

文章编号:1671-251X(2014)09-0079-05 DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.09.019
苗敬利,余香.感应电动机效率优化的自抗扰控制研究[J].工矿自动化,2014,40(9):79-83.

感应电动机效率优化的自抗扰控制研究

苗敬利, 余香

(河北工程大学 信息与电气工程学院, 河北 邯郸 056038)

摘要:针对现有电动机效率优化控制方法存在控制算法复杂的问题,提出了一种基于改进自抗扰控制器的动态解耦控制策略。自抗扰控制器省去了微分跟踪器,采用线性的扩张状态观测器和线性状态误差反馈控制律,使控制算法得以简化。仿真和实验结果表明,该控制策略在保证电动机轻载运行时效率优化的同时,具有较强的抗干扰能力和鲁棒性,提高了效率优化过程中电动机转速的动态响应速度。

关键词:感应电动机;自抗扰控制;效率优化;解耦控制

中图分类号:TD614 文献标志码:A 网络出版时间:
网络出版地址:

Research of active disturbance rejection control for efficiency
optimization of induction motors

MIAO Jingli, YU Xiang

(School of Information and Electrical Engineering, Hebei University of Engineering,
Handan 056038, China)

Abstract: For problems of complex control algorithms of existing efficiency optimization control method of motor, an improved dynamic decoupling control strategy based on active disturbance rejection controller was proposed. The active disturbance rejection controller leave out differential tracker, and adopts linear expansion of state observer and linear state error feedback control law, so that the control algorithm can be simplified. The results of simulation and experiment show that the control strategy can ensure efficiency optimization of the motor under light loading operation, which has strong anti-interference ability and robustness, improves dynamic response speed of the motor in efficiency optimization process.

Key words: induction motor; active disturbance rejection control; efficiency optimization; decoupling control

0 引言

近年来,感应电动机的效率优化控制已经引起了广泛的关注^[1-5]。降低转子磁链是一种有效的提高电动机轻载时稳态运行效率的方法。在传统的矢量控制中,由于转子磁链为常数,在电动机稳态运行时实现了转子磁链和转速的稳态解耦,因此,能获得较高的控制性能。但是,对处于动态运行过程中的

电动机而言,转子磁链不再是一个常数,转子磁链和转速之间存在耦合,由于优化的转子磁链往往低于额定的转子磁链,而降低的转子磁链会导致转速的响应速度变慢。

目前,为了提高效率优化的感应电动机驱动系统的转速动态响应速度,通常采用的方法有以下2种:①直接将定子的励磁电流指令恢复到额定值^[6],动态过程结束后,再采用效率优化控制;②在

收稿日期:2014-01-10;修回日期:2014-07-09;责任编辑:张强。

基金项目:河北省科技攻关资助项目(12213912D)。

作者简介:苗敬利(1967—),女,河北肥乡人,副教授,博士,主要研究方向为交流调速及能量优化控制,E-mail:yuxiang21@163.com。

动态中重新分配定子电流分量的方法^[7]。上述方法虽然能提高电动机动态运行过程中转速的响应速度,但并没有考虑动态过程中电动机的效率优化。

自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Controller, ADRC)是一种非线性控制器,它不依赖于对象的模型。它的扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)能实时估计系统的总扰动(包括模型不确定性和未知外扰作用以及耦合项),并能给予动态响应,具有响应速度快、鲁棒性强、精度高、实用性强等特点,而且已经应用到电动机控制领域^[8]。参考文献[9]针对电动机的效率优化控制进行了自抗扰控制器的设计,但设计的控制器比较复杂。为降低系统控制算法的计算难度,本文通过对电动机控制系统的分析,提出了一种利用改进的 ADRC 来实现转速和转子磁链的动态解耦控制策略。改进的 ADRC 省去了微分跟踪器(Differential Tracker, TD),并且扩张状态观测器和状态误差反馈控制律(State Error Feedback, SEF)均采用线性的结构,使控制器计算量减小,而且兼顾了电动机效率和转速动态响应的快速性,从而在实现电动机效率优化控制的同时,提高了转速的动态响应速度。

1 感应电动机的最优转子磁链

在同步旋转坐标系下,按转子磁场定向的感应电动机稳态运行时,输入的电动机定子侧的有功功率^[10]和最优转子磁链方程如式(1)和式(2)所示。

$$P = u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq} =$$

$$R_s \left(\frac{\Psi_{rd}^2}{L_m^2} + \frac{T_e^2 L_r^2}{n_p^2 L_m^2 \Psi_{rd}^2} \right) + \frac{T_e^2 R_r}{n_p^2 \Psi_{rd}^2} + \frac{T_e \omega_r}{n_p} \quad (1)$$

$$\Psi_{rop} = \sqrt{\frac{T_e}{n_p}} \left(L_r^2 + \frac{R_r L_m^2}{R_s} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (2)$$

