

永磁同步电机的非线性自适应解耦控制

刘刚^{1,2}, 李华德², 杨丽娜³

(1. 河南工业大学信息科学与工程学院, 450001, 郑州; 2. 北京科技大学信息工程学院, 100083, 北京; 3. 解放军信息工程大学电子技术学院, 450004, 郑州)

摘要: 为了解决电机参数变化和负载扰动的不确定性、影响基于非线性解耦控制的永磁同步电机调速系统性能的问题,提出了一种带干扰抑制的永磁同步电机调速系统非线性解耦控制方法. 该方法利用非线性解耦控制理论的微分几何方法实现永磁同步电机调速系统转速和磁链子系统的动态解耦,并结合自适应策略,将参数变化和负载转矩扰动作为扰动输入,设计了动态自适应状态反馈控制律和参数自适应规律. 应用 Lyapunov 稳定理论证明了算法的稳定性,并实现具有 L_2 暂态性指标的渐进跟踪. 仿真和试验结果表明,该控制策略能有效地改善永磁同步电机调速系统的动态性能,增强其鲁棒性和抗干扰的能力.

关键词: 非线性控制; 永磁同步电机; 解耦控制; 自适应控制; L_2 增益干扰抑制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)08-0101-06

Nonlinear Adaptive Decoupling Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

LIU Gang^{1,2}, LI Huade², YANG Lina³

(1. School of Information Science and Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China; 2. Information Engineering School, University of Science and Technology of Beijing, Beijing 100083, China; 3. Institute of Electronic Technology, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450004, China)

Abstract: To solve the uncertainty of parameter variations and load disturbance, a nonlinear decoupling control based on disturbance suppression is presented for the permanent magnet synchronous motors drive system, where the adaptive control is combined with nonlinear decoupling control, and the parameter variations and load disturbance are regarded as the disturbance input. The state feedback adaptation law and parameter adaptation law are designed with Lyapunov theory to ensure the system convergence and the asymptotic tracing based on L_2 transient characteristics. The simulation and experiments show the greatly improved dynamic performance, robustness and anti-disturbance capacity of the system.

Keywords: nonlinear control; permanent magnet synchronous motor; decoupling control; adaptive control; L_2 gain control

永磁同步电机(PMSM)是一个非线性、多变量、强耦合系统,传统的线性控制方案已经不能满足人们对控制精确度的要求. 解耦控制是实现类似于PMSM这类复杂控制对象的重要方法之一. 在PMSM调速系统控制方法中,广泛应用的矢量控制

系统未实现磁链和转速子系统的动态解耦,仅当磁链达到稳态并持恒定时,磁链与转速才能满足解耦关系^[1]. 直接转矩控制利用转矩和磁链滞环实现动态解耦,但存在低速性能差、转矩脉动大等缺陷^[2].

微分几何理论的发展推动了非线性系统的研

究,它在非线性系统的线性化与解耦控制中起到了重要的作用^[3-5].非线性解耦控制理论的微分几何方法实现了PMSM调速系统磁链和转速的动态解耦^[6].但是,负载扰动和电机参数(尤其是定子电阻)的不确定性,导致这种方法性能劣化,以及系统鲁棒性不足.

干扰对系统的影响可以用干扰量与评价信号的 L_2 增益来描述.如果控制系统的 L_2 增益满足指定要求,就可以达到抑制干扰的目的^[7-8].本文针对PMSM调速系统,从定子磁链模型出发,在非线性解耦控制理论基础上,研究了PMSM调速系统带有干扰抑制的控制策略,将非线性解耦控制与自适应控制有机结合,设计控制律和参数自适应律,保证了PMSM调速系统磁链和转速跟踪误差的截断 L_2 范数任意小.即使电机参数和负载扰动发生很大的变化,本文提出的控制方法仍能够保证PMSM的转速与磁链的跟踪性能.

