

考虑边端效应的直线感应电机投影自适应 指令滤波反推控制

颜文旭, 黄杰, 许德智[†]

(江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214122)

摘要: 针对考虑边端效应的直线感应电机精确位置跟踪问题, 设计一种基于间接矢量控制的投影自适应指令滤波反推控制器. 首先, 给出间接矢量控制下考虑边端效应的直线感应电机模型; 其次, 运用反推法设计控制器, 同时采用限幅的指令滤波器处理反推法中计算膨胀和控制器饱和问题, 并对指令滤波器产生的滤波误差设计补偿信号; 然后, 基于李雅普诺夫稳定性理论设计自适应律, 估计直线感应电机控制系统中的不确定参数(移动物件的总质量、粘滞系数、外部的负载扰动), 并引入投影算子保证估计值的有界性; 最后, 将所设计的控制器分别与传统PID控制器、指令滤波反推控制器对比. 仿真结果表明, 所设计的控制器具有更强的动态性能、抗干扰性及鲁棒性.

关键词: 直线感应电机; 反推控制; 指令滤波器; 自适应律; 边端效应; 投影算子

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Projection-based adaptive command-filtered backstepping control for linear induction motor considering end effect

YAN Wen-xu, HUANG Jie, XU De-zhi[†]

(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: A projection-based adaptive command-filtered backstepping controller is designed based on indirect vector control to deal with the problem of position tracking of the linear induction motor(LIM) considering end effects. Firstly, the dynamic model of indirect vector control of the LIM considering end effects is presented. Then, backstepping is used to design virtual controllers step by step, meanwhile, constrained command filters are used to solve the differential expansion and the controller input saturation in the traditional backstepping, and compensating signals are designed to reduce the effect of the filtering errors caused by command filters. Furthermore, adaptive laws are designed to estimate uncertain parameters (unknown total mass of the mover, viscous friction and external load disturbance) in the LIM, and projection operator is introduced to ensure the boundedness of the estimated parameters. Finally, simulation results demonstrate that the proposed controller has more excellent dynamic performance and stronger robustness compared with the traditional proportional-integral-derivative(PID) controller and command-filtered backstepping controller(CBC).

Keywords: linear induction motor; backstepping; command filter; adaptive law; end effect; projection operator

0 引言

近年来,直线感应电机(LIM)广泛应用于各行各业,如军事、家用电器、工业自动化与交通运输^[1-4]等领域. 与传统的旋转电机相比,直线感应电机的主要优点是没有将机械旋转运动转换至线性的转换器以及齿轮等中间转换机构,减少了机械损耗,并能够直接产生直线运动,同时还具有结构简单、安静、高启

动推力、高速运行等优点^[5-6]. 虽然直线感应电机驱动原理与旋转电机相似,但是直线感应电机运行时的参数是时变不确定的,如边端效应、转差频率、动态气隙、三相不平衡、轨道结构等^[7-9]. 其中,边端效应极大地影响了直线感应电机的控制性能,且运行速度越快,影响越显著. 因此,在控制系统建模中必须考虑边端效应对直线感应电机的影响. 本文主要设计一个

收稿日期: 2017-04-10; 修回日期: 2017-07-12.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61503156, 61403161); 中央高校科研计划重点项目(JUSRP11562, NJ20150011); 国家重点研发计划项目(2016YFD0400301).

责任编委: 胡庆雷.

作者简介: 颜文旭(1971—), 男, 副教授, 博士, 从事电机驱动控制技术、电力电子等研究; 许德智(1985—), 男, 副教授, 博士, 从事数据驱动控制、故障诊断与容错控制、新能源控制技术等研究.

[†]通讯作者. E-mail: lutxdz@126.com

合适的控制器来处理考虑边端效应的直线感应电机控制系统中存在的外部负载扰动、模型不确定性和控制器输入饱和的问题,并实现直线感应电机精确的位置控制。

间接矢量控制是一种常用于直线感应电机驱动的方法,并具有良好的控制性能。其主要思想是通过定向 d 轴的次级磁链为常数以及定向 q 轴的次级磁链为零来解耦转矩和磁链,因此系统的结构被简化。但是,控制系统的性能还是会受到变化的电机参数、转子时间常数、边端效应等因素的影响^[8-10]。近年来,文献[9]提出了一种基于转子时间常数调节的模型参考自适应间接矢量控制方法,并将其用于考虑边端效应的直线感应电机,弥补了间接矢量控制中变化的电机参数和边端效应带来的影响,实现了直线感应电机速度的鲁棒控制,但它没有考虑控制系统在实际应用中的抗饱和问题。在实际控制系统中,控制对象通常不由控制器直接控制,而是通过执行机构进行驱动。执行器由于自身物理构造的限制,使得其输出值不能够任意增加,在不考虑输入受限的情况时,可能会导致系统动态性能变差,甚至不稳定^[11-12]。

反推控制是一种于1990年提出的用于控制非线性动态系统的方法^[13],但传统的反推控制需要被控系统精确的模型信息,而直线感应电机中模型参数是不确定性的,显然无法直接使用这种基于精确模型的控制方法。近年来,自适应方法被引入反推控制器,用于处理直线感应电机中存在的非线性和参数不确定性,并获得了较为满意的控制性能^[14-15]。文献[14]提出了一种自适应反推控制器,用于直线感应电机的位置控制,通过自适应律可以在线有效地估计直线感应电机中的不确定参数,但它没有处理传统反推法中微分膨胀的问题,因此设计过程繁琐且控制器和自适应律较为复杂,限制了实际应用,同时其未考虑影响直线感应电机动态性能的边端效应。此外,为保持自适应算法的稳定属性,将投影算子应用于自适应控制中,其主要作用是使用投影算子将参数估计值约束在参数空间的一个凸集里,防止估计值运行出所设定存在的参数空间,而造成系统的不稳定。这种算法可以保证自适应参数的有界性及控制系统在实际工程应用中的闭环稳定性^[16-17]。文献[17]对欠驱动系统提出了一种自适应耦合控制器,并采用投影算子将自适应参数约束在预定的界内并保证了系统的收敛性。另外,反推控制还有两个主要缺点,即控制器饱和问题及系统必须被简化成参数反馈的形式,尤其是控制器饱和问题会使执行器不执行或者不完全执行产生的控制信号指令,引起误差不断积累,造成控

