

具有效率优化计算的异步电动机自抗扰与滑模直接转矩控制^{*}

吕文超, 于海生, 刘旭东, 于金鹏, 吴贺荣
(青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071)

摘要: 为了克服异步电动机直接转矩控制中转矩和电流脉动大等缺点, 设计改进的自抗扰速度控制器取代传统的比例积分(PI)控制器。根据异步电动机的数学模型以及滑模变结构控制理论设计了一种基于转矩误差和磁链平方误差的新型滑模控制器。考虑电机运行过程中负载转矩未知问题, 设计了一种基于 Super-twisting 算法的负载转矩观测器。Super-twisting 定子磁链观测器的应用提高了观测精确度。通过效率优化计算得出稳态时最优定子磁链, 并将其引入调速系统。仿真试验结果表明, 该控制策略有效地减小了转矩和电流脉动, 并且对外部扰动具有较强抑制作用, 同时能够降低电机运行损耗, 具有良好的动态和稳态性能。

关键词: 异步电动机直接转矩控制; 自抗扰控制; 滑模; Super-twisting 观测器; 效率优化

中图分类号: TM 343 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)06-0008-07

Active Disturbance Rejection Control and Sliding Mode Direct Torque Control of Induction Motor with Efficiency Optimization Calculation^{*}

LÜ Wenchao, YU Haisheng, LIU Xudong, YU Jinpeng, WU Herong
(School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

Abstract: In order to overcome the disadvantages of large torque and current ripple in direct torque control of induction motor, an improved active disturbance rejection control (ADRC) speed controller was designed to replace the traditional PI controller. According to the mathematical model of induction motor and sliding mode variable structure control theory, a new sliding mode controller based on torque error and stator flux squared error was designed. In order to estimate the applied load torque and reduce the system uncertainties, a load torque observer based on super-twisting algorithm was designed. Super-twisting stator flux observer was designed to improve the observation accuracy. The steady-state optimal stator flux was obtained through optimization calculation and introduced into the speed regulation system. Simulation results showed that this control strategy could effectively reduce torque and current ripple, and had inhibitory effect on external disturbance. At the same time, it could reduce the motor running loss, and had good dynamic and steady-state performances.

Key words: induction motor direct torque control; active disturbance rejection control; sliding mode; super-twisting observer; efficiency optimization

0 引言

随着现代工业的迅速发展和自动化水平的持续进步, 交流调速系统因具有较好的静、动态性能

而飞速发展。相比磁场定向控制(FOC), 直接转矩控制(DTC)优点显著, 因而得到广泛应用。传统 DTC 具有结构简单、响应速度快、对内部参数变动和外部干扰鲁棒性强等优点, 但同时存在电

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61573203, 61573204, 61703222)

作者简介: 吕文超(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动与运动控制。

于海生(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电能变换与电机系统的非线性控制。(通信作者)

流、转矩脉动过大、逆变器开关频率不恒定等问题,难以在低速运行时精确控制^[1]。文献[2]采用模糊控制器代替传统滞环比较器,有效降低了磁链和转矩脉动,但受限于大工作量模糊计算。电压矢量细分的方法提高了控制精度但增添了控制复杂性^[3]。文献[4-5]提出的无速度传感器 DTC 实现了转速的高精度辨识,降低了成本但易受电机参数影响。PI 控制器产生电压分量经坐标变换再经空间矢量调制(SVM)单元的方式增加了系统复杂性,使动态和稳态性能更易受参数变化的影响^[6]。文献[7]从能量成形的角度实现了电机非线性控制。模糊逻辑和人工神经网络等智能技术的复杂计算过程限制了他们的广泛应用^[8-10]。

具有鲁棒性的非线性控制技术发展迅速,其中学者韩京清提出的自抗扰控制被广泛应用于电力电子和驱动领域。改进自抗扰速度控制器^[11-13]能够减少整定参数,提高响应速度,受电机参数变化和负载扰动影响小。滑模变结构控制广泛应用于不确定性系统,具有响应速度快、鲁棒性强等优点^[14-15]。滑模控制器取代转矩、磁链滞环比较器提高了响应速度,有效地降低了电流、转矩脉动。文献[14]用模糊逻辑来代替不连续控制律以削弱抖振,文献[16]提出高阶滑模控制,但这些都相对复杂。文献[17-19]通过对传统滑模趋近律的改进简单有效地削弱了固有的抖振现象。Super-twisting(St)是一种高阶滑模算法,能提供连续控制律,在保持快速响应和高鲁棒性的同时降低抖振效应^[20-23]。文献[22]将 St 应用于异步电动机定子磁链观测器,取得了较好的观测效果。研究人员通过分析电机损耗与转速、转矩及定子磁链的关系,得到损耗最小的定子磁链,实现了异步电动机的效率最优控制^[24-25]。

