

无刷直流电机换相转矩脉动抑制的研究

杨 威, 郝润科, 高 峰

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093)

摘要: 分析了无刷直流电机产生转矩脉动的原因, 设计了自抗扰控制器来抑制无刷直流电机的转矩脉动的发生. 以控制器本身的状态观测器检测系统的相电流脉动, 通过控制器本身的非线性状态反馈控制器对检测电流脉动误差值进行补偿, 从而抑制电流的波动. 采用双闭环控制抑制转矩脉动的发生. 仿真结果表明, 设计自抗扰控制器抑制了系统干扰引起的超调量. 反馈能够完全地被快速跟踪. 设计的控制系统使无刷直流电机的转矩脉动值为 9% 左右. 因此, 自抗扰控制系统能够更好地抑制无刷直流电机转矩脉动的产生.

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: TH 166; TG 659 **文献标志码:** A

Suppression of Brushless DC Motor Commutation Torque Ripples

YANG Wei, HAO Runke, GAO Feng

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

Abstract: The causes of the torque ripples of a brushless DC motor (BLDCM) were analyzed and an active disturbance rejection controller (ADRC) was designed to control the torque ripple reduction of the brushless DC motor. A state observer of the controller was adopted to detect the phase current ripple of the system. And the offset value of the detected current ripple deviation was compensated by the non-linear state feedback control rate of the controller to achieve the suppression of current ripple, which forms a BLDCM double closed-loop control system to achieve the suppression of torque ripple. The simulation results show the value of torque ripple of the brushless DC motor designed is 9%. The ADRC eliminates the overshoot generated by the system and the feedback can be fully and smoothly tracked. In short, the designed ADRC can better suppress the pulsation of the torque by compensating the offset of the current ripple error.

Keywords: brushless DC motor; active disturbance rejection controller; torque ripple; suppression

收稿日期: 2016-08-30

第一作者: 杨 威(1990-), 男, 硕士研究生. 研究方向: 电气拖动及控制. E-mail: yangwei_gsw1@163.com

通信作者: 郝润科(1965-), 男, 副教授. 研究方向: 电气拖动及控制. E-mail: h-rk@163.com

无刷直流电机 (brushless DC motor, BLDCM) 由无刷直流电机本身、供电功率电路和转子位置检测电路等共同构成。在 BLDCM 控制系统中, 转子位置检测电路替代有刷直流电机的机械换相装置。BLDCM 控制系统中的转子位置检测电路是用来检测电机转子在正常运行时电机转子的位置^[1-2]。BLDCM 拥有小体积、高效率、运行稳定和养护简单便捷的特点。但是, BLDCM 在实际使用过程中有较大的转矩的脉动发生。这一问题限制了 BLDCM 在高精度控制领域中使用。BLDCM 的转矩的脉动引起因素有以下 5 种: a. 原理性电磁转矩的脉动, 由非理想反感应电动势产生; b. 齿槽效应产生的转矩的脉动; c. 电枢反应产生的转矩的脉动; d. 运转变相中, 电流或感应电动势 (反电动势) 发生变化引起的转矩的脉动; e. 加工电机中材料的不一致和机械精度不高存在的缺陷。在制造一台 BLDCM 时, 谐波变化或电机齿槽引起的脉动转矩都很小。然而, 在换相过程中, 电流变化导致的转矩脉动较大, 大约占 50%。所以, 分析和抑制换相所引起的转矩脉动, 已经成为减小 BLDCM 转矩波动的关键。国内外的学者从控制电路拓扑结构、电机驱动方法等角度提出了一些研究方向, 采用电流反馈调节法、PWM (pulse width modulation) 斩波控制和电流预测控制等方法抑制和消弭 BLDCM 引起的转矩的脉动。但这些方法仍然不可避免地存在过补偿问题和欠补偿的缺陷。现实使用这些方法抑制转矩脉动减小的作用并不明显^[3]。本文提出用自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC) 方式抑制和消除无刷直流电机换相中引起的转矩脉动。通过实验证明, 与传统电机控制方法相比, 自抗扰控制器能够更好地抑制和消除转矩产生的脉动, 从而使电机运转更加平稳可靠。

