

基于锁相环的永磁直线同步电机无传感器控制系统设计*

高钦和, 董家臣, 陈志翔, 刘 准
(火箭军工程大学 二系, 陕西 西安 710025)

摘 要: 设计了一种表贴式永磁直线同步电机无传感器控制算法。为克服低速运行时定子反电势过低不易观测的弊端, 在静止坐标系下建立了定子电压的积分数学模型, 将反电势观测项解耦为幅值固定易测的积分项。由于观测噪声的影响, 通过传统直接计算法获得的速度信号毛刺现象较为严重, 为此算法采用锁相环技术(PLL)对转子的位置和速度信号进行提取。建立 PLL 的二阶频域数学模型分析其稳态性能, 并在输入信号存在相位阶跃、频率阶跃、频率斜升的情况下分别讨论了 PLL 的动态跟踪能力。仿真结果表明, 算法能够实现转子位置、速度的准确观测, 所构建的控制系统具有良好的稳定性和可控性。

关键词: 表贴式永磁直线同步电机; 无传感器控制; 直接计算法; 锁相环; 频域分析

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)08-0001-07

Sensorless-Control System Design of Permanent-Magnet Linear Synchronous Motor Drives Based on PLL*

GAO Qinhe, DONG Jiachen, CHEN Zhixiang, LIU Zhun

(The 2nd Department, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: A sensorless control algorithm for surface PMLSM was designed. To overcome the drawback that the stator's back EMF was too low to observe at low speed, an integral mathematical model of stator voltage was established in stationary reference frame axes, and the back EMF observation term was decoupled into an integral term with fixed amplitude and could be easily measured. Because of the influence of observation noise, the burr phenomenon of velocity signal obtained by traditional direct calculation method was serious. This algorithm used phase locked loop technology (PLL) to extract rotor position and speed signal. The second-order frequency domain mathematical model of PLL was established to analyze its steady-state performance, and the dynamic tracking ability of PLL was discussed in the presence of phase jump, frequency step and frequency ramp of input signal. The simulation results showed that the algorithm could realize accurate observation of the rotor position and speed, and the control system had good stability and controllability.

Key words: surface permanent magnet linear synchronous motor (SPMLSM); sensorless control; direct calculation; phase locked loop (PLL); frequency-domain analysis

0 引 言

永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)伺服系统作为一种新

型的电力驱动系统, 以高推力体积比、高传动效率、零传动环节、高定位精度等优势, 在机床加工、钻井平台、电磁弹射等领域获得了广泛的应用^[1]。系统运行中需要实时反馈动子的速度、位置信号,

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51475462)

作者简介: 高钦和(1968—), 男, 博士, 教授, 研究方向为机电仿真理论与应用。

董家臣(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制与应用。

陈志翔(1991—), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁同步直线电机控制与应用。

这些信号通常由光栅尺、磁栅尺等机械传感器获得,而高精度的传感器成本昂贵,维护繁琐,对温湿度敏感,观测速度存在阈值,同时其引入也会改变系统的控制模型。这些弊端的存在,阻碍了 PMLSM 在精度要求较高、工作条件较为恶劣的环境中的应用,因此无传感器控制技术^[2-3]的研究成为当前直线电机控制领域研究的热点。

目前,估算动子位置和速度的方法较多,并取得了一定的应用成果。余致廷等^[4]使用扩展卡尔曼滤波算法(Extended Kalman Filter, EKF)进行永磁同步电机的转速估算,通过引入负载转矩观测器进行前馈控制补偿,使得控制系统具有较高的观测精度和较好的抗负载扰动能力。杜博超等^[5]基于自抗扰控制器,将扩展反电动势纳入未知扰动并使用扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)进行转速估计,取得了较高的系统容错效果和较好的抗负载扰动能力。文献[6]将滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)和基于递推最小二乘算法的自适应滤波器结合,观测反电动势的同时实现了对高次谐波的实时补偿,试验结果表明位置和速度的估算误差明显减小,控制系统的鲁棒性得到了提升。EKF、ESO 等观测器的使用会加重观测环节的相位延迟,而补偿器的引入又增加了控制算法的计算量,对控制器的运算性能产生了较高的限制。

