

## 摘 要

在21世纪的今天，随着大规模集成电路的飞速发展，已经产生了越来越多的新型电子系统。很显然曾经采用笨重的工频变压器的线性稳压电源已经过时了。它被一种新型的反激式开关电源所代替，其具有体积小、效率高、输出电压稳定等优点。反激式开关电源的核心是高频电源转换电路。它使交流电源能够有效地产生一个或多个稳定的直流电压。

本文介绍一种以UC3843AN为控制核心的直流开关电源电路。针对UC3843AN的应用特点，设计了一种基于PWM控制芯片的直流开关电源电路，利用ICL7107和CD4017实现了具有多路输出、输出电压步进可调、输入输出电压实时显示等功能。开关电源使用现代电子技术控制开关管的开关时间比以保持稳定电压输出的电源。开关电源通常由脉冲宽度调制和MOS管组成，与线性电源相比成本都随着功率的增加而增加，但其增长率不同。开关电源比通常的线性电源的效率更高，使用开关电源对于节约资源和环保非常重要。

**关键词：**开关电源；PWM；开关调整管；步进调节

## Abstract

Today in the 21st century, with the rapid development of large-scale integrated circuits, more and more new electronic systems have been produced. Obviously, the linear stabilized power supplies that used to use bulky industrial frequency transformers are outdated. It is replaced by a new type of flyback switching power supply, which has the advantages of small size, high efficiency, and stable output voltage. The core of the flyback switching power supply is the high-frequency power conversion circuit. It enables the AC power source to effectively produce one or more stable DC voltages.

This article introduces a DC switching power supply circuit with UC3843AN as the control core. Aiming at the application characteristics of UC3843AN, a DC switching power supply circuit based on PWM control chip is designed, and functions such as multi-channel output, adjustable output voltage step and real-time display of input and output voltage are realized by using ICL7107 and CD4017. The switching power supply uses modern electronic technology to control the switching time ratio of the switching tube to maintain a stable voltage output power supply. Switching power supply is usually composed of pulse width modulation and MOS tube. Compared with linear power supply, the cost increases with the increase of power, but its growth rate is different. Switching power supplies are more efficient than ordinary linear power supplies. The use of switching power supplies is very important for resource conservation and environmental protection.

**Keywords:** Switching power supply; PWM; switch regulator; step regulator

## 目 录

摘要 .....	I
Abstract.....	II
第 1 章 绪论 .....	1
1.1 课题背景.....	1
1.2 目的意义.....	1
1.3 设计任务与技术要求 .....	2
第 2 章 方案的论证与设计 .....	3
2.1 方案选择.....	3
2.2 方案的确定 .....	3
2.3 方框图的设计 .....	3
本章小结 .....	4
第 3 章 单元电路设计 .....	5
3.1 整流滤波电路 .....	5
3.2 开关变换电路 .....	6
3.3 脉冲整流电路 .....	10
3.4 稳压电路.....	12
3.5 保护电路.....	13
3.6 步进调节电路 .....	14
3.7 步进稳压输出电路 .....	15
3.8 电压显示电路 .....	17
本章小结 .....	18
第 4 章 整机的工作原理 .....	19
4.1 整机原理图 .....	19
4.2 整机工作原理 .....	19
本章小结 .....	20

第 5 章 电路的安装与调试 .....	21
5.1 电路安装.....	21
5.2 电路调试.....	21
本章小结 .....	22
结论 .....	23
致谢 .....	24
参考文献.....	25
附录 1 译文 .....	26
附录 2 英文参考资料.....	28
附录 3 整机原理图 .....	31
附录 4 元件清单 .....	32

## 第 1 章 绪论

### 1.1 课题背景

近些年来随着科技的日益进步与飞速发展，所有的用电设备都趋于便携、迷你、效率高等方向发展，这就对电子设备的供电部分提出了严峻的挑战。如今开关电源的研究是国内电源行业研究的重中之重。开关电源具有效率高，体积小等优点，也被广泛的应用于各行各业。但是随着人们生活水平的不断提高和科技的飞速发展，越来越多的电子设备对电源电压的需求也越来越大，这不仅要求开关电源具有更高的准确性和稳定性，还需要开关电源的设计更加人性化可以极大的满足人们对电压输出数值灵活可调的要求。而且还希望它能以更低的价格和更高性能来实现。这就要求我们开发一种新的经济实用的直流开关稳压电源。

### 1.2 目的意义

电源是所有电子设备万万不可分割的一部分，开关电源是一种高频化电能转换装置。开关电源以其转换方式简单、成本低、体积小、重量轻、输出电压易于控制、转换方式灵活等优点应运而生。在如今这个科技飞速发展的今天，电源在电子设备上起着至关重要的作用。电力电子技术是电源的最佳应用技术之一，电力电子已经成为人们生活和经济发展不可缺少的一部分。如今开关电源的研究与发展也取得了很大的进步。随着电力电子技术的应用与发展，功率开关元器件的性能有了非常大的提高，不仅如此其上限频率和功耗也具有很大的提升。同时，数字控制具有优异的性能，例如高灵活性，高精度和信号稳定性，并且它已成为直流开关电源领域的研究重点。由于其高效，使用寿命长，性能长，高频开关电源已成为电子设备的重要组成部分。

电源开关技术的产生是由于需要一种基本的电源电压转换技术，这使得转换具有简单、成本低、易于控制等特点。电源是所有电气设备不可缺少的一部分，提供电源，是设备的核心。过去，相控电源得到了广泛的应用，但是其电压转换和电气隔离的实现依赖于工频变压器和相控整流器，又因为其具有体积大，低效率和低功率因数，所以无法满足如今的能源需求。另外，设备与电池并联工作时，纹波系数相对较大，这会影响电池寿命。随着科学技术的快速发展，人们正在增加对电源的需求。直流电源的输出质量直接影响电子设备的稳定性。而电源的效率会直接影响到电子设备的制造成本与运

行成本。可以看出，直流电源在电子设备中起着非常重要的作用和重要性。随着开关电源市场的日益增长的用户需求，开关电源具有体积小、效率高、电磁兼容性好成为了新型开关电源的基本要求。

20 世纪 70 年代初，随着国内科技的不断发展与进步，高频软开关技术不断被国内的电源技术界所研究。但在许多开关电源中，多输出、步进可调的开关电源并不多见。本次研究主要就是直流开关电源。通过这个设计，首先可以满足多路输出的电压可在众多场景下使用，其次也能满足对低电压进行微调更能完美适应开关电源在低电压情况下的普遍使用，极大的提高了开关电源在电压需求较大时的应用。

### 1.3 设计任务与技术要求

直流开关电源围绕 PWM 控制芯片，设计了一款 AC110~260V 国际通用电源电压输入的反激式直流开关电源。具有多路输出直流电压以及输出步进直流间隔 1.5V 的 1.5V~12V 电压值，输入输出电压显示，过流保护，过压保护等保护电路等功能。

技术指标如下：

1. 交流输入 110V~260V；
2. 稳压输出多组直流电压：110V、24V、12V、5V；
3. 输出步进直流间隔 1.5V 的 1.5V~12V 电压值的电压；
4. 输出电压误差 $\pm 5\%$ ；
5. 交流输入电压以指针电压表显示，直流输出电压以数码管电压表显示；
6. 过流保护，过压保护。

## 第 2 章 方案的论证与设计

### 2.1 方案选择

方案一：

所用的 TOP223Y 集成芯片构成了单端反激式开关电源。首先交流电被整流并滤波以获得直接电压，然后通过 TOP223Y 脉冲宽度调制和高频变压器 DC-AC 转换用于获得高频矩形波电压。最后，可以通过整流和滤波获得高质量的直流电压。与此同时，反馈回路进行电压采样和比较放大，将获得的电流信号输入到 TOP223Y 的控制端子，并控制工作周期以调节输出并稳定输出电压。电压步进可调采用 STC89C52 单片机作为控制芯片，另外电压显示采用指针式电压表头来显示电压。

方案二：

采用 UC3843AN 集成芯片，构成单端反激式开关电源。由于 MOS 管的耐压实际上足够，但是为了提高电源的稳定性采用 RCD 缓冲电路，为了能比较直接的跟踪多路输出电压，在输出端直接进行采样提供反馈电压，实现反馈采用 TL431 和 PC817 这种典型的设计。电压步进可调采用 CD4017 控制三极管导通与关断分别向电路中接入不同阻值的电压，以做到步进可调。电压显示输入用电压表表头，输出电压采用 ICL7107 输出积分型模/数转换芯片设计了多档可调电压显示

### 2.2 方案的确定

方案一的 UC3843AN 与方案二的 TOP223Y 相比较价格而言 TOP223Y 价格略高，在批量生产时增加了成本。方案二利用 ICL7107 设计的电压显示电路与方案一的指针式电压表相比不仅价格低廉，显示更清晰。方案一的步进可调采用单片机控制相比较方案二所用得 CD4017 控制，编程较为复杂，设计时间较长。

通过多方面考虑和实用性，材料成本，可靠性，显示方式等优点，故选择方案二。

### 2.3 方框图的设计

整机方框图如图 2-1 所示，市电通过整流将 220V 左右的交流电转化为脉动的直流电然后通过滤波将脉动直流中的交流成分滤除，减少交流成分，增加直流成分。最后通过整流电路，将整流后的直流电压进一步稳定。与此同

时电压显示电路同步显示输入与输出的电压。将步进调节电路的输入连接到脉冲整流电路的输出端，通过步进调节电路将脉冲整流电路输出端 24V 进行稳压使之可以进行步进调节。