1 换相转矩脉动分析

换相转矩脉动 (commuting torque ripple, CTR) 产生的原因为换相过程中及电动势或电流变化使转子波动。电机转子的波动导致转矩脉动的产生。利用方波驱动三相 BLDCM 时, 每次只有其中的两相 (AB, BC 或 AC) 处于导通状态, 而另一相却处于关闭状态。BLDCM 的稳态转矩的大小与换相电流有关。而换向电流与反电动势大小有关。BLDCM 的稳定转矩脉动与反电动势和换相电流大小都有关。

假设 BLDCM 三相对称, 星型连接, 忽略电枢反应, 不计涡流和磁滞损耗。BLDCM 的三相电磁绕组的

等效及驱动电路如图 1 所示。 R_1, R_2 和 R_3 分别为三相定子绕组的电阻; L_1, L_2 和 L_3 分别为三相定子绕组的电感; e_A, e_B 和 e_C 分别为三相绕组上的反电动势, U_d 为直流电源。 Q_1-Q_6 为绝缘栅双极型晶体管, D_1-D_6 为二极管, 构成了 BLDCM 全桥驱动电路。

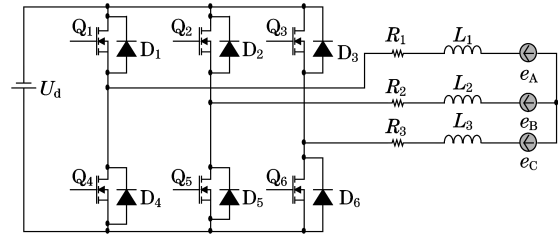


图 1 BLDCM 的驱动与三相绕组等效电路

Fig. 1 Brushless DC motor drive and the equivalent circuit of three-phase winding

电机绕组都是电感性负载, 换相转矩脉动发生时相电流以恒定速率升降。换相导致波形是梯形波, 不是理想方波。在电机转动过程中, 相电流关闭期内的降低速率和导通期内的升高速率并不相同。所以, 非变相时, 产生了电流波动, 电流波动引起转矩脉动。以 A 相与 C 相导通后向 B 相与 C 相通电导通换相过程为例^[4]。在不同速度运动换相时, 图 2 展示了各相变化的电流波形。 i_A, i_B 和 i_C 为三相绕组中的电流, t_1 为关断时相电流变化下降的时间, t_2 为开通时相电流变化上升的时间。在变相中, 由 D_4 为 A 相续流并逐渐减小到零, B 相的电流逐渐增大到一定值。式 (1) 为三相电机换相过程中的电路方程。

$$\begin{cases} L \frac{di_A}{dt} + Ri_A + e_A - \left(L \frac{di_C}{dt} + Ri_C + e_C \right) = 0 \\ L \frac{di_B}{dt} + Ri_B + e_B - \left(L \frac{di_C}{dt} + Ri_C + e_C \right) = U_d \\ i_A + i_B + i_C = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: L 为三相绕组的自感; R 为三相绕组的电阻值; t 为各相电流变化的时间。

电机各相绕组感应电势为梯形波。设 E_m 为感应电动势的幅值。在换相时 $e_A = e_B = -e_C = E_m$ 。与绕组的时间常数 L/R 相比, PWM 的周期近似属于无限小。忽略电枢绕组中阻值的影响, 同时忽略 A, B 和 C 相的电流初值和终值的大小。各相电流未变化和变化之后的稳态值为 I_0 。由方程 (1) 可得变相中 BLDCM 各相电流方程为

$$\begin{cases} i_A = I_0 - (U_d + 2E_m)(3L)^{-1}t \\ i_B = 2(U_d - E_m)(3L)^{-1}t \\ i_C = -I_0 - (U_d - 4E_m)(3L)^{-1}t \end{cases} \quad (2)$$

由方程 (2) 可得变相中 A 相绕组的关闭时间 t_1 和 B 相绕组开通的时间 t_2 为

$$t_1 = 3LI_0(U_d + 2E_m) \quad (3)$$

$$t_2 = \frac{3}{2}LI_0(U_d - E_m) \quad (4)$$

设 BLDCM 的转子的角速度为 ω , 则换相时电磁的转矩

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\omega} = \frac{E_m i_A + E_m i_B - E_m i_C}{\omega} = -\frac{2E_m i_C}{\omega} = \frac{2E_m}{\omega} \left(I_0 + \frac{U_d - 4E_m}{3L} t \right) \quad (5)$$