为此,本文采用运算量、相位延迟均较小的直接计算法。首先推导了表贴式 PMLSM 的电压积分模型,针对观测量受噪声影响毛刺现象严重的问题,提出使用锁相环(Phase Locked Loop, PLL)技术进行动子位置和速度信号的提取。然后运用频域分析法分析了 PLL 的稳态性能,并分别讨论了输入信号存在相位阶跃、频率阶跃、频率斜升时 PLL 对观测项的动态跟踪能力。最后使用 MATLAB/Simulink 搭建表贴式 PMLSM 的无传感器控制模型进行仿真分析。结果表明,本文提出的算法跟踪速度快,对噪声的抑制效果较好,验证了算法的有效性。

1 PMLSM 建模

在定子坐标系下,建立表贴式 PMLSM 的数学模型为

$$\begin{cases} u_{\alpha} = Ri_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} - \omega\psi_f \sin \theta \\ u_{\beta} = Ri_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} + \omega\psi_f \cos \theta \end{cases} \quad (1)$$

式中: u, i ——定子电压和电流;

R, L ——定子电阻、电感;

ψ_f ——永磁磁链;

ω, θ ——动子变换到定子坐标系下的电角速度和电角度, $\omega = \pi v / \tau, \theta = \pi x / \tau$;

v, x ——动子速度和位移;

τ ——极距。

待获得的转子速度和位置信息均反映在电气信号中,因此可以使用测得的 u, i 实时计算 ω, θ 。然而,由于 θ 与 ω 相互耦合,在低速时获得的幅值为 $\psi_f \omega$ 的信息项数值较小,考虑环境干扰和测量噪声的影响,信噪比将很低。若采用传统直接计算法得到的位置、速度信号误差将会较大。

考虑对模型取积分为

$$\begin{cases} \int u_{\alpha} = \int \left(Ri_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} - \omega\psi_f \sin \theta \right) + C_{\alpha} \\ \int u_{\beta} = \int \left(Ri_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} + \omega\psi_f \cos \theta \right) + C_{\beta} \end{cases} \quad (2)$$

式中: C ——常数项。

令 $U = \int_0^t u dt, I = \int_0^t i dt$, 并假设 $\theta(0) = 0$, 化简

后可得:

$$\begin{cases} L \frac{dI_{\alpha}}{dt} = U_{\alpha} - RI_{\alpha} - \psi_f \cos \theta + \psi_f \\ L \frac{dI_{\beta}}{dt} = U_{\beta} - RI_{\beta} - \psi_f \sin \theta \end{cases} \quad (3)$$

待观测的耦合项积分成幅值固定为 Ψ_f 的三角函数信号,只要调整观测系统对其有足够的分辨率即可完成观测,可较好地克服低速时观测量过小、信噪比低的弊端。

进一步分离:

$$\begin{cases} \hat{E}_{\beta} = \psi_f \sin \hat{\theta} = U_{\beta} - RI_{\beta} - L \frac{dI_{\beta}}{dt} \\ \hat{E}_{\alpha} = \psi_f \cos \hat{\theta} = U_{\alpha} - RI_{\alpha} + \psi_f - L \frac{dI_{\alpha}}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

通过公式换算可得:

$$\begin{cases} \hat{\theta} = \arctan \left(\frac{\hat{E}_{\beta}}{\hat{E}_{\alpha}} \right) \\ \hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \frac{\frac{d\hat{E}_{\beta}}{dt} \hat{E}_{\alpha} - \frac{d\hat{E}_{\alpha}}{dt} \hat{E}_{\beta}}{\hat{E}_{\alpha}^2 + \hat{E}_{\beta}^2} \end{cases} \quad (5)$$

最终设计的表贴式 PMLSM 无传感器控制系统原理图如图 1 所示。

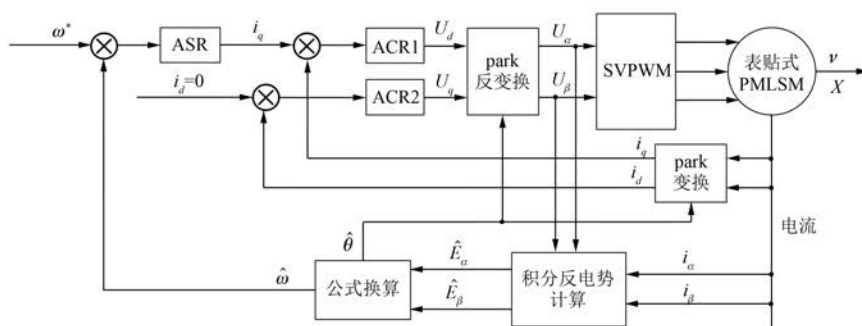


图 1 表贴式 PMLSM 无传感器控制原理图

2 基于 PLL 的转速计算

采用上述处理方法,反正切函数的使用会放大估算误差,同时速度信号的获取需要实时计算微分,而测量噪声的引入会使得观测量毛刺严重。直接计算法速度跟踪仿真(含噪声)如图 2 所示,使得反馈控制不稳定。因此,考虑引入 PLL。

