

# 感应电机自适应无源性控制方法及 dSPACE 实时仿真研究

纪志成, 薛花

(江南大学控制科学与工程研究中心, 214036, 无锡)

**摘要:** 利用本质上是非线性反馈控制的无源性控制(PBC)方法与自适应控制相结合,实现负载转矩时变未知情形下磁链、转速的渐近跟踪,并可有效抑制由定、转子电阻变化引起的跟踪误差.该方法从能量角度分析电机控制系统,确定不必抵消的“无功功率”,设计全局定义的控制律,具有形式简单、无奇异点、鲁棒性好等特点.基于 dSPACE 的在线仿真结果表明:系统运行平稳,负载转矩时变未知时,仍可有效渐近跟踪期望的转子磁链和参考转速,具有较优的动静态响应特性.

**关键词:** 无源性控制;感应电机;自适应控制;实时仿真

**中图分类号:** TP346 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253 - 987X(2004)12 - 1220 - 04

## Adaptive PassivityBased Control Strategies of Induction Motors Using dSPACE

Ji Zhicheng, Xue Hua

(Control Science and Engineering Research Center, Southern Yangtze University, Wuxi 214036, China)

**Abstract:** Due to the great potential value in theory and application, nonlinear control strategies of induction motors, especially passivitybased control(PBC) methods, have been focused on. An adaptive PBC strategy for induction motor with timevarying load torque to track flux and speed trajectories is proposed. The key point of this method is the identification of terms, known as workless forces, which appear in the dynamic equations of induction motor but have no effect on the energy balance equation of the closed loop. PBC combined with adaptive control scheme reserves the advantages of PBC, such as nonexistence of singularity, and rejects the flux and speed tracking error caused from stator and rotor resistance variation. This algorithm simplifies the control structure and enhances the robustness of the control system. The online simulation results based on dSPACE verify the effectiveness of the PBC strategy for the IM under practical conditions and show that the objective of speed and flux tracking are satisfied even with timevarying load torque and variations in the motor parameters.

**Key words:** passivitybased control; induction motors; adaptive control; realtime simulacation

感应电机是一种典型的非线性、多变量、强耦合系统,为进一步提高交流调速的静、动态性能,增强抗干扰能力,近年来非线性控制理论得到了广泛深入的研究<sup>[1]</sup>.非线性控制方法主要包括:反馈线性化方法、反步法、无源性控制(PBC)方法等.其中,反馈线性化方法<sup>[2]</sup>采用非线性反馈实现电机中非线性项的完全消除,但需考虑奇异点问题.反步法<sup>[3]</sup>

引进了虚拟控制,本质上是一种静态补偿思想,但需电机精确参数,设计方法复杂.

PBC方法从能量的角度出发,通过配置系统能量耗散特性方程中的无功分量“无功功率”,迫使系统总能量跟踪期望的能量函数,并使系统的状态变量渐近收敛至设定值.这是一种全局定义且全局稳定的控制方法,无奇异点,设计简单,鲁棒性强<sup>[4]</sup>.PBC

收稿日期: 2004 - 06 - 23. 作者简介: 纪志成(1959~),男,教授,博士生导师. 基金项目: 江苏省自然科学基金资助项目(BK2002068).

方法在感应电机控制系统中的应用,初期主要是实现转矩的渐近控制,近年来,关于速度、磁链渐近跟踪的实现问题渐渐成为热点<sup>[5,6]</sup>。1995 年 G. Espinosa 和 Perez 等<sup>[7]</sup>利用输出反馈控制,实现了 PBC 方法的全局稳定转速跟踪,但不足之处在于:转速跟踪误差的收敛速度决定于电机的机械阻尼。1996 年 Romeo Ortega 等<sup>[8]</sup>将线性过滤技术引入 PBC 的设计,通过向闭环注入机械阻尼的方式,解决了转速跟踪误差收敛速度受限的问题。2000 年 Sergei Peresada 等<sup>[9]</sup>进一步研究了同时实现速度、磁通渐近跟踪的 PBC 问题,基于定、转子磁通的间接磁场定向控制,设计 PBC 方法的输出反馈控制器,确保未知定常负载情形下的全局指数速度、磁通的渐进跟踪。

