

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2026.01.005

基于双向直流谐振变换器的混合储能系统及其控制策略

杨鸿庭, 顾玲, 杨飞, 赵大伟

(南京理工大学自动化学院, 江苏 南京 210094)

摘要:随着清洁能源规模的不断扩大,可平滑电能输出的混合储能系统(hybrid energy storage system, HESS)逐渐受到广泛关注。双有源桥可实现电气隔离和软开关,常应用于HESS中。为拓宽电压增益范围并降低储能装置侧电流纹波,文中提出一种基于电流源型双向谐振变换器的HESS拓扑。首先,给出变换器的拓扑及等效电路,分析其开关模态和工作原理,推导出等效电路模型、电压增益表达式及低压侧电流纹波特性。在此基础上,提出一种解耦控制策略,通过调节各储能装置侧全桥的占空比独立控制超级电容和蓄电池的传输功率,并根据功率分配指令动态调整各端口功率占比。仿真结果表明,所提系统能实现各开关管的零电压开通(zero voltage switching, ZVS),在负载切换和功率指令变化时均表现出快速的动态响应和良好的稳定性。

关键词:混合储能系统(HESS);双向直流变换器;谐振变换器;电流源型变换器;宽电压增益;低电流纹波;零电压开通(ZVS)软开关;功率分配

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2026)01-0051-11

0 引言

近年来,为降低环境污染,以风能、太阳能和海洋能为代表的清洁能源逐渐受到重视^[1-3]。这些能源具有总量大、可再生和环境污染小的优点,但因易受天气影响而具有随机性、间歇性的缺点^[4-5]。若不加以调控,清洁能源发电的不稳定性将持续冲击大电网,影响电网安全稳定运行^[6-8]。因此,如何实现新能源发电的平稳输出已成为重要研究方向^[9-12]。

目前的解决方案是借助储能技术将清洁能源发出的不稳定电能储存起来,通过变换器将能量平滑稳定后输出。储能单元中应用最为广泛的是蓄电池与超级电容^[13-15]。超级电容功率密度高,被称为功率型储能介质;而蓄电池能量密度大,被称为能量型储能介质^[16-17]。混合储能系统(hybrid energy storage system, HESS)便是二者的结合,可显著提升系统对新能源的消纳能力,且可提升储能单元的性能与寿命^[18-21]。

为实现多储能装置与直流母线的双向能量传输,须采用多端口双向DC/DC变换器^[22],其可以通过并联多个双有源桥^[23]或将双有源桥拓展为三有源桥^[24-26]来构建多端口系统。然而,此类变换器在输入输出电压不匹配时软开关范围较窄,影响变换器的效率^[27-30]。此外,电压源型双有源桥电流纹波较大,影响蓄电池的寿命。为此,可在储能侧串联电感,构成输入端串联电感式三有源桥以平滑电流^[31],

或采用交错并联结构以降低电流纹波^[32-33],但会影响软开关性能。为提升软开关性能,可以在三有源桥中加入谐振电容构成串联谐振三有源桥^[34],但其电压增益范围仍然受限。为构建具有宽电压增益、低电流纹波和良好软开关性能的变换器,可以在串联谐振三有源桥基础上,通过桥臂复用级联交错并联Buck/Boost电路以扩展电压增益范围并降低电流纹波。同时,相较于其他电流源型变换器,该电路增加了谐振腔与辅助电感,因此具有更好的软开关性能。

然而,对于共用一个变压器的多端口系统,须考虑不同端口间的功率耦合问题。文献^[25]提出适用于三有源桥的单移相控制方法,但由于控制自由度只有一个移相角,因此只能控制总传输功率,无法实现不同端口间传输功率的分配。为实现功率分配,须考虑HESS的解耦控制。文献^[31]提出适用于电流源三有源桥的移相控制方法,该方法通过2个移相角可以控制总功率输出中不同储能装置的占比,但无法控制储能装置间的功率回流。文献^[32]通过增加自由度,提出一种适用于电流源双有源桥的移相-占空比解耦控制策略,但该控制策略须同时控制每个端口的占空比和移相角,模态较多且控制复杂,此外缺乏对软开关性能的分析。

综合以上分析,基于电流源型双向谐振变换器,文中提出一种新型HESS,并研究适用该系统的功率解耦控制策略。该策略将直流母线侧驱动信号固定,通过独立调节各储能端口侧全桥的占空比,实现对电压增益的灵活控制以及各储能端口传

收稿日期:2025-06-20;修回日期:2025-09-19

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2024YFB2408900)

输功率的独立分配。

1 系统拓扑和工作原理

1.1 系统拓扑

文中研究的 HESS 采用电流源型双向谐振直流变换器^[35], 电路拓扑如图 1 所示。其具有 3 个端口, 低压侧端口 V_{L1} 、 V_{L2} 分别与蓄电池、超级电容连接, 高压侧端口 V_H 、滤波电容 C_H 与直流母线连接。蓄电池端口全桥由开关管 Q_1 — Q_4 组成, 箝位电容 C_{a1} 与全桥并联, 桥臂中点为 A 点、 B 点。直流母线端口全桥由开关管 Q_5 — Q_8 组成, 桥臂中点为 C 点、 D 点。超级电容端口全桥由开关管 Q_9 — Q_{12} 组成, 箝位电容 C_{a2} 与全桥并联, 桥臂中点为 E 点、 F 点。 L_1 、 L_2 为蓄电池侧滤波电感, 其与蓄电池和对应桥臂中点相连, 谐振电感 L_{r1} 与谐振电容 C_{r1} 串联形成蓄电池侧谐振腔, 并与桥臂中点相连。 L_3 、 L_4 为超级电容侧滤波电感, 其与超级电容和对应桥臂中点相连, 谐振电感 L_{r2} 与谐振电容 C_{r2} 串联形成超级电容侧谐振腔, 并与桥臂中点相连。辅助电感 L_{a1} 与 A 点和 B 点相连, 辅助电感 L_{a2} 与 E 点和 F 点相连。变压器 T 蓄电池侧、直流母线侧和超级电容侧的匝比分别为 $1 : n_1 : n_2$ 。

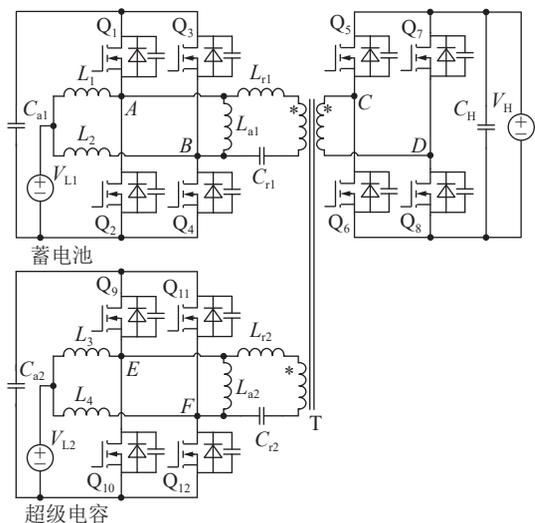


图 1 HESS 拓扑
Fig.1 Topology of HESS

1.2 电流源型双向谐振直流变换器工作原理

为了便于对变换器进行分析, 先分析仅由蓄电池端口和直流母线端口组成的单输入、单输出的电流源型双向谐振直流变换器, 其由前级交错并联双向 Buck/Boost 变换器和后级双向串联谐振直流变换器级联组成, 电路拓扑如图 2 所示。其中, i_1 为蓄电池端口电流; i_{L1} 、 i_{L2} 分别为滤波电感 L_1 、 L_2 的电流; V_{a1} 为箝位电容电压; i_{La1} 为辅助电感 L_{a1} 的电流;

