

## 摘 要

本系统以 STM32L431CBT6 低功耗单片机为核心，结合双闭环 PID 算法，设计制作了一套高效率的三端口 DC-DC 变换器。系统包括 Boost 升压电路、双向 DC-DC 变换电路、辅助电源电路、电压电流采样电路以及 16 位 ADC 电路。首先通过一路 PID 控制双向 DC-DC 变换电路，使输出电压  $U_o$  稳定在 30V，再通过另一路 PID 控制 Boost 升压电路，使输入电压  $U_i$  稳定在  $1/2U_s$  处，通过此双闭环 PID 算法，即可在  $U_s$  全范围实现最大功率点跟踪，且当电源电压  $U_s$  以及负载发生变化时，此变换器能够自动转换工作模式，电池能够自动充放电。运用同步整流技术，结合双闭环 PID 算法稳定输入输出电压，最终测得电压调整率和负载调整率均小于 0.1%，变换器工作在模式 I 和模式 II 时效率均超过 99.1%。此外，还通过按键和 OLED 实现了良好的人机交互。

**关键词：**双闭环 PID 算法；最大功率点跟踪；电池充放电；同步整流；PWM

## 1. 系统方案论证

### 1.1. 双向 DC-DC 变换电路方案论证

方案一：拓扑结构如图 1 所示，以单向 Buck-Boost 变换拓扑为基础，在原开关管处反并联二极管，在原二极管处反并联开关管，控制开关管的导通状态来实现双向能量流动。缺点为输入输出电流为断续，其纹波非常大，且其两端的电压  $U_1$  和  $U_2$  是反极性的。

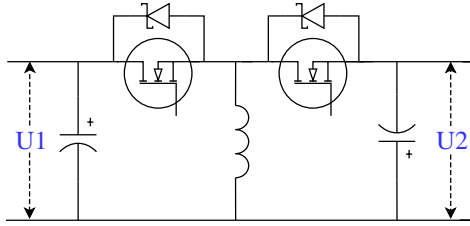


图 1 双向 Buck-Boost 变换电路

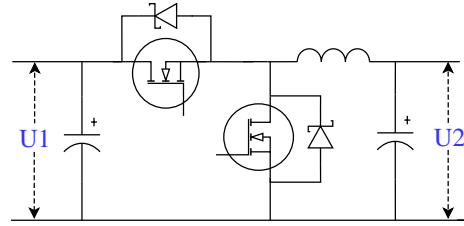


图 2 双向 Buck/Boost 变换电路

方案二：拓扑结构如图 2 所示，以单向 Buck 变换拓扑为基础，在原开关管处反并联二极管，在原二极管处反并联开关管，控制开关管的导通状态来实现双向能量流动。

由于本题变换器两端给定电压极性相同，对效率要求高，方案二电路结构简单，输出电压极性相同，并能够结合应用同步整流技术以提高变换器的整体效率，因此本系统选择方案二。

### 1.2 变换器工作模式切换方案论证

本系统的三端口 DC-DC 变换电路如图 3 所示。

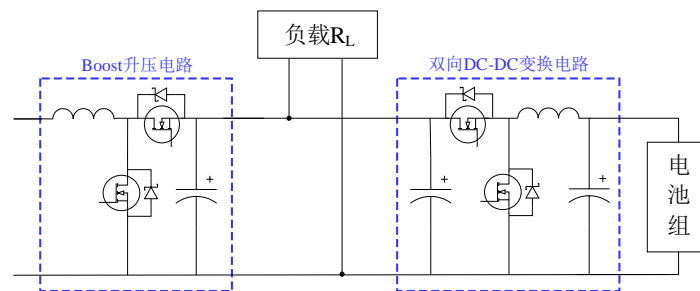


图 3 三端口 DC-DC 变换电路

方案一：通过 Boost 升压电路控制输出电压  $U_o$  稳定在 30V，再检测  $I_{o1}$  的电流与  $I_o$  的电流，通过双向 DC-DC 变换电路来控制电池充放电。

当检测到  $I_{o1}$  大于  $I_o$  时，电池恒流充电，其充电电流  $I_B$  的大小由  $I_{o1}$  与  $I_o$  的差值以及  $U_o$ 、 $U_B$  来决定； $I_{o1}$  小于  $I_o$  时，电池恒压放电，控制输出电压  $U_o$  稳定在 30V，放电电流  $I_B$  的大小由  $I_{o1}$  的大小自动调节。

