



适用铁路能量调度装置的三电平 中点平衡控制策略研究

陈欣¹, 王跃², 付刚¹, 仇乐兵², 刘湘¹, 项锦文¹

(1. 中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001;

2. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 在铁路牵引供电领域, 能量调度装置 (Energy Dispatching Equipment, EDE) 是一种具有负序抑制、谐波抑制、无功补偿、有功能量调度转移等电能治理功能的供电装置。装置采用“交-直-交”拓扑结构的变流器。当三电平变流器应用于EDE装置时, 三电平自身的拓扑结构决定了会存在中点电压不平衡的问题; 同时, 由于EDE装置的电能治理功能多样性、变流器双端网压相位不同, 导致变流器双端的功率因数任意变化、中点电压失衡问题凸显。因此, 文章提出一种单相三电平“交-直-交”变流器中点电压平衡控制方法, 以实现“交-直-交”变流器双端任意功率因数全工况适用的中点平衡控制, 满足EDE装置的应用场景, 并通过仿真和高压试验验证了该方法的有效性和可行性。

关键词: 铁路能量调度装置; 单相; 三电平; 中点电压平衡控制

中图分类号: U223

文献标志码: A

文章编号: 1000-128X(2025)01-0162-13

0 引言

铁路牵引供电系统存在负序、功率因数变化、谐波等电能质量问题, 可采用能量调度装置 (Energy Dispatching Equipment, EDE) 进行电能质量综合治理^[1-2]。EDE装置包含共用直流回路的单相背靠背拓扑结构的变流器, 通过控制其两端变流器功率输出实现负序抑制、谐波抑制、无功补偿、有功能量调度转移等多样化的电能治理功能。若EDE装置的变流器采用单相三电平“交-直-交”变流器, 相较于两电平变流器可有效减小输出电压谐波含量、提高输出电压等级、减小输出滤波器尺寸、降低开关管承受的电压应力等优点, 但电能治理功能多样性、变流器双端网压相位不同, 会导致变流器双端的功率因数任意变化, 中点电压失衡问题凸显。

文献[3]引入一种电压前馈的直流侧电容电压平衡方法。该方法通过将控制系统中上、下电容电压之差

作为电位平衡PI调节器的输入, 调节器的输出传送到电流控制环, 以平衡中间电压, 但该方法仅适用于功率因数 ± 1 的工况。文献[4]提出了一种基于载波调制的空间矢量调制方法, 通过在常规多电平载波调制的基础上利用开关冗余状态来调节电容充放电电流, 控制中性点电压。文献[5]采用改变双极性载波脉宽调制 (Carrier Based Pulse Width Modulation, CBPWM) 算法中的死区时间来调节直流侧中点电位, 该方法能够有效地实现中点电位平衡控制, 但改变死区时间存在损坏开关器件的风险, 并且在数字处理器上难以实现。文献[6]提出在CBPWM算法中, 通过逻辑判断来改变PWM脉冲输出信号, 从而达到实现中点电位控制的目的, 但该方法未考虑PWM脉冲的发送顺序, 并且存在PWM脉冲开关切换引起的损耗增大等缺点。文献[7]提出一种单相三电平单极性CBPWM-ZSVI算法, 并给出了零序电压分量的设计方法和零序电压分量的取值范围。上述文献都是针对单相三电平变流器的中点电压平衡问题开展的, 即针对的三电平变流器都是单端变

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2022YFB4301102)

通信作者: 陈欣, 男, 硕士, 主要从事新型牵引供电系统及大功率变流技术方面的研究; E-mail: chenxin5@csrzc.com

引用格式: 陈欣, 王跃, 付刚, 等. 适用铁路能量调度装置的三电平中点平衡控制策略研究[J]. 机车电传动, 2025(1): 162-174. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.01.020.

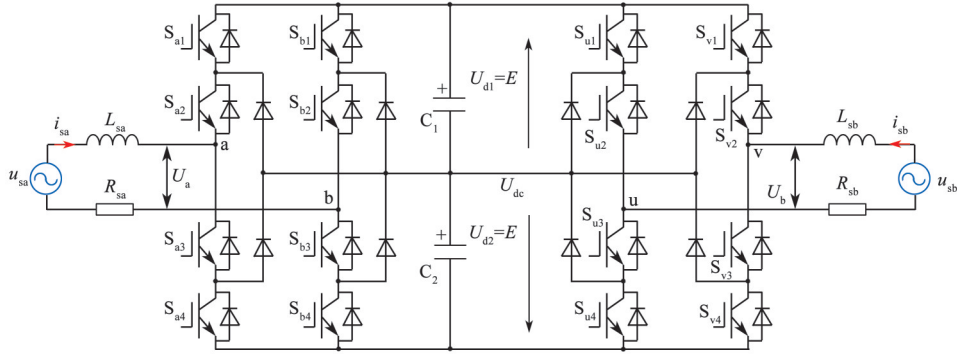
Citation: CHEN Xin, WANG Yue, FU Gang, et al. Research on control strategy for neutral-point balance in three-level configurations for railway energy dispatching equipment[J]. Electric drive for locomotives, 2025(1): 162-174. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.01.020.

流器。

对于单相三电平“交-直-交”变流器, 由于两侧共用直流侧, 中点直接相连, 需要考虑两侧变流器对中点电压的影响。本文针对单相三电平“交-直-交”NPC变流器, 提出一种根据运行工作状态来进行中点电压平衡控制的方法, 可实现“交-直-交”变流器双端任意功率因数全工况适用的中点平衡控制。

1 NPC三电平变流器工作原理

单相三电平“交-直-交”NPC变流器拓扑结构如图1所示, 本文将变流器左端定义为“四象限侧”, 将右端定义为“逆变侧”。该变流器可实现能量双向流动、功率因数可控和直流稳压等功能。



u_{sa} 、 i_{sa} —四象限侧电压和电流； u_{sb} 、 i_{sb} —逆变侧电压和电流； R_{sa} 、 L_{sa} —四象限侧电阻和电感； R_{sb} 、 L_{sb} —逆变侧电阻和电感； S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 、 S_{a4} —四象限侧a桥臂的开关器件； S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 、 S_{b4} —四象限侧b桥臂的开关器件； S_{u1} 、 S_{u2} 、 S_{u3} 、 S_{u4} —逆变侧u桥臂的开关器件； S_{v1} 、 S_{v2} 、 S_{v3} 和 S_{v4} —逆变侧v桥臂的开关器件； U_{d1} —直流侧上端电容 C_1 的电压； U_{d2} —直流侧下端电容 C_2 的电压。

图1 单相三电平交-直-交NPC变流器拓扑

Fig. 1 Topology of single-phase three-level AC-DC-AC NPC converter

为了便于原理分析, 以四象限侧变流器为例, 定义理想开关状态函数 S_a 和 S_b , 其表达式如下:

$$S_a = \begin{cases} 1 & U_{sa} > S_1 > S_2, S_{a1} \text{ 和 } S_{a2} \text{ 导通} \\ 0 & S_1 > U_{sa} > S_2, S_{a2} \text{ 和 } S_{a3} \text{ 导通} \\ -1 & S_1 > S_2 > U_{sa}, S_{a3} \text{ 和 } S_{a4} \text{ 导通} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & U_{sb} > S_1 > S_2, S_{b1} \text{ 和 } S_{b2} \text{ 导通} \\ 0 & S_1 > U_{sb} > S_2, S_{b2} \text{ 和 } S_{b3} \text{ 导通} \\ -1 & S_1 > S_2 > U_{sb}, S_{b3} \text{ 和 } S_{b4} \text{ 导通} \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_{sa} 、 U_{sb} 分别为a相桥臂与b相桥臂的调制信号； S_1 、 S_2 为载波信号。

单相三电平“交-直-交”变流器可看成两个单相的三电平变流器组合而成, 共用中间回路。为分析三电平“交-直-交”变流器中点不平衡原因, 以单相三电平变流器进行分析研究, 其拓扑结构如图2所示。

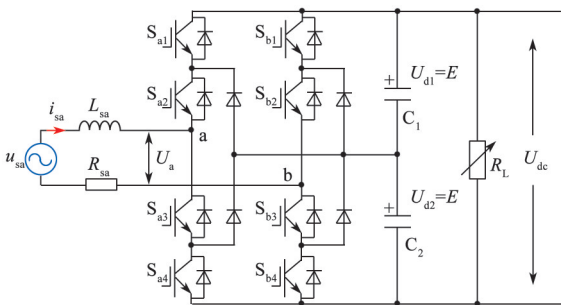


图2 单相三电平变流器拓扑图

Fig. 2 Topology of single-phase three-level converter

对于单相三电平变流器, 假设电流从电网流入变流器方向为正方向 (如图2红色箭头所示), 上、下电

容电压均为 E , 则模块根据不同PWM脉冲信号可输出的电平包括 $2E$ 、 E 、 0 、 $-E$ 、 $-2E$, 以a桥臂为例, a桥臂输出不同电平对应的电流路径如图3所示。由图3可知: ①当桥臂输出电平为 $2E$ 和 $-2E$ 时, 电流同时流过上、下电容, 不会出现上、下电容电压不平衡工况 (忽略上、下电容差异等因素)。②当桥臂输出电平为 0 时, 电流只在a、b桥臂间流过, 而不上、下电容, 同样不会造成上、下电容电压不平衡。③当桥臂输出电平为 E 时, 流入a桥臂的电流路径有2条: 一条为对上电容充电电路, 如图3(b)所示, “ $U_{d1}-U_{d2}$ ”正偏, 即 $U_{d1} > U_{d2}$; 另一条为对下电容充电电路, 如图3(c)所示, “ $U_{d1}-U_{d2}$ ”负偏, 即 $U_{d1} < U_{d2}$ 。④当桥臂输出电平为 $-E$ 时, 流入a桥臂的电流路径同样存在2条: 一条为上电容放电电路, 如图3(g)所示, “ $U_{d1}-U_{d2}$ ”负偏; 另一条为下电容放电电路, 如图3(h)所示, “ $U_{d1}-U_{d2}$ ”正偏。这里所谓的“正偏”“负偏”即中点不平衡。

