

## 基于变速趋近律全阶滑模观测器的异步电机无速度传感器控制<sup>①</sup>

吴 春<sup>②\*</sup> 邢展鹏\* 南余荣<sup>③\*</sup> 程江龙\*\*

(\* 浙江工业大学信息工程学院 杭州 310023)

(\*\* 义乌恒邦建筑智能科技有限公司 义乌 322000)

**摘 要** 针对固定增益滑模观测器(FG-SMO)会导致异步电机(AM)无速度传感器控制系统的转速估计存在较大抖振和收敛速度慢等问题,提出一种变速趋近律的全阶滑模观测器(FOSMO),降低了系统的抖振,减少了转速收敛时间。所提观测器以电流误差为滑模面,设计了定子电流观测器和转子磁链观测器,并引入电流误差信息实现滑模增益的自适应调节。采用李雅普诺夫稳定性理论分析了所提观测器的稳定性,并推导得到转速估计自适应律。最后,在 0.75 kW 异步电机实验平台上对该算法进行验证。实验结果证明所提方法能够在中低速带额定负载稳定运行,具有良好的稳态性能以及快速的动态性能,且易于工程实现。

**关键词** 异步电机(AM); 无速度传感器; 滑模观测器(SMO); 变速趋近律; 收敛时间

### 0 引 言

异步电机(asynchronous motor, AM)矢量控制技术发展至今已趋成熟,在工业领域中被广泛应用<sup>[1]</sup>。然而,速度传感器存在体积大、成本高、特殊工况下安装不便等缺点,因此对异步电机无速度传感器矢量控制的研究具有重要的工程应用价值。

异步电机无速度传感器控制实现关键在于转子磁链的准确估计。目前,国内外学者已提出多种无速度传感器控制方法,根据其控制方式,主要可分为两类,一类为高频信号注入法<sup>[2]</sup>,其解决了低速下转速估计精度下降的问题,但存在信号注入带来的高损耗、大噪声等问题;另一类为基于基波模型的观测器方法,主要有模型参考自适应(model reference adaptation system, MRAS)法<sup>[3-4]</sup>、自适应全阶观测器(adaptive full-order observer, AFO)法<sup>[5-6]</sup>、卡尔曼滤波器法<sup>[7]</sup>、滑模观测器(sliding mode observer, SMO)

法<sup>[8-20]</sup>等。模型参考自适应法利用参考模型与可调模型之间的转子磁链误差估计转速,在中高速下具有良好的控制性能,但是在低速下转速估计不准,其原因在于系统模型中转子磁链估计相当于开环计算,缺少误差反馈调节机制,依赖电机参数尤其是定子电阻的准确性<sup>[4]</sup>。自适应全阶观测器具有线性反馈项,通过零极点配置使得系统稳定运行,在低速下具有较好的控制效果。但是,异步电机本身是一个非线性、多变量、强耦合的复杂系统,常规线性观测器方法存在鲁棒性差的问题<sup>[6]</sup>。滑模观测器因其非线性反馈校正项使得系统对电机参数的依赖性降低,具有更强的鲁棒性<sup>[9]</sup>。

滑模观测器具有降阶、实现简单、鲁棒性强等优点,但是同时存在抖振及收敛速度慢等问题<sup>[11]</sup>。国内外学者在异步电机滑模观测器设计方面做了大量工作。文献[8]针对电机中高速下的速度抖振问题提出一种新型滑模速度观测器方案,利用电流误差和估计磁链设计滑模面,简化了观测器的设计,有效

① 国家自然科学基金(52007169)和浙江省自然科学基金(LQ18E070005, LY20E070007)资助项目。

② 男,1987年生,博士,讲师;研究方向:电机及电力电子控制技术;E-mail: wuchun@zjut.edu.cn

③ 通信作者,E-mail: nyr@zjut.edu.cn

(收稿日期:2020-10-30)

地削弱了高频段速度抖振问题,但此方法的观测器稳定性分析较为复杂,且仅解决高速下速度估计问题。文献[9]针对零低速情况下转速估计精度低的问题,提出一种自适应滑模观测器,将转速信息包含在滑模增益里,实验结果表明在零低速情况下具有良好的控制效果。在此基础上,文献[10]通过考虑到达滑模面的路径,在滑模观测器中引入变增益指数趋近律,提高了转速的估计精度,有效地抑制了系统抖振,而收敛快速性并没有得到提升。

为了更好地减小抖振以及提高观测器的稳定性,先进的滑模控制理论能够达到这一点。由于定子电阻压降以及逆变器非线性误差等因素导致低速情况下速度估计不准,文献[16]设计了一种双复合滑模面观测器,能够同时辨识转速和转子电阻,其推导和设计均在同步旋转坐标系下完成,提高了转速估计精度与参数的鲁棒性。高阶终端滑模<sup>[17]</sup>和基于 Super-Twisting 的二阶滑模控制理论<sup>[18-20]</sup>都能够提高转速估计精度,但观测器设计的复杂性限制了其在实际工业中的应用。

