

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190667

基于增量模型的永磁同步直线电机鲁棒预测电流控制

王金兵, 沈艳霞

(江南大学物联网技术应用教育部工程研究中心, 江苏 无锡 214122)

摘要: 为了解决永磁同步直线电机预测电流控制对电机参数的依赖, 提出一种鲁棒增量式预测电流控制算法。通过建立永磁同步直线电机增量式预测模型来克服电机磁链变化的影响, 并详细分析了增量预测模型对电机参数敏感性。为提高电流带宽, 对增量式预测电流控制进行一拍延时补偿。针对电感不匹配引起的电流预测误差, 提出一种新型滑模观测器来观测电压扰动值并将扰动前馈补偿, 从而实现精准电流控制。实验结果表明所提方案可有效地提高系统鲁棒性, 具有较好的效果。

关键词: 永磁同步直线电机; 鲁棒预测电流控制; 增量预测模型; 延时补偿; 扰动观测器

Robust predictive current control for a permanent magnet synchronous linear motor based on an incremental model

WANG Jinbing, SHEN Yanxia

(Engineering Research Center of Internet of Things Technology Applications Ministry of Education, Wuxi 214122, China)

Abstract: A robust incremental predictive current control algorithm is proposed to solve the dependence on motor parameters of the predicted current control for the permanent magnet synchronous linear motor. An incremental prediction model of the PMSLM is established to overcome the influence of the motor flux linkage variation, and the sensitivity of the incremental prediction model to the motor parameters is analyzed in detail. In order to improve the current bandwidth, one-shot delay compensation is performed for the incremental predictive current control. Considering the prediction error caused by the inductance mismatch, a new sliding mode observer is proposed to observe the voltage disturbance value. It is used as feedforward compensation, which can achieve precise current control. The experimental result shows that the proposed algorithm can effectively improve the robustness of the system and has a good effect.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61573167) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (No. JUSRP51510).

Key words: PMSLM; robust predictive current controller; incremental predictive model; delay compensation; disturbance observer

0 引言

永磁同步直线电机(PMSLM)机械损耗小, 推力密度大, 动态响应快^[1], 已被广泛应用于半导体制造设备和计算机数控机床等精密应用领域^[2]。但是, 与旋转电机相比, 参数不确定和外界干扰的影响会直接作用到负载上, 从而使得电流动态响应, 速度平滑度和位置跟踪精度恶化, 外部干扰也可能引起机械振动和噪声^[3]。

此时, 动态响应快, 控制精度高的电流调节方法对于克服这些缺点十分重要。直接推力控制策略曾经引起学者的广泛关注, 但是它固有的高推力波动限制了它在高精度领域的应用^[4-5]。传统的PI控制具有零静态电流误差和固定开关频率的优越性能^[6-7], 但是对于非线性, 多变量和强耦合的PMSLM控制系统, PI控制器很难达到满意的瞬态响应^[8]。滞环控制动态响应快, 鲁棒性强, 但开关频率不固定且电流纹波大^[9]。预测电流控制通过电机模型预测未来周期的电流变化, 可明显提高系统的暂态和稳态性能, 因此成为近年来研究的热点^[10-11]。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61573167); 中央高校基本科研业务费专项资金资助(JUSRP51510)

预测电流控制根据其调制方式不同可分为有限控制集模型预测电流控制和死区预测电流控制^[12]。其中死区预测电流控制也称 PWM 预测电流控制，与有限控制集模型预测电流控制相比，其开关频率固定且可以保证系统的快速动态响应能力和低电流脉动^[13]。由于预测电流控制基于电机模型，因此需依赖电机参数^[14]。而电机在实际运行中参数会受温度和环境的影响而发生改变，从而导致电流出现静差或振荡。

为解决参数不匹配引起的电流误差问题，中外学者提出很多解决方案。参数不匹配带来的影响可看成总扰动，通过干扰观测器观测出系统扰动，从而提高系统的动态性能并消除电流误差^[15-17]。文献[15]构建了内模干扰观测器来对 PWM 预测电流控制进行实时补偿，有效提高了电流控制的快速性和鲁棒性。文献[16]将总扰动作为扩张状态，设计了一个扩张状态观测器来估测系统扰动，从而消除电流误差提高系统鲁棒性。为了消除低阶滑模控制的抖动问题，文献[17]在预测电流控制的基础上设计了一个高阶滑模观测器来观测系统扰动，对参考电压进行实时补偿，从而实现电流的精准控制。文献[18-20]采用参数辨识方法来在线更新预测电流控制器中的电机参数。文献[18]为了解决 PWM 预测电流控制的参数灵敏度问题，在控制结构中提出了一种新的自适应自整定负载模型，可以实时估计负载参数。文献[19]通过 dq 轴电流反馈来校正用于预测电流控制的参数，消除了由参数不匹配引起的电流静差问题。文献[20]提出了一种鲁棒电流控制方法，通过在线电感识别来消除由电机电感变化导致的电流振荡，但是并没有考虑由磁链不匹配导致的电流静差。文献[21]将离散时间积分项加到预测电流控制算法中，从而可以通过简单的结构改变来提高算法对电机参数变化的鲁棒性。

