

PMSM 调速系统中最大转矩电流比 控制方法的研究

李长红¹, 陈明俊¹, 吴小役²

(1. 中国兵器工业第202研究所, 陕西省咸阳市 712099; 2. 西北工业大学, 陕西省西安市 710072)

STUDY OF A MAXIMUM RATIO OF TORQUE TO CURRENT CONTROL METHOD FOR PMSM

LI Chang-hong¹, CHEN Ming-jun¹, WU Xiao-yi²

(1. No. 202 Institute of China Ordnance Industry, Xianyang 712099, Shaanxi Province, China;

2. Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: For those permanent magnet synchronous motors (PMSM) in which d -axis inductance is not equal to q -axis inductance, nonlinear coupled equations of d - q axes current and torque are established via extremum principle on the basis of the PMSM basic equations. Iterative expressions between d - q axes current and torque are derived. A maximum ratio of torque to current control method is implemented. The system dynamic performance is improved greatly. For the convenience of engineering application, the expressions between d - q axes current and torque are linearized and an engineering approximate algorithm for the maximum ratio of torque to current is given out by using optimization method. The system performance using the approximate algorithm is very close to those using the maximum ratio of torque to current method. Simulations and experimental results verify the effectiveness and engineering practicability of the proposed approach. It is also demonstrated that the risetime of speed step response can be further diminished under the same stator current. The system has excellent performance.

KEY WORDS: Electric machinery; Permanent magnet synchronous motor(PMSM); Maximum ratio of torque to current; Extremum; Optimization

摘要: 针对一类永磁同步电动机(PMSM) d 、 q 轴电感不相等的特性, 根据 PMSM 在 d - q 坐标系下的基本方程, 用极值原理建立了 d 、 q 轴电流与转矩的非线性方程组, 推导出 d 、 q 轴电流与转矩的迭代表达式, 实现了最大转矩电流比的控制方法, 可显著地提高系统的动态性能。为便于工程应用, 在最大转矩电流比控制的基础上, 将转矩与 d 、 q 轴电流表达式线性化, 采用优化方法, 给出了最大转矩电流比控制的工程近似算法, 非常接近最大转矩电流比控制的性能。仿真和实验结果表明了该方法的有效性和工程实用性。

关键词: 电机; 永磁同步电动机; 最大转矩电流比; 极值; 优化

1 引言

永磁同步电动机(PMSM)具有体积小、效率高、功率密度大等优点^[1], 由永磁同步电机组成的闭环调速系统可实现优良的动态性能、高精度和很宽的调速范围, 在要求高性能、快速响应的场合具有很好的应用前景^[2]。为了实现优良的 PMSM 控制系统, 不少学者将先进控制理论应用于交流伺服系统^[3-13], 并取得了很好的控制效果, 另一方面, 动态性能的提高最终要受到控制系统所能输出转矩极限值的限制, 为了进一步提高系统的动态性能, 本文在矢量控制^[14-15]坐标变换的基础上, 针对一类永磁同步电动机 d 、 q 轴电感不相等的特性, 对最大转矩电流比控制方法进行了深入的研究, 即在相同的电流下可输出更大转矩的控制方法, 因而在系统容量相同的情况下相对于 $I_d=0$ 控制, 可显著提高系统的动态性能。最后, 在最大转矩电流比控制的基础上, 按优化方法, 给出了适于工程应用的近似算法并应用于工程实践。文中对 $I_d=0$ 控制、最大转矩电流比控制及其近似算法等进行了比较, 仿真和实验结果表明: 该方法及近似算法可有效提高系统的动态性能, 具有很好的工程应用性。

2 PMSM 系统基本原理

永磁同步电动机在同步旋转坐标系(d - q 坐标系)下电压方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \mathbf{A}_m \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \mathbf{B}_m \cdot \begin{bmatrix} U_d \\ U_q - p_n \omega_r \Psi_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -R/L_d & p_n \omega_r L_q/L_d \\ -p_n \omega_r L_d/L_q & -R/L_q \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} 1/L_d & \\ & 1/L_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5 p_n [\Psi_r I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (3)$$

其中, I_d 、 I_q 分别为 d 轴和 q 轴电流; U_d 、 U_q 分别为 d 轴和 q 轴电压; L_d 、 L_q 分别为 d 轴和 q 轴的电枢电感; R 为每相定子绕组的电阻; ω_r 为转子角速度; Ψ_r 为转子磁极磁通链; T_e 为电磁转矩; p_n 为极对数。

