永磁同步电机霍尔传感器转子位置估算精度提升方法

马鸿钧[1]， 万江坤[2]， 孙延超[2]， 张宸滔[2]， 黄文新[1]， 刘晓林[1]
(1.南京航空航天大学 自动化学院,江苏 南京 211106; 2.南京晨光集团215所,江苏 南京 210006)

摘 要:在永磁同步电机的矢量控制闭环系统中,利用低分辨率开关式霍尔位置传感器解析电机转子位置及转速的方法既能够保证电机的运行性能,同时还能有效节约成本。针对目前机电伺服系统霍尔位置传感器位置解析精度需提高的需求,本文提出一种自适应频率跟踪滤波器结合正交锁相环的转子位置计算策略。该方法通过3/2坐标变换将对称三霍尔信号转换为包含转子位置信息的正交信号;然后利用自适应频率跟踪滤波器滤除其中的高频分量,提取出转子位置的基频信号;应用锁相环技术提取出精确的转子位置与速度信息。该方法结构简单,鲁棒性强。基于PLECSBox的硬件在环仿真试验验证了该方法的正确性与可行性。仿真试验结果表明,所提方案在各类工况下的转子位置计算误差不超过0.08 rad,有效提升了转子位置估算精度。

关键词:自适应频率跟踪滤波器;转子位置与速度估算;霍尔位置传感器;正交锁相环
DOI:10.15938/j.emc.2026.02.006
中图分类号:TM341 **文献标志码**:A **文章编号**:1007-449X(2026)02-0061-12

Method for improving position estimation accuracy of Hall sensors in permanent magnet synchronous motors

MA Hongjun[1], WAN Jiangkun[2], SUN Yanchao[2], ZHANG Chentao[2],
HUANG Wenxin[1], LIU Xiaolin[1]
(1. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;
2. Nanjing Chenguang Group Institute 215, Chenguang Group, Nanjing 210006, China)

Abstract: In the vector control closed-loop system of permanent magnet synchronous motors, low-resolution switched Hall position sensors are used to resolve motor rotor position and speed, ensuring operational performance while effectively reducing costs. Addressing the current demand for enhanced position resolution accuracy in electromechanical servo systems, a rotor position calculation strategy was proposed combining an adaptive frequency tracking filter with an orthogonal phase-locked loop. In this method a 3/2 coordinate transformation was employed to convert symmetric three-Hall signals into orthogonal signals containing rotor position information. Subsequently, an adaptive frequency tracking filter removes high-frequency components to extract the fundamental frequency signal representing rotor position. Phase-locked loop technology was then applied to derive precise rotor position and speed information. The approach features a simple structure and strong robustness. Hardware-in-the-loop simulation experiments

收稿日期: 2025-11-05
基金项目:国家自然科学基金(52577058)
作者简介:马鸿钧(2001—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动;
万江坤(1986—),男,硕士,研究方向为永磁同步电机先进控制理论;
孙延超(1987—),男,硕士,研究方向为永磁同步电机先进控制理论;
张宸滔(1998—),男,硕士,研究方向为电动伺服机构控制;
黄文新(1966—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为独立电力系统、电力电子学、电机系统的设计与控制;
刘晓林(1998—),男,博士研究生,研究方向为永磁同步电机先进控制理论、无传感器控制策略。
通信作者:黄文新

based on PLECSBox validated correctness and feasibility of this approach. Simulation results demonstrate that the proposed scheme achieves rotor position calculation errors below 0.08 rad under various operating conditions, effectively enhancing rotor position estimation accuracy.

Keywords: adaptive frequency tracking filter; rotor position and speed estimation; Hall position sensor; quadrature phase-locked loop

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motors, PMSM)凭借其体积小、动态响应快、功率密度高和运行可靠性高等显著优势已然成为现代交流调速和伺服系统的核心部件之一,在工业控制、家用电气、交通运输和航空航天等领域都具有广泛的应用[1-3]。

精确的转子位置是实现电机高性能控制的关键。目前,转子位置获取方法主要包括安装位置传感器、无位置传感器位置检测算法以及采用简单位置传感器(如开关霍尔器件)的准无位置传感器位置检测等三种方法[4]。传统的机械式位置传感器主要有光电编码器、磁编码器和旋转变压器等,加装机械式位置传感器虽然可以在宽转速范围内提供准确的转子位置信息,但也会增加电机的体积、重量需求,提高电机驱动系统成本,对系统的安装工艺及可靠性[5]有较高的要求。无位置传感器位置检测方法主要分为两类[6-12],一类是高频信号注入法,在零速、低速工况下,向电机定子绕组注入高频信号,通过分析高频信号在电机凸极特性下产生的信号响应来提取转子位置信息,但高频信号的注入也会造成额外的功率损耗,降低系统效率;另一类是模型法,通常用于中、高速工况,基于电机模型构建观测器来估算转子位置信息,其位置估算精度易受系统未建模动态、系统非线性特性、电机参数变化等因素影响。因此,在永磁同步电机伺服驱动控制领域,为降低系统成本,基于开关式霍尔位置检测的准无位置传感器策略[13-14]一直受到关注,但需辅以某种方法提升转子位置解析精度。

最常规的准无位置传感器位置检测方法是加装三相开关式霍尔位置传感器,在一个电周期内只能输出6个离散的精确转子位置信息,显然无法满足高精度伺服控制需求。

文献[15]基于平均速度法来估算转子位置,并通过精准校正霍尔区间边界的角度降低了位置误差,但是当电机转速发生变化时将无法获取及时的位置动态变化信息。文献[16]基于平均速度法引入了转子加速度,有效补偿了平均速度法的转子位置估算误差,但是加速度计算仍滞后,在实际应用中无法满足较高精度的控制要求。文献[17]提出基于锁相环的低精度传感器位置估算方法,首先对霍尔信号进行坐标变换,并利用正交锁相环提取转子位置信息,但提取出的转子位置信号仍包含大量高频谐波,转子位置精度较低。文献[18]提出一种基于矢量变换与频率跟踪滤波器的转子位置与速度估算方法,通过将霍尔矢量转换为包含基波与谐波的$\alpha-\beta$矢量,再通过频率跟踪滤波器滤波处理。此方法降低了转矩纹波,减少了逆变器的功率损耗。但采用的固定频率滤波器无法实时适配电机转速变化,同时通过直接计算霍尔信号变换后的基波信号获取转子位置,缺乏闭环调节机制来修正相位偏差,无法满足高精度控制需求。文献[19]在霍尔位置传感器的基础上通过带通频率跟踪滤波和锁相环提取霍尔矢量中两个正交分量的基波,以减小高频干扰,提高转速和位置估计的精度。但是在低速工况下,基波频率接近直流分量,带通滤波器不能有效区分基波分量与直流偏置,无法有效滤除直流分量,估算精度降低。文献[20]针对霍尔位置传感器安装误差问题,提出了一种改进的霍尔转子位置估算及其位置校正方法,利用线性校正代替直接校正改善安装误差引起的角度跳变。但该方法无法解决由霍尔磁极不对称引起的霍尔信号误差问题,且校正算法复杂。文献[21]将基于最小二乘法的线性插值法与低分辨率霍尔位置传感器相结合,并在霍尔信号发生变化时对估算到的转子位置进行校正补偿,减小了转子位置估算误差以及转矩的波动。但是该方法采用六步法方波起动,增加了软件实现的复杂度。相比于插值法,滤波器法不直接依赖于特定函数来改善转子位置的估算精度[22]。文献[23-24]通过设计同步坐标滤波器,对经过坐标变换后的霍尔信号滤波,将处理后的霍尔信号进行计算得到转

