

内置式永磁同步电机牵引系统宽调速非线性控制器

林立^{1,2}, 黄苏融¹

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072;

2. 邵阳学院 电气工程系, 湖南 邵阳 422000)

摘要: 针对内置式永磁同步电机(IPMSM)牵引系统机械参数时变、恒转矩区需高转矩输出、恒功率区需宽调速问题, 运用非线性自适应控制理论, 设计了一种电流滞环控制非线性自适应反步控制器。该非线性控制器在恒转矩区采用最大转矩比电流控制, 提高转矩输出能力; 在恒功率区采用弱磁控制策略, 扩大调速范围; 同时对电机参数摄动有较强的抑制能力, 表现出较好的鲁棒性。仿真结果证明了 IPMSM 牵引系统非线性控制器的正确性和有效性。

关键词: 永磁同步电机; 内置式; 自适应反步控制; 最大转矩比电流控制; 弱磁控制

中图分类号: TM 351

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)03-0044-05

0 引言

内置式永磁同步电机 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)具有高转矩/功率密度、高转矩惯量比, 适合恒功率宽调速等特点, 在牵引系统(如电力机车、电动汽车)、高速高精机床主轴系统等场合具有广泛的应用前景。近年来, 一些高性能控制策略, 如智能控制^[1-2]、反馈线性化控制^[3]、滑模变结构控制^[4-5]、微分代数控制^[6]、能量成型控制^[7]、反步法控制^[8-11]等应用到永磁同步电机控制系统中, 但这些文献仅研究恒转矩区, 调速范围有限, 恒功率弱磁区以及转动惯量 J 与摩擦系数 B 的变化没有考虑。文献[12-13]分别研究了 IPMSM 在数控机床主轴直接驱动系统和洗衣机直接驱动系统上的应用, 虽然考虑了恒转矩区与弱磁区, 但基于线性控制理论, 采用矢量控制与 PI 调节的控制策略, 而不是按照 IPMSM 本质非线性这一实质来控制, 因此, 很难达到理想的控制性能; 同时 IPMSM 机械参数摄动没有考虑, 系统鲁棒性也难以满足实际要求。

现运用非线性自适应控制理论, 结合 IPMSM 定子电流最优控制策略, 设计一种最优电流滞环控制非线性自适应反步控制器。其一, 保证整个控制系统全局稳定; 其二, 系统对转动惯量 J 、摩擦系数 B 的摄动有较强的鲁棒性; 其三, 在恒转矩区采用 MTPA(Maximum Torque Per Ampere)控制策略, 满足额定转速下高转矩输出能力, 在恒功率区采用弱磁控制以满足宽调速的要求。仿真结果表明所提方法有效, 设计的非线性控制器可满足 IPMSM 牵引系统宽调速的要求, 为研制高性能牵引控制器提供借鉴。

1 系统数学模型

对 d - q 旋转坐标系下按转子磁场定向的 IPMSM

的数学模型进行描述。

定子电压方程为

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_{mag} \quad (2)$$

$$\omega_e = n_p \omega_r \quad (3)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_{mag} + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (4)$$

系统运动方程为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega_r) \quad (5)$$

其中, R_s 为定子电阻, i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 、 L_d 、 L_q 分别为 d 轴与 q 轴电流、电压和电感, n_p 为磁极对数, ω_r 为转子机械角速度, ω_e 为转子电角速度, ψ_{mag} 为永磁磁链, J 为转动惯量, T_L 为负载转矩, T_e 为电磁转矩, B 为摩擦系数。

2 定子电流最优控制策略

IPMSM 牵引系统运行时, 由于受到逆变器输出极限电流 I_{am} 和极限电压 U_{am} 的限制, IPMSM 的 d 轴与 q 轴电流和电压必须同时满足

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{am} \quad (6)$$

$$U_a = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{am} \quad (7)$$

为了满足 IPMSM 牵引系统宽调速的基本要求, 驱动系统在恒转矩区采用 MTPA 控制和恒功率区采用普通弱磁控制相结合的定子电流最优控制策略, 以实现电机最大能力与逆变器功率模块容量的最佳匹配, 降低系统成本, 提高功率密度。其基本原理如图 1 所示。

