DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.295 中图分类号：TM341.1 文献标志码：A

具有中点电位平衡的T型三电平逆变器供电三相永磁伺服电机SPWM-DTC控制

汪文豪，周扬忠(中国电源学会高级会员)
(福建省新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学)，福州 350116)

摘要：为了解决T型三电平逆变器供电的三相永磁伺服电动机驱动系统的电容电压不平衡问题，提出一种基于零序电压注入的载波调制直接转矩控制策略。首先，通过电机模型计算完成了直接转矩控制策略的构建；其次，由预期电压值进行坐标变换得到参与脉冲宽度调制PWM(pulse width modulation)控制的调制电压，实现了载波调制与直接转矩控制的结合；最后，为了实现中点电位的平衡控制，根据上下电容电压的采样差值计算和校正注入的零序电压值。实验结果表明，所提控制策略能够有效实现转矩脉动的减小和中点电压的平衡控制。

关键词：T型三电平逆变器；永磁伺服电机；直接转矩控制；零序电压；中点电位平衡

SPWM-DTC for Three-phase PMSM with Neutral Point Voltage Balance Powered by T-type Three-level Inverter

WANG Wenhao, ZHOU Yangzhong, *Senior Member*, *CPSS*
(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: To tackle the challenges of uneven capacitor voltage in the propulsion setup of a three-phase permanent magnet servomotor driven by a T-type three-level inverter, a direct torque control strategy based on zero-sequence voltage injection with carrier modulation is proposed. Firstly, the direct torque control strategy is constructed by motor model calculation. Secondly, the modulation voltage involved in pulse width modulation (PWM) control is obtained by coordinate transformation from the expected voltage, which realizes the combination of carrier modulation and direct torque control. Finally, in order to realize the balanced control of the midpoint potential, the zero-sequence voltage injected is calculated and corrected according to the sampling difference of the upper and lower capacitor voltages. The experimental data demonstrates that the suggested control approach effectively achieves a reduction in torque fluctuations and maintains balanced control of neutral point voltage.

Keywords: T-type three-level inverter; permanent magnet servo motor; direct torque control; zero-sequence voltage; neutral point potential balance

随着工业数控等向更高动态性能方向发展，要求应用于其中的永磁伺服驱动系统具备更快的动态响应特性[1-2]。直接转矩控制DTC (direct torque control)仅在定子静止坐标系中进行控制，对电机参数的依赖性较低，具有转矩动态响应迅速的优良特性[3-4]。若把DTC应用于永磁伺服电机驱动系统，可以有效提升伺服电机的动态响应性能。然而永磁伺服电机的永磁体布置方式一般采用表贴式，电枢电感小，若使用传统两电平变换器构建驱动系统，则存在输出矢量有限的问题[5]，易引起较大的转矩脉动[6]，降低伺服驱动系统的稳态性能。相较于两电平变换器，本文采用的T型改进型三电平中点钳位型逆变器[7-8]可以输出更丰富的电压矢量，谐波失真更小、开关频率更低，能够实现转矩的更细节控制[9]。但由三电平逆变器自身拓扑结构引起电容

收稿日期：2024-06-03；**修回日期：**2024-09-11；**录用日期：**2024-09-20；**网络首发日期：**2024-10-14

电压的不平衡[10-12]，是限制逆变器输出对称交流电压的症结所在。

针对三电平逆变器中点电位平衡问题[13]，文献[14]采用空间矢量脉宽调制 SVPWM (space vector pulse width modulation)策略，利用空间电压矢量里中点电流极性相反的矢量控制中点电位平衡，但调制度较高时控制效果较差；文献[15]提出一种改进型的 SVPWM 策略，能够实现高调制度中点电位低频振荡的抑制，但存在结构复杂、计算量较大的缺点；文献[16]提出了一种虚拟电压矢量脉宽调制方法，通过计算 3 个临近虚拟向量的持续时间，实现了中点电位的快速平衡控制，但输出电压存在失真现象。

空间矢量调制方法普遍存在算法复杂、运算量大、电平数扩展困难等缺点[17]。因此，文献[18]提出一种基于零序电压注入的载波脉宽调制 CBPWM (carrier-based pulse width modulation)策略，将零序电压的注入和调制波的分解有机地结合起来，在不增加功率开关器件的情况下实现中点电位的平衡。目前，基于零序电压注入的 CBPWM 策略的控制对象多为传统三电平中点钳位型逆变器并网系统[19]，而以 T 型三电平逆变器与伺服电机构成的驱动系统为对象的中点电位平衡策略则几乎没有。

针对 T 型三电平中点钳位型逆变器供电的伺服电机控制主电路直流侧中点电位不平衡问题，本文采用一种基于零序电压注入的 CBPWM 与永磁伺服驱动系统 DTC 相结合的控制策略，将 DTC 中计算的预期电压矢量与 CBPWM 中注入零序电压的调制波联系起来，通过计算零序电压实现中点电位平衡。所提方案相较于传统的 SPWM-DTC 方案能够有效减小中点电位的波动，进而达到减小转矩脉动的效果；相较于基于空间矢量调制的直接转矩控制方案具有计算量小、对参数依赖性低和易于实现的特点。实验验证了所提方案的有效性。

1 驱动系统拓扑及数学模型

1.1 T 型三电平三相驱动系统拓扑

图 1 为 T 型三电平逆变器馈电的三相永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)拓扑。由 12 个 IGBT 器件构成，直流母线电压为 u_{dc}，通过 2 个串联的电容 C_1、C_2 进行分压，若 C_1、C_2 分到的电压是相等的，则每相可以输出 3 种电压状态。以 A 相为例分析开关管的输出电压状态，当开关管 S_{a1} 与 S_{a2} 导通、S_{a3} 与 S_{a4} 关断时，输出电压为 $u_{dc}/2$；当开关管 S_{a2} 与 S_{a3} 导通、S_{a1} 与 S_{a4} 关断时，输出电压为 0；当开关管 S_{a3} 与 S_{a4} 导通、S_{a1} 与 S_{a2} 关断时，输出电压为 $-u_{dc}/2$。整个拓扑结构一共有三相且每一相的开关状态有 3 种，所以三电平逆变共有 $3^3=27$ 种开关状态。

