基于扰动观测器的永磁同步风力发电机无速度传感器控制

郭磊磊，朱林强，曹玲芝，李琰琰，王朋帅
（郑州轻工业大学 电气信息工程学院，河南 郑州 450002）

摘要：转子角度的准确估计是实现永磁同步风力发电机无速度传感器高性能矢量控制的重要前提。在基于扰动观测器的永磁同步风力发电机无速度传感器控制中，传统的角度补偿方法易受转速估计误差影响，进而降低转子角度的估计精度。针对这一问题，提出了一种新的转子角度补偿策略。该策略通过构建一个截止频率与观测器相同的低通滤波器，使其产生的角度误差和观测器的角度误差相等，来实现对估计转子角度更为精确的补偿。此外，估计转速和磁链影响反电动势准确度，进而影响传统无差拍控制效果。因此，对观测出的反电动势进行了幅值和角度补偿，消除了无差拍控制中电机估计转速和磁链对控制系统的影响。实验结果验证了该方法的有效性。

关键词：永磁同步风力发电机；无速度传感器；扰动观测器；无差拍控制
中图分类号：TN386 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd24442

Speed Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Wind Generator Based on Disturbance Observer

GUO Leilei，ZHU Linqiang，CAO Lingzhi，LI Yanyan，WANG Pengshuai
（*College of Electrical and Information Engineering*，*Zhengzhou University of Light Industry*，*Zhengzhou* 450002，*Henan*，*China*）

Abstract: The accurate estimation of rotor angle is an important prerequisite for realizing speed sensorless high performance vector control of permanent magnet synchronous wind generator. In the speed sensorless control of permanent magnet synchronous wind generator based on disturbance observer，the traditional angle compensation method is easily affected by the speed estimation error，which reduces the rotor angle estimation accuracy. In order to solve this problem，a new rotor angle compensation strategy was proposed. By constructing a low-pass filter with the same cut-off frequency as the observer，the angle error generated by the low-pass filter was equal to that of the observer，so as to realize more accurate compensation for the estimated rotor angle. In addition，the accuracy of the back EMF was affected by the estimated speed and flux，and then the effect of traditional deadbeat control was affected. Therefore，the amplitude and angle of the observed back EMF were compensated to eliminate the influence of motor estimated speed and flux on the control system in deadbeat control. The experimental results verify the effectiveness of the method.

Key words: permanent magnet synchronous wind generator；speed sensorless；disturbance observer；deadbeat control

近年来，气候变暖、温室效应等气候问题接踵而来，环境问题愈发受到各国关注，清洁能源的研究与应用逐渐登上世界舞台。在众多的清洁能源中，风能更具有应用价值。随着各国对风力发电的深入研究，风力发电机的单机功率在增加，整个风电产业蒸蒸日上。近年来，直驱式永

基金项目：国家自然科学基金资助项目（51707176）；河南省青年人才托举工程项目（2019HYTP021）；河南省重点研发与推广专项（科技攻关）项目（212102210021）
作者简介：郭磊磊（1987—），男，博士，副教授，Email：2006guoleilei@163.com

磁同步风力发电机逐步成为研究热点，这种发电机相比其它类型电机有许多优势，比如：电机尺寸小、功率密度高、结构简单等优点，因此其被大量地应用于风力发电领域。永磁同步发电机的控制过程中经常要用到编码器等器件，这就限制了永磁同步发电机的应用场景，也提高了其制造成本。如果采用无速度传感器控制就没有上述缺点，因此无速度传感器控制成了近年来的研究热点[1-2]。

常见的永磁同步发电机无速度传感器控制方法大致分为两类：低速时常采用高频注入法，文献[3-5]通过外加高频激励信号，利用电机本身的凸极特性来获取转子位置。然而，高频注入法仅适用于电机低速情况且复杂度较高；中高速常采用模型法，文献[6-7]研究了基于模型参考自适应的永磁同步电机无位置传感器控制，通过构建电机的参考模型和可调模型，并以Popov超稳定性理论为基础设计自适应律，实现了无速度传感器的电机控制。滑模观测器具有结构简单、鲁棒性强等优点，在永磁同步发电机无位置传感器控制中被广泛研究[8-10]。文献[8]研究了基于滑模观测器的无位置传感器控制，利用Sigmoid函数来替代符号函数以减弱观测反电动势中的高频抖振。然而，基于Sigmoid函数的滑模观测器控制系统由于高频信号切换导致系统存在较大抖振。

扰动观测器算法也广泛用于各种控制系统，如机器人和导弹控制等领域[11-12]。通过扰动观测器得到系统的扰动信号，并将观测结果补偿到系统当中来抵消实际扰动产生的影响。文献[13-14]提出了一种改进的扰动观测器模型，通过中间变量的代换可以避免观测器中对于状态变量的微分运算，减少了控制系统中的噪声信号。文献[15]将永磁同步电机的反电动势作为扰动量，借助中间变量代换避免了计算电流微分，减少了控制系统的噪声信号。然而，文献[15]中的转子角度补偿环节与转速有关，当转速不准确时，会产生较大的补偿误差。

