DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.286 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于移相策略的半桥型锂电池均衡器

刘 俊，阚加荣，彭思敏(中国电源学会会员)，张春富，吴云亚
(盐城工学院电气工程学院，盐城 224051)

摘要：基于升降压变换器的锂电池均衡器只能实现能量的逐级传递，能量传输路径长，均衡效率低。研究了1种双有源半桥锂电池均衡器，分析了影响半桥型均衡器组内电池单体及组间电池单体能量流动的关键因素，并由此提出移相控制策略。采用移相控制的双有源半桥锂电池均衡器，可以在高频工作状态下实现半桥组间电池单体之间能量的快速转移，因均衡器工作在高频状态，极大地减小了均衡器的体积和重量。重点推导了均衡器组内电池单体和组间电池单体间等效均衡电流的表达式，并搭建了仿真模型和实验样机对其进行验证。仿真和实验结果表明，基于移相控制的双有源半桥型锂电池均衡器能够快速实现电池单体间的电压均衡。

关键词：锂离子电池；双有源半桥均衡器；组间均衡；组内均衡；移相控制

Half-bridge Lithium-ion Battery Equalizer Based on Phase-shift Strategy

LIU Jun, KAN Jiarong, PENG Simin, *Member*, *CPSS*, ZHANG Chunfu, WU Yunya
(School of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224051, China)

Abstract: The lithium-ion battery equalizer based on a Buck-Boost converter can only transfer the energy in a step-by-step way, resulting in a long energy transmission path and a low equalization efficiency. On this basis, a lithium-ion battery equalizer based on dual active half-bridge is studied. The key parameters affecting the energy flow between cells within a group and between those in different groups in the half-bridge equalizer are analyzed, and a phase-shift control strategy is put forward accordingly. The dual active half-bridge equalizer under phase-shift control can realize a fast energy transfer between cells in the half-bridge group at a high frequency. Since the equalizer operates in a high-frequency state, its volume and weight are greatly reduced. The expressions for the equivalent equalization current between cells within a group and that between cells in different groups were derived in detail, and a simulation model and an experimental prototype were built to perform a verification. Simulation and experimental results show that the proposed dual active half-bridge lithium-ion battery equalizer based on phase-shift control can quickly realize voltage equalization between battery cells.

Keywords: Lithium-ion battery; dual active half-bridge equalizer; equalization between different groups; equalization within a group; phase-shift control

锂离子电池具有容量密度高、寿命长、自放电率低等优点，在便携式电子设备、新能源汽车、储能及航空航天领域得到了广泛的应用[1-2]。为在较高电压的场合获得应用，通常将锂电池单体串联得到锂电池包以获得所需要的电压及要求的容量。但是锂电池制造过程中的差异造成电池单体之间在有效容量、等效电阻及输出电压等方面存在不同，且这一问题随着电池使用时长的增加愈发明显，在频繁的充电、放电过程中，部分电池单体可能出现过充、过放现象，导致电池容量下降、寿命缩短、过热甚至爆炸等极端情况[3-4]。因此，对于串联的锂电池包必须配备均衡器以保证锂电池安全运行。

锂离子电池均衡器的分类方法很多，不同文献的分类方法存在差异，但总体上可分为能耗型均衡

收稿日期：2022-07-04；**修回日期**：2022-08-07；**录用日期**：2022-08-22；**网络首发日期**：2022-12-06
基金项目：江苏省研究生实践创新计划资助项目(SJCX21_1522)
This work is supported by Postgraduate Practice Innovation Program of Jiangsu Province under the grant SJCX21_1522

器[5]与非能耗型均衡器[6]。能耗型均衡器采用电阻、开关管串联后再与电池单体并联，如某单体电压或荷电状态 SOC(state-of-charge)高于其他单体，则对应电阻经开关管将多余能量释放，保持所有电池单体 SOC 一致。该方法成本低、稳定可靠，但效率低，且电阻产生的热量给电池管理系统 BMS(battery management system)的控制带来了难度。非能耗型均衡器又可以分为有源均衡器与无源均衡器[7-8]。无源均衡器采用二极管形成级联整流器实现电池单体的均衡，其控制方案简单，成本较低。一般可分为变压器单二次线圈+隔直电容的方案[9]与变压器多二次绕组的方案[10]。第 1 种方案中要求隔直电容的容值极大，否则会降低均衡的速度；第 2 种方案中，均衡速度受限于各变压器二次侧的漏感及线路阻抗。此外，由于电池单体的电压较低，而二极管的导通压降最低也要 0.5 V，导致无源均衡器的效率较低。

有源均衡器采用全控型开关配合电感、电容、多绕组变压器实现电池单体之间的均衡，具体的拓扑有开关电容均衡器[11]、开关电感均衡器[12]、多绕组反激型均衡器[13]等，这类均衡器的开关管多、控制较复杂，且电池单体的能量传递为逐级传递，导致在高电压场合效率极低。为此，近年来针对单体–单体、单体–电池串、电池串–电池串之间直接能量传递的均衡器研究广受关注，其中单体–单体的方案相对效率最高。文献[14]采用双向开关+多线圈变压器的反激式均衡器进行单体–单体之间的能量转移，该电路仅采用 1 个铁心，结构相对简单，但电池单体的奇数组之间的能量转换需要两级转换才能完成，而奇偶单体之间仅一级变换就可完成，造成控制相对复杂；文献[15]采用多绕组变压器正反激均衡器结构，将开关管分成 2 组，并互补控制，组内单元为正激电路实现均衡，组间单元为反激原理实现均衡，且均衡速度较快，但反激工作时引起的开关管尖峰需要配置额外的电路钳位或吸收，造成成本相对较高；文献[16-17]提出双有源半桥型 DAH(dual active half-bridge)均衡器结构，通过 1 个高频变压器耦合一、二次侧两侧的 4 个电池单体，该方案电路结构简单，成本低，但采用的是占空比固定的开环控制，变压器一、二次侧之间的能量转移较小，造成均衡速度极慢，且工作频率只有在很低的情况下运行效果方可接受，变压器体积、质量偏大。