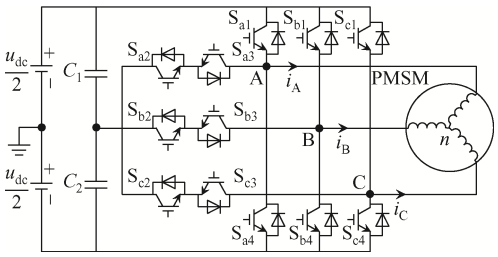


图 1 T 型三电平逆变器馈电的三相 PMSM 拓扑

Fig. 1 The topology of three-phase PMSM driven by T-type three-level inverter

引起中点电位偏移的主要原因是当逆变桥臂输出的电压为 0 时，相电流经过 2 个反串联的开关管进入中点，分别对上下母线电容进行充放电，引起中点电位偏移。三电平逆变器流入中点电流 i_o 的瞬时值为

$$i_o=\sum_{x=A}^{C}(1-|S_x|)\cdot i_x \tag{1}$$

式中：S_x 为状态变量；i_x 为电机三相电流；$x\in\{A,B,C\}$。

图 1 中载荷是三相星型连接，所以 $i_A+i_B+i_C=0$，式(1)可以表达为

$$i_o=-|S_A|\cdot i_A-|S_B|\cdot i_B-|S_C|\cdot i_C \tag{2}$$

由上下母线电容的充放特性可得中点电位的变化特性为

$$\Delta u_{C_1}=\Delta u_{C_2}=\frac{1}{C}\cdot i_{\mathrm{o}}\cdot\Delta T \tag{3}$$

式中：ΔT 为控制周期；Δu_{C_1}、Δu_{C_2} 分别为上、下端电容电压的变化值。

1.2 三相 PMSM 数学模型

为了方便数学模型的建立，定义 PMSM 的坐标系如图 2 所示。其中，$\alpha\beta$ 为基波静止坐标系，ABC 轴为三相自然坐标系，dq 为同步旋转坐标系。图中：$\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}$ 为定子磁链矢量；$\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}$ 为转子磁链矢量；$\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}$ 为定子电流矢量；δ_{sf} 为转矩角；ρ_{s} 为静止 ABC 轴系中的空间相位角即定子磁链矢量与 A 轴的夹角；θ_{r} 为转子位置角；转矩角的增量 $\Delta\delta_{\mathrm{sf}}$ 定义为给定定子磁链与实际定子磁链之间的夹角；ω_{s} 为定子磁场旋转角速度；ω_{r} 为转子磁场旋转角速度。

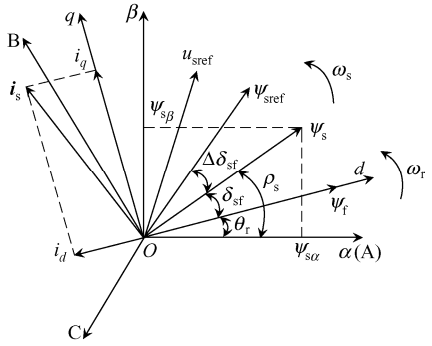


图 2　PMSM 的定子电流和磁链矢量图

Fig. 2 Stator current and flux vector diagram of PMSM

dq 轴系下的永磁同步电机的定子电压矢量方程为

$$\begin{bmatrix}u_{\mathrm{s}d}\\u_{\mathrm{s}q}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}pL_d+R_{\mathrm{s}} & 0\\0 & pL_q+R_{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{s}d}\\i_{\mathrm{s}q}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\\omega_{\mathrm{r}}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：R_{s} 为定子绕组电阻；$i_{\mathrm{s}d}$、$i_{\mathrm{s}q}$ 和 L_d、L_q 分别为定子电流和定子电感在旋转坐标系下的电流分量和电感分量，对于本文研究的表贴式伺服电机有 L_d=L_q；p 为微分算子。

根据式(4)，$\alpha\beta$ 坐标系下的定子电压矢量方程为

$$\begin{bmatrix}u_{\mathrm{s}\alpha}\\u_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}pL_\alpha+R_{\mathrm{s}} & 0\\0 & pL_\beta+R_{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{s}\alpha}\\i_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-\omega_{\mathrm{r}}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}\sin\theta_{\mathrm{r}}\\\omega_{\mathrm{r}}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}\cos\theta_{\mathrm{r}}\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中，L_α、L_β 为定子电感在基波静止坐标系上的分量。

$\alpha\beta$ 坐标轴下的定子磁链和磁链幅值方程为

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}p\psi_{\mathrm{s}\alpha}\\p\psi_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0\\0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_{\mathrm{s}\alpha}\\u_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-R_{\mathrm{s}} & 0\\0 & -R_{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{s}\alpha}\\i_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}\\|\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}|=\sqrt{\psi_{\mathrm{s}\alpha}^2+\psi_{\mathrm{s}\beta}^2}\end{cases} \tag{6}$$

电磁转矩表达式为

$$T_{\mathrm{e}}=n_{\mathrm{p}}\frac{\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}}{L_d}\sin\delta_{\mathrm{sf}}=1.5n_{\mathrm{p}}(\psi_{\mathrm{s}\alpha}i_{\mathrm{s}\beta}-\psi_{\mathrm{s}\beta}i_{\mathrm{s}\alpha}) \tag{7}$$

式中，n_{p} 为电机极对数。

由式(7)可知若定子磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}$ 的幅值被控制为恒值，则通过定子磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}$ 的旋转控制能够实现转矩角 δ_{sf} 的控制，即可实现转矩 T_{e} 的控制。