本文根据以上相关文献的研究,设计了改进自抗扰速度控制器以解决传统 DTC 中 PI 控制器存在的快速性和超调间的矛盾。将新型滑模趋近律用于转矩、磁链滑模控制器,削弱了固有的抖振。根据 St 算法设计的转矩、磁链观测器有助于提高异步电动机 DTC 的精度,利用稳态运行时的最优定子磁链,减小电机的功率损耗,提高能量利用率。

1 异步电动机数学模型

在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下,以定子电流、定子磁链和电机机械转速作为状态变量,异步电动机的模型可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)i_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}\psi_{s\alpha} + \\ \quad \frac{\omega_r}{\sigma L_s}\psi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha} - \omega_r i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)i_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}\psi_{s\beta} - \\ \quad \frac{\omega_r}{\sigma L_s}\psi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\beta} + \omega_r i_{s\alpha} \\ \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = -R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha} \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = -R_s i_{s\beta} + u_{s\beta} \\ \frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{1}{J_m}(T_e - T_L) - \frac{B}{J_m}\omega_{rm} \end{cases} \quad (1)$$

转矩方程为

$$T_e = pL_m(i_{s\beta}i_{r\alpha} - i_{s\alpha}i_{r\beta}) = p(\psi_{s\alpha}i_{r\beta} - \psi_{s\beta}i_{r\alpha}) \quad (2)$$

式中: $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ —— $\alpha\beta$ 轴定子电流;

R_s 、 R_r ——定、转子电阻;

σ ——漏磁系数, $\sigma = 1 - L_m^2/(L_r L_s)$;

L_s 、 L_r 、 L_m ——定子电感、转子电感、互感;

$\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ —— $\alpha\beta$ 轴定子磁链;

ω_r ——转子电气角速度, $\omega_r = p\omega_{rm}$;

$u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ —— $\alpha\beta$ 轴定子电压;

B 、 J_m ——摩擦力矩、转动惯量;

ω_{rm} ——转子机械角速度;

T_e 、 T_L ——电磁、负载转矩;

p ——电机极对数。

2 控制系统方案及设计

设计自抗扰控制取代传统方案中的 PI 控制,改变滑模趋近律推导出新型滑模控制器。针对传统方案控制精度不足的问题,利用 St 算法对观测器进行改进;进行最优磁链计算以降低损耗。异步电动机控制系统方案框图如图 1 所示。

$$\begin{aligned} & n_p \omega_{rm} (i_{s\alpha} \psi_{s\alpha} + i_{s\beta} \psi_{s\beta}) + \\ & \left(\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) (i_{s\alpha} \psi_{s\beta} - i_{s\beta} \psi_{s\alpha}) - \\ & \frac{n_p \omega_{rm}}{\sigma L_s} (\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_2 = \dot{e}_\psi = -\dot{\psi}_s^2 = & -2\psi_{s\alpha} \dot{\psi}_{s\alpha} - 2\psi_{s\beta} \dot{\psi}_{s\beta} = \\ & -2\psi_{s\alpha} u_{s\alpha} - 2\psi_{s\beta} u_{s\beta} + 2R_s i_{s\alpha} \psi_{s\alpha} + 2R_s i_{s\beta} \psi_{s\beta} \end{aligned} \quad (9)$$

由此可得:

$$\dot{s} = \begin{bmatrix} \dot{s}_1 & \dot{s}_2 \end{bmatrix}^T = F + DU \quad (10)$$

其中:

$$\begin{aligned} F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} n_p \left[\begin{aligned} & m(i_{s\alpha} \psi_{s\beta} - i_{s\beta} \psi_{s\alpha}) + \\ & n_p \omega_{rm} (i_{s\alpha} \psi_{s\alpha} + i_{s\beta} \psi_{s\beta}) - \\ & \frac{n_p \omega_{rm}}{\sigma L_s} (\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2) \end{aligned} \right] \\ 2R_s i_{s\alpha} \psi_{s\alpha} + 2R_s i_{s\beta} \psi_{s\beta} \end{bmatrix}; \\ m = & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right); D = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = \\ & -\begin{bmatrix} n_p \left(i_{s\beta} - \frac{\psi_{s\beta}}{\sigma L_s} \right) & n_p \left(\frac{\psi_{s\alpha}}{\sigma L_s} - i_{s\alpha} \right) \\ 2\psi_{s\alpha} & 2\psi_{s\beta} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

