

# 异步电机无速度传感器解耦矢量控制

任林,宗剑,闫娜云,石弘洋

(上海应用技术大学 电气与电子工程学院,上海 201418)

**摘要:**传统的矢量控制系统仅实现了转速与转子磁链的静态解耦,并没有从根本上消除定子电压方程中的交叉耦合项。为解决上述问题,引入前馈解耦补偿改善PI调节器对动态性能的影响,同时在速度闭环引入模糊调节器代替PI调节器,并采用低通滤波器替代纯积分环节以改善模型参考自适应方案中纯积分环节对转速估算精度的影响。改进方案的实验结果表明,所采用的控制策略能够提高电机的动态性能和转速辨识精度。

**关键词:**无速度传感器;前馈解耦;模型参考自适应;模糊控制

**中图分类号:**TM343

**文献标识码:**A

**DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19643

## Speed Sensorless Decoupling Vector Control for Asynchronous Motors

REN Lin, ZONG Jian, YAN Nayun, SHI Hongyang

(College of Electrical and Electronic Engineering, Shanghai Institute of Technology, Shanghai 201418, China)

**Abstract:**In the traditional vector control system, only the static decoupling of the motor speed and the rotor flux linkage is realized, and the cross-coupling in the equation of stator voltage is not fundamentally eliminated. To solve the above problems, a feed-forward decoupling compensation was introduced to improve the impact of PI regulators on dynamic performance. At the same time, the fuzzy controller was introduced to instead of the PI regulator in the speed closed-loop. A low-pass filter was used to instead of the pure integral link and to improve the influence of the pure integral link on the accuracy of the speed estimation in the model reference adaptive scheme. The experimental results show that the adoption of the control strategy can improve the dynamic performance and the accuracy of speed identification of the motor.

**Key words:** speed sensorless; feed-forward decoupling; model reference adaptive system; fuzzy control

模型参考自适应是一种较为简单的速度辨识方法,但是其电压模型中存在积分饱和问题和直流偏置问题,使得磁链轨迹偏移中心原点导致转速估算不准确。目前改进异步电机转速辨识方法主要有:低通滤波器、无功功率法、低限幅与饱和和反馈环节补偿法等。采用低通滤波器替代纯积分环节是一种解决直流偏置问题较为常用的方法<sup>[1]</sup>。传统的异步电机矢量控制一般采用PI调节器分别对定子电流励磁分量和转矩分量进行闭环反馈控制得到定子电压,但忽略了 $m, t$ 轴定子电压的耦合问题<sup>[2]</sup>。本文采用异步电机改进速度辨识精度的前馈解耦控制方案,解决了转速辨识精度问题和转速与磁链的动态解耦问题。

理论分析与仿真论证了该控制策略的有效性和可行性。

## 1 前馈解耦控制模型

异步电机在同步旋转坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_{sm} = R_s i_{sm} - \delta L_s \omega_1 i_{st} \\ u_{st} = R_s i_{st} + \delta L_s \frac{di_{st}}{dt} + \omega_1 L_s i_{sm} \end{cases} \quad (1)$$

其中

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

式中: $u_{sm}, u_{st}, i_{sm}, i_{st}$ 分别为同步旋转坐标系下的定子电压和定子电流分量; $R_s$ 为定子电阻; $\delta$ 为漏磁系数; $L_s$ 为定子电感; $L_r$ 为转子电感; $L_m$ 为互感;

$\omega_1$ 为角频率。

对式(1)的电压方程进行变换得:

$$\begin{cases} 0 = u_{sm} - R_s i_{sm} + \delta L_s \omega_1 i_{st} \\ \frac{di_{st}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} (u_{st} - R_s i_{st} - \omega_1 L_s i_{sm}) \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可知,在采用PI调节器控制时,其输出电压一部分用于抵消反电动势,一部分用于控制  $m, t$  轴的电流分量,但是由于耦合电压的存在,输出电压还要用于补偿耦合项,从而延长了调节时间,降低了系统的动态性能<sup>[3-4]</sup>。