i_{Lr1} 为谐振电感 L_{r1} 的电流; i_{Ln} 为变压器直流母线侧电流; v_{Cr1} 为谐振电容 C_{r1} 的电压。

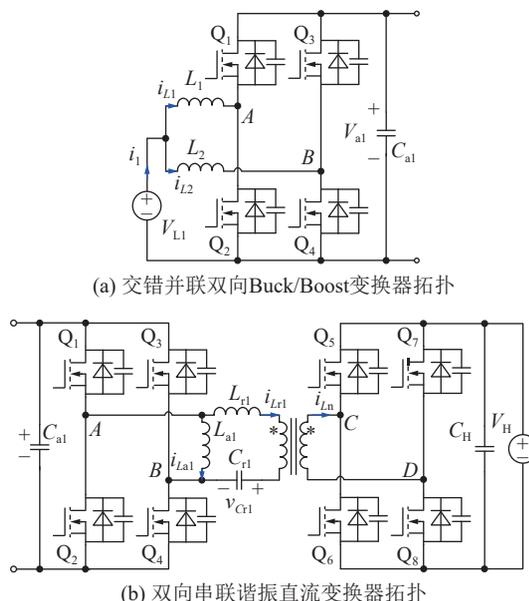
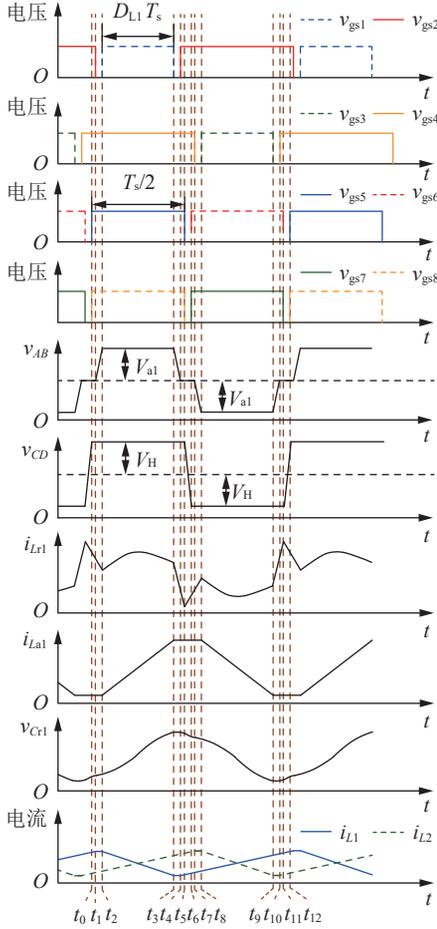


图 2 电流源型双向谐振直流变换器拓扑
Fig.2 Topology of the current source bidirectional resonant DC converter

定义蓄电池端口开关管 Q_1 与 Q_3 的占空比均为 D_{L1} , 且开关频率 f_s 始终等于谐振频率 f_r 。开关管 Q_1 、 Q_4 、 Q_5 和 Q_8 驱动信号中心对称, 开关管 Q_1 与 Q_2 驱动信号互补, 开关管 Q_3 与 Q_4 驱动信号互补。开关管 Q_5 — Q_8 驱动信号与蓄电池侧类似, 占空比均为 0.5, 此处不再赘述。改变蓄电池侧占空比从而改变直流母线电压。当变换器正向工作时, 能量由蓄电池端口向直流母线端口传输。根据 D_{L1} 的大小, 电路工作模式可分为 $D_{L1} \leq 0.5$ 与 $D_{L1} > 0.5$ 两种, 工作波形分别如图 3 和图 4 所示, 其中, v_{gs1} — v_{gs8} 为开关管 Q_1 — Q_8 的驱动信号; v_{AB} 、 v_{CD} 分别为蓄电池侧和直流母线侧桥臂中点电压; t_0 、 t_2 、 t_4 、 t_6 、 t_8 、 t_{10} 分别为开关管 Q_5 、 Q_1 、 Q_2 、 Q_6 、 Q_3 、 Q_4 开通时刻; t_1 、 t_3 、 t_5 、 t_7 、 t_9 、 t_{11} 分别为开关管 Q_2 、 Q_1 、 Q_5 、 Q_4 、 Q_3 、 Q_6 关断时刻; t_{12} 为下个周期开关管 Q_8 开通时刻; T_s 为开关周期。反向工作时各开关管驱动波形与正向工作模式相同, 仅电流方向和正向模式相反。超级电容端口工作原理和蓄电池端口一致, 此处不再赘述。

1.3 等效模型

文中所述电流源型双向谐振直流变换器可等效为交错并联双向 Buck/Boost 变换器与双向谐振直流变换器的级联。根据电路功能差异, 可将该变换器等效为不同网络的串联, 从而简化为二端口等效电路, 如图 5 所示。其中, I_{Ca1} 为蓄电池侧箝位电容电流; I_H 为直流母线端口电流。

图3 $D_{L1} \leq 0.5$ 时正向模式主要工作波形Fig.3 Main waveforms in forward mode when $D_{L1} \leq 0.5$

采用基波分量简化法可分别得到蓄电池侧以及直流母线侧桥臂中点电压的基波电压表达式

$v_{AB1}(t)$ 和 $v_{CD1}(t)$ 。

$$v_{AB1}(t) = \begin{cases} \frac{4V_{a1} \sin(\pi D_{L1})}{\pi} \sin(\omega_s t) & D_{L1} \leq 0.5 \\ \frac{4V_{a1} \sin(\pi - \pi D_{L1})}{\pi} \sin(\omega_s t) & D_{L1} > 0.5 \end{cases} \quad (1)$$

$$v_{CD1}(t) = \frac{4V_H}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2)$$

式中: ω_s 为开关频率角速度。 v_{AB} 、 v_{CD} 的基波电压有效值 V_{AB1} 、 V_{CD1} 分别为:

$$V_{AB1} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}V_{a1} \sin(\pi D_{L1})}{\pi} & D_{L1} \leq 0.5 \\ \frac{2\sqrt{2}V_{a1} \sin(\pi - \pi D_{L1})}{\pi} & D_{L1} > 0.5 \end{cases} \quad (3)$$

$$V_{CD1} = \frac{2\sqrt{2}V_H}{\pi} \quad (4)$$

根据功率守恒原理,可以得到副边侧等效输出阻抗 Z_e 计算式:

$$Z_e = \frac{\dot{V}_{CD1,v}}{\dot{I}_{Ln,v}} = \frac{8R_o \cos \varphi}{\pi^2} \angle(-\varphi) \quad (5)$$

