

## 自适应非奇异终端滑模控制及其在BPMSM中的应用

许波, 朱焜秋

(江苏大学电气信息工程学院, 江苏镇江 212013)

**摘要:** 为提高终端滑模控制中状态变量的全局快速收敛性, 提出一种自适应变速指数趋近律. 该趋近律引入状态变量的一阶范数, 根据状态变量距离平衡点的远近自适应调整指数趋近速度和等速趋近速度, 从而实现缩短趋近时间的同时削弱系统抖振. 应用该趋近律设计无轴承永磁同步电机(BPMSM)转子速度及径向位移非奇异终端滑模控制器, 仿真结果表明, 该方法能快速跟踪转速及径向位移给定值, 系统超调及稳态静差小, 具有较强的鲁棒性.

**关键词:** 指数趋近律; 变速趋近律; 非奇异终端滑模控制; 无轴承永磁同步电机

中图分类号: TP273

文献标志码: A

## Adaptive nonsingular terminal sliding model control and its application to BPMSM

XU Bo, ZHU Huang-qiu

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China. Correspondent: XU Bo, E-mail: xubo@mail.ujs.edu.cn)

**Abstract:** In order to obtain faster convergence of state variables during the whole process in terminal sliding mode control(TSMC), an adaptive variable-rated exponential reaching law is presented, where the  $L_1$  norm of state variables is introduced. Exponential and constant approach speed can adaptively adjust according to the state variables' distance to the equilibrium position, which can shorten the reaching time and weaken system chattering. The method is applied to the bearingless permanent magnet synchronous motor(BPMSM) system. Its speed and the radial displacement controller of adaptive nonsingular terminal sliding mode control(NTSMC) are designed. Simulation results show that, the proposed method can rapidly track the given values, overshoot and static error are small, and higher robustness can be obtained.

**Key words:** exponential reaching law; variable rate reaching law; nonsingular terminal sliding mode control; bearingless permanent magnet synchronous motor

### 0 引言

1988年Zak提出了终端滑模控制(TSMC)<sup>[1]</sup>, TSMC通过在滑模中引入非线性项, 使系统能在有限时间内收敛到指定轨迹. 为克服TSMC中容易出现奇异问题, Feng等<sup>[2]</sup>提出了非奇异终端滑模控制(NTSMC). TSMC、NTSMC及其各种改进算法<sup>[3-10]</sup>由于具有有限时间收敛、动态响应快、跟踪精度高等优点, 被广泛应用于高速、高精控制系统.

为提高NTSMC中状态变量的收敛速度, 文献[6]提出等速率变斜率时变滑模控制; 文献[7]为滑模面引入衰减的时变项, 设计积分加时变动态滑模面, 上述方法增加了滑模面设计的复杂性. 文献[8]设计

了变指数趋近律, 但该方法未考虑状态变量趋近于零时趋近律的选取. 文献[9]在指数趋近律基础上, 引入了终端吸引子与系统状态变量的幂函数; 文献[10]设计了关于切换面幂函数的趋近律, 这两种方法均提高了状态变量的收敛速度, 并对滑模控制抖振进行抑制, 但由于引入幂函数, 增大了系统设计及计算的复杂性.

本文提出一种自适应变速指数趋近律, 该趋近律引入了系统状态变量的一阶范数, 可以根据系统状态距离平衡点的远近自适应增大指数趋近速度, 缩短趋近时间, 在快速趋近的同时, 自动减小等速趋近速度, 从而保证系统在到达切换面的同时削弱系统抖振. 利用该趋近律设计非奇异终端滑模控制器, 并在一个二

收稿日期: 2013-01-26; 修回日期: 2013-08-02.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60974053); 江苏省高校自然科学研究面上项目(12KJB470002); 江苏省普通高校研究生科研创新计划项目(CX09B-200Z); 江苏省高校优势学科建设工程项目(PAPD, 苏政办发(2011)6号).

