

# 长电缆供电大功率感应电机定子电阻 鲁棒磁链观测方法

刘辉臣<sup>1</sup>,李真<sup>2</sup>,苏位峰<sup>1</sup>,宇文博<sup>1</sup>,李海涛<sup>2</sup>,张祯滨<sup>2</sup>

(1. 华夏天信智能物联股份有限公司(青岛公司), 山东 青岛 266400;

2. 山东大学 电气工程学院, 山东 济南 250061)

**摘要:**在长电缆供电的感应电机驱动系统中,由于控制器与电机距离过远,通常采用无速度传感器的控制方式。长电缆增大了感应电机的定子侧阻抗,尤其是数量级地增大了等效定子电阻,使定子电阻的温漂对磁链观测的影响增大,降低了磁链观测器的性能。针对长电缆供电的感应电机驱动系统,提出了一种定子电阻强鲁棒的磁链观测方法。该方法对传统的混合模型磁链观测器进行改进,采用一种对定子电阻完全鲁棒的模型参考自适应速度观测器获知转速,同步使用电流模型计算转子磁链,并使用此磁链计算过程代替原有的电流模型。该磁链计算过程对定子电阻完全鲁棒,因而提高了观测器对定子电阻的鲁棒性。硬件在环测试结果验证了该方法的可行性和有效性。

**关键词:**长电缆驱动;大功率感应电机驱动;无速度传感器控制;定子电阻鲁棒磁链观测

**中图分类号:**TM343 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24952

## Robust Flux Observe Method for Stator Resistance of Long Cable Driven High Power Induction Motor

LIU Huichen<sup>1</sup>, LI Zhen<sup>2</sup>, SU Weifeng<sup>1</sup>, YUWEN Bo<sup>1</sup>, LI Haitao<sup>2</sup>, ZHANG Zhenbin<sup>2</sup>

(1. China Tianxin IIOT Corporation Limited (Qingdao Company), Qingdao 266400, Shandong, China;

2. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, Shandong, China)

**Abstract:** In the long cable driven induction motor drive systems, speed sensorless control is usually adopted due to the long distance between the controller and the motor. In addition, long cable increases the stator side impedance of the induction motor, especially the equivalent stator resistance by an order of magnitude, which increases the impact of the temperature drift of the stator resistance on the flux observation and reduces the performance of the flux observer. A magnetic flux observation method with strong stator resistance robustness was proposed for induction motor drive systems powered by long cables.. This method improves the traditional hybrid model flux observer, a model reference adaptive speed observer that is completely robust to the stator resistance was used to obtain the speed, meanwhile, the current model was used to calculate the rotor flux, and this flux calculation process was used to replace the original current model. The flux calculation process is completely robust to the stator resistance, so the robustness of the observer to the stator resistance is improved. Hardware-in-the-loop (HIL) test results verify the feasibility and effectiveness of this method.

**Key words:** long cable driven; high power induction motor drive; speed sensorless control; flux observer robust on stator resistance

感应电机成本低、过载能力强、调速范围宽,因而在工业领域应用广泛。其中,在诸如矿井、海上潜油平台等应用场合,由于变频器(电源)与电机(负荷)距离较远,需要采用长电缆供电驱

动,因距离较远,难以使用速度传感器获知速度信息以实现速度闭环,因而系统通常采用无速度传感器的控制方式。长电缆给驱动系统带来的不利影响为:1)电压信号在长电缆传输过程中

**基金项目:**国家自然科学基金(52277191)

**作者简介:**刘辉臣(1980—),男,硕士,高级工程师,主要研究方向为交流电机控制,Email:lhuich@163.com

的波过程会导致电机端过电压问题<sup>[1]</sup>;2)长电缆增大了电机定子侧阻抗,数量级地增大了电机的等效定子电阻,使得定子电阻温漂对磁链观测的影响增大,降低了磁链观测性能。

在感应电机的无速度传感器矢量控制系统中,磁链观测的准确性将直接影响系统整体的控制性能。定子电阻的估计不准确将对磁链观测器的性能产生不利影响,这种不利影响在电机低速运行时格外明显<sup>[2-4]</sup>。对于全阶自适应观测器<sup>[5-8]</sup>,定子电阻估计不准会导致定子电流估计值偏差,进而影响磁链和转速辨识的准确性<sup>[3]</sup>。对于降阶的磁链观测器如电压模型和混合模型,定子电阻估计不准同样会降低磁链观测的准确性。磁链位置的估计误差还会造成系统低速运行时的不稳定<sup>[9]</sup>。为了改善定子电阻有估计误差情况下的感应电机的控制性能,学界提出了很多定子电阻鲁棒的磁链观测方法。其中主要有两种思路:一是谋求一种不依赖于定子电阻的磁链观测方法;二是对定子电阻进行在线观测/辨识。对于第一种思路,典型的有基于无功功率的模型参考自适应速度观测器<sup>[10-11]</sup>,其因为运行过程不需要定子电阻信息而对定子电阻完全鲁棒。但采用PI作为自适应律的情况下,该方法存在发电状态不稳定的问题。对于第二种思路,常用基于模型参考自适应系统的辨识方案<sup>[3,12-13]</sup>。但定子电阻的自适应辨识需要同转速辨识同步运行,增加了系统复杂性和参数整定的难度。除此之外,传统的定子电阻鲁棒磁链观测方法,并未考虑长电缆驱动的情况,其假定定子电阻的变化不会超过100%。而长电缆驱动时,由温度升高引起的定子电阻变化可达电机本体定子电阻的1~2倍,甚至更高。这要求观测器具有更强的定子电阻鲁棒性,现有的传统方法已不能满足需求。

