

基于移相控制的锂电池组双层电压均衡电路*

吴磊威, 赵世伟, 杨向宇

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641)

摘要: 单节锂电池的端电压较低, 实际应用中往往采用多节锂电池串并联成组来达到电压和功率要求。为避免由于锂电池不一致性而引起的过充、过放、能量利用率低等问题, 有必要对串联锂电池组进行均衡控制。提出一种基于开关电感与 Star 型连接的 LC 串联支路的双层电压均衡电路, 以两节电池单体为一个单元, 单元内部由开关电感型均衡电路实现电压均衡, 单元之间由 Star 型接法的 LC 串联支路的均衡电路来实现任意单元至任意单元的电压均衡, 并可以通过调节移相占空比来控制电池单元之间均衡速度的快慢。由于这两层均衡电路共用同一组开关管, 减少了开关管及其驱动电路、电感、电容等元器件的数量, 降低了成本。仿真和实验结果表明了该均衡电路的有效性。

关键词: 电压均衡; 开关电感; LC 串联支路; 移相控制

中图分类号: TN710

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.222711

中文引用格式: 吴磊威, 赵世伟, 杨向宇. 基于移相控制的锂电池组双层电压均衡电路[J]. 电子技术应用, 2022, 48(10): 123-128.

英文引用格式: Wu Leiwei, Zhao Shiwei, Yang Xiangyu. Voltage equalization circuit based on phase shift control for lithium battery pack[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(10): 123-128.

Voltage equalization circuit based on phase shift control for lithium battery pack

Wu Leiwei, Zhao Shiwei, Yang Xiangyu

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: The terminal voltage of a single lithium battery is low. In practical applications, multiple lithium batteries are often connected in series and in parallel to meet the voltage and power requirements. In order to avoid problems such as overcharging, overdischarge and low energy utilization caused by inconsistency of lithium batteries, it is necessary to balance the series lithium battery pack. In this paper, a double-tiered voltage equalization circuit based on switched-inductor and star-structured inductor-capacitor series branch is proposed, which uses two batteries as a single unit. Voltage equalization is achieved by switched-inductor equalization circuit inside the unit, and voltage equalization from any unit to any unit is achieved by the star-structured inductor-capacitor series branch equalization circuit, the speed of equalization between battery units can be controlled by adjusting the phase-shift duty ratio. Because these two equalization circuits share the same set of switches, the number of switches and their driving circuits, inductors and capacitors is reduced, and the cost is reduced. The results of simulation and experiment verify the validity of the equalization circuit.

Key words: voltage equalization; switched-inductor; inductor-capacitor series branch; phase-shift control

0 引言

与传统的铅酸电池相比较, 锂电池由于高能量密度、低自放电率、无记忆效应等特点在电动汽车、不间断电源、便携移动设备等场合得到广泛应用^[1]。但由于单节锂电池的端电压较低, 为满足电压和功率需求, 需要将多节锂电池单体串并联成组使用, 由于锂电池不一致性, 串联电池组在应用时出现“木桶效应”, 导致实际可用容量远低于额定容量, 而且容易发生过充、过放, 加速电池

老化, 甚至引发着火、爆炸事故^[2]。因此, 为提高电池的性能和延长使用寿命, 对电池组进行均衡具有重要意义。

基于开关电容的均衡电路, 由于结构简单、体积小、成本低等优点, 成为研究热点。文献[3]提出的传统开关电容均衡电路, 文献[4]提出的飞渡电容均衡电路, 均衡速度和效率会随着串联电池组电池数目增加而下降。为提高均衡速度, 文献[5]提出了双层开关电容型, 文献[6]提出了链式开关电容型, 文献[7]将双层开关电容与链式开关电容型电路结合起来。文献[8]提出了一种 Delta 型开关电容电路, 可以实现任意单体对任意单体的能量

* 基金项目: 广东省自然科学基金(2018A0303130221)

转移,均衡速度更快。文献[5-8]都是通过增加均衡路径的方式来提高均衡速度,使得元器件的数量增加,成本变高。文献[9-10]在不增加均衡路径的基础上,用简易的 Star 型接法的开关电容均衡电路实现了任意单体至任意单体的均衡。文献[11]提出一种基于开关电感和串联 LC 变换器的均衡电路,明显减少了开关管的数量,并引入移相控制,加快了均衡速度,但其移相时间的计算过程比较复杂,而且仅适用于两个单元的情况。

