

基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机 无速度传感器控制方法

郭磊磊¹,王华清¹,代林旺²,曹玲芝¹,章凯旋¹,罗魁²

(1. 郑州轻工业大学 电气信息工程学院,河南 郑州 450002;

2. 中国电力科学研究院有限公司 新能源与储能运行控制国家重点实验室,北京 100192)

摘要:由于永磁同步电机在低速运行时,电机反电动势较小,因此采样通道的非线性导致的采样电压和电流中包含的直流偏置对电机反电动势观测的影响更为严重。针对这个问题,提出了一种基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法。首先,基于等效反馈的概念,设计了一种新的超螺旋滑模观测器,以提高低速时的无速度传感器控制精度;其次,详细分析了直流偏置对无速度传感器控制的影响,并且设计了一种基于二阶广义积分器的直流偏置抑制方法,从而进一步提高了无速度传感器控制精度;最后,通过6.6 kW永磁同步电机无速度传感器控制系统验证了所提控制策略的有效性。

关键词:永磁同步电机;等效反馈;无速度传感器;超螺旋滑模观测器;二阶广义积分器

中图分类号:TM 341

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.201912022

0 引言

近年来,随着能源危机的不断加剧,光伏发电技术、风力发电技术和新能源电动汽车技术都得到了蓬勃发展。与异步电机相比,永磁同步电机(PMSM)具有功率密度大、效率高等诸多优点,因此被广泛应用于风力发电系统和新能源电动汽车驱动系统中^[1-3]。

为保证永磁同步电机的稳定运行,常采用矢量控制和直接转矩控制来实现永磁同步电机的转矩平滑控制。与矢量控制相比,直接转矩控制虽然具有控制简单、转矩动态响应快等优点,但也存在开关频率不固定、转矩脉动大等缺点^[4-5]。因此,矢量控制在永磁同步电机的控制系统中得到了更广泛的应用。

在矢量控制系统中,永磁同步电机的转子位置信息是实现转矩和磁链解耦控制的基础。常规的方法常通过在电机上安装编码器等装置来获取转子位置信息。然而,在风力发电系统和新能源电动汽车中,永磁同步电机的运行环境通常较恶劣,振动、潮湿、低温等环境因素往往会导致编码器出现断线、脉冲信号丢失等故障,进而导致矢量控制系统运行失败^[6]。

为了提高永磁同步电机的运行可靠性,无速度

传感器控制在近年来得到广泛研究^[7-8]。常用的永磁同步电机无速度传感器控制方法主要包括高频信号注入法和基波反电动势观测法。高频信号注入法可以实现永磁同步电机的零速和低速无速度传感器控制,但不适用于电机高速运行的场合^[9-13]。基波反电动势观测法虽然在电机零速及低速场合观测精度较低,但在电机中高速运行时可以获得较准确的转子位置和转速信息,因此这类方法也得到广泛应用。常用的基波反电动势观测法主要包括状态观测器法^[14-15]、卡尔曼滤波器法^[16]、滑模观测器法^[17-22]等。其中,滑模观测器法因具有实现简单、鲁棒性高等诸多优点而得到广泛研究。文献[17]针对永磁同步电机设计了一种二阶滑模观测器以实现无速度传感器控制,但该方法需增加额外的低通滤波器以滤除滑模噪声信号。为了避免使用低通滤波器,文献[18]增加了一个状态观测器以观测反电动势,文献[19]则设计了一个全阶滑模观测器以观测反电动势。这2种方法在中高速范围均可以获得较好的控制效果,但随着电机转速的降低,反电动势逐渐减小,其观测精度也随之降低。为了提高电机低速运行时的无速度传感器控制精度,文献[20-21]设计了等效反馈二阶滑模观测器,取得了较好的控制效果。但该方法仍需要引入额外的低通滤波器,并进行角度延时补偿。为了避免因使用低通滤波器而导致相位延迟,文献[22]在等效反馈滑模观测器的基础上又设计了一个反电动势状态观测器。该方法虽然在较宽转速范围内实现了永磁同步电机的无速度传感器控制,但状态观测器的设计和调试均较复杂。此外,由于基波反电动势观测法是一种基于模型的方法,采样电压和电流存在的偏差也会影响转子位置

收稿日期:2019-04-15;修回日期:2019-10-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707176);新能源与储能运行控制国家重点实验室(中国电力科学研究院有限公司)开放基金资助项目;河南省高等学校重点科研项目(18A470020)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51707176),the Open Fund of State Key Laboratory of Operation and Control of Renewable Energy & Storage Systems(China Electric Power Research Institute Co.,Ltd.) and the High School Key Research Program of Henan Province(18A470020)

和转速的观测精度。虽然文献[11]研究了采样误差对高频信号注入法的影响,并进行了改进,但是目前大部分基于滑模观测器的永磁同步电机中高速无速度传感器控制方法均没有考虑到采样直流偏置的影响。

为了实现永磁同步电机的宽速度范围无速度传感器控制,并消除采样直流偏置的影响,本文结合等效反馈滑模观测器和超螺旋滑模观测器原理,设计了一种改进的基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法。同时,为了消除直流偏置引起的转子位置估计误差,进一步引入了2个二阶广义积分器以对观测的反电动势进行处理,从而消除了反电动势中的直流偏置,实现了永磁同步电机的精确无速度传感器控制。实验结果验证了所提方法的有效性。

1 常规的滑模无速度传感器控制方法

1.1 永磁同步电机的数学模型

在静止 $\alpha\beta$ 坐标系上,永磁同步电机的数学模型可表示为^[18-19]:

$$\begin{cases} p i_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} i_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L_s} - \frac{e_{\alpha}}{L_s} \\ p i_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s} i_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L_s} - \frac{e_{\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (1)$$

其中, i_{α} 、 i_{β} 和 u_{α} 、 u_{β} 分别为永磁同步电机定子电流和电压的 α 、 β 轴分量; e_{α} 、 e_{β} 分别为反电动势的 α 、 β 轴分量; L_s 为定子电感; R_s 为定子电阻; p 代表微分算子。

式(1)中永磁同步电机的反电动势 e_{α} 、 e_{β} 满足:

$$\begin{cases} e_{\alpha} = -\omega_r \psi_f \sin \theta_r \\ e_{\beta} = \omega_r \psi_f \cos \theta_r \end{cases} \quad (2)$$

