

分类号: TM912

单位代码: 10720

密 级: 公 开

学 号: 2008550014



陕西理工大学
Shaanxi University of Technology

硕 士 学 位 论 文

锂电池 SOC 估算及主动均衡研究 Research on SOC Estimation and Active Equalization of Lithium Battery

论 文 作 者: 司娟利

指导教师、职称: 常红梅 副教授

校外指导教师: 李青川

专业学位类别: 机械硕士

专业领域名称: 机械

二 〇 二 三 年 六 月

摘 要

在能源危机的背景下，锂电池已成为电动汽车的主要动力源。因锂电池荷电状态(State of Charge, SOC)无法测量，需要通过相应的方法进行估算，准确地估计 SOC 是延长电池使用寿命的必备措施，有助于延长汽车的续驶里程；锂电池因材料的固有特性，生产工艺、存储过程、使用过程会产生内阻、容量、电压及单体间的 SOC 不一致，除了改善生产工艺、存储环境等条件外，采用充放电对锂电池进行均衡是一种可行的方法，此方法可以提升电池组的容量利用率来延长电动汽车的续驶里程。

本文针对锂电池荷电状态估算建立了 SOC 估算的数学模型，通过参数辨识及算法进行 SOC 估算，工况下实验验证。针对锂电池均衡，在分析锂电池不一致性的原因、表现形式及改善方法的基础上重点进行充放电均衡研究。设计“先串后并”和“先串后串”的均衡电路、均衡原理和控制策略，采用电池单体间和电池模组间分层控制策略。用 MATLAB/Simulink 软件分别搭建仿真实验模型进行仿真实验及验证，具体内容：

首先介绍了 SOC 估算国内外研究现状，主动均衡技术国内外研究现状和均衡控制算法的国内外研究现状。其次，概述了锂电池工作的原理及 SOC 定义，分析了电池的等效模型和等效电路模型，以北京国能 PL15181210 动力电池为研究对象，选择工程实践易实现的二阶 RC 等效电路模型，通过离线辨识和在线辨识实现参数辨识。用扩展卡尔曼滤波算法实现 SOC 估算。再次，设计了某款 8m 纯电动城市客车动力系统，将第 2 章的所建模型与车辆动力系统相结合建立工况实验模型，在中国城市客车行驶工况(CHTC-B)下仿真实验，对比分析了安时积分法和扩展卡尔曼滤波算法对 SOC 估算的精度影响。第四，分析了锂电池不一致性的产生、表现形式及改善方法，重点针对充放电均衡进行均衡电路设计、均衡方法及均衡拓扑结构分析。第五，重点以电池的 SOC 作为均衡变量，以触发均衡阈值为均衡起动条件，底层采用“差值-均值”的控制策略，顶层模组采用开关阵列式均衡控制策略搭建仿真模型，结合某款 8m 纯电动城市客车动力系统，在 CHTC-B 工况下进行仿真实验。实验结果表明，分层控制策略在电池串并联模组均衡中能够提升均衡的速率和效率。最后，总结了研究不足及后续工作展望。

关键词：动力电池；SOC 估算；均衡控制；仿真实验

Abstract

In the context of the energy crisis, lithium batteries have become the main power source of electric vehicles. Because the state of charge (SOC) of lithium batteries cannot be measured, it needs to be estimated by corresponding methods, and accurate estimation of SOC is a necessary measure to extend the service life of the battery and help extend the driving range of the car; Lithium battery due to the inherent characteristics of the material, production process, storage process, use process will produce internal resistance, capacity, voltage and SOC inconsistency between the monomer, in addition to improving the production process, storage environment and other conditions, the use of charge and discharge to balance the lithium battery is a feasible method, this method can improve the capacity utilization rate of the battery pack to extend the driving range of electric vehicles.

In this paper, a mathematical model of SOC estimation is established for the estimation of the state of charge of lithium batteries, and the SOC estimation is carried out through parameter identification and algorithm, and the experimental verification under working conditions is carried out. For lithium battery equilibrium, the charge-discharge equilibrium research is focused on the analysis of the causes, manifestations and improvement methods of lithium battery inconsistency. The equalization circuit, equilibrium principle and control strategy of "first series and then parallel " and "first series and then string" are designed, and the hierarchical control strategy between battery cells and battery modules is adopted. Use MATLAB/Simulink software to build simulation experimental models for simulation experiments and verification, the specific content:

Firstly, the research status of SOC estimation at home and abroad, the research status of active equilibrium technology at home and abroad, and the research status of equilibrium control algorithm at home and abroad are introduced. Secondly, the working principle and SOC definition of lithium battery are summarized, the equivalent model and equivalent circuit model of the battery are analyzed, and the second-order RC equivalent circuit model that is easy to implement in engineering practice is selected to achieve parameter identification by taking Beijing Guoneng PL15181210 power battery as the research object. SOC estimation is achieved using the extended Kalman filter algorithm. Thirdly, an 8-meter pure electric city bus power

system is designed, and the experimental model of working conditions is established by combining the model built in Chapter 2 with the vehicle power system, and the influence of the ampere-hour integral method and the extended Kalman filter algorithm on the accuracy of SOC estimation is compared and analyzed under the simulation experiment under the working conditions of Chinese urban buses (CHTC-B). Fourth, the generation, manifestation and improvement methods of lithium battery inconsistency are analyzed, focusing on the equalization circuit design, equilibrium method and equilibrium topology analysis for charge and discharge balance. Fifth, the SOC of the battery is used as the equilibrium variable, the equilibrium threshold is triggered as the equilibrium starting condition, the bottom layer adopts the "difference-average" control strategy, the top module adopts the switch array equalization control strategy to build a simulation model, combined with the 8-meter pure electric city bus power system, and carries out simulation experiments under CHTC-B conditions. Experimental results show that the hierarchical control strategy can improve the rate and efficiency of equalization in the equalization of battery series-parallel modules. Finally, the research shortcomings and the prospects of follow-up work are summarized.

Keywords: power battery; SOC estimation; Equalization control; Simulation experiments

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 选题背景及意义.....	1
1.1.1 选题背景.....	1
1.1.2 理论意义.....	1
1.1.3 应用价值.....	2
1.2 国内外研究现状.....	2
1.2.1 锂电池估算研究现状.....	2
1.2.2 主动均衡技术现状.....	4
1.2.3 均衡控制算法研究现状.....	4
1.3 论文章节安排.....	5
第 2 章 锂电池 SOC 估算.....	7
2.1 锂电池工作原理及 SOC 定义.....	7
2.2 电池等效模型.....	8
2.2.1 电化学模型.....	8
2.2.2 神经网络模型.....	8
2.2.3 等效电路模型.....	9
2.3 模型参数辨识.....	12
2.3.1 离线辨识.....	12
2.3.2 在线辨识.....	15
2.4 电池 SOC 估算.....	20
2.5 仿真分析.....	23
2.6 小结.....	26
第 3 章 锂电池 SOC 工况实验.....	27
3.1 动力系统结构.....	27
3.2 动力系统参数匹配.....	27
3.2.1 基本参数及性能指标.....	27
3.2.2 电机参数匹配.....	28
3.2.3 动力电池参数匹配.....	30
3.3 工况下仿真实验.....	31
3.3.1 仿真模型搭建.....	31
3.3.2 仿真工况.....	32
3.4 小结.....	33
第 4 章 锂电池不一致性分析及均衡方法.....	35
4.1 不一致性概述分析.....	35

4.2 电池均衡方法.....	35
4.2.1 电容式主动均衡.....	36
4.2.2 电感式主动均衡.....	36
4.2.3 变压器式主动均衡.....	37
4.2.4 串并联模组主动均衡.....	39
4.3 小结.....	40
第5章 锂电池主动均衡及控制策略.....	41
5.1 均衡变量的选择.....	41
5.2 均衡原理分析.....	41
5.3 均衡启闭条件.....	42
5.4 单层主动均衡.....	42
5.4.1 集中 LR 均衡电路仿真.....	42
5.4.2 多模块变压器仿真.....	43
5.4.3 传统型 Buck-Boost 与改进型 Buck-Boost 均衡仿真.....	44
5.5 双层主动均衡.....	47
5.5.1 模组并联外接电源式均衡.....	47
5.5.2 模组串联多模块变压器均衡.....	51
5.6 工况下仿真实验.....	53
5.6.1 仿真工况.....	53
5.6.2 仿真模型搭建.....	53
5.6.3 仿真结果及分析.....	56
5.7 小结.....	59
总结及展望.....	61
参考文献.....	63

第1章 绪论

1.1 选题背景及意义

1.1.1 选题背景

能源危机及汽车尾气污染问题日益突出。据统计,地球上将近 24%的二氧化碳来自于交通工具运输过程中化石燃料的消耗,其中有近 3/4 的二氧化碳来自于燃油车^[1]。因此,减少汽车碳排放,已成为全球汽车行业的共识。在此背景下,纯电动汽车作为“零排放”的交通工具,受到了全球关注,其产业也得到了迅猛发展。国务院办公厅印发的《新能源汽车产业发展规划(2021-2035 年)》(2020 年 10 月)指出:“要把我国建设成汽车强国,力争经过 15 年的持续努力,我国新能源汽车核心技术达到国际先进水平,质量品牌具备较强国际竞争力。纯电动汽车成为新销售车辆的主流,公共领域用车全面电动化”。为此,许多公司和科研单位开展以纯电动汽车(Electric Vehicle, EV)为课题的技术研究,以解决 EV 在实际应用中的关键问题。

目前,锂电池成为纯电动汽车主要动力源,锂电池具有能量密度高、自放电率低等优点^[2],其中最主要的原因是其材料容易从自然界中获取^[3]。但是,成本高、产能低和动态特性高等因素又限制了锂电池在纯电动汽车上的应用。最近几年,随着科研人员不断的技术攻关,有些方面已得到了改善。例如在成本上,2013 年锂电池的生产成本是 599 美元/千瓦时,而到 2017 年锂电池的生产成本是 209 美元/千瓦时,成本已被缩减了二分之一^[4]。在锂电池能量密度方面,相比以前,有较大提高,但还没有质的突破。因此,在现有的技术条件下,如何高效地利用锂电池显得尤为关键。

电动汽车使用的电池管理系统(Battery Management System, BMS)具有电池数据监控、荷电状态(State of Charge, SOC)估算、电池均衡及能量管理等作用。因锂电池材料的固有特性,生产工艺、运输过程及使用过程中易出现电池的 SOC 不一致,电压不一致及容量不一致等现象发生。因此,电池 SOC 估算和电池均衡技术研究成为电池管理系统研究的两大核心问题。SOC 估算的精度能够缩小 SOC 实际值与估计值的误差,能够真实反映锂电池的实际状态,而均衡技术能够提升锂电池的可用容量,有助于延长纯电动汽车的续驶里程,有助于提升锂电池的性能和延长电池的使用寿命。

1.1.2 理论意义

动力电池 SOC 估算是准确预估车辆的续航里程,准确掌握电池信息,延长电池使

使用寿命的必要条件，SOC 也是电池组均衡的参数，而 SOC 无法直接测量需进行估算，对电动汽车在使用过程中的可靠性、安全性、使用寿命起到至关重要的作用。

因电池材料自身性能、生产工艺、储存环境条件、使用过程等因素容易造成单体电池间的电压、容量以及电池 SOC 不一致。若不对其进行处理，会造成电池组整体的性能下降、可用能量浪费及能量分配不当，为了保护电池组的使用寿命和安全性一般以最差单体电池容量作为电池组容量的判断依据^{[5][6]}。在极端温度和高电流的情况下，电池的参数状态将会变得高度非线性化，进一步加剧了电池的老化^{[7][8]}。电池均衡高效率地改善电池之间的不一致性，避免过充、过放等安全问题，提高电池组容量利用率和使用寿命，对于促进电动汽车的发展具有重要意义。

1.1.3 应用价值

SOC 是电池管理系统检测到是否充满电或放空电的参数指标，电池在充电过程中，电池 SOC 的估算精度会使得电池接近极限状态时停止充电，不会由于电池的过度充电造成电池的损坏，甚至引发起火、爆炸等安全问题；在放电过充中，不会造成单体电池或电池组的不可逆的损坏。准确的 SOC 估算有助于消除驾驶员的“里程焦虑”；不会由于电池 SOC 估算的不准确导致车辆无法行驶，可以准确预估车辆的续航里程，对未来时间段行驶距离进行规划，避免汽车在道路上因电量不足而无法行驶。以 SOC 为判断依据的电池组均衡可以提升可用容量，避免“木桶效应”发挥电池组的最大效率。电池均衡可以在静置过程、充电过程以及放电过程中进行，电池均衡技术可以使得电池的外部特征保持一致，如电量一致、电压一致及容量一致，从而规避在使用过程中带来的安全隐患^[9]。

总之，要使得纯电动汽车行业的健康发展离不开电池 SOC 的精确估算技术和电池均衡技术的不断发展，促进新能源汽车行业持续提升^[10]。

1.2 国内外研究现状

国内外研究人员针对锂电池 SOC 估算、锂电池 SOH (State of Health, SOH)估算、锂电池热管理、锂电池均衡控制等方面进行了大量的研究，也提出了许多高效且适合工程应用的方法推动了锂电池的发展和扩大了锂电池的应用范围。

1.2.1 锂电池估算研究现状

锂电池内部的化学反应具有非线性、复杂性的特征，要研究电池内部反应机理时需

要建立相应的电化学反应模型,要研究其外部表现特性时需要建立相应的数学模型,反映锂电池外部特性的数学模型成为学术界研究的重点,准确的数学模型可以实现锂电池 SOC 估算、数据监测和故障诊断等^{[11][12]}。为了能够真实的反映电池的物理特性,模拟电池的电压、电流以及 SOC 的关系,研究人员进行了大量的等效电路模型研究。

Rint 等效电路模型,电压源和电阻两个参数容易被测定,因此 Rint 等效电路模型有一定的通用性,如果电池的精度要求比较高,此模型就不再适用^[13]; Thevenin 等效电路模型是在 Rint 内阻模型的基础上再串联一组 RC 并联电路,并联的 R 代表极化内阻, C 代表极化电容, Thevenin 模型结构也比较简单、计算方便,并且考虑了电池在工作状态下的动态过程。当电池效率衰减,其模型参数就不再准确,导致其模型精度降低。Thevenin 模型也称为一阶 RC 模型;在 Thevenin 模型的基础上再次串联一组并联 RC 电路构成了二阶 RC 等效电路,二阶 RC 等效电路能够更好的体现电池内部的活化内阻和浓度差引起的内阻。两组并联的 RC 电路中的一组用于模拟锂电池的浓度差极化的电阻和电容,另一组用于模拟电池的活化极化的电阻和电容,这样能够更好的兼顾锂电池在工作状态中的暂态、稳态特性,模型更加精确;王维强等^[14]在不考虑温度对此模型的影响条件下搭建了三阶 RC 等效电路模型,能够更精确的描述锂电池的充放电特性。程燕兵等^[15]将锂电池 PNGV 模型与二阶 RC 模型分析与比较,从两个模型与实际的拟合度来看,二阶 RC 等效模型具有更好的拟合性、高效性,输出更接近于实际应用。

SOC 估算方法有安时积分法、开路电压法、黑箱算法及滤波算法等。安时积分法简单易用于工程实践中,但对初始 SOC 精度要求高,自身无修正功能,长时间运行不校正容易造成误差积累,估算精度降低。Ng K S 等^[16]对安时积分法进行了改进,估算效果有所提高但估算精度还需要再提升;开路电压法只适用于静态估算,在电池 SOC 估算时需要将电池先静置,通过检测电池的开路电压来估算 SOC,测量精度受到测量设备的影响导致测量精度不高,适合工厂大批量生产且一致性高的电池,不宜使用在电池容量、电压等不一致性状态较大的场合。Abu- Sharkh S 等^[17]建立 SOC 值在 0.2~0.98 之间有效的 OCV-SOC 模型,用最小二乘法识别模型中的参数,估算精度有所提高;黑箱算法主要是神经网络型算法,神经网络适合用于解决非线性问题,具有自主学习的能力,要预测准确的 SOC 值,必须要有完整且可靠的实验数据。神经网络法模型通过易获取的参数,如电压、电流、电池温度等作为输入量, SOC 值和端电压作为输出量^{[19][20]}。神经网络法依赖于网络训练的数据样本,训练的样本数据越多电池 SOC 的估算越精确。Hu Xiao song 等^[21]建立的基于模糊神经网络的 SOC 估算模型降低了传统神经网络估算误差,提

高了估算精度。滤波算法是在时间尺度上,通过状态更新和观测更新,被估计状态量在观测空间上的方差最小,以 SOC 作为状态量,通过不断递推更新系统状态实现 SOC 估算。Plett G L 等^[18]在依赖电池模型准确性的条件下,采用的扩展卡尔曼滤波估算电池 SOC 的方法具有较好的跟随性。卡尔曼滤波算法已逐步应用于实际工程中。

1.2.2 主动均衡技术现状

锂电池之间性能的不一致是由于生产工艺条件,储存条件,运输过程,反复充放电运行及电池老化程度等造成的。要提升锂电池安全性,最大效率的利用电池的能量就必须进行均衡,因为电池的能量是由最差的单体电池决定的。一般情况下,电池均衡在静置状态、充电、放电条件下进行的。电池均衡技术是通过中间介质来实现消耗或者传递多余的能量,从而达到电池组单体电池能量、电压等参数一致的目的^{[22][23][24]}。一般常用能量是否损耗区分为被动均衡和主动均衡。

被动均衡结构简单,技术成熟。主要是在每一个单体电池之间并联一个耗能电阻,在充放电的过程中通过 BMS 控制相对应的开关或者继电器来实现对能量过高的单体电池进行耗散放电。

主动均衡则不像被动均衡简单的并联一个耗能元件,需要利用中间介质,比如电感、电容等储能元件来实现不同电池或者电池组之间的能量传递。按照不同的拓扑结构把主动均衡可以分为电感式、电容式、变压器式等均衡方法^{[25][26][27][28]}。主动均衡能够很好的减小被动均衡过程中的大量发热以及能量浪费的问题。主动均衡的工作电流基本要超过 1A,能够快速实现电池不一致性的均衡问题。主动均衡技术要求、成本都较高,稳定性和成熟度不高。要提高锂电池的使用性能充电时的被动均衡和放电时的主动均衡将成为研究的热点和难点。

综上所述,要使公共领域用车全面电动化,必须要攻克 SOC 估算准确度,电池组中各单体的一致性,对延长电池的使用寿命和纯电动汽车的安全使用有重要意义。本次研究旨在前人研究的基础上选择接近实际的电池模型和稳定有效的 SOC 估算方法,通过研究主动均衡有效利用电池的能量、延长电池的使用寿命和安全性。

1.2.3 均衡控制算法研究现状

选取的均衡变量和设计的均衡电路确定电池的能量该如何传递,能量传递通过计算均衡的阈值和电池组之间的数学管理来共同决定,一般根据预测电流与最大均衡电流中开关占空比来实现均衡^[29]。目前,均衡指标有电池容量、电池电压及电池荷电状态三种,

不同的均衡指标影响电池组均衡的效果^{[30][31]}。

(1) 基于电池容量的均衡：以容量均衡的方法是较为精确的均衡变量，能够在更大程度上提高容量利用率。该均衡变量只能通过电池处于静置的状态下时才能获得，而不能在车辆使用中在线估计，使得这一方法具有局限性。

(2) 基于电压的均衡：电压可以直接测量获取，成为很多研究和实际项目的首选，但电压无法在实际应用中高效的映射出电池的真实状态和电池之间的不同参数，因此以电压变量均衡不能实现全面高效的均衡。

(3) 基于荷电状态(SOC)的均衡：将 SOC 作为均衡变量时，能够综合考虑电池其他因素对实际可用容量的影响，从而根本上改善了电池不一致性，实现电池组的能量更加合理分配，提高电池组的各方面性能。

以上国内外取得的研究成果对电动汽车 BMS 的发展有重大影响，但根据实际情况，目前仍存在一些问题，在动力电池荷电状态估计以及均衡管理两大方面还需要解决，主要体现在以下两个方面：

(1) 动力电池 SOC 估算方法问题，如何平衡估算精度与算法复杂度是对电池 SOC 估算的研究关键点。本文主要以数学模型为基础能够在线应用的 SOC 估算方法。

(2) 动力电池组均衡控制问题，改进现有的拓扑结构，选择合适的控制策略，提高均衡速率和效率。

针对以上问题，以锂电池为研究对象，采用能够在线实时估算的 SOC 估算方法，选择 SOC 为均衡变量，采用 Boost-Buck 改进型拓扑结构，通过分层控制算法均衡技术研究。

1.3 论文章节安排

绪论，介绍了研究背景及意义，通过大量阅读文献总结了 SOC 估算和均衡技术的国内外研究现状。

第 2 章，概述了锂电池工作的原理及 SOC 的定义，分析了电池的等效模型及电池等效电路模型，以北京国能 PL15181210 动力电池为研究对象，选择工程实践易实现的二阶 RC 等效电路模型，通过离线辨识和在线辨识实现参数辨识。用扩展卡尔曼滤波算法实现 SOC 估算。

第 3 章，搭建了某款 8m 纯电动城市客车动力系统，将第 2 章的所建模型与车辆动力系统相结合建立工况实验模型，在中国城市客车行驶工况(CHTC-B)下仿真实验，对比

分析了安时积分法和扩展卡尔曼滤波算法对 SOC 估算的精度影响。

第 4 章，分析了锂电池不一致性的产生、表现形式及改善方法，针对充放电均衡进行均衡电路设计、均衡方法及均衡拓扑结构分析。作为第 5 章均衡仿真模型搭建的依据。

第 5 章，重点以电池的 SOC 作为均衡变量，以触发均衡阈值为均衡起动条件，底层采用“差值-均值”的控制策略，顶层模组采用开关阵列式均衡控制策略搭建仿真模型进行仿真实验，在中国城市客车行驶工况(CHTC-B)下仿真实验，对比了传统 Buck-Boost 和改进型 Buck-Boost 的均衡速率和均衡效率。实验结果表明，改进型 Buck-Boost 的均衡速率和均衡效率明显提高，分层控制策略在电池串并联模组均衡中优势明显。

最后，总结研究不足及后续工作展望。

各章节逻辑关系如图 1-1 所示。

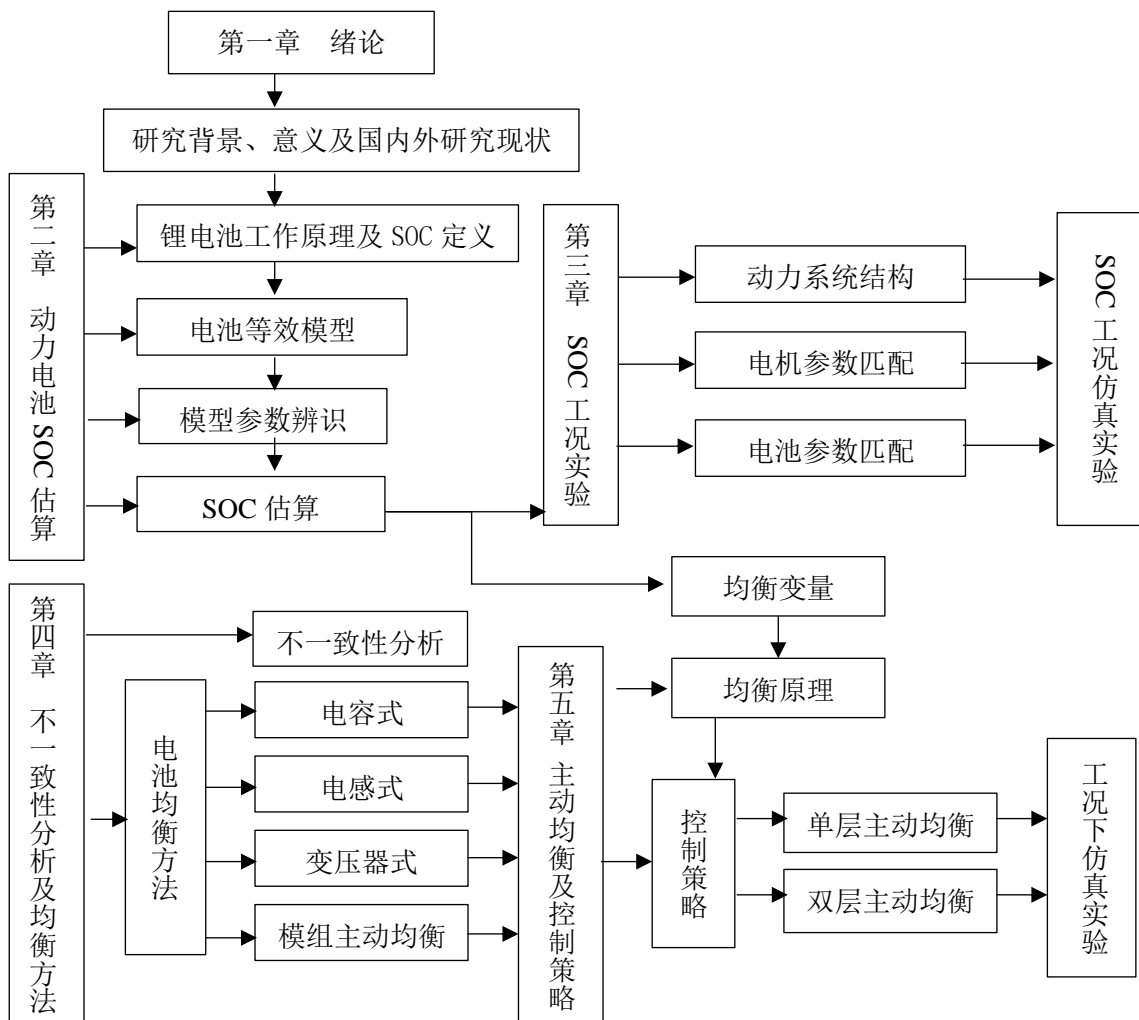


图 1-1 章节逻辑关系图

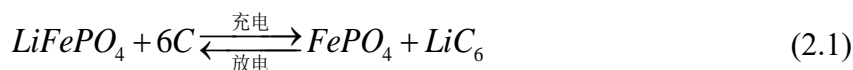
Fig.1-1 Chapter logical relationship diagram

