

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2015.09.016

基于 MRAS 的永磁同步电机无传感器控制*

禹继贤, 颜钢锋*, 张 斌

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对传统机械式编码器对永磁同步电机(PMSM)交流调速系统带来的高成本、易受干扰、可靠性低且难以在复杂环境中应用等问题,对永磁同步电机数学模型、速度闭环控制方法以及目前的无传感器控制技术进行了研究,提出了一种新型的基于模型参考自适应理论(MRAS)的速度估计方法。以永磁同步电机本身作为参考模型,以含有转速变量的定子电流方程作为可调模型,以波波夫稳定性理论为基础设计了自适应律,根据自适应律判断当两个模型等效时,输出的估计转速收敛于真实值,再对转速积分得到了转子位置,实现了无速度传感器的电机控制。研究结果表明,应用该无传感器控制策略的交流调速系统避免了机械式编码器带来的限制,能够在宽调速范围内准确估计转速,动态、静态性能良好,鲁棒性强。

关键词:永磁同步电机;速度估计;模型参考自适应;无速度传感器控制;稳定性

中图分类号:TH39;TM351

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2015)09-1222-07

Sensorless control of permanent magnet synchronous motors based on MRAS

YU Ji-xian, YAN Gang-feng, ZHANG Bin

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to solve the problem of high cost, low reliability, being susceptible to interference and difficult to applying in a complex application environment caused by the traditional mechanical encoder to AC drive system, a novel method to estimate speed based on model reference adaptive system (MRAS) was presented. Mathematical model of permanent magnet synchronous motors (PMSM), speed closed-loop control method and current sensorless control technology was studied. PMSM itself was considered as reference model and the stator current equations were considered as adjustable model containing variable speed. Adaptive law is designed based on Popov stability theory. When two models were equivalent, the estimated speed converges to the real value. Thus the rotor position can be estimated from integrating of the speed. Experiment and simulation results indicate that application of this method can overcome the problems of mechanical encoder and accurately estimate the speed in AC drive system, and that both static/dynamic performance and robustness is improved.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); speed estimation; model reference adaptive system (MRAS); sensorless control; stability

0 引 言

由于永磁同步电机(PMSM)具有体积小、效率高、可靠性好以及对环境的适应性强等特点,使得永磁同步电机逐渐取代传统的直流电机,在各种高性能驱动系统中得到广泛的应用。永磁同步电机的驱动通常采用磁场定向矢量控制或直接转矩控制,无论哪种控制方案,都需要机械传感器来检测电机的转速和转子的

磁极位置。其中,霍尔传感器价格低,安装方便,但受传感器数量与安装精度限制无法实现高精度要求,只能测量转子在某个空间扇区内,一般用于永磁同步电机的初定位启动过程。高性能伺服系统中采用的机械传感器通常包括光栅编码器、磁编码器和旋转变压器。机械传感器测量精度高,但重量大,安装精度要求高,需要额外电缆连接,增加了控制系统的复杂性和成本。对使用环境也有一定的限制,在强电磁干扰环境下,与

收稿日期:2015-01-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61175106)

作者简介:禹继贤(1990-),男,齐齐哈尔人,主要从事伺服控制与驱动方面的研究。E-mail:johnny0711@126.com

通信联系人:颜钢锋,男,教授,博士生导师。E-mail:ygf@zju.edu.cn

控制器通信的计数脉冲有可能受到干扰,会对电机性能造成影响,降低了可靠性。特别在高速、超高速传动控制中,机械传感器实现困难,更有结构、价格等问题,这些都限制了其应用范围^[1-3]。

为了克服机械传感器带来的上述局限,很多学者开展了对无速度传感器控制技术的研究。其基本思想是利用电机绕组中的相关电信号如定子电流、定子电压等,通过适当的方法估算出转子的转速和位置。

最先提出也是最简单的无传感器控制方法是反电动势法,通过对反电动势的积分来实现转子磁通位置的估算。但因为低速时电机的反电动势很小,转子磁通估计结果对于定子电阻变化以及测量噪声非常敏感,使得该方法在低速和零速时效果变差^[4-6]。