制系统的不稳定。近年来,学者们提出了许多方法来解决以上问题,如动态面控制^[18-20]、指令滤波器^[21-24]等。文献[19]提出了一种基于干扰观测器和反步法的非奇异快速终端滑模控制,引入了一阶滤波器来解决高阶反步控制系统中计算膨胀的问题,但它没有考虑补偿一阶滤波器所带来的滤波误差的影响;文献[24]提出了一种基于模糊观测器逼近的指令滤波反步控制,并通过引入滤波误差的补偿信号,提高了系统的控制性能,但它没有考虑控制器实际应用中控制器输入饱和的问题。

综上所述,本文对考虑边端效应的直线感应电机设计一种基于间接矢量控制的投影自适应指令滤波反推控制器(PACBC),以获得在电机参数不确定、额外负载扰动和控制器输入饱和情况下位置的精确跟踪。与当前考虑边端效应的直线感应电机控制方法相比,所设计的控制器的优点及本文贡献如下:1) 将投影自适应指令滤波反推控制算法应用于考虑边端效应的直线感应电机,并证明所设计的控制器可以将跟踪误差收敛至原点附近的邻域内,且闭环所有信号有界;2) 在直线感应电机反推控制中,与文献[14]相比,通过加入限幅的指令滤波器解决传统反推法中控制器复杂和计算膨胀的问题,同时设计关于限幅指令滤波器的滤波补偿信号,以解决直线感应电机系统在实际应用中控制器输入饱和的问题;3) 所提出的算法可以对考虑边端效应的直线感应电机中不确定参数进行自适应估计;4) 相较于参考文献[25]将投影算子引入自适应指令滤波反推控制器,当实际应用中系统出现合理建模误差及外部有界扰动情况下,通过参数投影法,使得参数估计值始终保持在预设的界内,并保证系统的收敛性。最后通过仿真实验结果验证所设计控制器的有效性。

1 考虑边端效应的间接矢量控制LIM模型

直线感应电机与旋转电机的区别在于直线感应电机存在边端效应。通常用无量纲系数 Q 表示边端效应的大小^[8-9,15],即

$$Q = \frac{l \cdot R_r}{L_r \cdot v}. \quad (1)$$

其中: v 为电机线速度, l 为直线感应电机初级的长度, L_r 为直线感应电机次级回路电感, R_r 为直线感应电机次级电阻。

当直线感应电机的初级静止时,它的等效电路与旋转电机是相似的,但是当其运动时,由于直线感应电机存在边端效应,其 d - q 坐标系下的等效数学模型改进如下^[8,15]:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\phi_{ds} - \omega_e \phi_{qs}, \quad (2)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\phi_{qs} + \omega_e \phi_{ds}, \quad (3)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + p\phi_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\phi_{qr}, \quad (4)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + p\phi_{qr} + (\omega_e - \omega_r)\phi_{dr}. \quad (5)$$

考虑边端效应的电机磁链方程如下:

$$\phi_{dr} = L_{ls} i_{ds} + L_m [1 - f(Q)](i_{ds} + i_{dr}), \quad (6)$$

$$\phi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m [1 - f(Q)](i_{qs} + i_{qr}), \quad (7)$$

$$\phi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m [1 - f(Q)](i_{ds} + i_{dr}), \quad (8)$$

$$\phi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m [1 - f(Q)](i_{qs} + i_{qr}). \quad (9)$$

电机推力为

$$F_e = K_f (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}). \quad (10)$$

其中: $K_f = 3P\pi L_m / (2hL_r)$, P 为极对数, h 为极间距; V_{ds} 、 V_{qs} 、 i_{ds} 、 i_{qs} 、 ϕ_{ds} 、 ϕ_{qs} 分别为 d - q 轴的初级电压、初级电流、初级磁链; V_{dr} 、 V_{qr} 、 i_{dr} 、 i_{qr} 、 ϕ_{dr} 、 ϕ_{qr} 分别为 d - q 轴的次级电压、次级电流、次级磁链; R_s 、 R_r 为初级和次级每相电阻; ω_e 、 ω_r 为定子角频率和转子角频率; L_m 为互感; L_{ls} 、 L_{lr} 为初级和次级的漏感; p 为微分算子。

矢量控制的主要目的是使直线感应电机的控制过程等效为直流电机的控制过程,从而改善其控制特性。通过使用间接矢量控制技术(IFOC),将转子磁链定向于 d 轴,且次级为一块导电板,因此可以得到^[15]

$$\phi_{qr} = \dot{\phi}_{qr} = 0, \quad (11)$$

$$V_{dr} = V_{qr} = 0. \quad (12)$$

根据式(2)~(12)得到间接矢量控制下考虑边端效应的直线感应电机模型^[8,15]

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_s}{L(Q)} i_{ds} + \frac{V_{ds}}{L(Q)} + \omega_e i_{qs}, \quad (13)$$

$$\dot{i}_{qs} = -\omega_e \left[i_{ds} + \frac{L_m(1-f(Q))}{L(Q)(L_r - L_m f(Q))} \phi_{dr} \right] - \frac{R_s}{L(Q)} i_{qs} + \frac{V_{qs}}{L(Q)}, \quad (14)$$

$$\dot{\phi}_{dr} = \frac{L_m [1 - f(Q)] i_{ds} - \phi_{dr}}{T_r - L_m f(Q) / R_r}, \quad (15)$$

$$F_e = K_T i_{qs} = M \cdot \dot{v} + D \cdot v + F_L. \quad (16)$$

其中: M 为移动物体的总质量, D 为粘滞系数, F_L 为外部负载扰动, T_r 为次级时间常数,且有

$$L(Q) = L_s - L_m f(Q) - \frac{[L_m(1-f(Q))]^2}{L_r - L_m f(Q)}, \quad (17)$$

$$K_T = \frac{3}{2} P \frac{\pi L_m (1-f(Q))}{h L_r - L_m f(Q)} \phi_{dr}, \quad (18)$$

$$f(Q) = (1 - e^{-Q}) / Q, \quad (19)$$

$$T_r = L_r / R_r. \quad (20)$$

此外,次级磁场定向时,可以得到直线感应电机的转差频率

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{L_m [1 - f(Q)]}{T_r - L_m f(Q) / R_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}}. \quad (21)$$

根据式(16)可以得到电机加速度

$$\dot{v} = \frac{K_T}{M} i_{qs} + Fv + \Gamma. \quad (22)$$

其中: $F = -D/M$, $\Gamma = -F_L/M$.

