

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210665

基于电压倍增器的混合储能系统电压均衡方法^{*}

谭喜文¹, 陈渊睿¹, 廖武兵², 刘俊峰³, 曾 君¹

(1. 华南理工大学电力学院 广州 510641; 2. 深圳供电局有限公司 深圳 518001;
3. 华南理工大学自动化科学与工程学院 广州 510641)

摘 要:传统主动均衡拓扑往往需要大量的开关管、电感、变压器或双向开关等元件实现能量传递,对于电动汽车而言,无疑会增加系统的体积和成本。鉴于此,本文提出了一种基于电压倍增器的电压均衡拓扑,用于锂离子电池和超级电容组成的混合储能系统。电池均衡拓扑和超级电容均衡充电器通过复用半桥逆变电路集成到仅含2个开关管、3个电感以及若干电容和二极管的电路中,可有效降低混合储能系统的体积和成本。电池均衡拓扑具有自模块化特性,电压均衡速度更快,超级电容充电器具有恒流充电特性。本文详细描述了该拓扑的工作模态和波形,并利用PSIM仿真验证了其均衡特性。最后,设计了由4个电池和4个超级电容所组成的混合阵列进行实验验证。实验结果表明,均衡后单体间电压极差降至10 mV以下,证明了所提方法的有效性。

关键词: 电动汽车;混合储能系统;电压倍增器;电压均衡;模块化

中图分类号: TH-39 TM912 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Voltage equalization method for the hybrid energy storage system based on voltage multiplier circuit

Tan Xiwen¹, Chen Yuanrui¹, Liao Wubing², Liu Junfeng³, Zeng Jun¹

(1. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;
2. Shenzhen Power Supply Co., Ltd., Shenzhen 518001, China; 3. School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: The traditional active equalization topologies often require a large number of switches, inductors, transformers or bidirectional switches to transfer energy, which undoubtedly increase the system size and cost significantly for electric vehicles. In view of this, this article proposes a voltage equalization topology based on voltage multiplier for a hybrid energy storage system consisted of lithium-ion batteries and supercapacitors. The battery equalization topology and the supercapacitor charger are integrated into a circuit containing only two switches, three inductors, and several capacitors and diodes by sharing a half-bridge inverter circuit, which can significantly reduce the size and cost of the system. The battery equalization topology has a self-modularization feature, leading to faster voltage equalization, while the supercapacitor charger has a constant current charging capability. In this article, the operation modes and waveforms are described in detail and the equalization characteristics of the proposed topology is verified by using PSIM simulation. Finally, a hybrid array consisted of 4 batteries and 4 supercapacitors was designed for experimental verification. The experimental results show that the voltage gap is reduced to less than 10 mV after equalization, proving the effectiveness of the proposed method.

Keywords: electric vehicles; hybrid energy storage system; voltage multiplier; voltage equalization; modularization

0 引 言

目前,用于电动汽车的储能元件主要有两种:锂离子电池和超级电容(super-capacitor, SC)。锂电池能量密度高,但功率密度不高,无法频繁的进行大电流充放电^[1-2]。而超级电容虽然能量密度较低,但功率密度高,能够进行大电流充放电^[3]。因此,为同时满足电动汽车高能量密度和高功率密度的需求,锂电池和超级电容组成的混合储能系统(hybrid energy storage system, HESS)应运而生。锂电池组提供主要动力,而超级电容组作为缓冲储能系统,满足高功率行驶状态需求,同时在汽车制动时回收制动能量,延长电池组的使用寿命及电动汽车行驶里程^[4]。

由于电池/SC 单体特性(如容量、自放电率和内阻等)存在差异,电池/SC 组在长期充放电过程中会出现电压失配,使得部分电池/SC 过充和过放,从而导致整个电池/SC 组容量和安全性能降低^[5]。因此,为解决单体电压不一致性问题,各种电压均衡拓扑应运而生,主要分为被动均衡和主动均衡^[6]。被动均衡拓扑结构简单、易于实现,但会造成较大的能量损失。而主动均衡作为一种非能耗型均衡,则是通过储能元件转移能量,能量损耗较小,可分为开关电容型、变压器型、电感型^[7-9]以及电压倍增器型。前三种电压均衡拓扑往往都需要大量的开关管、开关驱动电路、电感或体积庞大的变压器等来实现电压均衡。相反,基于电压倍增器(voltage multiplier, VM)的电压均衡拓扑则主要由一系列二极管和电容组成,只需很少的开关管和磁性元件就能实现电压均衡,因此体积小且成本极低。此类拓扑基本原理是采用方波电压输入驱动 VM,其输出幅值决定于方波电压水平^[10]。

文献[11]提出了一种基于半桥逆变电路和单侧电压倍增器相结合的双开关单变压器电压自均衡拓扑,将整个电池串的电压经过半桥逆变产生方波电压以驱动电压倍增结构实现电压均衡。由于采用了变压器进行降压,使得系统体积增加且不利于扩展。文献[12]在此基础上提出利用两个电感所构成的电感分压器结构进行降压,取代了变压器,减小了系统的体积且便于设计。文献[13-15]采用了对称电压倍增器,相对于单侧电压倍增器体积和成本有所增加,但提供了额外的均衡路径,均衡电流只流过电压水平最低的单元,减少能量损耗的同时提高了电压均衡速度。

电动汽车储能系统一般采用多个储能模块串联连接,由于温度梯度的存在,模块间电压差往往会更大。文献[16-18]提出了几种在模块间添加额外的均衡器的方法,实现了模块间电压均衡,但增加了系统成本和复杂性。文献[12,19]提出了两种无开关的模块化均衡结