由式(2)~(5)可得:a. 当 $4E_m < U_d$ 时, 电机的转速小于一个定值. AB 绕组换相变化的电流不同步. 在 i_A 降为 0 之前, i_B 已经到一个定值, 即 $t_2 < t_1$. 换相引起的电磁转矩 T_e 增大. 换相情景如图 2(a)所示. b. 当 $4E_m = U_d$ 时, 电机转速等于一个定值, AB 绕组变相电流同步. i_A 降为 0 的同时 i_B 到达一定值, 即 $t_1 = t_2$. 换相时转矩保持恒定, 其值大小与非变相的 T_e 一样. 换相情景如图 2(b)所示. c. 当 $4E_m > U_d$ 时, 转速大于一个定值, 两相绕组换

相时电流变化不能够同步. i_A 已经降为 0, 但 i_B 还没有达到稳态, 即 $t_2 > t_1$. 换相导致转矩变小, 转矩的脉动为 T_e . 换相情景如图 2(c)所示^[5].

通过以上分析可知, BLDCM 换相时的时间随着转速的变化而变化. 在低转速运行状态, 换相引起的关闭时间大于导通时间. 在高转速运行状态, 变相导通时间大于关闭时间. 从而导致 BLDCM 在变相过程中转矩脉动的大小随转速的变化而变化. 以较高的速度运行时, BLDCM 换相的过程引起的转矩变化加剧, 从而使转矩的脉动变化增大. 转矩随换相时间变化的方程为

$$T_e = \begin{cases} \frac{E_m I_0 (U_d - 4E_m)}{\omega (U_d - E_m)}, t_2 < t_1 \\ \frac{2E_m I_0}{\omega}, t_2 = t_1 \\ \frac{2E_m I_0 (U_d - 4E_m)}{\omega (U_d + 2E_m)}, t_2 > t_1 \end{cases} \quad (6)$$

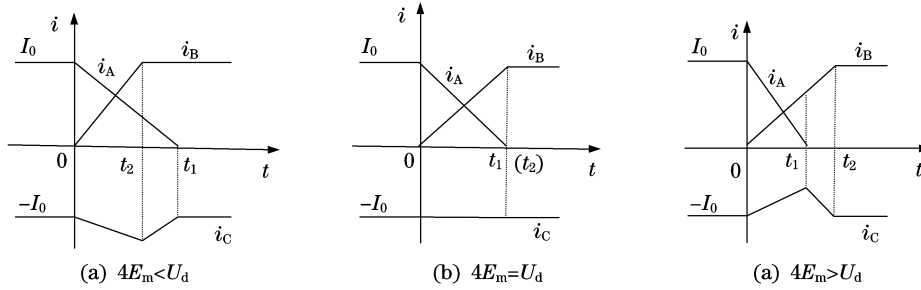


图2 三相绕组换相的电流波形

Fig.2 Three-phase current waveforms during winding commutation

2 设计 ADRC 抑制转矩脉动

ADRC 由现代控制理论与 PID 相结合而得来. ADRC 是在经典 PID 中引入现代控制中的状态观测器. ADRC 包含状态跟踪微分控制器 (state tracking differentiator, STD)、扩张观测状态控制器 (expansion state observer, ESO) 和非线性状态误差控制反馈器 (nonlinear state error feedback control device, NSEFCD) 三部分. STD 根据控制系统的输入变量跟踪并获取系统中变化的微分信号, 来解决响应与超调的矛盾. ESO 主要目标是对扰动预估计, 其根据被控研究对象确定的系统输入与输出, 检测系统状况. NSEFCD 通过非线性函数弥补线性组合的不足. 因此, ADRC 的算法简单、鲁棒性较强, 同时不依赖系统的模型, 而且还能够很好地监测系统内的内外干扰. 但是, ADRC 作为较复杂的非线性的被

控制对象, 研究时可以看作 1 个非线性的二阶控制系统, 从而可以等效成 2 个一阶非线性结构并串联而成的控制系统. 在建模时, 首先进行 BLDCM 线性处理, 构成一系列线性可控系统; 然后设计适当的 ADRC 来实现控制^[6].

