

分类号: TM912

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330125



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题目 锂离子电池组主动均衡
系统控制研究

论文作者 汤祥宇

校内导师 陆华才

校外导师 汪泽银

专业学位类别 电子信息

研究方向(领域) 控制工程与自动化技术

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：TM912

单位代码：10363

密 级：公 开

学 号：2210330125

题 目 锂离子电池组主动均衡系统控制研究

英文并列

题 目 **Research on Control of Active Equalization System**
of Lithium Battery Pack

学生姓名： 汤祥宇

导师姓名： 陆华才

校外导师： 汪泽银

专 业： 电子信息

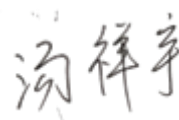
研究方向： 控制工程与自动化技术

论文答辩日期： 2024 年 5 月 12 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：



日期：2024 年 5 月 24 日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 _____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：

汤祥宇

指导教师签名：

陆华才

日期：2024 年 5 月 24 日

日期：2024 年 5 月 24 日

锂离子电池组主动均衡系统控制研究

摘要

近年来新能源汽车与储能领域快速发展,锂电池凭借其在能量密度、充电速度、循环次数等方面的优势,逐渐拉开与传统蓄电池之间的差距,得到了广泛的应用。锂电池虽然具有上述优点,但单体电池的电压较小,应用时需要根据具体场景进行串、并联,从而提高电池组的总体电压和容量。由于单体电池之间的参数存在不一致性,电池组需要进行电池均衡以提高单体的一致性,否则随着充放电次数的增加,单体电池间的不一致性将会增大,轻则引起电池组的容量和使用寿命的衰减,重则引起过充或过放,造成电池的安全事故。因此,电池均衡在锂电池的普及过程中承担着越来越重要的作用。本文主要研究锂离子电池组的能量均衡,具体研究内容如下:

首先,选择合适的均衡变量,均衡变量的选择是电池均衡的基础。本文以电池荷电状态(SOC, State of Charge)作为均衡变量,准确估计 SOC 值对下一步的电池均衡意义重大。本文以二阶 RC 等效电路模型为基础,利用充放电实验获得的数据计算出模型参数。采用 BP 神经网络和 UKF 算法结合的方案,对非线性锂电池系统进行 SOC 估计。经仿真实验验证,该方案可在不同工况下满足 SOC 估计对精确度与稳定性的要求。

其次,设计分层均衡方案,第一层与第二层之间使用了不同的均衡拓扑结构和均衡策略,需要逐层分析。第一层组内均衡使用了以 Buck 变换器与开关桥式结构组合的主动均衡方案,该方案降低了使用的开关器件的数量,提高了电路的灵活性。在 MATLAB/Simulink 中搭建的仿真实验结果显示,相比较于对照组实验,该方案在静置、充电和放电三种工况下,分别可以在 1096s、1106s、1088s 内完成均衡,均衡时间相对分别缩短了 2934s、3518s、2829s,均衡速度提升明显,证明了该方案具有结构简单、控制灵活和均衡速度快的优点。

最后,第二层组间均衡使用了 Buck-Boost 变换器作为能量传输器件,将第一层的各均衡小组连接起来,进行组间均衡。组内均衡与组间均衡相结合,组内均衡以 Buck 变换器为能量传输器件,均衡速度快、结构简单,组间均衡以 Buck-Boost 变换器为能量传输器件,可以实现能量的双向传递,避免了能量逐级传递产生的损耗。在 MATLAB/Simulink 平台搭建的仿真结果表明,相对于基于 Buck

变换器和基于 Buck-Boost 变换器的均衡电路，分层均衡电路在静置、充电和放电三种工况下，能保证电池组 SOC 值极差控制在 0.1%以内，均衡时间相比基于 Buck 的均衡电路分别降低了 23.7%、16.2%和 27.9%，相比基于 Buck-Boost 的均衡电路分别降低了 17.5%、22.5%和 17.1%。

关键词：SOC 估计；DC-DC 变换器；均衡拓扑结构；均衡策略；分层均衡；

Research on Control of Active Equalization System of Lithium Battery Pack

ABSTRACT

In recent years, the field of new energy vehicles and energy storage has developed rapidly, and lithium batteries have gradually opened the gap with traditional batteries by virtue of their advantages in energy density, charging speed, cycle times, etc., and have been widely used. Although the lithium battery has the above advantages, the voltage of the single battery is small, and the application needs to be carried out in series and parallel according to the specific scenario to improve the overall voltage and capacity of the battery pack. Due to the inconsistency between the parameters of the single battery, the battery pack needs to be balanced to improve the consistency of the single battery, otherwise with the increase of charge and discharge times, the inconsistency between the single battery will expand, which will lead to the attenuation of the capacity and service life of the battery pack in light, and cause overcharge or overdischarge, resulting in battery safety accidents. Therefore, battery equalization plays an increasingly important role in the popularization of lithium batteries. The main research content of this paper is the energy balance of lithium-ion battery packs, and the specific research content includes the following parts:

Firstly, to choose the appropriate balance variables, the choice of balance variables is the basis of battery balance. In this paper, the State of Charge (SOC) of the battery is taken as the equilibrium variable, and the accurate estimation of SOC value is of great significance for the next step of battery equilibrium. Based on the second-order RC equivalent circuit model, the parameters of the model are calculated using the data obtained from the charge and discharge experiment. A scheme combining BP neural network and UKF algorithm is used to estimate SOC for nonlinear lithium-ion battery system. The simulation results show that this scheme can satisfy the accuracy and stability of SOC estimation under different working conditions.

Secondly, the hierarchical equilibrium scheme proposed in this paper uses different equilibrium topologies and strategies between the first layer and the second layer, which needs to be analyzed layer by layer. In the first layer, an active equalization scheme combining Buck converter and switch bridge structure is used, which reduces the number of switching devices used and improves the flexibility of the circuit. The simulation experiment results built in MATLAB/Simulink show that compared with the comparative experiment, the scheme can complete the equalization within 1096s, 1106s and 1088s respectively under the three working conditions of static, charging and discharging, and the equalization time is shortened by 2934s, 3518s and 2829s respectively. The equalization speed is improved obviously, which proves that the scheme has the advantages of simple structure, high flexibility and fast equalization speed.

Finally, the Buck-Boost converter is used as the energy transmission device in the second layer equalization, and the equalization groups in the first layer are connected to carry out inter-group equalization. Intra-group balancing is combined with inter-group balancing. The first layer of intra-group balancing uses Buck converter as energy transmission device, which has fast balancing speed and simple structure; the second layer of inter-group balancing uses Buck-Boost converter as energy transmission device, which can realize bidirectional energy transfer and avoid the loss caused by step by step energy transfer. The simulation results built in the MATLAB/Simulink platform show that compared with the equalization circuit based on Buck converter and Buck-Boost converter, the layered equalization circuit can ensure that the SOC value range of the battery pack can be controlled within 0.1% under the three working conditions of static, charging and discharging. The equalization time is reduced by 23.7%, 16.2% and 27.9% compared with Buck-based equalization circuit, and by 17.5%, 22.5% and 17.1% compared with Buck-Boost equalization circuit, respectively.

Keywords: SOC estimation; DC-DC converter; Equilibrium topology; Equilibrium strategy; Hierarchical equalization;

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 锂电池 SOC 估计的研究现状.....	3
1.2.2 锂电池均衡技术的研究现状.....	5
1.3 本文主要研究内容.....	11
第 2 章 锂电池 SOC 估计.....	12
2.1 电池等效电路模型的构建.....	12
2.1.1 二阶 RC 等效电路模型的建立	12
2.1.2 电池容量的检测.....	14
2.1.3 OCV-SOC 曲线的拟合	15
2.1.4 参数辨识.....	17
2.1.5 电池模型验证.....	20
2.2 SOC 估计算法的设计	22
2.2.1 基于 EKF 算法的锂电池 SOC 估计	22
2.2.2 基于 UKF 算法的锂电池 SOC 估计.....	24
2.2.3 BP 神经网络对 UKF 算法的修正.....	26
2.3 实验结果及分析.....	27
2.3.1 DST 工况实验	27
2.3.2 FUDS 工况实验	29
2.4 本章小结.....	31
第 3 章 基于 Buck 电路的组内均衡	32
3.1 锂离子电池不一致性分析.....	32
3.2 Buck 均衡电路工作原理	33
3.3 均衡拓扑及工作原理.....	36
3.3.1 均衡拓扑结构.....	36

3.3.2 均衡工作原理.....	37
3.4 均衡策略.....	38
3.5 仿真结果及分析.....	39
3.5.1 静置均衡.....	40
3.5.2 充电均衡.....	42
3.5.3 放电均衡.....	44
3.6 本章小结.....	47
第 4 章 基于 Buck-Boost 电路的组间均衡	48
4.1 Buck-Boost 均衡电路工作原理	48
4.2 均衡拓扑结构及工作原理.....	50
4.2.1 均衡拓扑结构.....	51
4.2.2 均衡工作原理.....	52
4.3 均衡策略.....	53
4.4 仿真结果及分析.....	56
4.4.1 静置均衡.....	57
4.4.2 充电均衡.....	60
4.4.3 放电均衡.....	62
4.5 本章小结.....	65
第 5 章 结论与展望.....	66
5.1 结论.....	66
5.2 展望.....	66
参考文献.....	68
致谢.....	73
攻读硕士期间的研究成果.....	74

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

自上世纪九十年代以来,我国工业化水平迅速提高,对石油的需求量随之增加。由于国内石油的储量和产量均有限,且中国人口基数庞大,人均石油资源的占有量严重不足,仅为世界平均水平的 $1/10^{[1]}$ 。近 30 年来,中国石油消费的年平均增长率约为 5.77%,但石油生产的年平均增长率仅为约 1.72%,我国的石油对外依存度连年升高,近几年已突破 70%,国家能源安全受到严重威胁^[2],近 8 年来的国内石油消耗量及进口与生产量如图 1.1 所示。石油的供需矛盾日益突出,无法满足日益增长的经济发展需求,且由于近年来国际油价的迅猛增长及战争带来的油价大幅波动,也无法满足国家对能源的长期稳定安全供应的需求。

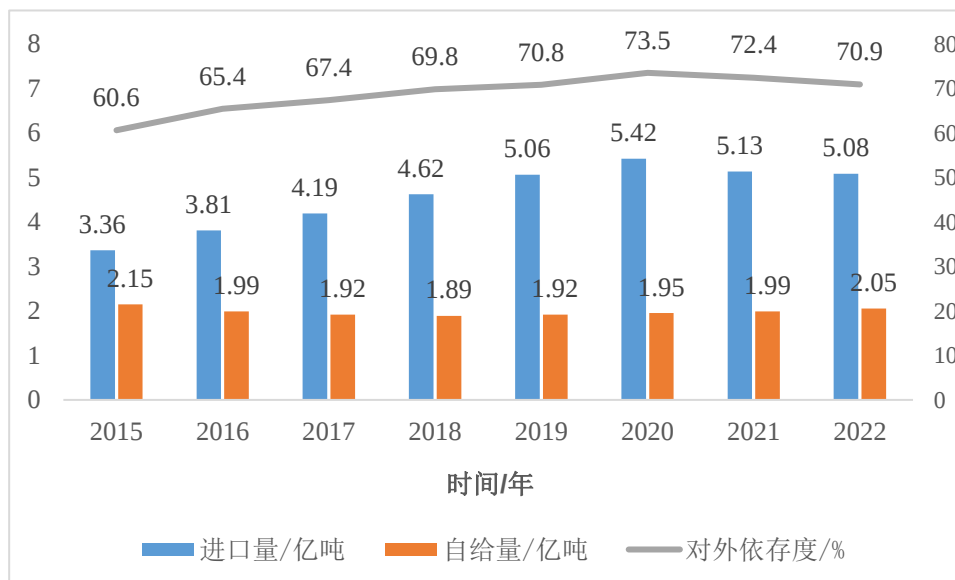


图 1.1 2015-2022 年国内石油消耗量

为应对中国日益加深的石油对外依存度问题,保障经济的长期稳定发展,中国正在大力发展各种新能源,逐步降低对进口石油的依赖。新能源产业目前正向新能源发电与新能源汽车两个方向迅速发展。风能与太阳能发电受光照与风力的影响,大规模接入电网时,会因其自身的波动性与间歇性,对电网的调峰和消纳产生巨大压力。针对这一问题,各省相继发布政策,尽管各地政策各异,但均要求风电和光伏项目配置储能,并规定电站的储能容量不低于日平均发电量的 5%~20%,储能时长不低于 1~2 小时。

自 2012 年特斯拉进入中国市场以来，中国的新能源汽车产业迅速发展，新能源汽车年销量从 2012 年的 12791 辆迅速增长到 2022 年的 371.3 万辆，对我国的环境保护、能源转型和产业升级均产生了积极作用^[3]。近 8 年国内新能源汽车产量如图 1.2 所示。世界各主要汽车工业大国相继发布了燃油车禁售的最后时间，发展新能源汽车已然成为了国际共识，新能源汽车的发展是大势所趋。

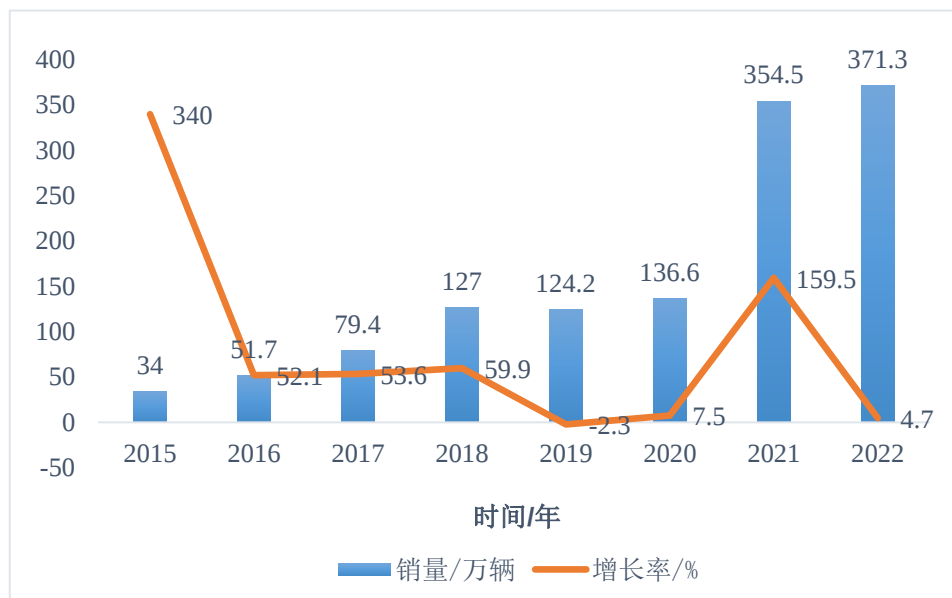


图 1.2 2015-2022 年国内新能源汽车产量

储能电站与新能源汽车的核心部件之一都包括锂电池，相对于传统化学电池中的氢镍电池、铅酸电池，锂电池具有能量密度高、质量轻、充放电功率大、单体电池额定电压高、循环寿命长、自放电率低以及对环境的污染小等优点^[4]。

然而，现阶段锂电池还存在一些缺点。由于单体电池的额定电压一般在 3.2~3.8V，容量在几安时到几十安时不等，单体电池需要通过串联和并联的方式组成电池组，提高整体电压和容量。由于单体电池在生产和使用中的复杂原因，电池的电压与容量无法完全一致，同一组电池中的部分单体额定电压与容量会与整体的平均值出现较大的偏差。这些偏差较大的单体电池在经过串并联成组时，会出现：在放电过程中，高电量单体放电不充分，低电量单体过放的情况；在充电过程中，会出现高电量单体充不满，低电量单体过充的情况。这种单体电池之间的电压与电量差异会随着电池组循环次数的增加而逐渐放大，短期内影响电池组整体的容量^[5-7]。长期多次过度充放电后容易造成单体电池膨胀、漏液，甚至造成电池组热失控，引起重大安全事故。

电池管理系统（Battery Management System, BMS）可以针对此类问题对电池的各项参数进行监控、保存和分析，其中包括电压、电流、温度、电池荷电状态（State of Charge, SOC）、电池健康状态^[8-9]（State of Health, SOH）、电池功率状态（State of Power, SOP）等，并在必要时对电池单体之间需要“削峰填谷”，对电压和 SOC 进行均衡，确保电池组的安全稳定运行。

1.2 国内外研究现状

锂电池均衡技术主要包括锂电池 SOC 值的精确估计，均衡拓扑结构的设计和均衡策略的制定，SOC 估计与均衡控制技术^[10-11]，共同构成了锂电池组主动均衡控制系统技术的核心内容。

1.2.1 锂电池 SOC 估计的研究现状

锂电池的 SOC 值无法直接通过测量的方法得到，需要通过各种参数的测量和计算，或者使用其它方法得到，目前主要分为四种方法：参数测量法、安时积分法、神经网络法和基于模型的方法^[12-17]。

（1）参数测量法

锂电池的 SOC 值不像电池电压、电流和电阻一样可以直接测量得到，但与以上数据相关，所以可以通过对电池参数的测量间接得到 SOC 值。参数测量法主要有开路电压法和内阻法。

开路电压法通过建立锂电池的开路电压（Open Circuit Voltage, OCV）与电池 SOC 值之间的函数关系，构建 SOC-OCV 曲线，只需测量开路电压值，对照 SOC-OCV 曲线，即可获得对应的 SOC 值。开路电压法原理上非常简单，但由于电池内部复杂的化学变化，实际应用过程中需要较长时间的静置，获得稳定的电压值，且充放电电流大小也会影响开路电压^[18]，开路电压法只适用于静态离线状态下的 SOC 估计，不适合动态工况。

内阻法与开路电压法原理相似，通过建立电池内阻与 SOC 的对应函数关系，只需测量当前的内阻值，即可得到对应的 SOC 值。内阻法对电阻测量仪器的精度要求较高，且内阻还受温度影响^[19]，电池在工作时伴随的发热现象对内阻的测量存在影响。内阻法对小容量电池的 SOC 估计较准确，但动力电池与储能需要大容量电池的串并联，不适用此类工况。

（2）安时积分法

安时积分法在动力电池的 SOC 估计方面应用较为广泛,通过对电池充放电电流的积分,获得电量的转移量,对比电池的容量计算出相应的 SOC 转移值,结合电池的初始 SOC 值,可以得到实时的 SOC 值。安时积分法计算简单,但是对测量精度的要求较高,容易受环境因素影响。此外,安时积分法无法通过反馈调节修正估计值, SOC 估计的精确度会随着电池运行时间的增加而下降。因此,安时积分法适用于对精度要求不太高的电池动态运行工况。

(3) 神经网络法

神经网络法对大量数据的分析能力较强,适合应用于锂电池 SOC 估计这种非线性系统。神经网络法的优势在于无需了解锂电池的内部参数,只要设定好系统的输入与输出参数,通过大量的数据进行训练,即可得到良好的估计结果。苏振浩等人提出了一种基于 BP 神经网络估计方法,对电池进行 SOC 估计,并加入了容量修正部分,消除电池老化这一因素的影响,提高了估计精度;李超然等人通过深度学习的方法将卷积神经网络得到的 SOH 值代入到循环神经网络的输入^[20-21],提高了 SOC 值的估计精度。

神经网络法需要大量的数据和时间来保证其准确度,对样本的数据量和训练周期有一定要求。由于神经网络算法常采用梯度下降的方法来求解,实际应用中易受环境噪声影响,陷入局部最优解。如何优化神经网络模型参数是当前的一大难点。

(4) 基于模型的方法

基于模型的 SOC 估算法以锂电池的等效模型为基础,结合滤波算法或观测器来进行 SOC 的估计^[22-25],常见的滤波算法包括粒子滤波、卡尔曼滤波和 H_{∞} 滤波等。

常见滤波算法以卡尔曼滤波为主,卡尔曼滤波算法仅适用于线性系统,用来减小变量估计误差的方差。由于锂电池本身的复杂性,不能看作是一个线性系统,卡尔曼滤波算法应用于 SOC 值估算的时候,通常要对电池的输出方程做线性化处理。毛华夫等人提出基于卡尔曼滤波的修正算法,将电池的输出方程进行了泰勒展开,以忽略二次项的方式完成了输出方程的线性化^[26]; Li Y 等人^[27]提出了无迹卡尔曼滤波通过非线性点变换的方法,达到了同样的目的;房德君等人^[28]提出的基于双卡尔曼滤波与双无迹卡尔曼滤波的算法,提高了 SOC 的估计精度。

观测器法需要以电池模型为基础构建状态观测器，保证观测器保持收敛，以此达到对 SOC 值的估计。Chen X 等人^[29]提出了一种可以自动调整转换增益的滑模控制器的方法，能够减小建模误差对估计结果的影响；Xu J 等人^[30]设计了一种比例积分观测器，消除了滑模观测器中的颤振现象，但估计精度并不理想。

为提高锂电池 SOC 值的估计精度，本文提出一种将 BP 神经网络与 UKF 算法相结合的联合算法，实现电池的 SOC 估计。

1.2.2 锂电池均衡技术的研究现状

锂电池组均衡拓扑结构的构建是电池管理系统的硬件基础，均衡拓扑结构的改进对均衡效率和均衡速度的提升意义重大。根据锂电池的能量转移方式，可以将电池均衡分为主动均衡和被动均衡。被动均衡包括固定电阻法和开关电阻法，主动均衡包括基于电容、电感、变压器和变换器的均衡拓扑。具体分类方法如图 1.3 所示。

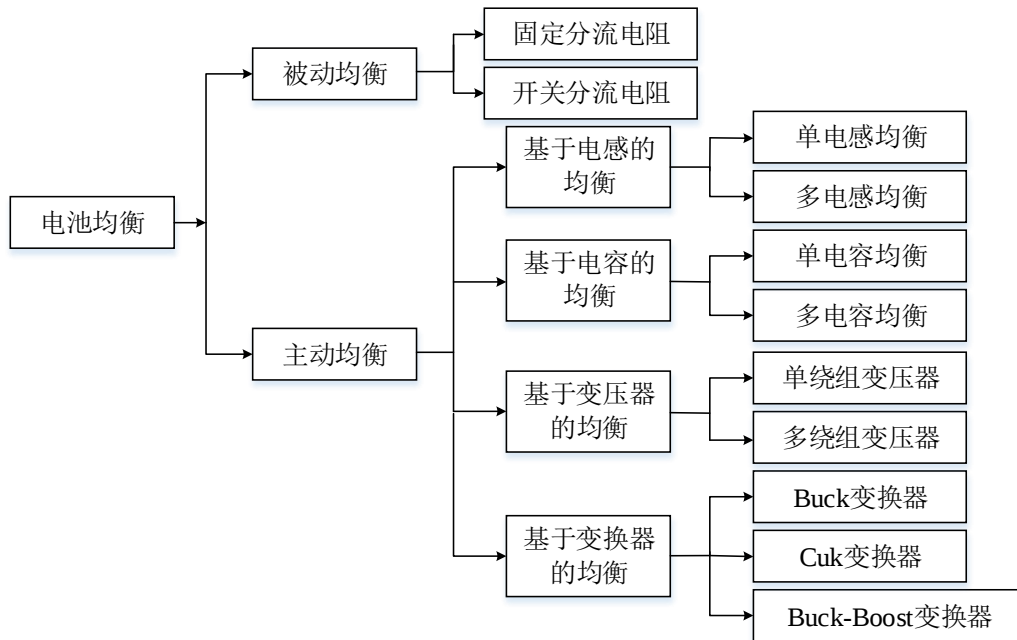


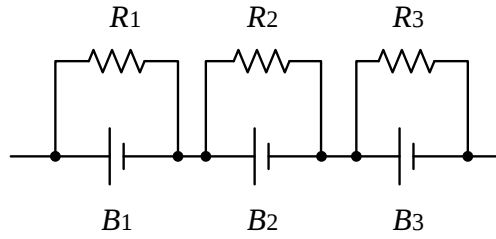
图 1.3 电池均衡的分类

（1）被动均衡

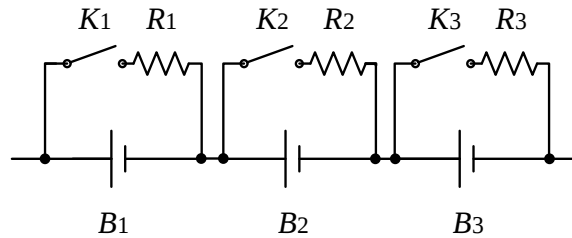
被动均衡以电阻为均衡元件，将电能转化为热能消耗掉，因此也叫做耗散型均衡。被动均衡通常分为固定电阻法和开关电阻法，固定电阻法如图 1.4（a）所示，每节电池与一个电阻并联。与锂电池并联的固定电阻，阻值需要满足在充电工况下，经过 SOC 值较大的单体电池的电流较小，经过与其并联的电阻的电流

较大，不易引起单体电池过充；在放电工况下，经过 SOC 值较大的单体电池的电流较小，经过与其并联的电阻的电流较大，不易引起单体电池过放。

如图 1.4 (b) 所示为开关电阻法。开关电阻法与固定电阻法相比，可以控制并联电阻是否接入电路进行均衡^[31-33]，减少了能量损耗，提高了电路的灵活性，但也增加了控制的复杂程度。