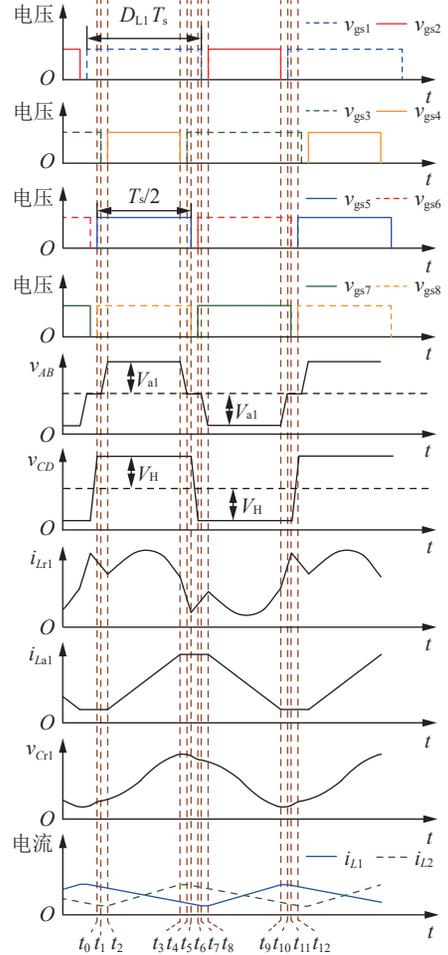
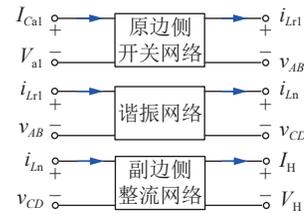
图4 $D_{L1} > 0.5$ 时正向模式主要工作波形Fig.4 Main waveforms in forward mode when $D_{L1} > 0.5$ 

图5 双向串联谐振变换器各网络二端口等效电路

Fig.5 Network two-port equivalent circuits of the bidirectional series resonant converter

式中: $\dot{V}_{CD1,v}$ 为直流母线侧桥臂中点基波电压相量; $\dot{I}_{Ln,v}$ 为变压器直流母线侧电流相量; φ 为 $\dot{I}_{Ln,v}$ 超前 $\dot{V}_{CD1,v}$ 的相位; R_o 为直流母线侧负载电阻。

由以上分析可以得到图6所示的简化电路,其中 $\dot{V}_{AB1,v}$ 为蓄电池侧桥臂中点电压相量。

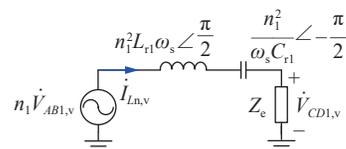


图6 双向谐振直流变换器简化电路

Fig.6 Simplified circuit of bidirectional resonant converter

1.4 变换器电压增益

定义前级交错并联 Buck/Boost 变换器的电压增益为 M_1 , 后级双有源桥变换器的电压增益为 M_2 , 整体电压增益 M 为两者的乘积:

$$\begin{cases} M_1 = \frac{V_{a1}}{V_{L1}} = \frac{1}{D_{L1}} \\ M_2 = \frac{V_H}{n_1 V_{a1}} \\ M = M_1 M_2 = \frac{V_H}{n_1 V_{L1}} \end{cases} \quad (6)$$

由图 6 可知, 简化电路的传递函数 $H(j\omega_s)$ 为:

$$H(j\omega_s) = \frac{\dot{V}_{CD1,v}}{n_1 \dot{V}_{AB1,v}} = \frac{Z_c}{j\omega_s n_1^2 L_{r1} + n_1^2 (j\omega_s C_{r1}) + Z_c} \quad (7)$$

当变换器工作频率等于谐振频率时, 将式(3)和式(4)代入式(7), 可得 M_2 的计算式:

$$M_2 = \begin{cases} \sin(\pi D_{L1}) & D_{L1} \leq 0.5 \\ \sin(\pi - \pi D_{L1}) & D_{L1} > 0.5 \end{cases} \quad (8)$$

结合式(5)和式(6)可得整体电压增益为:

$$M = \frac{V_H}{n_1 V_{L1}} = \frac{\sin(\pi D_{L1})}{D_{L1}} \quad (9)$$

根据式(9)得到 M 关于 D_{L1} 的变化曲线, 如图 7 所示。可知, 该变换器具有较宽的增益范围, M 的最大值接近 π 。

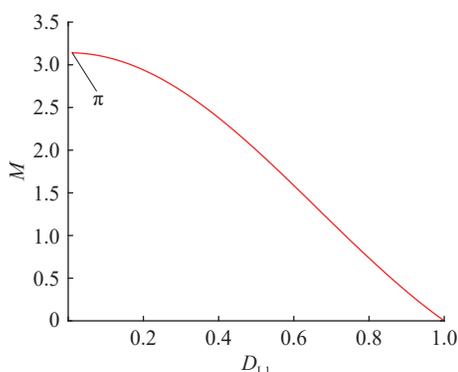


图 7 M 关于 D_{L1} 的曲线
Fig.7 M curve versus D_{L1}

1.5 电流纹波和软开关分析

根据伏秒平衡和图 3 可得蓄电池侧电流纹波抵消率 a 与 D_{L1} 的关系式:

$$a = \begin{cases} \frac{1-2D_{L1}}{1-D_{L1}} \times 100\% & D_{L1} \leq 0.5 \\ \frac{2D_{L1}-1}{D_{L1}} \times 100\% & D_{L1} > 0.5 \end{cases} \quad (10)$$

由此可得抵消率 a 随占空比 D_{L1} 的变化曲线如图 8 所示。

零电压开通(zero voltage switching, ZVS)须保证漏源电压降为 0 后再开通开关管。根据图 3 可得, t_2 时刻 Q_1 、 Q_5 和 Q_8 导通, Q_3 与 Q_4 处于死区时间, 软开关电流受 i_{La1} 、 i_{L2} 和 i_{Lr1} 影响。假设死区时

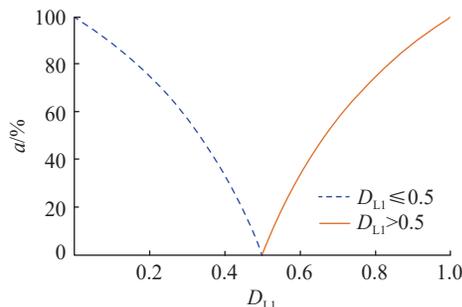


图 8 电流纹波抵消率 a 随占空比 D_{L1} 的变化曲线

Fig.8 Curve of the current ripple cancellation rate a versus duty cycle D_{L1}

间 t_{dead} 内电流保持不变, 此时开关管 Q_4 实现 ZVS 的条件为:

$$C_4 \frac{V_{a1}}{t_{dead}} < \frac{I_{La1}(t_2) - I_{Lr1}(t_2) - I_{L2}(t_2)}{2} \quad (11)$$

式中: C_4 为 Q_4 的结电容容值; $I_{La1}(t_2)$ 、 $I_{Lr1}(t_2)$ 、 $I_{L2}(t_2)$ 分别为 i_{La1} 、 i_{Lr1} 、 i_{L2} 在 t_2 时刻的值。

t_4 时刻 Q_1 、 Q_5 和 Q_8 导通, Q_3 与 Q_4 处于死区时间, 软开关电流受 i_{La1} 、 i_{L2} 和 i_{Lr1} 影响。假设死区时间内电流保持不变, 开关管 Q_3 实现 ZVS 的条件为:

$$C_3 \frac{V_{a1}}{t_{dead}} < \frac{I_{La1}(t_4) - I_{Lr1}(t_4) + I_{L2}(t_4)}{2} \quad (12)$$

式中: C_3 为 Q_3 的结电容容值; $I_{La1}(t_4)$ 、 $I_{Lr1}(t_4)$ 、 $I_{L2}(t_4)$ 分别为 i_{La1} 、 i_{Lr1} 、 i_{L2} 在 t_4 时刻的值。

t_6 时刻 Q_1 和 Q_3 导通, Q_5 、 Q_6 、 Q_7 与 Q_8 处于死区时间, 软开关电流仅受 i_{Lr1} 影响。假设死区时间内电流保持不变, 开关管 Q_6 实现 ZVS 的条件为:

$$C_6 \frac{V_H}{t_{dead}} < \frac{I_{Lr1}(t_6)}{2} \quad (13)$$

式中: C_6 为 Q_6 的结电容容值; $I_{Lr1}(t_6)$ 为 i_{Lr1} 在 t_6 时刻的值。

根据 ZVS 条件表达式可知, 随着死区时间的增加, 各开关管均更容易实现软开关。但过大的死区时间会使低压侧占空比偏离理论值, 导致滤波电感电流纹波增大, 影响系统效率。文中将死区时间选取为 2% 的开关周期。后续可建立死区时间、系统参数与系统损耗之间的优化目标函数, 以对死区时间进行更合理的取值。