本文提出一种基于变速趋近律的全阶滑模观测器算法。首先,分析传统滑模自适应观测器增益对速度估计精度和收敛时间的影响。然后,提出一种改进趋近律,设计新型滑模观测器,以电流误差为滑模面,实时估计定子电流与转子磁链,保证系统的稳定性与转速估计精度。分析改进趋近律对系统收敛性的影响。最后,通过实验验证本文所提的变速趋近律全阶滑模观测器的可行性。

## 1 异步电机数学模型

在两相静止( $\alpha$ - $\beta$ )坐标系下,以定子电流和转子磁链为状态变量,异步电机数学模型<sup>[10]</sup>可以表示为

$$\begin{cases} p i_{s\alpha} = \lambda_1 i_{s\alpha} + \lambda_2 \psi_{r\alpha} + \lambda_3 \omega_r \psi_{r\beta} + \lambda_4 u_{s\alpha} \\ p i_{s\beta} = \lambda_1 i_{s\beta} + \lambda_2 \psi_{r\beta} - \lambda_3 \omega_r \psi_{r\alpha} + \lambda_4 u_{s\beta} \\ p \psi_{r\alpha} = \lambda_5 i_{s\alpha} - \lambda_6 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ p \psi_{r\beta} = \lambda_5 i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} - \lambda_6 \psi_{r\beta} \end{cases} \quad (1)$$

转矩方程为

$$T_e = 1.5 P_n \frac{L_m}{L_r} (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2)$$

式中, $p$ 为一阶微分算子, $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 为 $\alpha$ 轴、 $\beta$ 轴上的电流, $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 为 $\alpha$ 轴、 $\beta$ 轴上的转子磁链, $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为 $\alpha$ 轴、 $\beta$ 轴上的定子电压, $\omega_r$ 为电机转速, $R_s$ 、 $R_r$ 分别为定子电阻、转子电阻, $L_m$ 、 $L_{ls}$ 、 $L_{lr}$ 分别为电机互感与定、转子漏感, $\sigma$ 为电机漏感系数, $L_s$ 、 $L_r$ 为定转子自感, $T_r$ 为转子时间常数, $T_e$ 为电磁转矩, $P_n$ 为电机极对数, $\lambda_1 = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right)$ ,  $\lambda_2 = \frac{\lambda_3}{T_r}$ ,  $\lambda_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$ ,  $\lambda_4 = \frac{1}{\sigma L_s}$ ,  $\lambda_5 = \frac{L_m}{T_r}$ ,  $\lambda_6 = \frac{1}{T_r}$ ,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ ,  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 。

## 2 全阶滑模观测器

### 2.1 全阶滑模观测器设计

根据式(1)中的电机数学模型,全阶滑模观测器可以设计为

$$\begin{cases} p \hat{i}_{s\alpha} = \lambda_1 \hat{i}_{s\alpha} + \lambda_2 \hat{\psi}_{r\alpha} + \lambda_3 \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\beta} + \lambda_4 u_{s\alpha} + F_{\alpha 1} \\ p \hat{i}_{s\beta} = \lambda_1 \hat{i}_{s\beta} + \lambda_2 \hat{\psi}_{r\beta} - \lambda_3 \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\alpha} + \lambda_4 u_{s\beta} + F_{\beta 1} \\ p \hat{\psi}_{r\alpha} = \lambda_5 \hat{i}_{s\alpha} - \lambda_6 \hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\beta} + F_{\alpha 2} \\ p \hat{\psi}_{r\beta} = \lambda_5 \hat{i}_{s\beta} + \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\alpha} - \lambda_6 \hat{\psi}_{r\beta} + F_{\beta 2} \\ \hat{\omega}_r = w \int (\hat{\psi}_{r\beta} \text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) - \hat{\psi}_{r\alpha} \text{sign}(e_{i_{s\beta}})) \end{cases} \quad (3)$$

式中, $\hat{i}_{s\alpha}$ 、 $\hat{i}_{s\beta}$ 为 $\alpha$ 轴、 $\beta$ 轴上电流估计值, $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta}$ 为 $\alpha$ 轴、 $\beta$ 轴上转子磁链估计值, $\hat{\omega}_r$ 为电机转速估计值, $w$ 为转速估计增益。 $F_{\alpha 1}$ 、 $F_{\beta 1}$ 、 $F_{\alpha 2}$ 、 $F_{\beta 2}$ 为滑模非线性反馈项。图1为异步电机无速度传感器矢量控制系统框图。

$$\begin{cases} F_{\alpha 1} = -k_1 \text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) \\ F_{\beta 1} = -k_2 \text{sign}(e_{i_{s\beta}}) \\ F_{\alpha 2} = -k_3 \text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) \\ F_{\beta 2} = -k_4 \text{sign}(e_{i_{s\beta}}) \end{cases} \quad (4)$$

式中, $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$ 、 $k_4$ 为滑模观测器增益, $e_{i_{s\alpha}}$ 、 $e_{i_{s\beta}}$ 为 $\alpha$ 轴、 $\beta$ 轴上电流误差, $\text{sign}(\cdot)$ 为开关函数。

