

锂电池双层均衡电路的模糊控制方法

徐昕贤*, 王沈平, 唐伟杰, 黄昊, 李吉梁, 罗云林, 田恩刚#

上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海

收稿日期: 2025年4月30日; 录用日期: 2025年5月23日; 发布日期: 2025年5月31日

摘要

随着新能源汽车的快速发展, 电池组均衡管理成为关键技术挑战之一。传统均衡方法存在功耗高、效率低、成本高等问题, 难以满足电动汽车对电池性能的严格要求。为此, 文章提出了一种基于模糊控制的双层Buck-Boost均衡拓扑电路, 旨在提升均衡效率和能量利用率。该电路通过双层结构设计, 实现了电池组内和组间的高效能量传递, 显著缩短了均衡时间。文章详细分析了电路工作原理, 并通过MATLAB/Simulink仿真验证了其有效性。仿真结果表明, 该方案能够有效均衡电池组的荷电状态, 并在实验中验证了其优越性。与传统单层Buck-Boost电路相比, 双层电路在均衡速度、能量利用率和成本效益方面表现更优。模糊控制算法的引入进一步提升了系统的智能化水平。

关键词

锂电池, Buck-Boost电路, 主动均衡, SOC, 模糊控制, 双层电路

Fuzzy Control Method for Double Layer Equalization Circuit of Lithium Battery

Xinxian Xu*, Shenping Wang, Weijie Tang, Hao Huang, Jiliang Li, Yunlin Luo, Engang Tian#

School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Apr. 30th, 2025; accepted: May 23rd, 2025; published: May 31st, 2025

Abstract

With the rapid development of new energy vehicles, battery pack balance management has become one of the key technical challenges. Traditional balancing methods have problems such as high power consumption, low efficiency, and high cost, which make it difficult to meet the strict requirements of

*第一作者。

#通讯作者。

文章引用: 徐昕贤, 王沈平, 唐伟杰, 黄昊, 李吉梁, 罗云林, 田恩刚. 锂电池双层均衡电路的模糊控制方法[J]. 建模与仿真, 2025, 14(5): 1186-1200. DOI: 10.12677/mos.2025.145468

electric vehicles for battery performance. Therefore, this paper proposes a double-layer Buck-Boost equalization topology circuit based on fuzzy control, which aims to improve the equalization efficiency and energy utilization. The circuit is designed with a double-layer structure to achieve efficient energy transfer within and between battery packs, significantly shortening the equilibrium time. In this paper, the working principle of the circuit is analyzed in detail, and its effectiveness is verified by MATLAB/Simulink simulation. The simulation results show that the proposed scheme can effectively balance the state of charge of the battery pack, and its superiority is verified in experiments. Compared to traditional single-layer Buck-Boost circuits, double-layer circuits perform better in terms of equalization speed, energy efficiency, and cost-effectiveness. The introduction of a fuzzy control algorithm further improves the intelligence level of the system.

Keywords

Lithium Battery, Buck-Boost Circuit, Active Equalization, SOC, Fuzzy Control, Double-Layer Circuit

Copyright © 2025 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

随着燃油汽车的广泛使用,能源短缺、气候变化和环境污染等问题愈发突出。数据显示,中国交通运输行业的碳排放量已占到全国碳排放总量的约 10%。在汽车需求持续增长的背景下,为应对日益严峻的能源与环境挑战,电动汽车市场将持续扩大。根据我国电动汽车百人会的预测,我国的电动汽车销售量将在 2025 年或超过 700 万辆[1]。电池作为电动汽车的能源核心,也将迎来改革。

在锂离子电池系统中,单体电池的固有电压特性限制需通过串并联架构实现能量供给。然而制造公差、工况差异及老化速率离散性导致电池组呈现显著荷电状态(State of Charge, SOC)离散化现象,引发单体过充/过放风险,严重制约系统能量利用率。电池均衡管理由此成为保障系统安全性与寿命的关键技术。

现有均衡策略主要分为能量耗散型(被动均衡)与能量转移型(主动均衡)两类。被动均衡通过并联分流电阻实现电荷耗散,其拓扑特征表现为固定式与开关式两种架构[2]。虽具有成本低廉、控制简易等优势,但存在显著能效缺陷,加剧热管理复杂度。如文献[2]所示,研究了分流电阻阻值计算和接入切除法则,从而实现锂电池健康状态(State of Health, SOH)均衡,使所有锂电池同时退役,节约维护成本。而文献[3]提出的脉冲解耦技术,则通过时域分割使均衡损耗降低 37%。

主动均衡技术通过能量迁移机制实现高效管理,主要涵盖四类实现路径:1) 电容式方案,受限于电压敏感特性与微电流均衡能力[4]-[6];2) 电感式架构,需解决多磁路耦合与控制时序同步难题[7]-[9];3) 变换器式结构(Buck-Boost/Cuk),依赖先进控制算法保障动态响应[10]-[12];4) 变压器式方案,面临多绕组空间约束与漏感损耗挑战[13] [14]。各方案在功率密度、均衡速度及体积成本方面形成技术权衡。

当前研究沿三个维度深化发展:拓扑创新方面,双层混合架构整合 Buck-Boost 电路与反激变压器,实现组内/组间分级均衡(均衡速度提升 40%) [15];算法优化层面,贝叶斯优化 PID 控制器[15],提升动态响应速度 28%;电路复合设计则通过 Cuk-LC 串联拓扑,将 SOC 收敛时间缩短至传统方案的 63% [16];粒子群路径规划[17]提升能量传输效率 19%。值得关注的是,当电池间压差降至 0.5 V 阈值以下时,传统均衡系统效率呈现指数衰减趋势,其本质源于固定参数控制与非线性过程的失配。

但是随着均衡进行,电池之间电压差逐渐减小,均衡速度变慢,均衡时间延长,建立精确数学模型

难度较大。而模糊逻辑控制可在均衡控制过程中根据需要动态调整开关占空比,使均衡速度稳定[18]。为此,本文提出了一种采用模糊逻辑控制的双层 Buck-Boost 均衡拓扑电路,不需要精确的数学模型,有效解决了在电池组这类数学建模复杂系统中的速度控制,显著提升了电池均衡效率。

2. 双层主动均衡拓扑结构与原理

2.1. 双层均衡拓扑结构

电池单体通常以串、并联的形式组成电池组,如果只使用单一的均衡电路对多个电池串联组成的电池组进行均衡,会产生均衡过程中电池能量传递路径少、传递距离远的问题,使均衡速度和均衡效率下降。因此本文采用双层均衡结构,两层均衡电路对目标电池进行均衡。本章对两层均衡电路进行了详细的原理介绍。

