

自抗扰控制器在同步电机调速系统中的应用

彭露群¹⁾✉ 解 仑¹⁾ 李崇坚²⁾ 巩 潇¹⁾ 孙 铁²⁾

1) 北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083 2) 北京科技大学自动化学院, 北京 100083

✉ 通信作者, E-mail: pengluqin@126.com

摘 要 针对同步电机磁场定向控制系统受负载扰动、电机参数变化影响问题, 将自抗扰控制器(ADRC)应用于调速系统中。为解决传统磁链观测器存在的直流偏置和依赖电机参数的问题, 提出了基于ADRC的磁链观测器。仿真结果表明: ADRC对负载扰动和参数变化具有较强的鲁棒性, 并且响应速度快、超调小, 具有优良的稳态和动态性能; 改进后的磁链观测器能有效抑制直流偏置和参数变化带来的影响, 提高磁链的观测精度。

关键词 同步电机; 矢量控制; 自抗扰控制器(ADRC); 磁链观测器; 鲁棒性

分类号 TM341; TP273

Application of active disturbance rejection controllers to the adjusting speed system of synchronous motors

PENG Lu-qun¹⁾✉, XIE Lun¹⁾, LI Chong-jian²⁾, GONG Xiao¹⁾, SUN Tie²⁾

1) School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

2) School of Automation, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

✉ Corresponding author, E-mail: pengluqin@126.com

ABSTRACT In order to deal with the negative effects of load disturbances and parametric perturbation on the field oriented control system of synchronous motors, an active disturbance rejection controller (ADRC) was transplanted into the speed control of synchronous motors. A novel flux observer based on ADRC was proposed to solve the problems such as the direct current bias and parametric perturbation of conventional flux observers. Simulation results show that the ADRC ensures very good robustness to load disturbances and parameter variation with fast response, small overshoot, and good static and dynamic performances. The improved flux observer not only restrains effectively the direct current bias and parametric perturbation, but enhances the precision of the flux.

KEY WORDS synchronous motors; vector control; active disturbance rejection controllers (ADRC); flux observers; robustness

同步电机以其效率高、功率因数可调等优点, 在工业生产机械传动, 特别是在大功率传动, 如轧钢机、矿井提升机、船舶推进以及牵引传动中得到广泛应用^[1]。同步电机是一个强耦合的非线性系统, 并且存在负载扰动、参数变化等不确定因素, 直接对其进行控制难度很大, 通过矢量变换可以简化其模型^[2], 但传统的PI矢量控制抗干扰和参数变化的性能比较差, 系统鲁棒性不够理想。

为了提高控制系统性能, 目前许多非线性控制算法应用到电机控制领域^[3-7]。自抗扰控制不依赖系统模型, 是不确定系统有效实用的控制器, 近年来

得到许多研究并且取得很好的效果^[8-13]。文献[8]和[9]分别提出了永磁同步电机位置伺服自抗扰控制系统和调速自抗扰控制系统, 提高了系统的鲁棒性, 但只对速度环设计了自抗扰控制器(active disturbance rejection controller, ADRC)。文献[10]对永磁同步电机设计了二阶自抗扰控制器, 并验证了二阶ADRC比一阶具有更强的抗干扰性。

在矢量控制系统中, 磁链的检测非常关键, 能否准确地进行检测将直接影响系统的控制精度。传统的电压模型存在直流偏置和受参数变化影响的问题, 使观测的磁链产生较大的误差^[2]。

本文结合气隙磁场定向矢量控制方法,将 ADRC 应用于同步电机交-交变频调速系统当中,并对电机转速和气隙磁链观测器进行了 ADRC 设计. 仿真结果表明,ADRC 能抑制负载扰动、参数变化对转速的影响,具有较强的鲁棒性,系统响应速度快、超调小,具有优良的稳态和动态性能. 通过仿真验证了改进后的磁链观测器的有效性.

