文章编号:1674-2974(2024)10-0154-10 DOI:10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2024209

# 储能系统串联升压型部分功率均衡器及其控制

朱颖达†,陈常曦,欧阳红林,肖牧轩
(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

**摘 要**:为了解决储能系统并联电池簇环流问题,提出一种串联升压型部分功率均衡器,通过引入部分功率变换技术优化均衡器的传输效率与功率密度.针对部分功率均衡器中2种不同功率流控制问题,提出一种基于占空比控制的功率流控制方法,并详细分析在所提出控制方法下均衡器的工作状态,实现对基础功率流和调节功率流的有效控制和双向流动;针对由电池簇不一致性导致的系统性能退化,提出一种并联电池簇功率均衡控制方法,抑制并联电池簇之间的功率环流.实验结果验证了所提出部分功率均衡器及其控制方法的有效性.

**关键词**:电池储能系统;部分功率变换;功率均衡;一致性;直流变换器
**中图分类号**:TM423 **文献标志码**:A

# Series-connected Step-up Partial-power Equalizer and Its Control for Energy Storage System

ZHU Yingda†,CHEN Changxi,OUYANG Honglin,XIAO Muxuan
(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

**Abstract**: To address the circulating current issue among parallel battery clusters in energy storage systems, a series-connected step-up partial-power equalizer is proposed, which optimizes transmission efficiency and power density of the equalizer by introducing partial power conversion technology. Aiming at the control problem of two different power flows in the partial-power equalizer, a duty-cycle-based power flow control method is proposed, and a detailed analysis of the equalizer's working states under the proposed control method is conducted, which realizes effective control and bi-directional flow capability for both the base power flow and the adjustment power flow. For the degradation of system performance caused by the inconsistency of battery clusters, a parallel-battery-clusters power equalization control method is proposed, which suppresses the power circulation issue among parallel battery clusters. Finally, experimental results verify the effectiveness of the proposed partial-power equalizer and its control method.

**Key words**: battery energy storage system; partial-power conversion; power equalization; consistency; DC-DC converters

---

* **收稿日期**:2023-10-20
**基金项目**:国家自然科学基金委智能电网联合基金项目(U2166602),Integration Projects of National Natural Science Foundation of China-State Grid Joint Fund for Smart Grid (U2166602)
**作者简介**:朱颖达(1995—),男,湖南娄底人,湖南大学博士研究生
† 通信联系人,E-mail: zhuyd@hnu.edu.cn

储能系统能够为由新能源发电波动性和间歇性导致的电网稳定性和可靠性下降问题提供有效解决方案[1-3],电池储能是目前最有前景的储能技术.包含特定数量单体电池的电池簇是电池储能系统的基本组成单元,需要在充/放电状态间频繁切换.随着运行时间增长,并联电池簇的一致性问题渐显,受木桶效应影响,并联电池簇和储能系统性能受限于性能较差的电池簇,储能系统直流侧电能管理能力面临挑战[4-6],需要通过直流变换器实现并联电池簇之间的功率均衡控制,以缓解并联电池簇不一致性导致的储能系统性能退化.

为了提高直流变换器的效率和功率密度,学者们提出了部分功率变换技术.由于部分功率变换器特殊的拓扑结构,变换器中包含 2 种不同的功率流[7],其中主要的基础功率通过直联的形式传输,而少量的调节功率则通过变换器传输,相较于传统的全功率变换器,部分功率变换器传输功率损耗显著降低[8-10].事实上,由于并联电池簇受到重点维护,由电池簇一致性问题引起的不均衡功率仅占全部功率的小部分,只需调节少量的不均衡功率即可实现均衡控制.因此,部分功率处理技术具备提高系统效率和功率密度的优点,非常适用于大功率储能系统;但由于系统需要具备 2 种不同功率流的控制能力,其控制方法也更为复杂.

串联部分功率变换器最早用于航天器光伏阵列升压[11],目前主要用于光伏发电[12-15]和电动汽车快速充电[16-19].在传统的单向功率传输场景中,部分功率变换器通常采用移相全桥变换拓扑,通过调节原边开关器件占空比或移相角控制调节功率流,副边的不控整流拓扑为原边耦合的调节功率流提供通路,并同时持续为直联的基础功率流提供通路,控制方法与全功率变换器相似[15-17].而储能系统需要双向功率传输能力,由于部分功率变换器包含 2 种不同的功率流,要求系统兼顾基础功率流和调节功率流的控制和双向流动.文献[20-21]将双有源桥变换器应用于部分功率变换器,并通过移相控制结合适当的谐振电路以实现软开关技术.然而,在双有源桥中,部分功率变换器 2 种功率流均会流经移相控制为电路谐振提供的环流通路,加剧了双有源桥的功率回流问题,导致变换器的部分功率变换特性退化甚至消失.事实上,传统的部分功率变换拓扑及其控制方法仅针对流经变换器的调节功率流设计,难以兼顾变换器中 2 种不同功率流的控制,特别是在双向功率传输场景中.

本文提出一种适用于储能系统的串联升压型部分功率均衡器及控制方法.为了优化均衡器的部分功率变换特性,基于均衡器的工作原理设计了合适的拓扑结构和系统参数;针对部分功率变换器中复杂的功率流,提出了一种基于占空比控制的功率流控制方法,并详细阐述了充/放电模式下系统的工作状态;针对并联电池簇不一致性引起的系统性能退化,提出了一种功率均衡策略.通过实验验证了所提均衡器及其控制方法对于储能系统功率流控制和并联电池簇功率均衡的有效性.

## 1　部分功率均衡器

本文提出的部分功率均衡器采用正激型串联升压部分功率变换拓扑,原边与电池并联,副边以串联的形式连接在电池与直流母线之间,采用部分功率均衡器的电池簇模块如图 1 所示.若无特别说明,后文中变换器均指所提部分功率均衡器.电池簇采用 Rint 等效电路模型[22],$V_{bat}$为开路电压,$R_s$为电池簇内阻,$V_t$为电池簇端口电压;变换器采用隔离型直流变换拓扑,包含开关器件$S_1$~$S_4$、隔离变压器 T(匝比 1∶$n$)、副边开关器件$S_5$~$S_8$、滤波电感 $L$ 和支撑电容 $C$;变换器原边与电池簇并联,电压为 $V_t$,原边电流为 $I_{FB}$,副边电压为 $V_{SB}$,副边电流为 $I_{SB}$;直流母线电压为 $V_{dc}$,直流母线电压高于电池簇电压,直流母线电流为 $I_{dc}$,定义电池簇放电时的电流方向为正.

