

工艺与装备

永磁同步电机全速范围内无传感控制策略研究

金爱娟, 项硕, 李少龙

(上理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093)

摘要: **目的** 为了提高自动化包装生产线的产品效率和质量, 改善永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统的性能, 针对电机运行于低速时反电动势不易检测以及高速位置精度较低的问题, 设计一种基于高频方波注入法和改进滑模观测器的复合观测器。**方法** 在低速时采用高频方波信号注入法来实现对转子位置信息的估计, 在中高速时采用改进的滑模观测器来估计转子位置, 通过引入双边界层切换函数和可变滑模增益来加快收敛速度和减小抖振, 同时设计基于单神经元 PI 的锁相环用来解析转子信息, 进而提高速度和位置, 估计精度。**结果** 通过与单一的算法进行对比分析, 发现复合观测器的位置估算精度得到了提高。**结论** Matlab/Simulink 仿真实验以及实物验证结果表明, 和传统的算法相比, 该算法具有位置估计精度高、鲁棒性好等优点。

关键词: 永磁同步电机; 复合观测器; 双边界层切换函数; 单神经元 PI

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-3563(2020)17-0171-11

DOI: 10.19554/j.cnki.1001-3563.2020.17.024

Sensorless Control Strategy of PMSM in Full Speed Range

JIN Ai-juan, XIANG Shuo, LI Shao-long

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology,
Shanghai 200093, China)

ABSTRACT: The paper aims to design a compound observer based on high frequency square wave injection and improved sliding mode observer to solve the problem that the back EMF is not easy to detect when the motor is running at low speed and the high speed position accuracy is low, to improve the product efficiency and quality of automatic packaging production line and improve the performance of speed sensorless vector control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM). The high frequency square wave signal injection method was used to estimate the rotor position information at low speed, and the improved sliding mode observer (ISMO) was used to estimate the rotor position at medium and high speed. Secondly, the double boundary layer switching function and variable sliding mode gain were introduced to speed up convergence and reduce chattering. At the same time, PPL based on the single neuron PI was designed to analyze the rotor information, to improve the speed and position estimation accuracy. Compared with the single algorithm, the position estimation accuracy of the composite observer was improved. Matlab/Simulink simulation experiments and physical verification experiments show that compared with the traditional algorithm, the algorithm has the advantages of high position estimation accuracy and good robustness.

KEY WORDS: PMSM; compound observer; double boundary layer switching function; single neuron PI

收稿日期: 2019-11-20

基金项目: 国家自然科学基金 (11502145)

作者简介: 金爱娟 (1972—), 女, 博士, 上海理工大学副教授, 主要研究方向为电机及其控制、电力电子、大功率电机驱动。

随着工业 4.0 的浪潮和中国制造 2025 政策的提出,中国制造业正在向智能化、绿色化、信息化发展,这就要求印刷、造纸、纺织、印染、包装机械以及现代物流等领域所用设备从传统人力、机械传动到自动化和电动化方向转型。永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有可靠性高、整体发热量较小、功率与转矩大、体积小、功率密度高等优点,被广泛应用于自动化包装机械、伺服设备、PLC 流水线等领域^[1-4]。在自动化包装生产线中,高精度、高效率的传送装置可通过永磁同步电机控制系统作为主驱动来实现。永磁同步电机控制系统的稳定性直接决定了产品的生产效率和质量,但是在实际运行中,存在着传感器等器件精度低、安装场合受到限制、易损坏等问题,一旦出现故障需要专人维修,导致整个生产线的效率降低,因此研究高性能无速度传感器控制策略具有重大意义。

传统的直接算法比较容易获取电机转速,主要思想是根据电机的动态数学模型来估计转速,此方法虽然简单、计算量小,但依赖于电机参数,且是无校正估计,这将引起电机控制算法环路的稳定性和鲁棒性不足。高性能无传感器控制算法主要分为两种,一种是基于电机结构特性的高频信号注入法,另一种是基于反电动势或者磁链的观测器算法。文献[5—9]研究了在静止坐标系下注入高频旋转电压矢量,在同步旋转坐标系下注入高频正弦电压,这 2 种算法需要带通及低通滤波器来进行有用信号处理,会降低系统的带宽。文献[10]提出了脉振方波信号注入法,去掉了用来降噪的低通滤波器,但还是存在获取基频电流的低通滤波器以及高频电流的带通滤波器。文献[11—12]采用了基于扩展卡尔曼滤波器的转速估算方法,其优点是可以克服系统噪声,鲁棒性能较好,但是计算量大,对 CPU 资源要求苛刻。文献[13—14]介绍了基于模型参考自适应的转子位置估计算法,该方法实现简单,响应速度快,但是受电机内部参数变动影响较大,鲁棒性能低。文献[15—16]在自适应控制理论的基础上加入了滑模控制,系统的鲁棒性得到了改善,能够很好地抑制参数多变以及扰动对观测器性能的影响。

文中提出一种复合转子信息的估算方法,把高频方波信号注入法和改进滑模观测器相结合,高频方波信号注入法相对于传统高频信号注入法可以省去较多滤波器^[17-18],改进滑模观测器能提高速度估计精度。

1 永磁同步电机数学模型

在保证控制性能的前提下简化电机模型,可利用坐标变换进行简化。永磁同步电机在两相静止坐标系下的电压、磁链以及转矩方程如下所示。

1) 电压方程。

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & (L_d - L_q)\omega_e \\ -(L_d - L_q)\omega_e & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_α , u_β 分别为定子电压在 α , β 坐标轴上的分量; i_α , i_β 分别为定子电流在 α , β 坐标轴上的分量; E_α , E_β 分别为扩展反电动势在 α , β 坐标轴上的分量; ω_e 为电角速度; p 为微分算子。

2) 磁链方程。

$$\begin{cases} p\psi_\alpha = u_\alpha - R_s i_\alpha \\ p\psi_\beta = u_\beta - R_s i_\beta \end{cases} \quad (2)$$

式中: ψ_α , ψ_β 分别为 α , β 坐标系下对应的磁链。

3) 转矩方程。

$$T_e = n_p (i_\beta \psi_\alpha - i_\alpha \psi_\beta) \quad (3)$$

式中: n_p 为电机的极对数。

2 永磁同步电机无传感器控制系统设计

2.1 改进的滑模观测器设计

基于反电动势的传统滑模观测器算法见图 1, 包括估计电流计算见式 (4)、滑模切换函数 (sgn())、低通滤波器以及锁相环 (PLL)。

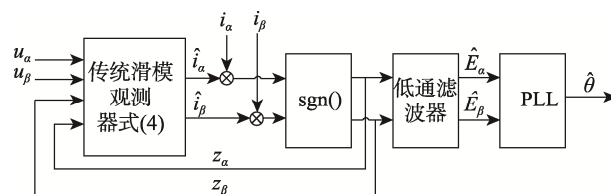


图 1 传统滑模观测器原理

Fig.1 Block diagram of traditional sliding mode observer

从 PMSM 两相静止坐标系上的模型出发,得到定子电流的误差方程,见式 (4)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -(L_d - L_q)\omega \\ (L_d - L_q)\omega & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha - z_\alpha \\ u_\beta - z_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\hat{i}_\alpha$, $\hat{i}_\beta$ 为定子电流估算误差; z_α , z_β 为观测器等效控制输入。式 (4) 也是传统滑模观测器的算法。