2 投影自适应指令滤波反推控制器设计

为了得到精确的位置控制,本文选择初级的速度 v 和 q 轴的初级电流 i_{qs} 作为被控变量,同时定义追踪误差 $e_1(t)$ 、 $e_2(t)$ 和 $e_3(t)$ 为

$$e_1(t) = d(t) - d^c(t), \quad (23)$$

$$e_2(t) = v(t) - v^c(t), \quad (24)$$

$$e_3(t) = i_{qs}(t) - i_{qs}^c(t). \quad (25)$$

其中: $d^c(t)$ 为给定的位置指令, $v^c(t)$ 和 $i_{qs}^c(t)$ 为指令滤波器(如图1)的输出。

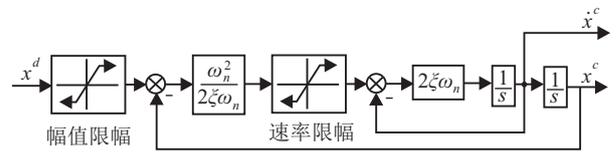


图1 限幅指令滤波器的结构

根据式(23)~(25)可以得到追踪误差的导数

$$\dot{e}_1(t) = v(t) - \dot{d}^c(t), \quad (26)$$

$$\dot{e}_2(t) = \frac{K_T}{M} i_{qs}(t) + Fv(t) + \Gamma - \dot{v}^c(t), \quad (27)$$

$$\dot{e}_3(t) = \dot{i}_{qs}(t) - \dot{i}_{qs}^c(t). \quad (28)$$

投影自适应指令滤波反推控制器的设计过程如下。

Step 1 首先,定义李雅普诺夫函数

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2(t). \quad (29)$$

然后计算 V_1 的导数

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1(t) \dot{e}_1(t) = e_1(t)(v(t) - \dot{d}^c(t)) = \\ &= -k_1 e_1^2(t) + e_1(t)(k_1 e_1(t) + v(t) - \dot{d}^c(t)). \end{aligned} \quad (30)$$

选择 v 为

$$v^d(t) = \dot{d}^c(t) - k_1 e_1(t). \quad (31)$$

其中: v^d 为所需要的速度, $k_1 > 0$ 为一个正的常量。将式(31)代入(30)可以得到 $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2(t) \leq 0$ 。

当系统阶数较高时,反推控制设计中存在计算膨胀的问题,同时考虑实际工程中执行器输入饱和,本文将虚拟控制器输出 v^d 通过限幅指令滤波器^[21](如图1),从而解决式(31)的微分膨胀和控制器饱和问题。指令滤波器的状态空间模型的表达式如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_2 \\ 2\xi\omega_n \left[S_R \left(\frac{\omega_n^2}{2\xi\omega_n} (S_M(u) - q_1) \right) - q_2 \right] \end{bmatrix}. \quad (32)$$

其中: $u = x^d$ 为指令滤波器的输入; $S_R(\cdot)$ 、 $S_M(\cdot)$ 分别为速率限幅和幅值限幅; ξ 、 ω_n 分别为指令滤波器的阻尼和带宽。

虽然限幅的指令滤波器解决了传统反推控制器中计算膨胀和控制器饱和问题,但是指令滤波器会产生一个滤波误差。因此,本文重新定义跟踪误差 $\bar{e}_1(t) = e_1(t) - \varepsilon_1(t)$,同时设计补偿信号为

$$\dot{\varepsilon}_1(t) = -k_1\varepsilon_1(t) + (v^c(t) - v^d(t)), \quad (33)$$

其中 ε_1 为位置环滤波误差补偿信号。

Step 2 选择第2步的李雅普诺夫函数如下:

$$V_2 = \frac{1}{2}\bar{e}_1^2(t) + \frac{1}{2}e_2^2(t). \quad (34)$$

计算关于动态误差 \bar{e}_1 、 e_2 的李雅普诺夫函数 V_2 的导数

$$\dot{V}_2 = \bar{e}_1(t)\dot{\bar{e}}_1(t) + e_2(t)\dot{e}_2(t). \quad (35)$$

根据式(26)、(31)和(33)得到 $\bar{e}_1(t)$ 的导数

$$\begin{aligned} \dot{\bar{e}}_1 &= v(t) - \dot{d}^c(t) + k_1\varepsilon_1(t) - \\ & (v^c(t) + k_1e_1(t) - \dot{d}^c(t)) = \\ & e_2(t) - k_1\bar{e}_1(t). \end{aligned} \quad (36)$$

将式(26)和(36)代入(35),可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1\bar{e}_1^2(t) - k_2e_2^2(t) + e_2(t) \left(\frac{K_T}{M}i_{qs}(t) + \right. \\ & \left. Fv(t) + \Gamma - \dot{v}^c(t) + k_2e_2(t) + \bar{e}_1(t) \right), \end{aligned} \quad (37)$$

其中 $k_2 > 0$ 为一个设计常量。然后选择 $i_{qs}(t)$ 为

$$\begin{aligned} i_{qs}^d(t) &= \\ & \frac{M}{K_T}(\dot{v}^c(t) - Fv(t) - \Gamma - k_2e_2(t) - \bar{e}_1(t)), \end{aligned} \quad (38)$$