其中, ψ_f 为永磁体磁链; ω_r 为同步转速; θ_r 为转子位置角度。

1.2 常规的滑模观测器

为了实现永磁同步电机的无速度传感器控制,文献[17]设计了一种二阶滑模观测器,如式(3)所示。

$$\begin{cases} p \hat{i}_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L_s} - \frac{1}{L_s} S_{\alpha} \\ p \hat{i}_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L_s} - \frac{1}{L_s} S_{\beta} \end{cases} \quad (3)$$

其中, \hat{i}_{α} 、 \hat{i}_{β} 为估计的电流; S_{α} 、 S_{β} 满足式(4)。

$$\begin{cases} S_{\alpha} = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ S_{\beta} = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数; k 为滑模增益。

对比式(3)和式(1)可知,当二阶滑模观测器收敛时,可根据 S_{α} 、 S_{β} 估算出反电动势值。然而, S_{α} 、 S_{β}

含有大量的滑模噪声,因此需要增加低通滤波器以对滑模噪声进行处理。由于低通滤波器引入了相位和幅值误差,因此还必须进行补偿^[17]。

为了进一步提高低速无速度传感器控制精度,文献[20-21]引入了等效反馈的概念,并设计了一种基于等效反馈的二阶滑模观测器,如式(5)所示。

$$\begin{cases} p \hat{i}_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L_s} - \frac{1}{L_s} (S_{\alpha} + l_1 \hat{S}_{\alpha\text{eq}}) \\ p \hat{i}_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L_s} - \frac{1}{L_s} (S_{\beta} + l_1 \hat{S}_{\beta\text{eq}}) \end{cases} \quad (5)$$

其中, l_1 为反馈增益;等效反馈 $\hat{S}_{\alpha\text{eq}}$ 、 $\hat{S}_{\beta\text{eq}}$ 满足式(6)。

$$\begin{cases} \hat{S}_{\alpha\text{eq}} = \frac{1}{T_s + 1} S_{\alpha} \\ \hat{S}_{\beta\text{eq}} = \frac{1}{T_s + 1} S_{\beta} \end{cases} \quad (6)$$

其中, T 为低通滤波器的时间常数。

该方法的优点是在电机反电动势较小时,通过合理设计参数 l_1 ,可以提高等效反馈 $\hat{S}_{\alpha\text{eq}}$ 、 $\hat{S}_{\beta\text{eq}}$ 的值,从而有助于提高低速无速度传感器控制精度。然而,由式(6)可知,该方法仍然需要引入额外的低通滤波器,并进行相应的相位和幅值补偿^[20-21]。

为了保留等效反馈滑模观测器的优点,并避免使用低通滤波器,文献[22]设计了一种新的滑模无速度传感器控制方法。该方法通过设计一个新的状态观测器来观测等效反馈信号 $\hat{S}_{\alpha\text{eq}}$ 、 $\hat{S}_{\beta\text{eq}}$,从而避免了使用低通滤波器。然而,状态观测器的设计、调试均比较复杂。

2 基于等效反馈的超螺旋滑模观测器

为了实现异步电机的无速度传感器控制,文献[23]设计了一种超螺旋滑模观测器,取得了较好的控制效果。考虑到超螺旋滑模观测器是一种高阶滑模观测器,通过使用高阶滑模观测器可以避免增加额外的低通滤波器,因此,文献[24]将超螺旋滑模观测器应用到永磁同步电机的无速度传感器控制中,并取得了较好的效果。

本文结合等效反馈滑模观测器的思想,进一步对超螺旋滑模观测器进行了改进,以提高永磁同步电机低速无速度传感器控制精度。所设计的超螺旋滑模观测器如下:

$$\begin{cases} p \hat{i}_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L_s} - \frac{l_2 \hat{S}_{\alpha\text{eq}}}{L_s} - |\bar{i}_{\alpha}|^{0.5} S_{\alpha} \\ p \hat{S}_{\alpha\text{eq}} = \delta S_{\alpha} \\ p \hat{i}_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L_s} - \frac{l_2 \hat{S}_{\beta\text{eq}}}{L_s} - |\bar{i}_{\beta}|^{0.5} S_{\beta} \\ p \hat{S}_{\beta\text{eq}} = \delta S_{\beta} \end{cases} \quad (7)$$

其中, $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$; $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$; l_2 和 δ 为待设计的反馈增益。

所设计的超螺旋滑模观测器的稳定性在附录A中进行了证明。在观测器收敛时,由附录A中式(A7)即可得到观测的反电动势值。同时,由式(7)还可知:

$$\begin{cases} \hat{S}_{\alpha\text{eq}} = \int \delta S_\alpha dt \\ \hat{S}_{\beta\text{eq}} = \int \delta S_\beta dt \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可见,虽然 S_α 、 S_β 含有大量的高频滑模噪声,但由于积分运算具有消除高频信号的作用,观测得到的等效反馈信号 $\hat{S}_{\alpha\text{eq}}$ 、 $\hat{S}_{\beta\text{eq}}$ 不含滑模噪声,因此可根据附录A中式(A7)进一步观测得到反电动势值,而不需要再增加额外的低通滤波器,从而避免了相位延时的出现。同时,由附录A中式(A7)可见,在电机低速运行时,即使反电动势较小,也可以通过选择一个大于0且小于1的 l_2 来使等效反馈信号增大,从而有助于提高低速时的转子位置和转速估计精度^[20-22]。

考虑到在电机转速较低时,需要设计较小的 l_2 来增大等效反馈信号,而在电机转速较高时则不需要增大等效反馈信号,因此,本文按式(9)对 l_2 进行在线自适应调整。

$$l_2 = \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_{rN}} \quad (9)$$

其中, ω_{rN} 为永磁同步电机的额定转速; $\hat{\omega}_r$ 为估计的同步转速,可通过图1所示的锁相环得到。图1中, $\hat{\theta}_r$ 为估计的转子位置角度; k_i 为PI调节器的积分系数; k_p 为PI调节器的比例系数。