2 控制策略

当变换器正向工作时, 能量由低压侧输入至高压侧负载。不同端口间的关系为:

$$V_{L1} I_1 + V_{L2} I_2 = V_H I_H \quad (14)$$

式中: I_1 、 I_2 分别为蓄电池和超级电容端口电流的直流量。

在各端口电压与输出电流保持一定的情况下,

低压侧电流间有比例关系。因此,可用电压外环控制直流母线电压的稳定输出,同时加入与电流基准值成比例的双电流内环来调整低压侧电流的比值 k ,从而达到分配输入功率的目的。 k 的表达式为:

$$k = \frac{P_{1\text{ref}}}{P_{2\text{ref}}} = \frac{V_{L1}I_{\text{ref}1}}{V_{L2}I_{\text{ref}2}} \quad (15)$$

式中: $P_{1\text{ref}}$ 、 $I_{\text{ref}1}$ 分别为蓄电池端口功率和电流参考值; $P_{2\text{ref}}$ 、 $I_{\text{ref}2}$ 分别为超级电容端口功率和电流参考值。

k 与两端口输入功率的关系为:

$$\begin{cases} P_1 = \frac{1}{k+1}P_0 \\ P_2 = \frac{k}{k+1}P_0 \end{cases} \quad (16)$$

式中: P_1 、 P_2 、 P_0 分别为蓄电池侧、超级电容侧和直流母线侧功率。

由此得到正向闭环控制结构如图9所示,其中 V_{ref} 为直流母线电压参考值; D_{L2} 为超级电容侧占空比。采用仿真软件中对比例积分(proportional integral, PI)参数遍历的方法进行PI参数整定。具体过程为观察不同PI参数组合下变换器的动态响应波形。经过反复迭代与对比,选取稳定性与动态响应速度较好的PI参数。将PI环节输出结果进行脉冲宽度调制(pulse-width modulation, PWM),即可控制主电路。

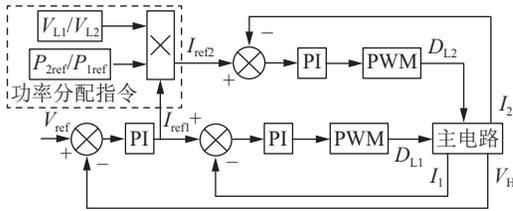


图9 正向模式闭环控制结构

Fig.9 Closed-loop control structure in forward mode

当变换器反向工作时,能量由高压侧输入低压侧。在闭环控制下,该变换器须保证低压侧充电电流恒定。由于反向工作时无须控制高压侧电流大小,因此2个端口仅以低压侧电流为控制对象,采用单电流环的闭环控制策略,控制结构如图10所示。

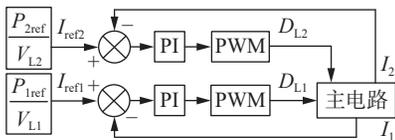


图10 反向模式闭环控制结构

Fig.10 Closed-loop control structure in backward mode

3 参数设计

表1为变换器主电路主要参数。

表1 变换器主电路参数

Table 1 Main circuit parameters of the converter

参数	数值
V_{L1} 额定值/V	48
V_{L1} 可取范围/V	42~54.6
V_{L2} 额定值/V	24
V_{L2} 可取范围/V	18~24
V_H /V	360
f_s /kHz	100
f_r /kHz	100
P_o /kW	2

3.1 谐振腔参数设计

以蓄电池侧为例,谐振腔由 L_{r1} 和 C_{r1} 串联组成。辅助电感被 v_{AB} 钳位,不参与谐振。开关频率与谐振频率一致。谐振电感、谐振电容、开关频率和谐振频率对应关系为:

$$f_s = f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} = 100 \text{ kHz} \quad (17)$$

特征阻抗 Z_{r1} 表达式为:

$$Z_{r1} = \sqrt{L_{r1}/C_{r1}} \quad (18)$$

结合图3绘制出图11所示不同输出功率下谐振电路流有效值 I_{Lr1_rms} 与 Z_{r1} 的关系曲线。更低的谐振电流可以降低环流损耗并提升变换器效率。但过大的特征阻抗会导致谐振电容峰值增大、变换器功率密度降低。根据图11将特征阻抗设为 20Ω 。将特征阻抗代入式(18),并结合式(17)可得对应谐振电容容值为 79.61 nF ,谐振电感感值为 $31.84\text{ }\mu\text{H}$ 。同理可得超级电容侧特征阻抗 Z_{r2} 为 15Ω ,对应谐振电容容值为 106.1 nF ,谐振电感感值为 $23.81\text{ }\mu\text{H}$ 。

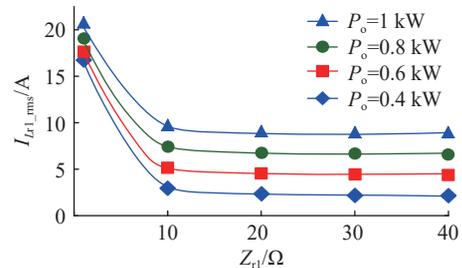


图11 不同输出功率下 I_{Lr1_rms} 与 Z_{r1} 的关系曲线

Fig.11 Curve of I_{Lr1_rms} versus Z_{r1} at different output power levels

3.2 滤波电感参数设计

假设蓄电池电压变化范围为 $42\sim 54.6\text{ V}$,超级电容电压范围为 $18\sim 24\text{ V}$,令上述电压范围内低压侧电流纹波系数小于 0.3 ,计算得出的蓄电池侧滤波电感均为 $9.4\text{ }\mu\text{H}$ 。同理可得超级电容侧滤波电感

均为 $4.2 \mu\text{H}$ 。

3.3 辅助电感参数设计

辅助电感可以增大软开关电流,有利于原边开关管实现软开关。低压侧软开关电流随辅助电感的减小而增大,但过小的辅助电感会导致辅助电感电流波动变大,从而增大自身损耗。结合式(11)一式(13),设计蓄电池侧辅助电感感值为 $8 \mu\text{H}$,超级电容侧辅助电感感值为 $5 \mu\text{H}$ 。

4 仿真分析

4.1 能量分配波形分析

表2给出了按照上述电路设计的 HESS 电路参数,其中 C_1 — C_{12} 为开关管 Q_1 — Q_{12} 的结电容容值。图12、图13分别为 HESS 正向、反向工作模式下的工作波形,图14为不同储能元件电压下的滤波电感电流与低压侧电流纹波波形。其中, v_{gs9} 、 v_{gs10} 分别为 Q_9 、 Q_{10} 的驱动信号; i_{L3} 、 i_{L4} 分别为流经 L_3 、 L_4 的电流; i_2 为超级电容电流。

表2 HESS 电路参数
Table 2 Parameters of HESS

参数	数值
V_{L1} 额定值/V	48
V_{L1} 可取范围/V	42~54.6
V_{L2} 额定值/V	24
V_{L2} 可取范围/V	18~24
V_H /V	360
f_s /kHz	100
f_r /kHz	100
C_1 — C_{12} /pF	100
$1 : n_1 : n_2$	1 : 3 : 0.5
C_H /μF	400
C_{a1} 、 C_{a2} /μF	200
P_o /kW	2
P_1 、 P_2 /kW	1

