

一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路

范元亮^{1,2}, 吴 涵^{1,2}, 徐梦然³, 黄建业^{1,2}, 林 爽¹, 刘冰倩^{1,2}

(1. 国网福建省电力有限公司电力科学研究院, 福建 福州 350007;

2. 福建省高供电可靠性配电技术企业重点实验室, 福建 福州 350007;

3. 广东工业大学自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要: 储能系统中相互串联的多个储能元件之间的容量差异,会导致整个储能系统的有效容量下降。基于开关电容的主动均衡电路可以有效应对容量差异。然而,传统开关电容均衡电路的均衡速度较慢,而串并联开关电容均衡电路则需使用较多的开关器件。针对该问题,本文提出了一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路,并对电路中开关电容和开关电感的工作模态进行了详细的分析。最后,搭建了新型均衡电路的样机及实验平台,验证了电路的可行性,并证明其与传统开关电容均衡电路相比具有更快的均衡速度。

关键词: 储能系统; 主动均衡; 开关电容; 开关电感

DOI: 10.12067/ATEEE2008017

文章编号: 1003-3076(2021)06-0057-07

中图分类号: TM53

1 引言

随着新能源的大规模开发,电网需要大量的储能系统来平抑新能源的功率波动。锂离子电池和超级电容等电压源型储能元件,是目前主要的储能设备^[1]。由于单个储能元件的电压较小,通常需要将多个储能元件串联,以满足电网或负载的电压要求^[2]。由于生产工艺的原因,多个储能元件之间的特性存在差异,这些差异会随着储能元件的老化逐步扩大。对于由多个储能元件串联而成的储能系统,当某个元件达到满充状态后,整个储能系统必须停止充电,以保证所有储能元件的安全运行;当某个储能元件电量放空后,整个储能系统也必须停止放电,以保证所有储能元件的寿命。因此,整个储能系统的有效容量,实际上是由其中性能最差的储能元件决定的,严重影响储能系统的使用效率^[3]。

针对上述问题,国内外学者对储能系统的均衡方法进行了广泛研究。目前,储能系统的均衡方法主要分为被动均衡和主动均衡^[4]。被动均衡是利用电阻消耗储能元件中的多余电能,从而实现各个储能元件的电能趋于一致。这种方法结构简单,成

本较低,但会伴随大量的电能损耗,效率较低,同时存在热管理的问题^[5]。主动均衡是利用电感、电容、开关等元件,将电能从电压高的元件向电压低的元件传递,能量效率高,得到广泛应用^[6-9]。

开关电容均衡是目前主要的主动均衡方式^[10]。文献^[11]提出了如图1所示的开关电容均衡电路,为 n 个电池配置 $2n$ 个开关器件和 $n-1$ 个开关电容,通过开关 S_{i1} 和开关 S_{i2} ($i=1,2,3,\dots,n$)的交替导通,实现电能在不同电池单元之间的传递。该电路拓扑和控制方法简单易行,具有较高的稳定性和可行性。然而,当两个电池单元之间距离较远时,需要经过的电容数量较多,导致均衡速度较低。

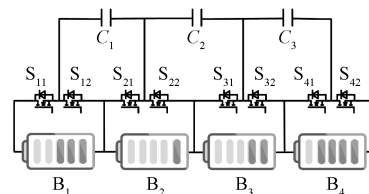


图1 传统开关电容均衡电路

Fig.1 Conventional equalization circuit using switched-capacitor

收稿日期: 2020-08-11

基金项目: 国家电网有限公司总部科技项目(521304190072)、国家自然科学基金项目(61802070)和福建省工业引导性(重点)项目(2020H0043)

作者简介: 范元亮(1979-),男,福建籍,高级工程师,博士,研究方向为电力储能和智能配电网;

