

一种大规模蓄电池储能系统多目标并行有源能量均衡器

刘红锐¹, 张开翔¹, 尹荣¹, 钱晶²

(1. 昆明理工大学 电力工程学院, 云南 昆明 650500; 2. 昆明理工大学 冶金与能源工程学院, 云南 昆明 650093)

摘要:针对大规模锂离子蓄电池储能系统, 提出具有两层均衡的模块化多目标并行有源能量均衡器。第一层均衡以蓄电池单元作为均衡目标, 蓄电池单元内主控开关采用带死区互补导通控制, 所有蓄电池单元可同时工作, 均衡速度快且不受串联单体蓄电池数量的影响。第二层均衡由多组选通矩阵和一个具有能量双向且连续的有源均衡主电路组成, 通过选通矩阵可并行实现多个不同蓄电池组的蓄电池单元的均衡放电或均衡充电, 多目标并行均衡且均衡能量连续使得均衡速度加倍提升。从原理上对均衡器及控制策略进行分析, 并搭建12个锂离子蓄电池串联组成的蓄电池储能系统实验平台进行实验验证。理论分析和实验结果均证明所提均衡器均衡速度快, 均衡效率高, 开关器件电压应力小, 易模块化, 可扩展性强。

关键词:大规模蓄电池; 储能; 有源能量均衡器; 均衡效率; 均衡速度; 多目标并行均衡

中图分类号: TM 912

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.epae.202110041

0 引言

随着太阳能发电、风能发电等技术的不断发展, 大规模电化学储能系统在电力系统中得到广泛应用^[1-2]。锂离子蓄电池以其循环稳定、比能量/比功率高等优点, 成为目前电化学储能技术中应用领域、应用前景较广的一种储能介质^[3-4]。由于单体蓄电池间存在能量的不一致性, 随着循环使用次数的增加, 串联单体蓄电池间能量的一致性加剧, 致使蓄电池系统整体充放电容量越来越小。因此必须采取有效的能量均衡措施和均衡策略来增加蓄电池系统充放电循环次数, 从而延长整个蓄电池系统的循环寿命^[5-6]。

针对大规模串联锂离子蓄电池储能系统, 目前以单体蓄电池为均衡对象的串行均衡方法存在以下问题。

1) 均衡速度慢且可提升空间有限。第一, 能量转移的方式为断续模式^[7-8]。如果要增加开关周期内转移的能量, 势必要提高开关器件的电压、电流应力, 因此均衡速度低且提升能力受限。第二, 串行均衡的均衡速度受系统中串联单体蓄电池个数影响较大^[9]。如: 文献[8]提出的基于 Buck-Boost 电路的高效能量均衡器中, 以电感作为能量转移的载体, 在均衡器的一个工作周期内, 被均衡单体蓄电池的均衡电流为断续模式, 导致均衡速度有所降低; 文献[9]也利用升降压基本电路, 但均衡器只能单方向依次

均衡或从中间向两端均衡, 当蓄电池组中出现2个需要被均衡且距离较远的单体蓄电池时, 该类均衡器的效果不佳。

2) 均衡效率低且可提升空间受限。目前均衡方法多以单体蓄电池为均衡对象^[10-11], 该类均衡电路中开关器件的数量较多, 而对于单体电压在3.2 V左右的锂离子蓄电池, 即使采用导通电阻小的开关器件, 其电压降所占比值在整个能量回路中也相对较高, 因此均衡效率低且可提升空间受限。如: 文献[11]中, 整个均衡器仅有1个电感, 大幅降低了均衡器成本与体积, 但随着蓄电池系统的扩大, 均衡器中开关的损耗占比将有所增加。

3) 开关器件的电压应力与蓄电池系统的规模成正比关系^[12-13]。随着蓄电池数量的增加, 所需开关器件的电压应力也要增加, 而电压应力大的开关器件的价格、耗散功率都相对较高。对于需要较多开关器件的大型串联蓄电池系统, 开关器件的价格直接影响均衡器的成本, 且开关器件的参数也是影响均衡效率的一个重要因素。如: 文献[13]提出的针对大规模串联蓄电池系统的均衡策略, 均衡速度得到有效提高, 但未考虑开关器件的电压应力。

4) 不易模块化, 可扩展性不强^[14-15]。目前均衡方法受限于串联的蓄电池数量, 蓄电池数量越多, 均衡器性能越差, 不易扩展到大规模串联锂离子蓄电池储能系统中使用。如: 文献[14]提出模块化电池均衡, 将单体蓄电池分为多个模块, 多个模块可同时工作, 有效地提高了均衡速度。

目前多数的均衡方法中, 能量转移发生在单体蓄电池之间或单体蓄电池与蓄电池组之间, 能量的发出者和吸收者均来自蓄电池系统, 均衡器属于无源型, 它仅提供能量转移路径。采用无源型均衡器均衡时, 被均衡蓄电池具有任意性, 蓄电池系统中串

收稿日期: 2021-07-14; 修回日期: 2021-09-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51967009, 51869007); 云南省教育厅科学研究基金资助项目(2019J0038)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51967009, 51869007) and the Scientific Research Foundation of Yunnan Education Department(2019J0038)

联的单体蓄电池越多,无源型均衡电路越复杂,因此无源型均衡器更适用于串联蓄电池数目较少的场合。本文提出一种多目标并行均衡的有源均衡器,能够有效解决以上 4 个问题,下面分析其详细的均衡思想和工作原理。

1 均衡思想框架与拓扑结构

1.1 均衡思想框架

本文提出的两层均衡思想框架如附录 A 图 A1 所示。第一层均衡中,每一个蓄电池单元对应一个均衡模块 BM,如 BM_{ij} 表示第 i 个蓄电池组 BP_i 中的第 j 个蓄电池单元 BU_{ij} 对应的均衡模块;第二层均衡中,每一个蓄电池组对应一个选通矩阵 SM,如 SM_i 表示第 i 个蓄电池组对应的选通矩阵, n 个选通矩阵并联后与 1 个主控电路连接。