针对电机参数变化的影响，本文提出一种鲁棒增量式预测电流控制算法。建立永磁同步直电机的增量预测模型来消除磁链变化的影响，同时对增量预测模型进行一拍延时补偿。详细分析增量预测模型中电阻、电感参数不匹配对预测性能的影响，分析表明电感不匹配是导致预测误差的关键因素，电阻不匹配的影响可以忽略。因此又构建新型滑模观测器来观测电感不匹配造成的电压扰动，并对指令电压进行前馈补偿。最后通过实验证明所提方案可有效提高系统鲁棒性。

1 永磁同步直线电机模型

永磁同步直线电机在 dq 坐标系下的动态模型为^[22]

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \frac{\pi v}{\tau}i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \frac{\pi v}{\tau}i_d + \frac{1}{L}u_q - \frac{\pi v}{L\tau}\psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中： u_d 、 u_q 表示 dq 轴电压； i_d 、 i_q 表示 dq 轴电流； R 表示定子电阻； L 表示定子电感； ψ_f 表示永磁体磁链； τ 表示极距。本文采用表贴式永磁同步直线电机， $L = L_d = L_q$ ，其中 L_d 表示直轴电感， L_q 表示交轴电感。

由于控制系统的采样周期足够小，式(1)可以通过一阶泰勒级数展开来表示成永磁同步直线电机离散时间模型：

$$\begin{cases} i_d(k+1) = (1 - \frac{T_s R}{L})i_d(k) + \\ \quad T_s \frac{\pi v(k)}{\tau}i_q(k) + \frac{T_s}{L}u_d(k) \\ i_q(k+1) = (1 - \frac{T_s R}{L})i_q(k) - T_s \frac{\pi v(k)}{\tau}i_d(k) + \\ \quad \frac{T_s}{L}u_q(k) - \frac{T_s \pi v(k)}{L \tau}\psi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中： T_s 表示采样周期； k 表示离散采样时刻。

将式(2)进行移项，可得离散电压方程。

$$\begin{cases} u_d(k) = Ri_d(k) + L \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} - \frac{\pi v(k)}{\tau}Li_q(k) \\ u_q(k) = Ri_q(k) + L \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} + \\ \quad \frac{\pi v(k)}{\tau}Li_d(k) + \frac{\pi v(k)}{\tau}\psi_f \end{cases} \quad (3)$$

2 预测电流控制

2.1 增量式预测模型

PWM 预测电流控制的目的是将电压指令信号通过 SVPWM 调制转变成开关信号施加于逆变器上，驱使电机在一个采样周期后实际电流跟踪上指令电流。假设 dq 轴指令电流分别为 $i_d^*(k+1)$ 、 $i_q^*(k+1)$ ，令 $i_d^*(k+1) = i_d(k+1)$ 、 $i_q^*(k+1) = i_q(k+1)$ ，结合式(3)可得传统预测电流控制模型，如式(4)所示。

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d^*(k) = Ri_d(k) + L \frac{i_d^*(k+1) - i_d(k)}{T_s} - \\ \quad \frac{\pi v(k)}{\tau} Li_q(k) \\ u_q^*(k) = Ri_q(k) + L \frac{i_q^*(k+1) - i_q(k)}{T_s} + \\ \quad \frac{\pi v(k)}{\tau} Li_d(k) + \frac{\pi v(k)}{\tau} \psi_f \end{array} \right. \quad (4)$$

可见电机参数不匹配会导致电流预测误差, 影响预测电流控制算法的控制性能, 为此建立增量式预测模型。

第 $k+1$ 个采样周期的电流如式(2)所示, 类似地可以得到第 k 个采样周期的电流, 如式(5)所示。

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d(k) = (1 - \frac{T_s R}{L}) i_d(k-1) + \\ \quad T_s \frac{\pi v(k-1)}{\tau} i_q(k-1) + \frac{T_s}{L} u_d(k-1) \\ i_q(k) = (1 - \frac{T_s R}{L}) i_q(k-1) - T_s \frac{\pi v(k-1)}{\tau} i_d(k-1) + \\ \quad \frac{T_s}{L} u_q(k-1) - \frac{T_s}{L} \frac{\pi v(k-1)}{\tau} \psi_f \end{array} \right. \quad (5)$$

一般电机的机械时间常数远远大于电磁时间常数, 因此可以认为电机的速度在相邻两个电流采样周期内保持不变, 即 $v(k) = v(k-1)$ ^[23]。将式(2)、式(5)相减, 得到电机的增量式预测模型为

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d(k+1) = (2 - \frac{T_s R}{L}) i_d(k) + (1 - \frac{T_s R}{L}) i_d(k-1) + \\ \quad T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} [i_q(k) - i_q(k-1)] + \frac{T_s}{L} [u_d(k) - u_d(k-1)] \\ i_q(k+1) = (2 - \frac{T_s R}{L}) i_q(k) - (1 - \frac{T_s R}{L}) i_q(k-1) - \\ \quad T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} [i_d(k) - i_d(k-1)] + \frac{T_s}{L} [u_q(k) - u_q(k-1)] \end{array} \right. \quad (6)$$

可以发现式(6)所示的增量式预测模型与永磁体磁链无关, 不受它影响。

2.2 延时补偿

在实际 PMSLM 数控系统中, 由于系统执行速度相对较慢, 控制延时不能完全消除。因此, 估计电压指令在下一个采样周期才能被应用到 SVPWM 调制方案中, 实际电流从当前控制周期开始到跟踪上指令电流存在两个采样周期的延迟, 从而导致转矩电流产生过冲和振荡现象, 为此可以通过预测下一个周期的电压指令来解决此问题。对式(6)进行一拍延时可得

