

2015 年全国大学生电子设计竞赛

双向 DC-DC 变换器 (A 题)

【本科组】



2015 年 8 月 15 日

摘 要

本系统以 TI 公司的 MSP430F5529 单片机为核心，设计了一套高效率的双向 DC-DC 变换器。通过闭环控制实现了恒流充电，放电，过充保护以及自动切换工作模式的功能，效率高，精度高。该设计应用同步整流技术和准方波零电压软开关技术使效率明显提高。单片机输出带死区的互补 PWM 来控制 MOSFET 的导通与关断，驱动电路使用 TI 公司的 UCC27211 驱动芯片驱动 TI 公司的导通电阻极小的 CSD19506 功率 MOSFET，采用自举升压、浮地驱动的方式驱动高侧 MOSFET。采用电阻分压电路检测电压和 TI 公司的 INA282AIDR 电流检测芯片检测电流。并且可以实现按键步进调节电流值，屏幕显示电压电流值的功能。

关键词：同步整流；软开关；自举电路；带死区互补 PWM

目 录

一. 方案论证	3
1.双向 DC-DC 变换电路的论证与选择	3
2.主控制器方案的论证与选择	3
3.MOS 管驱动方案的论证与选择	3
二. 理论分析与计算	3
1.系统电路的分析	3
(1) 主电路拓扑的分析	3
(2) 驱动电路的分析	4
2.主电路参数的计算	5
(1) 开关频率的选择	5
(2) 主电路电感的计算	5
(3) 主电路电容的计算	5
(4) 主电路功耗的计算	5
3.提高效率的方法及实现方案	6
三. 电路与程序设计	6
1.电路设计	6
(1) 系统总体框图	6
(2) 主电路及检测电路设计与电路原理图	7
(3) 驱动电路原理图	7
(4) 辅助电源的设计	7
2.程序设计	8
(1) 程序功能描述与设计思路	8
(2) 主程序流程图	8
(3) 子程序流程图	8
四. 测试方案与测试结果	9
1.测试仪器	9
2.测试方法与数据	9
3.测试结果分析	9
五. 结论与心得	10
参考文献	10
附录 1: 电路原理图	11
附录 2: 子程序流程图	12

一、方案论证

本系统主要由控制模块、双向 DC-DC 主电路模块、驱动电路模块、辅助电源模块、液晶显示模块、按键模块六个功能模块组成，下面分别论证这几个模块方案的选择。

1.双向 DC-DC 变换电路的论证与选择

方案一：采用双单向变换器结构。该方式要靠两套电路之间的切换来实现双向 DC-DC 功能，电路复杂，效率低，故不在本设计中应用。

方案二：采用同步整流 Buck-Boost 双向 DC-DC 变换器。该双向变换器在 Buck 同步整流的基础上实现双向 DC-DC 变换，体积小，质量轻，成本低，结构简单，效率高。

综合以上两种方案，采用方案二。

2.主控制器方案的论证与选择

方案一：51 单片机。该系列的单片机价格低廉、应用广泛、性能稳定、技术成熟，但运行速度较慢，片内资源较少，故并不适合本设计。

方案二：使用 TI 公司的 MSP430F5529 单片机。该单片机为 16 位单片机，采用了精简指令集（RISC）结构，最高频率 25MHz，处理能力较 51 单片机强大。片内资源较为丰富，具有超低功耗的优点，自带 12 位 A/D 及 PWM 输出等功能。

综合以上两种方案，选择方案二。

3.MOS 管驱动方案的论证与选择

方案一：使用三极管构成 MOS 管驱动电路。三极管在使用过程中容易发生饱和，三极管的饱和深度与极间电容会影响延迟时间和开关速度。此外，三极管的驱动电流不容易控制，且不易驱动高侧 MOS 管，故不适合本设计。

