

基于自适应观测器的无速度传感器感应电机控制

黄志武, 桂卫华, 年晓红, 单勇腾, 刘心昊

(中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410075)

摘要: 针对采用极点配置的自适应速度观测器存在不稳定区域的问题, 建立了全阶自适应状态观测器并给出了观测器的速度辨识律. 应用Lyapunov 稳定性理论, 观测器的增益借助于MATLAB LMI工具箱求解两个双线性矩阵不等式得到. 在MATLAB 6.5/SIMULINK环境下, 建立了无速度传感器感应电机直接转矩控制的仿真实验平台, 给出了无速度传感器直接转矩控制的仿真结果. 仿真结果表明本文给出的自适应观测器在全速范围内具有很好的稳态性能, 并具有很好的鲁棒性. 同时, 在以 TMS320F240 为核心的感应电机直接转矩控制系统上进行了速度辨识实验, 实验结果验证了方案的有效性.

关键词: 无速度传感器; 全阶自适应状态观测器; 直接转矩控制; LMI

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Adaptive observer-based sensorless speed control of induction motors

HUANG Zhi-wu, GUI Wei-hua, NIAN Xiao-hong, SHAN Yong-teng, LIU Xin-hao

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha Hunan 410075, China)

Abstract: To deal with the unstable problem of the adaptive speed observer using pole-placement technique, a full-order adaptive state observer is created and a speed identification law is proposed based on the observer. By using the Lyapunov stability theory, the gain matrix of the observer is obtained by solving two bilinear matrix inequalities in Matlab LMI toolbox. The simulation scheme of speed control for a sensorless induction motor using direct torque control is built in the Matlab6.5/Simulink. Simulation results indicate that the proposed observer has good steady performance and good robustness. The speed estimation experiment is implemented in the direct torque control system of induction motor based on TMS320F240. Experiment results show the feasibility of the scheme.

Key words: speed sensorless; full-order adaptive state observer; direct torque control; LMI

1 引言 (Introduction)

由于无速度传感器控制技术能够提高交流传动系统的简便性、廉价性和可靠性, 各国学者和科研机构投入了大量的精力对其进行研究, 最近几年得到了很大发展, 涌现出一大批方案. 主要方法有: 基于电机方程的直接算法、观测器法、扩展卡尔曼滤波法、神经网络法和转子齿谐波法等. 其中基于观测器法具有较好的鲁棒性, 受电机参数变化影响较小, 且较容易实现, 很有研究价值.

文献[1,2]最早提出了基于自适应观测器的速度辨识方案. 速度自适应观测器包含状态变量观测和速度自适应环. 观测器增益和速度自适应律决定了观测器的性能. 但即便假定转速为常量, 速度自适应观测器也是一个非线性系统. 速度自适应环影响了

观测器的动态性能并形成不稳定区域. 在低速区, 再生模型就面临不稳定问题^[3]. 降维观测器也有同样问题^[4]. 如果观测器的增益选择不合适, 在高速区也可能使系统不稳定. 此外, 在弱磁区域, 不适当的增益可能会降低速度估计的带宽. 在观测器的增益选取时, 传统上采用极点配置方法. 但电机模型是时变的、非线性的, 极点配置只适用于常系数系统, 不适用于时变系统. 因而使用极点配置方法很难保证电机在低速时的稳定性.

本文采用全阶自适应状态观测器^[5]在线估计转速. 在转速辨识时, 把转速从电机状态方程中分离出来, 利用Lyapunov 稳定性理论得到了转速的自适应律. 同时, 利用鲁棒控制理论和线性矩阵不等式来求取观测器的增益, 在全速范围内都能保证系统的稳

定性,并给出了具体的求解方法.