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d(k+2) = (2 - \frac{T_s R}{L}) i_d(k+1) + (1 - \frac{T_s R}{L}) i_d(k) + \\ \quad T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} [i_q(k+1) - i_q(k)] + \frac{T_s}{L} [u_d(k+1) - u_d(k)] \\ i_q(k+2) = (2 - \frac{T_s R}{L}) i_q(k+1) - (1 - \frac{T_s R}{L}) i_q(k) - \\ \quad T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} [i_d(k+1) - i_d(k)] + \frac{T_s}{L} [u_q(k+1) - u_q(k)] \end{array} \right. \quad (7)$$

假设第 $k+2$ 个采样周期指令电流和实际电流相等, 第 $k+1$ 个采样周期的电流可以估计, 则可以得到第 $k+1$ 个采样周期的指令电压为

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d^*(k+1) = \frac{L}{T_s} i_d^*(k+2) - (\frac{2L}{T_s} - R) \hat{i}_d(k+1) - \\ \quad (\frac{L}{T_s} - R) i_d(k) - L \frac{\pi v(k)}{\tau} [\hat{i}_q(k+1) - i_q(k)] + u_d^*(k) \\ u_q^*(k+1) = \frac{L}{T_s} i_q^*(k+2) - (\frac{2L}{T_s} - R) \hat{i}_q(k+1) + \\ \quad (\frac{L}{T_s} - R) i_q(k) + L \frac{\pi v(k)}{\tau} [\hat{i}_d(k+1) - i_d(k)] + u_q^*(k) \end{array} \right. \quad (8)$$

其中 $i_d^*(k+2)$ 、 $i_q^*(k+2)$ 为第 $k+1$ 个采样周期 dq 轴指令电流, $\hat{i}_d(k+1)$ 、 $\hat{i}_q(k+1)$ 为第 $k+1$ 个采样周期 dq 轴估计电流, $u_d^*(k+1)$ 、 $u_q^*(k+1)$ 为第 $k+1$ 个采样周期 dq 轴指令电压。

由于进行了一拍延时补偿, 第 $k+1$ 个采样周期时刻施加到电机上的指令电压为 $u_d^*(k+1)$ 、 $u_q^*(k+1)$, 因此实际电流在两个采样周期后可以跟随给定电流。此时 PWM 预测电流控制的具体时序图如图 1 所示。

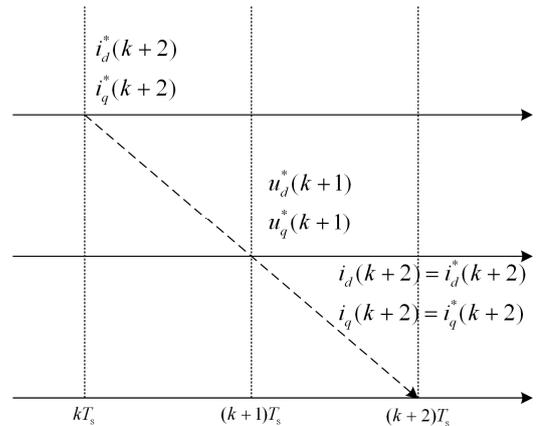


图 1 考虑延时补偿的预测电流控制时序图

Fig. 1 Sequence diagram of the predictive current control with delay compensation

2.3 参数敏感性分析

增量式预测模型可以消除永磁体磁链的影响,但仍受电阻、电感变化的影响,下面将分析增量式预测模型对参数的敏感性。

结合预测模型(7)可知在参数扰动存在的情况下,第 $k+2$ 个采样周期 dq 轴电流为

$$\begin{cases} i'_d(k+2) = (2 - \frac{T_s(R+\Delta R)}{L+\Delta L})i_d(k+1) + (1 - \frac{T_s(R+\Delta R)}{L+\Delta L})i_d(k) + \\ T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} [i_q(k+1) - i_q(k)] + \frac{T_s}{L+\Delta L} [u_d(k+1) - u_d(k)] \\ i'_q(k+2) = (2 - \frac{T_s(R+\Delta R)}{L+\Delta L})i_q(k+1) - (1 - \frac{T_s(R+\Delta R)}{L+\Delta L})i_q(k) - \\ T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} [i_d(k+1) - i_d(k)] + \frac{T_s}{L+\Delta L} [u_q(k+1) - u_q(k)] \end{cases} \quad (9)$$

式中, ΔR 、 ΔL 分别表示电阻和电感的变化量,根据式(7)和式(9)可知电流的误差为

$$\begin{cases} ei_d = \frac{T_s R \Delta L + T_s L \Delta R}{L(L+\Delta L)} [i_d(k+1) - i_d(k)] - \\ \frac{T_s \Delta L}{L+\Delta L} [u_d(k+1) - u_d(k)] \\ ei_q = \frac{T_s R \Delta L + T_s L \Delta R}{L(L+\Delta L)} [i_q(k+1) - i_q(k)] - \\ \frac{T_s \Delta L}{L+\Delta L} [u_q(k+1) - u_q(k)] \end{cases} \quad (10)$$

