

# 面向输出电压波形质量及中点电位动态性能提升的三电平逆变器混合虚拟空间矢量调制策略

张鑫, 刘增, 宋英, 王绪杰, 刘进军  
(西安交通大学电气工程学院, 西安 710049)

**摘要:** 中点电位平衡是三电平逆变器稳定运行的前提, 现有基于虚拟空间矢量调制的中点电位控制方法虽然能够改善中点电位动态性能, 但在跨扇区选择开关矢量时, 会导致输出交流电压波形质量下降。针对此问题, 该文提出一种混合虚拟空间矢量调制策略, 根据中点电位偏移程度选用相应的中点电位控制模式。中点电位偏移较小时, 在所有扇区内均依据“最近三矢量原则”选取开关矢量以提高输出交流电压波形质量, 并通过中点电位闭环控制实现中点电位稳定; 当中点电位偏移较大时, 通过筛选序列中小矢量并增加小矢量作用时间, 提升中点电位控制动态响应。实验结果验证了所提调制策略的有效性及其优越性。

**关键词:** T型中点箝位三电平逆变器; 中点电位平衡; 虚拟空间矢量脉宽调制; 波形质量优化; 混合调制

## Hybrid Virtual Space Vector Modulation Strategy for Enhancing Output Voltage Waveform Quality and Neutral Point Potential Dynamics in Three-level Inverters

ZHANG Xin, LIU Zeng, SONG Ying, WANG Xujie, LIU Jinjun  
(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** Neutral-point potential balance is a prerequisite for the stable operation of a three-level inverter, and the existing neutral-point potential control method based on virtual space vector modulation enhances the dynamic performance of neutral-point potential control, however, it facilitates a degradation in the quality of output AC voltage waveforms during the selection of switching vectors across sectors. To address this issue, this paper proposes a hybrid virtual space vector modulation strategy that selects the corresponding neutral-point potential control mode according to the degree of neutral-point potential offset. When the neutral-point potential offset is small, the vectors are selected in all sectors according to the principle of the “nearest three vectors” to improve the output AC voltage waveform quality, with the neutral-point potential stabilized through closed-loop control. Meanwhile, when the neutral-point potential deviation is large, the small vectors in the sequence are screened, and the action time of the small vectors is increased to ensure that the neutral-point potential control achieves expected response speed. The effectiveness and superiority of the proposed modulation strategy are validated through experiments.

**Key words:** T-type neutral-point clamped three-level inverter; balance of neutral-point potential; virtual space vector pulse width modulation; waveform quality optimization; hybrid modulation

## 0 引言

与传统的两电平逆变器相比, 三电平逆变器由于其输出谐波含量更低、系统效率更高等优势, 在中高压场景中得到了广泛应用<sup>[1]</sup>。在各种三电平逆变器中, T型中点箝位(T-type neutral-point clamped, T-NPC)三电平逆变器因其无需额外的二极管器件且开关损耗分布均匀的优点, 受到了广泛关注和研

究<sup>[2-4]</sup>。然而, 其拓扑结构及系统寄生参数等因素易导致直流侧中点电位不平衡, 进而增大输出电压波形中的谐波分量<sup>[5-7]</sup>。

现有中点电位平衡控制方法通常利用正、负小矢量中点电流极性相反的特性, 调节小矢量作用时间以消除中点电位偏差<sup>[8-11]</sup>。但该方法不论是基于空间矢量调制<sup>[12-13]</sup>, 还是基于载波调制<sup>[14-16]</sup>, 在系统功率因数较小以及系统调制度较大时, 均难以彻底消除中点电位偏差, 进而导致中点电位出现 3 倍频波动。特别是当系统发生低电压穿越等特殊工况

时, 系统功率因数减小, 中点电位波动加剧<sup>[17]</sup>, 进而导致逆变器输出电压波形质量显著下降。

虚拟空间矢量脉宽调制(virtual space vector pulse width modulation, VSVPWM)不仅可以有效消除中点电位波动<sup>[18-20]</sup>, 还可以矫正中点电位失衡导致的中、小矢量畸变<sup>[21-22]</sup>。然而, VSVPWM 缺乏主动控制失衡中点电位的能力, 且当系统开关频率较小时, 其消除中点电位波动的效果减弱。为应对此问题, 文献[23-24]提出了一种改进的 VSVPWM 方法, 可在部分工况下矫正失衡的中点电位, 但无法确保所有工况下的中点电位平衡。文献[25]通过变虚拟空间矢量调制, 实现了所有工况下的中点电位精确控制, 但中点电位平衡控制能力有限。在此基础上, 文献[26]提出了一种改进的变虚拟空间矢量调制, 提升了中点电位平衡控制能力, 然而其使用相占空比优化方法将导致输出电压波形质量下降。文献[27]提出了一种改进的虚拟空间矢量脉宽调制(improved virtual space vector pulse width modulation, IVSVPWM), 改变扇区划分和矢量选择方法, 进一步增强了中点电位平衡控制能力, 但因矢量选取未遵循“最近三矢量法原则”<sup>[17]</sup>而导致输出电压波形质量下降。

针对现有虚拟空间矢量脉宽调制方法在中点电位控制能力提升及输出电压波形质量优化所面临的矛盾, 本文提出了一种混合虚拟空间矢量脉宽调制(hybrid virtual space vector pulse width modulation, HVSVPWM)策略, 针对不同中点电位偏移程度分别采取 2 种不同的中点电位控制模式。当中点电位偏移较小时, 在矢量合成过程中所有矢量选择均遵循“最近三矢量原则”, 在提升输出电压波形质量的同时, 通过中点电位闭环控制确保中点电位稳定。而当中点电位偏移较大时, 优化矢量序列以最大化小矢量参与度, 提升中点电位控制动态性能。实验结果验证了所提方法在不同工况下的有效性以及相对于现有方法的优越性。

## 1 T-NPC 三电平逆变器拓扑及其 VSVPWM 策略

### 1.1 T-NPC 三电平逆变器拓扑

T-NPC 三电平逆变器拓扑结构如图 1 所示,  $U_{dc}$  为直流侧电压;  $C_1$  和  $C_2$  为直流侧均压电容;  $u_{c1}$  和  $u_{c2}$  分别为直流侧上、下电容的电压;  $i_{c1}$  和  $i_{c2}$  分别为流过  $C_1$  和  $C_2$

的寄生电阻;  $i_o$  为中点电流;  $S_{a1}$ — $S_{a4}$ 、 $S_{b1}$ — $S_{b4}$  和  $S_{c1}$ — $S_{c4}$  分别为三相桥臂开关管;  $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$  和  $i_{1c}$  分别为三相电感电流;  $L_1$  和  $C_s$  分别为滤波电感和滤波电容。

定义开关函数如式(1)所示, 其中  $S_x$  代表对应相的开关组合状态,  $x=a、b、c$ 。P 状态时桥臂输出高电平, O 状态时桥臂输出零电平, N 状态时桥臂输出低电平。三相共有 27 种开关状态组合, 这些开关状态组合对应的三相输出电压经过坐标变换后, 在  $\alpha\beta$  坐标系中对应 19 个开关矢量。中点电位平衡时, 三电平逆变器的开关矢量分布如图 2 所示。其中,  $V_0$  为零矢量, 对应 3 种开关状态;  $V_1$ — $V_6$  为小矢量, 对应 12 种开关状态;  $V_7$ — $V_{12}$  和  $V_{13}$ — $V_{18}$  分别为大矢量和中矢量, 各自对应 6 种开关状态<sup>[6]</sup>。

$$S_x = \begin{cases} 1(P), & S_{x1} \text{ 和 } S_{x2} \text{ 开通} \& S_{x3} \text{ 和 } S_{x4} \text{ 关断} \\ 0(O), & S_{x2} \text{ 和 } S_{x3} \text{ 开通} \& S_{x1} \text{ 和 } S_{x4} \text{ 关断} \\ -1(N), & S_{x3} \text{ 和 } S_{x4} \text{ 开通} \& S_{x1} \text{ 和 } S_{x2} \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