图中, MTPA 电流轨迹与电流极限圆交于 A_1 点。MTPA 控制按下式给出^[14-15]:

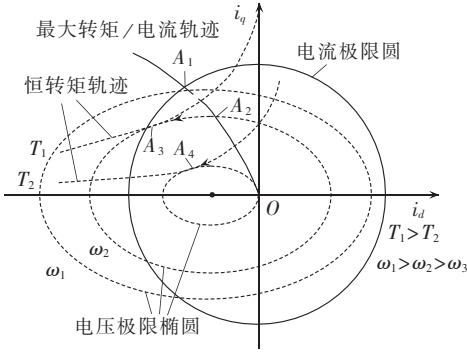


图1 定子电流最优控制策略

Fig.1 Optimal control strategy of stator current

$$i_d^* = \frac{-\psi_{\text{mag}}}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_{\text{mag}}^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^{*2}} \quad (8)$$

定义通过 A_1 点的电压极限椭圆所对应的转速 ω_1 为第1转折速度, ω_1 的计算公式为

$$\omega_1 = \frac{60 U_{\text{am}}}{n_p \sqrt{(L_q I_{\text{am}})^2 + \psi_{\text{mag}}^2 + \frac{(L_d + L_q)C^2 + 8\psi_{\text{mag}}L_d C}{16(L_d - L_q)}}} \quad (9)$$

其中, $C = -\psi_{\text{mag}} + \sqrt{\psi_{\text{mag}}^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{\text{am}}^2}$; 与原点相切的电压极限椭圆所对应的速度 ω_3 为第2转折速度, ω_3 的计算公式为

$$\omega_3 = \frac{U_{\text{am}} - I_{\text{am}} R_s}{\psi_{\text{mag}}} \quad (10)$$

图中, $0 \leq \omega \leq \omega_1$ 为转速 I 区, $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_3$ 为转速 II 区, $\omega_3 < \omega$ 为转速 III 区。当 IPMSM 电机运行于转速 I 区时, 随着转矩的增加, 电流矢量按 $O \rightarrow A_1$ 方向变化; 当 IPMSM 电机运行于转速 II 区时, 随转矩需求的增加, 电流矢量沿 $O \rightarrow A_2 \rightarrow A_3$ 变化, 其中 $O \rightarrow A_2$ 段采用最大转矩比电流控制, 按式(8)给出 d 轴指令电流, $A_2 \rightarrow A_3$ 段采用普通弱磁控制, 并按下式给出 d 轴指令电流:

$$i_d^* = \frac{1}{L_d} \left[-\psi_{\text{mag}} + \sqrt{\left(\frac{U_{\text{om}}}{n_p \omega_r} \right)^2 - (L_q i_q^*)^2} \right] \quad (11)$$

其中, $U_{\text{om}} = U_{\text{am}} - I_{\text{am}} R_s$ 。

从式(11)可得 q 轴电流为

$$i_q^* = \sqrt{I_{\text{am}}^2 - i_d^{*2}} \quad (12)$$

当 IPMSM 电机运行于转速 III 区时, 随着转矩需求的增加, 电流矢量沿 $O \rightarrow A_4$ 曲线变化。此时只能按式(11)与式(12)弱磁控制策略给出指令电流 i_d^* 与 i_q^* 。

