

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.09.014

基于改进的前馈补偿自抗扰控制 伺服系统转速特性研究

姜 伟¹, 张文华¹, 裘信国², 郑 颖²

(浙江工业大学 特种装备制造与先进加工技术教育部/浙江省重点实验室, 浙江 杭州 310014)

摘要:针对永磁同步电机转速性能差和转矩脉动的问题,对 PMSM 的转速启动响应特性、系统输出转矩、转矩脉动对系统的稳态特性的影响等方面进行了研究。为了提高系统响应时间和转速运行的平稳性,采用了基于改进的前馈补偿自抗扰控制策略,建立了伺服系统数学模型和运动方程,设计了速度环和电流环控制策略;利用扩张状态观测器(ESO)对转速和系统扰动进行了实时估计,并对其参数进行了修正;采用加速度前馈补偿对 PMSM 的扰动进行了补偿,运用专家控制思想,对比例和积分系数进行了调节;利用 Matlab 对理论分析进行了仿真,在测控机上对改进前后转速响应时间、转矩输出以及抗扰动性进行了测试。研究结果表明:改进后的控制策略能够实现转速快速响应和更好的稳态精度,系统输出转矩稳定、抗扰动性强。

关键词:永磁同步电机;自抗扰控制;参数修正;前馈补偿

中图分类号:TH39;TM34

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)09-0975-06

Speed characteristics of an improved feed-forward compensation auto disturbance rejection control servo system

JIANG Wei¹, ZHANG Wen-hua¹, QIU Xin-guo², ZHENG Ying²

(Key Laboratory of E&M., Ministry of Education & Zhejiang Province,
Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China)

Abstract: Aiming at the problem of rotational speed performance and torque ripple of permanent magnet synchronous motor (PMSM), the effects of PMSM's speed start response characteristics, system output torque and torque ripple on the steady state characteristics of the system were studied. In order to improve the response time and speed operation of the system, a mathematical model and a motion equation of the servo system which based on the improved feedforward compensation active disturbance rejection control strategy were established, and the speed loop and the current loop control strategy were designed. By using the extended state observer (ESO), speed and system disturbance were estimated for real time and the parameter of both were corrected. And the acceleration feed-forward compensation was used to compensate the disturbance of PMSM. The proportion and integral coefficient were adjusted by using the expert control idea. The Matlab was used to simulate the theoretical analysis, and the speed response time, torque output and the disturbance resistance before and after improvement were tested on the test and control machine. The results indicate that the improved control strategy can achieve fast speed response and better steady-state accuracy, making the system have stable output torque and good disturbance resistance.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); active disturbance rejection; parameter correction; feed-forward compensation

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有高转矩电流比、效率高、体积小等优点。针对伺服系统中转矩脉动大、稳态精度差、

转速响应性慢与超调量大等问题,许多学者提出了不同的控制策略以提高伺服系统转速性能。

刘春强等^[1]设计了位置-速度环复合控制的二阶非线性 ADRC 观测负载扰动,提高抗扰动性能,电流

收稿日期:2018-01-09

作者简介:姜 伟(1962-),男,浙江江山人,博士,教授,主要从事机电装备与控制、噪声与振动控制方面的研究。E-mail:18329102718@163.com

环采用一阶线性 ADRC 以取代传统 PI 的方法,提高动态响应速度,取得了较好的控制效果;黄庆等^[2]把滑模变结构和自抗扰控制策略相结合,设计滑模反馈控制率加载到速度环上,提高了转矩特性,降低了转速超调量;LI Jie 等^[3]将电机模型设计成已知部分和未知部分,并把已知量补偿到 ADRC 中去,提高了转速估计精度,实现了转速性能提升;韩晔等^[4]将模糊控制与自抗扰结合对参数的值在线实时修正,取得了一定效果,但控制算法比较复杂,运算量大;薛薇等^[5]将积分分离思想引入滑模控制器中,作用于速度环上,采用指数趋近律来抑制系统抖动,提升了速度稳定性;张巍等^[6]将单神经元 PID 作用于速度环,结合前馈补偿思想和模糊控制对负载转矩施加前馈补偿,改善了系统抗扰动能力和平稳性。

