

[文章编号] 1003-4684(2022)05-0028-05

交流伺服系统控制器参数在线自整定

赵 云, 聂雅萍, 王晓光

(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

[摘 要] 为提高交流伺服系统位置环动态响应速度和伺服系统的易用性,采用比例+速度/加速度前馈补偿的位置控制器复合结构,并通过基于标准传递函数的频域法实现伺服系统速度环控制器参数和位置环控制器参数在线自整定。仿真结果表明,位置环复合控制器具有预先设计的动态性能,在线整定控制器参数可以保证控制器动态性能的一致性,伺服系统速度和位置响应跟随效果好,频域自整定策略具有可行性与有效性。

[关键词] 交流伺服系统; 比例+速度/加速度前馈补偿; 自整定

[中图分类号] TM301.2 [文献标识码] A

永磁同步电动机(PMSM)因其过载能力强、响应速度快、效率高等优点常作为伺服系统的执行元件^[1-2]。伺服系统因应用场合不同,如负载对象发生变化或外界其他干扰导致系统定位不准甚至系统振荡^[3-4],影响系统控制性能,而通过实时调整控制器参数可以保证系统控制品质,因此,实现伺服系统控制器参数在线自整定具有重大意义。

传统交流伺服系统速度环和位置环调节器参数的设置采用手动调节^[5-6],对调试人员专业素养要求较高,操作繁琐,设置困难,控制性能不稳定。而通过在线辨识转动惯量根据其辨识结果完成控制器参数自整定,可以减少调试人员工作量,优化伺服系统控制性能。因此,在线辨识转动惯量是实现伺服控制器参数在线自整定的前提。常见的转动惯量辨识方法主要有加减速法、模型参考自适应法(MRAS)、递推最小二乘法、状态观测器法以及群体智能寻优算法等。文献[7]运用加减速法辨识转动惯量,是一种离线辨识方法,可以很好实现转动惯量的参数值

的辨识,无法实时获取转动惯量值。文献[8-10]采用模型参考值自适应算法在线辨识转动惯量,该算法简单但是辨识精度受自适应增益和系统负载影响。文献[11-12]采用递推最小二乘法(RLS)在线辨识转动惯量,但辨识效果依赖遗忘因子的选取。文献[13]利用粒子群算法(PSO)代替模型参考自适应算法的自适应律,并采用柯西变异策略解决 PSO 易陷入局部最优的问题,可以在线高精度辨识转动惯量,但辨识速度较慢。

针对传统位置控制器设计的不足,采用比例+速度/加速度前馈补偿的复合结构设计位置环控制器。对系统特征变量扰动转矩和转动惯量实现在线辨识,转动惯量的取值为控制器实时参数提供依据,使控制器参数能够在线整定。

