

锂电池双向均衡及模型预测控制优化

赵炎锋¹, 王斌¹, 杜睿¹, 徐世福¹, 顾卫平², 王朝晖¹

(1. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安; 2. 陕西德鑫智能科技有限公司, 710075, 西安)

摘要: 为了解决锂电池组内部单体不一致导致的能量利用率低、电池容量衰减等问题,提出了一种基于模型预测控制的双向均衡控制方法。首先,以锂电池单体的荷电状态(SOC)为均衡控制目标,采用带遗忘因子的最小二乘法和扩展卡尔曼滤波法联合估计电池SOC;接着,通过设计双向反激式电路,形成可升降压的均衡结构,并采用模型预测控制优化双向反激式电路的正反向均衡控制状态;最后,通过占空比控制双向反激式电路的均衡电流,实现不同锂电池单体之间的SOC均衡。研究表明:采用双向反激式电路和模型预测控制,不但降低了均衡电路控制的复杂程度,避免了传统均衡方法的电池组内部均衡消耗,而且有效提高了均衡可靠性和均衡速度;在动态工况下,基于模型预测控制的锂电池双向均衡控制方法,能快速实现锂电池单体之间的SOC均衡,与传统的比例均衡控制方法相比,均衡时间缩短了68.3%。

关键词: 锂电池;模型预测控制;荷电状态;反激式电路;双向均衡控制

中图分类号: TM910 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202410002 **文章编号:** 0253-987X(2024)10-0024-12

Bidirectional Balancing and Model Predictive Control Optimization for Lithium Batteries

ZHAO Yanfeng¹, WANG Bin¹, DU Rui¹, XU Shifu¹, GU Weiping², WANG Chaohui¹

(1. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Shaanxi Dexin Intelligent Technology Co., Ltd., Xi'an 710075, China)

Abstract: To address issues such as low energy efficiency and battery capacity degradation caused by internal cell inconsistency in lithium-ion battery packs, a bidirectional balancing control method based on model predictive control (MPC) is proposed. Firstly, the state of charge (SOC) of individual lithium-ion battery cells is estimated using a combination of the least squares method with a forgetting factor and the extended Kalman filter, with the SOC of each battery cell being considered as the target for balancing control. Next, a bidirectional buck-boost circuit is designed to create a balancing structure capable of both boosting and bucking voltages. Model predictive control is then employed to optimize the balancing control states of the bidirectional circuit in both directions. Finally, by controlling the duty cycle of the bidirectional circuit, the balancing currents among different lithium-ion battery cells are adjusted to achieve SOC balancing. The research results demonstrate that the adoption of the bidirectional circuit and model predictive control offers several advantages. It reduces the complexity of balancing circuit control, avoids

收稿日期: 2023-12-18。 作者简介: 赵炎锋(2000—),男,硕士生;王斌(通信作者),男,副研究员,硕士生导师。

基金项目: 陕西省重点研发计划资助项目(2023-YBGY-376);国家自然科学基金资助项目(51907160)。

网络出版时间: 2024-02-05

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20240203.1054.002>

energy losses associated with traditional balancing methods, and improves the reliability and speed of balancing. Under dynamic conditions, the proposed bidirectional balancing control method based on model predictive control achieves rapid SOC balancing among lithium-ion battery cells. Compared with traditional proportional balancing control methods, the proposed method reduces the balancing time by 68.3%.

Keywords: lithium battery; model predictive control; state of charge; flyback circuit; bidirectional balance control

锂电池具有能量密度高、循环充放电次数多、无记忆效应等优点,在电动汽车、无人机和电站储能等领域被广泛应用^[1]。为满足电动汽车动力系统输入电压和续航里程的需求,需要将锂电池单体组合成电池组使用^[2]。然而,受锂电池制造过程中电极材料不均匀、电解液加注不一致等的影响,锂电池单体性能具有不一致性。电池单体不一致性会随电池组使用时间的增加不断加剧,进一步造成电池容量衰减加快,内阻增大,严重影响电池组的健康状态和稳定性^[3]。因此,均衡控制对提升锂电池储能系统的使用寿命和安全性具有十分重要的意义。

电池均衡控制包含被动均衡和主动均衡两种方法。被动均衡采用耗散式元件将高电压电池单体能量耗散至低电压电池单体能量水平,不仅能量利用率低,且热管理难度增加^[4]。主动均衡通过电容、电感、开关阵列、直流变换电路等元件实现电池单体中的不一致能量相互转移,具有能量利用率高、均衡方向可控、均衡形式多样化等优点,在电池管理系统(BMS)应用领域已经成为主流研究方向^[5-7]。

电池主动均衡策略包括电压均衡法和荷电状态(SOC)均衡法^[8-11]等。电压均衡法选取锂电池单体的端电压作为均衡变量,但锂电池单体的端电压易受工作环境、工况变化的影响,从而导致反复均衡和过均衡^[9]。SOC均衡法选取锂电池单体SOC作为均衡变量,由于SOC是电池内部特性和外部环境的综合表征,因此可避免锂电池组各个电池单体由于放电深度不同而引起的老化率差异,能够从根本上改善电池单体不一致性,有效实现电池单体的不均匀能量优化利用^[11]。

电池主动均衡具有多种形式,可通过不同的均衡电路实现^[12-18]。其中,基于电容的主动均衡形式均衡速度不可控,压差较小时均衡速度极慢,导致均衡效果差^[12,16];基于电感的主动均衡形式需要能量多次转移,导致与电感连接的开关需要承受很大的电流或电压冲击^[13,17];基于开关阵列的主动均衡形式则是结合电容、电感,通过多个开关组合控制,实

现电池间灵活的均衡,但大量开关会导致能耗增加,且控制算法复杂^[15-16]。与上述几种电池均衡形式相比,基于直流变换电路的主动均衡形式使用的元件较少,且可以达到满意的均衡效果^[17-18]。直流变换电路可分为非隔离式、隔离式两种,对应有单向均衡和双向均衡结构^[19-20]。在实际应用中,隔离式双向均衡结构比非隔离式单向均衡结构更具有优势^[21-22]。

针对锂电池传统均衡方法存在的问题^[21],本文提出了一种基于模型预测控制的双向均衡控制方法。首先,基于锂电池动态工作特性,建立了锂电池的戴维南等效电路模型,选择锂电池单体SOC为均衡变量,采用带遗忘因子的最小二乘(FFRLS)和扩展卡尔曼滤波(EKF)方法,联合估计电池单体SOC。接着,设计了一种基于双向反激式电路的均衡结构,引入模型预测控制(MPC)^[23],优化双向反激式电路的正反向均衡控制状态。最后,通过占空比控制双向反激式电路的均衡电流,实现不同锂电池单体之间的SOC均衡。通过对多种锂电池工况开展模拟,并与传统均衡方法进行比较,验证了本文所提方法的快速性和可靠性。

1 锂电池 SOC 估计

电池主动均衡是为了减少电池不一致性带来的负面影响。主动均衡需要选取合适的电池参数作为系统的均衡变量。相比于电池电压均衡,采用SOC作为系统的均衡变量,能够更加准确地保证每个电池单体充放电状态的一致性^[24]。因此,本文选用SOC作为均衡控制依据,并通过戴维南等效电路模型,采用FFRLS-EKF方法联合估计SOC。

