

模型切换 MRAS 技术在感应电机速度辨识中的应用研究*

徐 静¹, 吴汉熙², 冯东升¹

(1. 上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司, 上海 200063;

2. 上海电科电机科技有限公司, 上海 200063)

摘 要: 通过分析现有基于模型参考自适应系统(MRAS)估算电机转速的原理和不足, 提出一种基于滞环切换的 MRAS 方案辨识电机转速。理论和试验结果表明该方案具有良好的静、动态性能和较好的鲁棒性。

关键词: 模型参考自适应系统; 无速度传感器; 滞环切换; 感应电机

中图分类号: TM 346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)01-0094-05

Research & Application of Hysteresis controlled MRAS Method for Speed Estimation in Induction Motor*

XU Jing¹, WU Hanxi², Feng Dongsheng²

(1. Shanghai Engineering Research Center of Motor System Energy Saving Co., Ltd., Shanghai 200063, China;

2. Shanghai Dianke Electronic Technology Co., Ltd., Shanghai 200063, China)

Abstract: Based on existing Model Reference Adaptive System (MRAS), a hysteresis controlled MRAS system was proposed, which had better steady and dynamic performance in both low and high frequency range. Theoretical analysis and experiment results display that this method was feasible, and had good robustness for stator resistor.

Key words: model reference adaptive system (MRAS); speed sensor-less; hysteresis control; induction motor

0 引 言

研究高性能的无速度传感器交流调速系统, 对于提高系统可靠性、降低成本, 进一步扩大交流调速系统的应用范围具有重要意义。实时、准确的速度辨识是交流电机无速度传感器控制系统的关键环节。

无速度传感器矢量控制中, 电机转速估算的方法有很多^[1-2], 其中模型参考自适应系统具有物理概念明确、计算量少、抗干扰性能好、算法易收敛、便于数字化实现以及稳态精度高等优点而

受到重视, 并且已经在工业产品中得到应用。

1 经典 MRAS

1.1 转速估算原理

采用模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 技术辨识电机转速的系统中, 可根据需要选择不同的参考模型和可调模型, 因此采用 MRAS 方案实现速度辨识的具体形式也有多种, 其中经典方案的原理是: 电压模型无需转速信息, 其计算的转子磁链作为参考模型, 以包含转速信息的电流模型获得的转子磁链作为可

* 基金项目: 普陀区科技创新项目研发人才专项扶持基金项目(2014Q006A)

作者简介: 徐 静(1973—), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

吴汉熙(1965—), 男, 教授级高级工程师, 研究方向为电气自动化及电力电子。

冯东升(1967—), 男, 教授级高级工程师, 研究方向为电气自动化及电力电子。

调模型,通过比较两者之差,经闭环调节器估算转速。从物理本质上看,电压模型和电流模型都是对同一物理对象从不同角度的描述,如果所有信息都准确,两者得到的结果应一致。如果两种模型计算的结果存在偏差,则说明速度信息不准确,系统通过闭环调节自动修正转速值,使两者趋于相同。其运行机理如图 1 所示。该方法原理清晰,实用性强,其实现方式如下:

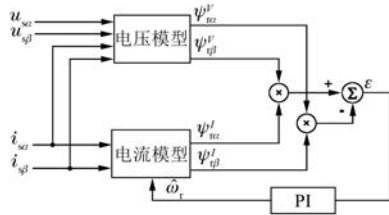


图 1 经典 MRAS 方案转速估算原理图

两相静止坐标系上转子磁链的电压模型可以表示为^[3-5]

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

式中: $\psi_{r\alpha}^V, \psi_{r\beta}^V$ ——由电压模型得到的转子磁链 α, β 轴分量;

L_m ——定转子互感;

L_r ——转子电感;

$u_{s\alpha}, u_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ——定子电压和定子电流的 α, β 轴分量;

σL_s ——漏感,且 $\sigma L_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$;

L_s ——定子电感。

两相静止坐标系上的转子磁链电流模型为

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha}^I = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m i_{s\alpha} - \hat{\omega}_r T_r \psi_{r\beta}^I) \\ \psi_{r\beta}^I = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m i_{s\beta} + \hat{\omega}_r T_r \psi_{r\alpha}^I) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\psi_{r\alpha}^I, \psi_{r\beta}^I$ ——由电流模型计算的转子磁链 α, β 轴分量;

