

基于参数局部最优化理论的电励磁直线同步电机自适应速度控制*

王 健, 蓝益鹏

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘 要: 建立适合速度控制器设计的电励磁直线同步电机连续时间数学模型, 通过合理的假设建立初级电枢交轴电压与初级机械速度之间的单输入单输出传递函数。采用局部参数最优化梯度法设计了自适应速度控制器, 仅含有一个积分器、一个乘法器以及 2 个比例单元。自适应速度控制器无传统控制器的电流内环加快了响应速度, 简化了系统结构。利用 MATLAB 数值计算软件仿真所设计的控制器, 分析自适应增益调节系数与广义误差反馈系数等因素对自适应速度控制系统稳定性与收敛性的影响, 仿真结果验证了该自适应速度控制策略的有效性。

关键词: 电励磁直线同步电机; 模型参考自适应控制; 速度控制器; 局部参数最优化

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)04-0001-09

doi: 10.12177/emca.2019.180

Adaptive Speed Control of Electrically Excited Linear Synchronous Motor Based on Parametric Local Optimization Theory*

WANG Jian, LAN Yipeng

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: The continuous time mathematical model of electrically excited linear synchronous motor is established, which is suitable for the design of speed controller. A single-input-single-output transfer function between the primary quadrature axis voltage and the primary mechanical speed is established with reasonable assumptions. An adaptive speed controller is designed by using local parameter optimization gradient method, which consists of only one integrator, one multiplier and two proportional elements. The adaptive speed controller without the traditional current loop accelerates the response speed and simplifies the system structure. The controller designed by MATLAB numerical simulation software is used to analyze the influence of the factors such as the adaptive gain adjustment coefficient and the generalized error feedback coefficient on the stability and convergence of the adaptive speed control system. Simulation results show the effectiveness of the adaptive speed control strategy.

Key words: electrically excited linear synchronous motor (EELSM); model reference adaptive control; speed controller; local parameter optimization

0 引 言

电励磁直线同步电机 (EELSM) 作为直线运

动伺服系统中的执行机构采用电励磁, 伺服系统非工作状态无磁性, 有利于系统维护。由于物理结构的特殊性其控制策略与传统旋转电机和常规

收稿日期: 2019-12-21; 收到修改稿日期: 2020-02-22

* 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51575363)

作者简介: 王 健 (1982—), 男, 博士研究生, 工程师, 研究方向为电机及其控制。

蓝益鹏 (1962—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制。

的直线电机不同,需要应用现代控制理论研究改进控制策略,其中速度控制策略是位置控制策略的基础^[1]。

本文研究 EELSM 的自适应速度控制策略。控制器与控制对象构成可调增益系统,测出其与参考模型输出的广义误差构成性能指标,通过非线性反馈的自适应机构产生的自适应律来调节可调系统,以削弱可调系统因不确定性所造成的性能指标偏差,最后达到使被控的可调系统获得较好性能指标的目的。对于模型参考自适应控制来说,调节参数一般可以通过 2 种途径实现:(1) 局部参数最优化方法,如梯度法;(2) 基于稳定性理论。本文采用前一种方法设计自适应速度控制器,简便可行且适于工程应用,但由于这种方法不是从稳定性的角度出发的,设计完成后,需要进行稳定性校验。

文献[2-5]研究了交流电机自适应速度控制器,由补偿非线性和不确定因素的自适应前馈控制项和保证系统稳定性的反馈控制项组成控制器,方案简单,易于实现,而且保证了跟踪精度和运算快速性。文献[6-7]将自适应与模糊控制结合应用于交流电机控制,设计并实现了一种模糊自适应方法,该控制器在转矩、定子电流、电压以及稳态纹波等动态参数方面均有较大的改善。文献[8-10]为了提高系统对交流电机参数变化和转矩扰动的鲁棒性,将自适应与鲁棒控制相结合,提出了一种基于自适应观测器的鲁棒控制策略。文献[11-13]利用扰动观测器来估计负载扰动及其导数,提出了自适应与滑模控制结合的交流电机控制策略。文献[14-15]研究了一种具有抗扰动作用的自适应前馈控制器,与速度控制器并行运行,试验结果表明该方法有效地降低了转速振荡。本文提出将速度广义误差直接反馈至控制对象输入端,与可调增益控制器输出的控制信号合成,共同作为控制对象的控制输入信号。数值仿真研究表明该控制策略切实可行,设计简单,适合工业应用。