2 速度自适应状态观测器 (Speed adaptive state observer)

在两相静止坐标系下,感应电机的状态方程为

$$\dot{x} = [A + \omega_r A_\omega]x + Bu_s, \quad (1)$$

$$i_s = Cx. \quad (2)$$

其中:

$$x = [i_s, \Psi_r]^T, A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix},$$

$$A_\omega = \begin{bmatrix} 0 & A_{\omega 1} \\ 0 & A_{\omega 2} \end{bmatrix}, A_{11} = -(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I,$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \cdot \frac{1}{T_r} I, A_{21} = \frac{M}{T_r} I,$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r} I, A_{\omega 1} = -\frac{M}{\sigma L_s L_r} J,$$

$$A_{\omega 2} = J, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \end{bmatrix}^T, C = [I \ 0],$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

$u_s = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ 为定子电压, $i_s = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$ 为定子电流, $\Psi_r = [\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}]^T$ 为转子磁链, R_s, R_r 为定子、转子电阻, L_s, L_r 为定子、转子自感, M 为互感, σ 为漏感系数 $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$, T_r 为转子时间常数 $T_r = L_r/R_r$, ω_r 为电机角速度.

本文中的观测器可以用式(3)表示:

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = [A + \hat{\omega}_r A_\omega]\hat{x} + Bu_s + G(\hat{i}_s - i_s). \quad (3)$$

上标“ $\hat{\cdot}$ ”表示估计值, G 是使式(3)稳定所确定的增益矩阵. 速度自适应状态观测器结构如图1所示.

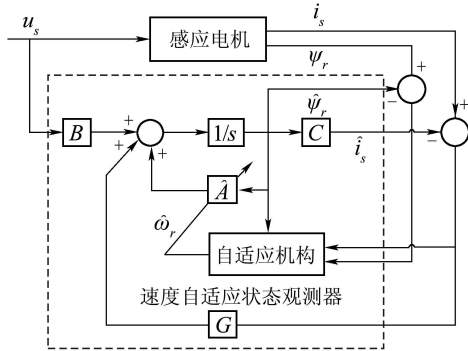


图1 速度自适应状态观测器结构图

Fig. 1 Block diagram of speed adaptive state observer

采用Lyapunov理论推导自适应方案. 将式(1)减式(3), 可得到定子电流和转子磁链的估计误差, 用式(4)来表示:

$$\frac{d}{dt}e = [A + GC + \omega_r A_\omega]e - \Delta\omega_r A_\omega \hat{x}. \quad (4)$$

其中: $e = x - \hat{x}$, $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$.

定子电流与转子磁链的估计值由观测器提供, 定子电流的实际值通过检测获得. 由于转子磁链不能直接测得, 其参考值的推导过程如下:

由磁链方程可得转子磁链计算式(5), 并利用定子磁链计算式(6), 在电机参数已知的情况下, 利用检测的定子电流和电压可计算出转子磁链的参考值.

$$\Psi_r = \frac{L_m}{L_s(\sigma - 1)}\Psi_s - \frac{\sigma L_m}{(\sigma - 1)}i_s, \quad (5)$$

$$\Psi_s = \int (u_s - i_s R_s) dt. \quad (6)$$

为研究速度自适应观测器的稳定性, 定义Lyapunov函数为

$$V(e, \hat{\omega}_r - \omega_r) = e^T P e + (\hat{\omega}_r - \omega_r)^2 / \lambda_\omega. \quad (7)$$

其中 λ_ω 为正常数.

为得到速度辨识律, 将 V 对时间求导得

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V = & e^T [(A + GC)^T P + P(A + GC) + \\ & \omega_r (A_\omega^T P + P A_\omega)] e - \Delta\omega_r [\hat{x}^T A_\omega^T P e + \\ & e^T P A_\omega \hat{x}] + \frac{2}{\lambda_\omega} \Delta\omega_r \frac{d\Delta\omega_r}{dt}. \end{aligned} \quad (8)$$

令式(8)的第2项和第3项相消, 即

$$\frac{2}{\lambda_\omega} \Delta\omega_r \frac{d\Delta\omega_r}{dt} = \Delta\omega_r [\hat{x}^T A_\omega^T P e + e^T P A_\omega \hat{x}]. \quad (9)$$

