

无刷双馈电机自抗扰控制方法

夏超英, 郭海宇

(天津大学 电气与自动化工程学院, 天津 300072)

摘要: 针对无刷双馈电机非线性强耦合特性, 提出一种实现其高性能控制的自抗扰控制方法. 在控制电机同步坐标系下, 设计磁链自抗扰控制器和转速自抗扰控制器, 对系统内部的耦合影响和系统外部扰动进行观测和补偿, 实现非线性系统线性化控制. 该控制器具有较强的鲁棒性, 且不依赖电机模型. 仿真对比结果表明, 自抗扰控制器能够准确地估计和补偿系统的内外扰动, 控制精度高, 抗扰能力强, 能够实现磁链和电磁转矩的解耦, 进而实现磁链和转速相互独立控制, 是一种简单有效的高性能控制方法.

关键词: 无刷双馈电机; 自抗扰控制器; 解耦控制

中图分类号: TM301

文献标志码: A

Active disturbance rejection control strategy for brushless doubly-fed machine

XIA Chao-ying, GUO Hai-yu

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China. Correspondent: XIA Chao-ying, E-mail: xiachaoyingn@126.com)

Abstract: Considering the nonlinear coupling effect of the brushless doubly-fed machine(BDFM), this paper develops an active disturbance rejection control(ADRC) law to achieve high performance control. The flux ADRC and speed ADRC are designed in the control motor synchronous reference frame. The inner coupling effect and the external disturbance are estimated and compensated by using ADRC law. The proposed controller has strong robustness and is independent of the parameters or model of the machine. Simulation results show that, the ADRC strategy can accurately estimate and compensate the internal and external disturbance, and is more advantageous in control accuracy and disturbance rejection. The proposed controller achieves the decoupling of flux and torque, and then the flux and speed can be controlled separately. Therefore, the ADRC strategy is a simple and effective method for the high-performance control of BDFM.

Keywords: brushless doubly-fed machine; active disturbance rejection control; decoupling control

0 引言

无刷双馈电机(BDFM)移除了双馈电机的滑环和电刷, 维护成本大大降低, 可靠性高, 在水力发电和风力发电、车载和船载轴带发电、新能源汽车动力耦合装置等领域具有广阔的应用前景^[1-2]. 然而, 无刷双馈电机具有非线性、强耦合等特点, 其控制问题至今尚未得到很好解决.

随着对无刷双馈电机研究的深入, 国内外学者提出了多种控制策略, 其中研究较多的是直接转矩控制(DTC)和矢量控制(VC). 直接转矩控制不需要坐标变换, 也不依赖于复杂的数学模型, 控制策略简单, 现阶段的研究热点是对其改进以消除低速时电流和转

矩的脉动^[3-4]. 然而, 既能消除转矩脉动又能保留DTC不依赖模型和旋转变换的改进方法仍在寻找当中. 相比之下, 矢量控制^[5-8]的控制效果更理想, 但是矢量控制依赖于电机的精确模型和参数, 且控制量的计算较为复杂, 为该方法应用在工程实际中带来了不便. 此外, 上述工作均未实现无刷双馈电机的解耦控制, 为了获得简单高效的解耦控制策略, 本文采用自抗扰控制策略来解决上述问题.

自抗扰控制器(ADRC)是韩京清^[9]提出的一种改进型非线性PID控制器, 能够估计系统中的扰动并作出补偿, 将非线性系统转化为积分串联结构的线性系统. 在控制对象的参数发生变化或具有不确定性扰

收稿日期: 2014-10-23; 修回日期: 2015-01-04.

基金项目: “十二五”科技部重大项目(2011AA11A259).

作者简介: 夏超英(1958—), 男, 教授, 博士生导师, 从事控制理论与应用、电动汽车等研究; 郭海宇(1986—), 女, 博士生, 从事电机控制、电力电子的研究.

动时,比传统的PID控制器具有更强的适应性和鲁棒性,具有不依赖被控对象的模型和参数等特点,在实际工程中得到了广泛应用^[10-13].

