DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.133 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

风机用三电平 PMSM 变死区时间模型预测控制

熊川羽[1]，孙利平[1]，何诗英[2](中国电源学会会员)，舒思睿[1]，李智威[1]，李丁晨[3]
(1.国网湖北省电力有限公司经济技术研究院，武汉 430000；2.中国科学院合肥物质科学研究院等离子体物理研究所，合肥 230031；3.华中科技大学电气与电子工程学院，武汉 430074)

摘要：永磁同步电机是大功率风机电动独立变桨系统的重要组成部分。基于三电平变换器驱动永磁同步电机时，模型预测控制具有稳态性能差、计算量大等缺点。针对上述问题，提出1种采用变死区时间的简化策略。首先，基于无差拍预测计算得到参考矢量；其次，基于所提出的1种代数方法，快速确定与参考矢量欧氏距离最小的基本矢量，并结合直流侧电容电压确定最优基本矢量；然后，计算该最优基本矢量对应的死区电压矢量，两者均视为下一周期的输出矢量，并计算使电流控制误差最小的占空比，即最优死区时间。最后，通过实验验证本文所提控制策略的有效性。

关键词：永磁同步电机；三电平变换器；模型预测控制；计算效率

Model Predictive Control for Wind Turbine Three-level PMSM with Variable Dead-time

XIONG Chuanyu[1], SUN Liping[1], HE Shiying[2], *Member*, *CPSS*, SHU Sirui[1], LI Zhiwei[1], LI Dingchen[3]
(1. Economic and Technological Research Institute, State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Wuhan 430000, China;
2. Institute of Plasma Physics, Hefei Institutes of Physical Science, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China;
3. School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: The permanent magnet synchronous motor (PMSM) is an important component of high-power fan electric independent variable-pitch systems. When PMSMs are driven with a three-level converter, model predictive control will exhibit drawbacks such as a poor steady-state performance and high computational demand. To address these issues, a simplified strategy utilizing variable dead-time is proposed. First, a reference vector is obtained based on deadbeat prediction. Second, the basic vector that has the smallest Euclidean distance to the reference vector is rapidly identified based on the introduction of an algebraic method, and the optimal basic vector is determined in conjunction with the DC-side capacitor voltage. Third, the dead-zone voltage vector corresponding to this optimal basic vector is calculated, and both of them are considered as the output vectors for the next cycle. In addition, the duty cycle that minimizes the current control error (i.e., the optimal dead-time) is calculated. Finally, experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed control strategy.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); three-level converter; model predictive control; computational efficiency

收稿日期：2024-01-10；**修回日期**：2024-03-02；**录用日期**：2024-03-10；**网络首发日期**：2024-05-13
基金项目：国网湖北经研院面向未来配电网的分布式能源集约化实时控制技术研发及应用资助项目(521538220003)；国家自然科学基金资助项目(52207034)；安徽省自然科学基金资助项目(2208085UD08)；安徽省重大专项资助项目(202003a05020019)
This work is supported by Research and Application of Distributed Energy Intensive Real-time Control Technology for Future Distribution Networks by Economic and Technological Research Institute, State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd. under the grant 521538220003; National Natural Science Foundation of China under the grant 52207034; Natural Science Foundation of Anhui Province under the grant 2208085UD08; Plan for Major Provincial Science & Technology Project of Anhui Province under the grant 202003a05020019

随着国家能源安全应用和可再生能源技术不

断发展，风电大规模应用已经在世界范围形成热点。为保证桨叶能够安全稳定运行并充分利用风能，兆瓦级风机均采用变桨控制系统。其中，随着永磁体材料、微处理器及电机控制技术的发展，永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)的应用成本得到了大幅降低[1-2]，且控制性能得到了增强，成为大功率风机电动独立变桨系统的重要组成部分。此外，早期的两电平变换器难以满足高压大容量电力控制系统的需求，因此三电平变换器在电机驱动领域得到了越来越多的关注[3-6]。

