

基于 HAF-PLL 的 PMSM 无位置传感器控制研究

于林鑫¹, 费连越¹, 盛肖炜²

(1. 沈阳理工大学 自动化与电气工程学院, 沈阳 110159; 2. 无锡开放大学 机电与信息学院, 江苏 无锡 214011)

摘要: 如何快速地对永磁同步电机(permanent magnetic synchronous machine, PMSM)转子位置实现精确估计是实现 PMSM 无传感器控制的关键。然而, PMSM 驱动系统的反电势谐波问题及其参数时变的特点影响基于锁相环(phase locked loop, PLL)转子位置估计方法的速度和精度。由于 PMSM 定子反电势中包含大量谐波, 已有基于锁相环的滤波方法无法根据转速变化自适应调节频率, 导致变转速工况下转子位置估计精度降低。为此, 提出一种基于自适应混合滤波器的 PLL 估计方法, 在分析 PMSM 包含的反电势谐波成分后, 设计一种调节参数的混合自适应滤波器(hybrid adaptive filter based PLL, HAF-PLL)。通过仿真实验验证了所提方法对反电势谐波具有良好的滤波效果, 能够准确检测出 PMSM 的转子位置。

关键词: 永磁同步电机; 转子位置估计; 反电势谐波; 自适应滤波; HAF-PLL

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1003-1251.2025.02.003

Research on Position Sensorless Control of PMSM Based on HAF-PLL

YU Linxin¹, FEI Lianyue¹, SHENG Xiaowei²

(1. Shenyang Ligong University, Shenyang 110159, China;

2. School of Mechatronics and Information, Wuxi Open University, Wuxi 214011, China)

Abstract: As permanent magnet synchronous motor(PMSM) is increasingly being widely used in industry and agriculture, achieving quick and accurate estimation of the rotor position of PMSM is crucial for realizing sensorless control. However, the back electromotive force harmonics and the time-varying nature of PMSM parameters seriously affect the speed and accuracy of rotor position estimation based on phase-locked loop(PLL) methods. Due to the large amount of harmonics contained in the stator back EMF of PMSM, the existing PLL-based filtering methods cannot adaptively adjust the frequency according to changes in speed, resulting in low accuracy of rotor position estimation under variable speed conditions. To address this issue, a PLL estimation method based on an adaptive hybrid filter is proposed. Based on the analysis of the harmonic components of the back electromotive force contained in PMSM, a hybrid adaptive filter based PLL(HAF-PLL) with adjustable parameters is designed. Simulation and experimental verification demonstrate that the proposed method has good filtering effects on back EMF harmonics and can accurately detect the rotor position of PMSM.

Key words: permanent magnet synchronous motor; rotor position estimation; back electromotive force harmonics; adaptive filtering; hybrid adaptive filter based phase-locked loop

随着电力电子技术和电机控制策略的快速发展,永磁同步电机(permanent magnetic synchronous machine, PMSM)驱动系统高效率、高功率密度和高功率因数等优点得到了深度挖掘^[1-3]。如何快速精确估计 PMSM 转子位置是实现 PMSM 无传感器控制的关键。目前基于锁相环(phase locked loop, PLL)的无位置传感器控制一般可从 PLL 拓扑结构和滤波方法两方面展开研究。

文献[4]基于增加系统阶数方法提出将同步参考坐标系锁相环(synchronous reference frame based PLL, SRF-PLL)替换为三型 PLL,将原始的 PI 控制器替换为新控制器形式,使其在原点具有两个新的极点,实现零误差跟踪。文献[5]在增加闭环数量的同时实现了系统阶数的增加,文献[6]采用了基于扩张状态观测器的高阶 PLL。除以上闭环 PLL 结构外,学者们还研究了开环的拓扑结构实现位置估计。文献[7]将 PLL 的反馈回路去除,为提升响应速度提供了可能,但当输入存在复杂扰动情况下,开环估计方法的性能会显著下降。

PLL 滤波方法包括基于时间窗的方法和基于线性滤波器的方法。典型的基于时间窗方法是滑动平均值滤波器(moving average filter, MAF),文献[8]提出一种基于改进型滑模变结构,但如何在数字系统下降低自适应 MAF 的计算复杂度是一项难题。基于线性滤波器的方法是在低通滤波器基础上,对其加以改进的方法,典型的方法是基于双广义二阶积分器,文献[9]提出采用广义二阶积分器代替滤波器滤除杂波。文献[10]提出一种改进的正交锁相环应用于永磁同步电机无位置传感器控制中存在的反转失效。尽管上述两类方法能够在电机加速和减速时提升估计精度,但均增加了系统阶数,进而影响系统稳定性、降低系统响应速度。

