

DOI: 10.7652/xjtuxb201908020

结合变压器正反激原理的动力电池主动均衡方法

李玉^{1,2,3}, 徐俊^{1,2,3}, 彭程^{1,2,3}, 梅雪松^{1,2,3}

(1. 西安交通大学陕西省智能机器人重点实验室, 710049, 西安; 2. 西安交通大学机械制造与系统工程国家重点实验室, 710049, 西安; 3. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为了解决动力电池状态不一致导致电动汽车电池组容量下降的问题,提出了一种结合变压器正反激原理的动力电池主动均衡方法。该方法首先将变压器作为能量转移器件,实现电池组的均衡系统模组化,均衡模组内电池通过变压器正激原理进行均衡,模组与电池组间利用变压器反激原理进行均衡;然后,根据能量转移方向的不同,分别实现能量从电池组向均衡模组或均衡模组向电池组转移的两种均衡模式;最后,采用基于电池电压的控制策略,通过判断电池电压状态选择相应的均衡模式,实现不同均衡模组的同步均衡。搭建了均衡实验平台,在静置和美国城市循环工况测试条件下,分别验证所提出均衡方法和控制策略的有效性,实验结果表明,与传统基于变压器的均衡方法相比,提出的结合变压器正反激原理的均衡方法具有更快的均衡速度,平均均衡速度可达0.097 mV/s。

关键词: 动力电池;主动均衡;正激原理;反激原理

中图分类号: TM912 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)08-0151-08

An Active Equalization Technology for Power Batteries Based on Forward-Flyback Principle of Transformers

LI Yu^{1,2,3}, XU Jun^{1,2,3}, PENG Cheng^{1,2,3}, MEI Xuesong^{1,2,3}

(1. Shaanxi Provincial Key Laboratory of Intelligent Robots, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

3. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: An active equalization method combining the forward and flyback principles of transformer is designed to solve the problem of the inconsistent battery states of power batteries. Firstly, a transformer is utilized as an energy transfer device to realize the modularization of the equalization system of a battery pack. Batteries in the equalization module are equalized by the forward principle of transformer, while the module and the battery pack are balanced by using the flyback principle of transformer. Then, it depends on the direction of the charge transfer that two equalization modes of energy transfer can be implemented, i. e., energy transfers from the battery pack to the equalization module or from the equalization module to battery pack. Finally, a control strategy based on battery voltage is used to judge the voltage state of batteries and to select a corresponding equalization mode so that the synchronous equalization of different equalization modules is achieved. A battery equalization experimental platform is established, and effectiveness of the proposed equalization method and the control strategy are verified under the

收稿日期: 2019-01-07。 作者简介: 李玉(1994—),男,硕士生;徐俊(通信作者),男,副教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51405374);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(xjj2018043)。

网络出版时间: 2019-04-22

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20190422.0912.002.html>

static condition and the Urban Dynamometer Driving Schedule. Results and a comparison with the traditional transformer-based equalization method show that the proposed equalization method has a faster equalization speed, and its average equalization speed is 0.097 mV/s.

Keywords: power battery; active equalization; forward principle; flyback principle

随着电动汽车的快速发展,锂离子电池因具有自放电率低、电压水平高、充电效率高、能量密度高、没有记忆效应等优点而被广泛应用^[1-2]。为了达到电动汽车所需要的输出电压和续航里程,需要将许多单体电池串并联连接构成电池组^[3-5]。然而,由于制造和使用环境的差异,电池组中的电池状态存在不一致现象,导致电池组容量下降,甚至出现起火、爆炸等危险^[6-7]。电池均衡是目前解决电池不一致问题的有效方法^[8]。

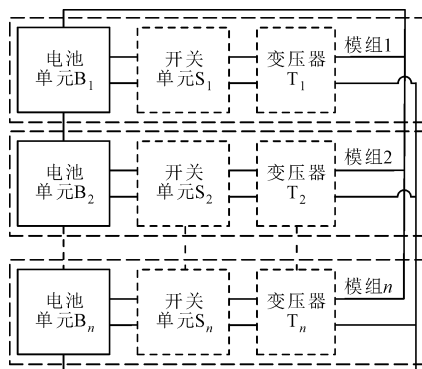
常见的电池均衡方法有被动均衡和主动均衡^[9-10]:被动均衡方法主要采用耗散元件将电池多余的能量以热能的形式耗散,结构简单,但能量损耗严重,均衡效率较低,热管理难度大^[11];主动均衡方法因可以有效提高均衡速度和效率而被广泛研究。根据能量转移器件的不同,主动均衡可以分为基于电感、电容、变压器等均衡方法^[12]。基于电感的均衡方法只能在相邻电池单体间实现能量的直接转移,在不相邻电池间均衡时,能量需经多次中间转换,均衡效率和速度大大降低^[13-14];基于电容的均衡方法受限于均衡电池间的电压差,电压差较小时,均衡能力较差,甚至无法均衡^[15-16];基于变压器的均衡方法分为反激和正激的均衡方法^[17-20],其中基于变压器反激原理的均衡方法,由于每节单体电池需要变压器及控制信号,元器件和控制信号数量较多,因此系统成本高^[17],基于变压器正激原理的均衡方法,由于增加了额外的去磁电路,因而使得结构体积大、成本高^[18]。

