文章编号:1671-4598(2025)02-0152-09 DOI:10.16526/j.cnki.11-4762/tp.2025.02.020 中图分类号:TP273 文献标识码:A

# 基于改进模型预测转矩控制的高精度 PMSM 控制方法研究

### 梁骅旗,陆 畅

(陕西铁路工程职业技术学院铁道装备制造学院,陕西渭南 714000)

摘要:为了准确预测电机的未来状态,提前采取控制措施,从而实现更精确和高效的电机控制,研究提出了基于双 滑模观测器的高精度永磁同步电机预测转矩控制策略,创新性地将反电动势滑模观测器和磁链滑模观测器进行组合;采 用反电动势滑模观测器中滤波器锁相环计算的位置信号,自适应调节带通截止频率,滤除反电动势中的抖振和谐波,并 同步输出基波反电动势;采用磁链滑模观测器降低预测过程中产生的转矩脉动和磁链波动;经实验测试发现,当转子系 统达到稳态时,模型参考自适应系统观测器的控制误差仍有较大的变化,且在±0.4 rad 范围内;而研究所提出的双滑模 观测器,其转子系统的稳态时间较短,控制误差在±0.04 rad 范围内,并且几乎没有抖动;研究所设计的双滑模变结构 观测器,其速度估算值与真实速度曲线几乎一致,误差较小,即使在加减速状态下,也有较高的估计精度;经实际应用 满足了永磁同步电机的高性能和稳定性,降低了预测转矩脉动和预测磁链波动。

关键词:滑模观测器;永磁同步电机;预测转矩控制;定子磁链

## High Precision PMSM Control Method for Predictive Torque Control Based on Improved Model

#### LIANG Huaqi, LU Chang

(School of Railway Equipment Manufactuing, Shaanxi Railway Institute, Weinan 714000, China)

Abstract: In order to accurately predict the future state of the motor and make measures in advance, so as to achieve more accurate and efficient motor control, a high-precision permanent magnet synchronous motor (PMSM) predictive torque control strategy based on dual sliding mode observer is proposed, which innovatively combines the anti-electromotive force sliding mode observer and flux sliding mode observer. The position signal calculated by the filter phase-locked loop in the sliding mode observer is used to adaptively adjust the bandpass cut-off frequency, filter out jitter and harmonics in the back electromotive force, and output the fundamental back electromotive force synchronously. A sliding mode observer is used to reduce the torque fluctuation and flux fluctuation in the prediction process. Experimental results show that when the rotor system reaches steady state, the model reference adaptive system observer still has significant control errors, with a range of  $\pm 0.4$  rad. The proposed double sliding mode observer has a short steady state time, with a control error of  $\pm 0.04$  rad, and almost no jitter. The designed double sliding mode variable structure observer shows that the velocity estimation is almost consistent with the actual velocity value, with a small error, and even in acceleration and deceleration states, it has high estimation accuracy. Practical application indicates that it satisfies the high performance and stability of PMSM and reduces the predictive torque ripple and flux fluctuation.

Keywords: sliding mode observer; PMSM; predictive torque control; stator magnetic flux

收稿日期:2024-10-21; 修回日期:2024-11-08。

基金项目:陕西省教育厅一般专项科研计划项目(22JK0327);陕西省渭南市市级科技项目(2019-ZDYFJCYJ-138)。

作者简介:梁骅旗(1992-),男,硕士,讲师。

**引用格式:**梁骅旗,陆 畅.基于改进模型预测转矩控制的高精度 PMSM 控制方法研究[J].计算机测量与控制,2025,33(2): 152-160.

#### 0 引言

永磁同步电机 (PMSM, permanent magnet synchronous motor) 预测转矩控制是在电动汽车和工业领 域中广泛应用的一种高效、高性能的电机控制策略<sup>[1]</sup>。 随着环境污染和能源危机的加剧,电动汽车成为未来汽 车制造业的主要发展趋势。在电动汽车中,驱动电机的 控制性能直接关系到车辆的驾驶舒适性和稳定性[2]。 PMSM 以其高效率、高功率密度和优良的控制性能, 成为电动汽车驱动电机的首选。因此,对 PMSM 的控 制算法进行研究与改进,对于提升电动汽车的性能至关 重要。PMSM 预测转矩控制策略的基本原理是通过预 测未来的转矩需求来控制电机的转矩输出,这种控制方 法可以有效地提高电机的响应速度和稳态性能<sup>[3]</sup>。 PMSM 预测转矩控制通过构建电机模型, 预测未来若 干个采样时刻的电机状态量,从而调节电机转矩和速 度,达到降低电机转矩脉动、提高控制精度和响应速度 的目的。这种方法相比传统的矢量控制和直接转矩控 制,具有更好的动态性能和抗扰动能力,同时也能有效 降低控制计算量和开关频率<sup>[4]</sup>。在实现过程中, PMSM 预测转矩控制通过构建转矩和磁链的预测模型,采用代 价函数和滚动优化策略,选择最优的电压矢量作用于电 机,实现对转矩和磁链的精确控制<sup>[5]</sup>。这种方法不仅提 高了电机的控制精度和响应速度,还通过优化算法降低 了控制计算量和开关频率,从而提高了系统的整体性能 和效率。