1 同步电机数学模型

同步电机在气隙磁链定向控制下的数学模型^[2]如下:

$$\begin{cases} u_{sm} = R_s i_{sm} + L_{sl} p i_{sm} + p \psi_{\delta} - \omega L_{sl} i_{st} , \\ u_{st} = R_s i_{st} + L_{sl} p i_{st} + \omega L_{sl} i_{sm} + \omega \psi_{\delta} , \\ u_f = (R_f + p L_{\Pi}) i_f + p \psi_{\delta d} , \\ T_e = \psi_{\delta} \cdot i_{st} , \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{T_l}{J} . \end{cases} \quad (1)$$

式中 u_{sm} 、 u_{st} 为定子电压 m 轴和 t 轴分量, i_{sm} 、 i_{st} 为定子电流 m 轴和 t 轴分量, i_f 为转子励磁电流, R_s 为定子电阻, R_f 为转子励磁绕组电阻, L_{sl} 为定子绕组漏感系数, ψ_{δ} 为气隙磁链, ω 为转子旋转角速度, T_e 为电磁转矩, L_{Π} 为励磁绕组漏感系数, $\psi_{\delta d}$ 为轴气隙磁链, J 为转动惯量, T_l 为负载转矩.

2 同步电机自抗扰控制器设计

2.1 自抗扰控原理

对带有未知扰动的不确定对象,自抗扰控制器结构如图 1 所示^[14].

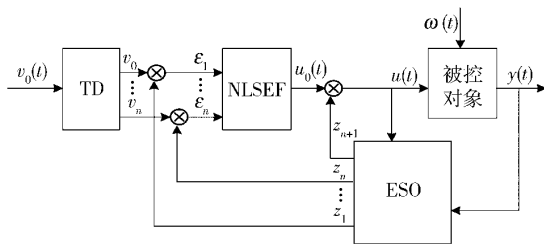


图 1 自抗扰控制器结构图
Fig. 1 Block diagram of ADRC

图 1 中,跟踪微分器(tracking-differentiator, TD)的作用是安排过渡过程,得到输入信号并给出其微分信号.扩张状态观测器(extended state observer, ESO)给出对象状态变量 z_1, z_2, \dots, z_n 和系统扰动的估计 z_{n+1} .非线性校正环节(nonlinear state error feedback, NLSEF)对状态误差信号 e_1, e_2, \dots, e_n 进行非线性组合来生成控制信号^[15].

2.2 速度环、电流环控制器设计

本文同步电机转速采用二阶 ADRC,定子磁化电流采用一阶 ADRC. 在气隙磁链定向的矢量控制中,取 i_{sm} 、 i_{st} 和 ω 为状态变量,由式(1)可知,

$$\dot{i}_{sm} = \frac{1}{L_{sl}} u_{sm} - \frac{R_s}{L_{sl}} i_{sm} - \frac{1}{L_{sl}} p \psi_{\delta} + \omega i_{st} , \quad (2)$$

$$\dot{i}_{st} = \frac{1}{L_{sl}} u_{st} - \frac{R_s}{L_{sl}} i_{st} - \omega i_{sm} - \frac{\omega}{L_{sl}} \psi_{\delta} , \quad (3)$$

$$\dot{\omega} = \frac{\psi_{\delta}}{J} i_{st} - \frac{T_l}{J} . \quad (4)$$

由式(4)可知,若气隙磁链保持不变,则转速由力矩电流 i_{st} 控制. 对式(4)两边求导可得

$$\ddot{\omega} = \frac{\psi_{\delta}}{J} \dot{i}_{st} = \frac{\psi_{\delta}}{J} \left(\frac{1}{L_{sl}} u_{st} - \frac{R_s}{L_{sl}} i_{st} - \omega i_{sm} - \frac{\omega}{L_{sl}} \psi_{\delta} \right) . \quad (5)$$

令 $a_1(t) = -\frac{R_s}{L_{sl}} i_{sm} - \frac{1}{L_{sl}} p \psi_{\delta} + \omega i_{st}$, $a_2(t) = \frac{\psi_{\delta}}{J} \left(-\frac{R_s}{L_{sl}} i_{st} - \omega i_{sm} - \frac{\omega}{L_{sl}} \psi_{\delta} \right)$, $b_1 = \frac{1}{L_{sl}}$, $b_2 = \frac{\psi_{\delta}}{J L_{sl}}$, 则式(2)和(5)改写为

$$\begin{cases} \dot{i}_{sm} = a_1(t) + b_1 u_{sm} , \\ \ddot{\omega} = a_2(t) + b_2 u_{st} . \end{cases} \quad (6)$$

根据式(6)对电机转速、磁化电流进行 ADRC 设计. 根据自抗扰控制原理,设计过程如下.