本文提出一种基于开关电感和 Star 型连接的 LC 串联支路的双层均衡电路,只需要较少的开关管数量;通过简单的移相控制方式实现了任意单元之间的均衡,适用于任意数量的单元情况。

1 均衡拓扑及工作原理

1.1 电路拓扑

图 1 所示为提出的 6 节串联电池组的双层均衡电路,由开关电感型和 Star 型连接的 LC 串联支路组成,共用同一组开关阵列,以相邻两节电池为一个单元(B_1 与 B_2 、 B_3 与 B_4 、 B_5 与 B_6)。单元内部的两节电池由第一层开关电感型均衡电路来实现电压均衡,每个单元内部的两个开关管由占空比为 50% 的一对互补的 PWM 信号控制导通与关断;单元之间由基于移相控制的 Star 型连接的 LC 串联支路的均衡电路来实现任意单元至任意单元之间的电压均衡。

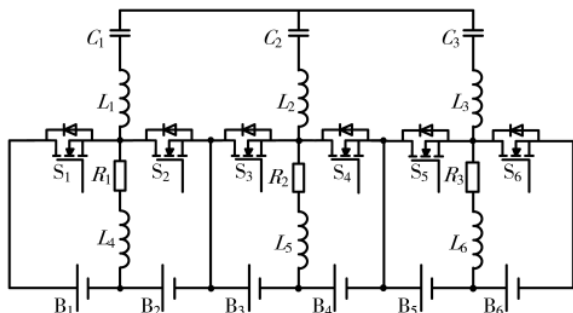


图 1 均衡电路拓扑

1.2 均衡原理

该均衡电路有两层,以下分别对这两层均衡电路展开分析。为便于分析,忽略互补 PWM 信号的死区时间。

1.2.1 第一层均衡电路工作原理

第一层均衡电路是基于开关电感的均衡电路,由开关管 $S_1 \sim S_6$ 、电感 $L_4 \sim L_6$ 和对应均衡路径上的等效电阻 $R_1 \sim R_3$ (包括电池内阻、线路寄生电阻和开关管导通电阻) 构成,如图 2 所示,实现单元内部的两个电池单体间的电压均衡。其中,电感值和电阻值各自相等: $L_4 = L_5 = L_6 = L$, $R_1 = R_2 = R_3 = R$ 。

第一层均衡电路中,总共有 3 个单元,每个单元都是由一对占空比为 50% 的互补 PWM 信号控制,由于每个单元的工作原理一样,以下单独分析第 1 个单元(B_1 与 B_2)的工作原理,假设 $V_{B1} > V_{B2}$,图 3 为开关管 S_1 、 S_2 的

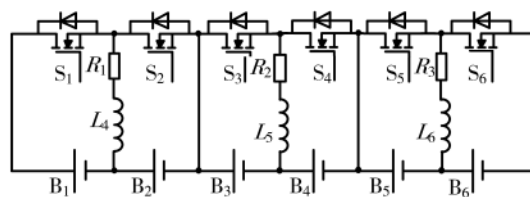


图 2 第一层均衡电路

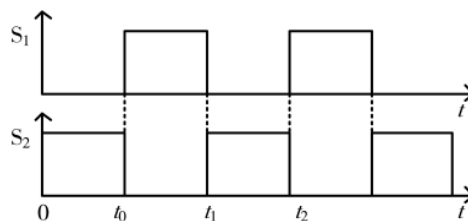
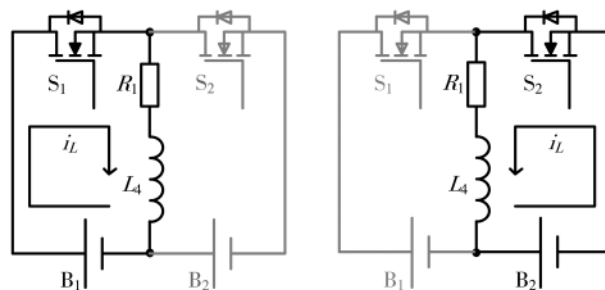


图 3 驱动信号

驱动信号,一个工作周期可分为两个工作模式,如图 4 所示。



(a) 模式 1

(b) 模式 2

图 4 第一层均衡电路工作模式

模式 1 ($t_0 \sim t_1$): 开关管 S_1 导通, S_2 关断; 电池 B_1 通过开关管 S_1 给电感 L_4 充电, 如图 4(a) 所示, 电感电压和电流的表达式如下:

$$V_L(t) = V_{B_1} - Ri_L(t) \quad (1)$$

$$i_L(t) = \left(I_1 - \frac{V_{B_1}}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}(t-t_0)} + \frac{V_{B_1}}{R} \quad (2)$$

