

研
究
开
发基于自抗扰控制的空间矢量
直接转矩控制策略研究

胡婵娟, 万宇宾, 蒋耀生, 张劲松

(南车株洲电力机车研究所有限公司 风电事业部, 湖南 株洲 412001)



作者简介: 胡婵娟 (1980-), 女, 博士, 研究方向为电力电子与运动控制。

摘 要: 针对三相异步电动机这个非线性、强耦合控制对象, 利用自抗扰控制对不确定对象的适应性和对系统未建模动态及参数摄动的鲁棒性, 提出基于自抗扰控制的空间矢量直接转矩控制策略, 借鉴自抗扰控制思想, 引入不连续投影算子加以修正, 解决了标准扩张状态观测器对时变外扰无法保证观测误差有界的问题, 设计了速度环和磁链环控制器, 并通过 Lyapunov 稳定性理论分析了其稳定性, 得出可定量设计的参数化收敛边界描述。仿真结果表明, 文中提出的控制策略能有效改善系统对时变扰动及未建模动态的鲁棒性, 具有一定的理论和实践价值。

关键词: 直接转矩控制; 自抗扰控制; 不连续投影修正; 扩张状态观测器; Lyapunov 稳定性理论

中图分类号: TM921; TM343+.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-128X(2011)06-0006-07

Research of Direct Torque Controlled Space Vector Modulation Strategy Based on ADRC

HU Chan-juan, WAN Yu-bin, JIANG Yao-sheng, ZHANG Jin-song

(Wind Power Business Unit, CSR Zhuzhou Electric Locomotive Research Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Considering the nonlinearity and strong coupling characteristics of induction machine, a direct torque controlled space vector modulation strategy was proposed based on ADRC which was compliant with uncertain objects and was robust to imperfect modeling and parameter variation. The classical extended state observer (ESO) not guaranteeing boundedness of observing error with time-varying disturbance was solved by discontinuous projection operator modification. The speed/flux controllers were developed by using the improved ADRC, and with the stability analyzing by the Lyapunov stability theory, parameterized convergence boundary of quantitatively design was achieved. Simulation results indicated that the proposed strategy ensured good robustness to time-variable disturbance and unmodeled dynamics with certain theoretical and practical value.

Key words: direct torque control (DTC); auto disturbance rejection control (ADRC); discontinuous projection modification; extended state observer (ESO); Lyapunov stability sense

0 引言

三相异步电动机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统, 针对这样一个复杂的系统, 其控制策略的设计具有一定的难度。基于开关向量表的直接转矩系统^[1-4]采用非线性滞环控制, 能实现系统的快速响应, 控制方式虽然简单, 但是也带来了转矩波动大、低速性能差等问题。空间矢量直接转矩控制系统^[5-8]采用 PI 调节器分别对磁链和转矩进行控制, 比例系数越大,

系统响应速度越快, 但同时也增加了系统对噪声的敏感性。积分环节的主要作用是消除系统的稳态误差, 但存在积分饱和问题, 并且导致了控制滞后, 容易对系统的稳定性造成不利的影响。同时 PI 控制对非线性、强耦合对象的适应性较差, 对参数不确定性、外部扰动及未建模动态缺乏鲁棒性。变结构转矩控制系统^[6-8]将滑模变结构控制与 PI 控制进行组合实现磁链和转矩的控制, 在瞬态过程中变结构控制起主导作用, 稳态过程中 PI 控制占主导地位, 虽然在一定程度上解决了滑模控制的振颤问题, 但无法通过 Lyapunov 稳定性理论对控制策略进行分析以保证其全局渐近稳定性, 并

收稿日期: 2011-02-21

基金项目: 科技部项目 (2009DFA61040)

且没有充分发挥变结构控制的优势。

自抗扰控制^[12-13] (Auto Disturbance Rejection Control, ADRC) 为上述问题提供了解决途径, 它综合了输出反馈控制技术和状态反馈控制技术的优点, 利用扩张状态观测器将非线性系统转化为积分串联型结构, 并对未建模动态、系统的不确定性及外部扰动进行估计再补偿到控制信号当中, 实现了不确定非线性系统的实时动态线性化, 具有很强的鲁棒性。有鉴于此, 本文主要研究基于自抗扰控制的空间矢量直接转矩控制系统的控制策略及实现方法, 以期直接转矩控制的研究开辟新的思路。

1 自抗扰控制理论基础

针对 N 阶系统的 $N+1$ 阶ADRC结构如图1所示, 它主要由3部分组成: N 阶非线性微分器(Nonlinear Differentiator, ND)、 $N+1$ 阶扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)和 N 阶非线性状态误差反馈控制律(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)。首先利用ND为参考输入安排一个合适的过渡过程, 减小或避免超调, 并得到光滑的跟踪信号及其微分信号。其次将系统模型的不确定性和外部扰动作为综合扰动项, 利用ESO进行观测, 得到各个状态变量和扰动的估计。然后将ND的输出与ESO给出的状态变量估计相比较, 计算出状态变量误差。最后利用状态变量误差的非线性组合与ESO对综合扰动的反馈补偿一起组成NLSEF, 从而得到控制量。各个部分的数学模型如下:

