

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.03.010

基于模型参考自适应控制的直线电机位置控制^{*}

史伟民^{1,2}, 欧阳博^{1,2}, 杨亮亮^{1,2*}, 时 军^{1,2}

(1. 浙江理工大学 浙江省现代纺织装备技术重点实验室, 浙江 杭州 310018;

2. 浙江理工大学 教育部现代纺织装备技术工程研究中心, 浙江 杭州 310018)

摘要:针对直线电机的强非线性和时变特性,采用模型参考自适应控制(MRAC)方法对SISO直线电机闭环位置控制器进行了研究。利用偶极子对消建立了简化的永磁直线电机二阶数学模型,提出了基于局部参数最优化的MIT(梯度)方案和全局稳定性理论的Lyapunov方案下的二阶直线电机位置模型参考自适应控制器,并对自适应控制器下的直线电机闭环系统稳定性进行了分析研究。在相同的前馈加反馈的控制器下,对这两种方案下的实验结果进行了对比分析。研究表明,基于Lyapunov第二方法设计的二阶控制器比MIT方法下的二阶控制器更能实现对三阶点到点轨迹输入信号的快速响应和跟踪,证实了直线电机位置自适应控制的有效性。

关键词:模型参考自适应;直线电机位置控制;MIT;李雅普诺夫

中图分类号:TH39;TM359.5;TP391

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2017)03-0260-07

Permanent magnet linear motor position control based on model reference adaptive control

SHI Wei-min^{1,2}, OUYANG Bo^{1,2}, YANG Liang-liang^{1,2}, SHI Jun^{1,2}

(1. Zhejiang Provincial Key Lab of Modern Textile Machinery & Technology, Zhejiang Sci-Tech University,

Hangzhou 310018, China; 2. The Research Center of Modern Textile Machinery Technology of The

Ministry of Education, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Aiming at strongly nonlinear and time-variant characteristics of the permanent magnet linear motor (PMLSM), model reference adaptive control methods are applied to design closed-loop position controllers for the SISO non-linear PMLSM system. A simplified mathematical model of PMLSM was established by using dipole cancellation method and PMLSM position second-order adaptive controller was forward, which based on local parameter optimization MIT method (gradient) and global stability theory Lyapunov scheme. Then the stability of the permanent magnet linear motor closed-loop system under the adaptive controller was analyzed. Under the same feed-forward and feedback controller, the results indicate that the second-order controller based on Lyapunov second method is better than the controller in the MIT method and respond rapidly and track perfectly the input third-order point trajectory signal, which confirmed the validity of position adaptive control on the PMLSM.

Key words: model reference adaptive control(MRAC); permanent magnet linear motor position control; MIT; Lyapunov

0 引 言

模型参考自适应控制系统具有自适应能力,能

辨识由于外界环境或系统本身特征变化,并自动修正系统有关参数或控制作用,使系统性能达到最优状态,因而得到了广泛的应用。随着在工业上对直

收稿日期:2016-09-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51305404)

作者简介:史伟民(1965-),男,浙江宁波人,教授级高级工程师,教授,博士生导师,主要从事纺织机械机电控制技术、轻工皮革机械机电控制技术方面的研究。E-mail:swm@zstu.edu.cn

通信联系人:杨亮亮,男,硕士生导师,副教授。E-mail:yangliang.Liang@2stu.edu.cn

线电机位置精度要求的不断提高,要求直线伺服系统在参数不断变化的条件下保持恒定的性能,需要不断地改变直线电机控制器^[1]。而永磁直线电机是一个具有明显非线性特性的时变系统^[2],因此传统固定参数的PID线性控制器在直线电机参数变化时将导致其动态性能恶化,不能满足速度和位置精度要求^[3]。

