

基于电流解耦的感应电机高阶终端滑模控制^①

史宏宇^② 冯 勇

(哈尔滨工业大学电气工程系 哈尔滨 150001)

摘 要 为提高感应电机转速控制系统的性能,提出了速度环、电流环的高阶非奇异终端滑模控制方案。该方案通过设计非奇异终端滑模面来提高系统的响应速度和控制精度;通过设计高阶滑模控制律以直接获得平滑的控制信号,有效削弱常规滑模的抖振现象;对速度环,考虑了系统负载转矩和转动惯量的变化,所设计的高阶滑模控制律使系统具有良好的鲁棒性;对电流环,利用电压补偿实现交、直轴电流完全解耦,提高电流控制器的动态性能。仿真结果表明,该方案有效地消除了常规滑模存在的抖振现象,并且跟踪精度高,对负载扰动及转动惯量变化具有较强的鲁棒性。

关键词 感应电机,非奇异终端滑模,高阶滑模,解耦控制,矢量控制

0 引 言

采用矢量控制技术的感应电机驱动系统实现了磁链和转矩的解耦控制,因而具有优良的动态性能,在伺服控制领域得到广泛应用^[1]。然而在工业应用中,系统转动惯量和负载转矩经常发生变化^[2],而且感应电机本身又是一个多变量、强耦合、非线性的高阶系统,这些均给感应电机的高精度控制带来了一定困难^[1]。为了提高感应电机控制系统的动静态性能,研究人员提出了很多种感应电机控制方法,如神经网络控制^[3]、模糊控制^[4]、最优控制^[5]、自适应控制^[6,7]和滑模控制^[8-10]等。其中,滑模变结构控制对系统数学模型精度要求低,并对系统参数摄动及外部扰动具有良好的鲁棒性,因而成为研究的热点^[11]。然而,常规滑模控制技术存在着抖振问题,严重限制了滑模变结构控制的实际应用^[11]。为了削弱抖振,通常采用边界层^[12,13]方法,但该方法不能保证系统状态总能进入边界层。另一种有效的方法是低通滤波器法^[14],该方法却降低了系统控制精度。电机转速控制系统要求电流环具有快的响应速度和良好的稳态精度。然而,在矢量控制下的电机 d 、 q 轴电流是存在耦合的,当其中一相电流发生变化时,将影响另外一相电流随之变化,这将导致系统的动态响应变差。而且,电流耦合项与电机转速

有关,随着转速的升高,电流耦合项对电流环的影响将会更加明显^[15]。针对上述问题,本文结合非奇异终端滑模与高阶滑模的优点,提出了一种基于高阶终端滑模的感应电机转速控制方法。该方法利用非奇异终端滑模控制实现电机转速在有限时间内收敛,同时利用高阶滑模控制律有效地消除了常规滑模的抖振现象。该方法稳态精度高,动态响应速度快,对转动惯量及负载扰动变化具有良好的鲁棒性。仿真研究验证了该方法的有效性。

1 感应电机的数学模型

假设电机磁动势沿气隙圆周正弦分布,磁路是线性的,忽略铁损的影响,在同步旋转坐标系 ($d - q$) 下,以电机定子电压作为输入,以转速和转子磁链为输出,三相鼠笼型感应电机的数学模型如下^[16]:

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = -\mu i_{ds} + \frac{1}{T_r} \beta \psi_{dr} + \omega_r i_{qs} + m u_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\mu i_{qs} - \beta p_n \omega_r \psi_{dr} - \omega_r i_{ds} + m u_{qs} \\ \dot{\psi}_{dr} = -\frac{1}{T_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \\ \dot{\omega} = (p_n L_m \psi_{dr} i_{qs} / L_r - T_L) / J \end{cases} \quad (1)$$

式中, $T_r = L_r / R_r$, $m = 1 / (\sigma L_s)$, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$,

① 国家自然科学基金(60474016,60774040,61074015)资助项目。

② 男,1981 年生,博士生;研究方向:变结构控制,电机驱动控制等;联系人 E-mail: hongyuhit@126.com
(收稿日期:2011-04-19)