(a) 固定电阻法



(b) 开关电阻法

图 1.4 被动均衡拓扑结构

被动均衡拓扑结构简单、成本低、技术成熟，可以利用其发热的特点，在低温环境下为电池组加热，但在高温环境下要注意电池组过热的问题。总之，被动均衡目前较少单独运用于电池均衡，往往以主动均衡的补充形式出现。

(2) 基于电容的均衡

主动均衡电路以电容、电感、变压器等作为储能元件，将电能从电池转移到储能元件之中储存起来^[34-38]，然后从储能元件转移到目标单体电池，完成电能的转移。

基于电容的均衡包括单电容法和多电容法，图 1.5 (a) 为单电容均衡拓扑结构，以一个电容作为能量转移载体，连接在单体电池正负极的开关交替闭合，实现电量从高电量单体到电容，再到低电量单体的转移过程。图 1.5 (b) 为多电容均衡拓扑结构，以多个电容作为能量转移载体，均衡原理与单电容均衡拓扑结构相似。

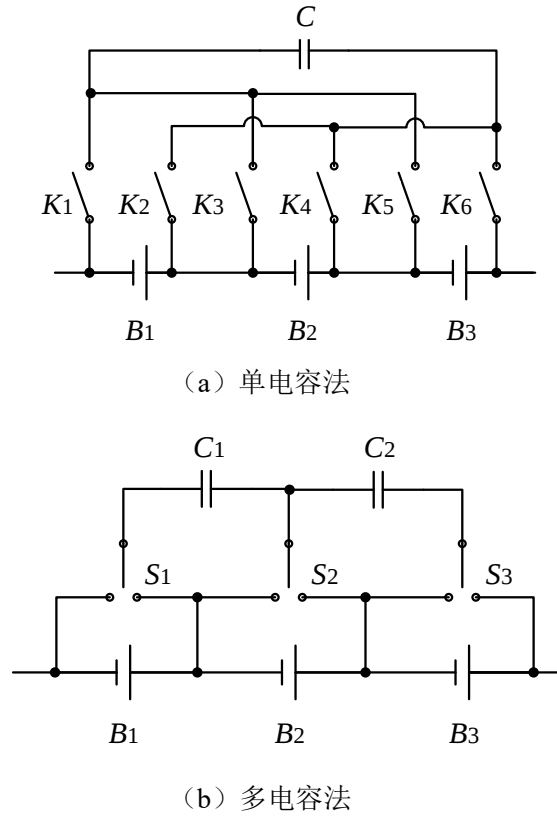


图 1.5 基于电容的均衡拓扑结构

单电容均衡可在任意两节单体电池之间进行电量转移，能量损耗小，转移效率高，但同一时间仅能进行两节电池之间的均衡，串联电池数量较多时，均衡时间显著增加。多电容均衡控制简单，可同时对多对相邻电池进行均衡。单电容均衡适用于电池数量较少的电池组，或电池组中仅有个别差异较大的电池；多电容均衡适用于电池组中单体电池差异性较小且分布较均匀的情况。

(3) 基于电感的均衡

基于电感的均衡包括单电感法和多电感法，如图 1.6 为基于电感的均衡拓扑结构。基于电感的均衡拓扑与基于电容的均衡拓扑原理相似，仅是将储能元件从电容换成了电感，图 1.6 (a) 为单电感均衡拓扑结构，图 1.6 (b) 为多电感均衡拓扑结构。

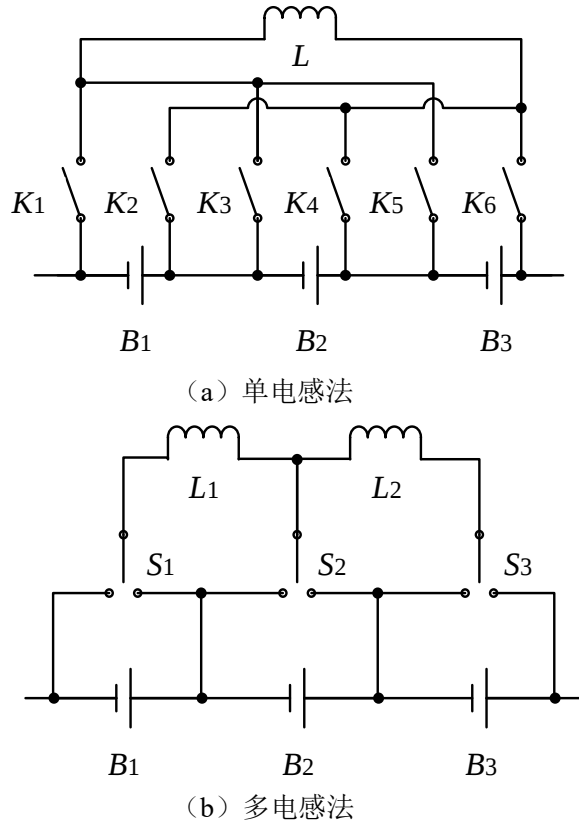


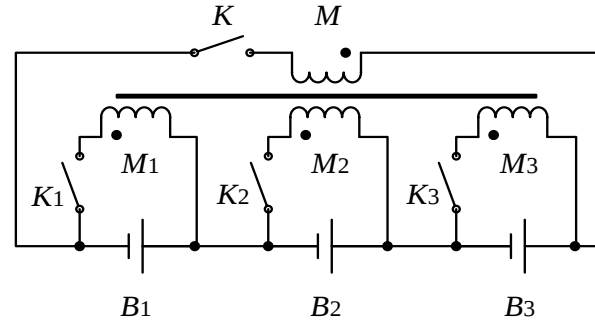
图 1.6 基于电感的均衡拓扑结构

相比于基于电容的均衡，基于电感的均衡的均衡电流更大，均衡速度更快，但能量不会自发地从高电压电池转移到低电压电池，需要不断检测单体电池的电压^[39-41]，根据压差设计开关组的开闭顺序，对控制系统的设计有着更高的要求。

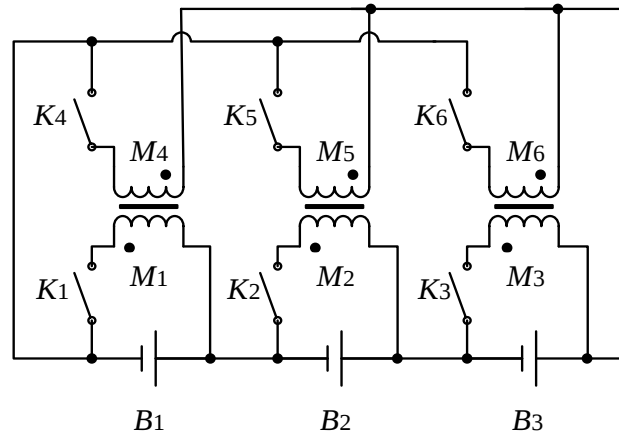
(4) 基于变压器的均衡

基于变压器的均衡以变压器作为能量转移载体，利用电磁感应效应，实现能量通过初级和次级线圈的转移^[42-46]。基于变压器的均衡包括单变压器法和多变压器法，如图 1.7 为基于变压器的均衡拓扑结构。图 1.7 (a) 为单变压器均衡拓扑结构，又称为多绕组变压器均衡拓扑结构，单变压器均衡拓扑结构由多变压器均衡拓扑结构简化而来，图 1.7 (b) 为多变压器均衡拓扑结构。

多变压器均衡速度快，能量损耗小，均衡效率高，但结构极其复杂，成本高，控制难度大，体积大，此外还需对外接电路做消磁处理。单变压器均衡较多变压器体积较小，但均衡时间也相应有所增加。基于变压器的均衡由于体积、成本和控制复杂度等因素，应用范围比较小。



(a) 单变压器法



(b) 多变压器法

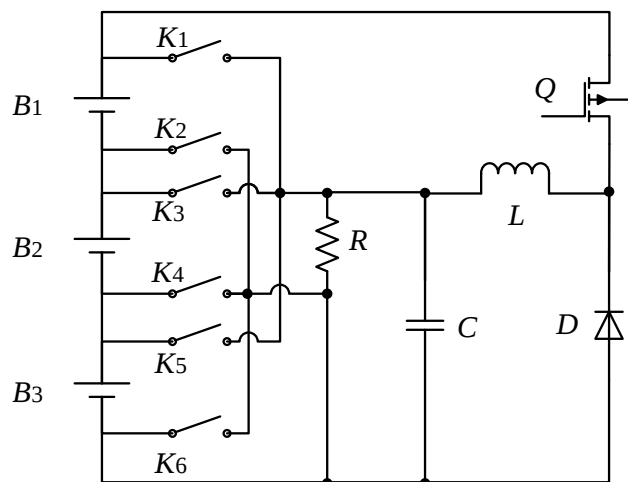
图 1.7 基于变压器的均衡拓扑结构

(5) 基于变换器的均衡

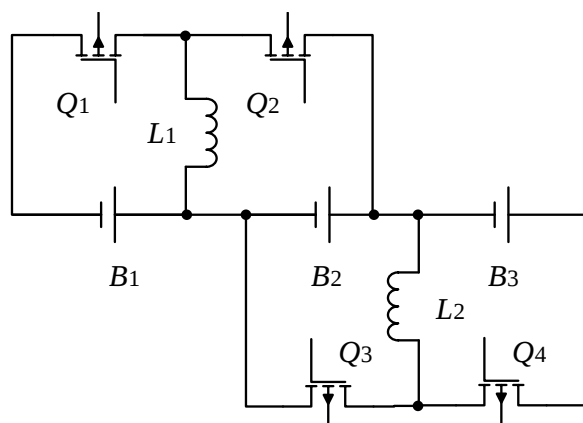
基于变换器的均衡以 DC-DC 变换器作为能量转移载体，实现能量在待均衡单体电池之间的转移。基于变换器的均衡拓扑一般也包含电感、电容和变压器等元器件，将以上元器件与 MOS 管组合，构成 Buck、Buck-Boost、Cuk 等变换器模块^[47-52]，具有很强的拓展性，且均衡效率高，均衡速度快。图 1.8 为基于变换器的均衡拓扑结构。

图 1.8 (a) 为基于 Buck 变换器的均衡，需要通过测量单体电池的电量差，来判断 MOSFET 管门极的脉冲宽度调制信号，达到将电压从输入端的高电压转换为低电压。该方案通常将输入端联通电池组整体的正负极两端，输出端通过开关组与待均衡单体电池相连，完成电量由整个电池组向某一单体电池的转移。图 1.8 (b) 为基于 Buck-Boost 变换器的均衡，均衡前需要测量相邻单体电池或电池组的电量差，判断相邻 MOSFET 管的通断顺序，完成能量由高电量电池到电感再到低电量电池的转移过程。该方案的开关控制复杂程度较开关电感法更低，但需要更多的电感元件。图 1.8 (c) 为基于 Cuk 变换器的均衡，该方案是由基于

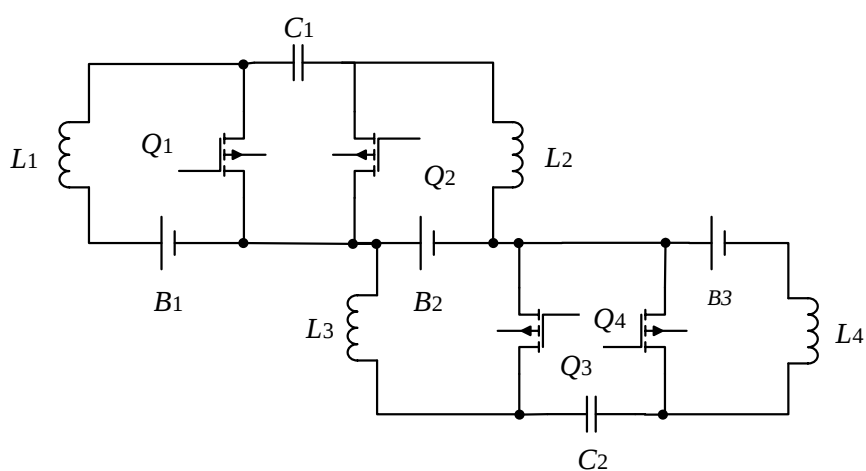
Buck-Boost 变换器的均衡发展而来。由于附加了电容，输出的电流纹波减小，但是结构更为复杂，元器件更多，成本增加，优势并不突出。



(a) 基于 Buck 变换器的均衡



(b) 基于 Buck-boost 变换器的均衡



(c) 基于 Cuk 变换器的均衡

图 1.8 基于变换器的均衡拓扑结构

相较于被动均衡，主动均衡的可选方案更丰富、均衡速度更快、损耗更小，在储能和动力电池管理系统中进行了应用实践。本文综合了各种均衡方案的优缺点，选择 Buck 变换器和 Buck-Boost 变换器，构建了一种新型的分层均衡拓扑结构，设计了基于此结构的均衡策略，并通过仿真实验证实了该方案良好的性能。

1.3 本文主要研究内容

针对上述储能与动力电池方面出现的问题，本文以电池管理系统中的 SOC 估计与均衡系统设计为主要研究内容，对现阶段面临的主要问题进行了相关研究。首先建立二阶 RC 等效电路模型并进行参数辨识，结合 UKF 算法和 BP 神经网络算法，对单体电池的 SOC 进行准确估计；其次构建基于 Buck 变换器的小组内均衡拓扑结构，设计均衡策略，完成组内各单体电池的均衡；最后构建基于 Buck-Boost 的组间均衡拓扑结构，设计均衡策略，完成各小组之间的电池均衡，以及整个电池组的均衡。论文具体结构如图 1.9 所示。

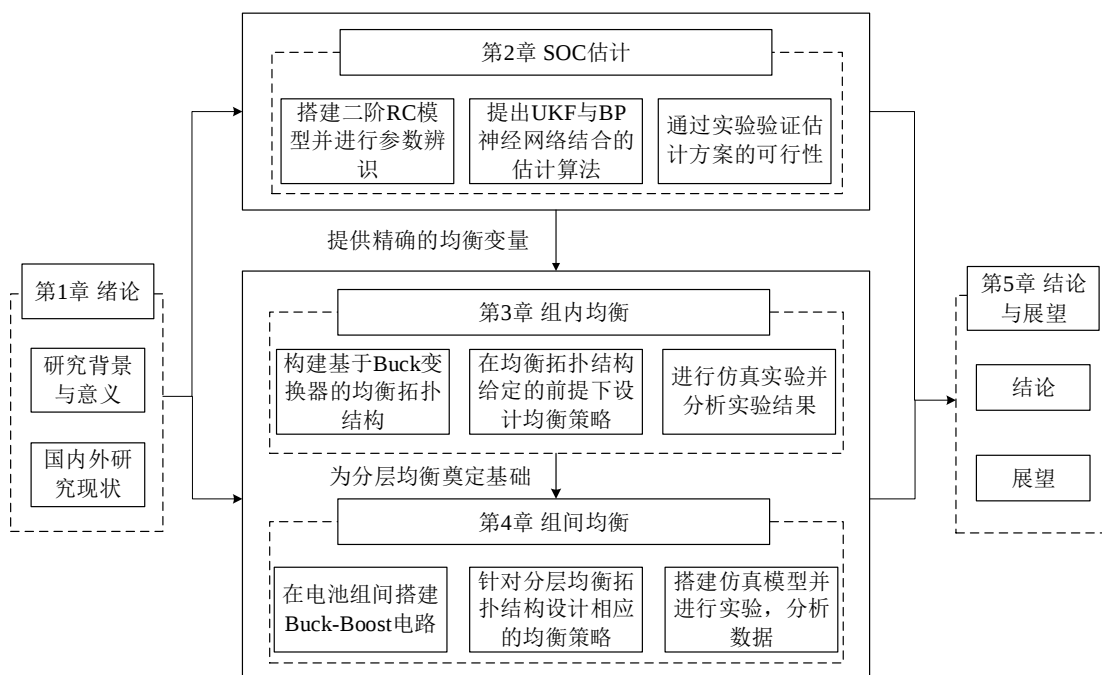


图 1.9 论文结构图

第 2 章 锂电池 SOC 估计

锂电池组主动均衡管理系统的目标是改善电池组单体电池之间的不一致性，均衡变量的选取是均衡管理的重要基础。均衡变量通常可以选择 OCV 值、工作电压值和 SOC 值。

OCV 值可以表达单体电池之间的不一致性，但仅在静置工况下可以保持较高的精度，静置时间越长精度越高，不适用于动态工况下的电池均衡。工作电压值与 OCV 值相似，但当电池组负载变化较大时，输出电流变化加剧，工作电压值波动随之加大，会造成电池均衡管理系统频繁启停，降低均衡元件的损耗，降低其使用寿命。SOC 值代表了当前的电池剩余电量，并不与单体电池电压值及电池容量直接相关，可以避免部分单体电池容量衰减或短期电压波动加大造成的误差，可以很好地反映单体电池之间的不一致性。经对比分析，为了应对电池复杂的运行工况，提高电池管理系统的可靠性和精确性，本章选用 SOC 值作为电池均衡管理系统的均衡变量。

2.1 电池等效电路模型的构建

2.1.1 二阶 RC 等效电路模型的建立

电池模型的建立是 SOC 估计的基础，目前电池模型主要包括电化学模型、神经网络模型和等效电路模型。

电化学模型是以数学的方式来反映电池内部的化学反应过程，包括电池正负极的反应、离子和电子的运动过程，以及部分常见的副反应等。电化学模型的建立较为复杂，化学反应的表达需要建立多个微分方程，计算量较大，不适合应用于实际工况下。

神经网络模型是通过大量的电池数据训练，得到一个电池状态参数与测试数据之间的对应关系。神经网络模型的精度高，能够应用于不同种类的电池，与电池的内部结构和化学反应无关。该类模型对电池数据依赖性强，所需的训练数据量很大，模型的精度与数据的量呈正相关。因此，在电池处于复杂工况下，或难以获取大量电池数据的情况下，模型的精度低。

等效电路模型是以多个元器件的组合来反应电池的内部状态，适应性强，常被用于储能及动力电池的建模。目前常用的等效电路模型包括 Rin 模型、Thevenin

模型、PNGV 模型以及 RC 模型。

本文选择等效电路模型中的二阶 RC 模型来表征单体电池的内部特性，该模型相较于一阶 RC 模型，可以更好地反映电池的极化现象，相较于三阶 RC 模型，简化了计算的复杂度，且模型精度可以满足 SOC 估计的要求，二阶 RC 等效电路模型如图 2.1 所示。

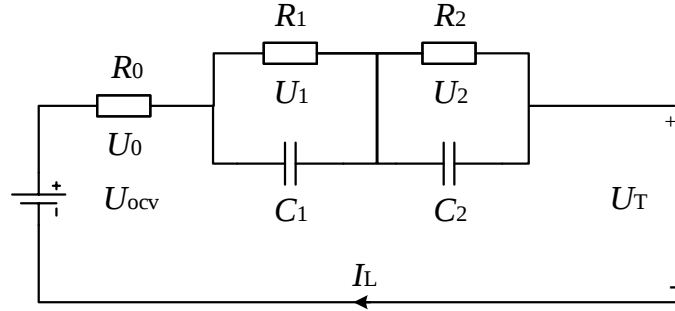


图 2.1 二阶 RC 等效电路模型

图 2.1 中 U_{OCV} 为电池的开路电压， U_T 为电池的输出电压， R_0 为电池内阻， U_0 为内阻上的电压， R_1 和 C_1 为电池的一组极化电阻和极化电容， R_2 和 C_2 为电池的另一组极化电阻和极化电容。 R_1 和 C_1 构成的 RC 网络代表电化学反应， R_2 和 C_2 构成的 RC 网络代表浓度差极化反应。 U_1 和 U_2 为电池的极化电压， I_L 为电流，电池放电时电流为正，充电时电流为负。

根据图 2.1 所示的等效电路模型，按照基尔霍夫定律可得电路方程组：

$$\begin{cases} U_0 = I_L R_0 \\ dU_1/dt = I_L/C_1 - U_1/(R_1 C_1) \\ dU_2/dt = I_L/C_2 - U_2/(R_2 C_2) \\ U_T = U_{OCV} - U_0 - U_1 - U_2 \end{cases} \quad (2-1)$$

电池在 t 时刻的 SOC 值表达式为：

$$SOC(t) = SOC(t-1) - \int_{t-1}^t \eta I(t)/Q dt \quad (2-2)$$

其中：电信号的采样周期为 1s， $SOC(t-1)$ 为前 1s 的 SOC 值， η 为库伦效率， $\eta=100\%$ ， Q 为电池实际容量。

将公式 (2-1) 离散化，并结合公式 (2-2)，可以得到电池的状态空间方程，如公式 (2-3) 所示，以及电池的输出方程，如公式 (2-4) 所示。

$$\begin{bmatrix} SOC(k+1) \\ U_1(k+1) \\ U_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \exp\left(-\frac{\Delta t}{R_1 C_1}\right) & 0 \\ 0 & 0 & \exp\left(-\frac{\Delta t}{R_2 C_2}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} SOC(k) \\ U_1(k) \\ U_2(k) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} -\frac{\Delta t}{Q} \\ R_1 \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{R_1 C_1}\right)\right) \\ R_2 \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{R_2 C_2}\right)\right) \end{bmatrix} I(k) + \omega(k) \quad (2-3)$$

$$U_T(k) = U_{OCV}(k) - R_0 I(k) - U_1(k) - U_2(k) + v(k) \quad (2-4)$$

其中： $SOC(k)$ 表示 k 时刻的电池 SOC 值， $I(k)$ 表示 k 时刻的流过电池的电流， Δt 表示电信号的采样周期， $\omega(k)$ 表示状态空间方程的预测噪声， $v(k)$ 为电池输出方程的测量噪声。

2.1.2 电池容量的检测

由公式 (2-2) 可知，电池的实际容量 Q 在电池 SOC 估计中是一个关键参数。本章采用 18650 型锂离子电池作为实验对象，实验平台包括深圳亚科源 8 通道充放电测试系统，深圳亚科源 408L 高低温试验箱以及上位机组成，实验平台如图 2.2 所示，图中从左到右的设备依次为 18650 型锂离子电池、高低温试验箱和 8 通道充放电测试系统，实验温度设置为恒定温度 25°C 。



图 2.2 电池容量检测平台

电池额定容量通常会出现在电池参数表中，18650 型锂离子电池参数如表 2.1 所示。由于生产工艺、使用工况以及电池老化程度的因素影响，不同单体电池的容量往往与额定容量存在差异，因此需要在实验之前对各电池的实际可用容量进行测算。

表 2.1 18650 型锂离子电池参数

电池参数	数值
额定容量/Ah	3.0
额定电压/V	3.6
充电截至电压/V	4.2 ± 0.03
放电截止电压/V	2.8 ± 0.03
恒压充电截止电流/A	0.048
工作环境温度/°C	充电: 0~45 放电: -20~60

电池实际容量的测算方案: 首先, 将实验温度控制在 25°C , 对电池充电至充电截至电压后静置电池; 然后, 采用充放电测试系统对电池进行恒流放电, 恒流放电至放电截止电压, 并计算总放电量; 最后, 多次测量计算总放电量, 并取其平均值, 直至相邻 5 次测量结果与平均值偏差小于 1%, 以此 5 次实验结果的平均值作为电池实际容量 Q 。具体实验步骤如表 2.2 所示。

表 2.2 电池容量测算实验步骤

实验步骤	实验内容
1	电池静置于高低温实验箱 1 小时, 温度设置为 25°C
2	以 1C 电流恒流充电至充电截至电压
3	转为恒压模式充电至电流小于 0.048A
4	电池静置 30 分钟
5	以 1C 恒流放电至放电截止电压
6	记录放电的总电量 Q
7	电池静置 30 分钟, 重复步骤 2~6
8	对比实验结果, 直至 Q 的值连续 5 次偏差小于 1%
9	试验结束

经过以上实验, 测得该节 18650 型锂离子电池的实际容量为 2.976Ah。

2.1.3 OCV-SOC 曲线的拟合

由上文可得, 实验用 18650 型锂离子电池的实际容量已测得, 若想得到 OCV-SOC 曲线, 计算出 SOC 值与 OCV 值的函数关系, 则可通过充放电测试系统对

单体电池进行放电实验。具体测试方法如下：将待测单体电池置于高低温实验箱中，温度设置为 25℃，静置 1 小时，使电池内部温度与环境温度趋于一致。将电池按照表 2.2 中的步骤 2~3 充满电，经过 1 小时的静置之后，测得电池的开路电压，即为 SOC 值为 1.0 时对应的 OCV 值。以大小为 1C（指电池标称容量对应的电流值）的电流恒流放电，放电容量为 $Q/10$ ，经过 30 分钟静置后，所测得的电池的开路电压，即为 SOC 值为 0.9 时对应的 OCV 值。继续以 $Q/10$ 的容量对单体电池进行如上放电实验，分别获得 SOC 值为 0.8~0.0 时的 OCV 值，得到电池开路电压随 SOC 的变化情况如表 2.3 所示。

表 2.3 锂电池 OCV 与 SOC 对应关系

OCV/V	SOC/%
2.8173	0
3.5060	10
3.5975	20
3.6398	30
3.7033	40
3.7879	50
3.8804	60
3.9074	70
3.9834	80
4.0829	90
4.1932	100

表 2.3 所示的关于 SOC 与 OCV 的实验数据，通过 MATLAB 中的拟合工具箱 Curve Fitting Tool 对数据进行多项式拟合。通过对多个拟合曲线的对比，综合考虑拟合多项式的计算量、拟合曲线的拟合度以及对 SOC 值得预测精度等因素，确定拟合多项式的阶次为 8 次较为合适。SOC-OCV 曲线如图 2.3 所示，拟合多项式如式（2-5）所示：

$$\begin{aligned}
 U_{OCV}(SOC) = & -133.9SOC^8 + 585.5SOC^7 - 1130SOC^6 \\
 & + 1266SOC^5 - 890.3SOC^4 + 390.9SOC^3 \\
 & - 100.3SOC^2 + 13.77SOC + 2.817
 \end{aligned} \quad (2-5)$$