(1) 磁化电流控制器跟踪磁化电流. 给定 $i_{sm}^* = 0$, 对给定速度 n^* 和磁化电流 i_{sm}^* 设计跟踪微分器, 安排过渡过程分别为 n_1 和 i_{s1} 形式如下:

$$\begin{cases} \dot{n}_1 = n_2 , \\ \dot{n}_2 = -r_2 \operatorname{sgn} \left(n_1 - n^* + \frac{n_2 \times |n_2|}{2r_2} \right) , \\ \dot{i}_{s1} = i_{s2} , \\ \dot{i}_{s2} = -r_1 \operatorname{sgn} \left(i_{s1} - i_{sm}^* + \frac{i_{s2} \times |i_{s2}|}{2r} \right) . \end{cases} \quad (7)$$

式中,当 n_1, i_{s1} 在加速度限制 $|\dot{i}_{s1}| \leq r_1, |\dot{n}_1| \leq r_2$ 之下,将最快地分别跟踪输入信号 n^* 和 i_{sm}^* ,且 r_1 和 r_2 越大跟踪的越快.

(2) 对实际转速、磁化电流设计线性扩张状态观测器如下:

$$\begin{cases} e_1 = z_{n1} - n , \\ \dot{z}_{n1} = z_{n2} - \beta_{n1} e_1 , \\ \dot{z}_{n2} = z_{n3} - \beta_{n2} e_1 + b_2 u_{st} , \\ \dot{z}_{n3} = -\beta_{n3} e_1 , \\ e_2 = z_{i1} - i_{sm} , \\ \dot{z}_{i1} = z_{i2} - \beta_{i1} e_2 + b_1 u_{sm} , \\ \dot{z}_{i2} = -\beta_{i2} e_2 . \end{cases} \quad (8)$$

为了对实际转速、磁化电流的状态进行估计, \dot{z}_{n1} 、 \dot{z}_{i1} 为实际转速、磁化电流的近似微分, \dot{z}_{n3} 、 \dot{z}_{i2} 为未知扰动 $a_2(t)$ 、 $a_1(t)$ 的估计值, u_{sm} 、 u_{st} 为电机定子侧 m 、 t 坐标系下的两个控制电压分量, β_{n1} 、 β_{n2} 、 β_{n3} 、 β_{i1} 和 β_{i2} 为五个可调参数。

(3) 本文采用如下形式设计同步电机的状态误差反馈控制率:

$$\begin{cases} u_{sm0} = k_{i1}(z_{i1} - i_{s1}), \\ u_{sm} = u_{sm0} - \frac{z_{i2}}{b_1}, \\ u_{st0} = k_{n1}(z_{n1} - n_1) + k_{n2}(z_{n2} - n_2), \\ u_{st} = u_{st0} - \frac{z_{n3}}{b_2}. \end{cases} \quad (9)$$

2.3 转子励磁控制器设计

为了保持气隙磁链恒定, 转子侧励磁电流需要响应定子电流力矩分量 i_{st} 的变化。

由式 (1) 可知

$$\dot{i}_f = \frac{1}{L_{\Pi}} u_f - \frac{R_f}{L_{\Pi}} i_f - \frac{1}{L_{\Pi}} p\psi_{\delta d}. \quad (10)$$