本文提出一种基于自适应混合滤波器锁相环的 PMSM 转子位置估计方法。建立并分析 PMSM 滑模观测器数学模型,对反电势谐波成分进行分析,构建调节参数的混合自适应滤波器(hybrid adaptive filter based PLL, HAF-PLL)数学模型,以实现转子位置的准确估计。

1 反电势谐波成分分析

由于永磁同步电机电压方程的反电势项中包含了转子位置信息,可用于实现转子位置估计。引入低通滤波器(low pass filter, LPF)会导致估计反电势出现一定程度的相位延迟,进而直接影响

转子位置的估计精度。为此,本文放弃采用 LPF 在 PLL 之前进行滤波,而是对 PLL 的滤波环节进行改进,以增强系统的滤波性能。

由于逆变器非线性、磁场空间谐波等原因,造成 PMSM 定子反电势中包含大量的谐波分量,正序分量可以表示为

$$\begin{cases} e_{a,1}(t) = E_1^+ \sin(\omega_r t) \\ e_{b,1}(t) = E_1^+ \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_{c,1}(t) = E_1^+ \sin\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $e_{a,1}$ 、 $e_{b,1}$ 、 $e_{c,1}$ 分别为定子三相电动势正序分量; E_1^+ 为电动势幅值; ω_r 为电动势的基波角速度; t 为时间。

假设 a 相电动势包含的 n 次谐波为

$$e_{a,n} = E_n \sin(n\omega_r t + \theta_{r,n}) \quad (2)$$

式中: $e_{a,n}$ 为 a 相电动势包含的 n 次谐波; E_n 为各相电动势幅值; $\theta_{r,n}$ 为各相电动势的相位。则 b 、 c 两相电动势所包含的 n 次谐波成分可以分别表示为

$$e_{b,n} = E_n \sin\left(n\omega_r t + \theta_{r,n} - \frac{2n\pi}{3}\right) \quad (3)$$

$$e_{c,n} = E_n \sin\left(n\omega_r t + \theta_{r,n} + \frac{2n\pi}{3}\right) \quad (4)$$

利用对称分量法,可以将反电势中包含的谐波成分分解为正序分量、负序分量和零序分量。电动势在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下可以表示为

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} E_{\alpha,1,7,13,\dots}^+(t) \\ E_{\beta,1,7,13,\dots}^+(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{\alpha,1,5,11,\dots}^-(t) \\ E_{\beta,1,5,11,\dots}^-(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E_{3,6,9,\dots}^0(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: e_α 和 e_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的反电势分量; e_0 为零序分量; $T_{\alpha\beta}$ 为代表 Park 变换^[11]的矩阵; $E_{3,6,9,\dots}^0$ 为 3, 6, 9, ... 次序列的零序分量; $E_{\alpha,1,7,13,\dots}^+$ 、 $E_{\beta,1,7,13,\dots}^+$ 、 $E_{\alpha,1,5,11,\dots}^-$ 、 $E_{\beta,1,5,11,\dots}^-$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系中只包含 +1, -5, +7, -11, +13, ... 次序列的谐波分量。定子反电势的偶次谐波在 $\alpha\beta$ 坐标系中被抵消,3 的整数倍次谐波被解耦后集中到了零轴上。对反电势进行 Park 变换, $\alpha\beta$ 坐标系将按照逆时针方向以 ω_r 的速度旋转,则 $\alpha\beta$ 坐标系下 +1, -5, +7, -11, +13, ... 次的成分在两相旋转 dq 坐标系下分别表现为 $n=0, -2, \pm 6, \pm 12, \dots$ 次的成分。

