



基于DAB电路的双向充电机 低压充电控制策略

吴连贵, 窦泽春, 周 帅, 张小勇, 周峰武, 廖壬彪
(株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 基于双有源全桥的双向蓄电池充电机 (dual active bridge bidirectional battery charger, DAB-BBC) 是轨道列车实现应急牵引功能的关键设备, 单移相 (single-phase-shift, SPS) 控制因为具有控制简单, 可在线切换等优势在 DAB-BBC 电路中得到广泛应用。文章针对 SPS 控制下的 DAB-BBC 在蓄电池电压较低时因输出电容的纹波电流过大而无法低压充电的问题, 提出了一次侧移相 (primary-side-phase-shift, PSPS) 的控制策略, 并详细分析了 PSPS 控制下的双向充电机的工作模式、功率传输模型、软开关特性、输出电容纹波电流特性以及充电电压范围。仿真和试验表明, 当蓄电池电压低于 70 V 时, 文章提出的 PSPS 控制策略相比于传统的 SPS 控制策略, 其输出电容的纹波电流降低超过 50%, 该控制策略能实现蓄电池的低压充电。

关键词: 双向充电机; 双有源桥; 移相控制; 应急牵引; 低电压充电; PSPS

中图分类号: U270; TM46

文献标志码: A

文章编号: 1000-128X(2025)03-0168-07

0 引言

轨道列车在列车出库、库内调车或者正线行驶遇到弓网故障时, 往往需要具备应急牵引功能^[1-2]。目前, 轨道列车基于对供电电池的控制来实现应急牵引功能, 主要方式有 3 种: ①正常工况时, 采用单向充电机给蓄电池充电; 应急牵引工况时, 直接控制蓄电池将能量提供给牵引逆变器使用, 这种方式牵引功率低, 但照明、空调等交流辅助系统无法继续工作, 使用体验差。②正常工况时, 采用单向充电机给蓄电池充电; 应急牵引工况时, 采用独立的 DC/DC 变换器将蓄电池输出电压升压后给牵引逆变器使用, 这种方式需要提供额外的设备, 其设备利用率较低, 成本高。③正常工况时, 采用双向充电机 (bidirectional battery charger, BBC) 给蓄电池充电; 应急牵引工况时, 通过 BBC 将蓄电池输出电压升压后给牵引逆变器使用, 这种方式因其设备利用率高, 使用方便, 成本较低, 可在线实

时切换而得到广泛应用^[3-5]。BBC 在列车上的主要功能包含 2 个方面: 正常工况时, 其负责给蓄电池充电, 并为控制电路和低压负载供电; 应急牵引工况时, 其负责控制蓄电池电能向高压直流电转换, 为牵引系统提供电力, 实现应急牵引功能^[3]。

目前, 基于双有源全桥 (dual active bridge, DAB) 的双向蓄电池充电机因其电气隔离、功率密度高、电压变换范围宽、能量双向流动、可在线切换等优势^[4], 在轨道列车上得到大量应用^[3,5]。DAB-BBC 的控制主要有单移相控制 SPS^[6]、扩展移相控制 (extended-phase-shift, EPS)^[7]、双重移相控制 (dual-phase-shift, DPS)^[6] 和三重移相控制 (triple-phase-shift, TPS)^[8] 方式。EPS 控制通过引入额外的内移相角, 在特定的工况下能优化回流功率, 提高效率, 但控制相对复杂且在额定电压附近与 SPS 效果无明显区别; DPS 控制通过 2 个独立移相角, 实现对电流应力和回流功率的同时优化, 但需在线计算或查表确定最优移相组合, 对控制系统实时性要求高; TPS 控制通过 3 个移相角, 实现对软开

基金项目: 国家重点研发计划项目(2023YFB4301600)

通信作者: 吴连贵, 男, 硕士, 研究领域为大功率 DC/DC 变换器开发; E-mail: wulgl@csrzc.com

引用格式: 吴连贵, 窦泽春, 周帅, 等. 基于 DAB 电路的双向充电机低压充电控制策略[J]. 机车电传动, 2025(3): 168-174. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.021.

Citation: WU Liangui, DOU Zechun, ZHOU Shuai, et al. Bidirectional charger control strategy for low-voltage charging based on DAB circuit[J]. Electric drive for locomotives, 2025(3): 168-174. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.021.