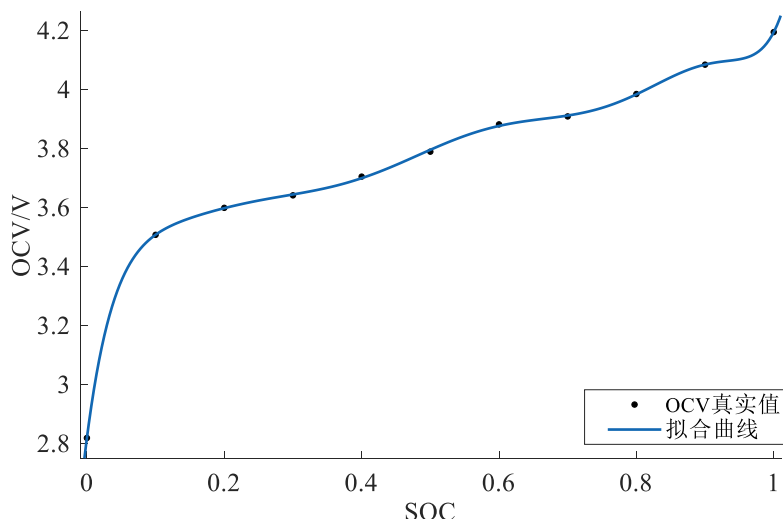


图 2.3 SOC-OCV 拟合曲线

拟合曲线的评价参数包括：误差平方和（SSE，Sum of Squared Error）为 4.392×10^{-4} ，决定系数（ R^2 ，R Square）为 0.9997，均方根误差（RMSE，Root Mean Squared Error）为 0.01482，表明图 2.3 中 OCV-SOC 曲线的拟合精度较高。

2.1.4 参数辨识

在已搭建的锂离子电池模型中，关于 R_0 、 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 这 5 个参数的值是未知的，且参数值会随着 SOC 值的变化而变化。在对 SOC 值的估计中，需要设计一个在 25℃ 下的混合脉冲功率特性（Hybrid Pulse Power Characteristic, HPPC）工况实验，通过所取得的锂离子电池电压响应曲线，完成对模型中 5 个参数的辨识。HPPC 测试具体步骤如表 2.4 所示。

表 2.4 HPPC 测试步骤

实验步骤	实验内容
1	电池静置于高低温实验箱 1 小时，温度设置为 25℃
2	以 0.5C 恒流放电 720 秒，静置 1 小时
3	以 1C 恒流放电 10 秒，静置 30 秒
4	以 0.75C 恒流充电 10 秒，静置 30 秒
5	以 0.5C 恒流放电 720 秒，静置 1 小时
6	重复步骤 3~5，并记录电压变化数据
7	直至 SOC 值剩余 10%，测试结束

HPPC 脉冲放电测试以 10% 的电池电量为一个周期进行恒流放电，静置后外加一个充电与放电的脉冲电流，测试中电压变化如图 2.4 所示。

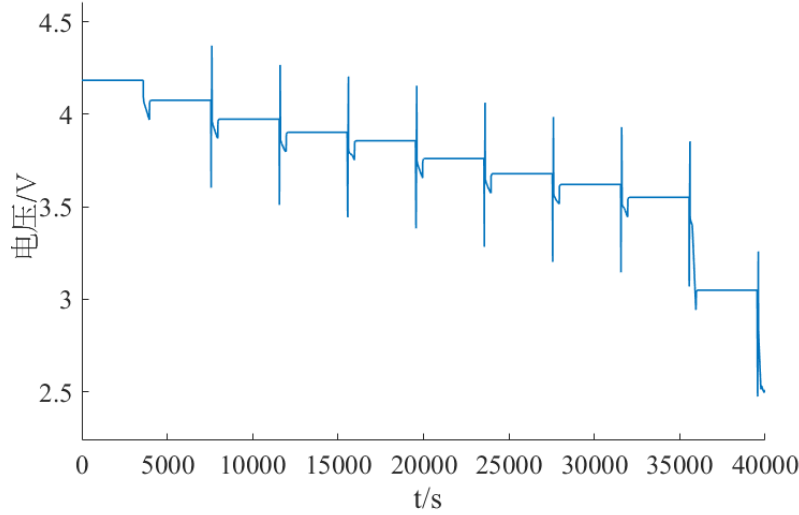


图 2.4 HPPC 测试电压变化曲线

由图 2.1 可知，二阶 RC 等效电路模型的结构中包含的 R_0 ， R_1 与 C_1 ， R_2 与 C_2 三个部分，代表电池的极化回路，但是电容两端电压无法突变，即 R_1 与 C_1 ， R_2 与 C_2 组成的极化回路的电压无法突变。因此当电流发生突变时，电压随之发生突变的现象是由等效电阻 R_0 引起的，故可得：

$$R_0 = |\Delta U / I| \quad (2-6)$$

其中： ΔU 代表电池端电压的变化量。

现以 SOC 值为 80% 的锂离子电池为例，在 t_1 时刻以 2A 的电流进行恒流放电，放电时间为 10 秒， t_3 时刻电流归零，静置 40 秒，并记录在 $t_1 \sim t_4$ 时刻的端电压；静置完成后，在 t_5 时刻以 2A 的电流进行恒流充电，充电时间为 10 秒， t_7 时刻电流归零，静置 20 秒，并记录在 $t_5 \sim t_8$ 时刻的端电压。电池端电压随电流和时间变化曲线如图 2.5 所示。

在 $t_1 \sim t_2$ 时期，电池属于脉冲放电的开始阶段，电流变化的时间极短，端电压变化很快， $t_3 \sim t_4$ 时期，电池属于脉冲放电的结束阶段，端电压变化与 $t_1 \sim t_2$ 时期相似，故可以两个阶段所求电阻的平均值来表示 R_{0-} ：

$$R_{0-} = (|U_{t1} - U_{t2}| + |U_{t4} - U_{t3}|) / (2 \cdot |I|) \quad (2-7)$$

其中： R_{0-} 表示放电阶段的 R_0 平均值。

同理，在 $t_5 \sim t_6$ 时期，电池属于脉冲充电的开始阶段， $t_7 \sim t_8$ 时期，电池属于脉冲充电的结束阶段，两个阶段所求电阻的平均值来表示 R_{0+} ：

$$R_{0+} = (|U_{t6} - U_{t5}| + |U_{t7} - U_{t8}|) / (2 \cdot |I|) \quad (2-8)$$

其中： R_{0+} 表示充电阶段的等效电阻 R_0 平均值。

那么，充放电阶段 R_{0+} 与 R_{0-} 的平均值即是当前 SOC 值下的等效电阻 R_0 ：

$$R_0 = (R_{0+} + R_{0-})/2 \quad (2-9)$$

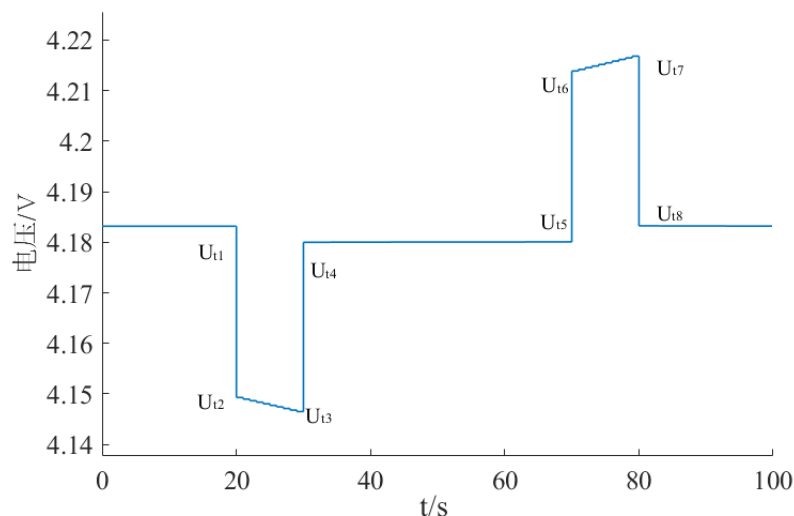


图 2.5 电池端电压随电流变化曲线

根据以上方案，可以求得温度为 25℃环境下，SOC 值为 10%~100%的各状态下的等效电阻 R_0 值。各 SOC 状态下对应的等效电阻 R_0 值如表 2.4 所示。

表 2.4 25℃环境下 SOC 值与等效电阻 R_0 对应关系

SOC/%	R_0/Ω
10	0.0173
20	0.0154
30	0.0136
40	0.0145
50	0.0162
60	0.0168
70	0.0152
80	0.0176
90	0.0153
100	0.0198

由图 2.5 中可以看到，在 $t_2 \sim t_3$ 时期，电池属于恒流放电阶段， $t_4 \sim t_5$ 时期，电池属于静置阶段， $t_6 \sim t_7$ 时期，电池属于恒流充电阶段。恒流充放电工况下，电池端电压的缓慢变化与等效电阻 R_0 无关，而是由二阶 RC 等效电路模型中的 R_1 与 C_1 、 R_2 与 C_2 组成的极化回路造成的。 $t_2 \sim t_3$ 和 $t_6 \sim t_7$ 时期，为端电压的零状态响应，

电池端电压可表示为式（2-10）：

$$U = U_{t2} - IR_0 - IR_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) - IR_2 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) \quad (2-10)$$

其中： $\tau_1 = R_1 C_1$ ， $\tau_2 = R_2 C_2$ 。

$t_4 \sim t_5$ 时期，为端电压的零输入响应，电池端电压可表示为式（2-11）：

$$U = U_{t4} - V_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} - V_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (2-11)$$

其中： $V_1 = R_1 I$ ， $V_2 = R_2 I$ 。

通过 MATLAB 软件中的 curve fit 拟合工具箱可以拟合端电压曲线，即可获得 V_1 、 V_2 、 τ_1 和 τ_2 的值。再通过 V_1 、 V_2 、 τ_1 和 τ_2 ，与 R_1 、 C_1 、 R_2 和 C_2 之间的关系，可以计算得出 R_1 、 C_1 、 R_2 和 C_2 的值。25℃环境下，不同 SOC 状态对应的 R_1 、 C_1 、 R_2 和 C_2 的值如表 2.5 所示。

表 2.5 25℃环境下 SOC 值与 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 对应关系

SOC/%	R_1/Ω	R_2/Ω	C_1/F	C_2/F
10	0.1355	0.0212	7.2215	530.4832
20	0.0147	0.0208	45.1254	855.2569
30	0.0136	0.0193	36.2587	893.5614
40	0.0051	0.0185	221.5017	983.2759
50	0.0065	0.0162	152.6659	864.3591
60	0.0081	0.0175	195.3785	755.2681
70	0.0138	0.0182	52.3954	533.4962
80	0.0142	0.0189	75.6349	655.8691
90	0.0213	0.0203	35.2648	688.2432
100	0.0267	0.0226	22.3182	654.1352

2.1.5 电池模型验证

为验证所设计的二阶 RC 等效电路模型的准确性，现将该模型在计算机软件 MATLAB/Simulink 环境下进行系统建模仿真实验，如图 2.6 所示。模型的 SOC 初始值设置为 100%，系统输入为充放电电流，输出为模型仿真电压，通过对比输出电压的波动和电压估计的误差来判断模型的精确性。

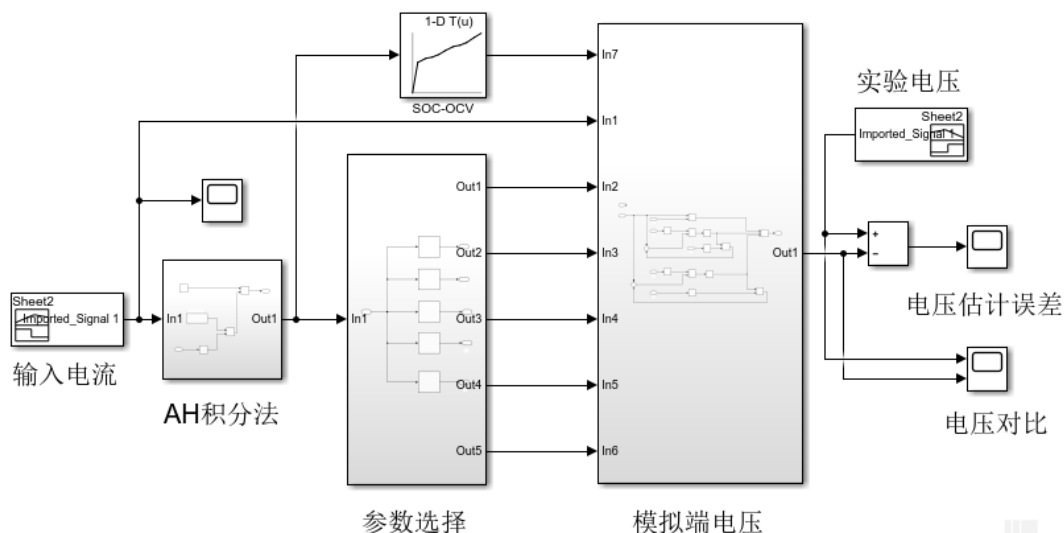


图 2.6 电池仿真模型

在 25°C 的环境中，本文采用北京公交纯电动客车动态应力测试（Beijing Bus Dynamic Stress Test, BBDST）工况对该模型进行精度验证，该工况下的仿真测试时长为 7058 秒，电池的初始 SOC 值为 99%，当放电到 SOC 值为 10% 时仿真结束。仿真测试结果与实验所得数据对比效果如图 2.7 所示。

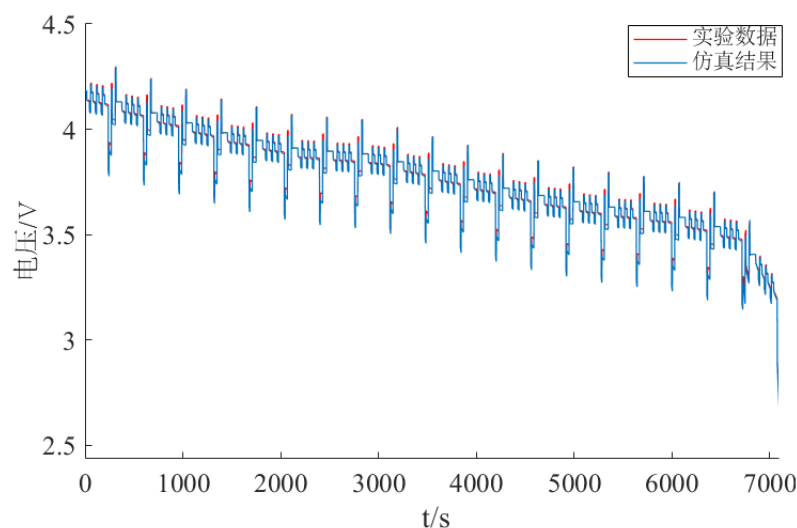


图 2.7 仿真估算电压与实验电压对比

在 25°C 的环境中，仿真模型对 BBDST 放电工况之下，仿真模型电压估计值与实验所得数据之差的绝对值变化曲线如图 2.8 所示，该模型可将估计值与实验测得的实际值之差控制在 0.05V 之内，大部分时间下可控制在 0.02V 之内，误差不超过 1.5%，可以满足模型对精度的要求。

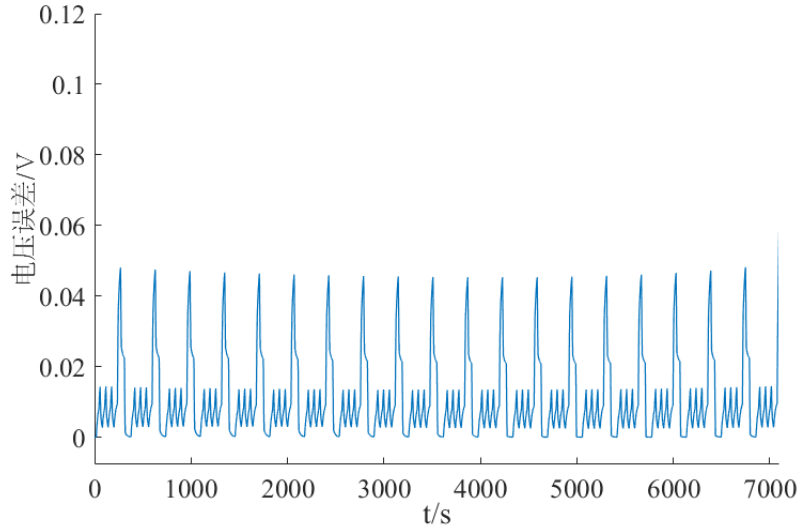


图 2.8 仿真估算电压与实验电压误差

2.2 SOC 估计算法的设计

2.2.1 基于 EKF 算法的锂电池 SOC 估计

线性卡尔曼滤波算法 (Kalman Filter, KF) 主要通过建立系统状态方程和观测方程, 以迭代的方法, 将上一时刻系统的状态估计值与当前时刻的测量值结合, 求得当前时刻的状态估计值。线性卡尔曼滤波算法为一种基于最小方差原则的算法, 可在噪声环境下求得系统的最优输出, 该算法仅需上一时刻状态估计值与当前时刻测量值, 即可得到当前时刻估计值, 降低了对处理器的数据存储能力和计算能力的要求。

线性系统的状态空间表达式为:

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + \omega_k \\ y_k = C_k x_k + D_k u_k + v_k \end{cases} \quad (2-12)$$

其中: x_k 为 k 时刻的状态输入向量, y_k 为 k 时刻的观测输出向量, u_k 为 k 时刻的系统输入, A_k 为系统的状态转移矩阵, B_k 为输入矩阵, C_k 为观测矩阵, D_k 为前馈矩阵, ω_k 为系统噪声, v_k 为观测噪声, ω_k 与 v_k 互不相关且噪声分布服从于高斯分布。

鉴于卡尔曼滤波算法只能针对线性系统的局限性, 扩展卡尔曼滤波算法 (Extended Kalman Filter, EKF) 更适用于锂电池这类非线性系统的状态估算。EKF 算法将系统状态矩阵与观测矩阵进行泰勒展开, 舍去二次项及更高次项, 实现非线性系统的线性化。

非线性系统的状态空间表达式为:

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + \omega_k \\ y_k = g(x_k, u_k) + v_k \end{cases} \quad (2-13)$$

其中： $f(x_k, u_k)$ 为系统的状态传递函数， $g(x_k, u_k)$ 为测量函数，两者均为非线性函数，将其线性化处理可得：

$$\begin{cases} f(x_k, u_k) \approx f(\hat{x}_k, u_k) + \partial f(x_k, u_k) / \partial x_k |_{x_k=\hat{x}_k} (x_k - \hat{x}_k) \\ g(x_k, u_k) \approx g(\hat{x}_k, u_k) + \partial g(x_k, u_k) / \partial x_k |_{x_k=\hat{x}_k} (x_k - \hat{x}_k) \end{cases} \quad (2-14)$$

其中： $\hat{x}_k$ 为 x_k 的估计值。令：

$$\begin{cases} A_k = \partial f(x_k, u_k) / \partial x_k |_{x_k=\hat{x}_k} \\ C_k = \partial g(x_k, u_k) / \partial x_k |_{x_k=\hat{x}_k} \end{cases} \quad (2-15)$$

经线性化处理后，可将原非线性系统状态空间表达式转化为：

$$\begin{cases} x_{k+1} \approx A_k(x_k - \hat{x}_k) + f(\hat{x}_k, u_k) + \omega_k \\ y_k \approx C_k(x_k - \hat{x}_k) + g(\hat{x}_k, u_k) + v_k \end{cases} \quad (2-16)$$

对线性化后的方程，即可用扩展卡尔曼滤波算法估计系统的状态变量，主要包含以下步骤：

(1) 初始化过程：

$$\hat{x}_0 = E[x_0], P_0 = Var(x_0) \quad (2-17)$$

(2) 状态估算时间更新：

$$\hat{x}_{k+1|k} = f(\hat{x}_{k|k}, u_k) \quad (2-18)$$

(3) 误差协方差时间更新：

$$P_{k+1|k} = A_{k+1}P_{k|k}\hat{A}_{k+1}^T + Q_k \quad (2-19)$$

(4) 计算卡尔曼增益：

$$K_{k+1} = P_{k+1|k}C_{k+1}^T(C_{k+1}P_{k+1|k}C_{k+1}^T + R_k)^{-1} \quad (2-20)$$

(5) 修正状态向量的估计值：

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1}[y_{k+1} - g(\hat{x}_{k+1|k}, u_{k+1})] \quad (2-21)$$

(6) 误差协方差更新：

$$P_{k+1} = (I - K_{k+1}C_{k+1})P_{k+1|k} \quad (2-22)$$

以上步骤中， $\hat{x}_{k+1|k}$ 为 k 时刻状态变量的预测值， $\hat{x}_{k+1|k+1}$ 为 $k+1$ 时刻状态变量估计的更新值，即滤波后的估计结果， $P_{k+1|k}$ 为 k 时刻对状态变量误差协方差的预测矩阵， $P_{k+1|k+1}$ 为更新后的误差协方差矩阵。

2.2.2 基于 UKF 算法的锂电池 SOC 估计

由于 EKF 算法在对状态矩阵与观测矩阵进行泰勒展开时，舍去了二次项及更高次项，故该算法仅能保留一阶精度。为了避免此类问题，提高估算精度，此处引入无迹卡尔曼滤波算法（Unscented Kalman Filter, UKF）算法^[53]。UKF 算法在非线形处理问题上使用无损变换（UT）来更正协方差和均值，可以将估算结果保留到二阶精度。

无损变换是指通过特定规则在原有数据集中选取部分数据，且该数据集具有与原数据集相同的均值和协方差，再把选取的数据集代入非线性函数变换之中，获得新数据集，最后求得新数据集的均值和协方差。具体步骤如下：

（1）选取采样点：

$$\begin{cases} \chi_i = \bar{x}, i = 0 \\ \chi_i = \bar{x} + (\sqrt{(n+\lambda)P})_i, i = 1 \sim n \\ \chi_i = \bar{x} - (\sqrt{(n+\lambda)P})_i, i = (n+1) \sim 2n \end{cases} \quad (2-23)$$

其中：

$$\lambda = \alpha^2(n + \kappa) - n \quad (2-24)$$

其中： χ_i 为 k 时刻的第 i 个采样数据， $\bar{x}$ 为 x 的均值， P 为协方差， α 为比例缩放因子，通常为较小的正数，可以控制采样数据的分布， κ 为可调参数， λ 为比例因子， λ 的大小决定采样数据与均值差值的大小。

（2）将采样数据代入非线性函数：

$$Y_i = f(\chi_i), i = 0 \sim 2n \quad (2-25)$$

（3）计算采样数据的权重值：

$$W_i^m = \begin{cases} \lambda/(n + \lambda), i = 0 \\ 1/[2(n + \lambda)], i = 1 \sim 2n \end{cases} \quad (2-26)$$

$$W_i^c = \begin{cases} \lambda/(n + \lambda) + (1 - \alpha^2 + \beta), i = 0 \\ 1/[2(n + \lambda)], i = 1 \sim 2n \end{cases} \quad (2-27)$$

其中： W_i^m 为第 i 个采样数据在计算均值时的权重， W_i^c 为第 i 个采样数据在计算方差时的权重， β 为一个常量。

（4）确定均值和方差矩阵：

$$\begin{cases} \bar{Y} \approx \sum_{i=0}^{2n} W_i^m Y_i \\ P_{YY} \approx \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (Y_i - \bar{Y})(Y_i - \bar{Y})^T \end{cases} \quad (2-28)$$

针对非线性系统的状态方程与观测方程，UKF 算法的估算过程，通常包括如下步骤：

(1) 初始化过程：

$$\hat{x}_0 = E[x_0], \quad P_0 = Var(x_0) \quad (2-29)$$

(2) 获得采样数据：

$$\chi_{i,k} = [\bar{x}_k \quad \bar{x}_k + \sqrt{(n+\lambda)P_k} \quad \bar{x}_k - \sqrt{(n+\lambda)P_k}] \quad (2-30)$$

(3) 采样数据的一步预测：

$$\chi_{i,k}^* = f(\chi_{i,k}, u_k) \quad (2-31)$$

(4) 对均值与协方差进行时间更新：

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1|k} \approx \sum_{i=0}^{2n} W_i^m f(\chi_{i,k}, u_k) \\ P_{k+1|k} \approx \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\hat{x}_{k+1|k} - \chi_{i,k}^*)(\hat{x}_{k+1|k} - \chi_{i,k}^*)^T + Q \end{cases} \quad (2-32)$$

(5) 产生新数据集：

$$\chi_{i,k+1|k} = [\hat{x}_{k+1|k} \quad \hat{x}_{k+1|k} + \sqrt{(n+\lambda)P_{k+1|k}} \quad \hat{x}_{k+1|k} - \sqrt{(n+\lambda)P_{k+1|k}}] \quad (2-33)$$