速和转子位置信息。该方法对电机参数精准度要求较低,但对霍尔位置传感器的安装精度要求较高。同时滤波器参数整定相对复杂,当相邻霍尔区间转速变化范围较大时,滤波效果会明显降低。文献[25]提出了一种采用可变带宽的 Luenberger 观测器实现对转子位置和速度的估算,虽然具有良好的动态性能,但霍尔传感器输出信号存在的偏差仍会导致位置及速度估算误差增大。

针对上述问题,本文提出一种自适应频率跟踪滤波器结合正交锁相环的转子位置精度提升计算策略。首先对三相霍尔信号进行坐标变换得到包含转子位置的正交信号,采用自适应频率跟踪滤波器(adaptive frequency tracking filter,AFTF)提取其基波信号,并抑制高频分量干扰,并利用正交锁相环方法提取转子位置与速度信息。该策略不依赖电机参数,对系统未知干扰具有强鲁棒性,能够有效提高转子位置及速度的估算精度。本文通过搭建 PLECSBox 硬件在环仿真试验,验证所提方法的正确性与可行性。

1　基于三开关霍尔传感器信号的转子位置与转速信号插值提取方法

1.1　永磁同步电机三开关霍尔传感器位置信号

用于检测转子磁极位置对称安装的三相开关式霍尔位置传感器在电机旋转一个电气周期内,输出信号的高低电平的循环次数与电机的极对数相关。

以一对极永磁同步电机为例,图 1 为三相霍尔位置传感器对称 120°安装的永磁同步电机示意图,其中三相霍尔位置传感器($\mathrm{Hall_A}$、$\mathrm{Hall_B}$、$\mathrm{Hall_C}$)的位置与三相绕组的磁势轴线(F_B、F_C、F_A)重合[26]。三相霍尔位置传感器输出三路高低电平信号(h_A、h_B、h_C)相位互差 120°,将一个电周期划分为 6 个 60°的霍尔区间(Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ、Ⅴ、Ⅵ),对应的霍尔输出信号为 001,101,100,110,010,011。随着电机角度的不同,采用霍尔位置传感器能够检测到 6 个离散的转子位置,可用于 BLDC 驱动换相控制,但不能满足伺服控制精度要求,需采取进一步的技术手段提高位置精度,因该方法没有采用高精度位置传感器,即前述所谓准无位置传感器方案。

1.2　基于插值法的转速估测原理

采用开关式霍尔位置传感器进行 PMSM 的位置检测时,准无位置传感器算法依靠 6 个离散的霍尔信号提取出所需的高精度位置信号,必须对离散信号进行细分处理。

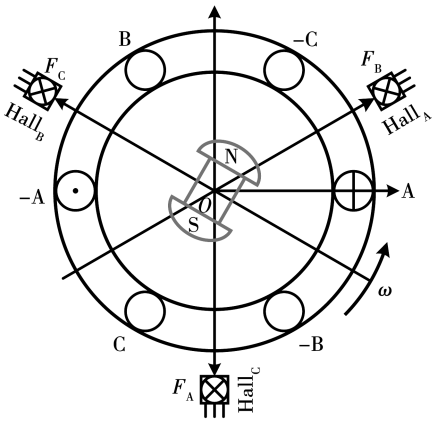


图 1　三相霍尔位置传感器 120°安装示意图

Fig. 1　Schematic diagram of 120° installation for three-phase hall position sensor

平均加速度法是假设两个相邻的霍尔信号区间内的平均转速相同,利用前一个霍尔区间的平均速度来替代当前霍尔区间的速度,利用前两个霍尔区间的平均加速度来替代当前霍尔区间的加速度,在霍尔区间的初始值基础上叠加当前时刻的电角度增量计算电机的电角度的估算值。通过综合考虑速度与加速度可以更好地体现转子位置的变化趋势,有效提升电机电角度与速度的估算精度。平均加速度法示意图如图 2 所示。平均加速度法计算公式为:

$$\left.\begin{aligned} a_{i-1} &= \frac{2(\omega_{i-1}-\omega_{i-2})}{(t_i-t_{i-1})+(t_{i-1}-t_{i-2})};\\ \omega_{i-1} &= \frac{\pi/3}{t-t_{i-1}};\\ \omega_{if} &= \omega_{i-1}+a_{i-1}\frac{\Delta T}{2};\\ \omega &= \omega_{if}+a_{i-1}\Delta T;\\ \theta &= \theta_i+\omega\Delta T。 \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

式中:a_{i-1}为转子在霍尔区间 $i-1$ 的平均加速度;t_{i-2}、t_{i-1}、t_i为转子进入霍尔区间 $i-2$ 和 $i-1$、i 的时间;ω_{i-1}与 ω_{i-2}为转子进入霍尔区间 $i-1$ 和 $i-2$ 的平均速度;θ 为当前霍尔区间的转子位置电角度估算值;ΔT 为转子在该霍尔区间的运行时间。

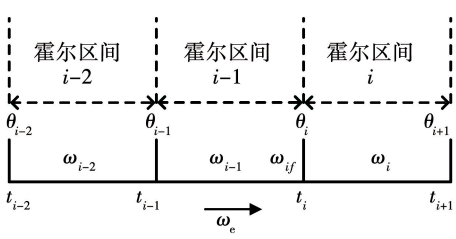


图 2　平均加速度法估算示意图

Fig. 2　Schematic diagram for estimation using the average acceleration method

平均加速度的引入提高了转子位置和速度估算的动态性能和估算精度。但该方法对前一区间信号依赖程度高,估算结果有滞后性,当电机转速变化或负载突变时,无法快速准确跟踪转子位置和速度变化。此外,在实际应用中,霍尔安装误差、磁极不对称等因素也会导致信号偏差,影响电机平稳运行和控制性能。

2 基于 3/2 坐标变换与锁相环的转子位置与速度估算策略

为提高采用三霍尔传感器观测转子位置与速度的实时性与估算精度,采用霍尔信号 3/2 坐标变换与锁相环结合的方案是有效技术途径[27]。首先将霍尔信号变换为

$$\begin{bmatrix} H_a \\ H_b \\ H_c \end{bmatrix} = 2\begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{bmatrix} - 1。 \tag{2}$$

式中:H_1、H_2、H_3 为 3 个霍尔元件的原始输出高低电平信号;H_a、H_b、H_c 为经过幅值变换后的三路霍尔输出信号。经过幅值变换后的霍尔信号呈现出“1”和“-1”交变状态,再进行 Clark 坐标变换,得到其 $\alpha-\beta$ 轴系下的信号分量

$$\begin{bmatrix} H_\alpha \\ H_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_a \\ H_b \\ H_c \end{bmatrix}。 \tag{3}$$