第2章 锂电池 SOC 估算

锂电池已广泛应用于电动汽车、储能电站及消费电子产品等方面，对锂电池电压的检测、电流的限制及电量的估算是电池管理系统不可或缺的部分，电池管理系统中核心功能之一的 SOC 估算发挥不可忽视的作用，在电动汽车方面，SOC 估算在一定程度上影响纯电动汽车的发展，在电子消费品方面影响使用舒适性与便捷性，在储能电站方面有助于维持系统稳定运行和保障人员人身安全。因此，锂电池 SOC 估算已成为电池领域中的重要研究课题。

2.1 锂电池工作原理及 SOC 定义

锂电池工作原理主要是依赖金属锂离子在正负电极之间移动来传递电荷。典型的磷酸铁锂电池化学反应式如下：



以美国先进电池联合会定义 SOC 的方法因其可靠、准确性被广泛采用^[32]。该方法的计算公式如下：

$$SOC = \frac{Q_n - Q(i)}{Q_n} \quad (2.2)$$

其中

$$Q(i) = \int_0^i i dt \quad (2.3)$$

式中，SOC——电池的 SOC 值； Q_n ——以恒电流放电时的最大容量； $Q(i)$ —— t 时间内标准放电电流释放的电量。

SOC 不能直接测量，环境温度、充放电电流、自放电等因素直接影响电池的 SOC。首先，电池的使用特性及可用容量随着环境温度的变化而变化。在低温环境下表征出容量小；温度越高活性增强，可用容量增多，但温度不能过高^[33]。实际 SOC 估算时还需对环境温度进行修正。其次，电池的容量受到充放电电流大小的影响^[34]，充电时，随着电流倍率的增大，电池充入与吸收的实际电量差值也随之增大，放电时原理相同。再次，自放电因素不可忽视，自放电现象不易察觉，当电池充满电后长期搁置，电池在此期间会自行放电，造成电量损失。另外，为了提高 SOC 估算的精度还需要综合考虑电池内阻、电池初始 SOC、电池电压等因素。

2.2 电池等效模型

2.2.1 电化学模型

为了研究锂电池的特性有必要建立锂电池的电化学模型，电化学模型主要用于分析锂电池材料、内部机理及内部扩散效应。

最原始的电化学模型是 Shepherd 模型，此模型不适用于大电流工作。电化学模型由于计算的复杂性不适用于工程实践。Shepherd 模型通过简化可用于观测锂电池的端电压和电流特性，SOC 计算如式(2.4)所示。

$$U_0 = K_0 - i \times R - \frac{K_1}{SOC} \quad (2.4)$$

Unnewhehr 在原始的 Shepherd 模型的基础上改进，通过分析锂电池内部电化学反应过程，可以实现电动汽车大电流工作。计算如式(2.5)表示。

$$U_0 = K_0 - i \times R - K_1 \times SOC \quad (2.5)$$

Nernst 在 Unnewhehr 模型基础上改进得到了 Nernst 模型，通过数学表达电池的化行行为如式(2.6)所示。

$$U_0 = K_0 - i \times R - K_1 \times \ln SOC + K_2 \times \ln(1 - SOC) \quad (2.6)$$

美国学者基于以上三个经验模型，在合理的假设后提出了一种组合模型如(2.7)所示。

$$U_0 = K_0 - i \times R + K_1 \times SOC + \frac{K_3}{SOC} + K_3 \times \ln SOC + K_4 \times \ln(1 - SOC) \quad (2.7)$$

上述模型的表达式中， U_0 ——电池端电压； i ——电池电流； R ——电池欧姆内阻。

2.2.2 神经网络模型

神经网络模型是基于数据驱动的方法，通过大量的数据训练形成参数的映射关系，模拟人脑反应机制的模型。神经网络模型一般包括输入层、隐含层和输出层的一种非线性程度很高的算法模型。此模型是通过输入可测的电流、电压等数据与 SOC 形成映射关系，通过监测参数估计电池电量。该模型估算方法复杂计算量大不易在线更新只能运用于离线估计。

神经网络 SOC 预测模型如图 2-1 所示。

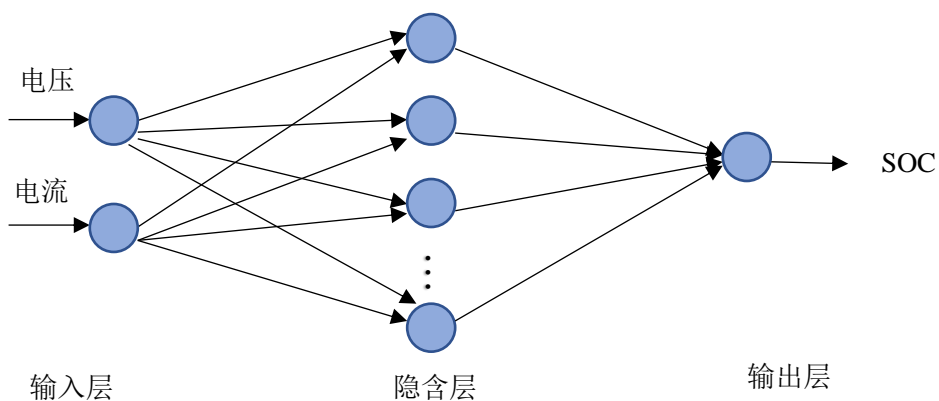


图 2-1 神经网络 SOC 预测模型
Fig.2-1 Neural network prediction model

2.2.3 等效电路模型

等效电路模型不同于电化学模型和神经网络模型，只需要运用一系列电路元件对锂电池进行表征，不需要反映锂电池内部机理。此模型结构简单，成本低，易在工程实践中广泛应用。

等效电路模型最为简单的是内阻 R_{int} 模型， U_s 表示恒定电压源，该模型用 R 来表示内阻，通过 U_s 和内阻 R 的串联表征锂电池的储能特性和部分极化特性。 R_{int} 等效电路模型有一定的通用性，精度较低^[35]。其模型的数学表达如式(2.8)，结构如图 2-2 所示。

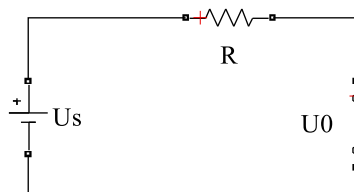


图 2-2 R_{int} 等效电路模型
Fig.2-2 R_{int} equivalent circuit model

$$U_0 = U_{ocv}(SOC) - i(t)R \quad (2.8)$$

式中， U_0 ——端电压； U_{ocv} ——开路电压； $i(t)$ ——负载电流； R ——欧姆内阻。

R_{int} 模型适用于简单电路静态分析，局限性大。因电池内部存在极化效应，为了表达电池内部极化效应 Thevenin 模型随之产生，Thevenin 等效电路模型也被称作一阶 RC 等效电路模型。在电池充放电时，Thevenin 等效电路模型可以很好的模拟出极板等效电容 C_s 和电解液与极板的非线性接触电阻 R_s 过程动态特性^[36]。其模型数学表达式为式(2.9)，结构如图 2-3 所示。

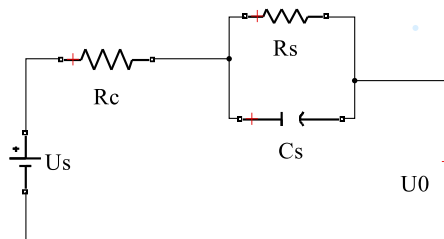


图 2-3 Thevenin 等效电路模型

Fig.2-3 Thevenin equivalent circuit model

$$\begin{cases} U_0 = U_{ocv}(SOC) - i(t)R - U_s \\ \frac{dU_s}{dt} = -\frac{U_s}{R_s C_s} + \frac{i}{C_s} \end{cases} \quad (2.9)$$

式(2.9)中, U_s ——极化电容 C_s 两端电压。

Thevenin 等效电路模型电路结构简单, 不宜进行长时间的电池状态分析。PNGV 等效电路模型在 2001 年首次被提出, 是《PNGV Battery Test Manual》中的标准电池模型, 是在 Thevenin 等效电路模型的基础上增加了电容 C_p 能够描述出时间积分和负载电流对于开路电压的影响。其数学表达式为(2.10), 结构如图 2-4 所示。

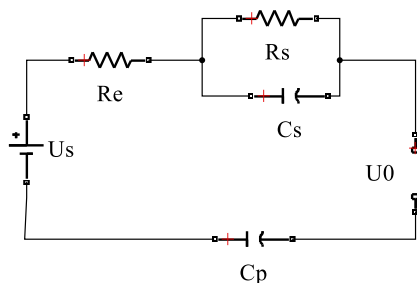


图 2-4 PNGV 等效电路模型

Fig.2-4 PNGV equivalent circuit model

$$\begin{cases} U_0 = U_{ocv}(SOC) - i(t)R \\ \frac{dU_s}{dt} = -\frac{U_s}{R_s C_s} + \frac{i}{C_s} \\ U_p = \int i dt + U_{p0} \end{cases} \quad (2.10)$$

式(2.10)中, U_p ——电容 C_p 两端电压; U_{p0} 为初始值。

PNGV 等效电路模型直观表达了放电特性, 在显示 SOC 和开路电压的对应关系时, 模拟的更加准确。为了将电池在充放电过程中的极化、迟滞特性表达的更精确, 在 Thevenin 等效电路模型中再串联一组 RC 回路。二阶 RC 等效电路模型的数学表达式为

式(2.11), 结构如图 2-5 所示。

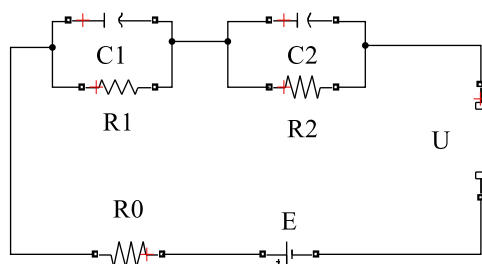


图 2-5 二阶 RC 等效电路模型

Fig.2-5 Second-order RC equivalent circuit model

$$\begin{cases} U_0 = U_{ocv}(SOC) - i(t)R_0 - U_1 - U_2 \\ \frac{dU_1}{dt} = -\frac{U_1}{R_1C_1} + \frac{i}{C_1} \\ \frac{dU_2}{dt} = -\frac{U_2}{R_2C_2} + \frac{i}{C_2} \end{cases} \quad (2.11)$$

式(2.11)中, U_{ocv} ——随着 SOC 变化的开路电压; U ——可以等效为电池的端电压; i ——电路中流过的电流; R_0 ——欧姆内阻; U_0 —— R_0 对应的电压; R_1 和 C_1 ——活化极化电阻和电容; U_1 —— R_1C_1 对应的活化极化电压; R_2 和 C_2 ——浓度极化电阻和电容; U_2 —— R_2C_2 对应的浓度极化电压。

根据 SOC 的定义, 在放电倍率一定条件下, 电池 SOC 是电池剩余容量与额定容量的比值如式(2.12)所示。

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{Q_n} \int \eta i dt \quad (2.12)$$

式(2.12)中, SOC_0 —— SOC 的初始值; Q_n ——电池额定容量; η ——库伦效率。结合式(2.12), 将其数学关系写成状态方程并离散化如式(2.13)及式(2.14)所示。

$$\begin{bmatrix} SOC_{k+1} \\ U_{1, k+1} \\ U_{2, k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{1}{R_1C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{1}{R_2C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} SOC_k \\ U_{1, k} \\ U_{2, k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\eta \Delta t}{Q_n} \\ \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \cdot i_k \quad (2.13)$$

$$U_k = U_{ocv} SOC_k - U_{1,k} - U_{2,k} - i_k R_0 \quad (2.14)$$

式(2.13)中， Δt ——采样周期(s)。

将前几种电路模型进行归纳和发展得到 GNL 等效电路模型，用新增内阻 R_s 模拟电流的过充电或者自放电产生的内阻，该电路模型中每个电路元件的物理含义表达更清晰，计算量大，结构更复杂，不易应用于工程实践中。其结构如图 2-6 所示。

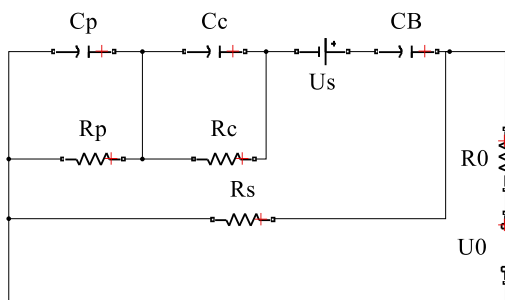


图 2-6 GNL 等效电路模型

Fig.2-6 GNL equivalent circuit model

通过对以上几种等效电路模型进行分析，在考虑电路的稳定性、计算量适中性 and 考虑模型的精确性，二阶 RC 等效电路模型在各方面优势明显，下文将以二阶 RC 模型为磷酸铁锂电池的等效电路模型进行参数辨识和 SOC 估算。

2.3 模型参数辨识

卡尔曼滤波算法对电池 SOC 的估算准确度依赖于电池模型建立的状态空间方程，电池模型中的每个电路等效元件都有其代表的物理意义。由二阶等效电路的状态方程可知，该模型中的欧姆内阻 R_0 、极化内阻 R_1 与 R_2 、极化电容 C_1 与 C_2 均不能通过直接测量的方式进行确定，所以建立了电池的等效电路模型后一定要对其电路元件进行参数辨识。参数辨识是指在系统模型确定的情况下，通过实验数据，利用数学方法计算出模型中的参数，对电池来讲参数辨识是实现荷电状态估计的必要前提^[37]。

2.3.1 离线辨识

以北京国能 PL15181210 动力电池为研究对象，锂电池参数如表 2-1 所示。

表 2-1 PL15181210 磷酸铁锂电池参数

Table2-1 PL15181210 lithium iron phosphate battery parameters

项目	标称容量	最大充电电压	放电截至电压	额定电压
参数	68Ah	3.65V	2.5V	3.22V

本文的实验对象是额定容量为 $68\text{A}\cdot\text{h}$ 、标称电压为 3.65V 的 PL15181210 磷酸铁锂电池。根据《美国 Freedom CAR 电池实验手册》，设定恒温箱温度为 25°C ，在该温度环境下进行锂电池混合脉冲功率特性试验(hybrid pulse power characteristic, HPPC)测试进行参数辨识，实验步骤如下：

① 将室温下充满电的电池置于恒温箱内，静置 1 h，记录电池的开路电压；

② 以 1C 恒流放电 10s，静置 40s，充电 10s，静置 40s，放电 6min；

③ 静置 30min，记录电池的静置电压；

④ 重复过程②和③直至电池放空。HPPC 实验的电压和电流全周期和一个周期的变化曲线如图 2-7 和图 2-8 所示。

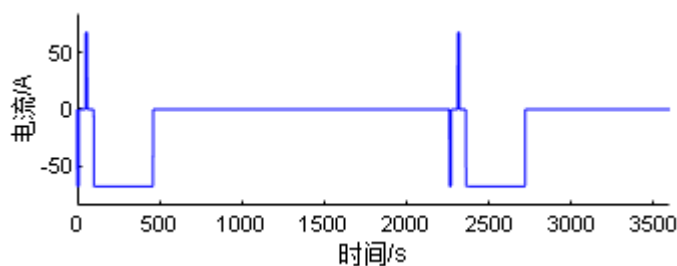


图 2-7 充放电电流响应曲线

Fig.2-7 Charge and discharge current response diagram

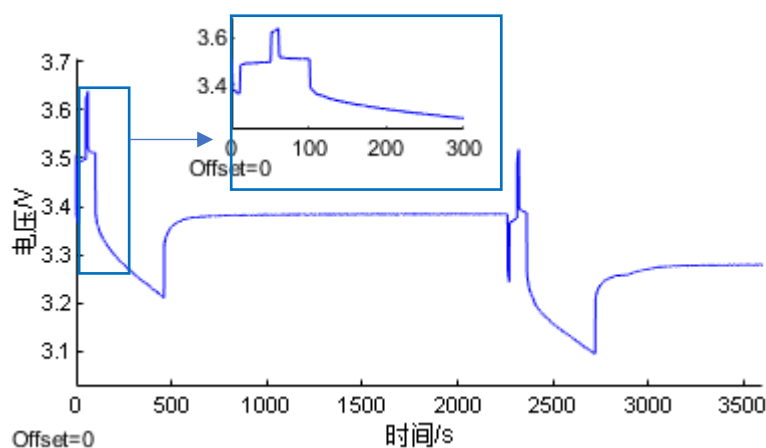


图 2-8 电池端电压响应曲线

Fig.2-8 Battery-side voltage response diagram

开路电压(open circuit voltage, OCV)与锂电池的 SOC 具有较强的相关性。确定静置条件下开路电压与电池 SOC 的函数关系是估算 SOC 的重要环节。由于 SOC 与 OCV 的

函数关系在 20℃~40℃的环境温度区间内变化不大^[38],故选择在常温 25℃环境下进行锂电池混合脉冲功率特性试验(hybrid pulse power characteristic, HPPC)以得到 OCV-SOC 曲线。通过脉冲放电试验^[39]分别获取充电方向和放电方向 OCV 与 SOC 的关系曲线。为减小误差,对不同放电方向上的 OCV 取平均值,并对 OCV 与 SOC 的关系通过 MATLAB 拟合工具进行 6 次多项式拟合得到的 OCV-SOC 关系曲线,如图 2-9 所示。

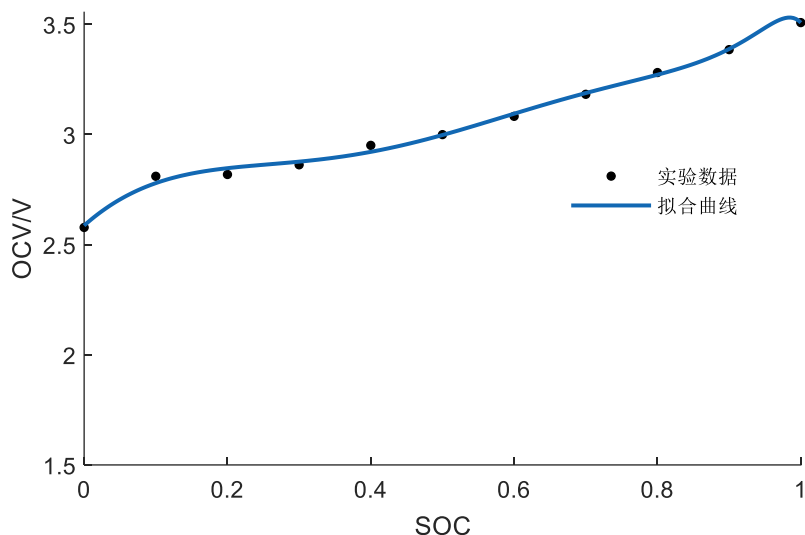


图 2-9 SOC-OCV 关系曲线

Fig.2-9 SOC-OCV relationship curve

充放电拟合得到的 OCV-SOC 函数关系式为:

$$U_{ocv} = 2.578 + 2.897SOC^1 - 11.6SOC^2 + 18.9SOC^3 - 0.1803SOC^4 - 22.9SOC^5 + 13.81SOC^6 \quad (2.15)$$

在电池模型的离线参数辨识中,利用锂电池静置阶段的电压响应曲线对电池模型参数进行辨识,但是锂电池会随着 SOC 值、温度、工况等的变化而变化,相应的电池模型的参数也会随之改变,离线参数辨识并不能根据变化而实时的做出调整,所以通常离线参数辨识并不能真实的反映出电池实际的工作状态^[40]。为了提高基于模型的 SOC 预估方法的精确度,应采用在线参数辨识对电池的参数进行实时的辨识,辨识流程如图 2-10。

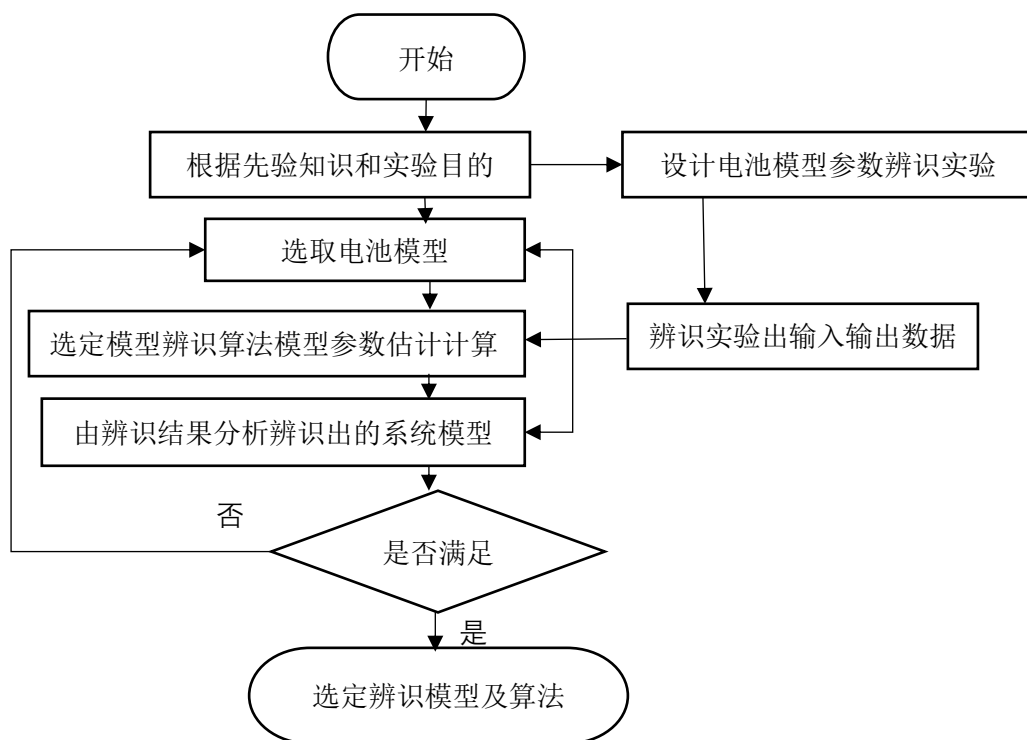


图 2-10 辨识流程

Fig.2-10 Identify flowcharts

2.3.2 在线辨识

最小二乘法(Recursive Least Square, RLS)是在保证误差的平方和最小的前提下, 基于自适应滤波理论的模型参数辨识方法, 该方法广泛应用于动态的时变系统中, 将新引入的测量数据作为依据, 对上一次估算结果进行修正, 从而估算出新的参数^[41]。通过对系统参数的不断修正和更新, 能够准确捕捉系统的实时特性, 适用于系统模型和参数受外界条件影响较大的情况。其基本思路如式(2.16)所示。

$$\text{估计值} = \text{上一时刻的估计值} + \text{修正值} \quad (2.16)$$

递推最小二乘法的计算公式为:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + K(k+1)[y(k+1) - \Phi^T(k+1)\hat{\theta}(k)] \quad (2.17)$$

$$K(k+1) = P(k)\Phi(k+1)[\Phi^T(k+1)P(k)\Phi(k+1) + 1]^{-1} \quad (2.18)$$

$$P(k+1) = P(k) - \frac{[P(k)\Phi(k+1)\Phi^T(k+1)P(k)]}{1 + \Phi^T(k+1)P(k)\Phi(k+1)} \quad (2.19)$$

