

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2012.03.0014

# MW级异步电机无速度传感器矢量控制研究

秦灿华<sup>1</sup>, 刘连根<sup>2</sup>, 曹洋<sup>2</sup>, 彭勃<sup>2</sup>, 南永辉<sup>2</sup>

(1. 湖南南工业大学电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007; 2. 南车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

**摘要:** 速度辨识是无速度传感器矢量控制系统中的关键, 速度估计的精度将直接决定矢量控制系统的控制效果。设计采用了不存在纯积分的反电动势MRAS方法辨识速度, 介绍了矢量控制的基本原理和速度估计方法。首先基于Matlab软件进行了仿真研究, 然后在电机实验站的实验电源系统中实现了无速度传感器矢量控制的工程化实践, 为了增强系统对自身参数的鲁棒性, 电机参数均使用热态参数。仿真和工程化实践结果证明了异步电机基于MRAS的速度估计方法的可行性, 矢量控制系统能较好的估计转速, 并具有较好的稳定性。

**关键词:** 模型参考自适应; 速度辨识; 无速度传感器; 矢量控制; 反电动势

中图分类号: TM301.2

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2012)03-0063-05

## Research on Speed Sensorless Vector Control of MW Asynchronous Motor

Qin Canhua<sup>1</sup>, Liu Liangen<sup>2</sup>, Cao Yang<sup>2</sup>, Peng Bo<sup>2</sup>, Nan Yonghui<sup>2</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China;  
2. CSR Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou Hunan 412001, China)

**Abstract:** Speed estimator is the key for the speed sensorless vector-controlled induction motor drive system. The precision of speed estimation directly determines the control result of the system. Applied MRAS method based on back electromotive force without pure integral to estimate speed, and introduced the vector control principle and speed estimation method. Firstly, made a simulation research with Matlab. Secondly, realized speed sensorless vector control in the experimental power system of motor testing station and in order to increase system robustness, system parameters used the motor thermal state parameters. The simulation of Matlab and the result of the engineering show that the method has a good speed estimator effect and system stability.

**Keywords:** MRAS; speed estimator; speed sensorless; vector control; back electromotive force

## 0 引言

矢量控制技术自提出以来, 以其优越的转矩控制性能使交流传动控制系统的动态品质得到了显著提高, 其在工程中几乎得到了普及。在异步电机矢量控制中, 为了确定定子电流矢量的方向及建立速

度闭环反馈就必须获得电机转速信号。目前, 转速信息主要是通过数字编码器检测转速获取, 这增加了控制系统的成本和复杂性, 同时还增加了系统维护成本和故障因素。在风力发电行业, 现阶段引进的大部分MW级电机(尤其是永磁同步发电机), 其在设计及生产技术环节根本没有预留安装编码器的

收稿日期: 2011-11-08

作者简介: 秦灿华(1985-), 男, 湖南益阳人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为大功率变流器与交流传动,

E-mail: qincanhua@163.com

位置,这使得各厂家无论是在电机出厂试验阶段还是上天发电阶段都急迫要求实现无速度传感器矢量控制技术。

近些年,国内外学者对转速及磁链辨识技术进行了大量研究,提出了多种辨识方法,如:模型参考自适应法(model reference adaptive system, MRAS)<sup>[1-3]</sup>、全阶状态观测器法<sup>[4-7]</sup>、扩展卡尔滤波法、滑模观测器法<sup>[8-9]</sup>、转子齿谐波法、高频注入法等。因基于MRAS的算法相对简单,易于实现,同时具有较好的鲁棒性,故其在无速度编码器变频调速系统中应用最为广泛。而其它方法的算法相对较复杂,并对采样和死区时间有较高要求,因此暂时在工程实际中应用还有较大的困难<sup>[1]</sup>。

基于MRAS的速度辨识方法的基本原理是:将不含未知数的模型作参考模型,将含有待辨识参数的模型作可调模型,2个模型有相同物理意义的输出量,利用2个模型输出量的误差,构成合适的自适应律,通过PI调节器实时调节可调模型的参数,达到可调模型输出量跟踪参考模型输出量的目的。大多数论文都是以小功率电机做为仿真模型和研究对象,本文直接以某电机公司实验站的一台2.7 MW异步电机参数为标准,先进行Matlab仿真研究,为了增强系统对自身参数的鲁棒性,电机参数均使用其热态参数,然后在现场电机实验电源变频器系统中实现了对2.7 MW异步电机的无速度传感器矢量控制拖动的工程化实践。

## 1 转子磁链电压及电流模型

异步电机在两相静止坐标系中的电压方程式可写为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中: $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$ 为静止坐标系中两相定子绕组电压;