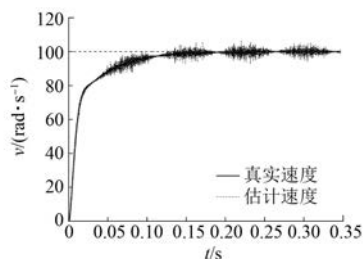


图 2 直接计算法速度跟踪仿真(含噪声)

2.1 PLL 观测系统设计

PLL^[7] 是一个闭环的相位负反馈系统,在信号处理中的作用是实现输出信号对输入信号频率的自动跟踪。

PLL 结构原理图如图 3 所示。组件包括鉴相器(Phase Detector, PD)、环路滤波器(Loop Filter, LF)和压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO),3 者共同形成一个负反馈环路结构。PD 比较输入与反馈信号之间的相位差并转换为电压信号,随后输出至 LF 以消除高频干扰和其他不稳定因素的影响,进而控制压控振荡器输出频率与电压大小对应的信号。当输出信号与输入信号频率相同时,相位差不再发生改变,VCO 进入稳态,达到锁相的目的。

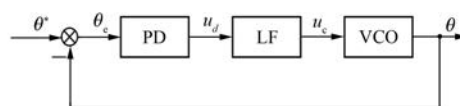


图 3 PLL 结构原理图

LF 具有低通特性,用于滤除 PD 输出中的高频成分,保留基频信号。目前基于反电动势观测的无传感器控制系统要求在宽速范围内保证速度、位置信号观测的有效性和准确性,因此构建 PLL 滤除噪声的同时,应尽可能考虑引入较轻的相位滞后,结合控制系统的工作环境需求,选为比例积分低通滤波器 $F(s) = (1 + \tau_2 s) / \tau_1 s$ 。

VCO 是一个具有线性控制特性的电压,即频率变换装置,也有多种形式,一般要满足输出信号频率与输入电压成正比。由于无传感器控制中要同时获得动子的速度和位置,所以直接取为纯积分环节较为便宜。

基于 PLL 环路搭建思想设计的观测 PLL 结构如图 4 所示。

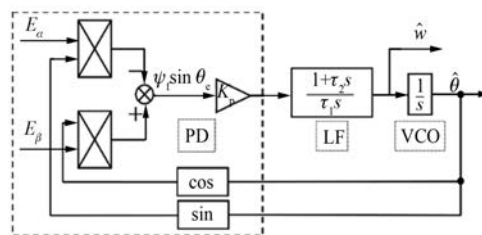


图 4 基于 PLL 环路搭建思想设计的观测 PLL 结构图

设输入信号为 θ^* , 当满足 $\theta^* - \hat{\theta} < \pi/6$ 时,可作以下近似:

$$\psi_f \sin \theta^* \cos \hat{\theta} - \psi_f \cos \theta^* \sin \hat{\theta} =$$

$$\psi_f \sin(\theta^* - \hat{\theta}) \approx \theta^* - \hat{\theta} = \theta_e \quad (6)$$

这种近似处理,误差 θ_e 不会大于 5%^[7]。这样,原系统便转化为线性动态方程,其开环传递函数 $G(s)$ 、闭环传递函数 $H(s)$ 、误差传递函数 $H_e(s)$ 分别为

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{K_p(1 + \tau_2 s)}{\tau_1 s^2} \\ H(s) &= \frac{K_p \tau_2 s + K_p}{\tau_1 s^2 + K_p \tau_2 s + K_p} \\ H_e(s) &= 1 - H(s) = \frac{\tau_1 s^2}{\tau_1 s^2 + K_p \tau_2 s + K_p} \quad (7) \end{aligned}$$

