

虚拟电流注入法在线补偿转子位置估算误差*

彭威, 乔鸣忠, 蒋超, 高键鑫, 卢希浩
(海军工程大学电气工程学院, 湖北武汉 430033)

摘要: 旋转高频注入法能估计永磁同步电机零速和低速时的转子位置,但在转子磁极位置解调过程中滤波器的使用会带来较大估算误差。提出虚拟电流注入法来在线补偿转子位置误差,基于估算的转速,构造与负序响应电流同频率的虚拟电流,经过与负序电流完全相同的解调,得到的虚拟电流相位与解调前相位的差值补偿估算的转子位置。分析比较了注入旋转电压导致的实际转速波动和正序响应电流引起的估算转速波动对误差补偿效果的影响,并利用低通滤波器来改善补偿效果。仿真和实验验证了所提方法在电机处于不同状态时对转子位置误差补偿的效果。

关键词: 旋转高频注入; 转子位置估算误差; 虚拟电流注入; 在线误差补偿

中图分类号: (TM921.51) **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2021)04-094-08

Rotor position estimation error compensated by virtual current injection method online

PENG Wei, QIAO Mingzhong, JIANG Chao, GAO Jianxin, LU Xihao

(School of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The rotating high-frequency injection method can estimate the rotor position of the permanent magnet synchronous motor at zero speed and low speed. However, the use of filters in demodulation introduces estimation errors. A virtual current injection method was proposed to compensate the rotor position error on-line. Based on the estimated speed, the method structured a virtual current same frequency as the negative sequence response current. After the same demodulation as the negative sequence current, the method obtained the phase of virtual current. The error between the obtained phase and structured phase was used to compensate the estimated rotor position. Further analysis compared the actual speed fluctuation with that of the estimated speed fluctuation, caused by the rotating voltage and the positive sequence response current respectively. A low-pass filter was advocated to improve the compensation effect. Simulations and experiments verified the effect of the proposed method on rotor position error compensation when the motor was in different states.

Keywords: rotating high-frequency injection; rotor position estimation error; virtual current injection; on-line error compensation

永磁同步电机的高精度控制需要电机实时转子位置,通常采用旋转变压器等位置传感器进行检测^[1],但对于舰船使用的机桨一体化装置,位置传感器的安装和维护困难。无位置传感器控制成为解决这一问题的一种技术手段。

零速和低速时电机反电动势低,采用基于反电动势的观测器方法^[2]难以准确估算转子位置,所以通常采用高频注入法。高频注入法通常又分为旋转高频注入法^[3-4]和脉振高频注入法^[5]。旋转高频注入法需要电机有一定的凸极率,而脉振高频注入法可适用于凸极率很小甚至表贴式电机。但旋转高频注入法易于实现^[6],使其成为研究的热点。

旋转高频注入法关键技术在于通过解调高频响应电流获取转子位置。简化电机高频响应模型,以及解调过程中使用滤波器都可能导致估算的转子位置与真实值出现偏差。通过理论推导可以计算出忽略定子电阻导致的转子估算误差量^[7-8]来进行定量补偿,但电机运行过程中电感会随磁路饱和程度变化而变化^[9],李峰等提出了一种分步动态电感辨识方法并给出了相应的转子位置误差补偿方案^[10]。邵俊波推导了忽略交叉耦合导致的误差,采用线性拟合误差的方法来进行补偿^[11]。

随着电机转速的上升,滤波器导致的误差会更加明显,成为电机低速运行时估算位置误差的

* 收稿日期:2019-12-11

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51877212,51807197)

作者简介:彭威(1992—),男,湖北天门人,博士研究生,E-mail:1530911613@qq.com;

乔鸣忠(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:qiaomingzhong@126.com

主要来源。廖军等利用多个同步轴系变换结合高通滤波器取代带通滤波器和带阻滤波器^[12]。Kim等^[13]用全通滤波器代替带通滤波器和低通滤波器减小相位延时带来的误差。刘景林等通过对高频电流正、负序分量的相角差利用最小二乘估计,得到了较高精度的转子位置^[14]。在电机处于零速时,利用正序电流的偏差量来补偿转子初始位置估算误差^[15-16]。文献[17]研究了注入旋转电压的频率、幅值等对于电机无位置传感器矢量控制性能的影响。在转子位置解调环节,利用扩展状态观测器取代比例积分(Proportional Integral, PI)观测器也能改善转子位置估算效果^[18]。黄守道等用两个相同的一阶低通滤波器串联来实时获取由于采用一阶低通滤波器带来的相移^[19]。文献[20-21]指出,通过在脉振高频脉振注入法中构造虚拟坐标系取代带通滤波器和PI调节器,可减小转子位置估算误差和提高系统鲁棒性。

本文提出一种虚拟电流注入法补偿旋转高频注入法因低通和带通滤波器导致的误差。基于估算的转速,构造与负序电流频率相同的虚拟电流,该电流采用与负序电流完全相同的解调环节。利用虚拟电流解调出的位置与构造的位置的差值补偿估算的转子位置。由于滤波器对电流相位的影响仅与电流频率有关,当估算的转速为电机真实转速时,虚拟电流注入补偿法将能消除滤波器导致的误差。