徐梦然(1996-),男,四川籍,硕士研究生,研究方向为储能系统均衡与功率变换电路(通讯作者)。

为了加快均衡速度,文献[12]提出了一种串并联开关电容均衡电路,如图2所示。该电路由多个均衡单元组成,每个均衡单元均包括一个开关电容和四个开关器件。在均衡过程中,首先将储能元件与对应的开关电容并联,直到两者的电压一致;然后将所有开关电容并联,则电压较高的开关电容自动向电压较低的开关电容充电。将这两个过程循环切换,使电能自动从电压较高的元件传递到电压较低的元件,实现电能在任意元件之间的直接传递,故在元件数量较多的应用场合中,仍能维持较快的均衡速度。然而,该电路每个储能元件需要配置四个开关器件和一个电容,增大了均衡电路的体积和成本。

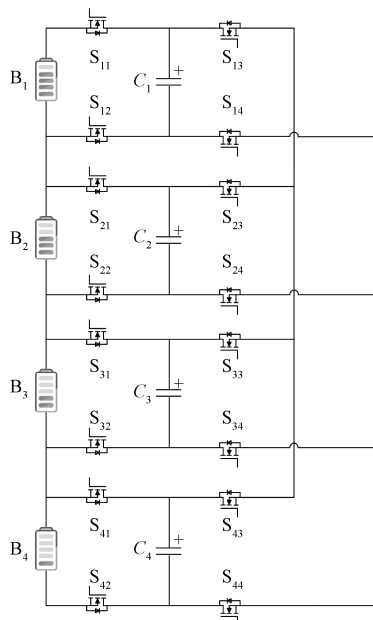


图2 串并联开关电容均衡电路

Fig.2 Equalization circuit using series-parallel switched-capacitor

针对上述均衡电路的缺点,本文引入了开关电感,提出一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路。该电路与传统开关电容均衡电路相比,具有更快的均衡速度;与串并联开关电容均衡电路相比,开关器件数量减少了1/4以上。最后,搭建了实验样机,验证了所提出均衡电路的有效性。

2 新型均衡电路的拓扑结构

本文提出的混合开关电容和开关电感的新型均衡电路的拓扑结构如图3所示。在该电路中,相邻的两个储能元件构成一个储能单元;储能单元与开

关电感单元、开关电容单元并联,构成一个模块;多个模块串联,形成了储能系统均衡电路。该电路通过开关电感单元实现储能单元内的均衡,通过并联开关电容单元实现储能单元间的均衡。对于一个包含 n 个储能元件的储能系统,所提出的电路需要使用 $3n-4$ 个开关管,与图2所示电路需要的 $4n$ 个开关管相比,新型均衡电路的开关管数量减少了1/4以上,且无源器件(例如电感和电容)的数量基本保持不变。

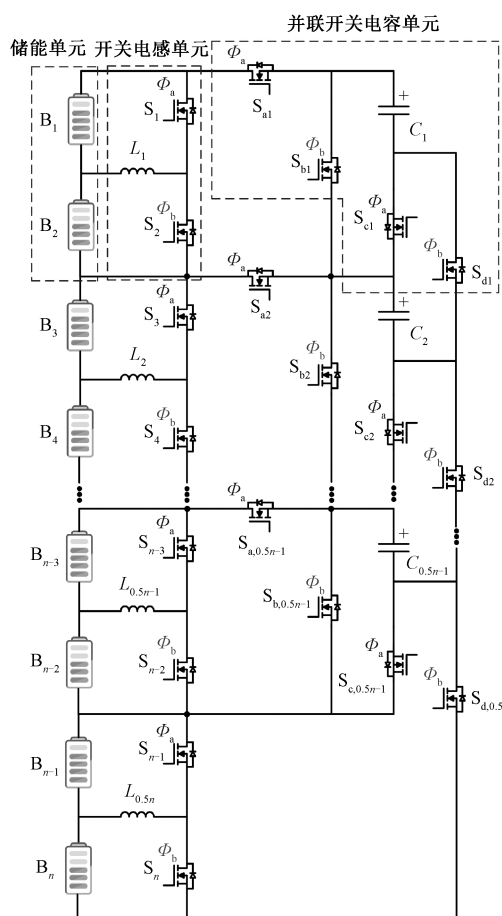


图3 混合开关电容和开关电感的新型均衡电路

Fig.3 Novel equalization circuit combining switched-capacitor and switched-inductor