根据Lyapunov 稳定性理论, 状态观测器渐近稳定的条件是存在一个对称的正定矩阵 P 使得不等式(10)成立:

$$\begin{aligned} & (A + GC)^T P + P(A + GC) + \\ & \omega_r(t) (A_\omega^T P + P A_\omega) < 0. \end{aligned} \quad (10)$$

在式(4)渐近稳定的情况下, 速度自适应律可由式(9)变换后得到

$$\frac{d}{dt}\hat{\omega}_r = \frac{\lambda_\omega}{2} (\hat{x}^T A_\omega^T P e + e^T P A_\omega \hat{x}).$$

对上式两边同时求积分可得速度的自适应律, 为提高速度估算的动态性能, 采用PI 控制器, 则速度估计自适应律为

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r = & K_{p\omega} (\hat{x}^T A_\omega^T P e + e^T P A_\omega \hat{x}) + \\ & K_{i\omega} \int_0^t (\hat{x}^T A_\omega^T P e + e^T P A_\omega \hat{x}) dt. \end{aligned} \quad (11)$$

$K_{p\omega}$ 和 $K_{i\omega}$ 为正常数, 其中: $K_{p\omega}$ 为比例系数, $K_{i\omega}$ 为积分系数. 通常在保证系统稳定性和鲁棒性的前提下, 为了使得估计速度能快速收敛于实际速度, $K_{p\omega}$ 应选取较大值; 在不引起系统较大超调或振荡的前提下, 为提高系统的无差度, $K_{i\omega}$ 也应选取较大值.

3 观测器增益计算(Computation of observer gain)

假设 ω 是电机转速的上界, 在实际的应用中, 为保证系统的稳定性和鲁棒性, 通常它的取值要大于转速的额定值. 当转速在区间 $[-\omega, \omega]$ 变化时, 误差方程(4)的稳定条件(10)可由以下两个不等式来确定:

$$B_1(P, G) \triangleq [(A + GC)^T P + P(A + GC) + \omega(A_w^T P + PA_w)] < 0, \quad (12)$$

$$B_2(P, G) \triangleq [(A + GC)^T P + P(A + GC) - \omega(A_w^T P + PA_w)] < 0. \quad (13)$$

不等式(12)和(13)是关于矩阵变量 P 和 G 的双线性矩阵不等式^[6]. 如果给定矩阵 G , 则双线性矩阵不等式(12)和(13)将变成关于矩阵变量 P 的线性矩阵不等式. 同样如果给定矩阵 P , 则双线性矩阵不等式(12)和(13)将变成关于矩阵变量 G 的线性矩阵不等式. 因此求解双线性矩阵不等式(12)和(13)可行解时, 我们采用下面介绍的迭代算法, 具体求解时可利用MATLAB中的LMI工具箱.

下面给出计算矩阵 P 和 G 的算法:

令

$$B(P, G) = \text{diag}\{B_1(P, G), B_2(P, G)\} = \begin{bmatrix} B_1(P, G) & 0 \\ 0 & B_2(P, G) \end{bmatrix}. \quad (14)$$

并令符号 $\lambda(A)$ 代表矩阵 A 的最大特征值.

Step 1 初始化. 给定任意的对称正定矩阵 $P_0 > 0$, 并使 $i = 0$;

Step 2 循环. 令 $i = i + 1$. 因为已知 P_{i-1} , 利用LMI工具箱求解优化问题 $\min_G \lambda(B(P_{i-1}, G))$, 得到它的解, 即矩阵 G_i ; 求得 G_i 以后, 再利用LMI工具箱求解优化问题 $\min_P \lambda(B(P, G_i))$, 得到新的正定对称矩阵 P_i ;

Step 3 判断. 若矩阵不等式 $\lambda(B(P_i, G_i)) \geq 0$, 则回到Step 2, 否则进入Step 4;

Step 4 结束. 令矩阵 $P = P_i$, $G = G_i$, 得到所需的矩阵 P 和 G .

经多次计算表明, 该算法都能在有限次循环后得到期望的矩阵 P 和 G .