BLDCM 控制系统可以分别设计内、外环的一阶 ADRC. 控制转速的为外环子控制系统 (一阶 ADRC), 控制转矩的为内环子控制系统 (一阶 ADRC). 外环的一阶 ADRC 与预设值同时作用, 并将输出的结果作为内环的一阶 ADRC 的预设值反馈给内环的一阶 ADRC. 通过控制 BLDCM 的转速 n , 从而完成对转矩 T_e 的控制. ADRC 同时实现了对控制系统中内、外干扰的监测, 它能够不区分躯体受到干扰的形式而进行广泛的监测. STD 调节系统响应超调, 使系统运行平稳. 非线性补偿装置监控系统干扰并适当地弥补. 在图 3 的 BLDCM 转矩脉动控制系统中, ADRC 将转矩脉动作为内部干扰进行监

测并补偿,从而抑制转矩脉动,使转矩 T_e 保持稳定.控制方案如图 3 所示^[7-8].预先设定的定值, $\Sigma_2(x_3, x_4)$, $\Sigma_1(x_1, x_2)$ 为 ESO 和 STD 获取的转矩和转速的超调量和干扰信号. n 为电机稳定运行的转速.

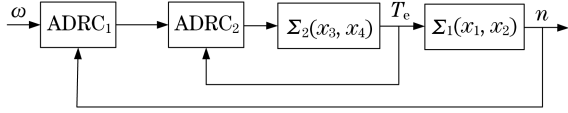


图 3 BLDCM 的自抗扰等效控制框图

Fig.3 ADRC equivalent control block diagram of the ADRC of BLDCM

2.1 BLDCM 的转速控制系统的设计

已知 BLDCM 三相的端电压方程为

$$\begin{cases} u_A = R_1 i_A + (L - M) i_A + e_A \\ u_B = R_2 i_B + (L - M) i_B + e_B \\ u_C = R_3 i_C + (L - M) i_C + e_C \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_A, u_B 和 u_C 为 A, B 和 C 三相的相电压; L, M 分别为 A, B 和 C 三相绕组的自感和互感.

BLDCM 的电磁转矩方程为

$$T_e = \omega^{-1} [e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C] \quad (8)$$

BLDCM 的机械运动方程为

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_1 - B\omega \quad (9)$$

式中: T_1 为机械运动的负载转矩; B 为机械运动的阻尼系数; J 为机械运动的转动惯量.

由方程(9)得

$$\frac{d\omega}{dt} = J^{-1} (T_e - T_1 - B\omega) \quad (10)$$

令 BLDCM 的转速系统的扰动方程为

$$\omega = -J^{-1} T_1 \quad (11)$$

由此可以得出 BLDCM 转速的一阶 ADRC 控制方程为

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = -J^{-1} B\omega + J^{-1} T_e + \omega \\ \omega = -J^{-1} T_1 \end{cases} \quad (12)$$

2.2 BLDCM 转矩控制系统的设计

令 BLDCM 转矩系统方程为

$$\begin{cases} T_e = \omega^{-1} s k_e e_x i_x \approx s p k_e i_x \\ s = \begin{cases} 1, i_x \geq 0 \\ -1, i_x < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (13)$$

式中: p 为极对数; k_e 为满足转矩方程所取的常数; e_x 为感应电动势; i_x 为电枢电流; s 为转速与转矩反馈的反馈量.

若 BLDCM 采取两两导通. 假设导通方式为 AB. 如果 I 为 A/B 两电枢电流, 则 A/B 的总感应电动势 $e = e_A + e_B$. u_s 为 A/B 电枢两端电压. 因此, 可得 BLDCM 的转矩方程为

$$\frac{dT_e}{dt} = (L - M)^{-1} [-RT_e + p k_e s (u_s - e)] \quad (14)$$

令 BLDCM 转矩控制系统的扰动方程为

$$\omega_1 = -p k_e s e (L - M)^{-1} \quad (15)$$

式中: ω_1 为 BLDCM 转矩控制系统的扰动.