2 频率自适应混合滤波器

针对 PMSM 反电势包含谐波问题,常采用自适应滤除谐波方法^[12-14],本文提出一种基于自适应混合滤波器的锁相环,其结构如图 1 所示。图中: \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 为反电势估计值; $\hat{\omega}_r$ 为估计转子角频率; $\hat{\theta}_r$ 为估计转子位置; $\hat{\theta}_{r,1}^+$ 为转子位置估计值分量; e_d 、 e_q 为在 dq 坐标系下经过 Park 变换后的电动势; \bar{e}_d 、 \bar{e}_q 为其直流分量;PI 为比例积分控制器; s 为拉普拉斯变换中的复变量。首先,根据反电势基波负序分量对频率自适应陷波器 (adaptive notch filter, ANF) 进行针对性设计,将 ANF 的陷波频率设置为 $-2\hat{\omega}_r$,由 ANF 专门负责滤除 -2 阶谐波分量;然后,将滑动平均值滤波器的时间窗长度 T_w 设置为 $\pi/(3\hat{\omega}_r)$,并与 ANF 串联起来组成混合滤波环节,由 MAF 滤除其他谐波分量。

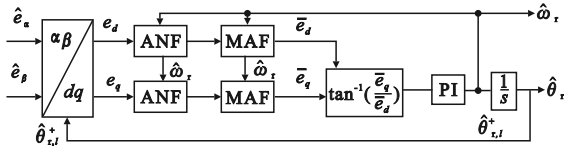


图 1 提出的锁相环结构图

Fig. 1 Block diagram of the proposed PLL

由于所提出 HAF-PLL 的混合滤波环节由 ANF 和 MAF 串联组成,MAF 的参数 T_w 已经选择为 $\pi/(3\hat{\omega}_r)$,因此仅需要对 ANF 的结构和参数进行设计。ANF 的传递函数为

$$A(s) = 1 - \frac{2\hat{\omega}_r \xi s}{s^2 + 2\hat{\omega}_r \xi s + (2\hat{\omega}_r)^2} = \frac{s^2 + (2\hat{\omega}_r)^2}{s^2 + 2\hat{\omega}_r \xi s + (2\hat{\omega}_r)^2} \quad (6)$$

式中: ξ 为阻尼系数; $\hat{\omega}_r$ 为 PLL 对转子角频率的估计值。

为保证 ANF 的陷波频率随 $\hat{\omega}_r$ 变化而自适应变化,需要为 ANF 选取自适应的结构,所设计的 ANF 的自适应结构如图 2 所示。

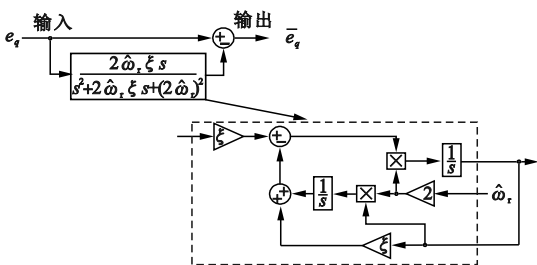


图 2 $A(s)$ 的自适应结构

Fig. 2 The adaptive structure of $A(s)$

MAF 的传递函数为

$$M(s) = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \quad (7)$$

根据式(6)和式(7),整体串联混合滤波环节的传递函数可以表示为

$$H(s) = A(s)M(s) = \left(\frac{s^2 + (2\hat{\omega}_r)^2}{s^2 + 2\hat{\omega}_r \xi s + (2\hat{\omega}_r)^2} \right) \left(\frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \right) \quad (8)$$

式中 $\xi = 0.7$, $T_w = \pi/(3\hat{\omega}_r)$ 。根据式(8),混合滤波环节的波特图如图 3 所示。

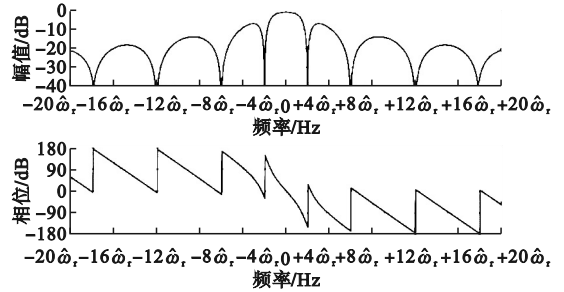


图 3 $H(s)$ 波特图

Fig. 3 Bode diagram of $H(s)$

可以发现 $H(s)$ 能够完全滤除谐波成分,并且维持 0 Hz 的基波电动势正序分量幅值和相位不变。

为了简化设计过程, $H(s)$ 的传递函数简化为

$$H(s) \approx A(s) \frac{2}{T_w} \frac{1}{s + \frac{2}{T_w}} \quad (9)$$

因此,所提出的 HAF-PLL 的小信号模型如图 4 所示,图中 k_p 和 k_i 分别为比例系数和积分系数, $\tilde{e}_q(s)$ 表示包含 2 次、6 次、12 次正弦波拉氏变换之和。