第一层均衡中,各均衡模块相互独立,均衡时所有模块可同时并行工作,均衡电流在蓄电池单元内部流动,从而第一层均衡速度不受串联单体蓄电池数量的影响,均衡时间仅由工作时间最长的均衡模块确定。第二层均衡中,蓄电池组之间通过开关 VT 进行隔离,各选通矩阵相互独立,包含 n 个蓄电池组的蓄电池系统中最多可实现 n 个均衡目标的并行均衡,均衡时能量在蓄电池系统与均衡器之间流动。均衡模块中开关器件的电压应力由蓄电池单元的电压等级确定,选通开关矩阵及主控电路中的开关器件的电压应力由蓄电池组的电压等级确定。

创新性的均衡器拓扑结构和控制策略是实现高速度、高效率、易模块化和易扩展的高性能均衡器的关键。而本文提出的分对象分层的多目标并行均衡思想的均衡速度快,且开关器件的电压应力不受蓄电池系统电压的限制,因此易模块化,且可扩展性强。

1.2 均衡拓扑结构

1.2.1 第一层均衡的拓扑结构

第一层均衡的拓扑结构如图 1 所示,每个蓄电池单元对应一个均衡模块,每个均衡模块由 2 个带反并联二极管的 MOSFET 和 1 个电感构成。以 BM_{11} 为例, Q_{11} 为 P 沟道增强型 MOSFET, Q_{12} 为 N 沟道增强型 MOSFET,以便利用蓄电池单元提供 MOSFET 导

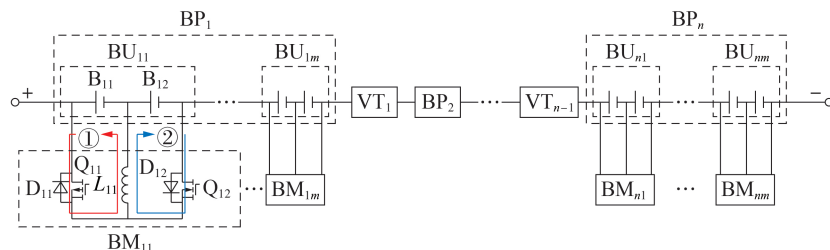


图 1 第一层均衡的拓扑结构

Fig.1 Topology structure of first-layer equilibrium

通的驱动电压。

1.2.2 第二层均衡的拓扑结构

第二层均衡的拓扑结构如图 2 所示,每个蓄电池组对应 1 个选通矩阵和 1 个电感,包含 n 个蓄电池组的蓄电池系统中有 n 个选通矩阵、 n 个电感和 1 个主控电路。选通矩阵由 MOSFET 反向串联的双层桥臂构成,用于选通蓄电池组中的任意一个需要均衡的蓄电池单元。主控电路由电压源 E 、主控开关 M_1 和 M_2 以及二极管 D_1 和 D_2 构成,其中 M_1 为 N 沟道增强型 MOSFET, M_2 为 P 沟道增强型 MOSFET,以便利用电压源 E 提供 MOSFET 导通的驱动电压。

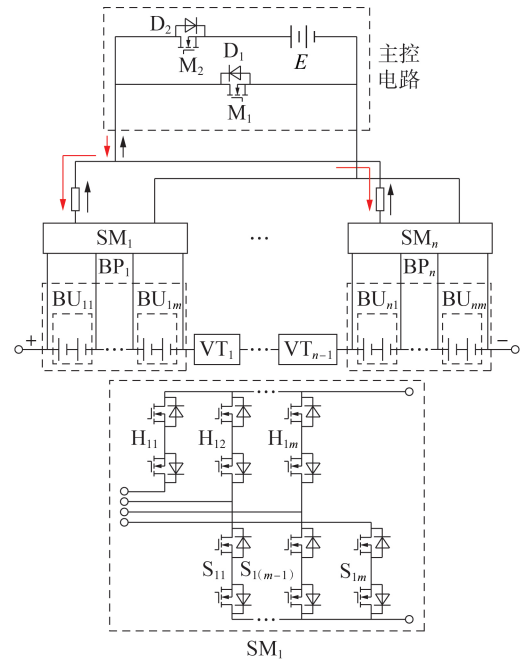


图 2 第二层均衡的拓扑结构

Fig.2 Topology structure of second-layer equilibrium

2 均衡器工作原理及控制策略

2.1 第一层均衡的工作原理及控制策略

第一层均衡的工作原理如图 1 中均衡模块 BM_{11} 所示,假设单体蓄电池 B_{11} 的能量高于 B_{12} ,此时对 Q_{11} 和 Q_{12} 进行带死区互补导通控制, Q_{11} 和 Q_{12} 的驱动电压分别为 $u_{PWM-Q11}$ 和 $u_{PWM-Q12}$ 。一个开关周期内,在 Q_{11} 导通时回路①激活,此时 B_{11} 的能量转移至电感 L_{11} ;

在 Q_{12} 导通时回路②被激活,此时电感 L_{11} 的能量转移至 B_{12} ,通过2个回路电感的储能与释能实现能量均衡。第一层均衡时所有均衡模块可同时并行工作,均衡时间由工作时间最长的均衡模块决定。设 t_{ij} 为 BM_{ij} 的工作时间, t_{imax} 为第 i 个蓄电池组中工作时间最长的均衡模块的工作时间,则第一层均衡时间 t 可表示为:

$$t = \max \{ t_{1max}, t_{2max}, \dots, t_{nmax} \} \quad (1)$$

$$\begin{cases} t_{1max} = \max \{ t_{11}, t_{12}, \dots, t_{1m} \} \\ t_{2max} = \max \{ t_{21}, t_{22}, \dots, t_{2m} \} \\ \vdots \\ t_{nmax} = \max \{ t_{n1}, t_{n2}, \dots, t_{nm} \} \end{cases} \quad (2)$$