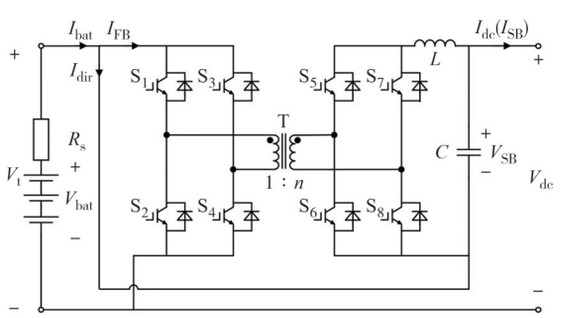



图 1　采用部分功率均衡器的电池簇模块

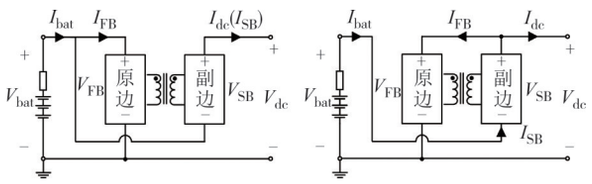
Fig.1　Battery cluster module with partial-power equalizer

由图 1 可知,部分功率均衡器中充/放电电流 $I_{bat}$ 由直流母线-电池簇直联电流 $I_{dir}$ 和变换器原边电流 $I_{FB}$ 组成.相应地,均衡器副边存在直联基础功率流和变换器调节功率流.

### 1.1　部分功率均衡器拓扑结构

串联升压型部分功率均衡器的拓扑结构可以分为外部结构和内部结构.其中,变换器外部结构主要指变换器与电源、负载和公共地的连接方式[7-8],如图 2 所示;变换器内部结构主要指变换器采用的直

流变换拓扑,常见的双向隔离型直流变换拓扑有正激型、反激型和双向有源桥型.




(a)结构1 (b)结构2

图2 串联升压型部分功率变换器外部结构

Fig.2 External structure of series-connected step-up partial-power converter

部分功率均衡器需要具备部分功率变换特性,即变换器处理的有功功率和非有功功率均小于相同工况的全功率均衡器[7,23].部分功率变换特性是评估部分功率变换器性能的重要指标,本文将根据该特性分析串联升压型部分功率变换器的拓扑结构.

在储能变换器中,有功功率指直流母线通过变换器转移到储能电池的功率[8-9].变换器的部分有功功率变换特性主要取决于变换器外部结构,以外部结构1为例,忽略系统损耗,该特性可以表示为:

$$\frac{P_{part}}{P_{dc}}=\frac{V_{SB}I_{dc}}{V_{dc}I_{dc}}=1-\frac{V_t}{V_{dc}} \tag{1}$$

式中:$P_{part}$为流经变换器的调节功率;$P_{dc}$为总传输功率;$V_t/V_{dc}$为系统的变压比.为满足此特性,应满足$P_{part}<P_{dc}$,图2中2种结构的部分有功功率变换特性如图3所示.由图3可知,相比于外部结构2,当采用外部结构1时,变换器始终具有部分功率变换特性,而且流经变换器的部分功率占比与变压比线性相关,便于控制.因此,外部结构1的部分功率变换特性更优,更适用于串联升压型部分功率均衡器.

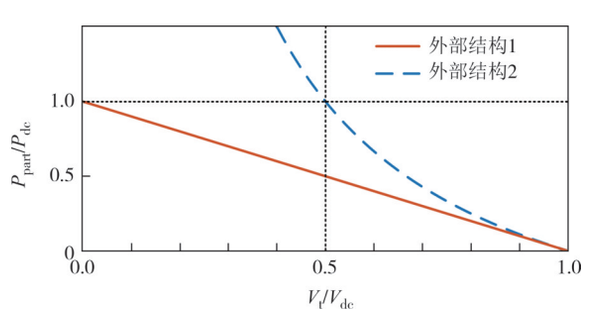



图3 部分有功功率变换特性

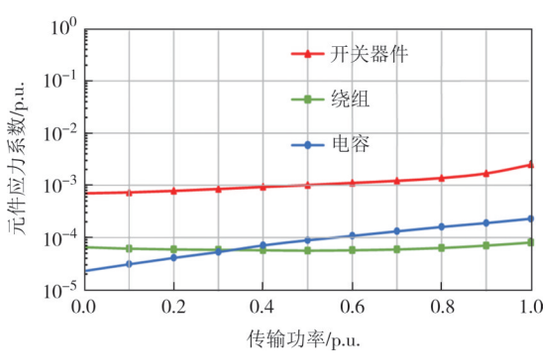
Fig.3 Partial active power processing characteristics

根据标准IEEE Standard 1459—2010[24],非有功功率$N_{part}$指所有在直流变换器中流动但没有产生有功功率的功率[8,21,25].部分功率均衡器的非有功功率主要受内部结构的影响.由图2可知,在变换器外部结构中直流母线和储能电池共地,导致内部结构中输入/输出端口无法共地,变换器应采用隔离型直流变换拓扑;同时,为满足储能系统的双向功率流动需求,部分功率均衡器需要具有双向功率流控制能力.

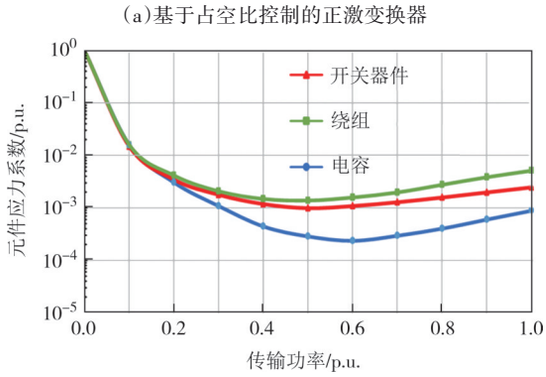
文献[21,25]分析了常见的双向隔离型直流变换拓扑的部分非有功功率变换特性,结果表明,相较于反激型变换器,正激型变换器具有更好的部分非有功功率变换特性,其特性可以表示为:

$$N_{part}=4P_{dc}D\frac{n-nD}{1+nD} \tag{2}$$

正激型变换器和双向有源桥型变换器的主要区别在于控制方式不同,前者采用占空比控制,而后者采用移相控制.其中,占空比控制简单,而移相控制结合适当的谐振电路可实现软开关技术.由于部分功率均衡器特殊的外部结构,故变换器中功率流较为复杂,不同控制方法的性能难以直接评估.此时,可以通过对比元件应力系数间接地评估控制方法的性能[26-27],元件应力系数的计算可参考文献[8].图4展示了在占空比控制和移相控制下部分功率均衡器的归一化元件应力系数.