2　特定零序电压注入的载波调制直接转矩控制策略

2.1 载波调制的直接转矩控制策略

2.1.1　三相 PMSM 驱动系统直接转矩控制结构

基于空间矢量调制的 PMSM-DTC 的控制框图如图 3 所示。为了实现转矩和定子磁链快速地跟随给定值，该控制根据定子磁链的偏差和转矩角的偏差计算预期电压矢量，其中转矩角的偏差由电机实时转速经过转速调节器和转矩调节器得到。由此得到的预期电压矢量同时考虑了定子磁链和电磁转矩的变化情况，体现了直接转矩控制的基本思想。

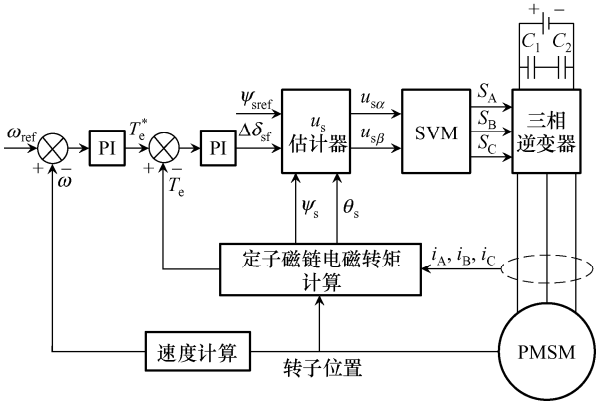


图 3　基于空间矢量调制的 PMSM-DTC 系统

Fig. 3 PMSM-DTC based on space vector modulation

2.1.2　预期电压矢量计算

转矩的增量 ΔT_{e} 与转矩角增量 $\Delta\delta_{\mathrm{sf}}$ 的表达式可写为

$$\Delta T_{\mathrm{e}}=n_{\mathrm{p}}\left[\frac{\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}}{L_d}\cos\delta_{\mathrm{sf}}\Delta\delta_{\mathrm{sf}}+\frac{\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}}{L_d}\sin\delta_{\mathrm{sf}}\Delta\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}\right] \tag{8}$$

$$\Delta\delta_{\mathrm{sf}}=\frac{\Delta T_{\mathrm{e}}L_d-n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}}\sin\delta_{\mathrm{sf}}\Delta\psi_{\mathrm{s}}}{n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}}\psi_{\mathrm{s}}\cos\delta_{\mathrm{sf}}} \tag{9}$$

在静止 $\alpha\beta$ 轴系内，由式(5)结合图 2 可写出预期电压的 2 个分量 $u_{\alpha\mathrm{ref}}$ 、 $u_{\beta\mathrm{ref}}$ 的表达式为

$$\begin{cases}u_{\alpha\mathrm{ref}}=R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{s}\alpha}+\dfrac{|\psi_{\mathrm{sref}}|\cos(\rho_{\mathrm{s}}+\Delta\delta_{\mathrm{sf}})-|\psi_{\mathrm{s}}|\cos\rho_{\mathrm{s}}}{T_0}\\ u_{\beta\mathrm{ref}}=R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{s}\beta}+\dfrac{|\psi_{\mathrm{sref}}|\sin(\rho_{\mathrm{s}}+\Delta\delta_{\mathrm{sf}})-|\psi_{\mathrm{s}}|\sin\rho_{\mathrm{s}}}{T_0}\end{cases} \tag{10}$$

式中：ψ_{sref} 为定子磁链矢量的给定值；T_0 为控制周期。

2.1.3 载波调制

本文采用三电平同相层叠脉宽调制 PD-PWM (phase disposition pulse width modulation)法，其调制原理如图 4 所示。将第 1 节获取的期望电压矢量进行坐标变换得到静止坐标系 ABC 轴系的三相参考电压。首先，将三相参考电压标幺化得到实际的三相参考调制波电压；然后，将其与同相层叠的 2 个峰值为 1 的三角载波信号比较得到对应的开关管的导通信号。其中，开关管的信号 S_{x1} 与 S_{x3} 互补，S_{x2} 与 S_{x4} 互补，$x\in\{\mathrm{A},\mathrm{B},\mathrm{C}\}$。标幺化后的三相参考电压的表达式为

$$\begin{bmatrix}u_{\mathrm{A1}}\\u_{\mathrm{B1}}\\u_{\mathrm{C1}}\end{bmatrix}=\frac{1}{u_{\mathrm{dc}/2}}\begin{bmatrix}1&0\\-\frac{1}{2}&\frac{\sqrt{3}}{2}\\-\frac{1}{2}&-\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_{\alpha\mathrm{ref}}\\u_{\beta\mathrm{ref}}\end{bmatrix} \tag{11}$$

式中：u_{A1}、u_{B1}、u_{C1} 为标幺化后的三相参考电压；$u_{\mathrm{dc}/2}$ 为半母线电压。

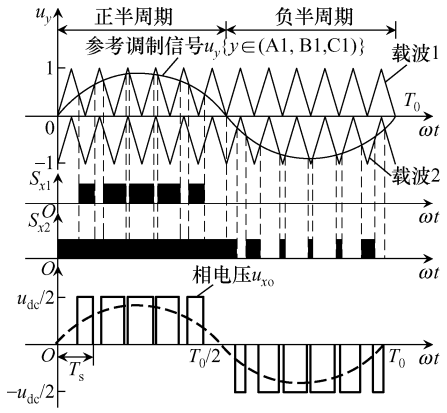


图 4 三电平 PD-PWM 法

Fig. 4 Three-level phase-disposition PWM method

由此调制得到的开关管信号参与 PWM 调制可以输出三电平的相电压 u_{xo}，$x\in\{\mathrm{A},\mathrm{B},\mathrm{C}\}$。但是若不考虑 2 个串联电容的电压平衡问题，则逆变器输出的电压的谐波含量增加，进一步影响转矩的控制效果。故本文采用零序电压注入调制波的方式来控制电容电压平衡。载波调制的控制结构设计如图 5 所示，图中 $u_{\mathrm{o}1}$ 为所需要注入的零序电压值。

