

一种内嵌式永磁同步电机启动策略

郑伟杰^{1,2}, 孙天夫², 来跃深¹, 尚雅层¹

(1. 西安工业大学 机电工程学院, 陕西 西安 710016;

2. 中国科学院 深圳先进技术研究院, 广东 深圳 518000)

摘要:针对基于高频电压信号注入法的内嵌式永磁同步电机低速无位置传感器控制系统无法估计转子初始位置导致电机启动运行困难的问题,提出了一种内嵌式永磁同步电机启动策略。该策略通过向 d, q 轴注入高频脉振三角波电压信号,利用连续信号的解调思想傅里叶分解高频响应电流进行信号调制,获取角度误差信息,采用Luenberger观测器代替单PI调节器构成的锁相环估计转子角度;高频脉振三角波电压信号注入法存在无法进行永磁体N/S极判断问题,该策略采用两次转子预定位法简单有效地将转子定位于位置观测器可准确估计的位置,无需永磁体N/S极判断,控制过程简单易行。Matlab/Simulink仿真结果表明所提出的启动策略稳定有效。

关键词:内嵌式永磁同步电机;无位置传感器;高频脉振三角波电压信号注入法;两次转子预定位法

中图分类号:TM341, TM351 **文献标识码:**A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22282

A Starting Strategy of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHENG Weijie^{1,2}, SUN Tianfu², LAI Yueshen¹, SHANG Yaceng¹

(1. Mechanical and Electrical Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710016, Shaanxi,

China; 2. Shenzhen Institutes of Advanced Technology, Chinese Academy of Sciences,

Shenzhen 518000, Guangdong, China)

Abstract: Aiming at the problem that the low-speed sensorless control system of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) based on high-frequency voltage signal injection method cannot identify the initial position of the rotor, which causes the motor to start up difficultly, a starting strategy of IPMSM was proposed. In this strategy, the high frequency pulse triangular wave voltage signal was injected into d, q axis, and the high frequency response current was decomposed by Fourier transform to modulate the signal to obtain the angle error information, and the Luenberger observer was used to estimate the rotor angle instead of the phase-locked loop composed of a single PI regulator the rotor angle; the high-frequency pulsating triangle wave voltage signal injection method has the problem that the permanent magnet N/S pole cannot be identified, so this strategy used the twice rotor reservation method to simply and effectively locate the rotor to the position that can be accurately estimated by the position observer, without permanent magnet N/S pole judgment, the control process is simple and easy to operate. The Matlab/Simulink simulation results show that the proposed starting strategy is stable and effective.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); sensorless; high-frequency pulsating triangle wave voltage signal injection method; twice rotor reservation method

内嵌式永磁同步电机(IPMSM)具有高功率密度、高转矩电流比、调速范围广等特点,在新能源汽车、数控机床、机器人等领域得到了广泛的应用^[1-2]。在电机启动阶段,为获取高性能的控制

系统,需要检测转子角度进行磁场定向控制。传统的检测方法是安装机械式传感器(如绝对式编码器、增量式编码器、霍尔传感器等)。但机械式传感器的使用在增加系统成本的同时,也降低了

基金项目:广东省重点领域研发计划项目(2019B090917001);国家自然科学基金(51707191);

陕西省重点研发计划项目(2020GY-160)

作者简介:郑伟杰(1993—),男,硕士研究生,Email:2592981263@qq.com

通讯作者:来跃深(1965—),男,本科,教授,Email:Lailiquan @xatu.edu.cn

系统的抗干扰性。无位置传感器控制技术通过构建位置观测器估计转子角度,避免了机械式传感器的使用^[3-4]。在低速与零速时,通常采用具有强鲁棒性的高频注入法,但该方法无法判断永磁体N/S极,难以准确地获取电机转子的初始位置,导致电机启动困难^[5]。

针对上述问题,文献[6]通过向 d, q 轴注入高频脉振方波电压信号,采用无滤波器载波信号分离的方法获取转子角度误差信号,并向 d 轴施加等幅反向的电流偏置,比较 d 轴高频电流响应幅值大小完成永磁体N/S极判断。该方法减少了带通滤波器与低通滤波器的使用,避免了高阶滤波器带来的相位延迟,但电流偏置的施加破坏了高频注入法的连续性且高频电流响应幅值大小受电流噪声影响难以准确获取。文献[7]将正交方波电压信号注入静止坐标系,利用其高频响应电流估计转子角度,再通过向 d 轴注入正弦电流信号完成永磁体N/S极判断。该方法直接通过求反正切获取转子角度,收敛速度快,具有良好的启动性能,但需要进行多次电流差值计算,估计精度受电流零点偏移现象影响严重。