(a)基于占空比控制的正激变换器




(b)基于移相控制的双向有源桥变换器

图4 元件应力系数

Fig.4 Component stress factor

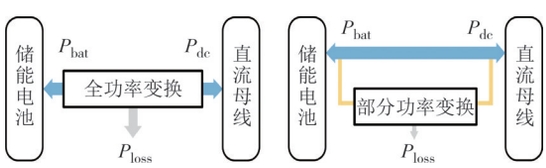
由图4可知,基于双向有源桥的部分功率均衡器在元件应力和系统效率方面的优势退化,且存在部分功率变换特性消失的风险.这是由于移相控制

在变换器内为谐振电路提供环流通路以实现软开关,而部分功率均衡器中包含2种不同的功率流,2种功率流均会流经移相控制为电路谐振提供的环流通路,且基础功率流通常远大于调节功率流,从而在变换器内部产生更大的功率环流,导致非有功功率和元件应力的增加.相较于移相控制,占空比控制的整体元件应力优势明显,特别是在低功率传输的情况下.

为了提高系统的功率密度,应降低变换器中非有功功率和元件应力系数.因此,本文采用基于占空比控制的正激型串联升压部分功率均衡器,如图1所示.

### 1.2　部分功率均衡器效率

部分功率均衡器虽然不能提高直流变换器本身的传输效率,但是得益于部分功率变换特性,部分功率均衡器可以降低功率损耗,提高系统的整体效率,如图5所示.




(a)全功率变换　　(b)部分功率变换

图5　功率流示意图

Fig.5　Power flow diagram

令双向直流变换器效率为$\eta$,采用全功率变换器的储能系统充/放电效率$\eta_{full}$等于变换器效率$\eta$.采用部分功率均衡器的系统效率可以表示为:

$$\begin{cases}\eta_{part-charge}=1-\dfrac{(1-\eta)V_{SB}I_{SB}}{V_{dc}I_{dc}}=1-(1-\eta)\dfrac{V_{SB}}{V_{dc}}\\ \eta_{part-discharge}=1-\dfrac{(1-\eta)V_tI_{FB}}{V_tI_{bat}}=1-(1-\eta)\dfrac{I_{FB}}{I_{bat}}\end{cases}\tag{3}$$

式中:$\eta_{part-charge}$和$\eta_{part-discharge}$分别表示部分功率均衡器的充/放电效率.对比全功率变换器与部分功率均衡器的系统效率可得:

$$\begin{cases}\eta_{part-charge}-\eta_{full}>0\\ \eta_{part-discharge}-\eta_{full}>0\end{cases}\tag{4}$$

由式(4)可知,相较于全功率变换器,部分功率均衡器具有更优的系统效率.

## 2　部分功率均衡器控制方法

由于部分功率均衡器特殊的拓扑结构,串联升压型部分功率均衡器存在2种不同的功率流,控制复杂,本文提出一种控制方法以实现储能系统的功率流控制和双向功率流能力.控制方法如下:

1)由于原边仅为原、副边耦合的调节功率流提供通路,原边开关器件处于常开状态,通过占空比控制调节功率流,并设置适当的死区,以避免桥臂直通.

2)由于副边同时为基础功率流和调节功率流提供通路,副边需始终为直联的基础功率流提供通路,并且为了保证均衡器的调节能力,副边还要为耦合的调节功率流提供正确的通路;为了不增加开关损耗,需避免额外开关器件动作,副边开关器件应处于常闭状态,当且仅当原边开关器件导通/关断时,关断/导通副边相应的开关器件,即当原边$S_1/S_4$($S_2/S_3$)导通/关断时,副边$S_6/S_7$($S_5/S_8$)相应关断/导通.

3)为了保证副边功率流正确,在原边功率流通路形成之前,副边可以提前确定正确的功率流通路,即提前关断副边开关器件.

在所提出的控制方法下,分析系统在充/放电模式下的工作状态.

### 2.1　充/放电模式系统工作状态

放电模式下,基础功率流方向为电池簇-直流母线,均衡器调节功率由电池簇提供.所提出控制方案下转换器的典型波形(放电模式)如图6所示,其中$\Delta t$为副边开关器件提前关断时间.

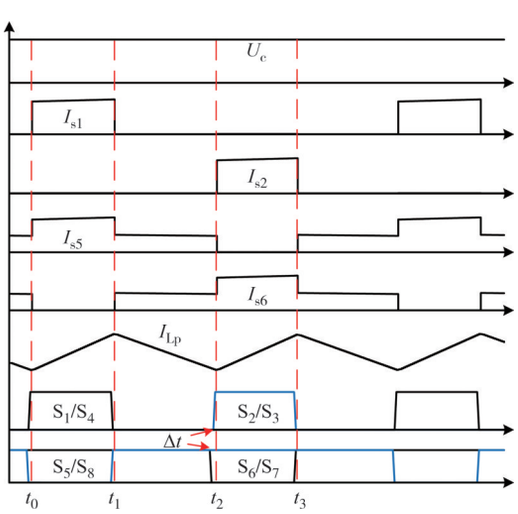



图6　所提出控制方案下转换器的典型波形(放电模式)

Fig.6　Typical waveform of converter under the proposed control scheme (discharging mode)

模态1:$t_0$-$t_1$,原边导通状态.$S_5/S_8$持续导通,$t_0$时刻发出$S_1/S_4$导通信号和$S_6/S_7$关断信号,电池簇分别通过直联的副边$S_8$-T-$S_5$通路和原边$S_1$-T-$S_4$耦合的

副边 $S_8$–T–$S_5$ 通路对直流母线放电. 此模态从 $S_1/S_4$ 导通开始,至 $S_1/S_4$ 关断结束,称为原边导通状态.