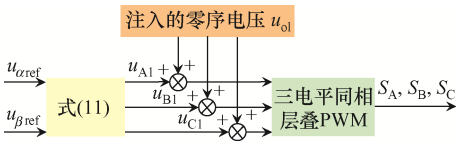


图 5 载波调制控制结构

Fig. 5 Carrier-based modulation control structure

2.2 零序电压注入法

2.2.1 零序电压的数学模型

由于本文的对象是三相三线制的 T 型三电平对称系统，故通过注入零序电压改变调制波的方式不会对系统输出的线电压造成影响，注入零序电压分量后的电路不会存在零序电流。因此电机的相电流波形不会被零序电压影响。三相参考电压即实际三相参考调制电压的表达式为

$$\begin{cases}u_{\mathrm{A2}}=u_{\mathrm{A1}}+u_{\mathrm{o}}\\u_{\mathrm{B2}}=u_{\mathrm{B1}}+u_{\mathrm{o}}\\u_{\mathrm{C2}}=u_{\mathrm{C1}}+u_{\mathrm{o}}\end{cases} \tag{12}$$

式中，u_{o} 为初始注入的零序电压分量。

结合式(2)和式(12)可将中点电流的表达式改写为

$$i_{\mathrm{o}}=-|u_{\mathrm{A2}}|\cdot i_{\mathrm{A}}-|u_{\mathrm{B2}}|\cdot i_{\mathrm{B}}-|u_{\mathrm{C2}}|\cdot i_{\mathrm{C}} \tag{13}$$

将式(12)代入式(13)可得中点电流新的表达式为

$$\begin{aligned}i_{\mathrm{o}}=-[&\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}})\cdot u_{\mathrm{A1}}\cdot i_{\mathrm{A}}+\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}})\cdot u_{\mathrm{B1}}\cdot i_{\mathrm{B}}+\\&\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}})\cdot u_{\mathrm{C1}}\cdot i_{\mathrm{C}}]-u_{\mathrm{o}}[\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}})\cdot i_{\mathrm{A}}+\\&\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}})\cdot i_{\mathrm{B}}+\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}})\cdot i_{\mathrm{C}}]\end{aligned} \tag{14}$$

控制中点电位平衡的本质是控制中线电流为 0，所以理论上所需注入的零序电压 u_{o} 为

$$u_{\mathrm{o}}=-\frac{\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}})\cdot u_{\mathrm{A1}}\cdot i_{\mathrm{A}}+\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}})\cdot u_{\mathrm{B1}}\cdot i_{\mathrm{B}}+\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}})\cdot u_{\mathrm{C1}}\cdot i_{\mathrm{C}}}{\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}})\cdot i_{\mathrm{A}}+\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}})\cdot i_{\mathrm{B}}+\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}})\cdot i_{\mathrm{C}}} \tag{15}$$

但在实际控制过程中，线电流是一个在 0 处上下波动的值，其值可由采样得到的上、下端电容电压的差值 Δu_C 进行计算，具体为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{o}} = C \cdot \Delta u_C / \Delta T \\ \Delta u_C = u_{C_1} - u_{C_2} \end{cases} \tag{16}$$

为了使中点电位具备动态的恢复平衡的能力，实际注入的初始零序电压值要根据式(14)变换更新，具体为

$$\begin{aligned} u_{\mathrm{o}} = \{ & -i_{\mathrm{o}} - [\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}}) \cdot u_{\mathrm{A1}} \cdot i_{\mathrm{A}} + \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}}) \cdot u_{\mathrm{B1}} \cdot i_{\mathrm{B}} + \\ & \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}}) \cdot u_{\mathrm{C1}} \cdot i_{\mathrm{C}}] \} / [\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}}) \cdot i_{\mathrm{A}} + \\ & \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}}) \cdot i_{\mathrm{B}} + \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}}) \cdot i_{\mathrm{C}}] \end{aligned} \tag{17}$$

由式(17)可以看出影响注入零序电压的量主要有电机的三相相电流 i_{A}、i_{B}、i_{C} 和三相参考电压 u_{A1}、u_{B1}、u_{C1} 及实际调制电压 u_{A2}、u_{B2}、u_{C2} 的正负符号。i_{A}、i_{B}、i_{C} 可采样得到，u_{A1}、u_{B1}、u_{C1} 可由预期电压矢量得到，最难确定的是 u_{A2}、u_{B2}、u_{C2} 的正负符号。本文采用对零序电压估计、检验与校正的方法来确定注入零序电压后的调制电压的正负符号。

2.2.2　零序电压的估计和校正

注入的零序电压远小于基波电压，因此注入零序电压后的参考电压极性一般不发生改变，可表示为

$$\begin{cases} \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}}) = \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A1}}) \\ \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}}) = \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B1}}) \\ \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}}) = \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C1}}) \end{cases} \tag{18}$$

若注入零序电压后的参考电压极性发生改变，则注入的零序电压无法有效控制中点电压平衡，因此还需增加零序电压校正环节，具体为：把未校正的中线电流 i_{o}、$\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{A2}})$、$\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{B2}})$、$\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{C2}})$ 代入式(17)，求出预估的零序电压 u_{o1}；将 u_{A1}、u_{B1}、u_{C1} 中的最大值、中间值和最小值分别定义为 $u_{\max}$、u_{mid}、$u_{\min}$，只有中间值 u_{mid} 会被注入的零序电压 u_{o1} 影响瞬时值符号，故仅需要对 u_{mid} 进行检验；如果 $\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{mid}}) = \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{o1}} + u_{\mathrm{mid}})$，则证明预估的零序电压 u_{o1} 为所需要注入的实际零序电压；若 $\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{mid}}) \neq \mathrm{sgn}(u_{\mathrm{o1}} + u_{\mathrm{mid}})$，则需要将 $\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{mid}})$ 的值进行取反计算得到正确的零序电压注入值。校正过程的公式为

$$\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{mid}}) = -\mathrm{sgn}(u_{\mathrm{o1}} + u_{\mathrm{mid}}) \tag{19}$$

