

# 同步旋转坐标系下的BLDCM滑模观测器算法设计

周宇,陈家新

(东华大学 机械工程学院,上海 201620)

**摘要:** 为了实现无位置传感器无刷直流电机(BLDCM)矢量控制系统中电机转子位置的准确估计,提出了一种基于同步旋转坐标系的滑模观测器算法。该方法直接在同步旋转坐标系中设计滑模观测器,以获取电机反电动势信息,再通过锁相环技术从估计的反电动势中提取电机转子的速度和位置角度信息。针对滑模观测器的高频抖振问题,采用饱和函数代替滑模观测器的符号函数。最后,通过仿真将所提算法与传统滑模观测器算法对比,并对所提算法进行实验验证。仿真与实验结果表明该算法能够准确跟踪转子的速度和位置,验证了所提算法的正确性与可行性。

**关键词:** 无位置传感器无刷直流电机;同步旋转坐标系;滑模观测器;锁相环

**中图分类号:** TM341 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21097

## Algorithm Design of BLDCM Sliding Mode Observer in Synchronous Rotating Reference Frame

ZHOU Yu, CHEN Jiabin

(School of Mechanical Engineering, Donghua University, Shanghai 201620, China)

**Abstract:** In order to realize the accurate estimation of the rotor position in the field oriented control system of sensorless brushless DC motor (BLDCM), a sliding mode observer algorithm in the synchronous rotating reference frame was proposed. In this method, a sliding mode observer was designed directly in the synchronous rotating coordinate system to obtain the back electromotive force information of the motor, and then the speed and position angle information of the motor rotor were extracted from the estimated back electromotive force through the phase-locked loop (PLL) technology. To solve the chattering problem of the sliding mode observer, the saturation function was used instead of the sign function. At last, the proposed algorithm was compared with the traditional sliding mode observer algorithm through simulation, and the proposed algorithm was verified by experiments. Simulation and experimental results show that the algorithm can accurately track the speed and position of the rotor, which verifies the correctness and feasibility of the proposed algorithm.

**Key words:** sensorless brushless DC motor (BLDCM); synchronous rotating reference frame; sliding mode observer; phase-locked loop (PLL)

无刷直流电机具有结构简单、调速性能好、运行效率高、控制简单、维护方便等优点,已经在许多工业领域得到广泛应用<sup>[1-2]</sup>。工业上通常采用位置传感器实时获取电机转子位置和速度信息,以实现高效的矢量控制,位置传感器带来了安装成本高、信号可靠性差、恶劣环境下稳定性差等问题。因此,无位置传感器控制技术可以有利于电机驱动系统的可靠性、简化系统结构、降低运行环境要求,具有重要的研究意义<sup>[3-5]</sup>。

目前比较有效的转子位置估计方法主要有两种。一种是通过观测电机反电动势或磁链实

现位置估计,另外一种是基于转子的凸极效应的高频信号注入法。文献[6]提出了一种基于一类特殊设计的扰动观测器的反电动势观测器,该方法不含微分环节且不需要加入低通滤波器。文献[7]针对滑模观测器的抖振问题,使用Sigmoid函数代替滑模观测器中的符号函数。文献[8]提出了一种基于两级滤波的滑模观测器。文献[9]提出了一种结合自适应律的滑模观测器算法,使系统具备良好的控制性能。文献[10]采用了一种高频信号注入的方法检测转子位置,该方法在低速时具有优良的控制性能。

为了进一步简化矢量控制系统,提高控制系统的可靠性,本文直接在同步旋转坐标系建立滑模观测器算法。观测器通过电机电流等信息估算出扩展反电动势,并且通过锁相环技术从估算的 $d, q$ 轴反电动势中提取转子的速度与角度信息。本文也针对滑模观测器的高频抖动问题,采用饱和函数代替符号函数。与传统基于两相静止坐标系建立的滑模观测器算法相比,本算法中的变量大多为直流量,且矢量控制系统本身就需要计算电机 $d, q$ 轴电流,不需要增加额外的坐标变换计算。实验结果验证了本文所提的滑模观测器算法的正确性与可行性。

### 1 滑模电流观测器设计

根据矢量控制坐标变换原理,无刷直流电机在同步旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q + E_d \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e L_d i_d + E_q \end{cases} \quad (1)$$

其中  $E_d = 0 \quad E_q = \omega_e \Psi_f$   
 式中: $i_d, i_q$ 分别为电机 $d, q$ 轴电流; $R$ 为电机绕组电阻; $L_d, L_q$ 分别为电机绕组 $d, q$ 轴电感; $\omega_e$ 为电机角速度; $E_d, E_q$ 分别为电机 $d, q$ 轴反电动势; $\Psi_f$ 为永磁体磁链。