本文基于扰动观测器来进行永磁同步发电机的无速度传感器控制，采用无差拍控制器代替传统的PI电流环。无差拍控制相比PI控制具有动态响应快、电流波动小等优点。然而传统的无差拍控制器中需要用到电机的估计转速和磁链，当这两个参数不准确时，就会造成较大的计算误差，从而使得控制系统变得不稳定。针对这一缺点，本文通过扰动观测器得到电机的估计反电动势，并将其带入无差拍控制器中进行计算，从而消除电机估计转速和磁链不准确对控制系统的影响。

由于反电动势观测器相当于一阶低通滤波器，会造成观测反电动势产生相位延迟和幅值衰减。因此直接由锁相环[16]得到的电机转子角度并不准确，需要进行相应的角度补偿。传统的转子角度补偿方法需要用到永磁同步发电机的估计转速。当电机估计转速不准确时，就会导致补偿角度产生较大误差，进而造成永磁同步发电机的控制精度下降。为了解决这一问题，本文提出了一种新的角度补偿方法，通过增加一个和扰动观测器截止频率一样的滤波器，使两次滤波产生的延迟角度相等，来进行延迟角度的补偿。该方法消除了估计转速在角度补偿中的影响。由于两次滤波中反电动势产生的幅值衰减是相等的，根据这一特点对观测到的反电动势进行幅值补偿。最终将角度及幅值补偿后的反电动势带入无差拍控制器中，消除了电机估计转速和磁链对于控制系统的影响。通过实验验证了该方法的有效性。

1　永磁同步电机数学模型

在α-β坐标系下，表贴式永磁同步发电机的电流状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_\alpha = -\dfrac{R_s}{L_s} i_\alpha + \dfrac{u_\alpha}{L_s} - \dfrac{e_\alpha}{L_s} \\ \dot{i}_\beta = -\dfrac{R_s}{L_s} i_\beta + \dfrac{u_\beta}{L_s} - \dfrac{e_\beta}{L_s} \end{cases} \tag{1}$$

式中：上标“·”为相应变量的状态变量；R_s和L_s为电机定子电阻和电感；i_α，i_β分别为电机在α，β轴下的定子电流分量；u_α，u_β分别为电机在α，β轴下的定子电压分量；e_α，e_β分别为电机在α，β轴下的反电动势分量，可通过下式计算得出：

$$\begin{cases} e_\alpha = -p\omega_r \Psi_f \sin(\theta) \\ e_\beta = p\omega_r \Psi_f \cos(\theta) \end{cases} \tag{2}$$

式中：p为电机极对数；ω_r为转子机械角速度；Ψ_f为电机磁链；θ为电机转子位置角。

2　无差拍电流预测控制

采用前向欧拉法对式(1)进行离散化，并结合式(2)得到离散化的电压方程：

$$\begin{cases} u_\alpha(k)=\dfrac{L_s}{T_s}i_\alpha(k+1)+(R_s-\dfrac{L_s}{T_s})i_\alpha(k)-p\omega_r\Psi_f\sin(\theta) \\ u_\beta(k)=\dfrac{L_s}{T_s}i_\beta(k+1)+(R_s-\dfrac{L_s}{T_s})i_\beta(k)+p\omega_r\Psi_f\cos(\theta) \end{cases} \tag{3}$$

式中：T_s为系统采样时间。

通过Park反变换得到α,β轴参考电流$i_{\alpha_ref}(k)$和$i_{\beta_ref}(k)$：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_ref}(k) \\ i_{\beta_ref}(k) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cos(\hat\theta) & -\sin(\hat\theta) \\ \sin(\hat\theta) & \cos(\hat\theta) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{q_ref}(k) \\ i_{d_ref}(k) \end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：下标“ref”为相应变量的参考值；上标“^”为相应变量的估计值。

本文通过扰动观测器得到电机的观测反电动势，然后通过锁相环并进行角度补偿后得到估计转子位置角$\hat\theta$。

将式(3)中k+1控制周期的α,β轴电流用参考电流代替，可以得到传统的无差拍电流预测控制方程为

$$\begin{cases} u_\alpha^*(k)=\dfrac{L_s}{T_s}i_{\alpha_ref}(k)+(R_s-\dfrac{L_s}{T_s})i_\alpha(k)-p\omega_r\Psi_f\sin(\hat\theta) \\ u_\beta^*(k)=\dfrac{L_s}{T_s}i_{\beta_ref}(k)+(R_s-\dfrac{L_s}{T_s})i_\beta(k)+p\omega_r\Psi_f\cos(\hat\theta) \end{cases} \tag{5}$$