1 虚拟电流注入法在线补偿误差的机理

1.1 旋转高频注入法转子位置信息解调

旋转高频注入法是在 $\alpha\beta$ 坐标系下给电机注入一个频率远高于电机基波频率但低于开关频率的旋转电压。

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_h \cos(\omega_h t) \\ u_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, $u_{\alpha h}$ 、 $u_{\beta h}$ 分别为注入电压在 α 轴和 β 轴上的分量, ω_h 、 u_h 分别为注入高频电压的角频率和幅值。

将电机简化成纯电感模型,得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的高频响应模型。

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) & L_1 \sin(2\theta_e) \\ L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $L_0 = (L_d + L_q)/2$, $L_1 = (L_d - L_q)/2$, L_d 、 L_q 分别为直轴和交轴电感; $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 分别为 α 轴和 β 轴上的高频响应电流分量; p 为微分算子;电机转子位置 $\theta_e = \omega_e t + \theta_0$, θ_0 为电机初始位置, ω_e 为电机

基波电角速度。

结合式(1)、式(2),高频响应电流可表示为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = I_{ph} e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} - I_{nh} e^{j(-\omega_h t + 2\theta_e + \frac{\pi}{2})} \quad (3)$$

式中, I_{ph} 、 I_{nh} 分别为高频响应电流正、负序分量的幅值。

$$\begin{cases} I_{ph} = \frac{L_0 u_h}{(L_0^2 - L_1^2) \omega_h} \\ I_{nh} = \frac{L_1 u_h}{(L_0^2 - L_1^2) (\omega_h - 2\omega_e)} \end{cases} \quad (4)$$

可以看出高频响应电流负序分量中含有转子位置信息,对负序分量进行解调来得到转子位置信息。解调过程如图1所示。

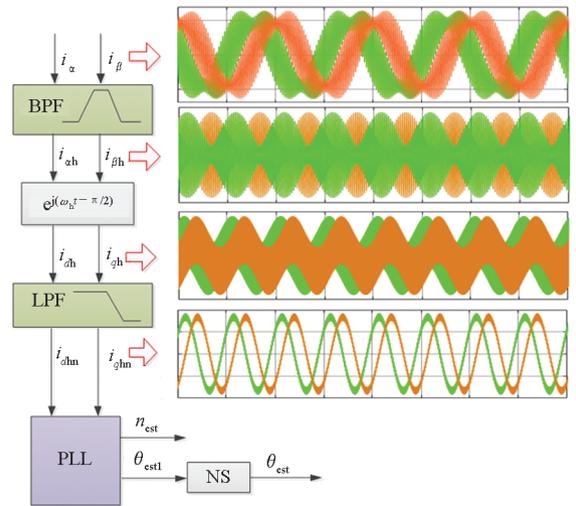


图1 高频响应信号解调原理图

Fig.1 Demodulation diagram of high frequency response signal

若忽略滤波器对于电流相位的影响,带通滤波器(Band Pass Filter, BPF)滤掉电机基波频率的低频分量和开关频率的高频分量,只留下注入法产生的高频响应电流 $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$,经过角速度为 $-\omega_h$ 的同步轴系滤波,得到电流 $i_{\alpha hn}$ 、 $i_{\beta hn}$:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha hn} \\ i_{\beta hn} \end{bmatrix} = I_{ph} e^{j(2\omega_h - \pi)} + I_{nh} e^{j(2\theta_e)} \quad (5)$$

此时的正序分量为高频交流量,负序分量为角速度为 $2\omega_e$ 的低频交流量。若通过低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)能完全滤除正序高频分量,剩下负序低频分量 $i_{\alpha hhn}$ 、 $i_{\beta hhn}$ 。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha hhn} \\ i_{\beta hhn} \end{bmatrix} = I_{nh} e^{j(2\theta_e)} \quad (6)$$

$i_{\alpha hhn}$ 、 $i_{\beta hhn}$ 通过锁相环和转子磁极判断^[13-15]可以得到估算的转速 n_{est} 和转子位置 θ_{est} 。关于磁极判断的方法已有较多研究,这里不做重点论述。

1.2 虚拟电流注入法在线补偿转子位置误差

在高频响应信号解调过程中,用到带通滤波器和低通滤波器会产生转子位置估算误差,提出虚拟电流注入法来同时补偿两种滤波器带来的误差,如图 2 所示。

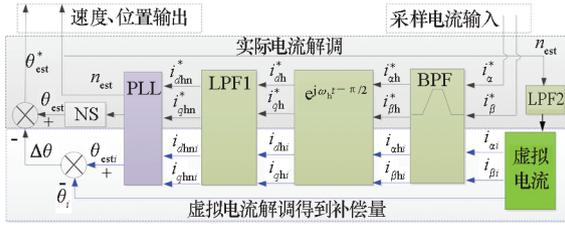


图 2 虚拟电流注入法信号解调原理图

Fig. 2 Demodulation diagram of virtual current injection method

虚拟注入电流是基于估算的电机速度 n_{est} , 利用数字信号处理器 (Data Signal Processor, DSP) 等处理器构造一组高频虚拟电流信号:

$$\begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{bmatrix} = I_i e^{j(\omega_i t_i - 2\omega_{est} t_i)} \quad (7)$$