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} 1 & S > 0 \\ 0 & S = 0 \\ -1 & S < 0 \end{cases} \quad (5)$$



$$\begin{cases} \dot{e}_{i_{s\alpha}} = \lambda_1 e_{i_{s\alpha}} + \lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\beta}} + \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + F'_{\alpha 1} \\ \dot{e}_{i_{s\beta}} = \lambda_1 e_{i_{s\beta}} + \lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} - \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + F'_{\beta 1} \\ \dot{e}_{\psi_{r\alpha}} = \lambda_5 e_{i_{s\alpha}} - \lambda_6 e_{\psi_{r\alpha}} - \omega_r e_{\psi_{r\beta}} - \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + F'_{\alpha 2} \\ \dot{e}_{\psi_{r\beta}} = \lambda_5 e_{i_{s\beta}} + \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_6 e_{\psi_{r\beta}} + \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + F'_{\beta 2} \end{cases} \quad (15)$$

式中,  $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$ .

$$\begin{cases} F'_{\alpha 1} = -k_1 D^{-1}(\tilde{i}_s) \text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) \\ F'_{\beta 1} = -k_2 D^{-1}(\tilde{i}_s) \text{sign}(e_{i_{s\beta}}) \\ F'_{\alpha 2} = -k_3 D^{-1}(\tilde{i}_s) \text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) \\ F'_{\beta 2} = -k_4 D^{-1}(\tilde{i}_s) \text{sign}(e_{i_{s\beta}}) \end{cases} \quad (16)$$

### 3.2 定子电流观测器稳定性分析

为了保证系统的稳定运行,首先对定子电流观测模型稳定性分析。定义一个 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} e_{i_{s\alpha}}^2 + \frac{1}{2} e_{i_{s\beta}}^2 \quad (17)$$

由 Lyapunov 稳定性理论可知,若要使系统渐近稳定,只要保证该 Lyapunov 函数  $V_1$  正定有界且其一阶偏导负定即可<sup>[11]</sup>。对式(17)求  $V_1$  的一阶偏导,并将式(15)前两行代入方程,得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_{i_{s\alpha}} \dot{e}_{i_{s\alpha}} + e_{i_{s\beta}} \dot{e}_{i_{s\beta}} \\ &= e_{i_{s\alpha}} (\lambda_1 e_{i_{s\alpha}} + \lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\beta}} + \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + F'_{\alpha 1}) \\ &\quad + e_{i_{s\beta}} (\lambda_1 e_{i_{s\beta}} + \lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} - \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + F'_{\beta 1}) \\ &< 0 \end{aligned} \quad (18)$$

在式(18)中电气参数  $\lambda_1 < 0$ , 且  $\lambda_1 e_{i_{s\alpha}}^2$ 、 $\lambda_1 e_{i_{s\beta}}^2$  均小于0,因此只要保证以下不等式成立,定子电流观测器将能够稳定运行。

$$\begin{cases} e_{i_{s\alpha}} (\lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\beta}} + \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta}) + e_{i_{s\alpha}} F'_{\alpha 1} < 0 \\ e_{i_{s\beta}} (\lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} - \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha}) + e_{i_{s\beta}} F'_{\beta 1} < 0 \end{cases} \quad (19)$$

将滑模非线性项代入式(19)并展开,可得:

$$\begin{cases} e_{i_{s\alpha}} (\lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\beta}} + \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta}) - k_1 D^{-1}(\tilde{i}_s) |e_{i_{s\alpha}}| < 0 \\ e_{i_{s\beta}} (\lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} - \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha}) - k_2 D^{-1}(\tilde{i}_s) |e_{i_{s\beta}}| < 0 \end{cases} \quad (20)$$

简化式(20)并整理,可得:

$$\begin{cases} k_1 > D(\tilde{i}_s) | \lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\beta}} + \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} | \\ k_2 > D(\tilde{i}_s) | \lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} - \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} | \end{cases} \quad (21)$$

由式(11)可知,  $D(\tilde{i}_s)$  是一个有界的正数。考虑到电机实际工况,不等式中的两个误差项均是有界函数,因此只要在选取增益  $k_1$ 、 $k_2$  时保证两者绝对值足够大且为正,定子电流观测器就能够稳定运行。

### 3.3 转子磁链观测器稳定性分析

上节中已分析,当选取合适的滑模增益  $k_1$ 、 $k_2$  时,定子电流观测器能够稳定运行,其定子电流误差将会在系统趋于稳态时收敛到0。因此,在分析转子磁链观测器稳定性过程中,一般认为在稳态时<sup>[10]</sup>,  $S = \dot{S} = 0$ , 即  $e_{i_s} = \dot{e}_{i_s} = 0$ 。

全阶滑模观测器误差方程可以简化为

$$\begin{cases} 0 = \lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\beta}} + \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + F'_{\alpha 1} \\ 0 = \lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} - \lambda_3 \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + F'_{\beta 1} \\ \dot{e}_{\psi_{r\alpha}} = -\lambda_6 e_{\psi_{r\alpha}} - \omega_r e_{\psi_{r\beta}} - \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + F'_{\alpha 2} \\ \dot{e}_{\psi_{r\beta}} = \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_6 e_{\psi_{r\beta}} + \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + F'_{\beta 2} \end{cases} \quad (22)$$

重新定义一个 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2} e_{\psi_{r\alpha}}^2 + \frac{1}{2} e_{\psi_{r\beta}}^2 \quad (23)$$