ABC 坐标系到 $d-q$ 坐标系的变换与反变换方程由以下两式给出

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

从式(3)的转矩方程可以看到, PMSM 输出的电磁转矩只取决于 d 轴电流分量和 q 轴电流分量, 为了使电磁转矩与电流成线性关系, 可采用 $I_d=0$ 的控制, 这时电磁转矩方程变为

$$T_e = 1.5 p_n \Psi_r I_q \quad (6)$$

该方法的优点是控制简单, 并在实际中得到了广泛的应用。

3 最大转矩电流比控制方法

$I_d=0$ 控制方法在电机输出相同的电磁转矩下电机的定子电流并不是最小的, 因此, 采用最大转矩电流比控制方法, 使得电机在输出相同的电磁转矩下电机定子电流最小, 实现该系统的原理框图如图1所示。

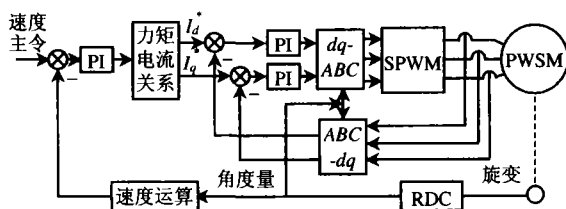


图1 PMSM 系统原理框图

Fig. 1 PMSM system control diagram

设永磁同步电动机运转时其定子的三相电流为

$$\begin{cases} i_A = I \cos \alpha \\ i_B = I \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ i_C = I \cos(\alpha - 4\pi/3) \end{cases} \quad (7)$$

式中 i_A 、 i_B 、 i_C 分别为电机 A、B、C 相定子电流; I 为电机定子电流幅值; α 为定子电流矢量与 A 轴的夹角。

将式(7)代入式(4), 可得到电机 $d-q$ 轴电流如下

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} I \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) \end{bmatrix} = I \begin{bmatrix} \cos(\alpha - \theta) \\ \sin(\alpha - \theta) \end{bmatrix} \quad (8)$$

进而有

$$I^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad (9)$$

可以看出, 最大转矩电流比可转化为如下极值问题

$$\begin{cases} \min & I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \\ \text{条件} & T_e = 1.5 p_n [\Psi_r I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \end{cases} \quad (10)$$

做辅助函数

$$F = I_d^2 + I_q^2 + \lambda [1.5 p_n (\Psi_r I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) - T_e] \quad (11)$$

式中 λ 为拉格朗日乘子。

将式(11)分别对 I_d 、 I_q 和 λ 求偏导数并令其为零, 有

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial I_d} = 2I_d + 1.5\lambda p_n (L_d - L_q) I_q = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial I_q} = 2I_q + 1.5\lambda p_n (\Psi_r + (L_d - L_q) I_d) = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = 1.5 p_n (\Psi_r I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) - T_e = 0 \end{cases} \quad (12)$$

为了简化处理, 令

$$\begin{cases} A = 1.5 p_n \Psi_r \\ B = 1.5 p_n (L_d - L_q) \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12), 并化简得

$$\begin{cases} f_1(I_d, I_q) = AI_d + BI_d^2 - BI_q^2 = 0 \\ f_2(I_d, I_q) = AI_q + BI_d I_q - T_e = 0 \end{cases} \quad (14)$$

而式(14)的非线性方程的偏导数矩阵为

$$\mathbf{G}(I_d, I_q) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial I_d} & \frac{\partial f_1}{\partial I_q} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_d} & \frac{\partial f_2}{\partial I_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + 2BI_d & -2BI_q \\ BI_q & A + BI_d \end{bmatrix} \quad (15)$$

假设 $I = [I_d, I_q]^T$ 在点 $[I_{d0}, I_{q0}]^T$ 处使式(15)的矩阵非奇异, 则可由 Newton 法得到非线性方程组(14)的解的迭代表达式为:

$$\begin{cases} I^{(k+1)} = I^{(k)} - [G(I_d^{(k)}, I_q^{(k)})]^{-1} f(I_d^{(k)}, I_q^{(k)}) \\ I^{(0)} = [I_{d0}, I_{q0}]^T \end{cases} \quad (16)$$

式中

$$f(I_d^{(k)}, I_q^{(k)}) = [f_1(I_d^{(k)}, I_q^{(k)}) \quad f_2(I_d^{(k)}, I_q^{(k)})]^T \quad (17)$$

