产生一个控制信号 V_A ，并将控制信号 V_A 送到电压比较器 2[#] 的反相端与由锯齿波振荡器产生的锯齿波振荡电压进行比较。根据电压比较器的工作原理：当送到电压比较器的同相端

的电位高于它的反相端电位时，就能在电压比较器的输出端得到高电平输出。反之输出端输出低电平。通过调控误差放大器和控制放大器的工作状态来改变 3 端 V_A 控制电平的大小， V_A 控制信号电平越大，则输出 PWM 脉冲宽度越窄，反之变宽。

（4）供电与基准电源电路

TL494 电源供电端 12 脚其允许输入电压可达 7~40V。因 TL494 内置一个 5.0V 的基准电压源，因此无需外部稳压器；使用外置偏置电路时，可提供高达 10mA 的负载电流。该基准电源能提供 $\pm 5\%$ 的精确度。14 脚为 5V 基准电源端，并作为电路过流保护取样输入。

（5）输出控制电路

输出电路在 TL494 芯片内置 2 只 NPN 功率输出管，可提供 500mA 的驱动能力。输出电路工作状态由 13 脚来控制，当为低电平时两个功率输出管状态由 PWM 比较控制器和死区电压比较器直接控制，两功率输出管同相控制；当 13 脚为高电平时，一般是直接取至 5V 基准电压，TL494 内部 D 触发器控制两功率输出管，并交替导通，去驱动推挽或桥式变换器。TL494 的测试波形如图 2.9 所示。

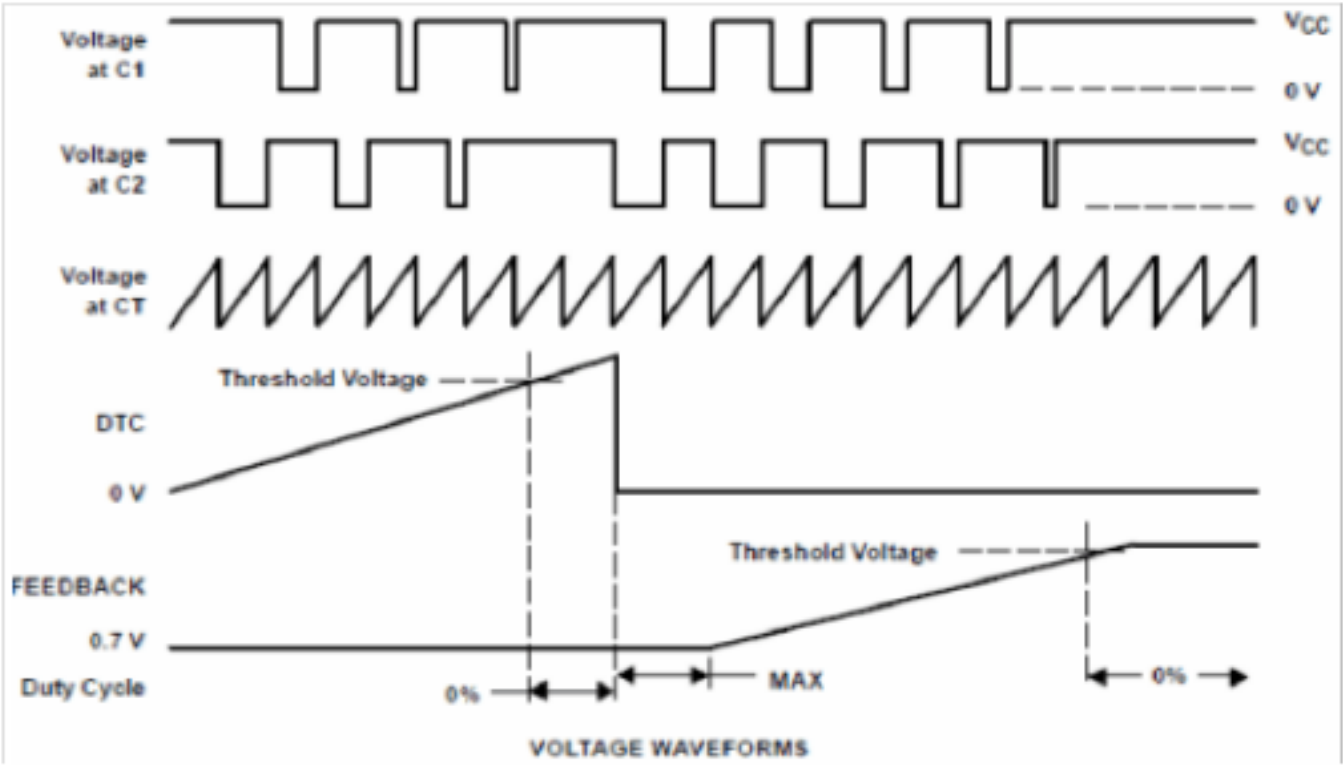


图 2.9 TL494 的测试波形

2.2.2 TL494 引脚的接线

PWM 控制器电路其核心采用专用集成芯片 TL494。通过适当的外接电路，不但可以产生 PWM 信号输出，而且还有多种保护功能。4 脚电压来自 5V 基准电压通过电阻分压后所产生电压和输出采样控制信号形成了死区的控制电平。TL494 控制放大器的反相端 15 脚直接取 14 脚 5V 基准电源电压为控制放大器参考电压，误差放大器的 2 脚由 14 脚 5V 基准电源电压通过电阻分压后一般为 2.5V 提供作为误差放大器参考电压。其中控制放大器的反相端 15 脚 5V 基准电压与同相端 16 采样到的过流检测控制电压（一般约为 1.5V）共同作用来控制 TL494 的 8 和 11 脚两输出端的输出信号，而误差放大器的 2 脚的参考电压与反馈至误差放大器的 1 脚输出采样电压共同作用来控制 TL494 输出端输出脉冲的宽度。