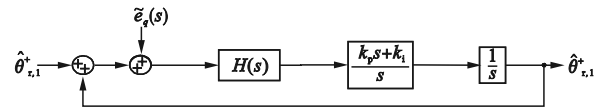


图 4 HAF-PLL 小信号模型

Fig. 4 The small-signal model of HAF-PLL

3 HAF-PLL 参数设计

3.1 稳定裕度设计

基于对称优化参数设计方法^[15-16],提出能够实现 HAF-PLL 最大相位裕度的参数设计方法。假定 $\omega_z = k_i/k_p$,对应图 4, HAF-PLL 的开环传递函数可以表示为

$$G_{ol}(s) = \frac{\hat{\theta}_{r,1}^+}{\theta_{r,1}^+ - \hat{\theta}_{r,1}^+} \Big|_{\hat{e}_q(s)=0} = \frac{k_p \omega_p (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_p)} \quad (10)$$

式中: ω_p 为极点频率; ω_z 为转折频率。

根据式(10), 最大相位裕度 PM 可简化为

$$PM = \underbrace{\tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_z}\right)}_{\theta_z} - \underbrace{\tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right)}_{\theta_p} \quad (11)$$

式中 ω_c 为穿越频率, 计算表达式为

$$\omega_c = k_p \frac{\cos(\theta_p)}{\sin(\theta_z)} \quad (12)$$

对公式(11)进行偏微分, 令 $\partial PM / \partial \omega_c = 0$, 得

$$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_p} \quad (13)$$

将式(12)与式(13)合并, 得

$$\omega_c = k_p \quad (14)$$

可以看出, 对于给定的 ω_p 和 ω_z 值, 当 $\omega_c = k_p$ 时, PLL 的相位裕度最大。根据式(13)和式(14), 假设 $\omega_p = g^2 \omega_z$ (g 是常数), 则

$$\begin{cases} k_p = \omega_c \\ k_i = \omega_c^2 / g \\ \omega_p = g \omega_c \end{cases} \quad (15)$$

因此, 可以通过选取适当的 g 和 ω_c 来确定 PLL 参数 (k_p 、 k_i 、 ω_p), 依据稳定性原则确定 g 的允许变化范围。将式(15)代入式(11)中, PM 的表达式可以改写为

$$PM = \tan^{-1}\left(\frac{g^2 - 1}{2g}\right) \quad (16)$$

通常, 推荐使用 30° 到 60° 范围内的 PM 。因此对于提出的 HAF-PLL, 设置 $g = 2$ 。

3.2 抗扰能力设计

为 HAF-PLL 选择适当的穿越频率 ω_c 以确保对高频谐波分量的干扰抑制能力, HAF-PLL 的抗扰动传递函数可以表示为

$$G_d(s) = \frac{\hat{\theta}_{r,1}^+}{\hat{e}_q(s)} \Big|_{\hat{\theta}_{r,1}^+=0} = \frac{g \omega_c^2 s + \omega_c^3}{s^3 + g \omega_c^2 s^2 + \omega_c^3} \quad (17)$$

式中 $\zeta = 0.7$ ($g = 2$)、 $\hat{e}_d = 1 \text{ pu}$ 时, 三种不同 ω_c 值开环传递函数的频率响应曲线如图 5 所示。

由图 5 可以观察到, 对于不同的 ω_c 值, $G_d(s)$ 与 $G_{ol}(s)$ 在系统穿越频率及高频段均具有相似频率特性。因此, 可不使用扰动传递函数 $G_d(s)$, 而使用 $G_{ol}(s)$ 设计穿越频率 ω_c 。开环传递函数的对数幅度图如图 6 所示。