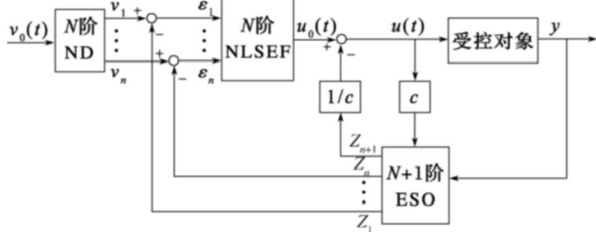


图1 $N+1$ 阶ADRC 结构图

1) N 阶ND

$$\left. \begin{aligned} \dot{v}_1 &= v_2 \\ &\vdots \\ \dot{v}_{n-1} &= v_n \\ \dot{v}_n &= -r[\text{fal}(v_1 - v_0, \alpha, \delta) + b_1 \text{fal}(v_2, \alpha, \delta) + \cdots + b_{n-1} \text{fal}(v_n, \alpha, \delta)] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

2) $N+1$ 阶ESO

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon &= z_1 - y \\ \dot{z}_1 &= z_2 - \beta_1 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) \\ \dot{z}_2 &= z_3 - \beta_2 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) \\ &\vdots \\ \dot{z}_n &= z_{n+1} - \beta_n \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) + cu \\ \dot{z}_{n+1} &= -\beta_{n+1} \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

3) N 阶NLSEF

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_1 &= v_1 - z_1 \\ &\vdots \\ \varepsilon_n &= v_n - z_n \\ u_0 &= k_1 \text{fal}(\varepsilon_1, \alpha, \delta) + k_2 \text{fal}(\varepsilon_2, \alpha, \delta) + \cdots + k_n \text{fal}(\varepsilon_n, \alpha, \delta) \\ u &= u_0 - z_{2,n+1} / c \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: v_0 为给定的输入信号; v_1 为 v_0 的跟踪信号; v_2 为 v_1 的微分信号, 也就是 v_0 的近似微分信号, $v_3, \dots, v_n$ 依次类推; $z_1, z_2, \dots, z_{n+1}$ 为扩张状态观测器的状态变量; $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$ 为ESO的增益系数; y 为控制器的反馈输入; u 为控制器输出信号; α 为误差 ε 的指数; δ 代表fal函数线性区域的宽度; $k_1, k_2, \dots, k_n$ 为NLSEF的增益系数。fal函数的定义可参考文献[10]。

从本质上说, 自抗扰控制是将输出反馈控制技术(例如PID控制)和状态反馈控制技术(例如滑模变结构控制)相结合的一种新型控制技术, 它采用ND和ESO分别对系统的给定和反馈进行跟踪和观测, 并给出相应的全阶状态给定, 然后将跟踪值和观测值之间的误差通过非线性控制, 再加上ESO对扰动的估计得到控制信号。因此控制信号不仅包含了给定和反馈信号的状态误差信息, 还能反映系统扰动量的变化。

2 基于自抗扰控制的空间矢量直接转矩控制策略设计及稳定性分析

2.1 速度环控制器设计

在高性能交流调速系统设计中, 通常需要对系统中的各种不确定性(如参数摄动、外部扰动)进行实时观测并加以补偿。速度环采用PI调节器进行控制时, 将负载转矩视为扰动, 通过选取适当的参数进行补偿, 实现对转速的快速调节。然而在实际运行过程中负载扰动很难事先确定, 并且系统参数也会发生变化, 影响系统的动态性能。虽然提高比例环节的增益在一定程度上可以抵消参数摄动、负载扰动的作用, 但增益的提高同时也意味着系统对噪声的敏感性增大, 并极易导致未建模动态的激发。因此本文根据自抗扰控制的基本思想对速度环控制器进行了设计, 使转速的控制自动适应系统不确定性和扰动的变化。

根据三相异步电动机数学模型可得:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{n_p}{J} \left(T_e - T_L - \frac{B}{n_p} \omega_r \right) \quad (4)$$

式中: ω_r 为电气转速; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; n_p 为转子极对数; J 为转动惯量; B 为与转速成正比的摩擦及风阻阻力矩系数。令 $x = \omega_r$, $u = T_e^*$ 则速度环的一阶状态方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= \frac{n_p}{J} u + f_{\omega_r} \\ y &= x \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中 $f_{\omega_r} = -\frac{n_p}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega_r$ 为速度环的汇总不确定性(所

谓汇总不确定性是指外部扰动、系统未建模动态和参数摄动作用的汇总)。根据前面的内容,速度环简化为一阶系统,可采用二阶ADRC进行控制。为使所设计的速度控制器能渐近跟踪时变速度指令,在NLSEF的设计中引入加速度前馈补偿项 $\dot{\omega}_r$ 。同时标准ESO设计仅适用于对定常不确定性的估计和补偿,对于不确定项为时变的情况,无法保证观测误差的有界性。要解决这个问题,必须在不影响ESO渐近稳定的前提下,将 z_2 限制在一个确定的范围内,以确保 z_2 估计误差有界,进而保证观测误差 e 渐近有界。为此,本文引入不连续投影算子对标准ESO加以修正。定义不连续投影算子^[14]如下:

$$\text{Proj}_{z_2}(\beta_2 v) = \begin{cases} 0 & , z_2 = f_{\max} \text{ 并且 } \beta_2 v > 0 \\ 0 & , z_2 = f_{\min} \text{ 并且 } \beta_2 v < 0 \\ \beta_2 v & , f_{\min} < z_2 < f_{\max} \end{cases} \quad (6)$$