在引脚 4 与 14 之间接入充电电容 C_1 ，在 VCC 接通瞬间， U_{ef} 通过加至引脚 4 使输

出晶体管截止。随着 C 充电电压增加，引脚 4 上电压下降，占空比增大，从而完成软启动。软启动时间 $t_{SS}=GR_R/(R_1+R_6)$ 。

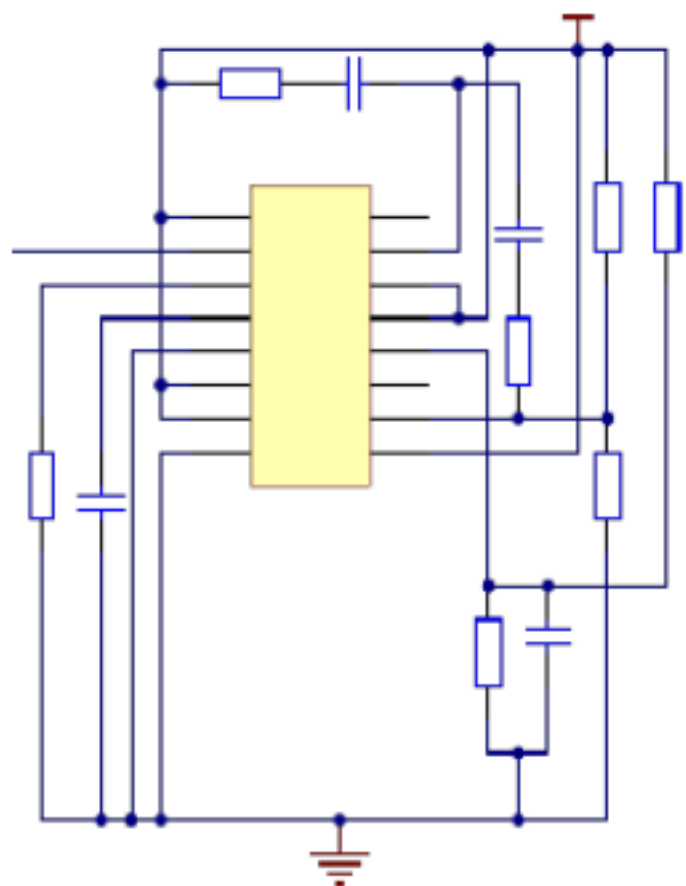


图 2.10 TL494 外围接线

2.3 隔离驱动电路的设计

因为主电路电压均为高电压、大电流情况，而控制单元为弱电电路，所以它们之间必须采取隔离措施，以提高系统抗干扰措施。有变压器隔离和光电隔离两种，一般采用的隔离方式是用脉冲变压器和光电耦合器进行隔离。可采用带光电隔离的 MOSFE 驱动芯片 TLP25Q 光耦 TLP250 是一种可直接驱动小功率 MOSFE 和 IGBT 的功率型光耦，由日本东芝公司生产，其最大驱动能力达 1.5A。选用 TLP250 光耦既保证了功率驱动电路与 PWM 脉宽调制电路的可靠隔离，又具备了直接驱动 MOSFE 的能力，使驱动电路特别简单。

功率 MOSFE 驱动的难点主要体现在功率器件的特性、吸收回路和栅极驱动等方面。MOSFET 是电压控制型器件，静态时几乎不需要输入电流，但由于栅极输入电容 C_n 的存在，在开通和关断过程中仍需要一定的驱动电流来给输入电容充放电。功率 MOSFE 的极间电容较大，因而工作速度和驱动源内阻抗有关。虽然无法降低 C_n 的值，但可以降低栅极驱动回路信号源内阻 R_s 的值，从而减小栅极回路的充放电时间常数，加快开关速度。下面首先介绍 TLP250 的结构和引脚使用方法，然后分别介绍以上各项。

2.3.1 驱动芯片 TLP250

TLP250 是 8 脚双列封装结构，包含一个光耦合器、前级放大器、触发器、后级功率放大管。

1. 光耦合器

光耦合器通常简称为光耦，它是由发光二极管和接收二极管组成。当发光二极管

通过毫安级的电流时，接收二极管能产生出微安级的电流和不大的电压。光耦的隔离耐压通常大于 1500V，分布电容小，干扰也很小。

2. 前级放大器

前级放大器是一个运算放大器（比较器），放大倍数大，输出脉冲沿较陡。

3. 触发器

触发器能使输出电压波形的上升沿和下降沿很陡，能使功放级脉冲的上升时间和下降时间小于 0.5pS，“拉”、“灌”电流的峰值可以达到安培级。

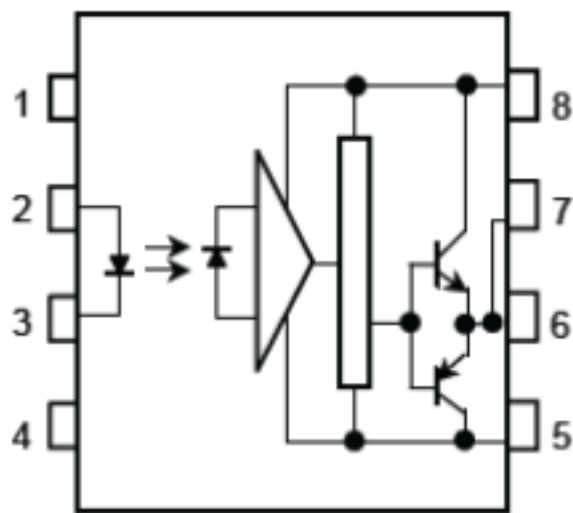


图 2.11 TLP250 的引脚及内部结构简图

引脚说明如下：

引脚 1、4：空引脚；

引脚 2：阳极；

引脚 3：阴极；

引脚 5：电源地；

引脚 8：集电极电压端；

引脚 6、7：输出端；

TLP250 的典型特征如下：

- (1) 输入阈值电流（ I_f ）：5mA(最大)；
- (2) 电源电流（ I_{CC} ）：11mA(最大)；
- (3) 电源电压（ V_{CC} ）：10 ~ 35V；
- (4) 输出电流（ I_o ）：± 0.5A（最小）；
- (5) 开关时间（ t_{PLH}/t_{PHL} ）：0.5 μs（最大）；
- (6) 隔离电压：2500Vpms(最小)。

使用 TLP250 时应在管脚 8 和 5 间连接一个 0.1 μF 的陶瓷电容来稳定高增益线性放大器的工作，提供的旁路作用失效会损坏开关性能，电容和光耦之间的引线长度不应超过 1cm。

2.3.2 MOSFET 驱动电路

1. 对 MOSFE 驱动电路的设计要求是：

(2) 开关管导通期间, 驱动电路能保证 MOSFE 栅源极间电压保持稳定, 以使其可靠导通。

(4) 关断期间驱动电路最好能提供一定的负电压避免受到干扰产生误导通。

(5) 要求驱动电路结构简单可靠, 损耗小, 最好有隔离。选用 TLP250 光耦既保证了功率驱动电路与 PWM 脉宽调制电路的可靠隔离, 又具备了直接驱动 MOSFET 的能力, 使驱动电路特别简单。

The diagram illustrates a 4-bit parallel adder circuit. It features a 74181 ALU (Arithmetic Logic Unit) and a 74180 majority gate. The ALU is configured to perform addition by setting its mode inputs (M0, M1, M2) to 1 and its carry-in (CIN) to 0. The four 4-bit inputs (A0-A3) are connected to the ALU's A inputs, and the four 4-bit inputs (B0-B3) are connected to the ALU's B inputs. The ALU's carry-out (COUT) is connected to the carry-in (CIN) of the majority gate. The majority gate's three 4-bit inputs (A0-A3, B0-B3, and COUT) are connected to the ALU's A inputs, B inputs, and COUT, respectively. The majority gate's output (F) is connected to the ALU's carry-in (CIN). The ALU's output (F) is connected to the majority gate's output (F). The final 4-bit sum is taken from the ALU's output (F0-F3). The circuit is powered by a 5V supply and grounded.

第 19 页 共 36 页

输出端 7 和输出端 6 并联（避免插件接触不良），经过 R_8 限流接到 MOSFE 管的栅极。 R_4 是放电电阻，当驱动芯片未插上或接触不良时没有栅压。外接负偏压，通过数毫安的电流后，使稳压管 VS 稳压，得到 5 V 的负偏压。其阴极（正电压端）接 MOSFET 的源极 S，当输出端 7 为低电位（近似 5 端的电位，即辅助电源 VCC 的负端电位）时，栅极电位低于源极，即负偏，MOSFE 管可靠地截止，不易受干扰。

2.4 辅助电源的设计

该部分的功能是主要用来给功率主回路的控制电路、驱动电路供电，为开关电源部分所使用的芯片的提供驱动电压。由于所需辅助电源的功率一般较小，辅助电源应该力求简单、可靠和小巧。根据辅助电源与功率主回路的关系，开关电源中的辅助电源可以分为两大类：

（1）独立型。辅助电源独立于功率主回路，在功率主回路即使不工作时，辅助电源也要正常供电。主要用于大功率或中功率电源系统。

（2）非独立型。由主变换器高频变压器输出的一部分构成辅助电源，主要用于中小功率电源系统，有利于减小整个电源的体积，实现小型化，节约成本。特点是辅助电源与主变换器二者的工作状态互相制约。如果辅助电源不给控制电路供电，主变换器将不工作。而当主电路不工作，辅助电路也随之关闭。所以在电源的启动阶段需要一些方法给控制电路提供能量，然后过渡到正常的工作状态。