方案二：使用 MOS 管驱动芯片 IR2110。IR2110 具有独立的高端和低端输入通道，工作频率可达 500kHz，最大延迟匹配时间 10ns，上升下降时间分别为 120ns 和 90ns，其高端悬浮驱动电源采用自举电路解决 MOS 管的浮地驱动问题，该方式使用较为广泛。

方案三：使用 TI 公司的 UCC27211 驱动芯片。该芯片也为高侧低侧独立驱动，最大引导电压 120V，峰值电流 4A，最大延迟匹配时间 2ns，上升下降时间分别为 7.2ns 和 5.5ns，相比于 IR2110 具有明显的驱动能力优势和快速性优势。

综合以上三种方案，采用方案三。

二、理论分析与计算

1.系统电路的分析

(1) 主电路拓扑的分析

主电路采用同步整流 Buck-Boost 双向 DC-DC 变换器。如图 1 所示。

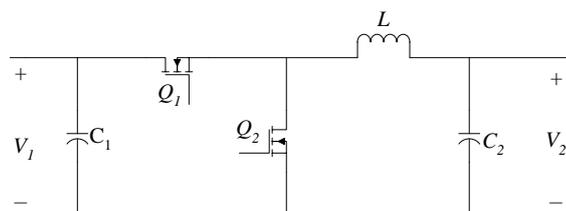


图 1 主电路拓扑图

①降压同步 Buck 电路工作方式。如图 2 所示。

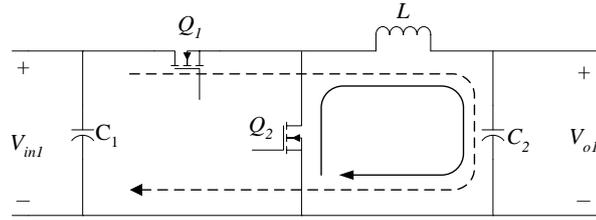


图 2 同步 Buck 电路工作方式图

在同步 Buck 电路工作方式中，使用一个开关管替换基本 Buck 电路中的续流二极管。 Q_1 作为主开关管， Q_2 起续流作用。 Q_1 导通时， Q_2 关断，电流通过电感 L 至负载，并将电能储存在 L 和 C_2 中（电流方向如图 2 中虚线所示）； Q_1 关断时， Q_2 导通，起续流作用，储存在 L 和 C_2 上的电能转化为电流继续向负载输出（电流方向如图 2 中实线所示）。

②升压同步 Boost 电路工作方式。如图 3 所示

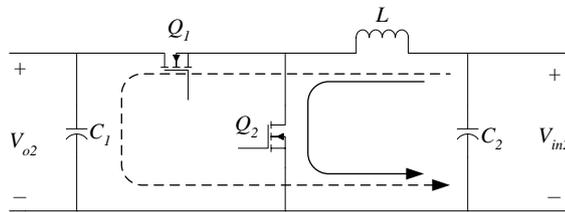


图 3 同步 Boost 电路工作方式图

在升压同步 Boost 电路工作方式中， Q_2 作为主开关管， Q_1 起续流作用。 Q_2 关断时， Q_1 导通，起续流作用，电流经过电感 L 和 Q_1 给 C_1 充电，同时为负载提供能量（电流方向如图 3 中虚线所示）；当 Q_2 导通时， Q_1 关断，电流经过电感 L ，电感储能，同时电容 C_1 上的能量向负载释放（电流方向如图 3 中实线所示）。

(2) 驱动电路的分析

为保证 MOS 管饱和和导通，通常要求栅极驱动电压比漏极电压高 10~15V。在同步整流技术中，高侧 MOS 管漏极电压为输入电压，要保证其充分导通，其栅极驱动电压应比输入电压还高，因此如何驱动高侧 MOS 管是一个难点。本设计采用专用 MOS 驱动芯片，利用自举升压和浮地驱动的原理解决了高侧 MOS 管的驱动问题。