$\beta = mL_m/L_r, \mu = m[R_s + L_m^2 R_r/L_r^2]$, u_{ds}, u_{qs} 分别为定子电压 d, q 轴分量, i_{ds}, i_{qs} 分别为定子电流 d, q 轴分量, ψ_{dr} 为 d 轴转子磁链, p_n 为电机的磁极对数, ω 为转子机械角速度, ω_r 为转子电角速度且满足 $\omega_r = \omega \times p_n$, L_s, L_r 和 L_m 分别为定子绕组自感、转子绕组自感和定转子绕组间的互感, R_s, R_r 分别为定子绕组电阻和转子绕组电阻, J 为系统的转动惯量, T_L 为负载转矩。

2 感应电机高阶终端滑模控制系统设计

根据转子磁场定向原理^[17], 本研究利用高阶终端滑模控制方法分别设计了转速控制器和交、直流电流控制器。转速控制器用于实现对给定速度信号快速准确跟踪, 它对在实际应用中由转动惯量及外部负载转矩变化引起的扰动具有较强的鲁棒性; 交、直流电流控制器首先实现定子电流的完全解耦, 使交、直流电流相互独立, 互不影响, 当其中一相电流发生变化时, 另一相电流不受影响, 进而通过高阶滑模控制律实现对给定电流信号实现快速准确的跟踪, 最终实现感应电机的高阶终端滑模控制。所设计的控制系统结构如图 1 所示。

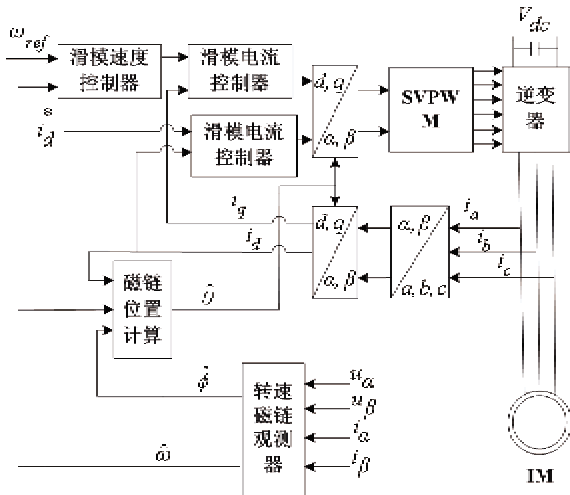


图 1 感应电机高阶终端滑模控制系统框图

2.1 转速控制器的设计

定义电机转速给定信号为 ω_{ref} , 并且假设 ω_{ref} 足够光滑, 满足几乎处处具有 2 阶连续导数, 定义电机实际输出转速与给定转速的误差状态 e_ω 为

$$e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (2)$$

根据感应电机状态方程(1), 可得感应电机的转速误差系统为

$$J\dot{e}_\omega = J(\dot{\omega}^* - \dot{\omega}) = J\dot{\omega}^* - p_n L_m \phi_{dr} i_{qs}/L_r - T_L \quad (3)$$

在实际的工业生产中, 经常会发生系统转动惯量变化, 故令 $J = J_0 + \Delta J$, 式中 J 为系统的实际转动惯量, J_0 为电机转动惯量的标称值, ΔJ 为系统转动惯量的变化值。

根据高阶滑模原理^[18], 由式(3)知, 为了实现转速控制器 i_{qs} 的平滑无高频抖振输出, 本研究对电机转速采用二阶滑模控制, 提出如式

$$s_\omega = e_\omega + \gamma_1 \dot{e}_\omega^{p_1/q_1} \quad (4)$$

所示的非奇异终端滑模面。非奇异终端滑模保证了控制器具有全局稳定性, 并且其有限时间收敛的特性, 提高了系统的响应速度和跟踪精度。式中, $\gamma_1 > 0, p_1, q_1$ 为奇数, 且 $1 < p_1/q_1 < 2$ 。