令 $a_0(t) = -\frac{R_f}{L_{\Pi}} i_f - \frac{1}{L_{\Pi}} p\psi_{\delta d}$, $b_0 = b_1 = \frac{1}{L_{\Pi}}$, 则式 (10) 可化为

$$\dot{i}_f = a_0(t) + b_0. \quad (11)$$

根据式 (11) 对转子励磁电流进行 ADRC 设计, 设计过程与定子磁化电流控制器设计一样, 在此不作详述。

2.4 气隙磁链观测器设计

根据同步电机基本方程, 可得出同步电机 α 、 β 轴上磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_{\delta\alpha} = \int E_{\alpha} dt = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_{sl} \frac{di_{s\alpha}}{dt}) dt, \\ \psi_{\delta\beta} = \int E_{\beta} dt = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_{sl} \frac{di_{s\beta}}{dt}) dt. \end{cases} \quad (12)$$

从上式可知, 气隙磁链受电机参数 R_s 和 L_{sl} 的影响, 并且存在纯积分环节, 微小的直流偏移误差和初始值误差都将最终导致积分饱和, 使观测的磁链产生较大的误差。

由式 (12) 可得

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\frac{E_{\alpha}}{L_{sl}} + \frac{u_{s\alpha}}{L_{sl}} - \frac{R_s}{L_{sl}} i_{s\alpha}, \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{E_{\beta}}{L_{sl}} + \frac{u_{s\beta}}{L_{sl}} - \frac{R_s}{L_{sl}} i_{s\beta}. \end{cases} \quad (13)$$

令 $a_3(t) = \frac{1}{L_{sl}}(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})$, $a_4(t) = \frac{1}{L_{sl}}(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta})$,

$b_3 = b_4 = -\frac{1}{L_{sl}}$, 则式 (13) 可写成

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = a_3(t) + b_3 E_{\alpha}, \\ \dot{i}_{s\beta} = a_4(t) + b_4 E_{\beta}. \end{cases} \quad (14)$$

根据式 (14) 分别对 α 轴和 β 轴电流进行 ADRC 设计, 具体过程与定子磁化电流控制器设计一样, 在此不作详述。

3 仿真结果及分析

为了验证自抗扰控制器的性能, 本文在 PSIM 仿真软件中搭建了同步电机交-交变频自抗扰控制调速系统仿真模型, 系统框图如图 2 所示。仿真选用额定功率 2 500 kW, 额定电压 1 650 V, 额定电流 980 A, 额定频率 6.67 Hz, 极对数为 4 的同步电机。

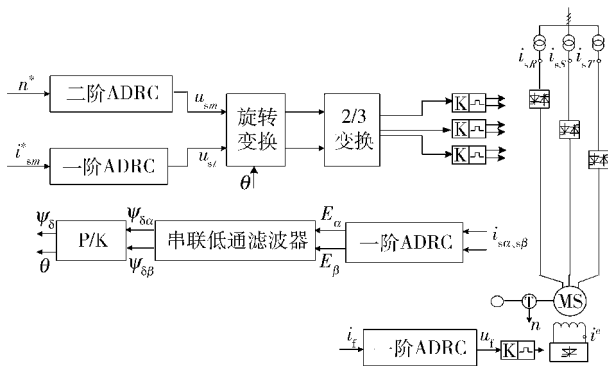


图 2 同步电机自抗扰控制框图

Fig. 2 Frame of ADRC for synchronous motors

图 3 是在给定转速为 $100 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 下, 电机从空载启动到稳态 2 s 时突加 $240 \text{ kN} \cdot \text{m}$ 负载分别用 PI 控制器和 ADRC 得到的电机转速波形。经测量: 采用 PI 控制器时, 调节时间为 56 ms, 速降为 4%。在加速启动阶段初期有点波动; 采用 ADRC 时, 调节时间为 37 ms, 速降为 1.3%。可见 ADRC 比 PI 控制速降更小, 恢复时间更短, ADRC 对负载扰动有更好的抑制效果。

