高技术通讯 2021 年 第31 卷 第12 期:1320-1330

doi:10.3772/j.issn.1002-0470.2021.12.010

2D 伺服阀电-机械转换器参数实时优化的自抗扰同步跟踪控制①

陈滋凯② 李 胜③ 阮 健 张天聪 陈鹏志

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

摘 要 步进电机作为2D 伺服阀电-机械转换器,在传统工作方式下存在分辨率和响应速度之间的矛盾且容易受扰动影响,新型控制器参数人工整定费时费力且难以取得满意的控制效果。为了解决这些问题,本文提出了参数实时优化的自抗扰同步跟踪控制算法(AAP),其基于自适应遗传算法(AGA)的自动调节机制,能根据电-机械转换器被控过程的输出特性,在线校正和整定控制器参数;自抗扰位置控制器能有效抑制来自电-机械转换器内部电感、摩擦力,外部负载以及2D 伺服阀工作的系统压力突变带来的各种干扰;同步跟踪控制实现了电-机械转换器转子在任意位置快速、精确的定位,成功解决分辨率和响应速度之间的矛盾。本文首先阐述电-机械转换器同步跟踪控制原理并建立了数学模型,然后介绍了 AAP、自抗扰位置控制器设计及参数优化思路,最后为了检验方法的有效性并测试控制效果,用 Matlab/Simulink 对比例积分微分(PID)和 AAP 控制下的电-机械转换器仿真并对比分析,搭建了电-机械转换器和2D 伺服阀测试平台。实验测得 AAP 控制的电-机械转换器上升时间为4.4 ms,对应 -3 dB、-90 °处的频宽约为240 Hz,控制的2D 伺服阀上升时间为6.9 ms,对应 -3 dB、-90 °处的频宽约为105 Hz,相较于传统 PID 算法控制,具有更好的动态性能、频率特性及鲁棒性。

关键词 电-机械转换器;自适应遗传算法(AGA);参数实时优化;自抗扰控制(AD-RC);2D 伺服阀

0 引 言

电-机械转换器是电液伺服阀的电-机械转换接口,它将系统输入的电信号转换成机械信号,实现信号的转换和放大。作为电液伺服阀的核心部件,其特性将直接决定整个电液伺服阀的动静态性能。所以电液伺服阀能否进一步发展,扩宽其应用场合将与电-机械转换器的研究现状有着不可分割的关系。目前,电-机械转换器发展趋势主要分为结构优化和应用新型材料等方面[1]。在结构优化上,文献[2]提出了一种基于动圈式音圈电机的高频响直接驱动阀,阀的频宽可达到350 Hz,具有良好的动态性能,但由于结构限制了动圈的散热性,电机在大电流工作时必须采取冷却措施。文献[3]提出了一种耐高压的旋转比例电磁铁结构,基于该结构的电-机械转换器结构紧凑、响应快,频宽约为190 Hz,可用于直接驱动电液伺服转阀。但是该结构形式的比例电磁铁依赖于复杂的激光焊接工艺和昂贵的设备,若降低生产成本又会存在加工精度的问题。在应用新型材料方面,文献[4-6]研制的电-机械转换器是利用智能材料“逆压电效应”完成电-机械转换的,其中文献[4]将多层压电陶瓷驱动器集成到伺服阀中并对其进行实验测试,得到压电驱动伺服阀时间响应为0.9 ms,频宽为284 Hz,性能优于传统伺服阀,适用

① 国家重点研发计划(2019YFB2005201)资助项目。
② 男,1995 年生,硕士生;研究方向:二维液压元件与系统的控制;E-mail:397615470@qq.com。
③ 通信作者,E-mail:lishengjx@zjut.edu.cn。
(收稿日期:2020-10-08)

于高速应用。但是作为电-机械转换器,压电陶瓷材料也会带来行程小、滞环大且高压容易击穿等问题。文献[7]利用形状记忆合金致动器中镍钛诺的“形状记忆效应”工作,但其存在响应速度慢、变形不连续且无法精确控制等缺陷。如上所述,电-机械转换器可以通过改进结构来提高性能,但也会出现新的问题,比如加工工艺变复杂带来成本的提升[8]。此外,将新型材料应用于电-机械转换器的技术还不够成熟,实用性也不强。

随着电液控制技术的数字化,为了便于直接数字控制,2D 伺服阀把步进电机作为电-机械转换器。文献[9]利用步进电机作为电-机械转换器并开发了一种新型的直接驱动数字伺服阀,该阀可以直接由计算机驱动,无需 D/A,其结构简单、抗污染能力强。但传统上步进电机以步进的方式工作,使得阀的分辨率有限,工作精度不高。为了提高阀的分辨率,文献[10]采用正弦细分驱动与数字式反馈相结合的控制方式提高了步进电机式电-机械转换器性能和其控制的数字阀的控制精度,但采用细分驱动方式提高阀的分辨率的同时也降低了阀的频响,存在着阀的分辨率和响应速度之间的矛盾[11]。针对上述问题,本文提出了同步跟踪控制算法,该算法通过控制步进电机绕组的电流来控制步进电机内部的旋转磁场从而控制了步进电机的转子位置,实现了转子在任意位置快速精确定位。

在同步跟踪控制中,为了消除电-机械转换器转子跟踪误差,常采用结构简单、技术成熟的比例积分微分(proportion integration differentiation, PID)控制器。但对于复杂的被控对象,尤其是模型未知或慢时变系统,PID 往往难以满足控制系统的性能要求且参数确定困难。自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)[12]是一种新型非线性控制器,可以实时估计并补偿系统内外扰动,不依赖于被控对象准确的数学模型,对系统参数的变化不敏感。文献[13,14]成功地将自抗扰控制器应用于电机控制领域,提高了系统的鲁棒性。但是,这些研究常规自抗扰控制器的文献都没有对如何整定控制器参数做说明,而参数整定又是系统设计中的重要步骤,它将直接且显著地影响系统的响应性能。一般情况下,自抗扰控制器都是采用试错的方法调试,这种人工整定参数的过程费时费力且难以获得满意的控制效果。而且根据被控对象不同,参数的取值范围也会相应改变,这限制了自抗扰控制方法的推广和使用,因此有必要找到一种调参方法来解决这一困境。而自适应遗传算法(adaptive genetic algorithm, AGA)[15]适用于求解复杂的优化问题,有并行性、多点寻优、应用方便且易于获得最优解等优点,故本文采用 AGA 来对自抗扰控制器参数在线优化。

综上所述,本文提出了 2D 伺服阀步进电机式电-机械转换器参数实时优化的自抗扰同步跟踪控制算法,该算法不仅解决了伺服阀分辨率和响应速度之间的矛盾,而且可以提升阀的鲁棒性和抗扰动能力,同时对系统控制器参数进行优化,从而获得了良好的控制效果。