本设计采用一种由自激式反激式高频变换器（RCQ）构成的辅助电源。RCC 电路不需要外部时钟的控制，由开关变压器和开关管就可以产生振荡的原因，使线路的结构非常的简单，这样就致使成本低廉。

RCC 电路的主要优缺点如下：

- （1）电路结构简单，价格成本低。
- （2）自激式振荡，不需要设计辅助电源。
- （3）随着输出电压或电流的变化，启动后，频率周期变化很大。
- （4）转换的效率不高，不能做成大功率电源。
- （5）噪声主要集中在低频段。

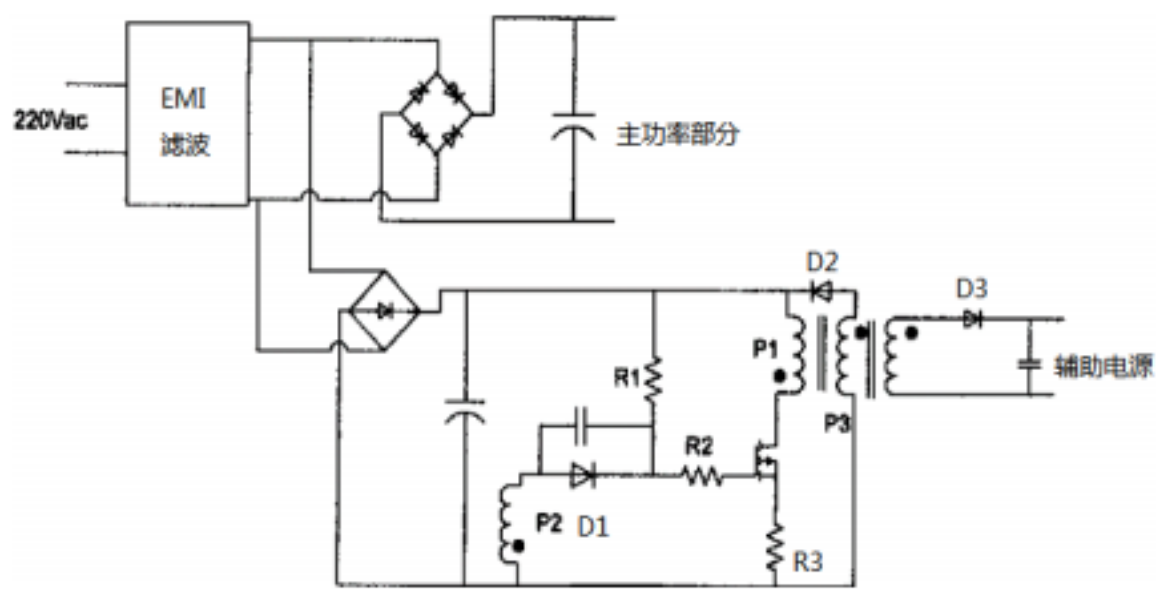


图 2.13 自激式反激式高频变换器构成的辅助电源

装

开始时由于通过 R1、R2的基级驱动电流，Q开始导通，绕组 P2上的反馈电压将加速 Q的开通过程。随着 Q的导通，初级线圈 P1上的电流将线性增加，而 R3上的电流也线性增加，Q发射级电压增加，导致 R2 上的电流减小,Q 开始关断。由于 P2上的反馈电压方向，所以将加速 Q1的关断过程。在反激阶段，绕组 P3和 D₂把反激的大部分能量回馈到输入，只有一小部分能量通过 D3传送到输出。根据变压器铁芯选择适当的初级线圈，使得在 Q开通阶段储存的能量至少是所需辅助输出能量的 3-4倍，这样二极管 D2在反激阶段始终导通，次级电压就完全由初级电压和匝数比决定，这样做的好处是易于设定辅助电源的输出电压。

订

2.5 保护电路的设计

评价开关电源的质量指标应该是以安全性、可靠性为第一原则。在电气技术指标满足正常使用要求的条件下，为使电源在恶劣环境及突发故障情况下安全可靠地工作，必须设计多种保护电路，比如防浪涌的软启动，防过压、欠压、过热、过流、短路、缺相等保护电路。同时，在同一开关电源电路中，设计多种保护电路的相互关联和应注意的问题也要引起足够的重视。

线

2.5.1 防浪涌软启动电路

如图为晶闸管保护法。采用晶闸管 V_s和限流电阻 R₀和主变压器辅助绕组 N₂组成的防浪涌电流电路。在电源接通瞬间，输入电压将通过限流电阻 R₀向整流桥 D₁~D₄供电，限制浪涌电流。当脉冲宽度达到设计的宽度后，主变压器辅助绕组 N₂感应电压，该电压将使 V_s有截止趋向导通并将 R 短路，开关电源处于正常运行状态。

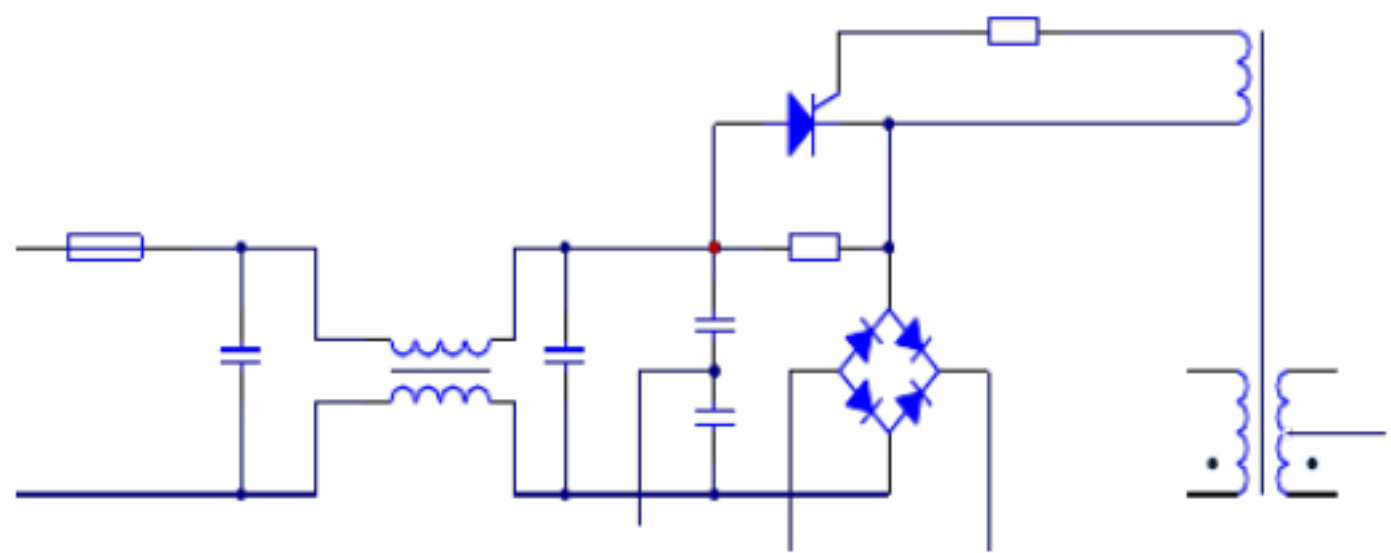


图 2.14 晶闸管和限流电阻组成的防浪涌电流电路

装

为了抑制浪涌电流，也可以在输入端的滤波电容处串入 NTC热敏电阻 R_t ，因其具有负的电阻温度特性，随着温度的升高电阻值逐渐减小。因此，在电源启动初期，它变为大电阻，抑制浪涌电流；之后伴随着电流的流过，自身发热（焦耳热）从而降低自己的电阻值以限制功耗。