与分析定子电流观测器稳定性时一致,若  $V_2$  正定有界且其一阶导数为负定,则系统是渐近稳定的。对式(23)求导,并将式(15)后两行代入,得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_{\psi_{r\alpha}} \dot{e}_{\psi_{r\alpha}} + e_{\psi_{r\beta}} \dot{e}_{\psi_{r\beta}} \\ &= e_{\psi_{r\alpha}} (-\lambda_6 e_{\psi_{r\alpha}} - \omega_r e_{\psi_{r\beta}} - \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + F'_{\alpha 2}) \\ &\quad + e_{\psi_{r\beta}} (\omega_r e_{\psi_{r\alpha}} - \lambda_6 e_{\psi_{r\beta}} + \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + F'_{\beta 2}) \\ &< 0 \end{aligned} \quad (24)$$

在误差方程式(15)中,电流误差模型与磁链误差模型存在相同的耦合项,即:

$$\begin{cases} \omega_r e_{\psi_{r\beta}} + \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\beta} = -\lambda_3^{-1} (\lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + F'_{\alpha 1}) \\ \omega_r e_{\psi_{r\alpha}} + \Delta\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} = \lambda_3^{-1} (\lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} + F'_{\beta 1}) \end{cases} \quad (25)$$

将式(25)代入式(24)中,得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_{\psi_{r\alpha}} (-\lambda_6 e_{\psi_{r\alpha}} + \lambda_3^{-1} (\lambda_2 e_{\psi_{r\alpha}} + F'_{\alpha 1}) + F'_{\alpha 2}) \\ &\quad + e_{\psi_{r\beta}} (-\lambda_6 e_{\psi_{r\beta}} + \lambda_3^{-1} (\lambda_2 e_{\psi_{r\beta}} + F'_{\beta 1}) + F'_{\beta 2}) \\ &= e_{\psi_{r\alpha}} (\lambda_3^{-1} F'_{\alpha 1} + F'_{\alpha 2}) + e_{\psi_{r\beta}} (\lambda_3^{-1} F'_{\beta 1} + F'_{\beta 2}) \end{aligned}$$

$$< 0 \quad (26)$$

同样地,将滑模非线性项代入式(26),可得:

$$\begin{cases} -e_{\psi_{r\alpha}} D^{-1}(\tilde{i}_s)(\lambda_3^{-1}k_1 + k_3) \text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) < 0 \\ -e_{\psi_{r\beta}} D^{-1}(\tilde{i}_s)(\lambda_3^{-1}k_2 + k_4) \text{sign}(e_{i_{s\beta}}) < 0 \end{cases} \quad (27)$$

为使  $\dot{V}_2 < 0$ , 只要满足以下条件即可。

$$\begin{cases} k_3 > -\lambda_3^{-1}k_1 \\ k_4 > -\lambda_3^{-1}k_2 \end{cases} \quad (28)$$

因此当  $k_3$ 、 $k_4$  选择了合适的值时,转子磁链观测器能够稳定运行。

## 4 电机转速估计

电机的转速信息包含在转子磁链中,因此本文利用 Lyapunov 稳定性理论将电机的转速信息从磁链模型中提取出来。误差方程式(22)可简化为

$$\begin{cases} 0 = A_1 e_{\psi_r} - J\lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_r + F'_1 \\ \dot{e}_{\psi_r} = A_2 e_{\psi_r} + J\Delta\omega_r \hat{\psi}_r + F'_2 \end{cases} \quad (29)$$

式中,  $A_1 = \lambda_2 I - \lambda_3 \omega_r J$ ,  $A_2 = -\lambda_6 I + \omega_r J$ ,  $F'_1 = -K_i F$ ,  $K_i = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}$ ,  $F'_2 = -K_{\psi_r} F$ ,  $K_{\psi_r} = \begin{bmatrix} k_3 & 0 \\ 0 & k_4 \end{bmatrix}$ ,

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$F = D^{-1}(\tilde{i}_s) [\text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) \quad \text{sign}(e_{i_{s\beta}})]^T$$

由式(29)第1行可得:

$$e_{\psi_r} = A_1^{-1}(J\lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_r - F'_1) \quad (30)$$

从上文可知  $A_1 = -\lambda_3 A_2$ , 因此将式(30)代入式(29)第2行,可以得到  $\dot{e}_{\psi_r}$  新的表达式。

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\psi_r} &= A_2 A_1^{-1} [J\lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_r - F'_1] + J\Delta\omega_r \hat{\psi}_r + F'_2 \\ &= \lambda_3^{-1} F'_1 + F'_2 = Z \end{aligned} \quad (31)$$

构造 Lyapunov 函数:

$$V_3 = \frac{1}{2} e_{\psi_r}^T e_{\psi_r} + \frac{1}{2} \lambda_3 \Delta\omega_r^2 \quad (32)$$

求其一阶导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= e_{\psi_r}^T \dot{e}_{\psi_r} + \lambda_3 \Delta\omega_r \frac{d}{dt} \omega_r \\ &= [A_1^{-1}(J\lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_r - F'_1)]^T Z + \lambda_3 \Delta\omega_r \frac{d}{dt} \omega_r \end{aligned}$$

$$= \hat{\psi}_r^T J^T (A_1^{-1})^T \lambda_3 Z - F_1^T (A_1^{-1})^T Z + \lambda_3 \Delta\omega_r \frac{d}{dt} \omega_r \quad (33)$$