针对直线电机的非线性时变特性,研究者提出了多种控制策略如模型参考自适应控制(MRAC)、PID自整定控制、双重控制等,取得了良好的效果。文献[4]利用MIT自适应法则设计了MIMO伺服电机非线性控制器,其具有获得参考模型方法精简的特点,该文献虽然通过仿真实验确定控制器参数,但没有给出采用MIT方法后系统的稳定性分析。文献[5]讨论了现有前馈增益加线性反馈控制器结构下,未建模动态性能和有界扰动对闭环系统稳定的影响,提出了修改的MRAC控制结构用于直流伺服电机的位置控制,该控制结构在线性控制器中增加误差补偿传递函数,用以补偿确定性等价设计产生的误差。与原标准的MRAC控制结构相比,能够提高对方波信号的跟踪性能,同时瞬态性能具有较大幅度提高,但是该控制结构直接用于具有高频响特性的直线电机时无法充分发挥直线电机的高速性能。文献[6]将改进的MRAC与经典控制的PID算法、延时控制算法进行比较,保留了Lyapunov稳定性特征和达到了误差轨迹渐进收敛的效果,但论文没有给出直流伺服电机闭环模型降阶的理论推导过程,其模型降阶方法不具有普遍性。文献[7]提出了一种PMSM磁场定向控制的自适应速度控制器,基于最小控制综合(MCS)算法,直接通过经验获取增益PI控制器参数,并未给出其参数的确定方法。文献[8]介绍一种永磁异步电机自适应PID速度控制方案,控制器由补偿非线性因素的解耦项、自动调整增益的PID项和确保系统稳定性的监视器组成,不同于离线PID控制器,它是基于梯度下降自适应整定规律来在线调整控制增益。尽管控制效果理想,但仅控制器增益需要自适应调节的参数就达到5个,加大了调试难度。

针对上述问题,本研究利用MRAC方法设计永磁直线电机位置闭环控制器。

1 永磁直线同步电机模型

永磁直线同步电机的数学模型与永磁旋转同步电机的数学模型基本相同。有铁芯的无刷直线电机由永磁定子、动子线圈、直线编码器等组成。直线电机惯性

负载的动态方程描述如下:

$$M \ddot{x}_L = F_m - B \dot{x}_L + f_{\text{friction}}(\dot{x}_L) + f_{\text{dis}}(t, x_L, \dot{x}_L) \quad (1)$$

式中: x_L —惯性载荷的相对位移, M —惯性载荷质量与动子线圈质量之和, F_m —直线电机的总电磁推力, B —阻尼系数, f_{friction} —静摩擦和库仑摩擦力之和, f_{dis} —外部干扰力^[9]。

为了简化数学模型将 f_{friction} 考虑成静摩擦力,并将 $f_{\text{friction}}(\dot{x}_L) + f_{\text{dis}}(t, x_L, \dot{x}_L)$ 用与直线电机电磁推力的外部阻力和 f 代替,则上式简化为:

$$M \ddot{x}_L = F_m - B \dot{x}_L + f \quad (2)$$

描述输入的控制电压与产生的电磁推力 F_m 关系的式子如下:

$$\begin{cases} F_m = K_f i \\ L \frac{d}{dt} i + iR + KE \dot{x}_L = u \end{cases} \quad (3)$$

式中: K_f —推力常数, i —直线电机电流大小, L —初级每相电感(自感与互感之和), R —初级每相电阻, KE —感应电动势系数。

本研究把齿槽力和推力波动当作直线电机运动位置的外部扰动来考虑,将引入位置轨迹误差。在高速时,齿槽力和推力波动属于高频扰动,通常由系统惯性过滤掉;在低速时,如启动和停止,非线性齿槽力和推力波动较大对电磁力大小对应的位移精度将产生明显的影响。

将式(2)拉式变换,整理后得:

$$F_m = Mx_L s^2 + Bx_L s + f \quad (4)$$

若不考虑外部阻力和 f 的影响,得到位移 x_L 与推力 F_m 的传递函数:

$$G_F(s) = \frac{x_L}{F_m} = \frac{A}{Ms^2 + Bs} \quad (5)$$

将上式变换为首一多项式形式得到:

$$G_F(s) = \frac{A}{Ms^2 + Bs} = \frac{b}{s^2 + as} \quad (6)$$

由遗忘因子递推最小二乘法辨识方法,得到 $B = 7, M = 12.7$ 。

实际的直线电机驱动器往往有一个电流环,其中电流环中的ACR(automatic current regulator)的参数往往是固定不可调节的。本研究在 $G_F(s)$ 传递函数前加一个传统PID调节器,代替实际直线电机控制中的电流环、速度环等,构建一个系统位置闭环控制器。

将 x_L 对 F_m 的传递函数 $G_F(s)$ 加上一个PID控制后,形成负反馈调节输出。PID控制器结构如下:

$$H_{pid}(s) = K_p * \left\{ 1 + \frac{2 * \pi * f_i}{s} + \frac{s}{2 * \pi * f_d} \right\} \quad (7)$$