1 伺服系统结构设计

交流永磁同步伺服系统常采用 P-PI-PI 三闭环结构(图 1)。

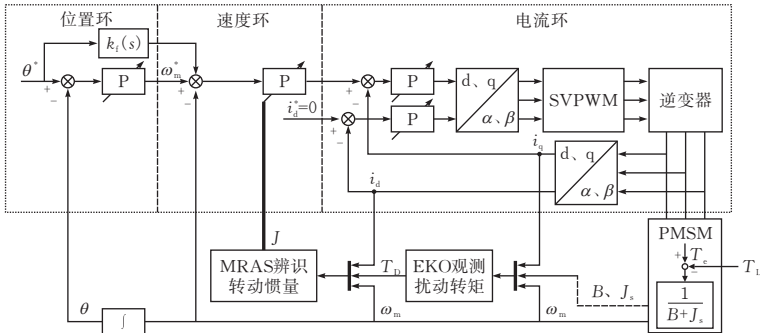


图 1 伺服系统 P-PI-PI 三闭环结构框图

[收稿日期] 2021-11-28

[第一作者] 赵 云(1985-),男,湖北武汉人,湖北工业大学副教授,研究方向为数字化交流传动控制系统

[通信作者] 聂雅萍(1996-),女,湖北黄冈人,湖北工业大学硕士研究生,研究方向为伺服电机控制

1.1 速度环 PI 控制器设计

速度环处于系统中间环节,在设计速度环控制器时,将电流内环作简化处理为小惯性环节,不会造成参数整定偏差(图 2)。其中, k_{i_v} 、 k_{p_v} 分别为速度环 PI 控制器积分系数和比例系数, ω^r 、 ω 分别为速度给定值和速度跟随值, $1/(sT_s + 1)$ 为等效的电流环 I 阶惯性模型, k_T 为转矩系数, T_e 为电磁转矩, J 为转动惯量, B 为阻尼系数。

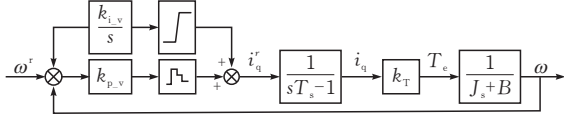


图 2 速度环控制结构框图

由速度环结构框图,其开环传递函数如下:

$$\frac{\omega^r(s)}{\omega(s)} = k_{p_v} \left(1 + \frac{k_{i_v}}{s}\right) \left(\frac{K_T}{(J s + B)(s T_s + 1)}\right)$$

其中, k_T 为转矩系数。另外,还需要确定速度环的截止频率 ω_{vc} 和中频带宽 h , 根据二阶最优理论, $h=5$ 时 k_{i_v} 是固定的,可以得到截止频率

$$\omega_{vc} = 0.5(k_{i_v} + 1/T_s)$$

速度环的截止频率 ω_{vc} 和中频宽 h 确定后,速度环 PI 控制器参数为:

$$\begin{cases} k_{p_v} = \frac{J}{K_T} \omega_{vc} \\ k_{i_v} = \frac{1}{h T_s} \end{cases} \quad (1)$$

1.2 位置环复合控制器设计

由于传统位置环控制器响应慢且超调大,采用比例 P 加前馈补偿的复合位置控制器结构。设计位置环可对速度内环作简化处理,由于速度环截止频率远大于位置环截止频率,因此,可将电速度环近似等效为一阶惯性环节,且不影响位置环参数整定偏差(图 3)。其中, k_{p_p} 为位置环比例系数, k_{v_f} 、 k_{a_f} 分别为速度前馈系数和加速度前馈系数, θ_e^r 、 θ_e 分别为位置给定值和位置跟随值, $k_v/sT_v + 1$ 为等效的速度环一阶惯性环节,且 $T_v = 2\pi J \omega^r / 60 T_e$ 。

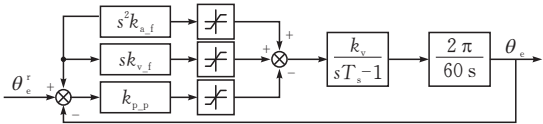


图 3 位置环控制回路框图

因此,可以得到位置环闭环传递函数:

$$\begin{cases} G_{pc}(s) = \frac{[k_{p_p} + k_f(s)] * \frac{k_v}{sT_v + 1} * \frac{2\pi}{60s}}{1 + k_{p_p} * \frac{k_v}{sT_v + 1} * \frac{2\pi}{60s}} \\ k_f(s) = s k_{v_f} + s^2 k_{a_f} \end{cases} \quad (2)$$