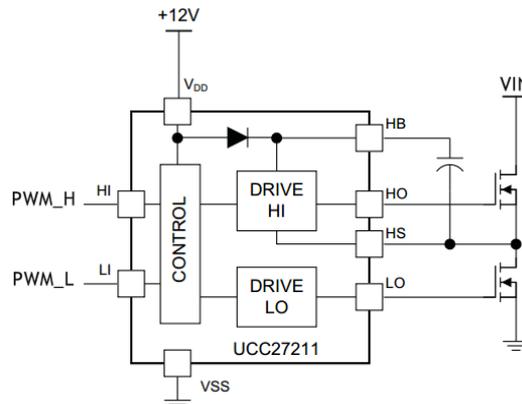


图 4 MOS 管驱动原理图

如图 4 所示，UCC27211 驱动芯片内部集成了自举二极管，外部自举电容在 MOS 管关断时通过二极管充电达到电源电压 V_{DD} ，自举电容的负极与 MOS 管源极相连作为浮地，构成浮动电源，使栅极电压高于 MOS 管源极电压，保证 MOS 管的导通。

2.主电路参数的计算

(1) 开关频率的选择

电源开关频率的选择是一个复杂的权衡过程。如果使用较高的开关频率，可以使用更小的电感感量与电容容值来达到滤波效果，但 MOS 管的开关损耗会增加，导致电源效率降低；如果使用较低的开关频率，MOS 管的开关损耗会降低，但所需的电感电容的体积就较大，电感的磁芯损耗也会增高。经过大量实验，本设计选用 40kHz 的工作频率。

(2) 主电路电感的计算

电感感量计算公式为：
$$L = \frac{(1-D)V_{in}D}{2I_o f}$$

式中 I_o 为输出电流额定值， V_{in} 为输入电压额定值， f 为开关频率， D 为占空比。

在此电路中 f 为 40kHz，锂电池组输入电压 V_{in} 为 20V，满足输出电压为 30V，计算得 D 为 0.33， $I_{ol} = 1A$ ，所以，在此电路中

$$L = \frac{(1-D)V_{in}D}{2I_o f} = \frac{(1-0.33) \times 20 \times 0.33}{2 \times 1 \times 40 \times 10^3} = 55\mu H \quad (\text{实际电路中取 } L \text{ 为 } 220\mu H。)$$

(3) 主电路电容的计算

电容计算公式为：
$$C \geq \frac{U_o D(1-D)}{8Lf^2 \Delta U_c}$$

式中 U_o 为输出电压， D 为占空比， L 为电感值， f 为工作频率， ΔU_c 为电容峰峰值纹波电压。此电路中 U_o 为 30V， ΔU_c 为 20mV，计算得

$$C \geq \frac{U_o D(1-D)}{8Lf^2 \Delta U_c} = \frac{30 \times 0.33 \times (1-0.33)}{8 \times 220 \times 10^{-6} \times 40^2 \times 10^6 \times 20 \times 10^{-3}} = 118\mu F \quad (\text{实际电路中取 } C \text{ 为 } 2200\mu F。)$$

(4) 主电路功耗的计算

①MOS 管损耗: MOSFET 的总损耗由通态损耗、开关损耗和栅极充放电损耗组成。而其中通态损耗和开关损耗是主要损耗。

$$P_{MOSFET} = I_o^2 \times R_{DS(on)} \times D + \frac{1}{2} \times V_{in} \times I_o \times (t_r + t_f) \times f + Q_{Gate} \times V_{GS} \times f$$

