

# 基于旋转高频信号注入法的内置式永磁同步电机 低速段转子位置检测及其误差补偿<sup>\*</sup>

言 钊, 颜建虎, 费 晨  
(南京理工大学 自动化学院, 江苏 南京 210094)

**摘 要:** 旋转高频信号注入法注入信号较为稳定, 且位置估计过程不依赖电机参数, 因而十分适用于内置式永磁同步电机(IPMSM)的零、低速转子位置检测。针对传统高频信号注入法无法辨别磁极的问题, 用电压方波注入法检测磁极, 结合有限元软件仿真, 来合理选取方波电压幅值和时长, 有效缩短了磁极判断耗时。分析了滤波器和信号离散化对位置估计精度的影响, 提出在低速段可用线段拟合带通滤波器中心频率处的相频特性曲线, 推导所需补偿角度与电机转速的关系。在理论分析的基础上, 采用基于 DSP28335 的样机平台进行试验, 结果表明磁极判断过程稳定, 耗时较短, 补偿后的位置估计值相比补偿前有明显改善, 调速过程中系统动态性能良好。

**关键词:** 内置式永磁同步电机; 旋转高频信号注入法; 磁极判断; 估计误差补偿

**中图分类号:** TM 351    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1673-6540(2018)09-0001-08

## Rotor Position Detection of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Rotating High Frequency Signal Injection Method and Error Compensation<sup>\*</sup>

YAN Zhao, YAN Jianhu, FEI Chen

(School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** Rotating high frequency signal injection method was well suited for the rotor position detection of interior permanent magnet synchronous motor in the zero and low speed range, for the stability of the injected signals form and the independence from motor parameters. The square wave voltage injection method was used to detect the magnetic pole, and the finite element simulation was performed to select the amplitude and duration of the injected square wave voltage, effectively reducing the detecting time. The effect of filters and signal discretization on the accuracy of position estimation was analyzed. It was proposed that the phase-frequency characteristic curve near the center frequency of the band-pass filter could be fitted to a line segment in the low-speed range. The relationship between the required compensation angle and the motor rotation speed was deduced. On the basis of the theoretical analysis, experiments were carried out on the prototype platform based on DSP28335. The results showed that the magnetic pole judgment process was stable and took a short time. The compensated position estimation was obviously improved compared with that before compensation. The dynamic performance of the system during the speed regulation process was good.

**Key words:** interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); rotating high frequency signal injection method; magnetic pole judgment; compensation of estimation error

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金项目(51407094); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(SJCX17\_0098)

作者简介: 言 钊(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型永磁电机控制技术。

颜建虎(1983—), 男, 博士, 研究方向为新型永磁电机的设计与控制技术。

费 晨(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为开关磁阻电机控制技术。

## 0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 相比其他交流电机具有高效率、高功率密度及高功率因数等优势, 结合矢量控制理论可获得优良的运行性能, 并且我国稀土资源丰富, 因此永磁电机在伺服控制领域将发挥越来越重要的作用。PMSM 的无位置传感器控制技术可避免机械式位置传感器带来的安装、后期维护等问题, 有效增强系统稳定性、削减硬件成本<sup>[1-3]</sup>。

在不同转速段, PMSM 的无位置传感器控制原理不同。中、高速段的滑模观测法、模型参考自适应法等从电机反电动势模型中提取转子位置信息, 可在中、高速段获得优良的运行性能, 但在低速段反电势信噪比低, 位置估计性能较差<sup>[4-6]</sup>; 零、低速段的转子位置检测基于电机自身或因饱和引起的凸极模型, 最常见的有旋转高频电压信号注入法和脉振高频电压信号注入法<sup>[7-10]</sup>。本文力求提高 1 台内置式永磁同步电机 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM) 的零、低速段无传感器运行性能, 用高频信号注入法实现转子位置观测。

脉振高频注入法从  $d$  轴注入电压信号, 其估计稳态误差不受滤波器影响, 但对调节器参数敏感, 动态性能受到影响; 旋转高频注入法从静止坐标系注入旋转电压矢量, 高频负序电流响应中包含位置信息, 其注入信号与电机运行状态无关, 位置估计过程不受电机参数变化的影响, 一般只适用于凸极率较高的内置式电机。文献[11]深入分析了控制器频率、逆变器直流母线电压及注入的高频电压幅值对脉振注入法估计精度的影响。文献[12]在用旋转注入法进行位置估计的过程中考虑了死区效应, 通过直接比较旋转高频激励下 N/S 极处电流幅值来判断磁极, 但其结果易受静态凸极干扰。文献[13]将旋转注入法和脉振注入法进行对比, 指出脉振注入法不需进行误差补偿, 估计算法相对简单, 但调节器参数难以整定, 系统动态性能受到影响, 而旋转注入法易于调试, 调速、带载能力较强, 但估计结果需进行基于电机转速的补偿。文献[14]用线性相位的有限冲激响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器对