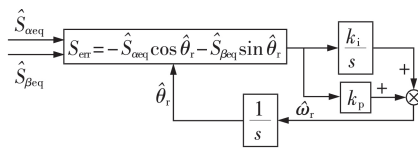


图1 锁相环

Fig.1 Phase-locked loop

由式(2)、式(9)和附录A中式(A7)可得,当滑模观测器收敛时, $\hat{S}_{\alpha\text{eq}}$ 、 $\hat{S}_{\beta\text{eq}}$ 满足:

$$\begin{cases} \hat{S}_{\alpha\text{eq}} = -\omega_{rN} \psi_f \sin \theta_r \\ \hat{S}_{\beta\text{eq}} = \omega_{rN} \psi_f \cos \theta_r \end{cases} \quad (10)$$

由此可见,当采用式(9)对 l_2 进行在线自适应调整时,在电机转速变化时,观测的等效反馈信号幅值可以保持不变,因此,即使在电机低速运行时,本文所设计的方法依然可以获得较好的无速度传感器控制效果。

3 直流偏置影响分析与抑制

3.1 直流偏置影响分析

由式(7)可见,所建立的滑模观测器需要已知电机的电压和电流等信息,而在电压、电流采样过程中很容易引入直流偏置。当仅考虑直流偏置时,由式(7)可得:

$$\begin{cases} 0 = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha\text{dc}} + \frac{u_{\alpha\text{dc}}}{L_s} - \frac{l_2 \hat{S}_{\alpha\text{eqdc}}}{L_s} - |\bar{i}_\alpha|^{0.5} S_\alpha \\ 0 = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\beta\text{dc}} + \frac{u_{\beta\text{dc}}}{L_s} - \frac{l_2 \hat{S}_{\beta\text{eqdc}}}{L_s} - |\bar{i}_\beta|^{0.5} S_\beta \end{cases} \quad (11)$$

其中,下标“dc”表示相应变量的直流分量。

在滑模观测器收敛时, $\bar{i}_\alpha = \bar{i}_\beta = 0$,由式(11)可得:

$$\begin{cases} \hat{S}_{\alpha\text{eqdc}} = \frac{1}{l_2} (u_{\alpha\text{dc}} - R_s \hat{i}_{\alpha\text{dc}}) \\ \hat{S}_{\beta\text{eqdc}} = \frac{1}{l_2} (u_{\beta\text{dc}} - R_s \hat{i}_{\beta\text{dc}}) \end{cases} \quad (12)$$

由此可见,采样电压和电流中含有的直流信号必然会导致估计的等效反馈和反电动势含有直流分量,进而会降低转速和角度的观测精度。

根据图1所示的锁相环原理^[19],可构造误差变量 S_{err} ,满足:

$$S_{\text{err}} = -\hat{S}_{\alpha\text{eq}} \cos \hat{\theta}_r - \hat{S}_{\beta\text{eq}} \sin \hat{\theta}_r \quad (13)$$

当不考虑直流偏置时, S_{err} 可表示为:

$$S_{\text{err}} = \omega_{rN} \psi_f \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) \quad (14)$$

当估计角度误差较小时,可认为 S_{err} 与角度偏差成正比,因此可采用PI控制器进行闭环调节,从而实现角度和速度的估计,如图1所示。

然而,当考虑直流偏置影响时,式(13)则表示为:

$$S_{\text{err}} = -(\hat{S}_{\alpha\text{eq}} + \hat{S}_{\alpha\text{eqdc}}) \cos \hat{\theta}_r - (\hat{S}_{\beta\text{eq}} + \hat{S}_{\beta\text{eqdc}}) \sin \hat{\theta}_r \quad (15)$$

由(15)进一步可得:

$$S_{\text{err}} = \omega_{rN} \psi_f \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) - \sqrt{\hat{S}_{\alpha\text{eqdc}}^2 + \hat{S}_{\beta\text{eqdc}}^2} \sin(\varphi + \hat{\theta}_r) \quad (16)$$

其中, $\varphi = \arctan(\hat{S}_{\alpha\text{eqdc}}/\hat{S}_{\beta\text{eqdc}})$ 。

由式(16)可见,当含有直流偏置时, S_{err} 将含有一个基频分量,经过PI调节器之后,这会导致估计的速度和角度均含有一个基频分量。在进行无速度传感器控制时,这个基频分量会导致电机的转速出现一定的振荡,甚至导致系统不能稳定运行。因此,必须消除估计的转子位置和转速中所含的基频波动分量。

3.2 直流偏置抑制方法

由前文可知,为了改善滑模观测器低速的转子位置和转速观测效果,需要设计 l_2 在0和1之间,由式(12)可知,直流偏置也会被放大。文献[20-22]所设计的方法也存在同样的问题,因此,必须对直流偏置进行抑制。

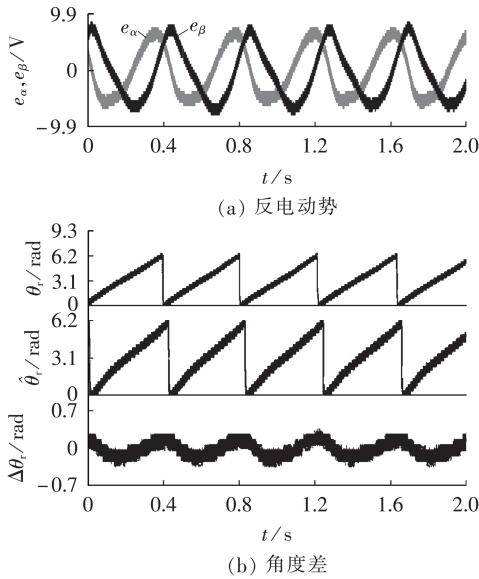


图 5 等效反馈滑模观测器法的稳态实验结果(2.5 Hz)
Fig.5 Steady-state experimental results of equivalent feedback sliding mode observer method(2.5 Hz)