另一种比较成熟的无传感器控制方法是高频注入法。基本原理是在电机中注入特定的高频电压(电流)信号,然后检测电机中对应的电流(电压)信号,通过一定带宽的滤波器来提取转子信息,以确定转子的凸极位置。此方法要求电机具有凸极效应,适合于内埋式永磁同步电机(IPMSM),对于面装式永磁同步电机这种隐极型电机需要注入脉振高频电压信号,跟踪饱和凸极位置。由于系统依赖外加高频激励信号来显示凸极性,对电机参数变化不敏感,鲁棒性好,可用于低速和零速的速度估计。但在转速较高时,定子电阻和旋转电压无法忽略,电机在高频注入下的简化模型不再适用,而且由于高频脉振注入法需要多个滤波器的使用,会带来转子速度和位置估计的滞后,还要求电机本身具有凸极性,因此这种方法不适合高速时永磁同步电机无传感器控制^[7-14]。

此外,一些学者还提出了滑模观测器法和扩展卡尔曼滤波器法(EKF)。滑模观测器利用滑动原理中滑动模态的概念,把一般的状态观测器中的控制回路以滑模变结构形式设计,通过结构变化开关的高频率来回切换,使状态的运动点以很小的幅度在相平面运动,最终稳定到平衡点。该方法对参数变化及外部扰动不敏感,鲁棒性强,但是一旦进入滑动模态后,开关时间和空间上的滞后会使滑模观测器呈现抖动现象,观测值沿着实际值上、下振荡,因此会影响被估量的估计精度。扩展卡尔曼滤波法是一种针对非线性系统的随机观测器,当系统产生噪声,如数学模型参数不准确或运行中参数变化或AD转换噪声时,仍能对系统状态进行准确估计。但EKF计算量巨大,会影响到它的在线应用^[15-17]。

本研究讨论的是基于模型参考自适应理论(MRAS)的速度估计方法,已经有许多学者在这方面

进行了深入相关研究。它的主要特点是采用参考模型,由其规定系统所要求的参数。参考模型和可调模型被相同外部输入所激励,其中参考模型是参数透明系统,即该系统中参数是可以测量调节的,独立于未知参数,而可调模型是依赖于未知参数的。两个系统的误差输入自适应机构,根据合适的自适应律来判断是否可调系统已经和参考系统等价,从而通过已知参数估测可调系统中的未知参数。此方法相对简单,运算量小,可以线上实时进行,估测结果准确^[18-19]。

永磁同步电机具有结构简单、噪声小、能量密度高、效率高等优点,非常适合对精度和可靠性要求严格的工业场合,现代交流伺服系统中多选用永磁同步电机作为执行机构。

1 永磁同步电机数学模型

由于永磁同步电机内部电磁关系比较复杂,在研究电机的数学模型时,常作如下假设:

- (1)忽略定、转子铁芯磁阻,忽略涡流和磁滞损耗的影响;
- (2)电机定子绕组三相对称,各绕组轴线在空间上互差120°电角度;
- (3)转子上没有阻尼绕组,忽略转子永磁体的阻尼作用;
- (4)稳态运行时,电机产生的感应电动势波形为正弦波;
- (5)永磁体和电机定子电流产生的磁场在气隙中均为正弦分布,忽略磁场的高次谐波。

面装式PMSM物理模型如图1所示。

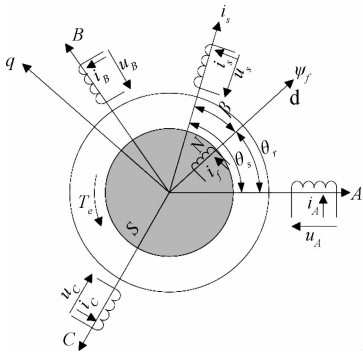


图1 面装式PMSM物理模型

电压和电流量正方向如图,取二者同向,将正向电流流经一相绕组产生的磁动势轴线定义为该相绕组的轴线,电磁转矩的正方向取逆时针方向。

由于PMSM是一个耦合多变量系统,一般在 $d-q$ 旋转坐标系下对电机进行分析,静止 ABC 坐标系到 $d-q$ 旋转坐标系的转换关系如下:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

在 d - q 坐标系下, PMSM 磁链方程如下:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (2)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (3)$$

式中: L_d —直轴电感, L_q —交轴电感, ψ_f —转子磁场。

定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d(\psi_d)}{dt} - \omega_r \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d(\psi_q)}{dt} + \omega_r \psi_d \end{cases} \quad (4)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = P_0 \psi_f i_q \quad (5)$$

