

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230625

基于 T 型三电平变换器的优化损耗分布控制策略

周思邈¹, 马伏军², 许明春³, 丁红旗², 黄格林², 章程², 王俊攀²

(1. 国网江苏省电力有限公司镇江供电分公司, 江苏 镇江 212001; 2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 3. 华能集团湖南分公司, 湖南 长沙 410082)

摘要: T型三电平变换器在常规调制策略下,存在着严重的内管外管损耗不均的问题。当变换器的调制比低于0.57时,T型三电平变换器的内管温升明显高于外管温升,这个问题在低电压穿越(low voltage ride through, LVRT)运行时更为严峻,将威胁变换器的长期可靠运行。为此,提出了一种基于损耗优化分布的不连续脉宽调制策略,在空间矢量图的对应区域采用新的开关序列,每相采用钳位到直流侧正极或直流侧负极的钳位方式,进而实现外管内管电流的重新分配。新调制策略采用五段式发波,不仅有效改善了内外管损耗的分布,还能提高变换器整体效率;通过冗余小矢量互补的序列,维持中点电压的平衡;新调制策略具有统一的载波调制实现方式。最后,通过电气-热联合仿真,验证了所提损耗优化分布调制策略的有效性。

关键词: T型三电平变换器; 损耗均衡; 不连续调制; 中点电压控制

Optimal loss distribution control strategy based on a T-type three-level converter

ZHOU Simiao¹, MA Fujun², XU Mingchun³, DING Hongqi², HUANG Gelin², ZHANG Cheng², WANG Junpan²

(1. Zhenjiang Power Supply Branch of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Zhenjiang 212001, China;
2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;
3. CHINA HUANENG Hunan Branch, Changsha 410082, China)

Abstract: In conventional modulation strategy, there is a serious problem of uneven loss between inner and outer switches of a T-type three-level converter. When the converter's modulation ratio is below 0.57, the inner switch temperature rise is significantly higher than that of the outer switch, and this issue is even worse during a low voltage ride through (LVRT) operation. It will threaten the long-term reliable operation of the converter. Therefore, a discontinuous pulse width modulation strategy based on optimal loss distribution is proposed. This adopts new switching sequences in corresponding regions of the space vector diagram. The clamping mode of each phase is to be clamped to the positive or negative pole so as to redistribute the current in outer and inner switches. This new modulation strategy adopts a five-stage wave mode. This can not only effectively improve the loss distribution of the inner and outer switches, but also enhance the efficiency of the converter. The balance of midpoint voltage is maintained through redundant small vector complementary sequences. The new modulation strategy has a unified carrier-modulation method. Finally, the effectiveness of the proposed loss distribution modulation strategy is verified by electrical-thermal co-simulation.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51977067).

Key words: T-type three-level converter; loss balance; discontinuous modulation; midpoint voltage control

0 引言

三电平变换器具有电压电流畸变率(total harmonic distortion, THD)较低、开关管承受的电压应力较小、

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51977067); 湖南省研究生科研创新项目资助(CX20220393); 湖南省自然科学基金优秀项目资助(2020JJ3010)

dv/dt 较低和可控性高等优点^[1-6], 被广泛应用于中低压大功率场合(例如新能源并电网、储能系统、充电桩等)。与二极管中点钳位型三电平(neutral point clamped, NPC)变换器不同的是, T型三电平变换器每相省去两个钳位二极管, 桥臂中点通过两个反向串联的开关管连接到直流侧电容中点。T型三电平变换器既有两电平变换器器件数量少、占空间小的优点, 又有三电平变换器输出波形质量好、开关管

应力小的优点, 并且效率较高^[7], 受到学术界和工业界广泛关注。

然而, 和其他 NPC 一样, 在传统 PWM 调制方式下, T 型三电平变换器存在开关管损耗不均的问题, 例如当调制比较低时, 内管的损耗远大于外管^[8-9]。这个问题在变换器处于低电压穿越(low voltage ride through, LVRT)运行时更为严重, 因为变换器的调制比很低, 还要向电网提供较高的无功电流^[10-12], 导致 T 型三电平变换器的热分布不均现象更为突出, 还伴随着效率不高的问题, 开关管的结温出现较大差异。这将限制变换器的散热和容量, 增加了设计和维护成本, 甚至影响变换器的可靠性和寿命。

为了提高变换器的效率, 通常将最大电流相钳位^[13]。但是传统的不连续调制(discontinuous pulse width modulation, DPWM)没有控制电容电压的能力, 因此许多学者提出了改良 DPWM 策略。文献[13-14]提出了改良不连续调制(modified discontinuous pulse width modulation, MDPWM), 通过在成对的 MDPWM 序列中选择对应的序列控制直流中点电压。文献[15]是 MDPWM 的补充, 对外围扇区的开关序列进行了改良, 并使用载波调制实现。文献[16]提出了使用载波调制实现 DPWM 的一般形式, 并计算得到了直流中点电压平衡所需注入的零序分量, 但是无法做到开关损耗最小化。文献[17-18]得到了中点电压不平衡下的空间矢量图, 重新计算了每个开关周期内合成矢量的作用时间, 但是会加重中点电压的不平衡度。文献[19]提出了拓展不连续调制(extended discontinuous pulse width modulation, EDPWM), 增加了使中点电压缓慢变化的开关序列区域, 进而控制中点电压, 但是在一个开关周期内, 桥臂输出电压变化次数为 2, 增大了损耗。

然而以上研究无法缓解 T 型三电平变换器外管内管损耗不均的问题。对于 NPC, 文献[20-22]提出了中点主动钳位 NPC(active neutral point clamped, ANPC)拓扑, 将钳位二极管替换为全控型开关管, 利用 ANPC 较多的冗余 O 状态来均衡开关管之间的损耗。对于 T 型三电平变换器, 均衡损耗的文献较少。文献[9]提出了 DPWM2PN 调制, 但只针对特定功率因数角下的特定工况, 并且无法控制中点电压。文献[23]通过控制冗余的开关状态, 使各个开关管之间的利用率接近, 实现损耗均衡, 但拓扑是单相 T 型三电平变换器。

以上研究结果无法同时兼顾 T 型三电平变换器整体损耗降低、开关管热分布均衡和直流电容电压控制这三个方面的运行要求。为此, 本文提出一种损耗均衡的不连续调制策略(loss balance discontinuous

PWM, LBDPWM), 使 T 型三电平变换器在低调制比运行状态下开关管损耗均衡, 提高整体效率, 同时保持直流中点电压平衡和输出波形的质量。本文所提 LBDPWM 还能够通过向调制波中注入零序分量的载波调制来实现, 具有一般性。仿真结果显示, 所提 LBDPWM 调制策略能够使开关管的损耗均衡, 实现变换器高效运行。

