

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.01.011

基于自抗扰控制的无刷直流电机换相 转矩脉动抑制的研究^{*}

王 亮,马立新^{*},杨 威

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院,上海 200093)

摘要:针对无刷直流电机在运动中会产生转矩脉动且转矩脉动会影响无刷直流电机运行的稳定性和可靠性的问题,结合现代控制理论,研究了无刷直流电机的数学模型,设计了一种基于自抗扰控制器的无刷直流电机换相转矩脉动抑制的方法。通过降低无刷直流电机的转矩脉动并且结合 DSP 高速运算处理器实现了其算法的控制,更好地提高了其稳态性能。采用自抗扰控制技术对无刷直流电机的换相转矩脉动进行了抑制。通过消除转速响应的超调,扩张状态观测器检测系统的相电流脉动以及用非线性状态反馈控制率对检测到的电流脉动误差值进行补偿抵消,以达到了抑制相电流脉动的效果,从而抑制了转矩的脉动。通过实验验证,自抗扰控制器比 PI 控制能够较好的抑制直流电机的换相转矩脉动,从而能够提高电机在运动中的稳定性。

关键词:无刷直流电机;自抗扰控制器;转矩脉动;抑制

中图分类号:TM36;TP27;TH39

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2017)01-0052-06

Based on ADRC control of brushless DC motor commutation torque ripple inhibition

WANG Liang, MA Li-xin, YANG Wei

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for
Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: Aiming at the problem of brushless DC motor producing torque ripple in motion and the torque ripple affecting the stability and reliability of the brushless DC motor, the brushless DC motor mathematical model was analysed combined with modern control theory. A study based on active disturbance rejection controller brushless DC motor commutation torque ripple suppression was preverted. Thus reducing the torque ripple of the brushless DC motor which incorporated DSP processor achieved its high-speed computing algorithms control, and was better able to improve its steady state performance. active disturbance rejection controller (ADRC) inhibits brushless DC motor commutation torque ripple. Eliminating the overshoot of speed response, expanding ripple current phase state observers and detecting system with nonlinear state feedback control rate of the current sense ripple compensation offset error value achieved the effect of inhibiting the phase current ripple in order to inhibit the transfer torque pulsation. The results indicate that active disturbance rejection controller can better suppress DC motor commutation torque ripple than PI control, thereby improving the stability of the motor in motion.

Key words: brushless DC motor; active disturbance rejection controller (ADRC); torque ripple; inhibition

0 引 言

降低无刷直流电机的转矩脉动一直是无刷直流电

机控制系统研究领域的关键技术之一。抑制换相转矩脉动主要通过使用不同的控制技术和控制算法来实现,例如 PID、自抗扰和神经网络算法等。自抗扰控制

收稿日期:2016-08-09

基金项目:上海市张江国家自主创新重点项目(20131310-PI-B2-008)

作者简介:王 亮(1991-),男,江苏盐城人,硕士研究生,主要从事电力系统故障诊断、电机控制及电气自动化、电力系统无人机平台方面的研究。E-mail: 294824669@qq.com

通信联系人:马立新,男,博士,教授。E-mail: mal_ai@163.com

技术就是基于抗扰动方面设计且具有诸多优点而渐渐得到广泛应用的控制策略^[1]。自抗扰控制是在经典PID控制的基础上演变而来的一种非线性控制技术,易于利用软件代码实现,并具有很强的鲁棒性和实用性,可以方便地结合DSP高速运算处理器以实现其算法的控制。

本研究将利用自抗扰控制方法以抑制无刷直流电机的换相转矩脉动。

1 工作原理

自抗扰控制系统通过自身的跟踪微分器安排输入转速信号的过渡过程,从而消除转速响应的超调,同时通过自身的扩张状态观测器检测系统的相电流脉动,再通过自身的非线性状态反馈控制率对检测到的电流脉动误差值进行补偿抵消,以达到抑制相电流脉动的效果,从而抑制转矩的脉动。

2 无刷直流电机的工作原理及换相转矩脉动

目前无刷直流电机使用最多的是两两导通方式。位置传感器安装在电机内部,传感器将检测到的位置信号进行处理后转换为功率电路元器件的触发信号,该信号经过放大和隔离后按照特定的次序控制功率开关器件的导通,使电机绕组通电后产生的磁场和转子的励磁磁场相互作用产生转矩,进而使电机正常运转起来。定子绕组必须按一定顺序导通才能保证电机持续的运转^[2]。为了方便分析,作如下假设:

(1)电机的气隙磁场均匀分布,定子的电流和转子磁场是对称分布的;

(2)不计电枢反应、齿槽和换相所产生的影响;

(3)电机的三相绕组对称。

2.1 电机绕组的端电压方程

电机三相电枢绕组的端电压方程为:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{pmatrix} p \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c —三相绕组的输入电压; e_a, e_b, e_c —三相绕组产生的反电动势; i_a, i_b, i_c —三相绕组的电流; L_a, L_b, L_c —三相绕组的电感; M —三相绕组之间的互

感; r —三相绕组的电阻值; p —微分算子, $p = d/dt$ 。

将三相绕组星形连接,由于有 $i_a + i_b + i_c = 0$,故 $Mi_a + Mi_b + Mi_c = 0$,将这两式代入上式,得到新的端电压方程为:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{pmatrix} p \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (2)$$

2.1.1 转矩方程

电机电磁转矩可表示为:

$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega} \quad (3)$$

式中: ω —转子的角速度。

其运动方程为:

$$T_e = T_l + B\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (4)$$

式中: B —阻尼系数, J —转动惯量, T_l —负载转矩。

2.1.2 状态方程

由式(2)可得无刷电机的状态方程为:

$$p \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \frac{R}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L-M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{R}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L-M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a - e_a \\ u_b - e_b \\ u_c - e_c \end{pmatrix} \quad (5)$$

2.2 换相电流和转矩脉动之间的关系

反电动势的波形理想状态下为梯形波形式。电机绕组存在电感,因此,当功率开关电路中的开关管被触发开通时,电路中的电流经过一段时间的变化,慢慢上升到稳态值。当开关器件被关断时,电路中的电流经过一段时间的变化才能变成零状态。为了分析的方便,本研究假设A相绕组的导通和和B相绕组的关断在相同的时刻进行。

当B相绕组的电流达到稳态值零状态时,A相绕组的电流值还在慢慢变大,经过一段时间后才达到稳态值。由电机的三相绕组电流之和为零可以得出,C相绕组的电流在换相的过程中,首先慢慢变小,然后再慢慢

慢变大,最终达到稳定值。这便出现了电流的脉动,进而导致换相转矩的脉动。A、B 进行换相时的电流波形如图 1 所示。

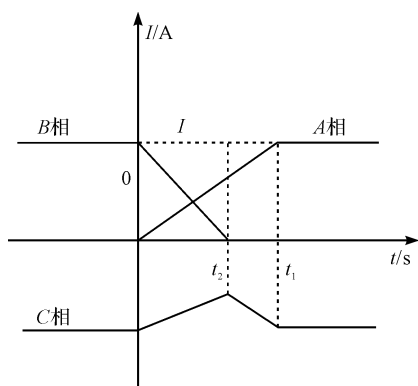


图 1 三相绕组换相时的电流波形

3 无刷直流电机的自抗扰控制器设计

自抗扰控制器中科院的韩京清^[3]于 1998 年提出的一种新型非线性控制器。它是在原有 PID 控制的基础上加入了运用现代控制理论的状态观测器。自抗扰控制器通过跟踪微分器安排输入信号的过渡过程,同时能有效检测系统内外的干扰并进行补偿,对系统的干扰能够进行很好的抑制较大地提高系统的性能。

自抗扰控制器由跟踪微分器(tracking-differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和非线性状态误差反馈控制率(nonlinear states error feed-back, NLSEF)3 部分组成。

无刷直流电机是较为复杂的非线性被控对象,可以看成是一个二阶系统进行研究。需要先将其转化为线性串联系统,然后再对其设计适当的自抗扰控制器,实现对其的控制^[4]。

3.1 跟踪微分器(TD)

对于设定输入值为 $v_0(t)$ 的二阶系统,其跟踪微分器的表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r^2(x - v_0t) - 2rx_2 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

离散化形式为:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + h(-r_2(x_1(k) - v_0(k)) - 2rx_2(k)) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: h —步长, $x_1(t)$ —跟踪 $v_0(t)$, $x_2(t)$ —提取 $v_0(t)$ 的微分信号。

非线性跟踪微分器能更好地抑制噪声,其表达

式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r\text{sign}\left(x_1 - v_0 + \frac{x_2 |x_2|}{2r}\right) \end{cases} \quad (8)$$