根据上述分析, 图3所示的9种工作模式对应的开关状态及其电压偏离方向情况如表1所示。由表1可知, 影响中点电位的开关状态(S_a 、 S_b)包括 $(1, 0)$ 、 $(0, 1)$ 、 $(0, -1)$ 、 $(-1, 0)$, 其他开关状态不会对中点电压产生影响。

上述分析同样适用于单相三电平“交-直-交”变流器, 并且在EDE装置实际应用中, 变流器通过双端口进行无功功率输出、有功功率转移使变流器双端处于四象限运行状态, 实现电能治理功能。在上述复杂应用场景下, 变流器的工作状态、基波频率比、两侧基波电流初始过零点时间差、功率因数均会对系统的

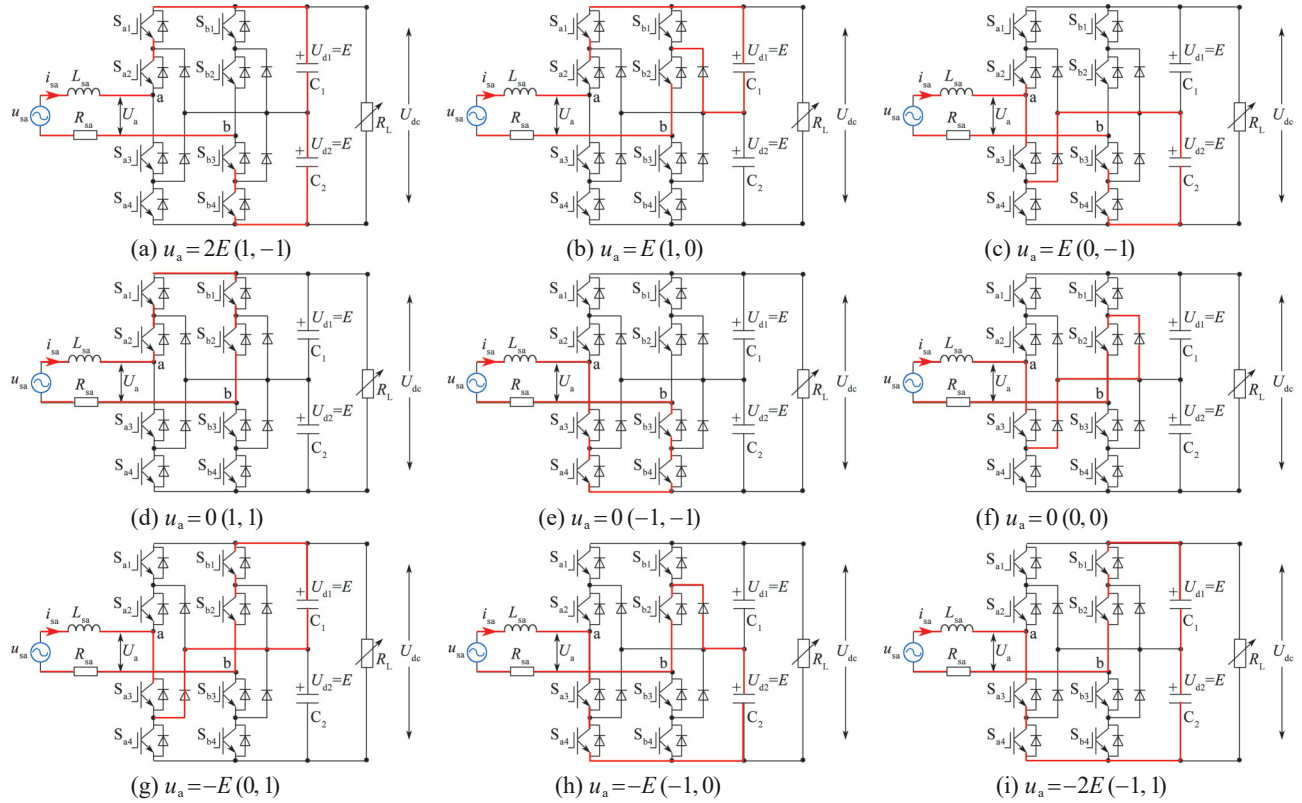


图3 a桥臂流入电流路径

Fig. 3 Current inflow path of a-bridge arm

表1 a桥臂输出不同电平对应的中间电压偏离情况

Table 1 Deviation of intermediate voltage at different voltage levels of a-bridge arm output

输出电平 u_a	路径	偏离情况 ($u_{d1} - u_{d2}$)
$2E$	图3 (a)	平衡
E	图3 (b)	正偏
E	图3 (c)	负偏
0	图3 (d)	平衡
0	图3 (e)	平衡
0	图3 (f)	平衡
$-E$	图3 (g)	负偏
$-E$	图3 (h)	正偏
$-2E$	图3 (i)	平衡

中点电压平衡产生影响^[8]。因此，单相三电平“交-直-交”变流器的中点电压平衡问题更加复杂。

2 三电平NPC变流器中点平衡控制

由图3可知，当电流从电网流向变流器，根据半导体器件开通状态可形成9种不同的路线，其中图3(b)、图3(c)、图3(g)、图3(h)是发生中点电压不平衡的工况。变流器运行时只要减少这4类工况运行，中点电压不平衡的问题就会得到解决，例如，当“ $U_{d1} - U_{d2}$ ”正偏（ $U_{d1} > U_{d2}$ ）时，可以在增加图3(c)所示路径作用时间的同时，减少图3(b)的作用时间，以及增加图3(g)所示路径、减少图3(h)所示路径的作用时间。其他3类工况可

以用同样方法进行分析。因此，本文提出一种单相三电平“交-直-交”变流器的中点电压平衡控制策略，可根据变流器的运行状态来进行补偿控制，实时动态调整中点电压不平衡时开关器件导通状态的作用时间，即从一种开关状态调整为另一种状态，改变上下电容充放电过程，以达到平衡中点电压的目的。

定义直流侧两电压偏差调整量为

$$u_0 = \frac{(U_{d1} - U_{d2}) \cdot \text{sgn}(i_s)}{U_{dc}} \quad (3)$$

$$\text{sgn}(i_s) = \begin{cases} 1 & i_s > 0 \\ -1 & i_s < 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中： i_s 为变流器输入电流。

U_{sa}^* 、 U_{sb}^* 分别为a桥臂与b桥臂修正后的调制信号，具体如下：

$$\begin{cases} U_{sa}^* = U_{sa} - u_0 \\ U_{sb}^* = U_{sb} - u_0 \end{cases} \quad (5)$$

式中： u_0 为调制波调整量。

传统的CBPWM调制算法无法调节中点电压不平衡工况下开关状态的作用时间，但增加中点平衡控制策略后，通过提取变流器输入电流信号 i_s 和2个半中间电压（ U_{d1} 、 U_{d2} ）等相关模拟量，可在变流器运行过程中识别出中点电压不平衡的工作状态，再通过修正调制波改变不平衡工况下开关器件导通时间，实现2个电容充放电状态的切换，从而达到平衡中间电压的目的。

考虑9种不同的流经路径时“ $U_{d1} - U_{d2}$ ”状态多变，导致 u_0 的正负值切换频繁，为实现调制波平滑调

整, 将 u_0 调整为

$$u_0 = \frac{V_{\text{dif_out}} \cdot \text{sgn}(i_s)}{U_{\text{dc}}} \quad (6)$$

式中: $V_{\text{dif_out}}$ 为闭环控制输出量, 其物理含义是将上、下电容电压之差“ $U_{d1} - U_{d2}$ ”作为电压平衡闭环控制器的输入, 经过闭环控制处理后的输出量。