传统 PMSM 控制方法包括矢量控制和直接转矩控制，但是矢量控制所需的传统空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)在低开关频率时会产生不可接受的低次谐波[7-8]；对于基于迟滞比较器的直接功率控制，存在复杂的开关切换，且以功率或电流为唯一优化目标的方法易导致其他控制指标的欠优化或过度优化[9]。随着软硬件技术的不断发展，更多的控制策略在电力电子变换器上得到了应用。其中，模型预测控制 MPC (model predictive control)因其具有简单的控制结构和良好的控制性能在近年来备受关注，并成为了 1 种有效的电力电子变换器和电机驱动的控制方案[10-13]。但是该策略应用于三电平变换器驱动的 PMSM 时，MPC 存在计算量大、模型精度受死区过程影响等问题。为提高计算效率，文献[14]提出了 1 种新型分区方法，判断参考矢量所在区域可得到 1~3 个备选矢量，该方法有效减少了计算量，将 25 次价值函数寻优降低至最多 3 次；文献[15]首先计算了 6 个正小矢量对应的价值函数，然后以最优正小矢量为基准，将与该正小矢量同扇区的所有电压矢量作为备选控制集。为降低死区的影响，文献[16]提出了 1 种结合死区消除和补偿的方法，能够有效抑制死区的影响；文献[17]通过修改电压和电流的预测模型来补偿死区效应；文献[18]首次提出两电平变换器中“变死区时间”概念，将死区时间的输出电压作为控制集的一部分代入预测模型进行计算与优化。

针对以上问题，本文提出 1 种采用变死区时间的优化模型预测控制策略。首先提出了 1 种代数方法，能够快速确定最优输出矢量；其次考虑死区电压矢量，给出了最优死区时间的计算方法。本文所提出的策略在保持平均开关频率基本不变的情况下，减小了输出电流的谐波，尤其适用于大功率风机电动独立变桨系统。

1 传统 PMSM 三电平模型预测控制

1.1 数学模型

本文以三电平变换器驱动 PMSM 为研究对象，其系统结构如图 1 所示。

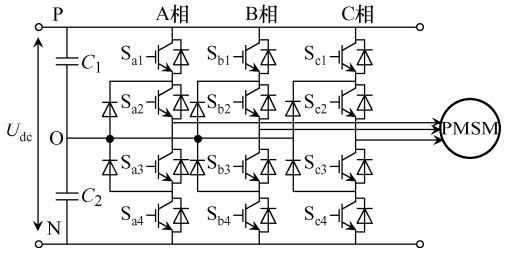


图 1 系统结构

Fig. 1 Structure of system

内嵌式永磁同步电机电压方程可表示为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L_d}(u_d-R_{\mathrm{s}}i_d+\omega L_q i_q) \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L_q}(u_q-R_{\mathrm{s}}i_q-\omega L_d i_d-\omega\psi_{\mathrm{f}}) \end{cases} \tag{1}$$

式中：i_d、i_q 分别为 d、q 轴电流；L_d、L_q 分别为 d、q 轴电感；u_d、u_q 分别为 d、q 轴电压；R_{s} 为定子电阻；ω 为电角速度；ψ_{f} 为永磁体磁链。

基于一阶欧拉前向差分公式，将式(1)离散化为

$$\begin{cases} i_d(k+1)=i_d(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_d}[u_d(k)-Ri_d(k)+\omega L_q i_q(k)] \\ i_q(k+1)=i_q(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_q}[u_q(k)-Ri_q(k)- \\ \qquad \omega L_d i_d(k)-\omega\psi_{\mathrm{f}}] \end{cases} \tag{2}$$

式中：$i_d(k+1)$、$i_q(k+1)$ 分别为 d、q 轴预测电流；$i_d(k)$、$i_q(k)$ 分别为 d、q 轴电流在当前时刻的采样值；T_{s} 为采样周期；$u_d(k)$、$u_q(k)$ 分别为 k 时刻至 $k+1$ 时刻 d、q 轴输出电压；R 为电阻。

三电平逆变器工作过程中，导致电容电压不平衡的直接原因为流经直流侧中点的电流不为 0。中点电流的表达式为

$$i_{\mathrm{o}}=i_{\mathrm{a}}(1-|S_{\mathrm{a}}|)+i_{\mathrm{b}}(1-|S_{\mathrm{b}}|)+i_{\mathrm{c}}(1-|S_{\mathrm{c}}|) \tag{3}$$