变换器工作在额定工况下,2个低压侧端口的输入功率均为 1 kW ,使得总输出功率为 2 kW 。当需要调整2个端口输入的功率占比时,在单个端口输入功率不超过 1 kW 时,可自由分配2个低压侧端口间的功率占比。上述功能在反向工作时同样能实现。这表明该 HESS 可实现输入输出能量的分配。

在额定工况下,滤波电感电流纹波可以互相抵消,使得低压侧电流纹波率接近0。随着储能装置两端电压偏离额定电压,低压侧电流纹波率逐渐增大,但在电压变化范围内均不超过30%。由图14(a)

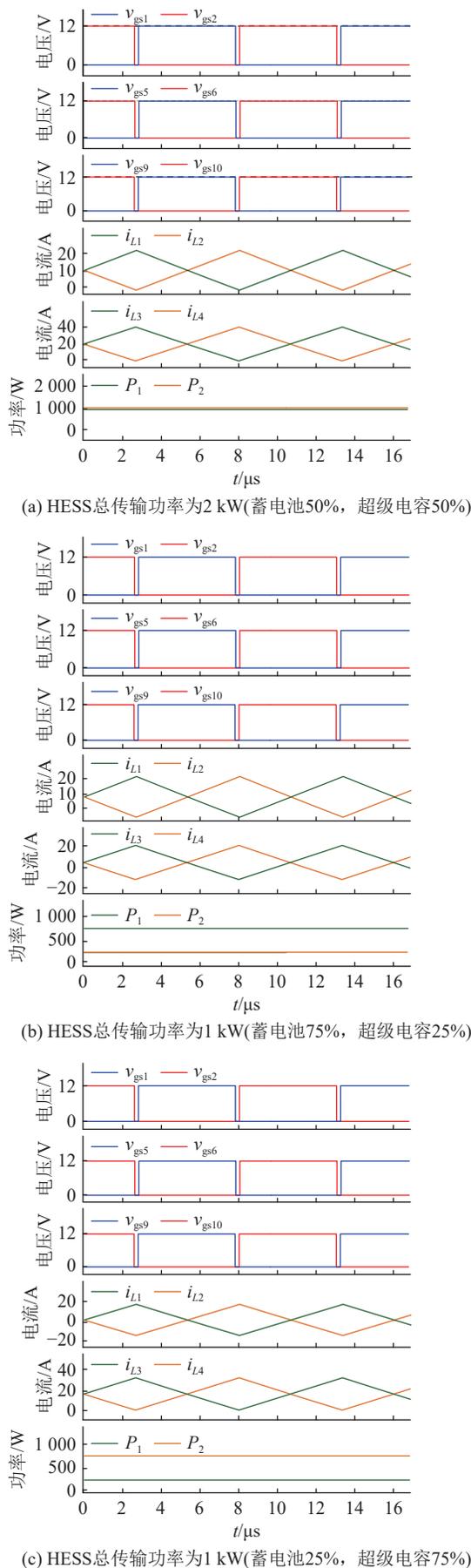
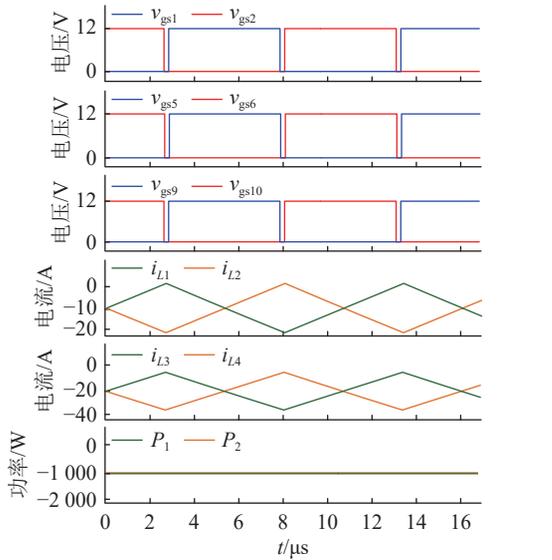
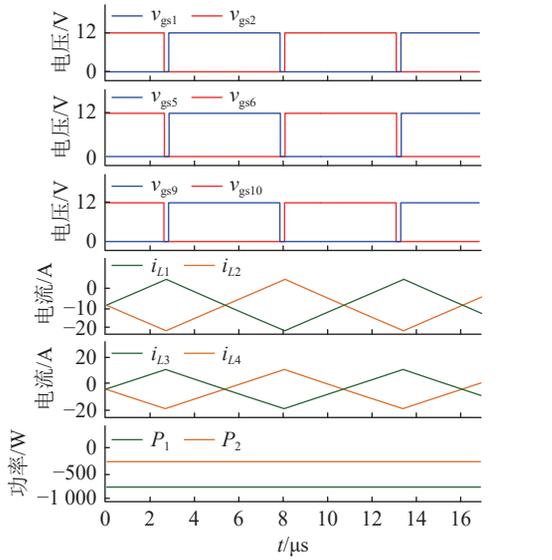


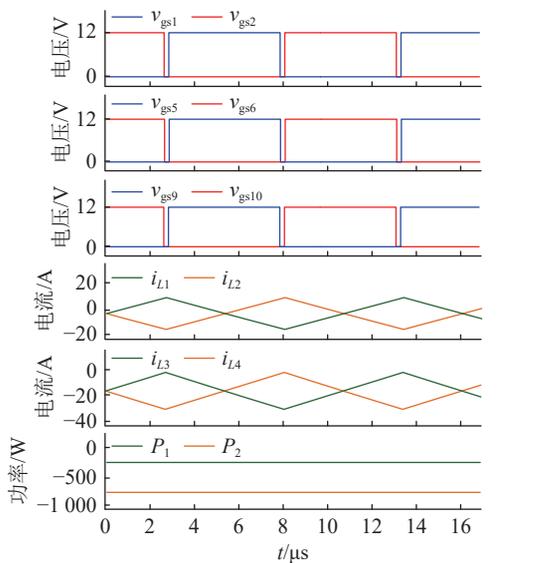
图12 正向模式工作波形
Fig.12 Waveforms of forward mode



(a) HESS总传输功率为2 kW(蓄电池50%, 超级电容50%)



(b) HESS总传输功率为1 kW(蓄电池75%, 超级电容25%)

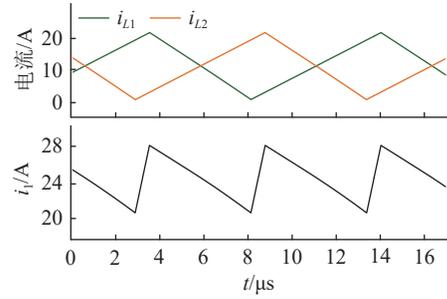


(c) HESS总传输功率为1 kW(蓄电池25%, 超级电容75%)