其中 $i_{qs}^d(t)$ 为 q 轴所需要的初级电流。由式(37)和(38)可以得到

$$\dot{V}_2 = -k_1\bar{e}_1^2(t) - k_2e_2^2(t) \leq 0.$$

由于实际直线感应电机中的参数 M 、 F 和 Γ 无法精确获得,本文使用自适应估计值 $\hat{M}(t)$ 、 $\hat{F}(t)$ 和 $\hat{\Gamma}(t)$ 代替,因此等式(38)可以表示为

$$\begin{aligned} i_{qs}^d(t) &= \\ & \frac{\hat{M}(t)}{K_T}(\dot{v}^c(t) - \hat{F}(t)v(t) - \hat{\Gamma}(t) - k_2e_2(t) - \bar{e}_1(t)). \end{aligned} \quad (39)$$

为了消除虚拟控制器 $\hat{i}_{qs}^d(t)$ 的计算膨胀和控制器饱和问题,重新定义 $\bar{e}_2(t) = e_2(t) - \varepsilon_2(t)$,同时设计

补偿信号

$$\dot{\varepsilon}_2(t) = -k_2\varepsilon_2(t) + \frac{K_T}{\hat{M}}(i_{qs}^c(t) - i_{qs}^d(t)), \quad (40)$$

其中 ε_2 为速度环滤波误差补偿信号。

Step 3 为了得到电流环控制器和不确定参数的自适应律,设计第3步的李雅普诺夫函数为

$$V_e = \frac{1}{2}[\bar{e}_1^2(t) + \bar{e}_2^2(t) + e_3^2(t) + \frac{\tilde{M}^2(t)}{M\gamma_1} + \frac{\tilde{F}^2(t)}{\gamma_2} + \frac{\tilde{\Gamma}^2(t)}{\gamma_3}]. \quad (41)$$

其中: $\tilde{M}(t) = \hat{M}(t) - M$, $\tilde{F}(t) = \hat{F}(t) - F$, $\tilde{\Gamma}(t) = \hat{\Gamma}(t) - \Gamma$ 为参数估计误差; $\gamma_i (i = 1, 2, 3)$ 为自适应参数。

根据式(27)、(39)和(40),计算 $\bar{e}_2\dot{\bar{e}}_2$ 为

$$\begin{aligned} \bar{e}_2(t)\dot{\bar{e}}_2(t) &= -k_2e_2^2(t) + \bar{e}_2(t) \left(\frac{K_T}{M}e_3(t) - \bar{e}_1(t) - \right. \\ & \left. \tilde{F}(t)v(t) - \tilde{\Gamma}(t) + \frac{K_T\tilde{M}}{M\hat{M}(t)}i_{qs}^c(t) \right). \end{aligned} \quad (42)$$

将式(14)代入(28),计算 $e_3(t)\dot{e}_3(t)$ 为

$$\begin{aligned} e_3(t)\dot{e}_3(t) &= e_3 \left(\Phi(t) + \frac{V_{qs}}{L(Q)} - i_{qs}^c(t) \right) = \\ & -k_3e_3^2 + e_3 \left(\Phi(t) + \frac{V_{qs}}{L(Q)} + k_3e_3 - i_{qs}^c(t) \right). \end{aligned} \quad (43)$$

其中: $\Phi(t)$ 为已知信号,其表达式如下:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \\ & -\omega_e \left[i_{ds} + \frac{L_m(1-f(Q))}{L(Q)(L_r - L_m f(Q))} \phi_{dr} \right] - \frac{R_s}{L(Q)}i_{qs}. \end{aligned} \quad (44)$$

最后根据式(36)、(42)~(44),可以计算得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= \bar{e}_1(t)\dot{\bar{e}}_1(t) + \bar{e}_2(t)\dot{\bar{e}}_2(t) + e_3(t)\dot{e}_3(t) + \\ & \frac{\tilde{M}(t)\dot{\tilde{M}}(t)}{M\gamma_1} + \frac{\tilde{F}(t)\dot{\tilde{F}}(t)}{\gamma_2} + \frac{\tilde{\Gamma}(t)\dot{\tilde{\Gamma}}(t)}{\gamma_3} = \\ & -k_1\bar{e}_1^2(t) - k_2\bar{e}_2^2(t) - k_3e_3^2(t) + \bar{e}_1(t)\varepsilon_2(t) + \\ & e_3(t) \left(\Phi(t) + \frac{V_{qs}(t)}{L(Q)} - i_{qs}^c(t) + k_3e_3(t) + \right. \\ & \left. \frac{K_T}{M}\bar{e}_2(t) \right) + \frac{\tilde{\Gamma}(t)}{\gamma_3}(\dot{\tilde{\Gamma}}(t) - \gamma_3\bar{e}_2(t)) + \\ & \frac{\tilde{M}(t)}{\gamma_1 M} \left(\dot{\tilde{M}}(t) + \gamma_1 \frac{K_T\bar{e}_2 i_{qs}^c(t)}{\hat{M}} \right) + \\ & \frac{\tilde{F}(t)}{\gamma_2}(\dot{\tilde{F}}(t) - \gamma_2\bar{e}_2(t)v(t)). \end{aligned} \quad (45)$$

因此,根据式(45)可以设计控制律

$$V_{qs} = L(Q)(i_{qs}^c(t) - \Phi(t) - k_3e_3(t)), \quad (46)$$

同时参数自适应律可以设计为

$$\dot{\hat{M}}(t) = \gamma_1 \text{Proj}\left(\hat{M}(t), -\frac{K_T \bar{e}_2 i_{qs}^c(t)}{\hat{M}(t)}\right), \quad (47)$$

$$\dot{\hat{F}}(t) = \gamma_2 \text{Proj}(\hat{F}(t), \bar{e}_2(t)v(t)), \quad (48)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}}(t) = \gamma_3 \text{Proj}(\hat{\Gamma}(t), \bar{e}_2(t)), \quad (49)$$