由于电机 $d, q$ 轴反电动势中包含电机的转速信息,为了便于获得准确的反电动势信息,需要重写电压方程为电流状态方程:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (-Ri_d + u_d + L_q \omega_e i_q - E_d) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (-Ri_q + u_q + L_d \omega_e i_d - E_q) \end{cases} \quad (2)$$

为了获得式(2)中反电动势的值,设计如下滑模观测器:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (-R\hat{i}_d + u_d + L_q \omega_e \hat{i}_q - V_d) \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (-R\hat{i}_q + u_q + L_d \omega_e \hat{i}_d - V_q) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} V_d = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_d - i_d) \\ V_q = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_q - i_q) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\hat{i}_d, \hat{i}_q$ 分别为 $d, q$ 轴电流观测值; $k$ 为滑模增益。

式(3)和式(2)相减可得电流误差系统的状

态方程:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (-R\tilde{i}_d + u_d + L_q \omega_e \tilde{i}_q + E_d - V_d) \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (-R\tilde{i}_q + u_q + L_d \omega_e \tilde{i}_d + E_q - V_q) \end{cases} \quad (5)$$

其中  $\tilde{i}_d = \hat{i}_d - i_d \quad \tilde{i}_q = \hat{i}_q - i_q$   
 式中: $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ 为电流观测误差。

可将式(5)写成向量形式:

$$\dot{\tilde{i}} = A\tilde{i} + B(-V + E) \quad (6)$$

其中  $\dot{\tilde{i}} = [\dot{\tilde{i}}_d \quad \dot{\tilde{i}}_q]^T \quad \tilde{i} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q]^T$   
 $V = [V_d \quad V_q]^T \quad E = [E_d \quad E_q]^T$   
 $A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$

采用滑模观测器对电流进行估计,定义滑模面函数为

$$\tilde{i} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q]^T = 0 \quad (7)$$

当满足下列条件时,滑模观测器进入滑模状态:

$$\tilde{i} = \dot{\tilde{i}} < 0 \quad (8)$$

合适的滑模增益使得式(8)成立,系统进入滑模模态,此时

$$\tilde{i} = \dot{\tilde{i}} = 0 \quad (9)$$

将式(9)带入式(6)中,可得:

$$E = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(\hat{i}_d - i_d) \\ k \operatorname{sgn}(\hat{i}_q - i_q) \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10)可知,反电动势的观测值 $E$ 是一个不连续的开关信号,需要将其进行低通滤波,得到反电动势的等价控制量,即

$$E_{eq} = \begin{bmatrix} [k \operatorname{sgn}(\hat{i}_d - i_d)]_{eq} \\ [k \operatorname{sgn}(\hat{i}_q - i_q)]_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix} \quad (11)$$

根据式(8)可以计算出滑模增益 $k$ 的表达式为

$$k = n \max \left\{ \frac{E_d}{L_d} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_d) - \left( \frac{R}{L_d} + \frac{L_d}{L_q} \omega_e \right) |\tilde{i}_d|, \frac{E_q}{L_q} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_q) - \left( \frac{R}{L_q} + \frac{L_q}{L_d} \omega_e \right) |\tilde{i}_q| \right\} \quad (12)$$

式中: $n$ 为正整数。

### 2 滑模观测器的抖动抑制

根据上述分析可知,由于滑模控制在滑动模

态下伴随着高频抖振,所以由滑模观测器估算的扩展反电动势中也会存在高频抖振现象。并且基于反正切函数的转子位置估计方法中的除法运算会进一步放大高频抖振的误差,从而增大估计的角度误差。上述在同步旋转坐标系下的滑模观测器同样存在抖动问题,为了抑制滑模抖动,本文采用饱和函数  $\text{sat}(s)$  代替符号函数  $\text{sgn}(s)$ ,其表达式为

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 1 & s > \Delta \\ as & |s| \leq \Delta \\ -1 & s < -\Delta \end{cases} \quad a = \frac{1}{\Delta} \quad (13)$$

式中: $\Delta$ 为“边界层”。

在“边界层”外,采用切换控制;在“边界层”之内,采用线性反馈控制。不同的 $a$ 值对应的 $\text{sat}(s)$ 函数波形图如图1所示,取合适的 $a$ 值可以有效抑制抖振现象。