负载定常未知的假设,使 PBC 方法的应用范围

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -u_3 L_s \\ u_3 L_s & R_s + L_s p \\ L_m p & -(u_3 - \omega_r) L_m \\ (u_3 - \omega_r) L_m & L_m p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\psi}_d \\ \dot{\psi}_q \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$J \ddot{q}_5 + D \dot{q}_5 = n_p L_m (\dot{\psi}_d \dot{\psi}_q - \dot{\psi}_q \dot{\psi}_d) - y_1 \quad (2)$$

式中:  $R_s, R_r$  分别为定、转子电阻;  $L_s, L_r$  分别为定、转子电感;  $L_m$  为互感;  $\omega_r$  为转子电压频率;  $J$  为转动惯量;  $D$  为阻尼系数;  $y_1$  为负载转矩;  $n_p$  为极对数;  $p$  为微分算子; 系统状态变量  $[\psi_d \ \psi_q \ \omega_m \ \omega_e]^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq} \ m]^T$ , 其中  $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$  分别为定、转子电流的  $d, q$  分量,  $m$  为机械转速; 系统控制变量  $[u_1 \ u_2 \ u_3]^T = [u_{sd} \ u_{sq} \ \omega_s]^T$ , 分别为定子电压的  $d, q$  分量及定子电压频率。

采用 EL 系统来定义感应电机控制系统,将感应电机模型式(1)、式(2)整理为 EL 方程形式

$$D \dot{q} + C(\hat{q}, u_3) \dot{q} + R \hat{q} = [u_{12}^T \ 0 \ 0]^T + h \quad (3)$$

式中:  $D = \text{diag}\{D_e, J\}$ ,  $D_e = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_m I_2 \\ L_m I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix}$ ;  $R = \text{diag}\{R_{es}, D\}$ ,  $R_{es} = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 \\ 0 & R_r I_2 \end{bmatrix}$ ;  $u_{12} = [u_1 \ u_2]^T$ ;  $h = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -y_1]^T$ ;  $\hat{q} = [\psi_d \ \psi_q \ \omega_m \ \omega_e]^T$ ;  $C(\hat{q}, u_3) = \begin{bmatrix} C_e(\hat{q}_s, u_3) & -c(\hat{q}) \\ c^T(\hat{q}) & 0 \end{bmatrix}$ ,  $c(\hat{q}) = n_p [L_s \dot{\psi}_q + L_m \dot{\omega}_m - (L_s \dot{\psi}_d + L_m \dot{\omega}_e) \ 0 \ 0]^T$ ,  $C_e(\hat{q}_s, u_3) = \begin{bmatrix} L_s J_2 & L_m J_2 \\ L_m J_2 & L_r J_2 \end{bmatrix} (u_3 - n_p \dot{\psi}_s)$ ,  $J_2 =$

受到很大限制,本文针对负载转矩时变未知的情形,利用本质上是非线性反馈控制的 PBC 方法,与自适应控制相结合,设计转子电阻的自适应辨识环节,实现负载转矩、定转子电阻时变未知时的磁链、转速渐近跟踪。基于 dSPACE 的在线仿真结果表明:该方法实现简单,鲁棒性强,具有较优的静、动态特性,能有效抑制由转子电阻变化引起的跟踪误差。

## 1 感应电机的 Euler-Lagrange (EL) 系统模型

同步旋转  $dq$  坐标系下整个感应电机系统的状态方程由一个 4 阶电气微分方程和一个 1 阶机械微分方程表示,即

$$\begin{bmatrix} L_m p & -u_3 L_m \\ u_3 L_m & L_m p \\ R_r + L_r p & -(u_3 - \omega_r) L_r \\ (u_3 - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\psi}_d \\ \dot{\psi}_q \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