为提升永磁同步电机的转速性能,在常规 ADRC 控制策略基础上^[7-9],本文将提出基于改进的前馈补偿自抗扰控制策略,引入变比例积分^[10-11]的专家 PID 控制^[12],实现系统快速调节。

1 表贴式永磁电机数学模型

永磁同步电机经 Clark 变换和 Park 变换后,在 $d-q$ 坐标系下的方程如下:

(1) 电流方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r, -\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r, -\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_r & -\sin\left(\theta_r, -\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r, -\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

(2) 电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = \frac{d\psi_d}{dt} + r i_d - \omega_r \psi_q \\ u_q = \frac{d\psi_q}{dt} + r i_q + \omega_r \psi_d \end{cases} \quad (2)$$

(3) 磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (3)$$

(4) 电机输出电磁转矩为:

$$T_e = \frac{3}{2} P_N (i_q \psi_d - i_d \psi_q) \quad (4)$$

(5) 电机运动方程为:

$$T_e - T_L = J \frac{d(\omega_r)}{dt} + B \omega_r \quad (5)$$

式中: i_A, i_B, i_C —定子电流; i_d, u_d —直轴电流和电压;

和 i_q, u_q —交轴电流和电压; θ_r —转子位置角; ψ_d, ψ_q —直轴磁链和交轴磁链; L_d, L_q —直轴和交轴电感; ψ_f —同步磁链; J —转动惯量; T_L —负载转矩; B —摩擦系数。

其中: J, T_L, B 为系统扰动。

为提升系统转速性能,第一要抑制系统扰动,第二要控制电机的电磁转矩稳定输出,无转矩脉动,通过控制 i_q 和 i_d 的不同组合来控制转矩。由式(4,5)式知:实现伺服系统转速和转矩的高性能的控制问题,转变为对转速环和电流环的控制策略的设计。

2 转速环设计

2.1 改进的自抗扰控制策略

由式(4,5)建立伺服系统二阶自抗扰观测器如下:

$$\begin{cases} e = z_1 - \omega_r \\ \dot{Z}_1 = Z_1 - \beta_1 fal(e, \theta, \delta) + b_0 u \\ \dot{Z}_2 = -\beta_2 fal(e, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (7)$$

其中:

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{l^{\alpha-1}} & e \leq \delta \\ e^{\alpha} sign(e) & e > \delta \end{cases} \quad (8)$$

式中: ω_r —实际转速值; Z_1 —转速状态估计; Z_2 —系统总扰动观测值; β_1, β_2 —观测器系数; α_1, α_2 —0-1之间的跟踪因子; δ —误差线性区间宽度; b_0 —取 $1/J$; u —扰动补偿量。

2.2 β_1 和 β_2 的修正函数

为了提高转速观测精度,须实时修正其参数 β_1 和 β_2 的值,本文设计了 β_1 和 β_2 的修正函数。

令:

$$\beta_{10} fal(e, \alpha_1, \delta) = \beta_{10} fal(e, \alpha_1, \delta) + k_1 fal(e, \alpha_1, \delta) \quad (9)$$

式中: β_{10} —修正基础值,取值为 $0.05\beta_1$; k_1 —修正因子,根据误差值的不同实时修正。

修正函数如下:

$$k_1 = \begin{cases} 0.95\beta_1 & |e| > \delta \\ 0.8\beta_1 & 0.8\delta < |e| \leq \delta \\ 0.65\beta_1 & 0.6\delta < |e| \leq 0.8\delta \\ 0.4\beta_1 & 0.4\delta < |e| \leq 0.6\delta \\ 0.2\beta_1 & 0.2\delta < |e| \leq 0.4\delta \\ 0.1\beta_1 & 0.1\delta < |e| \leq 0.2\delta \\ 0.5\beta_1 & 0.5\delta < |e| \leq 0.1\delta \end{cases} \quad (10)$$

令:

$$\beta_2 fal(e, \alpha_2, \delta) = \beta_{20} fal(e, \alpha_2, \delta) + k_2 fal(e, \alpha_2, \delta) \quad (11)$$