电动汽车电池均衡系统要求均衡电路具有较少的元器件数量、简单的控制复杂度、较快的均衡速度、低的系统成本,而上述的均衡方法或多或少存在一些问题,因此本文基于传统变压器均衡方法提出了一种结合变压器正反激原理的电池单元与电池组间均衡方法。该方法将变压器正激与反激原理相结合,同一电池单元内的电池采用变压器正激原理实现均衡,电池单元与电池组间采用变压器反激原理实现均衡。首先,设计了一种均衡电路的拓扑结构,分别分析了在两种工作模式下的均衡原理和实现条件。并设计了相应的均衡控制策略,在不同条件下选择对应的均衡模式。然后,搭建电池均衡实验平

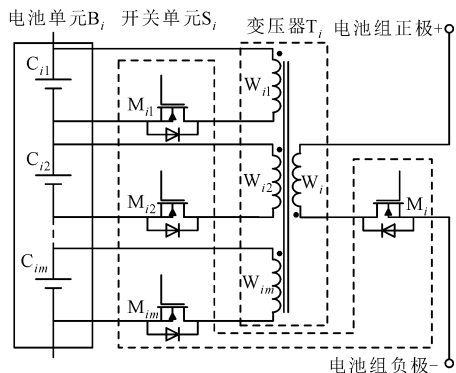
台,验证所提出的均衡方法和控制策略的可行性和有效性。实验结果表明,结合变压器正反激原理的电池均衡方法能够在使用较少的元器件、无需去磁电路、结构成本低的情况下达到良好的均衡效果。

1 均衡电路设计

电池均衡方法是利用适当的均衡电路拓扑结构,使能量在电池间或电池与电池组间转移,从而消除电池间的差异,保证电池组中各单体电池处于均衡状态。本文提出的结合变压器正反激原理的主动均衡方法,可以同时实现电池间和电池与电池组间的均衡。整体均衡结构如图1a所示,均衡系统分为 n 个均衡模组,每个模组中包含电池单元、开关单元和变压器。以第 i 个模组为例,均衡结构如图1b所示,电池单元 B_i 由 m 个相邻的电池 C_{ij} ($j=1,2,\dots,m$)组成;开关单元 S_i 由电池组对应的MOS管 M_i 和电池对应的 m 个MOS管 M_{ij} ($j=1,2,\dots,m$)构



(a) 整体均衡结构



(b) 第 i 个模组均衡结构

图1 均衡拓扑结构

成;变压器 T_i 有 $m+1$ 个绕组,一次侧对应绕组 W_i ,其两端分别与电池组正负极相连,二次侧的 m 个绕组 $W_{ij}(j=1,2,\dots,m)$ 分别连接电池单元中 m 节电池。

如图 1 所设计的结合变压器正反激的主动均衡结构,均衡系统实现模组化,同一模组内的电池共用变压器,均衡元器件数量明显减少;在均衡过程中,电池单元内由于变压器正激均衡产生的剩余磁能是由电池单元与电池组间的反激变压器消除,不需要额外的消磁电路,均衡元器件数量进一步减少;一个均衡模组只需一对互补的 PWM 信号分别控制电池组和均衡模组内电池对应的 MOS 管,大大降低了 MOS 管驱动电路的控制信号数量和控制复杂度;各模块互不影响,可以同时独立实施均衡,能量可以在电池组与电池单元间实现双向流动,使得均衡电路具有较快的均衡速度,使用成本降低;利用变压器反激原理实现电池组与电池单元间能量转移的同时,电池单元内的电池利用变压器正激原理实现均衡,变压器的磁芯充分利用,功率密度较高。

2 均衡电路工作原理

根据本文所提出的一种结合变压器正反激原理的主动均衡电路,每个均衡模组只需要一对互补的 PWM 信号控制相应的 MOS 管,即 PWM+ 和 PWM-。其中, PWM- 控制信号是为了防止由 MOS 管体二极管压降造成能量损失。根据能量转移方向的不同,均衡系统分为两种工作模式:电池组向电池单元充电以及电池单元向电池组放电。

为了简化均衡原理的分析过程,做以下假设:

(1) 每个均衡模组的电池单元中包含两个串联的电池单体,即模组中 $m=2$;

(2) 电池单元与电池组电压关系如下

$$\begin{aligned} V_{\text{ave},1} &= \frac{V_{C11} + V_{C12}}{2} < \\ V_{\text{ave},p} &= \frac{V_{C11} + V_{C12} + \dots + V_{Cn2}}{2n} < \\ V_{\text{ave},2} &= \frac{V_{C21} + V_{C22}}{2} \end{aligned} \quad (1)$$