式中：上标“*”为相应变量的预测值变量。

从式(5)可以看出，传统的无差拍控制精度与电机转速和磁链相关，当转速或磁链产生较大误差时，整个系统的控制精度将会降低。为了解决这一问题，本文通过扰动观测器观测出电机反电动势，然后对观测到的反电动势进行幅值和角度补偿，最后带入无差拍控制器中，进而消除转速和磁链不准确时对控制系统的影响。

3　基于扰动观测器的转子角度和速度估计

3.1　扰动观测器的设计

在静止α-β坐标系下，可将表贴式永磁同步电机的电流方程表示如下：

$$\dot{\boldsymbol{i}}_m=\boldsymbol{A}\boldsymbol{i}_m+\boldsymbol{B}_0\boldsymbol{u}_m+\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{e}_m \tag{6}$$

其中

$$\boldsymbol{A}=-(R_s/L_s)\boldsymbol{I}\quad \boldsymbol{B}_0=(1/L_s)\boldsymbol{I}\quad \boldsymbol{B}_1=-(1/L_s)\boldsymbol{I}$$

$$\boldsymbol{i}_m=[i_\alpha\quad i_\beta]^T\quad \boldsymbol{u}_m=[u_\alpha\quad u_\beta]^T\quad \boldsymbol{e}_m=[e_\alpha\quad e_\beta]^T$$

式中：$\boldsymbol{A},\boldsymbol{B}_0,\boldsymbol{B}_1$分别为系数矩阵；$\boldsymbol{I}$为单位阵；$\boldsymbol{i}_m$为定子电流；$\boldsymbol{u}_m$为定子电压；$\boldsymbol{e}_m$为反电动势，在这里也作为扰动量进行观测。

反电动势估计误差可以表示为

$$\tilde{\boldsymbol{e}}_m=\hat{\boldsymbol{e}}_m-\boldsymbol{e}_m=[\tilde e_\alpha\quad \tilde e_\beta]^T \tag{7}$$

式中：上标“~”为相应变量的估计误差。

初等扰动观测器的表达式为[17]

$$\dot{\hat{\boldsymbol{e}}}_m=-\boldsymbol{L}(\boldsymbol{B}_1\hat{\boldsymbol{e}}_m-\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{e}_m) \tag{8}$$

其中　　$\boldsymbol{L}=l\boldsymbol{I}$

式中：l为扰动观测器增益。

文献[17]中介绍了观测器增益l对于转子位置估计误差和估计转速的影响，为了获得较好的控制效果，本文选取l=-5。

将式(6)代入式(8)中得：

$$\dot{\hat{\boldsymbol{e}}}_m=-\boldsymbol{L}\boldsymbol{B}_1\hat{\boldsymbol{e}}_m+\boldsymbol{L}(\dot{\boldsymbol{i}}_m-\boldsymbol{A}\boldsymbol{i}_m-\boldsymbol{B}_0\boldsymbol{u}_m) \tag{9}$$

当扰动量缓慢变化时，$\dot{\boldsymbol{e}}_m$=0，通过式(7)和式(8)可得观测器误差动态方程为

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{e}}}_m+\boldsymbol{L}\boldsymbol{B}_1\tilde{\boldsymbol{e}}_m=0 \tag{10}$$

通过式(10)可以看出，当反电动势估计误差$\tilde{\boldsymbol{e}}_m$动态稳定时，扰动观测器的估计误差为0。

由于式(9)中存在定子电流的微分，求导过程会产生噪声，将会影响观测器的估计效果。为了解决这个问题，通过采用中间变量代换的方法设计了一种新的扰动观测器：

$$\dot{\hat{\boldsymbol{e}}}_m-\boldsymbol{L}\dot{\boldsymbol{i}}_m=-\boldsymbol{L}\boldsymbol{B}_1\hat{\boldsymbol{e}}_m-\boldsymbol{L}(\boldsymbol{A}\boldsymbol{i}_m+\boldsymbol{B}_0\boldsymbol{u}_m) \tag{11}$$

令$\boldsymbol{z}=\hat{\boldsymbol{e}}_m-\boldsymbol{L}\boldsymbol{i}_m$，所以$\dot{\boldsymbol{z}}=\dot{\hat{\boldsymbol{e}}}_m-\boldsymbol{L}\dot{\boldsymbol{i}}_m$，式(11)可改写为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{z}}=-\boldsymbol{L}\boldsymbol{B}_1\hat{\boldsymbol{e}}_m-\boldsymbol{L}(\boldsymbol{A}\boldsymbol{i}_m+\boldsymbol{B}_0\boldsymbol{u}_m) \\ \hat{\boldsymbol{e}}_m=\boldsymbol{z}+\boldsymbol{L}\boldsymbol{i}_m \end{cases} \tag{12}$$

