

感应电机带定子电阻自校正的 MRAS 转速估算研究

上海能传电气有限公司

摘要：感应电机无速度传感器控制系统的关键是对电机转速准确的估算，本文分析了经典的基于模型参考自适应系统（MRAS）估算电机转速的原理和缺陷，并分析了定子电阻的变化对转速估算的影响。在此基础上，设计了一种性能更优的带定子电阻自校正的 MRAS 转速估算方法，避免了经典方法中纯积分和定子电阻变化的影响。通过仿真和试验对此转速估算方法进行了验证，实验结果表明了该方法的合理性和有效性。

1 引言

近年来，以矢量控制为代表的交流电机高性能调速技术获得了很大的发展和应用，是国内外的研究热点。在交流电机的高性能控制系统中，为了提高调速性能，一般均采用转速闭环控制，即需要得到电机的实际转速作为控制系统的反馈输入。根据是否需要安装实际的转速传感器可以把交流电机调速系统分为有速度传感器控制系统和无速度传感器控制系统两大类。前者通过在旋转轴上安装转速传感器得到电机的实际转速，但是高精度的转速传感器不仅价格高昂，还容易成为系统的故障源，此外，在某些应用场合，也不便于安装转速传感器。而无速度传感器控制系统通过采样电机的电压电流，根据电机模型间接估算电机转速，避免了安装转速传感器带来的弊端和局限性，对于提高交流调速系统的可靠性和稳定性，进一步扩大其应用范围具有重要意义。

电机转速估算有多种方法，其中，基于模型参考自适应（Model Reference Adaptive System, MRAS）理论的方法因其具有算法较为简单、精度较高、稳定性好等优点而受到人们重视，已经应用于很多实际产品中。经过多年的研究发展，通过采用不同的参考模型和可调模型，已形成了多种 MRAS 转速估算方法，它们各有优缺点。其中经典的 MRAS 转速估算方法以电机的电压模型作为参考模型、以电机的电流模型作为可调模型，该方法原理清晰，实用性强，但是由于采用了电压模型作为参考模型，模型中的纯积分环节存在直流偏置和初始相位的问题，不能用于实际计算。此外，定子电阻参数变化也会影响电压模型的准确性^[1, 2]。

本文针对感应电机无速度传感器控制系统，

首先分析了经典 MRAS 方法中存在的问题，在此基础上设计了一种结构简单，可以消除纯积分器弊端的 MRAS 方法，并通过定子电阻误差的在线估计和补偿，能够很好解决经典 MRAS 方法中存在的积分初值、零漂饱和以及定子电阻变化的影响。上述结论通过仿真和试验进行了验证。

2 经典的 MRAS 的转速估算原理

经典的 MRAS 转速估算是利用电机的电压模型和电流模型分别计算转子磁链，由于电压模型不含转速信号，可以将其作为参考模型，而电流模型包含转速信号，将其作为可调模型。比较二者的输出后，通过设计合适的自适应律求得电机的转速。

两相静止坐标系下的转子磁链电压模型可以表示为：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (1)$$

式中： $\psi_{r\alpha}$ ， $\psi_{r\beta}$ 分别为使用电压模型得到的转子磁链的 α, β 轴分量； $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ 和 $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ 分别为定子电压和定子电流的 α, β 轴分量； L_m 为电机的互感； L_r 为电机转子电感； L_s 为电机定子电感； σ 为电机的漏磁系数，且 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 。

两相静止坐标系下的转子磁链电流模型可以

表示为:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{r\alpha} = \frac{1}{\tau_r p + 1} (L_m i_{s\alpha} - \omega_r \tau_r \hat{\psi}_{r\beta}) \\ \hat{\psi}_{r\beta} = \frac{1}{\tau_r p + 1} (L_m i_{s\beta} + \omega_r \tau_r \hat{\psi}_{r\alpha}) \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\hat{\psi}_{r\alpha}$, $\hat{\psi}_{r\beta}$ 分别为由电流模型得到的转子磁链 α, β 轴分量; τ_r 为转子时间常数, 且 $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, R_r 为转子电阻; ω_r 为转子转速。

由式 (1) 和式 (2) 可以看出, 两相静止坐标系下表示的电压模型和电流模型具有相同物理意义的输出量——电机转子磁链。将不含电机转速的电压模型作为参考模型, 将含有电机转速的电流模型作为可调模型, 把估算得到的电机转速作为反馈传递给电流模型, 修改其输出的转子磁链, 当电压模型和电流模型的输出相同时, 估算转速也与实际转速相等, 从而完成电机的转速估算。其原理框图如图 1 所示。