式中: f 为汇总不确定性, $f_{\min} < f < f_{\max}$; z_2 为 f 的估计值。可以证明,不连续投影 $\text{Proj}_{z_2}(\beta_2 v)$ 具有以下2个重要性质^[11]:

性质1:对于任何函数 v ,若 z_2 对 f 的初始估计值满足

$$f_{\min} \leq z_2|_{t=0} \leq f_{\max}$$

则此后任意时刻的 z_2 都将处于预先确定的范围内,即有

$$f_{\min} \leq z_2(t) \leq f_{\max}, \forall t > 0$$

性质2:若 f 始终处于预先确定的范围内,即

$$f_{\min} \leq f(t) \leq f_{\max}, \forall t \geq 0$$

则有 $E[\beta_2^{-1} \text{Proj}_{z_2}(\beta_2 v) - v] \leq 0, \forall v$ 。

其中 $E = z_2 - f$ 为 z_2 对汇总不确定性 f 的估计误差。因此,对于式(4)所示的一阶系统,可设计如下形式的速度环控制器:

$$\text{一阶 ND} \begin{cases} e_{\omega_{rv}} = \omega_{rv} - \omega_r^* \\ \dot{\omega}_{rv} = -r_{\omega_{rv}} \text{fal}(e_{\omega_{rv}}, \alpha_{\omega_{rv}}, \delta_{\omega_{rv}}) \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{二阶 ESO} \begin{cases} e_{\omega_{rz}} = \omega_{rz} - \omega_r \\ \dot{\omega}_{rz} = \omega_{rz2} - \beta_{\omega_{rz}} \text{fal}(e_{\omega_{rz}}, \alpha_{\omega_{rz}}, \delta_{\omega_{rz}}) + b_{\omega_r} T_c^* \\ \dot{\omega}_{rz2} = \text{Proj}_{\omega_{rz2}}[-\beta_{\omega_{rz2}} \text{fal}(e_{\omega_{rz}}, \alpha_{\omega_{rz}}, \delta_{\omega_{rz}})] \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{一阶 NLSEF} \begin{cases} e_{\omega_{rk}} = \omega_{rv} - \omega_{rz1} \\ T_c^* = k_{\omega_r} \text{fal}(e_{\omega_{rk}}, \alpha_{\omega_{rk}}, \delta_{\omega_{rk}}) - \frac{\omega_{rz2}}{b_{\omega_r}} + \frac{\dot{\omega}_{rv}}{b_{\omega_r}} \end{cases} \quad (9)$$

式中: ω_r^* 为转子速度参考信号; ω_{rv} 为 ω_r^* 的过渡过程; ω_r 为转速反馈; ω_{rz1} 为 ω_r 的观测值; ω_{rz2} 为速度环汇总不确定性的观测值; T_c^* 为电磁转矩参考信号。

从已知的系统模型(4)和二阶ESO表达式(8),就可以确定参数 $b_{\omega_r} = \frac{n_p}{J}$ 。为了便于表达,在本文后面的

内容中分别用 $\text{fal}(e_{\omega_{rz}})$ 和 $\text{fal}(e_{\omega_{rk}})$ 来表示 $\text{fal}(e_{\omega_{rz}}, \alpha_{\omega_{rz}}, \delta_{\omega_{rz}})$ 和 $\text{fal}(e_{\omega_{rk}}, \alpha_{\omega_{rk}}, \delta_{\omega_{rk}})$ 。

2.2 速度环稳定性分析

根据前面的分析,可以描绘出速度环系统的结构

如图2所示。为了对速度环系统的稳定性进行分析,首先给出以下定理并加以证明。

定理1:对于图2的系统,若采用式(7)~式(9)构成的控制律,则系统全局一致最终有界,若汇总不确定性及其变化速率均有界,则速度跟踪误差渐近收敛至有界区间,且收敛区间的大小可设计。

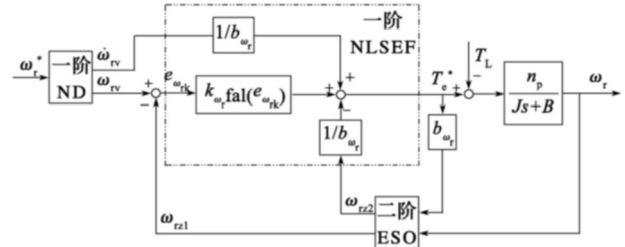


图2 速度环系统结构图

证明:

第一步:构造Lyapunov函数

$$V_1 = \frac{1}{2} e_{\omega_{rk}}^2 \geq 0 \quad (10)$$

$$\text{则 } \dot{V}_1 = e_{\omega_{rk}} \dot{e}_{\omega_{rk}} = e_{\omega_{rk}} (\dot{\omega}_{rv} - \dot{\omega}_{rz1}) \quad (11)$$

将式(8)和式(9)代入得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_{\omega_{rk}} \left[\dot{\omega}_{rv} - (\omega_{rz2} - \beta_{\omega_{rz}} \text{fal}(e_{\omega_{rz}}) + b_{\omega_r} T_c^*) \right] = \\ &= e_{\omega_{rk}} \left[\dot{\omega}_{rv} - (\omega_{rz2} - \beta_{\omega_{rz}} \text{fal}(e_{\omega_{rz}})) \right] - \\ &= b_{\omega_r} e_{\omega_{rk}} (k_{\omega_r} \text{fal}(e_{\omega_{rk}}) - \omega_{rz2}/b_{\omega_r} + \dot{\omega}_{rv}/b_{\omega_r}) = \\ &= \beta_{\omega_{rk}} e_{\omega_{rk}} \text{fal}(e_{\omega_{rk}}) - b_{\omega_r} k_{\omega_r} e_{\omega_{rk}} \text{fal}(e_{\omega_{rk}}) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $e_{\omega_{rk}} \text{fal}(e_{\omega_{rk}}) \geq 0$,故 $b_{\omega_r} k_{\omega_r} > 0$ 时, $-b_{\omega_r} k_{\omega_r} e_{\omega_{rk}} \text{fal}(e_{\omega_{rk}})$ 是半负定的。