方案二：通过双向 DC-DC 变换电路控制输出电压  $U_o$  稳定在 30V，再通过

Boost 升压电路控制输入电压  $U_I$  来实现最大功率点跟踪 (MPPT)，只需要检测  $U_O$  即可实现电池自动充放电。

由于方案一通过 Boost 电路来控制  $U_O$ ，需要采样大量的数据来进行变换器工作模式切换，控制复杂，且难以实现 MPPT，方案二通过双向 DC-DC 变换电路控制  $U_O$ ，只需要采样  $U_O$  即可实现工作模式自动切换，且可通过 Boost 升压电路控制输入电压  $U_I$  来实现 MPPT，故采用方案二。

1.3 最大功率点跟踪 (MPPT) 方案论证

方案一：恒定电压法

直接通过 PID 算法控制 Boost 升压电路的输入电压  $U_I$ ，使其稳定在  $1/2U_S$  处，即可实现 MPPT。优点是控制简单、易实现，系统不会出现因  $U_S$  发生变化而引起剧烈振荡，具有良好的稳定性；缺点为控制精度相对差。

方案二：扰动观察法

主动步进调节 Boost 升压电路的占空比使输入电压  $U_I$  发生变化，通过检测不同占空比对应的  $U_I$ 、 $I_I$  的值计算出  $P_I$ ，找出  $P_I$  最大时对应的占空比即可实现 MPPT。优点为控制精度相对高，缺点为控制相对复杂，步长难以精准调节。

由于本题要求  $U_I$  与  $1/2U_S$  偏差在 0.1V 以内，故采用控制简单的恒定电压法实现 MPPT 即可，故采用方案一。

1.4 整体设计方案

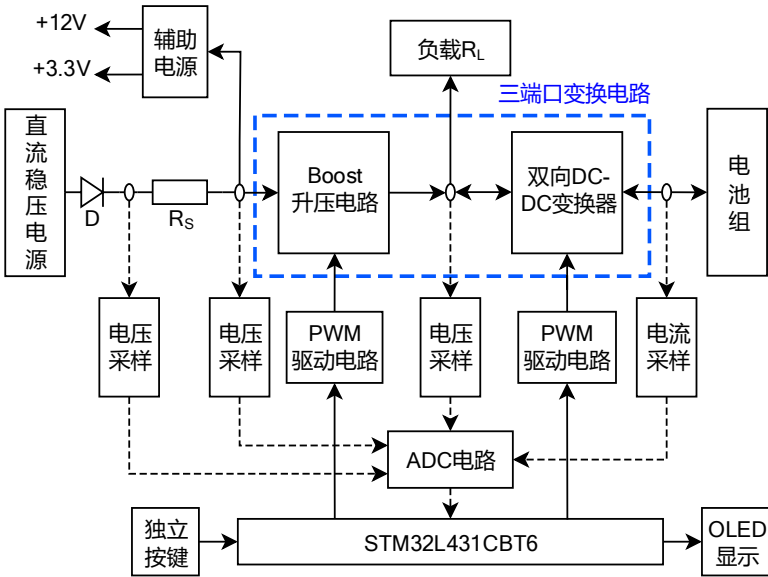


图 4 整体设计框图

本系统由 Boost 升压电路、双向 DC-DC 变换电路、控制电路、辅助电源电路、电压电流采样电路以及负载、电池组 7 个部分组成，其整体设计框图如图 4

所示。首先通过采样输出电压  $U_o$  的值，使用一路 PID 算法控制双向 DC-DC 变换电路，使其稳定在 30V，再采样  $U_s$  和  $U_i$  的值，使用另一路 PID 算法控制 Boost 升压电路，使输入电压  $U_i$  稳定在  $1/2U_s$  处，通过此双闭环 PID 算法，即可在  $U_s$  全范围实现 MPPT，且当  $U_s$  以及负载发生变化时，此变换器能够自动转换工作模式，电池能够自动充放电。此外，通过按键能够控制输出电压  $U_o$  的数值，且对双向 DC-DC 变换器进行了过流保护处理，具有过流保护功能。