1.1 锂电池模型

目前主流的电池模型包括电化学模型、基于数据驱动的黑箱模型、等效电路模型等。其中,等效电路模型相对简单实用,且易于程序化,在工业领域有着广泛的应用。由于一阶等效电路模型更容易实现实时参数监测或在线估计,因此本文选用戴维南等效电路模型

进行锂电池特性研究,其等效电路模型如图 1 所示。

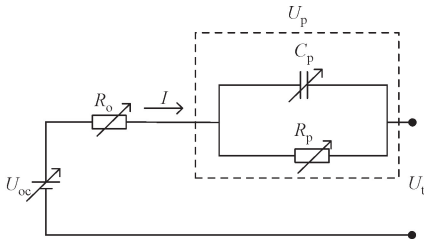


图 1 戴维南等效电路模型

Fig. 1 Thevenin equivalent circuit model

戴维南模型中电池的电阻、电容特性及开路电压会随着工作环境和 SOC 动态变化,电路中各参数之间的关系可写为

$$\begin{cases} U_{oc} = R_o I + U_p + U_t \\ I = \frac{U_p}{R_p} + C_p \dot{U}_p \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{oc} 为开路电压; R_o 为欧姆内阻; I 为电池电流; U_p 为阻容部分回路两端电压; U_t 为端电压; R_p 为极化内阻; C_p 为极化电容。

研究表明,电池的开路电压(OCV)与电池 SOC 呈现高度相关性。式(1)通过电流和端电压表征电池的开路电压,从而可进一步表征电池的状态参数。

1.2 基于 FFRLS-EKF 法的 SOC 估计

锂电池容量随循环充放电次数或使用时间的增加而不断衰减,但开路电压相对于 SOC 的关系几乎不会发生变化^[25]。电池的开路电压和 SOC 的拟合公式可表示为

$$U_{oc} = l_0 z^9 + l_1 z^8 + l_2 z^7 + l_3 z^6 + l_4 z^5 + l_5 z^4 + l_6 z^3 + l_7 z^2 + l_8 z + l_9 \quad (2)$$

式中: l_i 为拟合系数, $i = 0, 1, \dots, 9$; z 为电池的 SOC 值。

本研究选取的实验对象为松下 NCR18650B 三元锂电池,具体参数如表 1 所示。

表 1 NCR18650B 三元锂电池参数

Table 1 Specifications of NCR18650B lithium battery

电池参数	数值
额定容量/(A · h)	3.4
标称电压/V	3.7
最大电压/V	4.2
截止电压/V	2.5
内阻/mΩ	20

基于间隔静置放电测试确定的 11 个 SOC-OCV 数值点,采用分段非线性插值法对 SOC 和开路电压进行曲线拟合^[26],得到的拟合参数如表 2

所示。

表 2 SOC 和 OCV 关系式的拟合参数

Table 2 Fitting parameters for the SOC and OCV relationship equation

参数	l_0	l_1	l_2	l_3	l_4
数值	392.69	-1 843.35	3 545.75	-3 576.10	1 998.97
参数	l_5	l_6	l_7	l_8	l_9
数值	-594.08	78.20	-1.94	0.70	3.33

相较于实验的标定结果,拟合结果的误差为 0.17%,表明式(2)可准确表述电池的 SOC 与 OCV 之间的关系。

为简化计算,在 k 时刻令 $w(k) = U_{oc}(k) - U_t(k)$,基于戴维南等效电路模型,可得到

$$\begin{cases} w(k) = \mathbf{h}^T \boldsymbol{\theta} \\ \boldsymbol{\theta} = [a_1 \ a_2 \ a_3]^T \end{cases} \quad (3)$$

式中:向量 $\mathbf{h} = [w(k-1) \ I(k) \ I(k-1)]^T$; $\boldsymbol{\theta}$ 为待辨识向量; a_1, a_2, a_3 为待辨识参数,可分别表示为 $a_1 = \frac{2R_p C_p - 1}{2R_p C_p + 1}, a_2 = \frac{R_o + R_p + 2R_o R_p C_p}{2R_p C_p + 1}, a_3 = \frac{R_o + R_p - 2R_o R_p C_p}{2R_p C_p + 1}$ 。

戴维南等效电路模型中,参数将随着 SOC 变化发生动态变化。为保证 SOC 估计精度,本文采用带遗忘因子的递推最小二乘算法进行模型在线参数辨识,并与扩展卡尔曼滤波方法联合估计 SOC。

FFRLS 的模型增益更新表达式可写为

$$\mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\mathbf{h}(k-1)}{\lambda + \mathbf{h}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{h}(k)} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{K}$ 为增益矩阵; $\mathbf{P}$ 为协方差矩阵; λ 为遗忘因子,一般取 $\lambda \in [0.95, 1]$ 。

$\mathbf{P}(k)$ 的更新表达式可写为

$$\mathbf{P}(k) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{P}(k-1) - \mathbf{K}(k)\mathbf{h}^T(k)\mathbf{P}(k-1)] \quad (5)$$

向量 $\boldsymbol{\theta}$ 的更新表达式可写为

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) &= \mathbf{K}(k)[w(k) - \mathbf{h}^T(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] + \\ &\quad \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) \end{aligned} \quad (6)$$

式中: $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1), \hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ 分别为 $k-1$ 和 k 时刻辨识到的向量。

根据式(6)可以推导出

$$\begin{cases} R_o = (a_2 - a_3)/(1 + a_1) \\ R_p = \left(1 + \frac{1 + a_1}{1 - a_1}\right)a_2 - \frac{R_o(1 + a_1)}{1 - a_1} - R_o \\ C_p = (1 + a_1)/2R_p(1 - a_1) \end{cases} \quad (7)$$

基于戴维南等效电路模型,根据安时积分法可

得到

$$\begin{cases} \dot{z} = z_0 - \int Idt/C_n \\ \dot{z} = -I/C_n \end{cases} \quad (8)$$

式中: z_0 为初始 SOC 值; C_n 为电池容量。

由上,可得到系统的状态方程,表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{z} \\ \dot{U}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_p C_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ U_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_n} \\ \frac{1}{C_p} \end{bmatrix} I \quad (9)$$

系统的观测方程可表示为

$$U_t = U_{oc} - R_o I - U_p \quad (10)$$

通过拉氏变换及其逆变换,将式(9)、式(10)离散化,得到

$$\begin{bmatrix} z_{k+1} \\ U_{p,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-\frac{T}{R_p C_p}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_k \\ U_{p,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -T/C_n \\ R_p - R_p e^{-\frac{T}{R_p C_p}} \end{bmatrix} I_k + w_e \quad (11)$$

$$U_{t,k+1} = \left[\frac{dU_{oc}}{dz} - 1 \right] \begin{bmatrix} z_k \\ U_{p,k} \end{bmatrix} - R_o I_k + v_k \quad (12)$$

式中: T 为离散步长,本文中 $T=1$ s; w_e 为系统状态噪声,本文中 $w_e = [0.001\% \quad 0.001]^T$ V; v 为系统观测噪声,本文中 $v=0.001$ V。