由上可知,加入前馈控制环节并不会对传递函数极点的分布产生影响,为了使位置跟随效果更好,

系统稳态误差和暂态误差均应趋近于 0,应使闭环传递函数 $G_{pc}(s) = 1$ 。

$$k_f(s) = s k_{v_f} + s^2 k_{a_f} = \frac{60(sT_v + 1)s}{2\pi k_v} \quad (3)$$

由式(2)可知,位置环为比例控制器未引入前馈控制时,前馈系数为零,位置环闭环传递函数

$$G_{pc}(s) = \frac{\pi k_{p_p} k_v}{30 T_v s^2 + 30 s + \pi k_{p_p} k_v}$$

位置环可视为一个典型 II 型系统,为保证位置响应超调量小,应使系统处于临界阻尼状态,即:

$$\xi = 1/2 \sqrt{30/(\pi k_{p_p} k_v T_v)} \approx 1 \quad (4)$$

电机的电流环和速度环整定后,根据式(3)和(4)可得设计位置环所需的系数为:

$$\begin{cases} k_{v_f} = 30/(\pi k_v) \\ k_{a_f} = 30 T_v/(\pi k_v) = J \omega^r/(T_e k_v) \\ k_{p_p} = 15/(2\pi k_v T_v) = 30^2 T_e/(\pi^2 4 k_v J \omega^r) \end{cases} \quad (5)$$

2 MRAS-EKO 算法在线辨识转动惯量

由速度和位置控制器结构可知,速度环 PI 控制器和位置环复合控制器参数依赖于系统转动惯量参数。为提高转动惯量辨识精度,提升系统鲁棒性,采用扩展卡尔曼观测器(EKO)在线观测扰动转矩,将其作为 MRAS 在线辨识转动惯量的输入量,提高转动惯量辨识精度。

2.1 基于 EKO 的扰动转矩观测

扩展卡尔曼观测器分为预测阶段和更新阶段两步,其运算流程为:在预测阶段对当前状态进行估计,获得下一次测量结果后与估计值进行比较,最后更新估计值。伺服系统的运动学方程如下:

$$T_e - T_D = J \frac{d\omega_m}{dt}$$

其中, T_D 为扰动转矩(是负载转矩 T_L 与系统粘滞摩擦转矩之和)。

将上式改写成状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{T}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J} \\ -\frac{B}{J} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ T_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_T}{J} \\ \frac{K_T}{J} \end{bmatrix} i_q \quad (6)$$

采用前向欧拉法将式(6)离散化处理,得到

$$\begin{cases} \mathbf{x}(i+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(i) + \mathbf{B}\mathbf{u}(i) + \mathbf{w}(i) \\ \mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{x}(i) + \mathbf{v}(i) \end{cases} \quad (7)$$

其中,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{J} \\ -\frac{B}{J} & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{G_f}{J} \\ \frac{G_f}{J} \end{bmatrix}; \mathbf{H} = [1 \quad 0]$$

其中, i 为采样时刻; $\mathbf{x}(i)$ 为状态变量, $\mathbf{x}(i) = [\omega_m(i) \quad T_D(i)]^T$; $\mathbf{u}(i)$ 为控制信号, $\mathbf{u}(i) =$

$[i_q(i)]$; $\mathbf{y}(i)$ 为系统输出变量, $\mathbf{y}(i)=[\omega_m(i)]$; $\mathbf{w}(i)$ 为系统高斯噪声, $\mathbf{w}(i)=[w_\omega \quad w_{T_D}]^T$, w_ω 、 w_{T_D} 分别是转速和扰动转矩的系统高斯噪声; $\mathbf{v}(i)$ 为测量高斯噪声, $\mathbf{v}(i)=[v_\omega]^T$; \mathbf{A} 为系统矩阵; \mathbf{B} 为输入矩阵; \mathbf{H} 为输出矩阵。

系统高斯噪声的协方差矩阵 \mathbf{Q} 及测量高斯噪声的协方差矩阵 \mathbf{P} 为:

$$\begin{cases} \mathbf{Q} = \text{cov}[\mathbf{w}(k)] = \begin{bmatrix} q_\omega & 0 \\ 0 & q_{T_D} \end{bmatrix} \\ \mathbf{P} = \text{cov}[\mathbf{v}(k)] \end{cases}$$