目前国内外关于 PMSM 预测转矩控制的研究现状 主要集中在提高控制性能、减少转矩脉动和提高系统的 适应性方面[6-7]。研究重点包括改进控制算法、优化控 制策略和提升系统的动态响应能力。在控制算法方面, 研究主要集中在模型预测控制和直接转矩控制的改进。 模型预测转矩控制通过预测未来的电机状态并选择最优 的电压矢量来减少转矩和磁链的脉动,提高系统的控制 精度和动态响应速度[8]。直接转矩控制虽然响应迅速, 但存在转矩观测不精确和转矩脉动较大的问题, 而文献 [9] 通过深度学习等方法提高了转矩观测的精确度和稳 定性。在控制策略方面, 文献 [10] 提出了基于等转矩 效应和矢量作用时间的预测转矩控制策略,避免了权重 系数整定的问题,并通过优化控制集和选择最优矢量提 高了控制性能。此外, 文献「11] 通过构建无权重代价 函数和考虑电机参数的转矩控制和磁链控制平衡,进一 步提高了系统的控制效果。在系统动态响应和适应性方 面, 文献 [12] 通过引入模型预测思想, 建立了模型预 测转矩控制系统,并从电压矢量选择策略出发,降低了 电机转矩脉动和磁链脉动,提高了系统的鲁棒性和动态 响应速度。然而,传统控制策略在面对模型失配时,会 出现控制性能下降的问题,需要通过进一步的研究和优 化来解决。

综上所述, 永磁同步电机无位置传感器的控制方法 很多,各有其优势以及适用范围。近年来,国内外研究 人员对 PMSM 的预测控制方法进行了大量研究,在传 统的预测转矩控制方法中,通常使用 PID 控制器来实 现电流的调节,无法考虑到电机系统的动态特性和非线 性因素,导致控制精度和响应速度受到限制。为了提高 无位置传感器的 PMSM 模型预测转矩控制效果及其转 子位置信息精度,研究首先建立 PMSM 模型,描述电 机的动态特性,并通过对电机动态方程的建模,可以得 到电机状态方程和输出方程,从而实现对电机状态的预 测。为了实现转矩的精确控制,模型预测转矩控制采用 在线计算的方式,根据期望转矩值选择最优的电压矢 量,通过求解一个优化问题,在给定电流和电压约束的 情况下,选择能够使得期望转矩误差最小的电压矢量, 从而达到更加精确的控制效果。

#### 1 PMSM 模型

定子和转子是 PMSM 的核心部件,它们共同决定 了电机的性能和运行方式。定子是 PMSM 的静止部分, 转子是 PMSM 的旋转部分,PMSM 可以分为两种主要 结构形式:突出式和内置式。突出式转子的磁路结构简 单,制造成本低,但由于表面无法安装启动绕组,不能 实现异步起动<sup>[13-14]</sup>。内置式转子的永磁体位于转子内 部,表面可制成极靴,起到启动和阻尼的作用,稳态和 动态性能较好,且易于实现弱磁扩速<sup>[15]</sup>。综上考虑, 由于突出式 PMSM 结构简单、体积小、效率高等优点, 被广泛应用于各种需要高效能、高精度的传动领域,如 冶金、陶瓷、石油、纺织等行业,故研究选用突出式 PMSM 为研究对象,构建双滑模观测器实现高精度 PMSM 的预测转矩控制。

PMSM 的建模一般采用 3 种坐标系,如图 1 所示。 三相静止坐标系 *abc* 是最基本的坐标系,用于描述三相 电流和电压的变化情况,其中电流和电压的波形为正弦 波。三相坐标系 *abc* 是空间静止的,并且三条坐标轴的 *a* 轴、*b* 轴和*c* 轴分别与永磁同步电动机定子的三相绕组 相对应,它们的坐标轴相差 120°,且在  $\alpha$  轴和 *a* 轴重 合。两相静止坐标系 *a* 则用于描述两相电流和电压的 变化,电流波形的相位差为 90°。两相旋转坐标系 *dq* 则 是为了更方便地描述电机的动态特性而引入的,其中旋 转角度和速度直接反映电机的旋转情况。该坐标系以 PMSM 转子的转动而不断旋转坐标系,两个轴线间的 夹角为 90°。该坐标系中,*d* 轴与永磁同步电动机转子磁 极中心线一致。转子的位置角 *θ* 是指*d* 轴和*a*( $\alpha$ ) 轴的 角度,而转子角速度 *w* 是逆时针转动的。依据磁动势等 效原理,将3种坐标系下的 PMSM 模型等效,利用坐 标转换技术,可以将两个坐标系间的模型进行转化。