(6) 获取 UKF 算法的观测预测：

$$y_{i,k+1|k} = h(\chi_{i,k+1|k}, u_k) \quad (2-34)$$

(7) 获取 UKF 算法的观测预测值与协方差：

$$\hat{y}_{k+1|k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^m Y h(\chi_{i,k+1|k}, u_k) \quad (2-35)$$

$$P_{yy} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (y_{i,k+1|k} - \hat{y}_{k+1|k})(y_{i,k+1|k} - \hat{y}_{k+1|k})^T + R \quad (2-36)$$

$$P_{xy} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\chi_{i,k+1|k} - \hat{y}_{k+1|k})(y_{i,k+1|k} - \hat{y}_{k+1|k})^T \quad (2-37)$$

(8) 计算增益矩阵：

$$K_{k+1} = P_{xy} P_{yy}^{-1} \quad (2-38)$$

(9) 更新状态变量和协方差：

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1}(y_{k+1} - \hat{y}_{k+1|k}) \quad (2-39)$$

$$P_{k+1} = P_{k+1|k} - K_{k+1} P_{yy} K_{k+1}^T \quad (2-40)$$

以上步骤中： Q 为噪声 W_k 的协方差矩阵， R 为观测噪声。

2.2.3 BP 神经网络对 UKF 算法的修正

UKF 算法通过无损变换的原理，避免了非线性系统进行线性转换时产生的误差，提高了估算精确度。锂电池是一个较复杂的非线性系统，若仅用 UKF 算法进行 SOC 估计，容易受诸多外部因素的影响，造成估计结果误差偏大的问题。为减少估计误差，提高估算精度和稳定性，本文引入 BP 神经网络算法对 UKF 算法的估计结果进行优化。BP 神经网络结构如图 2.9 所示。

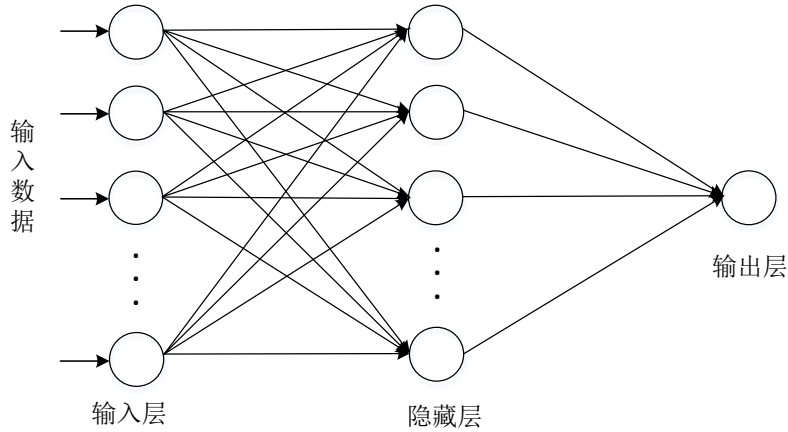


图 2.9 BP 神经网络结构

BP 神经网络采用最速下降法，通过反向传播来不断修改网络神经元之间的权重和阈值，使神经网络输出的误差平方和最小，达到预期的估计精度和稳定性要求。BP 神经网络通常包含输入层、隐藏层和输出层三部分，输入信号首先通过正向传播，依次通过输入层、隐藏层和输出层；然后反向传播，并依次调节各层之间的权重和阈值，通过计算输出值与期望值之间的误差来调节各层之间的参数，达到减小误差的目的。

现选择充放电电流、充放电时间、电池输出电压、 $k+1$ 时刻的 SOC 状态量的估计值 $\hat{x}_{k+1|k+1}$ ，卡尔曼增益 K_{k+1} 作为输入数据，以 SOC 状态量的估计误差 $\Delta\hat{x}_{k+1}$ 作为输出，将此误差从估计值 $\hat{x}_{k+1|k+1}$ 中剔除，即可得到 $k+1$ 时刻的估计结果。

为获得一个最佳 BP 网络结构，即隐藏层节点数最少，可以满足估算精度及稳定性要求且不会陷入过度拟合。隐藏层节点数 m 的选择可参考公式 (2-41)：

$$\begin{cases} m = \log_2 n \\ m = \sqrt{n+1} + a \\ m = \sqrt{nl} \end{cases} \quad (2-41)$$

其中： n 为输入层节点数， l 为输出层节点数， a 为 1~10 之间的常数。本文选则的隐藏层节点数为 8，以充放电实验数据为样本对神经网络进行训练。

2.3 实验结果及分析

为验证本文所提出的 BP-UKF 算法的估算能力，现以动态应力测试工况（Dynamic Stress Test, DST）与联邦城市运行工况（Federal Urban Driving Schedule, FUDS）工况下的锂电池充放电数据作为研究对象，分别使用上文所提到的 EKF 算法、UKF 算法以及 BP-UKF 算法对单体电池进行 SOC 估计，以平均绝对误差（Mean Absolute Error, MAE）、RMSE 和 SSE 为评价指标，对比分析不同工况下的各算法的估计精度。

2.3.1 DST 工况实验

DST 工况是通过对大量电动汽车的实际运行情况的统计分析，得出的电池充放电电流变化曲线。相比于恒流工况下的充放电实验，DST 工况下的充放电电流变化情况更加贴近动力电池的实际工况，其中包含电动汽车的启动、加速、减速、匀速以及制动电能回收等情况。DST 工况下电流变化曲线如图 2.10 所示。

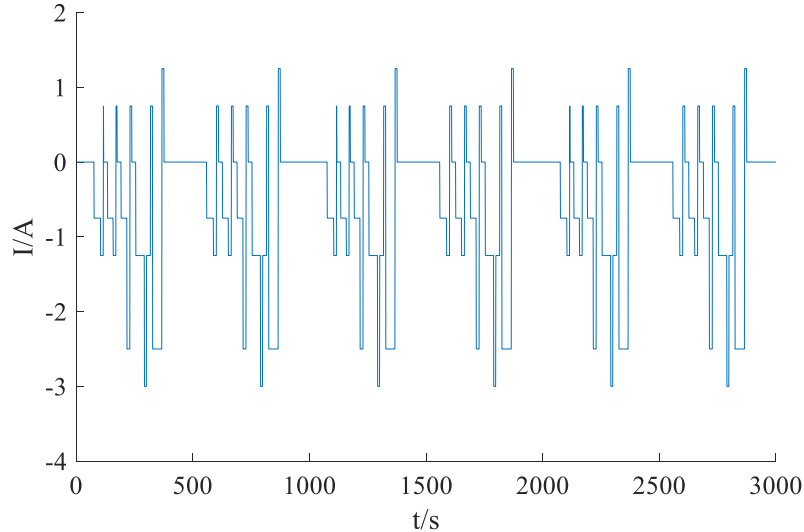
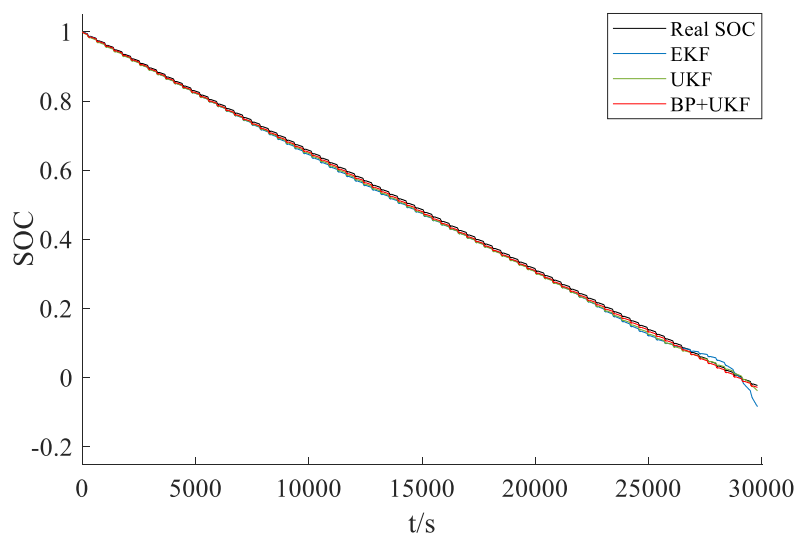
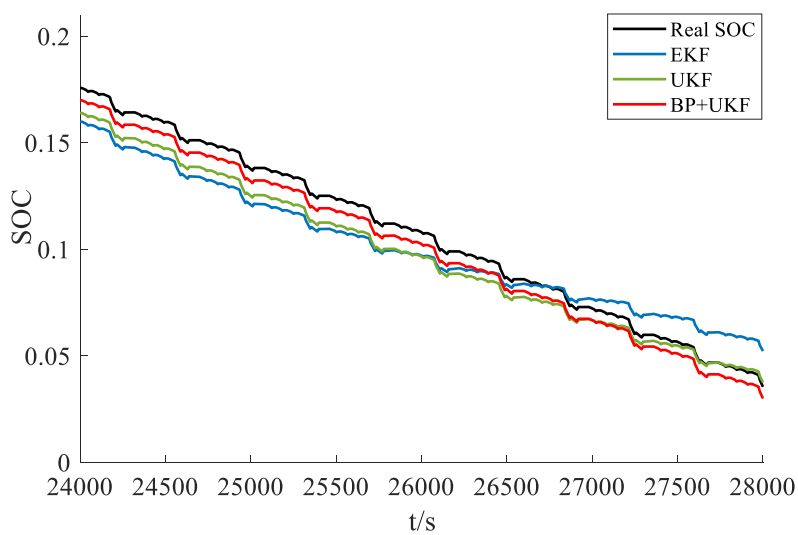


图 2.10 DST 工况下电流变化曲线

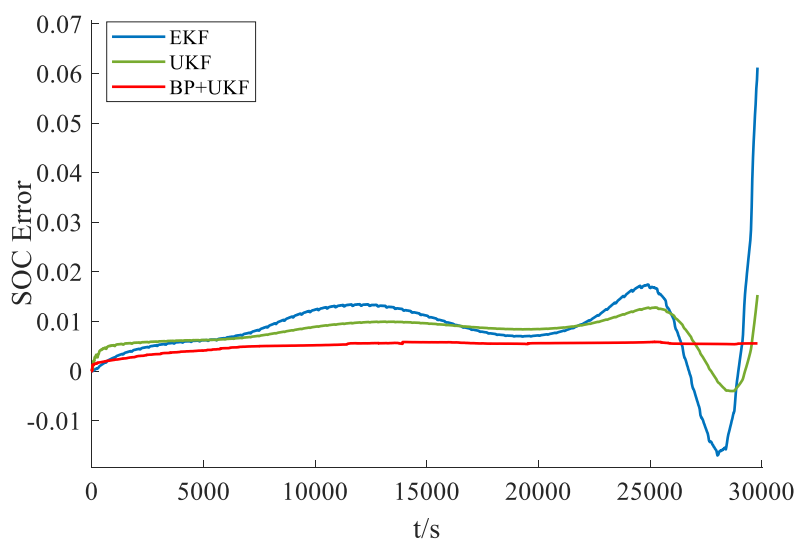
在 25℃ 环境下，按照 DST 工况对锂电池进行充电放电实验，SOC 初始值设置为 100%。整个放电过程中各算法对应的 SOC 估计结果，SOC 估计结果的局部放大对比，以及 SOC 估计结果的误差如图 2.11 所示。



(a) 各算法的 SOC 估计结果对比



(b) SOC 估计结果的局部放大



(c) 各算法的 SOC 估计结果误差

图 2.11 DST 工况下各算法估计结果

由仿真结果可知，在 25℃ 环境下，三种算法得到的 SOC 估计值与真实值误差较小，估计结果较为准确；但随着放电过程的深入，EKF 算法的估计误差不再稳定，并于约 22000~30000 秒的时间段，误差波动逐渐变大，UKF 算法也出现了较大波动，BP-UKF 算法的估计误差始终保持平稳，且误差为三者之中最小。

表 2.6 DST 工况下各算法 SOC 估计误差比较

SOC 估计方法	MAE/%	RMSE/%	SSE
EKF	0.9809	1.1279	3.7916
UKF	0.7991	0.8392	2.0992
BP-UKF	0.5078	0.5177	0.7988

由表 2.6 可知，在 EKF、UKF 和 BP-UKF 三种算法中，MAE 值分别为 0.9809%、0.7991%、0.5078%，RMSE 值分别为 1.1279%、0.8392%、0.5177%，SSE 值分别为 3.7916、2.0992、0.7988。综合分析以上数据，BP-UKF 算法在 SOC 估计时，估计结果的收敛性，误差的大小以及误差的波动程度均优于 EKF 和 UKF 算法，证明了该算法在 DST 工况下的可靠性和优越性。

2.3.2 FUDS 工况实验

FUDS 工况是通过对美国联邦城市驾驶路况下的车辆行驶数据进行统计学处理，得到的动力电池充放电数据。FUDS 工况下电流变化曲线如图 2.12 所示。

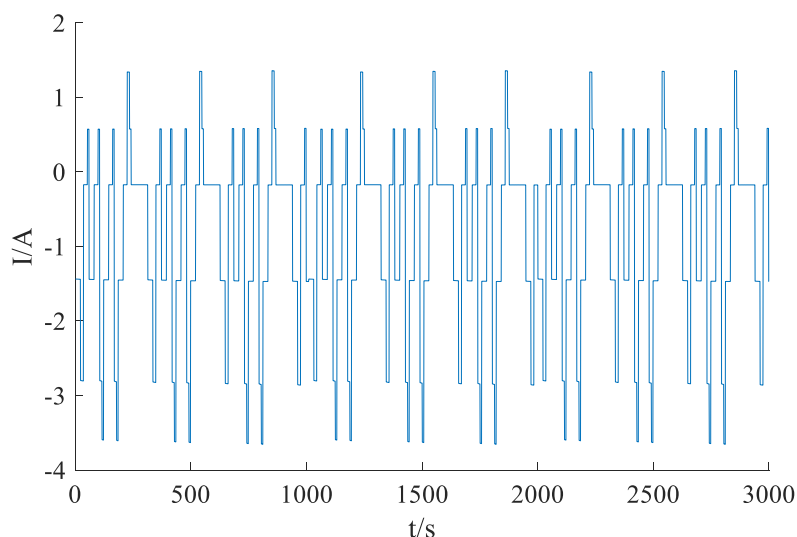
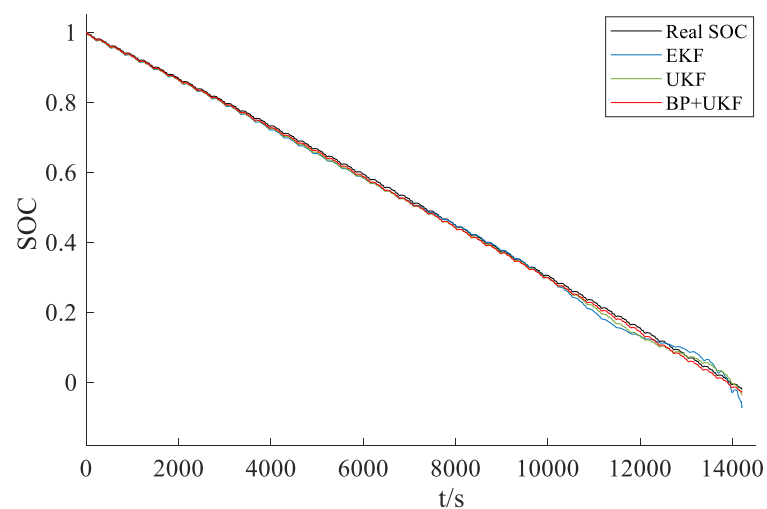


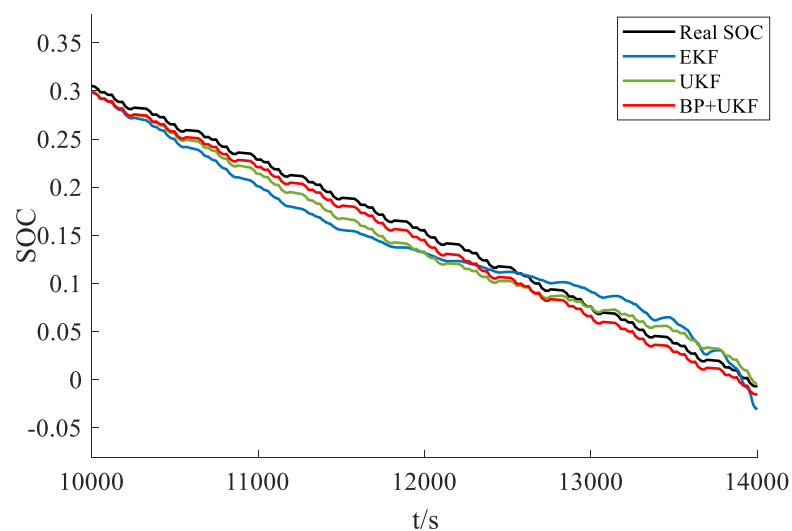
图 2.12 FUDS 工况下电流变化曲线

在 25℃ 环境下，按照 FUDS 工况下的电流数据对锂电池进行充电放电实验，SOC 初始值设置为 100%，模拟美国联邦城市驾驶路况下的动力电池完整放电过程。整个放电过程中各算法对应的 SOC 估计结果，SOC 估计结果的局部放大对

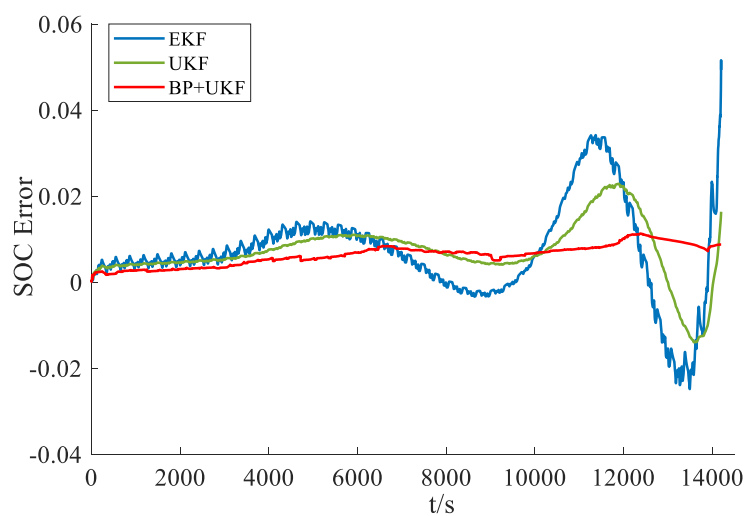
比，以及 SOC 估计结果的误差如图 2.13 所示。



(a) 各算法的 SOC 估计结果对比



(b) SOC 估计结果的局部放大



(c) 各算法的 SOC 估计结果误差

图 2.13 FUDS 工况下各算法估计结果

由仿真结果可知,在 25℃环境下,三种算法在放电过程中大约 0~4000 秒的时间段,得到的 SOC 估计值与真实值误差较小,估计结果较为准确;随着放电过程的继续,EKF 算法由于估算精度和累计误差的原因,估计误差发生较大波动,UKF 算法的误差也出现了小幅波动;在放电过程的中后段,10000~14000 秒的时间段,EKF 算法的估计误差波动更加剧烈,且 EKF 算法的估计误差峰值已超过 0.05,UKF 算法也出现了较大波动,BP-UKF 算法的估计误差在此阶段也出现了小幅波动,但从整个放电过程来看,估计误差波动较小,相对而言误差曲线始终保持平稳,且误差为三者之中最小。

表 2.7 FUDS 工况下各算法 SOC 估计误差比较

SOC 估计方法	MAE/%	RMSE/%	SSE
EKF	0.9822	1.2799	2.3271
UKF	0.8437	0.9726	1.3437
BP-UKF	0.6273	0.6706	0.6388

由表 2.7 可知,在 EKF、UKF 和 BP-UKF 三种算法中,MAE 值分别为 0.9822%、0.8437%、0.6273%,RMSE 值分别为 1.2799%、0.9726%、0.6706%,SSE 值分别为 2.3271、1.3437、0.6388。综合分析以上三种数据可知,BP-UKF 算法在 SOC 估计时,估计结果的收敛性,误差的大小以及误差的波动程度均优于 EKF 和 UKF 算法,证明了该算法在 FUDS 工况下的可靠性和优越性。

2.4 本章小结

本章构建了基于 18650 型锂离子电池的二阶 RC 等效电路模型,通过实验和计算获得了模型参数,并对该模型进行了仿真实验验证,证明了该模型的精度和可靠性。接着介绍了 EKF、UKF 以及 BP 神经网络算法的原理和优缺点,提出了基于 UKF 与 BP 神经网络结合的联合算法,实现对锂电池 SOC 值的准确估计。通过 DST 与 FUDS 两种工况下的仿真实验,证明了 BP-UKF 算法在锂电池 SOC 估计方面,算法的估计精度与稳定性均高于 EKF 算法和 UKF 算法,能够满足锂电池组主动均衡控制系统的设计需求。

第3章 基于 Buck 电路的组内均衡

锂电池由于其自身的不一致性，在串联成组时需要搭建均衡电路，提高电池组的可用容量，解决部分单体电池的过充或过放问题。均衡电路的设计需要综合考虑成本、控制难度和拓扑结构的复杂性，综合以上因素，本章选择了 Buck 变换器作为能量转移模块。为了简化电路结构，提高均衡效率，该电路结合了桥式开关结构，设计出了基于 Buck 变换器的均衡电路。桥式开关结构在保证单体电池与电池组间联通的同时，降低了开关器件的数量，有利于电路的集成。Buck 变换器结构简单，可将电池组能量稳定地转移到荷电状态最低的单体电池，达成了防止电池组过充、过放的目标。该电路能够解决锂电池组内部单体电池间的电量差问题，可以应用于电动汽车的动力电池和电力系统的储能领域。

3.1 锂离子电池不一致性分析

锂电池的主要组成结构包括正极材料、电解液（固体电池为固体电解质）、隔膜、负极材料以及外壳^[54-56]。正极材料为富含锂的化合物，如 LiFePO_4 、 LiCoO_2 等，正极材料为电池的化学反应提供锂离子（ Li^+ ）。电解液包含溶剂和电解质，溶剂一般选择碳酸二甲酯、碳酸丙烯酯等有机溶液，电解质一般选择如 LiPF_6 的含 Li^+ 的锂盐，溶剂与锂盐混合构成了电池的电解液。隔膜为一种特殊的有机材料，只允许 Li^+ 的通过，防止正负极接触短路。负极材料为疏松多孔材料，便于 Li^+ 的嵌入和脱出，一般采用石墨、过渡金属氧化物或合金材料钛酸锂。电池外壳用来隔绝空气，保护电池不损坏。锂电池结构及工作原理如图 3.1 所示。

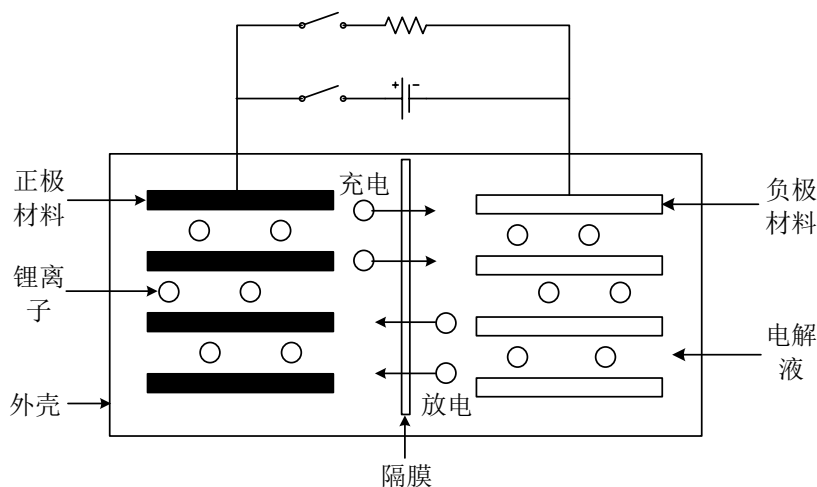


图 3.1 锂电池结构及工作原理

锂电池的生产是十分复杂的过程，需要经过电极制造、电芯生产以及电池组

装三大步骤。由于受生产设备的精确化程度、生产环境的温湿度及电池原材料的均匀程度等因素的影响，从原材料到生产出成品电池的过程，任何细微差距的累积，都可能造成单体电池之间产生内阻和容量上的差异。

锂电池使用工况的差异也会造成容量和内阻的差异。一般情况下，电池运行受环境温度、电流倍率、过充过放及自放电率等因素的影响。高温环境下，有机电解质隔膜更容易分解，电解液易气化，造成电池鼓包；低温环境下，电解质活性降低，电池容量降低。电流倍率较高时，容易引起 Li^+ 与正负极的嵌入与脱出不及时，进而产生电极附近的锂晶体，永久性破坏电池内部结构。过充或过放的结果与高倍率充放电结果相似，也会破坏电池内部结构，引起电极附近产生锂晶体，刺破隔膜，不仅影响电池寿命，甚至可能造成安全隐患。电池的自放电率的差异，在电池的运行和储存的全生命周期，都在加剧电池之间的不一致性。

3.2 Buck 均衡电路工作原理

Buck 电路是一种 DC-DC 降压电路，基本的拓扑结构如图 3.2 所示。针对本章提出的基于 Buck 变换器的均衡拓扑结构，可将 Buck 电路的输入端等效为恒压源 U_i ，输出端为 U_0 ，电压通过 Buck 变换器由串联电池组的总电压降为连接在待均衡单体电池的较低电压，实现能量的转移。