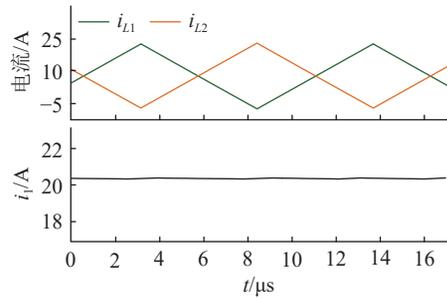
图 13 反向模式工作波形

Fig.13 Waveforms of backward mode

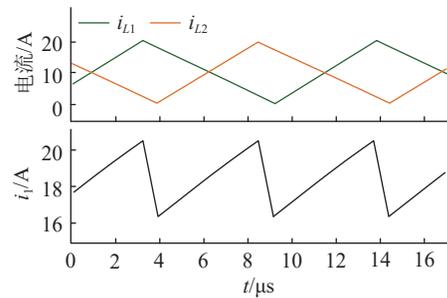
至图 14(c)得到,随着蓄电池电压偏离 48 V, i_1 的电流纹波增大。当蓄电池电压为 54.6 V 时, i_1 的电流纹波达到最大,为 29.5%。由图 14(d)至图 14(f)得到,随着超级电容电压偏离 24 V, i_2 的电流纹波



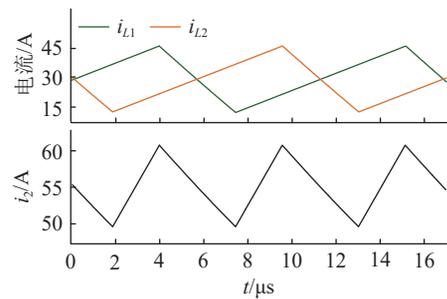
(a) 蓄电池电压为42 V



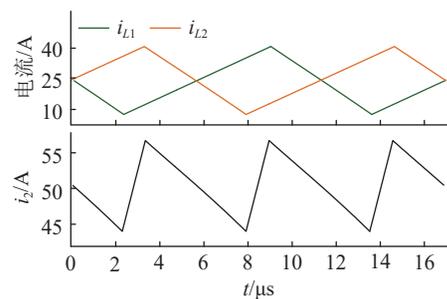
(b) 蓄电池电压为48 V



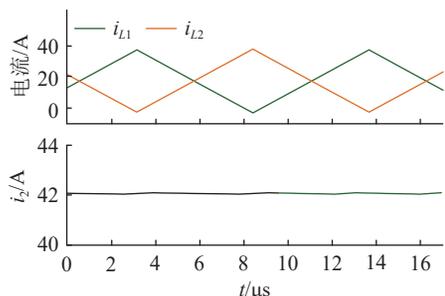
(c) 蓄电池电压为54.6 V



(d) 超级电容电压为18 V



(e) 超级电容电压为20 V



(f) 超级电容电压为24 V

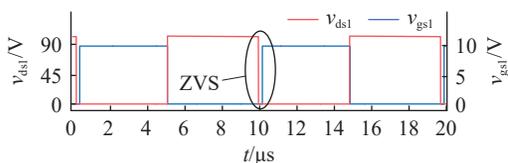
图 14 滤波电感电流与低压侧电流纹波波形

Fig.14 Waveforms of filter inductor current and low-voltage side current ripple

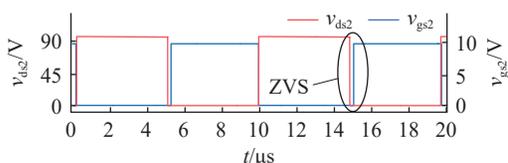
增大。当超级电容电压为 18 V 时, i_2 的电流纹波达到最大, 为 29.9%。这表明交错并联 Buck/Boost 结构有效减小了低压侧电流纹波, 且电感参数设计合理。

4.2 软开关波形分析

变换器中加入谐振腔和辅助电感以实现软开关。图 15 与图 16 中分别给出了额定工况下开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_6 与 Q_7 的漏源电压与对应栅源电压波形。其中, v_{ds1} 、 v_{ds2} 、 v_{ds5} 、 v_{ds6} 分别为 Q_1 、 Q_2 、 Q_5 、 Q_6 的漏源电压。仿真结果表明, 变换器的原边与副边桥臂的上管与下管均可实现 ZVS。



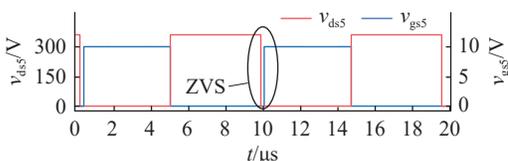
(a) Q_1 软开关波形



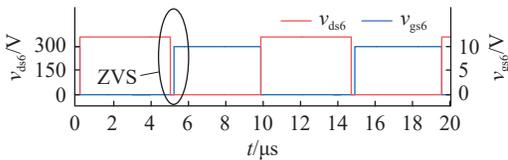
(b) Q_2 软开关波形

图 15 原边侧开关管软开关工作波形

Fig.15 Soft switching waveforms of primary side



(a) Q_5 软开关波形



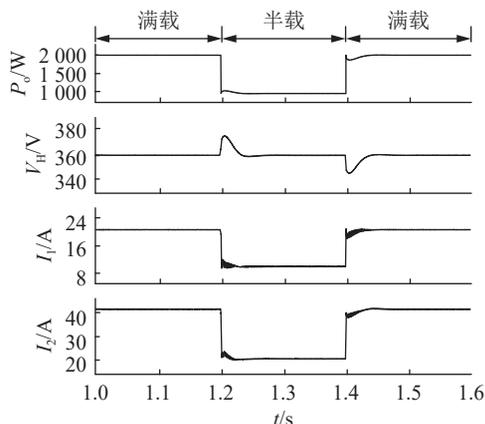
(b) Q_6 软开关波形

图 16 副边侧开关管软开关工作波形

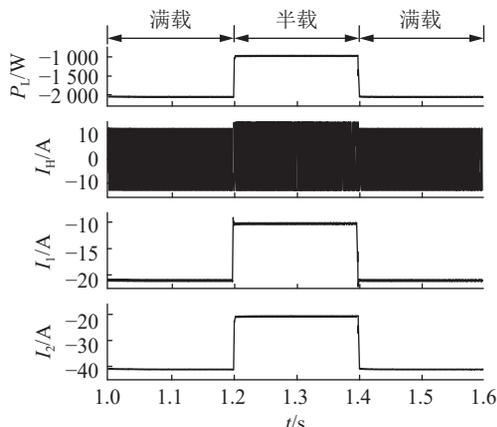
Fig.16 Soft switching waveforms of secondary side

4.3 切载波形分析

切载仿真中, 正向工作时 HESS 输出为负载阻抗, 控制输出电压恒定。反向工作时 HESS 输出为电压源, 控制 2 个端口输出电流, 从而控制功率。将输出功率在满载、半载之间切换, 切载仿真结果如图 17 所示, 其中 P_L 为蓄电池侧与超级电容侧功率之和。通过调整电流基准比值可以控制不同端口间功率分配, 不同功率下功率分配切换波形如图 18 所示。



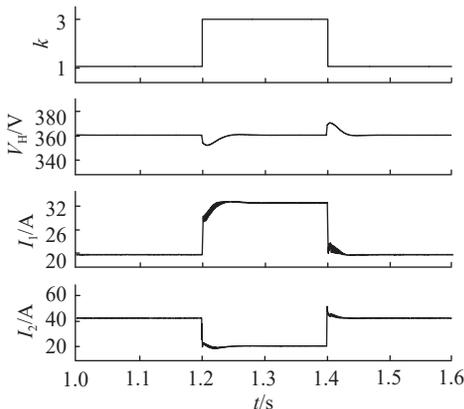
(a) 正向切载波形($k=1$)



(b) 反向切载波形($k=1$)