本文设计的双层均衡系统如图 1 所示,其中包含 4 个电池单体,表示为 $\text{cell}_i (i=1,2,3,4)$ 。每个电池单体 cell_i 与所对应的均衡单元 DC 连接,当电池模块内部需要均衡时,通过均衡单元 DC 来转移能量,每个模块的均衡过程均是独立的;4 个均衡单元 DC 通过双向导通开关组成的开关矩阵与上层两个均衡器 DM 连接。此时当电池模块间出现不一致时,先在上层均衡单元 DM 之间进行能量转移。上层均衡后,再进一步完成下层均衡单元 DC 之间的能量均衡。双层均衡结构具有多个能量传输路径,大大提高了均衡速度。

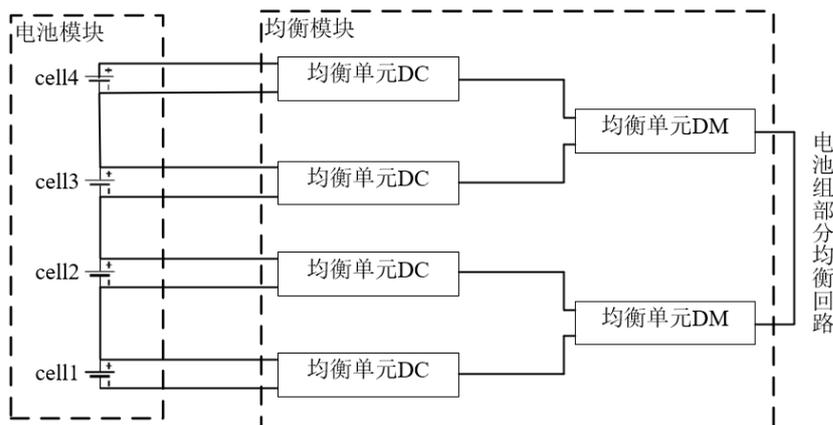


Figure 1. Equalization circuit diagram

图 1. 均衡电路结构图

各层均衡模块是由双向 Buck-Boost 变换器组成。每两个电池单体构成一个模组,模组间均衡和单体间均衡工作原理相同且相互独立。

2.2. 拓扑均衡电路分析

该均衡电路旨在对由 4 个串联电池单体 $\text{BT}_m (m=1,2,3,4)$ 组成的电池系统进行能量均衡。电路由 6 个 MOSFET 和 3 个储能电感构成,每个电池单体 BT_m 均配备一个用于控制充放电的开关管 $Q_n (n=1,2,3,4)$ 。此外,每两个相邻电池单体 BT_m 和 BT_{m+1} 之间并联一个电感 $L_k (k=1,2,3)$ 。

当某个电池单体 BT_m 的能量较高时,其对应的开关管 Q_n 会被导通,使电池、开关管和电感形成一个闭合回路,电池中的能量转移至电感中存储。随后开关管 Q_n 关断,电池 BT_m 从电路中脱离,电感中储存的能量通过 MOSFET 的反并联二极管续流,释放给其他能量较低的电池单体,从而实现电池组内能量的均衡分配。这种设计通过电感的能量转移机制,有效实现了电池系统中各单体之间的能量平衡。

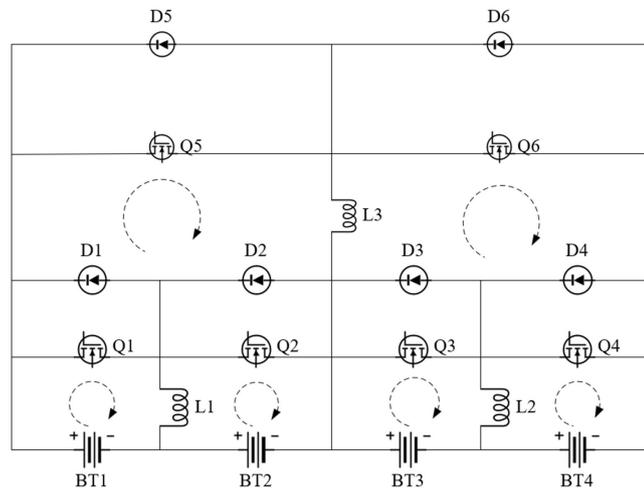


Figure 2. Topology equalization circuit diagram
图 2. 拓扑均衡电路图

多开关电感 Buck-Boost 电路结构克服了传统 Buck-Boost 电路只能在相邻电池之间传递能量的局限性，但在均衡路径较长时，能量传递的效率仍会受到一定限制。底层均衡电路由于需要均衡的电池数量较少，其结构相对简单且控制逻辑易于实现，因此特别适用于电池数量较少的情况。基于这些优点，多开关电感 Buck-Boost 电路被选为底层均衡电路。

组内均衡模块同样采用双向 Buck-Boost 变换器结构。以组内均衡模块和电池单体 BT_1 、 BT_2 为例，其均衡拓扑如图 2 所示。当检测到电池 BT_1 的 SOC 高于电池 BT_2 且达到预设的均衡开启阈值时，控制系统会驱动开关电路生成特定占空比和频率的 PWM 信号，并将其施加到 MOSFET 开关管上。在此过程中，电感作为储能和能量转移的关键元件，将能量从 SOC 较高的电池 BT_1 传递到 SOC 较低的电池 BT_2 ，从而实现电池组内的能量均衡。这种设计通过电感的能量转移机制，有效提升了均衡效率和灵活性，利用能量可以在电感式均衡器中双向移动的特性，来决定回路中能量的流动，保障各节单体电池间电量的一致性[19]。整个均衡过程分为以下三个阶段。

1) BT_1 放电阶段

当 BT_1 的 SOC 高于 BT_2 时，开关管 Q_1 闭合，开关管 Q_2 断开，电池 BT_1 、开关管 Q_1 和电感 L_1 组成通路， BT_1 放电回路如图 3 所示。在开关管 Q_1 闭合期间，电感 L_1 开始储能，电感电流 I_L 持续上升，并在开关管 Q_1 断开的瞬间达到峰值。由于开关管和二极管内阻极小，可以忽略不计，此时满足以下关系：

$$I_L(t) = \frac{V_{BT1}}{L_1} t \quad (0 < t < DT) \quad (1)$$

式中： t 为开关管 Q_1 的导通时间， L_1 为电感的值， V_{BT1} 代表电池 1 两端电压。

电感电流在开关管 Q_1 断开的时刻达到最大值，一个周期内电感电流最大值满足：

$$I_{LPEAK} = \frac{V_{BT1}}{L_1} DT \quad (2)$$

式中： D 为开关的占空比， T 为开关的周期。

2) BT_2 充电阶段

当开关管 Q_1 断开后，续流二极管 D_1 导通，电感 L_1 中储存的磁能转化为电能，并通过由电池 BT_2 、电感 L_1 和开关管 Q_2 组成的闭合回路为 BT_2 充电，如图 4 所示。在此过程中，电感电流从峰值开始逐渐近似线性下降，当 $t = T_f$ 时，电感电流 I_L 下降为 0，电压也随之不断衰减，直至 BT_2 充电过程结束。由于开关