其中: P_0 —极对数。

电机的运动方程为:

$$T_e - T_l = J \frac{d(\omega_r)}{dt} + B\omega_r \quad (6)$$

式中: T_l , B , J —负载转矩、粘滞摩擦系数、电机轴联转动惯量。

方程(1~6)构成了永磁同步电机的完整数学描述。

2 MRAS 参数辨识系统建模

模型参考自适应系统基本机构框图如图 2 所示。

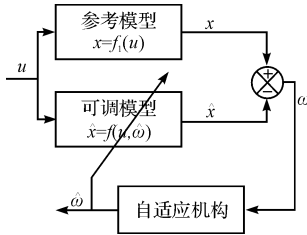


图 2 模型参考自适应系统基本机构框图

对于永磁同步电机, 将方程(2,3)代入式(4)得到定子动态电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{d(i_d)}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{d(i_q)}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (7)$$

由于该实验所用电机是面装式永磁同步电机, $L_d = L_q = L_s$, 将方程(7)改写为如下形式:

$$\begin{cases} \frac{d(i_d)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d + \omega_r i_q + \frac{u_d}{L_s} \\ \frac{d(i_q)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q - \omega_r i_d + \frac{u_q}{L_s} - \frac{\psi_f}{L_s} \omega_r \end{cases} \quad (8)$$

方程式(8)可改写为以定子电流为状态变量的状态方程:

$$\frac{d[\mathbf{i}]}{dt} = \mathbf{A}[\mathbf{i}] + b[\mathbf{u}] + c[\mathbf{r}] \quad (9)$$

$$\text{式中: } [\mathbf{i}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [\mathbf{u}] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, [\mathbf{r}] = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \end{bmatrix}, \mathbf{A} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, b = \frac{1}{L_s}, c = -\frac{\psi_f}{L_s}.$$

将状态方程式(9)中的待辨识参数 ω_r 以及状态变量 i_d, i_q 分别以其估计值表示, 可得 MRAS 可调参数模型的微分方程:

$$\frac{d[\hat{\mathbf{i}}]}{dt} = \hat{\mathbf{A}}[\hat{\mathbf{i}}] + b[\mathbf{u}] + c[\hat{\mathbf{r}}] \quad (10)$$

$$\text{式中: } [\hat{\mathbf{i}}] = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}, [\hat{\mathbf{r}}] = \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}.$$

本研究选择 PMSM 数学模型作为参考模型, 方程(9)是代表参考模型动态特性的微分方程。可调模型与参考模型具有相同的输入矢量 $[\mathbf{u}]$ 和相同的输出矢量 $[\mathbf{i}]$, 当可调模型的输出矢量即估计的定子电流, 趋近于参考模型的输出矢量即真实的电机定子绕组中的对应电流时, 待辨识参数将收敛于真实值。

本研究通过调节估计的转速, 以减小可调模型和参考模型间 d - q 轴定子电流的误差, 定义为 $e_d = i_d - \hat{i}_d$, $e_q = i_q - \hat{i}_q$, 转速误差定义为 $\Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$ 。

方程(9)减去方程(10)得到在同步旋转坐标系下的定子电流误差的动态描述:

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \varepsilon_d + \omega_r i_q - \hat{\omega}_r \hat{i}_q \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \varepsilon_q - \omega_r i_d + \hat{\omega}_r \hat{i}_d - \omega_r \frac{\psi_f}{L_s} + \hat{\omega}_r \frac{\psi_f}{L_s} \end{cases} \quad (11)$$

方程(11)写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_d}{dt} \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d - \frac{\psi_f}{L_s} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (12)$$

因此, 以电机定子电流误差为状态变量, 方程(12)可写成状态空间表达式:

$$\frac{d[\boldsymbol{\varepsilon}]}{dt} = [\mathbf{A}][\boldsymbol{\varepsilon}] + [\mathbf{B}]u \quad (13)$$

其中: $[\boldsymbol{\varepsilon}]$ —误差状态向量, $[\boldsymbol{\varepsilon}] = [\varepsilon_d \ \varepsilon_q]^T$; u —输入变量, $u = \omega_r - \hat{\omega}_r$; $[\mathbf{A}]$ —状态矩阵, $[\mathbf{B}]$ —输入矩阵, 定义为:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d - \frac{\psi_f}{L_s} \end{bmatrix}$$

方程(13)中 $\hat{\omega}_r$ 是一个时变参数,MRAS 模型参数辨识程序运行于矢量算法的电流环中,本研究设计系统电流环采样频率为 $16k$,机械时间常数远大于电气时间常数,所以对于数字控制系统,可以认为在每个采样周期中, ω_r 是不变的,即 $[A]$ 是时不变的。根据方程(13),MRAS 参数辨识系统可等价为一个标准反馈系统,由一个线性时不变前馈系统和一个非线性反馈系统组成,该模型如图3所示(其中, $[G] = [B]u$)。