ω_{est} 是电机估算转速 n_{est} 所对应的电角速度。 i_{di} 、 i_{qi} 只参与解调过程,不会对空间矢量调制或电机的实际运行带来影响。先估算转速和转子位置再进行补偿,时间轴 t_i 的起始点为补偿开始实施的时刻,与 t 不同。实际电流和虚拟电流采用相同采样频率。高频响应电流的正序分量角频率 ω_h , 负序分量的角频率为 $-(\omega_h - 2\omega_e)$, 虚拟电流角频率为 $-(\omega_h - 2\omega_{est})$ 。实际采样电流和虚拟电流通过相同的高通、同步轴系和低通滤波器以及锁相环解调。

不考虑简化电机模型等带来的影响,带通滤波器对于 ω_h 、 $(\omega_h - 2\omega_e)$ 、 $(\omega_h - 2\omega_{est})$ 三个频率点处的幅值衰减为 K_0 倍和 K_1 、 K_2 倍,相位滞后分别为 ψ_0 和 ψ_1 、 ψ_2 , 高频响应电流和虚拟注入电流经过带通滤波器后变为:

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^* \\ i_{qh}^* \end{bmatrix} = K_0 I_{ph} e^{j[(\omega_h t + \psi_0) - \frac{\pi}{2}]} - K_1 I_{nh} e^{j[-(\omega_h t - 2\theta_e + \psi_1) + \frac{\pi}{2}]} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dhi} \\ i_{qhi} \end{bmatrix} = K_2 I_i e^{j(-\omega_h t_i + 2\omega_{est} t_i - \psi_2 + \frac{\pi}{2})} \quad (9)$$

通过同步轴系滤波器后电流变为:

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^* \\ i_{qh}^* \end{bmatrix} = K_0 I_{ph} e^{j(2\omega_h - \pi + \psi_0)} + K_1 I_{nh} e^{j(2\theta_e - \psi_1)} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dhi} \\ i_{qhi} \end{bmatrix} = K_2 I_i e^{j(2\omega_{est} t_i - \psi_2)} \quad (11)$$

若经过低通滤波器后,正序电流分量幅值衰减为零,负序电流与虚拟注入电流幅值衰减和相位延时分别为 K_3 、 K_4 、 ψ_3 、 ψ_4 , 滤波后得到的低频交流量为:

$$\begin{bmatrix} i_{dhn}^* \\ i_{qhn}^* \end{bmatrix} = K_1 K_3 I_{nh} e^{j(2\theta_e - \psi_1 + \psi_3)} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dhn}^* \\ i_{qhn}^* \end{bmatrix} = K_2 K_4 I_i e^{j(2\omega_{est} t_i - \psi_2 + \psi_4)} \quad (13)$$

通过锁相环可以得到估算的电机转子位置 θ_{est} 和虚拟注入信号包含的位置 θ_{esti} 分别为:

$$\theta_{est} = \theta_e - \frac{\psi_1}{2} + \frac{\psi_3}{2} \quad (14)$$

$$\theta_{esti} = \omega_{est} t_i - \frac{\psi_2}{2} + \frac{\psi_4}{2} \quad (15)$$

而构造的虚拟注入电流信号中 $\omega_{est} t_i$ 为已知量,故可得到对虚拟电流解调环节导致的位置误差为:

$$\Delta\theta_i = \theta_{esti} - \omega_{est} t_i = \frac{-\psi_2 + \psi_2}{2} \quad (16)$$

用 $\Delta\theta_i$ 对估算的电机转子位置进行补偿,补偿后的转子位置为:

$$\theta_{est}^* = \theta_e - \frac{\psi_1 - \psi_2}{2} + \frac{\psi_3 - \psi_4}{2} \quad (17)$$

若估算的电机转速为实际的电机转速,则高频响应负序电流角频率 $-(\omega_h - 2\omega_e)$ 与 $-(\omega_h - 2\omega_{est})$ 相等,而相同滤波器对频率相同的电流相位影响相同,此时 $\psi_1 = \psi_2$ 、 $\psi_3 = \psi_4$, 采用虚拟注入法可以完全消除使用滤波器导致的误差。

2 影响虚拟注入法误差补偿效果的因素分析

虚拟注入信号与负序响应电流频率相同,即估算转速与真实转速相同时,理论上虚拟注入法能完全消除滤波器导致的位置误差。但注入高频电压会使电机转速出现波动,而受正序电流的影响,估算的转速也出现波动,最终导致虚拟注入信号频率与负序电流频率不同。故有必要对上述因素对补偿效果的影响进行分析,采取合理措施保证虚拟注入法的补偿效果。