管和二极管的内阻极小，可以忽略不计，充电回路中电感电流的变化可通过以下公式计算：

$$I_L(t) = \frac{V_{BT1}}{L_1} DT - \frac{V_{BT2}}{L_1} (t - DT) \quad (DT < t < T_f) \quad (3)$$

式中： V_{BT2} 代表电池 2 两端电压。

3) 结束阶段

当开关管 Q_1 和 Q_2 均处于断开状态时，电感电流降为零。如果开关周期为 T ，且电路工作在断续模式或临界模式时，必须满足电感电流降至零的时间 T_f 小于或等于开关周期 T 。此时，开关管的 PWM 控制信号的占空比 D 需满足以下条件：

$$D \leq \frac{V_{BT2}}{V_{BT1} + V_{BT2}} \quad (4)$$

通过重复上述充放电过程，电池 BT_1 中多余的能量经由电感 L_1 逐步转移至电池 BT_2 ，最终实现了电池组内能量的均衡分配。

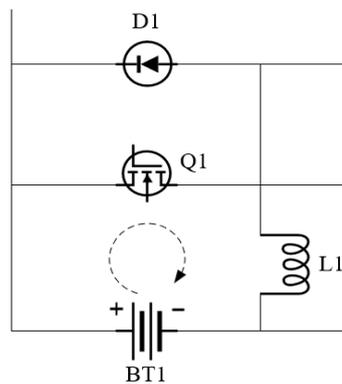


Figure 3. Schematic diagram of the BT_1 discharge phase
图 3. BT_1 放电阶段示意图

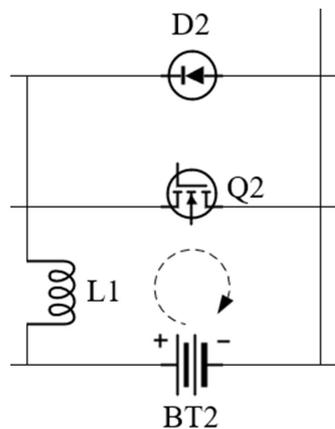


Figure 4. Schematic diagram of the BT_2 charge phase
图 4. BT_2 充电阶段示意图

2.3. 拓扑能量传输效率分析

本文针对上文中 BT_1 和 BT_2 电池单体与单体之间分析流经电感 L_1 的电流 I_L 连续时的能量传输效率情

况。下面公式中： I_1 用来表示在 $0 < t < DT$ 时间内流经电感 L_1 的电流； I_2 用来表示在 $DT < t < T_f$ 时间内流经电感 L_1 的电流； R_1 表示 BT_1 电池单体回路的电阻； R_2 表示 BT_2 电池单体回路的电阻。

当开关管 Q_1 导通时，即在 $0 < t < DT$ 时间内，可以列出电路方程：

$$L_1 \frac{dI_1(t)}{dt} + I_1(t)R_1 = V_{BT1} \quad (5)$$

通过求解可得：

$$I_1(t) = C_1 e^{-\frac{R_1}{L_1}t} + \frac{V_{BT1}}{R_1} \quad (6)$$

电感电流连续时，设 BT_1 放电回路电流初值 I_1 为 I_{Lmin} ，代入式(6)，求解得到 BT_1 放电回路的电流 I_1 ：

$$I_1(t) = I_{Lmin} e^{-\frac{R_1}{L_1}t} + \frac{V_{BT1}}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1}t} \right) \quad (7)$$

在 $DT < t < T_f$ 时间内，列出电路方程：

$$L_1 \frac{dI_2(t)}{dt} + I_2(t)R_2 + V_{BT2} = 0 \quad (8)$$

通过求解可得：

$$I_2(t) = C_2 e^{-\frac{R_2}{L_1}t} - \frac{V_{BT2}}{R_2} \quad (9)$$

放电回路的电流 I_2 初值为 I_{Lmax} ，代入式(9)，求解得到 BT_2 充电回路的电流 I_2 ：

$$I_2(t) = I_{Lmax} e^{-\frac{R_2}{L_1}(t-t_1)} - \frac{V_{BT2}}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L_1}(t-t_1)} \right) \quad (10)$$

式(7)和式(10)代表了放电回路电流和充电回路电流，在电感电流连续情况下，此时 $I_{Lmin} = I_2(t_2)$ ， $I_{Lmax} = I_1(t_1)$ ，其中 $t_1 = DT$ ， $t_2 = T_f$ ，代入得到：

$$I_{Lmin} = \frac{\frac{V_{BT1}}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1}DT} \right) e^{-\frac{R_2}{L_1}(1-D)T} - \frac{V_{BT2}}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L_1}(1-D)T} \right)}{1 - e^{-\frac{R_1-R_2}{L_1}DT} e^{-\frac{R_2}{L_1}T}} \quad (11)$$

$$I_{Lmax} = \frac{\frac{V_{BT1}}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1}DT} \right) - \frac{V_{BT2}}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L_1}(1-D)T} \right) e^{-\frac{R_1}{L_1}DT}}{1 - e^{-\frac{R_1-R_2}{L_1}DT} e^{-\frac{R_2}{L_1}T}} \quad (12)$$

电感电流连续时， $I_{Lmin} \geq 0$ ，当 $I_{Lmin} = 0$ 时，电感电流临界连续，此时电路的占空比为临界导通占空比。

$$I_{Lmin} = \frac{\frac{V_{BT1}}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1}DT} \right) e^{-\frac{R_2}{L_1}(1-D)T} - \frac{V_{BT2}}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L_1}(1-D)T} \right)}{1 - e^{-\frac{R_1-R_2}{L_1}DT} e^{-\frac{R_2}{L_1}T}} = 0 \quad (13)$$

临界导通占空比 D_{lim} 当 $R_1 \approx R_2$ 时可以得到：

$$\frac{V_{BT1}}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1 D_{lim} T}{L_1}} \right) e^{-\frac{R_2 (1-D_{lim}) T}{L_1}} - \frac{V_{BT2}}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2 (1-D_{lim}) T}{L_1}} \right) = 0 \quad (14)$$

$$D_{lim} = -\frac{L_1}{RT} \ln \frac{V_{BT1} + V_{BT2}}{V_{BT1} + V_{BT2} e^{\frac{RT}{L_1}}} \quad (15)$$

均衡功率可以求得:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_{DT}^{T} I_2(t) V_{BT2} dt = \frac{1}{T} \int_{DT}^{T} \left[I_{Lmax} e^{-\frac{R_2 (t-t_1)}{L_1}} - \frac{V_{BT2}}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2 (t-t_1)}{L_1}} \right) \right] V_{BT2} dt \\ &= \frac{V_{BT2}}{TR_2^2} [I_{Lmax} L_1 R_2 + V_{BT2} L_1 + V_{BT2} R_2 (D-1) T] - \frac{V_{BT2}^2 L_1 + V_{BT2} I_{Lmax} L_1 R_2}{TR_2^2} e^{-\frac{R_2 (1-D) T}{L_1}} \end{aligned} \quad (16)$$

