

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413477

电磁减振器的磁通自感式位置检测方法研究*

孙凤¹, 李佩遥¹, 周冉¹, 吴利平¹, 曲建真²

(1. 沈阳工业大学机械工程学院 沈阳 110870; 2. 高速磁浮运载技术全国重点实验室 青岛 266111)

摘要:在电磁减振器(ESA)的位置检测中,常用的位移传感器往往需要较大的安装空间和洁净的使用环境。为降低检测方式的复杂性和检测环境的限制,在ESA的定子端部采用3个线性霍尔传感器并间距电角度120°布置,用于检测定子永磁体的磁密变化信息,并转换为ESA的位置信息。在考虑霍尔传感器的安装误差、多传感器之间的灵敏度误差和磁场畸变产生的谐波分量的情况下,进行位置检测方法的研究。首先,通过有限元法分析端部区域的磁密变化、磁密峰值和谐波含量,确定霍尔传感器的布置位置。然后,建立考虑霍尔传感器误差和谐波干扰的输出霍尔信号数学模型。基于此模型的特点,提出了一种双锁相环(DPLL)结合带通频率同步提取滤波器(DPLL-BPFSEF)的位置解算方法。其中,DPLL用于抑制高频谐波对信号的影响,BPFSEF则用于抑制信号中出现低频率谐波的影响,补偿在解算过程中DPLL对低频率信号抑制能力不稳定的特点。最后,通过实验分析匀速和正弦运动工况下位置检测方法的有效性,结果表明,DPLL-BPFSEF和DPLL均可准确解算霍尔信号,同时实现ESA定子速度和位置的检测。通过DPLL-BPFSEF检测动子的正弦运动,速度的误差率为5.1%;DPLL-BPFSEF比DPLL的位置解算精度在匀速和正弦运动下各提升了42.8%和37%。

关键词:电磁减振器;霍尔传感器;位置检测;双锁相环;带通频率同步提取滤波器

中图分类号: TH7 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.40

Research on the flux self-induced position detection method for electromagnetic shock absorber

Sun Feng¹, Li Peiyao¹, Zhou Ran¹, Wu Liping¹, Qu Jianzhen²

(1. School of Mechanical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

2. State Key Laboratory of High-speed Maglev Transportation Technology, Qingdao 266111, China)

Abstract: In the position detection of electromagnetic shock absorber (ESA), the commonly used displacement sensors often require large installation space and clean usage environment. To reduce the complexity of the detection method and the limitation of the detection environment, three linear Hall sensors are used in the actuator end of the ESA and are arranged at a spacing of 120° from each other at an electrical angle. They are used for detecting the information of the magnetic density change of the stator's permanent magnets and converting it into the position information of the ESA. The research of the position detection method is implemented under the consideration of the installation error of Hall sensors, the sensitivity error between multiple sensors and the harmonic component generated by the magnetic field distortion. First, the arrangement position of Hall sensors is determined by analyzing the magnetic density variation, magnetic density peak, and harmonic content in the end region by the finite element method. Then, a mathematical model of the output Hall signal considering the Hall sensor error and harmonic interference is formulated. Based on the characteristics of this model, a dual phase-locked loop (DPLL) combined with a band-pass frequency synchronization extraction filter (DPLL-BPFSEF) position-solving method is proposed. DPLL is used to suppress the influence of high-frequency harmonics on the signal, and BPFSEF is utilized to suppress the influence of low-frequency harmonics appearing in the signal to compensate for the unstable suppression ability of

收稿日期: 2024-11-11 Received Date: 2024-11-11

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(52375258)、辽宁省自然科学基金项目(2023-BSBA-263)、辽宁省教育厅项目(LJ212410142015)、中车青岛四方机车车辆股份有限公司高速磁浮运载技术全国重点实验室开放基金项目(SKLM-SFCF-2024-007)、重庆市自然科学基金项目(CSTB2024NSCQ-MSX0371)、重庆市教委科学技术研究项目(KJZD-K202303401)资助

DPLL on low-frequency signals during the solving process. Finally, the effectiveness of the position detection method under uniform speed and sinusoidal motion conditions is analyzed through experiments. The results show that both DPLL-BPFSEF and DPLL can accurately solve Hall signals and realize the detection of the speed and position of the ESA actuator at the same time. The error rate of velocity is 5.1% when detecting the sinusoidal motion of the actuator by DPLL-BPFSEF, and the position accuracy of DPLL-BPFSEF is 42.8% and 37% higher than those of DPLL for both uniform velocity and sinusoidal motion.

Keywords: electromagnetic shock absorber; Hall sensor; position solving; dual phase-locked loop; band-pass frequency synchronization extraction filter

0 引言

电磁减振器 (electromagnetic shock absorber, ESA) 能够主动控制电流改变电磁力的大小, 实现可变阻尼减振, 保持减振器最佳工作状态, 其具有结构简单、响应迅速、噪声小的优点^[1-2]。

ESA 的主动控制中, 减振器的位置信息作为调节依据, 常采用位置传感器^[3]、速度传感器^[4]和姿态传感器^[5]等传感器, 其具有响应快、精度高等特点, 但需要额外空间布置并受环境因素影响。这增加了系统设计复杂性和安装的难度。同时在减振器发生故障时, 上述传感器无法检测减振器故障^[6]。相比之下, 根据直线电机式电磁减振器内的永磁体为阵列排布, 会产生规律性的磁场^[7]的特点, 采用线性霍尔传感器检测, 因其体积小、成本低、寿命高等特点, 特别适用于对安装空间要求高、成本敏感的应用场景^[8], 同时当 ESA 中因元件失效导致的磁场异常时也能被检测。

线性霍尔传感器对 ESA 的位置检测与永磁电机位置检测原理相同, 检测精度会受安装误差和磁场谐波等因素影响。为提高检测精度, 在布置形式上, 常采用双霍尔传感器间距电角度相差 90° 布置检测^[9-10]和三霍尔传感器间距电角度 120° 布置检测^[11-12], 部分研究者为了更好的解决谐波带来的解算精度问题采用了阵列霍尔布置^[13-14]。同时有学者为解决磁场谐波造成检测精度低的问题, 文献[15]结合实际信号采集时可能出现的零点漂移, 放大系数差异和磁场高次谐波干扰等影响因素, 通过离线标定法补偿霍尔信号, 同时针对信号中的谐波采用卡尔曼滤波提取基波分量检测位置, 误差减小了 81%。文献[16]分析磁场内谐波和装配公差等干扰因素提出了一种基于伦伯格观察器和 Adaline 神经网络 (Adaline neural network, ANN) 的补偿算法, 伦伯格观测器用于估计原始位置, 人工神经网络用于误差补偿, 验证了不同工况下与经典算法的位置检测精度对比, 并保持误差在 120 μm 以内。文献[17]分析存在传感器安装误差的情况下, 提出离线标定法依靠模糊神经建模法实现补偿误差。除了对采集传感器误差的补偿, 也有学者通过多目标结构优化实现降低磁场谐波含量, 提升解算精度^[18]。

综上所述, 国内外学者主要针对高速直线工况下研究霍尔位置解算方法, 但未验证低速连续往复运动的工况下的有效性。同时研究尚未涉及 ESA 采用霍尔传感器直接检测位置的方法。本研究不采用外部位置传感器, 通过线性霍尔传感器感知 ESA 永磁体磁密变化, 并分析线性霍尔传感器输出信号模型, 提出了双锁相环结合带通频率同步提取滤波器处理霍尔信号解算 ESA 位置, 并使用实验平台验证位置检测方法的有效性。

