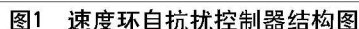


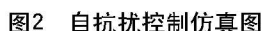
(浙江工业职业技术学院 浙江绍兴 312000)

文章编号:1672-3791(2015)10(b)-0064-03

该文将线性自抗扰控制(ADRC)引入设计中,在反馈环节上加入增强微分器,减少或消除测量环节的噪声干扰。在此基础上,利用MATLAB/SIMULINK进行仿真实验,以此来验证设计方案的可行性与正确性。



(3) 定子绕组中电枢电阻和电感参数不变, 转子上没有阻尼绕



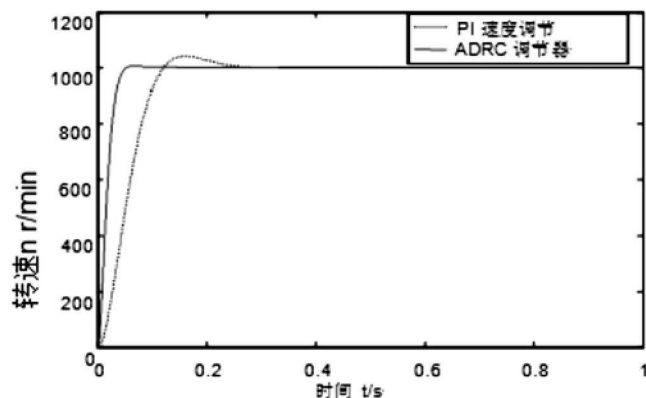


图3 阶跃响应对比图

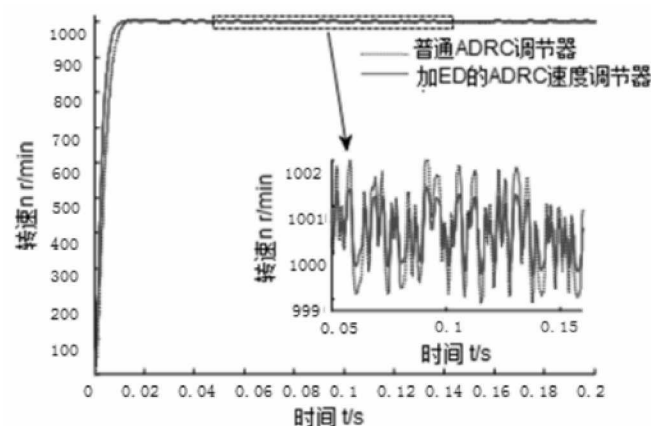


图4 测量环节加入噪声响应曲线对比图

组。

在d-q坐标系下,由永磁同步电机电压方程、磁链方程、转矩方程和机械运动方程,得到如下理想数学模型:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s i_d}{L_d} + n_p \omega i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s i_q}{L_q} - n_p \omega i_d - \frac{n_p \psi_f \omega}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \dot{\omega} = \frac{K_t i_q}{J} - \frac{B \omega}{J} - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (1)$$

其中, u_d 、 u_q 、 i_q 和 i_d 分别为d和q轴定子电压和电流分量; R_s 为定子电阻; 电机 n_p 为极对数; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; ω 为转子角速度; B 为粘滞摩擦系数; L_d 和 L_q 为d和q轴的同步电感; K_t 为转矩系数。

对于控制方式的选择采用矢量控制,同时由于 i_d 和 i_q 的耦合性,为了实现转矩的线性化控制,进行解耦,一般控制 $i_d = 0$ 。

2 控制器设计

根据永磁同步电机矢量控制调速系统的原理,整个控制系统由电流环和转速环组成,对于电流环来说,考虑到系统复杂性以及其动态响应性能,采用PI控制:

$$u_q(s) = (k_p + \frac{k_i}{s})(i_q^*(s) - i_q(s)) \quad (2)$$

其中, i_q^* 为q轴电流给定, i_q 为坐标变换后的实际q轴电流, k_p 和 k_i 分别为比例和积分参数。

对于转速环的设计,将速度输出方程两边求导,可得:

$$\ddot{\omega} = \frac{K_t}{J} \dot{i}_q - \frac{B}{J} \dot{\omega} - \frac{\dot{T}_L}{J} \quad (3)$$