图 1 3 种坐标系位置关系示意图

由于电机是一个强耦合、复杂的线性系统,直接在 三相静止坐标系下建立和求解模型会非常困难。Clark 坐标变换是一种将三相系统(*abc*坐标系)的时域分量 转换为正交静止坐标系(*aβ*坐标系)中的两个分量的 变换方法。这种变换利用基变换来实现,将*abc*坐标系 转换为*aβ*坐标系,其中*a*轴与*a*轴重叠,*β*轴与*a*轴正 交。Clark 变换矩阵的表示如式(1)所示:

$$\begin{bmatrix} x_{a} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} = C_{3s/2s} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a} \\ x_{b} \\ x_{c} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_{a} \\ x_{b} \\ x_{c} \end{bmatrix} = C_{2s/3s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a} \\ x_{\beta} \end{bmatrix}$$

$$(1)$$

式中,  $x_a$ 、 $x_b$ 和 $x_c$ 为 abc坐标系中 PMSM 的各分量;  $\beta$ 和 $x_\beta$ 为 $a\beta$ 坐标系中 PMSM 的各分量; C 是转换系数, 当 $C_{3s/2s} = \frac{2}{3}$ ,  $C_{2s/3s} = 1$ 时,转换前后幅值相等为等幅 值转换,当 $C_{3s/2s} = C_{2s/3s} = \frac{\sqrt{2}}{3}$ 时,转换前后功率相等为 等功率转换,普通 PMSM 的两相旋转坐标系 dq的 d 轴 与转子磁链对齐,并且随着转子的旋转而同步旋转, q轴则与d轴正交。在两相旋转坐标系 dq中,将三相电 流转换为d轴与q轴上的直流分量,分别为 $x_d$ 、 $x_q$ , d轴与a相位绕组轴之间的夹 $\theta_r$ 。通过式(2)中的变换 矩阵将 $a\beta$ 坐标系中 PMSM 的各分量转换成 dq坐标系 中 PMSM 的各分量:

$$\begin{cases}
\begin{bmatrix}
x_{d} \\
x_{q}
\end{bmatrix} =
\begin{bmatrix}
\cos\theta_{r} & \sin\theta_{r} \\
-\sin\theta_{r} & \cos\theta_{r}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix}
x_{a} \\
x_{\beta}
\end{bmatrix} =
\begin{bmatrix}
\cos\theta_{r} & -\sin\theta_{r} \\
\sin\theta_{r} & \cos\theta_{r}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix}
x_{d} \\
x_{q}
\end{bmatrix}$$
(2)

αβ坐标系和 dq坐标系是通过 abc坐标系下的模型

实现对电机动态行为的解耦和简化,使得分析和控制更加方便。特别是两相旋转坐标系下的模型,通过转子磁场定向控制,可以实现对电机扭矩和磁通的独立控制,从而提高电机的性能和控制精度。联立式(1)和式(2),得到的 *abc* 坐标系与 *dq* 坐标系的变换关系如式(3) 所示:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - 120^\circ) & -\sin(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) & -\sin(\theta_r - 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) & -\sin(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$
(3)

对于永磁同步电机来说,其内部电磁关系复杂难 解,因此建立精确的模型比较困难。为简化模型和分析 过程,研究认为电机的磁路是线性的,不考虑磁饱和的 影响;不考虑涡流和磁滞损耗对电机效率和性能的影 响;假设定子绕组加上三相对称正弦电流时,气隙中只 产生正弦分布的磁势,忽略气隙中的高次谐波;转子在 结构上本身的交、直轴完全对称,定子绕组三相对称空 间上差 120°<sup>[16-17]</sup>。在坐标系 *abc* 中,PMSM 的电压表达 式如式(4)所示:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & & \\ & R_s & \\ & & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$
(4)

$$\begin{bmatrix} \psi_{a} \\ \psi_{b} \\ \psi_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}\left(\theta_{r}\right) & M_{ab}\left(\theta_{r}\right) & M_{ac}\left(\theta_{r}\right) \\ M_{ba}\left(\theta_{r}\right) & L_{bb}\left(\theta_{r}\right) & M_{bc}\left(\theta_{r}\right) \\ M_{aa}\left(\theta_{r}\right) & M_{cb}\left(\theta_{r}\right) & L_{cc}\left(\theta_{r}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \\ \psi_{f} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r}) \\ \cos(\theta_{r} - 120^{\circ}) \\ \cos(\theta_{r} + 120^{\circ}) \end{bmatrix}$$
(5)

式中,  $L_{aa}(\theta_r)$ 、 $L_{bb}(\theta_r)$ 和 $L_{ac}(\theta_r)$ 分别为a相、b相和c相的绕组自感(取值与转子位置有关), $M_{ab}(\theta_r)$ 、  $M_{ab}(\theta_r)、M_{ba}(\theta_r)、M_{bc}(\theta_r)、M_{ab}(\theta_r)、M_{ab}(\theta_r)、M_{ab}(\theta_r)、M_{ab}(\theta_r)分别为<math>a$ 相、b相和c相绕组互感(取值与转子位置有关)。从公式(5)中可以看到,在abc坐标系中,转子角与定子线圈的自阻抗和互感有关,并随着转动而改变。因此,坐标系中正弦波PMSM模型是一个相对复杂的系统,并且难以直接求解。所以对其进行解耦和简化,借助dq坐标系,将复杂的abc坐标系经过推算等价到该两相坐标系中进行分析和计算。将式(4)和式(5)经过 *dq*坐标系变换,即可得到坐标系 *dq*下 PMSM 模型, 如式(6)所示:

$$\begin{cases} u_{d} = R_{s}i_{d} + \frac{\mathrm{d}\psi_{d}}{\mathrm{d}t} - \omega_{e}\psi_{q} \\ u_{q} = R_{s}i_{q} + \frac{\mathrm{d}\psi_{q}}{\mathrm{d}t} + \omega_{e}\psi_{d} \\ \psi_{d} = L_{d}i_{d} + \psi_{f} \\ \psi_{q} = L_{q}i_{q} \end{cases}$$
(6)