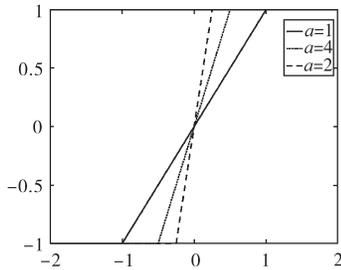


图1 不同的 $a$ 值对应的 $\text{sat}(s)$ 函数波形图

Fig.1 Waveforms of saturation function for different  $a$  values

### 3 基于锁相环的转子位置估计

由式(11)可知,由改进的滑模观测器观测得到的 $q$ 轴反电动势值中包含了转子的转速信息,从而可得估计的转子电角速度为

$$\hat{\omega}_e = \frac{V_q}{\Psi_f} \quad (14)$$

根据式(14)估算的定子速度通过积分运算即可获得转子位置信息。但是由于式中的永磁体磁链 $\Psi_f$ 不是一个固定值,环境温度和负载等会影响 $\Psi_f$ 的大小。所以由式(14)估算的速度值会存在很大误差。

为了使控制系统获得更好的动态性能和鲁棒性,本文通过采用锁相环技术对转子位置进行估计。锁相环技术具有很好的动态响应性能,能够提高系统的高频抗干扰能力,并且具有很好的跟踪性能,可以进一步抑制滑模观测器的抖动问题。

由于无刷直流电机的三相绕组是对称的,所以设三相反电动势为

$$\begin{cases} e_A = E \cos \theta_e \\ e_B = E \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ e_C = E \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (15)$$

式中: $E$ 为反电动势的幅值; $\theta_e$ 为电机实际相角。

将式(15)的三相反电动势转换到同步坐标系中,即

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = T'_{3s/2r} \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中

$$T'_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta}_e & \sin(\hat{\theta}_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\hat{\theta}_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos \hat{\theta}_e & \cos(\hat{\theta}_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\hat{\theta}_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\hat{\theta}_e = \omega_e t$$

式中: $T'_{3s/2r}$ 为自然坐标系变换到同步坐标系的变换矩阵; $\hat{\theta}_e$ 为锁相环输出的估计的相角值。

将式(15)代入式(16)可得:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \\ E \cos(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \sin(\tilde{\theta}_e) \\ E \cos(\tilde{\theta}_e) \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中

$$\tilde{\theta}_e = \hat{\theta}_e - \theta_e$$

式中: $\tilde{\theta}_e$ 为锁相环的角度估计误差。

因此,系统的目标为通过适当的调节使得 $\tilde{\theta}_e = 0$ ,即使相角的估计值收敛于相角的实际值。

根据坐标转换原理,在同步坐标系下的 $d$ 轴反电动势 $V_d = 0$ 。所以可以根据式(17)构造的闭环PI调节器得到转子的位置信息,实现框图如图2所示。

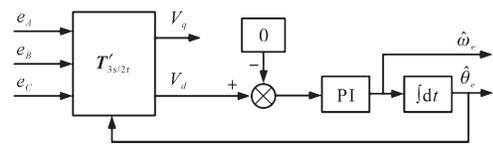


图2 转子位置估计实现框图

Fig.2 Implementation block diagram of rotor position estimation

根据式(17)可得本系统锁相环的传递函数框图,如图3所示。

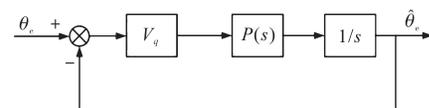


图3 锁相环传递函数框图

Fig.3 Block diagram of phase-locked loop transfer function

由图3可得系统的闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{V_q P(s)}{s + V_q P(s)} \quad (18)$$

其中,PI调节器 $P(s)$ 的表达式为

$$P(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (19)$$

将式(19)带入式(18)中可得:

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{V_q K_p s + V_q K_i}{s^2 + V_q K_p s + V_q K_i} \\ &= \frac{\sqrt{2} \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + \sqrt{2} \omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (20)$$

由式(20)可知,只需根据系统期望的带宽 $\omega_n$ ,即可算出PI调节器中各参数:

$$\begin{cases} K_p = \frac{V_q}{\sqrt{2} \omega_n} \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{V_q} \end{cases} \quad (21)$$