3 电流滞环反步自适应控制器设计

为使自适应控制器结构简单, 逆变器采用电流滞环控制。设计控制器时, 假定控制器满足电流极限椭圆与电压极限椭圆的限制。

定义速度偏差为

$$e = \omega_r^* - \omega_r \quad (13)$$

其中, ω_r^* 是速度指令, 对式(13)求微分, 可得:

$$\frac{d}{dt} e = \frac{d}{dt} (\omega_r^* - \omega_r) \quad (14)$$

定义 Lyapunov 函数:

$$U = \frac{1}{2} J e^2 \quad (15)$$

将式(3)(4)代入式(15)并求导有

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} U &= J e \frac{d}{dt} e = J e \frac{d}{dt} (\omega_r^* - \omega_r) = J e \left(\frac{d}{dt} \omega_r^* - \frac{d}{dt} \omega_r \right) = \\ &= J e \left\{ \frac{d}{dt} \omega_r^* - \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} n_p ((L_d - L_q) i_d + \psi_{\text{mag}}) i_q - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. T_L - B \omega_r \right] \right\} = J e \left\{ \frac{d}{dt} \omega_r^* - \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} n_p \psi_{\text{mag}} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d \right] i_q + \frac{1}{J} T_L + \frac{1}{J} B \omega_r \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

令

$$J \left\{ \frac{d}{dt} \omega_r^* - \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} n_p \psi_{\text{mag}} + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d \right] i_q + \frac{1}{J} T_L + \frac{1}{J} B \omega_r \right\} = -k_s e$$

则可推导出:

$$\begin{aligned} J \left\{ \frac{d}{dt} \omega_r^* - \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} n_p \psi_{\text{mag}} + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d \right] i_q + \right. \\ \left. \frac{1}{J} T_L + \frac{1}{J} B \omega_r \right\} &= -k_s e \\ J \frac{d}{dt} \omega_r^* - \left[\frac{3}{2} n_p \psi_{\text{mag}} + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d \right] i_q + \\ T_L + B \omega_r &= -k_s e \\ \left[\frac{3}{2} n_p \psi_{\text{mag}} + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d \right] i_q &= \\ J \frac{d}{dt} \omega_r^* + T_L + B \omega_r + k_s e \end{aligned}$$

故

$$i_q = \frac{J \frac{d}{dt} \omega_r^* + B \omega_r + T_L + k_s e}{\frac{3}{2} n_p \psi_{\text{mag}} + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d} \quad (17)$$

在恒转矩区采用 MTPA 控制:

$$i_d = \frac{-\psi_{\text{mag}}}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_{\text{mag}}^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (18)$$

在恒功率区采用弱磁控制:

$$i_d = \frac{1}{L_d} \left[-\psi_{\text{mag}} + \sqrt{\left(\frac{U_{\text{om}}}{n_p \omega_r} \right)^2 - (L_q i_q)^2} \right] \quad (19)$$

则有

$$\frac{d}{dt} U = -k_s e^2 \leq 0 \quad (20)$$

若取转矩电流指令值

$$i_q^* = \frac{c_1 \frac{d}{dt} \omega_r^* + c_2 \omega_r + c_3 + k_s e}{\frac{3}{2} n_p \psi_{\text{mag}} + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d} \quad (21)$$

其中, $c_1 \sim c_3$ 分别为 J, B, T_L 在线估计值, 则在恒转矩区, 据式(18)可知其励磁电流指令为

$$i_d^* = \frac{-\psi_{\text{mag}}}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_{\text{mag}}^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^{*2}} \quad (22)$$

在恒功率区, 据式(19)可知其励磁电流指令为

$$i_d^* = \frac{1}{L_d} \left[-\psi_{\text{mag}} + \sqrt{\left(\frac{U_{\text{on}}}{n_p \omega_r} \right)^2 - (L_q i_q^*)^2} \right] \quad (23)$$

