前言

随着电子技术的高速发展，电子系统的应用领域越来越广泛，电子设备的种类也越来越多，电子设备与人们的工作、生活的关系日益密切。任何电子设备都离不开可靠的电源，它们对电源的要求也越来越高。电子设备的小型化和低成本化使电源以轻、薄、小和高效率为发展方向。传统的晶体管串联调整稳压电源是连续控制的线性稳压电源。这种传统稳压电源技术比较成熟，并且已有大量集成化的线性稳压电源模块，具有稳定性能好、输出纹波电压小、使用可靠等优点。但通用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要求。20 世纪50 年代，美国宇航局以小型化、重量轻为目标，为搭载火箭开发了开关电源。在近半个多世纪的发展过程中，开关电源因具有体积小、重量轻、效率高、发热量低、性能稳定等优点而逐渐取代传统技术制造的连续工作电源，并广泛应用于电子整机与设备中。20 世纪80 年代，计算机全面实现了开关电源化，率先完成计算机的电源换代。20世纪90 年代，开关电源在电子、电器设备、家电领域得到了广泛的应用，开关电源技术进入快速发展期。

随着超大规模集成芯片尺寸的不断减小，电源的尺寸与微处理器相比要大得多；而航天、潜艇、军用开关电源以及用电池的便携式电子设备（ 如手提计算机、移动电话等） 更需要小型化、轻量化的电源。因此，对开关电源提出了小型轻量要求，包括磁性元件和电容的体积重量也要小。此外，还要求开关电源效率要更高，性能更好，可靠性更高等。这一切高新要求便促进了开关电源的不断发展和进步。

目录

第一章设计思路及要求.....3
1.1 设计要求.....3
1.2 设计任务.....3
1.3 设计思路.....3
第二章电路环节的基本知识.....5
2.1 整流电路.....5
2.2 滤波电路.....8
2.3 并联稳压电路.....12
2.4 自激振荡电路.....16
2.5 变压器.....19
第三章 稳压电源的工作原理及性能指标.....20
3.1 稳压电源的工作原理.....20
3.2 稳压电源的主要指标.....20
3.3 开关电源的基本工作原理.....22
3.4 开关电源的种类选择.....24
3.5 电路的设计.....28
3.6 保护电路的设计.....33
3.7 元器件明细表.....35
第四章 心得体会.....37
第五章 参考资料.....38

第一章设计思路及要求

1.1 设计要求

1.输出功率：120W。

2.输出电压：(1)115V　(2)24V　(3)8V　(4)5V　四路电压。

3.具有次级负载过载保护、过压保护等。

1.2 设计任务

1.熟悉有关资料。

2.电路设计。

(1)电路框图：2 号图纸 1 张。

(2)电路原理图：2 号图纸 1 张。

(3)单元电路：A4 纸 2 张。

3.编写设计说明书，约 15000 字。

(1)设计思想与方案论证。

(2)系统工作原理说明:关于并联自激型稳压电源的结构、原理与使用方法，请查阅有关资料。

(3)电路计算。

(4)电路元器件计算与选择。

(5)元器件明细表。

4.计算机打印说明书。

1.3 设计思路

并联自激型直流稳压电源的设计我首先想到的是开关稳压电源，在稳压电源的基础上加上自激振荡电路和保护电路。其中稳压电源有整流电路、滤波电路、稳压电路组成。经整流滤波后输出的直流电压，虽然平滑程度较好，但其稳定性仍比较差。其原因主要有以下几个方面：

1、由于输入电压不稳定（通常交流电网允许有±10%的波动），而导致整流滤波电路输出直流电压不稳定。

2、由于整流滤波电路存在内阻，当负载变化时，引起负载电流发生变化，使输出直流电压发生变化。

3、由于电子元件（特别是导体器件）的参数与温度有关，当环境温度发生变化时，引起电路元件参数发生变化，导致输出电压发生变化。

4、整流滤波后得到的直流电压中仍然会有少量纹波成份，不能直接供给那些对电源质量要求较高的电路。

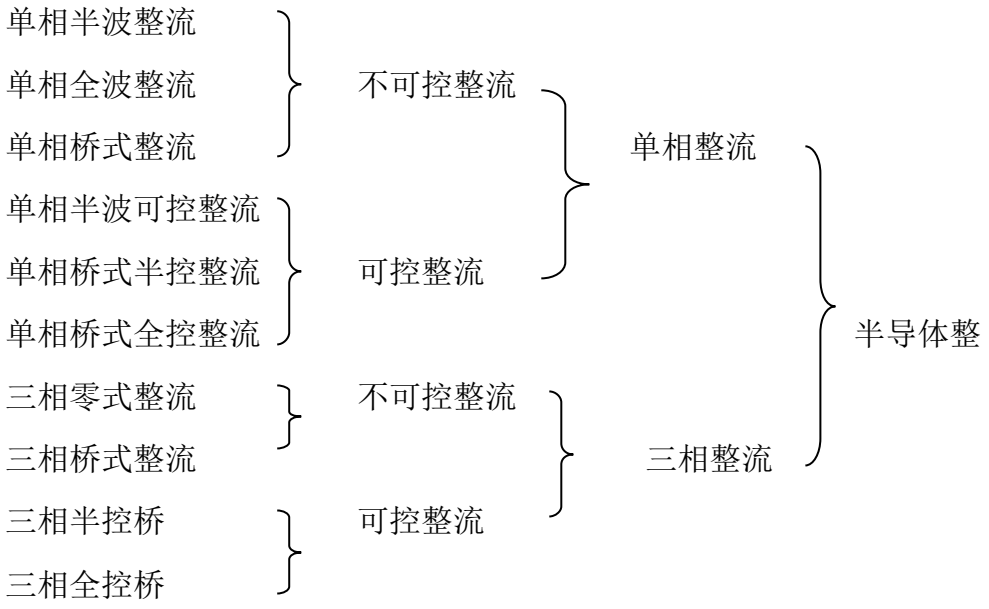
所以，经整流滤波后的直流电压必须采取一定的稳压措施才能适合电子设备的需要。常用的直流稳压电路有并联型和串联型稳压电路两种类型。

第二章电路环节的基本知识

2.1 整流电路

2.1.1 整流电路的分类

根据整流技术的应用和具体电路，我们将变流技术分成如下几类：



上面的分类只是按照应用最多的情况进行的分类，实际应用中远较上面的要多。比如六相整流、十二相整流等等。由于这些电路在励磁系统中应用的较少，我们在分类时就没有将他们列入。实际上，在早期的模拟式自动励磁调节器的电压测量回路中，为了保证测量电压的纹波系数，六相和十二相整流电路应用的还是很普遍的，只是现代微机励磁调节器采用交流电压采样方式以后，对测量电压的纹波要求相对降低了而不怎么采用了。

2.1.2 单相整流电路

1. 单相半波整流电路

单相半波整流电路接线图及波形图见 2.1

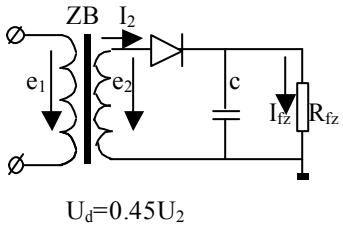


图 2.1　单相半波整流电路原理图

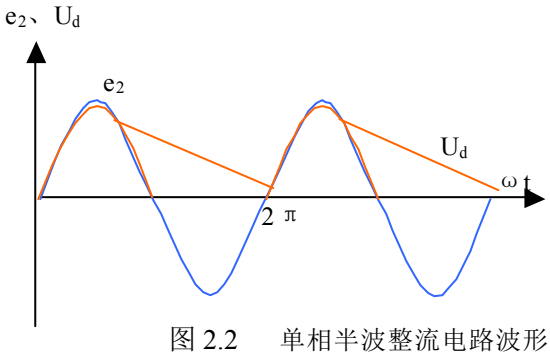


图 2.2　单相半波整流电路波形图

单相半波整流是半导体变流技术中最基本的电路。他是利用半导体二极管的单向导电性，将交流电转换为直流电最基本的方法。由于二极管的单向导电性，变压器二次电压只有正方向电流才能够通过二极管而施加到负载上，而负方向由于二极管的阻断作用而不能施加到负载上，因此，负载上获得的平均电压仅为变压器二次电压的一半。由于存在二极管导通压降和变压器二次绕组的压降，故电路中：

$$U_d = 0.45U_2$$

由于在电路的输出侧装有滤波电容器，负载上的最高电压将可以达到变压器二次电压的峰值电压，即 $u_d = \sqrt{2}u_2$；同时，由于电容器的放电作用，在变压器二次电压下降时，负载上的电压并不随二次电压下降而下降，而是由电容器的放电曲线所决定。单相半波整流电路的波形图见 2.2。图中：兰色曲线为变压器二次电压，红色曲线为无滤波电容器时的整流输出电压，棕色曲线为有滤波电容器时负载上的电压。

当整流二极管换为可控硅，电路变化为可控单相整流电路时，负载上的平均整流电压由：$U_d = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_2 \sin\omega t d(\omega t) = 0.45U_2\frac{1+\cos\alpha}{2}$ 式决定。

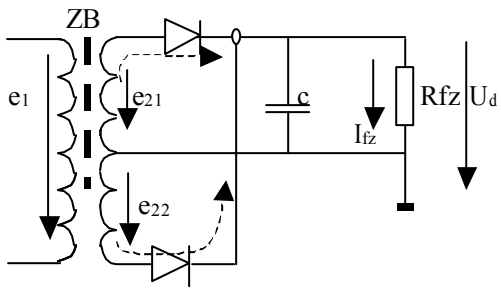
式中：U_2——变压器二次绕组电压的有效值；

α ——移相角。

由式可以看出，当 α 改变时，负载上获得的平均整流电压会有不同的值。

2. 单相全波整流

单相全波整流电路接线图及波形图见图 2.3。



$U_d=0.9U_2$

图 2.3　单相全波整流电路原理图

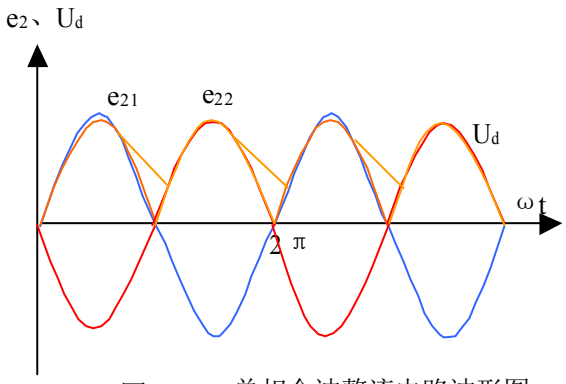


图 2.4　单相全波整流电路波形图

在变压器副边电压的正半周，二极管 D1 处于正向偏置而 D2 处于反向偏置状态，D1 在正向电压的作用下导通，D2 在反向电压的作用下截止，负载上获得 e_{21} 电压；在变压器副边电压的负半周，二极管 D1 处于反向偏置状态，而 D2 处于正向偏置状态，D2 在正向电压的作用下导通，D1 在反向电压的作用下截止，负载上获得 e_{22} 电压。负载上的电压波形如图 2b 中棕色曲线。