将式(14)和式(15)代入式(16), 可得

$$\begin{cases} I_d^{(k+1)} = I_d^{(k)} - D_1^{(k)} / D^{(k)} \\ I_q^{(k+1)} = I_q^{(k)} - D_2^{(k)} / D^{(k)} \end{cases} \quad (18)$$

式中

$$D^{(k)} = \det \begin{bmatrix} A + 2BI_d^{(k)} & -2BI_q^{(k)} \\ BI_q^{(k)} & A + BI_d^{(k)} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$D_1^{(k)} = \det \begin{bmatrix} AI_d^{(k)} + BI_d^{(k)2} - BI_q^{(k)2} & -2BI_q^{(k)} \\ AI_q^{(k)} + BI_d^{(k)}I_q^{(k)} - T_e & A + BI_d^{(k)} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$D_2^{(k)} = \det \begin{bmatrix} A + 2BI_d^{(k)} & AI_d^{(k)} + BI_d^{(k)2} - BI_q^{(k)2} \\ BI_q^{(k)} & AI_q^{(k)} + BI_d^{(k)}I_q^{(k)} - T_e \end{bmatrix} \quad (21)$$

图2给出了采用最大转矩电流比控制时的电机 d 、 q 轴电流随电磁转矩的变化关系, 图3给出了采用最大转矩电流比策略和采用 $I_d=0$ 策略时定子电流幅值与转矩的关系, 从该图可以看出, 转矩越大, 采用最大转矩电流比策略时所需电流就越明显小于 $I_d=0$ 策略所需电流。

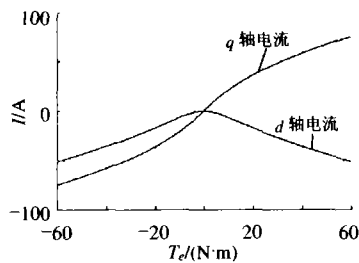


图2 d 、 q 轴电流与电磁转矩关系

Fig. 2 Relationship between d 、 q axis current and electromagnetic torque

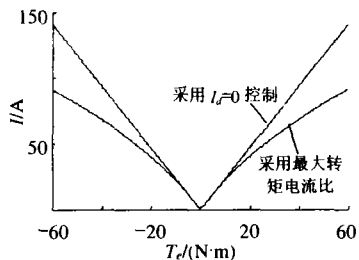


图3 电流幅值与电磁转矩的关系

Fig. 3 Relationship between current and electromagnetic torque

4 最大转矩电流比的工程近似方法

在实际应用中, 为了提高系统的实时性, 可离线计算出最大转矩电流比中不同的电磁转矩对应的 d 、 q 轴电流, 采用查表的方法实现最大转矩电流比的控制, 不过要占用大量的存储单元, 为了更便于工程实现, 本文按优化方法, 给出实现最大转矩电流比的近似方法。

设采用最大转矩电流比方法时的 I_d 、 I_q 与电磁转矩 T_e 的方程为

$$\begin{cases} I_d = \varphi(T_e) \\ I_q = \zeta(T_e) \end{cases} \quad (22)$$

由电磁转矩方程, 式(22)满足

$$u = 1.5 p_n [\Psi_r \zeta(u) + (L_d - L_q) \varphi(u) \zeta(u)] \quad (23)$$

因此, 当电流环输出严格跟踪主令时, 速度环输出和电磁转矩成线性关系。由于 $\varphi(\cdot)$ 和 $\zeta(\cdot)$ 均为非线性, 采用线性函数来近似, 即

$$\begin{cases} I_d = -k_1 |u| \\ I_q = k_2 u \end{cases} \quad (24)$$

其中, u 为速度调节器输出, 将式(24)代入电磁转矩方程(3)式, 有

$$T_e = -1.5 p_n k_1 k_2 (L_d - L_q) u^2 \cdot \text{sgn}(u) + 1.5 p_n \Psi_r k_2 u \quad (25)$$

这时, 电机定子电流幅值为

$$I = (k_1^2 + k_2^2)^{1/2} |u| \quad (26)$$

速度环调节器输出正比于电机定子电流幅值, 但是速度调节器输出和电磁转矩已经是非线性的关系。为了选择合适的 k_1 和 k_2 , 使得在相同的转矩下, 电机有较小的定子电流, 采用如下的性能指标

$$\max J(\alpha) = \int_0^\alpha T_e dI \quad (27)$$

由式(25)和式(26), 当 $T_e > 0$ 时, 有

$$T_e = -1.5 p_n (L_d - L_q) \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + k_2^2} I^2 + 1.5 p_n \Psi_r \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} I \quad (28)$$