1 T 型三电平变换器拓扑结构与数学模型

图 1 为 T 型三电平变换器的拓扑图, 图中 $S_{x1} \sim S_{x4}$ 、 $D_{x1} \sim D_{x4}$ ($x = a, b, c$) 分别为 MOSFET 及体二极管, 其中 S_{x1} 和 S_{x4} 为外管, S_{x2} 和 S_{x3} 为内管; L_f 和 C_f 构成 LC 滤波器, R_l 为负载, i_a 、 i_b 、 i_c 为三相电感电流; U_{dc} 为直流侧电源电压, C_1 、 C_2 为直流侧支撑电容, U_{C1} 、 U_{C2} 为两电容上的电压, 理想情况下两个电容上的电压均为 $0.5U_{dc}$; A、B、C 为桥臂中点, a、b、c 为逆变器输出侧, O 为直流侧中点, N 为三相中性点。

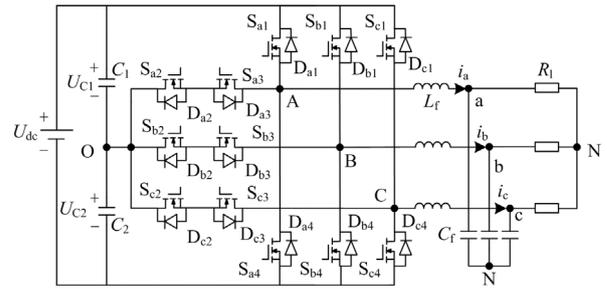


图 1 T 型三电平变换器

Fig. 1 T-type three-level converter

可得 T 型三电平变换器的三相数学模型为

$$L_f \frac{di_x}{dt} + e_{xN} = u_{xO} + u_{ON} \quad (1)$$

式中: $X = A, B, C$; e_{xN} 为负载三相电压。将式(1)转换到 dq 坐标系下, 得

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} - \omega L_f i_q + e_{dN} = u_d \\ L_f \frac{di_q}{dt} + \omega L_f i_d + e_{qN} = u_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: i_d 、 i_q 分别为电感电流 d 、 q 轴分量; e_{dN} 、 e_{qN} 分别为负载电压 d 、 q 轴分量; u_d 、 u_q 分别为桥臂中点电压 d 、 q 轴分量。

2 T 型三电平变换器损耗分析

T 型三电平变换器每相桥臂中点相对于直流中点 O 的输出电压 u_{xO} 如表 1 所示。

表 1 T 型三电平变换器每相桥臂输出电压

Table 1 Phase bridge output voltage of T-type three-level converter

状态	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	u_{xO}
P	1	1	0	0	$0.5U_{dc}$
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-0.5U_{dc}$

以 A 相桥臂中点输出电压基波分量 u_{AO_1} 大于零时为例, 分析 A 相桥臂开关管的损耗构成情况。

A 相桥臂切换过程如图 2 所示。假设此时 A 相电感电流 $i_a < 0$, A 相经历由 P 状态切换到 O 状态这一过程。当 A 相桥臂中点在 P 状态时, 由于 MOSFET 具有反向导通能力, 负载电流反向流过 S_{a1} , S_{a1} 上产生反向导通损耗 E_{Sa1_con} ; 进入死区后, S_{a1} 的驱动信号由 1 变为 0, 负载电流流过 S_{a1} 的体二极管 D_{a1} , 由于死区时间很短, 可近似认为 D_{a1} 的导通损耗忽略不计, 而 S_{a1} 实现零电压关断 (zero voltage switching, ZVS); 死区结束后, S_{a3} 的驱动信

号由 0 变为 1, S_{a3} 导通, 产生开通损耗 E_{Sa3_on} , 进入 O 状态, 负载电流从 D_{a1} 换流至 S_{a3} , D_{a1} 产生反向恢复损耗 E_{Da1_fr} , 负载电流在 S_{a2} 和 S_{a3} 上产生导通损耗 E_{Sa2_con} 、 E_{Sa3_con} , 最后 S_{a3} 关断, 产生关断损耗 E_{Sa3_off} 。在上述过程中, S_{a2} 的驱动信号始终为 1, 所以 S_{a2} 没有开关损耗。同理, 负载电流为正、桥臂中点输出电压基波分量 u_{xO_1} 为负, 可以用类似的方法得到 B 相、C 相在一个开关周期内的损耗构成, 如表 2 所示。

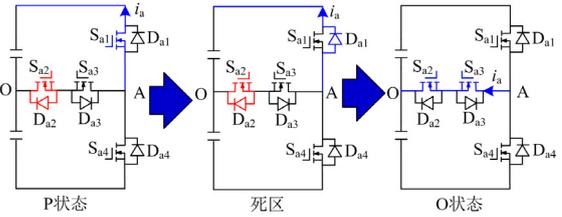


图 2 A 相桥臂切换过程

Fig. 2 Transition of A phase bridge

表 2 T 型三电平变换器每相桥臂损耗构成

Table 2 Composition of phase bridge loss of T-type three-level converter

	$u_{xO_1} > 0, i_x > 0$	$u_{xO_1} > 0, i_x < 0$	$u_{xO_1} < 0, i_x > 0$	$u_{xO_1} < 0, i_x < 0$
S_{x1}	$E_{Sx1_con}, E_{Sx1_on}, E_{Sx1_off}$	E_{Sx1_con}, E_{Dx1_fr}	—	—
S_{x2}	E_{Sx2_con}	E_{Sx2_con}	$E_{Sx2_con}, E_{Sx2_on}, E_{Sx2_off}$	E_{Sx2_con}, E_{Dx2_fr}
S_{x3}	E_{Sx3_con}, E_{Dx3_fr}	$E_{Sx3_con}, E_{Dx3_on}, E_{Sx3_off}$	E_{Sx3_con}	E_{Sx3_con}
S_{x4}	—	—	E_{Sx4_con}, E_{Dx4_fr}	$E_{Sx4_con}, E_{Sx4_on}, E_{Sx4_off}$

如果使用 SiC 器件, 那么二极管的反向恢复损耗可以忽略不计。在一个工频周期内, 开关管的损耗主要由导通损耗和开关损耗构成。

导通损耗产生的能量 E_{Sxy_con} 可表示为

$$E_{Sxy_con} = \sum_{n=0}^{n=\frac{T}{T_s}-1} \int_t^{t+T_s} i_{ds}(nt) \cdot v_{ds}(i_{ds}(nt)) \cdot d_y dt \quad (3)$$