关、电流应力和回流功率的优化,在轻载、宽电压范围或者不对称负载下表现最优,但其控制最为复杂,不同移相角的切换容易引起振荡,同时动态响应特性较差。虽然EPS、DPS和TPS都能优化回流功率,减小电流应力,但由于控制复杂、计算量大、移相角之间切换容易引起振荡等原因,在工程应用中受到限制;而SPS控制方式简单,在额定电压附近对软开关、效率以及电流应力的优化效果与EPS、DPS以及TPS相比没有显著差异,因此在工程中得到大量应用^[9]。然而,基于SPS控制的DAB-BBC在输入输出电压不匹配时,存在回流功率高、电流应力大,输出滤波电容的纹波电流急剧上升等问题^[10]。当轨道列车完成应急牵引功能或进库维修时间较长时,由于蓄电池亏电严重使得其端电压较低,与弓网电压严重不匹配,造成DAB-BBC的输出滤波电容纹波电流很大而无法充电^[11]。为拓宽DAB-BBC的充电电压范围,实现蓄电池低电压充电,目前主要采取了2种方式:①在输出侧并联更多的电容来满足大纹波电流工作需求,但这会增加设备的成本和体积;②先利用地面充电设备给蓄电池充电,直到蓄电池电压上升到DAB-BBC能够工作的电压范围再升受电弓充电,但这种方式设备利用率低,充电时间长,且增加额外成本。因此在不增加控制复杂度的前提下,研究蓄电池低电压下的DAB-BBC充电控制策略具有重要的意义。

本文针对SPS控制下蓄电池电压较低时输出电容纹波电流过大的问题,提出一种PSPS控制方式,从理论上给出降低DAB-BBC输出电容纹波电流、实现蓄电池低压充电的控制策略,并通过仿真和试验验证所提PSPS控制策略的有效性。

1 基于PSPS控制的DAB-BBC工作原理

1.1 DAB-BBC拓扑结构

图1为轨道列车典型的DAB-BBC电路,主要由隔离变压器 T_1 ,储能电感 L ,电容 C_{in} 与 C_o ,全桥 H_1 以及全桥 H_2 组成。弓网侧电压为 V_1 ,蓄电池侧电压为 V_2 ,变压器的变比为 $n:1$, H_1 桥交流侧电压为 V_{ab} , H_2 桥交流侧电压为 V_{cd} ,储能电感值为 L ,电感电压为 U_L ,电感电流为 i_L ,变压器 T_1 二次侧的电流为 i_s , H_2 桥直流输出侧电流为 i_2 ,直流滤波电容电流为 i_c ,DAB-BBC的输出电流为 i_o ,蓄电池电压为 E_1 ,蓄电池充电电流为 i_{ch} 。 H 桥中 Q_x 、 D_x 以及 C_x 分别为开关管、二极管以及其结电容,其中 $x=1,2,\dots,8$ 。当蓄电池充电时,KM1断开,防反二极管 V_D 导通,此时DAB-BBC不仅给蓄电池充电,还为列车直流母线负载 R_1 供电;当应急牵引时,KM1闭合,蓄电池给牵引逆变器提供应急牵引能量。在本文的图形和叙述中,C、R正体字母表示器件,斜体字母表示物理量值。

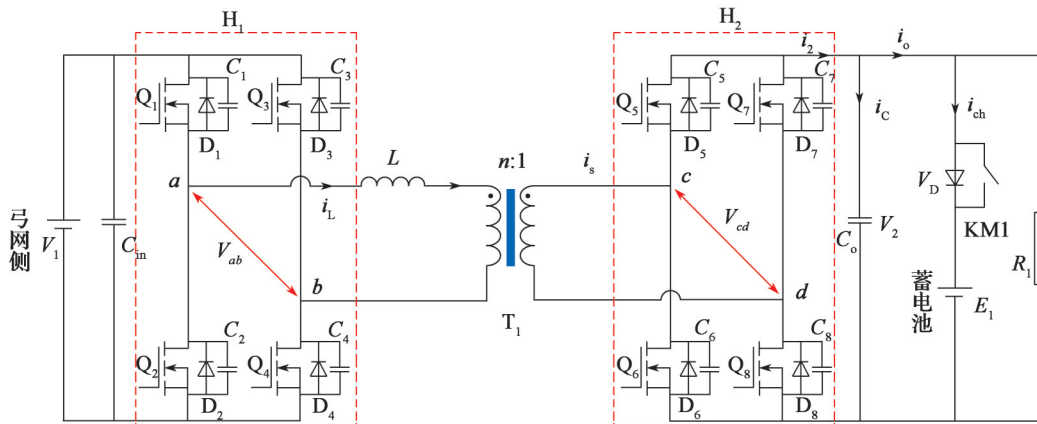


图1 DAB-BBC电路原理图

Fig. 1 Schematic diagram of DAB-BBC circuit

1.2 DAB-BBC的PSPS控制原理

基于PSPS控制的DAB-BBC电路稳态波形如图2所示。根据图1可知, H_1 的每个桥臂上、下管之间均为 180° 互补导通,其中 Q_1 与 Q_2 所在臂为超前臂, Q_3 与 Q_4 所在臂为滞后臂。图2中,开关周期为 T_s , d 为 H_1 的内移相比(移相时间为 $dT_s/2$), f_s 为开关频率。 H_2 二次侧开关管不施加PWM脉冲,其行为退化为二极管整流模式。

