

基于双向 Buck-Boost 变换器的锂电池组 充放电系统设计

杨松霖, 杨学良, 徐贺杨, 邓慧慧, 洪应平

(中北大学 仪器与电子学院, 太原 030051)

摘要: 目前锂电池组在电动汽车、便携式电子设备以及可再生能源系统中得到广泛应用, 针对锂电池组在使用过程中存在的过充、过放等问题, 对双向 Buck-Boost 变换器进行了研究; 分析了其工作原理和锂电池组充放电特性, 采用电压电流双闭环控制, 设计了恒流恒压充电控制方案; 对锂电池充放电系统的关键参数设计进行了总结, 搭建了样机; 进行了恒压恒流充放电测试, 实现了 1% 精度的电压电流控制, 验证了设计的正确性和有效性; 提高锂电池组在使用过程中的性能和寿命, 为实际工程应用提供了重要借鉴意义。

关键词: 双向 Buck-Boost 变换器; 锂电池; 充放电管理系统; 电压电流双环控制; 恒压恒流充电

Design of Charging and Discharging System for Lithium Battery Pack Based on Bidirectional Buck-Boost Converter

YANG Songlin, YANG Xueliang, XU Heyang, DENG Huihui, HONG Yingping

(School of Instrument and Electronics, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: Currently, lithium battery packs are widely used in electric vehicles, portable electronic devices, and renewable energy systems, which have the shortages of overcharging and over-discharging during usage. To solve the issues, this paper studies bidirectional Buck-Boost converters, analyzes the working principles of these converters and the charge-discharge characteristics of lithium battery packs, designs a constant current and constant voltage charging control strategy using voltage and current dual closed-loop control scheme, summarizes key parameters for the lithium battery charge-discharge system, constructs a prototype of the system, and performs constant voltage and constant current charge-discharge testing, achieving the accuracy by 1% in voltage and current control, which verifies the correctness and effectiveness of the designed system, improves the performance and lifespan of lithium battery packs during usage, and has a significant reference value for practical engineering applications.

Keywords: bidirectional Buck-Boost converter; lithium battery; charge and discharge management system; voltage and current dual closed-loop control; constant voltage and constant current charging

0 引言

随着全球对可持续能源解决方案的需求日益增长, 锂电池作为一种高效、高能量密度的储能设备, 在电动汽车、便携式电子设备以及可再生能源存储系统中得到了广泛应用^[1]。然而, 锂电池的性能和寿命极大地依赖于其充放电管理系统的精确控制, 在其使用过程中的过充、过放、过流充电会影响电池的使用寿命^[2], 一个设

计优良的充放电管理系统能够最大化电池的能量利用率, 显著延长电池的使用寿命。

锂电池组充放电管理系统由充放电控制器和 DC/DC 功率变换器组成^[3]。充放电控制器采集充放电过程中的电池和 DC/DC 功率变换器的电压与电流, 根据充放电要求控制 DC/DC 功率变换器调节充放电电压与电流大小。DC-DC 变换器根据输入与输出端的电气隔离特性可分为隔离式和非隔离式两大类, 隔离式 DC-DC

收稿日期:2025-02-21; 修回日期:2025-03-25。

作者简介:杨松霖(1998-),男,硕士研究生。

洪应平(1984-),男,博士,副教授。

引用格式:杨松霖,杨学良,徐贺杨,等. 基于双向 Buck-Boost 变换器的锂电池组充放电系统设计[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(8):283-292,300.

变换器通过变压器实现输入与输出端的电气隔离,既能消除共模干扰,又可灵活实现电压升降与多路输出。典型的拓扑结构有反激式 DC-DC 变换器、LLC 谐振变换器、移相全桥变换器。文献 [4] 采用不对称半桥反激式变换器设计了锂电池充电器的设计和研究,利用变压器漏感与开关管结电容的谐振效应,实现零电压开通,降低了开关损耗,但是不对称控制方式导致变压器励磁电流存在直流分量,铁氧体磁芯因饱和磁密低,需通过开气隙防止磁饱和。气隙降低了励磁电感,导致励磁电流增大,铜损和铁损上升,变压器体积受限,功率密度较低,难以适用于大功率场景。文献 [5] 采用 LLC 谐振变换器设计了光伏锂电池充电器研究和设计。LLC 谐振变换器因其可以在全负载范围内实现软开关,在高效率、低 EMI、高功率密度方面存在显著优势。但其在偏离谐振点工作时效率急剧下降,而且谐振参数需精确匹配,设计困难。文献 [6] 采用移相全桥变换器实现了燃料电池的放电管理,在这种拓扑结构中原边开关管能够实现零电压开断,并通过调整两组桥臂间的相位差调节输出电压,控制策略较为简便。然而副边二极管反向恢复问题显著、环流损耗较高、占空比丢失,以及轻负载条件下难以维持软开关特性等,影响变换器的效率与稳定性。隔离 DC-DC 由于其单向电能流动特性,一般只用于充电或放电的单一设计。非隔离 DC-DC 变换器典型拓扑结构有 Buck 变换器、Boost 变换器、Buck-Boost 变换器等。非隔离 DC/DC 变换器通过反馈信号对内部环路进行调控,产生相应的占空比信号,控制开关管动作实现电压电流调整^[7]。Buck 变换器用于降压调节,Boost 变换器具有升压特性,因此一般采用 Buck 变换器作为锂电池充放电系统的充电电路,Boost 变换器作为锂电池充放电系统的放电电路。文献 [8] 分别采用 Buck 变换器和 Boost 变换器设计了充电和放电电路。充放电电路分开设计,增加了设计成本和设计复杂度,降低了充放电系统的功率密度,因此双向 Buck-Boost 变换器成为锂电池充放电管理系统的理想选择^[9]。Buck-Boost 变换器通过共用功率器件,有效增加了系统功率密度,由于采用双开关控制,可以实现同步 Buck 或同步 Boost,相比于单一的 Buck 与 Boost 变换器,采用二极管续流,开关损耗显著降低,尤其是在大电流应用场景中。基于 Buck-Boost 变换器的充放电系统通过精确控制充电电流和电压,可以有效地避免过充、过放等损害电池的行为,提高整个系统的功率密度,降低设计成本。

本文提出了一种基于双向 Buck-Boost 变换器的锂电池组充放电系统的设计。详细介绍了双向 Buck-Boost 变换器的工作原理,并对其关键参数进行分析。分析了

锂电池的充放电特性,对双向 Buck-Boost 变换器进行建模,设计了锂电池充放电的控制方案。最后,搭建了系统样机通过实验验证所设计系统的有效性。本研究不仅为锂电池组充放电管理提供了一种高效的解决方案,也为相关领域的工程师和研究人员提供了有价值的参考。