构,充分利用了 PWM 驱动器和开关电容均衡器的结构特点,实现了模块化均衡和单体均衡结构的统一,但当每个模块中的电池数量较多或单体压差较大时,模块中单体电压均衡速度较慢。与此同时,由于 HESS 中电池和 SC 的标称电压往往不同,各自的均衡器通常需要单独设计。如果电池和 SC 可以共享均衡结构以实现系统集成化,不仅可以节省电路的成本和体积,还可以为电池和 SC 之间的能量传递提供通道。

针对上述问题,本文提出了一种基于 VM 的锂电池—超级电容 HESS 集成电压均衡拓扑。该电路由锂电池均衡电路和 SC 均衡充电器组成,通过复用半桥逆变电路,将电池均衡器和 SC 充电器集成到一个只有 2 个开关,3 个电感以及若干储能电容和二极管的电路中,可应用于主动式混合储能系统。鉴于 SC 能量密度一般远低于锂电池,且仅用于提供瞬时高功率和吸收制动能量,故所需数量也要少于电池单体数量,因此设计了基于串联谐振输入的对称电压倍增器的均衡充电器,以实现锂电池组对超级电容组的充电式均衡。同时,电池电压自均衡结构具有如文献[7]中的 Buck-Boost 均衡结构,因此具有自模块化均衡特性,从而大大提高了电压均衡速度。

1 拓扑结构及工作特性

1.1 拓扑结构

本文所提出的 HESS 电压均衡拓扑如图 1 所示。基于电感调节的方波电压驱动电路和单侧电压倍增器组成的电池电压自均衡拓扑如图 1 右侧所示,二极管 $D_1 \sim D_{2n}$ 和电容 $C_1 \sim C_n$ 构成一个单侧电压倍增器。开关管 Q_1 和 Q_2 组成半桥逆变结构,交替导通,占空比固定为 50%,在开关节点处产生方波电压。电感 L_1 和 L_2 串联连接在半桥电路和电压倍增均衡电路之间,起到分压作用。基于谐振输入的对称电压倍增器 SC 均衡电路如图 1 左侧所示,由谐振输入电路(C_r, L_r)和对称电压倍增器结构($D_{1a} \sim D_{nd}, C_{11} \sim C_{2n}$)组成,通过与电池自均衡结构共享半桥结构实现无开关特性。

1.2 均衡特性

1) 自模块化:由电感 L_1 和 L_2 调节的方波电压驱动电路和单侧电压倍增器结构组成电池电压自均衡拓扑可以看作是 VM 和 Buck-Boost 转换器的组合。一方面电池单体间电压通过 VM 结构进行平衡,另一方面,由模块 M_1, M_2 , 开关管 Q_1, Q_2 以及电感 L_1, L_2 所组成的 Buck-Boost 结构则实现上下模块间的电压均衡,均衡结构及路径(假定 M_2 电压高于 M_1)如图 2 所示。在电压存在较大不平衡以及单体数量较多的情况下,相较于文献[12]中所提出的拓扑具有更快的均衡速度。

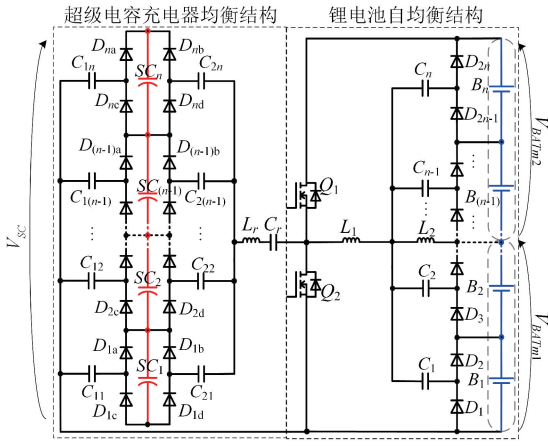


图1 所提出的混合储能系统电压均衡拓扑

Fig. 1 The proposed voltage balancing topology for the hybrid energy storage system

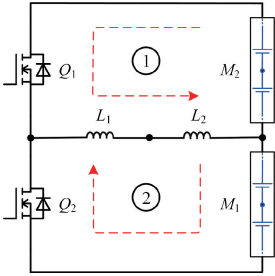


图2 Buck-Boost 均衡结构

Fig. 2 Buck-Boost equalization structure

2) 集成均衡结构: 通过复用半桥逆变电路, SC 均衡充电器本质上是无开关的, 在传统混合储能电压均衡系统的基础上实现了电池均衡器和 SC 充电器的集成化。采用对称电压倍增器保证了电路优先对超级电容组电压最低的单元进行充电。谐振结构的增加使充电电流处于不连续导通模式下, 不仅限制了充电电流, 并且使其在开环条件下具有恒流特性, 可有效控制超级电容组充电时间, 从而解决锂离子电池组与 SC 均衡电压不同的问题。

2 均衡过程分析

2.1 工作模式分析

拓扑运行时各电压电流理论波形如图3所示, Q_1 导通时各工作模式如图4所示 (Q_2 导通时可作类似分析)。为简化分析, 仅考虑二极管正向导通压降, 以及电感 L_1 , L_2 及 L_r 的寄生电阻, 其余元件视为理想元件。以 B_1 , SC_1 分别为电池/超级电容组中电压最低的单体为例进行分析, 其他条件下也可进行类似分析过程。

