

文章编号: 1001-0920(2013)04-0585-05

ESO在直接转矩控制矩阵变换器中的应用及稳定性分析

潘月斗¹, 徐杰¹, 陈虎¹, 高瑞良²

(1. 北京科技大学 a. 自动化学院, b. 钢铁流程先进控制教育部重点实验室, 北京 100083; 2. 天津市东丽区军粮城发电有限公司, 天津 300300)

摘要: 设计一种由非线性控制方法实现的直接转矩控制矩阵变换器(DTC-MC)交流调速系统. 首先构造基于扩张状态观测器(ESO)的自抗扰控制器(ADRC), 取代传统DTC中的PI调节器, 用来估计系统的扰动项并进行前馈补偿; 然后运用多Lyapunov函数法对二阶ESO的稳定性进行分析. 仿真结果表明, 该方法提高了系统在输入电压非正常工作下的抗干扰能力和鲁棒性.

关键词: 直接转矩控制; 矩阵变换器; 自抗扰控制器; 扩张状态观测器; 多Lyapunov函数法

中图分类号: TP301

文献标志码: A

Stability analysis and application of ESO in direct torque control of matrix converter

PAN Yue-dou¹, XU Jie¹, CHEN Hu¹, GAO Rui-liang²

(1a. School of Automation & Electrical Engineering, 1b. Key Laboratory of Advanced Control of Iron and Steel Process of Ministry of Education, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China; 2. Junliangcheng Electric Power Co Ltd of Dongli District in Tianjin, Tianjin 300300, China. Correspondent: PAN Yue-dou, E-mail: pyd988@163.com)

Abstract: A fusion technology for the matrix converter(MC) and direct torque control(DTC) is proposed by using nonlinear control method. An active disturbance rejection controller(ADRC) based on the extension state observer(ESO) is applied to the system, taking the place of the traditional proportional-integral controller. The system stability of the second order extension state observer is studied by using multiple Lyapunov function method. By using this controller, the anti-disturbance capability and robust characteristics of the drive system under abnormal input voltage conditions can be enhanced. Simulation results show the effectiveness of the designed controller.

Key words: direct torque control; matrix converter; active disturbance rejection controller; extension state observer; multiple Lyapunov function method

0 引言

矩阵变换器是一种新型直接型交-交电力变换装置, 具有能量密度高、正弦输入输出电流、输入功率因数接近于1、能量双向流通等优点, 但最大输出电压能力低, 器件承受电压高等缺点影响其应用. 直接转矩控制是继矢量控制之后发展起来的新型交流调速技术, 以定子磁链和电磁转矩作为直接控制对象, 结构简单, 转矩响应快, 但低速时转矩脉动较大. 将直接转矩控制和矩阵变换器的优点相结合, 可降低谐波污染, 提高功率因数, 降低产品成本. 这种新型高性能交流调速系统正逐渐受到人们的关注, 但在实用化过

程中仍存在一些技术问题.

传统DTC中采用的PI调节器对参数变化的适应能力、参数鲁棒性和抗干扰性均较差, 难以满足高性能的控制要求. 文献[1]采用模糊控制来计算电压矢量和定子磁链, 根据模糊控制器输出选择MC的开关状态. 结果表明, 采用该方法的系统响应更快、超调更小, 但人为选取模糊控制器中各变量隶属度具有主观性和盲目性, 选择不当反而会使系统性能变差. 文献[2]采用两级转矩滞环比较器取代三级滞环比较器, 并设计了改进的简化MC开关表, 使改进后的系统响应更快, 有效减少了输入电流谐波含量, 但实现

收稿日期: 2011-11-28; 修回日期: 2012-02-28.

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金项目(FRF-AS-09-006B); 北京市重点学科共建项目(XK100080537).

作者简介: 潘月斗(1966-), 男, 副教授, 博士后, 从事交流电动机智能控制及计算机数字控制系统设计等研究;

徐杰(1980-), 男, 硕士生, 从事交流异步电动机控制理论及数字化设计的研究.

起来稍显复杂^[1-3].

