

DOI: 10.3969/j.issn.1006-4729.2016.02.014

## 基于磁链估计的 PMSM 无传感器矢量控制

王永晴<sup>a</sup>, 雷景生<sup>b</sup>, 刘大明<sup>b</sup>

(上海电力学院 a. 电子与信息工程学院, b. 计算机科学与技术学院, 上海 200090)

**摘要:**针对永磁同步电机的无传感器矢量控制,利用对磁链的估计,提出了一种转子位置、速度的估计方法.该方法通过测量的相电流和端电压估计电机的定子磁链,再利用定子磁链对估计位置进行校正.针对二阶多项式曲线拟合位置估计方法所存在的问题,又提出了引入锁相环结构来减小稳态估计误差.理论分析和仿真结果表明,所提出的永磁同步电机无速度传感器控制方法在低速和高速时都能精确辨识出转子的位置和速度,系统具有较好的鲁棒性和良好的动静态运行性能.

**关键词:**永磁同步电机;无速度传感器控制;磁链估计;位置估计;速度估计;锁相环

中图分类号:TM341; TM351

文献标志码:A

文章编号:1006-4729(2016)02-0175-06

## Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Flux Estimation

WANG Yongqing<sup>a</sup>, LEI Jingsheng<sup>b</sup>, LIU Daming<sup>b</sup>

(a. School of Electronic and Information Engineering, b. School of Computer Science and Technology, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

**Abstract:** A rotor position and speed estimation method for sensorless vector control of PMSM is based on flux estimation. Measured phase current and terminal voltage are used to estimate the stator flux of the motor. By using the stator flux, the estimated rotor position is corrected. With the problem of using second-order polynomial curve fitting to estimate the rotor position, the system also adopts phase-locked loop to reduce the steady-state errors. Theoretical analysis and simulation results show that rotor position and speed can be estimated accurately at a low and a high speed by using the proposed strategy. The system has stronger robustness and good dynamic and static performance.

**Key words:** permanent magnet synchronous machine; sensorless control; flux estimation; position estimation; speed estimation; phase-locked loop

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Machine, PMSM)具有结构紧凑、效率高、调

速范围宽、转矩惯量比高、动态性能好等优点<sup>[1]</sup>,已在越来越多的领域中得到了广泛的应用.为了

收稿日期:2015-08-05

通讯作者简介:王永晴(1991-),男,在读硕士,山东日照人.主要研究方向为电机控制,变频调速技术. E-mail: wangyongqing326@163.com.

基金项目:国家自然科学基金(61272437).

实现对永磁同步电机的精确控制,必须获得准确的转子位置和速度.通常采用机械速度传感器测量电机转速,然而安装速度传感器不仅增加了安装和维护的成本,也导致系统容易受到外部环境的干扰,降低了系统的可靠性.因此,研究如何实现永磁同步电机的无速度传感器控制很有必要<sup>[2-3]</sup>.

目前,国内外学者在这一领域进行了大量的研究,提出了许多种方法.文献[4]和文献[5]讨论了基于滑模观测器的方法,该方法的鲁棒性较好,但存在低速抖振现象,且估计的转子位置受转速估计误差影响严重.文献[6]和文献[7]提出了高频注入的方法,通过给电机注入高频信号,能够检测出其响应,进而从中提取转子的位置和速度,但在注入高频信号的同时也会引入高频噪声,干扰检测结果,且该方法对电机转子的凸极性有一定的要求,不适用于隐极式永磁同步电机.扩展卡尔曼滤波法<sup>[8-9]</sup>需要进行矩阵的求逆运算,模型复杂,计算量大,难以满足实时控制的要求.

本文针对上述问题,通过对磁链和电流的估计,提出了一种永磁同步电机转子位置、速度的估计方法.

## 1 PMSM 数学模型及无传感器矢量控制结构

### 1.1 PMSM 数学模型

在转子磁场定向的两相旋转 d-q 坐标系中,永磁同步电机的数学模型<sup>[10]</sup>如下.