$u_{r\alpha}$ 和 $u_{r\beta}$ 为静止坐标系中两相转子绕组电压;

$i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 为静止坐标系中两相定子绕组电流;

$i_{r\alpha}$ 和 $i_{r\beta}$ 为静止坐标系中两相转子绕组电流;

$\omega_r$ 为转子角速度;

$R_s$ 和 $R_r$ 为定子和转子一相绕组的电阻;

$L_s$ 和 $L_r$ 为静止坐标系中定、转子绕组的自感;

$L_m$ 为两相静止坐标系中定、转子绕组的互感,

$p=d/dt$ 为微分因子。

转子磁链的电压模型可表示成式(2)的形式,

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right], \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right], \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\psi_{r\alpha}$ 和 $\psi_{r\beta}$ 为转子磁链 $\psi_r$ 在 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴的分量;

$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ 为漏感系数。

从式(2)可推算出如下不含纯积分的方程式,

$$\begin{cases} e_{m\alpha} = \frac{L_m}{L_r} p\psi_{r\alpha} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}, \\ e_{m\beta} = \frac{L_m}{L_r} p\psi_{r\beta} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}, \end{cases} \quad (3)$$

式中 $e_{m\alpha}$ 和 $e_{m\beta}$ 为反电动势 $e_m$ 在 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴的分量。

可以看出:式(3)中不含待估计参数 $\hat{\omega}_r$ ,可做为参考模型。

转子磁链的电流模型为:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{pT_r + 1} (L_m i_{s\alpha} - \omega_r T_r \psi_{r\beta}), \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{pT_r + 1} (L_m i_{s\beta} + \omega_r T_r \psi_{r\alpha}), \end{cases} \quad (4)$$

式中 $T_r$ 为转子电磁时间常数,且 $T_r = L_m / R_r$ 。

从式(4)可推算出如下不含纯积分的方程式:

$$\begin{cases} \hat{e}_{m\alpha} = \frac{L_m}{L_r} p\psi_{r\alpha} = \frac{L_m^2}{L_r T_r} \left( i_{s\alpha} - \frac{\psi_{r\alpha}}{L_m} - T_r \frac{\psi_{r\beta}}{L_m} \hat{\omega}_r \right), \\ \hat{e}_{m\beta} = \frac{L_m}{L_r} p\psi_{r\beta} = \frac{L_m^2}{L_r T_r} \left( i_{s\beta} - \frac{\psi_{r\beta}}{L_m} - T_r \frac{\psi_{r\alpha}}{L_m} \hat{\omega}_r \right), \end{cases} \quad (5)$$

式中 $\hat{e}_{m\alpha}$ 和 $\hat{e}_{m\beta}$ 分别为反电动势估计值 $\hat{e}_m$ 在 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴的分量。

式(5)中含有被估计参数 $\hat{\omega}_r$ ,可做为可调模型。

## 2 转子磁场定向矢量控制

按转子磁场定向,在两相旋转坐标系中,转子磁链 $\psi_r$ 在定向坐标系(MT坐标系)中M轴的分量为 $\psi_{rM} = \psi_r$ ,T轴分量为 $\psi_{rT} = 0$ 。在转子磁场定向两相旋转坐标系中,转子磁链电流模型是通过检测定子三相电流和转子转速 $\omega_r$ 计算转子磁链,三相定子电流经3s/2r变换得到定子电流的励磁分量 $i_{sM}$ 和转矩分量 $i_{sT}$ ,并得到异步电动机的矢量控制方程式。

$$T_e = n_p i_{sT} \psi_r L_m / L_r, \quad (6)$$

$$\Delta\omega = L_m i_{sT} / T_r \psi_r, \quad (7)$$

$$\psi_r = i_{sM} L_m / (pT_r + 1). \quad (8)$$

式中: $T_e$ 为电磁转矩;

$n_p$ 为电机极对数;

通过矢量控制方程式(6)和(8)可知:电机转矩与转矩电流分量 $i_{sT}$ 成正比,电机磁链与励磁电流分量 $i_{sM}$ 成正比,因此在定向坐标系下实现了转矩和励磁的相互解耦。由式(7)可以计算电动机的转差 $\Delta\omega$ 和定子电角速度 $\omega_s$  ( $\omega_s = \omega_r + \Delta\omega$ )。通过矢量控制方程式(8),可以计算电动机转子磁链 $\psi_r$ ,计算流程如图1所示。