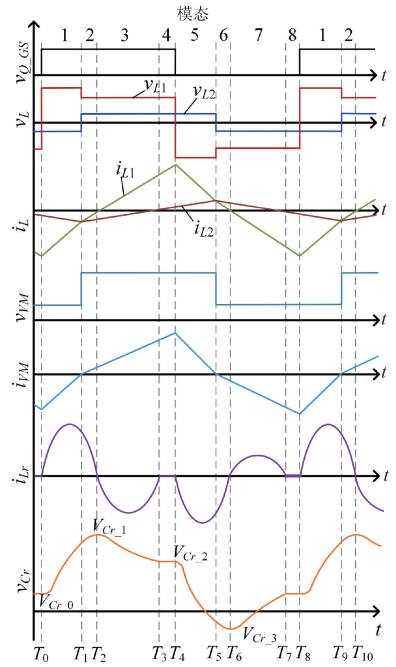


图3 理论电压电流波形

Fig. 3 The theoretical operation waveforms

1) 模式1: ($T_0 < t < T_1$) (图4(a)): Q_1 导通 Q_2 关断, Q_2 的电压为电池串电压, 输入电流 i_{VM} 为:

$$\frac{di_{VM}}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} - \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{L1}}{L_1} - \frac{v_{L2}}{L_2} \quad (1)$$

此时 i_{VM} 为负, 二极管 D_1 导通, 输入电压 v_{VM} 为:

$$v_{VM} = V_{C1} - V_D = V_{M1} + V_{R2} - \frac{V_{B1}}{2} - V_D \quad (2)$$

式中: V_D 为二极管正向压降, V_{R2} 为 L_2 上寄生电阻的平均电压。而 v_{L1} , v_{L2} 则分别为:

$$\begin{cases} v_{L1} = V_{string} - v_{VM} - V_{R1} = \frac{V_{string}}{2} + \frac{V_{B1}}{2} + V_D \\ v_{L2} = v_{VM} - V_{M1} - V_{R2} = -\frac{V_{B1}}{2} - V_D \end{cases} \quad (3)$$

式中: V_{R1} 为 L_1 上寄生电阻的平均电压。将式(3)代入式(1)可得此模式下的 i_{VM} 变化率如下:

$$\frac{di_{VM-1}}{dt} = \frac{\frac{V_{string}}{2} + \frac{V_{B1}}{2} + V_D}{L_1} - \frac{-\frac{V_{B1}}{2} - V_D}{L_2} \quad (4)$$

此时超级电容充电器的输入电流 i_{Lr} 经 D_{1b} 和 D_{1c} 向 SC_1 充电, 谐振电容 C_r 上的电压 v_{Cr} 及电流 i_{Lr} 分别为:

$$v_{Cr-1}(t) = V_{Cr-0} + (V_{string} - V_{SC1} - 2V_D - V_{Cr-0}) \times \left[1 - e^{-\beta t} \left(\cos \omega_r t + \frac{\beta}{\omega_r} \sin \omega_r t \right) \right] \quad (5)$$

$$i_{Lr-1}(t) = \frac{V_{string} - V_{SC1} - 2V_D - V_{Cr-0}}{L_r \omega_r} e^{-\beta t} \sin \omega_r t \quad (6)$$

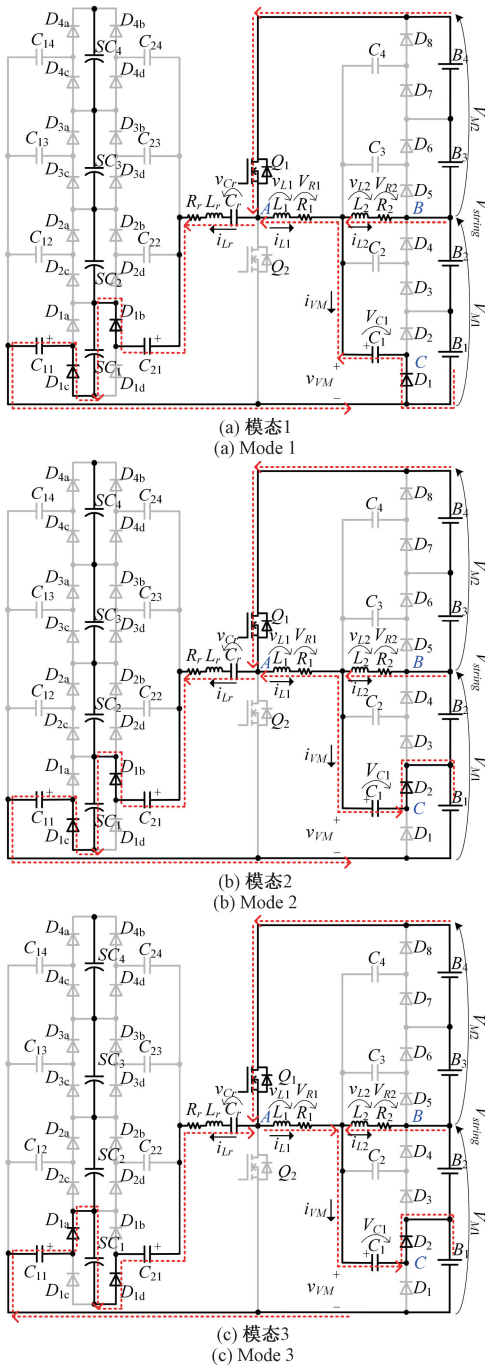


图4 工作模式1~3

Fig. 4 The operation modes 1~3

式中: $\beta = \frac{R_r}{2L_r}$; $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \frac{R_r^2}{4L_r^2}}$, V_{Cr_0} 为上一模态结束时 v_{Cr} 的大小。