与单相半波整流电路相比，全波整流的输出要多一个波，因此，输出电压也较半波要高一倍，故：$Uc=0.9U_2$

与单相半波一样，在有滤波电容器时，负载上的最高电压为变压器二次电压的峰值，使用中应当特别注意。

3.单相桥式整流

单相桥式整流是实际应用最多的单相整流电路。电路接线见图 3。在电路中，四只整流管组成桥式整流。在变压器二次电压的正半周，电流通过 D1→Rfz→D2→W2 形成通路，而在负半周，电流通过 D3→Rfz→D4→W2 形成通路，负载上电压波形见图 2.6 棕色曲线。与全波整流一样，桥式整流电路的平均输出电压：

$$U_d=0.9U_2$$

当有滤波电容器时，负载上的最高电压为变压器二次电压的峰值。

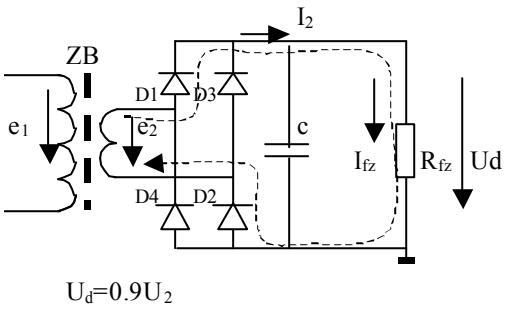


图 2.5　单相桥式全波整流电路原理图

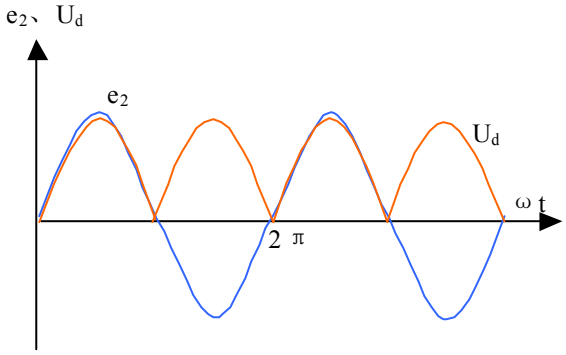


图 2.6　单相桥式全波整流电路波形图

当整流管换为可控硅时，桥式整流可以很方便地变换为可控整流。单相桥式可控整流电路的输出电压由：$U_d = 0.9U_2 \dfrac{1+\cos\alpha}{2}$ 决定。

当可控整流桥接入感性负载时，由于电感电流不能突变，在可控硅关断期内，必须在负载两端接入续流二极管以保持电感电流的通路，以防止可控硅关断时在电感负载两端产生危险的过电压和可控硅能够换相导通。

2.2 滤波电路

2.2.1 滤波电路的分类

电容滤波
电感滤波
RC 滤波
LC 滤波
兀型滤波
} 滤波电路

交流电经过二极管整流之后，方向单一了，但是大小还是处在不断地变化之中。要把脉动直流变成波形平滑的直流，还需要再做一番“填平取齐”的工作，

这便是滤波。换句话说，滤波的任务，就是把整流器输出电压中的波动成分尽可能地减小，改造成接近恒稳的直流电。

2.2.2 电容滤波

电容滤波电路图 2.7，电容滤波电路是利用电容的充放电原理达到滤波的作用。在脉动直流波形的上升段，电容 C1 充电，由于充电时间常数很小，所以充电速度很快；在脉动直流波形的下降段，电容 C1 放电，由于放电时间常数很大，所以放电速度很慢。在 C1 还没有完全放电时再次开始进行充电。这样通过电容 C1 的反复充放电实现了滤波作用。滤波电容 C1 两端的电压波形图 2.8

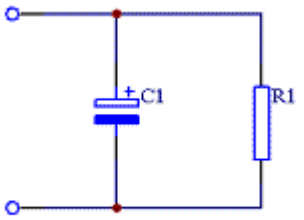


图 2.7　电容滤波电路图

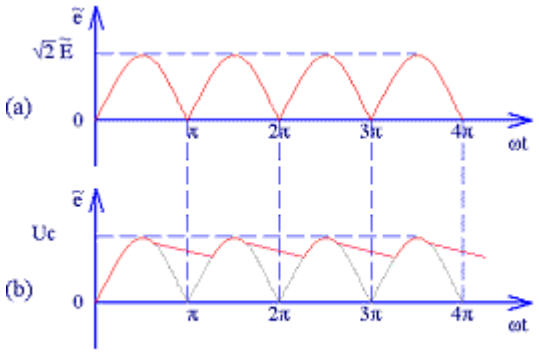


图 2.8　电容滤波电路波形图

选择滤波电容时需要满足下式的条件：

$$RC \geq (3-5)\frac{T}{2}$$

滤波电容选择条件公式

2.2.3 电感滤波

电感滤波电路图见图 2.9。电感滤波电路是利用电感对脉动直流的反向电动势来达到滤波的作用，电感量越大滤波效果越好。电感滤波电路带负载能力比较好，多用于负载电流很大的场合。

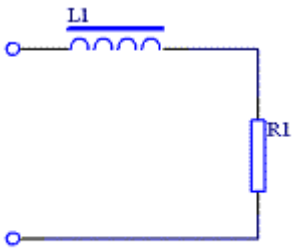


图 2.9　电感滤波电路图

滤波电路是直流电源的重要组成部分，它一般是由电容等储能元件组成，用来滤除单向脉动电压中的谐波分量，从而得到比较平滑的直流电压。图 2.10 所示为桥式整流简单 RC 滤波电路。由图可以看出，滤波电容 C 并联于整流电路的输出端，即 C 与 RL 并联，整流电路的负载为容性。其工作原理为：设 t=0 时接通电源，当 v_2 由零逐渐上升时，二极管 D1、D3 导通，D2、D4 截止，电流方向如图中箭头所示。电流一路流过负载 RL，一路向电容 C 充电，充电极性为上正、下负。由于电源内阻及二极管导通电阻均很小，即充电时间常数很小，所以充电进行的很快，C 两端的电压随 v_2 很快上升到峰值，即 $v_c \approx V_{2m}$。当 v_2 由峰值开始下降时，充电过程结束。

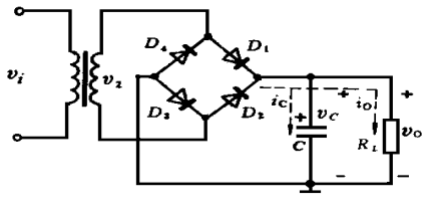


图 2.10 桥式整流电容滤波的原理电路

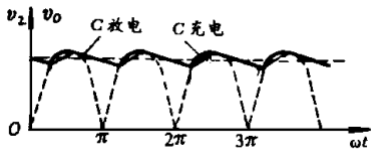


图 2.11 工作波形

由于电容 C 两端的电压 $v_c > v_2$，这时，四只二极管均被反偏截止，电容 C 向负载 RL 放电，从而使通过负载 RL 的电流得以维持。放电时间常数 RLC 取值愈大，RL 两端的电压下降愈缓慢，输出波形愈平滑，直到下一个半周到来，且 $v_2 > v_c$ 时，D2、D4 才正偏道通（D1、D3 仍截止），放电过程结束，v_2 又开始给 C 充电。如此周而复始的充电、放电，在负载 RL 上便得到如图 2.11 所示的输出电压。

2.2.5 LC 滤波电路

与 RC 滤波电路相对的还有一种 LC 滤波电路，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 2.12

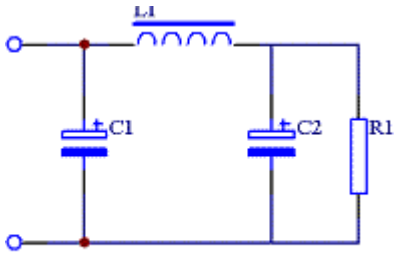


图 2.12　LC 滤波电路图

2.2.6 兀型滤波电路

为了提高滤波效果，在电容 C 之后，我们再增加一节 RC 低通电路。这样组成的滤波电路称之谓兀型 RC 滤波电路，如 2.13 所示。经过 C_1 滤波后的电压 v_I 包含直流分量 $V_{I(AV)}$ 和交流分量，假设交流分量主要用基波分量最大值 V_{I1m} 表示，则可求得输出电压 v_O 的直流分量和交流分量分别为：

$$V_{O(AV)} = \frac{R_L}{R+R_L} \bullet V_{I(AV)} \qquad (1)$$

$$V_{O1m} = \frac{R_L}{R+R_L} \frac{\frac{1}{\omega C_2}}{\sqrt{R'^2 + (\frac{1}{\omega C_2})^2}} \bullet V_{I1m} \qquad (2)$$

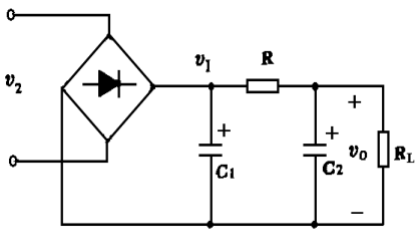


图 2.13 兀型 RC 滤波电路

式中 R′ = R//R_L，ω 为整流输出电压基波的角频率，由（2）式知，为了得到较好的滤波效果，应取 $\frac{1}{\omega C_2}$ « R′，此时，式（2）可以简化为

$$V_{O1m} \approx \frac{R_L}{R+R_L} \bullet \frac{1}{\omega C_2 R'} \bullet V_{I1m}$$