1 磁通自感式检测原理及方式设计

1.1 磁通自感位置检测原理

磁通自感位置检测是指通过线性霍尔传感器监测和获取磁通的变化信息, 通过解算输出信号以确定减振器的位置。如图 1 所示, 轴向充磁的永磁体阵列会产生正弦变化规律的磁场。

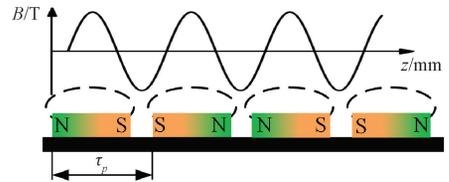


图 1 轴向充磁永磁体轴向磁密分布

Fig. 1 Axial magnetic density distribution of axially magnetized permanent magnets

其磁感密度表达式 $B(z)$ 为:

$$B(z) = B_0 \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} z + \phi\right) \quad (1)$$

式中: B_0 为距离永磁体同一高度下磁密幅值; τ_p 为永磁体极距; z 为检测点位置; ϕ 为检测初始位置。将霍尔传感器置于永磁体阵列中, 根据霍尔效应^[19], 线性霍尔传感器输出电压为:

$$\begin{cases} U_H(z) = B(z) \times S_H + U_{DC} \\ V(z) = U_H(z) - U_{DC} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $U_H(z)$ 为线性霍尔传感器输出电压; $B(z)$ 为磁感强度; S_H 为霍尔传感器灵敏度; U_{DC} 为静态电压; $V(z)$ 为去霍尔直流偏置的处理电压, 即本研究所需输出电压信号。

霍尔传感器布置在减振器内部感知磁密变化,减振器在振动时,霍尔电压规律性改变大小。输出的霍尔电压信号 v_a 、 v_b 、 v_c 表示为:

$$\begin{cases} v_a = V_m \sin \theta \\ v_b = V_m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_c = V_m \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: V_m 为输出电压幅值; θ 为动子电角度。为便于分析霍尔信号与减振器位置的关系,将自然坐标系下的霍尔信号转换至静止坐标系下,常采用等幅值 Clark 变换,表达式为:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: v_α 、 v_β 分别为 α 、 β 静止坐标系下的正交信号。估计减振器动子位置 z 为:

$$z = \frac{\tau_p}{\pi} \arctan(v_\beta/v_\alpha) \quad (5)$$

式(5)为线性霍尔传感器输出电压和动子位置的关系。三霍尔信号之间的关系可对应减振器位置信息,如图 2 所示。

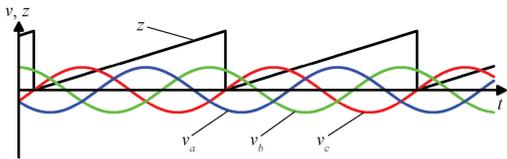


图 2 三霍尔信号及位置检测

Fig. 2 Three Hall signals and position detection

通过霍尔传感器实际采集的信号,霍尔信号 v'_a 、 v'_b 、 v'_c 中出现不同程度的畸变,导致解算精度降低,如图 3 所示。

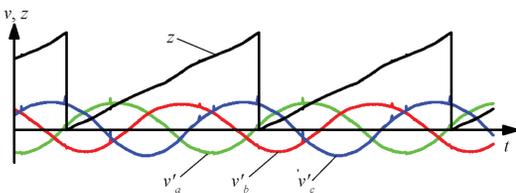


图 3 实际采集三霍尔信号及位置检测

Fig. 3 Actual acquisition of triple Hall signals and position detection

1.2 磁通自感的位置检测方式设计

以直线电机式 ESA 为研究对象。减振器动子由轴向充磁永磁体阵列和定子壳体构成;定子由齿槽绕组和

端部霍尔支架组成,3 个霍尔传感器布置间距电角度 120° 。ESA 结构示意图如图 4 所示。

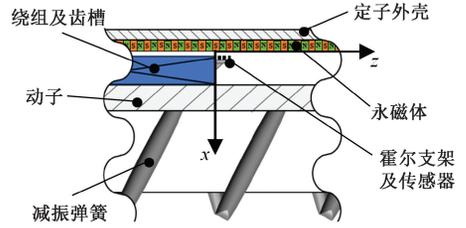


图 4 电磁减振器半剖视结构

Fig. 4 Electromagnetic shock absorber half sectional structural

由于霍尔传感器处于齿槽端部存在端部效应导致输出信号引入谐波干扰^[20]。因此需分析端部区域磁密分布情况以确定霍尔传感器位置。

采用 Maxwell 软件有限元仿真,分析 Z 轴正向永磁体轴向磁密分布,如图 5 所示,对距离永磁体 X 正向的不同高度进行对比分析。根据不同灰度线条正弦性变化,距离永磁体越近正弦性变化越差;距离端部越远,磁密受磁场畸变影响越小。

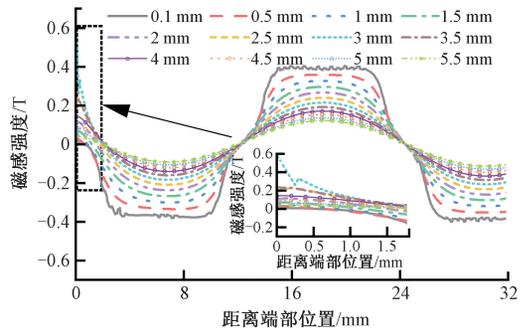


图 5 距永磁体表面不同径向高度磁密分布曲线

Fig. 5 Distribution curve of magnetic susceptibility at different radial heights from the surface of the permanent magnet

为确定传感器适合布置的检测位置,分析图 5 中距离端部位置 12~28 mm 区域内的不同 X 向高度磁密分布的总谐波畸变率 (total harmonic distortion rate, THD) 和磁通密度峰值 (peak flux density, PFD) 的关系,如图 6 所示。由图 6 可以看出,随着高度距离的增加 THD 不断降低,PFD 也随之降低。高度在 3 mm 以上 THD 下降不明显,同时为降低实际干扰下对信号的干扰,需 PFD 不能过低。考虑 $PFD \geq 0.15$ T,选取距永磁体高度在 4~4.5 mm 处布置霍尔传感器检测。

2 霍尔传感器的输出信号数学模型

2.1 考虑霍尔传感器误差输出信号数学模型

线性霍尔传感器由于装配时安装高度不同和霍尔传

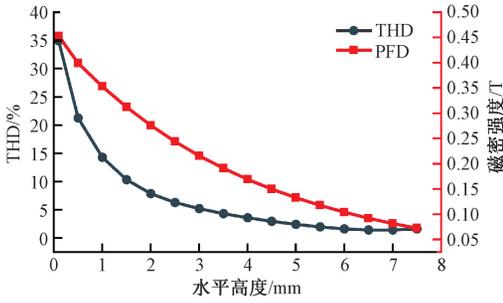


图6 距永磁体表面0.1~7.5 mm的THD和PFD关系

Fig. 6 Relationship between THD and PFD for 0.1~7.5 mm from the surface of permanent magnet