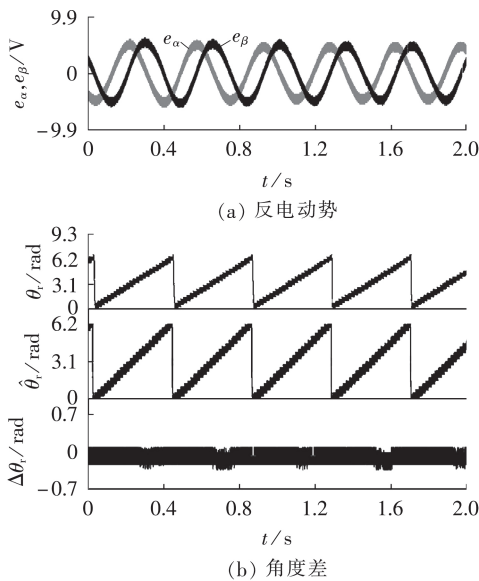


图 6 本文所提方法的稳态实验结果(2.5 Hz)
Fig.6 Steady-state experimental results of proposed method(2.5 Hz)

基波反电动势较小,因此直流偏置对反电动势和转子角度观测的影响较大,采用等效反馈滑模观测器法估计得到的反电动势明显出现了不平衡和畸变,估计的转子角度也出现了基频波动,这与理论分析一致。需要说明的是,反电动势的畸变主要是由电机的非线性谐波、逆变器的死区效应等影响引起的。由于二阶广义积分器不仅可以消除直流偏置影响,而且可以抑制中心频率之外的其他谐波,因此,采用本文所提方法估计的反电动势较平滑,且无直流偏置,如图 6 所示,这就验证了本文所提方法的有效性。

附录 B 中图 B5、图 B6 和图 7 进一步给出了电机

转速指令由 20 Hz 突增为 50 Hz 时 3 种方法的动态实验结果。由图 B5(a)、图 B6(a)和图 7(a)可见,当转速指令突变时,电机实际转速、估计转速经过一个暂态过程后趋于稳定,在动态过程中,3 种方法估计的转速和实际的转速之间的误差都较小。电机加速过程中,反电动势也随之增大,满足式(2)所示的反电动势与转速之间的关系。此外,由图 B5(c)可见,常规二阶滑模观测器法在转速突变时,角度出现了较大的偏差,其恢复时间为 0.28 s。由图 B6(c)可见,在暂态过程中,等效反馈滑模观测器法观测的角度误差比常规二阶滑模观测器法小,且其动态恢复时间缩短为 0.23 s。由图 7(c)进一步可见,在转速突变过程中,本文所提方法的角度估计误差进一步得到减小,且其动态恢复时间进一步缩短为 0.16 s。这就进一步验证了本文所提方法的优越性。

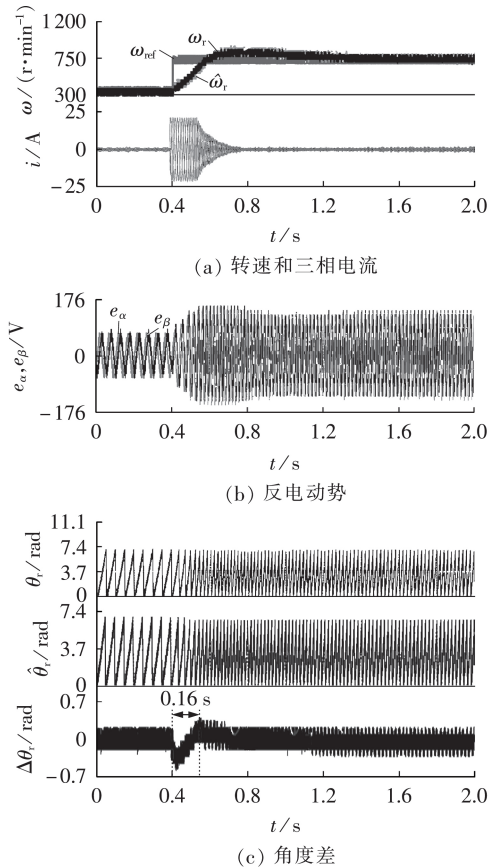


图 7 本文所提方法的动态实验结果(20~50 Hz)
Fig.7 Dynamic experimental results of proposed method(20~50 Hz)

为了进行负载扰动实验,本文首先设计了一种简单的转速环抗扰性能测试方法。如图 4 所示,本文所设计的方法通过在转速环输出的电流指令 i_{qref} 上人为地增加一个扰动信号 i_{qt} 来测试系统的抗扰性能。实验时,电机运行频率为 50 Hz,所施加的扰动信号 i_{qt} 为 20 A,3 种方法的实验结果如附录 B 中图 B7、图 B8 和图 8 所示。

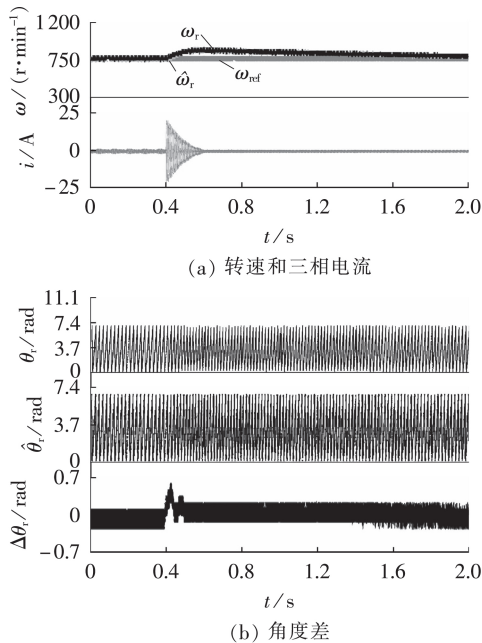
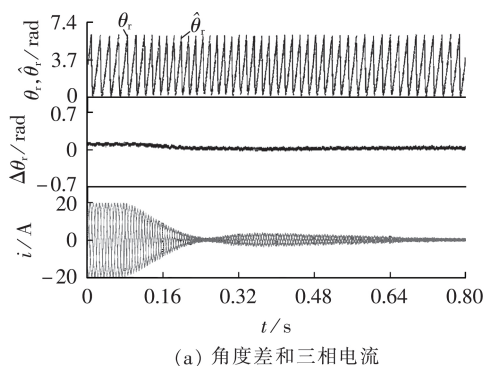


