

混合储能系统均值模型与自适应切换放电控制研究

XX¹, XX², XXX^{2*}, XXX²

(1.XX 大学,XX 学院(或实验室), X 省名 X 市名 邮编;

2.XX 公司, X 省名 X 市名 邮编)

摘要:针对锂电池+超级电容混合储能系统(HESS)应用于脉冲电源系统存在的拓扑设计和放电控制等关键技术问题,本文紧密结合单一负载连续脉冲驱动、不同负载切换脉冲驱动电压、功率输出能力要求和短时大功率、持续高能耗、脉冲循环放电的储能需求特性,提出一种新型的 HESS 分组斩波放电拓扑,提高了储能系统的灵活性和可靠性,并构建了系统的均值模型。在此基础上,设计了一种电流环与电压环自适应切换的灵活充放电控制策略,实现了锂电池不过倍率放电,母线电压快速精确调控的目标。最后,通过仿真与实验,对比了稳态均值模型和暂态均值模型,验证了所提拓扑、均值模型和控制策略的有效性和先进性。

关键词:混合储能系统; 分组斩波; 均值模型; 自适应切换

中图分类号:TL62+3

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(XXXX)XX-0001-11

Research on Mean Model and Adaptive Switching Discharge Control of Hybrid Energy Storage System

XX¹, XX², XXX^{2*}, XXX²

(1.College(or Laboratory) of XX,XX University, X 市名(拼音) 邮编, China;

2.XX Company, X 市名(拼音) 邮编, China)

Abstract:The main technological stumbling blocks in the field of lithium battery + supercapacitor hybrid energy storage system(HESS) applied in the pulse power supply system lay in the topology design and the discharge control.In this paper, a novel HESS packet chopper discharge topology is proposed combined with the voltage and power output capacity requirements of single load continuous pulse driven and different load switching pulse driven, and the energy storage demand characteristics of short-time high power, continuous high energy consumption, and pulse cycle discharge.This topology improves the flexibility and reliability of the energy storage system.Furthermore, the mean model of the system is constructed, and based on that a flexible adaptive switching control strategy is designed so that the goal of the lithium battery not discharging at an excessive rate, and fast and accurate regulation of the bus voltage is realized.Finally, through the simulation and experiment, the steady-state mean model and the transient mean model are compared, and the validity and the advanced nature of the proposed topology and control strategy are verified.

Keywords: hybrid energy storage system; packet chopper; mean model; adaptive switching

1 引言

近年来,脉冲电源技术引起了全世界的广泛关注,在国防科技、轨道交通、航空航天等脉冲驱动领域具有广阔的应用前景^[1-3]。作为脉冲驱动技术的核心,高功率密度、高效率和高可靠性的脉冲电源技术已成为电力电子学科的主要研究方向和发展趋势。

然而,不同类型载荷的往复式短距高速驱动造成了脉冲电源系统瞬时大功率、持续高能耗以

及强暂态运行的复杂工作特性,应用平台的体积重量约束也对脉冲电源系统的功率和能量密度提出了严峻的挑战。传统的单一型储能技术,难以同时满足脉冲电源系统高功率密度与高能量密度的需求,由锂电池与超级电容复合组成的混合储能技术,功率能量可灵活调配,是解决脉冲电源系统储能难题的有效途径^[4-8]。锂电池具有高能量密度特性,但功率密度低,循环寿命短,通常用来吸收和释放低频、小功率电能,同时大规模存储电能;超级电容具有高功率密度特性,但能量密度低,通常用来吸收和提供高频、大功率电能^[9-10]。

收稿日期:XX-X-X 定稿日期:XX-X-X

国家自然科学基金(编号);XX 项目(编号)

锂电池与超级电容的串并联数配比及其拓扑结构设计需满足脉冲电源系统的最大功率需求和连续驱动能耗需求。传统 HESS 采用被动式、主动式和半主动式的拓扑结构^[11]。锂电池与超级电容直接并联的结构称为被动式拓扑,这种拓扑在放电过程中根据储能器件的各自内阻大小自动分配功率,缺乏灵活性,系统的能量流动只能被动进行^[12]。锂电池与超级电容都通过 DC/DC 变换器进行并联的结构称为主动式拓扑,这种拓扑能够主动控制储能装置以及负载之间的能量流动,提高了储能系统的灵活性和放电性能,但多个 DC/DC 变换器使得系统的成本增加,重量与体积增大,并且控制方法更加复杂^[13]。目前较为常用的半主动式拓扑仅采用一个 DC/DC 变换器对 HESS 的输出功率进行调控,与被动式和主动式拓扑相比,综合考虑了系统成本和储能系统放电性能^[14]。近年来,混合储能系统新型多源逆变器引起了诸多学者的兴趣,多源逆变器由多个不同电压等级的储能器件和多个开关器件组成,与常规主被动结构相比,无需 DC/DC 变换器和滤波器件,极大降低了重量和体积,提高了系统效率,但该结构存在储能器件电压等级固定、直流侧电压可调范围窄、灵活性差的问题^[15]。本文结合脉冲电源系统大功率、高能耗、强暂态的运行特性与半主动拓扑和多源逆变器的优势特点,设计了一种混合储能分组斩波的放电拓扑。

混合储能系统在放电控制过程中,存在锂电池不能过倍率充放电,超级电容不能过电压等运行限制,并且需要考虑运行效率、锂电池使用寿命和能源经济效益等综合性能的提升。因此近年来,国内外学者针对锂电池与超级电容混合储能的系统建模与放电控制展开了深入研究。针对多端口输入的混合储能逆变装置,Kumar 等^[16]通过小信号模型来建立系统的状态空间模型,推导了电池电流和输出电压的传递函数,并进一步理论分析了 PID 策略的控制性能。小波变换模型也是较为常用的模型之一,能够实现功率需求的高频暂态分量和稳态分量在功率型储能器件和能量型储能器件之间的功率分流^[17]。应用最为广泛的方法是根据 HESS 的运行特性,通过数据驱动,构建规则控制模型,该方法具有较高的稳

定性和智能化的实时控制性能,但是其可靠性很大程度上取决于设计者的经验水平^[18-19]。Hung 等^[20]针对电池与超级电容组合成的 HESS,提出了一种三模式切换的规则控制策略,仿真与实验表明该能量管理策略能够最大化利用混合储能的容量,并将混合储能的能量损耗降至最低。模型预测控制(MPC)在实际应用中预测模型构建的准确性是控制性能提升的关键,但在长预测区间尺度上,响应速度会受到较大影响。文献[21]提出了采用线性的系统模型计算电池模块的电流与超级电容模块的模式电压,并将其作为 MPC 代价函数的输入,从而提高了电动汽车混合储能的运行性能。