无刷双馈电机按转子结构分为绕线式、鼠笼式和磁阻式,其中绕线式转子接线比较灵活,可以调节线圈匝数和节距.文献[14]指出了绕线式无刷双馈电机可以最大程度地提高导体利用率,并削弱谐波.因此,本文以绕线式无刷双馈电机为研究对象.绕线式无刷双馈电机的数学方程可以根据级联无刷双馈电机得到,如图1所示.它由两台转子绕组反相序连接的绕线式异步电机同轴串联而成,其中一台电机定子接定频定压电源,一般不对其进行控制,称为功率电机,另一台电机定子接变频器,称为控制电机.通过调节控制电机定子电压的大小和频率来控制整个电机的转速、转矩.为了简单起见,在以下内容中将绕线式无刷双馈电机简称为无刷双馈电机(BDFM).

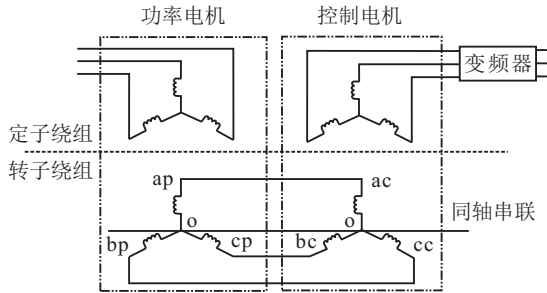


图1 级联绕线式BDFM结构

本文中各符号的具体定义如下: r 为电阻, l 为电感, i 为电流, u 为电压, p 为极对数, f 为供电频率, ω_r 为转子机械角速度, n_r 为转速, ψ 为磁链, T_e 为电磁转矩, T_l 为负载转矩, J 为转动惯量. 各下标定义如下: p, c 为功率电机、控制电机, d, q 为转子坐标系直轴、交轴, m, t 为任意旋转坐标系直轴、交轴, s, r 为定子、转子, m 为互感.

1 BDFM 同步坐标系下模型

无刷双馈电机(BDFM)在转子 dq 坐标系下的电压电流数学模型为

$$u_{pds} = r_{ps}i_{pds} - p_p\omega_r(l_{ps}i_{pqs} + l_{pm}i_{pqr}) + \frac{d}{dt}(l_{ps}i_{pds} + l_{pm}i_{pdr}), \quad (1)$$

$$u_{pqs} = r_{ps}i_{pqs} + p_p\omega_r(l_{ps}i_{pds} + l_{pm}i_{pdr}) + \frac{d}{dt}(l_{ps}i_{pqs} + l_{pm}i_{pqr}), \quad (2)$$

$$u_{c ds} = r_{cs}i_{c ds} - p_c\omega_r(l_{cs}i_{c qs} + l_{cm}i_{c qr}) + \frac{d}{dt}(l_{cs}i_{c ds} - l_{cm}i_{c dr}), \quad (3)$$

$$u_{c qs} = r_{cs}i_{c qs} + p_c\omega_r(l_{cs}i_{c ds} - l_{cm}i_{c dr}) + \frac{d}{dt}(l_{cs}i_{c qs} + l_{cm}i_{c qr}), \quad (4)$$

$$0 = (r_{pr} + r_{cr})i_{pdr} + \frac{d}{dt}[l_{pm}i_{pds} - l_{cm}i_{c ds} +$$

$$(l_{pr} + l_{cr})i_{pdr}], \quad (5)$$

$$0 = (r_{pr} + r_{cr})i_{pqr} + \frac{d}{dt}[l_{pm}i_{pqs} + l_{cm}i_{c qs} + (l_{pr} + l_{cr})i_{pqr}]. \quad (6)$$

电机转速为

$$n_r = \frac{60(f_p + f_c)}{(p_p + p_c)}. \quad (7)$$

实际中,控制电机一般总设计有电流内环,快速响应的电流环可以等效为电流源供电,故控制电机的定子电压方程(3)和(4)可以被去掉.定义功率电机定子磁链和控制电机转子磁链为

$$\begin{cases} \psi_{pds} = l_{ps}i_{pds} + l_{pm}i_{pdr}, \\ \psi_{pqs} = l_{ps}i_{pqs} + l_{pm}i_{pqr}; \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \psi_{cdr} = l_{cm}i_{c ds} + \left(l_{pr} + l_{cr} - \frac{l_{pm}^2}{l_{ps}}\right)i_{cdr} = \\ \quad l_{cm}i_{c ds} + l'_{cr}i_{cdr}, \\ \psi_{cqr} = l_{cm}i_{c qs} + \left(l_{pr} + l_{cr} - \frac{l_{pm}^2}{l_{ps}}\right)i_{cqr} = \\ \quad l_{cm}i_{c qs} + l'_{cr}i_{cqr}. \end{cases} \quad (9)$$

