



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116526928 A

(43) 申请公布日 2023. 08. 01

(21) 申请号 202310435064.3

H02P 23/14 (2006.01)

(22) 申请日 2023.04.21

(71) 申请人 华中科技大学

地址 430074 湖北省武汉市洪山区珞喻路  
1037号

(72) 发明人 李宝仁 周少梁 杜经民 高隆隆  
杨钢 傅晓云

(74) 专利代理机构 华中科技大学专利中心  
42201

专利代理师 尚威

(51) Int. Cl.

H02P 25/034 (2016.01)

G05B 13/04 (2006.01)

H02P 7/025 (2016.01)

H02P 23/12 (2006.01)

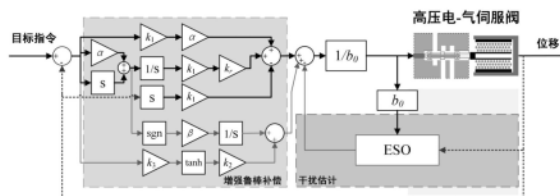
权利要求书3页 说明书16页 附图2页

(54) 发明名称

一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法

(57) 摘要

本发明属于电-气伺服控制相关技术领域，并公开了一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法。S1建立音圈电机直驱系统的动力学方程、模型误差和状态方程；S2将集总干扰拓展为额外的状态变量更新所述状态方程，在该更新后的状态方程的基础上设定拓展状态抗干扰观测器和其估计误差满足的条件，利用该拓展状态抗干扰观测器计算集总干扰的估计；S3设定跟踪误差和辅助误差信号，构建增强鲁棒抗干扰的控制器对集总干扰的估计和集总误差的差值进行补偿，以此实现对音圈电机直驱系统的控制。通过本发明，降低鲁棒增益参数的选择限制，在系统遭受强干扰的情况下，保证系统的控制精度和鲁棒性。



1. 一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法,其特征在于,该方法包括下列步骤:

S1建立音圈电机直驱系统的动力学方程、模型误差和状态方程;

S2将集总干扰拓展为额外的状态变量更新所述状态方程,在该更新后的状态方程的基础上设定拓展状态抗干扰观测器和其估计误差满足的条件,利用该抗拓展状态抗干扰观测器计算集总干扰的估计;

S3设定跟踪误差和辅助误差信号,构建增强鲁棒抗干扰的控制器对集总干扰的估计和集总误差的差值进行补偿,以此实现对音圈电机直驱系统的控制。

2. 如权利要求1所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法,其特征在于,在步骤S1中,所述动力学方程按照下列关系式进行:

$$F_e - F_{tg} - F_{sg} - F_f - F_i - F_{ud} = m \frac{d^2 x_{sv}}{dt^2} + B_v \frac{dx_{sv}}{dt}$$

其中,m为被驱动部分总质量(包括阀芯质量、音圈电机质量和中间直连机构的质量之和), $x_{sv}$ 为阀芯的实际位移, $F_e$ 为电机的驱动力, $F_{tg}$ 为瞬态气动力, $F_{sg}$ 为稳态气动力, $F_f$ 为系统所受的摩擦力, $F_i$ 为内部扰动(驱动信号的波动等), $F_{ud}$ 为未知的干扰, $B_v$ 为粘性阻尼系数,t表示时间。

3. 如权利要求2所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法,其特征在于,在步骤S1中,所述模型误差按照下列关系式进行:

$$\begin{cases} m = m_0 + \Delta m \\ K_e = K_{e0} + \Delta K_e \\ R = R_0 + \Delta R \\ B_v = B_{v0} + \Delta B_{v0} \end{cases}$$

其中,m为未知的被驱动部分准确总质量、 $K_e$ 为未知的准确音圈电机参数、R为未知的音圈电机准确等效电阻值和 $B_v$ 为未知的准确系统阻尼系数, $m_0$ 为已知的被驱动部分准确的总质量、 $K_{e0}$ 为已知的音圈电机参数、 $R_0$ 为已知的音圈电机等效电阻值、 $B_{v0}$ 为已知的系统阻尼系数, $\Delta m$ 为被驱动部分已知总质量与未知准确总质量之间的差值、 $\Delta K_e$ 为已知音圈电机参数与未知准确音圈电机参数之间的差值、 $\Delta R$ 为已知的音圈电机等效电阻值与未知音圈电机等效电阻值之间的差值和 $\Delta B_v$ 为已知系统阻尼系数与未知的准确系统阻尼系数之间的差值。

4. 如权利要求3所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法,其特征在于,在步骤S1中,所述状态方程按照下列关系式进行:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_0 u + F_{td} \end{cases}$$

其中,u为系统输入,系统状态变量 $x_1$ 和 $x_2$ 表示为 $[x_1 \ x_2] = [x_{sv} \ \dot{x}_{sv}]$ ,系统阻尼参数 $a_1$ 、和增益参数 $b_0$ 为 $[a_1 \ b_0] = [(K_{e0}^2 / R + B_{v0}) / m_0 \ K_{e0} / R_0 m_0]$ ,

集总干扰 $F_{td}$ 表示为:

$$F_{td} = -\frac{F_d}{m} + \left( \frac{K_{e0}^2/R_0 + B_{v0}}{m_0} - \frac{K_e^2/R + B_v}{m} \right) \dot{x} + \left( \frac{K_e}{mR} - \frac{K_{e0}}{m_0R_0} \right) u$$

$$F_d = F_{tg} + F_{sg} + F_f + F_i + F_{ud}$$

其中： $m$ 为未知的被驱动部分准确总质量， $m_0$ 为已知的被驱动部分准确的总质量， $K_{e0}$ 为已知的音圈电机参数、 $R_0$ 为已知的音圈电机等效电阻值、 $B_{v0}$ 为已知的系统阻尼系数， $K_e$ 为未知的准确音圈电机参数、 $R$ 为未知的音圈电机准确等效电阻值， $B_v$ 为未知的准确系统阻尼系数， $u$ 为音圈电机的输入电压， $F_{tg}$ 为瞬态气动力， $F_{sg}$ 为稳态气动力， $F_f$ 为系统所受的摩擦力， $F_i$ 为内部扰动（驱动信号的波动等）， $F_{ud}$ 为未知的干扰， $F_d$ 为外部总干扰。

5. 如权利要求1或4所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法，其特征在于，在步骤S2中，所述更新后的状态方程按照下列关系式：

$$\ddot{x}_{sv} = b_0 u + f$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 \dot{x}_{sv} + b_0 u + F_{td} \\ \dot{x}_3 = \dot{f} \end{cases}$$

其中， $u$ 为系统输入， $\dot{x}_1$ 、 $\dot{x}_2$ 和 $\dot{x}_3$ 为系统状态变量 $x_1$ 、系统状态变量 $x_2$ 和系统状态变量 $x_3$ 的变化速度， $a_1$ 为已知系统阻尼参数， $b_0$ 为已知增益参数， $\ddot{x}_{sv}$ 为伺服阀位移的加速度， $\dot{x}_{sv}$ 为伺服阀位移的速度， $F_{td} = f$ 为集总干扰， $\dot{f}$ 为集总干扰的变化速度。

6. 如权利要求5所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法，其特征在于，在步骤S2中，所述抗拓展状态抗干扰观测器按照下列关系式进行：

$$\begin{cases} \dot{z} = \mathbf{A}z + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(x_{sv} - z_1) \\ z_1 = \mathbf{C}z \end{cases}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ -a_1 b_0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3w_0 - a_1 \\ 3w_0^2 - 3a_1 w_0 + a_1^2 \\ w_0^3 - 3a_1 w_0^2 + 3a_1^2 - a_1^3 \end{bmatrix}$$

其中，观测器估计矩阵 $z = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$ ， $z_1, z_2, z_3$ 为拓展状态观测器输出的观测估计值，它们分别对应伺服阀位移 $x_{sv}$ ，伺服阀位移的速度 $\dot{x}_{sv}$ ，集总干扰 $f$ ， $a_1$ 为系统阻尼， $b_0$ 为已知增益参数， $\mathbf{A}$ 为系统状态矩阵， $\mathbf{B}$ 为观测器增益矩阵， $\mathbf{C}$ 为观测器输出矩阵； $\mathbf{L}$ 为拓展状态观测器需要设计的反馈矩阵，其包含了系统阻尼 $a_1$ 和观测器带宽 $w_0$ 。

7. 如权利要求6所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法，其特征在于，在步骤S2中，所述误差估计满足的条件如下：

当观测器带宽 $w_0$ 满足时 $w_0 > \sqrt{3a_1^2 w_0 - 3a_1^2}$ ，ESO的估计误差有界且其上界存在，即 $\phi_1 = 2\lambda_{\max}(\mathbf{P})M_{f-1}/w_0^3$ ，其中， $\phi_1$ 为ESO对系统状态和外部干扰估计误差的最大值， $\lambda_{\max}(\mathbf{P})$ 为中间矩阵变量 $\mathbf{P}$ 的最大

特征值,  $M_{f-1}$  表示集总干扰  $f$  变化速度的最大值,  $w_0$  为观测器带宽 (观测器参数),  $a_1$  为已知系统阻尼参数。

8. 如权利要求1或4所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法, 其特征在于, 在步骤S3中, 所述跟踪误差和辅助误差信号按照下列关系进行:

$$\begin{aligned} e_{c1} &= x_d - x_{sv} \\ e_{c2} &= \alpha e_{c1} + \dot{x}_d - \dot{x}_{sv} \\ r &= \dot{e}_{c2} + k_r e_{c2} \end{aligned}$$

其中,  $x_d$  为目标指令,  $\dot{x}_d$  为速度目标指令,  $x_{sv}$  为伺服阀位移,  $\dot{x}_{sv}$  为伺服阀的运动速度,  $\alpha$  和  $k_r$  为控制器参数,  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $\dot{e}_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的差值,  $e_{c2}$  为修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值,  $\dot{e}_{c2}$  为修正高压电-气伺服阀运动加速度差值,  $r$  为修正高压电-气伺服阀速度差值  $e_{c2}$  与其修正加速度差值  $\dot{e}_{c2}$  之和的辅助中间变量。

