

基于 Delta 型准谐振开关电容的锂电池组电压均衡电路*

文楚强,赵世伟

(华南理工大学 电力学院,广东 广州 510641)

摘要: 基于开关电容的串联电池组电压均衡电路因其电路结构简单、均衡精度高等特点被广泛研究。Delta 型开关电容均衡电路,可以实现周期内任意两个不平衡电池单元之间的能量转移,均衡速度快。通过加入谐振电感的方式,使得开关管工作在零电流开关模式,降低了开关管的开关损耗,还进一步提高了电路的均衡速度。

关键词: 电压均衡;开关电容;谐振电感;零电流开关

中图分类号: TM912

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.191421

中文引用格式: 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.

英文引用格式: Wen Chuqiang, Zhao Shiwei. Voltage equalization circuit based on delta-structured quasi-resonant switched-capacitor for lithium battery pack[J]. Application of Electronic Technique, 2020, 46(5): 97-101.

Voltage equalization circuit based on delta-structured quasi-resonant switched-capacitor for lithium battery pack

Wen Chuqiang, Zhao Shiwei

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

Abstract: The voltage equalization circuit of series-connected battery pack based on switched-capacitor is widely researched because of its simple circuit structure and high equalization precision. Delta-structured switched-capacitor equalizer can realize energy transfer between any two unbalanced-cells cycle by cycle, so it has fast balancing speed. In this paper, through the way of adding the resonant inductors, makes the switch work in zero current switching mode, reduce the switching loss, and further improve the speed of the circuit balancing.

Key words: voltage equalization; switched-capacitor; resonant inductor; zero current switching

0 引言

锂电池因其能量密度高、低自放电率等特点广泛应用于众多储能领域。但是锂电池一般单体电压较低,需要大量锂电池进行串并联组合才能满足不同的应用场合。在生产制造过程中,锂电池无法保持内阻、容量等参数的一致性,从而在锂电池组循环充放电的应用中,单体电池电压出现不一致的情况,并随着充放电次数的增加而加重,使得某些电池单元过充或过放,这会对电池的寿命和可靠性造成影响^[1-2]。因此,对于锂电池组电压均衡方法的研究具有重大的实际意义。

电池电压均衡方法主要分为主动型和被动型均衡两类电路。被动型均衡电路主要通过能量耗散的方式进行均衡,主动型均衡电路主要通过能量转移的方式进行均衡。基于开关电容的均衡电路具有均衡精度高、电路

结构简单等优点,本文主要研究开关电容型均衡电路。文献[3]提出一种经典的开关电容均衡电路,每两个相邻电池单元仅需一个电容,因此具有结构简单、成本低的特点,但是该电路在一个周期内只能实现相邻不平衡电池单元的能量转移。文献[4-6]在经典开关电容均衡电路的基础上,通过额外增加开关电容回路来减少电池的均衡路径,组成多层开关电容回路,加快了均衡速度。文献[7]提出一种星型结构的开关电容均衡电路,该电路的均衡速度与电池单元的数量无关,任意两个电池单元之间的能量转移只需要通过两个开关电容回路。文献[8-9]基于开关电容均衡电路结构,通过加入谐振小电感的方式,使开关管工作在零电流开关模式,还可以进一步加快电路的均衡速度。

本文基于 Delta 型开关电容均衡电路,通过加入小的谐振电感,不仅可以使得开关管工作在零电流开关模式,改善电路的 EMI 特性,降低开关管的开关损耗,还可以进一步提高均衡速度。

* 基金项目: 广东省自然科学基金(2016A030313464); 广东省科技计划项目(2019B090910001)

1 Delta 型准谐振开关电容均衡电路

1.1 电路工作原理

图 1 所示电路为应用于 4 单元串联电池组的 Delta 型准谐振开关电容均衡电路。该电路有 4 个电池单元, 每个电池单元与两个互补导通的 MOSFET 并联连接, 两个互补导通的 MOSFET 可看作是一个单刀双掷开关, 每两个相邻电池单元通过单刀双掷开关与电容和电感并联构成第一层开关电容谐振电路, 每相互间隔一个电池单元的两个电池通过单刀双掷开关与电容和电感并联构成第二层开关电容谐振电路, 距离最远的电池单元通过单刀双掷开关与电容和电感组成的电路并联构成第三层开关电容谐振电路。假设电池组的电池单元数量为 n , 当 $n=4$ 时该电路可看作有 3 层开关电容谐振电路, 则电池单元数量为 n 时, 可看作有 $n-1$ 层开关电容谐振回路。