将式(28)代入式(27), 有

$$\begin{aligned} J(\alpha) = & -0.5 p_n (L_d - L_q) \alpha^3 \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + k_2^2} + \\ & 0.75 p_n \Psi_r \alpha^2 \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} \end{aligned} \quad (29)$$

令 $l_0 = -0.5 p_n (L_d - L_q) \alpha^3$, $l_1 = 0.75 p_n \Psi_r \alpha^2$, $k_0 = k_1 / k_2$ 有

$$J(\alpha) = l_0 \frac{k_0}{k_0^2 + 1} + l_1 \frac{1}{\sqrt{k_0^2 + 1}} \quad (30)$$

为使性能指标 $J(\alpha)$ 最大, 求如下的偏导数并令

其等于0, 则

$$\frac{\partial J(\alpha)}{\partial k_0} = l_0 \frac{1-k_0^2}{(1+k_0^2)^2} - l_1 \frac{k_0}{(k_0^2+1)^{3/2}} = 0$$

化简并令

$$\phi(k_0) = (l_0^2 - l_1^2)k_0^4 - (2l_0^2 + l_1^2)k_0^2 + l_0^2 = 0$$

k_0 的迭代解为

$$k_0(i+1) = k_0(i) - \frac{\phi(k_0(i))}{\phi'(k_0(i))} = k_0(i) - \frac{(l_0^2 - l_1^2)k_0^4(i) - (2l_0^2 + l_1^2)k_0^2(i) + l_0^2}{4(l_0^2 - l_1^2)k_0^3(i) - 2(2l_0^2 + l_1^2)k_0(i)} \quad (31)$$

当 $\alpha=60^\circ$, $L_d=1.2\text{mH}$, $L_q=2.8\text{mH}$, $\psi_f=0.095\text{Wb}$, $p_n=3$ 时, 利用迭代式(31)解得 $k_0=k_0^*=0.4729$, 设 $\sqrt{k_1^2+k_2^2}=1$, 则可得到 $k_1=0.4275$, $k_2=0.9040$ 。下面给出采用该近似方法和最大转矩电流比方法及 $I_d=0$ 控制时的电流幅值和电磁转矩的关系。

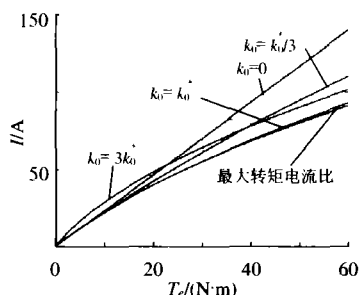


图4 几种不同情况下的转矩和电流的关系
Fig. 4 The torque-current relationship in different conditions

5 仿真研究

针对上述方法, 利用 Matlab 对几种不同情况分别进行了仿真, 仿真参数为 $R=0.6\Omega$, $L_d=1.2\text{mH}$, $L_q=2.8\text{mH}$, $\psi_f=0.095\text{Wb}$, $p_n=3$, $J=18\times 10^{-3}\text{kg}\cdot\text{m}^2$, $F=6.5\times 10^{-4}(\text{N}\cdot\text{m})/(\text{rad/s})$ 。图5给出了几种不同情况下的仿真结果, 可以看出, 由于相同电流时输出转矩更大, 采用最大转矩电流比控制和近似最大转矩

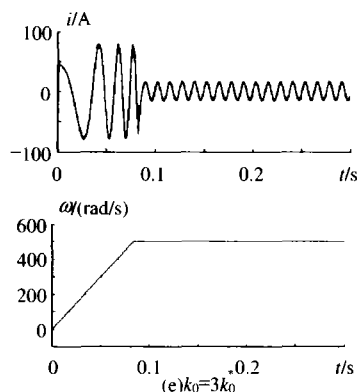
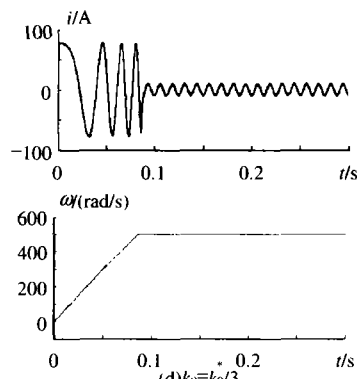
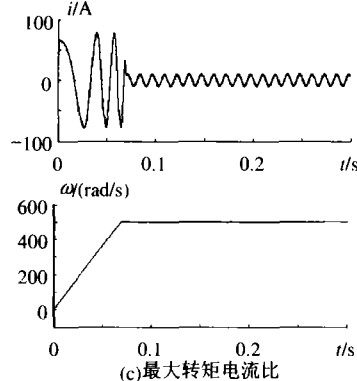
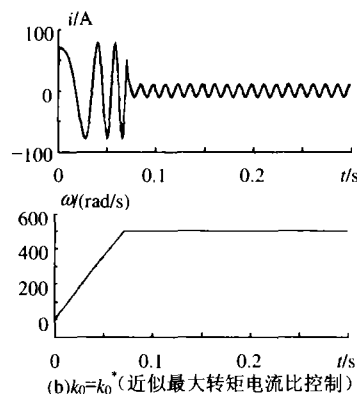
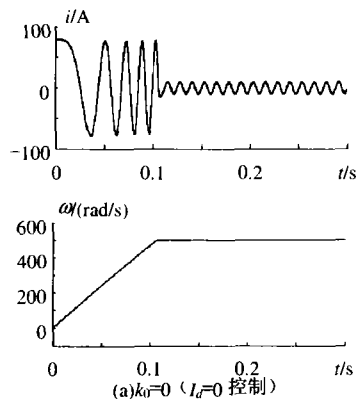