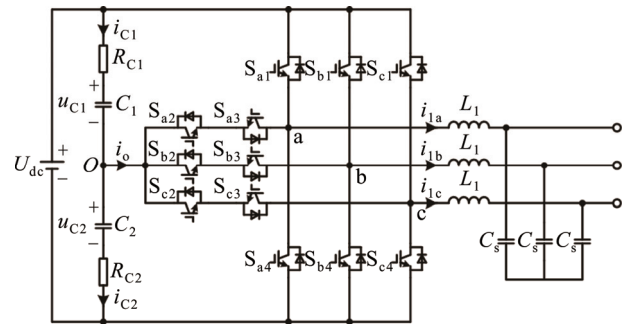


图 1 T-NPC 三电平逆变器拓扑

Fig.1 Topology of T-NPC three-level inverter

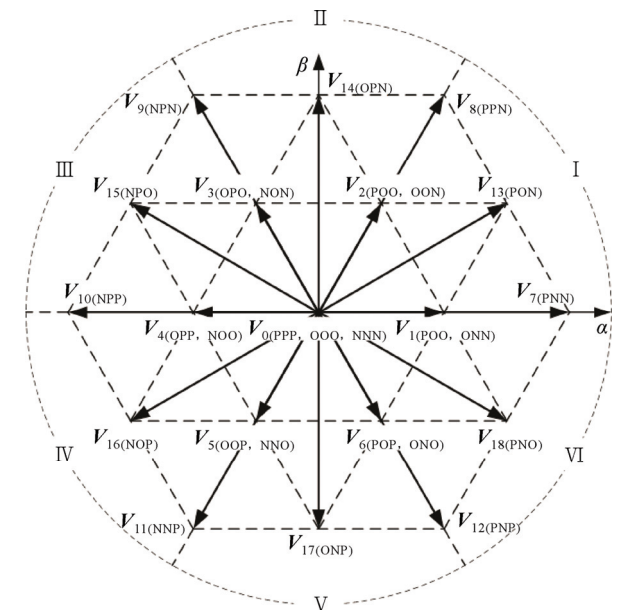


图 2 三电平逆变器开关矢量

Fig.2 Switching vectors of three-level inverter

图3给出了不同类型矢量作用时的中点电流作用路径。可以看到, 在大矢量和零矢量作用时, 没有电流流入或者流出中点, 不会对中点电位产生影响; 仅在中矢量和小矢量作用时会有电流流入或者流出中点, 进而引起中点电位波动。尤其在系统调制制度较高及功率因数较低的运行条件下, 中矢量会导致显著的中点电位3倍频波动。

其中, 小矢量根据作用时中点电流的方向进一步细分为正小矢量和负小矢量, 如图3(d)和图3(e)所示, 假设  $i_{1a} > 0$ , 正小矢量作用时电流流出中点, 负小矢量作用时电流流入中点。中点电流与开关函数的关系为:

$$i_o = (1 - |S_a|)i_{1a} + (1 - |S_b|)i_{1b} + (1 - |S_c|)i_{1c} \quad (2)$$

### 1.2 现有 VSVPWM 策略

以 I 扇区为例, 基本 VSVPWM 小扇区划分如图4(a)所示, 大矢量和零矢量保持不变, 虚拟中矢量  $V'_{M1}$  和虚拟小矢量  $V'_{S1}$  以及  $V'_{S2}$  的合成表达式分别为:

$$V'_{M1} = \frac{1}{3}(V_{1(OON)} + V_{2(PPO)} + V_{13}) \quad (3)$$

$$\begin{cases} V'_{S1} = \frac{1}{2}(V_{1(OON)} + V_{1(POO)}) \\ V'_{S2} = \frac{1}{2}(V_{2(OON)} + V_{2(PPO)}) \end{cases} \quad (4)$$

假设在 1 个开关周期内三相电流幅值保持恒定, 结合式(2)可知, 在  $V'_{M1}$  和  $V'_{S1}$  作用时, 对中点的总充放电荷分别为:

$$Q'_{M1} = \frac{1}{3}(i_{1a} + i_{1c} + i_{1b})T'_{M1} = 0 \quad (5)$$

$$Q'_{S1} = \frac{1}{2}(i_{1a} + (-i_{1a}))T'_{S1} = 0 \quad (6)$$

式中:  $Q'_{M1}$  和  $Q'_{S1}$  分别为  $V'_{M1}$  和  $V'_{S1}$  作用时中点电位的电荷变化量;  $T'_{M1}$  和  $T'_{S1}$  分别为  $V'_{M1}$  和  $V'_{S1}$  的矢量作用时间。由此可见, 虚拟矢量的构造能够有效消除中、小矢量对中点电位的影响。

然而, 器件的寄生参数以及电感电流纹波等因素会导致中点电位失衡, 且功率因数和调制度的变化也会进一步增加中点电位控制的复杂性。为应对上述问题, IVSVPWM 方法考虑了中点电位失衡时小矢量的畸变, 改进了扇区划分和矢量选择方法, 如图4(b)所示; 并能通过中点电位偏移方向及相电流方向判定实现对中点电位的精确控制。然而, 由于矢量选择方法偏离了“最近三矢量法原则”, 因此会影响到交流输出电压波形质量。

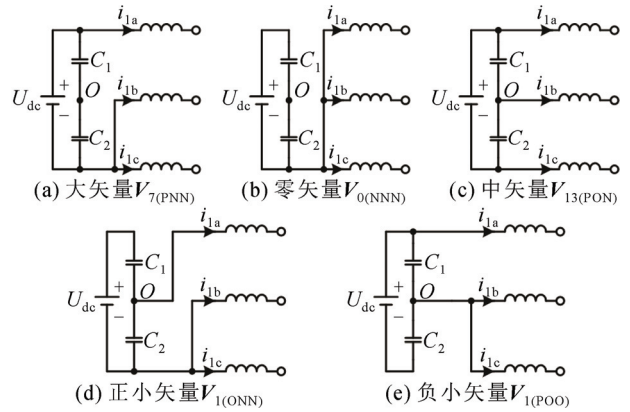


图3 不同开关矢量对应中点电流

Fig.3 Neutral-point currents of different switching vectors

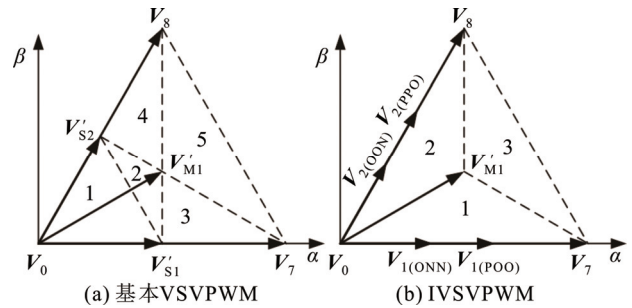


图4 现有 VSVPWM 策略小扇区划分

Fig.4 Small sector division of existing VSVPWM method

## 2 所提出的混合虚拟空间矢量调制策略

本章将详细介绍所提 HVSVPWM 方法。首先, 从控制框图出发, 介绍所提方法的工作原理; 然后, 给出了完整的调制步骤, 重点介绍了所提方法的改进细节; 最后, 为了明确中点电位控制模式切换标准, 给出了中点电位偏移边界的设计方法。

### 2.1 混合虚拟空间矢量调制工作原理

HVSVPWM 的控制框图如图5所示, 其中,  $u_{ref\alpha}$ 、 $u_{ref\beta}$  分别为参考电压矢量  $V_{ref}$  在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的分量;  $\theta_{ref}$  为  $V_{ref}$  的矢量角度;  $i_x$  为选择后输出的电流;  $k_s$  为正、负小矢量作用时间调节因子;  $\Delta u_c$  为直流侧电容压值;  $k_o$  为中点电位偏移度, 其表达式如式(7)所示;  $k_{oL}$  为限幅后的中点电位偏移度,  $k_{oL} \subseteq [-0.99, 0.99]$ ;  $\delta$  为中点电位偏移边界值;  $k_M$  为  $k_{oL}$  与  $\delta$  的比较结果;  $S_{xn}$  为开关脉冲信号,  $n=1, 2, 3, 4$ 。

$$k_o = \frac{u_{C1} - u_{C2}}{u_{C1} + u_{C2}} \quad (7)$$

#### 2.1.1 输出电压波形质量提升

当  $|k_{oL}|$  小于边界值  $\delta$  时,  $k_M=0$ , 由式(7)可得此

时  $u_{C1}$  和  $u_{C2}$  的差值较小, 可认为中点电位平衡, 中、小矢量畸变可以忽略不计。此时在所有扇区内均采用“最近三矢量原则”选取  $V_{ref}$  来合成所需矢量, 从而有效提高交流电压波形质量。同时, 通过  $k_s$  调节虚拟小矢量中正、负小矢量比例, 微调中点电流使中点电位保持稳定。