本文分析了半桥式均衡器的能量转移特性，提出移相控制策略，在开关频率较高的情况下，实现了变压器一、二次侧之间能量的快速转移，实验结果验证了所提控制方案的有效性。

1　DAH 均衡器及其开环控制

图 1 为基于 DAH 的锂电池均衡器。图中：i_1、i_2 分别为变压器 T 的第 1、第 2 绕组电流；u_1、u_2 分别为第 1、第 2 半桥的输出电压；S_{ij} 为开关管，B_{ij} 为电池单体，其中 i 代表第 i 个半桥拓扑中的开关管与电池单体，j 代表第 i 个半桥拓扑中的第 j 个开关管或电池单体。图 1 所示拓扑可以扩展，增加 1 个变压器线圈，可以增加 2 个串联的电池单体，则形成多有源半桥 MAH(multi active half-bridge)均衡器。

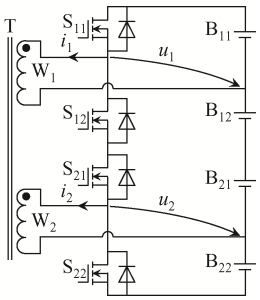
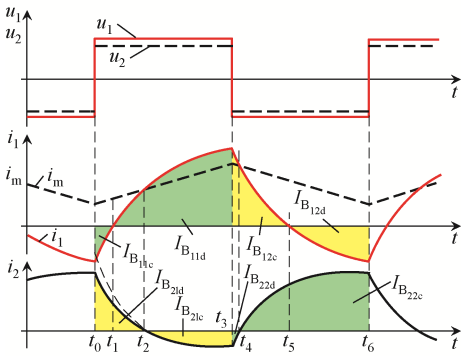


图 1　双有源半桥均衡器

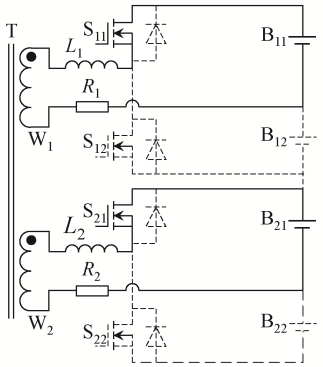
Fig. 1 Equalizer based on DAH

文献[16-17]均采用开环控制，即每个半桥变换器中的 2 个开关管均以 0.5 的占空比互补运行，且不同半桥中奇数组开关管(S_{11}/S_{21})、偶数组开关管(S_{12}/S_{22})分别同步开关。由于电池单体的电压直接关系到电流波形，本文仅给出 4 节电池单体电压 $U_{B_{11}} > U_{B_{12}} > U_{B_{21}} > U_{B_{22}}$ 情况下的分析，其对应的波形与模态如图 2 所示。图中：L_1、L_2 及 R_1、R_2 分别为变压器一、二次侧线圈漏感及等效电阻。1 个开关周期分 2 个工作模态，分别为模态 1(对应时间

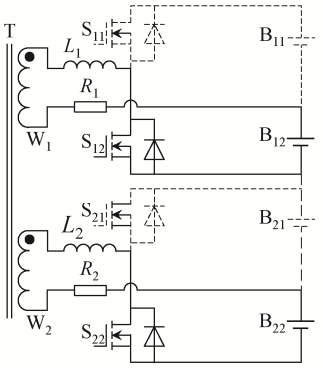
$[t_0, t_3]$，如图 2(b)所示)和模态 2(对应时间$[t_3, t_6]$，如图 2(c)所示)。在同一个模态中(半个开关周期)，变压器一、二次侧电流 i_1、i_2 的极性发生变化，即对电池单体分别进行了充电、放电。由于电池单体间电压的差异导致半桥输出电压中存在直流分量，引起变压器一、二次侧电流 i_1、i_2 存在直流分量，且将引起变压器的磁化电流也存在直流分量，所以变压器的设计需要考虑偏磁对铁心饱和的影响。



(a) DAH均衡器开环控制运行波形



(b) 模态1



(c) 模态2

图 2 开环控制双有源半桥均衡器运行波形及模态

Fig. 2 Operating waveforms and modes of DAH equalizer under open-loop control

图 2(a)给出了 4 节电池单体充电、放电电流大小相对应的面积，其中 $I_{B_{ijc}}$、$I_{B_{ijd}}$ $(i, j = 1,2)$ 分别为对应电池单体的充电电流与放电电流。可以看出，$U_{B_{11}} > U_{B_{12}} > U_{B_{21}} > U_{B_{22}}$ 情况下，电池单体 B_{11} 输出电能最多，B_{22} 接收电能最多，B_{12}、B_{21} 基本处于不接收也不释放电能的状态，这与电池单体电压大小影响电能传输的情况基本符合。