以下分2种情况加以讨论。

第1种情况:如果 $e_{\omega_{rz}}$ 渐近收敛到0,也就是 $\text{fal}(e_{\omega_{rz}})$ 渐近收敛到0,则 $e_{\omega_{rk}}$ 渐近收敛到零。即 ω_r 渐近收敛至 ω_{rz1} , ω_{rz1} 渐近收敛至 ω_{rv} ,因此 ω_r 渐近收敛至 ω_{rv} 。

第2种情况:如果 $e_{\omega_{rz}}$ 只能收敛到有界区域,则 $e_{\omega_{rk}}$ 也只能收敛到有界区域。即 ω_r 收敛至 ω_{rz1} 的有界邻域内, ω_{rz1} 收敛至 ω_{rv} 的有界邻域内,因此 ω_r 收敛至 ω_{rv} 的有界邻域内。

第二步:构造Lyapunov函数

$$V_2 = \frac{1}{2} e_{\omega_{rz}}^2 \geq 0 \quad (13)$$

$$\text{则 } \dot{V}_2 = e_{\omega_{rz}} \dot{e}_{\omega_{rz}} = e_{\omega_{rz}} (\dot{\omega}_{rz1} - \dot{\omega}_r) \quad (14)$$

由式(8)和图2可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_{\omega_{rz}} \left[(\omega_{rz2} - \beta_{\omega_{rz}} \text{fal}(e_{\omega_{rz}}) + b_{\omega_r} T_c^*) - \frac{n_p}{J} (T_c - T_L - \frac{B}{n_p} \omega_r) \right] = \\ &= e_{\omega_{rk}} \left[(\omega_{rz2} - \beta_{\omega_{rz}} \text{fal}(e_{\omega_{rz}}) - \beta_{\omega_{rk}} \text{fal}(e_{\omega_{rk}})) \right] = \\ &= e_{\omega_{rk}} \left[E_{\omega_r} - \beta_{\omega_{rk}} \text{fal}(e_{\omega_{rk}}) \right] = \\ &= -\beta_{\omega_{rk}} e_{\omega_{rk}} \text{fal}(e_{\omega_{rk}}) + e_{\omega_{rk}} E_{\omega_r} \end{aligned} \quad (15)$$

而 $\text{fal}(e_{\omega_{rz}})$ 与 $e_{\omega_{rz}}$ 同号, 则有

$$\dot{V}_2 \leq -\beta_{\omega_{r1}} |e_{\omega_{rz}}| |\text{fal}(e_{\omega_{rz}})| + |e_{\omega_{rz}}| |E_{\omega_r}| = |e_{\omega_{rz}}| (-\beta_{\omega_{r1}} |\text{fal}(e_{\omega_{rz}})| + |\omega_{rz2} - f_{\omega_r}|) \quad (16)$$

当 $f_{\omega_r} \in [f_{\omega_r \min}, f_{\omega_r \max}]$ 时, 由不连续投影的性质有

$$\dot{V}_2 \leq |e_{\omega_{rz}}| (-\beta_{\omega_{r1}} |\text{fal}(e_{\omega_{rz}})| + |f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}|) \quad (17)$$

当 $-\beta_{\omega_{r1}} |\text{fal}(e_{\omega_{rz}})| + |f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}| \leq 0$ 时, $\dot{V}_2 \leq 0$ 。因此在 $\beta_{\omega_{r1}} > 0$ 条件下, $t \rightarrow \infty$ 时有

$$|\text{fal}(e_{\omega_{rz}})| \leq \frac{|f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}|}{\beta_{\omega_{r1}}} \quad (18)$$

对该不等式进行分段分析:

① 当 $|e_{\omega_{rz}}| \leq \delta_{\omega_{rz}}$ 时, $\text{fal}(e_{\omega_{rz}}) = \delta_{\omega_{rz}}^{\alpha_{\omega_{rz}}-1} e_{\omega_{rz}} = \delta_{\omega_{rz}0} e_{\omega_{rz}}$, 则式

(18) 改写为

$$|e_{\omega_{rz}}| \leq \frac{|f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}|}{\beta_{\omega_{r1}} \delta_{\omega_{rz}0}} \quad (19)$$

② 当 $|e_{\omega_{rz}}| > \delta_{\omega_{rz}}$ 时, $\text{fal}(e_{\omega_{rz}}) = \delta_{\omega_{rz}}^{\alpha_{\omega_{rz}}-1} e_{\omega_{rz}} = \delta_{\omega_{rz}0} e_{\omega_{rz}}$, 则式

(18) 改写为

$$|e_{\omega_{rz}}|^{\alpha_{\omega_{rz}}} \leq \frac{|f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}|}{\beta_{\omega_{r1}}} \quad (20)$$