$T_r = L_r / R_r$ ——转子时间常数;

R_r ——转子电阻;

$\hat{\omega}_r$ ——估算的转子转速。

在图 1 中, MRAS 自适应律的输入量为 $\varepsilon =$

$\psi_{r\beta}^V \psi_{r\alpha}^I - \psi_{r\alpha}^V \psi_{r\beta}^I$, 其输出作为转速辨识值 $\hat{\omega}_r$ 反馈至电流模型实现闭环控制, 出于稳态静差和稳定性角度考虑, 一般采用 PI 型调节器^[1-2]。

1.2 存在的问题

在经典 MRAS 辨识转速系统中, 由于参考模型是采用纯积分环节的电压模型, 容易受积分初值、直流偏置和零漂的影响^[3]。为定量分析, 以 1 台 5.5 kW 电机为例说明。电机铭牌参数为: 额定频率 50 Hz, 额定电压 380 V, 额定电流 11.2 A。实测的定、转子参数为: $R_s = 0.64 \Omega$, 转子电阻 $R_r = 0.44 \Omega$, 互感 $L_m = 125 \text{ mH}$, 漏感 $L_{sr} = L'_{sr} = 5.5 \text{ mH}$, 空载电流 $I_m = 5.0 \text{ A}$ 。根据电机的动态数学模型, 则转子磁链定向的二相同步旋转坐标上, d, q 轴的电压可根据式(3)计算:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_1 \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_1 \psi_{sd} \end{cases} \quad (3)$$

考虑空载 $\omega_1 = 1 \text{ Hz} \times 2\pi = 6.28 \text{ rad/s}$ 时的稳态情况, 有

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \psi_{sd} = 0, \psi_{sq} = \frac{d}{dt} \psi_{sq} = 0, \\ i_{sd} = i_m, i_{sq} = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

可得: $u_{sd} = R_s i_m = 3.2 \text{ V}$, $u_{sq} = \omega_1 \psi_{sd} = 3.93 \text{ V}$, 定子电压幅值为 5.07 V。

考虑死区和管压降影响时, 以载波频率 5 kHz、电压 380 V 供电、死区时间 3 μs 的电压源型变频器为例, 死区电压的计算如下:

$$\begin{aligned} u_{\text{dead}} &= \frac{T_{\text{dead}}}{T_s} \times E_{\text{dc}} = \\ &= \frac{3 \mu\text{s}}{200 \mu\text{s}} \times 537 = 3.22 \text{ V} \end{aligned} \quad (5)$$

实测的 IGBT 饱和管压降为 2.26 V, 续流二极管压降为 1.55 V。通过定量分析可知, 低速时死区电压、IGBT 管压降和续流二极管压降已经与定子电压等量齐观, 造成开环形式的电压模型计算定子磁链精度难以保证; 此外, 由于电流采样中直流分量的存在, 容易造成数字积分器饱和溢出, 若不加处理, 将造成系统崩溃。

在实际应用中, 频率低于 5 Hz 时, 由于上述因素的影响, 开环形式的转子磁链电压模型难以满足系统的需要, 因此, 要实现高/低速稳定可靠

的运行,必须采取适当措施消除或抑制其影响。

2 基于模型切换的 MRAS 策略

鉴于经典 MRAS 方案存在的上述问题^[4],本文提出一种基于滞环模型切换的 MRAS 辨识转速方案。该方案在低速和高速时采用不同的参考模型和可调模型,通过 PI 型自适应控制律实时估算转速。

2.1 低速时的 MRAS 模型

两相静止坐标系上有^[5-6]:

$$\left\{ \begin{aligned} \psi_{s\alpha}^{Hyb} &= \frac{s}{s + \omega_c} \psi_{s\alpha}^V + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \psi_{s\alpha}^I = \\ &\frac{1}{s + \omega_c} (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \psi_{s\alpha}^I \\ \psi_{s\beta}^{Hyb} &= \frac{s}{s + \omega_c} \psi_{s\beta}^V + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \psi_{s\beta}^I = \\ &\frac{1}{s + \omega_c} (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \psi_{s\beta}^I \end{aligned} \right. \quad (6)$$