其中: $l'_{cr} = l_{cr} + l_{pr} - l_{pm}^2/l_{ps}$ 是等效控制电机转子电感,由于 l_{pr} 、 l_{ps} 和 l_{pm} 三者近似相等,所以 $l'_{cr} \approx l_{cr}$. 作这种等效替代的目的是消除动态方程中输入量 $i_{c ds}$ 和 $i_{c qs}$ 的导数项.结合式(1)~(9),可以得到控制电机转子磁链的动态方程

$$\dot{\psi}_{cdr} = -\frac{l_{pm}r_{ps}}{l_{ps}^2}\psi_{pds} + \frac{l_{pm}}{l_{ps}}p_p\omega_r\psi_{pqs} + \frac{l_{pm}}{l_{ps}}u_{pds} - \frac{(l_{pm}^2r_{ps} + l_{ps}^2r_r)}{l_{ps}^2l'_{cr}}\psi_{cdr} + \frac{l_{cm}(l_{pm}^2r_{ps} + l_{ps}^2r_r)}{l_{ps}^2l'_{cr}}i_{c ds}, \quad (10)$$

$$\dot{\psi}_{cqr} = \frac{l_{pm}}{l_{ps}}p_p\omega_r\psi_{pds} + \frac{l_{pm}r_{ps}}{l_{ps}^2}\psi_{pqs} - \frac{l_{pm}}{l_{ps}}u_{pqs} - \frac{(l_{pm}^2r_{ps} + l_{ps}^2r_r)}{l_{ps}^2l'_{cr}}\psi_{cqr} + \frac{l_{cm}(l_{pm}^2r_{ps} + l_{ps}^2r_r)}{l_{ps}^2l'_{cr}}i_{c qs}, \quad (11)$$

其中 $r_r = r_{pr} + r_{cr}$, 电机的电磁转矩为

$$T_e = \frac{p_p l_{pm}}{l_{ps}} \psi_{pds} \times i_{pr} + \frac{p_c l_{cm}}{l'_{cr}} \psi_{cdr} \times i_{cs}. \quad (12)$$

显然,在 dq 坐标系中,状态方程中的变量都是交流量而非直流量.为了便于控制,需要将系统转换到控制电机同步坐标系中来得到直流控制量.设同步 MT 坐标系采用控制电机转子磁场定向,则有

$$\begin{cases} \psi_{cmr} = \psi_{cdr}, \\ \psi_{ctr} = 0. \end{cases} \quad (13)$$

各坐标系之间的关系如图2所示,其中 M 轴与 d 轴间的夹角为 λ_c .

变量在 MT 坐标系与 dq 坐标系之间有如下转换关系:

$$\begin{bmatrix} x_m \\ x_t \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}, \quad T = \begin{bmatrix} \cos \lambda_c & \sin \lambda_c \\ -\sin \lambda_c & \cos \lambda_c \end{bmatrix}. \quad (14)$$

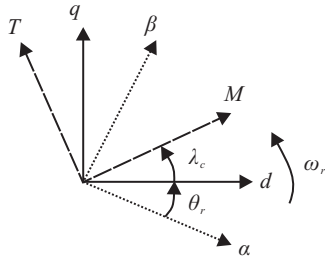


图 2 静止 $\alpha\beta$ 坐标系、转子 dq 坐标系与同步 MT 坐标系的关系

将式 (13) 和 (14) 代入 (11) 和 (12), 得到

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{cr} = & -\frac{(l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l'_{cr}} \psi_{cr} - \frac{l_{pm}}{l_{ps}} p_p \omega_r \psi_{ps} \times \mathbf{b} - \\ & \frac{l_{pm} r_{ps}}{l_{ps}^2} \psi_{ps} \cdot \mathbf{b} + \frac{l_{pm}}{l_{ps}} \mathbf{u}_{ps} \cdot \mathbf{b} + \frac{l_{cm}(l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l'_{cr}} i_{cms}, \end{aligned} \quad (15)$$

$$T_e = \frac{p_p l_{pm}}{l_{ps}} \psi_{ps} \times \mathbf{i}_{pr} + \frac{p_c l_{cm}}{l'_{cr}} \psi_{cr} i_{cts}. \quad (16)$$