1 参数实时优化自抗扰同步跟踪控制算法

1.1 同步跟踪控制原理

本文将两相混合式步进电机作为 2D 伺服阀电-机械转换器。实际上,混合式步进电机从原理上讲是永磁子式同步电动机,因此可以采用同步电机的工作原理实现对该步进电机的同步控制,其工作原理如图 1 所示。通过控制两相混合式步进电机 A、B 两相绕组中的正弦电流、QUOTE 的大小和方向,使它们相位差为 π/2,则在步进电机内部就产生一个稳定的旋转磁场 θ_m, 转子在 θ_m 作用下同步运动并输出角位移 θ。故只要能控制步进电机绕组电流 i_a、i_b, 就能控制步进电机内部的旋转磁场 θ_m, 也就控制了步进电机的转子角位移 θ, 实现转子在任意位置快速精准定位。

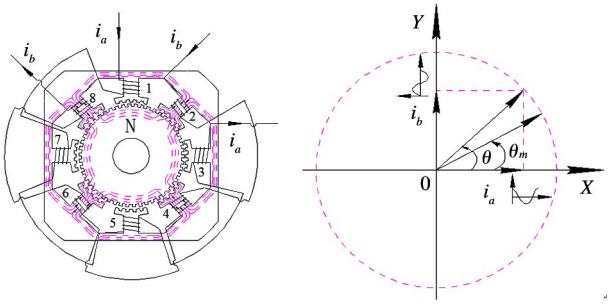

图 1 同步跟踪控制原理[16]

1.2　电-机械转换器的数学模型

（1）电-机械转换器相绕组的电压平衡方程表示为

$$U_a = RI_a + L\frac{\mathrm{d}I_a}{\mathrm{d}t} - K_e \sin N_r\theta \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

$$U_b = RI_b + L\frac{\mathrm{d}I_b}{\mathrm{d}t} - K_e \sin N_r\theta \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

式中，R、N_r、θ 分别为绕组电阻、电机齿数、电机转子角位移，L、K_e 分别为电感系数和电机绕组的反电动势系数，I_a、I_b 分别为绕组 a、b 的电流，U_a、U_b 分别为绕组 a、b 的电压。

（2）电-机械转换器输出电磁力矩为

$$T_e = T_m \sin N_r(\theta_m - \theta) \tag{3}$$

式中，T_m 为绕组产生电磁力矩的峰值，θ_m、θ 分别为理论旋转磁场的角位移和电机转子角位移，N_r 为电机齿数。

（3）电-机械转换器转子动力学方程为

$$T_e = J_r\frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2} + \beta_c\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} + K_L\theta + T_D \tag{4}$$

式中，T_D 为电机负载转矩，K_L 为电机外加弹性刚度，β_c 为电机摩擦阻尼系数，J_r 为转子等效转动惯量。

式（1）～（4）构成了电-机械转换器的数学模型。

1.3　实时优化自抗扰同步跟踪控制算法

为了提升电-机械转换器性能，保证其转子在任意角位置实现精准快速的定位并避免转子位置受到电-机械转换器内部参数变化以及外界负载波动等扰动的影响，结合前述同步跟踪控制原理，本文提出步进电机式电-机械转换器参数实时优化的自抗扰同步跟踪控制算法，算法框图如图 2 所示。这是带有前馈控制的双闭环控制算法，主要由 ADRC 位置控制器、前馈补偿、失调角限制、电流闭环和 AGA 在线优化模块等组成。

图 2 虚线框内是 AGA 在线优化算法，其主要利用电-机械转换器的转子角位移 $\theta(t)$ 输出特性对电-机械转换器位置闭环 ADRC 控制参数进行评估并在线实时优化。每当系统工作环境或结构参数发生变化时，由该算法在线实时给出的控制参数总能使系统取得最优的控制性能。同时，该算法也解决了人工整定 ADRC 控制器参数费时费力的问题，其还可对绕组电流闭环 PI 控制器参数同步进行优化以获得更好的闭环反馈控制品质。

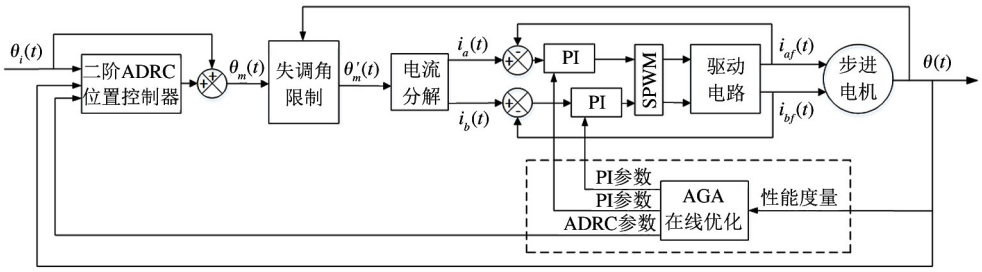

图 2　参数实时优化的自抗扰同步跟踪控制算法框图

算法最外环的位置闭环是为了确定步进电机内部所需要的理论旋转磁场 θ_m，从而控制电-机械转换器的转子位置 $\theta(t)$，使其在输入控制信号 $\theta_i(t)$ 作用下在任意位置快速精确定位。由于步进电机是一种非线性时变系统，根据前述二阶数学模型，该位置闭环采用鲁棒性更好的二阶 ADRC 位置控制器，其能估计出作用于系统的除控制量之外的加速度部分的扰动并补偿，而一阶 ADRC 只能估计到速度部分的扰动。二阶 ADRC 位置控制器不仅可以保证电-机械转换器在电感、摩擦力等内部参数变化、外部负载干扰及系统工作压力波动等干扰下仍有良好的控制效果，而且减少了步进电机的磁滞和磁饱和等非线性因素对电机转子输出特性的影响。

考虑到位置闭环的作用是消除转子位置和输入信号的跟踪误差，消除失调角，而电机转子的运动又必须由失调角来牵引，故引入前馈控制，让其与位置控制器的输出共同确定所需要的理论控制磁场 $\theta_m(t)$。

当失调角大于 π 时,电机开始处于不稳定的位置并出现失步现象。为了防止失步现象发生,需要对转子位置 $\theta(t)$ 实时跟踪,并通过限制理论旋转磁场 $\theta_m(t)$ 使失调角在 ±π(半个齿距角)之间。