其中, q_ω 、 q_{T_D} 分别为 w_ω 和 w_{T_D} 的方差。

观测式(7)状态变量,预测阶段为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{i|i-1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}_{i-1|i-1} + \mathbf{B}u_i \\ \mathbf{P}_{i|i-1} = \mathbf{A}\mathbf{P}_{i-1|i-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q} \end{cases}$$

更新阶段为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{i|i} = \hat{\mathbf{X}}_{i|i-1} + \mathbf{K}_i\mathbf{V}_i \\ \mathbf{P}_{i|i} = (\mathbf{E} - \mathbf{K}_i\mathbf{H})\mathbf{P}_{i|i-1} \end{cases}$$

因此,可以得到系统扰动转矩观测值

$$\hat{T}_D(i) = \hat{T}_D(i-1) + K_{T_D}(i)(\omega_m(i) - \hat{\omega}_m(i))$$

其中, $K_{T_D}(i)$ 为增益矩阵 \mathbf{K}_i 中 \hat{T}_D 的对应项。

2.2 基于 MRAS 的转动惯量辨识

对伺服系统的运动方程采用后向差分进行离散化处理,得到 i 时刻的机械角速度的表达式如下:

$$J \frac{\omega_m(i) - \omega_m(i-1)}{T_c} = T_e(i-1) - T_D(i-1)$$

其中, T_c 是 MRAS 算法的采样周期。

根据列写 $i-1$ 时刻的机械角速度,并将 i 时刻与 $i-1$ 时刻的机械角速度相减,可得:

$$\begin{aligned} \omega_m(i) &= 2\omega_m(i-1) - \omega_m(i-2) \\ &+ b[\Delta T_e(i-1) - \Delta T_D(i-1)] \end{aligned}$$

其中,

$$\begin{aligned} b &= T_c/J \quad \Delta T_e(i-1) = T_e(i-1) - T_e(i-2), \\ \Delta T_D(i-1) &= T_D(i-1) - T_D(i-2) \end{aligned}$$

由上式可得可调模型的方程:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_m(i) &= 2\omega_m(i-1) - \omega_m(i-2) + \\ &\hat{b}[\Delta T_e(i-1) - \Delta \hat{T}_D(i-1)] \end{aligned}$$

其中, \hat{b} 是要识别的参数, $\hat{\omega}_m(i)$ 是速度估计值, \hat{T}_D 是扰动转矩的辨识值。

根据朗道离散时间递推参数辨识机制,可得转动惯量的自适应辨识规律:

$$\begin{aligned} \hat{b}(i) &= \hat{b}(i-1) + \\ &\beta \frac{\Delta T_e(i-1) - \Delta \hat{T}_D(i-1)}{1 + \beta[\Delta T_e(i-1) - \Delta \hat{T}_D(i-1)]^2} \Delta \omega(i) \end{aligned}$$

其中, $b = T_s/J$, $\Delta \omega(i) = \omega_m(i) - \omega_m(i-1)$ 。

3 仿真研究

在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型,给定

永磁同步伺服电机参数为额定功率 100 W,额定转矩 0.32 Nm,额定转速 3000 r/min,直、交轴电感 8.5 mH,定子电阻 0.958 Ω ,转动惯量 0.003 kg/m²,最大负载转矩 0.96 Nm,极对数为 4。

为验证“比例+速度前馈/加速度前馈补偿”的位置环复合控制器可以避免位置产生超调和加快位置响应速度,给定伺服系统位置阶跃指令为 52.356 rad时,与传统位置环比例控制器的阶跃响应进行比较见图 4。传统比例控制器阶跃响应的位置最大值为 57 rad,超调较大,而复合控制器阶跃响应的位置最大值为 53.35 rad,没有产生超调。传统比例控制器位置响应 0.5 s 左右才收敛,而复合控制器位置响应 0.2 s 左右已经稳定。因此,复合控制器能减小位置响应超调,提高响应速度。

