

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2314965

基于扩张状态观测器的 PMSM 三电平无模型预测控制*

成天昊 吴晓新 於 锋

(南通大学电气工程学院 南通 226019)

摘要: 针对传统永磁同步电机三电平控制策略由于参数变化导致系统性能下降的问题,提出一种基于扩张状态观测器的无模型预测电流控制方法来增强系统的鲁棒性。首先,建立系统超局部模型实现未来电流状态的预测,其中不涉及任何电机参数,解决了参数变化影响系统性能的问题;接着,针对系统总扰动,设计 d 、 q 轴扩张状态观测器估计超局部模型中的非线性部分;然后,通过价值函数筛选出最优电压矢量,并利用小矢量的冗余特性实现中点电位平衡控制;最后,在 DSP 实验平台上进行传统三电平模型预测电流控制、无模型预测电流控制及所提出方法的对比实验,实验结果表明所提出方法具有较好的动稳态性能并且有效提高了三电平驱动系统的抗扰动能力。

关键词: 永磁同步电机;三电平;无模型预测电流控制;超局部模型;扩张状态观测器

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Model-free predictive control of three-level inverter-fed PMSM based on extended state observer

Cheng Tianhao Wu Xiaoxin Yu Feng

(School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: In order to address the problem that the system performance of traditional control strategy of three-level inverter-fed permanent magnet synchronous motor decreases due to parameter changes, a model-free predictive current control method based on extended state observer is proposed to enhance the robustness of the system. Firstly, the ultra-local model of the system is established to predict the future current state, which does not involve any motor parameters and solves the problem that parameter changes affect the system performance. Then, for the total disturbance of the system, dq -axes' expanded state observers are designed to estimate the nonlinear part of the ultra-local model. Furthermore, the optimal voltage vector is selected by cost function, and the balance control of midpoint potential is realized by using the redundancy characteristic of small vector. Finally, comparative experiments are conducted on a DSP experimental test rig, in terms of the traditional three-level model predictive current control, model-free predictive current control and the proposed method. The experimental results verify that the proposed method has preferable dynamic and steady-state performance and improves the anti-disturbance ability of the three-level drive system effectively.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; three-level; model-free predictive current control; ultra-local model; extended state observer

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有结构简单、体积小、功率密度高等优点^[1]。与传统的两电平逆变器相比,二极管中点箝位型(neutral-point-clamped, NPC)三电平逆变器可输出三种电平,其应用场合功率高、输出波形质量高、电压应力小、开关损耗

低^[2-3]。因此,永磁同步电机三电平驱动系统已广泛应用于新能源汽车、轨道交通等领域。但由于 NPC 三电平逆变器特殊的拓扑结构,其工作时会出现分压电容中点电位波动的问题,为了保证控制策略的性能,通常采用零序分量注入、冗余小矢量替换或中点电压预测等方法来控制中点电位平衡^[4]。

矢量控制(vector control, VC)是永磁同步电机三电平

收稿日期:2023-11-10

* 基金项目:国家自然科学基金(52177051)项目资助

驱动系统最常用的控制策略,VC可以获得与直流电机类似的动态特性,但PI参数整定步骤繁琐且参数依赖性较强。与VC相比,模型预测控制(model predictive control, MPC)利用控制对象的离散化数学模型,通过价值函数在线寻优来预测系统驱动信号的后续行为,具有结构简单、动态响应快、可实现多目标优化和较强的非线性控制等优越特性,近年来在电机控制领域得到了越来越多的关注^[5-7]。

MPC的控制精度依赖于被控对象的精确数学模型,而电机在运行过程中由于参数变化和外界干扰,控制精度会降低,从而使系统的动稳态性能下降^[8-10]。因此,学者们提出了无模型预测控制来解决MPC的参数依赖问题^[11]。文献[12]对三电平驱动系统设计了一种基于电流差同步更新的无模型预测电流控制(model-free predictive current control, MFPC)方案,通过当前采样时刻与过去时刻的电流差来实现预测,无需任何电机参数,提高了参数鲁棒性,但该方法可能会出现因电流差强制更新导致所选电压矢量非最优的情况,系统稳态性能有所下降;文献[13]提出了一种仅使用系统输入和输出的无模型控制方法,避免了参数变化对控制性能的影响,并且不存在更新停滞问题;文献[14]在超局部模型的基础上,通过代数辨识估计电流环的扰动值,该方法跟踪精度高、稳态性能好,但存在较大的计算量且对系统采样频率要求较高;文献[15]采用了扩展卡尔曼观测器来估计超局部模型中的扰动项,增强了三电平并网逆变器的抗干扰能力,但其参数矩阵整定过程复杂且更新趋于稳定后会降低系统的动态性能。此外,三电平逆变器具有27个基本电压矢量,价值函数寻优时需要进行27次判断,较大的计算负担会引起系统处理延时从而导致预测不准确^[16]。因此,如何降低计算量同样需要深入研究。