式中 H_α、H_β 为经坐标变换后的霍尔信号,其波形如图 3 所示。

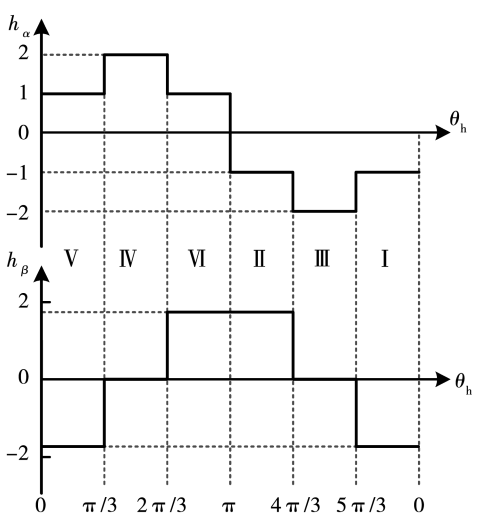


图 3 霍尔传感器信号 $\alpha-\beta$ 轴分量

Fig. 3 Hall sensor signal $\alpha-\beta$ axis components

为便于进行数学分析,对 $\alpha-\beta$ 轴系下的霍尔输出信号进行傅里叶分解[28],如下所示:

$$\left.\begin{aligned} H_\alpha &= -\sin\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{5}\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) - \cdots; \\ H_\beta &= \cos\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{5}\cos\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) + \cdots。 \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

通过坐标变换后得到的霍尔矢量为 2 个正交分量,利用锁相环可进一步计算转子的位置和速度信息。

两相正交锁相环乘法器结构如图 4 所示。

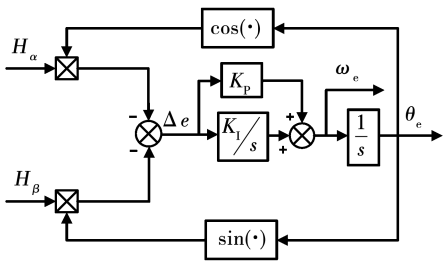


图 4 两相正交锁相环乘法器结构示意图

Fig. 4 Schematic diagram of a two-phase orthogonal phase-locked loop multiplier structure

正交锁相环的输入信号是三相霍尔信号在 $\alpha-\beta$轴上的分量 H_α、H_β,可表示为:

$$\left.\begin{aligned} -H_\alpha &= \sin\theta_h + \frac{1}{5}\sin(5\theta_h) + \cdots; \\ H_\beta &= \cos\theta_h - \frac{1}{5}\cos(5\theta_h) + \cdots。 \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

式中 $\theta_h = \theta_e - \frac{\pi}{6}$。

将式(5)代入锁相环乘法器,得到误差信号为

$$\Delta e = \sin - H_\alpha^* \cos\theta_o - H_\beta^* \sin\theta_o = \sin(\theta_i - \theta_o) + \frac{1}{5}\sin(5\theta_i + \theta_o) + \cdots。 \tag{6}$$

当 θ_i与 θ_o相接近时,上式可简化为

$$\Delta e \approx (\theta_i - \theta_o) + \frac{12}{35}\sin(6\theta_i) + \frac{24}{143}\sin(12\theta_i) + \cdots。 \tag{7}$$

式中 $\theta_o = \theta_e - \frac{\pi}{6}$。

由式(7)可知,当锁相环成功锁相后,乘法器的输出信号中包含转子位置信息和以 $6n$ 次谐波为主的大量高频谐波,高频谐波影响电机转子位置与转速的估计精度。同时测量误差会引入直流分量[29],降低估算精度,增加信号处理难度。

3　应用自适应频率跟踪滤波器提升锁相环位置与速度估算精度

3.1　自适应频率跟踪滤波器

因电机转速高低变化,上述影响电机转子位置与转速的估计精度的高频谐波不能采用固定截止频率的低通滤波器提取 H_α 和 H_β 的基波信号。本文采用一种自适应频率跟踪滤波器(AFTF)滤除霍尔信号中的 $6n$ 次谐波和采样误差导致的直流分量。其结构如图 5[30] 所示。

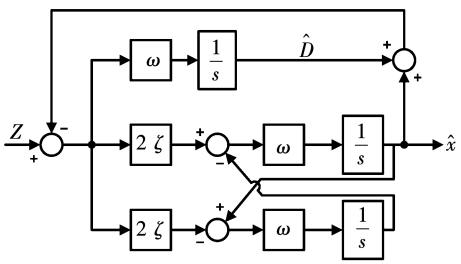


图 5　自适应频率跟踪滤波器(AFTF)

Fig. 5　Adaptive frequency tracking filter(AFTF)

图 5 中:z 是包含有效基波分量和扰动的原始信号;$\hat{x}$ 为所需的基波分量;$\hat{D}$ 为扰动中的直流分量。从原始信号 z 到基波分量 $\hat{x}$ 和直流分量 $\hat{D}$ 的传递函数可分别表示如下:

$$\frac{\hat{x}}{z} = d(s) = \frac{2\zeta\omega \cdot s}{s^2 + 2\zeta\omega \cdot s + \omega^2}; \tag{8}$$

$$\frac{\hat{D}}{z} = n(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega \cdot s + \omega^2} \cdot \frac{\omega}{s + \omega} = [1 - d(s)] \cdot \frac{\omega}{s + \omega}。 \tag{9}$$

式中:ω 表示基波频率;ζ 表示阻尼比。

由式(8)和式(9)可知,定义为 $d(s)$ 的带通滤波器用来消除 ω 之外其他所有频率上需要滤除的谐波分量。在低速工况下,基波频率接近直流分量,带通滤波器无法有效区分基波分量与直流偏置,因此定义为 $n(s)$ 的陷波滤波器级联低通滤波器可以有效滤除直流分量。$n(s)$ 的截止频率和带阻频率与 ω 同步。即使在 ω 近似为 0 的情况下,仍然可以消除 z 处的扰动。

将 2 个设置相同的自适应频率跟踪滤波器分别用在 H_α 和 H_β 之后,能实现基波频率的自适应跟踪,提取出基波信号的同时,滤除高频干扰和测量误差。

综上所述,所提基于锁相环的霍尔位置传感器位置解析方案结构框图如图 6 所示。

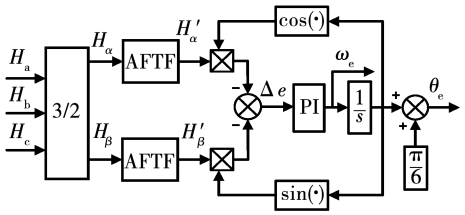


图 6　基于霍尔信号的正交锁相环原理框图

Fig. 6　Block diagram of orthogonal phase-locked loop based on hall signal

3.2　滤波器参数设计

如前文所述,所提出的滤波器需要实现两项关键功能:一是滤除高频谐波,二是消除测量误差带来的直流偏置。将这些分量定义为状态变量,这样滤波器就能对这些状态变量进行估计。各个状态变量的具体定义如下:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \sin\theta \\ -V_m \cos\theta \\ x + D \end{bmatrix}。 \tag{10}$$

式中:z 为原始信号,包括有效基波分量和扰动;x 为所需原始信号的基波分量,其相位为 θ;D 为扰动中的直流分量;y 为与 x 具有相同大小,滞后其 90°的正交分量。

在式(10)中的变量中,由于 D 的导数为 0,因此 z 的导数与 x 的导数相同。基于这一特性,D 被选取为状态变量之一,在此基础上,最终建立的状态方程如下:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x \\ y \\ D \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}_e \begin{bmatrix} x \\ y \\ D \end{bmatrix}; \tag{11}$$

$$z = [1\ 0\ 1]\begin{bmatrix} x \\ y \\ D \end{bmatrix} = \boldsymbol{C}_e \begin{bmatrix} x \\ y \\ D \end{bmatrix}。 \tag{12}$$