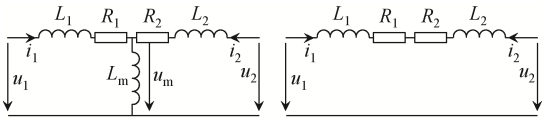
虽然基于 DAH 的锂电池均衡器开关器件少，控制简单，但可以看出图 2(a)所示的开环 DAH 均衡器存在 2 个明显缺点：①在半桥组间压差 $\Delta U_{1,2}$(即 $\Delta U_{1,2} = 0.5(U_{B_{11}} + U_{B_{12}}) - 0.5(U_{B_{21}} + U_{B_{22}})$) 较小时，均衡速度非常慢，在电池包即将充满电或完全放电时，较慢的均衡速度有可能使部分电池单体过充或过放，从而对电池造成不可逆的损坏；②在均衡器开关频率较低时，半桥组间电池单体才可实现快速均衡，这一特性使得变压器体积大、质量重，不符合未来均衡器小型化、轻量化的发展趋势。

2 DAH 移相控制策略

双有源全桥 DAB(dual active bridge)在大功率场合，如柔性直流输电、直流变压器、储能等场合有着广泛的应用，其移相控制策略可以方便地实现能量双向流动。本文所分析的 DAH 均衡器借鉴了 DAB 的移相控制策略，但也存在明显不同的特征：①DAH 均衡器包含了多个电池单体，即多个输入源，多个电池单体之间还要能够实现能量的双向流动；②与 DAB 应用于高压、大功率的场合不同，由于 DAH 均衡器处理的是电池单体之间的能量转移，其电压(约 2.7~4.2 V)、电流(约 1.0~1.5 A)均较小，线路阻抗不可忽略，因此电路特性与 DAB 不一致。

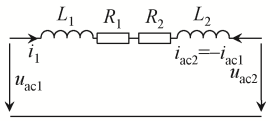
图 3(a)为 DAH 均衡器的等效电路，图中：L_m 为变压器励磁电感；u_m 为励磁电感电压。由于变压器一、二次侧连接的是电压基本相等的电池单体，根据 DAH 特性，变压器各线圈的匝数在相等时运行情况最优，因此变压器一、二次侧漏感与等效阻抗相等，令 $L_1 = L_2 = L$、$R_1 = R_2 = R$。本文所提在 DAH

均衡器的基础上实施移相控制的目的之一是提升均衡器的工作频率，因此图 3(a)均衡器的等效电路中电感阻抗变大，而变压器的自感 L_{m} 相对漏感 L 极大，在分析组间电池单体之间的能量流动时，可以忽略 L_{m} 进行分析。因此，移相控制下 DAH 均衡器等效电路和组间能量流动的等效电路分别如图 3(b)和(c)所示。



(a) DAH均衡器等效电路

(b) 移相控制的DAH均衡器等效电路



(c) 移相控制的DAH组间能量流动等效电路

图 3　不同情况下 DAH 均衡器的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits of DAH equalizer under different conditions

令电压 u_1、u_2 含有的直流分量与交流分量分别为 U_1、U_2 与 u_{ac1}、u_{ac2}，即

$$\begin{cases} u_1 = U_1 + u_{\mathrm{ac1}} \\ u_2 = U_2 + u_{\mathrm{ac2}} \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} U_1 = 0.5(U_{\mathrm{B_{11}}} - U_{\mathrm{B_{12}}}) \\ U_2 = 0.5(U_{\mathrm{B_{21}}} - U_{\mathrm{B_{22}}}) \end{cases} \tag{2}$$

移相控制的 DAH 均衡器运行波形如图 4 所示，由于开关频率的提高，漏感阻抗变大，因此图 4 中电流波形基本接近于线性变化。

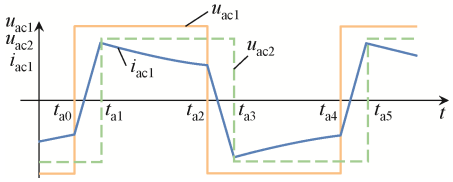


图 4　移相控制的 DAH 均衡器组间电流传输工作波形

Fig. 4 Operating waveforms of current transmission between groups in DAH equalizer under phase-shift control

移相控制中，2 个半桥变换器中的开关管仍以 0.5 占空比互补运行，而 2 个半桥输出电压 u_{ac1}、u_{ac2} 之间移相 1 个角度，定义移相比 Φ 为

$$\Phi = \frac{t_{\mathrm{a1}} - t_{\mathrm{a0}}}{t_{\mathrm{a4}} - t_{\mathrm{a0}}} \tag{3}$$

$$u_{\mathrm{ac1}} = \begin{cases} 0.5(U_{\mathrm{B_{11}}} + U_{\mathrm{B_{12}}}) = A_1 & t \in (t_{\mathrm{a0}}, t_{\mathrm{a2}}) \\ -0.5(U_{\mathrm{B_{11}}} + U_{\mathrm{B_{12}}}) = -A_1 & t \in (t_{\mathrm{a2}}, t_{\mathrm{a4}}) \end{cases} \tag{4}$$

$$u_{\mathrm{ac2}} = \begin{cases} 0.5(U_{\mathrm{B_{21}}} + U_{\mathrm{B_{22}}}) = A_2 & t \in (t_{\mathrm{a1}}, t_{\mathrm{a3}}) \\ -0.5(U_{\mathrm{B_{21}}} + U_{\mathrm{B_{22}}}) = -A_2 & t \in (t_{\mathrm{a3}}, t_{\mathrm{a5}}) \end{cases} \tag{5}$$