## 2 电路与程序设计

### 2.1 三端口 DC-DC 变换电路设计

本系统的三端口 DC-DC 变换电路主要由两部分组成：Boost 升压电路以及双向 DC-DC 变换电路，其电路图如图 5 所示：

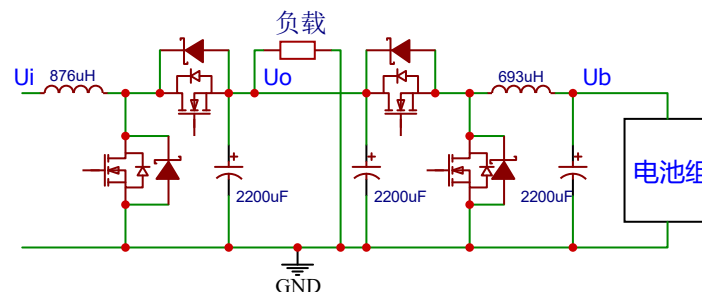


图 5 三端口 DC-DC 变换电路图

### 2.2 控制电路设计

PWM 驱动电路如图 6 所示，采用 PNP 三极管可加快 MOSFET 的 GS 结电容放电时间，采用 RCD 钳位吸收可有效抑制振铃现象，保护好 MOSFET。

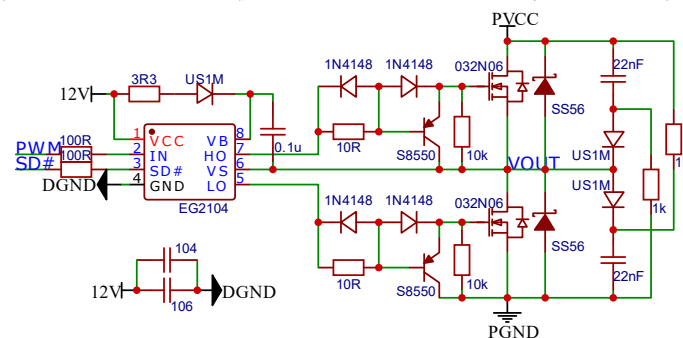


图 6 PWM 驱动电路图

为了提高效率，开关管驱动芯片选择 EG2104，其静态电流小于 1uA，自带 100ns 左右死区时间，MOSFET 选择动态电阻  $R_{DS(on)}=3.2m\Omega$  的 IPA032N06。

### 2.3 采样电路设计

电压电流采样电路如图 7 所示。 $U_s$  和  $U_i$  直接使用电阻分压进行采样； $U_o$  使用同相加减运算电路进行采样； $I_B$  使用  $1m\Omega$  的锰铜合金采样电阻进行差分放