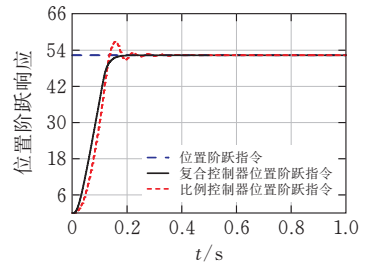
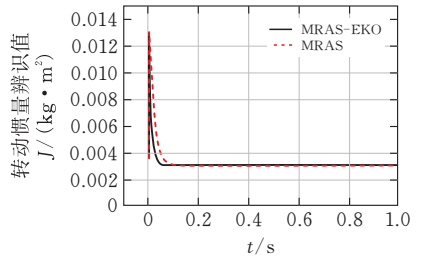
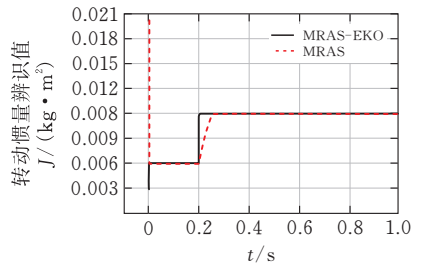


图 4 位置阶跃响应

为验证 MRAS-EKO 算法在线辨识转动惯量的可行性,在电机分别处于空载(只有电机自身转动惯量)和突加 0.96 Nm 负载(2 倍电机转动惯量,即负载惯量比为 2)两种工况下,采用 MRAS 算法和 MRAS-EKO 算法在线辨识转动惯量(图 5)。



(a)空载工况下转动惯量在线辨识波形



(b)负载工况下转动惯量在线辨识波形

图 5 转动惯量在线辨识波形

从图 5 中可以看出,电机空载时 MRAS 算法和 MRAS-EKO 算法均能实现转动惯量在线辨识,且 MRAS-EKO 算法转动惯量辨识起始误差略小于

MRAS 算法。电机负载时,MRAS-EKO 算法转动惯量辨识偏差小,且 0.2 s 已经收敛,而 MRAS 算法到 0.3 s 才收敛,MRAS-EKO 算法精度更高,收敛更快,能实时获取转动惯量信息,有利于实现控制器参数在线自整定。

为验证 MRAS-EKO 算法在线辨识转动惯量的适用性,分别在速度指令周期 0.2 s、最大幅值 500 rad/min 的矩形波信号和周期 0.2 s、最大幅值 500 rad/min 的三角波信号的工况下,采用 MRAS-EKO 算法在线辨识的转动惯量波形见图 6。

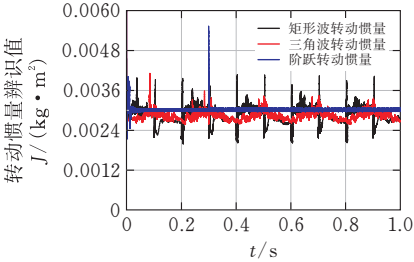


图 6 转动惯量辨识波形

从图 6 可以看出,两种不同速度指令工况下,MRAS-EKO 算法都能实现对转动惯量的在线,且辨识精度较高,表明 MRAS-EKO 算法在线辨识转动惯量适用性较高。

速度指令分别为矩形波和三角波两种工况下,电机实现转动惯量辨识后,根据式(1)可得,速度环控制器参数在线整定波形见图 7。

从图 7 中可以看出,实现速度环控制器参数自整定的关键在于实时获取转动惯量参数信息,速度控制器比例参数既受速度指令影响,也受系统转动惯量影响,而速度控制器积分参数不受速度指令影响。因此,实现转动惯量高精度辨识使得速度控制器参数精度更高,有利于改善系统控制器性能。