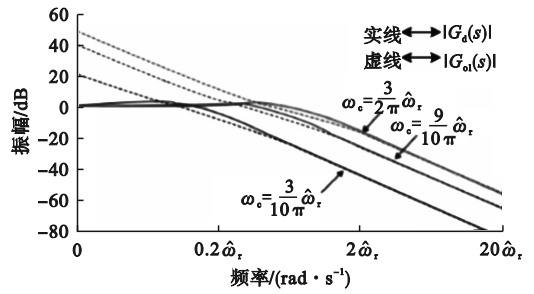


图 5 不同 ω_c 值开环传递函数的波特图

Fig. 5 Bode diagram of open-loop transfer functions with different ω_c values

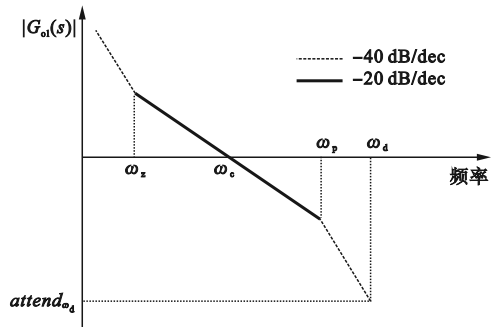


图 6 开环传递函数的对数幅度图

Fig. 6 Logarithmic magnitude plot of the open-loop transfer function

图 6 中 ω_d 为截止频率, $attend_{\omega_d} = |G_{ol}(j\omega_d)| \approx |G_d(j\omega_d)|$, 是 HAF-PLL 在该频率的扰动抑制幅度。根据图 6, $attend_{\omega_d}$ 可以近似为

$$\begin{aligned} attend_{\omega_d} &= |G_{ol}(j\omega_d)| \approx -20 \lg\left(\frac{\omega_d}{\omega_c}\right) - 20 \lg\left(\frac{\omega_d}{\omega_p}\right) \\ &= -20 \lg\left(\frac{\omega_d^2}{\omega_p \omega_c}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

将 $\omega_p = g \omega_c$ 代入式(18), 得

$$attend_{\omega_d} = -40 \lg\left(\frac{\omega_d}{\omega_c \sqrt{g}}\right) \Leftrightarrow \omega_c = \frac{\omega_d}{\sqrt{g}} 10^{\left(\frac{attend_{\omega_d}}{40}\right)} \quad (19)$$

由于 ANF 和 MAF 消除了基频负序和六次谐波, 因此将 $attend_{\omega_d}$ 设置为 -40 dB 。根据式(9)、式(15)、式(18)和式(19), HAF-PLL 的参数为

$$\begin{cases} k_p = \omega_p / g \\ k_i = \omega_c^2 / g \\ \omega_p = 6 \hat{\omega}_r / \pi \\ \omega_c = \omega_d^2 / (10 \omega_p) \end{cases} \quad (20)$$

使用者可以根据对稳定性、抗扰能力的需求, 确定所提出 PLL 的带宽、扰动抑制幅度等参数, 进而通过公式(20)确定所提出 PLL 的其他控制

参数,完成 PLL 设计。

4 实验验证与结果分析

本文 PMSM 驱动系统实验平台由电机、传感器、负载、驱动器、控制器、示波器及软件 Labview 组成。系统实验平台如图 7 所示。

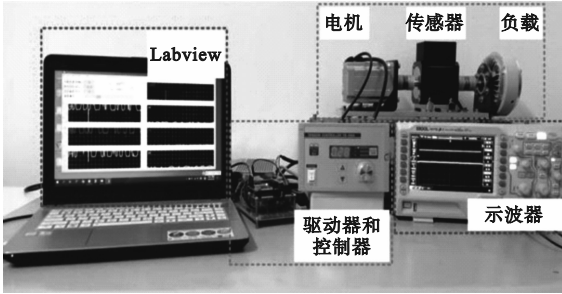


图 7 PMSM 驱动系统实验平台

Fig.7 Experimental setup of the PMSM drive system

为验证提出的基于 HAF-PLL 转子位置估计方法的有效性,在 550 W 无传感器 PMSM 控制系统上进行实验研究。永磁同步电机驱动系统具体相关参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机驱动系统相关参数

Table 1 Specifications of the PMSM drive system

参数	数值和单位	参数	数值和单位
额定功率	550 W	转动惯量	0.011 kg·m ²
电压电源	36 V	定子电阻	0.63 Ω
直轴电感	29 mH	极对数	2
交轴电感	119 mH	额定转矩	5 N·m