旋转高频注入法的估计结果进行补偿, 能严格根据转速补偿相位偏移, 但 FIR 滤波器设计复杂, 需要较高的阶数才能获得较好的滤波效果, 且该文献没有考虑信号离散化的影响。

为提高低速段 IPMSM 无位置传感器控制系统的鲁棒性, 获得较好的动态性能, 本文用旋转高频电压注入法对 IPMSM 的转子位置进行检测。针对初始位置检测时的磁极判断问题, 结合有限元仿真来合理选取注入方波电压的幅值和时长, 有效地减少了此方法的耗时, 且深入分析了 2 个滤波器及信号离散化对转子位置估计误差的影响。通过线段拟合相频特性曲线的补偿方式, 改善了电机在低速段的估计精度, 并通过试验验证了这种补偿方式的可行性。

## 1 旋转高频激励下 IPMSM 的数学模型

为便于进行基于无位置传感器矢量控制的 IPMSM 运行状态分析, 需建立电机在同步旋转坐标系下的数学模型。忽略电机铁心饱和、交叉耦合效应及涡流和磁滞损耗, 可得电机在  $d$ 、 $q$  轴的电压和磁链方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$ 、 $i_d$ 、 $i_q$ 、 $\psi_d$ 、 $\psi_q$ ——电机  $d$ 、 $q$  轴电压、电流及磁链分量;

$\omega_r$ ——电角速度;

$\psi_f$ ——转子永磁磁链;

$L_d$ 、 $L_q$ ——电机  $d$ 、 $q$  轴电感。

在  $dq$  坐标系中, 通过控制  $i_d$  和  $i_q$ , 便可实现对电机磁链和输出转矩的控制, 进而控制电机转速。但将三相定子电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  变换为  $i_d$ 、 $i_q$  需要获得转子位置信息, 基于旋转高频信号注入法的 IPMSM 矢量控制在两相静止坐标系中注入旋转高频电压信号, 因此需分析电机在  $\alpha\beta$  坐标系下的数学模型。将式(2)代入式(1)并经过坐标变换后可得:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + 2\omega_r L_2 \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_r & \cos 2\theta_r \\ \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & L_2 \sin 2\theta_r \\ L_2 \sin 2\theta_r & L_1 - L_2 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ —— $\alpha\beta$  轴电压和电流;

$\theta_r$ ——转子实际位置电角度;

$L_1, L_2$ ——共模电感和差模电感,  $L_1 = (L_d + L_q)/2, L_2 = (L_d - L_q)/2$ 。

当静止坐标系中注入高频旋转信号时, 式(3)右边第 3 项包含对高频电流响应的求导, 数值上远大于其他 3 项之和, 因此式(3)可简化为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha i} \\ u_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & L_2 \sin 2\theta_r \\ L_2 \sin 2\theta_r & L_1 - L_2 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} \quad (4)$$

注入的旋转高频电压可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha i} \\ u_{\beta i} \end{bmatrix} = V_h \cdot \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中:  $V_h$ ——注入高频电压幅值;

$\omega_h$ ——高频旋转电压角速度。

将式(5)代入式(4), 可得高频电流响应为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} L_1 \sin \omega_h t - L_2 \sin(2\omega_r - \omega_h)t \\ -L_1 \cos \omega_h t + L_2 \cos(2\omega_r - \omega_h)t \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$k = \frac{V_h}{\omega_h(L_1^2 - L_2^2)} \quad (7)$$

将式(6)转换为矢量形式:

$$i_{si} = i_{\alpha i} + j i_{\beta i} = I_p e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + I_n e^{j[(2\omega_r - \omega_h)t + \frac{\pi}{2}]} \quad (8)$$

$$I_p = kL_1, I_n = kL_2 \quad (9)$$

从式(9)中可知, 由高频电压激励的高频电流响应包含 1 个正序电流分量和 1 个负序电流分量, 其中只有负序电流分量包含转子位置信息。负序电流分量幅值与差模电感成正比, 因此旋转高频信号注入法比较适用于凸极率较大的 IPMSM。

