

用于永磁同步电机单电流弱磁控制的 积分型滑模控制器

曹玉^{1,2}, 迟颂^{1,2}

(1. 河北工业大学 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 天津 300130;
2. 河北工业大学 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室, 天津 300130)

摘要: 为提高永磁同步电机单电流调节器高速运行的转速控制性能, 设计了一种用于永磁同步电机单电流弱磁控制的转速滑模控制器。在滑模控制器的设计中选取了积分型滑模面, 有效削弱滑模的固有抖振现象, 减小了转速误差和抖动, 而且电机转速对负载和供电电压的变化不敏感。结合单电流弱磁控制策略, 滑模控制器利用电机定子电流 d - q 轴交叉耦合效应的作用, 实现弱磁和转速的集成控制。仿真和数据分析验证了其可行性。

关键词: 滑模控制; 积分型滑模面; 弱磁控制; 单电流调节器; 永磁同步电机

中图分类号: TM351

文献标识码: A

doi: 10.13890/j.issn.1000-128x.2017.06.110

Integral Sliding Mode Controller for PMSM Single Current Flux-Weakening Control

CAO Yu^{1,2}, CHI Song^{1,2}

(1.State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2.Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: An improved sliding mode speed controller was presented for flux-weakening control of permanent magnet synchronous machine (PMSM) based on single current regulation algorithm, to improve the controllability of the speed of the single current regulator. The integral sliding surface was designed, which results in the elimination of chattering and the declination of the speed error and the robustness to parameter disturbance and load variation in the flux-weakening area. Based on the d - q current cross-decoupling effect, the proposed control combined single-current regulator algorithm and sliding mode control. The scheme was verified by computer simulation using PLECS software analysis.

Keywords: sliding mode control; integral sliding mode; flux weakening; single current regulator; PMSM

0 引言

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 具有高功率密度、高功率因数和结构简

单等优点, 已经成功应用于高铁、动车、地铁轨道交通领域以及电动汽车领域。实际的 PMSM 在运行时由于直流母线电压、PWM 方法的限制存在最高电压约束, 由于 PMSM 定子绕组温度和逆变器功率半导体器件结温的限制而存在最大电流约束。为实现 PMSM 在电压和电流限制条件下高速运行, 电机必须具备良好的

收稿日期: 2017-07-01; 修回日期: 2017-08-16
基金项目: 河北省高层次人才资助项目 (E2015100007)

的弱磁调速性能, 因此本文对 PMSM 弱磁调速控制进行了研究。文献 [1] 提出了一种单电流调节器弱磁控制方法, 通过单一控制直轴电流分量, 解决了双电流控制时交直流电流交叉耦合的效应所带来的问题, 易于实现。文献 [2] 在文献 [1] 的基础上对单电流弱磁控制效率进行了优化, 通过使用变交轴电压的单电流弱磁算法, 实现效率最优控制。文献 [3] 采用查表法对定交轴单电流调节器进行改进, 提高了电压利用率。文献 [4] 结合电压角度弱磁算法, 实时改变 PI 调节器的比例系数与积分系数, 使得 PMSM 由基速进入弱磁区域时电压、电流平滑过渡。

PMSM 转速调节器多采用比例积分 (proportion integral, PI) 控制。虽然 PI 控制具有算法简单、使用方便等优点, 但是在负载和供电电压变化时, 难以满足系统所需动态响应要求。近年来, 许多现代控制理论逐渐应用于电机控制系统中, 如自适应控制、模糊逻辑控制、人工神经网络控制、单周控制、滑模控制等^[5]。滑模变结构控制由于其对参数要求低和强鲁棒性等优点而受到诸多学者广泛关注, 并且在电机控制领域得到应用。文献 [6-7] 将滑模控制引入 MTPA 和 $i_d=0$ 的 PMSM 转速控制中, 有效地提高了系统的动态响应。文献 [6] 将负载转矩引入滑模面, 解决了负载力矩出现较大波动时系统转速波动较大的问题, 对负载力矩具有鲁棒性。文献 [7] 设计控制率时, 采用变参数趋近率作为滑模趋近率, 解决了多参数整定问题。