9. 如权利要求8所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法, 其特征在于, 所述增强鲁棒抗干扰的控制器按照下列关系式进行:

$$u = \frac{1}{b_0} \left( k_1 \alpha e_{c1} - k_1 \dot{x}_{sv} - z_3 + k_2 \tanh(k_3 e_{c1}) + \int k_r k_1 e_{c2} + \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) \right)$$

其中,  $k_1, k_2, k_3, k_r$  为控制器参数;  $b_0$  为已知增益参数;  $\alpha$  和  $\beta$  均为控制器参数且为正实数,  $\operatorname{sgn}(e_{c2})$  为  $e_{c2}$  的标准符号函数,  $\tanh(k_3 e_{c1})$  是  $e_{c1}$  的双曲正切函数,  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $e_{c2}$  表示修正高压电-气伺服阀运动速度差值,  $z_3$  为拓展状态抗干扰观测器输出的集总干扰估计值。

10. 如权利要求9所述的一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法, 其特征在于, 所述控制参数  $\beta$  满足下列关系式:

$$\beta \geq \gamma_1 - x_1(e_{c2}) \text{ 且 } \beta \geq \gamma_1 + \frac{\gamma_2}{k_r} - \chi_2(e_{c1})$$

其中,  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  为中间变量,  $x_1(e_{c2})$  和  $x_2(e_{c1})$  为发明中所提出的参数选择限制函数,  $k_r$  为控制器参数。

## 一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于电气伺服控制相关技术领域,更具体地,涉及一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法。

### 背景技术

[0002] 高压电-气伺服控制技术是来流体传动技术领域中的非常重要组成部分,也是机电一体化技术中的重要代表。近年来,随着制造领域的需求不断朝向高响应、高精度、高功率(重量比)、环境友好的方向发展,我国电-气伺服控制技术也逐步取得飞跃的进步。

[0003] 高压电-气伺服控制技术是备受关注的技术热点,广泛应用于航空、航天、军事、冶金、工程机械等领域。在气动控制领域,高压电-气伺服控制系统相较于传统的低压气动控制系统而言,具有能量密度高、瞬间输出能量大、响应速度快等优点,但气体压力的升高会在伺服阀阀芯处产生极强的气动力干扰,极大的影响了高压电气伺服阀的控制精度,进而制约高压电-气伺服控制的进一步发展。传统控制方法难以应对如此剧烈的干扰,进而导致伺服阀性能下降、响应速度降低、跟踪误差难以消除。因此,探索能够快速补偿外部强扰动的增强鲁棒控制方法成为实际工程应用中的迫切需求。

### 发明内容

[0004] 针对现有技术的以上缺陷或改进需求,本发明提供了一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法,解决音圈电机直驱系统快速补偿外部强扰动的增强鲁棒控制的问题。

[0005] 为实现上述目的,按照本发明的一个方面,提供了一种音圈电机直驱系统增强鲁棒抗干扰的控制方法,该方法包括下列步骤:

[0006] S1建立音圈电机直驱系统的动力学方程、模型误差和状态方程;

[0007] S2将集总干扰拓展为额外的状态变量更新所述状态方程,在该更新后的状态方程的基础上设定拓展状态抗干扰观测器和其估计误差满足的条件,利用该抗拓展状态抗干扰观测器计算集总干扰的估计;

[0008] S3设定跟踪误差和辅助误差信号,构建增强鲁棒抗干扰的控制器对集总干扰的估计和集总误差的差值进行补偿,以此实现对音圈电机直驱系统的控制。

[0009] 进一步优选地,在步骤S1中,所述动力学方程按照下列关系式进行:

$$[0010] \quad F_e - F_{tg} - F_{sg} - F_f - F_i - F_{ud} = m \frac{d^2 x_{sv}}{dt^2} + B_v \frac{dx_{sv}}{dt}$$

[0011] 其中,m为被驱动部分总质量(包括阀芯质量、音圈电机质量和中间直连机构的质量之和), $x_{sv}$ 为阀芯的实际位移, $F_e$ 为电机的驱动力, $F_{tg}$ 为瞬态气动力, $F_{sg}$ 为稳态气动力, $F_f$ 为系统所受的摩擦力, $F_i$ 为内部扰动(驱动信号的波动等), $F_{ud}$ 为未知的干扰, $B_v$ 为粘性阻尼系数,t表示时间。

[0012] 进一步优选地,在步骤S1中,所述模型误差按照下列关系式进行:

$$[0013] \quad \begin{cases} m = m_0 + \Delta m \\ K_e = K_{e0} + \Delta K_e \\ R = R_0 + \Delta R \\ B_v = B_{v0} + \Delta B_{v0} \end{cases}$$

[0014] 其中,  $m$  为未知的被驱动部分准确总质量、 $K_e$  为未知的准确音圈电机参数、 $R$  为未知的音圈电机准确等效电阻值和  $B_v$  为未知的准确系统阻尼系数,  $m_0$  为已知的被驱动部分准确的总质量、 $K_{e0}$  为已知的音圈电机参数、 $R_0$  为已知的音圈电机等效电阻值、 $B_{v0}$  为已知的系统阻尼系数,  $\Delta m$  为被驱动部分已知总质量与未知准确总质量之间的差值、 $\Delta K_e$  为已知音圈电机参数与未知准确音圈电机参数之间的差值、 $\Delta R$  为已知的音圈电机等效电阻值与未知音圈电机等效电阻值之间的差值和  $\Delta B_v$  为已知系统阻尼系数与未知的准确系统阻尼系数之间的差值。

[0015] 进一步优选地, 在步骤S1中, 所述状态方程按照下列关系式进行:

$$[0016] \quad \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_0 u + F_{td} \end{cases}$$

[0017] 其中,  $u$  为系统输入, 系统状态变量  $x_1$  和  $x_2$  表示为  $[x_1 \quad x_2] = [x_{sv} \quad \dot{x}_{sv}]$ , 系统阻尼参数  $a_1$ 、和增益参数  $b_0$  为  $[a_1 \quad b_0] = \left[ \left( \frac{K_{e0}^2}{R + B_{v0}} \right) / m_0 \quad K_{e0} / R_0 m_0 \right]$ ,

[0018] 集总干扰  $F_{td}$  表示为:

$$[0019] \quad F_{td} = -\frac{F_d}{m} + \left( \frac{K_{e0}^2 / R_0 + B_{v0}}{m_0} - \frac{K_e^2 / R + B_v}{m} \right) \dot{x} + \left( \frac{K_e}{mR} - \frac{K_{e0}}{m_0 R_0} \right) u$$

[0020]  $F_d = F_{tg} + F_{sg} + F_f + F_i + F_{ud}$

[0021] 其中:  $m$  为未知的被驱动部分准确总质量,  $m_0$  为已知的被驱动部分准确的总质量,  $K_{e0}$  为已知的音圈电机参数、 $R_0$  为已知的音圈电机等效电阻值、 $B_{v0}$  为已知的系统阻尼系数,  $K_e$  为未知的准确音圈电机参数、 $R$  为未知的音圈电机准确等效电阻值,  $B_v$  为未知的准确系统阻尼系数,  $u$  为音圈电机的输入电压,  $F_{tg}$  为瞬态气动力,  $F_{sg}$  为稳态气动力,  $F_f$  为系统所受的摩擦力,  $F_i$  为内部扰动 (驱动信号的波动等),  $F_{ud}$  为未知的干扰,  $F_d$  为外部总干扰。

[0022] 进一步优选地, 在步骤S2中, 所述更新后的状态方程按照下列关系式:

$$[0023] \quad \begin{cases} \ddot{x}_{sv} = b_0 u + f \\ \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 \dot{x}_{sv} + b_0 u + F_{td} \\ \dot{x}_3 = \dot{f} \end{cases}$$

[0024] 其中,  $u$  为系统输入,  $\dot{x}_1$ 、 $\dot{x}_2$  和  $\dot{x}_3$  为系统状态变量  $x_1$ 、系统状态变量  $x_2$  和系统状态变量  $x_3$  的变化速度,  $a_1$  为已知系统阻尼参数,  $b_0$  为已知增益参数,  $\ddot{x}_{sv}$  为伺服阀位移的加速度,  $\dot{x}_{sv}$  为伺服阀位移的速度,  $F_{td} = f$  为集总干扰,  $\dot{f}$  为集总干扰的变化速度。

[0025] 进一步优选地, 在步骤S2中, 所述抗拓展状态抗干扰观测器按照下列关系式进行:

$$[0026] \quad \begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(x_{sv} - z_1) \\ z_1 = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases}$$

$$[0027] \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ -a_1 b_0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

$$[0028] \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3w_0 - a_1 \\ 3w_0^2 - 3a_1 w_0 + a_1^2 \\ w_0^3 - 3a_1 w_0^2 + 3a_1^2 - a_1^3 \end{bmatrix}$$

[0029] 其中,观测器估计矩阵 $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$ , $z_1, z_2, z_3$ 为拓展状态观测器输出的观测估计值,它们分别对应伺服阀位移 $x_{sv}$ ,伺服阀位移的速度 $\dot{x}_{sv}$ ,集总干扰 $f$ , $a_1$ 为系统阻尼, $b_0$ 为已知增益参数, $\mathbf{A}$ 为系统状态矩阵, $\mathbf{B}$ 为观测器增益矩阵, $\mathbf{C}$ 为观测器输出矩阵; $\mathbf{L}$ 为拓展状态观测器需要设计的反馈矩阵,其包含了系统阻尼 $a_1$ 和观测器带宽 $w_0$ 。

[0030] 进一步优选地,在步骤S2中,所述误差估计满足的条件如下:

[0031] 当观测器带宽 $w_0$ 满足时 $w_0 > \sqrt[3]{3a_1^2 w_0 - 3a_1^2}$ ,ESO的估计误差有界且其上界存在,即 $\phi_1 = 2\lambda_{\max}(\mathbf{P})M_{f-1}/w_0^3$ ,其中, $\phi_1$ 为ESO对系统状态和外部干扰估计误差的最大值, $\lambda_{\max}(\mathbf{P})$ 为中间矩阵变量 $\mathbf{P}$ 的最大特征值, $M_{f-1}$ 表示集总干扰 $f$ 变化速度的最大值, $w_0$ 为观测器带宽(观测器参数), $a_1$ 为已知系统阻尼参数。

[0032] 进一步优选地,在步骤S3中,所述跟踪误差和辅助误差信号按照下列关系进行:

$$[0033] \quad e_{c1} = x_d - x_{sv}$$

$$[0034] \quad e_{c2} = \alpha e_{c1} + \dot{x}_d - \dot{x}_{sv}$$

$$[0035] \quad r = \dot{e}_{c2} + k_r e_{c2}$$

[0036] 其中, $x_d$ 为目标指令, $\dot{x}_d$ 为速度目标指令, $x_{sv}$ 为伺服阀位移, $\dot{x}_{sv}$ 为伺服阀的运动速度, $\alpha$ 和 $k_r$ 为控制器参数, $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值, $\dot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的差值, $e_{c2}$ 为修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值, $\dot{e}_{c2}$ 为修正高压电-气伺服阀运动加速度差值, $r$ 为修正高压电-气伺服阀速度差值 $e_{c2}$ 与其修正加速度差值 $\dot{e}_{c2}$ 之和的辅助中间变量。

[0037] 进一步优选地,所述增强鲁棒抗干扰的控制器按照下列关系式进行:

$$[0038] \quad u = \frac{1}{b_0} \left( k_1 \alpha e_{c1} - k_1 \dot{x}_{sv} - z_3 + k_2 \tanh(k_3 e_{c1}) + \int k_r k_1 e_{c2} + \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) \right)$$

[0039] 其中, $k_1, k_2, k_3, k_r$ 为控制器参数; $b_0$ 为已知增益参数; $\alpha$ 和 $\beta$ 均为控制器参数且为正实数, $\operatorname{sgn}(e_{c2})$ 为 $e_{c2}$ 的标准符号函数, $\tanh(k_3 e_{c1})$ 是 $e_{c1}$ 的双曲正切函数, $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值, $e_{c2}$ 表示修正高压电-气伺服阀运动速度差值, $z_3$ 为拓展状态抗干扰观测器输出的集总干扰估计值。

[0040] 进一步优选地,所述控制参数 $\beta$ 满足下列关系式:

[0041]  $\beta \geq \gamma_1 - x_1(e_{c2})$  且  $\beta \geq \gamma_1 + \frac{\gamma_2}{k_r} - x_2(e_{c1})$

[0042] 其中,  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  为中间变量,  $x_1(e_{c2})$  和  $x_2(e_{c1})$  为发明中所提出的参数选择限制函数,  $k_r$  为控制器参数。

[0043] 总体而言, 通过本发明所构思的以上技术方案与现有技术相比, 具备下列有益效果:

[0044] 1. 本发明将基于干扰抑制 (ERC) 与干扰估计补偿 (ESO) 有效结合, ERC 的使用进一步保证了在 ESO 存在估计残差时, 进一步补偿外部干扰, 使得控制性能得到提升, 同时, 改进后 ERC 的非线性鲁棒反馈增益项能够对外部干扰进行多重补偿, 降低鲁棒增益参数的选择限制, 参数选择与干扰估计误差导数和强扰动补偿增益参数相关, 比原先 RISE-ESO 的条件更容易满足, 控制器跟踪性能相比传统鲁棒控制 LADRC 和 RIES-ESO 都有了很大改进。实验结果验证了其有效性;

[0045] 2. 本发明运用李亚普洛夫稳定性理论对音圈电机直驱式高压电-气伺服阀的附加拓展状态抗干扰观测器的复合增强鲁棒控制方法进行稳定性证明, 得到系统大范围渐进稳定的理论结果和具有抗干扰性能的结论。本发明能够在系统遭受强干扰的情况下, 保证系统的控制精度和鲁棒性;

[0046] 3. 本发明在系统模型参数变化和存在极强外部干扰的情况下, 保证系统的大范围渐进稳定和快速恢复系统稳定状态; 实现了很好的跟踪性能和抗干扰能力, 实验验证了发明的有效性; 控制器结构新颖清晰明确、控制方法可靠稳定, 有广泛的应用前景。

## 附图说明

[0047] 图1是按照本发明的优选实施例所构建的音圈电机直驱式高压电-气压力伺服阀抗干扰控制原理示意图;

[0048] 图2是按照本发明的优选实施例所构建的音圈电机直驱式高压电-气压力伺服阀结构原理图;

[0049] 图3是按照本发明的优选实施例所构建的阶跃响应示意图;

[0050] 图4是按照本发明的优选实施例所构建的系统的跟踪误差随时间变化的曲线图, 其中, (a) 是 ERC-ESO 误差曲线示意图, (b) 是 RISE-RSO 误差曲线示意图, (c) 是 LADRC 误差曲线示意图。

## 具体实施方式

[0051] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白, 以下结合附图及实施例, 对本发明进行进一步详细说明。应当理解, 此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明, 并不用于限定本发明。此外, 下面所描述的本发明各个实施方式中所涉及到的技术特征只要彼此之间未构成冲突就可以相互组合。

[0052] 本发明一种提出了一种新的集成拓展状态抗干扰观测器 ESO 的增强鲁棒控制方法 (ERC-ESO), 利用 ESO (拓展状态抗干扰观测器) 估计系统中未建模动态和外部干扰并将其估计值作为前馈纳入控制器, ERC 的提出进一步补偿 ESO 的干扰估计残差以降低 ESO 的观测负担。新提出的 ERC (增强鲁棒控制器) 控制方法能够在传统 RISE 控制器的基础上, 进一步提高



控制器的抗干扰能力,并大大降低了非线性鲁棒项的参数选择限制,这保证了当系统对积分鲁棒结构敏感和抗干扰观测器观测能力有限时依旧能够保证良好的系统性能。最后运用李亚普洛夫稳定性理论对音圈电机直驱式高压电-气伺服阀位置伺服系统进行稳定性证明,得到了系统能够在存在明显外部干扰时依然可以达到渐进稳定的结果。

[0053] 如图1所示,本发明提出的一种音圈电机直驱式高压电-气伺服阀的增强鲁棒抗干扰控制算法主要包括两大部分,其一为拓展状态抗干扰观测器的干扰估计,其二为增强鲁棒补偿。两大部分耦合在一起,实现对高压电-气伺服阀的状态调节。目标指令与传感器采集到的位移信息最终会输入到增强鲁棒补偿项中进行运算,增强鲁棒补偿项的计算结果与干扰估计结果组成在一起,经过增益变换后输入到高压电-气伺服阀中,实现对高压电-气伺服阀的在线调整。在这个过程中,传感器的采集与控制算法的计算持续进行,实现对高压电-气伺服阀的持续调节控制。

[0054] 如图2所示,工作原理:高压电-气伺服阀控制系统主要包括三大部分,伺服控制器,伺服驱动器和高压电气伺服阀。伺服控制器为本发明提出的一种音圈电机直驱式高压电-气伺服阀的增强鲁棒抗干扰控制算法,其具体工作过程见图2的相关描述。参考信号输入到伺服控制器中,经过运算,伺服控制器输入响应的控制信号,伺服驱动器放大后,具有驱动能力,实现对音圈电机的驱动,进而实现高压电-气伺服阀阀芯运动的控制。

[0055] 高压电气伺服阀主要由三大部分构成。其一音圈电机、永磁体和磁体壳体构成了伺服阀的驱动部分提供阀芯运动的驱动力。在音圈电机的驱动下,阀芯运动,控制阀口开度的大小。外部伺服阀阀体对阀芯的运动形成约束。在高压电气伺服阀的工作中,始终收到复杂的干扰力,主要包括:磁体外壳体和永磁体之间的摩擦力、阀芯与阀体间的摩擦力以及高压气体在阀芯上产生的高压气动力。因此,需要提出抗干扰控制算法来保证高压电-气压力伺服阀的控制精度。

[0056] 本发明音圈电机直驱式高压电气伺服阀的增强鲁棒抗干扰控制方法,包括以下步骤:

[0057] S1建立音圈电机高压电气伺服阀系统的数学模型

[0058] S11,本发明所考虑的音圈电机高压电气伺服阀系统是通过维持音圈电机两端电压保持一直,控制音圈电机两端的电流大小驱动音圈电机平行移动,进而驱动伺服阀阀芯运动,控制伺服阀的开启和关闭。

[0059] 其中,音圈电机的等效电路为:

$$[0060] \quad Ri + L \frac{di}{dt} + e_m = u \quad (1)$$

[0061] 式中,R是音圈电机的等效电阻,L是音圈电机的线圈电感,i是电流, $e_m$ 是音圈电机上产生的反电动势。

[0062] 音圈电机的驱动力 $F_e$ 表达为:

$$[0063] \quad F_e = K_e i = Bl i \quad (2)$$

[0064] 其中: $F_e$ 为电机的安培力, $K_e$ 为电机参数,B为磁场强度,l为音圈电机在磁场中的等效导线总长,i为电流。

[0065] 因此根据力平衡方程,音圈电机直驱式高压电-气伺服阀的动力学方程可得:

$$[0066] \quad F_e - F_{tg} - F_{sg} - F_f - F_i - F_{ud} = m \frac{d^2 x_{sv}}{dt^2} + B_v \frac{dx_{sv}}{dt} \quad (3)$$

