

无轴承异步电机的自抗扰控制策略^{*}

黄永全¹, 卜文绍², 张晓峰¹, 何方舟¹

(1. 河南科技大学 信息工程学院, 河南 洛阳 471023;

2. 河南科技大学 电气工程学院, 河南 洛阳 471023)

摘 要: 针对无轴承异步电机(BLIM)的逆系统解耦控制性能受负载和参数变化影响的问题,在转子磁链定向逆系统解耦控制的基础上,采用自抗扰控制器(ADRC)替换经典的PID控制器,将BLIM模型中的交叉耦合项、本体参数变化和负载视为“扰动”,统一用ADRC的扩张状态观测器(ESO)估测,非线性状态误差反馈控制器(NLSEF)进行补偿。仿真结果表明:采用了ADRC,系统具有较好的动态解耦控制性能;同时,对电机参数和负载变化具有更好的鲁棒性。

关键词: 无轴承异步电机; 自抗扰控制器; 转子磁场定向; 逆系统解耦; 鲁棒性

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)09-0094-06

Active Disturbance Rejection Control Strategy of Bearingless Induction Motor^{*}

HUANG Yongquan¹, BU Wenshao², ZHANG Xiaofeng¹, HE Fangzhou¹

(1. College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China;

2. College of Electrical Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China)

Abstract: Focusing on the decoupling control performance of the bearingless induction motor (BLIM) inverse system was decreased, which was caused by the parameters variation and varying load. Based on the RFOC inverse system decoupling control strategy, active disturbances rejection control (ADRC) was designed to replace the traditional PID controller. In the control scheme, the cross coupling items and the change of motor parameters and load in bearingless induction motor system were regarded as disturbance. An extended state observer (ESO) was used for estimation, and nonlinear state error feedback (NLSEF) controller was applied to compensate disturbance. The simulation results obtained with ADRC showed that the system had excellent dynamic decoupling performance and strong robustness to the change of motor parameters and load.

Key words: bearingless induction motor (BLIM); active disturbance rejection control (ADRC); rotor flux orientation control; inverse system decoupling; robustness

0 引 言

无轴承电机是一种集旋转驱动与转轴自悬浮功能于一体的新型电机^[1],具有结构简单、高速或超高速、无机械摩擦等优良品质,具有极大的应用前景和推广价值^[2]。无轴承异步电机(Bearingless Induction Motor, BLIM)是一种高阶、

非线性、多变量对象,其内部存在复杂的电磁耦合关系。无轴承电机的数学模型无法精确建立,且其参数具有时变性,控制系统通常采用PID调节器^[3]。尽管PID算法易实现、控制器结构简单、易于应用,但PID调节器也存在自身不足,难以满足高速、超高速、高精度的要求:(1)PID控制器动态品质余度比较小,当环境条件变化或电机处于

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51277053);河南省教育厅自然基金项目(2010B510011)

作者简介: 黄永全(1992—),男,硕士研究生,研究方向为控制科学与工程。

卜文绍(1969—),男,博士,教授,研究方向为新型电机及其电气传动控制理论。

高低不同速度时,需不断调节 PID 参数;(2)直接用输入与输出的差值作为反馈量导致系统中产生“快速性”和“超调性”的矛盾;(3)PID 中将误差的比例、积分、微分进行线性组合,难以满足 BLIM 非线性系统的高性能控制要求,其中的微分子系统会放大传感器噪声,引起 BLIM 的速度波动和悬浮系统振动。

因此,广大研究人员尝试对 BLIM 的先进控制策略进行研究^[4]。文献[5]提出的神经网络逆系统理论 BLIM 解耦控制,取得了良好效果,但系统结构复杂、算法很难应用于工程实践;文献[6]将 H_∞ 鲁棒控制应用到无轴承永磁电机中,但其中的加权函数不易确定。

在文献[4,7]中,韩京清院士提出了一种新型非线性自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)。ADRC 吸收了 PID 的精髓“基于误差反馈消除误差”,同时能够实时估算并补偿系统总扰动,此为 ADRC 的功能核心^[4]。ADRC 控制律不完全依赖控制对象的精确数学模型,具有极强的适应性、抗扰动性和鲁棒性,可用于线性、非线性、时变等系统。目前,已成功应用于航空航天、化工系统、精密加工系统、磁悬浮系统、运动控制等领域,取得的控制效果也是有目共睹的。由于 ADRC 具有良好的控制性能,国内学者研究了其在异步电机、永磁同步电机、BLIM 控制中的应用,清华大学较早的将 ADRC 应用到异步电机中^[8],验证其具有较强的鲁棒性和抗干扰性。文献[9]研究了无轴承交替极永磁电机悬浮系统自抗扰控制^[12],验证 ADRC 具有良好的动态解耦性能。文献[10]针对 BLIM SVM-DTC 系统设计了 ADRC 控制器,取得了较好的控制效果,未使用逆系统解耦控制,悬浮系统仍有较大波动。

