

# 基于扰动补偿磁链观测器的永磁同步直线电机 无位置传感器控制

刘通,尹忠刚,白聪,原东昇

(西安理工大学 电气工程学院,陕西 西安 710048)

**摘要:** 为了提升永磁同步直线电机无位置传感器控制性能,研究了一种基于扰动补偿磁链观测器的无位置传感器控制方法。该方法将陷波滤波器看作扰动观测器并且结合反馈控制器,计算简单,容易实现。观测器中的参数调试也不复杂,对直流偏置和谐波扰动有着比较好的抑制作用,相当于克服了传统磁链观测器最主要的局限性。此外,研究的观测器不会带来磁链幅值和相位的误差。利用锁相环估计位置和速度,进一步提高观测器观测精度。实验证明扰动补偿磁链观测器能够有效减小直线电机运行过程中的动子磁链的估计误差,从而提高动子的位置和速度的估计精度。

**关键词:** 永磁同步直线电机;无位置传感器控制;磁链观测器;锁相环

**中图分类号:** TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed25169

## Permanent Magnet Synchronous Linear Motor Based on Disturbance Compensated Flux Observer Sensorless Control

LIU Tong, YIN Zhonggang, BAI Cong, YUAN Dongsheng

(School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China)

**Abstract:** In order to improve the position sensorless control performance of permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM), a position sensorless control method based on disturbance compensated flux observer (DCFO) was studied. This method treats the notch filter as a disturbance observer and combines it with a feedback controller, making it easy to calculate and implement. The parameter debugging in the observer is not complicated, which has a good suppression effect on DC bias and harmonic disturbance, equivalent to overcoming the main limitations of conventional flux observer. In addition, the observer studied will not introduce errors in the amplitude and phase of the magnetic flux. A phase-locked loop was used to estimate the position and speed, further improving the observation accuracy of the observer. The experiment proves that the disturbance compensated flux observer can effectively reduce the estimation error of the mover flux during the operation of the linear motor, thereby improve the estimation accuracy of the mover position and speed.

**Key words:** permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM); sensorless control; flux observer; phase-locked loop

永磁同步直线电机(permanent magnet synchronous linear motor, PMSLM)因其运行速度快、定位精度高、输出推力大的优点在数控机床、工业机器人和垂直提升系统等高端领域得到了广泛应用<sup>[1-2]</sup>。而使用传统的机械传感器会引起诸如安装维护不便和受到工作环境影响等问题,为了提

高驱动系统的可靠性,无速度传感器控制成为当前研究热点。目前,PMSLM的无位置传感器控制一般在零低速时采用高频注入法,中高速时采用基波模型法。文献[3-4]在直线电机中采用高频信号注入法,并针对直线电机的参数扰动进行补偿,成功地实现了低速时的无传感器控制。基波

**基金项目:** 国家自然科学基金(52177194;52107206)

**作者简介:** 刘通(1998—),男,硕士研究生,主要研究方向为交流电机无传感器控制算法,Email:tttianqi2020@163.com

**通讯作者:** 尹忠刚(1982—),男,博士,教授,主要研究方向为高性能交流调速系统、电机智能控制与电力电子变换器数字化控制,Email:zhgvin@xaut.edu.cn

模型法包括模型参考自适应、滑模观测器、扩展卡尔曼滤波器、磁链观测器等<sup>[5-8]</sup>。

基于磁链观测器的估算方法根据电机数学模型,其原理简单、容易实现,在中高速领域得到了广泛应用。然而,开环磁链估计电机参数依赖性强,易受内外扰动,还存在直流偏置问题。文献[9]通过改进积分算法抑制直流偏置。文献[10]采用一种自适应磁链观测器,该观测器带有修正的双边界滑模分量,消除速度跟踪中的稳态误差。文献[11]使用闭环直流偏置补偿的补偿方案,这种方案代表了一种改进的可编程低通滤波器。文献[12]使用新型的二阶广义积分器来抑制直流偏置和谐波扰动的影响,然后将磁链观测器和滑模观测器进行级联最终形成了一种改进的转子磁链观测器。文献[13]提出了一种失真最小化磁链观测器,通过频率自适应观测器来抑制直流偏移和谐波的影响。文献[14]基于静止坐标系中的转子磁链观测器开发了一种无传感器算法,特别是,它涉及一种用于初始转子磁链的参数自适应算法,可以消除磁链观测器中存在直流偏置的问题。

本文研究了一种基于扰动补偿磁链观测器(disturbance compensated flux observer, DCFO)的PMSLM无传感器控制方案,相较于传统磁链观测器(conventional flux observer, CFO),不仅可以消除直流偏置和扰动干扰,并且不会造成相位延迟和幅值衰减的问题,进一步提高了动子位置观测精度。实验结果表明了该方法的正确性和有效性。

## 1 永磁同步直线电机数学模型

PMSLM在两相静止坐标系下的数学模型可以表示为

$$\begin{cases} u_{\alpha} = R_s i_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v \Psi_f \sin\theta \\ u_{\beta} = R_s i_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v \Psi_f \cos\theta \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_{\alpha}, u_{\beta}$ 分别为定子 $\alpha, \beta$ 轴电压; $i_{\alpha}, i_{\beta}$ 分别为定子 $\alpha, \beta$ 轴电流; $v$ 为动子移动速度; $\Psi_f$ 为永磁体磁链; $\tau$ 为极距; $R_s, L_s$ 分别为定子电阻、电感。

电磁推力表达式为

$$F_e = Mpv + Bv + F_{\text{friction}} + F_{\text{dis}} + F_L \quad (2)$$

式中: $M$ 为动子质量; $B$ 为动子与定子之间的黏滞系数; $p$ 为微分算子; $F_{\text{friction}}$ 为非线性摩擦力; $F_{\text{dis}}$ 为电机波动力; $F_L$ 为负载阻力。