其中“ \cdot ”和“ \times ”代表向量间的点积和叉积, 单位矢量

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_m \\ b_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-2\lambda_c) \\ \sin(-2\lambda_c) \end{bmatrix}.$$

电机运动方程为

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L. \quad (17)$$

无刷双馈电机与同步电机具有同样的运行特性, 如式 (7) 所示, 转速仅由两侧定供电频率决定, 静态时控制电机磁场和功率电机磁场相对于转子的旋转角速度分别为 $\dot{\lambda}_c$ 和 $-\dot{\lambda}_c$, 大小相等方向相反. 由此可知, 功率电机侧的变量相对于控制电机同步坐标系以角速度 $-2\dot{\lambda}_c$ 旋转, 这代表在式 (15) 和 (16) 中, 静态下除了控制侧变量为直流量以外, 其他变量都同样以角速度 $-2\dot{\lambda}_c$ 旋转 (包括 ψ_{ps} 、 \mathbf{u}_{ps} 、 \mathbf{i}_{pr} 和 \mathbf{b}), 这些变量之间的夹角均为常值, 因此静态下 $\psi_{ps} \cdot \mathbf{b}$ 、 $\psi_{ps} \times \mathbf{b}$ 、 $\mathbf{u}_{ps} \cdot \mathbf{b}$ 和 $\psi_{ps} \times \mathbf{i}_{pr}$ 均为常值. 这说明在本文得到的控制电机同步坐标系中, 在静态下可以得到直流的控制量, 则控制电机转子磁链和电机转速可以分别由励磁电流 i_{cms} 和转矩电流 i_{cts} 所控制, 其他项均视为扰动. 由于上述扰动包括系统内部的耦合影响和外部负载转矩变化, 十分复杂, 传统的 PI 闭环控制很难达到优良的控制效果, 控制器参数设计难度大, 本文将通过自抗扰控制器解决这一问题.

2 磁链和转速自抗扰控制器设计

自抗扰控制器 (ADRC) 主要由跟踪微分器 (TD)、扩张状态观测器 (ESO) 和非线性状态误差反馈控制律 (NSEFL) 3 部分组成. 它的核心部分是 ESO, 本文将通过对磁链和转速分别设计 ESO 来估计并补偿系统的内外扰动, 将系统转化为线性系统, 进而设计控制律.

2.1 磁链自抗扰控制器

本文对控制电机转子磁链采用一阶自抗扰控制器, 二阶 ESO 的输出没有微分项, 因此 TD 也不需要微分输出, 在实际设计中省略 TD 环节. 自抗扰控制器由一个二阶扩张状态观测器和一个一阶线性状态误差反馈组成.

控制电机转子磁链方程 (10) 可以表达为以下形式:

$$\dot{\psi}_{cr} = a_1(x) + b_1 u. \quad (18)$$

其中: $u = i_{cms}$ 为输入, $b_1 = \frac{l_{cm}(l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l'_{cr}}$ 在实际中为未知输入系数, $a_1(x)$ 为模型未知部分. 为设计 ESO, 将式 (18) 转化为标准形式

$$\begin{cases} \dot{\psi}_{cr} = f + b_{10} u, \\ y = \psi_{cr}. \end{cases} \quad (19)$$

其中 f 表示磁链环总扰动, $f = a_1(x) + (b_1 - b_{10})u$. 对于系统 (19), 本文采用如下二阶扩张状态观测器:

$$\begin{cases} e = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(e, \alpha, \delta) + b_{10} u, \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(e, \alpha/2, \delta). \end{cases} \quad (20)$$

其中: y 为系统输出, z_1 为输出 y 的观测值, z_2 为扰动 f 的观测值, e 为观测误差, β_1 和 β_2 为二阶 ESO 的参数, 可以根据观测效果调整. 非线性函数 $\text{fal}(\cdot)$ 具有以下形式:

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta; \\ \text{sgn}(e)|e|^\alpha, & |e| > \delta. \end{cases}$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数. fal 函数根据误差大小来调整控制增益, 当 $\alpha < 1$ 时, 具有误差小时增益大而误差大时增益小的特点. 合理地选择参数 β_1 、 β_2 、 α 和 δ , 二阶 ESO 就能很好地估计状态和扰动, 即

$$\begin{cases} z_1 \rightarrow \psi_{cr}, \\ z_2 \rightarrow f. \end{cases}$$

一阶线性误差反馈控制律采用简单的比例控制, 磁链最终采用的控制器为

$$i_{cms} = \frac{u_0 - z_2}{b_{10}} = \frac{k_{p1}(\psi_{cr}^* - \psi_{cr}) - z_2}{b_{10}}, \quad (21)$$

则系统 (18) 等同于以下线性系统:

$$\dot{\psi}_{cr} = u_0. \quad (22)$$

2.2 转速自抗扰控制器

结合式 (16) 和 (17), 电机转速表达式可以表达为

$$\dot{\omega}_r = a_2(x) + b_2 u. \quad (23)$$

其中: $u = i_{cts}$ 为输入, $b_2 = p_c l_{cm} \psi_{cr} / J l'_{cr}$ 在实际中为未知输入系数, $a_2(x)$ 为模型未知部分. 将式 (23) 转化为如下标准形式:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r = f + b_{20} u, \\ y = \omega_r. \end{cases} \quad (24)$$

其中 $f = a_2(x) + (b_2 - b_{20})u$ 为转速环总扰动. 与磁链环的设计类似, 转速环同样采用二阶扩张状态观测器

$$\begin{cases} e = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_3 \text{fal}(e, \beta, \lambda) + b_{20}u, \\ \dot{z}_2 = -\beta_4 \text{fal}(e, \beta/2, \lambda), \end{cases} \quad (25)$$

一阶线性误差反馈控制律同样采用比例控制, 转速最终采用的控制器为

$$i_{cts} = \frac{u_0 - z_2}{b_{20}} = \frac{k_{p2}(\omega_r^* - \omega_r) - z_2}{b_{20}}, \quad (26)$$

则系统 (23) 等同于以下线性系统:

$$\dot{\omega}_r = u_0. \quad (27)$$

3 仿真结果

在本文的仿真中, 无刷双馈电机由 Matlab 2008 Simulink/Simpower library 中的两台异步电机级联而成, 两台电机的转子绕组反相序相连, 控制电机的转子角速度作为功率电机的机械输入, 功率电机的电磁转矩作为控制电机的机械输入, 以上设置保证了仿真中的 BDFM 与实际中的无刷双馈电机一致. 功率电机由 220 V/50 Hz 的定频定压电源供电, 控制电机通过 SPWM 和桥式逆变器供电. 其中: SPWM 的开关频率为 10 kHz, 逆变器放大倍数为 300, 逆变器直流电压为 300 V. 仿真采用的无刷双馈电机参数如下: $r_{ps} = 1.71 \Omega, r_{cs} = 1.71 \Omega, r_{pr} = 1.49 \Omega, r_{cr} = 1.49 \Omega, l_{ps} = 0.13 \text{ H}, l_{cs} = 0.13 \text{ H}, l_{pr} = 0.13 \text{ H}, l_{cr} = 0.13 \text{ H}, l_{pm} = 0.125 \text{ H}, l_{cm} = 0.125 \text{ H}, p_p = 1, p_c = 3, J = 0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. 额定功率为 3.7 kW, 额定电压为 380 V, 额定电流为 9.2 A, 额定转速为 908 r/min. 磁链环和转速环中自抗扰控制器的参数为 $\beta_1 = 500, \beta_2 = 15000, \alpha = 0.99, \delta = 0.01, k_{p1} = 100, \beta_3 = 200, \beta_4 = 3000, \beta = 0.99, \lambda = 0.01, k_{p2} = 10, b_{10} = 4, b_{20} = 20$.

3.1 ADRC 抗负载扰动能力验证

仿真中, 控制电机转子磁链给定值为 0.7, 给定转速从 0 升至 200, 电机初始时刻空载, 在 1 s 时加负载 5 N·m, 图 3 为 PI 控制与 ADRC 控制的效果对比.