1.3 PSPS控制的DAB-BBC模式分析

根据图2,基于PSPS控制的DAB-BBC在稳态时共包含10种模式,为方便模式分析,将DAB-BBC所有

负载等效为 R_2 。

模态1 ($[t_0, t_1]$ 阶段): 在 t_0 时刻前,电感电流为0; t_0 时刻 Q_4 导通, $V_{ab}=V_1$,此时电感电流上升,二次侧 D_5 和 D_8 导通; D_5 、 D_8 导通后电感电压为 V_1-nV_2 ,电感电流呈线性上升,直到 t_1 时刻 Q_1 关断结束。此过程的等效电路如图3所示。

模态2 ($[t_1, t_1']$ 阶段): 在 t_1 时刻, Q_1 关断,一次侧超前臂开关管进入死区时间;由于电感电流不为0,开始给 C_1 充电,给 C_2 放电,当 C_2 电压为0后, D_2 自然导通。此时由于电感电流大于0,二次侧 D_5 和 D_8 导通。此过程的等效电路如图4所示。

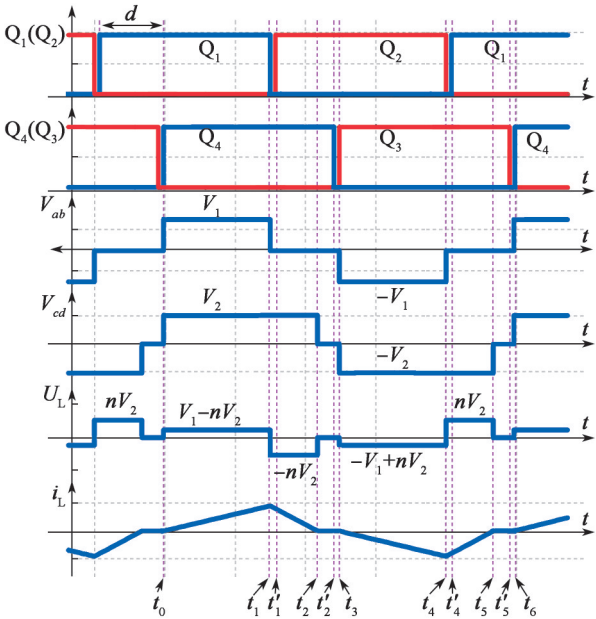


图2 PSPS控制电路稳态波形

Fig. 2 Steady-state waveforms of PSPS control circuit

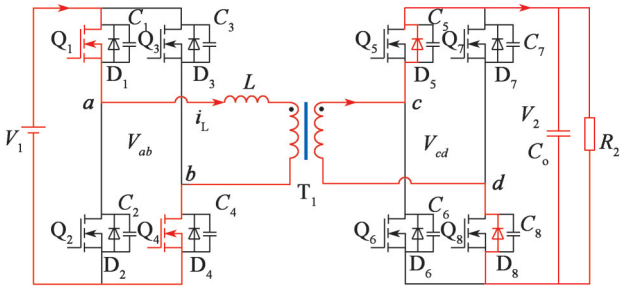


图3 PSPS控制下模式1等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of mode 1 under PSPS control

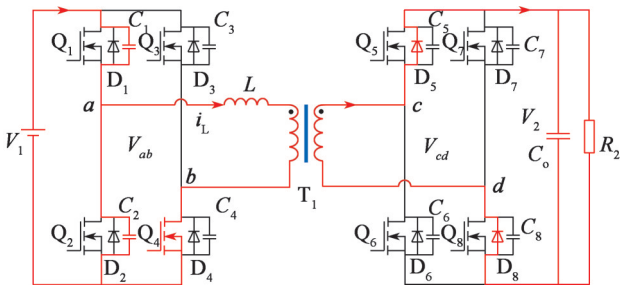


图4 PSPS控制下模式2等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of mode 2 under PSPS control

模式3 ($[t_1', t_2]$ 阶段): 在 t_1' 时刻, Q_2 开通[D_2 自然导通, 因此 Q_2 实现零电压开通 (ZVS)], 电流同时流过 D_2 和 Q_2 , 此时电感电流大于 0, 二次侧 D_5 和 D_8 导通; 导通后电感电压为 $-nV_2$, 电感电流呈线性下降。此过程的等效电路如图 5 所示。

模式4 ($[t_2, t_2']$ 阶段): 在 t_2 时刻, 电感电流降低至 0 (仅当 $d=0$ 时电感电流连续), 此时 D_5 和 D_8 关断[由于关断后电流进入断续模式, 实现了零电流开关 (ZCS), 从而消除了反向恢复损耗], 电容 C_0 给负载 R_2 供电。由于电感电流降低到 0 且 Q_2 、 Q_4 仍然导通, 因此 C_3 电压为 V_1 , C_4 电压为 0。此过程的等效电路如图 6