为了保证滑模控制在正常运动阶段具备良好的动态品质,将新型滑模趋近律^[19]定义为

$$\dot{s} = -l |s|^\chi s - \rho |s|^\varepsilon \text{sat}(s) \quad (11)$$

其中: $l > 0$; $\rho > 0$; $0 < \chi < 1$; $0 < \varepsilon < 1$ 。

饱和函数 $\text{sat}(s)$ 为

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & |s| > \Delta \\ \frac{s}{\Delta} & |s| \leq \Delta \end{cases} \quad (12)$$

式中: Δ ——边界层厚度。

式(11)中,当 $|s| > \Delta$ 时,幂次项的作用使系统状态较快地趋近滑动模态;当 $|s| \leq \Delta$ 时,由于饱和函数的作用,边界层内的部分使用线性反馈的形式,实现滑动模态的平滑过渡,削弱滑模固有的抖振。该趋近律具有幂次项以及饱和函数的优点,在确保系统趋近速度较快的同时,削弱了抖振。

综上所述,可得控制器形式如下:

$$U = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 + l_1 |s_1|^{\chi_{31}} s_1 + \rho_1 |s_1|^{\varepsilon_{31}} \text{sat}(s_1) \\ F_2 + l_2 |s_2|^{\chi_{32}} s_2 + \rho_2 |s_2|^{\varepsilon_{32}} \text{sat}(s_2) \end{bmatrix} \quad (13)$$

3 基于 St 算法的观测器设计

对于所有单输入非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x} = a(t, x) + b(t, x)c \\ y = h(t, x) \end{cases} \quad (14)$$

式中: $a(t, x), b(t, x)$ ——连续的未知函数^[20-23];

x ——状态变量, $x \in \mathbf{R}^n$;

c ——控制系统的输入变量, $c \in \mathbf{R}^n$;

y ——控制系统的输出;

$h(t, x)$ ——输出函数,称为滑模变量。

St 算法的控制律可以表示为

$$\begin{cases} c = -K_a |h|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(h) + c_1 \\ \dot{c}_1 = -K_b \text{sgn}(h) \end{cases} \quad (15)$$

式中: K_a, K_b ——正常数。

3.1 负载转矩观测器设计

在转速自抗扰控制器设计中,负载转矩被假定为未知变量,且其增加了系统的不确定性。负载转矩可以通过扭矩传感器直接测量,但会增加系统的成本。设计基于 St 算法的负载转矩观测器,估计施加的负载转矩并降低系统的不确定性。假设负载转矩只在某些时刻发生改变,那么负载转矩可以被认为是准常数。

当负载转矩已知,异步电动机运动方程为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{rm} = -\frac{B}{J_m} \omega_{rm} + \frac{1}{J_m} T_e - \frac{1}{J_m} T_L \\ \dot{T}_L = 0 \end{cases} \quad (16)$$

负载转矩未知时,引入速度观测误差进行校正,构造负载转矩观测器。以速度观测误差 s_T 作为滑模变量,根据式(15)表达的控制律,负载转矩观测器可设计为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{rm} = -\frac{B}{J_m} \omega_{rm} + \frac{1}{J_m} T_e - \frac{1}{J_m} \hat{T}_L \\ \hat{T}_L = \hat{T}_{L1} + \vartheta_{\tau l} |s_T|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(s_T) \\ \dot{\hat{T}}_{L1} = \zeta_{\tau l} \text{sgn}(s_T) \end{cases} \quad (17)$$

其中: $s_T = \omega_{rm} - \hat{\omega}_{rm}$ 。

3.2 定子磁链观测器设计

引入电流观测误差进行校正^[22],根据式(15)表示的控制律可以构造定子磁链观测器:

$$\dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \hat{i}_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \hat{\psi}_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \hat{\psi}_{s\beta} +$$

$$\frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} - \omega_r i_{s\beta} + l_{\alpha 1} |s_{i\alpha}|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(s_{i\alpha}) \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{s\beta} = & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) \hat{i}_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \hat{\psi}_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \hat{\psi}_{s\alpha} + \\ & \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + \omega_r i_{s\alpha} + l_{\beta 1} |s_{i\beta}|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(s_{i\beta}) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\dot{\psi}_{s\alpha} = -R_s \hat{i}_{s\alpha} + u_{s\alpha} + l_{\alpha 2} \text{sgn}(s_{i\alpha}) \quad (20)$$

$$\dot{\psi}_{s\beta} = -R_s \hat{i}_{s\beta} + u_{s\beta} + l_{\beta 2} \text{sgn}(s_{i\beta}) \quad (21)$$