本文在考虑转矩绕组电流动态 BLIM 可逆性分析的基础上,基于自抗扰控制原理,对逆系统解耦后的各个伪线性子系统,分别设计 ADRC 控制器;采用了 ADRC 控制器后系统具有较好的动态解耦控制性能,同时对本体参数和负载变化有更好的鲁棒性。

1 考虑电流动态的 BLIM 逆系统解耦

分别选取系统的状态变量 X 、输入变量 U 和

输出变量 Y 如下:

$$\begin{aligned} X &= [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8]^T = \\ &[\alpha, \beta, \dot{\alpha}, \dot{\beta}, i_{s1d}, i_{s1q}, \psi_{r1}, \omega]^T \quad (1) \\ U &= [u_1, u_2, u_3, u_4]^T = [u_{s1d}, u_{s1q}, i_{s2d}, i_{s2q}]^T \quad (2) \end{aligned}$$

$$Y = [y_1, y_2, y_3, y_4]^T = [\alpha, \beta, \psi_{r1}, \omega]^T \quad (3)$$

则在 dq 坐标系下,考虑转矩绕组电流动态,可得到 BLIM 的状态方程^[11]如式(4)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = x_4 \\ \dot{x}_3 = \frac{K_m}{m} \cdot \frac{L_{m1}}{L_{r1}} [(x_7 + L_{r1}x_5)u_3 + \\ L_{r1}x_6u_4] - \frac{F_{s\alpha}}{m} \\ \dot{x}_4 = \frac{K_m}{m} \cdot \frac{L_{m1}}{L_{r1}} [L_{r1}x_6u_3 - (x_7 + \\ L_{r1}x_5)u_4] - \frac{F_{s\beta}}{m} \\ \dot{x}_5 = -(\gamma - \delta)x_5 + (x_8 + L_{m1}\delta x_6/x_7)x_6 + \\ \xi\eta x_7 + \xi u_1 \\ \dot{x}_6 = -(\gamma - \delta)x_6 - (x_8 + L_{m1}\delta x_6/x_7)x_5 - \\ \xi\eta x_7 x_8 + \xi u_2 \\ \dot{x}_7 = L_{m1}\delta x_5 - \delta x_7 \\ \dot{x}_8 = \mu x_6 x_7 - \frac{p_1}{J} T_L \end{cases} \quad (4)$$

其中: $\gamma = R_{s1}/\sigma L_{s1} + R_{r1}/\sigma L_{r1}$

$$\delta = R_{r1}/L_{r1}$$

$$\xi = 1/\sigma L_{s1}$$

$$\mu = p_1^2 L_{m1}/J L_{r1}$$

$$\eta = L_{m1}/L_{r1}$$

$$\sigma = 1 - L_{m1}^2/(L_{s1}L_{r1})$$

式中: i_{s1d} 、 i_{s1q} —— dq 坐标系中转矩绕组电流分量;

L_{m1} ——转矩绕组的激磁电感;

L_{r1} ——转子自感;

L_{s1} ——转矩绕组自感;

L_{s11} 、 L_{r11} ——转矩绕组定、转子漏感;

T_{r1} ——转子时间常数;

p_1 ——转矩绕组的磁极对数;

ψ_{r1} ——转矩绕组的转子磁链;

ω ——转子旋转角频率;

ω_1 ——同步角速度;

J ——转动惯量;

T_L ——负载转矩;

m ——转子质量;