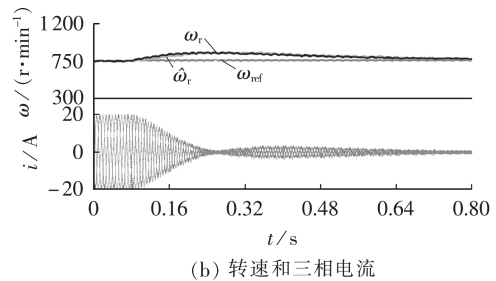
图8 扰动时本文所提方法的实验结果($i_{qt}=20\text{ A}$)
Fig.8 Experimental results of proposed method under perturbation($i_{qt}=20\text{ A}$)

由图B7(a)、图B8(a)和图8(a)可见,在20 A扰动电流的作用下,电机突然进行加速,在无速度传感器转速闭环控制的作用下,转速闭环输出-20 A的转矩电流以抵消扰动电流,因此电机转速经过一个暂态后又恢复稳定,电流也恢复到0。对比图B7(a)、图B8(a)和图8(a)可见,常规二阶滑模观测器法的转速超调较大,本文所提方法的转速超调较小,动态恢复时间也较短。对比图B7(b)、图B8(b)和图8(b)可见,在暂态过程中,本文所提方法的转子位置估计误差最小,动态恢复时间也较短,这再次验证了本文所提方法的有效性。

为了进一步验证本文所提方法的抗负载扰动能力,进行了电机的负载扰动实验。该实验采用MD380T15GB变频器驱动异步电动机,以作为永磁同步电机的负载。实验时,永磁同步电机采用转速外环、电流内环的双环控制结构,转速指令为50 Hz。通过变频器控制异步电机转矩由 $42\text{ N}\cdot\text{m}$ 降为0。负载变化实验结果如图9所示。由图9(a)可知,负载



(a) 角度差和三相电流



(b) 转速和三相电流

图9 负载变化时的实验结果

Fig.9 Experimental results when load changes

变化时电机的角度估计误差较小。图9(b)可知,负载变化时转速估计误差也较小,且实际转速和估计转速都能够经过一个暂态后迅速恢复到稳定值。这验证了本文所提无速度传感器控制方法具有较强的抗负载扰动能力。

5 结论

本文通过引入等效反馈的概念,得到了一种基于等效反馈的超螺旋滑模观测器,并设计了一种基于该超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法。首先,设计了 l_2 来增大等效反馈信号,以提高低速时的转子位置和转速估计精度;其次,引入了2个二阶广义积分器对观测的反电动势进行处理,从而消除了采样电压和电流中包含的直流偏置的影响,进一步提高了电机的低速控制精度。实验结果表明,所提出的基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法能够消除直流偏置的影响,提高转子位置和转速估计精度,在稳态和加减速动态过程中均具有较好的控制效果。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 吴汪平,楚皓翔,解大,等. PI控制器参数对并网永磁直驱型风力发电系统机网相互作用的影响[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):21-28.
WU Wangping, CHU Haoxiang, XIE Da, et al. Influence of PI controllers' parameters on machine-network interaction of grid-connected PMSG system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 21-28.
- [2] 艾斯卡尔,朱永利,王海龙. 永磁直驱风电机组 HVRT 功能开发及其检验[J]. 电力自动化设备,2016,36(12):18-23.
Aisikaer, ZHU Yongli, WANG Hailong. Development and test of HVRT function for PMSG[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(12): 18-23.
- [3] 高道男,陈希有. 一种改进的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(4):197-202.
GAO Xiaonan, CHEN Xiyou. Improved model predictive control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 197-202.
- [4] 张兴华,石万. 感应电机直接转矩控制系统的转矩脉动极小化方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(10):140-144.
ZHANG Xinghua, SHI Wan. Torque ripple minimization of

- direct torque control system for induction motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(10):140-144.
- [5] 唐校,杨向宇,赵世伟,等. 非恒定磁链幅值给定的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电力自动化设备,2015,35(9):37-42. TANG Xiao,YANG Xiangyu,ZHAO Shiwei,et al. Direct torque control with inconstant flux amplitude reference for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(9):37-42.
- [6] 于泳,蒋生成,王高林,等. 基于状态观测器的感应电机速度传感器故障诊断及容错控制[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):123-130. YU Yong,JIANG Shengcheng,WANG Gaolin,et al. Fault diagnosis and tolerant control for speed sensors based on state observers in induction motor drives[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(18):123-130.
- [7] 付勋波,张雷,胡书举,等. 模型参考自适应无速度传感器技术在永磁直驱风力发电系统中应用[J]. 电力自动化设备,2009,29(9):90-93. FU Xunbo,ZHANG Lei,HU Shuju,et al. Application of MRAS speed-sensorless technology to direct drive wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(9):90-93.
- [8] 史旺旺,刘超. 基于 Lyapunov 函数的直驱式风力发电机的无速度传感器直接功率控制[J]. 电力自动化设备,2013,33(1):130-133. SHI Wangwang,LIU Chao. Sensorless direct power control based on Lyapunov function for direct-driven wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(1):130-133.
- [9] 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.
- [10] 李浩源,张兴,杨淑英,等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报,2018,33(12):2653-2664. LI Haoyuan,ZHANG Xing,YANG Shuying,et al. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2018,33(12):2653-2664.
- [11] 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 sensor-less control based on high frequency pulsating voltage injection[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(14):4232-4241.
- [12] 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.
- [13] WANG G,ZHOU H,ZHAO N,et al. Sensorless control of IPMSM drives using pseudo-random phase-switching fixed-frequency signal injection scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(10):7660-7671.
- [14] JAIN A K,RANGANATHAN V T. Modeling and field oriented control of salient pole wound field synchronous machine in stator flux coordinates[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(3):960-970.
- [15] 杨淑英,张兴,张崇巍,等. 永磁直驱风力发电机无速度传感器驱动控制[J]. 电力系统自动化,2011,35(8):93-96. YANG Shuying,ZHANG Xing,ZHANG Chongwei,et al. Sensorless drive and control of PMSG-based direct-driven wind turbine power generator[J]. Automation of Electric Power Systems,2011,35(8):93-96.
- [16] XU Z,RAHMAN M F. Comparison of a sliding observer and a Kalman filter for direct-torque-controlled IPM synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(11):4179-4188.
- [17] ZHANG Z,ZHAO Y,QIAO W,et al. A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2014,50(4):2331-2341.
- [18] QIAO Z,SHI T,WANG Y,et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(2):710-719.
- [19] 张兴,郭磊磊,杨淑英,等. 永磁同步发电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(21):3440-3447. ZHANG Xing,GUO Leilei,YANG Shuying,et al. Speed sensorless control of permanent magnet synchronous generators[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(21):3440-3447.
- [20] CHI S,ZHANG Z,XU L. Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2009,45(2):582-590.
- [21] FAN Y,ZHANG L,HUANG J,et al. Design,analysis,and sensorless control of a self-decelerating permanent-magnet in-wheel motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(10):4104-4109.
- [22] FAN Y,ZHANG L,CHENG M,et al. Sensorless SVPWM-FADTC of a new flux-modulated permanent-magnet wheel motor based on a wide-speed sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2015,62(5):3143-3151.
- [23] ZHAO L,HUANG J,LIU H,et al. Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(10):5280-5289.
- [24] GUO L,ZHANG X,YANG S,et al. Super-twisting sliding mode observer based speed sensorless torque control for PMSG used in wind turbines[C]//International Conference on Power Electronics and ECCE Asia. Seoul,Korea:IEEE,2015:2457-2462.