适当调节闭环调节器的参数就能保证2个电容间的压差保持在一定范围之内, 整体中点电压平衡控制框图如图4所示, 电压平衡输出的 u_0 即为调制波的调整量。

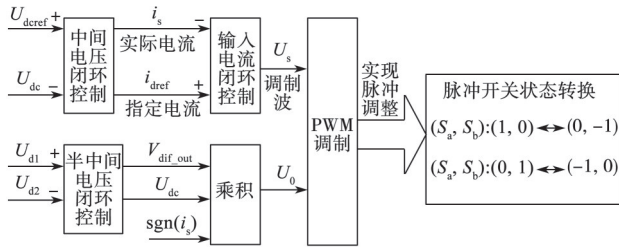


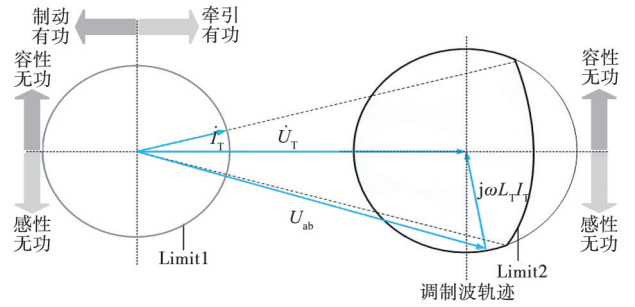
图4 中点平衡控制框图

Fig. 4 Block diagram of neutral-point balance control

两端变流器均采用双闭环控制, 其中电压外环用于稳定中间直流电压, 电流内环用于有功电流和无功电流给定输出控制, 可使变流器双端的功率因数任意变化。半中间电压闭环控制环用于中点电压的平衡控制, 将输出量 $V_{\text{dif_out}}$ 、中间电压 U_{dc} 与本端输入电流共同生成的 u_0 与本身双闭环控制产生调制波相叠加, 生成修正后的调制波, 最终在调制处理后进行不平衡工况下器件开关状态的转换, 实现中点电压平衡控制。

在EDE装置实际应用中, 由于单相三电平“交-直-交”变流器运行工况复杂多变, 仅依靠单端变流器进行中点电压平衡控制会存在一定弊端: 一方面, 在某些运行工况下, 两端变流器本身处于中点电压不平衡的状态, 并且两端的状态可能会进一步加剧不平衡情况, 例如整流侧功率开关器件的开关状态是(1,0), 逆变侧功率开关器件的开关状态是(0,1), 此时两端变流器开关状态将导致中点电压不平衡状态更加恶劣; 另一方面, 当双端变流器存在有功功率和无功率混合输出工况时, 若输出大功率无功会导致调制比较高, 存在超调风险。图5为调制波运行轨迹图, 图5中的阴影部分是调制波可运行的轨迹, 当仅输出容性无功, 且随无功功率增大时, 调制波极易达到限值, 进而出现超调影响变流器正常运行的工况。

基于上述两点, 单相三电平“交-直-交”变流器仅依靠单端变流器进行中点电压平衡控制的能力有限, 不仅有可能无法完全进行中点电压平衡控制, 还有可能在进行中点电压平衡控制过程中, 因超调造成电流畸变, 甚至过流。因此, 采用两端变流器共同进行中点电压平衡控制, 即整流侧与逆变侧根据自身的输入电流、中间直流侧电压、半电压参照式(5)计算调制波的调整量。令四象限侧和逆变侧调整量分别为 u_1 、 u_2 ,



Limit1 为四象限电流限幅值; Limit2 为调制波限值。

图5 调制波轨迹

Fig. 5 Trajectory of modulated wave

在基于两端功率发挥情况的基础上动态调整两端变流器对中点电压平衡控制输出能力, 即叠加到各自调制波的调整量因不同的权重系数发挥不同的中点电压平衡控制能力, 实现两端变流器共同进行中点电压平衡控制。权重系数计算如下:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \frac{S_1}{S_1 + S_2} \\ \lambda_2 &= 1 - \lambda_1 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中: λ_1 为四象限侧调制波调整量权重系数, $\lambda_1 < 1$; λ_2 为逆变侧调制波调整量权重系数, $\lambda_2 < 1$; S_1 为四象限侧容量; S_2 为逆变侧容量。

令四象限侧调制波的调整量为 u_{01} , 逆变侧调制波调整量为 u_{02} , 将其叠加到各自的调制波中进行不平衡工况开关器件导通时间调整。两端变流器调制波调整量为:

$$\left. \begin{aligned} u_{01} &= \lambda_1 \cdot u_1 \\ u_{02} &= \lambda_2 \cdot u_2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

根据式(7)可知, 功率发挥越大, 权重系数越接近1, 那么本端中点电压平衡控制输出能力越强, 承担更多的中点电压调整任务。对于空载工况, S_2 基本为0, 由于四象限侧稳定中间直流电压需要输出一定有功功率, 则 $\lambda_1=1$ 、 $\lambda_2=0$, 中点电压平衡控制完全由四象限侧负责。

3 仿真研究与试验验证

3.1 仿真研究

为了验证本文中点电压平衡控制算法的有效性和可行性, 分别进行了单相三电平“交-直-交”变流器的仿真和试验验证。系统参数设定如下: 单端变流器输出功率为1.25 MW、开关频率为1.35 kHz, 中间直流电压1 800 V、四象限侧与逆变侧的输入电压为1 000 V、两端变流器的网压相位相差为60°(整流侧网压相位超前逆变侧网压相位60°)。仿真共验证26组工况, 如表2所示。

图6是有功功率转移工况仿真。其中, 图6(a)是有功功率从四象限侧向逆变侧转移, 图6(b)则是有功功率从逆变侧向四象限侧转移。由图6可知, 在运行的前5 s内, 两电容电压存在100 V偏差, 在第5 s开始进行中点电压平衡控制, 此后电容电压偏差迅速减小, 达到中点电位平衡。

表2 26组仿真验证工况
Table 2 Simulation verification under 26 conditions A

工况	整流侧		逆变侧	
	有功电流	无功电流	有功电流	无功电流
1	1 250	0	-1 250	0
2	-1 250	0	1 250	0
3	0	1 000	0	0
4	0	-1 000	0	0
5	0	0	0	1 000
6	0	0	0	-1 000
7	0	-1 000	0	-1 000
8	0	1 000	0	1 000
9	0	-1 000	0	1 000
10	0	1 000	0	-1 000
11	1 250	1 000	-1 250	0
12	1 250	1 000	-1 250	1 000
13	1 250	1 000	-1 250	-1 000
14	1 250	-1 000	-1 250	0
15	1 250	-1 000	-1 250	1 000
16	1 250	-1 000	-1 250	-1 000
17	1 250	0	-1 250	1 000
18	1 250	0	-1 250	-1 000
19	-1 250	1 000	1 250	0
20	-1 250	1 000	1 250	1 000
21	-1 250	1 000	1 250	-1 000
22	-1 250	-1 000	1 250	0
23	-1 250	-1 000	1 250	1 000
24	-1 250	-1 000	1 250	-1000
25	-1 250	0	1 250	1 000
26	-1 250	0	1 250	-1 000

图7是单端无功功率输出工况仿真。其中，图7(a)为仅四象限侧输出容性无功的仿真结果，图7(b)为仅四象限侧输出感性无功的仿真结果，图7(c)为仅逆变侧输出容性无功的仿真结果，图7(d)为仅逆变侧输出感性无功的仿真结果。由图7可知，这4种工况都在第5s开始进行中点电压平衡控制，此后电容电压偏差迅速减小，达到中点电位平衡。

图8是双端无功功率输出工况仿真。其中，图8(a)为四象限侧和逆变侧均输出感性无功的仿真结果，图8(b)为四象限侧和逆变侧均输出容性无功的仿真结果，图8(c)为四象限侧输出感性无功、逆变侧输出容性无功的仿真结果，图8(d)为四象限侧输出容性无功、逆变侧输出感性无功的仿真结果。由图8可知，这4种工况都在第5s开始进行中点电压平衡控制，电容电压偏差能迅速减小，达到中点电位平衡。

图9是双端有功功率和无功功率混合输出工况仿真结果（有功功率从四象限侧向逆变侧转移）。其中，图9(a)为四象限侧输出容性无功、逆变侧不输出无功的仿真结果，图9(b)为四象限侧和逆变侧均输出容性无功的仿真结果，图9(c)为四象限侧输出容性无功、逆变侧输出感性无功的仿真结果，图9(d)为四象限侧输出感性无功、逆变侧不输出无功的仿真结果，图9(e)为四象限侧输出感性无功、逆变侧输出容性无功的仿真结果，图9(f)为四象限侧和逆变侧均输出感性无功的仿真结果，图9(g)为四象限侧不输出无功、逆变侧输出容性无功的仿真结果，图9(h)为四象限侧不输出无功、逆变侧输出感性无功的仿真。由图9可知，这8种工况都在第5s开始进行中点电压平衡控制，电容电压偏差能迅速减小，达到中点电位平衡。