作者简介: 许波(1977-), 女, 副教授, 博士生, 从事无轴承电机非线性控制的研究; 朱焜秋(1964-), 男, 教授, 博士生导师, 从事磁悬浮高速传动技术、无轴承电机精密驱动及控制等研究.

阶不确定非线性系统中进行仿真验证. 通过构建表贴式无轴承永磁同步电机 (BPMSM) 矢量控制平台, 设计 BPMSM 转速及径向位移自适应 NTSMC 控制器, 验证了本文所提出方法在电机控制应用中的有效性.

## 1 自适应 NTSMC 及性能分析

考虑如下二阶不确定非线性动态系统<sup>[11]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x) + b(x)u + g(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $x = [x_1, x_2]^T$  为系统状态变量;  $b(x) \neq 0$ ;  $g(t)$  为系统不确定及外部干扰, 且  $|g(t)| \leq l_g$ ,  $l_g$  为常数;  $u$  为控制输入. 对于系统 (1) 采用常规指数趋近律<sup>[11]</sup>进行滑模控制器设计时, 其趋近律为

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks, \quad k > 0, \varepsilon > 0. \quad (2)$$

该趋近律包含两个部分:  $\dot{s} = -ks$  为指数趋近项, 其解为  $s = s(0)e^{-kt}$ ;  $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$  为等速趋近项. 式 (2) 中系数  $k, \varepsilon$  不具有自调整功能, 对于不同位置状态变量, 其收敛特性不能达到最佳性能. 本文提出一种自适应变速指数趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1} \operatorname{sgn}(s) - (k + c \|x\|_1)s. \quad (3)$$

其中:  $\|x\|_1 = \sum_{i=1}^n |x_i|$  为系统状态变量的一阶范数,  $k > 0, \varepsilon > 0, c > 0, n > 0$ .

该自适应变速指数趋近律引入状态变量的一阶范数, 随系统状态距离平衡点的远近而自适应调整指数趋近速度及等速趋近速度. 式 (3) 中指数趋近项的瞬时解为  $s = s(0)e^{-(k+c\|x\|_1)t}$ , 当  $\|x\|_1$  很大, 指数衰减速度远大于式 (2) 的指数衰减速度时, 可大大缩短趋近时间, 此时, 等速趋近项趋近速率  $\varepsilon \frac{1}{1+c\|x\|_1}$  远小于式 (2) 中的  $\varepsilon$ . 当  $\|x\|_1$  很小, 可增大调节系数  $c$  来缩短其滑模到达时间, 同时减小系统抖振. 当选取的状态变量  $x$  在系统稳定过程中无限趋向于零时, 自适应变速指数趋近律便退化为普通指数趋近律.

采用该趋近律设计非奇异终端滑模控制器, 如以下定理所示, 并将此控制器记为自适应 NTSMC, 下同.

**定理 1** 对于式 (1) 所示非线性系统, 选取滑模面

$$s = x_1 + \frac{1}{\beta} x_2^{p/q}, \quad (4)$$

设计控制律

$$u = -b^{-1}(x) \left[ f(x) + \beta \frac{q}{p} x_2^{2-\frac{p}{q}} + l_g \operatorname{sgn}(s) + \varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1} \operatorname{sgn}(s) + (k + c \|x\|_1)s \right], \quad (5)$$

则系统 (1) 在有限时间内收敛. 其中:  $p$  和  $q (p > q)$  为正奇数,  $1 < p/q < 2, \beta > 0, l_g > 0, k > 0, \varepsilon > 0,$

$c > 0$ .

**证明**

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= s \left( x_2 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{x}_2 \right) = \\ &= \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \left\{ s[g(t) - l_g \operatorname{sgn}(s)] - \right. \\ &\quad \left. \varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1} |s| - (k + c \|x\|_1)s^2 \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

1)  $x_2 \neq 0$  时, 有

$$\begin{aligned} s\dot{s} &\leq \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \left[ -\varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1} |s| - \right. \\ &\quad \left. (k + c \|x\|_1)s^2 \right] \leq 0, \end{aligned} \quad (7)$$

即  $x_2 \neq 0$  时, 满足滑模到达条件.