本文提出的新型均衡电路具有控制简单的优点,只需要一组互补导通的驱动脉冲 Φ_a 和 Φ_b ,且将占空比固定为0.5,即可实现对所有开关管的控制。每个开关管对应的驱动脉冲如图4所示,开关管 S_{2i-1} 、 $S_{a,i}$ 和 $S_{c,i}$ 由 Φ_a 控制,开关管 S_{2i} 、 $S_{b,i}$ 和 $S_{d,i}$ 由 Φ_b 控制。为了防止电路发生直通短路,在 Φ_a 和 Φ_b 之间设置了死区时间,如图4所示。

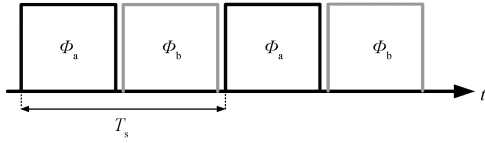


图4 开关管驱动信号

Fig.4 Drive signals of switches

3 新型均衡电路的工作模式分析

3.1 开关电感单元工作模式

如图3所示,整个系统由多个储能单元串联而成。每个储能单元内部,储能元件之间的均衡通过与之并联的开关电感单元实现。由于所有开关电感单元采用了相同的拓扑结构和驱动信号,本节以第一个单元为例,进行开关电感单元的工作模式分析。

本节以 $U_{B1} > U_{B2}$ 的情况为例,分析开关电感工作模式,如图5所示。对于 $U_{B1} < U_{B2}$ 的情况,其工作原理和分析方法与 $U_{B1} > U_{B2}$ 相同,只是电流方向不同。选取储能单体被充电时的电流方向为参考方向。

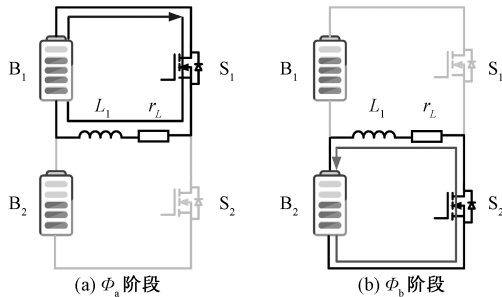


图5 开关电感工作模式

Fig.5 Switched-inductor operation modes

在 Φ_a 阶段,如图5(a)所示, S_1 导通, S_2 关断, 储能单元 B_1 对电感 L_1 充电。由基尔霍夫电压定律可得:

$$U_{L1}(\Phi_a) = U_{B1} - I_{L1}(\Phi_a)r_L \quad (1)$$

式中, U_{B1} 为储能元件平均电压; U_{L1} 为电感平均电压; I_{L1} 为电感平均电流; r_L 为电感的等效直流内阻。平均电压和平均电流即为电压和电流在一个周期内的平均值。

在 Φ_b 阶段,如图5(b)所示, S_1 关断, S_2 导通, 电感 L_1 对储能元件 B_2 放电。由基尔霍夫电压定律可得:

$$U_{L1}(\Phi_b) = -U_{B2} - I_{L1}(\Phi_b)r_L \quad (2)$$

根据电感的伏秒平衡原理,有:

$$[U_{B1} - I_{L1}(\Phi_a)r_L]T_{\Phi_a} = [U_{B2} + I_{L1}(\Phi_b)r_L]T_{\Phi_b} \quad (3)$$

由于占空比固定为 0.5,有:

$$T_{\Phi_a} = T_{\Phi_b} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)可得:

$$U_{B1} - U_{B2} = [I_{L1}(\Phi_a) + I_{L1}(\Phi_b)]r_L \quad (5)$$

在 Φ_a 和 Φ_b 阶段,电感的平均电流相同,即:

$$I_{L1}(\Phi_a) = I_{L1}(\Phi_b) \quad (6)$$

由于开关管互补导通,且占空比固定为 0.5,有:

$$I_B = \frac{I_{L1}}{2} \quad (7)$$

式中, I_B 为储能元件平均电流。

由式(5)~式(7)可得:

$$U_{B1} - U_{B2} = 4I_B r_L \quad (8)$$

因此,开关电感单元的等效电路如图6所示, R_{SL} 为开关电感单元的等效电阻,其中 $R_{SL} = 4r_L$ 。

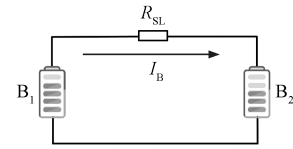


图6 开关电感单元的等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of switched-inductor unit