本文提出了一种基于扩张状态观测器的无模型预测电流控制(extended state observer model-free predictive current control, ESO-MFPC)方法,先建立电机超局部模型实现电流预测,然后通过扩张状态观测器(extended state observer, ESO)估计超局部模型中的总扰动,接着由价值函数筛选出最优电压矢量。此外,构造了候选矢量集将备选矢量由27个减少至5~6个,同时利用正负冗余小矢量合理替换的方法来平衡中点电位。最后,将所设计的控制策略与传统控制策略进行参数变化工况和动稳态工况下的对比实验,以验证所提方法对参数变化的鲁棒性和良好的动稳态性能。

1 永磁同步电机驱动系统数学模型

1.1 NPC三电平逆变器模型

图1为基于NPC三电平逆变器的PMSM驱动系统拓扑结构。其中, V_{dc} 为直流母线电压, C_1 、 C_2 为直流母线电容,每相分别由4个功率开关管和两个箝位二极管组成。

三电平逆变器每相可产生三种电平,三相共有27种开

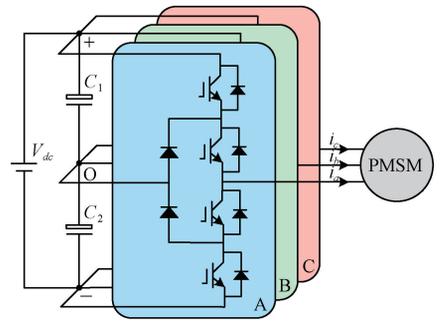


图1 基于NPC三电平逆变器的PMSM驱动系统

关状态,每种开关状态对应一个基本电压矢量,如图2所示。将它们按照幅值大小可分为6个大矢量、6个中矢量、12个小矢量和3个零矢量。

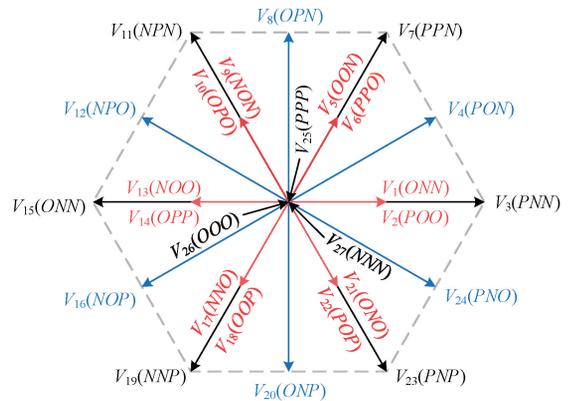


图2 NPC三电平逆变器空间电压矢量分布图

1.2 PMSM数学模型

本文以内嵌式PMSM为研究对象,建立dq坐标系下的数学模型。定子磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (2)$$

式中: ψ_d 、 ψ_q 分别为定子磁链d、q轴分量; L_d 、 L_q 分别为电感d、q轴分量; i_d 、 i_q 分别为定子电流d、q轴分量; u_d 、 u_q 分别为定子电压d、q轴分量; R 为定子电阻; ω_e 为电角速度; ψ_f 代表永磁体磁链。

2 基于扩张状态观测器的无模型预测电流控制策略

2.1 系统控制框图

图3为基于ESO-MFPC的PMSM三电平驱动系统控制框图,首先将给定转速 N^{ref} 与实际转速 N 的误差由转速环PI得到 $k+1$ 时刻的q轴电流参考值 $i_q^{ref}(k+1)$,并给

定 $i_d^{ref}(k+1)=0$;其次通过 ESO 模块获取 $d、q$ 轴系统总扰动在 k 时刻的估计值 $\hat{F}_d(k)、\hat{F}_q(k)$;同时采集 k 时刻逆变器输出的开关状态 $S_a(k)、S_b(k)、S_c(k)$,并通过坐标变换得到 k 时刻的 $d、q$ 轴定子电压 $u_d(k)、u_q(k)$;接着由电流预测模块得到 $k+1$ 时刻的 $d、q$ 轴电流预测值 $i_d(k+1)、i_q(k+1)$;然后将 $i_d^{ref}(k+1)、i_q^{ref}(k+1)、i_d(k+1)$ 及 $i_q(k+1)$ 代入价值函数筛选出最优电压矢量;最后通过中点电位平衡模块得到三电平逆变器下一周期内的开关信号,实现电机驱动。