2) 模态2: ($T_1 < t < T_2$) (图4(b)): 此模态开始于当 i_{VM} 为正时, 此时二极管 D_2 导通:

$$v_{VM} = V_{C1} + V_D + V_{B1} = V_{M1} + V_{R2} + \frac{V_{B1}}{2} + V_D \quad (7)$$

$$\begin{cases} v_{L1} = V_{string} - v_{VM} - V_{R1} = \frac{V_{string}}{2} - \frac{V_{B1}}{2} - V_D \\ v_{L2} = v_{VM} - V_{M1} = \frac{V_{B1}}{2} + V_D \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)代入式(1)可得 i_{VM} 变化率为:

$$\frac{di_{VM,2}}{dt} = \frac{\frac{V_{string}}{2} - \frac{V_{B1}}{2} - V_D}{L_1} - \frac{\frac{V_{B1}}{2} + V_D}{L_2} \quad (9)$$

v_{Cr} 与 i_{Lr} 变化与模态1保持一致, i_{Lr} 经 D_{1b} 和 D_{1c} 继续对 SC_1 进行充电, 结束时电容 C_r 上的电压为:

$$V_{Cr,1} = v_{Cr,1} \left(\frac{T_r}{2} \right) = V_{Cr,0} + \quad (10)$$

$$(V_{string} - V_{SC1} - 2V_D - V_{Cr,0}) \times (1 + e^{-\frac{T_r}{2}})$$

其中, T_r 为谐振周期。

3) 模态3: ($T_2 < t < T_3$) (图4(c)): i_{VM} 变化与模态2保持一致, 电感电压 v_{L1} , v_{L2} 保持不变, 而 i_{Lr} 则进入负半周期, 经 D_{1a} 和 D_{1d} 对 SC_1 进行充电, 此时:

$$v_{Cr,2}(t) = V_{Cr,1} + (V_{string} + V_{SC1} + 2V_D - V_{Cr,1}) \times \left[1 - e^{-\beta t} \left(\cos \omega_r t + \frac{\beta}{\omega_r} \sin \omega_r t \right) \right] \quad (11)$$

$$i_{Lr,2}(t) = \frac{V_{string} + V_{SC1} + 2V_D - V_{Cr,1}}{L_r \omega_r} e^{-\beta t} \sin \omega_r t \quad (12)$$

此模态结束时 v_{Cr} 大小为:

$$V_{Cr,2} = v_{Cr,2} \left(\frac{T_r}{2} \right) = V_{Cr,1} + \quad (13)$$

$$(V_{string} + V_{SC1} + 2V_D - V_{Cr,1}) \times (1 + e^{-\frac{T_r}{2}})$$

4) 模态4: ($T_3 < t < T_4$): 此模态下, v_{L1} , v_{L2} 与模态2,3保持一致, i_{VM} 变化率也保持不变。此时 v_{Cr} 的大小为 $V_{Cr,2}$, L_r 上的电流则为0, 即超级电容充电器停止充电。

2.2 均衡拓扑运行条件

为了让每个电池单体所并联的上下二极管轮流连续导通, 以使 i_{VM} 持续流动提供均衡电流。 i_{VM} 在模态2~4及模态6~8下必须正常流动, 以保证电流正常换向, 上下二极管交替导通。假定 i_{VM} 为0, 此时 v_{L2} 可表示为:

$$v_{L2} = \begin{cases} V_{M2} \frac{L_2}{L_1 + L_2}, & \text{模态1} \sim 4 \\ -V_{M1} \frac{L_2}{L_1 + L_2}, & \text{模态5} \sim 8 \end{cases} \quad (14)$$

因此, 当:

$$\begin{cases} v_{VM} < v_{L2} + V_{M1} + V_{R2}, & \text{模态2} \sim 4 \\ v_{VM} > v_{L2} + V_{M1} + V_{R2}, & \text{模态6} \sim 8 \end{cases} \quad (15)$$

i_{VM} 在模态2~4及模态6~8下可正常流动, 将

式(2)、(7)及(14)代入式(15)可得如下概括性公式:

$$\frac{L_2}{L_1 + L_2} > \frac{V_i + 2V_D}{V_{string}} \quad (16)$$

$V_i (i=1, 2, \dots, n, n$ 为电池串中单体的数量) 表示容量最低的电池电压。式(16)表明需根据电池串的电压以及单体电压来确定电感 L_1, L_2 的参数范围。为了使一个开关周期包含 2 个谐振周期, 开关频率 f_s 与谐振频率 f_r 需满足如下关系:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} > 2f_s \quad (17)$$

3 仿真分析

3.1 电压均衡仿真结果分析

电池模块和超级电容模块均采用 4 单体串联组作为研究对象。 L_1, L_2 均设为 $22 \mu\text{H}$, 内阻 0.02Ω ; L_r 设为 $2.2 \mu\text{H}$, 内阻 0.01Ω , C_r 设为 100 nF ; 二极管导通压降设为 0.36 V ; 开关管工作频率为 100 kHz , 占空比 50%。为了模拟初始电压失配的情况, 随机设定电池 $B_1 \sim B_4$ 和超级电容 $SC_1 \sim SC_4$ 初始电压如表 1 所示。

