

基于超螺旋滑模自适应观测器的 SynRM 无传感器控制^{*}

高志朋¹ 边敦新¹ 李存贺¹ 杜钦君¹ 张国伟²

(1. 山东理工大学电气与电子工程学院 淄博 255000; 2. 山东科汇电力自动化股份有限公司 淄博 255087)

摘要:针对同步磁阻电机模型参考自适应法的无传感器控制存在的转速估计精度低、动态性能差等问题,提出一种基于超螺旋滑模自适应观测器的无传感器控制方法。首先,通过有限元仿真构建同步磁阻电机电感非线性模型,根据电机不同运行工况实时更新电感参数,提高观测器中模型准确性。在此基础上,使用超螺旋滑模算法代替 PI 自适应环节,并结合所选取的线性补偿矩阵构造超螺旋滑模自适应观测器来减小估计误差。最后,引入积分型全局快速终端滑模速度控制器提高系统的动态性能。仿真与实验结果表明,相比于基于模型参考自适应法的无传感器系统,所提策略在启动阶段转速响应速度快且超调量小,电机运行更加平稳,突变负载时转速波动小且转速误差收敛速度更快,在变速运行整个阶段也具有更高的转速和转子位置辨识精度,具有良好的动稳态性能,可以实现电机的高性能运行。

关键词:同步磁阻电机;无传感器控制;超螺旋滑模;自适应观测器;模型参考自适应系统

中图分类号: TM352; TN06 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.80

Sensorless control of SynRM based on super-twisting sliding mode adaptive observer

Gao Zhipeng¹ Bian Dunxin¹ Li Cunhe¹ Du Qinjun¹ Zhang Guowei²

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255000, China;

2. Shandong Kehui Electric Power Automation Co., Ltd, Zibo 255087, China)

Abstract: A sensorless control method for synchronous reluctance motor based on super-twisting sliding mode adaptive observer was presented for the problems about low accuracy of speed estimation and poor dynamic performance about the sensorless control based on model reference adaptive system. Firstly, the inductance nonlinear model of synchronous reluctance motor was constructed by finite element simulation, and the inductance parameters were updated in real time according to different operating conditions of the motor, so as to improve the accuracy of the model in the observer. On this basis, the super-twisting sliding mode algorithm was used to replace the PI adaptive link, and the super-twisting sliding mode adaptive observer was constructed with the selected linear compensation matrix to reduce the estimation error. Finally, the integrated global fast terminal sliding mode speed controller was introduced to improve the dynamic performance of the system. Simulation and experimental results indicate that, compared to the sensorless system based on model reference adaptive control, the proposed strategy achieves a faster speed response and smaller overshoot during the startup phase, ensures smoother motor operation, exhibits minimal speed fluctuations and faster speed error convergence under sudden load changes, and demonstrates higher speed and rotor position identification accuracy throughout the entire variable-speed operation phase, thereby showcasing excellent dynamic and steady-state performance for high-performance motor operation.

Keywords: synchronous reluctance motor; sensorless control; super-twisting sliding mode; adaptive observer; model reference adaptive system

0 引言

同步磁阻电机 (synchronous reluctance motor, SynRM) 成本低廉、可靠性高, 应用于风机、水泵等诸多领域。与目前广泛应用的永磁同步电机相比, 其转子上无永磁体, 无退磁风险且成本得到降低^[1]; 与感应电机相比, 其转子无绕组且表面光滑, 可提高效率。在功率密度要求不高的场合, 同步磁阻电机被认为是永磁同步电机的替代选择之一^[2], 如辅助动力系统和非道路车辆牵引系统等, 这进一步拓宽了同步磁阻电机的应用领域。

SynRM 的高性能控制依赖于准确的转速与位置等信息, 但机械式传感器的存在使得电机成本提高、后期保养维修困难^[3]。因此, 基于各种速度观测器的无传感器控制技术成为近年来的研究热点。

目前, 无速度传感器控制算法可以分为基于高频信号注入的低速方法和基于基波激励电机模型的中高速方法。高频信号注入法利用电机的凸极特性对转速和位置等信息进行辨识^[4], 常用方法有旋转高频信号注入法^[5]、高频方波注入法^[6]、脉振高频信号注入法等^[7]。该类算法在设计时通常将系统反电动势造成的影响进行忽略, 但随着转速升高, 反电动势逐渐增大, 因此此种算法只适用于电机低速范围内的转速估计, 同时此种方法会引入高频噪声从而影响电机的平稳运行^[8]。

基于基波激励电机模型的估计方法常见的有滑模观测器法、扩展卡尔曼滤波算法、模型参考自适应法 (model reference adaptive system, MRAS) 等。文献[9]采用双曲正切函数替换滑模观测器中的符号函数, 减少了抖振问题, 使电机在全速段都保持良好的位置估计性能。文献[10]使用基于电流导数测量的扩展卡尔曼滤波算法对相关参数进行估计, 此种算法抗噪能力强但计算量较大, 对硬件条件要求较高。

MRAS 因其转速估计范围广、算法计算量小、响应速度快等优点而得到广泛应用^[11]。文献[12]利用基于 MRAS 的无传感器系统对永磁同步电机进行位置估计。文献[13]提出了在静止坐标轴上使用基于无功功率的 MRAS, 实现了对异步电机的转速估计。上述文献中的 MRAS 均以 PI 算法为基础进行自适应环节的设计, 但其观测性能不高, 当电机突变负载时, 基于 MRAS 的无传感器系统转速估计精度会有所降低。文献[14-15]在 MRAS 自适应环节的设计中引入了滑模变结构理论, 有效提高了突变负载时的估计精度, 但其所使用的一阶滑模算法存在较为严重的抖振问题, 会影响电机平稳运行^[16]。同时, 在上述基于 MRAS 的无传感器系统均使用比例积分转速调节器, 其存在动态性能差等缺点, 实现高性能的无传感器控制同样也需要对此进行优化。

针对上述关于 MRAS 无传感器系统的不足, 以 SynRM 为控制对象, 提出了一种基于超螺旋滑模自适应观测器 (super-twisting sliding mode adaptive observer, STSM-AO) 的无传感器系统。本文的主要贡献如下:

1) 在 STSM-AO 设计时选取新的线性补偿矩阵并结合二阶的超螺旋滑模 (super-twisting sliding mode, STSM) 算法推导出新的自适应律, 代替传统观测器中的 PI 自适应环节, 在缓解一阶滑模存在的抖振问题的前提下, 提高观测器的估计精度。