感应电机模型 EL 式(3)中,右边第 1 项为作用力,左边第 3 项为耗散力,左边第 2 项为可配置的“无功功率”,其中矩阵  $C(\hat{q}, u_3)$  是反对称的,即满足  $\hat{q}^T C(\hat{q}, u_3) \hat{q} = 0$ , 式(3)两边同乘  $\hat{q}^T$  可得

$$\hat{q}^T D \ddot{q} = \hat{q}_1 u_1 + \hat{q}_2 u_2 - m y_1 - \hat{q}^T R \hat{q} \quad (4)$$

取正定二次型能量函数为  $H(\hat{q}) = \frac{1}{2} \hat{q}^T D \hat{q}$ , 则对式(4)两边积分后得

$$H(\hat{q}(t)) - H(\hat{q}(0)) = \int_0^t (\hat{q}_1 u_1 + \hat{q}_2 u_2) d\tau - \int_0^t m y_1 d\tau - \int_0^t \hat{q}^T R \hat{q} d\tau < \int_0^t (\hat{q}_1 u_1 + \hat{q}_2 u_2) d\tau \quad (5)$$

式(5)左边是整个电机系统能量的增量,右边是外部电源供给电机的能量,若将  $[u_1 \ u_2 \ 0 \ 0]^T$  看作电机系统的输入,  $[\psi_d \ \psi_q \ \omega_m \ \omega_e]^T$  看作电机系统的输出,则映射  $u \rightarrow \hat{q}$  为输出严格无源的。感应电机模型 EL 式(3)中,“无功功率”  $C(\hat{q}, u_3) \dot{q}$  对系统的能量平衡没有影响,也不影响系统的稳定性,因此在进行状态反馈控制器设计时无需被抵消,从而系统控制律的设计得以简化。

## 2 感应电机 PBC 方法设计

### 2.1 磁链、转矩控制器的设计

设系统期望的输出转矩为  $y_d$ , 转子磁链为  $\psi_{rd}$ , 则为实现转子磁场间接矢量控制和电磁转矩渐近跟

踪,控制目标制定如下.

(1) 电磁转矩渐近跟踪

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (y - y_d) = 0$$

(2) 转子磁场渐近定向

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_r = \lim_{t \rightarrow \infty} (L_m \hat{\psi}_2 + L_r \hat{\psi}_4) = 0$$

(3) 转子磁链幅值渐近跟踪

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_{rd} = \lim_{t \rightarrow \infty} (L_m \hat{\psi}_1 + L_r \hat{\psi}_3) = M$$

设计磁链、转矩调节器,适当选取系统状态参考值  $\hat{\psi}_d = [\hat{\psi}_{d1} \ \hat{\psi}_{d2} \ \hat{\psi}_{d3} \ \hat{\psi}_{d4} \ \hat{\psi}_{d5}]^T = [ \hat{\psi}_{d12}^T \ \hat{\psi}_{d34}^T \ \hat{\psi}_{d5}^T ]^T$ ,使系统满足与控制目标(1)~(3)相应的式子如下

$$n_p L_m (\hat{\psi}_{d2} \hat{\psi}_{d3} - \hat{\psi}_{d1} \hat{\psi}_{d4}) = y_d \quad (6)$$

$$L_m \hat{\psi}_{d2} + L_r \hat{\psi}_{d4} = 0 \quad (7)$$

$$L_m \hat{\psi}_{d1} + L_r \hat{\psi}_{d3} = M \quad (8)$$

为此定义实际状态  $\hat{\psi}$  与状态参考值  $\hat{\psi}_d$  间的跟踪误差为

$$e = \hat{\psi} - \hat{\psi}_d = [e_{12}^T \ e_{34}^T \ e_5]^T$$

$$e_{12} = [e_1 \ e_2]^T; \ e_{34} = [e_3 \ e_4]^T$$

则由式(3)可得系统的误差动态方程为

$$D\hat{\psi} + [C(\hat{\psi}, u_3) + R]e = \quad (9)$$

其中

$$= [u_{12}^T \ 0 \ 0]^T - \{D\hat{\psi}_d + [C(\hat{\psi}_d, u_3) + R]q_d\} + h \quad (10)$$