2.5.2 缓冲电路设计

订

充放电型 RCD缓冲电路如图 2.15 所示，这种缓冲电路既能够起到电压钳位的作用，又能够控制电压的上升率。该缓冲电路对浪涌电压有抑制效果，与 RC缓冲电路不同，由于外加了缓冲二极管 D ，缓冲电阻值能够变大，降低了电阻损耗，而且能够回避开通时场效应管的负担问题。本电源选择了充放电型 RCD缓冲电路。

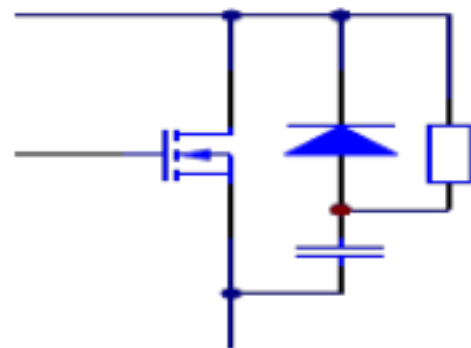


图2.15 RCD 电路

线

1. 缓冲电容 C 的计算缓冲电容器所需要的电容值可以由下式计算出：

$$C_s = \frac{L I_o^2}{(V_{DSP} - E_d)^2} \tag{2-1}$$

其中： L 是主电路的寄生电感；
 I_o 是场效应管关断时的漏极电流；
 V_{DSP} 是缓冲电容器电压的最高值；
 E_d 是直流电源电压。

缓冲电容器的电压最高值应该控制在场效应管的耐压值以下，而且应该选用高频性能良好，等效串联电阻、电感小的薄膜电容。

2. 缓冲电阻 R 的计算。

如果要控制电压的上升率，应该在 MOSFE的每一个开通周期内将电容的电荷完全释放，要求缓冲电路的 RC 常数比开关周期小，通常是开关周期的 $1/3$ 。在本电源中，

$$R_s \leq \frac{1}{2.3C_{sf}} \quad (2-2)$$

缓冲电阻值如果取得太低，由于缓冲电路的电流振荡，场效应管开通时漏极流峰值也会增加，在满足上式的情况下应该尽量取大值。缓冲电阻发生的损耗电阻值无关。另外，应该选用寄生电感小的功率电阻，以减小电路的寄生振荡。

缓冲二极管选择快恢复外延二极管 FRED, 其反向恢复又快又软, 并且正向恢复、高温性能也好, 应用这种二极管能够减小开关损耗, 减小电磁干扰噪声。

2.6 本章小结

本章围绕硬件电路的设计，以基于 TL494 芯片 PWM 控制为核心，介绍各模块主电路、控制电路、驱动电路、保护电路设计方法，通过比较各模块各个实现方法优缺点选择设计方案。开关电源主电路中转换器拓扑结构的选择与设计，在满足性能要求的前提下还要综合考验电源系统造价、性能指标和输入、输出负载特性等因素。在所有实际应用中，就电气特性而言，没有哪一个 DC/DC 转换器是最佳的。换言之，不同的应用，应选取最合适的转换器。

第 3 章 变压器及关键元器件参数选择

3.1 变压器的设计

设计变压器工作频率为 30 kHz，由于工作频率较高趋肤效应影响比较大，因此，在设计时应注意选择导线线径，避免由于趋肤效应引起有效面积减少。

以下采用功率体积法计算，主要参数如下：

工作频率 $f=30\text{kHz}$ ；

输入电压 $U=\pm 150\text{V}$ ；

输出电压 $U=24\text{V}$ ；

输出电流 $I_o=5\text{A}$ ；

整流电路：全波整流；

输出效率 80%；

变压器允许温升 $\Delta t=50$ ；

工作环境温度 $t=-45 \sim 85$ 。

3.1.1 变压器磁芯选择以及工作磁感应强度确定

1. 变压器磁芯选择

目前，高频开关电源变压器所用的磁芯材料一般有铁氧体、坡莫合金材料、非晶合金和超微晶材料。这些材料中，坡莫合金价格最高，从降低电源产品的成本方面来考虑不宜采用。非晶合金和超微晶材料的饱和磁感应强度虽然高，但在假定的测试频率和整个磁通密度的测试范围内，它们呈现的铁损最高，因此，受到高功率密度和高效率的制约，它们也不宜采用。虽然铁氧体材料的损耗比坡莫合金大些，饱和磁感应强度也比非晶合金和超微晶材料低，但铁氧体材料价格便宜，可以做成多种几何形状的铁芯。对于大功率、低漏磁变压器设计，用 E-E 型铁氧体铁芯制成的变压器是最符合其要求的，而且 E-E 型铁芯很容易用铁氧体材料制作。所以，综合来考虑，变换器的变压器磁芯选择功率铁氧体材料，E-E 型。

2. 工作磁感应强度 B_m 的确定

工作磁感应强度 B_m 是开关电源变压器设计中的一个重要指标，它与磁芯结构形式、材料性能、工作频率及输出功率的因素有关。若工作磁感应强度选择太低，则变压器体积重量增加，匝数增加，分布参数性能恶化；若工作磁感应强度选择过高，则变压器温升高，磁芯容易饱和，工作状态不稳定。一般情况下，开关电源变压器的 B_m 值应选在比饱和磁通密度 B_s 低一些，对于铁氧体材料，工作磁感应强度选取一般在 0.16T 到 0.3T 之间。设计中，根据特定的工作频率、温升、工作环境等因素，把工作磁感应强度定在 0.2T。

3.1.2 变压器主要设计参数计算

1. 变压器的计算功率

开关电源变压器工作时对磁芯所需的功率容量即为变压器的计算功率，其大小取决于变压器的输出功率和整流电路的形式。变换器输出电路为全波整流，因此

$$\begin{aligned} P_t &= P_o(\sqrt{2} + 1/\eta) \\ &= U_o I_o(\sqrt{2} + 1/\eta) \\ &= 24 \times 5 \times (\sqrt{2} + 1/0.8) \\ &\approx 320W \end{aligned} \tag{3-1}$$

式中：Pt 为变压器的计算功率，单位为 W；

Po 为变压器的输出功率，单位为 W

2. 磁芯设计输出能力的确定

当磁芯材料确定后，磁芯面积的乘积反映了变压器输出功率的能力。其磁芯面积为

$$A_p = A_c A_m \tag{3-2}$$

或
$$A_p = \left(\frac{P_t \times 10^4}{4 B_m f K_w K_j} \right)^{1.16} \tag{3-3}$$

$$A_p = \left[\frac{320 \times 10^4}{4 \times 0.2 \times 100 \times 10^3 \times 0.2 \times 534} \right]^{1.16} = 1.29 \text{cm}^4$$

式中：Ap 为磁芯截面积乘积，单位为 cm4；

Ac 为磁芯截面积，单位为 cm2；

Am 为磁芯窗口截面积，单位为 cm2；

Bm 为磁芯工作磁感应强度，单位为 T；

Kw 为窗口占空系数取 0.2；

Kj 为电流密度系数（温升为 50 时，E 形磁芯取 534）。

3. 磁芯实际输出能力

在磁芯工作状态确定后，选择磁芯结构参数应稍大于 Ap 值。因为该变压器散热方式是风扇冷却，磁芯实际输出能力至少应大于设计输出能力 10%，若散热方式是自动冷却，则要求实际输出能力比设计输出能力大更多。查相关手册，找到符合本设计要求 E 型磁芯规格为 E42C, 尺寸为 a=4.2 cm, b=2.11cm, c=2cm, d=1.2cm, e=2.95cm, f=153cm。

其实际输出能力为

$$A_p' = k A_c A_m = k c d (e - d) f \tag{3-4}$$

$$A_p' = 0.6 \times 2 \times 1.2 \times (2.95 - 1.2) \times 1.53 = 3.9 \text{ cm}^4$$

由此可见， A_p' 大于 $A_p(1+10\%) = 1.29 \times (1+10\%) = 1.42 \text{ cm}^4$ ，因此，所选磁芯符合要求。
式中： k 为铁占空系数，取 $k=0.6$ 。