但是由于直线电机固有的端部效应,在运行过程中容易引起推力波动,其具有周期性波动的性质,可近似表达为一个周期函数:

$$F_{er} = F_{em} \cos(2\pi x/\tau) \quad (3)$$

式中: $F_{em}$ 为端部效应推力波动的幅值。

一般来说,在建模的过程中非线性摩擦力和电机波动力忽略不计,结合式(2)和式(3)可以得到:

$$M \frac{dv}{dt} = F_e - Bv - F_L - F_{er} \quad (4)$$

## 2 磁链观测器的设计

### 2.1 传统磁链观测器

PMSLM磁链观测器数学模型如下所示:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = R_s i_{\alpha} + p i_{\alpha} L_s - \omega_e \Psi_f \sin\theta \\ u_{\beta} = R_s i_{\beta} + p i_{\beta} L_s + \omega_e \Psi_f \cos\theta \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\omega_e$ 为电角速度。

PMSLM的磁链方程可以表述为

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = L_{\alpha} i_{\alpha} + \Psi_f \cos\theta \\ \Psi_{s\beta} = L_{\beta} i_{\beta} + \Psi_f \sin\theta \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$ 分别为PMSLM在 $\alpha, \beta$ 轴的定子磁链分量。

将式(6)改写为积分形式:

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = \frac{1}{s} (u_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) \\ \Psi_{s\beta} = \frac{1}{s} (u_{\beta} - R_s i_{\beta}) \end{cases} \quad (7)$$

动子磁链与定子磁链存在数学关系,通过磁链方程可以得到动子磁链,其表达式为

$$\begin{cases} \Psi_{f\alpha} = \Psi_{s\alpha} - L_s i_{\alpha} \\ \Psi_{f\beta} = \Psi_{s\beta} - L_s i_{\beta} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\Psi_{f\alpha}, \Psi_{f\beta}$ 分别为 $\alpha, \beta$ 轴动子磁链。

动子磁链矢量中包含动子位置信息,其在 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式为

$$\begin{cases} \Psi_{f\alpha} = \Psi_f \cos\theta \\ \Psi_{f\beta} = \Psi_f \sin\theta \end{cases} \quad (9)$$

则

$$\theta = \arctan \frac{\Psi_{f\alpha}}{\Psi_{f\beta}} \quad (10)$$

因此,得到 $\alpha, \beta$ 轴动子磁链即可通过信号解调模块得到转子位置信息。图1是传统磁链观测器框图。动子电角速度估计值和速度估计值的转换公式以及电角速度的表达式如下:

$$\begin{cases} \hat{v} = \hat{\omega}_e \tau / \pi \\ \hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

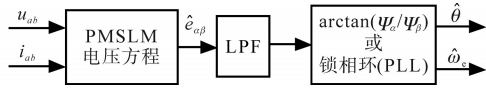


图1 传统磁链观测器框图

Fig.1 Block diagram of conventional flux observer

图2为锁相环原理框图。图中,输入是定子磁链,输出是定子位置和定子移动速度, $\varepsilon$ 可表示为

$$\varepsilon = -\hat{\Psi}_\alpha \sin \hat{\theta} + \hat{\Psi}_\beta \cos \hat{\theta} = \hat{\Psi}_r \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (12)$$

当位置误差小到可以忽略时,可以线性化表示为下式:

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \approx \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (13)$$

则式(12)可表示为

$$\varepsilon = \hat{\Psi}_r \Delta\theta \quad (14)$$

通过分析锁相环的结构,可以将位置估计值与真实值之间的传递函数表示为

$$f_\theta(s) = \frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{\hat{\Psi}_r(k_p s + k_i)}{s^2 + \hat{\Psi}_r k_p + \hat{\Psi}_r k_i} \quad (15)$$

式中: $k_p, k_i$ 为锁相环中PI调节器的参数。

一般情况下,在PI参数选取得当的情况下,锁相环会表现出良好的性能。

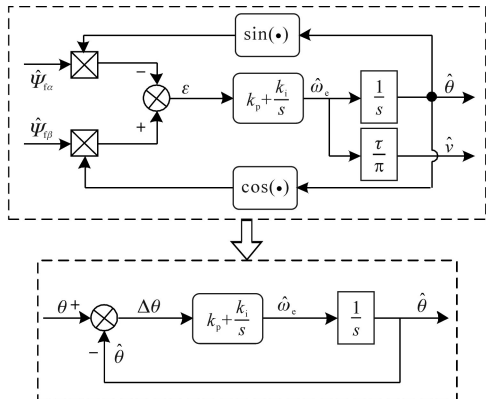


图2 锁相环原理框图

Fig.2 PLL schematic diagram

## 2.2 传统磁链观测器局限性分析

### 2.2.1 磁链初值误差分析

合适的磁链初值对于磁链观测器实现无位置传感器控制具有十分重要的意义。图3是磁链初值误差图。

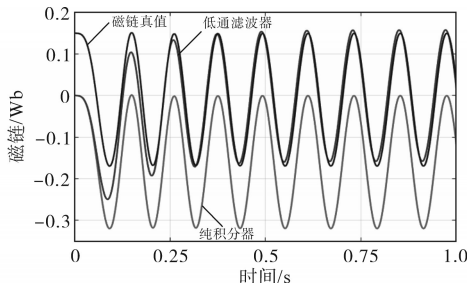
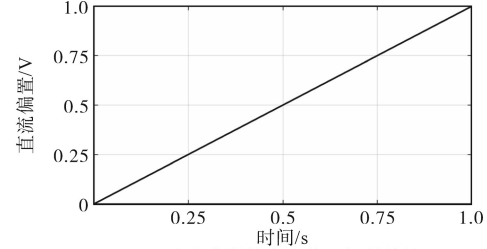