式中: β_{20} —修正基础值,取值为 $0.1\beta_2$; k_2 —修正因子,根据误差值的不同实时修正。

修正函数如下:

$$k_2 = \begin{cases} 0.90\beta_2 & |e| > \delta \\ 0.78\beta_2 & 0.8\delta < |e| \leq \delta \\ 0.62\beta_2 & 0.6\delta < |e| \leq 0.8\delta \\ 0.35\beta_2 & 0.4\delta < |e| \leq 0.6\delta \\ 0.23\beta_2 & 0.2\delta < |e| \leq 0.4\delta \\ 0.1\beta_2 & 0.1\delta < |e| \leq 0.2\delta \\ 0.05\beta_2 & 0.05\delta < |e| \leq 0.1\delta \end{cases} \quad (12)$$

设 β_1 和 β_2 的给定值分别为 1.3 和 1.2,通过误差值来实时修正参数 β_1 和 β_2 的值提高观测精度。

经过 ESO 得到转速状态量,以给定转速 ω_r^* 作为 ADRC 输入量,设计非线性函数如下:

$$\left. \begin{aligned} e_q &= \omega_r^* - \omega_r \\ u_0 &= -\beta_3 fal(e_1, \alpha_3, \delta) - \frac{z_2}{b_0} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

非线性参数 β_3 的值影响扰动补偿及系统反馈误差。本文也将引入修正函数对非线性参数在线实时修正。

令:

$$\beta_3 fal(e_1, \alpha_3, \delta) = \beta_{30} fal(e, \alpha_1, \delta) + k_3 fal(e, \alpha_1, \delta) \quad (14)$$

式中: β_{30} —修正基础值,取值为 $0.15\beta_3$; k_3 —修正因子,取 β_3 的值为 0.9。

根据给定转速和输出转速误差的不同实时修正。修正函数如下:

$$k_3 = \begin{cases} 0.85\beta_3 & |e_1| > \delta \\ 0.80\beta_3 & 0.9\delta < |e_1| \leq \delta \\ 0.75\beta_3 & 0.7\delta < |e_1| \leq 0.9\delta \\ 0.63\beta_3 & 0.6\delta < |e_1| \leq 0.7\delta \\ 0.54\beta_3 & 0.5\delta < |e_1| \leq 0.6\delta \\ 0.42\beta_3 & 0.4\delta < |e_1| \leq 0.5\delta \\ 0.37\beta_3 & 0.3\delta < |e_1| \leq 0.4\delta \\ 0.25\beta_3 & 0.2\delta < |e_1| \leq 0.3\delta \\ 0.16\beta_3 & 0.1\delta < |e_1| \leq 0.2\delta \\ 0.05\beta_3 & 0.05\delta < |e_1| \leq 0.1\delta \end{cases} \quad (15)$$

2.3 扰动补偿

对系统输出量进行实时动态补偿,一方面补偿扰动变化对转速的影响,一方面补偿扰动对转矩的影响。

本文在常规 ADRC 基础上加入加速度前馈补偿以提升转速响应速度。引入加速度 a 前馈扰动补偿如下:

$$a = k_a \left(\frac{\omega_r^* - \omega_r}{T} \right) + b \quad (16)$$

$$u = u_0 - \frac{z_2}{b_0} + a \quad (17)$$

式中: k_a —加速度前馈系数; b —前馈偏移量。

最终得到输出量 i_q^* , 其表达式为:

$$i_q^* = fal(c(\omega_r^* - \omega_r), \alpha_4, \delta) - \frac{z_2}{b_0} \quad (18)$$

由此得出改进后的 ADRC 的转速控制图如图 1 所示。

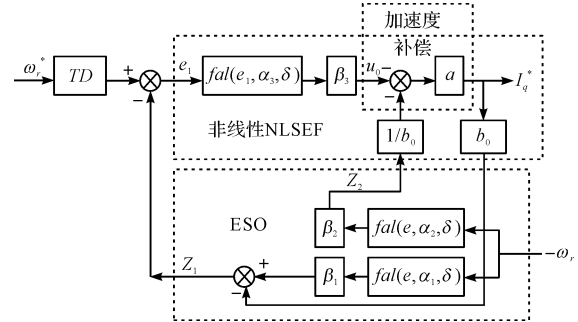


图1 改进的 ADRC 控制图

3 电流环设计

由式(4)知:对转矩的控制转化为对 i_q 和 i_d 电流的组合控制,这里取 $i_d = 0$ 。本文在 PID 的基础上对电流环进行设计,采用变比例-积分控制,同时引入专家控制思想实时调节比例和积分系数,防止积分饱和以及转速超调。