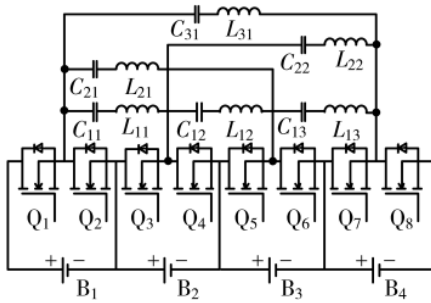


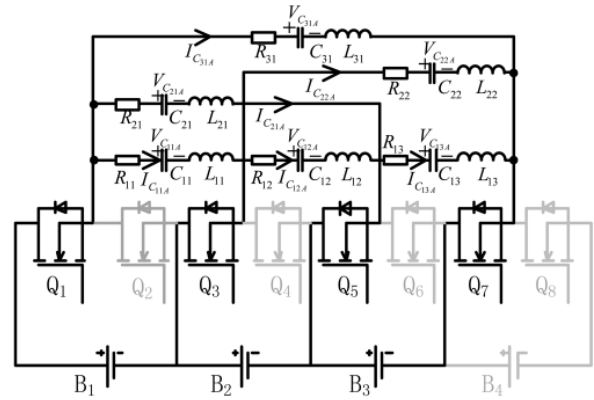
图 1 Delta 型准谐振开关电容均衡电路拓扑

该电路的工作原理非常简单, 与其他类型的开关电容均衡电路类似, 仅需要一对互补的开关信号来分别控制 Q_1, Q_3, Q_5, Q_7 和 Q_2, Q_4, Q_6, Q_8 的导通和关断。在分析之前, 假设初始电池电压 $V_{B1} > V_{B2} > V_{B3} > V_{B4}$, 电路中所有电容、电感和电阻的数值相等且分别为 C, L, R , 其中 R 包括电池内阻、元件的 ESR 和开关管的导通电阻, 开关频率等于谐振频率, 占空比为 0.5, 各物理量正方向如图 2 所示。

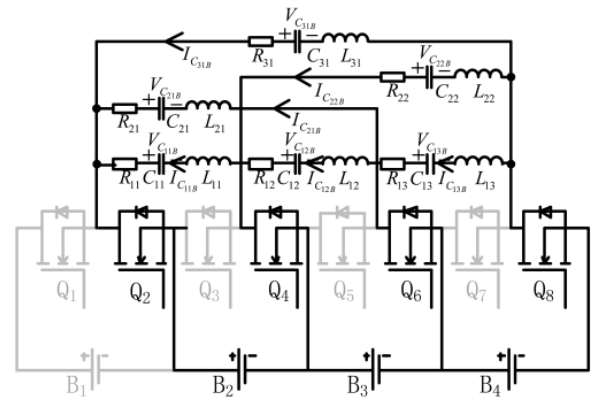
(1) 模式 A: 当 Q_1, Q_3, Q_5, Q_7 导通且 Q_2, Q_4, Q_6, Q_8 关断时, 等效电路图如图 2(a) 所示, 电池单元分别与与之并联的 RLC 回路发生谐振, 电容电压开始慢慢增大, 谐振电流从零开始正方向变化, 开关管实现零电流开通。如前所述, 该电路可看成有 3 层开关电容谐振电路, C_{11}, C_{12}, C_{13} 所在回路构成第一层, C_{21}, C_{22} 构成第二层, C_{31} 构成第三层。图 2(a) 为该模式下的等效电路。下面分别对每层开关电容谐振回路列方程:

$$\begin{cases} C_{11}L_{11}\frac{d^2V_{C_{11}}}{dt^2} + R_{11}C_{11}\frac{dV_{C_{11}}}{dt} + V_{C_{11}} = V_{B_1} \\ C_{21}L_{21}\frac{d^2V_{C_{21}}}{dt^2} + R_{21}C_{21}\frac{dV_{C_{21}}}{dt} + V_{C_{21}} = V_{B_{2y-1}} + V_{B_2} \\ C_{31}L_{31}\frac{d^2V_{C_{31}}}{dt^2} + R_{31}C_{31}\frac{dV_{C_{31}}}{dt} + V_{C_{31}} = V_{B_1} + V_{B_2} + V_{B_3} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $i=1, 2, 3, j=1, 2$, 该符号仅为方便列写方程用。每