由图6可以看出,均衡电流的大小取决于储能元件的电压差和开关电感的等效内阻,故为保证较快的均衡速度,需选取等效直流内阻较小的电感。

3.2 并联开关电容单元工作模式

如图3所示,储能单元之间的均衡,由并联开关电容单元完成,其中最后一个储能单元(B_{n-1} 、 B_n)无需并联开关电容单元。由于每个并联开关电容单元中开关管的驱动信号相同,本节以第一个并联开关电容单元为例,进行工作模式分析。

以 $(U_{B1} + U_{B2}) > U_{C1}(t_{a0})$ 和 $(U_{B3} + U_{B4}) < U_{C2}(t_{a0})$ 的情况为例进行分析,其中 $U_{C1}(t_{a0})$ 、 $U_{C2}(t_{a0})$ 分别为电容 C_1 、 C_2 在 Φ_a 阶段的初始电压。对于 $(U_{B1} + U_{B2}) < U_{C1}(t_{a0})$ 和 $(U_{B3} + U_{B4}) > U_{C2}(t_{a0})$ 的情况,工作原理和分析方法与前者相同,只是电流方向相反。

在 Φ_a 阶段,如图7(a)所示, S_{a1} 、 S_{c1} 、 S_{a2} 、 S_{c2} 导通, S_{b1} 、 S_{d1} 、 S_{b2} 、 S_{d2} 关断, 储能元件 B_1 和 B_2 向电容 C_1 充电, 电容 C_2 向储能元件 B_3 和 B_4 放电, 电容电压可表示为:

$$U_{C1}(t) = U_{Bm1} + [U_{C1}(t_{a0}) - U_{Bm1}]e^{-\frac{t}{(r_c+r_s)C}} \quad (9)$$

$$U_{C2}(t) = U_{Bm2} + [U_{C2}(t_{a0}) - U_{Bm2}]e^{-\frac{t}{(r_c+r_s)C}} \quad (10)$$

式中, r_c 为开关电容的等效串联内阻; r_s 为开关管的

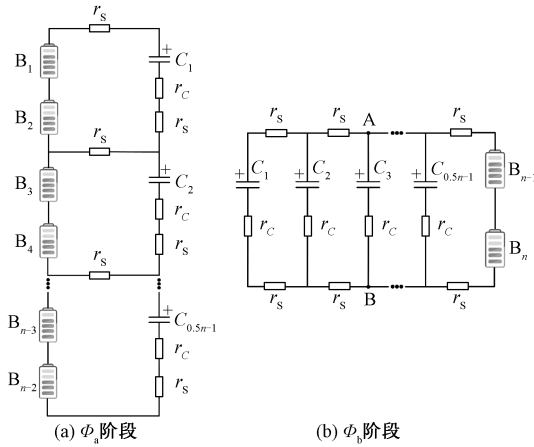


图7 并联开关电容工作模式

Fig.7 Parallel switched-capacitor operation modes

导通电阻; $U_{Bm1} = (U_{B1} + U_{B2})$, $U_{Bm2} = (U_{B3} + U_{B4})$ 。

由于开关管导通电阻(一般为 $0.5 \sim 100 \text{ m}\Omega$)远小于电容的等效串联内阻(一般为 $20 \sim 1\,000 \text{ m}\Omega$),为简化分析,忽略开关管导通电阻。考虑到储能单元的容量远大于开关电容的容量,在一个开关周期的 Φ_a 阶段中,可将储能单元的电压视为常数。