所示。

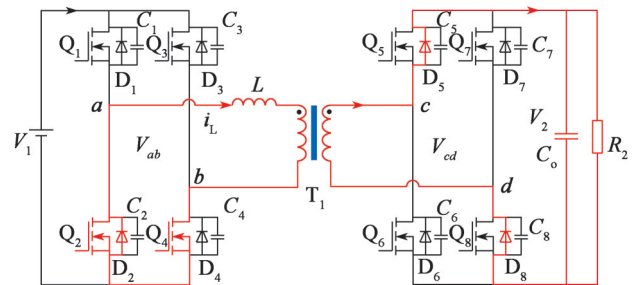


图5 PSPS控制下模式3等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of mode 3 under PSPS control

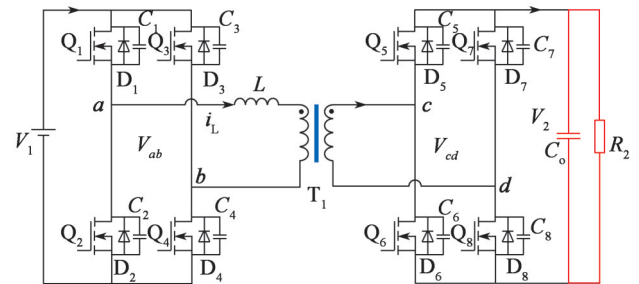


图6 PSPS控制下模式4等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of mode 4 under PSPS control

模式5 ($[t_2', t_3]$ 阶段): 在 t_2' 时刻, 开关 Q_4 关断 (由于电感电流降为 0, Q_4 关断为 ZCS), 之后进入死区时间。此过程的等效电路与图 6 相同。

由于负半周期的模式分析与上面所述的正半周期一致, 此处不再赘述。

1.4 PSPS控制与SPS控制软开关对比

根据文献[12]与本文上节所述, 有关DAB-BBC在SPS与PSPS两种不同控制策略下的软开关实现情况对比如表1所示。

表1 不同控制方式下软开关对比

Table 1 Comparison of soft-switching performance under different control strategies

管子 代号	SPS控制软开关情况		PSPS控制软开关情况	
	开通	关断	开通	关断
Q_1	ZVS	对应 Q_1 关断电流	ZVS	对应 Q_1 关断电流
Q_2	ZVS	对应 Q_2 关断电流	ZVS	对应 Q_2 关断电流
Q_3	ZVS	对应 Q_3 关断电流	0 电流开通	ZCS
Q_4	ZVS	对应 Q_4 关断电流	0 电流开通	ZCS
Q_5	与功率有关	对应 Q_5 关断电流	无开关损耗, 无反向恢复损耗	
Q_6	与功率有关	对应 Q_6 关断电流	无开关损耗, 无反向恢复损耗	
Q_7	与功率有关	对应 Q_7 关断电流	无开关损耗, 无反向恢复损耗	
Q_8	与功率有关	对应 Q_8 关断电流	无开关损耗, 无反向恢复损耗	

由表1可以看出, 在相同工况下, PSPS控制策略在软开关特性上要优于SPS控制策略。

2 PSPS控制输出纹波电流分析

2.1 PSPS控制输出波形分析

从图2可以看出, $t_0 \sim t_6$ 为电感电流的1个周期, 电流波形变化可分为6个阶段, 忽略死区时间影响, 记初始时刻 ($t=t_0$) 的电流为 $i_L(t_0)$, 则整个周期内电流可表示如下:

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_0), & t \in [t_0, t_1) \\ \frac{V_1 - nV_2}{L}(1-d)T_{hs} - \frac{nV_2}{L}(t - t_1), & t \in [t_1, t_2) \\ 0, & t \in [t_2, t_3) \\ -\frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_3), & t \in [t_3, t_4) \\ -\frac{V_1 - nV_2}{L}(1-d)T_{hs} + \frac{nV_2}{L}(t - t_4), & t \in [t_4, t_5) \\ 0, & t \in [t_5, t_6] \end{cases} \quad (1)$$

式中: $T_{hs} = T_s/2$ 。

由式(1)可得 t_1 时刻电感电流为最大值, 其值为

$$i_L(t_1) = \frac{V_1 - nV_2}{L}(1-d)T_{hs} \quad (2)$$

考虑 $t_0 \sim t_3$ 为半个周期, 在此阶段 DAB-BBC 向二次侧传递能量且工作频率为 $2f_s$, 则平均功率 P 为

$$P = \frac{\int_{t_0}^{t_3} nV_2 i_L(t) dt}{2f_s} = \frac{V_1^2 - nV_1 V_2}{4f_s L} (1-d)^2 \quad (3)$$