2) 将 SynRM 中存在的磁路饱和现象考虑在内, 利用查表法实时更新电感值来代替固定的电感参数, 使得 STSM-AO 中的模型更为准确。

3) 设计积分型全局快速终端滑模速度控制器用于无传感器控制系统中, 进一步提高系统的调速能力。

最后, 通过仿真与实验验证了所提方法具有较高的转速与位置估计精度, 突变负载时转速波动小, 具有良好的动稳态性能。

1 SynRM 数学模型

SynRM 在 d - q 轴坐标系下的数学模型可表示为:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ \frac{L_d}{L_q} & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 与 i_d 、 i_q 分别为电机 d - q 轴定子电压与定子电流; R_s 为电机定子电阻; ω_e 为电机电角速度; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴电感。

电磁转矩表达式为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2)$$

式中: T_e 为电磁转矩; n_p 为电机极对数。

机械运动方程为:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3)$$

式中: J 为转动惯量; B 为摩擦系数; ω_m 为机械角速度。

SynRM 中所产生的磁路饱和现象会使得电感参数发生变化^[17]。为实现电感参数测量, 经有限元仿真搭建 SynRM 样机模型, 进而得到的电感与电流关系如图 1 所示, 可直观看出电感受电流变化影响较大。

观测器设计时依赖模型的准确性, 为了对电机进行高性能控制, 准确的电感参数十分重要。在常规 MRAS 设计中将电感值视作固定值, 会导致系统随电流变化出现较大观测偏差。为此, 可根据图 1 数据建立电感-电流二维查询表, 通过插值法实时更新 STSM-AO 中电感数

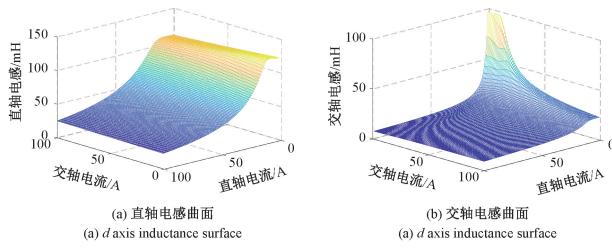


图 1 电感曲面图

Fig. 1 Inductance surface

据,提高 STSM-AO 中模型的准确性。

2 SynRM 无传感器控制

2.1 传统 MRAS 的设计

在 MRAS 构建过程中,主要包含 3 个部分:参考模型、可调模型与自适应环节。参考模型需要所有参数为已知量且需要包含待辨识的参数。在实际的控制系统中,SynRM 的电压、电流信息可实时获得,则可选择电流作为状态向量,并将式(1)作为参考模型。随后将式(1)中的电角速度和电流改成估计值的形式建立如式(4)所示的可调模型:

$$\begin{bmatrix} \hat{\dot{i}}_d \\ \hat{\dot{i}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s \\ L_d \end{bmatrix} \hat{\omega}_e \begin{bmatrix} L_q \\ L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

将参考模型的输出量设为 i_d, i_q , 将可调模型的输出量设为 \hat{i}_d, \hat{i}_q 。在自适应环节的作用下, 调节可调模型使其输出量追踪参考模型的输出量, 进而达到估计转速追踪实际转速的目的。

定义状态误差矢量 $e = [i_d - \hat{i}_d \quad i_q - \hat{i}_q]^T$, 将参考模型和可调模型两者做差得:

$$\frac{de}{dt} = Ae - J(\hat{\omega}_e - \omega_e)\hat{i} \quad (5)$$

其中,

$$A = \begin{bmatrix} -R_s \\ L_d \end{bmatrix} \omega_e \begin{bmatrix} L_q \\ L_d \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, \hat{i} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}^T$$

式(5)描述的是一个非线性反馈闭环系统, 可建立对应的系统框图如图 2 所示。

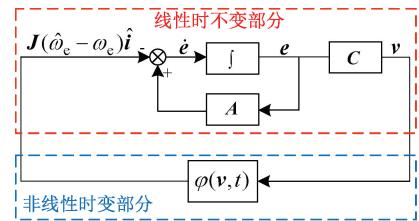


图 2 非线性反馈系统结构

Fig. 2 Structure of nonlinear feedback system

由于电气时间常数远小于机械时间常数,故可认为图 2 中线性系统参数是时不变的^[18]。运用 Popov 超稳定理论可知此系统稳定的充要条件为:

- 1) 线性环节传递函数为严格正实矩阵;
- 2) 非线性时变环节满足波波夫积分不等式:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T J(\hat{\omega}_e - \omega_e) \hat{i} dt \geq -r_0^2, \forall t_1 > 0 \quad (6)$$

求解式(6)并选择比例积分设计自适应环节,具体过程不在赘述^[19],可得到 MRAS 估计的转速为:

$$\hat{\omega}_e = \int_0^{t_1} k_p e^T C J \hat{i} dt + k_i e^T C J \hat{i} + \hat{\omega}_e(0) \quad (7)$$

式中: k_p, k_i 分别为比例系数和积分系数,且均为正值。

代入相关矩阵并整理可得:

$$\hat{\omega}_e = (k_p + \frac{k_i}{S}) \left[\frac{L_q}{L_d} \hat{i}_d \hat{i}_q - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_q \hat{i}_d - (\frac{L_q}{L_d} - \frac{L_d}{L_q}) \hat{i}_d \hat{i}_q \right] + \hat{\omega}_e(0) \quad (8)$$

为满足条件 1),通常需要在线性环节中加一个线性补偿器 C ,使得线性环节输出为 $v = Ce$ 。此时线性时不变前馈系统的传递函数矩阵为: $G(s) = C(sI - A)^{-1}$,其为严格正实的条件^[20]为存在对称的正定矩阵 P 和 Q ,满足:

$$\begin{cases} PA + A^T P = -Q \\ P = C \end{cases} \quad (9)$$

为简化计算,在常规 MRAS 设计中通常选取 C 为单位矩阵,同时将矩阵 A 代入式(9)可得:

$$Q = - (PA + A^T P) = \begin{bmatrix} 2 \frac{R_s}{L_d} & \omega_e \left(\frac{L_d}{L_q} - \frac{L_q}{L_d} \right) \\ \omega_e \left(\frac{L_d}{L_q} - \frac{L_q}{L_d} \right) & 2 \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (10)$$

矩阵 P 为单位矩阵则满足对称正定。对于矩阵 Q ,可通过其各阶主子式来判断矩阵的正定性。一阶顺序主子式 $2 \frac{R_s}{L_d} > 0$ 恒成立,二阶顺序主子式为:

$$|Q| = 4 \frac{R_s^2}{L_d L_q} - \omega_e^2 \left(\frac{L_d^2 - L_q^2}{L_d L_q} \right)^2 \quad (11)$$