## 2 转子位置信息提取及初始位置检测

### 2.1 转子位置信息提取

一般注入的高频信号频率远高于基波频率, 因此可用带通滤波器滤除基波信号和开关管的开

关信号, 得到  $\alpha, \beta$  轴高频电流响应。转子位置信息只存在于式(8)的负序电流分量中, 为获取转子位置信息, 需用高频同步轴系高通滤波器 (Synchronous Frame Filter, SFF) 滤除正序电流。SFF 滤波原理如图 1 所示。



图 1 SFF 滤波原理图

高频同步轴系以  $\omega_h$  的角速度正向旋转, 将高频电流响应坐标变换到高频同步轴系中, 正序电流分量变为一直流量, 变换后的电流响应为

$$\begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_h t & \sin \omega_h t \\ -\sin \omega_h t & \cos \omega_h t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} -L_2 \sin(2\omega_r - 2\omega_h)t \\ -L_1 + L_2 \cos(2\omega_r - 2\omega_h)t \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中:  $i_{di}, i_{qi}$ ——高频同步轴系  $d, q$  轴电流。

$i_{qi}$  中包含正序电流转换后的直流量, 将  $i_{di}, i_{qi}$  通过高通滤波器 (High Pass Filter, HPF) 滤波后获得  $i_{din}, i_{qin}$ , 再将滤波后的电流变换到  $\alpha\beta$  坐标系可得高频负序电流分量  $i_{\alpha in}, i_{\beta in}$ 。

$$\begin{bmatrix} i_{din} \\ i_{qin} \end{bmatrix} = kL_2 \begin{bmatrix} -\sin(2\omega_r - 2\omega_h)t \\ \cos(2\omega_r - 2\omega_h)t \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha in} \\ i_{\beta in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_h t & -\sin \omega_h t \\ \sin \omega_h t & \cos \omega_h t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{din} \\ i_{qin} \end{bmatrix} = kL_2 \begin{bmatrix} -\sin(2\omega_r - \omega_h)t \\ \cos(2\omega_r - \omega_h)t \end{bmatrix} \quad (12)$$

在获得负序电流分量后, 用锁相环 (Phase Locked Loop, PLL) 观测转子位置。先用外差法处理负序电流分量, 可得包含转子位置估计误差的参考量为

$$\begin{aligned} \varepsilon = & -i_{\alpha in} \cdot \cos(2\theta_{est} - \omega_h t) - \\ & i_{\beta in} \cdot \sin(2\theta_{est} - \omega_h t) = \\ & kL_2 \sin(2\theta_r - 2\theta_{est}) \end{aligned} \quad (13)$$

当转子估计位置  $\theta_{est}$  逼近实际位置  $\theta_r$  时,  $\varepsilon$  与转子位置估计误差  $\Delta\theta$  成正比,  $\Delta\theta = \theta_r - \theta_{est}$ 。将  $\varepsilon$  用 1 个 PI 调节器处理后可得到转子估计电角速度  $\omega_{est}$ , 再积分后便可得转子估计位置  $\theta_{est}$ 。基于 PLL 的转子位置观测原理框图如图 2 所示。

为获得较好的动态性能, 可将估计转速进行

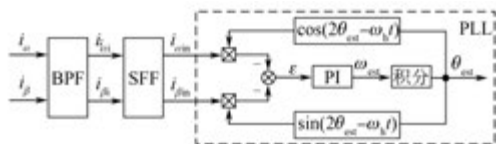


图2 基于锁相环的转子位置观测原理框图

1次低通滤波,再用于矢量控制的闭环反馈。基于旋转高频信号注入法的IPMSM矢量控制系统如图3所示。

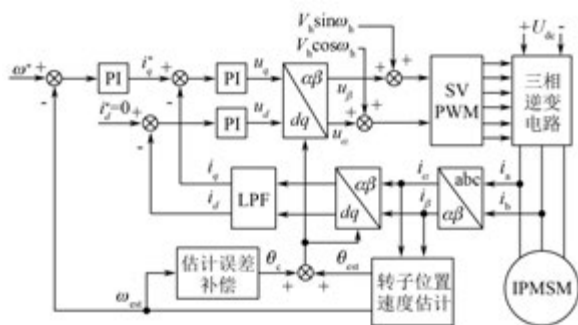


图3 旋转高频信号注入法矢量控制系统框图

旋转高频电压信号从 $\alpha\beta$ 轴系注入,高频注入法获得的转子位置及转速分别用于坐标变换和转速闭环,电流闭环的反馈信号要用低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)滤除高频分量, $\theta_e$ 为估计位置误差补偿。