2)  $x_2 = 0$  时, 将式 (5) 代入系统 (1) 得

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= g(t) - l_g \operatorname{sgn}(s) - \varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1} \operatorname{sgn}(s) - \\ &\quad (k + c \|x\|_1)s. \end{aligned} \quad (8)$$

$$\dot{x}_2 \leq -\varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1}, \quad s > 0; \quad (9)$$

$$\dot{x}_2 \geq \varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1}, \quad s < 0. \quad (10)$$

当  $s > 0, x_2 = 0$  时, 由式 (9) 可知,  $x_2$  不是稳态,  $x_2$  将在有限时间内转移到  $x_2 < 0$ , 由式 (7) 可知, 系统在有限时间内到达滑模面  $s = 0$ . 同理, 当  $s < 0, x_2 = 0$  时, 由式 (10) 和 (7) 可知, 系统在有限时间内从初始状态到达滑模面  $s = 0$ .

综上, 系统可在有限时间内从任意状态转移到滑模面. 由文献 [4] 可知系统到达滑模面后可在有限时间内收敛到原点.  $\square$

以二阶非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -16x_2 + 125u + 0.1 \sin(20t) \end{cases} \quad (11)$$

为例, 设计非奇异终端滑模控制器, 以验证本文所提出控制律的有效性.

选取非奇异终端滑模面 (4), 以式 (3) 为趋近律, 设计控制律

$$\begin{aligned} u &= -\frac{1}{125} \left[ -16x_2 + \beta \frac{q}{p} x_2^{2-\frac{p}{q}} + l_g \operatorname{sgn}(s) + \right. \\ &\quad \left. \varepsilon \frac{1}{1 + c \|x\|_1} \operatorname{sgn}(s) + (k + c \|x\|_1)s \right], \end{aligned} \quad (12)$$

则系统 (11) 在有限时间内收敛.

选取状态变量初始值分别为  $x(0) = [0.1, 0.1]^T$  (状态变量距离平衡点较近) 和  $x(0) = [30, 30]^T$  (状态变量距离平衡点较远) 两种情况进行分析, 并与采用式 (2) 作为趋近律的 NTSMC 进行对比. 仿真结果如图 1 和图 2 所示. 从图中可以看出, 自适应 NTSMC 可实现状态变量有限时间收敛, 与采用指数趋近律 (2) 设计的控制器相比, 其收敛速度更快.