ADRC技术是基于PID控制技术并吸取现代控制理论成就,不依赖于被控对象精确模型的数字控制技术.本文采用基于ESO的ADRC,取代了传统DTC中的PI调节器,用来估计系统的扰动项并进行前馈补偿.由于ESO采用连续非光滑的非线性结构,难以用传统的观测器设计理论进行分析,其稳定性研究一直为众多学者所关注,但目前尚未见到系统的解决方法.文献[4]使用自稳定域法对二阶ESO的稳定性进行了分析,并将其推广到三阶;文献[5]使用分段光滑的Lyapunov函数法对一种特定形式的二阶ESO观测误差问题进行了分析;文献[6]在系统扰动变化较慢时对三阶离散ESO的稳定性进行了分析.本文则采用多Lyapunov函数法对二阶ESO进行稳定性分析.

1 直接转矩控制矩阵变换器模型设计

本文采用的MC拓扑结构是双向9开关构成的三相-三相矩阵变换器,因开关较多、数学模型复杂,故本文采用直接空间矢量调制算法作为控制策略.由于MC的三相输入端中任意两相不能同时与同一输出相连接以避免输入短路,同时三相输出端任一相不能断路,在此条件下,MC运行开关组合同时满足DTC和MC调制策略的只有21种.把输入相电压与输入相电流矢量夹角 ϕ 当作第3个被控量,即在每个采样周期内通过选择MC的开关组合,在调控定子磁链幅值和转矩误差的同时,维持输入功率因数为1.考虑到控制的方便性,将被控量选为 $\sin\phi$,只要 $\sin\phi$ 的平均值接近于0,输入功率因数即可满足要求.首先将 $\sin\phi$ 的瞬时值经低通滤波器获得其平均值,然后通过“功率因数滞环比较器”来控制变量 $\sin\phi$ ^[7].

2 自抗扰控制器结构

由电机运动方程 $\frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r$,可得

$$\dot{\omega}_r = \frac{n_p}{J} T_e - \frac{n_p}{J} (T_L + B\omega_r) = f(t) + b_0 T_e. \quad (1)$$

其中: $b_0 = \frac{n_p}{J}$, $f(t) = -\frac{n_p}{J} (T_L + B\omega_r)$, ω_r 为转速, J 为转动惯量, B 为粘滞摩擦系数, T_L 为负载转矩, T_e 为电磁转矩, n_p 为电机磁极对数.

这里可将负载转矩变化和粘滞摩擦转矩影响视为对转速的外扰.通过扩张状态观测器对不确定项 $f(t)$ 进行估计和补偿.本文采用一阶ADRC取代传统的PI调节器,将一阶ADRC构造为一阶跟踪微分器、二阶扩张状态观测器和非线性状态误差反馈控制律^[8],具体如下.

1) 跟踪微分器(TD)

$$\begin{cases} e_{11} = z_{11} - \omega_r^*, \\ \dot{z}_{11} = -r \text{fal}(e_{11}, \alpha_{11}, \delta_{11}). \end{cases} \quad (2)$$

其中: ω_r^* 为转速给定, δ 为线性段区间长度, r 为时间尺度相关参数,而

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta; \\ e/\delta^{1-\alpha}, & |e| \leq \delta. \end{cases} \quad (3)$$

2) 扩张状态观测器(ESO)

$$\begin{cases} e_{21} = z_{21} - \omega_r, \\ \dot{z}_{21} = z_{22} - \beta_{21} \text{fal}(e_{21}, \alpha_{21}, \delta_{21}) + b_0 T_e^*, \\ \dot{z}_{22} = -\beta_{22} \text{fal}(e_{21}, \alpha_{22}, \delta_{21}). \end{cases} \quad (4)$$

其中: T_e^* 为转矩给定, ω_r 为转速反馈.

3) 非线性状态误差反馈控制律(NSEFL)

$$\begin{cases} e_{31} = z_{11} - z_{21}, \\ u_0 = \beta_{31} \text{fal}(e_{31}, \alpha_{31}, \delta_{31}), \\ T_e = u_0 - z_{22}/b_0. \end{cases} \quad (5)$$

3 扩张状态观测器稳定性分析

3.1 二阶ESO误差模型

设有一阶受控对象

$$\dot{x} = f(x, v(t)) + bu(t). \quad (6)$$

其中: $f(x, v(t))$ 为未知函数, $v(t)$ 为未知扰动, $u(t)$ 为控制输入^[5].