针对长电缆供电的感应电机驱动系统受定子电阻估计不准确影响大的问题,本文提出了一种基于瞬时无功模型参考自适应系统的混合模型磁链观测器。首先,研究了基于瞬时无功的模型参考自适应系统,通过小信号模型推导了系统的闭环传递函数,并利用劳斯判据推导了系统稳定的条件,亦即PI自适应律参数的设定原则。然后,在上述自适应速度观测器运行的同时,同步计算转子磁链,代替传统混合模型中的电流模型。该转子磁链计算过程不受定子电阻影响,因此降低了观测器整体对定子电阻的依赖。硬件

在环测试结果表明,相比于传统的混合模型磁链观测器,该观测器低速时具有更强的定子电阻鲁棒性。

## 1 感应电机数学模型及混合模型磁链观测器

### 1.1 感应电机动态数学模型

在两相静止 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系中,感应电机矢量形式的动态数学模型可表示为电压方程和磁链方程,分别如下:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{s\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + s \Psi_{s\alpha\beta} \\ \mathbf{u}_{r\alpha\beta} = R_r \mathbf{i}_{r\alpha\beta} + s \Psi_{r\alpha\beta} - j\omega_r \Psi_{r\alpha\beta} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha\beta} = L_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + L_m \mathbf{i}_{r\alpha\beta} \\ \Psi_{r\alpha\beta} = L_m \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + L_r \mathbf{i}_{r\alpha\beta} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $s$ 为拉普拉斯算子; $\mathbf{u}_{s\alpha\beta}$ , $\mathbf{u}_{r\alpha\beta}$ 分别为定子端电压矢量和转子端电压矢量; $R_s$ 为定子电阻; $R_r$ 为转子电阻; $\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$ , $\mathbf{i}_{r\alpha\beta}$ 分别为定子电流矢量和转子电流矢量; $\Psi_{s\alpha\beta}$ , $\Psi_{r\alpha\beta}$ 分别为定子磁链矢量和转子磁链矢量; $L_s$ , $L_r$ , $L_m$ 分别为定子电感、转子电感和互感; $\omega_r$ 为转子电角速度。

### 1.2 混合模型磁链观测器

在无速度传感器的感应电机驱动系统中,降阶磁链观测器以电压模型为核心。将式(2)代入式(1)中的定子电压方程,消除难测的转子电流,可得到电压模型磁链观测器的方程如下:

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha\beta} = \int (\mathbf{u}_{s\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta}) dt \\ \Psi_{r\alpha\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{s\alpha\beta} - \sigma L_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta}) \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$$

式中: $\sigma$ 为漏磁系数。

从式(3)可以看出,电压模型的本质为一个积分器,存在直流偏置问题。所以在实际应用电压模型时,通常使用其改进型。一种常用的改进方式是串联高通滤波器,并对输出的幅值和相位进行补偿。

将式(2)代入式(1)中的转子电压方程,消除难测的转子电流,可得到电流模型磁链观测器的方程如下:

$$\Psi_{r\alpha\beta} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + j\omega_r T_r \Psi_{r\alpha\beta}) \quad (4)$$

其中

$$T_r = L_r / R_r$$

式中: $T_r$ 为转子时间常数。

由于电流模型本身运行需要转速信息,不能单独

用于无速度传感器控制系统中。一种解决方法是将电压模型和电流模型结合,组成混合模型磁链观测器。首先给出转子磁链  $d$ - $q$  旋转坐标系下电流模型的公式:

$$\begin{cases} \Psi_{rd} = \frac{1}{T_r s + 1} L_m i_{sd} \\ \Psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $\Psi_{rd}$ ,  $\Psi_{rq}$  分别为转子磁链的直轴和交轴分量;  $i_{sd}$  为定子电流的直轴分量。

依据式(5),考察一种简单直观的混合模型磁链观测器,如图1所示。其中,  $\Psi_{rlpf}$  为电流模型计算的转子磁链的低通滤波值,  $\Psi_{rhpf}$  为电压模型计算的转子磁链的高通滤波值,  $\theta_1$  为转子磁链位置角。值得指出的是,该模型在低速发电状态存在不稳定区域。文献[14]分析了该模型低速发电不稳定的机理,并提出了一种稳定措施。在本文面向的长电缆应用场景(矿用刮板机驱动、海底潜油泵驱动等),一般不长时间运行在低速发电状态,故本文未对低速发电状态不稳定问题采取应对措施。

