

# PMSM 非线性解耦控制系统的 $L_2$ 增益干扰抑制

刘 刚<sup>1,2</sup>, 李华德<sup>1</sup>

(1. 北京科技大学 信息工程学院, 北京 100083;

2. 河南工业大学 信息科学与工程学院, 郑州 450001, liu2002gang@163.com)

**摘 要:** 为了克服电机参数变化和负载扰动的不确定性对永磁同步电机动态解耦控制系统性能造成不利影响, 提出一种带干扰抑制的永磁同步电机调速系统的非线性解耦控制方法, 将参数变化和负载转矩扰动作为扰动输入, 基于 Lyapunov 函数设计系统的状态反馈控制器, 使得闭环系统对所有有界干扰是内部稳定的, 且从扰动输入到输出满足任意小的有界  $L_2$  增益. 仿真和试验结果表明: 该控制策略能有效地改善调速系统的动态性能, 增强其鲁棒性和抗干扰能力.

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

**中图分类号:** TM351      **文献标志码:** A      **文章编号:** 0367-6234(2010)12-1981-04

## Nonlinear decoupling control for permanent magnet synchronous motor based on $L_2$ gain disturbance attenuation

LIU Gang<sup>1,2</sup>, LI Hua-de<sup>1</sup>

(1. Information Engineering School, University of Science & Technology Beijing, Beijing 100083, China; 2. College of Information Science and Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China, liu2002gang@163.com)

**Abstract:** To eliminate the influence of uncertainty of parameter variations and load disturbance on the performance of the dynamical decoupling drive system of permanent magnet synchronous motors and based on disturbance suppression, a nonlinear decoupling control method is presented for the permanent magnet synchronous motors drive system. A state feedback controller is constructed based on Lyapunov function, which enables the system to be internally stable for all bounded interference and satisfies the arbitrarily small bounded  $L_2$  gain from interference input to its output. Simulation and experimental results show that the strategies improve the dynamic performance of the system greatly, and strengthen the robustness and anti-disturbance performance.

**Key words:** nonlinear control; permanent magnet synchronous motor; decoupling control;  $L_2$  gain disturbance attenuation

解耦控制是实现类似于永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)这类非线性、多变量、强耦合复杂控制对象的重要方法之一. 得到广泛应用的矢量控制可实现磁链和转速子系统的静态解耦<sup>[1]</sup>. 微分几何理论在非线性和

统的线性化与解耦控制中起到了重要的作用<sup>[2-4]</sup>, 文献[5]应用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. 但是负载扰动和电机参数(尤其是定子电阻)的不确定性, 导致这种方法的性能不足, 系统鲁棒性劣化. 文献[6]在非线性和系统输出解耦基础上, 研究了一类 MIMO 非线性系统的完全干扰抑制及其镇定问题. 文献[7-8]研究了通过控制系统的  $L_2$  增益满足指定的要求达到抑制干扰的目的. 本文针对 PMSM 调速系统, 从定

收稿日期: 2009-04-03.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(10571036); 北京市自然科学基金资助项目(KZ200410005005).

作者简介: 刘 刚(1973—), 男, 博士, 讲师;  
李华德(1941—), 男, 教授, 博士生导师.

子磁链模型出发,在非线形解耦控制理论上,研究 PMSM 调速系统带有干扰抑制的控制策略,设计控制器保证系统的增益小于给定的指标,即使电机参数和负载扰动发生很大的变化,系统仍能够保证 PMSM 的转速与磁链的跟踪性能.

### 1 PMSM 非线性解耦控制

PMSM 的数学模型<sup>[9]</sup>为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r = \frac{p_n^2(L_d - L_q)}{JL_dL_q}\Psi_d\Psi_q + \frac{p_n^2\Psi_f}{JL_d}\Psi_q - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{p_n}{J}T_L, \\ \dot{\Psi}_d = -\frac{R_s}{L_d}\Psi_d + \omega_r\Psi_q + \frac{R_s}{L_d}\Psi_f + u_d, \\ \dot{\Psi}_q = -\omega_r\Psi_d - \frac{R_s}{L_q}\Psi_q + u_q. \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\Psi_d, \Psi_q$  分别为定子磁链  $d, q$  轴分量,  $\Psi_f$  为永磁磁通,  $u_d, u_q$  分别为定子电压  $d, q$  轴分量,  $\omega_r$  为转子角频率,  $R_s$  为定子电阻,  $L_d, L_q$  分别为  $d, q$  轴自感,  $T_L$  为负载转矩,  $J$  为转动惯量,  $p_n$  为极对数,  $B$  为粘滞摩擦系数.