令 $x_1 = x$, $x_2 = f(x, v(t))$,

$$w(t) = -\frac{\partial f(x, v(t))}{\partial x} \dot{x} - \frac{\partial f(x, v(t))}{\partial v} \dot{v}.$$

将系统(6)扩张一维变成

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + bu(t), \\ \dot{x}_2 = -w(t). \end{cases} \quad (7)$$

对系统(7)构造扩张状态观测器如下(为简化计算,取 $\text{fal}(e, \alpha, \delta) = |e|^\alpha \text{sign}(e)$):

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + bu - \beta_{01} e, \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} |e|^\alpha \text{sign}(e). \end{cases} \quad (8)$$

其中: $e = z_1 - x_1$; $0 \leq \alpha \leq 1$; $\beta_{01}, \beta_{02} > 0$; z_1, z_2 为 x_1, x_2 的估计值.

由式(8)减去(7),可得系统

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_{01} e, \\ \dot{e}_2 = w(t) - \beta_{02} |e|^\alpha \text{sign}(e). \end{cases} \quad (9)$$

其中: $e_1 = z_1 - x_1 = e$, $e_2 = z_2 - x_2$, $w(t)$ 在有界范围内变化.

二阶ESO稳定性分析变为如何选择参数 α 、 β_{01} 、 β_{02} 、 δ ,使系统(9)的解可以快速地收敛到尽可能小的范围之内.现将 (e_1, e_2) 平面分成5个部分,即 G_1, G_2, G_3, G_4 和 G_0 ,如图1(a)所示.其中

$$\begin{aligned} G_1 &= \{(e_1, e_2) | e_1 > r_0, 0 \leq e_2 \leq \beta e_1\}, \\ G_2 &= \{(e_1, e_2) | e_2 > 0, e_2 \geq \frac{\beta}{2}(e_1 + r_0), \\ & \quad e_2 \geq \beta e_1\}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_3 &= \{(e_1, e_2) | e_1 < -r_0, 0 \geq e_2 \geq \beta e_1\}, \\
 G_4 &= \{(e_1, e_2) | e_2 < 0, e_2 \leq \frac{\beta}{2}(e_1 - r_0), \\
 &\quad e_2 \leq \beta e_1\}, \\
 G_0 &= \{(e_1, e_2) | e_1 < r_0, \frac{\beta}{2}(e_1 - r_0) \leq e_2 \leq \\
 &\quad \frac{\beta}{2}(e_1 + r_0)\}.
 \end{aligned} \tag{10}$$

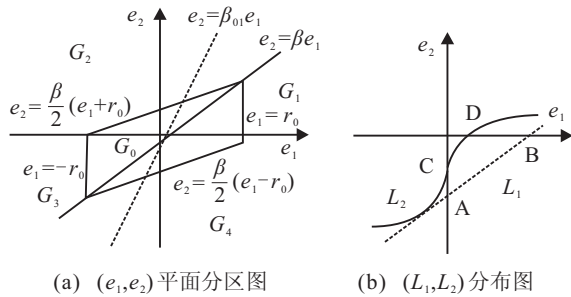


图1 (e1, e2) 平面分区图和 (L1, L2) 分布图

对 $G_i (i \in \{1, 2, 3, 4\})$ 构造分片光滑函数 $V_i(e_1, e_2)$, 即

$$V_i(e_1, e_2) = \begin{cases} \frac{\beta}{2}(e_1 - r_0), & (e_1, e_2) \in G_1; \\ e_2 - \frac{\beta}{2}(e_1 + r_0), & (e_1, e_2) \in G_2; \\ -\frac{\beta}{2}(e_1 + r_0), & (e_1, e_2) \in G_3; \\ -e_2 + \frac{\beta}{2}(e_1 - r_0), & (e_1, e_2) \in G_4; \\ 0, & (e_1, e_2) \in G_0. \end{cases} \tag{11}$$

易证明 $V_i(e_1, e_2)$ 在 G_0 外正定且全平面连续.

对于固定的 α 可以选择参数 $r_0, \beta_{01}, \beta_{02}, \beta, \delta$, 使得函数 $V_i(e_1, e_2)$ 沿着系统(9)轨线的导数在区域 G_0 之外均小于零, 则系统的轨线均收敛于区域 G_0 , 误差范围 G_0 的大小与 r_0, β 相关. 即

$$\begin{aligned}
 \frac{dV_i}{dt} &= \frac{\partial V_i(e_1, e_2)}{\partial e_1} \dot{e}_1 + \frac{\partial V_i(e_1, e_2)}{\partial e_2} \dot{e}_2 = \\
 &\quad \frac{\partial V_i(e_1, e_2)}{\partial e_1} (e_2 - \beta_{01}e_1) + \\
 &\quad \frac{\partial V_i(e_1, e_2)}{\partial e_2} [w(t) - \beta_{02}|e_1|^\alpha \text{sign}(e)].
 \end{aligned} \tag{12}$$