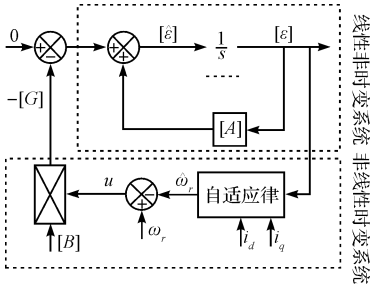


图3 参数辨识系统等效反馈模型

3 自适应律的设计

由于MRAS系统自身就是非线性的,需保证系统稳定性,使状态误差向量渐进收敛,待辨识参数才能逼近真实值。自适应律的设计基于超稳定概念,如图3所示,需要满足以下两个条件,一是前向通道的线性非时变系统传递函数 $H(s) = (s[I] - [A])^{-1}$ 是严格正定的(即所有极点均在 s 平面的左半平面),二是非线性反馈系统需满足波波夫的超稳定性定理:

$$\forall t_1 > 0, \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} [\epsilon]^T [G] dt \geq -r_0^2 \quad (14)$$

式中: r_0^2 —不随时间变化的有限正数。

条件一可由根轨迹法分析,特征方程为:

$$s^2 + \frac{2R_s}{L_s} + \left(\frac{R_s}{L_s}\right)^2 + \hat{\omega}_r^2 = 0$$

根轨迹图如图4所示。对于 $\hat{\omega}_r$ 取值从 $-200 \text{ elect. rad/s} \sim 200 \text{ elect. rad/s}$,所有极点都有负实部,所以前向通道的系统稳定, $H(s)$ 严格正定。

对于条件二,首先为消除静差,避免算法在误差接近于0时失效,对于 $\hat{\omega}_r$ 的估计式取为比例积分形式:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t F_1(t) dt + F_2(t) + \hat{\omega}_r(0) \quad (15)$$

式中: $\hat{\omega}_r(0)$ —转速估计算法的初始值。

根据波波夫超稳定性条件,解出满足条件的 F_1 和

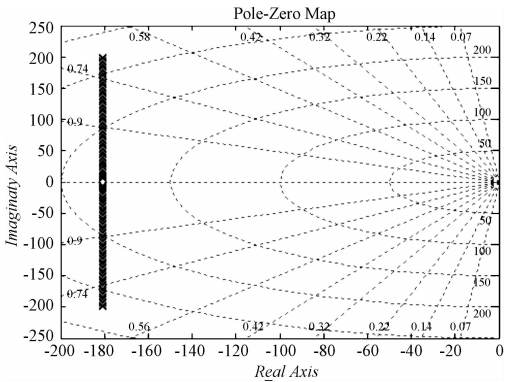


图4 传递函数 $H(s)$ 的根轨迹图

F_2 。将 $[\epsilon]$ 和 $[G]$ 代入(14)中,得到:

$$\int_0^{t_0} \left[-\epsilon_d i_q + \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] (\omega_r - \hat{\omega}_r) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (16)$$

根据 $\hat{\omega}_r$ 定义,方程式(16)变为:

$$\int_0^{t_0} \left\{ \left[-\epsilon_d i_q + \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] \times (\omega_r - \int_0^{t_0} F_1[\epsilon] dt - F_2[\epsilon] - \hat{\omega}_r(0)) \right\} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (17)$$

将方程式(17)分拆成如下两个式子:

$$\begin{cases} \eta_1(0, t_0) = \int_0^{t_0} \left[-\epsilon_d i_q + \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] \times \\ \left[\omega_r - \int_0^{t_0} F_1[\epsilon] dt - \hat{\omega}_r(0) \right] dt \\ \eta_2(0, t_0) = \int_0^{t_0} \left[-\epsilon_d i_q + \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] [-F_2[\epsilon]] dt \end{cases}$$

只要满足 $\eta_1(0, t_0) \geq -\gamma_1^2, \eta_2(0, t_0) \geq -\gamma_2^2$,则不等式(14)一定成立。

利用下面不等式:

$$\int_0^{t_0} \frac{df(t)}{dt} kf(t) dt \geq -\frac{1}{2} kf(0)^2 \quad (18)$$

可解得估测转子转速的自适应律满足下式:

$$F_1 = K_i \left[\epsilon_d i_q - \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] \quad (19)$$

$$F_2 = K_p \left[\epsilon_d i_q - \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] \quad (20)$$

将方程式(19,20)代入式(15)就可得到转子速度的估计式:

$$\hat{\omega}_r = K_i \int_0^t \left[-\epsilon_d i_q + \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] dt + K_p \left[\epsilon_d i_q - \epsilon_q \left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) \right] + \hat{\omega}_r(0) \quad (21)$$