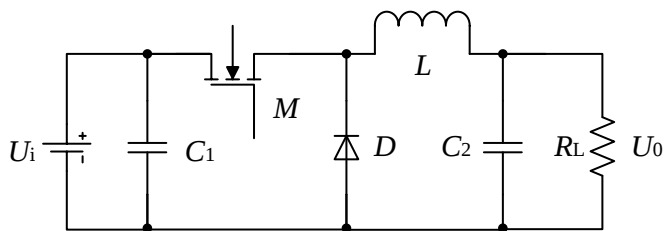


图 3.2 Buck 电路

Buck 电路以电感作为核心储能元件，可以按照电感的工作状态分为储存磁能与释放磁能两个阶段。如图 3.3 为电感的储存磁能阶段。这一阶段 MOS 管导通，二极管无电流通过，电感左侧电压为 U_i ，右侧电压为 U_0 ，左边电压高于右边电压，即可实现降压，假设 MOS 管为理想状态，电感的两端电压为 $U_i - U_0$ 。

由电容两端电压与电流的函数关系：

$$U_i - U_0 = L \cdot (di/dt) \quad (3-1)$$

由于 $U_i - U_0$ 恒定， L 值恒定，则电流的变化率为定值。电流从左到右流过电感 L ，电流大小呈线性变化。电感电流在增大时产生自感，自感会阻碍电感电流

的变化，这一过程就是电感将电能储存为磁能的过程。

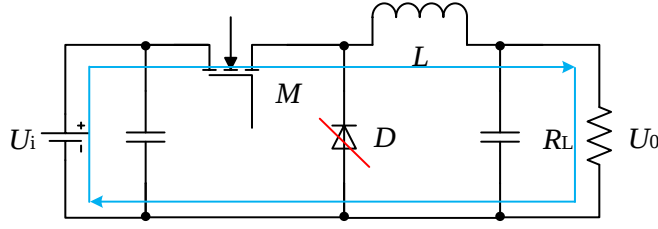


图 3.3 Buck 电路储存磁能过程

如图 3.4 为电感的释放磁能阶段。这一阶段 MOS 管关断，二极管 D 导通，电感电流由于无法突变，沿之前路径继续从左端流向右端，电感电压方向改变。假设二极管的压降为 U_D ，则电感左侧的端电压为 $-U_D$ ，电感两侧电压差为 $-U_D - U_0$ 。由电容两端电压与电流的函数关系：

$$-U_D - U_0 = L \cdot (di/dt) \quad (3-2)$$

由于 $-U_D - U_0$ 恒定， L 值恒定，则电流变化率为负的定值，电感电流线性降低。此时电感储存的磁能转换为电能释放出来，这是 Buck 一个储存磁能与释放磁能的完整周期。

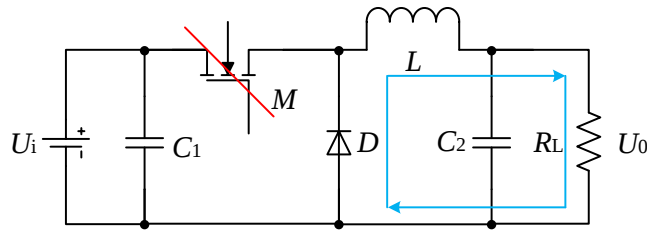


图 3.4 Buck 电路释放磁能过程

若整个电路为稳定状态，输出电压值 U_0 稳定，流经负载的电流值稳定，即一个电感工作周期内，电流的增加值与减少值相等。假设 MOS 管的导通时间为 T_{on} ，关断时间为 T_{off} ，图 3.5 中电流变化的斜率为 di/dt ，斜率与电压成正比。可得：

$$(U_i - U_0)/(U_d + U_0) = T_{off}/T_{on} \quad (3-3)$$

根据伏秒法则：

$$(U_i - U_0) \cdot T_{on} = (U_d + U_0) \cdot T_{off} \quad (3-4)$$

已知：

$$T = T_{on} + T_{off} = 1/f \quad (3-5)$$

则可得开通时间为：

$$T_{on} = [(U_d + U_0)/(U_i + U_d)] \cdot (1/f) \quad (3-6)$$

关断时间为：

$$T_{off} = [(U_i - U_0)/(U_i + U_d)] \cdot (1/f) \quad (3-7)$$

占空比为：

$$D = T_{on}/T = (U_d + U_0)/(U_i + U_d) \quad (3-8)$$

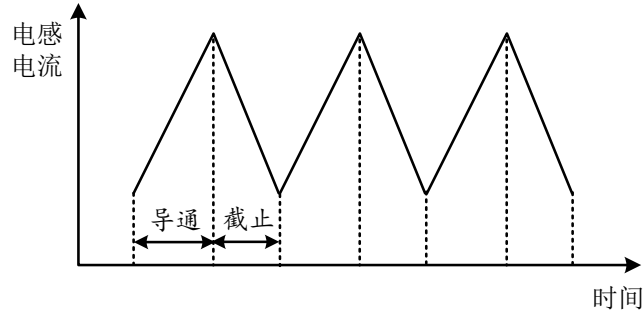


图 3.5 电感电流周期变化图

Buck 电路的电感电流分为平均电感电流 I_L 和纹波电感电流 ΔI_L , 平均电感电流即为电感电流的平均值, 纹波电感电流为电感电流变化的峰值。由于电感的平均电流 I_L 与负载电流值相等, 可得：

$$I_L = U_0/R \quad (3-9)$$

由于电感的一个充放电周期很短, 可将 Δt 和 dt 等价, 电感电压为 $U_i - U_0$, 根据电感电压与电感值的关系可得：

$$U_i - U_0 = \Delta I_L / T_{on} \quad (3-10)$$

电感电压为 $U = U_i - U_0$, 导通时间为 $dt = T_{on}$, 可得：

$$dt = T_{on} = [(U_d + U_0)/(U_i + U_d)] \cdot (1/f) \quad (3-11)$$

根据：

$$U = L \cdot (di/dt) \quad (3-12)$$

可得电流的增加值：

$$di = \Delta I_L = U \cdot \left(\frac{dt}{L}\right) = \left[\frac{U_d + U_0}{U_i + U_d}\right] [(1/(fL))(U_i - U_0)] \quad (3-13)$$

即：

$$\Delta I_L = [(U_d + U_0)/(U_i + U_d)][(1/(fL))(U_i - U_0)] \quad (3-14)$$

根据以上公式, 可得结论：若 Buck 变换器的输入与输出电压稳定, 电感值在一定范围内, 电感越大, 则纹波电流越小。电感值与电感电流的关系如图 3.5

所示。

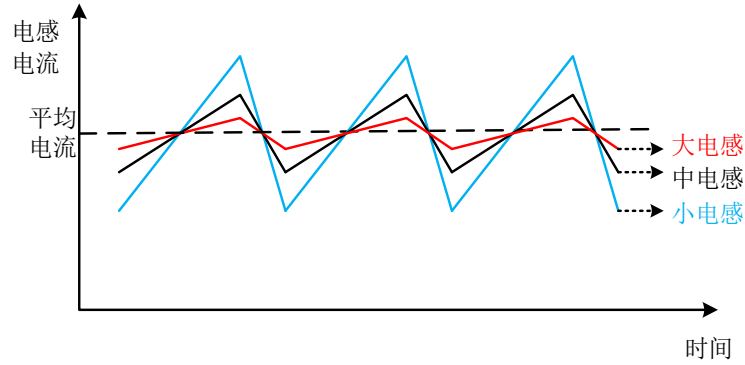


图 3.5 Buck 电路电感与输出电流的关系

3.3 均衡拓扑及工作原理

3.3.1 均衡拓扑结构

为了简化电路结构，便于电池管理系统（BMS）的小型化和集成化，本文在不降低均衡精度和速度的同时，结合开关桥式电路，设计了基于 Buck 变换器的新型均衡拓扑结构，如图 3.6 所示。此均衡拓扑结构可分为桥式开关模块、充放电模块、电池组模块、Buck 变换器和开关组模块。受电池数量以及 Buck 变换器设计参数的限制，该均衡拓扑结构仅适用于解决中低电压环境下的串联电池组的不均衡问题。

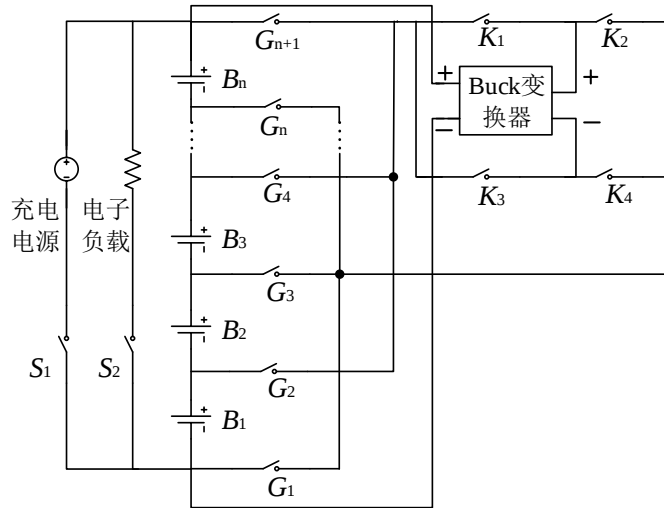


图 3.6 均衡拓扑结构

充放电模块由开关组 S_1 、 S_2 控制通断，实现电池组静置、充电和放电三种工况的切换。均衡主电路由电池组模块和开关组模块构成，包括 n 节单体电池和 $n+1$ 个理想开关。单体电池及两端开关组 G_1 、 G_2 、...、 G_n 、

G_{n+1} , 当任意单体两端开关同时断开或闭合, 可以控制目标单体与均衡主电路断开或接入, 实现电池组与单体电池间的能量流动。Buck 变换器模块高压侧与电池组接通, 低压侧与开关桥接通, 通过变换器中的储能元件, 将高压侧电量转移到低压侧, 实现电池组内能量均衡。桥式开关模块用于 Buck 变换器输出极性的选择, 配合单体电池两端开关组实现输出极性与待充单体电池极性的正确匹配。通过以上均衡拓扑结构的协同工作, 可以达成设计目标。

3.3.2 均衡工作原理

为便于均衡工作原理的分析, 可将所有开关管视作理想开关管, 开关状态切换无延时, 且不会产生电磁脉冲干扰电路正常运行, Buck 变换器的能量传递效率视为 100%。

电池组由 n 节单体电池串联而成, 电压为各单体电池电压之和, 向外部或 Buck 变换器的高压侧供电。当连接外接电源的开关 S_1 闭合时, 电池组处于充电状态; 当连接负载电阻的开关 S_2 闭合时, 电池组处于放电状态; 当开关 S_1 和 S_2 同时断开时, 电池组与外界无连接, 处于静置状态。

均衡电路主体工作时, 主要涉及电池组及其单体电池两端的开关组、Buck 变换器及桥式开关组。当某一节单体电池能量过低时, 此单体电池两端的开关将会闭合, Buck 变换器的高压侧始终与电池组相连接, 如图 3.7 中的回路 1 所示。Buck 变换器的低压侧会通过桥式开关组与单体电池对应的正负极相连接, 如图 3.7 中的回路 2 所示。此过程实现了电池组中的能量向最低荷电状态电池的转移。

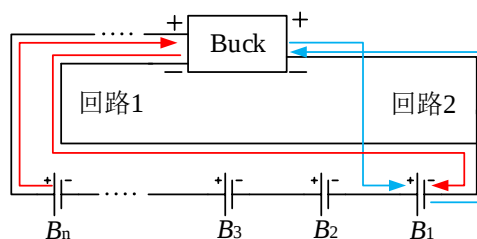


图 3.7 Buck 变换器的能量转移过程

现假设电池组由 3 个单体电池串联而成, 处于充电状态, 此时单体电池 B_2 的荷电状态最低, 且低于电池组均衡启动的预定数值, 此时均衡电路开始工作。开关 S_1 闭合, 充电电源开始对电池组充电。电池组两端连接 Buck 电路的高压侧,

低压侧输出稳定电压。单体电池 B_2 两端连接的开关 G_2 、 G_3 闭合，桥式开关组中的开关 K_2 、 K_3 闭合，分别连接电池 B_2 的正、负两极，电池组间能量开始定向流动，如图 3.8 所示，其中回路 1 为充电回路，回路 2 为单体电池均衡回路。

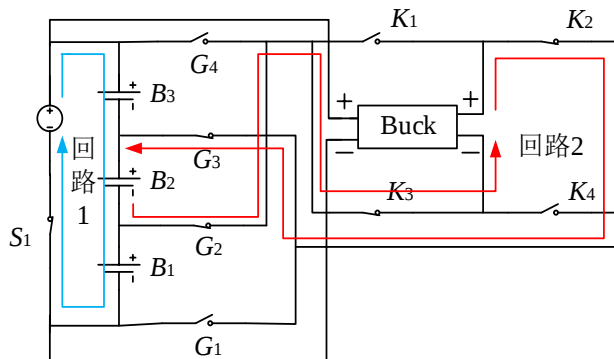


图 3.8 电池均衡示例

以上为基于 Buck 变换器的均衡拓扑结构及原理介绍，该均衡电路所使用的开关元件较传统均衡电路更少，具有更大的集成化和微型化潜力。在不影响均衡速度和精度的条件下，较少的开关和较低的开关频率降低了电磁扰动的产生，降低了生产成本，提高了电路的可靠性。但是较少的开关和 Buck 变换器的组合，也对电池间的能量流动产生了限制，单体电池之间无法实现一对一的能量流动。

3.4 均衡策略

均衡变量的选择是电池均衡的基础，本文选取 SOC 作为均衡变量，而不直接采用开路电压，避免了锂离子电池 SOC-OCV 曲线中，因首尾两段斜率较大带来的误差，也更能直观地表达电池的剩余电量。电池 SOC 值的估计方案如第 2 章所示，电池组均衡控制策略如下：

- (1) 采集单体电池电压、电流等信号，在线估计各电池 SOC_i ($i=1、2、\dots、n$) 值；
- (2) 将各电池 SOC_i 值按降序排列，找出最小值 SOC_{min} 和最大值 SOC_{max} ；
- (3) 判断 SOC_{min} 与 SOC_{max} 的差值是否小于 0.1%，若是，则均衡不启动，若否，则进入步骤；
- (4) 若 SOC_i 值极差大于 0.1%，则均衡启动，电池组通过 Buck 变换器向 SOC_{min} 单体充电；

(5) 计算单体电池 SOC 平均值 SOC_{av} ，并判断此时 SOC_{av} 与 SOC_{min} 的差值是否小于 0.05%，若是，则此单体电池均衡结束，若否，继续充电；

(6) 间隔 1s, 进入下一次循环，继续执行 (1) ~ (5)。

该均衡控制策略可以完成充电过程中的最高荷电状态单体电池过充，放电过程中的最低荷电状态单体电池过放，以及静置过程中的单体电池电量平均分配的设计目标，且均衡变量的差值控制在了 0.1% 以内，均衡精度较高，均衡算法流程如图 3.9 所示。

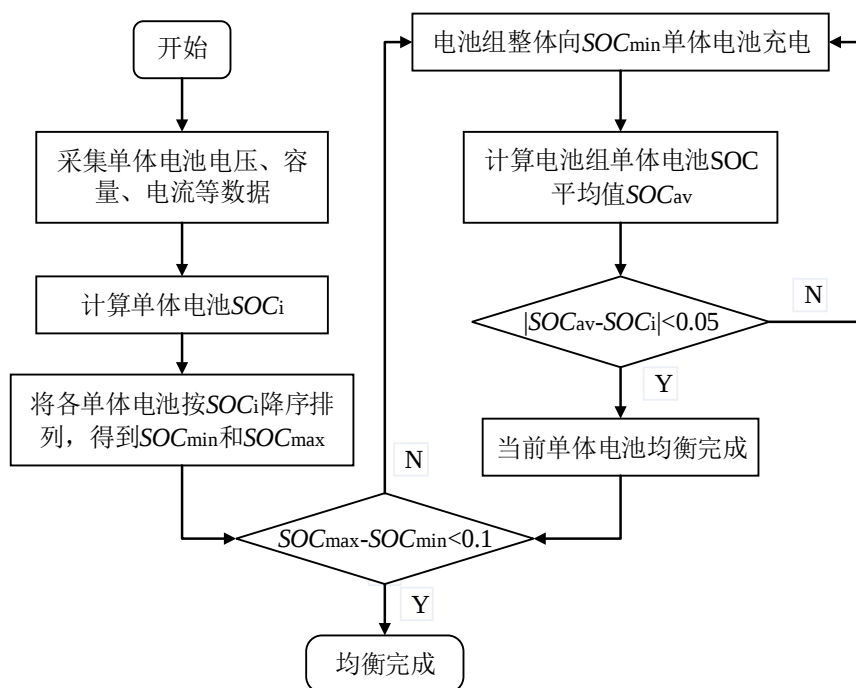


图 3.9 均衡算法流程图

3.5 仿真结果及分析

针对本文所提出的均衡拓扑结构和均衡策略，在 MATLAB/Simulink 搭建了完整的均衡电路，验证所提方案的可行性，如图 3.10 所示。该模型中开关元件可视为理想开关，内阻很小忽略不计。其中 5 节电池的是额定电压为 3.6V，电池内阻为 13mΩ，初始 SOC 值分别为 53.9%、60.3%、50.3%、58.2%、56.2%，SOC 极差为 10%，额定容量也略有差别，分别是 4.9Ah、5.3Ah、4.8Ah、5.1Ah、5.0Ah，容量极差为 0.5Ah，电池参数如表 3.1 所示。电池组外接 40V 直流电压源，作为电池组的充电电源，外接 200Ω 的电阻，作为电池组的放电负载。5 节初始容量和 SOC 值均不同的单体电池串联组成电池组，作为均衡仿真的实验对象。

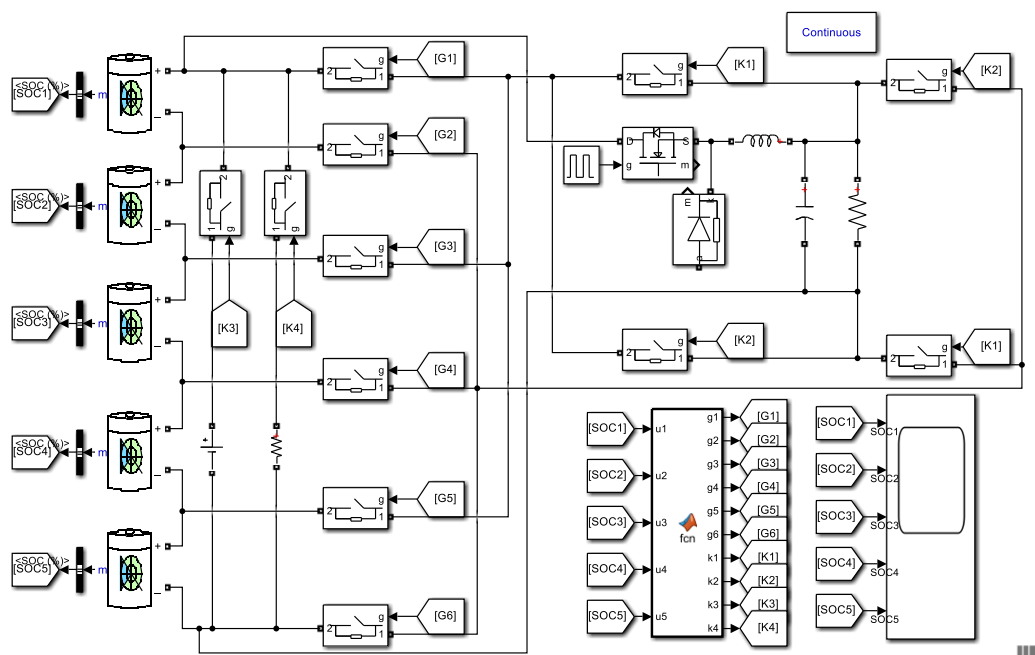


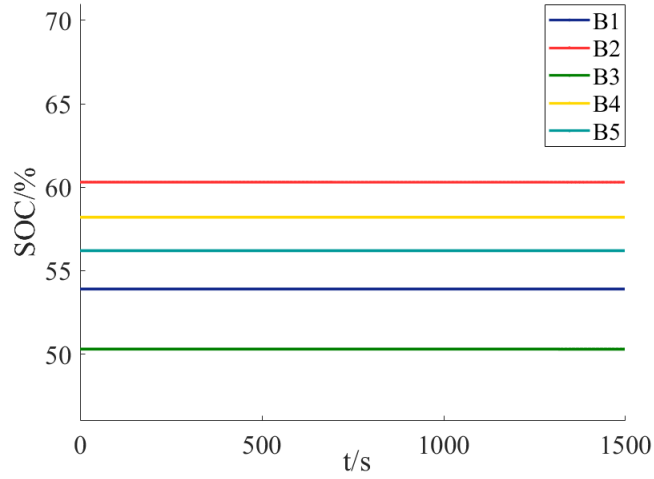
图 3.10 均衡电路仿真模型

表 3.1 单体电池初始参数

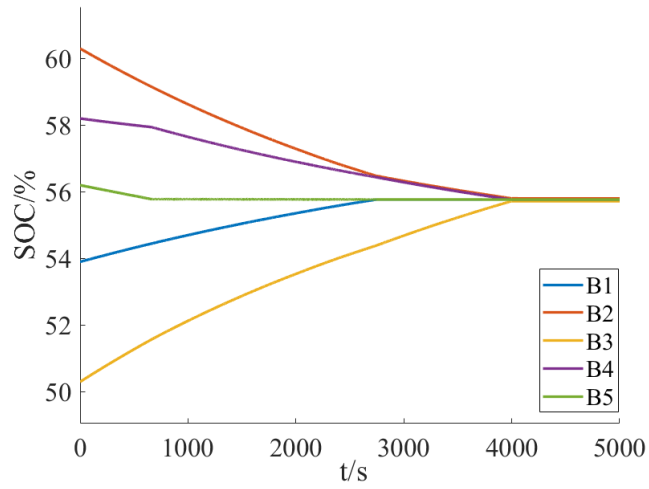
电池编号	初始 SOC 值/%	初始容量/Ah
B1	53.9	4.9
B2	60.3	5.3
B3	50.3	4.8
B4	58.2	5.1
B5	56.2	5.0

3.5.1 静置均衡

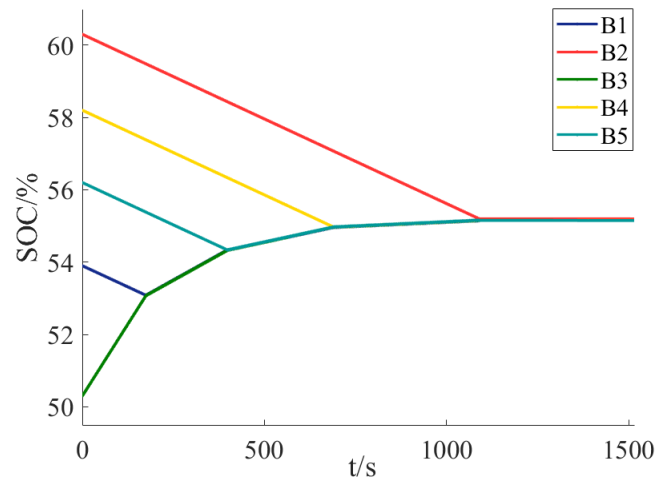
静置工况下，仿真模型中控制外接电源与负载的开关均断开，电路无外接电源和负载，各电池仅有因内阻自放电产生的微弱电流。电池组开始均衡，能量通过 Buck 变换器在电池组和单体电池间进行组内流通。各单体电池的 SOC 值变化情况如图 3.11 所示。



(a) 无均衡作用



(b) 基于 Buck-Boost 变换器的均衡



(c) 基于 Buck 变换器的均衡

图 3.11 静置均衡工况下 SOC 曲线

静置均衡实验中，电池组的单体电池按 SOC 值降序排列， $SOC_{\min}$ 电池首先接受充电，电池组其它 4 节电池电量同时减少。间隔 1s 后，电池组重新降序排

列并对最低单体电池充电，直至 5 节电池的 SOC 值极差小于 0.1%，均衡结束。电池组 SOC 极差由 10%降到 0.1%，用了大约 1096s，平均 SOC 值达到了 55.27%；基于 Buck-Boost 变换器的均衡对照组，将电池组 SOC 极差由 10%降到 0.1%，用了大约 4030s，平均 SOC 值达到了 55.77%，证明了静置均衡实验中基于 Buck 变换器的均衡拓扑结构和均衡策略的效率和实用性，如表 3.2 所示。

表 3.2 静置均衡结果

均衡类型	均衡时间	均衡后平均 SOC 值
无均衡	∞	55.78
Buck-Boost	4030	55.77
Buck	1096	55.27

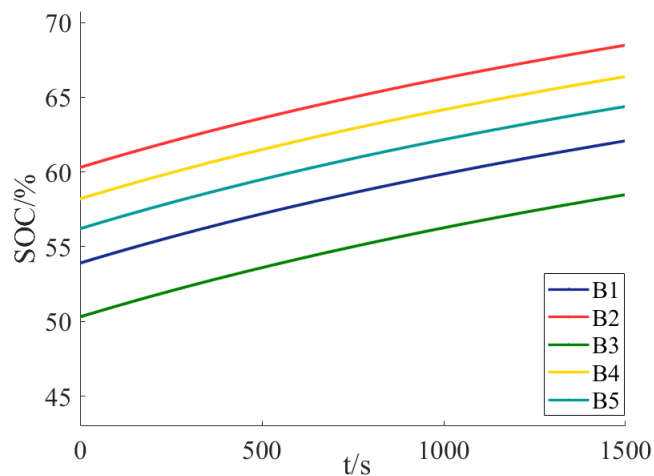
静置工况下，以 Buck 变换器达到均衡的 1096s 为准，得到 Buck-Boost 均衡和无均衡两种对照组的各单体电池的具体数据如下表 3.3 所示。经计算可得，在 1096s 时，无均衡对照组的平均 SOC 值为 55.78%；基于 Buck-Boost 变换器的均衡对照组的平均 SOC 值为 55.76%，相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck-Boost 变换器的均衡过程大约有 0.01%的损耗；基于 Buck 变换器的均衡的平均 SOC 值为 55.27%，相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck 变换器的均衡过程大约有 0.51%的损耗。即基于 Buck 变换器的均衡电路虽然均衡速度较快，但电能损耗也比较大。