算法内环是电流闭环,主要是为了控制两相绕组的实际电流 i_{af}、i_{bf}(通过电流传感器检测得到)从而控制其所产生的实际旋转磁场,保证步进电机内部实际旋转磁场与所需的理论旋转磁场 $\theta_m'(t)$ 相一致,从而保证转子的同步跟踪运动。其中,电流闭环的理论控制电流 i_a、i_b 是根据 $\theta_m'(t)$ 分解得到的。

综上并根据同步跟踪控制原理,电-机械转换器控制流程如下。首先,理论转子角位移信号 $\theta_i(t)$ 和步进电机实际转子角位移信号 $\theta(t)$ 通过 AGA 优化的二阶 ADRC 位置控制器运算后产生理论控制磁场 $\theta_m(t)$,该信号在失调角限制下再经电流分解产生电机两相绕组理论控制电流 i_a、i_b;然后将 i_a、i_b 和步进电机两相绕组实际控制电流 i_{af}、i_{bf} 相比较产生的偏差信号经 AGA 优化的 PI 控制器运算后产生 SPWM 占空比信号,该信号通过控制驱动电路中开关管和功率管的工作状态来控制实际绕组电流和其产生的旋转磁场;最后完成对电机转子转角位置的精确控制。

2 ADRC 位置控制器设计

ADRC 由跟踪-微分器(tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和非线性反馈控制律(nonlinear state error feedback, NLSEF)构成。这三部分可以有多种不同的组合形式,本文针对电-机械转换器的二阶数学模型,综合考虑了控制精度、响应速度等多方面性能因素,采用了二阶 ADRC 控制器,结构框图如图 3 所示,其中 M 为被控电-机械转换器。

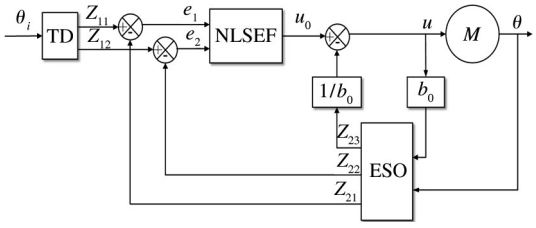

图 3　二阶位置自抗扰控制器结构框图

2.1　跟踪-微分器设计

为了避免电机系统在阶跃信号的直接作用下产生振荡,用 TD 来对输入控制信号 $\theta_i(t)$ 进行改造,其输出 Z_{11} 将在短时间内跟上阶跃信号来实现过渡,同时给出跟随过程的微分信号 Z_{12}, TD 形式如下:

$$\begin{cases} Z_{11} = \theta(k+1) = \theta(k) + h_0\omega(k) \\ Z_{12} = \omega(k+1) = \omega(k) + h_0 fh \\ fh = fhan(Z_{11} - \theta_i, \omega, r, h_0) \end{cases} \tag{5}$$

式中,θ 为电机转子角位移信号,ω 为角速度信号,Z_{11}、Z_{12} 分别是 θ 和 ω 的跟踪信号,r 为跟踪速度因子,h_0 为控制器滤波因子,k 为时间 t 与时间步长的比值,函数 $fhan$ 表达式为

$$fhan(x_1, x_2, r, h_0) = -\begin{cases} r\mathrm{sign}(a) & |a| > d \\ r\dfrac{a}{d} & |a| \leqslant d \end{cases} \tag{6}$$

其中 a 的表达式为

$$a = \begin{cases} x_2 + \dfrac{a_0 - d}{2}\mathrm{sign}(y) & |y| > d_0 \\ x_2 + \dfrac{y}{h_0} & |y| \leqslant d_0 \end{cases} \tag{7}$$

式中,$d = rh_0$, $d_0 = h_0 d$, $y = x_1 + h_0 x_2$, $a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|}$。

2.2　扩张状态观测器设计

为了观测电-机械转换器的角位移信号、角速度信号及扰动信号并实时反馈和补偿,设计了 ESO,它是整个自抗扰位置控制器的核心部分,其性能将直接影响 ADRC 控制器的性能,表达式为

$$\begin{cases} e_0 = Z_{21} - \theta \\ \dot{Z}_{21} = Z_{22} - \beta_{01} e_0 \\ \dot{Z}_{22} = Z_{23} - \beta_{02} fal(e_0, \alpha_{01}, h_1) + b_0 u \\ \dot{Z}_{23} = -\beta_{03} fal(e_0, \alpha_{02}, h_1) \end{cases} \tag{8}$$

其中非线性函数 $fal(e,\alpha,h)$ 的定义为

$$fal(e,\alpha,h) = \begin{cases} |e|^{\alpha}\mathrm{sign}(e) & |e| > h \\ \dfrac{e}{h^{1-\alpha}} & |e| \leqslant h \end{cases} \tag{9}$$

式中,Z_{11}、Z_{12} 和 Z_{13} 分别为 ESO 对电机实际角位移 $\theta(t)$、角速度 $\omega(t)$ 以及总和扰动的观测值,β_{01}、

β_{02}、β_{03} 是误差校正增益，α_{01}、α_{02}、h_1 是非线性参数，e_0 是状态变量误差。

由于 ESO 的设计是关键部分，为了减轻 ESO 运算负担，减少控制器 CPU 的存储容量并缩短信号处理时间，同时使电机扰动估计更准确，补偿更到位，完成对电机的实时控制，本文根据电-机械转换器的已知模型，将电机转子动力学方程用二阶 ADRC 控制对象模型表示，得到电-机械转换器的总和扰动，无需再根据系统的输入信号、状态变量和特殊的非线性效应去估计作用于系统的加速度的实时作用量（扰动），推导过程如下：

$$\begin{cases}\dot{\theta} = \omega \\ \ddot{\theta} = f(\theta,\omega) + bu\end{cases} \tag{10}$$

式中，u 为系统控制量，b 为 u 的系数，$f(\theta,\omega)$ 为系统总扰动。根据式(4)和式(10)，将电-机械转换器数学模型转化为

$$\ddot{\theta} = -\frac{K_l}{J_r}\theta - \frac{B_c}{J_r}\omega - \frac{T_D}{J_r} + \frac{T_e}{J_r} = f + bu \tag{11}$$

其中，$f = -\frac{K_l}{J_r}\theta - \frac{B_c}{J_r}\omega - \frac{T_D}{J_r}$，$b = \frac{1}{J_r}$，$T_e$ 是电-机械转换器输出电磁力矩。

2.3　非线性反馈控制律设计

为了提高 ADRC 的动态性能和鲁棒性，设计了 NLSEF，仅用一个简单的非线性函数的数学拟合即可完成，表达式如下：

$$\begin{cases}e_1 = Z_{11} - Z_{21} \\ e_2 = Z_{12} - Z_{22} \\ u_0 = \beta_1 fal(e_1,\alpha_1,h_2) + \beta_2 fal(e_2,\alpha_2,h_2)\end{cases} \tag{12}$$