校正后的零序电压需要被限幅，在电机的动态变化过程中未限幅的零序电压很可能会出现 $u_{\mathrm{o1}} + u_{\max} > 1$ 或 $u_{\mathrm{o1}} + u_{\min} < -1$ 的情况，对三相调制电压产生极大的影响，从而影响 PWM 的控制效果，最终影响磁链和转矩的控制。$u_{\mathrm{o1}} + u_{\max} > 1$ 时，应使 $u_{\mathrm{o1}} + u_{\max} = 1$；当 $u_{\mathrm{o1}} + u_{\min} = -1$ 时，应使 $u_{\mathrm{o1}} + u_{\max} = -1$。因此限幅后的零序电压为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{o1}} = 1 - u_{\max}, & u_{\mathrm{o1}} + u_{\max} > 1 \\ u_{\mathrm{o1}} = -1 - u_{\min}, & u_{\mathrm{o1}} + u_{\min} < -1 \end{cases} \tag{20}$$

2.3　特定零序电压注入的载波调制直接转矩控制框图

本文所提具备中点电位平衡的特定零序电压注入的载波调制直接转矩控制策略的具体框图如图 6 所示。由采样的定子电流算出定子磁链、电磁

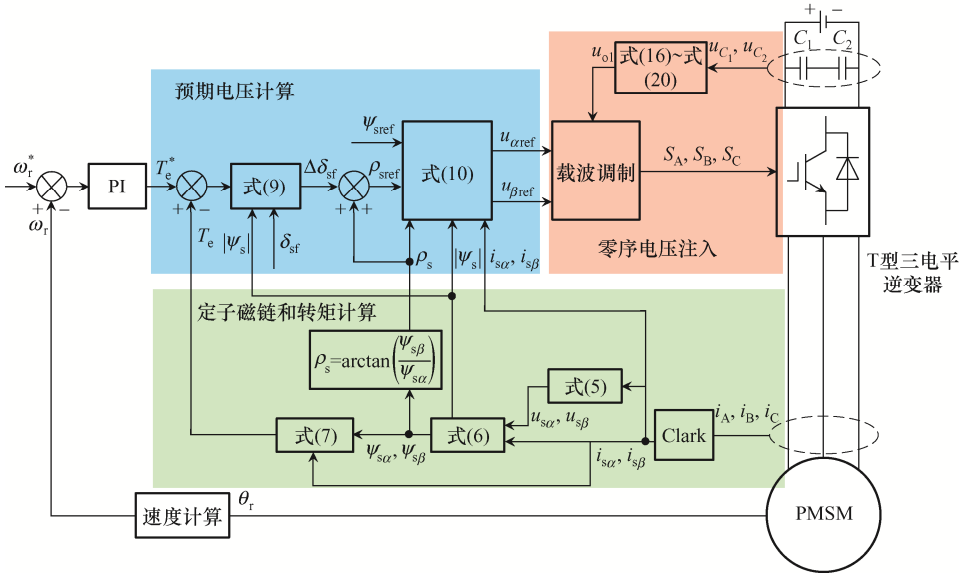


图 6　控制策略框图

Fig. 6 Block diagram of control strategy

转矩。得到的定子磁链和电磁转矩与采样到的速度经过一个转速环和转矩环得到转矩角的增量。通过转矩角的增量计算预期电压矢量，得到载波调制的调制电压，再根据采样到的上、下电容电压差值算出注入调制波的零序电压值，将注入零序电压后的调制波电压与同相层叠的 2 个载波相比较生成对应的 PWM 信号控制系统。

3 实验分析

为了验证本文所提出控制策略的可行性和有效性，搭建了 T 型三电平三相电机驱动系统实验平台，如图 7 所示。三相 PMSM 与充当负载的测功机同轴相连，三相 PMSM 的关键参数见表 1。直流母线电压由直流电压源提供，控制策略的控制周期 T_s 为 50 μs，死区时间为 2 μs。

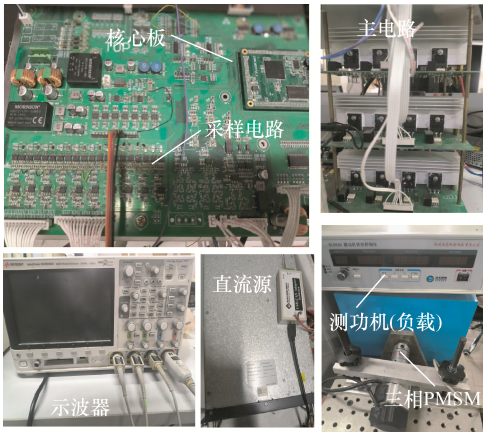


图 7 实验平台实物图

Fig. 7 Physical photograph of experimental platform

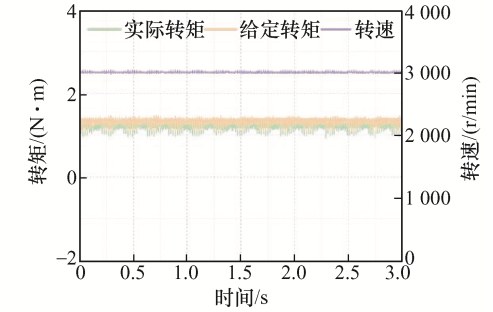
表 1 三相 PMSM 参数

Tab. 1 Parameters of three-phase PMSM

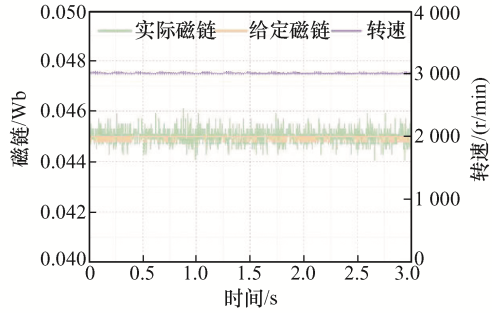
参数	数值
极对数 n_p	5
额定转速 n_N /(r·min^{-1})	3 000
额定转矩 T_e /(N·m)	1.27
定子电阻 R_s / Ω	1.75
直轴主电感 L_d /mH	1.6
交轴主电感 L_q /mH	1.6
永磁体磁链 ψ_f /Wb	0.045