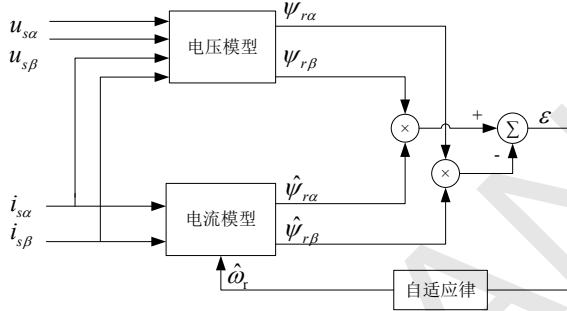


图 1 经典的 MRAS 转速估算方法原理框图

Fig.1 Block diagram of the traditional MRAS

图 1 中的自适应律一般是一个 PI 调节器^[1, 2], 其输入量为转子磁链的误差 $\varepsilon = \psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}$, 输出的转速估算值 $\hat{\omega}_r$ 反馈至电流模型实现闭环控制。如果估算转速与实际转速出现偏差, 则误差 ε 不为零, 通过闭环控制可使误差 ε 一直趋于零, 则估算转速与实际转速的误差也趋于零。

3 经典 MRAS 转速估算方法的问题

经典的 MRAS 转速估算方法采用电机的电压模型作为其参考模型, 由式 (1) 可以看出, 电压模型中不含转子电阻且不需要转速信息, 适合于无速度传感器控制系统。但是, 式 (1) 表示的电压模型是一个纯积分环节, 积分运算不仅存在初始值相位的问题, 还存在积分零漂饱和的致命缺点: 在实际测量得到的电压和电流信号中, 不可避免

有直流分量, 纯积分运算将不断累加这些直流分量, 直至积分输出漂移至饱和。因此, 式 (1) 不能用于实际计算。抑制积分饱和的方法有很多种, 但一般都会影响积分的响应和精度^[2]。

此外, 式 (1) 的电压模型中含有定子电阻项, 磁链观测的结果与定子电阻有关。众所周知, 电阻阻值会随着温度的变化而变化, 在电机运行过程中, 定子绕组的温度变化范围很大, 不可避免会导致定子电阻在较大范围内随之变化。以 ΔR_s 表示电机定子电阻的变化量, 由式 (1) 可以推导得到电机转子磁链观测值的稳态误差与 ΔR_s 的关系, 如式 (3) 所示。

$$\begin{cases} \Delta \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \int \Delta R_s i_{s\alpha} dt = -\frac{L_r}{L_m} \frac{\Delta R_s i_{s\beta}}{\omega_s} \\ \Delta \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \int \Delta R_s i_{s\beta} dt = \frac{L_r}{L_m} \frac{\Delta R_s i_{s\alpha}}{\omega_s} \end{cases} \quad (3)$$

式中, $\Delta \psi_{r\alpha}$, $\Delta \psi_{r\beta}$ 为转子磁链观测值的稳态误差; ω_s 为电机的同步转速。从式 (3) 可以看出, 当定子电阻存在偏差时, $\Delta \psi_{r\alpha}$, $\Delta \psi_{r\beta}$ 与 ΔR_s 成正比, 与 ω_s 成反比。因此, 在低速时, 定子电阻的偏差对转子磁链观测值的测量影响很大, 定子电阻的偏差不可忽略。

4 带定子电阻自校正的 MRAS 系统

本文提出了一种新的带定子电阻自校正的基于 MRAS 的感应电机转速估算方法, 将经典 MRAS 转速估算方法的结构进行改造, 参考模型和可调模型的输出不是电机的转子磁链, 而是电机的感应电动势, 从而避免了经典 MRAS 系统中的纯积分运算。此外, 利用电机模型公式推导并基于 MRAS 理论, 实现了定子电阻的自校正, 可以同时进行定子电阻辨识和电机转速估算, 能够很好地减小低速时定子电阻变化对系统造成的不利影响, 提高系统的低速运行性能。本文提出的带定子电阻自校正的 MRAS 转速估算方法原理框图如图 2 所示。