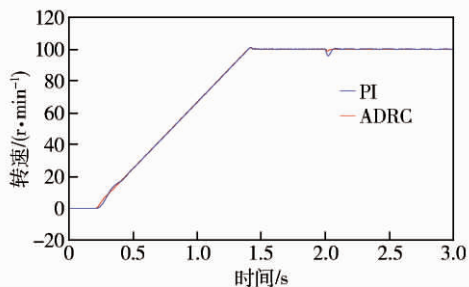


图 3 速度响应曲线

Fig. 3 Response curves of rotor speed

图 4 系统在参数变化前后得到的速度响应曲

线. 给定转速 $100 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 电机定子电阻增大 50%, 定子漏抗增大 50%, 同时 2s 突加 $240000 \text{ N} \cdot \text{M}$ 额定负载. 可以看出, 加载瞬间有微小波动, 但并未对系统的稳态和动态性能造成影响. 说明 ADRC 对参数变化具有较强的鲁棒性.

图 5 为系统在参数变化前后得到的气隙磁链仿真波形. 给定转速为 $100 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 在 1.5s 时电机定子电阻增大 50%, 定子漏抗增大 50%. 可以看出, 改进模型得到的磁链没有直流漂移, 在参数改变瞬间磁链波形只有微小相移, 而电压模型得到的磁链有较大相移. 说明改进磁链观测器对直流偏置和参

数变化有较好的抑制效果.

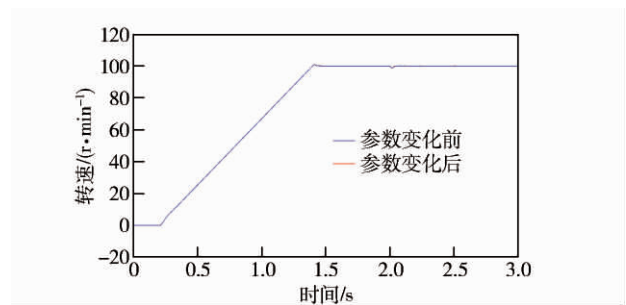


图 4 ADRC 速度响应曲线对比

Fig. 4 Comparison between the speed curves of ADRC

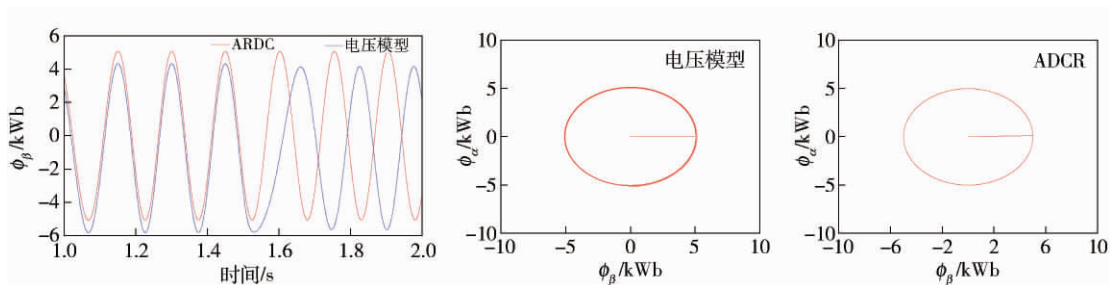


图 5 磁链仿真波形. (a) 波形对比; (b) 传统模型; (c) 改进模型

Fig. 5 Simulation waveforms of fluxes: (a) waveform comparison; (b) traditional observer; (c) improved observer

4 结论

本文将 ADRC 应用于同步电机磁场定向控制调速系统当中, 实现同步电机的自抗扰控制, 提出气隙磁链自抗扰观测模型. 仿真结果表明: 基于 ADRC 的调速系统响应速度快, 超调小, 具有优良的稳态和动态性能, 对负载扰动、参数变化具有较好的鲁棒性; 通过 ADRC 磁链观测器得到的磁链精度高, 很好地消除直流偏置和电机参数摄动带来的影响.