均衡模块电路拓扑为 Buck-Boost 斩波电路,传统控制方式如图 3(a) 所示,能量反馈时要经过反并联二极管,即使采用肖特基二极管(肖特基二极管的导通压降在 0.5 V 左右)作为反并联二极管,其所占的电压比重依然较大,导致效率降低。另外,包含 n 个蓄电池组的蓄电池系统将需要 $2nm$ 个肖特基二极管,均衡器的成本高。传统控制方式下,以 B_{11} 释放能量为例,根据式(1),电感电流连续模式下 BM_{11} 的均衡效率 η_1 可表示为:

$$\eta_1 = 1 - \frac{R_{on1} I_L^2 t_{on} + u_D I_L t_{off}}{u_B I_L t_{on}} = 1 - \frac{R_{on1} I_L t_{on} + u_D t_{off}}{u_B t_{on}} \quad (3)$$

式中: R_{on1} 为 Q_{11} 的导通电阻; I_L 为电感平均电流; t_{on} 、 t_{off} 分别为单体蓄电池放电时对应开关管的导通时间和关断时间; u_D 为反并联二极管的导通电压; u_B 为 B_{11} 的电压。

为了有效降低导通损耗,本文采用带死区互补导通控制,如图 3(b) 所示,在电感电流连续模式下,对 Q_{11} 和 Q_{12} 进行带死区互补导通控制,同时为防止电源直通,两控制信号间设有死区时间。此时 BM_{11} 的均衡效率 η_2 可表示为:

$$\eta_2 = 1 - \frac{R_{on1} I_L^2 t_{on} + R_{on2} I_L^2 t'_{off} + u_D I_L t''_{off}}{u_B I_L t_{on}} = 1 - \frac{R_{on1} I_L t_{on} + R_{on2} I_L t'_{off} + u_D t''_{off}}{u_B t_{on}} \quad (4)$$

式中: R_{on2} 为 Q_{12} 的导通电阻; t'_{off} 为单体蓄电池充电时对应开关管导通时间; t''_{off} 为死区时间。

综上,第一层均衡时,各均衡模块并行工作,均衡速度快,且不受串联单体蓄电池数量的影响。均衡模块电路简单,2个开关采用带死区互补导通控制,均衡器成本没有增加,而均衡效率大幅提升。

2.2 第二层均衡的工作原理及控制策略

第二层均衡以蓄电池单元作为均衡目标,在蓄电池静置状态下完成多目标均衡,均衡时能量在蓄电池单元与均衡器间转移。如图 2 所示,蓄电池

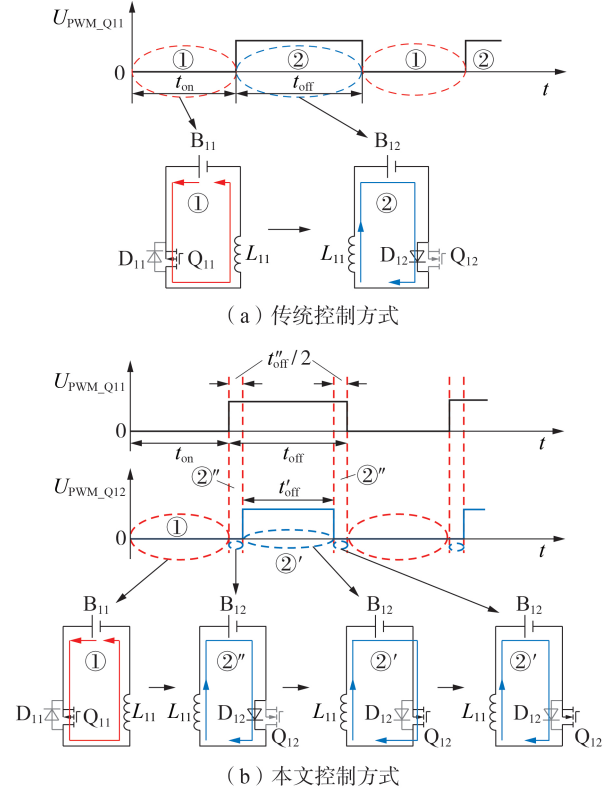


图3 均衡模块控制方式

Fig.3 Control mode of equilibrium module

处于静置状态,蓄电池组间的双向开关处于截止状态,每个蓄电池组对应一个选通矩阵,选通矩阵可以选通相应蓄电池组中的任何一个蓄电池单元。根据蓄电池单元的不一致程度,第二层均衡有多目标并行均衡放电工作模式和多目标并行均衡充电工作模式,这2种工作模式下,选通矩阵中的储能电感均保证了被均衡蓄电池单元的充放电电流的连续性。

多目标并行均衡放电工作模式下,通过选通矩阵选通需要被均衡的蓄电池组中能量最高的蓄电池单元,均衡时拓扑电路等效为多输入 Boost 斩波电路,如图 4 所示。 BU_{imax} ($i=1, 2, \dots, n$) 为第 i 个蓄电池组中能量最高的蓄电池单元,蓄电池单元 BU_{imax} 、 BU_{2max} 、 \dots 、 BU_{nmax} 为 n 个均衡目标,均衡时导通相应选通矩阵的选通开关 H_{1max} 、 H_{2max} 、 \dots 、 H_{nmax} 与 S_{1max} 、 S_{2max} 、 \dots 、 S_{nmax} , 然后对主控开关 M_1 进行脉宽调制 (PWM) 控制,则 n 个均衡目标并联作为 Boost 电路的输入, M_1 导通时 n 个均衡目标同时通过 n 个放电回路①均衡放电; M_1 关断时 n 个均衡目标通过 n 个回路②继续放电, n 个均衡目标的均衡放电电流为 i_{bdi} ($i=1, 2, \dots, n$), 均衡放电电流连续,且均衡目标的能量越大,相应的均衡放电电流就越大。