图3 磁链初值误差图

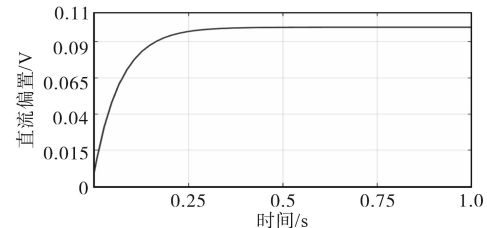
Fig.3 Error diagram of initial flux value

如图3所示,基于低通滤波器(low pass filter, LPF)的磁链估计值可以很好地跟随实际值,但在静态的时候会引来磁链幅值和相位的误差。

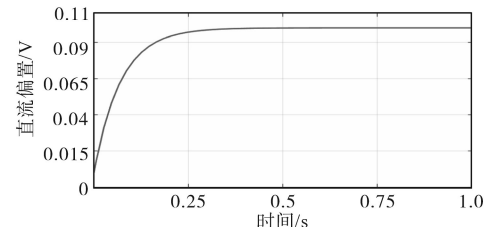
纯直流量的给定输入分别经过纯积分器、低通滤波器、高通滤波器(high pass filter, HPF)联合纯积分器后的直流偏置的抑制效果如图4a~图4c所示。



(a)纯积分器的直流偏置抑制效果



(b)低通滤波器直流偏置抑制效果



(c)高通滤波器+纯积分器直流偏置抑制效果

图4 直流偏置的抑制效果的对比波形

Fig.4 Comparison waveforms of suppression effect of DC bias

由图4可知:纯积分器会因为很小的直流分量很快达到饱和;低通滤波器对直流分量的消除是有局限性的,上限是将直流偏置减小到 $1/\omega_c$  ( $\omega_c$ 指其截止频率)。此外,截止频率跟速度是相关的,当电机处于低速时,截止频率也随之降低,与此同时,低通滤波器消除直流偏置的能力也会逐渐降低;本小节还采用了高通滤波器配合纯积分器的设计进行滤波,但是二者的配合使用等价于一个低通滤波器,同样无法完全获取到直流偏置带来的负面影响,图4b中曲线也印证了这一点。

### 2.2.2 磁链幅值和相位误差分析

首先,对采用一阶低通滤波器代替纯积分器的情况进行分析。一阶低通滤波器的传递函数可以表示为

$$K_L(s) = \frac{1}{T_a s + 1} \quad (16)$$

式中:  $T_a$  为低通滤波时间常数。

其次,对高通滤波器联合纯积分器的结构进行分析,其传递函数可以表示为

$$K_H(s) = \frac{s}{T_a s + 1} \cdot \frac{1}{s} \quad (17)$$

由式(16)和式(17)的传递函数可以知道两种结构可以完全等价。

以下分析主要以低通滤波器的分析为主。给定PMSLM的直线运行速度为  $v$ , 此刻的电角速度则可以表示为  $\omega_e = 2\pi \cdot v/\tau$ , 同时也等同于电机在运动的时候当下磁链的电角频率, 因其造成磁链的相位延迟角的表达式可以表示为

$$\Delta\theta_{\text{error}} = \arctan(T_a \cdot 2\pi \cdot \frac{v}{\tau}) \quad (18)$$

式(18)同时也表明了估计位置出现相位延迟的原因。

不同积分策略的Bode图如图5所示。Bode图解释了PMSLM动子磁链幅值和相位产生误差的来源。此外,设计出一个恰当的截止频率是滤波器设计中的一个关键点,更是一个难点,因为不管是偏高还是偏低都会带来负面的影响,设置偏高会增大相位的误差;设置偏低,甚至低于基频则会使得基频信号发生幅值的衰减。

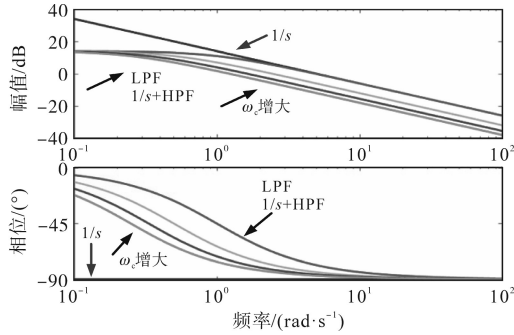


图5 不同积分策略的Bode图

Fig.5 Bode diagrams of different integration strategies

### 2.2.3 逆变器非线性误差分析

PMSLM在运转的时候会存在逆变器非线性、磁场谐波等负面因素的影响,这种影响会体现在动子磁链里。在动子磁链估计值里存在  $6k \pm 1$  次谐波,假定包含谐波的动子磁链的表达式为

$$\Psi_f = \begin{bmatrix} \Psi_{f\alpha} \\ \Psi_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_1 \sin\theta_1 \\ \Psi_1 \cos\theta_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n \Psi_{6k \pm 1} \sin\theta_{6k \pm 1} \\ \sum_{k=1}^n \Psi_{6k \pm 1} \cos\theta_{6k \pm 1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中:  $\Psi_1, \Psi_{6k \pm 1}$  分别为动子磁链的基波幅值和谐波幅值;  $\theta_1, \theta_{6k \pm 1}$  分别为动子磁链的基波相位和

波相位。

因此,估计的动子磁链中包含着高次谐波。由于动子位置和速度是通过锁相环得出的,且锁相环的输入为动子磁链。 $\varepsilon$ 的推导计算过程如下式:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= -\hat{\Psi}_{f\alpha} \sin\hat{\theta} + \hat{\Psi}_{f\beta} \cos\hat{\theta} \\ &= \Psi_1 \sin\Delta\theta + \sum_{k=1}^n \Psi_{6k \pm 1} \sin(\theta_{6k \pm 1} - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (20)$$