3.1 稳态实验验证

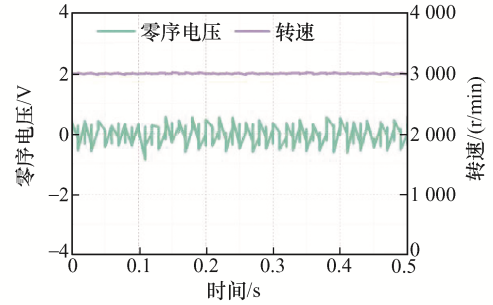
当转速为给定转速 3 000 r/min 时，直流母线电压 u_{dc} 为 220 V，PMSM 带额定负载稳态运行的实验结果如图 8 所示。由实验结果可知：①稳态下转矩可以跟随给定值脉动在±0.36 N·m，磁链可以跟随给定值 0.045 Wb 脉动在±0.002 Wb；②中点电位可以维持在中点电压 110 V 附近，波动值不超过 2 V；③逆变器输出的相电压波形和线电压波形可分别呈现光滑的三电平和五电平形状。



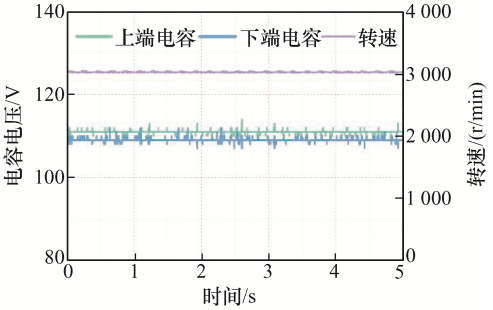
(a) 稳态转矩



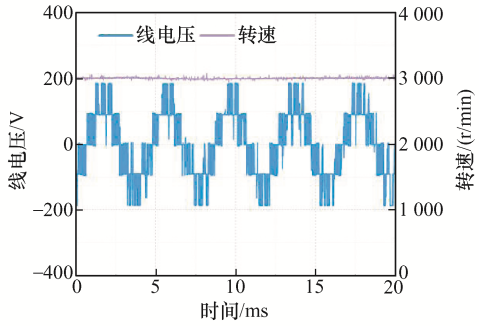
(b) 稳态磁链



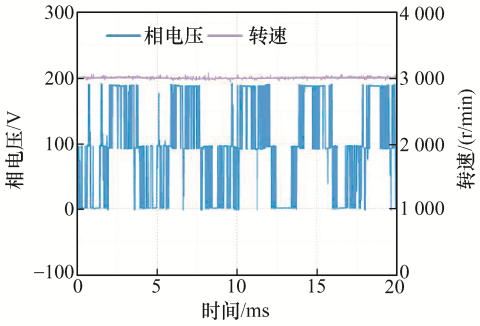
(c) 稳态零序电压



(d) 稳态中点电位



(e) 稳态线电压



(f) 稳态相电压

图 8　3 000 r/min 稳态带 1.27 N·m 负载实验

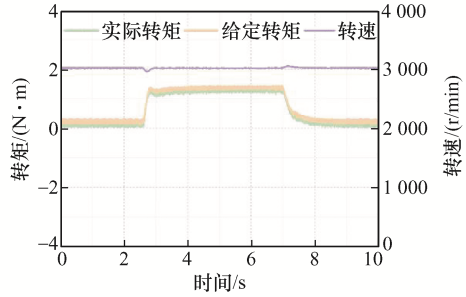
Fig. 8 Experiments with load 1.27 N·m at 3 000 r/min speed

3.2　动态实验验证

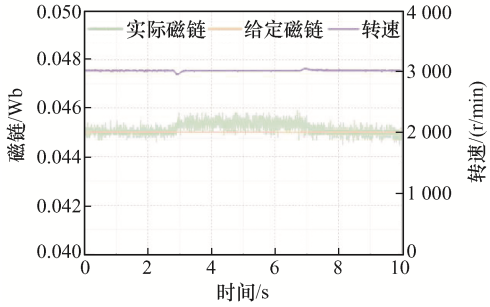
为了验证在本文所提控制策略下的电机运行的动态性能，分别做转速为 3 000 r/min、直流母线电压 u_{dc} 为 220 V 下的负载阶跃实验和转速阶跃实验，实验结果如图 9 所示。其中，负载阶跃实验结果如图 9(a)~(c)所示。从图中可以看出 PMSM 能够追踪变化的负载，磁链的波动值在突加、突卸额定负载时不超过 0.002 Wb，中点电位在突加额定负载时波动为 4 V 左右，恢复稳态后的波动为 2 V 左右。图 9(d)是转速阶跃实验的实验结果。由于电机在转速阶跃时会对直流侧母线充电造成母线电压的上升，因此这里主要观测电机突增转速时电容电压的波动值，可以看出在转速阶跃时上、下端电容电压的波动值 Δu_{C_1}、Δu_{C_2} 均被抑制在 1 V 以内，即上下端电容电压可以随着母线电压的变化保持平衡，具备良好的动态特性。

3.3　对比实验验证

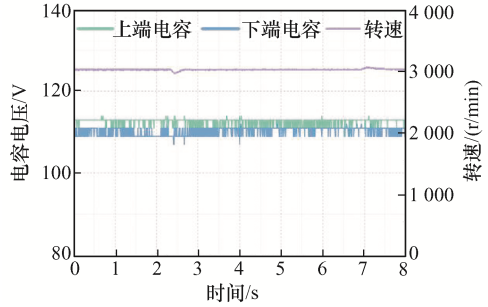
为了验证本文所提控制策略相较于传统直接转矩控制策略的提升效果，分别做本文所提 SPWM-DTC 和不注入零序电压的 SPWM-DTC 2 种策略的转速为 1 500 r/min、直流母线电压 u_{dc} 为