4.1 HAF-PLL 转子位置估计方法仿真和分析

首先,在反电势包含谐波的情况下,对提出的基于 HAF-PLL 转子位置估计方法的有效性进行仿真验证。反电势的估计值如图 8 所示。

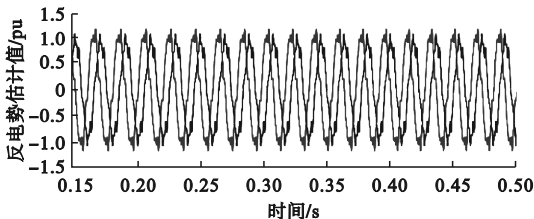


图 8 反电势估计波形

Fig.8 The estimated waveform of EMF

0.1pu 的 5、7、11、13 次谐波分量包含在反电势中会污染波形,从而增加 PMSM 转子位置的估计误差。转子位置信息如图 9 所示。

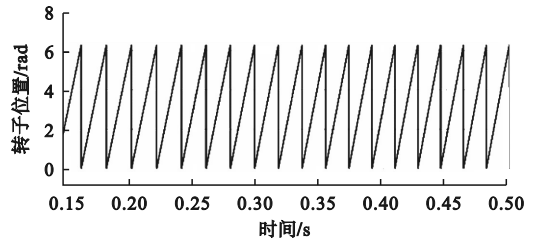


图 9 转子位置波形

Fig.9 The waveform of rotor position

将本文提出的基于 HAF-PLL 与传统基于 SRF-PLL^[17]的转子位置估计方法进行对比验证,令 PMSM 的转速以固定斜率加速,从 1 500 r/min 变为 1 650 r/min,得到的估计转速和实际值如图 10 所示。可见,HAF-PLL 方法具有更小的估计误差。

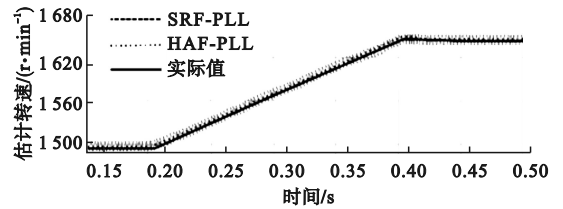


图 10 旋转频率估计转速波形

Fig.10 The estimated waveform of rotating frequency

转速估计误差如图 11 所示。可以看出,传统的基于 SRF-PLL 估计方法的转速估计误差为 12 r/min,而本文提出的 HAF-PLL 的频率振荡误差小于 1.5 r/min。因此,在反电动势包含谐波时,所提出的基于 HAF-PLL 转子估计方法可以更准确地估计转速。

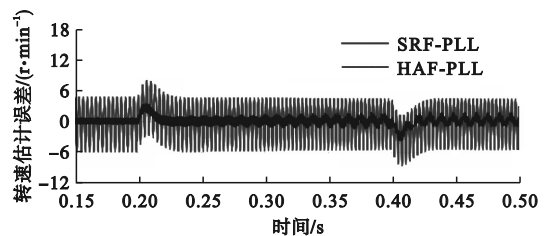


图 11 转速估计误差波形

Fig.11 The waveform of speed estimation error

转子位置估计误差如图 12 所示。在 PMSM 转速变化过程中,所提出的 HAF-PLL 转子位置估计方法具有更小的估计误差,具有更好的谐波抑制能力。

4.2 变负载转子位置估计实验

为验证实际工况中包含反电势谐波条件下本文方法的有效性,在定子中注入 5 次、7 次 0.5 V 谐波,在变负载工况下对提出方法进行验证,并与

传统基于 SRF-PLL 转子位置估计方法进行对比。

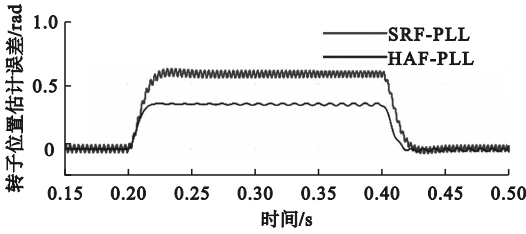
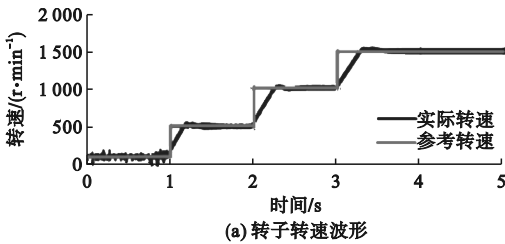


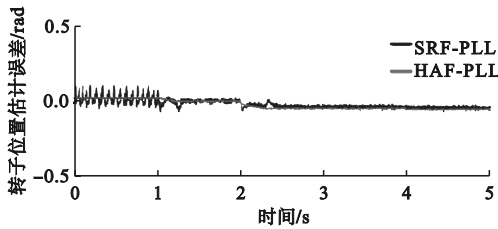
图 12 转子位置估计误差波形

Fig. 12 The waveform of rotor position estimation error

图 13 为无负载条件下,电机转速由100 r/min 升至 500、1 000、1 500 r/min 时动态性能对比实验结果,可见采用传统 SRF-PLL 在电机升速过程中会出现较大的位置估计误差脉动,其幅值最大超过 0.2 rad,而采用基于 HAF-PLL 的方法后,位置估计误差脉动幅值降低至0.01 rad,转子位置估计更为准确。