由于在 $t_0$ 时刻之前原边开关器件均处于关断状态,原边电流为零,$S_1/S_4$ 导通后,原边产生正向感应电流,$S_2/S_3$ 的电压应力为 $V_t$. $S_6/S_7$ 关断时,副边基础功率流转移至 $S_8$–T–$S_5$;调节功率流反向,由电池簇提供,流经原边 $S_1$–T–$S_4$ 耦合至副边 $S_8$–T–$S_5$,电感电流 $I_L$ 正向上升,如图 7 所示,其中黄色箭线为调节功率流,蓝色箭线为基础功率流.

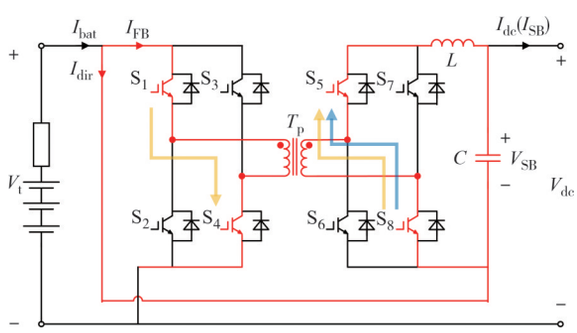



图 7 $t_0$–$t_1$ 变换器的等效电路和功率流(放电模式)

Fig.7 Equivalent circuit and power flow of $t_0$–$t_1$ (discharging mode)

模态 2:$t_1$–$t_2$,原边关断状态. $S_5/S_8$ 持续导通,$t_1$ 时刻发出 $S_1/S_4$ 关断,$S_6/S_7$ 导通信号,此模态从 $S_1/S_4$ 关断信号发出开始,至 $S_2/S_3$ 导通结束,称为原边关断状态.

由于在 $t_1$ 时刻之前原边处于导通状态,原边电流 $I_{FB}$ 为正. $S_1/S_4$ 关断后,电压应力为 $V_t$. $S_6/S_7$ 导通后,副边桥臂直通,由于副边桥臂参数一致,两桥臂的功率均衡,基础功率流经 $S_6$–$S_5$ 和 $S_8$–$S_7$,副边调节功率反向,由变换器储能器件提供,流经 $S_5$–$S_6$ 和 $S_7$–$S_8$,电感电流 $I_L$ 正向下降,如图 8 所示,其中黄色箭线为调节功率流,蓝色箭线为基础功率流.

在充/放电模式下,模态 3 至模态 4 对应 $t_2$–$t_4$ 时间段原边 $S_2/S_3$ 开始导通至 $S_1/S_4$ 导通前的系统工作状态. 模态 3 至模态 4 与模态 1 至模态 2 的工作状态相似,在此不再赘述.

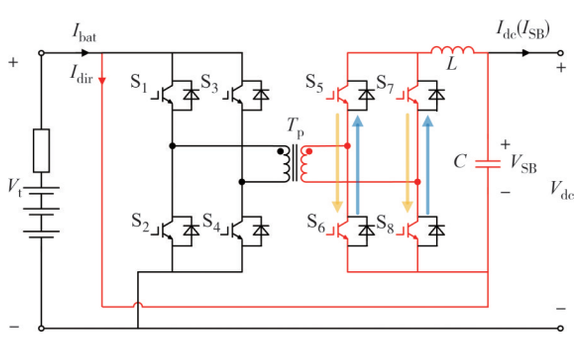



图 8 $t_1$–$t_2$ 变换器的等效电路和功率流(放电模式)

Fig.8 Equivalent circuit and power flow of $t_1$–$t_2$ (discharging mode)

充电模式下,基础功率流方向为直流母线–电池簇,调节功率由直流母线提供,系统状态如图 9 所示.

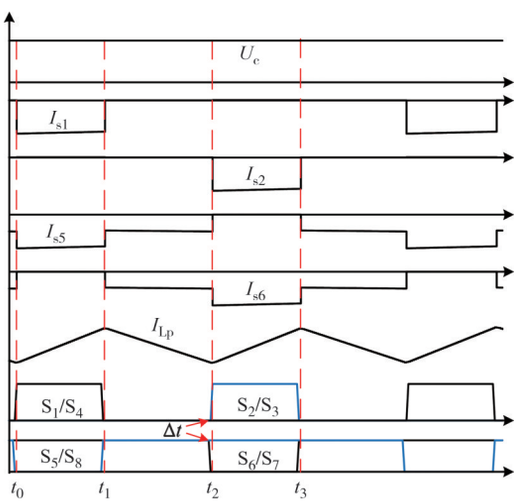



图 9 所提出控制方法下转换器的典型波形(充电模式)

Fig.9 Typical waveform of converter under the proposed control method (charging mode)

模态 5:$t_0$–$t_1$,原边导通状态. $S_5/S_8$ 持续导通,$t_0$ 时刻发出 $S_1/S_4$ 导通信号和 $S_6/S_7$ 关断信号,直流母线分别通过直联的副边 $S_5$–T–$S_8$ 通路和副边 $S_5$–T–$S_8$ 耦合的 $S_4$–T–$S_1$ 通路对电池簇充电. 此模态从 $S_1/S_4$ 导通开始,至 $S_1/S_4$ 关断结束.

由于在 $t_0$ 时刻之前原边开关器件均处于关断状态,原边电流为零,$S_1/S_4$ 导通后,原边产生负向感应电流,$S_2/S_3$ 的电压应力为 $V_t$. $S_6/S_7$ 关断时,副边基础功率流转移至 $S_8$–T–$S_5$,调节功率流反向,由变换器储能元件提供,流经原边 $S_5$–T–$S_8$ 耦合至副边 $S_4$–T–$S_1$,$I_L$ 负向下降,如图 10 所示,其中黄色箭线为调节功率流,蓝色箭线为基础功率流.

