

基于高频信号注入的永磁同步电机转子位置估计

王大志, 李汶淦, 袁天清, 周迎宾

(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819)

摘 要: 为提升永磁同步电机无传感器控制技术在零/低速范围运行时的动态性能, 提出一种改进的转子位置估计方法. 首先, 在 $\alpha-\beta$ 坐标系下建立永磁同步电机高频激励模型; 其次, 为提高转子位置估计性能, 对基于外差法的转子位置估计方法进行分析, 并提出基于补偿矩阵的转子位置估计方法; 最后, 在 MATLAB/Simulink 仿真环境下对比分析外差法与补偿矩阵两种方法的转子位置估计精度. 仿真结果表明, 所提出的方法不仅能获得较快的转子位置跟踪速度, 而且能够保证较高的转子位置估计精度.

关 键 词: 高频信号注入; 永磁同步电机; 无传感器控制; 零/低速范围; 转子位置估计

中图分类号: TM 30

文献标志码: A

文章编号: 1005-3026(2019)09-1234-06

Rotor Position Estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on High-Frequency Signal Injection

WANG Da-zhi, LI Wen-hui, YUAN Tian-qing, ZHOU Ying-bin

(School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China. Corresponding author: LI Wen-hui, E-mail: wenhuili@stumail.neu.edu.cn)

Abstract: An improved rotor position estimation method is proposed to enhance the dynamic performance of the sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor (PMSM) in zero/low speed range. Firstly, the high-frequency excitation model of PMSM is established in the $\alpha-\beta$ coordinate system. Secondly, the rotor position estimation method based on heterodyne method is analyzed, and the method based on compensation matrix is proposed to improve the rotor position estimation performance. Finally, the MATLAB/Simulink is utilized to compare and analyze the rotor position estimation accuracy of the two methods. The simulation results show that the proposed method can not only obtain faster rotor position tracking speed, but also ensure higher rotor position estimation accuracy.

Key words: high-frequency signal injection; permanent magnet synchronous motors (PMSM); sensorless control; zero/low speed range; rotor position estimation

永磁同步电机(PMSM)以其高效率、高功率密度、高动态性能等诸多优点被广泛应用于生产的各个领域,其驱动系统需要通过编码器等机械传感器获取转子位置信息;然而,这些传感器不仅增加了系统成本、体积和复杂性,还会使系统稳定性下降,因此,无传感器控制方法应运而生^[1-2].

用于无传感器控制的转子位置估计方法主要有两种:一种是基于基波数学模型的观测器法,该方法在中/高速范围体现出良好的控制性能^[3],但在零/低速时对转子位置的检测失效^[4];另一

种方法是基于磁极凸极效应的高频信号注入方法,该方法将一个高频信号叠加到基波信号上,共同施加给 PMSM 定子绕组,通过一定的信号检测及解耦技术可从高频响应电流中得到零/低速时的转子位置信息^[5-6].

基于基波数学模型的观测器法根据电机转速与反电动势的正比关系实现对转子位置的估计,然而,当电机运行在零/低速时,有用信号的信噪比极低,难以提取,导致此类方法失效.高频电压信号注入法是解决上述问题的有效方法^[7],该方

法可分为静止坐标系下的旋转高频电压信号注入法^[8-9]和估计同步旋转坐标系下的脉振高频电压信号注入法^[10].

为进一步提高无传感器控制算法的性能,本文提出一种改进的转子位置估计方法. 首先,在 $\alpha-\beta$ 坐标系下建立 PMSM 高频激励模型;其次,在对基于外差法的转子位置估计方法进行分析的基础上提出基于补偿矩阵的转子位置估计方法;最后,在 MATLAB/Simulink 仿真环境下对比分析外差法与改进方法的转子位置估计精度.