通过设计合适的滑模控制律, 可保证非奇异终端滑模面(式(4))在有限时间内收敛为零, 并且, $e_\omega, \dot{e}_\omega$ 也将有限时间内收敛为零, 使误差状态 e_ω 具有二阶滑模运动状态:

$$e_\omega = \dot{e}_\omega = 0 \quad (5)$$

定理 1 对于式(3)所示的转速误差系统, 选取如式(4)设计的非奇异终端滑模面, 设计平滑无高频抖振的控制律:

$$i_{qs}^* = i_{qs1} + i_{qs2} \quad (i_{qs1} \text{ 为等效控制项, } i_{qs2} \text{ 为非线性切换项}) \quad (6)$$

$$i_{qs1} = \frac{J_0 L_r \dot{\omega}^*}{p_n L_m \psi_{dr}} \quad (7)$$

$$i_{qs2} = \frac{L_r}{p_n L_m \psi_{dr}} \int_0^t \left[(J_0 + k_{11}) \frac{q}{\gamma_1 p} \dot{e}_\omega^{2-p_1/q_1} + (k_{12} \ddot{\omega} + k_{13} + \eta) \text{sgn}(s_\omega) \right] d\tau \quad (8)$$

式中, $k_{11}, k_{12}, k_{13}, \eta$ 为设计参数, 且满足 $k_{12} > \sup |\Delta J|$, $k_{13} > \sup |\dot{T}_L|$, 则电机转速将在有限时间内收敛。

证明: 选取李亚普诺夫函数为 $V_\omega = 0.5 J s_\omega^2$, 则 $V_\omega(t)$ 对时间的一阶导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega &= J s_\omega \dot{s}_\omega = J s_\omega \left[\dot{e}_\omega + \frac{\gamma_1 p_1}{q_1} \dot{e}_\omega^{p_1/q_1-1} \ddot{e}_\omega \right] \\ &= \frac{s_\omega \gamma_1 p_1}{q_1} \dot{e}_\omega^{p_1/q_1-1} \left[J \ddot{e}_\omega + \left(\frac{q_1}{\gamma_1 p_1} \right) J \ddot{e}_\omega^{2-p_1/q_1} \right] \end{aligned}$$

考虑式(3)、(6)、(7)和(8), 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega &= \frac{s_\omega \gamma_1 p_1}{q_1} \dot{e}_\omega^{p_1/q_1-1} \left[\Delta J \ddot{\omega} + \left(\frac{q_1}{\gamma_1 p_1} \right) J \ddot{e}_\omega^{2-p_1/q_1} \right. \\ &\quad \left. - k_{12} \ddot{\omega} \text{sgn}(s_\omega) - k_{13} \text{sgn}(s_\omega) \right] \end{aligned}$$

$$-k_{11}\left(\frac{q_1}{\gamma_1 p_1}\right)\dot{e}_\omega^{2-p_1/q_1}\text{sgn}(s_\omega) - \eta\text{sgn}(s_\omega)]$$

由于设计参数满足 $k_{12} > \sup|\Delta J|$, $k_{13} > \sup|\dot{T}_L|$,

因此有: $\dot{V}_\omega(t) \leq -\gamma_1(p_1/q_1)\dot{e}_\omega^{p_1/q_1-1}\eta|s_\omega|$ 。

由于 p_1, q_1 均为奇数, 且 $1 < p_1/q_1 < 2$, 所以, 若 $\dot{e}_\omega \neq 0$, 则 $\dot{e}_\omega^{p_1/q_1} > 0$, 当且仅当 $\dot{e}_\omega = 0$ 时, $\dot{e}_\omega^{p_1/q_1} = 0$ 。对 $s_\omega \neq 0$ 时, 文献[19]证明了此时转速误差系统所处状态是不稳定的, 系统将运动至 $\dot{e}_\omega \neq 0$ 状态。当系统处于 $\dot{e}_\omega \neq 0, \|s_\omega\| \neq 0$ 时, 可以得到 $\dot{V}_\omega(t) \leq -\gamma_1(p_1/q_1)\dot{e}_\omega^{p_1/q_1-1}\eta_1|s_\omega| < 0$ 。假设 t_r 时刻系统误差状态到达滑模面 s_ω , 即 $s_\omega(t_r) = 0$, 则 e_ω 和 $\dot{e}_\omega$ 将在有限时间内收敛至平衡点, 即 $e_\omega = \dot{e}_\omega = 0$, 实现二阶滑模态, 收敛时刻 t_s 为^[20]

$$t_s = t_r + \gamma_1^{q_1/p_1} \frac{p_1}{(p_1 - q_1)} |e_\omega(t_r)|^{\frac{p_1 - q_1}{p_1}}$$