(a) 转子转速波形

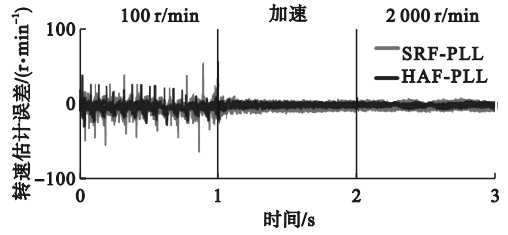


(b) 转子位置估计误差

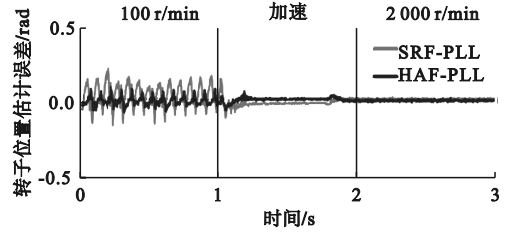
图 13 空载变转速位置估计波形

Fig. 13 The position estimation waveform without load with variable speeds

为验证本文转子位置估计方法在额定负载条件下的有效性,模拟实际工况进行实验。在 50% 额定负载条件下,把电机转速由 100 r/min 升至 2 000 r/min,再降至 500 r/min。加、减速动态性能对比实验结果如图 14 和图 15 所示,HAF 的位置估计误差在加速和减速的脉动幅值分别为 0.05 rad 和 0.01 rad,可见,采用 HAF-PLL 后转子位置估计误差波动范围较基于 SRF-PLL 估计方法更小。



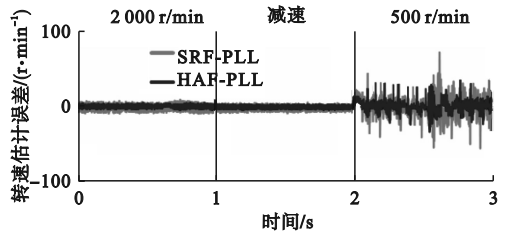
(a) 加速过程转速估计误差



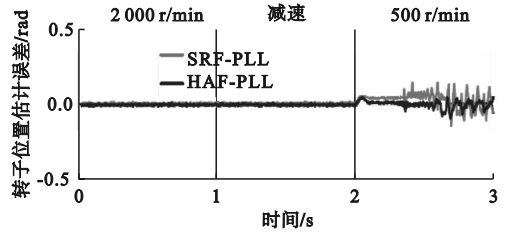
(b) 加速过程转子位置估计误差

图 14 50% 额定负载加速过程波形

Fig. 14 The waveform with 50% rated load during acceleration



(a) 减速过程转速估计误差



(b) 减速过程转子位置估计误差

图 15 50% 额定负载减速过程波形

Fig. 15 The waveform with 50% rated load during deceleration

图 16 和图 17 为额定负载条件下,把电机转速由 100 r/min 升至 2 000 r/min,再降至 500 r/min 时的对比实验结果。由图 14、图 15、图 16 和图 17 可见,传统 SRF-PLL 估计方法在 PMSM 低速、加速、高速、减速阶段,其转速估计误差和转子位置估计误差均较本文 HAF-PLL 估计误差大。特别在 100 r/min 和 500 r/min 工况时,SRF-PLL 转子位置估计误差达到 0.178 rad 和 0.135 rad;而采用基于 HAF-PLL 方法的估计误差在 0.11 rad 和 0.08 rad,估计结果更加精确。