因此

$$|e_{\omega_{rz}}| \leq \sqrt[\alpha_{\omega_{rz}}]{\frac{|f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}|}{\beta_{\omega_{r1}}}} \quad (21)$$

综上所述

$$|e_{\omega_{rz}}| \leq \max \left(\frac{|f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}|}{\beta_{\omega_{r1}} \delta_{\omega_{rz}0}}, \sqrt[\alpha_{\omega_{rz}}]{\frac{|f_{\omega_r \max} - f_{\omega_r \min}|}{\beta_{\omega_{r1}}}} \right) \quad (22)$$

即 $\beta_{\omega_{r1}} > 0$ 时, ω_{rz} 收敛至 ω_{rz1} 的有界邻域内。

根据前面的内容可知, ND 本质上是分段非线性滤波环节, 所以 ω_{rv} 收敛至 ω_r^* 的有界邻域内。再综合上述分析过程, 可得在 $b_{\omega_r} k_{\omega_r} > 0$ 并且 $\beta_{\omega_{r1}} > 0$ 条件下, $t \rightarrow \infty$ 时 ω_r 收敛至 ω_r^* 的有界邻域内, 因此系统全局一致最终有界。

2.3 磁链环控制器设计

定子磁链参考坐标系下的三相异步电动机定子磁链、转子磁链和转子电压方程分别为

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} = \psi_s \quad (23)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} = 0 \quad (24)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (25)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (26)$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_{\psi_s} - \omega_r) \psi_{rq} = 0 \quad (27)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_{\psi_s} - \omega_r) \psi_{rd} = 0 \quad (28)$$

综合上述算式, 定子电流 d 轴分量可表示为

$$i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\psi_s - \frac{(1 + \sigma \tau_r s) L_s i_{sq}}{\tau_r (\omega_{\psi_s} - \omega_r)} \right) \quad (29)$$

将其代入定子电压方程

$$u_{sd} = \frac{d\psi_s}{dt} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_s - \frac{R_s (L_s i_{sq} + \sigma \tau_r L_s \frac{di_{sq}}{dt})}{\sigma L_s \tau_r (\omega_{\psi_s} - \omega_r)} \quad (30)$$

考察定子电压 d 轴分量可以发现其中存在由 q 轴电流引起的耦合项, 为磁链环控制器的设计带来一定困难。在大多数空间矢量直接转矩控制系统中, 一般通过选择适当的 PI 调节器参数对耦合项加以补偿, 但由于其中包含了滑差和 q 轴电流, 在不同转速和负载条件下变化范围较大, 影响了系统的动态性能。因此在高性能交流驱动系统中, 仍然需要考虑耦合引入的不确定性对系统的影响。如果能采用某种控制策略估计出系统内部的耦合作用并加以补偿, 就能实现磁链环的精确解耦。在此前提下, 本文根据自抗扰控制的基本思想设计磁链环控制器, 将耦合项作为系统内部的扰动, 采用 ADRC 对其进行观测和补偿。

令 $x = \psi_s$ 且 $u = u_{sd}$, 由式 (30) 可得磁链环的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} x + bu + f_{\psi_s} \\ y = x \end{cases} \quad (31)$$

其中 $f_{\psi_s} = \frac{R_s (L_s i_{sq} + \sigma \tau_r L_s \frac{di_{sq}}{dt})}{\sigma L_s \tau_r (\omega_{\psi_s} - \omega_r)}$ 为磁链环的汇总不确定性。

根据前面分析内容磁链环为一阶系统, 可采用二阶 ADRC 进行控制。在直接转矩控制系统中定子磁链给定一般为恒值, 为其安排过渡过程没有意义, 因此将 ND 省略不用。标准 ESO 的设计是采用 z_2 对系统模型和扰动进行全面估计, 但当系统的部分模型已知时, 可在 ESO 和控制量当中加入相应的补偿项, 降低 z_2 的估计负担, 提高 ESO 的观测精度。同时为了保证 ESO 的观测误差渐近有界, 采用与速度环相同的处理方法, 引入不连续投影算子对 ESO 加以修正。

因此, 对式 (31) 所示的一阶系统, 可设计如下形式的磁链环控制器:

$$\text{ESO} \begin{cases} e_{\psi_{sz}} = \psi_{sz1} - \psi_s \\ \dot{\psi}_{sz1} = \left(\psi_{sz2} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_{sz1} \right) - \beta_{\psi_{s1}} \text{fal}(e_{\psi_{sz}}, \alpha_{\psi_{sz}}, \delta_{\psi_{sz}}) + b_{\psi_s} u_{sd}^* \\ \dot{\psi}_{sz2} = \text{Proj}_{\psi_{sz2}} \left[-\beta_{\psi_{s2}} \text{fal}(e_{\psi_{sz}}, \alpha_{\psi_{sz}}, \delta_{\psi_{sz}}) \right] \end{cases} \quad (32)$$

$$\text{NLSEF} \begin{cases} e_{\psi_{sk}} = \psi_s^* - \psi_{sz1} \\ u_{sd}^* = k_{\psi_s} \text{fal}(e_{\psi_{sk}}, \alpha_{\psi_{sk}}, \delta_{\psi_{sk}}) - \frac{1}{b_{\psi_s}} \left(\psi_{sz2} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_{sz1} \right) \end{cases} \quad (33)$$