根据式(20)即可明显地看到逆变器非线性带来的谐波影响:通过鉴相器计算获取的动子位置估计误差信号一共包含两个部分,一部分是实际的位置估计误差  $\Psi_1 \sin\Delta\theta$ , 剩下的一部分是高次谐波带来的误差影响  $\sum_{k=1}^n \Psi_{6k \pm 1} \sin(\theta_{6k \pm 1} - \hat{\theta})$ , 因此,逆变器对实现传统磁链观测器对位置的精确估计十分不利。

## 3 扰动补偿磁链观测器

### 3.1 扰动补偿磁链观测器的设计

动子磁链的计算公式如下式所示:

$$\begin{cases} \Psi_{f\alpha} = \frac{1}{s} (u_\alpha - R_s i_\alpha) - L_s i_\alpha \\ \Psi_{f\beta} = \frac{1}{s} (u_\beta - R_s i_\beta) - L_s i_\beta \end{cases} \quad (21)$$

考虑到磁链标称值误差和电压电流中的直流分量以及谐波,式(21)可以写为

$$\begin{aligned} \Psi_{f\alpha\beta} &= \int (u_{\alpha\beta 0} - R_s i_{\alpha\beta 0}) dt - L_s i_{\alpha\beta 0} + \\ &\int (\Delta u_{\alpha\beta} - R_s \Delta i_{\alpha\beta}) dt - L_s \Delta i_{\alpha\beta} + \Psi_{f\alpha\beta}(0) \end{aligned} \quad (22)$$

式中:  $u_{\alpha\beta 0}$  为不含直流分量的定子电压;  $i_{\alpha\beta 0}$  为不含直流分量的定子电流;  $\Delta u_{\alpha\beta}$  为定子电压中能够存在的直流分量;  $\Delta i_{\alpha\beta}$  为定子电流中能够存在的直流分量;  $\Psi_{f\alpha\beta}(0)$  为积分器初值。

根据式(22)得到的扰动补偿磁链观测器如图6所示。

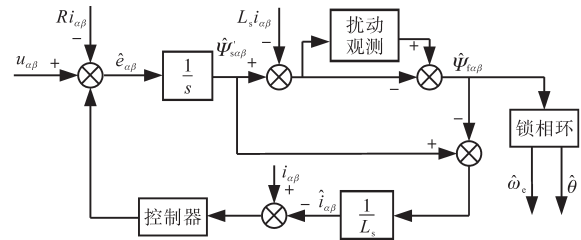


图6 扰动补偿磁链观测器框图

Fig.6 Block diagram of the disturbance compensated flux observer

由图6可知该磁链观测器的传递函数可表示如下式:

$$H(s) = \frac{\Psi_{i\alpha\beta}(s)}{\frac{1}{s} [u_{\alpha\beta}(s) - R_s i_{\alpha\beta}(s)] - L_s i_{\alpha\beta}(s)} = [1 - F(s) \frac{sL_s}{sL_s - G(s)F(s)}] \quad (23)$$

其中

$$F(s) = \frac{s^2 + \omega_e^2}{s^2 + 2\zeta\omega_e s + \omega_e^2} \quad (24)$$

$$G(s) = h \quad (25)$$

式中:  $F(s)$  为扰动观测器的传递函数;  $G(s)$  为反馈控制器的传递函数。

$\omega_e$  为定子磁链的基波频率,同时它也是陷波滤波器的中心频率,估计的定子磁链将在  $\omega_e$  处衰减。此外,  $\zeta$  为阻尼系数,可以调整中心频率处的带宽,所以扰动观测器(即陷波器)的输出为定子磁链中的谐波和直流分量。

扰动观测器的结构框图如图7所示。

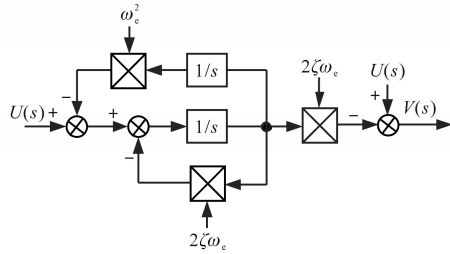


图7 扰动观测器框图

Fig.7 Block diagram of the disturbance observer

定子磁链  $\Psi_{i\alpha\beta}$  和电压  $u_{\alpha\beta}$ 、电流  $i_{\alpha\beta}$  的关系可表示为

$$\begin{aligned} \Psi_{i\alpha\beta}(s) &= \frac{[1-F(s)]sL_s}{sL_s - hF(s)} \left\{ \frac{1}{s} [u_{\alpha\beta}(s) - R_s i_{\alpha\beta}(s)] - L_s i_{\alpha\beta}(s) \right\} \\ &= \frac{[1-F(s)]L_s}{sL_s - hF(s)} [u_{\alpha\beta}(s) - R_s i_{\alpha\beta}(s) - sL_s i_{\alpha\beta}(s)] \\ &= \frac{[1-F(s)]L_s}{sL_s - hF(s)} e_{\alpha\beta}(s) \end{aligned} \quad (26)$$

在稳态下,定义  $s=j\omega_e$ ,代入式(26)则定子磁链  $\Psi_{i\alpha\beta}$  与电压  $u_{\alpha\beta}$  和电流  $i_{\alpha\beta}$  的关系可推导为

$$\begin{aligned} \Psi_{i\alpha\beta}(j\omega_e) &= \frac{[1-F(j\omega_e)]j\omega_e L_s}{sL_s - hF(j\omega_e)} \times \left\{ \frac{1}{s} [u_{\alpha\beta}(j\omega_e) - R_s i_{\alpha\beta}(j\omega_e)] - L_s i_{\alpha\beta}(j\omega_e) \right\} \\ &= \frac{[1-F(j\omega_e)]L_s}{j\omega_e L_s - hF(j\omega_e)} e_{\alpha\beta}(j\omega_e) \end{aligned} \quad (27)$$