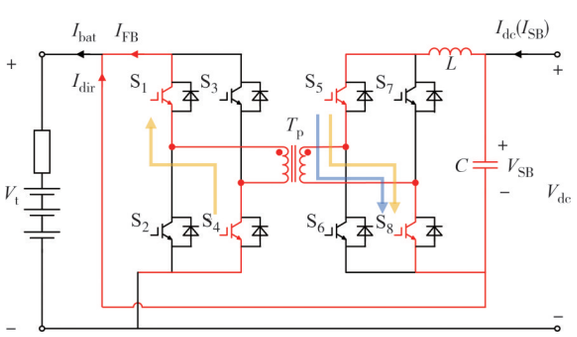



图 10 $t_0$–$t_1$ 变换器的等效电路和功率流(充电模式)

Fig.10 Equivalent circuit and power flow of $t_0$–$t_1$ (charging mode)

模态 6:$t_1$–$t_2$,原边关断状态. $S_5$/$S_8$持续导通,$t_1$时刻发出 $S_1$/$S_4$关断,$S_6$/$S_7$导通信号,此模态从 $S_1$/$S_4$关断信号发出开始,至 $S_2$/$S_3$导通结束.

由于在 $t_1$时刻之前原边处于导通状态,原边电流 $I_{FB}$为正,此时 $S_1$/$S_4$硬关断. $S_1$/$S_4$关断后,电压应力为 $V_t$. $S_6$/$S_7$导通后,副边桥臂直通,由于副边桥臂参数一致,两桥臂的功率均衡,基础功率流经 $S_5$–$S_6$和 $S_7$–$S_8$,副边调节功率反向,由直流母线提供,流经 $S_6$–$S_5$和 $S_8$–$S_7$,$I_L$负向上升,如图 11 所示,其中黄色箭线为调节功率流,蓝色箭线为基础功率流.

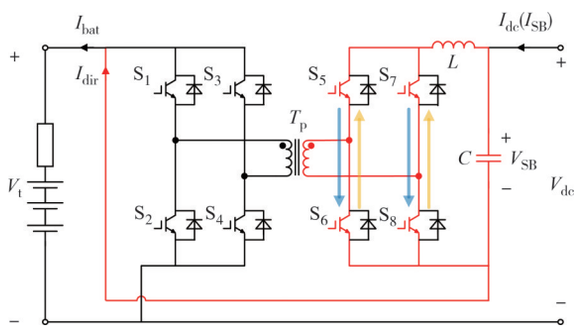



图 11　$t_1$–$t_2$变换器的等效电路和功率流(充电模式)

Fig.11　Equivalent circuit and power flow of $t_1$–$t_2$ (charging mode)

由充/放电模式下的工作状态可知,本文所提出的串联升压型部分功率均衡器及其控制方法有以下特点:

1)基于占空比控制,原边开关器件处于常开状态,副边开关器件处于常闭状态.

2)可以实现部分功率均衡器 2 种功率流的控制和双向流动.

### 2.2　并联电池簇模块功率均衡

在储能系统中,并联电池簇需要在充/放电模式间频繁切换,随着运行时间的增长,并联电池簇一致性问题将逐步恶化,引起环流问题,电能耗散在并联电池簇之间,导致储能系统性能大大降低. 为了抑制环流问题,需要保持并联电池簇模块的功率均衡. 本节提出一种并联电池簇功率均衡控制方法.

忽略系统损耗,储能系统充/放电功率可以表示为:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \left(V_{bat} + I_{bat} R_s\right) I_{bat} = P_{bat} \tag{5}$$

由式(5)可知,通过控制充/放电电流 $I_{bat}$或直联母线电流 $I_{dc}$均可实现电池簇充/放电功率控制.

在本文所提出的均衡器中,如图 1 所示,充/放电电流可以表示为:

$$I_{bat} = \frac{V_{bat} + V_{SB}^{*} - V_{dc}}{R_s} \tag{6}$$

式中:上标*表示参考值. 由式(6)可知,可以通过调节均衡器输出电压 $V_{SB}$来调节充/放电电流.

本文提出的部分功率均衡器为电压源型直流变换器,采用基于占空比控制实现的电压控制,可以表示为:

$$D = \frac{V_{SB}^{*}}{V_t} = \frac{V_{dc}}{V_t} - 1 \tag{7}$$

式中:$D$为占空比信号.

储能系统通常采用电池簇并联以提升系统容量,如图 12 所示. 在放电模式下直流母线电压由并联电池簇支撑,电池簇端口电压 $V_t$和内阻 $R_s$的不一致将导致并联电池簇之间的环流问题.

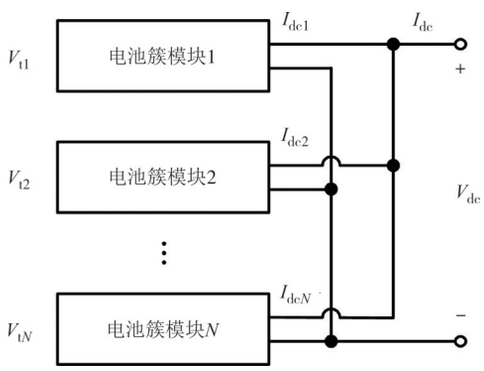



图 12　并联电池簇模块

Fig.12　Parallel-connected battery cluster modules

以双电池簇模块并联的储能系统为例,根据基尔霍夫定律可得:

$$\begin{cases} V_{bat1} + I_{bat1} R_{s1} + V_{SB1} = V_{dc} \\ V_{bat2} + I_{bat2} R_{s2} + V_{SB2} = V_{dc} \\ I_{dc1} + I_{dc2} = I_{dc} \\ I_{dc1} - n^{-1} I_{FB1} = I_{bat1} - I_{FB1} \\ I_{dc2} - n^{-1} I_{FB2} = I_{bat2} - I_{FB2} \end{cases} \tag{8}$$

式中:下标 1 和 2 分别代表电池簇模块 1 和模块 2 的状态变量.