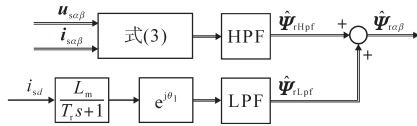


图1 混合模型磁链观测器结构图

Fig.1 Structure diagram of fixed model flux observer

除发电区不稳定之外,由定子电阻不准确带来的磁链位置的观测误差还会带来一种严重的不稳定问题,即磁链崩溃问题<sup>[9]</sup>。

### 1.3 磁链崩溃不稳定现象机理分析

为了简化分析,以电压模型为例,分析定子电阻估计误差对磁链位置观测的影响。不妨假设定子电阻的估计值为  $\hat{R}_s$ , 则定子电阻估计误差为  $\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s$ 。根据电压模型的公式,可得到转子反电动势的计算式如下:

$$j\omega_1 |\Psi_{rdq}| e^{j\theta_1} = \frac{L_r}{L_m} (u_{sc\beta} - R_s i_{sc\beta} - s\sigma L_s i_{sc\beta}) \quad (6)$$

将定子电阻视为变量,则转子反电动势的观测值可表示为

$$j\omega_1 |\hat{\Psi}_{rdq}| e^{j\hat{\theta}_1} = \frac{L_r}{L_m} (u_{sc\beta} - \hat{R}_s i_{sc\beta} - s\sigma L_s i_{sc\beta}) \quad (7)$$

式中:  $\Psi_{rdq}$  为  $d$ - $q$  旋转坐标系下转子磁链矢量;带“^”的为变量的观测/估计值。

式(6)减式(7)可得:

$$j\omega_1 |\Psi_r| e^{j\theta_1} - j\omega_1 |\hat{\Psi}_r| e^{j\hat{\theta}_1} = -\frac{L_r}{L_m} \Delta R i_{sc\beta} \quad (8)$$

其中

$$\Delta R = R_s - \hat{R}_s$$

式中:  $\Delta R$  为定子电阻观测误差;  $|\Psi_r|$  为转子磁链的幅值。

对式(8)进行向观测磁链位置  $\hat{\theta}_1$  做坐标变换,得到如下等式:

$$j\omega_1 |\hat{\Psi}_r| e^{j(\theta_1 - \hat{\theta}_1)} - j\omega_1 |\hat{\Psi}_r| e^{j\hat{\theta}_1} = -\frac{L_r}{L_m} \Delta R (\hat{i}_d + j\hat{i}_q) \quad (9)$$

式中:  $\Delta\theta$  为磁链位置观测误差;  $\hat{i}_d$  为直轴电流观测值;  $\hat{i}_q$  为交轴电流观测值。

对式(9)进行实部和虚部的分离,其中,实部得到的等式如下:

$$\sin\Delta\theta = \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{\Delta R \hat{i}_d}{\omega_1 |\Psi_r|} \quad (10)$$

由式(10)可知,定子电阻过估计时,磁链位置的估计超前,定子电阻欠估计时,磁链位置的估计滞后。此外,同步速度越低,相同定子电阻观测误差对磁链位置误差的影响越大。

磁链位置估计不准确会导致一种严重的不稳定现象——磁链崩溃,其原理如图2所示。在正向电动状态下,所有矢量都逆时针旋转。当观测磁链的位置超前实际时,如果负载很大,使得转矩角与位置误差角之和大于  $90^\circ$ , 那么定子电流将起到去磁效果,磁链将快速衰减至0,甚至反向励磁。

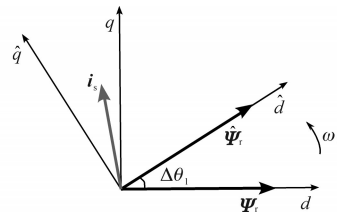


图2 磁链崩溃原理示意图

Fig.2 Schematic diagram of the principle of flux collapse

应当指出,对于电动状态,只有在极低速(如零速)、大负载和定子电阻过估计时会出现磁链崩溃现象。此外,在同一电机工作点,  $\sin\Delta\theta_1$  正比于  $\Delta R$ , 这意味着定子电阻观测误差越大,磁链位置的估计偏差越大。对于长电缆驱动系统,参数辨识不准或温度变化都能导致较大的定子电阻估计误差,故磁链崩溃现象更容易出现在长电缆驱动系统中。长电缆驱动系统中更需要磁链观测器对定子电阻有强鲁棒性。

## 2 基于无功功率的自适应速度观测器及其稳定性分析

在感应电机的无速度传感器控制系统中,观测磁链不仅可以获知磁链信息,也是估计转子转速的重要途径。另一类获知转子转速的方法是构建模型参考自适应系统,如全阶自适应观测器。