将式(3)(4)代入式(17)有

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}e &= \frac{d}{dt}(\omega_r^* - \omega_r) = \frac{d}{dt}\omega_r^* - \frac{d}{dt}\omega_r = \\ &= \frac{d}{dt}\omega_r^* - \frac{1}{J}(T_e - T_L - B\omega_r) = \frac{d}{dt}\omega_r^* - \\ &= \frac{1}{J} \left\{ \frac{3}{2}n_p[(L_d - L_q)i_d + \psi_{\text{mag}}]i_q - T_L - B\omega_r \right\} = \\ &= \frac{d}{dt}\omega_r^* - \frac{1}{J} \frac{3}{2}n_p[(L_d - L_q)i_d^* + \psi_{\text{mag}}] \times \\ &= \left[\frac{c_1 \frac{d}{dt}\omega_r^* + c_2\omega_r + c_3 + k_s e}{\frac{3}{2}n_p\psi_{\text{mag}} + \frac{3}{2}n_p(L_d - L_q)i_d^*} \right] + \\ &= \frac{1}{J}B\omega_r + \frac{1}{J}T_L = \frac{d}{dt}\omega_r^* - \\ &= \frac{1}{J} \left(c_1 \frac{d}{dt}\omega_r^* + c_2\omega_r + c_3 + k_s e \right) + \frac{B\omega_r}{J} + \frac{T_L}{J} \quad (24) \end{aligned}$$

考虑估计参数偏差影响,重新定义 Lyapunov 函数为

$$U_1 = \frac{1}{2}Je^2 + \frac{1}{2\gamma_1}(J - c_1)^2 + \frac{1}{2\gamma_2}(B - c_2)^2 + \frac{1}{2\gamma_3}(T_L - c_3)^2 \quad (25)$$

其中, $\gamma_1 \sim \gamma_3$ 是自适应增益。

对式(25)取微分有

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}U_1 &= Je \frac{d}{dt}e + \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \frac{d}{dt}(J - c_1) + \\ &= \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}(B - c_2) + \\ &= \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \frac{d}{dt}(T_L - c_3) \quad (26) \end{aligned}$$

若 IPMSM 参数与负载变化相对于电流变化很缓慢,则可认为 $dT_L/dt=0, dJ/dt=0, dB/dt=0$ 。于是,将式(14)代入式(26)有

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}U_1 &= Je \frac{d}{dt}e + \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \frac{d}{dt}(J - c_1) + \\ &= \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}(B - c_2) + \\ &= \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \frac{d}{dt}(T_L - c_3) = \\ &= Je \left[\frac{d}{dt}\omega_r^* - \frac{1}{J} \left(c_1 \frac{d}{dt}\omega_r^* + c_2\omega_r + c_3 + k_s e \right) + \right. \\ &= \frac{1}{J}B\omega_r + \frac{1}{J}T_L \left. \right] + \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \frac{d}{dt}(J - c_1) + \\ &= \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}(B - c_2) + \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \times \\ &= \frac{d}{dt}(T_L - c_3) = e \left[(J - c_1) \frac{d}{dt}\omega_r^* + (B - c_2)\omega_r + \right. \\ &= (T_L - c_3) - k_s e \left. \right] + \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \frac{d}{dt}(J - c_1) + \\ &= \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}(B - c_2) + \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \times \\ &= \frac{d}{dt}(T_L - c_3) \end{aligned}$$

即

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}U_1 &= Je \frac{d}{dt}e + \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \frac{d}{dt}(J - c_1) + \\ &= \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}(B - c_2) + \\ &= \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \frac{d}{dt}(T_L - c_3) \quad (27) \end{aligned}$$

进而有

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}U_1 &= e \left[(J - c_1) \frac{d}{dt}\omega_r^* + (B - c_2)\omega_r + (T_L - c_3) - k_s e \right] - \\ &= \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \frac{d}{dt}c_1 - \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}c_2 - \\ &= \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \frac{d}{dt}c_3 = e(J - c_1) \frac{d}{dt}\omega_r^* + \\ &= e(B - c_2)\omega_r + e(T_L - c_3) - k_s e^2 - \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \times \\ &= \frac{d}{dt}c_1 - \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}c_2 - \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \frac{d}{dt}c_3 = \\ &= e(J - c_1) \frac{d}{dt}\omega_r^* + e(B - c_2)\omega_r + e(T_L - c_3) - \\ &= \frac{1}{\gamma_1}(J - c_1) \frac{d}{dt}c_1 - \frac{1}{\gamma_2}(B - c_2) \frac{d}{dt}c_2 - \\ &= \frac{1}{\gamma_3}(T_L - c_3) \frac{d}{dt}c_3 - k_s e^2 = (J - c_1) \times \\ &= \left(e \frac{d}{dt}\omega_r^* - \frac{1}{\gamma_1} \frac{d}{dt}c_1 \right) + (B - c_2) \times \\ &= \left(e\omega_r - \frac{1}{\gamma_2} \frac{d}{dt}c_2 \right) + (T_L - c_3) \times \\ &= \left(e - \frac{1}{\gamma_3} \frac{d}{dt}c_3 \right) - k_s e^2 \quad (28) \end{aligned}$$