当  $s=j\omega_e$  时,扰动观测器的传递函数可以表示为

$$F(j\omega_e) = 0 \quad (28)$$

所以,式(26)可以看作是:

$$\begin{aligned} \Psi_{i\alpha\beta}(j\omega_e) &= \frac{1}{j\omega_e} [u_{\alpha\beta}(j\omega_e) - R_s i_{\alpha\beta}(j\omega_e)] - L_s i_{\alpha\beta}(j\omega_e) \\ &= \frac{1}{j\omega_e} e_{\alpha\beta}(j\omega_e) \end{aligned} \quad (29)$$

根据式(29),所研究的观测器在稳态下表现为积分器,并且不会在估计定子磁链中引入幅值或相位误差。定子磁链和反电动势之间的传递函数的Bode图如图8所示,同时,还给出了低通滤波器和纯积分器的伯德图,与所研究的观测器进行比较。在低频区域,纯积分器会放大低频噪声,LPF无法抑制直流干扰。当电机在动态过程中运行时,LPF会引入定子磁链的幅值和相位误差。然而,当电角频率实时更新时,所研究的观测器可以抑制低频干扰,并且不会在电机动态过程中引入定子磁链幅值和相位误差。从图8可以看出,在高频区域,所研究的观测器比LPF和纯积分器在抑制噪声影响方面更好。

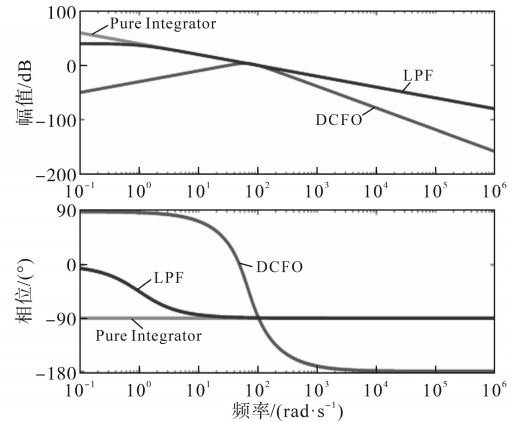


图8 改进的观测器、纯积分器、低通滤波器的伯德图

Fig.8 Bode diagrams of the proposed observer, pure integrator and LPF

### 3.2 扰动补偿磁链观测器稳定性分析

本文验证传递函数稳定性的方法是劳斯判据。所研究的磁链观测器稳定性与参数  $h$  有关。当  $h=0$  时,观测器是一个开环系统。如果输入中存在直流偏置,就会很快出现积分饱和现象,导致观测器无法准确估计。因此,参数  $h$  值不能为零。

为了研究参数  $h$  与提出的观测器稳定性之间的关系,式(23)可以修改为

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_e L_s s^2}{L_s s^3 + (2\zeta\omega_e L_s - h)s^2 + \omega_e^2 L_s s - h\omega_e^2} \quad (30)$$

因此,闭环系统的特征方程表示为

$$d(s) = L_s s^3 + (2\zeta\omega_e L_s - h)s^2 + \omega_e^2 L_s s - h\omega_e^2 \quad (31)$$

根据劳斯判据的要求,特征方程的所有参数必须为正。因此,参数 $k$ 必须小于零。劳斯数组如表1所示。

表1 劳斯数组

Tab.1 The Rouse data

$s^3$	$-h\omega_c^2$	$2\zeta\omega_c L_s - h$
$s^2$	$\omega_c^2 L_s$	$L_s$
$s^1$	$2\zeta\omega_c L_s$	
$s^0$	$L_s$	

由于 $h < 0$ ,劳斯数组第一列元素全为正,保证了观测器的全局渐近稳定性。

### 3.3 基于扰动补偿磁链观测器的PMSLM控制系统

本文研究了一种将扰动观测器与反馈控制器结合的磁链观测器,解决了直流偏置的问题,削弱了对磁链估计的影响,且不会带来幅值的变化与相位的滞后。基于扰动补偿磁链观测器的PMSLM的无位置传感器控制框图如图9所示。

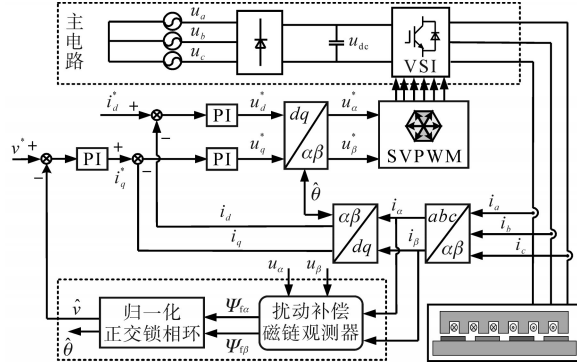


图9 基于DCFO永磁同步直线电机无位置传感器控制框图  
Fig.9 Sensorless control block diagram of PMSLM based on DCFO

## 4 实验验证

本节内容主要是对所研究的扰动补偿磁链观测器算法进行实验验证。首先是对基于DSP TMS320 F28335芯片作为核心处理器的PMSLM无传感器控制实验平台的介绍,并且通过此实验平台验证了DCFO算法的有效性。实验时所用电机的参数为:额定电压220 V,额定电流2.1 A,永磁体极距0.03 m,定子电阻5  $\Omega$ ,转子质量0.66, d轴电感8.5 mH, q轴电感8.5 mH,永磁体磁链0.16 Wb。图10是实验平台实物图。



图10 PMSLM矢量控制平台实物图

Fig.10 Vector control platform physical picture of PMSLM

### 4.1 正确性验证

图11和图12的实验结果分别是当PMSLM稳态运行在0.3 m/s(10 Hz)的工况时,本文研究的基于DCFO的动子磁链估计值的波形和速度、速度实际值、速度误差的波形。由实验结果可以看出,磁链估计值的正弦性比较好,速度估计值波形平稳。