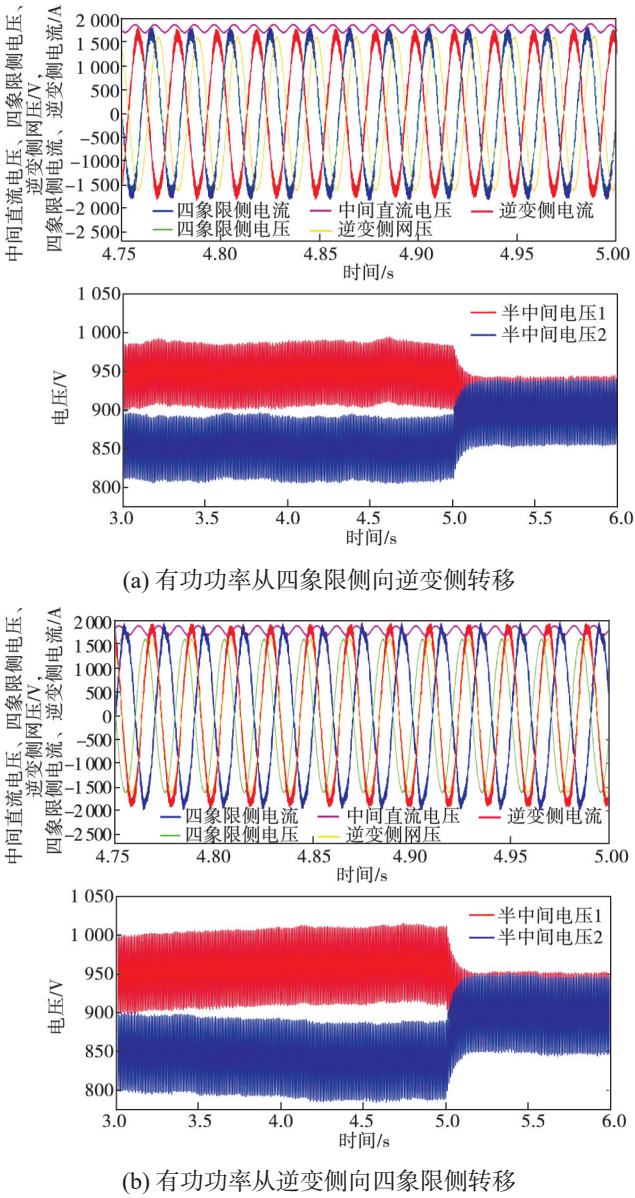


图6 有功功率转移工况仿真
Fig. 6 Simulation results of active power transfer condition

功、逆变侧不输出无功的仿真结果，图9(e)为四象限侧输出感性无功、逆变侧输出容性无功的仿真结果，图9(f)为四象限侧和逆变侧均输出感性无功的仿真结果，图9(g)为四象限侧不输出无功、逆变侧输出容性无功的仿真结果，图9(h)为四象限侧不输出无功、逆变侧输出感性无功的仿真。由图9可知，这8种工况都在第5s开始进行中点电压平衡控制，电容电压偏差能迅速减小，达到中点电位平衡。

图10是双端有功功率和无功功率混合输出工况仿真结果（有功功率从逆变侧向四象限侧转移）。其中，图10(a)为四象限侧输出容性无功、逆变侧不输出无功的仿真结果，图10(b)为四象限侧与逆变侧均输出容性无功的仿真结果，图10(c)为四象限侧输出容性无功、逆变侧输出感性无功的仿真结果，图10(d)为四象限侧输出感性无功、逆变侧不输出无功的仿真结果，图10(e)为四象限侧输出感性无功、逆变侧输出容性无功的仿真结果，图10(f)为四象限侧和逆变侧均输出感性无功的仿真结果，图10(g)为四象限侧不输出无功、逆变侧输出容性无功的仿真结果，图10(h)为四象限侧不输出无功、逆变侧输出感性无功的仿真。由图10可知，这8种工况都在第5s开始进行中点电压平衡控制，电容电压偏差能迅速减小，达到中点电位平衡。

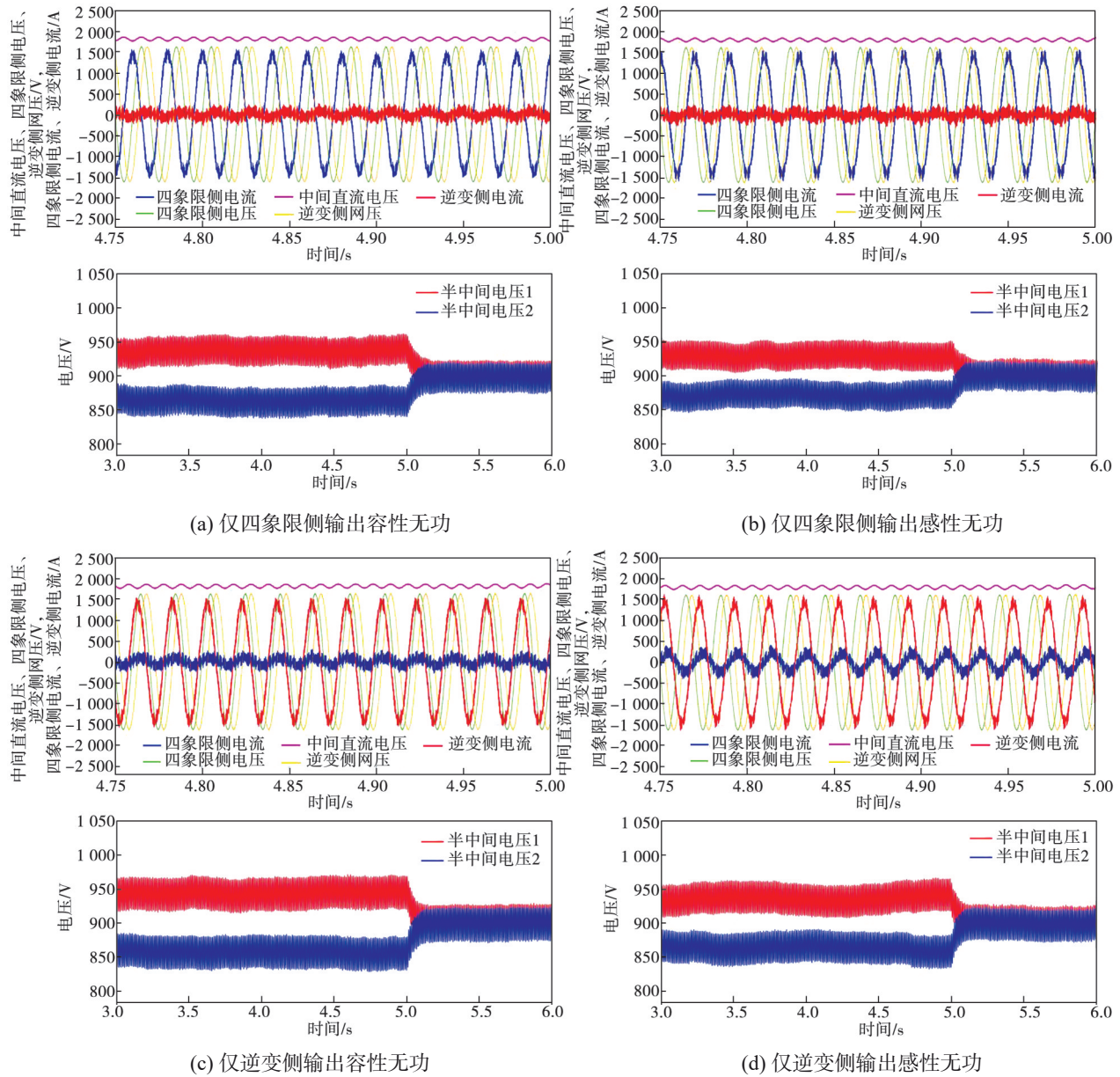
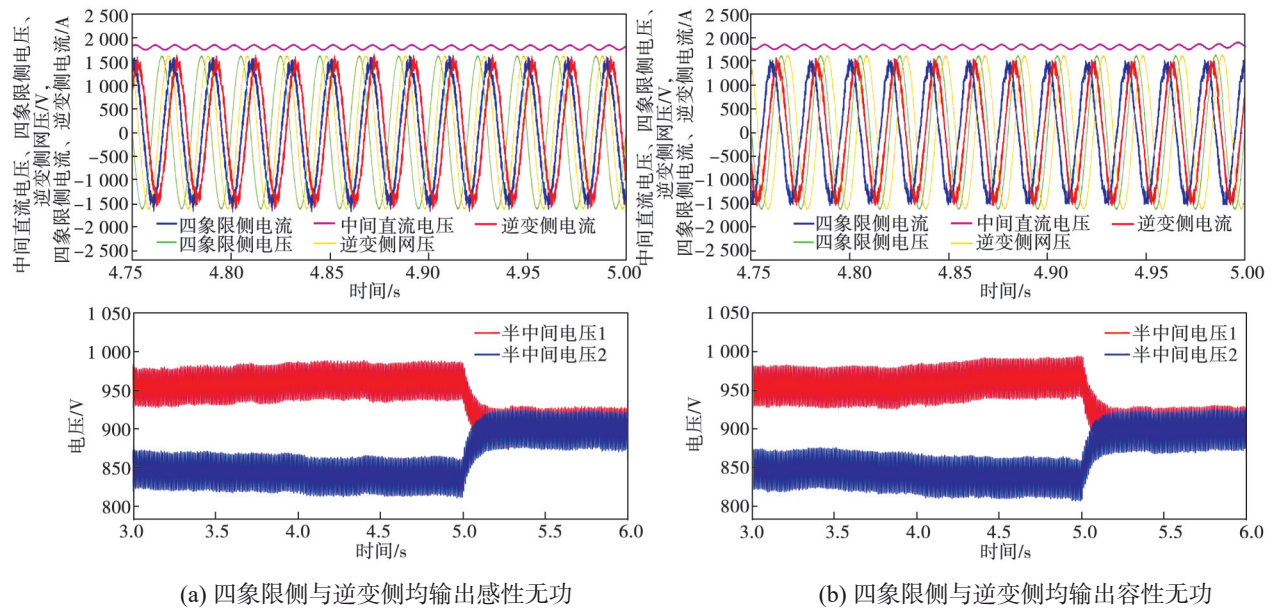