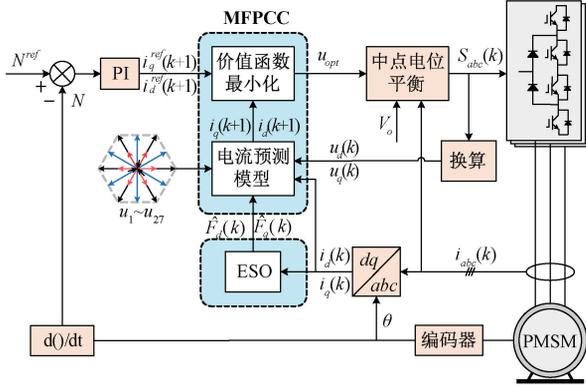


图 3 基于 ESO-MFPC 的 PMSM 三电平驱动系统控制框图

2.2 超局部模型及扩张状态观测器设计

将式(2)移项整理可得电流动态方程:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}(-Ri_d + \omega_e L_q i_q + u_d) \\ \frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}(-Ri_q - \omega_e(L_d i_d + \psi_f) + u_q) \end{cases} \quad (3)$$

根据式(3),分别以 $d、q$ 轴电压、电流作为系统输入和输出,其余项作为系统总扰动,建立 PMSM 的超局部模型:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = F_d + \alpha_d u_d \\ \frac{di_q}{dt} = F_q + \alpha_q u_q \end{cases} \quad (4)$$

利用前向欧拉公式将上式离散化,可得到如式(5)所示的定子电流预测模型:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = (\hat{F}_d(k) + \alpha_d u_d(k)) T_s + i_d(k) \\ i_q(k+1) = (\hat{F}_q(k) + \alpha_q u_q(k)) T_s + i_q(k) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\alpha_d、\alpha_q$ 分别为 $d、q$ 轴控制器增益; $F_d、F_q$ 分别为 $d、q$ 轴系统总扰动; $i_d(k)、i_q(k)$ 分别为 k 时刻的 $d、q$ 轴电流测量值; $i_d(k+1)、i_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 $d、q$ 轴电流预测值; $u_d(k)、u_q(k)$ 分别为 k 时刻 $d、q$ 轴电压分量; T_s 为采样周期。

价值函数可以表示为:

$$g = |i_d^{ref}(k+1) - i_d(k+1)| + |i_q^{ref}(k+1) - i_q(k+1)| \quad (6)$$

式中: $i_d^{ref}(k+1)、i_q^{ref}(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 $d、q$ 轴电流参考值。

为了获取 $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$,首先需要获取 $\hat{F}_d(k)$ 和 $\hat{F}_q(k)$,由于 ESO 可以在模型参数变化时较准确地估计系统扰动的扩张状态且收敛速度较快,本文采用 ESO 来得到扰动的观测值,可以有效降低参数变化对系统性能的影响。

针对 PMSM 的超局部模型,将 $d、q$ 轴系统总扰动 $F_d、F_q$ 扩张成独立的状态变量,分别对 $d、q$ 轴设计非线性 ESO。其状态方程如式(7)、(8)所示。

$$\begin{cases} e_d = z_{1d} - i_d \\ \dot{z}_{1d} = z_{2d} - \beta_1 fal(e_d, \alpha_1, \delta) + \alpha_d u_d \\ \dot{z}_{2d} = -\beta_2 fal(e_d, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} e_q = z_{1q} - i_q \\ \dot{z}_{1q} = z_{2q} - \beta_1 fal(e_q, \alpha_1, \delta) + \alpha_q u_q \\ \dot{z}_{2q} = -\beta_2 fal(e_q, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $z_{1d}、z_{1q}$ 分别为 $i_d、i_q$ 的观测值, $e_d、e_q$ 分别为 $d、q$ 轴电流误差信号, $z_{2d}、z_{2q}$ 分别表示 $F_d、F_q$ 的实时估计值 \hat{F}_d 和 \hat{F}_q , $\beta_1、\beta_2$ 为 ESO 的输出误差校正增益^[17], $fal(e, \alpha, \delta)$ 是一个用于逼近 e 的非线性函数。

$fal(e, \alpha, \delta)$ 的一般形式如式(9)所示。

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} e/\delta^{1-\alpha}, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (9)$$

2.3 中点电位平衡策略

与两电平逆变器相比,NPC 三电平逆变器提供了更多的电压矢量,但是会存在中点电位不平衡的缺陷,因此研究各种电压矢量对中点电位的影响是必不可少的,图 4 在 PMSM 三电平驱动系统等效电路上给出了不同电压矢量作用下的电流通向示意图,其中 $i_a、i_b、i_c$ 表示三相电流, i_{np} 为中点电流,红色箭头表示电流的实际流向。中点电位 $V_o = V_{C2} - V_{C1}$, V_{C1} 和 V_{C2} 分别为电容 C_1 和 C_2 的电压。图 4(a)中,在小矢量 V_1 作用下, i_{np} 从 O 点流出,电容 C_2 放电, V_o 减小;图 4(b)中,在小矢量 V_2 作用下, i_{np} 流入 O 点,电容 C_1 放电, V_o 增大。此外, i_{np} 在中矢量 V_4 作用下的流动路径如图 4(c)所示,当 $i_b > 0$ 时, V_o 会减小。最后,在图 4(d)中,当大矢量 V_3 作用时,电流未流经 O 点,因此大矢量对 V_o 没有影响。表 1 给出了各个小矢量和中矢量对中点电流的影响结果。