令 $|\mathbf{Q}| > 0$, 得 $\omega_e < \frac{2R_s \sqrt{L_d L_q}}{|L_d^2 - L_q^2|}$, 满足此条件时, 线

性环节传递函数矩阵严格正实, MRAS 符合 Popov 稳定性条件。可以发现, 选取表贴式永磁电机, 有 $L_d = L_q$, $|\mathbf{Q}| > 0$ 恒成立。但 SynRM 因其特殊构造 L_d 与 L_q 差值较大, 此时选择单位矩阵为线性补偿器时, 不能保证 $\mathbf{G}(s)$ 为严格正实矩阵, 即无法完全满足条件 1)。所以对于 SynRM 来说, 须选取新的线性补偿矩阵。

2.2 超螺旋滑模自适应观测器的设计

为了提升 SynRM 中观测器的估计效果, 所设计的线性补偿矩阵为:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

代入式(9)并整理可得:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \frac{2R_s L_d}{L_q^2} & 0 \\ 0 & \frac{2R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (13)$$

易证 \mathbf{Q} 的一阶和二阶顺序主子式均大于零, 则 $|\mathbf{Q}| > 0$ 恒成立, 说明 \mathbf{Q} 为对称正定矩阵。又 $\mathbf{P} = \mathbf{C}$, 则 \mathbf{P} 同样为对称正定矩阵。则证明了线性时不变系统的传递函数矩阵严格正实, 即完全满足上节中的条件 1)。将新的线性补偿矩阵代入式(7)可得速度估计的表达式为:

$$\hat{\omega}_e = (k'_{\text{p}} + \frac{k'_{\text{i}}}{s}) \left[\frac{L_d}{L_q} (\hat{i}_d \hat{i}_q - \hat{i}_q \hat{i}_d) \right] + \hat{\omega}_e(0) \quad (14)$$

式中: k'_{p} 、 k'_{i} 均为正数。

为克服 PI 自适应环节跟踪精度低、控制响应性差的缺点, 同时缓解一阶滑模的抖振问题。选择 STSM 算法设计自适应环节以实现进一步的优化。STSM 是一种高阶滑模, 具有良好的鲁棒性。在一定程度上可解决一阶滑模存在的抖振问题, 其基本形式为:

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_1 |s|^{1/2} \text{sign}(s) + Z \\ \dot{Z} = -k_2 \text{sign}(s) \end{cases} \quad (15)$$

式中: s 为滑模变量, sign 为符号函数, k_1 、 k_2 为增益值。

结合式(14), 可选择滑模面如式(16)所示。

$$s = \frac{L_d}{L_q} (\hat{i}_d \hat{i}_q - \hat{i}_q \hat{i}_d) \quad (16)$$

对上式求取一阶导数可得:

$$\dot{s} = \frac{L_d}{L_q} (\dot{\hat{i}}_d \hat{i}_q + \hat{i}_d \dot{\hat{i}}_q - \dot{\hat{i}}_d \hat{i}_q - \hat{i}_d \dot{\hat{i}}_q) =$$

$$\frac{L_d}{L_q} \left[(\omega_e - \hat{\omega}_e) \left(\frac{L_q \hat{i}_q \dot{\hat{i}}_q}{L_d} + \frac{L_d \hat{i}_d \dot{\hat{i}}_d}{L_q} \right) \right] +$$

$$\frac{L_d}{L_q} \left[(i_d - \hat{i}_d) \left(\frac{u_q - R_s i_q}{L_q} - \frac{R_s \dot{i}_q}{L_d} \right) + (\hat{i}_q - i_q) \left(\frac{u_d - R_s i_d}{L_d} - \frac{R_s \dot{i}_d}{L_q} \right) \right] \quad (17)$$

当系统到达滑模面时, 会有 $s = \dot{s} = 0$, 代入式(17)可得估计转速为:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_e &= \omega_e + \\ & \left(i_d - \hat{i}_d \right) \left(\frac{u_q - R_s i_q}{L_q} - \frac{R_s \dot{i}_q}{L_d} \right) + \left(\hat{i}_q - i_q \right) \left(\frac{u_d - R_s i_d}{L_d} - \frac{R_s \dot{i}_d}{L_q} \right) \\ & \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \dot{\hat{i}}_q + \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d \dot{\hat{i}}_d \end{aligned} \quad (18)$$

当参考模型与可调模型的输出误差为 0, 即 $i_d = \hat{i}_d$, $i_q = \hat{i}_q$ 时, 根据上式有 $\hat{\omega}_e = \omega_e$, 估计转速会收敛于实际转速, 达到转速跟踪的目的。结合选取的滑模面和 STSM 算法的表达形式(15), 基于 STSM 算法的转速估计值可表示为:

$$\hat{\omega}_e = k_1 |s|^{1/2} \text{sign}(s) + \int_0^t k_2 \text{sign}(s) dt \quad (19)$$

上式中的符号函数 $\text{sign}(s)$ 在原点处正负切换不连续, 导致系统在穿越滑模面时速度较大, 电机转速波动增大。为降低抖振问题, 有必要对 $\text{sign}(s)$ 进行替换或优化。借助准滑动模态及边界层思想, 设计了一种分段指数量型饱和函数来代替符号函数, 其形式为:

$$F(x) = \begin{cases} 1, x \geq \Delta \\ \frac{1}{\Delta^2} x^2 \text{sign}(x), -\Delta \leq x < \Delta \\ -1, x < -\Delta \end{cases} \quad (20)$$

其中, Δ 为边界层值, 在边界层外采用切换控制, 在边界层内采用指数形式的连续控制。

图 3 为 Δ 分别取 $1/2, 1, 2$ 时的曲线示意图。可以看出在边界层内部函数曲线呈连续的指数变换, 且越趋近原点时变换速度越慢, 避免了符号函数的高速切换, 使得抖振问题得到进一步缓解。在边界层外仍是开关函数, 保证系统稳定。 Δ 决定了边界层的厚度, 在实际控制系统中, 为兼顾系统抖振抑制效果和滑模的鲁棒性, 需要对 Δ 进行合理的赋值。