多目标并行均衡放电工作模式下的均衡效率 η_3 推导如下:

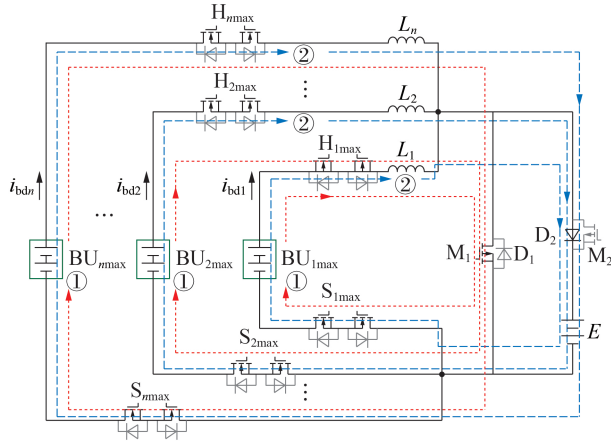


图4 多目标并行均衡放电工作模式的等效电路

Fig.4 Equivalent circuit under multi-objective parallel equilibrium discharge mode

$$\eta_3 = 1 - \frac{\left(\sum_{i=1}^n u_{SM_i} I_{bdi} \right) T_1 + u_{M_1} \left(\sum_{i=1}^n I_{bdi} \right) t_{on1} + u_{D_2} \left(\sum_{i=1}^n I_{bdi} \right) t_{off1}}{\left(\sum_{i=1}^n u_{BU_i} I_{bdi} \right) T_1} \quad (5)$$

式中： u_{SM_i} 为 SM_i 中相应开关的导通压降； I_{bdi} 为 i_{bdi} 的平均值； u_{M_1} 为 M_1 的导通压降； u_{D_2} 为二极管 D_2 的导通压降； u_{BU_i} 为第 i 个均衡目标 BU_{imax} 的电压； T_1 、 t_{on1} 、 t_{off1} 分别为 M_1 的开关周期、导通时间和关断时间。均衡过程中，若近似认为各均衡目标的电压相等，则各均衡目标的均衡放电电流可近似相等，因此各选通矩阵中开关的导通压降也相等，此时可将式(3)化简为：

$$\eta_3 = 1 - \frac{u_{SM_i} + \alpha u_{M_1} + u_{D_2} (1 - \alpha_1)}{u_{BU_i}} \quad (6)$$

式中： α_1 为 M_1 的导通占空比，且 $\alpha_1 = t_{on1} / T_1$ 。

多目标并行均衡充电工作模式下，通过选通矩阵选通需要被均衡的蓄电池组中能量最低的蓄电池单元，均衡时拓扑电路等效为多输出Buck斩波电路，如附录A图A2所示。 BU_{imin} ($i=1, 2, \dots, n$)为第 i 个蓄电池组中能量最低的蓄电池单元，蓄电池单元 BU_{1min} 、 BU_{2min} 、 \dots 、 BU_{nmin} 为 n 个均衡目标，均衡时导通相应选通矩阵的选通开关 H_{1min} 、 H_{2min} 、 \dots 、 H_{nmin} 与 S_{1min} 、 S_{2min} 、 \dots 、 S_{nmin} ，然后对主控开关 M_2 进行PWM控制，则 n 个均衡目标并联作为Buck电路的输出端， M_2 导通时 n 个均衡目标同时通过 n 个充电回路①均衡充电， M_2 关断时 n 个均衡目标通过 n 个回路②继续充电， n 个均衡目标的均衡充电电流为 i_{bci} ($i=1, 2, \dots, n$)，均衡充电电流连续，且均衡目标的能量越大，相应的均衡充电电流就越小。

多目标并行均衡充电工作模式下的均衡效率 η_4 推导如下：

$$\eta_4 = \left(\sum_{i=1}^n u_{BU_i} I_{bci} \right) T_2 / \left[\left(\sum_{i=1}^n u_{BU_i} I_{bci} \right) T_2 + \left(\sum_{i=1}^n u_{SM_i} I_{bci} \right) T_2 + u_{M_2} \left(\sum_{i=1}^n I_{bci} \right) t_{on2} + u_{D_1} \left(\sum_{i=1}^n I_{bci} \right) t_{off2} \right] \quad (7)$$

式中： I_{bci} 为 i_{bci} 的平均值； u_{M_2} 为 M_2 的导通压降， u_{D_1} 为二极管 D_1 的导通压降； T_2 、 t_{on2} 、 t_{off2} 分别为 M_2 的开关周期、导通时间和关断时间。均衡过程中，若近似认为各均衡目标的电压相等，则各均衡目标的均衡充电电流可近似相等，因此各选通矩阵中开关的导通压降也相等，此时可将式(7)化简为：

$$\eta_4 = \frac{u_{BU_i}}{u_{BU_i} + u_{SM_i} + \alpha_2 u_{M_2} + (1 - \alpha_2) u_{D_1}} \quad (8)$$

式中： α_2 为 M_2 的导通占空比，且 $\alpha_2 = t_{on2} / T_2$ 。

综上，第二层均衡实现了多目标并行均衡且均衡能量连续可控，这是提高均衡速度的关键点。以蓄电池单元为均衡对象，能量回路中的均衡目标的电压翻倍，这是提高均衡效率的关键点。均衡时只需对1个开关进行PWM控制，因此对均衡器的控制容易实现。由于蓄电池组间通过双向开关隔离，使得选通矩阵中的开关和主控开关的电压应力只与蓄电池组的电压等级有关，因此均衡器易模块化，可扩展性强。为了进一步降低开关损耗，提高均衡效率，选通矩阵中的4个MOSFET同时导通，使得选通矩阵压降中不存在反并联二极管的管压降。