令系统矩阵 $A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-\frac{1}{R_p C_p}} \end{bmatrix}$, 输入矩阵 $B =$

$\begin{bmatrix} -1/C_n \\ R_p - R_p e^{-\frac{1}{R_p C_p}} \end{bmatrix}$, 输出矩阵 $C = \left[\frac{dU_{oc}}{dz} - 1 \right]$, 前馈

矩阵 $D = -R_o$, 利用 $k-1$ 时刻的状态估计值和状态估计误差协方差,更新 k 时刻的状态估计值和状态估计误差协方差,表达式为

$$\begin{cases} \hat{X}_{kal,k} = A\hat{X}_{kal,k-1} + BU_{kal,k-1} \\ P_k = AP_{k-1}A^T \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\hat{X}_{kal,k-1}$ 、 $\hat{X}_{kal,k}$ 分别为 $k-1$ 和 k 时刻的观测系统状态变量; $U_{kal,k-1}$ 为 $k-1$ 时刻观测系统的输入值。

由此,卡尔曼增益 G_k 可进一步写为

$$G_k = P_k |_{k-1} C^T (CP_k |_{k-1} C^T)^{-1} \quad (14)$$

利用 k 时刻的实际观测值,校正 k 时刻的状态估计值和状态估计误差协方差,可得到更准确的估计结果,写为

$$\begin{cases} \hat{X}_{kal,k} = A\hat{X}_{kal,k-1} + G_k(Z_k - CA\hat{X}_{kal,k-1}) \\ P_k = (I - G_k C)P_k |_{k-1} \end{cases} \quad (15)$$

式中: Z_k 为 k 时刻实际观测值。

FFRLS-EKF 联合估计方法通过联立模型估计

值和观测值,在线更新协方差矩阵以及卡尔曼增益,可有效削弱过程噪声、测量噪声对锂电池 SOC 估计精度的影响,从而获得较为准确的 SOC 估计结果。具体的算法流程如图 2 所示。

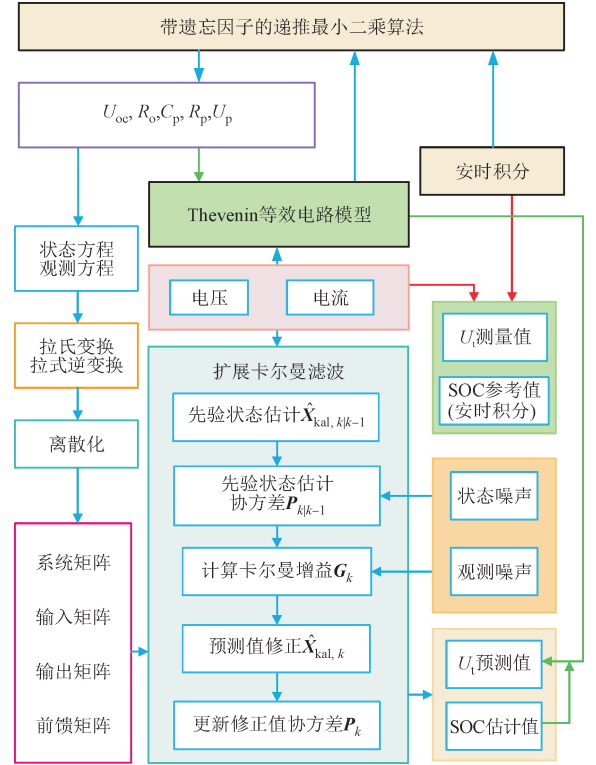


图 2 FFRLS-EKF 算法流程图

Fig. 2 FFRLS-EKF algorithm flow chart

2 双向均衡电路设计

电池组均衡控制需要设计合适的拓扑电路。为实现能量在电池单体和电池组之间相互转移,消除电池单体不一致性导致的差异,本文提出的双向均衡电路结构如图 3 所示。图中,电池组中的每个电池单体分别连接一个双向 DC-DC 变换器,变换器的另一侧连接电池组,构成了电池单体-电池组的双向均衡回路。同时,每个功率单元与微控制单元(MCU)相连接,MCU 基于每个电池单体 SOC 和负载工况,通过控制器局域网总线(CAN)对各模块进行实时控制。

当电池单体 SOC 高于电池组平均 SOC 时,电池单体将多余能量通过双向 DC-DC 变换器升压后,向整个电池组充电,具体的能量转移方式如图 4 中电池单体 B₁ 所示。当电池单体 SOC 低于电池组平均 SOC 时,电池组的能量通过双向 DC-DC 变换器降压后向电池单体充电,具体的能量转移方式如图 4 中电池单体 B₂ 所示。

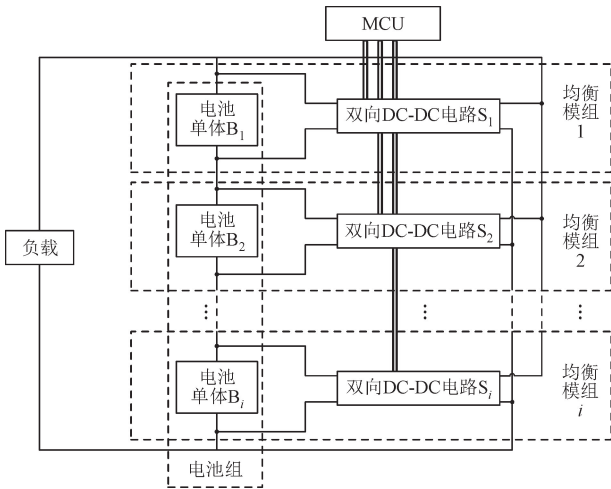


图 3 电池组均衡电路结构图

Fig. 3 Structure diagram of battery pack balancing circuit

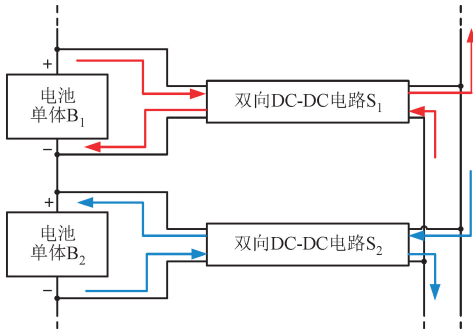


图 4 均衡电路能量转移方式

Fig. 4 Energy transfer mode in balancing circuit

为了实现双向升压和降压功能,图 5 给出了双向 DC-DC 变换器的拓扑结构。图中 U_i 、 U_o 分别为电路的输入端和输出端, C_1 、 C_2 为电容, N_1 、 N_2 分别为反激变压器原、副边, Q_1 、 Q_2 为 2 个功率型金属-氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)。通过双向反激式电路,能够满足电池组和电池单体之间的双向均衡需求。两个 MOSFET 采用脉冲宽度调制(PWM)控制和零电平控制。MOSFET 开关 Q_1 和 Q_2 连接的反向二极管在 MOSFET 关闭期间进行续流,并且可以防止均衡电路短路,保证了整个电池组的均衡可靠性和安全。