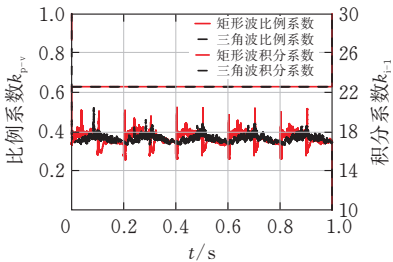
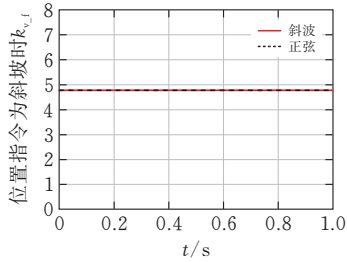
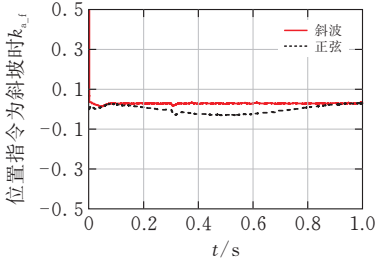


图 7 速度 PI 控制器参数整定波形

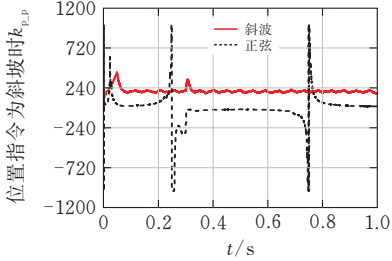
位置指令是斜率为 52.356 rad/s 的斜坡函数与最大幅值为 52.356 rad 的正弦波两种工况下,实现转动惯量辨识后,根据式(5)可得,位置环复合控制器参数在线整定波形见图 8。由图 8 可知,位置环复合控制器加速度前馈补偿参数和比例系数既受速度指令影响,也受系统转动惯量影响。因此,高精度辨识转动惯量为位置控制器参数设定提供可靠依据。



(a)位置环加速度曲线前馈系数在线整定波形



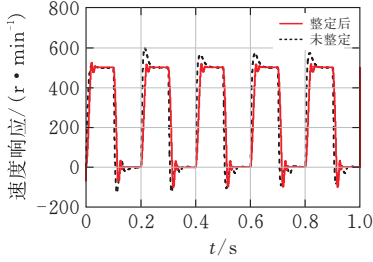
(b)位置环速度曲线前馈系数在线整定波形



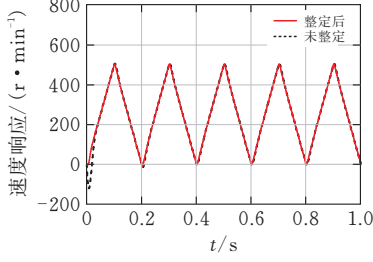
(c)位置环比例系数在线整定波形

图 8 位置环复合控制器参数自整定波形

为验证伺服系统速度环控制器参数在线整定对速度跟随性能的影响,速度指令分别为矩形波信号和三角波信号两种工况下,将速度环控制器参数实现在线自整定与控制器参数未在线整定的速度响应对比,速度响应波形见图 9。



(a)速度指令为矩形波时

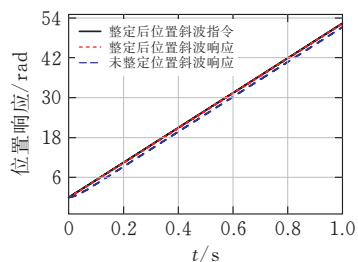


(b)速度指令为三角波时

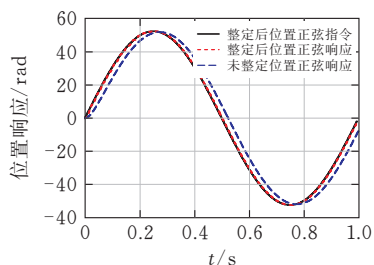
图 9 速度响应波形

从图9中可以看出,速度环控制器选定合适的参数时($k_{p_v}=2.428$ 、 $k_{i_v}=90.16$,针对仿真电机参数),速度响应的最大值为600 rad/min,速度偏差高达20%。速度环控制器实现自整定后,速度响应的最大值为518 rad/min,最大误差不到4%。二者速度响应对比表明,速度环控制器实现自整定后速度响应超调小,速度跟随效果较好,系统鲁棒性更佳。