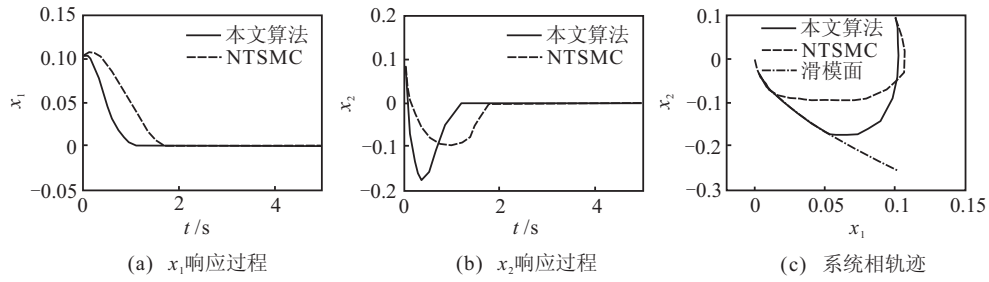


图 1  $x(0) = [0.1, 0.1]^T$  时本文算法与 NTSMC 性能对比

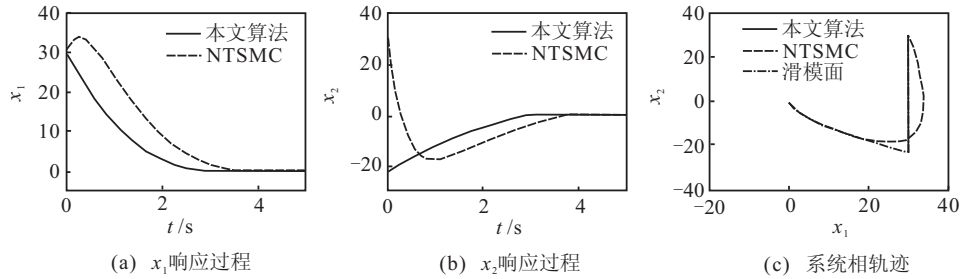


图 2  $x(0) = [30, 30]^T$  时本文算法与 NTSMC 性能对比

## 2 BPMSM 数学模型

BPMSM 定子内嵌套极对数相差为 1 的两套绕组 (转矩绕组和悬浮力绕组), 通过控制两套绕组电流实现转子悬浮与旋转. 表贴式 BPMSM 通常采用转子磁场定向控制实现转矩与悬浮力的动态解耦. BPMSM 转矩部分采用矢量控制, 即  $i_d = 0$ , 在  $d$ - $q$  坐标系下, 转速数学模型为<sup>[13]</sup>

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1.5P_1\psi_f}{J}i_q - \frac{F}{J}\omega - \frac{1}{J}T_L \quad (13)$$

其中:  $\omega$  为转子角速度;  $i_d$ 、 $i_q$  分别为转矩绕组电流在  $d$ 、 $q$  轴分量;  $P_1$  为转矩绕组极对数;  $\psi_f$  为永磁体等效励磁磁链;  $F$  为转子与负载的摩擦系数;  $T_L$  为机械转矩;  $J$  为转动惯量.

BPMSM 径向悬浮力由电磁场虚位移法求得<sup>[14]</sup>, 其  $x$  (水平)、 $y$  (垂直) 方向的径向悬浮力  $F_x$ 、 $F_y$  为

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = M'I \begin{bmatrix} -\cos\phi & \sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中:  $M'$  为忽略电机非线性磁饱和时两套绕组之间互感相对于  $x$  和  $y$  的导数;  $\phi = \omega t + \theta_0$ ,  $\theta_0 = \arctan(I_q/I_p)$ ,  $I_p$  为永磁体等效电流分量幅值,  $I_q$  为转矩电流分量幅值.

考虑 BPMSM 转子偏心及径向力扰动影响, 由动力学方程, 建立转子径向位移数学模型为

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{1}{m}f_x + \frac{1}{m}F_x - \frac{1}{m}F_{xr}, \\ \ddot{y} = \frac{1}{m}f_y + \frac{1}{m}F_y - \frac{1}{m}F_{yr}. \end{cases} \quad (15)$$

其中:  $m$  为转子质量;  $F_{xr}$ 、 $F_{yr}$  (包含重力) 分别为电机运行时水平、垂直方向径向扰动力;  $f_x$ 、 $f_y$  分别为转子偏心时与位移成正比的麦克斯韦径向力, 可表示为

$$f_x = k_s x, \quad f_y = k_s y. \quad (16)$$

$k_s$  为径向力位移刚度, 仅与电机结构有关.