图7 单端无功功率输出工况仿真

Fig. 7 Simulation results of single-end reactive power output condition



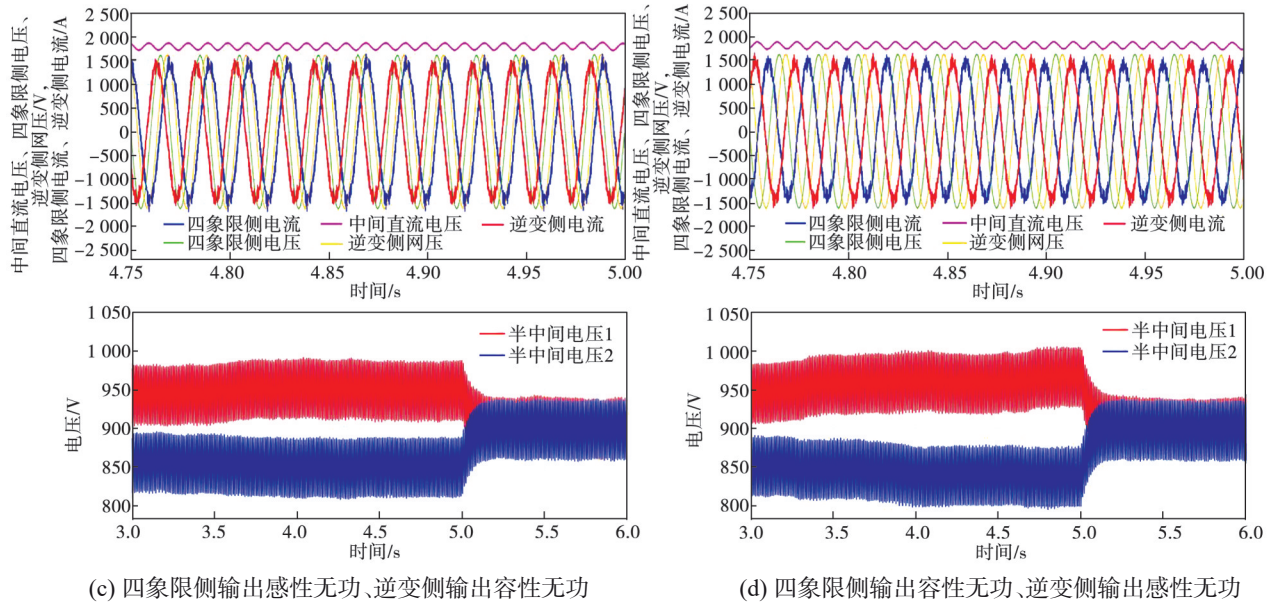
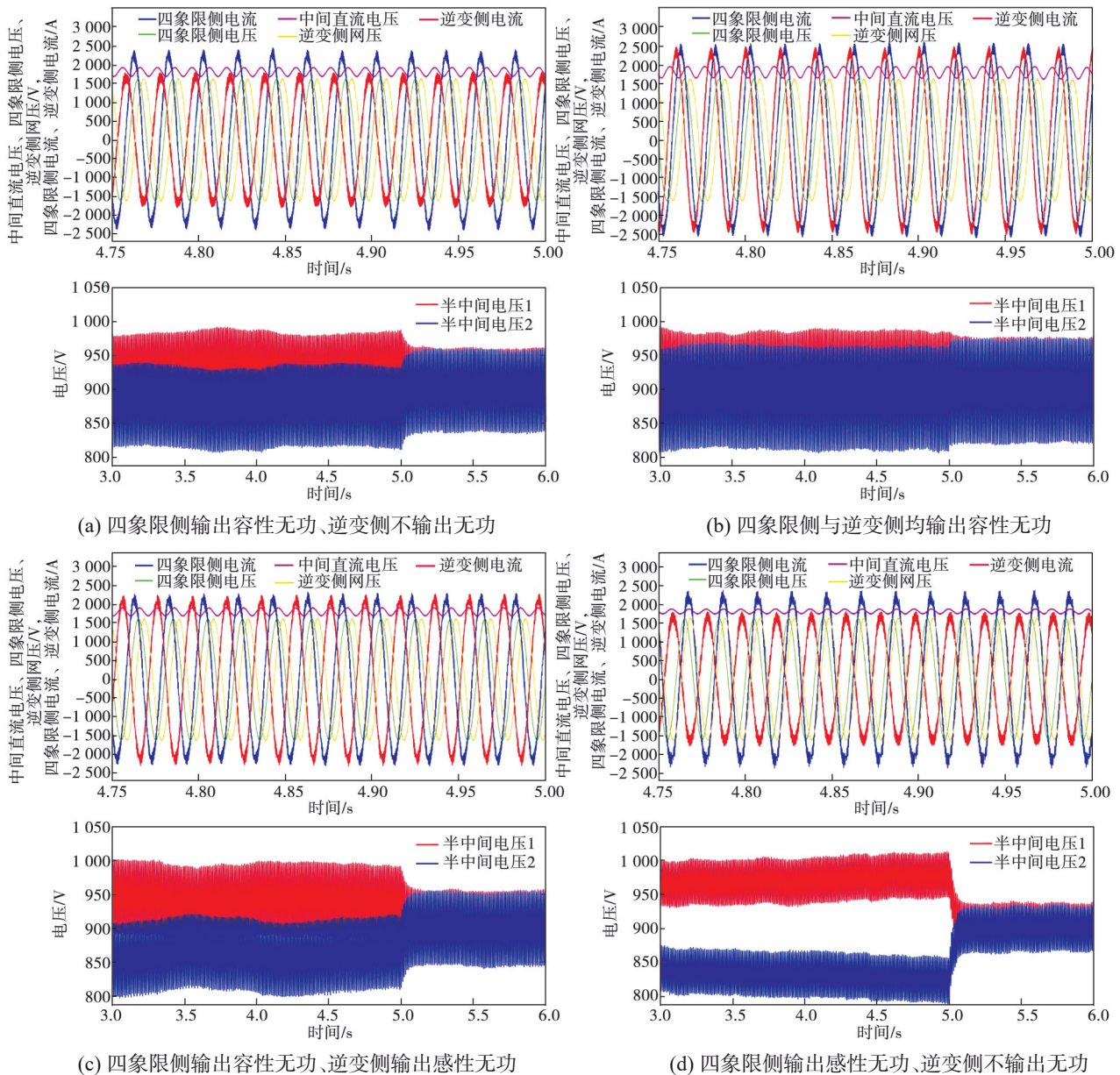