(a) 模式 A 等效电路



(b) 模式 B 等效电路

图 2 Delta 型准谐振开关电容均衡电路的两种工作状态

一层的电路方程只在等式右边有区别, 要求出电容电压和电流的表达式, 必须对该二阶微分方程求解, 而它们的通解相等, 电容电流可通过关系式 $I_c = C dV_c / dt$ 求出, 所以各个电容的电压、电流方程相似, 其表达式为:

$$\begin{cases} V_{C_{11}}(t) = V_{B_1} + \frac{V_{C_{11min}} - V_{B_1}}{\omega} e^{-\alpha} (\omega \cos \omega t + \alpha \sin \omega t) \\ V_{C_{21}}(t) = V_{B_{2y-1}} + V_{B_2} + \frac{V_{C_{21min}} - (V_{B_{2y-1}} + V_{B_2})}{\omega} \\ \quad \times e^{-\alpha} (\omega \cos \omega t + \alpha \sin \omega t) \\ V_{C_{31}}(t) = V_{B_1} + V_{B_2} + V_{B_3} + \frac{V_{C_{31min}} - (V_{B_1} + V_{B_2} + V_{B_3})}{\omega} \\ \quad \times e^{-\alpha} (\omega \cos \omega t + \alpha \sin \omega t) \\ I_{C_{11}}(t) = \frac{V_{B_1} - V_{C_{11min}}}{\omega L} e^{-\alpha} \sin \omega t \\ I_{C_{21}}(t) = \frac{V_{B_{2y-1}} + V_{B_2} - V_{C_{21min}}}{\omega L} e^{-\alpha} \sin \omega t \\ I_{C_{31}}(t) = \frac{V_{B_1} + V_{B_2} + V_{B_3} - V_{C_{31min}}}{\omega L} e^{-\alpha} \sin \omega t \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\alpha = R/2L$, 谐振角频率 $\omega = \sqrt{1/LC - \alpha^2}$, $V_{C_{min}}$ 为上个周期内电容电压的最小值, 即上个周期末电容电压值作为这个周期的初始值。

经过半个谐振周期后, 即 $t = \pi/\omega$, 由电容电压电流表达式可知, 电容电流会重新回到零, 电容电压会达到

一个周期内的最大值 $V_{C_{\max}}$, 此时开关管实现零电流关断。

(2) 模态 B: 当 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 、 Q_8 导通且 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 、 Q_7 关断时, 等效电路图如图 2(b) 所示, 上个阶段中电容储存的能量转移到目标电池单元, 电容电压开始慢慢从上个阶段的最大值下降, 谐振电流从零开始反方向变化, 开关管实现零电流开通。由于开关管的动作使得谐振回路与各自目标电池单元并联, 因此各层开关电容谐振回路方程与模态 A 仅在等式右边有区别。其表达式为:

$$\begin{cases} C_{1i} L_{1i} \frac{d^2 V_{C_{1iB}}}{dt^2} + R_{1i} C_{1i} \frac{dV_{C_{1iB}}}{dt} + V_{C_{1iB}} = V_{B_{i+1}} \\ C_{2j} L_{2j} \frac{d^2 V_{C_{2jB}}}{dt^2} + R_{2j} C_{2j} \frac{dV_{C_{2jB}}}{dt} + V_{C_{2jB}} = V_{B_{2j}} + V_{B_1} \\ C_{3l} L_{3l} \frac{d^2 V_{C_{3lB}}}{dt^2} + R_{3l} C_{3l} \frac{dV_{C_{3lB}}}{dt} + V_{C_{3lB}} = V_{B_2} + V_{B_1} + V_{B_4} \end{cases} \quad (3)$$