1 基于高频信号注入的无传感器控制

1.1 基于高频信号注入的无传感器控制系统

基于旋转高频电压信号注入的无传感器控制系统结构如图 1 所示. 其中, $T_{3s/2s}$, $T(\theta'_e)$, $T^{-1}(\theta'_e)$ 分别是 abc 坐标系到 $\alpha-\beta$ 坐标系、 $\alpha-\beta$ 坐标系到 $d-q$ 坐标系、 $d-q$ 坐标系到 $\alpha-\beta$ 坐标系的变换矩阵, LPF 为低通滤波器, BPF 为带通滤波器.

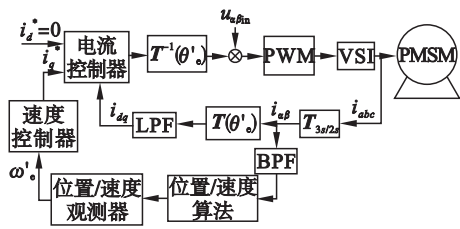


图 1 基于旋转高频电压信号注入的 PMSM 无传感器控制系统

Fig. 1 PMSM sensorless control system with rotating high frequency voltage signal injection

永磁同步电机在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix}; \quad (1)$$

磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \lambda_f \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix}; \quad (2)$$

则定子电压可表示为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} + 2L^- \omega_e \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_e & \cos 2\theta_e \\ \cos 2\theta_e & \sin 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

电感矩阵:

$$L_s = \begin{bmatrix} L^+ + L^- \cos 2\theta_e & L^- \sin 2\theta_e \\ L^- \sin 2\theta_e & L^+ - L^- \cos 2\theta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$L^+ = \frac{1}{2}(L_d + L_q), L^- = \frac{1}{2}(L_d - L_q). \quad (5)$$

其中: $[u_\alpha \ u_\beta]^T$, $[i_\alpha \ i_\beta]^T$ 和 $[\lambda_\alpha \ \lambda_\beta]^T$ 分别为 $\alpha-\beta$ 坐标系下的定子电压、电流以及磁链; R_s 为定子绕组电阻; L_s 为定子绕组电感; λ_f 为转子永磁体磁链; θ_e 为实际转子位置; ω_e 为实际转子速度.

通常,高频信号的注入频率远高于基频,此时可将 PMSM 看作一个简单的 RL 回路,由于高频时定子电阻远小于电抗,可以忽略不计,则高频激励下的 PMSM 电压方程可简化为^[11]

$$\begin{bmatrix} u'_{\alpha in} \\ u'_{\beta in} \end{bmatrix} = L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{\alpha in} \\ i'_{\beta in} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

其中, $[u'_{\alpha in} \ u'_{\beta in}]^T$ 和 $[i'_{\alpha in} \ i'_{\beta in}]^T$ 分别为 PMSM 在高频激励下的定子电压和感应的高频电流.

在 $\alpha-\beta$ 坐标系下注入频率为 ω_{in} ,幅值为 U_{in} 的高频旋转电压信号:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha in} \\ u_{\beta in} \end{bmatrix} = U_{in} \begin{bmatrix} \cos \omega_{in} t \\ \sin \omega_{in} t \end{bmatrix}. \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)可得高频电压激励下的电流响应方程:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha in} \\ i_{\beta in} \end{bmatrix} = \frac{U_{in}}{(L^+)^2 + (L^-)^2} \begin{bmatrix} \frac{L^+}{\omega_{in}} \sin \omega_{in} t \\ -\frac{L^+}{\omega_{in}} \cos \omega_{in} t \end{bmatrix} + \frac{U_{in}}{(L^+)^2 + (L^-)^2} \begin{bmatrix} -\frac{L^-}{2\omega_e - \omega_{in}} \sin(2\theta_e - \omega_{in} t) \\ \frac{L^-}{2\omega_e - \omega_{in}} \cos(2\theta_e - \omega_{in} t) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

1.2 基于外差法的转子位置估计方法

为了获得转子位置信息,采用图 2 所示的外差法对高频电流响应信号进行解调,以获得转子位置误差信号:

$$\varepsilon = -\frac{U_{in}}{(L^+)^2 - (L^-)^2} \frac{L^-}{\omega_{in}} \sin(2\theta_e - \theta'_e) \approx -\frac{U_{in}}{(L^+)^2 - (L^-)^2} \frac{L^-}{\omega_{in}} (2\theta_e - \theta'_e). \quad (9)$$

其中: ε 为转子位置跟踪误差; θ'_e 为估计转子位置. 采用外差法进行信号解调的过程中引入的 LPF 和 BPF 会造成相位滞后问题,影响转子位置估计精度.