由表 1 知,一对正负小矢量对中点电流作用效果相反,根据其冗余特性,采用如下方法抑制中点电位波动:步骤 1) 获取使式(6)最小的最优矢量,并判断是否为小矢量。若不是,直接选用该矢量;否则,执行下一步。步骤 2) 采集直流母线电容的电压值,计算中点电位 V_o ,然后获取步骤 1 确定的小矢量所对应的开关状态,计算中点电流 i_{np} 。若 $i_{np} \times V_o \geq 0$,则直接选用该矢量;否则,替换为对应的冗余

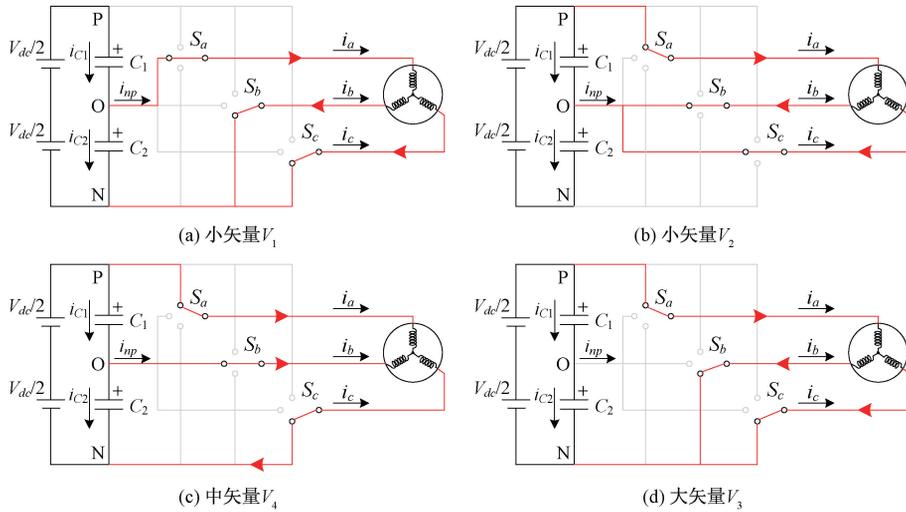


图4 候选矢量选择示意图

表1 中小矢量对中性点电流的影响

小矢量	i_{np}	小矢量	i_{np}	中矢量	i_{np}
V_1	i_a	V_2	$-i_a$	V_4	i_b
V_5	i_c	V_6	$-i_c$	V_8	i_a
V_9	i_b	V_{10}	$-i_b$	V_{12}	i_c
V_{13}	i_a	V_{14}	$-i_a$	V_{16}	i_b
V_{17}	i_c	V_{18}	$-i_c$	V_{20}	i_a
V_{21}	i_b	V_{22}	$-i_b$	V_{24}	i_c

小矢量来驱动电机。

2.4 候选矢量选择算法

为了减小系统优化时的计算量,构建一种电压矢量筛选表来减少候选矢量的数量。如图5所示,将整个矢量空间以 30° 为范围分成I至XII共12个扇区,每个扇区有一个大矢量、一个中矢量、两个小矢量和3个零矢量。

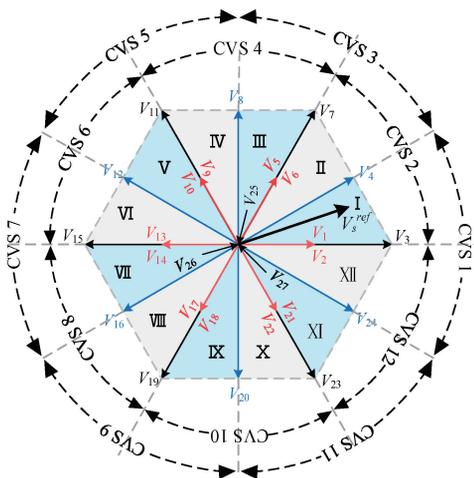


图5 候选矢量选择示意图

空间位置变化可以忽略不计,可将 $k-1$ 时刻动作矢量相邻扇区内的基本矢量作为候选矢量。其次,为了降低开关频率,每个周期只允许一相开关状态连续变化。例如,前一时刻的开关状态为100即小矢量 V_2 时,从与其相邻的扇区I和扇区XII中选择候选矢量。根据以上约束条件,可以得到4个候选矢量,分别是 V_2 、 V_4 、 V_{24} 和 V_{26} 。此外,为了确保最优矢量选择的正确性,候选矢量应包括所有类型。在上述条件基础上,可得到12个候选矢量集(candidate vectors set, CVS),每个非零矢量对应的候选矢量可以归结至1个CVS中。特别地,单独列出了零矢量 V_{25} 、 V_{26} 、 V_{27} 对应的候选矢量集CVS13、CVS14、CVS15,最后可以构建出如表2所示的电压矢量筛选表。