其中 ψ_{sz1} 为 ψ_s 的状态估计, ψ_{sz2} 估计 $f_{\psi_s}, \beta_{\psi_s}, \beta_{\psi_s,2}, \alpha_{\psi_{sz1}}$ 和 $\delta_{\psi_{sz1}}$ 为可调参数。对比式(31)和式(32)可知 $b_{\psi_s} = 1$ 。

2.4 磁链环稳定性分析

根据上一节内容,可画出磁链环系统的结构如图3所示。同理也可采用Lyapunov稳定性理论对磁链环系统的稳定性进行分析,本文直接给出定理2,具体推导过程不再赘述。

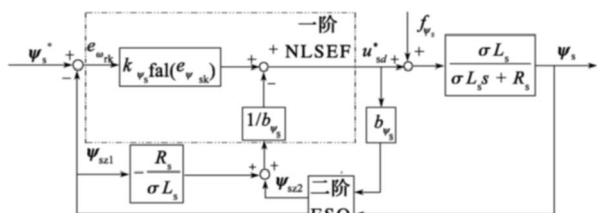


图 3 磁链环系统结构图

定理2: 对于图3系统, 若采用式(32)~式(33)描述的控制律, 则系统全局一致最终有界, 并有以下结论: 若外扰及其变化速率均有界, 则磁链跟踪误差渐近收敛至有界区间, 且收敛区间的大小可设计。即 $b_{\psi_s}, k_{\psi_s} > 0$ 并且 $\beta_{\psi_s,1} > 0$ 条件下, $t \rightarrow \infty$ 时 ψ_s 收敛至 ψ_s^* 的有界邻域内, 收敛区间如式(34)。

$$|e_{\psi_{sz}}| \leq \max \left(\frac{|f_{\psi_s, \max} - f_{\psi_s, \min}|}{\beta_{\psi_s, 1} \delta_{\psi_{sz}, 0}}, \alpha_{\psi_{sz}} \sqrt{\frac{|f_{\psi_s, \max} - f_{\psi_s, \min}|}{\beta_{\psi_s, 1}}} \right) \quad (34)$$

2.5 基于ADRC的空间矢量直接转矩控制系统

在空间矢量直接转矩控制系统中采用上述速度环和磁链环控制器,构成图4所示的系统。在转速控制器设计中引入加速度前馈补偿项,并针对磁链环的特点,对ADRC进行了优化,同时在这2个控制器中都采用不连续投影算子对标准ESO加以修正,从而确保其观测误差的有界性,达到理想的控制效果。

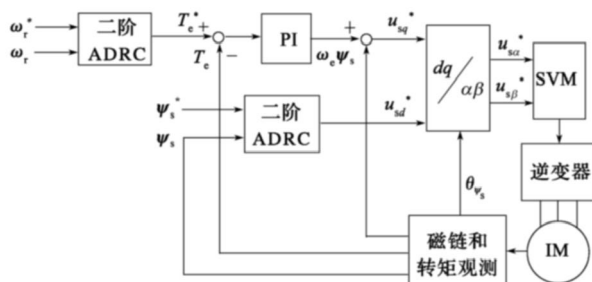


图 4 基于 ADRC 的空间矢量直接转矩控制系统结构图

3 仿真结果

为了验证基于ADRC的空间矢量直接转矩控制系统(以下简称“ADRC-DTC系统”)对参数扰动及外部扰动的鲁棒性,在Matlab/Simulink仿真环境下建立图4所示的控制系统,采用5.5 kW的异步电机进行仿真,并与空间矢量直接转矩控制系统(以下简称“DTC-SVM系统”)的仿真结果进行分析比较。仿真时所用的电机参

数如下：

额定功率	5.5 kW
额定电压	220 V
额定转速	150 rad/s
额定转矩	35 N·m
定子电阻	0.813 Ω
转子电阻	0.531 Ω
定子电感	0.106 26 H
转子电感	0.108 75 H
主电感	0.102 4 H
转动惯量	0.02 kg·m ²
极对数	2

3.1 负载变化系统特性仿真研究

电机启动时转速给定为 $n^* = 0$, 0.5 s时给定转速变为 $n^* = 10$ r/min, 1 s时突加 $T_L = 35$ N·m的额定负载, 并在1.5 s时撤除该负载, 系统的摩擦系数 $B = 0$ N·m·s, 转动惯量 $J = 0.02$ kg·m², 此时研究转矩的动态响应及低速时系统对负载扰动的鲁棒性, 仿真结果如图5~图9所示。图5和图6为系统的转速响应曲线。由图可知, 突加负载时ADRC-DTC系统的最大速降5 r/min, 约为额定转速的0.33%, 负载扰动引起的转速变化较小, 恢复时间0.02 s, 达到稳态的时间较短。而空间矢量直接转矩控制系统的最大速降7.5 r/min, 约为额定转速的0.5%, 恢复时间0.1 s。不仅在负载扰动下的速降较大, 而且重新恢复到稳态的时间也较长。