$F_{s\alpha}, F_{s\beta}$ —— α, β 轴方向的不平衡磁拉力分

$$\begin{cases} u_1 = \frac{1}{\xi} \left[\frac{1}{\delta L_{m1}} v_3 + \gamma x_5 - \delta \left(\xi \eta + \frac{1}{L_{m1}} \right) x_7 - \left(x_8 + \frac{L_{m1} \delta x_6}{x_7} \right) x_6 \right] \\ u_2 = \frac{1}{\xi} \left[\frac{1}{\mu x_7} v_4 + \gamma x_6 + x_5 x_8 + \xi \eta x_7 x_8 \right] \\ u_3 = \frac{L_{r1}}{L_{m1} K_m [(x_7 + L_{r11} x_5)^2 + (L_{r11} x_6)^2]} \cdot [L_{r11} x_6 (m v_2 + F_{s\beta}) + (x_7 + L_{r11} x_5) (m v_1 + F_{s\alpha})] \\ u_4 = \frac{L_{r1}}{L_{m1} K_m [(x_7 + L_{r11} x_5)^2 + (L_{r11} x_6)^2]} \cdot [L_{r11} x_6 (m v_1 + F_{s\alpha}) - (x_7 + L_{r11} x_5) (m v_2 + F_{s\beta})] \end{cases} \quad (6)$$

将逆系统串联在 BLIM 系统前,可把原系统解耦为四个二阶伪线性子系统。

2 BILM 自抗扰控制器设计

2.1 ADRC 控制器结构及原理

ADRC 由三个子系统构成^[8]:跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)、非线性状态误差反馈控制律(Nonlinear States Error Feed-Back, NLSEF)。TD 将目标值 ω^* 进行合理安排后输出过渡过程 Z_{11} 和过渡过程的微分信号 Z_{22} ; ESO 为 ADRC 的控制核心,其功能是实时观测和补偿系统的总扰动(包括内扰和外扰); NLSEF 的作用是将 TD 和 ESO 的输出进行合理的非线性组合,以提高控制系统的动态性能。

图 1 为二阶自抗扰控制器结构图。其中:

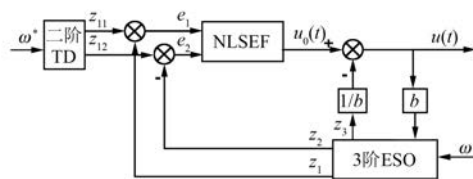


图 1 二阶自抗扰控制器结构图

(1) 跟踪微分器 TD 的离散实现算法为

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + T x_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + T \text{fst}[x_1(k), x_2(k), u(k), r, h] \end{cases} \quad (7)$$

量。

根据 Interactor 算法,可证明系统是可逆的。

取逆系统的输入:

$$Y(u) = [\ddot{y}_1, \ddot{y}_2, \ddot{y}_3, \ddot{y}_4]^T = [\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4]^T \quad (5)$$

根据逆系统解耦原理,可由转矩系统的状态方程,求出转矩系统的 α 阶逆系统模型^[11]:

式中: T ——采样周期;

$u(k)$ ——第 k 时刻的输入信号;

r ——决定跟踪快慢的参数;

当输入信号被噪声污染时, h 为决定滤波效果的参数。

$\text{fst}()$ 函数可以由式(8)逐步计算:

$$\begin{cases} \delta = rh \\ \delta_0 = \delta h \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} y_0 &= x_1 - u + h x_2, \quad a_0 = \sqrt{\delta^2 + 8r |y_0|} \\ \alpha &= \begin{cases} x_2 + y_0/h, & |y_0| > \delta_0 \\ x_2 + 0.5(\alpha_0 - \delta) \text{sign}(y_0), & |y_0| \leq \delta_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{fst} = \begin{cases} -r\alpha/\delta, & |\alpha| \leq \delta \\ -r \text{sign}(\alpha), & |\alpha| > \delta \end{cases} \quad (10)$$

在 TD 中, r 参数决定跟踪速度。该 r 值越大则跟踪速度越大,但在随机扰动影响下会引起跟踪误差也增大,就需要增大 h 值来进行误差抑制。

(2) 扩张状态观测器 ESO 的离散形式为

$$\begin{cases} z_1(k+1) = z_1(k) + T[z_2(k) - \beta_{01}e(k)] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + T\{z_3(k) - \beta_{02}\text{fal}[e(k), 1/2, \delta] + bu(k)\} \\ z_3(k+1) = z_3(k) - T\beta_{03}\text{fal}[e(k), 1/4, \delta] \end{cases} \quad (11)$$

其中: $e(k) = z_1(k) - y(k)$

$\text{fal}()$ 为非线性函数, 其表达式为

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} e\delta^{\alpha-1}, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (12)$$

在 ESO 离散数学模型中: 函数 $\text{fal}()$ 有小误差大增益、大误差小增益的优点; $z_1(k), z_2(k)$ 为对象状态变量的估计, $z_3(k)$ 为外扰的综合预测, $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 控制器可调参数, 调整系统输出误差; δ 为非线性函数滤波因子抑制噪声; T 为采样周期。