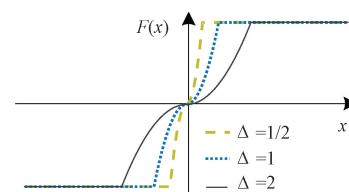


图 3 分段指数量型饱和函数曲线

Fig. 3 Piecewise exponential saturation function curve

综上,最终基于 STSM 的用于转速估计的自适应环节可表示为:

$$\hat{\omega}_e = k_1 + s^{1/2} F(s) + \int_0^t k_2 F(s) dt \quad (21)$$

对转速进行积分,即可得到估计转子位置:

$$\hat{\theta}_e = \int_0^t \hat{\omega}_e dt + \theta_e(0) \quad (22)$$

通过上述分析,可得到 STSM-AO 的转速和转子位置估计原理如图 4 所示。

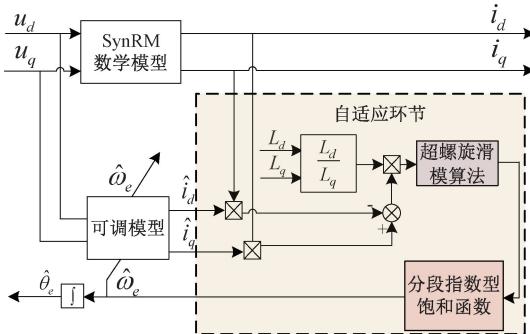


图 4 基于 STSM-AO 的转速与转子位置估计原理

Fig. 4 Estimation principle of speed and rotor position based on STSM-AO

3 积分型全局快速终端滑模控制器

SynRM 在 MRAS 无传感器控制系统中的转速环常采用 PI 或 PID 算法进行转速调节。但是 PI 控制器的使用常有以下缺点:转速抗负载扰动能力弱、动态性能差。高性能的无传感器系统控制对转速控制策略提出了更高的要求。利用滑模控制鲁棒性强的特点,在积分滑模控制和终端滑模控制的基础上设计了一种积分型全局快速终端滑模控制器(integrated global fast terminal sliding mode controller, IGFTSMC)。其中滑模面结合了全局快速终端滑模面和积分型滑模面的优点。同时设计了连续控制律,进一步提升 STSM-AO 无传感器系统调速能力。

在常规滑模面的基础上加入状态量的积分量,构造出积分型滑模面^[21],以避免高频噪声。同时积分还具有消除稳态误差的作用,选取 SynRM 系统的状态变量为:

$$\begin{cases} e_1 = \omega_{ref} - \omega_m \\ e_2 = I + \int_{-\infty}^t e_1 dt = I + \int_{-\infty}^t \omega_{ref} - \omega_m dt \end{cases} \quad (23)$$

其中, ω_{ref} 为电机参考转速值, I 为积分初值。

全局快速终端滑模控制可以使系统在有限时间内快速收敛到平衡状态,同时可通过调节参数 p 与 q 的值来应对未知干扰对系统的影响,具有良好的动态性能^[22]。为此结合上述的积分型滑模控制和全局快速终端滑模控制的优点,构造的积分型全局快速终端滑模面为:

$$s_1 = e_1 + A_1 e_2 + A_2 e_2^{\frac{q}{p}} \quad (24)$$

式中: A_1, A_2 均为正整数, q, p 均为正奇数且满足 $q < p$ 。

对式(24)求取一阶导数可得:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \dot{e}_1 + A_1 \dot{e}_2 + A_2 \frac{q}{p} e_2^{\frac{q-p}{p}} \dot{e}_2 = -\frac{3n_p i_d i_q (L_d - L_q)}{2J} + \\ &\frac{B\omega_m + T_L}{J} + A_1 e_1 + A_2 \frac{q}{p} e_2^{\frac{q-p}{p}} e_1 \end{aligned} \quad (25)$$

常规滑模控制的趋近律常选用符号函数作为切换项,穿越滑模面时其不连续的切换产生较大抖振。如何合理抑制抖振是设计滑模控制器的关键,为此,可设计连续趋近律:

$$\dot{s}_1 = -k_3 \dot{s}_1 - k_4 \dot{s}_1^{\frac{q}{p}} \quad (26)$$

式中: $k_3, k_4 > 0$ 。

联立式(25)和(26),可以得到 q 轴参考电流即速度控制器的表达式为:

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{2J}{3n_p i_d (L_d - L_q)} \left(\frac{B\omega_m + T_L}{J} + A_1 e_1 + \right. \\ &\left. A_2 \frac{q}{p} e_2^{\frac{q-p}{p}} e_1 + k_3 s_1 + k_4 s_1^{\frac{q}{p}} \right) \end{aligned} \quad (27)$$

为验证系统的稳定性,构造如下的 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} s_1^2 \quad (28)$$

对式(28)求取一阶导数可得:

$$\dot{V} = s_1 \dot{s}_1 = s_1 \left(-k_3 s_1 - k_4 s_1^{\frac{q}{p}} \right) = -k_3 s_1^2 - k_4 s_1^{\frac{q+1}{p}} \quad (29)$$

由于式中 $k_3, k_4 > 0$,且 q 与 p 均为奇数,可知 $\frac{q}{p} + 1$

为偶数,所以 $\dot{V} \leq 0$ 恒成立,当且仅当 $s_1 = 0$ 时, $\dot{V} = 0$ 。

综上,所设计的趋近律满足可达性条件,即在该趋近律的作用下,系统是渐进稳定的。

最终可得所提方法的系统框图如图 5 所示。使用 IGFTSMC 代替 PI 控制器作为速度调节器,并利用设计的 STSM-AO 对 SynRM 转速与位置信息进行观测。同时考虑到磁路饱和导致的电感变化对系统的影响,建立电感-电流二维查询表实时更新 STSM-AO 中的电感参数。

4 仿真与实验结果分析

4.1 仿真结果分析

为验证所提控制策略的可行性及有效性,基于 MATLAB/Simulink 平台搭建仿真模型,与文献[11]中所用的基于 MRAS 的无传感器系统进行仿真对比分析,所用样机参数如表 1 所示。为保证公平性,两种控制策略中控制器参数应综合系统的动态响应能力和转速跟踪效果调至最优,如表 2 所示。

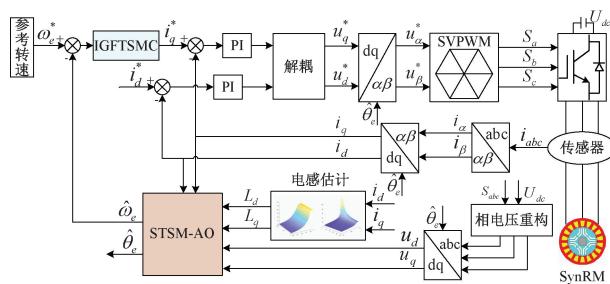


图5 基于STSM-AO的SynRM无传感器系统框图

Fig. 5 Block diagram of SynRM sensorless system based on STSM-AO

表1 样机参数

Table 1 Prototype parameter

参数	数值
额定功率/kW	15
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 500
额定电压/V	380
定子电阻/Ω	0.246
直轴电感/mH	23.03~123.65
交轴电感/mH	8.07~95.47
极对数	2