表 3.3 Buck 变换器静置均衡完成时对照组各电池 SOC 值

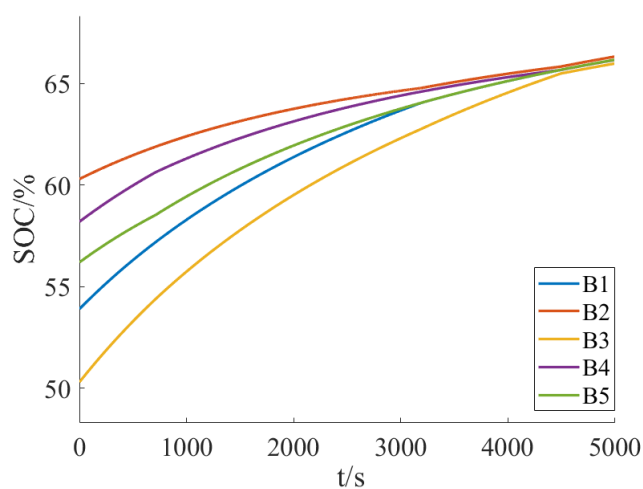
电池编号	Buck-Boost	无均衡
B1	58.48	60.3
B2	57.57	58.2
B3	55.78	56.2
B4	54.77	53.9
B5	52.28	50.3

3.5.2 充电均衡

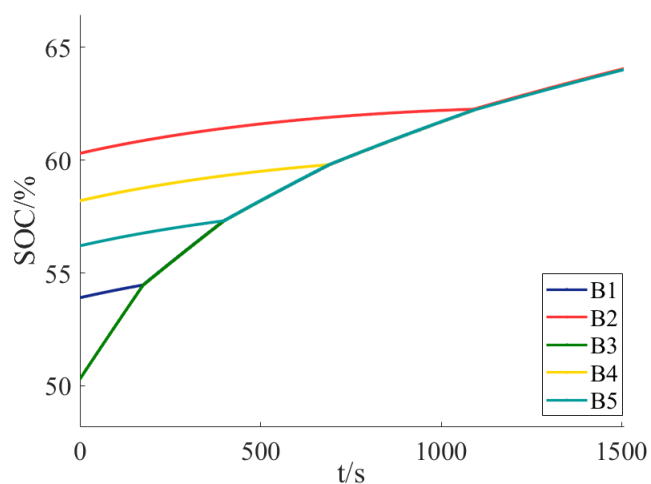
充电状态下，仿真模型中外接电源接入电路，外接电阻断开，外接 40V 恒压源对电池组进行恒压充电。电池组在从外接电源吸收电能的同时，进行组内能量均衡。各单体电池的 SOC 值变化情况如图 3.12 所示。



(a) 无均衡作用



(b) 基于 Buck-Boost 变换器的均衡



(c) 基于 Buck 变换器的均衡

图 3.12 充电均衡 SOC 曲线

充电均衡实验中，电池组的单体电池按 SOC 值降序排列，5 节电池同时充电，电量同时上升。 $SOC_{\min}$ 单体电池在接收 40V 恒压源充电的同时，4 节更高电

量单体也通过 Buck 变换器在向其充电，此时电池充电速度最快。间隔 1s 后，重新降序排列并对 $SOC_{\min}$ 电池充电，直至 5 节电池 SOC 值极差小于 0.1%，均衡结束。电池组 SOC 极差由 10%降到 0.1%，用了大约 1106s, 平均 SOC 值达到了 61.97%，之后电池组进入同步充电，有效防止了某一单体电池的过充；基于 Buck-Boost 变换器的均衡对照组，将电池组 SOC 极差由 10%降到 0.1%，用了大约 4624s, 平均 SOC 值达到了 65.82%，证明了充电均衡实验中均衡拓扑结构和均衡策略的效率和实用性，如表 3.4 所示。

表 3.4 充电均衡结果

均衡类型	均衡时间	均衡后平均 SOC 值
无均衡	∞	63.95
Buck-Boost	4624	65.82
Buck	1106	61.97

充电工况下，以 Buck 变换器达到均衡的 1106s 为准，得到 Buck-Boost 均衡和无均衡两种对照组的各单体电池的具体数据如下表 3.5 所示。经计算可得，在 1106s 时，无均衡对照组的平均 SOC 值为 62.24%；基于 Buck-Boost 变换器的均衡对照组的平均 SOC 值为 60.16%，相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck-Boost 变换器的均衡过程大约有 2.08%的损耗；基于 Buck 变换器的均衡的平均 SOC 值为 61.97%，相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck 变换器的均衡过程大约有 0.27%的损耗。即基于 Buck 变换器的均衡电路均衡速度较快，电能损耗也比较小。

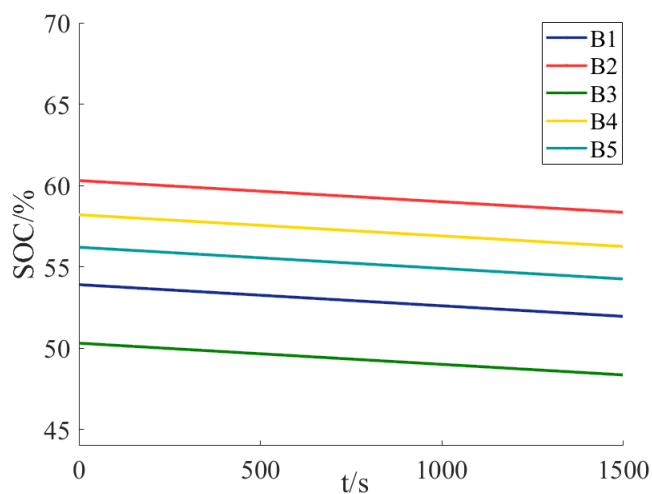
表 3.5 Buck 变换器充电均衡完成时对照组各电池 SOC 值

电池编号	Buck-Boost	无均衡
B1	62.98	66.76
B2	61.95	64.66
B3	50.14	62.66
B4	59.08	60.38
B5	56.61	56.76

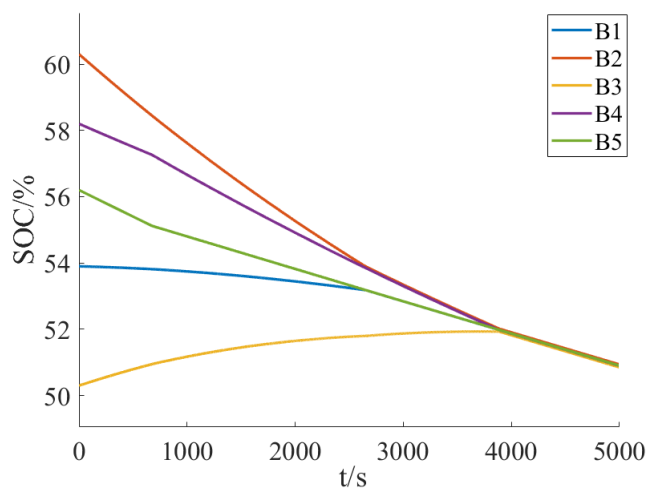
3.5.3 放电均衡

放电状态下，仿真模型中外接电源断开，外接电阻接入，外接 200Ω 电阻对

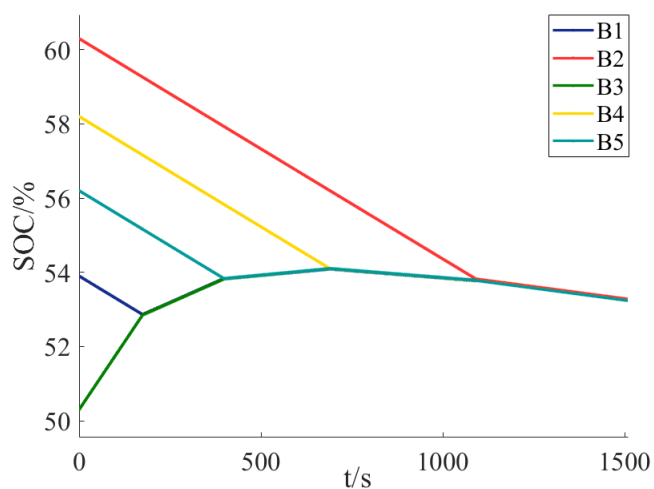
电池组进行放电。电池组在向负载电阻放电的同时，进行组内能量均衡。各单体电池的 SOC 值变化情况如图 3.13 所示。



(a) 无均衡作用



(b) 基于 Buck-Boost 变换器的均衡



(c) 基于 Buck 变换器的均衡

图 3.13 放电均衡 SOC 曲线

放电均衡实验中，电池组的单体电池按 SOC 值降序排列，5 节电池同时放电，电量同时下降。 $SOC_{\min}$ 单体电池在向负载电阻放电的同时，4 节更高电量单体也通过 Buck 变换器在向其充电，此时电池放电速度最慢。间隔 1s 后，重新降序排列并对 $SOC_{\min}$ 电池充电，直至 5 节电池 SOC 值极差小于 0.1%，均衡结束。电池组 SOC 极差由 10% 降到 0.1%，用了大约 1088s，平均 SOC 值达到了 53.78%，之后电池组进入同步放电，有效防止了某一单体电池的过放；基于 Buck-Boost 变换器的均衡对照组，将电池组 SOC 极差由 10% 降到 0.1%，用了大约 3917s，平均 SOC 值达到了 51.99%，证明了放电均衡实验中均衡拓扑结构和均衡策略的效率和实用性，如表 3.6 所示。

表 3.6 放电均衡结果

均衡类型	均衡时间	均衡后平均 SOC 值
无均衡	∞	53.84
Buck-Boost	3917	51.99
Buck	1088	53.78

放电工况下，以 Buck 变换器达到均衡的 1088s 为准，得到 Buck-Boost 均衡和无均衡两种对照组的各单体电池的具体数据如下表 3.7 所示。经计算可得，在 1088s 时，无均衡对照组的平均 SOC 值为 54.36%；基于 Buck-Boost 变换器的均衡对照组的平均 SOC 值为 54.21%，相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck-Boost 变换器的均衡过程大约有 0.15% 的损耗；基于 Buck 变换器的均衡的平均 SOC 值为 53.78%，相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck 变换器的均衡过程大约有 0.58% 的损耗。即基于 Buck 变换器的均衡电路均衡速度较快，但电能损耗比较大。

表 3.7 Buck 变换器放电均衡完成时对照组各电池 SOC 值

电池编号	Buck-Boost	无均衡
B1	56.89	58.88
B2	56.01	56.78
B3	54.21	54.78
B4	53.22	52.48
B5	50.73	48.89

3.6 本章小结

本章设计了一种基于 Buck 变换器的均衡拓扑结构，该均衡电路包含 Buck 变换器和一个开关桥式结构，在降低了开关器件数量的同时，提高了电路的灵活性，制定了以 SOC 值作为均衡变量的均衡策略，以 5 节锂电池串联组成实验对象，在 MATLAB/Simulink 上进行了仿真实验。仿真结果表明：基于 Buck 变换器的均衡电路，相比于基于 Buck-Boost 均衡电路的对照组，在将电池组内 SOC 极差控制在了 0.1% 以内的条件下，平均 SOC 值在静置、充电、放电三种工况下，分别可以在 1096s、1106s、1088s 内完成均衡，均衡时间相对分别缩短了 2934s、3518s、2829s，均衡速度提升明显。实验结果证明了该均衡电路具有结构简单、控制灵活、均衡速度快、均衡精度高的优点。

第 4 章 基于 Buck-Boost 电路的组间均衡

为了提高均衡效率，简化结构，防止电池单体的过充和过放，本章在基于 Buck 变换器的均衡电路的基础上，结合 Buck-Boost 均衡电路，提出了一种新型的分层均衡拓扑结构，该结构分为组内均衡和组间均衡。组内均衡部分在第 3 章已详细说明，本章将着重介绍基于 Buck-Boost 变换器的组间均衡电路。

4.1 Buck-Boost 均衡电路工作原理

Buck-Boost 电路的基本拓扑结构如图 4.1 所示，电路主要以电感 L 作为储能元件，通过 MOS 管的通断实现能量的转移。在实际应用时为减少元器件数量，简化电路结构，通常将 Buck-Boost 电路简化为如图 4.2 所示的形式。

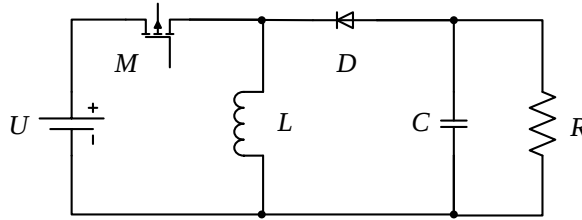


图 4.1 Buck-Boost 电路

Buck-Boost 均衡电路用于在相邻两单体电池或电池组之间转移电量，可将两节单体电池视为一个基本单元，如图 4.2 所示。假设单体电池 B_1 和 B_2 为串联电池，除 SOC 值外各参数值之差均较小，其中 B_1 的 SOC 值高于 B_2 。MOS 管门极的控制信号周期为 T ，信号的导通时间占空比为 D 。

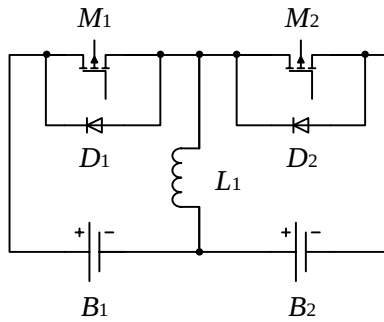


图 4.2 Buck-Boost 均衡电路

以电感工作时是处于吸收电能或释放电能作为区分依据，可将均衡过程分为电感吸收电能阶段和电感释放电能阶段。

(1) 电感吸收电能阶段

由于单体电池 B_1 的 SOC 值大于 B_2 ，均衡时需要将高于平均值部分的电量由

B_1 转移到 B_2 之中，电感为电量转移的载体。以 MOS 管控制信号的脉冲周期 T 为时间单位，在 $0 < t < DT$ 的时间段，MOS 管 M_1 导通， M_2 断开，电池 B_1 、MOS 管 M_1 和电感 L_1 形成的回路如图 4.3 所示，现假设此回路的等效总电阻为 R_{on} ，可得单体电池 B_1 在放电状态下的回路方程为：

$$L \cdot (di_{L1}/dt) + i_{L1}R_{on} = U_1 \quad (4-1)$$

其中： i_{L1} 为电路的放电电流，单体电池 B_1 的电压可视为恒定值 U_1 。可得 MOS 管 M_1 导通期间的放电电流 i_{L1} 为：

$$i_{L1} = i_0 e^{-\frac{R_{on}}{L}t} + U_1/R_{on} \left(1 - e^{-\frac{R_{on}}{L}t}\right) \quad (0 < t < DT) \quad (4-2)$$

其中： i_0 为放电电流 i_{L1} 的初始值。在 $t=DT$ 时，放电电流 i_{L1} 达到峰值 i_{L1max} ：

$$i_{L1max} = i_0 e^{-\frac{R_{on}}{L}DT} + U_1/R_{on} \left(1 - e^{-\frac{R_{on}}{L}DT}\right) \quad (4-3)$$

为避免电流过大造成对元器件及电池的损害，在电路设计时需要考虑设置均衡电流的最大值不得超过 $1C$ ，在本文中即 $5A$ 。

经计算，在单体电池 B_1 放电期间，电感 L_1 吸收的总电量为：

$$\Delta C_{B1} = \int_0^{DT} i_{L1} dt = \frac{i_0 L}{R_{on}} \left(1 - e^{-\frac{R_{on}}{L_1}DT}\right) + \frac{U_1}{R_{on}} \left(DT - \frac{L}{R_{on}} + \frac{L}{R_{on}} e^{-\frac{R_{on}}{L_1}DT}\right) \quad (4-4)$$

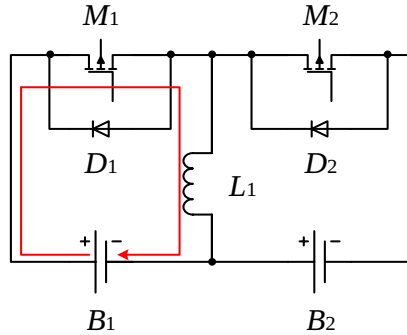


图 4.3 电感吸收电能阶段

(2) 电感释放电能阶段

在 $DT < t < T$ 的时间段，MOS 管 M_1 断开，由于流经电感的电流无法突变，电感电流通过二极管 D_2 续流，电感 L_1 将储存的电能释放，对单体电池 B_2 充电，电池 B_2 、二极管 D_2 和电感 L_1 形成的回路如图 4.4 所示，现假设此回路的等效总电阻为 R_{off} ，可得单体电池 B_2 在充电状态下的回路方程为：

$$L \cdot (di_{L2}/dt) + i_{L2}R_{off} + U_2 + V_D = 0 \quad (4-5)$$

其中： i_{L2} 为电路的充电电流，单体电池 B_2 的电压可视为恒定值 U_2 ， V_D 为二极管 D_2 的导通压降。可得二极管 D_2 导通期间的放电电流 i_{L2} 为：

$$i_{L2} = i_{L1max} e^{-\frac{R_{off}}{L}(t-DT)} + \frac{U_2+V_D}{R_{off}} \left(1 - e^{-\frac{R_{off}}{L}(t-DT)}\right) \quad (DT < t < T) \quad (4-6)$$

为避免电感出现磁通饱和现象，均衡电路工作在充放电期间应处于断续模式下，即在完成一个电感充放电周期之后，单体电池 B_1 再一次开始放电时，回路中的初始电流值 $i_0=0$ 。因此，公式（4-3）和（4-4）可写作：

$$i_{L1max} = U_1/R_{on} \left(1 - e^{-\frac{R_{on}}{L}DT}\right) \quad (4-7)$$

$$\Delta C_{B1} = \int_0^{DT} i_{L1} dt = U_1/R_{on} \left(DT - L/R_{on} + L/R_{on} e^{-\frac{R_{on}}{L_1}DT}\right) \quad (4-8)$$

由以上简化后的公式（4-7）和（4-8）可知，在电路中的元器件参数确定的情况下，一个 MOS 管控制信号周期内，均衡电流值与电量的转移量仅与控制信号的占空比 D 有关， D 值变大，均衡电流及电量的转移量也相应变大。

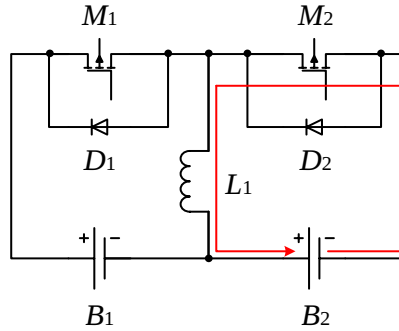


图 4.4 电感释电能阶段

4.2 均衡拓扑结构及工作原理

传统基于 Buck 变换器的均衡电路使用电感作为储能元件，通过控制 MOS 管的通断实现电荷的转移。当 n 节单体电池串联成组时，Buck 变换器的输入端连接电池组的正负极，输出端连接 SOC_{min} 单体电池的正负极，将整个电池组的电荷转移到单体电池中。此均衡方案可实现对任意单体电池的均衡，但输出端只能连接一节电池，随着电池数量的增加，电池组的均衡时间会延长。

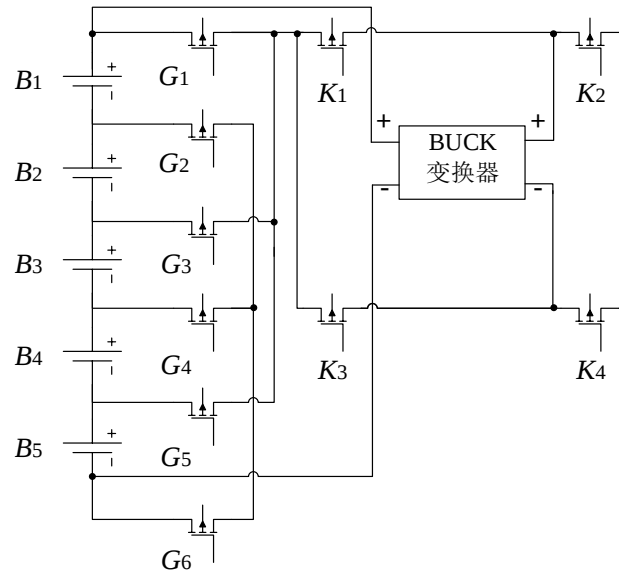
传统 Buck-Boost 均衡电路可实现相邻电池间的电荷转移，当电池间的 SOC 差值达到均衡开启条件时，可将高电量电池电荷向低电量电池转移。此均衡方案在相邻单体间的能量传递效率较高，但随着电池数量的增加，若串联电池组分别位于首尾两处的单体电池 SOC 差值较大，电荷需要经相邻电池逐级传递，均衡

时间延长，能量传递效率下降。

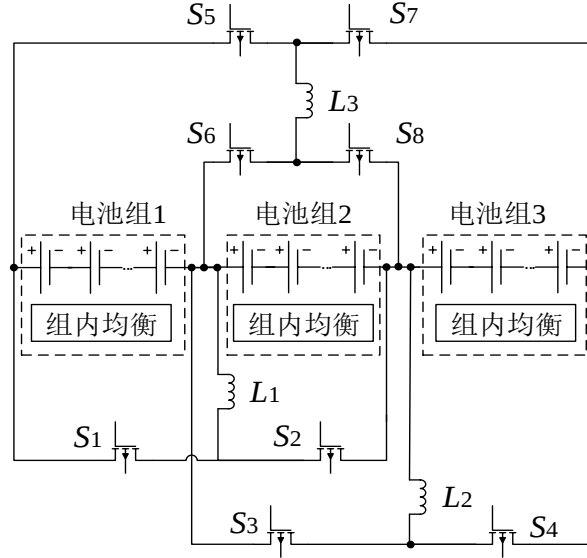
为解决在电池组中单体电池数量较多时，传统基于 Buck 变换器的均衡电路均衡时间长，以及传统 Buck-Boost 均衡电路能量传输路径长、效率低的问题，本文将以上两种均衡电路相结合，提出了分层均衡拓扑结构和均衡策略。Buck 变换器应用于组内均衡，以 5 节电池成一小组，组内电池数量较少，均衡时间较短；Buck-Boost 均衡电路应用于组间均衡，串联的 3 个电池组可以直接进行相邻组间和首尾组间的电荷转移。两种方案的结合，既可以缩短均衡时间，也降低了能量传输的损耗，且不会影响均衡精度。

4.2.1 均衡拓扑结构

分层均衡拓扑结构如图 4.5 所示。图 4.5 (a) 为组内均衡拓扑结构，可实现电池组对任意单体电池的充电，Buck 变换器的输出端与由 $K_1 \sim K_4$ 组成的开关桥相连接，控制输出端正负极与待充电单体电池正负极的匹配。开关桥结构的使用，相比较于传统的开关组，无需在每个单体电池两端都连接开关，降低了开关数量，简化了电路结构。图 4.5 (b) 为组间均衡拓扑结构，相邻电池组使用传统 Buck-Boost 均衡电路的连接方式，首尾两电池组间使用 H 桥式均衡电路，可实现相邻电池组和首尾两端电池组的电荷转移，不需要通过中间电池组传递能量，降低了均衡损耗。



(a) 组内均衡拓扑结构



(b) 组间均衡拓扑结构

图 4.5 分层均衡拓扑结构示意图

4.2.2 均衡工作原理

组内均衡原理及电荷转移路径如图 4.6 所示。结合图 4.5(a) 和图 4.6，假设单体电池 B_4 的 SOC 值最小，Buck 变换器输入端与串联电池组正体的正负极连接，电荷经回路 1 流进 Buck 变换器输入端；单体电池 B_4 两端 MOS 管 G_4 和 G_5 导通，Buck 变换器输出端的 K_2 和 K_3 导通，变换器通过输出端开关桥的选通与单体电池两端开关组的选通，实现正负极的对接，电荷经回路 2 进入电池 B_4 ，完成电荷的转移。

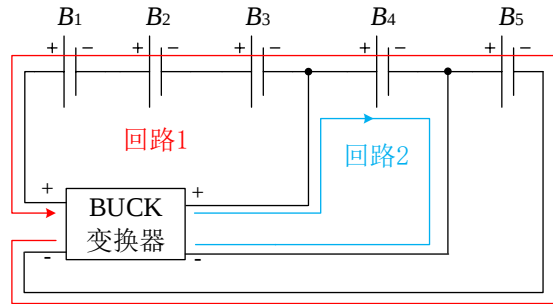
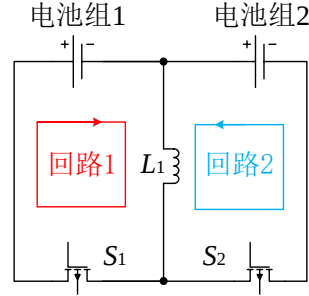