式中, $\hat{\theta}$ ——估计值; y ——真实值; k ——增益矩阵。

由式(2.16~2.19)可以看出, 新的估计值是由旧的参数估计值修正后得到, 这正是递推最小二乘法的意义所在。系统预测误差 $[y(k+1) - \Phi^T(k+1)\hat{\theta}(k)]$ 与修正增益矩阵

$K(k+1)$ 乘积为当前时刻的修正值。将得到的修正新息加上时刻的 $\hat{\theta}(k)$ ，即可得到当前时刻 $\hat{\theta}(k+1)$ 的估计值。

RLS 拥有计算量少，参数估计结果在真值附近，算法准确度高等优点，但随着协方差矩阵的增加，过多的旧数据会影响新数据的生成，存在“数据饱和”的问题，这会导致新采集到的输入输出数据对参数估计值的更新效果减弱，参数估计准确性降低。因此，在原有算法中增加遗忘因子 λ 用于提高 RLS 算法的在线辨识能力，称为 FFRLS 算法。遗忘因子的作用是对数据赋予权重，根据数据包的信息量对其进行合理的分配和利用，防止旧数据在递推过程中占据较大比重，使得输入发生变化时，算法可以快速响应，快速收敛至真值附近^[42]。

若采用 FFRLS 进行电池等效电路模型的参数在线辨识，就必须把选定的电池二阶 RC 等效电路的数学模型转变成最小二乘形式，即需要获得二阶等效电路离散化的递推表达式^[43]。将二阶 RC 电池模型转换为最小二乘的数学表达形式，如式(2.20)所示。

$$U_{oc} = U_0 + \left(\frac{R_1}{R_1 C_1 s + 1} + \frac{R_2}{R_2 C_2 s + 1} + R_0 \right) I \quad (2.20)$$

进一步得到电池模型的传递函数为：

$$G(s) = - \frac{R_0 s^2 + \frac{R_0 R_1 C_1 + R_0 R_2 C_2 + R_1 R_2 C_1 + R_1 R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{R_0 + R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.21)$$

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.22)$$

利用双线性变化法将式(2.22)代入式(2.21)得到式(2.23)。

$$G(z^{-1}) = \frac{\theta_3 + \theta_4 z^{-1} + \theta_5 z^{-2}}{1 - \theta_1 z^{-1} - \theta_2 z^{-2}} \quad (2.23)$$

其中， θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 、 θ_5 分别为分子分母的各次项系数。

令 $a = R_0$ ， $b = \tau_1 \tau_2$ ， $c = \tau_1 + \tau_2$ ， $d = R_0 + R_1 + R_2$ ， $e = R_0(\tau_1 + \tau_2) + R_1 \tau_2 + R_2 \tau_1$ 。则上

式(2.23)中 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 、 θ_5 分别由式(2.24)给出。

$$\begin{cases} \theta_1 = \frac{8b-2T^2}{4b+2cT+T^2} \\ \theta_2 = \frac{4cT}{4b+2cT+T^2} - 1 \\ \theta_3 = \frac{4ab+2eT+dT^2}{4b+2cT+T^2} \\ \theta_4 = \frac{8ab-2dT^2}{4b+2cT+T^2} \\ \theta_5 = -\frac{4ab-2eT+dT^2}{4b+2cT+T^2} \end{cases} \quad (2.24)$$

$E = U_0 - U_{ocv}$ ，通过式(2.20)可得到电池等效电路模型的离散化递推公式为

$$E(k) = \theta_1 E(k-1) + \theta_2 E(k-2) + \theta_3 I(k) + \theta_4 I(k-1) + \theta_5 I(k-2) \quad (2.25)$$

将上式变换为矩阵形式，令 $y(k) = E(k)$ ， $\theta(k) = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4 \ \theta_5]^T$ ，

$\varphi(k) = [E(k-1) \ E(k-2) \ I(k) \ I(k-1) \ I(k-2)]^T$ ，就可以得到系统输入输出的最小二乘法形式为

$$y(k) = \theta(k)^T \varphi(k) \quad (2.26)$$

通过 FFRLS 可以得到 $\theta(k)$ 矩阵，再根据式(2.27)反求出模型参数 R_0 ， R_1 ， R_2 ，

C_1 ， C_2 。具体如下：

$$\begin{cases} a = \frac{\theta_4 - \theta_3 - \theta_5}{1 + \theta_1 - \theta_2} \\ b = \frac{T^2(1 + \theta_1 - \theta_2)}{4(1 - \theta_1 - \theta_2)} \\ c = \frac{T(1 + \theta_2)}{1 - \theta_1 - \theta_2} \\ d = \frac{-\theta_3 - \theta_4 - \theta_5}{1 - \theta_1 - \theta_2} \\ e = \frac{T(\theta_5 - \theta_3)}{1 - \theta_1 - \theta_2} \end{cases} \quad (2.27)$$

为了保证两个时间常数 τ_1 和 τ_2 的解有唯一性，前面已经把 τ_1 作为浓差极化的时间常数，把 τ_2 作为化学极化的时间常数，所以取 τ_1 为解的极大值，取 τ_2 为解的极小值。

$$\tau_1 = \frac{c + \sqrt{c^2 - 4b}}{2}, \quad \tau_2 = \frac{c - \sqrt{c^2 - 4b}}{2} \quad (2.28)$$

此时可以通过式(2.27)求出模型的阻容参数。

$$\begin{cases} R_0 = a \\ R_1 = \frac{\tau_1(d-a) + ac - e}{\tau_1 - \tau_2} \\ R_2 = d - a - R_1 \\ C_1 = \frac{\tau_1}{R_1} \\ C_2 = \frac{\tau_2}{R_2} \end{cases} \quad (2.29)$$

以上为递推最小二乘法的实现过程，基于含有遗忘因子的递推最小二乘法的参数辨识实现步骤如下：

(1) 将电池二阶 RC 等效电路模型表达式转换为式(2.29)的形式，其中， $\varphi(k)$ —— k 时刻的等待估计的参数。

(2) 计算出增益矩阵 K_0 。

$$K_0 = \frac{P_0(k-1)\varphi(k)}{\lambda + \varphi(k)^T P_0(k-1)\varphi(k)} \quad (2.30)$$

上式中引入了遗忘因子 λ ，利用它对新旧数据权重进行分配，通常情况下 FFRLS 的遗忘因子 λ 赋值为 0.9~0.999，赋值越小，则算法跟踪能量越强，但此时可能会有参数跳跃现象；赋值越大，算法速度会变慢；赋值为 1，则 FFRLS 退化为递推最小二乘。上式中的 $P_0(k)$ 为 k 时刻的协方差矩阵，通常根据实际经验对其赋值。

(3) 对协方差矩阵 $P_0(k)$ 进行更新。

$$P_0(k) = \frac{1}{\lambda} \left[I - K_0(k)\varphi(k)^T \right] P_0(k-1) \quad (2.31)$$

(4) 对待估计参数 θ_k 更新。

$$\theta_k = \theta(k-1) + K_0(k) \left[U_0(k) - U_{ocv}(k) - \theta(k-1)^T \varphi(k) \right] \quad (2.32)$$

式中，初值 θ_0 取足够小的实数矩阵。

(5) 下一时刻的参数辨识值会返回到第(2)步, 一直循环到 FFRLS 算法结束。

需要指出的式, 在 FFRLS 递推算法中, k 时刻的开路电压通过拟合得到 SOC-OCV 对应曲线得到。根据开路电压辨识实验可以获得充、放电状态下 SOC 与 OCV 的拟合多项式。接着通过 MATLAB 进行编程实现 FFRLS 算法, 步骤流程如下:

参数辨识需确定系统采样时间和已知电池运行时的开路电压值、端电压以及电流值。在 MATLAB 编程环境下, 参数辨识的具体流程为:

- (1) 确定 $\theta'(0)$ 、 $P(0)$ 的初始值大小和遗忘因子 λ 的值;
- (2) 利用安时积分法估算电池 $SOC(0)$;
- (3) 利用 OCV-SOC 的曲线关系, 求开路电压 $U_{ocv}(0)$;
- (4) 载入测试数据 $U_L(k-1)-U_{oc}(k-1)$, $U_L(k-2)-U_{oc}(k-2)$, $I(k)$, $I(k-1)$, $I(k-2)$, 得到 $\Phi(k)$;
- (5) 通过加入 FFRLS 算法得到 $\theta=[k_1, k_2, k_3, k_4, k_5]^T$;
- (6) 最后通过式(2.29)计算电路模型中各个参数值。

辨识结果见表 2-2。

表 2-2 参数辨识结果
Table2-2 Parameter identification results

SOC	U_{ocv}	R_0	R_1	C_1	R_2	C_2
0	2.577	73.586	6.253	159.49	10.8232	1675.5
0.1	3.2193	74.740	7.096	277.162	13.25	1218.3
0.2	3.2214	74.740	4.382	445.52	12.852	2875.4
0.3	3.2225	76.962	7.836	198.097	11.563	1535.7
0.4	3.2228	79.988	7.818	229.305	13.526	1473.3
0.5	3.2250	79.356	7.469	426.325	12.504	1620.4
0.6	3.2255	82.336	6.674	146.398	15.115	2515.5
0.7	3.2260	86.656	8.047	120.654	18.481	1533.4
0.8	3.2265	88.988	10.798	54.95	28.93	8653.8
0.9	3.2280	89.586	32.455	54.93	29.8	498.3
1	3.6495	89.465	33.496	54.25	29.38	388.5

2.4 电池 SOC 估算

SOC 估算方法可分为 4 大类：基于实验的 SOC 估算方法^[44]、基于数据驱动的 SOC 估算方法^[45]、基于模型的 SOC 估算方法^[46]、基于多种方法融合的 SOC 估算方法^[47]。

基于实验的 SOC 估算方法有：安时积分法^[48]、开路电压法^[49]、内阻估计法^[50]。

基于数据驱动的 SOC 估算方法^[51]实际是神经网络及其衍生方法。主要有传统反向传播(back propagation, BP)神经网络和深度神经网络两大体系。传统神经网络缺点是该方法对初始权重和参数阈值较为敏感,容易陷入局部最优^[52]。长短期记忆(long short-term memory, LSTM)网络具有较高的估算精度,估算误差小于 2%。支持向量机(support vector machine, SVM) 算法^[53]数据的处理采用了分类与回归分析技术,其算法在高维模式识别、非线性回归等问题中取得了较好的效果^[54],平均误差仅为 3.08%。其他数据驱动的方法旨在通过修正误差来提升 SOC 的估算精度。

基于等效电路模型的 SOC 估算方法^[55]因模型结构清晰,参数易于辨识,已在 BMS 中广泛应用^[56]。等效电路模型中的参数进行辨识直接影响 SOC 的估算精度。离线辨识方法受到老化影响较大,在线辨识方法可以提升 SOC 估算的可靠程度。

基于融合方法的 SOC 估算方法^[57]: 基于融合方法 SOC 估算方法不是单独使用上述 3 类方法,而是取长补短、优势互补的多种方法来提升锂电池 SOC 估算精度和速率。

因车辆电池使用过程中需要实时进行 SOC 估算,基于模型的 SOC 估算方法更适应在线估算,典型的基于模型估算是卡尔曼滤波算法(KF),此方法是一种递推的线性估计方法,而锂电池因具有非线性特性,因此,卡尔曼滤波算法估算精度有待提高。扩展卡尔曼滤波算法(EKF)是以最小方差估计原理为理论基础,对非线性函数进行线性化处理,即采用 Taylor 级数展开,只保留一阶项,使得非线性函数被近似为线性函数,再按照卡尔曼滤波算法完成滤波。线性卡尔曼滤波的状态方程和观测方程如式(2.33)所示。

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + \gamma_k \omega_k \\ Y_k = C_k x_k + D_k u_k + v_k \end{cases} \quad (2.33)$$

式(2.33)中, X_k —— k 时刻状态量的最优估计值; A ——系统矩阵; B ——控制输入矩阵; C ——观测矩阵; u_k ——系统输入; ω ——系统噪声; γ ——干扰矩阵; Y ——观测值; v ——观测噪声。

非线性卡尔曼滤波的状态方程和观测方程如式(2.34)所示。

$$\begin{cases} X_{k+1} = f(x_k, u_k) + \omega_k \\ Y_k = g(x_k, u_k) + v_k \\ \omega_k \sim (q_k, Q(k)) \\ v_k \sim (r_k, R(k)) \end{cases} \quad (2.34)$$

式中, x_k —— k 时刻的状态变量; u_k —— k 时刻的观测值; Y_k —— k 时刻的输出变量; 假设过程噪声与观测噪声为相互独立的高斯噪声; q_k —— ω_k 的均值; $Q(k)$ —— 协方差; r_k —— v_k 的均值; $R(k)$ —— 协方差。利用一阶泰勒公式将非线性函数 $f(x_k, u_k)$ 与 $g(x_k, u_k)$, 在状态估算值 \hat{x}_k 处进行线性化处理。

$$\begin{cases} f(x_k, u_k) = f(\hat{x}_k, u_k) + \frac{\partial f}{\partial \hat{x}_k} (x_k - \hat{x}_k) \\ g(x_k, u_k) = g(\hat{x}_k, u_k) + \frac{\partial g}{\partial \hat{x}_k} (x_k - \hat{x}_k) \end{cases} \quad (2.35)$$

将式(2.35)代入式(2.34)并进行离散化处理, 最终得到电池系统的状态方程、观测方程如式(2.36)所示。

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + q_k \\ Y_k = C_k x_k + D_k u_k + r_k \end{cases} \quad (2.36)$$

取 $[\text{SOC}, U_1, U_2]^T$ 作为状态向量 x_k , 电流 i —— 输入量 u_k , 端电压 U_1 —— 输入量 Y_k , 对照式(2.34)确定式(2.36)的四个矩阵如式(2.37)所示。

其 EKF 的递推公式如(2.37)

$$\begin{cases} A_k = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=x_k} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{\frac{-\Delta t}{\tau_1(k)}} & 0 \\ 0 & 0 & e^{\frac{-\Delta t}{\tau_2(k)}} \end{pmatrix} \\ B_k = \left[\frac{-\Delta t}{Q_n} R_1(k) \left(1 - e^{\frac{-\Delta t}{\tau_1(k)}} \right) R_2(k) \left(1 - e^{\frac{-\Delta t}{\tau_2(k)}} \right) \right]^T \\ C_k = \frac{\partial g}{\partial x} \Big|_{x=x_k} = \left(\frac{\partial U_{\text{SOC}}}{\partial \text{SOC}} \Big|_{x=x_k} \quad -1 \quad -1 \right) \\ D_k = -R_0(k) \end{cases} \quad (2.37)$$

传统的 EKF 算法中, 将观测噪声、状态噪声设定为固定值。受道路情况、环境温度等因素的影响, 动力电池实际工作环境较为复杂, EKF 算法无法适应实际噪声的变化趋势。AEKF 算法利用每一时刻测量数据的变化, 实时估计和修正系统的过程噪声和测量噪声, 使得算法中的噪声统计能随着工作环境与估计值的变化自适应更新, 具有更高的估计精度。AEKF 算法的估算流程如下:

确定初始状态, 对算法进行初始化。

$$\begin{cases} \hat{x}_{0|0} = E[x_0] \\ P_{0|0} = E[(x_{0|0} - \hat{x}_{0|0})(x_{0|0} - \hat{x}_{0|0})^T] \end{cases} \quad (2.38)$$

计算状态向量的先验估计值, 并对协方差矩阵进行预估。

$$\begin{cases} X_{k+1|k} = A_{k+1} \hat{x}_{k|k} + B_k u_k + q_k \\ P_{k+1|k} = A_k P_{k|k} A_k^T + Q_k \end{cases} \quad (2.39)$$

计算卡尔曼增益矩阵。

$$K_k = P_{k+1|k} C_k^T (C_k P_{k+1|k} C_k^T + R_k)^{-1} \quad (2.40)$$

结合先验估计值与观测值误差对先验估计值进行修正。

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (Y_k - (C_k \hat{x}_{k|k-1} + D_k u_k + r_k)) \quad (2.41)$$

更新误差协方差矩阵。

$$P_{k|k} = (E - K_k C_k) P_{k+1|k} \quad (2.42)$$

更新观测噪声与状态噪声的均值。

$$\begin{cases} d_k = \frac{1-\lambda}{1-\lambda^k} \\ q_k = (1-d_k) q_{k-1} + d_k (\hat{x}_{k|k} - \hat{x}_{k-1|k-1}) \\ r_k = (1-d_k) r_{k-1} + d_k (Y_k - (C_k \hat{x}_{k|k-1} + D_k u_k)) \end{cases} \quad (2.43)$$

式中, d_k ——更新数据的权重分配; λ ——遗忘因子, 取 0.97。

更新观测噪声与状态噪声的误差矩阵。

$$\begin{cases} e_k = Y_k - Y_k \\ Q_k = (1-d_k) Q_{k-1} + d_k K_k e_k e_k^T K_k^T \\ R_k = (1-d_k) R_{k-1} + d_k (e_k e_k^T - C_k P_{k|k} C_k^T) \end{cases} \quad (2.44)$$

式中, e_k ——测量端电压与估计端电压的误差。

式(2.33)~(2.37)为扩展卡尔曼滤波过程, 先采用递归形式计算预测值, 然后利用卡尔曼增益和测量得到的电压、电流数据, 对预测值进行纠偏。式(2.38)~(2.44)利用新息矩阵对噪声的均值、误差矩阵进行实时更新并传入下一状态对参与滤波过程, 实现自适应的功能。

2.5 仿真分析

MATLAB 软件可以提供丰富的数值计算功能, 有数百个工具箱, 本章采用 MATLAB/Simulink/Simscape 实现数据拟合、二阶 RC 等效模型及扩展卡尔曼滤波算法对 SOC 估算。

将参数辨识结果表 2-2 电阻值及电容值用 MATLAB 软件 “Curve Fitting Tool” 工具箱对 R_0 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 进行数据拟合, 再将拟合数据输入 Simulink 环境下 Function 作为参数更新模块输出如图 2-11 所示。

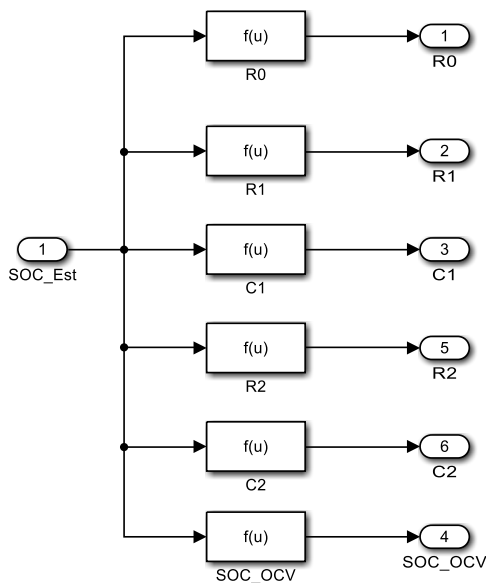


图 2-11 参数更新模块

Fig.2-11 Parameter update module

二阶 RC 模型利用 MATLAB Function、Simulink 及 Simscape 中相关元器件实现模型建立。将二阶 RC 式(2.11)用 MATLAB Function 型式表达如图 2-12 所示。

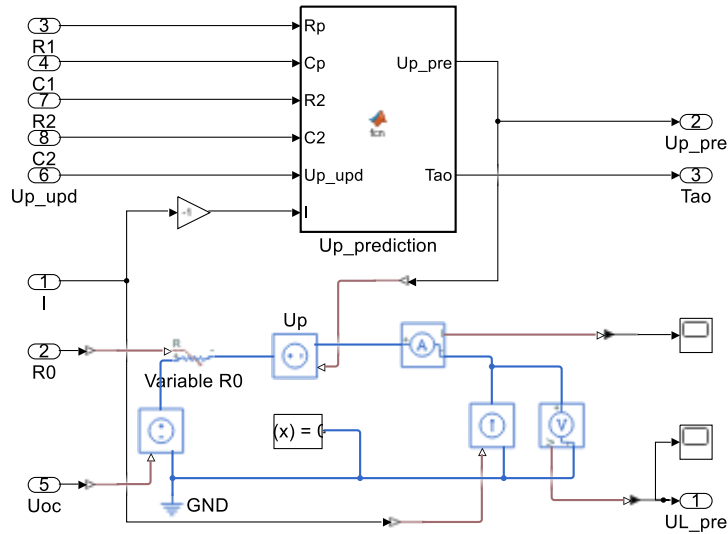


图 2-12 二阶 RC 电压预测模型

Fig.2-12 Second-order RC voltage prediction model

扩展卡尔曼滤波算法用 MATLAB Function 实现，将图 2-11 二阶 RC 电压预测模型中的数据输入函数中实现电压预测、协方差矩阵 P 的更新，最终实现扩展卡尔曼滤波 SOC 估计。

将图 2-11 参数更新模块，图 2-12 二阶 RC 电压预测模块封装，增加电流值、电压值信号完成扩展卡尔曼滤波 SOC 估计仿真模型如图 2-13 所示。

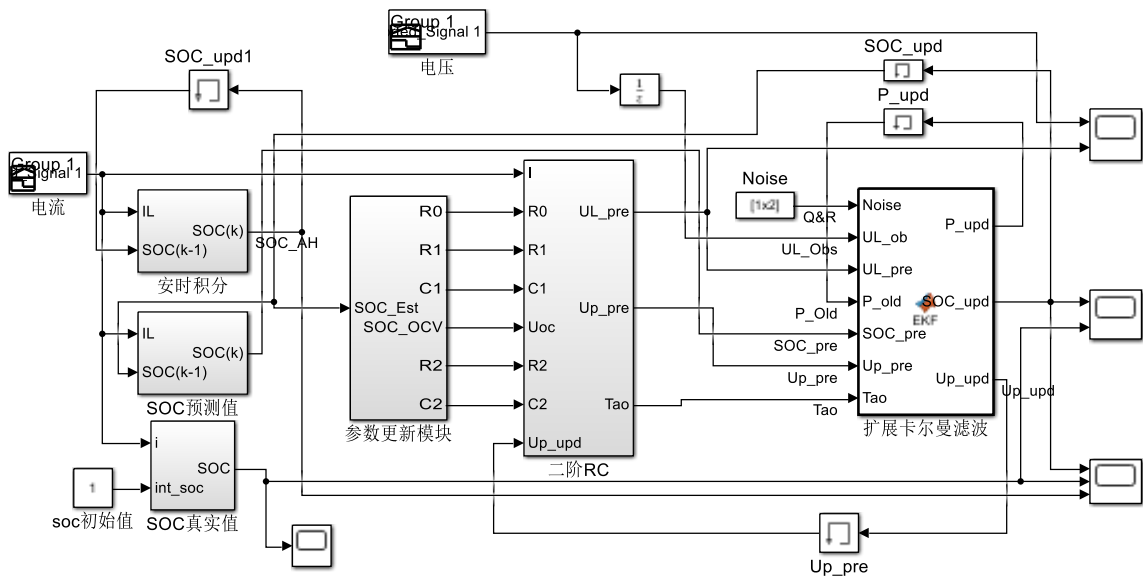


图 2-13 扩展卡尔曼滤波 SOC 估计仿真模型

Fig.2-13 Extended Kalman filter SOC estimation simulation model

将实际电流如图 2-14、电压值如图 2-15 所示，输入模型图 2-13 扩展卡尔曼滤波

SOC 估计仿真模型进行仿真实验，电压真实值与预测值对比结果如图 2-16 所示。SOC 实验值、安时积分法、扩展卡尔曼滤波法估算结果如图 2-17 所示。

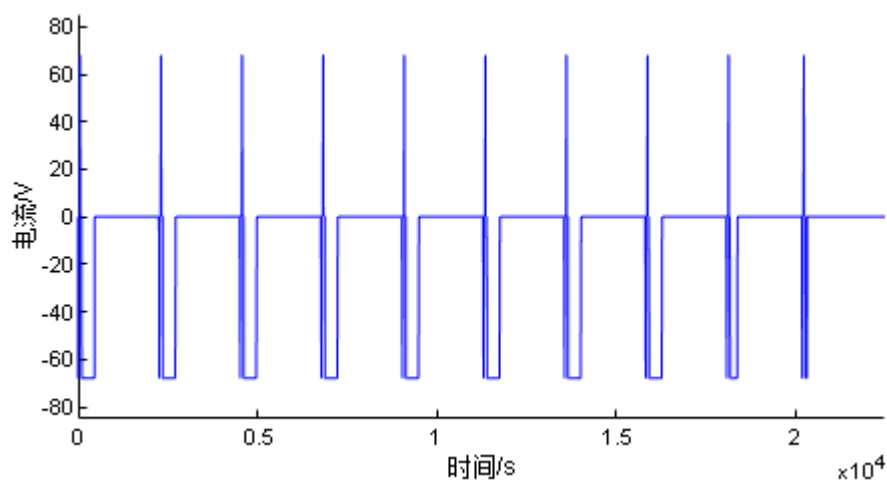


图 2-14 1C 脉冲充放电电流真实值

Fig.2-14 1C pulse charge and discharge current true value

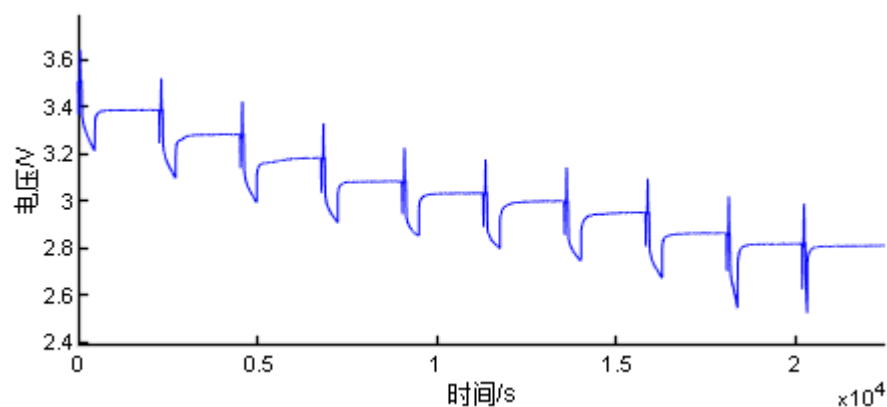


图 2-15 1C 脉冲充放电电压真实值

Fig.2-15 1C pulse charge and discharge voltage true value

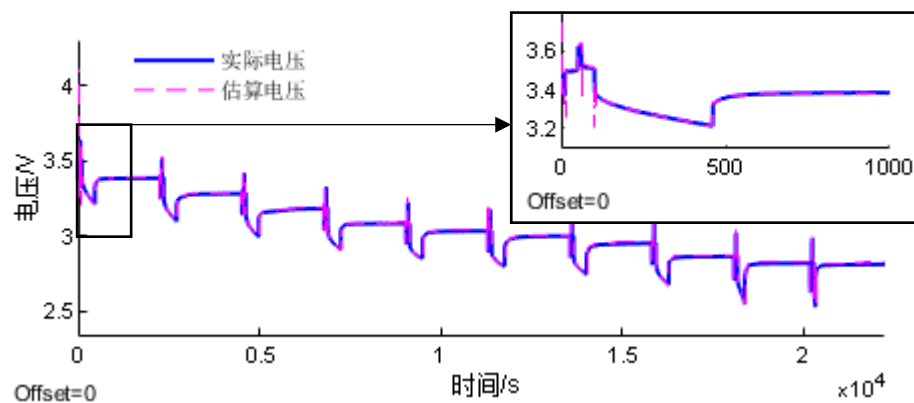


图 2-16 1C 脉冲充放电电压真实值与估算值仿真结果

Fig.2-16 Simulation results of 1C pulse charge and discharge voltage real value and estimated value