定子绕组电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = r_s i_d + p\lambda_d - \omega_r \lambda_q \\ u_q = r_s i_q + p\lambda_q + \omega_r \lambda_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q$ ——定子绕组的 d 轴和 q 轴电压;

$r_s$ ——定子电枢电阻;

$i_d, i_q$ ——定子绕组的 d 轴和 q 轴电流;

$p$ ——微分算子,  $p = d/dt$ ;

$\lambda_d, \lambda_q$ ——定子 d 轴和 q 轴的磁链;

$\omega_r$ ——转子电角速度.

定子绕组磁链方程为:

$$\begin{cases} \lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \\ \lambda_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: $L_d, L_q$ ——定子绕组 d 轴和 q 轴的电感;

$\lambda_m$ ——转子永磁体产生的磁链.

电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} n_p [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

式中: $T_e$ ——电磁转矩;

$n_p$ ——电机极对数.

### 1.2 无速度传感器矢量控制结构

系统采用位置、速度双闭环矢量控制方式,利用  $i_d = 0$  的控制策略.在式(3)中,若励磁磁链和交、直流电感确定,则控制  $i_d$  和  $i_q$  就可控制永磁同步电机的转矩.速度控制器和电流控制器采用常规的 PI 控制算法.无速度传感器的永磁同步电机矢量控制系统结构如图 1 所示.

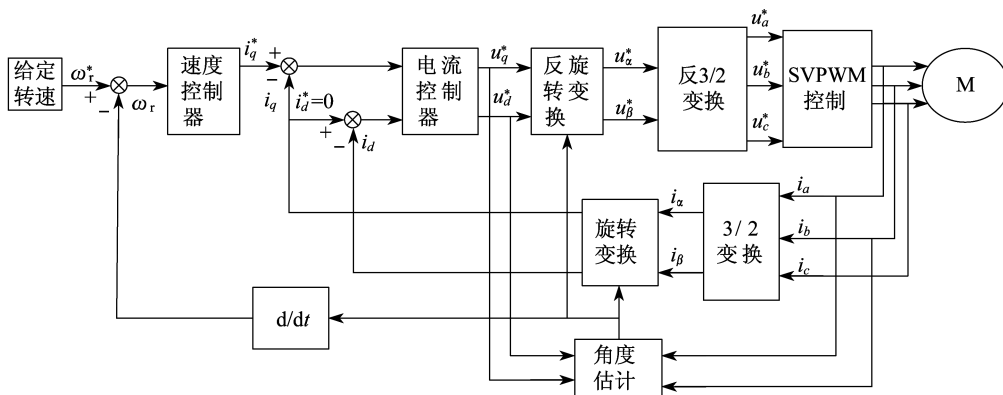


图 1 矢量控制系统结构示意图

## 2 转子位置和速度的估计算法

### 2.1 电流估计

转子位置、速度估计算法的整体结构框图如图2所示。

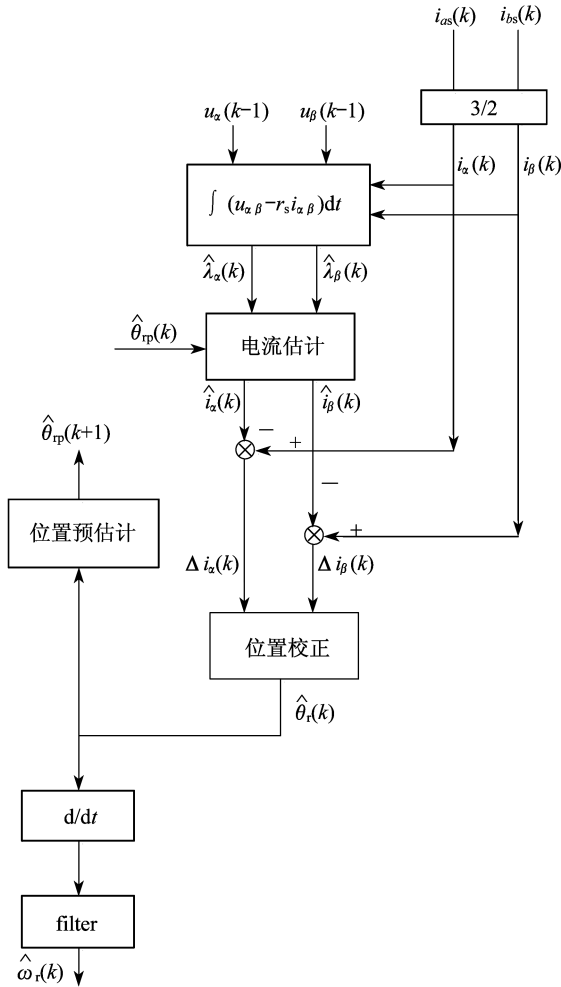


图2 转子位置和速度估计算法结构示意图

静止  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下永磁同步电机的数学模型为:

$$\begin{cases} u_\alpha = r_s i_\alpha + p \lambda_\alpha \\ u_\beta = r_s i_\beta + p \lambda_\beta \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $u_\alpha, u_\beta$ ——定子绕组的  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴电压;  
 $i_\alpha, i_\beta$ ——定子绕组的  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴电流;  
 $\lambda_\alpha, \lambda_\beta$ ——定子绕组的  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴磁链。  
 磁链方程为:

$$\begin{cases} \lambda_\alpha = [L + \Delta L \cos(2\theta_r)] i_\alpha - \Delta L \sin(2\theta_r) i_\beta + \lambda_m \sin(\theta_r) \\ \lambda_\beta = -\Delta L \sin(2\theta_r) i_\alpha + [L - \Delta L \cos(2\theta_r)] i_\beta + \lambda_m \cos(\theta_r) \end{cases} \quad (5)$$

$$L = \frac{L_q + L_d}{2} \quad \Delta L = \frac{L_q - L_d}{2} \quad (6)$$

式中:  $\theta_r$ ——转子位置。

因此,可以对式(4)积分得到估算的  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴磁链  $\hat{\lambda}_\alpha(k)$  和  $\hat{\lambda}_\beta(k)$  为:

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_\alpha(k) = \int (u_\alpha - r_s i_\alpha) dt \\ \hat{\lambda}_\beta(k) = \int (u_\beta - r_s i_\beta) dt \end{cases} \quad (7)$$

由式(5)和式(7)可得估计的定子绕组的  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴的电流  $\hat{i}_\alpha(k)$  和  $\hat{i}_\beta(k)$  为:

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha(k) = \frac{1}{(L^2 - \Delta L^2)} \{ [L - \Delta L \cos(2\hat{\theta}_r(k))] \hat{\lambda}_\alpha(k) + \Delta L \sin(2\hat{\theta}_r(k)) \hat{\lambda}_\beta(k) - (L + \Delta L) \lambda_m \sin(\hat{\theta}_r(k)) \} \\ \hat{i}_\beta(k) = \frac{1}{(L^2 - \Delta L^2)} \{ [L + \Delta L \cos(2\hat{\theta}_r(k))] \hat{\lambda}_\beta(k) + \Delta L \sin(2\hat{\theta}_r(k)) \hat{\lambda}_\alpha(k) - (L + \Delta L) \lambda_m \cos(\hat{\theta}_r(k)) \} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\hat{\theta}_r(k)$ ——估计的转子位置。

对于隐极式永磁同步电机,令  $L_d = L_q$ , 即  $\Delta L = 0$ ,代入式(8)得:

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha(k) = \frac{\hat{\lambda}_\alpha(k) - \lambda_m \sin(\hat{\theta}_r(k))}{L_d} \\ \hat{i}_\beta(k) = \frac{\hat{\lambda}_\beta(k) - \lambda_m \cos(\hat{\theta}_r(k))}{L_q} \end{cases} \quad (9)$$

为了校正估计的转子位置,首先将估计的定子电流和实际的定子电流作差得到电流误差  $\Delta i_\alpha(k), \Delta i_\beta(k)$  为:

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha(k) = i_\alpha(k) - \hat{i}_\alpha(k) \\ \Delta i_\beta(k) = i_\beta(k) - \hat{i}_\beta(k) \end{cases} \quad (10)$$