将式(11)代入(12), 可得

$$\frac{dV_i}{dt} = \begin{cases} \frac{\beta}{2}(e_2 - \beta_{01}e_1), & (e_1, e_2) \in G_1; \\ -\frac{\beta}{2}(e_2 - \beta_{01}e_1) + w(t) - \beta_{02}|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1), & (e_1, e_2) \in G_2; \\ -\frac{\beta}{2}(e_2 - \beta_{01}e_1), & (e_1, e_2) \in G_3; \\ -\frac{\beta}{2}(e_2 - \beta_{01}e_1) - w(t) + \beta_{02}|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1), & (e_1, e_2) \in G_4. \end{cases} \tag{13}$$

1) 在区域 G_1 中, $e_1 > r_0, 0 \leq e_2 \leq \beta e_1$. 令 $\beta =$

$\beta_{01} - \varepsilon, \forall \varepsilon > 0, \varepsilon$ 充分小, 沿系统(9)的轨线有

$$\begin{aligned}
 \frac{dV_1}{dt} &= \frac{\beta}{2}(e_2 - \beta_{01}e_1) = \\
 &\quad \frac{\beta}{2}[e_2 - \beta e_1 + (\beta - \beta_{01})e_1] = \\
 &\quad \frac{\beta}{2}(\beta - \beta_{01})e_1 + \frac{\beta}{2}(e_2 - \beta e_1) \leq \\
 &\quad \frac{\beta}{2}(\beta - \beta_{01})e_1 < 0.
 \end{aligned} \tag{14}$$

同理可得, 在区域 G_3 中, $\frac{dV_3}{dt} < 0$.

2) 在区域 G_2 中, $e_2 > 0, e_2 \geq \frac{\beta}{2}(e_1 + r_0), e_2 \geq \beta e_1, \forall r \geq r_0$, 有

$$e_2 = \frac{\beta}{2}(e_1 + r), |e_1| \leq r. \tag{15}$$

式(15)是 G_2 内平行于 $e_2 = \frac{\beta}{2}(e_1 + r_0)$ 的一组平行线. 因为 $w(t)$ 有界, 设 $|w(t)| < w_0$, 沿系统(9)轨线有

$$\begin{aligned}
 \frac{dV_2}{dt} &= \\
 &\quad -\frac{\beta}{2}(e_2 - \beta_{01}e_1) + w(t) - \beta_{02}|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1) = \\
 &\quad -\frac{\beta}{2}\left[\frac{\beta}{2}(e_1 + r) - \beta_{01}e_1\right] + w(t) - \beta_{02}|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1) < \\
 &\quad \frac{\beta}{2}(\beta_{01} - \beta)e_1 - \frac{\beta^2}{4}r + w_0 - \beta_{02}|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1).
 \end{aligned} \tag{16}$$

要使得 $\frac{dV_2}{dt} < 0$, 则式(16)表示为

$$\frac{\beta}{2}(\beta_{01} - \beta)e_1 - \frac{\beta^2}{4}r < \beta_{02}|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1) - w_0. \tag{17}$$

令 $\beta = \beta_{01} - \varepsilon, \forall \varepsilon > 0$ 且 ε 充分小, 代入式(17), 得

$$\begin{aligned}
 \frac{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2}{4}\left[e_1 - \frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2}r\right] < \\
 \beta_{02}\left[|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1) - \frac{w_0}{\beta_{02}}\right].
 \end{aligned} \tag{18}$$

令式(18)左边为直线 L_1 , 有

$$f_1(e_1) = \frac{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2}{4}e_1 - \frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{4}r,$$

过点 A $\left(0, -\frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{4}r\right)$ 和 B $\left(\frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2}r, 0\right)$; 令式(18)右边为曲线 L_2 , 有

$$f_2(e_1) = \beta_{02}\left[|e_1|^\alpha \text{sign}(e_1) - \frac{w_0}{\beta_{02}}\right],$$

过点 C $(0, -w_0)$ 和 D $\left(\left(\frac{w_0}{\beta_{02}}\right)^{\frac{1}{\alpha}}, 0\right)$, 如图1(b)所示.

