

基于STM32的光伏发电系统三端口DC-DC变换器设计与实现

曹嘉豪, 金 海

浙江理工大学, 信息学院, 浙江 杭州

收稿日期: 2021年11月28日; 录用日期: 2021年12月20日; 发布日期: 2021年12月27日

摘 要

本设计提出一种基于STM32的光伏发电系统的三端口DC-DC变换器, 并对系统的参数选择和性能设计进行了研究。系统采用STM32单片机作为主控芯片, 以双路半桥DC-DC电路为核心电路, 构成三端口DC-DC变换器。通过单片机产生PWM波控制IR2103驱动电路, 实现提供负载稳定电压。采用PID算法以及MPPT算法, 根据采样电流与电压信号反馈, 实现系统的恒压闭环控制, 最大功率点跟踪以及控制电池组的充放电状态。系统主要包括双向DC-DC模块, 辅助电源模块, IR2103驱动模块, INA282电流采样模块, OLED模块等。在模拟光伏发电状态下, 本系统能够稳定输出直流电压, 负载调整率与电压调整率均低于0.1%, 且系统效率高于90%。通过优化电路结构和算法, 实现系统高效性和稳定性, 并且通过实验测试验证了其正确性和可行性。

关键词

光伏发电, STM32, 双向DC-DC电路, PWM, PID闭环控制, MPPT算法

Design and Implementation of Three-Port DC-DC Converter for Photovoltaic Power Generation System Based on STM32

Jiahao Cao, Hai Jin

School of Information Science and Technology, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou Zhejiang

Received: Nov. 28th, 2021; accepted: Dec. 20th, 2021; published: Dec. 27th, 2021

Abstract

This design proposes a three-port DC-DC converter for photovoltaic power generation system based

on STM32, and studies the parameters selection and performance design of the system. The system uses STM32 single-chip microcomputer as the main control chip, and a dual-channel half-bridge DC-DC circuit as the core circuit to form a three-port DC-DC converter. The IR2103 drive circuit is controlled by the PWM wave generated by the single-chip microcomputer to realize the stable voltage of the load. Using PID algorithm and MPPT algorithm, according to the sampling current and voltage signal feedback, the system realizes constant voltage closed-loop control, maximum power point tracking and control of the charge and discharge status of the battery pack. The system mainly includes a two-way DC-DC module, auxiliary power module, IR2103 drive module, INA282 current sampling module, OLED module, and so on. In the simulated photovoltaic power generation state, the system can output DC voltage stably, the load regulation rate and voltage regulation rate are both below 0.1%, and the system efficiency can reach more than 90%. By optimizing the circuit structure and algorithm, the efficiency and stability of the system are realized, and its correctness and feasibility are verified through experimental tests.

Keywords

Photovoltaic Power Generation, STM32, Two-Way DC-DC Circuit, PWM, PID Closed-Loop Control, MPPT Algorithm

Copyright © 2021 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

太阳能作为新兴能源之一,对缓解能源危机、环境污染等问题具有重要意义。由于太阳能受光照强度和时间的影 响,具有不稳定、不可持续的特点,因此需引入储能单元,用于独立的可再生电力系统中,平衡系统功率,向负载侧提供能量。传统可再生能源供电系统常需多个独立的转换器连接输入源、储能电池和负载端,这使得该系统存在体积和质量大、成本较高、可靠性差等问题。三端口变换器是在新能源发电系统中用作连接可再生能源、储能单元及负载的理想选择,具有尺寸较小、组件更少及统一管理端口间能量流动等优点,可减轻系统的体积和质量,降低系统损耗[1]。因此,在当前光伏发电和直流输电技术日益普及的背景下,研究用于储能的三端口 DC-DC 变换器具有重要意义[2]。本设计以 STM32 单片机为核心,采用双路半桥 DC-DC 电路并联负载构成三端口 DC-DC 变换器,将光伏电池和储能蓄电池接入两路端口,实现了输出稳定的直流电压;通过优化系统结构,实现了储能系统高效率、高稳定性[3]。