1 PMSM 非线性解耦控制

在 dq 旋转坐标系中,PMSM的数学模型为

$$\dot{x} = f(x) + u_d g_1 + u_q g_2 + \theta_1 q_1(x) + \theta_2 q_2(x) \quad (1)$$

$$\text{其中 } f(x) = \begin{bmatrix} \eta \Psi_d \Psi_q + \sigma \Psi_q - \gamma \omega_r - \frac{p_n T_L}{J} \\ -\alpha \Psi_d + \omega_r \Psi_q + \alpha \Psi_f \\ -\omega_r \Psi_d - \beta \Psi_q \end{bmatrix}$$

$$[g_1, g_2] = \begin{bmatrix} 0, 1, 0 \\ 0, 0, 1 \end{bmatrix}^T$$

$$q_1(x) = \left[-\frac{p_n}{J}, 0, 0 \right]^T$$

$$q_2(x) = \left[0, -\frac{\Psi_d}{L_d} + \frac{\Psi_f}{L_d}, -\frac{\Psi_q}{L_q} \right]^T$$

$$\alpha = \frac{R_s}{L_d}; \quad \beta = \frac{R_s}{L_q}; \quad \gamma = \frac{B}{J}$$

$$\sigma = \frac{p_n^2 \Psi_f}{J L_d}; \quad \eta = \frac{p_n^2 (L_d - L_q)}{J L_d L_q}$$

式中: Ψ_d, Ψ_q 为定子磁链 d, q 轴分量; Ψ_f 为永磁磁通; u_d, u_q 为定子电压 d, q 轴分量; ω_r 为转子角频率; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 为 d, q 轴自感; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; p_n 为极对数; B 为摩擦系数.

因为在实际系统中电感变化较小,因此本文只考虑定子电阻变化.令 $\theta = [\theta_1, \theta_2]^T = [T_L - T_{LN}, R_s - R_{SN}]$ 为负载转矩 T_L 和定子电阻 R_s 对标称值 T_{LN} 和 R_{SN} 的未知参数偏差.输入向量为 $u = [u_d, u_q]^T$,输出向量为

$$[y_1, y_2]^T = [h_1(x), h_2(x)]^T = [\omega_r, \Psi_d^2 + \Psi_q^2]^T \quad (2)$$

定义微分同胚

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= h_1(x) = \omega_r \\ z_2 &= L_f h_1(x) = \eta \Psi_d \Psi_q + \sigma \Psi_q - \gamma \omega_r - \frac{p_n}{J} T_L \\ z_3 &= h_2(x) = \Psi_d^2 + \Psi_q^2 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

当 $\theta \neq 0$,在新坐标系下,PMSM状态方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_d + L_{g_2} L_f h_1(x) u_q \\ \dot{z}_3 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q \\ y_1 &= z_1 \\ y_2 &= z_3 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式(4)中,前三个方程可以重写为

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1(x) & L_{g_2} L_f h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) & L_{g_2} h_2(x) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \eta \Psi_q & \eta \Psi_d + \sigma \\ -2 \frac{R_s}{L_d} \Psi_d^2 + 2 \omega_r \Psi_d \Psi_q + 2 \frac{R_s}{L_d} \Psi_d \Psi_f - 2 \omega_r \Psi_d \Psi_q - 2 \frac{R_s}{L_d} \Psi_q^2 \end{bmatrix}$$

由于 $\det D(x) \neq 0$,在 Ω 中 $D(x)$ 处处非奇异,可得

$$[u_d, u_q]^T = D^{-1}(x) ([L_f^2 h_1(x), L_f h_2(x)]^T + [v_d, v_q]^T) \quad (5)$$

其中 $[v_d, v_q]$ 为新的输入向量.闭环状态方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2; \quad \dot{z}_2 = v_d; \quad \dot{z}_3 = v_q; \quad y_1 = z_1; \quad y_2 = z_3 \\ \text{则} \quad \ddot{y}_1 &= v_d; \quad \dot{y}_2 = v_q \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

此时PMSM调速系统被解耦为一个二阶转速线性子系统和一个一阶磁链线性子系统.

2 PMSM 解耦控制的干扰问题

从式(3)和解耦矩阵 $D(x)$ 可以看出,如果负载转矩出现扰动 ΔT_L 以及定子电阻发生偏差 ΔR_s 时,基于精确数学模型建立的闭环系统将无法实现转速与磁链子系统解耦.