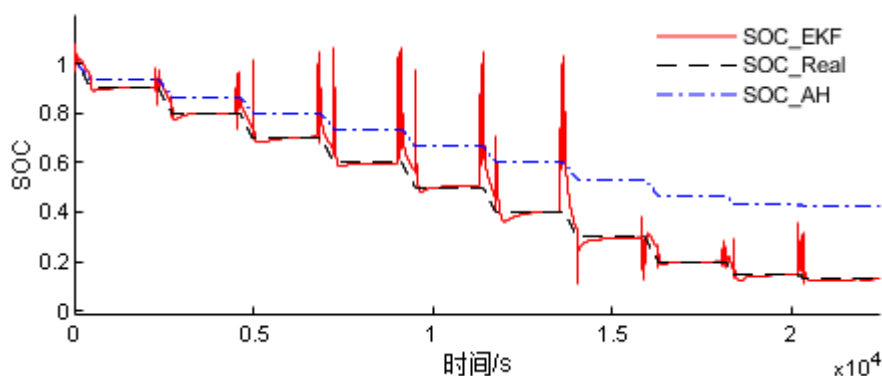


图 2-17 真实值、安时积分及扩展卡尔曼 SOC 估算对比结果

Fig.2-17 Comparison of true values, ampere-hour integrals and extended Kalman SOC estimates

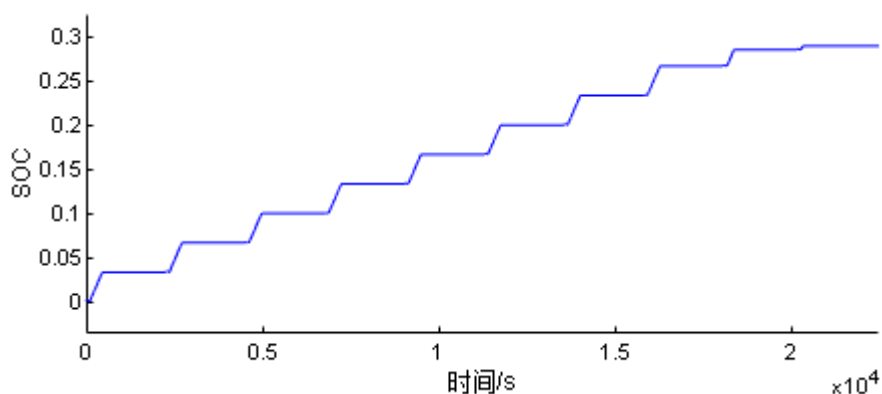


图 2-18 安时积分估算 SOC 与 SOC 真实值误差

Fig.2-18 Ampere-hour integration estimates the SOC and SOC true value error

由图 2-17 可知，电压真实值与通过扩展卡尔曼滤波算法预测值基本重合。由图 2-18 可知，安时积分法估算 SOC 结果越来越偏离真实值，误差越来越大，当 SOC 值为 0.1 时，误差达到 0.3，而扩展卡尔曼滤波估算 SOC 值与真实值基本重合。

2.6 小结

本章介绍了磷酸铁锂电池工作原理，分析了电池等效模型及等效电路模型，分析了等效电路模型的适应条件和估算精度。选择精度与计算量适中的二阶 RC 等效电路模型，采用离线辨识与在线辨识对相关参数进行了辨识。建立了扩展卡尔曼滤波 SOC 估计仿真模型进行仿真实验，实验结果表明扩展卡尔曼滤波估算 SOC 值与真实值基本重合，为第 3 章整车仿真实验提供估算方法。

第3章 锂电池 SOC 工况实验

根据第2章对动力电池SOC原理、定义及等效模型的分析与建模，参数辨识及估算方法的分析与仿真模型验证，扩展卡尔曼滤波算法计算量及计算精度能够适应车辆在线SOC估算。本章重点搭建了某款8m纯电动城市客车动力系统，对动力系统进行选型与匹配，结合扩展卡尔曼滤波算法，在CHTC-B城市路况下进行SOC估算仿真实验。

3.1 动力系统结构

纯电动城市客车能量是由动力电池组输出电能给电机，电机将电能转换为机械能传递给传动装置，传动装置实现车辆的多种运动。所建立的动力系统传动结构拓扑示意图，如图3-1所示。

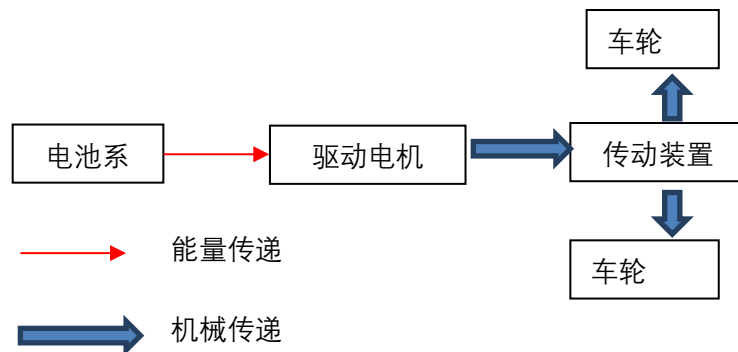


图 3-1 动力系统结构拓扑结构

Fig.3-1 Topology diagram of the power system structure

3.2 动力系统参数匹配

3.2.1 基本参数及性能指标

某款8m纯电动城市客车整车基本参数如表3-1所示。

表 3-1 纯电动城市客车基本参数

Tab.3-1 Basic Parameters of Pure Electric Vehicle

部件	项目	符号	参数值
车身	长×宽×高(mm)	L×W×H	8080*2380*3120
车体	满载质量(kg)	m	12200
	整备质量(kg)	m _c	6880
	迎风面积(m ²)	A	6.5
	空气阻力系数	C _d	0.65
车轮	轮胎滚动半径(m)	r	0.391
	滚动阻力系数	f	0.02
变速箱	固定速比	i _g	1
主减速器	主减速比	i _a	5.86
传动系统	传动效率	η _t	0.95

该车的具体性能指标要求，如表 3-2 所示：

表 3-2 纯电动城市客车性能设计指标

Tab.3-2 Performance Index of Pure Electric Vehicle

性能	项目	符号	参数值
动力性	最高车速(km/h)(限速 69)	v _{max}	88
	(0~50)km/h 最短加速时间(s)	t _a	≤20
	最大爬坡度	i _{max}	≥20%
经济性	匀速(40km/h)续驶里程(km)	S	≥260

3.2.2 电机参数匹配

电机是纯电动城市客车动力输出单元，电机的匹配直接影响了整车的经济性和动力性。电机匹配需要满足转矩、功率和转速要求。根据汽车理论，整车行驶状态方程如式(3.1)所示。

$$\frac{T_c i_a i_0 \eta_t}{r} = mgf \cos \alpha + \frac{C_d A}{21.15} v_a^2 + mg \sin \alpha + \delta m \frac{du}{dt} \quad (3.1)$$

式中， T_c ——电机输出转矩； η_t ——传动系统的总传动效率； i_0 ——汽车的变速箱比；

i_a ——汽车的主减速比； C_d ——风阻系数； A ——汽车正向行驶的迎风面积；

v_a ——汽车的行驶速度； δ ——汽车的质量转换系数； $\frac{du}{dt}$ ——加速度。

车辆的动力需求需满足整车功率平衡方程式(3.2)。

$$P_a \geq \frac{mgf \cos \alpha}{3600} v_a + \frac{mg \sin \alpha}{3600} v_a + \frac{C_d A}{76140} v_a^3 + \frac{\delta m v_a}{12960} \frac{du}{dt} \quad (3.2)$$

式中, P_a ——满足汽车行驶需求的功率; f ——汽车轮胎的滚动阻力系数; m ——整车质量; g ——重力加速度; α ——道路的坡度角。

电机峰值功率分别按照最高车速、最大爬坡度及起步加速来计算。以最高车速匀速行驶时所受到的阻力功率计算如式(3.3); 以起步加速性能计算时如式(3.4); 以最大爬坡度计算时如式(3.5)。电机峰值功率必须同时满足以上三种条件下的最大需求功率取值如式(3.6)所示。

$$P_{mmax1} = \frac{1}{\eta_t} \left(\frac{mgf}{3600} v_{max} + \frac{C_d A}{76140} v_{max}^3 \right) \quad (3.3)$$

$$P_{mmax2} = \frac{1}{3600\eta_t} \left(mgf v_a + \delta m \frac{du}{dt} v_a + \frac{C_d A}{21.15} v_a^3 \right) \quad (3.4)$$

$$P_{mmax3} = \frac{1}{3600\eta_t} \left(mgf v_a \cos \alpha + mg v_a \sin \alpha + \frac{C_d A}{21.15} v_a^3 \right) \quad (3.5)$$

$$P_m = \max \{ P_{mmax1}, P_{mmax2}, P_{mmax3} \} \quad (3.6)$$

式中, P_m ——最大输出功率; v_{max} ——最高车速。

将表 3-1 及表 3-2 参数带入式(3.3)得满足最高车速 88km/h 时, 对应的 P_{mmax1} 为 101.3kw; 带入式(3.4)得原地起步加速至 50km/h 的全力加速时间 15s 时, 对应的 P_{mmax2} 为 141.4kw; 带入式(3.5)得以 21km/h 满载在坡度为 20%的路面上爬坡时, 对应的 P_{mmax3} 为 158.8kw。电机峰值功率 P_m 取值需满足式(3.6)。因此, 峰值功率选择 P_m 为 160kw 的永磁同步电机。电机的额定功率按式(3.7)计算。

$$P_e = \frac{P_m}{\lambda_e} \quad (3.7)$$

式中, λ_e ——电机的过载系数, 指在短时间内出现过流或转矩超过额定负载时所允许的最大倍数, 取值一般为 2~3, 本文取值为 2, 则额定功率为 80kw。

汽车在行驶过程中, 由于电机直驱时汽车的行驶速度受控于电机的转速, 汽车最高车速对应电机最高转速满足式(3.8)。

$$n_{max} \geq \frac{v_{max} i_a i_0}{0.377r} \quad (3.8)$$

将表 3-1、表 3-2 中相应数据带入式(3.8)得最高转速等于 3498r/min。可选最高转速为 3500r/min 的永磁同步电机作为驱动电机。额定转速在考虑电机扩大恒定功率系数时按式(3.9)计算。

$$n_e = \frac{n_{max}}{\beta} \quad (3.9)$$

式中, n_e ——额定转速; n_{max} ——最高转速; β ——电机扩大恒定功率区系数, β 值越大越有益于车辆的爬坡和加速, 取值一般在 2~4 之间, 本章选 $\beta=3.9$, 经计算 n_e 为 897.4r/min, 取整为 900r/min。

电机最大转矩与额定转速、最大功率需满足式(3.10)

$$T_{max} \geq 9550 \frac{P_m}{n_e} \quad (3.10)$$

将峰值功率 P_m 、取整额定转速 n_e 带入(3.10)式得最大转矩 T_{max} 等于 1698 N·m, 结合电机系列参数, 选择最大转矩为 1800 N·m。所选电机基本参数如表 3-3 所示。

表 3-3 驱动电机基本参数
Tab.3-3 Basic Parameters of Motor

类型	永磁同步电机
工作电压(v)	400-650
额定转矩($N \cdot m$)	900
额定功率(kw)	80
峰值功率(kw)	160
峰值转矩($N \cdot m$)	1800
最高工作转速(r/min)	3500
最大工作电流(A)	550

3.2.3 动力电池参数匹配

以高能量密度的磷酸铁锂电池作为电动城市客车能量源, 车辆行驶时电池所释放能量通过电机以功率形式输出, 两者关系满足式(3.11)和式(3.12)。

$$N\frac{EC\eta_d}{1000}=\frac{P_dS}{V_d}\tag{3.11}$$

$$P_d=\frac{1}{\eta_t}\left(\frac{mgf}{3600}V_d+\frac{C_d\bullet A}{76140}V_d^3\right)\tag{3.12}$$

式中， N ——蓄电池单体数目； E ——单体电池工作电压； C ——电池容量； η_d ——电池放电深度； P_d ——蓄电池满足车辆巡航速度的需求功率； S ——车辆续驶里程； V_d ——车辆行驶速度。为满足车辆续驶里程 260km 要求，总和单体数量及成箱结构及总电压因素所匹配电池参数如表 3-4 所示。

表 3-4 电池参数
Tab.3-4 Basic Parameters of Battery

名称	参数值	名称	参数值
单体额定电压(v)	3.22	电池组额定电压(v)	560.3
单体最高电压(v)	3.65	电池组最高电压(v)	635.1
单体最小电压(v)	2.5	电池组最低电压(v)	435
单体容量(Ah)	68	总容量(Ah)	204

3.3 工况下仿真实验

3.3.1 仿真模型搭建

根据 3.2 节动力系统参数匹配在 MATLAB/Simulink 环境下搭建动力系统模型、电流计算模型、安时积分法 SOC 估算模型、以及第 2 章模型验证后的扩展卡尔曼滤波 SOC 估算模块封装后组成工况下仿真模型，将中国城市客车行驶工况(CHTC-B)车速作为模型唯一输入，则所建工况实验模型如图 3-2 所示：

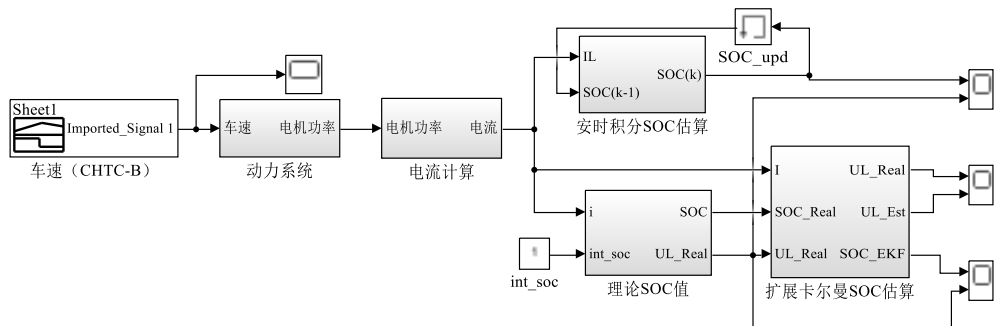


图 3-2 工况实验模型

Fig.3-2 Experimental model of working conditions

3.3.2 仿真工况

中国城市客车行驶工况(CHTC-B): 该工况总里程 5.49km, 历时 1310s, 最高车速 45.6km/h, 平均车速 15.08km/h, 其工况曲线如图 3-3 所示。

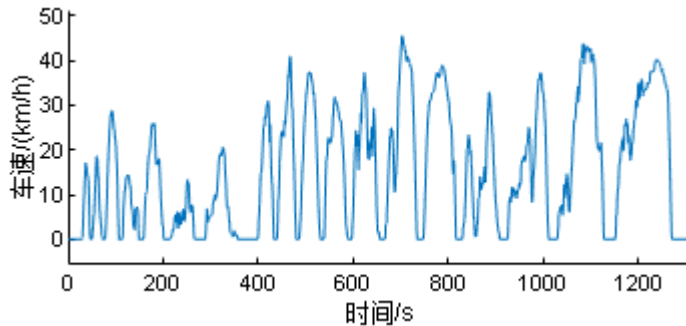


图 3-3 中国城市客车行驶工况(CHTC-B)

Fig.3-3 The driving conditions of urban buses in China (CHTC-B)

将工况信号输入仿真模型图 3-2 仿真实验, 取工况行驶 400s 进行电压与 SOC 估算, 单体电压理论值与该工况下单体电压估算值对比如图 3-4 所示; SOC 理论值与安时积分估算值对比如图 3-5 所示; 扩展卡尔曼滤波 SOC 估计与理论值对比如图 3-6 所示。

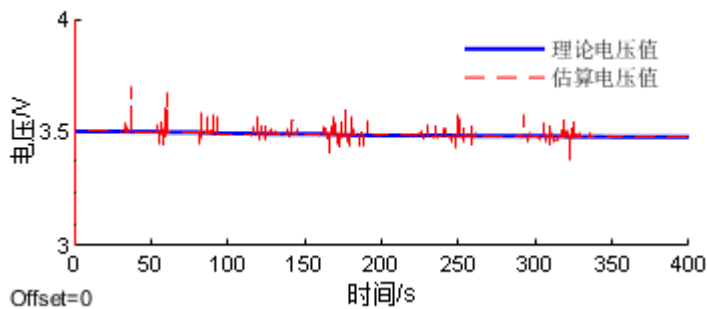


图 3-4 CHTC-B 工况下卡尔曼滤波算法电压对比曲线

Fig.3-4 Voltage comparison chart of Kalman filter algorithm under CHTC-B condition

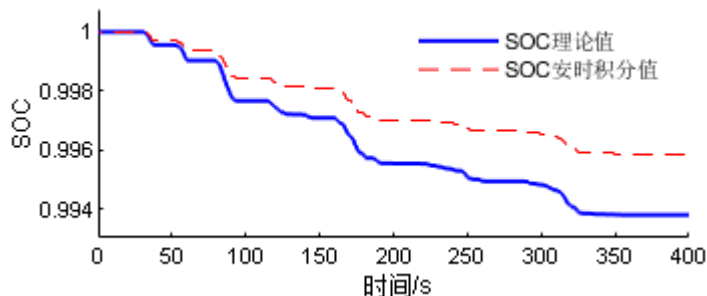


图 3-5 CHTC-B 工况下 SOC 理论值与安时积分值对比曲线

Fig.3-5 Comparison of SOC theoretical value and ampere-hour integral value under CHTC-B condition

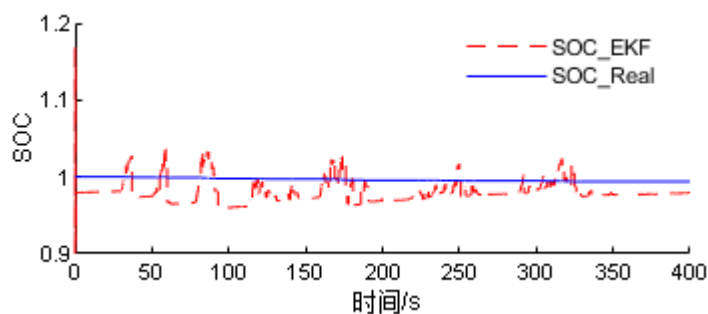


图 3-6 CHTC-B 工况下 SOC 理论值与扩展卡尔曼滤波估算值对比曲线

Fig.3-6 Comparison of theoretical SOC value and extended Kalman filter estimate under CHTC-B condition

由图 3-4 可知，扩展卡尔曼滤波对单体电压的估算基本与理论值相符合，有突变位置是因单体电池在电流突变造成单体极化电压产生。由图 3-5 可知，在此工况下安时积分法估算的 SOC 值与理论值的误差越来越大。由图 3-6 可知，在开始时，扩展卡尔曼滤波 SOC 估计误差较大，随着时间的增加误差越来越小。

3.4 小结

本章为了验证第 2 章扩展卡尔曼滤波 SOC 估计搭建了某款 8m 纯电动客车动力系统，根据整车性能参数匹配了电机、电池。将第 2 章扩展卡尔曼滤波 SOC 估计与整车相结合，在 MATLAB/Simulink 环境搭建了城市客车行驶工况(CHTC-B)下仿真实验，结果表明第 2 章所建扩展卡尔曼滤波 SOC 估计在工况下电压预测与真实值一致。安时积分法 SOC 估计结果与真实值对比误差越来越大，扩展卡尔曼滤波 SOC 估计误差越来越小。

第4章 锂电池不一致性分析及均衡方法

锂电池因比能量大、工作温度范围宽等优点被用作电动汽车的动力源。受制造过程、储存过程及使用过程等原因导致成组后的动力电池组产生内阻、电压及 SOC 不一致。本章分析了不一致产生的原因及不一致性的表现提出改善方法,并针对改善方法研究均衡的必要性以及均衡的拓扑结构。锂电池组采用多节单体以先串联后并联的方式来满足电动汽车高电压、大电流行驶需求^[58]。

4.1 不一致性概述分析

不一致性产生原因发生在生产过程、存储过程^[60]及使用过程。即使为同一批次的同型号电池同样不能避免单体间的不一致性^[59]。究其原因是制造工艺、储存环境、工作环境及循环充放电次数的影响,成组后的动力电池组表现更为突出。不一致性表现在内阻差异,电压差异^[61]及容量差异。对于单体不一致性改善方法一方面可以通过提高设备精度、优化工序流程和改善材料工艺来改善不一致性;另一方面通过分选和均衡方式来改善不一致性。分选法是根据单体电池分选参数的一致性来实现一致性,分选参数有容量、电压、内阻和自放电率^[62]。分选法可以有效降低单体的不一致性,但在后续的使用过程中受单体内阻、自放电速率、温度、老化程度的影响扩大单体的一致性。为了避免单体在使用过程中不一致性的扩大可采用均衡技术。