其中: $s_{i\alpha} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}$; $s_{i\beta} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}$ 。

4 异步电动机稳态效率优化

异步电动机的损耗包含定子铜耗 P_{sCu} 、转子铜耗 P_{rCu} 和定子铁耗 P_{sFe} 3 部分^[24-25]。图 3 所示为定子磁场定向 d - q 坐标系中的异步电动机近似等效电路。

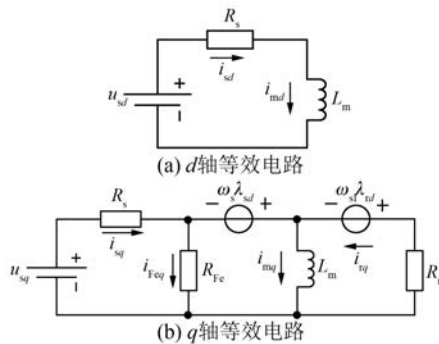


图 3 定子磁场定向 d - q 坐标系中的异步电动机近似等效电路

图 3 中, i_{sd} 、 i_{sq} 、 i_{rd} 、 i_{rq} 分别为 d 、 q 轴定、转子电流分量; i_{Feq} 为 q 轴铁耗等效电流; i_{md} 、 i_{mq} 为 d 、 q 轴励磁电流; ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 ψ_{rd} 、 ψ_{rq} 分别是 d 、 q 轴定、转子磁链分量; ψ_{md} 、 ψ_{mq} 是 d 、 q 轴主磁链; u_{sd} 、 u_{sq} 是 d 、 q 轴定子电压分量; R_{Fe} 是铁耗等效电阻。

由等效电路可知, 电机总铜耗可表示为

$$P_{Cu} = P_{sCu} + P_{rCu} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r i_{rq}^2 \quad (22)$$

定子铁耗可表示为

$$P_{sFe} = R_{Fe} i_{Feq}^2 \quad (23)$$

因此, 异步电动机总损耗为

$$P_{loss} = P_{Cu} + P_{sFe} =$$

$$\left(R_s + \frac{R_r R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}}\right) i_{sq}^2 + \left(R_s + \frac{L_m^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}}\right) i_{sd}^2 \quad (24)$$

在电机等效电路中, $i_{sq} = \frac{T_e}{n_p \psi_s} + \frac{\omega_r \psi_s}{R_{Fe}}$, $i_{sd} =$

$\frac{\psi_s}{L_m}$, 并将其代入式(24) 可得电机总损耗:

$$P_{loss} = \frac{(R_s + R_r)}{n_p^2 \psi_s^2} T_e^2 + \frac{2\omega_r (R_s + R_r) T_e}{n_p R_{Fe}} + \left(\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_r^2}{R_{Fe}}\right) \psi_s^2 \quad (25)$$

当电机达到稳态时, 电磁转矩 T_e 和转子机械角速度 ω_m 均为常值, 功率损耗 P_{loss} 为定子磁链 ψ_s 的函数。令 $dP_{loss}/(d\psi_s) = 0$, 可得稳态时给定磁链为最优定子磁链:

$$\psi_s^* = \psi_{so} = \sqrt{\frac{L_m (T_L + B\omega_m)}{n_p}} \left[\frac{R_{Fe} (R_s + R_r)}{R_s R_{Fe} + L_m^2 \omega_r^2} \right]^{1/4} \quad (26)$$

5 仿真试验及分析

为了验证所提控制方法的优越性, 利用 MATLAB/Simulink 进行仿真试验, 按照图 1 分别搭建异步电动机控制系统。试验用异步电动机主要参数为: 额定功率 $P_n = 1.5$ kW, 额定电压 $U_n = 220$ V, 额定电流 $I_n = 6$ A, 额定频率 $f_n = 52$ Hz, 额定转速 $n_N = 1\,500$ r/min, $R_s = 0.964\,19\,\Omega$, $R_r = 0.937\,66\,\Omega$, $n_p = 2$, $L_s = 6.089\,25$ mH, $L_r = 6.438\,58$ mH, $L_m = 112.232\,09$ mH, $J_m = 0.003\,8$ kg·m², $B = 0.001$ N·m·s。