式中：i_{a}、i_{b}、i_{c}为三相输出电流；S_{a}、S_{b}、S_{c}为三相桥臂的归一化开关状态。

假设直流侧电容的容值均为C，$k+1$时刻的电容电压差值的预测值为

$$\Delta U(k+1)=U_{C_1}(k)-U_{C_2}(k)+\frac{i_{\mathrm{o}}(k)}{C}T_{\mathrm{s}} \tag{4}$$

式中，$U_{C_1}(k)$和$U_{C_2}(k)$为k时刻的电容电压采样值；$i_{\mathrm{o}}(k)$为k时刻至$k+1$时刻的控制量代入式(3)得到的中点电流值。

1.2 价值函数

价值函数由 dq 轴电流误差与直流侧电容电压差 2 项构成，其表达式为

$$g=[i_d^{\mathrm{ref}}-i_d(k+1)]^2+[i_q^{\mathrm{ref}}-i_q(k+1)]^2+\lambda\cdot\left|\Delta U(k+1)\right| \tag{5}$$

式中：i_d^{ref}、i_q^{ref}分别为 d、q 轴电流参考值；λ为权重系数。

三电平变换器总共有 27 个电压矢量，若不考虑延迟补偿，逐一代入预测模型式(2)和式(4)，并基于价值函数式(5)进行评估，选择结果最小者作为最优电压矢量进行输出。由于每个周期要逐一评估 27 个电压矢量，计算量较大；同时每个周期仅输出 1 个电压矢量，电流纹波较大。

2 变死区时间模型预测控制

2.1 计算参考矢量

根据无差拍预测思想，用i_d^{ref}、i_q^{ref}代替式(2)中的$i_d(k+1)$、$i_q(k+1)$得到参考矢量$\boldsymbol{v}^*(k)$，即$[u_d^{\mathrm{ref}}(k),\ u_q^{\mathrm{ref}}(k)]$，其表达式为

$$\begin{cases}u_d^{\mathrm{ref}}(k)=\dfrac{L_d}{T_{\mathrm{s}}}[i_d^{\mathrm{ref}}-i_d(k)]+Ri_d(k)-\omega L_q i_q(k)\\ u_q^{\mathrm{ref}}(k)=\dfrac{L_q}{T_{\mathrm{s}}}[i_q^{\mathrm{ref}}-i_d(k)]+Ri_q(k)+\omega L_d i_d(k)+\omega\psi_{\mathrm{f}}\end{cases} \tag{6}$$

式中，$u_d^{\mathrm{ref}}(k)$、$u_q^{\mathrm{ref}}(k)$分别为k时刻至$k+1$时刻d、q轴输出电压参考值。

基于反 Park 变换，将 dq 坐标系下的$\boldsymbol{v}^*(k)$转换到$\alpha\beta$坐标系下，即

$$\begin{bmatrix}u_\alpha^{\mathrm{ref}}(k)\\ u_\beta^{\mathrm{ref}}(k)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_d^{\mathrm{ref}}(k)\\ u_q^{\mathrm{ref}}(k)\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：$u_\alpha^{\mathrm{ref}}(k)$、$u_\beta^{\mathrm{ref}}(k)$分别为$k$时刻至$k+1$时刻$\alpha$、$\beta$轴输出电压参考值；$\theta$为电角度。

2.2 确定最优电压矢量

在 abc 坐标系下，任意矢量都可以由$(1,0,0)$和$(0,1,0)$合成得到。在$\alpha\beta$坐标系，$(1,0,0)$转换为$(u_{\mathrm{dc}}/3,0)$，$(0,1,0)$转换为$(-u_{\mathrm{dc}}/6,\sqrt{3}u_{\mathrm{dc}}/6)$，$u_{\mathrm{dc}}$为直流母线电压。即，在$\alpha\beta$坐标系，任意矢量都可以由$(u_{\mathrm{dc}}/3,0)$和$(-u_{\mathrm{dc}}/6,\sqrt{3}u_{\mathrm{dc}}/6)$合成得到。对于$\boldsymbol{v}^*(k)$，可表示为

$$\boldsymbol{v}^*(k)=\frac{3u_\alpha^*(k)+\sqrt{3}u_\beta^*(k)}{u_{\mathrm{dc}}}\cdot\left(\frac{u_{\mathrm{dc}}}{3},0\right)+\frac{2\sqrt{3}u_\beta^*(k)}{u_{\mathrm{dc}}}\cdot\left(-\frac{u_{\mathrm{dc}}}{6},\frac{\sqrt{3}u_{\mathrm{dc}}}{6}\right) \tag{8}$$