定理 1 多变量干扰解耦.假设对于标称系统

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i & x \in R^n \\ y_i &= h_i(x) & 1 \leq i \leq m \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$\forall x \in R^n$ 解耦矩阵是非奇异的, $v_i \succ \rho_i, 1 \leq i \leq m$, 且向量场

$$\tilde{f} = f - D^{-1} = [L_f^{\rho_1} h_1(x), \dots, L_f^{\rho_m} h_m(x)]^T$$

$$\tilde{g}_i = D^{-1} g_i \quad 1 \leq i \leq m$$

是完备的,则对于系统

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i + \sum_{j=1}^p \theta_j(t) q_j(x) \\ y_i &= h_i(x) \quad 1 \leq i \leq m \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

干扰解耦问题全局可解. 可以求得 PMSM 的干扰特征指数

$$L_q L_f^{\rho_1-1} h_1(x) = L_{q_1} h_1(x) + L_{q_2} h_1(x) = -\frac{p_n}{J} \neq 0$$

$$\text{同理 } L_q L_f^{\rho_2-1} h_2(x) = L_q h_2(x) = -2 \frac{\Psi_d^2}{L_d} + 2 \frac{\Psi_d \Psi_f}{L_d} -$$

$$2 \frac{\Psi_q^2}{L_q} \neq 0, \text{ 可得 } v_1 = 1, v_2 = 1.$$

计算系统的控制特征指数

$$L_g L_f^{\rho_1-1} h_1(x) = L_{g_1} L_f h_1(x) + L_{g_2} L_f h_1(x)$$

$$= \eta \Psi_d + \eta \Psi_q + \sigma$$

$$\text{同理 } L_g L_f^{\rho_2-1} h_2(x) = L_g h_2(x) = -2\alpha \Psi_d^2 + 2\alpha \Psi_d \Psi_f - 2\beta \Psi_q^2, \text{ 可得 } \rho_1 = 2, \rho_2 = 1, \text{ 所以 } v_1 < \rho_1, v_2 = \rho_2.$$

由定理 1 的必要性部分可知, 不存在一个状态反馈控制使得 PMSM 调速系统输出不受干扰影响.

3 PMSM 解耦控制的干扰抑制

定理 2 对于干扰为常数 θ 的系统(1), 具有 L_2 暂态性能指标的自适应跟踪问题全局可解, 当对于任意光滑有界的参考轨迹 $y_{r_i}(t)$, 且其对时间的导数 $y_{r_i}^{(1)}, \dots, y_{r_i}^{(\rho)}$ 有界, 存在由 k 参数化的动态控制

$$\hat{\theta}_i = \mu(x, k, \hat{\theta}_i, y_{r_i}^{(1)}, \dots, y_{r_i}^{(\rho)}) \quad \hat{\theta}_i \in R^s$$

$$u = u(x, k, \hat{\theta}_i, y_{r_i}^{(1)}, \dots, y_{r_i}^{(\rho)})$$

使得对于任意初始条件 $x(0)$ 和 $\hat{\theta}(0)$, 以及任意 $\theta \in \Omega, \forall t \geq 0, \|x(t)\|$ 和 $\|\hat{\theta}\|$ 是有界的, 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} (y_i(t) - y_{r_i}(t)) = 0$. 对于标称系统, 当 $\hat{\theta}(0) = 0$ 且 $x(0)$ 与 y_r 相容时, 有

$$\int_0^t [y_i(t) - y_{r_i}(t)]^2 d\tau \leq \sum_{j=1}^p \|\theta_j\|^2 / k$$

式中: $k > 0$ 为任意大.

当 $\theta \neq 0$, PMSM 的动态方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 + \theta_1 L_{q_1} h_1(x) + \theta_2 L_{q_2} h_1(x) \\ \dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_d + L_{g_2} L_f h_1(x) u_q + \\ &\quad \theta_1 L_{q_1} L_f h_1(x) + \theta_2 L_{q_2} L_f h_1(x) \\ \dot{z}_3 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q + \\ &\quad \theta_1 L_{q_1} h_2(x) + \theta_2 L_{q_2} h_2(x) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