根据式(1)计算可得变压器二次侧电流 i_s , 具体如下:

$$i_s(t) = \begin{cases} n \times \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_0), & t \in [t_0, t_1) \\ n \times \frac{V_1 - nV_2}{L}(1-d)T_{hs} - n \times \frac{nV_2}{L}(t - t_1), & t \in [t_1, t_2) \\ 0, & t \in [t_2, t_3) \\ -n \times \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_3), & t \in [t_3, t_4) \\ -n \times \frac{V_1 - nV_2}{L}(1-d)T_{hs} + n \times \frac{nV_2}{L}(t - t_4), & t \in [t_4, t_5) \\ 0, & t \in [t_5, t_6] \end{cases} \quad (4)$$

为方便计算, 将 t_0 时刻定义为时间零点, 则可得各时间点关系式为:

$$\left. \begin{aligned} t_0 &= 0 \\ t_1 &= \frac{1-d}{2f_s} \\ t_2 &= \frac{(1-d)}{2f_s} \times \frac{V_1}{nV_2} \\ t_3 &= \frac{1}{2f_s} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

考虑到 $i_L(t_2) = i_L(t_0) = 0$, $i_L(t_1) = -i_L(t_3)$, 则在1个

周期内, i_2 的表达式如下:

$$i_2(t) = \begin{cases} n \times \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_0), & t \in [t_0, t_1) \\ n \times \frac{V_1 - nV_2}{L}(1-d)T_{hs} - n \times \frac{nV_2}{L}(t - t_1), & t \in [t_1, t_2) \\ 0, & t \in [t_2, t_3) \end{cases} \quad (6)$$

2.2 PSPS控制输出纹波电流分析

基于PSPS控制的DAB-BBC二次侧 H_2 桥输出电流有效值 i_{2rms} 为

$$i_{2rms} = \sqrt{2f_s \int_{t_0}^{t_3} i_2^2(t) dt} = \frac{n^2 V_2 (k-1)(1-d)}{2f_s L} \sqrt{\frac{k(1-d)}{12}} \quad (7)$$

式中: k 为电压传输比, $k = \frac{V_1}{nV_2}$ 。

根据图1中输出侧各电流的关系, 得到电容电流的有效值 i_{crms} 为

$$i_{crms} = \sqrt{i_{2rms}^2 - i_o^2} = \frac{nV_1 (k-1)(1-d)}{4kf_s L} \sqrt{\frac{k(1-d)(4-3k+3kd)}{3}} \quad (8)$$

充电机的输出电流 i_o 的有效值为 i_{omax} , 定义电流基准值为 $i_{base} = i_{omax} = \frac{nV_1}{8f_s L}$, 则PSPS控制下的电容纹波电流有效值的标么值为

$$i_{crms}^* = \frac{i_{crms}}{i_{base}} = \frac{2(k-1)(1-d)}{k} \sqrt{\frac{k(1-d)(4-3k+3kd)}{3}} \quad (9)$$

同样, 假设PSPS控制方式下蓄电池最大充电电流为 i_{ch} , 则满足

$$i_{ch} = \frac{P}{V_2} = \frac{(k-1)nV_1}{4f_s L} (1-d)^2 \quad (10)$$

定义电流充电利用率为 $\eta_1 = \frac{i_{ch}}{i_{base}}$, 则有

$$\eta_1 = 2(k-1)(1-d)^2 \quad (11)$$

将式(11)代入式(9), 可得电容电流有效值的标么值为

$$i_{crms}^* = 2(k-1) \sqrt{\frac{\eta_1}{2(k-1)} \left(4 \times \sqrt{\frac{\eta_1}{2(k-1)}} - \frac{3k\eta_1}{2(k-1)} \right)} \quad (12)$$

根据式(12), 绘制PSPS控制下 i_{crms}^* 在不同 η_1 值时电容纹波电流有效值的标么值随 k 值变换的曲线, 具体如图7所示。从图7可以看出, 相同的 η_1 值, 当 k 值由1增大时, 电容的纹波电流增大; 当 k 大于2后, 电容纹波电流开始下降; 充电利用率 η_1 越大, 电容纹波电流越大。

2.3 SPS与PSPS控制下输出电流对比

当采用SPS控制时, 由文献[11]分析可知, 其电容纹波电流有效值的标么值为

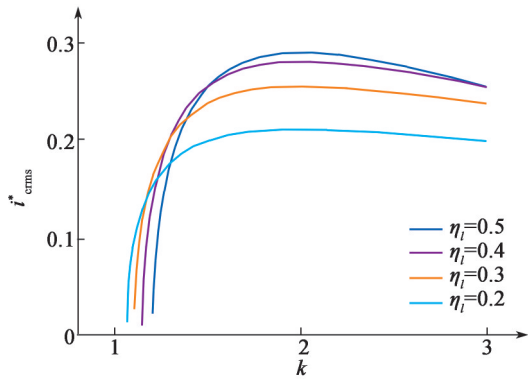


图7 PSPS控制下不同 η_i 值下的电容纹波电流标么值与 k 的关系

Fig. 7 Relationship between capacitor ripple current per unit and k under different η_i values in PSPS control

$$i_{crms}^* = \sqrt{\frac{4(k-1)^2 + 4k(2 + \sqrt{1-\eta_i})(1 - \sqrt{1-\eta_i})^2 - 3k^2\eta_i^2}{3k^2}} \quad (13)$$