式中，$u_\alpha^*(k)$、$u_\beta^*(k)$为$\alpha\beta$坐标系下的参考电压分量。

令 k、l、m 和 n 分别代表

$$\begin{cases}k=\dfrac{3u_\alpha^*(k)+\sqrt{3}u_\beta^*(k)}{u_{\mathrm{dc}}}\\ m=\mathrm{floor}(k)\\ l=\dfrac{2\sqrt{3}u_\beta^*(k)}{u_{\mathrm{dc}}}\\ n=\mathrm{floor}(l)\end{cases} \tag{9}$$

则$\boldsymbol{v}^*(k)$位于$(m,n,0)$、$(m+1,n,0)$、$(m,n+1,0)$和$(m+1,n+1,0)$为顶点的四边形内，如图 2 所示。若逐一计算这 4 个矢量和$\boldsymbol{v}^*(k)$的欧氏距离来确定最优矢量，计算量仍然较大。本文通过计算图 2 中的d_1、d_2、d_3、d_4和d_5来实现，具体的计算公式为

$$\begin{cases}d_1=k-m\\ d_2=l-n\\ d_3=1-d_1\\ d_4=1-d_2\\ d_5=|d_1-d_2|\end{cases} \tag{10}$$

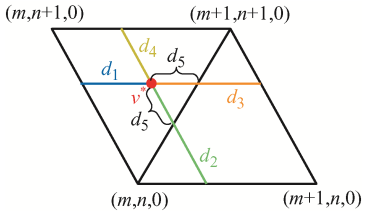


图 2 确定最优矢量

Fig. 2 Determination of optimal vector

通过 d_1、d_2、d_3、d_4 和 d_5 的大小关系即可确定最优矢量，判断过程见表 1。由于式(10)的计算较简单，且表 1 仅需比较大小，因此所提方法确定最优矢量的计算量较小。

当最优矢量为小矢量时，根据直流侧电容电压进一步确定输出矢量。1 对冗余小矢量会导致不同极性的 i_o，从而对直流侧电容电压平衡控制产生相反的作用效果。根据不同的作用效果，小矢量分为 P 型小矢量和 N 型小矢量，见表 2。对于上一步得到的最优电压矢量，将其 3 个元素进行排序，如果最大值和最小值的差为 1，则代表该矢量为小矢量。其对应的冗余矢量可以通过加上或减去 (1,1,1) 得到。然后，基于表 2 和直流侧电容电压，选择合适的矢量作为输出矢量。因此，电流控制和直流侧电容电压控制分级影响输出矢量的选择，无需带有权重因子的价值函数。

表 1 最优矢量

Tab. 1 Optimal vectors

判断条件 1	判断条件 2	最优矢量
$d_1=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_4<d_5$	$(m,n+1,0)$
$d_1=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_4\geqslant d_5$	$(m,n,0)$
$d_2=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_5<d_3$	$(m,n,0)$
$d_2=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_5\geqslant d_3$	$(m+1,n,0)$
$d_3=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_2<d_5$	$(m+1,n,0)$
$d_3=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_2\geqslant d_5$	$(m+1,n+1,0)$
$d_4=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_5<d_1$	$(m+1,n+1,0)$
$d_4=\min(d_1,d_2,d_3,d_4)$	$d_5\geqslant d_1$	$(m,n+1,0)$

表 2 小矢量分类

Tab. 2 Classification of small vectors

类型	i_o	小矢量
P 型小矢量	$i_o<0$	(1,0,0)、(1,1,0)、(0,1,0)、(0,1,1)、(0,0,1)、(1,0,1)
N 型小矢量	$i_o>0$	(0,−1,−1)、(0,0,−1)、(−1,0,−1)、(−1,0,0)、(−1,−1,0)、(0,−1,0)