由此可得 BLDCM 转矩的一阶 ADRC 方程组为

$$\begin{cases} \frac{dT_e}{dt} = (-RT_e + p k_e s u_s) (L - M)^{-1} + \omega_1 \\ \omega_1 = -p k_e s e (L - M)^{-1} \end{cases} \quad (16)$$

BLDCM 转矩 ADRC 中的 NSEFCD 较为精准地检测转矩脉动, 同时给转矩脉动恰当地抵偿, 以实现约束转矩的脉动.

2.3 串联系统中 ADRC 的设计

由以上分析可得串联控制系统的方程为

$$\begin{cases} T_e = (-RT_e + p k_e s u_s) (L - M)^{-1} + \omega_1 \\ \frac{d\omega}{dt} = -J^{-1} B\omega + J^{-1} T_e + \omega_2 \\ \omega_1 = -p k_e s e (L - M)^{-1} \\ \omega = -J^{-1} T_L \end{cases} \quad (17)$$

取 BLDCM 控制系统的非线性状态函数

$$\xi(\epsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\epsilon|^\alpha \text{sign } \epsilon, & |\epsilon| \geq \delta \\ \delta^{\alpha-1} \epsilon, & |\epsilon| < \delta \end{cases} \quad (18)$$

式中: ϵ 为输入函数引起的误差; α 表示变化率, 由函数增益变化引起; δ 为微变化的正数.

选取非线性状态函数的目的是避免函数在零点振荡. 当 ADRC 转矩脉动增益增大时, 误差就会减小; 反之, 增益减小时, 误差就会增大. 因此, 非线性状态函数使 ADRC 的性能更加优越. 从而可得 NSEFCD 的方程为

$$u_0 = \sum_{i=1}^n \beta_i \xi(\epsilon_i, \alpha, \delta) \quad (19)$$

式中: u_0 为电机控制系统中扰动误差的反馈控制函数; β_i 为 NSEFCD 设定而选取的适当参数.

则 ADRC 的最终控制量为

$$u = \sum_{i=1}^n \beta_i \xi(\epsilon_i, \alpha, \delta) - z b_0^{-1} = u_0 - z b_0^{-1} \quad (20)$$

式中: u 为电机控制系统中的最终控制函数; b_0 为取值范围内的定值; $z(t)$ 为 ESO 对扰动估计的观测量.

在设计 ADRC 时, 必须根据研究的系统选择阶数, 因为, 系统决定了控制器的阶数. 然而, ADRC 不

会受具体的被控系统或模型的限制,使应用变得更加广泛. BLDCM 可以当作 1 个二阶非线性被控系统,从而需要 2 个一阶 ADRC 串联实现控制,且能够满足对转矩脉动和转速控制的要求. 这也体现了 ADRC 的鲁棒性和适应性的一面. ADRC 中 STD, ESO 和 NSEFC 方程如下:

STD 方程

$$\frac{dx_{11}}{dt} = -R_{11}\xi(x_{11} - k(t), \alpha_{10}, \delta_{10}) \quad (21)$$

ESO 方程

$$\begin{cases} \epsilon_{11} = x_{11} - s \\ \dot{x}_{21} = x_{22} - \beta_{11}\xi(\epsilon_{11}, \alpha_{21}, \delta_{21}) + b_{10}u \\ \frac{dx_{22}}{dt} = -\beta_{22}\xi(\epsilon_{11}, \alpha_{21}, \delta_{21}) \end{cases} \quad (22)$$

NSEFCD 方程

$$\begin{cases} \epsilon_{12} = x_{11} - x_{21} \\ u_0 = \beta_{31}\xi(\epsilon_{12}, \alpha_{22}, \delta_{22}) \\ u = u_0 - b_0^{-1}x_{22} \end{cases} \quad (23)$$

式中: $R_{11}, \alpha_{10}, \delta_{10}, \beta_{11}, \alpha_{21}, \delta_{21}, \beta_{22}, \beta_{31}, \alpha_{22}, \delta_{22}$ 是 ADRC 的各个参数; $k(t)$ 是控制系统预设的初值; x_{11} 是预设定的输入跟踪的初值; x_{21} 是状态观测器 ESO 的观测值; x_{22} 是状态观测器 ESO 观测的扰动量; b_{10} 是控制系统中控制量变化的增益.