4.2 电池均衡方法

电池均衡是解决电池不一致问题的措施之一,当电池单体或模组呈现电压不一致或电池 SOC 不一致时,为了最大化利用电池容量需要对电池进行均衡。均衡方法主要分为被动均衡和主动均衡。被动均衡技术要求相对较低,设计成本低,并且相对成熟、稳定,因此被动均衡目前已广泛应用。被动均衡属于耗能型均衡,在进行被动均衡时电池电量通过热能释放会引起发热现象,为避免这种现象,其均衡电流较低,不能大电流快速均衡,对不一致性程度较大的电池组均衡效果较差。常见的被动均衡如图 4-1 所示,在每个电池上并联一个电阻,通过开关控制将多余的能量通过电阻消耗实现均衡。

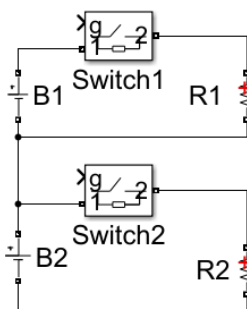


图 4-1 常见被动均衡拓扑结构

Fig.4-1 Common passive equalization topology

4.2.1 电容式主动均衡

图 4-2 是常见的集中电容式主动均衡电路拓扑结构，该结构中每个单体电池都与电容并联，通过 PWM 脉冲波来控制开关管的导通、关断，以此来实现相邻电池之间的能量转移。当某一电池出现差异时，导通此电池两侧的开关管和电容两侧的开关，将电容能量转移至此电池实现能量的转移。通过开关的多次交替导通最终实现电池组不一致性的均衡。当电池数量不断增加，均衡速率会变得越来越慢。

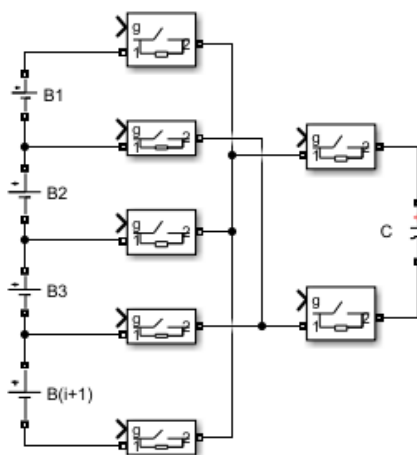


图 4-2 集中电容式均衡拓扑结构

Fig.4-2 Centralized capacitive equalization topology

4.2.2 电感式主动均衡

电感均衡^[63]分为集中式和分布式，图 4-3 是矩阵开关控制集中电感式主动均衡电路拓扑结构，与集中电容式均衡原理相似，是对串联电路中 SOC 较低或较高的单体电池通过上下矩阵 MOS 管开闭实现电池的主动均衡，通过成对启闭上下 MOS 管与电池、电感形成不同回路实现基于锂电池 SOC 的电池均衡。此结构不能同时对相对较低或较高的电池进行充放电均衡。

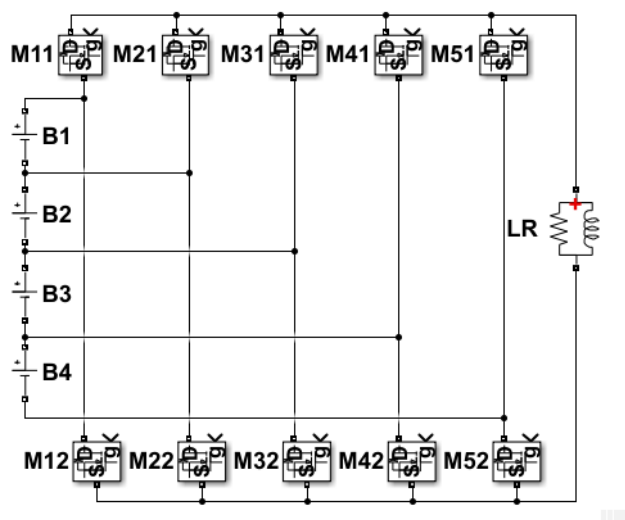


图 4-3 集中 LR 均衡拓扑结构

Fig.4-3 Centralized LR balanced topology

4.2.3 变压器式主动均衡

图 4-4 是 4 节单体电池串联多模块变压器均衡拓扑结构，通过 PWM 脉冲波来控制 MOSFET 开关管的导通、关断。当某一单体电池电量过高时，就可以控制对应的 MOSFET 开关管进行能量转移。控制算法的实现也比较简单，只需要采集对比某一单体电池的能量和整个电池组之间的平均能量是否在设定阈值之内便可。该方法能够应用在大功率均衡系统中，但是造价高，拓展性差，当电池组单体数量增加时，需要重新设计变压器。

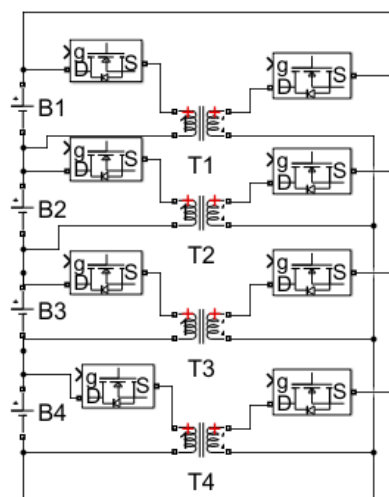


图 4-4 常见变压器式均衡拓扑结构

Fig.4-4 Common transformer balanced topology

图 4-5 是以 4 节电池为例的传统分布式 Buck-Boost 均衡拓扑结构，当串联电池数量增加时通过首尾级联方式扩展，此结构的特点是两个电池共用一个电感，首末电池之间的能量传递需经过两者之间的其它电池或元器件，不能实现首末电池直接能量传递，降

低了电池组整个系统的充、放电均衡效率。因此，需要对此结构进行改进，图 4-6 是在图 4-5 元器件数量不变的条件下改进 Buck-Boost 均衡拓扑结构，此结构通过 LR_3 实现首末电池之间的能量直接传递，缩短了首末电池能量传递路径，此结构也易通过首尾级联方式扩展。当电池单体以 $2n(n=1,2,3\dots)$ 数量扩展时，原模组首尾各串联相同数量的单体，每增加两个单体电池需增加 1 个电感和 2 个 MOS 管。电感的连接方式是一端与 MOS 管相连，另一端与电池中心节点相连，两个 MOS 管的连接方式是一端与首末电池相连，一端与电感相连，以此“环形”结构扩展来满足实际工程应用需求。图 4-5、图 4-6 中 M_1 、 M_2 、 M_3 、 M_4 分别表示电池均衡控制 MOS 管， B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 表示电池单体， LR_1 、 LR_2 、 LR_3 表示主动均衡的并联元器件电感和电阻。

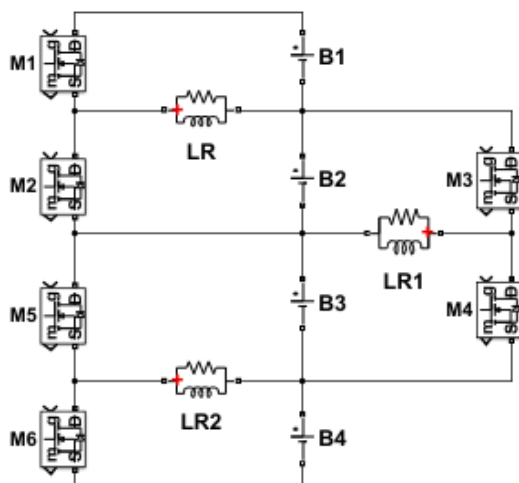


图 4-5 传统 Buck-Boost 均衡拓扑结构

Fig.4-5 Traditional Buck-Boost balanced topology

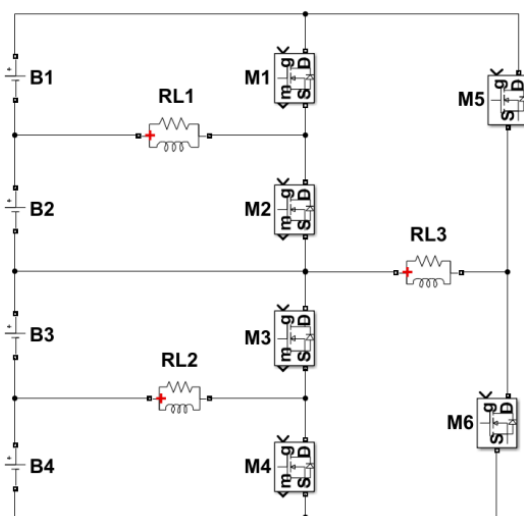


图 4-6 改进型 Buck-Boost 均衡拓扑结构

Fig.4-6 Improved Buck-Boost balanced topology

4.2.4 串并联模组主动均衡

图 4-7 是以 16 节单体电池 4 个模组为例的采用“单体先串联再并联”的拓扑结构。

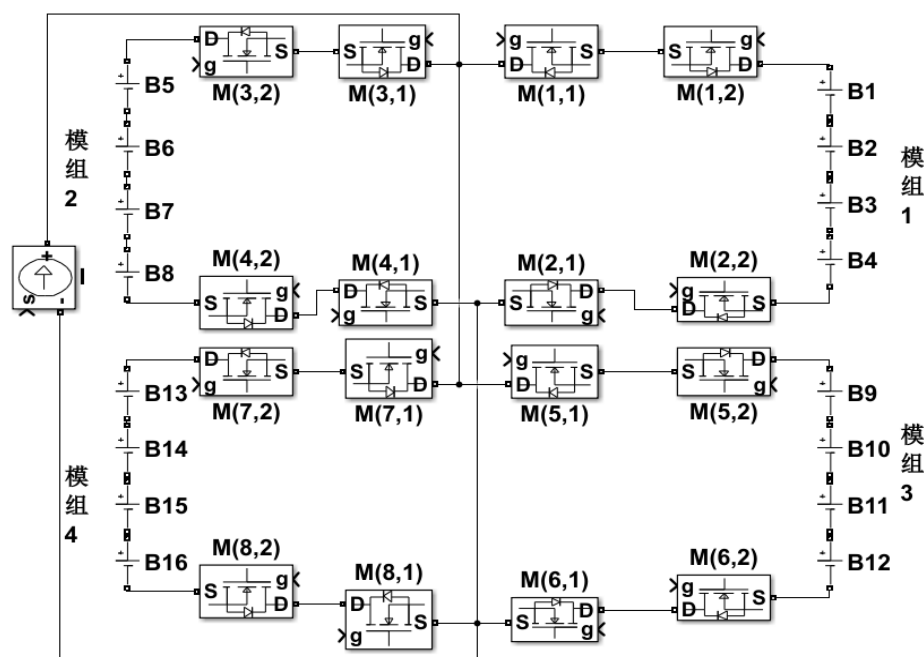


图 4-7 模组并联电路拓扑结构

Fig.4-7 Module parallel circuit topology

此结构的均衡原理是顶层模组可以选择汽车辅助供电系统提供外电源，增加 DC-DC 模块 Boost 升压型斩波电路^[64]，通过 MOS 管的选择导通或关断实现对电池模组的均衡。充电时给电池模组 SOC 值高的小电流充电，给电池模组 SOC 值低的大电流充电；放电时给电池模组 SOC 值高的大电流放电，给电池模组 SOC 值低的小电流放电。控制策略采用 MOS 管阵列式，均衡电路工作模式采用断续(DCM)模式，通过 PWM 对 MOS 管阵列开闭进行充放电控制。假设模组(MOD)MOD1>MOD2>MOD3>MOD4，在充电时，MOD4 的 MOS 管 M(7, 1)、M(8, 1)同时导通，PWM 为 1，此时以最大电流给 MOD4 充电，充电时间为 DT。当 MOD4 的 MOS 管 M(7, 1)、M(8, 1)同时关闭，PWM 为 0 时，此时均衡电路所有 MOS 管都关闭。所有电池组都以均值电流充电，充电时间为 $T(1-D)$ 。当 MOD4 与 MOD3 的 SOC 一致时，导通 M(5, 1)、M(6, 1)与 M(7, 1)、M(8, 1)在 PWM 控制下交替开闭进行充电。同理，当 MOD4、MOD3、MOD2 相同时导通相应的 MOS 管在 PWM 控制下最终所有模组 SOC 达到一致。放电反之，导通 M(-, 2)，不再赘述。

图 4-8 是以 16 节单体电池为例的 4 个模组串联电路主动均衡电路拓扑结构，每个模组用一个变压器实现每个模组的的同时充放电均衡。

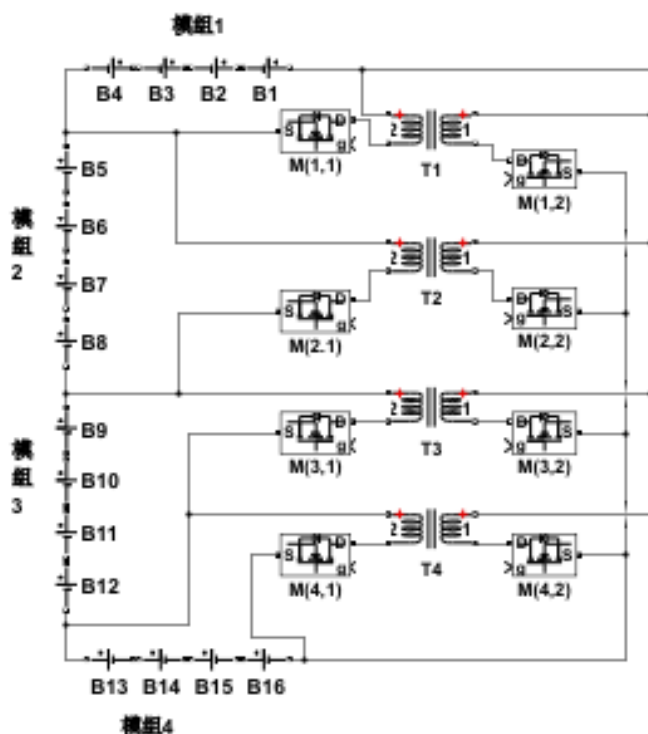


图 4-8 模组串联电路拓扑结构图

Fig.4-8 Module series circuit topology diagram

图中 B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 表示为电池模组 1， B_5 、 B_6 、 B_7 、 B_8 表示为电池模组 2， B_9 、 B_{10} 、 B_{11} 、 B_{12} 表示为电池模组 3， B_{13} 、 B_{14} 、 B_{15} 、 B_{16} 表为电池模组 4， T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 分别表示为模组主动均衡的变压器， $M(1,1)$ 、 $M(1,2)$ 、 $M(2,1)$ 、 $M(2,2)$ 、 $M(3,1)$ 、 $M(3,2)$ 、 $M(4,1)$ 、 $M(4,2)$ 分别表示电池组主动均衡控制 MOS 管，变压器的原级与整体串联电池组连接，变压器的次级分别与各电池模组连接。

4.3 小结

本章对电池不一致性产生的原因、表现形式及改善方法进行了概述，介绍了电容式主动均衡、变压器式主动均衡及电感式主动均衡；对传统 Buck-Boost 均衡拓扑结构进行了改进，设计了“单体先串联再并联”外接电源式主动均衡电路和单体先串联作为模组的串联电路采用分布式变压器主动均衡电路拓扑结构。

第5章 锂电池主动均衡及控制策略

本章以第4章均衡拓扑结构为基础,通过变量的选择、均衡原理的分析以及均衡控制策略的制定,在 MATLAB/Simulink 环境下搭建单层主动均衡仿真模型,分别搭建了集中电感均衡仿真模型、变压器主动均衡仿真模型、传统 Buck-Boost 主动均衡仿真模型和改进型 Buck-Boost 主动均衡仿真模型。搭建并联电池模组双层主动均衡仿真模型,电池模组底层采用“差值-均值”控制策略和电池模组顶层采用外接电源式控制策略;搭建串联电池模组双层主动均衡仿真模型,底层采用“差值-均值”控制策略和电池模组顶层采用分布式变压器主动均衡控制策略,分别设定不同初始值进行充放电均衡实验。

5.1 均衡变量的选择

在控制策略制定前需确定均衡变量,均衡变量主要有以电压为均衡变量和以 SOC 为均衡变量。均衡变量的阈值决定均衡开启和终止,均衡变量的选取影响均衡的效果。

以电压为均衡变量:电池外电压通过传感器监测、采集比较方便,但是电池在充放电过程中电压有“滞回”特性,即使均衡后单体电池电压一致,电池电量仍然存在差异,电池在外电压“滞回”特性的影响下导致均衡过程中出现波动,影响均衡启闭判断。因电池均衡启闭条件是设定的电压阈值,在均衡过程中因电池电压的滞后特性导致误操作。

以 SOC 为均衡变量:以电池 SOC 作为均衡变量时以电池 SOC 差值作为均衡开启和终止的条件,当某一电池 SOC 值高于设定阈值时开启均衡条件,能量转移由 SOC 高的电池转移至 SOC 低的单体电池,当电池 SOC 差异小于设定阈值时终止均衡。以 SOC 为均衡变量的均衡有利于从根本上改善电池组不一致性。

基于电压一致的均衡方法实现简单,但由于电池内阻、极化等因素的影响电池电压不能充分反映电池当前状态,而以 SOC 为判断依据的主动均衡能够实时反应当前状态,更适合主动均衡的判断依据。

5.2 均衡原理分析

被动均衡的原理是将多余的能量进行消耗,如图 4-1 被动均衡在电池侧并联电阻进行多余能量消耗。主动均衡的原理是将多余的能量传递给储能元器件,元器件再传递给电池。主动均衡过程一般分为:

(1) 电池能量传递给储能元器件。以储能电感为例，导通开关管使得电感与某一单体电池构成一个回路给电感充电，此时电能转化为磁能储存在电感中。

(2) 储能元器件能量传递给电池。以储能电感为例，导通另一开关管使得电感与另一单体电池构成回路将电感中的能量释放出去，将磁能转换为电能给另一个单体充电。

对于电感式主动均衡需考虑电感的消磁过程，当单体电池充电结束时，由于电感中有少量能量不能及时释放，为了确保电流稳定，通过 L 和 R 构成谐振回路，将剩余的能量消耗。

5.3 均衡启闭条件

以电池 SOC 为均衡变量，以单体电池 SOC 一致性为均衡目标的主动均衡，控制策略以三个参数来判断：相邻单体电池之间的 SOC 差值 ΔSOC ，单体电池 SOC 值的平均值 \overline{SOC} ，以及电池 SOC 值的均方差 ε ，若电池单体为 n，则三参数的表达式为

$$\Delta SOC = |SOC_i - SOC_{i+1}| \quad (5.1)$$

$$\overline{SOC} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n SOC_i \quad (5.2)$$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (SOC_i - \overline{SOC})^2} \quad (5.3)$$

用 ε 来表征电池的不一致性， ε 越大则说明电池内部一致性差，将其作为电池均衡起动的判断条件，即 $\varepsilon \geq \sigma$ 时均衡触发 (σ 表示设定的触发阈值)，单体电池开始进行两两比较，能量高的单体电池能量通过 MOS 管的控制流向能量低的单体电池，当两个单体电池小于阈值时即 $\varepsilon < \sigma$ 时停止均衡。

5.4 单层主动均衡

5.4.1 集中 LR 均衡电路仿真

以图 4-3 集中 LR 均衡电路为基础，5.2 节均衡原理和 5.3 节均衡启闭条件下，在 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型，电池参数 B1、B2、B3、B4 的初始 SOC 值充电时分别设为 50%、40%、20%、30%；放电时分别设为 90%、80%、70%、75%；电池电压选 3.6V，电池容量选 10Ah；电感 L 均取 1H，电阻值为 10k Ω ，MOS 管导通电阻 R 为 0.05 Ω ，二极管压降设为 0.8V，MOS 管触发信号选择 Simulink 模块自带的 Pulse 脉冲信号模块，

信号幅值为 1，周期为 10s，占空比为 50%。充电均衡结果如图 5-1 所示，放电均衡结果如图 5-2 所示。

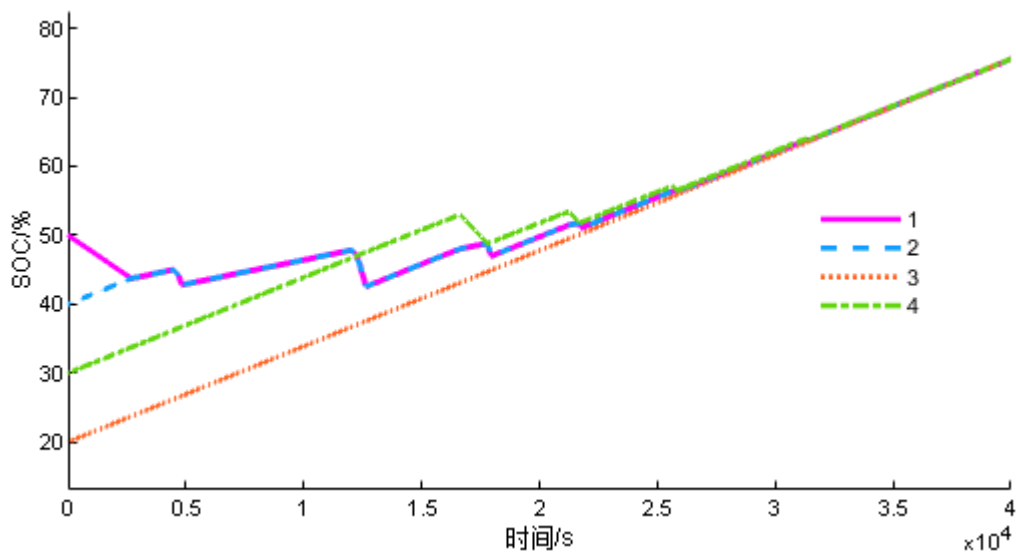


图 5-1 集中 LR 充电均衡仿真结果

Fig.5-1 Centralized LR charge equalization simulation result

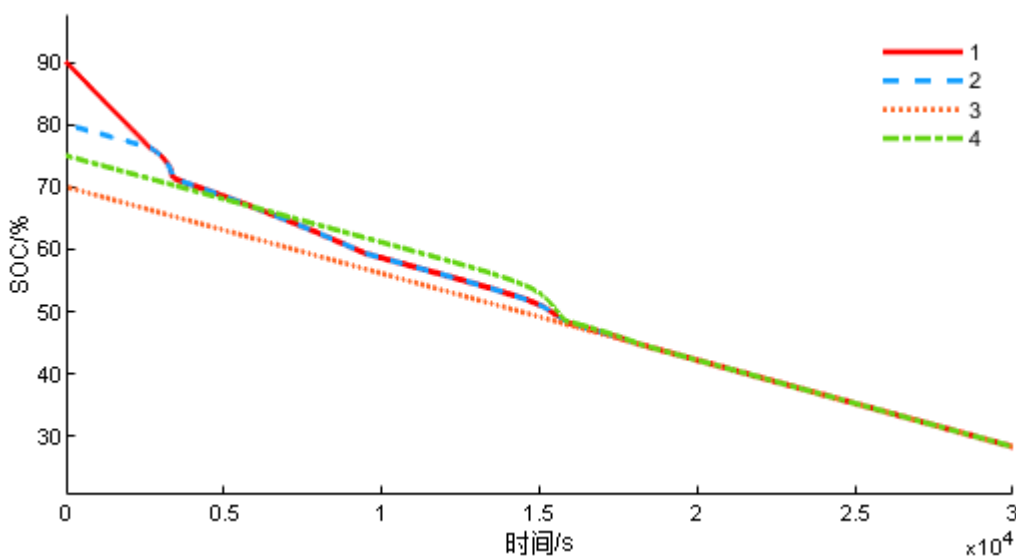


图 5-2 集中 LR 放电均衡仿真结果

Fig.5-2 Concentrated LR discharge equalization simulation result

由图 5-1 可知，在充电均衡时，SOC 值最高的电池先放电再充电，由图 5-2 可知，在放电均衡时，SOC 值最高的电池先快速放电，最后都以 SOC 值最低电池保持一致，终止均衡，均衡时间较长。

5.4.2 多模块变压器仿真

以图 4-4 变压器式均衡电路为基础，5.2 节均衡原理和 5.3 节均衡启闭条件下，在 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型，电池参数 B1、B2、B3、B4 的初始 SOC 值充放电时

分别设为 85%、80%、75%、70%。电池电压选 3.6V，电池容量选 10Ah；电感 L 均取 1H，电阻值为 10k Ω ，MOS 管导通电阻 R 为 0.05 Ω ，二极管压降设为 0.8V，MOS 管触发信号选择 Simulink 模块自带的 Pulse 脉冲信号模块，信号幅值为 1，周期为 10s，占空比为 50%。充电均衡结果如图 5-3，放电均衡结果如图 5-4。