其中: $K_p > 0, K_i > 0$ —PI 转速估计器的参数,通过对估计转速做积分可得到估计转子位置。

参数 ω_r 和 $\hat{\omega}_r$ 随时间变化,作为状态空间表达式(15)的输入量, $[\epsilon]$ 是状态变量,输出表达式为:

$$\Delta \varepsilon_{\omega_r} = \begin{bmatrix} i_q & -i_d - \frac{\psi_f}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix}$$

在平衡点附近 ($\Delta \omega_r = 0$) 取时间元,使表达式线性化。该单输入单输出系统的传递函数是:

$$\left. \frac{\Delta \varepsilon_{\omega_r}}{\Delta \hat{\omega}_r} \right|_{\Delta \omega_r = 0} = G_{\varepsilon_{\omega}} = [c] (s[I] - [A])^{-1} [B] =$$
$$\frac{\left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s}\right)^2 \left(s + \frac{R_s}{L_s}\right)^2 + i_q^2 s + i_q \frac{R_s}{L_s}}{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right)^2 + \hat{\omega}_r^2} \quad (22)$$

MRAS 转速估计系统的闭环框图如图 5 所示,前向通道的传递函数是:

$$W(s) = \frac{\hat{\omega}_r}{\Delta \hat{\omega}_r} = G_{\varepsilon_{\omega}} \left(\frac{K_i + sK_p}{s} \right) \quad (23)$$

根据图 4,传递函数 $H(s)$ 的极点都在 s 平面的左半平面,则 $G_{\varepsilon_{\omega}}$ 是正定的。由方程(23)和图 5 可知,估计器的 PI 控制器增益可以尽可能设置的大,以达到较好的动态性能,该实验中设定为 $K_p = 40, K_i = 200$ 。

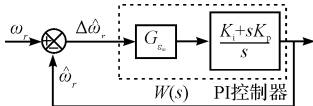


图 5 闭环转速控制框图

根据方程(5),得出转矩 T_e 与 i_q 相关,所以对于永磁同步电机,可采用 $i_d = 0$ 的控制方式,实现转矩电流比最大,效率高。文献[19]中所用到的 MRAS 速度估计方法就是近似认为 $i_d、\hat{i}_d$ 均为零,简化参考模型和可调模型为:

$$\begin{cases} \frac{d(i_q)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q + \frac{u_q}{L_s} - \frac{\psi_f}{L_s} \omega_r \\ \frac{d(\hat{i}_q)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_q + \frac{u_q}{L_s} - \frac{\psi_f}{L_s} \hat{\omega}_r \end{cases} \quad (24)$$

则方程(21)转速估计式简化为:

$$\hat{\omega}_r = K_i \int_0^t \left[(\hat{i}_q - i_q) \frac{\psi_f}{L_s} \right] dt + K_p \left[(\hat{i}_q - i_q) \frac{\psi_f}{L_s} \right] + \hat{\omega}_r(0) \quad (25)$$

本研究将对这两种 MRAS 方法进行仿真对比,也分析二者的优缺点。

4 仿真与实验

4.1 仿真结果

本研究所做的无速度传感器电机控制系统仿真是在 Matlab-Simulink 环境中完成的,仿真模型所基于的电机参数如表 1 所示。

永磁同步电机控制系统仿真中,电流环两个 PI 调

表 1 电机特征参数

参数名称	数值	额定值名称	数值
R_s/Ω	1.82	额定功率/kW	1
L_s/mH	10.05	额定电压/V	220
$K_e/(\text{V} \cdot \text{krpm}^{-1})$	106.8	额定电流/A	5.16
$J/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	1.853	额定转速/($\text{r} \cdot \text{m}^{-1}$)	2 000
$K_T/(\text{Nm} \cdot \text{A}^{-1})$	1.019	母线电压/V	310

节器用于调节 d - q 轴电流误差,趋向速度环输出的给定电流值,电流调节器输出 d - q 轴电压,参与空间电压矢量运算。速度环的 PI 调节器输出 q 轴电流给定值,系统共 3 个 PI 调节器, d - q 轴电流调节器参数设定是 $K_{p_{id}} = 80, K_{i_{id}} = 80, K_{p_{iq}} = 80, K_{i_{iq}} = 80$ 速度调节器参数是 $K_{p_{\omega}} = 0.03, K_{i_{\omega}} = 2$ 。