## 2.2 初始位置检测

旋转高频信号注入法的位置检测原理基于电机的凸极特性,其估计性能在忽略磁场饱和与交叉耦合效应的情况下与永磁电机的电流工作点及转速无关,因此可在零速时实现位置检测。从式(13)中可看出估计结果 $\theta_{est}$ 可能收敛到S极,从而可能造成电机起动时反转,这在实际工况中是不允许的,因此在估计出 $d$ 轴位置后必须进行磁极判断。

目前主流的磁极判断方法主要依赖电机磁路的饱和效应。当注入的高频信号足够大时,磁路饱和会对高频电流产生调制,通过检测高频电流二次谐波分量可获取磁极信息。但对于本文研究的1台内置式电机,定子电流 $>6$  A时才会出现较明显的饱和效应。这种检测高频电流二次谐波分量的方法会引起较大的转矩震荡,且信号调制算法不够简便,不利于实用化。本文在利用旋转高

频注入法获取 $d$ 轴位置后,先后向 $d$ 轴正反方向注入2个幅值和时长均相同的电压方波,通过比较2次 $d$ 轴电流响应的最大值来判断磁极。

图4所示为基于饱和效应的磁极判断原理图。实线反映了 $d$ 轴磁链与电流的关系,虚线为实线在电流工作点处的切线,其斜率为此处的 $d$ 轴电感。可以看出,在 $d$ 轴施加不同方向幅值相同的电流时,正向电流会使磁路饱和,正向电流工作点处斜率( $d$ 轴电感)更小,若注入的电压方波幅值和时长均相同,N极对应的电流响应更大。这种磁极判断方法实施简便,但需额外注入方波信号,且2次注入方波时首先要保证电流衰减到零,因此磁极判断过程相对较长。

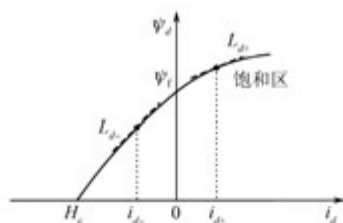


图4 基于饱和效应的磁极判断原理图

本文结合有限元仿真来合理选取注入电压方波和时长,能够在产生明显饱和效应的情况下,有效缩短磁极判断耗时,并且在磁极判断过程中不会产生磁极偏移和转矩振荡。在有限元软件中建立电机后,向N极和S极持续注入幅值恒定的电压,直至电流不再变化为止。当不计饱和效应时,电流随时间的变化关系为

$$i_d = \frac{V_p}{R_s} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \tau = \frac{L_d}{R_s} \quad (14)$$

式中: $V_p$ ——注入方波幅值。

N极和S极电流稳定后值均为 $V_p/R_s$ 。但考虑饱和效应时,N极响应电流上升较快,在电流动态变化过程中N极和S极电流差异比较明显,N极电流更快到达稳定值。电压方波作用时长要选在电流差异明显的上升区间内。

图5所示为直轴电流的有限元仿真波形。为使电流变化平缓,避免造成更多电流检测误差,电压方波幅值不宜太大,仿真中选取 $V_p = 20$  V。从图5中可以看出,当方波时长为18.4 ms时,N极与S极电流差值最大,方波注入时长为10 ms时也有较明显的电流差异,且与18.4 ms的情况相

比能有效缩短磁极判断耗时。因此,选取注入方波电压幅值为 20 V,时长为 10 ms。

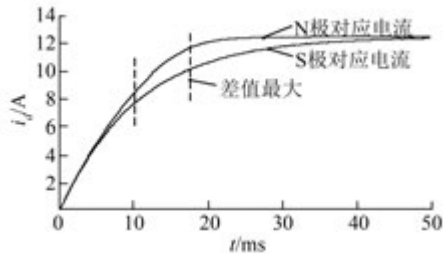


图5 直轴电流的有限元仿真波形

### 3 位置估计误差分析及补偿

#### 3.1 相位偏移对估计精度的影响

旋转高频注入法的位置估计原理利用电机凸极特性对高频负序电流的相位进行调制,而位置信息提取过程中要进行多次滤波,滤波器的使用也会对高频电流相位产生影响,因此估计的转子位置中包含滤波器引起的相位偏移。另外,注入高频电压信号的离散化会使实际电压滞后理论值半个开关频率周期,如图 6 所示。上述因素均会对高频电流相位产生重要影响,下文分析高频负序电流相位偏移时的位置估计误差。