[0067] 其中,  $m$  为未知的被驱动部分准确总质量(包括阀芯质量、音圈电机质量和中间直连机构的质量之和),  $x_{sv}$  为阀芯的实际位移,  $F_e$  为电机的驱动力,  $F_{tg}$  为瞬态气动力,  $F_{sg}$  为稳态气动力,  $F_f$  为系统所受的摩擦力,  $F_i$  为内部扰动(驱动信号的波动等),  $F_{ud}$  为未知的干扰,  $B_v$  为未知的准确系统阻尼系数,  $t$  表示时间。

[0068] 考虑系统建模不确定性, 则系统的模型误差能够被表示为:

$$[0069] \quad \begin{cases} m = m_0 + \Delta m \\ K_e = K_{e0} + \Delta K_e \\ R = R_0 + \Delta R \\ B_v = B_{v0} + \Delta B_{v0} \end{cases} \quad (4)$$

[0070] 其中,  $m$  为未知的被驱动部分准确总质量、 $K_e$  为未知的准确音圈电机参数、 $R$  为未知的音圈电机准确等效电阻值和  $B_v$  为未知的准确系统阻尼系数,  $m_0$  为已知的被驱动部分准确的总质量、 $K_{e0}$  为已知的音圈电机参数、 $R_0$  为已知的音圈电机等效电阻值、 $B_{v0}$  为已知的系统阻尼系数,  $\Delta m$  为被驱动部分已知总质量与未知准确总质量之间的差值、 $\Delta K_e$  为已知音圈电机参数与未知准确音圈电机参数之间的差值、 $\Delta R$  为已知的音圈电机等效电阻值与未知音圈电机准确等效电阻值之间的差值,  $\Delta B_v$  为已知系统阻尼系数与未知的准确系统阻尼系数之间的差值。

[0071] 根据式(1) - (4), 则音圈电机直驱式高压电气伺服阀的系统状态方程能够被表示为:

$$[0072] \quad \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_0 u + F_{td} \\ F_{td} = -\frac{F_d}{m} + \left( \frac{K_{e0}^2/R_0 + B_{v0}}{m_0} - \frac{K_e^2/R + B_v}{m} \right) \dot{x} + \left( \frac{K_e}{mR} - \frac{K_{e0}}{m_0 R_0} \right) u \end{cases} \quad (5)$$

[0073] 其中: 系统状态变量  $\dot{x}_1$  和  $x_2$  为伺服阀运动速度,  $\dot{x}_2$  为伺服阀运动的加速度。  $a_1$  为已知系统阻尼参数,  $b_0$  为已知增益参数,  $F_{td}$  为集总干扰,  $F_d$  为外部总干扰,  $m$  为未知的被驱动部分准确总质量,  $m_0$  为已知的被驱动部分准确的总质量,  $K_{e0}$  为已知的音圈电机参数、 $R_0$  为已知的音圈电机等效电阻值、 $B_{v0}$  为已知的系统阻尼系数,  $K_e$  为未知的准确音圈电机参数、 $R$  为未知的音圈电机准确等效电阻值,  $B_v$  为未知的准确系统阻尼系数,  $u$  为音圈电机的输入电压。  $F_{tg}$  为瞬态气动力,  $F_{sg}$  为稳态气动力,  $F_f$  为系统所受的摩擦力,  $F_i$  为内部扰动(驱动信号的波动等),  $F_{ud}$  为未知的干扰。

[0074] 假设1: 在工程实践中, 虽然很难获得准确的模型信息, 但它们的值必须是连续的和有界的。此外, 虽然各种扰动可能会发生剧烈的变化, 但它们也是连续的和有界的。因此, 集总扰动  $F_{td}$  属于  $C^2$ , 满足  $|\dot{F}_{td}| < M_{f-1}$  和  $|\ddot{F}_{td}| < M_{f-2}$ ,  $\dot{F}_{td}$  和  $\ddot{F}_{td}$  分别为集总干扰的变化速度值和变化加速度值, 中间变量  $M_{f-1}$ ,  $M_{f-2}$  为正值, 分别表示表示集总干扰的变化速度值  $\dot{F}_{td}$  和集总干扰的变化速度值和变化加速度值  $\ddot{F}_{td}$  的最大值。

[0075] S2根据上述音圈电机直驱式高压电气伺服阀的抗干扰控制器的设计;

[0076] 基于带模型信息的拓展状态抗干扰观测器的干扰补偿设计;

[0077] 将集总干扰 $F_{td}$ 拓展为系统的一个额外状态变量 $x_3$ ,即 $x_3=f=F_{td}$ ,则式(5)能够被改写为:

$$\begin{cases} \ddot{x}_{sv} = b_0 u + f \\ \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 \dot{x}_{sv} + b_0 u + F_{td} \\ \dot{x}_3 = \dot{f} \end{cases} \quad (6)$$

[0079] 其中, $u$ 为系统输入, $\dot{x}_1$ 和 $x_2$ 为伺服阀运动速度, $\ddot{x}_2$ 为伺服阀运动的加速度, $a_1$ 为已知系统阻尼参数, $b_0$ 为已知增益参数, $\ddot{x}_{sv}$ 为伺服阀位移的加速度, $\dot{x}_{sv}$ 为伺服阀位移的速度, $F_{td}=f$ 为集总干扰, $\dot{x}_3 = \dot{f}$ 为集总干扰的变化速度。

[0080] 带模型信息的ESO设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(x_{sv} - z_1) \\ z_1 = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases} \quad (7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ -a_1 b_0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

[0082] 观测器估计矩阵 $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$ , $z_1, z_2, z_3$ 为拓展状态抗干扰观测器输出的观测估计值,它们分别对应伺服阀位移 $x_{sv}$ ,伺服阀位移的速度 $\dot{x}_{sv}$ ;集总干扰 $f$ ;  $a_1$ 为系统阻尼; $\mathbf{A}$ 为观测器状态矩阵; $\mathbf{B}$ 为观测器增益矩阵(根据系统参数,能够计算得到); $\mathbf{C}$ 为观测器输出矩阵; $\mathbf{L}$ 为拓展状态观测器需要设计的反馈矩阵,其包含了系统阻尼 $a_1$ 和观测器带宽(观测器参数) $w_0$ 。

[0083] 反馈矩阵 $\mathbf{L}$ 设计如下:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3w_0 - a_1 \\ 3w_0^2 - 3a_1 w_0 + a_1^2 \\ w_0^3 - 3a_1 w_0^2 + 3a_1^2 - a_1^3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

[0085] 其中, $a_1$ 为已知的系统阻尼和 $w_0$ 为需要设置的观测器带宽(观测器参数)。

[0086] 给出引理如下:当观测器带宽 $w_0$ 满足时 $w_0 > \sqrt[3]{3a_1^2 w_0 - 3a_1^2}$ ,ESO的估计误差有界且其上界存在,即 $\phi_1 = 2\lambda_{\max}(\mathbf{P})M_{f-1}/w_0^3$ , $\phi_1$ 为ESO对系统状态和外部干扰估计误差的最大值。此外,干扰估计误差的一阶和二阶导数也是有界的(分别为 $\phi_2$ 和 $\phi_3$ )。

$$\phi_2 = 2\frac{\lambda_{\max}(\mathbf{P})}{w_0^3} \|\bar{\mathbf{A}}\| + \frac{1}{w_0^3} M_{f-1}, \phi_3 = 2\frac{\lambda_{\max}(\mathbf{P})}{w_0^3} \|\bar{\mathbf{A}}\|^2 + \frac{1}{w_0^3} M_{f-2}$$

[0088] 其中: $\bar{\mathbf{A}}$ 为放缩后的观测器矩阵, $\lambda_{\max}(\mathbf{P})$ 为中间矩阵 $\mathbf{P}$ 的最大特征值; $w_0$ 为观测器带宽;中间变量 $M_{f-1}$ 和 $M_{f-2}$ 为正值,分别为表示集总干扰 $f$ 变化速度和集总干扰 $f$ 变化加速度的最大值; $\phi_2, \phi_3$ 为中间变量, $\phi_2$ 表示ESO对系统状态和外部干扰估计误差的变化速度的最

大值,  $\phi_3$  表示ESO对系统状态和外部干扰估计误差变化的加速度最大值。

[0089] 对于上述估计误差的验证过程如下:

[0090] 该引理证明如下:

[0091] 拓展状态抗干扰观测器的状态估计误差矩阵E定义为:

$$[0092] \quad \mathbf{E} = \mathbf{Z} - \mathbf{X} = [e_1 \quad e_2 \quad e_3]^T = [z_1 - x_{sv} \quad z_2 - \dot{x}_{sv} \quad z_3 - f]^T \quad (9)$$

[0093] 其中,  $z_1, z_2, z_3$  为拓展状态抗干扰观测器观测估计值,  $x_{sv}$  为伺服阀位移,  $\dot{x}_{sv}$  为伺服阀位移的速度;  $f$  为集总干扰。  $e_1, e_2, e_3$  分别为拓展状态抗干扰观测器观测值  $z_1$  与伺服阀位移  $x_{sv}$  的之间的误差, 拓展状态抗干扰观测器观测值  $z_2$  对伺服阀运动速度  $\dot{x}_{sv}$  之间的误差; 拓展状态抗干扰观测器观测值  $z_3$  与集总干扰  $f$  之间的误差。

[0094] 定义: 拓展状态抗干扰观测器的放缩状态估计误差矩阵  $\boldsymbol{\varepsilon} = [e_1/w_0 \quad e_2/w_0^2 \quad e_3/w_0^3]$ ,  $e_1, e_2, e_3$  分别为拓展状态抗干扰观测器观测值  $z_1$  与伺服阀位移  $x_{sv}$  的之间的误差, 拓展状态抗干扰观测器观测值  $z_2$  对伺服阀运动速度  $\dot{x}_{sv}$  之间的误差; 拓展状态抗干扰观测器观测值  $z_3$  与集总干扰  $f$  之间的误差。