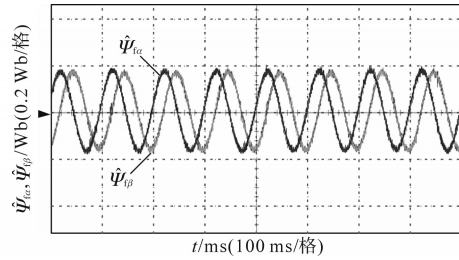


图11 运行速度在0.3 m/s的动子磁链估计值

Fig.11 Estimated mover flux linkage at 0.3 m/s

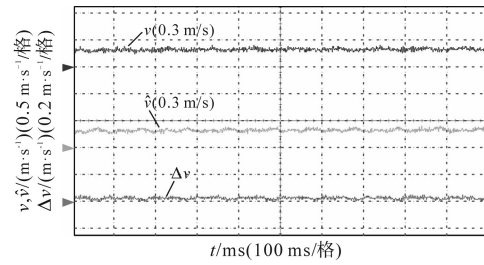


图12 运行速度在0.3 m/s的速度波形

Fig.12 Speed waveforms at 0.3 m/s

图13的波形是当PMSLM运行在0.24 m/s(8 Hz)时突然加速到0.45 m/s(15 Hz)的工况时,本文研究的基于DCFO的速度估计值、速度实际值和速度误差的波形。

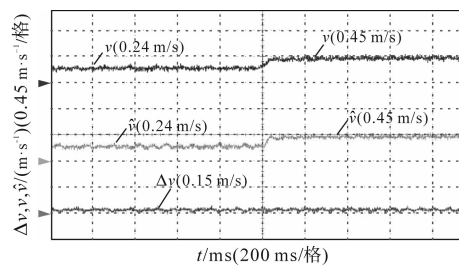


图13 快速加速的速度波形

Fig.13 Speed waveforms of fast acceleration

通过图11~图13动子磁链估计值、速度估计值、速度估计误差值以及速度快速加速的实验结果,可以证明本文研究的DCFO在PMSLM无位置传感器控制系统中实际运行时的正确性。

### 4.2 有效性验证

图14a和图14b分别是PMSLM稳态运行在0.3 m/s的工况时,基于CFO和DCFO的无传感器控制算法突加直流电压偏置 $\Delta u_\alpha = +2$  V后的实验波形图,Flag=0意味着加入的直流电压偏置为0 V,

Flag=1 意味着加入的直流电压偏置为+2 V。当突然加入直流电压为  $\Delta u_\alpha = +2\text{ V}$  后, CFO 无传感器控制算法由于没有补偿校正环节, 所以出现了定子磁链估计值漂移的现象, 进而导致了定子磁链观测精度较差。定子磁链估计值  $\hat{\psi}_{\alpha}$  和  $\hat{\psi}_{\beta}$  之间的观测误差约为 0.03 Wb。此外, 当突加直流电压  $\Delta u_\alpha = +2\text{ V}$  后, DCFO 无传感器控制算法经过扰动观测, 将观测值反馈补偿, 所估计的定子磁链不会发生幅值的变化, 即可准确地估计定子磁链。综上可知, 本文研究的 DCFO 无传感器控制算法在对直流电压偏置的抑制方面表现出了良好的性能。

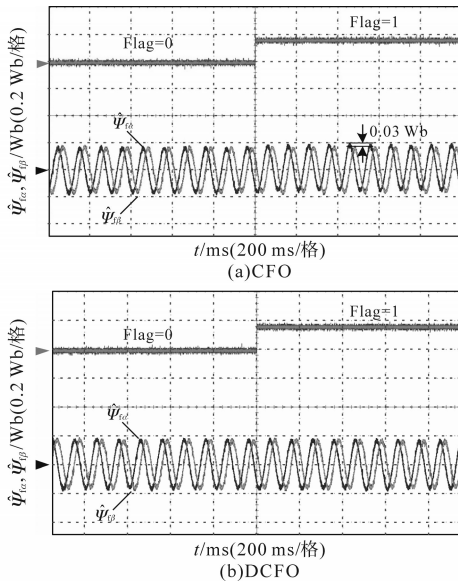


图 14 0.3 m/s 突加直流偏置  $\Delta u_\alpha = +2\text{ V}$  实验结果  
Fig.14 Experimental results with a DC bias of  $\Delta u_\alpha = +2\text{ V}$  at 0.3 m/s

图 15a 和图 15b 分别是 PMSLM 稳态运行在 0.3 m/s 的工况时, 基于 CFO 和 DCFO 的无传感器控制算法突加直流电流偏置  $\Delta i_\beta = +0.2\text{ A}$  的实验波形图, Flag=0 意味着加入的直流电压偏置为 0 A, Flag=1 意味着加入的直流电压偏置为 +0.2 A。当突加直流电压为  $\Delta i_\beta = +0.2\text{ A}$  后, CFO 无传感器控制算法由于没有补偿校正环节, 所以出现了定子磁链估计值的漂移, 进而导致了定子磁链观测准确度大大降低。定子磁链估计值  $\hat{\psi}_{\alpha}$  和  $\hat{\psi}_{\beta}$  之间的偏移误差约为 0.02 Wb。此外, 当突加的直流电压为  $\Delta i_\beta = +0.2\text{ A}$  时, DCFO 的无传感器控制算法经过扰动观测, 将其观测值反馈补偿, 所估计的定子磁链只在突变时发生略微的偏移, 即可准确地估计定子磁链。综上可知, 本文研究的 DCFO 无传感器控制算法在对直流电流偏置的抑制方面表现出了良好的性能。