设定参数自适应律为

$$e \frac{d}{dt}\omega_r - \frac{1}{\gamma_1} \frac{d}{dt}c_1 = 0 \quad (29)$$

$$e\omega_r - \frac{1}{\gamma_2} \frac{d}{dt}c_2 = 0 \quad (30)$$

$$e - \frac{1}{\gamma_3} \frac{d}{dt}c_3 = 0 \quad (31)$$

由式(29)~(31)可以推导得到速度控制器的参数自适应控制律为

$$\frac{d}{dt}c_1 = \gamma_1 e \frac{d}{dt}\omega_r^* \quad (32)$$

$$\frac{d}{dt}c_2 = \gamma_2 e\omega_r \quad (33)$$

$$\frac{d}{dt}c_3 = \gamma_3 e \quad (34)$$

将式(29)~(31)代入式(28)可得:

$$\frac{dU_1}{dt} = -k_s e^2 \leq 0 \quad (35)$$

据式(35),由 Barbalat 定理推论得:

$$\frac{dU_1}{dt} = -k_s e^2 < 0 \quad (36)$$

据式(36)可知 IPMSM 牵引系统是全局稳定的,在稳态时速度偏差能达到零。

IPMSM 牵引系统宽调速非线性控制器如图 2 所示。非线性控制器由自适应控制计算、定子电流最

优控制、 dq/abc 变换、自适应律计算、PWM 滞环比较等模块组成。

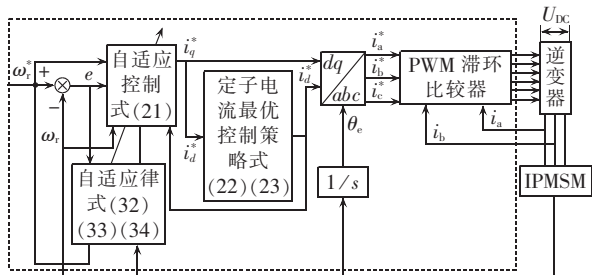


图2 IPMSM 牵引系统宽调速非线性控制器框图

Fig.2 Block diagram of nonlinear controller with wide speed regulation range for IPMSM traction system

4 系统仿真及分析

为了验证定子电流最优自适应反步法控制策略的有效性,据图2在 Matlab/Simulink 中进行系统仿真,仿真采用定步长 $1.5e-7$ 、ode1 算法、单任务工作模式,某 IPMSM 牵引系统仿真参数如下^[16]:

IPMSM 电机参数:定子电阻 $R_s=0.00402\ \Omega$, $L_d=0.0986\text{ mH}$, $L_q=0.0293\text{ mH}$,转动惯量 $J=0.062\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,摩擦系数 $B=0.0001\text{ N}\cdot\text{s}/\text{rad}$,磁极对数 $n_p=4$,第1转折速度 $\omega_1=3500\text{ r/min}$,第2转折速度为 $\omega_2=8174\text{ r/min}$,最高转速 $n_{\max}=11500\text{ r/min}$,弱磁区调速范围 $D=3.248$ 。电动额定运行,恒转矩区 $0\sim 3500\text{ r/min}$, $T_{\text{LN}}=100\text{ N}\cdot\text{m}$;恒功率区 $3500\sim 11500\text{ r/min}$,功率为 42 kW 。