3.1 变比例-积分的专家控制

令:

$$u(q) = k_p e(k) + k_i \sum_{j=0}^k e(k) + k_d \Delta e(k) \quad (19)$$

其中:

$$e(k) = i_q^* - i_q(k)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$$

将比例和积分系数分离,令:

$$k_p e(k) = k_{p0} e(k) + k_{ap} e(k) \quad (20)$$

式中: k_{p0} —比例常数; k_{ap} —变比例系数,取值取决于误差值和阈值的比较。

令:

$$k_i \sum_{j=0}^k e(k) = k_{i0} \sum_{j=0}^k e(k) + k_{\beta i} \sum_{j=0}^k e(k) \quad (21)$$

式中: k_{i0} —积分常数; $k_{\beta i}$ —积分系数,取值取决于误差值和阈值的比较。

令 $\gamma = e(k)/i_q^*$ 表示相对误差含量。取相对误差 γ 所在区间, 设定变比例 - 积分系数如下:

$$\begin{aligned} \gamma \in [0 \quad 0.01], k_{p\alpha} &= 0, k_{i\beta} = 0.57; \\ \gamma \in [0.01 \quad 0.02], k_{p\alpha} &= 0.1, k_{i\beta} = 0.49; \\ \gamma \in [0.02 \quad 0.05], k_{p\alpha} &= 0.15, k_{i\beta} = 0.41; \\ \gamma \in [0.05 \quad 0.08], k_{p\alpha} &= 0.2, k_{i\beta} = 0.35; \\ \gamma \in [0.08 \quad 0.1], k_{p\alpha} &= 0.5, k_{i\beta} = 0.26; \\ \gamma \in [0.1 \quad 0.3], k_{p\alpha} &= 0.9, k_{i\beta} = 0.1; \\ \gamma \in [0.3 \quad 0.5], k_{p\alpha} &= 1.3, k_{i\beta} = 0.05; \\ \gamma \in [0.5 \quad 0.1], k_{p\alpha} &= 1.5, k_{i\beta} = 0; \end{aligned}$$

本研究根据设定的阈值和 $\Delta e(k)$ 的变化趋势, 判断相对误差 γ 所在阈值区间, 依据专家控制思想, 根据相对误差和阈值的比较及误差变化情况设计专家规则, 选取最佳的比例和积分系数。

3.2 专家 PID 规则

(1) 设 $\gamma > m_{\max}$, 说明误差的绝对值很大, 应加大比例作用, 以迅速降低误差;

(2) $\gamma > m_{\text{med}}$, $\Delta e(k) > 0$, 此时误差值中等, 但误差有增大的趋势, 此时考虑比例作用作用增强, 积分减弱; $\Delta e(k) < 0$ 时, 误差有减弱的趋势, 此时比例作用作用减弱, 积分增强, 以降低误差, 防止超调;

(3) $\gamma > m_{\min}$, 说明误差值很小, 此时应该取较小的比例项而增大较大的积分作用项防止超调, 提高稳态精度。

以相对误差 γ 所在阈值区间 $[0.05 \quad 0.08]$ 为例, 当 $\Delta e(k) = 0$ 时, $k_{p\alpha}$ 取 0.2, $k_{i\beta}$ 取 0.35; 当 $\Delta e(k) > 0$ 时, 误差值有增大的趋势, 此时 $k_{p\alpha}$ 取 0.5, $k_{i\beta}$ 取 0.26, 使系统快速响应, 降低误差; 当 $\Delta e(k) < 0$ 时, 误差值有减小的趋势, 此时 $k_{p\alpha}$ 取 0.15, $k_{i\beta}$ 取 0.35, 防止系统出现超调。