定义自然振荡频率 $w_n = \sqrt{K_p/\tau_1}$, 阻尼比 $\xi = w_n \cdot \tau_2/2$, 有:

$$H(s) = \frac{2\xi w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (8)$$

由此可见,PLL 的动态模型等效为一个常规二阶线性系统,因而必然存在着响应时间、超调、误差等一般性特征。 K_p 、 τ_1 、 τ_2 3 个参数的整定对 PLL 的跟踪性能有着决定性作用。

2.2 PLL 特性分析与参数整定

2.2.1 环路稳态频响分析

PLL 系统的传递函数可写为

$$H\left(\frac{s}{w_n}\right) = \frac{2\xi(s/w_n) + 1}{(s/w_n)^2 + 2\xi(s/w_n) + 1} \quad (9)$$

令 $s = j\Omega$, 定义相对频率 $\bar{\omega} = \Omega/w_n$, 导出频响函数,并计算其幅值和相移:

$$\begin{aligned} |H(j\bar{\omega})| &= \sqrt{\frac{1 + (2\xi\bar{\omega})^2}{(1 - \bar{\omega}^2)^2 + (2\xi\bar{\omega})^2}} \\ \text{Arg}H(j\bar{\omega}) &= \arctan 2\xi\bar{\omega} - \arctan \frac{2\xi\bar{\omega}}{1 - \bar{\omega}^2} \quad (10) \end{aligned}$$

PLL 系统的幅频响应、相频响应曲线如图 5 所示。

由图 5 可知,相对频率越大,系统的相位滞后越严重;减小 ξ 可以获得较快的响应速度,但系统会出现超调; w_n 增大时,PLL 观测模型的带宽(一般认为在 $\bar{\omega} = -3$ dB 处)随之增大。

2.2.2 不同暂态输入下的跟踪特性分析

误差传递函数简化为

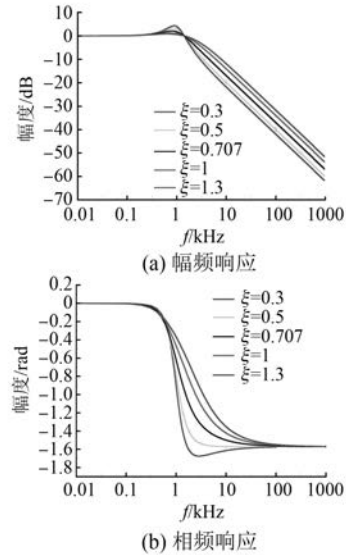


图 5 PLL 系统的幅频响应、相频响应曲线图

$$H_e(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (10)$$

PLL 路的误差反映了环路的状态与性能^[8]。3 种电机运行工况下 PLL 系统的稳态响应分析如表 1 所示。按照表 1 分类设计了参考输入信号,初始转速为 100 rad/s,在 0.01 s 时刻设计相位阶跃 0.2 rad,在 0.02 s 转速阶跃至 150 rad/s,并在 0.03 s 时刻转速由恒值变为以 50 000 rad/s² 的斜率斜升。取阻尼比 $\xi = 0.707$ 、 $w_n = 1\,000$,对应的 PLL 参数设为 $K_p = 100$, $\tau_1 = 0.000\,1$, $\tau_2 = 0.001\,4$,可得参考信号输入下 PLL 的跟踪曲线如图 7 所示。

由追踪曲线可知,在相位阶跃、频率阶跃时,PLL 经过约 0.004 s 均能完成转角的追踪,响应速度较快,但存在轻微的超调,这是由于阻尼比取值较小;从 0.03 s 频率斜升时,相位的追踪出现了稳态误差,约为 0.005 rad。

当输入信号的频率线性增加时,锁相系统出现了稳态相位误差,其大小取决于输入信号的变化斜率 R 、锁相参数 K_p 和 τ_1 。若稳态误差不满足 $\theta^* - \hat{\theta} < \pi/6$, PLL 的近似线性处理也不成立,分析出的系统响应也将不可用,因此需要进行合理的参数整定,以满足跟踪精度需求。

表 1 不同运行工况下 PLL 观测系统的响应情况

	①	②	③
运行工况	输入信号相位阶跃 (电机产生抖震, 反电动势 $\hat{E}$ 突变)	输入信号频率阶跃 (电机负载转矩突变)	输入信号频率斜升 (电机的匀加速起动、 直线电机的恒推力加速等)
$\theta^*(t)$ 最简形式	$\theta^*(t) = \Delta\theta \cdot 1(t)$	$\theta^*(t) = \Delta\omega t \cdot 1(t)$	$\theta^*(t) = \frac{1}{2}Rt^2 \cdot 1(t)$
误差响应 $E(s)$	$\frac{s^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \cdot \frac{\Delta\theta}{s}$	$\frac{s^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \cdot \frac{\Delta\omega}{s^2}$	$\frac{s^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \cdot \frac{R}{s^3}$
稳态误差 $\theta_e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s\theta_e(s)$	0	0	$\frac{R}{w_n^2}$