式中，A_1、A_2 分别为 u_{ac1}、u_{ac2} 的幅值。

从式(1)~式(5)可以看出，半桥电路的输出电压是 1 个直流电压叠加 1 个交流方波电压，且交流方波相差角度 Φ。因此，变压器一、二次侧的电流同样也包含直流分量与交流分量，即

$$\begin{cases} i_1 = I_1 + i_{\mathrm{ac1}} \\ i_2 = I_2 + i_{\mathrm{ac2}} \end{cases} \tag{6}$$

式中，I_1、I_2 与 i_{ac1}、i_{ac2} 分别为一、二次侧电流的直流分量与交流分量。

在图 3(a)等效电路的基础上，将电感短路即为 DAH 的直流等效电路，因此

$$\begin{cases} I_1 = \dfrac{U_1}{R} = \dfrac{U_{\mathrm{B_{11}}} - U_{\mathrm{B_{12}}}}{2R} \\ I_2 = \dfrac{U_2}{R} = \dfrac{U_{\mathrm{B_{21}}} - U_{\mathrm{B_{22}}}}{2R} \end{cases} \tag{7}$$

根据一阶电路的响应以及 t_{a0}、t_{a2} 时刻的电流 i_{ac1} 极性相反、大小相等的特征，得到

$$i_{\mathrm{ac1}}(t) = \begin{cases} \dfrac{A_1 + A_2}{2R} - \left[\dfrac{A_1 + A_2}{2R} - i_{\mathrm{ac1}}(t_{\mathrm{a0}})\right] \mathrm{e}^{-\frac{t - t_{\mathrm{a0}}}{\tau}} \\ \qquad t \in (t_{\mathrm{a0}}, t_{\mathrm{a1}}) \\ \dfrac{A_1 - A_2}{2R} - \left[\dfrac{A_1 - A_2}{2R} - i_{\mathrm{ac1}}(t_{\mathrm{a1}})\right] \mathrm{e}^{-\frac{t - t_{\mathrm{a1}}}{\tau}} \\ \qquad t \in (t_{\mathrm{a1}}, t_{\mathrm{a2}}) \\ -\dfrac{A_1 + A_2}{2R} + \left[\dfrac{A_1 + A_2}{2R} + i_{\mathrm{ac1}}(t_{\mathrm{a2}})\right] \mathrm{e}^{-\frac{t - t_{\mathrm{a2}}}{\tau}} \\ \qquad t \in (t_{\mathrm{a2}}, t_{\mathrm{a3}}) \\ \dfrac{A_2 - A_1}{2R} - \left[\dfrac{A_2 - A_1}{2R} - i_{\mathrm{ac1}}(t_{\mathrm{a3}})\right] \mathrm{e}^{-\frac{t - t_{\mathrm{a3}}}{\tau}} \\ \qquad t \in (t_{\mathrm{a3}}, t_{\mathrm{a4}}) \end{cases} \tag{8}$$

式中：$\tau = L/R$；$i_{\mathrm{ac1}}(t_{\mathrm{a1}}) = \left(\dfrac{A_1 + A_2}{2R} + \dfrac{A_1 - A_2}{2R} \mathrm{e}^{-\frac{0.5T_{\mathrm{s}}}{\tau}} - \right.$

$\frac{A_1}{R}\mathrm{e}^{-\frac{\Phi T_s}{\tau}}\Big)\Big/\Big(1+\mathrm{e}^{-\frac{0.5T_s}{\tau}}\Big)$，$T_s$ 为开关周期；$i_{ac1}(t_{a2})=-i_{ac1}(t_{a0})$，$i_{ac1}(t_{a3})=-i_{ac1}(t_{a1})$。

根据式(1)~式(8)可以求出各个电池单体在 1 个开关周期内的平均充放电电流，其表达式分别为

$$\begin{cases}
I_{B_{11}}=\left\{\frac{A_2}{R}\Phi T_s+\frac{A_1-A_2}{4R}T_s-\tau\left[\left(\frac{A_1+A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a0})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{\Phi T_s}{\tau}}\right)+\left(\frac{A_1-A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a1})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{(0.5-\Phi)T_s}{\tau}}\right)\right]\right\}\Big/T_s+\frac{I_1}{2}\\
I_{B_{12}}=\left\{\frac{A_2}{R}\Phi T_s+\frac{A_1-A_2}{4R}T_s-\tau\left[\left(\frac{A_1+A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a0})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{\Phi T_s}{\tau}}\right)+\left(\frac{A_1-A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a1})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{(0.5-\Phi)T_s}{\tau}}\right)\right]\right\}\Big/T_s-\frac{I_1}{2}\\
I_{B_{21}}=\left\{\frac{A_1}{R}\Phi T_s-\frac{A_1-A_2}{4R}T_s+\tau\left[\left(\frac{A_1-A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a1})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{(0.5-\Phi)T_s}{\tau}}\right)-\left(\frac{A_1+A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a0})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{\Phi T_s}{\tau}}\right)\right]\right\}\Big/T_s+\frac{I_2}{2}\\
I_{B_{22}}=\left\{\frac{A_1}{R}\Phi T_s-\frac{A_1-A_2}{4R}T_s+\tau\left[\left(\frac{A_1-A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a1})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{(0.5-\Phi)T_s}{\tau}}\right)-\left(\frac{A_1+A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a0})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{\Phi T_s}{\tau}}\right)\right]\right\}\Big/T_s-\frac{I_2}{2}
\end{cases}\tag{9}$$

