

基于自适应 Luenberger 观测器的 永磁同步直线电机无位置传感器控制

李净净, 蔡 一, 章晓旗, 王学士, 刘吉柱
(苏州大学 机电工程学院, 江苏 苏州 215000)

摘 要: 传统无位置传感器控制系统的位置信息处理一般采用 PI 调节器。针对 PI 调节器存在参数整定、跟踪性能差和抑制干扰能力弱等问题, 提出了一种新型的自适应 Luenberger 观测器。利用脉振高频电流注入法(HFI)获得高频位置信号, 根据电机的动力学方程建立 Luenberger 观测器并对速度、负载扰动进行观测, 采用神经网络建立参数自整定的控制器取代观测器中的 PID 控制, 实现了永磁同步直线电机(PMLSM)的无位置传感器控制。仿真结果表明, 在速度变化与负载扰动同时存在的情况下, 基于自适应 Luenberger 观测器的 PMLSM 控制系统的速度估算误差最大值为 2×10^{-3} m/s, 位置估算误差最大值为 -3×10^{-5} rad, 具有良好的跟踪性能和抗干扰性能。

关键词: 永磁同步直线电机; Luenberger 观测器; 神经网络; 脉振高频电流注入法; 无位置传感器控制
中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)04-0024-06
doi: 10.12177/emca.2019.186

Position Sensorless Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on Adaptive Luenberger Observer

LI Jingjing, CAI Yi, ZHANG Xiaoqi, WANG Xueshi, LIU Jizhu

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Soochow University, Suzhou 215000, China)

Abstract: Traditional position sensorless control systems generally adopt PI regulator for position information processing. A new adaptive Luenberger observer is proposed to solve the drawbacks of PI regulator such as parameter setting, poor tracking performance and weak interference suppression ability. This method uses pulsating high frequency current injection method to obtain the high frequency pulse vibration position signal, and then establishes Luenberger observer for speed and load disturbances according to the dynamic equation of the motor. Neural network is adopted to build the auto-tuning parameters controller for replacing the PID controller in Luenberger observer. The control of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) without position sensor is realized. The simulation results show that the maximum error of velocity estimation is 2×10^{-3} m/s, and the maximum error of position estimation is -3×10^{-5} rad. PMLSM control system based on the adaptive Luenberger observer has good tracking performance and anti-interference performance.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); Luenberger observer; neural network; pulsating high frequency current injection method; position sensorless control

0 引 言

永磁同步直线电机(PMLSM)的直接驱动方

式,使其在工业直线驱动领域具有独特的优势,广泛应用于机械加工制造、交通运输以及工农业生产等方面。PMLSM 还具有结构简单、损耗小、效

收稿日期: 2019-12-20; 收到修改稿日期: 2020-02-27

作者简介: 李净净(1995—),女,硕士研究生,研究方向为电机控制。

率高、功率因数高、推力大、定位精度高和过载能力强等优点^[1]。在上述应用场合为了达到良好的控制性能,通常采用磁场定向矢量控制,为此需要获得准确的位置信息。一般是通过安装位置传感器来获取位置和速度信息,从而实现 PMLSM 闭环控制。但是,位置传感器安装维护成本高,易受潮湿、高温等恶劣环境影响^[2],因此 PMLSM 无位置控制技术应运而生。

无位置传感器控制指在没有机械传感器进行位置速度信息反馈的情况下,通过检测电机中含有位置信息的电压电流等信号,对其进行位置信息的提取处理,最终以位置和速度估计值完成系统反馈的控制方法。研究人员提出了各种无位置传感器控制算法^[3-8],主要包括基于反电动势观测器、滑模观测器、模型参考自适应、神经网络、高频注入等方法。电机在低速域运行时,通常采用高频电压信号注入方法,高频电压注入产生的响应电流幅值应尽可能小,以免影响电机的正常运行。但这在很大程度上增加了从较小幅值的电压中解调出位置信息的难度。脉冲注入高频电流的方法可以在注入高频电流振幅较低的情况下,通过高频阻抗的作用,获得相对较大的高频电压振幅,很好地解决了这个问题^[9]。传统位置信号提取一般采用 PI 调节器,存在跟踪性能差和抗干扰能力弱等问题。因此,为了准确获得 PMLSM 低速域的位置信息,本文在脉振高频电流注入法的基础上提出一种自适应 Luenberger 观测器的方法并对位置信息进行估计。观测器对负载扰动进行观测,使系统在负载发生变化时具有良好的位置跟踪性能;利用神经网络的在线自学习能力,实现了控制器的参数自整定,使系统具有较强的自适应性和鲁棒性。