[0095] 则式(7)可以被改写为:

$$[0096] \quad \begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} &= \bar{\mathbf{A}}\boldsymbol{\varepsilon} + \bar{\mathbf{B}}\dot{F}_{td} \\ \bar{\mathbf{A}} &= \begin{bmatrix} -l_1 & w_0 & 0 \\ -l_2 & 0 & w_0 \\ -l_3 & 0 & -a_1 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/w_0^3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

[0097] 其中:  $\boldsymbol{\varepsilon}$  为放缩状态估计误差矩阵,  $\bar{\mathbf{A}}$ ,  $\bar{\mathbf{B}}$  分别为放缩后的观测器矩阵和放缩后的增益矩阵,  $\dot{F}_{td}$  为集总干扰变化速度,  $w_0$  为观测器带宽,  $a_1$  为已知的系统阻尼。

[0098] 根据赫尔维茨矩阵的判定定理, 当矩阵所有特征值位于复平面的复半平面时, 矩阵为赫尔维茨矩阵, 则取:

$$[0099] \quad \begin{aligned} |\lambda \mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}| &= 0 \\ \Rightarrow &\begin{cases} \lambda_1 = -w_0 + \sqrt[3]{g} \\ \lambda_2 = -w_0 - \frac{1}{2}\sqrt[3]{g} + \frac{1}{2}\sqrt[3]{\sqrt{3}gi}, g = 3a_1^2w_0 - 3a_1^2 \\ \lambda_3 = -w_0 - \frac{1}{2}\sqrt[3]{g} - \frac{1}{2}\sqrt[3]{\sqrt{3}gi} \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

[0100] 中间变量  $\lambda, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$  为放缩后的观测器矩阵  $\bar{\mathbf{A}}$  的矩阵特征值,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵,  $a_1$  为系统已知的阻尼参数。

[0101] 当观测器带宽  $w_0 > \sqrt[3]{3a_1^2w_0 - 3a_1^2}$ , 观测器矩阵  $\bar{\mathbf{A}}$  为赫尔维茨矩阵, 则存在一个中间矩阵变量  $\mathbf{P}$  满足  $\bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}} = -\mathbf{I}$ , 其中,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵, 同时定义李雅普诺夫函数  $V_\varepsilon$ :

$$[0102] \quad V_\varepsilon = \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon} \quad (12)$$

[0103] 对其求导可得:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_\varepsilon &= \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon} + \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{P} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\
&= \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}^T (\bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}}) \boldsymbol{\varepsilon} + 2 \bar{\mathbf{B}} \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon} \dot{F}_{td} \\
[0104] \quad &\leq -\|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 + 2 \|\bar{\mathbf{B}} \mathbf{P}\| \|\boldsymbol{\varepsilon}\| |\dot{F}_{td}| \\
&\leq \|\boldsymbol{\varepsilon}\| (-\|\boldsymbol{\varepsilon}\| + 2 \|\bar{\mathbf{B}} \mathbf{P}\| |\dot{F}_{td}|)
\end{aligned} \quad (13)$$

[0105]  $V_\varepsilon$ 为李雅普诺夫函数,  $\mathbf{P}$ 为中间矩阵变量,  $\bar{\mathbf{A}}$ ,  $\bar{\mathbf{B}}$ 为放缩后的观测器矩阵和放缩后的增益矩阵,  $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为放缩状态估计误差矩阵,  $\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}$ 为放缩状态估计误差矩阵变化速度,  $\dot{F}_{td}$ 为集总干扰 $F_{td}$ 的变化速度, 中间变量 $M_{f-1}$ 和 $M_{f-2}$ 为正值, 分别表示表示集总干扰 $f$ 变化速度和集总干扰 $f$ 变化加速度的最大值。

[0106] 因此,  $\|\boldsymbol{\varepsilon}\| \leq 2\lambda_{\max}(\mathbf{P})M_{f-1}/w_0^3 \triangleq \phi_1$ ,  $\phi_1$ 为中间变量, 其表示ESO对系统状态和外部干扰估计误差的最大值; 中间变量 $M_{f-1}$ 为集总干扰 $f$ 变化速度;  $w_0$ 为观测器带宽。  $\lambda_{\max}(\mathbf{P})$ 为中间矩阵 $\mathbf{P}$ 的最大特征值。同时, 根据(10)和(12), 通过计算可得:

$$\begin{aligned}
\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} &= \bar{\mathbf{A}} \boldsymbol{\varepsilon} + \bar{\mathbf{B}} \dot{F}_{td} \\
[0107] \quad &\leq \|\bar{\mathbf{A}}\| \|\boldsymbol{\varepsilon}\| + \frac{1}{w_0^3} |\dot{F}_{td}| \\
&\leq \frac{2\lambda_{\max}(\mathbf{P})}{w_0^3} \|\bar{\mathbf{A}}\| + \frac{1}{w_0^3} M_{f-1} \triangleq \phi_2
\end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
\ddot{\boldsymbol{\varepsilon}} &= \bar{\mathbf{A}} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} + \bar{\mathbf{B}} \ddot{F}_{td} \\
[0108] \quad &\leq \frac{2\lambda_{\max}(\mathbf{P})}{w_0^3} \|\bar{\mathbf{A}}\|^2 + \frac{1}{w_0^3} M_{f-2} \triangleq \phi_3
\end{aligned} \quad (15)$$

[0109] 其中:  $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为放缩状态估计误差矩阵,  $\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}$ 为放缩状态估计误差矩阵变化速度,  $\mathbf{P}$ 为中间矩阵变量,  $\bar{\mathbf{A}}$ ,  $\bar{\mathbf{B}}$ 为放缩后的观测器矩阵和放缩后的增益矩阵,  $F_{td}$ 为集总干扰。

[0110] 经证明, 由 $|\dot{F}_{td}| < M_{f-1}$ ,  $|\ddot{F}_{td}| < M_{f-2}$ ,  $\dot{F}_{td}$ 和 $\ddot{F}_{td}$ 分别为集总干扰的变化速度值和变化加速度值, 中间变量 $M_{f-1}$ ,  $M_{f-2}$ 为正值, 分别表示表示集总干扰的变化速度值 $\dot{F}_{td}$ 和集总干扰的变化速度值和变化加速度值 $\ddot{F}_{td}$ 的最大值。可以得到如下结论: 估计状态总是有界的, 且任意时间后,  $\|\boldsymbol{\varepsilon}\| \leq 2\lambda_{\max}(\mathbf{P})M_{f-1}/w_0^3 \triangleq \phi_1$ ,  $\|\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}\| \leq \frac{2\lambda_{\max}(\mathbf{P})}{w_0^3} \|\bar{\mathbf{A}}\| + \frac{1}{w_0^3} M_{f-1} \triangleq \phi_2$ 和 $\|\ddot{\boldsymbol{\varepsilon}}\| \leq \frac{2\lambda_{\max}(\mathbf{P})}{w_0^3} \|\bar{\mathbf{A}}\|^2 + \frac{1}{w_0^3} M_{f-2} \triangleq \phi_3$ ,

其中:  $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为放缩状态估计误差矩阵;  $\lambda_{\max}(\mathbf{P})$ 为中间矩阵 $\mathbf{P}$ 的最大特征值;  $\bar{\mathbf{A}}$ 放缩后的观测器矩阵,  $w_0$ 为观测器带宽; 中间变量 $M_{f-1}$ 和 $M_{f-2}$ 为正值, 分别表示表示集总干扰 $f$ 变化速度和集总干扰 $f$ 变化加速度的最大值;  $\phi_1$ ,  $\phi_2$ ,  $\phi_3$ 为中间变量,  $\phi_1$ 为ESO对系统状态和外部干扰估计误差的最大值,  $\phi_2$ 表示ESO对系统状态和外部干扰估计误差的变化速度的最大值,  $\phi_3$ 表示ESO对系统状态和外部干扰估计误差变化的加速度最大值。

[0111] S3增强鲁棒性抗干扰控制器的设计

[0112] S31定义跟踪误差 $e_{c1}$ ,  $e_{c2}$ 和辅助误差信号 $r$ 如下:

[0113]  $e_{c1} = x_d - x_{sv}$ ; (16)

$$[0114] \quad e_{c2} = \dot{e}_{c1} + \alpha e_{c1} = \bar{x}_2 - \dot{x}_{sv}, \bar{x}_2 \triangleq \alpha e_{c1} + \dot{x}_d; \quad (17)$$

$$[0115] \quad r = \dot{e}_{c2} + k_r e_2; \quad (18)$$

[0116] 其中,  $x_d$  为目标指令,  $\dot{x}_d$  为速度目标指令,  $x_{sv}$  为伺服阀位移,  $\dot{x}_{sv}$  为伺服阀的运动速度,  $\alpha$  和  $k_r$  为控制器参数,  $\bar{x}_2$  为中间变量,  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $\dot{e}_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的差值,  $e_{c2}$  表示修正高压电-气伺服阀运动速度差值,  $\dot{e}_{c2}$  表示修正高压电-气伺服阀运动加速度差值,  $r$  表示高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量。

[0117] S32设计增强鲁棒抗干扰控制器控制率如下:

$$[0118] \quad u = \frac{1}{b_0} \left( k_1 \alpha e_{c1} - k_1 \dot{x}_{sv} - z_3 + k_2 \tanh(k_3 e_{c1}) + \int k_r k_1 e_{c2} + \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) dt \right) \quad (19)$$

[0119] 其中:  $k_1, k_2, k_3, k_r$  为控制器参数;  $\alpha$  和  $\beta$  均为控制器参数且为正实数,  $b_0$  为已知增益参数,  $\operatorname{sgn}(e_{c2})$  为  $e_{c2}$  的标准符号函数,  $\tanh(k_3 e_{c1})$  是  $e_{c1}$  的双曲正切函数。  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $e_{c2}$  表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值,  $\dot{x}_{sv}$  为伺服阀的运动速度,  $t$  为时间。