大 500 倍采样。之后再将采样电压值输入至高精度 AD 转换器 ADS8332，采样精度达 16 位，且功耗低至 14.2mW。

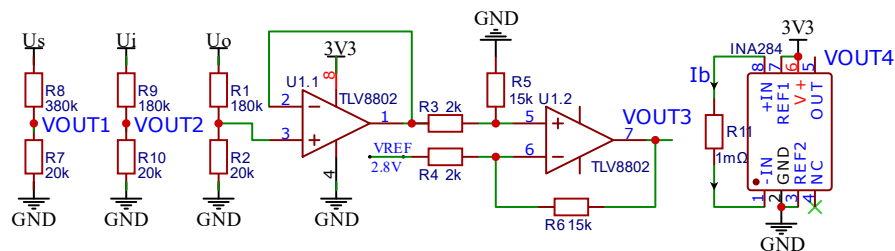


图 7 电压电流采样电路图

## 2.4 控制程序

控制程序如图 8 所示：

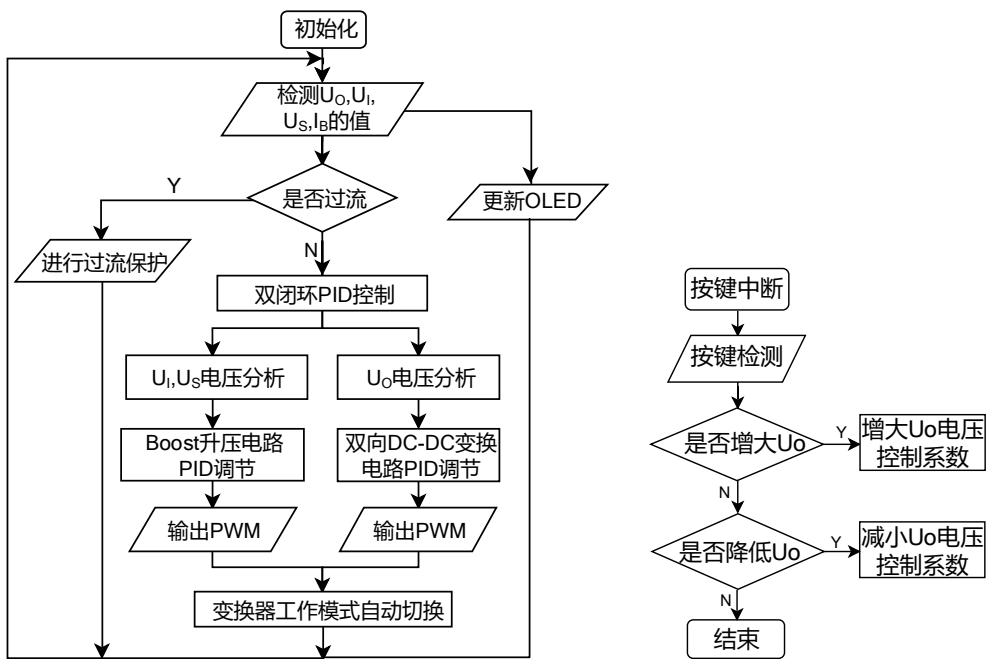


图 8 控制程序

系统控制程序可划分为数据采集与处理、 $U_I$  电压环与  $U_O$  电压环双闭环 PID 控制、人机交互，过流保护四部分。首先，对  $U_I$ ， $U_S$ ， $U_O$ ， $I_B$  在主循环中进行采样，用取均值的方法进行平滑滤波，对于  $U_O$  电压环部分，将采样数据  $U_O$  与目标值 30V 进行比较，对双向 DC-DC 变换电路进行 PID 调节，调整 PWM 控制系数使  $U_O$  稳定在 30V；对于  $U_I$  电压环部分，将采样数据  $U_I$  与  $1/2 U_S$  进行比较，对 Boost 升压电路进行 PID 调节，调整 PWM 控制系数使  $U_I$  稳定在  $1/2 U_S$  处；最后通过采样数据  $I_B$  判断变换器工作模式，并且在检测到  $I_B$  值超过阈值时立即进行过流保护。人机交互部分采用 OLED 显示屏与按键模块，OLED 能够显示当前变换器工作模式、输入输出电压以及电池电流，按键模块通过改变输出电压  $U_O$  的目标值，步进调节  $U_O$ ，实现输出电压  $U_O$  幅值调整功能。

## 2.5 保护电路设计

单片机持续接收电流采样发送的数据，并与内置的电流阈值进行比较，检测到当前值高于电流阈值时，单片机使驱动芯片 EG2104 的 SD 脚电平置低，驱动模块停止工作，三端口 DC-DC 变换器停止工作。

## 3 理论分析与计算

### 3.1 储能电感的选择

设计电感的依据是流过电感的最大电流平均值。在满载的情况下，Boost 升压电路的电感电流为： $I_L = \frac{I_o}{1-D}$ ，其中， $I_o$  是输出电流， $D$  是开关管最大占空比。

电感电流纹波率为： $r = \frac{\Delta I}{I_L}$ ；设开关的导通时间为  $T_{on}$ ， $f$  为开关频率，则  $T_{on} = \frac{D}{f}$ ；

导通时电感电流的上升斜率为  $K_i = \frac{U_1}{L}$ ；由电感的伏秒平衡原理得： $\Delta I = K_i \times T_{on} = r \times I_{L1}$ ；从而可以得到 Boost 升压电路电感  $L_1$  的电感值：

$$L_1 = \frac{U_1 T_{on}}{r I_{L1}} = \frac{U_1 D}{r f I_{L1}} = \frac{U_1 D (1-D)}{r f I_o}$$

对于 Boost 升压电路，输入电压  $U_1$  为 12.5V-25V，输出电压  $U_o$  为 30V，输出电流  $I_o$  随  $U_s$  发生改变。取  $U_1 = 12.5V$ ， $f = 20KHz$ ， $D = 5/12$ ， $r = 0.4$ ， $I_o = 0.5A$ ，因此，计算可得电感  $L_1 = 760\mu H$ ，考虑余量后实际选用 876 $\mu H$  电感。

同理，双向 DC-DC 变换电路，将电池组看作输入，故为升压拓扑，电池电压  $U_B$  为 13V-16V， $U_o$  为 30V，取  $U_B = 13V$ ， $f = 20KHz$ ， $D = 17/30$ ， $r = 0.4$ ， $I_o = 0.7A$ ，因此，计算可得电感  $L_2 = 570\mu H$ ，考虑余量后实际选用 693 $\mu H$  电感。