可以分别设置 STD, ESO 和 NSEFCLD 的相关参数. ADRC 利用简单、高效的数学算法分析来实现对控制系统的反馈控制,同时能够很好地对系统的干扰进行监测和精确补偿. 消除超调和抵偿提高了控制系统的稳定性.

3 控制系统的仿真与分析

BLDCM 的控制系统为双闭环控制. 转矩和转速作为控制量,分别对其设计控制器. 其中,外环为控制转速的一阶 ADRC,内环为控制转矩的一阶 ADRC. 设计控制器并运用 Matlab/Simulink 中的 S 函数. 仿真中 BLDCM 的参数如表 1 所示.

系统采取双闭环控制. 实验过程中第一步设定转速的 ADRC 参数. 第二步再加入转矩控制器中一起调试,从而确定整个控制系统中的参数^[9-10].

转速控制的 ADRC 中函数 ξ 的参数值为

$$\alpha_{10} = 0.5, \alpha_{21} = 0.5, \alpha_{22} = 1,$$

$$\delta_{10} = 0.01, \delta_{21} = 0.01, \delta_{22} = 0.01$$

转矩控制的 ADRC 中函数 ξ 的参数值为

$$\alpha_{10} = 0.25, \alpha_{21} = 0.25, \alpha_{22} = 1,$$

$$\delta_{10} = 0.01, \delta_{21} = 0.01, \delta_{22} = 0.01$$

表 1 BLDCM 仿真参数设定表

Tab.1 BLDCM simulation parameter settings

电机参数	参数值
额定功率	2 400 W
额定电压	220 V
额定转速	800 r/min
额定的转矩	9 N/m
各相绕组的阻值	0.8 Ω
电机的转动惯量	$2.86 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
电动势的系数	0.67 V $\cdot$ min/r
三相绕组的各相绕组的电感值	9 mH

BLDCM 分别在 PI 和 ADRC 控制下进行仿真, 设给定转速 $n = 800 \text{ r/min}$. 电机转速的波形如图 4 和图 5 所示. 图 4 是在带载情况下的转速波形, 图 5 是在负载突变情况下的转速波形. 对比图 4 和图 5 可得, ADRC 控制下的转速平稳且超调量小. 图 6~8 (见下页)分别为 BLDCM 在空载、负载和负载突变情况下的转矩波形. 在 0.3 s 时突加负载, 转矩瞬间变化, 但很快就平稳, 同时转速在负载突变的瞬间降低后又趋于平稳状态, 如图 9 所示. 从图 9 中可得, ADRC 控制的转矩波形较平稳. 在空载、负载和负载突变情况下, 转矩脉动较小, 同时转速比较稳定.