图 17 满载-半载切载波形

Fig.17 Full load-half load transition waveforms



(a) 正向满载工作下

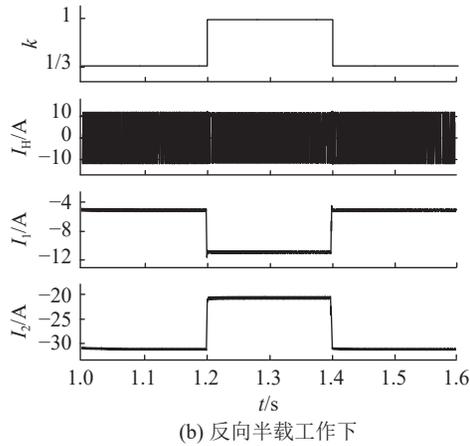


图 18 不同负载下功率分配切换波形

Fig.18 Power distribution transition waveforms under different loads

由仿真结果可知,在总功率或功率分配发生切换的情况下,变换器的输出可以迅速恢复稳定,即系统的快速性与稳定性得到了保证。

5 结论

文中构建了一种基于电流源型双向谐振直流变换器的 HESS,并提出其控制策略。通过理论分析和仿真验证,得出以下结论:

(1) 文中提出的 HESS 增加了交错并联结构,可降低低压侧电流纹波。在混合储能场景下可减少充放电电流对储能设备的影响,提升储能设备寿命。同时,增加谐振腔与辅助电感后,该变换器具有较好的软开关性能。

(2) 文中所提 HESS 的每个端口可视为前级交错并联双向 Buck/Boost 变换器与后级双向串联谐振直流变换器的级联,具有更宽的电压增益范围,适用于储能装置电压宽范围变化的场景。

(3) 针对所提出的 HESS,文中提出一种控制策略,该控制策略通过不同端口间功率的解耦控制,实现各端口电压增益的灵活调节,以及各储能端口传输功率的独立分配。

参考文献:

- [1] 任卓亚,郭宁,解伦,等.我国清洁能源发展规律分析及其与经济系统的协调发展评价[J].电网与清洁能源,2024,40(12): 128-134.
REN Zhuoya, GUO Ning, XIE Tuo, et al. A study on the development patterns of clean energy in China and evaluation of its coordinated development with the economic system[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(12): 128-134.
- [2] 朱继忠,周迦琳,张迪.清洁能源和电力系统碳足迹全生命周期核算综述[J].中国电机工程学报,2025,45(4): 1323-1343.
ZHU Jizhong, ZHOU Jialin, ZHANG Di. Review of full life-cycle carbon footprints accounting of clean energy and power

systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(4): 1323-1343.

- [3] 麻常雷,历鑫,张彩琳.中国海洋能产业发展分析[J].油气与新能源,2024,36(1): 16-21.
MA Changlei, LI Xin, ZHANG Cailin. An examination of the growth of the ocean energy sector in China[J]. Petroleum and New Energy, 2024, 36(1): 16-21.
- [4] 黄玉辉,程孟增,刘禹彤,等.考虑年出力与短期出力不确定性的分布式清洁能源消纳能力分析[J].电网与清洁能源,2025,41(4): 68-76.
HUANG Yuhui, CHENG Mengzeng, LIU Yutong, et al. Distributed clean energy consumption capacity considering uncertainty of annual and short term output[J]. Power System and Clean Energy, 2025, 41(4): 68-76.
- [5] 刘继春,肖煜瑾,邱高,等.基于改进闭环预测-优化互嵌技术的含水风光电力系统两阶段调度方法[J].电力建设,2025,46(12): 143-158.
LIU Jichun, XIAO Yujin, QIU Gao, et al. Improved closed-loop predict-and-optimize intertwined framework-based two-stage dispatch for hydro-wind-photovoltaic-involved power systems[J]. Electric Power Construction, 2025, 46(12): 143-158.
- [6] 钟雅珊,包博,左剑,等.高比例清洁能源并网的电力系统储能容量优化规划方法[J].自动化应用,2023(17): 92-95.
ZHONG Yashan, BAO Bo, ZUO Jian, et al. Optimization planning method for energy storage capacity of power systems with high proportion of clean energy grid connection[J]. Automation Application, 2023(17): 92-95.
- [7] TUO M L. Distributed clean energy planning based on energy Internet[C]//2023 3rd International Conference on New Energy and Power Engineering (ICNEPE). Huzhou, China. IEEE, 2024: 462-465.
- [8] 金国彬,杨阳,辛业春,等.新能源经柔直外送系统的暂态同步稳定性分析[J].电力系统保护与控制,2025,53(8): 14-23.
JIN Guobin, YANG Yang, XIN Yechun, et al. Transient synchronization stability analysis of renewable energy transmission via flexible HVDC system[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(8): 14-23.
- [9] 楚帅,李音璇,李若楠,等.高比例清洁能源并网的电制热储热负荷跟随弃风能力评估模型[J].电工技术,2025(4): 26-30.
CHU Shuai, LI Yinxuan, LI Ruonan, et al. Evaluation model for the following abandoned wind power capacity of electric heating and heat storage load for large-scale clean energy access to power grid[J]. Electric Engineering, 2025(4): 26-30.
- [10] 蒋棹骏,向月,谈竹奎,等.计及需求响应的高比例清洁能源园区储能容量优化配置[J].中国电力,2023,56(12): 147-155, 163.
JIANG Zhaojun, XIANG Yue, TAN Zhukui, et al. Optimal allocation of energy storage capacity in high proportion clean energy parks considering demand response[J]. Electric Power, 2023, 56(12): 147-155,163.
- [11] 刘贺,高升.新能源发电技术在电力系统中的平稳接入与并网控制方法研究[J].消费电子,2025(3): 47-49.
LIU He, GAO Sheng. Research on smooth access and grid-