(3) 非线性状态误差反馈控制律 NLSEF 的离散形式为

$$\begin{cases} e_1 = v_1(k) - z_1(k) \\ e_2 = v_2(k) - z_2(k) \\ u_0 = \beta_1 \cdot \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1) + \beta_2 \cdot \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_1) \\ u(k) = u_0 - z_3(k)/b \end{cases} \quad (13)$$

NLSEF 的作用是把 TD 和 ESO 的输出进行非线性组合, 之后计算出状态误差反馈控制量, 同时对 ESO 观测到的外部干扰进行补充。

2.2 速度、磁链、悬浮位移 ADRC 控制器设计

BLIM 转速子系统的数学模型为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_1^2 L_{m1}}{J L_{r1}} \psi_{r1} i_{s1q} - \frac{p_1}{J} T_L \quad (14)$$

根据 ADRC 控制理论, 可以构造出转速量的 ADRC 结构, 包括: 一阶 TD (可省略)、二阶 ESO 和一阶 NLSEF。其具体控制算法如下。

二阶 ESO:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \text{fal}(\omega - z_1, \alpha, \eta) + bu(t) \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(\omega - z_1, \alpha, \eta) \end{cases} \quad (15)$$

一阶 NLSEF:

$$u_0(t) = \beta_1 \text{fal}(\omega^* - z_1, \alpha_1, \eta_1) + bu(t) \quad (16)$$

输出控制量:

$$u(t) = u_0(t) - z_2(t)/b \quad (17)$$

逆系统解耦后的转子磁链和两个径向位移分量系统, 与转速子系统相同, 为二阶积分系统, 其 ADRC 的设计原理与转速子系统类似。图 2 所示为速度、磁链和位移的 ADRC 控制器结构。

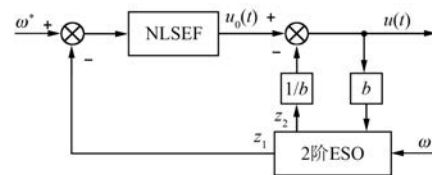


图2 速度、磁链、位移 ADRC 结构图

2.3 BLIM 自抗扰控制系统结构图

将逆系统与原系统串接在一起, 构成了具有线性传递关系的伪线性复合系统。针对逆系统解耦后的伪线性子系统, 分别设计 ADRC 控制器, 构成 BLIM 自抗扰逆解耦控制系统, 从而使系统具有较好的动态解耦控制性能, 同时对本体参数和负载变化有更好的鲁棒性。图 3 所示为 BLIM 自抗扰逆解耦其控制结构。

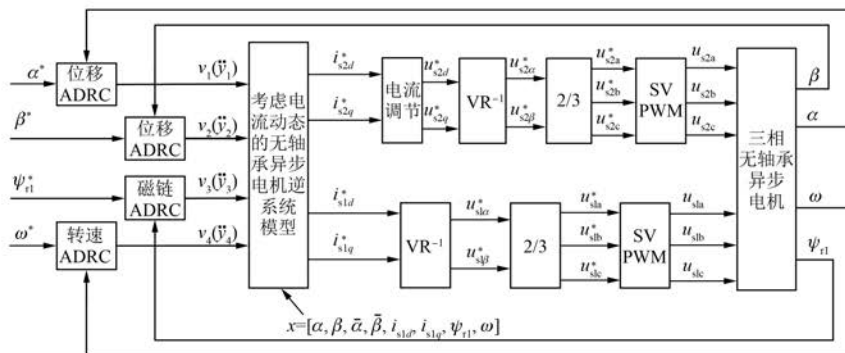


图3 考虑电流动态的 BLIM 自抗扰逆解耦控制结构框图

3 系统仿真研究

系统仿真以两极悬浮控制的四极 BLIM 为控制对象, 电机参数如表 1 所示, 按照图 3 给出的 BLIM 自抗扰控制结构图, 利用 MATLAB/Simulink

对本文提出的 ADRC 控制方法进行系统仿真研究。

取转轴水平方向径向位移为 $\alpha_0 = -0.14 \text{ mm}$, 转轴垂直方向径向位移为 $\beta_0 = -0.16 \text{ mm}$; 初始目标速度为 1500 r/min , 磁链初始目标值为 0.96 Wb , 径向位移初始目标都为 0, 电机空载起动。