通过式(12)可以看出，通过中间变量$\boldsymbol{z}$的代换，在计算反电动势估计值的过程中就可以消除电流的微分运算，从而避免引入噪声。

3.2　李雅普诺夫稳定性分析

李雅普诺夫方程为

$$V=\frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{e}}_m^2 \tag{13}$$

对式(13)进行求导，并结合式(9)可得：

$$\dot V=\tilde{\boldsymbol{e}}_m\dot{\tilde{\boldsymbol{e}}}_m=-\boldsymbol{L}\boldsymbol{B}_1\tilde{\boldsymbol{e}}_m^2=\begin{bmatrix} \dfrac{l(\hat e_{\alpha0}-e_\alpha)^2}{L_s} & \dfrac{l(\hat e_{\beta0}-e_\beta)^2}{L_s} \end{bmatrix}^T \tag{14}$$

式中：$\hat e_{\alpha0},\hat e_{\beta0}$分别为经过扰动观测器得到的反电动势在$\alpha,\beta$轴上的分量。

对于式(14)，当l<0时，$\dot V$<0，满足李雅普诺夫方程稳定性条件。

3.3 改进的观测角度补偿

根据式(8)可以计算得出反电动势观测器的传递函数：

$$\begin{cases} G_\alpha(s)=\dfrac{\hat{e}_{\alpha0}}{e_\alpha}=\dfrac{1}{-L_s s/l+1} \\ G_\beta(s)=\dfrac{\hat{e}_{\beta0}}{e_\beta}=\dfrac{1}{-L_s s/l+1} \end{cases} \tag{15}$$

由式(15)可以看出，反电动势观测器相当于一阶低通滤波器。通过观测器得到的估计反电动势会产生相位延迟和幅值衰减，锁相环通过估计反电动势得到的转子角度和实际转子角度相比就会有角度误差。因此，必须对其进行补偿。

传统的角度补偿[15]常采用下面方法进行补偿：

$$\theta_{\text{comp}}=\arctan(L_s p\hat{\omega}_r/l) \tag{16}$$

式中：θ_{comp}为电机补偿角。

由式(16)可以看出传统的角度补偿方法对于电机转速依赖性过高。控制系统切换到无速度传感器模式后，在电机转速估计不准确时，就会产生较大的角度补偿误差，进而影响控制系统的稳定性。针对这一缺点，提出了一种改进的转子角度补偿方法，以消除转速对角度补偿的影响。

图1为本文所提改进的转子角度补偿框图。

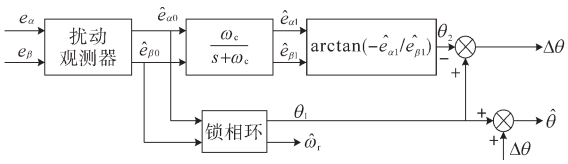


图1　改进的角度补偿框图

Fig.1　The frame diagram of the improved angle compensation

由式(15)可知，e_α和e_β经过扰动观测器可以看作是经过了一阶低通滤波器，通过锁相环得到的转子角度θ_1和实际转子角度相比有一定的角度延迟，需要对θ_1进行角度补偿。因此，可构建另一参数与其完全相同的低通滤波器，即$\omega_c=-l/L_s$，使反电动势经过观测器和低通滤波器产生的角度误差$\Delta\theta$相同。最终经过角度补偿后的转子位置角$\hat{\theta}=\theta_1+\Delta\theta$。该角度补偿方法与永磁同步电机转速无关，因此当观测器的估计转速不准时，并不会影响到转子位置角的补偿。

3.4 观测反电动势的幅值补偿

由于反电动势观测器相当于一阶低通滤波器，因此得到的反电动势观测值会产生幅值的衰减。为了得到准确的电机反电动势信息，需要对其进行相应的幅值补偿。由于两次滤波器对于反电动势幅值衰减的效果相同，根据这一特点设计观测反电动势的幅值补偿。

经过扰动观测器得到的反电动势为$\hat{e}_{\alpha0}$和$\hat{e}_{\beta0}$，其幅值可表示为

$$E_0=\sqrt{e_{\alpha0}^2+e_{\beta0}^2} \tag{17}$$

同理可以得到经过滤波器后的反电动势$\hat{e}_{\alpha1}$和$\hat{e}_{\beta1}$的幅值为

$$E_1=\sqrt{e_{\alpha1}^2+e_{\beta1}^2} \tag{18}$$

根据式(17)、式(18)可知，低通滤波器所产生的幅值衰减为

$$\Delta E=\frac{E_1}{E_2} \tag{19}$$

通过结合图1的角度补偿可以得到最终的电机反电动势为

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha=-E_0\cdot\Delta E\cdot\sin(\hat{\theta}) \\ \hat{e}_\beta=E_0\cdot\Delta E\cdot\cos(\hat{\theta}) \end{cases} \tag{20}$$