本文基于文献 [1-2, 5-16] 的思想, 首次提出了应用于单电流弱磁控制的滑模控制器。滑模控制器输出变量能在不同的转速运行条件下自动分解出弱磁电流分量, 并且在 $d-q$ 轴交叉耦合效应的作用下产生转矩, 从而实现弱磁和转速的集成控制。同时针对负载扰动问题, 在滑模控制器中加入负载转矩, 用于抑制负载引起的转速波动问题, 提高系统抗负载扰动性能。

1 PMSM 单电流弱磁控制策略

表贴式 PMSM 永磁同步电机旋转坐标系稳态下的方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r \cdot L_q \\ \omega_r \cdot L_d & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + K_e \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: v_{ds} 、 v_{qs} 分别为 d 轴、 q 轴定子电压; i_{ds} 、 i_{qs} 分别为 d 轴、 q 轴定子电流; L_d 、 L_q 分别为 d 轴、 q 轴定子电感; R_s 为定子电阻; K_e 为反电势系数; ω_r 为转子电角速度。

当 $L_d=L_q=L_s$ 时, 对于表贴 SPMSM, 可由式 (1) 推导出 i_{ds} 和 i_{qs} 交叉耦合关系表达式为^[1]

$$i_{qs} = -\frac{\omega_r \cdot L_s}{R_s} i_{ds} + \frac{v_{qs} - K_e \cdot \omega_r}{R_s} \quad (2)$$

对于单电流调节弱磁控制, 定交轴电压结构下的直轴电流 i_{ds} 对磁链和转矩具有控制力; 但是定直轴电压结构下的交轴电流 i_{qs} 对磁链和转矩不具有控制力,

因此单电流弱磁控制转速调节器都是对 i_{ds} 进行控制。本文用所建模的积分型滑模控制器来控制交轴电流 i_{qs} , 再通过利用 i_{ds} 和 i_{qs} 之间的线性关系, 控制直轴电流 i_{ds} , 从而对磁通和转矩进行控制^[2]。

电磁转矩方程可表示为

$$T_c = \left(\frac{3}{2} \right) \cdot p \cdot K_c \cdot i_{qs} \quad (3)$$

式中: p 为极对数。

机械方程可以表示为

$$T_c - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (4)$$

式中: T_L 为负载转矩; J 为瞬时转动惯量; B 为摩擦因数; ω_m 为机械角速度, 并且有 $\omega_r = p \cdot \omega_m$ 。

从式 (2) 中可以清楚地看出, d 轴和 q 轴电流之间存在线性的耦合关系; 当转速 ω_r 增加, i_{qs} 与 i_{ds} 的交叉耦合会越来越显著。因此, 应用这种耦合效应可以实现弱磁和转矩的同时控制。

本文采用包含转速调节 PMSM 单电流调节器弱磁控制。通过引入电压常数, 利用 d 轴与 q 轴电流交叉耦合效应, 自动产生的 d 轴电流包括弱磁运行所需的退磁电流分量和转速调节的相关联的转矩分量。其结构框图如图 1 所示。

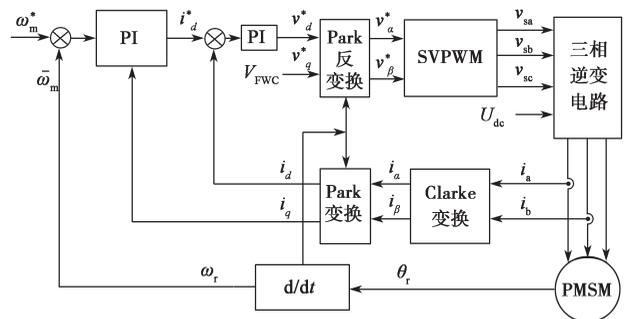


图 1 单电流弱磁控制系统结构图

2 转矩控制力的分析

定义一个小于最大相电压 $V_{s,max}$ 的恒定的正值 V_{FWC} , $0 < V_{FWC} < V_{s,max}$ 。式 (2) 中永磁同步电机的交轴电压 v_{qs} 等于 V_{FWC} 。可以观察到在固定给定转速下, 所有的系数都是恒定不变的, 则有

$$i_{qs} = -\frac{\omega_r \cdot L_s}{R_s} i_{ds} + \frac{V_{FWC} - K_e \cdot \omega_r}{R_s} \quad (5)$$