表 1 考虑电流动态的无轴承异步电机参数

参数名称	转矩绕组	悬浮绕组
额定功率/kW	2.2	
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000	
转子质量/kg	1	1
转动惯量/(kg·m ²)	0.189	0.189
定子电阻/Ω	0.435	2.7
转子电阻/Ω	0.816	
定子自感/H	0.071	0.039 8
转子自感/H	0.071	0.039 8
转子时间常数/s	0.087	
定转子互感/H	0.069	
两绕组互感/H	0.023	0.023
悬浮力系数		2.3
极对数	2	1

在仿真研究中,为了验证所提 BILM 自抗扰控制策略的有效性,本文还给出了 BILM 逆系统解耦控制的仿真响应曲线作为对比,使得研究结果更具科学严谨性。图 4~图 7 分别为转速、转子磁链、 α 方向位移、 β 方向位移的仿真对比曲线,其中实线为采用 ADRC 方法时各变量的响应曲线,虚线为采用 PID 方法时各变量的响应曲线。系统仿真结果分析如下。

(1) 由图 4 可见:空载起动时,采用 ADRC 方法时,转子磁链更快更稳地达到给定值。从图 5 可知:采用 PID 调节器时超调约为 2%,而采用 ADRC 控制器时基本上无超调;由图 6、图 7 可知,采用 ADRC 方法时径向位移能够无超调的在 0.2 s 内达到稳定状态,而采用 PID 方法时径向位移都超调约为 0.015 mm,并且抖动比较严重。表明采用 ADRC 方法时系统超调更小、起动更快。

(2) 在 0.5 s 时将转子磁链目标值设为 0.6 Wb;在 $t=0.6$ s 时将转速升至 2 500 r/min。在 $t=1$ s 时将转子水平径向位移目标值设为

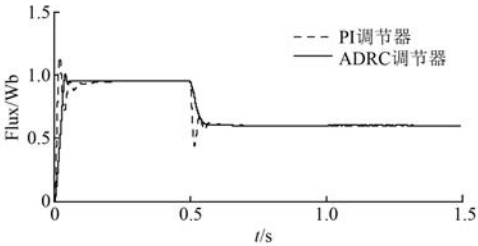


图 4 转子磁链变化响应曲线

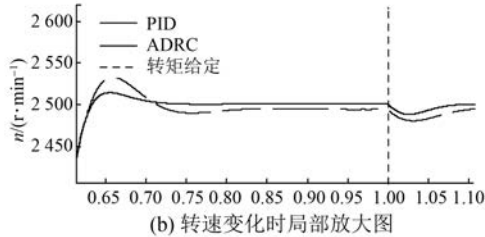
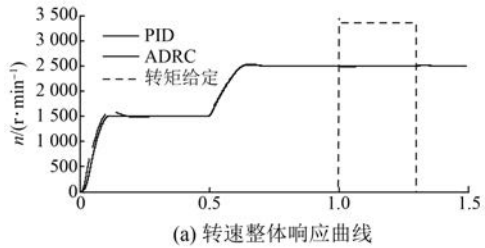


图 5 转速变化响应曲线

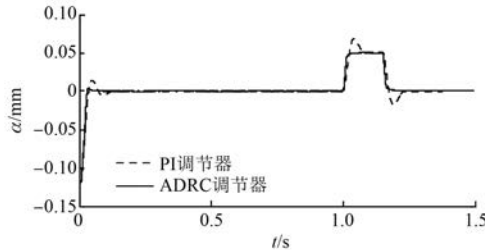


图 6 α 方向径向位移响应曲线

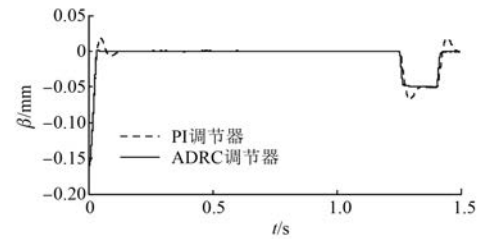


图 7 β 方向径向位移响应曲线

0.05 mm,然后在 1.15 s 时刻恢复为 0;在 $t=1.25$ s 时将垂直方向径向位移目标值设为 -0.05 mm, $t=1.4$ s 时刻恢复为 0;从仿真波形能够看出,单个变量发生改变时其他变量基本上无影响,表明 ADRC 方法能够有效提高系统各耦合项的动态解耦控制性能。