1 双向 Buck-Boost 变换器

1.1 拓扑结构

双向 Buck-Boost 变换器是一种非隔离 DC-DC 变换器,由电感 L , 开关管 S_1 和 S_2 , 低压侧电容 C_l , 高压侧电容 C_h 组成。拓扑结构如图 1 所示,由于双向 Buck-Boost 变换器具有功率双向传递特性,为避免歧义定义 u_l 为低压侧, u_h 为高压侧。

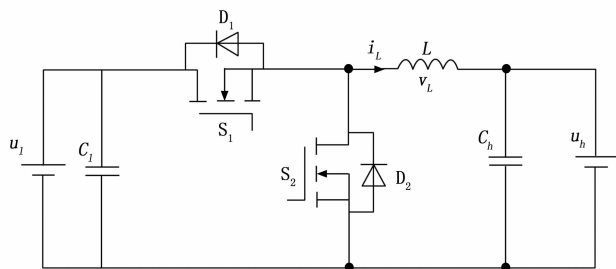


图 1 双向 Buck-Boost 变换器拓扑结构

1.2 工作原理

双向 Buck-Boost 变换器具有两个开关管 S_1 和 S_2 , 两个开关管互补导通。因此 Buck-Boost 变换器具有两个可控的自由变量开关管 S_1 的驱动信号占空比 d_1 和开关管 S_2 的驱动信号占空比 d_2 。控制 d_1 可以让变换器工作于 Buck 模式,控制 d_2 可以让变换器工作 Boost 模式。由于两个开关管互补导通, d_1 和 d_2 关系式如下:

$$d_1 = 1 - d_2 = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (1)$$

T_s 为变换器工作一个周期的时间, T_{on} 为开关管 S_1 导通时间, T_{off} 为开关管 S_1 关断时间。

1.2.1 Buck 模式

Buck 模式的工作波形和等效电路如图 2 所示。在一个周期内,根据 S_1 的开通与关断状态,可以得到 Buck 模式下的两种模式^[10]。Buck 模式下,功率流动方向为高压侧流向低压侧。

工作模式 1 [t_0 , t_1]: 等效电路如图 2 (a) 所示。 S_1 导通, S_2 关断,开关管 S_2 的体二极管 D_2 两端电压为 $-u_h$,处于关断状态。 u_h 为电感 L 、低压侧电容 C_l 充电和低压侧 u_l 供电,电感 L 两端电压为 $u_h - u_l$,电感电流 i_L 线性上升,上升斜率为:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_h - u_l}{L} \quad (2)$$

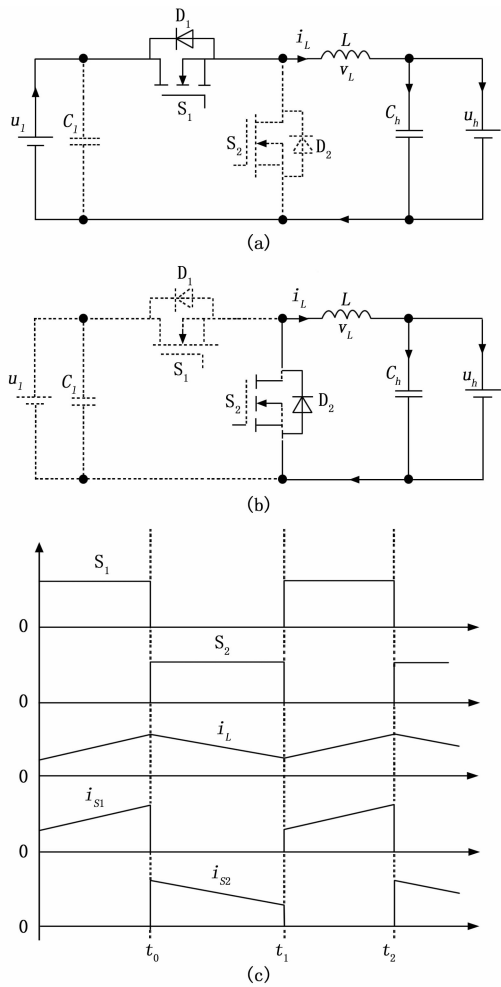


图 2 Buck 模式工作波形图和等效电路图

工作模式 2 $[t_1, t_2]$: 等效电路如图 2 (b) 所示。 S_1 关断, S_2 导通, 高压侧 u_h 与后级电路断开, 电感 L 释放储存能量向低压侧电容 C_l 和低压侧 u_l 供电, 电感 L 两端电压为 $-u_l$, 电感电流 i_L 线性下降, 下降斜率为:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{u_l}{L} \tag{3}$$

在下一周期开始时, 根据此时电感电流 i_L 的状态可以将变换器工作状态分为断续导通模式 DCM (Discontinuous Conduction Mode), 临界导通模式 BCM (Boundary Conduction Mode), 连续导通模式 CCM (Continuous Conduction Mode) 3 种状态。工作于 DCM 模式时, 在下一个周期开始前, 电感电流 i_L 会提前降为 0; 工作于 BCM 模式时, 在下一个周期开始时, 电感电流 i_L 刚好降为 0; 工作于 CCM 模式时, 在每一个周期内, 电感电流 i_L 不会降为 0。

根据伏秒平衡原则和上述工作模式分析, 在 CCM 模式下, 可以得到 Buck 模式下的变换器增益 M_{Buck} 为:

$$M_{\text{Buck}} = \frac{u_l}{u_h} = \frac{1}{d_1} \tag{4}$$

1.2.2 Boost 模式

Boost 模式的工作波形和等效电路如图 3 所示。在一个周期内, 根据 S_2 的开通与关断状态, 可以得到 Boost 模式下的两种模式^[11]。Boost 模式下, 功率流动方向为低压侧流向高压侧。