1 高频激励 PMLSM 数学模型

脉振高频电流注入法是在估计的两相同步旋转坐标系的 d 轴注入高频电流信号。估计的两相同步旋转坐标系与实际的两相同步旋转坐标系之间的关系如图 1 所示。定义 $\Delta\theta$ 为转子位置估计误差, θ 为动子位置实际值, $\hat{\theta}$ 为动子估计位置, \hat{d} 、 \hat{q} 为估计的两相旋转坐标系, α 、 β 为两相静止坐标系。

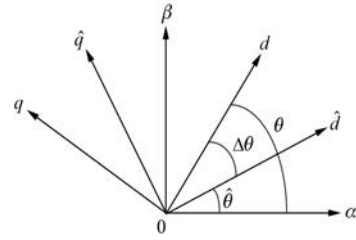


图 1 各坐标系之间的关系图

转子位置的估计误差 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (1)$$

式中: $\theta = \int v_e dt$; v_e 为电机为直线电机时等效线速度, $v_e = pv$; v 为转子移动速度; p 为极对数。

设注入脉振高频电流信号为

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \sin \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: \hat{i}_{dh} 、 \hat{i}_{qh} 分别为估计的 d 、 q 轴坐标下的高频电流信号; I_m 为高频注入电流幅值; ω_h 为高频注入信号的角频率。

根据高频激励下的 PMLSM 数学模型,可得输出高频电压响应为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z + \Delta Z \cos(2\Delta\theta)] I_m \sin \omega_h t \\ \omega_h I_m \Delta L \sin(2\Delta\theta) \cos \omega_h t \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: \hat{u}_{dh} 、 \hat{u}_{qh} 为估计的 d 、 q 轴坐标系下的高频电压响应; Z_d 、 Z_q 分别为 d 、 q 轴阻抗; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; $Z = (Z_d + Z_q)/2$; $\Delta Z = (Z_d - Z_q)/2$; $\Delta L = (L_d - L_q)/2$ 。

由式(3)可以看出,高频响应电压在估计坐标系下的 d 、 q 轴中均含有位置信息。为了简化计算,一般选择对 q 轴高频响应电压 \hat{u}_{qh} 处理来获取位置信息。

\hat{u}_{qh} 经过低通滤波(LPF)后,得到信号如下:

$$f(\Delta\theta) = \text{LPF}[\hat{u}_{qh} \cos(\omega_h t)] = \frac{1}{2} \omega_h I_m \Delta L \sin(2\Delta\theta) \quad (4)$$

位置信息的处理和提取一般通过 PI 调节器,为了在负载扰动复杂的情况下电机依旧获得良好的性能,构建观测器对负载扰动进行观测。根据电机运动方程所建立的 Luenberger 观测器运算量小,容易实现,且不存在滑模观测器抖振的现象。

2 自适应 Luenberger 观测器

Luenberger 观测器是基于系统的动力学方程,将实际状态量与观测量之差作为反馈信号,再通过极点配置设计极点位置使误差近于零,从而实现系统位置信息的观测。

忽略摩擦,PMLSM 机械运动方程可表示为

$$F_e - F_L = M \frac{dv}{dt} \quad (5)$$

式中: F_e 为电磁推力; F_L 为负载扰动力; M 为转子质量。

在 $i_d=0$ 矢量控制下,PMLSM 的电磁推力为 $F_e = \frac{3}{2}p \varphi_f i_q$, φ_f 为永磁体磁链,则式(5)可以写成:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{v}} \\ \dot{\hat{F}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v \\ F_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \\ 0 \end{bmatrix} F_e \\ \mathbf{x} = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x \\ v \\ F_L \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

式中: x 为直线电机转子位移。

记状态向量为 $\mathbf{X} = [x \ v \ F_L]^T$,控制量为 $U = F_e$,输出量为 $\mathbf{Y} = \mathbf{x}$,可以建立电机的状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}U \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \\ 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0]$ 。

设 $\hat{x}, \hat{v}, \hat{F}_L$ 分别为位移、运动速度和负载扰动观测值,记状态向量为 $\hat{\mathbf{X}} = [\hat{x} \ \hat{v} \ \hat{F}_L]^T$,输出量为 $\hat{\mathbf{Y}} = \hat{\mathbf{x}}$,观测矩阵为 $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T$,那么观测器的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B}U + \mathbf{K}(\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}}) \\ \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}} \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8)有:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{v}} \\ \dot{\hat{F}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{M} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{v} \\ \hat{F}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \\ 0 \end{bmatrix} F_e + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (x - \hat{x}) \end{cases} \quad (9)$$