为了补偿交叉耦合项带来的影响,其电压方程可以修改为

$$\begin{cases} u_{sm}^* = u_{sm} + \delta L_s \omega_1 i_{st} \\ u_{st}^* = u_{st} - \omega_1 L_s i_{sm} \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入变换后的电压方程式(2)得:

$$\begin{cases} 0 = u_{sm}^* - R_s i_{sm} \\ \frac{di_{st}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} (u_{st}^* - R_s i_{st}) \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $u_{sm}^*, u_{st}^*$  分别为补偿后的定子电压给定值在  $m, t$  坐标下的分量。

由式(4)可知,补偿后的电压模型已经不存在耦合,可以得到补偿交叉耦合电压后的定子电压方程:

$$\begin{cases} u_{sm} = (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{sm}^* - i_{sm}) - u'_{smc} \\ u_{st} = (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{st}^* - i_{st}) + u'_{stc} \end{cases} \quad (5)$$

其中  $u'_{smc} = \delta \omega_1 L_s i_{st}^*, u'_{stc} = \delta \omega_1 L_s i_{sm}^*$

式中:  $i_{sm}^*, i_{st}^*$  分别为定子电流的给定值在  $m, t$  坐标下的分量;  $u'_{smc}, u'_{stc}$  分别为定子电压的补偿值在  $m, t$  坐标下的分量。

由此得到的解耦控制模型如图1所示。

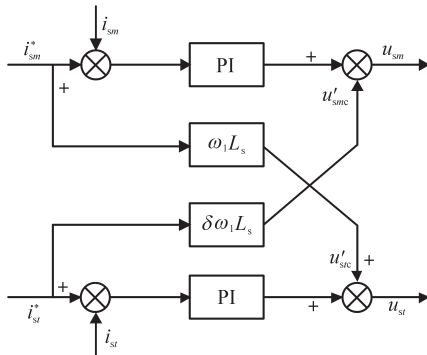


图1 电压前馈解耦控制原理图

Fig.1 Schematic diagram of voltage feed-forward decoupling control

图1所示解耦方式相当于在输入给定的定子电压基础上加上耦合项,那么在电压方程中耦合

项将被抵消掉,从而实现异步电机的动态解耦,提高了系统的动态性能。

## 2 速度辨识模型设计

### 2.1 MRAS的基本原理

模型参考自适应(MRAS)是一种较为简单的速度辨识方法,其将转子磁链计算的电压模型作为参考模型,将磁链计算的电流模型作为可调模型,利用李雅普诺夫稳定性理论辨识出异步电机的转速<sup>[5]</sup>。

在  $m, t$  坐标系下转子磁链的电流模型为

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm} \\ \omega_1 = \hat{\omega} + \frac{L_m}{T_r} i_{st} \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$T_r = L_r / R_r$$

式中:  $\Psi_r$  为磁链估计值;  $T_r$  为转子电磁时间常数;  $R_r$  为转子电阻;  $\hat{\omega}$  为估算转速。

对角频率进行积分可得磁链的相位角  $\varphi = \int \omega_1 dt$ 。由此得到磁链估计值  $\Psi_r$  在  $\alpha-\beta$  坐标系下的2个分量:

$$\begin{cases} \Psi_{ria} = \Psi_r \cos \varphi \\ \Psi_{rib} = \Psi_r \sin \varphi \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\Psi_{ria}, \Psi_{rib}$  分别为电流模型转子磁链在  $\alpha, \beta$  轴的分量。

在  $\alpha-\beta$  坐标系下的转子磁链的电压模型为

$$\begin{cases} \Psi_{rua} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sa} - \delta L_s i_{sa}) \\ \Psi_{r ub} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sb} - \delta L_s i_{sb}) \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\Psi_{rua}, \Psi_{r ub}$  分别为电压模型转子磁链在  $\alpha, \beta$  轴上的分量。

将电压模型(参考模型)与电流模型(可调模型)得到的转子磁链分量做差积得到偏差  $e = \Psi_{r ub} \Psi_{ria} - \Psi_{rua} \Psi_{rib}$ , 由李雅普诺夫稳定性理论辨识出异步电机的转速  $\hat{\omega}$ <sup>[6]</sup>。

### 2.2 改进MRAS的系统设计

在  $\alpha-\beta$  坐标系下的定子磁链的分量为

$$\begin{cases} \Psi_{sa} = \int (u_{sa} - R_s i_{sa}) dt \\ \Psi_{sb} = \int (u_{sb} - R_s i_{sb}) dt \end{cases} \quad (9)$$