在 Φ_b 阶段,如图 7(b) 所示, S_{a1} 、 S_{c1} 、 S_{a2} 、 S_{c2} 关断, S_{b1} 、 S_{d1} 、 S_{b2} 、 S_{d2} 导通,开关电容 C_1 和 C_2 并联。则 A、B 两点的电压可表示为:

$$U_{AB}(t) = U_{Ci}(t) - r_c I_{Ci}(t) = U_{B(n-1)} + U_{Bn} \quad (11)$$

在此阶段中,电路可等效为所有电容和储能单元 B_{n-1} 、 B_n 并联,则电容电压可表示为:

$$U_{C1}(t) = U_{AB} + [U_{C1}(t_{b0}) - U_{AB}]e^{-\frac{t}{r_c C}} \quad (12)$$

$$U_{C2}(t) = U_{AB} + [U_{C2}(t_{b0}) - U_{AB}]e^{-\frac{t}{r_c C}} \quad (13)$$

电容 C_1 在 Φ_a 阶段结束时电压达到最大值 U_{C1_max} ,在 Φ_b 阶段结束时电压达到最小值 U_{C1_min} ,因此有:

$$U_{C1_max} = U_{Bm1} + (U_{C1_min} - U_{Bm1})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (14)$$

$$U_{C1_min} = U_{AB} + (U_{C1_max} - U_{AB})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (15)$$

将式(14)和式(15)两边同时相加可得:

$$U_{Bm1} + U_{AB} = U_{C1_max} + U_{C1_min} \quad (16)$$

将式(14)和式(15)两边同时相减可得:

$$U_{Bm1} - U_{AB} = (U_{C1_max} - U_{C1_min}) \frac{1 + e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}}{1 - e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}} \quad (17)$$

电容 C_2 在 Φ_a 阶段结束时电压达到最小值 U_{C2_min} ,在 Φ_b 阶段结束时电压达到最大值 U_{C2_max} ,因此有:

$$U_{C2_max} = U_{AB} + (U_{C2_min} - U_{AB})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (18)$$

$$U_{C2_min} = U_{Bm2} + (U_{C2_max} - U_{Bm2})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (19)$$

同上,可将式(18)和式(19)整理为:

$$U_{Bm2} + U_{AB} = U_{C2_max} + U_{C2_min} \quad (20)$$

$$U_{AB} - U_{Bm2} = (U_{C2_max} - U_{C2_min}) \frac{1 + e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}}{1 - e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}} \quad (21)$$

对于电容而言,在一个周期内有:

$$\Delta Q_{Ci} = C(U_{Ci_max} - U_{Ci_min}) = I_{Ci} T_s = \frac{I_{Ci}}{f_s} \quad (22)$$

式(16)和式(20)可表示为:

$$U_{AB} = U_{Bm1} - I_{C1} R_{SC} \quad (23)$$

$$U_{AB} = U_{Bm2} + I_{C2} R_{SC} \quad (24)$$

将式(22)代入式(23)和式(24)可得:

$$R_{SC} = \frac{1 + e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}}{C f_s (1 - e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}})} \quad (25)$$

式中, R_{SC} 为并联开关电容单元的等效电阻。并联开关电容单元的等效电路如图 8 所示,在等效电路图中多绕组变压器所有绕组的匝数相同,则储能单元 $B_1 \sim B_{n-2}$ 均可等效为与储能单元 B_{n-1} 、 B_n 通过等效电阻 R_{SC} 并联。

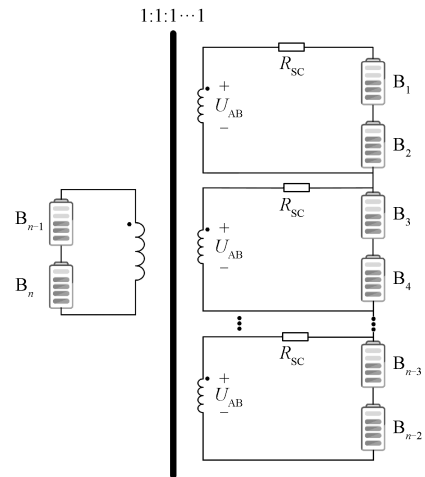


图8 并联开关电容单元等效电路图

Fig.8 Equivalent circuit of parallel switched-capacitor unit

由图 8 可知,当储能单元之间的电压差确定时,均衡电流的大小主要取决于 R_{SC} 的大小。取 $r_c = 0.05 \Omega$,则 R_{SC} 和 $C f_s$ 的关系如图 9 所示,当 $C f_s \geq 4$ 时, R_{SC} 取得较小值且不会显著增加,此时均衡电流较大,均衡速度较快。