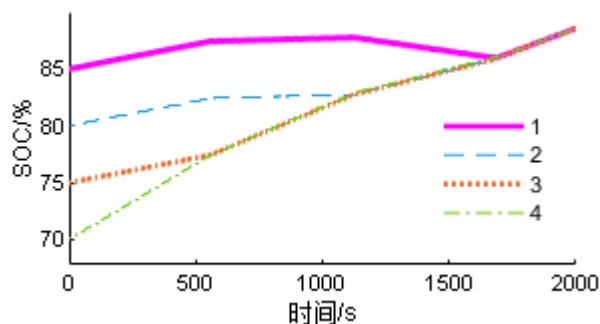


图 5-3 单体间多模块变压器均衡充电仿真结果

Fig.5-3 Simulation results of equalization charging of multi-module transformers between monomers

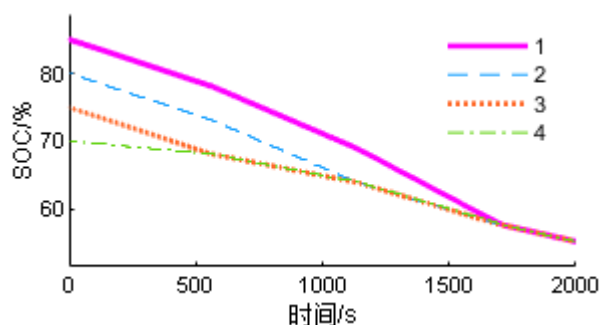


图 5-4 单体间多模块变压器均衡放电仿真结果

Fig.5-4 Simulation results of multi-module transformer equalization discharge between monomers

由图 5-3、图 5-4 可知，当充放电均衡开始时，多模块变压器都开始工作，SOC 值低的电池充电时最快，放电时最慢，反之亦然，最终在 1685s 时 SOC 趋于一致。因此，多模块变压器均衡因同时工作提高了均衡效率。

5.4.3 传统型 Buck-Boost 与改进型 Buck-Boost 均衡仿真

传统型 Buck-Boost 结构均衡的总体原理与 5.2 节均衡原理相同，是通过控制 MOS 管的导通对电感充电和电感放电，将电能转化为磁能，再将磁能转换为电能实现能量的转换和传递，达到均衡的目的。具体实现过程如下：

以图 4-5 传统 Buck-Boost 均衡拓扑结构为例，假设 $B_1 > B_2 > B_4 > B_3$ ，以电池 B_1 、 B_2 为例，当均衡开始时，首先导通 MOS 管 M_1 ，由 B_1 、 M_1 、 RL_1 构成回路给电感充电，将电能转换为磁能，关断 MOS 管 M_1 ，导通 MOS 管 M_2 ，由 RL_1 、 B_2 、 M_2 构成另一回路，将磁能再转换为电能完成电池 B_2 的充电。电池 B_3 、 B_4 以及 M_3 、 M_4 、 RL_2 组成的结构电池

均衡原理与此相似不再赘述。不同的是电池 B_4 通过电感 RL_2 放电、电池 B_3 通过电感 RL_2 充电。当电路 $B_1 + B_2 > B_3 + B_4$ 时, 导通 MOS 管 M_5 , 此时 B_1 、 M_5 、 RL_3 、 B_2 构成一个回路, 给电感 RL_3 充电, 将电能转换为磁能, 关断 MOS 管 M_5 , 导通 MOS 管 M_6 , 此时 RL_3 、 B_3 、 B_4 、 M_6 构成另一个回路, 将磁能再转换为电能完成电池 B_3 、 B_4 充电。在每一周期充放电完成后, 少量的能量通过 L 和 R 构成谐振回路, 将剩余的能量消耗。

在均衡过程中, 如果电感过充使得电感磁饱和, 导致电感电流过大; 如果电感充放电时间过短, 导致能量转移过少影响电池的均衡效率。为了确保均衡过程中每一个工作周期不发生磁饱和现象需要对 MOS 管的开关周期、PWM 信号占空比及电感峰值电流参数进行计算。以电池 B_1 、 B_2 为例, 给 MOS 管 M_1 一个脉冲信号导通 M_1 时, 充电电流 I_{L1} 流过电感 RL_1 , 此时电流成指数性上升, 此时电池 B_1 开始给电感 RL_1 充电储能, 则电流为:

$$I_{L_1} = \frac{V_{B_1} t}{L} (0 < t < DT) \quad (5.4)$$

式中, D ——占空比; T ——开关周期; L ——电感值; V_{B_1} ——电池 B_1 电压; t ——开关导通时间。

充电电流在 DT 时达到峰值 I_{max} , 而在此时, MOS 管 M_1 关断, M_2 导通, 电感中的能量通过 M_2 开始放电, 电流开始下降, 最大电流及放电电流为:

$$I_{max} = \frac{V_{B_1} DT}{L} \quad (5.5)$$

$$I_{RL_1} = I_{max} - \frac{V_{B_2} t}{L} (DT < t < T) \quad (5.6)$$

则, 均衡电路中电感在一个充放电周期内的充电和放电的平均值为:

$$I_{avc} = \frac{I_{max} DT}{2} \frac{1}{T} \quad (5.7)$$

$$I_{avd} = \frac{I_{max} T_d}{2} \frac{1}{T} \quad (5.8)$$

式中, I_{avc} ——充电时的电流平均值; I_{avd} ——放电时的电流平均值; T_d ——电感电流从峰值降至 0 时所用的时间。

为确保均衡电路中电感能够复位, 需满足 $T_d + DT \leq T$, 当 $T_d + DT = T$ 时, 电感电流处于临界连续状态, 当 $T_d + DT > T$ 时, 电感电流处于连续状态。

控制策略启闭条件如式(5.1)、(5.2)、(5.3)所示。而改进型 Buck-Boost 结构的非相邻电池之间差值 ΔSOC 表达式为:

$$\Delta SOC = \left| (SOC_1 + \dots + SOC_{\frac{n}{2}}) - (SOC_{\frac{n}{2}+1} + \dots + SOC_n) \right| (n = 4, 6, 8 \dots) \quad (5.9)$$

由图 4-5 传统 Buck-Boost 均衡拓扑结构及图 4-6 改进型 Buck-Boost 均衡拓扑结构的基础上, 本节进行了详细的原理分析及与传统 Buck-Boost 结构的 ΔSOC 不同表达式, 在 MATLAB/Simulink 中搭建 2 种均衡仿真模型。以 4 节电池为例, 电池参数 B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 充电时的初始 SOC 值分别设为 50%、40%、20%、30%, 放电时分别设为 90%、80%、70%、75%; 电池电压取 3.6V, 电池容量取 10Ah; 电感 L 均取 1H, 电阻值取 10k Ω ; MOS 管导通电阻 R 取 0.05 Ω , 二极管压降取 0.8V; MOS 管触发信号选择 Simulink 模块自带的 Pulse 脉冲信号模块, 信号幅值为 1, 周期为 10s, 占空比为 40%; 触发条件 $\sigma = 0.001$; 充放电电流采用 5A 恒流。传统 Buck-Boost 充电仿真结果如图 5-5 所示, 改进型 Buck-Boost 充电仿真结果如图 5-6 所示, 传统 Buck-Boost 放电仿真结果如图 5-7 所示, 改进型 Buck-Boost 放电仿真结果如图 5-8 所示。

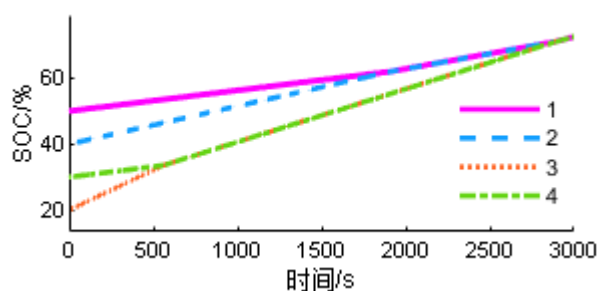


图 5-5 传统 Buck-Boost 充电均衡仿真结果

Fig.5-5 Traditional Buck-Boost charge equalization simulation result

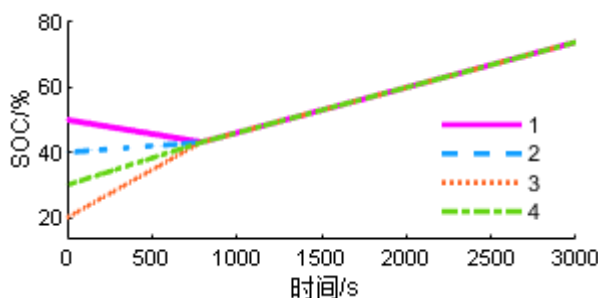


图 5-6 改进型 Buck-Boost 充电均衡仿真结果

Fig.5-6 Improved Buck-Boost charge equalization simulation result

由图 5-5 传统 Buck-Boost 充电均衡仿真结果、图 5-6 改进型 Buck-Boost 充电均衡仿真结果可知, 在元器件相同的条件下, 相同的电池 SOC 初始值、相同的充电电流、相同的均衡控制策略, 改进型 Buck-Boost 均衡在 800s 时 4 节电池 SOC 已保持一致, 传统 Buck-Boost 均衡结构 4 节电池 SOC 超过了 2400s 时才到达一致状态。因此, 改进型结

构均衡效率明显高于传统结构，是传统结构均衡效率的3倍。

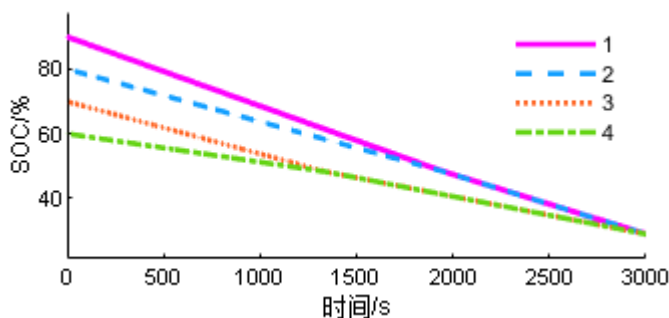


图 5-7 传统 Buck-Boost 放电均衡仿真结果

Fig.5-7 Traditional Buck-Boost Discharge Equalization Simulation Result

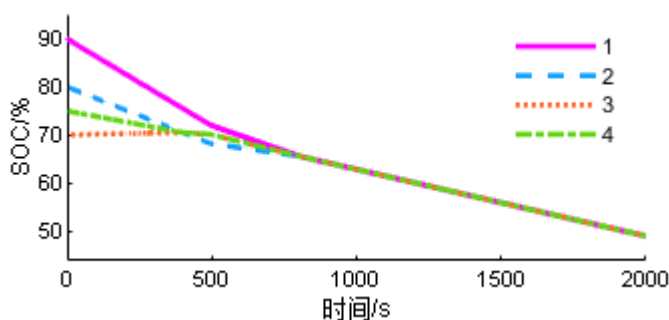


图 5-8 改进型 Buck-Boost 放电均衡仿真结果

Fig.5-8 Improved Buck-Boost Discharge Equalization Simulation Results

由图 5-7 传统 Buck-Boost 放电均衡仿真结果、图 5-8 改进型 Buck-Boost 放电均衡仿真结果可知，在同等条件下，改进型 Buck-Boost 放电均衡速率是传统 Buck-Boost 均衡结构放电均衡速率的 2.4 倍。因此，改进型 Buck-Boost 均衡结构在充放电均衡过程中均衡速率优于传统结构，同步性较好。

5.5 双层主动均衡

5.5.1 模组并联外接电源式均衡

顶层模组均衡原理是选择汽车辅助供电系统 24V 电源提供外电源，增加 DC-DC 模块 Boost 升压型斩波电路^[65]，通过 MOS 管的选择导通或关断实现对电池模组的均衡。充电时给电池模组 SOC 值高的小电流充电，给电池模组 SOC 值低的大电流充电；放电时给电池模组 SOC 值高的大电流放电，给电池模组 SOC 值低的小电流放电。控制策略采用 MOS 管阵列式，均衡电路工作模式采用断续(DCM)模式，通过 PWM 对 MOS 管阵列开闭进行充放电控制。假设模组(MOD)MOD1>MOD2>MOD3>MOD4。在充电时，MOD4 的 MOS 管 M(7, 1)、M(8, 1)同时导通，PWM 为 1，此时以最大电流给 MOD4

充电，充电时间为 DT 。当 MOD4 的 MOS 管 $M(7, 1)$ 、 $M(8, 1)$ 同时关闭，PWM 为 0 时，此时均衡电路所有 MOS 管都关闭。所有电池组都以均值电流充电，充电时间为 $T(1 - D)$ 。当 MOD4 与 MOD3 的 SOC 一致时，导通 $M(5, 1)$ 、 $M(6, 1)$ 与 $M(7, 1)$ 、 $M(8, 1)$ 在 PWM 控制下交替开闭进行充电。同理，当 MOD4、MOD3、MOD2 相同时导通相应的 MOS 管在 PWM 控制下最终所有模组 SOC 达到一致。放电反之，导通 $M(-, 2)$ ，不再赘述。

图 5-9 是依据图 4-7 电路结构在 MATLAB/Simulink 环境下搭建的外接电源式 4 组模组并联均衡仿真模型。控制策略是通过 PWM 控制 MOS 管阵列实现充放电均衡，控制策略采用 MATLAB function 来实现。4 组模组的底层都是改进型 Buck-Boost 均衡仿真模型，底层的控制策略同本文 5.3 节。为了简化流程用恒流源代替汽车辅助电源 24V DC-DC 模块 Boost 升压型斩波电路。

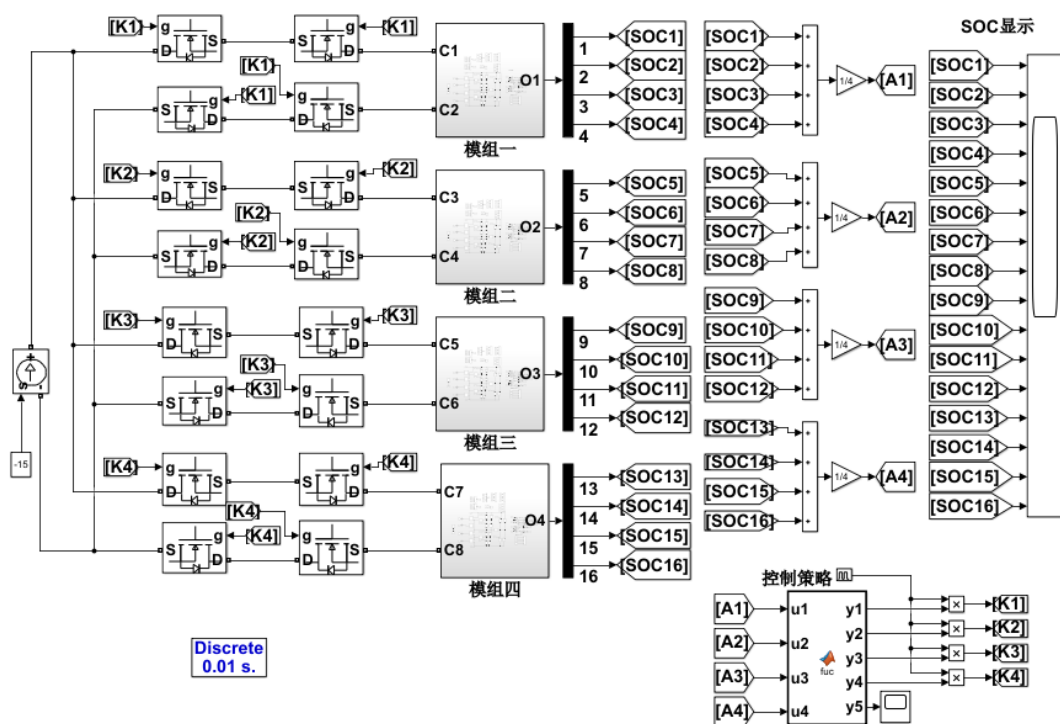


图 5-9 改进型 Buck-Boost 模组并联电路仿真

Fig.5-9 Improved Buck-Boost module parallel circuit simulation

单体 SOC 初始值设置，模组 1: B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 充放电 SOC 初始值分别设为 85%、83%、79%、81%；模组 2: B_5 、 B_6 、 B_7 、 B_8 充放电 SOC 初始值分别设为 80%、78%、74%、76%；模组 3: B_9 、 B_{10} 、 B_{11} 、 B_{12} 充放电 SOC 初始值分别设为 75%、73%、69%、71%；模组 4: B_{13} 、 B_{14} 、 B_{15} 、 B_{16} 充放电 SOC 初始值分别设为 70%、68%、64%、66%。MOS 管触发信号选择 Simulink 模块自带的 Pulse 脉冲信号模块，设置信号幅值为 1，周

期为 10s，占空比为 30%，充放电恒流源均为 15A。

图 5-10、图 5-11、图 5-12、图 5-13 是 2 种 Buck-Boost 结构组成的 4 模组 16 个单体仿真结果，顶层模组、控制策略、外接恒流源都相同。图 5-10、图 5-12 底层是传统 Buck-Boost 结构 4 组模组 16 个单体充放电均衡结果。图 5-11、图 5-13 底层是改进型 Buck-Boost 结构 4 组模组 16 个单体充放电均衡结果。

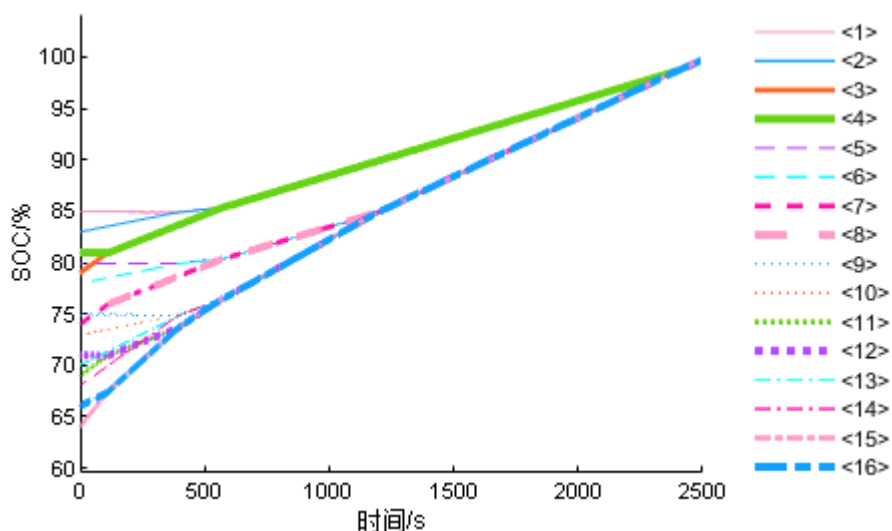


图 5-10 传统结构 4 模组 16 个单体充电均衡结果

Fig.5-10 Traditional structure 4 modules 16 single charge equalization result

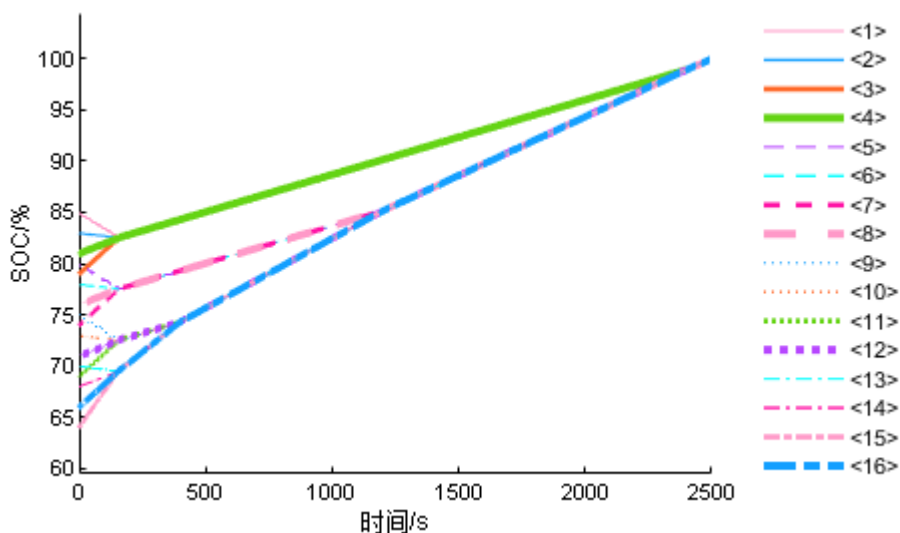


图 5-11 改进型结构 4 模组 16 个单体充电均衡结果

Fig.5-11 Improved structure 4 module 16 single charge equalization result

由图 5-10 传统结构 4 模组 16 个单体充电均衡结果及图 5-11 改进型结构 4 模组 16 个单体充电均衡可知，模组在充电均衡时，改进型 Buck-Boost 均衡结构模组中的单体电池在不到 200s 时每个模组内部电池已均衡完毕，电池模组 3 与电池模组 4 的 SOC 也在

400s 时达到一致。传统结构底层单体之间以及电池模组 3 与电池模组 4 的均衡效率明显低于改进型结构。

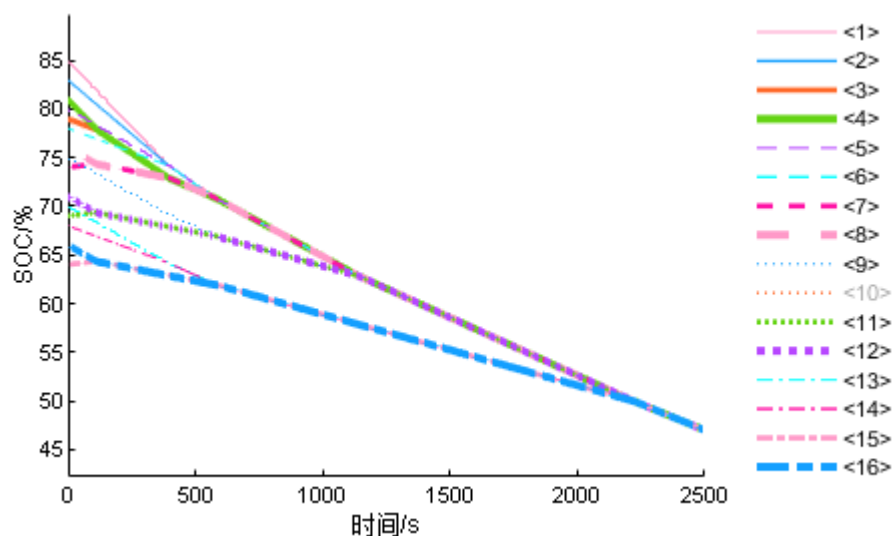


图 5-12 传统结构 4 模组 16 个单体放电均衡结果

Fig.5-12 Balance results of 16 monomers of traditional structure 4 modules

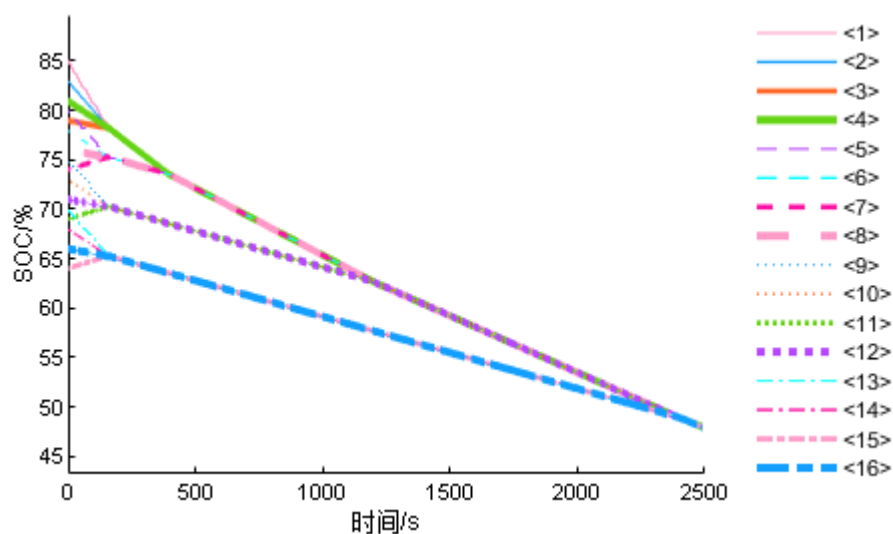


图 5-13 改进型结构 4 模组 16 个单体放电均衡结果

Fig.5-13 Improved structure 4 module 16 monomer discharge equalization result

由图 5-12 传统结构 4 模组 16 个单体放电均衡结果及图 5-13 改进型结构 4 模组 16 个单体放电均衡可知，模组在放电均衡时，改进型 Buck-Boost 均衡结构模组中的单体电池与放电时有相同均衡效率，电池模组 1 与电池模组 2 的 SOC 也在 400s 时达到一致。改进型 Buck-Boost 均衡结构解决了串联电路中首末电池能量传递路径长，均衡效率低的问题，达到“高快放、低快充”的均衡目的，提升了均衡效率；同步性好，易以偶数级数量扩展，有助于提高纯电动汽车动力电池在线主动均衡的效率。