式中: K_p —比例增益, N/m ; f_i —积分频率, Hz ; f_d —微分频率, Hz 。

输入位置轨迹 y_r 对输出位置 y_m 的闭环传递函数为:

$$G_0(s) = \frac{y_m}{y_r} = \frac{G_F(s)H_{pid}(s)}{1 + G_F(s)H_{pid}(s)} \quad (8)$$

其中: PID 控制器的参数给定为:

$$K_p = 550\,000,$$

$$f_i = 10, f_d = 50,$$

$$G_0(s) = \frac{5\,500s^2 + 550\,000\pi s + 11\,000\,000\pi^2}{12.7s^3 + (7\pi + 5\,500)s^2 + 550\,000\pi s + 11\,000\,000\pi^2} \quad (9)$$

上述闭环传递函数是一个三阶传递函数,其零点 $z = -86.8$,极点 $p_1 = -79.24$ 对消偶极子后,得到二阶传递函数为:

$$G_0(s) = \frac{4.41 \times 10^{-3}s + 1}{9.26946 \times 10^{-6}s^2 + 3.29585 \times 10^{-3}s + 1} \quad (10)$$

验证 1: 式(9) 三阶闭环传递函数与式(10) 对消偶极子后的二阶传递函数的 bode 图进行对比,如图 1 所示。

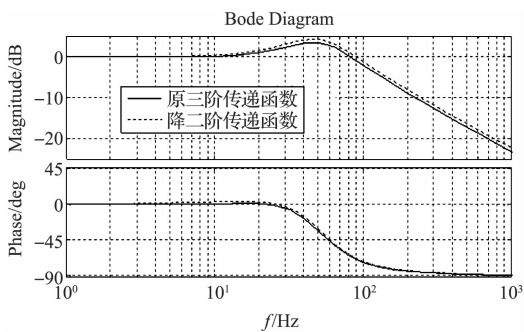


图 1 降阶前后传递函数 bode 图

式(10) 传递函数 $G_0(s)$ 加入低通滤波环节 $F_0(s) = 1/(as + b)$ 后,得到直线电机理想轨迹闭环传递函数,即:

$$G_m(s) = G_0(s)F_0(s) \quad (11)$$

$$G_m(s) = \frac{y_m}{y_r} = \frac{k_0}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}}$$

2 模型参考自适应控制

模型参考自适应控制系统的建立和其他大多数自适应控制系统一样,运用“确定性等价原则”。设计自适应控制系统一般分为两个步骤:第一在假设对象的参数已知的条件下,设计控制器;第二,采用合理的识别方案来估计未知参数。尽管其设计原则简单明了,接

近理想性能,但是不能保证达到满意的瞬态性能,因为:

(1) 运用确定性等价原则,通过模型辨识方案给出的模型,与确定性等价原则本身好坏无关;

(2) 瞬态性能不可避免的依赖估计的精度,因为误差在识别的过程中将传递到设计中,影响系统的闭环性能;

(3) 仅使用本研究提出的自适应算法,在估计过程中总会存在误差,瞬态阶段存在不确定性;

(4) 基于稳定性和鲁棒性的考虑,自适应增益通常选择较小。因此通过识别方案获得的良好模型,它往往是来不及用来得到令人满意的瞬态性能^[5]。

2.1 MIT 法则(MIT rule)

直线电机位置闭环模型,假设设计目标是通过实时动态调整自适应参数,使被控对象输出与参考模型输出之差为零。设 e 代表误差, θ 代表参数,引入准则:

$$J(\theta) = \frac{1}{2}e^2 \quad (12)$$

使其误差函数最小化,沿着 J 的负梯度方向对 θ (控制器的调整参数) 求导(梯度寻优),得到:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (13)$$

如果参数变化速度比系统其他变量的变化速度慢得多,则可把 θ 视为常数,进而算出导数 $\partial e / \partial \theta$,导数 $\partial e / \partial \theta$ 也称之为系统的灵敏度导数。式(13) 调整律也适合可用于多个可调参数的情况,这时变量 θ 为向量, $\partial e / \partial \theta$ 为误差对于参数的梯度^[10]。把直线电机实际测得(被控对象)的位置输出(y) 和参考模型理想位置输出(y_m) 比较得到误差函数:

$$e = y - y_m \quad (14)$$

模型参考自适应控制方案,就是使误差函数最小化,进而改善整体输出。假设直线电机位置闭环模型为如下二阶系统:

$$\frac{d^2 y}{dt^2} = -a_1 \left(\frac{dy}{dt} \right) - a_0 y + k_v u_c \quad (15)$$