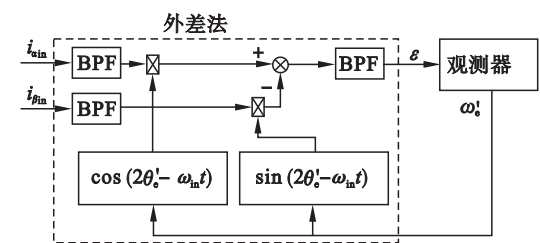


图 2 基于外差法的转子位置估计方法
Fig. 2 Rotor position estimation method based on heterodyne method

为解决外差解调过程中由滤波器导致的相位滞后问题,文献[12]采用电压差分方程计算电感

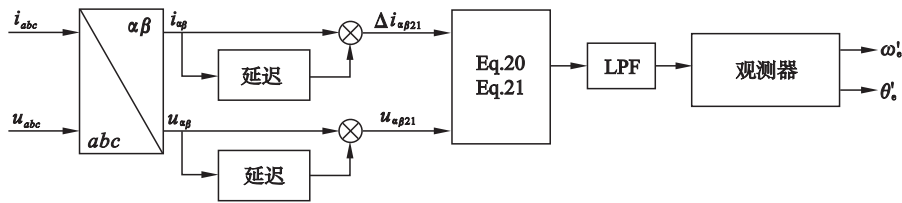


图 3 基于补偿矩阵法的转子位置估计方法
Fig. 3 Rotor position estimation method based on compensation matrix method

当采样时间足够短时,式(3)可表示成如下形式:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} + L_s \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha} \\ \Delta i_{\beta} \end{bmatrix} + 2L_s \omega_e \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_e & \cos 2\theta_e \\ \cos 2\theta_e & \sin 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

其中: $[\Delta i_{\alpha} \ \Delta i_{\beta}]^T$ 为电流变量; ΔT 为采样时间. 上式中定子电阻压降及反电势在电机零/低速运行时可忽略不计,则式(10)可简化成如下形式:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = L_s \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha} \\ \Delta i_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

当采样时间足够短时,电压与电流的基频分量可以看作常量,而只把高频分量作为变量,则电压差只与电流变量有关:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 21} \\ u_{\beta 21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha 2} - u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 2} - u_{\beta 1} \end{bmatrix} = L_s \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha 2} - \Delta i_{\alpha 1} \\ \Delta i_{\beta 2} - \Delta i_{\beta 1} \end{bmatrix} = L_s \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha 21} \\ \Delta i_{\beta 21} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

其中: $[u_{\alpha 1} \ u_{\beta 1}]^T$, $[u_{\alpha 2} \ u_{\beta 2}]^T$ 和 $[u_{\alpha 21} \ u_{\beta 21}]^T$ 分别为每个采样周期内的电压和电压差; $[\Delta i_{\alpha 1} \ \Delta i_{\beta 1}]^T$ 和 $[\Delta i_{\alpha 2} \ \Delta i_{\beta 2}]^T$ 为与电压差对应的电流差.

由式(12)可得电感矩阵:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = \Delta T \begin{bmatrix} u_{\alpha 32} & u_{\alpha 21} \\ u_{\beta 32} & u_{\beta 21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha 32} & \Delta i_{\alpha 21} \\ \Delta i_{\beta 32} & \Delta i_{\beta 21} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (13)$$

矩阵的方法进行转子位置估计.该方法虽然克服了相位滞后问题,但容易受参数变化的影响,系统鲁棒性差,计算过程中需要在一个采样周期内多次对空间矢量扇区进行拆分,导致系统复杂性增大.