表2 不同控制器参数设置

Table 2 Parameter settings with different controller

速度环	STSM-AO 中	速度环	MRAS
IGFTSMC 参数	自适应参数	PI 参数	中自适应参数
$A_1 = 4$	$k_1 = 1000$	$k_p = 0.9$	$k'_p = 1.25$
$A_2 = 2$	$k_2 = 10000$	$k_i = 0.245$	$k'_i = 150$
$q = 1, p = 5$	$\Delta = 0.5$		
	$p = 5$		

首先给定电机转速为 1 500 r/min, 空载条件下启动, MRAS 策略^[11]、所提 STSM-AO 策略及文献[14-15]所提 SMC-MRAS 策略在启动阶段的转速对比如图 6 所示。相比于 MRAS 策略, STSM-AO 系统控制下的电机转速无超调且更快达到给定转速。相比于 SMC-MRAS 策略, STSM-AO 系统达到给定转速后的转速波动更小, 有效缓解了文献[14-15]将一阶滑模算法直接引入 MRAS 所引起的抖振问题, 电机运行更加平稳。

随后为验证所提策略在保持较高估计精度的同时具有良好的动态性能, 对两种策略进行变负载仿真分析。给定电机转速 1 500 r/min, 空载条件下启动, 于 1 s 突加 10 N·m 负载, 2.5 s 突卸 5 N·m 负载。图 7 分别为 MRAS 和 STSM-AO 两种控制系统下的转速估计曲线。从中可以看出在突变负载时, MRAS 系统的转速变化较大且转速恢复时间较长, 估计转速与实际转速间出现了一定偏差。而 STSM-AO 系统在突变负载时转速变化小,

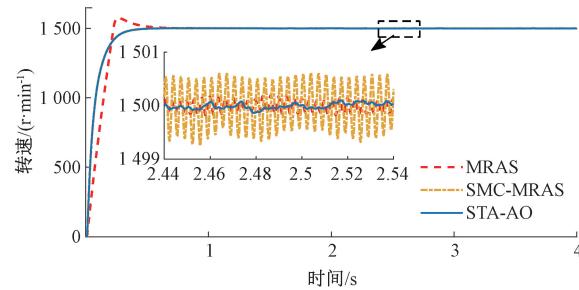


图6 转速对比曲线

Fig. 6 Comparison of speed curve

转速收敛速度也更快, 期间转速估计较 MRAS 更为准确。

同时图 8 给出了两种控制系统下的转速估计误差曲线, 可以看出 STSM-AO 控制系统无论在突变负载还是在负载稳定时, 转速估计误差都要小于 MRAS。且 STSM-AO 控制系统具有转速误差收敛速度快的优点。

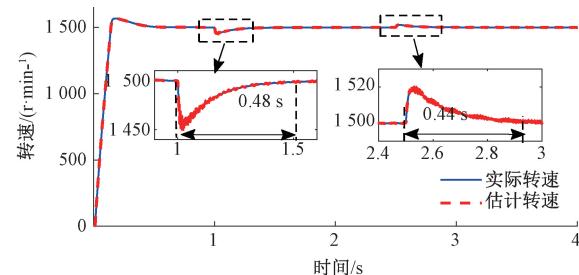
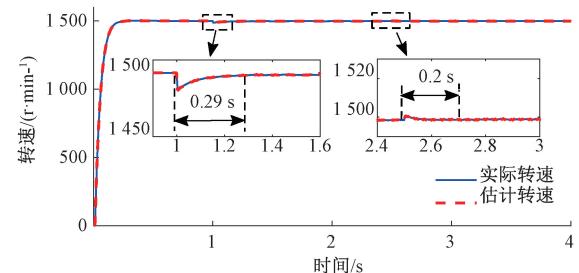
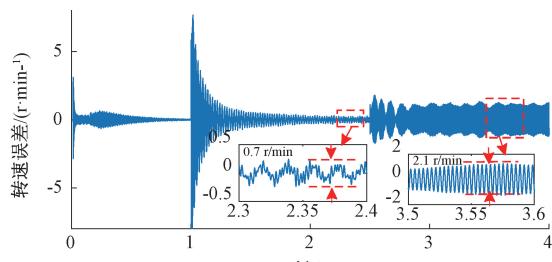
(a) 基于MRAS的无传感器系统
(a) Sensorless system based on MRAS(b) 基于STSM-AO的无传感器系统
(b) Sensorless system based on STSM-AO

图7 转速估计对比曲线

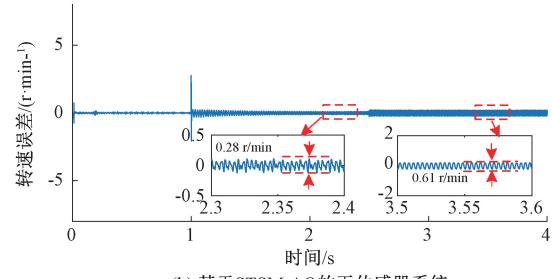
Fig. 7 Comparison curve of speed estimates

图 9 为两种控制策略下突变负载时转矩变化情况, 可以看出突变负载时 STSM-AO 系统的转矩波动较小, 达到稳态时转矩脉动较 MRAS 系统的转矩脉动有所减小。这也说明了将磁路饱和现象考虑在内, 使用查表法更新 STSM-AO 中的电感参数有效降低了转矩脉动, 使得控制性能得到进一步的提升。

最后将电机初始转速设定为 400 r/min, 轻载条件下启动; 1.3 s 时突变转速指令为 1 000 r/min; 于 2.6 s 再次突变转速指令为 1 500 r/min。图 10 和 11 分别给出了两



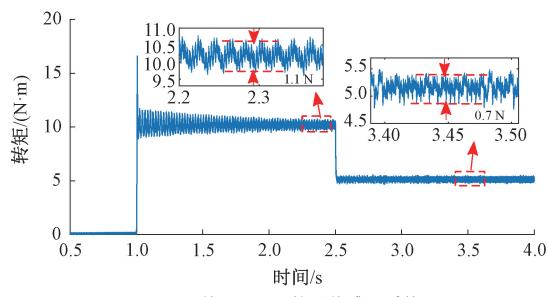
(a) 基于MRAS的无传感器系统
(a) Sensorless system based on MRAS



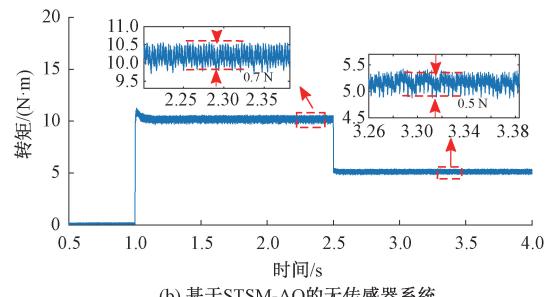
(b) 基于STSM-AO的无传感器系统
(b) Sensorless system based on STSM-AO