式中, $i=1, 2, 3, j=1, 2$ 。

类似地, 通过求解可得各个电容的电压、电流表达式为:

$$\begin{cases} V_{C_{1iB}}(t) = V_{B_{i+1}} + \frac{V_{C_{1i\max}} - V_{B_{i+1}}}{\omega} e^{-\alpha t} (\omega \cos \omega t + \alpha \sin \omega t) \\ V_{C_{2jB}}(t) = V_{B_{2j}} + V_{B_1} + \frac{V_{C_{2j\max}} - (V_{B_{2j}} + V_{B_1})}{\omega} \\ \quad \times e^{-\alpha t} (\omega \cos \omega t + \alpha \sin \omega t) \\ V_{C_{3lB}}(t) = V_{B_2} + V_{B_1} + V_{B_4} + \frac{V_{C_{3l\max}} - (V_{B_2} + V_{B_1} + V_{B_4})}{\omega} \\ \quad \times e^{-\alpha t} (\omega \cos \omega t + \alpha \sin \omega t) \\ I_{C_{1iB}}(t) = \frac{V_{B_{i+1}} - V_{C_{1i\max}}}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t \\ I_{C_{2jB}}(t) = \frac{V_{B_{2j}} + V_{B_1} - V_{C_{2j\max}}}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t \\ I_{C_{3lB}}(t) = \frac{V_{B_2} + V_{B_1} + V_{B_4} - V_{C_{3l\max}}}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t \end{cases} \quad (4)$$

式中, $V_{C_{\max}}$ 为一个周期内电容电压的最大值, 即模态 A 结束时的电容电压值作为模态 B 电容电压的初始值。

在此模态内经过半个谐振周期之后, 电容电流同样回到零, 开关管零电流关断, 而电容电压达到一个周期内的最小值。

1.2 零电流开关的条件

零电流开关即开关管在准备开通或关断之前流过的电流已经变化到 0, 这样就不会产生开关管电压与电流交叠的损耗。显然 RLC 回路需满足欠阻尼振荡的工作条件, 根据上一节列出的谐振回路方程(1), 可类似地求出通用 RLC 回路的谐振电流简化表达式:

$$I_r = I_m e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \beta) \quad (5)$$

假设开关管实现零电流开关, 上式的初始角度 β 会等于 0, 则零电流开关的条件是使谐振频率等于开关频率。即:

$$f_r = f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (6)$$

式中, f_r 为谐振频率, f_s 为开关频率。

实际上, 考虑一定的死区时间, 谐振频率应略大于开关频率。

1.3 均衡电路性能分析

由 1.2 节的分析可知, 电容电压的最大值出现在模态 A 结束时, 即 $t = \pi/\omega$, 而电容电压的最小值出现在模态 B 结束时, 即 $t = \pi/\omega$, 将 t 分别代入式(2)和(4)的电容电压表达式中, 可以得到各电容电压的最大值和最小值, 再将它们相减即得到一个周期内电容电压的变化量:

$$\begin{cases} \Delta V_{C_{1i}} = \frac{1+e^{-\alpha\pi/\omega}}{1-e^{-\alpha\pi/\omega}} (V_{B_i} - V_{B_{i+1}}) \\ \Delta V_{C_{2j}} = \frac{1+e^{-\alpha\pi/\omega}}{1-e^{-\alpha\pi/\omega}} (V_{B_i} - V_{B_j}) \\ \Delta V_{C_{22}} = \frac{1+e^{-\alpha\pi/\omega}}{1-e^{-\alpha\pi/\omega}} (V_{B_2} - V_{B_1}) \\ \Delta V_{C_{3l}} = \frac{1+e^{-\alpha\pi/\omega}}{1-e^{-\alpha\pi/\omega}} (V_{B_1} - V_{B_4}) \end{cases} \quad (7)$$

在 Delta 型开关电容均衡电路中, 其电容电压的最大变化量为:

$$\Delta V'_{C_{m,n}} = V_{B_m} - V_{B_n} \quad (8)$$

而本文所提出的准谐振开关电容均衡电路的电容电压变化量如式(7)所示, 在满足电路参数的情况下, $\Delta V_{C_{m,n}}$ 是一个比 $V_{B_m} - V_{B_n}$ 大的值, 即:

$$\Delta V_{C_{m,n}} > \Delta V'_{C_{m,n}} \quad (9)$$

因此, 在所选电容容值和开关频率相同的情况下, 在 Delta 型开关电容均衡回路上加入电感使电路发生谐振, 会加快电路的均衡速度。

均衡速度和损耗是均衡电路的性能指标, 均衡速度与周期内转移的电荷量 Q 正相关, $Q = C\Delta V_C$ 。由式(7)可得, 寄生电阻 R 越大, ΔV_C 越小, 均衡速度越慢, 损耗也会增大, 所以寄生电阻应尽量小。增大电容 C 的值, 能够加快电路的均衡速度, 还能够在转移相同电荷量的情况下减小电容电压的峰值。增大 L 的值, ΔV_C 会增大, 加快均衡速度。但是 L 和 C 决定着谐振频率的大小, L 和 C 的取值需综合考虑均衡速度、损耗、零电流开关和谐振频率。