式中: ei_d 、 ei_q 分别表示 dq 轴电流误差。当电机稳态运行时,相邻周期的 dq 轴电流满足 $i_d(k+1) = i_d(k)$ 和 $i_q(k+1) = i_q(k)$,从而电流误差可以简化为

$$\begin{cases} ei_d = -\frac{T_s \Delta L}{L+\Delta L} [u_d(k+1) - u_d(k)] \\ ei_q = -\frac{T_s \Delta L}{L+\Delta L} [u_q(k+1) - u_q(k)] \end{cases} \quad (11)$$

式(11)表示电机在稳态运行时电阻不匹配对电流误差几乎没有影响,电感不匹配会导致电流误差。

3 观测器设计

3.1 滑模观测器设计

考虑电感不匹配时,结合式(1)所示的动态模型,PMSLM的扩展状态方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \frac{\pi v}{\tau}i_q + \frac{1}{L}u_d - \frac{f_d}{L} \\ \frac{df_d}{dt} = \rho_d \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \frac{\pi v}{\tau}i_d + \frac{1}{L}u_q - \frac{\pi v}{L\tau}\psi_f - \frac{f_q}{L} \\ \frac{df_q}{dt} = \rho_q \end{cases} \quad (13)$$

式中: f_d 、 f_q 分别表示由电感不匹配导致的电压扰动; ρ_d 、 ρ_q 分别表示扰动变化率,电压扰动可以表示为

$$\begin{cases} f_d = \Delta L \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi v}{\tau} \Delta L i_q \\ f_q = L \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi v}{\tau} L i_d \end{cases} \quad (14)$$

为了观测未来周期的电流值和由电感不匹配引起的电压扰动值,设计的滑模观测器设计如式(15)。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_d}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_d + \frac{\pi v}{\tau}i_q + \frac{1}{L}u_d - \frac{\hat{f}_d}{L} - \frac{1}{L}u_{dsmo} \\ \frac{df_d}{dt} = k_1 u_{dsmo} \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_q}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_q - \frac{\pi v}{\tau}i_d + \frac{1}{L}u_q - \frac{\pi v}{L\tau}\psi_f - \frac{\hat{f}_q}{L} - \frac{1}{L}u_{qsmo} \\ \frac{df_q}{dt} = k_2 u_{qsmo} \end{cases} \quad (16)$$

式中: \hat{i}_d 、 \hat{i}_q 分别表示 dq 轴电流估计值; \hat{f}_d 、 \hat{f}_q 分别表示 dq 轴电压扰动估计值; u_{dsmo} 、 u_{qsmo} 分别表示滑模控制率; k_1 、 k_2 分别表示滑模控制参数。

定义 dq 轴电流估计误差分别为 $e_1 = \hat{i}_d - i_d$, $e_3 = \hat{i}_q - i_q$, dq 轴电压扰动估计误差分别为 $e_2 = \hat{f}_d - f_d$, $e_4 = \hat{f}_q - f_q$ 。根据式(12)、式(13)、式(15)、式(16)可得误差方程

$$\begin{cases} \frac{de_1}{dt} = -\frac{R}{L}e_1 - \frac{1}{L}e_2 - \frac{1}{L}u_{dsmo} \\ \frac{de_2}{dt} = k_1 u_{dsmo} - \rho_d \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \frac{de_3}{dt} = -\frac{R}{L}e_3 - \frac{1}{L}e_4 - \frac{1}{L}u_{qsmo} \\ \frac{de_4}{dt} = k_2 u_{qsmo} - \rho_q \end{cases} \quad (18)$$

滑模观测器采用式(19)所示的线性滑模面^[24]。

$$\begin{cases} s_d = \hat{i}_d - i_d \\ s_q = \hat{i}_q - i_q \end{cases} \quad (19)$$

为了提升滑模观测器的观测精度,滑模控制函

数是基于新型指数趋近律(20)进行设计的。

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sat}(s) - ks \quad (20)$$

式中: ε 、 k 为趋近律参数, 且都大于 0; $\dot{s} = -ks$ 为指数趋近项, 解为 $s = s(0)e^{-kt}$ 。指数项可以保证 s 较大时, 系统状态快速逼近滑动模态, s 较小时, 速度减缓。但是如果只采取指数趋近, 运动点不能在有限时间内到达切换面^[25]。因此可以增加一个趋近项 $\dot{s} = -\varepsilon \text{sat}(s)$, 当 s 接近 0 时趋近速度为 $\varepsilon s/\Delta$ 。这里采用饱和函数 $\text{sat}(s)$ 代替原有的符号函数 $\text{sgn}(s)$, 可避免抖振现象, 其中饱和函数 $\text{sat}(s)$ 为

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 1, & s > \Delta \\ s/\Delta, & |s| < \Delta \\ -1, & s < -\Delta \end{cases} \quad (21)$$

根据式(17)一式(20)可得

$$\begin{cases} -\frac{R}{L}e_1 - \frac{1}{L}e_2 - \frac{1}{L}u_{d\text{smo}} = -\varepsilon \text{sat}(e_1) - ke_1 \\ -\frac{R}{L}e_3 - \frac{1}{L}e_4 - \frac{1}{L}u_{q\text{smo}} = -\varepsilon \text{sat}(e_3) - ke_3 \end{cases} \quad (22)$$