滑模控制率见式 (5)。

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (5)$$

估算反电动势见式 (6)。

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中： $\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$ 分别为 α 轴与 β 轴的估算反电动势； ω_c 为低通滤波器的截止频率。由式 (6) 可知，在高频开关分量中提取有用的反电动势信息需要用到低通滤波器，此时幅值和相位会发生变化，因此需要相位补偿，这会影响转子估计的性能。

系统的机械时间常数远大于电磁时间数，因此在 1 个控制周期内，速度的变化率为 0。此时扩展反电动势及其变化率满足如下关系：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_c \begin{bmatrix} -E_\beta \\ E_\alpha \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中： E_α 、 E_β 分别为 α 轴与 β 轴的等效反电动势。

结合式 (4) 和式 (7) 可得以定子侧电流、反电动势为状态变量的方程，见式 (8)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{E} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{E} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (8)$$

式中： $\hat{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ ， $\hat{E} = [E_\alpha \ E_\beta]^T$ ， $u = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ ， $A_{11} = -(R_s/L_d)I + \omega_c(L_d - L_q)/L_d J$ ， $A_{12} = -(1/L_d)I$ ， $A_{22} = -\omega_c J$ ， $B_1 = -(1/L_d)I$ ， $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ， $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。

根据上述 PMSM 状态方程，建立了以定子电流和扩展反电动势状态变量的改进滑模观测器，见式 (9)，改进滑模观测器的结构框图见图 2。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{E} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & A_{12} \\ 0 & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{E} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} u - \frac{1}{L_d} k \operatorname{sgn}(s) \quad (9)$$

式中： $\hat{A}_{11} = -(R_s/L_d)I + \hat{\omega}_c(L_d - L_q)/L_d J$ ， $A_{12} = -(1/L_d)I$ ， $\hat{A}_{22} = -\hat{\omega}_c J$ ， $B_1 = -(1/L_d)I$ ， $k = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \\ -m & 0 \\ 0 & -m \end{bmatrix}$ 。

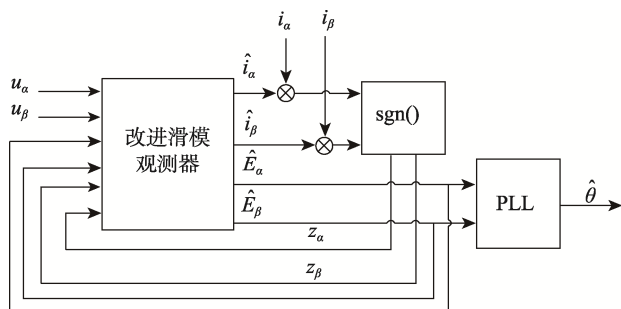


图 2 改进滑模观测器结构

Fig.2 Block diagram of improved sliding mode observer

采用式 (9) 的滑模观测器对比采用式 (4) 的传统滑模观测器，可以去掉低通滤波器，从而解决了因滤波带来的相位滞后问题，提高了转子位置估算精度。

2.2 双边界层切换函数设计

传统的滑模观测器通常使用符号函数作为开关函数，具有响应迅速和抗干扰强的优势。由于传统的滑模观测器是非连续性切换，所以稳态时会存在抖动，进而影响转子位置估计。为了抑制传统方法带来的抖振，文中设计了一种新的双边界层切换函数，见式 (10)。

$$F(x) = \begin{cases} 1 & x > \beta_2 \\ \frac{2}{1 + e^{-(a(x - \beta_1))}} - 1 & \beta_1 \leq x \leq \beta_2 \\ 0 & |x| \leq \beta_1 \\ \frac{2}{1 + e^{-(a(x + \beta_1))}} - 1 & -\beta_2 \leq x \leq -\beta_1 \\ -1 & x < -\beta_2 \end{cases} \quad (10)$$

式中： $\beta_2 = \beta_1 + 1/|e/\lambda_1|$ ； $a = \lambda_2/\beta_2$ ； λ_1, λ_2 为常数。

式 (10) 中， β_1 是一个正常数，为第 1 个边界层的厚度。 β_2 是第 2 个边界层的厚度，是可变边界层，大小主要由误差和 β_1 来决定。 β_1 取值较小可以减小系统抖振，取值较大将使系统响应滞后，所以 β_1 在能够满足误差的基础上要有最小的抖动。 a 是控制曲线的斜率，当误差较小的时候， β_2 值自动增大，并且斜率 a 会减小，这样会减小观测器的抖动。当误差较大的时候， β_2 值自动减小，并且斜率 a 会增大，这样能够加快误差的收敛。综上所述， a, β_2 都是随着误差的变化而变化，在误差较大的时候，选择收敛时间为主要调控参数；在误差较小的时候，选择抖动为主要调控参数，以此来获得更优的收敛时间和抖动。

2.3 变滑模增益设计

滑模增益对系统是否能够在滑模面做滑模运动以及响应时间、抖动有着重要影响。传统的滑模增益为 1 个固定值 k ，想要获得更快的收敛速度，需提高 k 的值，但是随着 k 值增大，高频切换带来的误差也会变大，引起系统抖振，因此文中设计了一个基于误差以及误差变化率的变滑模增益，见式 (11)。

$$f(e, \dot{e}) = \begin{cases} \frac{k}{\varepsilon} & |e| > \delta \\ \frac{k|\dot{e}|}{|e| + |\dot{e}|} & |e| < \delta \end{cases} \quad (11)$$

式中： $k > 0$ ， $\delta > 0$ ， $0 < \varepsilon < 1$ ， e 和 $\dot{e}$ 分别是误差和误差的变化量。在改进的滑模增益设计中，当系统状态远离滑模误差面的时候，误差较大，增益为

k/ε , 远大于常规增益 k , 这样就会加快到达滑模面的速度。当系统状态接近滑模误差面的时候, 误差较小, 增益为 $k|\dot{e}|/(|e|+|\dot{e}|)$, 基本上接近于 0, 可以减小系统抖动。由此可知, 设计的改进滑模增益既能减小系统抖动, 也具有较快的收敛速度。

2.4 采用单神经元锁相环对转子位置进行估算

基于传统 PI 调节的锁相环, 因其算法方便、可靠、参数容易调整等受到广泛应用。由于 PMSM 是一个非线性、强耦合的模型, 转速位置估计易受内部参数或外界扰动的影响, 传统的 PI 不能满足其精度的要求, 所以文中提出单神经元 PI 锁相环, 见图 3。