## 3 BPMSM 自适应 NTSMC 设计

### 3.1 转速自适应 NTSMC 设计

转速控制器用于精确跟踪 BPMSM 速度给定  $\omega^*$ , 并对参数变化、负载扰动具有鲁棒性. 假设  $\omega^*$  平滑且 2 阶连续可导, 定义状态变量

$$\begin{cases} e_{\omega 1} = \omega^* - \omega, \\ e_{\omega 2} = \frac{de_{\omega 1}}{dt} = \dot{\omega}^* - \dot{\omega}. \end{cases} \quad (17)$$

由式 (13) 和 (17) 可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\omega 2} &= \ddot{\omega}^* - \ddot{\omega} = \\ &= -\frac{F}{J}e_{\omega 2} - \frac{1.5P_1\psi_f}{J}i_q + \frac{1}{J}\dot{T}_L + \ddot{\omega}^* + \frac{F}{J}\dot{\omega}^*. \end{aligned} \quad (18)$$

考虑电机中参数不确定因素,  $\dot{e}_{\omega 2}$  可表示为

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\omega 2} &= \\ &= \left(-\frac{F}{J} + \Delta a_1\right)e_{\omega 2} + \left(-\frac{1.5P_1\psi_f}{J} + \Delta b_1\right)i_q + \\ &= \left(\frac{1}{J}\dot{T}_L + \ddot{\omega}^* + \frac{F}{J}\dot{\omega}^* + \Delta d_1\right), \end{aligned} \quad (19)$$

其中:  $\Delta a_1$ 、 $\Delta b_1$ 、 $\Delta d_1$  分别为对应项的不确定因素, 其值有界. 设  $g_1(t)$  为总的确定性, 则

$$g_1(t) = \Delta a_1 e_{\omega 2} + \Delta b_1 i_q + \frac{1}{J}\dot{T}_L + \ddot{\omega}^* + \frac{F}{J}\dot{\omega}^* + \Delta d_1. \quad (20)$$

由  $\omega^*$  的假设条件可知,  $\Delta a_1 e_{\omega 2}$ 、 $\ddot{\omega}^*$ 、 $\frac{F}{J}\dot{\omega}^*$  均为有界. 电机电流为正弦函数, 故  $\Delta b_1 i_q$  有界;  $\dot{T}_L/J$  为外部扰动, 设定其值有界<sup>[4,8]</sup>, 因此,  $g_1(t)$  有界. 设  $|g_1(t)| < l_{g_1}$  为不确定部分,  $l_{g_1}$  为干扰上界.

由式 (17)、(19)、(20) 得转速误差系统状态方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_{\omega 1} = e_{\omega 2}, \\ \dot{e}_{\omega 2} = -\frac{F}{J}e_{\omega 2} - \frac{1.5P_1\psi_f}{J}i_q + g_1(t). \end{cases} \quad (21)$$

**定理 2** 对于 BPMSM 转速误差控制系统 (21), 选取滑模面

$$s_1 = e_{\omega 1} + \frac{1}{\beta_1} e_{\omega 2}^{p_1/q_1}, \quad (22)$$

设计  $i_q$  满足如下控制律:

$$i_q = \frac{J}{1.5P_1\psi_f} \int_0^t \left[ -\frac{F}{J} e_{\omega 2} + \beta_1 \frac{q_1}{p_1} e_{\omega 2}^{2-\frac{p_1}{q_1}} + l_{g_1} \operatorname{sgn}(s_1) + \varepsilon_1 \frac{1}{1+c_1\|e_{\omega}\|_1} \operatorname{sgn}(s_1) + (k_1 + c_1\|e_{\omega}\|_1) s_1 \right] d\tau, \quad (23)$$

则转速误差有限时间收敛. 其中:  $e_{\omega} = [e_{\omega 1}, e_{\omega 2}]^T$ ;  $\beta_1, p_1, q_1, \varepsilon_1, k_1, c_1$  为系统参数.