1 EELSM 数学模型

1.1 数学模型

图 1 为 EELSM 物理结构示意图。次级铁心磁极采用凸极式结构,次级铁心槽嵌放次级励磁

绕组;初级铁心具有齿槽结构,槽中嵌放三相空间对称初级电枢绕组。

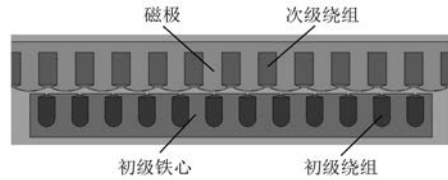


图 1 EELSM 物理结构示意图

定义空间绝对三维笛卡尔直角坐标系, X 轴水平向左, Y 轴为进入纸面方向, Z 轴垂直向下。在垂直方向上电机次级磁极(相当于传统旋转同步电机转子磁极)相对于初级电枢(相当于传统旋转同步电机定子电枢)而言位于上部,即位于负 Z 轴方向;电机次级磁极在坐标系中固定不动;初级电枢沿 X 轴方向可产生往复直线运动,沿 Z 轴方向悬浮,随着初级电枢的 Z 轴坐标位置的增加直线电机气隙增大,反之气隙减小,稳态时初级电枢在 Z 轴的位置为一恒定值,电机气隙恒定; Y 轴方向动子位置受机械限定,为固定值。为了研究问题简便起见,本文只讨论 EELSM 的 X 轴方向的速度控制; Z 轴方向的位置控制将另撰文讨论,其位置变化导致的影响归结为电机数学模型的参数时变性。

忽略 EELSM 初级两端开端产生的端部效应,在理想旋转电机的假设条件下,根据传统旋转电机建模惯例建立了 EELSM 基于 $dq0$ 坐标系状态空间表达式数学模型:

$$\dot{i}_{sd} = -\frac{R_s}{\sigma L_d} i_{sd} + v_r \frac{\tau L_q}{\pi \sigma L_d} i_{sq} + \frac{R_f L_{md}}{\sigma L_d L_f} i_f + \frac{1}{\sigma L_d} u_{sd} - \frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} u_f \quad (1)$$

$$\dot{i}_{sq} = -v_r \frac{\tau L_d}{\pi L_q} i_{sd} - \frac{R_s}{L_q} i_{sq} - v_r \frac{\tau L_{md}}{\pi L_q} i_f + \frac{1}{L_q} u_{sq} \quad (2)$$

$$\dot{i}_f = \frac{R_s L_{md}}{\sigma L_d L_f} i_{sd} - v_r \frac{\tau L_q L_{md}}{\pi \sigma L_d L_f} i_{sq} - \frac{R_f}{\sigma L_f} i_f - \frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} u_{sd} + \frac{1}{\sigma L_f} u_f \quad (3)$$

$$\dot{v}_r = \frac{\pi}{\tau M} (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \frac{\pi L_{md}}{\tau M} i_f i_{sq} - \frac{B}{M} v_r - \frac{1}{M} F_L \quad (4)$$

$$\dot{s}_r = v_r \quad (5)$$

式中: R_s 为初级电枢电阻; σ 为漏磁系数, $\sigma = \left(1 - \frac{L_{md}^2}{L_d L_f}\right)$; L_d 为初级电枢 d 轴同步电感; i_{sd} 为初级电枢 d 轴电流; v_r 为初级电枢水平方向机械速度; τ 为电机极距; L_q 为初级电枢 q 轴同步电感; i_{sq} 为初级电枢 q 轴电流; R_f 为归算到初级电枢侧的次级励磁电阻; L_{md} 为初级电枢直轴电枢电感; L_f 为归算到初级电枢侧的次级励磁自感; i_f 为归算到初级电枢侧的次级励磁电流; u_{sd} 为初级电枢 d 轴电压; u_f 为归算到初级电枢侧的次级励磁电压; u_{sq} 为初级电枢 q 轴电压; M 为初级电枢、工作台及工件质量和; B 为空气摩擦阻力系数; F_L 为负载推力; s_r 为初级电枢水平方向机械位移。

观察上述 EELSM 状态空间表达式数学模型可知: 模型中存在代表磁阻电磁推力的初级电枢 d 、 q 轴电流 i_{sd} 、 i_{sq} 的乘积项; 代表励磁电磁推力的次级励磁电流 i_f 与初级电枢交轴电流 i_{sq} 的乘积项; 代表反电动势的初级电枢速度 v_r 分别与初级电枢电流 i_{sd} 、 i_{sq} 和次级励磁电流 i_f 的乘积项。这说明 EELSM 数学模型具有非线性。电机温度变化影响 EELSM 初级电枢电阻 R_s 和次级励磁电阻 R_f ; EELSM 气隙随着初级电枢的 Z 轴方向悬浮运行而变化, 导致电机电感磁路磁导随之变化, 那么 EELSM 初级电枢同步电感 L_d 、 L_q 和次级励磁电感 L_f 是时变的, 说明 EELSM 数学模型又具有时变性。