由（1）式和（3）式可以看出，和简单的电容滤波电路相比较，兀型 RC 滤波电路虽然直流分量衰减了，但交流分量衰减更大。在 ω 不变的情况下，C_2 和 R′（R

//R_L)愈大，则滤波效果愈好。为了使 R′ 值大，要求 R 和 R_L 都应大，但 R 增大会使输出直流电压减小，C_2 的增大又增大了体积和重量。可见兀型 RC 滤波电路虽然可以减小纹波系数，但因 R 上有直流压降，外特性并没有得到改善。

2.3 并联稳压电路

2.3.1 硅稳压管并联稳压电源

1、电路原理分析

图 2.14 是硅稳压管稳压电源。其中 D1 是稳压二极管，R1 是限流电阻，R2 是负载。由于 D1 与 R2 是并联，所以称并联稳压电路。此电路必须接在整流滤波电路之后，上端为正下端为负。由于稳压管 D1 反向导通时两端的电压总保持固定值，所以在一定条件下 R2 两端的电压值也能够保持稳定。

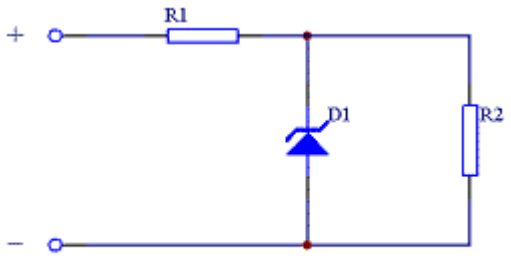


图2.14　硅稳压管稳压电源电路图

下面我们来分析一下具体工作原理：

假设设输入电压为 U_I，当某种原因导致 U_I 升高时，U_{D1} 相应升高，有稳压管的特性可知 U_{D1} 上升很小都会造成 I_{D1} 急剧增大，这样流过 R1 上的 I_{R1} 电流也增大，R1 两端的电压 U_{R1} 会上升，R1 就分担了极大一部分 U_I 升高的值，U_{D1} 就可以保持稳定，达到负载上电压 U_{R2} 保持稳定的目的。这个过程可用下面的变化关系图表示：

$U_I \uparrow \rightarrow U_{D1} \uparrow \rightarrow I_{D1} \uparrow \rightarrow I_{R1} \uparrow \rightarrow U_{R1} \uparrow \rightarrow U_{D1} \downarrow$

相反的，如果 U_I 下降时，可用下面的变化关系图表示：

$U_I \downarrow \rightarrow U_{D1} \downarrow \rightarrow I_{D1} \downarrow \rightarrow I_{R1} \downarrow \rightarrow U_{R1} \downarrow \rightarrow U_{D1} \uparrow$

通过前面的分析可以看出，硅稳压管稳压电路中，D1 负责控制电路的总电流，R1 负责控制电路的输出电压，整个稳压过程由 D1 和 R1 共同作用完成。

2、元件选择

下面我们来看看已知负载电压 U_{R1} 和负载电流 I_{R1} 时如何设计硅稳压管稳压电源。

（1）初选稳压管 D1

一般情况下，可以按照 $U_{D1}=U_{R2}$ 和 $I_{D1}\approx(I_{R2})_{max}$ 来初步选定稳压管 D1，如果负载有可能开路则应选择 $(I_{D1})_{max}\approx(2-3)(I_{R2})_{max}$，这是因为当负载时所有电流全部都会流过 D1，所以 I_{D1} 应该适当选择大一点。。

（2）选定输入电压

一般可选择 $U_I=(2-3)U_{R2}$

（3）选定限流电阻 R1

$R1=(U_I-U_{R2})/(I_{D1}+I_{R2})$

但是需要考虑两种极限情况：

当 U_I 最大，且负载开路时（即 $I_{R2}=0$），流过 D1 的电流最大。为了不超过 D1 的最大允许电流 $(I_{D1})_{max}$，需要有足够大的电流电阻，否则会烧坏 D1。则 R1 需要满足：

$R1>((U_I)_{max}-U_{R2})/(I_{D1})_{max}$

当 U_I 最小，且负载电流最大时，流过 D1 的电流最小。为了保证此时 D1 能够工作在击穿区起到稳压的作用，要有一定的电流流过 D1，一般取 5mA－10mA。则 R1 需要满足：

$R1<((U_I)_{min}-U_{R2})/(I_{D1}+(I_{R2})_{max})$

限流电阻 R1 的值应该在上面两个公式的范围内选择。

（4）检查电路稳定度

电路稳定度需要根据实际电路的要求来确定，如果稳定度不够，可以适当增加 R1 和 U_I，还可以选择动态电阻 r 比较小的稳压管。

2.3.2 晶体管并联稳压电源

1、电路原理分析

图 2.15 是晶体管并联稳压电源。其中 T1 是调整管、D1 是基准稳压管，R1 是 D1 的限流电阻，R2 是限流电阻，R3 是负载。这个稳压电路的输出电压约等于稳压管 D1 的稳压值（实际上要加上 T1 发射结电压，一般锗管取 0.3V，硅管取 0.7V）。这是由于电源在工作时，T1 发射结导通，发射极电压与基极电压保持一致，而基极电压被 D1 稳定在一个固定值。这个电路可以看作 T1 将 D1 的稳压作用放大了 β 倍，相当于接入一个稳压值为 D1 稳压值，稳压效果为 β 倍 D1 稳压效果的稳压管。

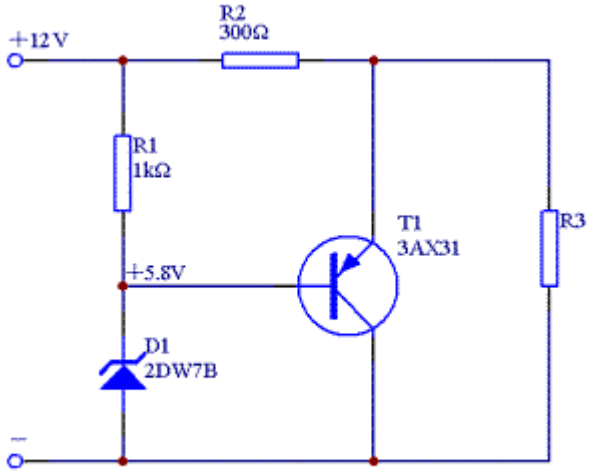


图 2.15　　晶体管并联稳压电源电路图

电路工作原理是：

$U_I \uparrow \rightarrow U_{D1} \uparrow \rightarrow (U_{T1})_{EC} \uparrow \rightarrow (I_{T1})_{EC} \uparrow \rightarrow I_{R2} \uparrow \rightarrow U_{R2} \uparrow \rightarrow (U_{T1})_{EC} \downarrow$

$U_I \downarrow \rightarrow U_{D1} \downarrow \rightarrow (U_{T1})_{EC} \downarrow \rightarrow (I_{T1})_{EC} \downarrow \rightarrow I_{R2} \downarrow \rightarrow U_{R2} \downarrow \rightarrow (U_{T1})_{EC} \uparrow$

2、元件选择

这个电路选择元件的步骤与硅稳压管并联稳压电路类似，主要从下面几个方面考虑。

（1）初选调整管 T1 和稳压管 D1

选择调整管 T1 时，主要考虑其额定电流 I_{cm} 要大于输出电流 I_0，以保证负载开路时调整管不会因为电流过大而损坏。另外，为了保证调整管有良好的调整作用，还要求 β 值大、漏电流小。选择稳压管 D1 时，主要考虑其稳定电压与 T1 发射结电压之和要等于输出电压。

（2）选定输入电压

为保证稳压电源的效率，输入电压一般不要选择过高，以不超过 2 U_I 为宜。

（3）选定限流电阻 R2

对于并联稳压电路而言，限流电阻 R2 是整个电路工作好坏的关键。R2 选择大，稳压效果较好，但功耗大（因为电阻功耗 $P=I^2R$），同时要求输入电压增大，电源的效率就比较低。具体计算方法可参考硅稳压管并联稳压电路元件选择的第三步。

（4）检查电路稳定度

整个电路的稳定度需要根据实际电路的要求来确定，如果稳定度不够，可以适当增加 R1 和 U_I，还可以选择 β 值较大、漏电流较小的调整管。

3、使用复合调整管的并联稳压电源

图 2.16 是一种使用复合调整管的并联稳压电源，与图 2.15 电路最大的区别是将调整管改为符合管结构，这样既可以得到较大的 β 值，又能够有较大的 I_{CM}。元件选择时可采用与图 2.15 类似的方法，但是由于这个电路的电流较大，要注意限流电阻 R1 选择时除考虑阻值外还要考虑其功率。以免负载断路时烧坏限流电阻。

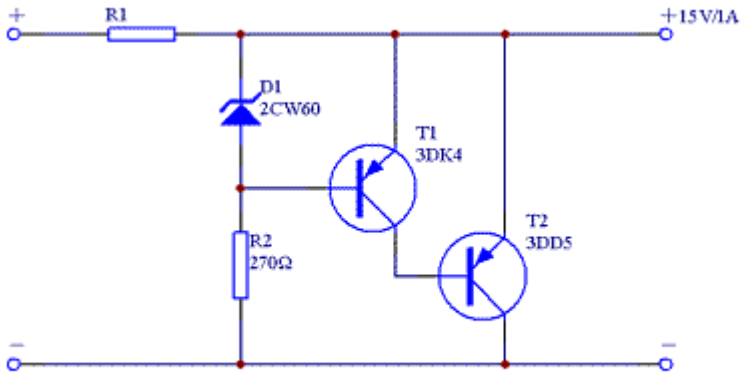


图 2.16　使用复合调整管的并联稳压电源电路图

2.3.3 并联稳压电源的优缺点

1. 并联稳压电源的优点：

• 有过载自保护性能，输出断路时调整管不会损坏。

• 在负载变化小时，稳压性能比较好。

• 对瞬时变化的适应性较好。

2.并联稳压电路的缺点：

• 效率较低，特别是轻负载时，电能几乎全部消耗在限流电阻和调整管上。

• 输出电压调节范围很小。

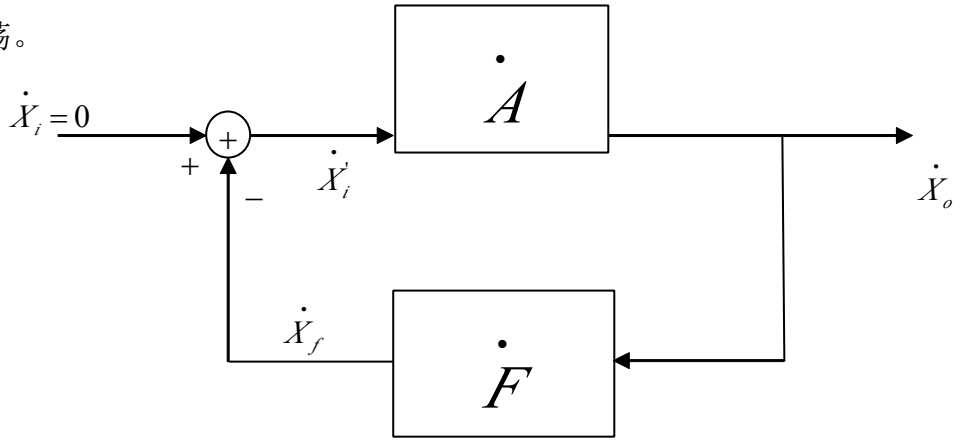
• 稳定度不易做得很高。

其实并联稳压电源的这些优点对于串联稳压电源而言，都可以通过采用一些特殊的电路实现。但是并联稳压电源的这些固有的缺点却很难改进，所以现在普遍使用的都是串联稳压电源。下一章我们将重点介绍一下串联稳压电源的原理、设计方法和一些实用电路。