中点电流  $i_x$  的选择表达式如式(8)所示, 其中  $J_a$ 、 $J_b$  和  $J_c$  的表达式如式(9)所示,  $sgn$  为符号函数。其本质为通过  $\theta_{ref}$  判定  $V_{ref}$  所在位置, 进而选择作用小矢量对应的中点电流。基于此, 可以明确小矢量与三相电流的对应关系。

$$i_x = (J_a i_{1a} + J_b i_{1b} + J_c i_{1c}) / 2 \quad (8)$$

$$\begin{cases} J_a = \begin{cases} sgn((\theta_{ref} - 330^\circ)(\theta_{ref} - 30^\circ)) + \\ sgn((\theta_{ref} - 150^\circ)(\theta_{ref} - 210^\circ)) \end{cases} \\ J_b = \begin{cases} sgn((\theta_{ref} - 90^\circ)(\theta_{ref} - 150^\circ)) - \\ sgn((\theta_{ref} - 270^\circ)(\theta_{ref} - 330^\circ)) \end{cases} \\ J_c = \begin{cases} sgn((\theta_{ref} - 30^\circ)(\theta_{ref} - 90^\circ)) - \\ sgn((\theta_{ref} - 210^\circ)(\theta_{ref} - 270^\circ)) \end{cases} \end{cases} \quad (9)$$

$k_s$  的表达式如式(10)所示。通过对小矢量对应电流极性的判定, 有效避免了因功率因数变化导致电流极性改变时, 对中点电位的误补偿, 确保了所有工况下对中点电位的精确控制。此外, 通过对中点电位闭环控制, 进一步保证了中点电位稳定性。

$$k_s = k_p \cdot sgn(i_x) \Delta u_C \quad (10)$$

### 2.1.2 中点电位动态性能提升

当  $|k_{oL}|$  大于边界值  $\delta$  时,  $k_M=1$ , 此时  $u_{C1}$  和  $u_{C2}$  的差值超出了中点电位平衡的范围。基于此, 确保在每一个小扇区内, 均有一个小矢量参与  $V_{ref}$  合成, 且此小矢量占据全部小矢量工作时间。与现有方法相比, 所提方法不仅在最大程度上遵循了“最近三矢量原则”, 还进一步提高了小矢量的合成参与度和矢量作用时间, 从而提高了中点电位控制动态响应速度。具体实现细节将在下一节中详述。

## 2.2 HVSVPWM 实现流程

图 6 展示了 HVSVPWM 的详细实现流程, 其中  $S_s$  为小扇区序号, 本节将针对不同工况给出具体实现步骤。

### 2.2.1 小扇区划分

以  $u_{C1} > u_{C2}$  为例, HVSVPWM 第 I 扇区的小扇区划分以及矢量分布如图 7 所示。其虚拟中矢量的

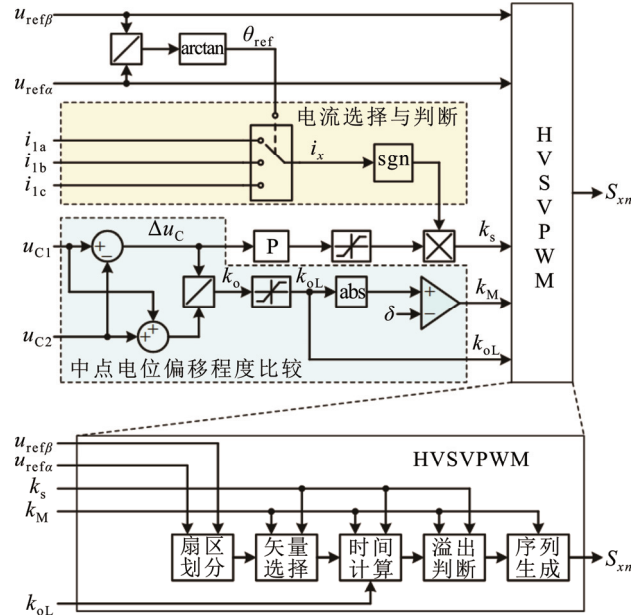


图 5 HVSVPWM 控制框图

Fig.5 Control block diagram of HVSVPWM

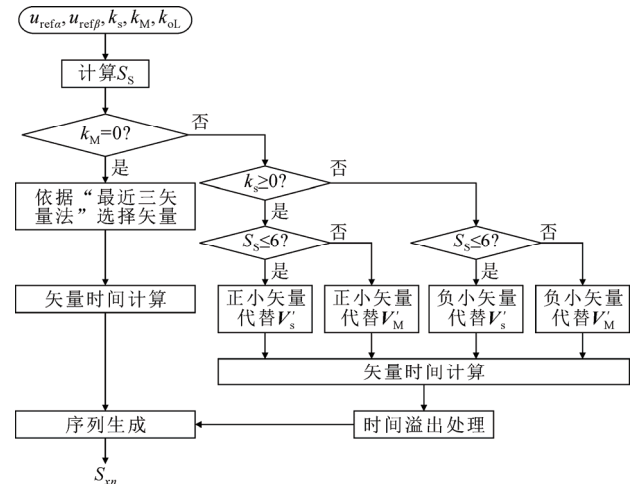


图 6 HVSVPWM 实现流程

Fig.6 Modulation procedure of HVSVPWM

构造与传统 VSVPWM 相同, 但虚拟小矢量的构造依据  $S_s$  的奇偶性确定。以第 I 扇区为例, 当  $S_s$  为奇数或者偶数时, 虚拟小矢量的合成表达式分别如式(11)和式(12)所示。

相较于 VSVPWM, HVSVPWM 进一步细化了小扇区划分, 且扇区划分方式确定, 与变虚拟空间矢量调制相比显著降低了小扇区判定的复杂度。

$$\begin{cases} V'_{S1} = \frac{1}{2} \left( (1 - k_s) V_{1(ONN)} + (1 + k_s) V_{1(POO)} \right) \\ V'_{S2} = \frac{1}{2} \left( V_{2(PPO)} + V_{2(OON)} \right) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} V'_{S1} = \frac{1}{2}(V_{1(OON)} + V_{1(POO)}) \\ V'_{S2} = \frac{1}{2}((1-k_s)V_{2(PPO)} + (1+k_s)V_{2(OON)}) \end{cases} \quad (12)$$

2.2.2 合成矢量选择

以第 I 扇区为例, 表 1 给出了传统 VSVPWM 不同小扇区的矢量选择方法和对应序列。

而对于 HVSVPWM,  $k_M=0$  时, 在所有扇区内均采取“最近三矢量原则”选取  $V_{ref}$  合成所需矢量。 $k_M=1$  时, 首先通过判定  $k_s$  极性, 选取有利于中点电位平衡的小矢量; 然后, 在 1—6 小扇区内, 采用选择的小矢量代替虚拟小矢量  $V'_s$  来参与  $V_{ref}$  合成。

在 7—8 小扇区内, 传统 VSVPWM 并没有小矢量参与  $V_{ref}$  合成, 为了进一步提升中点电位动态响应速度, 不再遵循“最近三矢量原则”选取矢量。以 I.7 小扇区为例, 表 2 给出了 HVSVPWM 在不同工况下的矢量选择方法及对应序列。

2.2.3 矢量时间计算

以  $V_{ref}$  位于 I.1 小扇区为例,  $k_M=0$  时, 通过伏秒平衡来计算矢量作用时间即可, 即:

$$V'_{S1} T_{S1}^* + V'_{S2} T_{S2}^* + V_{0(OOO)} T_{0(OOO)}^* = V_{ref} \quad (13)$$

式中:  $T_{S1}^*$ 、 $T_{S2}^*$  和  $T_{0(OOO)}^*$  分别为矢量  $V'_{S1}$ 、 $V'_{S2}$  和  $V_{0(OOO)}$  的矢量作用时间占比。

$k_M=1$  时, 中点电位失衡导致小矢量长度发生变化, 因此在计算矢量作用时间时, 必须考虑小矢量长度改变的影响。以  $V_{ref}$  位于 I.1 小扇区为例, 当检测到  $k_s < 0$  时, 矢量作用时间为:

$$\begin{cases} T_1^* = \sqrt{3}m \sin(60^\circ - \theta') / (1 - k_{oL}) \\ T_{S2}^* = \sqrt{3}m \sin(\theta') \\ T_{0(OOO)}^* = 1 - T_1^* - T_{S2}^* \end{cases} \quad (14)$$

式中:  $T_1^*$  为此时  $V_1$  的矢量作用时间占比;  $m$  为系统调制度,  $m=2|V_{ref}|/U_{dc}$ ;  $\theta'=\theta_{ref}-(N-1)\cdot 60^\circ$ ,  $\theta'$  为每个扇区内的等效角度;  $N$  为扇区序号。