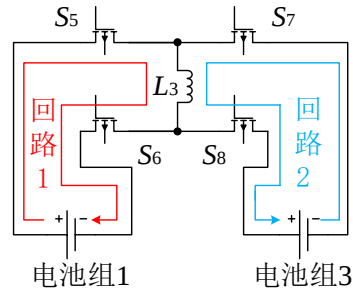
图 4.6 组内均衡原理图

组间均衡原理及电荷转移路径如图 4.7 所示。结合图 4.5(b) 和图 4.7(a)，为相邻电池组之间的组间均衡，假设电池组 1 的 SOC 平均值高于电池组 2，MOS 管 S_1 导通， S_2 关断，电池组 1 通过回路 1 向电感 L_1 充电，之后 S_1 关断， S_2 导通，电感 L_1 通过回路 2 向电池组 2 充电，均衡过程完成。结合图 4.5(b) 和图 4.7(b)，为首尾两端电池组之间的组间均衡，假设电池组 1 的 SOC 平均值高于

电池组 3，MOS 管 S_5 和 S_6 同时导通， S_7 和 S_8 同时关断，电池组 1 通过回路 1 向电感 L_3 充电，之后 S_5 和 S_6 同时关断， S_7 和 S_8 同时导通，电感 L_3 通过回路 2 向电池组 3 充电，均衡过程完成。



(a) 相邻电池组均衡



(b) 首尾电池组均衡

图 4.7 组间均衡原理图

4.3 均衡策略

分层均衡分为组内均衡和组间均衡，其中组内均衡与组间均衡互不干扰，组内均衡实现单体电池之间的均衡，组间均衡实现电池组间的均衡。组内均衡需要估计各单体电池的 SOC 值、对组内单体 SOC 值进行排序、计算组内 SOC 极差、确定组内均衡开启的阈值。

组内均衡控制策略如下：

- (1) 采集单体电池电压、电流等信号，在线估计各电池 SOC_i ($i=1、2、\dots、n$) 值；
- (2) 将各电池 SOC_i 值按降序排列，找出最小值 SOC_{min} 和最大值 SOC_{max} ；
- (3) 判断 SOC_{min} 与 SOC_{max} 的差值是否小于 0.05%，若是，则均衡不启动，若否，则进入步骤 (4)；
- (4) SOC_i 值极差大于 0.05%，均衡启动，电池组通过 Buck 变换器向 SOC_{min} 单体充电；

(5) 计算单体电池 SOC 平均值 SOC_{av} , 并判断此时 SOC_{av} 与 SOC_{min} 的差值是否小于 0.02%, 若是, 则此单体电池均衡结束, 若否, 继续充电;

(6) 间隔 1s, 进入下一次循环, 继续执行 (1) ~ (5)。

组内均衡控制策略可以完成充电过程中防止最高荷电状态单体电池过充, 放电过程中防止最低荷电状态单体电池过放, 以及静置过程中的单体电池电量平均分配的设计目标, 且 SOC 极差控制在了 0.05% 以内, 均衡精度较高, 均衡算法流程如图 4.8 所示。

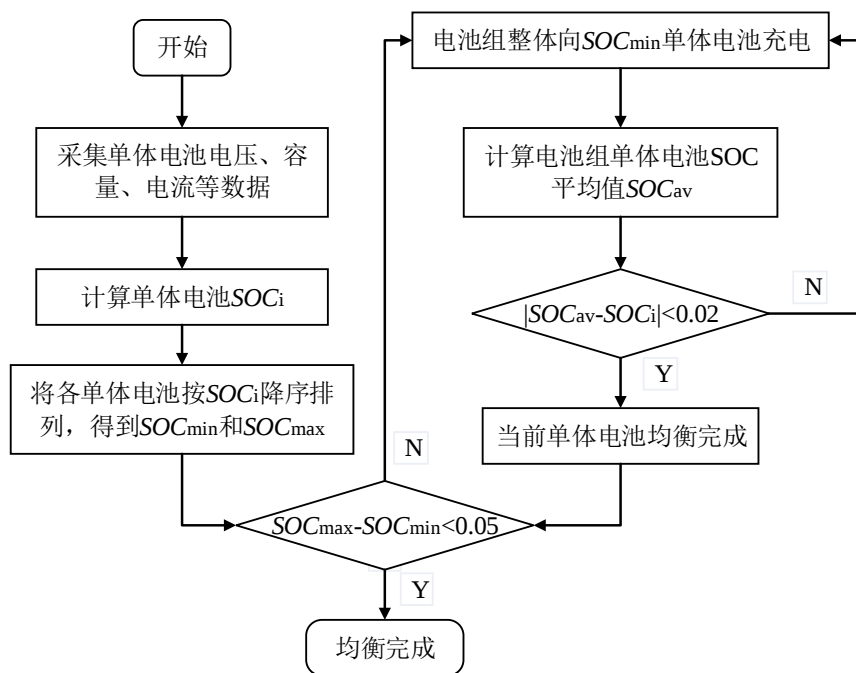


图 4.8 组内均衡算法流程图

组间均衡建立在组内均衡的基础上, 直接使用组内均衡估计出的单体 SOC 值, 需要计算各电池组的平均 SOC 值、对电池组 SOC 值进行排序、计算组间 SOC 平均值的极差、确定组间均衡开启的阈值。

组间均衡控制策略如下:

- (1) 采集组内单体电池 SOC 值, 并计算各电池组 SOC 平均值;
- (2) 将各电池组 SOC 平均值按降序排列, 找出最小值 SOC_{avmax} 、中间值 SOC_{avmid} 和最大值 SOC_{avmin} ;
- (3) 判断 SOC_{avmax} 与 SOC_{avmin} 的差值是否小于 0.1%, 若是, 则均衡不启动, 若否, 则进入步骤 (4);

(4) 判断电池组是否处于充电工况，若是，则执行步骤(5)；若否，则执行步骤(6)；

(5) 判断电池组是否处于充电状态，若是，则执行步骤(6)；若否，则执行步骤(7)；

(6) 高电量电池组分别向中电量与低电量电池组充电，并判断 SOC_{avmin} 与 SOC_{avmid} 的差值是否小于 0.05%，若是，则高电量与中电量电池组同时向低电量电池组充电；若否，则高电量与中电量电池组同时向低电量电池组充电；

(7) 高电量与中电量电池组同时向低电量电池组充电，并判断 SOC_{avmid} 与 SOC_{avmin} 的差值是否小于 0.05%，若是，则高电量与中电量电池组同时向低电量电池组充电；若否，则高电量与中电量电池组同时向低电量电池组充电；

(8) 判断 SOC_{avmin} 与 SOC_{avmax} 的差值是否小于 0.1%，若是，则均衡不启动，若否，则进入步骤(4)；

(9) 间隔 1s,进入下一次循环，继续执行(1)~(8)。

组间均衡控制策略可以实现任意两组电池组间能量的双向流动，避免了首尾两电池组均衡时需要借助中间电池组的问题，降低了均衡过程中的能量损耗。充电工况下，高电量电池组向中、低电量电池组充电，降低了高电量电池组的充电速度，可以防止高电量电池组的过充；放电工况下，高、中电量电池组同时向低电量电池组充电，减缓低电量电池组的放电速度，可以防止低电量电池组的过放。静置工况下的工作原理与放电工况相同。两个电池组可同时向一个电池组充电，均衡速度将显著提高，且组间 SOC 极差控制在了 0.1%以内，均衡精度较高，均衡算法流程如图 4.9 所示。

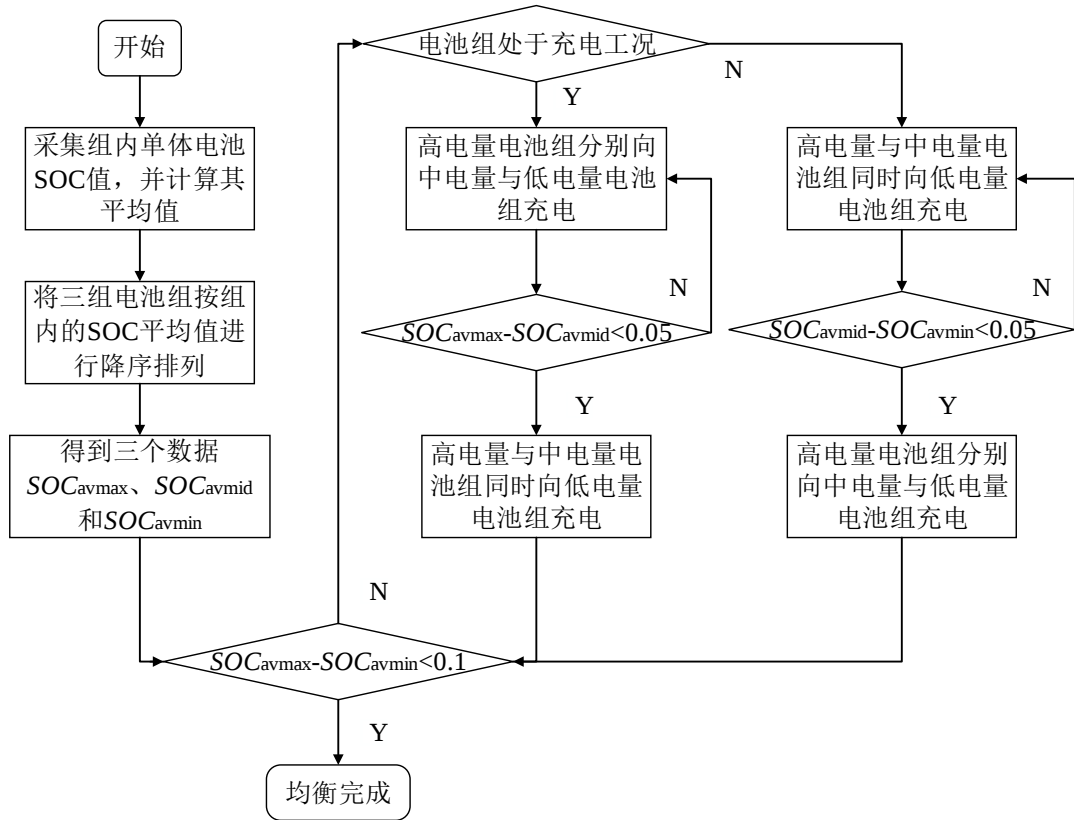


图 4.9 组间均衡算法流程图

将组内均衡与组间均衡相结合，本文提出了分层均衡方案。该方案体现了两种均衡方案的优点，均衡过程的前半阶段，组内均衡与组间均衡同时工作，快速实现了组内均衡，均衡电流大，均衡速度快，且同时做到了防止单体电池和电池组过充和过放问题。均衡过程的后半阶段，主要是组间均衡工作，任意电池组之间可实现电荷转移，避免了经中间电池转移电荷产生的损耗问题，且组内均衡可实现中、高电量电池组同时向低电量电池组充电，提高了均衡速度。

4.4 仿真结果及分析

为验证本文提出的一种基于 Buck 变换器和 Buck-Boost 变换器相结合的分层均衡电路，以 15 节单体电池串联成组作为实验对象，平均分为 3 个小组，在 MATLAB/Simulink 平台搭建模型进行仿真实验。对比试验为基于 Buck 变换器的均衡电路和基于 Buck-Boost 变换器的均衡电路。

仿真模型主要由电池组模块、开关组模块、Buck 变换器、Buck-Boost 模块、均衡控制模块和外接充放电模块组成。其中电池组模块的 15 节单体

电池的额定电压均为 3.6V，电池内阻为 $13\text{m}\Omega$ ，初始 SOC 值分别为 64%、68%、70%、69%、65%、66%、63%、67.5%、66.5%、62%、60%、62.7%、63.4%、64.6%、61.6%，SOC 值的极差为 10%，额定容量分别为 5.0 Ah、5.1 Ah、5.3 Ah、5.2 Ah、5.0 Ah、5.1 Ah、4.9 Ah、5.1 Ah、5.1 Ah、4.8 Ah、4.8 Ah、4.9 Ah、4.9 Ah、5.0 Ah、4.8 Ah，容量极差为 0.5Ah。MOS 管的内阻为 $10\text{m}\Omega$ ，开关频率设为 10kHz，脉冲宽度调制（Pulse Width Modulation, PWM）占空比设置为 50%，电感的取值为 0.1H。外接充电电源为恒压直流电源，电压为 120V，外接放电电阻为 200Ω 。

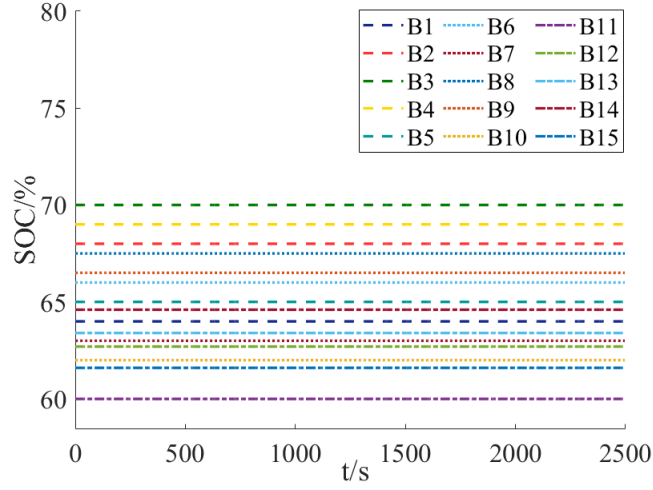
表 4.1 单体电池初始参数

电池组编号	电池编号	初始 SOC 值/%	初始容量/Ah
电池组 1	B1	64.1	5.0
	B2	67.9	5.1
	B3	70.0	5.3
	B4	69.1	5.2
	B5	65.0	5.0
	B6	65.9	5.1
电池组 2	B7	63.1	4.9
	B8	67.5	5.1
	B9	66.5	5.1
	B10	61.9	4.8
	B11	60.0	4.8
	B12	62.7	4.9
电池组 3	B13	63.4	4.9
	B14	64.6	5.0
	B15	61.6	4.8

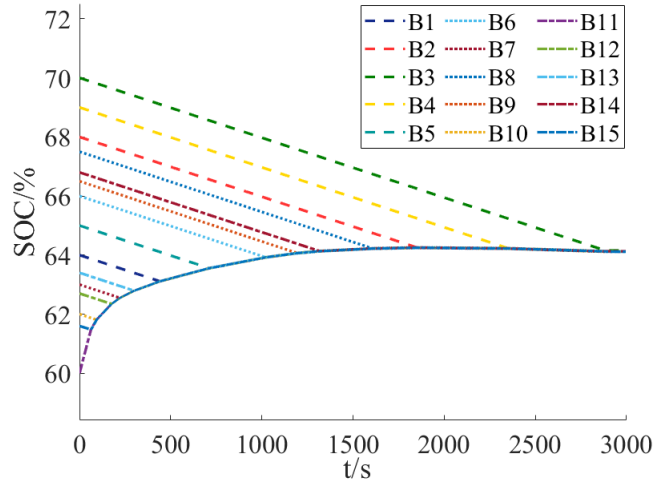
4.4.1 静置均衡

静置工况下，电池组与外接充放电模块断开，电路无充电电源和负载。基于 Buck 变换器的均衡电路中，电池组自身作为 Buck 变换器的输入端，输出端针对最低电量的单体开始均衡。基于 Buck-Boost 的均衡电路对相邻单体电池进行均

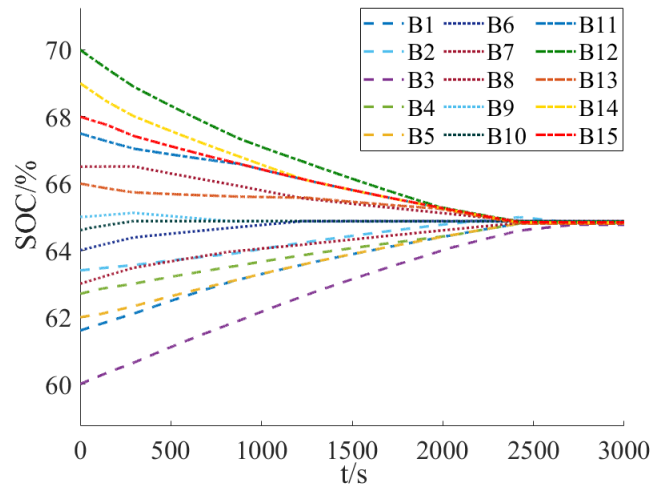
衡。分层均衡电路中，各小组通过 Buck 变换器对组内最低电量单体开始均衡，电池组间通过 Buck-Boost 变换器实现组与组之间的电荷转移。三种均衡方案的均衡结果对比效果如图 4.10 所示。



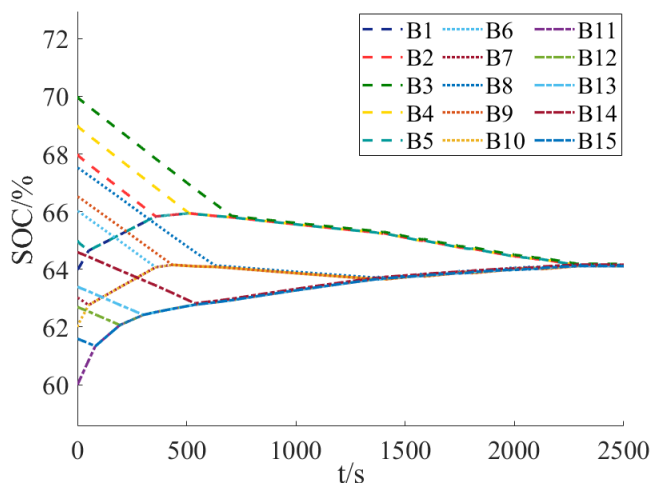
(a) 无均衡作用



(b) 基于 Buck 变换器的均衡



(c) 基于 Buck-Boost 变换器的均衡



(d) 分层均衡

图 4.10 静置均衡对比图

静置均衡实验中，相比于基于 Buck 变换器的均衡方案，分层均衡的组内均衡部分将单体电池总数与被均衡单体数之比从 15:1 降低到了 5:1，各分组分别在 534s、628s、706s 内完成了三个电池组的组内均衡，各组的平均 SOC 值分别为 62.83%、64.09%、65.85%，组内均衡速率较高。组间 Buck-Boost 均衡电路参与了电池均衡的全过程，对高、低电量电池组的组内均衡有一定的积极作用，组间均衡在 2213s 完成，相比于基于 Buck 变换器均衡电路的 2902s，均衡时间减少了 689s，速度提高了 23.7%；相比于基于 Buck-Boost 变换器均衡电路的 2681s，均衡时间减少了 468s，速度提高了 17.5%。证明了分层均衡方案在静置工况下均衡速度的优越性。静置均衡详细结果如表 4.2 所示，无均衡对照组均衡前后 SOC 值理论上不变。

表 4.2 静置均衡结果

均衡类型	均衡时间/s	均衡后平均 SOC 值/%
无均衡	∞	64.89
Buck	2902	64.13
Buck-Boost	2681	64.85
分层均衡	2213	64.24

静置工况下，以分层均衡方案达到均衡的 2213s 为准，得到无均衡对照组、基于 Buck 变换器均衡方案和基于 Buck-Boost 变换器均衡方案三种对照组的各电池组的具体数据如下表 4.3 所示。经计算可得，在 2213s 时，无均衡作用的对照组的平均 SOC 值为 64.89%，基于 Buck 变换器均衡方案对照组的平均 SOC 值

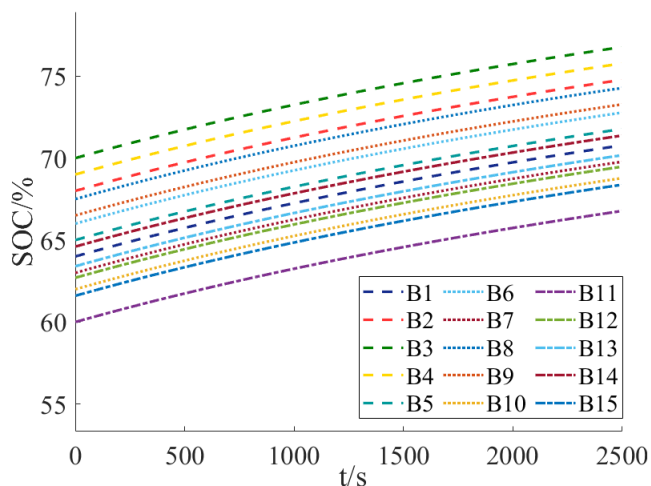
为 64.33%，基于 Buck-Boost 变换器均衡方案对照组的平均 SOC 值为 64.82%，基于分层均衡方案的实验组的平均 SOC 值为 64.24%。相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck 变换器的均衡过程大约有 0.56% 的损耗，基于 Buck-Boost 变换器的均衡过程大约有 0.07% 的损耗，基于分层均衡方案的均衡过程大约有 0.65% 的损耗。即基于分层均衡方案的均衡电路均衡速度较快，但电能损耗相对较大。

表 4.3 分层均衡电路静置均衡完成时对照组各组电池平均 SOC 值

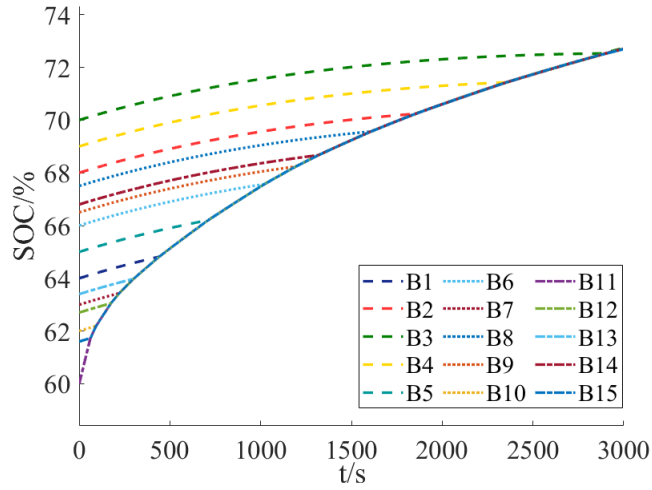
电池组编号	无均衡/%	Buck/%	Buck-Boost/%
电池组 1	62.46	64.20	64.54
电池组 2	64.98	64.26	64.87
电池组 3	67.22	64.54	64.99

4.4.2 充电均衡

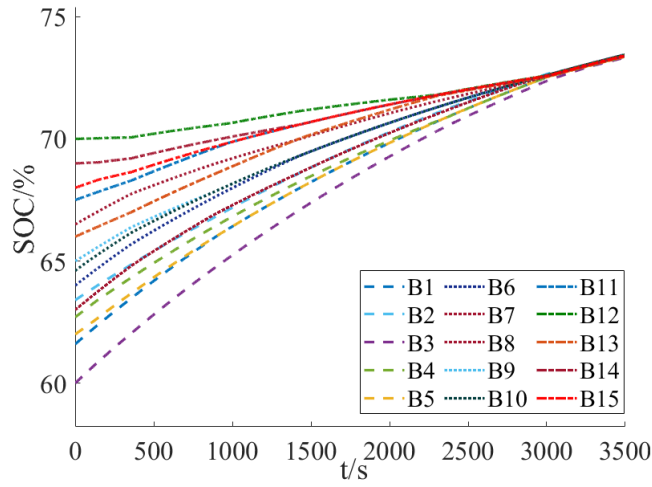
充电工况下，电池组与外接充电模块相连，120V 直流电源对电池组进行充电，电池组在吸收能量的同时进行组内与组间均衡。与静置工况下相比，基于 Buck 变换器的均衡电路中，Buck 变换器的输入端与外接直流电源相连，输出端与被均衡单体电池相连，输出更稳定。基于 Buck-Boost 变换器的均衡电路对相邻单体电池进行均衡。分层均衡工作在充电工况下，高电量电池组始终在向低电量或同时向中、低电量电池组转移电荷，有效避免了高电量电池组的过充。三种均衡方案的均衡结果对比效果如图 4.11 所示。



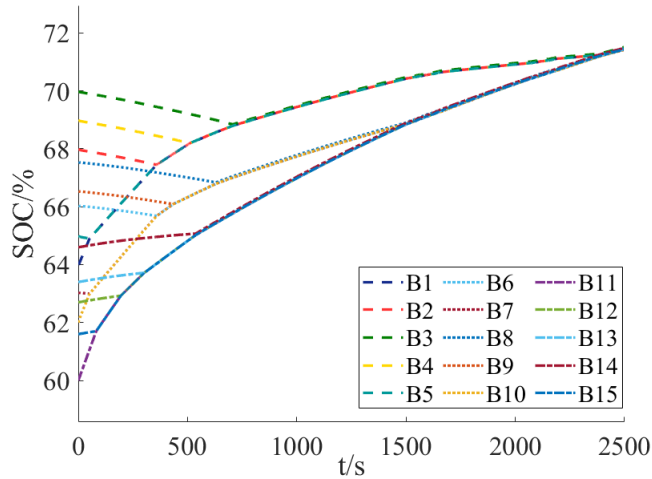
(a) 无均衡作用



(b) 基于 Buck 变换器的均衡



(c) 基于 Buck-Boost 变换器的均衡



(d) 分层均衡

图 4.11 充电均衡对比图

充电均衡实验中，分层均衡的组内均衡部分，各分组分别在 531s、627s、707s 内完成了三个电池组的组内均衡，各组的平均 SOC 值分别为 64.99%、66.78%、