4. 绕组的计算

因为变换器电路形式为半桥式，所以变压器初级电压

$$U_p = U_i / 2 = 150 \text{ V} \quad (3-5)$$

本变换器所用肖特基整流二极管压降为 0.5 V ，滤波电感直流压降取 1 V ，取样电阻 R_s 的压降 $0.2 \times 5 = 1 \text{ (V)}$ 另外，变换器满载工作时会把电压拉低，为避免把工作脉冲占空比拉到最大时电压电流仍然达不到要求，变压器次级电压要有一定裕度，一般取变换器输出电压 10% ，所以变压器次级电压

$$U_s = 24 \times (1+10\%) + 0.5 + 1 + 1 = 28.9 \text{ V}$$

(1) 初级绕组匝数计算

装

$$N_1 = \frac{U_p T_{on}}{2B_m A_c} \times 10^{-2} = \frac{U_p T_{on}}{2B_m k c d} \times 10^{-2} \quad (3-6)$$

$$= \frac{150 \times 17}{2 \times 0.2 \times 0.6 \times 2 \times 1.2} \times 10^{-2} \approx 44 \text{ 匝}$$

式中： T_{on} 为初级输入脉冲电压宽度，单位为 $\mu \text{ s}$ 。

取占空度 $D=0.5$ ， $T_{on}=D/f = 17 \mu \text{ s}$ 。

订

(2) 次级绕组匝数

$$N_2 = \frac{U_s N_1}{U_p} = \frac{28.9 \times 44}{150} \approx 8 \text{ 匝} \quad (3-7)$$

5. 导线线径的计算

线

绕组的导线大小根据变压器各绕组的工作电流和电流密度来确定。另外，若变压器的工作频率超过 50 kHz ，还需要考虑电流趋肤效应的影响，导线直径应小于两倍的穿透深度。频率为 30 kHz 时铜导线的趋肤深度 $\sim 0.41 \text{ mm}$ ，因此，所取导线直径应小于 0.82 mm 。

电流密度计算为

$$J = K_j A_p^{-0.14} \times 10^{-2} = 534 \times 1.29^{-0.14} \times 10^{-2} = 5.15 \text{ A/mm}^2 \quad (3-8)$$

考虑到线包损耗与温升，把电流密度定为 4 A/mm^2

(1) 初级绕组：

$$\text{计算导线截面积为 } S_m = N_2^2 I_o / (N_1^2 J) = 7 \times 5 / (34 \times 4) = 0.26 \text{ mm}^2 \quad (3-9)$$

初级绕组的线径可选 $d=0.63 \text{ mm}$ 其截面积为 0.312 mm^2 的圆铜线。

(2) 次级绕组：

次级是带中间抽头输出，计算导线截面积时， I_o 需乘以 0.707 校正系数。计算导线截面积为 $S_m = 0.707 I_o / J = 5/4 = 0.88 \text{ mm}^2$ 。

次级绕组的线径可选用线径是 0.8 mm 截面积是 0.5 mm^2 圆铜线 2 根。

6. 线圈的绕制

因为变换器用是中间抽头变压器，功率较大，宜采用三明治绕法 [7]。三明治又分为两种绕法：初级夹次级，次级夹初级。这种绕法会对变压器温度有很大帮助，且磁力线在变压器中分布较均匀，所以绕组耦合较均匀，漏感少，对外界干扰小，对纹波影响较小。本变压器初级绕组绕在中间，次级是中间抽头输出，共有 4 个绕组，各 2 个绕组绕在初级两边。

3.2 关键元器件

由于部分元件参数已在前文有所阐述，本节重点讲解了开关管的选取，还包括输出电容、输出电感的选择。

3.2.1 开关管的选择

在当前众多的电力电子电路中，MOSFE和 IGBT 器件占据了极其重要的地位与其它可控的功率器件，如传统的可关断晶闸管相比较，这些类型的晶体管在应用中具备一系列的优点，如可主动关断的特性（包括在短路状态下）、控制单元简单、开关时间短、开关损耗低等。使得这两种器件得到了广泛的应用。

对于 MOSFE来说，功率 MOSFE是一种多子导电的单极型电压控制器件，具有开关速度快、高频特性好、热稳定性优良、驱动电路简单、驱动功率小、安全工作区宽、无二次击穿问题等显著优点。较高的工作频率，为斩波频率的提高创造了条件，提高斩波频率可以减少低频谐波分量，降低对滤波元器件的要求，减少了体积和重量。采用自关断器件，省去了换流回路，又可提高斩波器的频率。目前，功率 MOSFE的指标达到耐压 600V、电流 70A、工作频率 100kHz的水平，在开关电源、办公设备、中小功率电机调速中得到广泛的应用，使功率变换装置实现高效率和小型化。但是问题是，在导通状态下的源漏电阻很高，而且随着器件的电压等级迅速增长。因而其传导损耗就很高，特别在高功率应用时很受限制。

和 MOSFE有所不同，IGBT器件中少子也参与了导电，因而可大大降低导通压降。但另一方面，存储电荷的增强与耗散引发了开关损耗、延迟时间（存储时间）、以及在关断时还会引发集电极拖尾电流。同时存在的电流尾巴和较高的 IGBT 集电极到发射极电压将产生关闭开关损耗。这样就限制了 IGBT 的上限频率。

由以上分析可知，IGBT适用于高功率和高压的场合，但是因为电流尾巴的原因，频率范围受限，开关损耗也很明显；MOSFE关闭时电流下降速度快，可用于较高频率范围内，但由于开通漏电阻高，在较高的电压等级下，导致的开通损耗显著，不适用于高功率电路中。

综上所述，本电源拟选用 MOSFE作为功率开关管来构成半桥电路。一般先依据承受电压和电流选择型号，依据该型号的其他参数进行开关损耗的计算，看其是否在所允许的损耗范围之内即可。本半桥变换器 MOSFE所承受最大电压 $V_M=300V$ ，考虑到功率管的耐压及电网波动引起的电压波动等因素，选择时要保留一定的裕量，选用取 IRFP450，主要参数为：额定电流 16A，额定电压 500V。

3.2.2 二极管

二极管有肖特基二极管（SBD），低损耗二极管（LLD）、快恢复二极管（FRD）。选择整流二极管时要注意选择反向恢复时间 t_{rr} 快的二极管。这是因为主开关元件闭合时反向流入二极管的电流会影响初级线圈开关特性并致使损耗增大，同时输出噪声也会受很大影响的，所以应选用快恢二极管或肖特基二极管。肖特基二极管的最高反向工作电压一般不超过 100V，它适合用在低电压、大电流的开关电源中。快速恢复及超快恢复二极管开关特性好、耐用高、正向电流大、截止时反向漏电流小和恢复速度等特点，适合大电流、高压工作场合。其选用原则：反向恢复时间 T_{rr} 在 20~50ns 之间，选用管子的平均整流电流 I_d 是设计输出电流 I_{OM} 的 3 倍以上，最高反向工作峰值电压 V_{RM} 为最大反向峰值电压 $V_{(BR)S}$ 的 2 倍以上。

1. 输入整流二极管选择

选用快恢二极管，参数计算如下

装

$$V_{RM} = 2V_{(BR)S} = 2 \times \sqrt{2} \times 220V = 622V \quad (3-10)$$

$$I_d = 3I_{OM} = 3 \times 0.45I_R = 3 \times 0.45 \times 1A = 0.75A$$

查资料选用二极管 IN4007，相关参数：额定输出电流 1A；反向峰值电压（击穿电压）1000V；反向恢复时间 30μS。

2. 输出整流二极管

订

在单相全波整流电路中，对二极管的耐压要求在常用的几种整流电路中是最高的。反向电压由两组次级电压叠加，最大值可达每组次级电压峰值的两倍。高频变压器副边的输出最高电压峰值

$$V_{(BR)S} = 2\sqrt{2}U_{i\max} \times \frac{N_1}{N_2} = 2\sqrt{2} \times 150 \times \frac{7}{34}V \approx 87V \quad (3-11)$$