3 实验验证

为了验证上述所提方法的有效性和优越性,对传统三电平模型预测电流控制方法(model predictive current control, MPCC)、传统三电平电流差MFPC和本文提出的ESO-MFPC方法进行了对比实验,实验平台如图6所示。实验所用PMSM参数如表3所示,ESO的参数为: $\alpha_1=0.5$ 、 $\alpha_2=0.25$ 、 $\delta=0.01$ 、 $\beta_1=6800$ 、 $\beta_2=1156000$ 。

为了研究电机参数变化对系统控制性能的影响,对式(3)中电流方程进行离散化得:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{T_s}{L_d}(-Ri_d(k) + \omega_e(k)L_qi_q(k) + u_d(k)) + i_d(k) \\ i_q(k+1) = \frac{T_s}{L_q}(-Ri_q(k) - \omega_e(k)(L_d i_d(k) + \psi_f) + u_q(k)) + i_q(k) \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可看出,电流预测的精度主要受电感、电阻和磁链参数影响,其中电阻和磁链参数分别影响式中一项,而电感参数几乎对每项都有影响,故电阻和磁链参数

首先,由于期望电压矢量在两个连续采样周期之间的

表 2 电压矢量筛选表

基本矢量	候选矢量	CVS	基本矢量	候选矢量	CVS
V_1	$V_1, V_3, V_4, V_{24}, V_{25}$	CVS1	V_{15}	$V_{12}, V_{13}, V_{15}, V_{16}, V_{26}$	CVS7
V_2	$V_2, V_3, V_4, V_{24}, V_{26}$	CVS1	V_{16}	$V_{14}, V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{19}, V_{26}$	CVS8
V_3	$V_1, V_3, V_4, V_{24}, V_{26}$	CVS1	V_{17}	$V_{16}, V_{17}, V_{19}, V_{20}, V_{26}$	CVS9
V_4	$V_2, V_3, V_4, V_6, V_7, V_{26}$	CVS2	V_{18}	$V_{16}, V_{18}, V_{19}, V_{20}, V_{25}$	CVS9
V_5	$V_4, V_5, V_7, V_8, V_{27}$	CVS3	V_{19}	$V_{16}, V_{18}, V_{19}, V_{20}, V_{26}$	CVS9
V_6	$V_4, V_6, V_7, V_8, V_{26}$	CVS3	V_{20}	$V_{17}, V_{19}, V_{20}, V_{22}, V_{23}, V_{26}$	CVS10
V_7	$V_4, V_5, V_7, V_8, V_{26}$	CVS3	V_{21}	$V_{20}, V_{21}, V_{23}, V_{24}, V_{27}$	CVS11
V_8	$V_6, V_7, V_8, V_{10}, V_{11}, V_{26}$	CVS4	V_{22}	$V_{20}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{26}$	CVS11
V_9	$V_8, V_9, V_{11}, V_{12}, V_{26}$	CVS5	V_{23}	$V_{20}, V_{21}, V_{23}, V_{24}, V_{26}$	CVS11
V_{10}	$V_8, V_{10}, V_{11}, V_{12}, V_{25}$	CVS5	V_{24}	$V_2, V_3, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{26}$	CVS12
V_{11}	$V_8, V_{10}, V_{11}, V_{12}, V_{26}$	CVS5	V_{25}	$V_1, V_3, V_4, V_{10}, V_{18}, V_{25}$	CVS13
V_{12}	$V_{10}, V_{11}, V_{12}, V_{14}, V_{15}, V_{26}$	CVS6	V_{26}	$V_2, V_3, V_4, V_6, V_9, V_{26}$	CVS14
V_{13}	$V_{12}, V_{13}, V_{15}, V_{16}, V_{27}$	CVS7	V_{27}	$V_3, V_4, V_5, V_{13}, V_{21}, V_{27}$	CVS15
V_{14}	$V_{12}, V_{14}, V_{15}, V_{16}, V_{26}$	CVS7			