将 e_2 、 e_4 考虑成控制函数的干扰项, 结合式(22), 滑模控制函数可以设计为

$$\begin{cases} u_{d\text{smo}} = (kL - R)e_1 + \varepsilon L \text{sat}(e_1) \\ u_{q\text{smo}} = (kL - R)e_3 + \varepsilon L \text{sat}(e_3) \end{cases} \quad (23)$$

则将式(15)、式(16)进行离散化可得离散滑模观测器:

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})\hat{i}_d(k) + \frac{T_s}{L}u_d(k) + \\ T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} i_q(k) - \frac{T_s}{L}\hat{f}_d(k) - \frac{T_s}{L}u_{d\text{smo}}(k) \\ \hat{f}_d(k+1) = \hat{f}_d(k) + k_1 T_s u_{d\text{smo}} \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} \hat{i}_q(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})\hat{i}_q(k) + \frac{T_s}{L}u_q(k) - T_s \frac{\pi v(k)}{\tau} i_d(k) - \\ \frac{T_s \psi_f}{L} \frac{\pi v(k)}{\tau} - \frac{T_s}{L}\hat{f}_q(k) - \frac{T_s}{L}u_{q\text{smo}}(k) \\ \hat{f}_q(k+1) = \hat{f}_q(k) + k_2 T_s u_{q\text{smo}} \end{cases} \quad (25)$$

3.2 稳定性分析

为了保证电流估计误差函数 e_1 、 e_3 和干扰估计误差 e_2 、 e_4 可以收敛, 观测器参数 k_1 、 k_2 、 k 需合理设计。定义 Lyapunov 函数为 $V = \frac{1}{2}s^2$, 滑模观测器稳定时必须满足式(26)。

$$\begin{cases} \dot{V}_d = s_d \cdot \dot{s}_d = e_1 \cdot \dot{e}_1 < 0 \\ \dot{V}_q = s_q \cdot \dot{s}_q = e_3 \cdot \dot{e}_3 < 0 \end{cases} \quad (26)$$

这里假设 Δ 足够小, 结合式(17)和式(23)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= -\frac{1}{L} [kLe_1^2 + e_1 e_2 + \varepsilon L e_1 \text{sat}(e_1)] = \\ &\begin{cases} -\frac{1}{L} [kLe_1^2 + e_1(\varepsilon L + e_2)], & e_1 > 0 \\ -\frac{1}{L} [kLe_1^2 - e_1(\varepsilon L - e_2)], & e_1 < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (27)$$

为确保 $\dot{V}_d < 0$, 必须满足 $\varepsilon > |e_2|/L$ 。类似地为确保 $\dot{V}_q < 0$, 必须满足 $\varepsilon > |e_4|/L$ 。综上 ε 满足 $\varepsilon > \max(|e_2|, |e_4|)/L$ 时, e_1 、 e_3 以及它们的积分 e_1 、 e_3 可以收敛到 0。此时式(17)和式(18)可以简化成

$$\begin{cases} \dot{e}_2 + k_1 e_2 + \rho_d = 0 \\ \dot{e}_4 + k_2 e_4 + \rho_q = 0 \end{cases} \quad (28)$$

对式(28)进行求解可得

$$\begin{cases} e_2 = e^{-k_1 t} (\int \rho_d e^{-k_1 t} dt + C) \\ e_4 = e^{-k_2 t} (\int \rho_q e^{-k_2 t} dt + C) \end{cases} \quad (29)$$

式中, C 为常数。由式(29)可知 k_1 、 k_2 均大于 0 时, e_2 、 e_4 可以收敛到 0, 且收敛速度与 k_1 、 k_2 大小有关。新型离散滑模观测器结构框图如图 2 所示。

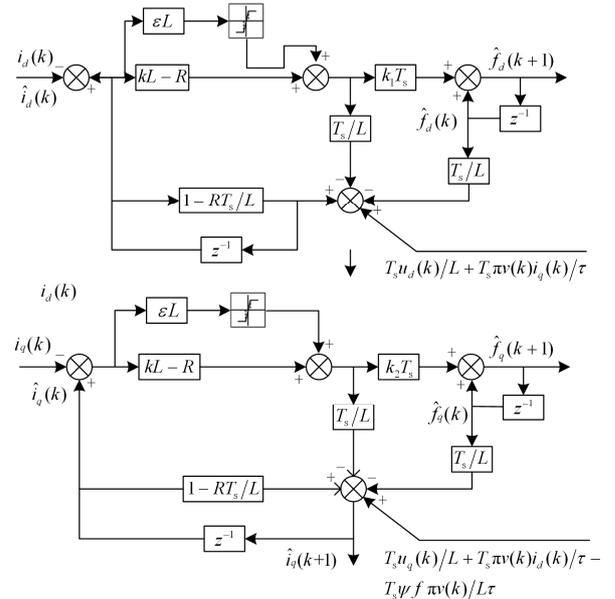


图 2 新型离散滑模观测器结构框图

Fig. 2 Block diagram of the new discrete sliding mode observer

4 实验结果

PMSLM 鲁棒预测电流控制系统系统如图 3 所示, 外环为 PI 控制, 内环为预测电流控制。本文所

提算法在以DSPACE1007为核心的实验平台上进行了验证。基于DS1007的PMSLM驱动系统结构图如图4所示,实验平台如图5所示,其中电机参数如表1所示,电流环采样频率为10 kHz。