学者 F.Z. Peng 在 1993 年提出了一种基于无功功率的模型参考自适应速度观测器,其计算过程不需要定子电阻参与,因而对定子电阻完全鲁棒<sup>[10]</sup>。然而,通过李雅普诺夫第二法或波波夫超稳定性定律获得的 PI 自适应律并不能实现观测器全速范围的稳定运行。采用 PI 作为自适应律时系统的稳定性需要重新分析。

### 2.1 基于无功功率的自适应速度观测器

对于基于无功功率的自适应速度观测器,参考模型为

$$q = \mathbf{i}_{s\alpha\beta} \otimes \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{u}_{s\alpha\beta} - s\sigma L_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta}) \quad (11)$$

式中:  $q$  为感应电机实际瞬时无功功率。

可调模型为

$$\begin{cases} \hat{q} = \mathbf{i}_{s\alpha\beta} \otimes \frac{1}{T_r s + 1} (L_m s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + j\hat{\omega}_r T_r \hat{e}_{r\alpha\beta}) \\ \hat{e}_{r\alpha\beta} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + j\hat{\omega}_r T_r \hat{e}_{r\alpha\beta}) \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $\hat{q}$  为感应电机观测的瞬时无功功率;  $\hat{\omega}_r$  为转子电角速度的观测值;  $\hat{e}_{r\alpha\beta}$  为转子反电动势的观测值。

通常情况下,由波波夫超稳定性定律得到自适应律,一般采用 PI 调节器的形式<sup>[10]</sup>,即

$$\hat{\omega}_r = (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \varepsilon \quad (13)$$

其中

$$\varepsilon = q - \hat{q}$$

式中:  $\varepsilon$  为参考模型和可调模型的匹配误差。

基于无功功率的模型参考自适应(model reference adaption systems, MRAS)速度观测器的结构如图3所示。

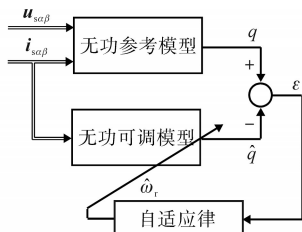


图3 基于无功的MRAS结构图

Fig.3 Diagram of MRAS based on reactive power

### 2.2 系统稳定性分析

为了分析该自适应系统的稳定性,构建了系统的小信号模型。模型参考自适应系统的误差为

$$\begin{aligned} \varepsilon = q - \hat{q} &= i_{s\alpha} (e_{r\beta} - \hat{e}_{r\beta}) - i_{s\beta} (e_{r\alpha} - \hat{e}_{r\alpha}) \\ &= i_{s\alpha} \Delta e_{r\beta} - i_{s\beta} \Delta e_{r\alpha} \end{aligned} \quad (14)$$

转子反电动势的观测值在  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴的方程如下式:

$$\begin{cases} \hat{e}_{r\alpha} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m s i_{s\alpha} - j\hat{\omega}_r T_r \hat{e}_{r\beta}) \\ \hat{e}_{r\beta} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m s i_{s\beta} + j\hat{\omega}_r T_r \hat{e}_{r\alpha}) \end{cases} \quad (15)$$

依据小信号模型理论,式(15)可写为

$$\begin{cases} \Delta e_{r\alpha} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m s i_{s\alpha} - j\Delta\omega_r T_r e_{r\beta 0}) \\ \Delta e_{r\beta} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m s i_{s\beta} + j\Delta\omega_r T_r e_{r\alpha 0}) \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $e_{r\alpha 0}, e_{r\beta 0}$  为该工作点上转子反电动势的瞬时估计值。

将式(16)代入式(14),可推导出自适应系统的开环传递函数如下:

$$\frac{\varepsilon}{\Delta\omega_r} = \frac{T_r}{T_r s + 1} \underbrace{(i_{s\alpha} e_{r\alpha 0} + i_{s\beta} e_{r\beta 0})}_{\hat{p}} \quad (17)$$

式中:  $\hat{p}$  为该工作点处瞬时有功功率的观测值。可令  $G_1(s) = T_r \hat{p} / (T_r s + 1)$ , 在确定自适应律为 PI 的情况下,设 PI 的传递函数为  $G_2(s) = K_p + K_i/s$ , 得到系统框图如图4所示,系统的闭环传递函数如下:

$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega_r(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)} \quad (18)$$

图4 系统框图

Fig.4 Block diagram of systems

系统的特征方程为  $F(s) = 1 + G_1(s)G_2(s)$ , 可得到如表1所示的劳斯表。

表1 劳斯表

Tab.1 The Rouse table

$s^2$	$T_r$	$\hat{P}T_r K_i$
$s^1$	$1 + \hat{P}T_r K_p$	0
$s^0$	$\hat{P}T_r K_i$	0

根据劳斯判据,可获得该自适应系统收敛的充要条件为

$$\begin{cases} 1 + \hat{P}T_r K_p > 0 \\ \hat{P}T_r K_i > 0 \end{cases} \quad (19)$$