上述研究现状中的拓扑结构和建模控制主要集中于电动汽车等常规的应用场景,目前针对脉冲电源应用场景的研究较少。对此,本文设计了一种新型的混合储能分组斩波放电拓扑,并介绍了该拓扑的工作原理和运行边界,根据拓扑等效电路的开关状态以及不同的假设条件依次构建了稳态均值模型和暂态均值模型,最后基于系统暂态均值模型,提出了一种新型自适应切换控制策略。

2 混合储能分组斩波放电拓扑

2.1 拓扑原理

综合考虑 HESS 拓扑的适装性、经济性和灵活性,本文结合半主动拓扑和多源逆变器的优势特点,设计一种由固定电池组、可调电池组、DC/DC 变换电路以及超级电容组成的新型混合储能分组斩波放电拓扑,如图 1 所示。

图中, I_{out} 为储能系统输出电流; I_b 为锂电池输出电流; I_{sc} 为超级电容输出电流; U_{out} 为储能系统输出电压; L 为滤波电感; S_1 和 S_2 为可调电池组 DC/DC 变换电路的 IGBT。

锂电池储能支路的等效输出电压以及储能系统输出电流可表示为

$$U_b(t) = U_{b2} + D(t)U_{b1} \quad (1)$$

$$I_{out}(t) = I_b(t) + I_{sc}(t) \quad (2)$$

式中: $U_b(t)$ 为锂电池储能等效输出电压; U_{b1} 为可调电池组的端电压; U_{b2} 为固定电池组的端电压。

储能系统运行过程中,存在直流母线电压、锂电池电流、锂电池荷电状态(SOC)和超级电容电流等多个运行边界,如下式所示:

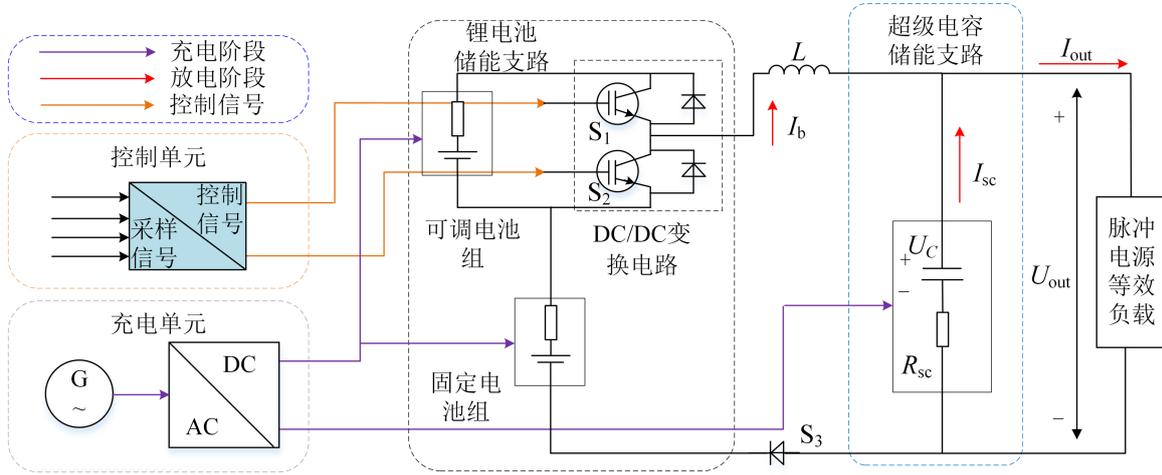


图1 混合储能分组斩波放电拓扑示意图

Fig. 1 Schematic diagram of hybrid energy storage packet chopper discharge topology

$$U_{\min} \leq U_{\text{out}}(t) \leq U_{\max} \quad (3)$$

$$-I_{b_cha} \leq I_b(t) \leq I_{b_dis} \quad (4)$$

$$SOC_{\min} \leq SOC(t) \leq SOC_{\max} \quad (5)$$

$$-I_{sc_cha} \leq I_{sc}(t) \leq I_{sc_dis} \quad (6)$$

式中： U_{\min} 为母线电压跌落最低下限； U_{\max} 为母线电压最大值； I_{b_dis} 为锂电池最大倍率放电电流； I_{b_cha} 为锂电池最大倍率充电电流； SOC_{\min} 和 SOC_{\max} 分别为锂电池储能 SOC 的最小值与最大值； I_{sc_dis} 为超级电容最大放电电流； I_{sc_cha} 为超级电容最大充电电流。

根据图 1 所示混合储能拓扑结构可知，加载阶段，负载功率需求迅速上升，此时母线电压会快速跌落，为了防止母线电压跌落超出驱动要求的最低下限，造成驱动系统的安全问题，要求储能系统在每次驱动初始阶段的母线电压必须稳定于额定工作电压。在驱动周期固定的前提下，若不采取控制措施，单一负载连续驱动、不同负载切换驱动时，母线电压会逐次降低，无法满足稳定于额定电压的要求。同时，超级电容的存储能量（即超级电容的开路电压 U_c ）则必须尽可能恢复至初始状态，来满足不同驱动负载连续驱动对储能系统电压输出能力的要求。因而，HESS 控制的目标可转化为确保在单次驱动周期内，满足锂电池不过倍率放电，直流母线电压快速精确调控，同时超级电容末态电压尽可能恢复初始状态。

2.2 稳态均值模型

混合储能分组斩波放电拓扑在不同开关状

态下的等效电路如图 2 所示。

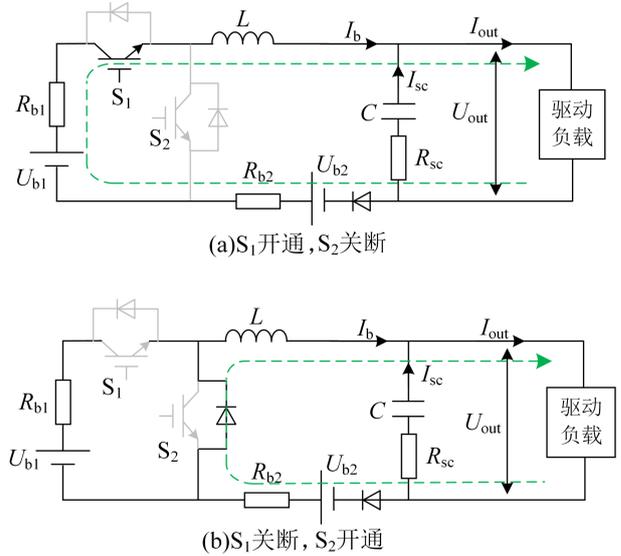


图2 混合储能分组斩波等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits of hybrid energy storage packet chopper