5.5.2 模组串联多模块变压器均衡

图 4-8 是以 16 节单体电池为例的 4 个模组串联电路主动均衡电路拓扑图, B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 表示为电池模组 1, B_5 、 B_6 、 B_7 、 B_8 表示为电池模组 2, B_9 、 B_{10} 、 B_{11} 、 B_{12} 表示为电池模组 3, B_{13} 、 B_{14} 、 B_{15} 、 B_{16} 表示为电池模组 4, T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 分别表示为模组主动均衡的变压器, $M(1,1)$ 、 $M(1,2)$ 、 $M(2,1)$ 、 $M(2,2)$ 、 $M(3,1)$ 、 $M(3,2)$ 、 $M(4,1)$ 、 $M(4,2)$ 分别表示电池组主动均衡控制 MOS 管, 变压器的原级与整体串联电池组连接, 变压器的次级分别与各电池模组连接。

根据以上拓扑结构进行参数设置, 模组 1: B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 充放电 SOC 初始值分别设为 85%、83%、79%、81%; 模组 2: B_5 、 B_6 、 B_7 、 B_8 充放电 SOC 初始值分别设为 80%、78%、74%、76%; 模组 3: B_9 、 B_{10} 、 B_{11} 、 B_{12} 充放电 SOC 初始值分别设为 75%、73%、69%、71%; 模组 4: B_{13} 、 B_{14} 、 B_{15} 、 B_{16} 充放电 SOC 初始值分别设为 70%、68%、64%、66%。单体电池电压取 3.6V, 容量取 10Ah, 变压器功率取 $20 \times 10^3 \text{VA}$ 。MOS 管导通电阻 R 取 0.05Ω , 触发信号选择 Simulink 模块自带的 Pulse 脉冲信号模块, 设置信号幅值为 1, 周期为 10s, 占空比为 50%, 均衡触发条件 $\sigma = 0.001$; 充放电电流仍采用 3A 恒定电流。

以图 4-8 拓扑结构为基础, 底层采用“差值-均值”控制, 顶层模组采用分布变压器式控制在 MATLAB/Simulink 中搭建均衡仿真模型。电池组间多模块变压器均衡充电仿真结果如图 5-14 所示, 电池组间多模块变压器均衡放电仿真结果如图 5-15 所示。

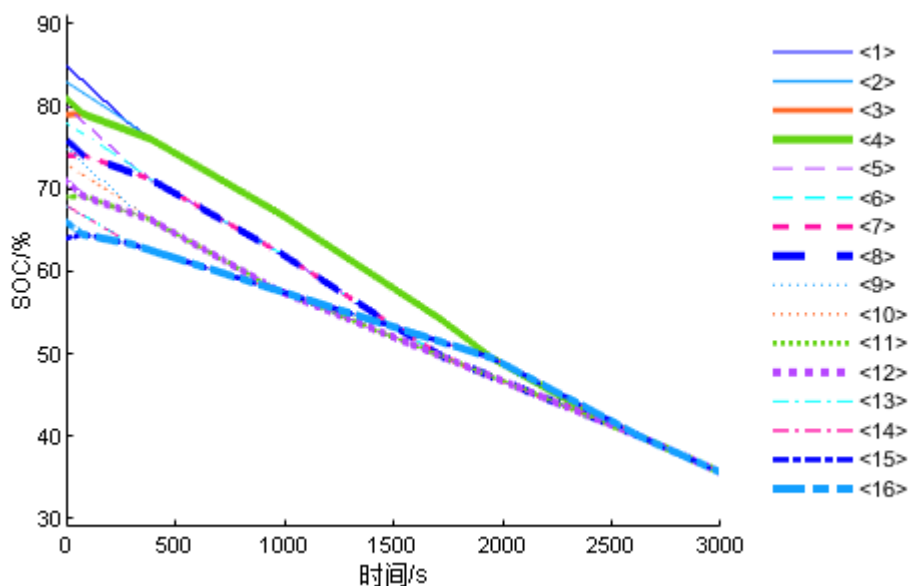


图 5-14 电池组间多模块变压器均衡充电仿真结果

Fig.5-14 Simulation results of multi-module transformer equalization

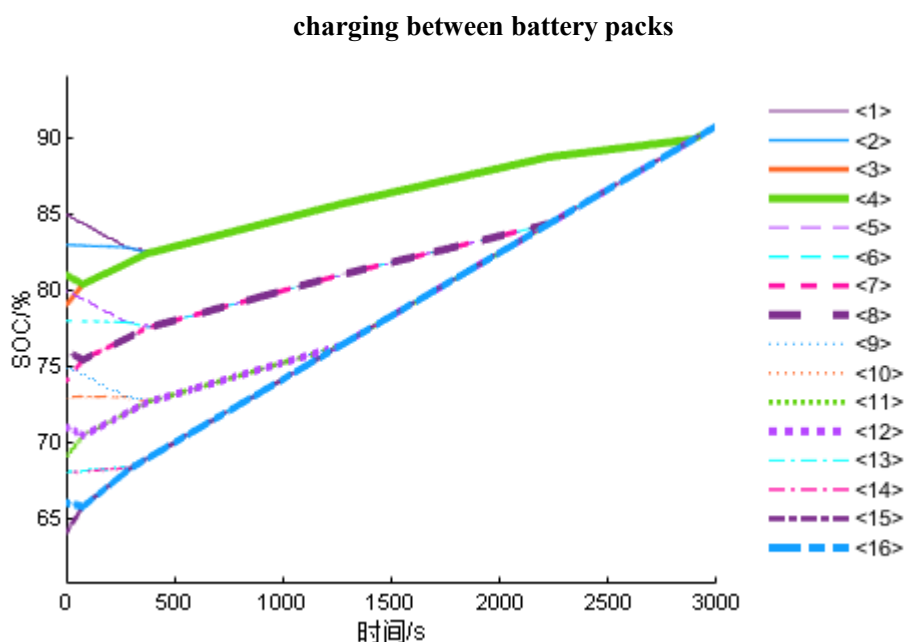


图 5-15 电池组间多模块变压器均衡放电仿真结果

Fig.5-15 Simulation results of multi-module transformer equilibrium discharge between battery packs

由模组间多模块变压器均衡仿真结果可知：底层电感式均衡，在充电均衡时，单体电池 SOC 值高的电池先放电再充电，SOC 值低的始终充电，在放电均衡时，单体电池 SOC 值高的始终放电，SOC 值低的先充电再放电，均衡时间在不到 500s 时 SOC 已趋于一致；顶层多模块变压器均衡，不论充放电均衡都会同时工作。在充电均衡时，图 5-14 中所有电池模组同时充电，电池模组 4 以较大电流充电，其余电池模组以小于电池模组 4 的电流进行充电，在不足 3000s 时 SOC 趋于一致。在放电均衡时，图 5-15 中 SOC 值最低的第 4 个电池模组 SOC 以缓慢的速度下降，SOC 值最高的第 1 个电池模组以最快的速度下降，说明电池模组 1 以最大电流放电，电池模组 4 以最小电流放电，电池模组 2 和电池模组 3 次之，当电池模组 1 和电池模组 4 的 SOC 一致时，两个模组以相同的速度放电与电池模组 2 和电池模组 3 趋于一致。

因此，电感式主动均衡在串联电路中均衡速率高，因电感体积小可以用于单体电池间的主动均衡；多模块变压器主动均衡因可以同时工作而有利于提升均衡效率；在串联电路中，单体间均衡采用电感式均衡，模组间采用多模块变压器均衡有利于提升模组均衡效率。将两种均衡模式相结合既可以兼顾均衡速率又可提升均衡效率。将其应用于车载多电池箱均衡中可解决单个均衡方式均衡速率和均衡效率低的问题。

5.6 工况下仿真实验

5.6.1 仿真工况

中国城市客车行驶工况(CHTC-B): 该工况总里程 5.49km, 历时 1310s, 最高车速 45.6km/h, 平均车速 15.08km/h, 其 10 个循环工况曲线如图 5-16 所示。

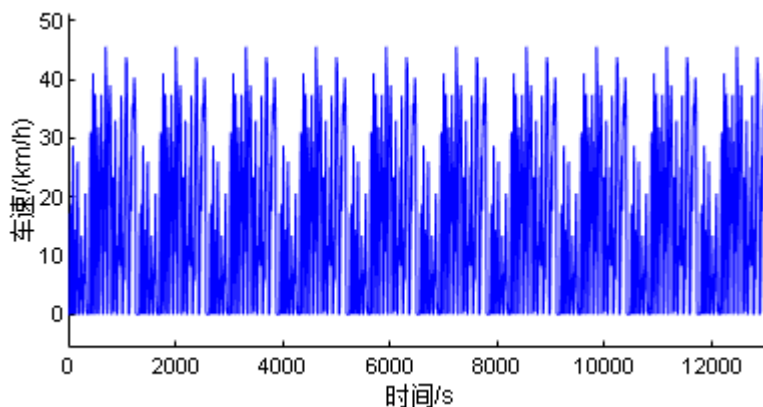


图 5-16 中国城市客车行驶工况(CHTC-B)10 个循环

Fig.5-16 China City Bus Operating Conditions (CHTC-B) 10 cycle

以第 3 章所设计的 8m 纯电动客车为基准, 在中国城市客车行驶工况(CHTC-B)10 个循环下电流变化如图 5-17 所示。

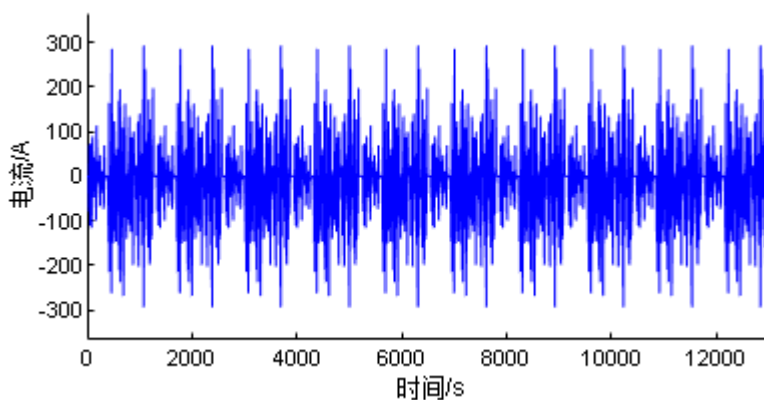


图 5-17 8m 纯电动客车 CHTC-B 工况下 10 个循环电流

Fig.5-17 10 circulating current of 8m pure electric bus CHTC-B condition

5.6.2 仿真模型搭建

根据 3.2 节动力系统参数匹配在 MATLAB/Simulink 环境下搭建中国城市客车行驶工况(CHTC-B)10 个循环车速信号、动力系统模型、需求电流计算模型、均衡模块、“差值-均值”控制策略等系统均衡仿真实验模型。电池参数采用第 3 章匹配的单体电池标称电压为 3.22V, 容量为 68Ah。搭建的传统 Buck-Boost 工况仿真实验模型如图 5-18 所示。

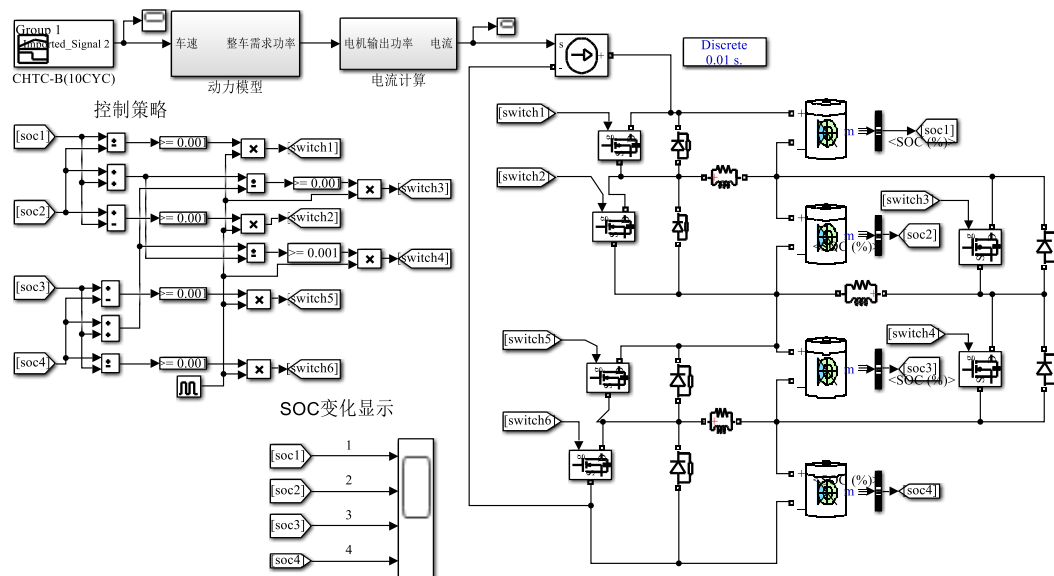


图 5-18 工况下传统 Buck-Boost 仿真实验模型

Fig.5-18 Traditional Buck-Boost simulation experimental model under working conditions

在搭建的传统 Buck-Boost 工况仿真实验模型的基础上，控制策略及其他模块不变，将传统 Buck-Boost 均衡模块更换为改进型 Buck-Boost 均衡模块即可得到工况下改进型 Buck-Boost 仿真实验模型如图 5-19 所示。

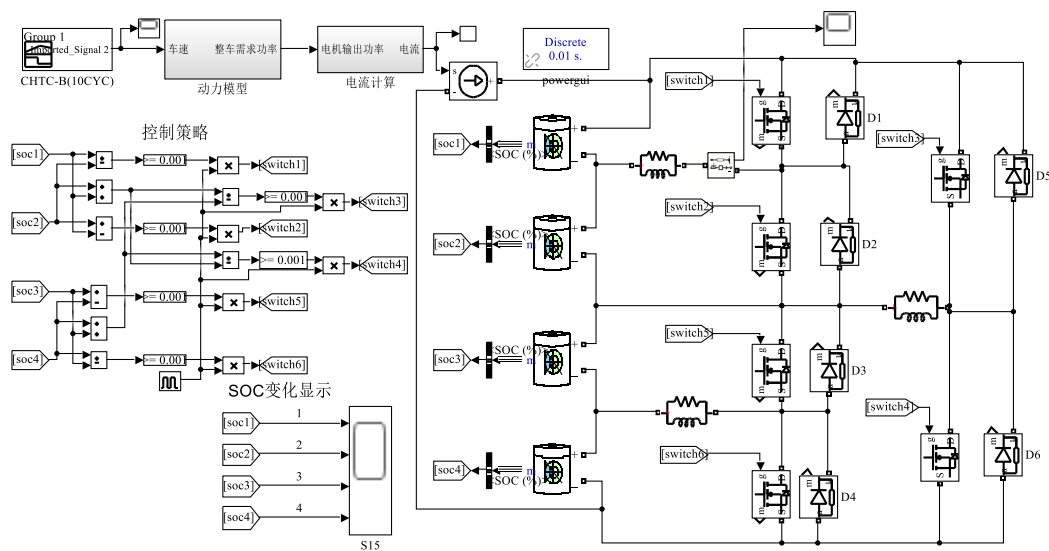


图 5-19 工况下改进型 Buck-Boost 仿真实验模型

Fig.5-19 Improved Buck-Boost simulation experimental model under working conditions

以 4.2.3 变压器式主动均衡为依据，将车速信号、动力系统模型、需求电流计算模型输入 4 个变压器均衡模型中，以 4 节电池的 SOC 差值作为均衡启闭的判断依据，利用脉冲信号控制 MOS 管的启闭。变压器参数选择 10kW。工况下多模块变压器仿真实

验模型如图 5-20 所示。

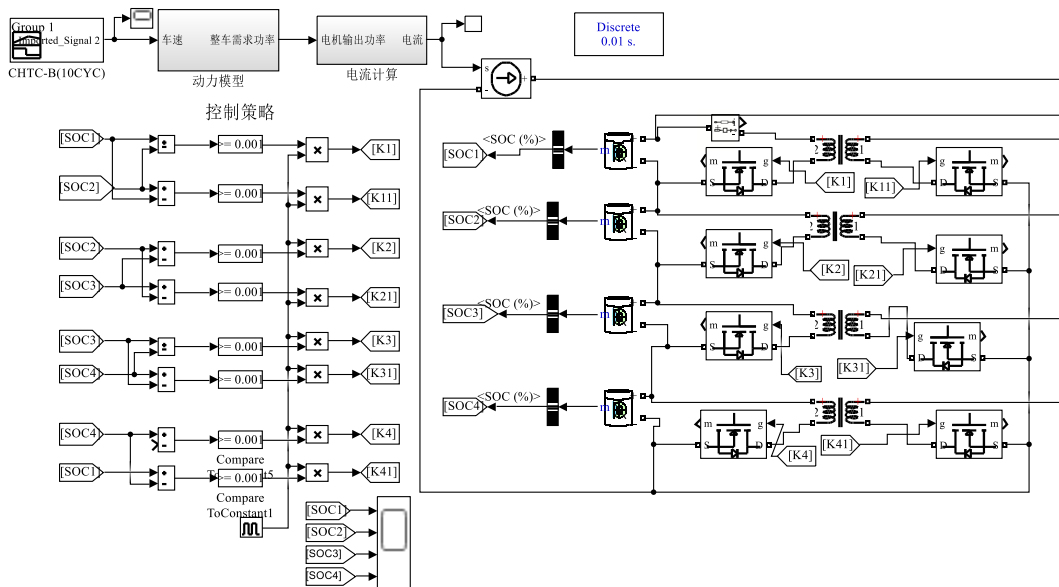


图 5-20 工况下多模块变压器仿真实验模型

Fig.5-20 Simulation experimental model of multi-module transformer under working conditions

根据图 4-7 模组并联电路拓扑结构图，将车速信号、动力系统模型、需求电流计算模型以及控制策略组成 3 组模组工况下仿真实验图，单体电池参数标称电压为 3.22V，容量为 68Ah，3 个模组并联为 8m 纯电动车匹配总容量 204Ah，模组底层采用“差值-均值”控制策略，顶层模组采用 MATLAB 函数进行模组 SOC 相互比较，利用脉冲信号将 SOC 值小的模组开关管关断，SOC 值高的模组开关管开启。工况下底层改进型 Buck-Boost 模组并联仿真实验模型如图 5-21 所示。

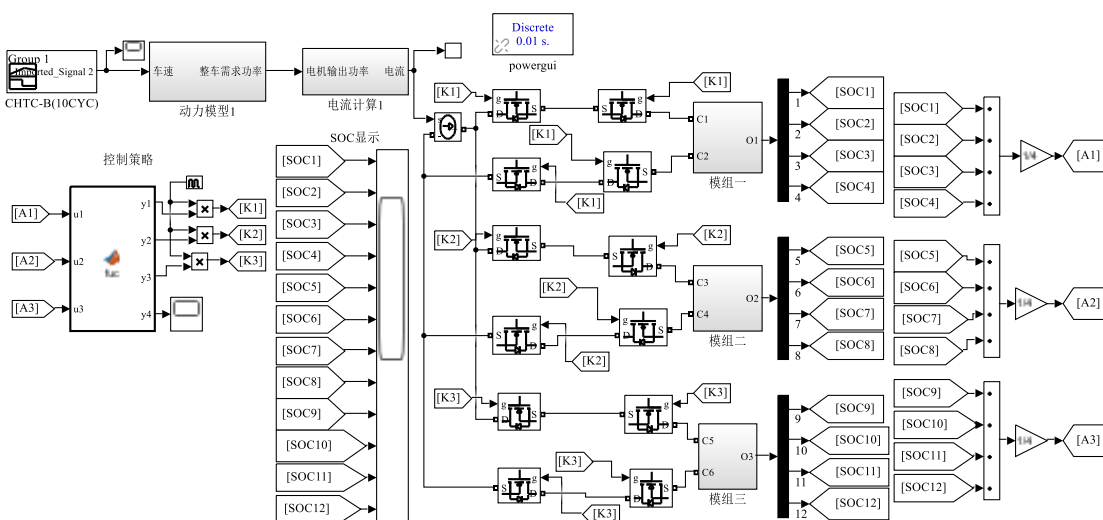


图 5-21 工况下底层改进型 Buck-Boost 模组并联仿真实验模型

Fig.5-21 Parallel simulation experimental model of improved Buck-Boost module under working conditions

传统 Buck-Boost 模组并联仿真实验模型与改进型 Buck-Boost 模组并联仿真实验模型相似，将底层改为传统型 Buck-Boost 主动均衡模型即可，在此不再呈现。下面搭建工况下电池模组串联多模块变压器均衡仿真实验模型，变压器选择 100KW，如图 5-22 所示。

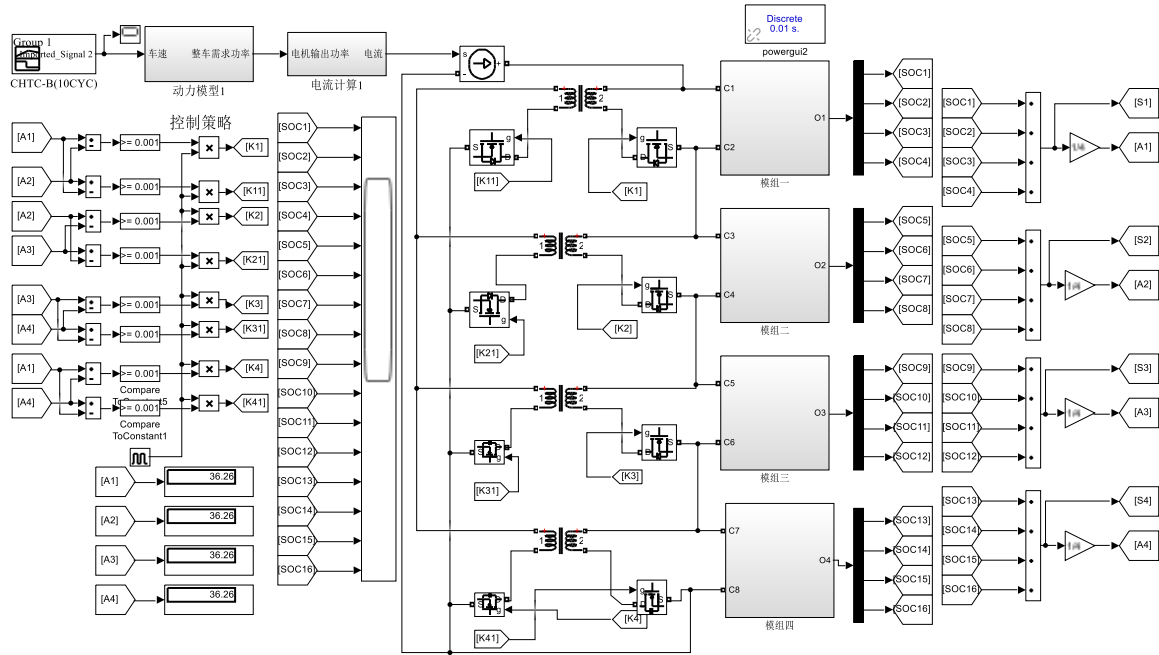


图 5-22 工况下电池模组串联多模块变压器仿真实验模型

Fig.5-22 Simulation experimental model of battery module series multi-module transformer under working conditions

5.6.3 仿真结果及分析

工况下传统 Buck-Boost 仿真结果如图 5-23 所示，工况下改进型 Buck-Boost 仿真结果如图 5-24 所示，工况下多模块变压器仿真结果如图 5-25 所示。