其中 $\text{Proj}(\cdot, \cdot)$ 为投影算子。

为保证自适应参数在实际应用中的有界性,本文使用不连续投影自适应律^[16]对直线感应电机中不确定参数进行估计。令 $\hat{\theta}$ 为 θ 的估计值, $\tilde{\theta}$ 为估计误差,即 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ 。设不连续投影自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \text{Proj}(\hat{\theta}, x).$$

其中: $\Gamma > 0$ 为一个正的设计常数; x 为一个确定的自适应函数;不连续投影算子定义如下:

$$\text{Proj}(\hat{\theta}, x) = \begin{cases} 0, & \hat{\theta} = \theta_{\max} \text{ and } x > 0; \\ 0, & \hat{\theta} = \theta_{\min} \text{ and } x < 0; \\ x, & \text{Otherwise.} \end{cases}$$

投影算子对任意的自适应函数 x 有如下结论^[16]。

性质1 $\hat{\theta} \in \Omega_{\theta} \triangleq \{\hat{\theta} : \theta_{\min} \leq \hat{\theta} \leq \theta_{\max}\}$ 。

性质2 $\tilde{\theta}[\text{Proj}(\hat{\theta}, x) - x] \leq 0, \forall x$ 。

3 稳定性分析

通过投影法可以使估计的参数保持在设定的界内,即投影算子的性质1,同时根据投影算子的性质可以得到如下结论:

$$\begin{aligned} \tilde{M}(t) \cdot \left[\text{Proj}\left(\hat{M}(t), -\frac{K_T \bar{e}_2 i_{qs}^c(t)}{\hat{M}(t)}\right) + \frac{K_T \bar{e}_2 i_{qs}^c(t)}{\hat{M}(t)} \right] &\leq 0, \quad (50) \\ \tilde{F}(t)[\text{Proj}(\hat{F}(t), \bar{e}_2(t)v(t)) - \bar{e}_2(t)v(t)] &\leq 0, \quad (51) \\ \tilde{\Gamma}(t)[\text{Proj}(\hat{\Gamma}(t), \bar{e}_2(t)) - \bar{e}_2(t)] &\leq 0. \quad (52) \end{aligned}$$

因此,式(45)可以计算为

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &\leq -k_1 \bar{e}_1^2(t) - k_2 \bar{e}_2^2(t) - k_3 e_3^2(t) + \\ &\bar{e}_1(t)\varepsilon_2(t) + \frac{K_T}{M} \bar{e}_2(t)e_3(t). \quad (53) \end{aligned}$$

由杨氏不等式可知

$$\frac{K_T}{M} \bar{e}_2(t)e_3(t) \leq \frac{K_T^2}{2M^2} \bar{e}_2^2(t) + \frac{e_3^2(t)}{2}. \quad (54)$$

同时设 $0 < \alpha < 1$,则式(53)可以计算为

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &\leq -k_1(1-\alpha)\bar{e}_1^2(t) - \left(k_2 - \frac{K_T^2}{2M^2}\right)\bar{e}_2^2(t) - \\ &\left(k_3 - \frac{1}{2}\right)e_3^2(t) + |\bar{e}_1(t)|\varepsilon_2(t) - k_1\alpha\bar{e}_1^2(t). \quad (55) \end{aligned}$$

由参考文献[22]可知, $\varepsilon_2(t)$ 是有界的,若 $|\bar{e}_1(t)| \times \varepsilon_2(t) - k_1\alpha\bar{e}_1^2(t) \leq 0$,即 $|\bar{e}_1(t)| \geq \frac{\varepsilon_2(t)}{k_1\alpha}$,且 $k_2 \geq \frac{K_T^2}{2M^2}, k_3 \geq \frac{1}{2}$,则式(55)可以写成如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &\leq -k_1(1-\alpha)\bar{e}_1^2(t), \\ \forall |\bar{e}_1(t)| &\geq \frac{\varepsilon_2(t)}{k_1\alpha}, k_2 \geq \frac{K_T^2}{2M^2}, k_3 \geq \frac{1}{2}. \quad (56) \end{aligned}$$

根据参考文献[26]的定义3可知,式(56)表明 $\bar{e}_1, \bar{e}_2, e_3, \tilde{M}, \tilde{F}, \tilde{\Gamma}$ 是一致有界的,且由于滤波误差补偿信号 ε_1 和 ε_2 是有界的,跟踪误差 e_1 和 e_2 也是有界的。

4 仿真研究

在此部分,本文通过仿真来验证所设计控制器的有效性。首先,为了明确整个控制器设计的思路,本文列出控制方法的原理框图如图2所示,并按图2所示搭建系统仿真实验,限幅指令滤波器的参数如表1所示,直线感应电机的参数^[14]如表2所示。

表1 限幅指令滤波器参数

变量	ξ	ω_n	幅值限幅	速率限幅
v	0.1	3 000	± 1.5 m/s	± 50 m/s ²
i_{qs}	0.1	3 000	± 10 A	± 500 A/s

表2 直线感应电机参数

电机参数	数据	电机参数	数据
初级质量 M /kg	3.5	初级相电阻 R_s / Ω	6.268 9
粘滞系数 D /(kg/s)	40.95	次级相电阻 R_r / Ω	3.784
初级长度 l /m	0.135	互感 L_m /H	0.082 5
极距 h /m	0.027	初级相电感 L_s /H	0.102 1
极对数 P	2	次级相电感 L_r /H	0.102 1

控制器参数与自适应参数的选取对于实现指定位置跟踪的控制性能非常重要,控制器参数选取具体步骤如下:1)将自适应参数 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ 设置为零,并将