2 系统仿真实验

为了更加直观地说明上述分析, 在 PSIM 仿真平台上搭建了 4 个电池单元串联组成的均衡电路, 如图 1 所示。为缩短仿真时间, 电池单元用 3.5 F 的电容代替, 其初始电压分别为 3.45 V、3.82 V、3.71 V、3.59 V。电路中其他元件的参数如表 1 所示, 其中等效寄生电阻 R 包括电池内阻、开关管导通电阻和其他元件的寄生电阻。

表 1 电路中各元件的参数

参数	电容 $C/\mu\text{F}$	电感 $L/\mu\text{H}$	等效电阻 $R/\text{m}\Omega$	开关频率 f_s/kHz
数值	10	1	50	48

图 3 所示波形为仿真电路的零电流开关过程。 Q_1 、 Q_2 为开关管的驱动电压波形, I_{D1} 为开关管 Q_1 的漏极电

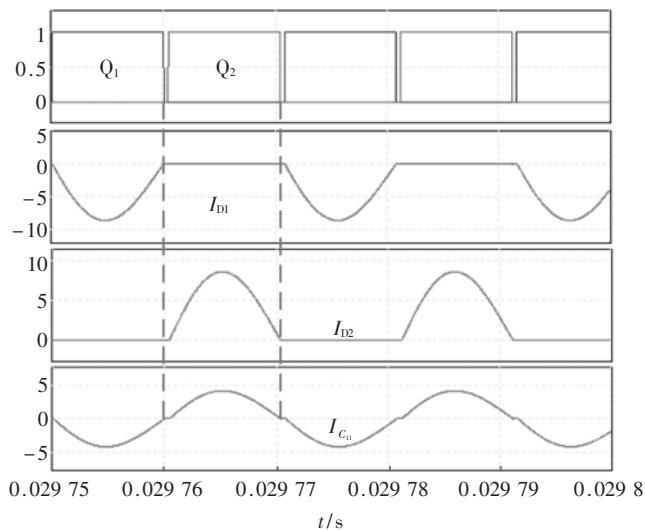


图3 零电流开关过程的仿真结果

流, I_{D2} 为开关管 Q_2 的漏极电流。从这边可以看出, 开关管 Q_1 和 Q_2 都实现了零电流开关。

图4所示波形为在各自电路参数相同的条件下, Delta型开关电容均衡电路(即 $C=10\mu\text{F}$, $R=0.05\Omega$, $f_s=48\text{kHz}$)改进前后的波形对比。可以看出, 加入谐振电感后, 电路的均衡速度不仅提升了数倍, 电容上电流的波形也变得平滑了不少, 改善了电路的EMI性能。

3 实验结果

为了验证Delta型准谐振开关电容均衡电路的理论及仿真的分析, 以4节1200mAh的三元锂电池作为均衡实验的串联电池组, 搭建了实验样机。该均衡实验中4节锂电池的初始电压分别为3.45V、3.82V、3.71V、3.59V, 均衡电路中所有的开关电容选取的是 $10\mu\text{F}$ 的瓷片电容, 谐振电感选取的是 $1\mu\text{H}$ 的固定电感器, 其直流电阻为 $17\text{m}\Omega$, 开关管选取的是导通电阻为 $11\text{m}\Omega$ 的

IRF1010N, 开关频率为 48kHz 。

图5所示为均衡实验波形, 最上面的是开关管 Q_1 和 Q_2 的驱动电压波形, CH1为 V_{GS1} , CH2为 V_{GS2} , 可以看到的是 Q_1 和 Q_2 的驱动波形存在一定的死区, 主要是为了防止两个管子的直通现象; 中间部分是开关管 Q_1 的DS电压和漏极电流波形, CH1为 V_{DS1} , CH2为 I_{D1} , 可以看到的是 Q_1 在开通和关断时刻, 漏极电流都已经降为零, 实现了零电流开关, 但在开关期间存在着电流尖峰, 主要原因是开关管的开关速度较快导致开关管的寄生电容上产生电流尖峰; 第三部分是第一层开关电容 C_{11} 上的