2.1 高频响应电流引起电机转速波动

电机稳态下,基波电流产生的电磁转矩使电机达到转矩平衡,而高频响应的脉动转矩会导致电机转矩波动。将式(3)变换到基波旋转坐标系下,得到 dq 轴电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (I_{ph} - I_{nh}) \cos(\omega_h t - \theta_e - \pi/2) \\ (I_{ph} + I_{nh}) \sin(\omega_h t - \theta_e - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (18)$$

结合式(4),可将高频响应电流产生的电磁脉动转矩简写为:

$$T_{emh} \approx \frac{p_n \psi_f u_h \sin(\omega_h t - \theta_e - \pi/2)}{L_q \omega_h} \quad (19)$$

式中, p_n 为电机极对数, ψ_f 为转子磁链。结合式(4)可知,脉动转矩作用于电机转动惯量 J 产生机械角加速度。

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p_n \psi_f u_h \sin(\omega_h t - \theta_e - \pi/2)}{J L_q \omega_h} \quad (20)$$

而脉动转矩频率为 $(\omega_h - \omega_e)$, 在一个脉动周期内对机械角加速度积分,易求出电机机械角速度变化量为:

$$\Delta\Omega = \frac{2p_n \psi_f u_h}{J L_q \omega_h (\omega_h - \omega_e)} \quad (21)$$

由式(21)可知,提高注入电压频率可降低转矩脉动导致的转速波动量,而电机转速上升会导致转速波动量上升。但提高注入频率,高频响应电流变小,会需要更高的电流采样频率和电流采样精度,加大电流检测的难度。

借助仿真进一步探讨高频响应电流引起的转速波动大小,矢量控制下当注入频率取 500 Hz, 4 对极电机运行在 50 r/min 和 150 r/min 时的实际转速波动如图 3 所示。

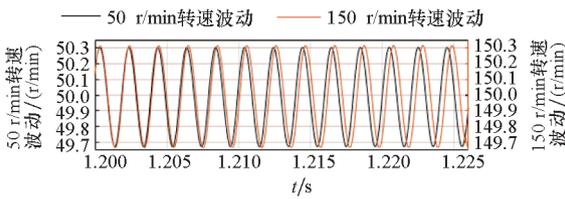


图3 高频响应电流引起电机转速波动
Fig. 3 Motor speed fluctuation caused by high-frequency response current

转速为 150.0 r/min 时的波动频率比 50.0 r/min 时小,转速波动要大于 50.0 r/min,但都在 0.8 r/min 以内,对应的负序电流频率波动在 0.1 Hz 以内。

2.2 高频正序响应电流引起估算转速波动

负序响应电流与正序响应电流之比为 $(L_q - L_d) : (L_d + L_q)$, 负序电流在凸极率不高时会明显比正序电流小。通过同步坐标轴系变换后正序电流变为两倍注入频率的交流量,而原来负序电流变为两倍基波频率的交流量。低通滤波器 LPF1 首先要具有一定带宽能保证不同转速下负序电流

幅值不衰减以被锁相环解调,其次还要能充分滤除正序电流,否则会导致估算转子位置出现波动。

若采用截止频率为 450 Hz、550 Hz 的二阶巴特沃斯带通滤波器和截止频率为 60 Hz 的二阶巴特沃斯低通滤波器,当注入频率取 500 Hz, 4 对极电机运行在 120 r/min 时的估算电机转速和实际电机转速波动量如图 4 所示。估算转速以两倍注入频率波动,估算的转速波动量远大于转矩脉动导致的电机实际转速波动量,引起的虚拟注入信号频率的波动接近 7 Hz。

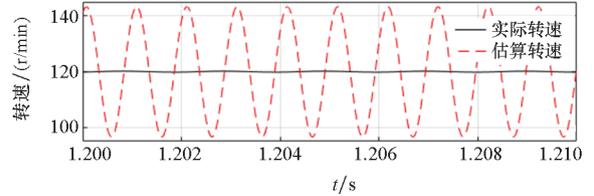


图4 估算转速与实际转速波动量

Fig. 4 Fluctuations of the estimated speed and actual speed

2.3 提高虚拟注入法误差补偿效果的措施

通过上述分析比较可知,未能完全滤除正序电流导致的估算转速波动是影响虚拟注入法补偿效果的主要因素,而高频转矩脉动导致的影响较小,减小转矩脉动会导致电流检测和采样难度增加,故主要从消除虚拟注入电流频率波动来改善补偿效果。

正序电流和负序电流都为交流量,要想保证低通滤波器对负序电流的带宽的同时完全滤除正序电流,会导致滤波器设计过于烦琐,不便于 DSP 实现。

采用一个低通滤波器(图 2 中的 LPF2)对波动转速信号进行滤波,得到稳定的转速用于构造虚拟电流信号。LPF2 作用对象为直流量,不需要考虑带宽,通过 LPF2 完全滤除估算转速信号的波动量更容易实现。

采样频率为 10 kHz, LPF2 设计为一阶巴特沃斯滤波器,截止频率为 10 Hz。通过 Fdatool 可知, LPF2 对于 $(\omega_h - \omega_e)$ 的估算转速高频波动量的幅值增益约为 -60 dB,能消除用于误差补偿的估算转速的高频波动量。