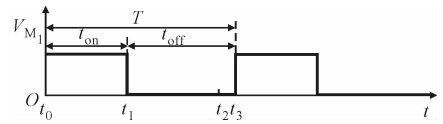
式中: $V_{\text{ave},1}$ 和 $V_{\text{ave},2}$ 分别为电池单元 1 和电池单元 2 的平均电压; $V_{\text{ave},p}$ 为电池组平均电压。

2.1 电池组向电池单元充电

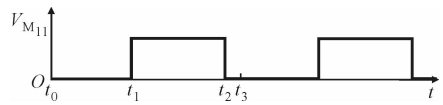
对于电池组向电池单元充电的均衡模式,均衡过程分为 3 个阶段。第 1 阶段,电荷从电池组转移至变压器一次侧绕组;第 2 阶段,变压器将储存的电

荷转移至电池单元;第 3 阶段,将所有 MOS 管关断以保证电路运行在断续模式(DCM)。以电池组向电池单元 1 转移电荷为例,均衡过程中的关键波形如图 2 所示。

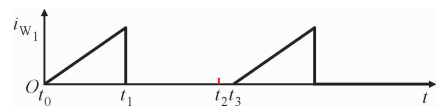
第 1 阶段(t_0-t_1):如图 2a 所示,在 t_0 时刻, MOS 管 M_1 导通,电池组与 M_1 、变压器 T_1 的一次侧绕组 W_1 形成闭合回路。电荷从电池组转移至绕组 W_1 ,电流变化如图 3a 所示。为了计算简便,忽略电流环路中的内阻。



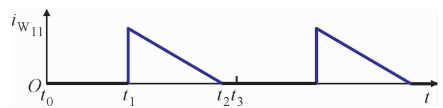
(a) MOS 管 M_1 上的电压波形



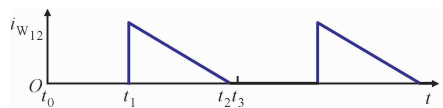
(b) MOS 管 M_{11} 上的电压波形



(c) 变压器 T_1 一次侧绕组 W_1 上的电流波形



(d) 变压器 T_1 二次侧绕组 W_{11} 上的电流波形



(e) 变压器 T_1 二次侧绕组 W_{12} 上的电流波形

图 2 电池组向电池单元充电关键波形

根据基尔霍夫电压定律,通过一次侧绕组 W_1 的电流 i_{W_1} 与其两端电压 V_{W_1} 的关系如下

$$V_{W_1} = L_1 \frac{di_{W_1}(t)}{dt} \quad (2)$$

式中: L_1 为变压器 T_1 一次侧绕组 W_1 的电感值。

由于变压器工作在 DCM 下,初始电流 $i_{W_1,t_0} = 0$,解一阶微分方程式(2)可得流经绕组 W_1 的电流

$$i_{W_1}(t) = \int \frac{V_{W_1}}{L_1} dt = \frac{V_{W_1}}{L_1} (t - t_0) \quad (3)$$

M_1 导通时,绕组线圈 W_1 两端的电压值 V_{W_1} 近似等于电池组端电压

$$V_p V_{W_1} = V_p \quad (4)$$

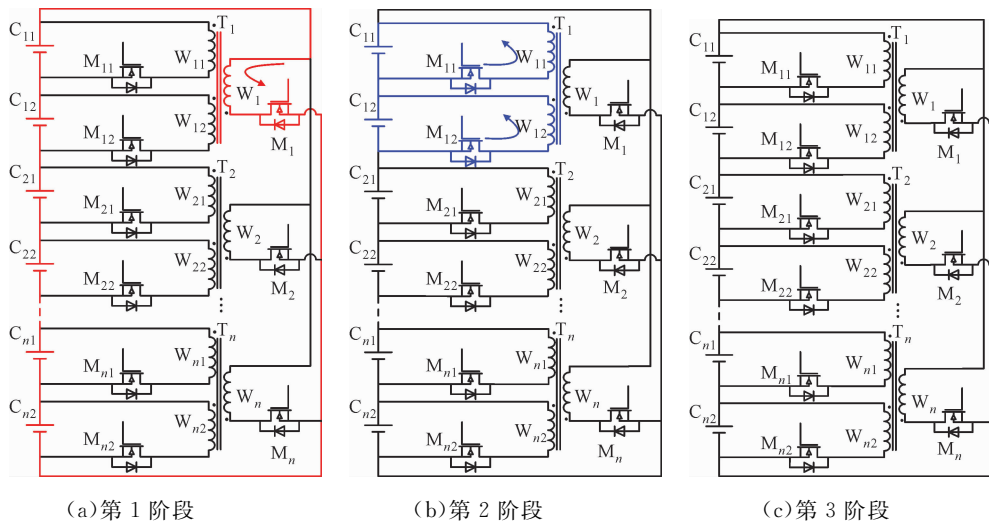


图3 电池组向电池单元充电均衡过程分析

因此,如图2c所示,当 $t=t_1$ 时,电流达到最大值,峰值电流 $I_{W_1, \text{peak}}$ 为

$$I_{W_1, \text{peak}} = i_{1, t_1} = \frac{V_{W_1}}{L_1} (t_1 - t_0) = \frac{V_p}{L_1} (t_1 - t_0) \quad (5)$$