通过式(20)即可得到准确的电机估计反电动势，然后将经过幅值和角度补偿的估计反电动势代入无差拍控制器中，来消除电机转速和磁链对于控制系统的影响。

4 实验研究

为了验证本文改进的转子角度补偿控制效果，在图2所示的实验平台上进行实验分析。

图2　实验平台

Fig.2　Experimental platform

永磁同步发电机参数设置如下：极对数p=4，电感L_s=29 mH，定子电阻R_s=1.15 Ω，直流母线电压V_{DC}=600 V，转动惯量J=0.008 6 kg·m^2，永磁磁链 0.458 Wb，额定电流I=10 A，额定转矩T=35 N·m，额定转速n=1 000 r/min。

实验平台包括实时仿真系统HIL和快速原型控制器RCP，其中电力电子系统是利用StarSim FPGA Solver按100 μs的步长实时仿真；控制算法模型运行在RCP控制器上，实时仿真器和快速原型控制器通过真实的物理IO口互连。图3为永磁同步发电机控制系统的结构框图。

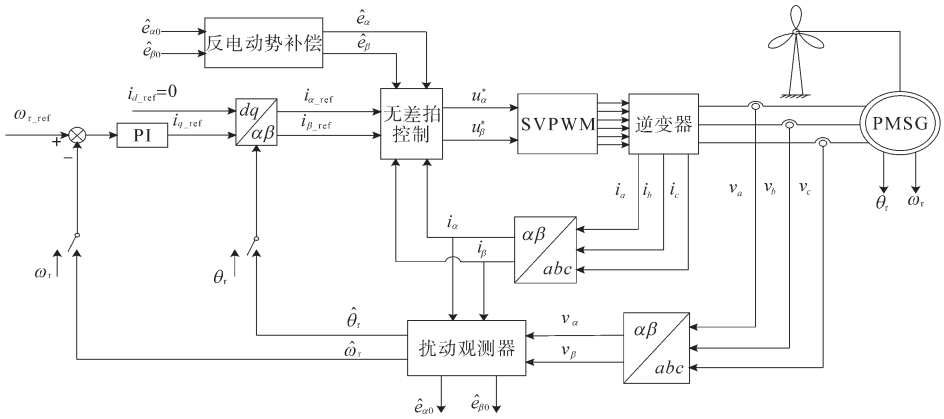
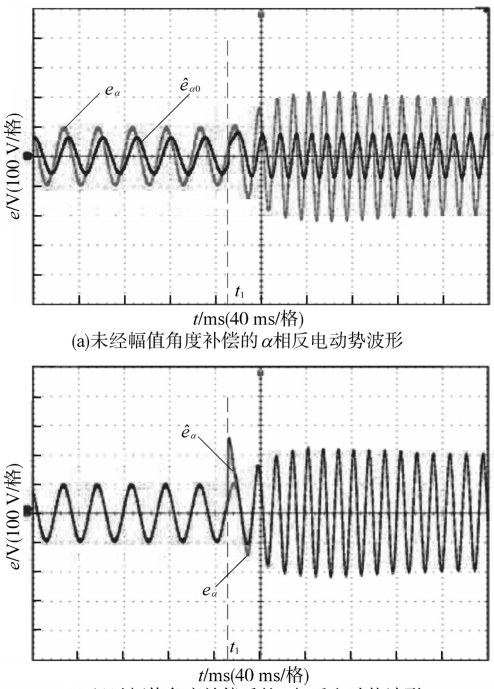


图3　基于扰动观测器的无速度传感器控制系统框图

Fig.3　Block diagram of speed sensorless control system based on disturbance observer

图4为电机在满载运行时转速突变后的α相反电动势波形。



(a)未经幅值角度补偿的α相反电动势波形

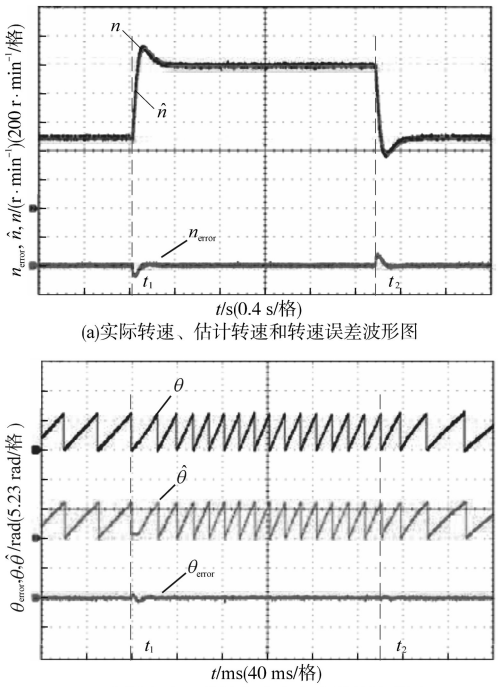
(b) 经过幅值角度补偿后的α相反电动势波形

图4　转速突变后α相反电动势波形

Fig.4　The waveforms of α phase EMF after sudden change of rotational speed

图4a为幅值角度补偿前观测器观测出的α相反电动势$\hat{e}_{\alpha 0}$和实际反电动势e_α的波形对比图，可以看出，观测器观测出的电机反电动势相比实际反电动势存在明显的相位延迟和幅值衰减。图4b为经过幅值角度补偿后的α相反电动势波形，可以看出经过补偿后的反电动势$\hat{e}_\alpha$和电机实际反电动势e_α完全重合。当电机转速在t_1时刻从500 r/min加速到1 000 r/min时，补偿后的估计反电动势可以准确地跟随实际反电动势，证明了本文的估计反电动势幅值角度补偿方法具有良好的动态响应性能。