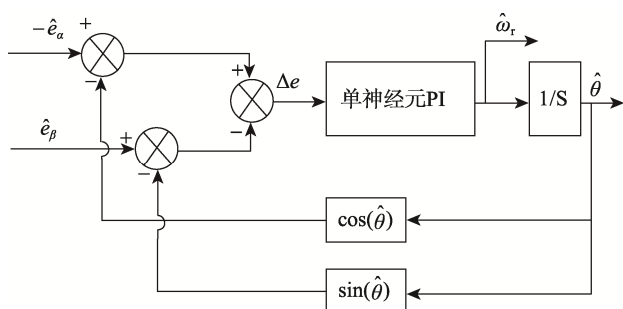


图3 单神经元 PI 锁相环原理

Fig.3 Block diagram of single neuron PI PLL

单神经元 PI 结构见图 4, 该网络结构简单, 包含 3 个输入节点和 1 个输出节点, $\hat{\omega}_r(k)$ 为单神经元 PI 的输出; $\hat{\omega}_r(k-1)$, $e(k)-e(k-1)$, $e(k)$ 为单神经元 PI 控制器的输入, 对应的权值分别为 1, k_p , k_i , 采取反向传播算法自动调整 PI 参数。

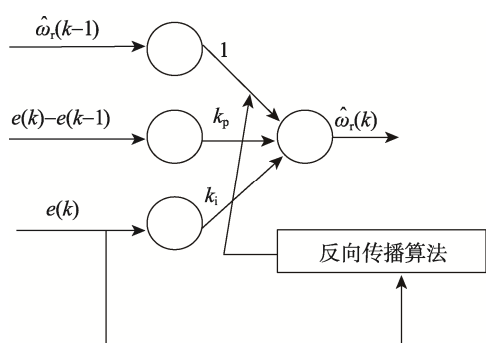


图4 单神经元 PI 算法

Fig.4 Single neuron PI algorithm

输入层神经网络的输入, 见式 (12)。

$$\begin{cases} X_1(k) = \hat{\omega}_r(k-1) \\ X_2(k) = e(k) - e(k-1) \\ X_3(k) = e(k) \end{cases} \quad (12)$$

输入层神经元采用比例为 1 的线性函数, 其输出与输入相同, 输出层采用 1 个神经元, 输入见式 (13)。

$$I = W_1(k)X_1(k) + W_2(k)X_2(k) + W_3(k)X_3(k) = X_1(k) + k_p X_2(k) + k_i X_3(k) \quad (13)$$

输出层神经元使用线性的限幅函数, 见式 (14)。

$$\hat{\omega}_r(k) = \begin{cases} \hat{\omega}_{r\max} & I > \hat{\omega}_{r\max} \\ I & I \leq |\hat{\omega}_{r\max}| \\ \hat{\omega}_{r\min} & I < -\hat{\omega}_{r\max} \end{cases} \quad (14)$$

设性能指标为:

$$J = \frac{1}{2}[-e_\alpha \cos \hat{\theta} - e_\beta \sin \hat{\theta}] = \frac{1}{2}e(k)^2 \quad (15)$$

使连接权值 $W(k)$ 的分量 k_p, k_i 沿着 J 的减小趋势调整, 即对 $W_2(k), W_3(k)$ 的负梯度方向进行搜索。

$$\begin{aligned} \Delta W_2(k) &= -\eta[\partial J / \partial W_2(k)] = \\ &= \eta e(k)[\partial e_\beta \sin \hat{\theta} / \partial \hat{\omega}_r(k)] \cdot [\partial \hat{\omega}_r(k) / \partial W_2(k)] \cdot \\ &= \eta e(k)(e(k) - e(k-1)) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \Delta W_3(k) &= -\eta[\partial J / \partial W_3(k)] = \\ &= \eta e(k)[\partial e_\beta \sin \hat{\theta} / \partial \hat{\omega}_r(k)] \cdot [\partial \hat{\omega}_r(k) / \partial W_3(k)] = \\ &= \eta e(k)e(k) \end{aligned} \quad (17)$$

式 (16—17) 为单神经元的权值改变公式, 在自适应过程中 k_p, k_i 自动进行调整。

2.5 高频方波注入法设计

高频方波注入法的原理见图 5, 和脉振高频电压信号注入法相似, 在 d 轴上注入幅值为 $\pm V$ 的方波电压。

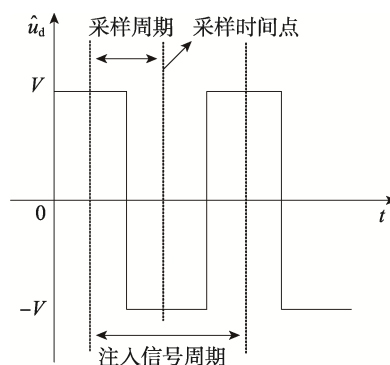


图5 高频方波注入原理

Fig.5 Schematic diagram of high frequency square wave injection

注入高频信号的频率为 10 kHz, 选择与逆变器的开关频率相同, 见式 (18)。

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{di} \\ \hat{u}_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-1)^n V \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: n 为采样序号, 频率为 2 倍的开关频率; $\hat{u}_{di}, \hat{u}_{qi}$ 分别为注入在 d 轴、 q 轴的高频电压信号。

高频方波注入下的 PMSM 电压方程为:

$$\hat{u}_{di} = \hat{L}_{dq} \frac{di_{dq}}{dt} \quad (19)$$

式中:

$$\hat{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) & L_1 \sin 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) \\ L_1 \sin 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) & L_0 - L_1 \cos 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: L_0 均值电感, $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$; 差值电感, $L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$; $\hat{\theta}_e$ 为估算转子位置角, θ_e 为实际转子位置。

将式 (20) 带入可化简得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{bmatrix} = \frac{(-1)^n V}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(2\Delta\theta) \\ -L_1 \sin(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (21)$$

对式 (21) 进行 PARK 逆变化, 得静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{bmatrix} \quad (22)$$

当估算的位置信息和实际转子位置相等时, 即

$\Delta\theta = \hat{\theta}_e - \theta_e \approx 0$, 可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \frac{(-1)^n V}{L_d} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (23)$$

在 1 个 π 周期内, 基波电流基本没有变化, 只有高频电流发生变化, 因此在 PMSM 的电流响应中, 提出其中的高频电流响应, 可以使用后 1 个周期的电流和前 1 个周期的电流做差来得到, 此时的高频电流信号为:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha i} \\ \Delta i_{\beta i} \end{bmatrix} = \frac{(-1)^n V}{L_d} T \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (24)$$

将式 (24) 含有位置数据的电流信号送入单神经元锁相环, 即可计算出位置。

2.6 复合转子位置观测器设计

文中采用的复合转子位置观测器结构见图 6。在低速采用高频方波信号注入法, 高速采用改进滑模观测器法, 在中间区域采用加权系数方式达到平滑过渡。

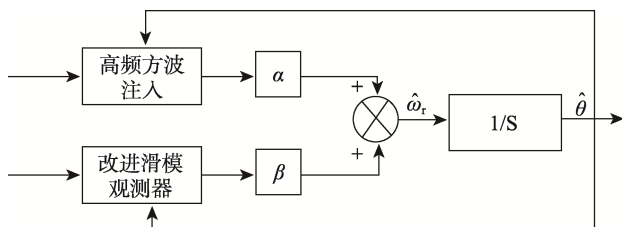


图 6 复合转子位置观测器

Fig.6 Schematic diagram of compound rotor position observer

复合观测器的估计位置和转子速度见式 (25)。

$$\begin{cases} \hat{\omega}_r = \alpha \hat{\omega}_g + \beta \hat{\omega}_h \\ \hat{\theta} = \int \hat{\omega}_r dt \end{cases} \quad (25)$$