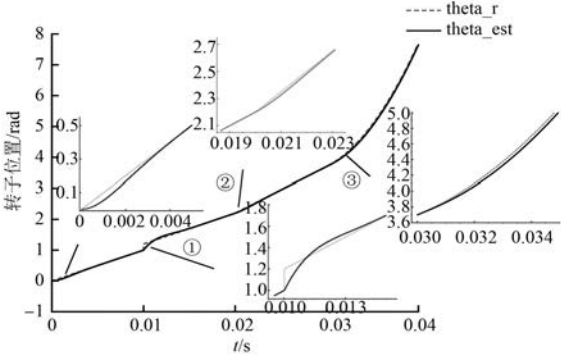


图 6 不同工况下 PLL 对动子位置的观测响应曲线

2. 2. 3 参数整定

(1) 稳定性准则。依据 Nyquist 准则^[9], 可以使用 PLL 开环频率响应的 Bode 图来直接判定 PLL 路闭环时的稳定性, 无需计算零极点分布。

PLL 的开环频率响应为

$$G(j\Omega) = \frac{K_p(1 + j\tau_2\Omega)}{-\tau_1\Omega^2} \tag{11}$$

PLL 的开环 Bode 图如图 7 所示。

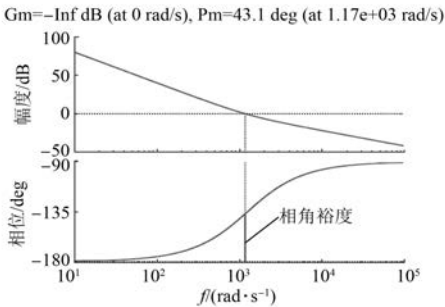


图 7 PLL 的开环 Bode 图

可见, 设计的 PLL 观测系统全部相位频率特性均在 $-\pi$ 之上, 环路始终是稳定的。为保证有足够的相角裕度, 可以选择:

$$\frac{1}{\tau_2} \leq \sqrt{\frac{K_p}{\tau_1}} = w_n \tag{12}$$

此时阻尼比 $\xi = 0.5$, 环路具有 $\pi/4$ 以上的稳定裕度。

(2) 相位滞后与带宽。由图 5 可知, 信号通过 PLL 产生的相位滞后与相对频率正相关, 而对于输入信号频率斜升的情况, 稳态误差与 w_n 负相关, 当 w_n 增大时, 其相对频率 $\bar{\omega}$ 减小, 此时有利于相位滞后的减轻、稳态误差的减小。然而当 $\xi < 1$ 时, 在 $\bar{\omega} = 1$ 处信号幅值会受到放大, 如果调大 w_n 至接近噪声频率时, 输出量的失真程度将加剧, 即增大带宽将引入过多的噪声, 因此在调节 ξ 、 $\bar{\omega}$ 时, 要合理权衡相位滞后与带宽的关系, 根据实际环境等需求进行参数的调节。

3 系统仿真分析

为验证算法的可行性, 采用 $i_d = 0$ 的矢量控制策略, 使用 MATLAB/Simulink 搭建表贴式 PMLSM 无传感器控制系统的仿真模型^[10-11] 如图 8 所示, 对算法的跟踪速度、噪声抑制等能力进行仿真研究。(仿真中转速 1 r/min 对应为直线电机动子 0.3 m/s, 观测噪声方差设为 1×10^{-6})。系统仿真参数设置如表 2 所示。

图 9 所示为期望转速设为极低速 (10 r/min) 时电角速度的真实值与观测值曲线对比。在观测噪声干扰下, 传统方法与 PLL 均能有效跟踪动子位置, 但在速度的跟踪上, PLL 对噪声进行了有效的过滤, 整体跟踪较平滑, 跟踪误差在 0.3 r/min 之内, 能够满足反馈需求。