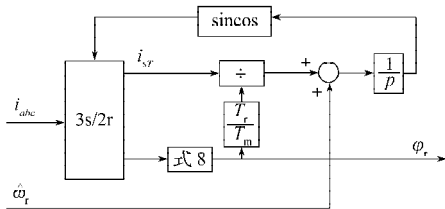


图1 转子磁链计算模型

Fig. 1 Rotor flux calculation model

### 3 基于MRAS的转速辨识

采用不含纯积分的反电动势模型进行速度观测。以电压模型推出的反电势模型为参考模型,电流模型推算出的反电势模型为可调模型,再利用二者的输出交叉相乘并通过PI控制器估计转速。辨识结构框图如图2所示。

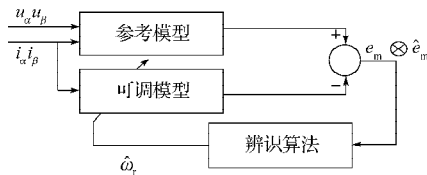


图2 自适应转速辨识框图

Fig. 2 MRAS speed estimation diagram

基于模型参考的自适应系统均认为参考模型为理想模型,即参考模型中不含被辨识参数。然而在实际辨识过程中,参考模型中含有电机定子电阻、定转子磁链等随电机温度变化的物理量,特别是定子电阻的变化,给系统低速下的辨识带来了较大的误差<sup>[10]</sup>。为了增强转速辨识系统对自身参数的鲁棒性,电机参数均使用其热态参数。由Popov超稳定定律,可求得转速辨识自适应算法的表达式<sup>[3]</sup>。

$$\varepsilon = (\hat{e}_{m\alpha} \cdot e_{m\beta} - \hat{e}_{m\beta} \cdot e_{m\alpha}), \quad (9)$$

$$\hat{\omega}_r = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \varepsilon. \quad (10)$$

式中: $\varepsilon$ 为转速调节误差信号;

$\hat{\omega}_r$ 为转速估计值;

$k_p$ 和 $k_i$ 分别为比例和积分参数;

$s$ 为积分因子。

### 4 系统仿真研究

为了研究系统的可行性和可能存在的问题,利用Matlab7.1/Simulink对电机进行了基于反电动势法的无速度传感器矢量控制仿真。为了增加对象的真实性和系统对电机自身参数的鲁棒性,仿真以某实验站2.7 MW异步拖动电机为研究对象,仿真时使用的电机参数为其热态时测得的参数,电机具体参数如下:

额定功率2 700 kW,额定电压690 V,额定频率60 Hz,额定电流2 615 A,额定转速1 800 r/min,极数4,相数3,功率因数0.9,效率96%,额定转矩14.33 kN·m,定子电阻 $R_s=0.0008 \Omega$ ,转子电阻 $R_r=0.0007 \Omega$ ,定子电抗 $x_s=0.02 \Omega$ ,转子电抗 $x_r=0.024 \Omega$ ,励磁电抗 $x_m=0.646 \Omega$ 。

估计转速反馈到闭环控制系统中,电机空载,给定转速1 400 r/min时,转速估计波形与实际转速波形如图3所示。从图中可以看出,估计转速在高速区跟踪效果较准确,而且系统比较稳定,但在低速区(额定转速15%以下),速度估计值误差较大。

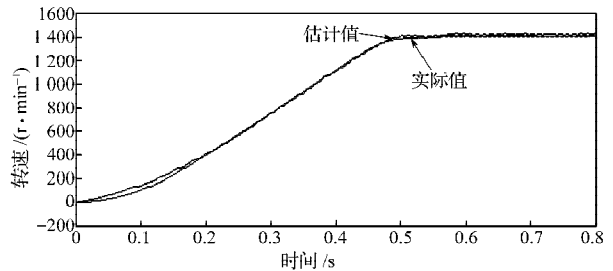


图3 速度闭环估计值

Fig. 3 Speed closed loop estimated value

空载情况下,当速度初始给定1 400 r/min,至0.7 s时速度给定值变为700 r/min,电机速度实际值与估计值波形、磁场定向角正弦和余弦值波形、对应电机三相定子电流波形分别如图4~6所示。

从图4中可以看到,转速估计值在动态调节过程中有一定的误差,通过PI参数的优化,该误差还可以得到一定的减小。同时速度稳定性良好,估计趋势正确,并能很快稳定到新的速度给定值,这说明速度观测效果有效可行。对比图4和图5可以看到,转速越大对应磁场定向角度变化周期越小,即定子电压频率越大。图6中可以看到起动和速度调节过程中,定子电流要比空载稳定情况下的电流大。