2.2 电流控制器的设计

同步旋转坐标系下, 由感应电机状态方程(式(1)), 三相鼠笼型感应电机定子电流方程可表示为

$$\dot{\mathbf{i}}_s = \mathbf{A}\mathbf{i}_s + \mathbf{B}\mathbf{u}_s \quad (9)$$

式中, $\mathbf{i}_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, $\mathbf{u}_s = [u_{sd} - \beta\psi_{dr}/(mT_r), u_{sq} + \beta\psi_{dr}p_n\omega_r/m]^T$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\mu & p_n\omega_r \\ -p_n\omega_r & -\mu \end{bmatrix}$, $\mathbf{B} =$

$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix}$ 。可见, d, q 轴电流之间存在耦合, 当其中

一项电流变化时, 由于耦合作用, 另一相电流也会受到影响, 随之发生变化, 而且耦合项与电机转速 ω 有关, 随着电机转速增高, 耦合项的作用将更加明显。

为了实现 d, q 轴电流解耦, 令定子电压为^[21]

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{K}\mathbf{i}_s + \mathbf{u}'_s \quad (10)$$

式中, $\mathbf{u}'_s = [u'_{ds}, u'_{qs}]^T$, $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{i1} & k_{i2} \\ k_{i3} & k_{i4} \end{bmatrix}$, 则由

式(10)、(11)可得

$$\dot{\mathbf{i}}_s = (\mathbf{A} + \mathbf{BK})\mathbf{i}_s + \mathbf{B}\mathbf{u}'_s$$

式中, $\mathbf{A} + \mathbf{BK} = \begin{bmatrix} -\mu + mk_{i1} & p_n\omega_r + mk_{i2} \\ -p_n\omega_r + mk_{i3} & -\mu + mk_{i4} \end{bmatrix}$ 。

令

$$\begin{cases} k_{i1} = k_{i4} = 0 \\ k_{i2} = k_{i3} = \omega_r/m \end{cases}$$

则得到电机定子电流方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu & 0 \\ 0 & -\mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u'_{ds} \\ u'_{qs} \end{bmatrix} \quad (11)$$

此时 d, q 轴电流相互独立, 实现了完全解耦, 其中一相电流发生变化时, 另一相电流将不会受到影响。

为了使电流控制器能够快速准确地跟踪给定电流信号, 并且对电网电压波动具有鲁棒性, 对解耦后的电机定子电流模型进行滑模控制。

定义电流给定信号与实际电机电流信号的误差状态为

$$\mathbf{e}_s = \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds}^* - i_{ds} \\ i_{qs}^* - i_{qs} \end{bmatrix} \quad (12)$$

根据感应电机状态方程(式(1)), 可得电流误差系统状态方程为

$$\dot{\mathbf{e}}_s = \dot{\mathbf{i}}_s^* - \dot{\mathbf{i}}_s = \dot{\mathbf{i}}_s^* - (\mathbf{A} + \mathbf{BK})\mathbf{i}_s - \mathbf{B}\mathbf{u}'_s \quad (13)$$

设计如下非奇异终端滑模面:

$$\mathbf{s}_s = \mathbf{e}_s + \gamma\dot{\mathbf{e}}_s^{p_2/q_2} \quad (14)$$

实现定子电流的二阶滑模控制。式中, $\mathbf{s}_s = [s_{ds}, s_{qs}]$; $\gamma = \text{diag}(\gamma_{ds}, \gamma_{qs}) > 0$; p_2, q_2 为奇数, 且 $1 < p_2/q_2 < 2$ 。

定理 2 对于式(13)所示定子电流误差系统, 选取式

$$\mathbf{u}'_s = \mathbf{u}'_{eq} + \mathbf{u}'_n \quad (15)$$

所示的非奇异终端滑模面, 并且设计如下控制律:

$$\mathbf{u}'_{eq} = \mathbf{B}^{-1}(\dot{\mathbf{i}}_s^* - (\mathbf{A} + \mathbf{BK})\mathbf{i}_s) \quad (16)$$

$$\mathbf{u}'_n = \mathbf{B}^{-1} \int_0^t \left[\frac{1}{\gamma} \frac{q_2}{p_2} \dot{\mathbf{e}}_s^{2-p_2/q_2} + k_2 \text{sgn}(\mathbf{s}_s) \right] d\tau \quad (17)$$