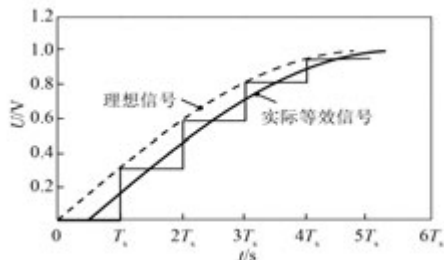


图6 信号离散化

假设带通滤波器(Band Pass Filter, BPF)会使某一频率电流相位偏移  $\varphi_1$ , SFF 中的高通滤波器使这一频率下电流相位超前  $\varphi_2$ , 信号离散化使注入高频电压相位偏移为  $-\varphi_3$  ( $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3 > 0$  时均表示造成相位超前), 则高频电流响应首先受到信号离散化带来的相位滞后的影响, 且还要通过带通滤波得到, 因此式(8)可改写为

$$\mathbf{i}_{si} = I_p e^{j(\omega_h t + \varphi_1 - \varphi_3 - \frac{\pi}{2})} + I_n e^{j[(2\omega_r - \omega_h)t - \varphi_1 + \varphi_3 + \frac{\pi}{2}]} \quad (15)$$

此高频电流响应再经过 SFF 滤波后, 式

(12)、式(13)中将包含因二次滤波和信号离散化造成的相位偏移:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha in} \\ i_{\beta in} \end{bmatrix} = kL_2 \begin{bmatrix} -\sin[(2\omega_r - \omega_h)t - (\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3)] \\ \cos[(2\omega_r - \omega_h)t - (\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3)] \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\varepsilon = kL_2 \sin[2\theta_r - (\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3) - 2\theta_{est}] \quad (17)$$

式(17)中包含了相位偏移信号, PI 调节器将输入信号  $\varepsilon$  调节至零, 转子估计位置及其估计误差为

$$\begin{cases} \theta_{est} = \theta_r - 0.5 \cdot (\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3) \\ \Delta\theta = \theta_r - \theta_{est} = 0.5 \cdot (\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3) \end{cases} \quad (18)$$

#### 3.2 误差补偿分析

误差补偿需要知道比较准确的相位偏移, 因此要对 2 个数字滤波器的相频特性进行分析。控制系统的开关频率  $f_s = 10$  kHz, 注入的高频电压信号幅值为 15 V, 频率为  $f_h = 500$  Hz。由于高频电流幅值很小, 因此带通滤波器要具有较好的滤波性能。本文设计了 1 个六阶切比雪夫 I 型数字带通滤波器, 相比其他形式的滤波器, 可用较低的阶数获得较好的滤波效果, 实用化方便。带通滤波器中心频率为 500 Hz, 带宽为 [450 Hz, 550 Hz], 通带最大衰减为 1 dB, 阻带最小衰减为 20 dB。此带通滤波器的系统函数为

$$H_1(z) = [1.477 \times 10^{-5} (1 - z^{-2})^3] / (1 - 5.6z^{-1} + 13.6z^{-2} - 17.7z^{-3} + 13.3z^{-4} - 5.4z^{-5} + 0.9z^{-6})$$

图 7 所示为此带通滤波器的幅频及相频特性曲线。从图 7 中可以看出, 当转速变化, 即负序电流角速度  $(2\omega_r - \omega_h)$  变化时, 带通滤波器造成的相位偏移并不相同。考虑到旋转高频注入法只用于零、低速的转子位置检测, 因此负序电流的角速度

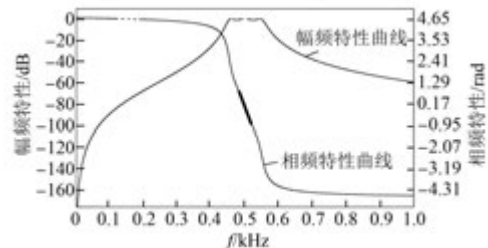


图7 带通滤波器的波特图

只在  $1\,000\pi$  rad/s 的小区间内变化,而此区间内相频特性曲线斜率基本不变,可用线段来近似拟合此区间内相频特性曲线,如图 7 中粗线段所示。对于本文研究的 1 台 2 对极内置式电机,当电机转速  $n$  在  $\pm 300$  r/min 区间内时,负序电流频率区间为  $[480\text{ Hz}, 520\text{ Hz}]$ ,此区间用线段拟合相频特性曲线后,可得出  $\varphi_1$  与转速  $n$  的关系为