基于专家控制思想, 当相对误差 γ 落在其他区间时, 本研究选取最佳的比例和积分系数调节系统输出量。

基于改进的前馈补偿自抗扰控制策略的系统图如图 2 所示。

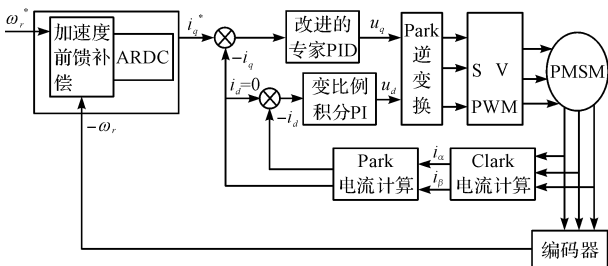


图 2 改进的控制策略的结构图

4 仿真结果分析

电机具体参数为: 电机额定电压为 36 V, 额定转矩为 0.9 N·m, 额定转速为 3 000 r/min, 转子转动惯量为 0.019 kg·m², 定子电阻为 0.265 Ω, 极对数为 4, 交轴电感为 3.2 mH, 直轴电感为 3.2 mH。

4.1 改进后的 ADRC 控制策略转速性能验证

给定转速为 500 r/min, 无负载时, 得到两种控制策略下转速特性图如图 (3, 4) 所示。

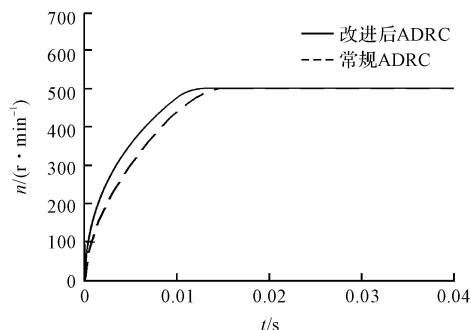


图 3 转速为 500 r/min 时响应波形图

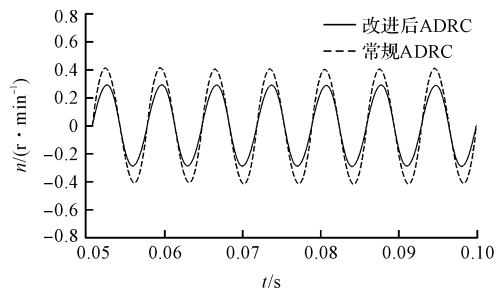


图 4 转速为 500 r/min 时转速误差波动图

由图 3 可知: 改进后 ADRC 能快速响应到给定转速, 经过 0.011 s 即达到稳定运行, 改进后的 ESO 观测精度更高, 降低了误差。

图 4 中可知: 改进后 ADRC 转速误差为 0.28 r/min。由此得出, 改进后的 ADRC 控制策略降低了观测误差。

4.2 改进后的 ADRC 控制策略转矩性能验证

设给定转速为 500 r/min 时, 负载转矩为 0.15 N·m 时, 转矩响应波形如图 5 所示。

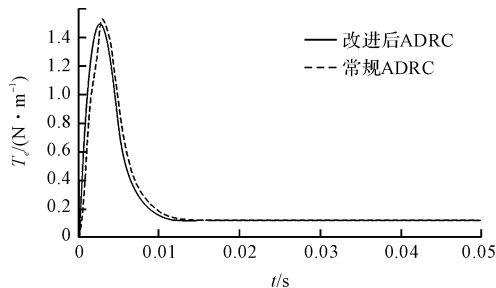


图 5 转矩响应波形图

可以看出:改进后的 ADRC 转矩响应速度更快,到达稳态时间为 0.01 s;同时转矩的最大的峰值小于常规下 ADRC 峰值,降低了冲击响应,转矩脉动小,保证了转速的快响应和更高的稳态运行。

4.3 改进后的 ADRC 控制策略抗扰动性能验证

给定系统稳定转速为 1 000 r/min,在 0.8 s 时突加 0.5 N·m 的负载转矩,转速抗扰动波形如图 6 所示。

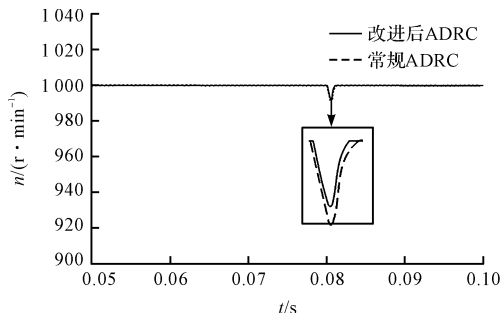


图6 负载转矩突加时转速响应图

可以看出:改进后的 ADRC 控制策略,转速降低了 5 r/min,经过 0.013 s 恢复稳态。可见,改进后的 ADRC 控制策略具有更强的抗扰动性,鲁棒性好。