由均衡功率对占空比 D 求导得到:

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dD} &= \frac{V_{BT2}}{TR_2^2} \left[\frac{dI_{Lmax}}{dD} L_1 R_2 + V_{BT2} R_2 T \right] - \left[\frac{V_{BT2}^2}{R_2} + \frac{V_{BT2} L_1}{TR_2} \frac{dI_{Lmax}}{dD} + V_{BT2} I_{Lmax} \right] e^{-\frac{R_2 (1-D) T}{L_1}} \\ \frac{dI_{Lmax}}{dD} &= \frac{T (V_{BT1} + V_{BT2})}{L_1} \frac{e^{-\frac{R_1 DT}{L_1}}}{1 - e^{-\frac{R_2 T}{L_1}}} \end{aligned} \quad (17)$$

当 $\frac{dP}{dD} = 0$ 时, 取此时的占空比代入式(16)得到最大功率, 此时的均衡效率为:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\frac{1}{T} \int_{DT}^{T} I_2(t) V_{BT2} dt}{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_1(t) V_{BT1} dt} = \frac{\int_{DT}^{T} \left[I_{Lmax} e^{-\frac{R_2 (t-t_1)}{L_1}} - \frac{V_{BT2}}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2 (t-t_1)}{L_1}} \right) \right] V_{BT2} dt}{\int_0^{DT} \left[I_{Lmin} e^{-\frac{R_1 t}{L_1}} + \frac{V_{BT1}}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1 t}{L_1}} \right) \right] V_{BT1} dt} \\ &= \frac{\frac{V_{BT2}}{TR_2^2} [I_{Lmax} L_1 R_2 + V_{BT2} L_1 + V_{BT2} R_2 (D-1) T] - \frac{V_{BT2}^2 L_1 + V_{BT2} I_{Lmax} L_1 R_2}{TR_2^2} e^{-\frac{R_2 (1-D) T}{L_1}}}{\frac{V_{BT1}}{TR_1^2} [I_{Lmin} L_1 R_1 - V_{BT1} L_1 + V_{BT1} R_1 DT] - \frac{V_{BT1} I_{Lmin} L_1 R_1 - V_{BT1}^2 L_1}{TR_1^2} e^{-\frac{R_1 DT}{L_1}}} \end{aligned} \quad (18)$$

为保证电感电流连续状态, 占空比 D 要大于等于临界占空比:

$$D \geq D_{lim} = -\frac{L_1}{RT} \ln \frac{V_{BT1} + V_{BT2}}{V_{BT1} + V_{BT2} e^{\frac{RT}{L_1}}} \quad (19)$$

随着占空比 D 逐渐增大, 均衡效率逐渐减小, 通过计算可以得到临界占空比 D_{lim} 为 0.45。

3. 电池均衡控制策略

在电池均衡控制中, 由于单体电池内阻和容量参数的固有离散性, 构建精确数学模型面临显著挑战。本研究采用模糊控制算法突破这一技术瓶颈, 其优势在于无需精确建模即可实现动态优化控制。该算法的核心机理是通过占空比动态调节实现均衡加速, 其控制架构由四个核心模块构成: 模糊化器将 SOC 差值 (ΔSOC) 与 SOC 平均值量化为模糊变量; 基于专家知识构建的规则库形成决策逻辑; 推理机通过模糊运算生成控制策略; 反模糊化器最终将模糊输出转换为精确的占空比指令。

针对设计的电池组(BT₁~BT₄)双层均衡架构,控制流程采用分级优化策略:第一阶段实施模组级均衡,计算顶层两模组的 $\Delta SOC_M = |(SOC_1 + SOC_2) - (SOC_3 + SOC_4)|$,与SOC平均值共同输入顶层模糊控制器,生成模组间能量调度的占空比参数。当顶层均衡达成($\Delta SOC < 0.05$)后,启动第二阶段单体级均衡,分别处理组内单体差异 $\Delta SOC_{1-2} = |SOC_1 - SOC_2|$ 和 $\Delta SOC_{3-4} = |SOC_3 - SOC_4|$,结合SOC平均值生成底层开关控制信号,最终实现全系统SOC一致性。

模糊集合的选取由电池均衡实验过程中起重要影响的参量获得,由于占空比 D 直接控制均衡电流大小,选取SOC均值集合作为其中一个模糊器输入,有效反映了SOC较小时,要给予更大的电流;而SOC较大时,要给予更小的电流,而当SOC值很大时,为防止过度充电,要给予十分小的电流。SOC差值集合作为另外一个模糊器输入反映了模组或单体之间SOC的差异程度,若 ΔSOC 越大,需要在模组或单体之间给予更大的均衡电流。

SOC差值划分为五级隶属度:极小(VS)、小(S)、中等(M)、大(L)、极大(VL);SOC的均值被划分为三个等级:小(S)、中等(M)、大(L)。SOC差值划分为五级可以更精确地反映相邻电池单体或模组之间的SOC差异,SOC差值范围在0~0.3之内,控制了均衡电流大小不会超过安全阈值;SOC均值的三级划分反映了电池均衡电流有无过充、过放或相对平衡。这些等级反映了SOC均值在模糊集中的分布情况,通过三角隶属函数实现平滑过渡,而且计算简单,具体如图5和图6所示。反模糊化过程采用重心法进行精确化转换,其数学表达为:

$$D = \frac{\int zp(z)dz}{\int p(z)dz} \quad (20)$$

式中: D 代表占空比, z 代表模糊值, $p(z)$ 代表 z 的隶属度。

通过实验和知识经验,本研究基于以下基本规则构建了模糊规则表:

1) 在电池的SOC差值和SOC均值均较低时,应采用中等大小的均衡电流,以加快均衡速度,同时避免电池过度放电。

2) 当SOC差值和SOC均值均处于较高水平时,应采用较小的均衡电流,以防止电池出现过充电现象。

3) 若SOC差值较小但SOC均值较大时,采用较小的均衡电流。

4) 当SOC差值较大但SOC均值较小时,为了提高均衡速度,应采用较大的均衡电流。

模糊规则的基本形式可以表达为如: If ΔSOC is S and \overline{SOC} is S, then D is M.