式中, $u_a$ 和 $u_q$ 分别为定子电压在dq轴的分量, $i_a$ 、  $i_q$ 分别为定子电流在dq轴的分量, $L_q$ 表示 PMSM 的电 角速度, $L_a$ 为空间基本气隙产生的电感分量, $L_q$ 转子位 置依赖磁链产生的电感分量, $\phi_a$ 、 $\phi_a$ 分别为定子磁链在 dq轴的分量。电磁转矩方程如式(7)所示:

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} p(\phi_d i_q - \phi_q i_d) = \frac{3}{2} p[\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ |\phi_s| = \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2} \\ T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} \end{cases}$$

$$(7)$$

式中, J 为转动惯量, T<sub>e</sub> 为额定转矩, T<sub>L</sub> 为负载转 矩, ω<sub>m</sub> 为电机的机械角速度。

#### 2 预测转矩控制策略改进

#### 2.1 滞环控制方法

研究运用坐标变换原理并分别在 *abc* 轴、*αβ* 轴、*dq* 轴构建 PMSM 模型和基本电压矢量分布等,但是仍需 要进一步降低逆变器开关频率。然而,传统的预测转矩 控制方法以最小的预测转矩误差为准则,导致逆变电源 的开关频率很高<sup>[18]</sup>。针对这一难题,研究采用滞环控 制方法,构建带滞环模型的预估扭矩控制方法。该控制 方案可通过对滞环进行控制,从而调整控制系统的跟踪 特性和切换频率<sup>[19-20]</sup>。

图 2 显示了滞环最大功率变换器的电压向量动作曲 线。在此基础上,以转速回路的给定扭矩  $T_e$  为圆心, 建立滞环的上、下限  $T_e^{op}$ 、 $T_e^{ow}$ ,并根据当前定子电流 取样与转速求出时间 k 的计算值  $T_e(k)$ 。利用前一节中 所述的三向量最大功率因数校正方法,计算出下一时间 的电磁力转矩  $T_e(k+1)$ 。





在模型预测转矩控制中,采用滞环控制方法,选取 最优向量为准则,以滞环中当前值与预报值的连接长度 为基准,建立的代价函数如式(8)所示:

$$n = \begin{cases} \frac{T_{e}^{irv} - T_{e}(k+1)}{T_{e}(k+1) - T_{e}(k)}, T_{e}(k+1) > T_{e}(k) \\ \frac{T_{e}^{irv} - T_{e}(k+1)}{T_{e}(k+1) - T_{e}(k)}, T_{e}(k+1) < T_{e}(k) \end{cases}$$
(8)

为减小系统的平均切换频率,需在滞环控制中构造 上、下滞环,滞环的带宽对系统的控制效果有很大的影 响。在滞环带宽设计方面,综合考虑各迟滞频带的平均 切换频率、转速误差以及转矩波动等因素,寻找最佳滞 环带宽<sup>[21-22]</sup>。需要指出的是,由于不同的应用场合以及 不同的系统需求,最优迟滞频带的带宽也会有所不同, 所以需要对其进行系统的分析与评价,从而确定最优的 迟滞频带宽度。

但永磁同步电动机的实际工作工况复杂多变,仅利 用单个滞环带宽的尺度因子γ并不能满足全部工况。所 以,在设计电机参数时,必须结合 PMSM 的实际工作 状况,通过实时调节,才能取得最好的控制效果。为了 克服γ值对各种工况的不适应,研究提出了一种基于模 糊推理的电动机运行状况分析方法,并对γ值进行了实 时更新。该方法将电动机转矩的绝对值 | *T*<sub>e</sub> | 与转速偏 差值作为输入变量,不再将γ值固定在一个值上,而是 利用模糊规则,在线调节γ值。

#### 2.2 双滑模观测器设计

滞环控制可以在降低功率器件的开关损耗的同时, 尽可能不降低 PMSM 逆变系统的控制性能。但是,传 统的基于位置传感器的模型预测转矩控制方法成本高、 系统结构复杂,转矩和磁链控制精度不足和预测计算繁 琐,为了克服这些问题,研究又提出了基于双滑模观测 器的 PMSM 无传感器复合控制方法。滑模观测器的实 质就是在给定的控制规律下,使被控参数沿预定的滑模 面逼近,并以较小的频率向滑模面逼近,以小幅度、高 频率的滑移模式移动,直到到达稳态。研究所提控制系 统的原理如图 3 所示。由图可知,该方法的核心是用双 滑模观测器代替 PMSM 中的常规位置传感器,从而达 到无位置传感器的目的。在此基础上,利用双滑模观测 器将观察到的观察力矩与观察到的磁链分别输入到反馈 修正模块中,并将所观察到的角度速率输入到等效电流 模型中。通过增加 k+1 时刻转矩与磁链修正误差,获 得更准确、更迅速的转矩及磁链预报  $T_e^{k+1}$  和  $\varphi_s^{k+1}$ ,从 而提高了控制系统的预报精度与运算速度。