式中，α_1、α_2、h_2 是非线性参数，β_1、β_2 为非线性误差反馈增益参数。

3　基于 AGA 的 ADRC 和 PI 参数优化设计

本文提出的实时优化自抗扰同步跟踪控制算法中，AGA 主要完成对 ADRC 位置控制器中 ESO 的误差校正增益 β_{01}、β_{02}、β_{03}，NLSEF 的反馈增益 β_1、β_2 及 PI 控制器中的比例增益 k_{p1}、k_{p2}，积分增益 k_{i1}、k_{i2} 的优化。图 4 为 ADRC 与 AGA 参数交互路径示意图。

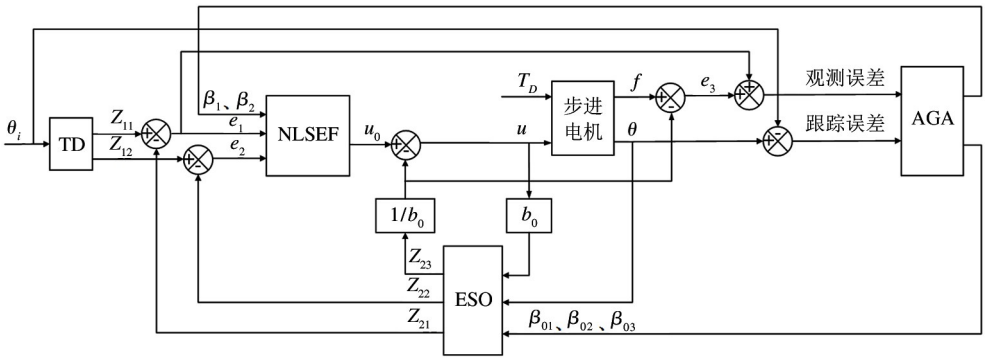

图 4　ADRC 与 AGA 参数交互路径示意图

如图 4 所示，为了使 ESO 观测值尽可能接近系统的实际状态，设定 AGA 优化目标为提高 ESO 的跟踪精度，通过设计一个求观测误差最小值的目标函数 J 来实现：

$$J_{ESO} = \int_0^t (w_1 \mid e_1 \mid + (w_3 \mid e_3 \mid))\mathrm{d}t \tag{13}$$

其中，e_1、e_3 分别是 ESO 观测的位置和总和扰动的误差，权重 w_1、w_3 分别为 0.7 和 0.3。

AGA 工作时不断利用 J_{ESO} 对 ESO 性能进行评估并根据自适应遗传机制运算得到最优 ESO 参数 β_{01}、β_{02}、β_{03}。在 AGA 开始前，需预设 ESO 误差校正增益 β_{01}、β_{02}、β_{03} 的遗传代数 $Gen = 100$ 和种群规模 $N = 60$。工作流程如下所述。

（1）编码和初始化。对参数 β_{01}、β_{02}、β_{03} 进行实数编码，并设定取值范围分别为[800，1600]、[50 000，55 000]、[1 450 000，1 500 000]以保证 ESO 稳定，根据随机函数产生初始种群[β_{a0}、β_{b0}、β_{c0}]，

规模为 $N\times3$。

(2) 在 AGA 进化机制中,往往以大的适应度值作为优秀基因的评定标准。在式(13)中,目标函数追求最小值的运算,若把 J_{ESO} 放在分母中的子项构造适应度函数 F,就可以转化为追求最大适应度值的运算,进化得到的最大适应度值对应的个体编码值即为 ESO 参数 β_{01}、β_{02}、β_{03} 的最优解。F 的表达式为

$$F=\frac{1}{J+\varepsilon} \tag{14}$$

其中,ε 取一个较小的实数,目的是避免除零运算。

计算适应度值操作,先用 F 求出种群中每个个体的适应度值 f_{eve},然后计算出当代种群中平均适应度值 f_{avg}、最大适应度值 f_{max} 和要交叉的两个体之间更大的适应度值 f_b。

(3) 选择和自适应遗传操作。用轮盘赌算法(个体被选中的概率与其适应度大小成正比)选择出当代种群中的优良个体,再根据自适应交叉概率 P_c,从选出的优良父代个体中再选两个个体进行单点交叉,然后根据自适应变异概率 P_m 对交叉后的个体进行变异操作即可得到新一代种群 [β_{a1}、β_{b1}、β_{c1}]。自适应交叉概率 P_c 和自适应变异概率 P_m 表达式如下:

$$p_c=\begin{cases}p_{c1}-\dfrac{(f_b-f_{avg})(p_{c1}-p_{c2})}{f_{max}-f_{avg}} & f_b\geqslant f_{avg}\\ p_{c1} & f_b<f_{avg}\end{cases} \tag{15}$$

$$p_m=\begin{cases}p_{m1}-\dfrac{(f_b-f_{avg})(p_{m1}-p_{m2})}{f_{max}-f_{avg}} & f_b\geqslant f_{avg}\\ p_{m1} & f_b<f_{avg}\end{cases} \tag{16}$$

式中,$P_{c1}=0.9$,$P_{c2}=0.6$,$P_{m1}=0.1$,$P_{m2}=0.01$。

(4) 判断终止条件。遗传代数达到设定值时,结束 AGA,得到参数 β_{01}、β_{02}、β_{03} 的最优值。否则,返回步骤(2)循环执行直到 AGA 结束,全局收敛。

进化过程中,β_{01}、β_{02}、β_{03} 种群中的最大适应度值 f_{max} 与进化代数的关系如图 5 所示。

同理,为了获得更好的闭环反馈控制品质,还需用AGA优化NLSEF和PI控制参数,由于该优化工作同 AGA 优化 ESO 的主要步骤相同,这里不再赘述,仅对有区别的目标函数设计部分进行简述。在优化 NLSEF 和 PI 控制参数时,需考虑到电-机械转换器的动态性能对电液伺服阀的重要性。为了追求系统优良的动态性能,应让电-机械转换器输出的转子角位移 θ 与输入的控制信号 $\theta_i(t)$ 的误差尽可能小,故以工程中应用最广泛的时间乘绝对误差积分准则(integrated time absolute error,ITAE)作为目标函数 J,并做求最小值的运算,J 的表达式为