作者简介:



郭磊磊

郭磊磊(1987—),男,河南新乡人,讲师,博士,主要研究方向为逆变器及交流电机的模型预测控制等(E-mail:2006guoleilei@163.com);

王华清(1993—),男,河南商丘人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子及电力传动(E-mail:191776217@qq.com)。

(编辑 李莉)

(下转第 34 页 continued on page 34)

inertia weight[J]. Control and Decision, 2008, 23(11): 1253-1257.

- [21] LÜ B, LIU W, LIANG Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]//21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Dallas, USA:IEEE, 2006:533-538.

作者简介:

袁义生(1974—),男,江西上高人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子系统及控制技术(E-mail: cloudstone_yuan@aliyun.com);



袁义生

张钟艺(1993—),男,江西南昌人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: 1716532149@qq.com);

梅相龙(1995—),男,江西上饶人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: 410635886@qq.com);

张金克(1993—),男,山东聊城人,硕士研究生,主要研究方向为电网潮流优化(E-mail: 758238602@qq.com)。

(编辑 李莉)

Optimal design of switching-off loss in three-level LLC resonant converters

YUAN Yisheng, ZHANG Zhongyi, MEI Xianglong, ZHANG Jinke

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Switching-off loss is the major loss of three-level LLC resonant converter under high frequency condition, which is closely related to resonant inductance L_r , resonant capacitance C_r , magnetizing inductance L_m and voltage gain G_v . Firstly, the analytic function between switching-off current I_{off} and inductance ratio k , normalized frequency f_n and quality factor Q is built by time domain analysis method, and the analytic function between switching-off loss P_{sw-off} and $[k, f_n, Q]$ is built by combining the feature of the switching-off process. Then two four-dimension graphs about $[I_{off}, k, f_n, Q]$ and $[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$ are pictured and the laws among parameters are analyzed. Based on the above analysis, the solving space of $[k, f_n, Q]$ is derived under the constraints of voltage gain requirement and ZVS (Zero Voltage Switching) realization condition. Furthermore, the final $[k, f_n, Q]$ values are achieved by PSO (Particle Swarm Optimization) algorithm for optimal switching-off loss. Finally, a prototype with 200 V input voltage, 130 V output voltage and 48.4 Ω load resistance, 350 W rated power is built. Under the conditions of full load and half load, the experimental results of the switching-off loss P_{sw-off} are compared between the proposed method and the traditional optimal method of reducing the effective value of resonant current to decrease the conduction loss of the circuit, which verifies that the proposed optimal design method can effectively reduce the switching-off loss and improve the converter efficiency.

Key words: three-level LLC resonant converter; switching-off loss; optimal design; time domain analysis; PSO algorithm

(上接第27页 continued from page 27)

Speed-sensorless control method for permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode observer

GUO Leilei¹, WANG Huaqing¹, DAI Linwang², CAO Lingzhi¹, ZHANG Kaixuan¹, LUO Kui²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;

2. State Key Laboratory of Operation and Control of Renewable Energy & Storage Systems, China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Beijing 100192, China)

Abstract: As the back electromotive force of permanent magnet synchronous motor is small at low speed, the influence of the DC bias contained in the sampled voltage and current caused by the nonlinearity of sampling channel is more serious. To solve the problems, a super-twisting sliding mode observer based speed-sensorless control method is proposed for permanent magnet synchronous motors. Firstly, based on the concept of the equivalent feedback, a new super-twisting sliding mode observer is designed to improve the speed-sensorless control accuracy at low speed region. Secondly, the effects of the DC offset on the speed-sensorless control are analyzed in detail, and a second-order generalized integrator based DC offset elimination method is designed to further improve the speed-sensorless control accuracy. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by a 6.6 kW permanent magnet synchronous motor speed-sensorless control system.

Key words: permanent magnet synchronous motor; equivalent feedback; speed-sensorless; super-twisting sliding mode observer; second-order general integrator

附录 A

由式(1)和式(7)可得电流观测误差满足:

$$\begin{cases} p\bar{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\alpha - \frac{\bar{e}_\alpha}{L_s} - |\bar{i}_\alpha|^{0.5} S_\alpha \\ p\bar{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\beta - \frac{\bar{e}_\beta}{L_s} - |\bar{i}_\beta|^{0.5} S_\beta \end{cases} \quad (\text{A1})$$

其中, $\bar{e}_\alpha = l_2 \hat{S}_{\alpha\text{eq}} - e_\alpha$; $\bar{e}_\beta = l_2 \hat{S}_{\beta\text{eq}} - e_\beta$ 。

定义李雅普诺夫函数函数 V_1 满足:

$$V_1 = \frac{1}{2}(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) \quad (\text{A2})$$

由式(A1)和式(A2)可得:

$$pV_1 = -\frac{R_s}{L_s}(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) - \frac{\bar{e}_\alpha \bar{i}_\alpha + \bar{e}_\beta \bar{i}_\beta}{L_s} - k(|\bar{i}_\alpha|^{1.5} + |\bar{i}_\beta|^{1.5}) \quad (\text{A3})$$