欲使不等式(18)成立, 则根据图1所示, L_1 必须位于 L_2 下方, 即点C在点A的上侧, 点D在点B的左侧, 如下式所示:

$$\begin{cases} -w_0 > -\frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{4}r, \\ \frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2}r > \left(\frac{w_0}{\beta_{02}}\right)^{\frac{1}{\alpha}}. \end{cases} \tag{19}$$

当 $\varepsilon \rightarrow 0$ 时, 式(19)变为

$$r > \frac{4w_0}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2} > \frac{4w_0}{\beta_{01}^2}, \tag{20}$$

$$r > (w_0/\beta_{02})^{\frac{1}{\alpha}}. \tag{21}$$

当不等式(20)、(21)满足条件时,则不等式(18)在 $0 < e_1 < r$ 范围内成立,但对于 $e_1 < 0$ 时不一定成立.当直线 L_1 减去曲线 L_2 之差在 e_1 的负半轴上有极大点时,若此极大点 < 0 ,则不等式(18)将在整个负半轴上成立,从而在 $|e_1| \leq r$ 上都成立.

将 L_1 减去 L_2 并对差值求导,得极大点为 $-\left(\frac{4\alpha\beta_{02}}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2}\right)^{\frac{1}{1-\alpha}}$,代入式(18)有

$$\frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{4} \left(\left(\frac{4\alpha\beta_{02}}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} + \frac{(\beta_{01} - \varepsilon)^2}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2} r \right) > \beta_{02} \left[\left(\frac{4\alpha\beta_{02}}{\beta_{01}^2 - \varepsilon^2} \right)^{\frac{\alpha}{1-\alpha}} + \frac{w_0}{\beta_{02}} \right]. \quad (22)$$

当 $\varepsilon \rightarrow 0$ 时,式(22)变为

$$r > \alpha^{\frac{\alpha}{1-\alpha}} (1 - \alpha) \left(\frac{4\beta_{02}}{\beta_{01}^2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} + \frac{4w_0}{\beta_{01}^2}. \quad (23)$$

比较不等式(20)和(23),因为 $0 \leq \alpha \leq 1$,故不等式(23)包含(20),即要求 r 满足不等式(21)和(23),如下式所示:

$$r > \max \left\{ \left(\frac{w_0}{\beta_{02}} \right)^{\frac{1}{\alpha}}, \left(\frac{4\beta_{02}}{\beta_{01}^2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \alpha^{\frac{\alpha}{1-\alpha}} (1 - \alpha) + \frac{4w_0}{\beta_{01}^2} \right\}. \quad (24)$$

又 $r \geq r_0$,所以定义 r_0 为

$$r_0 = \max \left\{ \left(\frac{w_0}{\beta_{02}} \right)^{\frac{1}{\alpha}}, \left(\frac{4\beta_{02}}{\beta_{01}^2} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}} \alpha^{\frac{\alpha}{1-\alpha}} (1 - \alpha) + \frac{4w_0}{\beta_{01}^2} \right\}. \quad (25)$$

综上所述, $\forall \varepsilon > 0$ 且 ε 充分小,只要 r 满足条件(24),则对于区域 G_2 内的平行线(15),有 $dV_2/dt < 0$.

同理可得,在区域 G_4 中, $dV_4/dt < 0$.

3.2 多 Lyapunov 函数法

设切换系统

$$\dot{x} = f_i(x, t), \quad i \in I, \quad (26)$$

它满足如下条件:

- 1) 每个 f_i 都是全局 Lipschitz 连续的;
- 2) 选取 i 使系统在有限时间内进行有限次切换.

定义 1 序列 $S|j$ 表示第 j 个子系统对应的切换进入和切换退出的时间序列,即

$$S|j = \{(t_{j_1}, t_{j_1+1}), (t_{j_2}, t_{j_2+1}), \dots, (t_{j_n}, t_{j_n+1}), \dots\}, \quad j_k \in (1, 2, \dots, m). \quad (27)$$

对于严格增长的时间序列

$$T = \{t_0, t_1, \dots, t_n, \dots\},$$

定义集合

$$I(T) = \bigcup_{j \in Z^+} [t_{2j}, t_{2j+1})$$

为系统沿第 j 个子系统运行的所有时间序列的集合,其中 Z^+ 为非负整数.