根据式(12)和式(13), 相同 η_i 值下, SPS控制与PSPS控制的输出电容纹波电流有效值标么值与 k 值的关系对比图如图8所示。由图8可知, PSPS控制下的输出电容纹波电流要小于SPS控制下的输出电容纹波电流, 且DAB-BBC输出电压越低, PSPS优势越明显。

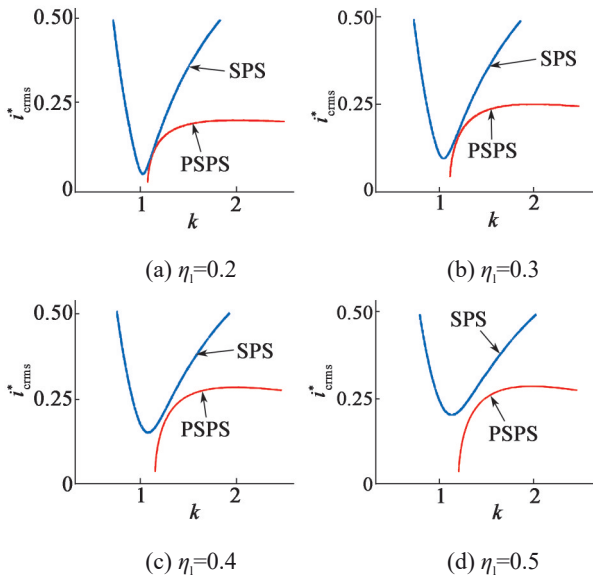


图8 SPS与PSPS控制下不同 η_i 值时电容纹波电流标么值与 k 的关系

Fig. 8 Relationship between capacitor ripple current per unit and k under different η_i values in SPS and PSPS control

3 仿真与试验验证

3.1 仿真验证

为了验证以上理论分析的正确性, 根据图1和仿真参数表2, 搭建了仿真模型。

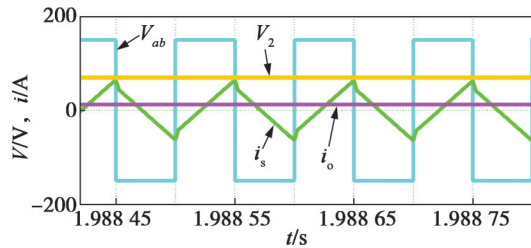
输入电压150 V, 最大充电电流12.8 A, 电池电压

70 V时的仿真波形如图9所示。由图9可以看出, PSPS控制和SPS控制均能稳定输出目标电压。但采用PSPS控制时, 输出电容电流有效值要明显小于SPS控制下的电容电流有效值。

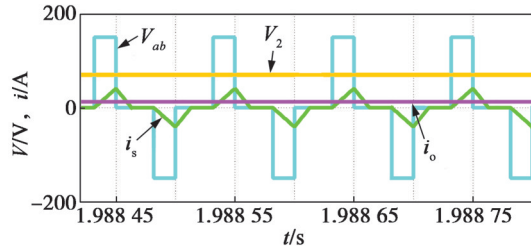
表2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

参数名称	参数代号	参数值
输入电压/V	V_1	150
储能电感/ μ H	L	35
变压器变化	n	1.25:1
蓄电池充电电流/A	i_{ch}	12.8
开关频率/kHz	f_s	10



(a) SPS, $V_2=70$, $\eta_i=0.191$



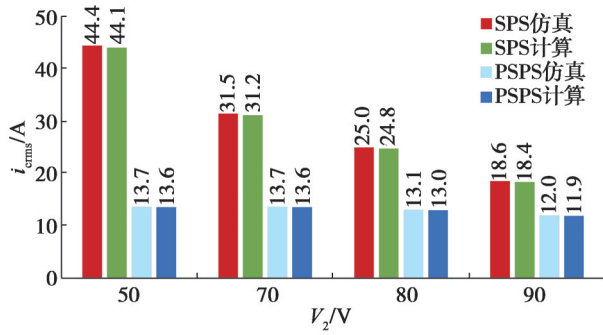
(b) PSPS, $V_2=70$, $\eta_i=0.191$

图9 $i_{ch}=12.8$ A时SPS与PSPS仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of SPS and PSPS with $i_{ch}=12.8$ A

基于式(12)、式(13)以及软件仿真结果, 不同输出电压 V_2 、不同控制方式下的输出电容电流有效值仿真结果和理论计算结果的对比如图10所示。由图10可知, 当蓄电池电压低于70 V时, 采用SPSP控制的输出电容纹波电流有效值比采用SPS控制的输出电容纹波电流值低约50%。