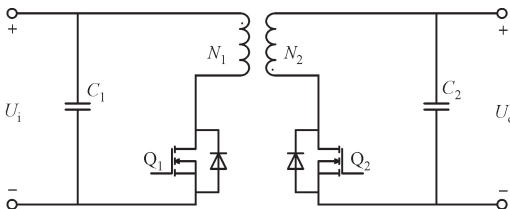


图 5 双向反激式电路拓扑结构

Fig. 5 Bidirectional flyback circuit topology

含变压器的均衡电路由于体积较大、非标元器件较多,因此在实际工程中难以取得大范围的应用^[12,27]。本文设计的电路拓扑结构与电池参数相对应,应用范围广且体积较小,便于生产及使用。

采用 SOC 作为电池组的均衡变量,整个均衡系统的状态变量可表示为

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{z}_{k,1} \quad \mathbf{z}_{k,2} \quad \cdots \quad \mathbf{z}_{k,i}]^T \quad (16)$$

式中: $\mathbf{x}(k)$ 为 k 时刻的均衡系统状态; $\mathbf{z}_{k,i}$ 为 k 时刻电池 i 的 SOC。

将均衡器输出定义为 $\mathbf{y}(k)$, 表征均衡后的电池组各个电池单体的荷电状态。离散化的均衡模型可写为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_m \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\mathbf{u}$ 为开关状态; $\mathbf{A}_m$ 为单位矩阵; 矩阵 $\mathbf{B}_m$ 可表示为

$$\mathbf{B}_m = \frac{I_c T_c}{C_b} \begin{bmatrix} n-1 & -1 & \cdots & -1 \\ -1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & \cdots & -1 & n-1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: I_c 为电池组均衡额定电流; T_c 为均衡系统控制周期; C_b 为电池单体的容量。

由上可知,通过对双向均衡电路的控制,可实现对各个锂电池单体 SOC 的均衡控制。

3 均衡控制方法

3.1 模型预测控制

通过模型预测控制优化双向反激式电路的开关序列以及采用 PI 控制调节 PWM 占空比,可实现双向均衡控制。模型预测既可以得到更加准确的预测值,也可防止模型不匹配或环境噪声的干扰,如图 6 所示。模型预测控制通过观测器获得锂电池的 SOC,并由此产生最优开关序列控制均衡器,均衡器的作用是调节锂电池组内电池单体的 SOC 水平,保持电池单体处于相对一致的健康工作状态。考虑到在均衡电路开启/关断的时候,电路开关的损耗较大,因此,系统的代价函数要尽量使均衡器处于稳定状态,即在代价函数中需要对开关状态进行加权。

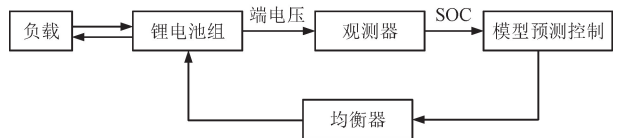


图 6 基于模型预测的均衡控制策略

Fig. 6 Balancing control based on model predictive control

基于上述对均衡策略的分析,根据 3 种状态下电池的容量变化,结合双向 DC-DC 电路中电流方向,可对最小均衡单元 i 的开关状态定义如下

$$u_i \in \{-1, 0, 1\} \quad (19)$$

式中: u_i 为均衡单元的开关状态, $u_i = -1$ 时, 电池向电池组放电, $u_i = 0$ 时, 最小均衡单元处于静置状态, $u_i = 1$ 时, 电池组向电池充电。

模型预测控制将电池单体荷电状态 $z_{k,i}$ 和平均荷电状态 $\bar{z}_k$ 的差值作为系统状态, 表示为

$$\Delta z_{k,i} = |z_{k,i} - \bar{z}_k| \quad (20)$$

为实现电池组内各单体之间的 SOC 均衡, 需要使任意单体 i 的 $\Delta z_{k,i}$ 尽可能小。定义参考序列矩阵 $R_e = 0$, 则轨迹误差可以表示为

$$E = y - R_e = x - 0 = x \quad (21)$$

结合式(20), 控制系统开关量 U_k 和控制系统状态量 X_k 可分别表示为

$$U_k = [u(k|k) \quad u(k+1|k) \quad \cdots \quad u(k+N-1|k)] \quad (22)$$

$$X_k = [x(k|k) \quad x(k+1|k) \quad \cdots \quad x(k+N|k)]^T \quad (23)$$

式中: N 为预测区间; $u(k+i|k)$ 为 k 时刻对 $k+i$ 时刻开关状态的预测; $x(k+i|k)$ 为 k 时刻对 $k+i$ 时刻系统状态的预测。

根据系统状态, 可得到系统代价函数的表达式, 可写为

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} (x^T(k+i|k)Qx(k+i|k) + u^T(k+i|k)Ru(k+i|k)) + x^T(k+N)Fx(k+N) \quad (24)$$

式中: Q 为误差加权和系数矩阵; R 为输入加权和系数矩阵; F 为终端误差系数矩阵。其中, 矩阵 Q 和 R 均为对角矩阵。

若系统初始状态为 $x_k = x(k|k)$, 通过离散化状态方程对预测区间 N 内的系统状态进行预测, 得到

$$\begin{cases} x(k|k) = x_k \\ x(k+1|k) = A_m x(k|k) + B_m u(k|k) \\ x(k+2|k) = A_m^2 x(k|k) + A_m B_m u(k|k) + B_m u(k+1|k) \\ \vdots \\ x(k+N|k) = A_m^N x(k|k) + A_m^{N-1} B_m u(k|k) + \cdots + B_m u(k+N-1|k) \end{cases} \quad (25)$$

将式(25)整合成矩阵形式, 可表示为

$$X_k = Mx_k + C_m U_k \quad (26)$$

$$\text{式中: } M = [I \quad A_m \quad A_m^2 \quad \cdots]^T; \quad C_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ B_m & 0 & & 0 \\ A_m B_m & B_m & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ A_m^{N-1} B_m & A_m^{N-2} B_m & \cdots & B_m \end{bmatrix}。$$

因此, 式(24)可改写为

$$J = X_k^T \bar{Q} X_k + U_k^T \bar{R} U_k \quad (27)$$

$$\text{式中: } \bar{Q} = \begin{bmatrix} Q & & & \\ & Q & & \\ & & \ddots & \\ & & & Q \\ & & & & F \end{bmatrix}; \bar{R} = \begin{bmatrix} R & & \\ & \ddots & \\ & & R \end{bmatrix}。$$

将式(26)代入式(27), 可得

$$J = x_k^T M^T \bar{Q} M x_k + 2x_k^T M^T \bar{Q} C_m U_k + U_k^T (C_m^T \bar{Q} C_m + \bar{R}) U_k \quad (28)$$