2 改进的转子位置估计方法

本文提出一种改进的转子位置估计方法,以解决外差解调过程中的相位滞后问题,同时降低外差法计算的高复杂度,得到转子位置的直接表达式,其结构框图如图3所示.

其中: $[u_{\alpha 21} \ u_{\beta 21}]^T$ 和 $[\Delta i_{\alpha 21} \ \Delta i_{\beta 21}]^T$ 分别为第一、第二次采样的电压差和电流差; $[u_{\alpha 32} \ u_{\beta 32}]^T$ 和 $[\Delta i_{\alpha 32} \ \Delta i_{\beta 32}]^T$ 分别为第二、第三次采样的电压差和电流差.

由式(13)可得转子位置:

$$2\theta_e' = \tan^{-1} \left(\frac{L_{12} + L_{21}}{L_{11} - L_{22}} \right). \quad (14)$$

由上述计算过程可以看出,为了在1个PWM开关周期内获得电压差分方程,需要将半周期内的电压矢量分为2个矢量,并且要在1个开关周期内进行4次定子电流采样,以得到3个电流差.在1个开关周期内根据空间矢量扇区进行4次电压矢量的拆分过程严重增加了系统的复杂性,并且由上述方法得到的是二倍的转子位置表达式,而不是直接得到转子位置表达式.

将式(4)代入式(12)后重写成如下形式:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 21} \\ u_{\beta 21} \end{bmatrix} = \frac{L}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha 21} \\ \Delta i_{\beta 21} \end{bmatrix} + \frac{L}{\Delta T} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e & \sin 2\theta_e \\ \sin 2\theta_e & -\cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha 21} \\ \Delta i_{\beta 21} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

设:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e & \sin 2\theta_e \\ \sin 2\theta_e & -\cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha 21} \\ \Delta i_{\beta 21} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

则补偿矩阵为

$$\text{Com}(\theta_e) = \begin{bmatrix} w & x \\ y & z \end{bmatrix}. \quad (17)$$

用补偿矩阵乘式(16)左右两边,可得

$$\begin{bmatrix} w\hat{i}_\alpha + x\hat{i}_\beta \\ y\hat{i}_\alpha + z\hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w\cos 2\theta_e + x\sin 2\theta_e w\sin 2\theta_e - x\cos 2\theta_e \\ y\cos 2\theta_e + z\sin 2\theta_e y\sin 2\theta_e - z\cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha 21} \\ \Delta i_{\beta 21} \end{bmatrix} \quad (18)$$

根据待定系数法的逆运算,结合倍角及两角和差理论,将上式等号右端的 $2\theta_e$ 变换为 θ_e ,可得

$$\text{Com}(\theta_e) = \begin{bmatrix} \sin\theta_e & -\cos\theta_e \\ \cos\theta_e & \sin\theta_e \end{bmatrix}, \quad (19)$$

则由式(19)可得转子位置的显式表达式:

$$\theta'_{e1} = \arctan \frac{\Delta i_{\beta 21} + \hat{i}_\beta}{\Delta i_{\alpha 21} + \hat{i}_\alpha}, \quad (20)$$

$$\theta'_{e2} = \arctan \frac{\Delta i_{\alpha 21} - \hat{i}_\alpha}{\hat{i}_\beta - \Delta i_{\beta 21}}. \quad (21)$$

3 仿真及结果分析

根据图 1 所示结构框图在 MATLAB/Simulink 环境下搭建仿真模型. 表 1 为电机参数, 仿真条件为直流侧电压 311 V; PWM 开关频率 $f_{\text{PWM}} = 5 \text{ kHz}$; 采用变步长 ode45 算法; 相对误差 0.001; 注入幅值为 20 V, 频率为 1 000 Hz 的高频正弦电压信号.