### 3.2 转子径向位移自适应 NTSMC 设计

径向位移控制器用于精确跟踪转子径向位移给定  $x^*, y^*$ , 并对参数变化、位移扰动具有鲁棒性. 本文以  $x$  方向为分析对象 ( $y$  方向与此相同), 设计自适应 NTSMC. 假设  $x^*$  平滑且 2 阶连续可导, 定义状态变量

$$\begin{cases} e_{x1} = x^* - x, \\ e_{x2} = \frac{de_{x1}}{dt} = \dot{x}^* - \dot{x}. \end{cases} \quad (24)$$

由式 (15) 和 (24) 可得

$$\dot{e}_{x2} = \frac{k_s}{m} e_{x1} - \frac{1}{m} F_x + \ddot{x}^* - \frac{1}{m} k_s x^* + \frac{1}{m} F_{xr}. \quad (25)$$

考虑电机中参数存在不确定因素,  $\dot{e}_{x2}$  可表示为

$$\dot{e}_{x2} = \left( \frac{k_s}{m} + \Delta a_2 \right) e_{x1} + \left( -\frac{1}{m} + \Delta b_2 \right) F_x + \left( \ddot{x}^* - \frac{1}{m} k_s x^* + \frac{1}{m} F_{xr} + \Delta d_2 \right), \quad (26)$$

其中:  $\Delta a_2, \Delta b_2, \Delta d_2$  分别为对应项的不确定因素, 其值有界. 设  $g_2(t)$  为总的确定性, 则

$$g_2(t) = \Delta a_2 e_{x1} + \Delta b_2 F_x + \left( \ddot{x}^* - \frac{1}{m} k_s x^* + \frac{1}{m} F_{xr} + \Delta d_2 \right). \quad (27)$$

由式 (24), (26), (27) 得  $x$  方向径向位移误差系统状态方程为

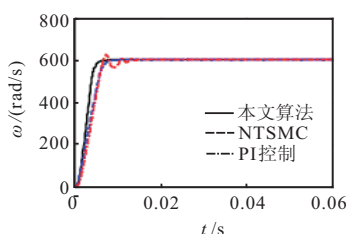
$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = e_{x2}, \\ \dot{e}_{x2} = \frac{k_s}{m} e_{x1} - \frac{1}{m} F_x + g_2(t). \end{cases} \quad (28)$$

**定理 3** 对于  $x$  方向径向位移误差控制系统 (28), 选取滑模面

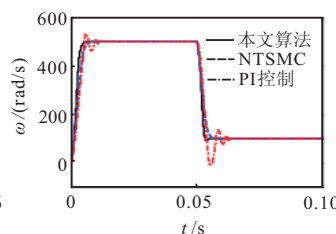
$$s_2 = e_{x1} + \frac{1}{\beta_2} e_{x2}^{p_2/q_2}, \quad (29)$$

设计径向力  $F_x$  满足如下控制律:

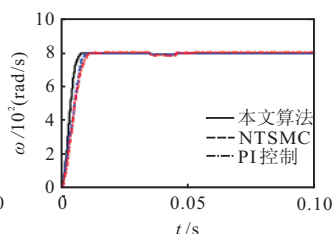
$$F_x =$$



(a) 阶跃速度给定时转速响应



(b) 转速突变时转速响应



(c) 转矩扰动时转速响应

图 4 转子速度自适应 NTSMC

$$m \left[ \frac{k_s}{m} e_{x1} + \beta_2 \frac{q_2}{p_2} e_{x2}^{2-\frac{p_2}{q_2}} + l_{g_2} \operatorname{sgn}(s_2) + \varepsilon_2 \frac{1}{1+c_2\|e_x\|_1} \operatorname{sgn}(s_2) + (k_2 + c_2\|e_x\|_1) s_2 \right], \quad (30)$$

则  $x$  方向径向位移误差在有限时间内收敛. 其中:  $e_x = [e_{x1}, e_{x2}]^T$ ;  $\beta_2, p_2, q_2, \varepsilon_2, k_2, c_2$  为系统参数;  $l_{g_2} > |g_2(t)|$  为不确定部分,  $l_{g_2}$  为干扰上界.