1.2 简化数学模型

对于这一非线性时变参数模型, 本文在讨论时作如下简化以适应速度控制器的分析与设计需要: (1) 由于只讨论 EELSM 的 X 轴方向速度控制器的分析与设计, 不考虑位移控制的有关问题, 故省略式(5); (2) 速度控制器设计的基础控制策略采用电枢直轴给定电流 i_{sd}^* 设定为零、次级励磁给定电流 i_f^* 设定为额定值 i_{fN}^* , 从而电枢直轴真实电流 i_{sd} 可近似认为保持 $i_{sd} = i_{sd}^* = 0$ 不变, 次级励磁真实电流 i_f 可近似认为保持 $i_f = i_f^* = i_{fN}^*$ 不变。忽略式(5), 以 $i_{sd} = i_{sd}^*$, $i_f = i_f^*$ 代入式(1)~式(4)并整理可得:

$$\dot{i}_{sd}^* = -\frac{R_s}{\sigma L_d} i_{sd}^* + \frac{\tau L_q}{\pi \sigma L_d} v_r i_{sq} + \frac{R_f L_{md}}{\sigma L_d L_f} i_f^* +$$

$$\frac{1}{\sigma L_d} u_{sd} - \frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} u_f \quad (6)$$

$$\dot{i}_{sq} = -\frac{\tau L_d}{\pi L_q} i_{sd}^* v_r - \frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \frac{\tau L_{md}}{\pi L_q} i_f^* v_r + \frac{1}{L_q} u_{sq} \quad (7)$$

$$\dot{i}_f^* = \frac{R_s L_{md}}{\sigma L_d L_f} i_{sd}^* - \frac{\tau L_q L_{md}}{\pi \sigma L_d L_f} v_r i_{sq} - \frac{R_f}{\sigma L_f} i_f^* - \frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} u_{sd} + \frac{1}{\sigma L_f} u_f \quad (8)$$

$$\dot{v}_r = \frac{\pi}{\tau M} (L_d - L_q) i_{sd}^* i_{sq} + \frac{\pi L_{md}}{\tau M} i_f^* i_{sq} - \frac{B}{M} v_r - \frac{1}{M} F_L \quad (9)$$

移项式(8)得:

$$i_f^* + \frac{R_f}{\sigma L_f} i_f^* = \frac{1}{\sigma L_f} u_f - \frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} u_{sd} + \frac{R_s L_{md}}{\sigma L_d L_f} i_{sd}^* - \frac{\tau L_q L_{md}}{\pi \sigma L_d L_f} v_r i_{sq} \quad (10)$$

式(10)右端第二、三、四项均作为扰动量, 以次级励磁电压 u_f 为控制输入, 即可控制输出次级励磁电流 $i_f = i_f^* = i_{fN}^*$ 。移项式(6)得:

$$i_{sd}^* + \frac{R_s}{\sigma L_d} i_{sd}^* = \frac{1}{\sigma L_d} u_{sd} - \frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} u_f + \frac{R_f L_{md}}{\sigma L_d L_f} i_f^* + \frac{\tau L_q}{\pi \sigma L_d} v_r i_{sq} \quad (11)$$

式(11)右端第二、三、四项均作为扰动量, 以初级电枢 d 轴电压 u_{sd} 为控制输入, 即可控制输出初级电枢 d 轴电流 $i_{sd} = i_{sd}^* = 0$ 。移项式(7)得:

$$i_{sq} + \frac{R_s}{L_q} i_{sq} = \frac{1}{L_q} u_{sq} - \frac{\tau L_d}{\pi L_q} i_{sd}^* v_r - \frac{\tau L_{md}}{\pi L_q} i_f^* v_r \quad (12)$$

式(12)右端第二、三项作为扰动项, 以初级电枢交轴电压 u_{sq} 为控制输入, 即可控制输出初级电枢 q 轴电流 i_{sq} 。移项式(9)得:

$$\dot{v}_r + \frac{B}{M} v_r = \frac{\pi L_{md}}{\tau M} i_f^* i_{sq} - \frac{1}{M} F_L + \frac{\pi}{\tau M} (L_d - L_q) i_{sd}^* i_{sq} \quad (13)$$

式(13)右端第二项是扰动负载推力, 右端第三项作为扰动项, 以初级电枢交轴电流 i_{sq} 为控制输入, 即可控制输出机械速度 v_r 。

观察式(12)、式(13), 如果满足 $i_{sd} = i_{sd}^*$, $i_f = i_f^*$

这 2 个约束条件, 可以认为式 (10) 和式 (11) 对式 (12) 和式 (13) 无耦合作用。把 $i_{sd}^* = 0, i_f^* = i_{fN}^*$ 代入式 (12)、式 (13) 得:

$$\dot{i}_{sq} + \frac{R_s}{L_q} i_{sq} = \frac{1}{L_q} u_{sq} - \frac{\tau L_{md} i_{fN}^*}{\pi L_q} v_r \quad (14)$$

$$\dot{v}_r + \frac{B}{M} v_r = \frac{\pi L_{md} i_{fN}^*}{\tau M} i_{sq} - \frac{1}{M} F_L \quad (15)$$