式中, $k_2 > 0$ 为设计参数, 则电机定子电流在有限时间内收敛。

证明过程与定理 1 类似, 此处省略。

则由式(10)(15)(16)和(17), 得到电流控制器的控制律为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}'_s + \mathbf{K}\mathbf{i}_s + \mathbf{u}_0 \quad (18)$$

式中, $\mathbf{u}_s = [u_{ds}, u_{qs}]^T$, $\mathbf{u}_0 = [\beta\psi_{dr}/(mT_r), -\beta p_n\omega_r\psi_{dr}/m]^T$ 。

3 仿真研究

为检验所设计高阶滑模滑模控制器的有效性, 对其构成的感应电机转速控制系统进行 Matlab/Simulink 数字仿真研究, 并与常规滑模控制效果比较。仿真所用的感应电机参数如下:

$P_N = 1.1 \text{ kW}$, $I_N = 2.8 \text{ A}$, $U_N = 380 \text{ V}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, $p_n = 2$, $R_s = 5.9 \Omega$, $R_r = 5.6 \Omega$, $L_r = 0.58 \text{ H}$, $L_s = 0.574 \text{ H}$, $L_m = 0.55 \text{ H}$, $J = 0.021 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; 定子电流限幅值 $I_{qm} = I_{dm} = 10 \text{ A}$ 。

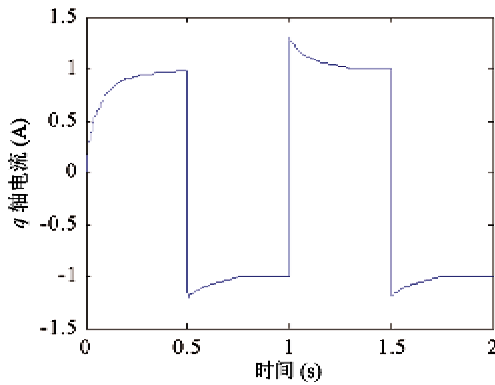
所设计的滑模控制器参数如下: $p = 13, q =$

11, $\gamma_{\alpha s} = \gamma_{\beta s} = 0.001, \eta_{10} = 50, \eta_{11} = 50000; p_1 = 5, q_1 = 3, \gamma_1 = 0.0005, k_{11} = 500, k_{12} = 100, k_{13} = 100, p_2 = 5, q_2 = 3, \gamma_{ds} = \gamma_{qs} = 0.002, k_2 = 1000; \lambda_0 = 95.2, \lambda_1 = 2850$ 。

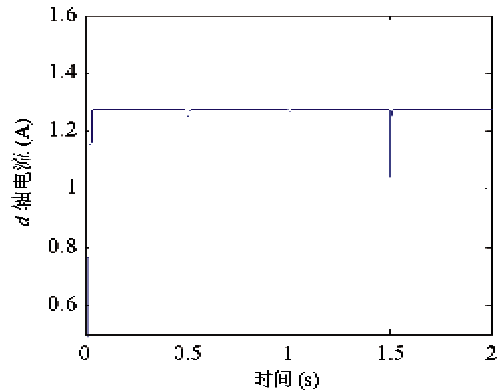
常规滑模转速控制器参数 $k = 60$ 。

由于良好的电流控制性能是获得理想电机转速控制的基础。首先对所设计的电流控制器进行研究。对电机的 q 轴施加在 1A 和 -1A 之间阶跃变化的电流。对 d 轴施加恒为 1.28A 的电流。仿真结果

如图 2 和图 3 所示。图 2(a) 和图 2(b) 分别为不含解耦补偿时的 q 轴和 d 轴电流响应波形。可见, 当 q 轴电流发生变化时, 由于 d 、 q 轴电流之间存在耦合, d 轴电流受 q 轴电流影响而发生波动。图 3 为所设计的电流控制器的仿真波形。可见, 当 q 轴电流发生变化时, d 轴电流仍恒为给定值, 不受 q 轴电流波动影响。实现了 d 、 q 轴电流的完全解耦, 有效改善了电流控制器的动态性能。