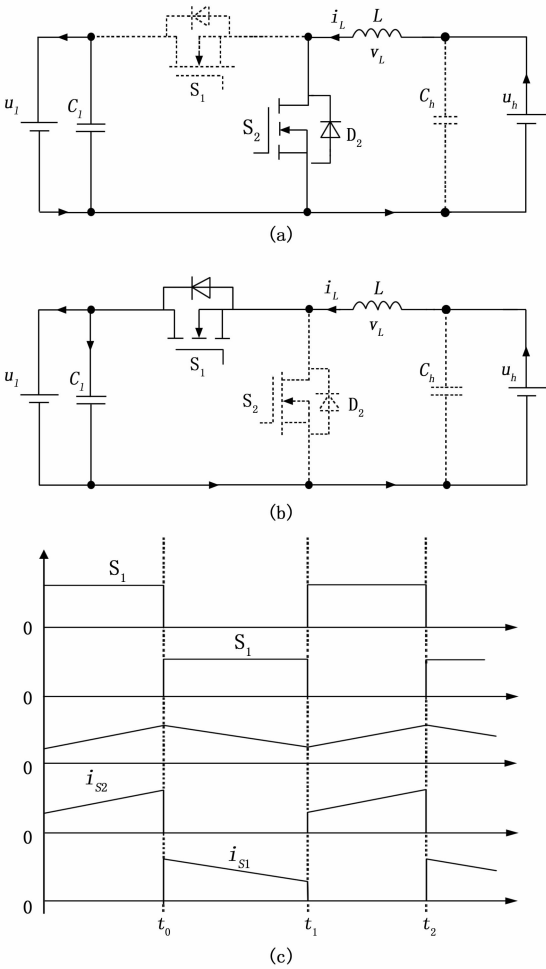


图 3 Boost 模式工作波形图和等效电路图

工作模式 1 $[t_0, t_1]$: 等效电路如图 3 (a) 所示。 S_2 导通, S_1 关断, 开关管 S_1 的体二极管 D_1 两端电压为 $-u_l$, 处于关断状态。低压侧 u_l 为电感 L 充电, 电感 L 两端电压为 u_l , 电感电流 i_L 线性上升, 上升斜率如式 (4) 所示。高压侧 u_h 由高压侧电容 C_h 提供稳定电压。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_l}{L} \tag{5}$$

工作模式 2 $[t_1, t_2]$: 等效电路如图 3 (b) 所示。 S_2 关断, S_1 导通, 低压侧 u_l 和电感 L 共同为高压侧电容 C_h 和高压侧 u_h 供电, 电感 L 两端电压为 $u_l - u_h$, 电感电流 i_L 线性下降, 下降斜率为:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_l - u_h}{L} \tag{6}$$

根据伏秒平衡原则和上述工作模态分析,在 CCM 模式下,可以得到 Boost 模式下的变换器增益 M_{Boost} 为:

$$M_{\text{Boost}} = \frac{u_h}{u_l} = \frac{1}{1-d_2} \quad (7)$$

1.3 控制方式

Buck-Boost 变换器根据反馈不同,可以分为电压环控制^[12]和环电流环控制^[13]。电压环控制以输出电压作为反馈,保证输出电压与设定值一致;电流环控制以输出电压作为反馈,保证输入电流波形和输入电压波形保持一致。电压环控制较为简单,易于分析和设计,但是响应速度慢,无限流功能。电流环则可以增强电路稳定性并且响应速度快,有限制过流能力。采用两种控制组合的电压外环电流内环控制方式^[10],可以结合两者优点,得到一个可以实现恒流恒压的变换器。

2 锂电池充放电特性

锂电池常用的充电方式有恒压充电、恒流充电、恒流恒压充电、脉冲充电等充电方式^[11]。

恒压充电^[12]过程中,整个充电阶段始终维持在一个恒定的电压进行充电。充电初期,由于电池的端电压较低,较大的充电电流会流经电池内阻,导致在电池内阻上产生较大的压降,并带来显著的能量损耗。这种高电流在充电初期可能会对电池的健康状态造成不利影响,加速电池的老化或损坏。随着充电过程的推进,电池逐渐接近其充满状态,此时电池两端的电压与设定的恒定充电电压相接近,所需的充电电流变得越来越小,进入涓流充电阶段,以微小的电流继续为电池补充能量直至完全充满。恒压充电能够在充电后期温和地对待电池,减少过充的风险,但在充电初期的大电流冲击仍然是其主要缺点之一。

恒流充电^[13]模式在整个充电过程中保持充电电流的恒定。充电初期,当电池电压相对较低时,可以实现较快的充电速度。随着充电过程的推进,电池电压逐渐升高,持续使用恒定高电流充电会引发一系列问题。在充电后期,由于电池内部化学反应速率跟不上外部充电电流的速度,会导致明显的温升现象。此外,电池内部会产生所谓的极化效应,即电荷在电极表面的堆积,这增加了电池内部电阻,并进一步加剧了热量的产生和能量损耗。在充电后期,虽然仍维持相同的充电电流,但实际能有效充入电池的能量变得非常有限,导致充电效率显著下降。在锂电池电压较低的情况下,若采用较大的电流进行充电,可能会对电池造成不可逆的损害,如锂离子沉积形成枝晶,这些枝晶不仅会降低电池容量,还可能刺穿隔膜引发短路,从而构成安全隐患。

恒流恒压充电^[14]方法结合了恒流充电和恒压充电的优点,是一种优化的充电策略。在充电初期,采用

较小的充电电流进行预充电阶段。通过使用较低的电流充电,可以温和地恢复电池电压水平,减少对电池内部结构的压力,起到保护电池的作用,避免因直接大电流充电造成的损害。进入恒流充电阶段后,根据电池的最大充电速率,充电系统会提供一个相对较大的恒定电流。由于充电电流较大,因此能够快速提升电池的电量,极大地提高了充电速度和效率。当电池电压逐步升高并接近其满充电压时,充电模式将自动切换到恒压充电阶段。充电电压被精确控制在一个略低于电池最大允许电压的固定值,而充电电流则逐渐减小。这种方法确保了电池可以在不发生过的情况下,平稳地达到完全充电状态,提高了充电效率,延长了电池的使用寿命,减少了电池因过度充电而导致的老化和损坏风险。

脉冲充电^[15]采用恒定电流大小且具有一定开关频率的脉冲进行充电,在每个开关周期内包含一段去极化时间,从而提高电池的有效可充容量。在脉冲充电过程中,充电器以特定频率输出一系列电流脉冲。每个脉冲周期包括两个阶段:充电阶段和去极化阶段。在充电阶段,电池接收一个恒定电流的脉冲;而在随后的去极化阶段,充电暂停,给电池提供一段“休息”时间。这种设计通过减少极化效应,允许离子重新分布,进而提升充电效率,并改善电池反应动力学。这种方法不仅提高了电池的实际可用容量,还延长了电池的使用寿命。

3 系统总体方案分析设计

3.1 Buck-Boost 变换器工作模式设计

双向 Buck-Boost 变换器可以在不改变输入输出极性的条件下,实现能量的双向流动。电池组位于 Buck-boost 变换器的高压侧,外部直流电源和电子负载位于低压侧。为电池组充电时,Buck-Boost 变换器工作于 Buck 模式,外部直流电源经过变换器调节后,采用恒流恒压充电方式为电池组充电。电池组放电时,Buck-Boost 工作于 Boost 模式,将电池组电压放大后流向外部的电子负载。工作模式结构如图 4 所示。