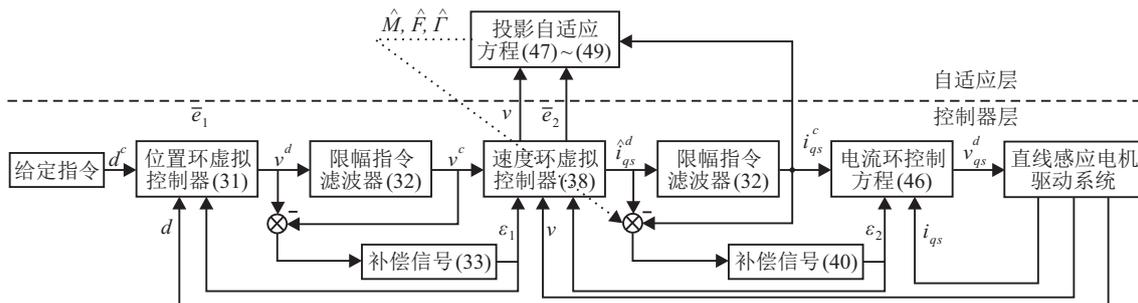


图2 投影自适应指令滤波反推控制器结构

较为准确的参数估计值代入,根据李雅普诺夫稳定性理论,调整参数 k_1 、 k_2 、 k_3 ,实现直线感应电机的普通指令滤波反推控制器位置跟踪;2) 因为自适应参数设置越大,参数自适应的估计值越快收敛到真实值,但是较大的自适应参数也会产生较大的超调量,因此固定已调整好的控制器参数 k_1 、 k_2 、 k_3 ,然后分别将自适应参数由小到大调节以获取合适的自适应参数。

为了获取较好的控制效果,根据以上步骤,余下的仿真参数选择为 $k_1 = k_2 = k_3 = 60$,自适应参数选为 $\gamma_1 = 2, \gamma_2 = 0.1, \gamma_3 = 8000$ 。

本文设计以下两种情况的仿真实验来验证本文所设计控制器的有效性,将PACBC与指令滤波反推控制器(CBC)、PID控制器对比,并主要从动态性能、静态性能、抗干扰性和鲁棒性这几个方面进行比较。

1) 为验证所设计PACBC的有效性和抗干扰性,将其与PID控制器^[27]和CBC对比。其中PID各环参数由试凑法调节,总的目的是使得直线感应电机获得无超调的静态性能,快速的动态性能,CBC中的参数与PACBC中的参数选择一致。在仿真结果中,图3为选择阶跃信号作为参考指令的仿真结果,图4为选择参考信号 $d^c(t) = 0.03 \sin(10t) + 0.02 \sin(5t)$ 作为参考指令的仿真结果。其中图3(a)、图4(a)表示输入的参考位置及3种控制器的响应,图3(b)、图4(b)表示3种控制方法的跟踪误差,同时直线感应电机受到正弦外部扰动为 $F_L = 20 \sin(2\pi t)$ 。

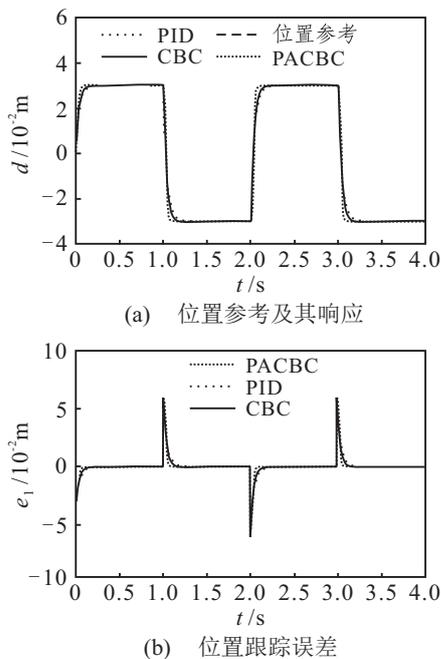


图3 3种控制器在外部扰动时周期性阶跃响应

由图3和图4仿真结果可以看出,3种控制器都能跟踪指令参考信号且没有超调量,但是基于模型

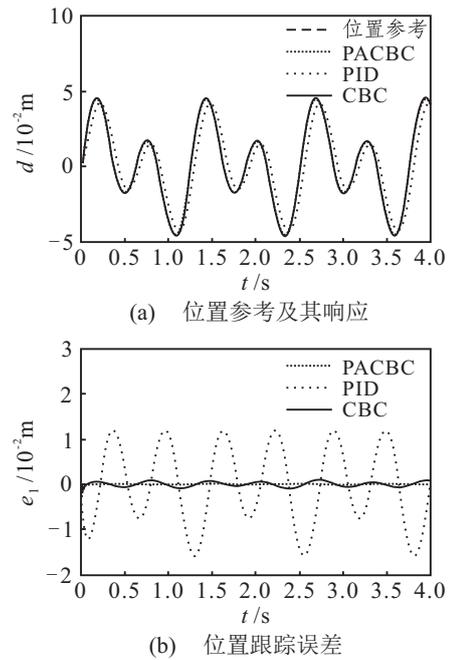


图4 3种控制器位置响应在周期性外部扰动时的结果

的PACBC和CBC控制器具有更好的静态性能和动态性能。此外,PACBC相比于CBC控制器具有更强的抗干扰性,在受到周期性正弦扰动时具有更加精确、快速的追踪效果。

2) 为验证所设计的PACBC的有效性和鲁棒性,将直线感应电机的动子质量 M 增加为原来的3倍,比较所设计控制器与指令滤波反推控制器控制效果。图5为动子质量分别为 M 和 $3M$ 时,CBC控制器在位置指令 $d^c(t) = 0.03 \sin(10t) + 0.02 \sin(5t)$ 下的追踪误差仿真结果。图6为动子质量分别为 M 和 $3M$ 时,PACBC控制器在位置指令 $d^c(t) = 0.03 \sin(10t) + 0.02 \sin(5t)$ 下的追踪误差仿真结果。