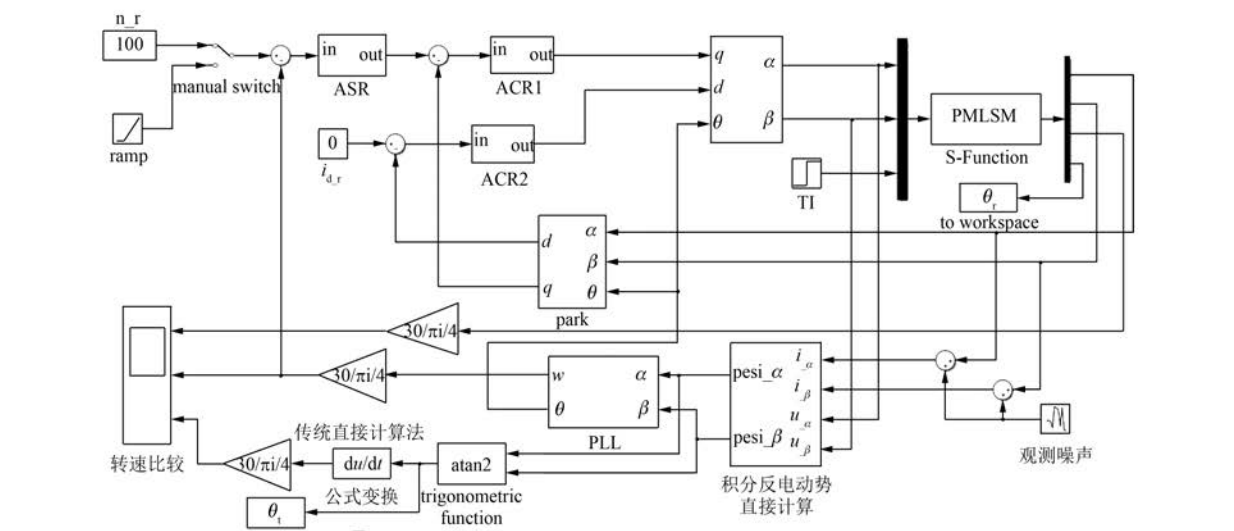


图 8 基于 PLL 的表贴式 PMLSM 无传感器控制系统仿真图

表 2 系统仿真参数设置

	极对数	转动惯量/ (kg · m ²)		定子电阻/Ω
电机	4	0.001		2.875
	定子电感/H	永磁体磁链/Wb		极距/m
	0.008 5	0.175		0.005
速度控制器	P_1		I_1	
ASR	0.4		1.2	
电流控制器	P_2	I_2	P_3	I_3
ACR1. ACR2	0.4	1.2	0.4	1.2
PLL	τ_1	τ_2	K_p	
	2.5e-5	5e-4	100	

图 9 极低速下传统法与 PLL 的跟踪对比

图 10 所示为期望转速设为常速(800 r/min)时的系统跟踪曲线。采用 PLL 后,最大位置误差约为 0.03 rad,最大速度误差约 10 r/min,但跟踪出现小幅度的振荡。

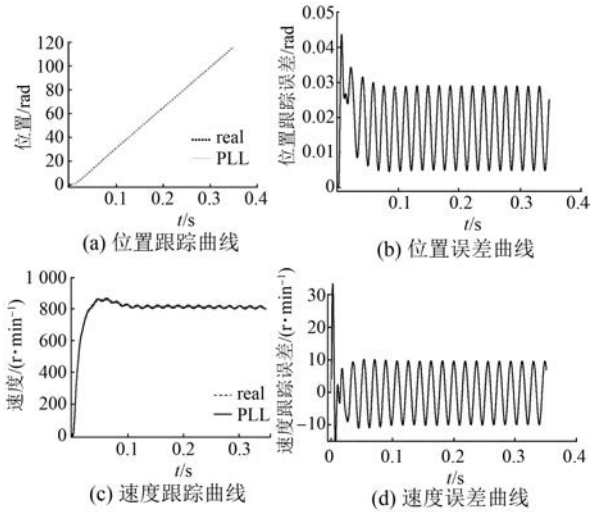


图 10 常速下系统跟踪曲线

负载力矩突变时系统跟踪曲线如图 11 所示。期望转速为 100 r/min,设置 0.2 s 时表贴式 PMLSM 负载由 0.1 N · m 突变为 2 N · m。可以看出,PLL 经过约 0.01 s 恢复跟踪,响应速度较快,位置跟踪误差最大约为 0.004 rad,速度误差不超过 3 r/min。