令 $V = M^T \bar{Q} M$, $E = M^T \bar{Q} C_m$, $H = C_m^T \bar{Q} C_m + \bar{R}$, 则式(29)可表示为

$$J = x_k^T V x_k + 2x_k^T E U_k + U_k^T H U_k \quad (29)$$

根据式(29), 即可以将求 $J_{\min}$ 的问题表示为 J 关于 U_k 的标准二次优化问题。

由于本研究中使用了双向反激式电路, 其变压器工作时为单向励磁, 为防止造成电路损坏, 在连续的两个控制周期内双向 DC-DC 变换器电流方向不可突变, 即 $\forall u_i$ 不可以连续地从 -1 突变到 1 , 通过开关序列变化量 Δu 的无穷范数, 可将其表示为

$$\|\Delta u(k+i|k)\|_{\infty} \leq 1 \quad (30)$$

由于控制单元输入为控制序列, 令 $L = \{-1, 0, 1\}$, 则 u 的定义域 D_m 可表示为 L 的 n 次笛卡尔积, 即

$$D_m = \underbrace{L \times L \times \cdots \times L}_n \quad (31)$$

由式(29)~式(31), 得到模型预测控制优化目标函数

$$\begin{cases} U_{\text{opt},k} = \arg \min J(U_k) \\ \text{s. t. } u \in D_m \\ \|\Delta u(k+i|k)\|_{\infty} \leq 1, \forall i = 1, 2, \cdots, N-1 \end{cases} \quad (32)$$

由式(22)可知, 当 u 的定义域确定时, U_k 的定义域也随之确定, 对 u 的约束与对系统输入 U_k 的约束等效。

3.2 电流均衡控制

为防止均衡过程中电池出现过流, 对电池单体的均衡电流进行 PWM 控制。通过控制双向 DC-DC 变换器的占空比 D 来调节电流的大小, 双向

DC-DC 变换器分为正向升压 PWM 控制和反向降压 PWM 控制,具体如图 7 所示。采用 PI 控制方法,外侧环路通过观测器观测到单体 SOC 和平均 SOC,确定为正向升压或反向降压状态,通过参考电流和反馈电流计算出相应的占空比,达到双向 DC-DC 变换器的工作电流快速调节的目的。正向升压 PWM 控制中, $I_{\text{ref,up}}$ 为升压侧参考电流, $I_{\text{o,up}}$ 为升压侧反馈电流, D_{up} 为电池组侧占空比;反向降压 PWM 控制中, $I_{\text{ref,dn}}$ 为降压侧参考电流, $I_{\text{o,dn}}$ 为降压侧电池单体 i 的反馈电流, D_{dn} 为降压侧占空比。通过 PWM 控制各双向 DC-DC 变换器,可令正向升压和反向降压均工作在恒流模式。

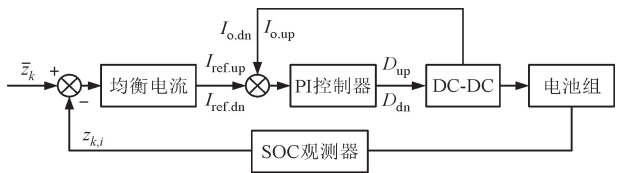


图 7 双向升、降压 PWM 控制示意图

Fig. 7 Sketch of bidirectional buck-boost PWM control

为了直观地表现电源电池组内各单体之间的 SOC 差异程度,定义 SOC 偏差 ξ_{SOC} 如下

$$\xi_{\text{SOC}} = \max(|\Delta z_{k,i}|), i = 1, 2, 3, 4 \quad (34)$$

均衡系统控制流程如图 8 所示。系统首先估算电池组中锂电池基本单元的 $z_{k,i}$ 和 z_k ,当任意单体锂电池的 $z_{k,i}$ 与 z_k 之间的差值 $|\Delta z_{k,i}|$ 大于均衡阈值 $\xi_{\text{SOC,ref}}$ 时,需对电池组进行均衡控制。

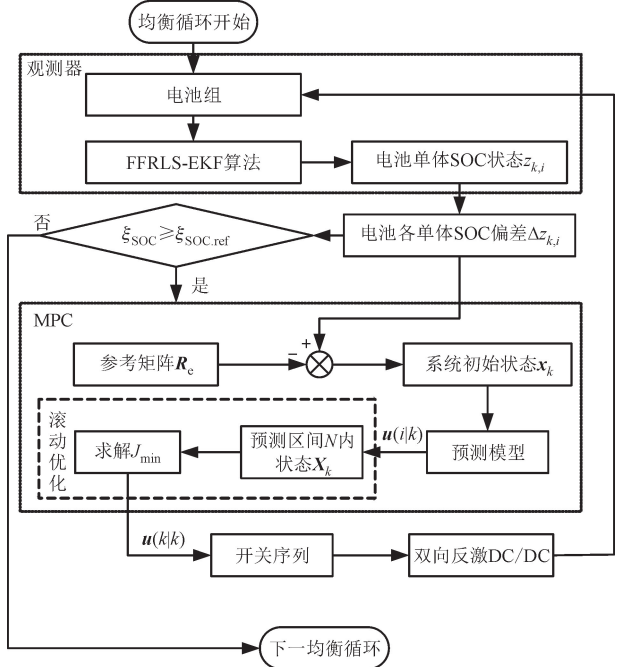


图 8 均衡系统控制流程图

Fig. 8 Balancing system control flowchart

基于 MPC 设计的均衡策略,首先给定预测参考矩阵 R_c ,在 k 时刻根据预测模型得到预测区间内 $[k, k+N]$ 的预测输出,通过滚动优化得到预测区间内局部最优输出,并将 k 时刻的最优序列输出给控制对象,从而得到连续的局部最优控制序列。接着,最优控制序列通过控制双向反激式电路的正反向均衡状态,实现电池单体与电池组之间的能量转换,进而实现电池单体间的动态均衡。与当前主流的均衡控制方法^[28-29]相比,模型预测控制方法可以连续得到局部最优预测输出,能够直接对均衡对象进行控制,从而提高了均衡控制速度和效率。

4 结果与分析

为了验证本文采用的 FFRLS-EKF 法在电池 SOC 估计方面的有效性。在城市道路循环工况 (UDDS) 下对锂电池单体进行测试,得到的结果如图 9 所示。定义参数辨识中得到的 SOC 误差为 $E(z)$,从图中可以看出, $E(z)$ 较小而平稳,且在均衡发生区间(即 z 的取值范围为 15%~85%)内,FFRLS-EKF 算法误差稳定在 1% 以内,表明 FFRLS-EKF 算法在均衡期间的精度较高,可以满足使用要求。

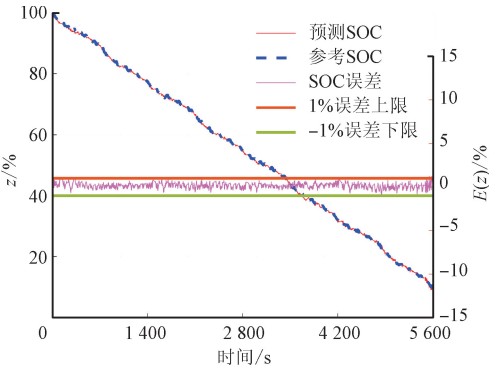


图 9 UDDS 工况下的验证结果

Fig. 9 Verification results under UDDS conditions

采用 4 节单体锂电池进行双向均衡控制仿真实验,具体的双向反激电路参数如表 3 所示。反激变压器的磁芯材质为 PC40,磁芯型号为 EE16,其电气参数如表 4 所示。