### 2.2 位置估计

在两相旋转 d-q 坐标系中,实际磁链  $\lambda_{a,b,c}$  和估计磁链  $\lambda_{\alpha,\beta}^p$  的关系为:

$$\lambda_{\alpha,\beta}^p = \lambda_{a,b,c} e^{-j\hat{\theta}_r} \quad (11)$$

转子位置角度关系如图3所示。

由永磁同步电机的空间矢量模型可知,在d-q坐

标系中,估计的定子 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴磁链可以表示为:

$$\begin{cases} \lambda_q^p = L i_q^p + \Delta L [i_q^p \cos(2\Delta\theta) - i_d^p \sin(2\Delta\theta)] + \lambda_m \sin(\Delta\theta) \\ \lambda_d^p = L i_d^p - \Delta L [i_q^p \sin(2\Delta\theta) + i_d^p \cos(2\Delta\theta)] + \lambda_m \cos(\Delta\theta) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\lambda_q^p, \lambda_d^p$ ——估计的定子绕组 q 轴和 d 轴磁链;

$i_q^p, i_d^p$ ——估计的定子绕组 q 轴和 d 轴电流;

$\Delta\theta$ ——位置跟踪误差信号,  $\Delta\theta = \theta_r - \hat{\theta}_r$ .

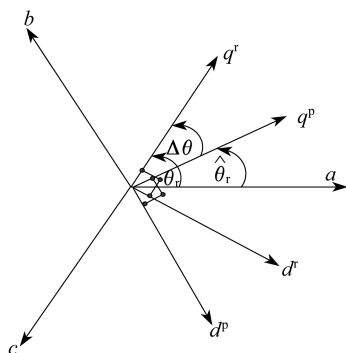


图3 实际和估计转子参考坐标系

假设  $\Delta\theta$  非常小,则可以作以下近似:

$$\begin{cases} \cos(2\Delta\theta) \approx 1 \\ \cos(\Delta\theta) \approx 1 \\ \sin(2\Delta\theta) \approx 2\Delta\theta \\ \sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12)可得:

$$\begin{cases} \lambda_q^p = L_q i_q^p - 2\Delta L i_d^p(\Delta\theta) + \lambda_m(\Delta\theta) \\ \lambda_d^p = L_d i_d^p - 2\Delta L i_q^p(\Delta\theta) + \lambda_m \end{cases} \quad (14)$$

实际的定子绕组磁链如式(2)所示.将式(14)与式(2)作差得到定子绕组的磁链误差为:

$$\begin{cases} \Delta\lambda_q = L_q \Delta i_q - 2\Delta L i_d^p(\Delta\theta) + \lambda_m(\Delta\theta) \\ \Delta\lambda_d = L_d \Delta i_d - 2\Delta L i_q^p(\Delta\theta) \end{cases} \quad (15)$$

其中,  $\Delta\lambda_q = \lambda_q^p - \lambda_q$ ,  $\Delta\lambda_d = \lambda_d^p - \lambda_d$ ,  $\Delta i_q = i_q^p - i_q$ ,  $\Delta i_d = i_d^p - i_d$ .

$\Delta i_q, \Delta i_d$  可利用式(11)由 Park 变换得到:

$$\begin{cases} \Delta i_q = \Delta i_\alpha \cos(\hat{\theta}_r) - \Delta i_\beta \sin(\hat{\theta}_r) \\ \Delta i_d = \Delta i_\alpha \sin(\hat{\theta}_r) + \Delta i_\beta \cos(\hat{\theta}_r) \end{cases} \quad (16)$$

假设磁链估计的算法是准确的,对于隐极式

永磁同步电机则有:

$$\Delta\lambda_q = 0 \quad \Delta\lambda_d = 0 \quad \Delta L = 0 \quad (17)$$

将式(17)代入式(15)可得到位置跟踪误差信号为:

$$\Delta\theta = \frac{-L_q \Delta i_q}{\lambda_m} = \frac{-L_q (\Delta i_\alpha \cos(\hat{\theta}_r) - \Delta i_\beta \sin(\hat{\theta}_r))}{\lambda_m} \quad (18)$$

只要对位置误差  $\Delta\theta$  进行有效的调节,使其趋近于零,就可以获得收敛于真实值  $\theta_r$  的转子位置估计角.文献[11]至文献[13]采用二阶多项式曲线拟合的方法进行了位置估计,但是这种拟合方法的结果存在估计不够准确的缺点.本文针对这一问题进行了改进,通过引入锁相环(Phase-Locked Loop, PLL)结构来减小稳态估计误差,以确保快速、准确地获取转子位置及速度的信息.引入的 PLL 结构框图如图4所示.通过试验,然后按照工程经验公式对调节器参数进行整定,最终将 PI 调节器参数选为  $K_p = 373.2, K_i = 11.2$ ,可得到估计的转子位置和速度.