传感器的灵敏度 S_H 差异会造成三霍尔输出信号幅值误差, 此时输出信号表达式 v'_a, v'_b, v'_c 为:

$$\begin{cases} v'_a = (1 + \varepsilon_a) V_m \sin \theta \\ v'_b = (1 + \varepsilon_b) V_m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v'_c = (1 + \varepsilon_c) V_m \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\varepsilon_a, \varepsilon_b, \varepsilon_c$ 为霍尔信号幅值误差系数。转换成正交信号 v_α, v_β 为:

$$v_\alpha = v_{\alpha 0} + \Delta v_\alpha = V_m \sin \theta +$$

$$\left[\frac{2V_m}{3} \left(\varepsilon_a + \frac{1}{4}\varepsilon_b + \frac{1}{4}\varepsilon_c \right) \sin \theta + \frac{2V_m}{3} \times \frac{\sqrt{3}}{4} (\varepsilon_b - \varepsilon_c) \cos \theta \right] \quad (7)$$

$$v_\beta = v_{\beta 0} + \Delta v_\beta = -V_m \cos \theta +$$

$$\left[\frac{2V_m}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{4} (\varepsilon_b - \varepsilon_c) \sin \theta - \frac{3}{4} (\varepsilon_b + \varepsilon_c) \cos \theta \right) \right] \quad (8)$$

式中: $v_{\alpha 0}, v_{\beta 0}$ 为理想信号部分; $\Delta v_\alpha, \Delta v_\beta$ 为中括号部分表示输出干扰部分。位置误差 Δx 为:

$$\Delta x = x' - x = \frac{\tau_p}{\pi} \left(\arctan \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) - \theta \right) =$$

$$\frac{\tau_p}{6\pi} [\sqrt{3} (\varepsilon_b - \varepsilon_c) \cos 2\theta + (2\varepsilon_a - \varepsilon_b - \varepsilon_c) \sin 2\theta] \quad (9)$$

从式(7)~(9)可以看出若3个霍尔信号幅值出现不同时,会产生2倍角频率项,造成检测误差。同时线性霍尔传感器的输出信号在实际测量中会受到多种因素的影响,如环境干扰、温度变化、电子元件的热噪声及电源波动。这些因素会导致输出信号叠加随机噪声,同时运算放大器零点漂移和供电转换电路的差异会引入直流偏置。综合考虑这些干扰源,霍尔传感器输出信号 V'_i 可表示为:

$$V'_i = (1 + \varepsilon_i) V_m \sin(\theta) + v_{DC} + N(0, \sigma^2) \quad (10)$$

式中: i 为 a, b, c 这3个霍尔传感器; v_{DC} 为偏置直流电压; N 为随机噪声矩阵; σ^2 为噪声的方差,表示噪声强度。

2.2 考虑谐波干扰输出信号数学模型

在前文的霍尔传感器布置分析中,无法完全避免磁场中谐波分量造成的影响,对端部磁场进行频域分析,其傅里叶级数表达式 $B(x)$ 为:

$$B(x) = B_0 \sin(\theta) + \sum_{n=2}^{\infty} B_n \sin(n\theta) \quad (11)$$

式中: B_0 为基波分量幅值; B_n 为第 n 次谐波的幅值。通过式(2)将磁密变化转化成霍尔输出电压信号,并基于式(10)的霍尔传感器输出电压 V_i 为:

$$V_i = V_{0i} \sin(\theta) + \sum_{n=2}^{\infty} V_{ni} \sin(n\theta) + v_{DC} + N_i(0, \sigma^2) \quad (12)$$

式中: V_{0i} 为基波分量对应的信号幅值,其中 $V_{0i} = (1 + \varepsilon_i) V_m$, i 为 a, b, c 。 V_{ni} 为谐波分量对应的信号幅值。频域分析图5中的磁感应强度分布,如图7所示。

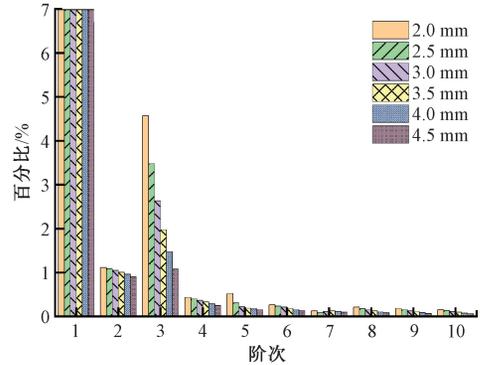


图7 距离永磁体2~4.5 mm 磁场频域分析

Fig. 7 Frequency domain analysis of the magnetic field at a distance of 2~4.5 mm from the permanent magnet

磁场的频域分析可以看出主要由3次谐波构成,其他谐波含量较低。因此分析谐波干扰主要以3次谐波为主。对输出信号 V_a, V_b, V_c 进行简化:

$$\begin{cases} V_a = V_{0a} \sin(\theta) + V_3 \sin(3\theta) + v_{DC} + N(0, \sigma^2) \\ V_b = V_{0b} \sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + V_3 \sin \left(3\theta - 2\pi \right) + v_{DC} + N(0, \sigma^2) \\ V_c = V_{0c} \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) + V_3 \sin \left(3\theta + 2\pi \right) + v_{DC} + N(0, \sigma^2) \end{cases} \quad (13)$$

式中: V_{0a}, V_{0b}, V_{0c} 为基波幅值; V_3 为3次谐波幅值。对式(13)采用式(5)的方法处理,其正交信号 v_α, v_β 为:

$$v_\alpha = \frac{2}{3} \left(V_a - \frac{V_b}{2} - \frac{V_c}{2} \right) =$$

$$\left(\frac{2}{3} V_{0a} + \frac{1}{6} (V_{0b} + V_{0c}) \right) \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{6} (V_{0b} - V_{0c}) \cos \theta$$

$$v_{\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{0c}}{2} - \frac{V_{0b}}{2} \right) = \frac{\sqrt{3}}{6} (V_{0c} - V_{0b}) \sin \theta - \frac{1}{2} (V_{0b} + V_{0c}) \cos \theta \quad (14)$$

由式(14)可以看出,幅值相同的3次谐波分量,直流偏置,随机干扰被消除,与式(7)、(8)的表达式相同。传感器的布置距离定子端部不同,谐波的幅值在各相之间存在差异,导致谐波分量不对称,Clark变换无法完全消除这些谐波对位置解算的影响。因此需抑制谐波对解算精度的影响。

3 DPLL-BPFSEF 解算方法

由上文分析,受磁场环境影响信号会出现畸变,这种情况下常采用锁相环系统解算信号频率及电相位。锁相环(phase-locked loop, PLL)^[21]是一种利用反馈机制使输出信号的相位与参考信号相位保持同步的电路,广泛应用于频率合成、时钟恢复和通信系统。然而,由于减振器运动规律的特殊性,传统锁相环在实现零稳态误差方面面临挑战,导致解算误差。

3.1 DPLL 方法

本研究提出使用双锁相环(dual phase-locked loop, DPLL)解算信号中的相位信息和基频信息,实现位置检测。其结构如图8所示。

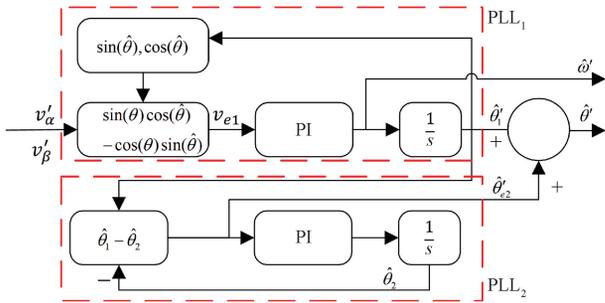


图 8 DPLL 结构

Fig. 8 Block diagram of DPLL structure

图8中正交化处理的信号 v'_α, v'_β 输入 PLL₁, v_{e1} 是鉴相器(phase detector, PD)的输出,原理表示为:

$$v_{e1}(\theta) = \sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) - \cos(\theta) \sin(\hat{\theta}) = \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (15)$$