基于以上分析,本文提出了一种内嵌式永磁同步电机启动策略。所提出的策略使用Luenberger位置观测器代替单PI调节器构成的锁相环估计转子角度,降低了转矩波动对估计精度的影响,提高了位置观测器的鲁棒性;针对基于高频脉振三角波电压信号注入法的无位置传感器控制系统无法判断永磁体N/S极的问题,采用两次转子预定位法将转子定位于零度位置(机械角度为零处),无需永磁体N/S极判断,控制过程简单易行,保证了高频脉振三角波电压信号注入法的连续性与电机启动的平稳性。最后,在Matlab/Simulink上搭建了该策略的仿真模型,仿真结果表明该启动策略稳定有效。

1 高频脉振三角波注入法原理

IPMSM在 $d-q$ 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \Psi_r) \\ T_e = \frac{3}{2} n_p [\Psi_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ T_e - T_L - B \omega_m = J \frac{d}{dt} \omega_m \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q, i_d, i_q, L_d, L_q$ 分别为 d, q 轴电压、电流、电感; n_p 为极对数; R_s 为定子电阻; Ψ_r 为永磁体磁链; ω_e 为电角速度; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为摩擦系数; ω_m 为机械角速度。

如图1所示,定义实际 $d-q$ 坐标系与估计 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系之间的夹角为 $\Delta\theta$,则实际转子角度 θ 与估计转子角度 $\hat{\theta}$ 之间的关系为 $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$ 。

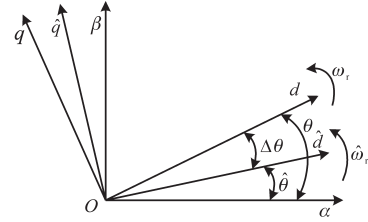


图1 各坐标系关系示意图

Fig.1 Schematic diagram of the relationship of each coordinate system

高频激励下,注入的高频脉振三角波电压信号频率 $\omega_h \gg \omega_e$,则忽略式(1)中电压方程的反电动势和交叉耦合项,并根据实际 $d-q$ 坐标系与估计 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系之间的矩阵变化,推出 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系下的高频响应电压方程为^[8]

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \frac{1}{X_{dh} X_{qh}} \begin{bmatrix} X_1 - X_2 \cos(2\Delta\theta) & -X_2 \sin(2\Delta\theta) \\ -X_2 \sin(2\Delta\theta) & X_1 + X_2 \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 $X_1 = (X_{dh} + X_{qh})/2$ $X_2 = (X_{dh} - X_{qh})/2$

式中: $\hat{u}_{dh}, \hat{u}_{qh}, \hat{i}_{dh}, \hat{i}_{qh}$ 分别为 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系下高频响应电压、电流; X_{dh}, X_{qh} 为 $d-q$ 坐标系下高频阻抗。

向 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系注入高频脉振三角波电压信号,时序图如图2所示。其表达式为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{inj}(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $u_{inj}(t)$ 为幅值是 U_a 的三角波函数。

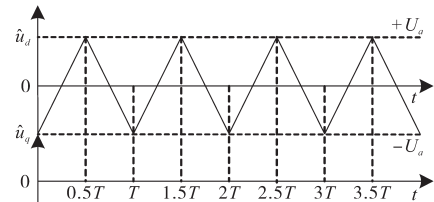


图2 高频脉振三角波电压信号时序图

Fig.2 Sequence diagram of high-frequency pulsating triangle wave voltage signal injection

将注入的高频脉振三角波电压信号进行傅里叶分解并代入式(2)中可得:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_{qh} &= -\frac{u_{inj}(t)}{X_{dh}X_{qh}} X_2 \sin(2\Delta\theta) \\
&= M \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j(2n+1)\omega_h \cdot \cos[(2n+1)\omega_h t]}{X_{dh}X_{qh} (2n+1)^2} \\
&= M \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\omega_h j \cdot \cos[(2n+1)\omega_h t]}{X_{dh}X_{qh} (2n+1)} \\
&= M \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\omega_h \angle(\pi/2)}{|X_{dh}| |X_{qh}| \angle(\eta_{dh} + \eta_{qh})} \cdot \frac{\cos[(2n+1)\omega_h t]}{2n+1} \\
&= -M\omega_h \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[(2n+1)\omega_h t - \eta_{dh} - \eta_{qh}]}{|X_{dh}| |X_{qh}| (2n+1)} \quad (4)
\end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
M &= 4U(L_d - L_q)\sin(2\Delta\theta)/\pi^2 \\
X_{dh} &= R_s + j(2n+1)\omega_h L_d \\
X_{qh} &= R_s + j(2n+1)\omega_h L_q \\
\eta_{dh} &= \arctan[(2n+1)\omega_h L_d/R_s] \\
\eta_{qh} &= \arctan[(2n+1)\omega_h L_q/R_s]
\end{aligned}$$