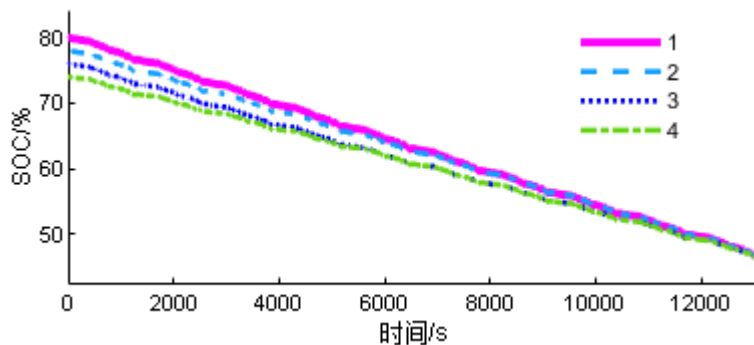


图 5-23 工况下传统 Buck-Boost 仿真结果

Fig.5-23 Simulation result of traditional Buck-Boost under working conditions

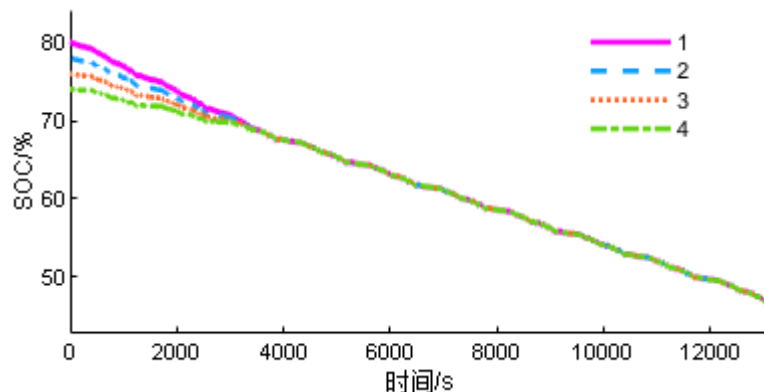


图 5-24 工况下改进型 Buck-Boost 仿真结果

Fig.5-24 Improved Buck-Boost simulation result under working conditions

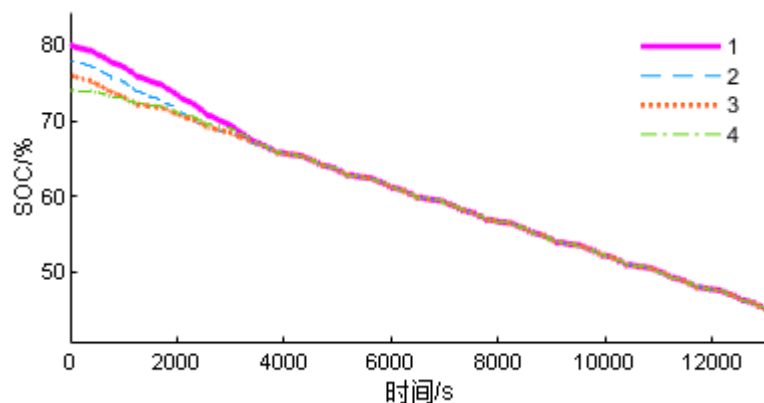


图 5-25 工况下多模块变压器仿真结果

Fig.5-25 Simulation result of multi-module transformer under working conditions

由图 5-23、图 5-24 可知，工况下传统 Buck-Boost 均衡过程在 12000s 时，1 号电池与 4 号电池 SOC 趋于一致，原因是首尾电池均衡路线长。改进型 Buck-Boost 主动均衡在 3630s 时 4 节电池 SOC 已趋于一致，均衡速率是传统 Buck-Boost 主动均衡的 3.3 倍，再次体现了改进型 Buck-Boost 主动均衡在均衡速率上的优势。由图 5-24 改进型 Buck-Boost 主动均衡在 3630s 时 4 节电池 SOC 趋于一致，图 5-25 工况下多模块变压器 4 节电池在 3654s 时 SOC 趋于一致，二者在均衡速率上相当，但由于变压器体积较大问题，在单体数量较多时增加了控制器的体积不利于工程实际应用。

根据 5.6.3 所搭建的工况下底层传统型 Buck-Boost 模组并联主动均衡和工况下底层改进型 Buck-Boost 模组并联主动均衡仿真实验，图 5-26 为底层传统型 Buck-Boost 模组并联式主动均衡仿真结果，图 5-27 为底层改进型 Buck-Boost 模组并联式主动均衡仿真结果。

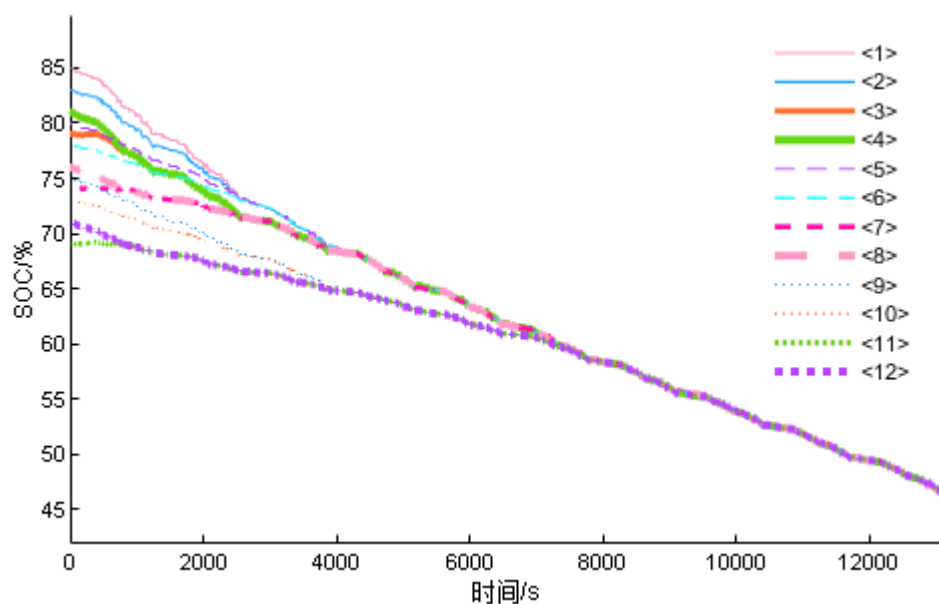


图 5-26 工况下底层传统型 Buck-Boost 模组并联仿真结果图

Fig.5-26 Simulation result diagram of the parallel connection of the underlying traditional Buck-Boost module under working conditions

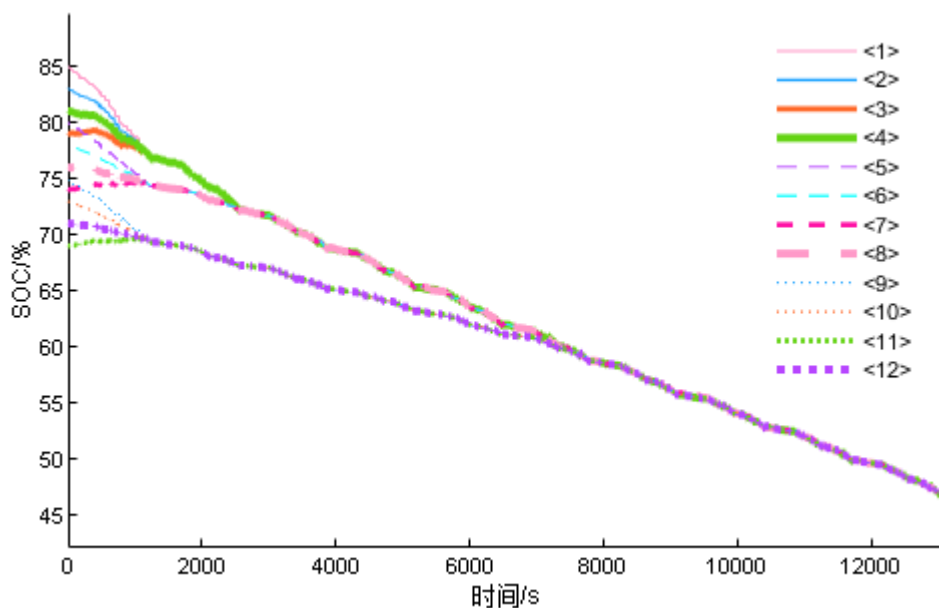


图 5-27 工况下底层改进型 Buck-Boost 模组并联仿真结果

Fig.5-27 Simulation result of the parallel connection of the bottom improved Buck-Boost module under working conditions

由图 5-26、图 5-27 可知，在工况下底层传统型 Buck-Boost 模组并联主动均衡显示电池模组 1 和电池模组 2 的单体在 4320s 时 SOC 趋于一致，在 7480s 时 SOC 完全趋于一致。而改进型 Buck-Boost 模组并联主动均衡 3 个模组的单体 SOC 分别在 1150s 时已趋于一致，电池模组 1 和电池模组 2 的 SOC 在 2540s 时趋于一致，3 个模组在 7450s 时趋于一致。由此可知，改进型 Buck-Boost 在模组并联均衡过程中均衡速率优势明显。

根据 5.6.2 所搭建工况下电池模组串联多模块变压器仿真结果如图 5-28 所示。

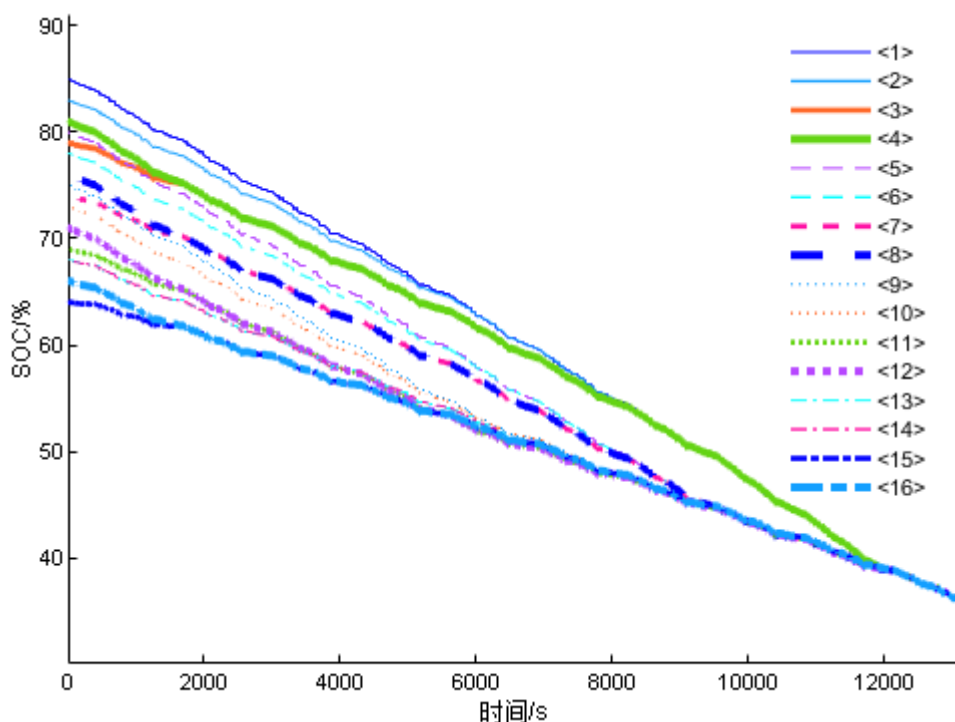


图 5-28 工况下电池模组串联多模块变压器仿真结果

Fig.5-28 Simulation results of battery module series multi-module transformer under working conditions

由图 5-28 可知，底层单体串联和顶层模组串联在多模块变压器主动均衡时，每个不同 SOC 单体的变化各不相同，呈现出 SOC 值高的单体放电速度比 SOC 低的单体放电速度快，最低 SOC 值的单体以较小电流放电，最高 SOC 值的单体以最大电流放电。电池模组 3 和电池模组 4 的 SOC 先趋于一致，随之电池模组 2 与电池模组 3 和 4 均衡完成，最后 4 个电池模组在 12000s 时完成均衡。

5.7 小结

本章简单分析了均衡变量的选取，分析了主动均衡的原理和均衡的启闭条件；针对单层主动均衡对集中 LR 主动均衡、多模块变压器主动均衡以及传统 Buck-Boost 主动均衡进行改进，对比了传统 Buck-Boost 主动均衡和改进型 Buck-Boost 主动均衡。设计了双层主动均衡先串联后并联和以一组串联单体作为模组再串联式模组主动均衡，分别以底层“差值-均值”控制策略，顶层采用外接电源式主动均衡和多模块变压器主动均衡。将设计的主动均衡与第 3 章设计的动力系统在 MATLAB/Simulink 环境下搭建中国城市客车行驶工况(CHTC-B)10 个循环工况下主动均衡仿真实验模型。在此工况下验证了改进型 Buck-Boost 主动均衡的速率高和多模块变压器主动均衡效率高的实际工程应用。

总结及展望

1 全文总结

(1) 为改善使用过程中动力电池组的不一致性, 延长其使用寿命及续航里程, 本文以磷酸铁锂电池为研究对象, 首先描述了锂电池估算研究现状、主动均衡技术现状和均衡控制算法研究现状。针对动力电池组 SOC 估算问题, 概述了工作原理和电池常用等效模型, 详细分析了工程易实现的电路等效模型, 采用二阶 RC 电路等效模型, 通过参数辨识和扩展卡尔曼滤波 SOC 估算方法验证了模型的有效性, 搭建了某款 8m 纯电动城市客车动力系统, 在中国城市道路工况(CHTC-B)下对比了安时积分法和二阶 RC 等效电路模型扩展卡尔曼滤波算法进行 SOC 估算的精确性。

(2) 针对电池均衡问题, 概述了不一致性产生的原因、表现形式及改善方法。重点针对改善不一致方法中的均衡方法, 通过对主动均衡电路拓扑分析, 设计了电池单体间均衡电路拓扑结构和电池模组间均衡电路拓扑结构, 电池单体均衡中研究了集中电感式主动均衡, 多模块变压器主动均衡, 传统 Buck-Boost 主动均衡, 并对传统 Buck-Boost 主动均衡进行了改进, 通过仿真研究改进后的 Buck-Boost 主动均衡提高了均衡的速率和效率, 解决了传统 Buck-Boost 主动均衡首尾电池无法均衡而速率低的问题。对电池模组主动均衡方面设计了电池单体串联后再并联的双层主动均衡和以某一组单体串联作为模组, 再将模组串联后的双层主动均衡。电池模组并联主动均衡中, 底层采用“差值-均值”控制策略和顶层采用外接电源式主动均衡控制策略; 电池模组串联主动均衡中, 底层采用“均差值-均值”控制策略和顶层采用多模块变压器控制策略进行电池模组均衡, 此均衡提高了均衡效率。

2 工作展望

本文主要针对动力电池 SOC 估算和电池均衡方面除本文所做工作外, 仍有一些问题需要进一步讨论和研究, 今后改进方向有以下两点。

(1) 对动力电池 SOC 估算经过仿真实验在 8m 纯电动城市客车进行了工况验证, 有条件通过“硬件在环”试验后再进行实车验证。

(2) 对主动均衡技术后续在电池组实验台架上试验后再进行实车验证。

参考文献

- [1] 马建,刘晓东,陈轶嵩,等.中国新能源汽车产业与技术发展现状及对策[J].中国公路学报,2018,31(08):1-19.
- [2] 谢明洁.电动汽车发展现状及前景[J].中国科技信息,2013(22):120-122.
- [3] SCHMUCH R, WAGNER R, HÖRPEL G, et al. Performance and cost of materials for lithium-based rechargeable automotive batteries[J]. Nature Energy, 2018, 3(4): 267-278.
- [4] MENG J, RICCO M, LUO G, et al. An overview and comparison of online implementable SOC estimation methods for lithium-ion battery [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 54(2): 1583-1591.
- [5] 王天福,刘强,李志强.动力锂电池组充放电智能管理系统设计与实现[J].电源技术,2011, 35(09): 1069-1071.
- [6] Stuart T A, Zhu W. Modularized battery management for large lithium cells [J]. Journal of Power Sources, 2011,196(1):458-464.
- [7] LIU K L, HU X S, WEI Z B, et al. Modified Gaussian process regression models for cyclic capacity prediction of lithium-ion batteries [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(4): 1225-1236.
- [8] Hu X, Feng F, Liu K, et al. State estimation for advanced battery management: Key challenges and future trends[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2019, 114: 109334.
- [9] Liu J, Chen Y, Fathy H K. Nonlinear model-predictive optimal control of an active cell-to-cell lithium-ion battery pack balancing circuit[J]. IFAC-PapersOnLine, 2017, 50(1): 14483-14488.
- [10] 李顶根,李竟成,李建林.电动汽车锂电池能量管理系统研究[J].仪器仪表学报,2007(08):1522-1527.
- [11] 高洋. 三元材料锂电池老化诊断、评估与建模方法[D].北京:北京交通大学,2019.
- [12] 张宝利. 基于功能安全的电动汽车电池管理系统架构设计[D].北京:北京交通大学,2019.
- [13] 何磊. 电动汽车锂电池建模及 SOC 估计方法研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2012.
- [14] 王维强,张吉,张力,等.基于三阶 RC 网络的等效电路电池模型[J].电池,2019,49(03):212-216.
- [15] 程燕兵,韩如成.锂电池 PNGV 模型与二阶 RC 模型分析与比较[J].太原科技大学学报,2019, 40(06):430-436.
- [16] Ng K S, Moo C S, Chen Y P, et al. Enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of-health of lithium-ion batteries [J]. Applied energy, 2009, 86(9): 1506-1511.

- [17] Abu-Sharkh S, Doerffel D. Rapid test and non-linear model characterisation of solid-state lithium-ion batteries[J]. Journal of Power sources, 2004, 130(1-2): 266-274.
- [18] Plett G L. Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 1. Background [J]. Journal of Power sources, 2004, 134(2): 252-261.
- [19] AbolhassaniMonfared N, Gharib N, Moqtaderi H, et al. Prediction of state-of-charge effects on lead-acid battery characteristics using neural network parameter modifier [J]. Journal of power sources, 2006, 158(2): 932-935.
- [20] Li I H, Wang W Y, Su S F, et al. A merged fuzzy neural network and its applications in battery state-of-charge estimation [J]. Energy Conversion, 2007, 22(3): 697-708.
- [21] Hu Xiaosong, Sun Fengchun, Cheng Ximing. Fuzzy model for estimation of the state-of-charge of lithium-ion batteries for electric vehicles [J]. Journal of Beijing Beijing Institute of Technology, 2010, 19(4): 416-421.
- [22] Wang B, Qin F, Zhao X, et al. Equalization of series connected lithium-ion batteries based on back propagation neural network and fuzzy logic control[J]. International Journal of Energy Research, 2020, 44(6): 4812-4826.
- [23] Lu C, Kang L, Luo X, et al. A novel lithium battery equalization circuit with any number of inductors[J]. Energies, 2019, 12(24): 4764.
- [24] 蔡敏怡,张娥,林靖,等.串联锂电池组均衡拓扑综述[J].中国电机工程学报,2021,41(15):5294-5311.
- [25] Zhang E, Xu C, Liu G, et al. An active battery equalization scheme for Lithium iron phosphate batteries[J]. Energy Procedia, 2019, 158: 4702-4707.
- [26] 刘威,唐传雨,王天如,等.串联电池组主动均衡拓扑及控制策略研究[J/OL].电源学报:1-14.
- [27] 郭向伟,刘震,耿佳豪,等.基于 LC 储能的串联电池组主动均衡方法研究[J].仪器仪表学报,2020,41(09):242-251.
- [28] 刘征宇,夏登威,姚利阳,等.基于耦合绕组的锂电池组主动均衡方案研究[J].电机与控制学报,2021,25(02):54-64.
- [29] 陈洋.串联电池组直接均衡拓扑结构及路径优化策略研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2018.
- [30] 刘辉.基于预测控制的锂电池均衡系统设计[D].重庆:重庆大学,2018.
- [31] 陈洋.串联电池组复杂失衡控制策略研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [32] 龚敏明,王占国,马泽宇,等.锂电池组在线均衡系统设计[J].电源技术,2016,40(03):539-542.
- [33] Zhang W, Wang L, Wang L, et al. An improved adaptive estimator for state-of-charge estimation of

- lithium-ion batteries[J]. Journal of Power Sources, 2018, 402: 422-433.
- [34] 颜学龙,谭霖宸.基于 ASECKF 算法的锂电池荷电状态估计方法[J].桂林电子科技大学学报,2019,39(03):229-235.
- [35] Xiong R, Gong X, Mi C C, et al. A robust state-of-charge estimator for multiple types of lithium-ion batteries using adaptive extended Kalman filter[J]. Journal of Power Sources, 2013, 243: 805-816.
- [36] 唐贤文,罗卫,吕杰,等.锂电池成组不一致性研究[J].电源技术,2019,43(1):64-66,90.
- [37] 周方方.退役磷酸铁锂动力电池不一致性研究[D].大连:大连理工大学, 2015.
- [38] Feng F, Hu X, Liu J, et al. A review of equalization strategies for series battery packs: variables, objectives, and algorithms[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2019, 116: 109464.
- [39] Dou Y, Zhang X. Study on equalizer and equilibrium strategy of battery[C]//2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2017: 1-4.
- [40] Liu D. Research on portable balance devices and balancing strategy for batteries[C]//2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). IEEE, 2016: 379-384.
- [41] Yu W B, Liu W Q, Wei L, et al. The Research of Equalizing Charge Control Strategy for Series Connected Power Battery[C]//Applied Mechanics and Materials. Trans Tech Publications Ltd, 2015, 701: 793-798.
- [42] He H, Xiong R, Zhang X, et al. State-of-charge estimation of the lithium-ion battery using an adaptive extended Kalman filter based on an improved Thevenin model[J]. IEEE Transactions on vehicular technology, 2011, 60(4): 1461-1469.
- [43] Gao L, Liu S, Dougal R A. Dynamic lithium-ion battery model for system simulation[J]. IEEE transactions on components and packaging technologies, 2002, 25(3): 495-505.
- [44] 钱能,严运兵,李文杰,等.磷酸铁锂电池 Thevenin 等效模型的改进[J].电池,2018,48(04):257-261.
- [45] Tong S, Lacap J H, Park J W. Battery state of charge estimation using a load-classifying neural network[J]. Journal of Energy Storage, 2016, 7: 236-243.
- [46] 侯恩广,乔昕,刘广敏,等.动力锂电池 SOC 估计的建模与仿真[J].计算机仿真,2014,31(02):193-196.
- [47] Zhang J, Wei Y, Qi H. State of charge estimation of LiFePO₄ batteries based on online parameter identification[J]. Applied Mathematical Modelling, 2016, 40(11-12): 6040-6050.
- [48] Pérez G, Garmendia M, Reynaud J F, et al. Enhanced closed loop State of Charge estimator for lithium-ion batteries based on Extended Kalman Filter[J]. Applied Energy, 2015, 155: 834-845.
- [49] 刘艳莉,戴胜,程泽,等.基于有限差分扩展卡尔曼滤波的锂电池 SOC 估计[J].电工技术学

报,2014,29(01):221-228.

- [50] Liu G, Xu C, Jiang K, et al. State of charge and model parameters estimation of liquid metal batteries based on adaptive unscented Kalman filter[J]. Energy Procedia, 2019, 158: 4477-4482.
- [51] Sun J, Zhu C, Lu R, et al. Development of an optimized algorithm for bidirectional equalization in lithium-ion batteries[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(3): 775-785.
- [52] 唐贤文,罗卫,吕杰,等.锂电池成组不一致性研究[J].电源技术,2019,43(01):64-66+90.
- [53] 郭向伟,司阳,李文彪,等.串联电池组双目标混合均衡控制研究[J].电源学报,2021,19(05):185-190.
- [54] 郭光朝,李相俊,张亮,等.单体电压不一致性对锂电池储能系统容量衰减的影响[J].电力建设,2016,37(11):23-28.
- [55] 黄保帅,张巍.基于单体一致性对动力锂电池性能的影响研究[J].电源技术,2018,42(09):1310-1311+1320.
- [56] 吴宇平,戴晓兵,马军旗.《锂离子电池-应用与实践》[M].化学工业出版社,2004.
- [57] 冀承林. 动力锂电池一致性制造工艺研究[D].保定:河北工业大学,2017.
- [58] 宰云肖,韩建威,李源,等.金属铜对 MH-Ni 电池微短路的影响[J].电池工业,2012,17(02):78-80.
- [59] 周龙,郑岳久.车用磷酸铁锂电池高温搁置前后的性能研究[J].电源技术,2018,42(12):1790-1793.
- [60] 许涛,宫璐,方雷,等.锂电池自放电的研究进展[J].电池,2016,46(01):49-51.
- [61] 陈萍,李瑜,张佳璐,等.放电倍率对电池配组一致性的影响研究[J].电源技术,2013,37(03):427-429+477.
- [62] 邵玉龙. 电动汽车 BMS 关键技术研究及硬件在环测试系统构建[D].长春:吉林大学,2018.
- [63] 李胜,杨林.碱性锌锰电池生产设备的进展和发展方向[J].电池,2015,45(04):225-227.
- [64] Nguyen N, Oruganti S K, Na K, et al. An adaptive backward control battery equalization system for serially connected lithium-ion battery packs[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(8): 3651-3660.
- [65] Fares A M, Klumpner C, Sumner M. Optimising the structure of a cascaded modular battery system for enhancing the performance of battery packs[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(17): 3862-3866.