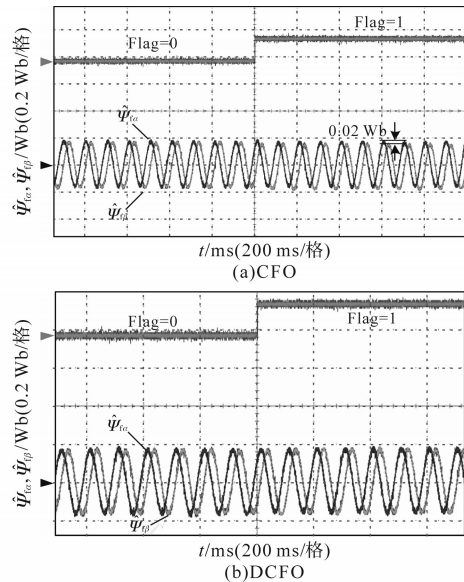


图 15 0.3 m/s 突加直流偏置  $\Delta i_\beta = +0.2\text{ A}$  实验结果  
Fig.15 Experimental results with a DC bias of  $\Delta i_\beta = +0.2\text{ A}$  at 0.3 m/s

图 16a 和图 16b 是 PMSLM 稳态运行在 0.3 m/s 的工况下, 电流直流偏置  $\Delta i_\beta = +0.2\text{ A}$  在此运行工况下一直叠加, 与此同时, 定子电阻在运行过程中突变为标称值的 2 倍时, 基于 CFO 和 DCFO 的无传感器控制算法的实验结果。从实验结果看出, 观测器计算定子磁链时采用的定子电阻实际值  $R$  为定子电阻标称值, 即  $R=R_s$ 。当定子电阻突然变为标称值的 2 倍, 即  $R=2R_s$  时, 定子磁链估计值  $\hat{\psi}_{\alpha}$  和  $\hat{\psi}_{\beta}$  之间的偏移误差增大得较为明显, 约为 0.04 Wb。当  $R=2R_s$  突然发生时, CFO 无传感器控制算法由于没有补偿校正环节, 所以出现了

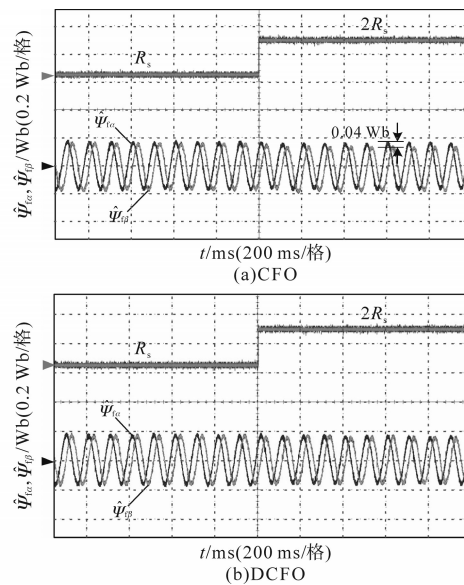


图 16 0.3 m/s  $R=2R_s$  实验结果  
Fig.16 Experimental results with  $R=2R_s$  at 0.3 m/s

动子磁链估计值漂移的现象,进而导致了动子磁链观测的精度大大降低。此外,当 $R=2R_s$ 突然发生时,DCFO的无传感器控制算法经过扰动观测和将观测值反馈补偿,所估计的动子磁链只在突变时发生略微的偏移,即可准确地估计动子磁链。综上可知,本文研究的DCFO无传感器控制算法能够抑制电阻参数变化所带来动子磁链的估计误差。

图17a和图17b是PMSLM稳态运行在0.3 m/s的工况下,基于CFO和DCFO的无传感器控制算法的位置估计、实际位置和位置误差的波形。从实验结果看出,传统磁链观测器CFO最大位置误差约为 $14^\circ$ ,且出现了明显的相位滞后的现象。而扰动补偿磁链观测器DCFO位置估计的最大误差明显小于 $10^\circ$ ,且几乎没有相位滞后的问题,很好地削弱了推力波动的影响。这是由于DCFO采用了陷波滤波器来估计直流分量和逆变器非线性引起的谐波干扰,并且处在稳态的时候,扰动补偿磁链观测器表现为一个纯积分器。因此,扰动补偿磁链观测器具有较强的相位误差抑制和推力波动削弱的能力。

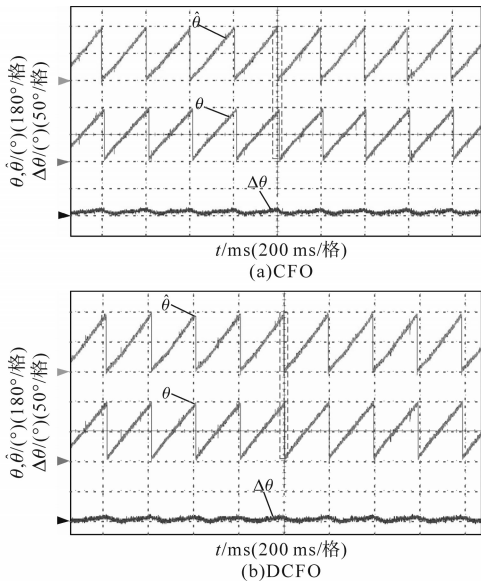


图17 0.3 m/s 位置以及位置误差实验结果

Fig.17 Experimental results of position and position error at 0.3 m/s

### 4.3 加载实验验证

图18a和图18b是当PMSLM运行于0.42 m/s的工况,并且PMSLM突然加载40 N时,基于CFO和DCFO算法的估计速度、实际测速值和速度误差值的实验波形图。实验结果表明,CFO会因为突加载的干扰而产生最大约为0.039 m/s的误差,而DCFO最大速度误差约为0.034 m/s。根据图8扰动补偿磁链观测器的滤波特性可知,

突加载时速度也会产生较大的超调,但是迅速恢复到稳态运行的过程中,反馈校正环节会对产生的速度误差进行快速补偿,从而使得速度误差维持在一个较小的稳定值。因此,相比于CFO,DCFO在突然加载的工况下,性能仍具有一定的优越性。