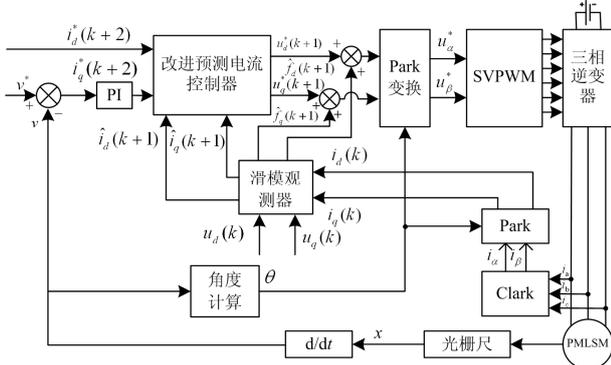


图3 基于增量模型的PMSLM鲁棒预测电流控制系统框图

Fig. 3 Block diagram of robust current prediction control system for PMSLM based on incremental model

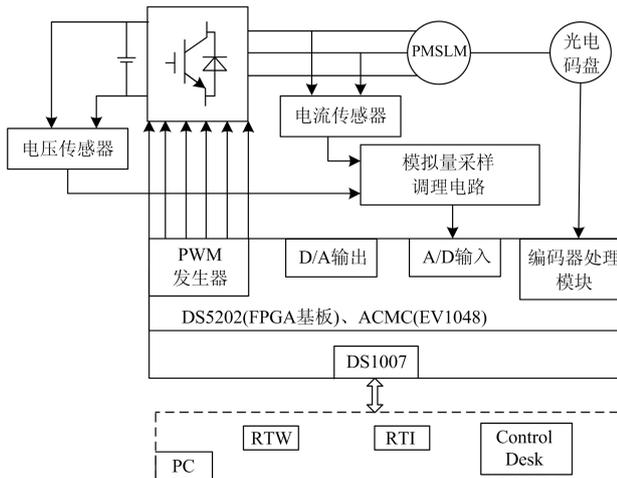


图4 永磁同步直线电机驱动系统框架

Fig. 4 Frame of PMSLM driving system

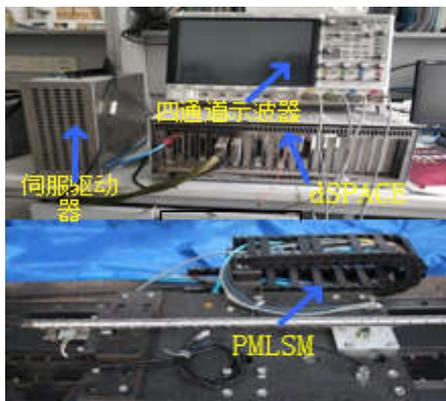


图5 永磁同步直线电机实验平台

Fig. 5 Experimental platform based on PMSLM control system

表1 永磁同步直线电机参数

Table 1 Parameters of PMSLM

| 参数 | 取值 |
|----------------|---------|
| 定子电阻/ Ω | 2.6 |
| 定子电感/H | 0.026 7 |
| 永磁体磁链/Wb | 0.24 |
| 转子质量/kg | 6.6 |
| 极对数/P | 2 |
| 极距/mm | 18 |

4.1 传统预测电流控制和鲁棒预测电流控制抗负载扰动性能比较

电机空载启动, 0.6 s 时突增 100 N 负载, 1.4 s 时突减负载, 给定速度为 1 m/s。图 6、图 7 分别为两种控制方法在突增突减负载时电机的速度实验波形。通过实验波形可以看出在突增突减相同负载情况下, 采用传统预测电流控制时速度的波动为 0.042 m/s, 采用鲁棒预测电流控制时速度的波动为 0.031 m/s。实验结果说明通过延时补偿后鲁棒预测电流控制的抗负载扰动性能更好。

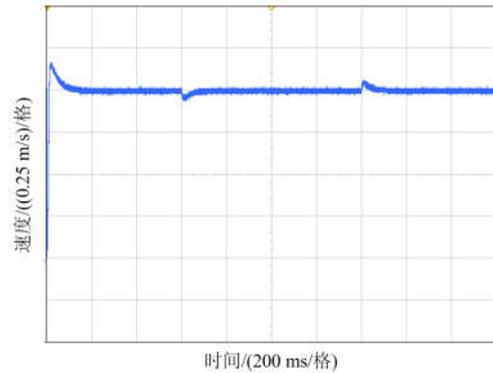


图6 传统预测电流控制突变负载时速度实验波形

Fig. 6 Speed experiment waveform of traditional current predictive control with a step load

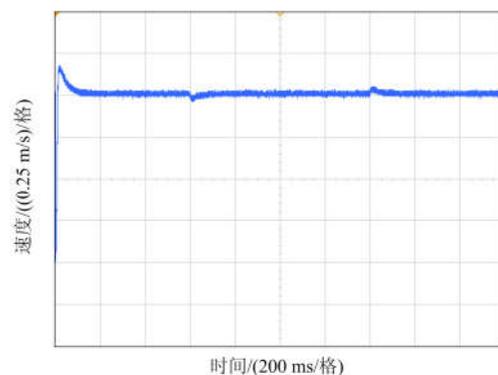


图7 鲁棒预测电流控制突变负载时速度实验波形

Fig. 7 Speed experiment waveform of robust current predictive control with a step load