4 仿真研究与结果(Simulation study and results)

在直接转矩控制系统中对方案进行了仿真, 采用的电机参数为

$$P_N = 2.2 \text{ kW}, R_s = 2.5 \Omega, R_r = 2.7 \Omega, L_s = 0.333 \text{ H}, L_r = 0.333 \text{ H}, L_m = 0.31942 \text{ H}, P_n = 2.$$

取 $P_0 = I$, $\omega = 1000 \text{ rad/s}$, 采用给出的迭代算

法, 可得到不等式(13)和(14)的可行解:

$$G = \begin{bmatrix} -1.8060 & 1.8663 \\ 1.8663 & -1.8060 \\ -0.1792 & -0.0028 \\ -0.0028 & -0.1792 \end{bmatrix},$$

$$P = \begin{bmatrix} 0.0010 & 0 & 0.0352 & 0 \\ 0 & 0.0010 & 0 & 0.0352 \\ 0.0352 & 0 & 2.6181 & 0.0044 \\ 0 & 0.0352 & 0.0044 & 2.6181 \end{bmatrix}.$$

图2是给定转速1000 r/min、负载转矩20 N·m时的定子磁链轨迹. 可以看出, 定子磁链的完整轨迹为圆形, 与实际情况一致, 证明了仿真模型的正确性.

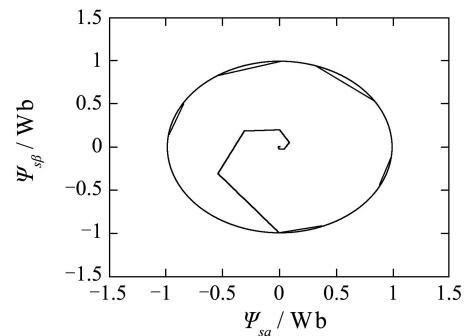


图2 定子磁链轨迹

Fig. 2 Flux path of stator

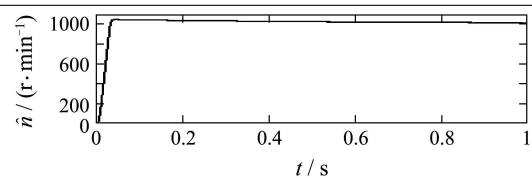
图3至图6为不同工况下的仿真波形. 图中: (a)为估计转速曲线, (b)为实际转速曲线, (c)为实际转速与估计转速之差的曲线, (d)为电机实际转矩曲线, (e)为电机定子电压A相分量 u_{sa} 曲线, (f)为电机定子电流A相分量 i_{sa} 曲线.

图3为给定转速1000 r/min、负载转矩20 N·m时仿真结果. 可以看出, 辨识的速度几乎与电机的真实速度一致, 只是在加速区域, 稍有偏差, 转矩在启动阶段约为35 N·m, 而后达到稳态.

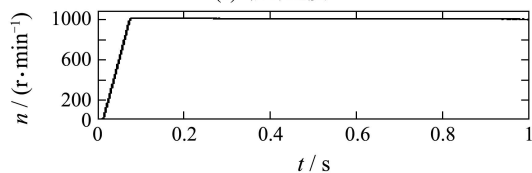
图4是给定转速1000 r/min, 空载时的仿真结果. 转矩在启动阶段约为35 N·m, 而后达到稳态. 空载时, 速度辨识准确而有效.

图5是负载转矩20 N·m, 给定转速在1.5 s时从800 r/min阶跃到200 r/min时的仿真结果. 可以看出, 在负载恒定的情况下, 给定转速变小, 定子电流幅值基本不变, 频率减小, 估计转速能够很好地跟随实际转速, 即使在发生突变的时间段内, 估计误差变化仍然能保持在一定范围内, 并很快趋向于零. 仿真结果表明系统在阶跃变化时能够保持稳定.