式中: u_{sd} , i_{sd} 分别为定子电流的 d 轴电压、电流分量; u_{sq} , i_{sq} 分别为定子电流的 q 轴电压、电流分量; R_s 为定子电阻; R_r 为转子电阻; Ψ_{rd} 为转子磁链; T_e 为电动机的电磁转矩; L_m 为定、转子之间的互感; L_r 为转子的电感; ω_r 为电角速度; n_p 为电动机的极对数。

考虑到电动机在轻载情况下效率优化运行时,往往最优转子磁链会低于额定转子磁链,而转子磁链的下降会降低电动机的转速动态响应速度。为了提高电动机效率优化运行过程中转速的动态响应速度,减少控制算法的计算量,实现转子磁链和转速的动态解耦,本文采用改进的 ADRC 动态解耦控制策略。

2 改进的 ADRC 动态解耦控制策略

2.1 感应电动机的自抗扰控制原理

选择定子电流作为系统输入,转速为系统输出,在按转子磁场定向的同步旋转坐标系下,感应电动机的模型为

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rd} \\ \dot{\omega}_r = \frac{n_p}{J} \left(n_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} - T_L \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$; T_L 为负载转矩。

在稳态运行中,由于转子磁链为常数,由式(3)可知,转速由 q 轴电流 i_{sq} 产生,转子磁链由定子电流的 d 轴分量 i_{sd} 确定,与 i_{sq} 无关,可见在电动机稳态运行时,转子磁链和转速之间是解耦的,因此,电动机能获得高的控制性能,而且由于采用了优化的转子磁链,所以,电动机轻载运行时的效率也得到了提高。在电动机动态运行过程中,由于此时转子磁链不再是一个常数,导致转子磁链和转速之间是耦合的,耦合项将会直接影响电动机转速响应的快速性。因此,要保证在效率优化的前提下,提高电动机动态时的响应速度,必须进行转速和转子磁链的动态解耦控制。为了兼顾效率和转速响应的快速性,本文采用了改进的 ADRC 来实现转子磁链和转速的动态解耦控制。

为了应用 ADRC 进行动态解耦控制,首先需将电动机模型式(3)转换为 ADRC 所需的标准型模型。

转子磁链子系统模型:

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_{rd} = f_1 + b_0 i_{sd} \\ f_1 = -\frac{1}{\tau_r} \Psi_{rd} + \left(\frac{L_m}{\tau_r} - n_p^2 \right) i_{sd} \end{cases} \quad (4)$$

转子子系统模型:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r = f_2 + b_0 i_{sq} \\ f_2 = (c_1 \Psi_{rd} - n_p^2) i_{sq} - \frac{n_p T_L}{J} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $b_0 = n_p^2$, 为常数; f_i 为扰动量, $i = 1, 2$; $c_1 = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r}$, 为常数。

式(4)和式(5)可以表示为常用的 ADRC 标准形式:

$$\dot{y}_i = f_i(y_i, \dot{y}_i, d_i, t) + b_{0i} v_i \quad (6)$$

式中: $y_1 = \Psi_{rd}$; $y_2 = \omega_r$; d_i 为常数; $v_1 = i_{sd}$; $v_2 = i_{sq}$ 。

2.2 改进的 ADRC 设计

传统的 ADRC 主要由 3 部分组成:微分器跟

踪器、扩张状态观测器以及非线性状态误差反馈控制律(Non-Linear State Error Feedback, NSEF)。微分跟踪器只起到滤波的作用,用于安排控制对象参考值的过渡过程。对于感应电动机调速控制系统而言,为了响应迅速,没有必要安排过渡过程。因此,在ADRC的改进模型中省略微分跟踪器环节。

典型的扩张状态观测器及状态误差反馈控制律均采用非线性函数,考虑到电动机驱动系统是快速系统,采样步长较小,在较小的采样周期里,非线性函数可以用线性函数来代替,因此,非线性函数的扩张状态观测器及状态误差反馈控制律均可以用线性的扩张状态观测器(Linear Extended State Observer, LESO)及线性的状态误差反馈控制律(Linear State Error Feedback, LSEF)来取代,计算量小且实现容易,缩短了控制周期,从而使电动机的控制性能得以提高。

尽管转子磁链子系统和转速子系统都是一阶的,但为了便于控制可以用二阶ADRC来控制^[11]。

2.2.1 LESO设计

转子磁链子系统的LESO设计:

$$\begin{cases} \dot{z}_{11} = z_{21} - \beta_{11}(z_{11} - y_1) \\ \dot{z}_{21} = z_{31} - \beta_{21}(z_{11} - y_1) + b_{01}v_1 \\ \dot{z}_{31} = -\beta_{31}(z_{11} - y_1) \end{cases} \quad (7)$$