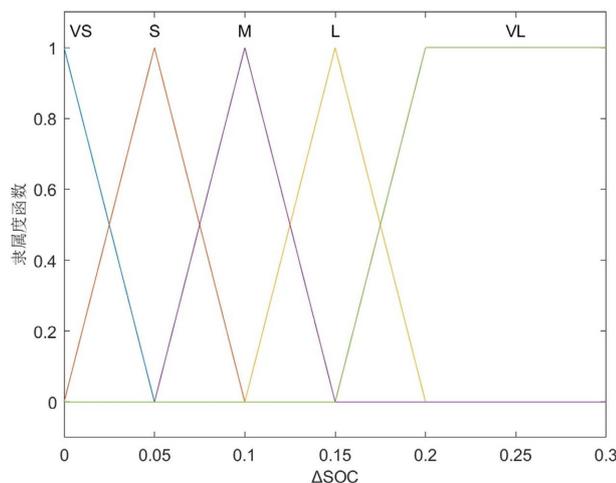


Figure 5. Membership function of the SOC difference

图 5. SOC 差值的隶属度函数

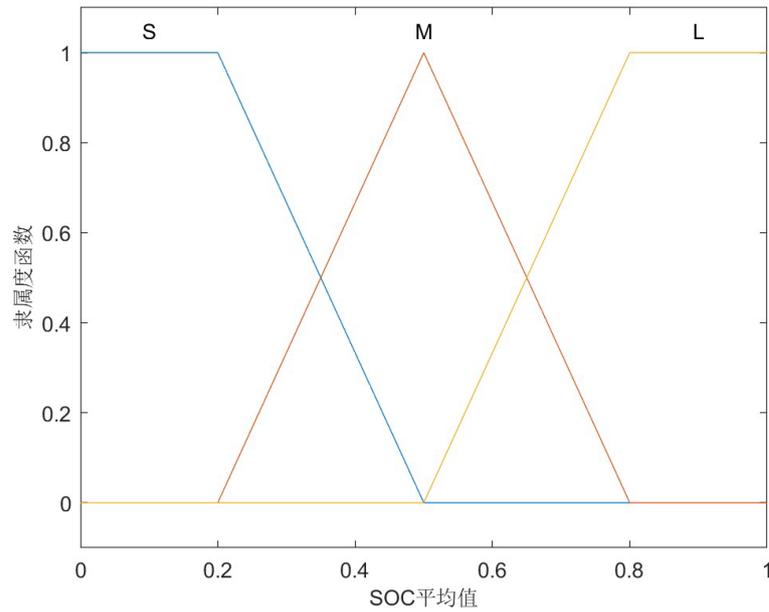


Figure 6. Membership function of the SOC mean
图 6. SOC 平均值的隶属度函数

具体模糊规则表如表 1 所示。通过前文计算得到占空比的取值应大于等于 0.45，且由于占空比越大，均衡效率越低，所以占空比范围为 0.45~0.55。由此，模糊规则的三维曲面分布情况如图 7 所示，直观地反映了规则之间的关系和变化趋势。

采用 Lyapunov 稳定性理论分析模糊控制方法的稳定性，系统的其中一个状态变量为 SOC 差值，模糊控制器输出为占空比 D ，构造一个 Lyapunov 函数 V ，用来衡量系统的能量：

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (\Delta SOC_i)^2 \quad (21)$$

式中： n 是电池单体的数量， ΔSOC_i 是第 i 个电池单体的 SOC 差值。

通过取 Lyapunov 函数的导数 \dot{V} 表示系统能量的变化率：

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n \Delta SOC_i \cdot \frac{d(\Delta SOC_i)}{dt} \quad (22)$$

模糊控制能够使 ΔSOC_i 逐渐减小，即：

$$\frac{d(\Delta SOC_i)}{dt} = -k \cdot \Delta SOC_i \quad (23)$$

式中： k 是一个正的比例常数，表示系统的收敛速度。

将式(23)代入 Lyapunov 函数的导数得到：

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n \Delta SOC_i \cdot (-k \cdot \Delta SOC_i) = -k \sum_{i=1}^n (\Delta SOC_i)^2 \quad (24)$$

由于 ΔSOC_i 是实数，且 k 是正数，所以：

$$\dot{V} = -k \sum_{i=1}^n (\Delta SOC_i)^2 \leq 0 \quad (25)$$

式(25)表明了 Lyapunov 函数的导数是负数，说明系统的能量在不断减少，系统是渐近稳定的。

Table 1. Fuzzy rule table
表 1. 模糊规则表

占空比 D		SOC 差值				
		VS	S	M	L	VL
SOC 均值	S	S	M	L	L	VL
2	M	M	M	M	L	L
3	L	VS	S	S	S	M

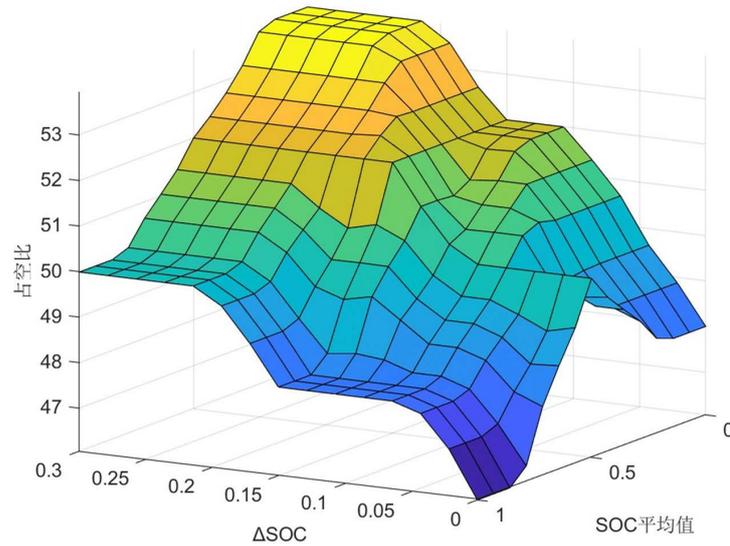


Figure 7. Fuzzy regular 3D surface diagram
图 7. SOC 模糊规则三维曲面图

4. 锂电池组能量均衡实验及结果分析

4.1. 电池均衡系统简介

本文以 4 节串联的锂电池单体组成锂电池组，模拟了汽车锂电池的主动均衡电路系统。

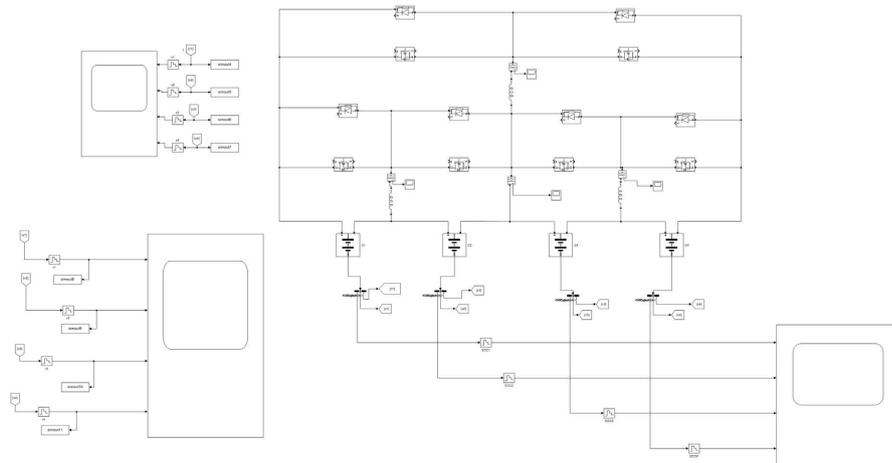


Figure 8. Double-layer Buck-Boost active equalization circuit module
图 8. 双层 Buck-Boost 主动均衡电路