### 3.2 输出电容的选择

为了保证电容在安全电压下工作，使用耐压值为 100V 的电解电容。容值的选择主要是满足期望的输出纹波电压，输出电容值按下式选择： $C \geq \frac{I_{max} \times D}{f \times \Delta V}$ 。

其中  $I_{max}$  为 Boost 升压拓扑输出端的最大电流， $D$  是最大占空比，由于本题对输出电压要求高精度，故取纹波电压为 100mV。因此根据公式算得  $C = 2000\mu F$ ；为了留有足够得富裕，降低纹波，选用 2200 $\mu F$  的电容。

### 3.3 稳压控制的方法

双向 DC-DC 变换电路，单片机通过内部定时器产生 PWM 波来控制电路，通过电压采样电路获得实际电压值，并经过 PID 计算，获得 PWM 应调整占空比，使输出电压稳定在 30V 可调范围内。同理，Boost 升压电路，输出电压已通过 DC-DC 变换电路稳定在 30V，运用 PID 算法，将输入电压  $U_1$  稳定在  $1/2 U_s$  处，

实现 MPPT， $U_s$  在 25V-55V 范围内变化时， $U_I$  在 12.5V-27.5V 之间随之变化。由此，当输入电压  $U_s$  以及负载发生变化时，此变换器能够自动转换工作模式，电池能够自动充放电。

### 3.4 提高效率的方法

(1) 减小输出滤波电感的损耗。电感损耗的大小直接影响到装置的效率和性能，主要由铜损和铁损组成。铜损主要由漆包线等效电阻产生，铁损主要由涡流和磁滞效应产生，其大小随工作效率的升高而增加。这里采用利兹线多股绕制的方法降低铜损，并且选用合适的铁硅铝磁芯以降低铁损。

(2) 选择导通电阻小的开关管，减小开关管的损耗,选导通电阻低至  $3.2\text{m}\Omega$  的 IPA032N06N 型功率 MOSFET。

(3) 选择合适的载波频率。开关管的导通损耗会随着系统的工作频率增大而增大，而过低的频率会带来较大的输出纹波，为了降低开关损耗，选用 20KHz 的开关频率。

## 4 测试方案与测试结果

### 4.1 测试方案

测试方案框图如图 9 所示：

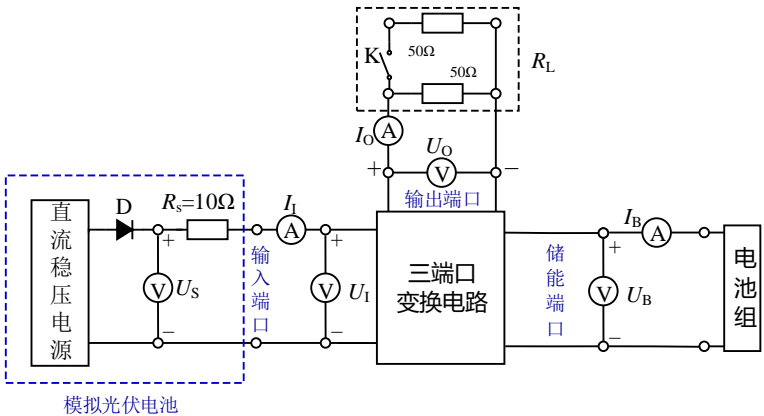


图 9 测试框图

测试仪器：直流稳压电源 RIGOL-DP832A，万用表 FLUKE15B<sup>+</sup>

### 4.2 测试条件及结果记录分析

#### 4.2.1 基本部分：

(1) 电源电压  $U_s=50\text{V}$ ，输出电流  $I_o=1.2\text{A}$  时，测量输出电压  $U_o$  和电池电流  $I_B$ ，结果记录于表 1。

表 1

| 次数 | 电源电压 $U_S/V$ | 输出电流 $I_O/A$ | 输出电压 $U_O/V$ | 电池电流 $I_B/A$ |
|----|--------------|--------------|--------------|--------------|
| 1  | 50.1         | 1.183        | 30.00        | 1.28         |
| 2  | 50.0         | 1.183        | 30.00        | 1.267        |
| 3  | 49.8         | 1.183        | 30.00        | 1.242        |