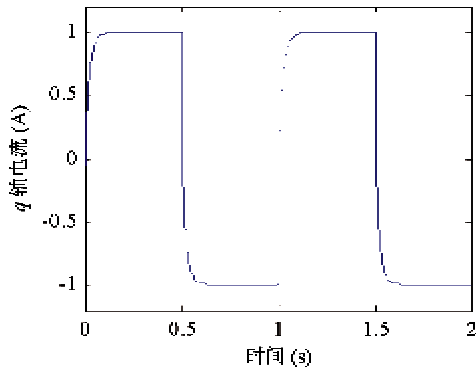


(a) q 轴电流波形

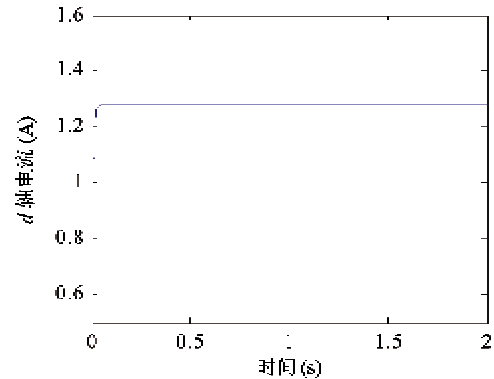


(b) d 轴电流波形

图 2 不含电流解耦补偿时的电流响应



(a) q 轴电流波形



(b) d 轴电流波形

图 3 解耦电流控制器的电流响应

对电机的转速跟踪性能进行了仿真研究。给定转速为 $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$, 负载转矩在 1s 时由 $0 \text{ N} \cdot \text{m}$ 突变为 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 仿真结果如图 4 和图 5 所示。图 4(a) 为常规滑模转速控制器下电机的转速响应曲线, 图 4(b) 为采用常规滑模时产生的转速误差曲线。图 5(a) 和图 5(b) 分别为所设计的高阶终端滑模转速控制器的速度响应曲线及误差。可见, 所设计的控制器对外部负载扰动具有较强的鲁棒性, 并且所设计的高阶滑模控制律, 有效地削弱了常规滑

模存在的抖振现象。同时由于终端滑模能够在有限时间内收敛, 系统的动态性能也得到显著提高。

为进一步验证所提控制系统的跟踪能力, 令转速给定为 $\omega^* = 100 \sin(5t) \text{ rad/s}$, 系统转动惯量在 0.6s 时突变为电机转动惯量标称值的 1.5 倍, 即 $J = 1.5J_0$, 1.2s 时突变为电机转动惯量标称值的 0.8 倍, 即 $J = 0.8J_0$ 。仿真结果如图 6 所示。图 6(a) 为转动惯量突变时电机转速响应曲线, 图 6(b) 为转动惯量突变时电机转速误差曲线。可见, 所提方法能够