可从中提取一充分条件,使得自适应律参数 $K_p$ 和 $K_i$ 与观测有功 $\hat{p}$ 同号,即可使得观测器收敛。

### 3 所提定子电阻鲁棒磁链观测器

基于瞬时无功功率的模型参考自适应速度观测器可以实现对定子电阻的完全鲁棒。然而,其在高速运行时受转子时间常数的准确性影响。对于间接磁场定向策略,转子时间常数的失配会使磁场定向方向偏移<sup>[15]</sup>。近年来,学界发表了大量关于转子时间常数在线辨识的文章<sup>[16-18]</sup>,文章中的方法显著提升了间接定向无感控制策略的控制性能。然而,文献[19]证明,磁链稳态下,电机转速和转子时间常数无法同时辨识,而变化的磁链幅值必将导致转矩脉动。因此,单独的无功模型参考自适应系统应用于间接定向的控制策略很难满足对电驱系统各个工况性能的要求。

为了保留系统(尤其在低速运行时)对定子电阻的鲁棒性,本文结合基于无功功率的模型参考自适应速度观测器,提出一种新型的混合模型磁链观测器,如图5所示。

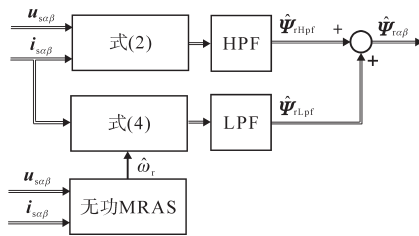


图5 所提磁链观测器结构图

Fig.5 Diagram of the proposed flux observer

由图5可见,该观测器结合了本文第2节所述模型参考自适应速度观测器和第1节介绍的混合模型。基于无功功率的模型参考自适应系统获得转子电角速度信息,该速度信息用于电流模型同步计算转子磁链。因该计算过程不依赖于定子电阻,则电流模型通道对定子电阻完全鲁棒,提升了观测器低速对定子电阻的鲁棒性。由于高速时电压模型占主要作用,因而高速时对转子侧参数鲁棒。理论上,该观测器在低速和高速运行时都应有较高的观测性能。

### 4 硬件在环实验验证

#### 4.1 系统的搭建

为了验证所提磁链观测器的有效性,如图6所示,在硬件在环(hardware-in-the-loop, HIL)测试平台搭建了基于所提观测器的矢量控制系统。

图中,带上角标“\*”的变量表示该变量的参考量, $\omega_m$ 为电机机械转速, $i_{sabc}$ 为三相定子电流, $u_{\alpha\beta}^*$ 为逆变器输出电压参考值。应当指出,速度观测部分可由如下公式表示:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_m = (\omega_1 - \omega_{sl})/p' \\ \omega_{sl} = \frac{(\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \cdot R_r}{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \end{cases} \quad (20)$$

式中: $p'$ 为感应电机极对数; $\omega_{sl}$ 为转差速; $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ 分别为转子磁链的 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴分量; $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ 分别为定子电流的 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴分量。

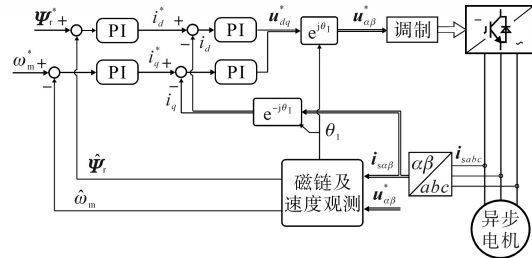


图6 基于所提观测器的直接定向控制系统结构图

Fig.6 Diagram of the direct rotor field oriented control system based on proposed flux observer

硬件在环测试平台采用Plexim公司推出的RT-BOX半实物模拟器。该半实物模拟器针对电力电子应用,可实现高离散化频率系统级硬件在环测试。RT-BOX硬件在环测试平台如图7所示,测试所用的感应电机参数为:额定功率2 000 kW,极对数2,额定转速1 492 r/min,额定转矩12 773 N·m,额定电压3 300 V,额定电流409.5 A,定子电阻0.033 6  $\Omega$ ,转子电阻0.036 9  $\Omega$ ,定子电感0.062 1 H,转子电感0.062 1 H,互感0.059 2 H,转动惯量10  $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。;电缆参数为:电缆长度2 400 m,单位长度电感 $5 \times 10^{-6}$  H/m,单位长度电容 $2.8 \times 10^{-8}$  F/m,单位长度电阻 $1.530 8 \times 10^{-4}$   $\Omega$ /m,截面积120  $\text{mm}^2$ ;采样频率和PWM载波频率均为2 kHz,电流环带宽设置为150 Hz,速度环带宽设置为10 Hz。