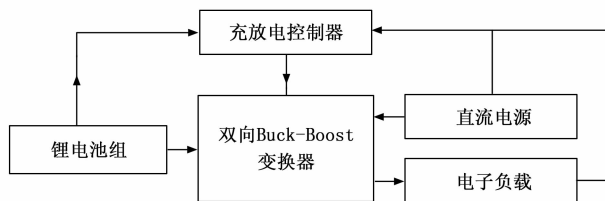


图 4 工作模式结构图

3.2 Buck-Boost 变换器参数设计

充电模式下,Buck-Boost 变换器设计指标如表 1 所示。

表 1 充电设计指标

电气参数	设计指标
额定输入电压 u_{in}/V	48
最大输入电压 $u_{in\ max}/V$	50
最小输入电压 $u_{in\ min}/V$	30
额定充电电压 u_c/V	24
最大充电电压 u_{cmax}/V	30
最小充电电压 u_{cmin}/V	0
充电电流 i_c/A	≤ 25
开关频率 f_s/kHz	200

放电模式下, Buck-Boost 变换器设计指标如表 2 所示。

表 2 放电设计指标

电气参数	设计指标
额定放电电压 u_r/V	24
最大放电电压 u_{rmax}/V	30
最小放电电压 u_{rmin}/V	20
额定输出电压 u_o/V	48
最大输出电压 u_{omax}/V	50
最小输出电压 u_{omin}/V	30
输出电流 i_o/A	≤ 12.5
开关频率 f_s/kHz	200

3.2.1 充电模式电感 L 计算与选型

在充电模式下, Buck-Boost 变换器工作于 Buck 模式, 根据变换器的工作原理分析, 在额定工况下, 变换器开关管 S_1 的驱动信号的占空比 d_1 由式 (3) 可得:

$$d_1 = \frac{u_c}{u_{in}} = 0.5$$

(8)

电感纹波电流决定电感 L 的选型, 根据工程经验, 一般电感电流纹波系数 K_{ripple} 取 30%, 电感纹波电流 i_{ripple} 为:

$$i_{ripple} = K_{ripple} i_c = 7.5 A$$

(9)

根据变换器工作原理, 在工作模式 2 下, 工作于 CCM 模式时, 电感 L 两端电压为 $-u_c$, 电感电流下降 7.5 A, 由式 (1) ~ (3) 可得最小电感为:

$$L \geq \frac{u_c}{i_{ripple} f_s} (1 - d_1) = 8 \mu H$$

(10)

3.2.2 放电模式电感 L 计算与选型

在放电模式下, Buck-Boost 变换器工作于 Boost 模式, 根据变换器的工作原理分析, 在额定工况下, 变换器开关管 S_2 的驱动信号的占空比 d_2 由式 (3) 可得:

$$d_2 = 1 - \frac{u_r}{u_o} = 0.5$$

(11)

采用与充电模式相同的电感电流纹波系数 K_{ripple} , 计算纹波电流为:

$$i_{ripple} = \frac{K_{ripple} i_c}{1 - d_2} = 7.5 A$$

(12)

根据变换器工作原理, 在工作模式 1 下, 工作于 CCM 模式时, 电感 L 两端电压为 $-u_r$, 电感电流下降 3.75 A, 由式 (1) ~ (3) 可得最小电感为:

$$L \geq \frac{u_r d_2}{i_{ripple} f_s} = 8 \mu H$$

(13)

由于充放电过程中电感共用, 并且为保留一定设计余量, 选择 10 μH 电感。

已知电感 L , 可以得到变换器在充电模式下, 工作模式 1 时, 电流上升值, 由此可知充电电感峰值电流 i_{pc} 为:

$$i_{pc} = i_c + \frac{d_1 (u_c - u_{in})}{2 L f_s} = 28 A$$

(14)

根据变换器在放电模式下, 工作模式 1 时, 可以得到放电电感峰值电流 i_{pr} 为:

$$i_{pr} = i_o + \frac{d_1 u_r}{2 L f_s} = 15.5 A$$

(15)

电感 L 应该满足在充电峰值电流 i_{pc} 处不能出现过流饱和。

3.2.3 低压侧电容 C_l 计算与选型

为保证充电过程中电压稳定, 定义 Buck-Boost 变换器低压侧电压纹波 u_{rl} 为 0.1 V, 理想工况下, 认为电容为理想状态无内阻, 根据电路电压纹波可以计算出低压侧电容 C_{low} :

$$C_l \geq \frac{u_c (1 - d_1)}{8 L V_{rl} f_s^2} = 37.5 \mu F$$

(16)

实际应用中, 由于电容具有内阻, 需要计算选型电容的最大内阻, 假设电容吸收全部的电感电流纹波, 输出电压为理想直流, 可以计算出电容最大内阻 R_{esrl} 为:

$$R_{esrl} \leq \frac{u_{rl}}{i_{pc} - i_c} = 0.033 \Omega$$

(17)

为保证对称, 同高压侧选用 4 颗 220 μF , 耐压 63 V 的电解电容。

3.2.4 高压侧电容 C_h 计算与选型

定义放电模式高压侧电压纹波 u_{rh} 为 0.1 V, 认为电容为理想状态无内阻, 根据电路电压纹波可以计算出高压侧电容 C_h :

$$C_h \geq \frac{i_o d_2}{2 u_{rh} f_s} = 312 \mu F$$

(18)

假设电容吸收全部的电感电流纹波, 输出电压为理想直流, 根据实际应用, 计算出电容最大内阻 R_{esrh} :

$$R_{esrh} \leq \frac{u_{rh}}{i_{pr} - i_o} = 0.033 \Omega$$

(19)

为保证容值和内阻能够同时满足要求, 选用 4 颗 220 μF , 耐压 63 V 的电解电容。

3.2.5 开关管 S_1 和 S_2 选型

Buck-Boost 变换器在工作时, 开关管 S_1 和 S_2 最大电压应力为变换器高压侧电压, 参照设计指标, S_1 和

S_2 最大电压应力为 50 V, 为防止在开关管导通时发生尖峰击穿, S_1 和 S_2 的额定耐压值大于所承受最大电压的 1.5 倍。由上述计算可知, S_1 和 S_2 流过最大电流为 28 A, 为防止短路或故障下电流过大冲击损坏开关管, S_1 和 S_2 的额定电流值取最大流过值的 2 倍。最终设计选择型号为 BSC070N10NS 的场效应管 (MOSFET), 该场效应管漏源耐压 100 V, 连续漏极电流 80 A, 导通电阻 7 m Ω , 符合设计要求。