根据图10可知, 采用PSPS控制时, 电容电流有效

图10 $i_{ch}=12.8$ A时SPS与PSPS仿真及计算结果对比Fig. 10 Comparative analysis of simulation and calculation results between SPS and PSPS with $i_{ch}=12.8$ A

值 i_{rms} 的仿真值与理论计算值在不同的电压下均非常接近, 验证了本文对PSPS控制下的输出电容电流分析的正确性。随着蓄电池输出电压 V_2 的降低, 电压不匹配越严重, 在SPS控制下, 电容纹波电流快速增加; 但在PSPS控制下, 随着电压的降低, 电容纹波电流缓慢增加, 变化范围较小。基于PSPS控制的DAB-BBC输出电容纹波电流明显小于SPS控制方式下的输出电容纹波电流, 可实现蓄电池的低压充电。

3.2 试验验证

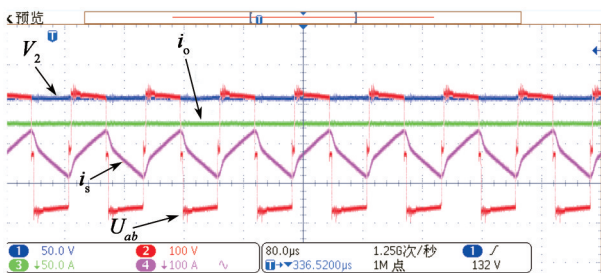
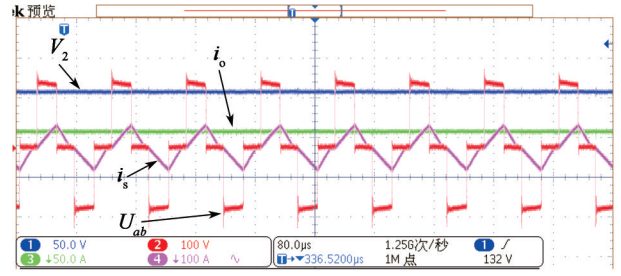
为了验证理论分析和仿真的正确性, 参考表2仿真参数搭建了试验平台。

在轨道列车充电机的实际样机中, 由于输出滤波电容通过低感母排进行了模块化串、并联设计, 因此直接测量电容电流存在困难。通过分析图1可知, 变压器二次侧电流 i_s 的有效值 $i_{s rms}$ 与 H_2 桥输出电流 i_2 的有效值 $i_{2 rms}$ 相等, 且 $i_2 = i_c + i_o$, 则存在如下关系:

$$i_{c rms} = \sqrt{i_{2 rms}^2 - i_{o rms}^2} = \sqrt{i_{s rms}^2 - i_{o rms}^2} \quad (14)$$

因此, 输出电容的有效值可以通过测量图1所示的变压器二次侧电流 i_s 和DAB-BBC输出电流 i_o 的有效值间接测量。

输出电压70 V时, SPS控制和PSPS控制下的试验波形如图11所示。在图11(a)中, 输出电流 $i_o=12.8$ A, 变压器二次侧电流 i_s 有效值为32.5 A, 通过式(14)可以计算出输出滤波电容电流有效值为29.8 A; 在图11(b)中, 输出电流 $i_o=12.8$ A, 变压器二次侧电流有效值为20.2 A, 通过式(14)可以计算出输出滤波电容电流有效值为15.6 A; 基于PSPS控制的电容纹波电流为15.6 A,

(a) SPS, $V_2=70$ V, $\eta=0.191$ (b) PSPS, $V_2=70$ V, $\eta=0.191$ 图11 $V_2=70$ V时不同控制方式下的试验波形Fig. 11 Experimental waveforms under different control strategies with $V_2=70$ V

而基于SPS控制时电容纹波电流为29.8 A。采用SPSP控制的输出电容纹波电流约为采用SPS控制的50%, 从而验证了理论分析的正确性。

4 结论

采用DAB-BBC实现应急牵引功能是轨道列车的主要技术方向, 本文为解决电压不匹配情况下输出电容纹波电流过大而无法低压充电的问题, 提出了PSPS控制策略, 详细分析了PSPS控制策略下的模态、软开关特性、功率传输模型和输出电容纹波电流特性, 理论和仿真结果表明:

① 采用SPS控制时, 随着蓄电池电压的降低, 其输出电容纹波电流急剧增加; 而采用PSPS控制时, 随着蓄电池电压的降低, 其输出电容纹波电流几乎不变, PSPS控制能实现DAB-BBC在蓄电池电压较低时的充电。

② PSPS控制相比于SPS控制在蓄电池电压较低时, 其软开关特性更优, 其损耗会更小, 充电效率更高。

参考文献:

- [1] 陈波, 赵孔仓, 周洋, 等. 城轨车辆用锂电池应急牵引能力的应用[J]. 机电工程技术, 2023, 52(6): 235-238.
CHEN Bo, ZHAO Kongcang, ZHOU Yang, et al. Application of emergency traction capacity of lithium battery for urban rail vehicles[J]. Mechanical & electrical engineering technology, 2023, 52(6): 235-238.
- [2] 徐广伟, 刘建城, 陈东, 等. 动车组蓄电池供电的应急牵引和应急空调制冷系统[J]. 机车电传动, 2019(5): 116-120.
XU Guangwei, LIU Jiancheng, CHEN Dong, et al. Emergency traction and emergency air conditioning refrigeration system for battery power supply of EMUs[J]. Electric drive for locomotives, 2019(5): 116-120.
- [3] 李炳璋, 曾明高, 甘韦韦, 等. 基于DAB电路的动车组双向充电机控制策略研究[J]. 机车电传动, 2020(4): 81-84.
LI Bingzhang, ZENG Minggao, GAN Weiwei, et al. Research on control strategy of EMU bidirectional charger

- based on DAB circuit[J]. Electric drive for locomotives, 2020(4): 81-84.
- [4] 杨向真, 王锦秀, 孔令浩, 等. 电压不匹配运行条件下双有源桥变换器的效率优化方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6239-6251.
- YANG Xiangzhen, WANG Jinxiu, KONG Linghao, et al. Efficiency optimization method of DAB converters under wide-voltage operating conditions[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2022, 37(24): 6239-6251.
- [5] 罗盼, 饶沛南, 周峰武, 等. 基于双有源桥电路的氢能双源机车双向变流器设计与应用[J]. 控制与信息技术, 2022(6): 8-14.
- LUO Pan, RAO Peinan, ZHOU Fengwu, et al. Design and application of bidirectional converter based on DAB for hydrogen energy dual-source locomotive[J]. Control and information technology, 2022(6): 8-14.
- [6] 唐智. 双移相控制双向全桥 DC-DC 变换器研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2017.
- TANG Zhi. Research on dual phase shift controlled bidirectional full-bridge DC-DC converter[D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2017.
- [7] ZHAO Biao, YU Qingguang, SUN Weixin. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE transactions on power electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.
- [8] 赖纪东, 姚娴, 苏建徽, 等. 死区影响下双有源桥 DC-DC 变换器的改进型协同三移相控制[J]. 高电压技术, 2023, 49(11): 4827-4838.
- LAI Jidong, YAO Xian, SU Jianhui, et al. Improved CTPS control for dual active bridge DC-DC converter under dead time influence[J]. High voltage engineering, 2023, 49(11): 4827-4838.
- [9] CHEN Xiaoying, XU Guo, HAN Hua, et al. Light-load efficiency enhancement of high-frequency dual-active-bridge converter under SPS control[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2021, 68(12): 12941-12946.
- [10] TIWARI S, SARANGI S. Implementation of SPS and DPS control techniques on DAB converter with comparative analysis[J]. Journal of information and optimization sciences, 2019, 40(8): 1623-1638.
- [11] 吴连贵, 周帅, 张小勇, 等. 基于单移相控制的双有源桥输出电容纹波电流分析[J]. 机电工程技术, 2025, 54(7): 179-183.
- WU Liangui, ZHOU Shuai, ZHANG Xiaoyong, et al. Analysis of output capacitor ripple current in dual active bridge based on single phase shift control[J]. Mechanical & electrical engineering technology, 2025, 54(7): 179-183.
- [12] 杨敏. PWM 加移相控制双有源全桥双向 DC-DC 变换器的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.
- YANG Min. PWM plus phase-shift control for dual active full-bridge DC-DC converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2013.

Bidirectional charger control strategy for low-voltage charging based on DAB circuit

WU Liangui, DOU Zechun, ZHOU Shuai, ZHANG Xiaoyong, ZHOU Fengwu, LIAO Renbiao

(Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: The dual active bridge bidirectional battery charger (DAB-BBC) is a critical device for railway trains to achieve emergency traction functionality. Single-Phase Shift (SPS) control is widely employed in DAB-BBC circuits due to its advantages such as control simplicity and the capability for online switching. To address the challenge associated with excessive output capacitor ripple current, which hinders low-voltage charging in SPS-controlled DAB-BBC systems under low battery voltage conditions, this paper proposes a Primary Side Phase Shift (PSPS) control strategy. The study provides a thorough analysis of the operating modes, power transfer model, soft-switching characteristics, output capacitor ripple current characteristics, and charging voltage range of the bidirectional charger under PSPS control. Simulation and experimental results demonstrate that when the battery voltage is below 70 V, the proposed PSPS control strategy reduces the output capacitor ripple current by over 50% compared to conventional SPS control. This control strategy enables low-voltage charging of batteries.

Keywords: bidirectional battery charger; dual active bridge (DAB); phase-shift control; emergency traction; low-voltage charging; primary side phase shift (PSPS)