离散化形式为:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + hf \\ f = -r\text{sign}x_1(k) - v_0(k) + \frac{x_2(k) |x_2(k)|}{2r} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\text{sign}(x)$ —符号函数,其表达式为:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ 0, x = 0 \\ -1, x < 0 \end{cases} \quad (10)$$

式(9)会产生显著的高频振颤,于是提出了最快速控制综合函数 $\text{fhan}(x_1, x_2, r, h)$, 它的具体表达式为:

$$\begin{cases} d = rh \\ d_0 = hd \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r |y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2}\text{sign}(y), |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, |y| < d_0 \end{cases} \\ \text{fhan} = - \begin{cases} r\text{sign}(a), |a| > d \\ r \frac{a}{d}, |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (11)$$

式中: h —步长, r —速度因子。

该函数能使系统到达稳定状态的速度最快,并且不会产生振荡,故称该微分器为最快速的跟踪微分器。其离散表达式为:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + hf \\ fh = \text{fhan}(x_1(k) - v_0(k), x_2(k), r, h) \end{cases} \quad (12)$$

3.2 扩张状态观测器(ESO)

扩张状态观测器主要用来监测系统的状态变量及其微分信号,并估计系统的干扰。控制系统通过采集输出量反馈到输入端,和输入设定值进行比较得到误差量,把误差量作为闭环系统的控制量,从而实现对整个系统的控制。利用反馈可以将非线性变成线性,线性变成非线性^[5]。

对于一般的非线性对象:

$$\begin{cases} \dot{x}^n = f(x, x^2, \dots, x^{(n-1)}, t) + w(t) + bu \\ y = x(t) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $f(x, x_2, \dots, x_{n-1}, t)$ —未知函数; $w(t)$ —未知外扰; $x(t)$ —量测输入; u —控制输入; b —控制输入系数。

可将其转变成下式:

$$\begin{cases} \dot{x} = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ x_n = f(x, \dot{x}, \dots, x^{n-1}, t) + w(t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (14)$$

如果 $f(x, \dot{x}, \dots, x^{n-1}, t) + w(t)$ 精确已知,取 u_0 为:

$$u_0 = u + \frac{f(x, \dot{x}, \dots, x^{n-1}, t) + w(t)}{b} \quad (15)$$

则上式可变为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = bu_0 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (16)$$

从而可以看出,转化过程便是实现将非线性系统转化为线性系统的过程。可转化之后线性系统运用线性反馈控制率:

$$u_0 = \sum_{k=1}^n k_i (v_i - x_i) \quad (17)$$

该式说明了输入信号 v_1 以及 $i-1$ 次微分 v_{i-1} 之间的关系,并通过设定 k_i 的值来对被控系统的极点进行配置。

构造非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - g_1(z_1 - y) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - g_n(z_1 - y) + bu \\ \dot{z}_{n+1} + 1 = -g_n + 1(z_1 - y) \end{cases} \quad (18)$$

可得式(17) 所示系统扩张后的状态变量为: $\{x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t), x^{(n)}(t)\}$, 即:

$$\begin{cases} z_1(t) \rightarrow x_1(t) \\ \vdots \\ z_n(t) \rightarrow x_n(t) \\ z_{n+1}(t) \rightarrow x_{n+1}(t) = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{cases} \quad (19)$$

如果可以达到以上功能,则 $f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t) + w(t)$ 就可以由 $z_{n+1}(t)$ 实时估计出来。已知有如下函数 $g_i(i=1, \dots, n+1)$:

$$g_i = (z_1 - y) = \beta fal(z_1 - y, a_i, d) \quad (20)$$

式中:

$$fal(x, \alpha, d) = \begin{cases} |x|^\alpha \text{sign}(x), & |x| > d, \\ \frac{x}{d^{1-\alpha}}, & |x| < d, \end{cases} \quad (21)$$

式中: x —输入误差, α —反映增益的变化率, d —为避免函数在零点附近振荡而引入的一个微小的正数。

3.3 非线性状态误差反馈控制率(NLSEL)

无刷直流电机可以等效为 2 个一阶非线性结构串联而成的系统,可以分别设计内外环的一阶自抗扰控制器以对电机进行控制。外环为转速控制,内环为转矩控制。外环自抗扰控制器与设定值共同作用并将输出作为内环的给定值,同时将反馈至反馈给内环,以控制内环,从而实现对整个系统的控制^[6]。控制方案如图 2 所示。