图7 RT-BOX硬件在环测试平台

Fig.7 RT-BOX hardware-in-the-loop test platform

#### 4.2 所提观测器的参数整定

如图5所示,所提观测器中的高、低通滤波器

采用一阶形式。低通滤波器写为输入—输出传递函数形式为

$$y = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} x \quad (21)$$

式中: $x$ 为输入; $y$ 为输出; $\omega_c$ 为滤波器截止频率。

同理,高通滤波器的传递函数形式为

$$y = \frac{s}{s + \omega_c} x \quad (22)$$

为便于理解,我们引入一套新的符号,用 $\hat{\Psi}_{\text{rof}\beta}^{\text{VM}}$ 表示通过电压模型(式(3))计算得到的转子磁链,用 $\hat{\Psi}_{\text{rof}\beta}^{\text{CM}}$ 表示电流模型(式(4))计算的转子磁链,则观测器输出的转子磁链可表示为

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_{\text{rof}\beta} = \frac{s}{s + \omega_c} \hat{\Psi}_{\text{rof}\beta}^{\text{VM}} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{\Psi}_{\text{rof}\beta}^{\text{CM}} \\ \hat{\Psi}_{\text{rof}\beta}^{\text{VM}} = \frac{1}{s} \cdot \frac{L_r}{L_m} (u_{\text{sc}\beta} - R_s i_{\text{sc}\beta} - \sigma L_s s i_{\text{sc}\beta}) \end{cases} \quad (23)$$

定子电阻存在误差 $\Delta R$ 时,励磁阶段直流误差信号 $-\Delta R i_{\text{sc}\beta}$ 通过低通滤波器,增益为 $1/\omega_c$ ,则由定子电阻误差导致的磁链观测误差为

$$\Delta \hat{\Psi}_{\text{rof}\beta} = \frac{1}{\omega_c} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot (-\Delta R i_{\text{sc}\beta}) \quad (24)$$

由式(5),稳态时,磁链幅值为

$$|\Psi_r| = L_m i_{sd} = L_m i_{\text{sc}\beta} \quad (25)$$

令 $|\Psi_r| + \Delta \hat{\Psi}_{\text{rof}\beta} = 0$ ,得到由定子电阻过估计导致励磁时磁场反向的临界条件为

$$\omega_c = \frac{L_r}{L_m^2} \Delta \hat{R} \quad (26)$$

故 $\omega_c$ 的选取原则为:至少大于定子电阻误差的 $L_r/L_m^2$ 倍。

无功MRAS中的PI参数设计如下:

$$K_p = \begin{cases} \omega_{\text{ob}}/\hat{P} & |\hat{P}| > P_{\text{bot}} \\ \omega_{\text{ob}}/P_{\text{bot}} & \text{其他} \end{cases} \quad (27)$$

$$K_i = \begin{cases} \omega_{\text{ob}}/(L_r \hat{P}) & |\hat{P}| > P_{\text{bot}} \\ \omega_{\text{ob}}/(L_r P_{\text{bot}}) & \text{其他} \end{cases} \quad (28)$$

式中: $\omega_{\text{ob}}$ 为速度观测带宽,设置为150 Hz; $P_{\text{bot}}$ 为0.01倍额定功率。

#### 4.3 电动状态全速度范围转速估计验证

图8是全速度范围下,基于所提磁链观测方法的转速估计器的估计结果,测试过程分为6个阶段,转速分别为15.7 rad/s, 78.5 rad/s, 157 rad/s, 109.9 rad/s, 62.8 rad/s和31.4 rad/s。可以看出,正向电动状态的全速度范围之内,速度估计器可以很好地估计电机转速。

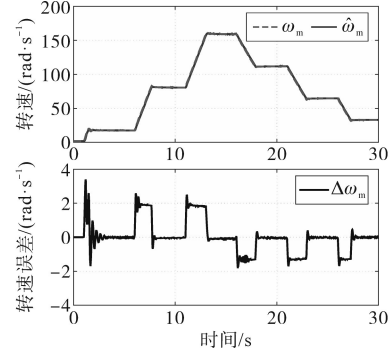


图8 全速度范围转速跟踪波形

Fig.8 Speed track waveforms in whole range

#### 4.4 全速度范围调速性能

同传统混合模型磁链观测器相同,所提观测器在低速发电区也有不稳定区域。常用的做法是使电机快速通过零速。图9展示了使用所提磁链观测器的直接转子定向系统的全局控制性能,包括轻载启动、突加负载和反转发电3个过程。实验结果表明:所提观测器可以较为准确地观测实际磁链;反转快速通过零速,系统不会失稳。