而系统在估计电机转速的同时仍然要保证其稳定运行,则只需保证  $\dot{V}_{31} < 0$  和  $\dot{V}_{32} = 0$ 。

$$\begin{cases} \dot{V}_{31} = -F_1^T (A_1^{-1})^T Z < 0 \\ \dot{V}_{32} = (A_1^{-1} J \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_r)^T Z + \lambda_3 \Delta\omega_r \frac{d}{dt} \omega_r = 0 \end{cases} \quad (34)$$

式中,  $Z = -(\lambda_3^{-1} K_i + K_{\psi_r}) F = -Z_1 F$ 。进一步计算可得:

$$\begin{cases} \dot{V}_{31} = -K_i F^T (A_1^{-1})^T Z_1 F < 0 \\ \dot{V}_{32} = -(A_1^{-1} J \lambda_3 \Delta\omega_r \hat{\psi}_r)^T Z_1 F + \lambda_3 \Delta\omega_r \frac{d}{dt} \omega_r = 0 \end{cases} \quad (35)$$

若保证  $\dot{V}_{31}$  为负定有界,则可以令  $Z_1$  为以下形式:

$$Z_1^T = w A_1, \quad w > 0 \quad (36)$$

同时将式(36)代入  $\dot{V}_{32} = 0$  中,得:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = w \hat{\psi}_r^T J^T F \quad (37)$$

为了提高系统的动态性能,在式(37)中引入 PI 控制器中的比例项来加快收敛速度,其转子速度估计自适应律为

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= (K_p + \int K_i dt) D^{-1}(\tilde{i}_s) \\ &\quad [\hat{\psi}_{r\beta} \text{sign}(e_{i_{s\alpha}}) - \hat{\psi}_{r\alpha} \text{sign}(e_{i_{s\beta}})] \end{aligned} \quad (38)$$

式中,  $K_p$ 、 $K_i$  分别为 PI 控制器比例、积分系数。

## 5 实验结果与分析

图2为0.75 kW 异步电机变频调速系统实验平台,其控制芯片为TI公司的TMS320F28335 数字信号处理器。该实验平台主要由异步电机、300 V 直流电源、驱动器以及磁粉制动器等模块组成。

在实验过程中所用到的电机参数均通过异步电机经典分步式离线参数辨识方法获得,其具体电机参数见表1。表2为滑模观测器参数,其中滑模观测器增益  $k_1$ 、 $k_2$  在实际工况下取80~120较为有效。本文所提算法均在此电机平台得到验证。

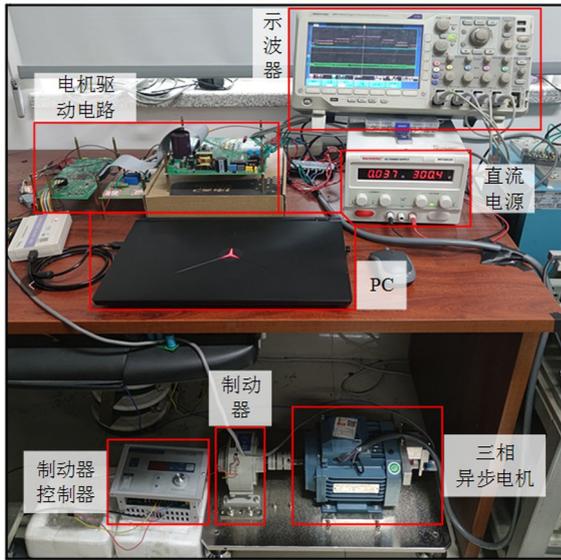


图2 异步电机实验平台

表1 电机参数

参数	数值
母线电压 $U_N/V$	300
额定电流 $I_N/A$	1.95
额定功率 $P_N/W$	750
额定转速 $\omega_N/(r/min)$	2880
额定频率 $f_N/Hz$	50
极对数	1
定子电阻 $R_s/\Omega$	7.56
转子电阻 $R_r/\Omega$	5.29
互感 $L_m/mH$	815.0
定转子漏感 $L_{ls}, L_{lr}/mH$	19.1
空载电流 $I_0/A$	0.85
额定转矩 $T_N/N \cdot m$	1.89
PWM 频率 $f_{pwm}/Hz$	10k

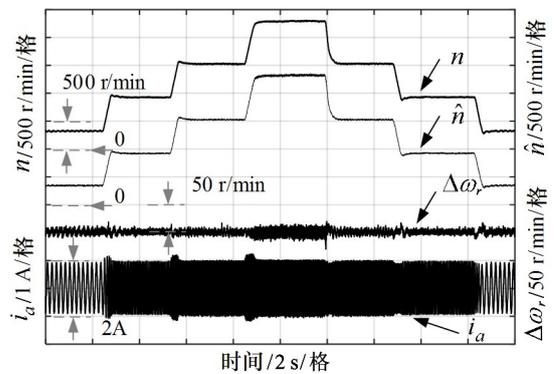
表2 滑模观测器参数

参数	改进滑模观测器	传统滑模观测器
$k_1, k_2$	100	100
$k_3, k_4$	0.01	0.01
$m$	0.8	/
$h$	10	/
$n$	10	/
$K_p$	30	30
$K_I$	300	300