2.4 自激振荡电路

2.4.1 自激振荡的含义

如果在放大器的输入端不加输入信号，输出端仍有一定的幅值和频率的输出信号，这种现象叫做自激振荡。下面以常见的负反馈放大电路为例解释一下自激振荡。



如上图所示，若电路中没有耦合电容，旁路电容或半导体极间电容的存在，由于放大倍数为负，因此输出信号 $\dot{X}_O$ 与输入信号 $\dot{X}_i$ 相比有一相角为 π 的相移。在没有输入信号时，因为某种电扰动，其中含有一频率为 f_0 的信号能够使电路的附加相移 $\varphi_A' + \varphi_F'$ 为 $(2k+1)\pi$ 时（ k 为整数），满足反馈信号与输入信号同相的条件。此时 $|\dot{X}_O|$ 将不断增大，由于半导体元件的非线性特性。电路最终达到了动态平衡（此时 $\dot{A}\dot{F}=1$），则称电路产生了自激振荡。当然，无论怎样改变电路，

输出电压的最大值的绝对值不会超过直流电源V_{CC}，因此若直流电源过小，可能产生失真的情况。

由上述条件可以知道，反馈越深，越容易产生自激振荡。基本放大电路中，单级和两级放大电路是稳定的，而三级或三级以上的负反馈放大电路，只要有一定的反馈深度，就可能产生自激振荡。

2.4.2 正弦波振荡器的组成和分析步骤

1.组成：上述分析已经指出：正弦波振荡器必须包含这样几个组成部分：

放大部分——振荡器的核心，将直流电源提供的能量转换成交流信号能量；补充振荡过程中的能量损耗，以获得连续的等幅正弦波。

选频部分——从信号中选出所需的频率。

正反馈电路——将选出来的所需频率的信号送回到输入端放大。

稳幅电路——般靠振荡管自身的非线性稳幅，要求高的振荡器有专门的稳幅电路。

在实际应用中，放大和稳幅“三合一”；选频和正反馈“二合一”。

2、分析步骤

（1） 判断能否产生正弦波振荡， 组成是否完整，静态工作点是否能够保证放大电路正常工作；用瞬时极性法或电路特点判断电路是否引入正反馈（是否满足相位平衡条件）等。

（2） 分析振荡频率和起振条件

2.4.3 正弦波振荡器

正弦波振荡器广泛用于各种电子设备中，在模拟电子技术中属于必不可少的一种元件。它是一种不需要输入信号控制就能自动地将直流能量转换为特定频率和振幅的正弦交变能量的电路。正弦波振荡器是自激振荡的一个非常重要的应用。根据傅里叶级数的定义可以知道，任何周期性的激励电压都可以分解成许多不同频率的正弦时间函数之和，再根据自激振荡的原理，只有频率为一特定值f_0的正弦波才能够通过电路的正反馈系统（反馈系统本身可能为负反馈系统，但由

于电容的存在，反馈信号与输入信号同相）增强自身，其余频率的信号都逐渐衰减到零。由于想要的正弦波信号为一稳定信号，因此在正弦波振荡器中加入了稳幅环节，其中，在分立元件组成的放大电路中，晶体管的非线性特性能够满足这个条件。最后当电路达到稳定时，$\dot{A}\dot{F}=1$。

比较典型的正弦波振荡电路有文式电桥振荡器，LC正弦波振荡器，石英晶体正弦波振荡器等。按照频率的输出范围，可以分为两大类，一类为电阻电容组成的低频振荡器。另一类是由集总参数LC元件组成的高频振荡器，它的振荡频率在几十千赫到几百兆赫。如果频率更高，波长更短，则需要用分布参数系统组成超高频振荡器。下面以文式电桥为例介绍一下正弦波振荡器。

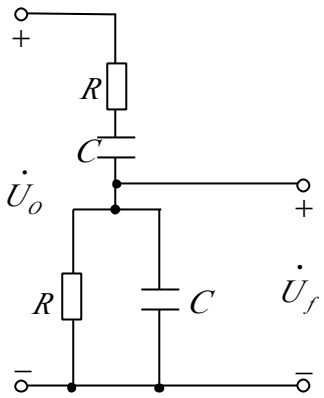


图 2.17 RC 正弦波振荡电路

由阻抗的定义可知，$\dfrac{\dot{U}_O}{\dot{U}_f}=\dfrac{R+j\omega C+\dfrac{j\omega CR}{R+j\omega C}}{\dfrac{j\omega CR}{R+j\omega C}}=\dfrac{R^2-\omega^2C^2+3j\omega CR}{j\omega CR}$，当$f=f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}$时，$\dot{U}_O$与$\dot{U}_f$同相。$\dfrac{\dot{U}_O}{\dot{U}_f}=3$此时只需满足输出信号与反馈信号同相且$|\dot{F}|=\dfrac{1}{3}$即可满足电路产生稳定正弦振荡的条件。

2.4.4 自激振荡的应用

自激振荡的原理可用于各种机械装置。如专利号为 200510020748 的汽油机

自激振荡直流互激振荡交流点火电源。正弦波振荡器可用于函数信号发生器，输出信号可作为模拟电子电路的测试信号和控制信号。此外，正弦波振荡器还可应用于测量、遥控、通信、广播、自动控制、热处理和超声波电焊、高频感应加热等加工设备之中。

2.5 变压器

2.5.1 变压器的简介

变压器几乎在所有的电子产品中都要用到，它原理简单但根据不同的使用场合变压器的绕制工艺会有所不同的要求。变压器的功能主要有：电压变换；阻抗变换；隔离；稳压等，变压器常用的铁芯形状一般有 E 型和 C 型铁芯。

变压器的最基本型式，包括两组绕有导线之线圈，并且彼此以电感方式称合一起。当一交流电流流于其中之一组线圈时，于另一组线圈中将感应出具有相同频率之交流电压，而感应的电压大小取决于两线圈耦合及磁交链之程度。

一般指连接交流电源的线圈称之为一次线圈，而跨于此线圈的电压称之为一次电压。在二次线圈的感应电压可能大于或小于一次电压，是由一次线圈与二次线圈问的匝数比所决定的。因此，变压器区分为升压与降压变压器两种。

大部份的变压器均有固定的铁芯，其上绕有一次与二次的线圈。基于铁材的高导磁性，大部份磁通量局限在铁芯里，因此，两组线圈藉此可以获得相当高程度之磁耦合。在一些变压器中，线圈与铁芯二者间紧密地结合，其一次与二次电压的比值几乎与二者之线圈匝数比相同。因此，变压器之匝数比，一般可作为变压器升压或降压的参考指标。由于此项升压与降压的功能，使得变压器已成为现代化电力系统之一重要附属物，提升输电电压使得长途输送电力更为经济，至于降压变压器，它使得电力运用方面更加多元化，吾人可以如是说，倘无变压器，则现代工业实无法达到目前发展的现况。

2.5.2 电压比

变压器两组线圈圈数分别为 N1 和 N2，N1 为初级，N2 为次级.在初级线圈上加一交流电压，在次级线圈两端就会产生感应电动势.当 N2>N1 时，其感应电动势要比初级所加的电压还要高，这种变压器称为升压变压器：当 N2<N1 时，其感应电动势低于初级电压，这种变压器称为降变压器.初级次级电压和线圈圈数间具有下列关系：

式中 n 称为电压比(圈数比).当 n<1 时，则 N1>N2，V1>V2，该变压器为降压变压器.反之则为升压变压器.

第三章 稳压电源的工作原理及性能指标

3.1 稳压电源的工作原理

直流稳压电源一般由电源变压器，整流滤波电路及稳压电路所组成。变压器把市电交流电压变为所需要的低压交流电。整流器把交流电变为直流电。经滤波后，稳压器再把不稳定的直流电压变为稳定的直流电压输出。本设计主要采用直流稳压构成集成稳压电路，通过 220V 50HZ 交流电压经电源变压器降压后，通过桥式整流 VD1～VD2 整流成直流电再经过滤波电容 C1 平滑直流电，减少直流电纹波系数。最后，通过三端集成稳压器 CW7824 稳压，将输出电压稳定在 24V 左右。

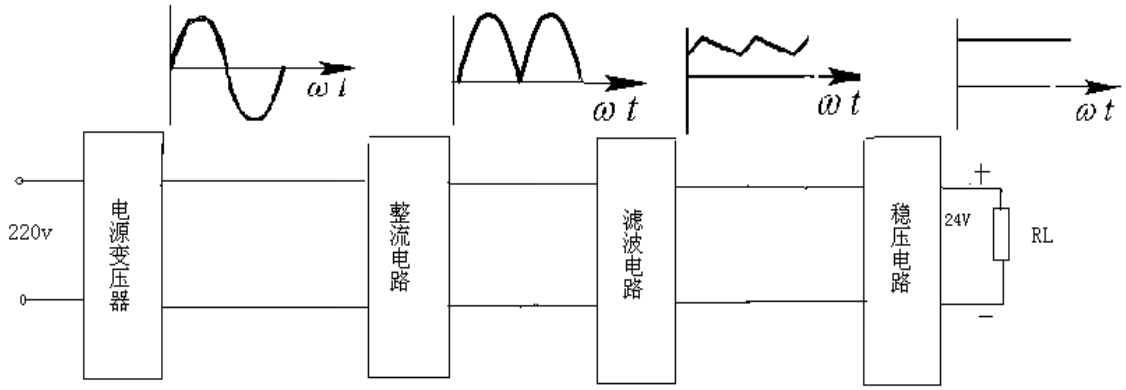


图 3.1 稳压电源框架图

3.2 稳压电源的主要指标

稳压电源的技术指标分为两种：一种是特性指标，包括允许的输入电压、输出电压、输出电流及输出电压调节范围等；另一种是质量指标，用来衡量输出直流电压的稳定程度，包括稳压系数、输出电阻、温度系数及纹波电压等。这些质量指标的含义，可简述如下：