仿真结果说明:基于反电动势的无速度传感器异步电机矢量控制方案稳定可行,尤其在高速区完全可以满足现场工况和客户的要求,可以工程化实现用于对现场2.7 MW的异步电机的控制。

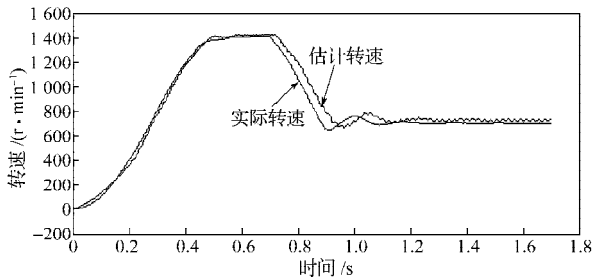


图4 电机速度实际值与估计值

Fig. 4 Motor speed actual value and estimated value

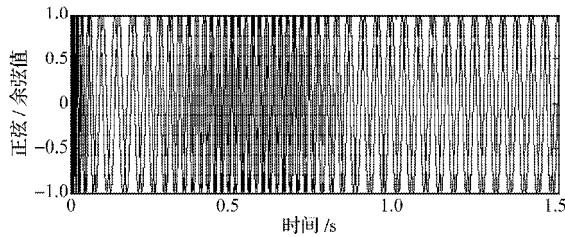


图5 磁场定向角的正弦和余弦值

Fig. 5 Sinusoidal and cosine value of rotor flux directional angle

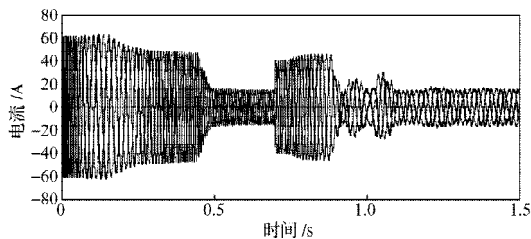


图6 三相定子电流波形

Fig. 6 Three-phase stator current waveform

## 5 实验结果及分析

鉴于实验站电机产品不方便安装速度编码器,客户要求实验电源系统实现无速度传感器矢量控制,同时也愿意提供这样的实验条件。同时鉴于电机实验电源及相关行业趋势也要求实现电机无速度传感器矢量控制,以此为契机,决定以实验站一台2.7 MW异步电机拖动机为研究对象,进行异步电机无速度传感器矢量控制实验研究。

2.7 MW异步拖动电机采用水冷形式,用MW级变频器驱动,主要用于拖动双馈型异步风力发电机做并网、温升等相关出厂实验,双馈风力发电机采用强制风冷,2.7 MW电机参数已在本文第4节中给出。实验电源变频器采用6个模块并联结构,输出最大电流为3 260 A,输出电压为0~1 140 V可调。

变频器控制系统硬件采用双DSP+FPGA模式,在变频器输出端接有横河的功率分析仪,方便研究人员对实验结果进行观测和分析。考虑到反电

动势法速度估计算法受定子影响较大,本控制系统采用电机定子热态电阻做为系统参数,以增强系统对电机参数的鲁棒性,通过现场的设备调试和参数的优化,采用无速度传感器矢量控制算法进行控制的变频器通过一定斜波给定能有效地拖动2.7 MW异步电机,并在稳定状态下有效好的稳定性能,实验测得电机在稳定后的定子侧电压和电流波形、及用无速度编码器算法估计的磁场定向角度波形如图7和8所示。

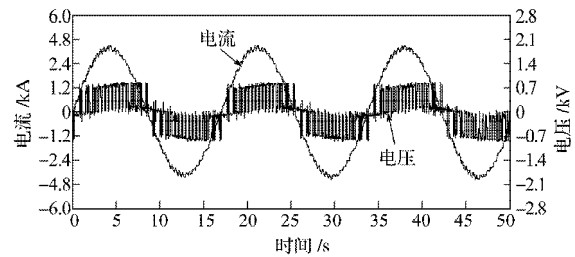


图7 定子电压和电流波形

Fig. 7 Stator voltage and current waveform

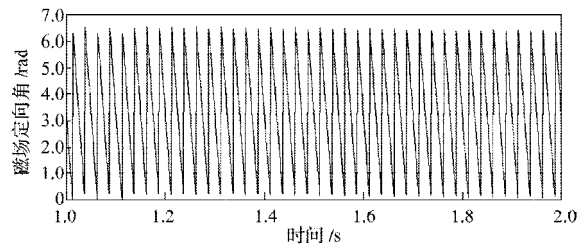


图8 MRAS算法估计的磁场定向角波形

Fig. 8 Waveform of rotor flux directional angle estimated by MRAS algorithm

从图7中可以看出:稳态电压、电流波形波动小,这说明速度估计值能为矢量控制提供比较准确的坐标变换角度,也就是在电机稳态时速度估计值准确而且稳定,图8为磁场定向角度的波形,波形比较稳定,这也更直接地反应了速度估计的准确性和稳定性。