速度给定分别在 0 s、1 s、3 s、4 s 时从 200 r/min 增加到 500 r/min 再突降到 200 r/min 再反向旋转 -200 r/min 的波形如图 6 所示。从图 6 可知,系统动态性能良好,上升时间是 2 ms,调整时间是 20 ms,最大超调量为 2%。在 1.5 s 和 2.5 s 有负载的突增和突降,转速最大误差是 35 r/min,输出转速在 50 ms 内迅速收敛于给定转速,控制算法具有较强的鲁棒性。转速实测值和转速估计值之间的误差如图 7 所示。可见稳态运行时,误差趋近于 0,因为估计算法与实际转速间有几十微秒的延时,动态特性上会有速度误差,最大误差值在 40 r/min 以内。整个速度变化过程中估测电角度和实测电角度之间的误差如图 8 所示。由图 8 可知,估测电角度和实测电角度误差非常小。

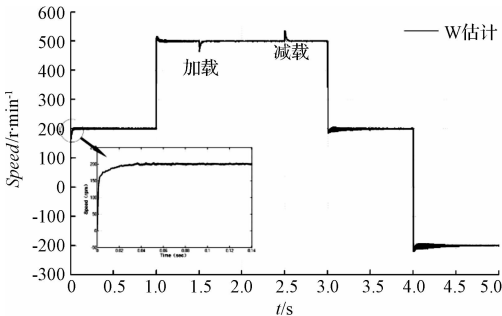


图 6 估计转速与启动阶段局部放大

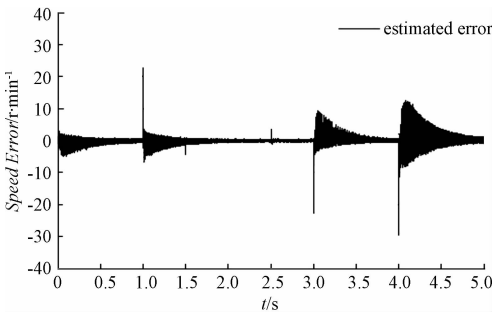


图 7 估计转速与实测转速间误差

再将同时估计 $\hat{i}_d、\hat{i}_q$ 的 MRAS 算法和近似认为 $\hat{i}_d$

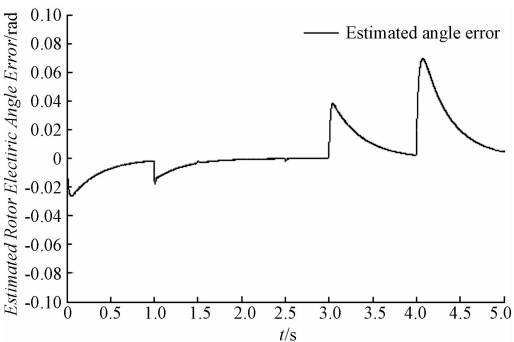


图8 转子估计电角度和实测电角度误差

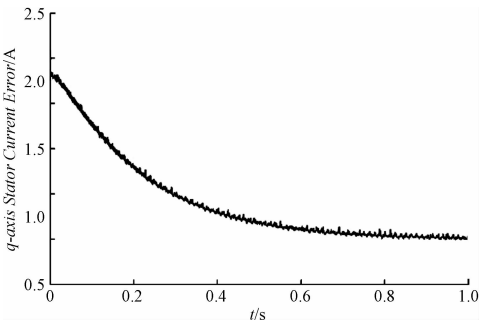


图11 方法一的 q 轴电流估计误差

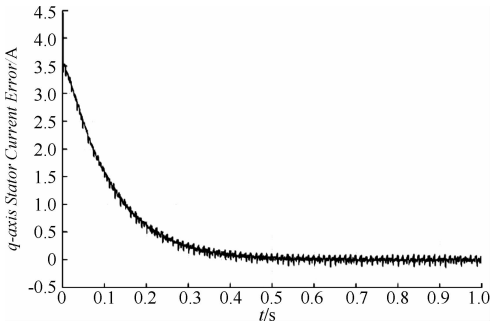


图12 方法二的 q 轴电流估计误差

恒为零,只根据 $\hat{i}_q$ 建模的 MRAS 算法进行对比。前者以下简称方法一,后者简称为方法二。给定转速同为 200 r/min 的条件下,两种方法的速度响应如图 9、图 10 所示。为了在同等环境下比较响应时间,两种方法的仿真使用相同 PI 参数。可见方法二的响应时间不到 1 ms,比方法一更快,这一点在图 11 和图 12 中可以更清晰地看出来,方法二控制下的 q 轴电流误差更快速的收敛到零。这是因为方法二忽略 i_d 、 $\hat{i}_d$,简化了数学模型,只需要估算的 q 轴电流通过 PI 调节跟踪上实际的 q 轴电流,从而使广义误差为 0,就能使估算转速跟踪上实际的转速,而方法一还需要估算 d 轴电流,使其跟踪上实际 d 轴电流。减小了运算量,所以动态响应更快。但也因为方法二是假设 i_d 、 $\hat{i}_d$ 都为 0,它只适用于永磁同步电机的 $I_d = 0$ 的控制方式,适用范围受限,而且因为它是近似模型,静态误差比方法二要大。