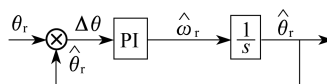


图4 转子位置和速度估算器结构示意图

### 3 仿真结果及分析

为了验证上述系统的正确性和可行性,利用 Matlab/Simulink 对 PMSM 系统进行了仿真实验.仿真具体参数如表1所示.仿真中引入的 PI 调节器参数如下.转速调节器:  $K_p = 0.6, K_i = 0.005$ ; d 轴电流环:  $K_p = 20, K_i = 0.1$ ; q 轴电流环:  $K_p = 20, K_i = 0.1$ .

表1 仿真所用 PMSM 参数

直流母线电压/V	额定电流/A	额定频率/Hz	额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	额定转矩/(N·m)	定子电阻/Ω
560	4.1	87.5	1 750	12	3.3
d轴定子电感		q轴定子电感		转子永磁磁链/Wb	转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> )
H		H			极对数/对
0.041 59	0.041 59	0.483 2	1.007 × 10 <sup>-4</sup>	3	

为了研究包括接近零速的全速范围内转子位置和速度的跟踪性能,选择了高速区 180 r/s 和低速区 20.9 r/s 进行了仿真研究.在高速情况下,系统所能承受的最大突投负载约为 10 N·m,如果

突投负载大于  $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 系统会因不稳定而崩溃; 在低速情况下, 系统所能承受的最大突投负载约为  $6 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 为 50% 的额定负载, 要小于高速情况, 如果突投负载大于  $6 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 系统也会因不稳定而崩溃. 以上两种情况虽然属于不同工况, 但都可以反映系统在突投负载干扰时的稳定性和鲁棒性, 而且突投的负载大小足够满足系统实际运行

所需. 图 5 为永磁同步电机空载启动至  $180 \text{ r/s}$  后,  $1.1 \text{ s}$  时突加  $10 \text{ N} \cdot \text{m}$  负载,  $1.3 \text{ s}$  时突减  $10 \text{ N} \cdot \text{m}$  负载的仿真情况. 图 6 为电机空载启动至  $20.9 \text{ r/s}$  后,  $0.5 \text{ s}$  时突加  $6 \text{ N} \cdot \text{m}$  负载,  $0.8 \text{ s}$  时突减  $6 \text{ N} \cdot \text{m}$  负载的仿真情况. 在上述两种情况下, 速度和位置曲线的估计值和实际值均接近重合, 其差别可通过误差曲线反映出来.