图 2 中， R_{b1} 和 R_{b2} 分别为可调电池组和固定电池组的内阻； C 和 R_{sc} 分别为超级电容的容值和内阻。两种开关状态下储能系统电压方程式(7)所示：

$$\begin{cases} L \frac{dI_b}{dt} = U_{b1} + U_{b2} - U_{\text{out}} - I_b(R_{b1} + R_{b2}), & S_1 \text{ 开通} \\ L \frac{dI_b}{dt} = U_{b2} - U_{\text{out}} - I_b R_{b2}, & S_1 \text{ 关断} \end{cases} \quad (7)$$

在推导混合储能分组斩波放电拓扑的稳态

均值模型之前,首先进行稳态假设:锂电池输出电流 I_b 以及储能系统输出电压 U_{out} 在相邻开关周期内的均值变化量为 0。此时对于 I_b 以及 U_{out} 而言,其在 S_1 开通时的上升量与 S_1 关断时的下降量相同;单个开关周期内,其在 S_1 开通时的均值与 S_1 关断时的均值也相同,且均等于整个开关周期内的均值,即 I_b 和 U_{out} 的稳态波动特性如图 3 所示。

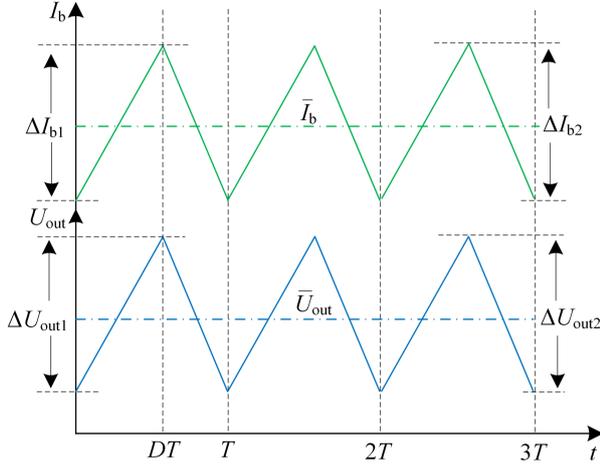


图 3 I_b 与 U_{out} 的稳态波动特性

Fig. 3 Steady-state fluctuation characteristics of I_b and U_{out}

图 3 中, \bar{I}_b 为单个开关周期内 I_b 的均值电流; ΔI_{b1} 为 S_1 开通时, I_b 的上升量; ΔI_{b2} 为 S_1 关断时, I_b 的下降量; \bar{U}_{out} 为单个开关周期内 U_{out} 的均值电压; ΔU_{out1} 为 S_1 开通时, U_{out} 的上升量; ΔU_{out2} 为 S_1 关断时, U_{out} 的下降量; T 为开关周期。

对式(7)中两种开关状态下的电压方程进行积分,可得

$$\begin{cases} \int_0^{DT} L \frac{dI_b}{dt} dt = (U_{b1} + U_{b2})DT - \int_0^{DT} U_{out} dt - (R_{b1} + R_{b2}) \int_0^{DT} I_b dt, & S_1 \text{ 开通} \\ \int_{DT}^T L \frac{dI_b}{dt} dt = U_{b2}(1-D)T - \int_{DT}^T U_{out} dt - R_{b2} \int_{DT}^T I_b dt, & S_1 \text{ 关断} \end{cases} \quad (8)$$

由图 3 可推得

$$\begin{cases} \int_0^{DT} L \frac{dI_b}{dt} dt = L\Delta I_{b1} \\ \int_{DT}^T L \frac{dI_b}{dt} dt = L\Delta I_{b2} \end{cases} \quad (9)$$

根据稳态假设条件可得

$$\begin{cases} \Delta I_b = \Delta I_{b1} = -\Delta I_{b2} \\ \bar{I}_b = \int_0^{DT} I_b dt = \int_{DT}^T I_b dt \\ \bar{U}_{out} = \int_0^{DT} U_{out} dt = \int_{DT}^T U_{out} dt \end{cases} \quad (10)$$

式中: ΔI_b 为锂电池输出电流的纹波大小。

联立式(8)~(10)求解,构建分组斩波混合储能系统的稳态均值模型如式(11)所示,电流纹波表达式如式(12)所示:

$$D = \frac{R_{b2}\bar{I}_b + \bar{U}_{out} - U_{b2}}{U_{b1} - R_{b1}\bar{I}_b} \quad (11)$$

$$\Delta I_b = \frac{D(1-D)}{Lf_s(DR_{b1} + R_{b2})} [R_{b2}U_{b1} + R_{b1}(\bar{U}_{out} - U_{b2})] \quad (12)$$

式中: U_{b1} 、 U_{b2} 、 R_{b1} 、 R_{b2} 为储能系统器件参数; f_s 为控制频率。

这些参数固定不变,同时令 \bar{U}_{out} 为直流母线电压上限 U_{max} ,则可得到电流纹波关于占空比 D 和滤波电感 L 的三维关系图如图 4 所示。

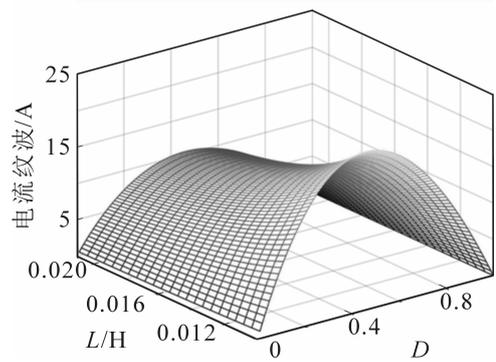


图 4 电流纹波、 D 和 L 的三维关系图

Fig. 4 Three dimensional diagram of current ripple, D and L

由图 4 可知,随着电感 L 的增大,电流纹波逐渐减小,随着占空比 D 的增大,电流纹波先增大后减小。由式(12)可推得, L 不变时,当 D 取为式(12)的极值点 D_0 时,电流纹波达到最大值, D_0 如式(13)所示。因而,稳态均值模型可作为拓扑结构器件选型的依据。

$$D_0 = \frac{-R_{b2} + \sqrt{R_{b2}^2 + R_{b1}R_{b2}}}{R_{b1}} \quad (13)$$

2.3 暂态均值模型

针对脉冲电源系统的强暂态运行工况,本节进一步考虑系统的暂态变化量,推导分组斩波

HESS 的暂态均值模型。此时,锂电池输出电流 I_b 以及储能系统输出电压 U_{out} 在两个相邻开关周期的变化量无法忽略,进一步进行暂态假设:两个相邻开关周期 I_b 和 U_{out} 的波动变化近似相同, U_{out} 同理。则 I_b 和 U_{out} 的暂态波动变化特性见图 5。