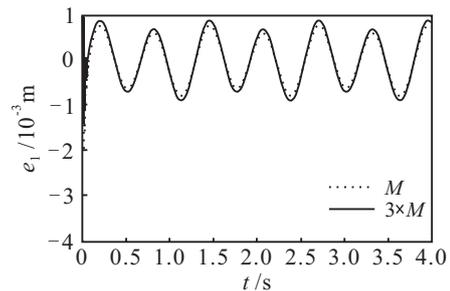


图5 不同动子总质量下CBC控制器位置追踪结果

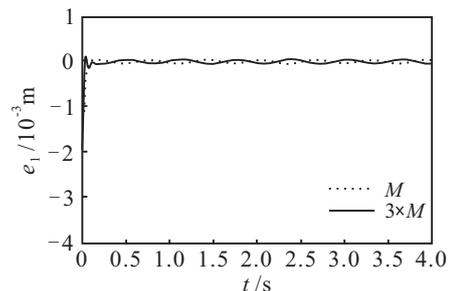


图6 不同动子总质量下PACBC控制器位置追踪结果

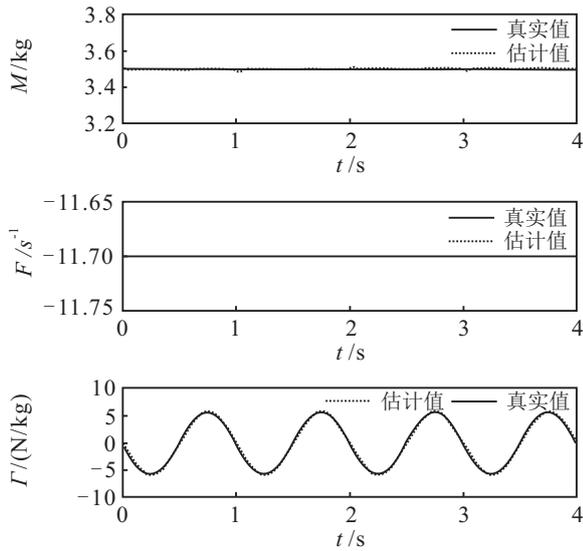


图7 周期性阶跃响应下正弦扰动的估计参数 \hat{M} 、 \hat{F} 、 $\hat{\Gamma}$

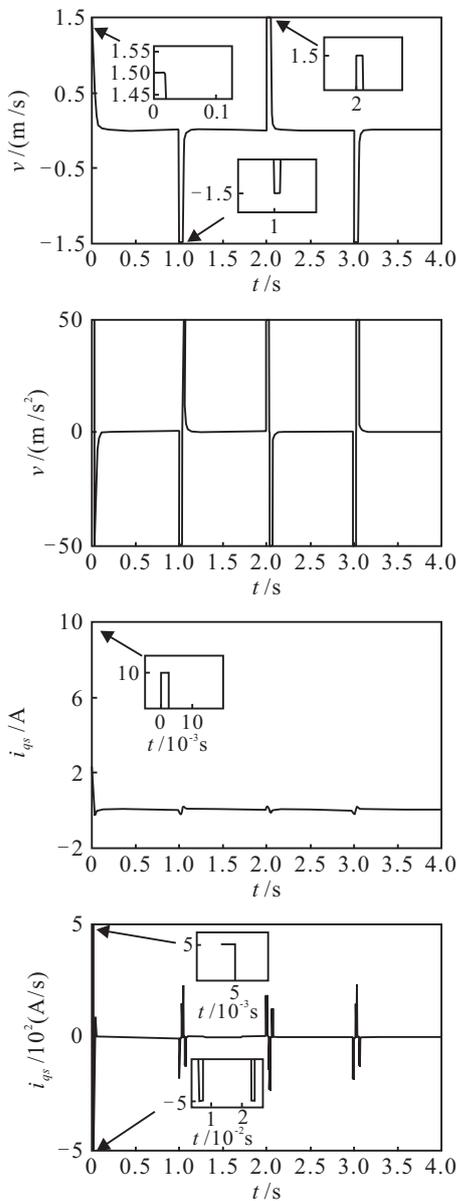


图8 指令滤波器中 v 、 \dot{v} 、 i_{qs} 、 \dot{i}_{qs} 的限幅值

由图5可以看出,CBC控制器对于模型参数 M

变化较为敏感.由图6可以发现,所设计的PACBC控制器对直线感应电机总质量变化时位置响应影响较小.对比图5与图6可以发现,所设计的PACBC更具较强的鲁棒性.

图7表示直线感应电机在周期性阶跃响应时加入周期性正弦外部扰动时的估计参数 \hat{M} 、 \hat{F} 、 $\hat{\Gamma}$.从图7中可以看出,投影自适应算法可以在线不断逼近真实值,同时自适应律可以在不断的逼近中,有效地处理直线感应电机中的参数不确定性.因此,本文所设计的控制器在直线感应电机的参数无法获得或者无法精确获得时,具有重要的应用价值.

图8给出了在周期性阶跃响应下,当周期性正弦外部扰动作用时,限幅指令滤波器对 v 、 \dot{v} 、 i_{qs} 、 \dot{i}_{qs} 的输出;图9给出了限幅指令滤波器的滤波误差补偿信号.从图中可以看出, v 、 \dot{v} 、 i_{qs} 、 \dot{i}_{qs} 分别被限幅在 $\pm 1.5 \text{ m/s}$ 、 $\pm 50 \text{ m/s}^2$ 、 $\pm 10 \text{ A}$ 、 $\pm 10 \text{ A/s}$.同时,当控制器存在输入饱和时,PACBC可以较快地退出饱和,解决了控制器饱和问题.

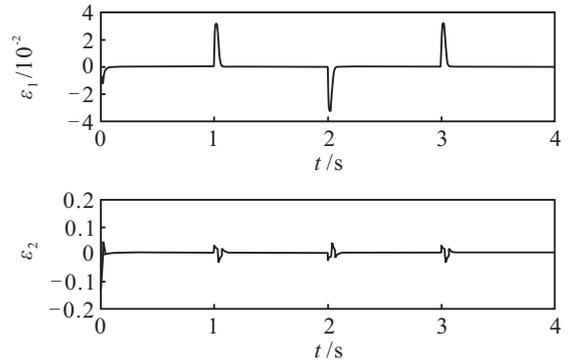


图9 限幅指令滤波器的滤波误差补偿信号

5 结论

本文对考虑边端效应的直线感应电机精确位置跟踪问题进行了研究,设计了一种投影自适应指令滤波反推控制器,处理实际应用中系统参数不确定、外部负载扰动、输入饱和的问题.首先,根据李雅普诺夫稳定性理论,设计了直线感应电机的反推控制器,并采用限幅指令滤波器处理传统反推控制中存在的计算膨胀和控制器饱和问题,同时设计补偿信号消除了指令滤波器产生的滤波误差;然后,设计了投影自适应方法估计直线感应电机中的未知参数(移动物件总质量、粘滞系数、额外负载扰动),同时投影算子保证了估计参数的有界性;最后,仿真研究表明,所设计的控制器比PID控制器具有更好的跟踪性能,比指令滤波反推控制器在承受未知扰动时具有更强的抗干扰性,在参数不确定情况下具有更强的鲁棒性,验证了所设计控制器的有效性.