异步电动机转速跟踪曲线如图 4 所示。

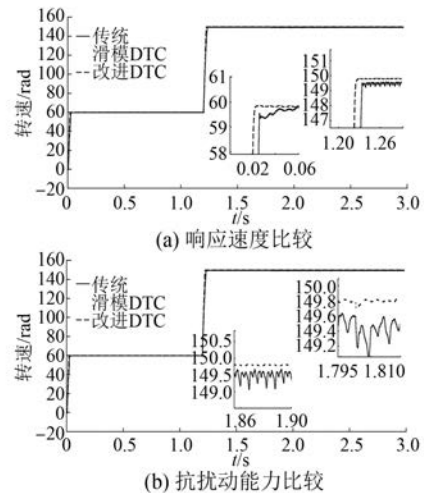


图 4 异步电动机转速跟踪曲线

初始加以 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载, 额定转速设为 60 rad/s , 在 $t = 1.2 \text{ s}$ 时提高到 150 rad/s , 在 $t = 1.8 \text{ s}$ 时突加负载 $4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。由图 4(a) 可以看出, 采用所提控制策略, 转速响应更快。图 4(b) 说明, 所提方法不仅削弱了抖振, 并且当负载转矩突变时, 转速可以快速回到给定值, 而传统方案存在静差, 响应较慢。

滑模控制器取代滞环比较器可以提高电机响应速度, 有效地降低电流、转矩脉动。异步电动机电磁转矩曲线如图 5 所示。由图 5 可以看出, 所提控制策略既具有降低转矩脉动的优点, 又削弱了传统滑模 DTC 固有的抖振现象。

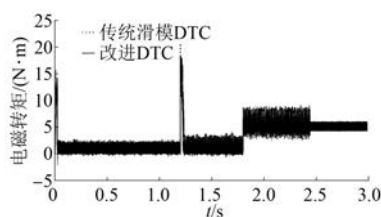


图 5 异步电动机电磁转矩曲线

图 6 所示为负载转矩观测曲线。负载转矩观测器的引入降低了系统成本, 降低了控制系统不确定性。从图 6 可以看出, 基于 St 算法的负载转矩观测器相比传统负载转矩观测器, 更能够实现对负载转矩变化的实时准确观测。

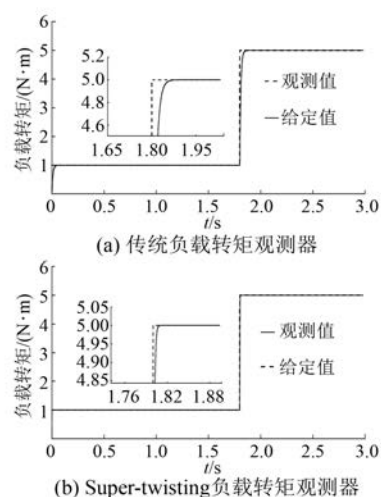


图 6 负载转矩观测曲线对比

图 7 所示为异步电动机三相电流曲线, 改进的控制系统使电流在提速和负载变动时变化趋势更加平滑, 降低了电流的脉动。

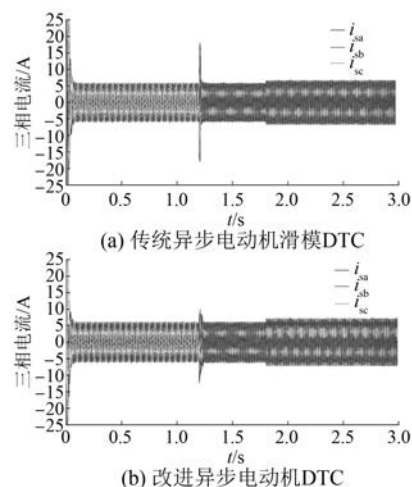


图 7 异步电动机三相电流曲线

异步电动机能量损耗曲线如图 8 所示。采用最优定子磁链取代给定磁链, 可以降低电机损耗, 在轻载和低速时效果更明显。

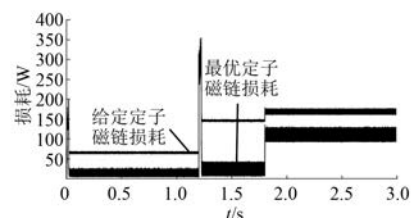


图 8 异步电动机能量损耗曲线

6 结 语

本文研究了具有效率优化计算的异步电动机直接转矩控制系统, 利用改进的自抗扰速度控制器取代传统的 PI 控制器进行速度控制。根据转矩误差和磁链平方误差设计一种新型滑模控制器。优化计算得到的最优定子磁链用于降低电机损耗。基于 St 算法的观测器提高了电机控制精度。仿真试验结果表明: 所提控制策略降低了传统直接转矩控制转矩、电流脉动, 同时削弱了传统滑模方法存在的抖振现象, 观测器的引入使电机的控制更精确。将最优定子磁链引入异步电动机调速系统可降低能量损耗。综上所述, 所提控制策略具有优越理论意义及广阔的应用前景。