$$\text{令 } \sigma = \frac{p_n^2\Psi_f}{JL_d}, \eta = \frac{p_n^2(L_d - L_q)}{JL_dL_q}, \alpha = \frac{R_s}{L_d}, \beta =$$

$\frac{R_s}{L_q}, \gamma = \frac{B}{J}$ , 式(1)系统状态方程可写为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{u}_d\mathbf{g}_1 + \mathbf{u}_q\mathbf{g}_2 + \theta_1\mathbf{q}_1(\mathbf{x}) + \theta_2\mathbf{q}_2(\mathbf{x}). \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \eta\Psi_d\Psi_q + \sigma\Psi_q - \gamma\omega_r - \frac{p_nT_L}{J} \\ -\alpha\Psi_d + \omega_r\Psi_q + \alpha\Psi_f \\ -\omega_r\Psi_d - \beta\Psi_q \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2] = \begin{bmatrix} 0, 1, 0 \\ 0, 0, 1 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{q}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{p_n}{J}, 0, 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{q}_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0, -\frac{\Psi_d}{L_d} + \frac{\Psi_f}{L_d}, -\frac{\Psi_q}{L_q} \end{bmatrix}^T.$$

因为在实际系统中电感变化较小,因此本文只考虑电机参数中定子电阻变化. 令  $\theta = [\theta_1, \theta_2]^T = [T_L - T_{LN}, R_s - R_{sN}]^T$  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  $\mathbf{u} = [u_d, u_q]^T$ , 输出向量为

$$\begin{cases} y_1 = h_1(\mathbf{x}) = \omega_r, \\ y_2 = h_2(\mathbf{x}) = \Psi_d^2 + \Psi_q^2. \end{cases} \quad (3)$$

定义微分同胚

$$\begin{cases} z_1 = h_1(\mathbf{x}) = \omega_r, \\ z_2 = L_f h_1(\mathbf{x}) = \eta\Psi_d\Psi_q + \sigma\Psi_q - \gamma\omega_r - \frac{p_n}{J}T_L, \\ z_3 = h_2(\mathbf{x}) = \Psi_d^2 + \Psi_q^2. \end{cases} \quad (4)$$

当  $\theta = \mathbf{0}$ , 在新坐标系下, PMSM 状态方程为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2, \\ \dot{z}_2 = L_f^2 h_1(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f h_1(\mathbf{x}) u_d + L_{g_2} L_f h_1(\mathbf{x}) u_q, \\ \dot{z}_3 = L_f h_2(\mathbf{x}) + L_{g_1} h_2(\mathbf{x}) u_d + L_{g_2} h_2(\mathbf{x}) u_q, \\ y_1 = z_1, \\ y_2 = z_3. \end{cases} \quad (5)$$

式(5)中,前3个方程可以写为

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

其中:

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

由于  $\det \mathbf{D}(\mathbf{x}) \neq 0$ , 在  $\Omega$  中  $\mathbf{D}(\mathbf{x})$  处处非奇异, 可得

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x}) \left( \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(\mathbf{x}) \\ L_f h_1(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \right). \quad (6)$$

其中:  $v_d, v_q$  为新的输入.

闭环状态方程为

$$\dot{z}_1 = z_2, \dot{z}_2 = v_d, y_1 = z_1, \dot{z}_3 = v_q, y_2 = z_3, \text{ 则}$$

$$\dot{y}_1 = v_d, \dot{y}_2 = v_q, \quad (7)$$

此时 PMSM 调速系统被解耦为 1 个二阶转速线性子系统和 1 个一阶磁链线性子系统.

### 2 干扰抑制

定理<sup>[10]</sup>: 对于式(2)系统, 称  $L_2$ -增益干扰抑制跟踪问题全局可解, 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  $y_{r_i}^{(1)}, y_{r_i}^{(2)}, \dots, y_{r_i}^{(p)}$  有界, 以及任意有界干扰  $\theta(t)$ , 存在 1 个参数化状态反馈控制  $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x}, k, t)$ , 使得闭环系统满足: 1) 对于任意的  $t \geq 0$  和任意的  $\mathbf{x}(0)$ ,  $\|\mathbf{x}(t)\|$  和  $\mathbf{u}(\mathbf{x}, k, t)$  是有界的. 2) 对于标称系统, 当  $\mathbf{x}(0)$  与  $y_{r_i}$  相容时, 有

$$\int_0^t [y_i(\tau) - y_{r_i}(\tau)]^2 d\tau \leq \frac{1}{k} \int_0^t \theta^T(\tau) \theta(\tau) d\tau, \quad \forall t \geq 0.$$

其中  $k > 0$  为任意大. 3) 当  $\theta(t) = \mathbf{0}, \forall t \geq 0$  时, 对于任意的  $\mathbf{x}(0), \lim_{t \rightarrow \infty} (y_i(t) - y_{r_i}(t)) = 0$ .