图 8 转速估计误差

Fig. 8 Speed estimation error



(a) 基于MRAS的无传感器系统
(a) Sensorless system based on MRAS



(b) 基于STSM-AO的无传感器系统
(b) Sensorless system based on STSM-AO

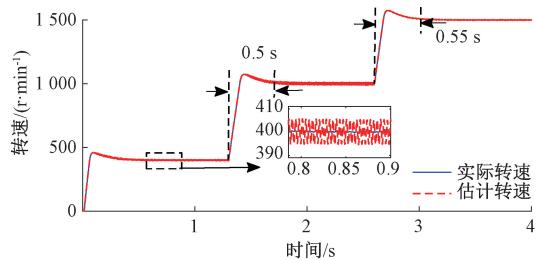
图 9 转矩变化曲线

Fig. 9 Curve of torque change

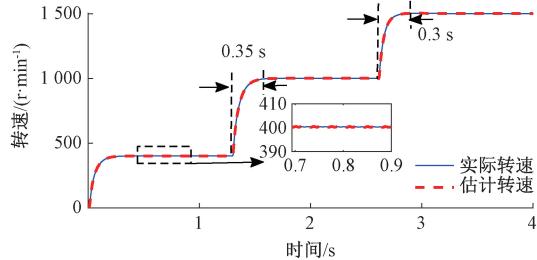
种控制系统的转速估计曲线和转子位置估计曲线。

由图 10 可知,MRAS 系统观测下的估计转速与电机实际转速之间存在较大误差,并且在指令给定后转速收敛速度较慢。电机控制系统不稳定且有明显抖振。而在

STSM-AO 系统控制下,转速上升时的超调得到了较好抑制,突增转速后收敛速度快,运行的全速域范围内估计转速可以很好的跟随电机实际转速。



(a) 基于MRAS的无传感器系统
(a) Sensorless system based on MRAS



(b) 基于STSM-AO的无传感器系统
(b) Sensorless system based on STSM-AO

图 10 变速运行时转速估计曲线

Fig. 10 Speed estimation curve during variable speed operation

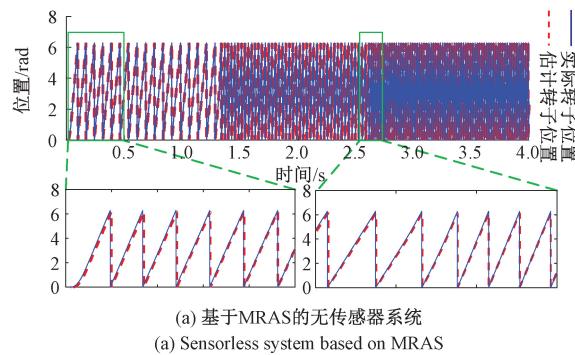
从图 11 的转子位置曲线及局部放大图可以看出两种系统的估计转子位置均能跟踪实际转子位置,但是 STSM-AO 系统的估计转子位置曲线与实际转子位置曲线基本吻合,具有更好的位置观测性能。

为了定量评价 STSM-AO 转速估计策略的动态性能和转速、转子位置跟踪效果,定义如下性能指标:

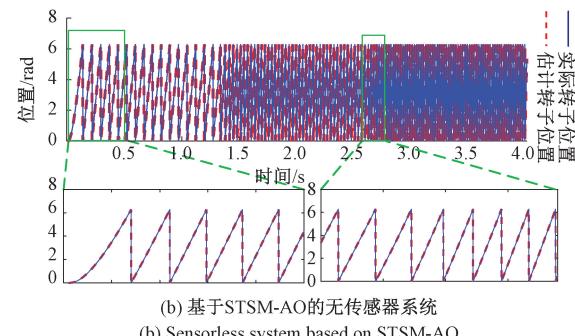
$$\begin{cases} N_{\text{emax}} = \max | N - \hat{N} | \\ \theta_{\text{emax}} = \max | \theta - \hat{\theta} | \\ N_f = \max | N_{\text{ref}} - N | \end{cases} \quad (30)$$

式中: N_{emax} 为转速估计最大误差, N, \hat{N} 分别为实际转速与估计转速, θ_{emax} 为转子位置估计最大误差, N_f 为突变负载时的转速波动幅值。 N_f 越小表明电机抗扰能力越强即动态性能越好, N_{emax} 与 θ_{emax} 越小表明估计精度越高。

表 3 给出了两种策略工作于额定转速下突变负载时 N_f 与 N_{emax} 的具体数值,结果与上述分析相对应。可以看出 STSM-AO 转速估计策略减小了突变负载时的转速波动和转速估计的最大误差。同样的表 4 给出了变速运行时 θ_{emax} 和 N_{emax} 的具体数值,可以看出在变速运行的整个阶段,STSM-AO 转速估计策略的 θ_{emax} 控制在 0.04 rad 左右, N_{emax} 也仅有 4.23 r/min,证明了所提的 STSM-AO 转速估计策略动态性能好,转速与转子位置估计精度高。



(a) 基于MRAS的无传感器系统
(a) Sensorless system based on MRAS



(b) 基于STSM-AO的无传感器系统
(b) Sensorless system based on STSM-AO

图 11 转子位置估计曲线

Fig. 11 The curve of rotor position estimation

表 3 突变负载时转速波动与转速估计最大误差

Table 3 Rotational speed fluctuation and rotational speed estimation error during abrupt load

工作状态	$N_f/(r \cdot \text{min}^{-1})$		$N_{\text{emax}}/(r \cdot \text{min}^{-1})$	
	MRAS	STSM-AO	MRAS	STSM-AO
突增 10 N 负载	48	14	16.4	5
突卸 5 N 负载	20	3	2.2	0.6

表 4 变速运行时转子位置估计误差与转速估计最大误差

Table 4 Position estimation error and maximum speed estimation error during variable speed operation

工作状态	$\theta_{\text{emax}}/\text{rad}$		$N_{\text{emax}}/(r \cdot \text{min}^{-1})$	
	MRAS	STSM-AO	MRAS	STSM-AO
变速运行	0.2	0.04	19	4.23

4.2 实验结果分析

为进一步验证所提无传感器控制策略的实用性,搭建如图 12 所示的 SynRM 带载调速实验平台,主要包括 MicroLab Box 控制器、转接及驱动电路、同步磁阻样机、负载等。旋转变压器安装在机壳外部来检测电机实际转速与位置信息,通过与无传感器控制算法的切换实现两种方法的比较。