[0120] 考虑式(18), 得到辅助中间变量  $r$  的展开式如下:

$$[0121] \quad \begin{aligned} r &= -\ddot{x}_{sv} + \dot{\bar{x}}_2 + k_r e_{c2} \\ &= -(b_0 u + f - z_3) + \dot{\bar{x}}_2 + k_r e_{c2} \\ &= -(k_1 \alpha e_{c1} - k_1 \dot{x}_{sv} - z_3 + k_2 \tanh(k_3 e_{c1}) + \int k_r k_1 e_{c2} + \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) dt + f) + \dot{\bar{x}}_2 + k_r e_{c2} \\ &= -(k_1 \alpha e_{c1} - k_1 \dot{x}_{sv} + k_2 \tanh(k_3 e_{c1}) + \int k_r k_1 e_{c2} + \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) dt + w_1) + \dot{\bar{x}}_2 + k_r e_{c2} \end{aligned} \quad (20)$$

[0122] 其中:  $k_i$  ( $i=1, 2, 3, r$ ) 为控制器参数;  $\alpha, k_r$  和  $\beta$  均为控制器参数且为正实数,  $b_0$  为已知增益参数,  $u$  为系统输入,  $\operatorname{sgn}(e_{c2})$  为  $e_{c2}$  的标准符号函数,  $\tanh(k_3 e_{c1})$  是  $e_{c1}$  的双曲正切函数。  $x_d^{(3)}$  表示目标指令加速度的变化快慢值,  $\ddot{x}_{sv}$  为伺服阀运动的加速度值,  $\dot{x}_{sv}$  为伺服阀运动的速度值,  $\dot{\bar{x}}_2$  为中间变量  $\bar{x}_2$  的变化速度值,  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $e_{c2}$  表示修正高压电-气伺服阀运动速度差值,  $r$  表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量;  $t$  为时间;  $w_1 = f - z_3$  为总扰动误差,  $f$  为系统集总干扰,  $z_3$  为从拓展状态抗干扰观测器中获得的系统集总干扰估计值。

[0123] 然后对式(20)两边求导, 可得:

$$[0124] \quad \begin{aligned} \dot{r} &= -\left( k_1 \alpha \dot{e}_{c1} - k_1 \ddot{x}_{sv} + k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} + k_r k_1 e_{c2} + \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) + \dot{w}_1 \right) + \ddot{\bar{x}}_2 + k_r \dot{e}_{c2} \\ &= x_d^{(3)} - k_1 r - k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} - \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) - \dot{w}_1 + k_r \dot{e}_{c2} + k_1 \ddot{x}_d + \alpha \ddot{e}_{c1} \\ &= -k_1 r - k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} - \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) + N \end{aligned} \quad (21)$$

[0125] 其中:  $k_i$  ( $i=1, 2, 3, r$ ) 为控制器参数;  $\alpha$  和  $\beta$  均为控制器参数且为正实数,  $\operatorname{sgn}(e_{c2})$  为  $e_{c2}$  的标准符号函数,  $\tanh(k_3 e_{c1})$  是  $e_{c1}$  的双曲正切函数。  $x_d^{(3)}$  表示目标指令加速度的变化快慢值,  $\ddot{x}_d$  表示目标指令加速度值,  $\ddot{x}_{sv}$  为伺服阀运动的加速度值,  $\alpha$  和  $k_r$  为控制器参数,  $\ddot{\bar{x}}_2$  为

中间变量 $\bar{x}_2$ 的加速度值, $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值, $\dot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的差值, $\ddot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动加速度与目标实际运动加速度之间的差值, $e_{c2}$ 表示修正高压电-气伺服阀运动速度差值, $\dot{e}_{c2}$ 表示高压电-气伺服阀修正运动加速度差值, $r$ 表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量; $t$ 为时间; $N = x_d^{(3)} + k_1 \ddot{x}_d + k_r \dot{e}_{c2} + \alpha \ddot{e}_{c1} - \dot{w}_1$ 为中间变量, $w_1$ 为总扰动误差。

[0126] 中间变量 $N$ 中, $x_d$ 为指令信号,因此 $x_d^{(i)}(i=0,1,2,3)$ 均是连续且有界的,对于任意系统而言系统状态的变化也是连续且有界的,因此 $\ddot{e}_{c1}$ ,  $\dot{e}_{c2}$ 也是连续且有界的, $\ddot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动加速度与目标实际运动加速度之间的差值, $\dot{e}_{c2}$ 为高压电-气伺服阀修正运动加速度差值。则定义中间变量 $\delta_1$ 为 $|x_d^{(3)} + k_1 \ddot{x}_d + k_r \dot{e}_{c2} + \alpha \ddot{e}_{c1}| < \delta_1$ ,中间变量 $\delta_2$ 为 $|x_d^{(4)} + k_1 x_d^{(3)} + k_r \dot{e}_{c2} + \alpha e_{c1}^{(3)}| < \delta_2$ , $\ddot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动加速度与目标实际运动加速度之间的差值, $e_{c1}^{(3)}$ 为高压电-气伺服阀实际运动加速度与目标实际运动加速度之间差值的变化快慢, $\dot{e}_{c2}$ 表示高压电-气伺服阀修正运动加速度差值, $\ddot{e}_{c2}$ 表示高压电-气伺服阀修正运动加速度差值的变化速度, $x_d$ 为目标指令, $\dot{x}_d$ 为速度目标指令, $x_d^{(3)}$ 表示目标指令加速度的变化快慢的中间变量, $x_d^{(4)}$ 表示中间变量 $x_d^{(3)}$ 的变化快慢。

[0127] 结合式(14)和式(15),中间变量 $\dot{w}_1$ 和 $\ddot{w}_1$ 满足 $|\dot{w}_1| \leq w_0^3 \phi_2$ 和 $|\ddot{w}_1| \leq w_0^3 \phi_3$ 。因此,中间变量 $N$ 和中间变量 $\dot{N}$ 满足以下不等式:

$$[0128] \quad N \leq w_0^3 \phi_2 + \delta_1 \triangleq \gamma_1 \quad (22)$$

$$[0129] \quad \dot{N} \leq w_0^3 \phi_3 + \delta_2 \triangleq \gamma_2 \quad (23)$$

[0130] 式中, $\gamma_1$ 和 $\gamma_2$ 为中间变量。 $x_d^{(3)}$ 表示目标指令加速度的变化快慢值, $\ddot{x}_d$ 表示目标指令加速度值, $\delta_1$ 为中间变量和 $\delta_2$ 为中间变量, $w_0$ 为观测器带宽(观测器参数)。

[0131] 要保证被控系统能够在存在干扰和系统不确定性的情况下实现渐进稳定,控制器参数 $\beta$ 需要满足以下条件:

$$[0132] \quad \beta \geq \gamma_1 - x_1(e_{c2}) \text{ 且 } \beta \geq \gamma_1 + \frac{\gamma_2}{k_r} - \chi_2(e_{c1}) \quad (24)$$

$$[0133] \quad \chi_1(e_{c2}) \triangleq \frac{k_2}{|e_{c2}|} \left| \tanh \left( k_3 \left( \frac{e_{c2}}{\alpha} + \frac{c_1 e_{c2}^{-\alpha e_{c2}} - 1}{\alpha^2} \right) \right) \right|, \chi_2(e_{c1}) \triangleq \left| k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \right| | \dot{e}_{c1} | \quad (25)$$

[0134]  $x_1(e_{c2})$ 和 $x_2(e_{c1})$ 为关于 $e_{c2}$ 和 $e_{c1}$ 参数选择限制函数, $k_i(i=2,3)$ 为控制器参数; $k_r$ , $\alpha$ 和 $\beta$ 为控制器参数; $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值; $\dot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标运动速度之间的差值; $e_{c2}$ 表示修正高压电-气伺服阀运动速度差值。 $\tanh(\cdot)$ 是双曲正切函数。

[0135] S4运用李雅普诺夫稳定性理论对音圈电机直驱式高-压电气伺服阀闭环控制系统进行稳定性证明,并运用Barbalat引理得到系统能够达到渐进稳定的结果,具体如下:

[0136] 先给出如下定理:

[0137] 定义辅助函数L(t)：

$$L(t) = \int r(N - \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) - k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1}) dt$$

$$= \underbrace{\int \dot{e}_{c2} dt}_{①} + \underbrace{\int k_r e_{c2} N dt}_{②} - \underbrace{\int \dot{e}_{c2} \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) dt}_{③} - \underbrace{\int k_r e_{c2} \beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) dt}_{④} - \underbrace{\int (\dot{e}_{c2} + k_r e_{c2}) k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} dt}_{⑤}$$

(26)

[0139]  $k_i$  ( $i=2,3$ )为控制器参数, $k_r$ , $\alpha$ 和 $\beta$ 为控制器参数, $\operatorname{sgn}(e_{c2})$ 为 $e_2$ 的标准符号函数, $\tanh(k_3 e_{c1})$ 是 $e_{c1}$ 的双曲正切函数, $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值, $\dot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的速度变化差值, $e_{c2}$ 表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值, $\dot{e}_{c2}$ 表示高压电-气伺服阀修正运动加速度差值, $r$ 表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量; $N$ 为中间变量, $t$ 为时间。