为保证滑模观测器收敛, 需满足 $pV_1 < 0$, 则可得:

$$k > \sup \left\{ -\frac{R_s}{L_s} \frac{(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2)}{|\bar{i}_\alpha|^{1.5} + |\bar{i}_\beta|^{1.5}} - \frac{1}{L_s} \frac{(\bar{e}_\alpha \bar{i}_\alpha + \bar{e}_\beta \bar{i}_\beta)}{|\bar{i}_\alpha|^{1.5} + |\bar{i}_\beta|^{1.5}} \right\} \quad (\text{A4})$$

其中, $\sup\{\cdot\}$ 为上确界函数。

当电流滑模观测器收敛时, $p\bar{i}_\alpha = \bar{i}_\alpha = p\bar{i}_\beta = \bar{i}_\beta = 0$, 由式(A1)可知:

$$\begin{cases} S_\alpha = -\frac{\bar{e}_\alpha}{L_s |\bar{i}_\alpha|^{0.5}} \\ S_\beta = -\frac{\bar{e}_\beta}{L_s |\bar{i}_\beta|^{0.5}} \end{cases} \quad (\text{A5})$$

将式(A5)代入式(7)可得:

$$\begin{cases} p\hat{S}_{\alpha\text{eq}} = -\frac{\delta\bar{e}_\alpha}{L_s |\bar{i}_\alpha|^{0.5}} \\ p\hat{S}_{\beta\text{eq}} = -\frac{\delta\bar{e}_\beta}{L_s |\bar{i}_\beta|^{0.5}} \end{cases} \quad (\text{A6})$$

考虑到当电流滑模观测器收敛时, $\bar{i}_\alpha = \bar{i}_\beta = 0$, 由式(1)和式(7)可得反电动势观测值满足:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = l_2 \hat{S}_{\alpha\text{eq}} \\ \hat{e}_\beta = l_2 \hat{S}_{\beta\text{eq}} \end{cases} \quad (\text{A7})$$

由式(A7)可知, 当电流滑模观测器收敛时, 等效反馈信号 $\hat{S}_{\alpha\text{eq}}$ 和 $\hat{S}_{\beta\text{eq}}$ 也是一个幅值相等、相位相差 90°

的正弦信号。因此, 忽略转速的变化时, 可假设实际的等效反馈 $S_{\alpha\text{eq}}$ 、 $S_{\beta\text{eq}}$ 满足:

$$\begin{cases} pS_{\alpha eq} = -\omega_r S_{\beta eq} \\ pS_{\beta eq} = \omega_r S_{\alpha eq} \end{cases} \quad (A8)$$

由式(A6)和式(A8)可得:

$$\begin{cases} p\bar{S}_{\alpha eq} = -\frac{\delta\bar{e}_\alpha}{L_s |\bar{i}_\alpha|^{0.5}} + \omega_r S_{\beta eq} \\ p\bar{S}_{\beta eq} = -\frac{\delta\bar{e}_\beta}{L_s |\bar{i}_\beta|^{0.5}} - \omega_r S_{\alpha eq} \end{cases} \quad (A9)$$

其中, $\bar{S}_{\alpha eq} = \hat{S}_{\alpha eq} - S_{\alpha eq}$; $\bar{S}_{\beta eq} = \hat{S}_{\beta eq} - S_{\beta eq}$ 。

定义李雅普诺夫函数函数 V_2 满足:

$$V_2 = \frac{1}{2}(\bar{S}_{\alpha eq}^2 + \bar{S}_{\beta eq}^2) \quad (A10)$$

由式(A9)和式(A10)可得:

$$pV_2 = -\delta \left[\frac{\bar{S}_{\alpha eq} (l_2 \hat{S}_{\alpha eq} - e_\alpha)}{L_s |\bar{i}_\alpha|^{0.5}} + \frac{\bar{S}_{\beta eq} (l_2 \hat{S}_{\beta eq} - e_\beta)}{L_s |\bar{i}_\beta|^{0.5}} \right] + \omega_r S_{\beta eq} \bar{S}_{\alpha eq} - \omega_r S_{\alpha eq} \bar{S}_{\beta eq} \quad (A11)$$

为保证滑模观测器收敛, 需满足 $pV_2 < 0$, 则可得:

$$\delta > \sup \left\{ \frac{L_s |\bar{i}_\alpha|^{0.5} |\bar{i}_\beta|^{0.5} (\omega_r S_{\beta eq} \bar{S}_{\alpha eq} - \omega_r S_{\alpha eq} \bar{S}_{\beta eq})}{\bar{S}_{\alpha eq} (l_2 \hat{S}_{\alpha eq} - e_\alpha) |\bar{i}_\beta|^{0.5} + |\bar{i}_\alpha|^{0.5} \bar{S}_{\beta eq} (l_2 \hat{S}_{\beta eq} - e_\beta)} \right\} \quad (A12)$$

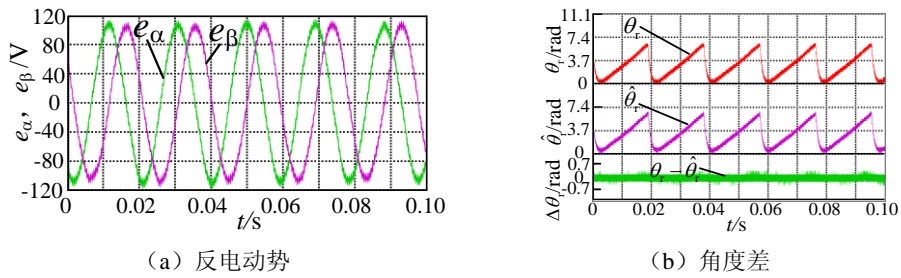
式(A4)和式(A12)给出了滑模增益的设计方法, 在实际选择滑模增益时, 可首先选择较大的数值以保证观测器收敛, 然后根据实际观测效果再进行调整。

附录 B



图 B1 实验平台图

Fig.B1 Photo of experimental platform

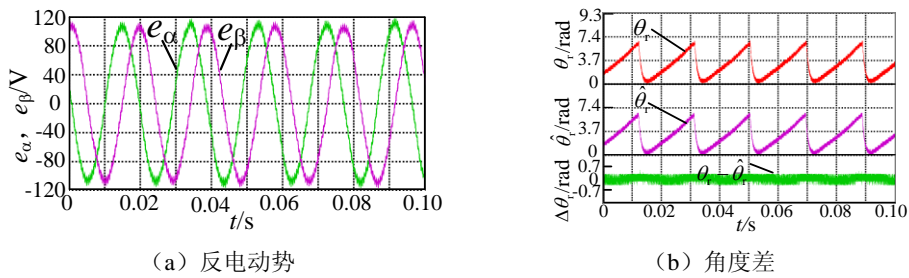


(a) 反电动势

(b) 角度差

图 B2 二阶滑模观测器法稳态实验结果(50 Hz)