式中: ω_h 为注入的高频脉振三角波电压信号频率; X_{dh} , X_{qh} 分别为 d , q 轴第 n 次谐波高频阻抗, $n = 0, 1, 2, \dots$; η_{dh} , η_{qh} 分别为 d , q 轴第 n 次谐波高频阻抗相角。

高频激励下电感阻抗远远大于电阻阻抗, 因此式(4)可简化为

$$\hat{i}_{qh} = \frac{4U\omega_h(L_d - L_q)\sin(2\Delta\theta)}{\pi^2 L_d L_q} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[(2n+1)\omega_h t]}{(2n+1)^3} \quad (5)$$

电流传感器测量得到的 $\hat{q}$ 轴电流中包含电磁转矩电流、高次谐波电流与高频响应电流。其中, 电磁转矩电流为直流分量, 高次谐波电流为高频交流量, 均可与 $\sin(\omega_h t)$ 相乘后被低通滤波器(low pass filter, LPF)滤除。根据文献[9], 为保证位置观测器的稳定性, 需将其构建成为负反馈系统, 故本文将 $\hat{i}_{qh}$ 与 -1 相乘后, 再经 LPF 可得含有转子角度误差的函数为

$$\begin{aligned}
g(\Delta\theta) &= \text{LPF}[-\hat{i}_{qh} \cdot \sin(\omega_h t)] \\
&= \frac{-M\omega_h \cos(\eta_{d0} + \eta_{q0})}{|X_{dh0}| |X_{qh0}|} \cdot G \\
&= \frac{4U\omega_h(L_q - L_d)\cos(\eta_{d0} + \eta_{q0})}{\pi^2 |X_{dh0}| |X_{qh0}|} \Delta\theta \cdot G \quad (6)
\end{aligned}$$

式中: G 为 LPF 在 ω_h 上的增益; η_{d0} , η_{q0} 分别为 d , q 轴第零次高频阻抗相角。

式(6)中, 由于 LPF 仅需滤除高频分量, 得到含有转子角度误差信息的低频分量 $g(\Delta\theta)$, 因此截止频率可提高至与注入的高频脉振三角波电压信号频率相同, 则引起的相位滞后可被忽略。

由式(6)可知, 当调节 $g(\Delta\theta)$ 为零时, $\Delta\theta$ 也为零, 即 $\hat{\theta}$ 收敛于 θ 。单 PI 调节器构成的锁相环收敛速度受转矩波动影响大, 严重时易出现超调现象, 因此本文采用基于 IPMSM 数学模型的 Luenberger 位置观测器进行转子角度估计, 提高了位置观测器的鲁棒性。信号解调过程如图 3 所示。

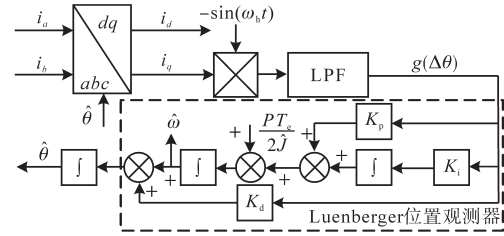


图3 位置观测器工作原理图

Fig.3 Schematic diagram of position observer

图3中, Luenberger 位置观测器传递函数为

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{Js^3 + JK_d s^2 + K_p s + K_i}{\hat{J}s^3 + \hat{J}K_d s^2 + K_p s + K_i} \quad (7)$$

式中: $\hat{J}$ 为估计转动惯量; K_p , K_i , K_d 分别为 Luenberger 位置观测器的比例、积分、微分调节参数。

2 两次转子预定位法

图3所示的位置观测器在 $\Delta\theta = 0$ 或 $\Delta\theta = \pi$ 时皆收敛, 无法进行永磁体 N/S 极判断。文献[5]和文献[6]提出的永磁体 N/S 极判断方法虽然能够有效地识别永磁体 N/S 极, 但向 $\hat{d}$ 轴注入外部信号时都破坏了高频注入法的连续性。因此本文采用两次预定位法将转子定位到零度位置之后再行基于高频脉振三角波电压信号注入法的无位置传感器控制, 无需判断永磁体 N/S 极, 保证了高频脉振三角波电压信号注入法的连续性与电机启动的平稳性。