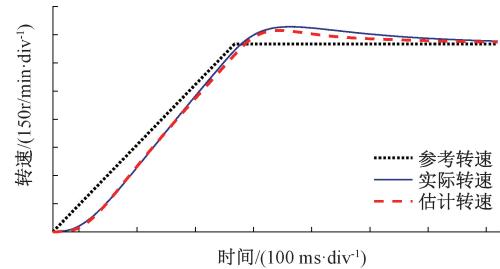
考虑在实际工况中, SynRM 启动速度一般由用户自



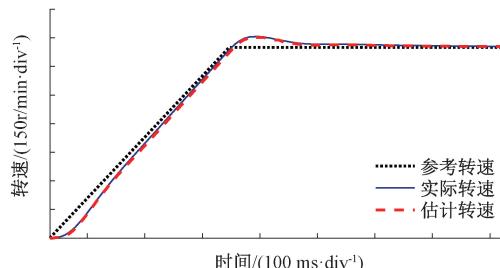
图 12 带载调速实验平台

Fig. 12 Speed regulation experimental platform with load

行设定。在本实验中设置电机在带轻载情况下,以一定斜坡加速度加速至 1 000 r/min,两种控制策略在启动阶段的转速估计情况如图 13 所示。在 MRAS 控制策略下,电机在转速上升时有 90 r/min 左右的超调,转速跟踪误差最大约为 31 r/min;而在 STSM-AO 控制策略下,电机在转速上升时超调下降到 55 r/min 左右,最大估计误差仅为 8.5 r/min,且转速响应要优于 MRAS 策略。



(a) 基于MRAS的无传感器系统
(a) Sensorless system based on MRAS



(b) 基于STSM-AO的无传感器系统
(b) Sensorless system based on STSM-AO

图 13 启动阶段转速实验波形

Fig. 13 Experimental waveform of start-up speed test

图 14 为电机运行于 1 000 r/min 时两种控制策略下的转子位置估计的实验波形图,从中可以看出 STSM-AO 系统所估计得到的转子位置角度与实际转子角度基本一致,估计精度优于 MRAS 策略。

随后设定电机稳定运行于 1 000 r/min 时突加 20 N·m 的负载,图 15 为两种策略的电机运行情况。从中可以看出在负载突变后,MRAS 控制下的转速波动幅

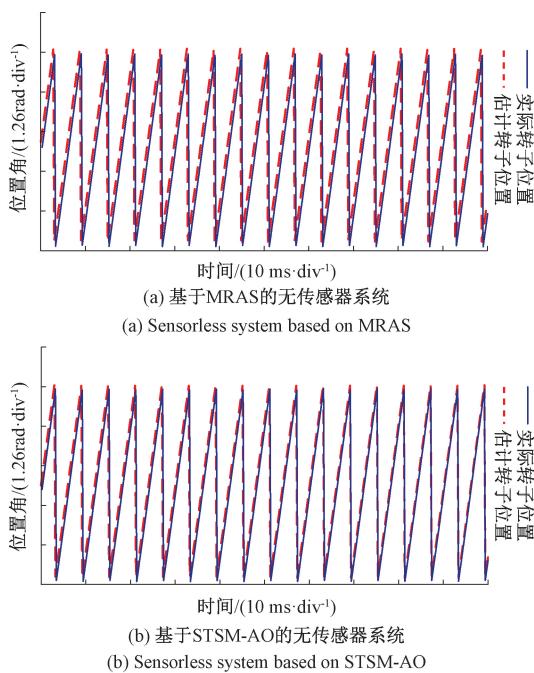


图 14 转子位置估计实验波形

Fig. 14 Experimental waveform of rotor position estimation

值为 59 r/min, 转速估计误差最大约为 16 r/min; 而在 STSM-AO 系统控制下的转速波动幅值为 29 r/min, 转速估计误差最大约为 10 r/min, 这说明了所提策略具有较好的动态性能与较高的估计精度。此外, STSM-AO 系统的转速恢复时间比 MRAS 更短, 两者综合比较, 基于 STSM-AO 的无传感器控制系统更具有优势。

图 16 为电机进行正反转切换时两种控制策略下的转速对比情况, 从中可以看出两种策略均可实现电机的正反转切换, 然而在所提 STSM-AO 系统控制下的电机转速动态响应能力更好、转速估计精度更高。

5 结 论

本文提出了一种基于 STSM-AO 的 SynRM 无传感器控制策略。本文方法将 SynRM 存在的磁路饱和现象考虑在内, 将不断更新的电感值代替固定电感值以提高模型准确性; 在此基础上使用超螺旋滑模算法与 MRAS 相结合, 构造了新型观测器, 以此提高无传感器系统的估计性能; 最后设计了一种速度控制器用于无传感器控制中以提高系统的动态性能。在仿真与实验中, 通过与基于 PI 的 MRAS 无传感器控制系统进行比较, 证明了所提方法的优越性, 可以实现电机的高性能运行。所提控制策略可用于风机、水泵的无速度传感器控制策略中, 也可以为新能源汽车等领域的驱动电机控制提供参考。然而文中使用的电感参数由离线测量得出, 下一步将重点研究

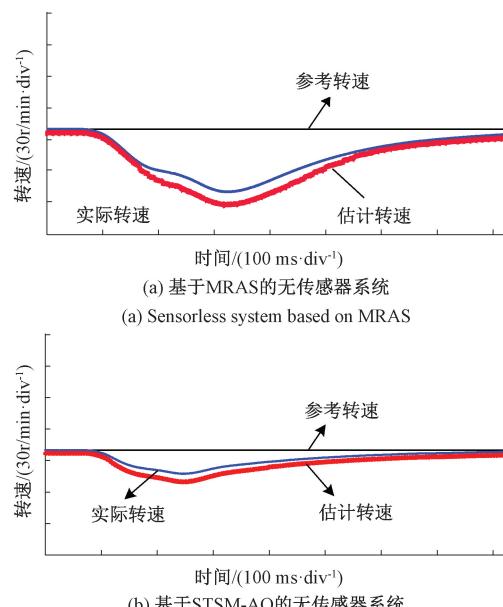


图 15 负载突变时转速实验波形

Fig. 15 Experimental speed waveform under load variation

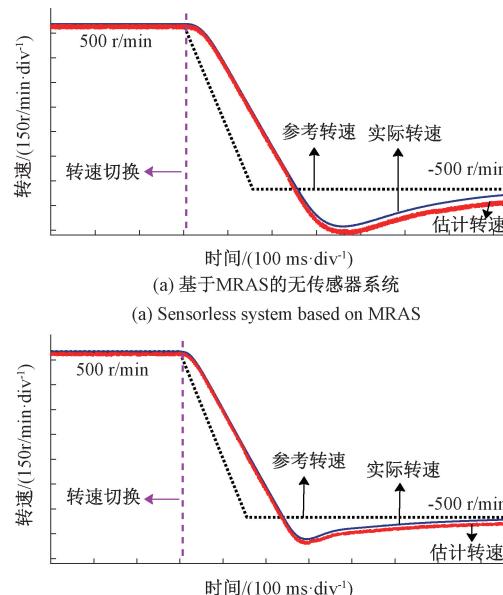


图 16 正反转切换时转速实验波形

Fig. 16 Experimental waveform of speed during forward and reverse switching

在线辨识等方法以提高算法通用性。

参考文献

- [1] 蔡顺. 同步磁阻电机性能分析与结构优化 [D]. 杭州: 浙江大学, 2017.
CAI SH. Performance analysis and optimization of