逆变器参数:直流母线电压最大值 $U_{\max}=335\text{ V}$ (据此计算得 $U_{\text{om}}=193\text{ V}$),逆变器最大输出电流 $I_{\max}=540\text{ A}$,滞环宽度 $h=6$ 。控制器参数: $k_s=800$, $\gamma_1=0.00000005$, $\gamma_2=0.00000003$, $\gamma_3=2.678$ 。

4.1 不同速度下 IPMSM 牵引系统的动态响应

图3(a)是速度指令设定为 800 r/min ,负载 $T_{\text{LN}}=100\text{ N}\cdot\text{m}$, c_1 分别为 0.5 J 、 1 J 、 1.5 J , c_2 分别为 0.5 B 、 1 B 、 1.5 B 时的速度动态响应。从图可以看出,IPMSM 牵引系统机械参数虽然在一个很宽的范围内变化,但速度响应曲线是十分相似的,设计的控制器对转动惯量与摩擦系数的摄动有很强的鲁棒性;图3(b)

是速度给定指令分别为 2000 r/min 和 11500 r/min 时的速度动态响应,从图3(b)可以看出,系统在最大转矩比电流与弱磁控制策略下,速度有较快的响应能力,转速无超调,证明控制策略是有效的(宽调速范围可以达到3.25)。

4.2 速度指令 6000 r/min 时的速度和电流响应

图4是速度指令给定为 6000 r/min , $0\sim 0.3\text{ s}$ 负载为 $60\text{ N}\cdot\text{m}$, $0.3\sim 1\text{ s}$ 负载为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 时的速度与电流响应曲线。图4(a)是 $0\sim 1\text{ s}$ 的速度响应,图4(b)是负载在 0.3 s 变化时的速度响应放大曲线,可以看出,系统有较强的抗负载变化能力;图4(c)是 d 轴与 q 轴电流响应曲线;图4(d)是 d 轴电流与 q 轴电流在 6000 r/min 下随负载增加时的动态响应,先沿 MTPA 轨迹运动,然后在负载增加时沿电压极限椭圆运动。速度运行在区域 II,使用的是 MTPA 控制策略。

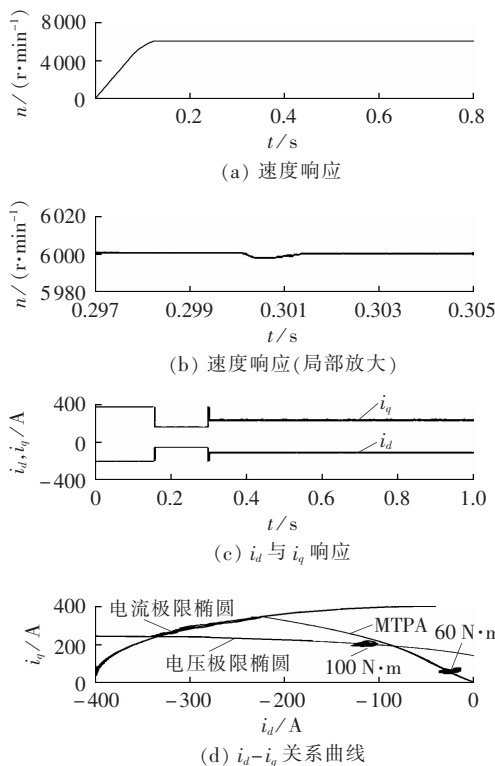


图4 速度指令给定 6000 r/min 时的速度和电流响应

Fig.4 Speed and current responses to 6000 r/min command

4.3 速度指令 11500 r/min 时的速度和电流响应

图5是速度指令设定为 11500 r/min , $0\sim 1.3\text{ s}$ 空载, $1.3\sim 1.6\text{ s}$ 负载为 $20\text{ N}\cdot\text{m}$ 时的速度与电流响应曲线,图5(a)是 $0\sim 1.6\text{ s}$ 的速度响应,图5(b)是负载在 1.3 s 变化时的速度响应放大曲线,可以看出,系统有较强的抗负载变化的能力;图5(c)是 d 轴与 q 轴电流响应曲线;图5(d)是 d 轴电流与 q 轴电流矢量在 11500 r/min 下随负载增加时的动态响应,负载增加时电流矢量沿电压极限椭圆运动,工作在速度 III 区,此时采用弱磁控制策略,和理论分析结果一致,证明控制策略在恒功率弱磁区的有效性。