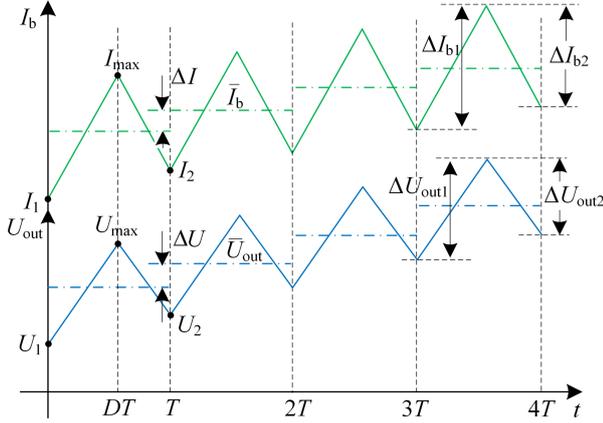


图 5 I_b 与 U_{out} 的暂态波动特性

Fig. 5 Transient fluctuation characteristics of I_b and U_{out}

图 5 中, I_1 为一个开关周期内 I_b 的初始电流; I_2 为一个开关周期内 I_b 的末态电流; I_{max} 为一个开关周期内 I_b 的峰值电流; ΔI 为 I_b 在相邻开关周期内的均值变化量; U_1 为一个开关周期内 U_{out} 的初始电压; U_2 为一个开关周期内 U_{out} 的末态电压; U_{max} 为一个开关周期内 U_{out} 的峰值电压; ΔU 为 U_{out} 在相邻开关周期内的均值变化量。

根据图 5 可计算得出 \bar{I}_b 、 \bar{U}_{out} 如式 (14) 所示:

$$\begin{cases} \bar{I}_b = \frac{1}{T} \int_0^T I_b(t) dt = \frac{DI_1 + (1-D)I_2 + I_{max}}{2} \\ \bar{U}_{out} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{out}(t) dt = \frac{DU_1 + (1-D)U_2 + U_{max}}{2} \end{cases} \quad (14)$$

联立式 (8) 和式 (14), 化简可得

$$L(I_2 - I_1) = U_{b1}DT + U_bT - \bar{U}_{out}T - \bar{I}_b(k)R_{b2}T - (I_{max} + I_1)R_{b1}DT/2 \quad (15)$$

$$I_{max} + I_1 = 2\bar{I}_b + (1-D)(I_1 - I_2) \quad (16)$$

由图 5 和暂态假设可得

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \bar{I}_b(k+1) - \bar{I}_b(k) \quad (17)$$

将式 (16) 和式 (17) 代入式 (15), 化简可得

$$\begin{cases} (L - \phi)[\bar{I}_b(k+1) - \bar{I}_b(k)] = U_{b1}DT + U_{b2}T - \bar{U}_{out}T - T\bar{I}_b(k)(DR_{b1} + R_{b2}) \\ \phi = D(1-D)R_{b1}T/2 \end{cases} \quad (18)$$

由于开关频率较高时, $\phi \ll L$, 将其忽略, 并且将 I_b 的变化量写成微分的形式, 可得混合储能分组斩波放电拓扑的暂态均值模型为

$$L \frac{dI_b(t)}{dt} = DU_{b1} + U_{b2} - \bar{I}_b(DR_{b1} + R_{b2}) - \bar{U}_{out} \quad (19)$$

则 D 的暂态均值模型表达式为

$$D = \frac{L \frac{dI_b(t)}{dt} + \bar{I}_bR_{b2} + \bar{U}_{out} - U_{b2}}{U_{b1} - \bar{I}_bR_{b1}} \quad (20)$$

3 混合储能自适应切换控制策略

为了确保脉冲电源运行过程中, 锂电池不过倍率放电, 母线电压精确调控, 在分组斩波 HESS 暂态均值模型的基础上, 设计了一种依据电压误差与电流误差大小比较, 可以使系统在电流环控制与电压环控制之间灵活切换的自适应放电控制策略。

根据图 2 混合储能分组斩波放电等效电路和式 (19) 的暂态均值模型, 推得储能系统的电路方程如式 (21) 所示:

$$\begin{cases} L \frac{dI_b(t)}{dt} = D(t)U_{b1} + U_{b2} - I_b(t)[D(t)R_{b1} + R_{b2}] - U_{out}(t) \\ U_{out}(t) = U_{C0} - \frac{1}{C} \int I_{sc}(t) dt - I_{sc}(t)R_{sc} \\ I_{out}(t) = \frac{P_{dem}(t)}{U_{out}(t)} = I_b(t) + I_{sc}(t) \end{cases} \quad (21)$$

式中: U_{C0} 为超级电容初始电压。

本文在推导系统控制模型时, 将驱动负载需求电流 $I_{out}(t)$ 视为储能系统的扰动量, 加载阶段负载功率需求急剧上升, $I_{out}(t)$ 会对储能系统产生巨大冲击扰动。根据式 (21) 可得 HESS 的控制模型如图 6 所示。 I_b 对 D 的开环传递函数 $G_{id}(s)$, U_{out} 对 I_b 的开环传递函数 $G_{ui}(s)$ 分别为

$$G_{id}(s) = \frac{U_{b1} - I_bR_{b1}}{Ls + D^*R_{b1} + R_{b2}} \quad (22)$$

$$G_{ui}(s) = R_{sc} + \frac{1}{Cs} \quad (23)$$

式中: D^* 为占空比的稳态值。

由式 (22) 可以推得电流环的开环传递函数 $W_1(s)$ 为

$$W_1(s) = \frac{(k_{p1}s + k_{i1})(U_{b1} - I_bR_{b1})}{s(Ls + D^*R_{b1} + R_{b2})} \quad (24)$$