- synchronous reluctance machines [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2017.
- [2] 张雨馨. 同步磁阻电机自寻优MTPA矢量控制研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- ZHANG Y X. Research on self-optimizing MTPA vector control of synchronous reluctance motors [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2023.
- [3] 朱俊杰, 黄海燕. 无位置传感器无刷直流电机换相误差校正系统研究[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(4): 41-49.
- ZHU J J, HUANG H Y. Study on the commutation error correction system of position sensorless brushless DC motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(4): 41-49.
- [4] 邵杰, 邢振. 开关磁阻电机低速运行无位置传感器检测方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(12): 213-224.
- SHAO J, XING ZH. Position-sensorless method for switched reluctance motor in low-speed operation [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(12): 213-224.
- [5] ZHANG Y P, YIN Z G, LIU J, et al. IPMSM sensorless control using high-frequency voltage injection method with random switching frequency for audible noise improvement [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 6019-6030.
- [6] NI R G, XU D G, BLAABJERG F, et al. Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5425-5437.
- [7] CHEN S, DING W, WU X, et al. Sensorless control of IPMSM drives using high-frequency pulse voltage injection with random pulse sequence for audible noise reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 9395-9408.
- [8] WANG G L, KUANG J Y, ZHAO N N, et al. Rotor position estimation of PMSM in low speed region and standstill using zero voltage vector injection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7948-7958.
- [9] 张港, 高文根, 杭孟荀, 等. 基于改进SMO的永磁同步电机全速段位置估算研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 185-193.
- ZHANG G, GAO W G, HANG M X, et al. Research on position estimation of permanent magnet synchronous motor at full speed based on improved SMO [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(7): 185-193.
- [10] MYNAR Z, VACLAVEK P, BLAHA P. Synchronous reluctance motor parameter and state estimation using extended Kalman filter and current derivative measurement [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 1972-1981.
- [11] 杨旭东, 王云冲, 沈建新. 同步磁阻电机模型参考自适应法无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 1-9.
- YANG X D, WANG Y CH, SHEN J X. MRAS sensorless control for synchronous reluctance motors [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(11): 1-9.
- [12] 曹兆锦. 基于MRAS的永磁同步电机无传感器滑模控制[J]. 电子测量技术, 2019, 42(12): 37-41.
- CAO ZH J. Sensorless sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on MRAS [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(12): 37-41.
- [13] 陈有鹏, 卜文绍, 张晓峰, 等. 无轴承异步电机的无功功率MRAS转速辨识研究[J]. 控制工程, 2020, 27(7): 1118-1124.
- CHEN Y P, BU W SH, ZHANG X F, et al. Research on speed identification of reactive power MRAS for bearingless induction motor [J]. Control Engineering of China, 2020, 27(7): 1118-1124.
- [14] 林茂, 李颖晖, 吴辰, 等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 156-163.
- LIN M, LI Y H, WU CH, et al. A model reference adaptive system based sliding mode observer for model predictive controlled permanent magnet synchronous motor drive [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 156-163.
- [15] 滕青芳, 柏建勇, 朱建国, 等. 基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 150-161.
- TENG Q F, BAI J Y, ZHU J G, et al. Sensorless model predictive torque control using sliding-mode model reference adaptive system observer for permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. Control Theory and Applications, 2015, 32(2): 150-161.
- [16] 孙恺英, 李冬辉, 姚乐乐, 等. 基于新型超螺旋滑模自适应观测器的永磁同步电机转速估计策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3771-3781.
- SUN K Y, LI D H, YAO L L, et al. Speed estimation algorithm for permanent magnet synchronous motor based on novel super-twisting adaptive observer [J]. High

- Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3771-3781.
- [17] 匡斯建, 张小平, 王易华, 等. 考虑磁路饱和的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 202-209.
- KUANG S J, ZHANG X P, WANG Y H, et al. Position sensorless control method for switched reluctance motor considering magnetic circuit saturation [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(7): 202-209.
- [18] 钟臻峰, 金孟加, 沈建新. 基于分段 PI 调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1203-1211, 1297.
- ZHONG ZH F, JIN M J, SHEN J X. Full speed range sensorless control of permanent magnet synchronous motor with phased PI regulator-based model reference adaptive system [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1203-1211, 1297.
- [19] 宋文祥, 任航, 叶豪. 基于 MRAS 的双三相永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 1164-1174.
- SONG W X, REN H, YE H. Position sensorless control of dual three phase permanent magnet synchronous motor based on MRAS [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3): 1164-1174.
- [20] WANG F X, DAVARI S, CHEN Z, et al. Finite control set model predictive torque control of induction machine with a robust adaptive observer. [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2631-2641.
- [21] 王勃, 王天擎, 于泳, 等. 感应电机电流环非线性积分滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(10): 2039-2048.
- WANG B, WANG T Q, YU Y, et al. Nonlinear integral sliding mode control strategy for current loop of induction motor drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2039-2048.
- [22] 王晓远, 傅涛. 基于全局快速终端滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 164-172.
- WANG X Y, FU T. Position sensorless control of BLDC motor based on global fast terminal sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(11): 164-172.

作者简介



高志朋, 2022 年于山东理工大学获得学士学位, 现为山东理工大学电气工程硕士研究生, 主要研究方向为电机驱动控制。
E-mail: 1055380731@qq.com



边敦新(通信作者), 2000 年于华中科技大学获得博士学位, 现为山东理工大学电气与电子工程学院教授, 主要研究方向为电机驱动控制、新能源发电技术。
E-mail: dxbian@sdu.edu.cn

Bian Dunxin (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Huazhong University of Science and Technology in 2000. Now he is a professor in School of Electrical and Electronic Engineering of Shandong University of Technology. His main research interests include motor drive control and new energy generation technology.