表 3 双向反激电路参数

Table 3 Bidirectional flyback circuit parameters

参数	数值
工作频率/kHz	80
最大占空比	0.8
最小占空比	0
低压侧电压/V	4
效率	0.9

表 4 反激变压器电气参数

Table 4 Electrical parameters of flyback transformer

参数	数值
电流密度/(A·mm ⁻²)	4
理论效率	0.9
匝数比	19:9
原边电感/ μ H	91.78
副边电感/ μ H	20.59

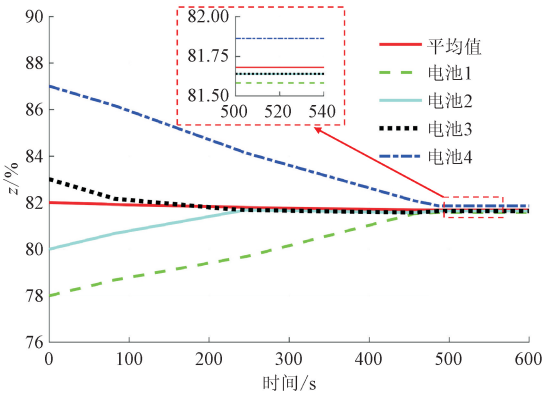
在锂电池组均衡过程中,电池单体的 SOC 初值会对均衡时间产生较大的影响,尤其是当各个电池单体的 SOC 初值偏差过大,将使得电池单体 SOC 与电池组平均 SOC 的差距过大,从而导致电池单体的 SOC 不能在短时间内完成均衡。为了突出均衡控制效果,设定初始 SOC 值分别为 78%、80%、83%、87%,通过多种工况验证基于 MPC 的锂电池双向均衡控制方法。

式(28)中, $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{R}$ 分别表征系统的误差权重和系统输入权重矩阵,通过调节 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{R}$ 的参数即可实现对预测结果权重的调节。若 $\mathbf{Q} \ll \mathbf{R}$,可使运算仿真结果更加偏重开关序列优化;若要使得系统的仿真结果更加侧重于最终误差优化,则需调节 $\mathbf{Q} \gg \mathbf{R}$,即可实现代价函数的计算权重。

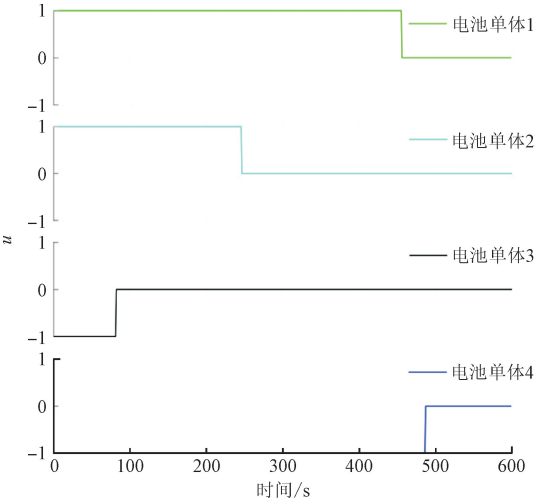
在实际使用中,电池均衡条件对应的值越小,均衡效果就越好。然而,该值越小,对均衡算法的要求就越高,且会导致电池单体过均衡或出现反复均衡现象,从而影响电池寿命。为了提高均衡精度,同时防止电池组电池单体在均衡过程中出现过均衡现象,选择 0.2%作为均衡系统的均衡条件。

图 10 给出了静态状态下锂电池的均衡仿真效果。标准工况时,设置均衡功率 $P_{\text{def}}=4\text{ W}$ 。由于基于 MPC 的双向均衡控制方法在对锂电池单体进行均衡时,可对均衡电流进行调节,为了提高锂电池组的使用寿命,设置均衡电流为 1 A。此时,得到的静态仿真结果如图 10(a)所示。随着均衡过程的进行,各单体间的 SOC 差异不断减小,最终减少至均衡阈值下,从而实现了电池组 SOC 的均衡控制。

模型预测控制最优开关序列的输出结果如图 10(b)所示。由图可见,当时间小于 430 s 时,电池单体 1 处于充电状态;电池单体 2 在 240 s 后处于静默负载状态;电池单体 3、4 分别经过 90、490 s 放电达到均衡状态。



(a)各电池单体 SOC 变化曲线



(b)模型预测控制优化开关序列

图 10 静态状态下系统的仿真结果

Fig. 10 Simulation results in static state of the system

静态状况下均衡锂电池单体的实时电流 I_{ep} 如图 11 所示。可以看出,双向反激式电路在电池组侧和电池单体侧的输出均十分稳定,表明可以通过 PWM 对其进行稳定输出控制,从而有效地实现对电池单体的主动均衡。

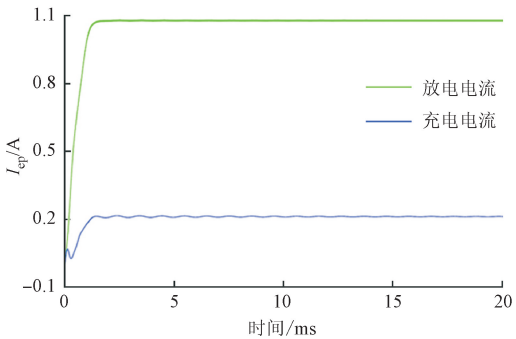
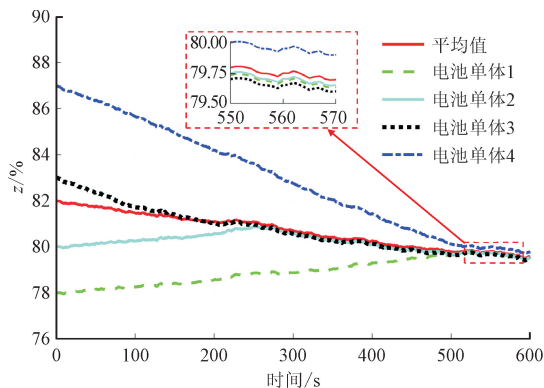


图 11 均衡锂电池单体实时电流

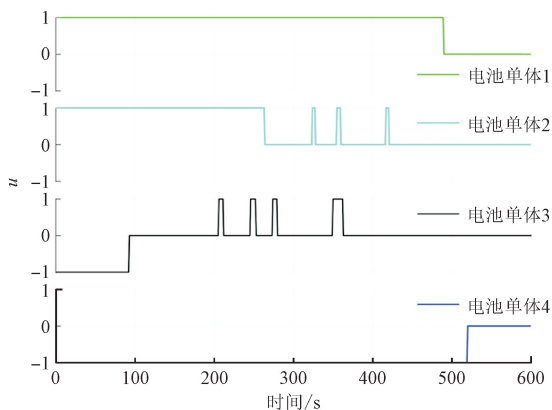
Fig. 11 Real-time balance current of lithium battery cells

动态随机充放电工况下的均衡控制结果如图 12 所示。可以看出,在均衡作用下,较低 SOC 电池单

体的负载被其余单体分担,且通过均衡控制,能够将其 SOC 快速提高。电量较高电池单体的多余能量通过双向反激式电路向电量较低的电池单体转移,从而有效提高了电池组的能量利用效率。