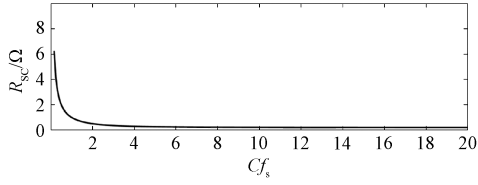


图9 并联开关电容单元等效电阻变化曲线
Fig.9 Variation curve of equivalent resistance in parallel switched-capacitor unit

4 电路参数设计

为便于更好地应用本文提出的新型均衡电路,本节详细地给出了电路的主要参数设计。

4.1 电感参数设计

电感的容量可由电感的峰间电流进行设计,由3.1节分析可知电感的峰间电流可表示为:

$$\Delta i_{L_i} = \frac{U_{L_i}}{L_i} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}}{4L} T_s \quad (26)$$

$$\Delta i_{L_i} = x_{L_i} \% I_{L_i} = \frac{|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|}{2r_{L_i}} x_{L_i} \% \quad (27)$$

式中, $x_{L_i} \%$ 为电感 L_i ($i=1,2,\dots,n$) 的电流纹波系数; $U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}$ 为所对应的储能单元电压之和; $|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|$ 为所对应的储能单元电压之差。根据式(26)和式(27)可得:

$$L_i = \frac{U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}}{|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|} \cdot \frac{r_{L_i}}{2f_s x_{L_i} \%} \quad (28)$$

电感的电流应力可表示为:

$$I_{L_i-pk} = I_{L_i} + \frac{1}{2} \Delta i_{L_i} = \frac{|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|}{2r_{L_i}} + \frac{U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}}{8L_i f_s} \quad (29)$$

4.2 电容参数设计

电容的容量可由电容的峰间电压进行设计,由3.2节分析可知电容的峰间电压可表示为:

$$\Delta u_{C_i} = \frac{I_{Bmax}}{C_i f_s} = x_{C_i} \% U_{C_i} \quad (30)$$

式中, $x_{C_i} \%$ 为电容 C_i 的电压纹波系数; I_{Bmax} 为储能单体允许的最大电流。根据式(30)可得:

$$C_i = \frac{I_{Bmax}}{x_{C_i} \% f_s U_{C_i}} \quad (31)$$

电容的电压应力可表示为:

$$U_{C_i-pk} = U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)} \quad (32)$$

4.3 开关管参数设计

开关管的电压应力可表示为:

$$U_{S-pk} = U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)} \quad (33)$$

开关电感单元中开关管的电流应力与该单元中

电感的电流应力相等,即:

$$I_{S(2i-1)-pk} = I_{S(2i)-pk} = I_{L_i-pk} \quad (34)$$

并联开关电容单元中开关管的电流应力与该单元中电容的峰值电流相等,而在实际应用中电容峰值电流不会超过储能单体允许的最大电流 I_{Bmax} ,即:

$$I_{Sai-pk} = I_{Sbi-pk} = I_{Sci-pk} = I_{Sdi-pk} = I_{Bmax} \quad (35)$$

5 实验结果与比较

为分析均衡电路的实际运行效果,搭建了新型均衡电路的样机和实验平台,如图10所示。样机采用4个100 F的超级电容作为储能元件,实验开始前将储能元件 $B_1 \sim B_4$ 分别充电至1.8 V、1.6 V、1.0 V、0.8 V,开关频率设置为50 kHz,均衡电路的参数见表1。