变形可得:

$$\ddot{\omega} = -\frac{Bk_p + Jk_i}{Jk_p} \dot{\omega} - \frac{Bk_i}{Jk_p} \omega - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{k_i}{Jk_p} T_L - \frac{n_p \varphi_f}{Jk_p} \dot{u}_q + \frac{n_p \varphi_f}{J} \dot{i}_q^* + \frac{n_p \varphi_f k_i}{Jk_p} i_q^* = a(t) + bu(t) \quad (4)$$

其中, $a(t) = -\frac{Bk_p + Jk_i}{Jk_p} \dot{\omega} - \frac{Bk_i}{Jk_p} \omega - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{k_i}{Jk_p} T_L - \frac{n_p \varphi_f}{Jk_p} \dot{u}_q$,

$$b = \frac{n_p \varphi_f}{Jk_p}, u(t) = (k_p s + k_i) i_q^*$$

观察 $a(t)$, 可知其反映了负载转矩的扰动和其他扰动对转速的影响,必须进行补偿,可以设计一个二阶自抗扰速度控制器,结构图如图1所示。

根据图1,各部分的设计如下所述。

(1) 跟踪微分器(TD)。

TD的作用是由参考输入和被控对象来安排过渡过程并得到其动态环节,对于该系统来说,有:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = -k_1(v_1 - \omega^*) - k_2 v_2 \end{cases} \quad (5)$$

v_1 用于跟踪给定速度信号 ω^* , v_2 为 v_1 的一阶微分信号, k_1 、 k_2 参数越大,则跟踪的速度就越快。

(2) 扩张状态观测器(ESO)。

ESO是利用控制量 $u(t)$ 和 $z_i(t)$ 来分别跟踪相应的系统状态(转速、转速微分)以及未知扰动 $a(t)$ 。取 z_1 为实测转速的状态估计, z_2 为转速微分的状态估计, z_3 为扰动的状态估计,则ESO为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - \omega) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2(z_1 - \omega) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3(z_1 - \omega) \end{cases} \quad (6)$$

增益 β_1 , β_2 , β_3 为可调参数,选取合适的参数值,原则为 $\beta_1 = 3\omega_0$, $\beta_2 = 3\omega_0^2$, $\beta_3 = \omega_0^3$, ω_0 为状态观测器带宽。

(3) 增强微分器(ED)。

$$\begin{cases} \dot{r} = \omega \\ \dot{\omega} = R^2 \left[-\alpha_0(r - y) - \alpha_1(r - y)^{n/m} - \alpha_2 \left(\frac{\omega}{R} \right)^{n/m} \right] \end{cases} \quad (7)$$

在实际应用中,通过编码器可以测得电机转子的位置,但无法直接作为ESO的状态变量,因此这里使用ED。其中, $R > 0$, α_0 , α_1 , $\alpha_2 > 0$, $m > n$ 为正奇数。

(4) 线性状态误差反馈(LSEF)控制律。

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u(t) = u_0 - z_3 / b = k_p e_1 + k_d e_2 - z_3 / b \\ i_q^*(s) = u(s) / (k_p s + k_i) \end{cases} \quad (8)$$

LSEF的实质是状态误差及其微分的线性组合,并且加入了扰动估计量的实时补偿 $-z_3/b$, k_p 和 k_d 分别为比例和微分增益,可令: $k_p = \omega_c^2/b$, $k_d = 2\omega_c/b$,式中, ω_c 为期望带宽。

3 仿真及结果

根据上述研究内容,利用MATLAB/SIMULINK搭建仿真模型,仿真图如图2所示。

仿真参数如下所示。

(1)TD参数: $k_1 = 20\,000$, $k_2 = 1\,900$;

(2)ESO参数: $\omega_0 = 1\,200$, $b = 39$;

(3)ED参数: $\alpha_0 = 10$, $\alpha_1 = 15$, $\alpha_2 = 20$, $n = 129$, $m = 130$, $R = 6\,000$;

(4)LSEF参数: $k_p = 800$, $k_d = 130$;

(5)PMSM参数: $R_s = 1.75\,\Omega$, $J = 0.0\,008\,\text{kg} \cdot \text{m}^2$, $L_d = L_q = 0.01\text{H}$, $T_N = 2.67\text{N} \cdot \text{m}$, $n_p = 2$, $n_N = 2\,500\,\text{rpm}$, $B = 0.04\,\mu\text{N} \cdot \text{s}/\text{rad}$ 。