定义 2 给定 R 中严格增长的时间序列 T ,称径向无界函数 V 对向量场 f 及轨迹 $x(-)$ 为 Lyapunov

类函数,如果 $\forall \alpha, \beta, \gamma$ 常数使得:

- 1) $\alpha x^T x \leq V(x(t)) \leq \beta x^T x$;
- 2) $V(x(t)) \leq -\gamma x^T x$;
- 3) $V(x(t_{2j+2})) \leq V(x(t_{2j+1}))$.

Lyapunov 类函数的含义如同一般 Lyapunov 函数,并要求第 j 个子系统在“切换退出”时刻的 V 函数值是严格单调非增.

定理 1 设 $V_i (i \in (1, 2, \dots, m, \dots))$ 是待定 Lyapunov 函数,向量场 $f_i(x)$ 满足 $f_i(0) = 0$,若对于每一个切换序列 S ,以及所有的 i , V_i 均是 f_i 和 $x(-)$ 在 $S|i$ 上的 Lyapunov 类函数,则系统(26)是 Lyapunov 意义下的渐近稳定^[9].

3.3 对二阶 ESO 采用多 Lyapunov 函数法进行稳定性分析

将系统(9)视为在 (e_1, e_2) 平面上的 5 个子系统构成的切换系统,设计切换原则是根据系统状态 (e_1, e_2) 所属区域 G_i 选取对应的 V_i ,即

$$\sigma(x) = V_i, \quad (e_1, e_2) \in G_i, \quad i = 0, 1, \dots, 4. \quad (28)$$

根据第 3.2 节的结论,除区域 G_0 外,其他区域 G_i 都有 $V_i > 0$, $\frac{dV_i}{dt} < 0$, $i = (1, 2, 3, 4)$,每个子系统都渐近稳定,则系统(9)轨线一定收敛到区域 G_0 ^[10].

又因为每一个子系统的模型都是系统(9),系统状态是连续变化的,则经过任一个子系统后能量趋势都是衰减的,所以当系统切换到第 i 个子系统时, $\forall i, k$,有

$$V_i(x(t_{k+1})) \leq V_i(x(t_k)), \quad t_k \in T. \quad (29)$$

即第 i 个子系统在切换原则(28)的作用下,在时间序列 t_{k+1} 时刻切换退出时的 V_i 值总是比上一 t_k 时刻切换退出时的 V_i 值小.

综上所述,在切换原则(28)的作用下,除区域 G_0 之外每个子系统的待定 Lyapunov 函数都为 Lyapunov 类函数,满足定理 1,即系统(26)是 Lyapunov 意义下渐近稳定的.

4 仿真研究

设计采用 Matlab/Simulink 对基于自抗扰控制的直接转矩矩阵变换器系统进行仿真.所选异步电机参数如下: $P_e = 1.7 \text{ kW}$, $U_e = 220 \text{ V}$, $R_s = 0.435 \Omega$, $R_r = 2.5 \Omega$, $L_s = 0.004 \text{ H}$, $L_r = 0.002 \text{ H}$, $L_m = 0.124 \text{ H}$, $j = 0.089 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $n_p = 2$.将 PI 调节器与 ADRC 的仿真结果进行比较. PI 调节器参数为 $k_p = 0.22$, $k_i = 0.03$. ADRC 参数为:积分步长 $T = 1e-3$; TD: $\delta_{11} = 0.01$, $r = 1.5e + 5$, $\alpha_{11} = 0.5$; ESO: $\delta_{21} = 0.01$, $\beta_{21} = 1e + 3$, $\beta_{22} = 1.6e + 4$, $\alpha_{21} = 0.5$, $\alpha_{22} = 0.25$, $b_0 = 22.4$; NSEFL: $\delta_{31} = 0.01$, $\alpha_{31} = 0.5$, $\beta_{31} = 0.446$.

1) 异步电机在0.5s时负载转矩由0突加15N·m, 在0.9s时又下降为0. 其转速、转矩曲线如图2所示, 显然, 采用ADRC时的转速波动小于采用PI调节器. 采用ADRC的转矩响应略有超调, 但响应速度明显快于PI调节器, 于0.54s时即可抑制转速的下降, 并通过转矩补偿使转速迅速恢复到设定值.