在建模过程中,由于对某些参数进行了理想化处 理,而忽视了某些误差与扰动,因而存在较大的误差。 然而,在进行滚动优化时,由于参数的改变,在优化过 程中,最终控制结果与理想值之间都会出现不同程度的



图 3 预测转矩控制系统原理图

偏离<sup>[23-24]</sup>。针对上述两步引起的误差,研究采用反馈修 正方法,实时修正模型预测值和真实值的偏差,使得转 矩误差逐渐趋近于零,从而实现对电机转矩的精确 控制。

从图 3 可以看出,在输入基本电压矢量 u<sub>a</sub>、u<sub>b</sub>、u<sub>c</sub> 之后,如果不对其进行反馈修正,就会使控制参数与真 实的输出值之间出现一种预报误差,并且这种预报误差 还会使将来的控制过程中的预报结果和实际的预报结果 之间总是有一定的偏差,从而使预报精度降低。研究首 先建立了电压反电势滑模观测器,以获得逼近真值的反 电动势观测值,以求取 PMSM 转子位置信息。含有反 电势的 PMSM 的电压方程式由(9)表示:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_\beta \end{bmatrix} = \omega \psi_s (R_s + L_s p) \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix}$$
(9)

以定子电流估计误差作为滑模面 S1,构建出的电 压反电动势滑模观测器如式(10)所示:

$$p\begin{bmatrix}\hat{i}_{a}\\\hat{i}_{\beta}\end{bmatrix} = \frac{1}{L_{s}}\begin{bmatrix}u_{a}\\u_{\beta}\end{bmatrix} - \frac{R_{s}}{L_{s}}\begin{bmatrix}\hat{i}_{a}\\\hat{i}_{\beta}\end{bmatrix} - \frac{1}{L_{s}}K \cdot \operatorname{sgn}\begin{bmatrix}\tilde{i}_{a}\\\tilde{i}_{\beta}\end{bmatrix} \quad (10)$$

式中,  $\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix}$  和  $\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix}$  分别表示  $\alpha$ 、 $\beta$  轴电流的估计误差和

估计值。K为滑模增益系数。 $K \cdot \operatorname{sgn} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$ 为 $\alpha \ , \beta$ 轴反电

动势的估计值。在滑模控制的设计中,通常把控制器设 计的过于理想化,其中理想化的滑模控制中采用的符号 函数 sgn(x)项要求控制器具有无穷大的切换频率,而 实际中的控制装置往往是非理想的,不能实现无穷大的 切换频率。由于这种非理性条件,使得实际的滑模运动 状态并不能精确到达预先设计的滑模面上,而是在滑模 面两侧来回穿越,从而产生抖振现象。抖振会引起控制 的能耗增加,系统的硬件受损等危害,故采用连续饱和 函数替代符号函数,对滑模控制中的抖振进行抑制。这 种方法设计了一个边界层,在边界层内采用连续控制, 在边界层外采用正常的滑模控制,从而消除了抖振的影响,最常见的一种饱和函数 sat(x) 如式(11)所示:

$$\operatorname{sat}(x) = \begin{cases} 1, & x > \varepsilon \\ \frac{x}{\varepsilon}, & -\varepsilon \leqslant x \leqslant \varepsilon \\ -1, & x < -\varepsilon \end{cases}$$
(11)

式(11)中,ε的取值过大,可能会导致函数值在 迭代过程中发生震荡,甚至发散,无法收敛到最优解; ε的取值过小,虽然可以保证收敛,但是收敛速度会很 慢。在确保优化控制模型快速运行的前提下,通过多次 实验和调整得出ε取值为1。则连续域扩展反电动势模 型可以重新写作复矢量形式,如式(12)所示:

$$p\begin{bmatrix}\hat{i}_{a}\\\hat{i}_{\beta}\end{bmatrix} = \frac{1}{L_{s}}\begin{bmatrix}u_{a}\\u_{\beta}\end{bmatrix} - \frac{R_{s}}{L_{s}}\begin{bmatrix}\hat{i}_{a}\\\hat{i}_{\beta}\end{bmatrix} - \frac{1}{L_{s}}K \cdot sat\begin{bmatrix}\tilde{i}_{a}\\\tilde{i}_{\beta}\end{bmatrix} \quad (12)$$

在第 k 控制周期内, 计算出来的电压矢量只能在第 k+1 周期开始时作用于电机。为进行延时补偿, 应当 通过当前电流 (第 k 时刻的电流), 以及当前周期内作 用于电机的电压矢量 (第 k 时刻的电压矢量)。研究提 出了一种定子磁链滑模观测器,以提高模型预测转矩控 制系统对 k+1 刻磁链的预报精度与运算速度。PMSM 中含有电压的定子磁链表示为式 (13):

$$\begin{cases} \psi_{a} = -\frac{u_{a}}{i_{a}\omega_{e}\sin\theta(R_{s} + L_{s}p)} \\ \psi_{\beta} = \frac{u_{\beta}}{i_{a}\omega_{e}\cos\theta(R_{s} + L_{s}p)} \end{cases}$$
(13)

将定子磁链 ψ,作为状态变量,在 αβ 坐标系下构建 磁链滑模观测器,由式(14)推导出定子磁链滑模观测 器的表达式:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\hat{\psi}_{s} = A\hat{\psi}_{s} + Bu + K\mathrm{sgn}(\hat{\psi}_{s} - \psi_{s}) \tag{14}$$