3.2.1. 稳压器质量指标

（1）电压调整率 S_V

电压调整率是表征稳压器稳压性能的优劣的重要指标，又称为稳压系数或稳定系数，它表征当输入电压 V_I 变化时稳压器输出电压 V_O 稳定的程度，通常以单位输出电压下的输入和输出电压的相对变化的百分比（$\frac{\Delta V_I}{\Delta V_O \cdot V_O} \times 100\%$）表示。

（2）电流调整率 S_I

电流调整率是反映稳压器负载能力的一项主要自指标，又称为电流稳定系数。它表征当输入电压不变时，稳压器对由于负载电流（输出电流）变化而引起的输出电压的波动的抑制能力，在规定的负载电流变化的条件下，通常以单位输出电压下的输出电压变化值的白分比来表示稳压器的电流调整率（$\frac{\Delta V_O}{V_O} \times 100\%$）

（3）纹波抑制比 S_R

纹波抑制比反映了稳压器对输入端引入的市电电压的抑制能力，当稳压器输入和输出条件保持不变时，稳压器的纹波抑制比常以输入纹波电压峰-峰值与输出纹波电压峰-峰值之比表示，一般用分贝数表示，但是有时也可以用百分数表示，或直接用两者的比值表示。

（4）温度稳定性

集成稳压器的温度稳定性是以在所规定的稳压器工作温度 T_i 最大变化范围内（$T_{min} \leqslant Ti \leqslant T_{max}$）稳压器输出电压的相对变化的百分比值（$\frac{\Delta V_O}{V_O} \times 100\%$）/ ΔT。

3.2.2. 稳压器的工作指标

稳压器的工作指标是指稳压器能够正常工作的工作区域，以及保证正常工作所必须的工作条件，这些工作参数取决于构成稳压器的元件性能。

（1）输出电压范围

符合稳压器工作条件情况下，稳压器能够正常工作的输出电压范围，该指标的上限是由最大输入电压和最小输入-输出电压差所规定，而其下限由稳压器内部的基准电压值决定。

（2）最大输入-输出电压差

该指标表征在保证稳压器正常工作条件下稳压器所允许的最大输入－输出之间的电压差值，其值主要取决于于稳压器内部调整晶体管的耐压指标。

（3）最小输入-输出电压差

该指标表征在保证稳压器正常工作条件下，稳压器所需的最小输入－输出之间的电压差值。

（4）输出负载电流范围

输出负载电流范围又称为输出电流范围，在这一电流范围内，稳压器应能保证符合指标规范征所给出的指标。

3. 极限参数

（1）最大输入电压

该电压是保证稳压器安全工作的最大输入电压。

（2）最大输出电流

是保证稳压器安全工作所允许的最大输出电流。

3.3 开关电源的基本工作原理

3.3.1 开关稳压电源的电路原理框图

开关稳压电源的电路原理框图如图 3.2 所示。

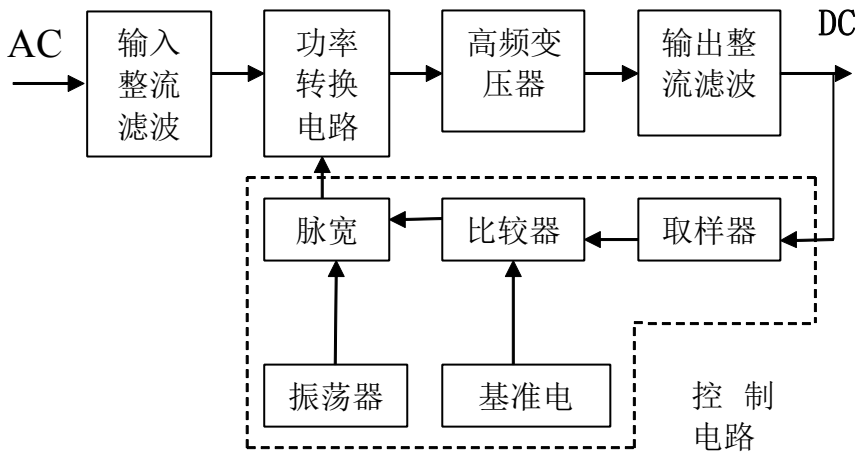


图 3.2 开关电源电路框图

交流电压经整流电路及滤波电路整流滤波后，变成含有一定脉动成份的直流电压，该电压通过功率转换电路进人高频变换器被转换成所需电压值的方波，最后再将这个方波电压经整流滤波变为所需要的直流电压。反馈控制电路为脉冲宽度调制器，它主要由取样器、比较器、振荡器、脉宽调制及基准电压等电路构成。这部分电路目前已集成化，制成了各种开关电源专用集成电路。控制电路用来调

整高频开关元件的开关时间比例，以达到稳定输出电压的目的。

3.3.2 调宽式开关稳压电源的基本原理

开关稳压电源按控制方式分为调宽式和调频式两种。在目前开发和使用的开关电源电路中，绝大多数为脉宽调制型,即为 PWM 技术。PWM 技术，全称脉冲宽度调制（Pulse width Modulation,PWM）技术，是通过对一系列脉冲的宽度进行调制来等效地获得所需波形（含形状和幅值）的。PWM 控制技术主要是利用微处理器的数字输出来对模拟电路进行控制的一种非常有效的技术,广泛应用在从事测量、通信到功率控制与变换的诸多领域。PWM 开关稳压电源的基本工作原理就是在输入电压、内部参数以及外接负载变化的情况下，控制电路通过被控信号与基准信号的差值进行闭环反馈，调节主电路开关器件的导通脉冲宽度，使得开关电源的输出电压被控制信号稳定。

调宽式开关稳压电源的控制原理如图 3.3 所示。对于单极性矩形脉冲来说，其直流平均电压 Uo 取决于矩形脉冲的宽度，脉冲越宽，其直流平均电压值就越高。直流平均电压 Uo 可由公式(3.1)计算：

$$Uo=U_M* \quad T1/T$$

公式(3.1)

式中 Um—矩形脉冲最大电压值；T—矩形脉冲周期；T1—矩形脉冲宽度。

当 Um 与 T 不变时，直流平均电压 Uo 将与脉冲宽度 T1 成正比。这样，只要设法使脉冲宽度随稳压电源输出电压的增高而变窄，就可达到稳定电压的目的。

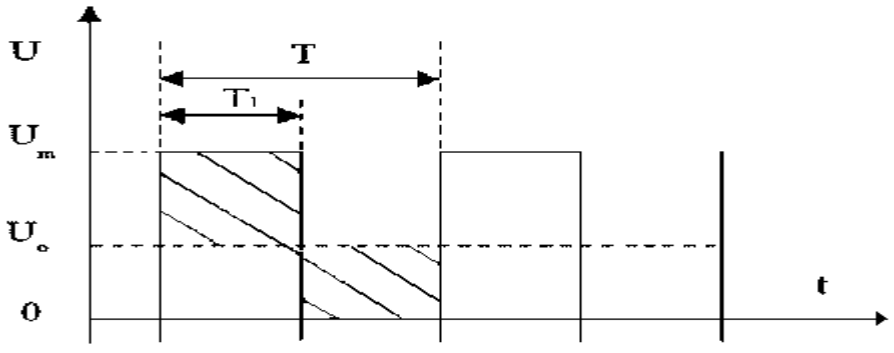


图 3.3 脉宽调制式开关电源控制原理图

3.4 开关电源的种类选择

开关型稳压电源的种类很多，分类方法也有多种。从推动功率管的方式来分可分为自激式和它激式，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;它激式开关稳压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至。按开关管的个数及连接方式可分为单端式、推挽式、半桥式和全桥式等。按开关管的连接方式，开关电源分为串联型与并联型开关电源，串联型开关电源的开关管是串联在输入电压与输出负载之间的，属于降压式稳压电路;而并联型开关电源的开关管是并联在开关电源之间的，属于升压式电路。

1. 单端反激式开关电源

单端反激式开关电源的典型电路如图 3.4 所示。电路中所谓的单端是指高频变换器的磁芯仅工作在磁滞回线的一侧。所谓的反激，是指当开关管 VT1 导通时，高频变压器 T 初级绕组的感应电压为上正下负，整流二极管 VD1 处于截止状态，副边上没有电流通过，能量储存在高频变压器的初级绕组中。当开关管 VT1 截止时，变压器 T 副边上的电压极性颠倒，使初级绕组中存储的能量通过 VD1 整流和电容 C 滤波后向负载输出。

单端反激式开关电源电路简单、所用元件少，输出与输入间有电气隔离，能方便的实现单路或多路输出，开关管驱动简单，可通过改变高频变压器的原、副边绕组匝比使占空比保持在最佳范围内，且有较好的电压调整率。其输出功率为 20～100W。它也有其一定的缺点，如开关管截止期间所受反向电压较高，导通期间流过开关管的峰值电流较大。但这可以通过选用高耐压、大电流的高速功率器件，在输入和输出端加滤波电路等措施加以解决。单端反激式开关电源使用的开关管 VT1 承受的最大反向电压是电路工作电压值的两倍，工作频率在 20～200kHz 之间。

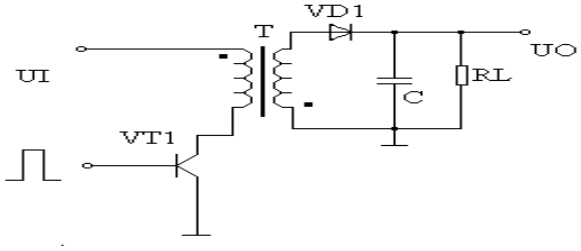


图 3.4 单端反激式开关电源

2. 单端正激式开关电源

单端正激式开关电源的典型电路如图 3.5 所示。这种电路在形式上与单端反激式电路相似，但工作情形不同。当开关管 VT1 导通时，VD2 也导通，这时电网向负载传送能量，滤波电感 L 储存能量：当开关管 VT1 截止时，电感 L 通过续流二极管 VD3 继续向负载释放能量。