式中: y —对象的输出, u_c —控制器输出。

理想位置轨迹输出传递函数为参考模型^[11],如下:

$$\frac{d^2 y_m}{dt^2} = -a_{m1} \left(\frac{dy_m}{dt} \right) - a_{m0} y_m + k_0 y_r \quad (16)$$

参考模型的动态方程为:

$$\ddot{y}_m + a_{m1} \dot{y}_m + a_{m0} y_m = k_0 u \quad (17)$$

整个控制器采用 k_c 前馈增益加 F_c 速度反馈控制器结构,反馈控制器传递函数为 $F_c = f_1 s + f_0$ 。自适应系统框图如图 2 所示。

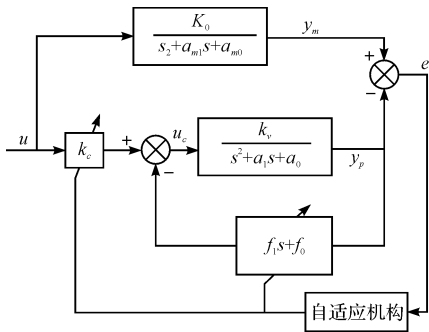


图2 自适应系统框图

控制器结构如下:

$$u_c = k_c(t)u(t) + F_c(t)y_p$$

即:

$$u_c = k_c u - f_1 \dot{y}_p - f_0 y_p \quad (18)$$

其可调系统的动态方程为:

$$\ddot{y}_p + a_{p1} \dot{y}_p + a_{p0} y_p = k_c k_v u \quad (19)$$

其中: $a_{p1} = a_1 + f_1 k_v$, $a_{p0} = a_0 + f_0 k_v$ 。

此时回路的基本传递函数为:

$$G_{p0}(s) = \frac{y_p}{u} = \frac{k_c k_v}{s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v)} \quad (20)$$

基本回路的可调增益为:

$$\begin{aligned} k_c &= \lambda_1 \int_0^t e(t) \frac{\partial y_p}{\partial k_c} dt; \\ f_1 &= -\lambda_2 \int_0^t e(t) \frac{\partial y_p}{\partial f_1} dt; \\ f_0 &= -\lambda_3 \int_0^t e(t) \frac{\partial y_p}{\partial f_0} dt \end{aligned} \quad (21)$$

上述方程中的灵敏度函数分别可以经过相应的求导和近似得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial y_p}{\partial k_c} &= \frac{\partial [G_{p0}(s)u]}{\partial k_c} = \\ &= \frac{k_v}{s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v)} u = \frac{y_p}{k_c} \end{aligned} \quad (22)$$

假设如下近似:

$$s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v) \approx s^2 + a_{m1}s + a_{m0} \quad (23)$$

则式(22)可以写成:

$$\frac{\partial y_p}{\partial k_c} \approx \frac{k_v}{k_0} y_m \quad (24)$$

类似可以得到:

$$\frac{\partial y_p}{\partial f_1} = \frac{\partial [G_{p0}(s)u]}{\partial f_1} =$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{k_c k_v^2 s}{[s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v)]^2} u = \\ &= -\frac{k_v s}{[s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v)]^2} y_p \approx \\ &= -\frac{k_v s}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}} y_p = \\ &= -G_m(s) \frac{k_v s}{k_0} y_p \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial y_p}{\partial f_0} &= \frac{\partial [G_{p0}(s)u]}{\partial f_0} = \\ &= -\frac{k_c k_v^2}{[s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v)]^2} u = \\ &= -\frac{k_v}{s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v)} y_p \approx \\ &= -\frac{k_v}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}} y_p = \\ &= -G_m(s) \frac{k_v}{k_0} y_p \end{aligned} \quad (26)$$

由式(24 ~ 26)得自适应控制律为:

$$\begin{aligned} k_c &= \lambda_1 \int_0^t e(t) y_m; \\ f_1 &= -\lambda_2 \int_0^t e(t) s G_m(s) y_p dt; \\ f_0 &= -\lambda_3 \int_0^t e(t) G_m(s) y_p dt. \end{aligned} \quad (27)$$