把式 (14) 和式 (15) 整理成矩阵向量形式的状态空间表达式:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sq} \\ \dot{v}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\tau L_{md} i_{fN}^*}{\pi L_q} \\ \frac{\pi L_{md} i_{fN}^*}{\tau M} & -\frac{B}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ v_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sq} \\ F_L \end{bmatrix} \quad (16)$$

将式 (15) 解出 i_{sq} 的表达式代入式 (14) 整理可得二阶单输入单输出微分方程:

$$\ddot{v}_r + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} \dot{v}_r + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} v_r = \frac{\pi L_{md} i_{fN}^*}{\tau ML_q} u_{sq} - \frac{1}{M} \dot{F}_L - \frac{R_s}{ML_q} F_L \quad (17)$$

式 (17) 右端第二、三项可通过负载推力观测器观测前馈补偿, 这里可不考虑其影响, 则上述微分方程简化为

$$\ddot{v}_r + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} \dot{v}_r + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} v_r = \frac{\pi L_{md} i_{fN}^*}{\tau ML_q} u_{sq} \quad (18)$$

式 (18) 即自适应控制器设计用的控制对象简化二阶微分方程形式数学模型, 其中控制对象输入为 u_{sq} , 控制对象输出为 v_r 。

2 自适应速度控制系统

2.1 控制对象特性分析

对控制对象微分方程式 (18) 作拉普拉斯变换并整理得到被控对象传递函数为

$$G(s) = \frac{V_r(s)}{U_{sq}(s)} = \frac{K_v N(s)}{D(s)} = \frac{\pi L_{md} i_{fN}^*}{\tau (BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2})}$$

$$\frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} \frac{1}{s^2 + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} s + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q}} \quad (19)$$

式中: $K_v = \frac{\pi L_{md} i_{fN}^*}{\tau (BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2})}$; $N(s) = \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q}$; $D(s) = s^2 + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} s + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q}$; $U_{sq}(s)$ 为控制对象输入 u_{sq} 的拉普拉斯变换; $V_r(s)$ 为控制对象输出 v_r 的拉普拉斯变换。

考虑系统特征方程式:

$$D(s) = s^2 + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} s + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} = 0 \quad (20)$$

特征方程式的特征根为

$$s_{1,2} = -\frac{(BL_q + MR_s) \pm \sqrt{(MR_s - BL_q)^2 - (2L_{md} i_{fN}^*)^2 ML_q}}{2ML_q} \quad (21)$$

根据 EELSM 及其系统的参数值数量级大小关系, 可以判断出 $MR_s \gg BL_q, MR_s \gg 2L_{md} i_{fN}^* \sqrt{ML_q}$, 那么 $(MR_s - BL_q)^2 - (2L_{md} i_{fN}^*)^2 ML_q > 0, BL_q + MR_s > \sqrt{(MR_s - BL_q)^2 - (2L_{md} i_{fN}^*)^2 ML_q}$, 从而系统的 2 个特征根是 2 个不相等的实数, 即系统有 2 个不相等的实数极点。写成标准形式的二阶系统传递函数为

$$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{ML_q}{s^2 + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} s + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q}} \quad (22)$$

同时, 令:

$$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\omega_{np}^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_{np} s + \omega_{np}^2} \quad (23)$$

根据式 (22) 和式 (23) 可知, 控制对象的无阻尼自然频率为

$$\omega_{np} = \sqrt{\frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q}} \quad (24)$$

控制对象的阻尼比为

$$\zeta_p = \frac{BL_q + MR_s}{2\sqrt{ML_q (BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2})}} > 1 \quad (25)$$

通过式(25)的定性分析说明控制对象是阻尼比 $\zeta_p > 1$ 的稳定的二阶系统。

2.2 参考模型确定

选取参考模型的结构与控制对象结构一致, 以保证参考模型的稳定性和满足性能指标要求为准则, 选取适当的参考模型增益 K_m 、阻尼比 ζ_m 、无阻尼自然频率 ω_{nm} , 确定参考模型:

$$G_m(s) = \frac{V_m(s)}{U'_{sq}(s)} = K_m \frac{\omega_{nm}^2}{s^2 + 2\zeta_m \omega_{nm} s + \omega_{nm}^2} \quad (26)$$

参考模型增益可选取 $K_m = \alpha \overline{K_v}$, 其中 $\overline{K_v}$ 是按照 EELSM 及其控制系统的参数标称值计算得到的控制对象标准增益, 通常情况下选取 $\alpha = 1$ 。参考模型无阻尼自然频率可选取 $\omega_{nm} = \beta \overline{\omega_{np}}$, 其中 $\overline{\omega_{np}}$ 是按照 EELSM 及其控制系统的参数标称值计算得到的控制对象标准无阻尼自然频率。通常情况下为了加快参考模型输出 v_m 对于参考模型输入 u'_{sq} 的响应速度应选取 $\beta > 1, 0 < \zeta_m < 1$, 即将参考模型设计为稳定的欠阻尼二阶系统。