式中: $y=1、2、3、4$; T 为工频周期; T_s 为开关周期; $i_{ds}(nt)$ 为流过开关管的电流; $v_{ds}(i_{ds}(nt))$ 为开关管的导通压降, 与导通电流大小有关, 可以从器件的 Datasheet 上查到; d_y 为开关管在本开关周期内的载流占空比, 其值见表 3。表 3 中, $u_{modu_x}(nt)$ 为调制波大小。

开关损耗产生的能量 E_{Sxy_swit} 可表示为

$$E_{Sxy_swit} = \sum_{n=0}^{n=\frac{T}{T_s}-1} (E_{on_ref} \cdot \frac{v_{ds_on}(nt)}{v_{ds_on_ref}} + E_{off_ref} \cdot \frac{v_{ds_off}(nt)}{v_{ds_off_ref}}) \quad (4)$$

式中: E_{on_ref} 为开通能量; E_{off_ref} 为关断能量; $v_{ds_on_ref}$ 、 $v_{ds_off_ref}$ 分别为开通、关断额定测试电压; $v_{ds_on}(nt)$ 、 $v_{ds_off}(nt)$ 分别为开关管开通、关断时两端的电压。

表 3 开关管载流占空比与调制波的关系

Table 3 Relationship between switch current-carrying duty ratio and modulation waveforms

载流占空比	$u_{modu_x}(nt) > 0$	$u_{modu_x}(nt) \leq 0$
d_{-1}	$\frac{u_{modu_x}(nt)}{0.5U_{dc}}$	0
d_{-2}	$1 - \frac{u_{modu_x}(nt)}{0.5U_{dc}}$	$1 + \frac{u_{modu_x}(nt)}{0.5U_{dc}}$
d_{-3}	$1 - \frac{u_{modu_x}(nt)}{0.5U_{dc}}$	$1 + \frac{u_{modu_x}(nt)}{0.5U_{dc}}$
d_{-4}	0	$\frac{u_{modu_x}(nt)}{0.5U_{dc}}$

T 型三电平变换器的空间矢量图如图 3 所示, 图中共有 27 个矢量。所有矢量按长度分为长度为 0 的零矢量、 $U_{dc}/3$ 的小矢量、 $\sqrt{3}U_{dc}/3$ 的中矢量和

最大或最小的相。当参考矢量在 I 扇区内时, 使用 A-P 或 C-N 钳位模式, 那么在一个开关周期内原本由开关管 S_{a2} 、 S_{a3} 承受的 A 相电流转移到开关管 S_{a1} 、 S_{a4} 上, 进而实现了损耗均衡。钳位模式的选择原则为: 优先钳位此时三相电流绝对值最大的值所对应的相, 否则钳位三相电流绝对值处于中间的值所对应的相, 这样不仅可以最大限度地平衡内外管之间的损耗, 还能降低整体的损耗。

使用 LBDPWM 之后的 T 型三电平变换器桥臂损耗三维图, 如图 6 所示。可以看出, 在 LBDPWM 控制下, 内管的较高损耗转移到了外管上, 并且最大电流的钳位还实现了桥臂总损耗的降低。

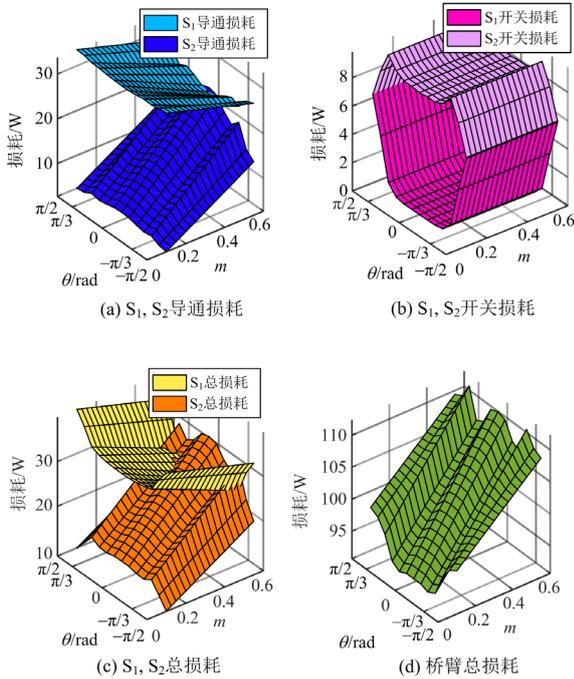


图 6 T 型三电平变换器桥臂开关管损耗(LBDPWM 调制下)

Fig. 6 Loss of switches on one bridge in T-type three-level converter (LBDPWM modulation)

3.2 LBDPWM 直流中点电压平衡策略

以 I 扇区为例, 图 7 为 I 扇区的参考矢量合成图。I 扇区内有 A-P、C-N 两种钳位模式, 其中 PPO 和 POO 分别与 OON 和 ONN 为冗余小矢量, 对直流中点电压起相反作用, 利用该特性, 对 T 型三电平变换器的中点电压进行控制。图 7 中, V_0 、 V_1 、 V_2 共同合成参考矢量 V_{ref} , 并且满足式(5)—式(7)。

$$T_1 = \frac{2\sqrt{3}|V_{ref}|}{U_{dc}f_s} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \sigma\right) \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{2\sqrt{3}|V_{ref}|}{U_{dc}f_s} \sin\sigma \quad (6)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (7)$$

式中: T_1 、 T_2 、 T_0 分别为一个开关周期内 V_1 、 V_2 、 V_0 的作用时间; σ 为参考矢量 V_{ref} 与 V_1 矢量所在坐标轴的夹角。

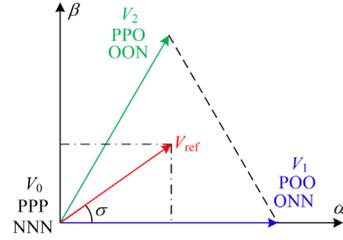


图 7 I 扇区参考矢量合成图

Fig. 7 Reference vector synthesis diagram of I sector

根据电荷公式 $Q = i \cdot t$, 引入变量 k 判断冗余矢量中对中点电压作用较强的一对, 然后根据中点电流和当前直流中点电压偏移的方向选择钳位模式。

$$k = \left| \frac{i_a \cdot T_1}{i_c \cdot T_2} \right| \quad (8)$$

如果 $k > 1$, 说明 POO-ONN 冗余矢量对的作用较强, 应按照电流 i_a 和直流中点电压偏移的方向来选择钳位模式, 反之亦然。

3.3 LBDPWM 实现方法

在数字控制中, 使用空间矢量调制往往需要计算每个矢量的作用时间, 将计算结果存入数组中, 涉及大量的查表和三角函数运算, 执行效率较低, 控制精度不高, 不适用于中高频变换器的控制。然而, 对三相调制波注入零序分量(zero sequence voltage, ZSV)可以实现空间矢量调制^[24-25]。因此本文将使用注入 ZSV 的方式实现 LBDPWM, 注入的 ZSV 与钳位模式之间的关系如表 5 所示。