$$\varphi_1 = 2.99 \times 10^{-3} n - 0.116 \text{ (rad)} \quad (19)$$

SFF 中二阶巴特沃斯高通滤波器的传递函数如式 (20) 所示,高频同步轴系中负序电流频率区间为  $[980\text{ Hz}, 1\,020\text{ Hz}]$ ,此区间内高通滤波器相频特性曲线斜率较小,其相位偏移可看作不变,  $\varphi_2 = 0.445\text{ rad}$ 。

$$H_2(z) = \frac{0.87(1 - z^{-1})^2}{1 - 1.72z^{-1} + 0.76z^{-2}} \quad (20)$$

由图 6 可以看出,信号离散化将引起半个开关周期的相位滞后,对于注入的高频电压信号而言,信号离散化引起的相位偏移为

$$-\varphi_3 = 2\pi \times \frac{f_h}{2f_s} = -0.157 \text{ (rad)} \quad (21)$$

综上所述,可得位置估计误差及所需补偿的角度与电机转速存在如下关系:

$$\begin{cases} \Delta\theta = 0.5 \cdot (\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3) = \\ \quad 1.494 \times 10^{-3} n + 0.086 \\ \theta_e = \Delta\theta = 1.494 \times 10^{-3} n + 0.086 \end{cases} \quad (22)$$

4 试验及结果分析

根据以上理论分析,搭建 IPMSM 的无位置传感器控制平台,如图 8 所示。表 1 所示为试验所用的 1 台内置式电机参数,电机的实际转子位置角用增量式光电编码盘获取,但不参与系统控制。

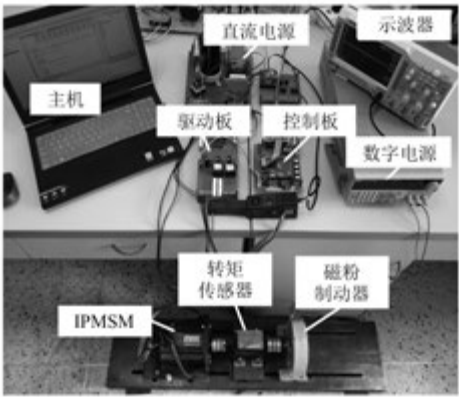


图 8 系统试验平台

控制芯片为 TI 公司的 TMS320F28335,开关频率  $f_s = 10\text{ kHz}$ ,高频电压频率  $f_h = 500\text{ Hz}$ ,高频电压幅值为  $15\text{ V}$ ,与上述一致。

表 1 电机参数

| 参数名称                        | 参数值   |
|-----------------------------|-------|
| 额定转速/(r·min <sup>-1</sup> ) | 3 000 |
| 额定功率/kW                     | 2.2   |
| 极对数 $p$                     | 2     |
| 定子相电阻/ $\Omega$             | 1.8   |
| $d$ 轴电感/mH                  | 16.1  |
| $q$ 轴电感/mH                  | 46.2  |
| 永磁体磁链/Wb                    | 0.289 |
| 转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> )   | 0.002 |

首先进行初始位置检测试验。图 9 所示为考虑误差补偿后的初始位置检测结果。先将电机转子拨动到任意位置,用光电编码盘测出此位置为  $136.2^\circ$ ,而估计的位置电角度为  $314.2^\circ$ ;再次拨动转子,实测位置为  $61.3^\circ$ ,估计位置为  $59.6^\circ$ 。2 次试验结果显示高频注入法能准确估计出  $d$  轴位置,但估计结果可能收敛到 S 极。

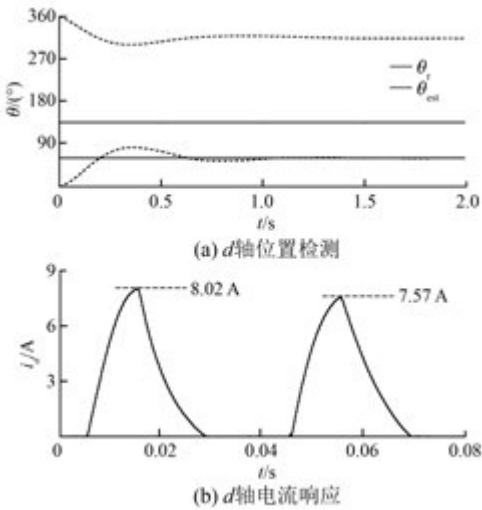


图 9 初始位置检测

用注入方波电压的方法检测磁极,在估计角度为  $59.6^\circ$  的位置先后向  $59.6^\circ$  方向和  $239.6^\circ$  方向注入电压方波,方波幅值和时长选取与有限元软件仿真一致,注入幅值  $20\text{ V}$  时长  $10\text{ ms}$  的电压方波后,可得如图 9(b) 所示的  $d$  轴电流响应,其中,  $59.6^\circ$  位置  $d$  轴电流响应幅值为  $8.02\text{ A}$ ,  $239.6^\circ$  位