式中: $\psi_{s\alpha}^{Hyb}$ 、 $\psi_{s\beta}^{Hyb}$ ——混合模型计算的定子磁链 α 、 β 轴分量;

ω_c ——滤波频率;

$\psi_{s\alpha}^I$ 、 $\psi_{s\beta}^I$ ——电流模型得到的定子磁链 α 、 β 轴分量。

$\psi_{s\alpha}^I$ 、 $\psi_{s\beta}^I$ 计算如下:按转子磁链定向坐标系上有

$$\left\{ \begin{aligned} \psi_{rd} &= \frac{L_m i_{sd}}{T_r s + 1} = |\psi_r| \\ \psi_{rq} &= 0 \end{aligned} \right. \quad (7)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \psi_{sd} &= \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + \sigma L_s i_{sd} \\ \psi_{sq} &= \sigma L_s i_{sq} \end{aligned} \right. \quad (8)$$

将式(8)反变换到两相静止坐标系上即可得到 $\psi_{s\alpha}^I$ 、 $\psi_{s\beta}^I$ 。

将混合模型计算的 $\psi_{s\alpha}^{Hyb}$ 、 $\psi_{s\beta}^{Hyb}$ 作为参考模型,电流模型得到的 $\psi_{s\alpha}^I$ 、 $\psi_{s\beta}^I$ 作为可调模型,通过 PI 型自适应控制律得到转速估算值 $\hat{\omega}_r$ 。图 2 中,转

$$\text{差频率 } \omega_s = \frac{L_m}{L_r} \times \frac{i_{sq}}{\psi_r}。$$

与经典 MRAS 方案相比,低速时选取混合模型作为参考模型的原因:(1) 避开纯积分运算;(2) 低速时电流模型更为准确,电流模型所占比重较

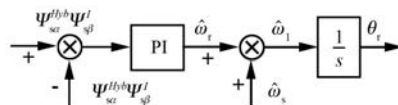


图 2 低速时的 MRAS 结构框图

大,可有效避免低速时估算转速的剧烈变化,有利于系统稳定;(3) 上述 MRAS 结构的作用是通过调节转速估算值,使得电流模型追踪电压模型,其机理与经典方案并无二致,稳态效果亦相同。

2.2 高速时的 MRAS 模型

高速时,将两相静止坐标上的输出电压 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 作为参考模型,可调模型根据电机电压方程计算。两相静止坐标系上有

$$\left\{ \begin{aligned} e_{r\alpha} &= \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{T_r} (L_m i_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}) - \hat{\omega}_r \psi_{r\beta} \\ e_{r\beta} &= \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} = \frac{1}{T_r} (L_m i_{s\beta} - \psi_{r\beta}) + \hat{\omega}_r \psi_{r\alpha} \end{aligned} \right. \quad (9)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{u}_{s\alpha} &= \frac{L_m}{L_r} e_{r\alpha} + R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \\ \hat{u}_{s\beta} &= \frac{L_m}{L_r} e_{r\beta} + R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} \end{aligned} \right. \quad (10)$$

为抑制纯电流微分影响,可将定子电流 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 变换到转子定向坐标系上得到 i_{sd} 、 i_{sq} ,经滤波处理后,再反变换到静止坐标系上计算电流微分项。由于稳态时 i_{sd} 、 i_{sq} 为恒定的直流量,滤波处理不会造成幅值衰减和相位滞后。高速时的 MRAS 结构如图 3 所示。转差频率 ω_s 的计算与上文相同。

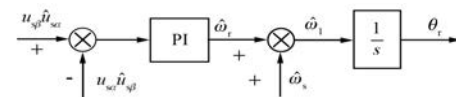


图 3 高速时的 MRAS 结构框图

从原理上看,通过选取适当的滤波值 ω_c ,低速时的 MRAS 方案同样适用于高速。从实际系统的运行效果看,采用电压型 MRAS 方案的响应速度更快,其原因在于低速时的方案是转子反电动势积分的累积效应,而上述方案是根据当前值实时调节。