式中 ω 表示基频,是 θ 的导数。

通过分析式(12)中的系统矩阵 $\boldsymbol{A}_e$ 和输出矩阵 $\boldsymbol{C}_e$,可判定该状态方程的可观性。具体而言,能观性矩阵 $\boldsymbol{O}_e$ 的秩为

$$\mathrm{rank}(\boldsymbol{O}_e) = \mathrm{rank}\begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_e \\ \boldsymbol{C}_e\boldsymbol{A}_e \\ \boldsymbol{C}_e\boldsymbol{A}_e^2 \end{bmatrix} = 3。 \tag{13}$$

由式(13)可知,其秩等于状态变量的维数(即满列秩),因此该状态方程满足可观性条件。基于此,可按照如下设计滤波器:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{y}\\ \hat{D}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & -\omega & 0\\ \omega & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{y}\\ \hat{D}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}k_1\\ k_2\\ k_3\end{bmatrix}[z-(\hat{x}+\hat{D})]。\tag{14}$$

式中,变量上方的符号“^”表示该变量为估计值。

将微分算子“d/dt”替换为拉普拉斯算子“s”后,估计状态变量可通过原始信号“z”(唯一可测量的量)来表示,具体如下:

$$\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{y}\\ \hat{D}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}s+k_1 & \omega & k_1\\ -\omega+k_2 & s & k_2\\ k_3 & 0 & s+k_3\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}k_1z\\ k_2z\\ k_3z\end{bmatrix}。\tag{15}$$

原始信号到变量的传递函数可以推导为:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\hat{x}}{z}&=d(s)=\\ &\frac{s^2k_1-s\omega k_2}{s^3+s^2(k_1+k_3)+s\omega(\omega-k_2)+k_3\omega^2};\\ \frac{\hat{D}}{z}&=n(s)=\\ &\frac{k_3(s^2+\omega^2)}{s^3+s^2(k_1+k_3)+s\omega(\omega-k_2)+k_3\omega^2}。\end{aligned}\right\}\tag{16}$$

滤波器增益 k_1、k_2 和 k_3 可通过极点配置的方法确定。由于式(16)中传递函数的分母为三阶,因此系统存在 3 个极点,极点配置的方程可设定为

$$E_{\mathrm{pole}}=(s+\omega_1)(s^2+2\zeta\omega_2 s+\omega_2^2)。\tag{17}$$

式中:ω_1 和 ω_2 为固有频率;ζ 为 ω_2 的阻尼比。

将式(16)与式(17)中传递函数的分母进行对比,通过对应系数的等式关系可推导出:

$$\left.\begin{aligned}&k_1+k_3=\omega_1+2\zeta\omega_2;\\ &\omega(\omega-k_2)=\omega_2(\omega_2+2\zeta\omega_1);\\ &k_3\omega^2=\omega_1\omega_2^2。\end{aligned}\right\}\tag{18}$$

从式(18)可以看出,等式右侧项与左侧项的形式基本一致。当 ω_2 等于基频 ω 时,增益的设置会变得十分简便。此时的设置结果为:

$$\left.\begin{aligned}&k_1=2\zeta\omega;\\ &k_2=-2\zeta\omega_1;\\ &k_3=\omega_1。\end{aligned}\right\}\tag{19}$$

$$\left.\begin{aligned}\frac{\hat{x}}{z}&=d(s)=\frac{2\zeta\omega\cdot s}{s^2+2\zeta\omega\cdot s+\omega^2};\\ \frac{\hat{D}}{z}&=n(s)=\frac{s^2+\omega^2}{s^2+2\zeta\omega\cdot s+\omega^2}\cdot\frac{\omega_1}{s+\omega_1}。\end{aligned}\right\}\tag{20}$$

由式(20)可知,$d(s)$ 是典型的二阶带通滤波器形式,中心频率为 ω、阻尼比为 ζ,且 $d(s)$ 的性质不受 ω_1 的影响。在电机低速运行过程中,由于基频与直流频率相近,仅靠低通滤波器无法区分二者。因此,$n(s)$ 采用陷波滤波器与低通滤波器级联而成的滤波结构,其中,陷波滤波器的阻带频率为 ω,低通滤波器的截止频率为 ω_1。若 ω_1 不等于 ω,则在幅值响应大于 0 dB 的频率处可能会出现信号放大的现象。因此,将 ω_1 也设为 ω。可以由式(20)推导出如下:

$$\left.\begin{aligned}d(s)&=\frac{2\zeta\omega\cdot s}{s^2+2\zeta\omega\cdot s+\omega^2};\\ n(s)&=\frac{s^2+\omega^2}{s^2+2\zeta\omega\cdot s+\omega^2}\cdot\frac{\omega}{s+\omega}=\\ &[1-d(s)]\cdot\frac{\omega}{s+\omega}。\end{aligned}\right\}\tag{21}$$

AFTF 的跟踪性能仅与跟踪频率 ω 和阻尼比 z 相关,减小阻尼比 z 可以有效提升滤波性能,但也会降低系统的动态响应速度。图 7 为本文所提霍尔传感器位置估算精度提升策略控制框图。当 ω_1 和 ω_2 设置为 ω 时,所提出的滤波器能够实现频率自适应功能。综上所述,本文所提基于霍尔的转子位置观测方案参数设计为:

$$\left.\begin{aligned}&k_1=2\zeta\omega;\\ &k_2=-2\zeta\omega;\\ &k_3=\omega。\end{aligned}\right\}\tag{22}$$

式(22)中 ω 取式(1)中的 ω_{i-1} 作为跟踪频率,以实现全速范围内的自适应跟踪滤波,并保证低速工况下的转子位置与速度估算精度。阻尼比 ζ 与指定 ω 频率下的滤波性能密切相关,较小的 ζ 可以提升滤波性能,但会损失动态响应速度,ζ 提高时,可以有效提高动态响应速度,但会降低滤波性能。本文中,选取 $\zeta\in(0.4,1.5)$ 时观测性能较好。

图 8 为本文所提 AFTF 根据 ω 变化的伯德图,从图中可以看出,ω 不仅是观测器增益,也是滤波的基本频率。当该频率发生变化时,观测器的通带会相应位移。因此,通过实时精确更新 ω,所提 AFTF 可实现频率自适应特性。

图 9 为本文所提 AFTF 根据 ζ 变化的伯德图,从图中可以看出,阻尼比 ζ 与指定 ω 频率下的滤波性能密切相关。当 AFTF 的滤波基准频率 ω 等于电

速度 ω_e 时,较小的 ζ 可以提升滤波性能,但会损失动态响应速度,ζ 提高时,可以有效提高动态响应速度,但会降低滤波性能。因此,应综合考虑滤波性能和动态特性之间的折衷来确定 ζ 的取值。

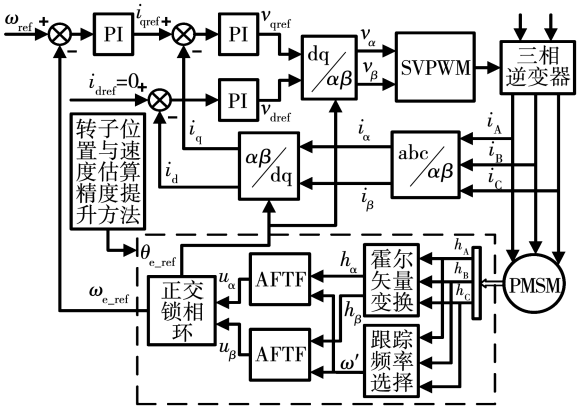


图 7　基于霍尔矢量相位位置跟踪精度提升的 PMSM 控制框图

Fig. 7　PMSM control block diagram based on enhanced hall vector phase position tracking accuracy