3.2.6 栅极驱动电路设计

在 Buck-Boost 变换器拓扑中, 开关管 S_1 和 S_2 的源极电位不同, S_1 源极电位周期变化, 高于 S_2 的源极电位。定义 S_1 为高位管, S_2 为低位管, S_2 的源极与功率参考地共电位。由于控制信号和功率信号参考地电位不同需要采取隔离驱动。传统的栅极驱动电路采用变压器隔离驱动, 该方案需要额外的变压器, 增加了设计复杂度, 降低了 Buck-Boost 变换器功率密度, 不利于锂电池充放电系统设计。因此选择自举升压驱动方案, 当低位管导通时, 高位管的自举电容充电, 以实现驱动高位管。本次设计的栅极驱动电路如图 5 所示。

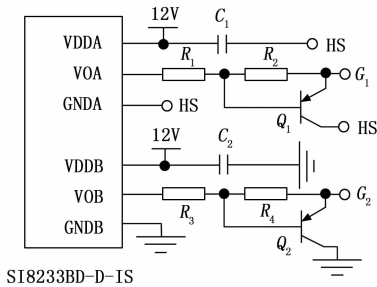


图 5 栅极驱动电路

该驱动方案在采用 SI8233BD-D-IS 驱动芯片驱动开关管, SI8233BD-D-IS 具有两个独立、隔离的驱动器, 隔离电压 5 kVrms, 驱动峰值电流 4 A, 具有足够的隔离和驱动能力, 保证开关管导通速率。为提高开关关断速率, 在开关管栅极和源极连接 PNP 三极管的发射极和集电极, 三极管基极与驱动芯片输出引脚连接。在驱动信号由高电平变为低电平时, 由于开关管栅极和源极存在寄生电容, 三极管发射极电压大于基极电压, 三极管导通, 将开关管栅极和源极短路, 加快关断速率。

3.2.7 电流采集电路设计

电流采集电路如图 6 所示, 采用 GS8552-SR 运算放大器芯片构成的差分放大电路。由采样电阻将电流信号转换成等比例电压信号, 将电压信号经过差分放大转换成适合控制芯片 ADC 采样的电压信号。在充电模式和放电模式时, 采样电阻两端电压极性相反, 为保证在两种模式下都可以实现采样, 在差分取样正输入端增加 1.65 V 的偏置电压。由于电感电流峰值与最大充电电

流近似, 电感电流采集电路同充电采集电路。

充电模式电流采样电路输出电压为:

$$V_{id} = 1.65 + \frac{R_4}{R_1} i_c R_s \quad (20)$$

放电模式电流采样电路输出电压为:

$$V_{id} = 1.65 - \frac{R_4}{R_1} i_c R_s \quad (21)$$

其中: V_{id} 为采样输出电压, i_c 为充电电流, R_s 为采样电阻阻值。

根据上文充电电流最大为 25 A, 最终选取 0.001 Ω 合金电阻作为采样电阻, 差分放大增益系数为 50, R_4 取 4.99 k Ω 电阻, R_1 取 100 Ω 电阻。

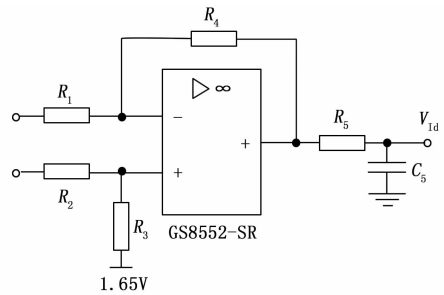


图 6 电流采集差分放大电路

3.2.8 电压采集模块

电流采集电路如图 7 所示, 采用 GS8552-SR 运算放大器芯片构成的差分放大电路。由分压电阻将电压信号等比例缩小, 缩小后的电压信号经过差分放大转换成适合控制芯片 ADC 采样的电压信号。

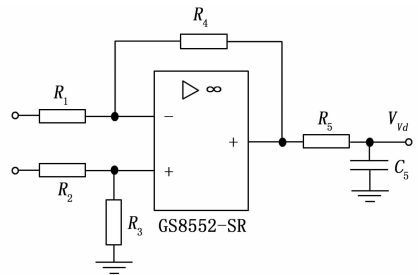


图 7 电压采集差分放大电路

电池端最大电压和充电端最大电压分别为 30 V 和 50 V, 电池端分压电阻选择 1 k Ω 和 30 k Ω 组合, 缩小为原来的 1/31; 充电端分压电阻选择 1 k Ω 和 50 k Ω 组合, 缩小为原来的 1/50。 R_1 和 R_4 分别为 1 k Ω 和 2 k Ω , 差分放大系数为 2。

3.3 控制环路设计

3.3.1 Buck 模式

1) Buck-Boost 变换器数学建模:

双向 Buck-Boost 变换器等效电路如图 8 所示。锂电池采用 Rint 模型, 将锂离子电池等效为一个理想电压源和一个内部电阻串联的结构^[16]。

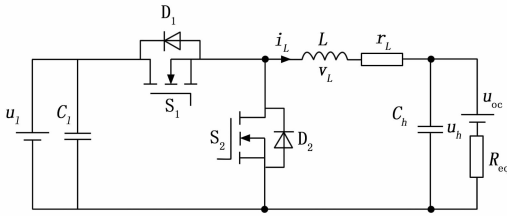


图 8 Buck-Boost 等效电路

根据基尔霍夫定律, 可以得到一个周期 T_s 内不同开关状态时变换器电感和电容的电压电流关系, 当 S_1 导通, S_2 关断时:

$$\begin{cases} C_l \frac{du_l}{dt} = i_L - i_{ul} = i_L - \frac{u_l - u_\alpha}{R_{eq}} \\ L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L = u_h - u_l \end{cases} \quad (22)$$

当 S_1 关断, S_2 导通时:

$$\begin{cases} C_l \frac{du_l}{dt} = i_L - \frac{u_l - u_\alpha}{R_{eq}} \\ L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L = -u_l \end{cases} \quad (23)$$

开关周期平均变量表达式为:

$$\begin{aligned} [x(t)]_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau = \\ &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_{on}} x(\tau) d\tau + \frac{1}{T_s} \int_{t+T_{on}}^{t+T_s} x(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (24)$$

将式 (20) 和 (21) 代入式 (22) 整理可得:

$$\begin{cases} C_l \frac{d(u_l)_{T_s}}{dt} = (i_L)_{T_s} - \frac{(u_l)_{T_s} - (u_\alpha)_{T_s}}{R_{eq}} \\ L \frac{d(i_L)_{T_s}}{dt} + r_L (i_L)_{T_s} = d_1 (u_h)_{T_s} - (u_l)_{T_s} \end{cases} \quad (25)$$