表 5 LBDPWM 注入 ZSV 与钳位模式之间的关系

infected and clamp modes	
钳位模式	ZSV
X-P	$-u_{modu_x} + 0.5U_{dc}$
X-N	$-u_{modu_x} - 0.5U_{dc}$

图 8 为 $U_{dc} = 750 \text{ V}$ 、 $m = 0.3$ 、纯阻性负载下 LBDPWM 的 A 相调制波和零序分量。

LBDPWM 载波调制具有统一的实现形式。图 9 为三相调制波在 $0 \sim 2\pi$ 的分布情况, 以 $\pi/3$ 为间隔分为 6 个区间, 可得每个区间内最大的调制波对应相和最小的调制波对应相正好为 LBDPWM 在每个大扇区内两种钳位模式中所要钳位的两个相。

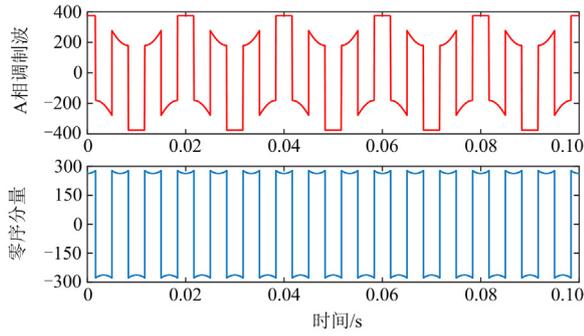


图 8 LBDPWM 的 A 相调制波与零序分量

Fig. 8 Modulation waveform of A phase and zero-sequence component of LBDPWM

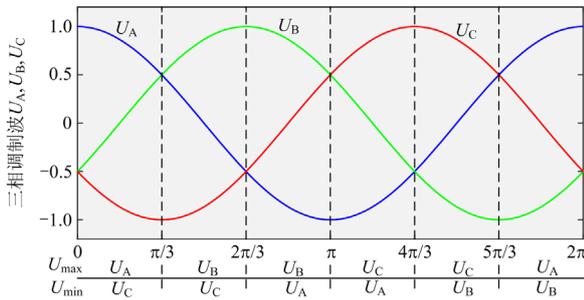


图 9 三相调制波分布

Fig. 9 Distribution of three-phase modulation waveforms

将 LBDPWM 的一般流程总结为图 10。首先根据直流中点电压偏移程度判断是否要进行直流中点电压控制, 若两直流电容电压差绝对值小于 U_{DZ} , 无须进行直流中点电压控制, 优先进行均衡损耗和降低整体损耗, 根据相电流的大小选择钳位模式, 优先选择相电流绝对值最大的相进行钳位, 如图中①②③所示; 否则需要进行直流中点电压控制, 先根据④⑤判断作用较强的冗余矢量对, 然后按照电流与冗余矢量中点电流的关系选择钳位模式。图 10 中: U_{max} 、 $i_{U_{max}}$ 分别为当前瞬时值最大的调制波及其电流的值; U_{min} 、 $i_{U_{min}}$ 分别为当前瞬时值最小的调制波及其电流的值; U_{diff} 为直流电容电压差; U_{DZ} 为设定的直流中点电压偏移阈值; U_{max} -P 代表调制波瞬时值最大相采用 P 状态, 以此类推。

对于载波, 仍以 I 扇区为例, 钳位模式 A-P、C-N 的开关序列以及载波调制方式如图 11 所示。钳位模式中包含 PPP 和 NNN 这两个开关状态, 应按照图 11 所示的调制方式进行载波选择, 避免桥臂不经过 O 状态直接从 P 状态转换到 N 状态的行为。这种行为导致开关管的动作过多, 增加额外损耗, 并有可能造成桥臂直通的现象。LBDPWM 载波调制所需要的载波形状与不同钳位模式之间的关系总结为表 6 所示。

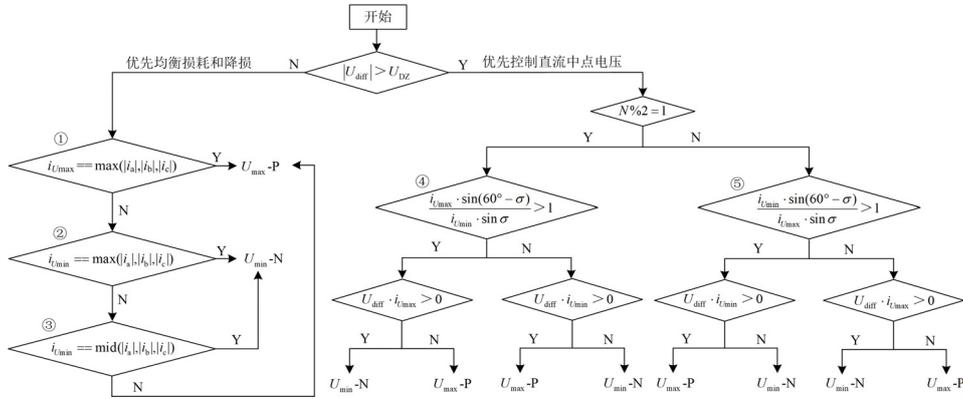


图 10 LBDPWM 流程图

Fig. 10 Flow chart of LBDPWM

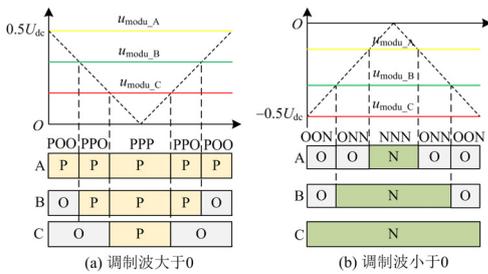


图 11 I 扇区 LBDPWM 载波调制

Fig. 11 Carrier-based modulation in I sector using LBDPWM

表 6 LBDPWM 载波形状与钳位模式之间的关系

Table 6 Relationship between LDPWM carrier shape and different clamp modes

钳位模式	载波形状
X-P	V 形, $0.5U_{dc} \sim 0 \sim 0.5U_{dc}$
X-N	倒 V 形, $-0.5U_{dc} \sim 0 \sim -0.5U_{dc}$