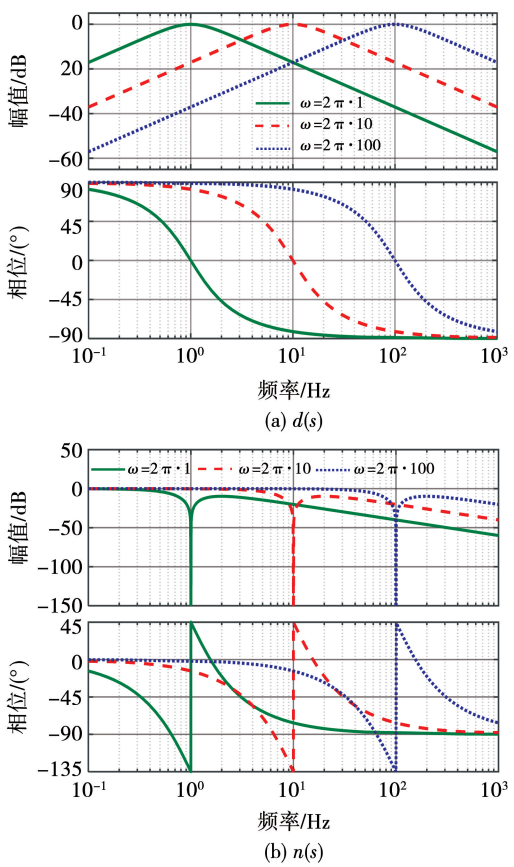


图 8　$\zeta=0.7$ 时,根据 ω 变化绘制的 AFTF 伯德图

Fig. 8　AFTF Bode plot plotted as a function of ω when $\zeta=0.7$

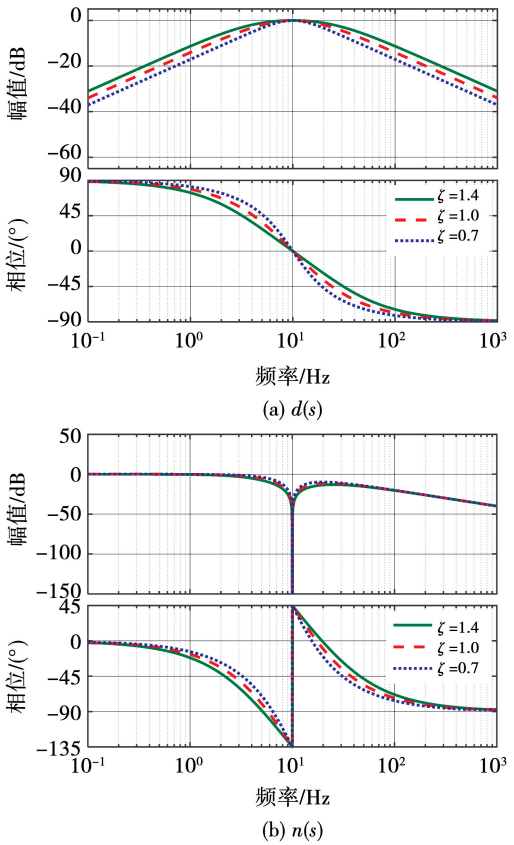


图 9　$\omega=2\pi\cdot10$ 时,根据 ζ 变化绘制的 AFTF 伯德图

Fig. 9　AFTF Bode plot plotted as function of ζ when $\omega=2\pi\cdot10$

4　仿真试验结果

为了验证所提方案正确性与可行性,使用 PLECSBox 搭建了基于霍尔矢量相位跟踪的永磁同步电机控制硬件在环实时仿真试验平台,如图 10 所示。PLECSBox 运行带三开关霍尔传感器检测转子位置的永磁电机模型,采用 TI28335DSP 控制板完成本文所提控制策略,仿真采用的电机参数如表 1 所示。

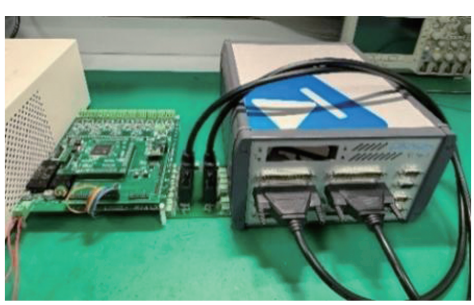


图 10　PLECS 硬件在环仿真系统

Fig. 10　PLECS hardware-in-loop simulation system

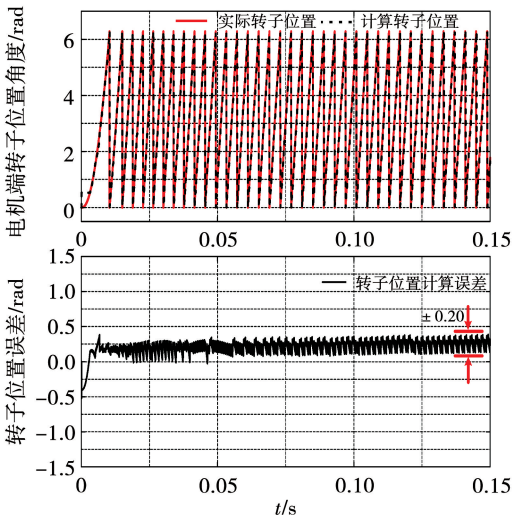
表 1 电机基本参数

Table 1 Basic parameters of electric motors

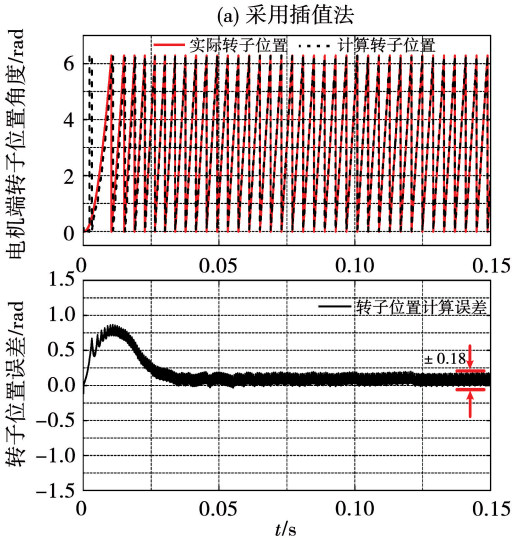
参数	数值	参数	数值
额定转速/(r/min)	3 000	极对数	5
额定电流/A	4.8	定子电阻/Ω	0.825
额定功率/W	750	定子电感/mH	3.7
额定转矩/(N·m)	2.39	反电势常数/[V·(kr·min^{-1})$^{-1}$]	32
额定电压/V	220	磁链/Wb	0.072

本文将多个控制参数整合为三项控制变量,分别基波频率 ω,阻尼比 ζ 和锁相环带宽 ω_{PLL},其中 ω 和 ζ 决定了 AFTF 的增益 K_1、K_2 和 K_3。仿真除标明转速外,均在额定转速 3 000 r/min 下进行仿真。