式(9)可变换为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{v} + k_1(x - \hat{x}) \\ \dot{\hat{v}} = -\frac{1}{M} \hat{T}_L + \frac{1}{M} F_e + k_2(x - \hat{x}) \\ \dot{\hat{F}}_L = k_3(x - \hat{x}) \end{cases} \quad (10)$$

令 $K_p = Mk_2, K_I = -k_3, K_D = k_1$,可得 Luenberger 观测器的 PID 模型如图 2 所示。

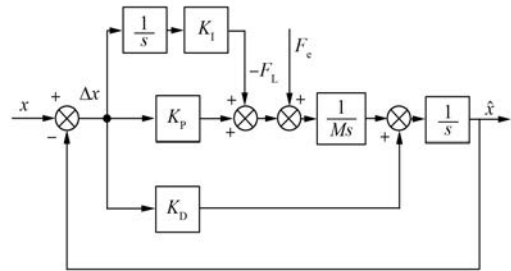


图 2 Luenberger 观测器的 PID 模型

K_p, K_I, K_D 参数确定一般是根据控制对象的特性和系统控制的要求进行设计,当负载频繁扰动复杂时,难以针对被控对象的变化实时调参^[10],因此考虑利用神经网络在线自学习能力和单神经元观测器,实现 Luenberger 观测器的权重在线调整,使得系统具有更好的适应能力和鲁棒性。自适应性神经元结构原理图如图 3 所示。

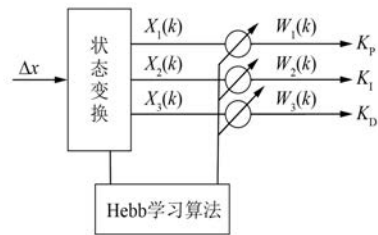


图 3 自适应神经元结构原理图

表 2 各算法仿真参数

参数名称	参数值
速度控制器 K_p	4.6
速度控制器 K_i	6.6
d 轴电流控制器 K_p	1
d 轴电流控制器 K_i	16
q 轴电流控制器 K_p	500
q 轴电流控制器 K_i	6.6
比例学习速率 η_p	0.6
积分学习速率 η_i	18
微分学习速率 η_d	0.000 1
神经元比例系数 K	0.6

为了更好地分离高频信号,本文高频注入信号的频率为 1 kHz,幅值为 0.5 A。

为了验证自适应 Luenberger 观测器在参考速度变化时对实际值的跟踪能力,设定在 0.2 s 时速度从 0.1 m/s 阶跃到 0.2 m/s;在 0.3 s 时速度又回到 0.1 m/s。图 5 所示为速度和位置估算误差波形。从图 5 可以看出,速度估算误差的最大值为 2×10^{-4} m/s,位置估算误差较小,可以忽略不计。由此可知,自适应 Luenberger 观测器对于参考速度的变化具有良好的跟踪能力。

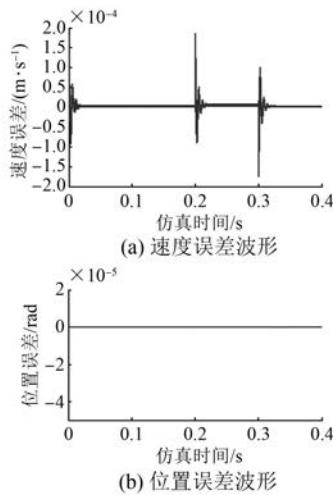


图 5 自适应 Luenberger 观测器对参考速度变化的估算误差波形

为了验证自适应 Luenberger 观测器在速度和负载同时变化时对实际值的跟踪能力和抗干扰能力,进行了相应的仿真。负载的变化主要有阶跃型、脉冲型、正弦型 3 种形式。

当负载为阶跃型时,在 0.2 s 时给定幅值为 0.1 N 的阶跃型负载扰动,其速度误差和位置误差

如图 6 所示。从图 6 可以看出,速度误差最大为 1.5×10^{-3} m/s,位置误差较小,可以忽略不计。由此可知,自适应 Luenberger 观测器对于速度和阶跃型负载扰动的同时变化具有良好的跟踪能力和抗干扰能力。

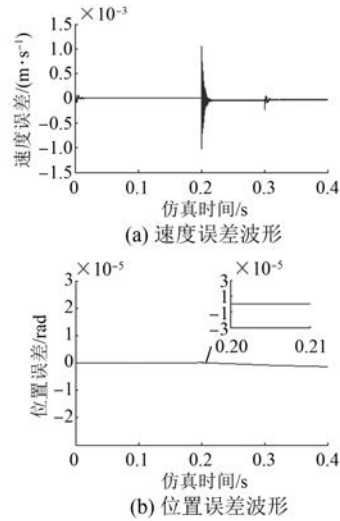


图 6 自适应 Luenberger 观测器对速度变化和阶跃型负载扰动的估算误差波形

当负载为脉冲型时,在 0.2 s 时给定时长为 10 ms,幅值为 5 N 的脉冲型负载扰动,其速度误差波形和位置误差波形如图 7 所示。从图 7 可以看出,速度误差最大为 2.0×10^{-3} m/s,位置误差最大为 1.5×10^{-7} rad,速度和位置误差较小,可以忽略。由此可知,自适应 Luenberger 观测器对于速