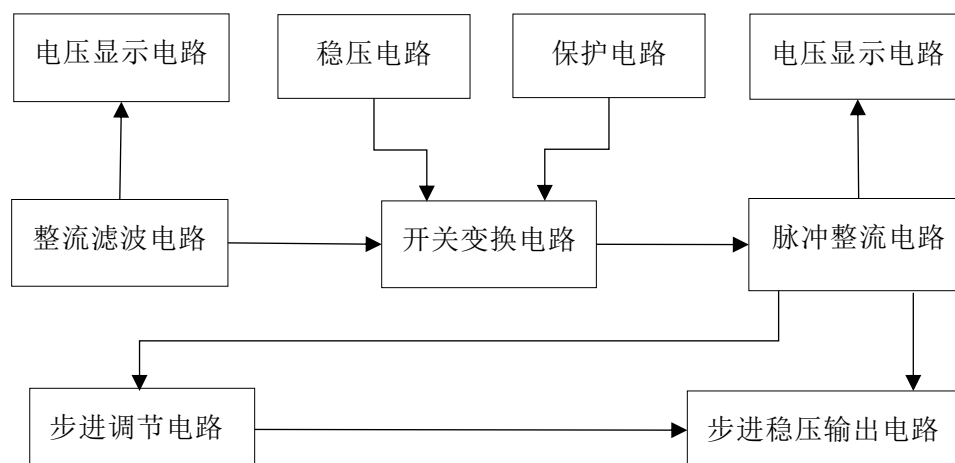


图 2-1 直流开关电源整机方框图

## 本章小结

本章主要介绍关于直流开关电源的设计与制作的方案选择，对两种电路方案进行了分析与比较最后决定了以 UC3843AN 集成芯片，构成单端反激式开关电源的方案。主要从实用可行性、电路复杂程度、个人知识和节约成本等方面考虑。下一章将详细描述整个电路的分解，并对每个单元电路进行详细的介绍。



## 第 3 章 单元电路设计

### 3.1 整流滤波电路

整流滤波电路由整流桥 D1（GBU808）、主滤波电容 C7（220uf/400V）、EMI 滤波电路 C3（0.22uf）、L1（10mH）、C4(0.22uf)构成。电路如图 3-1 所示。

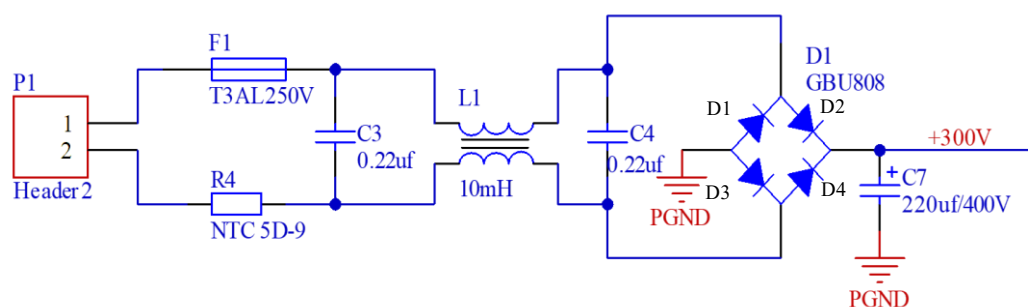


图 3-1 整流滤波电路

整流滤波电路主要是将 220V 交流电通过由 L1、C3、C4 构成的 EMI 滤波电路进行滤波，经过滤波后的 220V 交流电通过 GBU808 进行全桥整流，在正半周时由 D2、D3 引导电流自上而下通过 C7，负半周时由 D4、D1 引导电流也是自上而下通过 C7，从而实现了全桥整流。再通过 C7 电容进行滤波输出一个大概 300V 左右的直流电压，这个电压会随着输入电压的变化而变化。

直流开关电源要求满足输入电压在 110V~260V 内波动，那么在整流后，最小的输入电压（峰值）是： $110 \times 1.2 = 132V$

电路设计中还要为留一定的波动余量，因此，设计电源仍可在 100V 下正常工作。则电容器上的电压波动为  $132 - 100 \approx 30V$ ；接下来要确定电容器的充电间隔时间。下面计算电容后电路消耗的电流。

$I_{pk}$ : 原边电流峰值(A);  $P$ : 电源功率(W);  $q$ : 占空比最大值;  $V$ : 输入电压最小值 (V)。

按这个公式计算出原边电流峰值，电源功率算 188.75W (效率按 80% 算， $151W/0.8$ )，占空比 0.4，电压 132V，那么电流峰值就是 5.72A。

这里再次简化模型以避免积分计算，将平均电流计算替换为峰值电流的一半，然后考虑占空比为 40% 电流将再小一倍，放电电流约为： $5.72 \div 4 = 1.43A$  在 10ms 内以 1.43A 放电，可以放掉的电量：

$$Q = I \times t = 1.43A \times 0.01s = 1.43 \times 10^{-2} \text{ 库仑}$$

那么输入电容的最小容量为:

$$C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{14.3 \times 10^{-3}}{40} = 358 \mu\text{f}$$

最大输入电压对应的整流后最高直流电压为:  $260 \times 1.4 = 364\text{V}$  因此输入电容参数为  $220\mu\text{F}/400\text{V}$ 。

开关电源如果没有 EMI 滤波器,工作时产生的高频噪声会通过电源线进入电网,影响其他设备,尤其是精密仪器的正常运行。因此,为了防止开关电源的噪声进入电网,将 EMI 滤波器添加到电路的输入端中。L1 为常用的两相输入 EMI 滤波器, C3 与 C4 为安规电容,其容量为  $0.22\mu\text{F}$ 。安规电容有着严格的技术要求,不能用其他电容代替,安规电容失效后呈断路状态,能避免火灾的发生,普通电容失效后为短路状态。为了滤除共模干扰采用 CLC 滤波电路。

### 3.2 开关变换电路

开关变换电路由开关调整管 Q1 (FQPF8N60C)、开关变压器 T1 的①④绕组、PWM 控制芯片 U1 (UC3843AN) 以及外围电路构成。电路如图 3-2 所示。

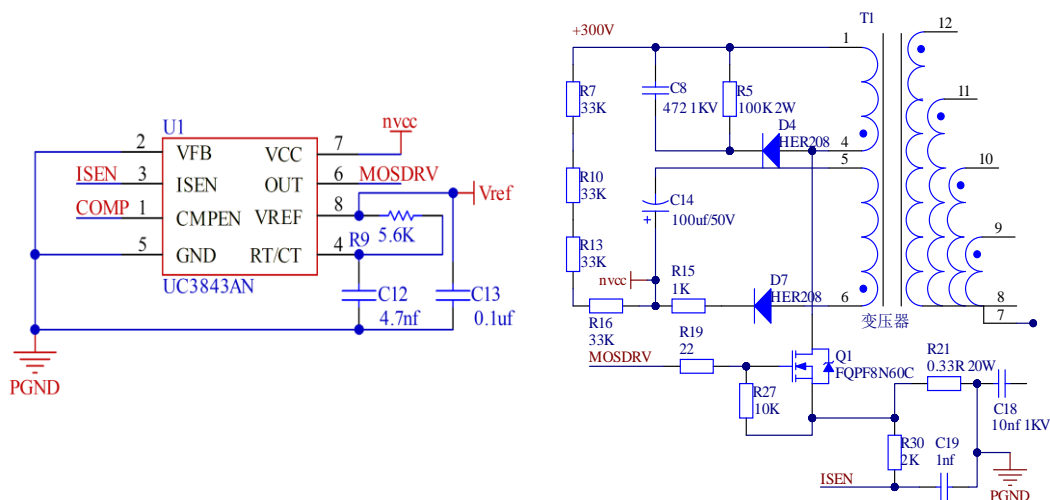


图 3-2 开关变换电路

经过整流滤波后的+300V 左右的电压通过初级绕组将电压加至 Q1 开关管的 D 级。R7、R10、R13、R16 是 UC3843AN 的启动电阻, +300V 电压通过启动电阻给 C14 充电,随着电容的电压不断上升达到 UC3843AN 的启动电

压时这个芯片就会开始工作,6脚就会输出一个驱动电压使开关管开始工作。接下来 UC3842AN 的供电电压由初级线圈的副绕组提供。当开关电源开始工作时副绕组就会产生电压,通过 D7 二极管整流和 R15 限流为 UC3842AN 提供电源。Q1 源极和地之间的电阻 R21 是电流取样电阻当流过开关管的电流发生变化时,取样电阻的两端电压也会发生变化。UC3842AN 的 3 号引脚会检测这个电压然后对开关管的占空比进行调整。

开关管一般选择最大电流值大于有效值电流的 4 倍。当输入电压为最小,输出为额定电流时,求出输入电流的平均值  $I_{in(avg)}$  为 1.43A。

$$I_{in(avg)} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}} = \frac{P_o}{\eta V_{in(min)}}$$

则开关管的最大电流须大于 5.72A。接下来是开关管耐压值的计算,计算反射电压:

$$V_f = \frac{N_p}{N_s} \times V_o = \frac{N_p}{N_s} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \times V_{in(min)} = 80V$$

漏感电压  $V_{lk}$  取 50V, 稳态时开关管漏源极之间的电压  $V_{ds}$  最大值为:

$$V_{ds} = V_f + V_{in} + V_{lk}$$

因此 MOS 管的选择应该为额定电流大于 5.72A, 耐压为 500V 以上的管子。选择型号为 FQPF8N60C 的管子, 该管子额定电流为 8A, 额定电压为 600V。

Q1 (FQPF8N60C) 栅极连接的电阻可以有效的抑制由 Q1 (FQPF8N60C) 引起的高频振荡。通常这个电阻在几欧姆到几十欧姆之间, 直流开关电源使用 22 欧姆的电阻。此外, R30 与 C19 的作用是滤除开通时的电压尖峰, 防止芯片误保护。

UC3843AN 是一种高性能固定频率模式控制器, 专为离线应用程序和直流转换器而设计。它为设计人员提供了最有效的解决方案和外部组件。该集成芯片具有微调振荡器, 精确占空比控制, 温度补偿参考和高增益误差放大器。电流采样比较器和高电流图腾柱输出是驱动电源功率 MOS 管的理想设备。

引脚分布如图 3-3 所示。引脚 COMP 是用于环路补偿的误差放大器的输出; 引脚 FB 是误差放大器的反向输入, 通常通过电阻部分分压连接到开关电源的输出; 引脚 ISENSE 用于电流采样; 引脚 RT/CT 通过电阻连接到引脚 VREF, 通过电容连接地可以调节振荡器频率和最大输出占空比; 引脚 GND 是控制电路和电源的共同接地。输出引脚直接驱动功率 MOSFET 的栅极, 通过栅极将峰值电流拉至 1.0A; 引脚 VCC 是控制 IC 的电源的正极; 引脚 VREF 是参考输出, 通过电阻向电容提供充电电流。