【参考文献】

- [1] KUMAR R H, IQBAL A, LENIN N C. Review of

- recent advancements of direct torque control in induction motor drives—a decade of progress[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(1): 1.
- [2] 张果, 田飞, 王剑平, 等. 基于模糊控制的直接转矩控制系统研究[J]. 控制工程, 2013, 20(6): 1023.
- [3] 徐艳平, 雷亚洲, 沙登卓, 等. 矢量细分占空比控制的改进直接转矩控制方法[J]. 电力电子技术, 2016, 50(2): 71.
- [4] 孙宇新, 沈启康, 施凯, 等. 基于新型卡尔曼滤波器的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2946.
- [5] ZAKY M S, METWALLY M K, AZAZI H, et al. A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6901.
- [6] SABERI H, SABAH M, SHARIFIAN M B B, et al. Improved sensorless direct torque control method using adaptive flux observer [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7): 1675.
- [7] YU H, YU J, LIU J, et al. Nonlinear control of induction motors based on state error PCH and energy-shaping principle [J]. Nonlinear Dynamics, 2013, 72(1/2): 49.
- [8] RAFA S, LARABI A, BARAZANE L, et al. Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor[J]. ISA Transactions, 2014, 53(3): 744.
- [9] FU X, LI S. A novel neural network vector control technique for induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(4): 1428.
- [10] 周晓华, 张银, 李振强, 等. 基于智能神经元 PID 的异步电机直接转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(3): 17.
- [11] 崔淑梅, 匡志, 杜博超, 等. 基于自抗扰控制原理的全电机用永磁同步电机转速闭环控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(增刊1): 107.
- [12] YIN Z, DU C, LIU J, et al. Research on auto disturbance-rejection control of induction motors based on an ant colony optimization algorithm [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3077.
- [13] 厉虹, 韩晔, 王久和. 改进的永磁同步电机直接转矩控制系统研究[J]. 电气传动, 2017, 47(11): 9.
- [14] SAGHAFINIA A, PING H W, UDDIN M N, et al. Adaptive fuzzy sliding-mode control into chattering-free IM drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 692.
- [15] 王宁, 于海生. 异步电机 DTC 系统的负载转矩观测与滑模控制[J]. 青岛大学学报(工程技术版), 2018, 33(2): 59.
- [16] DI G S, RIVERA D J, MEZA M A. Sensorless high order sliding mode control of induction motors with core loss [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2678.
- [17] 卢涛, 于海生, 山炳强, 等. 永磁同步电机伺服系统的自适应滑模最大转矩/电流控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 251.
- [18] 张文宾, 缪仲翠, 余现飞, 等. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机分数阶微积分滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(7): 8.
- [19] 李蒙蒙, 叶洪涛, 罗文广. 一种带饱和函数的幂次新型滑模趋近律设计与分析[J/OL]. 计算机应用研究, 2019, 36(6), <http://www.aocmag.com/article/02-2019-06-026.html>.
- [20] 杨雅君, 廖瑛, 尹大伟, 等. 双层自适应快速 Super-twisting 控制算法[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(8): 1119.
- [21] 宋争光, 夏长亮, 王志强, 等. 基于超扭曲算法的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(15): 89.
- [22] 潘月斗, 陈涛, 陈泽平. 异步电机 Super-twisting 算法定子磁链观测器设计[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(5): 60.
- [23] 万东灵, 赵朝会, 王飞宇, 等. 基于 Super-twisting 滑模永磁同步电机驱动的转速和转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(10): 42.
- [24] 张兴华, 孙振兴, 王德明. 电动汽车用感应电机直接转矩控制系统的效率最优控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 255.
- [25] 李孟秋, 周志康, 黄守道, 等. 基于前馈补偿的效率优化异步电机直接转矩控制[J]. 中国机械工程, 2015, 26(20): 2806.

收稿日期: 2019-01-17