t_r 和 t_f 为 MOS 管导通和关断时间， Q_{Gate} 为 MOS 管栅源之间的电荷， V_{GS} 为栅源电压。

②电容器损耗: 电容器损耗主要由 R_{esr} 产生，若电容电流为 I ，则电容损耗为 $P_C = I^2 \times R_{esr}$

③电感损耗: 分为磁芯损耗和 DC 损耗，直流损耗是由电感的直流电阻引起的，可以明确计算，磁芯损耗是由于电压波动产生的，一般不易计算，则电感损耗为

$$P_{inductor} \approx I_o^2 \times R_{Cu} + P_{core}$$

R_{Cu} 为电感的绕组电阻， P_{core} 为电感的磁芯损耗。

3.提高效率的方法及实现方案

(1)采用同步整流方式

在基本 Buck/Boost 电路中，续流二极管即使采用肖特基二极管，仍有较大压降，尤其在大电流输出时，续流二极管上有很大的功率损耗。本设计采用同步整流技术，以 MOS 管替代续流二极管，其导通电阻极小，大大降低了损耗。

(2)采用准方波零电压软开关方式

传统的 PWM 控制 MOS 管开通和关断方式，MOS 管工作在“硬开关”状态，导通和关断时会产生较大的开关损耗。为克服以上缺陷，采用软开关方式实现零电压导通和零电流关断，理论上可以消除开关损耗。本设计采用的是准方波零电压软开关方式。如图 5 所示：

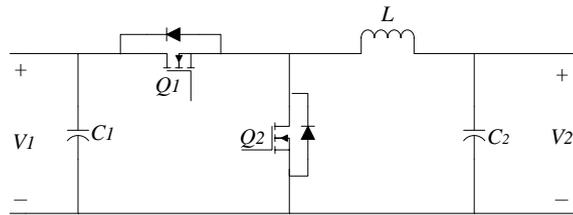


图 5 准方波双向 DC-DC 变换器

在原电路的基础上在 MOS 管旁反向并联一个二极管。这样使得每一个 MOS 管在导通前有电流流过其反并联二极管，MOS 管两端的电压被降低到零，这样为功率开关提供了零电压开通条件。

(3)合理选择器件

采用导通电阻仅有 $2.0\text{m}\Omega$ 的 CSD19506 N 沟道功率 MOSFET，降低了开关管的通态损耗；选择合适的电流检测方案，检流电阻仅有 $20\text{m}\Omega$ ，适当增加电感的线径，并且尽量使用粗导线，降低了电阻损耗；使用低 ESR 的电解电容器。