表 1 永磁同步电机仿真参数			
Table 1 Simulation parameters of PMSM			
参数	符号	值	单位
极对数	p_n	2	
d 轴电感	L_d	5.2	mH
q 轴电感	L_q	17.4	mH
定子电阻	R_s	0.33	Ω
阻尼系数	B	0.008	$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$
转动惯量	J	0.008	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
额定转速	n_N	3 000	$\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$

为验证改进转子位置估计方法的可行性和有效性,从转速突变和负载突变两方面进行仿真验证. 设置离散仿真系统,采样时间 10^{-6} s , 仿真时间 1.92 s, 初始时刻电机给定转速 100 r/min, 空载运行, 0.64 s 转速突变至 -100 r/min , 1.28 s 时突加负载至 $0.05 \text{ N}\cdot\text{m}$. 基于外差法和补偿矩阵法的实际和估计的转速、转子位置及误差仿真结果如图 4 ~ 图 9 所示.

由上述仿真结果可知,电机空载运行(即 0 ~ 0.64 s)阶段,外差法的转速超调量为 9.6 r/min, 过渡过程时间为 0.48 s, 实际转速与估计转速最

大转速差为 0.9 r/min; 补偿矩阵法的转速超调量为 6 r/min, 过渡过程时间为 0.27 s, 实际转速与估计转速最大转速差为 0.2 r/min. 电机转速突变后、突加负载前(即 0.64 ~ 1.28 s), 外差法的过渡过程时间为 0.56 s, 补偿矩阵法的过渡过程时间为 0.32 s. 突加负载(即 1.28 s)后, 转速均出现下降, 基于外差法的实际转速与估计转速最大转速差为 2.8 r/min; 基于补偿矩阵法的实际转速与估

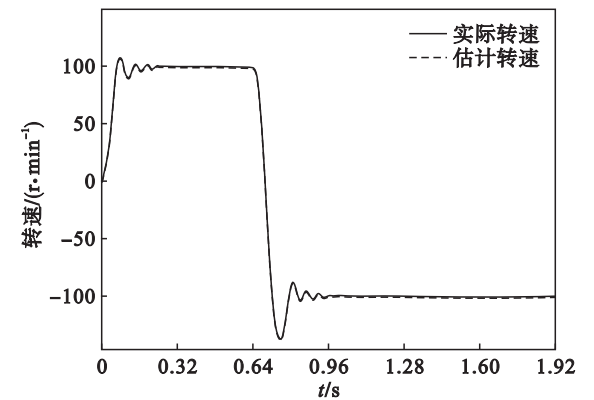


图 4 基于外差法的电机转速仿真结果
Fig. 4 Simulation results of motor speed based on heterodyne method

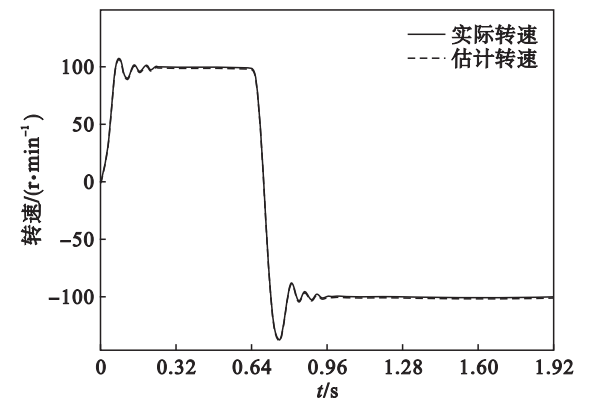


图 5 基于补偿矩阵法的电机转速仿真结果
Fig. 5 Simulation results of motor speed based on compensation matrix method

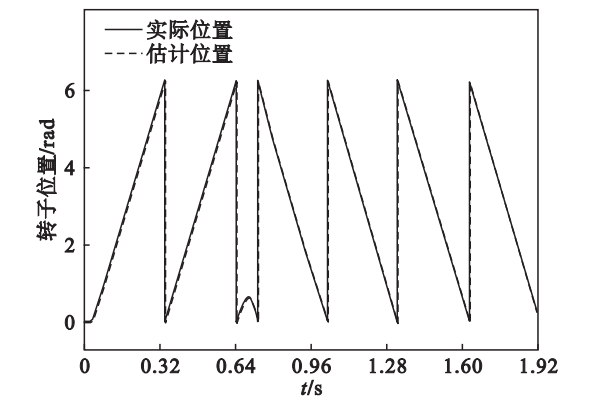


图 6 基于外差法的转子位置估计仿真结果
Fig. 6 Simulation results of rotor position estimation based on heterodyne method