式中: k_{p1} 、 k_{i1} 分别为电流环 PI 调节器的控制参数。

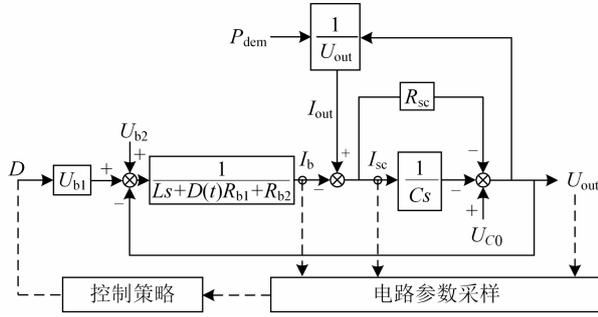


图 6 HESS 控制模型

Fig. 6 The HESS control model

由式(22)和式(23)可推得电压环的开环传递函数 $W_2(s)$ 为

$$W_2(s) = \frac{U_{b1} - I_b R_{b1}}{Ls + D^* R_{b1} + R_{b2}} \left(R_{sc} + \frac{1}{Cs} \right) \left(k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s} \right) \quad (25)$$

式中: k_{p2} 和 k_{i2} 分别为电压环 PI 调节器的控制参数。

根据第 2 节分析的脉冲电源运行特性和图 1 分组斩波放电拓扑可知: 加载阶段, 负载功率迅速上升, 母线电压会出现快速跌落的现象, 锂电池电流急速增加, 此时可采用电流环控制, 确保锂电池不过倍率放电; 轻载阶段, 负载功率需求缓和, 母线电压缓慢回升, 锂电池电流逐渐下降, 此时可采用电压环控制, 确保 U_{out} 快速精确稳定于额定工作电压, 避免过电压或不满足下次驱动的初始电压需求。连续驱动过程中, 各变量需满足式(3)~(6)的约束条件。

自适应切换控制策略的原理为: 当 U_{out} 与额定电压 U_{nom} 误差 ΔU 较大时, 采用电流环控制 I_b 稳定输出, 此时 I_b 与电流参考值 $I_{b,ref}$ 的误差 ΔI 较小, 确保 I_b 不过倍率, 超级电容则根据负载功率大小, 输出匹配大小的电流; 当 U_{out} 与额定电压误差 ΔU 较小时, 采用电压环控制 U_{out} 快速精确稳定于额定工作电压, 避免过电压或不满足下次驱动的初始电压需求, 此时 I_b 与电流参考值 $I_{b,ref}$ 的误差 ΔI 较大。

为对等地比较 ΔI 和 ΔU 的大小关系, 本文将 ΔI 和 ΔU 分别与比例参数 k_{p1} 和 k_{p2} 相乘, 将其转化为与占空比 D 相同的量纲, 再进行比较, 作为电流环与电压环之间切换的依据, 如式(26)所示:

$$D = \begin{cases} \left(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} \right) \Delta I, & k_{p1} \Delta I < k_{p2} \Delta U \\ \left(k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s} \right) \Delta U, & k_{p1} \Delta I > k_{p2} \Delta U \end{cases} \quad (26)$$

为了防止电压环积分饱和, 导致切换至电压环时出现较大超调, 电流环工作期间设置电压环的积分环节输出为 0; 同理, 电压环工作期间, 设置电流环的积分环节输出为 0。在电压环与电流环切换过程中, 存在 $k_{p1} \Delta I$ 与 $k_{p2} \Delta U$ 大小相近的情况, 此时为切换过渡过程。

根据暂态均值模型式(19)可知, 自适应切换控制的原理框图如图 7 所示。

图 7 中, 根据当前时刻的 \bar{I}_b 和 \bar{U}_{out} 以及自适应切换控制得出的占空比 D , 可得到 $I_b(t)$ 的微分

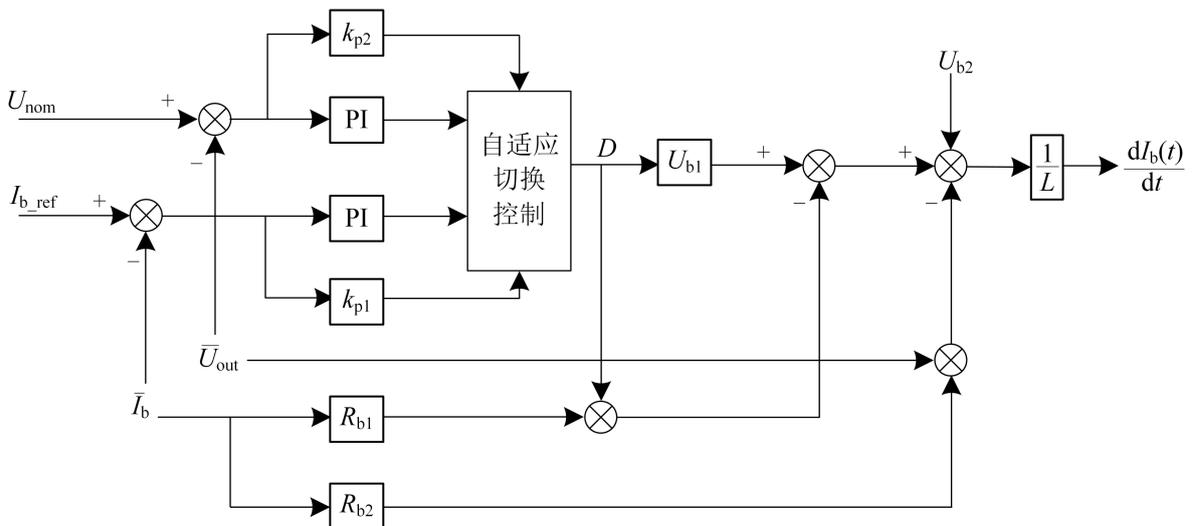


图 7 自适应切换控制原理框图

Fig. 7 Principle block diagram of the adaptive switching control

量。在连续驱动过程中,电压环与电流环循环切换, $I_b(t)$ 的微分量在 $D=1$ 时最大,如式(27)所示:

$$\frac{dI_b(t)}{dt} \leq \frac{1}{L} (U_{b1} + U_{b2} - \bar{I}_b R_{b1} - \bar{I}_b R_{b2} - \bar{U}_{out}) \quad (27)$$

式(27)表明,切换全过程, $I_b(t)$ 的微分量存在上界,不会出现过大突变,即切换过程中,电池电流不会发生过大波动。

4 仿真分析

HESS 仿真参数如表 1 所示。

表 1 HESS 仿真参数

Table 1 Simulation parameters of the HESS

参数	数值
U_{b1}	268 V
R_{b1}	0.017 5 Ω
U_{b2}	268 V
R_{b2}	0.017 5 Ω
SOC 初始值	0.9
滤波电感 L	5 mH
超级电容容值 C	33.125 F
超级电容内阻 R_{sc}	0.012 8 Ω
母线额定工作电压 U_{nom}	402 V
S_1 开关频率 f_s	10 kHz