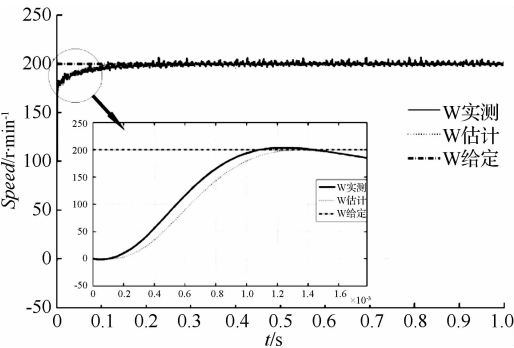


图9 方法一的速度响应曲线及局部放大图

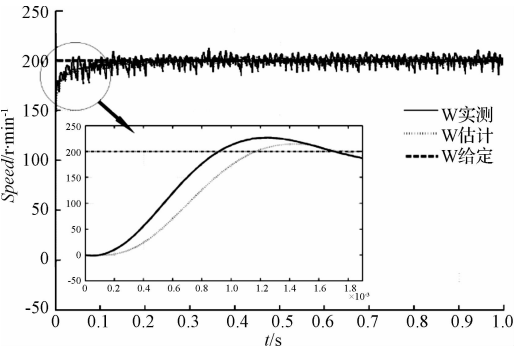


图10 方法二的速度响应曲线及局部放大图

4.2 实验验证

电机驱动是笔者研究生阶段研发,实物图如图 13 所示。控制器选用了基于 ARM Cortex M4 内核的具有浮点数运算功能的 stm32407VGT6 芯片,智能功率驱动模块采用三菱公司的 IPM,型号是 PS21A79,电机选用东元 TSB13102B 系统永磁同步电机,功率 1 kW,额定转速 2 000 r/min,额定电流 5.16 A,是 4 对极面装式电机。无速度传感器算法在电流环中运算,电流环调节频率为 16 kHz。

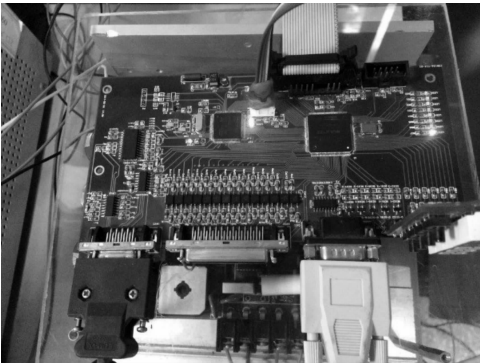


图13 实验平台实物拍摄

实验中,笔者采用编码器的计数值作为实际转速,编码器计数值并不参与运算。该实验采用电流环速度环双闭环,速度环反馈由 MRAS 算法得到,上位机用串口工具接收数据并用 Matlab 绘图。编码器测量得到的转速如图 14 所示。MRAS 算法估计得到的转速如图 15 所示。速度给定值为 200 r/min,上升时间是 35 ms 左右,估计值与实测值基本一致。系统加减载时估算转速响应如图 16 所示。