2. 三端口 DC-DC 变换器系统总体设计

本系统由三端口 DC-DC 变换器主电路、IR2103 驱动电路模块、单片机控制模块、直流电压采样模块、INA282 直流电流采样模块、OLED 显示模块、辅助电源模块等部分组成。系统输入端为直流稳压电源,可变直流电通过二极管和大功率电阻模拟光伏发电输入。单片机产生 PWM 波,通过 IR2103 电路,驱动双向 DC-DC 电路中的 IRF540 开关管得到稳定的直流输出电压。单片机调节控制储能端的蓄电池充电和放电模式的切换。采用具有宽共模输入、高抗共模信号能力 INA282 采集输出端直流电流[4],并用并联大电阻方法采集输出端直流电压反馈至单片机实现闭环控制,提高系统稳定性和可靠性。单片机调用 PID 算法,同时调节两路 PWM 波的占空比,控制两路双向 DC-DC 电路,实现稳定输出直流电压。系统采用 MPPT 算法进行最大功率点跟踪,实现光伏发电效率最大化[5]。系统总体设计如图 1 所示:

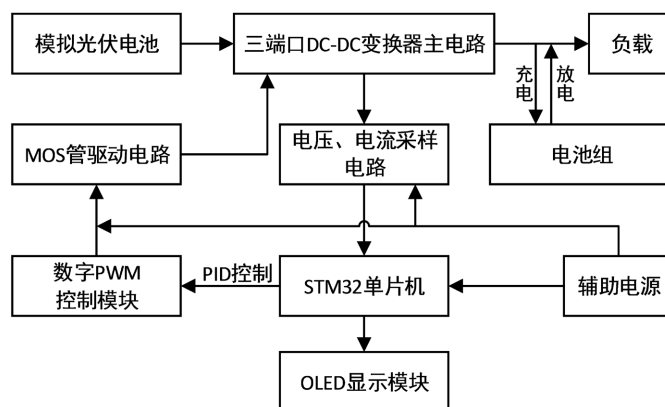


Figure 1. System overall design diagram

图 1. 系统总体设计图

3. 系统硬件设计

3.1. 三端口 DC-DC 变换器主电路

三端口 DC-DC 变换器主电路采用并联型双路半桥 DC-DC 电路。双向 DC-DC 电路采用 BUCK-BOOST 拓扑结构, 电感电流在断续和连续模式下变压比始终保持不变, 便于系统动态调节。模拟光伏发电时, 从 U_i 输入电压, 电路工作在 BOOST 模式下, 实现升压功能。由于电感 L_1 的储能作用, 将 U_o 端电压抬升, 经过电容 C_2 稳压后, 可以实现输出端电压高于输入端电压。储能端双向 DC-DC 电路在放电状态下工作在 BOOST 模式, 在充电状态下工作在 BUCK 模式。电路中的 MOS 管选用 IRF540, 由于其漏源极击穿电压为 100 V, 可以保证输入电压改变时 MOS 管处于正常工作状态。由于漏源极导通阻抗低于 $75\text{ m}\Omega$, 减小 MOS 管导通损耗, 可提高系统效率。为减小 MOS 管通断时的损耗, 消除密勒效应的影响[6], 在栅极前串联 $10\ \Omega$ 电阻, 减小瞬间电流的影响。为不影响放电速率, 将快恢复二极管与充电限流电阻并联, 加快电荷释放速度。在栅源极并联 $10\text{ k}\Omega$ 电阻, 使栅极存储的电荷在通断周期内迅速释放, 同时能够将栅极电位拉低, 使 MOS 管栅极始终保持低电平状态。三端口 DC-DC 变换器主电路如图 2 所示:

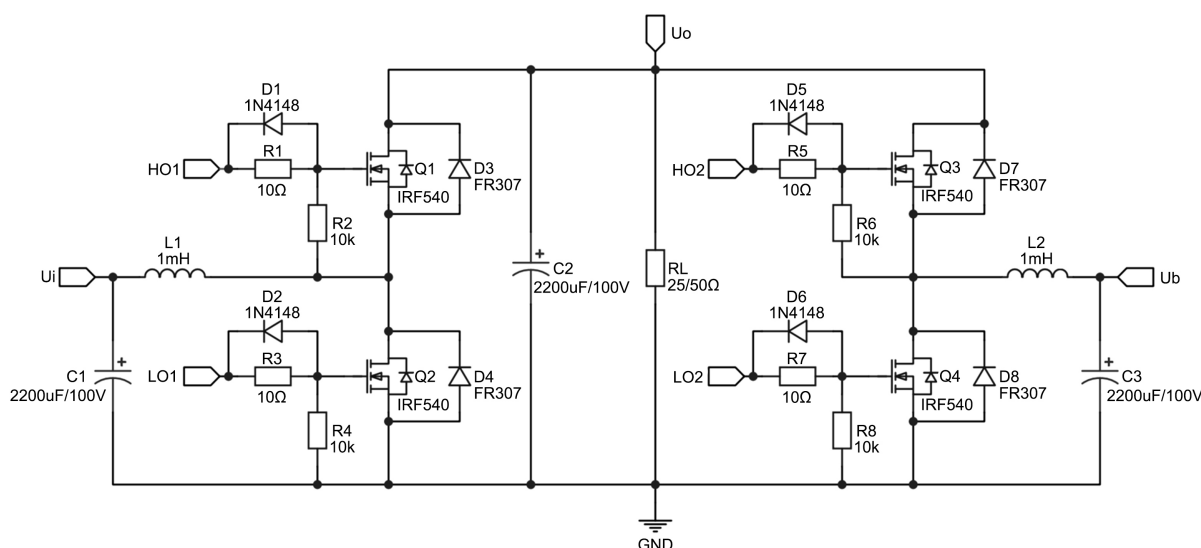


Figure 2. Three-port DC-DC converter main circuit diagram

图 2. 三端口 DC-DC 变换器主电路图

3.2. 驱动电路

采用 IR2103 电路驱动两路 DC-DC 变换器。IR2103 芯片为半桥式 MOSFET 栅极驱动器，通过自举电容和二极管理提供充电电压，同时该芯片具有固定的死区时间，防止双向 DCDC 电路中的上下两个 IRF540MOS 管同时导通击穿电路[7]。芯片供电电压选择 12V，能够保证输出电压达到驱动 MOS 管的电压值。在输入电源与地之间接入电解电容 C1，起滤波作用。二极管 D1 和电容 C2 是自举二极管和自举电容，自举电路等效于 Boost 升压电路，在开关频率很高的前提下，通过使用自举升压二极管、自举升压电容等元件，将电容放电电压和电源电压累加，实现输出电压抬升。IR2103 驱动电路如图 3 所示：

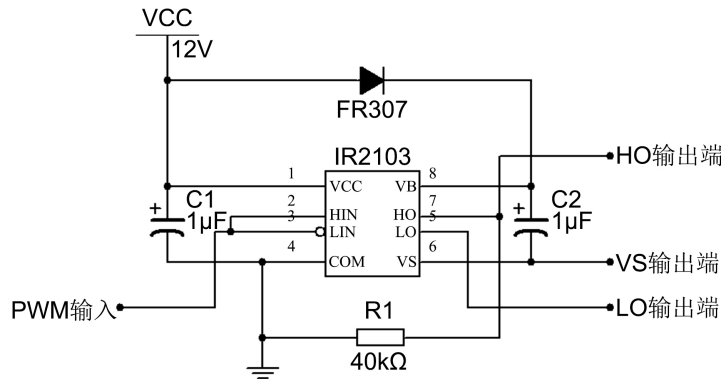


Figure 3. IR2103 drive circuit
图 3. IR2103 驱动电路

3.3. 采样电路

本系统要实现闭环控制，故需要采集负载端电压送至单片机调整 PWM 波占空比实现稳定输出，同时由于需要跟踪最大功率点，所以需采集负载端电流寻找最大功率点。STM32 单片机可直接采集直流电压，故电压采样电路为易实现的大电阻并联分压电路，将输出电压按一定分压比转换送入单片机 A/D 采样口。电流采样电路采用以 INA282 为核心的电路。INA282 是高精度、宽共模范围、零漂移的电流监视器，对差分输入的信号具有 50 倍固定增益的放大输出[8]。为使其增益更好的位于线性区，采用典型接法，两个基准电压值分别接于电源电压和地，同时添加电源旁路电容吸收电源高频噪声。采样电阻 R_s 采用电阻极小、温漂低的康铜丝。电流经过康铜丝转换为微弱的电压，经 INA282 放大后能够准确反映出电路中微小的电流变化。INA282 电流采样电路如图 4 所示：