置电流响应幅值为 7.57 A。在尽量消除直流偏置后, 0.45 A 的电流差异能保证在任意角度稳定判断磁极, 且磁极判断耗时在 0.08 s 内。

在实测电角度  $61.3^\circ$  位置起, 给定转速在 3 s 内从 0 升至 150 r/min。图 10 所示为电机在起动过程中的转子位置及其误差波形, 其中估计的转子位置还未进行补偿。从图 10(b) 中可以看出, 起动过程比较平稳, 位置估计误差在 3.5 s 时达到稳态, 此时稳态误差约为  $17.41^\circ$ 。根据式 (22), 在 150 r/min 时的稳态误差理论计算结果为  $17.76^\circ$ , 理论分析结果与实测结果较为吻合。图 11 所示为电机在 150 r/min 运行时的高频负序电流波形。由于旋转高频注入法注入的电压信号形式不受电机运行状态的影响, 因而由带通滤波器和 SFF 滤出的负序高频电流波形所含谐波较少, 系统鲁棒性较强。

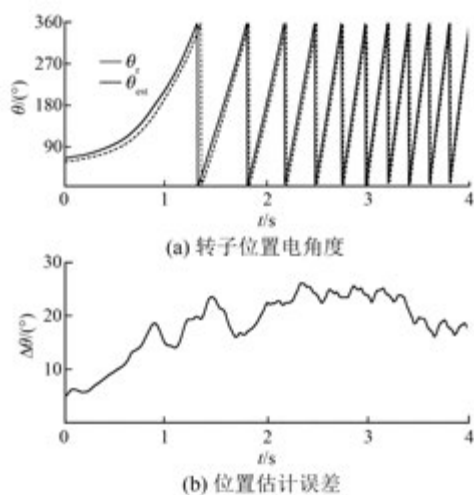


图 10 起动时转子位置及其估计误差波形图

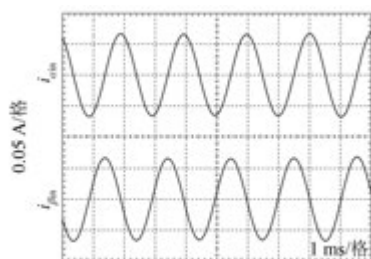


图 11 负序高频电流波形图

为获得实际试验中转子位置估计误差与转速的关系, 在  $\pm 300$  r/min 范围内测量了不同转速下的转子位置估计误差。图 12 所示为未加补偿的

估计误差与转速关系曲线。从图 12 中可以看出, 由于 2 个滤波器及信号离散化的影响, 在不同转速下位置估计误差有较大差别, 在 300 r/min 时位置估计稳态误差达  $29.8^\circ$ , 而  $-300$  r/min 时稳态误差为  $-23.7^\circ$ 。此试验结果与式 (22) 的理论计算结果相比只小约  $2^\circ$ 。

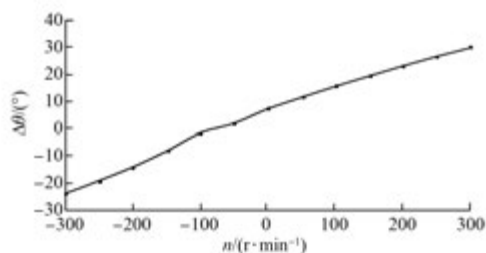


图 12 不同转速下位置估计误差曲线

根据式 (22) 补偿转子位置估计值。图 13 所示为正反转时的转子位置及其估计误差波形, 图 14 所示为电机转速波形, 其中电机转速在  $-150 \sim 150$  r/min 之间变化。图 13(a) 中, 实际转子位置曲线在动态变化过程中非常平缓, 补偿后的转子位置估计曲线相比实际值稍有波动; 在图 13(b) 中, 转子位置估计误差稍大, 最大估计误差约  $17.4^\circ$ 。经过补偿后, 在转速为  $-150$  r/min 或  $150$  r/min 时, 位置估计误差均在  $\pm 3^\circ$  以内, 稳态误差不再随转速变化。转速在接近零时变化较慢, 这是由于磁粉制动器在接近零速段提供的负载转矩比稳态运行时大, 因此反向起动过程稍有滞后。在调速过程中, 电机转速变化比较平稳, 动态响应性能较好, 转子位置估计误差在合理范围内, 考虑