[0140] 其中,分别将①,②,③和④计算可得:

$$① \leq \gamma_1 |e_{c2}(t)| - N(0)e_{c2}(0) - \int e_{c2} \dot{N} dt \quad (27)$$

$$② \leq \int k_r |e_{c2}| N dt \leq \int k_r |e_{c2}| \gamma_1 dt \quad (28)$$

$$③ = \beta (|e_{c2}(t)| - |e_{c2}(0)|) \quad (29)$$

$$④ = \int \beta k_r |e_{c2}(t)| dt \quad (30)$$

$$⑤ = \int (\dot{e}_{c2} + k_r e_{c2}) k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} dt$$

$$= \int (\ddot{e}_{c1} + (k_r + \alpha) \dot{e}_{c1} + k_r \alpha e_{c1}) k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} dt$$

$$= \frac{1}{2} \left( \int k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) d\dot{e}_{c1}^2 + \int k_r \alpha k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) de_{c1}^2 \right) \quad (31)$$

$$+ \frac{1}{2} \int (k_r + \alpha) k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1}^2 dt$$

[0146] 其中:

$$\int k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) d\dot{e}_{c1}^2 > 0$$

$$\int k_r \alpha k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) de_{c1}^2 > 0 \quad (32)$$

$$\int (k_r + \alpha) k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1}^2 dt > 0$$

[0148]  $k_i$  ( $i=2,3$ )为控制器参数, $k_r$ , $\alpha$ 和 $\beta$ 为控制器参数, $\operatorname{sgn}(e_{c2})$ 为 $e_2$ 的标准符号函数, $\tanh(k_3 e_{c1})$ 是 $e_{c1}$ 的双曲正切函数, $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值, $\dot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的速度变化差值, $e_{c2}$ 表示修正高压电-气伺服阀运动速度差值, $\dot{e}_{c2}$ 表示高压电-气伺服阀修正运动加速度差值, $r$ 表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量; $N$ 为中间变量, $\gamma_1$ 和 $\gamma_2$ 为中间变量, $t$ 为时间。

[0149] 因此:



$$\begin{aligned}
& \textcircled{5} = \int (\dot{e}_{c2} + k_r e_{c2}) k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} dt > 0 \\
[0150] \quad & = \int k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) \dot{e}_{c1} de_{c2} + \int k_r e_{c2} k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) de_{c1} \quad (33) \\
& = k_2 \left| \tanh \left( k_3 \left( \frac{e_{c2}}{\alpha} + \frac{c_1 e_{c2}^{-\alpha e_{c2}} - 1}{\alpha^2} \right) \right) \right| + \int k_r k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) e_{c2} |\dot{e}_{c1}| dt
\end{aligned}$$

[0151] 其中,  $k_i$  ( $i=2,3$ ) 为控制器参数,  $k_r$  和  $\alpha$  为控制器参数,  $\tanh(k_3 e_{c1})$  是  $k_3 e_{c1}$  的双曲正切函数,  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $\dot{e}_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的差值,  $e_{c2}$  表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值,  $\dot{e}_{c2}$  表示高压电-气伺服阀修正运动加速度差值,  $c_1$  为与积分初始状态有关的常数,  $t$  为时间。

[0152] 定义:

$$[0153] \quad \chi_1(e_{c2}) \triangleq \frac{k_2}{|e_{c2}|} \left| \tanh \left( k_3 \left( \frac{e_{c2}}{\alpha} + \frac{c_1 e_{c2}^{-\alpha e_{c2}} - 1}{\alpha^2} \right) \right) \right| \quad (34)$$

$$[0154] \quad \chi_2(e_{c1}) \triangleq k_2 k_3 (1 - \tanh^2(k_3 e_{c1})) |\dot{e}_{c1}| \quad (35)$$

[0155] 其中:  $x_1(e_{c2})$  和  $x_2(e_{c1})$  为参数选择限制函数,  $k_i$  ( $i=2,3$ ) 为控制器参数,  $\alpha$  为控制器参数,  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $\dot{e}_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的差值,  $e_{c2}$  表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值,  $c_1$  为与积分初始状态有关的常数,  $\tanh(k_3 e_{c1})$  是  $k_3 e_{c1}$  的双曲正切函数。

[0156] 联立式(33-35),  $\textcircled{5}$  能够被改写为:

$$[0157] \quad \textcircled{5} = x_1(e_{c2}) |e_{c2}| + \int k_r x_2(e_{c1}) |e_{c2}| dt \quad (36)$$

[0158] 其中:  $x_1(e_{c2})$  和  $x_2(e_{c1})$  为参数选择限制函数,  $k_r$  为控制器参数,  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值,  $e_{c2}$  表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值,  $t$  为时间。

[0159] 联立 $\textcircled{1}$ - $\textcircled{5}$ , 式(26)能够被改写为:

$$\begin{aligned}
L(t) & \leq \gamma_1 |e_{c2}| - N(0) e_{c2}(0) + \int |e_{c2}| |\dot{N}| dt + \int k_r |e_{c2}| \gamma_1 dt - \beta (|e_{c2}| - |e_{c2}(0)|) \\
& \quad - \int k_r \beta |e_{c2}| dt - (\chi_1(e_{c2}) |e_{c2}| + \int k_r \chi_2(e_{c1}) |e_{c2}| dt) \\
[0160] \quad & = (\gamma_1 - \beta - \chi_1(e_{c2})) |e_{c2}| - N(0) e_{c2}(0) + \beta |e_{c2}(0)| \\
& \quad + \int (\gamma_2 + k_r \gamma_1 - k_r \beta - k_r \chi_2(e_{c1})) |e_{c2}| dt
\end{aligned} \quad (37)$$

[0161]  $L(t)$  为辅助函数;  $k_r$  和  $\beta$  为控制器参数;  $e_{c1}$  为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值;  $e_{c2}$  表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值;  $e_{c1}(0)$  为初始时刻高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值;  $e_{c2}(0)$  表示初始时刻修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值;  $N$  和  $\dot{N}$  为中间变量;  $N(0)$  为中间变量  $N$  的初始时刻值;  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  为中间变量,  $x_1(e_{c2})$  和  $x_2(e_{c1})$  为参数选择限制函数,  $t$  为时间。

[0162] 结合式(24-25)中所需满足的条件, 则有:

$$[0163] \quad L(t) \leq \beta |e_{c2}(0)| - N(0) e_{c2}(0) \quad (38)$$

[0164] 其中: $L(t)$ 为辅助函数, $\beta$ 为控制器参数, $N(0)$ 为中间变量 $N$ 的初始时刻值, $e_{c2}(0)$ 表示初始时刻修正高压电-气伺服阀运动速度差值。

[0165] 定义辅助函数 $P$ ,当 $\beta$ 满足式(24)中条件时,则有

$$[0166] \quad P = \beta |e_{c2}(0)| - N(0)e_{c2}(0) - L(t) \geq 0 \quad (39)$$

[0167] 其中: $L(t)$ 为辅助函数, $\beta$ 为控制器参数, $N(0)$ 为中间变量 $N$ 的初始时刻值, $e_{c2}(0)$ 表示初始时刻修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值。

[0168] 定义李亚普洛夫函数 $V$ 如下:

$$[0169] \quad V = \frac{1}{2}e_{c1}^2 + \frac{1}{2}e_{c2}^2 + \frac{1}{2}r^2 + P > 0 \quad (40)$$

[0170] 其中: $P$ 为辅助函数, $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值, $e_{c2}$ 表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值, $r$ 表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量。

[0171] 对式(40)求导,并联立(17-18)(39),可得:

$$[0172] \quad \begin{aligned} \dot{V} &= e_{c1}\dot{e}_{c1} + e_{c2}\dot{e}_{c2} + r\dot{r} + \dot{P} \\ &= -\alpha e_{c1}^2 - k_r e_{c2}^2 - k_1 r^2 + e_{c1}e_{c2} - rk_2k_3(1 - \tanh^2(k_3e_{c1}))\dot{e}_{c1} - r\beta \operatorname{sgn}(e_{c2}) + rN + \dot{P} + re_{c2} \\ &= -\alpha e_{c1}^2 - k_r e_{c2}^2 - k_1 r^2 + e_{c1}e_{c2} + re_{c2} \end{aligned} \quad (41)$$

[0173] 其中: $\dot{V}$ 为李亚普洛夫函数 $V$ 的变化速度值; $\dot{P}$ 为辅助函数 $P$ 的变化速度值; $k_i$ ( $i=1,2,3$ )为控制器参数; $k_r$ , $\alpha$ 和 $\beta$ 为控制器参数; $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值; $e_{c2}$ 表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值; $r$ 表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量; $\dot{e}_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的速度变化差值; $\dot{e}_{c2}$ 表示高压电-气伺服阀修正运动加速度差值; $\dot{r}$ 表示辅助中间变量 $r$ 的变化速度值; $N$ 为中间变量。

[0174] 定义中间变量矩阵 $\eta$ 和 $\Lambda$ 如下:

$$[0175] \quad \eta = [e_{c1} \ e_{c2} \ r]^T \quad (42)$$

$$[0176] \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \alpha & -1/2 & 0 \\ -1/2 & k_r & -1/2 \\ 0 & -1/2 & k_1 \end{bmatrix} \quad (43)$$

[0177] 其中: $k_1$ 为控制器参数; $k_r$ 和 $\alpha$ 为控制器参数; $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值; $e_{c2}$ 表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值; $r$ 表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量。

[0178] 通过调整参数控制器参数 $\alpha, k_r, k_1$ 使得中间变量矩阵 $\Lambda$ 正定,则有:

$$[0179] \quad \begin{aligned} \dot{V} &= -\eta^T \Lambda \eta \\ &\leq -\lambda_{\min}(\Lambda)(e_{c1}^2 + e_{c2}^2 + r^2) \triangleq -W \leq 0 \end{aligned} \quad (44)$$

[0180] 其中: $\dot{V}$ 为李亚普洛夫函数 $V$ 的变化速度值, $\eta$ 和 $\Lambda$ 为中间变量矩阵, $\lambda_{\min}(\Lambda)$ 为中间变量矩阵 $\Lambda$ 的最小特征值, $e_{c1}$ 为高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值; $e_{c2}$ 表示修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值; $r$ 表示修正高压电-气伺服阀速度与其修正加速度之和的辅助中间变量, $W$ 为中间变量。