通过 PI 环路滤波器输出信号频率 ω', θ̂₁ 为 ω' 经压控振荡器积分的相位信号,同时为 PLL₂ 的输入相位信号原理同 PLL₁, θ̂₂ 为 PD 的误差相位信号。θ̂' 为 PLL₁ 和 PLL₂ 双环锁相环估计的电相位信号表示为:

$$\hat{\theta}' = \hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_{e2} \quad (16)$$

小信号模型如图9所示。根据图9(a)所示单个锁

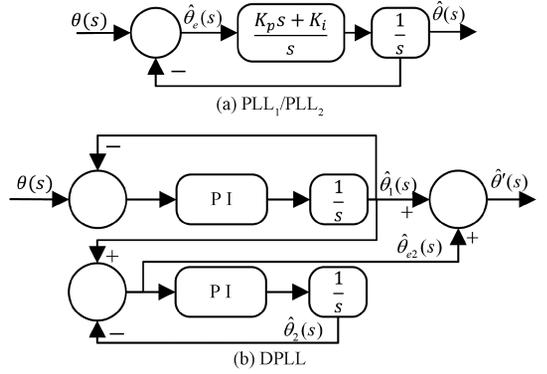


图 9 小信号模型

Fig. 9 Small-signal model

相环的小信号模型,其开环传递函数 H_{ol}(s) 为:

$$H_{ol}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s} \times \frac{1}{s} \quad (17)$$

式中: K_p 和 K_i 分别是 PI 模块的参数,其闭环传递函数 G_n(s) 为:

$$G_n(s) = \frac{H_{ol}(s)}{1 + H_{ol}(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (18)$$

式中: n = 1, 2 分别表示 PLL₁ 和 PLL₂。由图9(b)所示, DPLL 系统闭环传递函数由 θ(s) 到 θ̂'(s):

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}'(s)}{\theta(s)} = \frac{2K_p s^3 + (2K_i + K_p^2) s^2 + 2K_i K_p s + K_i^2}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \quad (19)$$

式中: θ(s) 为信号输入信号拉式传递函数; θ̂'(s) 为信号输出拉式传递函数。DPLL 系统误差传递函数为:

$$G_e(s) = \frac{E(s)}{\theta(s)} = \frac{\theta(s) - \hat{\theta}'(s)}{\theta(s)} \quad (20)$$

式中: E(s) 误差信号在拉普拉斯域的表达。当输入 φ(s) 为相位阶跃 $\frac{\varphi_0}{s}$, 频率阶跃 $\frac{\omega_0}{s^2}$, 频率斜坡 $\frac{\gamma_0}{s^3}$ 时, 其稳态误差为:

$$\begin{cases} e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} G_e(s) \phi(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^4}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \times \frac{\varphi_0}{s} = 0 \\ e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} G_e(s) \phi(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^4}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \times \frac{\omega_0}{s^2} = 0 \\ e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} G_e(s) \phi(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^4}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \times \frac{\gamma_0}{s^3} = 0 \end{cases} \quad (21)$$

为了分析系统稳定,将 DPLL 传递函数改写特征方程为:

$$s^4 + 2K_p s^3 + (2K_i + K_p^2) s^2 + 2K_i K_p s + K_i^2 = 0 \quad (22)$$

将式(22)重写代入 K_i = ω_n², K_p = 2ξω_n, 即:

$$s^4 + 4\xi\omega_n s^3 + (2\omega_n^2 + 4\xi^2\omega_n^2)s^2 + 4\xi\omega_n^3 s + \omega_n^4 = 0 \quad (23)$$

式中: ξ 为系统阻尼系数; ω_n 为固有频率。根据 Routh-Hurwitz 判据:

$$\begin{cases} 4\xi\omega_n > 0 \\ (4\xi^2 + 1)\omega_n^2 > 0 \\ \frac{16\xi^3\omega_n^3}{(4\xi^2 + 1)} > 0 \end{cases} \quad (24)$$

若满足稳定性条件,需 $\xi > 0, \omega_n > 0$ 。对 DPLL 进行频域分析,双锁相环的 Bode 图如图 10 所示。

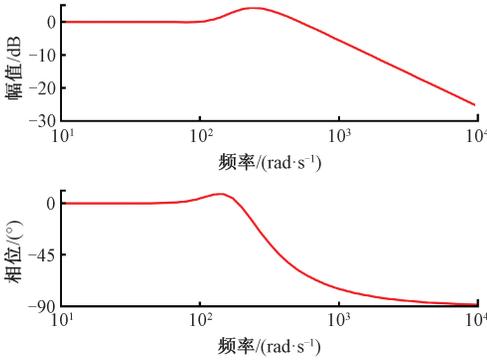


图 10 双锁相环 Bode 图

Fig. 10 Bode diagram of DPLL

系统表现为高频抑制,输入 DPLL 信号 v'_α, v'_β 的高频谐波高于固有频率时,则表现为抑制,实现滤波的目的。但当基频 ω 过低时低频谐波仍然无法被双锁相环抑制。因此为解决这种工况下的减振器位置解算,需在先对信号进行低频谐波处理。

3.2 谐波抑制方法

为解决双锁相环无法抑制过低的低频谐波,导致的检测精度低的问题,采用带通频率同步提取滤波器 (band-pass frequency synchronization extraction filter, BPFSEF) 抑制低次谐波,如图 11 所示。

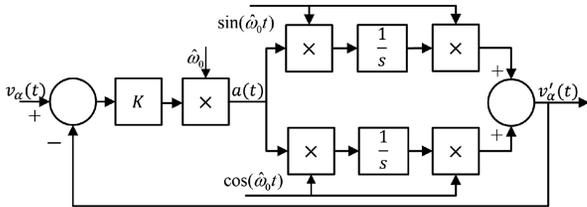


图 11 带通频率同步提取滤波器

Fig. 11 Block diagram of BPFSEF

正交信号 $v_\alpha(t), v_\beta(t)$ 分别输入 BPFSEF 中,以 $v_\alpha(t)$ 输入为例, K 为滤波系统增益, $\hat{\omega}_0$ 为系统参考频率, $a(t)$ 为 v_α 与 K 和 $\hat{\omega}_0$ 的乘积。 v'_α 可以表示为:

$$v'_\alpha(t) = [\sin(\hat{\omega}_0 t) \cos(\hat{\omega}_0 t)] \begin{bmatrix} \int \sin(\hat{\omega}_0 t) a(t) dt \\ \int \cos(\hat{\omega}_0 t) a(t) dt \end{bmatrix} =$$

$$\frac{1}{2} \hat{\omega}_0 K \sin(\hat{\omega}_0 t + \hat{\theta}_\alpha) \quad (25)$$

式中: $\hat{\omega}_0 t + \hat{\theta}_\alpha$ 为滤波出的估计电相位,对式 (25) 求导,可得:

$$\dot{v}'_\alpha(t) = -\hat{\omega}_0^2 v'_\alpha(t) + \dot{a}(t) \quad (26)$$

由 $a(t)$ 到输出信号 $v'_\alpha(t)$ 的传递函数根据拉普拉斯式变换为:

$$\frac{V'_\alpha(s)}{A(s)} = \frac{s}{s^2 + \hat{\omega}_0^2} \quad (27)$$

式中: $V'_\alpha(s)$ 和 $A(s)$ 分别是 $v'_\alpha(t)$ 和 $a(t)$ 的象函数。系统开环传递函数 $G'_{ol}(s)$ 为:

$$G'_{ol}(s) = \frac{K\hat{\omega}_0 s}{s^2 + \hat{\omega}_0^2} \quad (28)$$

BPFSEF 系统闭环传递函数 $G(s)$ 为:

$$G(s) = \frac{V'_\alpha(s)}{V_\alpha(s)} = \frac{G'_{ol}(s)}{1 + G'_{ol}(s)} = \frac{K\hat{\omega}_0 s}{s^2 + K\hat{\omega}_0 s + \hat{\omega}_0^2} \quad (29)$$