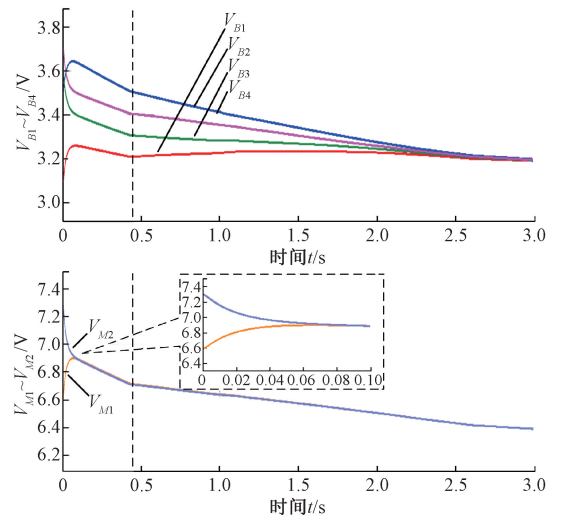
表 1 电池/超级电容单体初始电压值

Table 1 The initial voltages of battery/SC pack

电池	初始电压/V	超级电容	初始电压/V
B_1	3.1	SC_1	2.5
B_2	3.5	SC_2	1.9
B_3	3.6	SC_3	2.3
B_4	3.7	SC_4	2.2

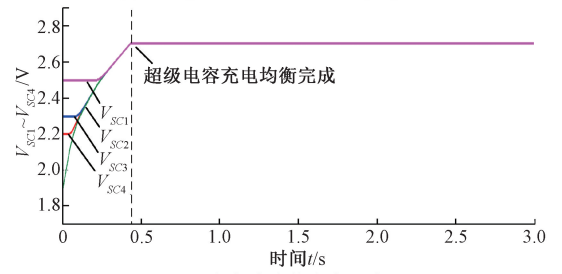
图 5(a) 为电池电压均衡过程的电压变化曲线, 电池串将电池能量重新均衡分配的同时对超级电容组进行充电均衡。大约 0.45 s 时, 超级电容充电均衡完成, 此后电池组仅存在自均衡过程, 电池电压变化速度减慢。在初始电压存在较大不平衡的情况下(最大压差为 0.6 V), 电池组能够快速的实现电压均衡。相对于单体间的电压均衡过程, 由于拓扑自带的 Buck-Boost 均衡结构, 模块 $M_1(B_1-B_2), M_2(B_3-B_4)$ 间的电压更快的实现均衡, 提升了系统整体的均衡速度。

从图 5(b) 的仿真结果可以看出, 在理想状态下, 电压最低的单体 $SC_2 (1.9 \text{ V})$ 首先进行充电, 当 SC_2 电压接近电压第二低的 $SC_4 (2.2 \text{ V})$ 时, SC_2 与 SC_4 一起充电, 后续充电依次按照此规律进行, 直至整个超级电容组内单体达到相同电压水平。这表明对称电压倍增器能够保证电路优先对电压最低的单元进行充电, 避免了对其他单元进行不必要的充放电。



(a) 电池均衡电压波形

(a) Voltage waveforms for battery equalization



(b) 超级电容均衡电压波形

(b) Voltage waveforms for SC equalization

图 5 仿真波形

Fig. 5 The simulation waveforms

关键电流 i_{L1}, i_{L2}, i_{VM} 波形如图 6 所示, 在上下模块电压均衡之前, 电感电流 i_{L1}, i_{L2} 波形整体呈现出 Buck-Boost 均衡结构电流特性, 先线性上升后然后线性下降, 电压倍增器均衡输入电流 i_{VM} 保持周期性变化。开关管电压 V_{Q2} 、超级电容组充电电流 i_{Lr} 及谐振电容电压 v_{Cr} 波形如图 7 所示, 一个开关周期内包含两个谐振周期, 谐振结构的增加不仅限制了充电电流, 而且使其具有恒流特性(充电电流可以通过改变谐振频率来调节)。电压电流波形与理论分析一致, 验证了理论推导过程的正确性。