引入小信号扰动:

$$\begin{cases} d_1 = D_1 + \hat{d}_1 \\ (u_l)_{T_s} = U_l + \hat{u}_l \\ (i_L)_{T_s} = I_L + \hat{i}_L \\ (u_h)_{T_s} = U_h + \hat{u}_h \\ (u_\alpha)_{T_s} = U_\alpha + \hat{u}_\alpha \end{cases} \quad (26)$$

由式 (25) 与 (26) 整理可得:

$$\begin{cases} C_l \frac{d(U_l + \hat{u}_l)}{dt} = \\ I_L + \hat{i}_L - \frac{(U_l + \hat{u}_l) - (U_\alpha + \hat{u}_\alpha)}{R_{eq}} \\ L \frac{d(I_L + \hat{i}_L)}{dt} + r_L (I_L + \hat{i}_L) = \\ (D_1 + \hat{d}_1) (U_h + \hat{u}_h) - (U_l + \hat{u}_l) \end{cases} \quad (27)$$

式 (27) 等式成立, 则稳态值的直流项和小信号扰

动的交流项分别相等, 整理式 (27) 可得 Buck 近似小信号模型:

$$\begin{cases} C_l \frac{d\hat{u}_l}{dt} = \hat{i}_L - \frac{\hat{u}_l - \hat{u}_\alpha}{R_{eq}} \\ L \frac{d\hat{i}_L}{dt} + r_L \hat{i}_L = D_1 \hat{u}_h + U_h \hat{d}_1 - \hat{u}_l \end{cases} \quad (28)$$

对式 (28) 进行拉普拉斯变换可得:

$$\begin{cases} sC_l \hat{u}_l = \hat{i}_L - \frac{\hat{u}_l - \hat{u}_\alpha}{R_{eq}} \\ sL \hat{i}_L + r_L \hat{i}_L = D_1 \hat{u}_h + U_h \hat{d}_1 - \hat{u}_l \end{cases} \quad (29)$$

根据式 (29) 可以得到的电路等效如图 9 所示。

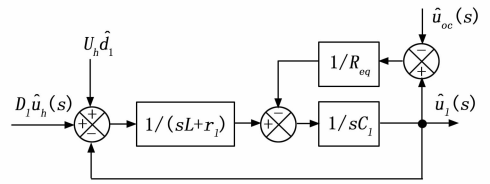


图 9 等效电路框图

由图 9 可得 Buck 模式的传递函数为:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_1} \right|_{\hat{u}_h=0, \hat{u}_\alpha=0} = \frac{\frac{U_h}{R_{eq}} (1 + sR_{eq}C_l)}{(r_L + 1) + s \left(\frac{L}{R_{eq}} + r_L C_l \right) + s^2 C_l L} \quad (30)$$

$$G_{\alpha}(s) = \left. \frac{\hat{u}_l}{\hat{i}_L} \right|_{\hat{d}_1=0, \hat{u}_h=0} = \frac{1}{\frac{1}{R_{eq}} + sC_l} \quad (31)$$

2) 平均电流控制策略:

平均电流控制是当前广泛采用一种电压电流双闭环控制策略, 通过电压外环和电流内环协同工作, 实现输出电流和输出电压的高精度控制。平均电流控制策略如图 10 所示。图 10 中, $G_{uc}(s)$ 为电压环路补偿器, $G_{ic}(s)$ 为电流环路补偿器, $K_i(s)$ 为电感电流采样系数, $K_o(s)$ 为输出电压采样系数^[17]。

电池的恒流充电采用单电流闭环控制, 根据图 10 所示的控制原理, 将电感电流 i_L 采样后与设定的参考电流值 I_{ref} 比较, 将误差信号送入电流环路补偿器, 计算出占空比, 由此精准控制输出电流, 实现恒流充电^[18]。

电池的恒压充电采用电压电流双闭环控制, 根据图 10 所示控制原理图, 将低压侧电压采样后与设定的参考电压比较, 得到误差信号, 经过电压环路补偿器计算得到参考电流值, 与采样的电感电流比较, 得到电流误差信号, 将误差信号送入电流环路补偿器, 得到占空比, 实现低压端电压的精准控制, 实现恒压充电^[19-20]。

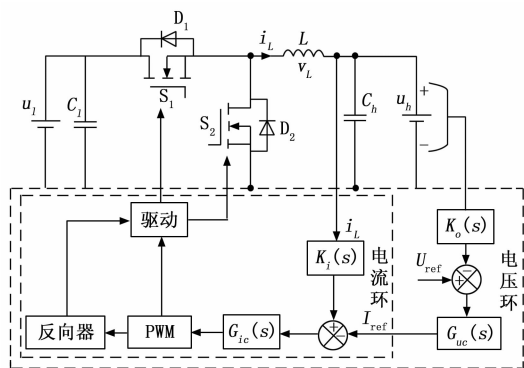


图 10 等效电路框图

3) 控制器设计:

在控制系统设计过程中, 首先对电流内环进行设计, 然后以电流环为基础进行电压环的设计。将双闭环系统设计拆分成两个单闭环系统的设计问题, 简化了系统设计的复杂性。

电流环等效控制如图 11 所示。

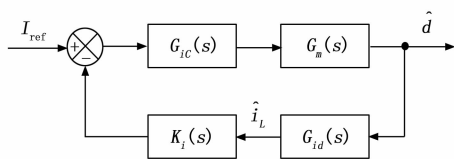


图 11 电流环等效控制框图

图 11 中, $G_m(s)$ 为脉冲调制传递函数, PWM 输出信号的占空比调节一般由电流环输出信号 V_{io} 与载波信号 V_m 比较实现, 载波为固定频率的锯齿波。当 $V_{io} > V_m$ 时, PWM 输出高电平, 当 $V_{io} < V_m$ 时, PWM 输出低电平, 因此 $G_m(s)$ 满足:

$$G_m(s) = \frac{d}{V_{io}} = \frac{1}{V_m} \quad (32)$$

电流环 PI 控制器传递函数 $G_{ic}(s)$ 为:

$$G_{ic}(s) = \frac{K_{ip}s + K_{ii}}{s} \quad (33)$$

因此, 可以得到电流环开环传递函数 $T_i(s)$ 为:

$$T_i(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{I_{ref}(s)} = G_{ic}(s)G_m(s)G_{id}(s)K_i(s) \quad (34)$$

电流环闭环传递函数 $Q_i(s)$ 为:

$$Q_i(s) = \frac{1}{K_i(s)} \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \quad (35)$$

为了保证系统的稳定性和响应速度, 设计电流环的开环传递函数的相位裕度大于 45° , 穿越频率设置在 $1/10$ 的开关频率处。采用第 3 节设计的电路参数, 调节比例系数和积分系数得到如图 12 所示的电流环的传递函数 Bode 图, 其中虚线为无 PI 补偿器的电流环 Bode 图, 实线为补偿后的电流环 Bode 图。补偿前系统截止频率在 7.64×10^5 Hz 处, 相位裕度 90.1° , 补偿后系统