从图 3 可以看出: 与 PI 控制相比, 采用自抗扰控制器时, 系统启动无超调, 磁链和转速都能够更快速准确地跟踪给定信号, 调节时间短; 在 1 s 处电机加负载时, 磁链和转速都发生突变, 采用 PI 控制时, 二者发生的波动较大, 采用自抗扰控制器时, 波动很小, 几乎不受负载影响, 这体现了 ADRC 能够精确地估算扰动并对扰动进行补偿. 以上结果证实了自抗扰控制器优良的调节特性和抗负载扰动能力.

3.2 ADRC 对系统解耦性能验证

仿真中, 磁链给定值为 0.7, 给定转速在 0 与 200 之间变化, 电机空载, 图 4 为 PI 控制与 ADRC 控制的效果对比图.

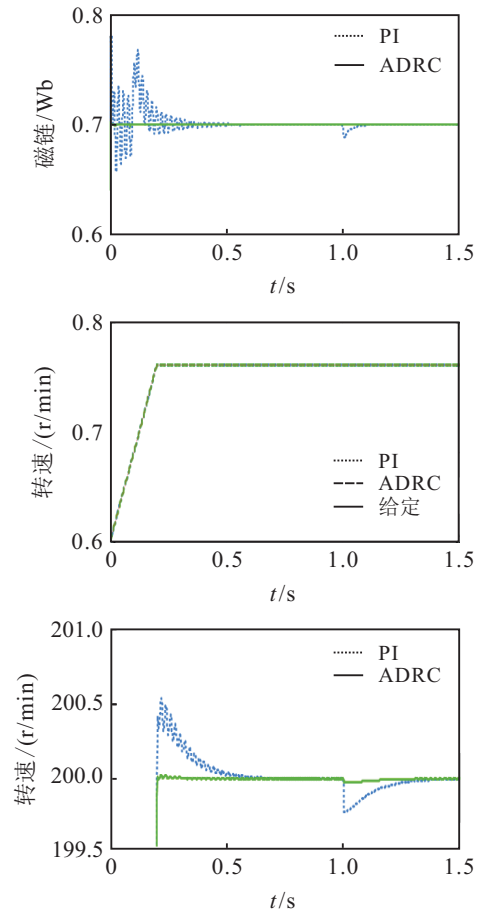


图 3 直接反馈 PI 控制与 ADRC 控制的抗扰能力对比

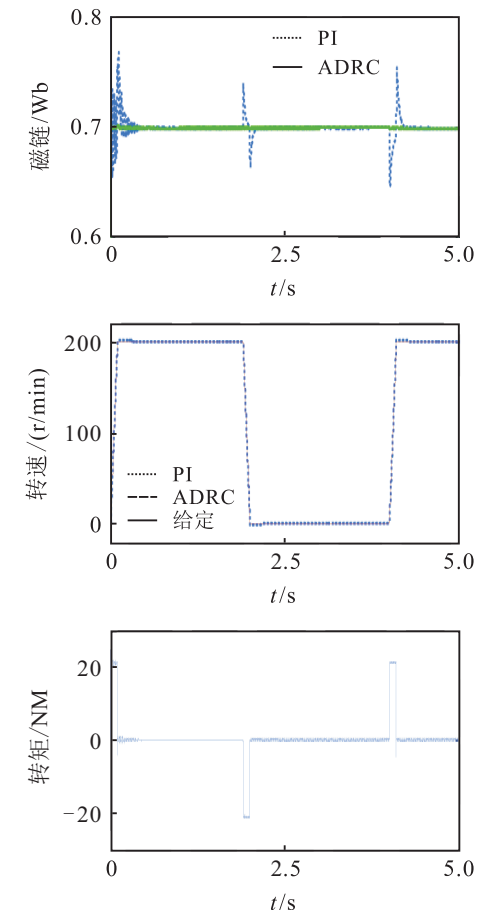


图 4 直接反馈 PI 控制与 ADRC 控制的解耦能力对比

从图4可以看出,当电机转速上升或下降时,电机转矩发生变化.使用PI控制时,由于磁链和转矩之间存在耦合,当转矩发生变化时磁链产生较大波动;使用自抗扰控制器时,由于通过扰动补偿消除了磁链和转矩之间的耦合,当转矩变化时磁链基本不受影响.

图5是在给定转速不变,给定磁链发生变化时PI控制与ADRC控制的效果对比图.磁链给定值在0.5与0.7之间切换,给定转速由0升至200之后保持不变,电机空载.