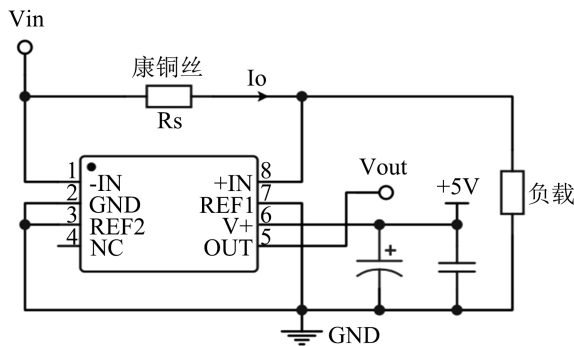


Figure 4. INA282 current sampling circuit
图 4. INA282 电流采样电路

3.4. 主控单片机的选用

本设计采用 STM32 单片机实现系统的控制功能。STM32 芯片具有 72MHz 的运算速度和高达 1 MB 的闪存, 是低功耗、高性价比、高性能的 ARM Cortex-M 内核的 32 位微控制器。STM32 单片机外设丰富, 功能齐全, 具有 112 个快速 I/O 端口、13 个通信接口、11 个定时器、3 个 12 位的 us 级的 A/D 转换器和 2 个通道 12 位的 D/A 转换器[9]。同时具有电源管理电路, 处理器运行电压可从 2 V 到 3.6 V, 具有多种复位保护措施。从电路系统性能上考虑, STM32 单片机运算速度快且自身携带的功能多, 使用方便。而电路对精度要求比较高, 单片机的 ADC 采样是 12 位采样, 采样位数足够, 性价比高。基于单片机自身性能和系统所需功能的考虑, 采用 STM32 作为本系统的主控单片机。

3.5. 辅助电源

本系统需要辅助电源为 STM32 单片机、IR2103 驱动电路和 INA282 电流采样电路独立供电。采用基于 XL7015 和 XL6009 的升降压辅助电源电路从输入的直流电压取电。该电路将模拟光伏发电的直流电压输入 XL7015 降压电路, 得到稳定的 5 V 直流电压, 再送入 XL6009 升压电路, 从而得到稳定的 12 V 直流电压。上述芯片的第 5 引脚均为使能控制端, 输入低电平时工作, 高电平停止工作, 悬空默认为低电平。该辅助电源所使用的外设较少, 电路占用空间小, 集成度高, 便于电路的设计和布局, 并且对输入电压的调整能力强, 带载能力强, 输出电压稳定, 功耗小, 效率高。

4. 系统软件设计

4.1. 软件整体设计

本系统选用高性能 STM32 单片机作为三端口 DC-DC 变换器的核心主控模块, 单片机将 AD 采样的值和设定的值相比较, 通过调整 PWM 波的占空比对系统进行闭环控制。软件开发环境选用 Keil5 软件, 编程语言选用 C 语言。本系统软件程序采用模块化方式设计, 包括多通道 ADC 采样, PWM 波占空比实时调整程序等。系统根据单片机所运行程序的优先级, 预先配置多个中断函数, 使得优先级最高的 PWM 占空比调整函数能够完全计算完成, 且计算速度极快, 使电源稳定性大大提高。在程序开始时对各功能模块进行初始化, 启动系统开始工作, OLED 实时显示系统状态。当电路系统稳定工作后, 调节输入电压或负载电阻, 单片机不停地检测与采样电路输出相连的单片机 I/O 端口。一旦检测到 I/O 端口的信号改变, 就进入相应的子程序其执行程序, 控制 PWM 波的输出情况, 最终实现稳定输出直流电压以及最大功率点跟踪。系统软件设计整体流程图如图 5 所示。

4.2. PID 算法实现

PID 算法控制是设计控制器时最常用、最经典的控制方式, 在电气与自控领域有非常广泛的应用[10]。在稳定主路电压和输出电压均使用 PID 调节控制, 在系统闭环控制系统中能发挥稳定作用。它的原理易理解, 离散的数据也让计算更加容易, 且只需要确认三个参数, 积分参数电路控制一般是用不到的, 应用最多的是比例微分调节, 所以其具有参数选定比较简单的优点。PID 控制的基本原理如图 6 所示。

本设计的电压采样电路将采集的电压值送至单片机采样口, 与设定值比较, 并利用 PID 算法调节实现稳压, 电路输出结果的稳定性很大程度上受设置的 PID 参数影响。由图 6 可知, 我们需要设置比例系数、积分系数和微分系数, 且这些计算关系都是利用输出值与基准值之间的误差进行分析。对于离散的情况, 积分是一个累加, 微分是前后两项输入值之差, 而比例是直接对误差进行处理。