式(9)定子磁链的分量涉及到积分运算,使得电压模型中出现积分饱和问题和直流偏置问题,因此引入低通滤波器代替原有的积分环节<sup>[7]</sup>:

$$\begin{cases} \Psi'_{sa} = \frac{1}{s + \omega_c} (-R_s i_{sa} + u_{sa}) \\ \Psi'_{sb} = \frac{1}{s + \omega_c} (-R_s i_{sb} + u_{sb}) \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $\Psi'_{sa}, \Psi'_{sb}$  分别为经过低通滤波器后的定子磁链在  $\alpha, \beta$  轴上的分量;  $\omega_c$  为低通滤波器的截止频率。

对式(10)中引入的低通滤波器带来的幅值相位的改变进行补偿得:

$$\begin{cases} \Psi_{sa} = \Psi'_{sa} - \Psi'_{sb} \frac{\omega_c}{\omega_1} \\ \Psi_{sb} = \Psi'_{sb} + \Psi'_{sa} \frac{\omega_c}{\omega_1} \end{cases} \quad (11)$$

改进电压模型的转子磁链控制原理如图2所示。

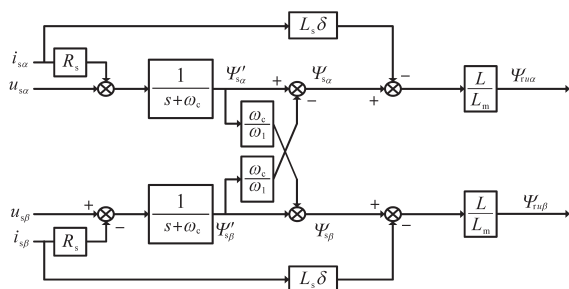


图2 改进电压模型的转子磁链原理图

Fig.2 Schematic diagram of rotor flux linkage with improved voltage model

### 3 基于模糊PI的控制模型

常规的PI调节器受限于电机数学模型的精确程度,通常会受到电机参数的影响。基于模糊控制的PI调节器能够对PI参数根据偏差的大小进行实时调节,以此来提高系统的性能,减小系统的超调量,使系统具有较强的鲁棒性。模糊自适应PI调节器原理如图3所示。

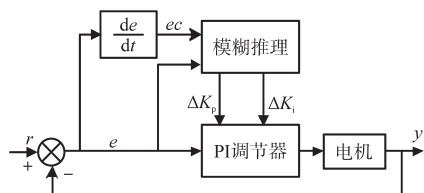


图3 模糊自适应PI控制器原理图

Fig.3 Schematic diagram of fuzzy adaptive PI controller

模糊自适应PI控制器对偏差及其变化率进行实时检测,并对传统的PI参数进行在线修正以达到最好的调节效果。自适应参数的整定公式如下式:

$$\begin{cases} K_p = K'_p + \Delta K_p \\ K_i = K'_i + \Delta K_i \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $K_p, K_i, K'_p, K'_i, \Delta K_p, \Delta K_i$  分别为加入模糊控制后的调节器的PI参数值、调节器的PI参数初值、模糊控制器的输出PI参数值<sup>[8]</sup>。

模糊输入、模糊输出的模糊集合为

$$e = \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\}$$

$$ec = \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\}$$

当论域取  $\{-6, 6\}$  时,其模糊隶属度函数如图4所示。

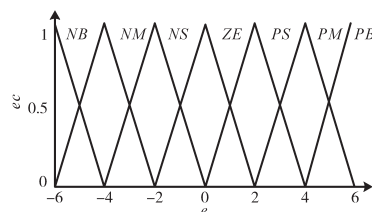


图4 模糊输入与模糊输出的隶属度

Fig.4 Membership of fuzzy input and fuzzy output

使用模糊自适应PI调节器代替传统的PI调节器时,模糊控制器中模糊规则的不同将导致解模糊化时间不同,电机的响应速度会受到影响。模糊规则可按照以下规则选取:当偏差  $e$  较大时,可取较大的  $K_p$ ,同时取较小的  $K_i$ ,从而避免输出有较大的超调量;当偏差  $e$  中等时,  $K_p, K_i$  都取为中等大小;当偏差  $e$  较小时,可取较小的  $K_p$ ,同时取较大的  $K_i$ 。量化因子可以通过控制系统参数去计算出,在保证模糊输出稳定在传统PI参数范围内的基础上,调节量化因子使输出达到更好的效果。