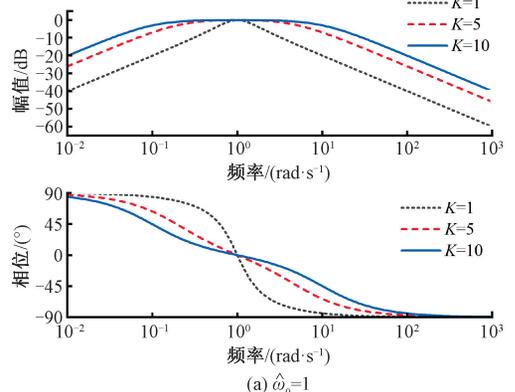
系统特征方程为:

$$s^2 + K\hat{\omega}_0 s + \hat{\omega}_0^2 = 0 \quad (30)$$

根据 Routh-Hurwitz 判据:

$$\begin{cases} K\hat{\omega}_0 > 0 \\ \hat{\omega}_0^2 > 0 \end{cases} \quad (31)$$

当 $K > 0$ 时,系统稳定。如图 12 所示为 BPFSEF 系统 Bode 图。当 K 为固定常数时,系统随 $\hat{\omega}_0$ 变化,而改变系统幅值衰减频域。因此实现随系统输入信号频率变化的有效滤波。当 $\hat{\omega}_0$ 与输入电压频率 ω 相等时,滤波器对输入电压中非 ω 频域部分幅值衰减,并提取输入电压的基频信号,从而实现滤波。 $\hat{\omega}_0$ 和 K 决定滤波器的性能,当 $\hat{\omega}_0$ 在锁定状态下, K 值越小,滤波能力越好,相对的系统锁定时间就更长。 K 值的选取,需要在具体的实验工况下进行调试,通常选取 $K = 0.707$ 。



(a) $\hat{\omega}_0 = 1$

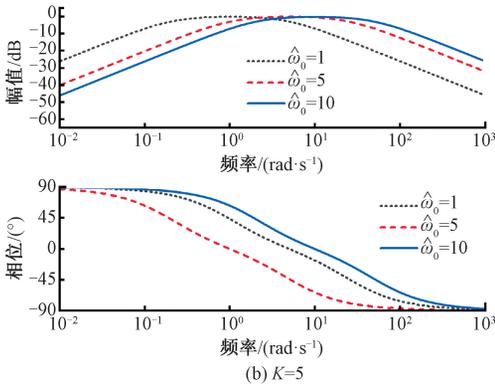


图 12 带通频率同步提取滤波器 Bode 图
Fig. 12 BPFSEF Bode plot

确定 K 值后,系统准确性因素则由 $\hat{\omega}_0$ 的准确性确定。DPLL 在输出位置的同时具有输出频率 $\hat{\omega}'$ 的特性,因此将 $\hat{\omega}'$ 作为 BPFSEF 参考频率 $\hat{\omega}_0$ 。

3.3 结合 DPLL-BPFSEF 解算方法位置检测

根据前文分析通过对三霍尔信号的正交变换处理,通过 BPFSEF 滤波处理和 DPLL 的解算可以输出信号的相位信息,即双锁相环结合带通频率同步提取滤波器(dual phase-locked loop and band-pass frequency synchronization extraction filter, DPLL-BPFSEF)。三霍尔信号解算方法框图如图 13 所示。

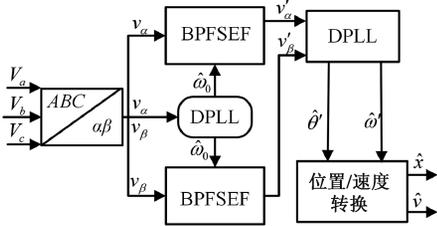


图 13 本研究霍尔信号解算方法

Fig. 13 Block diagram of Hall signal solving method in this article

3 个线性霍尔输出信号 V_a 、 V_b 、 V_c , 通过等幅值坐标变换得到正交信号 v_α 、 v_β 分别作为 BPFSEF 的输入信号, v_α 、 v_β 同时输入 DPLL 并输出预估计频率 $\hat{\omega}_0$ 至 BPFSEF; 通过双 BPFSEF 滤除谐波分别输出 v'_α 、 v'_β , 经 DPLL 解算输出霍尔信号位置电相位 $\hat{\theta}'$ 和信号频率 $\hat{\omega}'$; 最后将电相位信号根据实际减振器结构参数转换输出减振器检测位置 \hat{x} 和减振器检测速度 \hat{v} 。

4 实验验证

4.1 实验平台

为验证电磁减振器磁通自感式位置检测方法的有效

性,利用电磁减振器中的作动器原理样机,并根据前文研究布置线性霍尔传感器对作动器位置予以验证,实验平台及实验方法如图 14 所示,实验台控制系统由作动器原理实验平台, dSPACE 控制平台,磁栅尺,驱动器,上位机组成;动子位置检测方法实验由线性霍尔传感器,示波器,上位机组成。使用 MATLAB/Simulink 软件搭建磁通自感位置检测系统,解算动子位置信息。

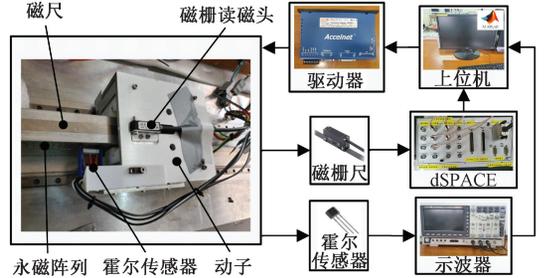


图 14 电磁减振器位置检测系统

Fig. 14 Electromagnetic shock absorber position detection system

通过上位机控制驱动器,驱动器生成控制指令控制动子运动,磁栅尺具有微米级精度,分辨率高,检测值作为真实值的参考,将实时动子位置反馈给 dSPACE 和驱动器。磁通自感的动子位置检测通过安装在动子端部霍尔传感器采用 Winson 公司生产的 WSH315,布置 3 个并两两间隔 8 mm,霍尔电压的模拟信号输出给示波器,再由示波器传给上位机中通过 DPLL-BPFSEF 方法框图输出动子位置实现位置检测,作动器原理样机具体参数见表 1。

表 1 原理样机参数

Table 1 Principle prototype parameters

参数	单位	数值
行程 (L)	mm	460
极对数 (P_n)	对	5
极距 (τ_p)	mm	12
永磁体磁链 (ψ_f)	Wb	5.5
相间电阻 (R_s)	Ω	3.8
q 轴电感 (L_q)	mH	0.85
d 轴电感 (L_d)	mH	0.85

4.2 实验结果分析

1) 动子直线运动检测

控制动子直线匀速运动,设定驱动器速度为 30 mm/s,对应霍尔信号频率应为 1.25 Hz。如图 15 所示为线性霍尔传感器输出的霍尔电压信号实验波形。图 15(a)为采用示波器采集的 3 个霍尔传感器的信号。图 15(b)是直