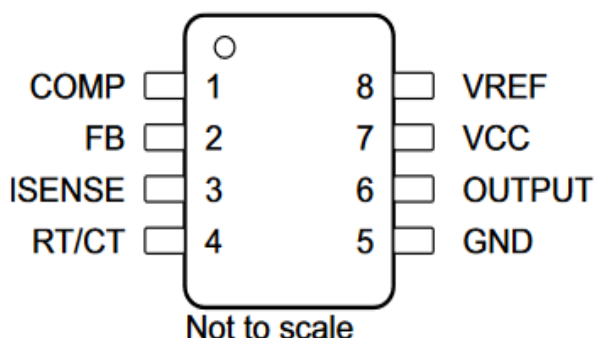


图 3-3 UC3843AN 引脚图

针对 UC3843AN 芯片的供电，采用最常用的供电方式：电路刚上电时，整流后的输入电压通过几个小阻值电阻（原理图中 R7、R10、R13、R16）串联构成一个大阻值电阻（不直接采用一个电阻而采用四个电阻串联是为了防止启动电阻被击穿短路后直接烧毁控制芯片，在多个电阻串联的情况下，即使其中一个击穿了也不会对控制芯片有直接的伤害。）给电容 C8 充电，这几个电阻称为启动电阻。随着电容的电压不断上升达到 UC3843AN 的启动电压时这个芯片就会开始工作。下面对 R7、R10、R13、R16 的阻值进行计算：

为了让 UC3843AN 可以正常工作，芯片的电源电压必须要高于 8.5V；芯片的工作电流一般为 10mA，待机电流为 0.5mA。芯片的最大工作电压为 36V；芯片内部有一个 36V 的稳压二极管，稳压电流为 20mA。根据这些条件，首先考虑了最坏情况下的电阻值。当输入电压最高，初级辅助绕组没有正常工作时，输入电压将施加到芯片和稳压二极管上。假设输入的电源电压为交流 260V，则通过整流和滤波后的直流电压为 364V，则电阻值的取值为  $\geq 11K$ ，计算方法如下。

$$R_{on(min)} = \frac{364 - 36}{30 \times 10^{-3}} \approx 11k$$

接下来计算电阻的最大值，当启动电阻为最大值时，确保在输入最小电压的情况下，芯片电源引脚上的电压能够满足 8.5V，这就意味着启动电阻上的电流大于 0.5mA 时芯片依然能正常启动并工作。假设输入电压是 110V 交流电，经过整流滤波后的直流电压是 132V，则启动电阻的最大值为 247K，计算方法如下：

$$R_{on(max)} = \frac{132 - 8.5}{0.5 \times 10^{-3}} \approx 247k$$

所以启动电阻的取值应该在 11K~247K 之间。假设初级辅助绕组正常工作，为了使电路在初级辅助绕组的支撑下正常工作，并且芯片的功耗不是太

大，那么应该为芯片选择理想的工作电压，设计芯片的工作电压为 15V，即初级辅助绕组的输出为 15V。那么，当芯片在正常工作电流下时，电阻的选择应使芯片引脚上的电压低于 15V，通过下式计算出启动电阻值应该大于 34.9K:

$$R_{on(nom)} = \frac{364 - 15}{10 \times 10^{-3}} = 34.9k$$

直流开关电源把  $R_{on}$  选为 132K。在这个取值上， $R_{on}$  的功耗并不是很大，假设 342V 电压全部加在  $R_{on}$  上， $R_{on}$  的总功耗约为 1W，但因为  $R_{on}$  只在芯片启动的那一段时间工作，所以用 4 个 0805 电阻串联即可。因为要考虑到电阻高压击穿的情况，即如果其中一个电阻被击穿了，那么电路中还有其余三个电阻构成 99K 的电阻，仍在合理范围内。

其次是电容器 C14 的值。当 C14 充电到 8.5V 时，电路开始工作。除了电路本身消耗 10mA 的电流外，驱动开关管还需要消耗 40mA 的额外电流，因此需要消耗的总电流大约需要 50mA；并且由于存在诸如软启动或者电源逐渐稳定等情况，假设在 10ms 内无法通过初级辅助绕组提供电源，芯片将消耗存储在 C14 中的能量。这次存储的能量必须保持在 10ms 之内，并且不能降至 7V 以下，否则芯片将再次进入欠压锁定状态。因此，C14 需要在 10ms 内保持住 50mA 的电流，则通过计算容量需要以下公式：

$$q = 50 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^{-3} = 5 \times 10^{-4}(C)$$

$$C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{5 \times 10^{-4}}{2} = 250\mu F$$

初级辅助绕组的整流二极管选择耐压超过 36V 的超快恢复二极管 HER208，并且二极管的额定电流必须超过 100mA。这样在芯片不工作时不会将其反向击穿。

定时电阻和电容决定了芯片的输出频率。芯片内部有一个 5V 基准电压源，这个基准电压源非常有用，它是用来给定时电路充电的，其次它可以给反馈电路供电，最后它可以在调试的初始阶段判断芯片是否正常工作。在定时部分，5V 电压首先通过定时电阻对电容器进行充电，当 CT 两端的电压增加 2.8V 时，8.3mA 的电流源将对电容器放电。当放电达到 1.2V 时，放电终止，电容器继续充电。这个过程一次又一次地重复。以确定芯片的振荡频率。在 UC3843 芯片中，这个振荡频率是输出的开关频率。

另一方面这对定时电阻和电容还决定了芯片输出波形的最大占空比。所以可以通过查表的方式获得开关频率的数值，如图 3-4 所示。最终  $R_t$  (R9) 选为 5.6K， $C_t$  (C12) 选为 4.7nF。

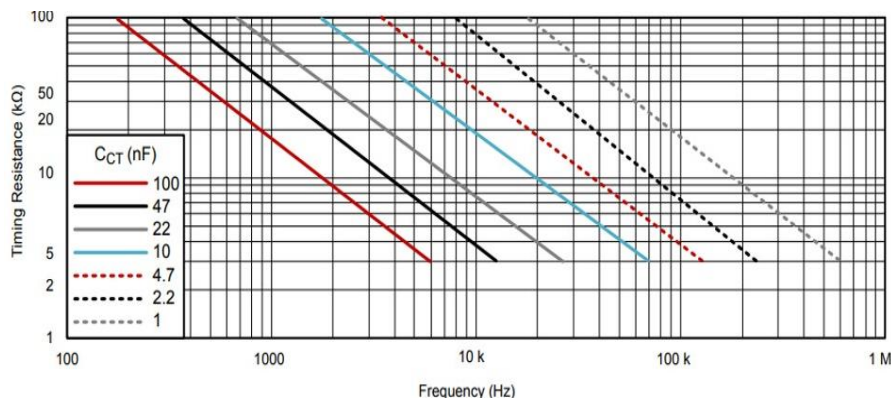


图 3-4 定时电阻和定时电容取值于开关频率关系曲线

### 3.3 脉冲整流电路

脉冲整流电路分为四路分别由开关变压器的⑫⑧绕组、缓冲电路（R1、C1、D2）、滤波电容 C2、假负载 R2 构成；开关变压器的⑪⑧绕组、缓冲电路（R3、C5、D3）、滤波电容 C6、假负载 R6 构成；开关变压器⑩⑧绕组、缓冲电路（R8、C9、D5）、滤波电容 C10、假负载 R11 构成；开关变压器的⑨⑧绕组、缓冲电路（R12、C11、D6）、滤波电容 C15、假负载 R11 构成。如图 3-5 所示。

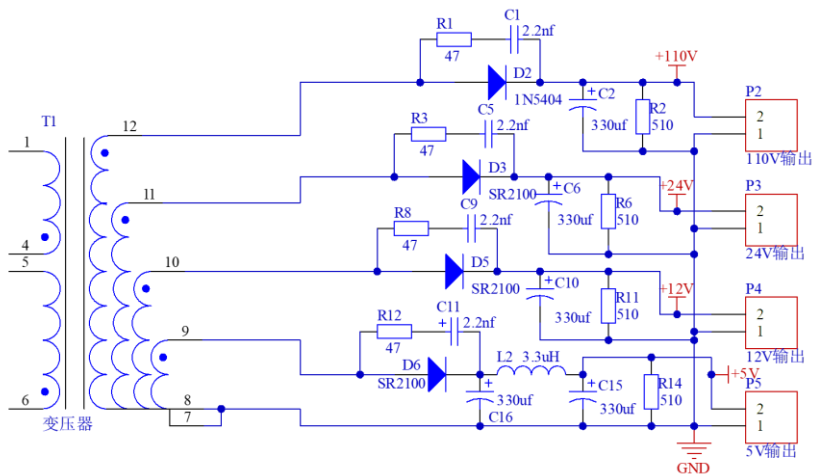


图 3-5 脉冲整流电路

因为电感中的电流不能突变当有电流通过①④绕组时，这个线圈就会产生一个感应电动势来阻止这个电流发生变化此时这个电感外的电源极性为上正下负，变压器的次级绕组就会感应出一个上负下正的电压。此时 D2、D3、D5、D6 处于反向截至状态就不会有电压输出，反之有电压输出。当有电压输

出时通过⑫⑧绕组输出的直流电压经过 D2 三极管和 R2 电阻进行整流，再经过 C3 电容进行滤波输出稳定的 110V 直流电压；⑪⑧绕组输出的直流电压经过 D2 三极管和 R2 电阻进行整流，再经过 C3 电容进行滤波输出稳定的 110V 直流电压；⑩⑧绕组输出的直流电压经过 D2 三极管和 R2 电阻进行整流，再经过 C3 电容进行滤波输出稳定的 110V 直流电压；⑨⑧绕组输出的直流电压经过 D2 三极管和 R2 电阻进行整流，再经过 C3 电容进行滤波输出稳定的 110V 直流电压；脉冲整流电路为了提高电源的稳定性，防止 MOS 关断后，电源电压叠加上漏感上电压产生的高压将 MOS 管击穿。此外，并联在输出整流肖特基二极管的电容电阻（R1, C1, R3, C5, R8, C9, R12, C11）回路，用于吸收二极管关断瞬间反相电流。