图5 电机转速阶跃响应和电流波形
Fig. 5 PMSM speed step response and current waveform

电流比控制时系统的动态性能均明显优于其他情形。近似最大转矩电流比控制在性能上已和最大转矩电流比方法非常接近, 且更适合于工程应用。

从图可见,上述方法的上升时间分别为:① $k_0=0$ ($I_d=0$ 控制) 为 107ms; ②最大转矩电流比控制为 69ms; ③近似最大转矩电流比控制为 72ms; ④ $k_0=k_0^*/3$ 控制为 88ms; ⑤ $k_0=3k_0^*$ 控制为 84ms。

6 试验研究

在实际中,开发出了一套基于 DSP 的 PMSM 控制系统原理样机,系统采用了美国 TI 公司生产的 DSP, 型号为 TMS320LF2407, 选用了美国 KOLLMORGEN 公司生产的 PMSM 电机, 型号为 M-605-C-B1, 功率为 9.7kW, 转子的转动惯量为 $0.014\text{kg}\cdot\text{m}^2$, 电流检测采用了 LEM 公司生产的霍尔传感器, 电机位置的检测选用了 RDC 芯片 AD2S83, 实验中, 电机轴上装有转动惯量为 $0.06\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 的惯量轮, 图 6~图 8 给出了该控制系统起动时的电机定子电流波形和转速波形。