式中, I_1 为 t_0 时刻的电感电流值, 即电感电流最小值。

模式 2 ($t_1 \sim t_2$): 开关管 S_1 关断, S_2 导通; 电感 L_4 、电池 B_2 、开关管 S_2 形成闭合回路, 电感 L_4 给电池 B_2 充电, 如图 4(b) 所示, 这样就完成了将电压高的电池的能量转移到电压低的电池中, 电感电压和电流的表达式如下:

$$V_L(t) = V_{B_2} + Ri_L(t) \quad (3)$$

$$i_L(t) = \left(I_2 + \frac{V_{B_2}}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)} - \frac{V_{B_2}}{R} \quad (4)$$

式中, I_2 为 t_1 时刻的电感电流值, 即电感电流最大值。

由式(2)、式(4)可得:

$$I_2 = i_L(t_1) = \left(I_1 - \frac{V_{B_1}}{R} \right) e^{-\frac{R}{2L}} + \frac{V_{B_1}}{R} \quad (5)$$

$$I_1 = i_L(t_2) = \left(I_2 + \frac{V_{B_2}}{R} \right) e^{-\frac{R}{2L}} - \frac{V_{B_2}}{R} \quad (6)$$

式中, f_s 为开关频率, 可解得:

$$I_1 = \frac{\alpha V_{B_1} - V_{B_2}}{(1+\alpha)R} \quad (7)$$

$$I_2 = \frac{V_{B_1} - \alpha V_{B_2}}{(1+\alpha)R} \quad (8)$$

式中, $\alpha = e^{-\frac{R}{2Lf_s}}$ 。

1.2.2 第二层均衡电路工作原理

第二层均衡电路如图 5 所示, M_1 代表单元 B_1 、 B_2 , M_2 代表单元 B_3 、 B_4 , M_3 代表单元 B_5 与 B_6 , 电感值和电容值各自相等: $L_1=L_2=L_3=L$, $C_1=C_2=C_3=C$ 。LC 串联支路是 Star 型连接, 公共节点为 N 。

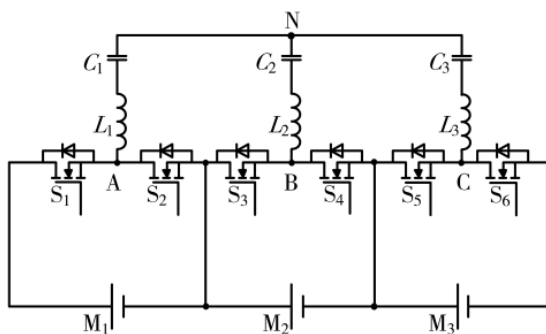


图 5 第二层均衡电路

(1) Star 型到 Delta 型连接的转换

直接分析较为复杂, 为简化分析, 先把 Star 型连接转换为 Delta 型连接的 LC 串联支路。因此, 第二层均衡电路可以等效成如图 6 所示。

(2) 工作原理

首先分析只有两个单元的工作原理, 设单元 M_1 的电压高于单元 M_2 的电压: $V_{M1} > V_{M2}$ 。工作模式如图 7 所

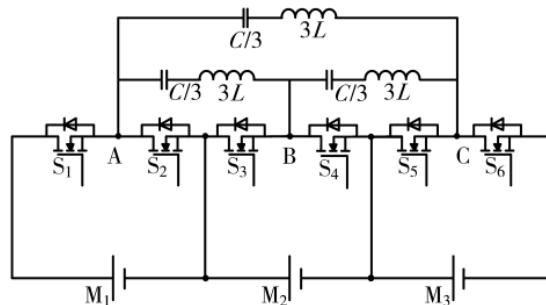


图 6 等效电路

示, 关键波形如图 8 所示。

控制信号为固定占空比 50% 的方波信号, 单元内互补 (S_1 与 S_2 、 S_3 与 S_4 互补), 单元之间移相, 假设 $V_{M1} > V_{M2}$,