式中: z_{11} , z_{21} 和 z_{31} 为磁链子系统LESO的输出, z_{11} 为对转子磁链给定值的跟踪, z_{21} 为对转子磁链的广义微分信号, z_{31} 用于跟踪磁链子系统的未知总扰动 $f_1(\cdot)$; β_{11} 和 b_{01} 分别为转子磁链子系统中LESO的增益和可变参数, $i=1,2,3$; $y_1 = \Psi_{rd}$; $v_1 = i_{sd}^*$,为 d 轴定子电流分量给定。

转速子系统的LESO设计:

$$\begin{cases} \dot{z}_{12} = z_{22} - \beta_{12}(z_{12} - y_2) \\ \dot{z}_{22} = z_{32} - \beta_{22}(z_{12} - y_2) + b_{02}v_2 \\ \dot{z}_{32} = -\beta_{32}(z_{12} - y_2) \end{cases} \quad (8)$$

式中: z_{12} , z_{22} 和 z_{32} 为转速子系统LESO的输出, z_{12} 为对转子速度给定值的跟踪, z_{22} 为对转子速度的广义微分信号, z_{32} 用于跟踪转速子系统的未知总扰动 $f_2(\cdot)$; β_{12} 和 b_{02} 分别为转速子系统LESO的增益和可变参数, $i=1,2,3$; $y_2 = \omega_r$; $v_2 = i_{sq}^*$,为 q 轴定子电流分量给定。

2.2.2 LSEF设计

在整个控制系统中,若要得到所需的控制信号给定,还要进行下面的设计。

(1) 转子磁链子系统LSEF设计。由于电动机控制系统是快速系统,采样步长较小,因此,可用线

性状态误差反馈控制律来代替非线性状态误差反馈控制律,转子磁链子系统控制量LSEF设计为

$$v_1 = (-z_{31} + u_{01})/b_{01} \quad (9)$$

此时,式(9)的磁链子系统被线性化成“积分器串联型”:

$$\dot{y}_1 = f_1(\cdot) - z_{31} + u_{01} \approx u_{01} \quad (10)$$

式中:线性反馈控制 $u_{01} = k_{p1}e_1 + k_{d1}(\dot{r}_1 - z_{21})$,其中, k_{p1} 和 k_{d1} 为磁链子系统控制器增益, $e_1 = r_1 - z_{11}$, r_1 为转子磁链给定值,对于设定值而言, $\dot{r}_1 \approx 0$ 。因此, $u_{01} = k_{p1}e_1 - k_{d1}z_{21}$ 。

(2) 转速子系统LSEF设计。同理,转速子系统也采用线性状态误差反馈控制律来代替非线性状态误差反馈控制律,转速子系统控制信号给定设计为

$$v_2 = (-z_{32} + u_{02})/b_{02} \quad (11)$$

同样,采用该控制律后转速子系统被线性化成“积分器串联型”:

$$\dot{y}_2 = f_2(\cdot) - z_{32} + u_{02} \approx u_{02} \quad (12)$$

类似地,转速子系统的线性反馈控制可表示为 $u_{02} = k_{p2}e_2 - k_{d2}z_{22}$,其中, k_{p2} 和 k_{d2} 为转速子系统控制器增益, $e_2 = r_2 - z_{12}$, r_2 为转速给定值。

由式(10)和式(12)可见,转子磁链子系统和转速子系统之间实现了动态解耦。转子磁链只受 i_{sd} 的控制,转速仅受 i_{sq} 的控制。

可见,对于感应电动机这样一个具有多变量、强耦合的调速系统,可直接利用ADRC自抗扰的特点,把系统中的许多不确定因素归类为系统总扰动(包括不同通道之间的耦合),然后采用LESO各通道独立地进行在线跟踪及补偿,从而间接达到解耦的目的,实现解耦控制。

3 仿真与实验结果

3.1 仿真分析

应用Matlab7.0对基于改进自抗扰控制器的感应电动机效率优化控制系统进行了仿真研究,仿真模型如图1所示。为了验证本文所提的ADRC动态解耦控制策略的可行性,分别对改进的自抗扰控制器和PI控制器进行了仿真和实验研究。感应电动机的参数: $R_s = 0.435 \Omega$, $R_r = 0.8 \Omega$, $n_p = 2$, $L_s = 0.0733 \text{ H}$, $L_r = 0.0713 \text{ H}$, $L_m = 0.0693 \text{ H}$, $f = 60 \text{ Hz}$, 额定转速 $n_N = 1750 \text{ r/min}$, $J = 0.089 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $\Psi_{rd} = 0.8 \text{ Wb}$ 。2个通道的自抗扰控制器参数相同, $\beta_{01} = 500$, $\beta_{02} = 4800$, $\beta_{03} = 7000$, $b_0 = 8$, $k_p = 18$, $k_d = 10.3$ 。仿真步长 $h = 0.2 \text{ ms}$,采用ode5方法求