2.2 MIT 法则系统的稳定性分析

根据模型和被控对象传递函数可得系统开环广义误差方程为:

$$\begin{aligned} \frac{E(s)}{U(s)} &= \frac{K_0}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}} - \frac{k_c k_v}{s^2 + (a_1 + f_1 k_v)s + (a_0 + f_0 k_v)} \\ &\approx \frac{k_0 - k_c k_v}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}} \end{aligned} \quad (28)$$

即:

$$\ddot{e}(t) + a_{m1} \dot{e}(t) + a_{m0} e(t) = (K_0 - k_c k_v) u(t) \quad (29)$$

当输入信号趋于稳定时,即 $u(t) = R$ 常数,式(29)对时间 t 求导得:

$$\ddot{e}(t) + a_{m1} \dot{e}(t) + a_{m0} e(t) = -k_v R k_c \quad (30)$$

因为 $k_c = \lambda_1 \int_0^t e(t) \frac{\partial y_p}{\partial k_c} dt$, 由于参考模型是稳定的, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $y_m \rightarrow \frac{k_0}{a_{m2}} R$, 即 $k_c = \lambda_1 \int_0^t e(t) \frac{\partial y_p}{\partial k_c} dt = \lambda_1 \frac{K_0}{a_{m0}} R \int_0^t e(t) dt$, 代入式(30)得:

$$\ddot{e}(t) + a_{m1} \dot{e}(t) + a_{m0} e(t) + \frac{k_0 k_v}{a_{m0}} \lambda_1 R^2 e(t) = 0 \quad (31)$$

根据劳斯稳定性判据,要使系统稳定必须满足:

$$\Delta_1 = 1 > 0$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{m1} & \frac{k_0 k_v}{a_{m0}} \lambda_1 R^2 \\ 1 & a_{m0} \end{vmatrix} > 0 \quad (32)$$

则当满足以下条件时系统稳定:

$$a_{m1} a_{m0} > \frac{k_0 k_v}{a_{m0}} \lambda_1 R^2 \text{ 即 } \lambda_1 < \frac{a_{m1} a_{m0}^2}{k_0 k_v} \frac{1}{R^2} \quad (33)$$

以上的梯度法寻优,变量值沿着梯度的方向移动,在一定的步距下, k_i 的变化量 Δk_i 将取数值为 $\Delta k_i = -\frac{\partial J}{\partial k_i} = -\lambda \int_0^t e(\tau) \frac{\partial e(\tau)}{\partial k_i} dt$, 式中 $\lambda > 0$, 若系统的步长 λ 太大,则系统的稳定性就会变差,但 λ 过小,搜索时间就会很长。因此,不同的自适应律都需要对参数进行不断寻优。当误差 e 趋近于零,参数不一定能达到他们的精准值,而是沿着最优子上下波动。这种特征是模型参考自适应系统所特有的,为了使参数收敛,输入信号必须是持续激励的。

2.3 Laypunov 第二方法(Laypunov second method)

由上述参考模型动态方程式(17),速度反馈控制律式(18)和可调系统的动态方程式(19)得广义误差信号为:

$$e = y_p - y_m \quad (34)$$

将式(17)和式(19)两式相减,可得误差方程:

$$\dot{e} + a_{m1} \dot{e} + a_{m0} e = (k_0 - k_e k_v) u + (a_{m1} - a_{p1}) \dot{y}_p + (a_{m0} - a_{p0}) y_p = \sum_{i=1}^3 X_i g_i \quad (35)$$

其中:

$$X_1 = k_0 - k_e k_v, g_1 = u \quad (36)$$

$$X_2 = a_{m1} - a_{p1} = a_{m1} - b_1 - f_1 k_v, g_2 = \dot{y}_p \quad (37)$$

$$X_3 = a_{m0} - a_{p0} = a_{m0} - a_{p0} = a_{m0} - b_0 - f_0 k_v, g_3 = y_p \quad (38)$$

要求 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, 为此,可构建李雅普诺夫函数为:

$$V = e^2 + \sum_{i=1}^3 \frac{1}{B_i} (X_i + C_i \dot{e} g_i)^2 + a_{m0} e^2 \quad (39)$$

式中: B_i, C_i —正的待定系数。

则式(39)是正定的。对 V 求导可得:

$$\dot{V} = 2 \dot{e} \dot{e} + 2 \sum_{i=1}^3 \frac{1}{B_i} (X_i + C_i \dot{e} g_i)$$

$$\left[X_i + C_i \frac{d}{dt} (\dot{e} g_i) \right] + 2 a_{m0} e \dot{e} \quad (40)$$