直流母线电压 U_{out} 的范围为 350~405 V, 锂电池最大倍率放电电流为 400 A, 最大倍率充电电流为 60 A, 锂电池 SOC 的范围为 0.15~0.95, 超级电容的输出电流范围为 -3 000~3 000 A。

4.1 均值模型仿真对比

首先进行稳态均值模型仿真验证, 设置可调电池组以 0.6 占空比输出, 超级电容初始电压为 390 V。将 U_{out} 和 I_b 的平均值代入式(11), 计算出 D 的稳态均值模型理论值, 并将其与实际设定值进行对比, 如图 8 所示。

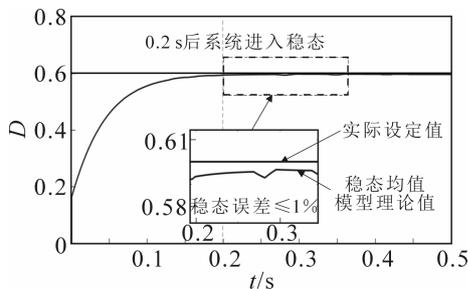


图 8 稳态均值模型仿真验证

Fig. 8 Simulation verification of steady-state mean model

由图 8 可知, 恒定占空比开始放电时, 系统处于暂态过渡过程, D 的理论值与设定值误差较大, 表明稳态均值模型不适用于暂态工况。0.2 s 后, HESS 达到稳态, D 的理论值与设定值的稳态误差不超过 1%, 验证了模型在稳态工况下的准确性。

然后本文采用变占空比的方式模拟暂态工况, 进行暂态均值模型仿真验证。将 U_{out} 和 I_b 的平均值代入暂态均值模型式(20), 计算得出 D 的均值模型理论结果, 并与设定值进行对比, 如图 9 所示。

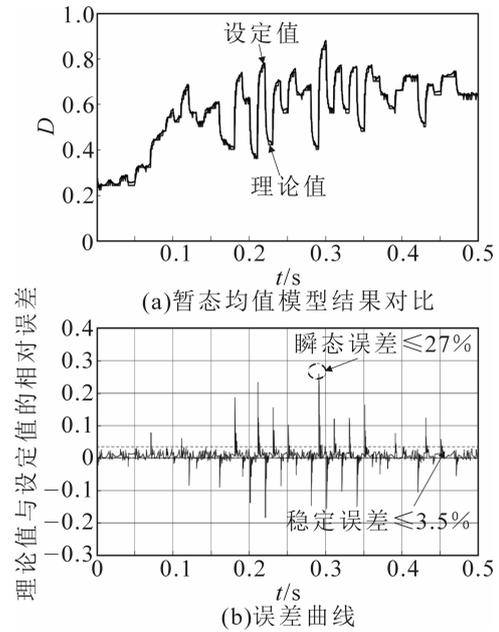


图 9 暂态均值模型仿真验证

Fig. 9 Simulation verification of transient mean model

由图 9(a) 可知, 暂态模型计算出的理论值能够精确跟踪设定值的动态变化, 由图 9(b) 可知, 瞬态误差最大不超过 27%, 稳定误差不超过 3.5%, 仿真结果能够验证模型在暂态工况下的准确性。与稳态均值模型相比, 暂态均值模型的优势是考虑了电感 L 因 I_b 突变而产生的电压变化, 因而无论系统处于稳态还是暂态, 暂态均值模型都能精确刻画分组斩波混合储能拓扑中各变量的动态变化。

4.2 控制策略仿真验证

采用脉冲电源负载功率能量需求曲线, 驱动周期固定为 3 s, 进行自适应切换控制的单次驱动仿真验证, 基本仿真参数如表 1 所示。锂电池

电流参考值 $I_{b,ref}$ 取 400 A, 直流母线电压参考值 U_{ref} 取 402 V 时, 仿真结果如图 10 所示。

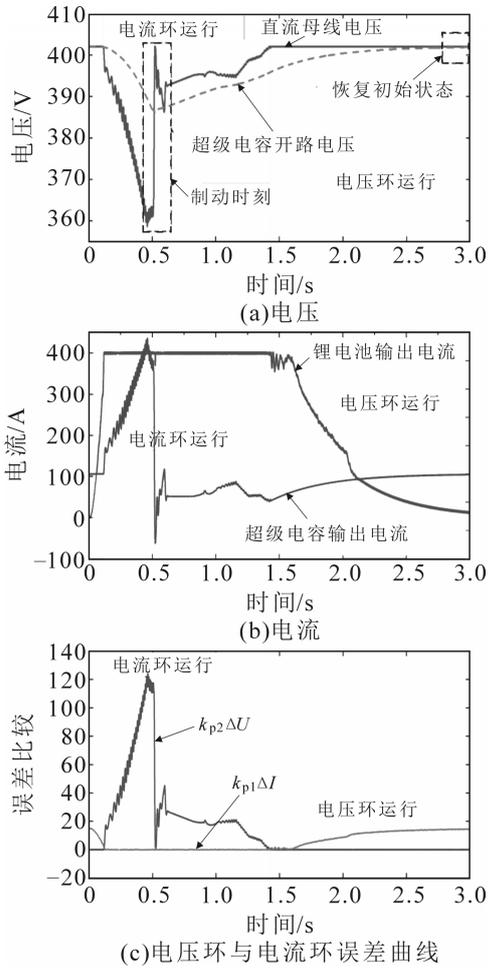


图 10 自适应切换控制仿真结果

Fig. 10 Simulation results of adaptive switching control

由图 10(a)可知, 自适应切换控制在轻载阶段, 电压环工作, 重载阶段, 电流环工作, 母线电压在 0.46 s 时到达最低值为 359 V, 1.44 s 时稳定于额定值 402 V, 驱动全程不会出现超调现象, 超级电容开路电压在 0.52 s 时到达最低值 386 V, 在驱动结束时恢复至 401.85 V, 满足恢复至初始状态的目标要求。图 10(b)为两种储能支路的输出电流, 电流环工作, I_b 稳定于电流参考值 400 A, 而电压环工作时, I_b 逐渐下降, 波动变换平缓; 超级电容储能在加载阶段, 输出大功率电能以满足负载需求, 在轻载阶段吸收锂电池输出电流, 恢复电能。由图 10(c)可知, $k_{p1}\Delta I < k_{p2}\Delta U$ 时, 电流环工作, $k_{p1}\Delta I > k_{p2}\Delta U$ 时, 电压工作, 两者接近时, 则为过渡过程, 电压环与电流环反复切换, 直到过渡过