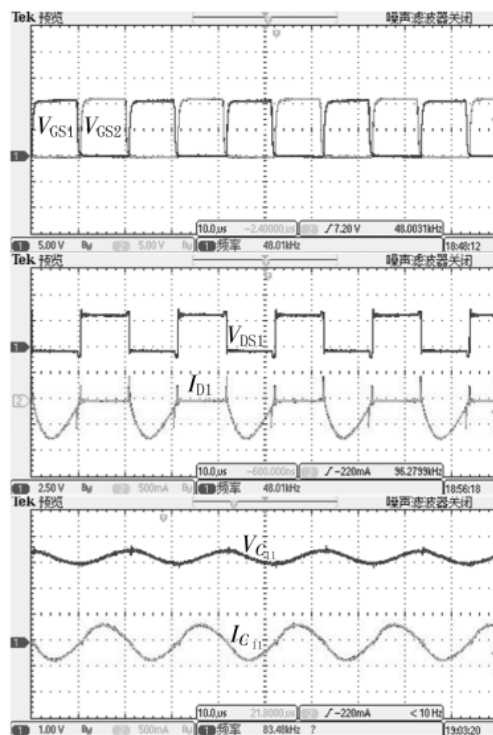
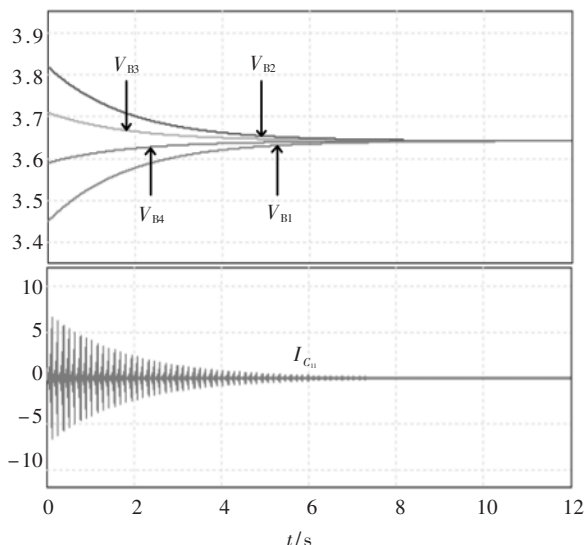
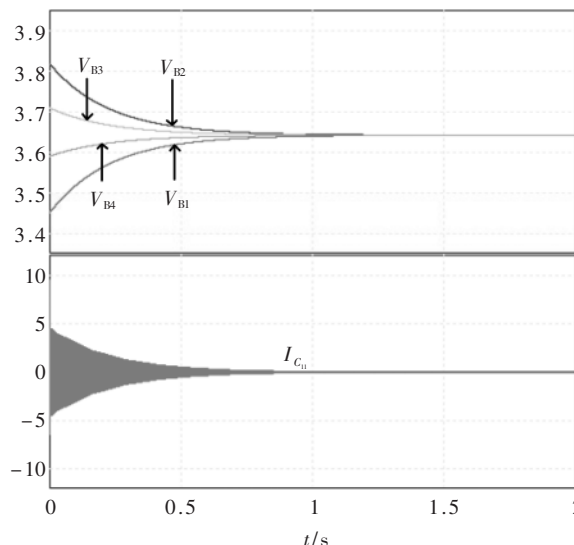


图5 实验波形



(a) 改进前



(b) 改进后

图4 Delta型开关电容均衡电路改进前后对比

电压和电流波形, CH1 为 $V_{C_{it}}$, CH2 为 $I_{C_{it}}$, 可以看到电容电压是在半个谐振周期之后达到的最大值, 并且由于谐振电感的加入, 其电流波形较为平滑。