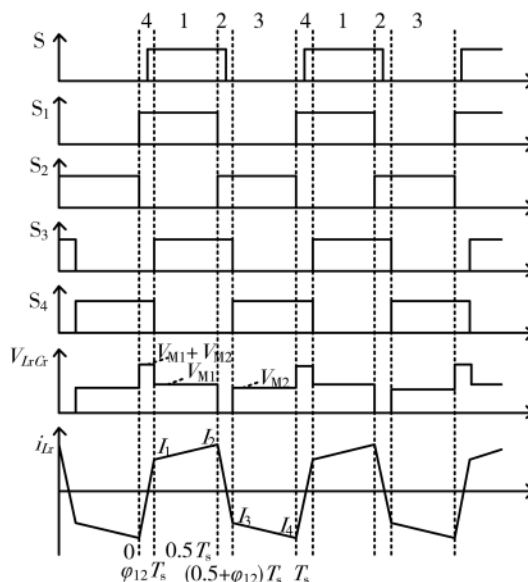
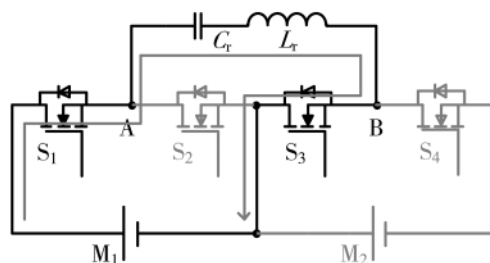
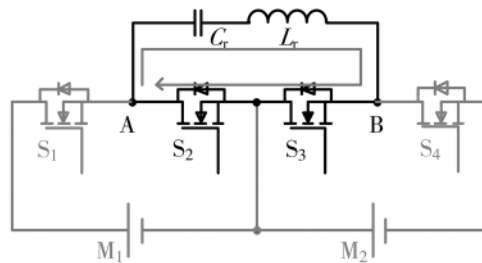


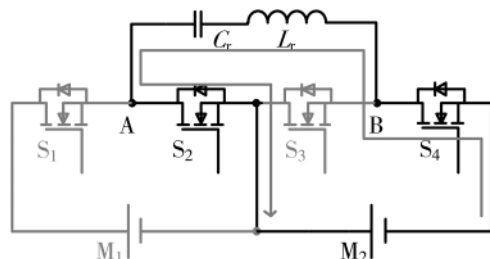
图 8 关键波形



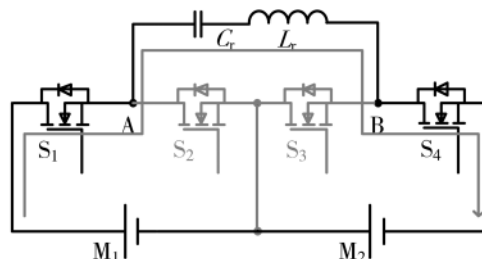
(a) 模式 1



(b) 模式 2



(c) 模式 3



(d) 模式 4

图 7 工作模式

则控制信号 S_1 超前于参考信号 S , 控制信号 S_3 滞后于参考信号 S , φ_{12} 为单元 M_1 对 M_2 的移相占空比。

模态 1 ($\varphi_{12}T_s \sim 0.5T_s$): 开关管 S_1 、 S_3 导通, S_2 、 S_4 关断, $L_r C_r$ 支路两端电压等于 V_{M1} , 单元 M_1 给 $L_r C_r$ 支路充电, 电感电流 i_{Lr} 增加。

模态 2 ($0.5T_s \sim (0.5 + \varphi_{12})T_s$): 开关管 S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 关断, $L_r C_r$ 支路两端电压等于 0, 即短路, 电感电流 i_{Lr} 迅速减小并且极性变负。

模态 3 ($(0.5 + \varphi_{12})T_s \sim T_s$): 开关管 S_2 、 S_4 导通, S_1 、 S_3 关断, $L_r C_r$ 支路两端电压等于 V_{M2} , $L_r C_r$ 支路给单元 M_2 充电。

模态 4 ($0 \sim \varphi_{12}T_s$): 开关管 S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 关断, $L_r C_r$ 支路两端电压等于 $V_{M1} + V_{M2}$, 单元 M_1 和 M_2 一起给 $L_r C_r$ 支路充电, 电感电流 i_{Lr} 迅速增加。

假设电容 C_r 的容值足够大, 故单个开关周期内其两端电压波动较小, 取值为平均值, 即 $V_{Cr} = (V_{M1} + V_{M2})/2$, 则可认为电感电流 i_{Lr} 呈线性变化。

从模态 2 或模态 4 可得:

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_{M1} + V_{M2}}{2L_r} = \frac{I_1 + I_2}{\varphi_{12}T_s} \quad (9)$$

从模态 1 或模态 3 可得:

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_{M1} - V_{M2}}{2L_r} = \frac{I_2 - I_1}{(0.5 - |\varphi_{12}|)T_s} \quad (10)$$

通过式(9)、式(10)可求得 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 的值:

$$I_1 = -I_3 = \frac{V_{M1}}{4f_s L_r} [\varphi_{12} - (0.5 - |\varphi_{12}|)] + \frac{V_{M2}}{4f_s L_r} [\varphi_{12} + (0.5 - |\varphi_{12}|)] \quad (11)$$

$$I_2 = -I_4 = \frac{V_{M1}}{4f_s L_r} [\varphi_{12} + (0.5 - |\varphi_{12}|)] + \frac{V_{M2}}{4f_s L_r} [\varphi_{12} - (0.5 - |\varphi_{12}|)] \quad (12)$$

电感电流 i_{Lr} 在每个模态中呈线性变化, 则可计算得单周期内单元 M_1 、 M_2 的平均电流值分别为:

$$I_{M1} = \frac{1}{4f_s L_r} \varphi_{12} (1 - 2|\varphi_{12}|) V_{M2} \quad (13)$$

$$I_{M2} = \frac{1}{4f_s L_r} \varphi_{12} (1 - 2|\varphi_{12}|) V_{M1} \quad (14)$$

式中, $L_r = 3L$ 。根据式(13)、式(14), 可建立单周期两单元均衡电路的直流等效电路如图 9 所示。

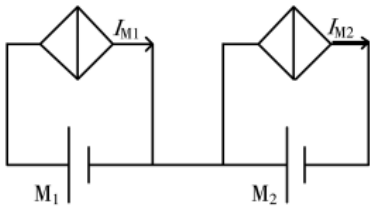


图 9 两单元等效电路

同理, 可衍生出 Delta 型连接的单周期均衡电路的直流等效电路如图 10 所示。

单周期内单元 M_1 、 M_2 、 M_3 的平均电流如下:

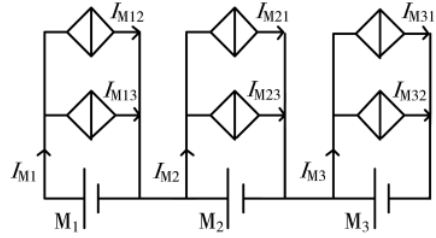


图 10 Delta 型均衡电路的直流等效电路

$$\begin{cases} I_{M1} = I_{M12} + I_{M13} \\ I_{M2} = I_{M21} + I_{M23} \\ I_{M3} = I_{M31} + I_{M32} \end{cases} \quad (15)$$

式中, $I_{M_{i,j}} = \frac{1}{4f_s L_r} \varphi_{ij} (1 - 2|\varphi_{ij}|) V_{M_j}$, φ_{ij} 为第 i 个单元对第 j 个单元的移相占空比, $\varphi_{ij} = \varphi_i - \varphi_j = -\varphi_{ji}$ 。 φ_i 、 φ_j 分别为第 i 个单元、第 j 个单元相对于参考信号的移相占空比。以上分析的为 3 个单元的情况, 可类似地扩展至任意数目的单元。通过以上分析可知, 均衡电流的大小受移相占空比和单元电压的影响。

1.3 控制策略

选取工作电压为均衡变量, 以实现单体电压一致性为控制目标。记第 i 个单元电压与所有单元的电压均值的压差为:

$$\Delta V_{M_i} = V_{M_{avr}} - V_{M_i} \quad (16)$$

式中, $V_{M_{avr}}$ 为所有单元电压的平均值。

控制策略可由下式表示:

$$\varphi_i = \begin{cases} D, & \Delta V_{M_i} > V_{th} \\ \frac{\Delta V_{M_i}}{V_{th}} D, & -V_{th} < \Delta V_{M_i} < V_{th} \\ -D, & \Delta V_{M_i} < -V_{th} \end{cases} \quad (17)$$