式 (14) 中, **A** 和 **B** 是 PMSM 系统状态空间方程 的系统矩阵,  $\hat{\phi}_s = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_a & \hat{\phi}_{\beta} \end{bmatrix}^T$  是定子磁链估计值。利用 定子磁链估算的误差  $\begin{bmatrix} \tilde{\phi}_a \\ \tilde{\phi}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_a \\ \hat{\phi}_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \psi_a \\ \phi_{\beta} \end{bmatrix}$ 作为滑动模态 S2,构造的定子磁链滑模观测器如式 (15) 所示:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{a} = -\frac{u_{a}}{i_{a}\omega\sin\theta(R_{s} + L_{s}p)} + K \cdot sat(\hat{\psi}_{a} - \psi_{a}) \\ \hat{\psi}_{\beta} = \frac{u_{\beta}}{i_{a}\omega\cos\theta(R_{s} + L_{s}p)} + K \cdot sat(\hat{\psi}_{\beta} - \psi_{\beta}) \end{cases}$$
(15)

双滑动模态观测器通过反电动势观测器对正交锁相 环进行优化,提高了控制的精度。这种优化方法利用滑 模变结构控制策略,通过构造虚拟的"滑动面",使系 统状态轨迹达到并保持在特定的"滑动模态"区域内, 从而实现高精度的转子位置和速度估计。并通过构造一 个虚拟的"滑动面",并让系统在这个面上以特定的方 式运动,从而推算出电机的速度和位置等信息<sup>[25-26]</sup>。在 该系统中,预测模型是一个非常关键的环节,它主要对 将来的运行情况进行预测控制,从而使其获得更高的精度。预测模型常包括:卷积模型(包括阶跃响应、脉冲响应);机理模型(包括状态空间、传递函数);模糊模型(神经网络)<sup>[27-28]</sup>。只要能够基于系统的历史信息和未来输入变量,预测未来的输出,并不断更新模型和优化控制策略,根据实际输出与预测输出的偏差进行校正,提高控制的准确性,无论什么预测模型都是可行的。但为了便于建模,也为了准确描述从简单的单输入单输出系统到复杂的多输入多输出系统的广泛动态行为,通常采用的是状态空间方程。

#### 3 仿真分析

研究在 Matlab/Simulink 软件平台上搭建了基于双 滑模观测器的 PMSM 预测转矩控制仿真模型,并与文 献[29]提出的结合在线参数辨识算法的鲁棒模型参考 自适应系统(MRAS, model reference adaptive system) 观测器进行比较。MRAS 通过在线参数辨识算法自适 应选择权重因子并进行微调,以获得减小转矩和电流跟 踪误差的跟踪特性。而电机参数变化和非线性因素对控 制效果有重要影响,通过与 MRAS 方法进行比较,从 而选择更适应复杂工况的鲁棒控制策略。仿真采用的 PMSM 参数如表 1 所示。

表⊥	电机模型仿具参	釵
- PC		~

参数	数值	参数	数值
直流母线电压/V	65	电枢电感/mH	0.6
额定转速/(r/min)	2 000	极对数	4
定子磁链 $\phi_s$ /Wb	0.010 5	额定转矩 $T_e/N$ ・m	1.26
定子电阻 $R_s / \Omega$	0.3	转动惯量 J /kg・m <sup>2</sup>	0.009 6
饱和函数参数 ε	1		

图 4 是在 MRAS 观测器及双滑模观测器预测转矩 控制策略下 PMSM 的转子位置观察示意图。从图 4 (a) 和图 4 (b)的比较可以看出,在 0~0.6 s 之间,这两 个观测器都可以估算出真实的转子位置。然而 MRAS 观测器对转子系统的位置估计有较大的时滞和误差,但 研究采用的预测转矩控制策略能够较好地实现转子位置 的精确定位。

图 5 是在 MRAS 观测器及双滑模观测器预测转矩 控制策略下 PMSM 的转子控制误差。通过图 5 (a)和 图 5 (b)这两幅曲线图的比较可以看出,在 0~0.5 s 的时间里,MRAS 观测器转子的控制误差在 0~0.6 s 的范围内仍有较大的波动。而研究所提出的双滑模观测 器系统,其转子系统的稳态时间较长,控制误差仅为 ±0.03 rad,并且几乎没有抖动。通过对转子位移误差 的分析,说明在研究所提的双滑模观测器预测转矩控制 下,PMSM 能更好地追踪转子的位置。

研究对 PMSM 在不同加减速情况下的精度进行了



图 5 转子控制误差比较

实验。图 6 是在 MRAS 观测器及双滑模观测器预测转 矩控制策略下,从 1 500 r/min 加速到 3 000 r/min 的转 速响应曲线。从图 6 (a)与图 6 (b)可以看出,在 0.2 ~0.8 s之间,系统在稳定状态下存在一定的控制误差, 并且误差随着速度的增加而增加。该问题在 MRAS 观 测器中表现得更为突出,而研究所设计的双滑模观测器 能够很好地反映出速度的真实值,并且具有较小的误 差,即使在加速状态下,也能实现对电机转矩的精确 控制。