三、电路与程序设计

1.电路设计

(1) 系统总体框图

系统总体框图如图 6 所示。

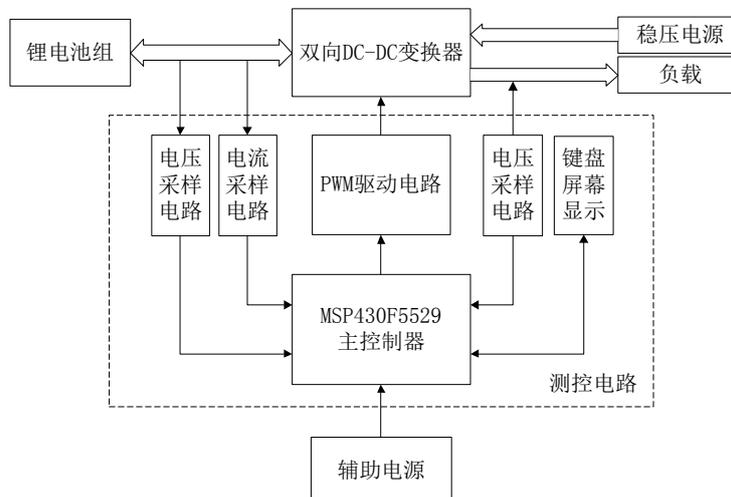


图 6 系统总体框图

2.程序设计

(1) 程序功能描述与设计思路

①程序功能描述

根据题目要求软件部分主要实现带死区互补 PWM 的输出，键盘的设置和显示功能。

a.带死区互补 PWM 功能：该功能主要有单片机定时器两路通道定时输出两路带死区的互补 PWM，占空比可调，死区时间可调。

b.键盘实现功能：用来设定电压电流，模式转换。

c.显示部分：显示当前电压值、电流值、步进值及当前工作模式。

②程序设计思路

系统开始工作后，首先通过按键获取工作模式及设定参数，然后开始进入相应的工作模式，输出 PWM。同时不断通过 AD 采集电压、电流值，并根据设定的参数对 PWM 输出进行调节。在充电模式下，当电池组两端电压高于 24V 时，立刻停止输出，直到电压低于 24V 再恢复输出，实现过充保护及恢复功能。在自动切换模式下，当负载两端电压高于 30V 时进入充电模式，当负载两端电压低于 30V 时进入放电模式。系统在整个工作过程中会将当前工作状态通过显示屏显示出来。

(2) 主程序流程图

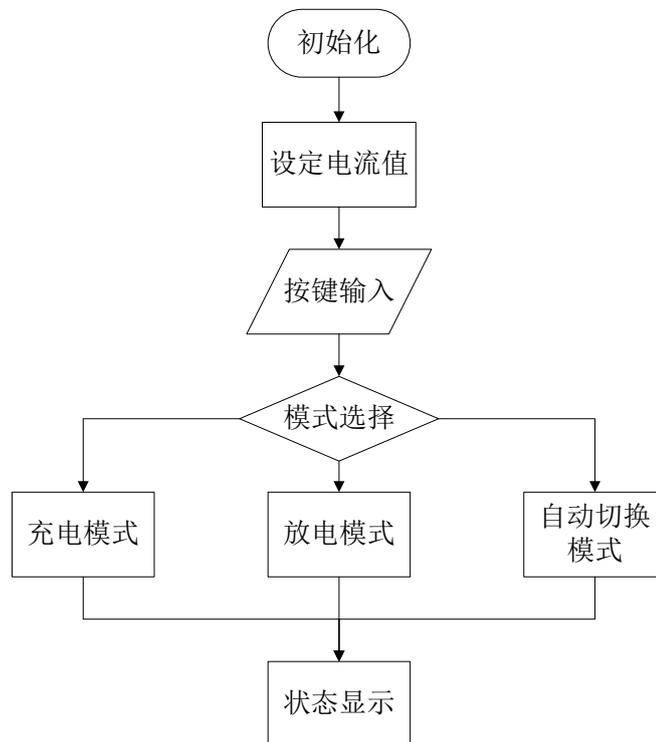


图 9 主程序流程图

(3) 子程序流程图

子程序流程图见附录 2。

四、测试方案与测试结果

1.测试仪器

Fluke 便携万用表 15B；UNI-T UT803 台式万用表；直流稳压电源 SK1731SL2A。

2.测试方法与数据

(1) 充电电流精度测试

测试方法：输入接直流稳压电源，使 $U_2 = 30V$ ，对电池进行恒流充电，按键 0.05A 步进值调节电流 I_{10} ，用万用表测量实际充电电流 I_1 ，显示电流值 I_{11} ，结果如表 1 所示，可以计算出电流控制精度 $\Delta 1$ ，显示精度 $\Delta 2$ 。满足题目基础部分要求。

表 1

充电电流控制精度测试表					
I_{10}/A	1.0	1.25	1.5	1.65	2.0
I_1/A	0.993	1.247	1.505	1.655	2.008
I_{11}/A	1.0	1.25	1.5	1.65	2.005
$\Delta 1/\%$	0.7	0.24	0.33	0.3	0.4
$\Delta 2/\%$	0	0	0	0	0.25

(2) 充电电流变化率测试

测试方法：输入接直流稳压电源，使 $U_2 = 30V$ 时，充电电流为 I_1 ， $U_2 = 24V$ 时，充电电流为 I_{11} ， $U_2 = 36V$ 时，充电电流为 I_{12} ，计算电流变化率 S_{11} 为 0.099%，满足题目基础部分要求。