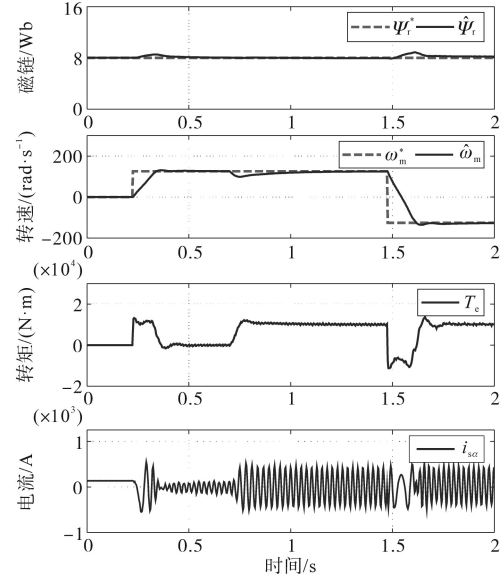


图9 全局控制效果

Fig.9 Overall control performance

#### 4.5 重载启动性能对比

为验证所提方法在感应电机低速运行时对定子电阻的鲁棒性,分别对比了所提磁链观测器与电压电流混合模型磁链观测器在定子电阻估计不准确时的启动性能。需要说明:1)定子电阻的过估计对系统稳定性影响大;2)随着运行中电阻随温度的升高而增大,定子电阻更容易欠估计。故进行了定子过估计100%和欠估计200%下的启动性能测试(锁转子测试,转速为0),如图

10所示。

如图 10a 和图 10b 所示,在定子电阻过估计 100% 的情况下,所提观测器观测磁链与实际磁链幅值有较小的误差,电机仍能稳定出力,而传统混合模型已经出现了本文 1.3 节所提到的磁链崩溃现象。由于定子电流去磁(反向励磁),电磁转矩为负值,系统已经失稳;在图 10c 和图 10d 中,定子电阻欠估计 200%。使用所提方法电机仍能输出 12 000 N·m 的电磁转矩,而使用传统混合模型电机仅能输出 5 000 N·m 的电磁转矩。

两组对比验证了所提方法对定子电阻的强鲁棒性。

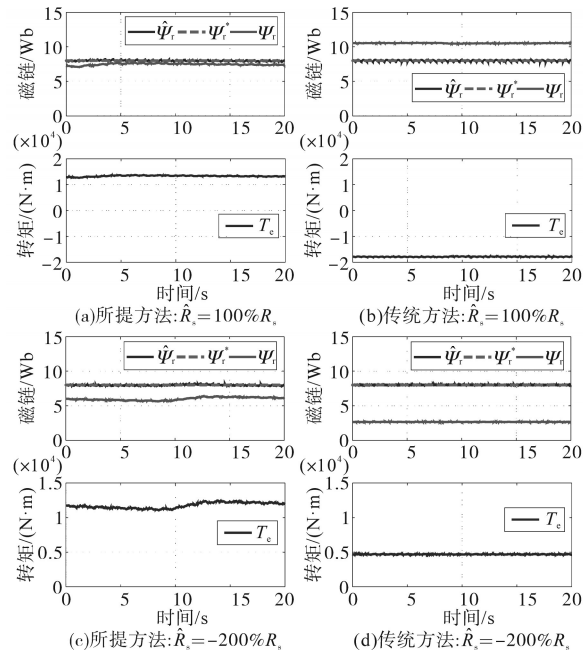


图 10 定子电阻估计不准时启动性能对比

Fig.10 Comparison of untimely starting performance of stator resistance estimation error

#### 4.6 定子电阻欠估计时低速带载能力对比

图 11 给出了定子电阻欠估计 200% 时突加额定负载,采用所提鲁棒磁链观测器和传统混合模型磁链观测器的对比实验波形。HIL 实验中,电机轻载工作在 15.7 rad/s,然后突加额定负载。如图 11a 所示,采用传统混合模型磁链观测器时,电机失控。失控的原因是定子电阻欠估计会使得对磁链大小的过估计,此时电机欠励导致出力不足,被负载转矩拖动反转。如图 11b 所示,采用所提鲁棒观测器,转速略有降低后仍能很快回到给定速度。对比实验结果验证了所提方法具有更强的定子电阻鲁棒性。

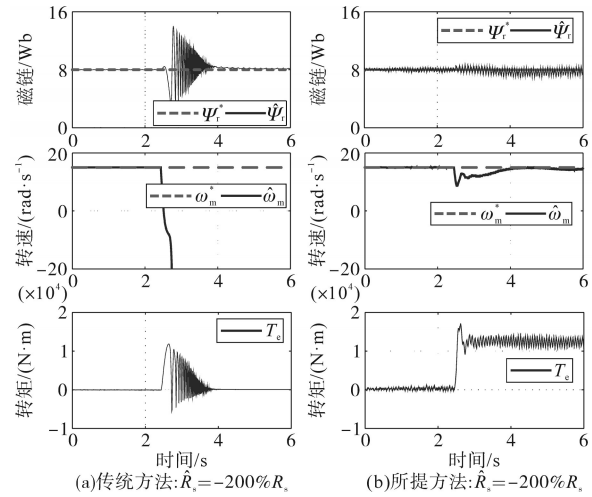


图 11 低速运行下带载性能对比

Fig.11 Comparison of on-load performance under low speed operation

## 5 结论

长电缆驱动的感应电机变频驱动系统对定子电阻鲁棒性的要求更高,传统的降阶磁链观测器难以满足其性能需求。基于此,本文提出了一种定子电阻强鲁棒的降阶磁链观测器。该观测器使用对定子电阻完全鲁棒的速度观测器获知转速,同步利用电流模型观测转子磁链。该观测过程对定子电阻完全鲁棒,并且与电压模型解耦。低速运行时,电流模型占主导,因而提升了观测器低速对定子电阻的鲁棒性。硬件在环实验结果验证了该方法的有效性。