### 4 BPMSM 自适应 NTSMC 仿真

图 3 为 BPMSM 矢量控制框图, 其中 2/3 为  $\alpha\beta/abc$  转换. CRPWM 为电流跟踪型逆变器,  $\theta$  为转子角位置,  $\theta_1$  和  $\theta_2$  分别为转矩绕组和悬浮力绕组 A 相绕组中心线与  $d$  轴的初始相位角. 仿真样机参数如见 1.

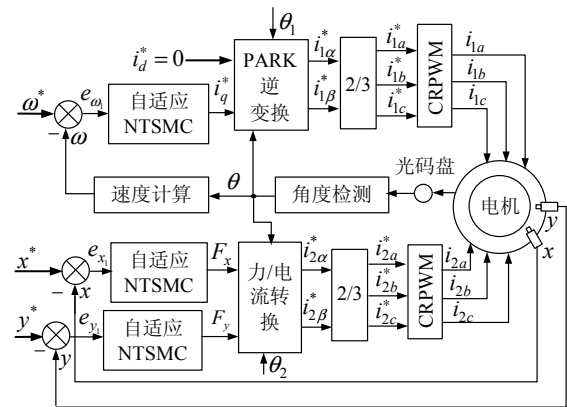


图 3 无轴承永磁同步电机自适应 NTSMC 框图

表 1 BPMSM 参数

转矩绕组极对数 $P_1 = 4$	悬浮力绕组极对数 $P_2 = 3$
定子电阻 $R_s = 2.875 \Omega$	定子直轴与交轴电感 $L = 8.5 \text{ mH}$
摩擦系数 $F = 0.0001$	磁链 $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$
转动惯量 $J = 5.6 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	转子质量 $m = 1 \text{ kg}$

图 4 为 BPMSM 转速自适应 NTSMC 仿真结果, 其中 NTSMC 采用的趋近律为普通指数趋近律. 自适应 NTSMC 参数为:  $\beta_1 = 1000, p_1 = 9, q_1 = 7, l_{g_1} = 80, \varepsilon_1 = 75, k_1 = 50, c_1 = 50$ . PI 控制器参数为: 比例系数  $k_p = 2$ , 积分系数  $k_i = 6$ , 抗饱和系数  $k_t = 0.02$ . 图 4(a) 为阶跃转速给定 ( $\omega = 600 \text{ rad/s}$ ), 图 4(b) 为转速突变 (转速从  $500 \text{ rad/s}$  突变至  $100 \text{ rad/s}$ ), 图 4(c) 为转速为  $800 \text{ rad/s}$ 、转矩扰动时采用不同控制方法得到的转速控制曲线. 从图中可以看出, 本文算法能使转速快速跟踪给定值, 与普通 NTSMC 相比, 本文算法响应更快; 与

PI控制相比,本文算法超调及稳态静差更小,且系统鲁棒性更强。

图5给出了转速从500 rad/s突变至100 rad/s时, $x$ 、 $y$ 方向位移控制曲线。自适应NTSMC参数为: $\beta_2 = 1000$ ,  $p_2 = 9$ ,  $q_2 = 7$ ,  $l_{g_2} = 10$ ,  $\varepsilon_2 = 10$ ,  $k_2 = 2$ ,  $c_2 = 5$ 。PI控制器参数为:比例系数 $k_p = 20$ ,积分系数 $k_i = 65$ ,抗饱和系数 $k_t = 0.01$ 。从图5中可以看出,径向位移采用自适应NTSMC,能够更快地到达平衡点。