图5为电机进行加减速时电机转速和转子角度波形图。



(a)实际转速、估计转速和转速误差波形图

(b)实际角度、估计角度和角度误差波形图

图5　电机加、减速动态响应波形

Fig.5　Dynamic response waveforms of motor acceleration and deceleration

从图5a可以看出当电机转速在t_1时刻从500 r/min加速至1 000 r/min时，转速误差突然增大约80 r/min，估计转速$\hat{n}$在PI控制器的调节下能够快速、准确地跟随上实际转速n；从图5b可以看出当电机转速突变后，转子位置角度经过短暂的波动后迅速稳定，稳定后角度误差接近于零。由此可见，扰动观测器在转速变化过程中可以提供良好的动态响应性能，所提出的转子角度补偿方法也具有良好的稳定性。

图6为常规角度补偿方法的实验波形图，电机实际转速为500 r/min。为了模拟实际控制中估计转速不准的情况，在t_1时刻估计转速跳变为600 r/min。由图6可以看出，电机估计转速不准确时，转子角度出现较大的误差，与图5b中采用改进的角度补偿方法的控制效果存在明显的差别。改进的角度补偿方法中没有使用电机的估计转速，从而消除了电机估计转速对补偿精度的影响。

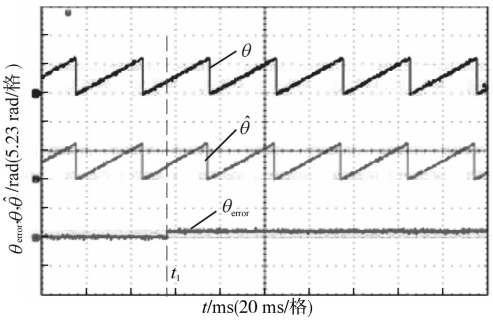
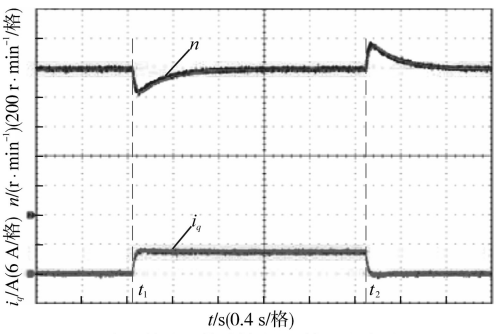


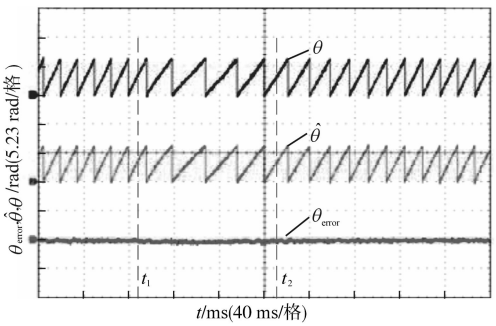
图6　常规角度补偿实验波形图

Fig.6　Experimental waveforms of conventional angle compensation

为了验证该方法的有效性，使电机运行在无速度传感器模式，转速为1 000 r/min。图7为对电机突加、突减50%负载时的动态响应波形。



(a)实际转速、估计转速和q轴电流波形



(b)实际角度、估计角度和角度误差波形

图7　电机加、减负载动态响应波形

Fig.7　Dynamic response waveforms of motor loading and reducing load

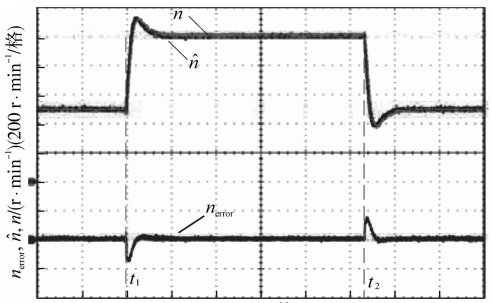
可以看出，当电机在t_1时刻突加负载时，q轴电流明显增大，电机转速突然下降约160 r/min，随后在PI控制器的作用下迅速上升至给定转速。当电机在t_2时刻突减负载时，q轴电流迅速减小，电机转速突然上升约160 r/min，然后迅速下降至给定转速。在上述动态过程中可以看出，估计转速始终和实际转速一致，转子角度误差变化较小，对电机的稳定运行没有影响。