平滑切换原理结构见图 7, 可用式 (26) 进行描述。

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \hat{\omega}_r \leq \omega_{r1} \\ \frac{\omega_{r2} - \hat{\omega}_r}{\omega_{r2} - \omega_{r1}} & \omega_{r1} < \hat{\omega}_r < \omega_{r2} \\ 0 & \hat{\omega}_r \geq \omega_{r2} \end{cases} \quad (26)$$

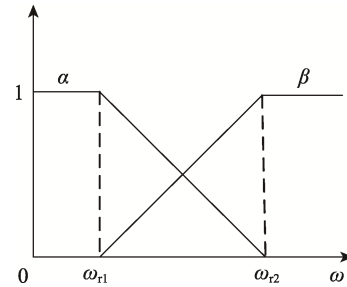


图 7 切换示意

Fig.7 Switch diagram

3 复合转子位置观测器仿真 Matlab 仿真及结果分析

为验证提出的复合转子位置观测器算法的有效性和可行性, 在 Matlab/Simulink 下构建了复合转子位置观测器和传统滑模转速估计的矢量控制仿真模型, 仿真永磁同步电机参数见表 1。

表 1 永磁同步电机参数
Tab.1 Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数	数值
极对数	4
转子惯量/(kg · m ²)	0.01
定子电阻/Ω	0.1
d 轴电感/mH	0.95
q 轴电感/mH	2.05
转子磁通/Wb	0.225

3.1 低速和高速对比仿真分析

运行时间设定为 1 s, 系统初始转速为 0 r/min 在 $t=0$ s 时突加速度信号 100 r/min, 在 $t=0.5$ s 时突加转速信号 1500 r/min, 低速高频方波注入、低速传统滑模观测器、高速高频方波注入、高速传统滑模观测器实验结果见图 8—9。

由图 8a—b, 图 9a—b 仿真结果可知, 高频方波注入算法在低速 (100 r/min) 观测位置误差稳态时趋于 0, 平均为 0.08 rad, 误差也在允许范围内。在高速 1500 r/min 时的估计转子位置误差变大, 最大为

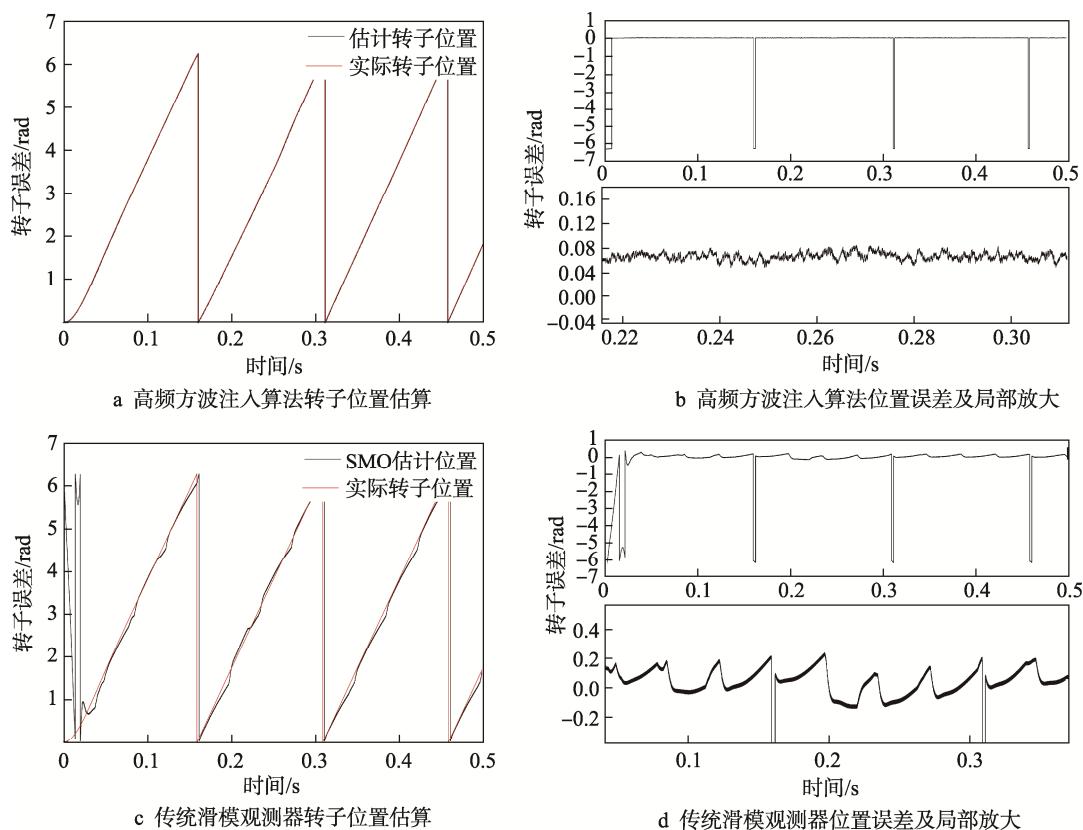


图8 额定转速为 100 r/min 时 2 种方法的仿真结果
Fig.8 Simulation results of two methods at rated speed of 100 r/min