速度控制系统给定输入 v_r^* 为速度给定值, 则其与参考模型输入 u'_{sq} 的关系为

$$u'_{sq} = \frac{1}{K_m} v_r^* \quad (27)$$

即系统给定输入 v_r^* 乘以增益 $1/K_m$ 后即可得到参考模型输入 u'_{sq} 。

2.3 速度控制器设计

可调增益自适应速度控制系统原理框图如图2所示^[16]。系统中具有一个可调整的增益 K_c , 参考模型的增益 K_m 是常数。当被控对象增益 K_v 受环境条件的改变或其他干扰的影响而发生变化时, 将会使被控对象的动态特性与参考模型的动态特性之间产生偏差。为了克服被控对象增益 K_v 的漂移所造成的影响, 由自适应机构来调节可调增益 K_c , 使得 K_c 与 K_v 的乘积始终与 K_m 一致。

设参考模型的传递函数为

$$G_m(s) = \frac{V_m(s)}{U'_{sq}(s)} = \frac{K_m N(s)}{D(s)} \quad (28)$$

广义误差为

$$e = v_m - v_r \quad (29)$$

式中: v_m 为参考模型输出; v_r 为被控对象输出。

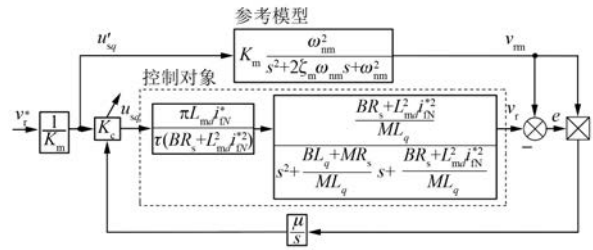


图2 可调增益自适应速度控制系统原理框图

广义误差 e 表示参考模型输入为 u'_{sq} 时, 被控对象的响应与参考模型的响应之间的偏差。

为了定量地导出自适应律, 假设环境干扰引起被控对象增益 K_v 的变化相对于自适应调节的速度要慢得多, 即在讨论的时间间隔内, 系统增益的改变完全是由自适应机构调节作用的结果。设选取的性能指标泛函为

$$J = \frac{1}{2} \int_0^t e^2(\tau) d\tau \quad (30)$$

采用梯度法寻优, 调整可调增益 K_c 使 J 达到最小值。首先求出 J 对 K_c 的梯度:

$$\frac{\partial J}{\partial K_c} = \int_0^t e \frac{\partial e}{\partial K_c} d\tau \quad (31)$$

根据梯度法可知, 使 J 下降最快的方向是负梯度方向, 因此新的参数为

$$\begin{cases} K_c = -\lambda \frac{\partial J}{\partial K_c} + K_{c0} = -\lambda \int_0^t e \frac{\partial e}{\partial K_c} d\tau + K_{c0} \\ \lambda > 0 \end{cases} \quad (32)$$

式中: K_{c0} 为可调增益的初始值。

将式(32)两边对时间求导数得:

$$\dot{K}_c = -\lambda e \frac{\partial e}{\partial K_c} \quad (33)$$

式(33)表示可调增益 K_c 的自适应调整规律, 为了实现此自适应律, 需要计算 $\partial e / \partial K_c$, 式(29)两边对 K_c 求偏导数得到:

$$\frac{\partial e}{\partial K_c} = \frac{\partial v_m}{\partial K_c} - \frac{\partial v_r}{\partial K_c} = -\frac{\partial v_r}{\partial K_c} \quad (34)$$

式(34)代入式(33)得:

$$\dot{K}_c = \lambda e \frac{\partial v_r}{\partial K_c} \quad (35)$$

式中: $\partial v_r / \partial K_c$ 为自适应系统可调增益 K_c 的敏感度函数。

由于 $\partial v_r / \partial K_c$ 难以直接得到, 因此需要寻找与 $\partial v_r / \partial K_c$ 相等效而又容易获得的信息。

系统广义误差 e 对参考模型输入 u'_{sq} 的开环传递函数为

$$\frac{E(s)}{U'_{sq}(s)} = (K_m - K_c K_v) \frac{N(s)}{D(s)} \quad (36)$$

对式(36)两边做拉普拉斯反变换, 转化为时域算子形式的微分方程:

$$D(p)e = (K_m - K_c K_v)N(p) u'_{sq} \quad (37)$$

其中: $p = d/dt$, 一般称为微分算子。

式(37)即为系统开环广义误差方程, 其两边对 K_c 求偏导数得:

$$D(p) \frac{\partial e}{\partial K_c} = -K_v N(p) u'_{sq} \quad (38)$$

对式(38)两边做拉普拉斯反变换, 转化为时域算子形式的微分方程:

$$D(p)v_{rm} = K_m N(p) u'_{sq} \quad (39)$$

式(39)即系统参考模型方程。

综合式(34)、式(38)、式(39)得:

$$\frac{\partial v_r}{\partial K_c} = \frac{K_v}{K_m} v_{rm} \quad (40)$$

将式(40)代入式(35)得:

$$\dot{K}_c = \lambda e \frac{K_v}{K_m} v_{rm} = \mu e v_{rm} \quad (41)$$

其中: $\mu = \lambda K_v / K_m$ 。

式(41)即可调参数 K_c 的调节规律, 亦是系统的自适应律。该自适应机构由一个乘法器和一个积分器组成, 结构简单, 适于工程应用。

综合式(27)、式(37)、式(39)、式(41)组成的方程组即是自适应速度控制系统的数学模型, 归纳为一组方程:

$$\begin{cases} u'_{sq} = v_r^* / K_m \\ D(p)e = (K_m - K_c K_v)N(p) u'_{sq} \\ D(p)v_{rm} = K_m N(p) u'_{sq} \\ \dot{K}_c = \mu e v_{rm} \end{cases} \quad (42)$$

其中: 第一式为系统给定输入与参考模型输入的比例关系方程; 第二式为开环广义误差方程; 第三式为参考模型方程; 第四式为可调参数的自适应律。用可调增益自适应规则设计的自适应系统在设计过程中未考虑稳定性问题, 因此求得自适应律后, 需进行稳定性校验, 以确保广义误差 e 在闭

环系统中能收敛于某一个允许的数值。

2.4 闭环系统稳定性校验

为了验证闭环系统的稳定性, 将 $N(p)$ 和 $D(p)$ 代入式(37)得:

$$\ddot{e} + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} \dot{e} + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} e = (K_m - K_c K_v) \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} u'_{sq} \quad (43)$$

由于参考模型输入 u'_{sq} 相对于可调参数 K_c 为慢时变量, 故在计算 K_c 对时间的导数时, 可以假设 u'_{sq} 不变。式(43)两边对时间求导数得:

$$\begin{aligned} \dots \ddot{e} + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} \ddot{e} + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} \dot{e} = \\ - \dot{K}_c K_v \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} u'_{sq} \end{aligned} \quad (44)$$

将式(41)代入式(44)得:

$$\begin{aligned} \dots \ddot{e} + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} \ddot{e} + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} \dot{e} + \\ \mu v_{rm} K_v \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} u'_{sq} e = 0 \end{aligned} \quad (45)$$

由于选定的参考模型一定是稳定的, 从而根据拉普拉斯变换终值定理, 参考模型输出 v_{rm} 将收敛于 $K_m u'_{sq}$ 。将收敛值 $K_m u'_{sq}$ 代入式(45)得:

$$\begin{aligned} \dots \ddot{e} + \frac{BL_q + MR_s}{ML_q} \ddot{e} + \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} \dot{e} + \\ \mu K_m K_v \frac{BR_s + L_{md}^2 i_{fN}^{*2}}{ML_q} (u'_{sq})^2 e = 0 \end{aligned} \quad (46)$$

依据赫尔维兹稳定判据, 式(46)稳定的充分必要条件为

$$\frac{BL_q + MR_s}{ML_q} > \mu K_m K_v (u'_{sq})^2 \quad (47)$$

由式(47)显而易见, 为了保证闭环系统稳定, 必须限制参考模型输入 u'_{sq} 的有界范围, 自适应增益 μ 也不能选得过大。

3 数值仿真

参照控制系统仿真模型参数标称值, 建立仿真系统。系统仿真模型参数值如表1所示。

3.1 控制对象开环特性

按照表1的参数标称值, 计算得控制对象的开环增益标称值 $\overline{K_v} = 23.085$, 无阻尼自然频率标

称值 $\overline{\omega}_{np} = 5.574 \text{ rad/s}$, 阻尼比标称值 $\overline{\zeta}_p = 5.3$, 2个负实数极点分别为 -58.554 、 -0.531 ; 可见控制对象是具有2个负实数极点的二阶过阻尼稳定系统。设定参考模型的开环增益 $K_m = \overline{K}_v = 23.085$, 无阻尼自然频率 $\omega_{nm} = 50 \text{ rad/s}$, 阻尼比 $\zeta_m = 1.0$; 可见选定的参考模型是一个阻尼比 ζ_m 为1的临界阻尼稳定系统, 且无阻尼自然频率 ω_{nm} 远大于控制对象的标称无阻尼自然频率 $\overline{\omega}_{np}$ 。

表1 系统仿真模型参数值

参数名称	参数值
初级电阻 R_s/Ω	3.475
初级 d 轴电枢电感 L_{md}/mH	32.32
初级 q 轴同步电感 L_q/mH	58.98
归算至初级侧次级励磁电流 i_m/A	60
极距 τ/mm	48
初级电枢、工作台及工件质量和 M/kg	3
空气摩擦阻力系数 $B/(\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1})$	0.5