在电路中还设有钳位线圈与二极管 VD1，它可以将开关管 VT1 的最高电压限制在两倍电源电压之间。为满足磁芯复位条件，即磁通建立和复位时间应相等，所以电路中脉冲的占空比不能大于 50%。

由于这种电路在开关管 VT1 导通时，通过变压器向负载传送能量，所以输出功率范围大，可输出 50～200W 的功率。电路使用的变压器结构复杂，体积也较大，因此这种电路的实际应用较少。

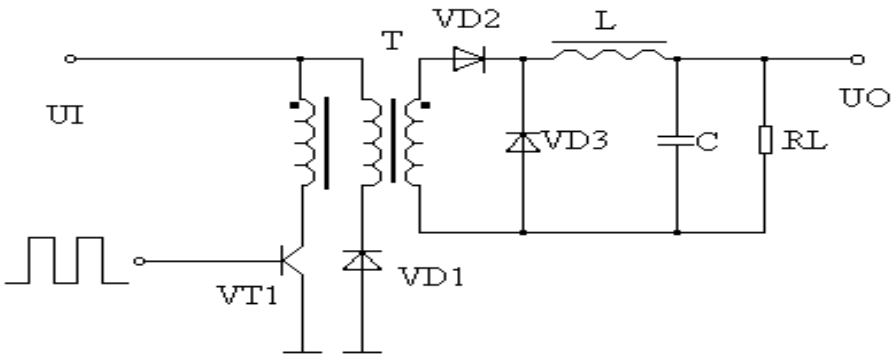


图 3.5 单端正激式开关电源

3. 自激式开关稳压电源

自激式开关稳压电源的典型电路如图 3.6 所示。当接入电源后在 R1 给开关管 VT1 提供启动电流，使 VT1 开始导通，其集电极电流 Ic 在 L1 中线性增长，在 L2 中感应出使 VT1 基极为正，发射极为负的正反馈电压，使 VT1 很快饱和。与此同时，感应电压给 C1 充电，随着 C1 充电电压的增高，VT1 基极电位逐渐变低，致使 VT1 退出饱和区，Ic 开始减小，在 L2 中感应出使 VT1 基极为负、发射极为正的电压，使 VT1 迅速截止，这时二极管 VD1 导通，高频变压器 T 初级绕组中的储能释放给负载。在 VT1 截止时，L2 中没有感应电压，直流供电输人电压又经 R1 给 C1 反向充电，逐渐提高 VT1 基极电位，使其重新导通，再次翻转达到饱和状态，电路就这样重复振荡下去。这里就像单端反激式开关电源那样，由变压器

T 的次级绕组向负载输出所需要的电压。

自激式开关电源中的开关管起着开关及振荡的双重作用，也省去了控制电路。电路中由于负载位于变压器的次级且工作在反激状态，具有输入和输出相互隔离的优点。这种电路不仅适用于大功率电源，亦适用于小功率电源。

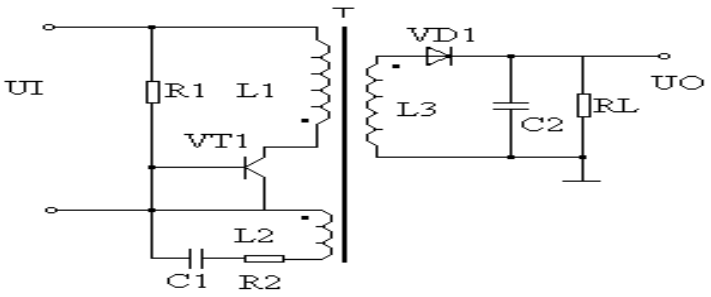


图 3.6 自激式开关电源

4. 推挽式开关电源

推挽式开关电源的典型电路如图 3.7 所示。它属于双端式变换电路，高频变压器的磁芯工作在磁滞回线的两侧。电路使用两个开关管 VT1 和 VT2，两个开关管在外激励方波信号的控制下交替的导通与截止，在变压器 T 次级绕组得到方波电压，经整流滤波变为所需要的直流电压。

这种电路的优点是两个开关管容易驱动，主要缺点是开关管的耐压要达到两倍电路峰值电压。电路的输出功率较大，一般在 100～500W 范围内。

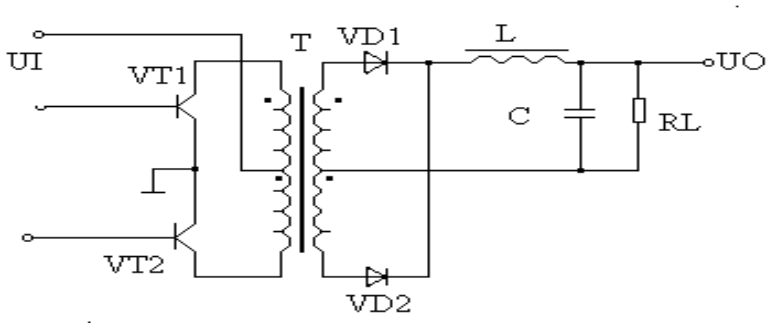


图 3.7 推挽式开关电源

5. 降压式开关电源

降压式开关电源的典型电路如图 3.8 所示。当开关管 VT1 导通时，二极管 VD1 截止，输入的整流电压经 VT1 和 L 向 C 充电，这一电流使电感 L 中的储能增加。当开关管 VT1 截止时，电感 L 感应出左负右正的电压，经负载 RL 和续流二极管 VD1 释放电感 L 中存储的能量，维持输出直流电压不变。电路输出直流电压的高

低由加在 VT1 基极上的脉冲宽度确定。

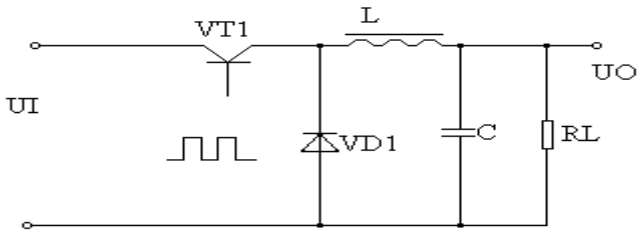


图 3.8 降压式开关电源

6. 升压式开关电源

升压式开关电源的稳压电路如图 3.9 所示。当开关管 VT1 导通时，电感 L 储存能量。当开关管 VT1 截止时，电感 L 感应出左负右正的电压，该电压叠加在输人电压上，经二极管 VD1 向负载供电，使输出电压大于输人电压，形成升压式开关电源。

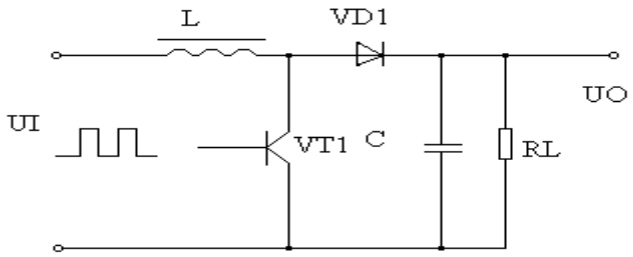


图 3.9 升压式开关电源

7. 反转式开关电源

反转式开关电源的典型电路如图 3.10 所示。这种电路又称为升降压式开关电源。无论开关管 VT1 之前的脉动直流电压高于或低于输出端的稳定电压，电路均能正常工作。当开关管 VT1 导通时，电感 L 储存能量，二极管 VD1 截止，负载 RL 靠电容 C 上次的充电电荷供电。当开关管 VT1 截止时，电感 L 中的电流继续流通，并感应出上负下正的电压，经二极管 VD1 向负载供电，同时给电容 C 充电。降压式、升压式、反转式开关电源的高压输出电路与副边输出电路之间没有绝缘隔离，统称为斩波型直流变换器。

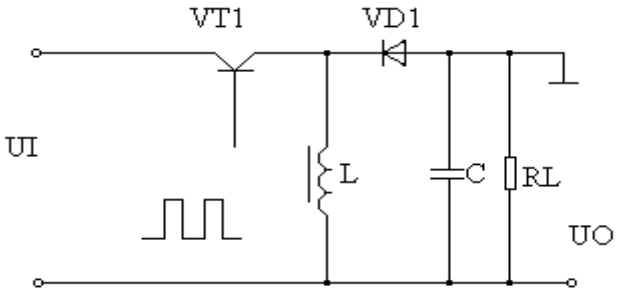


图 3.10 反转式开关电源

一般来说，功率很小的电源（1～100W）采用电路简单、成本低的反激型电路较好；当电源功率在 100W 以上且工作环境干扰很大、输入电压质量恶劣、输出短路频繁时，则应采用正激型电路；对于功率大于 500W、工作条件较好的电源，则采用半桥或全桥电路较为合理；如果对成本要求比较严，可以采用半桥电路；如果功率很大，则应采用全桥电路；推挽电路通常用于输入电压很低、功率较大的场合。

基于本设计中开关型稳压电源是采用全控型电力电子器件作为开关，利用控制开关的占空比来调整输出电压的新型电源，具有体积小、重量轻、噪音小，以及可靠性高等特点。本设计旨在设计并制作出一种额定输出功率为 60W 的通用的小功率开关电源，主要采用 TOP246Y、PC817A 、TL431 等专用芯片以及其他的电路元件相配合，使设计出的开关电源具有自动稳压功能。因此，本设计就选择了基于 TOP246Y 的单端反激式开关电源。

3.5 电路的设计

3.5.1 主电路的工作原理

电路主要包括输入整流滤波、TOP246Y 脉宽调制、高频变压器、电压反馈整流滤波、输出整流滤波等几部分，其电路原理图如图 3.11 所示。

该电源共使用 3 片集成电路：TOP246Y 型 6 端单片开关电源（IC1）；线性光耦合器 PC817A（IC2）；可调式精密并联稳压器 TL431（IC3）。电阻 R13 用来从外部设定功率开关管的漏极极限电流，使之略高于满载或输入欠压时的漏极峰值电流 ID(PK)。这就允许在电源起动过程中或输出负载不稳定但未出现饱和的情况下，采用较小尺寸的高频变压器。当输入直流电压过压时。R13 还能自动降低最大占空比 Dmax，对最大负载功率加以限制。R13 为欠压或过压检测电阻，并能给

线路提供电压前馈，以减少开关频率的波动。取 R5=2MΩ时，仅当直流输入 UI 电压达到 100V 时，电源才能起动。 GX 的欠压电流 IUV=50μA，过压电流 IOV=225μA。有公式