当  $\theta \neq \mathbf{0}$ , PMSM 的状态方程为

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

引入新的控制变量  $v_1, v_2$ , 并且令

$$\begin{aligned} v_1 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_d + L_{g_2} L_f h_1(x) u_q, \\ v_2 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q. \end{aligned}$$

令  $y_{r_1} = \omega_r, y_{r_2} = \|\Psi_s\|^2, e_1 = z_1 - y_{r_1}, e_2 = z_2 - v_1, e_3 = z_3 - y_{r_2}$ , 考虑  $\rho_2 = 1$ , 即

$$\dot{z}_3 = v_2 + \theta_1 L_{q_1} h_2(x) + \theta_2 L_{q_2} h_2(x) = v_2 + \mathbf{W}_3^T \boldsymbol{\theta}. \quad (8)$$

其中:  $\mathbf{W}_3^T = [L_{q_1} h_2(x), L_{q_2} h_2(x)]$ .

定义  $v_2 = -e_3 - \frac{1}{4} k e_3 \mathbf{W}_3^T \mathbf{W}_3 + \dot{y}_{r_2}$ , 并将其代入式(8)得

$$e_3 = -e_3 - \frac{1}{4} k_2 e_3 \mathbf{W}_3^T \mathbf{W}_3 + \mathbf{W}_3^T \boldsymbol{\theta}. \quad (9)$$

考虑  $V_2 = e_3^2/2$ , 将式(9)配方,  $V_2$  沿闭环系统对时间的导数可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -e_3^2 - \frac{1}{4} k_2 e_3^2 \mathbf{W}_3^T \mathbf{W}_3 + e_3 \mathbf{W}_3^T \boldsymbol{\theta} - \frac{1}{k_2} \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\theta} + \frac{1}{k_2} \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\theta} = \\ &= -e_3^2 - k_2 \left( \frac{1}{2} e_3 \mathbf{W}_3 - \frac{1}{k_2} \boldsymbol{\theta} \right)^T \left( \frac{1}{2} e_3 \mathbf{W}_3 - \frac{1}{k_2} \boldsymbol{\theta} \right) + \\ & \quad \frac{1}{k_2} \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\theta} \leq -e_3^2 + \frac{1}{k_2} \|\boldsymbol{\theta}\|^2. \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可知,  $e_3(t)$  是有界的, 说明  $y_{r_2}(t)$  有界, 故  $y_2(t)$  亦有界. 因为  $\|x(t)\|$  和  $u(x, k, t)$  是有界的, 另外, 当  $e_3(0) = 0$ , 即初始条件与  $y_{r_2}(0) = 0$  相容时, 由于  $V_2(e_3(0)) = 0$  且  $V_2(e_3(t)) \geq 0$ , 积分式(10)可得

$$\begin{aligned} 0 &\leq V_2(e_3(t)) - V_2(e_3(0)) \leq \\ &= -\int_0^t e_3^2(\tau) d\tau + \frac{1}{k_2} \int_0^t \|\boldsymbol{\theta}\|^2(\tau) d\tau, \end{aligned}$$

即

$$\int_0^t e_3^2(\tau) d\tau \leq \frac{1}{k_2} \int_0^t \boldsymbol{\theta}^T(\tau) \boldsymbol{\theta}(\tau) d\tau. \quad (11)$$

若  $\forall t \geq 0, \boldsymbol{\theta}(t) = \mathbf{0}$ , 由式(11)可知

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (y_2(t) - y_{r_2}(t)) = 0.$$

同理: 若  $\rho_1 = 1$  时, 有

$$\int_0^t e_1^2(\tau) d\tau \leq \frac{1}{k_1} \int_0^t \boldsymbol{\theta}^T(\tau) \boldsymbol{\theta}(\tau) d\tau.$$