通过上述分析可知,基于同步旋转坐标系的滑模观测器算法原理框图如图4所示。

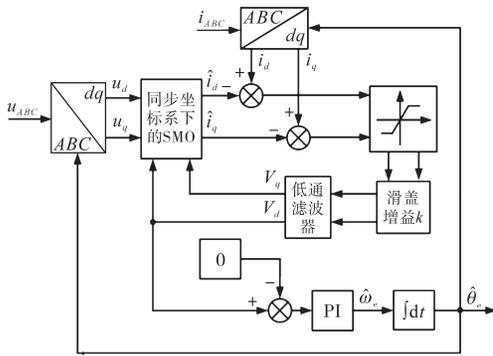


图4 滑模观测器算法原理框图

Fig.4 Block diagram of sliding mode observer algorithm

### 4 仿真与实验验证

为了验证上述算法的控制性能,本文通过Matlab/Simulink进行仿真分析,并将仿真结果与基于静止坐标系的滑模观测器算法进行对比。实验用的电机主要参数为:极对数 $p = 5$ ;定子电感 $L_d = L_q = 2.1 \text{ mH}$ ;绕组电阻 $R = 1.6 \Omega$ ;永磁体磁链 $\Psi_f = 0.09 \text{ Wb}$ ;额定转速 $n_N = 3000 \text{ r/min}$ 。

图5为转子位置估计误差对比图,图6为转速估计误差对比图。电机稳定时,基于静止坐标系滑模观测器算法的转子位置估计误差为 $-0.8 \sim 0.1 \text{ rad}$ ,转速估计误差为 $\pm 2 \text{ r/min}$ ;而本文所提算法的转子位置估计误差在 $0.01 \text{ rad}$ 以内,转速估

计误差为 $\pm 0.5 \text{ r/min}$ 。分析仿真结果可得,本文所提算法具有更高的转子位置估计精度和转速估计精度。

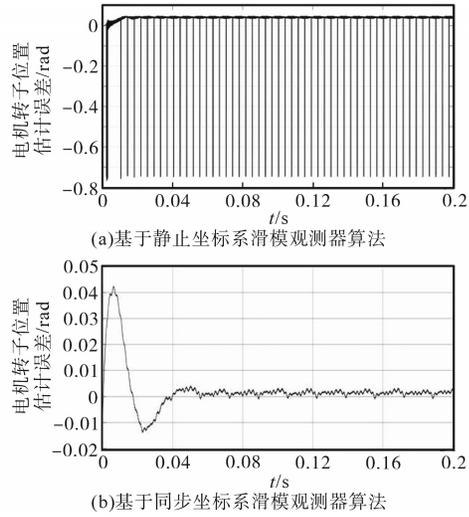


图5 转子位置估计误差对比图

Fig.5 Comparison of rotor position estimation errors

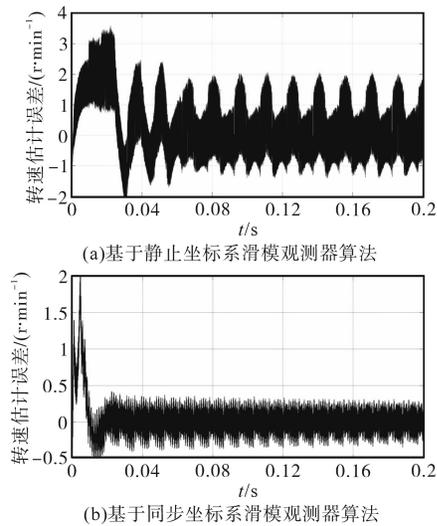


图6 转速估计误差对比图

Fig.6 Comparison chart of speed estimation error

为了进一步验证本文所提的滑模观测器算法的实用性,搭建了无刷直流电机无位置传感器实验平台,如图7所示。

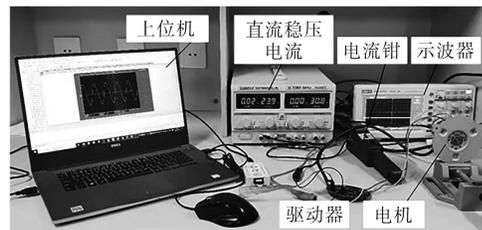


图7 系统实验平台

Fig.7 System experiment platform

实验通过上位机采集电机各项参数数据。实验条件为:母线电压 $u_{dc} = 24\text{ V}$ ;开关频率 $f_{\text{PWM}} = 18\text{ kHz}$ ;滑模增益 $k = 350$ ;低通滤波器的截至频率为 $3\ 000\text{ rad/s}$ ,电机稳定后转速为额定转速。

实验结果波形如图8所示。由图8a和图8b可知电机在启动到稳定运行的过程中,转子角度估计误差逐渐减小。在电机稳定运行后转子角度估计误差在 $0.05\text{ rad}$ 以内。可见本文所提的滑