当检测到  $k_s > 0$  时,  $T_{S2}^*$  和  $T_{0(OOO)}^*$  表达式不变,  $T_1^*$  如式(15)所示, 此时仅需用  $-k_{oL}$  代替式(14)的  $k_{oL}$  来计算时间即可。而当  $k_M=0$  时, 则只需用 0 代替  $k_{oL}$  来计算时间即可。

$$T_1^* = \sqrt{3}m \sin(60^\circ - \theta') / (1 + k_{oL}) \quad (15)$$

当  $V_{ref}$  位于 I.2 小扇区时, 只需将 2 种工况下 I.1 小扇区的矢量作用时间表达式中的  $\theta'$  和  $k_{oL}$  分别用  $60^\circ - \theta'$  和  $-k_{oL}$  代替, 并进行时间计算即可。3—8 小扇区的矢量作用时间计算方法同 1、2 小扇区类

似, 故此处不再详细论述。

2.2.4 时间溢出处理

需要特别指出的是, 当中点电位偏移较为严重、即  $k_M=1$  时, 可能会出现矢量作用时间占比为负的情况。如图 8 所示, 在 I.1 小扇区中,  $k_{oL}=0.4$ ,  $m=0.5$ ,  $\theta'=15^\circ$ , 当检测  $k_M=1$  且  $k_s < 0$  时, 将上述参

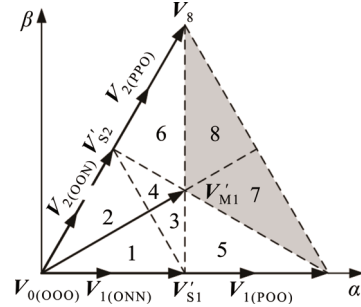


图 7 HVSVPWM 小扇区划分

Fig.7 Small sector division of HVSVPWM

表 1 VSVPWM I 扇区矢量选择和序列

Table 1 Vector option and sequence of VSVPWM in sector I

$S_s$	合成矢量	开关序列
1	$V_0, V'_{S1}, V'_{S2}$	OON-OON-OOO-POO-PPO-POO-OOO-OON-ONN
2	$V'_{S1}, V'_{S2}, V'_{M1}$	ONN-OON-PON-POO-PPO-POO-PON-OON-ONN
3	$V'_{S1}, V_7, V'_{M1}$	ONN-PNN-PON-POO-PPO-POO-PON-PNN-ONN
4	$V'_{S2}, V_8, V'_{M1}$	ONN-OON-PON-PPN-PPO-PPN-PON-OON-ONN
5	$V_7, V_8, V'_{M1}$	ONN-PNN-PON-PPN-PPO-PPN-PON-PNN-ONN

表 2 HVSVPWM I.7 小扇区矢量选择和序列

Table 2 Vector selection and sequence of HVSVPWM in I.7 small sector

$k_M$	$k_s$	合成矢量	开关序列
0	—	$V_7, V_8, V'_{M1}$	ONN-PNN-PON-PPN-PPO-PPN-PON-PNN-ONN
1	$\geq 0$	$V_7, V_8, V_{1(POO)}$	PNN-POO-PPN-POO-PNN
1	$< 0$	$V_7, V_8, V_{1(OON)}$	ONN-PNN-PPN-PNN-ONN

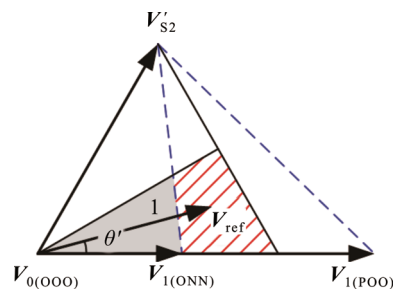


图 8  $k_{oL}=0.4$  时的矢量分布

Fig.8 Vector distribution with  $k_{oL}=0.4$

数代入式(14)可以求得  $T_1^*$ 、 $T_{S2}^*$  和  $T_{0(000)}^*$  分别为 1.021、0.224 和 -0.245。通过图 8 也可知, 当  $V_{ref}$  位于灰色区域外时, 所选的 3 个矢量将无法合成  $V_{ref}$ 。

因此, 针对不同小扇区需进行时间溢出处理。当  $V_{ref}$  位于 I.1 扇区时, 如果检测到  $T_{0(000)}^* < 0$ , 则令  $T_{0(000)}^* = 0$ ,  $T_{S2}^*$  保持不变,  $T_1^* = 1 - T_{S2}^*$ ; 当  $V_{ref}$  位于 I.3 扇区时, 如果检测到  $V'_{M1}$  的矢量作用时间  $T_{M1}^* < 0$ , 则令  $T_{M1}^* = 0$ ,  $T_1^* = T_{S2}^* = 0.5$ ; 当  $V_{ref}$  位于 I.5 扇区时, 如果检测到  $V_7$  的矢量作用时间  $T_7^* < 0$ , 则令  $T_7^* = 0$ ,  $T_{M1}^*$  保持不变,  $T_1^* = 1 - T_{M1}^*$ ; 当  $V_{ref}$  位于 I.7 扇区时, 如果检测到  $T_7^* < 0$ , 则令  $T_7^* = 0$ ,  $V_8$  的矢量作用时间  $T_8^*$  保持不变,  $T_1^* = 1 - T_8^*$ 。其他扇区处理方法类似。

### 2.3 中点电位偏移边界设计

现有诸多研究提及设定中点电位偏移边界, 但均直接给定边界值, 并未提供明确的中点电位偏移边界设计方法。此外, 在实际应用中, 直流侧电容的寄生电阻对中点电位纹波产生的影响也不可忽视。因此, 本节充分考虑中点电位纹波、电感电流纹波以及直流侧电容寄生电阻的影响, 提出了一种中点电位偏移边界的设计方法。

在理想工况下, 即中点电位稳定且调制序列对称时, 每个开关周期的起始时刻、结束时刻及中间时刻的  $\Delta u_C$  均为 0。如图 9 所示, 以  $V_{ref}$  位于 I.5 小扇区为例, 1 个开关周期内中点电流积分为 0。

在  $\Delta t$  的时间内,  $\Delta u_C$  大小变化如式(16)所示, 其中  $C=C_1=C_2$ 。然而, 实际采样的是直流正、负母线和中点  $O$  之间的电压值。因此, 在计算  $\Delta u_C$  时还需要考虑电容寄生电阻  $R_C$  上的电压值, 更新后的表达式如式(17)所示, 其中  $R_C=R_{C1}=R_{C2}$ 。

$$\Delta u_C = \Delta u_{C1} - \Delta u_{C2} = \frac{1}{C} \int i_o dt = \frac{1}{C} \bar{i}_o \Delta t \quad (16)$$

$$\Delta u_C = \frac{1}{C} \bar{i}_o \Delta t + \bar{i}_o R_C \quad (17)$$

由于中点电流等于不同时刻的三相电感电流, 因此取  $i_o = i_{o\max} = I_{\max}$ , 其中  $I_{\max}$  为交流侧三相电流最大值。同时, 取  $\Delta t = \Delta t_{\max} = T_s/4$ 。中点电位偏移边界的确定方法为:

$$\delta = \frac{i_{\max} T_s / (4C) + i_{\max} R_C}{U_{dc}} \times 200\% \quad (18)$$

## 3 调制策略性能分析

### 3.1 中点电位动态性能

由式(16)可知, 中点电位控制动态性能取决于

小矢量对应电流大小及其作用时间长度。因此, 为对比分析不同方法的小矢量作用时间, 定义小矢量作用时间差  $\Delta T_S^*(m, \theta')$  如式(19)所示, 其中  $T_{SH}^*(m, \theta')$  和  $T_{SI}^*(m, \theta')$  分别为 HVSVPWM 和 IVSVPWM 的小矢量作用时间。式中, 矢量作用时间均以开关周期  $T_s$  为基准进行标幺化处理。

$$\Delta T_S^*(m, \theta') = T_{SH}^*(m, \theta') - T_{SI}^*(m, \theta') \quad (19)$$

由于调制对称性, 因此仅需分析  $\theta' \in [0, \pi/6]$  时的矢量作用时间即可。图 10(a)和图 10(b)分别给出了  $k_{oL}=0.4$  时, 分别选择  $V_{1(ONN)}$  和  $V_{1(POO)}$  时第 I 扇区的区域划分。

依据图 10 的区域划分, 式(20)和式(21)分别给出了不同区域  $\Delta T_S^*(m, \theta')$  的表达式。依据式(20)和式(21), 图 11(a)和图 11(b)描绘了  $k_{oL}=0.4$  时, 分别选择  $V_{1(ONN)}$  和  $V_{1(POO)}$  合成  $V_{ref}$  时的小矢量作用时间对比, 其中  $m \in [0, 1.15]$ 。由图 11 可见, 仅在黑色虚线