图 6 所示为改进前后的 4 节串联三元锂电池组均衡过程, 该数据是在万用表测得之后, 通过 MATLAB 画出的波形。从均衡的数据可以得到, 改进前的电路在 63 min 时, 4 节电池的最大电压差从初始的 0.37 V 到 0.03 V; 而改进后的电路在 42 min 时就已经从初始的 0.37 V 到 0.03 V, 而随着压差的越来越小, 均衡的速度也越来越慢, 最终改进后的均衡电路压差达到 0 V 的时间是 130 min。该实验验证了改进后的开关电容均衡电路, 既可以使得开关管工作在零电流开关模式, 又进一步提升了均衡速度。

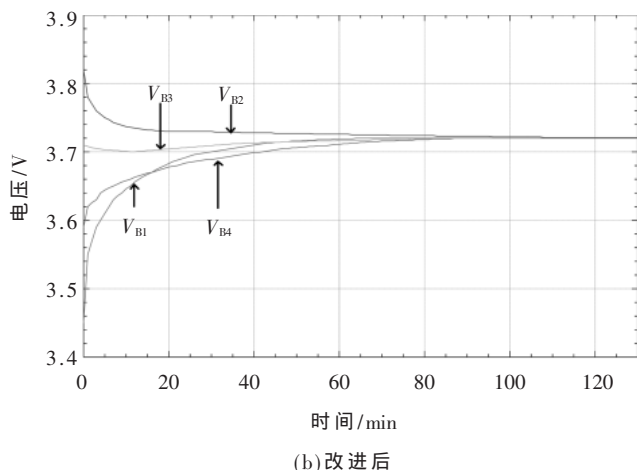
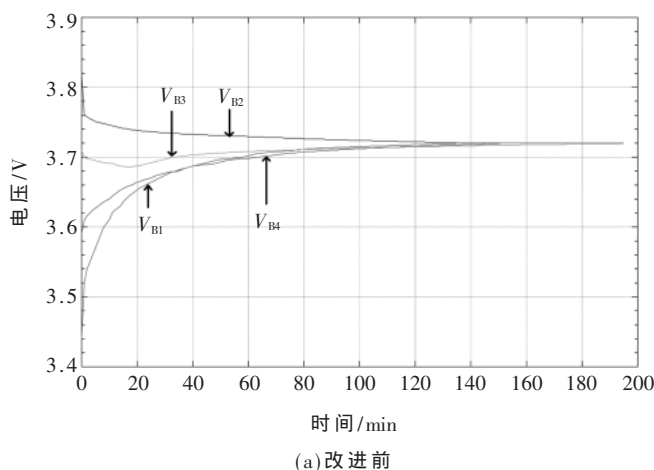


图 6 均衡过程

4 结论

本文通过加入谐振电感的方式, 对 Delta 型开关电容均衡电路进行了改进。首先从理论分析方面推导了均衡电路模型、实现零电流开关的条件和均衡速度加快的依据; 其次通过仿真的方式, 进一步说明了上述推论; 最后以 4 节串联锂电池组为例, 搭建了实物, 验证了理论分析的正确性。综上, 该 Delta 型准谐振开关

电容均衡电路, 能够在所加成本和体积不多的情况下, 使开关管工作在零电流开关模式, 降低了开关损耗, 改善了电路的 EMI 特性, 并且进一步加快了电池组的均衡速度。

参考文献

- [1] 姚京, 詹昌辉, 韩廷, 等. 车载动力锂电池组主动均衡系统设计[J]. 电子技术应用, 2015, 41(1): 129-131.
- [2] 吴宏, 宋春伟, 郭永洪. 一种基于电动自行车电池包的均衡策略[J]. 电子技术应用, 2019, 45(4): 64-68.
- [3] PASCUAL C, KREIN P T. Switched capacitor system for automatic series battery equalization[C]. Proceedings of Applied Power Electronics Conference, 1997: 848-854.
- [4] BAUGHMAN A C, FERDOWSI M. Double-tiered switched-capacitor battery charge equalization technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 55(6): 2277-2285.
- [5] KIM M Y, KIM C H, KIM J H, et al. A chain structure of switched capacitor for improve cell balancing speed of lithium-ion batteries[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3989-3999.
- [6] 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.
- [7] Shang Yunlong, Zhang Chenghui, Cui Naxin, et al. A delta-structured switched-capacitor equalizer for series-connected battery strings[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 452-461.
- [8] 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.
- [9] 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 Transaction on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 948-955.

(收稿日期: 2019-12-27)

作者简介:

文楚强(1994-), 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(1979-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 直流微电网、电机控制。

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