2.3 全频段运行

高、低速时分别采用定子磁链和定子电压进行调节辨识转速,两者采用同一个 PI 调节器进行调节,可实现无扰动切换。为防止两者在临界频

率间反复切换,通过判断辨识转速加以判别:大于 0.3 倍额定频率(即 15 Hz)时,采用电压型闭环;低于 7.5 Hz 时采用定子磁链闭环调节。通过上述

的滞环切换,可有效解决高、低速模型切换的问题。无速度传感器矢量控制系统结构框图如图 4 所示。

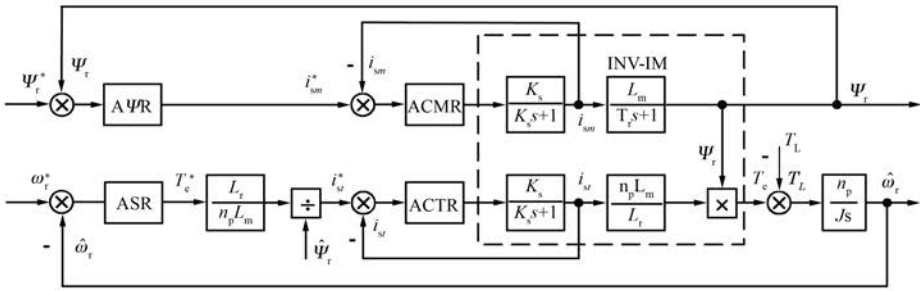


图 4 无速度传感器矢量控制系统结构框图

3 试验结果和结论

为了验证所提方案的实际性能,在 1 台 5.5 kW 电机上加以实测,电机参数与 1.2 节中相同,试验内容包括低频空载、低频加载、起动等。

3.1 静、动态性能测试

图 5 所示为 0.25 Hz 空载时的电流波形,实测的同步频率约为 0.27 Hz,电流的正弦度较好。图 6 所示为 0.25 Hz 突加/卸额定负载时的电流。由图 6 可看出低速时的稳定性和带载性能较好。图 7 所示为从静止到 50 Hz 的起动过程,可见加速过程中,电流很好地控制在给定的最大电流,达到给定转速后迅速降低,高速动态响应性能较好。

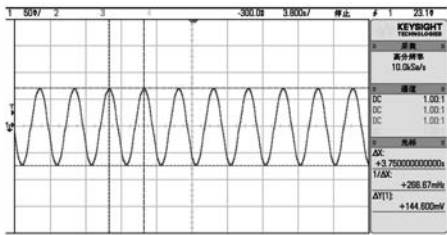


图 5 0.25 Hz 空载电流

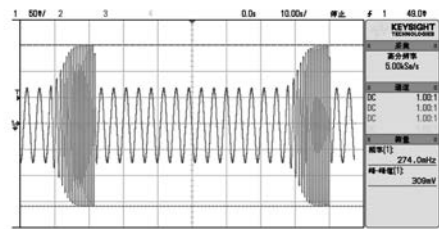


图 6 0.25 Hz 突加/卸额定负载时电流

3.2 鲁棒性测试

一些研究文献中提及定子电阻随温度增加而

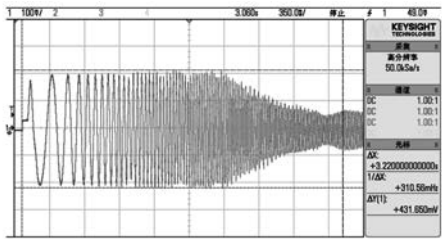


图 7 起动过程电流(给定频率=50 Hz)

影响系统性能的问题,为验证本文所提 MRAS 方案的鲁棒性,通过修改系统模型中定子电阻值来模拟温度变化对系统的影响。

温度变化影响定子电阻是一个缓慢的过程,为此,通过修改观测模型中定子电阻 R_s 值实现。考虑常温 25 ℃,温升 50 K 时,铜绕组的定子电阻变化约 20%。图 8、图 9 中以定子电阻较初值小

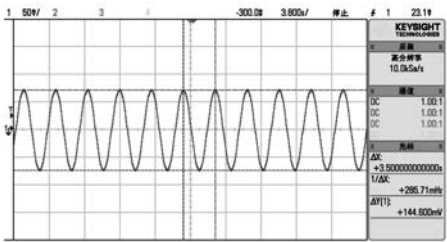


图 8 定子电阻减小 30% (0.25 Hz)