现将 LBDPWM 的控制框图总结如图 12 所示。其中, ψ 为逆变器输出三相电压的空间矢量角。电流闭环得到控制电压 U_d 、 U_q 后, 进入 LBDPWM

环节, 执行图 10 中的流程。

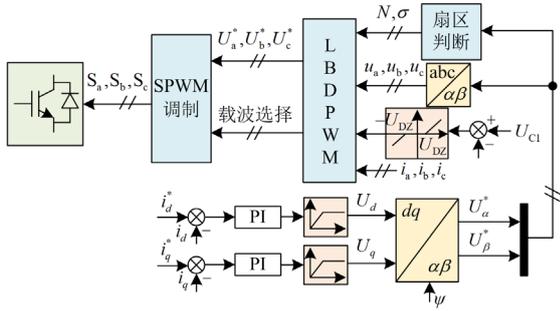


图 12 LBDPWM 控制框图

Fig. 12 LBDPWM control diagram

结合本节内容, 为了综合评价本文所提 LBDPWM 调制策略, 表 7 给出了不同 PWM 调制策略的对比。

表 7 不同 PWM 调制策略对比

Table 7 Comparison of different PWM modulation strategies

	整体损耗	损耗均衡能力	载波调制运算量	中点电压控制能力
文献[24] SVPWM	+++++	无	++	+++
文献[16] TCB-DPWM	+++	无	+++++	++++
本文 LBDPWM	++	有	+++	+++++

4 仿真验证

基于上述分析, 为了验证 LBDPWM 的有效性, 在 Simulink/Plecs 联合仿真平台中搭建了本文的仿真平台。Plecs 是 Plexim 公司开发的电力电子仿真软件, 同时还具有强大快速的器件热仿真功能, 通过导入器件 Datasheet 的损耗曲线数据, Plecs 就能自动计算器件的损耗和升温过程。本文 T 型三电平变换器仿真参数设置如表 8 所示。

表 8 T 型三电平变换器仿真参数

Table 8 Simulation parameters of T-type three-level converter

参数	数值
直流电压 U_{dc}/V	750
直流侧支撑电容 $C_1, C_2/\mu F$	4000
滤波电感 $L_f/\mu H$	460
滤波电容 $C_f/\mu F$	2.2
基频 f/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	40

4.1 V/f 控制仿真验证

本节对 T 型三电平变换器采用 V/f 控制, 电压电流通过 PI 调节器双闭环控制。为了同时对 LBDPWM

的动态和静态性能进行验证, T 型三电平变换器的工作状态随时间变化, 具体见表 9。

表 9 V/f 控制工况随时间的变化

Table 9 Conditions with time changes using V/f control

时间	0~0.3 s	0.3~0.5 s	0.5~0.7 s
电流峰值/A	80	96	56
功率因数/(°)	0	30	60

首先对 T 型三电平变换器在调制比 m 为 0.5 的工况进行仿真, 图 13 为 T 型三电平变换器在 SVPWM 调制和 LBDPWM 调制下开关管的温度波形图。SVPWM 调制时, 在 0~0.3 s 时外管平均温度为 41.5 °C, 内管平均温度为 59.6 °C, 0.3~0.5 s 时外管平均温度为 48.6 °C, 内管平均温度为 75.7 °C, 0.5~0.7 s 时外管平均温度为 33.6 °C, 内管平均温度为 41.5 °C。可得 T 型三电平变换器内管的温度明显高于外管。LBDPWM 调制时, 在相同的时间段内, 外管和内管的平均温度分别为 42.5 °C 和 42 °C、51.6 °C 和 49.7 °C、34.4 °C 和 32.6 °C。LBDPWM 转移了部分原本要流经内管的电流到外管上, 在相应空间矢量扇区内能够实现热分布均衡和降低整体损耗的效果。

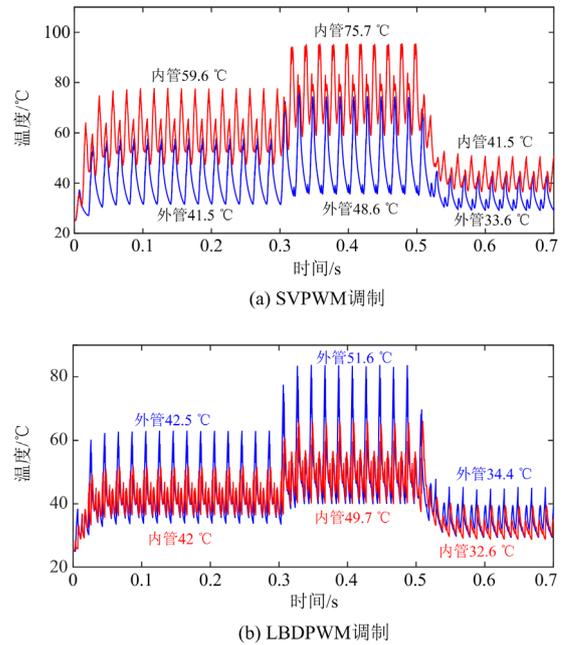


图 13 开关管温度波形(调制比为 0.5)

Fig. 13 Temperature waveforms of switches (modulation ratio is 0.5)

为进一步验证 LBDPWM 在不同调制比下的有效性, 在调制比为 0.2 的更极端工况下再次进行仿真。开关管温度波形图如图 14 所示, 波形细节不再赘述。从图 14 看出, LBDPWM 调制依旧能够实现热分布均衡。

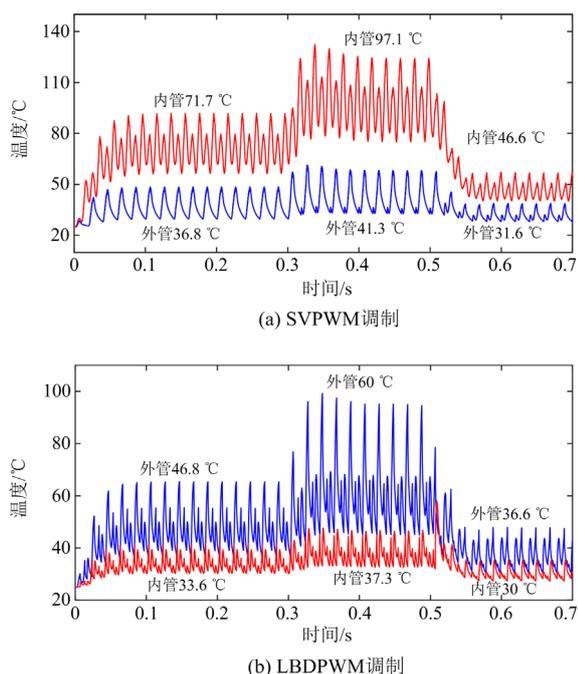


图 14 开关管温度波形(调制比为 0.2)
Fig. 14 Temperature waveforms of switches
(modulation ratio is 0.2)