UUV=IUV·R5

公式 (3.2)

UOV=IOV·R5

公式 (3.3)

将 R5=2MΩ分别代入式（2）和式（3）中得到，UUV=100V（DC），UOV=450V（DC）。过压时最大占空比 Dmax 随流入 X 端的电流 IX 的增大而减小，当 IX 从 90μA 增加到 190μA 时，最大占空比 Dmax 就从 78％（对应于 UUV=100V）线性地降低到 47％（对应于 375V）。在掉电后，欠压检测能在 C1 放电时减少输出干扰，只要出现输出调节失效或者输入电压低于 40V 的情况，都会使-GX 关闭。当开关电源受到 450V 以上的冲击电压时，R11 同样可使 TOP249 关断，避免元器件受到损坏。

由 VDZ1 和 D9 构成的漏极钳位电路，能吸收在 MOSFET 关断时由高频变压器初级漏感产生的尖峰电压，保护 MOSFET 不受损坏。VDZ1 采用钳位电压为 200V 的 P6KE200A 型瞬态电压抑制器。将电容 C1 电阻 R1、R2 和 VDZ1 并联后，能减少钳位损耗。选择全频工作方式时，开关频率设定为 132kHz。为了减小次级绕组和输出整流管的损耗，现将两路次级绕组都分成两路，每路单独使用两只共阴极肖特基对管（D1、D2、D3、D4）并联工作，输出滤波电路由 C4、C5、C6、L1、C10、C11、C12、L2、C13、C14 构成。空载时，TOP246Y 能自动降低开关频率，使得在交流 230V 输入时电源损耗仅为 520mW。TOP246Y 具有频率抖动特性，这对降低电磁干扰很有帮助。只要合理地选择安全电容 C20 和 EMI 滤波器（L3、C21、C22）的元件值，就能使开关电源产生的电磁辐射符合 CISPR22（FCCB）/EN55022B 国际标准。将 C20 的一端接 UI 的正极，能把 TOP246Y 的共模干扰减至最小。需要指出，C20 和 C21、C22 都称作安全电容，区别只是 C20 接在高压与地之间，能滤除初、次级耦合电容产生的共模干扰，在 IEC950 国际标准中称之为“Y 电容”。C21、C22 则接在交流电源进线端，专门滤除电网线之间的差模干扰，被称作“X 电容”。

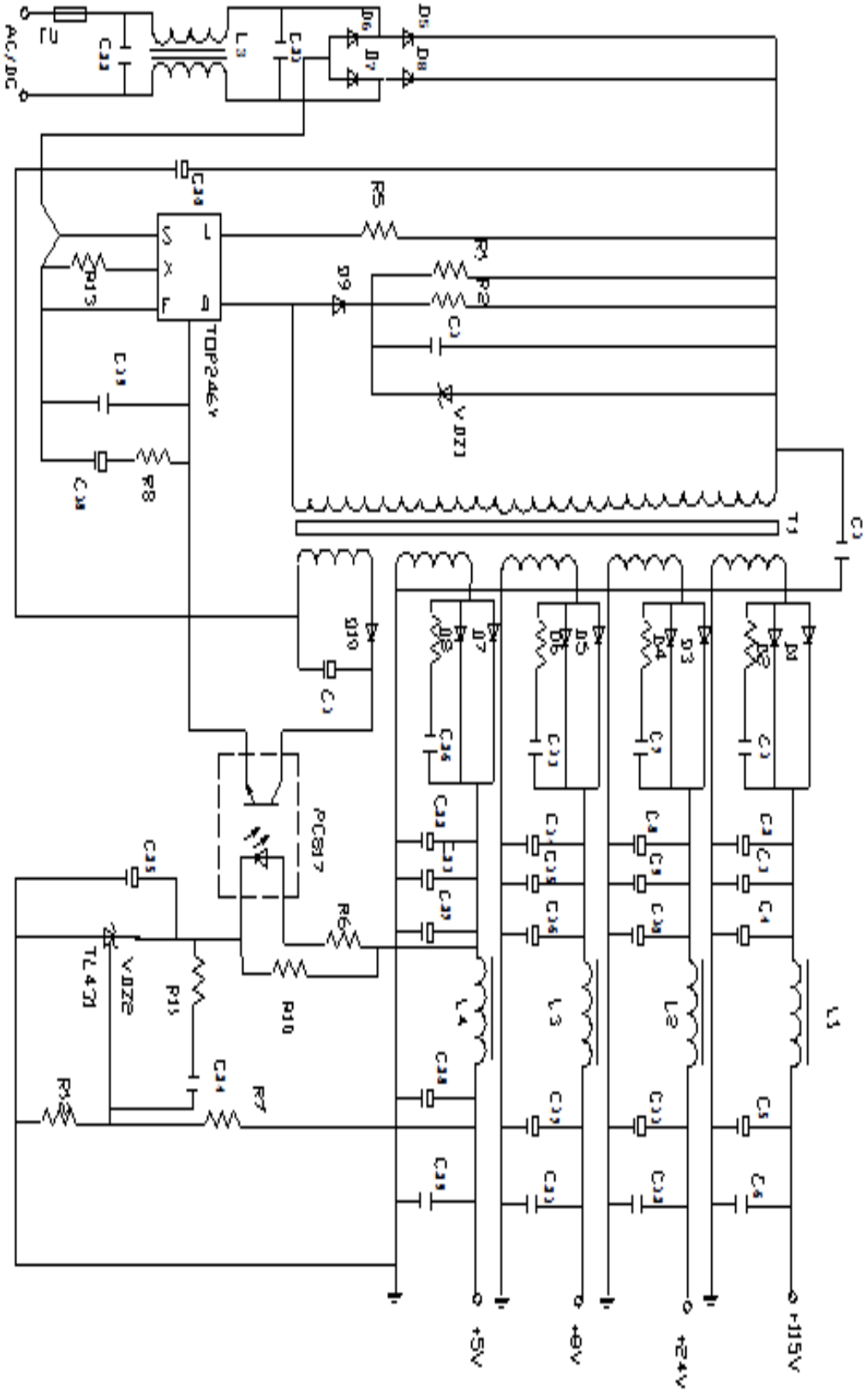


图 3.11 120W 通用开关电源电路原理

3.5.2 输入整流滤波电路的设计

精密光耦反馈电路由 PC817、TL431 等组成。输出电压 UO 通过电阻分压器 R7、R8、R12 获得取样电压，与 TL431 中的 2.50V 基准电压进行比较后产生误差电压，再经过光耦去改变 TOP246Y 的控制端电流 IC，使占空比发生变化，进而调节 UO 保持不变。反馈绕组的输出电压经 D10、C17 整流滤波后，给光耦中的接收管提供偏压。

在输入端先通过 EMI 滤波器（由 L3、C11、C12 构成）来防止电磁干扰，其内部结构如图 3.12 所示。它能有效地抑制电网噪声，提高电源的抗干扰能力及系统和可靠性。

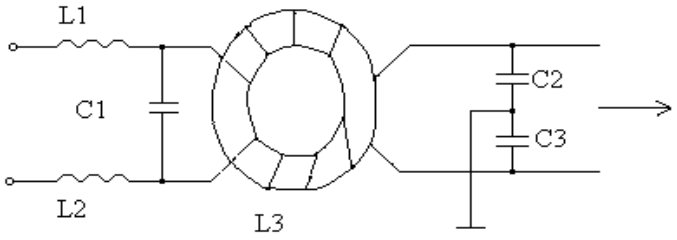


图 3.12 EMI 滤波器内部结构

参考与本设计类似相关的实验数据资料，本电源就采用 AlAP-IA 型的 EMI 滤波器，并合理选择了 EMI 滤波器（L3、C11、C12）的参数值：取 L3=20mH、C11=0.1μF 、C12=0.1μF。为更好抑制 EMI，滤波器可采用如图 3.9 所示电路，其中 L1、L2、C1 可除去差模干扰，L3、C2、C3 可除去共模干扰。

初步滤波之后，加接单相整流桥，交流输入电压最大值为 UACImax=265V，经整流滤波后得到其直流输入电压最大值 UACImax，由公式（3.4）得到：UDCImax=UACImax* (1.2～1.4)=345V。而输入整流桥的最大反向电压 UBR=UDCImax=345V，则输入整流桥的反向击穿电压 URM 应满足：URM=（2～3）UBR=600V。由于电路的输入电流 IACImax 限制在 3.15A 以下，即 IACImax<=3.15A。

当交流输入电压为固定输入 220V 时，输入滤波电容通常与输出额定功率 Po 的值相当，并且 UACImin=85V，UACImax=265V，由公式（3.4）和（3.5）计算得：

UDCImin=UACImin*(1.2～1.4) 公式 （3.4）

UDCImax=UACImax*(1.2～1.4) 公式 （3.5）

计算得到：UDCImin=110V，UDCImax=345V。

此处取 C20=680μF,耐压 400V 的电解电容。

3.5.3 基于 TOP246Y 的开关电源设计

利用 TOP246Y 设计了一种新型单端反激式开关电源，其输出分别为 5V、8V、24V、115V 电路原理如图 3.5.1 所示。该电源设计的要求为：输入电压范围为交流 220V，输出功率为 120W。由此可见，选择 TOP246Y 能够满足此要求。

从该电路原理图中可以看出，电阻 R13 用来从外部设定功率开关管的漏极极限电流，使之略高于满载或输入欠压时的漏极峰值电流 ID(PK)。这就允许在电源起动过程中或输出负载不稳定但未出现饱和的情况下，采用较小尺寸的高频变压器。将 F 端与 S 端短接可将 TOP246Y 设为全频工作方式，开关频率为 132kHz。当输入直流电压过压时，R13 还能自动降低最大占空比 Dmax，对最大负载功率加以限制。而 R5 为欠压、过压检测电阻，在线路检测端 L 与直流输入电压 UDCI 端连接电阻 R5 可进行线路检测，并能给线路提供电压前馈，以减少开关频率的波动。取 R5=2MΩ时，仅当直流输入电压 UDCI 达到 150V 时，电源才能起动。-GX 的欠压电流 IUV=50μA,过压电流 IOV=225μA。因此其欠压保护工作电压为 150V,过压保护工作电压为 450V,即 TOP246Y 在本电路中的直流电压范围为 100～450V,一旦超出了该电压范围，TOP246Y 将自动关闭。另外，空载时，TOP246Y 能自动降低开关频率，使得在交流 230V 输入时电源损耗仅为 520mW。TOP246Y 具有频率抖动特性，这对降低电磁干扰很有帮助。