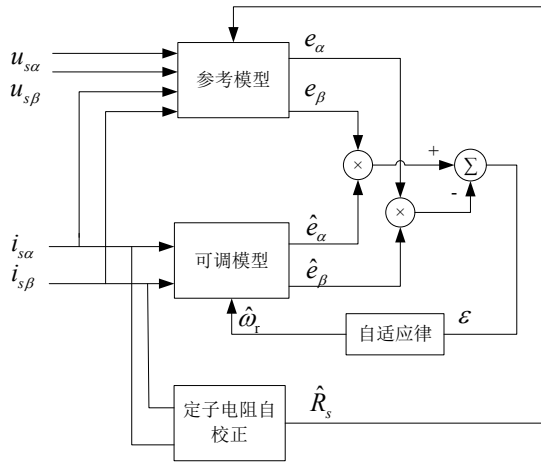


图2 带定子电阻自校正的MRAS转速估算原理框图

Fig.2 Block diagram of the MRAS with stator resistance self-correction

4.1 输出为电动势的参考模型和可调模型

对式(1)两边同时进行微分,可以得到输出为感应电动势的参考模型,如式(4)所示:

$$\begin{cases} e_\alpha = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) \\ e_\beta = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) \end{cases} \quad (4)$$

式中, p 为微分算子。

在数字控制系统中,采样周期很短,可以假设在一个采样周期内速度不变。由此对式(2)两边同时进行微分可得输出为感应电动势的可调考模型,如式(5)所示:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{L_m p i_{s\alpha} - \omega_r \tau_r e_\beta}{\tau_r p + 1} \\ \hat{e}_\beta = \frac{L_m p i_{s\beta} + \omega_r \tau_r e_\alpha}{\tau_r p + 1} \end{cases} \quad (5)$$

图(2)中的转速自适应律也是一个PI调节器,其输入 $\varepsilon = e_\beta \hat{e}_\alpha - e_\alpha \hat{e}_\beta$ 。

4.2 定子电阻自校正

本文采用的定子电阻自校正方法本质上也是一个模型参考自适应系统,因此也涉及到参考模型和可调模型^[3]。根据模型参考自适应理论,参考模型和可调模型具有相同的输出且参考模型与定子电阻无关而可调模型与定子电阻有关。

由电机模型,在定子磁链定向的两相旋转坐标系下有下式成立^[4]:

$$\begin{cases} \tau_r p \psi_s + \psi_s = \tau_r \sigma L_s p i_d + L_s i_d - \omega_{slip} \tau_r \sigma L_s i_q \\ 0 = \tau_r \sigma L_s p i_q + L_s i_q - \omega_{slip} \tau_r (\psi_s - \sigma L_s i_d) \end{cases} \quad (6)$$

式中, i_d , i_q 分别为定子磁链定向旋转坐标下电

流的d轴分量和q轴分量; ψ_s 为定子磁链; ω_{slip} 为转差频率; p 为微分算子。由于定子电阻的变化是受温度影响的,变化过程较慢,可采用稳态电机模型。令微分算子 p 为零,则式(6)可简化成:

$$\begin{cases} \psi_s = L_s i_d - \omega_{slip} \tau_r \sigma L_s i_q \\ L_s i_q = \omega_{slip} \tau_r (\psi_s - \sigma L_s i_d) \end{cases} \quad (7)$$

在式(7)的二式中消去变量 ω_{slip} , 即得

$$i_d = \frac{\psi_s}{(1 + \sigma)L_s} + \frac{\sigma L_s}{(1 + \sigma)\psi_s} i_s^2 \quad (8)$$

式中 $i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 = i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2$ 。式(8)与定子电阻无关,可以用作参考模型。

令 $\hat{i}_d$ 为按定子磁链定向电机模型实际得到的d轴电流分量,由于定子磁链与定子电阻有关,若计算用到的定子电阻与实际的定子电阻有偏差 ΔR_s ,则势必导致 $\hat{i}_d$ 与式(8)得到的 i_d 存在偏差,设计合适的自适应律可以通过闭环控制使 ΔR_s 趋于零。定子电阻自校正的原理框图如图(3)所示。图(3)中的自适应律也设计为一个PI调节器。