为了更加直观地体现使用 LBDPWM 前后损耗的分布情况及损耗降低的效果, 得到了在上述工况下 T 型三电平变换器外管内管的损耗分布柱状图, 如图 15 所示, 其中蓝色柱代表导通损耗, 粉色柱代表开关损耗。可见所提调制策略能够将内管中的部分电流转移至外管, 实现损耗均衡和效率提升。

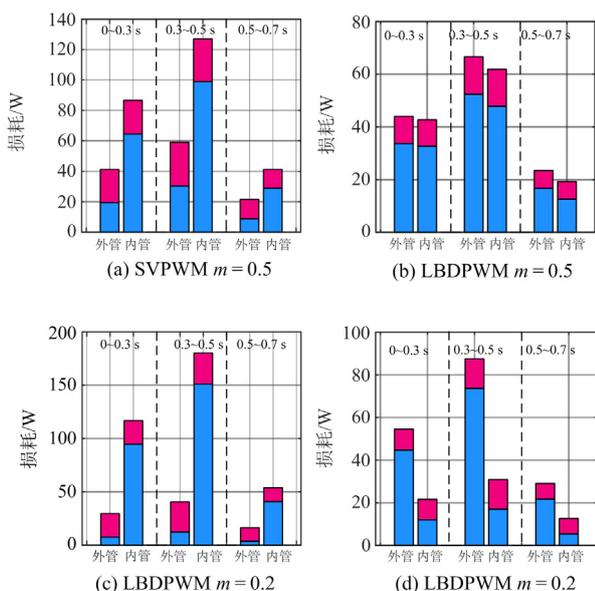


图 15 开关管损耗构成柱状图
Fig. 15 Bar chart of switches loss composition

上述工况中采用 LBDPWM 的输出电压、负载电流和直流电容电压波形, 如图 16 所示。本文 U_{DZ} 取 20 V。从图 16 中可以看出, LBDPWM 调制的动静态响应性能良好, 输出波形质量高, 直流电容电压偏差始终在设定范围之内。

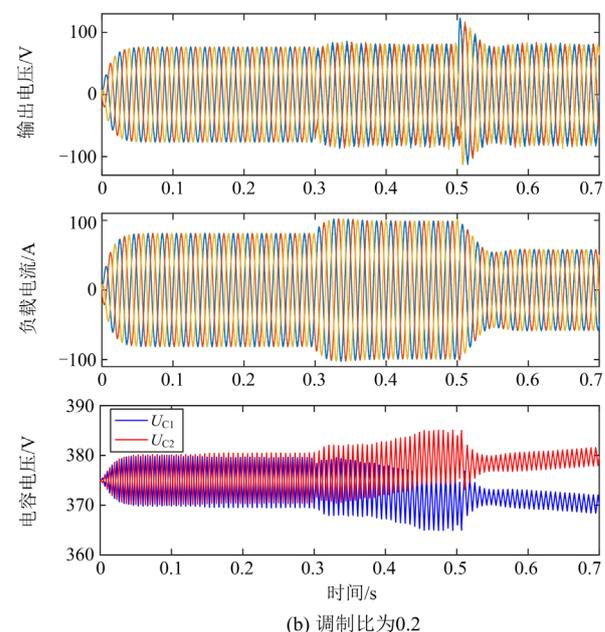
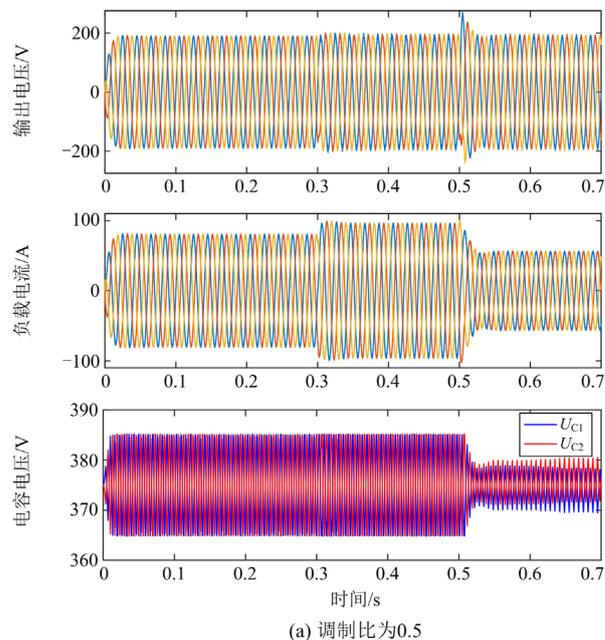


图 16 LBDPWM 调制下的 T 型三电平变换器输出电压、负载电流、直流电容电压波形
Fig. 16 Waveforms of output voltage, load current, DC capacitor voltage of T-type three-level converter using LBDPWM modulation

将采用 V/f 控制的 T 型三电平变换器使用 SVPWM 调制和 LBDPWM 调制的开关管温度特性和总体损耗总结为表 10 和表 11 所示。可见 LBDPWM 在开关管损耗均衡和整体效率方面均优于传统 SVPWM 调制。

表 10 开关管平均温度表

Table 10 Average temperature of switches

	外管/内管均温/℃		
	0~0.3 s	0.3~0.5 s	0.5~0.7 s
SVPWM($m = 0.5$)	41.5/59.6	48.6/75.7	33.6/41.5
LBDPWM($m = 0.5$)	42.5/42	51.6/49.7	34.4/32.6
SVPWM($m = 0.2$)	36.8/71.7	41.3/97.1	31.6/46.6
LBDPWM($m = 0.2$)	46.8/33.6	60/37.3	36.6/30

表 11 单个桥臂开关管损耗功率表

Table 11 Loss power of switches on one bridge

	损耗功率/W		
	0~0.3 s	0.3~0.5 s	0.5~0.7 s
SVPWM($m = 0.5$)	127.9	186	62.8
LBDPWM($m = 0.5$)	86.7	128.5	42.8
SVPWM($m = 0.2$)	146.5	221	70.3
LBDPWM($m = 0.2$)	76.1	118.4	41.7

根据上述仿真结果可得，对于 V/f 控制，LBDPWM 能够完成 T 型三电平变换器桥臂开关管的损耗转移，实现热分布和效率的优化，同时保证了输出波形的质量和对直流中点电压的控制。

4.2 低电压穿越运行仿真验证

本节对 T 型三电平变换器向故障电网侧注入无功功率进行仿真，验证并网 T 型三电平变换器在低电压穿越运行时采用所提 LBDPWM 的性能。仿真工况如表 12 所示。