[0181] 对式(44)左右两边积分,则有:

$$[0182] \quad \int_0^t W(\tau) d\tau \leq -\int_0^t \dot{V}(\tau) d\tau = V(0) - V(t) \leq 0 \quad (45)$$

[0183] 其中:W为中间变量, $\dot{V}$ 为李亚普洛夫函数V的变化速度值, $\tau$ 为中间变量,V(0)为李亚普洛夫函数V在初始时刻的确切值;V(t)为李亚普洛夫函数V在时间t时刻的确切值。

[0184] 由于高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值 $e_{c1}$ ,修正后的高压电-气伺服阀运动速度差值 $e_{c2}$ ,辅助中间变量r均属于 $L_2$ 范数,且根据假设,高压电-气伺服阀实际运动速度与目标实际运动速度之间的差值 $\dot{e}_{c1}$ ;高压电-气伺服阀修正运动加速度差值 $\dot{e}_{c2}$ ;辅助中间变量r的变化速度值 $\dot{r}$ 属于 $L_\infty$ 范数,因此中间变量W是一致连续的,由Barbalat引理可知:当时间 $t \rightarrow \infty$ 时,高压电-气伺服阀实际位移与目标位移之间的差值 $e_{c1} \rightarrow 0$ 。

[0185] 因此:

[0186] 结论1:针对音圈电机直驱式高压电-气压力伺服阀(5)设计的增强鲁棒抗干扰控制能够使系统得到渐进稳定的结果,调节增益 $\alpha, k_r, k_1$ 能够使系统的跟踪误差在时间趋近于无穷时趋于零;针对音圈电机直驱式高压电-气压力伺服阀(5)设计的增强鲁棒抗干扰控制原理图如图2所示。

[0187] 下面结合具体的实施例进一步说明本发明。

[0188] 实施例

[0189] 为考核所设计的控制器性能,采用以下实物进行实验对比分析,表1伺服阀相关参数。

[0190] 表1

[0191]

参数	值/单位	描述
$K_e$	23.5N/A	电机参数
I	4A	音圈电机最大电流
R	3 $\Omega$	音圈电机电阻
L	1Mh@1kHz	音圈电机电感
$x_{vmax}$	$\pm 1.5$ mm	阀芯最大运动范围
$x_{max}$	$\pm 1$ mm	阀芯有效运动范围
M	0.6kg	音圈电机驱动的总质量

[0192] 实施方法:由于针对伺服阀而言,阶跃响应速度和稳态跟踪误差是最重要的性能指标,因此采取考核方式为:在外部施加相同交变干扰力的情况下,对比不同控制器的阶跃响应速度和稳态跟踪误差。

[0193] 如图3所示,对在不同控制方法控制下高压电-气伺服阀输入相同的阶跃信号控制指令,对比其对应的阶跃响应曲线,实现对控制算法的响应性能的对比。实验结果显示,增强鲁棒控制器算法能够使得高压电-气伺服阀在最短时间内跟踪上目标指令,并保持稳定,取得了最佳的响应性能。

[0194] 如图4所示,当音圈电机直驱式高压电-气伺服阀稳定时,向其施加相同的交变干扰,然后根据高压电-气伺服阀在不同控制方法控制下的跟踪误差大小,对控制算法的抗干扰性能进行对比。实验结果显示,在相同干扰下,增强鲁棒控制器算法能够保证最好的抗干

扰性能,稳态跟踪误差最小。

[0195] 图4中,音圈电机直驱式高压电-气伺服阀受到相同的干扰下,采用本发明所提出的增强鲁棒抗干扰控制方法时,如图4中(a)所示,其跟踪误差最小,误差范围在 $\pm 0.005\text{mm}$ 左右。当采用RISE-ESO的控制方法时,如图4中(b)所示,音圈电机直驱式高压电-气伺服阀在相同干扰下,跟踪误差较大,误差范围接近 $\pm 0.01\text{mm}$ 。当采用LADRC的控制方法时,如图4中(c)所示,音圈电机直驱式高压电-气伺服阀在相同干扰下,跟踪误差最大,误差范围超过了 $\pm 0.015\text{mm}$ 。

[0196] 本领域的技术人员容易理解,以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

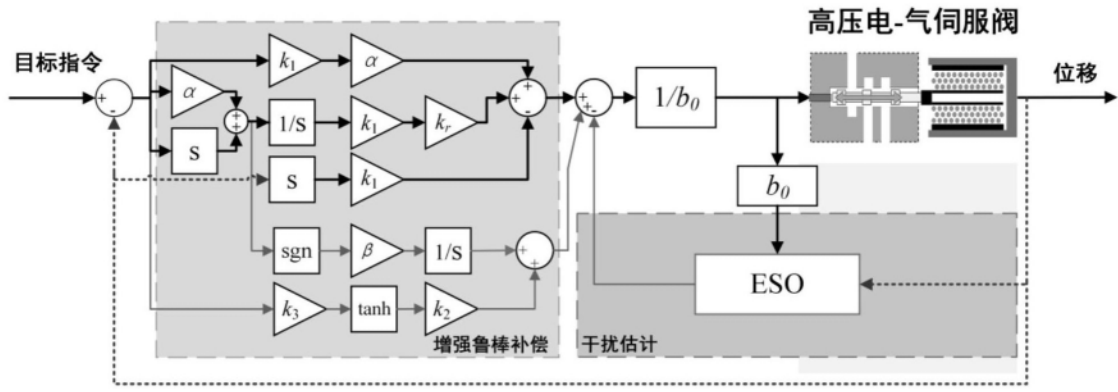


图1

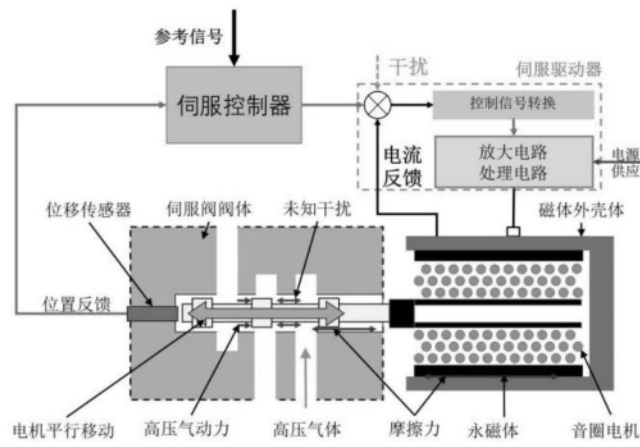


图2

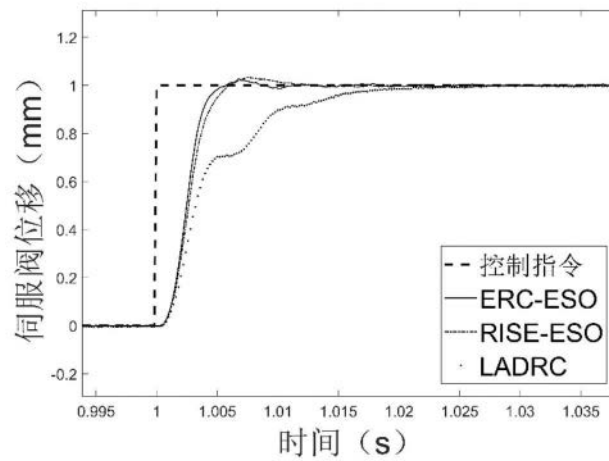


图3

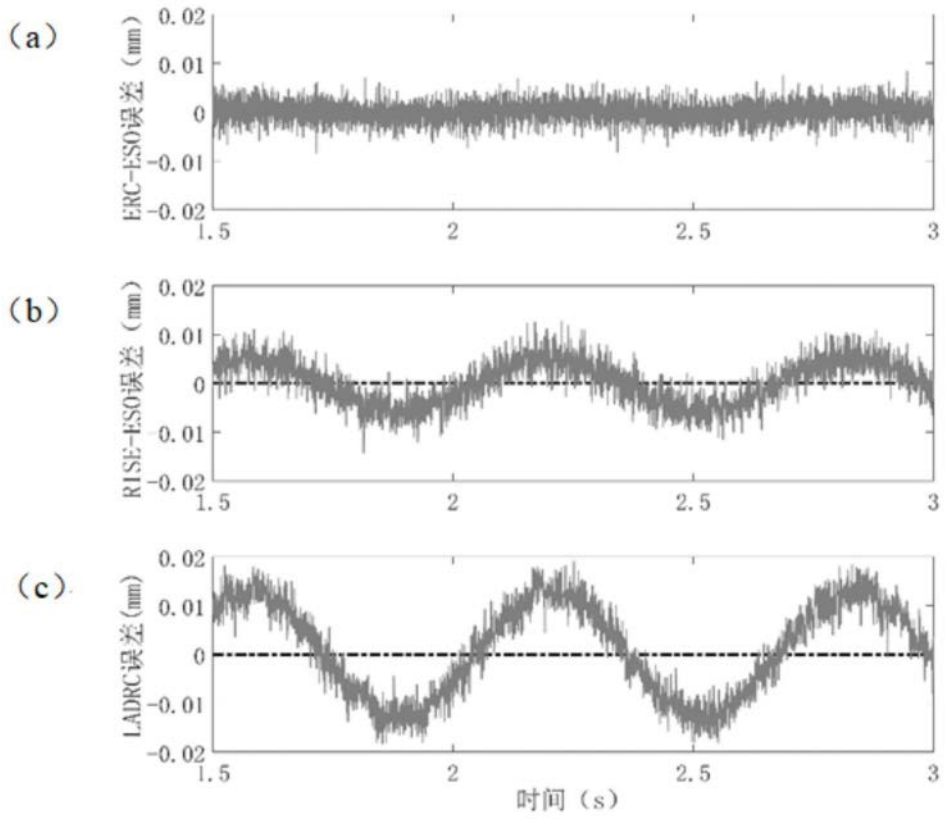


图4