4.2 传统预测电流控制和鲁棒预测电流控制电感鲁棒性比较

电机空载启动, 给定速度为 1 m/s, 0.6 s 时突增 100 N 负载, 1.4 s 时负载突减为 0。图 8、图 9 分别为传统预测电流控制和鲁棒预测电流控制中所用电感为电机实际电感的 3 倍, 电阻、磁链为实际值时的转矩电流实验波形。其中传统预测电流控制中电流波动大小为 0.38 A, 鲁棒预测电流控制中电流波动大小为 0.15 A, 通过实验波形可以发现采用传统预测电流控制时转矩电流产生明显的振荡, 而采用鲁棒预测电流控制时转矩电流保持相对稳定。实验结果说明滑模观测器可正确观测电感不匹配引起的电压扰动, 通过电压补偿可增加预测电流控制电感参数的鲁棒性。

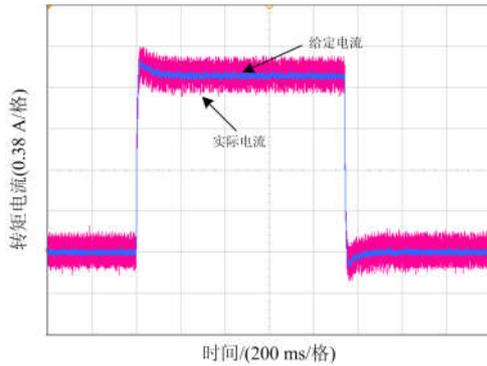


图 8 传统预测电流控制电感不匹配时转矩电流实验波形

Fig. 8 Torque current waveforms of traditional current predictive control under inductance mismatch

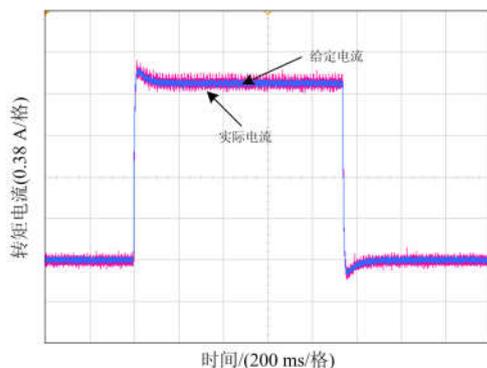


图 9 鲁棒预测电流控制电感不匹配时转矩电流实验波形

Fig. 9 Torque current waveforms of robust current predictive control under inductance mismatch

4.3 传统预测电流控制和鲁棒预测电流控制磁链鲁棒性比较

电机空载启动, 给定速度为 1 m/s, 0.6 s 时突增 100 N 负载, 1.4 s 时负载突减为 0。图 10、图 11

分别为传统预测电流控制和鲁棒预测电流控制中所用磁链为电机实际磁链的 3 倍, 电阻、电感为实际值时的转矩电流实验波形。通过实验波形可以发现采用传统预测电流控制时转矩电流没有产生振荡现象, 但是转矩电流实际值和给定值存在 0.16 A 静差。而采用鲁棒预测电流控制时转矩电流无振荡和静差现象。实验结果证明鲁棒预测电流控制可以消除磁链参数的影响, 提高对磁链参数的鲁棒性。

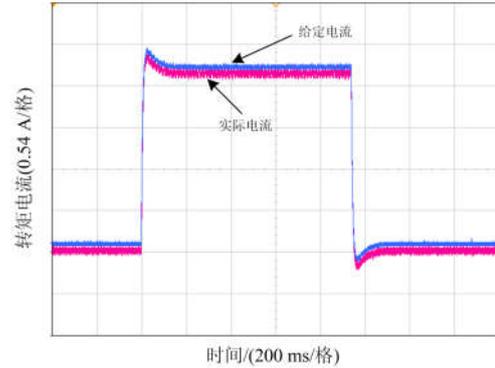


图 10 传统预测电流控制磁链不匹配时转矩电流实验波形

Fig. 10 Torque current waveforms of traditional current predictive control under flux linkage mismatch

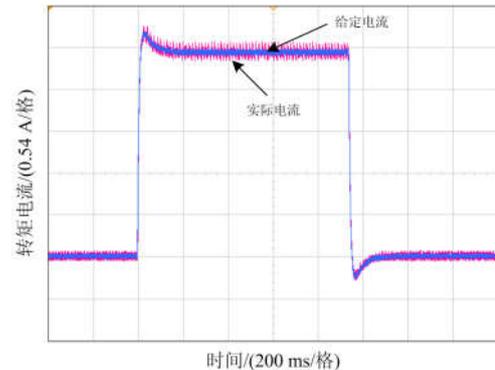


图 11 鲁棒预测电流控制磁链不匹配时转矩电流实验波形

Fig. 11 Torque current waveforms of robust current predictive control under flux linkage mismatch

5 结论

本文提出了一种 PMSLM 鲁棒增量式预测电流控制算法, 对增量预测电流控制进行了一拍延时补偿并通过构建新型滑模观测器对电感引起的电压扰动进行实时补偿。实验结果表明了存在参数扰动时该算法可对电流精准控制, 显著提高了系统的鲁棒性能和抗负载扰动性能。