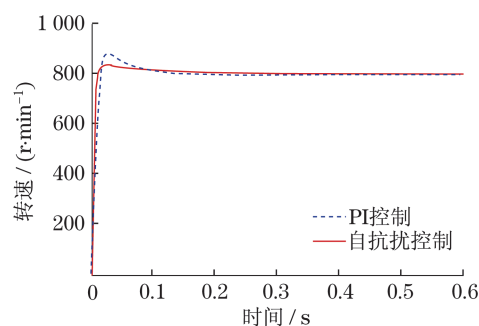


图 4 转速曲线波形

Fig.4 Rotational speed curve waveform

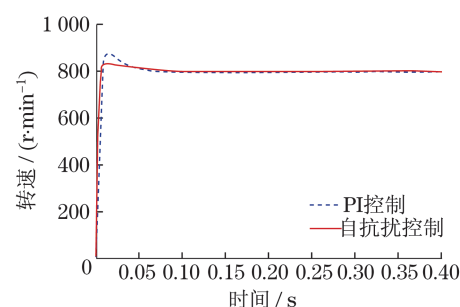


图 5 在负载突加下的转速波形

Fig.5 Speed waveform under sudden load

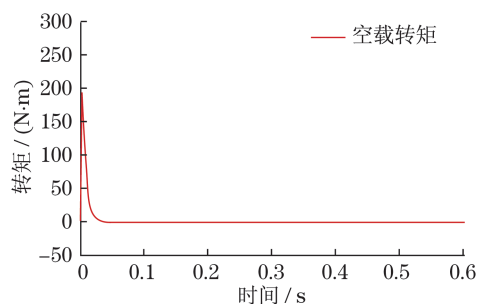


图6 自抗扰控制的空载转矩波形

Fig.6 Torque waveform of no load ADRC

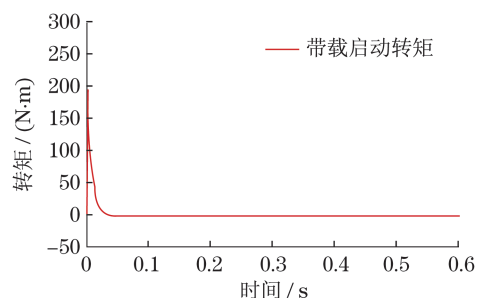


图7 自抗扰控制的带载启动转矩波形

Fig.7 Start torque waveform of ADRC under load

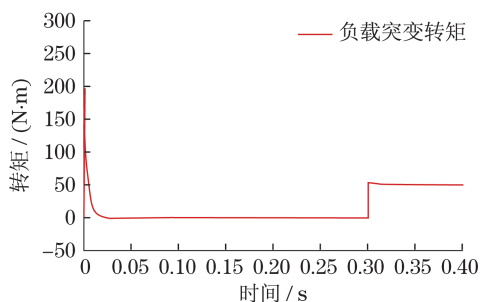


图8 负载突变情况下的转矩波形

Fig.8 Torque waveform of ADRC under load variation

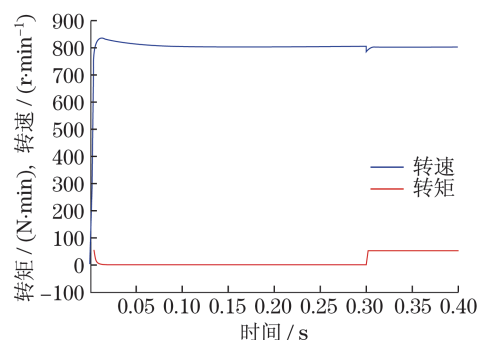


图9 负载突变情况下的转矩和转速波形

Fig.9 Torque and speed waveforms of ADRC under load variation

综合分析可得,ADRC 比 PI 在抑制转矩脉动方面具有更多的优势. ADRC 具有良好的抑制转矩脉动的效果. 通过仿真计算得出脉动值为 9%, 消弭响应产生的超调反馈被顺利跟踪.

4 结束语

设计了自抗扰控制器,抑制无刷直流电机转矩脉动. 通过自抗扰控制器的观测器检测相电流的脉动,再通过控制器本身的非线性状态反馈控制率对检测到的电流脉动误差进行补偿抵消,实现消弭相电流波动来抑制脉动转矩. 实验表明,自抗扰控制器相比 PI 控制器能更好地约束转矩脉动,使电机运转更加平稳可靠.

参考文献:

- [1] SHI T N, LU N, ZHANG Q, et al. Brushless DC motor sliding mode control with Kalman filter[C] // IEEE International Conference on Industrial Technology. Chengdu: IEEE, 2008: 1-6.
- [2] 张琛. 直流无刷电动机原理及应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [3] 谢宝昌, 任永德. 电机的 DSP 控制技术及其应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [4] 王海峰. 无刷直流电机转矩脉动控制技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2003.
- [5] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
- [6] 强曼若. 无刷直流电动机的发展与应用[J]. 微电机 1995(1): 23-25.
- [7] 陈宇, 张锐锋, 徐贵光, 等. 大型火电机组协调系统的线性自抗扰控制[J]. 计算机仿真, 2016, 33(2): 180-184.
- [8] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [9] 黄庆, 黄守道, 陈泽远, 等. 不对称电压下 PWM 整流器的变结构自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(1): 50-55.
- [10] 黄本润, 夏立, 吴正国. 自抗扰控制器在动态电压恢复器中的应用[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 106-110.

(编辑: 石 瑛)