基于定交轴控制, 采用小信号分析法对转矩的控制力进行分析。

$$\Delta i_q = -\frac{\omega_r L_s}{R_s} \Delta i_d \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_d &= R_s \Delta i_d - \omega_r L_s \Delta i_q = R_s \left(-\frac{R_s}{\omega_r L_s} \Delta i_q \right) - \omega_r L_s \Delta i_q = \\ &= -\Delta i_q \left(\frac{R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2}{\omega_r L_s} \right) = -\Delta i_q \frac{Z_s^2}{X_s} \quad (7) \end{aligned}$$

式中: $Z_s = \sqrt{R_s^2 + \omega_r^2 L_s^2}$, 称为每相等效电抗; $X_s = X_d = \omega_r L_s$, 称为直轴电抗。

由式 (3) 可知, 转矩的变化量可以表示为

$$\Delta T_e = \left(\frac{3}{2}\right) p (K_e \Delta i_{qs}) \quad (8)$$

将式 (7) 代入式 (8) 中, 可得

$$\Delta T_e = \left(\frac{3}{2}\right) p \left(K_e \frac{X_s}{Z_s}\right) \cdot \Delta V_{ds} \quad (9)$$

因此, 式 (9) 表示通过控制 i_d 和最终通过整定直轴电压 V_d 来控制电磁转矩 T_e 的可能性。

3 滑模变结构转速控制器的设计

3.1 状态空间方程

对于转速环控制系统, 将机械角速度误差 e_ω 及其变化率 \dot{e}_ω 定义为状态变量, 将直轴电流 i_d 定义为输出, 表示为^[5]

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= e_\omega = \omega^* - \omega \\ x_2 &= \dot{x}_1 = \dot{e}_\omega = -\dot{\omega} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$u = i_d \quad (11)$$

式中: ω^* 和 ω 分别为给定的电机期望电角速度和实际电角速度; u 为状态方程输出。

由式 (2) ~ 式 (5) 可得转速环控制系统状态空间方程为

$$\dot{x}_1 = a i_d - \omega F' \quad (12)$$

$$F' = \frac{V_{FWC} - \omega K_e}{\omega R_{s0}} \cdot \frac{3p^2 K_e}{2J_0} - \frac{B_0 \omega + T_L}{\omega J_0} < 0 \quad (13)$$

式中: R_{s0} 为零时刻的定子电阻初始值; B_0 为零时刻的粘滞系数; J_0 为零时刻的转动惯量。

3.2 滑模面的选择

为了消除滑模的抖振问题, 本文选用积分型滑模面, 表示为

$$s = x_1 + c x_2 \quad (14)$$

3.3 趋近律选择

本文采用的趋近律可表示为

$$\dot{s} = -\varepsilon' \operatorname{sgn}(s), \varepsilon' > 0 \quad (15)$$

通常 ε 设定为较小值。在滑模面以外的运动中, 由于 ε 较小, 滑模运动的幅度较小, 避免产生较大的抖振, 最终稳定于平衡点^[6]。

3.4 控制律

通过式 (12) ~ 式 (15), 可以求得变指数趋近律的滑模控制律为

$$i_d = F_{\min} - \varepsilon \operatorname{sgn}(s) - c x_1 \quad (16)$$

其中

$$F = \frac{V_{FWC} - \omega K_e}{\omega R_{s0}} \cdot \frac{3p^2 K_e}{2J_0} - \frac{B_0 \omega + T_L}{\omega J_0} \quad (17)$$

$$F_{\min} = k F_{\min}' \quad (18)$$

$$k = \frac{2J_0 R_{s0}}{3p^2 K_e L_{d0}} \quad (19)$$

$$\bar{\omega} F_{\min}' \leq F' \leq F_{\max}' < 0,$$

$$\omega_{\text{base}} \leq \omega \leq \omega_{\text{max}},$$

$$T_{L\text{min}} \leq T_L \leq T_{L\text{max}}$$

$$F_{\min}' = \frac{V_{FWC} - \omega_{\text{max}} K_e}{\omega_{\text{base}} R_{s0}} \cdot \frac{3p^2 K_e}{2J_0} - \frac{B_0 \omega_{\text{max}} + T_{L\text{max}}}{\omega_{\text{base}} J_0} \quad (20)$$