图 8 双端无功功率输出工况仿真

Fig. 8 Simulation results of dual-end reactive power output condition



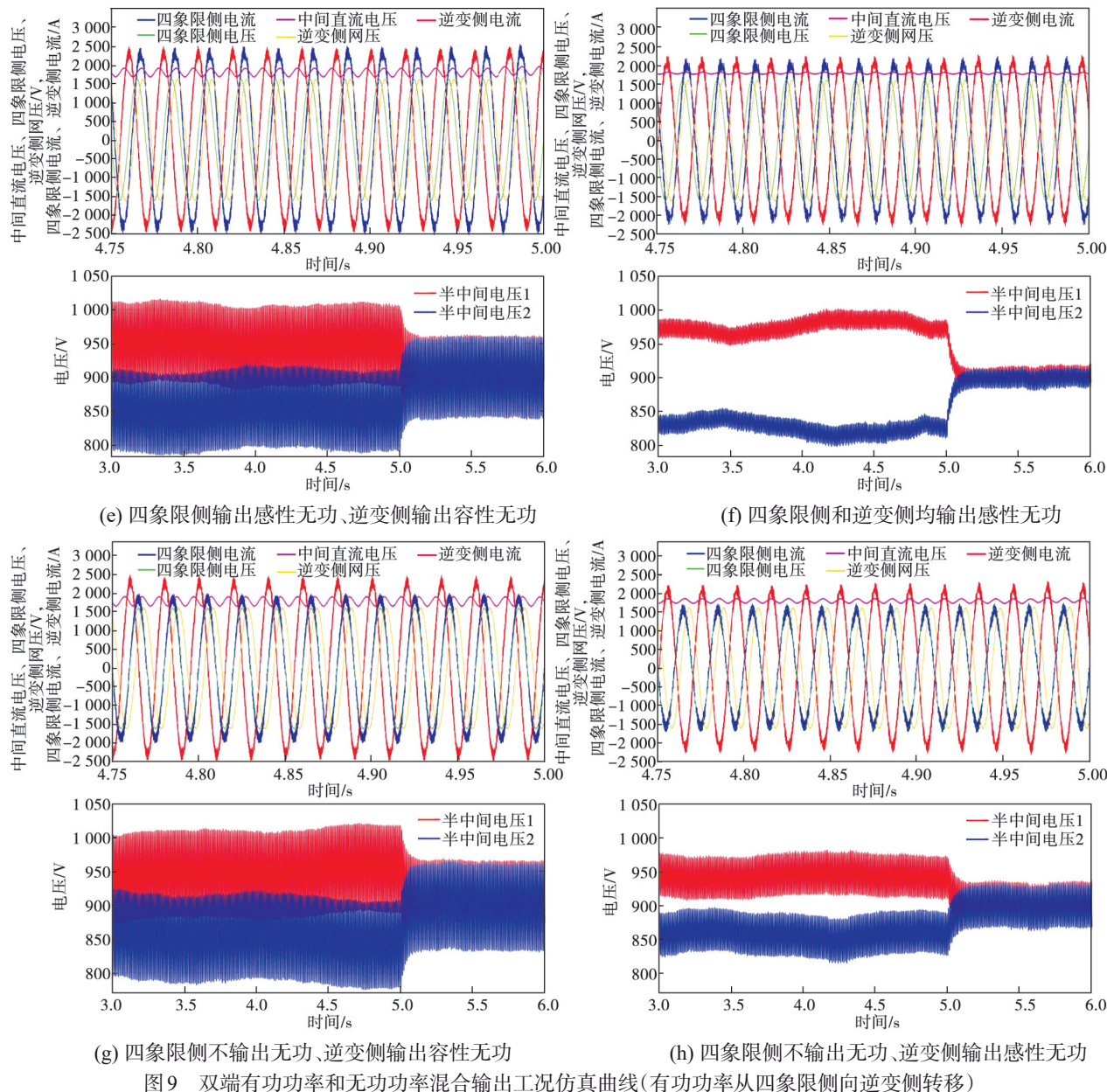


Fig. 9 Simulation waveforms of dual-end active and reactive power mixed output condition (transfer of active power from four-quadrant side to inverter side)

结果,图10(f)为四象限侧与逆变器均输出感性无功的仿真结果,图10(g)为四象限不输出无功、逆变器输出容性无功的仿真结果,图10(h)为四象限侧不输出无功、逆变器输出感性无功的仿真结果。由图10可知,这8种工况都在第5s开始进行中点电压平衡控制,电容电压偏差能迅速减小,达到中点电位平衡。

综上所述,在26种不同的双端无功功率输出、有功功率转移的四象限运行工况下,本文提出的中点电压平衡控制算法可以适应复杂多变的运行工况,能有效地抑制中点电压不平衡,实现“交-直-交”变流器双端任意功率因数全工况适用的中点平衡控制。

3.2 试验研究

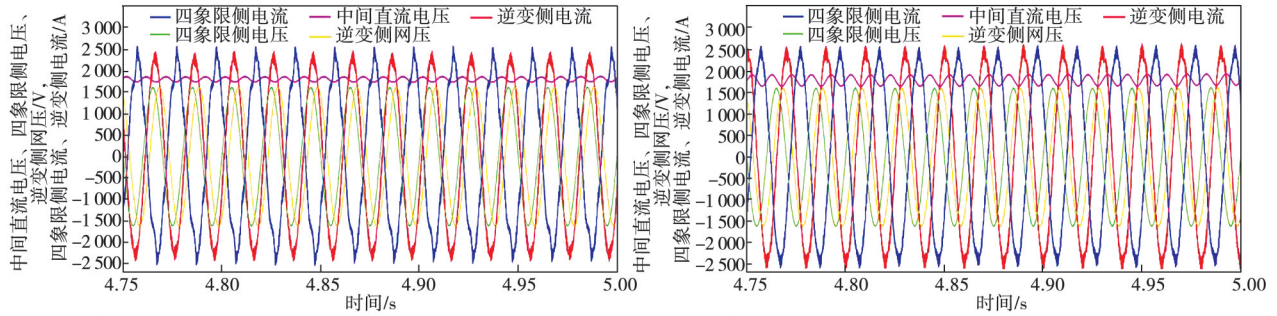
为了进一步验证算法的可行性和有效性,在理论验证的基础上,研究团队在样机上开展了高压试验验证。

证,验证工况如表3所示。

表3 8组高压验证工况
Table 3 High-voltage experimental verification under 8 conditions

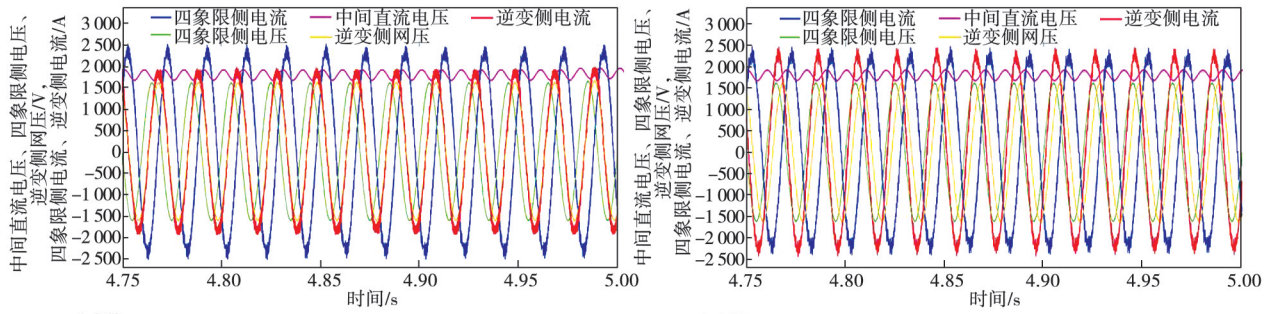
工况	整流侧		逆变器	
	有功电流	无功电流	有功电流	无功电流
1	1 250	300	-1 250	300
2	1 000	1 000	-1 000	-1 000
3	1 000	-1 000	-1 000	1 000
4	1 250	-300	-1 250	-300
5	-1 250	300	1 250	300
6	-1 000	1 000	1 000	-1 000
7	-1 000	-1 000	1 000	1 000
8	-1 250	-300	1 250	-300