φ_i 的值为正时, 滞后于参考信号, 图形表示如图 11 所示, 随着电压差减小, φ_i 值也减小, 当各单元间电压达到一致时, φ_i 为零。

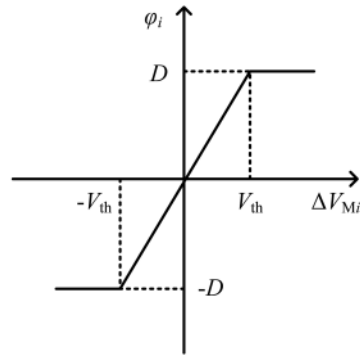


图 11 控制策略

2 系统仿真

为验证上述分析, 首先用 SIMULINK 搭建 4 节电池 (2 个单元) 串联组成的均衡电路。为缩短仿真时间, 用

0.1 μF 电容代替电池,其初始电压分别为 $V_{B1}=3.70\text{ V}$, $V_{B2}=3.68\text{ V}$, $V_{B3}=3.45\text{ V}$, $V_{B4}=3.46\text{ V}$,其他电路参数如表1中所示。限幅值 $D=5/72$, 门槛电压 $V_{th}=0.5\text{ V}$ 。

表1 两单元均衡电路参数

参数	$L_1/\mu\text{H}$	$L_4, L_5/\mu\text{H}$	$C_1/\mu\text{F}$	$R_1, R_2/\Omega$	f_s/kHz
数值	4.7	22	47	0.05	100

图12所示为第二层均衡电路关键波形, S_1, S_3 分别为对应开关管的驱动信号, V_{LC} 为 L_1, C_1 串联支路两端的电压, i_{L1} 为流过电感 L_1 的电流。可以看出, 仿真结果和1.2.2小节中的分析一致, 验证了上述理论分析的正确性。

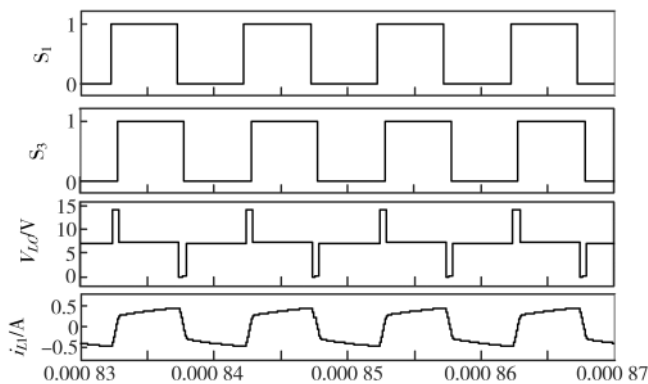


图12 第二层均衡电路关键波形

用 Simulink 搭建6节电池(3个单元)串联组成的均衡电路。同样用0.1 μF 电容代替电池,其初始电压分别为 $V_{B1}=3.22\text{ V}$, $V_{B2}=3.53\text{ V}$, $V_{B3}=3.70\text{ V}$, $V_{B4}=3.34\text{ V}$, $V_{B5}=3.46\text{ V}$, $V_{B6}=3.75\text{ V}$ 。其他电路参数如表2所示。限幅值 $D=5/72$, 门槛电压 $V_{th}=0.5\text{ V}$ 。

表2 三单元均衡电路参数

参数	$L_1 \sim L_3/\mu\text{H}$	$L_4 \sim L_6/\mu\text{H}$	$C_1 \sim C_3/\mu\text{F}$	$R_1 \sim R_3/\Omega$	f_s/kHz
数值	4.7	22	47	0.05	100

图13所示为均衡过程中的各节电池电压波形, 可以看出, 电池电压差异随着均衡过程慢慢减小, 最终达

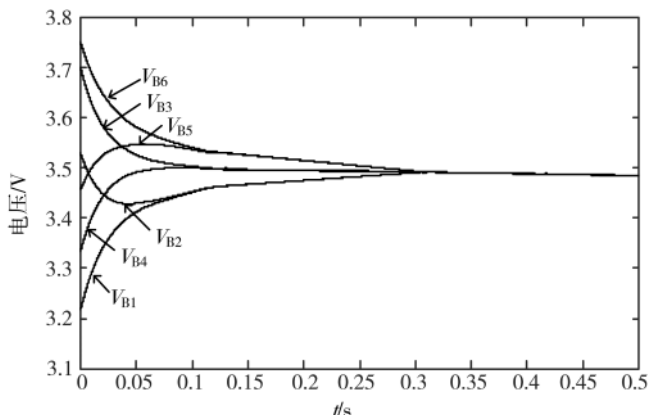


图13 电池电压仿真波形

到一致, 实现了电池组的电压均衡。

3 实验结果

为验证提出的均衡电路的理论和仿真分析的正确性, 搭建了如图14所示的实验平台, 包括均衡电路、控制板、辅助电源等。均衡电路中, 电感 $L_1 \sim L_3$ 和 $L_4 \sim L_6$ 分别选用4.7 μH 和22 μH 贴片功率电感, 电容 $C_1 \sim C_3$ 选用47 μF 陶瓷电容, 开关管选用导通电阻为8.0 m Ω 的IRF3205, 开关频率为100 kHz。