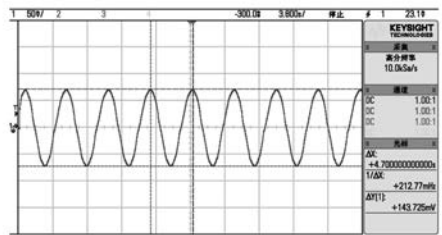


图 9 定子电阻增加 30% (0.25 Hz)

30% 和大 30% 加以试验,即使在 0.25 Hz 的低频时,系统仍然能够稳定,只是稳态速度值有所不同,分别为 0.28 Hz 和 0.21 Hz,系统仍然能够稳定运行。试验结果表明,系统具有较强的鲁棒性。当然,为补偿定子电阻的变化,亦可采用文献[7]提及的修正方案。

4 结 语

通过理论分析和试验结果表明,本文所提滑环切换型 MRAS 速度辨识方案具有较好的静、动态性能,同时避免纯积分环节的不利影响,对定子电阻变化不敏感,具有普遍适用性。该方法对于感应电机无速度传感器控制的研究和工程应用具有一定的实用价值。

【参考文献】

- [1] HOLTZ J. Sensorless control of induction motors[J]. Proceedings of the IEEE, 2000, 90(8): .
- [2] RASHED M, STRONACH F, VAS P. A new stable MRAS-based speed and stator resistance estimators for sensorless vector control induction motor drive at low speeds [C] // IEEE Industry Applications Conference, 2003: 1181-1188.
- [3] HOLTZ J, QUAN J T. 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] 沈安文,李自成.基于 MRAS 的感应电机无速度传感器矢量控制[J].华中科技大学学报(自然科学版), 2005, 33(12): 51-53.
- [5] 陈伯时,陈敏逊.交流调速系统[M].3 版.北京:机械工业出版社, 2013.
- [6] 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.
- [7] 竺伟,王永红,陈伯时.感应电机带定子电阻自校正的 MRAS 转速估算研究[J].电气传动, 2014, 44(12): 8-11.
- [9] 张永昌,赵争鸣,张颖超,等.基于全阶观测器的三电平逆变器异步电机无速度传感器矢量控制系统[J].电工技术学报, 2008, 23(11): 35-40.
- [10] 奚国华,沈红平,喻寿益,等.基于全阶状态观测器的无速度传感器 DTC 系统[J].电气传动, 2008, 38(7): 22-25.
- [11] LI L, CU Z P, TIAN J F. Neural network-sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor [C] // Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2016: 3061-3064.
- [12] 李彬郎,张斌,秦帅.全阶状态观测器在转速辨识系统中的应用改进[J].电气传动, 2015, 45(3): 7-11.
- [13] 朱瑛,程明,花为,等.基于滑模变结构模型参考自适应的电气无级变速器无传感器控制[J].电工技术学报, 2015, 30(2): 65-72.
- [14] 陈思溢,皮佑国.基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电工技术学报, 2016, 31(12): 109-117.
- [15] MALEKIAN K, MONFARED J M. A genetic based fuzzy logic controller for direct torque controlled IPMSM drives over wide speed range [C] // 2007 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2007: 847-853.
- [16] 王庆龙,张兴,张崇巍.永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J].中国电机工程学报, 2014, 34(6): 897-902.
- [17] 王悍泉,刘凌,吴华伟.改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J].西安交通大学学报, 2016, 50(6): 105-109.
- [18] BERNAT J, KOLOTA J, STEPIEN S, et al. Adaptive control of permanent magnet synchronous motor with constrained reference current exploiting backstepping methodology [C] // IEEE Conference on Control Applications (CCA), 2014: 1545-1550.
- [19] 付莉,高仕斌,任晓刚,等.基于 MRAS 的 PMSM 无传感器矢量控制研究[J].电气传动, 2015, 45(10): 17-21.
- [20] 张伯泽,阮毅.基于 MRAS 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[J].电机与控制应用, 2016, 43(4): 13-16.
- [21] 宋凤林,黄劭刚,洪剑锋,等.基于改进模型参考自适应法的异步电机矢量控制[J].微电机, 2015, 48(4): 52-55.
- [22] 丁文,高琳,梁得亮,等.永磁同步电机矢量控制系统的建模与仿真[J].微电机, 2010, 43(12): 66-71.

收稿日期: 2017 -05 -10

(上接第 34 页)

收稿日期: 2017 -05 -03