- connected control method of new energy generation technology in power system[J]. *Consumer Electronics Magazine*, 2025(3): 47-49.
- [12] 程林, 王吉利, 韩志勇, 等. 新能源接入对区域系统频率稳定的影响及机组改进控制策略[J]. *电力科学与技术学报*, 2024, 39(2): 28-34.
CHENG Lin, WANG Jili, HAN Zhiyong, et al. Impact of new energy access on regional system frequency stability and unit improvement control strategy[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2024, 39(2): 28-34.
- [13] 帅怡, 李维斌, 晏沔. 基于电池-超级电容混合储能系统的控制策略[J]. *强激光与粒子束*, 2025, 37(3): 035025.
SHUAI Yi, LI Weibin, YAN Mian. Model predictive control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2025, 37(3): 035025.
- [14] 刘禹彤, 赵琳, 王鑫太. 基于 SE-improved SGMD 的混合储能容量优化配置方法研究[J]. *高压电器*, 2024, 60(10): 78-85,103.
LIU Yutong, ZHAO Lin, WANG Xintai. Research on optimal configuration method of hybrid energy storage capacity based on SE-improved SGMD[J]. *High Voltage Apparatus*, 2024, 60(10): 78-85,103.
- [15] 杨淇鸾, 肖晃庆, 朱琼海. 基于电容电压平衡的 MMC-SCES 荷电状态均衡控制方法[J]. *浙江电力*, 2024, 43(11): 36-46.
YANG Qiluan, XIAO Huangqing, ZHU Qionghai. A SOC equilibrium control strategy for MMC-SCES based on capacitor voltage balancing[J]. *Zhejiang Electric Power*, 2024, 43(11): 36-46.
- [16] XUE G Y, WU C, NIU W J, et al. Research on clean energy consumption mechanism of new park considering multi energy complementarity[C]//2022 9th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEEA). Zhuhai, China. IEEE, 2023: 1023-1026.
- [17] 刘硕, 吴旭, 马速良, 等. 基于模型预测控制的光-氢-储耦合系统的功率优化分配方法研究[J]. *高压电器*, 2024, 60(7): 23-33.
LIU Shuo, WU Xu, MA Suliang, et al. Research on power optimization allocation method for solar-hydrogen-storage coupled system based on model predictive control[J]. *High Voltage Apparatus*, 2024, 60(7): 23-33.
- [18] 丁佳欣, 罗日忠, 何毅, 等. 基于电池储能系统寿命的 SOC 反馈的自适应电厂调频策略[J]. *动力工程学报*, 2025, 45(3): 391-398, 419.
DING Jiixin, LUO Rizhong, HE Yi, et al. Adaptive frequency modulation strategy of power plant based on SOC feedback of battery energy storage system life[J]. *Journal of Chinese Society of Power Engineering*, 2025, 45(3): 391-398,419.
- [19] 邵泽广, 李永丽, 李怡, 等. 计及混合储能寿命损耗的光伏功率平抑策略[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2024, 36(2): 97-104.
SHAO Zeguang, LI Yongli, LI Yi, et al. Photovoltaic power smoothing strategy considering life loss of hybrid energy storage[J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2024, 36(2): 97-104.
- [20] 陈桂涛, 宋晨飞, 刘飞飞, 等. DAB 储能变换器双闭环模型预测控制与 PI 补偿控制策略研究[J]. *太阳能学报*, 2024, 45(8): 1-9.
CHEN Guitao, SONG Chenfei, LIU Feifei, et al. Research on double closed-loop model predictive control and PI compensation control strategy for DAB energy storage converter[J]. *Acta Energetica Solaris Sinica*, 2024, 45(8): 1-9.
- [21] 曹宇, 胡鹏飞, 蔡婉琪, 等. 基于 MMC 的超级电容与蓄电池混合储能系统及其混合同步控制策略[J]. *中国电力*, 2024, 57(6): 78-89.
CAO Yu, HU Pengfei, CAI Wanqi, et al. MMC based super capacitor and battery hybrid energy storage system and hybrid synchronous control strategy[J]. *Electric Power*, 2024, 57(6): 78-89.
- [22] 郑玢鑫, 周丽娟, 赵孟浩, 等. 一种可扩展双输入高增益 DC/DC 变换器[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(11): 148-158.
ZHU Binxin, ZHOU Lijuan, ZHAO Menghao, et al. A scalable dual-input high step-up DC/DC converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(11): 148-158.
- [23] 党吉利. 电动汽车混合储能系统双向 DC-DC 变换器及其能量管理策略研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2024.
DANG Jili. Research on bidirectional DC-DC converter and its energy management strategy for hybrid energy storage system of electric vehicles[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2024.
- [24] 刘文强, 刘春喜, 蔡金汕. 基于动态矩阵控制的混合三电平双有源桥变换器回流功率优化[J]. *电气工程学报*, 2025, 20(1): 150-159.
LIU Wenqiang, LIU Chunxi, CAI Jinshan. Optimization of backflow power of hybrid three-level dual active bridge converter based on dynamic matrix control[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2025, 20(1): 150-159.
- [25] DUARTE J L, HENDRIX M, SIMOES M G. Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, 22(2): 480-487.
- [26] 赵良鹏. 混合三电平三有源桥变换器控制策略研究[D]. 济南: 山东大学, 2024.
ZHAO Liangpeng. Research on contraol strategy of hybrid three level triple active bridge converter[D]. Jinan: Shandong University, 2024.
- [27] MAHDAVIFARD M, MAZLOUM N, ZAHIN F, et al. An asymmetrical DAB converter modulation and control systems to extend the ZVS range and improve efficiency[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(10): 12774-12792.
- [28] 曾进辉, 张长威, 曹斌, 等. 基于移相控制统一模型的双有源桥 DC-DC 变换器基波环流优化控制策略[J]. *电力自动化设备*, 2024, 44(4): 74-81.
ZENG Jinhui, ZHANG Changwei, CAO Bin, et al. Fundamen-

- tal-wave optimal control strategy of circulation of DAB DC-DC converter based on unified model of phase shift control[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2024, 44(4): 74-81.
- [29] 王盼, 朱继曠, 徐虎, 等. 基于双重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率优化控制[J]. *太阳能学报*, 2025, 46(5): 193-202.
- WANG Pan, ZHU Jize, XU Hu, et al. Optimization control of minimum backflow power for dual active bridge DC-DC converter based on dual phase shift control[J]. *Acta Energeiae Solaris Sinica*, 2025, 46(5): 193-202.
- [30] 张国澎, 蒋闯闯, 陶海军, 等. 双有源桥无回流功率控制的死区影响与补偿[J]. *浙江大学学报(工学版)*, 2024(11): 2406-2416.
- ZHANG Guopeng, JIANG Chuangchuang, TAO Haijun, et al. Dead band effect and compensation for return-free power control of dual active bridge[J]. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2024(11): 2406-2416.
- [31] FALCONES S, AYYANAR R. Simple control design for a three-port DC-DC converter based PV system with energy storage[C]//2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Palm Springs, CA, USA. IEEE, 2010: 2149-2153.
- [32] 王林. 混合储能系统三端口双向 DC/DC 变换器及效率优化策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
- WANG Lin. Research on three-port bidirectional DC/DC converter and efficiency optimization strategy for hybrid energy storage system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.
- [33] 王凯旋. 混合储能系统双向直流变换器及控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
- WANG Kaixuan. Research on topology and control strategy of bi-direction DC/DC converter for hybrid energy storage system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019.
- [34] KRISHNASWAMI H, MOHAN N. Three-port series-resonant DC-DC converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(10): 2289-2297.
- [35] 李鹏飞. 混合 PWM 控制隔离型双向 DC/DC 谐振变换器研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2020.
- LI Pengfei. The research of hybrid PWM-controlled isolated bidirectional DC/DC resonant converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2020.

作者简介:



杨鸿庭

杨鸿庭(2002), 男, 硕士在读, 研究方向为功率电子变换技术(E-mail: yanghongting@njust.edu.cn);

顾玲(1988), 女, 博士, 副教授, 研究方向为功率电子变换技术;

杨飞(1983), 男, 博士, 副教授, 研究方向为功率电子变换技术。

A hybrid energy storage system and its control strategy based on a bidirectional resonant converter

YANG Hongting, GU Ling, YANG Fei, ZHAO Dawei

(School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: With the continuous expansion of clean energy integration, hybrid energy storage systems (HESS), which are capable of smoothing power output, have garnered increasing attention. The dual active bridge converter, known for achieving electrical isolation and soft-switching capability, is commonly employed in HESS. To broaden the voltage gain range and reduce the current ripple on the energy storage device side, this paper proposes a novel HESS topology based on a current-fed bidirectional resonant converter. Firstly, the converter topology and its equivalent circuit are presented. Its switching modes and operational principles are analyzed, leading to the derivation of an equivalent circuit model, a voltage gain expression, and the characteristics of the low-voltage-side current ripple. Subsequently, a decoupling control strategy is proposed. This strategy independently controls the power transfer of the super capacitor and the battery by adjusting the duty cycle of the corresponding full bridge on each energy storage side. The power share of each port is dynamically regulated according to the power allocation command. Simulation results verify that the proposed system achieves zero voltage switching (ZVS) for all switches and exhibits fast dynamic response along with good stability during load transitions and power command changes.

Keywords: hybrid energy storage system (HESS); bidirectional DC/DC converter; resonant converter; current-fed converter; wide voltage gain; low current ripple; zero voltage switching (ZVS) soft switching; power distribution

(编辑 陈雯嘉)