可视为对式(10)的扰动,定义误差系统的能量函数为

$$H_T = \frac{1}{2} e^T D e \quad (11)$$

对  $H_T$  求导有

$$\dot{H}_T = -e^T R e + e^T \quad (12)$$

由于  $R$  正定,若  $\dot{H}_T = -K e$ ,  $K = \text{diag}(k_1, k_2, 0, 0, k_3)$ ,  $k_1, k_2, k_3 > 0$ ,则有

$$\dot{H}_T = -e^T (R + K) e \quad (13)$$

$\dot{H}_T < 0$ ,  $e$  渐近收敛到 0,即有  $y \rightarrow y_d$ . 为使  $\dot{H}_T = -K e$  以确保控制系统的 Lyapunov 稳定性,同时获得期望跟踪性能,可通过选择适当的  $\hat{\psi}_d$  来实现. 由控制目标方程式(6)~式(8),可解得系统状态参考值需满足

$$\hat{\psi}_{d1} = \frac{R_r M + L_r \hat{M}}{L_m R_r}; \ \hat{\psi}_{d2} = \frac{L_r T_d}{n_p L_m M}$$
$$\hat{\psi}_{d3} = -\frac{\hat{M}}{R_r}; \ \hat{\psi}_{d4} = -\frac{T_d}{n_p M} \quad (14)$$

令  $\dot{H}_T = -K e$ ,设计控制变量  $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$ ,使得以指数速度  $e \rightarrow 0$ ,且收敛速度可由矩阵

$$K \text{ 调节. 由转差率计算公式 } s = -\frac{R_r \hat{\psi}_{d4}}{L_m \hat{\psi}_{d1} + L_r \hat{\psi}_{d3}}$$

及式(14)解得控制律为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} \ddot{q}_{d1} \\ \ddot{q}_{d2} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} \ddot{q}_{d3} \\ \ddot{q}_{d4} \end{bmatrix} + s L_s \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{d2} \\ \hat{\psi}_{d1} \end{bmatrix} + s L_m \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{d4} \\ \hat{\psi}_{d3} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{d1} \\ \hat{\psi}_{d2} \end{bmatrix} - n_p \begin{bmatrix} L_s \hat{\psi}_2 + L_m \hat{\psi}_4 \\ -(L_s \hat{\psi}_1 + L_m \hat{\psi}_3) \end{bmatrix} \hat{\psi}_{d5} - \begin{bmatrix} k_1 e_1 \\ k_2 e_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$u_3 = s_l + n_p \hat{\psi}_5 \quad (16)$$

$$J \ddot{q}_{d5} + D \hat{\psi}_{d5} + n_p (L_s \hat{\psi}_2 + L_m \hat{\psi}_4) \hat{\psi}_{d1} - n_p (L_s \hat{\psi}_1 + L_m \hat{\psi}_3) \hat{\psi}_{d2} = -y_1 + k_3 e_5 \quad (17)$$

式中:  $k_1, k_2, k_3$  是为改善系统动态响应、降低控制系统对参数变化的灵敏度而增加的阻尼项,适当调节  $k_1, k_2, k_3$  可使转子磁链、电磁转矩实际值快速跟随参考值,实现负载转矩时变未知情形下控制系统期望的动、静态性能.

### 2.2 转速控制器的设计

在实现感应电机磁链、转矩渐近跟踪的基础上,设计转速控制环节,只需在转速控制结构中增加一个转矩闭环,即可得到理想的跟踪性能. 利用转速误差反馈,设计 PI 控制器,控制律为

$$y_d = k_p (\hat{\psi}_5 - \hat{\psi}_{d5}) + k_i \int (\hat{\psi}_5 - \hat{\psi}_{d5}) dt \quad (18)$$

式中:  $k_p, k_i$  分别为比例增益与积分增益,与系统的稳定性有很大关系,  $k_p, k_i$  取得过大可能引起系统动态响应剧烈波动,而通过分析的方法研究  $k_p, k_i$  的影响较为困难. 因此,为加快系统的动态响应,可在系统中加入定子频率加速项,即控制律  $u_3$  设计为

$$u_3 = s_l + n_p \hat{\psi}_5 - k_4 (\hat{\psi}_5 - \hat{\psi}_{d5}) \quad (19)$$

式中:  $k_4 > 0$  为转速误差反馈比例常数,调节  $k_4$  可使转速误差以期望速度渐近趋近于 0,实现感应电机转速渐近跟踪的 PBC 方法.