$$F_{\max}' = \frac{V_{FWC} - \omega_{\text{base}} K_e}{\omega_{\text{max}} R_{s0}} \cdot \frac{3p^2 K_e}{2J_0} - \frac{B_0 \omega_{\text{base}} + T_{L\text{min}}}{\omega_{\text{max}} J_0} \quad (21)$$

$$\varepsilon = \frac{2J_0 R_{s0}}{3p^2 K_e L_{d0}} \varepsilon' \quad (22)$$

由式 (4) 可看出滑模控制器中包含负载转矩 T_L 和粘滞系数 B , 而 T_L 和 B 为不确定量, 并且根据电机运行环境的不同存在扰动; 因此本文所设计的自适应滑模控制, 可有效解决负载存在扰动情况下的滑模控制。

对于单电流调节弱磁控制, 定交轴电压结构下的直轴电流 i_{ds} 对磁链和转矩具有控制力; 但是定直轴电压结构下的交轴电流 i_{qs} 对磁链和转矩不具有控制力, 因此单电流弱磁控制转速调节器都是对 i_{ds} 进行控制。如图 2 所示, 本文用所建模积分型滑模控制器来控制交轴电流 i_{qs} , 再通过利用 i_{ds} 和 i_{qs} 之间的线性关系, 控制直轴电流 i_{ds} , 从而对磁通和转矩进行控制。

在本文中, 选择 $V_{FWC} = V_{qso}$ 仿真验证。其中 V_{qso} 为进入弱磁区域前 V_q 的终了值。

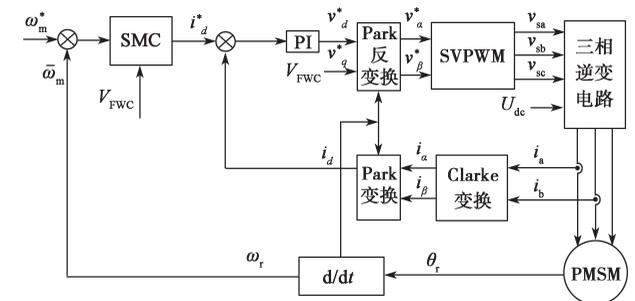


图 2 带有 SMC 转速控制器的单电流弱磁控制系统结构图

3.5 稳定性分析

由 Lyapunov 稳定性理论可知, 滑模的存在条件和到达条件为^[7]

$$\dot{V}_1(x) = s \cdot \dot{s} < 0, s \neq 0 \quad (23)$$

式中: $V_1(x)$ 为 Lyapunov 函数, $V_1(x) = \frac{1}{2} s^2$ 。

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(x) = s \cdot \dot{s} &= s \left\{ \frac{3p^2 \omega K_e L_{d0}}{2J_0 R_{s0}} [F_{\min}' + \varepsilon \operatorname{sgn}(s)] - \omega F' \right\} = \\ &= s \left\{ \frac{3p^2 \omega K_e L_{d0}}{2J_0 R_{s0}} \cdot \frac{2J_0 R_{s0}}{3p^2 K_e L_{d0}} [F_{\min}' - \varepsilon \operatorname{sgn}(s)] - \omega F' \right\} \leq \\ &= s \{ \omega (F_{\min}' - F') - \varepsilon' \operatorname{sgn}(s) \} \end{aligned}$$

式中： L_{a0} 为零时刻的直轴电感值。

因此，只需满足 $\varepsilon' < \frac{\omega_{\max}(F_{\max} - F_{\min})}{|x_1|}$ ，则有

$\dot{V}_1(x) < 0$ ，即可保证滑动模态的存在性和可到达性条件成立。

4 仿真结果与分析

PMSM 驱动系统可在 PLECS 软件中仿真。PMSM 参数如下： $R_s=16 \Omega$ ， $L_s=60 \text{ mH}$ ， $K_e=0.223 \text{ 2 V/rad}$ 。转速基准为 250 r/min，电流基准为 7 A。