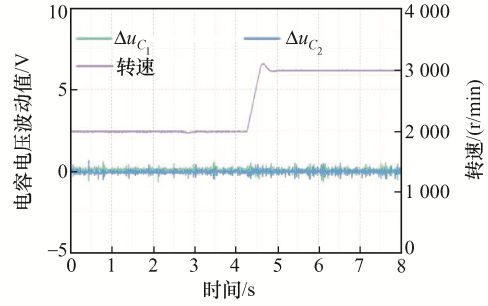
(a) 负载阶跃转矩



(b) 负载阶跃磁链



(c) 负载阶跃中点电位



(d) 转速阶跃电容中点电位变化值

图 9　3 000 r/min 负载阶跃和转速阶跃动态实验

Fig. 9 Load step and speed step dynamic experiments with 3 000 r/min speed

100 V 下的带 0.5 N·m 负载的稳态实验。实验对比结果如图 10 所示。传统策略下的转矩脉动约为 0.12 N·m，本文所提策略下的转矩脉动约为 0.08 N·m，提升约 33.3%的性能。传统策略下的电容电压波动约为 5 V，本文所提策略下的电容电压波动约为 1 V，中点平衡效果明显。注入零

序电压前、后的 A 相电流的总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)分别为 21.70%和 24.83%。实验说明了注入零序电压虽然会带来一定的电压谐波，但不会在电路中产生零序电流从而影响电机电流的波形，对所要达到的控制效果影响较小。

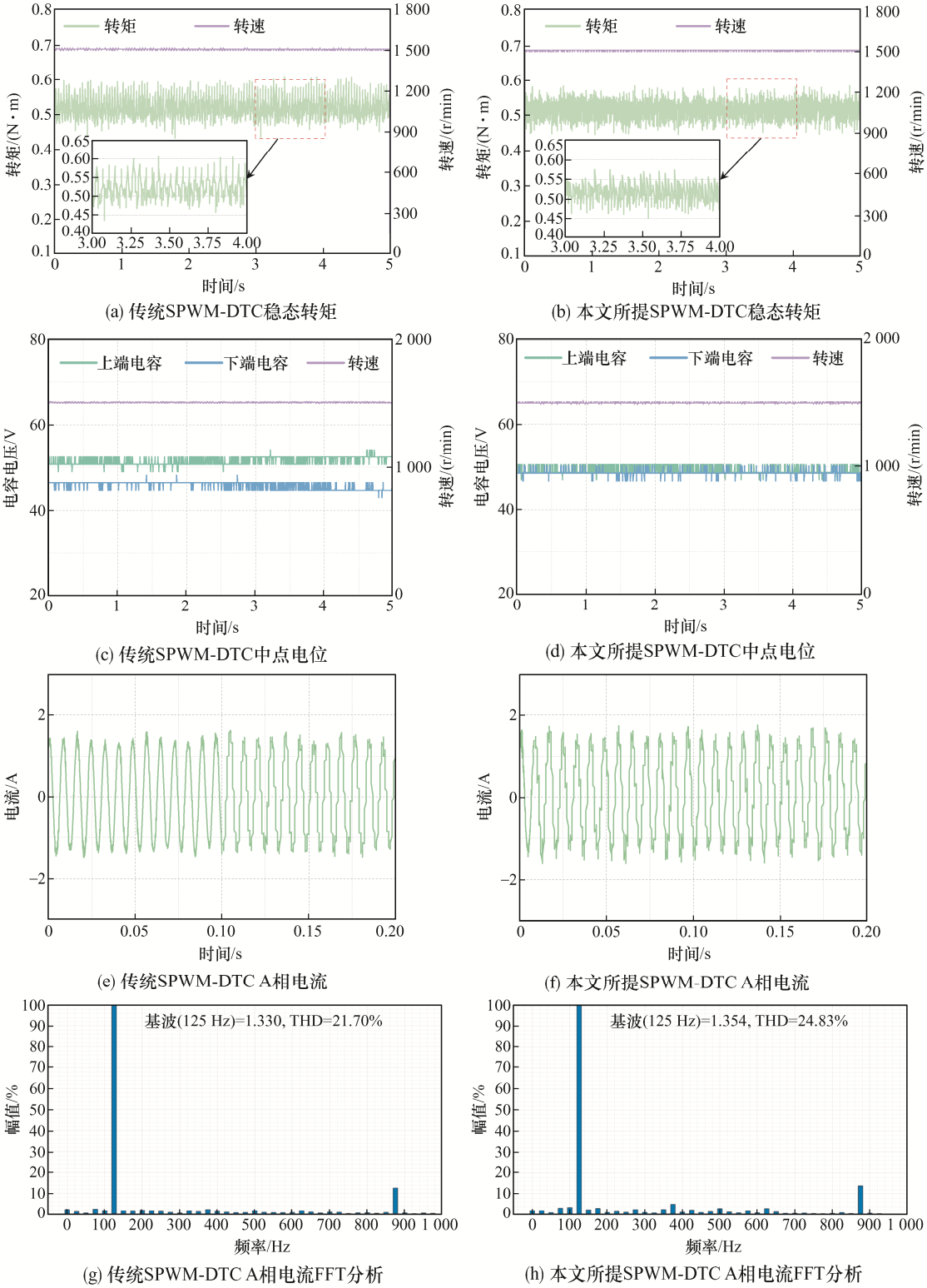


图 10 1 500 r/min 带 0.5 N·m 负载对比实验

Fig. 10 Comparative experiment of 1 500 r/min with 0.5 N·m load torque

4　结论

本文针对 T 型三电平逆变器供电的三相永磁伺服电机驱动系统存在的电容电压不平衡问题，提出了一种基于零序电压注入的载波调制直接转矩控制策略。实验结果表明：

(1)稳态运行时转矩和磁链可以跟踪给定值，且转矩脉动和磁链脉动均被控制在一个比较小的范围；

(2)直流侧上、下端电容电压在不同工况下均可以实现平衡，在稳态、负载阶跃及转速阶跃的动态情况下的控制效果均较好；

(3)T 型三电平逆变器在稳态下可以输出光滑的三电平相电压波形和五电平线电压波形；

(4)相较于传统 SPWM-DTC，本文所提方案的转矩脉动抑制效果更加明显。

参考文献：

[1] 王政, 温从剑, 朱辰雨, 等. 位置伺服永磁电机鲁棒性无差拍预测转速控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5176-5184.
Wang Zheng, Wen Congjian, Zhu Chenyu, et al. Deadbeat predictive control for position servo permanent magnet motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5176-5184. (in Chinese)

[2] 白梓岑, 陈少华. 数控机床伺服驱动系统的多电机同步控制策略[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(3): 95-107.
Bai Zicen, Chen Shaohua. Multi-motor synchronization control strategy for servo drive system of CNC machine tools [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(3): 95-107. (in Chinese)

[3] Ramírez-Leyva F H, Trujillo-Romero F, Caballero-Morales S O, et al. Direct torque control of a permanent-magnet synchronous motor with neural networks [C]// 2014 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP). Cholula, Mexico, 2014: 71-76.