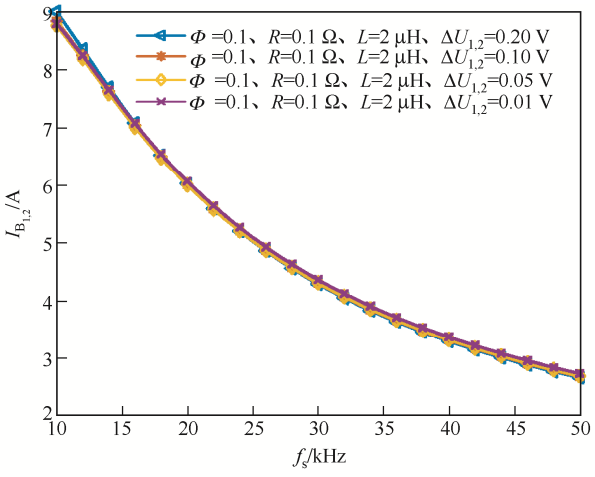
因主要分析在移相控制策略下组间电池单体之间的能量流动情况，可以求出 DAH 均衡器在 1 个开关周期内组间等效均衡电流，其表达式为

$$I_{B_{1,2}}=(I_{B_{11}}+I_{B_{12}})-(I_{B_{21}}+I_{B_{22}})=\left\{\frac{2A_2-2A_1}{R}\Phi T_s+\frac{A_1-A_2}{R}T_s-4\tau\left(\frac{A_1-A_2}{2R}-i_{ac1}(t_{a1})\right)\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{(0.5-\Phi)T_s}{\tau}}\right)\right\}\Big/T_s\tag{10}$$

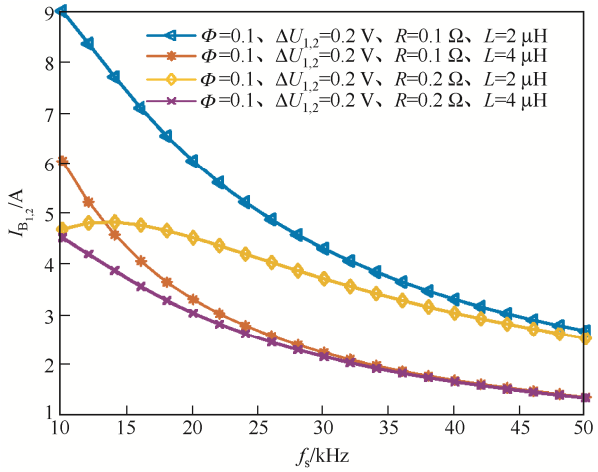
由式(10)可以看出，基于移相控制的 DAH 均衡器，组间均衡电流的影响因素有很多，不仅与变压器一、二次侧电压 u_1、u_2 的交流分量 u_{ac1}、u_{ac2} 的幅值 A_1、A_2(组间电池单体的电压)有关，还与均衡器的开关频率 f_s、移相比 Φ、变压器的漏感 L 和等效电阻 R 等因素相关，下面将通过案例具体分析各因素之间的关系。

图 5 给出了在不同频率 f_s、不同移相比 Φ、不同半桥组间电压差 $\Delta U_{1,2}$、L 及 R 在一定范围内变化时 $I_{B_{1,2}}$ 的变化曲线。可以看出，DAH 均衡器在移相控制下，组间电池单体均衡电流 $I_{B_{1,2}}$ 主要受限于移相比，半桥组间电压差对其影响较小；即使组间电压差很小时，只要保证一定的移相比，依然有较大的组间均衡电流；在移相比一定且开关频率较高时，等效电阻的差异对 $I_{B_{1,2}}$ 的影响较小，但漏感的差异对 $I_{B_{1,2}}$ 的影响较大；在漏感及等效电阻变化相差较小时，移相比越大，$I_{B_{1,2}}$ 越大，但随着开关频率的提高，均衡电流的差异逐渐减少。

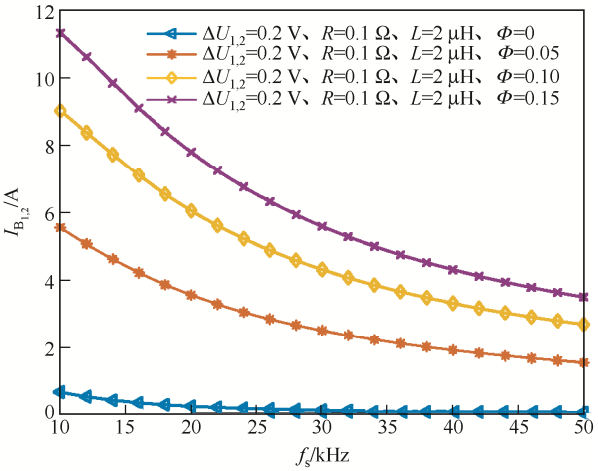
上述分析结果表明，采用移相控制策略的 DAH 均衡器与开环控制的 DAH 均衡器相比，移相控制的 DAH 均衡器能够优化开环控制的 DAH 均衡器的不足：①即使在半桥组间电压差较小时，通过移相控制策略，半桥组间依然有着较大的均衡电流，使得组间的电池单体能够实现快速均衡，避免了在电池包即将充满或完全放电时，造成某些电