图 3 显示了当电动机在以 1 N·m 恒定负载下，从 250 ~1 000 r/min 运行，并保持 5 s 的仿真结果。直流母线电压最初为 310 V，并在 26 s 升至 320 V。然后从 320 V 下降到 280 V。负载 1 N·m，在 40 s 阶跃升至 2 N·m。可以观察到系统自动产生的退磁电流 i_d ，并在弱磁范围内具有良好的转速控制性能。图 3 显示了系统相对于直流母线电压和负载变化的鲁棒性。可以观察到，弱磁区域中的转速调节器运行良好。

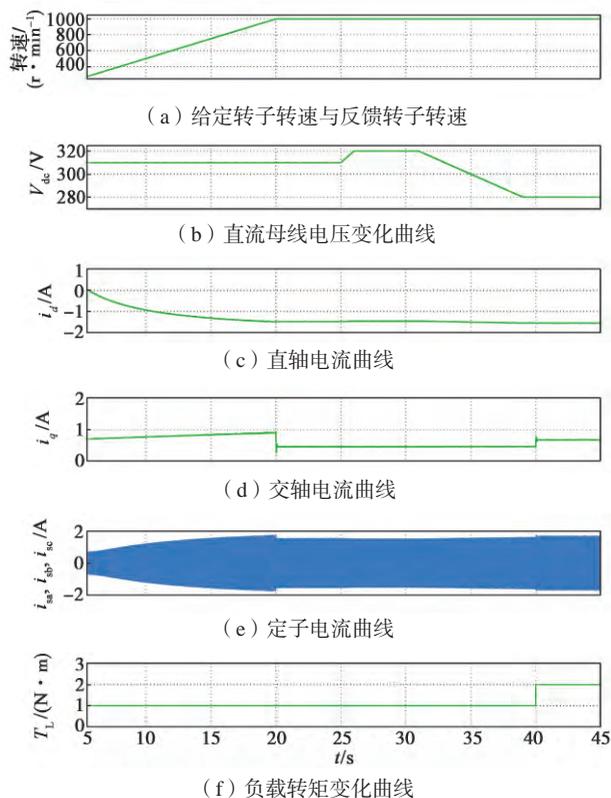


图 3 直流母线电压和负载变化下单电流滑模控制器曲线

图 4~ 图 7 中，红色曲线为传统 PI 控制器的曲线，蓝色曲线为本文所设计的 SMC 的曲线。

图 4 显示了电机空载从 3 倍基速上升到 4 倍基速的响应曲线。图 4 (a) 为转速上升时的响应曲线，可以看出，相对于传统 PI 控制器，SMC 调整时间更短，响应更为快速，超调量更小。图 4 (b) 为电磁转矩响应曲线，可以清晰看出，SMC 相对传统 PI 控制器的转矩响应更为快速。从图 4 (c) 可以看出滑模控制器输出 i_d 电流的快速性，从图 4 (d) 可以看出 i_d 通过交叉

耦合效应， i_q 电流也相应地具有快速性。在空载情况下，20 s 到 25 s 转速从 750 r/min 上升至 900 r/min，电磁转矩在 20 s 到 25 s 之间有个斜坡的上升。