5 实验验证

本文以 stm32 作为控制板的主芯片,完成实验的硬件设计。电路整体设计如图 7 所示。

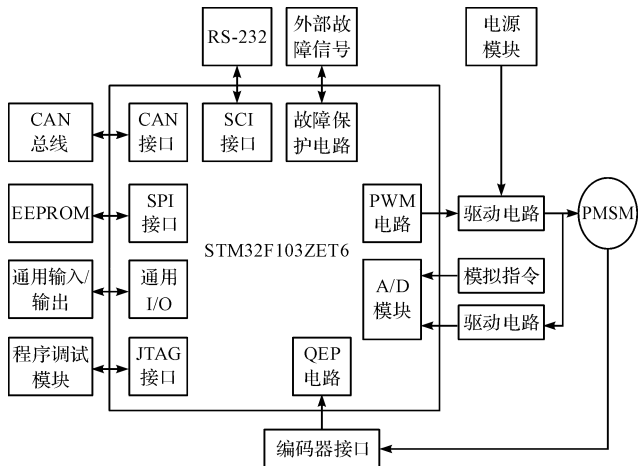


图7 系统整体电路图

整个电路主要包括控制电路、驱动电路、反馈采集电路、故障保护以及通讯总线,共同组成 PMSM 的硬件电路,下面就主要的硬件电路作分析。

5.1 主要硬件设计

本研究选用 IR2101 功率驱动芯片,把主芯片 3.3 V 转换成 20 V 电压。选用 STP75NF75 功率器件,设计三相全桥逆变电路,母线电压加载 36 V,经过空间脉宽调

制算法输出互补脉冲,把直流转换成驱动电机的交流电压。

矢量控制最重要的就是完成坐标的变换,把交流三相电流变换成旋转的直流电,本研究选取 ACS712 电流采样芯片检测三相电流。最后在测控机上完成性能测试。

5.2 实验结果分析

本文在实验室的测控机上完成改进前后的控制策略电机性能测试,设定参数值和的给定值分别为 1.3 和 1.2,设定启动转速为 500 r/min,得到两种控制策略下的转速实验波形如图 8 所示。

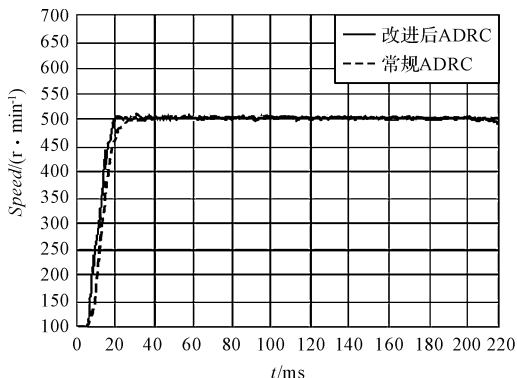


图8 转速为 500 r/min 实验波形图

由启动波形实验图知,改进后的 ADRC 到达稳态时间为 0.02 s,常规 ADRC 的稳态时间为 0.03 s,稳态误差较小。由实验图能够验证理论分析,提高了系统响应时间。

在转矩突变下,设定转速为 900 r/min,测得两种控制策略下转速抗扰动如图 9 所示。

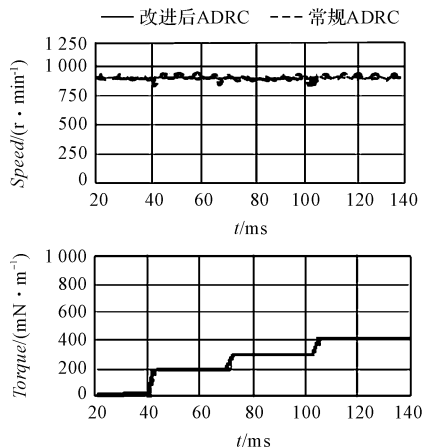


图9 转速为 900 r/min 抗扰动波形图

在转矩由 0 突加为 0.2 N·m,由 0.2 N·m 突加为 0.3 N·m,由 0.3 N·m 突加为 0.4 N·m 时,改进的 ADRC 转速分别降低了 5 r/min,3 r/min 和 6 r/min,常规 ADRC 转速分别降低了 8 r/min,6 r/min 和