由于并联电池簇模块端口电压 $V_{dc}$相等,可以通过保持 $I_{dc}$相等实现并联电池簇模块功率均衡,避免环流问题. 令并联电池簇模块的不均衡电流为:

$$\begin{cases} \Delta I_{dc1} = \dfrac{I_{dc1} + I_{dc2}}{2} - I_{dc1} \\ \Delta I_{dc2} = \dfrac{I_{dc1} + I_{dc2}}{2} - I_{dc2} \end{cases} \tag{9}$$

结合式(8)和式(9),不均衡电流可以表示为:

$$\begin{cases}\Delta I_{dc1}=\dfrac{(R_{s1}-R_{s2})I_{dc}}{2(R_{s1}+R_{s2})}+\dfrac{U_2-U_1}{R_{s1}+R_{s2}}+\\ \qquad\dfrac{(1-n)(R_{s1}I_{FB1}-R_{s2}I_{FB2})}{n(R_{s1}+R_{s2})}\\ \Delta I_{dc2}=\dfrac{(R_{s2}-R_{s1})I_{dc}}{2(R_{s1}+R_{s2})}+\dfrac{U_1-U_2}{R_{s1}+R_{s2}}+\\ \qquad\dfrac{(1-n)(R_{s2}I_{FB2}-R_{s1}I_{FB1})}{n(R_{s1}+R_{s2})}\end{cases}\tag{10}$$

式中：$U=V_{bat}+V_{SB}$，$I_{FB}=P_{part}\cdot V_t^{-1}$；$n$ 为变压器匝比．由式(10)可知，环流电流与并联电池簇电压 $V_{bat}$ 和内阻 $R_s$ 的不一致性有关，可以通过调节均衡器的副边电压 $V_{SB}$ 和调节功率流 $P_{part}$ 维持并联电池簇单元的功率均衡，从而抑制环流问题．

令不均衡电流等于零，结合式(6)和式(10)可得功率均衡下电压控制的参考给定值为：

$$\begin{cases}V_{SB1}^{*}=V_{dc}-V_{bat1}-R_{s1}I_{bat1}-\dfrac{(R_{s1}+R_{s2})}{2}\Delta I_{dc1}\\ V_{SB2}^{*}=V_{dc}-V_{bat2}-R_{s2}I_{bat2}-\dfrac{(R_{s1}+R_{s2})}{2}\Delta I_{dc2}\end{cases}\tag{11}$$

此时，部分功率均衡器可以在控制充/放电电流的基础上实现功率均衡．

本文在电压控制的基础上加入充/放电均流控制，得到部分功率均衡器控制框图，如图 13 所示，图 13 中，下标 $N$ 表示第 $N$ 个电池簇模块的变量，$G_{ib}$ 表示均流控制器传递函数，$G_{vp}$ 表示电压控制器传递函数，$G_{ip}$ 表示电流控制器传递函数，$G_{i-D}$ 表示占空比-电流传递函数，$G_{i-v}$ 表示电流-电压传递函数．

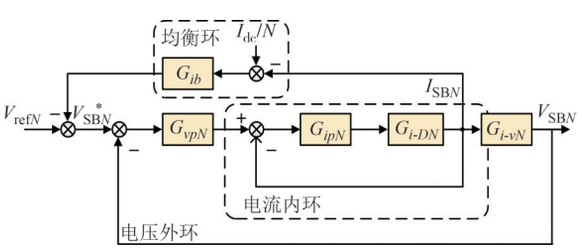



图 13 部分功率均衡器控制框图

Fig.13 Control diagram of partial-power equalizer

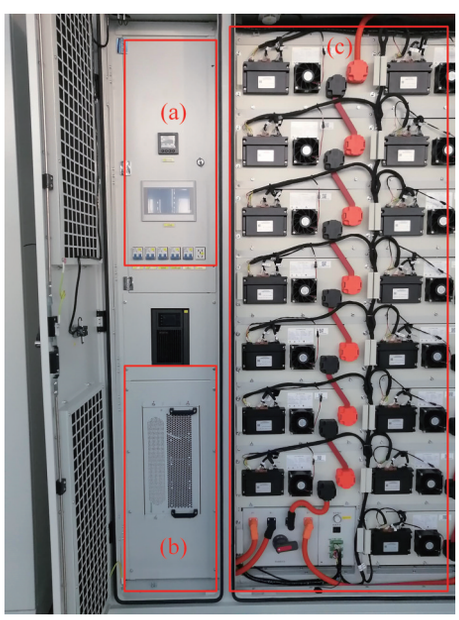
本文所提出的控制方法(策略)对各控制器的控制算法没有限制，为了便于研究分析，本文采用广泛使用的位置式 PID 控制，如式(12)所示．

$$D(k)=K_Pe(k)+K_IT_s\sum_{m}^{k}e(m)+K_D\frac{e(k)-e(k-1)}{T_s}\tag{12}$$

式中：$e$ 为状态变量误差．为了避免噪声对控制系统的干扰，设置微分系数 $K_D$=0. 控制器 PI 参数根据齐格勒-尼科尔斯(Ziegler-Nichols)方法进行整定，得到控制参数如下：电压外环 PI 参数为 $K_P$=0.8，$K_I$=100；电流内环 PI 参数为 $K_P$=1，$K_I$=0；均流环 PI 参数为 $K_P$=15，$K_I$=5 000.

## 3 实验结果分析

在实验样机上验证了部分功率均衡器及其控制方法的有效性．实验样机如图 14 所示，包括控制器模块、部分功率均衡器模块和电池簇储能模块．电池储能系统参数如表 1 所示．




(a)控制器模块；(b)部分功率均衡器模块；(c)电池簇储能模块

图 14 实验样机

Fig.14 Experimental prototype

**表 1 电池储能系统参数**

**Tab.1 Parameters of battery energy storage system**

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 电池簇最大功率/kW | 175 |
| 电池簇电压/V | 1 000~1 500 |
| 直流母线电压/V | 1 200~1 700 |
| 电池簇母线额定电压/V | 1 200 |
| 直流母线额定电压/V | 1 400 |
| 均衡器额定输出电压/V | 200 |
| 均衡器额定功率/kW | 30 |
| 均衡器滤波电感/mH | 0.9 |
| 均衡器支撑电容/μF | 94 |
| 开关频率/kHz | 12.5 |
| 变压器匝比 | 1∶0.25 |

实验样机采用 DSP(TMS320F28335)作为控制芯片,选择 IGBT 作为开关器件,采用基于 280 Ah 电芯的力神 1 500 V 电池簇.

根据式(1),当变压比最小时,均衡器传输的有功功率最大,约为系统总功率的 1/6,均衡器额定功率设计为 30 kW;结合系统变压比和均衡器的部分非有功功率变换特性,设计变压器匝比 $n$=0.25. 根据 10% 电流纹波和 5% 电压波动设计均衡器 LC 滤波参数,结合实验室现有条件,滤波电感设计为 0.9 mH,支撑电容设计为 94 μF.

### 3.1　部分功率均衡器及控制方法验证

为了验证所提出的部分功率均衡器及控制方法的有效性,本节进行充/放电切换和充电模式下均衡器输出电压阶跃响应实验. 充电模式下阶跃输入为 100~200 V,稳态时电池簇以最大功率充/放电.