表 2

充电电流变化率测试表			
I_1/A	I_{11}/A	I_{12}/A	误差/%
2.008	2.006	2.004	0.099

(3) 充电效率测试

测试方法：调节充电电压值，分别用数字万用表测量 U_1 ， I_1 ， U_2 ， I_2 ，计算效率 η_1 如下表，满足题目要求变换器效率。

表 3

充电效率测试表			
U_1/V	21.57	19.5	19.4
I_1/A	2.029	2.006	1.98
U_2/V	30	30	30
I_2/A	1.52	1.35	1.32
η_1	95.98	96.23	96.5

(4) 过充保护功能测试

测试方法：设定 I_1 值为 2A，在 A、B 点之间串入滑线变阻器，调节 U_1 ，当超过阈值时 $U_{1th} = 24 \pm 0.5V$ ，是否停止充电。

测试结果证明当 U_1 超过 23.8V 时会停止充电。

(5) 放电效率测试

测试方法: 设置为放电模式, 保持 $U_2 = 30 \pm 0.5V$ 条件下, 分别测量 U_1 , I_1 , U_2 , I_2 , 计算效率 η_2 如下表, 满足题目要求变换器效率。

表 5

U_1/V	20.5	19.2	17.7
I_1/A	1.47	1.58	1.72
U_2/V	29.98	29.99	30.03
I_2/A	0.990	0.987	0.988
$\eta_1/\%$	98.49	97.57	97.46

(6) 模式自动切换功能测试

测试方法: 调整电路, 接入稳压电源输出电压, 使 U_s 在 32~38V 内变化时, 测试当 $U_s < 35V$ 时自动切换为放电模式, 当 $U_s > 35V$ 时, 自动切换为充电模式。

测试结果证明可以实现模式自动切换。

3.测试结果分析

1.恒流充电时充电电流 I_1 在 1-2A 范围内步进 0.05A 可调, 控制精度为 1.25%, 符合题目要求。

2. U_2 在 24~36V 范围内变化时充电电流 I_1 的变化率为 0.99%。符合题目要求。

3. $I_1 = 2A$, $U_2 = 30V$ 条件下, 变换器的效率大于 96%, 符合题目要求。

4.显示充电电流 I_1 在 1~2A 范围内测量精度为 0.25%, 符合题目要求。

5. $I_1 = 2A$ 时, 当 U_1 超过阈值 $U_{1th} = 23.8V$ 时, 停止充电, 符合题目要求。

6.放电模式时, 保持 $U_2 = 30 \pm 0.5V$, 此时变换器效率大于 97%, 符合题目要求。

7. U_s 在 35V 时电路能够自动切换工作方式, 并保持 $U_2 = 30V$, 符合题目要求。

8.变换器主电路, 测控电路, 辅助电源三部分总重量为 420g, 符合题目要求。

五.结论与心得

通过本次设计我们对双向 DC-DC 变换器有了一个更加深刻的理解。本次设计在硬件上, 电路拓扑, 驱动方案与 MOS 管选型增强了系统的抗干扰性, 有利于提升效率。在软件上, 带死区的互补 PWM 控制方式很好的配合了同步整流电路方案, 另外通过对电压电流的闭环负反馈调节提升了系统的精度。从最终的测试结果看, 本系统稳定性好, 精度高, 很好的完成了题目的各项要求。

参考文献

- [1] 阮新波. 直流开关电源的软开关技术[M].北京: 科学出版社, 2000.
- [2] 王志强. 开关电源设计[M]. 北京: 电子工业出版社,2010.
- [3] 李立. 多电池组储能系统双向 DC-DC 变换器的研制.电子系统保护与控制期刊, 2011.
- [4] 洪金凤. Buck-Boost 双向 DC-DC 软开关变换器的研究.2014
- [5] 许海平. 大功率双向 DC-DC 变换器拓扑结构及其分析理论研究.中国科学院, 2005.
- [6] 彭刚. 同步 Buck 电路在有源负载中的关键技术.华中科技大学, 2013.