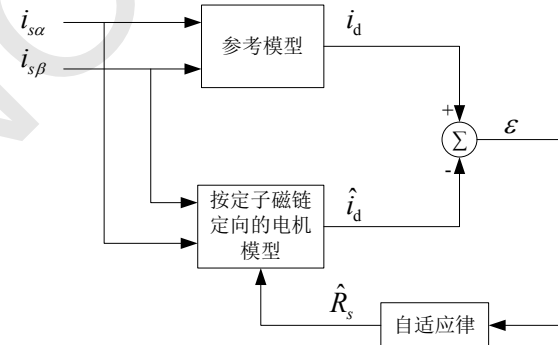


图3 定子电阻自校正的原理框图

Fig.3 Block diagram of the stator resistance self-correction

5 仿真及试验分析

利用 MATLAB 软件对本文所设计的转速估算方法进行了仿真研究。仿真中控制系统的采样频率为 20kHz,逆变器的开关频率为 10kHz,表 1 为仿真所用的感应电机的参数。

表 1 仿真用到的电机参数

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	1.5	定子电阻/ Ω	4.0
额定电压/V	400	转子电阻/ Ω	2.5
额定电流/A	3.95	定子漏感/mH	16
额定频率/Hz	50	转子漏感/mH	16
额定转速/rpm	920	互感/mH	237
极对数	3	转动惯量/kgm ²	0.05

仿真中, 电机带 10Nm 的恒定负载运行, 转速给定 600r/min。初始计算所用的 R_s 为实际值, 在 $t=3s$ 时模拟定子电阻开始线性增大至 $2R_s$, 仿真结果如图 4 所示。

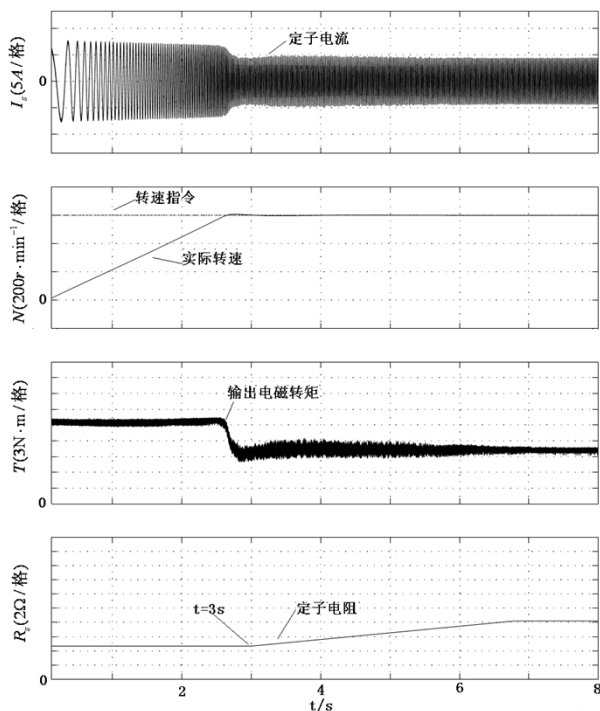


图 4 定子电阻变化仿真

Fig.4 Simulation for the change of stator resistance

图 5 为电机转速在 10r/min 低速稳定运行, 负载突变时采用本文提到的带定子电阻自校正的 MRAS 转速估算方法进行转速估算的仿真结果。由图可见, 估算的电机转速与实际的电机转速误差很小。

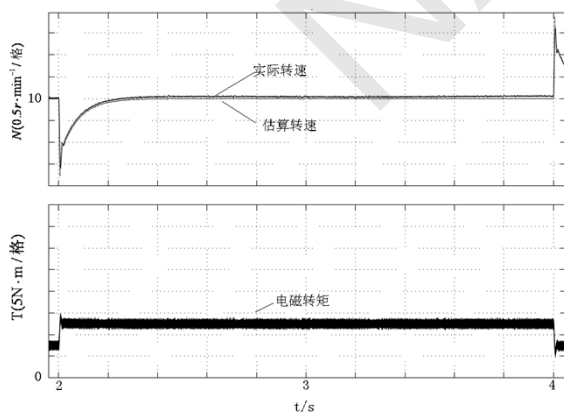


图 5 转速估算仿真

Fig.5 Simulation of speed estimation

利用实际的电机测试平台, 对采用该方法进行转速估算的无速度传感器矢量控制系统进行实际的测试验证。电机试验平台示意图如图 6 所示, 包括 1 台低压异步电动机, 参数如表 1 所示, 1 台扭矩测试仪以及 1 台磁粉制动器。通过磁粉制动