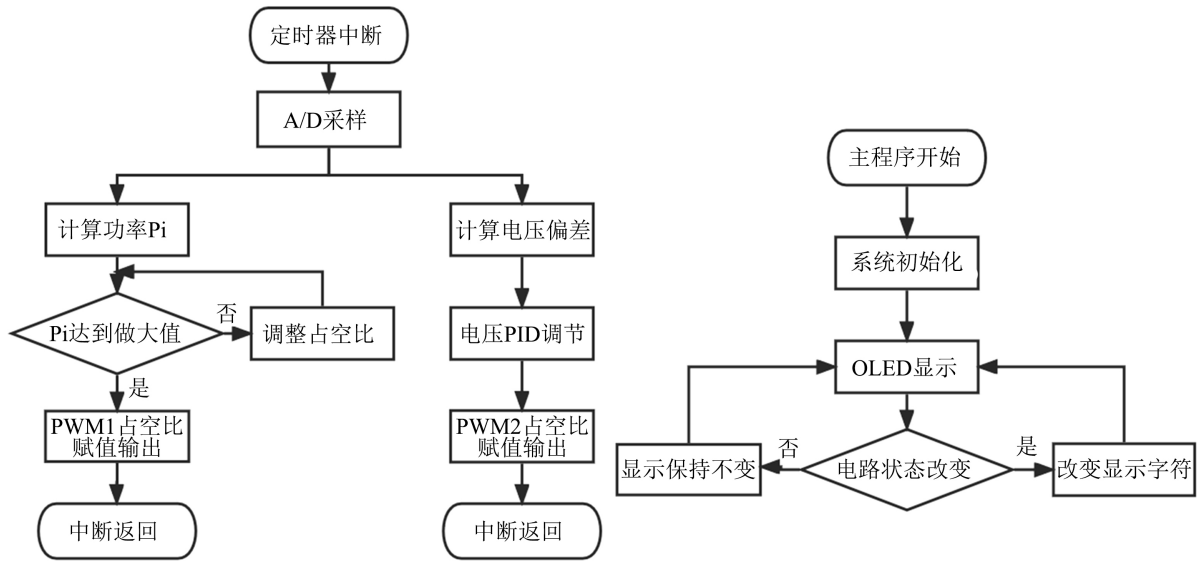


Figure 5. Overall flow chart of software design

图 5. 软件设计整体流程图

经典 PID 算法公式为:

$$u(k) = k_p e(k) + k_i \sum_0^k e(n) + k_d (e(k) - e(k-1)) \tag{1}$$

k_p 表示比例增益, k_i 表示积分时间常数, k_d 表示微分时间常数, $e(n)$ 表示输出信号, $e(k)$ 表示采样值与基准值的差值, 即误差。

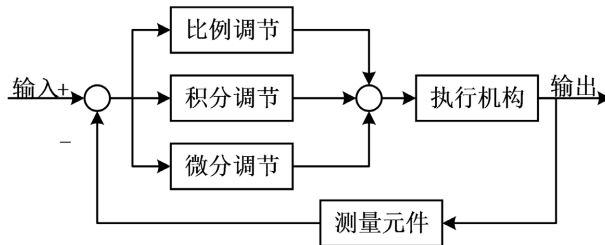


Figure 6. PID control principle diagram

图 6. PID 控制原理图

4.3. PWM 调制技术

双向 DC-DC 电路的输出电压大小不仅直接与输入电压相关, 也与控制 MOS 管通断周期的 PWM 波占空比有关。单片机在稳定输入电压的情况下, 通过 I/O 口输出 PWM 信号, 驱动双向 DC-DC 电路的两个 MOS 管来实现稳定输出电压。STM32 通过 ADC 通道获取采样电压, 在短时间内多次采样取平均值得到相对准确的采样值。单片机从 I/O 口接收反馈电压信号, 通过转化公式转为 A/D 采样值进行比较。由于硬件电路内部自带噪声, 难以避免产生误差。系统通过步进加减改变 PWM 波占空比, 使反馈值不断逼近计算结果得到的 A/D 值, 而反馈得到的 A/D 值进入程序重复自动调整, 最后在较小区间内稳定波动。以 BOOST 电路为例, 当检测到输出电压小于设定的基准值, 则减小 PWM 波占空比; 当检测到输出电压大于设定的基准值, 则增大 PWM 波占空比。

4.4. MPPT 算法实现

最大功率点跟踪(MPPT)系统是一种通过调节电气模块的工作状态,使光伏板能够输出更多电能的电气系统能够将太阳能电池板发出的直流电有效地贮存在蓄电池中[11]。系统中模拟光伏电池的输出功率与 MPPT 控制器的工作电压有关,当电路工作在最合适的电压下,系统的输出功率才会有唯一最大值。