68.79%，电池组的组间均衡在 2424s 时完成，相比基于 Buck 变换器均衡电路的 2891s，均衡时间减少了 467s，速度提高了 16.2%；相比基于 Buck-Boost 变换器均衡电路的 3128s，均衡时间减少了 704s，速度提高了 22.5%。证明了分层均衡方案在充电工况下均衡速度的优越性。充电均衡详细结果如表 4.4 所示，无均衡对照组亦无均衡后平均 SOC 值，以 2424s 时的数据代替。

表 4.4 充电均衡结果

均衡类型	均衡时间/s	均衡后平均 SOC 值/%
无均衡	∞	71.65
Buck	2891	72.54
Buck-Boost	3128	72.79
分层均衡	2424	71.28

充电工况下，以分层均衡方案达到均衡的 2424s 为准，得到无均衡对照组、基于 Buck 变换器均衡方案和基于 Buck-Boost 变换器均衡方案三种对照组的各电池组的具体数据如下表 4.5 所示。经计算可得，在 2424s 时，无均衡作用的对照组的平均 SOC 值为 71.65%，基于 Buck 变换器均衡方案对照组的平均 SOC 值为 71.42%，基于 Buck-Boost 变换器均衡方案对照组的平均 SOC 值为 71.52%，基于分层均衡方案的实验组的平均 SOC 值为 71.28%。相比于无均衡作用的对照组，基于 Buck 变换器的均衡过程大约有 0.23% 的损耗，基于 Buck-Boost 变换器的均衡过程大约有 0.13% 的损耗，基于分层均衡方案的均衡过程大约有 0.37% 的损耗。即基于分层均衡方案的均衡电路均衡速度较快，但电能损耗相对较大。

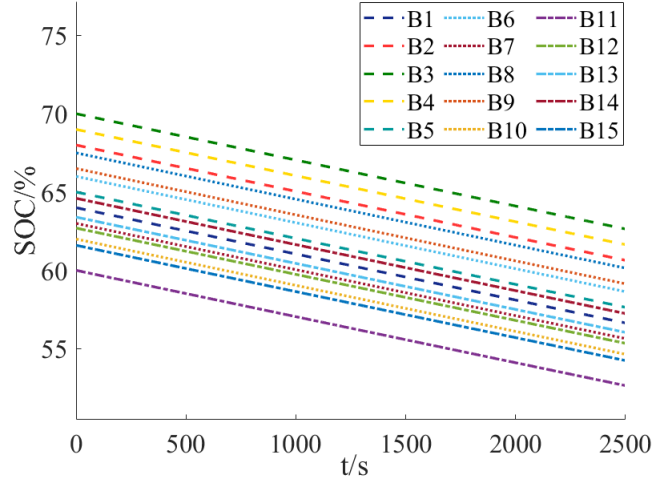
表 4.5 分层均衡电路充电均衡完成时对照组各组电池平均 SOC 值

电池组编号	无均衡/%	Buck/%	Buck-Boost/%
电池组 1	68.63	71.34	71.03
电池组 2	71.37	71.38	71.58
电池组 3	74.96	71.54	71.93

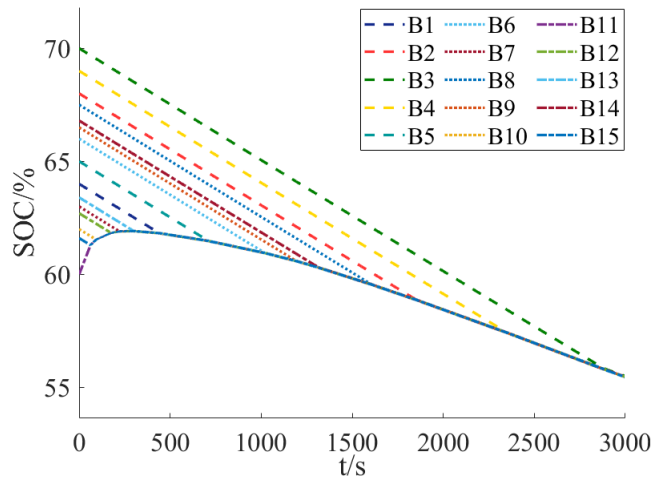
4.4.3 放电均衡

放电工况下，电池组与外接放电模块相连，200 Ω 电阻对电池组进行放电，电池组在消耗能量的同时进行组内与组间均衡。基于 Buck 变换器的均衡电路始终在对最低单体电池转移电荷，防止电池过放。基于 Buck-Boost 变换器的均衡

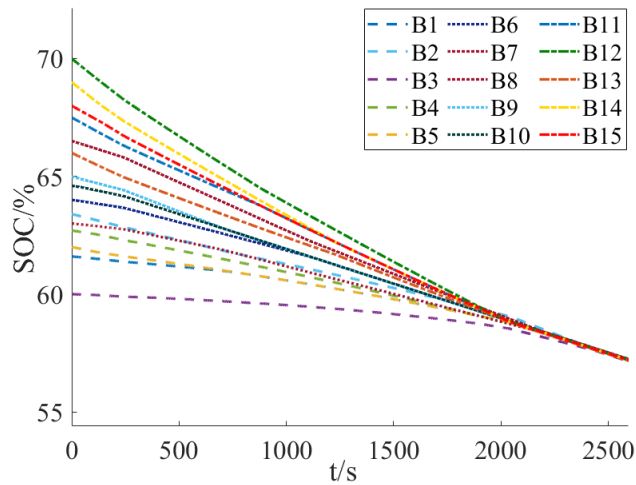
电路对相邻单体电池进行均衡。分层均衡工作在放电工况下，低电量电池组始终在接收高电量电池组或同时接收高、中电量电池组转移的电荷，有效避免了低电量电池组的过放。三种均衡方案的均衡结果对比效果如图 4.12 所示。



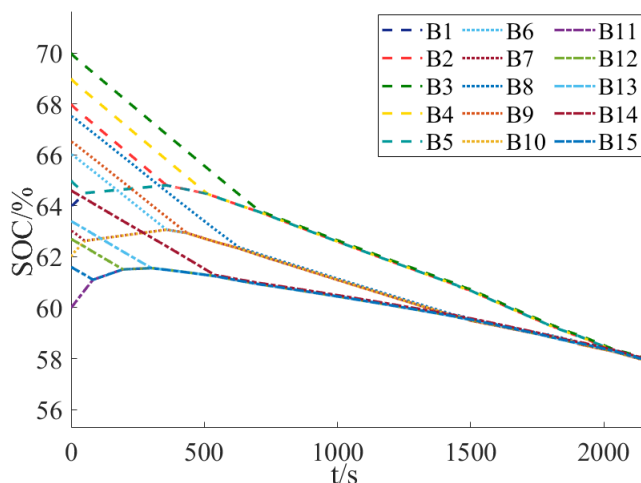
(a) 无均衡作用



(b) 基于 Buck 变换器的均衡



(c) 基于 Buck-Boost 变换器的均衡



(d) 分层均衡

图 4.12 放电均衡对比图

放电均衡实验中, 分层均衡的组内均衡部分, 各分组分别在 534s、623s、696s 完成了三个电池组的组内均衡, 各组的平均 SOC 值分别为 61.24%、62.34%、63.79%, 电池组的组间均衡在 2022s 时完成, 相比基于 Buck 变换器均衡电路的 2805s, 均衡时间减少了 783s, 速度提高了 27.9%; 相比基于 Buck-Boost 变换器均衡电路的 2440s, 均衡时间减少了 418s, 速度提高了 17.1%。证明了分层均衡方案在放电工况下均衡速度的优越性。放电均衡详细结果如表 4.6 所示, 无均衡对照组亦无均衡后平均 SOC 值, 以 2424s 时的数据代替。

表 4.6 放电均衡结果

均衡类型	均衡时间/s	均衡后平均 SOC 值/%
无均衡	∞	58.93
Buck	2805	56.04
Buck-Boost	2440	57.67
分层均衡	2022	58.03

放电工况下, 以分层均衡方案达到均衡的 2022s 为准, 得到无均衡对照组、基于 Buck 变换器均衡方案和基于 Buck-Boost 变换器均衡方案三种对照组的各电池组的具体数据如下表 4.7 所示。经计算可得, 在 2022s 时, 无均衡作用的对照组的平均 SOC 值为 58.93%, 基于 Buck 变换器均衡方案对照组的平均 SOC 值为 58.52%, 基于 Buck-Boost 变换器均衡方案对照组的平均 SOC 值为 58.88%, 基于分层均衡方案的实验组的平均 SOC 值为 58.03%。相比于无均衡作用的对照组, 基于 Buck 变换器的均衡过程大约有 0.41% 的损耗, 基于 Buck-Boost 变换器

的均衡过程大约有 0.05% 的损耗，基于分层均衡方案的均衡过程大约有 0.80% 的损耗。即基于分层均衡方案的均衡电路均衡速度较快，但电能损耗相对较大。

表 4.7 分层均衡电路放电均衡完成时对照组各组电池平均 SOC 值

电池组编号	无均衡/%	Buck/%	Buck-Boost/%
电池组 1	55.90	58.36	58.86
电池组 2	58.64	58.38	58.88
电池组 3	62.24	58.83	58.91

4.5 本章小结

本章设计了一种基于 Buck 变换器和 Buck-Boost 变换器的分层均衡电路，用来提高单体电池一致性，解决部分电池过充和过放问题，降低各单体电池达成一致性所需的时间。分层均衡电路以单体电池 SOC 值作为均衡变量，将电池组分为三个小组，组内进行基于 Buck 变换器的均衡；在各小组之间搭建 Buck-Boost 电路，进行组间均衡。该电路针对基于 Buck 变换器的均衡电路在电池组数量较多时，会出现的均衡时间过长的问题，提出将电池组拆分成组，同时进行组内与组间均衡。改进的分层均衡电路，组内单体电池数量较少，使用 Buck 变换器，降低了电池总数与单次可均衡单体电池数之比，在保证较高效率的同时简化了结构；组间均衡使用 Buck-Boost 均衡电路，并在首尾电池组间搭建 H 桥式均衡电路，保证任意两组之间可以之间进行电荷转移，避免了传统 Buck-Boost 均衡电路存在的均衡路径长、效率低的问题。均衡策略以 SOC 作为均衡变量，充电工况下以削峰为原则，放电工况下以填谷为原则。为验证均衡方案的优越性，分别在静置、充电、放电三种工况下做了仿真实验，仿真结果表明：该方案可将组内电池单体 SOC 极差控制在 0.05% 以内，组间电池组平均 SOC 极差控制在 0.1% 之内；三种工况下均衡速度比基于 Buck 变换器的均衡电路分别提升了 23.7%、16.2%、27.9%，比基于 Buck-Boost 变换器的均衡电路分别提升了 17.5%、22.5%、17.1%，且比传统 Buck-Boost 均衡电路结构更简单。

第 5 章 结论与展望

5.1 结论

锂电池是目前主流的储能装置，但由于生产工艺及电池自身性质的局限性，需要通过电池管理技术来保证电池组的安全稳定运行。本文主要研究目标为提升单体电池 SOC 估计的精度，搭建均衡拓扑结构，设计均衡策略，提高电池组的均衡效率，减少均衡时间。本文主要得出以下结论：

（1）以圆柱形 18650 型锂离子电池为研究对象，以实验测得电池的实际容量和电压变化曲线为数据基础，结合 UKF 算法和 BP 神经网络算法，研究了一种新的联合算法，实现了对电池 SOC 值的精确估计。DST 工况和 FUDS 工况下的实验结果表明，该算法在估计精度和稳定性方面，均优于 EKF 和 UKF 算法，可以满足电池组主动均衡控制系统的设计需求。

（2）提出了一种基于 Buck 变换器的组内均衡拓扑结构，以前文提出的 SOC 估计结果作为均衡变量，设计了与均衡拓扑匹配的均衡策略。以五节单体电池作为实验对象，实验结果表明：相比于无均衡和基于 Buck-Boost 变换器的对比方案，该方案元器件的数量更少，均衡速度更快，均衡完成后的损耗更小，验证了所提方案的有效性。

（3）提出了一种组内基于 Buck 变换器，组间基于 Buck-Boost 变换器的分层均衡电路及均衡策略。以十五节单体电池作为实验对象，试验结果表明：相比于无均衡、基于 Buck 变换器和基于 Buck-Boost 变换器的对比方案，该方案虽然在均衡完成后的损耗并不是最低，但均衡速度最快，电池一致性较好，验证了所提方案的有效性。

5.2 展望

锂电池组的管理系统的综合性很强，不仅包含电池能量均衡管理，还涵盖电池热管理、电池剩余寿命估计、电池健康状态估计等技术。本文可在以下方向进行更深入的研究：

（1）本文设计的均衡方案仅为了减少达到电池组的均衡目标所需的时间，忽略了均衡板在均衡过程中产生的热量，以及单体电池在大电流充放电是否会散发大量的热量，对整个电池组的热管理系统造成压力；

(2) 主动均衡拓扑结构及均衡策略的设计方案较多，可以根据需求及工况的不同进行灵活搭配，应当学习研究更多的方案，综合各方案的优缺点，提升均衡管理系统在各个方面的性能；

(3) 考虑将主动均衡与被动均衡相结合，由于被动均衡会消耗电量产生热量，当电池组工作在低温环境下，将被动均衡产生的热量用于电池组的保温，可以改善电池组的工作环境；

(4) 受时间和实验条件限制，本文未能对设计方案进行实物硬件验证；在仿真实验中，未能体现温度这一重要影响因素对电池性能和均衡效果的影响；且未能针对现实中电池组频繁充放电的工况，进行仿真实验。后续可对本文的设计方案进行实验平台的搭建，在不同的温度和充放电模式下，验证所提方案的实用性。

参考文献

- [1] 朱勇. 基于全流程视角的我国海外原油供应链安全的双维度评价研究[J], 中国石油大学学报, 2019, 35(03): 1-8.
- [2] 马永生, 蔡勋育, 罗大清等. “双碳”目标下我国油气产业发展的思考[J]. 地球科学, 2022, 47(10): 3501-3510.
- [3] 申伟, 陆敏恂. 中国新能源汽车产业的发展现状与展望[J]. 汽车实用技术, 2020, 54(22): 239-242.
- [4] 汪宜秀, 魏学哲, 房乔华等. 面向整组寿命最大化的电动汽车电池一致性变化规律及其均衡策略[J]. 机械工程学报, 2020, 56 (22): 176-183.
- [5] Barreras J V, Castro R, Wan Y, et al. A consensus algorithm for multi-objective battery balancing[J]. Energies, 2021, 14(14): 4279-4279.
- [6] 施锐, 张新燕, 刘莎莎等. 基于SOC均衡的分布式电池储能系统协同控制策略[J]. 太阳能学报, 2023, 44 (09): 546-552.
- [7] 徐伟杰. 基于模型法的锂电池SOC估计及均衡控制研究[D]. 燕山大学, 2023.
- [8] 范家钰. 电动汽车的电池管理系统SOC估计算法及均衡策略研究[D]. 东南大学, 2020.
- [9] 余洋, 陈东阳, 吴玉威等. 风电波动平抑下考虑SOC均衡及收益的电池储能功率分配策略[J]. 高电压技术, 2023, 49 (04): 1714-1723.
- [10] Lv J, Jiang B, Wang X, et al. Estimation of the State of Charge of Lithium Batteries Based on Adaptive Unscented Kalman Filter Algorithm[J]. Electronics, 2020, 9(09): 1425-1425.
- [11] 蔡敏怡, 张娥, 林靖等. 串联锂离子电池组均衡拓扑综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(15): 5294-5311.
- [12] 张宇, 邓杰, 吴铁洲等. 基于模糊控制的锂离子电池组两级均衡方法[J]. 电子测量技术, 2023, 46 (01): 9-16.
- [13] 秦帅. 电动汽车动力电池SOC估算的FFRLS-EKF-BPNN方法与均衡控制研究[D]. 郑州大学, 2022.

- [14] Chen X, Lei H, Xiong R, et al. A novel approach to reconstruct open circuit voltage for state of charge estimation of lithium ion batteries in electric vehicles[J]. *Applied Energy*, 2019, 255: 113758-113758.
- [15] Yang N, Zhang X, Li G. State of charge estimation for pulse discharge of a LiFePO₄ battery by a revised Ah counting[J]. *Electrochimica Acta*, 2015, 151: 63-71.
- [16] Yang F, Li W, Li C, et al. State-of-charge estimation of lithium-ion batteries based on gated recurrent neural network[J]. *Energy*, 2019, 175: 66-75.
- [17] Liu Z, Dang X, Jing B, et al. A novel model-based state of charge estimation for lithium-ion battery using adaptive robust iterative cubature Kalman filter[J]. *Electric Power Systems Research*, 2019, 177: 105951-105951.
- [18] 王露霄. 高倍率锂电池荷电状态均衡策略研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2022.
- [19] Cristina G M, Diego F L, Lidia S A, et al. Battery internal resistance estimation using a battery balancing system based on switched capacitors[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(05): 5363-5374.
- [20] 盛刘振. 基于多指标的锂电池均衡策略研究[D]. 重庆理工大学, 2022.
- [21] 吴忠强, 胡晓宇. 基于STPF的SOC估计及在多锂电池均衡中的应用[J]. *电子测量与仪器学报*, 2022, 36 (02): 235-244.
- [22] 刘春辉, 任宏斌. 基于SOC的动力电池组主动均衡研究[J]. *储能科学与技术*, 2022, 11 (02): 667-672.
- [23] Lv J, Jiang B, Wang X, et al. Estimation of the State of Charge of Lithium Batteries Based on Adaptive Unscented Kalman Filter Algorithm[J]. *Electronics*, 2020, 9(09): 1425-1431.
- [24] 孙运志, 蒋德玉, 张盛林等. 计及电池寿命损耗的多能源微网储能优化配置[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2021, 33(05): 128-133, 144.
- [25] He H, Qin H, Sun X, et al. Comparison Study on the Battery SoC Estimation with EKF and UKF Algorithms[J]. *Energies*, 2013, 6(10): 5088-5100.
- [26] 毛华夫, 万国春, 汪镭等. 基于卡尔曼滤波修正算法的电池SOC估算[J]. *电源技术*, 2014, 38(02): 298-302.

- [27] Li Y, Wang C, Gong J. A wavelet transform-adaptive unscented Kalman filter approach for state of charge estimation of LiFePo₄ battery[J]. International Journal of Energy Research, 2018, 42(02): 587-600.
- [28] 房德君. 基于双卡尔曼滤波的锂电池荷电状态的估计[J]. 科学技术与工程, 2017, 17(10): 299-303.
- [29] Chen X, Shen W, Cao Z, et al. A novel approach for state of charge estimation based on adaptive switching gain sliding mode observer in electric vehicles[J]. Journal of Power Sources, 2014, 246: 667-678.
- [30] Xu J, Mi C C, Cao B, et al. The state of charge estimation of lithium-ion batteries based on a proportionalintegral observer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(04): 1614-1621.
- [31] 王鹿军,单恩泽. 基于动态式双阈值的锂电池组主被动均衡策略[J]. 电机与控制学报, 2022, 26 (01): 126-136.
- [32] Sun W B, Li Y L, Liu L Z. A switched-capacitor battery equalization method for improving balancing speed[J]. IET Electric Power Applications, 2021, 15(05): 555-569.
- [33] 梁志华. 基于对称开关阵列的电池组主动均衡技术研究[D]. 北京交通大学, 2021.
- [34] 徐顺刚,文瑞强,周国华等. 一种单电容集中式均衡电路[J]. 电机与控制学报, 2020, 24 (03): 1-10.
- [35] Liu K L, Yang Z L, Tang X P. Automotive Battery Equalizers Based on Joint Switched-Capacitor and Buck-Boost Converters[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 12716-12724.
- [36] 宫明辉,李凌峰,乌江等. 变论域双模糊控制器在锂电池均衡策略仿真中的应用[J]. 西安交通大学学报, 2020, 54 (11): 158-165.
- [37] Wang X L, Cheng K W E, Fong Y C. Non-equal voltage cell balancing for battery and super-capacitor source package management system using tapped inductor techniques [J]. Energies, 2018, 11(05): 1037-1037.

- [38] Singirikonda S, Obulesu Y P. Active cell voltage balancing of Electric vehicle batteries by using an optimized switched capacitor strategy[J]. Journal of Energy Storage, 2021, 38(01): 2521-2530.
- [39] 任子豪, 田恩刚, 王立成等. 基于可重构电路的电池组充电均衡方法[J]. 上海理工大学学报, 2023, 45 (05): 468-476.
- [40] 康龙云, 万蕾, 谢缔等. 一种开关管复用的电感型串联锂电池均衡电路[J]. 电机与控制学报, 2023, 27 (01): 46-54.
- [41] Yang Z Z. Development of an active equalizer for lithium-ion batteries[J]. Electronics, 2022, 11(14): 2219-2219.
- [42] 王鹿军, 柯锦洋, 詹敏等. 基于四管双向变换器的退役电池组有源快速均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(14): 5254-5266.
- [43] Javier G L, Enrique R C A. Guerrero-Martinez. Battery equalization active methods[J]. Journal of Power Sources, 2014, 24(06): 934-949.
- [44] 詹敏, 柯锦洋, 吴铁洲. 基于隔离型半桥变换器的退役电池组均衡方法[J]. 电子测量技术, 2022, 45(17): 7-13.
- [45] 宋美洁. 寒区插电混合动力物流车电池均衡技术研究[D]. 吉林大学, 2022.
- [46] Lai X, Jiang C H, Zheng Y J, et al. A novel composite equalizer based on an additional cell for series-connected lithium-ion cells[J]. Electronics, 2018, 7(12): 366-366.
- [47] 刘威, 王友仁, 许煜辰等. 基于自适应选择主被动均衡拓扑的机载锂电池电源能量均衡方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(02): 244-252.
- [48] 姚芳, 王晓鹏, 陈盛华等. 基Buck-Boost准谐振电路的电池自适应分组均衡方案研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(02): 714-727.
- [49] Shang Y L, Zhao S F, Fu Y L, et al. A lithium-ion battery balancing circuit based on synchronous rectification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(02): 1637-1648.
- [50] Sun X J, Zhu L Z, Zhang P F, et al. Design of active equalizer for lithium-ion battery pack based on double-tiered modular resonance[J]. Systems Science & Control Engineering, 2018, 6(03): 314-323.

- [51] LEE D, JEON J, HAN S. Novel cell balancing applied near-field coupling and serial-parallel circuit configuration[J]. Energy Reports, 2023, 9 (S4): 28-33.
- [52] Koseoglou M, Tsioumas E, Jabbour N, et al. Highly effective cell equalization in a lithium-ion battery management system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (02): 2088-2099.
- [53] Hou J, Yang Y, He H, et al. Adaptive Dual Extended Kalman Filter Based on Variational Bayesian Approximation for Joint Estimation of Lithium-Ion Battery State of Charge and Model Parameters[J]. Applied Sciences, 2019, 9(09): 1726-1731.
- [54] 刘迎澍, 康伟娇. 基于模糊控制的光储微网系统能量管理策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2017, 29(01): 97-102.
- [55] 刘征宇, 王雪松, 汤伟等. 基于可信度因子推理模型的电池组均衡方法[J]. 中国机械工程, 2019, 30(09): 1090-1096.
- [56] 戴冬冰, 冯冬梅, 张军等. 动力电池均衡充放电系统的研究和设计[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(11): 111-115.

致谢

自 2017 年进入安徽工程大学至今,已是在芜湖的第七个年头了。时光匆匆,白驹过隙,论文写到这里,到了停笔的时候,也到了和学生生涯说再见的时候了。至此,谨向七年间所有教导我,帮助我,鼓励我的老师、同学和朋友们表示衷心的感谢。

首先,我要对我的导师陆华才教授表达最真挚的感谢。陆老师为人低调,温和谦逊,对工作认真负责,工作效率很高,在学术上认真严谨,学识宽广。在读研的三年间,老师在研究方向的选择、论文的规范写作、投稿与稿件修改以及毕业论文的写作与修改等方面,都对我进行了详细的指导,给予了宝贵的意见。此外,老师还对我们的身体健康非常关心,常叮嘱我们早睡早起,坚持锻炼,并言传身教,给我们树立良好榜样。在此,我再一次表示对陆老师的感谢,祝老师身体健康,工作顺利。

其次,我要感谢同实验室的各位同学们,感谢师兄师姐们在学习和生活中对我的指导和照顾;感谢两位同门对我的督促和鼓励,让我在落后的时候还能继续前进,而不是放纵摆烂;感谢师弟师妹们在枯燥的科研生活中带来的放松与欢乐,让我的三年多了一份难忘的回忆。祝愿未来散落在海角天涯的朋友们,都可以前程似锦,美梦成真。

此外,我还要感谢教我游泳,陪我打羽毛球,神山跑步,健身撸铁的朋友和大佬们,运动是生活的解药,祝愿我们都能远离伤病,拥抱健康,在各自爱好的项目上取得进步,收获快乐。

最后,我要感谢我的父母,感谢你们在我二十多年生命里的无私付出,感谢你们对我学习的支持与关心,感谢你们永远做我最坚实的后盾。祝愿你们身体健康。

攻读硕士期间的研究成果

1. Xiangyu Tang, Huacai Lu. Research on equalization of lithium battery pack based on Buck converter[C]. 2023 35th Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2023, 476-480.
2. 汤祥宇, 陆华才. 动力电池分层均衡控制研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(12): 234-241.

尚德敏学 唯实惟新