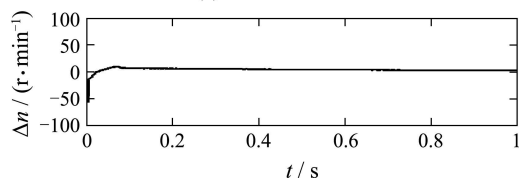
图6是给定转速1000 r/min, 给定负载转矩在1.5 s时由10 N·m阶跃为30 N·m的仿真结果. 可以看出电流随负载的增加而增大, 转速略有下降, 之后又稳定下来. 转速偏差较小, 速度辨识效果良好.



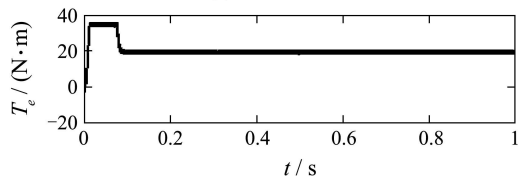
(a) 估计速度



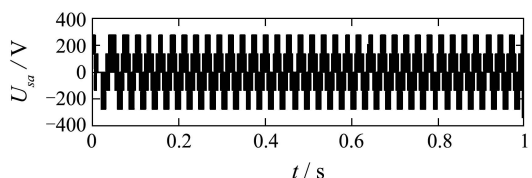
(b) 实际速度



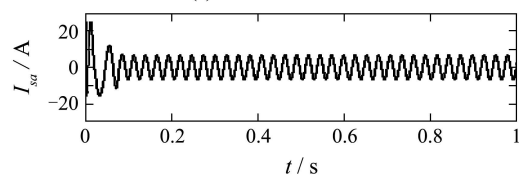
(c) 速度误差



(d) 实际转矩



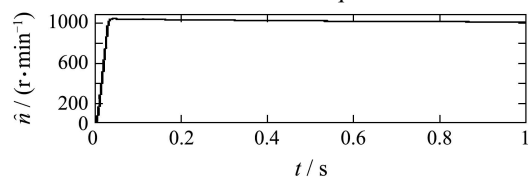
(e) 定子电压A相



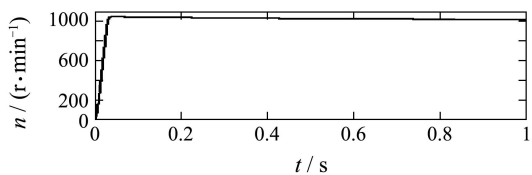
(f) 定子电流A相

图3 给定转速1000 r/min, 负载转矩20 N·m时的仿真结果

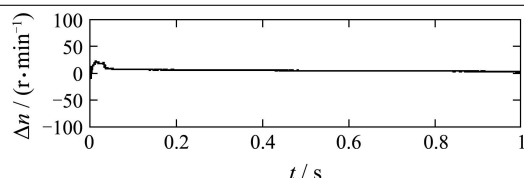
Fig. 3 Simulation results when reference speed is 1000 r/min and load torque is 20 N·m