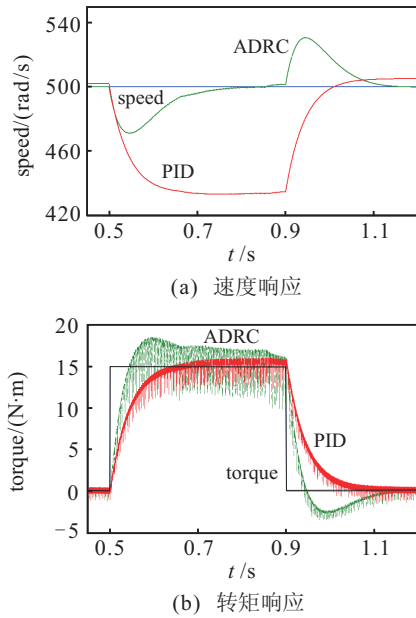


图2 负载突变时速度与转矩响应

2) a相电压在0.4~0.7s间降幅37%, 当三相电网电压不平衡时, 其电压、转速曲线如图3所示. 由图3可知, 当电压不平衡时, ADRC比PI调节器转速波动略低.

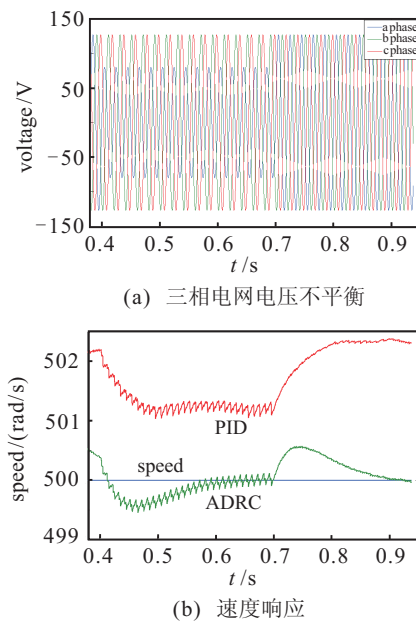


图3 三相电网电压不平衡时速度响应

3) 速度给定信号窜入白噪声情况下, 其转速、转矩曲线如图4所示. 可见, ADRC的转矩波动只有PI调节器的1/4左右.

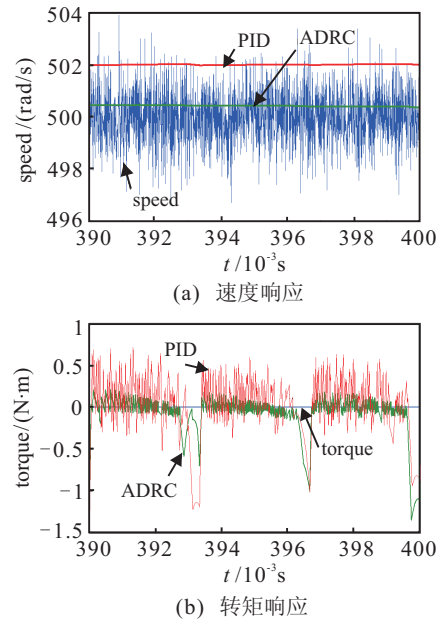


图4 白噪声窜入时速度与转矩响应

5 结论

本文将非线性自抗扰控制器应用于直接转矩控制矩阵式变换器-异步电机调速系统中. 仿真结果表明, ADRC比传统PI调节器的抗干扰能力更强, 稳定性更高, 采用ADRC的DTC-MC在异步电机调速系统的动态性能表现更优越. 而ADRC参数多、调节复杂, 现在尚未系统地总结出其参数调试规律, 这是ADRC研究的下一步方向.

参考文献(References)

- [1] Chitra Venugopal. Fuzzy logic based DTC for speed control of matrix converter fed induction motor[C]. 2010 IEEE Int Conf on Power and Energy. Kuala Lumpur, 2010: 753-758.
- [2] Xiao D, Rahman M F. A modified direct torque control for matrix converter drives[C]. AUPEC'08. Sydney, 2008: 1-6.
- [3] Klumpner C, Nielsen P, Boldea I, et al. A new matrix converter moto(MCM) for industry applications[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 325-335.
- [4] 黄一, 韩京清. 非线性连续二阶扩张状态观测器的分析与设计[J]. 科学通报, 2000, 45(13): 1373-1379. (Huang Y, Han J Q. Analysis and design of nonlinear continuous second-order extension state observer[J]. Chinese Science Bulletin, 2000, 45(13): 1373-1379.)
- [5] 韩京清, 张荣. 二阶扩张状态观测器的误差分析[J]. 系统科学与数学, 1999, 19 (4): 465-471. (Han J Q, Zhang R. Error analysis of the second order ESO[J]. J of Systems Science and Complexity, 1999, 19(4): 465-471.)

(下转第594页)