引入新的控制变量 τ_1, τ_2 , 并且令

$$\tau_1 = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_d + L_{g_2} L_f h_1(x) u_q \quad (10)$$

$$\tau_2 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q \quad (11)$$

令 $y_{r_1} = \omega_{rr}, y_{r_2} = \|\Psi_s\|^2, e_1 = z_1 - y_{r_1}, e_3 = z_3 - y_{r_2}, \tilde{\theta} = [\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2]^T = [\theta_1 - \hat{\theta}_1, \theta_2 - \hat{\theta}_2]^T$ 为参数误差向量. 定义

$$\tau_1 = -k_1 e_1 - \hat{\theta}_1 L_{q_1} h_1(x) - \hat{\theta}_2 L_{q_2} h_1(x) + \dot{y}_{r_1} \quad (12)$$

$$e_2 = z_2 - \tau_1 \quad (13)$$

$$\tau_2 = -k_2 e_3 - \hat{\theta}_1 L_{q_1} h_2(x) - \hat{\theta}_2 L_{q_2} h_2(x) + \dot{y}_{r_2} \quad (14)$$

由于 $L_{q_2} h_1, L_{q_1} L_f h_{1,2}, L_{q_1} h_2, L_f L_{q_1} h_1, L_{g_{1,2}}, L_{q_1} h_1, L_{q_1}^2 h_1, L_{q_2} L_{q_1} h_1$ 的值都为 0, 根据式(9)可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \tilde{\theta}_1 L_{q_1} h_1(x) + e_2 \\ \dot{e}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_d + \\ &\quad L_{g_2} L_f h_1(x) u_q - \ddot{y}_{r_1} + \theta_2 L_{q_2} L_f h_1(x) + \\ &\quad k_1 (z_2 + \theta_1 L_{q_1} h_1(x) - \dot{y}_{r_1}) + \dot{\hat{\theta}}_1 L_{q_1} h_1(x) \\ \dot{e}_3 &= -k_2 e_3 + \tilde{\theta}_2 L_{q_2} h_2(x) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

令

$$L_{g_1} L_f h_1(x) u_d + L_{g_2} L_f h_1(x) u_q = -L_f^2 h_1(x) - \hat{\theta}_2 L_{q_2} L_f h_1(x) - k_1 (z_2 + \hat{\theta}_1 L_{q_1} h_1(x) - \dot{y}_{r_1}) - \dot{\hat{\theta}}_1 L_{q_1} h_1(x) + \ddot{y}_{r_1} - e_1 - e_2 \quad (16)$$

由式(10)、式(11)和式(16)可得

$$[u_d, u_q]^T = D^{-1} [\eta_1, \eta_2]^T \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} \eta_1 &= -L_f^2 h_1(x) - \hat{\theta}_2 L_{q_2} L_f h_1(x) - k_1 (z_2 + \hat{\theta}_1 L_{q_1} h_1(x) - \dot{y}_{r_1}) - \dot{\hat{\theta}}_1 L_{q_1} h_1(x) + \ddot{y}_{r_1} - e_1 - e_2 \\ \eta_2 &= -L_f h_2(x) - \hat{\theta}_2 L_{q_2} h_2(x) - k_2 e_3 + \dot{y}_{r_2} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

闭环系统变为

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + e_2 + \tilde{\theta}_1 L_{q_1} h_1(x) \\ \dot{e}_2 &= -e_1 - e_2 + k_1 \tilde{\theta}_1 L_{q_1} h_1(x) + \tilde{\theta}_2 L_{q_2} L_f h_1(x) \\ \dot{e}_3 &= -k_2 e_3 + \tilde{\theta}_2 L_{q_2} h_2(x) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

其中

$$L_{q_1} h_1(x) = -\frac{p_n}{J}$$

$$L_{q_2} h_2(x) = -2 \frac{\Psi_d^2}{L_d} + 2 \frac{\Psi_d \Psi_f}{L_d} - 2 \frac{\Psi_q^2}{L_q}$$

$$L_{q_2} L_f h_1(x) = -\eta \frac{L_d + L_q}{L_d L_q} \Psi_d \Psi_q + \frac{\eta \Psi_f L_q - \sigma L_d}{L_d L_q} \Psi_q$$