接将霍尔信号转换成正弦信号,图中信号畸变相比于图 15(a)中的畸变幅值降低,但仍然存在,验证了等幅值 Clark 变换对干扰起到一定的抑制作用但无法消除。图 15(c)是采用 DPLL 将图 15(b)的正交信号直接处理得到的正交反馈信号 $v_{D\alpha}$ 、 $v_{D\beta}$,图中可以看出高频谐波产生的畸变被抑制,但信号的正弦变化并不理想,验证前文分析的存在低频谐波干扰无法被抑制。图 15(d)是采用 DPLL-BPFSEF 处理的正交信号正弦度较好于图 15(c)。

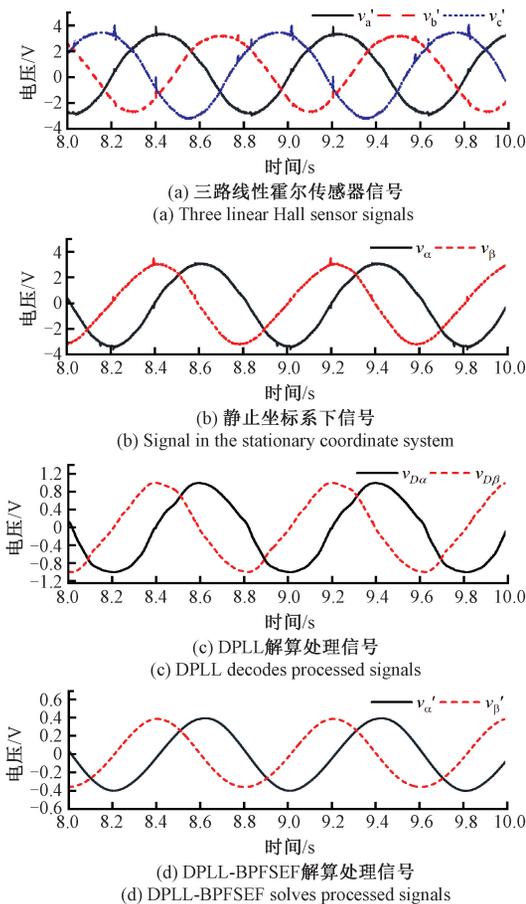


图 15 实际波形及解算处理波形

Fig. 15 Actual waveforms and solved waveforms

将图 15 的处理信号分别进行位置解算,如图 16 所示,是将处理后的正交信号位置解算。图 16(a)是磁栅尺检测,霍尔传感器检测,DPLL 解算和 DPLL-BPFSEF 解算的位置对比。可以看出 DPLL-BPFSEF 解算位置与磁栅尺检测位置基本一致;霍尔传感器检测位置和 DPLL 解算位置相似但 DPLL 较光滑。图 16(b)是以磁栅尺检测位置作为真实值参考对比其他 3 种检测方法的位置误差。3 条曲线变化趋势相似,误差结果呈周期性。霍尔检测误差出现明显的毛刺现象同时震荡幅度较大,说明信号中存在高频谐波,误差范围约 1.11 mm;通过 DPLL 解算误差相比于霍尔检测无误差毛刺和较宽震荡且相对

平滑但解算误差范围与霍尔检测几乎相同,可以看出双锁相环可以将高频谐波,对基频较低的低频谐波无法有效抑制。DPLL-BPFSEF 解算误差范围约 0.63 mm,相比于仅采用 DPLL 解算,检测精度提升了 42.8%。

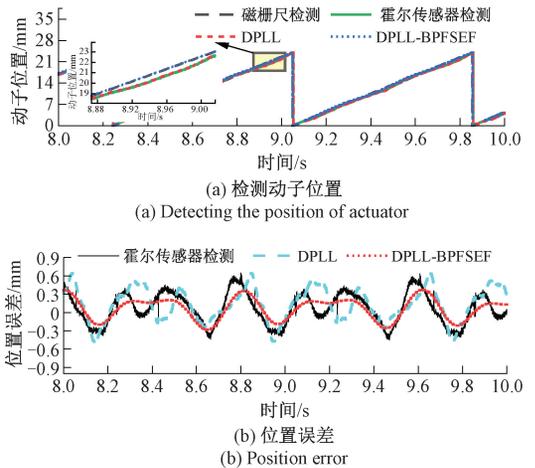


图 16 动子直线运动位置检测

Fig. 16 Position detection of linear motion of actuator

图 16 说明利用 DPLL-BPFSEF 解算方法检测位置可同时抑制信号中的高频和低频谐波干扰,使磁通自感的位置检测精度有所提高。

2) 动子正弦运动解算

设定驱动器的幅值速度为 20 mm/s,正弦运动方式,动子往复频率 1 Hz(模拟减振器较低频振动)。如图 17 所示是通过模拟 ESA 振动的工况动子位置检测,在验证平台上,磁栅尺检测动子幅值速度为 18.7 mm/s,位移区间 ± 4.7 mm。

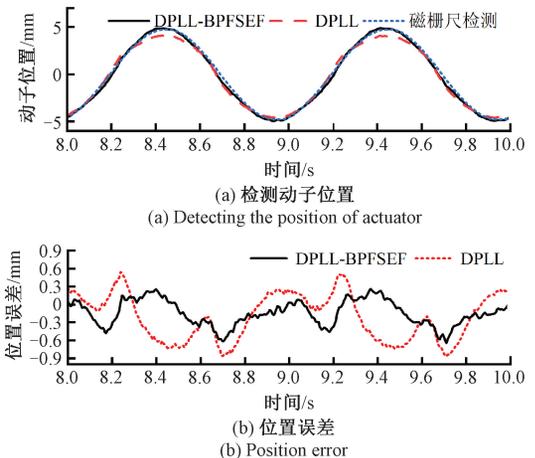


图 17 动子正弦运动位置检测

Fig. 17 Position detection of sinusoidal motion of actuator

图 17(a)为动子正弦运动时采用 DPLL 和 DPLL-BPFSEF 解算方法。可以看出,DPLL-BPFSEF 方法位置

检测更接近真实值。图 17(b) 为对应两种解算方法的检测误差,相比于直线动子检测误差的平滑性,动子正弦运动误差的震荡幅度同时变大,说明动子端部磁场正弦运动比直线运动更复杂。DPLL 方法检测的动子位置误差范围为 1.35 mm, DPLL-BPFSEF 为 0.85 mm, 解算精度提升了 37%, 误差呈周期性变化, DPLL-BPFSEF 解算方法同样能够有效检测动子正弦低频率运动工况下的位置检测。

DPLL-BPFSEF 不仅可以解算位置同时可以检测动子速度,如图 18 所示是对动子正弦运动的速度检测。

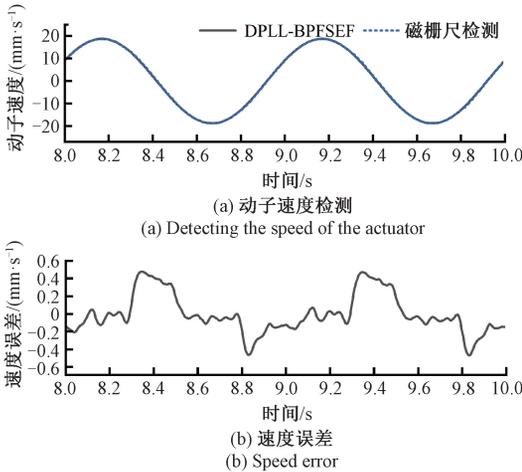


图 18 动子正弦运动速度检测

Fig. 18 Sinusoidal motion speed detection of actuator

图 18(a) 为 DPLL-BPFSEF 解算与磁栅尺检测的速度对比,结果显示其解算速度与动子实际速度变化趋势一致,呈现出平滑的正弦波形。图 18(b) 所示,速度估计误差范围为 0.93 mm/s, 误差率为 4.9%, 并且误差呈周期性变化。