取一定裕量，

$$V_{RM} = 2V_{(BR)S} = 2 \times 87V = 144V$$

线

$$I_{L(AV)} = \frac{0.45U_2}{R_L} = 0.45 \times 5A = 2.25A \quad (3-12)$$

考虑一定的裕量，

$$I_d = 3I_{OM} = 3 \times 0.45I_R = 3 \times 2.25A = 6.75A \quad (3-13)$$

根据以上的分析，同时考虑一定的裕量，选二极管的耐压为 800V，额定电流为 16A 的 MUR1860 的快速恢复二极管。

3. 换向二极管

其反向耐压应高于开关管所承受的最高电压。所选用快恢复型二极管反向耐压一般等于或高于 450V，可选用 FR-105。

3.2.3 输出滤波电感及电容的选择

1. 输出滤波电感

I 为允许的电感电流最大纹波峰峰值，取最大输出电流的 20%即 1A。根据公式电感量为

$$L > \frac{U_0}{2f \Delta U} \left(1 - \frac{U_0}{U_{2max}}\right) = \frac{24}{2 \times 30000 \times 1} \left(1 - \frac{24}{28.9}\right) = 103 \mu H \quad (3-14)$$

实际取 200uH

2. 输出滤波电容的设计

输出电容 C 的选择应满足最大输出纹波电压的要求，滤波电容的大小对输出直流电源的纹波大小有决定作用。输出纹波几乎完全由滤波电容的等效串联电阻 Rc 的大小来确定，而不是电容本身的大小决定。根据标准，输出电压的峰峰值 $V_{opp} < 200mV$ 考虑到功率开关管开关和输出整流二极管开关时造成的电压尖峰以及直流电压残留的 30HZ 纹波，可令输出电压的交流纹波为 $V_{opp} = 20mV$ $U = 2V$ 由公式 3.15 求得：

$$C = \frac{U_{0min}}{8L (2f)^2 \Delta V_{opp}} \left(1 - \frac{U_{0min}}{U_{2max} - \Delta U}\right)$$
$$= \frac{24}{8 \times 0.0002 \times (2 \times 30000)^2 \times 0.02} \left(1 - \frac{24}{150 \times \frac{8}{44} - 2}\right) \approx 97.92 \mu H \quad (3-15)$$

所选电容的耐压值为 50V，使用一个 1000uF/50V 的电容。或选用值较小的几个铝电解电容并联，这样寄生电阻更小，滤波效果更好。

3.3 本章小结

在设计开关电源时，不仅要设计好电路，还必须能正确选择元器件。本章重点讲解了开关管的选取和变压器的设计，还包括输出电容、输出电感的选择。这些器件的选择基本上要满足性能和成本上的满足，比如较高的开关频率就可以使用小的电感值（意味着小的封装和低成本），但较高的开关频率会增加干扰和对 MOSFET 的开关损耗，从而降低频率。注意所采用 MOSFET 为了使其输出电阻增大，就需要设法减小其沟道长度调制效应和衬偏效应。因此，这里一般是选用长沟道 MOSFET，而不用短沟道器件。

在变压器设计中，在最大输出功率时，磁芯中磁感应强度不应达到饱和，以免在大信号时产生失真。还要应尽量减小漏感。减小漏感的办法主要是提高一次、二次绕组耦合的紧密程度，如间隔绕组。对输出电容的 ESR 和 MOSFET 的 R_{ds_on} 参数选择也是关键的。