由误差方程(35)求出:

$$\ddot{e} = \sum_{i=1}^3 X_i g_i - a_{m1} \dot{e} - a_{m0} e$$

代入式(40)中,并令:

$$X_i = -B_i \dot{e} g_i - C_i \frac{d}{dt} (\dot{e} g_i) \quad (41)$$

则式(40)可以化为:

$$V = -2 a_{m0} \dot{e}^2 - 2 \sum_{i=1}^3 C_i (\dot{e} g_i)^2 \quad (42)$$

由式(42)可判定出 V 为负定。

所以系统是在大范围内渐进稳定的。把 X_i 代入 X_i 表达式中,则自适应控制律为:

$$K_c = B'_i \int \dot{e} u dt + C'_i \dot{e} u + K_{c0} \quad (43)$$

$$f_1 = - (B'_2 \int \dot{e} \dot{y}_p dt + C'_2 \dot{e} \dot{y}_p) + f_{10} \quad (44)$$

$$f_0 = - (B'_3 \int \dot{e} y_p dt + C'_3 \dot{e} y_p) + f_{00} \quad (45)$$

式中: $B'_i = B_i/k_v, C'_i = C_i/k_v (i = 1, 2, 3)$ 。

选取 K_{c0}, a_{c10}, a_{c00} , 使得 $V(0, 0) = 0$, 得:

$$V(e, t)_{t=0}^{e=0} = \dot{e}^2 + \sum_{i=1}^3 \frac{1}{B_i} (X_i + C_i \dot{e} g_i)^2 + a_{m0} e^2 |_{e=0} = 0 \quad (46)$$

上式 $\dot{e}_{t=0} = 0$, 故有 $X_{i=0}$, 即 $X_{10} = X_{20} = X_{30} = 0$, 得:

$$K_{c0} = K_0/K_{c0} \quad (47)$$

$$f_{10} = (a_{m1} - b_{10})/K_{c0} \quad (48)$$

$$f_{00} = (a_{m0} - b_{00})/K_{c0} \quad (49)$$

3 仿真实验

为验证算法的有效性,本研究采用式(15)的伺服系统模型作为仿真对象,在 Matlab 仿真环境下,以直线电机位置轨迹跟踪性能的快速响应为研究目标,采用 MIT 方法和 Lyapunov 方法得到控制器的有效性进行仿真验证。为了更贴切实际直线电机运动性能要求,采用三阶点对点的位置规划位置^[12]作为输入,输入轨迹参数如表 1 所示。

表 1 输入轨迹参数

轨迹参数	变量名	参数值
位移/m	u	0.35
速度/(m·s ⁻¹)	V	0.60
加速度/(m·s ⁻²)	acc	8
加加速度/(m·s ⁻³)	jerk	600
采样频率/s	Ts	0.000 5

三阶点对点的位置规划位置曲线^[12-13]如图 3 所示。

由式(11)参考模型和式(15)被控对象得:

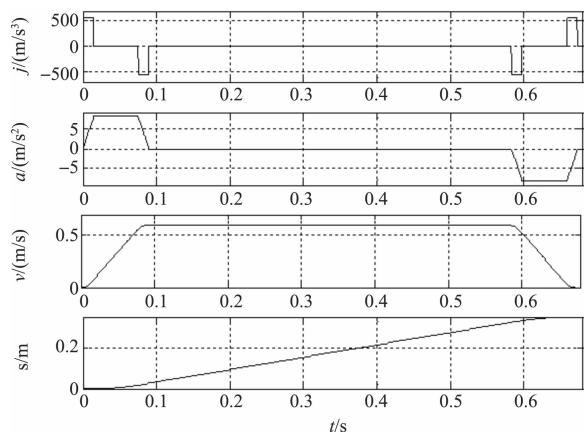


图3 输入位置信号

$$G_m = \frac{K_0}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}}$$

(50)

$$G(s) = \frac{k_v}{s^2 + a_1s + a_0}$$

(51)

参考模型和被控对象参数如表 2 所示。

表 2 参考模型和被控对象参数

项目	参数
参考模型参数	(K_0, a_{m1}, a_{m0})
被控对象参数	(K_v, a_1, a_0)
控制器参数	(K_c, f_1, f_0)
MIT 控制器参数	$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$
Lyapunov 控制器参数 $(B'_1, B'_2, B'_3, C'_1, C'_2, C'_3)$	(K_{e0}, f_{10}, f_{00})