电机工况改变到再次进入稳定的过程中,电机转速都会出现瞬时的变化后稳定在指令值。通过阶跃信号来替代这种瞬时的转速变化来进行分析。阶跃信号通过 LPF2 后幅值经过约 0.05 s 上升到 1,而电机实际的转速变化斜率不可能达到阶跃响应的斜率,这意味着在实际工程电机转速变化时, LPF2 对于电机转速变化的延时将在

0.05 s 以内。在这 0.05 s 内,虚拟注入法补偿的精准度会受到影响。但由于 LPF2 仅用在估算转子位置误差补偿,LPF2 对于转速变化的延迟不会影响基本的转子位置解调和电机运行。

3 仿真研究和实验验证

为了验证所提出的转子位置估算误差补偿法的正确性和效果,搭建了一套永磁同步电机的矢量控制仿真模型,电机和变频器部分参数如表 1 所示。

表 1 三相永磁同步电机控制平台参数

Tab.1 Parameters of three-phase PMSM drive system

参数	数值	参数	数值
电机极对数	4	额定功率/kW	1
额定转速/(r/min)	1 000	额定转矩/Nm	9.5
额定电流/A	4.5	额定电压/V	220
交轴电感/mH	16.46	直轴电感/mH	7.92
母线电压/V	330	开关频率/Hz	10 000
注入频率/Hz	500	注入幅值/V	20

综合考虑滤波器对正序电流的幅值的衰减效果和电机运行区间以便于处理器快速运算。实际电流解调采用截止频率为 450 Hz 和 500 Hz 的二阶带通滤波器 BPF,和截止频率为 60 Hz 的低通滤波器 LPF1。

利用 MATLAB 里的 FDATool 工具可以分析出电机处于不同转速时滤波器导致的电流相位延迟和估算的转子位置误差,如表 2 所示。

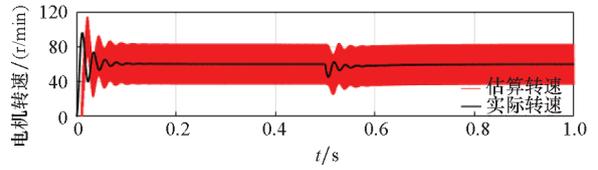
表 2 电机不同转速下滤波器导致的转子位置估算误差

Tab.2 Rotor position estimation error caused by filters at different speeds

电机转速/(r/min)	ψ_1/rad	ψ_3/rad	$\Delta\theta_e/\text{rad}$
60	0.111	-0.190	0.15
120	0.268	-0.386	0.33
180	0.415	-0.593	0.50
240	0.547	-0.812	0.68
300	0.633	-1.038	0.84

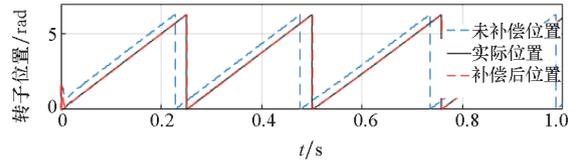
当电机空载运行在 60 r/min 和 120 r/min 时,在 0.5 s 处突加负载仿真波形如图 5、图 6 所示。从图 5、图 6 可以看出,突加转矩负载,电机转速波动后能迅速稳定,高频电流解调用到的滤波器会使估算的转速变化滞后于实际转速变化。

采用虚拟注入法补偿估算的转子位置后误差得到了明显减小,补偿后估算的转子位置曲线与实际转子位置曲线基本重合。



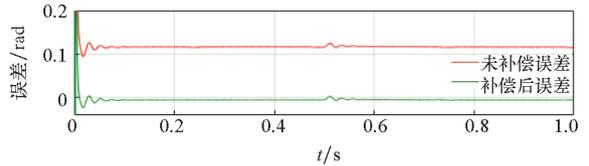
(a) 电机实际转速和估算转速

(a) Actual speed and estimated speed of motor



(b) 转子位置

(b) Rotor position

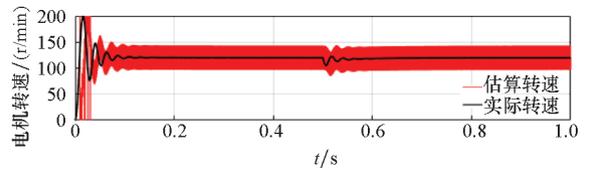


(c) 转子位置误差

(c) Rotor position error

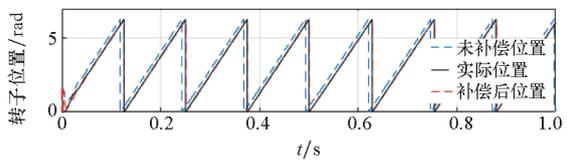
图 5 60 r/min 转速突加负载仿真波形

Fig.5 Simulation waveforms at 60 r/min with sudden load



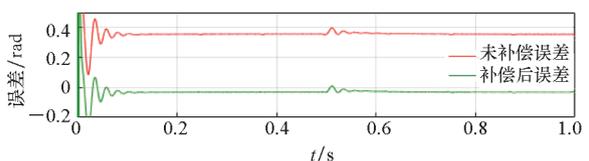
(a) 电机实际转速和估算转速

(a) Actual speed and estimated speed of motor



(b) 转子位置

(b) Rotor position



(c) 转子位置误差

(c) Rotor position error

图 6 120 r/min 转速突加负载仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms at 120 r/min with sudden load