模估计算法可以很好地跟踪转子位置。由图8c和图8d可知电机在稳定运行后转速误差在 $\pm 1\text{ r/min}$ 以内,可见系统有很好的鲁棒性。图8e和图8f为 $d, q$ 轴反电动势的估计值。电机稳定后, $q$ 轴反电动势稳定在 $12\text{ V}$ 左右。根据前面分析, $d, q$ 轴反电动势值与理论值基本相符,即 $V_d \approx 0, V_q \approx \omega_e \Psi_f$ 。实验结果表明本文所提的滑模观测器算法具有很好的控制性能,滑模观测器能够准确跟踪转子位置,能够满足实际需要。

## 5 结论

通过上述对于本文所提滑模观测器算法的理论分析与实验验证,可知该算法不仅能够简化矢量控制系统,而且具有很强的鲁棒性。且基于锁相环的转子位置估计方法不需要对电机的某些参数实时计算,能够简化运算,在保证较高的转子位置精度的同时,降低了无刷直流电机无位置传感器控制系统的硬件要求,有利于节省成本,具有较强的实用性。

## 参考文献

- [1] Shi T N, Guo Y T, Song P, *et al.* A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless DC motor based on DC-DC converter[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3483-3490.
- [2] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 25-34.
- [3] 鲁家栋, 刘景林. 内置式永磁同步电机低速无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 88-94.
- [4] 王萌, 杨家强, 张翔, 等. 一种表贴式永磁同步电机电流矢量闭环  $I/f$  控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2513-2521.
- [5] 谷善茂, 何凤有, 谭国俊, 等. 永磁同步电动机无传感器控制技术现状与发展[J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 14-20.
- [6] 陆姚泉, 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.
- [7] Kim 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.
- [8] 丁文, 梁得亮, 罗战强. 两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(11): 1-10.
- [9] 李冉, 赵光宙, 徐绍娟. 基于扩展滑模观测器的永磁同步电动机无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 79-85.
- [10] 郭磊, 杨中平, 林飞. 带误差补偿的高频信号注入永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21): 4458-4466.

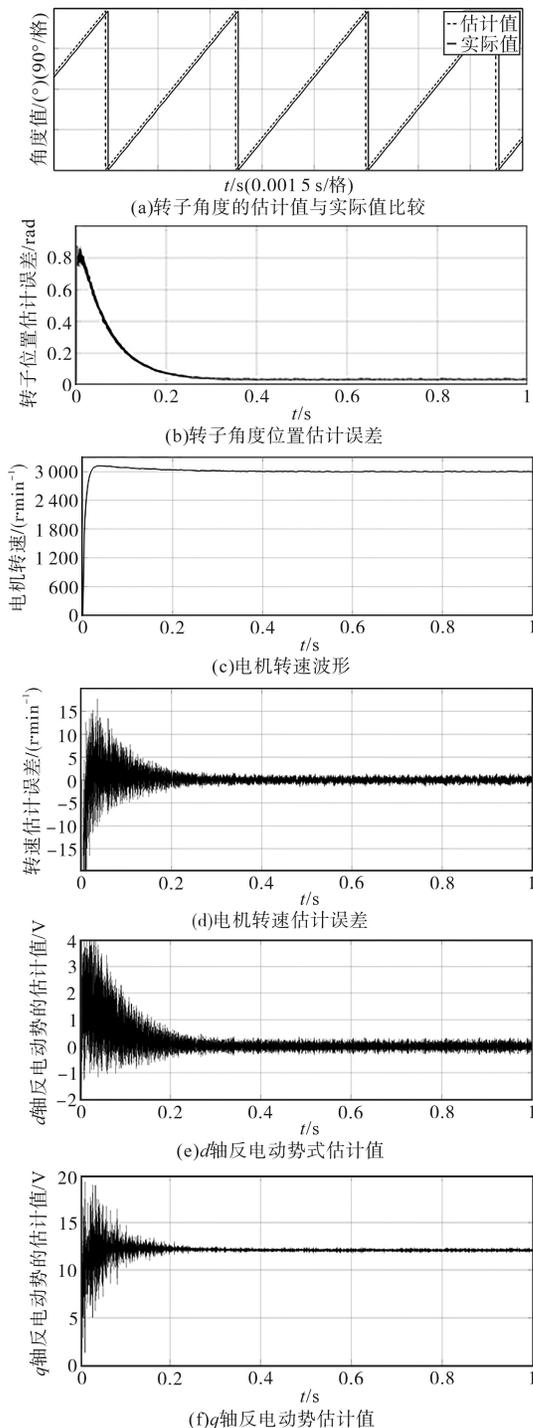


图8 实验结果波形

Fig.8 Waveforms of experimental results

收稿日期:2019-11-08

修改稿日期:2019-12-04