部分功率均衡器的实验结果如图 15 所示. 由图 15 可知,系统满足 $V_{dc}=V_t+V_{SB}$,均衡器具有串联升压功能;在所提出的控制方法下流经均衡器的功率小于系统全部功率,均衡器具有部分功率变换特性. 此外,均衡器中元件可以根据流经的部分功率设计,其元件应力远小于全功率变换器.

由图 15(a)可知,直流母线电压约为 1 400 V,电池簇电压约为 1 200 V,由于系统变压比 $V_t/V_{dc}$ 不变,副边电压 $V_{SB}$ 不变,在充放/电切换时,均衡器中电流 $I_{SB}$ 反向,从−125 A 变为 125 A;由于最大充/放电功率相同,均衡器在充/放电模式下副边电流大小 $I_{SB}$ 相同,均衡器的部分功率变换特性一致. 由图 15(b)可知,直流母线电压约为 1 400 V,副边电压 $V_{SB}$ 由 100 V 变为 200 V,此时电池簇电压为 1 200~1 300 V;系统保持最大功率充电,母线电压 $V_{dc}$ 和均衡器副边电流 $I_{SB}$ 不变;通过调节均衡器的副边电压 $V_{SB}$ 可以控制电池簇端口电压 $V_t$,从而调节充电电流;同时,通过调节 $V_{SB}$ 可以控制均衡器的部分变换特性,从而调节流经变换器的功率流. 由图 15 可知,采用所提出均衡器的系统电流响应速度和准确度与均衡器的电压控制基本一致,这是由于电流控制是通过调节均衡器输出电压 $V_{SB}$ 实现的,如式(6)所示.

因此,所提出的均衡器能有效降低元件应力,有利于储能系统的经济性;所提出的控制方法能有效控制均衡器中的功率流,使储能系统具有双向功率流能力.

### 3.2　并联电池簇功率均衡验证

本节验证部分功率均衡器的功率均衡性能. 系统采用 2 组并联的电池簇以最大功率对负载放电,均衡器参考电压为额定输出电压. 进行实验时,先在未启用功率均衡下稳定工作,然后在一定时间启用功率均衡控制.

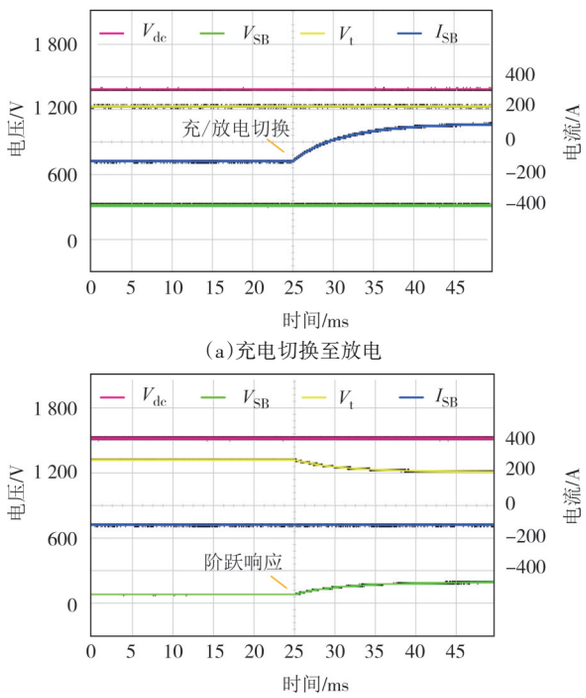



图 15　部分功率均衡器的实验结果

Fig.15　Experimental results of partial-power equalizer

并联电池簇功率均衡控制的实验结果如图 16 所示. 由图 16 可知,2 组并联的电池簇存在少量一致性,当未启用功率均衡控制时,并联电池簇放电电流 $I_{dc1}$ 与 $I_{dc2}$ 不均衡,导致系统中存在功率环流,这会降低储能系统性能;当启用功率均衡控制时,并联电池簇的放电功率实现均衡,抑制了环流问题. 因此,均衡器可以通过电流均衡控制缓解并联电池簇一致性导致的储能系统环流问题.

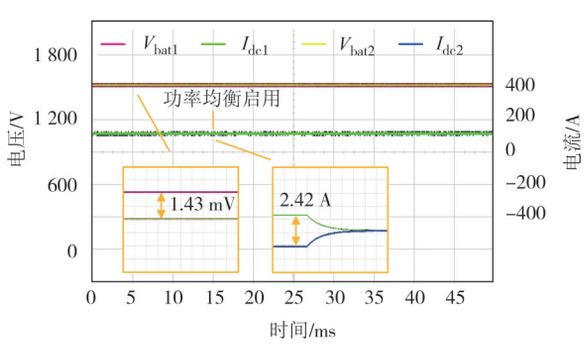



图 16　并联电池簇功率均衡控制的实验结果

Fig.16　Experimental results of parallel battery cluster power balance control

### 3.3 系统效率验证

本节验证部分功率均衡器的系统效率.系统工作在充电模式,通过调节均衡器的副边电压$V_{SB}$来调节系统变压比,同时调节流经变换器的调节功率流.系统效率如图17所示.根据1.2节所述,变换器效率可以视为采用全功率变换器的系统效率,效率为80%~87%,而采用部分功率均衡器的系统效率大于98%.

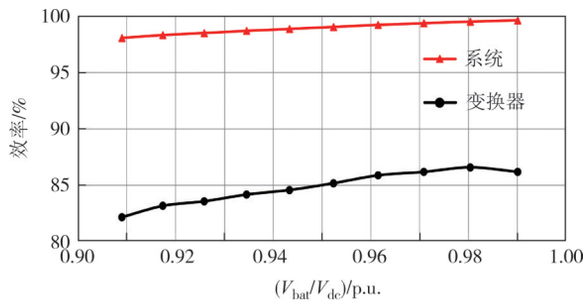



图17 系统效率

Fig.17 System efficiency

由式(3)可知,采用部分功率均衡器的系统效率不仅受变换器效率影响,还受变换器的部分有功功率变换特性影响.若变换器效率不变,系统效率随着$P_{part}/P_{dc}$的增大而减小;结合式(1),系统效率将随着变压比$V_{bat}/V_{dc}$的增大而增大.采用部分功率均衡器的系统效率优于变换器效率和采用全功率变换器的系统效率.这是由于采用部分功率均衡器的系统中主要的基础功率通过直联的方式传输,传输效率高,而次要的调节功率通过变换器传输.均衡器虽然不能直接提高变换器本身的传输效率,但得益于部分功率变换特性,系统整体的功率损耗也将相应降低,系统效率提高.