2.3 计算最优死区时间

在三电平变换器中，为防止上下桥臂直通，需要在开关状态改变时加入死区时间。死区时间的存在会影响输出电压的有效值。以输出电平从 p 电平切换到 o 电平为例，对死区时间的换流过程进行分析。当该相输出电流大于 0 时，输出电平为 o 电平；当输出电流小于 0 时，输出电平为 p 电平，此时死区对输出产生了影响；当输出电流为 0 时，输出电平为 n 电平。同理，可以分析得到其他切换过程中死区时间的实际输出状态，见表 3。

表 3 死区时间的输出电平

Tab. 3 Output level of dead-time

条件	p→o	o→p	n→o	o→n
输出相电流大于 0	o	o	n	n
输出相电流小于 0	p	p	o	o

为避免死区的影响，将死区电压矢量也视为输出矢量。即在 1 个控制周期中，第一个输出矢量为死区电压矢量 $\boldsymbol{v}_d(k)$，第二个输出矢量为上一步中得到的最优电压矢量 $\boldsymbol{v}(k)$。以最小化电流控制误差

为目标，可以得到 1 个关于死区时间 t_{d} 的优化问题。由于 $\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 的总作用时间为固定值 T_{s}，根据伏秒平衡公式，两者合成的虚拟矢量在它们终点的连线上。通过合理设置 t_{d}，$\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 合成得到和参考矢量欧氏距离最小的等效输出矢量 $\boldsymbol{v}_{\mathrm{o}}(k)$。根据 $\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 的关系，对应的最优 t_{d} 的求解可以分为 2 种情况。

(1) $\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 相同，此时死区过程不影响输出。考虑 $\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 的作用时间都存在最小值 $t_{\min}$ 限制，将 t_{d} 设置为 $t_{\min}$。

(2) $\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 不同，此时死区过程影响输出，存在最优 t_{d} 使得 $\boldsymbol{v}_{\mathrm{o}}(k)$ 和 $\boldsymbol{v}^*(k)$ 之间的欧氏距离最小。该最优 $\boldsymbol{v}_{\mathrm{o}}(k)$ 就是 $\boldsymbol{v}^*(k)$ 在 $\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 的终点连线上的投影。对于 t_{d}，$\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 合成的矢量可以表示为

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{o}}(k)=\boldsymbol{v}(k)+\frac{t_{\mathrm{d}}}{T_{\mathrm{s}}}[\boldsymbol{v}_d(k)-\boldsymbol{v}(k)] \tag{11}$$

为了使 $\boldsymbol{v}^*(k)$ 和 $\boldsymbol{v}_{\mathrm{o}}(k)$ 的欧氏距离最小，求解得到最优 t_{d} 为

$$t_{\mathrm{d}}=\frac{[\boldsymbol{v}^*(k)-\boldsymbol{v}(k)][\boldsymbol{v}_d(k)-\boldsymbol{v}(k)]}{\left\|\boldsymbol{v}_d(k)-\boldsymbol{v}(k)\right\|_2^2}T_{\mathrm{s}} \tag{12}$$

此外，考虑 $\boldsymbol{v}_d(k)$ 和 $\boldsymbol{v}(k)$ 的作用时间都存在最小值 $t_{\min}$ 限制，t_{d} 的范围为 $[t_{\min}, T_{\mathrm{s}}-t_{\min}]$。

3　实验验证

为验证所提优化策略的有效性，在实物平台对本文所提算法进行实验分析，如图 3 所示，具体实验参数见表 4。其中，控制器采用的 FPGA 芯片型号为 XC6SLX9-2TQG144C，DSP 芯片型号为 TMS320F28335PGFA。FPGA 核用于发送 IGBT 驱动信号及采集传感器数据，DSP 核用于闭环控制。在实验中，需要进行延迟补偿，采用的是两步预测法。首先基于当前输出矢量和控制变量值，预测当前周期结束时刻的变量值；然后基于得到的预测值，预测在不同矢量作用下，下个周期结束时刻的控制变量值，并选取最优矢量。