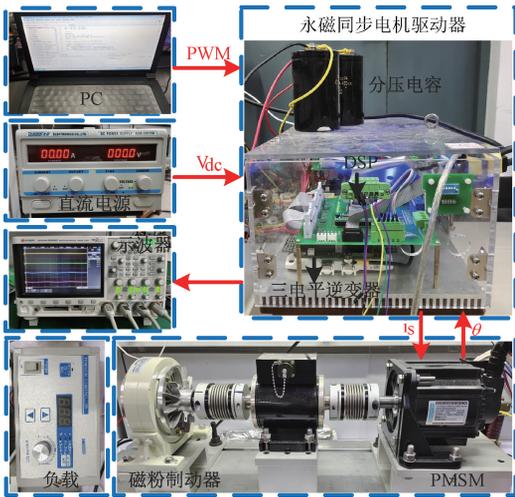


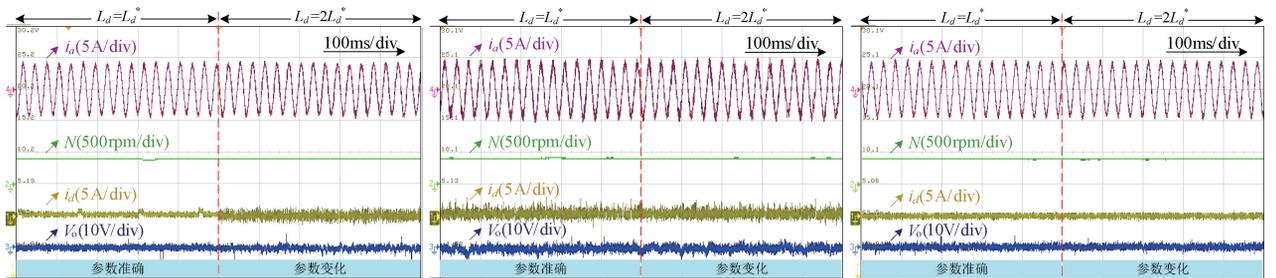
图 6 PMSM 三电平驱动系统实验平台

变化对控制效果影响较小,而不匹配的 dq 轴电感参数会对 MPCC 的控制性能产生更大影响。

表 3 永磁同步电机参数

参数	值
电机极对数 p_n	4
额定功率 P/kW	2.0
额定转速 N/rpm	1 500
电机转动惯量 $J/kg \cdot m^2$	0.002 8
定子电阻 R/Ω	0.8
直轴电感 L_d/mH	3.465
交轴电感 L_q/mH	3.93
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.272

在转速 400 r/min、负载 5 N·m、 dq 轴电感分别由准确至增加 100% 的条件下进行参数变化实验。3 种方法的 A 相电流 i_a 、电机转速 N 、 dq 轴电流及中点电位波形如图 7 所示。实验结果显示,3 种方法都能产生正弦电流、保持转速稳定并且中点电位保持在 0 V。从图 7(a)、(d)中可以看出,当 dq 轴电感不匹配时,MPCC 方法的 dq 轴电流脉动



(a) MPCC方法 d 轴电感增加100%

(b) MFPC方法 d 轴电感增加100%

(c) ESO-MFPC方法 d 轴电感增加100%

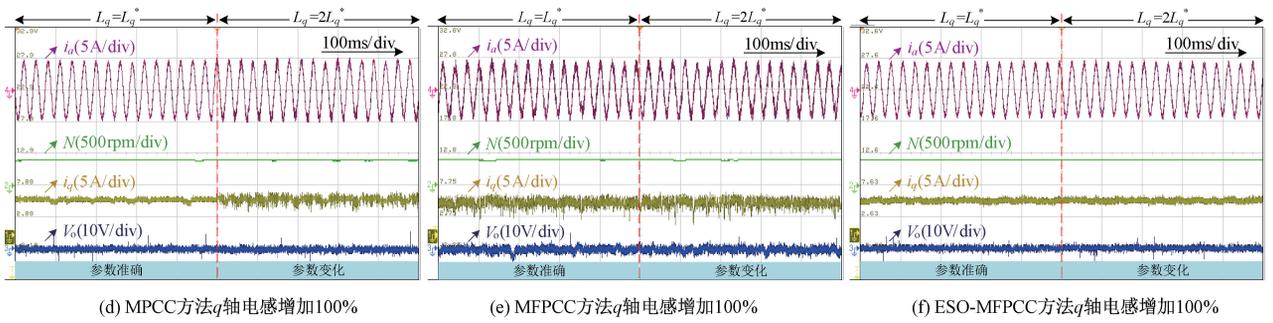


图7 3种方法的参数变化实验性能分析

明显增加,相电流波形变差。从图7(b)、(e)和图7(c)、(f)中可以看出,参数变化前后,MFPCC方法和ESO-MFPCC方法的 dq 轴电流和相电流波形都没有明显变化,参数鲁棒性较好,且本文所提方法 dq 轴电流脉动幅值更小,相电流正弦度更好。