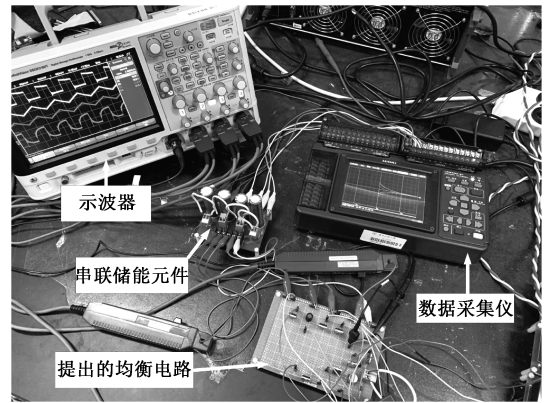


图10 均衡电路样机和实验平台

Fig.10 Prototype and experimental platform of equalization circuit

表1 均衡电路参数

Tab.1 Parameters of equalization circuit

器件	型号	容量	单价/元	体积/cm ³
电容	35SVPK330M	330 μF	2.2	0.99
电感	VLU0810-330KB	33 μH	0.8	0.98
开关	IRFZ48N	\	2.6	0.49

同时,在相同的电路参数和初始条件下,对传统开关电容均衡电路也进行了实验分析。采用数据采集仪 HIOKI LR8400-21 分别记录所有储能元件的电压,分别如图11和图12所示。

由图11可见,传统开关电容均衡电路,在经过826 s后,储能元件之间的电压偏差减小到20 mV以内;由图12可见,本文提出的新型均衡电路,储能元件之间的电压偏差只需要550 s即可减小到10 mV以内。可见,本文提出的新型均衡电路能够有效消除储能元件之间的电压差异,而且与传统开关电容均衡电路相比具有更快的均衡速度。

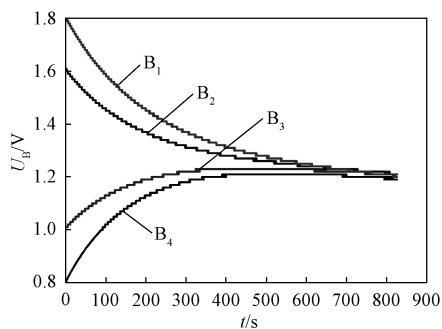


图11 传统开关电容均衡电路的储能单元电压

Fig.11 Cell voltages of conventional switched-capacitor equalization circuit

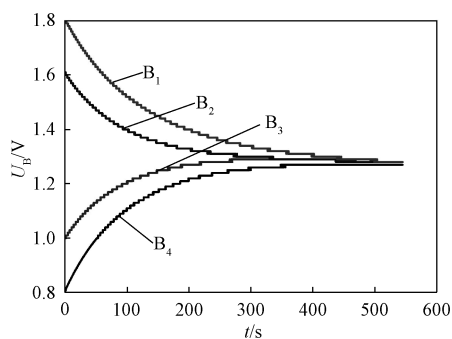


图12 本文提出新型均衡电路的储能单元电压

Fig.12 Cell voltages of proposed equalization circuit

图13给出了本文提出的新型均衡电路于120 s时的实验波形。其中,最上方的是驱动信号 Φ_a 的波形,另一个驱动信号与之互补。另外三条曲线,由上至下依次为开关电感 L_1 、开关电感 L_2 和开关电容 C 的电流波形。可以看出,电感电流在 Φ_a 阶段线性上升,此时单体 B_1 、 B_3 向电感充电,在 Φ_b 阶段线性下降,此时电感向单体 B_2 、 B_4 放电,和开关电感单元的分析相吻合;电容电流方向以充电为正,电容电流在 Φ_a 阶段为正,储能单元 B_1 、 B_2 向电容充电,在 Φ_b 阶段为负,电容向储能单元 B_3 、 B_4 放电,与并联开关电容单元的分析相吻合。实验结果证明了均衡电路具有正常且良好的性能。

最后将图2和图3所示电路的器件数量、成本和体积进行比较,结果见表2,其中 n 为储能单体的数量。与图2所示电路相比,本文提出的新型均衡电路所使用的无源器件数量基本保持不变,而开关管数量减少了1/4以上,且均衡电路中的电感可采用成本和体积较低的工字电感,故电路的总成本和体积均得到有效降低。