考虑二次型函数 $V = (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2)/2 + (\tilde{\theta}_1^2 + \tilde{\theta}_2^2)/2$ 对时间的导数为

$$\begin{aligned} dV/dt = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_3^2 - e_2^2 + \tilde{\theta}_1 (\dot{\hat{\theta}}_1 + \\ & e_1 L_{q_1} h_1(x) + e_2 k_1 L_{q_1} h_1(x)) + \tilde{\theta}_2 (\dot{\hat{\theta}}_2 + \\ & e_2 L_{q_2} L_f h_1(x) + e_3 L_{q_2} h_2(x)) \end{aligned} \quad (20)$$

定义

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_1 &= e_1 L_{q_1} h_1(x) + e_2 k_1 L_{q_1} h_1(x) \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= e_2 L_{q_2} L_f h_1(x) + e_3 L_{q_2} h_2(x) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

则

$$dV/dt = -k_1 e_1^2 - k_2 e_3^2 - e_2^2 \quad (22)$$

由式(22)积分可得

$$\begin{aligned} -V(t) + V(0) - \int_0^t e_2^2(\tau) d\tau = \\ k_1 \int_0^t e_1^2(\tau) d\tau + k_2 \int_0^t e_3^2(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (23)$$

向量 $[e_1(t), e_2(t), e_3(t)]: [t_0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^n$ 满足

$$\left. \begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \int_{t_0}^t e_i^T(\tau) e_i(\tau) d\tau < \infty \quad i = 1, 2, 3 \\ \|e_i(t)\| \leq M_i; \quad \|de_i(t)/dt\| \leq M_2 \\ \forall t \geq t_0, M_{1,2} \text{ 是有限正实数} \end{aligned} \right\}$$

则

$$\left. \begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) &= 0 \quad i = 1, 2, 3 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (y_n(t) - y_{rr}(t)) &= 0 \quad i = 1, 2 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

因为 $V(t) + \int_0^t e_2^2(\tau) d\tau \geq 0$, 由式(23)可知

$$\begin{aligned} \int_0^t e_1^2(\tau) d\tau \leq (e_1^2(0) + e_2^2(0) + \|\tilde{\theta}_1(0)\| + \\ \|\tilde{\theta}_2(0)\|)/2k_1 \end{aligned} \quad (25)$$

由于 $\tilde{\theta}_{1,2}(0) = 0$ 且初始条件与 y_r 相容, 利用 $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ 得

$$\int_0^t e_1^2(\tau) d\tau \leq (\|\theta_1\| + \|\theta_2\|)/2k_1 \quad (26)$$

令 $\bar{k}_1 = 2k_1$ 得

$$\int_0^t e_1^2(\tau) d\tau \leq (\|\theta_1\| + \|\theta_2\|)/\bar{k}_1 \quad (27)$$

同理

$$\int_0^t e_3^2(\tau) d\tau \leq (\|\theta_1\| + \|\theta_2\|)/\bar{k}_2 \quad (28)$$