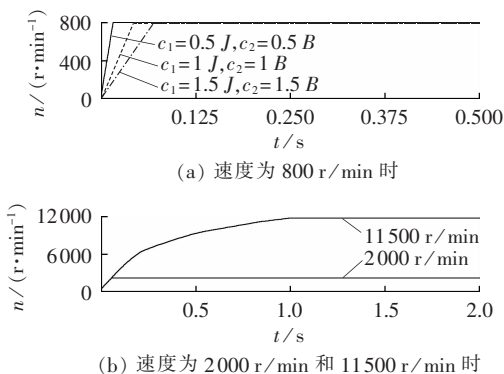


图3 不同速度下的动态响应

Fig.3 Transient responses to different speed commanders

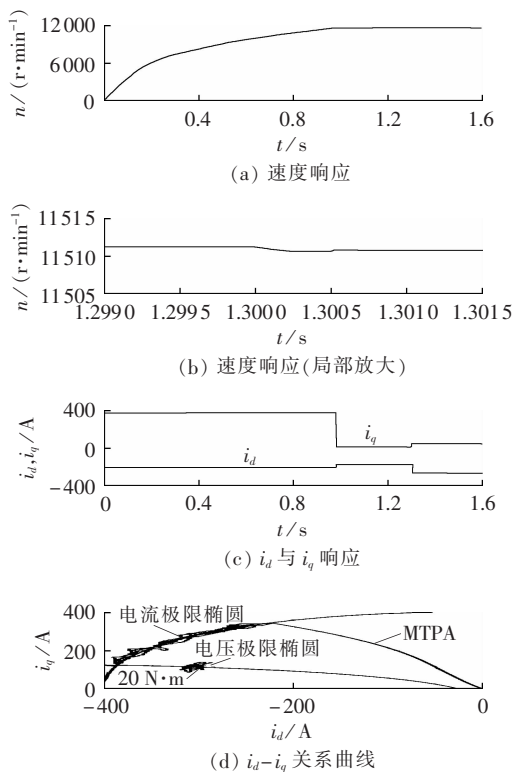


图5 11500 r/min 下的速度和电流响应

Fig.5 Speed and current responses to 11500 r/min command

5 结论

本文为 IPMSM 牵引系统设计了考虑弱磁区控制的非线性速度闭环控制调节器。基于电机参数变化的电机模型推导得到自适应控制规律, Lyapunov 理论证明设计的自适应非线性控制器是全局稳定的。Matlab/Simulink 仿真结果证明了理论分析的正确性, 在恒转矩区和恒功率区, 系统获得了满意的性能, 对机械参数的变化有较强的鲁棒性, 基速以下采用 MTPA 控制策略, 基速以上采用弱磁控制策略, 在全速范围能动态响应是快速的和光滑的, 为高性能牵引系统宽调速控制器设计提供借鉴。

参考文献:

- [1] LIN F J, LIN C H A. Permanent-magnet synchronous motor servo drive using self-constructing fuzzy neural network controller [J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2004, 19(1): 66-72.
- [2] 张昌凡, 王耀南, 何静. 永磁同步伺服电机的变结构智能控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(7): 13-17.
ZHANG Changfan, WANG Yaonan, HE Jing. Variable structure intelligent control for PM synchronous servo motor drive [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(7): 13-17.
- [3] 张涛, 蒋静坪, 张国宏. 交流永磁同步电机伺服系统的线性化控制[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(6): 39-43.
ZHANG Tao, JIANG Jingping, ZHANG Guohong. Feedback linearization control of permanent magnet synchronous motor systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(6): 39-43.
- [4] BAIK I C, KIM K H, YOUN M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique[J]. IEEE Trans on Control Sys-

tems Technology, 2000, 8(1): 47-54.