频率斜升时系统跟踪曲线如图 12 所示。模

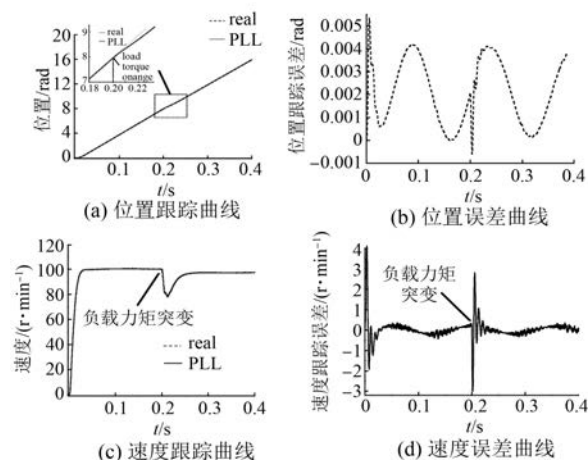


图 11 负载力矩突变时系统跟踪曲线

拟电机动子恒推力匀加速运行,加速度设为 $1g$ 。随着电机速度的增加, ω 增大,位置跟踪存在稳态误差且曲线波动上升,速度跟踪误差为幅值增大、频率加快的正弦信号。随着动子速度的增加,跟踪误差增加,跟踪性能变差。

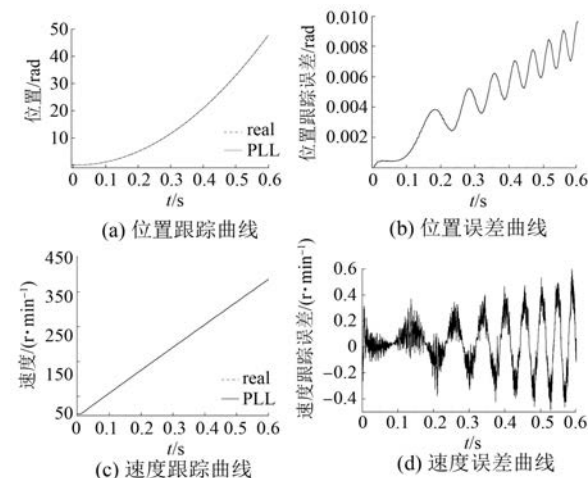


图 12 频率斜升时系统跟踪曲线

4 结 语

本文提出一种基于直接计算+PLL观测的PMLSM无传感器控制方法,建立了定子电压积分模型,推导出积分反电动势的直接计算公式;采用PLL技术进行动子速度和位置信号的提取,建立

了PLL的二阶模型,应用频域分析法分别对PLL的稳态特性,对相位阶跃、频率阶跃、频率斜升输入信号的动态跟踪特性以及噪声抑制能力进行了讨论,最后通过仿真验证了该算法具有跟踪速度快、噪声抑制能力强、精度较高的优点,从而证明了算法设计的可行性。

【参考文献】

- [1] 叶云岳. 直线电机原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [2] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-85.
- [3] 张洪宇. 基于MRAS的内置式永磁同步电机无传感器控制[J]. 微特电机, 2015, 43(12): 64-68.
- [4] 余致廷, 邹薇, 东旺化, 等. 扩展卡尔曼滤波结合前馈补偿永磁同步电机位置估计[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(10): 1312-1316.
- [5] 杜博超, 韩守亮, 张超, 等. 基于自抗扰控制器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(3): 105-110.
- [6] WANG G L, LI T L, ZHANG G Q, et al. Position estimation error reduction using recursive-least-square adaptive filter for model-based sensorless interior permanent-magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 5115-5125.
- [7] 张继禹, 张阙盛, 万心平, 等. 锁相技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2012.
- [8] 巫庆辉, 邵诚. 一种基于锁相环原理的参考模型自适应感应电机转速估计方法[J]. 自动化学报, 2006, 32(5): 713-718.
- [9] FRANKLIN G F, POWELL J D. 动态系统的反馈控制[M]. 朱齐丹, 张丽珂, 原新, 译. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [10] 韩晔, 厉虹. 基于改进自抗扰控制的永磁同步电机无传感器系统研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 33-37.
- [11] 陆才华, 徐月同, 杨伟民, 等. 无位置传感器表面式永磁同步直线电机初始位置估计新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 109-114.

收稿日期: 2018-03-12

欢迎投稿 欢迎订阅 欢迎刊登广告