由定理 2 得 PMSM 的非线性自适应解耦控制

系统, 其 L_2 暂态性能指标的自适应跟踪问题全局可解。

4 仿真研究

为了验证上述控制算法的有效性, 建立图 1 所示 PMSM 调速系统, 并采用 MATLAB6.5 软件进行仿真研究。电机参数如表 1 所列。

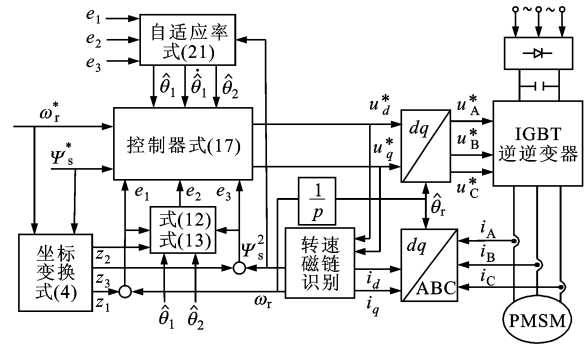


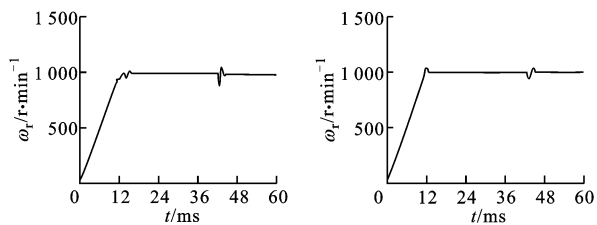
图 1 PMSM 非线性自适应解耦控制系统

表 1 电机参数

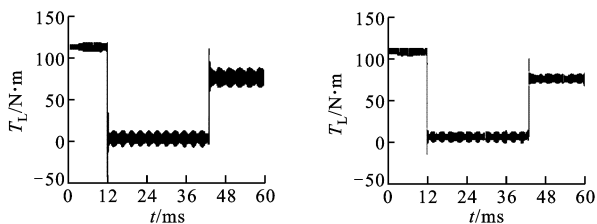
额定功率/kW	32	转子磁链/Wb	0.195
极对数	4	额定转速/r · min ⁻¹	3 000
最大转矩/N · m	145	额定转矩/N · m	121
直轴电感/mH	0.635	定子电阻/Ω	0.026
交轴电感/mH	0.635		

分别对带干扰抑制的非线性自适应解耦算法和常规非线性解耦算法的 PMSM 调速系统进行仿真验证。仿真结果见图 2~图 5。图 2、图 3 为转速给定 1 000 r/min 时两种算法的转速、转矩响应曲线。从图 2 看出两种算法的转速都能在较短时间达到给定转速, 但自适应解耦控制系统相对用时更少, 且无超调。当转矩从 10 N · m 变化到 80 N · m 时, 两种算法转矩响应时间均为 1 ms 左右, 但对比图 3a 和图 3b 表明, 采用自适应解耦控制时, 转矩脉动相对较小。

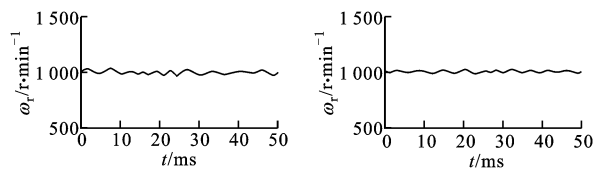
图 4、图 5 为定子电阻在 $(1 \sim 1.5)R_s$ 随机变化、负载扰动为 $-5 \sim 5$ N · m 内的随机值时, 两种控制系统的转速和磁链响应曲线。在参数变化和负载扰动同时存在的情况下, 常规解耦控制系统的转速和磁链出现相对较大波动。这是因为, 电阻变化和负载扰动导致在式(1)基础上建立的解耦算法已经无法将磁链和转速解耦成两个独立的线性子系统, 此时用于控制线性系统的 PI 控制器已不适用。自适应解耦控制算法较好地克服了电阻和转矩未知变化对系统性能带来的影响。



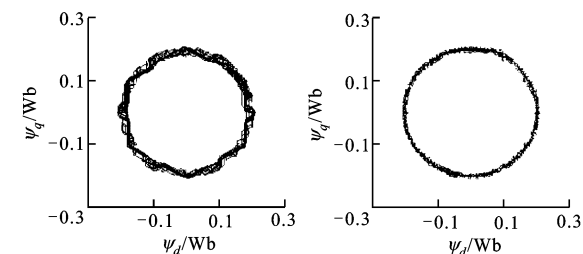
(a)常规非线性解耦 (b)非线性自适应解耦
图2 转速响应曲线



(a)常规非线性解耦 (b)非线性自适应解耦
图3 转矩响应曲线



(a)非线性解耦 (b)自适应解耦
图4 负载扰动时转速响应曲线



(a)常规非线性解耦 (b)非线性自适应解耦
图5 负载扰动时磁链响应曲线

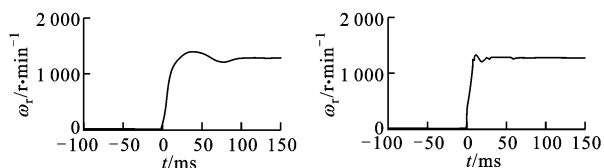
本文对上述两种算法进行实验研究. 图6为电机及其驱动系统实验平台, 系统以 TMS320F2812 为核心, 硬件电路中 DSP 控制与保护、传感器信号处理、故障信号处理等外围电路均做成电路板.