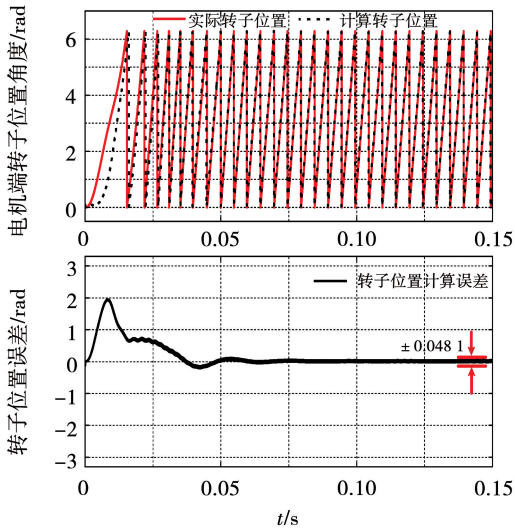
图 11(a)、图 11(b)和图 11(c)分别为额定转速、额定负载工况下采用插值法、采用坐标变换结合锁相环方法和采用本文所提方法的计算转子位置信号与实际转子位置信号曲线。



(a) 采用插值法



(b) 采用坐标变换结合锁相环方法



(c) 采用本文所提方法

图 11 两种传统方法与采用本文所提方法的位置信号曲线及位置误差

Fig. 11 Position signal curves and position errors for two traditional methods versus the proposed method

根据仿真试验结果可知,两种传统方法的计算转子位置信号中均包含大量高次谐波信号,计算误差较大,难以满足驱动系统的高性能需求,本文所提方案转子位置计算误差稳定在 ±0.05 rad 以内,有效提升了转子位置计算精度。

为进一步验证频率跟踪滤波器的频率自适应特性 ω,图 12 为锁相环带宽为 314 rad/s,阻尼比为 0.7 时,不同转速下的霍尔旋转矢量和基波分量波形图。

图中, HALL 表示 3/2 坐标变换后的霍尔旋转矢量分量,hall 表示自适应频率跟踪滤波器后的基波分量,根据仿真试验结果可知,在不同基波频率下,本文所提方案均能有效滤除高频谐波,精确提取基波分量。

图 13 为锁相环带宽为 251 rad/s,不同阻尼比下的计算转子位置信号与实际转子位置信号曲线。

从转子位置计算误差曲线可看出,不同阻尼比下(1.4、1、0.7),电机运行稳态时转子位置估算误差均能控制在较小范围内(±0.031、±0.046、±0.058 rad)。根据仿真试验结果可知,阻尼比越小,位置估算曲线越平滑,位置估算精度越高,同时收敛速度也越慢;阻尼比越大,收敛速度也更快,但位置估算曲线中的六次谐波含量越明显。本文所提

方法在不同阻尼比工况下都具备良好的位置估算精度表现。

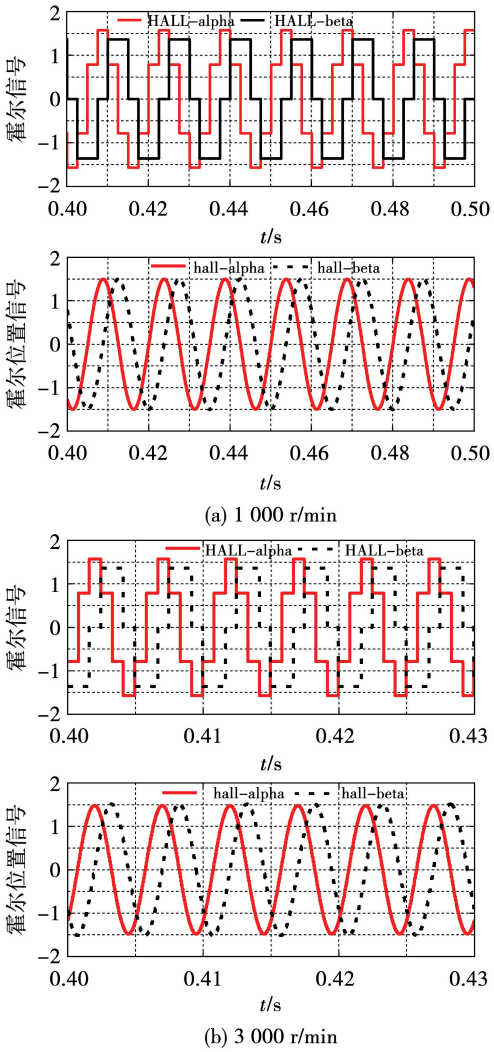


图 12　不同转速下的 AFTF 基波提取性能

Fig. 12　AFTF fundamental wave extraction performance at different rotational speeds

锁相环带宽 ω_{PLL} 决定了锁相环的动态性能,图 14为阻尼比设定 0.7 时,不同锁相环带宽下的计算转子位置信号与实际转子位置信号曲线。

从转子位置计算误差曲线可看出,不同锁相环带宽下(188、314、628 rad/s),电机运行稳态时转子位置估算误差均能控制在较小范围内(±0.033、±0.048、±0.065 rad)。根据仿真试验结果可知,锁相环带宽越小,稳态下位置信号波动越小,位置估算精度越高,同时位置估算收敛越慢;锁相环带宽越大,位置估算收敛越快,同时稳态下的位置信号波动也偏大。本文所提方法在不同锁相环带宽工况下都具备良好的位置估算精度表现。

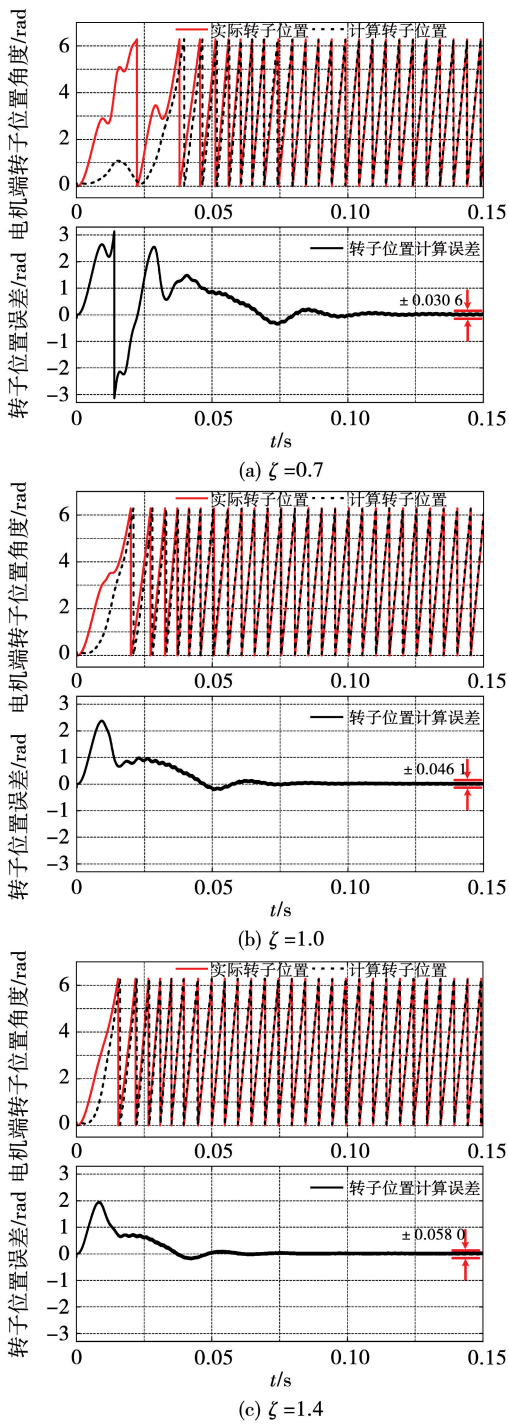
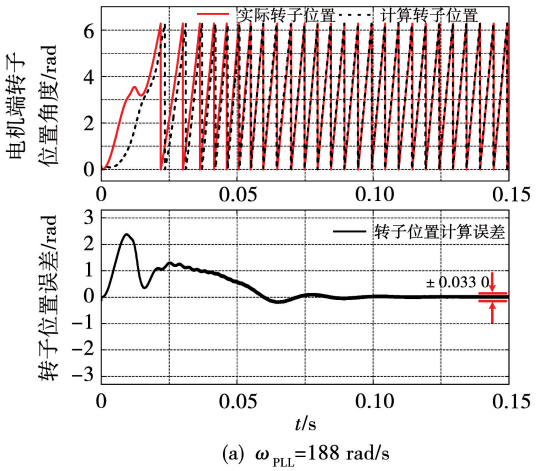