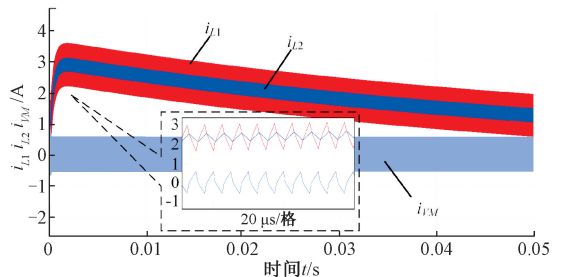


图 6 电池自均衡关键电流波形

Fig. 6 Key current waveforms of battery self-equalization

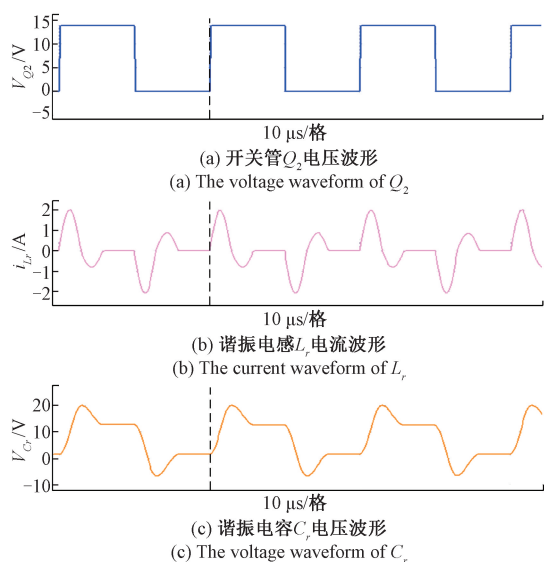


图7 超级电容谐振充电电路波形

Fig. 7 The waveforms of SC resonant charging circuit

3.2 均衡速度仿真结果对比

在以下两种初始电压不平衡情况下:上下模块间初始压差较大(V_{M1} , V_{M2} 相差 0.7 V)以及组内单体数量较多(8个单体)时,分别将本文拓扑与文献[12]中所提拓扑电压均衡速度进行对比。仿真结果如图8,9所示,当初始电压差较大时(图8),由于内置 Buck-Boost 均衡结构,本文拓扑均衡速度相对文献[12]中拓扑有较大程度提升,大约 2.5 s 时已基本实现单体间电压均衡,此时文献[12]中拓扑均衡波形仍存在约 0.1 V 最大压差。同样,当组内单体数量较多时(图9),本文所提拓扑约 3.5 s 时实现单体间电压均衡,文献[12]中拓扑在 3.5 s 时电池单体间最大电压差仍有 0.1 V。

从整个均衡过程来看,文献[12]均衡过程典型特点是逐个均衡,电压较低单体优先充电,导致单体电压较高的电池最后才能实现均衡,影响整体的均衡速度。而本文拓扑由于自带 Buck-Boost 均衡结构,这种影响被显著缩小,整个电池串内部单体电压几乎同时达到同一水平,且大部分单体电压能较快均衡。同时,上下模块电压能够更快的达到同一水平,不仅有助于均衡速度的提升,也有助于系统整体的安全和稳定。

4 实验结果

为验证所提出的混合储能系统电压均衡拓扑的有效性,搭建了4锂电池单体串和4超级电容单体串的混合储能均衡实验平台,如图10所示。锂电池选用 HMC 1450 1.25 Ah,标称电压 3.7 V;选用容量 100 F,标称电压 2.7 V 的超级电容。开关频率 100 kHz,死区时间 3%,

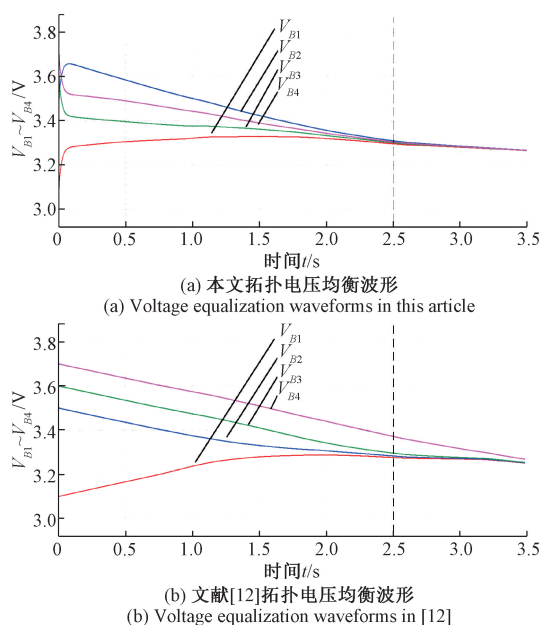


图8 均衡速度对比波形

Fig. 8 The waveforms of equalization speed comparison

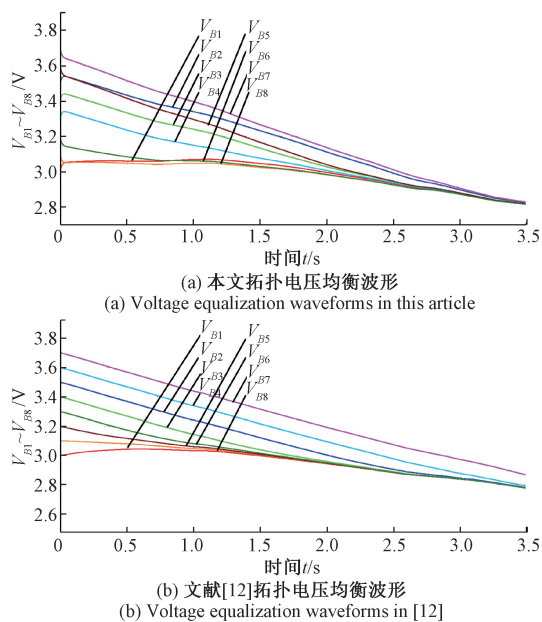


图9 均衡速度对比波形

Fig. 9 The waveforms for equalization speed comparison

驱动信号由 TMS320F28335 生成,采用新威 CT-4008 采集与记录实验数据。电路各元件具体参数如表2所示。

锂电池电压自均衡拓扑实验波形如图11所示。在初始电压不一致的情况下,经过约 1 200 s 后,电池单体间电压差降低至 10 mV 以下,模块 $M_1(B_1-B_2)$, $M_2(B_3-B_4)$ 间的电压则在约 500 s 时实现了均衡,证明了所提拓扑均衡性能。与此同时,图12中锂电池及超级电容均衡实验波形也与仿真结果也较为吻合,验证了所提拓扑的可行性。