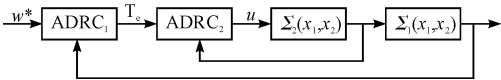


图 2 无刷直流电机的自抗扰等效控制框图

在上图的控制系统中,自抗扰控制器把转矩脉动作为内部干扰进行监测并补偿,从而达到抑制转矩脉动的效果,使转矩 Te 保持平稳。

3.3.1 转速子系统的设计

已知电机的端电压方程为:

$$ux = Rix + (L - M) \dot{i}_x + e_x, x = a, b, c \quad (22)$$

式中: u_x — x 相相电压, i_x — x 相相电流, R —各相电枢绕组电阻; L, M —各相绕组自感和互感; e_x — x 相的反电动势。

电磁转矩方程为:

$$Tem = [eaia + ebib + ecic] \frac{1}{wm} \quad (23)$$

式中: w_m —角速度。

机械运动方程为:

$$Te - TL - Bw = J \frac{dw}{dt} = JPw \quad (24)$$

式中: T_L —负载转矩, B —阻尼系数, w —角速度, J —转动惯量。

由机械运动方程得:

$$\dot{w} = -\frac{Bw}{J} + \frac{PTe}{J} - \frac{TL}{J} \quad (25)$$

令转速子系统扰动:

$$\dot{w}(t) = -\frac{TL}{J} \quad (26)$$

由此可以得出转速外环的一阶自抗扰控制器,其方程组为:

$$\begin{cases} \dot{w} = -\frac{Bw}{J} + \frac{PTe}{J} + w(t) \\ w(t) = -\frac{TL}{J} \end{cases} \quad (27)$$

3.3.2 转矩子系统的设计

令转矩子系统:

$$\begin{cases} T_{ex} = \frac{e_x i_x}{w_m} \\ E_x = k_e w \end{cases} \quad (28)$$

式中: E_x — e_x 的幅值, k_e —反电势系数, w —电角速度。

则 T_{ex} 可近似取为:

$$T_{ex} = \frac{\text{skewexp}}{w} = \text{spkeix} \quad (29)$$

式中: p —极对数; $s = \begin{cases} 1, ix \geq 0 \\ -1, ix < 0 \end{cases}$

电机的绕组为两两导通。电枢电流若为 I ; 电枢电流 2 个绕组的总感应电动势为 e , 并且 $e = e_1 + e_2$; e_1, e_2 分别 2 个导电绕组的感应电动势; u_s 分别 2 个绕组的端电压。从而可得:

$$\dot{T}_e = -\frac{R}{L-M}T_e + \frac{pk_e}{L-M}sus - \frac{pk_e}{L-M}se \quad (30)$$

令转矩子系统扰动为:

$$w(t) = -\frac{pk_e}{L-M}se \quad (31)$$

由此可得转矩内环一阶自抗扰控制器, 其方程为:

$$\begin{cases} \dot{T}_e = -\frac{R}{L-M}T_e + \frac{pk_e}{L-M}sus + w(t) \\ w(t) = -\frac{pk_e}{L-M}se \end{cases} \quad (32)$$

转矩内环自抗扰控制器的扩张状态观测器能较为精确的观测到电机的转矩, 并对其脉动进行补偿。从而达到抑制转矩脉动的目的。

3.3.3 串联系统的自抗扰控制

由以上分析, 可得出串联系统的方程如下:

$$\begin{cases} T_e = -\frac{R}{L-M}T_e + \frac{pk_e}{L-M}sus + w_1(t) \\ \dot{w} = -\frac{Bw}{J} + \frac{PT_e}{J} + w_2(t) \\ w_1(t) = -\frac{pk_e}{L-M}se \\ w_2(t) = -\frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (33)$$

取非线性函数:

$$fal(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon), |\varepsilon| \geq \delta \\ \frac{\varepsilon}{\delta^{1-\alpha}}, |\varepsilon| < \delta \end{cases} \quad (34)$$

式中: ε —输入误差, α —反映增益的变化率, δ —为避免函数在零点附近振荡而引入的一个微小的正数。

该函数反映的情况是: 增益变大, 误差就会变小; 增益变小, 则误差就会变大, 它使控制器的性能变得更加优越, 更好地发挥控制的性能。

非线性状态误差反馈控制率的形式为:

$$u_0 = \sum_{i=1}^n \beta_i fal(\varepsilon_i, \alpha, \delta) \quad (35)$$

自抗扰控制的控制量为:

$$u(t) = u_0(t) - \frac{z_2(t)}{b_0} \quad (36)$$

式中: $u_0(t)$ —状态误差反馈控制量, $u(t)$ —系统输出的最终控制量, b_0 —具有一定取值范围的参数。

对于自抗扰控制器的设计, 要根据被控对象选择其阶数, 因为其阶数取决于被控对象的阶数。对应控制器方程为:

(1) 跟踪微分器(TD):

$$\dot{z}_{11} = -R_1 fal(z_{11} - v(t), \alpha_0, \delta_0) \quad (37)$$

(2) 扩张状态观测器(ESO):

$$\begin{cases} \varepsilon = z_{11} - y \\ \dot{z}_{21} = z_{22} - \beta_1 fal(\varepsilon, \alpha_1, \delta_1) + b_{0u} \\ \dot{z}_{22} = -\beta_2 fal(\varepsilon, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (38)$$

(3) 非线性状态误差反馈控制率(NLSEF):

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = z_{11} - z_{21} \\ u_0 = \beta_3 fal(\varepsilon_1, \alpha_2, \delta_2) \\ u = u_0 - \frac{z_{22}}{b_0} \end{cases} \quad (39)$$

式中: $R_1, \alpha_0, \delta_0, \beta_1, \alpha_1, \delta_1, \beta_2, \beta_3, \alpha_2, \delta_2$ —自抗扰控制器的参数; $v(t)$ —系统的设定输入值; z_{11} —设定输入的跟踪值; y —转速、转矩的反馈量; z_{21} —状态观测量; z_{22} —扰动观测量; b_0 —中包含了某些参数, 是系统控制量的增益。

其消除超调以及非线性补偿的特点更加提高了控制器的性能及其稳定性。

自抗扰控制器参数的调整遵循这样的思路: 首先要找准被控对象的控制量, 根据这个控制量调整跟踪器的参数; 然后调整扩张状态观测器的参数; 最后调整反馈控制率的参数^[7-8]。

4 自抗扰控制下的无刷直流电机控制系统仿真

电机控制系统是双闭环控制系统, 且自抗扰控制器具有良好的稳定性^[9]。因此, 可以分别对其内外环设计控制器; 其外环为控制转速的一阶自抗扰控制器, 内环为控制转矩的一阶自抗扰控制器。本研究对控制器的 3 个组成部分分别运用 Matlab 中的 S 函数实现, 在 Matlab 环境下分别对 PID 控制和自抗扰控制进行仿真, 并对二者的仿真结果进行对比。实验中的无刷直流电机其额定功率为 $P = 120 \text{ W}$, 额定电压为 $U = 24 \text{ V}$, 额定转速为 $n = 3000 \text{ r/min}$, 额定转矩为 $T_e = 1 \text{ N/m}$,

每相绕组电阻 $R = 0.6\ \Omega$, 转动惯量 $J = 1.23 \times 10^{-4}\ \text{Kg} \cdot \text{m}^2$, 电动势系数 $C_e = 0.76\ \text{V} \cdot \text{min/r}$, 绕组电感 $L_M = 8\ \text{mH}$ 。由于系统是双闭环, 需要先设定外环控制器的参数, 然后加入内环控制器进行联合调试并设定参数, 从而确定整个系统的参数并进行仿真。其中, 外环自抗扰控制器中非线性函数 fal 的参数取为:

$$\alpha_0 = 0.05, \alpha_1 = 0.05, \alpha_2 = 0.1, \delta_0 = 0.001, \\ \delta_1 = 0.001, \delta_2 = 0.001。$$

内环自抗扰控制器中非线性函数 fal 的参数取为:

$$\alpha_0 = 0.025, \alpha_1 = 0.025, \alpha_2 = 0.1, \delta_0 = 0.001, \\ \delta_1 = 0.001, \delta_2 = 0.001。$$