3 均衡实验

3.1 实验平台

为验证本文所提均衡器及控制策略的可行性与有效性，搭建包含12个单体蓄电池的实验平台，如附录B图B1所示，单体蓄电池的额定电压为3.2V，容量为21A·h。12个单体蓄电池构成3个蓄电池组，每个蓄电池组中包括2个蓄电池单元，第1个蓄电池组中各单体蓄电池的初始荷电状态(SOC)值分别为42.2%、39.3%、64.1%、59.9%，第2个蓄电池组中各单体蓄电池的初始SOC值分别为50.7%、46.2%、71.9%、70.3%，第3个蓄电池组中各单体蓄电池的初始SOC值分别为33.5%、28.4%、82.7%、76.1%。

主控开关中N沟道MOSFET采用NCE2060K，P沟道MOSFET采用IRF7404TRPBF，选通矩阵中MOSFET采用IRF3205，肖特基二极管采用SK84B。各型号MOSFET与二极管参数如附录B表B1所示。实验过程中，利用开路电压法测得各单体蓄电池的SOC值，驱动电压波形与均衡电流波形均由TBS2000数字荧光示波器捕获，主控开关 M_1 和 M_2 的驱动分别为 $u_{PWM_M_1}$ 和 $u_{PWM_M_2}$ ，并利用蓄电池参数监测模块对各单体蓄电池电压进行采集。此外，实验平台还包括电压探头和电流探头。实验中，均衡实验参数如

附录 B 表 B2 所示。

3.2 第一层均衡实验

第一层均衡实验中,6个均衡模块同时工作,采用带死区互补导通控制,其中一个均衡模块中P沟道 MOSFET 的驱动 u_{PWM_Q11} 、N 沟道 MOSFET 的驱动 u_{PWM_Q12} 和电感电流 i_{L1} 波形如图 5 所示,电感电流平均值为 2.48 A, $t_{\text{on}} = 65 \mu\text{s}$ 。

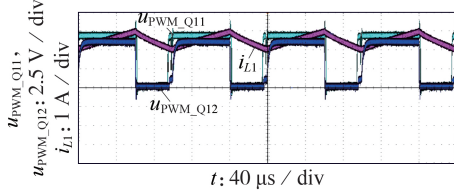


图 5 u_{PWM_Q11} 、 u_{PWM_Q12} 与 i_{L1} 波形

Fig.5 Waveforms of u_{PWM_Q11} , u_{PWM_Q12} and i_{L1}

P 沟道 MOSFET 反并联二极管电压 V_{PD} 与电感电流 i_{L1} 波形如图 6 所示。由图可见,一个周期内死区时间的一半为 $1.2 \mu\text{s}$, 即 $t''_{\text{off}} = 2.4 \mu\text{s}$, 则 $t'_{\text{off}} = 35 - 2.4 = 32.6 (\mu\text{s})$ 。在蓄电池放电过程中,P 沟道 MOSFET 的反并联二极管电压为蓄电池单元的总电压值;在蓄电池充电过程中,当 P 沟道 MOSFET 未导通时其反并联二极管的电压值为 0.72 V, 当 P 沟道 MOSFET 导通时其反并联二极管的电压值为 0.36 V。

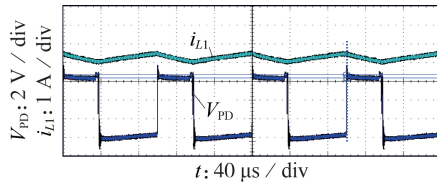


图 6 V_{PD} 与 i_{L1} 波形

Fig.6 Waveforms of V_{PD} and i_{L1}

采用传统控制方式时,其中一个均衡模块中 N 沟道 MOSFET 的 PWM 驱动电压 u'_{PWM_Q12} 和电感电流波形 i_{L2} 如图 7 所示,电感电流平均值为 2.48 A。

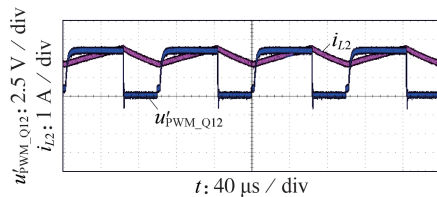


图 7 传统控制方式下的 u'_{PWM_Q12} 与 i_{L2} 波形

Fig.7 Waveforms of u'_{PWM_Q12} and i_{L2} under traditional control mode

第一层均衡实验为 18 min, 第 1—6 个蓄电池单元的均衡时间分别为 6、18、12、6、18、18 min。实验过程中 12 个单体蓄电池的 SOC 曲线如附录 B 图 B2 所示, 第一层均衡将各蓄电池单元的 SOC 差值均减小至 2% 以内, 各单体蓄电池之间最大 SOC 差值由

54.4% 减小至 49.03%。

3.3 第二层均衡实验

根据 3 个蓄电池组中蓄电池单元的 SOC 值分布情况, 实验中采用对 3 个均衡目标并行均衡放电和对 3 个均衡目标并行均衡充电 2 种策略交互进行的均衡方式。通过选通矩阵选择能量较高的 3 个蓄电池单元 BU_{11} 、 BU_{21} 、 BU_{31} 作为均衡目标进行并行均衡放电, 主控开关 M_1 的控制波形 u_{PWM_M1} 与蓄电池单元 BU_{11} 的均衡放电电流 i_{11} 的波形如图 8 所示, 其电流平均值为 1.81 A。 BU_{21} 、 BU_{31} 的放电电流波形与 BU_{11} 的波形几乎一致, 仅电流平均值大小不同, 分别为 2.01、2.06 A。