由于虚拟注入用到的是经过低通滤波器 LPF2 后的估算转速,为定值,故突加负载不会导致虚拟注入电流频率波动,整个过程补偿量基本为定值。

对电机运行在 180 r/min、240 r/min、300 r/min 时采用虚拟电流注入法的补偿效果进行仿真,对误差补偿量大小、补偿后误差大小以及表 2 中分析的滤波器理论误差大小进行比较,如图 7 所示。

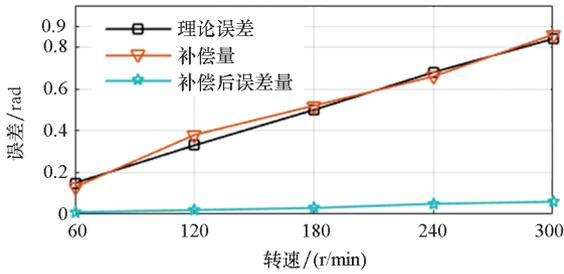


图 7 不同转速下的补偿效果

Fig. 7 Compensation effect at different speeds

从图 7 可以看出,在不同转速下虚拟注入法得到的补偿量与理论误差吻合,且补偿后转子位置误差明显减小,说明该补偿方法能基本消除由滤波器导致的转子位置误差。

搭建如图 8 所示的实验平台,进一步验证虚拟电流注入法对估算转子位置误差的补偿效果。

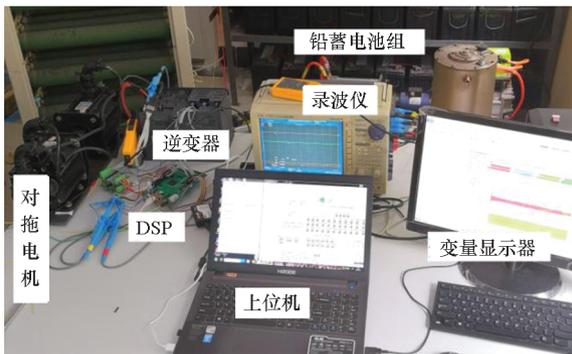


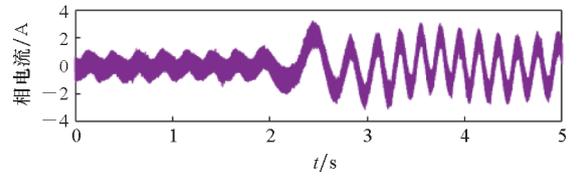
图 8 实验平台

Fig. 8 Experiment platform

两台永磁同步电机参数相同,永磁同步电机参数和变频器参数与表 1 相同。DSP28335 内部变量信息通过串口发送给电脑显示,实际转子位置和估算的转子位置等信息通过数模转换成电压信号,利用示波器采集。

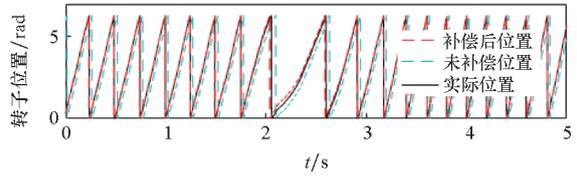
转速为 60 r/min 和 120 r/min 时突加负载的实验波形如图 9、图 10 所示。从图 9 和图 10 可以看出,电机在加负载前后转速稳定时,通过虚拟注入法能有效减小位置估算误差。在加负载后电机转速变化的过程中,滤波器 LPF2 对电机瞬间的速度变化有延迟,在延迟时间内补偿精度会受到影响,但 LPF2 的使用能增加电机稳态时转子位

置误差补偿的精度。两种工况下电机处于稳态运行时,补偿后的估算转子位置误差相比未补偿时均能减小 77% 以上。



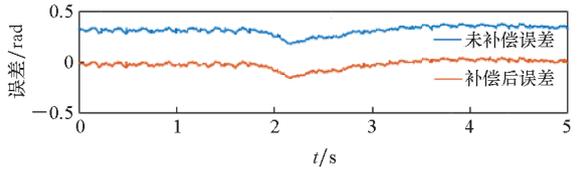
(a) 电机 A 相电流

(a) A-phase current of motor



(b) 转子位置

(b) Rotor position

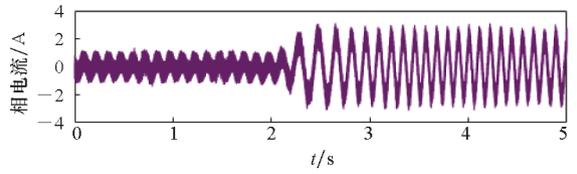


(c) 转子位置误差

(c) Rotor position error

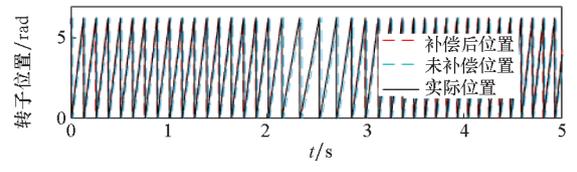
图 9 60 r/min 转速突加负载实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms at 60 r/min with sudden load