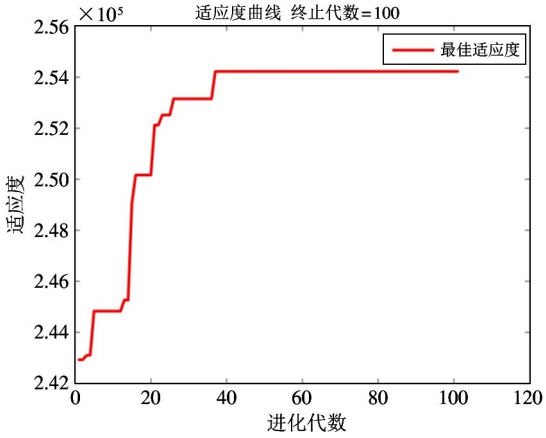

图 5 β_{01}、β_{02}、β_{03} 的 f_{max} 与进化代数关系图

$$J_{NLSEF}=\int_0^{\infty}t\cdot|e(t)|\,dt \tag{17}$$

式中,e 为电-机械转换器输出的转子角位移 θ 与输入的控制信号 $\theta_i(t)$ 的误差,按此准则设计的控制系统,不仅动态特性好而且瞬态响应的振荡小。同样还需将其作为子项以式(14)的形式构造适应度函数,然后通过 AGA 运算得到最优的 NLSEF 参数 β_1、β_2 和最优的 PI 控制参数 k_{p1}、k_{p2}、k_{i1}、k_{i2}。

AGA 优化 ESO 工作流程图如图 6 所示。

4 仿真分析

为了验证本文所提方法的有效性,先根据电-机械转换器(FL28STH45-0674B)样机参数设置了 Matlab/Simulink 的仿真参数,然后用传统 PID 算法和基于 AGA 的 ADRC、PI 算法(AAP 算法)分别控制电机并对控制效果进行对比分析。表 1 为电-机械转换器各项参数,表 2 为经 AGA 运算后得到的电-机械转换器控制器最优参数。

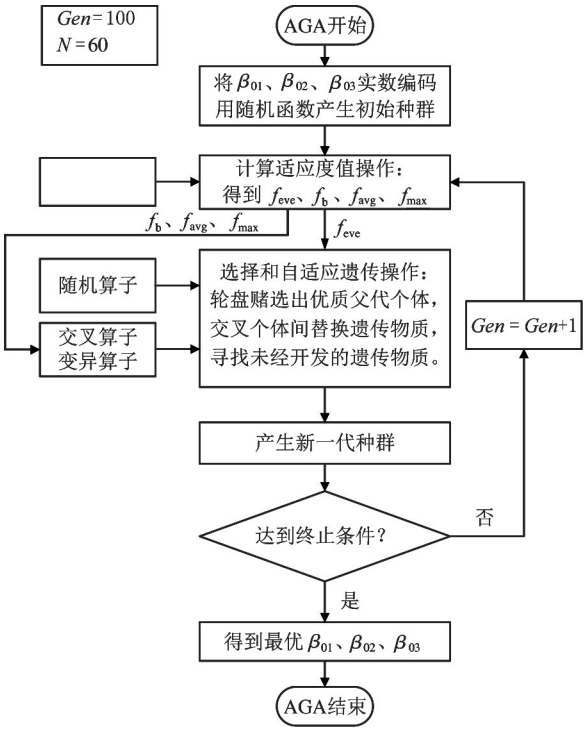

图 6　AGA 优化 ESO 工作流程图

表 1　两相混合式步进电机参数

齿数	质量 /kg	电阻 /Ω	电感 /mH	总摩擦力 /(kg·cm/s²)	转动惯量 /(g·cm²)
50	0.14	6.8	4.9	0.1	12

表 2　电-机械转换器控制器最优参数

跟踪速度因子 r	非线性因子 α_{01} α_{02} α_1 α_2	滤波因子 h_0 h_1 h_2	误差校正增益 β_{01} β_{02} β_{03}
320	0.5,0.25,0.75,1.25	0.001 0.001 0.001	1013 50 819 1 491 572
非线性反馈增益参数 β_1 β_2		比例增益 k_{p1} k_{p2}	积分增益 k_{i1} k_{i2}
12.47 0.69		6.32 0.83	9172.46 8246.19

4.1　时域分析

4.1.1　静态特性分析

在阀满开口幅值条件下，输入一频率为 0.1 Hz 的正弦波控制信号，得到电-机械转换器的输出信号，过程如图 7 所示。然后根据输入、输出的关系得到输入-输出特性如图 8 所示。