## 6 结语

此次关于速度估计的研究直接以MW级电机为对象,通过仿真证明了异步电机基于MRAS的速度估计方法的可行性。并通过实验结果证实了基于反电动势法的速度辨识算法相对简单,易于工程化实现。采用定子热态电阻值做系统参数,增强了系统的鲁棒性和稳定性。该算法在电机中、高速度区已完全满足实验电源现场的工况要求,接下来将进行无速度传感器控制算法下的电机起动性能和低速性能研究。

## 参考文献:

- [1] 周亚丽,李永东,郑泽东.基于MRAS的感应电机无速度传感器矢量控制[J].电气传动,2009,39(4):3-8.  
Zhou Yali, Li Yongdong, Zheng Zedong. Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Based on the Model Reference Adaptive System[J]. Electric Drive, 2009, 39(4): 3-8.
- [2] 李岚,王娟平.模型参考自适应转速辨识算法比较[J].电气应用,2006,25(4):126-129.  
Li Lan, Wang Juanping. Compare of Speed Estimation Method in Model Reference Adaptive[J]. Electrotechnical Application, 2006, 25(4): 126-129.
- [3] 缪波涛,孙旭东,刘丛伟,等.一种异步电动机矢量控制的转速辨识方法[J].电工技术学报,2003,18(3):14-18.  
Miao Botao, Sun Xudong, Liu Congwei, et al. Speed Identification for Vector Controlled Induction Motor without Speed Sensors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(3): 14-18.
- [4] 年晓红,王坚,李祥飞,等.基于感应电机定子磁链U-N模型的速度自适应辨识方法[J].中国电机工程学报,2006,26(24):159-163.  
Nian Xiaohong, Wang Jian, Li Xiangfei, et al. A Method of Speed Adaptive Estimation Based on Stator Flux U-N Model of IM[J]. Proceedings of The Chinese Society For Electrical Engineering, 2006, 26(24): 159-163.
- [5] 王坚,年晓红,桂卫华,等.新型异步电机无速度传感器控制方法[J].中国电机工程学报,2008,28(3):96-101.  
Wang Jian, Nian Xiaohong, Gui Weihua, et al. A New Speed Sensorless Control Method of Asynchronous Motor[J]. Proceedings of The Chinese Society For Electrical Engineering, 2008, 28(3): 96-101.
- [6] 奚国华,沈红平,喻寿益,等.异步电机无速度传感器直接转矩控制系统[J].中国电机工程学报,2007,27(21):76-82.  
Xi Guohua, Shen Hongping, Yu Shouyi, et al. Speed Sensorless Direct Torque Control System of Asynchronous Motor[J]. Proceedings of The Chinese Society For Electrical Engineering, 2007, 27(21): 76-82.
- [7] 王高林,于泳,陈伟,等.基于改进MRAS观测器无速度传感器感应电机转速估计方法[J].电气传动,2009,39(1):15-18.  
Wang Gaolin, Yu Yong, Chen Wei, et al. Improved Speed Estimation Method Based on MRAS Observer for Sensorless Induction Motor[J]. Electric Drive, 2009, 39(1): 15-18.
- [8] 王庆龙,张兴.感应电机双滑模面变结构MRAS转速辨识[J].电机与控制学报,2010,14(10):32-39.  
Wang Qinglong, Zhang Xing. Double-Manifold Variable-Structure MRAS Speed Identification for Induction Motor[J]. Electric Machines And Control, 2010, 14(10): 32-39.
- [9] 王庆龙,张崇巍,张兴.交流电机无速度传感器矢量控制系统变结构模型参考自适应转速辨识[J].中国电机工程学报,2007,27(15):70-74.  
Wang Qinglong, Zhang Chongwei, Zhang Xing. Variable-Structure MRAS Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor[J]. Proceedings of The Chinese Society For Electrical Engineering, 2007, 27(15): 70-74.
- [10] 王明渝,邓威,王瑞妙.定转子电阻在线辨识的感应电机转速估计方法[J].电机与控制学报,2010,14(4):66-71.  
Wang Mingyu, Deng Wei, Wang Ruimiao. Rotor Speed Estimation for Induction Motor with Stator and Rotor Resistances Online Identification[J]. Electric Machines And Control, 2010, 14(4): 66-71.

(责任编辑:李玉珍)