电源输出要求是 110V/1A、24V/1A、12V/1A、5V/1A 四路输出。基本的输出回路是变压器次级绕组反向端由肖特基二极管整流后输出，整流端接有滤波电容，用于稳定输出电压。为了实现稳压，将四路输出电压反馈给 PWM 芯片。输出峰值电流为 3.33A，计算方法如下：当  $f=65\text{kHz}$ ,  $I_o=1\text{A}$ ,  $D_{\max}=0.4$ 。

$$T_{\text{off}} = \frac{1}{f} \times (1 - D_{\max}) = 9.23\mu\text{s}$$

$$T_{\text{on}} = \frac{1}{f} \times D_{\max} = 6.15\mu\text{s}$$

$$I_{pk} = \frac{2I_o}{1 - D} = \frac{2 \times 1}{0.6} = 3.33\text{A}$$

根据反激式开关电源的输出波形，来计算输出电容量：

路输出电压的纹波为 100mV 则：通过下式计算可知电容容量为 204uF。

$$V_{p-p} = I_{pk} \times \frac{T_{\text{on}}}{C_{\min}} \Rightarrow C_{\min} = I_{pk} \times \frac{T_{\text{on}}}{V_{p-p}}$$

$$C_{\min} = I_{pk} \times \frac{T_{\text{on}}}{V_{p-p}} = 3.33 \times \frac{6.15\mu\text{s}}{100\text{mV}} = 204\mu\text{F}$$

在零负荷的极端情况下，由于开关管在开机时无法消耗变压器中存储的磁能，所以它们都聚集在输出电容上，因此反激式转换器无法在空载下工作。所有的反激式电路都要在输出端并联一个电阻作为假负载，电阻不能过小，过小损耗大，电源效率不高；电阻太大，起不到假负载的作用，最后本设计 5V、12V、24V、110V 输出选择分别并联一个均使用 2W（R2、R6、R11、R14）510 欧姆电阻。

输出二极管选型，输出整流二极管须承受的最高反压为：

$$V_{5v(\max)} = V_o + \frac{N_s}{N_p} V_{in(\max)} = 5 + \frac{2}{50} \times (260 \times 1.4) = 19.56\text{V}$$

$$V_{12v(max)} = V_0 + \frac{N_s}{N_p} V_{in(max)} = 12 + \frac{5}{50} \times (260 \times 1.4) = 48.4V$$

$$V_{24v(max)} = V_0 + \frac{N_s}{N_p} V_{in(max)} = 24 + \frac{9}{50} \times (260 \times 1.4) = 89.52V$$

$$V_{110v(max)} = V_0 + \frac{N_s}{N_p} V_{in(max)} = 110 + \frac{36}{50} \times (260 \times 1.4) = 372.0V$$

输出最大正向电流：二次侧峰值电流  $I_{pk}$

$$I_{pk} = \frac{2I_o}{1-D} = \frac{2 \times 1}{0.6} = 3.33A$$

其中 5V、12V、24V 三路输出整流二极管均选用 SR2100 肖特基二极管，耐压 100V，额定平均电流 2A；110V 输出整流二极管选用 1N5404 二极管，耐压 400V，额定平均电流为 3A，符合要求。

### 3.4 稳压电路

稳压电路由可控精密稳压源 Q13（TL431）和光电耦合器 U7（PC817）及其外围电路构成。具体电路如图 3-6 所示：

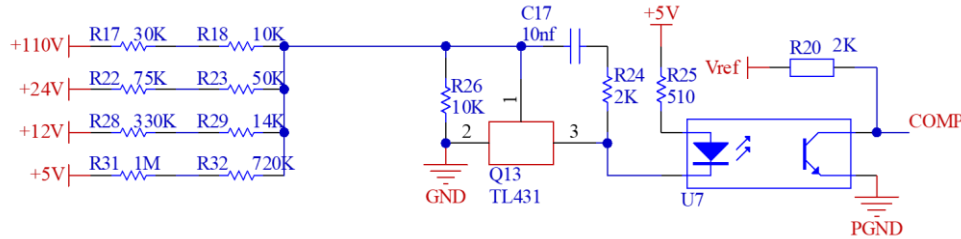


图 3-6 稳压电路

稳压电路由 R31、R32 和 R26 构成 5V 分压反馈回路，由 R28、R29 和 R26 构成 12V 分压反馈回路，由 R22、R23 和 R26 构成 24V 分压反馈回路，由 R30、R18 和 R26 构成 110V 分压反馈回路。假设某种原因导致某一路输出电压大于设定值，如 5V 输出端输出电压大于 5V，此时 TL431 的 1 脚的电压高于 2.5V，TL431 开始工作，当 3 脚吸入电流后，光耦 PC817 的发光管就会被点亮，PC817 的光敏三极管就会开始导通有电流流过。UC3843 的 COMP 脚就会被拉低，误差放大器的输出管理芯片控制信号的脉冲宽度。这样芯片会减小 PWM 的脉宽，使得输出电压降低。当输出电压小于 12V 时 PC817 中的光敏三极管不导通，COMP 脚为 5V（Vref）即为高，等同 COMP 不接，而将 VFB 接地的情况，此时芯片会增大 PWM 脉宽，使得输出电压升高。

在电路输出达到稳态时，TL431 的 1 脚电压恒定为 2.5V。设反馈回路 R26



为 10K，那么流过 R26 的电流为 0.25mA(计算方法为 2.5V/10K)。假定 5V 反馈回路电流占流过 R26 的电流的 25%，则流过 5V 反馈回路的电流为 0.0625mA。则可以算出 R31 和 R32 的总电阻为：

$$R_{fb5} = R31 + R32 = \frac{5V - 2.5V}{0.0625mA} = 40K$$

同理，我们设定 12V 反馈回路电流占流过 R26 的电流的 25%，即 0.0625mA。则可以算出 R28 和 R29 的总电阻为：

$$R_{fb12} = R28 + R29 = \frac{12V - 2.5V}{0.0625mA} = 125K$$

同理，我们设定 24V 反馈回路电流占流过 R26 的电流的 25%，即 0.0625mA。则可以算出 R22 和 R23 的总电阻为：

$$R_{fb24} = R22 + R23 = \frac{24V - 2.5V}{0.0625mA} = 344K$$

最后，我们设定 110V 反馈回路电流占流过 R26 的电流的 25%，即 0.0625mA。则可以算出 R30 和 R18 的总电阻为：

$$R_{fb110} = R30 + R18 = \frac{110V - 2.5V}{0.0625mA} = 1720K$$

TL431 正常工作时，假设 TL431 的导通压降为 2.5V，PC817 的发光管导通电压为 1.2V。为了使 PC817 正常工作，在正常输出时 PC817 的发光端应有 3mA~5mA 的电流。就可以计算 R25 的值：

$$R25 = \frac{V_{out} - V_{non} - V_f}{I_f} = \frac{5 - 2.5 - 1.2}{3 \times 10^{-3}} = 433\Omega$$

### 3.5 保护电路

最靠近电源输入端口的是保险丝和热敏电阻。保险丝选用 250V/3A 的保险丝，作用就是为了在电路故障的时候及时断开回路，防止电路的进一步的损坏。保险丝选用延迟型的，这样可减小熔丝的额定电流，防止在上电瞬间产生较大冲击电流将保险丝熔断。

热敏电阻 NTC 在常温下表现为较大的电阻值，在温度升高时，电阻值快速减小（NTC5D-9 在 25 摄氏度下阻值为 5Ω，温度升高，阻值急剧减小，数字 9 代表直径为 9mm）。热敏电阻的作用是抑制通电时瞬间产生的冲击电流。在电源接通时，滤波电容的电压为零，滤波电容相当于瞬时短路，如果此时正好是输入电压的峰值，则输入电压的峰值除以线路内部的电阻，一般情况下线路的内部电阻很小，因此产生的浪涌电流会是正常电流的十几倍。由于浪涌电流的影响，在几次加电过程中，保险丝可能会因过载或短路而烧断。

为了避免这种现象，必须增加保险丝的额定电流，但是在发生过载时不能及时熔断，无法提供保护。解决办法是加入热敏电阻 NTC。加入 NTC 后，上电时时 NTC 温度较低，阻值较大，这样就等于在充电回路中串进了一个电阻，起到抑制开机电流过大的作用。电路正常工作后，NTC 流过电流并发热，其电阻值急剧减小，NTC 的功耗也下降。

### 3.6 步进调节电路

步进调节电路由 U6 (CD4017) U4 (7812) 和 9 个三极管 (Q3、Q4、Q5、Q6、Q7、Q8、Q9、Q10、Q11) 及其外围电路构成。电路如图 3-7 所示。