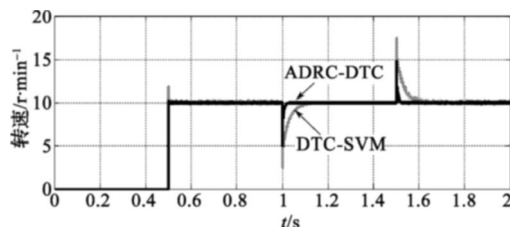


图 5 负载变化时的转速响应

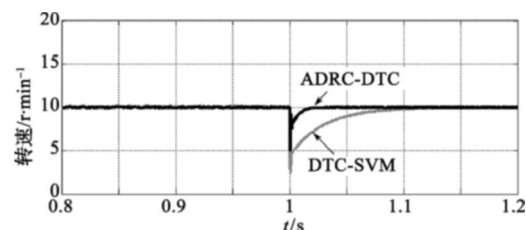


图 6 图 5 的局部放大图

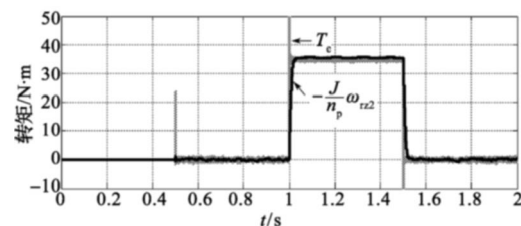
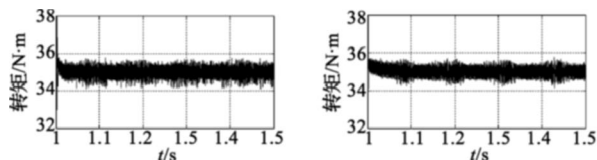


图 7 ADRC-DTC 系统转矩响应与扰动估计曲线

图7为ADRC-DTC系统的转矩响应与扰动估计曲线。在摩擦系数为0条件下, $\omega_{\tau 2}$ 是对 $-\frac{n_p}{J} T_L$ 的估计, 而

$-\frac{J}{n_p}\omega_{r2}$ 与转矩反馈比较一致,说明ESO能较为准确地跟踪负载力矩的变化。

图8为负载变化条件下系统稳态时的转矩波动曲线。从图中可以看出,这2种系统转矩波动的范围大致相等,表明ADRC-DTC系统在提高鲁棒性的同时,并未导致所谓的“振颤”问题。



(a) ADRC-DTC 系统 (b) 空间矢量直接转矩控制系统

图8 稳态时的转矩波动曲线

3.2 时变扰动下系统特性仿真研究

电机启动时转速给定 $n^* = 0$, 0.5 s 时给定转速变为 $n^* = 10\text{ r/min}$,系统的摩擦系数 $B = 0\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$,转动惯量 $J = 0.02\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。同时加入图9所示的频率 30 Hz 、波动范围 $\pm 10\text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载信号,用来研究系统对时变扰动的鲁棒性。此时系统的转速响应曲线如图10。从图中可以看出,在高频负载扰动下,2个系统的转速响应都出现了波动。稳态时,空间矢量直接转矩控制系统的转速波动幅度 $\pm 1.8\text{ r/min}$,约为稳态转速的18%,而ADRC-DTC系统转速波动幅度为 $\pm 0.5\text{ r/min}$,约为稳态转速的5%,转速波动范围明显减小。

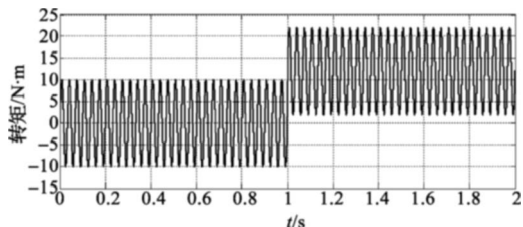


图9 负载扰动曲线

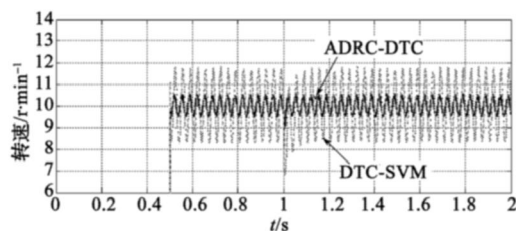


图10 时变扰动作用下的转速响应曲线

3.3 方波输入下系统特性仿真研究

电机启动时转速给定 $n^* = 0$, $t = 0.5\text{ s}$ 时给定转速变为 $n^* = \pm 30\text{ r/min}$,频率 1 Hz 的方波,空载运行,系统的摩擦系数 $B = 0\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$,转动惯量 $J = 0.02\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。此时分析系统加减速和正反转动态性能,仿真结果如图11、图12。

从图中可以看出,ADRC-DTC系统的启动过程快且无超调,转速调节时间约为 0.005 s ,而空间矢量直接转矩控制系统则经过一段较长的时间才达到给定转速,并且出现明显的超调。其原因在于,ADRC的ND环

节能综合实际参考信号和系统执行单元的驱动能力,合理地构造最快的光滑过渡过程,在保证响应快速性的同时避免超调,而PI控制器则必须在快速性和超调之间折衷。

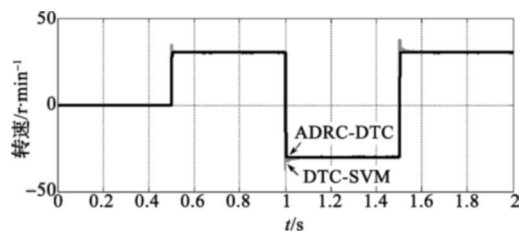


图11 方波输入下系统的转速响应

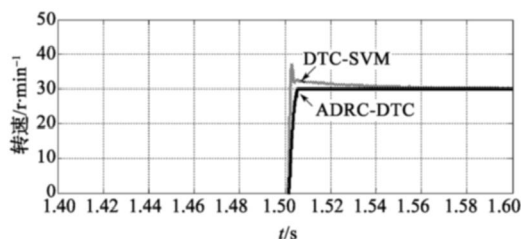
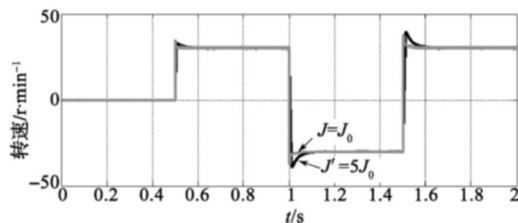