图 6 加速运行转速响应曲线

图 7 是 MRAS 观测器和双滑模观测器在从 1 500 r/ min 加速到 3 000 r/min 状态下的转子控制误差。从图 7(a)与图7(b)这两个曲线图中可以看出,随着速度 的持续提高,转子控制误差也将相应地增加。MRAS 观 测器在 0~0.8 s 范围内,除了少数抖振之外,大多数的 控制误差都在±0.3 rad 的范围之内; 在 0.8~1.6 s 范围 内,大多数的控制误差都在±0.4 rad 的范围之内。然而 研究所设计的双滑模观测器在 0.2~0.8 s 范围内,除了 个别抖振之外,大多数控制误差都在 $\pm 0.03$  rad 以内; 在 0.8 ~ 1.6 s 范 围 内, 大 多 数 的 控 制 误 差 都 在 ±0.04 rad的范围之内。所以研究所提的双滑模观测器 能够在系统加速运行过程中能够更准确地观测系统状 态,减小了误差,提高了控制的精度和稳定性。

图 8 是 MRAS 观测器和双滑模观测器在将 PMSM 由 1 500 r/min 减速运转到 1 000 r/min 时转速响应曲 线。从图 8 (a) 与图 8 (b) 这两个曲线图中可以看出, 随着速度的持续减小,转子控制误差也将相应地减小。 MRAS观测器在 1.0~1.6 s 范围内, 大多数的控制误 差都在±0.1 rad 以内。而研究所提出的双滑模观测器 在 1.0~1.6 s 范围内,除了个别抖振,控制误差均在 ±0.01 rad 以内。总之,研究提出的双滑模观测器可以 在低速状态下以很小的误差观测到系统的真实速度,并



且随着速度的降低,这种误差也会越来越小。以上结果 说明估计转速能够快速准确地跟踪实际转速,即使在施 加负载后也能保持稳定运行,验证了双滑模观测器的有 效性和准确性。



减速运行转速响应曲线 图 8

在给定采样频率、给定负荷下,分别采用 MRAS 观测器和双滑模观测器,比较了不同速度下模型预测转 矩波动。从图 9(a) 可以看出, 在 0~1 500 r/min 全转 速区间,两种不同方法的转矩波动都随转速的增大呈阶 梯式增加,并在1500 r/min 时达到最大值。研究提出 的双滑模观测器的 PMSM 预测转矩控制方案在 0~ 1 500 r/min全转速下转矩波动显著小于 MRAS 观测器, 转矩脉动峰值只有 0.33 N·m。所以双滑模观测器能有 效地抑制转矩脉动,并能达到很好的控制效果。在给定 采样频率、额定负荷下,分别采用 MRAS 观测器和双 滑模观测器,比较了其在不同速度下的磁链波动情况。 从图 9(b) 可以看出, 在 0~1 500 r/min 的全速度区 间,两种控制的磁力链脉冲都随转速的增大而逐级升 高,直到1500 r/min 时达到峰值。但是研究提出的双 滑模观测器的 PMSM 预测转矩控制方案的磁链脉动最大 值只有 0.010 We, 比 MRAS 观测器降低了 0.015 We。 上述结果说明,利用双滑模观测器及预估参数最优控制 方法,可有效地减少预估参数波动并使其波动变小。



图 9 不同转速下的转矩脉动

#### 4 结束语

研究设计了一种新型的双滑模观测器,并将其与最 优正交锁定相环相结合来估计电机的扩展反电动势。通 过构造电压反电动势滑模观测器和磁链滑模观测器,减 小了 PMSM 转矩、磁链的变化,提高了 PMSM 转矩、 磁链预测的准确性。最后利用 MATLAB/Simulink 仿真 软件对基于双滑模观测器的 PMSM 预测转矩控制进行 了验证。得到以下结论:

 1)结合无传感器控制和预测转矩控制,有效解决 了传统位置传感器易受干扰的问题,在实现无位置传感 器控制的同时,优化模型预测转矩控制算法的稳态性能 和预测精度。

2)通过构建磁链滑模观测器,降低了转矩预测过程中产生的转矩脉动和磁链波动,并提升了转矩和磁链的预测精度。

3)此次研究设计的双滑模观测器在中、高速度范围内具有良好的稳态性能和动态响应速度,但在低速范围内,该方法的有效性并不理想,同时还需考虑瞬时抖振带来的影响。因此,未来亟需在 PMSM 模型预测转矩控制中,可以采用脉振高频电压注入法来估计转子位置和速度,通过注入高频电压并分析电流响应特性来实现转子位置的辨识。

#### 参考文献:

- [1]刘 科,程启明.基于动态开关表的 TLDMC-PMSM 零共 模电压直接转矩控制 [J].中国电机工程学报,2024,44
   (13):5348-5361.
- [2] BHARATH K K, PRAVEEN K K V. Simple predictive torque control of an open-end winding interior permanent magnet synchronous motor drive without weighting factor for electric vehicle applications [J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2024, 52 (1): 280 - 301.
- [3] LEE H W, HWANG J H, LEE K B. Simplified deadbeat predictive torque control based on discrete space vector modulation for driving an open-end winding permanent magnet synchronous motor [J]. IEEJ Journal of Industry Applications, 2024, 13 (3): 308-316.
- [4]任志玲,张文凯.基于 ESO 的 PMSM 无模型快速超螺旋 滑模预测控制 [J].电气工程学报,2024,19 (2):16 -25.
- [5] ISRADANI T, RAMESH T. Enhanced deadbeat predictive current control with novel generalized space vector modulation for five-level inverter fed permanent magnet synchronous motor drive with reduced torque ripples and less computational burden [J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2024, 52 (8): 3889 - 3909.
- [6] BROSCH A, WALLSCHEID O, BCKER J. Time-optimal model predictive control of permanent magnet synchronous

motors considering current and torque constraints [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38 (7): 7945-7957.