扰动观察法是目前研究最多、应用最广泛的一种 MPPT 算法[12]。它具有跟踪控制简单、较易实现、且对检测器件精度要求不高等优点。其基本原理是:采样光伏电池输出电压 U_{pv} 和输出电流 I_{pv} , 计算输出功率 P_{pv} 。接着,在此基础上增加一个扰动电压 ΔU , 再次采样输出电压 U_{pv}' 和电流 I_{pv}' , 计算输出功率 P_{pv}' 。若输出功率增加,表明此时位于最大功率点左侧,继续保持正向扰动电压;若输出功率减小,表明此时位于最大功率点右侧,从而进行反向扰动。PWM 稳压调制和 MPPT 算法流程图如图 7 所示:

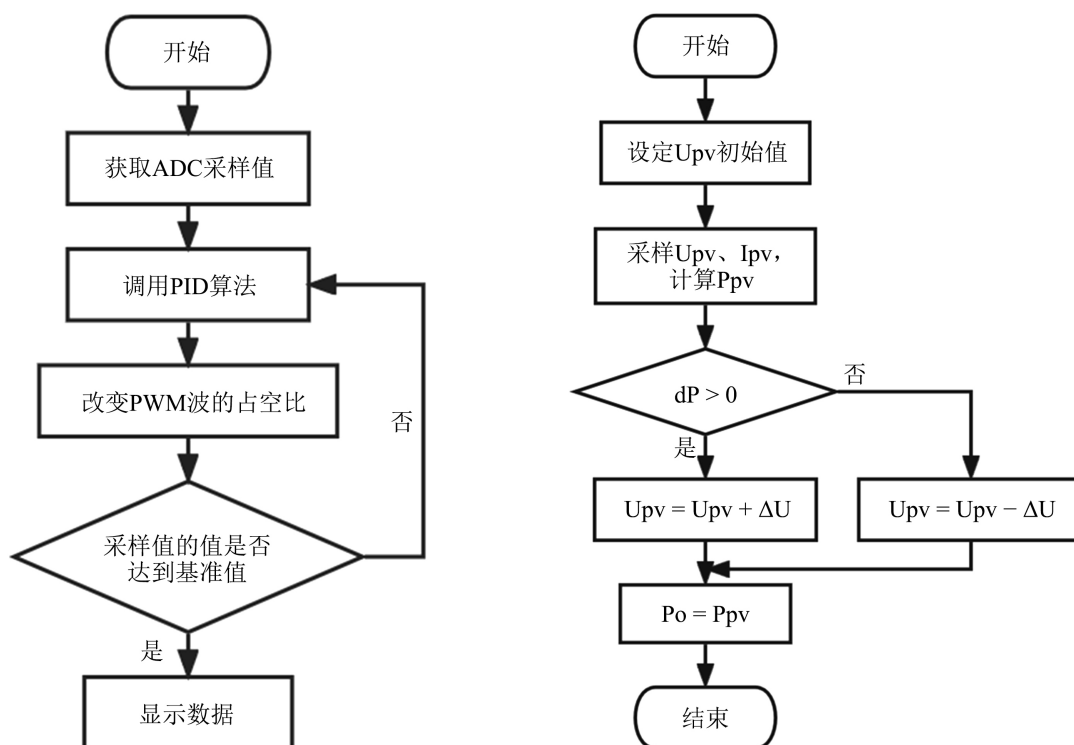


Figure 7. PWM regulated modulation (the left diagram), MPPT algorithm flow diagram
图 7. PWM 稳压调制(左图)、MPPT 算法流程图

5. 测试方案与结果

输入端口接上稳压直流电源、二极管和大功率电阻,模拟光伏电池输入,实现电源电压 U_s 在 25~55 V 范围内可调。储能端口接上 4 节容量为 2000~3000 mAh 的 18,650 型锂离子电池组,自带保护板,作为储能蓄电池。负载采用为 25/50 Ω 的可变大功率电阻,测试系统稳定工输出 30V 直流电压。设定系统的两种工作模式:模式 I,模拟光伏电池向负载供电的同时为电池组充电($I_B > 0$);模式 II,模拟光伏电池和电池组同时为负载供电($I_B < 0$)。由于系统根据采样电压实时调整输出电压,测试数据在小范围内稳定波动,故记录测试平均结果。

测试结果

1) 输出电流 I_o 为 1.2A 时,调节电源电压 U_s 由 45 V 增至 55 V,测试电压调整率 S_U ,结果见表 1:

Table 1. Adjusting the power supply voltage record**表 1.** 调整电源电压记录

电源电压(V)	输出电压(V)	输出电流(A)
45.006	30.034	1.207
55.000	30.001	1.205

根据测试记录表数据, 我们可以计算系统的电压调整率 S_U , 计算公式如下:

$$S_U = \left| \frac{U_{055} - U_{045}}{U_{045}} \right| \quad (2)$$

其中 U_{045} 表示 $U_S = 45 \text{ V}$ 时的输出电压, U_{055} 表示 $U_S = 55 \text{ V}$ 时的输出电压, 由此算得 $S_U = 0.199\%$ 。

2) 电源电压 U_S 为 50V 时, 调整负载电阻 R_L , 将输出电流 I_O 由 1.2 A 减小至 0.6 A, 测试负载调整率 S_I , 结果见表 2:

Table 2. Adjusting the load resistance record**表 2.** 调整负载阻值记录

电源电压(V)	输出电流(A)	输出电压(V)
49.994	1.205	29.980
50.012	0.598	29.991

根据测试记录表数据, 我们可以计算系统的负载调整率 S_I , 计算公式如下:

$$S_I = \left| \frac{U_{00.6} - U_{01.2}}{U_{01.2}} \right| \quad (3)$$

其中 $U_{00.6}$ 表示 $I_O = 0.6 \text{ A}$ 时的输出电压, $U_{01.2}$ 表示 $I_O = 1.2 \text{ A}$ 时的输出电压, 由此算得 $S_I = 0.037\%$ 。

3) 测试电源电压 U_S 为 50 V, 输入电流 I_O 为 1.2 A 时变换器的效率 η_1 和工作模式, 结果见表 3:

Table 3. Records of various indicators of DC power supply**表 3.** 直流供电各项指标记录

电源电压(V)	输入电压(V)	输入电流(A)	输出电压(V)	输出电流(A)	储能端电压(V)	储能端电流(A)
50.002	25.037	2.537	30.046	1.207	17.198	1.319

根据测试记录表数据, 我们可以计算变换器效率 η_1 , 计算公式如下:

$$\eta_1 = \frac{P_O + P_B}{P_I} \times 100\% \quad (4)$$

其中 $P_I = U_I \cdot I_I$, $P_O = U_O \cdot I_O$, $P_B = |U_B \cdot I_B|$, 由此算得 $\eta_1 = 92.807\%$ 。根据储能端电流方向, 得出, 系统稳定工作在模式 I 状态。

4) 当输出电流 I_O 为 1.2 A 时, 调节电源电压 U_S 由 55 V 减小至 25 V, 测试变换器在 U_S 变化的全范围内实现最大功率点跟踪时的偏差 δ_{U_1} 和电压调整率 S_U , 结果见表 4:

Table 4. Maximum power point tracking record

表 4. 最大功率点跟踪记录

电源电压(V)	输入电压(V)	输出电压(V)	偏差(V)	电压调整率(%)
54.994	27.451	29.971	0.046	0.010
24.999	12.537	29.968	0.038	0.053

最大功率点跟踪的偏差 δ_{U_1} 计算公式如下:

$$\delta_{U_1} = \left| U_1 - \frac{U_S}{2} \right| \quad (5)$$

根据测试记录表数据和公式(2) (5), 将偏差 δ_{U_1} 和电压调整率 S_U 计算所得结果填入表 4。

5) 当电源电压 U_S 为 35 V 时, 调节负载电阻, 使 I_O 由 1.2 A 减小至 0.6 A, 测试变换器的工作模式状态和负载调整率 S_I , 结果见表 5:

Table 5. Adjusting the load resistance record

表 5. 调整负载阻值记录

电源电压(V)	输出电流(A)	输出电压(V)	储能端电流(A)
34.993	1.204	29.971	-0.469
34.995	0.598	29.974	0.653

根据测试记录表数据和公式(3), 计算得系统负载调整率 $S_I = 0.01\%$, 系统能够由模式 II 状态自动切换到模式 I 状态。

6) 当电源电压 U_S 为 35 V, 输出电流 I_O 为 1.2 A 时, 测试变换器的工作模式、输出电压 U_O 和效率 η_{II} , 结果见表 6:

Table 6. Records of various indicators of DC power supply

表 6. 直流供电各项指标记录

电源电压(V)	输入电压(V)	输入电流(A)	输出电压(V)	输出电流(A)	储能端电压(V)	储能端电流(A)
34.993	17.566	1.779	29.971	1.204	15.505	-0.469