设定速度给定输入 v_r^* 初始值为零, 在 1 s 时, 阶跃变化至 1.0 m/s。令控制对象输入等于参考模型输入, 即 $u'_{sq} = u_{sq}$ 。设定仿真步长为 1 μs , 仿真时长为 12 s, 采用欧拉数值积分方法, 计算机数值仿真开环系统得到参考模型与控制对象的时域开环阶跃响应曲线, 如图 3 所示。

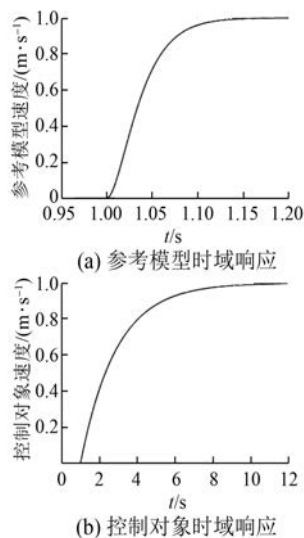


图3 时域开环阶跃响应曲线

3.2 闭环系统

设定自适应增益放大系数 $\mu = 1.0$, 调整仿真

时长为 20 s。仿真自适应闭环系统得到单位阶跃时域响应曲线如图 4 所示。其中, 图 4(a) 为参考模型、控制对象及系统广义误差的时域响应曲线; 图 4(b) 为参考模型与控制对象输入的时域响应曲线; 图 4(c) 为自适应增益时域响应曲线^[17]。

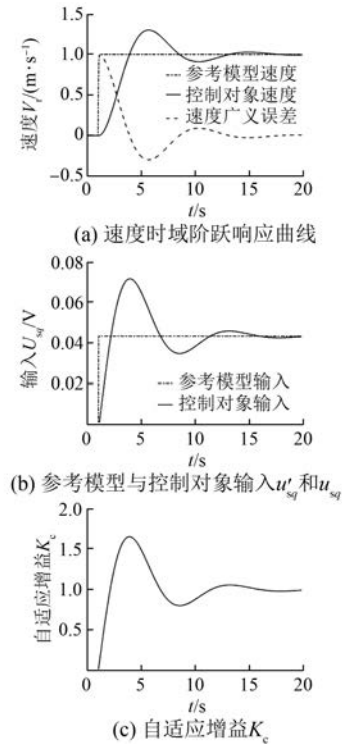


图4 单位阶跃时域响应曲线

图 4 表明了闭环系统的稳定性, 即广义误差逐渐趋于零; 另外, 控制对象输出较好地跟踪了参考模型的期望输出曲线。

为了改善自适应系统的响应速度和超调量等动态性能, 分别令自适应增益放大系数 μ 为不同取值, 得到各个试探值的仿真结果如图 5 所示。由图 5 可以看出, 随着 μ 值的增大, 时域阶跃响应的上升时间减小、响应加快, 同时超调量也增大; 控制系统始终保持稳定性。

3.3 一种改进自适应控制系统

为了进一步改善控制对象的动态性能, 本文提出一种改进自适应控制系统, 如图 6 所示。将系统广义误差乘以适当的增益系数 K_e 作为辅助输入, 正反馈至控制对象的输入端, 即 $u_{sq} = K_e u'_{sq} + K_e e$ 。