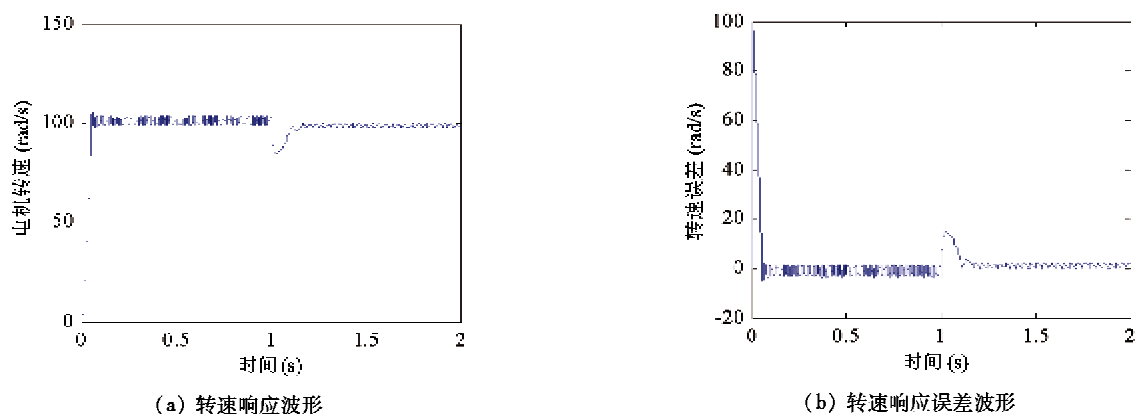


图4 常规滑模控制下的转速响应

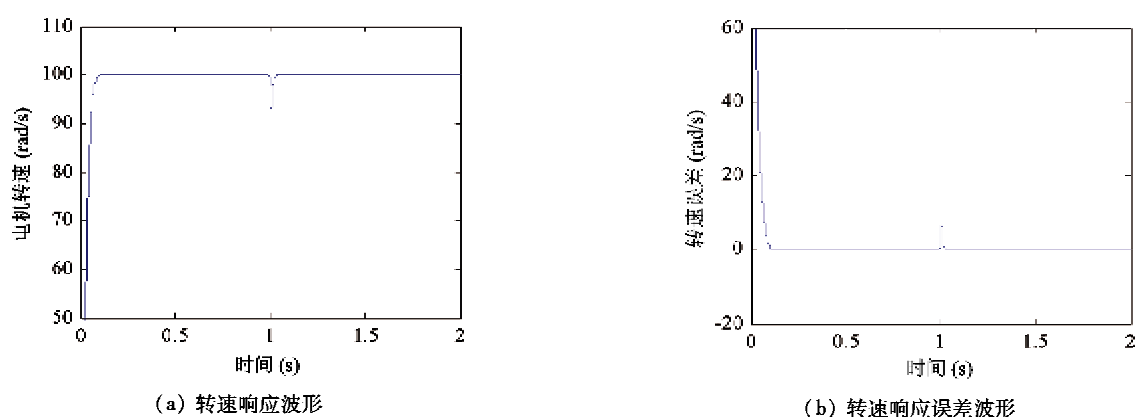


图5 高阶滑模控制下的转速响应

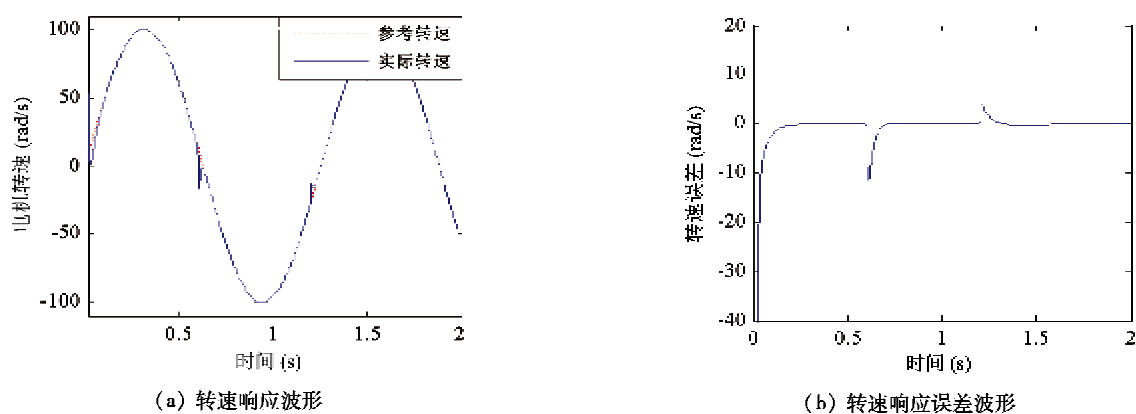


图6 转动惯量变化时的速度响应

准确地跟踪给定信号,并且在系统转动惯量发生突变后,电机转速能够快速跟踪到给定值,对转动惯量变化具有较强的鲁棒性。

4 结论

本文提出了感应电机转速控制系统的高阶非奇异终端滑模控制方案。设计了非奇异终端滑模面,保证系统具有全局稳定性,并提高了系统的响应速

度和控制精度。所设计的高阶滑模控制律有效地削弱了抖振现象。并且对系统负载转矩和转动惯量变化,具有良好的鲁棒性。实现了交直轴电流的完全解耦,提高了电流控制器的动态性能。仿真研究验证了所提方法的正确性及有效性。

参考文献

- [1] Maes J, Melkebeek J. Sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. *IEEE*