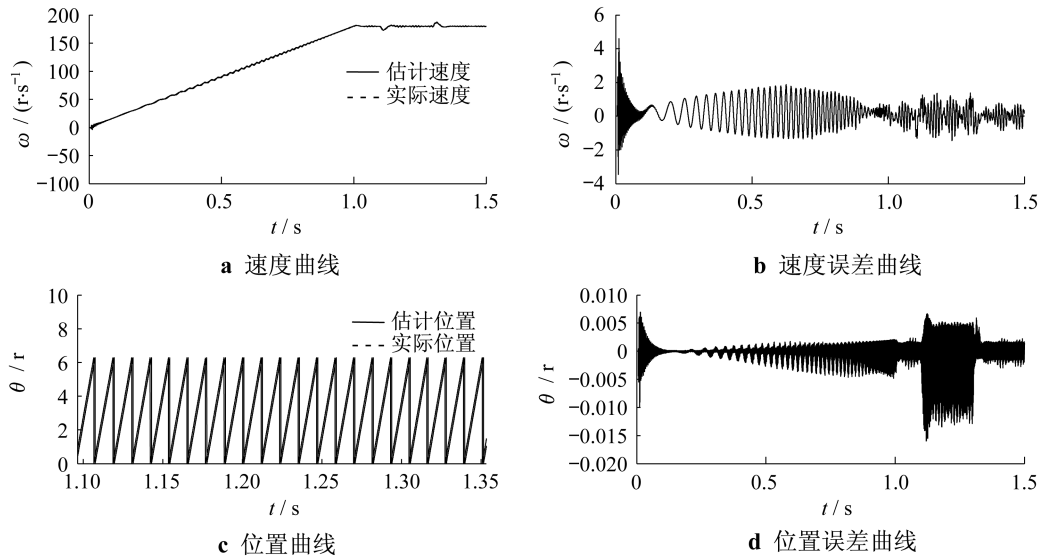


图 5 高速区 ( $180 \text{ r/s}$ ) 负载扰动时的仿真结果

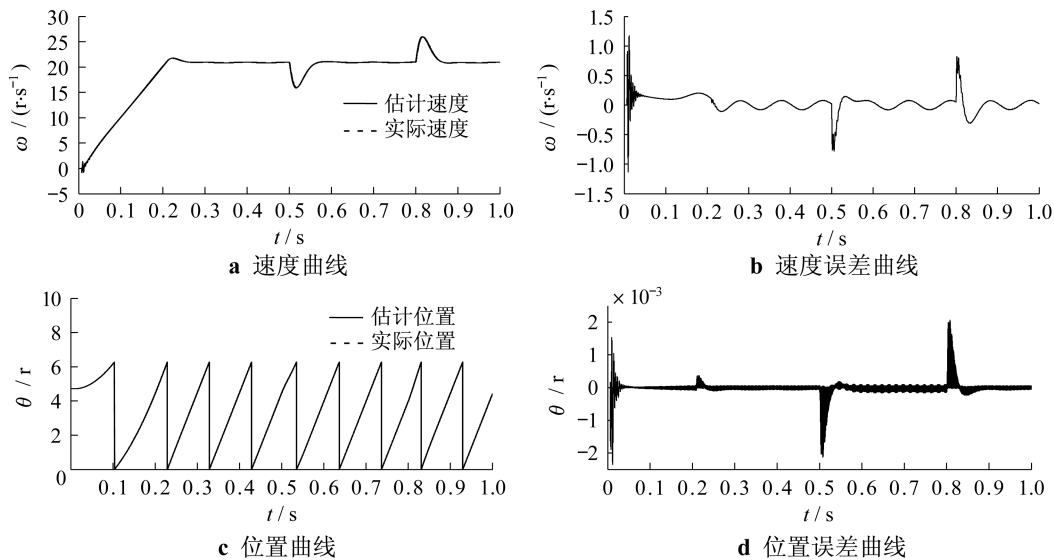


图 6 低速区 ( $20.9 \text{ r/s}$ ) 负载扰动时的仿真结果

由图 5 可以看出, 高速区  $180 \text{ r/s}$  情况下突加突减  $10 \text{ N} \cdot \text{m}$  负载后的动态速降约为  $\pm 7 \text{ r/s}$ , 转速超调约为 3.9%, 动态响应时间约为 0.06 s; 由图 6 可以看出, 低速区  $20.9 \text{ r/s}$  情况下突加突减

$6 \text{ N} \cdot \text{m}$  负载后的动态速降约为  $\pm 5 \text{ r/s}$ , 转速超调约为 23.9%, 动态响应时间约为 0.05 s; 稳态转速为  $180 \text{ r/s}$  时的速度估计静差约为  $\pm 0.8 \text{ r/s}$ , 位置估计静差约为  $\pm 0.0018 \text{ r}$ ; 稳态转速为  $20.9 \text{ r/s}$

时的速度估计静差约为  $\pm 0.08$  r/s, 位置估计静差约为  $\pm 0.000\ 06$  r.

由此可知, 当负载突变时, 系统能够较快恢复稳定, 且实际转速和位置的稳态误差很小, 整个系统具有非常好的动态性能和稳态性能.

为了进一步研究系统的重载起动性能, 本文还针对中低速 ( $0 \sim 140$  r/s) 起动下的控制结果进行了仿真验证. 考虑到实际应用中变频器的输出功率是有限的, 仿真中给定的起动转矩 ( $24\text{ N}\cdot\text{m}$ ) 是两倍的额定转矩 ( $12\text{ N}\cdot\text{m}$ ), 仿真结果如图 7 所示.