器施加负载, 通过扭矩测试仪测量电机的输出转矩。

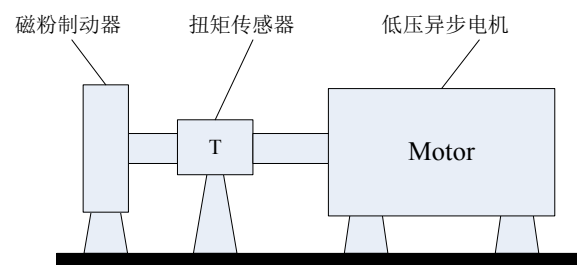


图 6 电机测试台示意图

Fig.6 Figure of AC motor drive test platform

在电机低速 (0.5Hz) 和高速 (50Hz) 运行时突加负载和突减负载, 输出电流及转矩的波形如图 7,8 所示。

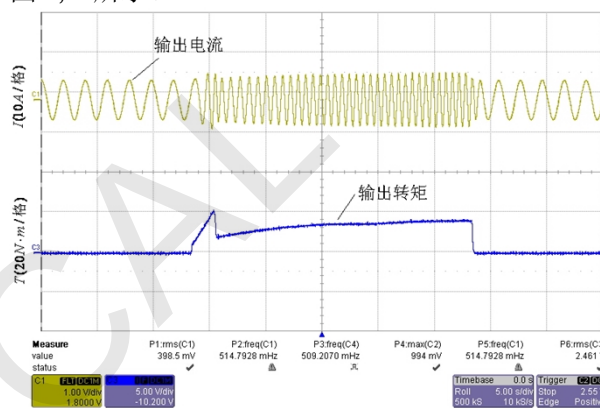


图 7 电机低速突加和突减负载测试

Fig.7 Test of load torque suddenly increased and decreased in low speed

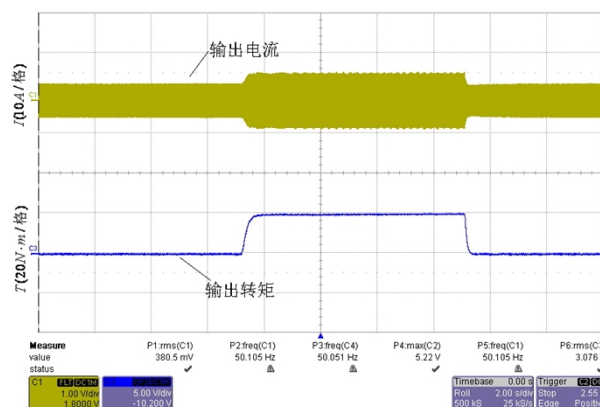


图 8 电机高速突加和突减负载测试

Fig.8 Test of load torque suddenly increased and decreased in high speed

6 结论

在感应电机无速度传感器矢量控制系统中, 经典的 MRAS 转速估算方法存在积分初始值设置、零漂饱和以及低速时对定子电阻敏感的弊端。

本文在此基础上设计了一种新的带定子电阻自校正的感应电机 MRAS 转速估算方法,通过 MATLAB 仿真及实际测试表明,本文提出的方法可以对定子电阻在线校正并避免了纯积分的不利影响,具有普遍适用性,对于感应电机转速估算的研究和无速度传感器控制的工程应用具有一定的实用价值。

参考文献

- [1] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统[M] (第 3 版). 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [2] 马小亮. 高性能变频调速及其典型控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [3] Holtz J, Quan Juntao. Drift and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless controlled induction motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1052-1060.
- [4] Holtz J. Sensorless Control of Induction Motors[J]. Proceedings of the IEEE, Vol.90, No.8, Aug. 2002 :1358-1394



上海能传电气有限公司是能科科技股份有限公司(股票代码 603859)控股子公司，专业从事高压变频器，低压工程型变频器，岸电电源，有源滤波器，SVG 等电力电子产品的研发、生产、销售和服务。产品处于行业先进水平，广泛应用于石油化工、钢铁冶金、煤炭矿山、轨道交通、污水处理、海工船运、汽车制造、半导体制造、建筑楼宇、数据中心、银行、学校、航空装备、电力、新能源等行业。公司拥有国内优异的研发能力，核心技术团队曾获中国机械工业科学技术特等奖。作为国内早期从事高压变频器的团队，曾主导参与了国家能源局 20MW 级电驱压缩机组高压变频调速装置的国产化研制。

业务咨询：021-50410009

客服电话：13761229697

邮箱：sales.sh@nancal.com

办公地址：上海市张江高科技园区中科路 699 号惠生中心 B 座 702 室

工厂地址：上海市临港奉贤产业园区正博路 1881 号 5 号厂房

欢迎关注能传电气微信公众号

ID: Nancal_Electric