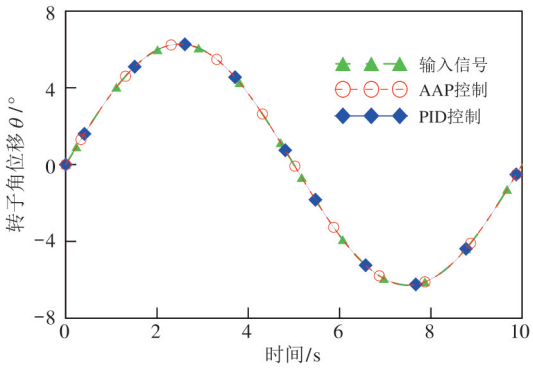

图 7　0.1 Hz 下电-机械转换器的输出特性

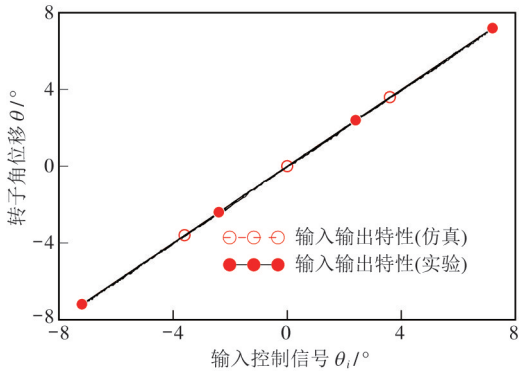

图 8　电-机械转换器的输入-输出特性

图 7 和图 8 表明在 0.1 Hz 下，两种控制算法的输出都很好地跟随输入信号，且滞环和非线性度几乎为 0，具有很好的静态特性。

4.1.2　动态特性分析

阶跃响应的上升时间是衡量电-机械转换器动态性能的一个重要指标，在阀满开口幅值阶跃信号的作用下，得到其响应曲线如图 9 所示。

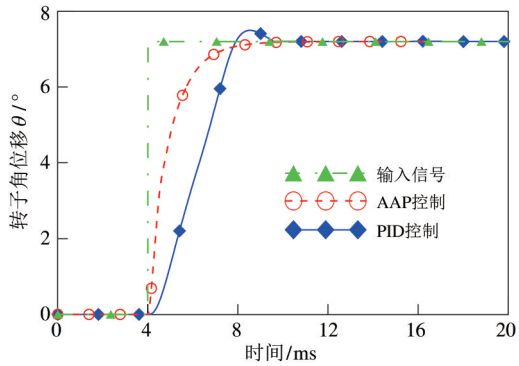

图 9　阶跃响应

从图 9 可以看出，电-机械转换器在 PID 控制时，阶跃响应的上升时间为 3.4 ms，出现小幅度的超

调现象,而其在 AAP 算法控制时,上升平稳无超调,且具有更快的响应速度,上升时间为 2.6 ms。

4.2 频域分析

根据电-机械转换器在不同频率的 25% 阀满开口幅值正弦信号控制下的频率响应,得到其频率特性如图 10 所示。

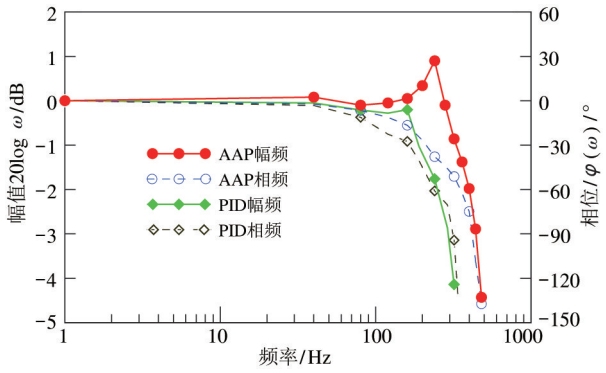

图 10 频率特性

从图 10 可以看出,电-机械转换器在 PID 控制时,对应 −3 dB、−90 °的截止频率为 290 Hz,而在 AAP 控制下的截止频率为 410 Hz,可见采用 AAP 算法的电-机械转换器具有更大的频宽,频率特性提升显著。

4.3 内部参数变化下系统鲁棒性分析

其他条件不变,仅将电-机械转换器的电感参数增大至 20 mH,然后输入阀满开口幅值的阶跃信号,得到第 1 组响应曲线如图 11 虚线部分所示。同理,仅将电-机械转换器的内部总摩擦力参数增大至 3 kg · cm/s^2,输入阀满开口幅值的阶跃信号得到第 2 组响应曲线如图 11 实线部分所示。

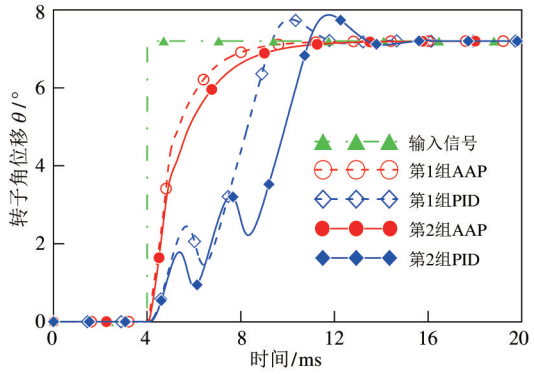

图 11 电-机械转换器内部参数变化后的阶跃响应

从图 11 可以看出,电-机械转换器若受到内部电感变化的干扰,用 PID 控制时,其阶跃响应的上升过程出现了抖动及超调加剧的现象,上升时间为 4.7 ms,延缓了 1.3 ms;而用 AAP 算法控制时,电机的阶跃响应不仅上升平稳,而且上升时间为 3.2 ms,仅延缓了 0.6 ms,受电感变化影响较小。从图 11 还看出,电-机械转换器若受到内部摩擦力变化的干扰,用 PID 控制时,其阶跃响应的上升过程仍会受到严重影响,上升时间为 6.7 ms,延缓了 3.3 ms;而用 AAP 算法控制时,电机的阶跃响应上升时间为 3.9 ms,仅延缓了 1.3 ms,受总摩擦力变化影响较小。

综上所述,电-机械转换器在电感、摩擦力这些内部参数变化时,传统 PID 算法的动态控制会受到严重影响,存在上升过程不稳定和超调量增大的情况,同时响应速度也受到严重影响;而本文提出的 AAP 算法不仅能减轻电机电感、摩擦力变化给控制带来的影响,而且其控制下的电-机械转换器,动态性能依旧良好,具有优异的鲁棒性。

4.4 抗干扰特性分析

在电-机械转换器实际工作过程中,其外部负载并非为固定值,甚至可能出现与理想偏差很大的情况,这些变化对于系统而言是严重的干扰,故本文又对电机受到外部负载干扰的情形进行仿真分析。首先在电机负载端添加一个力矩为 4 N · cm 的连续脉冲干扰信号,然后在系统输入端输入一个 25% 阀满开口幅值的恒定信号,得到电-机械转换器的抗干扰特性曲线如图 12 所示。

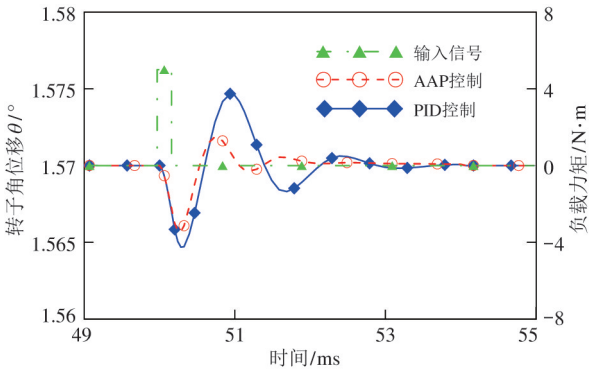

图 12 抗外部负载干扰实验局部图

从图 12 可以看出,在抗外部扰动实验中,电-机械转换器在两种不同算法控制下,其转子角位移都

能在短时间内跳动 4 次尖峰后再次稳定且都没超过系统稳态值的 ±1%，但在 AAP 算法控制下，电机输出尖峰值仅为 PID 控制下的 65%，而且在 2 次跳动尖峰后就已经基本稳定，显然，AAP 算法对扰动的抑制效率更高，具有更优异的抗外部扰动特性。

5　实验研究

5.1　电-机械转换器静动态特性及抗扰动特性测试

图 13 是电-机械转换器实验平台。信号发生器输出静态特性实验和频率特性实验所需的正弦信号、阶跃响应所需的方波信号；控制器是根据电机控制原理设计的 DSP 嵌入式控制器，既用来采集来自信号发生器的控制信号，也实时接收固定在电机上的转子角位移传感器的信号，同时在实验时会保存信号，在实验结束后将信号送于工控机处理。