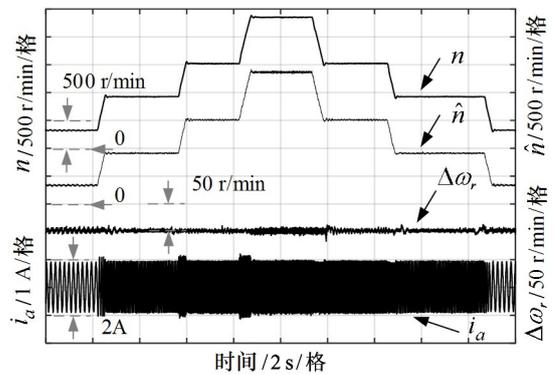
### 5.1 空载加减速下系统运行对比

图3为异步电机在基于固定增益趋近律的传统

滑模观测器和本文所提的基于变速趋近律的改进滑模观测器两种方法下,空载运行时转速、转速误差以及相电流的对比结果。如图3所示,转速从300 r/min (5 Hz) 加至 900 r/min (15 Hz)、1500 r/min (25 Hz)、2400 r/min (40 Hz), 稳定运行一段时间后,再减速至 300 r/min。由实验结果可得,采用改进滑模观测器后其转速误差明显比传统滑模观测器要小,在 9 r/min 左右,而传统滑模观测器转速误差在 15 r/min 左右。同时加减速至目标速度过程中,采用本文所提方法后,系统的收敛速度明显比传统方法要快。因此,相对于传统方法,本文所提方法具有更高的转速估计精度以及更快的动态响应。



(a) 传统滑模观测器



(b) 改进滑模观测器

图3 空载加减速实验对比

### 5.2 突加减速下系统运行对比

带载能力是电机性能的一个重要指标。在突加减速额定负载实验中,给定转速为 900 r/min (15 Hz), 且在系统稳定运行情况下突加减速额定负载,其对比实验结果如图4所示。从图中可以发现,在突加减速负载时,采用改进方法的估计转速的超调量明显比

传统方法要小很多,并且达到稳态的时间更短,其相电流  $i_a$  的变化波动也变得更小。同时,转矩电流  $i_{sq}$  收敛速度也明显变快。传统滑模观测器在系统收敛时相比于改进滑模观测器有较明显的振荡,这是由于传统滑模观测器的增益是固定的。突加减负载会

引起定子电流的巨大变化,导致定子电流误差会变得极大,而固定的滑模增益不能够适应定子电流值的巨大落差。因此,本文所提的变增益滑模观测器能够在在大电流误差情况下自适应调节增益,提高观测器估计的快速性,有效地解决了这个问题。

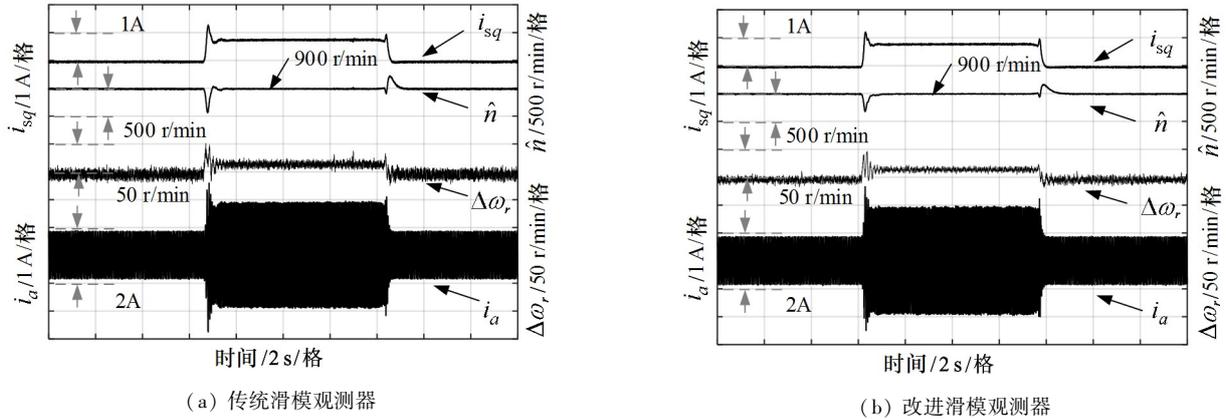


图4 突加减载实验对比

另一方面,分析系统带载时的稳态性能。从图4中可以看到,两种方法均能在额定负载下稳定运行,其转速稳定在 900 r/min 处,但电机的转速误差在采用改进滑模观测器后明显减小,系统抖振得到改善。

### 5.3 正反转切换对比

为了对比在两种方法下电机正反转切换的控制性能,本文在电机 900 r/min (15 Hz) 情况下施加额

定负载,使其在稳定运行下正反转切换,由 900 ~ -900 r/min,再由 -900 ~ 900 r/min。由图5可知,系统在两种方法下正反转切换过程中,估计速度均能很好地跟踪实际速度,但改进滑模观测器估计的转速明显比传统方法收敛更快。另外,从速度误差方面分析,传统观测器收敛时转速误差较大,其最大幅值达到了 50 r/min,而本文所提方法的速度误差最大幅值在 25 r/min 左右,转速估计精度更高。