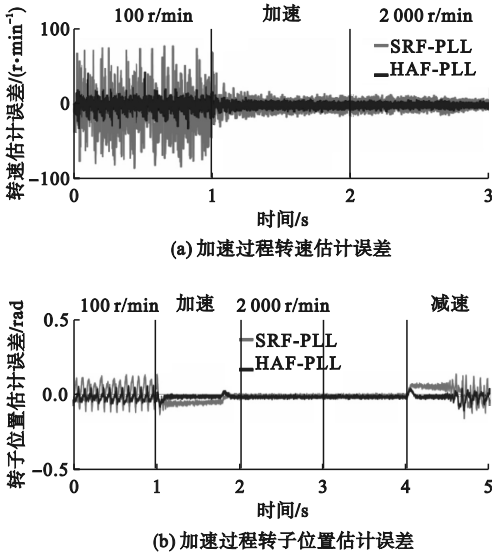


图 16 额定负载加速过程波形

Fig. 16 The waveform with rated load during acceleration

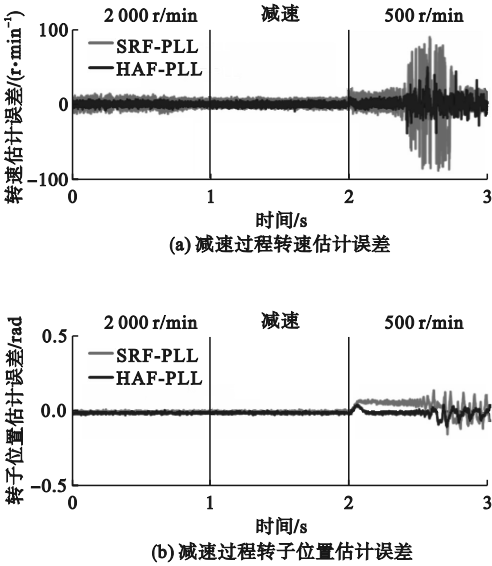


图 17 额定负载减速过程波形

Fig. 17 The waveform with rated load during deceleration

5 结论

为了滤除反电动势中包含的谐波分量,提高 PMSM 的转子位置估计精度,提出一种基于 HAF-PLL 的转子位置估计方法。对反电动势中包含的谐波成分进行了详细分析,对所提出的 HAF-PLL 进行数学建模,并对 PLL 控制参数进行设计。通过实验验证了基于 HAF-PLL 转子位置估计方法能够较好地滤除谐波干扰,准确地估计转子位置。

参考文献 (References):

- [1] 张国强,杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用,2024,51(1):1-13.
ZHANG G Q, DU J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13. (in Chinese)
- [2] 阙鸿杰,全力,张丽,等. 基于自适应滤波器在线解耦的磁场增强型永磁电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 344-354.
QUE H J, QUAN L, ZHANG L, et al. Sensorless control of flux-intensifying permanent magnet synchronous motor based on adaptive notch filter online decoupling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 344-354. (in Chinese)
- [3] 郭栋梁,刘喜刚,刘金国,等. 改进 SMO 与 I-f 启动相结合的 PMSM 无传感器控制[J]. 沈阳理工大学学报, 2017, 36(2): 33-38.
GUO D L, LIU X G, LIU J G, et al. The combination of improved sliding-mode observer and I-f startup strategy for PMSM sensorless vector control[J]. Journal of Shenyang Ligong University, 2017, 36(2): 33-38. (in Chinese)
- [4] WANG H M, YANG Y H, GE X L, et al. PLL-and FLL-based speed estimation schemes for speed-sensorless control of induction motor drives: review and new attempts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3334-3356.
- [5] WANG H M, GE X L, YUE Y, et al. Dual phase-locked loop-based speed estimation scheme for sensorless vector control of linear induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5900-5912.
- [6] 王明辉,徐永向,邹继斌. 基于 ESO-PLL 的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7599-7608.
WANG M H, XU Y X, ZOU J B. Sensorless control for permanent magnet synchronous motor based on ESO-PLL[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7599-7608. (in Chinese)
- [7] VERMA A K, JARIAL R K, RONCERO-SÁNCHEZ P, et al. An improved hybrid prefiltered open-loop algorithm for three-phase grid synchronization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 2480-2490.
- [8] 李敏,李林林,周俊鹏. 基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 22-33.
LI M, LI L L, ZHOU J P. Sensorless vector control of PMSM based on improved sliding mode with variable structure[J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(2): 22-33. (in Chinese)
- [9] 周奇勋,王一航,史柯柯,等. 基于广义二阶积分器的高频脉振电压注入 PMSM 无位置传感器控制[J/OL]. 电机与控制学报, 2023: 1-10 [2023-06-04]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230523.2226.016.html>.
ZHOU Q X, WANG Y H, SHI K K, et al. Sensorless control of PMSM with HF pulsating voltage injection based on second-order generalized integrator[J/OL]. Electric Machines and Control, 2023: 1-10 [2023-06-04]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230523.2226.016.html>. (in Chinese)

(下转第 27 页)