取 $K_e = 1$ 、 $K_e = 100$, 可得系统输出时域响应曲线仿真结果如图 7 所示。

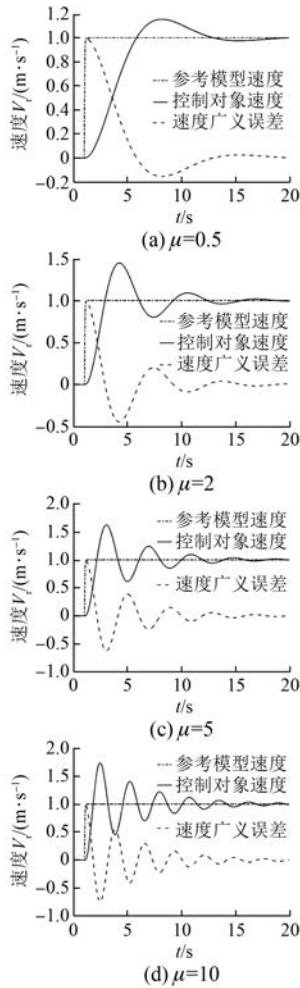


图5 自适应增益放大系数 μ 不同试探值的响应曲线

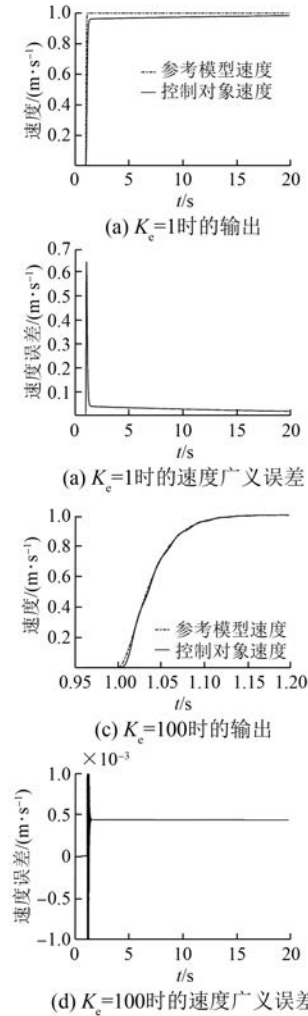


图7 改进的自适应系统的时域响应曲线

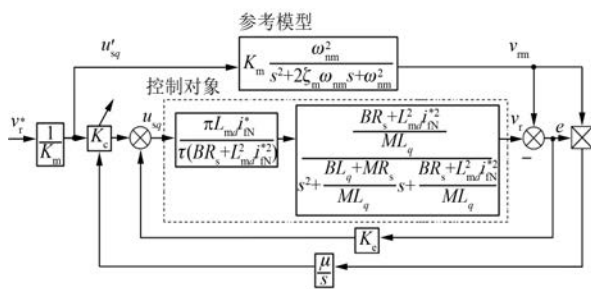


图6 一种改进自适应速度控制系统的原理框图

图7表明改进的自适应系统采用适当的自适应增益系数时,广义误差静态误差极小,近似认为快速收敛至零,控制对象输出可以很好地跟踪参考模型输出,与改进前的自适应系统输出响应相比,系统动态特性改善较大,广义误差收敛速度快。

4 结 语

(1) 通过对 EELSM 物理特性的分析建立了 EELSM 简化数学模型,适合作为自适应控制器设计的控制对象模型。

(2) 采用局部参数最优化方法梯度法设计 EELSM 可调增益自适应速度控制器,在满足式(47)时,可以保证闭环速度控制系统的稳定性。

(3) 采用单一增益 K_c 自适应控制律可以保证闭环速度控制系统的稳定性;另外,增大自适应增益 K_c 的放大系数 μ 可以加快系统的响应速度,同时也导致超调量增大。

(4) 采用系统广义误差正反馈可以使自适应速度控制系统广义误差快速收敛,系统无超调;控制对象输出快速且准确地跟踪参考模型输出,体

现出自适应速度控制策略的优势。

【参考文献】

- [1] PAL A, DAS S, CHATTOPADHYAY A K. An improved rotor flux space vector based MRAS for field-oriented control of induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5131.
- [2] TALLA J, LEU V Q, SMIDL V, et al. Adaptive speed control of induction motor drive with inaccurate model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 8532.
- [3] 刘栋良, 王家军, 崔丽丽. 永磁同步电机参数自适应调速控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 159.
- [4] KIM S, LEE J, LEE K. Self-tuning adaptive speed controller for permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1493.
- [5] NGUYEN A T, RAFAQ M S, CHOI H H, et al. A model reference adaptive control based speed controller for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9399.
- [6] CHEN S, CHIANG H, LIU T, et al. Precision motion control of permanent magnet linear synchronous motors using adaptive fuzzy fractional-order sliding-mode control [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2019, 24(2): 741.
- [7] MIER L A, BENITEZ J S, LOPEZ R, et al. Adaptive fuzzy control system for a squirrel cage induction motor [J]. IEEE Latin America Transactions, 2017, 15(5): 795.
- [8] 王高林, 杨荣峰, 于泳, 等. 无速度传感器异步电机转子磁场定向自适应鲁棒控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(10): 73.
- [9] WANG Z, HU C X, ZHU Y, et al. Neural network learning adaptive robust control of an industrial linear motor-driven stage with disturbance rejection ability [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(5): 2172.
- [10] 陈维, 王耀南. 基于神经网络的现代感应电机自适应 L_2 鲁棒控制 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 93.
- [11] CAO S Y, LIU J, YI Y. Non-singular terminal sliding mode adaptive control of permanent magnet synchronous motor based on a disturbance observer [J]. The Journal of Engineering, 2019(15): 629.
- [12] WANG H M, GE X L, LIU Y C. Second-order sliding-mode MRAS observer-based sensorless vector control of linear induction motor drives for medium-low speed maglev applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9938.
- [13] HOLAKOOIE M H, OJAGHI M, TAHERI A. Modified DTC of a six-phase induction motor with a second-order sliding-mode MRAS-based speed estimator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 600.
- [14] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75.
- [15] ABOU-QAMAR N, HATZIADONIU C. Cancellation of harmonic torque disturbance in permanent magnet synchronous motor drives by using an adaptive feedforward controller [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(14): 2215.
- [16] 杨承志, 孙棣华, 孙长胜. 系统辨识与自适应控制 [M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2003.
- [17] 庞中华, 崔红. 系统辨识与自适应控制 MATLAB 仿真 [M]. 3 版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部