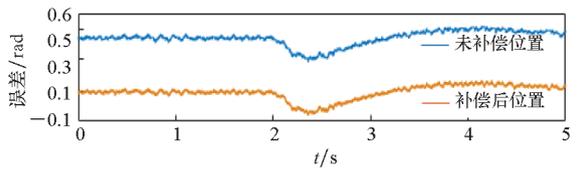
(a) 电机 A 相电流

(a) A-phase current of motor



(b) 转子位置

(b) Rotor position



(c) 转子位置误差

(c) Rotor position error

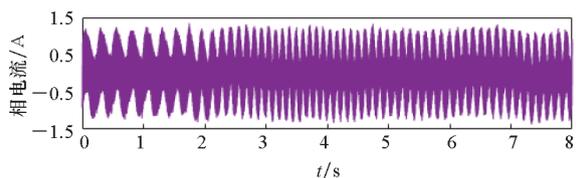
图 10 120 r/min 转速突加负载实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms at 120 r/min with sudden load

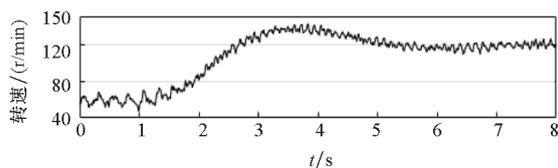
仿真用到的电机模型没有考虑电机交叉饱和的影响,而实验在带载时尚未对交叉饱和带来的误差进行补偿,所以采用虚拟注入法补偿后实验转子位置误差稍大于仿真时的误差。

电机空载状态下转速由 60 r/min 突增到 120 r/min 时的相关波形如图 11 所示。在转速增加的过程中,所提补偿方法也起到了明显效果,稳态平均误差在 0.1 rad 以内,转速变化时的补偿效果比稳态时略差。

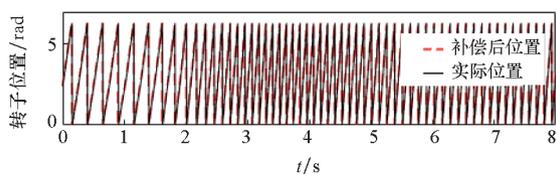
但电机大多时候处于稳态,使用 LPF2 能避免补偿受正序响应电流的干扰,总体上提高电机控制的精度和效率。



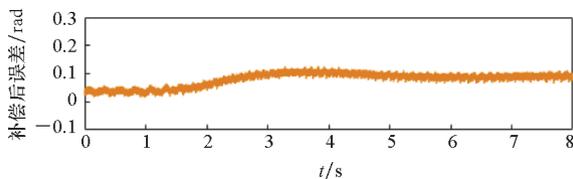
(a) 电机 A 相电流
(a) A-phase current of moto



(b) 电机实际转速
(b) Actual motor speed



(c) 转子位置
(c) Rotor position



(d) 补偿后的转子位置误差
(d) Rotor position error after compensation

图 11 转速突增实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms with speed increasing

4 结论

本文结合理论推导阐明了虚拟电流注入法补偿转子位置误差的机理,分析了会影响虚拟注入

法补偿效果的因素和改善方法,利用仿真和实验对所提补偿方法进行了验证,得到如下结论:

1) 利用虚拟注入法能基本消除电机稳态运行时由滤波器导致的转子位置估算误差,实验的几种工况下采用该方法能使估算的转子位置误差减小 77% 以上。

2) 使用低通滤波器 LPF2 可以避免正序响应电流对补偿效果的干扰,提高稳态补偿效果。LPF2 对于电机转速变化延迟在 0.05 s 内,延迟期间误差补偿精度会受到影响,但不会影响电机正常运行。

参考文献 (References)

- [1] 涂群章, 黄皓, 蒋成明, 等. 伺服电机积分型 SMC 速度控制策略 [J]. 国防科技大学学报, 2019, 41(2): 150-157.
TU Qunzhang, HUANG Hao, JIANG Chengming, et al. Integral SMC speed control strategy for servo motor [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2019, 41(2): 150-157. (in Chinese)
- [2] 张立伟, 李行, 宋佩佩, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊 1): 70-78.
ZHANG Liwei, LI Hang, SONG Peipei, et al. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(Suppl 1): 70-78. (in Chinese)
- [3] 刘毅, 贺益康, 秦峰, 等. 基于转子凸极跟踪的无位置传感器永磁同步电机矢量控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(17): 121-126.
LIU Yi, HE Yikang, QIN Feng, et al. Investigation of rotor saliency-tracking based sensorless vector control drive for PMSM [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(17): 121-126. (in Chinese)
- [4] 陈书锦, 李华德, 李擎, 等. 永磁同步电动机起动过程控制 [J]. 电工技术学报, 2008, 23(7): 39-44.
CHEN Shujin, LI Huade, LI Qing, et al. Start process control of permanent magnet synchronous motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(7): 39-44. (in Chinese)
- [5] 王高林, 杨荣峰, 李刚, 等. 基于高频信号注入的 IPMSM 无位置传感器控制策略 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 62-68.
WANG Gaolin, YANG Rongfeng, LI Gang, et al. Position sensorless control strategy of IPMSM based on high frequency signal injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 62-68. (in Chinese)
- [6] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-121.
QIN Feng, HE Yikang, LIU Yi, et al. Comparative investigation of sensorless control with two high-frequency signal injection schemes [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 116-121. (in Chinese)
- [7] 刘家曦. 无传感器内嵌式永磁同步电机转子磁极位置检