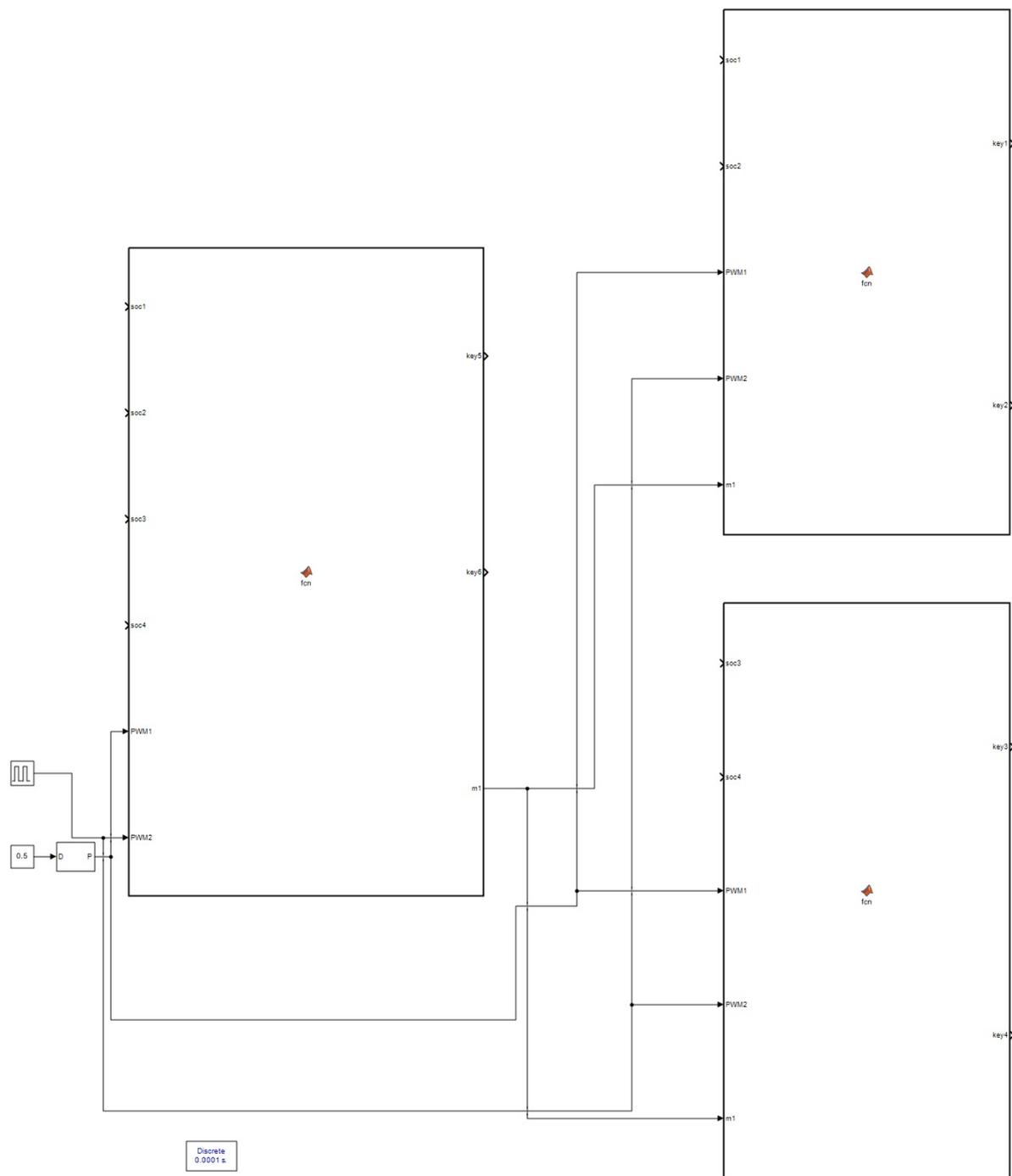


Figure 9. Double-layer Buck-Boost active equalization control algorithm module

图 9. 双层 Buck-Boost 主动均衡控制算法模块

利用 MATLAB 中的 Simulink 工具，搭建了双层 Buck-Boost 主动均衡电路的仿真模型。该仿真模型的核心部分包括双层 Buck-Boost 主动均衡电路模块，主要用于实时采集电池组的电压和 SOC 变化数据。主动均衡电路模块的具体结构如图 8 所示。此外，电池组的均衡控制算法通过 Simulink 中的 Fcn 模块实现，其实现方式如图 9 所示。

均衡控制过程中，通过 scope 示波器测量均衡电流，波形在一个周期内呈现为多个三角波。

4.2. 实验结果分析

本实验以 4 节串联的模拟锂电池组为研究对象，每节电池容量为 3.4 Ah，采用 0.5 C 恒流充放电模式，充放电电流设定为 0.68 A。在 Simulink 仿真中，PWM 占空比通过模糊控制器动态调整，各电感的电感值均为 200 μH 。实验开始时，各电池的初始 SOC 值分别为 90%、75%、68% 和 60%。通过电池组能量均衡实验，对电池组的性能指标进行分析，包括电池 SOC 最终值的差异、电压极差以及充放电时间。