图 6~8 中, 通道 1 至通道 3 为电机三相电流, 通道 4 为转速曲线。由图可看, 在相同的电机定子

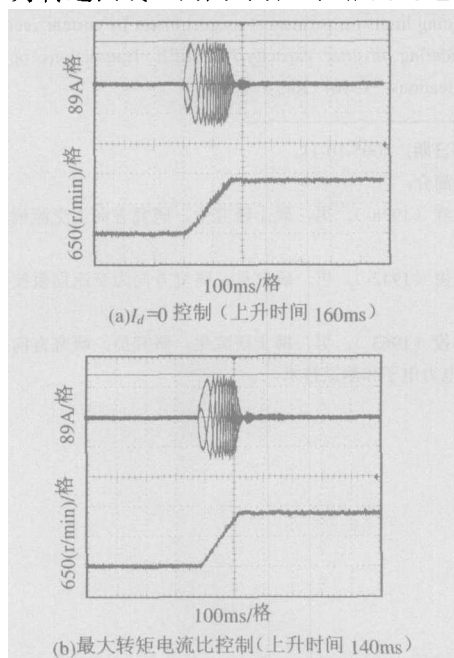


图 6 转速为 1075 r/min 时的阶跃响应及电流波形

Fig. 6 1075r/min speed step response and the current waveform

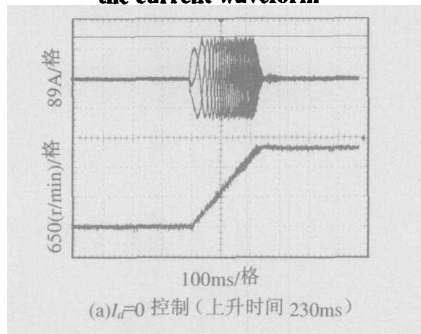


图 7 转速为 1600 r/min 时的阶跃响应及电流波形

Fig. 7 1600r/min speed step response and the current waveform

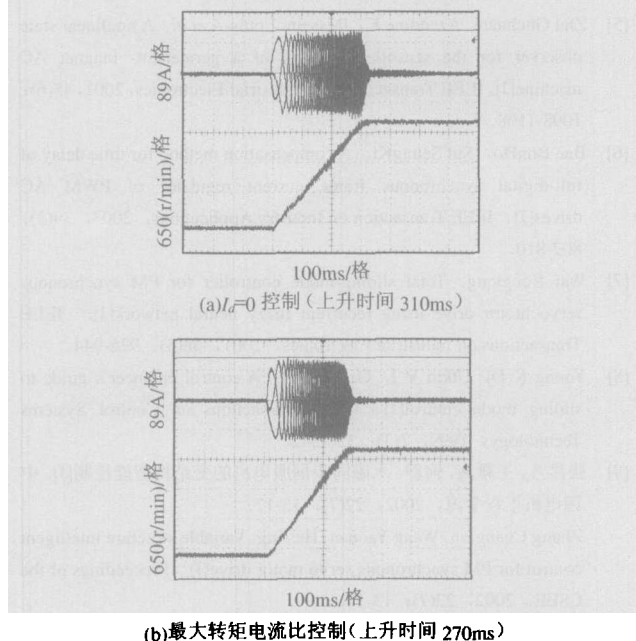


图 8 转速为 2150 r/min 时的阶跃响应及电流波形

Fig. 8 2150r/min speed step response and the current waveform

电流幅值下, 最大转矩电流比控制的转速响应的上升时间要比 $I_d=0$ 控制小很多, 系统的动态性能得到了很大的提高。

7 结论

本文提出并实现了一种永磁同步电动机最大转矩电流比的控制方案, 在系统容量有限的情况下, 大大地提高了系统的动态性能。该算法在相同的定子电流条件下, 电机输出更大的电磁转矩。另外, 还给出了便于工程应用的近似实现方法, 该近似算法采用了优化, 非常接近最大转矩电流比的控制性能, 本方案运算量小, 实时性好, 在工程上有很大的应用价值。

参考文献

- [1] Bose B K. A high performance inverter-fed drives system of interior

- permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1987, 24(6): 987-997.
- [2] Zhong L, Rahman M F, Hu W Y *et al.* Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on power electronics, 1997, 12(3): 528-536.
- [3] Tursini Marco, Parasiliti Francesco, Zhang Daqing. Real-time gain tuning of PI controllers for high-performance PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(4): 1018-1026.
- [4] Elbuluk M E, Liu Tong, Husain I. Neural-network-based model reference adaptive systems for high-performance motor drives and motion controls[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(3): 879-886.
- [5] Zhu Guchuan, Azeddine K, Dessaint Louis-A *et al.* A nonlinear state observer for the sensorless control of a permanent- magnet AC machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(6): 1098-1108.
- [6] Bae BonHo, Sul SeungKi. A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2003, 39(3): 802-810.
- [7] Wai Rongjong. Total sliding-mode controller for PM synchronous servo motor drive using recurrent fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(5): 926-944.
- [8] Young K D, Utkin V I, Ozguner U. A control engineer's guide to sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1999, 7(3): 328-342.
- [9] 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.
- [10] 王江, 王静, 费向阳. 永磁同步电动机的非线性 PI 速度控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 125-130.
Wang Jiang, Wang Jing, Fei Xiangyang. Nonlinear PI speed control of permanent magnetic synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 125-130.
- [11] 王江, 李韬, 曾启明, 等. 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 Jing, Li Tao, Tsang K M *et al.* Differential algebraic observer-based nonlinear control of PM synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 87-92.
- [12] 葛宝明, 郑琼林, 蒋静坪, 等. 基于离散时间趋近率控制与内模控制的永磁同步电动机传动系统[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 106-111.
Ge Baoming, Zheng Qinglin, Jiang Jingping *et al.* PM synchronous motor drives based on discrete-time reaching law and internal-model controls[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 106-111.
- [13] 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.
- [14] Mademlis Christos, Margaris Nikos. Loss minimization in Vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(6): 1344-1347.
- [15] Morimoto Shigeo, Takeda Yoji, Hirasaka Takao *et al.* Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(5): 866-871.

收稿日期: 2005-10-11。

作者简介:

李长红 (1978-), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流伺服控制和电力电子;

陈明俊 (1942-), 男, 研究员, 研究方向为交流伺服控制和计算机控制;

吴小役 (1963-), 男, 博士研究生, 研究员, 研究方向为交流伺服控制、电力电子和测试技术。