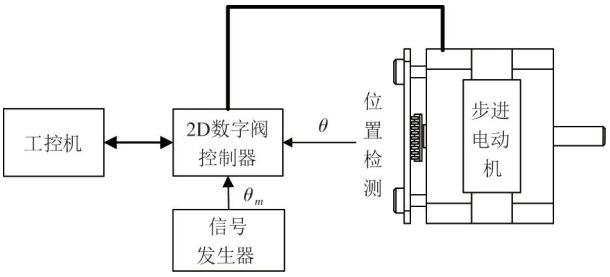

图 13　电-机械转换器实验平台

电-机械转换器在 0.1 Hz 正弦信号控制下的输入-输出特性如图 8 所示呈线性关系，看出其具有良好的静态特性；电-机械转换器的阶跃响应曲线如图 14实线部分所示，电感变化后的响应曲线如图 14 虚线部分所示。后者实验时控制其他条件不变，在

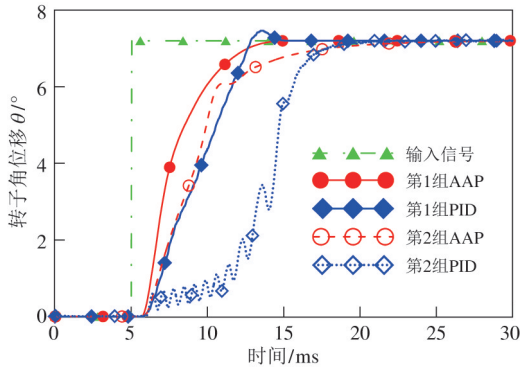

图 14　电感参数变化前后的阶跃响应

两相绕组上各串联一个 10 mH 电感再接入 DSP 控制器电流输出端口。图 15 是电-机械转换器频率特性。

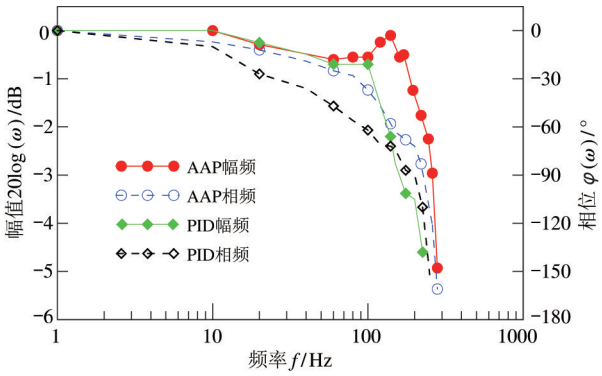

图 15　电-机械转换器频率特性

从图 14 可以看出，电-机械转换器在 PID 控制时，阶跃响应的上升时间约为 5.6 ms，出现超调；而采用 AAP 算法控制时，上升时间为 4.4 ms，且上升平稳无超调。在电感变化后，AAP 算法控制的阶跃响应上升时间为 6.4 ms，比 PID 控制的 8.2 ms 快且稳定，更没有震荡，可知其在电感扰动时具有更好的扰动抑制能力，与仿真结果基本吻合。

从图 15 可以看出，电-机械转换器在 PID 控制时，对应 −3 dB、−90 °处的频宽约为 170 Hz，而在 AAP 算法控制时，频宽增大 42% 至 240 Hz。虽然在实验中不可避免电机的涡流和磁滞效应等因素造成实验结果低于仿真结果，但显然 AAP 控制的电-机械转换器频率特性得到改善，具有更好的动态特性。

5.2　2D 伺服阀频率特性及抗扰动特性测试

图 16 为 2D 伺服阀性能测试实验平台示意图，在电-机械转换器实验平台基础上增加了液压加载子系统、阀体、示波器、激光位移传感器和压力传感器。其中，激光位移传感器检测阀芯的轴向位移，压力传感器检测系统压力，示波器用于显示和保存输入控制信号和阀芯位移信号。

图 17 是实验测得的 2D 伺服阀的阶跃响应。图 18 是 2D 伺服阀的频率特性。图 19 是 2D 伺服阀抗系统压力扰动特性曲线。

由图 17 看出，2D 伺服阀在 PID 算法控制时，阶跃响应的上升时间约为 8.6 ms，超调量约 5%；而采用 AAP 算法控制时，上升时间为 6.9 ms，上升平稳

无超调。由图 18 看出,2D 伺服阀在 PID 算法控制时,对应 -3 dB、-90 °处的频宽约为 65 Hz,而在 AAP 算法控制时的频宽增大 62% 至 105 Hz,虽然 2D 伺服阀受限于圆孔形的高、低压小孔结构,使得初始导控流量较小,导致了频宽与测得的电-机械转换器的频宽相比大幅度下降,但是通过 AAP 算法可以使其频率特性得到改善,又较大幅度提升了其动态性能。