- 测技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- LIU Jiayi. Research on IPMSM sensorless rotor position estimation [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010. (in Chinese)
- [8] 高健伟. 基于高频注入法的永磁同步电机转子位置估计误差的分析[D]. 济南: 山东大学, 2012.
- GAO Jianwei. Analysis of position estimation error in carrier signal injection based sensorless control of PMSM[D]. Jinan: Shandong University, 2012. (in Chinese)
- [9] 李华阳, 王涛, 林环城, 等. 基于高频注入的 PMSM 无传感器控制的误差分析[J]. 微特电机, 2013, 41(11): 64-70.
- LI Huayang, WANG Tao, LIN Huancheng, et al. Analysis of position errors in high-frequency carrier signal injection based sensorless control of PMSM [J]. Small & Special Electrical Machines, 2013, 41(11): 64-70. (in Chinese)
- [10] 李峰, 车进, 刘大铭, 等. IPMSM 动态电感辨识方法及转子位置估计误差补偿策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5418-5426.
- LI Feng, CHE Jin, LIU Daming, et al. Dynamic inductance identification method and rotor position estimation error compensation strategy for IPMSM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(23): 5418-5426. (in Chinese)
- [11] 邵俊波. 永磁同步电机高频注入驱动系统转子位置误差分析与补偿策略[D]. 长沙: 湖南大学, 2018.
- SHAO Junbo. Analysis and compensation strategy of position errors in high frequency carrier signal injection based on sensorless control system of PMSM [D]. Changsha: Hunan University, 2018. (in Chinese)
- [12] 廖军, 张兴, 杨淑英, 等. 改进高频信号注入法的 IPMSM 转子位置检测研究[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2010, 33(8): 1161-1165.
- LIAO Jun, ZHANG Xing, YANG Shuying, et al. Research on the IPMSM rotor position estimation based on improved high frequency injection method [J]. Journal of Hefei University of Technology (Natural Science), 2010, 33(8): 1161-1165. (in Chinese)
- [13] KIM S I, IM J H, SONG E Y, et al. A new rotor position estimation method of IPMSM using all-pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6499-6509.
- [14] 刘景林, 鲁家栋. 基于相电流正负序分量相角差的高精度内置式永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 63-69.
- LIU Jinglin, LU Jiadong. High-precision estimation method of initial rotor position for IPMSM based on phase difference of positive and negative sequence current component [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 63-69. (in Chinese)
- [15] 杨健, 杨淑英, 李浩源, 等. 基于旋转高频电压注入的永磁同步电机转子初始位置辨识方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3547-3555.
- YANG Jian, YANG Shuying, LI Haoyuan, et al. Initial rotor position estimation for IPMSM based on high frequency rotating voltage injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15): 3547-3555. (in Chinese)
- [16] 李浩源, 张兴, 杨淑英, 等. 基于旋转高频注入的内置式永磁同步电机初始位置检测算法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1723-1731.
- LI Haoyuan, ZHANG Xing, YANG Shuying, et al. A detecting algorithm for initial position of interior permanent magnet synchronous motor based on rotating high frequency injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1723-1731. (in Chinese)
- [17] KIM S, HA J I, SUL S K. PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(5): 1576-1587.
- [18] JIN X H, NI R G, CHEN W, et al. High-frequency voltage-injection methods and observer design for initial position detection of permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7971-7979.
- [19] 黄守道, 高剑, 肖磊, 等. 压缩机用内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 182-187.
- HUANG Shoudao, GAO Jian, XIAO Lei, et al. Sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors with compressor load [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 182-187. (in Chinese)
- [20] 吕晓源, 刘刚, 毛琨, 等. 基于虚拟脉振高频注入法的永磁电机初始位置检测[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23): 34-41.
- LYU Xiaoyuan, LIU Gang, MAO Kun, et al. Initial position detection of permanent magnet motor based on virtual pulsating high-frequency injection method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(23): 34-41. (in Chinese)
- [21] 洪琨, 刘刚, 毛琨, 等. 基于新型高频注入法的表贴式永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2914-2922.
- HONG Kun, LIU Gang, MAO Kun, et al. Initial position detection of surface mounted permanent magnet synchronous machines based on novel high-frequency injection method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2914-2922. (in Chinese)