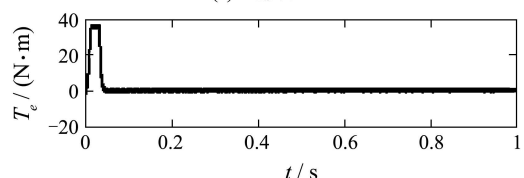
(a) 估计速度



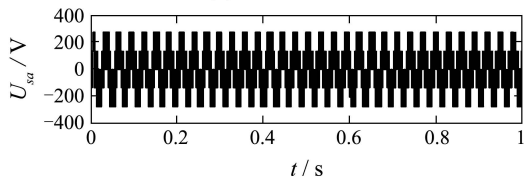
(b) 实际速度



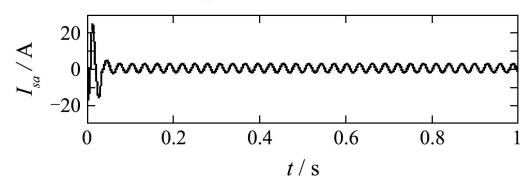
(c) 速度误差



(d) 实际转矩

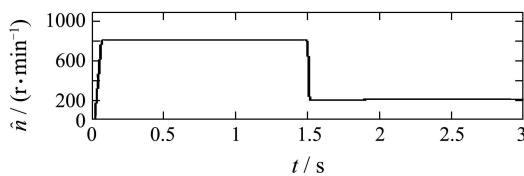


(e) 定子电压A相

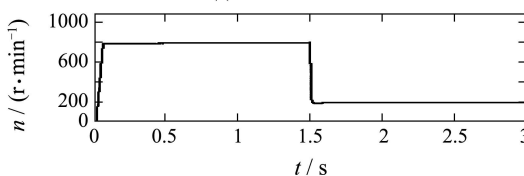


(f) 定子电流A相

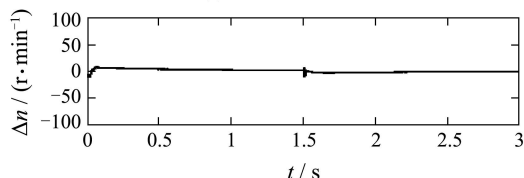
图4 给定转速1000 r/min, 空载时的仿真结果
Fig. 4 Simulation results when reference speed is 1000 r/min and load torque is zero



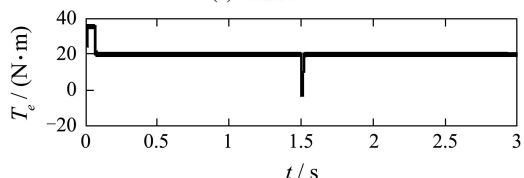
(a) 估计速度



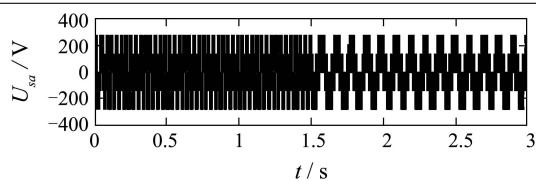
(b) 实际速度



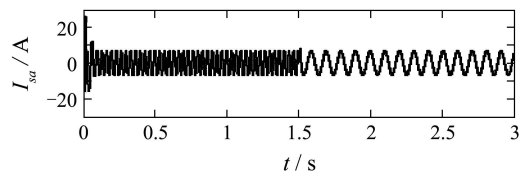
(c) 速度误差



(d) 实际转矩



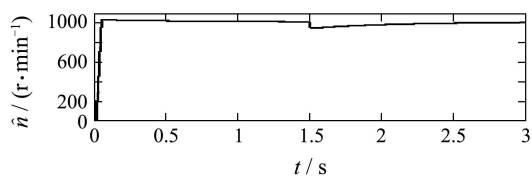
(e) 定子电压A相



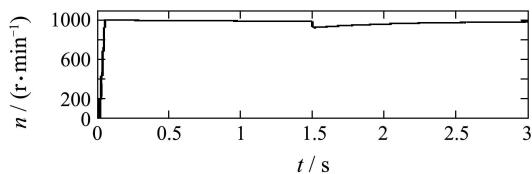
(f) 定子电流A相

图5 负载转矩 $20\text{ N}\cdot\text{m}$ 时, 给定转速在 1.5 s 时从 800 r/min 阶跃到 200 r/min 的仿真结果

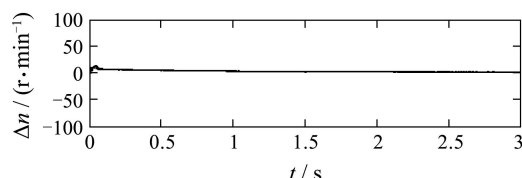
Fig. 5 Simulation results when load torque is $20\text{ N}\cdot\text{m}$ and reference speed changed from 800 r/min to 200 r/min at $t = 1.5\text{ s}$