当然，在过压时最大占空比 Dmax 随流入 X 端的电流 IX 的增大而减小，当 IX 从 90μA 增加到 190μA 时，最大占空比 Dmax 就从 78%（对应于 UUV=100V）线性地降低到 47%（对应于 375V)。在掉电后，欠压检测能在 C1 放电时减少输出干扰,只要出现输出调节失效或者输入电压低于 40V 的情况，都会使-GX 关闭。当开关电源受到 450V 以上的冲击电压时，R5 同样可使 TOP249 关断，避免元器件受到损坏。但一般说来，由于交流输入电压在 85～265V 范围内，经整流滤波后的直流输入电压就在 110～345V 范围内波动，不会超出 100～450V 的范围，所以本设计的开关电源相对安全。

另外，在 TOP246Y 的外端加接了由 VDZ1 和 D9 构成的漏极钳位电路。在功率 MOSFET 关断瞬间，高频变压器初级漏感会产生尖峰电压 UL，那么就利用由 VDZ1 和 D9 构成的漏极钳位电路来保护 MOSFET 不受损坏。同时，高频变压器初级漏感

在初级绕组上还会产生感应电压（即反向电动势）UOR，两者叠加在直流输入电压 UDCImax 上，加至内部功率开关管 MOSFET 的漏极上。这就要求功率 MOSFET 至少能承受 700V 高压，UBRDS≥700V。所以，UOR+UDCImax+UL≤700V，将 UOR=73V，UDCImax=345V 带入式中得 UL≤200V。因此，U1 采用钳位电压为 200V 的 P6KE200A 型瞬态电压抑制器，在 MOSFET 截止瞬间，初级极性则变为上负下正，此时尖峰电压就被 U1 吸收掉。

3.5.4 稳压反馈电路设计

反馈回路的形式由输出电压的精度决定，本电源采用“光耦 PC817＋TL431”，即光耦反馈电路由 PC817、TL431 等组成。它可以将输出电压变化控制在±4%以内，反馈电压由两端的直流输出端取样。输出电压 UO 通过电阻分压器 R7、R8 和 R12 获得取样电压后，与 TL431 中的 2.5V 基准电压进行比较后输出误差电压，然后通过光耦去改变 TOP246Y 的控制端电流 IC，进而使占空比发生变化，再通过改变占空比来调节输出电压 UO 使其保持不变。光耦的另一作用是对冷地和热地进行隔离。反馈绕组的输出电压经 D10、C17 整流滤波后，可给光耦中的接收管提供偏压。R9、C18 和 R11、C15、C16 均为控制环路的补偿元器件。

3.6 保护电路的设计

3.6.1 过电流保护电路

在直流开关电源电路中，为了保护调整管在电路短路、电流增大时不被烧毁。其基本方法是，当输出电流超过某一值时，调整管处于反向偏置状态，从而截止，自动切断电路电流。如图 3.13 所示，过电流保护电路由三极管 BG2 和分压电阻 R4、R5 组成。

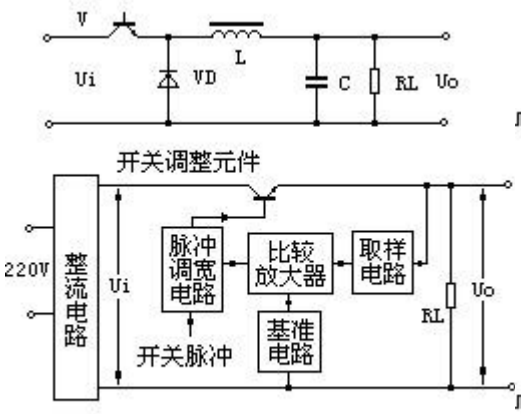


图 3.13　直流开关电源原理

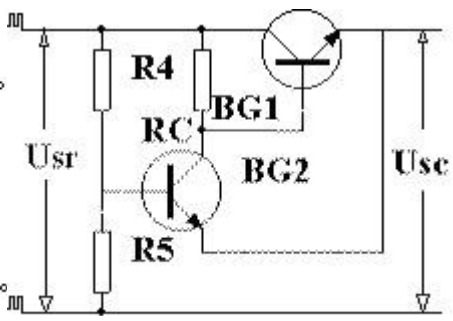


图 3.14　输入过电流保护电路

电路正常工作时，通过 R4 与 R5 的压作用，使得 BG2 的基极电位比发射极电位高，发射结承受反向电压。于是 BG2 处于截止状态（相当于开路），对稳压电路没有影响。当电路短路时，输出电压为零，BG2 的发射极相当于接地，则 BG2 处于饱和导通状态（相当于短路），从而使调整管 BG1 基极和发射极近于短路，而处于截止状态，切断电路电流，从而达到保护目的。

3.6.2 过电压保护电路

直流开关电源中开关稳压器的过电压保护包括输入过电压保护和输出过电压保护。如果开关稳压器所使用的未稳压直流电源（诸如蓄电池和整流器）的电压如果过高,将导致开关稳压器不能正常工作,甚至损坏内部器件,因此开关电源中有必要使用输入过电压保护电路。

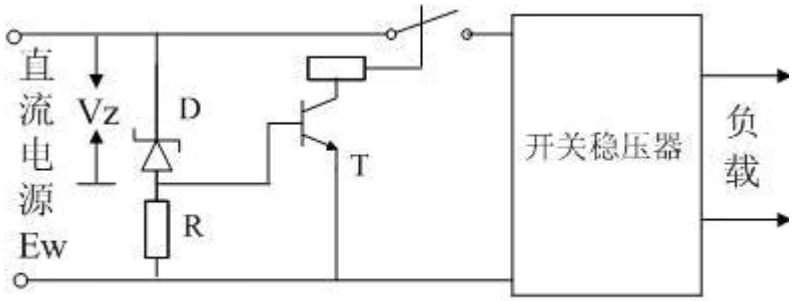


图 3.15　输入过电压保护电路

图 3.15 为用晶体管和继电器所组成的保护电路，在该电路中，当输入直流电源的电压高于稳压二极管的击穿电压值时，稳压管击穿，有电流流过电阻 R，使晶体管 T 导通，继电器动作，常闭接点断开，切断输入。输入电源的极性保护电路可以跟输入过电压保护结合在一起,构成极性保护鉴别与过电压保护电路。

3.7 元器件明细表

熔断器	FU	5A	电阻	R10	1k
电容	C1	1000pF		R11	33k
	C2	1000uF		R12	10k
	C3	1000uF		R13	9k
	C4	1000uF		R14	150Ω
	C5	1000uF	电感	L1	33uH/6A
	C6	0.1uF		L2	33uH/6A
	C7	1000pF		L3	33uH/6A
	C8	1000uF		L4	33uH/6A
	C9	1000uF	二极管	D1	SR560
	C10	1000uF		D2	SR560
	C11	1000uF		D3	SR560
	C12	0.1uF		D4	SR560
	C13	1000pF		D5	IN4007
	C14	1000uF		D6	IN4007
	C15	1000uF		D7	IN4007
	C16	1000uF		D8	IN4007
	C17	1000uF		D9	BYY26E
	C18	47uF		D10	IN4148
	C19	0.1uF		D11	SR560
	C21	68uF		D12	SR560

电容	C22	0.1uF	二极管	D13	SR560
	C23	1000uF		D14	SR560
	C24	0.1uF	电阻	R1	68k
	C25	22uF		R2	68k
	C26	1000pF		R3	150Ω
	C27	1000uF		R4	150Ω
	C28	1000uF		R5	2K
	C29	0.1uF		R6	240Ω
	C30	4.7uF		R7	389K
	C31	22uF		R8	68Ω
	C32	1uF		R9	150Ω
	C33	1000uF	齐纳二极管	VDZ1	P6KE
单片开关电源	TOP246Y		并联稳压器	TL431	
变压器	T1				

第四章 心得体会

本次毕业设计对我受益匪浅，让我系统性地认识和全面地掌握了开关电源的基本知识。虽然设计刚开始思路有些错误，但正是这些错误使我认识到自己知识的不足，使我在以后的设计中更加的努力，才能顺利地完成本设计。由于现在社会的不断发展，稳压电源得到了广泛的应用，这使我这次设计有很大的意义。

同时也对 AUTO CAD 软件、WORD、DXP 等软件有了更加深入的理解，学到了很多。也让我了解了关于更多设计理念来源于实际，从中找出最适合的设计方法。同时遇到问题要和同学互相讨论交流。让我将平常学的基本技能及应用方法学以致用，使我的综合应用能力有了很大提高和进步。

首先，寻找有关的资料和课题并且研究设计方案，进行设计的总体规划，理清课程设计思路，但是将这些具体的方案落实到每一个设计环节和步骤中，难免会出现一些错误，这就需要在进行设计的过程中利用所掌握的知识认真排查错误原因，多方面的思考问题，不断地改正自己的设计不足之处和错误。

在这里首先感谢母校对我们毕业设计给予的支持和帮助，还要感谢这几年里所有任课老师对我的栽培，尤其感谢我的毕业设计的指导老师，他们不但为我提供了良好的学习科研环境，更培养了我独立从事科学的能力。其广博的知识、扎实的理论功底、严谨的治学态度、敏锐的科学洞察力和孜孜不倦的进取精神都给我留下了深刻的印象，为我今后的工作学习树立了榜样，潜移默化的熏陶亦将使我受益终身。在毕业设计过程中胡老师悉心指导我的毕业设计，对我提出的问题耐心解答，在老师的帮助下，使我的毕业设计能顺利完成，在这里对胡老师表示由衷的感谢

第五章 参考资料

1、张丽华	开关电源	高等教育出版社
2、Marty Brown	《开关电源设计指南》	人民教育出版社
3、沙占友	新型单片开关电源实用技术	电子工业出版社
4、杨旭	开关电源技术	机械工业出版社
5、李定宣	开关稳定电源设计与应用	中国电力出版社
6、杨恒	开关电源典型设计实例精选	中国电力出版社
7、蔡宣三	开关电源的原理与设计	电子工业出版社
8、周志敏	现代开关电源控制电路设计及应用	人民邮电出版社
9、 童诗白	模拟电子技术基础	人民教育出版社
10、张龙兴	电子技术基础	人民教育出版社