图 13　不同阻尼比下的位置信号曲线及位置误差

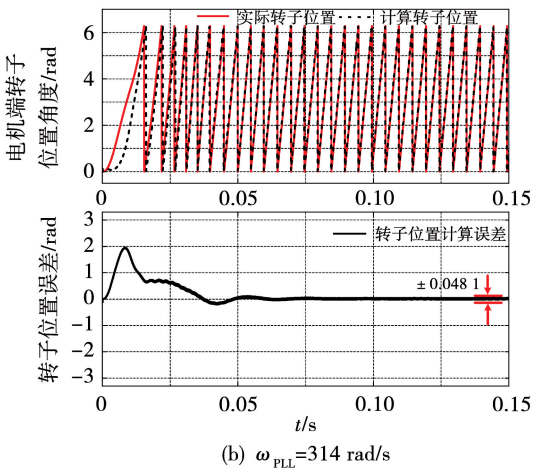
Fig. 13　Position signal curves and position errors at different damping ratios

低速工况下,基于霍尔的位置信号解算难度变大。图 15 为 2 Hz 工作频率下的位置解析仿真试验结果。

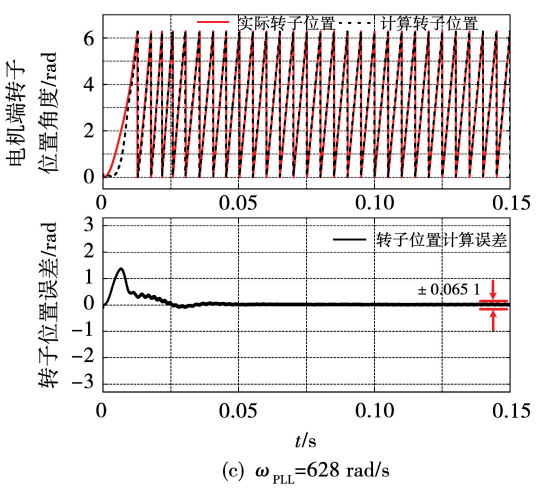
根据仿真试验结果可知,电机在 2 Hz 工作频率下仍然能够稳定运行,在低速工况下本文所提方法仍可以较好的跟踪转子位置。



(a) ω_{PLL}=188 rad/s



(b) ω_{PLL}=314 rad/s



(c) ω_{PLL}=628 rad/s

图 14 不同锁相环带宽下的位置信号曲线及位置误差

Fig. 14 Position signal curves and position errors at different PLL bandwidths

图 16 为额定转速下,50% 负载突变至额定负载时,永磁同步电机驱动控制的动态性能及转子位置计算误差,根据仿真试验结果可知,负载突变的动态过程中,转子位置计算误差维持在 0.08 rad 以内。因此,本文所提方案在各类工况下均具备较高的计算精度,符合永磁同步电机高性能驱动控制系统要求。

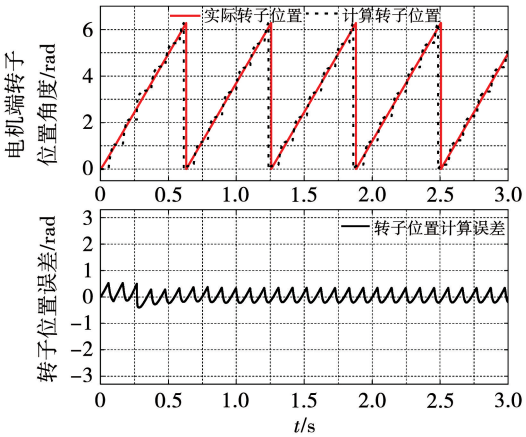
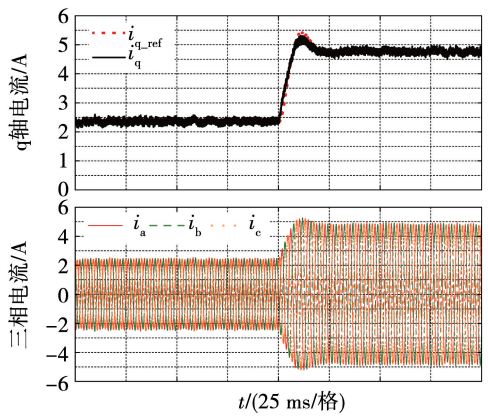
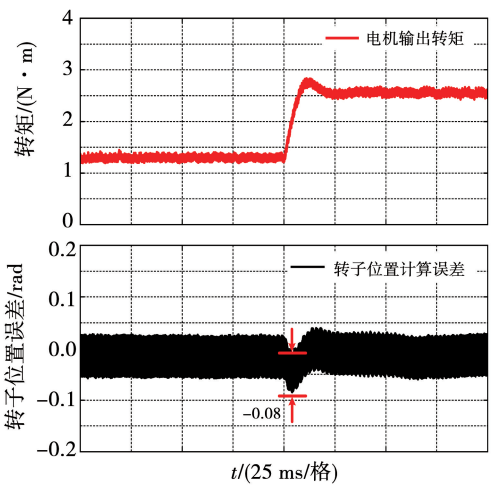


图 15 低运行频率工况下的位置信号曲线及位置误差

Fig. 15 Position signal curve and position error at low operating frequencies



(a) 电机电流波形



(b) 电机输出转矩与位置观测误差

图 16 负载突变工况下的转矩电流、三相电流、转矩及计算转子位置误差曲线

Fig. 16 Torque current, three-phase current, torque, and calculated rotor position error curves under load transients

5 结　论

本文研究了基于三开关霍尔位置传感器的PMSM转子位置与速度估算提升精度的方法,并得到以下结论:

1)采用坐标变换和锁相环技术在三相霍尔信号中提取转子位置与速度信息,并通过自适应频率跟踪滤波器提取出转子位置信号中基波信号,有效滤除以六次谐波为主的高频谐波,有效提升了转子位置与速度估算精度。

2)采用引入加速度的霍尔位置传感器插值算法为自适应频率跟踪滤波器提供基准频率,提高霍尔位置传感器位置解析算法的自适应性。

3)该方法仅采用三相开关霍尔信号获取转子位置,不受电机参数影响,实施成本低,估算精度高,有效提高了永磁同步电机伺服驱动系统的整体性能。

参 考 文 献:

[1] GANDHI R, SANKARARAO E, MISHRA P, et al. A novel technique to correct the unwanted zero position signal of faulty encoder for accurate speed and position estimation of PMSM drive[J]. Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, 2024, 48(1): 289.