5　电机参数不匹配的实验波形

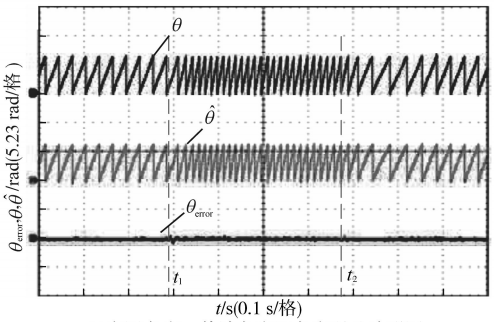
无差拍电流预测控制是一种依赖于永磁同步电动机模型参数的控制方法。扰动观测器观测反电动势同样需要用到电机参数。然而，当电机运行一段时间后，会有温度上升和磁饱和现象，实际电机参数将会改变，进而导致电机参数和控制器参数不匹配，影响系统的控制效果。为了测试在电机R_s和L_s参数不匹配的情况下该方法控制效果，进行了以下实验进行验证。

图8为观测器和无差拍控制中电阻R_{s0}改变为电机实际电阻R_s的1.5倍时，电机在给定转速500 r/min半负载运行时的加减速波形图。由图8a可以看出，当电机转速在t_1时刻从500 r/min加速至1 000 r/min时，可以看出估计转速能够准确地跟随实际转速。电机转速仅在突变时产生较大的转速误差，随后误差在转速环PI控制器的作用下迅速减小。由图8b可以看出，估计出的转子角度可以准确地跟随实际电机转子角度。转子角度误差在转速上升时有所偏移，随后误差迅速下降，对电机稳定运行无明显影响。当电机转速在t_2时刻从1 000 r/min降低至500 r/min时，电机估计转速和实际转速同样可以准确地跟随实际值。

图9为观测器和无差拍控制中电感L_{s0}改变为电机实际电感L_s的1.5倍时，电机在给定转速为500 r/min半负载运行时的加减速波形图。电机分别在t_1和t_2时刻进行加减速。由图9可以看出，当电机进行加减速时，转速和角度产生一定的误差，随后在控制系统的调节下迅速收敛至零附近。由图8和图9可以看出，在系统参数不准确的情况下，本文的方法仍然具有良好的控制效果。



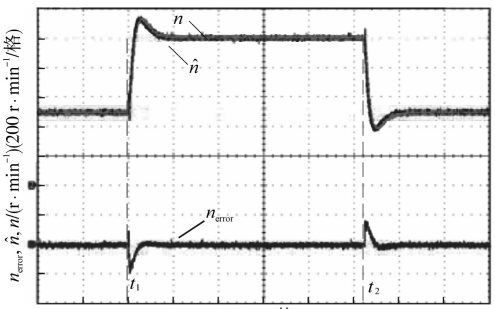
(a)实际转速、估计转速和转速误差波形图



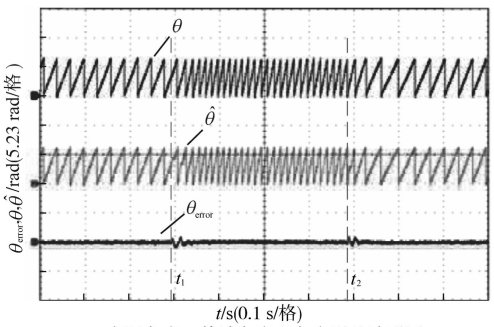
(b)实际角度、估计角度和角度误差波形图

图8　电机定子电阻失配R_{s0}=1.5R_s时加、减速波形图

Fig.8　Acceleration and deceleration waveforms of motor stator resistance mismatch when R_{s0}=1.5R_s



(a)实际转速、估计转速和转速误差波形图



(b)实际角度、估计角度和角度误差波形图

图9　电机定子电感失配L_{s0}=1.5L_s时加、减速波形图

Fig.9　Acceleration and deceleration waveforms of motor stator inductance mismatch when L_{s0}=1.5L_s

6　结论

基于扰动观测器和改进的无差拍电流预测控制，本文设计了一种用于永磁同步风力发电机的无速度传感器转子角度补偿方法。

针对常规的转子角度补偿精度受估计转速影响这一缺点，提出了一种新的转子角度补偿方法。通过构建一个截止频率和观测器相同的低通滤波器，实现估计转子角度的准确补偿。

针对无差拍控制精度受到估计转速和磁链的影响这一缺点，采用扰动观测器得到估计反电动势，并对估计反电动势进行幅值和角度补偿，将补偿后的估计反电动势代入无差拍控制中进行计算，消除了无差拍控制中电机估计转速和磁链对控制系统的影响。

最后通过实验结果可以看出，改进的无差拍控制和转子角度补偿方法具有良好的控制效果，验证了该方法的有效性。

参考文献

[1]　张国强．内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]．哈尔滨：哈尔滨工业大学，2017.
Zhang Guoqiang. Research on position sensorless control for IPMSM drives[D]. Harbin：Harbin Institute of Technology，2017.