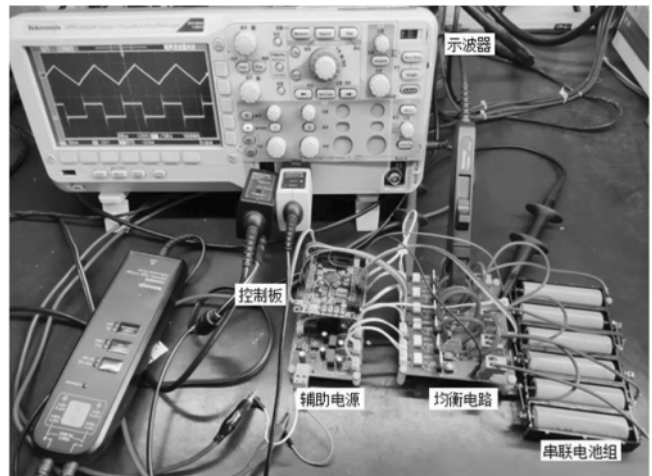


图14 实验平台

首先, 以4节电池(2个单元)为均衡对象, 其初始电压分别为 $V_{B1}=3.70\text{ V}$, $V_{B2}=3.68\text{ V}$, $V_{B3}=3.45\text{ V}$, $V_{B4}=3.46\text{ V}$, 图15所示为第二层均衡电路实验波形, 上面部分为开

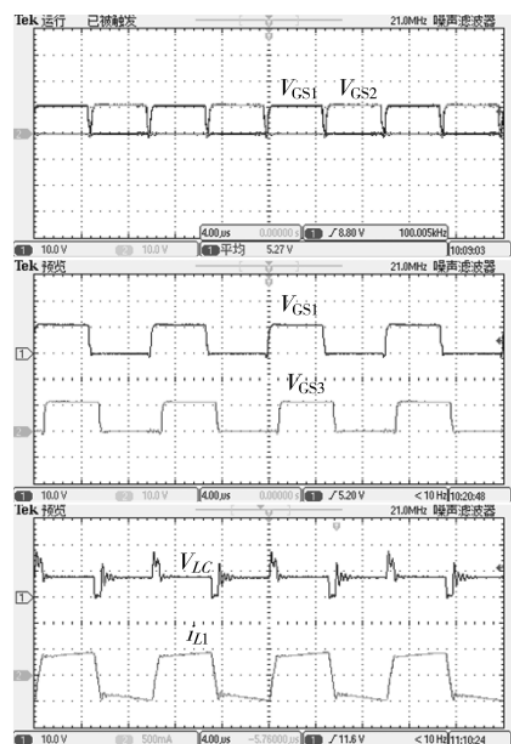


图15 第二层均衡电路实验波形

关管 S_1 、 S_2 的驱动电压 V_{GS1} 和 V_{GS2} ; 中间部分为开关管 S_1 、 S_3 的驱动电压, 可以看出, 由于单元 M_1 的电压比单元 M_2 高, 驱动信号移相, V_{GS1} 超前于 V_{GS3} ; 下面部分为 L_1 、 C_1 串联支路两端电压 V_{LC} 和流过电感 L_1 的电流 i_{L1} , 可以看出其波形和理论分析基本一致。

然后, 以 6 节电池(3 个单元)为均衡对象, 其初始电压分别为 $V_{B1}=3.22\text{ V}$, $V_{B2}=3.53\text{ V}$, $V_{B3}=3.70\text{ V}$, $V_{B4}=3.34\text{ V}$, $V_{B5}=3.46\text{ V}$, $V_{B6}=3.75\text{ V}$ 。均衡过程中的电池电压波形如图 16 所示, 其中电压数据的测量间隔时间为 1 min。可以看出, 在 57 min 时 6 节电池的最大电压差就已经从初始的 0.53 V 降低到 0.04 V, 验证了该均衡电路的有效性。