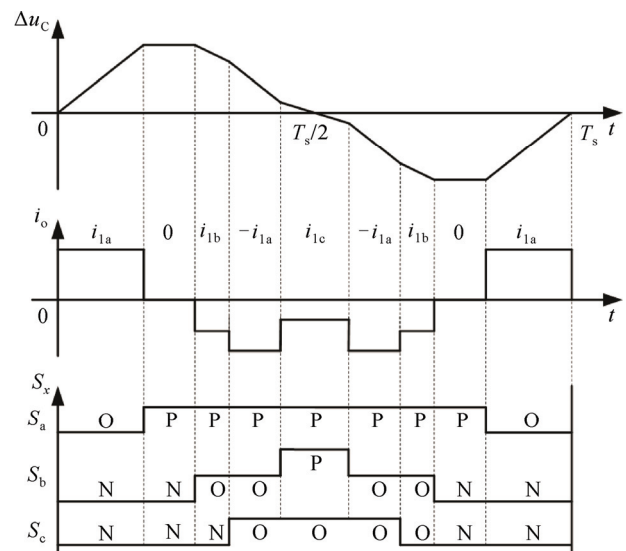


图 9 1 个开关周期内直流侧电容电压差及中点电流波形

Fig.9 DC side capacitance voltage difference and neutral-point current waveforms in one switching cycle

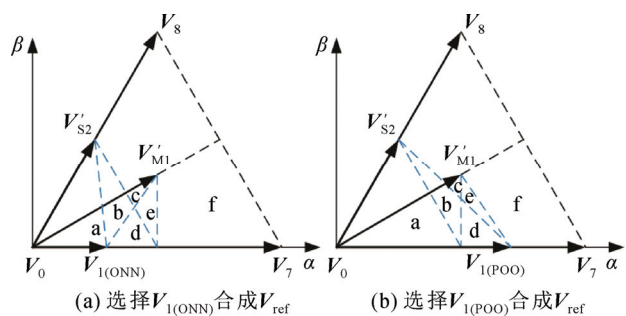


图 10  $k_{oL}=0.4$  时区域划分

Fig.10 Zone division at  $k_{oL}=0.4$

区域内  $\Delta T_S^*(m, \theta) < 0$ , 即在绝大多数工况下, 所提方法的小矢量作用时间均大于现有方法。因此, 所提方法具有更强的中点电位平衡控制能力。

$$\Delta T_S^*(m, \theta) = \begin{cases} \sqrt{3}m\sin\theta / (1-k_{ol}), & \text{区域a} \\ 1 - \sqrt{3}m\sin\theta - 3m\sin(\pi/6 - \theta) / (1-k_{ol}), & \text{区域b} \\ (2 - 3m\sin(\pi/6 + \theta)) / (1+k_{ol}) - 3m\sin(\pi/6 - \theta) / (1-k_{ol}), & \text{区域c} \\ 1 - \sqrt{3}m\sin\theta - (2 - 3m\sin(\pi/6 + \theta)) / (1+k_{ol}), & \text{区域d} \\ 0.5 - (2 - 3m\sin(\pi/6 + \theta)) / (1+k_{ol}), & \text{区域e} \\ 0, & \text{区域f} \end{cases} \quad (20)$$

$$\Delta T_S^*(m, \theta) = \begin{cases} \sqrt{3}m\sin\theta / (1+k_{ol}), & \text{区域a} \\ 0.5 - 3m\sin(\pi/6 - \theta) / (1+k_{ol}), & \text{区域b} \\ (2 - 3m\sin(\pi/6 + \theta)) / (1-k_{ol}) - 3m\sin(\pi/6 - \theta) / (1+k_{ol}), & \text{区域c} \\ 1 - 3\sqrt{3}m\sin\theta / 2 - 3m\sin(\pi/6 - \theta) / (1+k_{ol}), & \text{区域d} \\ 1 - 3\sqrt{3}m\sin\theta / 2 - 3m\sin(\pi/6 - \theta) / (1+k_{ol}), & \text{区域e} \\ 0, & \text{区域f} \end{cases} \quad (21)$$

### 3.2 输出电压波形质量

以  $m=0.4$  为例, 图 12(a)和图 12(b)分别给出了 IVSVPWM 和 HVSVPWM 的 a 相输出电压  $u_a$  经过快速傅里叶变化得到的谐波分布波形。可以看到, 在中高频段, HVSVPWM 可以有效抑制开关频率次的谐波分量, 进而有效提高稳态交流侧输出电压波形质量。

### 3.3 系统开关损耗

当系统开关频率较高时, 开关管的开关损耗是

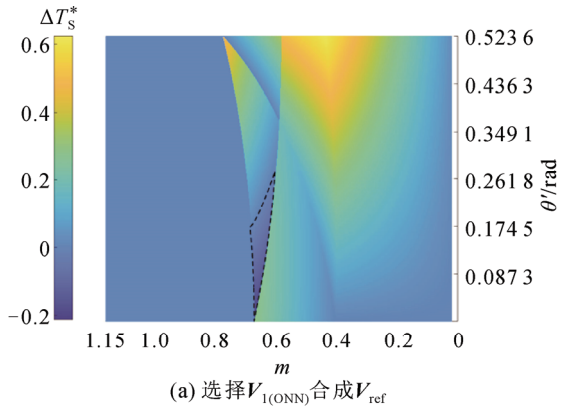


图 11  $k_{ol}=0.4$  时小矢量作用时间差

Fig.11 Small vector action time comparison at  $k_{ol}=0.4$

系统损耗的主要来源。HVSVPWM 为了在提升中点电位控制能力时保证交流电压波形质量, 在每个开关周期内开关动作次数为 12 次或者 16 次; 而 IVSVPWM 在每个开关周期内开关动作次数为 16 或者 20 次, 与之相比, HVSVPWM 的整体开关动作次数更少。

图 13 给出了开关管 1 次开关开通和关断时的损耗模型, 其中  $v_{GS}$  为开关管驱动信号;  $U_{sw}$  和  $I_{sw}$  分别为开关管关断后的两端电压和开通后流过的电流;  $t_{on}$  和  $t_{off}$  分别为开关管开通和关断所需要的时间;  $P_{sw\_on}$  和  $P_{sw\_off}$  分别为开关管导通和关断产生的损耗。由图 13 进一步可得开关管一次开通和关断的损耗为:

$$P_{sw} = \frac{1}{6} U_{sw} I_{sw} (t_{on} + t_{off}) \quad (22)$$

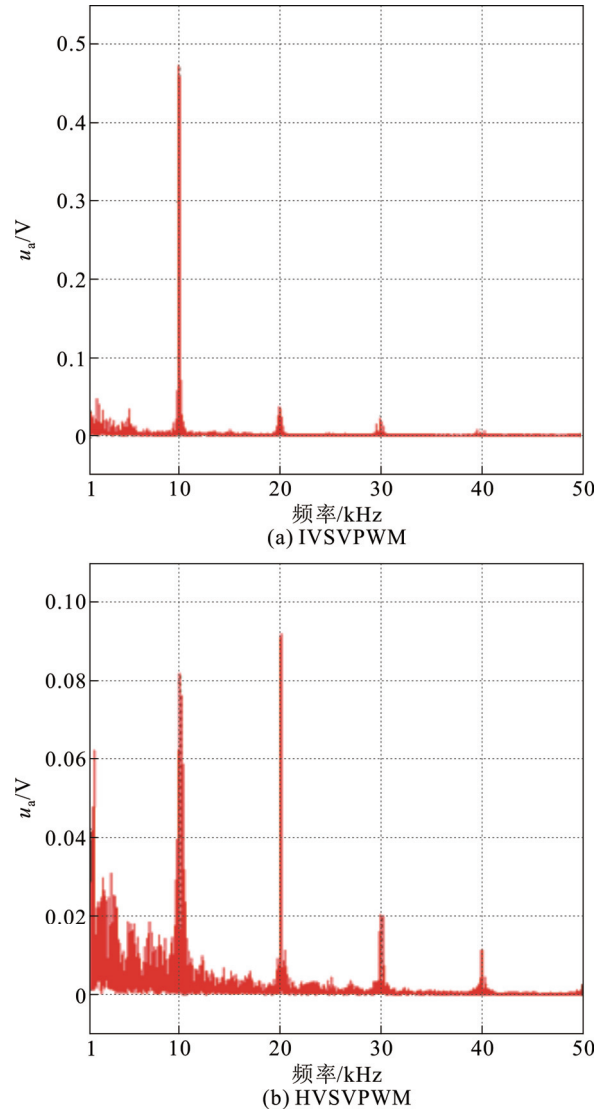


图 12 输出电压谐波对比

Fig.12 Comparison of harmonic in output voltage

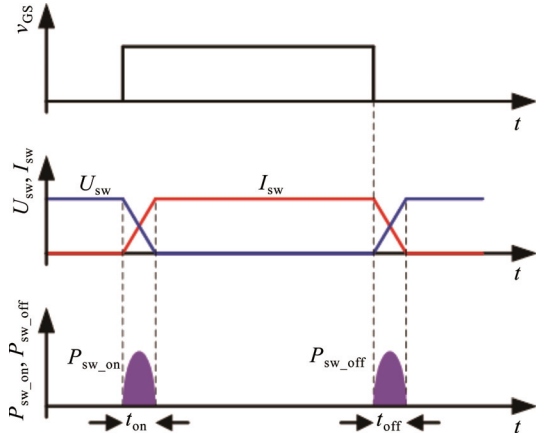


图 13 开关管开通关断损耗

Fig.13 Switching losses of switching tubes conduction and switching off

根据式(22), 图 14 给出了 HVSVPWM 和 IVSVPWM 在不同调制度和不同功率因数角  $\varphi$  下的开关损耗对比, 纵轴  $P_{sw\_HVSVPWM}:P_{sw\_IVSVPWM}$  为 HVSVPWM 和 IVSVPWM 的开关管开通关断损耗比值。可以看到, 2 种调制方法的开关损耗比在绝大多数工况下均 $<1$ , 因此 HVSVPWM 具有更小的开关损耗。

### 4 实验验证

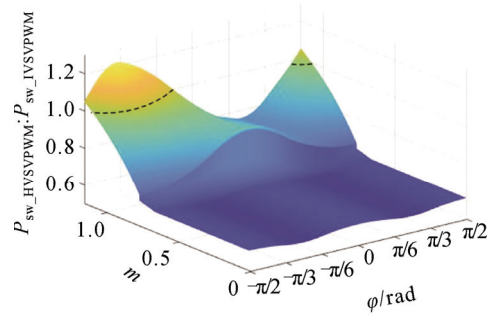
图 15 为 T-NPC 三电平逆变器的实验平台, 用以验证所提方法的有效性和优越性。主控芯片采用 TI 公司生产的 TMS320F28377D, 用于实现除调制策略以外的控制策略; 调制策略的实现则采用 FPGA 芯片 10M40SCE144C8G。

具体的实验参数如表 3 所示, 将实验参数代入式(18)可得此时边界值  $\delta$  为 2.55%。

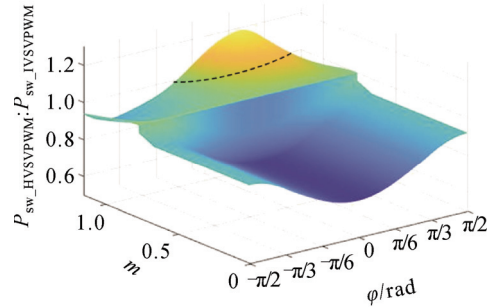
本节通过与现有方法对比, 从稳态交流侧电压波形质量与中点电位控制动态响应速度 2 个方面验证本文所提方法的优越性。

#### 4.1 稳态性能对比

图 16(a)和图 16(b)分别为交流侧负载  $Z=20 \Omega$ 、 $m=0.6$  且中点电位稳定时, 2 种方法的交流侧输出电压波形。可以看到, IVSVPWM 的电压纹波略大, 但差异不明显。为了更直观地对比交流电压波形的质量, 图 17 展示了在不同负载和不同调制度下, 2 种调制策略的交流电压总谐波失真(total harmonic distortion, THD)对比。其中, 当  $m=0.1$  时, 由于电流纹波过大, IVSVPWM 无法保证中点电位稳定, 逆变器失控, 因此无法测量波形的 THD 值。通过



(a)  $k_s > 0$  时的开关损耗对比



(b)  $k_s < 0$  时的开关损耗对比

图 14 HVSVPWM 与 IVSVPWM 开关损耗对比

Fig.14 Switching loss ratio of HVSVPWM to IVSVPWM

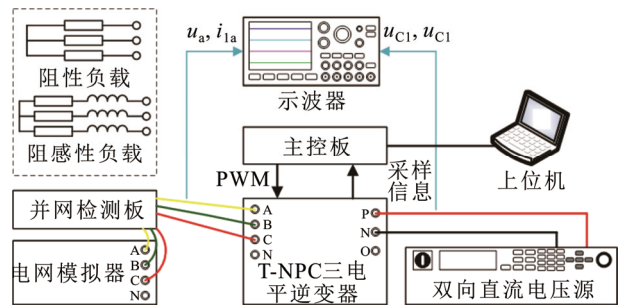


图 15 T-NPC 三电平逆变器实验平台

Fig.15 Experimental platform of T-NPC three-level inverter

表 3 实验参数

名称	符号	数值及单位
直流侧电压	$U_{dc}$	100 V
电流最大值	$I_{max}$	5.77 A
直流侧电容	$C_1, C_2$	2.24 mF
直流侧电容寄生电阻	$R_c$	0.21 $\Omega$
滤波电感	$L_1$	1 mH
滤波电容	$C_s$	5 $\mu$ F
中点电位闭环比例系数	$k_p$	0.5
开关频率	$f_s$	10 kHz
采样频率	$f_{sample}$	20 kHz
基波频率	$f_i$	50 Hz

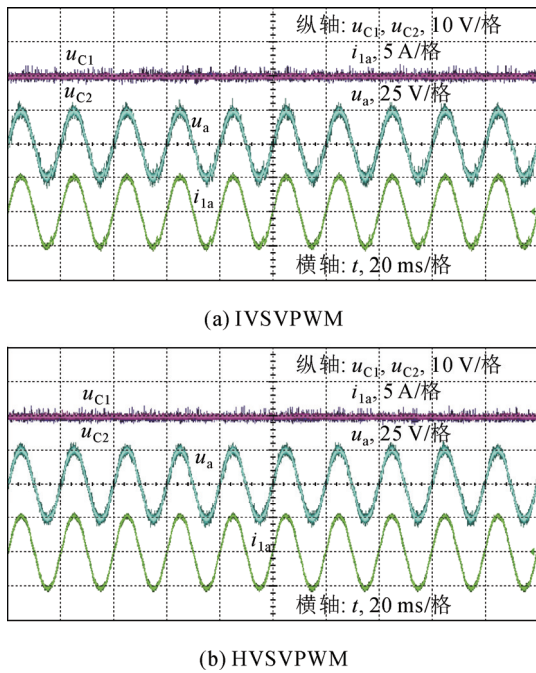


图 16 中点电位平衡时的交流侧输出波形  
Fig.16 AC side output waveforms when the neutral-point potential is stabilized

图 17 可以看到, 无论负载如何变化, HVSVPWM 的输出电压 THD 值均更小, 谐波含量更少, 具有更好的波形质量。

### 4.2 动态性能对比

#### 4.2.1 中点电位控制动态响应速度对比

图 18 展示了 2 种方法在不同调制度及不同功率因数下的中点电位控制动态响应波形。其中,  $u_{Ca}$  为 a 相滤波电容电压, 并网时等于 a 相电网电压  $u_{ga}$ 。开始时, 仅凭借传统 VSVPWM 进行调制, 此时中点电位 3 倍频纹波被消除, 但由于 VSVPWM 缺乏主动控制中点电位的能力, 因此中点电位仍会失衡。当检测到  $|\Delta u_c| > 20$  V 时, 调制策略切换至具有中点电位控制的调制策略。结果表明, 在不同工况下, 2 种调制策略均能够将  $|\Delta u_c|$  从 20 V 控制至 0 V, 但在各种工况下, 所提方法的动态响应速度显著更快, 中点电位平衡控制能力更强。

#### 4.2.2 特殊工况下的中点电位控制能力验证

图 19 为当并网工况下发生低电压穿越时, 即网侧电压从 50 V 跌落至 20 V 时, IVSVPWM 和 HVSVPWM 的中点电位波形。结果表明, 2 种方法均可有效保证中点电位稳定, 且 HVSVPWM 的中点电位平衡效果更好。