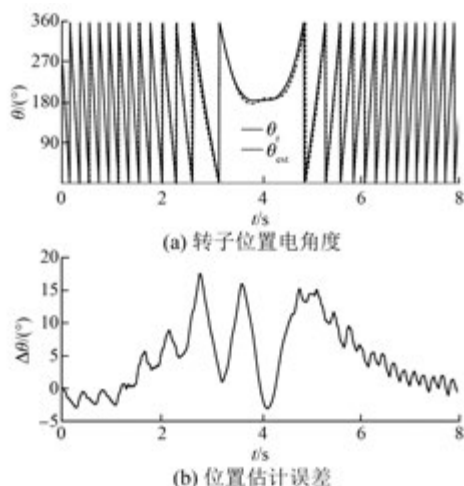


图 13 正反转时转子位置及其估计误差波形图

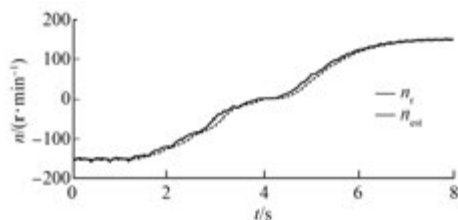


图 14 正反转时转速波形图

了误差补偿的旋转高频注入法矢量控制系统能够在零、低速段获得优良的运行性能。

## 5 结 语

为实现 IPMSM 在零、低速段的高性能无位置传感器控制,本文用旋转高频电压信号注入法进行转子位置检测,获得了较好的系统鲁棒性。在用方波电压注入法判断磁极时,结合有限元仿真来选取注入的电压方波及时长,磁极辨别过程稳定可靠,且可在 0.08 s 内完成检测。深入分析了信号离散化及滤波器对转子位置估计误差的影响,提出用线段拟合带通滤波器中心频率附近的相频特性曲线,得出了位置估计误差与电机转速的关系。样机平台的试验结果表明,在低速段未经补偿的转子位置估计稳态误差与转速近似成一次线性关系,而补偿后的转子位置估计稳态误差可始终保持在 $\pm 3^\circ$ 以内,且调速过程中转速曲线平滑,系统动态性能较好。

## 【参考文献】

- [1] 刘诗敏,李优新,黎勉,等.电动汽车无速度传感器矢量控制系统[J].电机与控制应用,2013,40(6): 40-44.
- [2] 邱鑫,黄文新,卜飞飞.内置式永磁同步电机宽转速范围无位置传感器直接转矩控制[J].电工技术学报,2014,29(9): 92-99.
- [3] FENG G, LAI C, KAR N. Expectation maximization particle filter and Kalman filter based permanent magnet temperature estimation for PMSM condition monitoring using high-frequency signal injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(3): 1261-1270.

- [4] 徐静,段芳,江天炎.模糊 MRAS 方法在永磁同步电机无速度传感器控制系统中的应用[J].电机与控制应用,2015,42(12): 55-58.
- [5] 王庆龙,张兴,张崇巍.永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J].中国电机工程学报,2014,34(6): 897-902.
- [6] 陆婉泉,林鹤云,冯奕,等.永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[J].电工技术学报,2015,30(2): 106-113.
- [7] LUO X, TANG Q, SHEN A, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2294-2303.
- [8] XU P L, ZHU Z Q, WU D. Carrier signal injection-based sensorless control of permanent magnet synchronous machines without the need of magnetic polarity identification [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 3916-3926.
- [9] 王高林,张国强,贵献国,等.永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(24): 103-109.
- [10] MURAKAMI S, SHIOTA T, OHTO M, et al. Encoderless servo drive with adequately designed IPMSM for pulse-voltage-injection-based position detection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 1922-1930.
- [11] 刘海东,周波,郭鸿浩,等.脉振高频信号注入法误差分析[J].电工技术学报,2015,30(6): 38-44.
- [12] 于艳君,柴凤,欧景,等.基于旋转高频信号法的 IPMSM 无位置传感器控制[J].电工技术学报,2013,28(7): 26-31.
- [13] 樊生文,李雷,郑春雨.两种高频信号注入法无传感器运行分析对比[J].控制工程,2017,24(10): 2093-2098.
- [14] 许波,朱焜秋,姬伟,等.基于 FIR 优化滤波的旋转高频信号注入法及其应用[J].仪器仪表学报,2012,33(3): 588-595.

收稿日期: 2018-04-25

欢迎投稿 欢迎订阅 欢迎刊登广告