第2阶段($t_1 - t_2$):如图2b所示,在 t_1 时刻, M_1 关断的同时, M_{11} 和 M_{12} 导通。电池单体 C_{11} 与 M_{11} 、变压器 T_1 的二次侧绕组 W_{11} 形成闭合回路;电池单体 C_{12} 与 M_{12} 、二次侧绕组 W_{12} 形成闭合回路。电荷从变压器转移至电池单元,电流变化如图3b所示。

根据安培环路定则,可得

$$N_{11} i_{W_{11}, t_1} + N_{12} i_{W_{12}, t_1} = N_1 i_{W_1, t_1} = N_1 I_{W_1, \text{peak}} \quad (6)$$

式中: N_{11} 和 N_{12} 分别为绕组 W_{11} 和 W_{12} 的匝数; N_1 为绕组 W_1 的匝数; $i_{W_{11}}$ 和 $i_{W_{12}}$ 分别为通过绕组 W_{11} 和 W_{12} 的电流。

由于各电池均衡结构对称,因此,变压器二次侧绕组匝数和电感值均相同,令

$$N_{11} = N_{12} = N_{10} \quad (7)$$

$$L_{11} = L_{12} = L_{10} \quad (8)$$

结合式(6)(7)可得

$$i_{W_{11}, t_1} + i_{W_{12}, t_1} = \frac{N_1}{N_{10}} i_{W_1, t_1} \quad (9)$$

根据基尔霍夫电压定律,可得如下关系

$$L_{10} \frac{di_{W_{11}}(t)}{dt} = -V_{W_{11}} \quad (10)$$

$$L_{10} \frac{di_{W_{12}}(t)}{dt} = -V_{W_{12}} \quad (11)$$

式中: $V_{W_{11}}$ 和 $V_{W_{12}}$ 分别为绕组 W_{11} 和 W_{12} 端电压。

流经绕组 W_{11} 和 W_{12} 的电流波形如图2d和图2e所示,电池 C_{11} 和 C_{12} 的充电电流可表示为

$$i_{C_{11}}(t) = i_{W_{11}}(t) = i_{W_{11}, t_1} - \frac{V_{W_{11}}}{L_{10}} (t - t_1) \quad (12)$$

$$i_{C_{12}}(t) = i_{W_{12}}(t) = i_{W_{12}, t_1} - \frac{V_{W_{12}}}{L_{10}} (t - t_1) \quad (13)$$

如式(12)和(13)所示,电池充电电流与其端电压成反比,因此,具有越低电压的电池,其充电电流越大,满足均衡结构设计要求。

第3阶段($t_2 - t_3$):在此阶段,关闭均衡电路中的所有MOS管,确保变压器工作在DCM中。

2.2 电池单元向电池组放电

对于电池单元向电池组放电的均衡模式,电荷转移方向与前一模式相反。以电池单元2向电池组转移电荷为例,关键波形如图4所示,均衡过程同样可分为3个阶段。

第1阶段($t_0 - t_1$):如图4a所示, M_{21} 和 M_{22} 同时导通,电荷从电池 C_{21} 和 C_{22} 分别转移至变压器 T_2 的二次侧绕组 W_{21} 和 W_{22} ,电流流动如图5a所示。

流经绕组 W_{21} 和 W_{22} 的电流波形如图2c和图2d所示,根据基尔霍夫电压定律,流过绕组 W_{21} 和 W_{22} 的电流 $i_{W_{21}}$ 和 $i_{W_{22}}$ 分别可表示为