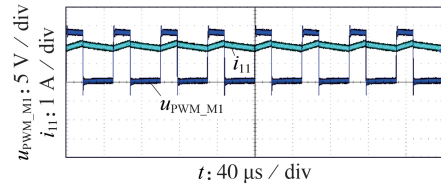


图 8 u_{PWM_M1} 与 i_{11} 波形

Fig.8 Waveforms of u_{PWM_M1} and i_{11}

当选择能量较低的 3 个蓄电池单元 BU_{12} 、 BU_{22} 、 BU_{32} 作为均衡目标进行并行均衡充电时, 主控开关 M_2 的控制波形 u_{PWM_M2} 与蓄电池单元 BU_{12} 的均衡充电电流 i_{12} 波形如图 9 所示, 其电流平均值为 1.98 A。 BU_{22} 、 BU_{32} 的充电电流波形与 BU_{12} 的波形几乎一致, 仅电流平均值大小不同, 分别为 2.08、1.64 A。

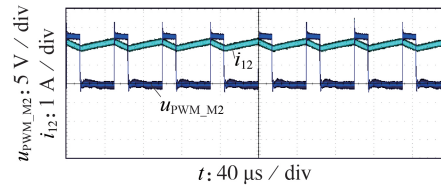


图 9 u_{PWM_M2} 与 i_{12} 波形

Fig.9 Waveforms of u_{PWM_M2} and i_{12}

第二层均衡实验为 306 min, 第 1—6 个蓄电池单元的均衡时间分别为 180、66、72、174、306、294 min。实验过程中 12 个单体蓄电池的 SOC 曲线如附录 B 图 B3 所示, 各单体蓄电池之间最大 SOC 差值由 49.03% 减小至 2%。

3.4 实验结果分析

3.4.1 第一层均衡实验结果分析

根据图 7 及相应的实验参数, 由式 (3) 可得传统控制方式下的均衡效率 η_1 表达式为:

$$\eta_1 = \left(1 - \frac{0.006 \times 2.12 \times 65 \times 10^{-6} + 0.72 \times 35 \times 10^{-6}}{3.2 \times 65 \times 10^{-6}} \right) \times 100\% \approx 87.5\% \quad (9)$$

本文采用的是带死区互补导通控制方式, 根据

图5及相应的实验参数,同时由式(4)可得带死区互补导通控制方式下的均衡效率 η_2 表达式为:

$$\eta_2 = \frac{1 - (0.006 \times 2.48 \times 65 \times 10^{-6} + 0.04 \times 2.48 \times 32.6 \times 10^{-6} + 0.72 \times 2.4 \times 10^{-6})}{(3.2 \times 62.8 \times 10^{-6})} \times 100\% \approx 97.05\% \quad (10)$$

由此可见,采用带死区互补导通控制方式的均衡效率更高。

由附录B图B2可以看出,6个均衡模块并行工作,第一层均衡时间为工作时间最长的均衡模块 BM_{31} 的工作时间,因此第一层均衡速度快,并且不受单体蓄电池数量的影响,使均衡器更易模块化。

3.4.2 第二层均衡实验结果分析

由附录B表B1可得选通矩阵中一个导通回路的开关导通压降 $u_{SM_i} = 0.008 \times 2 \times 4 = 0.064$ (V), M_1 的导通压降 $u_{M_1} = 0.006 \times 6 = 0.036$ (V), M_2 的导通压降 $u_{M_2} = 0.04 \times 6 = 0.24$ (V)。根据图8及相应的实验参数,多目标并行均衡放电工作模式下的均衡效率 η_3 的表达式为:

$$\eta_3 = \left(1 - \frac{0.064 + 0.36 \times 0.036 + 0.64 \times 0.64}{6.6} \right) \times 100\% \approx 92.63\% \quad (11)$$

根据图9及相应的实验参数,多目标并行均衡充电工作模式下的均衡效率 η_4 表达式为:

$$\eta_4 = \frac{6.4}{6.4 + 0.064 + 0.72 \times 0.24 + 0.28 \times 0.64} \times 100\% \approx 93.89\% \quad (12)$$

由附录B图B3可以看出,每个蓄电池组中的高能量蓄电池单元并行均衡放电,每个蓄电池组中的低能量蓄电池单元并行均衡充电,充放电时间隔6 min。并且由图8、9可以看出,充放电均衡电流均连续。因此,第二层均衡的多目标并行均衡、均衡电流连续等特点,进一步提高了均衡速度与均衡效率。

4 结论

本文针对大规模串联锂离子蓄电池储能系统,提出了一种高速高效率的多目标并行分层有源能量均衡器,从均衡思想、均衡器工作原理及控制策略方面对均衡器进行分析,并搭建均衡实验平台进行实验验证。

1)打破传统的串行均衡方式,提出并实现并行均衡,从本质上使均衡速度得到快速提升,同时第一层均衡采用带死区互补导通控制方式,第二层均衡具有的均衡目标能量连续的特征,使均衡速度得到进一步提升。

2)打破传统的以单体蓄电池为均衡对象的固定模式,提出分对象分层均衡,使均衡效率得到有效提升。第一层均衡以单体蓄电池为均衡对象,采用带

死区互补导通控制,使第一层均衡效率得到最大限度提升,实验中的均衡效率高达97.05%;第二层均衡中引入蓄电池单元作为新的均衡对象,能量回路中均衡对象的电压加倍,从本质上提高了第二层均衡效率。另外,由于蓄电池组间的隔离,选通矩阵和主控电路中开关器件的额定电压参数降低为蓄电池组电压等级,可选择低导通电阻的MOSFET,从而使均衡效率进一步提升,实验中第二层均衡效率高达92.63%(均衡放电)和93.89%(均衡充电)。