3) 最大速度下动子运动解算

为了更好的探究解算方法的有效性,设计最大速度下动子运动解算实验,动子正弦运动下的幅值速度约 200 mm/s,动子匀速直线运动的速度约为 150 mm/s。

控制动子正弦运动,设定驱动器的幅值速度 200 mm/s,动子往复频率 1 Hz (模拟减振器较低频率振动),以磁栅尺检测作为真实值参考。如图 19 所示是动子正弦运动的速度检测。

图 19(a) 是 DPLL-BPFSEF 解算与磁栅尺检测的速度对比,磁栅尺检测动子幅值速度约为 207 mm/s, DPLL-BPFSEF 解算的速度,结果显示仍然趋势基本相同。图 19(b) 所示是速度估计误差范围为 10.5 mm/s, 误差率为 5.1%, 误差呈周期性变化。

DPLL-BPFSEF 对速度的估计误差率与低速动子基本一致。如图 20 所示是对动子正弦运动状态的位置检测,磁栅尺检测的位移区间为 ± 32.1 mm。

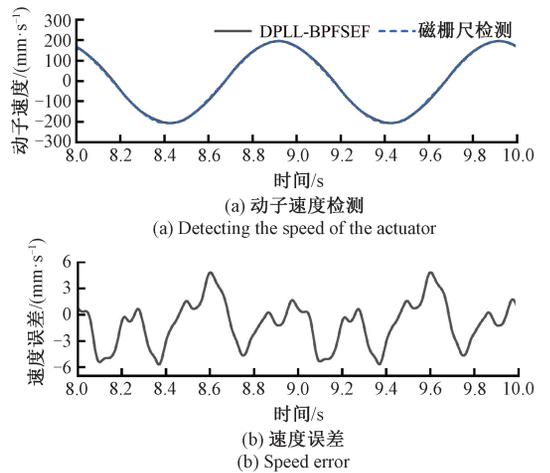


图 19 动子正弦运动速度检测

Fig. 19 Sinusoidal motion speed detection of actuator

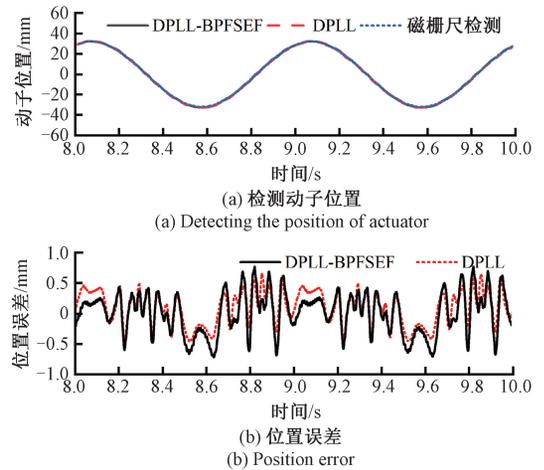


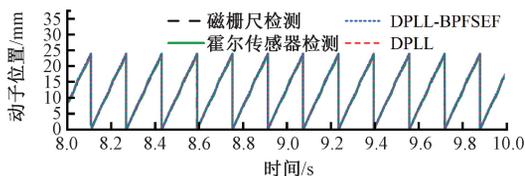
图 20 动子正弦运动位置检测

Fig. 20 Position detection of sinusoidal motion of actuator

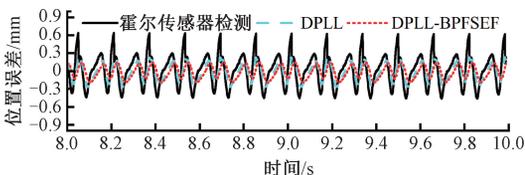
图 20(a) 是 DPLL 与 DPLL-BPFSEF 参照磁栅尺检测的位移轨迹,可以看出,2 种解算方法与磁栅尺检测位置轨迹相似。图 20(b) 是对两种解算方法的检测误差,误差呈周期性变化。DPLL 方法检测的动子位置误差范围为 1.12 mm, DPLL-BPFSEF 为 1.38 mm。DPLL 检测精度比 DPLL-BPFSEF 高 18.8%; 相比于低速度时, DPLL 和 DPLL-BPFSEF 检测精度分别提升了 85.3% 和 67.9%。

控制动子匀速直线运动,设定驱动器的速度为 150 mm/s。如图 21 所示是动子直线运动的位置检测,采用同图 16 的方式解算与检测误差。由图 21(a) 可以看出,3 种方法基本与磁栅尺检测变化趋势相似。图 21(b) 是 3 种解算方法参考真实值的检测误差,霍尔传感器检测的误差范围约 1.07 mm, DPLL 为 0.49 mm, DPLL-BPFSEF 为 0.33 mm。相比于霍尔传感器检测, DPLL 和 DPLL-BPFSEF 检测精度分别提升了 54.2% 和

69.2%, DPLL-BPFSEF 比 DPLL 检测精度提升了 32.7%; 相比于低速度时, DPLL 和 DPLL-BPFSEF 检测精度分别提升了 55.9% 和 47.6%。



(a) 检测动子位置
(a) Detecting the position of actuator



(b) 位置误差
(b) Position error

图 21 动子直线运动位置检测

Fig. 21 Position detection of linear motion of actuator

综合对比不同工况时的位置解算精度, DPLL-BPFSEF 可以弥补 DPLL 在低频率低速度时, 位置解算精度较低的问题。

4 结 论

为解决检测 ESA 位置不受外部空间和环境因素影响, 提出将霍尔传感器放入 ESA 中感知永磁阵列磁密变化的检测方法, 并提出应对低频率信号下的位置解算方法(DPLL-BPFSEF)。通过实验验证了检测方法的有效性。并得出以下结论:

1) 本研究在解算霍尔信号的过程中分别使用了霍尔信号直接解算, DPLL 解算和 DPLL-BPFSEF 解算对比分析 ESA 匀速运动工况下检测精度。输入低频率基频的霍尔信号, 对比分析位置误差结果, 直接解算和 DPLL 解算的误差范围相同但 DPLL 误差平滑度更好, 说明信号中的含量较低的高频谐波被抑制但无法滤除含量高的低频谐波。DPLL-BPFSEF 相比 DPLL 的检测精度提高了 42.8%。

2) 在正弦运动工况下 DPLL-BPFSEF 相比 DPLL 的检测精度提高了 37%, 但匀速工况下比正弦工况位置检测精度高约 25.3%。

参考文献

[1] 孙洪鑫, 黄朝阳, 罗一帆, 等. 双重电磁谐振式调谐质量阻尼器的参数优化及对结构减振分析[J]. 工程

力学, 2024, 41(5): 155-166.

SUN H X, HUANG CH Y, LUO Y F, et al. Parameter optimization and vibration reduction analysis of double electromagnetic shunt tuned mass damper[J]. Engineering Mechanics, 2024, 41(5): 155-166.

[2] 梁仕民, 杨国来, 王义金, 等. 强冲击载荷下电磁阻尼器磁阻尼力影响分析[J]. 振动与冲击, 2024, 43(18): 21-27.

LIANG SH M, YANG G L, WANG Y J, et al. Analysis on the effect of magnetic braking force of an electromagnetic damper under intensive impact load[J]. Journal of Vibration and Shock, 2024, 43(18): 21-27.

[3] 范圣平, 李竞, 李林勇, 等. 含机械整流装置的电磁减振器阻尼特性分析[J]. 机械强度, 2024, 46(1): 9-16.