- [7]余 洋,张千慧,余宗哲,等.基于反推控制的永磁同步电机稳定性单矢量控制策略[J].电工技术学报,2024,39(14):4377-4390.
- [8] GUO L, LI Q, WANG H. Design and analysis of consequent pole permanent magnet synchronous motor with low torque ripple [J]. IET Electric Power Applications, 2023, 17 (4): 547-561.
- [9] YAMAZAKI K, UTSUNOMIYA K, TANAKA A, et al. Rotor surface optimization of interior permanent magnet synchronous motors to reduce both rotor core loss and torque ripples [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58 (4): 4488-4497.
- [10] 李耀华,刘子焜,王孝宇,等.永磁同步电机模型预测转
   矩控制简化控制策略 [J].控制理论与应用,2023,40
   (10):1793-1805.
- [11] 侯利民, 张如月, 王 巍. 基于 ESO 的永磁同步电机自 耦合无模型滑模控制 [J]. 控制工程, 2024, 31 (6): 1035-1043.
- [12] HOU X, WANG M, YOU G, et al. Study on speed sensorless system of permanent magnet synchronous motor based on improved direct torque control [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2022, 44 (9): 1744 - 1754.
- [13] 李洪凤,徐浩博,徐 越. 扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制学报,2023,27 (9):19-30.
- [14] ANUNCIYA J D, SIVAPRAKASAM A. A computationally efficient torque and flux ripple reduction by active vector optimization approach using direct torque control-based model predictive torque control for matrix converter-fed permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2022, 44 (9): 1887 - 1903.
- [15] ALSOFYANI I M, LEE K B. Three-level inverter-fed model predictive torque control of a permanent magnet synchronous motor with discrete space vector modulation and simplified neutral point voltage balancing [J]. Journal of Power Electronics, 2022, 22: 22 - 30.
- [16] 储禹丞,张兰红,程梦坤.基于改进自适应趋近率的永磁 同步电机无模型控制系统设计 [J].计算机测量与控制, 2024,32 (5):137-143.
- [17] NOBAHARI A, VAHEDI A, NASIRI-ZARANDI R. A modified permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor design for torque characteristics improvement [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37

(2): 989 - 998.

- [18] HEINRICH G O, SHEVCHENKO A F. Pulsations of the electromagnetic torque of synchronous motors excited by permanent magnets of slotless design [J]. Russian Electrical Engineering, 2024, 95 (5): 377 - 380.
- [19] 李 真,王 帆,王冉珺. 永磁同步电机的自抗扰控制器 参数自整定 [J]. 计算机测量与控制,2021,29 (5):92 -96.
- [20] CHOI S, LEE W, KANG A, et al. Accuracy improvement of maximum torque per ampere control for interior permanent magnet synchronous motor drives reflecting PM flux linkage variations [J]. Journal of Power Electronics, 2023, 23 (11): 1678-1687.
- [21] 周 立,李京明,周越鹏,等. 基于 GPIO 的永磁同步电
   机模型预测转矩控制 [J]. 电力系统保护与控制,2023,
   51 (6): 145-153.
- [22] 李耀华,秦 辉,苏锦仕.永磁同步电机模型预测转矩控 制模糊排序法研究 [J].控制理论与应用,2023,40
   (8):1497-1508.
- [23] TOTOKI E, INOUE Y, MORIMOTO S, et al. Torque ripple reduction for permanent magnet synchronous motor based on motor control using M-axis Current [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 143 (1): 56 - 62.
- [24] INKOV Y M, KOSMODAMIANSKY A S, PUGACHEV A A, et al. Formation of a task of the stator flux linkage of a synchronous motor with permanent magnets in a direct torque-control system [J]. Russian Electrical Engineering, 2023, 94 (9): 645-649.
- [25] 黄向慧,张乾坤,杨 方. 永磁同步电机优化模型预测双 转矩控制 [J]. 机床与液压, 2023, 51 (11): 120-126.
- [26] 李祥林,薛志伟,阎学雨,等.基于电压矢量快速筛选的 永磁同步电机三矢量模型预测转矩控制[J].电工技术 学报,2022,37 (7):1666-1678.
- [27] WANG S, ZHANG Y, ZHAO J, et al. Geometric principle-based deadbeat predictive control with low-torque ripple for dual three-phase permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Power Electronics, 2024, 24 (9): 1438 1449.
- [28] CHEN J, HE S, HUANG Q. Model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor with hybrid mode duty cycle optimization [J]. IET Electric Power Applications, 2023, 17 (10): 1262 - 1274.
- [29] XIE H, WANG F, HE Y, et al. Encoderless parallel predictive torque control for induction machine using a robust model reference adaptive system [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37 (1): 232 - 242.