现  $\rho_1 = 2$ , 考虑函数  $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2$ , 其对时间导数为

$$\dot{V}_1 \leq -e_1^2 + \frac{1}{k_1} \|\boldsymbol{\theta}\|^2 + e_2 (\mathbf{W}_2^T \boldsymbol{\theta} + v_1) -$$

$$\begin{aligned} & e_2 \left[ \frac{\partial v_1}{\partial z_1} (z_2 + \mathbf{W}_1^T \boldsymbol{\theta}) + \sum_{j=1}^2 \frac{\partial v_1}{\partial y_r^{(j-1)} y_r^{(j)}} \right] = \\ & -e_1^2 + \frac{1}{k_1} \|\boldsymbol{\theta}\|^2 + e_2 [\alpha_1 + \boldsymbol{\alpha}_2^T \boldsymbol{\theta} + v_1]. \end{aligned} \quad (12)$$

其中:

$$\mathbf{W}_1^T = [L_{q_1} h_1(x), L_{q_2} h_1(x)],$$

$$\mathbf{W}_2^T = [L_{q_1} L_f h_1(x), L_{q_2} L_f h_1(x)],$$

$$\alpha_1 = -\frac{\partial v_1}{\partial z_1} z_2 - \sum_{j=1}^2 \frac{\partial v_1}{\partial y_r^{(j-1)} y_r^{(j)}}, \alpha_2 = \mathbf{W}_2^T - \frac{\partial v_1}{\partial z_1} \mathbf{W}_1^T,$$

令  $v_1 = -\alpha_1 - e_2 - \frac{1}{4} k_1 e_2 \boldsymbol{\alpha}_2^T \boldsymbol{\alpha}_2$ , 将其代入式

(12)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -e_1^2 - e_2^2 + \frac{1}{k_1} \|\boldsymbol{\theta}\|^2 - \frac{1}{4} k_1 e_2^2 \boldsymbol{\alpha}_2^T \boldsymbol{\alpha}_2 + \\ & e_2 \boldsymbol{\alpha}_2^T \boldsymbol{\theta} - \frac{1}{k_1} \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\theta} + \frac{1}{k_1} \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\theta} = -e_1^2 - e_2^2 + \frac{2}{k_1} \|\boldsymbol{\theta}\|^2 - \\ & k_1 \left( \frac{1}{2} e_2 \boldsymbol{\alpha}_2 - \frac{1}{k_1} \boldsymbol{\theta} \right)^T \left( \frac{1}{2} e_2 \boldsymbol{\alpha}_2 - \frac{1}{k_1} \boldsymbol{\theta} \right) \leq \\ & -e_1^2 - e_2^2 + \frac{2}{k_1} \|\boldsymbol{\theta}\|^2 \end{aligned} \quad (13)$$

由于假设  $\boldsymbol{\theta}(t)$  是有界的, 由式(13)可知状态  $\|x(t)\|$  是有界的. 当初始条件  $x(0)$  与参考信号相容时, 由于  $V_1(0) = 0$  且  $V_1(t) \geq 0$ , 对式(13)积分, 可得

$$\begin{aligned} 0 &\leq V_1(t) - V_1(0) \leq -\int_0^t e_1^2(\tau) d\tau - \\ & \int_0^t e_2^2(\tau) d\tau + \frac{2}{k_1} \int_0^t \boldsymbol{\theta}^T(\tau) \boldsymbol{\theta}(\tau) d\tau. \end{aligned}$$

即

$$\int_0^t [y_r(\tau) - y_{r_1}(\tau)]^2 d\tau \leq \frac{2}{k_1} \int_0^t \boldsymbol{\theta}^T(\tau) \boldsymbol{\theta}(\tau) d\tau.$$

当  $\forall t \geq 0, \boldsymbol{\theta}(t) = \mathbf{0}$  时, 可知  $\lim_{t \rightarrow \infty} e_{1,2}(t) = 0$ . 根据定理, 设计的控制器使得 PMSM 非线性解耦系统  $L_2$  增益干扰抑制问题全局可解.

### 3 仿 真

对上述算法进行仿真验证, 电机的额定功率为 32 kW, 额定转速为 3 000 r/min, 极对数为 4, 定子电阻为 0.026  $\Omega$ , 定、转子电感均为 0.635 mH, 互感为 0.069 3 H, 转动惯量为 0.089 kg  $\cdot$  m<sup>2</sup>.