因此,采用部分功率均衡器可以提高储能系统的效率.

## 4 结 论

本文研究了适用于储能系统的部分功率变换技术,并提出了一种串联升压型部分功率均衡器及控制方法,所提出的均衡器及控制方法具有以下优势:

1)通过合理设计部分功率均衡器,保证了均衡器的部分功率变换特性,优化了系统效率和元件应力.

2)基于占空比控制,能够兼顾均衡器中2种不同功率流的控制,实现储能系统的功率流控制和双向功率流动.

3)可以实现并联电池簇模块的功率均衡,缓解并联电池簇一致性问题导致的系统性能恶化.

## 参考文献

[1] FARIVAR G G, MANALASTAS W, TAFTI H D, et al. Grid-connected energy storage systems: state-of-the-art and emerging technologies [J]. Proceedings of the IEEE, 2023, 111(4): 397-420.

[2] LIU M Y, CAO X, CAO C Z, et al. A review of power conversion systems and design schemes of high-capacity battery energy storage systems[J]. IEEE Access, 2022, 10: 52030-52042.

[3] OLABI A G, WILBERFORCE T, SAYED E T, et al. Battery energy storage systems and SWOT (strengths, weakness, opportunities, and threats) analysis of batteries in power transmission[J]. Energy, 2022, 254: 123987.

[4] 李建林, 李雅欣, 黄碧斌, 等. 退役动力电池一致性评估及均衡策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(12): 1-7.
LI J L, LI Y X, HUANG B B, et al. Research on consistency evaluation and control strategy of a retired power battery [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(12): 1-7. (in Chinese)

[5] 梁波, 齐江江, 李玉忍, 等. 锂电池组均衡充放电控制策略研究[J]. 西北工业大学学报,2017,35(4):704-710.
LIANG B, QI J J, LI Y R, et al. Study on control strategy of charge and discharge for lithium battery series [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2017, 35(4): 704-710. (in Chinese)

[6] 孙朝. 锂电池组均衡充电与管理系统设计[D]. 重庆: 重庆大学,2013.
SUN C. Design of Li-battery charging equalization and management system [D]. Chongqing: Chongqing University, 2013. (in Chinese)

[7] ZHAO J J, YEATES K, HAN Y H. Analysis of high efficiency DC/DC converter processing partial input/output power[C]//2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), June 23-26, 2013. Salt Lake City, UT, USA: IEEE, 2013:1-8.

[8] 陶星澳, 王丰, 卓放. 部分功率直流变换器研究综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3021-3037.
TAO X A, WANG F, ZHUO F. A review of partial power DC-DC converter research [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3021-3037. (in Chinese)

[9] ANZOLA J, AIZPURU I, ROMERO A A, et al. Review of architectures based on partial power processing for DC-DC applications[J]. IEEE Access, 2020, 8: 103405-103418.

[10] DOS SANTOS N G F, ZIENTARSKI J R R, DA SILVA MARTINS M L. A review of series-connected partial power converters for DC-DC applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7825-

7838.

[11] BUTTON R M. An advanced photovoltaic array regulator module [C]//IECEC 96. Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, August 11-16, 1996. Washington DC, USA: IEEE, 1996: 519-524.

[12] DOS SANTOS N G F, ZIENTARSKI J R R, DA SILVA MARTINS M L. A two-switch forward partial power converter for step-up/down string PV systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 6247-6252.

[13] DARYAEI M, ESTEKI M, ALI KHAJEHODDIN S. High efficiency and full MPPT range partial power processing PV module-integrated converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6627-6641.

[14] ALI KHAN NIAZI K, YANG Y H, KEREKES T, et al. A simple mismatch mitigating partial power processing converter for solar PV modules[J]. Energies, 2021, 14(8): 2308.

[15] ZAPATA J W, KOURO S, CARRASCO G, et al. Analysis of partial power DC-DC converters for two-stage photovoltaic systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 591-603.

[16] IYER V M, GULUR S, GOHIL G, et al. An approach towards extreme fast charging station power delivery for electric vehicles with partial power processing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10): 8076-8087.

[17] RIVERA S, ROJAS J, KOURO S, et al. Partial-power converter topology of type Ⅱ for efficient electric vehicle fast charging[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7839-7848.

[18] ANZOLA J, AIZPURU I, ARRUTI A. Partial power processing based converter for electric vehicle fast charging stations [J]. Electronics, 2021, 10(3): 260.

[19] PESANTEZ D, RENAUDINEAU H, RIVERA S, et al. Transformerless partial power converter topology for electric vehicle fast charge [J]. IET Power Electronics, 2024, 17(8): 970-982.

[20] MIRA M C, ZHANG Z, JØRGENSEN K L, et al. Fractional charging converter with high efficiency and low cost for electrochemical energy storage devices[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 7461-7470.

[21] BALBINO A J, DE ALMEIDA CACAU R G, LAZZARIN T B. Analysis of partial-power processing converters for small wind turbines systems[C]//2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), December 1-4, 2019. Santos, Brazil: IEEE, 2019: 1-6.

[22] CHAN H L. A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems [C]//2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Conference Proceedings, January 23-27, 2000. Singapore: IEEE, 2000: 470-475.

[23] FERREIRA H J, KOURO S, ROJAS C A, et al. Bidirectional partial power DC-DC configuration for HESS interface in EV powertrains [C]//2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), March 10-12, 2021. Valencia, Spain: IEEE, 2021: 327-332.

[24] IEEE Standard 1459—2010: Definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions[S]. New York: IEEE, 2010: 1-40.

[25] ZIENTARSKI J R R, DA SILVA MARTINS M L, PINHEIRO J R, et al. Evaluation of power processing in series-connected partial-power converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 343-352.

[26] MIRA M C, ZHANG Z, MICHAEL ANDERSEN A E. Analysis and comparison of dc/dc topologies in partial power processing configuration for energy storage systems [C]//2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), May 20-24, 2018. Niigata, Japan: IEEE, 2018: 1351-1357.

[27] KASPER M, BORTIS D, KOLAR J W. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2511-2526.