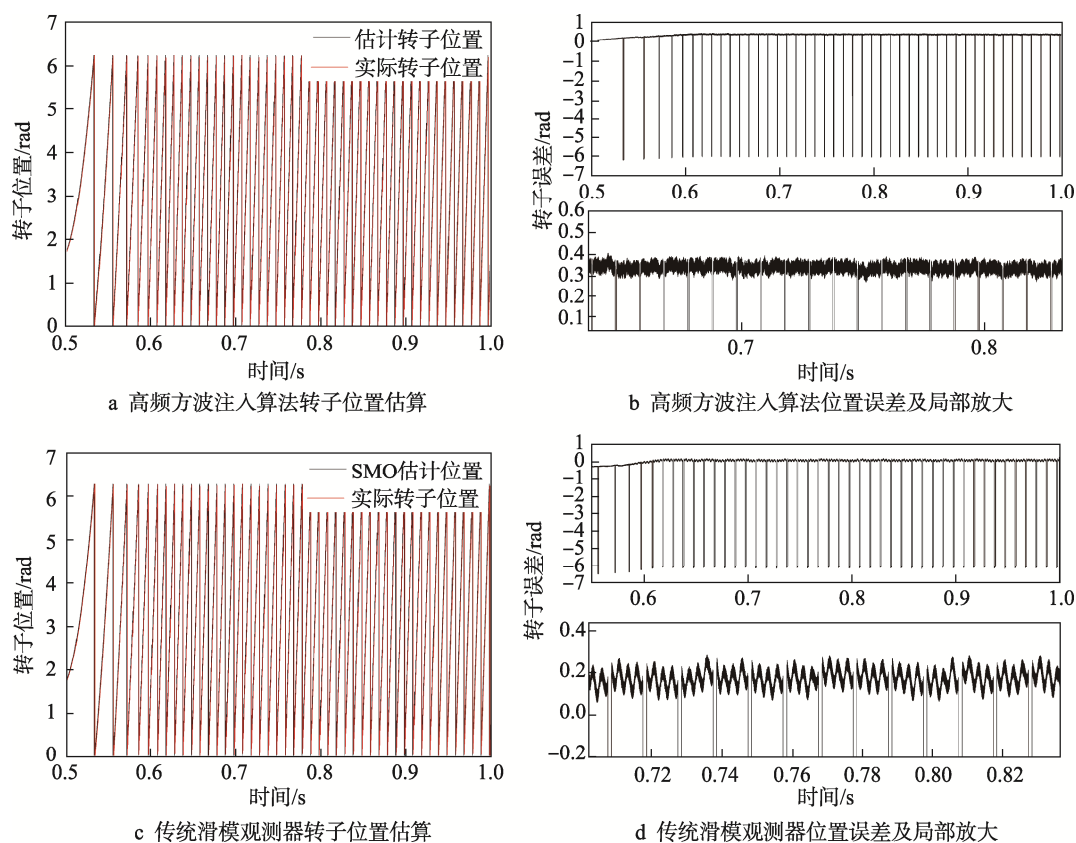


图9 额定转速为 1500 r/min 时 2 种方法的仿真结果
Fig.9 Simulation results of two methods at rated speed of 1500 r/min

0.38 rad, 谐波含量较大, 估算精度低, 相对真实的电机转子位置有滞后, 而且在实际运行中, 电机高速旋转带来的噪音和高频注入的噪音叠加到一定程度会对人体健康有损害。结果表明在低速区域内, 高频方波注入较滑模观测器有更好的估算精度。

由图 8c—d, 图 9c—d 仿真结果可知, 传统滑模观测器在低速稳态时转子的估计误差最大为 0.3 rad, 误差较大。在启动时由于反电动势较小的原因, 已经不能够跟随实际电机位置。在高速 1500 r/min 时, 传统滑模观测器已经可以正确算出电机转子位, 稳态误差约为 0.2 rad。结果表明在高速时, 滑模观测器较高频方波注入有更好的估算精度。

3.2 复合观测器整体仿真分析

由图 9d 可知, 传统滑模观测器虽然经过相位补偿, 但是估算的位置信息仍然存在较大偏差, 误差为 0.2 rad, 估算精度较低。改进后的滑模观测器高速 (1500 r/min) 时仿真结果见图 10, 改进后的滑模观测器在传统基础上做了电流误差方程、开关切换函数、变滑模增益以及单神经元锁相环等示面的改进。改进后的滑模观测器估算最大偏差不超过 0.1 rad, 平均在 0.07 rad, 相较于传统滑模观测器不仅提升了估计精度, 还减小了抖动, 与实际转子位置能够保持较好的一致性。

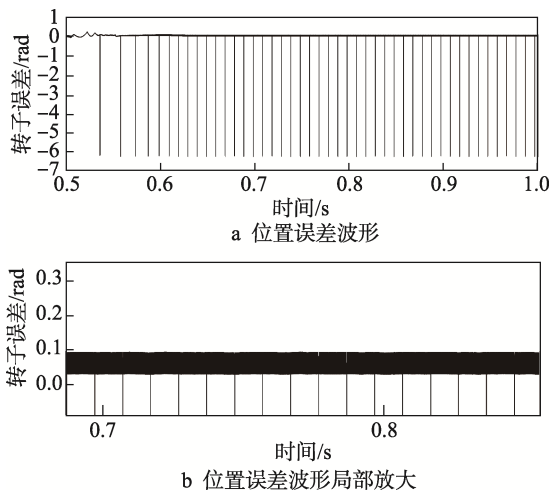


图 10 额定转速为 1500 r/min 时改进滑模观测器仿真结果
Fig.10 Simulation results of improved sliding mode observer at rated speed of 1500 r/min

采用单神经元的高频方波注入算法在低速 (100 r/min) 的仿真见图 11。基于 SN-PLL 的高频方波注入算法在 100 r/min 观测转子位置误差稳态时趋于 0, 为 0.03 rad, 误差波动和幅值相比传统的 PI 锁相环有所减少, 在一定程度上缓解了估计转子位置滞后的影响, 基本实现无静差位置估计, 能够准确计算转子位置的实时值。

复合观测器的整体仿真效果见图 12。为了充分验证复合转子位置观测器的稳态和动态性能, 速度切

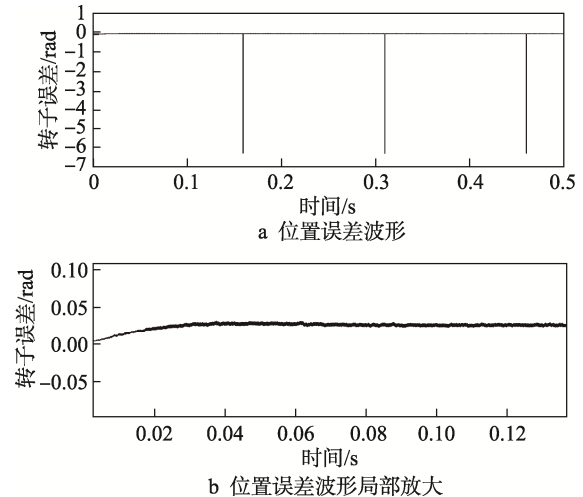


图 11 额定转速为 100 r/min 时采用 SN-PLL 的高频方波注入仿真结果

Fig.11 Simulation results of high frequency square wave injection with SN-PLL at rated speed of 100 r/min

换点设为 400 r/min 和 500 r/min, 进行转速突变和负载突变仿真分析。

由图 12a—b 可以看出, 在整个调速过程, 无论是低速还是高速, 复合转子位置观测器都能很好地跟随电机实际转子位置, 误差均保持在 0.1 rad 内, 另外在 $t=0$ s 和 $t=0.5$ s 时, 转速突变时刻, 复合观测器估算的转子位置 and 实际位置并无太大差别。由图 12c—f 可以看出, 转子速度在低速突变时最大误差为 3.5 r/min, 100 ms 内误差达到稳定值, 在高速转速突变时最大误差为 6 r/min, 180 ms 内误差达到稳态值, 在转速估计性能上仅在转速突变过程中动态误差增大, 但都能在很短的时间内迅速达到稳态值。由图 12d—e 可得, 估算速度与设定速度误差均在 1 r/min 内, 能够达到良好的控制效果。综上所述, 相对传统单一的观测器算法, 复合观测器能够在全速范围内都能够很好地跟随实际转子位置, 估算精度也得到较大提升。