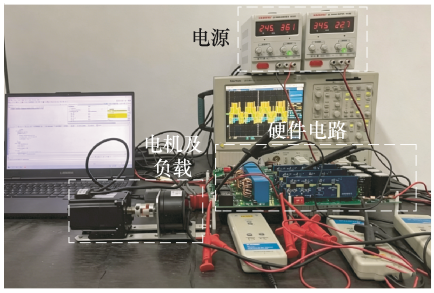


图 3　三电平 PMSM 测试平台

Fig. 3 Three-level PMSM test platform

表 4　永磁同步电机参数

Tab. 4 Parameters of PMSM

参数	数值
极对数	4
转矩系数/(N·m·A^{-1})	0.712
直流母线电压/V	50
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
额定转矩/(N·m)	1.27
机械时间常数/ms	1.08
转子惯量/(kg·cm^{-2})	0.3
额定相电流/A	2.5
瞬时较大相电流/A	7.33
电枢绕组相电阻/Ω	5.58
电枢绕组相电感/mH	17.33
编码器/(P/R)	2 500

为了验证所提方法的简化性，在 DSP 中对传统策略和所提策略所需要的执行时间进行记录。采用 DSP 的 1 个 I/O 口来评估执行时间，当执行特定程序时，该 I/O 口输出电平为“1”；当该程序执行完时，输出电平为“0”。实验结果如图 4 所示，可以看出，传统策略需要 62.3 μs，而所提策略仅需 45.2 μs。因此，本文所提的低复杂度寻优方法有效缩短了运算时间。

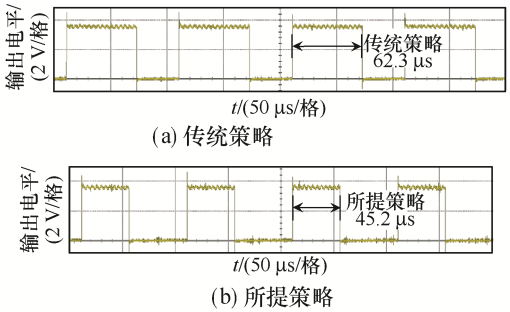
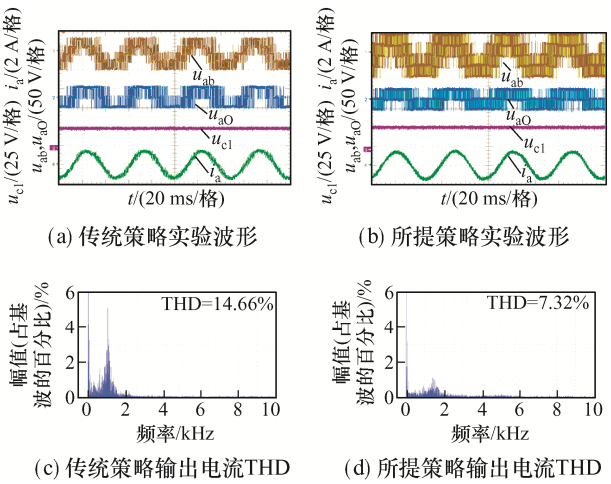


图 4　计算效率对比

Fig. 4 Comparison of computational efficiency

对于传统策略和所提策略，当转速设置为300 r/min时，电机运行的稳态实验对比波形如图5所示，其中u_{ab}、u_{aO}、u_{c1}分别为A相和B相的线电压、A相的相电压、直流侧电容C_1的电压。可以看出A相电流的总谐波畸变率THD(total harmonic distortion)分别为14.66%和7.32%。当转速为600 r/min时，实验结果如图6所示，A相电流的THD分别为9.23%和6.84%。因此，相比于传统策略，所提策略的电流控制性能更好。此外，在DSP中对开关次数进行统计得，当转速为300 r/min时，2种策略的平均开关频率均约为3.5 kHz；当转速为600 r/min时，平均开关频率均约为1.0 kHz。因此，基于变死区时间方法，可以在不影响开关频率的前提下，提高稳态控制性能，尤其适用于大功率应用场景。