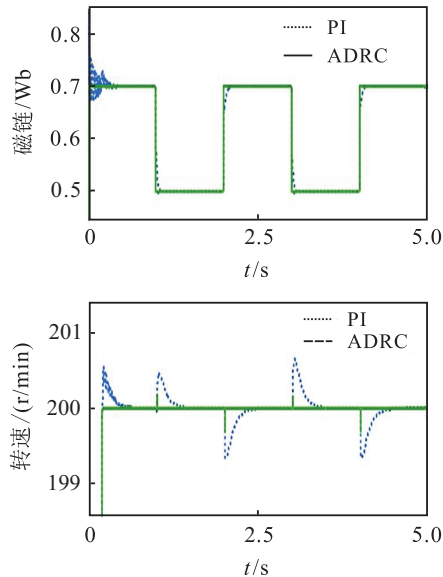


图5 直接反馈PI控制与ADRC控制的解耦能力对比

从图5可以看出,在给定磁链发生变化时,自抗扰控制能够比PI控制更加快速准确地跟踪给定值,并且采用PI控制时磁链的变化造成了转速的波动,但使用自抗扰控制时磁链的变化对转速几乎不产生影响.

以上两组仿真结果证实了自抗扰控制对系统的解耦能力.

4 结 论

基于无刷双馈电机控制侧同步坐标系下的磁链和转速表达式,考虑到系统内部耦合和外部扰动,本文分别设计了磁链和转速自抗扰控制器.该控制器不依赖电机模型,仅采用一阶自抗扰控制器,所需参数少,设计容易.仿真结果说明:本文给出的自抗扰控制器动态响应更快速且无超调,能够对系统中各种扰动进行精确补偿,抗扰性能强;通过对系统内部的扰动补偿,将复杂的非线性系统简化成磁链和转速两个独立的线性化环节,实现了系统解耦.

参考文献(References)

[1] McMahon R, Roberts P, Wang X, et al. Performance of BDFM as generator and motor[J]. IET Electric Power Applications, 2006, 153(2): 289-299.
 [2] Xu L, Liu Y, Wen X. Comparison study of singly-fed electric machine with doubly-fed machine for EV/HEV

applications[C]. IEEE Int Conf on Electrical Machines and Systems(ICEMS). Beijing: IEEE, 2011: 1-5.
 [3] Sarasola I, Poza J, Rodriguez M A, et al. Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine[J]. Energy Conversion and Management, 2011, 52 (2): 1226-1234.
 [4] Song William K, Dorrell David G. Improved direct torque control method of brushless doubly-fed reluctance machines for wind turbine[C]. IEEE Int Symposium on Industrial Electronics. Taipei: IEEE, 2013: 1-5.
 [5] Poza J, Oyarbide E, Sarasola I, et al. Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine[J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(4): 247-256.
 [6] Shao S, Abdi E, Barati F, et al. Stator-flux-oriented vector control for brushless doubly-fed induction generator[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4220-4228.
 [7] Shao S, Long T, Abdi E, et al. Dynamic control of the brushless doubly fed induction generator under unbalanced operation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2465-2476.
 [8] Ademi S, Jovanovic M G. Vector control methods for brushless doubly fed reluctance machines[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(1): 96-104.
 [9] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
 (Han J Q. Auto-disturbances-rejection controller and it's applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23.)
 [10] Li S H, Yang J, Chen W H. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4792-4802.
 [11] Erenturk K. Fractional-order(PID mu)-D-lambda and active disturbance rejection control of nonlinear two-mass drive system[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 3806-3813.
 [12] Tang H, Li Y M. Development and active disturbance rejection control of a compliant micro-/nanopositioning piezostage with dual mode[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1475-1492.
 [13] Madonski R, Kordasz M, Sauer P. Application of a disturbance-rejection controller for robotic-enhanced limb rehabilitation trainings[J]. ISA Transactions, 2014, 53(4): 899-908.
 [14] Zheng Q, Gao Z. Predictive active disturbance rejection control for processes with time delay[J]. ISA Transactions, 2014, 53(4): 873-881.
 [15] Xiong F, Wang X. Design of a low-harmonic-content wound rotor for the brushless doubly fed generator[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2014, 29(1): 158-168.