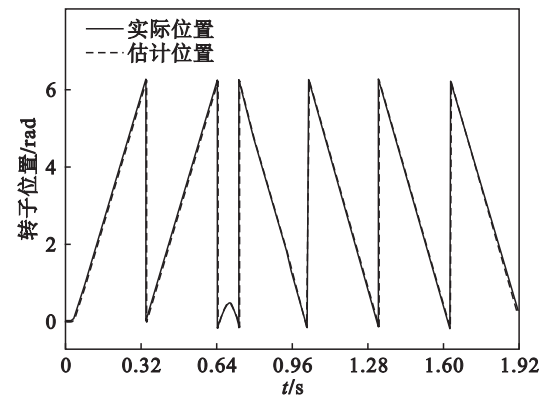


图 7 基于补偿矩阵法的转子位置估计仿真结果
Fig. 7 Simulation results of rotor position estimation based on compensation matrix method

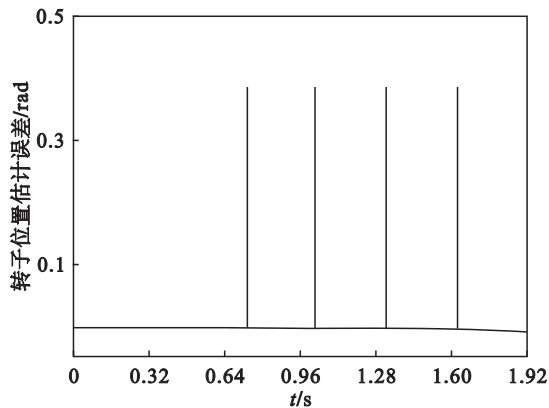


图 8 基于外差法的转子位置估计误差仿真结果
Fig. 8 Simulation results of estimation error of rotor position based on heterodyne method

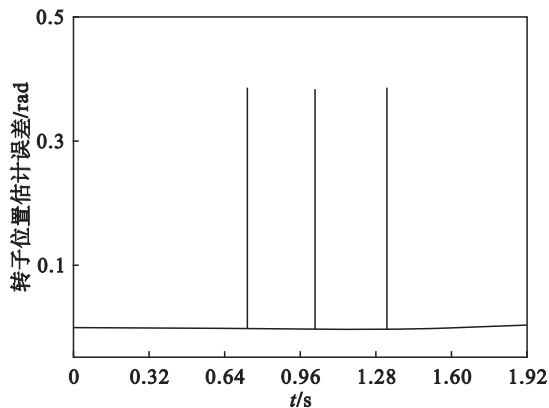


图 9 基于补偿矩阵法的转子位置估计误差仿真结果
Fig. 9 Simulation results of estimation error of rotor position based on compensation matrix method

计转速最大转速差为 0.6 r/min. 因此, 补偿矩阵法和外差法均能实现对转子速度的跟踪, 且均具有一定的抗负载扰动能力, 但前者相较于后者具有更快的动态过渡过程、更小的转速超调量和更好的抗负载扰动性能.

由上述仿真结果可知, 外差法和补偿矩阵法均具有转子位置跟踪能力. 在 0.64 s 和 1.28 s 的

转子位置仿真结果中均体现出转速突变和负载突变. 但是, 突加负载后, 由外差法得到的估计转子位置明显滞后于实际转子位置, 最长滞后时间达到 12.8 ms, 而补偿矩阵法的估计转子位置最长滞后时间只有 4.6 ms. 从转子位置估计误差仿真结果可进一步直观地看出外差法的转子位置估计误差出现的频次明显多于补偿矩阵法.

上述仿真结果表明, 基于补偿矩阵的转子位置估计方法相比于外差法具有更高的转子位置估计精度、更优越的稳态和动态性能以及更强的系统鲁棒性. 由于后者在转子位置估计过程中采用的 LPF 和 BPF 具有时间延迟特性, 造成转子位置估计的滞后, 在一定程度上增大了系统误差.