图 1、图 2 分别为定子电阻突变时, PMSM 非线性鲁棒解耦控制系统的转速与定子磁链仿真曲线. 仿真开始时电机空载运行, 在 0.6 s 时加入 50% 的额定负载, 定子电阻在 0.9 s 时分别突变为 1.5  $R_s$ 、1.75  $R_s$ 、2  $R_s$ . 表 1 为负载和定子电阻发生变化时, 转速和定子磁链的响应时间; 表 2 为负载和定子电阻发生变化时, 转速和定子磁链响

应相对于稳态值的最大偏差量。

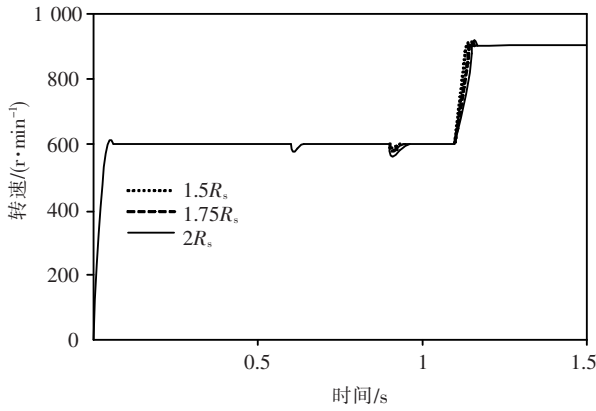


图1 转速曲线

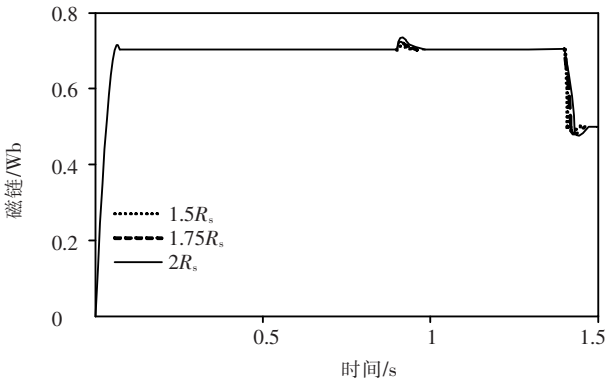


图2 磁链曲线

表1 响应时间

扰动输入	响应时间/s	
	转速	磁链
加50%额定负载	0.039	0
1.5 $R_s$	0.037	0.042
1.75 $R_s$	0.048	0.059
2 $R_s$	0.063	0.080

表2 最大偏差量

扰动输入	最大偏差量/%	
	转速	磁链
加50%额定负载	3.8	0
1.5 $R_s$	2.6	1.7
1.75 $R_s$	3.4	2.9
2 $R_s$	6.4	4.2

从图1、图2中可以看出,转速在1.1s变化时,定子磁链没有变化;磁链在1.4s变化时,转速也没有变化.说明非线性鲁棒控制的PMSM实现了在负载扰动和参数变化的情况下,转速和定子磁链动态解耦;从图1、图2、表1和表2中可以看出,系统有着较好的动态性能、对负载扰动有较强的抑制能力、对参数变化有着较强的鲁棒性。

## 4 结论

1) 针对PMSM非线性输入输出解耦控制系

统的干扰抑制问题,在考虑参数摄动和扰动的情況下,将PMSM输入输出解耦模型转化成为参数不确定非线性鲁棒控制器设计。

2) 算法实现了PMSM转速与定子磁链的动态解耦.设计的算法运行可靠,在参数变化和负载扰动时仍具有较高的动静性能。

3) PMSM非线性解耦控制方法可有效地抑制参数摄动和扰动对动态解耦的影响,在电阻变化和负载扰动有界时,实现了PMSM调速系统 $L_2$ 增益干扰抑制的转速和磁链的动态解耦控制。

## 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.
- [2] KAZMIERKOWSKI M P, SOBCZUK D L. High performance induction motor control via feedback linearization[C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Athens: Industrial Electronics Society, 1995: 25-29.
- [3] 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: PEDES, 2006: 1-5.
- [4] 邓卫华,张波,胡宗波,等. CCM Buck变换器的状态反馈精确线性化的非线性解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 120-125.
- [5] 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, 2008, 27(30): 54-59.
- [6] 宫清先,张化光,孟祥萍. 一类MIMO非线性系统的稳定干扰解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 23(2): 199-203.
- [7] 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.
- [8] VAN DER SCHAFT A J.  $L_2$ -gain and passivity techniques in nonlinear control[M]. London: Springer-Verlag Press, 2000.
- [9] JEON Y S, MOK H S, CHO E G H, et al. A new simulation model of PMSM with real back EMF wave form[C]//Proceeding from Computers in Power Electronics. Virginia: Institute of Electrical & Electronics Engineering, 2000: 217-220.
- [10] MARINO R, TOMEI P. Nonlinear control design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006.

(编辑 魏希柱)