转子预定位法就是向定子绕组中施加方向不变的定子电流矢量, 使其产生同方向的定子电枢反应磁场, 与永磁体磁场互相作用产生电磁转矩, 将转子旋转于定子电流矢量的位置。

由式(1)中机械运动方程可知, 电机转动需满足 $T_e > T_L$, 因此会存在一个预定位盲区, 且盲区大小与负载转矩成正比^[10]。为了避免因定位盲区导致的电机预定位失败问题, 本文采用两次转子预定位法。将转子预定位于零度位置为例, 如图4所示, 向定子绕组先后施加两次定子电流矢量。第1次预定位时, 向定子绕组施加的定子电流矢量在 d , q 轴的分量为 $i_{dq} = A$, $i_{rd} = 0$, 给定预定位

位转子角度 $\theta' = -\pi$, 则第1次预定位后转子将定位至 $\theta = -0.5\pi$ 的位置, 如图4a所示。第2次预定位时, 向定子绕组施加的定子电流矢量在 d, q 轴的分量为 $i_{tq} = A, i_{td} = 0$, 给定预定位转子角度 $\theta' = -0.5\pi$, 则第2次预定位后转子将定位至 $\theta = 0$ 的位置, 如图4b所示。

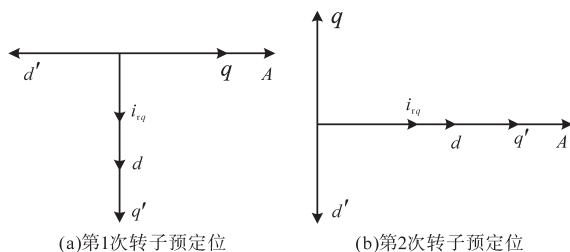


图4 两次转子预定位法

Fig.4 Twice rotor reservation method

图5所示为本文所提出的启动策略工作流程图。首先, 通过施加给定电流 $i_{tq} = A, i_{td} = 0$, 给定预定位转子角度 $\theta' = -\pi$ 完成第1次转子预定位; 第1次转子预定位完成后, 通过施加给定电流 $i_{tq} = A, i_{td} = 0$, 给定预定位转子角度 $\theta' = -0.5\pi$ 完成第2次转子预定位; 第2次转子预定位完成后, 转子处于零度位置, 通过注入高频脉振三角波电压信号进行无位置传感器控制。

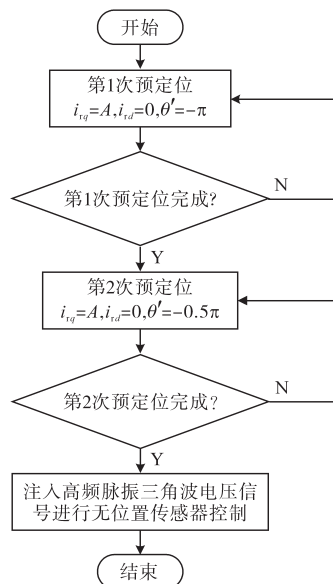


图5 所提出的内嵌式永磁同步电机启动策略流程图

Fig.5 Flowchart of the proposed starting strategy for IPMSM

3 仿真实验结果

为了验证本文所提出的内嵌式永磁同步电机启动策略, 在 Matlab/Simulink 上搭建了该启动策略的仿真模型。仿真所用的电机参数为: 额定电压 320 V, 额定功率 30 kW, d 轴电感 3.15 mH, q

轴电感 4.83 mH, 定子电阻 0.0512 Ω , 极对数 4, 转动惯量 0.0043 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。注入高频脉振三角波频率 2 kHz, LPF 截止频率 2 kHz, 电压幅值 50 V, 逆变器开关频率 10 kHz。

图6所示为电机初始位置为 $\theta = 0.5\pi$, 给定电流矢量大小 50 A ($i_{tq} = 50 \text{ A}, i_{td} = 0$) 时, 电机所产生的电磁转矩大小。由图6a可知, 在第1次预定位时, 由于给定的电流矢量方向为 $\theta' = -\pi$, 与转子位置反向, 则此时的电磁转矩大小约等于零, 无法迫使电机转动。由图6b可知, 当第1次预定位结束后, 电机仍处于 $\theta = 0.5\pi$ 处, 此时保持给定电流矢量大小不变, 给定电流矢量方向为 $\theta' = -0.5\pi$, 根据式(1)中的电磁转矩方程可得此时的电磁转矩大小为 17.43 N·m, 方向为负, 可迫使电机转子顺时针旋转至零度位置。