### 2.3 自适应 PBC 控制器的设计

感应电机的控制难点除了非线性耦合和状态变量较难观测以外,感应电机实际运行时参数会发生变化,如转子电阻随转子温度的升高而变化,其幅值最大可升高至额定值的 200%. 由于电机参数不确定性的存在,使得系统的 Hamilton 函数改变,这将影响系统无源性的分析,进而影响系统输出的稳定收敛,因此需采用自适应控制方案来提高系统的鲁棒性,确保参数具有不确定性时也能实现系统的稳定跟踪.

若感应电机的不确定参数为定子电阻  $R_s$  和转子电阻  $R_r$ ,假设不确定性参数为

$$R_e = [ R_{e1} , R_{e2} , \dots , R_{eN} ] \quad (20)$$

式中:  $\hat{q}_e$  为未知参数向量;  $R_{e_i} (i = 1, \dots, N)$  为常量或状态变量的已知函数;  $N$  为相数. 以动态参数观测值  $\hat{q}_e$  代替  $q_e$ , 考虑定转子电阻变化后的感应电机状态误差方程为

$$D_e \ddot{\hat{q}}_e + C_e \dot{\hat{q}}_e + R_{es} \hat{q}_e + R_e \hat{q}_{ed} = 0 \quad (21)$$

式中:  $\dot{\hat{q}}_e = \hat{q}_{e1} - \hat{q}_{ed}$ ;  $\hat{q}_{e1} = [ \hat{q}_{e1} \ \hat{q}_{e2} \ \hat{q}_{e3} \ \hat{q}_{e4} ]^T$ ;  $\hat{q}_{ed} = [ \hat{q}_{ed1} \ \hat{q}_{ed2} \ \hat{q}_{ed3} \ \hat{q}_{ed4} ]^T$ ;  $\tilde{R}_e = R_e - R_{e_e}$ ,  $R_{e_e}$  为定转子电阻的估计值.

选取 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} \dot{\hat{q}}_e^T D_e \dot{\hat{q}}_e + \frac{1}{2} (\hat{q}_e - \hat{q}_{ed})^T (\hat{q}_e - \hat{q}_{ed}) \quad (22)$$

沿式(21)轨迹微分式(22)

$$\dot{V} = - \dot{\hat{q}}_e^T R_{es} \dot{\hat{q}}_e - \dot{\hat{q}}_e^T R_e \hat{q}_{ed} + (\hat{q}_e - \hat{q}_{ed})^T \hat{q}_{ed} \quad (23)$$

利用式(20)

$$\dot{\hat{q}}_e^T R_e \hat{q}_{ed} = \left[ \begin{matrix} N \\ i=1 \end{matrix} \hat{q}_{ed_i} \dot{\hat{q}}_e^T R_{e_i} \right] (\hat{q}_e - \hat{q}_{ed}) \quad (24)$$

设计参数更新律为

$$\dot{\hat{q}}_e = - \left[ \begin{matrix} N \\ i=1 \end{matrix} \hat{q}_{ed_i} \dot{\hat{q}}_e^T R_{e_i} \right]^T \quad (25)$$

则式(23)可化简为

$$\dot{V} = - \dot{\hat{q}}_e^T R_{es} \dot{\hat{q}}_e \quad (26)$$

$V > 0, \dot{V} < 0$ , 则由 Lyapunov 稳定性定理,  $R_{e_e} > 0, \dot{\hat{q}}_e > 0$ . 自适应控制实现了电机定转子参数的自调整, 可有效克服定转子电阻变化对 PBC 性能产生的不利影响.