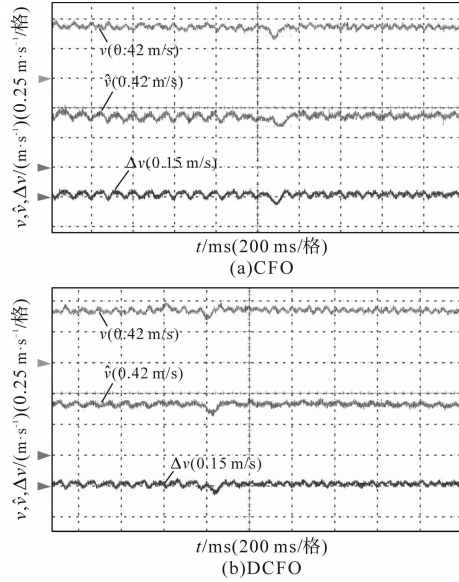


图18 突加载时速度的实验结果

Fig.18 Experimental results of speed with a step load

图19a和图19b代表的是当PMSLM运行于0.42 m/s的工况,并且PMSLM突然加载40 N时,基于CFO和DCFO的无传感器控制算法的估计位置、实际位置和位置误差值的实验波形图。根据实验结果可以看出,受到负载干扰的时候CFO的位置估计最大误差约为 $23^\circ$ ,DCFO的最大

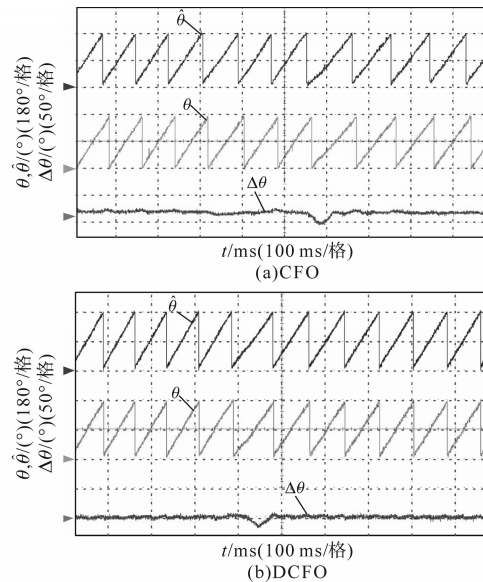


图19 突加载时位置的实验结果

Fig.19 Experimental results of position with a step load



误差约为 $21^\circ$ ,位置误差二者较为相似,然而快速恢复稳态后的位置误差DCFO依然明显小于CFO,也保持了相位不发生滞后的优越性。

## 5 结论

本文的内容围绕所研究的扰动补偿磁链观测器的算法展开。首先,从理论上分析了传统磁链观测器的局限性,引出了扰动补偿磁链观测器的设计方案;其次,通过Bode图阐述了所研究磁链观测器的特性,并且通过劳斯判据证明了其稳定性;接着对搭建的基于DSP TMS320 F28335的PMSLM控制系统的平台作了说明介绍;最后,针对本文研究的算法作了正确性的实验验证和基于不同工况下的性能对比的实验验证。经过对波形的分析可得出结论:基于扰动补偿磁链观测器的算法在稳态运行的时候对直流偏置和谐波扰动具有较强的抑制能力,提高了磁链估计精度的同时保证了速度的精度;在负载扰动的时候也能快速恢复,从而保持了较高的磁链估计精度。

### 参考文献

- [1] 卢琴芬,沈懿明,叶云岳. 永磁直线电动机结构及研究发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2575-2588.  
LU Qinfen, SHEN Yiming, YE Yunyue. Development of permanent magnet linear synchronous motors structure and research [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2575-2588.
- [2] WANG W, LU Z X, FENG Y N, et al. Coupled fault-tolerant control of primary permanent-magnet linear motor traction systems for subway applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3408-3421.
- [3] CUPERTINO F, GIANGRANDE P, PELLEGRINO G, et al. End effects in linear tubular motors and compensated position sensorless control based on pulsating voltage injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2): 494-502.
- [4] MAKINO S, KAKIHARA M, TAKASE Y, et al. Development of a stator-magnetless linear synchronous motor for sensorless control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4559-4568.
- [5] 王惠民,谢东,姚博,等. 基于Backstepping理论的直线牵引电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(22): 6711-6723.  
WANG Huimin, XIE Dong, YAO Bo, et al. Speed-sensorless vector control of linear induction motor drives system based Backstepping control theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(22): 6711-6723.
- [6] 陈思溢,皮佑国. 基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(12): 108-117.  
CHEN Siyi, PI Youguo. Position sensorless control for permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer and sliding mode controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(12): 108-117.
- [7] ZHANG H, KOU B, JIN Y, et al. Investigation of auxiliary poles optimal design on reduction of end effect detent force for PMLSM with typical slot-pole combinations[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 1-4.
- [8] WU C, CHEN Z, CHEN Q. Hybrid-modulation-based full-speed sensorless control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(5): 5908-5917.
- [9] WANG Y, DENG Z. An integration algorithm for stator flux estimation of a direct torque controlled electrical excitation flux-switching generator[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(2): 411-420.
- [10] CHEEMA M A M, FLETCHER J E, XIAO D, et al. Sensorless control of linear permanent magnet synchronous motors using a combined sliding mode adaptive observer[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, 2014: 4491-4498.
- [11] STOJIC D, MILINKOVIC M, VEINOVIC S, et al. Improved stator flux estimator for speed sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2363-2371.
- [12] 梅三冠,卢闻州,樊启高,等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 398-408.  
MEI Sanguan, LU Wenzhou, FAN Qigao, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on error compensation estimated by sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 398-408.
- [13] KIM H S, SUL S K, YOO H, et al. Distortion-minimizing flux observer for IPMSM based on frequency-adaptive observers[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018: 5797-5803.
- [14] CHOI J, NAM K, BOBTSOV A. Robust adaptive sensorless control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(5): 3989-3997.

收稿日期:2023-06-05

修改稿日期:2023-06-16