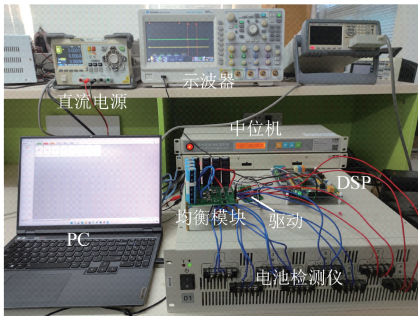


图 10 均衡实验平台

Fig. 10 Balancing experiment platform

表 2 元件参数

Table 2 Component parameters

元器件	参数
开关管 Q_1, Q_2	MOSFET IRFR3607
L_1	13 μH 16 $\text{m}\Omega$
L_2	22 μH 29 $\text{m}\Omega$
电容 $C_1\text{---}C_4, C_{11}\text{---}C_{23}$	贴片电容 100 μF
二极管	肖特基二极管 CRS08 0.36 V
谐振电感 L_r	2.2 μH 10 $\text{m}\Omega$
谐振电容 C_r	贴片电容 100 nF

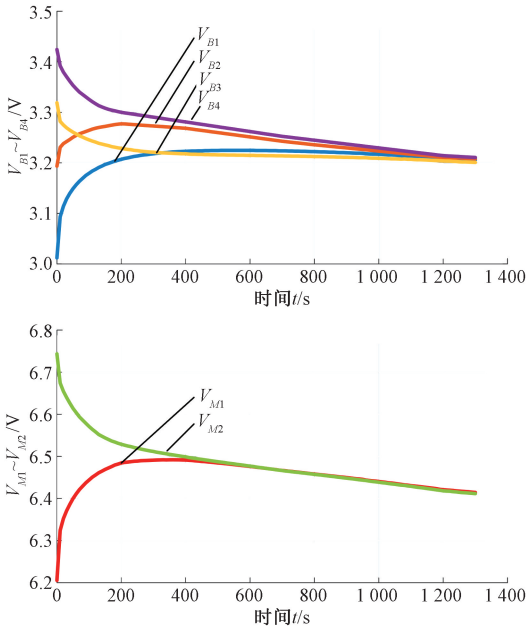


图 11 锂电池电压自均衡波形

Fig. 11 The waveforms of battery voltage self-equalization

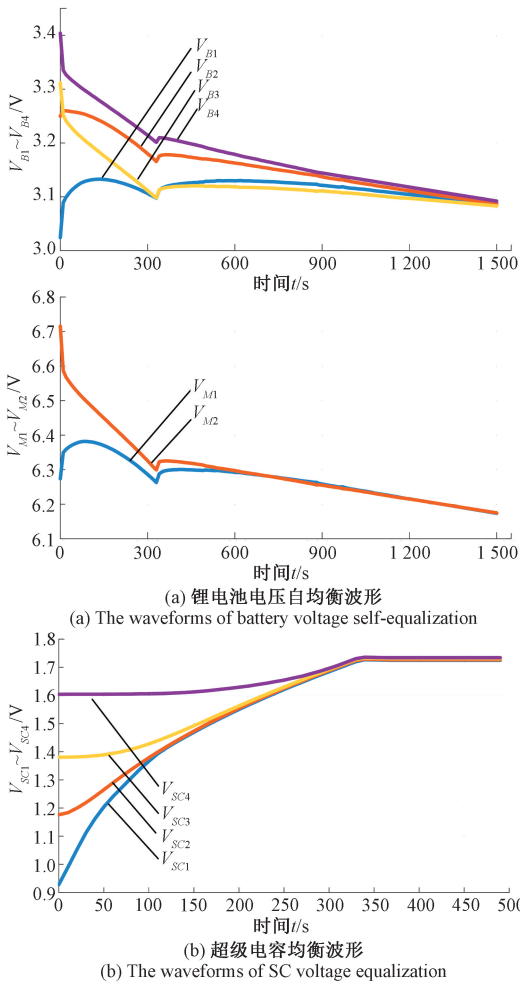
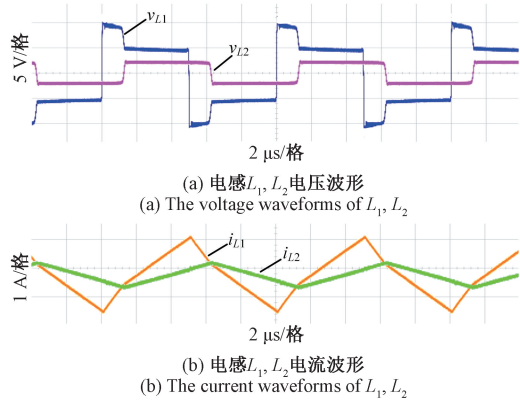


图 12 电压均衡波形

Fig. 12 The voltage equalization waveforms

均衡测试期间测得的关键电压电流波形如图 13 所示,在实验误差允许的情况下与图 3 所示的理论波形较为吻合,验证了所提出的锂电池—超级电容混合储能系统电压均衡拓扑的工作原理。



(b) 电感 L_1, L_2 电流波形

(b) The current waveforms of L_1, L_2

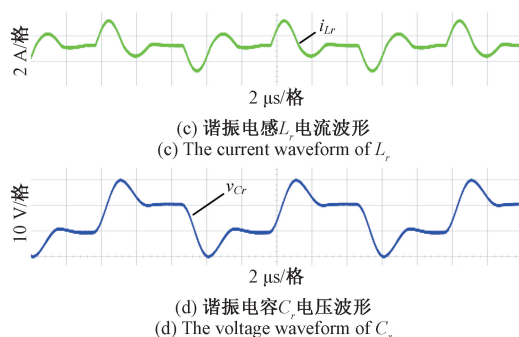


图13 实验关键电压电流波形

Fig. 13 The key voltage and current waveforms of experiment

5 结 论

本文提出了一种内置超级电容均衡充电器的双开关自模块化电池电压均衡拓扑,将电池均衡器和超级电容充电器集成到一个拓扑结构中,开关管数量减少了一半,电池组电压自均衡的同时对超级电容进行充电式均衡,实现了均衡系统的集成化。不仅如此,所提出的电池电压均衡器还具有自模块化特点,提高了电压均衡速度,超级电容充电器在开环条件下具有恒流充电特性。文中对该拓扑的结构进行了介绍,分析了其均衡特性及适用场景,重点分析了工作模式及相关的电压电流波形,并利用PSIM仿真和搭建均衡实验平台的方式验证了所提拓扑的可行性。