参考模型和被控对象参数值如表 3 所示。

表 3 参考模型和被控对象参数值

参考模型	被控对象
1 000 000/9.269 46	1/12.7
3 295.85/9.269 46	7/12.7
1 000 000/9.269 46	1/12.7

其中,被控对象参数值由直线电机本身特性和基于遗忘因子递推最小二乘法辨识得到。

3.1 MIT 方法仿真

MIT 方法在寻找自适应规律的过程中,根据目标函数收敛到零,没有直接考虑到系统的稳定性。在后期根据经典控制理论中的劳斯稳定性判据限定增益参数 $\lambda_i(i = 1,2,3)$ 的值,并确保系统的稳定性,输入 $u \in [0,0.35\text{ m}]$ 。在初始阶段 MIT 控制器的增益参数估计值如表 4 所示。

表 4 控制器增益参数估计值

增益参数	估计值
λ_1	-91 600 000
λ_2	8 000 000
λ_3	-540 000

经过多次迭代实验调整增益参数得到被控对象

与参考模型输出,如图 4 所示。

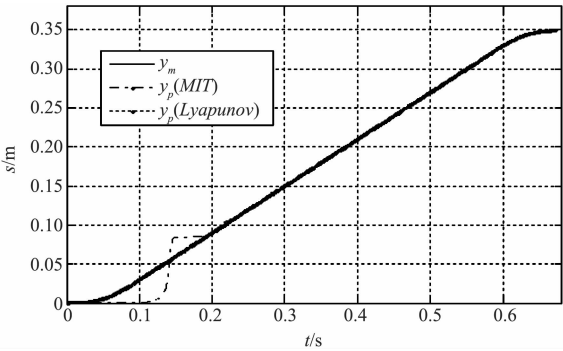


图 4 参考模型输出(y_m) 被控对象输出(y_p)

在进行增益参数 $\lambda_i(i = 1,2,3)$ 调试的过程中,增益参数选的过大,将不能满足式(33) 条件,增益选择过小则自适应速度较慢,所以是一个反复调试的过程,从图 5 误差曲线看出初始阶段存在较大误差,然后逐渐收敛(0.2 s 后直线电机位置精度达,最后误差在 0.1 mm)。

3.2 Lyapunov 方法仿真

本研究构建与误差相关的 Lyapunov 方程,由式(39) 证明方程是正定的,由式(42) 证明方程是负定的,即系统在大范围即系统在大范围下是稳定的。由初始条件 $V(0,0) = 0$ 得式(47 ~ 49),求得控制器参数的初始值。

初始值与由参数寻优来确定其他参数值如表 5 所示。

表 5 控制器增益参数初值和估计值

参数	参数值
$[K_{e0}, f_{10}, f_{00}]$	$[1\ 370\ 000, 4\ 500, 1\ 370\ 000]$
$[B'_1, B'_2, B'_3]$	$[90\ 000, 6\ 000, 180\ 000]$
$[C'_1, C'_2, C'_3]$	$[-200, 400, 2\ 000]$

由图 5 和图 6 表明,Lyapunov 方法得到的误差随着输入轨迹信号加速度的变化在微米范围波动,其控制其参数 K_c, f_0, f_1 趋于常值。

在同种控制器结构、输入相同的位置轨迹下,经仿真对比分析发现在 MIT 方法下运用不同的控制律如式(18),得出不同的自适应调整规律,在对增益参数寻找最优值时需要经验指导,是一个反复过程,整体稳定性受输入信号 u ,特别是增益系数值影响较大,参数寻优需要一定的搜索时间,自适应速度也较慢。

Lyapunov 方法的自适应算法在参考模型与被控对象输出方面可以得到比较满意的误差效果,但是前提是参考模型状态完全可知,而且自适应律式(43 ~ 45)受控制器初值依赖较大。被控对象相对于参考模型输出位置误差如图 5 所示。