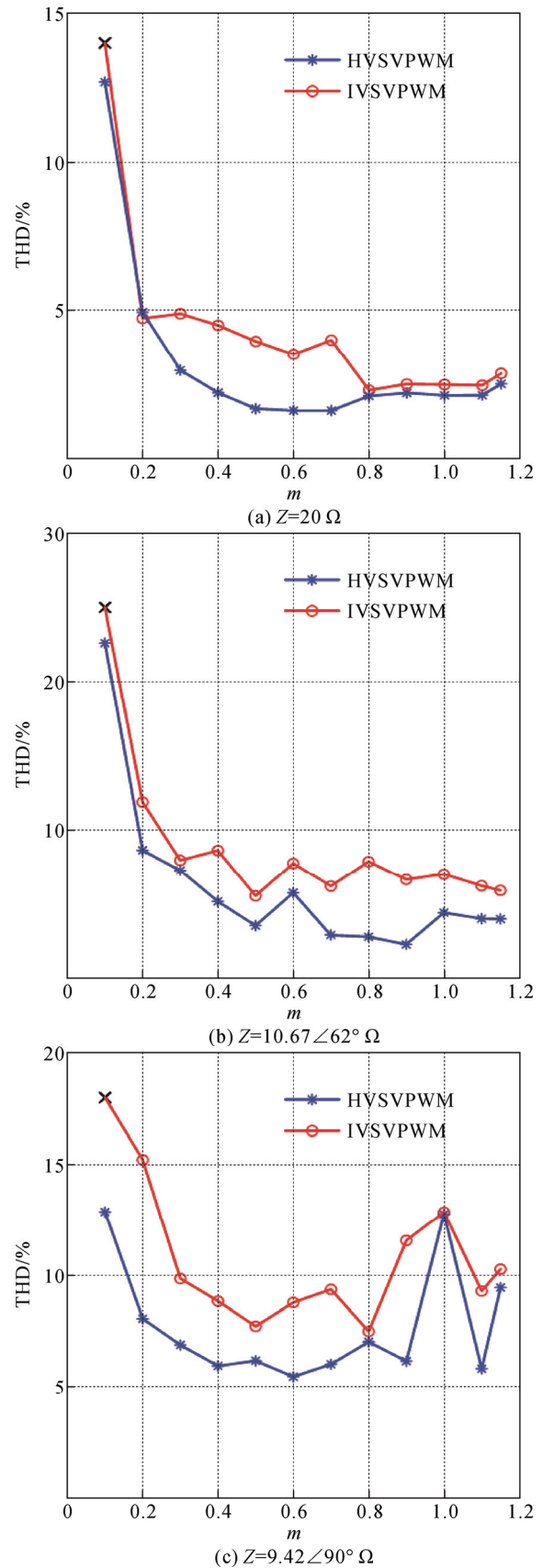


图 17 不同中点电位平衡控制策略下输出电压 THD  
Fig.17 THD of load voltage with different neutral-point potential balancing control strategies

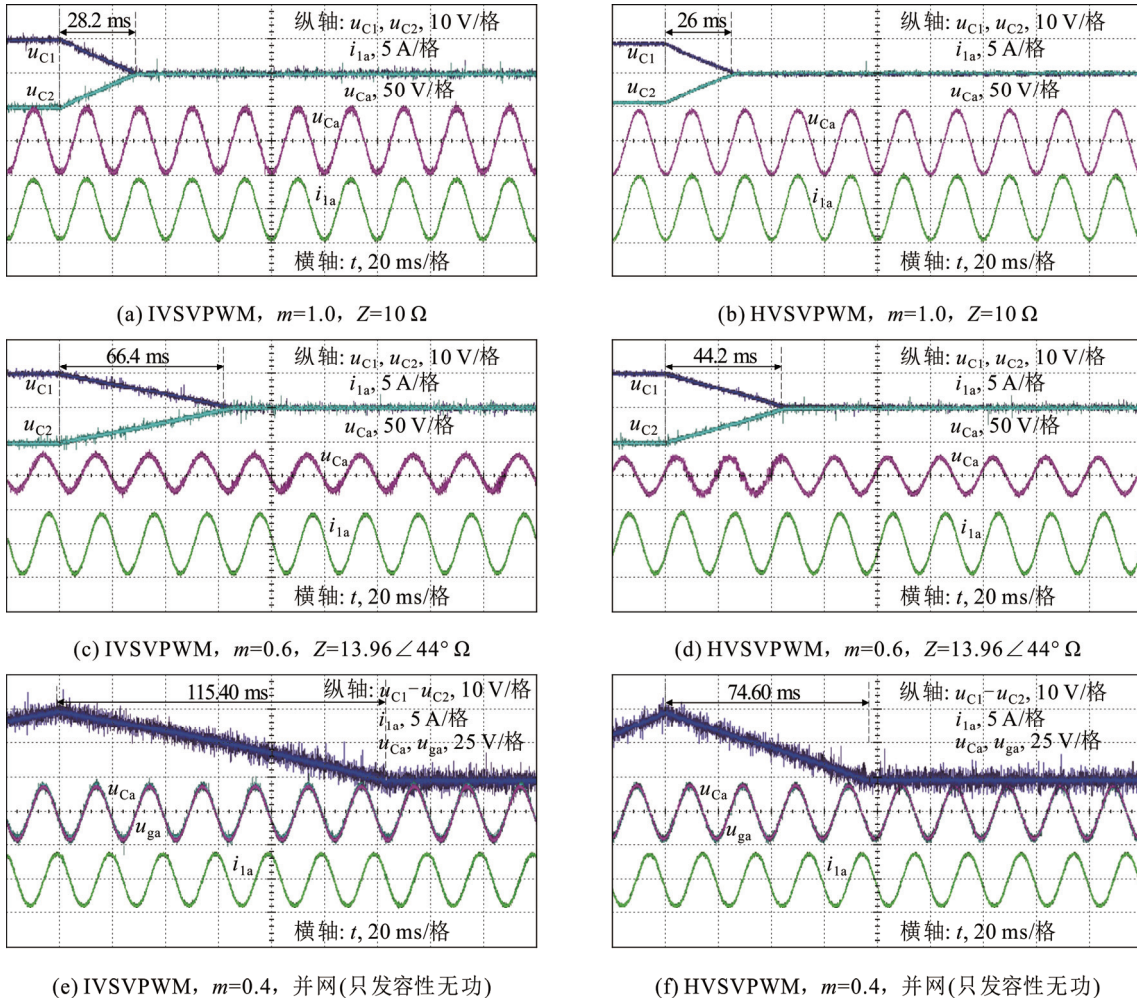


图 18 不同调制策略下中点电位动态波形

Fig.18 Dynamic waveforms of neutral-point potential for different modulation strategies

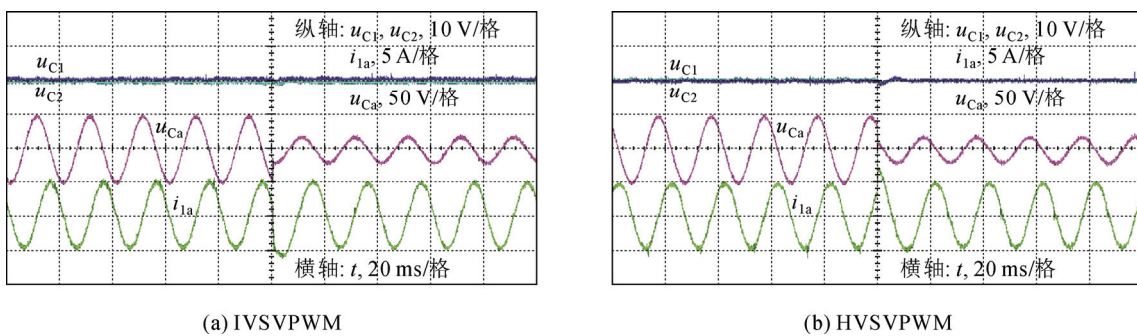


图 19 网侧电压跌落时的中点电位波形

Fig.19 Neutral-point potential waveform during grid voltage drop

图 20 则展示了负载从大小为  $10.67 \angle 62^\circ \Omega$  感性负载突变至  $5 \Omega$  纯阻性负载时, 2 种调制策略的中点电位波形。通过实验结果可以看到, 2 种方法均可有效保证中点电位稳定, 且 HVSVPWM 的波形质量更好。