令速度设定值为 $1\,000\,\text{r}/\text{min}$,分别对PI速度调节器和ADRC速度调节器控制系统进行仿真,仿真结果如图3所示。可发现利用

ADRC调节器在动态性能,如超调量和调节时间上明显优于普通PI调节器。

为了试验在测量环节使用ED的效果,对测量环节加入幅值为 1rad 的噪声,进行仿真对比。同样设定转速为 $1\,000\,\text{r}/\text{min}$,仿真结果如图4。在测量环节加入噪声以后,加入了ED的ADRC控制器的稳态性能要好于普通ADRC,说明ED有效抑制了噪声的干扰,使得速度控制精度更高。

4 结语

该文对武术擂台机器人进行了速度控制系统的研究和设计,利用MATLAB/SIMULINK进行仿真,测试了普通PI和ADRC两种控制的性能,尤其还模拟了干扰的影响下,带ED的ADRC速度控制性能,结果表明此系统能大大提升速度控制性能,从而提升机器人的竞争力。

参考文献

- [1] 李志凌,周灿,董国刚,等.武术擂台机器人无差别组机器人目标搜寻策略[J].微处理机,2013(6):63-66.
- [2] 汪海波,周波,方斯琛.永磁同步电机调速系统的滑模控制[J].电工技术学报,2009,24(9):71-77.
- [3] 邵立伟,廖晓钟,张宇河,等.自抗扰控制器在永磁同步电机控制中的应用[J].北京理工大学学报,2006,26(4):326-329.
- [4] 刘志刚,李世华.基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器[J].中国电机工程学报,2008(24):118-123.

(上接63页)

样品驱动电压范围为 $0 \sim 10\text{V}$,每 0.1V 进行一次读数。样品的透过率采用相对透过率,即驱动电压为 0 时的透过率设为 100% 。因两组样品不加电时透过率不同,设 0 电压时透过率较高的第1组样品的透过率为 100% 。通过测试得到两组样品的电光特性数据,曲线如图3所示。透过率为 90% 时的驱动电压为阈值电压,透过率为 10% 时的驱动电压为关断电压。第一组样品的阈值电压为 5.9V ,关断电压为 7.5V ;第二组阈值电压为 5.4V ,关断电压为 7.8V 。

3 分析

从两组样品的电光特性曲线及测量数据可以看出,第1组样品的阈值电压较高,关断电压较低,电光特性曲线比较陡峭。在驱动电压低于阈值电压的部分,第1组样品比第2组样品的透过率高;在驱动电压高于关断电压的部分,第1组样品比第2组样品的透过率低。因此第1组样品的电光特性优于第2组样品,其显示性能更优。

由于两组样品所采用的材料及工艺仅在取向材料配制方面有所不同,因此上述两组样品的区别应来源于此。第1组样品的取向剂与稀释剂的比例为 $8:2$,第2组样品的为 $3:7$,由于第2组样品的

取向材料配制时稀释程度高出很多,因此其取向膜厚度较低,对液晶分子的锚定作用相对较弱,这也就造成了第2组样品阈值电压较低而曲线形状不够陡峭。

4 结语

在实验过程中,为了突出实验结果,对两组样品进行取向剂配比时,选择了较为悬殊的配比方式,这种取向剂的配置方式仅适用于实验研究。对比两组样品的电光特性曲线可以发现,其区别并不是特别明显,在实际生产过程中,取向剂配置比例的改变对液晶盒电光特性的影响的确存在,但比较微小。

参考文献

- [1] 丁兰,魏巍,范志新.基于应变液晶技术制备反式电控调光玻璃的研究[J].液晶与显示,2015,30(2):251-256.
- [2] 丁兰.强锚定扭曲向列相液晶的一种弗雷德里克兹转变[J].科技创新导报,2015(21):1-2.
- [3] 魏巍,丁兰,范志新.用偏光显微术研究聚合物分散胆甾相液晶微滴形貌[J].液晶与显示,2014,29(5):662-667.
- [4] 丁兰,魏巍.吸收型偏光片制作及测试实验[J].2014,34(10):21-25.