10 r/min。很明显,改进后的 ADRC 抗扰动性更强。

本研究保持功率一定,测得在堵转下,两种控制策略下的转速-转矩波形如图 10 所示。

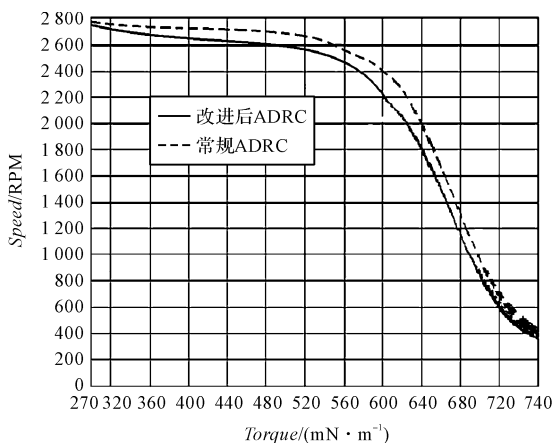


图 10 堵转下转速-转矩波形图

从实验前后对比中,验证了改进后控制策略的具有更好的控制性能,转速响应性更快、稳态性更优越、抗扰动性能更强。

6 结束语

本研究通过改进前馈补偿自抗扰控制系统来改善伺服系统,设计了修正函数实时修正其观测值,降低了观测误差,并给予加速度前馈补偿,提升了抗扰动性和稳态特性,提高了观测精度和转速响应性;采用变比例-积分的专家 PID 控制对电流进行调节,实时选取比例和积分项的值,减小转矩脉动,使转矩输出稳定,进一步提升了转速特性,使系统具有更好的鲁棒性。

仿真和实验表明:改进后控制策略具有更好的启动特性,抗扰动性能更好。

参考文献 (References):

- [1] 刘春强,骆光照,涂文聪,等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报,2017,37(23):7032-7039.
- [2] 黄庆,黄守道,冯焱径,等. 基于变结构自抗扰的永磁电动机速度控制系统[J]. 电工技术学报,2015,30(20):31-39.
- [3] LI Jie, REN Hai-peng, ZHONG Yan-ru. Robust speed control of induction motor drives using first-order autoturbancerejection controllers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1):712-720.
- [4] 韩晔,厉虹. 改进自抗扰的永磁同步电机直接转矩控制无传感系统研究[J]. 电机与控制应用,2017,44(4):52-59,63.
- [5] 薛薇,路鸦立. 永磁同步电动机的积分分离时变滑模调速控制[J]. 微特电机,2013,41(8):43-46.
- [6] 张巍,刘跟平,欧胜. 永磁同步电机前馈补偿和单神经元 PID 控制[J]. 电气传动,2016,46(12):12-15,18.
- [7] 左月飞,张捷,刘闯,等. 基于自抗扰控制的永磁同步电机位置伺服系统一体化设计[J]. 电工技术学报,2016,31(11):51-58.
- [8] 张德民. 基于自抗扰的自适应控制在永磁同步电机控制中的应用[J]. 电机与控制应用,2017,44(4):70-73.
- [9] 焦姣姣,张兴华. 永磁同步电机调速系统的自抗扰控制器设计[J]. 微电机,2015,48(11):77-80.
- [10] 韩明文,刘军. 基于积分分离的永磁同步直线电机 PID 控制系统[J]. 电机与控制应用,2013,40(1):22-24,34.
- [11] 姜伟,陈康,裴信国,等. 基于 DSP 的工业平缝机伺服控制系统[J]. 轻工机械,2015,33(6):52-55.
- [12] 呼文豹,郭锐锋,王志成. 基于专家 PID 控制器的伺服系统速度控制研究[J]. 计算机工程与设计 2013,34(7):2372-2376.

[编辑:张豪]

本文引用格式:

姜伟,张文华,裴信国,等. 基于改进的前馈补偿自抗扰控制伺服系统转速特性研究[J]. 机电工程,2018,35(9):975-980.

JIANG Wei, ZHANG Wen-hua, QIU Xin-guo, et al. Speed characteristics of an improved feed-forward compensation auto disturbance rejection control servo system[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2018, 35(9):975-980.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>