(a) 各电池单体 SOC 变化曲线



(b) 模型预测控制优化开关序列

图 12 动态随机充放电状态下系统的仿真结果

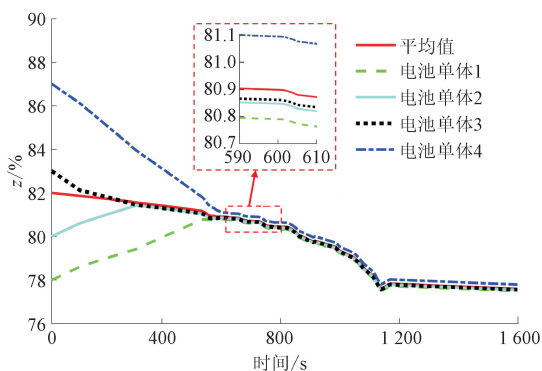
Fig. 12 Simulation results for random charge and discharge of the system

结合图 10(b)、12(b)可知,针对静态和动态工况,基于 MPC 的锂电池双向均衡控制,均可以自适应动态调节开关序列,从而有效保证电池组内部稳定有序均衡。

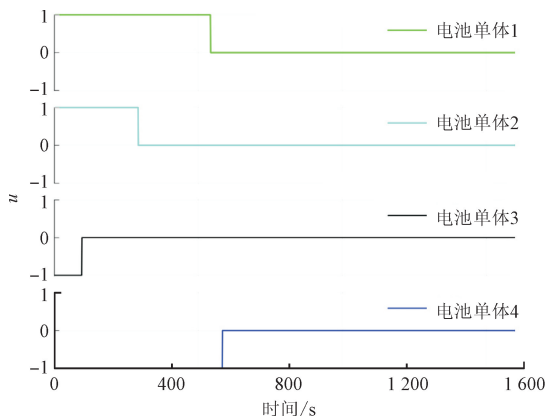
为进一步验证基于 MPC 的锂电池双向均衡控制的有效性,在新标欧洲循环测试(NEDC)工况下对电池组进行均衡验证,结果如图 13 所示。

由图 13 可以看出:在 NEDC 工况下,所有电池单体的 SOC 均可快速收敛至平均 SOC;570 s 内,每个电池单体 SOC 与平均 SOC 的差值均最终稳定在 0.2% 以内,且开关序列实现了基于 MPC 的自适应调控。电动汽车锂电池组在正常使用寿命下,电池单体的 SOC 偏差很少超过 5%^[30],本文选取 10% 差值作为电池组衰老导致的极限差值,而正常使用的锂电池组一般可以在更短的时间内完成均衡。因

此,本文提出的双向均衡控制方法能够很好地适应复杂电动汽车的工况需求,从而有效提高电动汽车电池管理系统的均衡效率。



(a) 各电池单体 SOC 变化曲线



(b) 模型预测控制最优开关序列输出

图 13 NEDC 工况下系统的仿真结果

Fig. 13 Simulation results of the system under NEDC working condition

为了验证基于 MPC 的锂电池双向均衡控制方法相较于传统均衡控制方法^[31]的优越性,在 UDSS 工况下将两种均衡控制方案进行对比,得到的结果如图 14 所示。由图可见,在 UDSS 工况下,基于 MPC 的锂电池双向均衡控制方法可在 570 s 内完成均衡,均衡后各电池单体 SOC 之间的偏差 $\xi_{\text{soc}} \leq 0.2\%$;传统比例均衡控制方案的均衡时间为 1 800 s,其 SOC 偏差 $\xi_{\text{soc}} > 0.2\%$,无法很好地满足均衡要求。

两种系统 ξ_{soc} 的变化曲线如图 14(c) 所示。由图可见,本文控制方案的均衡时间为 570 s,且均衡速率较为稳定,未受到复杂工况的影响。传统比例均衡控制方案的均衡速度随 ξ_{soc} 的增大而逐渐下降,在 1 800 s 时才能满足均衡要求,且均衡后存在较大的误差。相较于传统比例均衡控制方案,基于 MPC 的锂电池双向均衡控制方法的均衡时间缩短了 68.3%。

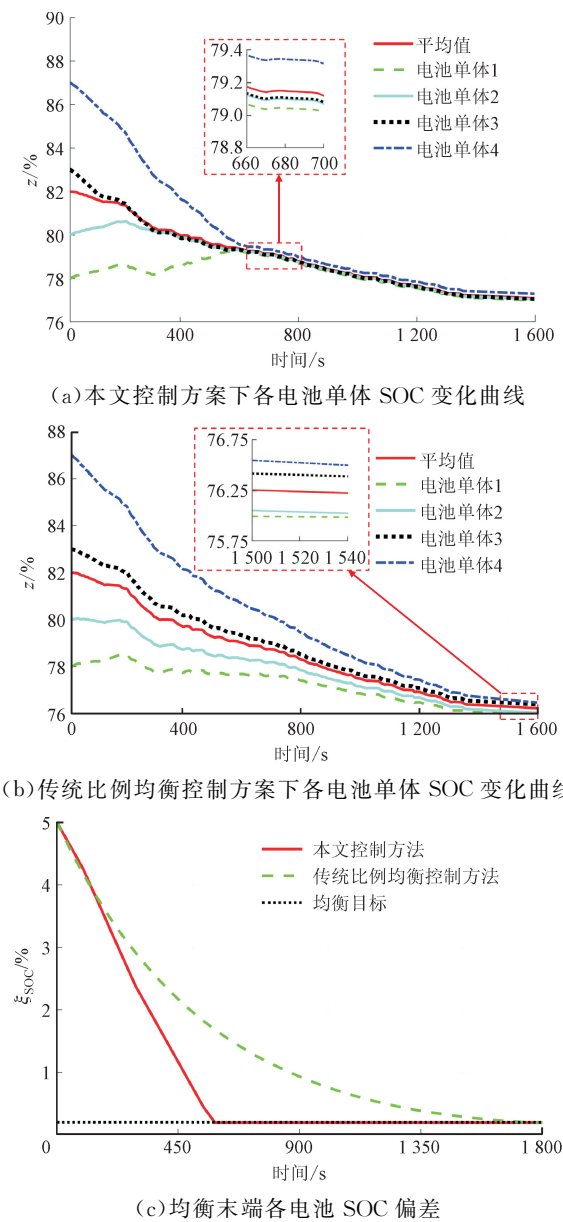


图 14 UDDS 工况下不同均衡控制方法的对比
Fig. 14 Comparison of different balancing control methods under UDDS conditions

5 结 论

本文研究了基于模型预测控制的锂电池双向均衡控制方法。针对锂电池动态工作特性,建立锂电池的戴维南等效电路模型,采用 FFRLS-EKF 法联合估计电池单体 SOC,设计了一种双向反激式电路形成可升、降压的均衡结构,并引入模型预测控制实现了锂电池双向主动均衡,得到结论如下。

(1)采用 FFRLS-EKF 方法联合估计电池单体 SOC,选取带遗忘因子的最小二乘法参数辨识锂电池内部参数,在此基础上,利用扩展卡尔曼滤波方法

进行参数更新和实时 SOC 估计,有效提高了 SOC 估计精度。

(2)设计了一种基于双向反激式电路的均衡结构,能够保证均衡能量在锂电池单体和电池组间的正向升压、反向降压稳定转移,并可有效防止均衡电路短路,提升了电池组均衡的可靠性和安全性。

(3)采用模型预测控制优化双向反激式电路的开关序列,进一步通过 PI 控制调节双向反激式电路对应开关管的占空比,最终实现了不同锂电池单体之间的 SOC 均衡。

(4)在动态工况下,基于模型预测控制的锂电池双向均衡控制方法可快速完成均衡,与传统的比例均衡控制方法相比,均衡时间缩短了 68.3%。

参考文献:

[1] 汤匀,岳芳,郭楷模,等. 全固态锂电池技术发展趋势与创新能力分析 [J]. 储能科学与技术, 2022, 11 (1): 359-369.