[2] LIU Gang, CHEN Baodong, SONG Xinda. High-precision speed and position estimation based on Hall vector frequency tracking for PMSM with bipolar Hall-effect sensors[J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 19(6): 2347.

[3] 姚培煜, 冯国栋, 吴轩, 等. 基于非线性建模与拟合的永磁同步电机转子初始位置精确估计方法[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(2): 142.
YAO Peiyu, FENG Goudong, WU Xuan, et al. High precision initial rotor position estimation method for permanent magnet synchronous motor based on nonlinear modeling and fitting[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(2): 142.

[4] WANG Jiahao, JIAN Quan, XIONG Dingkang. Review of rotor position and speed estimation method of PMSM with Hall sensor [C]//2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications(ICIEA), August 1 – 4, 2021, Chengdu, China. 2021: 1832 – 1837.

[5] AKRAMI M, JAMSHIDPOUR E, FRICK V. Application of Hall position sensor in control and position estimation of PMSM-a review[C]//2023 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2023 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), June 6 – 9, 2023, Madrid, Spain. 2023: 1 – 6.

[6] 吴翔, 陈硕, 李佳, 等. 基于改进正交锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 39(2): 475.
WU Xiang, CHEN Shuo, LI Jia, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved quadrature phase-locked loop[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 39(2): 475.

[7] 彭思齐, 宋彦彦. 基于自适应模糊滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 控制与决策, 2018, 33(4): 644.
PENG Siqi, SONG Yanyan. Sensorless vector control of PMSM based on adaptive fuzzy sliding mode observer[J]. Control and Decision, 2018, 33(4): 644.

[8] RAN Yukuan, QIAO Mingzhong, SUN Lucheng, et al. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors[J]. Energies, 2025, 18(9): 2302.

[9] LIU Jiali, ZHANG Yongchang, YANG Haitao, et al. Position sensorless control of PMSM drives based on HF sinusoidal pulsating voltage injection[C]//2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), October 11 – 15, 2020, Detroit, MI, USA. 2020: 3849 – 3853.

[10] 李永东, 朱昊. 永磁同步电机无速度传感器控制综述[J]. 电气传动, 2009, 39(9): 3.
LI Yongdong, ZHU Hao. Overview of sensorless control of permanent magnet syncoronous motors[J]. Electric Drive, 2009, 39(9): 3.

[11] SONG Xinda, FANG Jiancheng, HAN Bangcheng, et al. Adaptive compensation method for high-speed surface PMSM sensorless drives of EMF-based position estimation error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(2): 1438.

[12] BI Guangdong, DING Dawei, ZHANG Guoqiang, et al. Adaptive quasi-proportional-resonant observer-based rotor position estimation for sensorless PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 15221.

[13] LIAO Tingchun, LI Shen. Estimation of PMSM rotor position and speed based on low resolution switched-Hall sensors[C]//2024 43rd Chinese Control Conference (CCC), July 28 – 31, 2024, Kunming, China. 2024: 4204 – 4209.

[14] JI Qihang, WANG Jiaqi, HOU Dayou, et al. Research on suppression of rotational speed fluctuation of permanent magnet synchronous motor based on Hall signal prediction[C]//2024 7th International Conference on Power and Energy Applications (ICPEA), October 18 – 20, 2024, Taiyuan, China. 2024: 252 – 257.

[15] GU Jing, OUYANG Minggao, LI Jianqiu, et al. Driving and braking control of PM synchronous motor based on low-resolution hall sensor for battery electric vehicle[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2013, 26(1): 1.

[16] 张懿, 张明明, 魏海峰, 等. 基于霍尔传感器的永磁同步电机高精度转子位置观测[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4642.

ZHANG Yi, ZHANG Mingming, WEI Haifeng, et al. High precision rotor position observation of permanent magnet synchronous motor based on hall sensors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(22): 4642.

[17] JUNG S, NAM K. PMSM control based on edge-field Hall sensor signals through ANF-PLL processing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11): 5121.

[18] LIM J H, PARK S M, HYON B J, et al. Study on PMSM rotor position compensation method for Hall-effect sensor installation error using WBG-based inverter[C]//2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), October 31-November 3, 2021, Gyeongju, Korea. 2021: 1844-1848.

[19] 李垣江, 苗奎星, 魏海峰, 等. 基于带通频率跟踪滤波器的永磁同步电机转子位置与速度估算[J]. 电工技术学报, 2022, 37(21): 5402.
LI Yuanjiang, MIAO Kuixing, WEI Haifeng, et al. Permanent magnet synchronous motor rotor position and speed estimation methodology based on band-pass frequency tracking filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(21): 5402.

[20] 荀倩, 王培良, 蔡志端, 等. 霍尔转子位置预估方法及其误差校正[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 145.
XUN Qian, WANG Peiliang, CAI Zhiduan, et al. Hall rotor position estimation method and its error compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 145.

[21] ZHANG Xinghao, ZHANG Wei. An improved rotor position estimation in PMSM with low-resolution Hall-effect sensors[C]// 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), October 22-25, 2014, Hangzhou, China. 2014: 2722-2727.

[22] TESCH T R, LORENZ R D. Disturbance torque and motion state estimation with low-resolution position interfaces using heterodyning observers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(1): 124.

[23] 田素立, 瑞杰, 朝锋, 等. 永磁同步电机角度软锁相环估算方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(18): 108.
TIAN Suli, RUI Jie, CHAO Feng, et al. Research of angle soft phase-locked loop estimation method of permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(18): 108.

[24] 樊英, 周晓飞, 张向阳, 等. 基于新型趋近律和混合速度控制器的IPMSM调速系统滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(5): 9.
FAN Ying, ZHOU Xiaofei, ZHANG Xiangyang, et al. Sliding mode control of IPMSM system based on a new reaching law and a hybrid speed controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(5): 9.

[25] LI Wei, ZHANG Yang. Rotor position estimation algorithm based on improved Luenberger observer for PMSM with Hall sensors[C]//The Proceedings of the 11th Frontier Academic Forum of Electrical Engineering (FAFEE2024), June 21-23, 2024, Chongqing, China. 2024: 529-538.

[26] 谭建成. 适用于各类无刷直流电动机确定霍尔传感器位置的通用方法[J]. 微电机, 2014, 47(8): 1.
TAN Jiancheng. General method to determine Hall sensor position applicable to all kinds of brushless DC motors[J]. Micromotors, 2014, 47(8): 1.

[27] 赵勇. 永磁同步电机低精度位置传感器矢量控制系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.

[28] SCELBA G, DE DONATO G, SCARCELLA G, et al. Fault-tolerant rotor position and velocity estimation using binary Hall-effect sensors for low-cost vector control drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3403.

[29] HUA Wei, ZHANG Chao, WANG Yuchen. Embedded magnetic encoder-based rotor-position detection technology for permanent magnet synchronous machines: a review[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2025, 11(2): 136.

[30] PARK Y, KIM H S, SUL S K. Frequency-adaptive observer to extract AC-coupled signals for grid synchronization[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 53(1): 273.

(编辑:刘素菊)