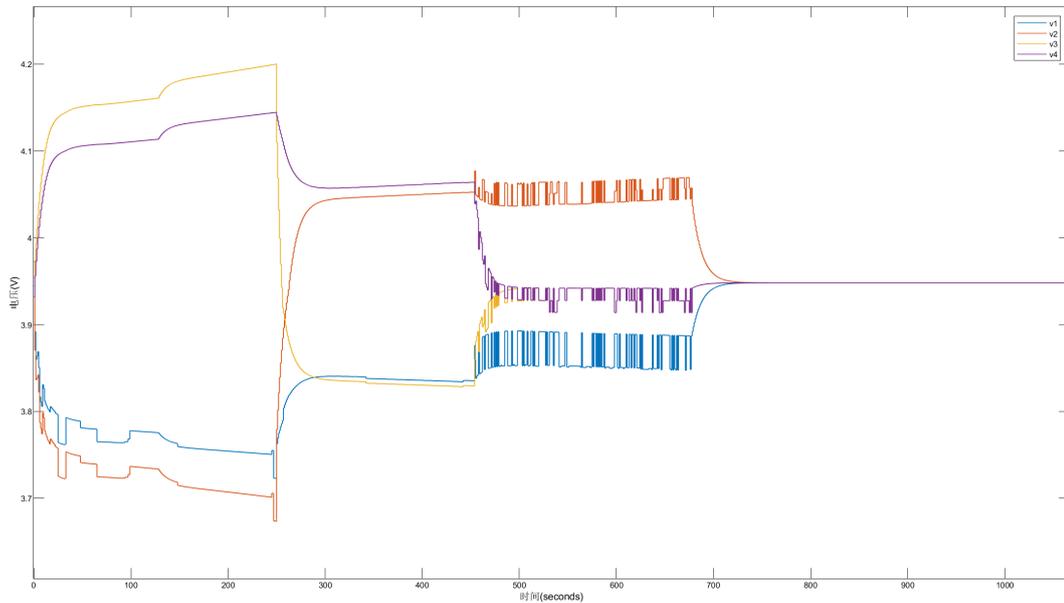


Figure 10. The variation curve of the equilibrium voltage of each cell

图 10. 各电池均衡电压变化曲线

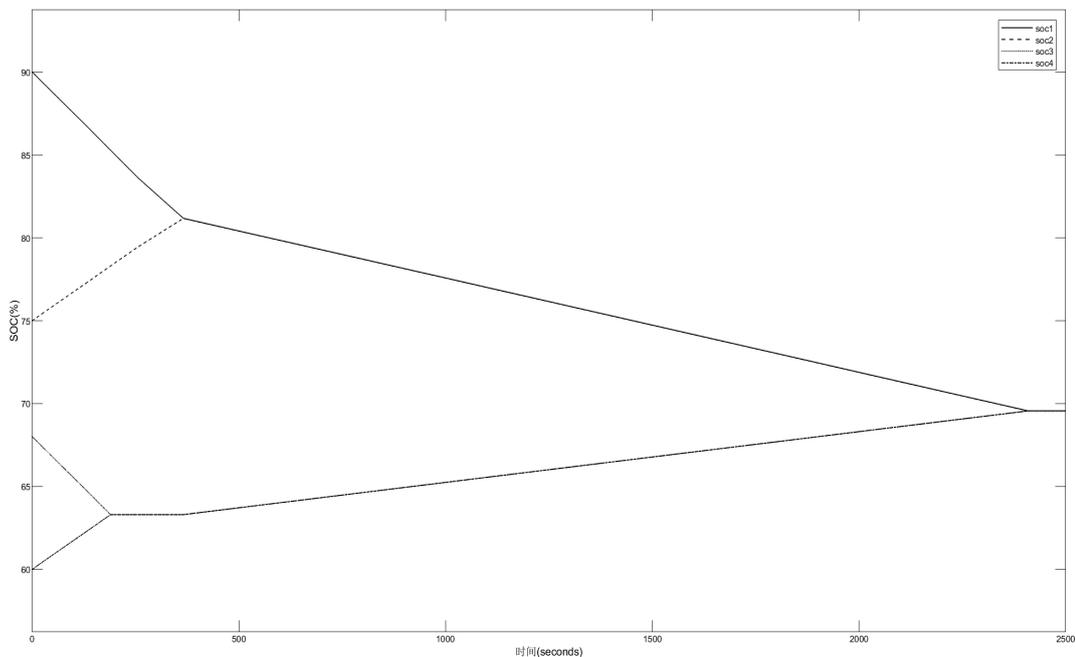


Figure 11. Comparison of battery state of charge before and after equalization of single-layer Buck-Boost circuit

图 11. 单层 Buck-Boost 电路均衡前后电池荷电状态对比

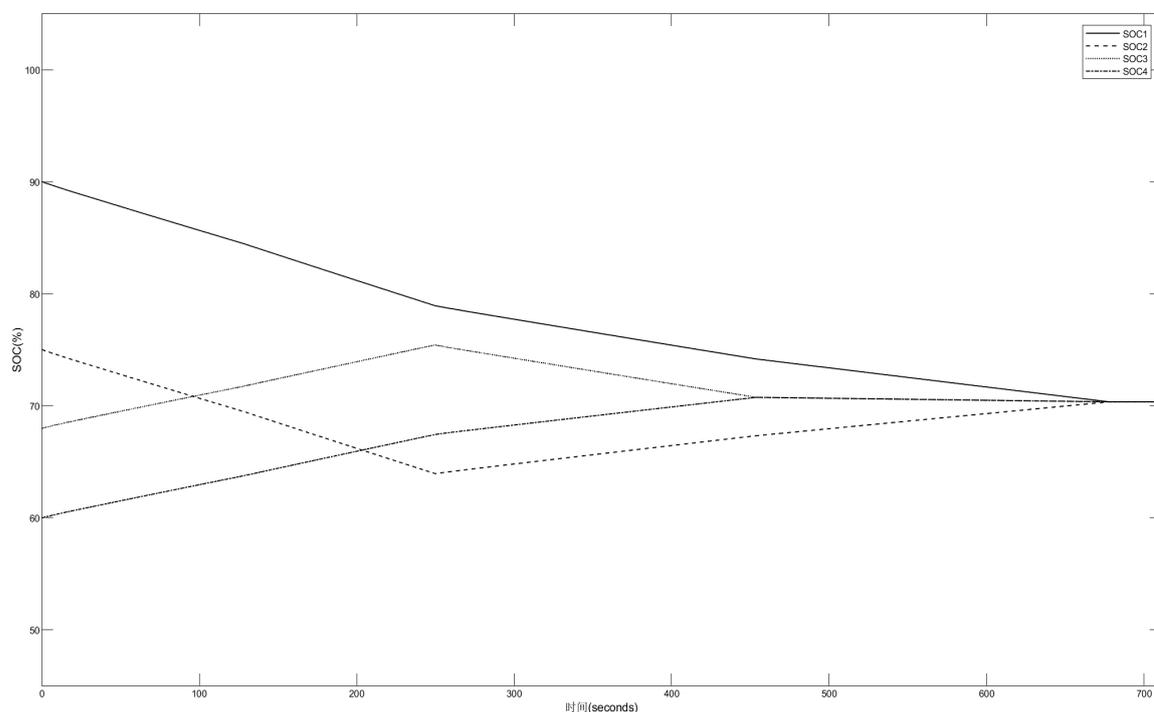


Figure 12. Comparison of battery state of charge before and after equalization of double-layer Buck-Boost circuit
图 12. 双层 Buck-Boost 电路均衡前后电池荷电状态对比

通过对 4 节电池进行充放电实验，验证了双层 Buck-Boost 主动均衡电路的均衡效果。均衡过程中的电压变化波形如图 10 所示。

为了验证本文提出的基于模糊控制的双层 Buck-Boost 电路在均衡效果上的优越性，分别对传统单层 Buck-Boost 电路和双层 Buck-Boost 电路进行了 SOC 均衡对比实验，实验结果如图 11 和图 12 所示。从实验结果可以看出，单层 Buck-Boost 电路的均衡时间显著长于双层 Buck-Boost 电路，单层电路的均衡时间约为 2410 s，对应的 SOC 值为 69.6%，而双层 Buck-Boost 电路的均衡时间仅为 674 s 左右，对应的 SOC 值为 70.4%。在相同的实验参数设置下，双层 Buck-Boost 电路的均衡时间比单层电路缩短了约 1736 s，显著提升了均衡效率。