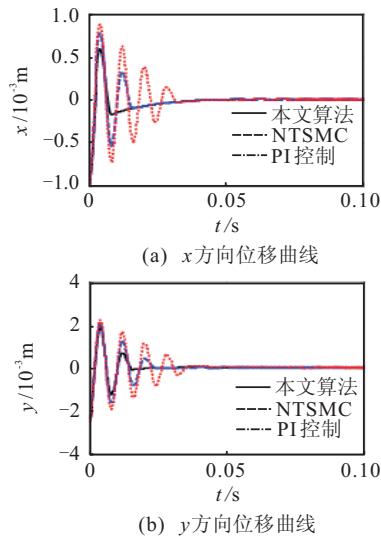


图5 转速突变时,径向位移自适应NTSMC

## 5 结论

本文提出一种自适应变速指数趋近律,该趋近律引入系统状态变量的一阶范数,可根据系统状态变量距离平衡点的远近自适应增大指数趋近速度,减小等速趋近速度,以保证在快速趋近的同时削弱抖振。利用该趋近律设计非奇异终端滑模控制器,仿真结果验证了该方法的有效性。

## 参考文献(References)

[1] Zak M. Terminal attractors in neural networks[J]. Physics Letters, 1989, 2(4): 259-274.  
 [2] Feng Y, Yu X H, Man Z H. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators[J]. Automatica, 2002, 38(12): 2159-2167.  
 [3] Jin M L, Lee J, Hun P. Practical nonsingular terminal sliding-mode control of robot manipulators for high-accuracy tracking control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3593-3601.  
 [4] 郑剑飞, 冯勇, 陆启良. 永磁同步电机的高阶终端滑模控制方法[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(6): 697-700. (Zheng J F, Feng Y, Lu Q L. High-order terminal sliding-mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(6): 697-700.)  
 [5] Feng Y, Zheng J F, Yu X H, et al. Hybrid terminal sliding mode observer design method for a permanent

magnet synchronous motor control system[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3424-3431.  
 [6] Jin Y Q, Liu X D, Qiu W, et al. Time varying sliding mode controls in rigid spacecraft attitude tracking[J]. Chinese J of Aeronautics, 2008, 21(4): 352-360.  
 [7] 陈振, 耿洁, 刘向东. 基于积分时变滑模控制的永磁同步电机调速系统[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 756-761. (Chen Z, Geng J, Liu X D. An integral and exponential time-varying sliding mode control of permanent magnet synchronous motors[J]. Trans on China Electro-Technical Society, 2011, 26(6): 756-761.)  
 [8] 童克文, 张兴, 张昱, 等. 基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 102-106. (Tong K W, Zhang X, Zhang Y, et al. Sliding mode variable structure control of permanent magnet synchronous machine based on a novel reaching law[J]. Proc of the CSEE, 2008, 28(21): 102-106.)  
 [9] 张晓光, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步电动机滑模变结构调速系统新型趋近律控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 77-82. (Zhang X G, Zhao K, Sun L, et al. A PMSM sliding mode control system based on a novel reaching law[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(24): 77-82.)  
 [10] 姜君, 陈庆伟, 郭健, 等. 基于新型趋近律的动中通系统滑模稳定跟踪控制[J]. 控制与决策, 2011, 26(12): 1904-1908. (Jiang J, Chen Q W, Guo J, et al. Sliding mode stable tracking control for mobile satellite communication system based on a new reaching law[J]. Control and Decision, 2011, 26(12): 1904-1908.)  
 [11] 高为炳. 变结构控制理论基础[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990: 28-30. (Gao W B. Variable structure control theory[M]. Beijing: China Science and Technology Press, 1990: 28-30.)  
 [12] 刘金琨. 滑模变结构控制MATLAB仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 379-395. (Liu J K. MATLAB simulation for sliding mode control[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 379-395.)  
 [13] 许波, 朱焜秋, 姬伟, 等. 改进型平方根无迹卡尔曼滤波及其在无轴承永磁同步电机无速度传感器运行中的应用[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(1): 53-58. (Xu B, Zhu H Q, Ji W, et al. Modified square-root unscented Kalman filter and its application to speed sensorless control of bearingless permanent magnet synchronous motor[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(1): 53-58.)  
 [14] Chiba A. An analysis of bearingless AC motors[J]. IEEE Trans on Conversion, 1994, 9(1): 61-67.