截止频率在 1.97×10^4 Hz 处, 相位裕度 91.9° , 满足设计要求。

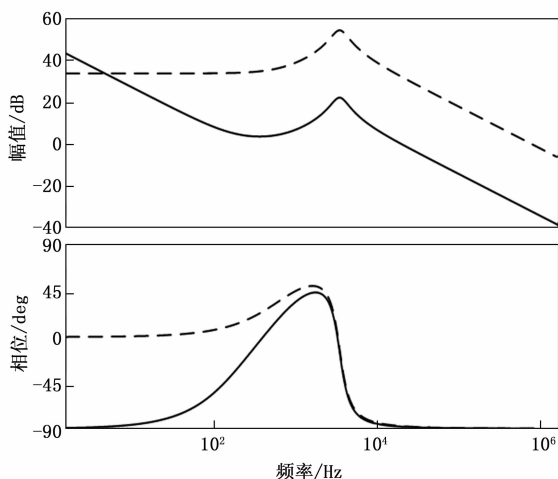


图 12 电流环开环传递函数伯德图

电压环等效控框如图 13 所示。

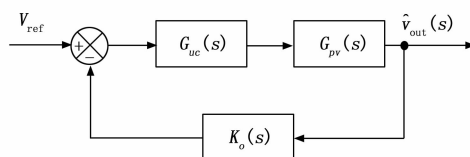


图 13 电压环等效控制框图

图 13 中, $G_{pv}(s)$ 表示输出电压信号对电压环输出信号的传递函数, 当系统工作在稳态情况下, 可以认为电感电流信号和电压环输出的参考电流信号相等, 由此可得 $G_{pv}(s)$ 的表达式为:

$$G_{pv}(s) = Q_i(s)G_{ic}(s) \quad (36)$$

电压环 PI 控制器传递函数 $G_{uc}(s)$ 为:

$$G_{uc}(s) = \frac{K_{up}s + K_{ui}}{s} \quad (37)$$

因此, 电压环开环传递函数 $T_v(s)$ 为:

$$T_v(s) = \frac{\hat{u}_i}{U_{ref}} = K_o(s)Q_i(s)G_{ic}(s) \quad (38)$$

为了降低输出电压纹波对电压控制环的负面影响, 同时保持响应速度, 将电压环的截止频率设置为 1 kHz, 同时确保系统相位裕度大于 45° 。采用第 3 节设计的电路参数, 调节比例系数和积分系数得到如图 14 所示的电压环的传递函数 Bode 图, 其中虚线为无 PI 补偿器的电流环 Bode 图, 实线为补偿后的电流环 Bode 图。补偿前系统截止频率在 91.7 Hz 处, 相位裕度 159° , 补偿后系统截止频率在 1.03×10^3 Hz 处, 相位裕度 136° , 满足设计要求。

3.3.2 Boost 模式

Boost 模式和 Buck 模式分析方法相同, 不过多赘述。

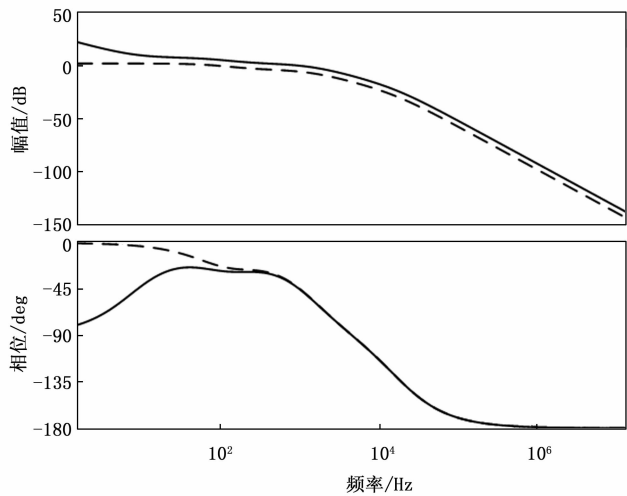


图 14 电流环开环传递函数伯德图

3.4 恒压恒流充电控制程序设计

恒压恒流充电控制程序流程如图 15 所示。充电过程分为预充电、恒流充电和恒压充电 3 个部分，首先根据电池电压采样，判断电池组电压是否小于涓流充电电压阈值，进行预充电还是恒流充电。在电池电压达到恒压充电阈值电压时进行恒压充电，最终根据充电电流大小判断是否结束充电。

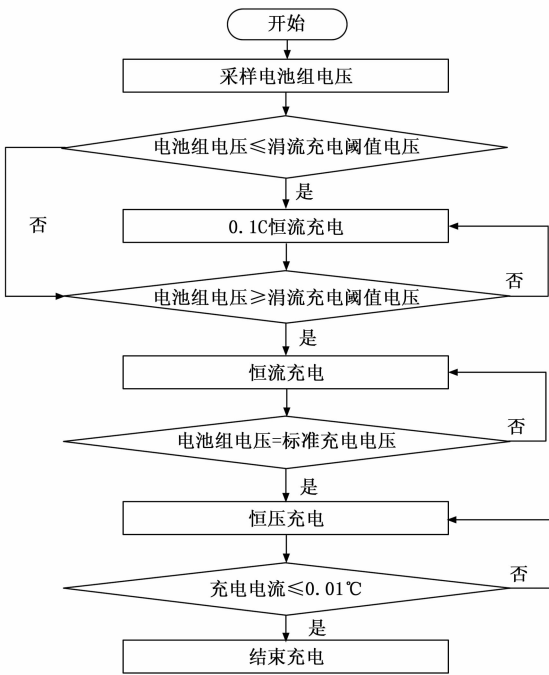


图 15 恒压恒流充电控制程序流程图

4 实验结果与分析

4.1 样机搭建

根据上文参数设计与选型，搭建样机。样机关键参数和主要器件型号分别如表 3 和表 4 所示。

表 3 关键参数

电气参数	数值
电感 $L/\mu\text{H}$	10
低压侧电容 $C_l/\mu\text{F}$	220×4
高压侧电容 $C_h/\mu\text{F}$	220×4

表 4 主要器件型号

器件	型号
主控制器	STM32G474CCU6
开关管 S_1 、 S_2	BSC070N10NS
栅极驱动器	SI8233BD-D-IS
运算放大器	GS8552-SR

为了调试样机硬件电路，分析工作波形，验证理论分析和设计参数的有效性和正确性，搭建了实验平台，示波器用于观察输出电流电压波形，可调直流电源用于供电，18650 锂电池组充电测试样机充电性能。电子负载用于锂电池组放电测试样机放电性能时模拟负载。