参 考 文 献

[1] Zhou E L, Fu X, Zong W L, et al. The DTC study of electrically excited synchronous motor based on SVM. *World Inverters*, 2010 (8): 47
(周二磊, 符晓, 宗伟林, 等. 基于空间矢量调制的电励磁同步电机 DTC 研究. *变频器世界* 2010(8): 47)

[2] Li C J. *Adjusting Speed System of Synchronous Machine*. Beijing: Science Press, 2006
(李崇坚. *交流同步电机调速系统*. 北京: 科学出版社 2006)

[3] Jia H P, Sun D, He Y K. The PMSM DTC based on variable structure sliding mode. *Proc CSEE*, 2006, 26(20): 134
(贾洪平, 孙丹, 贺益康. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制. *中国电机工程学报* 2006, 26(20): 134)

[4] Liu D L, Zhao G Z. Speed tracking control of PMSM based on direct feedback linearization. *Electr Drive Autom Control*, 2006, 28(2): 18
(刘栋良, 赵光宙. 基于直接反馈线性化的永磁同步电机速度

跟踪控制. *电气自动化* 2006, 28(2): 18)

[5] Ji Z C, Xue H, Shen Y X. Study on passivity-based control strategies of induction motor. *Trans China Electrotech Soc*, 2005, 20(3): 1
(纪志成, 薛花, 沈艳霞. 感应电动机无源性控制方法研究. *电工技术学报* 2005, 20(3): 1)

[6] Liu D L, Wang J J, Zhao G Z. Back-stepping control and its application of PMSM. *Electr Drive*, 2005, 35(6): 39
(刘栋良, 王家军, 赵光宙. 永磁同步电动机调速中的反推控制. *电气传动* 2005, 35(6): 39)

[7] Li Y, He F Y, Tan G J. Study on variable structure sliding mode control with back-stepping for doubly-fed motor system. *Electr Mach Control*, 2009, 13(Suppl 1): 15
(李渊, 何凤有, 谭国俊. 双馈电机系统滑模变结构反推控制的研究. *电机与控制学报* 2009, 13(增刊 1): 15)

[8] Sun K, Xu Z L, Gai K, et al. Novel position controller of PMSM servo system based on active-disturbance rejection controller. *Proc CSEE*, 2007, 27(15): 43
(孙凯, 许镇林, 盖廓, 等. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机位置伺服系统. *中国电机工程学报* 2007, 27(15): 43)

[9] Liu Z G, Li S H. Active disturbance rejection controller based on permanent magnetic synchronous motor model identification and compensation. *Proc CSEE*, 2008, 28(24): 118
(刘志刚, 李世华. 基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器. *中国电机工程学报* 2008, 28(24): 118)

[10] Liu Z G, Li S H. A two-order active disturbance rejection control algorithm for permanent magnetic synchronous motor // *Proceedings of the 26th Chinese Control Conference*. Zhangjiajie, 2007: 68

- (刘志刚, 李世华. 永磁同步电机的二阶自抗扰控制算法 // 第 26 届中国控制会议论文集. 张家界, 2007: 68)
- [11] Chen C, Li S H, Tian Y P. Active disturbance rejection control of PMSM speed-adjusting system. *Electr Driver*, 2005, 35(9): 13
(陈诚, 李世华, 田玉平. 永磁同步电机调速系统的自抗扰控制. *电气传动* 2005, 35(9): 13)
- [12] Shao L W, Liao X Z, Zhang Y H, et al. Application of the active disturbance rejection controller and extend state observer for PMSM. *Trans China Electrotech Soc*, 2006, 21(6): 35
(邵立伟, 廖晓钟, 张宇河, 等. 自抗扰控制在永磁同步电机无速度传感器调速系统的应用. *电工技术学报* 2006, 21(6): 35)
- [13] Deng Q Y, Liao X Z, Dong L, et al. A flux observation model of induction motor based on stator flux oriented vector control. *Trans China Electrotech Soc*, 2007, 22(6): 30
(邓青宇, 廖晓钟, 冬雷, 等. 一种基于定子磁场定向矢量控制的异步电机磁链观测模型. *电工技术学报* 2007, 22(6): 30)
- [14] Han J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications. *Control Decis*, 1998, 13(1): 19
(韩京清. 自抗扰控制器及其应用. *控制与决策*, 1998, 13(1): 19)
- [15] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control. *IEEE Trans Ind Electron*, 2009, 56(3): 900