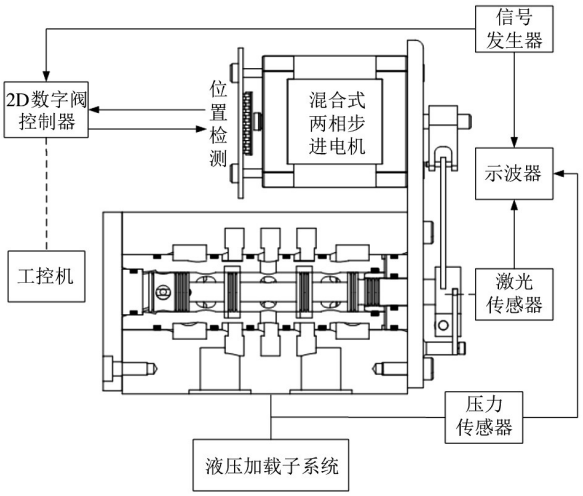

图 16　2D 伺服阀实验平台

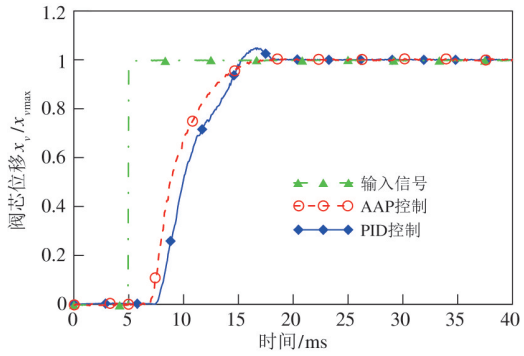

图 17　2D 伺服阀的阶跃响应

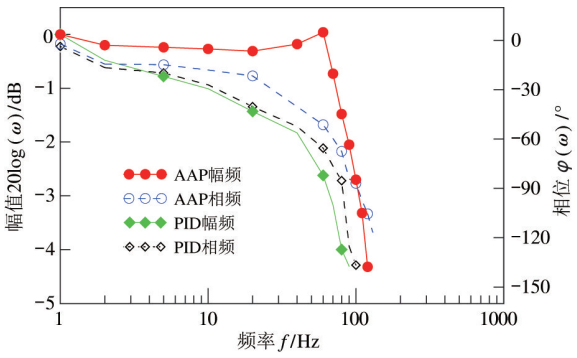

图 18　2D 伺服阀的频率特性

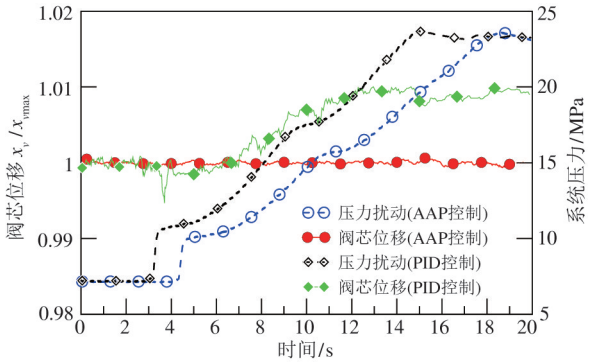

图 19　阀芯位移抗系统压力扰动实验

由图 19 可以看出,突然升高系统压力来对 2D 伺服阀的工作进行干扰时,若其在 PID 控制下,阀芯位移则会出现偏移,最大偏差量是稳态值(阀芯满开口)的 2.03%,明显受系统压力影响;而若让其在 AAP 算法控制下,阀芯位移的最大偏差量仅为稳态值(阀芯满开口)的 0.28%,可知 AAP 算法对系统压力扰动具有很好的适应性,可以提升阀的鲁棒性和抗扰动能力,取得了更好的控制效果。

6　结　论

本文提出了 2D 伺服阀电-机械转换器参数实时优化的自抗扰同步跟踪控制算法,其能有效优化系统控制器参数。仿真和实验表明,基于该算法的电-机械转换器的动态性能和频率特性显著提升,并且在电感、摩擦力等电机内部参数变化以及外部负载干扰的情况下,比传统 PID 控制算法具有更好的动态控制效果和抗扰动性能。采用 AAP 算法成功解决了伺服阀分辨率和响应速度之间的矛盾,实验结果表明,基于该算法的 2D 伺服阀其动态性能和频率特性得到有效提升,而且具有更好的鲁棒性、抗扰动能力,即使在系统压力变化时也具有良好的控制效果。

参考文献

[1] Bramerdorfer G, Tapia J A, Pyrhonen J J. Modern electrical machine design optimization: techniques, trends, and best practices[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018,65(10):7672-7684

[2] Guo H, Wang D, Xu J. Research on a high-frequency response direct drive valve system based on voice coil motor [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28 (5):2483-2492

[3] 崔剑, 丁凡, 李其朋, 等. 电液伺服转阀耐高压双向旋转比例电磁铁[J]. 机械工程学报, 2008, 44(9): 230-235
[4] Karunanidhi S, Singaperumal M. Mathematical modelling and experimental characterization of a high dynamic servo valve integrated with piezoelectric actuator[J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers*, 2010, 224(4):419-435
[5] Bruno N, Zhu Y, Liu C, et al. Development of a piezoelectric high speed on/off valve and its application to pneumatic closed-loop position control system[J]. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2019, 33(3):2747-2759
[6] 彭畅. 基于压电驱动的电液伺服阀研究[D]. 武汉:华中科技大学机械学院, 2014:38-39
[7] Gillespie R A. Systems, methods and apparatus of a nitinol valve[P]. US Patent:8499779B2, 2013
[8] 普超,王镐江,蒋文. 电液伺服阀常用电-机械转换器性能对比与分析研究[J]. 机电设备, 2015(S1):76-80
[9] Zhu F M, Li S. Application of direct actuated digital servo valve in electrohydraulic static loading system[J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2011,130-134:4098-4101
[10] 许宇翔. 基于 DSP 的数字阀控制器的研究[J]. 液压与气动, 2011(1):94-96
[11] 王宗培,孔昌明. 步进电机及其控制系统[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1984: 61-68
[12] 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, 2008:221-280
[13] Du B, Wu S, Han S, et al. Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent magnet synchronous motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 3019-3027
[14] Li J, Ren H, Zhong Y. Robust speed control of induction motor drives using first-order auto-disturbance rejection controllers[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(1):712-720
[15] Srinivas M, Patnaik L M. Adaptive probabilities of crossover and mutation in genetic algorithms[J]. *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, 1994, 24(4): 656-667
[16] 李胜. 2D 伺服阀数字控制的关键技术的研究[D]. 杭州: 浙江工业大学机械工程学院, 2011: 94-96

Active disturbance rejection synchronous tracking control with real-time parameters optimization of 2D servo valve electro-mechanical converter

Chen Zikai, Li Sheng, Ruan Jian, Zhang Tiancong, Chen Pengzhi
(Key Laboratory of Special Purpose Equipment and Advanced Manufacturing Technology
Ministry of Education, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014)

Abstract

As an electro-mechanical converter of 2D servo valve, stepper motor has the contradiction between resolution and response and is easily affected by disturbance speed under the traditional working mode, the parameter setting manually of the new controller is laborious, and it is difficult to obtain satisfactory control effect. In order to solve these problems, an active disturbance rejection synchronous tracking control algorithm with real-time parameters optimization (AAP) is proposed in this paper. Because of its automatic adjustment mechanism based on adaptive genetic algorithm (AGA), the controller parameters can be adjusted online according to the output characteristics of the controlled process of the electro-mechanical converter; active disturbance rejection control (ADRC) position controller can effectively suppress all kinds of disturbances caused by inductance, friction force, external load and system pressure mutation of 2D servo valve; the synchronous tracking control realizes the fast and accurate positioning of the rotor of the electro-mechanical converter at any position, and successfully solves the contradiction between resolution and response speed. Firstly, the principle of synchronous tracking control of electro-mechanical converter is described and the mathematical model is established. Then, AAP, ADRC position controller design and parameter optimization are introduced. Finally, in order to test the effectiveness of the method and test the control effect, the electro-mechanical converter controlled by proportion integration differentiation (PID) and AAP is simulated and analyzed by Matlab/Simulink, and the test platform of electro-mechanical converter and 2D servo valve are built. The experimental results show that the rise time of the electro-mechanical converter controlled by AAP algorithm is 4.4 ms and the bandwidth corresponding to −3 dB, −90° is 240 Hz, the rise time of 2D servo valve controlled by AAP is 6.9 ms and the bandwidth corresponding to −3 dB, −90° is 105 Hz. Compared with the traditional PID algorithm control, it has better dynamic performance, frequency characteristics and robustness.

Key words: electro-mechanical converter, adaptive genetic algorithm (AGA), real-time parameter optimization, active disturbance rejection control (ADRC), 2D digital servo valve