第 4 章 硬件设计和实验结果分析

完成理论设计后，搭建一块简易的电源实验板。但由于个人能力有限，目前只完成了本设计的部分单元电路。现展示如下：

- 1. 实验结果：
整流电路及 TL494控制电路板如图 4.1

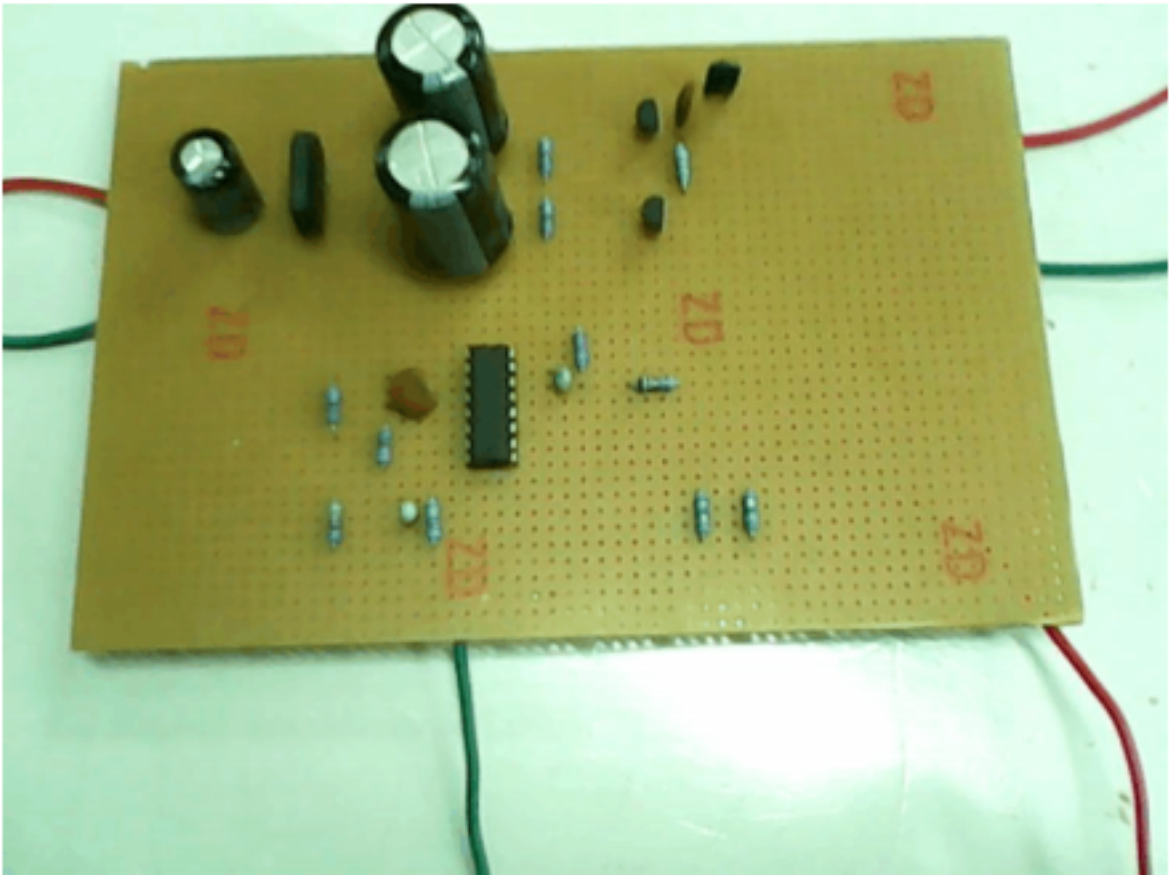


图 4.1 简易实验板

外接直流稳压电源给 TL494 芯片供电，调节电压，用示波器观测相应的波形

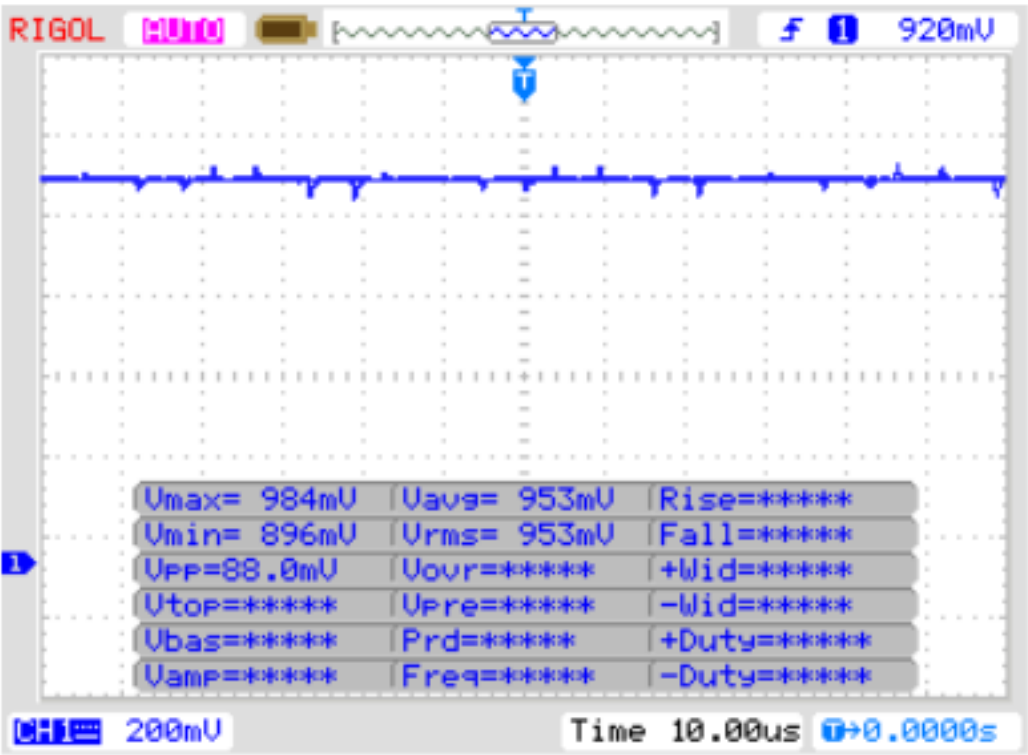


图 4.2 TL494 死区控制端 4 脚的电压波形



2. 实验中所遇到的问题：

(2) 在测 TL494 的引脚 9 的输出脉冲波时没有波形, 用万用表测量 4 脚的电压值为 4.6V。通过查找发现分压电阻没接入 14 脚, 导致占空比为零。重新接入, 问题就解决了。

3. 实验结论

(2) 由于实际电路与理论上的差异, 必须针对控制参数进行整定, 从中找到对应的合理参数值, 以提高控制精度。

总结

开关电源具有效率高、体积小、稳定和可控等优点，在电子设备中被广泛使用到。本设计从首先从整体上把握开关电源的设计思路，然后从功率主回路、控制电路和辅助电路三个模块着手，设计了一款符合要求的恒流源。经过这次的设计，掌握了开关电源的设计思路和方法，并通过对各个模块进行设计，进一步加深对开关电源的理解。其主电路、控制电路、驱动电路、保护电路等各模块设计方法和思路比较多，通过比较各模块各个实现方法的优缺点和设计的要求，选择了比较适合的电路拓扑。

主要完成了以下工作：

- （1）研究了开关变换器的工作原理，对各单元电路进行了分析和设计，包括半桥主电路，以 TL494 芯片为核心的控制电路，由 TLP250 组成的隔离驱动电路等；
- （2）据系统要求对主要元器件进行了选择，重点分析了高频变压器的设计参数；
- （3）考虑到开关电源的相关的优化设计，如 EMC 和电路的保护设计等；
- （4）根据硬件原理图，在既有的实验条件下搭建了简易的实验板，并分析实验波形，讨论试验中出现的问题；

不足之处：

由于自己在开关电源设计上缺乏丰富扎实基础知识与经验，本设计在理论上还有很多不足之处。比如没有设计 PFC 那容性负载会造成电网侧输入电流严重的非正弦化。输入电流非正弦化必然导致电流总谐波失真 (THD) 高和功率因数 (PF) 低，这种 AC/DC 变换器线路功率因数一般只有 0.5 ~ 0.7，造成的谐波含量很高，影响整个电力系统的电气环境及用电设备的安全经济运行。而且这次恒流开关电源的大多设计参数都是建立在理论数据中，我想这与实际电路测试参数肯定有很大差距的。

后继工作展望：

在毕业设计的过程中，深深意识到自己能力的不足，在接近尾声的时候，仍有很多疑问和需要改进的地方。学海无涯苦作舟，面对这些问题，我将继续去学习和求解。

（1）开关电源优化设计。电源性能的优劣直接关系到电子设备的技术指标及能否安全可靠地工作。而开关电源优化设计，如对 EMC EMI 的研究，对电路和元件寄生参数的考虑，是不容忽视的问题。

（2）完成变压器的绕制。无论何种开关电源脉冲变压器的计算是极繁琐又极不准确的，对业余制作者来说通过估算，实验调整来确定比较实际。通过元件数据合理的调整可以弥补脉冲变压器参数的误差。

（3）开关电源板的开发。能够实现较完整的产品设计和制作过程，可以真正完成成品的开发。

致谢

本次毕业设计在赵卫东老师的悉心指导下已完成，在我做毕业设计过程中，赵老师热心指导，精心点拨，帮助我开拓了研究思路。赵老师一丝不苟的作风，严谨求实的态度，也深深地感染和激励着我，使我在做毕业设计过程中不敢有一丝一毫怠慢。在此由衷地感谢赵老师一直以来对我的热情帮助。

感谢辅导员张老师在这些年关心我们的生活与学习。还有那些曾给我授过课的每一位老师，是他们教会了我专业知识。感谢四年里陪伴我一路走过来的所有同学们，真诚感谢他们一直以来对我的帮助、理解和支持。还要特别谢谢冯老师实验室里那些友善的学长给我的帮助。