$$V_{W_{21}} = L_{21} \frac{di_{W_{21}}(t)}{dt} \quad (14)$$

式中: L_{21} 为变压器 T_2 二次侧绕组 W_{21} 的电感值。

$$V_{W_{22}} = L_{22} \frac{di_{W_{22}}(t)}{dt} \quad (15)$$

式中: L_{22} 为变压器 T_2 二次侧绕组 W_{22} 的电感值。

由于变压器结构对称,二次侧绕组电感值相同,令

$$L_{21} = L_{22} = L_{20} \quad (16)$$

由于均衡在DCM条件下进行,初始电流为0,通过求解一阶微分方程(14)和(15),可得电池 C_{21} 和 C_{22} 的放电电流为

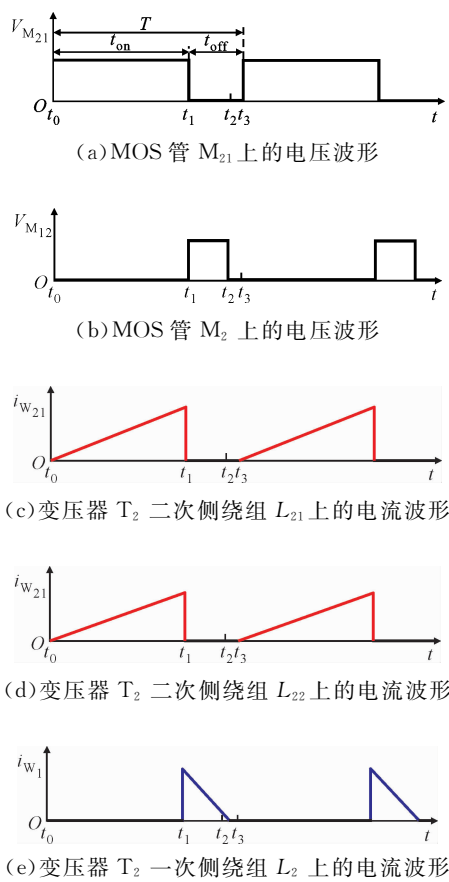


图 4 电池单元向电池组放电关键波形

$$i_{C_{21}}(t) = i_{w_{21}}(t) = \int \frac{V_{w_{21}}}{L_{20}} dt \quad (17)$$

$$i_{C_{22}}(t) = i_{w_{22}}(t) = \int \frac{V_{w_{22}}}{L_{20}} dt \quad (18)$$

从式(17)和(18)可看出,电池放电电流与其端电压存在正比关系,即电压越高的电池放电电流越大,与均衡结构设计一致。

在 $t=t_1$ 时刻,电池 C_{21} 和 C_{22} 的放电电流达到峰值

$$I_{C_{21},peak} = i_{w_{21},t_1} = \frac{V_{w_{21}}}{L_{20}}(t_1 - t_0) \quad (19)$$

$$I_{C_{22},peak} = i_{w_{22},t_1} = \frac{V_{w_{22}}}{L_{20}}(t_1 - t_0) \quad (20)$$

第 2 阶段(t_1-t_2):如图 4b 所示, t_1 时刻, M_{21} 和 M_{22} 关断的同时导通 M_2 ,电流路径如图 5b 所示。根据安培环路定则,此时,变压器 T_2 具有峰值电流 $I_{w_2,peak}$ 为

$$N_{21} i_{w_{21},t_1} + N_{22} i_{w_{22},t_1} = N_2 I_{w_2,peak} \quad (21)$$

式中: N_{21} 和 N_{22} 为绕组 W_{21} 和 W_{22} 的匝数; N_2 为绕组 W_2 的匝数。

根据基尔霍夫电压定律在变压器 T_2 一次侧的放电回路中的应用,可得

$$L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = -V_{w_2} = -V_p \quad (22)$$

式中: V_{w_2} 为一次侧绕组 W_2 的端电压。

如图 4e 所示,根据回路初始电流 i_{w_2,t_1} ,可得流经绕组 W_2 电流

$$i_{w_2}(t) = i_{w_2,t_1} - \frac{V_p}{L_2}(t - t_1) \quad (23)$$

第 3 阶段(t_2-t_3):如图 5c 所示,所有 MOS 管关断,保证均衡运行在 DCM 中。

3 均衡控制策略

均衡控制策略是通过判断电池组中电池的状态,选取对应的均衡工作模式,进而控制相应 MOS 管的通断,达到均衡电池状态的目的。首先设定电压允许差值 $V_0=0.02\text{ V}$,然后,根据检测到的电压