附录 1: 电路原理图

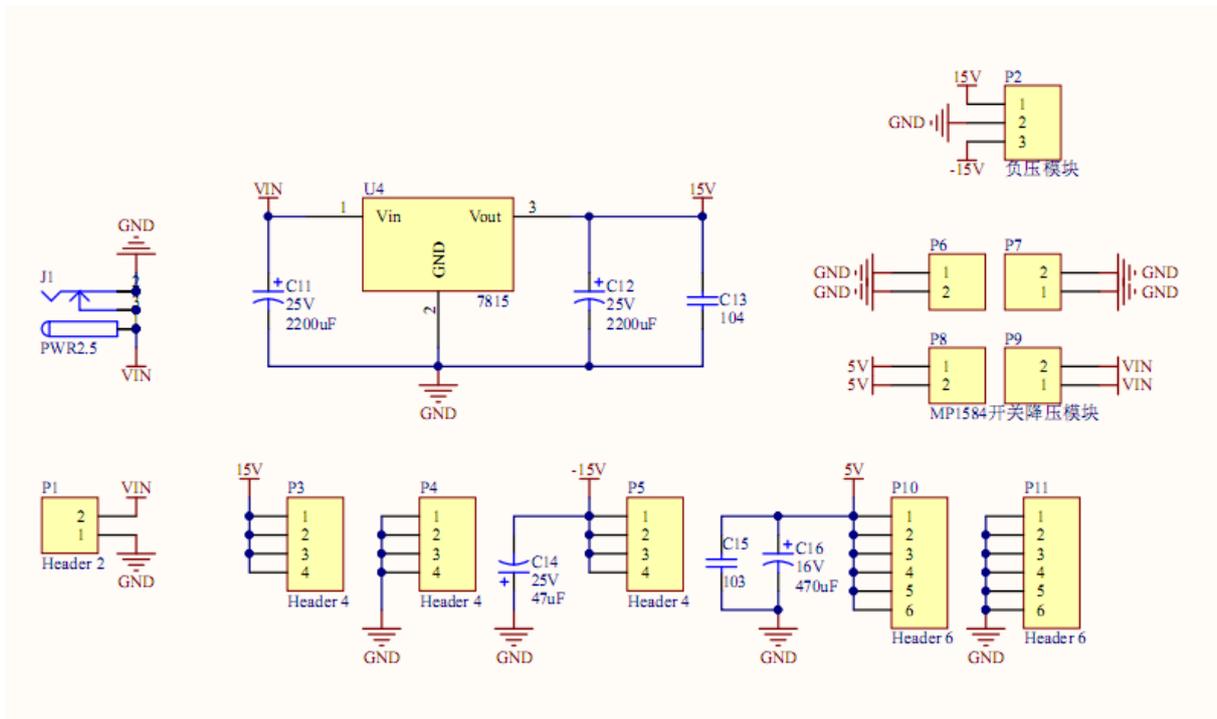


图 1 辅助电源电路原理图

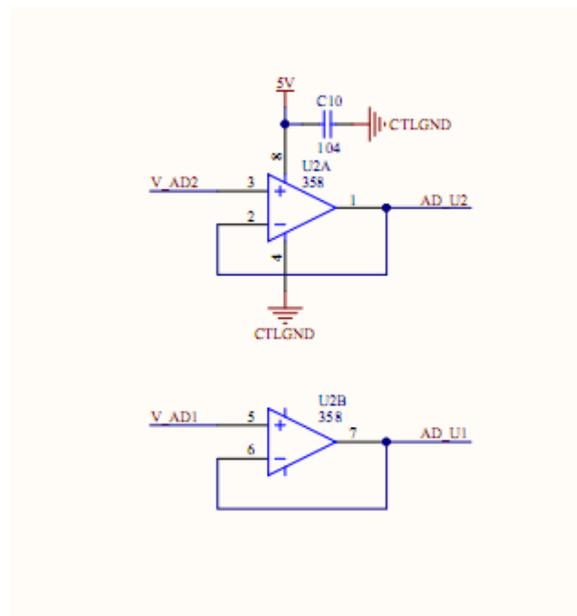


图 2 电压跟随器原理图

附录 2: 子程序流程图