[4] 段庆涛, 周扬忠. 考虑三次谐波转矩的双五相永磁同步电机串联系统直接转矩控制研究[J]. 电源学报, 2019, 17(5): 186-196.
Duan Qingtao, Zhou Yangzhong. Research on DTC of two five-phase PMSM series-connected system considering third-harmonic torque [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(5): 186-196. (in Chinese)

[5] 董志强, 王琛琛, 周明磊, 等. 基于 SHEPWM 的三电平三相逆变器中点电位主动平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1147-1158.
Dong Zhiqiang, Wang Chenchen, Zhou Minglei, et al. Active neutral-point voltage balance control strategy for three-level three-phase inverter under SHEPWM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1147-1158. (in Chinese)

[6] 朱晨光, 於锋, 罗潇, 等. 计及开关频率分区优化的 PMSM 三电平模型预测控制[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 133-143.
Zhu Chenguang, Yu Feng, Luo Xiao, et al. Three-level model predictive control of PMSM based on subregion switching frequency optimization [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 133-143. (in Chinese)

[7] 郑伟杰, 周扬忠. 基于有限电压矢量集优化的永磁同步电动机模型预测瞬时转矩控制[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 213-223.
Zheng Weijie, Zhou Yangzhong. Model predictive instantaneous torque control of permanent magnet synchronous motor based on finite voltage vector set optimization [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 213-223. (in Chinese)

[8] 李先允, 程煜, 程爽, 等. 采用 VSG 控制的 T 型三电平通用平均电路模型[J]. 电源学报, 2026, 24(2): 80-90.
Li Xianyun, Cheng Yu, Cheng Shuang, et al. T-type three-level universal average circuit model controlled by VSG [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2): 80-90. (in Chinese)

[9] 金舜, 钟彦儒, 明正峰, 等. 一种控制中点电位并消除窄脉冲的三电平 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 114-118.
Jin Shun, Zhong Yanru, Ming Zhengfeng, et al. A three-level PWM method of neutral-point balancing and narrow-pulse elimination [J]. Proceedings of the CSEE, 2003,

23(10): 114-118. (in Chinese)

[10] 王广柱. 二极管箝位式多电平逆变器直流侧电容电压不平衡机理的研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 111-117.
Wang Guangzhu. Mechanism of DC bus voltage unbalance in diode-clamped multilevel inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 111-117. (in Chinese)

[11] 熊川羽, 张秀青, 马莉, 等. 基于三电平变换器的永磁同步电机快速模型预测控制[J]. 电源学报, 2026, 24(3): 289-296.
Xiong Chuanyu, Zhang Xiuqing, Ma Li, et al. Fast model predictive control of permanent magnet synchronous motor based on three-level converter [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(3): 289-296. (in Chinese)

[12] 肖梁乐, 陈昌松, 王涛, 等. 基于三电平 SVPWM 调制的 Vienna 整流器中点电压均衡控制[J]. 电源学报, 2017, 15(5): 80-86, 107.
Xiao Liangle, Chen Changsong, Wang Tao, et al. Neutral-point voltage balancing control of Vienna rectifier based on three-level space vector pulse width modulation [J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(5): 80-86, 107. (in Chinese)

[13] 王金平, 刘斌, 董浩, 等. 中点钳位型三电平逆变器基于调制波分解的调制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(12): 3221-3233.
Wang Jinping, Liu Bin, Dong Hao, et al. A modulation strategy based on modulation wave decomposition for neutral point clamped three-level inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(12): 3221-3233. (in Chinese)

[14] 张贵辰, 柴方阳, 周京华. T 型三电平逆变器中点电位平衡电路及控制[J]. 电力电子技术, 2024, 58(2): 123-126.
Zhang Guichen, Chai Fangyang, Zhou Jinghua. A T-type three-level inverter neutral-point potential balancing circuit and control [J]. Power Electronics, 2024, 58(2): 123-126. (in Chinese)

[15] 姜卫东, 王群京, 史晓锋, 等. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 49-55.
Jiang Weidong, Wang Qunjing, Shi Xiaofeng, et al. Low frequency oscillation of neutral point voltage of neutral-point-clamped three-level VSI under SVPWM control [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2009, 29(3): 49-55. (in Chinese)

[16] Wu Xiang, Tan Guojun, Ye Zongbin, 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.

[17] 刘伍丰, 陆建伟. 改进的零序电压注入法控制 NPC 逆变器中点电位平衡[J]. 现代电子技术, 2022, 45(16): 18-24.
Liu Wufeng, Lu Jianwei. Improved zero sequence voltage injection method to control neutral point potential balance of NPC inverter [J]. Modern Electronics Technique, 2022, 45(16): 18-24. (in Chinese)

[18] 宋强, 刘文华, 严干贵, 等. 基于零序电压注入的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 57-62.
Song Qiang, Liu Wenhua, Yan Gangui, et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 57-62. (in Chinese)

[19] Wang Kui, Zheng Zedong, Li Yongdong, et al. Neutral-point potential balancing of a five-level active neutral-point-clamped inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1907-1918.



汪文豪

作者简介：

汪文豪(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：现代调速系统。E-mail：220127092@fzu.edu.cn。

周扬忠(1971—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：现代调速系统，新能源发电系统。E-mail：zhty_75313@sina.com。

(责任编辑：孙美菊)