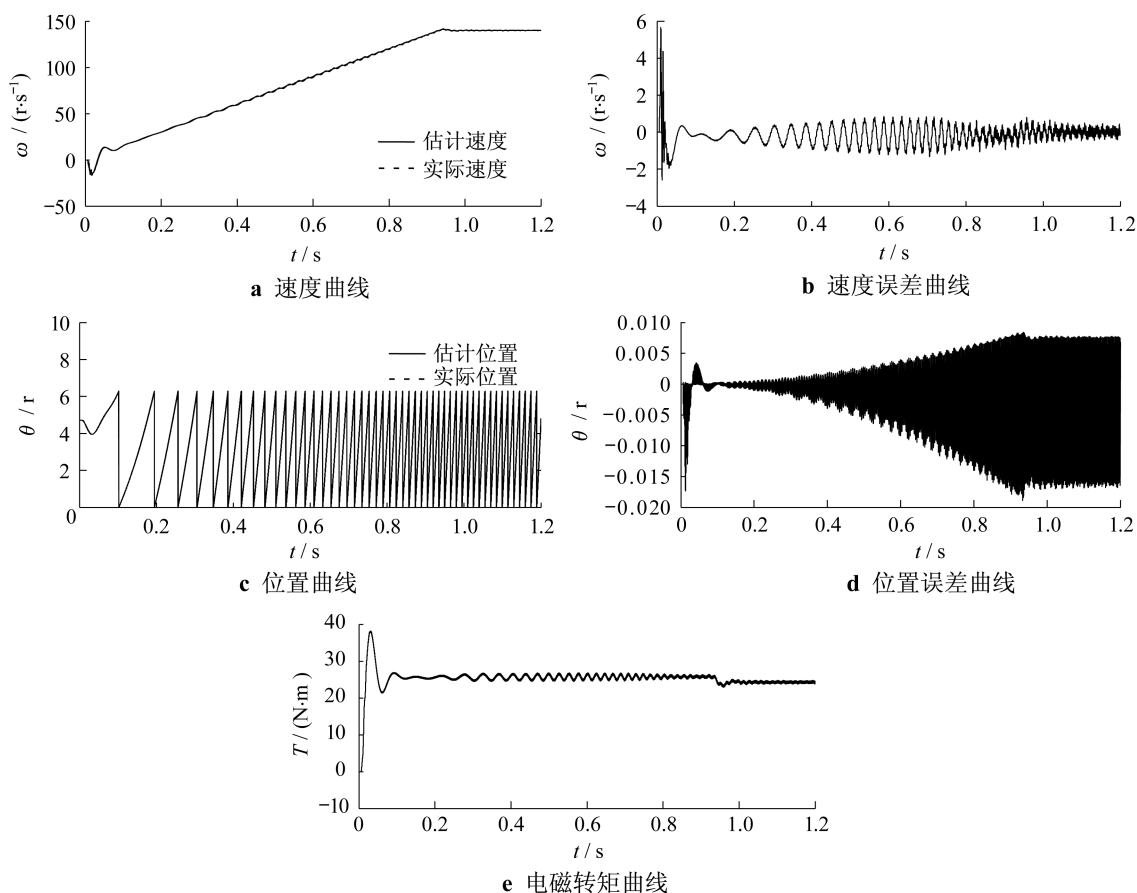


图 7 重载起动时的仿真结果

由图 7 可以看出, 在  $24\text{ N}\cdot\text{m}$  的起动转矩下, 估计转速经过短暂波动后, 仍可较快地跟随实际转速, 达到给定的  $140$  r/s, 电磁转矩响应迅速, 在起动的瞬间就达到了  $24\text{ N}\cdot\text{m}$ , 并大于给定转矩以维持速度的稳定上升. 转子速度的稳态误差约为  $\pm 0.3$  r/s, 位置的稳态误差约为  $\pm 0.01$  r, 系统可以很精确地预估转子的速度和位置, 具有较好的动静态性能和过载能力.

## 4 结 语

本文针对永磁同步电机的无速度传感器矢量控制, 提出了一种估计转子位置和速度的方法. 通过对系统在高速和低速情况下分别突投负载, 检验系统在负载扰动时的稳定性和鲁棒性, 并且针对系统的中低速重载起动性能进行

了仿真. 理论分析和仿真结果表明, 该方法在全速范围内负载突变以及中低速重载起动的情况下均能够精确检测出转子位置和速度; 系统的动态响应较快, 静态误差较小, 估计精度高, 对负载转矩扰动的鲁棒性较强, 电磁转矩响应迅速, 具有较好的应用价值.