### 5 结论

1) 在稳态性能方面, 与现有方法相比, 所提调制策略能够有效降低交流侧输出电压谐波分量, 显著提升波形质量, 并在所有功率因数和调制度下

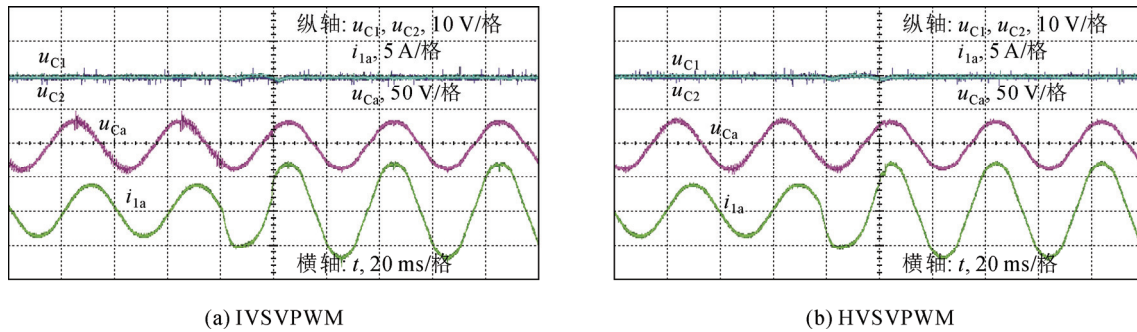


图 20 负载突变时的中点电位波形

Fig.20 Neutral-point potential waveform during sudden load change

均能实现对中点电位的精确控制。

2) 在动态性能方面, 相较于现有方法, 所提调制策略能显著提升中点电位动态性能, 并且能够有效应对网侧电压跌落和负载突变等极端工况。

## 参考文献 References

- [1] WOLDEGIORGIS D, MANTOOTH H A. Precise electro-thermal power loss model of a three-level ANPC inverter with hybrid Si/SiC switches[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2022, 8(3): 76-89.
- [2] CHEN F, QIAO W, WANG H M, et al. A simple zero-sequence voltage injection method for carrier-based pulse width modulation of the three-level NPC inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4687-4699.
- [3] 周京华, 李津. 微电网三电平储能变流器优化控制技术综述[J]. 高电压技术, 2023, 49(8): 3137-3147.  
ZHOU Jinghua, LI Jin. Review of optimal control technology for three-level power converter system in microgrid[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(8): 3137-3147.
- [4] 胡亮灯, 郭城, 韩婧, 等. 基于 SVPWM 的三电平变频器窄脉冲抑制策略[J]. 高电压技术, 2024, 50(12): 5495-5504.  
HU Liangdeng, GUO Cheng, HAN Jing, et al. Narrow pulse suppression method for three-level inverter based on SVPWM[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(12): 5495-5504.
- [5] TRAN V T, NGUYEN M K, DO D T, et al. An SVM scheme for three-level quasi-switched boost T-type inverter with enhanced voltage gain and capacitor voltage balance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11499-11508.
- [6] YANG Y, WEN H Q, CHEN R, et al. An efficient model predictive control using virtual voltage vectors for three-phase three-level converters with constant switching frequency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 3998-4009.
- [7] 李善寿, 陶勇, 叶伟, 等. 抑制 T 型三电平逆变器共模电压的调制策略[J]. 高电压技术, 2022, 48(7): 2826-2839.  
LI Shanshou, TAO Yong, YE Wei, et al. Modulation strategy with reduced common mode voltage for T-type three-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(7): 2826-2839.
- [8] 霍冬阳, 孟庆云, 胡安琪, 等. 基于 SHEPWM 电压矢量寻优的中点电位平衡控制算法[J]. 高电压技术, 2023, 49(12): 5142-5150.  
HUO Dongyang, MENG Qingyun, HU Anqi, et al. Neutral point potential balance control algorithm based on voltage vector optimization of SHEPWM[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5142-5150.
- [9] KIM Y J, KIM S M, LEE K B. Improving DC-link capacitor lifetime for three-level photovoltaic hybrid active NPC inverters in full modulation index range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5250-5261.
- [10] 王勋嵩, 李锐华, 许嘉杰, 等. 基于冗余矢量的 T 型三电平双向变换器中点电位平衡模型预测控制[J]. 高电压技术, 2024, 50(3): 1264-1271.  
WANG Xunsong, LI Ruihua, XU Jiajie, et al. Model predictive control for midpoint potential balance of T-type three-level bidirectional converter based on redundant vector[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 1264-1271.
- [11] LI X Y, XING X Y, ZHANG C H, et al. Neutral-point voltage oscillation mitigation scheme for transformerless three-level PV inverter in LVRT operation with selective space vector modulation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 2776-2789.
- [12] ZHOU D H, DING L, LI Y R. Two-stage model predictive control of neutral-point-clamped inverter-fed permanent-magnet synchronous motor drives under balanced and unbalanced DC links[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(5): 3750-3759.
- [13] 辛业春, 王延旭, 李国庆, 等. T 型三电平并网逆变器有限集模型预测控制快速寻优方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1681-1692.  
XIN Yechun, WANG Yanxu, LI Guoqing, et al. Finite control set model predictive control method with fast optimization based on T-type three-level grid-connected inverter[J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2021, 36(8): 1681-1692.
- [14] HAKAMI S S, HALABI L M, LEE K B. Dual-carrier-based PWM method for DC-link capacitor lifetime extension in three-level hybrid ANPC inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3303-3314.
- [15] 余天宝, 万文超, 付函, 等. 基于反相层叠载波的三电平逆变器漏电流抑制和中点平衡方法[J]. 高电压技术, 2023, 49(5): 2068-2076.  
YU Tianbao, WAN Wenchao, FU Han, et al. A modulation strategy to suppress leakage current and balance neutral point voltage for three-level inverters based on phase opposition disposition carrier[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2068-2076.
- [16] JIANG W D, JIANG H R, LIU S Y, et al. A carrier-based discontinuous PWM strategy for T-type three-level converter with reduced common mode voltage, switching loss, and neutral point voltage control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1761-1771.

- [17] LI Y, YANG X, CHEN W J, et al. Neutral-point voltage analysis and suppression for NPC three-level photovoltaic converter in LVRT operation under imbalanced grid faults with selective hybrid SVPWM strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1334-1355.
- [18] BUSQUETS-MONGE S, BORDONAU J, BOROYEVICH D, et al. The nearest three virtual space vector PWM—a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2(1): 11-15.
- [19] MONGE S B, SOMAVILLA S, BORDONAU J, et al. Capacitor voltage balance for the neutral-point-clamped converter using the virtual space vector concept with optimized spectral performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1128-1135.
- [20] 胡存刚, 芮涛, 马大俊, 等. 三电平 ANPC 逆变器中点电压平衡和开关损耗减小的 SVM 控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(13): 3598-3608.  
HU Cungang, RUI Tao, MA Dajun, et al. A space vector modulation scheme for three-level ANPC inverters with neutral-point potential balancing and switching loss reduction[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3598-3608.
- [21] WU X, TAN G J, YE Z B, et al. Virtual-space-vector PWM for a three-level neutral-point-clamped inverter with unbalanced DC-links[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2630-2642.
- [22] LIU G, WANG D F, WANG M R, et al. Neutral-point voltage balancing in three-level inverters using an optimized virtual space vector PWM with reduced commutations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6959-6969.
- [23] GUO F, YANG T, DIAB A M, et al. Hybrid active modulation strategy for three-level neutral-point-clamped converters in high-speed aerospace drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3449-3460.
- [24] GUO F, YANG T, DIAB A M, et al. An overmodulation algorithm with neutral-point voltage balancing for three-level converters in high-speed aerospace drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2021-2032.
- [25] 桂石翁, 吴芳, 万山明, 等. 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 5013-5021.  
GUI Shiweng, WU Fang, WAN Shanming, et al. A strategy for considering neutral-point potential balance for three-level NPC inverters with the varied virtual space vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 5013-5021.
- [26] 周冠卿, 张国荣, 解润生, 等. 改进的三电平逆变器变虚拟空间矢量调制策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(1): 172-182.  
ZHOU Guanqing, ZHANG Guorong, XIE Runsheng, et al. Improved variable virtual-space-vector modulation strategy for three-level inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(1): 172-182.
- [27] XIANG C Q, SHU C, HAN D, et al. Improved virtual space vector modulation for three-level neutral-point-clamped converter with feedback of neutral-point voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5452-5464.



ZHANG Xin  
Ph.D. candidate

张鑫

1997—, 男, 博士生

主要从事三电平逆变器调制策略优化和性能提升相关工作

E-mail: zhangxin9@stu.xjtu.edu.cn



LIU Zeng  
Ph.D.  
Associate professor  
Corresponding author

刘增(通信作者)

1984—, 男, 博士, 副教授, 博导

主要从事面向可再生能源和储能的多变流器系统的控制与分析相关工作

E-mail: zengliu@xjtu.edu.cn

收稿日期 2024-10-08 修回日期 2025-01-26 编辑 程子丰