3.3 复合转子位置观测器仿真及结果

为验证复合观测器的负载突变性能, 在设定转速为 100 r/min, t 为 0.2 s 时空载突加负载 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时的仿真结果, 见图 13。在设定速度为 1500 r/min, t 为 0.8 s 时空载突加负载 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时的仿真结果, 见图 14。

由图 13a 和图 14a 可以看出, $t=0.2$ s 和 $t=0.8$ s 时突加负载, 复合观测器负载转速能够紧紧跟随实际转速, 且从控制性能上分析, 复合观测器在低速时 50 ms 内即可达到稳态, 高速时 100 ms 内可以达到稳态。由图 13b, 图 14b 可以看出, 负载突变时, 无论是低速还是高速, 位置估计均无太大的变化, 低速时负载突变位置误差约为 0.03 rad, 高速时转子位置能实现高精度跟踪, 负载突变位置误差约为 0.07 rad。综上所述, 在负载突变情况下, 复合型观测器具有良好的抗扰性和稳定性。

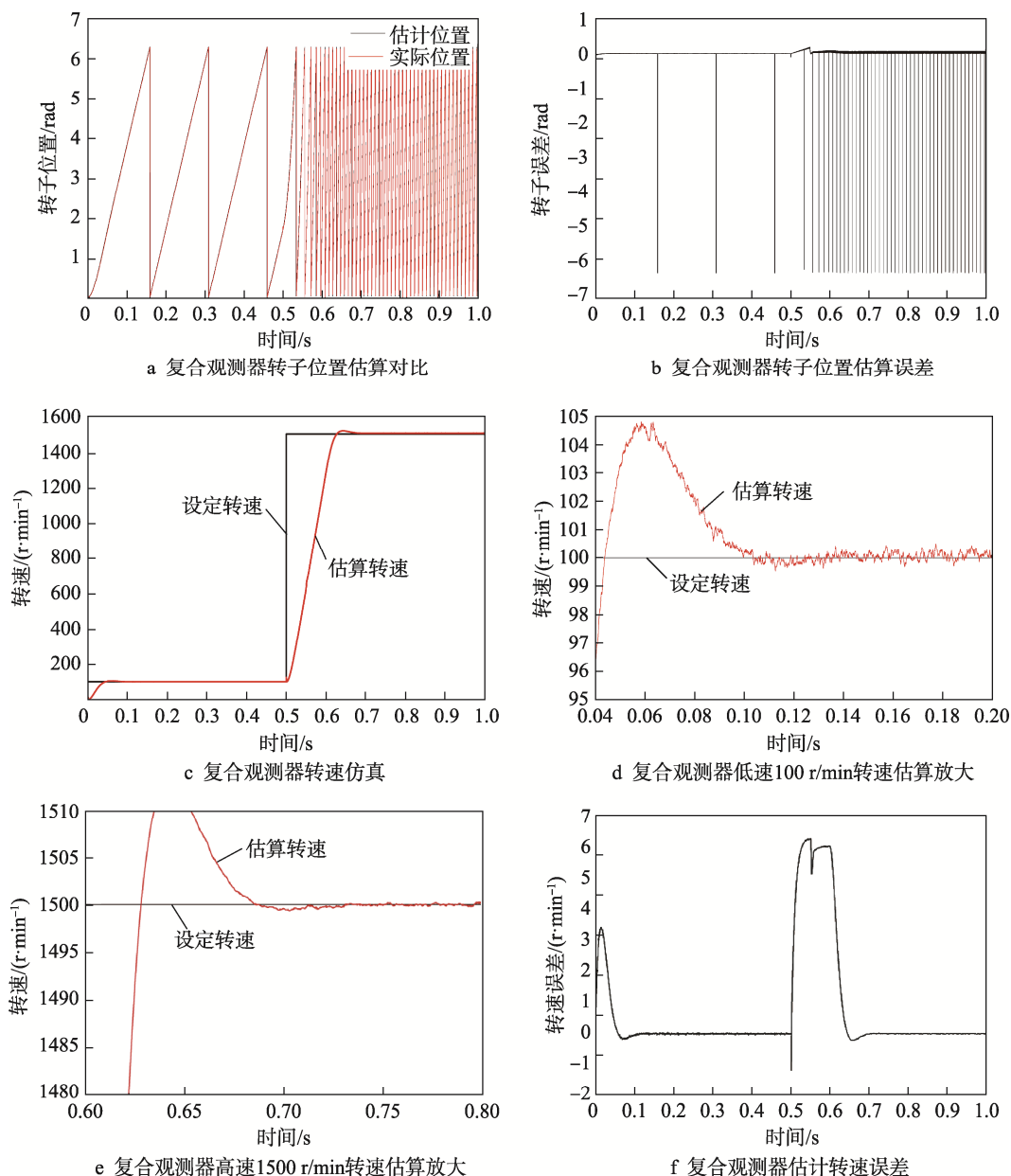


图 12 复合观测器控制系统仿真结果

Fig.12 Simulation results of compound observer control system

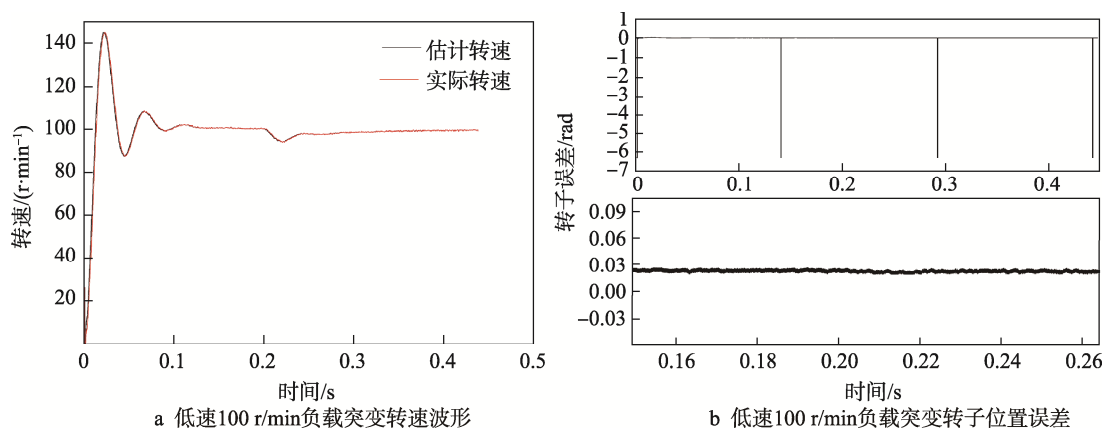


图 13 低速负载突变仿真结果

Fig.13 Simulation results of load mutation at low speed

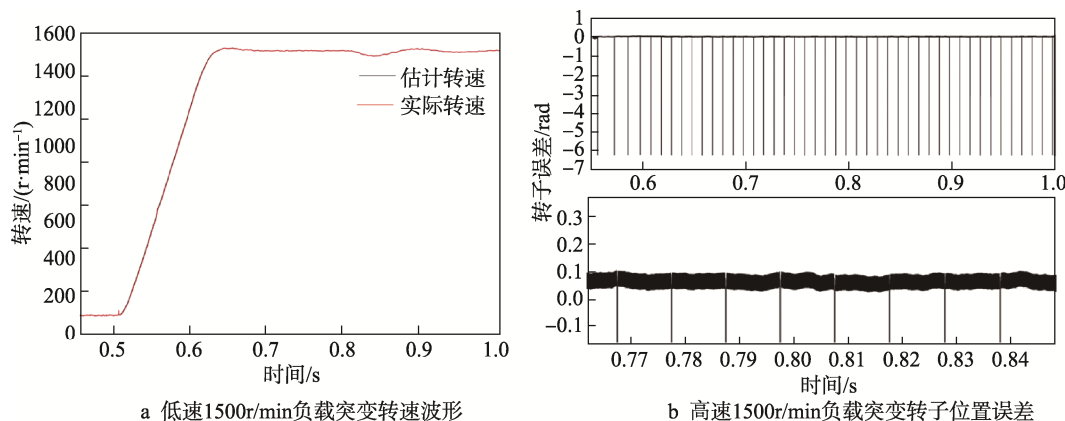


图 14 高速负载突变仿真结果
Fig.14 Simulation results of load mutation at high speed

4 实物验证

为了验证复合观测器的有效性,搭建了基于复合观测器的实验装置,见图 15。此装置由 4 个部分组成:

1) XPC 目标控制器,里面包含了微控制处理器系统、运行设计的算法和接收反馈的速度、电机线电压和相电流信号。

2) 三相逆变器+实时采集系统,将控制器的控制信号转为逆变器的开关信号,并通过实时采集系统采集电机的速度、线电压和相电流信号。

3) 永磁同步电机+直流电机负载,验证电机在不同工况下不同控制策略的控制性能。

4) 电脑,在 Matlab/Simulink 编程环境下生成代码,并将数据传送到 Labview 显示反馈波形。实验永磁同步电机和仿真参数一致,测试了带载起动低速 100 r/min 和高速 1500 r/min 时的转子位置和转速估计结果。