TANG Yun, YUE Fang, GUO Kaimo, et al. Analysis of the development trend and the innovation ability of an all-solid-state lithium battery technology [J]. Energy Storage Science and Technology, 2022, 11(1): 359-369.

[2] 苟飘,徐俊,刘晓艳,等. 电动汽车锂电池模块化热管理系统的设计及实验研究 [J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(12): 104-110.

GOU Piao, XU Jun, LIU Xiaoyan, et al. Experimental research on modular thermal management system of lithium batteries for electric vehicles [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(12): 104-110.

[3] XU Jun, WANG Haitao, SHI Hu, et al. Multi-scale short circuit resistance estimation method for series connected battery strings [J]. Energy, 2020, 202: 117647.

[4] 刘春辉,任宏斌. 基于 SOC 的动力电池组主动均衡研究 [J]. 储能科学与技术, 2022, 11(2): 667-672.

LIU Chunhui, REN Hongbin. Research on active equalization of power batteries based on state of charge [J]. Energy Storage Science and Technology, 2022, 11(2): 667-672.

[5] QIU Yishu, JIANG Fangming. A review on passive and active strategies of enhancing the safety of lithium-ion batteries [J]. International Journal of Heat and Mass Transfer, 2022, 184: 122288.

[6] GUO Xiangwei, WU Qi, XING Cheng, et al. An active equalization method for series-parallel battery pack based on an inductor [J]. Journal of Energy Storage,

- 2023, 64: 107157.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] DAS U K, SHRIVASTAVA P, TEY K S, et al. Advancement of lithium-ion battery cells voltage equalization techniques: a review [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2020, 134: 110227.
- [10] 冯飞, 宋凯, 逯仁贵, 等. 磷酸铁锂电池组均衡控制策略及荷电状态估计算法 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 22-29.
- FENG Fei, SONG Kai, LU Rengui, et al. Equalization control strategy and SOC estimation for LiFePO₄ battery pack [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 22-29.
- [11] HUANG Wangxin, ABU QAHOUQ J A. Energy sharing control scheme for state-of-charge balancing of distributed battery energy storage system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2764-2776.
- [12] HEMAVATHI S. Overview of cell balancing methods for Li-ion battery technology [J]. Energy Storage, 2021, 3(2): e203.
- [13] LIU Lizhou, MAI Ruikun, XU Bin, et al. Design of parallel resonant switched-capacitor equalizer for series-connected battery strings [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9160-9169.
- [14] LIU Wei, PLACKE T, CHAU K T. Overview of batteries and battery management for electric vehicles [J]. Energy Reports, 2022, 8: 4058-4084.
- [15] ZHAO Zhaoyang, HU Haitao, HE Zhengyou, et al. Power electronics-based safety enhancement technologies for lithium-ion batteries: an overview from battery management perspective [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8922-8955.
- [16] 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]. 电源学报, 2022, 20(3): 161-169.
- LIU Wei, TANG Chuanyu, WANG Tianru, et al. Research on active equalization topology of series battery pack and its control strategy [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 161-169.
- [17] OUYANG Quan, HAN Weiji, ZOU Changfu, et al. Cell balancing control for lithium-ion battery packs: a hierarchical optimal approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(8): 5065-5075.
- [18] TURKSOY A, TEKE A, ALKAYA A. A comprehensive overview of the DC-DC converter-based battery charge balancing methods in electric vehicles [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2020, 133: 110274.
- [19] 吴友宇, 梁红. 电动汽车动力电池均衡方法研究 [J]. 汽车工程, 2004, 26(4): 382-385.
- WU Youyu, LIANG Hong. A study on equalization charging for EV traction battery [J]. Automotive Engineering, 2004, 26(4): 382-385.
- [20] FEIZI M, BEIRANVAND R. A high-power high-frequency self-balanced battery charger for lithium-ion batteries energy storage systems [J]. Journal of Energy Storage, 2021, 41: 102886.
- [21] 姚芳, 王晓鹏, 陈盛华, 等. 基于 Buck-Boost 准谐振电路的电池自适应分组均衡方案研究 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 714-726.
- YAO Fang, WANG Xiaopeng, CHEN Shenghua, et al. Research on battery adaptive grouping equalization scheme based on buck-boost quasi-resonant circuit [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 714-726.
- [22] REN Hongbin, ZHAO Yuzhuang, CHEN Sizhong, et al. Design and implementation of a battery management system with active charge balance based on the SOC and SOH online estimation [J]. Energy, 2019, 166: 908-917.
- [23] MCCURLIE L, PREINDL M, EMADI A. Fast model predictive control for redistributive lithium-ion battery balancing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 1350-1357.
- [24] GE Caian, ZHENG Yanping, YU Yang. State of charge estimation of lithium-ion battery based on improved forgetting factor recursive least squares-extended Kalman filter joint algorithm [J]. Journal of Energy Storage, 2022, 55: 105474.
- [25] JIANG Zhengxin, SHI Qin, WEI Yujiang, et al. An immune genetic extended Kalman particle filter approach on state of charge estimation for lithium-ion battery [J]. Energy, 2021, 230: 120805.
- [26] 戈斌, 罗阳, 李家玮, 等. 风光互补式电动汽车充电站储能锂电池的实时状态估计 [J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(1): 55-65.
- GE Bin, LUO Yang, LI Jiawei, et al. Real-time state estimation of lithium batteries used for energy storage

in electric vehicle charging stations with wind-solar complementary power system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(1): 55-65.

[27] CHETRI C, HUYNH A, Williamson S S. A comprehensive review of active EV battery cell voltage balancing systems; current issues and prospective solutions [C]//2022 IEEE 1st Industrial Electronics Society Annual On-Line Conference (ONCON). Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2022; 1-6.

[28] QI Xianbin, WANG Yi, FANG Mingzhu. An integrated cascade structure-based isolated bidirectional DC-DC converter for battery charge equalization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12003-12021.

[29] 王鹿军,单恩泽. 基于动态式双阈值的锂电池组主被动均衡策略 [J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 126-136.

WANG Lujun, SHAN Enze. Active passive equalization strategy for lithium battery pack based on dynamic dual threshold [J]. Electric Machines & Control, 2022, 26(1): 126-136.

[30] CHIU K C, LIN Chihao, YEH S F, et al. Cycle life analysis of series connected lithium-ion batteries with temperature difference [J]. Journal of Power Sources, 2014, 263: 75-84.

[31] 续丹,毛景禄,王斌,等. 分布式电池电源模块储能系统的荷电状态均衡控制 [J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(10): 79-85.

XU Dan, MAO Jinglu, WANG Bin, et al. A balance control scheme of SOC for power module energy storage systems with distributed batteries [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(10): 79-85.

(编辑 刘杨 李慧敏)