3)所提出的分层均衡思想、新型蓄电池系统结构及有源均衡器拓扑结构,实现了均衡器的易模块化及易扩展,更加适用于大规模串联蓄电池储能系统。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 贺鸿杰,张宁,杜尔顺,等. 电网侧大规模电化学储能运行效率及寿命衰减建模方法综述[J]. 电力系统自动化,2020,44(12): 193-207.
HE Hongjie, ZHANG Ning, DU Ershun, et al. Review on modeling method for operation efficiency and lifespan decay of large-scale electrochemical energy storage on power grid side [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(12): 193-207.
- [2] LI Xiangjun, JIA Xuecui. Development and application of dispatching and energy management system for 50 MW/100 MWh battery energy storage station [C]//2019 International Conference on Advanced Mechatronic Systems (ICAMEchS). Kusatsu, Japan: IEEE, 2019: 181-185.
- [3] 郭明亮. 分时电价政策下电气化铁路储能的经济性[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(6): 191-197.
WU Mingliang. Economy of energy storage in electrified railway under time-of-use price policy [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(6): 191-197.
- [4] 徐云飞,肖湘宁,孙雅旻,等. 级联双极型大容量电池储能系统及其控制策略[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(8): 107-113.
XU Yunfei, XIAO Xiangning, SUN Yamin, et al. Large-capacity cascaded bipolar BESS and its control strategy [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(8): 107-113.
- [5] 徐顺刚,王金平,许建平. 一种延长电动汽车蓄电池寿命的均衡充电控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 43-48.
XU Shungang, WANG Jinping, XU Jianping. An equalizing charge control strategy to extend battery cycle life for electric vehicles [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 43-48.
- [6] 张娥,徐成,王康丽,等. 电池组分段混合均衡控制策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(3): 168-173.
ZHANG E, XU Cheng, WANG Kangli, et al. Segmented hybrid equalization control strategy for battery packs [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(3): 168-173.
- [7] 赵汉宾,马锋,叶晓东,等. 基于改进型飞渡电容的电池组动态均衡控制方法研究[J]. 电子学报, 2018, 46(4): 819-826.
ZHAO Hanbin, MA Feng, YE Xiaodong, et al. Battery dynamic balance control algorithm based on modified flying-capacitor [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(4): 819-826.
- [8] DING X F, ZHANG D H, CHENG J W, et al. A novel active equalization topology for series-connected lithium-ion battery packs [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020,

- 56(6):6892-6903.
- [9] WANG S C, YANG S Y, YANG W, et al. A new kind of balancing circuit with multiple equalization modes for serially connected battery pack[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3):2142-2150.
- [10] LIU K L, YANG Z L, TANG X P, 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.
- [11] 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.
- [12] 郭杰, 王小鹏, 孙春霞, 等. 动力电池串并联结构重组的均衡充电方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5):163-168.
GUO Jie, WANG Xiaopeng, SUN Chunxia, et al. Balanced charging method of power batteries with reconstructed series-parallel structure[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(5):163-168.
- [13] 刘红锐, 张开翔, 郭奕旋, 等. 一种串联蓄电池系统多重多状态能量均衡器及其控制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊 2):652-660.
LIU Hongrui, ZHANG Kaixiang, GUO Yixuan, et al. A multi-state energy equalizer and control methods for series battery system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(Supplement 2):652-660.
- [14] NIMA T, EBRAHIM F. A bidirectional battery charger with modular integrated charge equalization circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3):2133-2145.
- [15] SHIMUL K D, VINOG J. A modular fast cell-to-cell battery voltage equalizer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 20(9):9443-9461.

作者简介:



刘红锐

刘红锐(1982—),女,山东德州人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子与电力传动、电动汽车动力蓄电池管理及均衡技术(E-mail:liuhongr888@163.com);

张开翔(1997—),男,四川绵阳人,硕士研究生,主要研究方向为电池管理系统及均衡技术(E-mail:zhang_kx1026@163.com)。

(编辑 李莉)

Multi-objective parallel active energy equalizer for large-scale battery energy storage system

LIU Hongrui¹, ZHANG Kaixiang¹, YIN Rong¹, QIAN Jing²

(1. Faculty of Electric Power Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China;

2. Faculty of Metallurgical and Energy Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650093, China)

Abstract: For the large-scale lithium-ion battery energy storage system, a multi-objective parallel active energy equalizer with two-layer equilibrium is proposed. The first-layer equilibrium takes the battery unit as the equalization target. The main control switch in the battery unit adopts conduction control with dead-band complementary, all battery units can work at the same time, so the equilibrium speed is fast and is not affected by the number of single batteries connected in series. The second-layer equilibrium consists of multiple sets of gating matrix and the active equilibrium main circuit with two-way and continuous energy. Through the gating matrix, the equalizing discharge or equalizing charge of multiple battery units in different battery groups can be realized in parallel, the multi-objective parallel equilibrium and continuous equalizing energy make the equilibrium speed increase doubly. The equalizer and its control strategy are analyzed in principle, and the experimental platform of battery energy storage system with series 12 lithium-ion batteries is built for experimental verification. The theoretical analysis and experimental results show that the proposed equalizer has the advantages of fast equilibrium speed, high equilibrium efficiency, small voltage stress of switch device, easy modularity and strong expandability.