最后，衷心感谢百忙之中抽出时间参加论文评阅和论文答辩的各位老师，感谢他们为审阅本文所付出的辛勤劳动。

装

订

线

参考文献

装

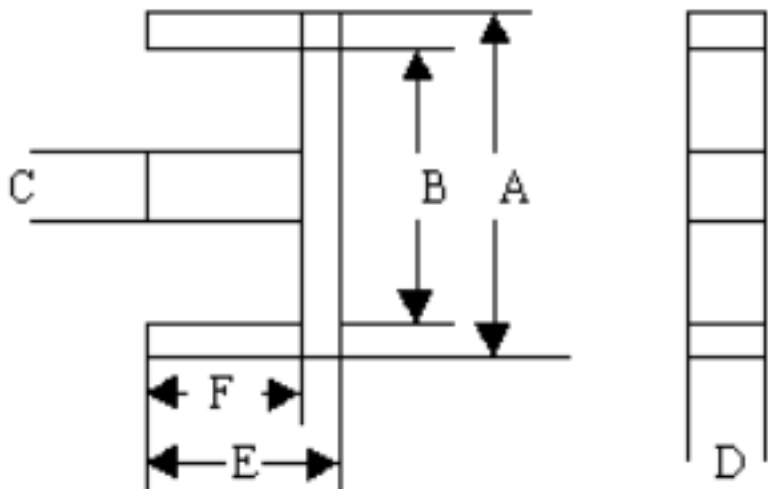
订

线

- [1] 王兆安,刘进军. 电力电子技术 [M]. 5 版. 北京:机械工业出版社, 2009.
- [2] 普莱斯曼著(美),王志强译. 开关电源设计 [M]. 北京:电子工业出版社, 2005.9.
- [3] 曲学基,王增福. 新编高频开关稳压电源 [M]. 北京:电子工业出版社, 2005.11.
- [4] 刘胜利,李文龙. 高频开关电源新技术 [M]. 北京:中国电力出版社, 2008.
- [5] 周志敏,周纪海,纪爱华. 高频开关电源设计与应用实例 [M]. 北京:人民邮电出版社, 2008. 12.
- [6] 刘凤君. 现代高频开关电源技术及应用 [M]. 北京:电子工业出版社, 2008. 1.
- [7] 王水平. 开关稳压电源原理、设计及实用电路 [M]. 西安:电子科技大学出版社, 2005.10.
- [8] 赵同贺. 开关电源设计与应用实例 [M]. 北京:人民邮电出版社, 2007. 3.
- [9] 姚志树. 开关电源主电路拓扑结构的分析与比较 [J]. 盐城工学院电气工程学硕士. 期刊文章, 2012.
- [10] 袁纯厚. 开关电源中的恒流源电路 [J]. 电子世界, 2004, 5: 16-18.
- [11] 任先进,马瑞卿. PWM 型半桥式开关稳压电源的设计 [J]. 电子世界, 2006, 3: 21-23.
- [12] 于军,翟玉文,孙陆梅. TL494 脉宽调制器集成电路的研究 [N]. 吉林化工学院自动化系. 报纸文章. 2005.
- [13] 尉广军,朱宇虹. 几种恒流源电路的设计 [J]. 实用电路, 2000,1:45-46.
- [14] Suzuki, M. (YamahaCo. Ltd., Hamamatsu,Japan); Sugiyama, S.; Hibi, K.; Uno,M. Constant Power Supply[J].IEEEJ.Solid-State Circuit,2006(12):36-40
- [15] Sheng-Yuan Ou, Ho-Pu Hsiao. Analysis and Design of a Novel Single-Stage Switching Power Supply With Half-Bridge Topology[D]. IEEE Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2011.2141688
- [16] Sanjaya Maniktala 著,王志强 译. 精通开关电源设计 [M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2009. 7.
- [17] Marty Brown(英)著. 徐德鸿,沈旭,杨成林,周邓燕 译. 开关电源设计指南[M]. 北京:机械工业出版社, 2004: 3-6, 19-23.

附录

部分 E 型磁芯规格



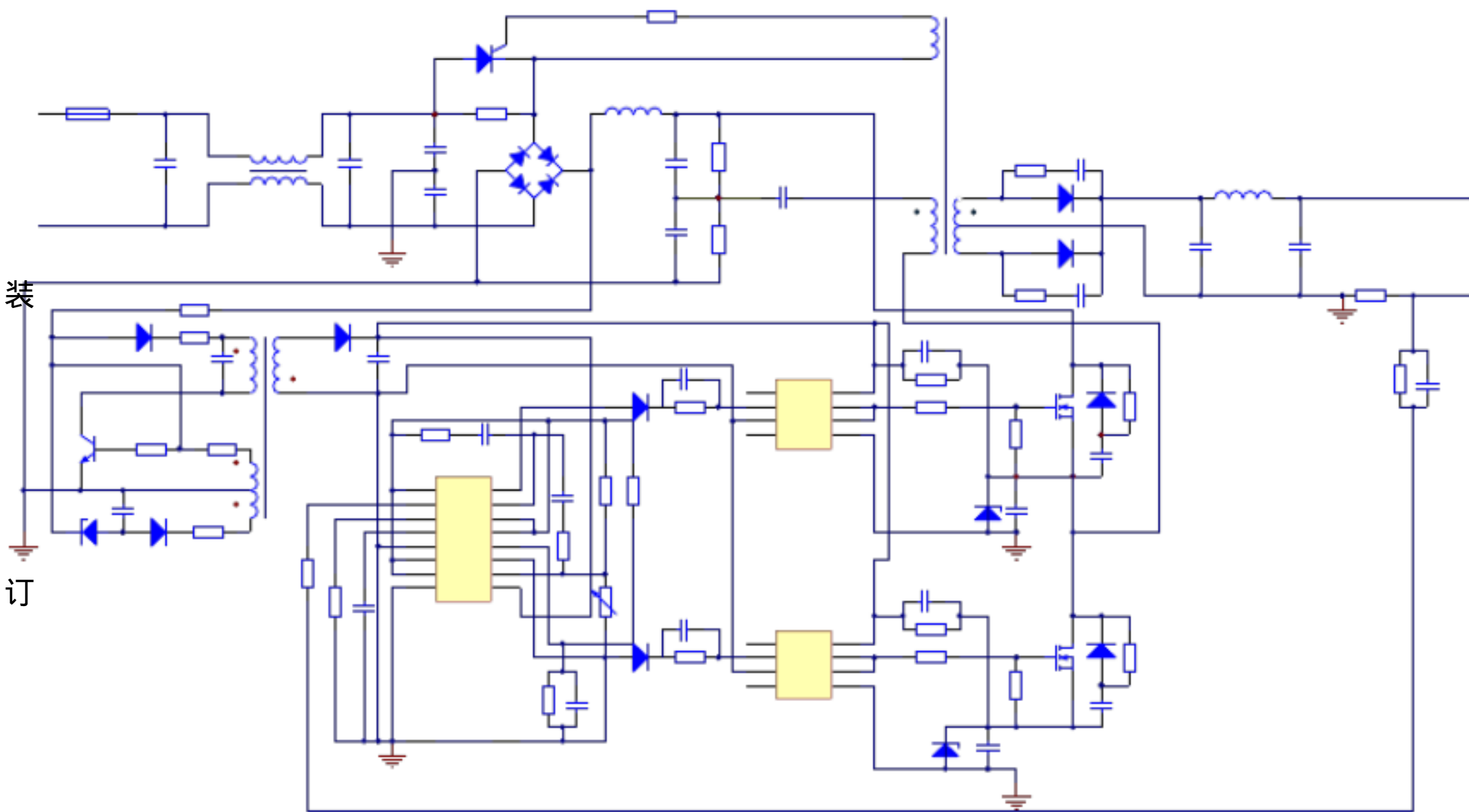
装

订

线

尺寸规格	A	B	C	D	E	F
EE20	20 ± 0.16	14.3 ± 0.1	5.5 ± 0.1	5.8 ± 0.1	10.0 ± 0.1	7.5 ± 0.1
EE22	22 ± 0.3	13.8 ± 0.2	5.6 ± 0.2	5.5 ± 0.2	9.3 ± 0.2	5.2 ± 0.2
EE25	25.6 ± 0.3	19.1 ± 0.2	6.4 ± 0.2	6.35 ± 0.2	10 ± 0.2	6.75 ± 0.2
EEL25	25.3 ± 0.3	19.9 ± 0.2	6.5 ± 0.2	6.5 ± 0.2	15.5 ± 0.2	13 ± 0.2
EF25	25.2 ± 0.3	19.4 ± 0.2	7.2 ± 0.2	7.3 ± 0.2	12.6 ± 0.2	9 ± 0.2
EE35	35+0.2	25.8 ± 0.2	9.2 ± 0.1	9.6 ± 0.1	14.5 ± 0.1	9.8 ± 0.2
EE40	40 ± 0.15	28.2 ± 0.2	12.7 ± 0.1	12.6 ± 0.1	16.7 ± 0.1	10.5 ± 0.16
EE42	42.2 ± 0.5	21 ± 0.8	2 ± 0.5	15 ± 0.8	12 ± 0.9	29 ± 0.8
EE42	43 ± 1.5	31 ± 0.8	12 ± 0.6	20 ± 0.8	21 ± 0.9	15 ± 0.8
EE55	55 ± 1.5	38.5 ± 1.0	16.8 ± 0.5	20.8 ± 0.6	27.5 ± 0.6	18.8 ± 0.9

整体电路图



线