程结束。0.12 s 时, 系统从电压环切换至电流环, 1.4~1.6 s 电流环切换至电压环, 其过渡过程短暂且迅速。

仿真结果表明, 自适应切换控制实现了锂电池电流不过倍率, 母线电压精确调控的目标, 并且超级电容能够在单次驱动结束后恢复至初始状态, 有效提高了储能系统的安全性、稳定性和电压输出能力。传统的双闭环控制策略能够达到相同的控制效果, 但是必须增加多种抗饱和措施和条件, 实现较为复杂, 且不具备多种负载连续驱动工况的通用性。

5 实验验证

为了验证所提优化拓扑和控制策略的有效性, 搭建了锂电池+超级电容 HESS 的实验平台, 如图 11 所示。

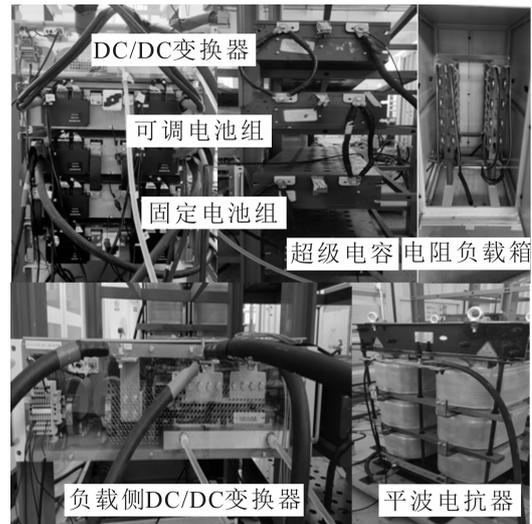


图 11 混合储能实验平台实物图

Fig. 11 Physical diagram of hybrid energy storage experimental platform

平台采用电阻负载以及功率闭环控制模拟脉冲电源工况; 在每次实验前对各组电池进行充电, 确保锂电池的 SOC 初始值均为 0.9, 降低 SOC 对电池内阻的影响; 精确测量实验拓扑中各器件的参数, 尽可能保持仿真与实验参数的一致性。混合储能实验平台参数与表 1 仿真参数一致。

5.1 均值模型实验验证

均值模型实验验证采用与仿真相同的方法, 首先设定恒定占空比放电的模式来模拟稳态工况, 验证稳态均值模型的准确性。然后锂电池可

调电池组采用与仿真一致的动态占空比 D 来模拟暂态工况。

均值模型的实验结果如图 12 所示。

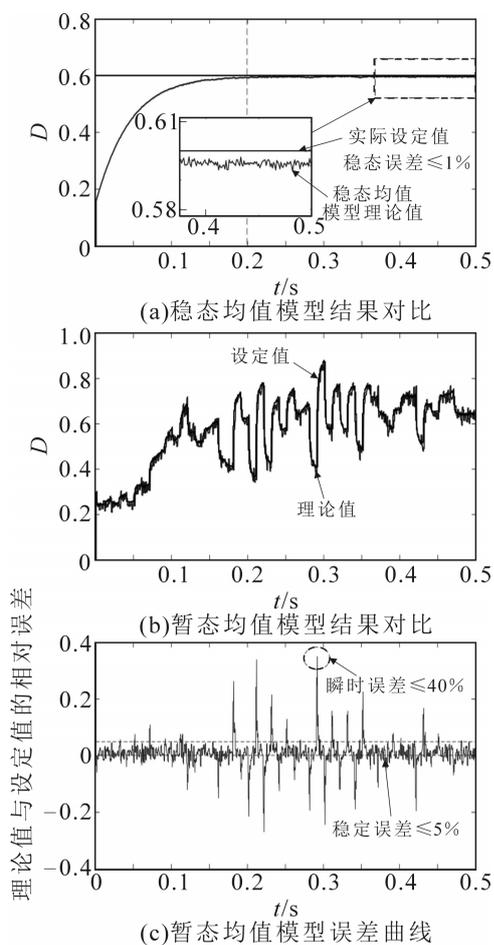


图 12 均值模型实验结果

由图 12(a)可知,0.2 s 后系统进入稳定状态,此时 D 的稳态均值模型理论值与实际值的误差不超过 1%。由图 12(b)可知,暂态工况下,占空比波动剧烈,由暂态均值模型计算得出的理论值与实际占空比的动态变化吻合较好,由图 12(c)可知,暂态均值模型理论值与设定值的瞬时误差不超过 40%,稳定误差不超过 5%。实验结果与仿真结果一致,验证了均值模型的准确性。

5.2 自适应切换控制策略实验验证

实验所采用的负载功率曲线与仿真一致。脉冲电源加载阶段的功率急剧增大特性和轻载阶段小功率输出特性通过功率闭环控制与电阻负载模拟。

电压环参考值设为额定工作电压 402 V,电

流参考值设为 400 A 时,自适应切换控制的实验结果如图 13 所示。

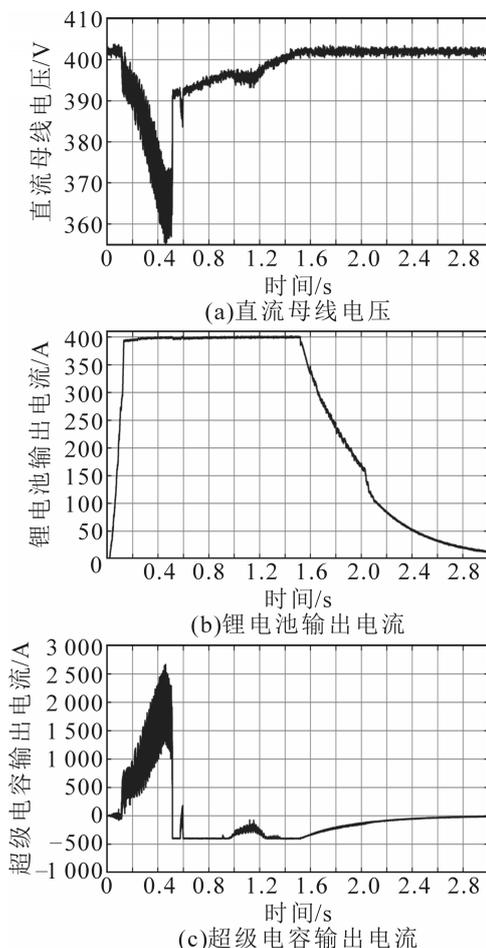


图 13 两种控制策略的实验对比结果

Fig. 13 Experimental results of two control strategies

由图 13(a)可知,直流母线电压在电压环工作时稳定于 402 V,未出现超调现象,同时可根据驱动末态的母线电压、超级电容电流和超级电容内阻,如式(28)所示,可计算得出超容开路电压末态值为 401.8 V,满足超级电容恢复至初始状态的控制要求。图 13(b)和图 13(c)分别为锂电池电流和超级电容电流的实验结果,锂电池电流无过倍率现象。

$$U_c(3s) = U_{out}(3s) - I_{sc}(3s)R_{sc} \quad (28)$$

实验结果与仿真一致,从而验证了自适应切换控制策略的可行性和有效性,实现了根据电压与电流的误差大小,灵活切换电压环与电流环,确保母线电压精确调控,锂电池不过倍率的控制目标。