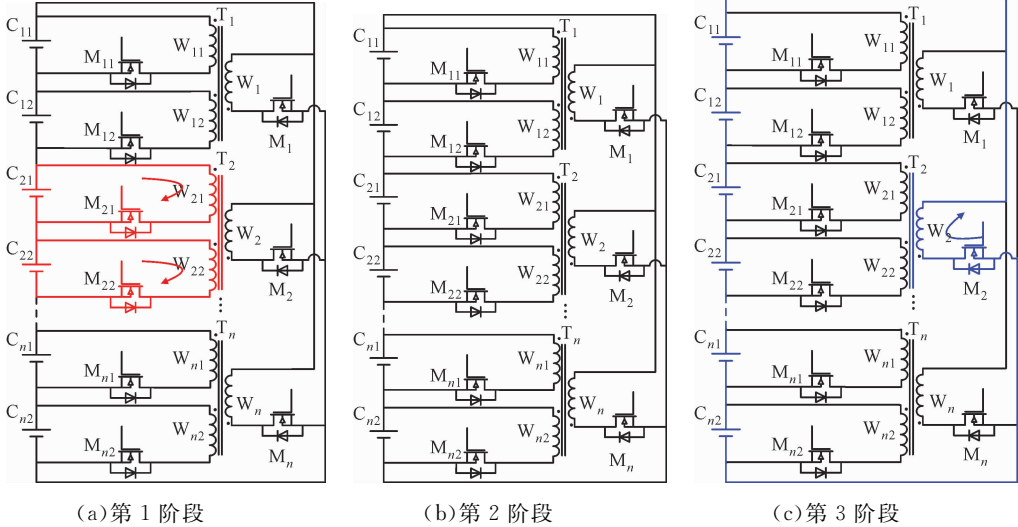


图 5 电池单元向电池组放电均衡过程分析

信息估算电池单元与电池组的电压状态,最后根据电压状态判断是否需要均衡及应当采取的均衡模式。

均衡模式的选取依据是电池组与电池单元的电压差,具体的控制流程如图 6 所示。 $V_{ave,p}$ 表示电池组的电压状态, $V_{ave,i}(i=1,2,\cdots,n)$ 表示各个电池单元的电压状态,当电池组与电池单元间电压状态差值小于设定允许差值 V_0 时,说明电池状态满足一致性要求,不执行均衡命令。当电压状态差值大于设定差值,即 $|V_{ave,p}-V_{ave,i}|>V_0$ 时,说明电池状态不一致程度较大,需要实施均衡。进一步,根据电池组与电池单元电压状态的大小关系,判断需要采取的均衡模式。当电池组电压状态大于电池单元电压状态,即 $V_{ave,p}-V_{ave,i}>V_0$ 时,说明电荷需要从电池组转移至电池单元,则采用电池组向电池单元充电的均衡模式;否则电荷需要从电池单元向电池组转移,采用电池单元向电池组放电的均衡模式。经过一次均衡循环后,继续根据检测到的电压信息判断是否需要均衡及需要采取的均衡模式,直至电池状态达到一致性要求,即电池组中电压差小于设定允许电压差。

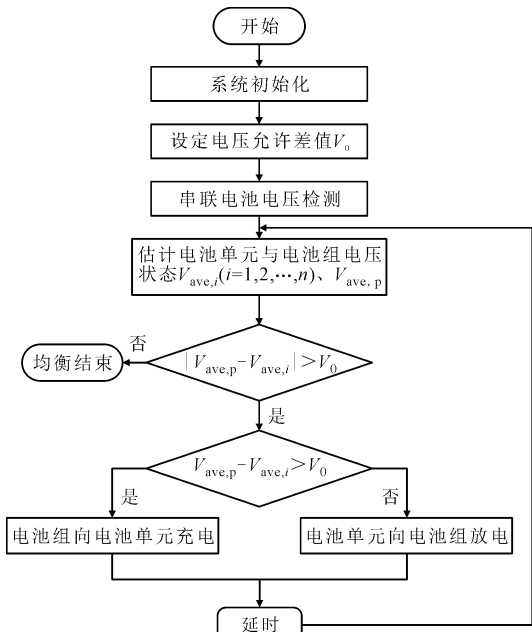


图 6 均衡控制流程

从图 6 中可以看出,控制策略中包括两种均衡工作模式,与本文提出的均衡结构相匹配。因此,采用所提出的均衡方法和控制策略,能够根据电池状态选择适当的均衡模式。

4 实验验证

4.1 实验平台

为了验证所提出的均衡方法和控制策略,搭建

了电池均衡实验平台。实验原理如图 7 所示。首先,将测试电流数据写入控制器。均衡过程中,信号采集电路将电池组的电压信息通过 CAN 发送至控制器,控制器根据信息判断均衡模式并发出 PWM 信号控制均衡电路对电池实施均衡。与此同时,控制器将电池测试数据利用 RS485 发送至程控电源与电子负载,根据测试电流数据的正负,交替控制程控电源对电池组进行充电或控制电子负载对电池组进行放电,使得电池在模拟工况下充放电。上位机实时显示电池状态。

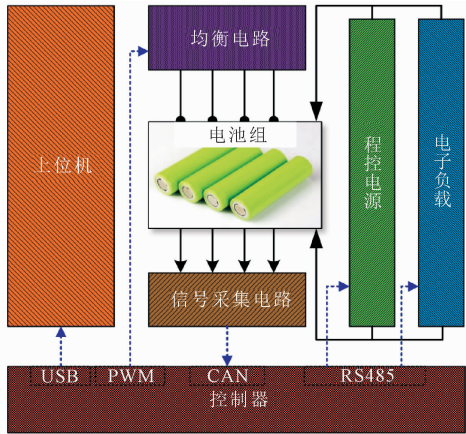


图 7 电池均衡原理图

电池均衡实验平台如图 8 所示。将 4 节容量为 $2\,900\text{ mA}\cdot\text{h}$ 、电压范围为 $2.5\sim4.2\text{ V}$ 的 NCR 18650 电池串联形成电池组,分为两个电池单元;变压器采用 PC44 材料的 PQ20/20 型,一次侧与二次侧绕组电感值分别为 $66.667\text{ }\mu\text{H}$ 和 $8.473\text{ }\mu\text{H}$;开关采用频率为 25 kHz 的 IRF540N 型 MOS 管。