Key words: large-scale batteries; energy storage; active energy equalizer; equilibrium efficiency; equilibrium speed; multi-objective parallel equilibrium

附录 A

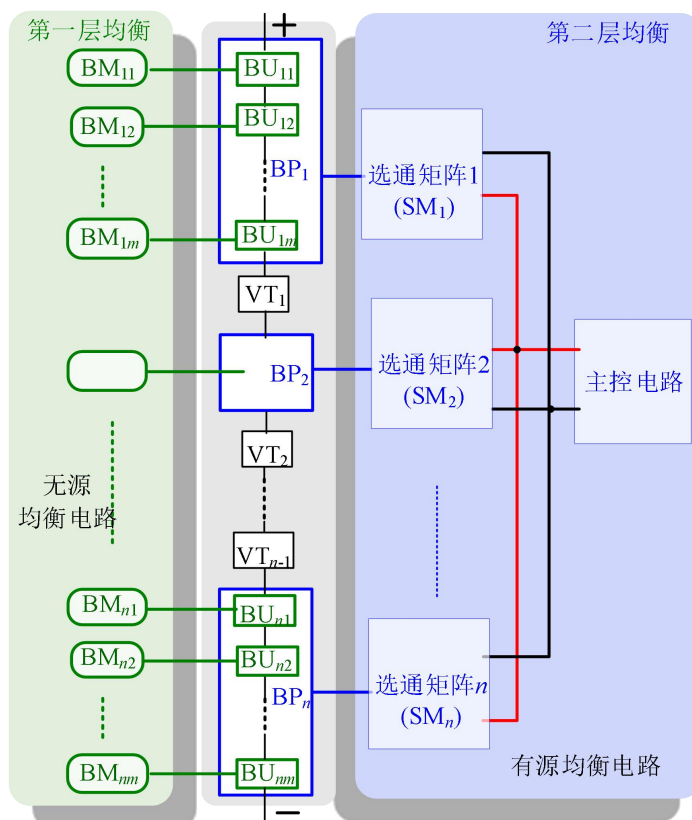


图 A1 两层均衡思想框架

Fig.A1 Two-layer equilibrium framework

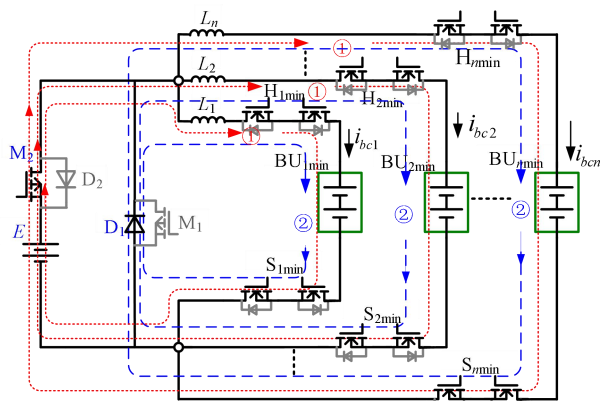


图 A2 多目标并行均衡充电工作模式的等效电路

Fig.A2 Equivalent circuit under multi-objective parallel equilibrium charge mode

附录 B

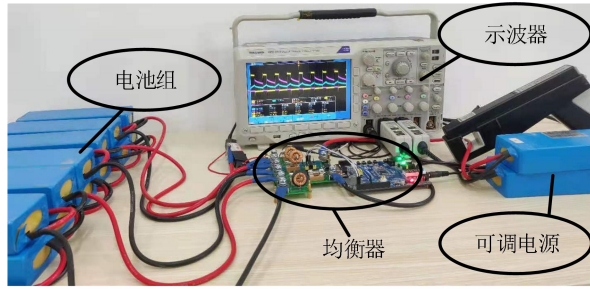


图 B1 实验平台

Fig.B1 Experimental platform

表 B1 各型号 MOEFET 与二极管参数

Table B1 Parameters of different types of MOEFET and diode

型号	导通电阻或导通压降	反向耐压/V	额定电流/A
NCE2060K	6 mΩ	20	60
IRF7404TRPBF	40mΩ	20	6.7
IRF3205	8 mΩ	55	110
SK84B	640 mV	40	8

表 B2 均衡实验参数

Table B2 Parameters of equilibrium experiment

变量	数值
均衡启动阈值 SOC/ %	2
第一层均衡电感值/ μ H	170
第二层均衡电感值/ μ H	195
第一层均衡开关频率/kHz	10
第二层均衡开关频率/kHz	20
u_{PWM_M1} 占空比/%	35
u_{PWM_M2} 占空比/%	30

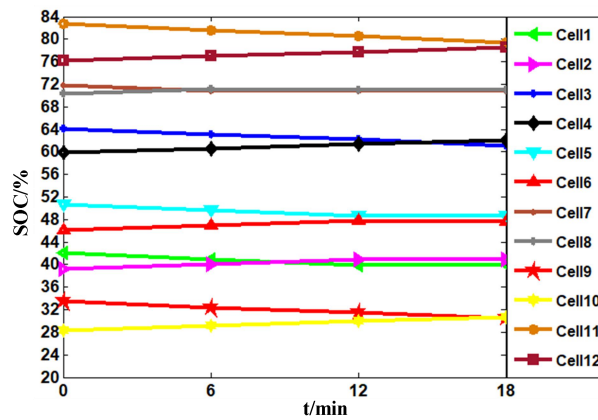


图 B2 第一层均衡实验中各单体蓄电池的 SOC 值变化曲线

Fig.B2 SOC curve of each battery in first-layer equilibrium experiment

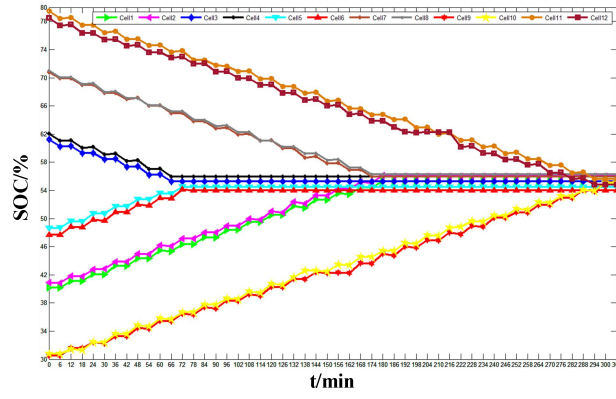


图 B3 第二层均衡实验中各单体蓄电池的 SOC 值变化曲线
 Fig.B3 SOC curve of each battery in second-layer equilibrium experiment