图11是双端有功功率与无功功率混合输出工况下的高压试验波形图(有功功率从四象限侧向逆变器转移)。



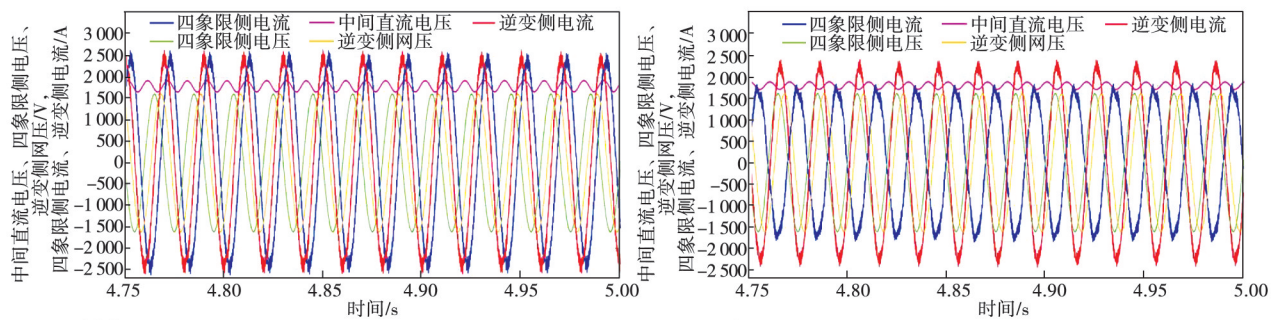
(a) 四象限侧输出容性无功、逆变侧不输出无功

(b) 四象限侧与逆变侧均输出容性无功



(c) 四象限侧输出容性无功、逆变侧输出感性无功

(d) 四象限侧输出感性无功、逆变侧不输出无功



(e) 四象限侧输出感性无功、逆变侧输出容性无功

(f) 四象限侧和逆变侧均输出感性无功

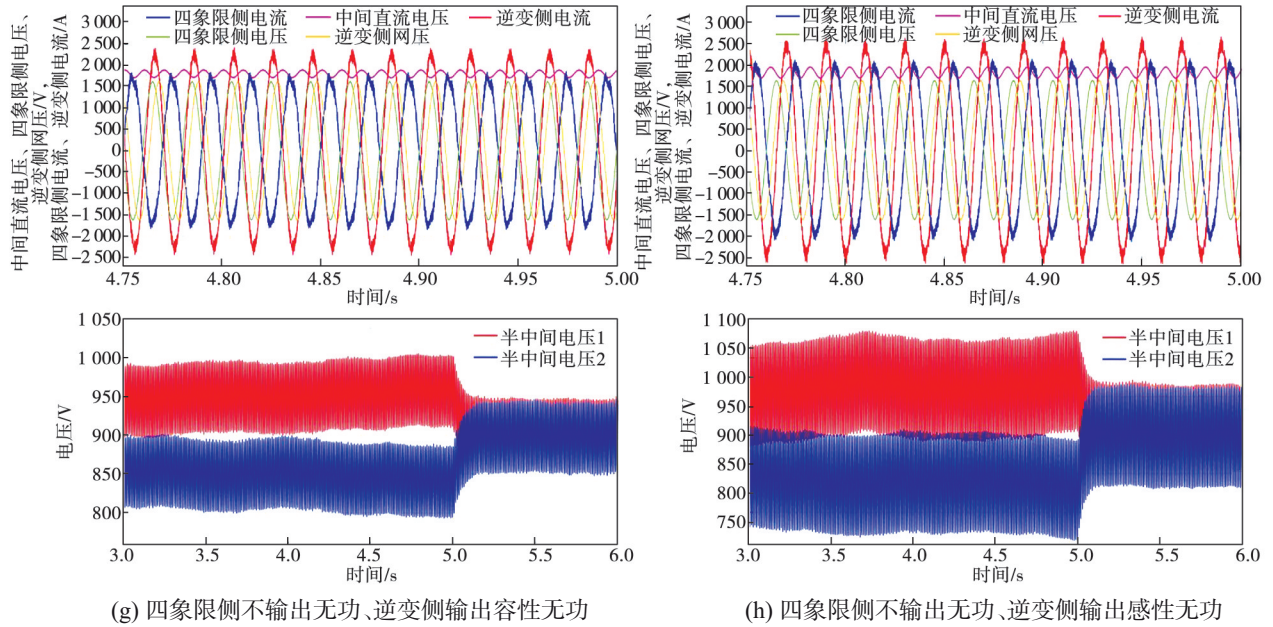


图10 双端有功功率和无功功率混合输出工况仿真曲线(有功功率从逆变侧向四象限侧转移)

Fig. 10 Simulation waveforms of dual-end active and reactive power mixed output condition (transfer of active power from inverter side to four-quadrant side)

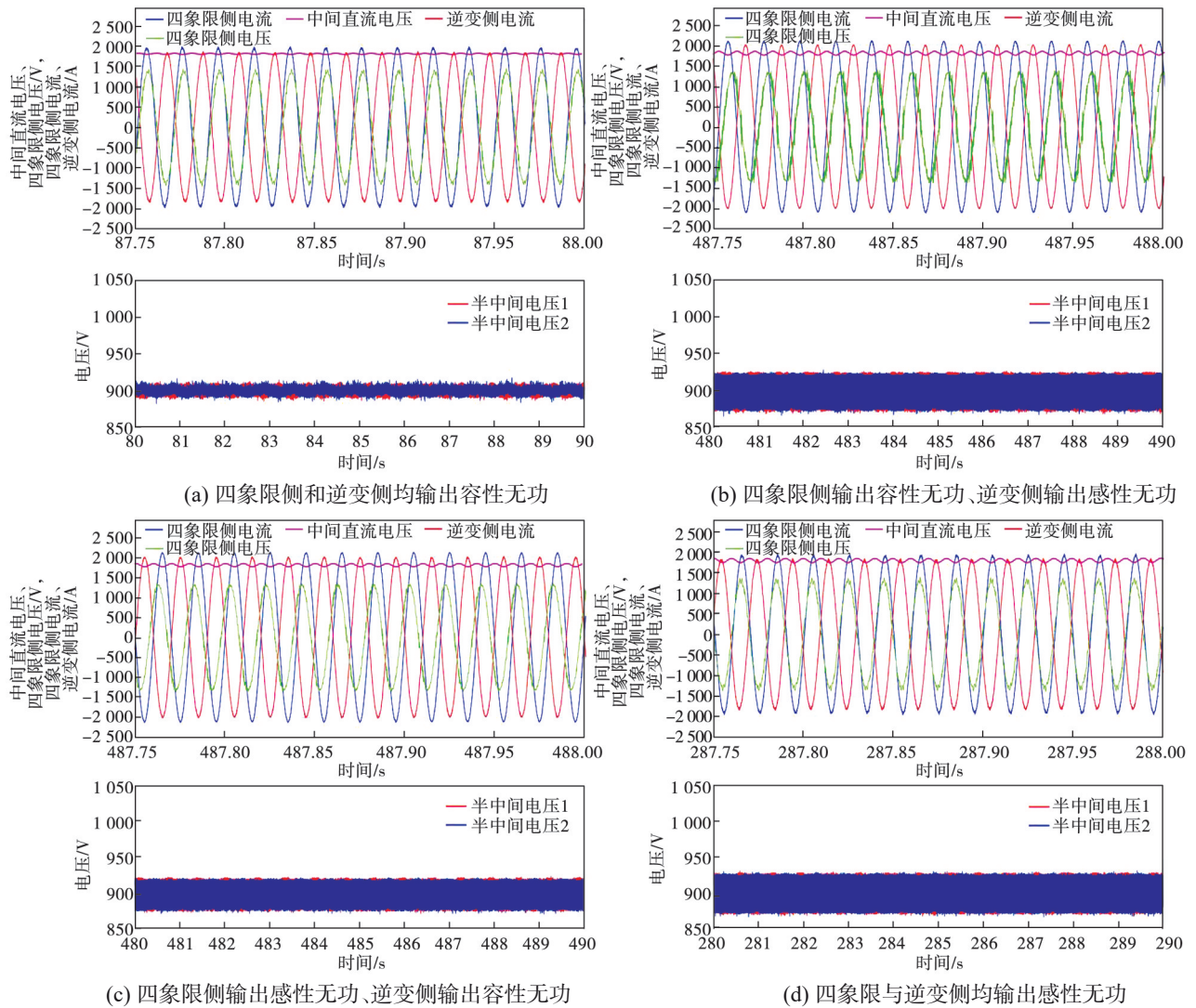


图11 双端有功功率和无功功率混合输出工况试验曲线(有功功率从四象限侧向逆变侧转移)

Fig. 11 Experimental waveforms of dual-end active and reactive power hybrid output (transfer of active power from four-quadrant side to inverter side)

其中,图 11(a)为四象限侧与逆变侧均输出容性无功情况;图 11(b)为四象限侧输出容性无功、逆变侧输出感性无功情况,图 11(c)为四象限侧输出感性无功、逆变侧输出容性无功情况,图 11(d)为四象限侧与逆变侧均输出感性无功情况。

图 12 是双端有功功率和无功功率混合输出工况下的高

压试验波形图(有功功率从逆变侧向四象限侧转移)。其中,图 12(a)为四象限侧与逆变侧均输出容性无功情况,图 12(b)为四象限侧输出容性无功、逆变侧输出感性无功情况,图 12(c)为四象限侧输出感性无功、逆变侧输出容性无功情况,图 12(d)为四象限侧与逆变侧均输出感性无功情况。