### 参考文献

- [1] 江川,何山,王维庆,等. 基于自适应控制的变频器长电缆驱动引起的过电压抑制策略研究[J]. 太阳能学报, 2021, 42(1): 187-191.  
JIANG Chuan, HE Shan, WANG Weiqing, et al. Research on suppression strategy for overvoltage caused by long cable drives of converter based on adaptive control[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2021, 42(1): 187-191.
- [2] 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.  
LÜ Yingjun, HUANG Xu, SU Tao, et al. Very low speed performance research of the speed-sensorless vector controlled induction motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1320-1328.
- [3] 尹忠刚,张延庆,杜超,等. 基于双辨识参数全阶自适应观测器的感应电机低速性能[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 111-121.  
YIN Zhonggang, ZHANG Yanqing, DU Chao, et al. Low-speed

- performance of sensorless vector control for induction motor based on two-parameter identified adaptive full-order observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20):111-121.
- [4] 宋文祥,阮智勇,周杰,等.改进的感应电机静态补偿电压模型及低速性能分析[J].中国电机工程学报,2013,33(30):81-89.  
SONG Wenxiang, RUAN Zhiyong, ZHOU Jie, et al. Low-speed performance analysis of a modified statically compensated voltage model for induction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(30):81-89.
- [5] 宋文祥,周杰,朱洪志,等.基于自适应全阶观测器的感应电机低速发电运行稳定性[J].电工技术学报,2014,29(3):196-205.  
SONG Wenxiang, ZHOU Jie, ZHOU Hongzhi, et al. Regenerating-mode stabilization of induction motors based on adaptive full-order observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3):196-205.
- [6] 李筱筠,杨淑英,曹朋朋,等.低速运行时异步驱动转速自适应观测器稳定性分析与设计[J].电工技术学报,2018,33(23):5391-5401.  
LI Xiaojun, YANG Shuying, CAO Pengpeng, et al. Analysis of the stability of speed adaptive observer and its design for induction motor drive at low speeds[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(23):5391-5401.
- [7] YIN S, HUANG Y, XUE Y, et al. Improved full-order adaptive observer for sensorless induction motor control in railway traction systems under low-switching frequency[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(4):2333-2345.
- [8] ORLOWSKA-KOWALSKA T, KORZONEK M, TARCHALA G. Stability improvement methods of the adaptive full-order observer for sensorless induction motor drive—comparative study[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(11):6114-6126.
- [9] 宋文祥,尹赞.基于改进电压模型的感应电机低速发电运行稳定性研究[J].中国电机工程学报,2012,32(12):75-82.  
SONG Wenxiang, YIN Yun. Studies on regenerating-mode stabilization of induction motors based on improved voltage model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12):75-82.
- [10] PENG F Z, FUKAO T. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(5):1234-1240.
- [11] RAI R, SHUKLA S, SINGH B. Reactive power based MRAS for speed estimation of solar fed induction motor with improved feedback linearization for water pumping[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(7):4714-4725.
- [12] DAVARI S A, WANG F, KENNEL R M. Robust deadbeat control of an induction motor by stable MRAS speed and stator estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(1):200-209.
- [13] HHOLAKOOIE M, OJAGHI M, TAHERI A. Direct torque control of six-phase induction motor with a novel MRAS-based stator resistance estimator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10):7685-7696.
- [14] 李明才.感应电机宽范围无速度传感器矢量控制系统研究[D].北京:清华大学,2003.  
LI Mingcai. Wide range sensorless vector control of induction machine[D]. Beijing:Tsinghua University, 2003.
- [15] AMEZQUITA-BROOKS L, LICEAGA-CASTRO J, LICEAGA-CASTRO E. Speed and position controllers using indirect field-oriented control: a classical control approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(4):1928-1943.
- [16] 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.
- [17] ZHANG X, ZHANG Y, YANG S, et al. An improved MRAS for rotor time constant updating in induction motor drives utilizing dot product of stator current and rotor flux[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(9):8905-8915.
- [18] ARMANDO E, BOGLIETTI A, MUSUMECI S, et al. Flux-decay test: a viable solution to evaluate the induction motor rotor time-constant[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(4):3619-3631.
- [19] VACLAVEK P, BLAHA P, HERMAN I. AC drive observability analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(8):3047-3059.

收稿日期:2023-02-13

修改稿日期:2023-06-20