Fig.B2 Steady-state experimental results of second-order sliding mode observer method(50 Hz)

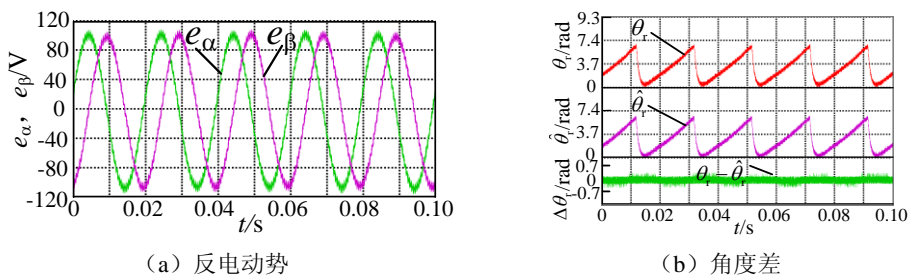


(a) 反电动势

(b) 角度差

图 B3 等效反馈滑模观测器法稳态实验结果(50 Hz)

Fig.B3 Steady-state experimental results of equivalent feedback sliding mode observer method(50 Hz)



(a) 反电动势

(b) 角度差

图 B4 本文提出的方法稳态实验结果(50 Hz)

Fig.B4 Steady-state experimental results of proposed method(50 Hz)

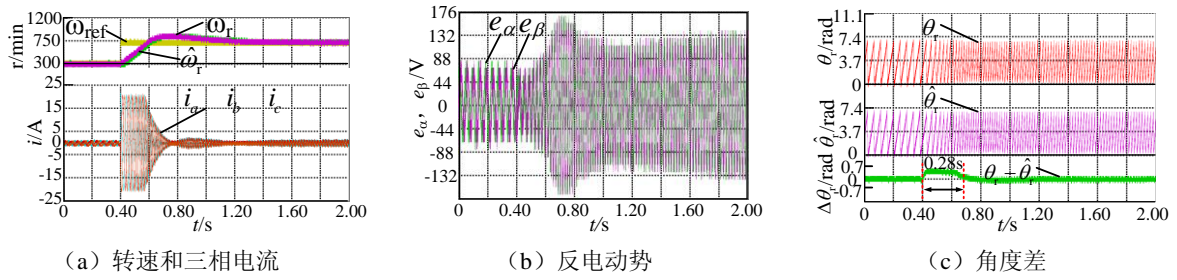


图 B5 二阶滑模观测器法动态实验结果(20~50 Hz)

Fig.B5 Dynamic experimental results of second-order sliding mode observer method(20~50 Hz)

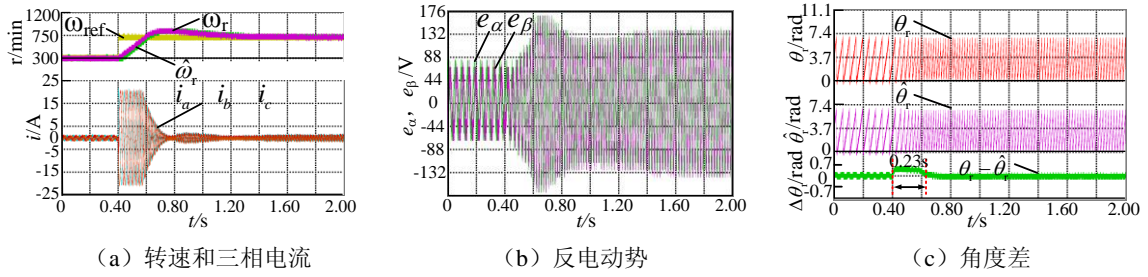


图 B6 等效反馈滑模观测器法动态实验结果(20~50 Hz)

Fig.B6 Dynamic experimental results of equivalent feedback sliding mode observer method(20~50 Hz)

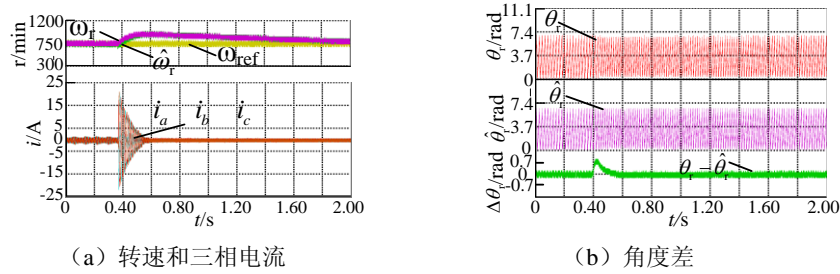


图 B7 二阶滑模观测器法扰动时实验结果($i_{qt}=20$ A)

Fig.B7 Experimental results of perturbation by second-order sliding mode observer($i_{qt}=20$ A)

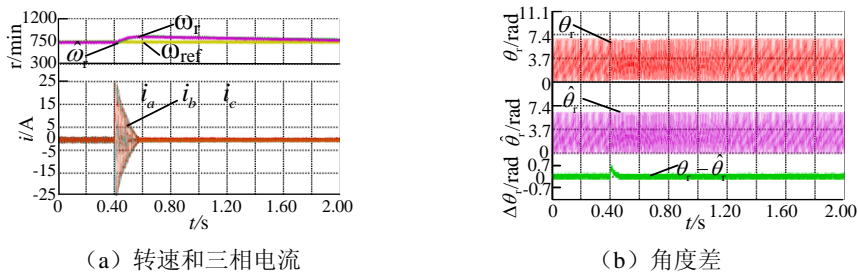


图 B8 等效反馈滑模观测器法扰动时实验结果($i_{qt}=20$ A)

Fig.B8 Experimental results of perturbation by equivalent feedback sliding mode observer method($i_{qt}=20$ A)