对3种方法在稳态运行时的相电流进行谐波分析,结果如图8所示,MPCC方法的A相电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)为6.26%,MFPCC方法为16.32%,ESO-MFPCC方法仅为6.19%。由此可见,本文所提方法与传统电流差MFPCC相比有效降低了谐波含量,具有更好的稳态性能。

为了验证所提出方法的动态性能,在负载 $5\text{ N}\cdot\text{m}$,转速由 400 r/min 突变到 600 r/min 条件下进行变转速动态实验,3种方法的实验结果如图9所示。可以看出,在3种方法作用下,转速均可在 50 ms 内由 400 r/min 达到给定转速 600 r/min ,动态响应较快,且转速均无明显超调。在转速 400 r/min ,负载由 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 突变到 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下进行变转矩动态实验,3种方法的实验结果如图10所示。可以看出,在3种方法作用下, q 轴电流均可在 200 ms 内达到稳定状态,电机转速波动较小。上述实验结果表明,本文所提出的ESO-MFPCC在保证参数鲁棒性的同时,仍具有良好的动态性能。

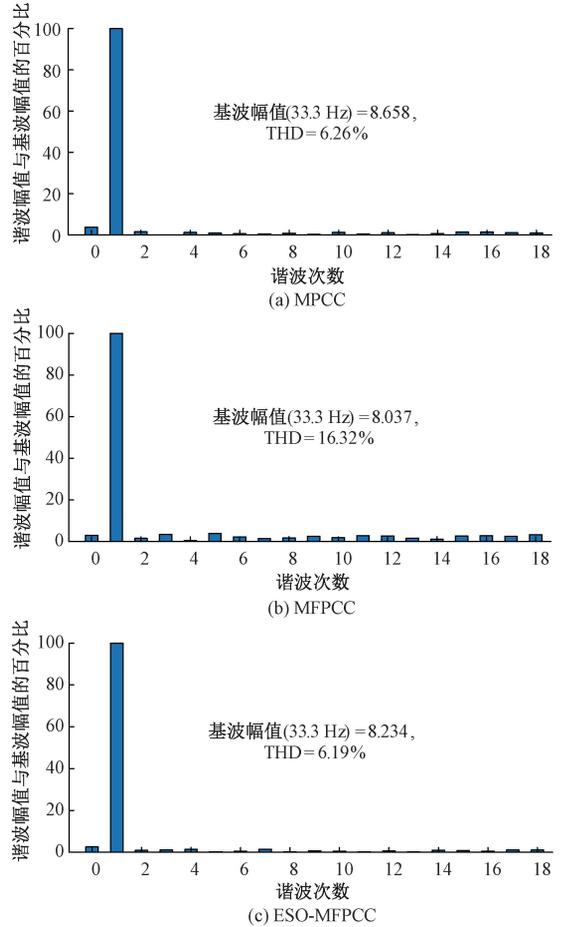


图8 相电流 THD 分析

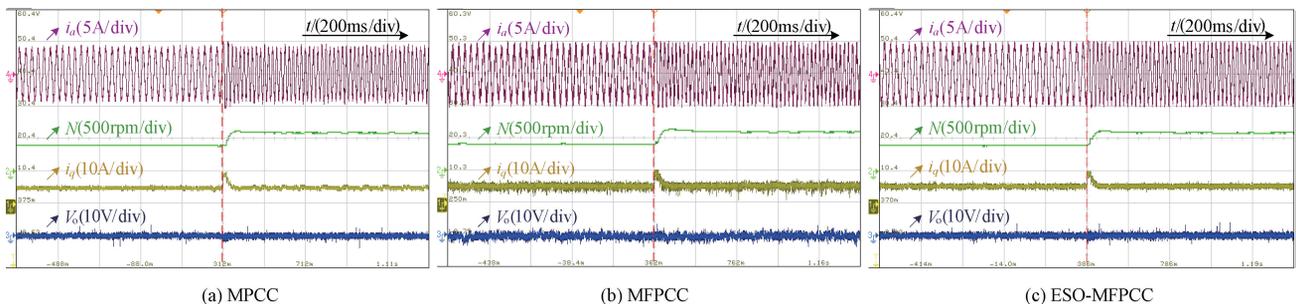


图9 变转速实验性能分析

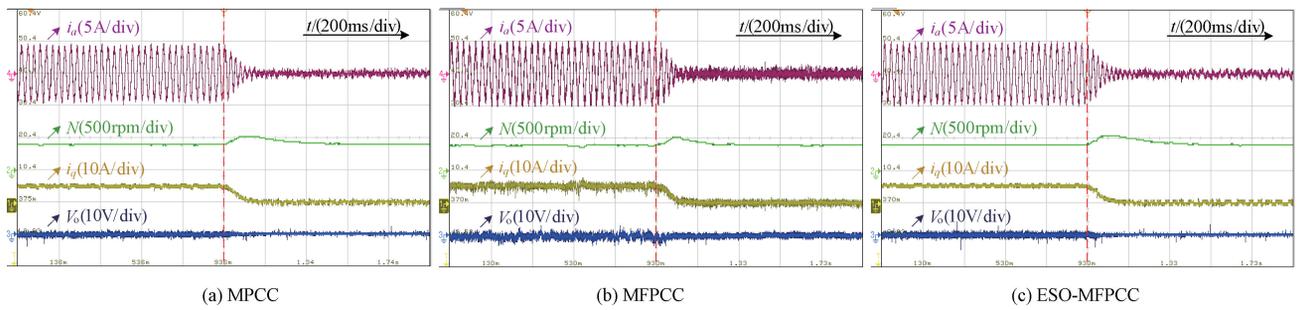


图 10 变转矩实验性能分析

4 结 论

为了提高传统永磁同步电机三电平控制方法对参数变化的鲁棒性,本文提出了一种基于 ESO 的无模型预测电流控制策略。通过系统超局部模型实现电流预测并设计扩张状态观测器来估计系统总扰动,为减小矢量筛选时的计算量,构造候选矢量集将备选矢量减少至 5~6 个,同时利用正负冗余小矢量的冗余特性来平衡中点电位。实验结果表明,该控制策略在有效降低 PMSM 三电平驱动系统对参数变化敏感性的同时,仍可保持较好的动稳态性能。然而,电感参数失配引起高频扰动后会降低 ESO 的稳定性,如何对所设计的观测器进一步优化以消除高频扰动对 ESO 性能的影响,为后续研究提供了新的思路。

参考文献

- [1] 於锋,邱梁刚,王尧. 无电解电容永磁电机高功率因数控制策略[J]. 电子测量技术, 2023, 46(14): 59-65.
- [2] GUO X H, DU S F, LI Z S, et al. Analysis of current predictive control algorithm for permanent magnet synchronous motor based on three-level inverters[J]. IEEE Access, 2019, 7: 87750-87759.
- [3] 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.
- [4] 於锋,吴晓新,田朱杰,等. 计及中点电位平衡的 PMSM 三电平无权重预测磁链控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 145-155.
- [5] GU X, XU W Y, ZHANG G Z, et al. Three-level inverter-PMSM model predictive current control based on the extended control set[J]. Electronics, 2023, 12(3): 557.
- [6] 张秀云,王志强,刘涛. 无权重系数的永磁电机宽范围预测速度控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(9): 77-84.
- [7] WANG F X, HE L, RODRIGUEZ J, et al. FPGA based continuous control set model predictive current control for PMSM system using multi-step error