4.2 充电测试

以 24 V 18650 锂电池组作为测试电池组，其标称电压 25.9 V，额定容量 9 Ah，标准充电电压 29.4 V，标准充电电流 1.5 A。采 48 V 可调直流源供电，实现 29.4 V 恒压充电，恒压充电测试中充电电压如图 16 所示。

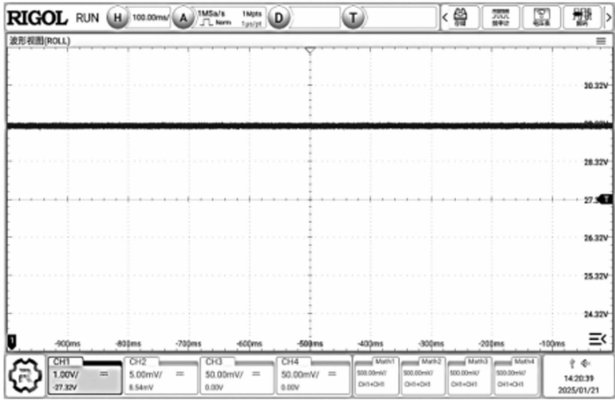


图 16 恒压充电测试图

1.5 A 恒流充电时，充电电流如图 17 所示。

为测试充放电管理系统样机充电稳定性，采用 30、35、40、45、50 V 直流供电，分别进行 29 V 恒压和 1.5 V 恒流充电测试，测试结果如表 5 和 6 所示。

表 5 29 V 恒压充电稳定性测试

供电电压/V	充电电压/V
30	29.21
35	29.18
40	29.27
45	29.25
50	29.28

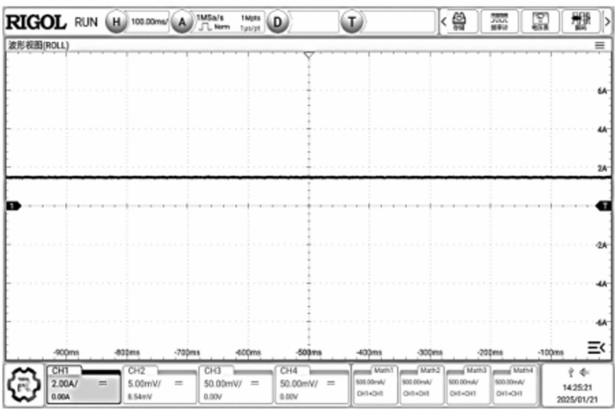


图 17 恒流充电测试图

表 6 1.5 A 恒流充电稳定性测试

供电电压/V	充电电流/A
30	1.50
35	1.51
40	1.50
45	1.51
50	1.51

为测试充放电管理系统样机放电稳定性，以锂电池组作为供电电源，进行 30、35、40、45、50 V 直流输出测试，测试结果如表 7 所示。

表 7 恒压放电稳定性测试

输出电压/V	万用表测量电压/V
30	30.17
35	35.31
40	40.27
45	45.15
50	50.38

由测试结果可以得出，该充放电管理系统样机在恒流和恒压充电过程中可以实现 1 % 的电流和电压精度；在恒压放电过程中可以实现 1 % 的输出电压精度。

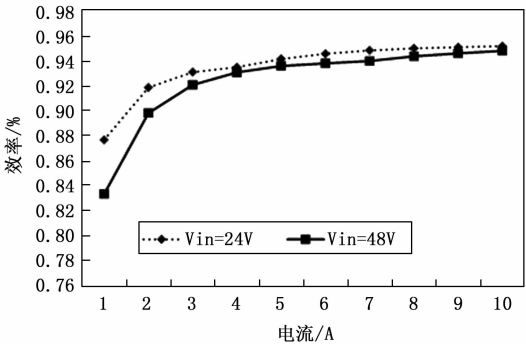


图 18 充放电效率曲线

为测试充放电管理系统样机充放电效率，以 48 V 可调直流源作为供电电源，电子负载作为负载，样机工作

于恒流模式，模拟充放电过程，测试样机在 1~10 A 电流下的工作效率。图 16 中虚线曲线为输入电压 24 V，输出电压 48 V 的样机模拟放电过程的功率曲线；实线为输入电压 48 V，输出电压 24 V 的样机模拟充电过程的功率曲线。

由图 18 的测试结果可以得出，该充电管理系统样机最高充电效率大于 95 %，最高放电效率大于 95.5 %。

5 结束语

本文基于双向 Buck-Boost 变换器，设计了一种锂电池充放电管理系统。根据双向 Buck-Boost 变换器工作原理的分析，总结了关键参数设计依据；建立 Buck-Boost 变换器的数学模型，提出了电压电流双环控制，实现恒流恒压充放电控制。对充放电管理系统的关键模块电路进行了设计选型，搭建了系统样机。最后进行样机测试，验证了设计的正确性和有效性，实验结果表明，该充放电管理系统可以实现 1 % 精度的恒流恒压充放电，充放电最高效率大于 95 %，证明了其在实际工程应用的巨大潜力。

参考文献：

[1] 徐俊, 郭喆晨, 谢延敏, 等. 储能锂电池系统综合管理研究进展 [J]. 西安交通大学学报, 2024, 58 (10): 1-23.

[2] 魏丽君, 李小霞. 基于 STM32 的锂电池充放电系统的研究与设计 [J]. 计算机测量与控制, 2020, 28 (11): 222-226.

[3] 陈天锦, 牛高远, 甘江华, 等. 基于虚拟同步策略的电动汽车 V2G 充电系统研究及样机实现 [J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49 (3): 131-141.

[4] 赵君. 谐振不对称半桥式锂电池充电器研究与设计 [D]. 南京: 南京信息工程大学, 2024.

[5] 杨晓光, 赵硕, 高思佳, 等. LLC 谐振的光伏锂电池充电器研究与设计 [J]. 电源技术, 2019, 43 (8): 1328-1331.

[6] 戴艺凯, 谭文华, 鞠兴龙, 等. 燃料电池用移相全桥 LLC 变换器的设计 [J]. 通信电源技术, 2019, 36 (9): 8-13.

[7] 刘凡, 罗萍, 唐太龙, 等. 宽输入电压降压型 DC-DC 转换器发展综述 [J]. 微电子学, 2023, 53 (5): 897-903.

[8] 刘嘉宣. 基于动力电池生产过程中储能装置的恒流充放电系统研究 [D]. 西安: 长安大学, 2023.

[9] 杨小龙. 基于直流母线的电动汽车充放电系统研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2023.

[10] 高梦真. 峰值电流模 Buck DC/DC 研究与设计 [D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2024.

(下转第 300 页)