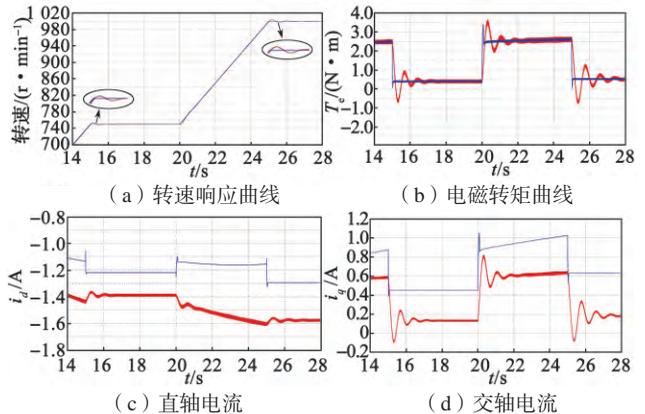


图 4 恒载加速曲线

图 5 为恒速加载曲线。图 5 (a) 中绿色曲线代表给定负载转矩曲线，负载转矩在 25 s 时从 1 N·m 升至 2 N·m，响应的电磁转矩也从 1.4 N·m 上升至 2.4 N·m；负载转矩在 30 s 时从 2 N·m 下降至 1 N·m，可以清晰地看出，滑模控制器的电磁转矩响应更为快速，转矩脉动更小。从图 5 (b) 可以看出，当负载突增突减时，相对传统 PI 调节器，SMC 对转速的控制、抗负载扰动能力更强。从图 5 (c) 和图 5 (d) 可以看出，滑模控制器输出 i_d 和 i_q 电流纹波更小。

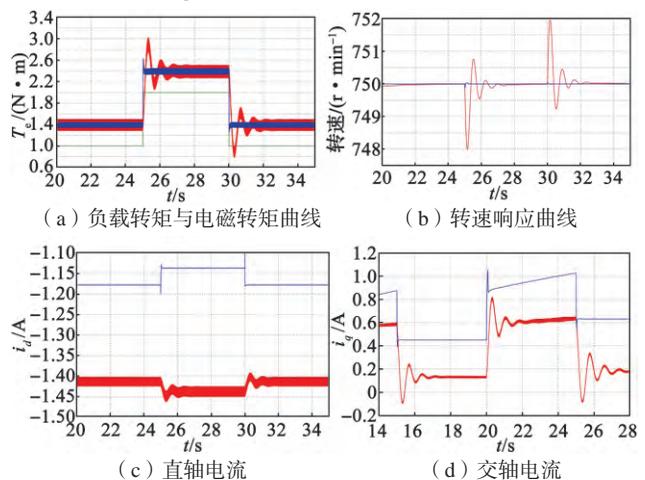


图 5 恒速加载曲线

图 6 为空载牵引制动曲线。在 5 s 时刻转速从 250 r/min 上升，最大至 750 r/min，由于转速加速度的存在，电磁转矩从 2 N·m 上升至 2.5 N·m；15 s 至 20 s 保持在 750 r/min，电磁转矩降至 0.5 N·m；在 20 s 时刻，转速开始下降，最后降至 250 r/min。从图 6 可以看出 SMC 相对于 PI 控制下转速波动明显减小。由此可见，本文设计 SMC 相比 PI 控制器在某种程度上更适应于直流母线电压的变化。转速达到稳定状态无稳态误差。

图 7 为直流母线电压变化情况下系统的转速响应曲线。直流母线电压在 25 s 时阶跃升至 320 V，在 30 s 时阶跃降至 290 V，改进后的 SMC 所控制的转速相对于 PI 控制下转速波动明显减小。可以看出，本文设计