### 3 在线仿真结果分析

dSPACE 实时控制系统是一套基于 MATLAB/Simulink 的控制系统开发及测试的工作平台, 实现了与 MATLAB/Simulink 的完全无缝连接, 借助于 dSPACE 实验平台, 可快速验证感应电机 EL 系统模型的实用性和自适应 PBC 方法的可行性. 基于 dSPACE 建立感应电机控制系统, 利用快速原型 (RCP) 在线实时仿真功能, 对负载转矩时变未知情形下磁链、转速的渐近跟踪控制进行有效性测试与验证. 实验中所用感应电机参数为: 定子相绕组电阻  $R_s = 0.1673 \ \Omega$ , 转子相绕组电阻  $R_r = 0.1825 \ \Omega$ , 定子绕组自感  $L_s = 0.1082 \ H$ , 转子绕组自感  $L_r = 0.1083 \ H$ , 定、转子之间的互感  $L_m = 0.10797 \ H$ , 转动惯量  $J = 0.103 \ kg \cdot m^2$ , 极对数  $n_p = 4$ , 额定转速  $n_e = 1800 \ r/min$ .

为了验证所设计的感应电机控制系统自适应 PBC 方法的静、动态性能, 系统带  $8 \ N \cdot m$  负载转矩起动, 待进入稳态后, 在  $t = 0.16 \ s$  时突增负载转矩至  $15 \ N \cdot m$ , 在  $t = 1.12 \ s$  时再突减至  $10 \ N \cdot m$ . 实验中, 设置参考转速为  $x_{5d} = 1800 + 30\sin(10t) \ (r/min)$ , 参考转子磁通为  $5 \ Wb$ , 可得系统转速响应、电磁转矩、转子电阻估计波形和转子磁通波形如图 1 ~ 图 4 所示.

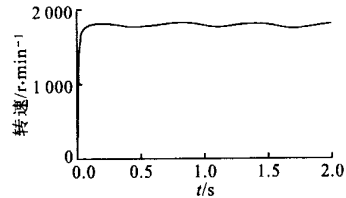


图 1 转速波形

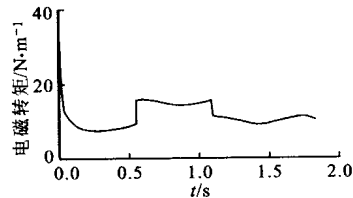


图 2 电磁转矩波形

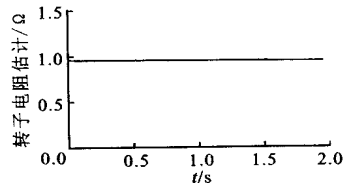


图 3 转子电阻估计波形

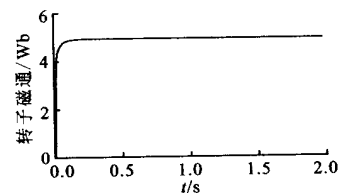


图 4 转子磁通波形

由实时仿真波形分析可得, 在  $1800 + 30\sin(10t) \ (r/min)$  参考转速下, 系统响应快速且平稳. 在  $t = 0.16 \ s$  突加负载转矩或  $t = 1.12 \ s$  时突减负载转矩, 转速都能保持平稳运行状态, 稳态运行无静差, 抗干扰能力较好. 转子电阻估计波形较为理想, 自适应控制有效克服了定转子电阻变化引起的转速和磁链跟踪误差, 具有较强的鲁棒性. 实验结果证明了本文所提出的这种新型感应电机自适应 PBC 方法的合理性和有效性. (下转第 1291 页)

带电,电荷极性随电压极性的变化而变化.另外,由于微粒与介质之间有微放电的离子风的作用,微粒在楔形电极间呈无规则运动.