- Transactions on Industry Applications*, 2000, 36(3): 778-785
- [2] Betin F, Capolino G A. Sliding mode control for an induction machine submitted to large variations of mechanical configuration. *International Journal of Adaptive Control and Signal Proceeding*, 2007, 6(8): 745-763
 - [3] Lin F J, Wai R J. Adaptive fuzzy-neural-network control for induction spindle motor drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2002, 17(4): 507-513
 - [4] Lee H, Lee J, Seong S. Approach to fuzzy control of an indirect field-oriented induction motor drives. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings*, Pusan, South Korea, 2001. 1119-1123
 - [5] Umanand L, Bhat S R. Optimal and robust digital current controller synthesis for vector-controlled induction motor drive systems. *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*, 1996, 143(2): 141-150
 - [6] Soltani J, Payam A F. A robust adaptive sliding-mode controller for slip power recovery induction machine drives. In: *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Shanghai, China, 2006. 1912-1917
 - [7] Xia Y, Yu X H, Oghanna W. Adaptive robust fast control for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, 47(4): 854-862
 - [8] 王瑞明, 蒋静坪. 基于适应性遗传算法的滑模控制感应电机伺服驱动系统研究. *中国电机工程学报*, 2005, 25(17): 136-141
 - [9] Wai R J, Chang J M. Implementation of robust wavelet-neural-network sliding-mode control for induction servo motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(6): 1317-1334
 - [10] Guo S, He J B. Adaptive dynamic terminal sliding mode control method. In: *Proceedings of the 2nd International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, Changsha, China, 2009. 735-738
 - [11] Ma Z W, Zheng T, Lin F, et al. A new sliding-mode current controller for field oriented controlled induction motor drives. In: *Proceedings of the 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, Raleigh, USA, 2005. 1341-1346
 - [12] Herrmann G, Spurgeon S K, Edwards C. On robust, multi-input sliding-mode based control with a state-dependent boundary layer. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 2006, 129(1): 89-107
 - [13] Chen M S, Hwang Y R, Tomizuka M. A state-dependent boundary layer design for sliding mode control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2002, 47(10): 1677-1681
 - [14] Zhu J W, Zhu D C, Cai J B. Design of sliding mode controller with low-pass filter for robot manipulators. In: *Proceedings of the 2nd International Workshop on Knowledge Discovery Data Mining*, Moscow, Russia, 2009. 296-299
 - [15] Jung J, Lim S, Nam K. PI type decoupling control scheme for high speed operation of induction motors. In: *Proceedings of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Saint Louis, USA, 1997. 1082-1085
 - [16] Mohamed H A F, Lau E L, Moghavvemi M, et al. Reduced chatter bang-bang-like SMC flux and speed control of induction motor. In: *Proceedings of Annual Conference Society of Instrument and Control Engineers of Japan*, Chofu, Japan, 2008. 2535-2540
 - [17] Soltani J, Mirzaei S. Computer simulation of vector controlled slip-energy recovery induction machine drives. *Iranian Journal of Science and Technology*, 2003, 27(B4): 737-750
 - [18] Levant A. Quasi-continuous high-order sliding-mode controllers. In: *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, Maui, USA, 2003. 4605-4610
 - [19] Feng Y, Yu X H, Man Z H. Non-singular adaptive terminal sliding mode control of rigid manipulators. *Automatica*, 2002, 38(12): 2159-2167
 - [20] 冯勇, 鲍晟, 余星火. 非奇异终端滑模控制系统的设计方法. *控制与决策*, 2002, 17(2): 194-98
 - [21] Salaet J, Busquets S, Bordonau J, et al. A new strategy for decoupling direct and quadrature currents in a rotating frame current regulator-application to a single-phase three-level boost rectifier. In: *Proceedings of the 37th IEEE Power Electronics Specialist Conference*, Cheju, South Korea, 2006. 1977-1983

High-order terminal sliding mode control for induction motors based on current decoupling

Shi Hongyu, Feng Yong

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001)

Abstract

For improvement of the performance of the speed control system of induction motors, a high-order nonsingular terminal sliding mode control scheme for the speed loop and the current loop was proposed. According to the scheme, nonsingular terminal sliding modes were designed to improve the response speed and precision. High-order sliding modes were adopted to obtain smooth control signals directly, eliminating the chattering phenomenon in the conventional sliding mode effectively. With respect to the speed loop, taking the inertia change and load torque disturbance into consideration, a high order sliding mode control law was designed to guarantee the robust of the system. For the current loop, the decoupling of the stator current was achieved using the voltage compensation; the dynamic performance of the current controller was improved. The simulation results show that the proposed method can eliminate the chattering phenomenon in the conventional sliding mode obviously with the high precision, and is robust to inertia change and load disturbance.

Key words: induction motor, non-singular terminal sliding mode, high-order sliding mode, decoupling control, vector control