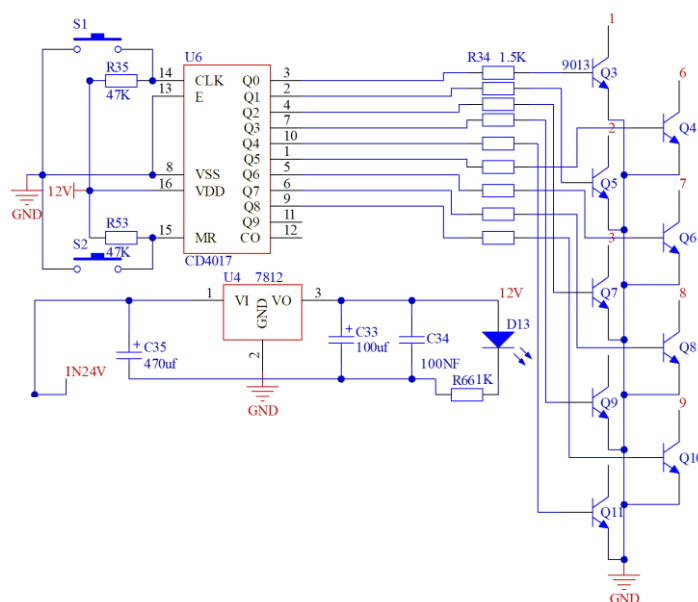


图 3-7 步进调节电路

步进调节电路由 24V 开关电源供电，输入 24V 直流电压通过 U4 (7812) 将电压转换为 12V 给脉冲发生电路提供稳定的直流电压，当按下 S2 时 U6 (CD4017) 的 15 号引脚被拉低，U6 (CD4017) 进行复位 Q0 引脚为高电平其余为低电平，Q3 (9013) 三极管的基极接收到一个高电平此时 Q3 (9013) 三极管导通；当按动 S1 时 U6 (CD4017) 的 14 引脚被拉低，此时 U6 (CD4017) 的 Q1 引脚为高电平其余引脚为低电平 Q5 (9013) 三极管基极接收到一个高电平三极管导通，以此类推通过按动按键 S1 使 CD4017 的输出端口依次输出高电平 9 个三极管 (Q3、Q4、Q5、Q6、Q7、Q8、Q9、Q10、Q11) 也依次导通。

十进制计数器/除法器 CD4017 由两部分组成：计数器和解码器。通过解

码输出分配脉冲信号。CD4017 具有 10 个从 Q0 到 Q9 输出端和一个进位脉冲输出端。对于每 10 个计数脉冲输入，进位脉冲输出端可以得到一个进位脉冲。CD4017 具有 3 个输入端子（RESET、CLOCK、CLOCK ENABLE）。RESET 是复位端口，如果向 RESET 端口施加高电平时，其输出端口 Q0 为高电平，其他输出端 Q1 到 Q9 均为低电平。如果要用上升沿计数，则从 CLOCK 端口输入信号。如果要用下降沿计数，则从 CLOCK ENABLE 端口输入信号。由此可以看出，当 CD4017 具有连续脉冲输入时，其对应的输出端又依次变为高电平。其引脚分布如图 3-8 所示。

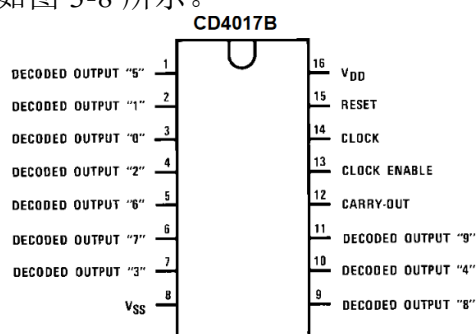


图 3-8 CD4017 引脚图

该部分电路主要计数/分频器 CD4017 构成。CD4017 是上升沿有效，通过按键给 CLOCK 输入一个高电平脉冲，Q0、Q1、Q2、Q3、Q4、Q5、Q6、Q7、Q8、Q9 依次顺序产生高电平脉冲送给 9 个三极管使之导通。

### 3.7 步进稳压输出电路

步进稳压输出电路由稳压管 U5（LM317）和 9 个电阻（R33、R36、R45、R50、R56、R58、R60、R62、R65）及其外围电路构成。如图 3-9 所示。

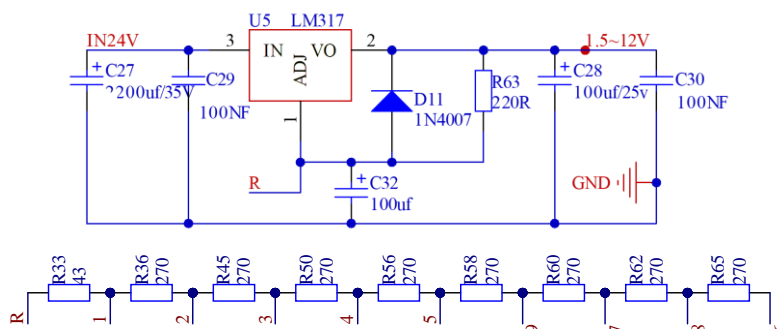


图 3-9 步进稳压输出电路

当电源接通时按下 S2 此时 U6（CD4017）进行复位 Q0 端为高电平其余为低电平 Q3 三极管导通 R33 接入此时输出 1.5V，当按动 S1 时 Q1 为高电平

其余为低电平 Q5（9013）三级管导通接入 R33、R36 此时输出为 3V。以此类推当按动 S1 时，9 个 S9013 三极管依次导通，逐渐增加接入电路的电阻，使之改变输出电压。

LM317 是应用最广泛的三端稳压集成电路之一。它不仅具有最简单的固定三端稳压电路形式，而且具有输出电压可调的特点。此外，它还具有电压范围宽、电压调节性能好、噪声低、纹波抑制率高等优点。LM317 是一种可调的三端稳压调节器，可在 1.2V~37V 的输出电压范围内提供 1.5A 以上的电流，使用非常方便。引脚分布如图 3-10 所示。

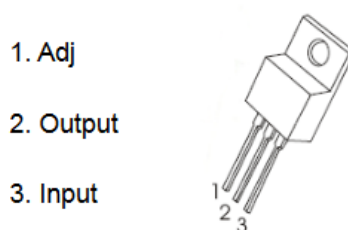


图 3-10 LM317 引脚图

其基本应用电路如图 3-11 所示，其中  $V_{in}$  为可调三端集成稳压器 LM317 的输入电压引脚， $R_1$  为上拉电阻（一般在 120 到 240 欧姆）， $R_2$  为调整电压的电位器。 $I_{Adj}$  端接入不同的档位电阻输出所要的电压值。LM317 是以 T0-220 为塑封，输出电压范围为 1.25V~37V，最大电流为 1.5A 该电路输出必须大于 1.5mA，集成电路才能正常工作，否则电路设计不合理。3 脚为输入端，1 脚为电压调整端，2 脚是经电压调调后的输出端，工作时 LM317 在输出端 2 脚与调整端 1 脚之间提供 1.25V 基准电压。

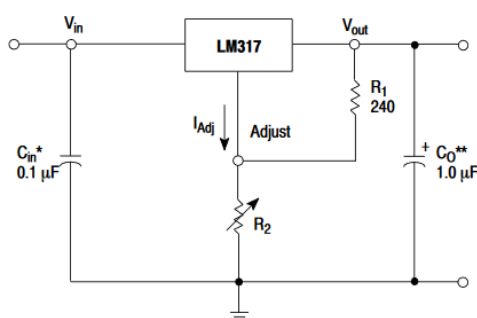


图 3-11 LM317 的基本应用电路

通过公式  $U_O = 1.25(1 + R_2/R_1)$  的计算，当输出 1.5V 时与 1 脚相连接的电阻为 44Ω；当输出 3V 时与 1 脚相连接的电阻为 308Ω；当输出 4.5V 时与 1 脚相连接的电阻为 572Ω；以次类推需要分别接入 836Ω、1100Ω、1364Ω、1628Ω、

1892Ω。

### 3.8 电压显示电路

电压显示电路由四个一位数码管 DS1、DS2、DS3、DS4、和模数转换芯片 U3（ICL7107）及其外围电路构成，原理图如图 3-12 所示。

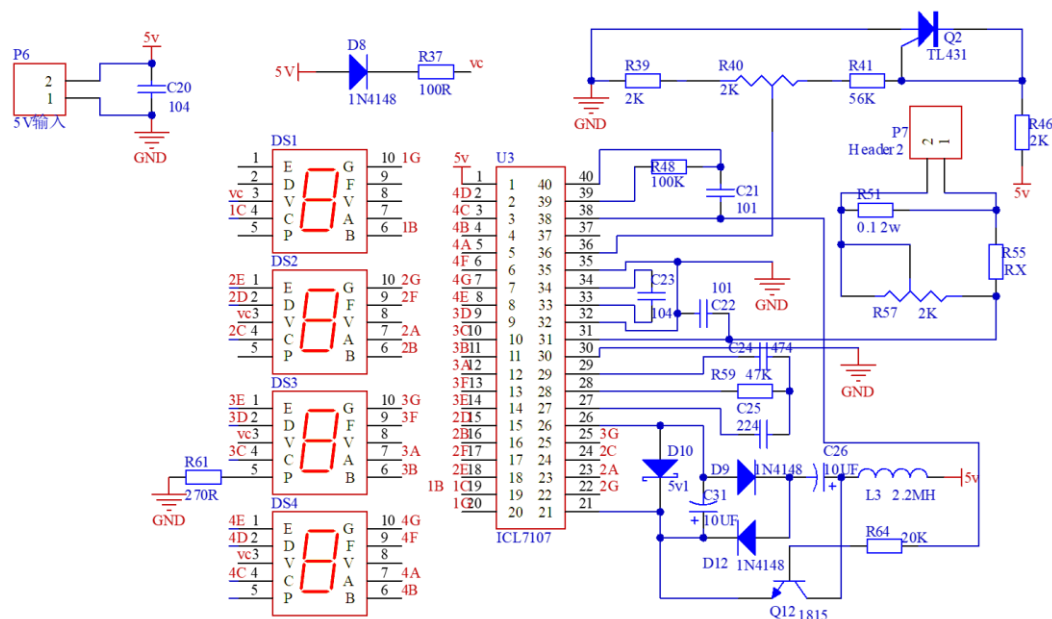


图 3-12 电压显示电路

ICL7107 是一种应用非常广泛的集成电路。它由 31/2 位数模转换器组成，可直接驱动数码管，并具有参考电压、独立模拟开关、逻辑控制、显示驱动、自动调零等功能。

ICL7107 的引脚排列如图 3-13 所示。引脚 1 和引脚 26 是 ICL7107 的正极和负极。COM 是模拟信号的公共端。TEST 为测试引脚，通过内部 500Ω 电阻连接到 GND。这个引脚有两个功能：首先作为测试功能，当连接到 V+ 时，四位数码管显示所有笔段 1888，并能检查数码管是否有不完整的笔段；其次作为外部驱动的数字地，形成小数点。POL 是负极的驱动端。BP 是四位数码管背面共同电极的驱动端。OSC1-OSC3 是时钟振荡器的输出，外部电阻和电容元件可以形成两级振荡器。REF HI 和 REF LO 分别是参考电压的正极和负极。在芯片上 V+ 和 COM 之间使用 +2.8V 参考电压源对电压进行分压后，可以提供所需的 REF 值，选择该参考值作为外部参考电压。CREF+ 和 CREF- 是外接参考电容器端子。IN HI 和 IN LO 分别是模拟电压的正级与负极。BUFF 是缓冲放大器的输出端，与积分电阻 RINT 相连。INT 是积分器的输出端。