由图 16—17 实验结果可得,低速时候复合观测

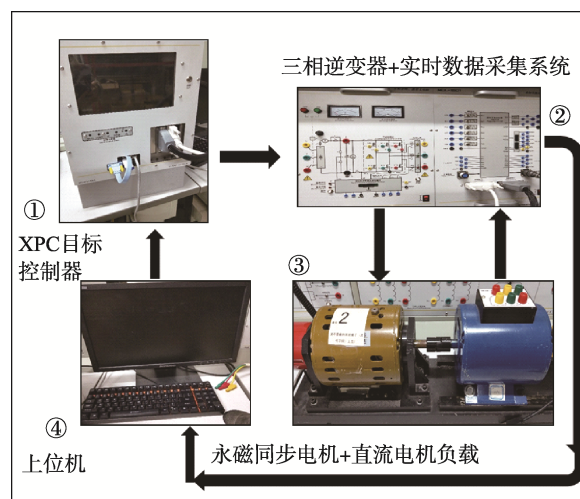


图 15 基于复合观测器的实验装置
Fig.15 Experimental device based on compound observer

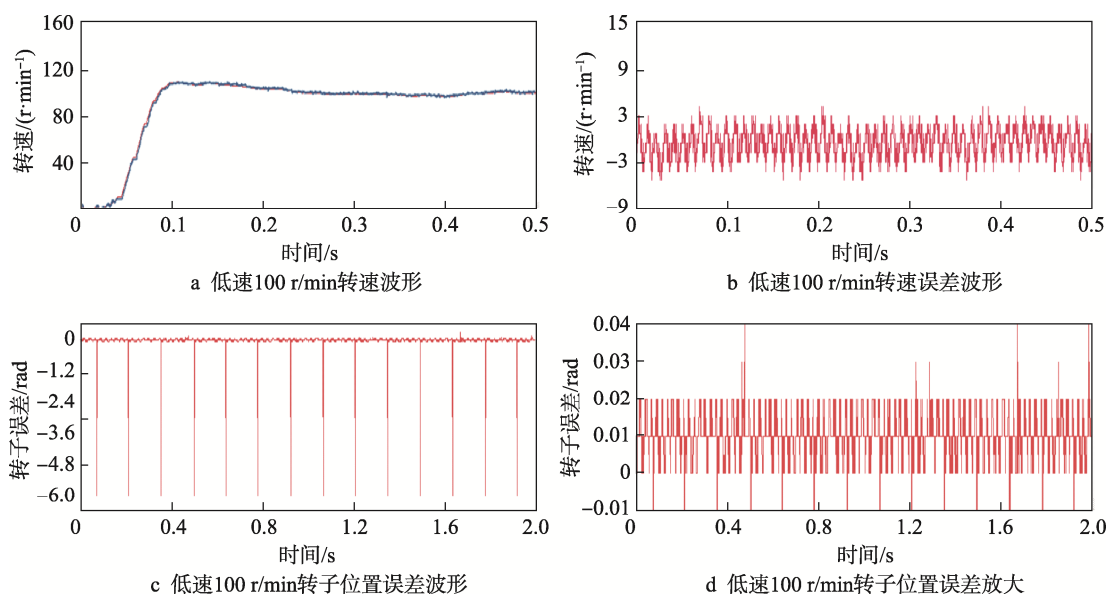


图 16 低速实验结果
Fig.16 Experimental results at low speed

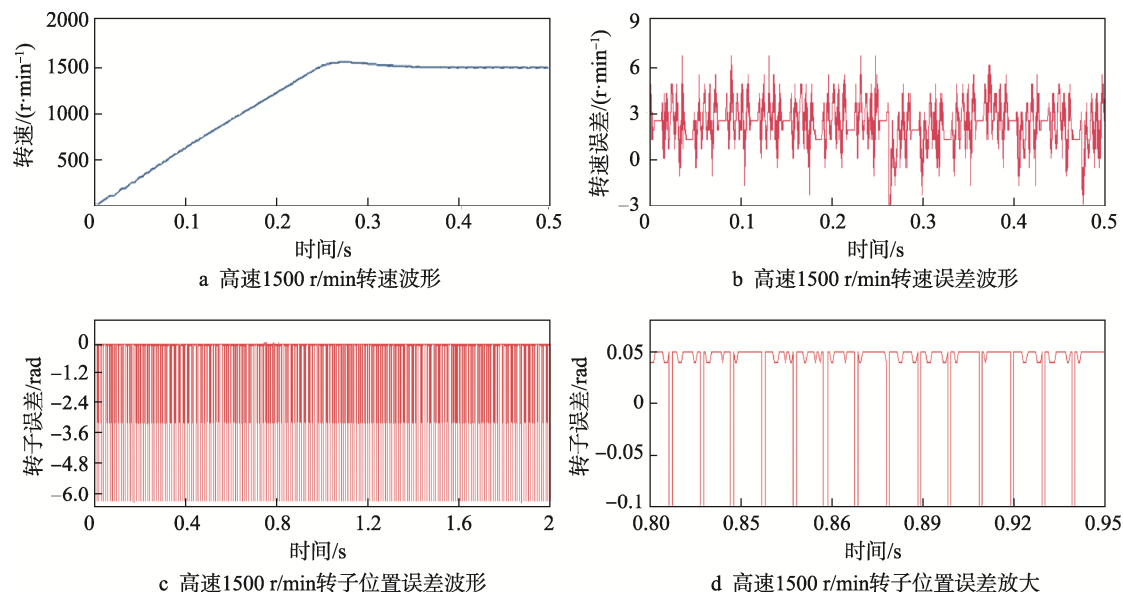


图 17 高速实验结果

Fig.17 Experimental results at high speed

器转速能够紧紧跟随实际转速, 误差保持在 3 r/min 内, 估算的转子位置与实际的位置的误差保持在 0.02 rad 内。由图 18 实验结果可得, 高速时候复合观测器转速与实际转速误差保持在 6 r/min 内, 估算的转子位置与实际的位置的误差保持在 0.05 rad 内。

5 结语

文中将高频方波注入法和改进滑模观测器相结合, 设计了一种基于复合转子位置观测器的永磁同步电机无传感器控制系统。该复合观测器充分发挥了高频方波注入法和改进滑模观测器在各自区间内的优势, 利用加权系数方法实现了两者之间的过渡。对传统的滑模切换函数进行了修改, 加入双边界层切换函数和可变滑模增益, 并设计单神经元锁相环, 准确估计出了位置和转速。在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型以及进行实物验证, 结果表明此方法相对于传统算法不仅可提升转速估算精度, 还可实现电机转速、位置的实时精确估计, 进而提高自动化包装生产线的产品效率和质量。随着高运算速度的数字信号处理器的出现, 对于实现高性能永磁同步电机控制以及其在包装、印刷制造业的发展具有重大意义。

参考文献:

- [1] ONSAL M, CUMHUR B, DEMIR Y, et al. Rotor Design Optimization of a New Flux-assisted Consequent Pole Spoke-type Permanent Magnet Torque Motor for Low-speed Applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1—5.
- [2] 毛诗柱, 梁志坤. 基于滑模控制的多电机速度同步偏差耦合控制[J]. 包装工程, 2018, 39(5): 153—157.
- [3] MAO Shi-zhu, LIANG Zhi-kun. Multi-motor Speed Synchronization Relative Coupling Control Based on Sliding-mode Control[J]. Packaging Engineering, 2018, 39(5): 153—157.
- [4] 马文华, 张冬梅, 刘昕彤, 等. 多电机速度同步自适应积分滑模控制[J]. 包装工程, 2017, 38(15): 121—125.
- [5] MA Wen-hua, ZHANG Dong-mei, LIU Xin-tong, et al. Adaptive Integral Sliding-mode Control for Multi-motor Speed Synchronization[J]. Packaging Engineering, 2017, 38(15): 121—125.
- [6] 李宏波, 张治平, 王升, 等. 高效永磁同步变频离心式冰蓄冷双工况机组的研制[J]. 流体机械, 2016, 44(10): 65—69.
- [7] LI Hong-bo, ZHANG Zhi-ping, WANG Sheng, et al. Development of the High-efficiency Dual-mode Permanent-magnetic Synchronous Frequency-convertible Centrifugal Chiller for Ice Storage System[J]. Fluid Machinery, 2016, 44(10): 65—69.
- [8] 宋卫章, 马宝剑, 汪丽娟, 等. TSMC-PMSM 系统的高频信号注入法低速控制[J]. 电气传动, 2014, 44(12): 21—25.
- [9] SONG Wei-zhang, MA Bao-jian, WANG Li-juan, et al. Low Speed Control Based on High-frequency Signal Injection Method for TSMC-PMSM[J]. Electric Drive, 2014, 44(12): 21—25.
- [10] 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.
- [11] YANG Jian, YANG Shu-ying, LI Hao-yuan, 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.
- [7] 林环城, 王志新. 高频注入 PMSM 无位置传感器位置观测器设计[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(4): 1—5.
LIN Huan-cheng, WANG Zhi-xin. Design of High-frequency Injection PMSM Sensorless Position Observer[J]. Electric Machines & Control Application, 2014, 41(4): 1—5.