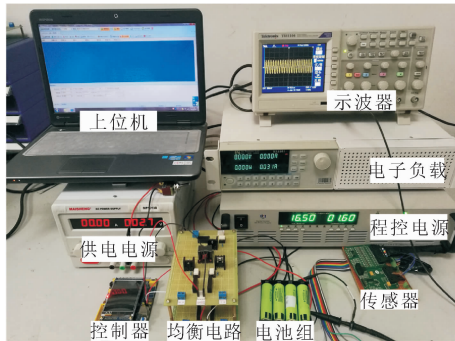


图 8 电池均衡实验平台

4.2 电池均衡实验验证

在所搭建电池均衡控制实验平台的基础上,首先在电池静置的情况下对电池组实施均衡,实验结果如图 9 所示,4 节电池 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{21} 、 C_{22} 初始电压分别为 3.687 、 3.586 、 3.365 和 3.236 V 。初始电压差较大,均衡过程中,高电压电池的电压逐渐下降,

低电压电池的电压逐渐上升。均衡后,电池电压分别为 3.457、3.453、3.445 和 3.443 V,电池电压差值小于设定的允许电压差,均衡效果明显。

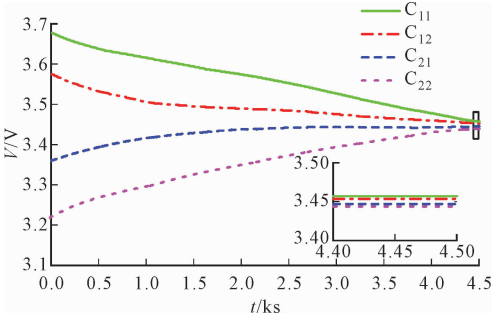


图 9 静置状态下的均衡

综合考虑均衡初始、最终电压差及均衡时间等因素,定义单位时间的均衡速度为

$$v_{\text{bal}} = \frac{|V_0 - V_T|}{T} \tag{24}$$

式中: V_0 和 V_T 分别为均衡初始和最终电压差; T 为均衡时间。

采用本文均衡方法经过 4.5 ks 的均衡,电池组最大压差从 451 mV 降至 14 mV,均衡速度为 0.097 mV/s。将现有的多种均衡方法均衡速度进行对比:文献[19]经过 6.12 ks 的均衡,电池组最大压差从 260 mV 降至 20 mV,均衡速度为 0.039 mV/s;文献[17]虽然均衡时间为 2.34 ks,但电池组最大压差仅从初始的 24.1 mV 降至最终的 13.3 mV,均衡速度为 0.005 mV/s;文献[20]电池组电压变化明显,最大压差从 531 mV 降至 8 mV,但均衡用时 17.49 ks,均衡速度为 0.030 mV/s。相比较而言,结合变压器正反激原理的均衡方法具有较快的均衡速度和良好的均衡效果。

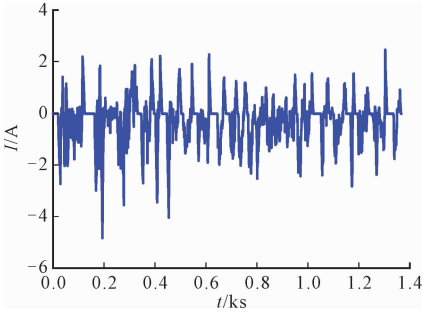


图 10 UDDS 测试电流曲线

进一步验证提出的均衡方法在电动汽车用电池使用过程中的均衡效果,引入美国城市循环工况(UDDS)对电池进行充放电,模拟电池实际使用过程。UDDS 测试电流曲线如图 10 所示。均衡实验过程中,电池电压在 UDDS 测试过程中随着 UDDS

测试电流上下波动,结果如图 11 所示。

由图 11 可知,4 节电池初始电压分别为 4.014、3.953、3.879 和 3.820 V。当均衡持续约 4 300 s 后,4 节电池的最终电压分别为 3.653、3.650、3.645 和 3.641 V。在均衡过程中,电池间的电压差逐渐减小,最大电压差从初始的 0.194 V 降为 0.012 V,小于设定的允许电压差。因此,所提出的电池均衡方法能够实现良好的均衡效果,可有效解决电池不一致问题。

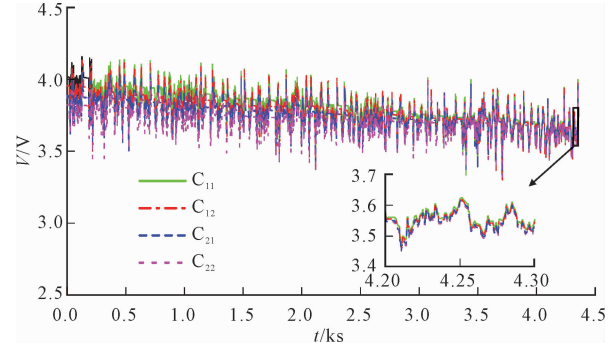


图 11 UDDS 测试条件下的均衡

5 结 论

针对电动汽车动力电池不一致问题,本文提出了一种结合变压器正反激原理的主动均衡方法。首先,设计模组化的均衡电路,实现变压器正反激原理相结合的均衡功能;然后,分析两种均衡模式的工作原理,并结合相应的控制策略,实现两种均衡模式的自动选择;最后,为了验证本文提出的动力电池主动均衡方法的有效性,搭建电池均衡实验平台,分别在静置和 UDDS 测试条件下,模拟动力电池实际工况。实验结果表明,大约经过 4 ks,动力电池组便可实现均衡。与相似类型的几种均衡方法比较,提出的结合变压器正反激原理的主动均衡方法能够在元器件少、控制复杂度低的前提下达到更快的均衡速度。