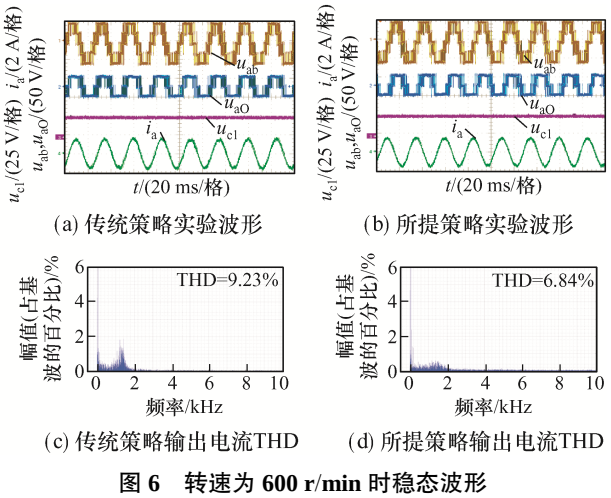


(a) 传统策略实验波形 (b) 所提策略实验波形

(c) 传统策略输出电流THD (d) 所提策略输出电流THD

图5 转速为300 r/min时稳态波形

Fig. 5 Steady-state waveforms at 300 r/min



(a) 传统策略实验波形 (b) 所提策略实验波形

(c) 传统策略输出电流THD (d) 所提策略输出电流THD

图6 转速为600 r/min时稳态波形

Fig. 6 Steady-state waveforms at 600 r/min

对于所提策略，负载转矩保持0.2 N·m，当额定转速从300 r/min突变到600 r/min时，实验结果如图7所示。可以看出，在给定转速发生突变时，实际转速能够在0.05 s内达到给定值并稳定。因此，所提策略可以较好地跟踪给定转速，具有较好的动态控制性能。

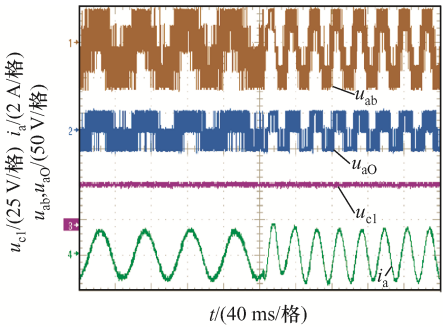


图7 动态波形

Fig. 7 Dynamic waveforms

此外，无论是稳态过程还是动态过程，直流侧中点电压均未发生明显波动，因此，所提策略具有良好的电容电压平衡能力。

4 结论

本文以采用三电平变换器作为驱动电路的PMSM为研究对象，针对模型预测控制中计算量大、死区影响模型准确性的问题进行研究分析，提出了采用三电平变换器的PMSM快速变死区时间模型预测控制策略。通过理论分析和实验验证得到如下结论。

(1)相比于传统策略，本文所提策略的输出电流THD降低了约25%。同时，开关频率基本相同。因此，所提策略能够在不增加开关频率的同时提高稳态控制性能。对于大功率风机电动独立变桨系统，所提策略具有重要的实际意义。

(2)针对最优矢量寻优复杂问题，提出了简单的计算方法，能够提高计算效率。此外，该方法属于1种解析方法，而不是枚举法，与电平数无关。因此，所提的矢量寻优方法可直接应用于多电平变换器。

参考文献：

[1] 谭舒丹, 马家庆. PMSM 中滑模控制时的混沌机理分析[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 309-317.
Tan Shudan, Ma Jiaqing. Analysis of chaos mechanism of sliding mode control in PMSM [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 309-317. (in Chinese)

[2] 汪兆栋, 胡瑄, 梅立雪, 等. 基于仿射算法的永磁同步电机参数在线辨识[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 218-228.
Wang Zhaodong, Hu Xuan, Mei Lixue, et al. Online parameter identification of permanent magnet synchronous motor based on affine projection algorithm [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 218-228. (in Chinese)

[3] Zorig A, Barkat S, Sangwongwanich A. Neutral point voltage balancing control based on adjusting application times of redundant vectors for three-level NPC inverter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5604-5613.

[4] Choudhury A, Pillay P, Williamson S S. Modified DC-bus voltage-balancing algorithm based three-level neutral-point-clamped IPMSM drive for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 761-772.

[5] 宋卫章, 戴智豪, 孙向东, 等. 三相三电平 VIENNA 整流器中点电位波动混合抑制方法[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31(4): 90-96.
Song Weizhang, Dai Zhihao, Sun Xiangdong, et al. Hybrid control method to suppress neutral-point voltage fluctuation for three-phase three-level VIENNA rectifier [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31(4): 90-96. (in Chinese)

[6] 沈显顺, 高格, 茆华风, 等. 中点箝位型逆变器在 EAST 低次谐波平台中的应用[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31(5): 110-116.
Shen Xianshun, Gao Ge, Mao Huafeng, et al. Application of neutral-point-clamped inverter in EAST low-order harmonic experiment platform [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31(5): 110-116. (in Chinese)

[7] Ni Zhituo, Abuelnaga A H, Badawi S, et al. A new low switching frequency control of regenerative CHB drive with low-voltage ride-through capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1973-1983.