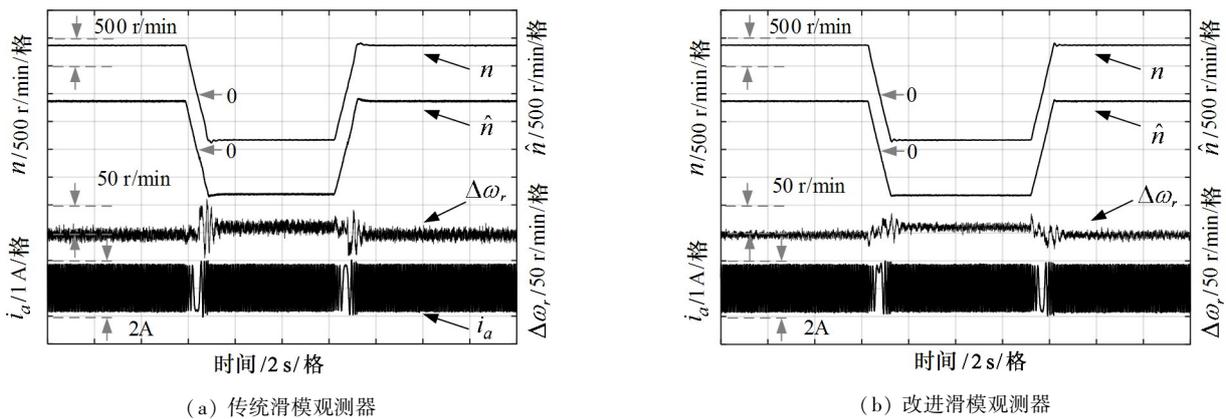


图5 空载下正反转切换实验对比

图6为带额定负载情况下电机正反转切换实验结果对比。从图6中可以看出,系统在两种方法下均能够实现带载正反转切换。但是采用传统滑模观

测器方法情况下,电机带载正反转切换时,其相电流  $i_a$  和转矩电流  $i_{sq}$  的波动剧烈,甚至其相电流  $i_a$  幅值接近 2.5 A;而采用改进滑模观测器时,相电流  $i_a$  和

转矩电流  $i_{sq}$  的波动明显减小,且转矩电流  $i_{sq}$  能够快速收敛。同时,电机转速误差后者波动更小,其误差收敛速度明显更快,波形更加平滑。另一方面,从图6(a)中可以看出,电机中零速范围内估计速度产生了畸变,这是由于传统滑模观测器的增益是固定的,对大电流误差无法及时调节。在电机带载减速时,电流误差会增大,相比较而言,固定的增益相对较小,导致收敛速度慢,不能及时收敛,以致零低速

下转速辨识精度降低,系统性能会极为不稳定,而采用基于变速趋近律的滑模观测器的方法,滑模增益可以根据其定子电流误差的信息及时调整。因此采用改进滑模观测器后电机在零低速下转速辨识精度提高,速度畸变明显消除。

实验证明,本文所提方法能够在保证系统的稳定性和鲁棒性前提下,有效提高转速估计精度和收敛速度,提升系统稳态性能和动态性能。

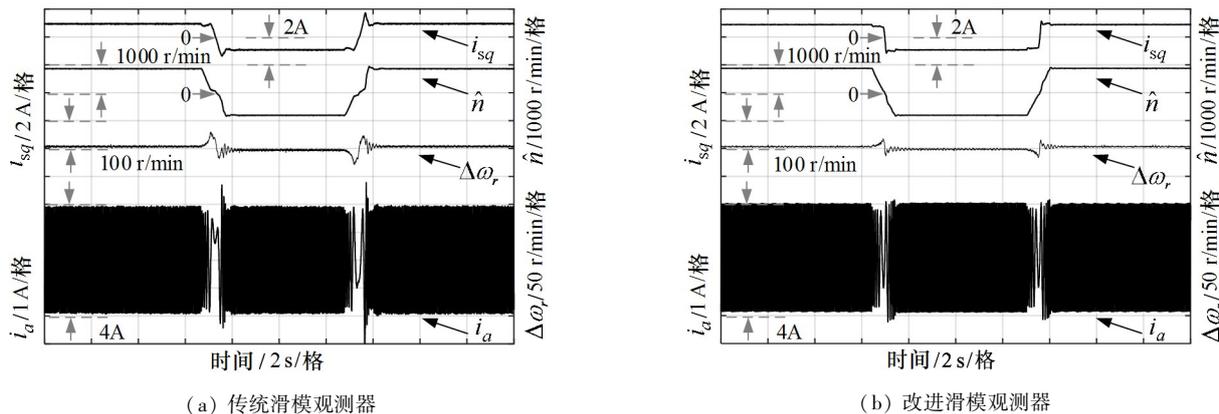


图6 额定负载下正反转切换实验对比

## 6 结论

本文针对固定增益滑模观测器存在抖振以及收敛慢等问题,提出一种基于变速趋近律的全阶滑模观测器。首先,分析固定滑模增益对电机转速收敛时间的影响,固定增益滑模观测器无法解决收敛速度和稳态精度之间的矛盾。因此,提出一种基于变速趋近律的新型全阶滑模观测器,分析了变速趋近律对系统收敛性与稳定性的影响,以及参数设计的原则。最后,在0.75 kW 异步电机实验平台上验证了文中所提改进滑模观测器的可行性,并与传统固定增益滑模观测器进行对比。由实验结果可知,本文所提方法在保证系统稳定运行的同时,具有更快、更准的速度估计能力,提高了无速度传感控制系统的动态性能和稳态精度,具有较大的工业技术应用价值。