(3) 为了验证系统的抗干扰性能,在 $t=1$ s 时给系统外加 10 N·m 的负载转矩,并在 1.3 s 时恢复为空载状态。从图 5(a) 和图 5(b) 可以看出:ADRC 方法在外加负载情况下波动更小,且恢

复更快,表明 ADRC 系统具有更强的鲁棒性和抗干扰能力。

(4) 从图 6、图 7 可看出:在外加负载和恢复空载时刻,两径向位移基本不受影响,表明采用 ADRC 的系统动态解耦性能也更强。

4 结 语

针对 BLIM 的逆系统动态性能会随负载和本体参数变化而下降的问题,以及传统 PID 控制器的快速性与平稳性的矛盾问题,提出了一种基于逆系统解耦的自抗扰控制策略。仿真结果表明:采用 ADRC 控制器的系统能够极大地降低系统的超调量和提高控制目标的响应速度;能够有效地提高系统的动态性能,对内扰和外扰都能有效抑制,降低了控制系统对精确数学模型的依赖性;系统对本体参数、负载扰动和环境的变化有更好的适应性和鲁棒性。

【参考文献】

- [1] 邓智泉,王晓琳,张宏荃,等.无轴承异步电机转子磁场定向控制[J].中国电机工程学报,2003,23(3): 89-92.
- [2] 卜文绍,黄声华,刘文胜,等.无轴承异步电机研究现状及应用前景[J].微电机,2006,39(6): 67-70.
- [3] 卜文绍,祖从林,路春晓,等.无轴承异步电机的 RFOC 逆动态解耦控制[J].电气传动,2014,44(8): 68-72.
- [4] 韩京清.从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J].控制工程,2002,9(3): 13-18.
- [5] 孙晓东,朱焜秋.基于神经网络逆系统理论无轴承异步电动机解耦控制[J].电工技术学报,2010,25(1): 43-49.
- [6] 黄雷,赵光宙,年珩,等.永磁型无轴承电机悬浮系统的 H_{∞} 鲁棒控制[J].控制理论与应用,2008,25(4): 711-716.
- [7] 韩京清.自抗扰控制技术[J].前沿科学,2007(1): 25-32.
- [8] 苏位峰,孙旭东,李发海.基于自抗扰控制器的异步电机矢量控制[J].清华大学学报(自然科学版),2004,44(10): 1329-1332.
- [9] 丁强,王晓琳,解超.无轴承交替极永磁电机悬浮系统自抗扰控制[J].控制工程,2010(S2): 159-163.
- [10] 朱大敏,刘贤兴.基于自抗扰技术的无轴承异步电动机 SVM-DTC 控制系统[J].微特电机,2010,38(11): 54-57.
- [11] 卜文绍,祖从林,路春晓.考虑电流动态的无轴承异步电机解耦控制策略[J].控制理论与应用,2014,31(11): 1561-1567.
- [12] NIJHAWAN P, BHATIA R S, JAIN D K. Improved performance of multilevel inverter-based distribution static synchronous compensator with induction furnace load[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(9): 1939-1947.
- [13] MWINYIWIWA B, OOI B T, WOLANSKI Z. UPFC using multiconverter operated by phase-shifted triangle carrier SPWM strategy [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3): 495-500.
- [14] RABINOVICI R, BAIMEL D, TOMASIK J, et al. Thirteen-level cascaded H-bridge inverter operated by generic phase shifted pulse-width modulation[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(6): 1516-1529.
- [15] GOVINDARAJU C, BASKARAN K. Efficient sequential switching hybrid-modulation techniques for cascaded multilevel inverters [J]. IET Power Electronics, 2011, 26(6): 1639-1648.
- [16] KIM J S, SUL S K. A novel voltage modulation technique of the space vector PWM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 116(8): 820-825.
- [17] 胡存刚,王群京,李国丽,等.基于虚拟空间矢量的三电平 NPC 逆变器中点电压平衡控制方法[J].电工技术学报,2009,24(5): 100-107.
- [18] 张茂松,王群京,李国丽,等.中点钳位式三电平 D-STATCOM 的鲁棒电流和中点电位控制策略研究[J].中国电机工程学报,2016,36(14): 3868-3877.
- [19] BASU K, PRASAD J S S, NARAYANAN G, et al. Reduction of torque ripple in induction motor drives using an advanced hybrid PWM technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2085-2091.

收稿日期: 2017 -02 -13

收稿日期: 2017 -03 -20