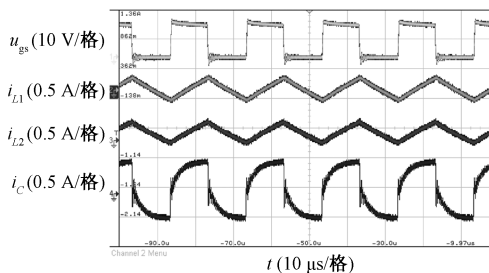


图13 本文提出的新型均衡电路的驱动信号和电流

Fig.13 Drive signal and current of proposed equalization circuit

表2 均衡电路器件数量、成本和体积比较

Tab.2 Number of components, cost and volume comparison of equalization circuit

拓扑	电感	电容	开关	成本/元	体积/cm ³
图2	0	n	$4n$	$12.6n$	$2.95n$
图3	$0.5n$	$0.5n-1$	$3n-4$	$9.3n-12.6$	$2.455n-2.95$

6 结论

本文提出了一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路,通过开关电感单元实现储能单元内部储能元件之间的均衡,通过并联开关电容单元实现储能单元之间的均衡。本文提出的新型均衡电路与传统开关电容均衡电路相比,具有更快的均衡速度,与串并联开关电容均衡电路相比开关管数量减少了1/4以上。实验结果证明,本文提出的新型均衡电路具有较好的均衡效果和应用价值。

参考文献 (References):

- [1] Baronti F, Roncella R, Saletti R. Performance comparison of active balancing techniques for lithium-ion batteries [J]. Power Sources, 2014, 267: 603-609.
- [2] Lee I O. Hybrid PWM-resonant converter for electric vehicle on-board battery chargers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (5): 3639-3649.
- [3] Gallardo L J, Romero C E, Isabel M M, et al. A novel active battery equalization control with on-line unhealthy cell detection and cell change decision [J]. Power Sources, 2015, 299: 356-370.
- [4] 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.

- [5] Caspar M, Eiler T, Hohmann S. Comparison of active battery balancing systems [A]. 2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (UPPC) [C]. Coimbra, Portugal, 2014.
- [6] Li S Q, Mi C C, Zhang M Y. A high-efficiency active battery balancing circuit using multi-winding transformer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49: 198-207.
- [7] Lu Junlong, Wang Yi, Li Xin. Isolated bidirectional DC-DC converter with quasi-resonant zero-voltage switching for battery charge equalization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (5): 4388-4406.
- [8] Peng Faxiang, Wang Haoyu, Wei Zhengqi. An LLC-based highly efficient S2M and C2C hybrid hierarchical battery equalizer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (6): 5928-5937.
- [9] Shang Yunlong, Cui Naxin, Duan Bin, et al. A global modular equalizer based on forward conversion for series-connected battery strings [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6 (3): 1456-1469.
- [10] Ye Y M, 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.
- [11] Pascual C, Krein P T. Switched capacitor system for automatic series battery equalization [A]. 1997 Proceedings of IEEE Applied Power Electronic Conference [C]. Atlanta, USA, 1997.
- [12] Ye Y M, Cheng K W E. Modeling and analysis of series-parallel switched-capacitor voltage equalizer for battery/supercapacitor strings [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3 (4): 977-983.

A novel equalization circuit combining switched-capacitor and switched-inductor

FAN Yuan-liang^{1,2}, WU Han^{1,2}, XU Meng-ran³, HUANG Jian-ye^{1,2}, LIN Shuang¹, LIU Bing-qian^{1,2}

(1.State Grid Fujian Electric Power Research Institute, Fuzhou 350007, China;

2.Fujian Provincial Enterprise Key Laboratory of High Reliable Electric Power Distribution Technology, Fuzhou 350007, China;3.School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: The capacity difference among energy storage cells connected in series will reduce the effective capacity of the whole energy storage system. The active equalization circuit based on switched-capacitor can effectively cope with capacity difference. However, the equalization speed of conventional switched-capacitor equalization circuit is slow, while the series-parallel switched-capacitor equalization circuit requires too much switching devices. In order to solve this problem, a novel equalization circuit combining switched-capacitor and switched-inductor is proposed, and the operational modes of switched-capacitor and switched-inductor are analyzed in detail. Finally, the prototype and experimental platform of the proposed equalization circuit is developed to verify the feasibility, and also shows that its equalization speed is faster compared with the conventional switched-capacitor equalization circuit.

Key words: energy storage system; active equalization; switched-capacitor; switched-inductor