### 参考文献

[ 1 ] 漆星,张倩. Actor-Critic 框架下的数据驱动异步电机离线参数辨识方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34

(9): 1875-1885

[ 2 ] Sun W, Xu D G, Jiang D. Observability analysis for speed sensorless induction motor drives with and without virtual voltage injection[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(9): 9236-9246

[ 3 ] 尹忠刚,刘静,钟彦儒,等. 基于双参数模型参考自适应的异步电机无速度传感器矢量控制低速性能[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 124-130

[ 4 ] Vasić V, Vukosavic S N, Levi E, et al. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003, 18(4): 476-483

[ 5 ] 陈伟,于泳,杨荣峰,等. 异步电机自适应全阶观测器算法低速稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(36): 33-40

[ 6 ] 吕英俊,黄旭,苏涛,等. 感应电动机无速度传感器矢量控制系统极低速性能研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(4): 1320-1328,1423

[ 7 ] Habibullah M, Lu D C. A speed-sensorless FS-PTC of induction motors using extended Kalman filters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(11): 6765-6778

[ 8 ] 路强,沈传文,季晓隆,等. 一种用于异步电机控制的新型滑模速度观测器研究[J]. 中国电机工程学报,

- 2006, 26(18): 164-168
- [ 9 ] Zaky M S, Metwally M K, Azazi H, et al. A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65 (9): 6901-6911
- [10] 陈闯, 王勃, 于泳, 等. 基于改进指数趋近律的异步电机滑模转速观测器研究[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(S1): 155-163
- [11] Morawiec M, Lewicki A. Application of sliding switching functions in backstepping based speed observer of induction machine[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7): 5843-5853
- [12] Zhang Y, Yin Z, Zhang Y, et al. A novel sliding mode observer with optimized constant rate reaching law for sensorless control of induction motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7): 5867-5878
- [13] Mansouri A S, Ahmarinejad A, Javadi M S, et al. Improved double-surface sliding mode observer for flux and speed estimation of induction motors [J]. *IET Electric Power Applications*, 2020, 14(6): 1002-1010
- [14] 杨淑英, 孙瑞, 曹朋朋, 等. 一种基于双复合滑模面滑模观测器的异步电机转子电阻辨识方案[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(15): 3596-3606
- [15] 史宏宇, 冯勇. 异步电机高阶终端滑模磁链观测器的研究[J]. *自动化学报*, 2012, 38(2): 288-294
- [16] 黄进, 赵力航, 刘赫. 基于二阶滑模与定子电阻自适应的转子磁链观测器及其无速度传感器应用[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(11): 54-61
- [17] Zhao L, Huang J, Liu H, et al. Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(10): 5280-5289
- [18] Wei H M, Ge X, Liu Y C. Second-order sliding-mode MRAS observer-based sensorless vector control of linear induction motor drives for medium-low speed maglev applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(12): 9938-9952
- [19] Barambones O, Alkorta P. Position control of the induction motor using an adaptive sliding-mode controller and observers[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(12): 6556-6565
- [20] Zhao L, Huang J, Chen J, et al. A parallel speed and rotor time constant identification scheme for indirect field oriented induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(9): 6494-6503

## A sliding mode observer for asynchronous motors based on a variable rate reaching law

Wu Chun<sup>\*</sup>, Xing Zhanpeng<sup>\*</sup>, Nan Yurong<sup>\*</sup>, Cheng Jianglong<sup>\*\*</sup>

( <sup>\*</sup> College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023 )

( <sup>\*\*</sup> Yiwu Hengbang Building Intelligent Technology Co. Ltd, Yiwu 322000 )

### Abstract

For the fixed gain sliding mode observer (FG-SMO), the speed estimation of asynchronous motor (AM) has large chattering and slow convergence rate. Hence, a full-order sliding mode observer (FOSMO) with a variable rate reaching law is proposed, which can weaken the chattering and shorten speed convergence time. The proposed observer takes the current errors as the sliding mode surface, and the current errors information is introduced into stator currents and rotor flux sliding mode observer to realize adaptive adjustment of the sliding mode gain. Lyapunov stability theory is used to analyze the stability of the proposed observer and derive the adaptive law of speed estimation. Finally, the algorithm is verified on a 0.75 kW AM experimental platform. The experimental results prove that the proposed method can run stably at low and medium speed with rated load. Moreover, the proposed method shows merits of good steady-state performance, fast convergence performance and convenient implementation.

**Key words:** asynchronous motor (AM), speed sensorless, sliding mode observer (SMO), variable rate reaching law, convergence time