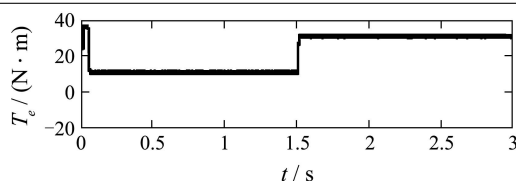
(a) 估计速度



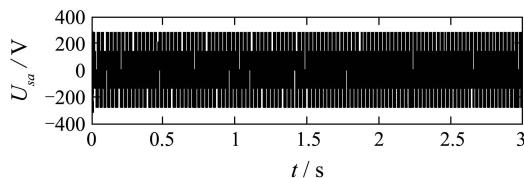
(b) 实际速度



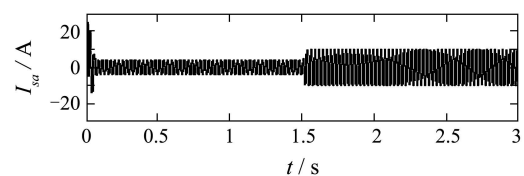
(c) 速度误差



(d) 实际转矩



(e) 定子电压A相



(f) 定子电流A相

图6 给定转速 1000 r/min , 给定负载转矩 1.5 s 时由 $10\text{ N}\cdot\text{m}$ 阶跃到 $30\text{ N}\cdot\text{m}$ 的仿真结果

Fig. 6 Simulation results when reference speed is 1000 r/min and load torque changed from $10\text{ N}\cdot\text{m}$ to $30\text{ N}\cdot\text{m}$ at $t = 1.5\text{ s}$

5 实验结果(Experiment results)

在一套以TMS320F240为核心的感应电机直接转矩控制系统上, 对提出的速度辨识方案进行了实验研究, 采用一台4极恒负载的感应电机. 图7给出了实验系统的硬件结构图. 图8为估计转速引入速度闭环控制后系统稳态时转子磁链 α 相和定子电流 α 相波形, 其中通道1是转子磁链, 2是定子电流. 可以看出它们波形正弦性较好. 图9为给定转速由 10 r/min 阶跃到 1000 r/min 的加速过程, 其中: 1为实际转速, 2为辨识的转速, 可以看出估计转速迅速的跟随了实际转速. 图10为给定转速从 1000 r/min 阶跃到 10 r/min 的减速过程, 1为实际转速, 2为辨识的转速, 同样估计转速快速跟随了实际转速的变化.

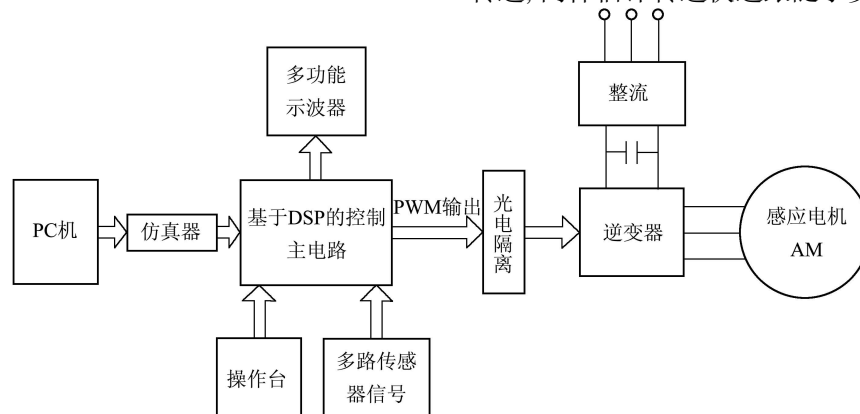


图7 实验系统硬件结构图

Fig. 7 Hardware structure of experiment system

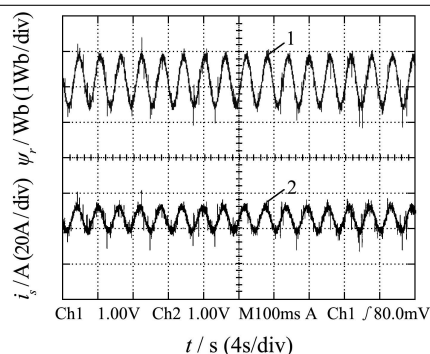


图8 无速度传感器直接转矩控制系统实验的定子电流和转子磁链波形

Fig. 8 Experimental waveforms of stator current and rotor flux using the proposed speed sensorless DTC system