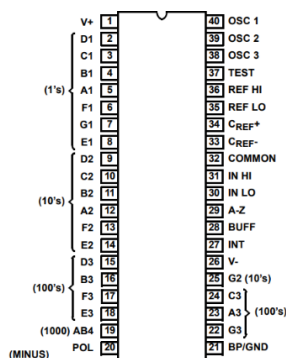


图 3-13 ICL7107 的管脚排列

## 本章小结

本章逐节介绍了整流滤波电路、开关变换电路、脉冲整流电路、稳压电路、保护电路、步进调节电路、电压显示电路、步进稳压输出电路八大部分。对于设计中，以上八大部分相当于一个整体的骨架，起着支撑各方面功能的作用，所以又详细介绍了各部分内部的一些主要电路，也对他们采用的芯片进行了简单的介绍，最终构成了开关稳压电源。

## 第 4 章 整机的工作原理

### 4.1 整机原理图

整机原理图见附录 4。

直流开关电源由三大部分组成，分别为开关电源电路、电压显示电路、步进调节电路，市电通过整流将 220V 左右的交流电转化为脉动的直流电然后通过滤波将脉动直流中的交流成分滤除，减少交流成分，增加直流成分。最后通过整流电路，将整流后的直流电压进一步稳定。与此同时电压显示电路同步显示输入与输出的电压。将步进调节电路的输入连接到脉冲整流电路的输出端，通过步进调节电路将脉冲整流电路输出端 24V 进行稳压使之可以进行步进调节。

### 4.2 整机工作原理

当电路输入 220V 交流电时。220V 交流电通过 F1 保险丝经过由 L1、C3、C4 构成的 EMI 滤波电路进行滤波，经过滤波后的 220V 交流电通过 D1（GBU808）进行全桥整流再通过 C7 电容进行滤波输出一个大概 310V 左右的直流电压，这个电压会随着输入电压的变化而变化。这个电压通过初级绕组将电压加至开关管 Q1（FQPF8N60C）的 D 级（C8、R5 和 D4 构成尖峰吸收电路，用来抑制开关电源产生的涌浪电压，如果尖峰吸收电路损坏可能会导致开关管损坏或者开关电源会产生噪音）。R7、R10、R13、R16 是 U1（UC3843AN）的启动电阻，+300V 电压通过启动电阻给 C14 充电，随着电容的电压不断上升达到 U1（UC3843AN）的启动电压时这个芯片就会开始工作，6 脚就会输出一个驱动电压使开关管开始工作。随着电路开始工作启动电阻就会失去了它的作用，接下来 U1（UC3843AN）的供电电压由初级线圈的副绕组提供。当开关电源开始工作时副绕组就会产生电压，通过 D7 二极管整流和 R15 限流为 U1（UC3843AN）提供电源。Q1（FQPF8N60C）源极和地之间的电阻 R21 是电流取样电阻当流过开关管的电流发生变化时，取样电阻的两端电压也会发生变化。U1（UC3843AN）的 3 号引脚会检测这个电压然后对开关管的占空比进行调整。当开关管导通时，电流通过初级线圈还有 Q1（FQPF8N60C）和 R21 来到地构成一个回路。因为电感中的电流不能突变当有电流通过线圈时，这个线圈就会产生一个感应电动势来阻止这个电流发生变化此时这个电感外的电源极性为上正下负，变压器的次级绕组就会感应出一个上负下正的电压。此时 D2、D3、D5、D6 处于反向截至状态就不会有电

压输出，反之当开关管截止时有电压输出。那么是如何实现稳压的呢？R31、R32 和 R26 对输出电压进行取样，取样电压来到 Q13（TL431）内部进行比较，当电压超过了 Q13（TL431）的基准电压，Q13（TL431）就会开始导通，此时就会有电压流过 R25、光耦内部发光管、Q13（TL431）连接地形成一个回路，光耦内部发光管发光，内部光敏三极管接收到信号后导通，U1（UC3843AN）的 1 脚就会被拉低，U1（UC3843AN）识别到输出电压可能过高便会调整占空比使 MOS 管截至时间变长，使输出电压降低，当电压降低后取样电压也会降低，Q13（TL431）不会导通，U1（UC3843AN）的 1 脚拉高调整占空比使导通时间变长，输出电压就会重新增加，以维持输出电压的稳定。24V 电压输出加至 7812 的 1 号引脚通过转换为 12V 电压从 3 脚输出以提供给 U6（CD4017）作为供电电压。当按下 S2 后再按下 S1，U6（CD4017）的 14 脚被拉低，此时只有 Q0 引脚为高电平使 Q3 三极管导通，U5（LM317）的 1 脚接入 R33 使电路输出为 1.5V。再按一次 S1 时只有 U6（CD4017）的 Q1 为高电平，Q5 三极管导通，U5（LM317）的 1 脚接入 R33 和 R36 使电路输出为 3V。要想输出其他数值的电压原理同上。电压显示电路测量端分别接入电压输出端口，通过开关控制测量任意输出端口。

## 本章小结

本章详细的介绍了此设计的工作原理以及可以安全防止炸机的方法，为了通电的安全性需要严格按照调试方法进行测试。详细的工作原理介绍以便阅读文章能清晰读懂电路的工作原理，便于上手焊接。



## 第 5 章 电路的安装与调试

### 5.1 电路安装

直流开关电源的整机原理图是美国的 AD16 绘图软件进行绘制。在经过前四章的研究，最终完成了整机电路图的绘制，接下来就是安装实物。首先考虑的就是使用洞洞板安装还是采用 PCB 板进行安装。如果采用洞洞板，当焊接完成后，因为流过的电压过高，过多的金属部位裸露在外，会造成一定的安全隐患。最终选用了 PCB 板进行焊接。

在选择完焊接板之后，就是要购买电路中的元件购买时也要考虑能否应用到实际中去。之后就要对电路板进行布局，一个好的实物首先要考虑的是所用空间，其次就是焊接元件是否美观和无虚焊。首先按照电路的设计对元器件按照对应的位置进行安插。在 PCB 设计的过程中还对电源线以及地线的走线宽度进行了加宽处理。最终在经过多次布局后，最终找到了即可以节省空间并且美观的布局。接下来就是进行焊接工作。

焊接第一步就是要准备焊接工具，如电烙铁，海绵垫，焊锡等一定要准备的周期。同时要注意场地的封闭性和电源是否有保险措施，以免发生意外。之后要将各元件进行分类，同时运用万用表对各元件进行测试，确保各元件可以正常使用。之后就开始正式的安装与焊接。

电路的安装大多都是先安装一些高度较低的元件，首先首先焊接板子背面的贴片元器件，焊接后需要注意检查是否有虚焊或短路，检查相邻贴片电阻电容引脚间没有短路。然后焊接输入端口，焊接位置 P1，保险丝焊接位置 F1，安规电容不需要判断正负，共模滤波电感焊接位置 L1，注意焊接方向，整流桥注意安装方向，安装位置为 D1。接下来焊接电阻电容并注意电解电容的安装方向。MOS 管首先需要与散热片用螺丝固定然后焊接到 Q1 位置，焊接芯片座时要注意缺口方向，焊接二极管有极性要注意安装方向，最后焊接开关变压器并注意开关变压器有原边和副边之分。至此开关电源以焊接完成，剩下的电压显示电路与步进调节电路也要依据先焊接矮的小的最后焊接高的大的。

在安装的过程中一定要确定好每个焊接的结点和各个部位的连线是否正确，然后在进行各个模块的调试。

### 5.2 电路调试

首先要对元器件进行焊接于布局后。检测在焊接和安装的过程中是否有

错误安装，根据原理图进行对比完成后查看各元器件所安装的没有问题后。配合万用表等工具对直流开关电源进行检测有无虚焊漏焊等情况。

在焊好的 PCB 板通电之前，为了安全起见需要进行一些简单的上电前测试。首先将直流开关电源断电，用指针式万用表检测电路各连接处是否导通，确定电路之间可以正常工作。要对各元器件进行核查判断运用的是否正确，主要是跟实际情况可以吻合要求。检测电源的正负极和电源之间有无短路、断路等情况的发生以免发生危险。

接下来，在 220V 输入端口接入一个较低的交流电压或直流电压，万用表测量 C7 两端，应有电压且接近输入的直流电压或交流电压峰值，说明整流回路正常。然后，为芯片的电源脚接入 12V 直流电压，观察芯片第 8 脚是否有 5V 输出，第 6 脚有是否有频率为 65Khz 左右的波形输出。若没有需要重点检查 UC3843 外围电路。

接着，在 5V 输出端接入略大于 5V 的直流电，使得此时 TL431 的 1 脚电压超过 2.5V。此时 UC3843 芯片 6 脚应没有电压；将 5V 输出端接入小于 5V 的直流电，使得此时 TL431 的 1 脚的电压低于 2.5V。此时芯片 6 脚最大占空比输出（用万用表测，有电压），经过上述检查证明反馈回路正常。

接下来检查电压显示电路，接入 5V 供电（注意正负极），当数码管显示 -.000 或.000 为正常，调节电位器，使得芯片第 36 脚和第 35 脚之间的电压为 100MV，电压显示电路就可以正常工作了。

最后将 CD4017 芯片取下接入 24V 直流电压，测量 16 号引脚座电压是否为 12V，如果是 12V 就可以将电路断电将芯片重新插好。此时电路检查完毕就可以通 220V 的交流电了。

## 本章小结

本章主要写了电路的安装方法与电路的调试的方法。为了避免因焊接的失误导致通电后的炸机本章详细的介绍了电路的安装方法，不仅如此为了安全起见需要进行一些简单的上电前测试，并对出现的问题进行解决。