结果分析： $U_O$  在  $30V \pm 0.1V$  范围内， $I_B > 0.1A$ ，达到要求。

(2)  $I_O = 1.2A$  时， $U_S$  由  $45V$  增加至  $55V$ ，分别测量  $U_S = 45V$  时的输出电压  $U_{O45}$  和  $U_S = 55V$  时的输出电压  $U_{O55}$ 。结果记录于表 2。利用公式  $S_U = |(U_{O55} - U_{O45}) / U_{O45}| \times 100\%$  计算电压调整率  $S_U$ 。

表 2

| 次数 | 输出电流 $I_O/A$ | 输出电压 $U_{O45}/V$ | 输出电压 $U_{O55}/V$ | 电压调整率 $S_U/\%$ |
|----|--------------|------------------|------------------|----------------|
| 1  | 1.182        | 29.99            | 30.00            | 0.033          |
| 2  | 1.183        | 30.00            | 30.00            | 0              |
| 3  | 1.183        | 29.99            | 29.99            | 0              |

结果分析：电压调整率远小于  $0.5\%$ ，达到要求。

(3)  $U_S = 50V$  时， $I_O$  由  $1.2A$  减小至  $0.6A$ ，分别测量  $I_O = 1.2A$  时的输出电压  $U_{O1.2}$  和  $I_O = 0.6A$  时的输出电压  $U_{O0.6}$ 。结果记录于表 3。利用公式  $S_I = |(U_{O0.6} - U_{O1.2}) / U_{1.2}| \times 100\%$  计算负载调整率  $S_I$ 。

表 3

| 次数 | 电源电压 $U_S/V$ | 输出电流 $I_{O1.2}/A$ | 输出电压 $U_{O1.2}/V$ | 输出电流 $I_{O0.6}/A$ | 输出电压 $U_{O0.6}/V$ | 负载调整率 $S_I/\%$ |
|----|--------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|----------------|
| 1  | 50.0         | 1.182             | 30.00             | 0.591             | 30.01             | 0.033          |
| 2  | 50.3         | 1.182             | 30.00             | 0.591             | 30.01             | 0.033          |
| 3  | 49.6         | 1.182             | 30.00             | 0.591             | 30.01             | 0.033          |

结果分析：负载调整率远小于  $0.5\%$ ，达到要求。

(4)  $U_S = 50V$ ， $I_O = 1.2A$  时，测量三端变换器各端口的电压、电流，结果记录于表 4。利用公式  $\eta_I = (P_O + P_B) / P_I \times 100\%$  计算变换器效率  $\eta_I$ （其中  $P_I = U_I \cdot I_I$ 、 $P_O = U_O \cdot I_O$ 、 $P_B = U_B \cdot I_B$ ）。

表 4

| 次数 | 电源电压 $U_S/V$ | 输入电压 $U_I/V$ | 输入电流 $I_I/A$ | 电池电压 $U_B/V$ | 电池电流 $I_B/A$ | 输出电压 $U_O/V$ | 输出电流 $I_O/A$ | 变换器效率 $\eta_I/\%$ |
|----|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|-------------------|
| 1  | 49.8         | 24.96        | 2.297        | 16.63        | 1.283        | 30.00        | 1.182        | 99.145            |
| 2  | 50.2         | 25.11        | 2.313        | 16.67        | 1.325        | 30.00        | 1.183        | 99.136            |
| 3  | 50.0         | 25.03        | 2.295        | 16.70        | 1.286        | 30.00        | 1.183        | 99.168            |

结果分析：变换器效率  $\eta_I$  远大于  $90\%$ ，达到要求。

#### 4.2.2 发挥部分：

(1)  $I_O = 1.2A$ ， $U_S$  由  $55V$  减小至  $25V$ ，分别测量  $U_S = 55V$  时的输入电压  $U_I$ 、电池电流  $I_{B55}$ 、输出电压  $U_{O55}$  和  $U_S = 25V$  时的端口电压  $U_I$ 、电池电流  $I_{B25}$ 、输出



电压  $U_{O25}$ ，结果记录于表 5。利用公式  $\delta_{U_i} = |U_i - U_s / 2|$  计算偏差值  $\delta_{U_i}$ ，公式  $S_U = |(U_{O55} - U_{O25}) / U_{O25}| \times 100\%$  计算电压调整率  $S_U$ 。