变换器的效率 η_{II} 的计算公式如下:

$$\eta_{II} = \frac{P_O}{P_I + P_B} \times 100\% \quad (6)$$

由此算得效率 $\eta_{II} = 93.674\%$, 系统稳定工作在模式 II 状态。

7) 硬件实物图如图 8 所示。

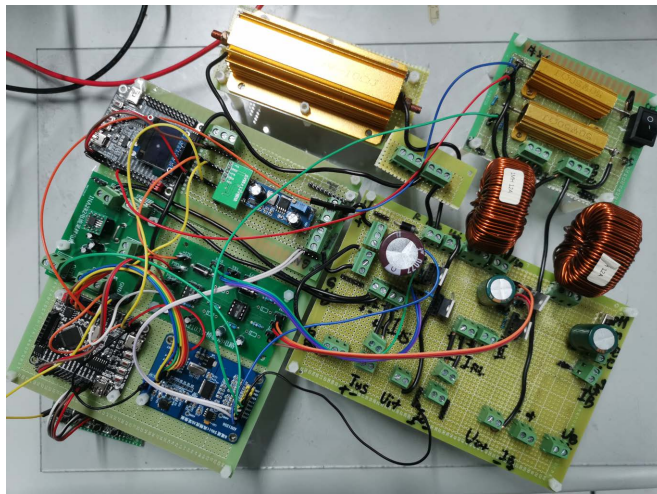


Figure 8. Physical picture of the overall circuit
图 8. 整体电路实物图

6. 结论

本文设计了一款基于 STM32 的光伏发电系统三端口 DC-DC 变换器, 并详细介绍了各硬件电路的选用以及软件部分的设计思路。通过对输出电压和输出电流进行采样, 调用 PID 算法进行 PWM 调制, 驱动 IR2103 电路, 实现稳定输出直流电压。采用控制简单、容易实现的 MPPT 算法实现最大功率点跟踪, 提高光伏发电效率, 系统控制方法较为先进。根据测试结果, 系统始终能够稳定输出直流电压。系统能够根据不同光伏输入, 自动调整工作模式。在模式 I 状态下, 系统效率 η_I 为 92.807%; 在模式 II 状态下, 系统效率 η_{II} 为 93.674%; 且电压调整率不大于 0.1%, 负载调整率不大于 0.1%。通过实验测试验证了本文所设计系统和控制策略的有效性, 可以稳定、高效地用于多种光伏储能系统中。

参考文献

- [1] 刘硕, 高莹, 辛迪熙, 杨立永. 非隔离储能型三端口开关升压变换器在光伏系统中应用的研究[J]. 太阳能学报, 2021, 42(7): 139-145.
- [2] 张帆. 应用于模块化光伏直流并网系统的三端口 DC/DC 变换器研究[D]: [硕士学位论文]. 徐州: 中国矿业大学, 2019.
- [3] 刘宝宝. 用于复合储能的三端口 DC/DC 变换器研究[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北京交通大学, 2018.
- [4] 邓己媛, 陈松, 范仰栋, 吴远沪, 朱熙宇. 基于 INA282 的集成电压电流检测电路设计与优化[J]. 电子器件, 2019, 42(4): 953-957.
- [5] 邵文权, 王猛, 吴朝俊, 程远, 刘毅力. 基于改进滑模控制的光伏系统 MPPT 控制策略[J]. 太阳能学报, 2021, 42(10): 87-93.
- [6] 崔建国, 宁永香. 消除密勒电容实现光电耦合器快速工作的研究[J]. 山西电子技术, 2020(4): 91-93.
- [7] 徐贵鑫, 许金字, 王利斌, 金海. 基于 STM32 的单相不间断式 UPS 电源设计与实现[J]. 软件工程与应用, 2021, 10(3): 302-310.
- [8] 张西晨, 徐颖捷, 包齐栋. 基于 STM32 的简易数控直流稳压电源系统的设计[J]. 软件工程与应用, 2021, 10(3): 354-364.
- [9] 厉俊, 郑佳蕙. 基于 STM32 的开关电源模块并联供电系统[J]. 软件工程, 2020, 23(3): 4-8.
- [10] 柳彦钊. 基于 STM32 的数控开关电源设计[D]: [硕士学位论文]. 西安: 西安科技大学, 2019.
- [11] 吴伯彪, 郭禧斌. 基于功率预测的自适应变步长 MPPT 算法研究[J]. 电测与仪表, 2021: 1-7.
- [12] 梁明玉, 蔡新红, 赵咪. 基于改进粒子群算法的光伏系统 MPPT 控制研究[J]. 计算机仿真, 2021, 38(10): 133-139+153.