## 参考文献:

- [1] MORIMOTO S, HATANAKA K, TONG Y, *et al.* Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Industry Applications Society, 1993, 29(2): 338-343.
- [2] YOUSFI D, HALELFADL A, EI KARD M. Review and evaluation of some position and speed estimation methods for

- [11] LIN T Y, LIU Q, HUANG K J. Rough sets neighborhood systems and approximation[C]//Fifth international symposium on methodologies of intelligent systems. USA: Washington D. C., 1990; 3 188-3 193.
- [12] SHANNON C E. The mathematical theory of communication[J]. Bell System Technical J, 1948, 27(3-4): 373-423.
- [13] 程玉胜, 张佑生, 胡学钢. 基于边界域的知识粗糙熵与粗集粗糙熵[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(9): 2 008-2 011.
- [14] 崔广彬, 李一军. 基于粗糙熵权的模糊多准则决策方法及应用[J]. 控制与决策, 2007, 22(4): 408-412.
- [15] 王国胤, 于洪, 杨大春. 基于条件信息熵的决策表约简[J]. 计算机学报, 2002, 25(7): 759-766.
- [16] 王向阳, 蔡念, 杨杰, 等. 基于近似精度和条件熵的粗糙集不确定性度量方法[J]. 上海交通大学学报, 2006, 40(7): 1 130-1 134.
- [17] 黄兵, 何新, 周献中. 基于广义粗糙集覆盖约简的粗糙熵[J]. 软件学报, 2004, 15(2): 215-220.
- [18] 腾书华, 周石琳, 孙即祥, 等. 基于条件熵的不完备信息系统属性约简算法[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(1): 90-94.
- [19] 胡清华, 于达仁, 谢宗霞. 基于邻域粒化和粗糙逼近的数值属性约简[J]. 软件学报, 2008, 19(3): 640-649.
- [20] 申雪芬. 基于邻域粗糙集的增量学习算法研究及其在客户分类上的应用[D]. 太原: 太原理工大学, 2014.
- [21] 胡清华, 赵辉, 于达仁. 基于邻域粗糙集的符号与数值属性快速约简算法[J]. 模式识别与人工智能, 2008, 21(6): 732-738.
- [22] 江玉蓉, 朱帆, 符杨, 等. 基于条件信息熵与贝叶斯网络的变压器故障诊断研究[J]. 变压器, 2009, 46(7): 48-51.
- [23] 张孝远, 张新萍, 苏保平. 基于最小最大核 K 均值聚类算法的水电机组振动故障诊断[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(5): 27-34.
- [24] 张孝远, 周建中, 黄志伟, 等. 基于粗糙集和支持向量机的水电机组振动故障诊断[J]. 中国电机工程报, 2010, 30(20): 88-93.

(编辑 白林雪)

**(上接第 180 页)**

- PMSM sensorless drives[C]//International Conference on Multimedia Computing and Systems, 2009; 409-414.
- [3] 赵建中, 谭弗娃, 金如麟, 等. 基于 DSP 的无位置传感器永磁同步电机磁场定向控制系统[J]. 微特电机, 2003(2): 16-18.
- [4] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(9): 4 069-4 077.
- [5] MIHAI C. Rotor position estimation of PMSM by sliding mode EMF observer under improper speed[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010; 1 474-1 478.
- [6] 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, 25(5): 116-121.
- [7] NINO C E, TARIQ A R, JURKOVIC S, *et al.* High performance low speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010; 1 314-1 320.
- [8] GOPINATH G R, DAS S P. An extended kalman filter based speed and position estimator for permanent magnet synchronous motor[C]//IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2014; 1-5.
- [9] ZHENG Z D, LI Y D, FADEL M, *et al.* A rotor speed and load torque observer for PMSM based on extended kalman filter [C]// IEEE International Conference on Industrial Technology, 2006; 233-238.
- [10] 克里斯南. 永磁无刷电机及其驱动技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012; 349-358.
- [11] FRENCH C, ACARNLEY P. Control of permanent magnet motor drives using a new position estimation technique[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(5): 1 089-1 097.
- [12] OSTLUND S, BROKEMPER M. Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(5): 1 158-1 165.
- [13] ERTUGRUL N, ACARNLEY P. A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(1): 126-133.

(编辑 胡小萍)