[2]　陆姣泉．永磁同步电机无传感器矢量控制技术研究[D]．南京：东南大学，2016.
Lu Xiaoquan.Study on permanent magnet synchronous machine sensorless vector control technology[D]. Nanjing：Southeast University，2016.

[3]　刘善宏，杨淑英，李浩源，等．基于旋转坐标系解调的内置式永磁同步电机旋转高频注入法位置观测[J]．电工技术学报，2020，35(4)：708-716.
Liu Shanhong，Yang Shuying，Li Haoyuan，*et al*. Position observation of built-in permanent magnet synchronous motor by rotating high frequency injection method based on rotating coordinate system demodulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2020，35(4)：708-716.

[4]　刘兵，周波．脉振高频电压注入SPMSM无位置传感器控制的估计误差分析与抑制方法[J]．中国电机工程学报，2018，38(14)：4232-4241.
Liu Bing，Zhou Bo.Analysis and compensation of position estimation error in SPMSM sensorless control analysis and compensation of position estimation error in SPMSM sensorless control[J].Proceedings of the CSEE，2018，38(14)：4232-4241.

[5]　周扬忠，龙世鹏．基于转子高频脉动电流注入的同步电动机无位置传感器型直接转矩控制[J]．中国电机工程学报，2015，35(1)：223-230.
Zhou Yangzhong，Long Shipeng.Sensorless direct torque control for synchronous motors based on injection of high-frequency ripple currents into the rotor winding[J]. Proceedings of the CSEE，2015，35(1)：223-230.

[6] 王杰,谢源,谢涛,等.基于MRAS的永磁同步电机无传感器矢量控制研究[J].电机与控制应用,2018,45(1):30-34,98.
Wang Jie, Xie Yuan, Xie Tao, *et al*. Research on sensorless vector control of permanent magnet synchronous motor based on MRAS[J]. Electric Machines and Control Application, 2018, 45(1):30-34, 98.

[7] 宋文祥,任航,叶豪.基于MRAS的双三相永磁同步电机无位置传感器控制研究[J].中国电机工程学报,2022,42(3):1164-1174.
Song Wenxiang, Ren Hang, Ye Hao. Research on sensorless control of dual three-phase permanent magnet synchronous motor based on MRAS[J]. Proceedings of the CSEE, 2022,42(3):1164-1174.

[8] Kim H, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(9):4069-4077.

[9] 鲁文其,胡育文,杜栩杨,等.永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J].中国电机工程学报,2010,30(33):78-83.
Lu Wenqi, Hu Yuwen, Du Xuyang, *et al*. Sensorless vector control using a novel sliding mode observer for PMSM speed control system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33):78-83.

[10] 丁立,和阳,吉敬华,等.基于新型SMO的无位置传感器PMSM模型预测控制[J].电气传动,2020,50(7):25-30.
Ding Li, He Yang, Ji Jinghua, *et al*. Sensorless model predictive control based on new sliding mode observer for PMSM[J]. Electric Drive, 2020,50(7):25-30.

[11] 杨俊友,杨康,白殿春.基于扰动观测器和卡尔曼滤波器的永磁直线同步电机扰动抑制[J].组合机床与自动化加工技术,2013(6):50-53.
Yang Junyou, Yang Kang, Bai Dianchun. Disturbance suppression of permanent magnet linear synchronous motor based on disturbance observer and Kalman filter[J]. Modular Machine Tool & Automatic Machining Technology, 2013 (6): 50-53.

[12] 邓永停,李洪文,王建立,等.基于预测函数控制和扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J].光学精密工程,2014,22(6):1598-1605.
Deng Yongting, Li Hongwen, Wang Jianli, *et al*. Speed control of permanent magnet synchronous motor based on predictive function control and disturbance observer[J]. Optics and Precision Engineering, 2014 ,22 (6): 1598-1605.

[13] Chen W H. Disturbance observer based control for nonlinear systems[J].IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2004, 9(4):706-710.

[14] Li S H, Yang J, Chen W H, *et al*.Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2012, 9(12):4792-4802.

[15] 陆娆泉,林鹤云,韩俊林.永磁同步电机的扰动观测器无位置传感器控制[J].中国电机工程学报,2016,36(5):1387-1394.
Lu Xiaoquan, Lin Heyun, Han Junlin.Position sensorless control of permanent magnet synchronous machine using a disturbance observe[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36 (5): 1387-1394.

[16] 李冉,龙雪涛,陈辉.基于锁相环的永磁同步电机无传感器控制[J].电气传动,2013,43(8):8-12.
Li Ran, Long Xuetao, Chen Hui. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on phase-locked loop[J]. Electric Drive, 2013,43(8): 8-12.

[17] 吴建华,吴航.永磁同步电机电流扰动补偿无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2020,24(4):80-86,95.
Wu Jianhua, Wu Hang. Permanent magnet synchronous motor current disturbance compensation sensorless control[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4):80-86, 95.

收稿日期:2022-06-25
修改稿日期:2022-08-14