## 4 结 论

本文研究了电极表面覆膜时金属微粒的带电量 and 带电机理.通过测量和理论估算,当电极表面覆以 100  $\mu\text{m}$  厚的 PET 薄膜时,微粒发生运动时的带电量约为电极未覆膜时的 30% ~ 60%.在直流电压下,微粒主要通过电导电流或薄膜表面极化带电,但在交流电压下,微粒是由于微粒和介质之间出现了微放电而带电.

### 参考文献:

- [1] Cookson A H, Farish O, Sommerman G M L. Effect of conducting particles on AC corona and breakdown in compressed SF<sub>6</sub> [J]. IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, 1972, 91(4): 1 329 - 1 338.
- [2] Sakai K, Tsuru S, Hara M, et al. Conducting particle motion and particle-initiated breakdown in DC electric field between diverging conducting plates in atmospheric

air [J]. IEEE Trans on Dielectrics and Electrical Insulation, 1999, 6(1): 122 - 130.

- [3] Endo F, Yamagiwa T, Ishikawa T, et al. Particle-initiated breakdown characteristics and reliability improvement in SF<sub>6</sub> gas insulation [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1986, 1(1): 58 - 65.
- [4] Khan Y, Sakai K, Hara M, et al. Motion behavior and deactivation method of free-conducting particle around spacer between diverging conducting plates under DC voltage in atmospheric air[J]. IEEE Trans on Dielectrics and Electrical Insulation, 2003, 10(3): 444 - 457.
- [5] Morcos M M, Srivastava K D. On electrostatic trapping of particle contamination in GITL systems [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1992, 7(4): 1 698 - 1 705.
- [6] 汪 讽,邱毓昌. 直流气体绝缘开关装置绝缘设计的探讨[J]. 中国电力, 2002, 35(11): 47 - 50.
- [7] Zhang S, Gubanski S M, Srivastava K D, et al. The impact of electrode dielectric coating on the insulation integrity of GIS/ GITL with metallic particle contaminants [J]. IEEE Trans Power Delivery, 2002, 17(2): 318 - 325.

(编辑 杜秀杰)

(上接第 1223 页)

## 4 结 论

本文在分析感应电机 EL 系统模型的基础上,提出了一种新型的自适应 PBC 方法,无需抵消被控对象的非线性,通过适当配置系统的无功分量,使系统严格无源,以确保系统稳定性的同时,实现转矩、转速的跟踪控制.基于此,增加定转子电阻辨识环节,实现了无源性系统的自适应控制.将该方法应用于 dSPACE 环境中感应电机控制系统的设计,实验结果表明:波形符合理论分析,系统运行平稳,在负载转矩未知时变情形下,同样具有很好的静、动态特性,鲁棒性强.

### 参考文献:

- [1] Sastry S. Nonlinear system analysis, stability and control [M]. New York: Springer, 1999.
- [2] Marino R, Sergei P. Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance [J]. IEEE Trans on Control System Technology, 1996, 4(4): 336 ~ 347.

[3] Kokotovic P. The joy of feedback: nonlinear and adaptive [J]. IEEE Control System Magazine, 1992, 12(1): 7 ~ 17.

- [4] Ortega R, Loria A, Nicklasson P J, et al. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems [M]. New York: Springer, 1998.
- [5] 马良河,姜建国. 感应电机时变转矩跟踪的无源性控制器设计 [J]. 电机与控制学报, 2002, 6(4): 284 ~ 287.
- [6] 张新华,戴先中. 基于无源性的感应电机转矩与转速控制 [J]. 电工技术学报, 2001, 16(4): 34 ~ 37.
- [7] Espinosa-Perez G, Campos-Canton I, Lara-Reyes P, et al. Passivity-based speed control of a 2-phase induction motor: experimental results [A]. Power Electronics Congress, San Luis Potosi, Mexico, 1995.
- [8] Ortega R, Nicklasson P J, Espinosa-Perez G. On speed control of induction motors [A]. American Control Conference, Seattle, 1995.
- [9] Peresada S, Tilli A, Tonielli A. New passivity-based speed-flux tracking controllers for induction motor [A]. Industrial Electronics Society, Nagoya, 2000.

(编辑 杜秀杰)