为验证伺服系统位置环控制器参数在线整定对位置跟随性能的影响,位置指令分别为斜坡函数信号和正弦波信号两种工况下,将位置环控制器参数实现在线自整定与控制器参数未在线整定的位置响应对比,位置响应波形见图10。



(a)位置指令为斜坡函数时



(b)位置指令为正弦波时

图10 位置响应波形

从图10中可以看出,位置环控制器选定合适的参数($k_{v_f}=4.775$ 、 $k_{a_f}=0.074$ 、 $k_{p_p}=166.8$ 针对仿真电机参数)时,位置响应位置跟随误差仍然存在,位置指令为斜坡函数信号时,位置偏差最大为1.5 rad,位置偏差约为3%,位置指令为正弦波信号时,位置偏差最大为8 rad,位置偏差最大为15%。位置环控制器实现自整定后,位置偏差很小,位置跟随效果好。因此,在需要高精度定位的场合,位置环控制器实现自整定效果更好。

综上,实现伺服系统控制器参数在线自整定可以使系统控制性能更好,且可以避免传统通过大量计算寻求各控制器参数大致范围以及后续人工调节环节,提高伺服易用性。

4 结论

采用比例+速度/加速度前馈补偿的复合结构设计位置环控制器,有效地改善了位置响应饱和和超调过大的问题。MRAS-EKO复合控制算法能在线

高精度辨识转动惯量和扰动转矩,通过频域法实现了伺服系统速度和位置控制器参数的整定功能,仿真结果表明,整定后的控制器具有预先设计的动态性能,而且速度和位置响应的跟随效果好,控制系统的鲁棒性也得到了提高。

[参考文献]

- [1] HUANG Y, ZOU J, WANG M, et al. Active disturbances rejection controller for position servo control of PMSM[C]//2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2019, 1-4.
- [2] 童雅静, 王晓光, 吕雪刚, 等. 100W 无铁心永磁同步电机控制器设计[J]. 湖北工业大学学报, 2020, 35(5):46-49.
- [3] LI L, XIAO J, ZHAO Y, et al. Robust position anti-interference control for PMSM servo system with uncertain disturbance[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2020, 4(2): 151-160.
- [4] 夏薇, 王凯, 张建亚, 刘东. 基于谐振控制器的谐波削极型永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18):5499-5508, 5598.
- [5] 唐娜娜. PMSM 伺服系统智能化参数免调试技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2018.
- [6] 严家政, 专祥涛. 基于强化学习的参数自整定及优化算法[J]. 智能系统学报, 2022, 17(2):1-7.
- [7] 王黎光, 徐海波, 杨永生, 等. 改进加减速法转动惯量辨识的应用研究[J]. 机械设计与制造, 2019(8):341-347.
- [8] YANG C, SONG B, TANG X, et al. Modified mras-based algorithm for inertia estimation of mobile robotic chassis drive systems[C]//2020 IEEE REGION 10 CONFERENCE (TENCON), Osaka, Japan, 2020, 188-193.
- [9] 徐勇. 交流伺服系统控制器在线参数自整定方法[J]. 电机与控制应用, 2017, 330(6):45-50.
- [10] 柳鑫, 周武能, 田波, 等. 一种改进永磁同步电机转动惯量辨识方法[J]. 控制工程, 2016, 23(7):10 030-10 033.
- [11] 田威, 张幽彤, 李建航. 基于 A-FFRLS 算法的永磁同步电机转动惯量辨识研究[J]. 微特电机, 2021, 49(11):7-13.
- [12] 鲍海静, 张韬, 张静, 等. 基于遗忘因子递推最小二乘法的伺服系统转动惯量辨识方法[J]. 上海电气技术, 2017, 10(3):5-9, 14.
- [13] 田峰, 林荣文, 吴雅琳. 基于 CMPSO 算法的永磁同步电机转动惯量识别研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10):14-18, 65.