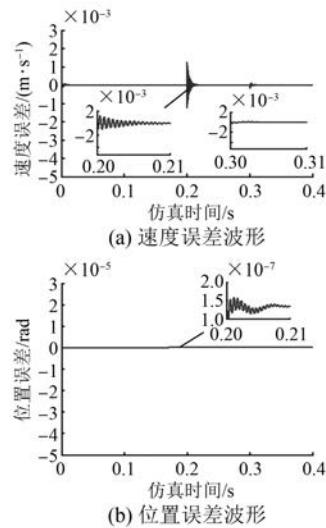


图 7 自适应 Luenberger 观测器对速度变化和脉冲型负载扰动的估算误差

度和脉冲型负载扰动的同时变化具有良好的跟踪能力和抗干扰能力。

当负载为正弦型时,给定幅值为 0.5 N,频率为 30 Hz 的正弦型负载扰动,其速度误差波形和位置误差波形如图 8 所示。从图 8 可以看出,速度误差最大为 2×10^{-3} m/s,位置误差最大为 -3×10^{-5} rad。速度和位置误差较小,可以忽略。由此可知,自适应 Luenberger 观测器对于速度和正弦型负载扰动的同时变化具有良好的跟踪能力和抗干扰能力。

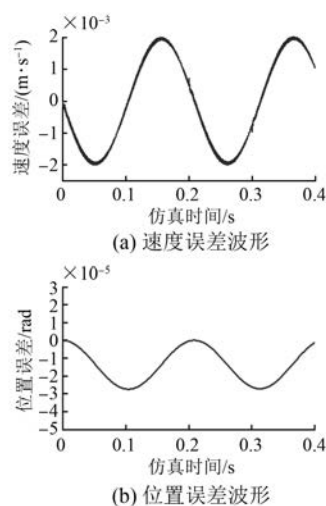


图 8 自适应 Luenberger 观测器对速度变化和正弦型负载扰动的估算误差

4 结 语

本文为了电机在负载扰动下实现调节器参数自整定,并且获得良好的跟踪和抗干扰性能,提出了一种 PMLSM 低速运行时的位置估算方法。该方法结构简单、跟踪性能好、抗干扰能力强。

该方法通过脉振高频电流注入法获得高频位置信号,根据电机动力学方程搭建观测器,利用神经网络取代传统 Luenberger 观测器中的 PID 控制

器。仿真结果表明:该方法在速度变化和负载扰动同时存在的情况下,位置误差最大为 -3×10^{-5} rad,速度误差最大为 2×10^{-3} m/s,对 PMLSM 无位置传感器低速运行具有一定的参考价值。

【参考文献】

- [1] 邵波.永磁直线同步电机关键技术的研究[D].杭州:浙江大学,2007.
- [2] 马婷婷.永磁同步直线电机全速域无位置传感器控制[D].徐州:中国矿业大学,2018.
- [3] WANG Y, XU Y, ZOU J. Sliding mode sensorless control of PMSM with inverter nonlinearity compensation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10206.
- [4] RIZVI S A A, MEMON A Y. An extended observer-based robust nonlinear speed sensorless controller for a PMSM [J]. International Journal of Control, 2019, 92(9): 2123.
- [5] ZENG L, LI Z. An approach to position sensorless control system for brushless DC motor [C] // 2010 2nd International Conference on Information Engineering and Computer Science, 2010.
- [6] URBANSKI K, JANISZEWSKI D. Sensorless control of the permanent magnet synchronous motor [J]. Sensors, 2019, 19(16): 3546.
- [7] CHEN J Y, YANG S C, TU K H. Comparative evaluation of a permanent magnet machine saliency-based drive with sine-wave and square-wave voltage injection [J]. Energies, 2018, 11(9): 2189.
- [8] JI W, SHI G, XU B, et al. An improved rotating HF signal injection method based on FIR filters for state estimation of BPMSM sensorless control [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2017, 9(12): 1.
- [9] 杜平.基于无位置传感器技术的永磁同步电机控制系统研究[D].成都:西南交通大学,2017.
- [10] 尤向阳.超声马达单神经元自适应 PID 控制[J].微电机,2019,52(4): 48.