参考文献

- [1] 刘征宇, 许亚娟, 余超, 等. 基于 Buck-Boost 电路的分层均衡方案[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(11): 87-94.
LIU ZH Y, XU Y J, YU CH, et al. Hierarchical equalization scheme based on Buck-Boost circuit [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(11): 87-94.
- [2] 吴忠强, 胡晓宇. 基于 STPF 的 SOC 估计及在多锂电池均衡中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(2): 235-244.
WU ZH Q, HU X Y. SOC estimation based on STPF and its application in multi-lithium battery equalization [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(2): 235-244.
- [3] AFIF A, RAHMAN S M, AZAD A T, et al. Advanced materials and technologies for hybrid supercapacitors for energy storage-A review[J]. Journal of Energy Storage, 2019, 25: 100852.
- [4] LIU J, GAO P, LIAO W, et al. An integrated energy

storage system with voltage balancing based on switched-capacitor reutilization techniques[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 8356-8366.

- [5] 刘征宇, 武银行, 李鹏飞, 等. 基于 Cuk 斩波电路的电池组均衡方法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(2): 233-241.
LIU ZH Y, WU Y H, LI P F, et al. Battery pack equalization method based on Cuk chopper circuit [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(2): 233-241.
- [6] 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 M Y, ZHANG E, LIN J, et al. Review on balancing topology of lithium-ion battery pack [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(15): 5294-5311.
- [7] LIU K, YANG Z, TANG X, 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] SHANG Y, CUI N, ZHANG C, et al. 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.
- [9] 郭向伟, 刘震, 耿佳豪, 等. 基于 LC 储能的串联电池组主动均衡方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(9): 242-251.
GUO X W, LIU ZH, GENG J H, et al. Research on the active balancing method of series battery pack based on LC energy storage [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(9): 242-251.
- [10] UNO M, TANAKA K. Single-switch multioutput charger using voltage multiplier for series-connected lithium-Ion battery/supercapacitor equalization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(8): 3227-3239.
- [11] UNO M, TANAKA K. Double-switch single-transformer cell voltage equalizer using a half-bridge inverter and a voltage multiplier for series-connected supercapacitors [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(9): 3920-3930.
- [12] UNO M, YASHIRO K, HASEGAWA K. Modularized equalization architecture with voltage multiplier-based cell equalizer and switchless switched capacitor converter-based module equalizer for series-connected electric double-layer capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6356-6368.

- [13] LI X, XU J, XU S, et al. Modularised non-isolated two-switch equaliser using full-wave voltage multiplier for series-connected battery/super-capacitor[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(4): 869-877.
- [14] YANG X, QI Y, LIU J, et al. Bidirectional converter integrating voltage equalizer based on symmetrical voltage multiplier by sharing a magnetic component for series-connected Cells [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1074-1087.
- [15] YANG X, XI L, GAO Z, et al. Analysis and design of a voltage equalizer based on boost full-bridge inverter and symmetrical voltage multiplier for series-connected batteries[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(4): 3828-3840.
- [16] ZHANG Z, GUI H, GU D, et al. A hierarchical active balancing architecture for lithium-ion batteries[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2757-2768.
- [17] LI Y, XU J, MEI X, et al. A unitized multiwinding transformer-based equalization method for Series-connected battery strings [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 11981-11989.
- [18] BUI T, KIM C, KIM K, et al. A modular cell balancer based on multi-winding transformer and switched-capacitor circuits for a series-connected battery string in electric vehicles [J]. Applied Sciences, 2018, 8(8): 1278.
- [19] UNO M, HASEGAWA K. Modular equalization system based on star-connected phase-shift switched capacitor converters with inherent constant current characteristics for electric double-layer capacitor modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10271-10284.

作者简介



谭喜文, 2021 年于三峡大学获得学士学位, 现于华南理工大学攻读硕士学位, 主要研究方向为锂电池/超级电容能量均衡管理与控制。

E-mail: 1334560608@qq.com

Tan Xiwen received his B.Sc. degree from China Three Gorges University in 2021. He is currently a master student at South China University of Technology. His main research interests include energy balance management and control of Li-ion battery/supercapacitor.



廖武兵, 2019 年于南京理工大学获得学士学位, 2022 年于华南理工大学获得硕士学位, 主要研究方向为电池均衡系统和开关电源技术设计。

E-mail: 438069047@qq.com

Liao Wubing received his B.Sc. degree from Nanjing University of Science and Technology in 2019, and received his M.Sc. degree from South China University of Technology in 2022. His main research interests include the design of battery balancing systems and switched-capacitor technology.



刘俊峰 (通信作者), 2013 年于香港理工大学获得博士学位, 现为华南理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为高频微电网关键技术、电力电子及其控制技术。

E-mail: aujfliu@scut.edu.cn

Liu Junfeng (Corresponding author) received his Ph.D. degree from the Hong Kong Polytechnic University in 2013. He is currently a professor and a Ph.D. advisor at South China University of Technology. His main research interests include the key technology of high-frequency microgrid, power electronics and its control technology.