Table 2. Comparison of performance indicators of equalization circuits
表 2. 均衡电路性能指标对比

数量	电路单价(元) [20]	能量转移方式	均衡速度
双层 Buck-Boost 型	4.395	双向型	快
单层 Buck-Boost 型	4.395	双向型	慢
传统 Cuk 型[21]	8.142	相邻单对单型	快
双向 Cuk 型[21]	6.46	双向型	较快
文献[22]	26.4	双向型	较慢

为了更全面地评估均衡电路的性能，本文参考了电路中各元器件的单价[20]，具体如下：MOSFET (0.45 元/个)、电感(3.3 元/个)、电容(2.27 元/个)、二极管(0.28 元/个)、变压器(26.3 元/个)。通过表 2 中的均衡指标对比可以看出，本文提出的基于模糊控制的双层 Buck-Boost 均衡电路在均衡速度上显著优于传

统单层 Buck-Boost 均衡电路。同时, 与其他均衡电路相比, 该电路在成本上更具优势, 经济效益更佳。此外, 其双向能量传递特性进一步提高了能量利用率。

5. 结论

1) 本文设计了一套适用于汽车锂电池的能量均衡管理方案, 采用双层结构设计, 能够有效实现锂电池组的高效能量均衡管理。

2) 本文提出了一种基于模糊控制的双层 Buck-Boost 主动均衡电路, 支持电池组间和电池单体间的能量传递, 并具备良好的扩展性, 可适用于更多电池单体的场景。

3) 本文设计了基于模糊控制的双层 Buck-Boost 主动均衡控制策略, 能够在无需精确数学模型的条件实现精准的均衡控制。

4) 能量均衡实验结果表明, 该均衡器在充放电过程中能够有效保持各电池单体的充放电一致性, 显著提升了电池组的整体性能。

基金项目

国家自然科学基金项目(62173231)。

参考文献

- [1] 毛华硕. 新能源汽车发展现状及销量预测方法研究综述[J]. 中国经贸导刊, 2025(4): 88-90.
- [2] 吴青峰, 杨凯义, 杨艺涛, 等. 基于开关分流电阻的锂电池 SOH 被动均衡方案[J]. 太阳能学报, 2024, 45(12): 520-527.
- [3] 赵权, 周琰, 赵胜, 等. 三元锂电池电压被动均衡维护方案研究[J]. 船电技术, 2023, 43(9): 18-20.
- [4] 邹奇锦. 锂电池组分级均衡控制策略研究[D]: [硕士学位论文]. 太原: 太原科技大学, 2020.
- [5] 梁中会, 李宁, 韩兴旺, 等. 一种基于开关电容的电池串均衡电路[J]. 电力电子技术, 2021, 55(8): 28-30, 35.
- [6] Koraddi, S., Samprita, K.V., Yadgir, K.S., Biradarpatil, L.M. and Nayak, S.V. (2022) Analysis of Different Cell Balancing Techniques. 2022 *International Conference for Advancement in Technology (ICONAT)*, Goa, 21-22 January 2022, 1-4. <https://doi.org/10.1109/iconat53423.2022.9725863>
- [7] Kim, M., Kim, C., Kim, J. and Moon, G. (2014) A Chain Structure of Switched Capacitor for Improved Cell Balancing Speed of Lithium-Ion Batteries. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**, 3989-3999. <https://doi.org/10.1109/tie.2013.2288195>
- [8] Sultan, Y.A., Eladl, A.A., Hassan, M.A. and Gamel, S.A. (2025) Enhancing Electric Vehicle Battery Lifespan: Integrating Active Balancing and Machine Learning for Precise RUL Estimation. *Scientific Reports*, **15**, Article No. 777. <https://doi.org/10.1038/s41598-024-82778-w>
- [9] 赵立勇, 王艳, 吕立召. 能量转移型锂电池组均衡电路的设计与研究[J]. 电源技术, 2015, 39(2): 265-267, 375.
- [10] Khan, N., Ooi, C.A., Shreasth., Alturki, A., Desa, M.K.M., Amir, M., et al. (2024) A Novel Active Cell Balancing Topology for Serially Connected Li-Ion Cells in the Battery Pack for Electric Vehicle Applications. *Scientific Reports*, **14**, Article No. 18600. <https://doi.org/10.1038/s41598-024-68226-9>
- [11] 胡治国, 司少康, 朱富超. 基于双向 DC-DC 变换器的串联电池组主动均衡电路[J]. 全球能源互联网, 2023, 6(6): 650-659.
- [12] 卢宇轩. 锂离子电池组主动均衡控制策略研究[D]: [硕士学位论文]. 广州: 广东技术师范大学, 2024.
- [13] 陈强, 陈习阳. 基于变压器式均衡模拟系统设计与制作[J]. 河南科技, 2022, 41(15): 27-30.
- [14] 刘红锐, 张昭怀. 锂离子电池组充放电均衡器及均衡策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 186-192.
- [15] 武小兰, 马彭杰, 白志峰, 等. 一种锂离子电池组智能 PID 双层主动均衡控制方法[J]. 储能科学与技术, 2025, 14(3): 1150-1159.
- [16] 浩威, 雒翔, 关喆. 基于相对极差法的锂电池均衡系统拓扑结构改进[J]. 自动化应用, 2024, 65(21): 93-96.
- [17] 杨佳武, 张春富. 基于能量规划的串联电池组模块化均衡策略研究[J]. 电子设计工程, 2024, 32(21): 85-89.

- [18] 任子豪, 田恩刚. 基于两级均衡电路的电池组智能均衡方法[J]. 电子科技, 2024, 37(7): 9-15.
- [19] 邓端庆, 罗文广, 陈自章. 基于 BUCK-BOOST 变换器的锂电池主动均衡[J]. 电子制作, 2024, 32(16): 90-93.
- [20] 邵明玺, 张浩, 陈翔, 等. 基于改进型 Buck 变换器的电池组主动均衡方法研究[J/OL]. 电源学报: 1-13. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20250106.1138.008.html>, 2025-03-01.
- [21] 王友仁, 黄薛, 耿星, 等. 航空蓄电池电源及其均衡管理[J]. 航空学报, 2018, 39(5): 152-162.
- [22] Li, S., Mi, C.C. and Zhang, M. (2013) A High-Efficiency Active Battery-Balancing Circuit Using Multiwinding Transformer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **49**, 198-207. <https://doi.org/10.1109/tia.2012.2229455>