(a) 不同电压差时



(b) 不同漏感、电阻时



(c) 不同移相比时

图 5　移相控制下不同情况时 $I_{B_{1,2}}$ 的变化曲线

Fig. 5 Curves of $I_{B_{1,2}}$ under phase-shift control in different cases

池单体的过充或过放，从而延长电池单体的使用寿命；②在开关频率较高时，组间电池单体仍然可以实现快速均衡，由于提高了均衡器的开关频率，使得变压器的体积和质量大大减小，符合未来均衡器小型化、轻量化的发展趋势。

在 DAH 均衡器参数确定的情况下，根据图 5(c)可以看出 $I_{B_{1,2}}$ 的大小随 Φ 的变化明显，且在一定范围内单调变化。为了防止出现半桥组间电池单体之间能量的逆传递造成电压差反向增大的现象，且考虑到均衡器的耐流及散热性能的限制，需要选择合适的移相比，因此可以得到如图 6 所示的均衡控制策略。图中：U_{Bref} 为均衡器半桥组间电压差的基准值，一般可以设置为 0；U_{Be} 为 P 控制器的输入，其取值条件为移相比被限制在最值[$-\Phi_{max}$, Φ_{max}]，组间电压差相差较大时，移相比被限制在其最值处，组间电压差降至某一范围时，移相比随着组间电压差的减少而减少。

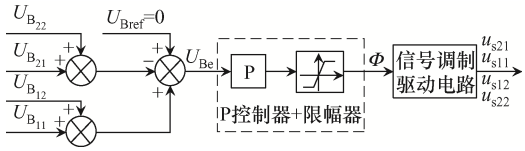


图 6　DAH 均衡器控制策略

Fig. 6 Control strategy for DAH equalizer

3　仿真对比与验证

本文所提的基于移相控制的 DAH 锂电池均衡器，与开环控制的 DAH 锂电池均衡器相比，主要解决其在高频工作状态下半桥组间电池单体间均衡电流小，均衡速度慢的问题。为了验证本文所提图 6 所示移相控制策略的有效性，在 MATLAB/Simulink 中搭建了 4 节电池单体的 DAH 锂电池均衡器的仿真模型，分别采用传统开环控制与移相控制，对电池单体的电压变化曲线结果进行对比分析。在不影响均衡器特性的基础上，选择理想的 0.3 F 的电容器代替锂电池单体。设置 4 节电池单体的初始电压分别为 3.50、3.45、3.40 和 3.30 V。具体的仿真电路参数见表 1。

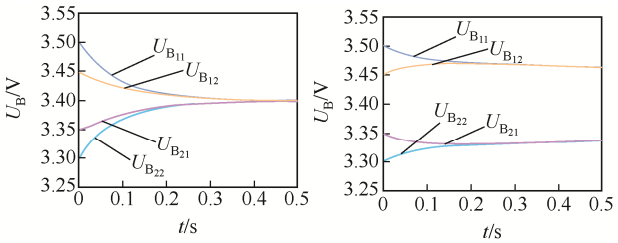
表 1　DAH 均衡器仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of DAH equalizer

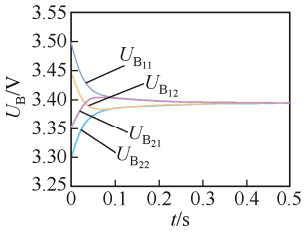
参数	数值
等效漏感 L/μH	2
开关频率 f_s/kHz	50
P 调节器	20
励磁电感 L_m/μH	300
电阻 R/Ω	0.1
移相比 Φ	−0.2~0.2

图 7 为不同控制策略下电池单体的电压变化曲线，图 7(a)和(b)分别为开环控制下 DAH 均衡器在 5 kHz 和 50 kHz 时电池单体的电压变化曲线，图 7(c)为 DAH 均衡器在移相控制时电池单体的电压变化曲线。从图 7(a)和(b)可以看出，开环控制

下的 DAH 均衡器只有在开关频率为 5 kHz 时能获得较满意的均衡速度，在 0.5 s 时基本能够实现 4 节电池单体的电压均衡，当电池单体电压接近时，均衡速度有下降的趋势；当开关频率为 50 kHz 时，半桥组间电池单体的均衡速度极慢，而现实生活中的锂电池单体的容量一般较大，像这种情况下就算均衡器一直处于运行状态下半桥组间电池单体之间也不会实现电压的均衡。从图 7(c)可以看出移相控制下的 DAH 均衡器，能够在 0.18 s 左右实现 4 节电池单体的电压均衡，不仅均衡速度快，最终电池单体间的均衡效果也较好。



(a) 开环控制时(5 kHz) (b) 开环控制时(50 kHz)



(c) 移相控制时(50 kHz)

图 7 不同控制策略下电池单体电压变化曲线

Fig. 7 Curves of battery cell voltage under different control strategies

4 实验验证

为验证本文所提移相控制策略的有效性和理论分析的正确性，设计了 1 台 4 节锂电池单体的实验样机，样机如图 8 所示，主要包含 STM32 控制器、DAH 均衡器、变压器、缓冲电感、电流传感器、示波器、锂电池等，DAH 均衡器对应参数见表 2。