表 5

| 次数 | $U_s=55V$    |              |                  |                  |                    | $U_s=25V$    |              |                  |                  |                    | 电压调整率 $S_U/\%$ |
|----|--------------|--------------|------------------|------------------|--------------------|--------------|--------------|------------------|------------------|--------------------|----------------|
|    | 电源电压 $U_s/V$ | 输入电压 $U_i/V$ | 输出电压 $U_{O55}/V$ | 电池电流 $I_{B55}/A$ | 偏差值 $\delta_{U_i}$ | 电源电压 $U_s/V$ | 输入电压 $U_i/V$ | 输出电压 $U_{O25}/V$ | 电池电流 $I_{B25}/A$ | 偏差值 $\delta_{U_i}$ |                |
| 1  | 55.0         | 27.55        | 30.00            | 1.956            | 0.05               | 24.99        | 12.46        | 29.99            | -1.410           | 0.03               | 0.033          |
| 2  | 55.5         | 27.71        | 30.00            | 2.206            | 0.04               | 25.05        | 12.49        | 29.99            | -1.414           | 0.03               | 0.033          |
| 3  | 54.7         | 27.39        | 30.00            | 1.912            | 0.04               | 24.96        | 12.43        | 29.99            | -1.427           | 0.05               | 0.033          |

结果分析：根据电池电流  $I_{B55} > 0$ ， $I_{B25} < 0$  可知变换器从模式 I 自动变成模式 II，偏差值  $\delta_{U_i}$  均小于 0.1V，电压调整率均小于 0.1%，达到要求。

(2)  $U_s = 35V$ ， $I_o = 1.2A$  时，测量  $I_B$ 、 $U_o$  和各个端口的电流、电压，结果记录于表 6。利用公式  $\eta_{II} = P_o / (P_i + P_B) \times 100\%$  计算效率  $\eta_{II}$ 。

表 6

| 次数 | 电源电压 $U_s/V$ | 输入电压 $U_i/V$ | 输入电流 $I_i/A$ | 电池电压 $U_B/V$ | 电池电流 $I_B/A$ | 输出电压 $U_o/V$ | 输出电流 $I_o/A$ | 效率 $\eta_{II}/\%$ |
|----|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|-------------------|
| 1  | 35.01        | 17.52        | 1.604        | 15.87        | -0.485       | 29.99        | 1.183        | 99.104            |
| 2  | 35.06        | 17.52        | 1.610        | 15.85        | -0.479       | 29.99        | 1.183        | 99.103            |
| 3  | 34.97        | 17.52        | 1.601        | 15.83        | -0.490       | 29.98        | 1.183        | 99.051            |

结果分析： $U_o$  在  $30V \pm 0.1V$  范围内，变效率  $\eta_{II}$  远大于 95%，达到要求。

(3)  $U_s = 35V$ ， $I_o$  由 1.2A 减小至 0.6A 时，测量  $I_B$ ，测量  $I_o = 1.2A$  时的输出电压  $U_{O1.2}$ 、 $I_{B1.2}$  和  $I_o = 0.6A$  时的输出电压  $U_{O0.6}$ 、 $I_{B0.6}$ ，结果记录于表 7，再根据公式  $S_I = (U_{O0.6} - U_{O1.2}) / U_{O1.2} \times 100\%$  计算负载调整率  $S_I$ 。

表 7

| 次数 | 电源电压 $U_s/V$ | 输出电压 $U_{O1.2}/V$ | 电池电流 $I_{B1.2}/A$ | 输出电压 $U_{O0.6}/V$ | 电池电流 $I_{B0.6}/A$ | 负载调整率 $S_I/\%$ |
|----|--------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|----------------|
| 1  | 34.97        | 29.99             | -0.489            | 30.00             | 0.603             | 0.033          |
| 2  | 35.04        | 29.99             | -0.478            | 29.99             | 0.608             | 0.033          |
| 3  | 35.00        | 29.98             | -0.485            | 29.99             | 0.598             | 0.033          |

结果分析：根据电池电流  $I_{B1.2} < 0$ ， $I_{B25} > 0$  可知变换器从模式 II 自动变成模式 I，负载调整率均小于 0.1%，达到要求。

#### (4) 其他功能测试：

①输出电压  $U_o$  幅值调整功能：通过按键能够步进调节输出电压  $U_o$ ，使其精确在 29V、29.5V、30V、30.5V、31V 之间变换。

②过流保护功能：当检测到  $I_B$  大于阈值时，控制驱动模块的使能端，使拓扑停止工作，起到过流保护的作用。