3.2 实验分析

为了进一步研究 ADRC 的控制性能及抗干扰性,分别采用改进的自抗扰控制器和传统 PI 控制器对感应电动机效率优化运行控制系统进行实验。实验采用以数字信号处理器(DSP)为核心的控制系统,主电路中逆变器采用 IGBT 智能功率模块 IPM。采用 TMS320LF2407A 芯片为控制核心。辅助电路主要由光电编码器、电压传感器、电流传感器等组成。

图 5 和图 6 分别为采用 ADRC 控制和 PI 控制时电动机转速的动态响应曲线。其中,横坐标表示时间,一格为 0.1 s;纵坐标表示转速,一格为 100 r/min。开始时 $T_L = 4.8 \text{ N} \cdot \text{m}$ (0.4 p. u), $n = 500 \text{ r/min}$,在 $t = 0.3 \text{ s}$ 时采用效率优化算法,在 $t = 0.5 \text{ s}$ 时突加额定负载。从图 5 可看出,采用 ADRC 控制时,负载突然变化时转速在 0.18 s 左右恢复为稳态,切换时几乎没有超调,具有良好的转速动态响应特性,表明系统对不确定性负载扰动具有较强的鲁棒性。由图 6 可知,采用 PI 控制器且电动机低速运行时,当负载突变时转速有较大的动态速降,此外存在超调。可见自抗扰控制器的抗干扰性能明显优于 PI 控制器。

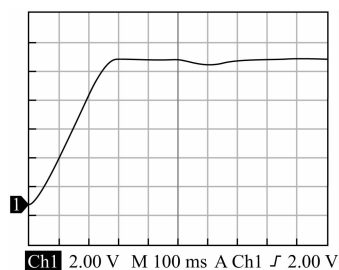


图 5 采用 ADRC 控制时的电动机转速响应曲线

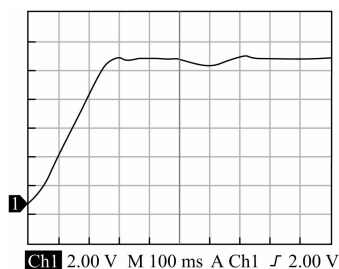


图 6 采用 PI 控制时的电动机转速响应曲线

4 结语

为了保证电动机在轻载运行时的转速响应快速性,实现感应电动机的效率优化,提出了一种基于改进的 ADRC 动态解耦控制策略。改进的 ADRC 省去了微分跟踪器,采用了线性的扩张状态观测器和线性状态误差反馈控制律,使控制算法得以简化。

由于采用线性的扩张状态观测器来估计系统的总扰动(包括各通道之间的耦合项),并予以补偿,实现了转子磁链和转速 2 个子系统的动态解耦控制,提高了控制系统效率优化运行时转速的响应速度。仿真和实验结果表明,该控制策略在保证控制系统效率优化的同时,具有较强的抗干扰能力和鲁棒性,提高了效率优化过程中电动机转速的响应速度。

参考文献:

- [1] FLEMMING A. Energy optimal control of induction motor drive [D]. Aalborg: Aalborg University, 2000.
- [2] VUKOSAVIC S N, LEVI E. Robust DSP-based efficiency optimization of a variable speed induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(3): 560-570.
- [3] TA C M, HORI Y. Convergence improvement of efficiency-optimization control of induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1746-1753.
- [4] ABRAHAMSEN F, BLAABJERG F, PEDERSEN J K, et al. Efficiency-optimized control of medium-size induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1761-1767.
- [5] DURVAL DE A S, WILSON C P DE A F, GILBERTO C D S. Adaptive fuzzy controller for efficiency optimization of induction motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2157-2164.
- [6] SOUSA G C D, BOSE B K, CLELAND J D. Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(2): 192-198.
- [7] VUKOSAVIC S N, LEVI E. A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives energy conversion [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(4): 484-493.
- [8] 刘鸣,邵诚.异步电动机的自抗扰控制器及其参数整定[J].控制与决策,2003,18(5):540-544.
- [9] 崔纳新,张承慧,李珂,等.电动汽车异步电动机变频驱动系统的自抗扰控制[J].电工技术学报,2007,22(8):150-154.
- [10] 苗敬利,李华德,胡广大,等.考虑感应电机动态效率的自抗扰控制及混沌优化[J].电气传动,2009,39(11):19-23.
- [11] 要晓梅,王庆林,刘文丽,等.一般工业对象的二阶自抗扰控制[J].控制工程,2002,9(5):59-62.