## 结 论

运用我已经了解的知识和 Altium Designer 等软件让我完成了此次设计，不仅可以实时的显示输入输出端的电压，还具有多路输出，步进调节等功能，极大地方便了人们的生活。

文章详细介绍了整流滤波电路、开关变换电路、脉冲整流电路、稳压电路、保护电路、步进调节电路、电压显示电路、步进稳压输出电路的设计。实现输出电压的负反馈调节和各种保护机制。由于该设备的巧妙设计，形成电路所需的组件很少，这非常符合“适用，充分和易于使用”的原则。。实验结果表明，所设计的电源具有结构简单，稳压性能好，纹波小，稳压率高，负载调整率高的优点。满足预期要求，在输入电压变化较大的情况下可以长期稳定工作，具有良好的应用前景。可用作电动汽车电池充电器，风力发电系统，光伏发电系统，电源适配器，应急照明设备等的工作电源，具有良好的应用前景。由于反激式开关电源的设计非常实用，因此本文给出的方法仅供参考。为了满足实际需求，需要对许多实际问题进行总结和改进。此设计的功能如下：

1. 交流输入 110V~260V；
2. 稳压输出多组直流电压：110V、24V、12V、5V；
3. 输出步进直流间隔 1.5V 的 1.5V~12V 电压值的电压；
4. 输出电压误差 $\pm 5\%$ ；
5. 交流输入电压以指针电压表显示，直流输出电压以数码管电压表显示；
6. 过流保护，过压保护。

## 致 谢

经过 13 周的努力，本人的设计已经完成。回想这 13 周的学习，从开始到顺利完成，得到了刘训庆老师的很多帮助。

首先要感谢刘老师，在设计的过程中，从选题，设计方案，修改直至成稿一直给予了很多的指导和帮助，同时也提供了相关的参考资料，为本人解答疑惑，提供了很多关键性的建议。刘老师严谨细致，一丝不苟的作风一直是本人学习、工作中的榜样，他循循善诱的教导和不拘一格的思路给本人无尽的启迪。刘老师为了帮助我修改论文辅导到了晚上 11 点，刘老师在整个过程中非常有耐心的对我所提出的问题进行了解答，提出了很多让我受益匪浅的建议。在此过程中，我不仅学到了很多新的实用的知识技术，收获了不少经验，最重要的是学到了解决问题的办法及途径，让我今后在遇到这样的课题能够有迹可循。如果没有刘老师的热心帮忙，此次设计的完成将变得非常困难。在此，向刘老师表示崇高的敬意与衷心的感谢！再写论文的过程中，遇到了很多的问题，在刘老师的耐心指导下，问题都得以解决。所以再此，再次对老师道一声：老师，谢谢您！

## 参考文献

- [1] 何希才. 新型开关电源设计与维修[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001: 113-137
- [2] 王艺筱. DT830B 数字万用表[J]. 中国电子商务, 2011(10): 1-1.
- [3] 王丹, 祝龙记. 基于 UC3844 矿用 UPS 辅助电源电路设计[J]. 煤矿机械, 2013(07): 181-182.
- [4] 李富贵, 万连顺, 门玥聪. MOTOROLA 对讲机电池测试仪的研制[J]. 物探装备, 2010(05): 20-22.
- [5] 高子淑, 刘培洲. 一种高稳定性恒流源设计[J]. 电源技术应用, 2015(3): 4-4.
- [6] 吕常智, 范迪. 电磁轴承中 PWM 开关功率放大器的实现[J]. 轴承, 2006(06): 4-8.
- [7] 任丽丽. 基于 ICL7107 的数显低频频率计设计[J]. 科技传播, 2014(24): 148-149.
- [8] 张厚升. 新型反激式变压器及其缓冲电路设计[J]. 电气传动, 2010(11): 51-54.
- [9] 王改云, 胡志强, 王远. 高精度可调式单端反激开关电源设计[J]. 电源技术, 2015(01): 133-135.
- [10] 王风燕, 方华丽. 直流稳压电源原理分析与仿真研究[J]. 现代商贸工业, 2009(19): 314-315.
- [11] 胡邓华, 孙际哲, 舒涛. 一种低成本噪声计设计[J]. 现代电子技术, 2009(23): 182-184.
- [12] 侯学峰. 温度测量系统设计[J]. 吉林省教育学院学报(学科版), 2008(01): 62-62.
- [13] 苏成富. 三端集成稳压器的选用[J]. 家庭电子, 2000(01): 54-54.
- [14] Jie Yang. Series input multiple outputs flyback auxiliary power supply for input series-output parallel/input series-output series system [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(9).
- [15] Yin Lin, Lin Yin, Liu Yahui, et al. Design of an Input-Series Flyback Power Supply for Ultra-Wide Input Voltage Range Applications. 2020, 546(5).

## 附录 1 译文

输入串联模块化 DC-DC 系统，在输入端串联了多个标准化转换器模块，已广泛用于微电网，储能和可再生能源发电。例如，在中使用输入串联-输出并联（ISOP）DC-DC 转换器来实现 DC 微型网络中 DC 总线和用户侧之间的功率转换。文献中提出了一种基于多功能输入串联-输出串联（ISOS）转换器的新型超级电容器（SC）储能模块，以平衡充电和放电时 SC 电池的电压。如上所述，在高输入电压应用中使用的 ISOP 和 ISOS 系统具有开关电压应力低，易于制造，便于组合和调节，高模块化，高效率，高功率密度等优点。

对于 ISOP / ISOS 系统，如何确保每个模块之间的输入电压共享（IVS）是要解决的关键问题。ISOP / ISOS 系统中的自然 IVS 在中采用了通用占空比控制，但是，无法实现出色的 IVS。在中提出了占空比补偿控制方法，该方法引入了 IVS 控制回路来补偿公共占空比信号，以提高 IVS 的精度。在这两种控制策略中，需要一个公共控制器来控制总输出电压并生成公共占空比信号。因此，由于所有组成模块共享相同的中央控制器的事实，这两种类型的控制方法具有低模块化的缺点。为了提高 ISOP / ISOS 系统的模块化，在[18-20]中提出了一种基于正输出电压梯度法的无线 IVS 控制策略。由于在这种控制策略中不使用中央控制器并且每个模块之间都不需要控制互连，因此可以实现真正的模块化设计。

对于 ISOP / ISOS 系统的正常运行，为每个电源模块的控制和驱动电路提供电源的辅助电源是必不可少的部分。但是，对 ISOP / ISOS 系统的辅助电源的关注较少。

对于 ISOP / ISOS 系统的辅助电源，具有多输出结构的反激电路是一种常用的方法，但是开关的电压应力很高。为了降低开关电压应力，可以串联连接多个开关。但是，需要复杂的均衡电路来平衡开关之间的电。通过将常规占空比控制方法和磁集成技术相结合，可以通过将每个模块的变压器的初级侧集成到同一磁芯中来串联连接多个反激模块。该策略可以在每个模块之间实现 IVS，并实现多个输出。但是，由于使用了集成的变压器和中央控制器，因此无法将每个辅助电源模块分配到 ISOP / ISOS 系统的相应主电源模块。在文献中提出了输入/输出并联（ISOP）连接的低成本辅助电源系统的主/从控制，以减少开关的电压应力。但是，由于辅助电源系统采用 ISOP 结构，因此不适合作为 ISOP / ISOS 系统中主电源模块的控制和驱动电路的电源。

文中提出的辅助电源可以降低开关的电压应力。但是，当它们在 ISOP /

ISOS 系统中使用时,辅助电源模块不能分配给 ISOP/ISOS 系统的每个模块。因此,当以上提出的辅助电源应用于 ISOP/ISOS 系统时,ISOP/ISOS 系统的模块性将降低。

受以下想法启发:通过在输入侧串联多个模块可以减少开关的电压应力,并且为了将每个辅助电源模块分配到 ISOP/ISOS 系统的相应主电源模块,如图 2 所示。在图 1 中,采用了串联输入多输出(SIMO)连接的结构。

在正常操作条件下,由于在 ISOP/ISOS 系统中采用了控制策略来确保每个主模块之间的 IVS,因此可以自动实现每个辅助电源模块之间的 IVS。但是,当 ISOP/ISOS 系统处于待机模式或初始加电过程中时,ISOP/ISOS 系统的主模块没有输出功率。在这种情况下,只有 SIMO 辅助电源系统才能为每个主模块的控制和驱动电路提供电源。如果在 SIMO 辅助电源系统中未执行 IVS 控制策略,则系统中每个模块的输入电压都会发生偏差。SIMO 辅助电源系统和 ISOP/ISOS 主系统将由于输入电压偏差而停止工作甚至损坏。

这项研究的重点是在 ISOP/ISOS 系统处于待机模式或初始加电过程中的条件下的 SIMO 辅助电源系统。当 ISOP/ISOS 系统处于待机模式或在初始加电过程中,只有 SIMO 辅助电源系统才能为每个主电源模块的控制和驱动电路提供电源。在这种条件下,为了实现每个单元之间的 IVS,如图 1 所示,本研究提出了一种新颖的 IVS 控制策略。

这种控制策略可以实现 IVS 和每个模块之间的输出电压复制。由于每个模块之间没有中央控制器,也没有控制互连,因此可以实现出色的系统模块化。此外,通过在每个辅助电源模块中进行峰值电流模式控制,它具有良好的动态特性。此外,通过这种控制策略,当系统在 DCM 条件下运行时,输出电压控制回路和 IVS 控制回路将彼此解耦。

描述了所提出的控制策略的原理。分析了控制策略的稳定性,给出了控制器参数的设计过程。分析了每个模块的输出电压之间的关系,以证明该系统作为 ISOP/ISOS 系统的辅助电源的有效性。最后,进行了实验验证。

## 附录 2 英文参考资料

Input series modular DC–DC system, which multiple standardised converter modules are connected in series at the input side, has been widely used in microgrids, energy storage, and renewable energy generation. For example, the input series–output parallel (ISOP) DC–DC converter is used in to realise power conversion between DC bus and user side in the DC micro network; a novel super capacitor (SC) energy storage module based on the multifunctional input series–output series (ISOS) converter is proposed in to balance the voltages of SC cells when charging and discharging. The ISOP and ISOS systems used in high input voltage applications as mentioned above have the advantage of low switch voltage stress, easy to be manufactured, convenient for combining and adjusting, high modularity, high efficiency, high power density etc.