6 结 论

本文提出了一种新型混合储能系统分组斩波放电拓扑,分别构建了稳态均值模型与暂态均值模型,设计了一种根据电压误差和电流误差大小运行的自适应切换控制策略,并进行了仿真对比与实验验证,结论如下:提出一种由可调电池组、固定电池组、超级电容、DC/DC 变换电路以及滤波电感构成的混合储能分组斩波放电拓扑,构建了系统均值模型,通过仿真和实验分析,发现稳态均值模型仅适用于稳态工况,误差不超过 1%,可作为拓扑参数设计依据,而暂态均值模型的动态性能和通用性更优,任何工况能够实现稳定误差不超过 5%,可基于此进行控制建模。设计一种新型的自适应切换控制策略,实现了锂电池不过倍率放电,母线电压精确调控,超级电容末态电量恢复的控制目标,与传统双闭环控制相比具有实现更加简单,通用性更强的优势。

参考文献

- [1] Wang L, Wang Y, Liu C, et al. A Power Distribution Strategy for Hybrid Energy Storage System Using Adaptive Model Predictive Control[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2019, 35(6): 5897–5906.
- [2] Zhang Q, Li G. Experimental Study on a Semi-active Battery-supercapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric Vehicle Application[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2019, 35(1): 1014–1021.
- [3] 马伟明,肖 飞,聂世雄.电磁发射装置中电力电子技术的应用与发展[J].电工技术学报,2016,31(19): 1–10.
Ma Weiming, Xiao Fei, Nie Shixiong. Applications and Development of Power Electronics in Electromagnetic Launch System[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 1–10.
- [4] Sun L, Feng K, Chapman C, et al. An Adaptive Power-split Strategy for Battery-supercapacitor Powertrain: Design, Simulation, and Experiment[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2017, 32(12): 9364–9375.
- [5] Manandhar U, Tummuru N R, Kollimalla S K, et al. Validation of Faster Joint Control Strategy for Battery and Supercapacitor-based Energy Storage System[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2017, 65(4): 3286–3295.
- [6] Xiong R, Cao J, Yu Q. Reinforcement Learning-based Real-time Power Management for Hybrid Energy Storage System in the Plug-in Hybrid Electric Vehicle[J]. Applied Energy, 2018, 211: 538–548.
- [7] Korada N, Mishra M K. Grid Adaptive Power Management Strategy for an Integrated Microgrid with Hybrid Energy Storage[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2016, 64(4): 2884–2892.
- [8] 王 湘,吴 峻.连发型电磁弹射器混合储能系统及其能源管理策略[J].电工技术学报,2020,35(19): 4076–4084.
Wang Xiang, Wu Jun. Hybrid Energy Storage System of Continuous-type Electromagnetic Catapult and Its Energy Management Strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(19): 4076–4084.
- [9] Yu H, Tarsitano D, Hu X, et al. Real Time Energy Management Strategy for a Fast Charging Electric Urban Bus Powered by Hybrid Energy Storage System[J]. Energy, 2016, 112: 322–331.
- [10] Shen J, Dusmez S, Khaligh A. Optimization of Sizing and Battery Cycle Life in Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage Systems for Electric Vehicle Applications[J]. IEEE Trans. on Industrial Informatics, 2014, 10(4): 2112–2121.
- [11] Chotia I, Chowdhury S. Battery Storage and Hybrid Battery Supercapacitor Storage Systems: A Comparative Critical Review[C]//2015 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT ASIA). 2015: 1–6.
- [12] Kuperman A, Aharon I. Battery-ultracapacitor Hybrids for Pulsed Current Loads: A Review[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2011, 15(2): 981–992.
- [13] Song Z, Hofmann H, Li J, et al. The Optimization of a Hybrid Energy Storage System at Subzero Temperatures: Energy Management Strategy Design and Battery Heating Requirement Analysis[J]. Applied Energy, 2015, 159: 576–588.
- [14] Jia J, Wang G, Cham Y T, et al. Electrical Characteristic Study of a Hybrid PEMFC and Ultracapacitor System[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2009, 57(6): 1945–1953.
- [15] Ebrahimi J, Salari O, Eren S, et al. Efficiency Improved Multi-source Inverter for Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicle Application[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2021, 37(2): 1982–1997.
- [16] Kumar C L, Avvari R K, Jayanth K, et al. PIDF Control of the Bidirectional Non-isolated MIC for Hybrid Energy Storage System of the Electric Vehicles[C]//2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT). 2018: 1–6.
- [17] Shen Yongpeng, Sun Jianbin, Wang Yanfeng, et al. Power

- Distribution Method of Wavelet for Hybrid Energy Storage Systems in an Electric Vehicle[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4636-4645.
- [18] Martinez C M, Hu X, Cao D, et al. Energy Management in Plug-in Hybrid Electric Vehicles: Recent Progress and a Connected Vehicles Perspective[J]. IEEE Trans. on Vehicular Technology, 2016, 66(6): 4534-4549.
- [19] 丁明, 林根德, 陈自年, 等. 一种适用于混合储能系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(7): 1-6, 184.
Ding Ming, Lin Gende, Chen Zinian, et al. A Control Strategy for Hybrid Energy Storage Systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(7): 1-6, 184.
- [20] Hung Y H, Wu C H. An Integrated Optimization Approach for a Hybrid Energy System in Electric Vehicles[J]. Applied Energy, 2012, 98: 479-490.
- [21] Song Z, Hofmann H, Li J, et al. Energy Management Strategies Comparison for Electric Vehicles with Hybrid Energy Storage System[J]. Applied Energy, 2014, 134: 321-331.

第一作者

2寸照片

分辨率600

作者简介

XX(出生年份-), 性别, 学历、职称, 研究方向。

E-mail: xxxxxxx@163.com(第一作者)

XXX(出生年份-), 性别, 学历、职称, 研究方向。

E-mail: xxxxxxx@qq.com(通信作者)