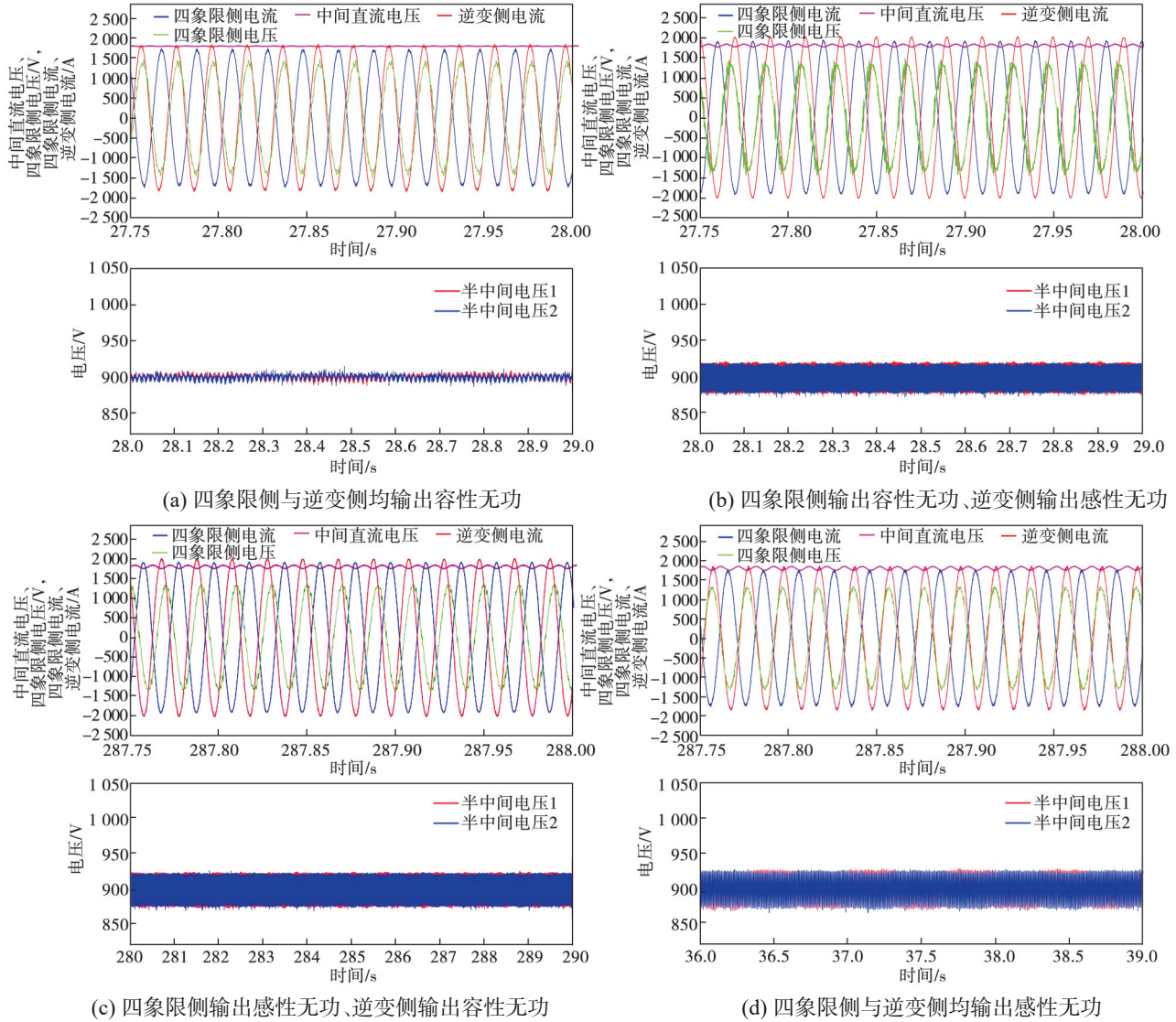


图 12 双端有功功率和无功功率混合输出工况试验曲线(有功功率从逆变侧向四象限侧转移)

Fig. 12 Experimental waveforms of dual-end active and reactive power hybrid output (transfer of active power from inverter side to four-quadrant side)

在有功功率加载或减载的动态过程中,两端有功功率会存在短暂且轻微功率不平衡的情况,直流电压出现波动,出现这类工况也能够实现中点电位平衡。图 13 显示了一个实际工况加载的过程,在双端变流器输出有功功率时,逆变侧功率短暂大于四象限侧功率,进而导致中间电压跌落,在调节过程中间直流电压出现波动,但半中间电压仍然可以保持相等,这表明轻微有功功率不平衡工况下中点电位也可以实现平衡控制。

高压试验的目的是完成双端有功功率与无功功率混合输出的 8 种工况验证。试验结果表明,8 种工况都可以实现中点电压平衡,即使出现短暂且轻微功率不平衡情况中点电位也可以实现平衡控制,这表明本文

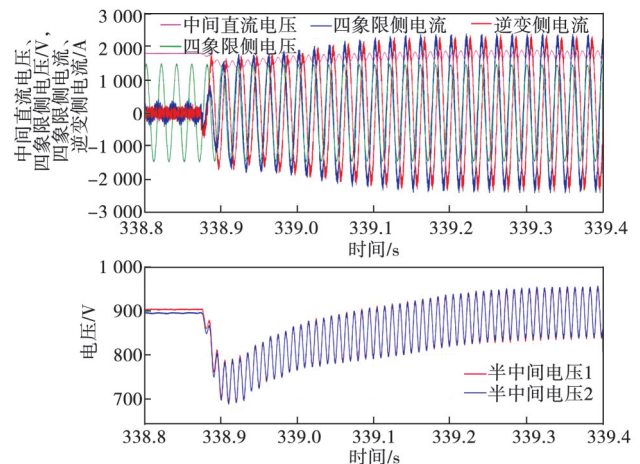


图 13 轻微有功功率不平衡下的中点电压平衡情况

Fig. 13 Neutral-point voltage balance under slight active power imbalance

提出的中点电压控制方法是可行和有效的。

4 结论

本文提出一种单相三电平“交-直-交”变流器中点电压平衡控制方法,该方法为根据变流器的运行状态来进行补偿控制,实时动态调整中点电压不平衡时开关器件导通状态的作用时间,即从一种开关状态调整为另一种状态,从而改变上、下电容充放电过程,达到平衡中点电压的目的。该方法可实现“交-直-交”变流器双端任意功率因数全工况适用的中点平衡控制,满足EDE装置的复杂应用场景。通过对其进行理论分析、仿真和高压试验验证,得到以下结论:

①影响单相三电平变流器中点电位平衡的开关状态 (S_a, S_b) 为 $(1, 0)$ 、 $(0, 1)$ 、 $(0, -1)$ 、 $(-1, 0)$,当变流器运行时只要减少这4类工况运行时间,中点不平衡的问题将得以解决。

②在“结论①”的基础上,当单相三电平“交-直-交”变流器应用于EDE装置复杂应用场景时,单相三电平“交-直-交”变流器的中点电压平衡问题将更加复杂。

③单相三电平“交-直-交”变流器仅依靠单端变流器控制中点电压平衡存在风险,因此采用双端变流器共同进行中点电压平衡控制。采用这种方法能够更有效地平衡中点电压,降低超调风险,并提高系统稳定性和可靠性

参考文献:

- [1] 刘正雄,陈婷,陈颖,等.重载铁路牵引供电再生制动能量调度系统研究及应用[J].控制与信息技术,2023(2):34-39.
LIU Zhengxiong, CHEN Ting, CHEN Ying, et al. Research and application of regenerative braking energy dispatching system for heavy haul railway traction power supply[J]. Control and information technology, 2023(2): 34-39.
- [2] 张志春,吴丽然.基于Vv或Scott牵引变压器的同相供电系统及其控制[J].控制与信息技术,2018(4):32-35.
ZHANG Zhichun, WU Liran. Co-phase traction supply system based on Vv or Scott traction transformer and its control [J]. Control and information technology, 2018(4): 32-35.
- [3] 章志兵,张志学.单相三电平整流器控制方法及中点平衡的研究[J].机车电传动,2008(4):34-38.
ZHANG Zhibing, ZHANG Zhixue. Study of control strategies and neutral point voltage balancing of single phase three-level rectifier[J]. Electric drive for locomotives, 2008 (4): 34-38.
- [4] 高强,汪光森,刘德红.中性点箝位型三电平单相逆变器中性点电位平衡控制方法[J].船电技术,2009,29(12):18-23.
GAO Qiang, WANG Guangsen, LIU Dehong. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level single-phase NPC converters[J]. Marine electric & electronic technology, 2009, 29(12): 18-23.
- [5] OSAWA C, MATSUMOTO Y, MIZUKAMI T, et al. A state-space modeling and a neutral point voltage control for an NPC power converter[C]//IEEE. Proceedings of Power Conversion Conference - PCC' 97. Nagaoka: IEEE, 1997: 225-230.
- [6] SHEN J, BUTTERWORTH N. Analysis and design of a three-level PWM converter system for railway traction applications[J]. IEE proceedings: electric power applications, 1997, 144(5): 357-371.
- [7] 宋文胜,冯晓云.基于零序电压分量注入的单相三电平NPC整流器脉宽调制方法[J].中国电机工程学报,2011,31(36):16-24.
SONG Wensheng, FENG Xiaoyun. A pulse width modulation scheme with zero-sequence voltage injection for single phase three-level NPC rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(36): 16-24.
- [8] 王颖雄,马伟明,肖飞,等.三电平背靠背变流器的中点电压波动分析与抑制[J].电工技术学报,2013,28(7):205-211.
WANG Haoxiong, MA Weiming, XIAO Fei, et al. Analyses and restraining of the neutral-point voltage fluctuation in back-to-back connected three-level converters[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2013, 28(7): 205-211.

Research on control strategy for neutral-point balance in three-level configurations for railway energy dispatching equipment

CHEN Xin¹, WANG Yue², FU Gang¹, QIU Lebing², LIU Xiang¹, XIANG Jinwen¹

(1. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;

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

Abstract: Energy dispatching equipment (EDE) utilizes converters in an AC-DC-AC topology to perform energy management functions including negative sequence, harmonic suppression, reactive power compensation, and active energy dispatching transfer for railway traction power supply. However, the use of three-level converters in EDE leads to neutral-point imbalance due to the inherent topological limitation. Additionally, the diverse energy management functions of EDE, combined with out-of-phase voltage on both ends of the converters, cause arbitrary fluctuations of the power factor on both ends of the converters, exacerbating the neutral-point voltage imbalance deficiency. This paper proposes a control method for neutral-point voltage balance in single-phase three-level AC-DC-AC converters, designed for neutral-point balance control applicable to full conditions with arbitrary power factors on both ends of the converter, which is suitable for EDE application scenarios. This method was validated and confirmed to be effective and feasible through simulations and high-voltage experiments.

Keywords: railway energy dispatching equipment; single-phase; three-level; neutral-point voltage balance control