参考文献

[1] KUNG Y S. Design and implementation of a high-

- performance PMLSM drives using DSP chip[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1341-1351.
- [2] TAN K K, DOU H, CHEN Y Q, et al. High precision linear motor control via relay-tuning and iterative learning based on zero-phase filtering[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2001, 9(2): 244-253.
- [3] HWANG T S, SEOK J K. Observer-based ripple force compensation for linear hybrid stepping motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2417-2424.
- [4] KARIMI H, VAEZ-ZADEH S, RAJAEI SALMASI F. Combined vector and direct thrust control of linear induction motors with end effect compensation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(1): 196-205.
- [5] CHEEMA M A M, FLETCHER J, RAHMAN M, et al. Optimal, combined speed and direct thrust control of linear permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(3): 947-958.
- [6] 王佐勋, 李亚洲, 李国庆. 基于遗传算法的 LCL 型逆变器双闭环参数设计[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(22): 1-7.
- WANG Zuoxun, LI Yazhou, LI Guoqing. Parameters optimization of double closed-loop for LCL-type inverter based on genetic algorithm [J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(22): 1-7.
- [7] 樊晨曦, 李海锋, AZEDDINE H, 等. 三相逆变器并联系统中环流抑制的研究[J]. 智慧电力, 2018, 46(5): 15-21.
- FAN Chenxi, LI Haifeng, AZEDDINE H, et al. Study on circulating current suppression in three-phase inverter parallel system[J]. Smart Power, 2018, 46(5): 15-21.
- [8] LI S, LIU Z. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050-3059.
- [9] 常鲜戎, 殷绕方. 结合空间矢量法的 D-STATCOM 滞环电流控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(10): 60-65.
- CHANG Xianrong, YIN Raofang. A hysteresis current control method combined with SVPWM for D-STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(10): 60-65.
- [10] 王庚, 杨明, 牛里, 等. 永磁同步电机电流预测控制电流静差消除算法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2544-2551.
- WANG Geng, YANG Ming, NIU Li, et al. A static current error elimination algorithm for PMSM predictive current control[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2544-2551.
- [11] 戴瑞海, 林雁, 林启待, 等. 基于模型预测控制平抑光伏输出功率波动的储能充放电策略[J]. 智慧电力, 2019, 47(4): 8-15, 52.
- DAI Ruihai, LIN Yan, LIN Qidai, et al. Strategy of energy storage for pv power smoothing based on model predictive control[J]. Smart Power, 2019, 47(4): 8-15, 52.
- [12] ZHANG X, HOU B, MEI Y. Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3818-3834.
- [13] 郭利辉. T 型三电平逆变器无差拍电流预测和中点平衡控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 127-132.
- GUO Lihui. Deadbeat predictive current and neutral voltage balancing control method parallel three-level T-type inverters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 127-132.
- [14] YANG R, WANG M. Integrated uncertainty/disturbance compensation with second-order sliding mode observer for PMLSMs-driven motion stage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2597-2607.
- [15] 尹忠刚, 白聪, 杜超, 等. 基于内模干扰观测器的永磁同步直线电机无差拍电流预测控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5741-5750.
- YIN Zhonggang, BAI Cong, DU Chao, et al. Deadbeat predictive current control for permanent magnet linear synchronous motor based on internal model disturbance observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5741-5750.
- [16] YANG M, LANG X, LONG J, et al. Flux immunity robust predictive current control with incremental model and extended state observer for PMSM drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9267-9279.
- [17] WANG B, DONG Z, YU Y, et al. Static-Errorless deadbeat predictive current control using second-order sliding-mode disturbance observer for induction machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,

- 33(3): 2395-2403.
- [18] MOHAMED Y A R I, ELSAADANY E F. An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase PWM voltage-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 747-759.
- [19] JIN X, ZHANG Y, XU D, et al. Static current error elimination algorithm for induction motor predictive current control[J]. IEEE Access, 2017, 5: 15250-15259.
- [20] NIU L, YANG M, XU D, et al. An adaptive robust predictive current control for PMSM with online inductance identification[J]. International Review of Electrical Engineering, 2012, 7(2): 3845-3856.
- [21] TURKER T, BUYUKKELES U, BAKAN A F. A robust predictive current controller for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3906-3914.
- [22] WANG M, LI L, PAN D, et al. High-bandwidth and strong robust current regulation for PMLSM drives considering thrust ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6646-6657.
- [23] MOHAMED A R I, EL-SAADANY E F. Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model—a unified approach for voltage-source PWM converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 126-136.
- [24] 周卫平, 杨宣访, 师维, 等. 三相三线有源电力滤波器新型控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(10): 55-60.
- ZHOU Weiping, YANG Xuanfang, SHI Wei, et al. A novel control approach of three-phase three-wire active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(10): 55-60.
- [25] BOUBZIZI S, ABID H, ELHAJJAJZ, et al. Comparative study of three types of controllers for DFIG in wind energy conversion system[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 214-225. DOI: 10.1186/s41601-018-0096-y.

收稿日期: 2019-06-11; 修回日期: 2019-07-22

作者简介:

王金兵(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步直线电机预测电流控制策略研究; E-mail: 6171920008@stu.jiangnan.edu.cn

沈艳霞(1973—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电机的非线性控制。E-mail: shenyx@jiangnan.edu.cn

(编辑 姜新丽)