FAN SH P, LI J, LI L Y, et al. Damping property analysis of electromagnetic shock absorber with mechanical motion rectifier[J]. Journal of Mechanical Strength, 2024, 46(1): 9-16.

[4] 李小平, 廖飞红, 陈学东, 等. 主动减振器结构参数优化设计[J]. 振动工程学报, 2013, 26(1): 61-67.

LI X P, LIAO F H, CHEN X D, et al. Optimization design for structure parameters of active vibration isolator[J]. Journal of Vibration Engineering, 2013, 26(1): 61-67.

[5] LI Y J, ZHOU D F, CUI P, et al. Dynamic performance optimization of electromagnetic levitation system considering sensor position[J]. IEEE Access, 2020, 8: 29446-29455.

[6] 李洁, 黄文新, 蔡一鸣, 等. 基于 DFPMM 的位置传感器故障诊断与容错控制[J]. 航空学报, 2024, 45(10): 265-276.

LI J, HUANG W X, CAI Y M, et al. Fault diagnosis and fault tolerant control of position sensor based on DFPMM[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2024, 45(10): 265-276.

[7] 吴先红, 宋俊材, 王骁贤, 等. 基于杂散磁场感知与 NBCNN-LSTM-Attention 深度回归建模的永磁直线电机气隙磁密测量研究[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(7): 305-314.

WU X H, SONG J C, WANG X X, et al. Research on air gap magnetic density measurement of permanent magnet linear motor based on stray field sensing and

- NBCNN-LSTM-Attention depth regression modeling[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(7): 305-314.
- [8] 张云洲, 吴峻. Prewitt 霍尔磁梯度张量系统结构设计[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(9): 115-123.
ZHANG Y ZH, WU J. Structure design of Prewitt Hall magnetic gradient tensor system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(9): 115-123.
- [9] SHI Y Y, LI H T, HAN B CH. Position extraction of ultralow-speed gimbal servo system with linear Hall sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2947-2955.
- [10] 刘刚, 肖烨然, 宋欣达. 永磁同步电机用线性霍尔位置检测的误差补偿[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(8): 36-42,54.
LIU G, XIAO Y R, SONG X D. Error compensation of rotor position detection for permanent magnetic synchronous motor based on linear Hall sensors [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(8): 36-42, 54.
- [11] 邵杰, 王业超. 开关磁阻电机霍尔位置信号的故障诊断方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(1): 43-52.
SHAO J, WANG Y CH. Methods for diagnosing fault in Hall position signals of switched reluctance motors[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(1): 43-52.
- [12] HAN Q Y, WANG Q J, LI G L, et al. Effect of Hall errors on current and rotor position of robot joint motors[J]. IEEE Sensors Journal, 2024, 24(9): 13925-13936.
- [13] WANG Y Y, HOOLE Y, HARAN K. Position estimation of outer rotor PMSM using linear Hall effect sensors and neural networks [C]. 2019 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. 2019: 895-900.
- [14] 成荣, 胡金春, 杜胜武, 等. 基于矩形永磁体磁场信息的 6 自由度微位移精密测量[J]. 机械工程学报, 2018, 54(12): 141-147.
CHENG R, HU J CH, DU SH W, et al. Micro-displacement precision measurement of 6-DOF based on rectangular permanent magnet magnetic field information[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2018, 54(12): 141-147.
- [15] 严乐阳, 叶佩青, 张勇, 等. 圆筒型永磁直线同步电机用线性霍尔位置检测的误差补偿[J]. 电工技术学报, 2017, 32(5): 26-32.
YAN L Y, YE P Q, ZHANG Y, et al. Error compensation of rotor position detection for permanent magnetic synchronous motor based on linear Hall sensors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(5): 26-32.
- [16] ZHANG CH L, LI B R, YE P Q, et al. Analysis and compensation of Hall sensor-based position detection errors in TPMSLM [J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(20): 22612-22622.
- [17] 李炳燃, 张辉, 叶佩青. 永磁同步直线电机霍尔位置检测传感器的优化[J]. 中国机械工程, 2017, 28(24): 2913-2918.
LI B R, ZHANG H, YE P Q. Optimization of Hall position sensor for permanent magnet synchronous linear motors [J]. China Mechanical Engineering, 2017, 28(24): 2913-2918.
- [18] 张春雷, 张辉, 叶佩青. 高霍尔位置检测精度的圆筒型永磁同步直线电机设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2481-2490.
ZHANG CH L, ZHANG H, YE P Q. Design of tubular permanent magnet synchronous linear motor by reliability-based robust design optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2481-2490.
- [19] 王晓琳, 刘思豪, 顾聪. 基于线性霍尔误差补偿的高速永磁同步电机转子位置检测技术[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(7): 11-19.
WANG X L, LIU S H, GU C. Rotor position detection for permanent magnetic synchronous motor based on error compensation of linear Hall sensors [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(7): 11-19.
- [20] 周挺, 徐昕, 孙明灿, 等. 轴向磁通永磁电机气隙磁场端部效应研究[J]. 微电机, 2016, 49(3): 14-17.
ZHOU T, XU X, SUN M C, et al. Investigation of air-gap field end-effect in permanent magnet axial-flux motor[J]. Micromotors, 2016, 49(3): 14-17.
- [21] 张颖, 刘婵娣, 梁静远, 等. 锁相环技术的研究进展[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(4): 1-17.
ZHANG Y, LIU CH D, LIANG J Y, et al. Research progress of phase-locked loop technology [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(4): 1-17.

作者简介



孙凤, 2002 年于沈阳工业大学获得学士学位, 2005 年于沈阳工业大学获得硕士学位, 2010 年于高知工科大学获得博士学位, 现为沈阳工业大学教授, 主要研究方向为智能制造装备与数控机床技术、磁悬浮与磁力驱动先进理论技术。

E-mail: sunfeng@sut.edu.cn

Sun Feng received his B. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2002, received his M. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2005, and received his Ph. D. degree from Kochi University of Technology in 2010. He is currently a professor at Shenyang University of Technology. His main research interests include N. C. machining technology and equipment of complex surfaces, permanent maglev and control technology, off-axis laser cutting technology, and intelligent suspension system with energy feedback and active control.



李佩遥, 2016 年于沈阳工业大学获得学士学位, 现为沈阳工业大学在读硕士研究生, 主要研究方向为电磁减振器与位置解算。

E-mail: 619930489@qq.com

Li Peiyao received his B. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2016. He is currently a master student at Shenyang University of Technology. His main research direction

is electromagnetic shock absorber and position solving.



周冉 (通信作者), 2015 年于沈阳工业大学获得学士学位, 2021 年于沈阳工业大学获得博士学位, 现为沈阳工业大学讲师, 主要研究方向为振动俘能与减振技术、磁力驱动技术。

E-mail: zhouran@sut.edu.cn

Zhou Ran (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2015, and received his Ph. D. degree from Shenyang University of Technology in 2021. He is currently a lecturer at Shenyang University of Technology. His main research interests include vibration capture and damping technology, and magnetic drive technology.



曲建真, 2021 年于哈尔滨工业大学获得电气工程博士学位, 现为中车青岛四方机车车辆股份有限公司, 高速磁浮运载技术国家重点实验室工程师, 主要研究方向为高速磁浮牵引控制技术。

E-mail: qujianzhen1@163.com

Qu Jianzhen received his Ph. D. degree in electrical engineering from Harbin Institute of Technology in 2021. He is currently an engineer at State Key Laboratory of High-speed Maglev Transportation Technology of CRRC Qingdao Sifang Co., Ltd. His main research interest is high-speed magnetic levitation traction control technology.