4 结 论

1) 本文提出基于补偿矩阵的转子位置估计方法, 该方法解决了采用电感矩阵计算转子位置时存在的计算量大、计算过程复杂以及系统鲁棒性差的问题.

2) 分析基于外差法的转子位置估计方法由于使用低通滤波器和带通滤波器造成的估计转子位置滞后的问题, 本文所提方法能够有效解决这一问题.

3) 通过仿真研究对比分析了外差法和补偿矩阵法在转速、转子位置以及转子位置估计误差等方面的性能. 结果表明, 本文提出的方法能够有效减小转子位置估计误差, 加快系统反应速度, 在电机变速、变负载运行中具有较好的控制效果.

参考文献:

[1] Batzel T D, Lee K Y. Slotless permanent magnet synchronous motor operation without a high resolution rotor angle sensor [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2000, 15 (4): 366–371.

[2] Xu P L, Zhu J Q. Carrier signal injection-based sensorless control for permanent-magnet synchronous machine drives considering machine parameter asymmetry [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63 (5): 2813–2824.

[3] Wang K, Chen B, Shen G, et al. Online updating of rotor time constant based on combined voltage and current mode flux observer for speed-sensorless AC drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61 (9): 4583–4593.

[4] Zhu J Q, Gong L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58 (8): 3431–3439.

[5] Wang G, Yang R, Xu D. DSP-based control of sensorless PMSM drives for wide-speed-range operation [J]. *IEEE*

Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (2) : 720 – 727.

[6] Liu J M, Zhu J Q. Novel sensorless control strategy with injection of high-frequency pulsating carrier signal into stationary reference frame[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(4) : 2574 – 2583.

[7] Yoon Y D, Sul S K, Morimoto S, et al. High-bandwidth sensorless algorithm for ac machines based on square-wave-type voltage injection[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(3) : 1361 – 1370.

[8] Wang X, Xie W, Dajaku G, et al. Position self-sensing evaluation of novel CW-PMSMS with an HF injection method[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(5) : 3325 – 3334.

[9] Raca D, Garcia P, Reigosa D, et al. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, 46(1) : 167 – 178.

[10] Kim D, Kwon S K, Sul S K, et al. Suppression of injection voltage disturbance for high-frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced high-frequency current ripple [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2016, 52(1) : 302 – 312.

[11] Bianchi N, Bolognani S. Sensorless-oriented-design of PM motors [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, 45(4) : 1249 – 1257.

[12] Kim S, Ha J I, Sul S K. PWM switching frequency signal injection sensorless method in PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(5) : 1576 – 1587.



(上接第 1233 页)

[10] Li F, Yao Y, Li P, et al. Integrating boundary and center correlation filters for visual tracking with aspect ratio variation [C]//The IEEE International Conference on Computer Vision(ICCV). Venice, 2017 : 2001 – 2009.

[11] Henriques J F, Rui C, Martins P, et al. High-speed tracking with kernelized correlation filters[J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence*, 2014, 37 (3) : 583 – 596.

[12] Bolme D S, Beveridge J R, Draper B A, et al. Visual object tracking using adaptive correlation filters [C]// IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. San Francisco CA; IEEE, 2010 : 2544 – 2550.

[13] Kristan M, Leonardis A, Matas J, et al. The visual object tracking VOT2016 challenge results[C]// IEEE International Conference on Computer Vision Workshops. Cham; Springer, 2014 : 1949 – 1972.

[14] Wang M, Liu Y, Huang Z. Large margin object tracking with circulant feature maps[C]// IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Honolulu, 2017 : 4800 – 4808.

[15] Hare S, Golodetz S, Saffari A, et al. Struck; structured output tracking with kernels [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence*, 2016, 38(10) : 2096 – 2109.

[16] Burges C J C. A tutorial on support vector machines for pattern recognition [M]. Dordrecht : Kluwer Academic Publishers, 1998.