SMC 相比 PI 控制器在某种程度上更适应于直流母线电压的变化。转速达到稳定状态无稳态误差, 电磁转矩脉动和波动更小。

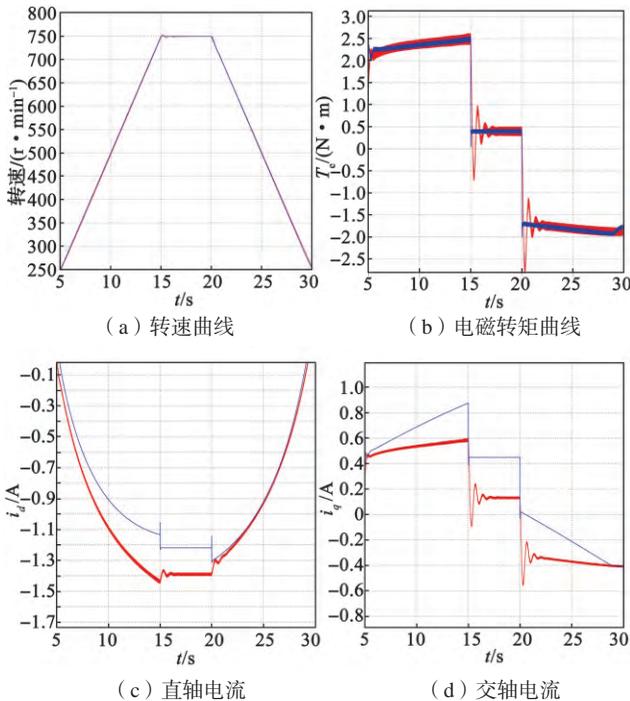


图 6 牵引制动曲线

由以上的仿真结果可以看出, 本文所设计的 SMC 控制器提高了系统抗负载变化的性能、对直流母线电压变化的适应性以及快速响应性。

5 结论

本文介绍了一种用于永磁同步电机的弱磁控制的转速滑模控制器。仿真结果表明, 利用电机定子电流分量 i_d 与 i_q 之间的交叉耦合关系, 实现了单电流弱磁控制同滑模转速调节 2 种控制的结合。该滑模控制器通过在滑模面中加入积分状态变量, 有效地减小了永磁同步电机在弱磁区域运行时的速度误差和抖动; 同时在滑模控制器中加入负载转矩, 相比较于以前文献中的 PI 调节器更好地抑制了负载和供电电压变化引起的转速波动问题,

提高了系统的抗扰动性能。

参考文献:

- [1] Chi S, Xu L. A special flux-weakening control scheme of PMSM-incorporating and adaptive to wide-range speed regulation [C] // 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. Shanghai: CES/IEEE, 2006: 1-6.
- [2] Chi S, Xu L, Zhang Z. Efficiency-Optimized Flux-Weakening Control of PMSM Incorporating Speed Regulation [C] // 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando, FL, United States: IEEE, 2007: 1627-1633.
- [3] Xu Longya, Zhang Yuan, Guven M K. A new method to optimize q-axis voltage for deep flux weakening control of IPM machines based on single current regulator [C] // 11th International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan, China: IEEE, 2008: 2750-2754.
- [4] Liu Wei, Liang Hui, Wang Chao. Study on flux-weakening control based on Single Current Regulator for PMSM [C] // 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Beijing: IEEE, 2014: 1-3.
- [5] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407-418.
- [6] 金宁治, 王旭东, 李文娟. 电动汽车 PMSM MTPA 控制系统滑模速度控制 [J]. 电机与控制学报, 2011, 15(8): 52-58.
- [7] 李政. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431-437.
- [8] Morimoto S, Sanada M, Takeda K. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1994, 30: 920-926.
- [9] Morimoto S, Takeda Y, Hirasawa T, et al. Expansion of operating limits for permanent magnet by current vector control considering inverter capacity [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1990, 26: 866-871.
- [10] Sozer Y, Torrey D A. Adaptive flux weakening control of permanent magnet synchronous motors [C] // Conf Rec IEEE-IAS Annu Meeting. St Louis, MO: IEEE, 1998: 475-482.
- [11] Kim Y S, Choi Y K, Lee J H. Speed-sensorless vector control for permanent-magnet synchronous motors based on instantaneous reactive power in the wide-speed region [J]. IEEE Proc-Electr Power Appl, 2005, 152(5): 1343-1349.
- [12] 朱磊. 车用永磁同步电机弱磁控制技术发展现状与趋势 [C] // 第五届中国智能交通年会暨第六届国际节能与新能源汽车创新发展论坛优秀论文集. 北京: 电子工业出版社, 2009: 39-45.
- [13] 陈秀聪, 黎沃明, 谢智刚. 电力电子变换器的滑模控制技术与实现 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [14] Liu Ying, Zhou Bo, Wang Haibo, et al. A new sliding mode control for Permanent Magnet Synchronous Motor drive system based on reaching law control [C] // 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Xi'an: IEEE, 2009: 1046-1050.
- [15] 鲁文其, 胡育文, 杜树杨, 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, 30(33): 78-83.
- [16] 张碧陶, 皮佑国. 基于分数阶滑模控制技术的永磁同步电机控制 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(9): 1193-1197.

作者简介: 曹 玉 (1992-), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。