[8] Holtz J. Advanced PWM and predictive control—An overview [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3837-3844.

[9] 张勇, 卢盈, 沈肖, 等. 异质开关三相三电平并网变流器断续脉宽调制死区补偿方法[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 89-99.
Zhang Yong, Lu Ying, Shen Xiao, et al. Dead-time compensation method for Si/SiC hybrid three-phase three-level grid-tied converters with discontinuous pulse width modulation [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 89-99. (in Chinese)

[10] 周汉斌, 杨建, 黄连生, 等. 基于有限状态机的三电平逆变器双矢量模型预测控制策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(11): 155-164.
Zhou Hanbin, Yang Jian, Huang Liansheng, et al. Double-vector model predictive control strategy of three-level inverter based on finite state machine [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(11): 155-164. (in Chinese)

[11] 周汉斌, 杨建, 陈晓娇, 等. 考虑死区电压矢量的三电平变换器模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5290-5301.
Zhou Hanbin, Yang Jian, Chen Xiaojiao, et al. Model predictive control of three-level converter considering dead-zone voltage vector [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5290-5301. (in Chinese)

[12] Zhou Hanbin, Yang Jian, Huang Liansheng, et al. Nonexcessive-ΔV and low complexity model predictive control based on finite-state machine for three-level three-phase inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8355-8366.

[13] 夏晔, 郑恭明, 张涵舒, 等. 基于 MPC 的双 PWM 变换器系统零共模电压调制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 105-115.
Xia Ye, Zheng Gongming, Zhang Hanshu, et al. Zero common-mode voltage modulation strategy for dual PWM converter system based on MPC [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 105-115. (in Chinese)

[14] 於锋, 朱晨光, 吴晓新, 等. 基于矢量分区的永磁同步电机三电平双矢量模型预测磁链控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(10): 2130-2140.

Yu Feng, Zhu Chenguang, Wu Xiaoxin, et al. Two-vector-based model predictive flux control of three-level based permanent magnet synchronous motor with sector subregion [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(10): 2130-2140. (in Chinese)

[15] 吴琪, 胡存刚, 张云雷, 等. 三电平 ANPC 变换器快速模型预测控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(4): 103-106.
Wu Qi, Hu Cungang, Zhang Yunlei, et al. Research on fast model predictive control strategy for three-level ANPC converter [J]. Power Electronics, 2020, 54(4): 103-106. (in Chinese)

[16] 胡毕华, 康龙云, 程建材, 等. 基于死区消除与补偿的 T 型三电平逆变器控制策略[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2018, 46(5): 109-116.
Hu Bihua, Kang Longyun, Cheng Jiancai, et al. Control strategy of T-type three-level inverter based on integrated dead-time elimination and compensation [J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2018, 46(5): 109-116. (in Chinese)

[17] CFV Lyapunov-induced model predictive power control for grid-tie three-level neutral-point-clamped inverter with dead-time compensation [J]. IEEE Access, 2019, 7: 166869-166882.

[18] Zhang Xiaoguang, Cheng Yu, Zhao Zhihao, et al. Optimized model predictive control with dead-time voltage vector for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3149-3158.



熊川羽

作者简介：

熊川羽(1989—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电力系统及其自动化。E-mail：xcy1989528@126.com。

孙利平(1973—)，男，本科，高级工程师。研究方向：电力工程技术经济。E-mail：sunlp2@hb.sgcc.com.cn。

何诗英(1972—)，女，中国电源学会会员，通信作者，本科，高级工程师。研究方向：聚变磁体电源控制系统。E-mail：shyinghe@ipp.ac.cn。

舒思睿(1998—)，女，硕士，助理工程师。研究方向：电力电子化电力系统稳定性。E-mail：shusr@hb.sgcc.com.cn。

李智威(1987—)，男，博士，高级工程师。研究方向：高电压。E-mail：lizw62@hb.sgcc.com.cn。

李丁晨(1997—)，男，博士。研究方向：高电压与绝缘。E-mail：18342212883@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)