参考文献(References)

- [1] Ravanji M H, Nasiri-Gheidari Z. Design optimization of a ladder secondary single-sided linear induction motor for improved performance[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2015, 30(4): 1-9.
- [2] Xu Q, Cui S, Zhang Q, et al. Research on a new accurate thrust control strategy for linear induction motor[J]. IEEE Trans on Plasma Science, 2015, 43(5): 1321-1325.
- [3] Gurol H. General atomics linear motor applications: moving towards deployment[J]. Proc of the IEEE, 2009, 97(11): 1864-1871.
- [4] Abdollahi S, Mirzayee M, Mirsalim M. Design and analysis of a fouble sided linear induction motor for transportation[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2015, 51(7): 1-7.
- [5] Boucheta A, Bousserhane I K, Hazzab A, et al. Linear induction motor control using sliding mode considering the end effects[J]. J of Electrical Engineering & Technology, 2009, 7(7) :34-45.
- [6] Boldea I, Nasar S A. Linear electric actuators and generators[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 1999, 14(3): 712-717.
- [7] Accetta A, Cirrincione M, Pucci M, et al. Neural sensorless control of linear induction motors by a full-order Luenberger observer considering the end effects[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2014, 50(3): 1891-1904.
- [8] Kang G, Nam K. Field-oriented control scheme for linear induction motor with the end effect[J]. IEE Proc Electric Power Applications, 2005, 152(6): 1565-1572.
- [9] Benmohamed F, Bousserhane I K. New MRAS secondary time constant tuning for vector control of linear induction motor considering the end-effects[J]. COMPEL, 2016, 35(5): 1685-1723.
- [10] Satvati M R, Vaez-Zade S. End-effect compensation in linear induction motor drives[J]. J of Power Electronics, 2011, 11(5): 697-703.
- [11] Campo P J, Morari M. Robust control of processes subject to saturation nonlinearities[J]. Computers & Chemical Engineering, 1990, 14(4): 343-358.
- [12] 周宏, 谭文. 线性自抗扰控制的抗饱和补偿措施[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(11): 1457-1463.
(Zhou H, Tan W. Anti-windup schemes for linear active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(11): 1457-1463.)
- [13] Kanellakopoulos I, Kokotovic P V, Morse S A. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1991, 36(11): 1241-1253.
- [14] Boucheta A, Bousserhane I K, Hazzab A, et al. Adaptive backstepping controller for linear induction motor position control[J]. COMPEL, 2010, 29(3): 789-810.
- [15] Chiang H H, Hsu K C, Li I H. Optimized adaptive motion control through an SoPC implementation for linear induction motor drives[J]. IEEE/ASME Trans on Mechatronics, 2015, 20(1): 348-360.
- [16] Xu L, Yao B. Output feedback adaptive robust precision motion control of linear motors[J]. Automatica, 2001, 37(7): 1029-1039.
- [17] 武宪青, 何熊熊. 欠驱动RTAC系统的自适应耦合控制器设计[J]. 自动化学报, 2015, 41(5): 1047-1052.
(Wu X Q, He X X. Adaptive coupling controller design for underactuated rtac systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(5): 1047-1052.)
- [18] 钱默抒, 姜斌, 许德智, 等. 无人姿态控系统鲁棒动态面容错控制设计[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(9):1798-1803.
(Qian M S, Jiang B, Xu D Z, et al. Robust dynamics surface fault tolerant control design for attitude control systems of UAV[J]. Systems Engineering & Electronics, 2014, 36(9): 1798-1803.)
- [19] Yang X Q, Li J, Dong Y. A novel non-singular fast terminal sliding mode control of nonlinear systems with uncertain disturbances[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(6): 772-778.
- [20] Tong S C, Li Y M, Feng G, et al. Observer-based adaptive fuzzy backstepping dynamic surface control for a class of MIMO nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 2011, 41(4): 1124-1135.
- [21] Xu D, Jiang B, Shi P. Robust NSV fault-tolerant control system design against actuator faults and control surface damage under actuator dynamics[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5919-5928.
- [22] Dong W, Farrell J A, Polycarpou M M, et al. Command filtered adaptive backstepping[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2012, 20(3): 566-580.
- [23] Jiang B, Xu D, Shi P, et al. Adaptive neural observer-based backstepping fault tolerant control for near space vehicle under control effector damage[J]. IET Control Theory & Applications, 2014, 8(9): 658-666.
- [24] Yu J, Shi P, Dong W, et al. Observer and command-filter-based adaptive fuzzy output feedback control of uncertain nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5962-5970.
- [25] 方一鸣, 石胜利, 李建雄, 等. 基于指令滤波的电液伺服系统自适应反步控制[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(9): 105-110.
(Fang Y M, Shi S L, Li J X, et al. Adaptive backstepping control for electro-hydraulic servo system with input saturation based on command filter[J]. Electric Machines & Control, 2013, 17(9): 105-110.)
- [26] Djeghali N, Ghanes M, Djennoune S, et al. Sensorless fault tolerant control for induction motors[J]. Int J of Control, Automation and Systems, 2013, 11(3): 563-576.
- [27] Ren J Q, Li Y H, Wang K. Indirect field oriented control of linear induction with end effect compensation[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2007, 22(12): 61-65.