参考文献:

[1] 于保军,于文函,孙伦杰,等.“十三五”我国纯电动汽车战略规划分析[J]. 汽车工业研究,2018(2): 40-48.
YU Baojun, YU Wenhan, SUN Lunjie, et al. Analysis on the strategic planning of pure electric vehicles in China during the 13th five-year plan [J]. Auto Industry Research, 2018(2): 40-48.
[2] 赵云飞,徐俊,王霄,等. 双自适应衰减卡尔曼滤波锂电池荷电状态估计[J]. 西安交通大学学报,2018,

- 52(12): 99-105.
- ZHAO Yunfei, XU Jun, WANG Xiao, et al. An estimation method for state of charge of lithium-ion batteries using dual adaptive fading extended Kalman filter [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2018, 52(12): 99-105.
- [3] WANG Bin, XU Jun, CAO Binggang, et al. Adaptive mode switch strategy based on simulated annealing optimization of a multi-mode hybrid energy storage system for electric vehicles [J]. Applied Energy, 2017, 194: 596-608.
- [4] 王霄, 徐俊, 曹秉刚, 等. 小波降噪卡尔曼滤波锂电池荷电状态估计 [J]. 西安交通大学学报, 2017, 51(10): 71-76.
- WANG Xiao, XU Jun, CAO Binggang, et al. A Kalman filter SOC estimation method for lithium-ion batteries based on discrete wavelet transform denoising [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2017, 51(10): 71-76.
- [5] XU Jun, CAO Binggang. Battery management system for electric drive vehicles: modelling, state estimation and balancing [M]. Rijeka, Croatia: IntechOpen, 2015: 87-113.
- [6] 王斌, 徐俊, 曹秉刚, 等. 升压型电池-超级电容复合电源的自适应滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(10): 36-41.
- WANG Bin, XU Jun, CAO Binggang, et al. An adaptive sliding-mode control strategy for hybrid power sources of battery-supercapacitor with a boost converter [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(10): 36-41.
- [7] XU Jun, LI Siqi, MI C, et al. SOC based battery cell balancing with a novel topology and reduced component count [J]. Energies, 2013, 6(6): 2726-2740.
- [8] XU Jun, CAO Binggang, WANG Junping. A novel method to balance and reconfigure series-connected battery strings [J]. Energies, 2016, 9(10): 766.
- [9] MANEESUT K, SUPATTI U. Reviews of supercapacitor cell voltage equalizer topologies for EVs [C]// 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 608-611.
- [10] LING Rui, WANG Lizhi, HUANG Xueli, et al. A review of equalization topologies for lithium-ion battery packs [C]// 34th Chinese Control Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 7922-7927.
- [11] DAOWD M, OMAR N, BOSSCHE P V D, et al. A review of passive and active battery balancing based on MATLAB-simulink [C]// 7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 6043010.
- [12] HOQUE M M, HANNAN M A, MOHAMED A, et al. Battery charge equalization controller in electric vehicle applications: a review [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 75: 1363-1385.
- [13] ZHENG Xinxin, LIU Xintian, HE Yao, et al. Active vehicle battery equalization scheme in the condition of constant-voltage/current charging and discharging [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(5): 3714-3723.
- [14] LUKASIEWYCZ M, STEINHORST S, NARAYANASWAMY S. Verification of balancing architectures for modular batteries [C]// 2014 International Conference on Hardware/Software Codesign and System Synthesis. New York, USA: ACM, 2014: a30.
- [15] YE Yuanmao, CHENG K W E. Analysis and design of zero-current switching switched-capacitor cell balancing circuit for series-connected battery/supercapacitor [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 948-955.
- [16] KIM M Y, KIM C H, KIM J H, et al. A chain structure of switched capacitor for improved cell balancing speed of lithium-ion batteries [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3989-3999.
- [17] YANG Daiming, LI Shengyong, QI Guoguang. A bi-directional flyback cell equalizer for series-connected lithium iron phosphate batteries [C]// 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 7398904.
- [18] LI S, MI C C, ZHANG M. A high-efficiency active battery-balancing circuit using multiwinding transformer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(1): 198-207.
- [19] CHEN Y, LIU X, CUI Y, et al. A multiwinding transformer cell-to-cell active equalization method for lithium-ion batteries with reduced number of driving circuits [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4916-4929.
- [20] SHANG Yunlong, CUI Naxin, DUAN Bin, et al. A global modular equalizer based on forward conversion for series-connected battery strings [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1456-1469.

(编辑 刘杨)