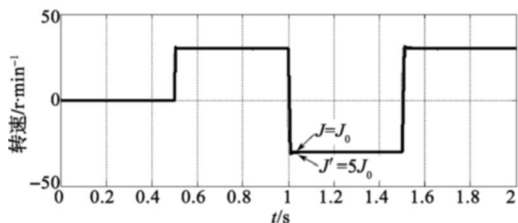
图12 图11的局部放大图

3.4 转动惯量变化系统特性仿真研究

电机启动时转速给定 $n^* = 0$, $t = 0.5\text{ s}$ 时给定转速变为 $n^* = \pm 30\text{ r/min}$,频率 1 Hz 的方波,空载运行,系统的摩擦系数为 $B = 0\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$,转动惯量分别为 $J = J_0 = 0.02\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 和 $J' = 5J_0 = 0.1\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,此时分析转动惯量变化对系统动态性能的影响,仿真结果如图13。当转动惯量变为标准值的5倍时,空间矢量直接转矩控制系统的转速调节时间延长,响应变慢,而ADRC-DTC系统的转速响应变化很小,这是因为速度环控制器将转动惯量变化引起的模型误差归入汇总不确定性,采用ESO估计并补偿到系统模型当中,提高了系统对参数变化的适应性。



(a) 空间矢量直接转矩控制系统



(b) ADRC-DTC系统

图13 转动惯量变化时的转速响应曲线

4 结论

本文首先分析了系统中的各种不确定性(如参数摄动、外部扰动和模型耦合项)对系统性能的影响,然

后以自抗扰控制为基础,引入不连续投影算子对标准ESO加以修正,解决了标准型扩张状态观测器无法在时变扰动情况下保证观测误差渐近有界的问题,在此基础上设计了速度环和磁链环控制器,通过Lyapunov稳定性理论分析了其稳定性,并得出了可定量设计的参数化收敛边界描述,在一定程度上弥补了当前自抗扰控制理论上的不足,为同类研究提供有价值的参考。最后提出了基于自抗扰控制的空间矢量转矩控制策略,对ADRC-DTC系统和空间矢量直接转矩控制系统进行了仿真分析比较。

仿真结果表明,ADRC-DTC系统采用非线性微分器为给定信号安排合适的过渡过程,有效解决了闭环系统的快速性与超调之间的矛盾,同时利用扩张状态观测器对系统的未建模动态及外部扰动进行估计并实时补偿,因此对时变扰动的鲁棒性好,对系统参数的适应性强。采用带有线性区间的非线性控制结构,既可利用非线性特性抵偿内外扰的影响,又可保证系统在原点附近无颤振,与以传统滑模变结构控制为代表的确定性鲁棒控制相比,本文提出的控制策略更具应用价值。

参考文献:

- [1] Mohanty K B. A direct torque controlled induction motor with variable hysteresis band [C] //11th International Conference on Computer Modelling and Simulation. Brno : UKSIM '09, 2009 : 405-410.
- [2] Okumus H I. A new torque controller for direct torque controlled induction machine drives [C] //12th International Middle-East Power System Conference. Aswan : MEPCON 2008, 2008 : 244-248.
- [3] 胡 虎,李永东. 基于区域电压矢量表的交流异步电动机直接转矩预测控制策略研究 [J]. 电工技术学报, 2004, 19(2) : 25-30.
- [4] 吴胜兵,茆美琴. 基于三电平逆变器的异步电动机直接转矩控制新方法 [J]. 大功率变流技术, 2009(2) : 22-26.
- [5] 韩黎明. 三电平逆变器SVPWM直接转矩控制方法 [J]. 大功率变流技术, 2009(2) : 15-17.
- [6] Pontt J, 等. 空间矢量调制的异步电机直接转矩控制新方案 [J]. 变流技术与电力牵引, 2006(1) : 7-11.
- [7] Lai Y S, Chen J H. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2001, 16(3): 220-227.
- [8] Zelechowski M, Kazmierkowski M P, Blaabjerg F. Controller design for direct torque controlled space vector modulated (DTC-SVM) induction motor drives [C] // Proc. of Power Electronics and Drive Systems. Stockholm:ISIE 2005, 2005:951-956.
- [9] Lascu C, Boldea I, Blaabjerg F. Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(2): 582-590.
- [10] Lascu C, Boldea I, Blaabjerg F. Variable-structure direct torque control—a class of fast and robust controllers for induction machine drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4): 785-792.
- [11] Lascu C, Boldea I, Blaabjerg F. Very-low-speed variable-structure control of sensorless induction machine drives without signal injection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 591-598.
- [12] Han J Q. From PID to Active Disturbance Rejection Control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [13] Feng G, Liu Y F, Huang L P. A new robust algorithm to improve the dynamic performance on the speed control of induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1614-1627.
- [14] Ioannou P, Fidan B. Adaptive Control Tutorial [M]. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2006 : 52-63.