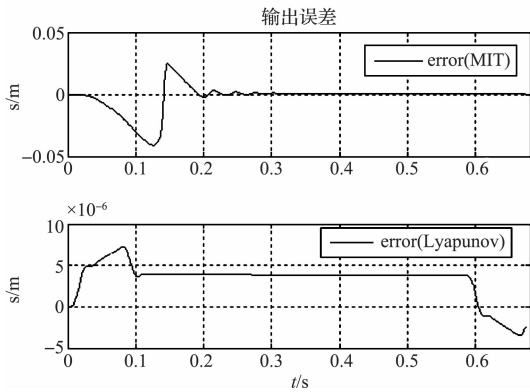


图 5 输出误差

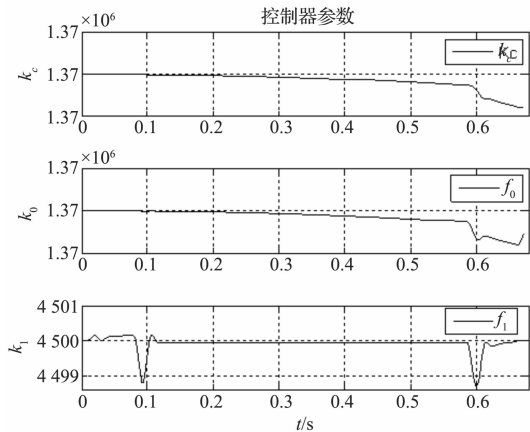


图 6 控制器参数

4 结束语

本研究建立了永磁电机模型,并对其进行了合理的降阶处理,在此基础上采用模型参考自适应控制原始的局部参数最优化的 MIT(梯度)方案和全局稳定性理论的 Lyapunov 方案设计永磁同步直线电机位置控制器。

仿真实验证明了其控制的有效性,其中 Lyapunov 方法相较于 MIT 方法设计的直线电机位置控制器,能够获得更小的超调量和更短的调节时间,具有更好的控制性能,达到了直线电机对位置信号快速响应的要求和较高位置精度的要求。

参考文献 (References):

[1] AZIZUR R M, MAHINDA V D, NASIR U M. et al. Non-linear control of interior permanent magnet synchronous motor[J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2003,39(2):408-416.

[2] ZHANG X, SUN L, ZHAO K. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. **IEEE Transaction on Power, Electronics**, 2013, 28(3):1358-1365.

[3] KIAM HEONG ANG, CHONG G. LI Yun. PID control system analysis, design, and technology[J]. **IEEE Transaction on Control Systems Technology**, 2005, 13(4):559-576.

[4] EHSANI M S. Adaptive control of servo motor by MRAC method[C]. **Vehicle Power and Propulsion Conference**, New York:IEEE, 2007.

[5] SUN JING. A modified model reference adaptive control scheme for improved transient performance[J]. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1993, 38(8):1255-1259.

[6] BENJELLOUN K, MECHLIH H, BOUKAS E K A modified model reference adaptive control algorithm for DC servo motor[J]. **Second IEEE Conference on Control Application**, 1993(2):941-946.

[7] KWON C J, HAN W Y, LEE C G. Speed Control of PMSM using a robust adaptive controller[C]. **Proceedings of the 40th SICE Annual Conference**, New York:IEEE, 2001.

[8] JUNG J W, LEU V Q, DO T D, et al. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives[J]. **IEEE Transactions on Powerelectronics**, 2015, 30(2):900-908.

[9] YAO BIN, XU LI. Adaptive robust motion control of linear motors for precision manufacturing[J]. **Mechatronics Elaevier**, 2002, 12(4):595-616.

[10] ÅSTORÖM K J, WITTENMARK B. Adaptive Control ed [M]. Boston: Addison Wesley Publishing Company, 1995.

[11] PANKAJ S. Comparative analysis of MIT rule and lyapunov rule in model reference adaptive control[J]. **Innovative Systems Design and Engineering**, 2011, 2(4):154-163.

[12] 叶百胜, 张立强. 小线段 S 型加减速方式调整衔接算法[J]. **轻工机械**, 2016, 34(3):34-38.

[13] 杨亮亮, 许守金, 史伟民, 等. 基于牛顿迭代的 S 形加减速时间算法研究[J]. **中国机械工程**, 2015, 26(7):912-916.

[编辑:张 豪]

本文引用格式:

史伟民, 欧阳博, 杨亮亮, 等. 基于模型参考自适应控制的直线电机位置控制[J]. **机电工程**, 2017, 34(3):260-266.

SHI Wei-min, OUYANGBo, YANG Liang-liang, et al. Permanent magnet linear motor position control based on model reference adaptive control[J]. **Journal of Mechanical & Electrical Engineering**, 2017, 34(3):260-266.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>