图 9 为变压器一、二次侧电压 u_1、u_2 及一、二次侧电流 i_1、i_2 在半桥组内电压相等、一定组间电压差、不同移相比 Φ 的情况下的波形，电池具体电压见表 3。从图 9(a)可以看出，当 Φ=0、组间电压差较小且 DAH 均衡器开关频率较高时，组间均衡电流极小，并且在 1 个开关周期内，组间电池单体吸收与释放的能量相当，意味着能量不会在组间传递，从而导致组间电池单体之间能量无法均衡；从图 9(b)~(e)可以看出，只需要增加 u_1、u_2 之间的移相角度，即使在组间电压差很小且开关频率很高的情况下，组间电池单体在 1 个开关周期内吸收与释放的能量就会存在明显的差异，且这种差异随着移相比的增大而增大，差异越大，代表组间电池单体之间传递的能量就越大，组间电池单体的均衡速度越快。

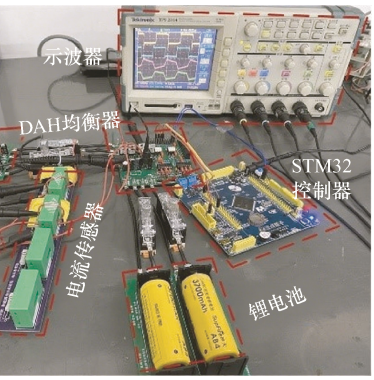


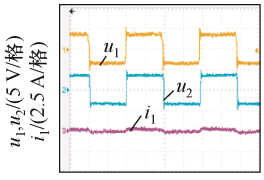
图 8 实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

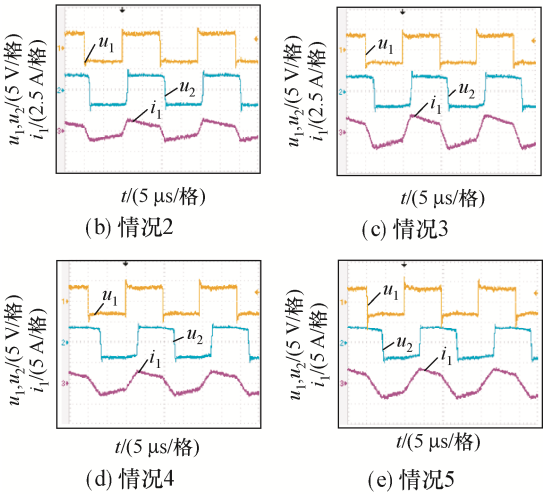
表 2 样机采用器件及部分关键参数

Tab. 2 Elements used by prototype and some key parameters

参数	型号/数值
单片机	STM32F103
等效漏感 L/μH	2
开关频率 f_s/kHz	51
P 调节器	20
MOSFETs	IRF3205
励磁电感 L_m/μH	300
电阻 R/Ω	0.1
移相比 Φ	−0.2~0.2



(a) 情况1



(b) 情况2　(c) 情况3

(d) 情况4　(e) 情况5

图 9　不同移相比 Φ 下 u_1、u_2 以及 i_1 波形

Fig. 9 Waveforms of u_1, u_2 and i_1 at different values of Φ

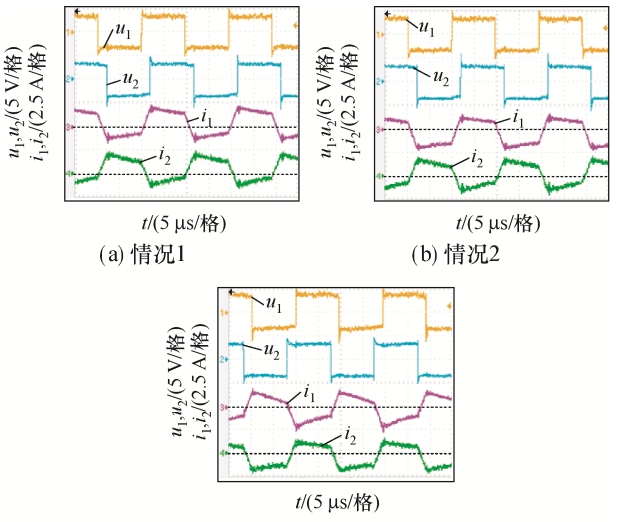
表 3　电池电压参数(不同移相比 Φ)

Tab. 3 Parameters of cell voltage

(under different values of Φ)

实例	$U_{B_{11}}$/V	$U_{B_{12}}$/V	$U_{B_{21}}$/V	$U_{B_{22}}$/V	Φ
情况 1	3.85	3.85	3.78	3.78	0
情况 2	3.85	3.85	3.78	3.78	0.05
情况 3	3.85	3.85	3.78	3.78	0.10
情况 4	3.85	3.85	3.78	3.78	0.15
情况 5	3.85	3.85	3.78	3.78	0.20

在实际工作情况下，锂电池的电压分布具有随机性(正常工作范围内的电压)，图 10 为变压器一、二次侧电压 u_1、u_2(u_1、u_2 含直流分量)以及一、二次侧电流 i_1、i_2 在 Φ=0.1、电池单体电压为 2.7~4.2 V 不同值的情况下的波形，电池具体电压见表 4。结合式(9)和式(10)，对各个电池单体在 1 个开关周期内均衡电流的流向和大小进行分析，得到电池单体之间的能量流动情况。从图 10 中可以看出，在不同电池电压分布情况下，DAH 均衡器中电压越低的电池单体在 1 个开关周期内接收的能量越多，电池电压越高的电池单体在 1 个开关周期内释放的能量越多，符合根据电池单体电压大小情况调节电能传输大小的要求。