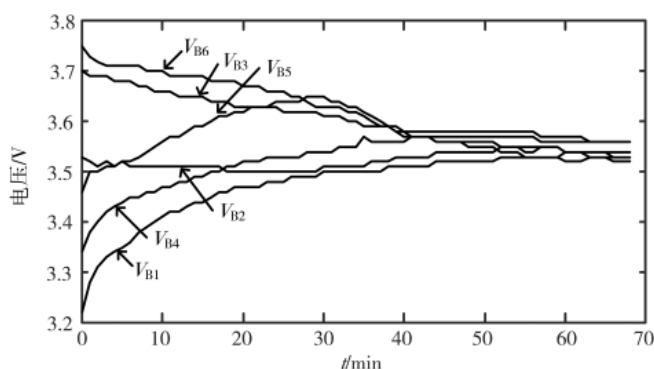


图 16 电池电压实验波形

4 结论

本文提出了一种基于开关电感和 Star 型连接的 LC 串联支路的均衡电路, 两层均衡电路共用一组开关管, 具有开关管数量少、拓扑简单和易于工程实现的优点。根据该均衡电路的结构和工作原理, 本文建立了相应的数学模型并提出了一个简单有效的移相控制的电压均衡策略。仿真和实验结果与模型推导结果基本一致, 验证了理论分析的正确性; 同时, 仿真和实验均实现了电池的电压均衡, 从而表明了所提出的均衡电路的有效性。

参考文献

- [1] 林小峰, 王志浩, 宋绍剑. 基于双层结构的锂电池主动均衡控制系统[J]. 电子技术应用, 2016, 42(1): 119-122.
- [2] 郭俊. 光伏储能主从式锂电池管理系统设计与实现[D].

(上接第 122 页)

2008, 10(6): 1142-1154.

- [7] 刘国梁. 从 H.264 向 H.265 的数字视频压缩技术升级[J]. 铁路通信信号工程技术, 2011, 8(3): 43-47.
- [8] 李罗涛. 基于 RTSP 的 H.264 实时流媒体传输方案的研究与实现[D]. 广州: 华南理工大学, 2014.
- [9] ZHANG F Q, LI Z Y. The technical differences between serial ATA and ultra ATA technology[C]//2009 International Forum on Information Technology and Applications. Chengdu: IEEE.

成都: 电子科技大学, 2020.

- [3] PASCUAL C, KREIN P T. Switched capacitor system for automatic series battery equalization[C]//Proceedings of APEC 97-Applied Power Electronics Conference, 1997: 848-854.
- [4] GAO J, SCHOFIELD N, EMADI A. Battery balancing methods: a comprehensive review[C]//Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008: 1-6.
- [5] 李泉, 周云山, 王建德, 等. 基于双层准谐振开关电容的锂电池组均衡方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 9-15.
- [6] KIM M, KIM C, KIM J, et al. A chain structure of switched capacitor for improved cell balancing speed of lithiumion batteries[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3989-3999.
- [7] FUKUI R, KOIZUMI H. Double-tiered switched capacitor battery charge equalizer with chain structure[C]//39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013: 6715-6720.
- [8] 文楚强, 赵世伟. 基于 Delta 型准谐振开关电容的锂电池组电压均衡电路[J]. 电子技术应用, 2020, 46(5): 97-101.
- [9] YE Y, CHENG K W E, FONG Y C, et al. Topology, modeling, and design of switched-capacitor-based cell balancing systems and their balancing exploration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4444-4454.
- [10] 廖武兵, 陈渊睿, 刘润鹏. 基于星型零电流开关电容的电压均衡电路[J]. 广东电力, 2021, 34(3): 77-84.
- [11] JI W, LU X, JI Y, et al. Low cost battery equalizer using buck-boost and series LC converter with synchronous phase-shift control[C]//Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2013: 1152-1157.

(收稿日期: 2022-03-07)

作者简介:

吴磊威(1996-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 直流微电网、电池管理系统。

赵世伟(1977-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 直流微电网、电机控制。

杨向宇(1963-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 新型特种电机设计、电机及其系统的智能控制。



扫码下载电子文档

2009: 659-663.

(收稿日期: 2022-01-25)

作者简介:

张禹(1993-), 男, 本科, 工程师, 主要研究方向: 数字信号处理、DSP、FPGA 应用。

钱宏文(1975-), 男, 本科, 研究员级高级工程师, 主要研究方向: 集成电路应用和微系统。

王毅(1991-), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向: 数字图像处理、DSP、FPGA 应用。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所