### 4 系统仿真与实验

#### 4.1 系统仿真与分析

本文对异步电机的解耦矢量控制系统进行仿真研究<sup>[9-10]</sup>,搭建基于Simulink的仿真模型,如图5所示。

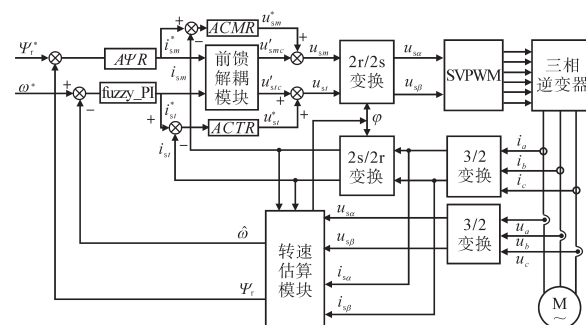


图5 系统的控制框图

Fig.5 Control block diagram of the system

仿真模型中异步电机的基本参数为:  $u_N = 380 \text{ V}$ ,  $P_N = 3 \times 746 \text{ W}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $R_s = 0.435 \Omega$ ,  $R_r = 0.816 \Omega$ ,  $L_m = 0.069 \text{ mH}$ ,  $L_{lr} = L_{ls} = 0.002 \text{ mH}$ ,  $J = 0.01 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $p = 2$ 。

图6为未采用改进策略与采用改进策略后的高速状态下转速仿真波形图。在高速带载状态下,控制系统转速上升平稳,估算转速能很好地逼近实际转速(图中两条曲线基本重合),改进后的控制系统转速在0.25 s时基本保持稳定,而未改进的控制系统转速调节时间较长,在0.3 s时基本保持稳定。图7为未采用改进策略与采用改进策略后的突加额定负载时转速局部放大图,系统在0.5 s时突加额定负载,改进后的控制系统转速辨识精度更高,动态性能更好。

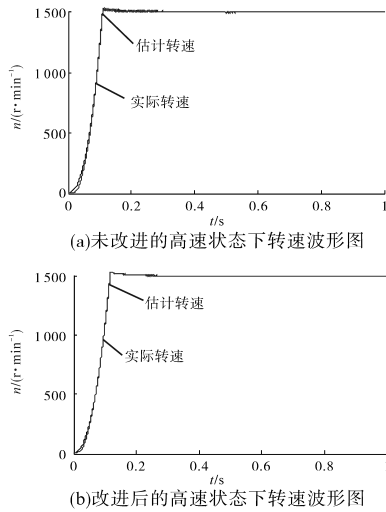


图6 控制系统高速状态下转速波形图

Fig.6 Speed waveforms of the control system at high speed

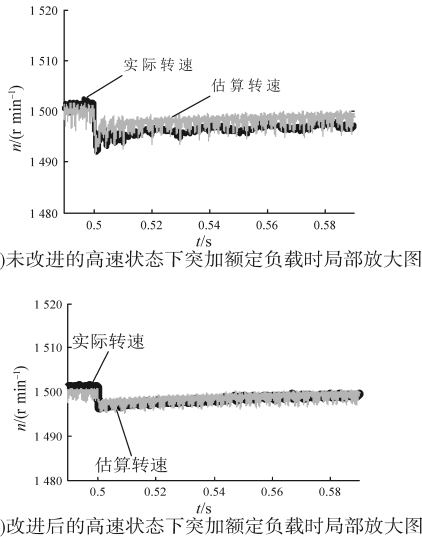


图7 控制系统低速状态下转速波形图

Fig.7 Speed waveforms of the control system at low speed

图8、图9为改进后低速突加额定负载时转速波形及其局部放大图。在低速带载状态下,启动时转速超调量低于5%,如图9所示,估算转速能跟踪实际转速,且误差较小,控制系统在突加额定负载时转速的动态性能也较好。