- [8] 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.
- [9] HAN B C, SHI Y Y, SONG X D, et al. Initial Rotor Position Detection Method of SPMSM Based on New High Frequency Voltage Injection Method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3553—3562.
- [10] YOON Y D, SUI S K, MORIMOTO S, et al. High Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Squarewave Type Voltage Injection[J]. IEEE Trans IA, 2011, 47(3): 1361—1370.
- [11] 张相胜, 田佳文, 潘丰. 无传感器 PMSM 中基于 IGSO 优化 EKF 的速度估计方法[J]. 计算机应用研究, 2019, 36(4): 1006—1009.
ZHANG Xiang-sheng, TIAN Jia-wen, PAN Feng. Method of EKF Speed Estimation for Sensorless PMSM Based on IGSO Optimizing[J]. Application Research of Computers, 2019, 36(4): 1006—1009.
- [12] 郑大坤, 周云山, 李航洋, 等. 基于 EKF 的无传感器永磁同步电机控制器设计[J]. 微电机, 2018, 51(1): 29—33.
ZHENG Da-kun, ZHOU Yun-shan, LI Hang-yang, et al. Controller Design of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Based on EKF[J]. Micromotors, 2018, 51(1): 29—33.
- [13] 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.
WANG Jie, XIE Yuan, XIE Tao, et al. Research of Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Vector Control Based on MRAS[J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(1): 30—34.
- [14] ZHAO Yue, QIAO Wei, WU Long. Improved Rotor Position and Speed Estimators for Sensorless Control of Interior Permanent-magnet Synchronous Machines[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3): 627—639.
- [15] 滕青芳, 柏建勇, 朱建国, 等. 基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 控制理论与应用, 2015(2): 21—32.
TENG Qing-fang, BAI Jian-yong, ZHU Jian-guo, et al. Sensorless Model Predictive Torque Control Using Sliding-mode Model Reference Adaptive System Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems[J]. Control Theory & Applications, 2015(2): 21—32.
- [16] KIVANC O C, OZTURK S B. Sensorless PMSM Drive Based on Stator Feedforward Voltage Estimation Improved with MRAS Multi-parameter Estimation[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 21(3): 1326—1337.
- [17] 邵俊波, 王辉, 黄守道, 等. 一种表贴式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5): 1534—1541.
SHAO Jun-bo, WANG Hui, HUANG Shou-dao, et al. A Position Sensorless Control Strategy of Surface-mounted Permanent-magnet Synchronous Motors for Low-speed Operation[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1534—1541.
- [18] WANG Gao-lin, XIAO Dian-xun, ZHANG Guo-qiang, et al. Sensorless Control Scheme of IPMSMs Using High-frequency Orthogonal Square-wave Voltage Injection Into Stationary Reference Frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2573—2584.