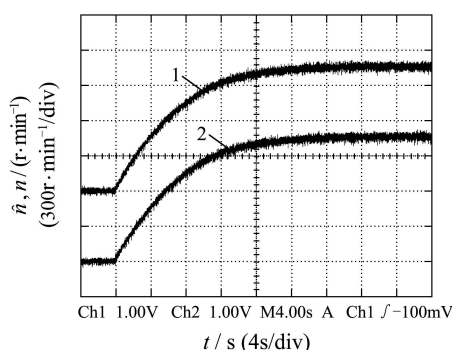


图9 给定速度从10 r/min 增加到1000 r/min 的速度响应波形(1为实际转速, 2为辨识的转速)

Fig. 9 Experimental waveforms of rotor speed response for step increasing of reference speed from 10 r/min to 1000 r/min

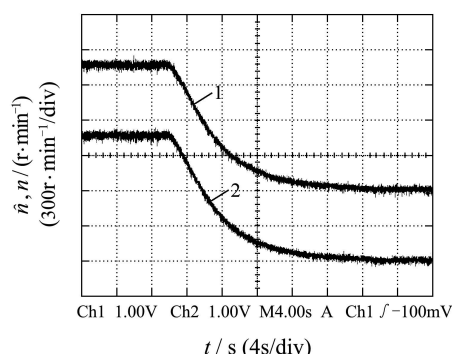


图10 给定转速从1000 r/min 下降到10 r/min速度响应波形(1为实际转速, 2为辨识的转速)

Fig. 10 Experimental waveforms of rotor speed response for step decreasing of reference speed from 1000 r/min to 10 r/min

6 结论(Conclusion)

本文提出一种新型的速度辨识方案并应用于无速度传感器感应电机直接转矩控制中. 利用Lyapunov稳定性理论, 设计了自适应状态观测器, 给出了速度自适应辨识方案. 利用鲁棒控制理论和线性矩阵不等式方法来选取观测器的增益. 仿真和实验结果表明, 该方法取得了较为满意的结果, 在全速范围内保证了系统的稳定性.

参考文献(References):

- [1] YANG G, CHIN T H. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless invert-induction motor drive[J]. *IEEE Trans on Industry Application*, 1993, 29(4): 820 – 825.
- [2] KUBOTA H, MATSUSE K, NAKANO T. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor[J]. *IEEE Trans on Industry Application*, 1993, 29(2): 344 – 348.
- [3] SUWANKKAWIN S, SANGWONGWANICH S. A speed-sensorless IM drive with decoupling control and stability analysis of speed estimation[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2002, 49(2): 444 – 455.
- [4] DAMIANO A, GATTO G, MARONGIU I, et al. Synthesis and digital implementation of a reduced order rotor flux observer for IM drive[C]//*Proc of Int Symposium on Industrial Electronic*. Slovenia: IEEE Press, 1999, 2: 729 – 734.
- [5] HARNEFORS L, NEE H P. Full-order observers for flux and parameter estimation of induction motors[C]//*Proc of the 7th European Conf on Power Electronics and Applications*. Norway: [s.n.], 1997, 3: 375 – 381.
- [6] BOYD S, GHAOUL L E, FERON E, et al. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*[M]. Philadelphia: Society for Industrial & Applied Mathematics, 1994.

作者简介:

黄志武 (1966—), 男, 副教授, 博士, 研究方向为故障诊断、电力机车传动与控制等, E-mail: hzw@mail.csu.edu.cn;

桂卫华 (1950—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为大系统理论、复杂生产过程建模与优化控制等, E-mail: gwh@mail.csu.edu.cn;

年晓红 (1965—), 男, 教授, 博士, 研究方向为交流传动控制和微分对策等;

单勇腾 (1982—), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流传动控制;

刘心昊 (1982—), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流传动控制.