tracking technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13455-13464.

- [8] YUAN X, ZUO Y F, FAN Y. Model-free predictive current control of SPMSM drives using extended state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6540-6550.
- [9] XU L L, CHEN G M, LI Q Y. Ultra-local model-free predictive current control based on nonlinear disturbance compensation for permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Access, 2020, 8: 127690-127699.
- [10] SUN Z, DENG Y T, WANG J L, et al. Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 776-788.
- [11] KHALILZADEH M, VAEZ-ZADEH S, RODRIGUEZ J, et al. Model-free predictive control of motor drives and power converters: A review[J]. IEEE Access, 2021, 9: 105733-105747.
- [12] YU F, ZHOU C H, LIU X, et al. Model-free predictive current control for three-level inverter-fed IPMSM with an improved current difference updating technique [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3334-3343.
- [13] ZHANG Y C, JIN J L, HUANG L L. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultra-local model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(2): 993-1003.
- [14] ZHOU Y N, LI H M, LIU R D, et al. Continuous voltage vector model-free predictive current control of surface mounted permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 899-908.
- [15] ZHAO T, ZHANG M Z, WANG C L, et al. Model-free predictive current control of three-level grid-connected inverters with LCL filters based on Kalman

- filter[J]. IEEE Access, 2023, 11: 21631-21640.
- [16] 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.
- [17] 郭向阳, 张爱军. 永磁同步电机低速域下改进旋转高频注入控制[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(11): 162-169.

作者简介

成天昊, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与永磁

电机控制技术。

E-mail: 2212310036@stmail.ntu.edu.cn

吴晓新, 博士, 副教授, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: wuxx@ntu.edu.cn

於锋(通信作者), 博士, 教授, 主要研究方向为永磁同步电机变频调速控制及电力电子技术在电动汽车中的应用、新能源发电技术。

E-mail: yufeng628@ntu.edu.cn