给定转速为 $n = 3\ 000\ \text{r/min}$ 时电机的转速、电流和转矩波形如图(3 ~ 6)所示。

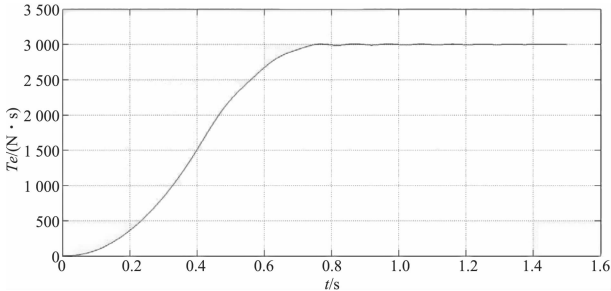


图3 自抗扰控制下的转速曲线

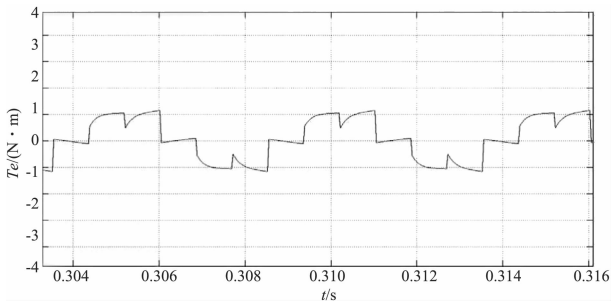


图4 自抗扰控制下的相电流波形

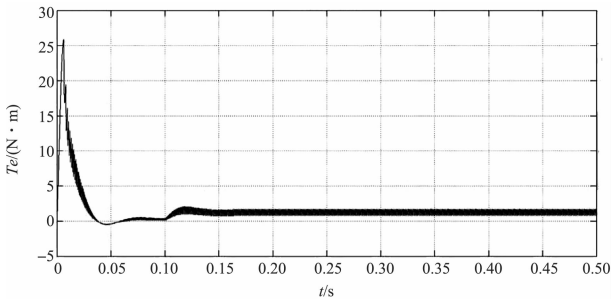


图5 自抗扰控制下的转矩波形

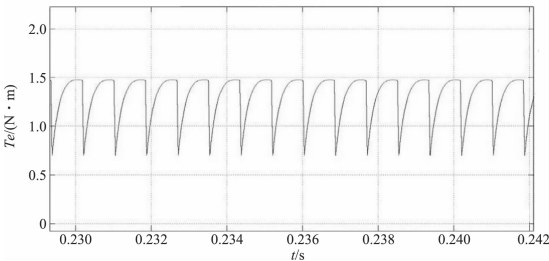


图6 自抗扰控制下的转矩局部波形

通过与传统的 PI 控制相比, 自抗扰控制比 PI 控制的响应曲线平稳, 没有出现超调; 降低了相电流的波动, 使曲线变得平缓; PI 控制更能抑制转矩的脉动。

5 结束语

本研究展开了对永磁无刷直流电机换相转矩脉动抑制方法的研究。从实验得到的波形图可见, 自抗扰控制能明显的抑制无刷直流电机的换相电流脉动, 从而抑制转矩脉动。自抗扰控制技术利用其自身能检测系统内外干扰的优势, 将无刷电机的相电流脉动当做干扰进行监测, 并通过非线性补偿将这种波动进行抑制。从实验结果可以看出, 这种控制策略相比 PI 控制具有较好的抑制转矩脉动效果, 使电机的运转更加平稳可靠。

参考文献 (References) :

[1] TEXAS INSTRUMENTS. TMS320C28X DSP Controllers CPU and Instruction Set Reference Guide[M]. Beijing: Texas Instruments, 2003.

[2] SHI Ting-na, LU Na, ZHANG Qian, et al. Brushless DC Motor Sliding Mode Control with Kalman Filter[C]//IEEE International Conference on Industrial Technology Chengdu: [IEEE], 2008:1-6.

[3] 张 深, 无刷直流电动机原理及应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.

[4] 谢宝昌, 任永德, 电机的控制技术及其应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.

[5] 王海峰, 无刷直流电机转矩脉动控制技术的研[D]. 西安: 西北工业大学机电学院, 2003.

[6] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1):19-23.

[7] 强曼若, 无刷直流电动机的发展与应用[J]. 微电机, 1995 (1):47-50.

[8] 潘晓磊, 赵 川, 吕海立. 无刷直流电机模糊自适应 PID 控制的研究[J]. 机电工程技术, 2016, 43(3):85-89.

[9] 张伟伟, 直流电机双闭环调速系统仿真研究[J]. 机床与液压, 2005(2):128-129.

[编辑:张 豪]

本文引用格式:

王 亮, 马立新, 杨 威. 基于自抗扰控制的无刷直流电机换相转矩脉动抑制的研究[J]. 机电工程, 2017, 34(1):52-57.

WANG Liang, MA Li-xin, YANG Wei. Based on ADRC control of brushless DC motor commutation torque ripple inhibition[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2017, 34(1):52-57.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>