图7为给定 1 300 r/min 时的两种算法转速启动实验波形, 可以看出在 50 ms 内, 非线性自适应解耦控制系统的电机速度快速达到稳定, 跟踪性能较为理想, 几乎无超调, 解耦控制系统用时相对较长并出现超调. 图8为突加 10 N·m 负载时转速实验波

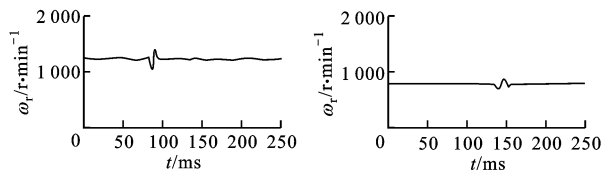
形, 可看出相对于解耦控制系统, 在负载扰动时, 自适应解耦控制系统产生较小速降并很快恢复, 有着更好的鲁棒性. 图9为给定从 1 300 r/min 突降至 400 r/min 后又恢复到 1 300 r/min 时的转速实验波形, 可看出自适应解耦控制系统的跟随性同样优于解耦控制系统.



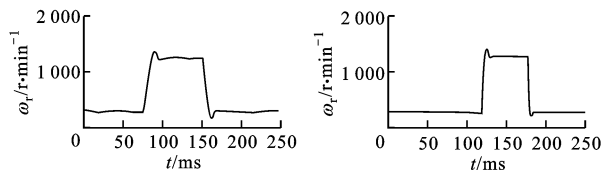
图6 系统实验平台



(a)常规非线性解耦 (b)非线性自适应解耦
图7 启动转速的实验波形



(a)常规非线性解耦 (b)非线性自适应解耦
图8 突加负载的转速实验波形



(a)常规非线性解耦 (b)非线性自适应解耦
图9 改变给定转速的转速实验波形

5 结 论

考虑电机的定转子电阻、负载转矩不确定性对解耦控制系统性能的影响, 提出了一种用于 PMSM 的非线性解耦控制的干扰抑制方法. 用自适应策略

改进了非线性解耦控制系统,在电阻变化、负载扰动是与时间无关的常数时,实现了PMSM调速系统具有 L_2 暂态性能指标的转速和磁链的渐进跟踪。对所提出的方法进行了仿真实验研究,结果表明,所提出的控制方法对速度具有快速的动态响应特性,对参数变化和负载转矩扰动的鲁棒性较强。

参考文献:

- [1] 戴先中,张兴华,刘国海,等. 感应电机的神经网络逆系统线性化解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 112-117.
DAI Xianzhong, ZHANG Xinghua, LIU Guohai, et al. Decoupling control of induction motor based on neural networks inverse [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 112-117.
- [2] 周扬忠,胡育文,田蕉. 永磁同步电机控制系统中变比例系数转矩调节器设计研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 204-208.
ZHOU Yangzhong, HU Yuwen, TIAN Jiao. Research of torque controller with variable proportion in permanent magnet synchronous motor drive [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 204-208.
- [3] KAZMIERKOWSKI M P, SOBCZUK D L. High performance induction motor control via feedback linearization [C] // Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 1995.
- [4] PAYAM F A. Robust speed sensorless control of doubly-fed induction machine based on input-output feedback linearization control using a sliding-mode observer [C] // International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth. New Delhi, India: [s. n.], 2006.
- [5] 孟昭军,孙昌志,安跃军. 基于时间延迟状态反馈精确线性化的PMSM混沌反控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(3): 27-31.
MENG Zhaojun, SUN Changzhi, AN Yuejun. Chaos anti-control of permanent magnet synchronous motor based on exact linearization via time-delayed state variable feedback [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 22(3): 27-31.
- [6] 刘贤兴,卜言柱,胡育文,等. 基于精确线性化解耦的永磁同步电机空间矢量调制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(30): 54-59.
LIU Xianxing, BU Yanzhu, HU Yuwen, et al. Space vector modulation system for permanent magnet synchronous motor based on precision linearization decoupling [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(30): 54-59.
- [7] VANDER SCHAFT A J. L_2 -gain and passivity techniques in nonlinear control [M]. London: Springer-Verlag, 2000.
- [8] 林飞,张春朋,宋文超,等. 感应电机的 L_2 增益鲁棒控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 117-120.
LIN Fei, ZHANG Chunpeng, SONG Wenchao, et al. The robust control of induction motor based on L_2 -gain [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 117-120.

(编辑 杜秀杰)