- [5] 童克文, 张兴, 张昱, 等. 基于新型趋近率的永磁同步电动机滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 102-106.
TONG Kewen, ZHANG Xing, ZHANG Yu, et al. Sliding model variable structure control of permanent magnet synchronous machine based on a novel reaching law [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 102-106.
- [6] 王江, 李涛. 基于观测器的永磁同步电动机微分代数非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 87-92.
WANG Jiang, LI Tao. Differential algebraic observer-based nonlinear control of PM synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 87-92.
- [7] 于海生, 赵克友, 郭雷. 基于端口受控哈密顿方法的 PMSM 最大转矩/电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(8): 82-87.
YU Haisheng, ZHAO Keyou, GUO Lei. Maximum torque per ampere control of PMSM based on port-controlled hamiltonian theory [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(8): 82-87.
- [8] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 反推式控制在永磁同步电动机速度跟踪控制中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 95-98.
WANG Jiajun, ZHAO Guangzhou, QI Donglian. Speed tracking control of permanent magnet synchronous motor with backstepping [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 95-98.
- [9] CHEN D F, LIU T H, HUNG C K. Nonlinear adaptive backstepping controller design for a matrix-converter based PMSM control system [C] // IEEE Industrial Electronics Conference. Roanoke, Virginia, USA: IEEE, 2003: 673-678.
- [10] RAHMAN M A, GAMUWA M V, UDDIN M N, et al. Nonlinear control of interior permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2003, 39(2): 408-416.
- [11] LAU J, UDDIN M N. Nonlinear adaptive backstepping based control for IPMSM drive [C] // IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. San Antonio, USA: IEEE, 2005: 1689-1694.
- [12] 郭振宏, 唐任远. 主轴永磁同步电动机及其传动系统设计研究 [D]. 沈阳: 沈阳工业大学电气工程学院, 1999.
GUO Zhenhong, TANG Renyuan. Study and design of the spindle permanent magnet synchronous motor and its drive system [D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 1999.
- [13] YU Zhongcao. Modeling of high-speed machine-tool spindle systems [D]. Vancouver, Canada: The University of British Columbia, 2006.
- [14] 唐任远, 王成元, 夏加宽, 等. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 105-110.
- [15] 王成元, 夏加宽, 杨俊友, 等. 电机现代控制技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 150-160.
- [16] 钱慧杰, 黄苏融. “超越三号”用 IPM 同步牵引电机设计与控制策略研究 [D]. 上海: 上海大学机电工程与自动化学院, 2007.
QIAN Huijie, HUANG Surong. IPM synchronous traction motor design and control strategy study for “exceeding 3” [D]. Shanghai: Shanghai University, 2007.

(责任编辑: 康鲁豫)

作者简介:



林立

林立(1972-), 男, 湖南武冈人, 副教授, 博士, 从事电力电子与电力传动非线性控制的研究 (E-mail: linlindexin@tom.com);
黄苏融(1953-), 男, 上海人, 教授, 博士研究生导师, 从事电机设计及其控制系统的研究。

Nonlinear controller of traction system for interior permanent magnet synchronous motor

LIN Li^{1,2}, HUANG Surong¹

(1. College of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China; 2. Department of Electronic Engineering, Shaoyang University, Shaoyang 422000, China)

Abstract: As the traction system of IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) has time-varying parameters and needs high torque output and wide speed regulation, a nonlinear adaptive back-stepping controller with current hysteresis is designed based on the nonlinear adaptive control theory, which applies the control strategy of Maximum Torque Per Ampere in the constant-torque region to enhance the output capability and the flux-weakening control law in the high speed region to enlarge the speed regulation range. It has better robustness and suppresses the parameter fluctuation effectively. Simulative results show its correctness and effectiveness.

This work is supported by the National 863 Plans Topics Projects (2008AA11A108).

Key words: permanent magnet synchronous motor; interior; adaptive back-stepping control; MTPA control; flux-weakening control