表 12 低电压穿越运行工况随时间的变化

Table 12 Conditions with time changes during LVRT operation

时间	0~0.3 s	0.3~0.5 s	0.5~0.7 s
注入无功电流峰值/A	70	50	90

类似地，对电网电压分别跌落至 0.5 p.u. 和 0.2 p.u. 时进行仿真验证，图 17 和图 18 分别为并网 T 型三电平变换器采用 SVPWM 调制策略和所提 LBDPWM 调制策略的开关管温度波形。可以看出，所提调制策略能够使开关管的平均温度下降，使开关管外管内管之间的损耗趋于均衡，适用于电网电压跌落时低电压穿越运行。本节仿真中开关管损耗构成的柱状图与图 15 类似，不再单独给出。将在低电压穿越运行时采用 LBDPWM 和 SVPWM 调制的开关管温度特性和总体损耗总结为表 13 和表 14。

4.3 电容参数不平衡均压仿真验证

为了进一步验证所提 LBDPWM 的电容电压控

制能力，在前文 V/f 控制的相同工况下，设置电容参数不平衡，即上电容为 4.8 mF、下电容为 4 mF 进行仿真验证，仿真波形如图 19 所示。可见所提 LBDPWM 的直流中点电压平衡策略的有效性。

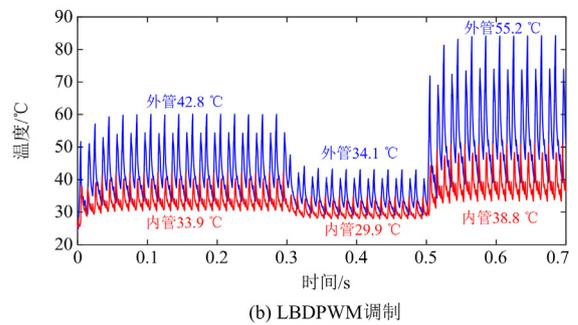
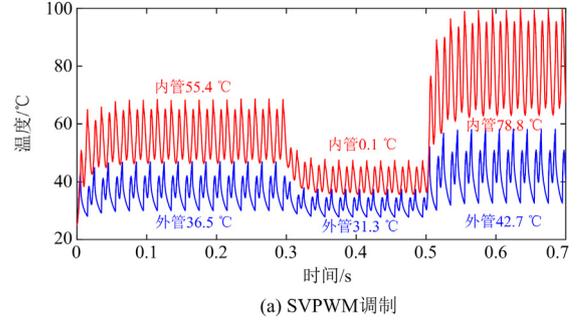


图 17 开关管温度波形(网侧电压为 0.5 p.u.)
Fig. 17 Temperature waveforms of switches
(grid voltage is 0.5 p.u.)

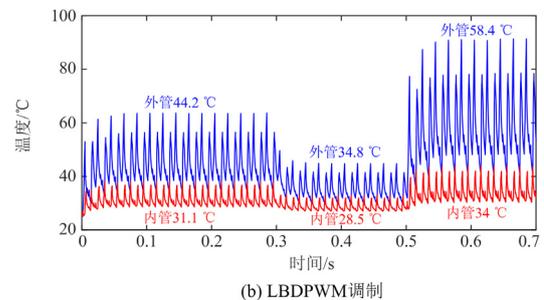
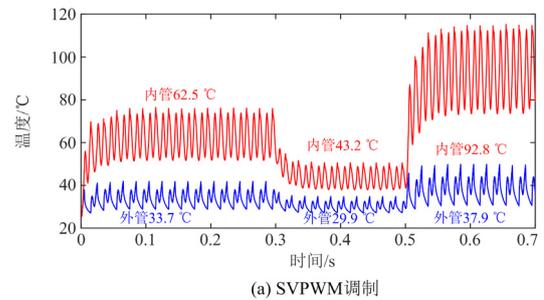


图 18 开关管温度波形(网侧电压为 0.2 p.u.)
Fig. 18 Temperature waveforms of switches
(grid voltage is 0.2 p.u.)

表 13 开关管平均温度表

Table 13 Average temperature of switches

	外管/内管均温/°C		
	0~0.3 s	0.3~0.5 s	0.5~0.7 s
SVPWM(0.5 p.u.)	36.5/55.4	31.3/40.1	42.7/78.8
LBDPWM(0.5 p.u.)	42.8/33.9	34.1/29.9	55.2/38.8
SVPWM(0.2 p.u.)	33.7/62.5	29.9/43.2	37.9/92.8
LBDPWM(0.2 p.u.)	44.2/31.1	34.8/28.5	58.4/34

表 14 单个桥臂开关管损耗功率表

Table 14 Loss power of switches on one bridge

	损耗功率/W		
	0~0.3 s	0.3~0.5 s	0.5~0.7 s
SVPWM(0.5 p.u.)	105.2	53.7	179.1
LBDPWM(0.5 p.u.)	67	35	110.5
SVPWM(0.2 p.u.)	115.5	58	203
LBDPWM(0.2 p.u.)	63.7	33.3	106

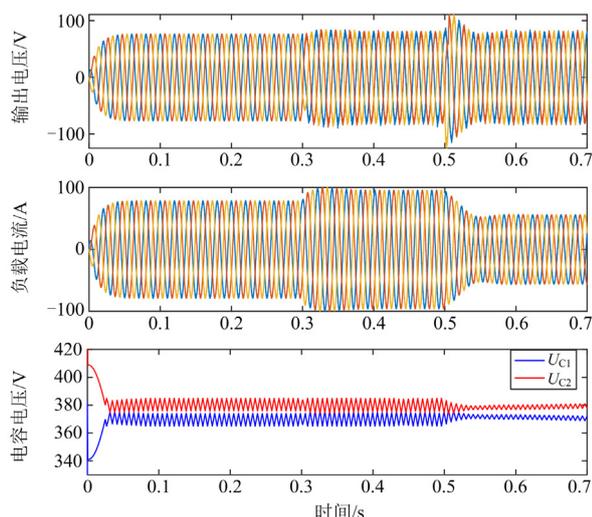


图 19 电容不平衡时 LBDPWM 调制下的 T 型三电平变换器波形

Fig. 19 Waveforms of T-type three-level converter using LBDPWM modulation with unbalanced capacitors