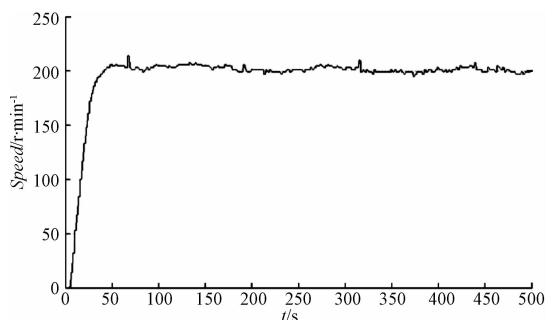


图 14 实测转速的阶跃响应动态特性图

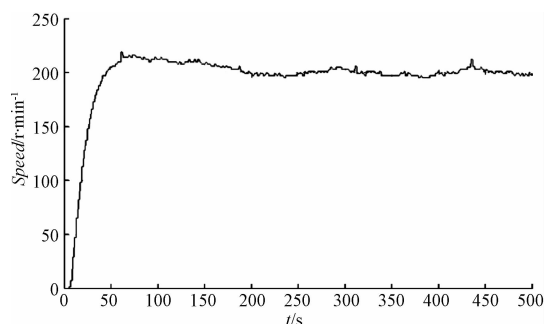


图 15 估测转速的阶跃响应动态特性图

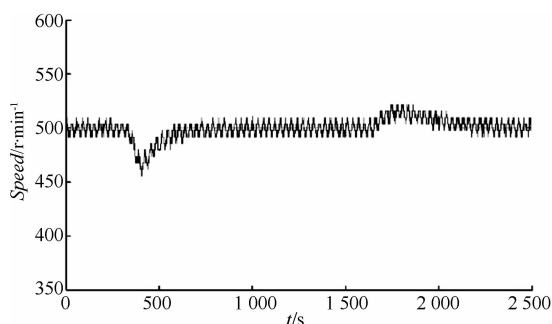


图 16 系统加减载时估算转速响应

5 结束语

本研究提出了基于模型参考自适应理论的速度估计方法,实现了永磁同步电机的无速度传感器的速度闭环控制,基于 stm32 芯片搭建了电机驱动控制器,并通过实验比较了估计转速与实际转速,验证了方法的可行性。还通过仿真对比了两种 MRAS 方法,方法一静态误差更小,适用范围更广,但方法二动态响应更快,并分析了优缺点产生的原因。实验结果表明在宽调速范围内估计转速都能够跟随实际转速,包括启动和负载突增突降情况,动态特性和稳态特性良好,适用性广,鲁棒性强。

参考文献(References):

- [1] 王丽梅. 基于高频信号注入的永磁同步电动机无位置传感器控制[D]. 沈阳:沈阳工业大学电气工程学院,2005.
- [2] 秦 峰,贺益康,刘 毅,等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报,2005(5):116-121.
- [3] 李辉耀. 通用接口高性能交流伺服控制器设计与实现[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2014.
- [4] 李自成. 无刷直流电机无位置传感器控制关键技术研究[D]. 武汉:华中科技大学控制科学工程系,2010.
- [5] 吴 黎. 基于反电动势法位置检测的无刷直流电机换相研究[D]. 成都:西南交通大学电气工程学院,2005.
- [6] 侯 磊. 无位置传感器无刷直流电机调速系统的研究[D]. 济南:山东大学电子工程学院,2007.
- [7] 李 冉. 永磁同步电机无位置传感器运行控制技术研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2012.
- [8] 宋和义. 内嵌式永磁同步电机无传感器控制技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院,2013.
- [9] 刘 毅. 基于高频注入的永磁同步电动机无传感器运行研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2005.
- [10] 刘家曦. 无传感器内嵌式永磁同步电机转子磁极位置检测技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院,2010.
- [11] 刘其堂. 内埋式永磁同步电机控制方法研究[D]. 武汉:华中科技大学自动化学院,2012.
- [12] 张舒童. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究[D]. 南京:南京理工大学自动化学院,2008.
- [13] 张 钊,陈 涛,周 勇. 永磁同步电机伺服控制系统建模与仿真[J]. 兵工自动化,2014(4):78-82.
- [14] 吴凤娇,王卫玉,高玉娟,等. 永磁同步电机的混沌模型及控制器设计[J]. 机电工程技术,2013(12):44-46,67.
- [15] 王海涛. 基于滑模观测器的无传感器 PMSM 控制研究[D]. 广州:华南理工大学自动化科学与工程学院,2012.
- [16] 晏朋飞. 基于滑模观测器的无传感器 PMSM 驱动控制系统的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院,2006.
- [17] 鲁文其,胡育文,杜栩杨,等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报,2010(33):78-83.
- [18] KHLAIEF A, BOUSSAK M, CHAARI A. A MRAS-based stator resistance and speed estimation for sensorless vector controlled IPMSM drive[Z]. 2014.
- [19] 齐 放,邓智泉,仇志坚,等. 基于 MRAS 的永磁同步电机无速度传感器[J]. 电工技术学报,2007(4):53-58.

[编辑:洪炜娜]

本文引用格式:

禹继贤,颜铜锋,张 斌. 基于 MRAS 的永磁同步电机无传感器控制[J]. 机电工程,2015,32(9):1222-1228.

YU Ji-xian, YAN Gang-feng, ZHANG Bin. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors based on MRAS[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2015,32(9):1222-1228.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>