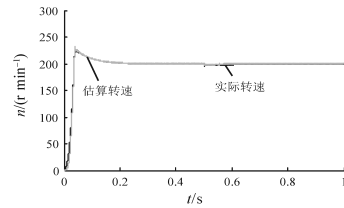


图8 改进后的低速状态下转速波形图

Fig.8 Improved speed waveforms under low speed condition

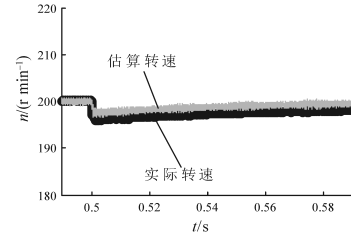


图9 改进后的低速状态下突加额定负载时局部放大图

Fig.9 Partial enlargement with sudden increase of rated load under improved low speed condition

图10为 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系下的转子磁链波形图,磁链的2个分量相位相差 $90^\circ$ 且幅值相等,磁链估算准确,速度辨识效果较好,没有明显的积分饱和及直流偏置的问题。

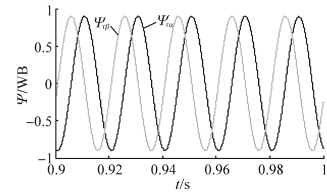


图10 转子磁链分量图

Fig.10 The component diagram of rotor flux

图11为控制系统由高速到低速转换状态下的转速波形图,控制系统在0.1 s从1 500 r/min稳定快速地切换到200 r/min,且转速的超调量在正常范围内,足见其控制策略的有效性。

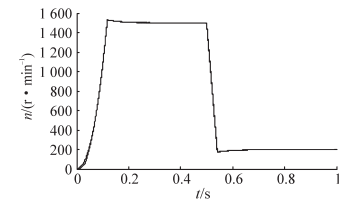


图11 高速到低速转换状态下的转速波形

Fig.11 Speed waveform from high speed to low speed conversion state

## 4.2 实验验证

对本文所提出的控制方式进行实验验证,实验平台选择功率为22 kW的异步电机作为实验电机,并拖动发电机作为其负载。选择基于TMS320F28335的控制平台,通过霍尔传感器对定子三相电流和三相电压及母线电压进行采样来为无速度传感器矢量控制提供输入。图12为

实验结果,可以看出,转子磁链正弦度较好,基本解决了积分饱和及直流偏置的问题,达到了较好的控制要求,从而验证了控制算法的可行性。



图12 转子磁链分量图

Fig.12 The component diagram of rotor flux

## 5 结论

本文提出了一种异步电机无速度传感器的解耦矢量控制方案。该方案在改进电压模型参考自适应的基础上,利用电压前馈解耦对定子电压方程中的耦合电压进行补偿,解决转速与磁链的动态解耦问题,并采用模糊自适应调节器代替传统PI调节器,提高了系统的性能。仿真与实验结果表明,该控制策略在确保异步电机稳定运行的同时,提高了转速辨识的精度,具有较高的工业应用价值。

### 参考文献

[1] 邹旭东,朱鹏程,康勇,等.基于电压解耦原理的感应电机无速度传感器矢量控制[J].中国电机工程学报,2005,25

(14):98-102.

- [2] 张兴华.感应电机的无速度传感器逆解耦控制[J].电工技术学报,2005,20(9):55-60.
- [3] 阮毅,陈伯时.电力拖动自动控制系统—运动控制系统[M].第4版.北京:机械工业出版社,2010.
- [4] 王成元,夏加宽,孙宜标.现代电机控制技术[M].第2版.北京:机械工业出版社,2014.
- [5] Verma Vimlesh, Chakraborty Chandan. New Series of MRAS for Speed Estimation of Vector Controlled Induction Motor Drive[C]//IECON 2014-40<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Societ. 2014:755-761.
- [6] Tursini M, Petrella R, Parasiliti F. Adaptive Sliding-mode Observer for Speed-sensorless Control of Induction Motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000,36(5):1380-1387.
- [7] 王志民,冯晓云.无速度传感器异步电机矢量控制系统的改进研究与仿真[J].电气传动自动化,2006,28(4):14-18.
- [8] 章玮,张楠,陈萍.基于前馈解耦的感应电机矢量控制系统[J].机电工程,2003,30(5):581-584,644.
- [9] 韩会山,陈龙,程德.异步电机矢量控制系统的设计及仿真研究[J].计算机仿真,2012,29(2):400-403.
- [10] 宗剑,阮毅,陈明辉,等.基于力矩模式的矿山牵引电机车控制系统的研究与实现[J].电机与控制应用,2011,38(7):22-25.

收稿日期:2018-10-25

修改稿日期:2019-02-18