5 结论

针对 T 型三电平变换器拓扑, 分析了内外管的损耗, 揭示了损耗分布特性。并在此基础上, 提出了一种基于损耗优化分布的不连续脉宽调制策略, 即 LBDPWM 调制策略。所提开关序列实现了电流由内管到外管的转移, 从而减小了内管的电流有效值, 不仅均衡了内外管的损耗, 还能有效降低系统损耗。仿真结果显示, 相比 SVPWM 调制, 采用所提 LBDPWM 调制后, T 型三电平变换器的外管内管温度差值下降 50% 以上, 桥臂损耗降低 30% 以上。所提调制策略改善了热应力分布, 提升了系统的可

靠性, 为更进一步的系统热设计提供了借鉴和参考。

参考文献

- [1] 马伏军, 匡德兴, 田雄, 等. 一种三相整流器的自然切换电流峰值控制策略[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2022, 49(2): 169-175.
MA Fujun, KUANG Dexing, TIAN Xiong, et al. A natural switching current peak control strategy for three-phase rectifier[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2022, 49(2): 169-175.
- [2] 卞蓓蕾, 宋振浩, 吕志鹏, 等. 一种新型拓扑的三电平变换器及其损耗分析[J]. 供用电, 2022, 39(4): 2-10.
BIAN Beilei, SONG Zhenhao, LÜ Zhipeng, et al. A new type of three-level converter and analysis of losses calculation[J]. Distribution & Utilization, 2022, 39(4): 2-10.
- [3] 郭利辉. T 型三电平逆变器无差拍电流预测和中点平衡控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 127-132.
GUO Lihui. Deadbeat predictive current and neutral voltage balancing control method parallel three-level T-type inverters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 127-132.
- [4] 吴振军, 谢欢, 代东任, 等. T 型三电平并网变换器电流重构模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(17): 117-124.
WU Zhenjun, XIE Huan, DAI Dongren, et al. Model predictive control strategy for current reconstruction of a T-type three-level grid-tied converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(17): 117-124.
- [5] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC 型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 110-122.
ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 110-122.
- [6] 陈果, 龚春阳, 朱丽华, 等. 基于 I-DPWM 的三电平中点钳位光伏逆变器漏电流抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(11): 119-130.
CHEN Guo, GONG Chunyang, ZHU Lihua, et al. Leakage current suppression method of a three-level neutral point clamp photovoltaic inverter based on I-DPWM[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 119-130.
- [7] SCHWEIZER M, KOLAR J W. Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 899-907.
- [8] WANG Zhongjing, WU Yuheng, MAHMUD M H, et al. Design and validation of a 250-kW all-silicon carbide high-density three-level T-Type inverter[J]. IEEE Journal

- of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 578-588.
- [9] BHATTACHARYA S. Three-Level discontinuous PWM for loss and thermal redistribution of T-NPC inverter at low modulation index[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 143-151.
- [10] 房志学, 苏建徽, 王华锋, 等. 微网逆变器低电压穿越控制策略[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(2): 143-149.
FANG Zhixue, SU Jianhui, WANG Huafeng, et al. Low voltage ride-through control strategy of microgrid inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(2): 143-149.
- [11] HAMMADI L, AHMED E, TAMOU N. Coordinated control by ADRC strategy for a wind farm based on SCIG considering low voltage ride-through capability[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2022, 7(1): 82-99.
- [12] 钮厚敏, 贾科, 刘鑫, 等. 光伏直流升压场站并网整体协同低电压穿越控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 1-12.
NIU Houmin, JIA Ke, LIU Xin, et al. Overall coordinated low voltage ride-through control strategy for grid connection of a photovoltaic DC booster station[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 1-12.
- [13] ZHANG Li, ZHAO Rui, JU Ping, et al. A modified DPWM with neutral point voltage balance capability for three-phase vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 263-273.
- [14] 邹宇航, 张犁, 赵瑞, 等. 三相 Vienna 整流器的不连续空间矢量脉宽调制及电压谐波分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 8123-8130.
ZOU Yuhang, ZHANG Li, ZHAO Rui, et al. Discontinuous pulse width modulation and voltage harmonic analysis method for three-phase Vienna-type rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(24): 8123-8130.
- [15] 王金平, 季圣植, 姜卫东, 等. 一种实现 Vienna 整流器开关损耗降低和中点电压平衡的新型不连续 PWM 策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 4125-4138.
WANG Jinping, JI Shengzhi, JIANG Weidong, et al. A novel discontinuous PWM strategy to achieve switching loss reduction and neutral point voltage balance for Vienna rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11): 4125-4138.
- [16] LI Kai, WEI Min, XIE Chuan, et al. Triangle carrier-based DPWM for three-level NPC inverters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1966-1978.
- [17] ZOU Yuhang, XING Yan, ZHANG Li, et al. Dynamic-space-vector discontinuous PWM for three-phase Vienna rectifiers with unbalanced neutral-point voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9015-9026.
- [18] MING Yan, ZHANG Li, ZOU Yuhang, et al. A hybrid carrier-based DPWM with controllable NP voltage for three-phase Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1874-1884.
- [19] CHEN Kewei, JIANG Weidong, WANG Peixia. An extended DPWM strategy with unconditional balanced neutral point voltage for neutral point clamped three-level converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 8402-8413.
- [20] 娄修骏, 张犁, 陈永炜, 等. 4-SiC 3L-ANPC 逆变器损耗均衡和效率优化调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(5): 1925-1932.
LOU Xiutao, ZHANG Li, CHEN Yongwei, et al. A dedicate modulation scheme for 4-SiC 3L-ANPC inverter with loss balanced distribution and efficiency improvement[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(5): 1925-1932.
- [21] GUO Yingjun, GAO Xingchen, TAN Jianxin, et al. Research on loss balance modulation strategy based on single-phase half-bridge TL-ANPC inverter[C] // 2022 the 5th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE), April 22-24, 2022, Chongqing, China.
- [22] DENG Yi, LI Jun, SHIN K H, et al. Improved modulation scheme for loss balancing of three-level active NPC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(04): 2521-2532.
- [23] ALY M, EMAD M, ORABI M, et al. An enhanced PWM method for loss balancing of five level T-type inverter in PV systems[C] // 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 4-8, 2018, San Antonio, TX, USA.
- [24] 李宁, 王跃, 雷万钧, 等. 三电平 NPC 变流器 SVPWM 策略与 SPWM 策略的等效关系研究[J]. 电网技术, 2014, 38(5): 1283-1290.
LI Ning, WANG Yue, LEI Wanjun, et al. Research on equivalent relations between two kinds of SVPWM strategies and SPWM strategy for three-level neutral point clamped converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(5): 1283-1290.
- [25] 张兴, 张崇魏. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

收稿日期: 2023-05-26; 修回日期: 2023-08-29

作者简介:

周思邈(1998—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动; E-mail: 1009431743@qq.com

马伏军(1984—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: mafujun2004@163.com

(编辑 许威)