(a) 情况1　(b) 情况2

(c) 情况3

图 10　不同电池单体电压情况下 u_1、u_2 及 i_1、i_2 波形

Fig. 10 Waveforms of u_1, u_2, i_1 and i_2 under different values of cell voltage

表 4　电池电压参数

Tab. 4 Parameters of cell voltage

实例	$U_{B_{11}}$/V	$U_{B_{12}}$/V	$U_{B_{21}}$/V	$U_{B_{22}}$/V
情况 1	3.79	3.81	3.60	3.54
情况 2	3.81	4.03	3.54	3.60
情况 3	3.65	3.78	3.79	4.03

5　结语

本文在开环控制策略的 DAH 锂电池均衡器的基础上，提出了移相控制策略，在没有增加额外的开关器件的情况下，优化了开环运行的 DAH 锂电池均衡器的不足，即使在半桥组间电压差小且开关频率高的情况下，依然有着较大的组间均衡电流，实现半桥组间电池单体之间能量的快速转移，从而快速实现电池单体之间的电压均衡，有效地减小了均衡器的体积和质量，能够有效地提升主动型均衡器在均衡器市场的竞争力。搭建了 DAH 锂电池均衡器的仿真模型和实验样机，仿真和实验结果验证了移相控制策略的有效性。

参考文献：

[1] 蔡敏怡, 张娥, 林靖, 等. 串联锂离子电池组均衡拓扑综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(15): 5294-5311.
Cai Minyi, Zhang E, Lin Jing, et al. Review on balancing topology of lithium-ion battery pack [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(15): 5294-5311. (in Chinese)

[2] Gholizadeh M, Salmasi F R. Estimation of state of charge, unknown nonlinearities, and state of health of a lithium-

ion battery based on a comprehensive unobservable model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1335-1344.

[3] Peng Faxiang, Wang Haoyu, Yu Liang. Analysis and design considerations of efficiency enhanced hierarchical battery equalizer based on bipolar CCM Buck-Boost units [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 4053-4063.

[4] 李小龙. 基于全波倍压整流电路的模块化电池均衡拓扑研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2019.
Li Xiaolong. Study on modularized cell equalizer using full wave voltage multiplier [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2019. (in Chinese)

[5] Liu Weirong, Song Yu, Liao Hongtao, et al. Distributed voltage equalization design for supercapacitors using state observer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 620-630.

[6] Uno M, Kukita A. String-to-battery voltage equalizer based on a half-bridge converter with multistacked current doublers for series-connected batteries [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1286-1298.

[7] Liu Kailong, Yang Zhile, Tang Xiaopeng, et al. Automotive battery equalizers based on joint switched-capacitor and Buck-Boost converters [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 12716-12724.

[8] 李玉, 徐俊, 彭程, 等. 结合变压器正反激原理的动力电池主动均衡方法[J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(8): 151-158.
Li Yu, Xu Jun, Peng Cheng, et al. An active equalization technology for power batteries based on forward-flyback principle of transformers [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(8): 151-158. (in Chinese)

[9] Fan Shaogui, Duan Jiandong, Sun Li, et al. A fast modularized multiwinding transformer balancing topology for series-connected super capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3255-3268.

[10] Liu Lizhou, Xu Bin, Yan Zhaotian, et al. A low-cost multiwinding transformer balancing topology for retired series-connected battery string [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 4931-4936.

[11] Shang Yunlong, Xia Bing, Yang Jufeng, et al. A delta-structured switched-capacitor equalizer for series-connected battery strings [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA, 2017: 4493-4496.

[12] 李小龙, 徐顺刚, 许建平, 等. 一种单电感双向电池均衡电路[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 90-97.
Li Xiaolong, Xu Shungang, Xu Jianping, et al. Single-inductor bidirectional battery equalizer [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(4): 90-97. (in Chinese)

[13] 张露. 基于反激式变压器锂电池组双向均衡系统优化分析[D]. 成都: 西南交通大学, 2018.
Zhang Lu. The design and simulation analysis of lithium batteries equalization system for electric vehicle [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2018. (in Chinese)

[14] Park S H, Park K B, Kim H S, et al. Single-magnetic cell-to-cell charge equalization converter with reduced number of transformer windings [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2900-2911.

[15] Shang Yunlong, Xia Bing, Zhang Chenghui, et al. An automatic equalizer based on forward-flyback converter for series-connected battery strings [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5380-5391.

[16] Nishijima K, Sakamoto H, Harada K. A magnetic coupled simidle and high efricient battery management system [C]// 2000 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG). Toronto, ON, Canada, 2000: 561.

[17] Shang Yunlong, Cui Naxin, Zhang Chenghui. An optimized any-cell-to-any-cell equalizer based on coupled half-bridge converters for series-connected battery strings [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8831-8841.



刘俊

作者简介：

刘俊(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：电池管理技术。E-mail：1002861541@qq.com。

阚加荣(1979—)，男，通信作者，硕士，教授。研究方向：功率电子变换技术。E-mail：kanjr@163.com。

彭思敏(1980—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电池储能系统。E-mail：psmsteven@163.com。

张春富(1977—)，男，博士，副教授。研究方向：智能控制及其应用。E-mail：zhangchunfu@163.com。

吴云亚(1979—)，女，硕士，高级实验师。研究方向：新能源发电控制技术。E-mail：wuyunyayancheng@126. com。

(责任编辑：郭凯凯)