For the ISOP/ISOS system, how to ensure input voltage sharing (IVS) between each module is the key issue to be resolved. Common duty cycle control is employed in for the natural IVS in ISOP/ISOS system, however, excellent IVS cannot be achieved. The duty cycle compensation control method, which IVS control loops are introduced to compensate the common duty cycle signal, is proposed in to improve the accuracy of IVS. In these two types of control strategies, a common controller is required to control the total output voltage and generate the common duty cycle signal. Thus, these two types of control methods have the shortages of low modularity due to the fact that all the constituent modules share the same central controller. To improve the modularity of the ISOP/ISOS system, a wireless IVS control strategy based on the positive output voltage gradient method was proposed in. Since no central controller is used and no control interconnection is needed among each module in this control strategy, truly modular design is achieved.

For the normal operation of the ISOP/ISOS systems, the auxiliary power supply, which provides power for the control and drive circuits of each power module is an indispensable part. However, less attention has been drawn to the auxiliary power supply of the ISOP/ISOS system.

With regard to the auxiliary power supply of the ISOP/ISOS system, Flyback circuit with multi-output structure is a commonly used method, but the voltage



stress of the switch is high. In order to reduce switch voltage stress, multiple switches can be connected in series. However, complex equalisation circuits are required to balance the voltage between the switches. With the combination of the common duty control method and magnetic integration technology, multiple flyback modules can be connected in series through integrating the primary side of the transformers of each module into the same magnetic core. This strategy can achieve IVS between each module and to realise multiple outputs. However, since an integrated transformer and central controller are used, each auxiliary power supply module cannot be distributed to the corresponding main power module of the ISOP/ISOS system. Master/slave control of input series output parallel (ISOP) connected low cost auxiliary power supply system is proposed in to reduce the voltage stress of the switches. However, since the auxiliary power supply system adopts the ISOP structure, it is not suitable as the power supply for the control and drive circuits of the main power module in ISOP/ISOS system.

The auxiliary power supplies proposed in can reduce the voltage stress of the switches. However, when they are used in ISOP/ISOS system, the auxiliary power supply modules cannot be distributed to each module of the ISOP/ISOS system. Thus, when the auxiliary power supplies proposed above are applied to the ISOP/ISOS system, Modularity of the ISOP/ISOS system will be reduced.

Inspired by the idea that by connecting multiple modules in series at the input side can reduce voltage stress of the switches, and in order to distribute each auxiliary power supply module to the corresponding main power module of the ISOP/ISOS system, as shown in Fig, a series input multiple outputs (SIMO) connected structure is utilised.

Under normal operating conditions, since the control strategy has been adopted in the ISOP/ISOS system to ensure IVS between each main module, IVS between each auxiliary power supply module can be achieved automatically. However, when the ISOP/ISOS system is in standby mode or during initial power up process, the main modules of the ISOP/ISOS system have no output power. In such conditions, only SIMO auxiliary power supply system works to provide power for the control and drive circuits of each main module. If no IVS control strategy is carried out in a SIMO auxiliary power supply system, the input voltage of each module in the system will deviate. The SIMO auxiliary power supply system and

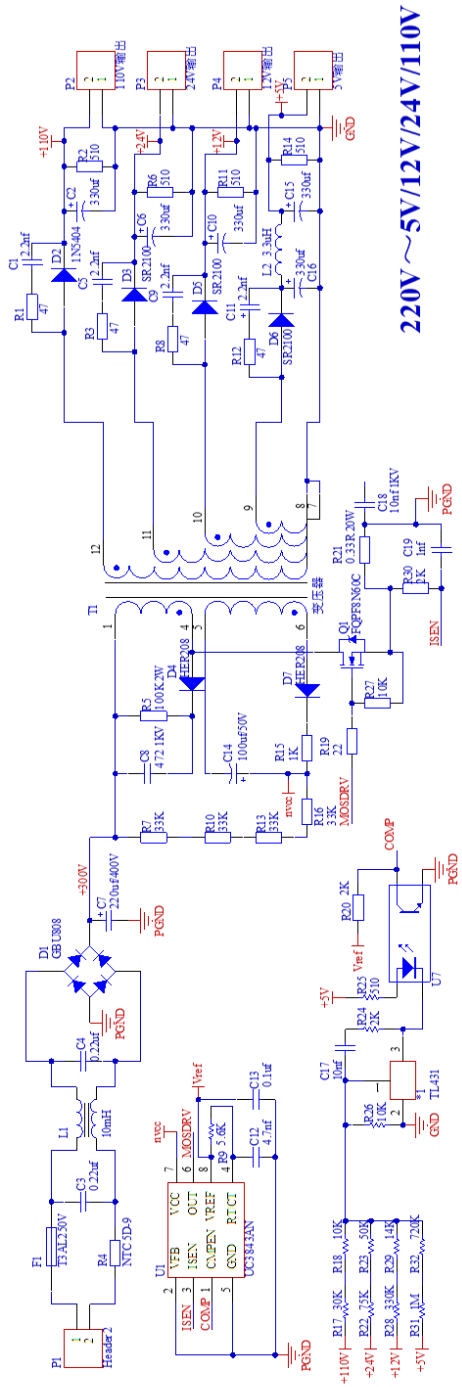
the ISOP/ISOS main system will stop working or even be damaged because of the input voltage deviation.

This study focuses on the SIMO auxiliary power supply system under the conditions that the ISOP/ISOS system is in standby mode or during the initial power up process. When the ISOP/ISOS system is in standby mode or during initial power up process, only SIMO auxiliary power supply system works to provide power for the control and drive circuits of each main power module. Under this condition, to achieve IVS between each unit, as shown in Fig, this study proposed a novel IVS control strategy.

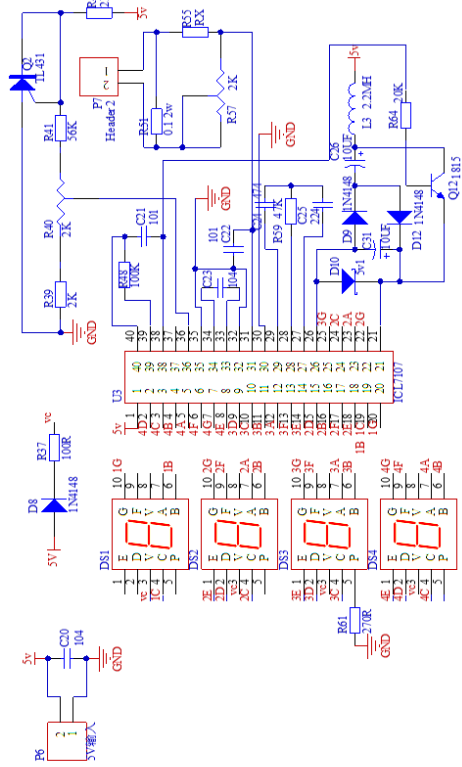
This control strategy can achieve IVS and output voltage copying between each module. Since no central controller and no control interconnection among each module, superior system modularity can be achieved. In addition, with peak current mode control in each auxiliary power supply module, it exhibits good dynamic characteristics. Furthermore, with this control strategy, the output voltage control loop and the IVS control loop are decoupled from each other when the system is running in DCM conditions.

The principle of the proposed control strategy is described. The stability of the control strategy is analysed, and the design process of the controller parameters is given. The relationship between the output voltages of each module is analysed in order to approve the effectiveness of this system as the auxiliary power supply for ISOP/ISOS system. Finally, experimental verification is carried out.

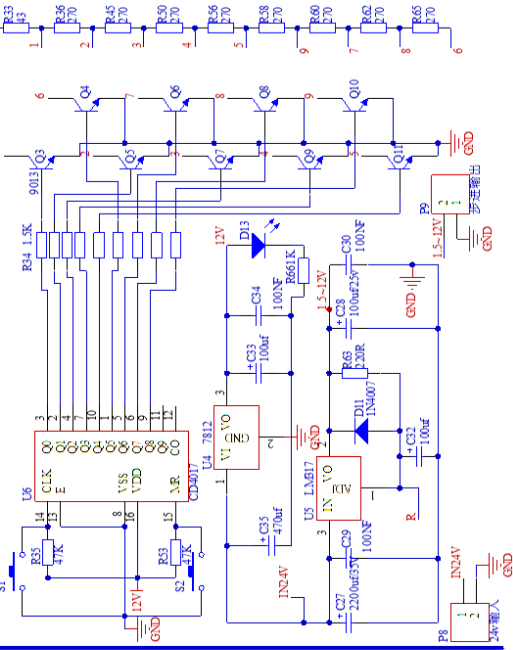
## 附录 3 整机原理图



电压显示电路



步进调节电路



## 附录 4 元件清单

序号	名称	代号	数量
1	TL431	*1、Q2	2
2	GBU808	D1	1
3	1N5404	D2	1
4	SR2100	D3, D5, D6	3
5	HER208	D4, D7	2
6	1N4148	D8, D9, D12	3
7	5v1	D10	1
8	1N4007	D11	1
9	LED0	D13	1
10	共阳极数码管	DS1, DS2, DS3, DS4	4
11	保险丝	F1	1
12	10mH	L1	1
13	3.3uH	L2	1
14	3.3MH	L3	1
15	接线座	P1,P7,P2,P3,P4,P5,P6,P8,P9	9
16	FQPF8N60C	Q1	1
17	9013	Q3,Q4,Q5,Q6,Q7,Q8,Q9,Q10,	9
18	1815	Q12	1
19	SW-PB	S1,S2	2
20	变压器	T1	1
21	UC3843AN	U1	1
22	ICL7107	U3	1
23	7812	U4	1
24	LM317	U5	1
25	CD4017	U6	1
26	光耦	U7	1
27	电阻		若干
28	电容		若干