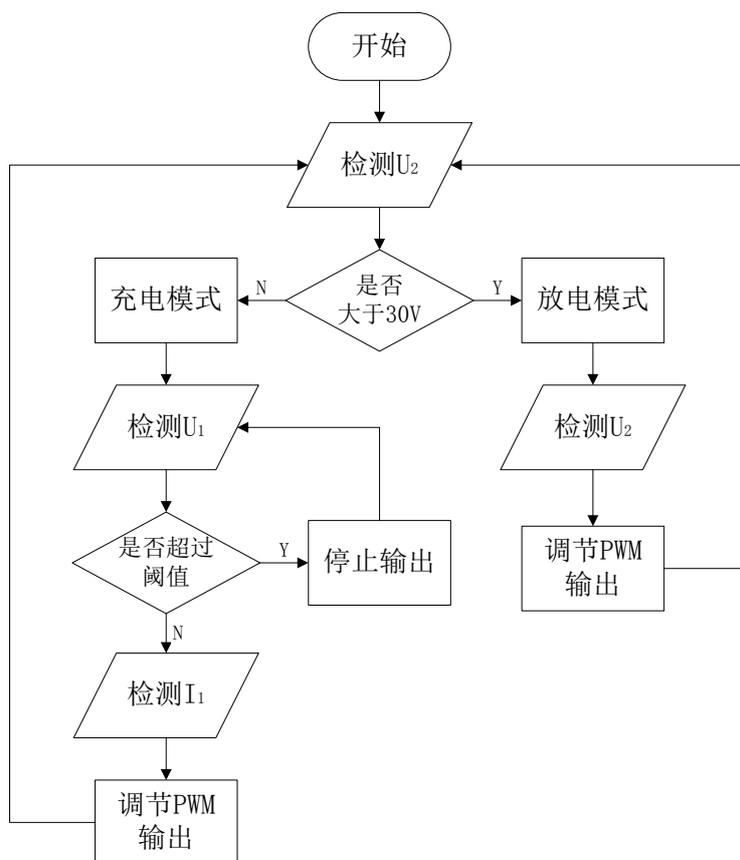


图 1 模式自动切换子程序流程图

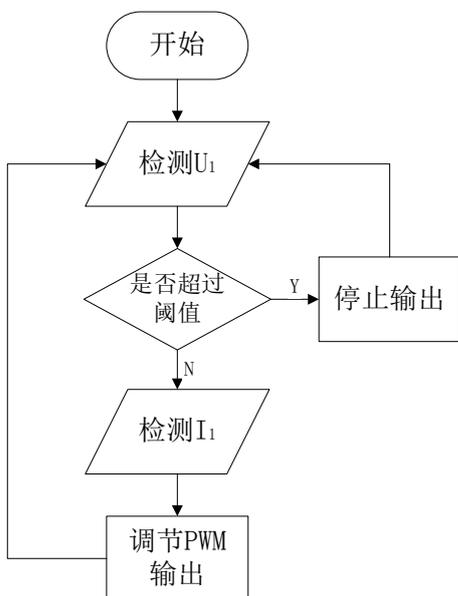


图 2 充电模式子程序原理图

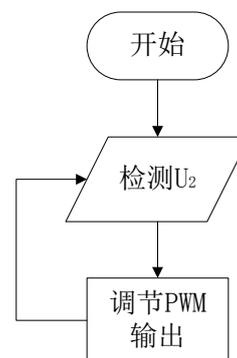


图 3 放电模式子程序原理图