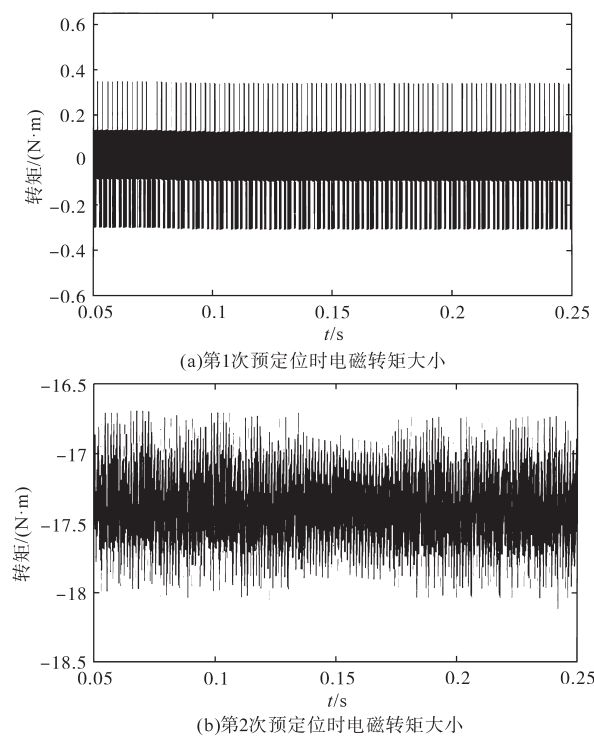
图6 转子初始位置 $\theta = 0.5\pi$ 时产生的电磁转矩波形图Fig.6 Waveforms diagram of electromagnetic torque generated when rotor initial position $\theta = 0.5\pi$

图7所示为电机初始位置为 $\theta = \pi$, 给定电流矢量大小 50 A ($i_{tq} = 50 \text{ A}, i_{td} = 0$) 时, 电机所产生的电磁转矩大小。由图7a可知, 在第1次预定位时, 由于给定的电流矢量方向为 $\theta' = -\pi$, 与转子位置相差 0.5π , 则根据电磁转矩方程计算可得此时的电磁转矩大小为 17.43 N·m, 方向为正, 可迫使电机逆时针旋转至 $\theta = -0.5\pi$ 处。由图7b可知, 当第1次预定位结束后, 电机处于

$\theta = -0.5\pi$ 处,此时保持给定电流矢量大小不变,给定电流矢量方向为 $\theta' = -0.5\pi$,根据电磁转矩方程可得此时的电磁转矩大小为 $17.43 \text{ N} \cdot \text{m}$,方向为正,可迫使电机转子逆时针旋转至零度位置。

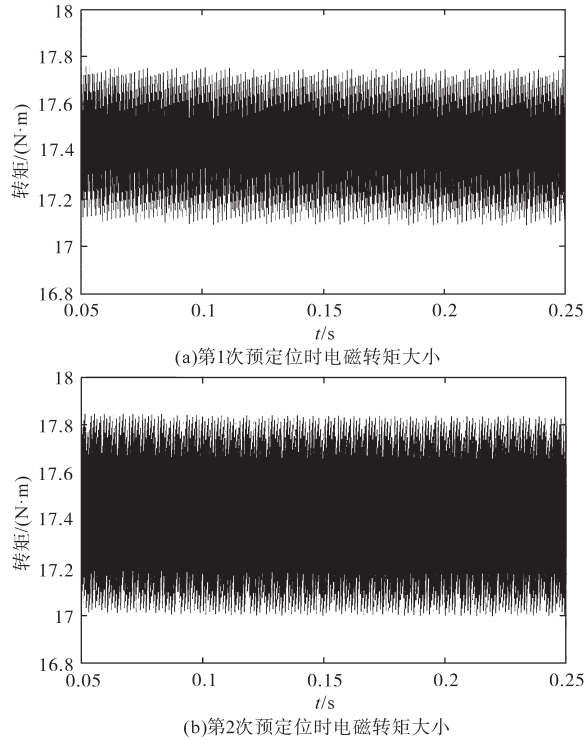


图7 转子初始位置 $\theta = \pi$ 时产生的电磁转矩波形图
Fig.7 Waveforms diagram of electromagnetic torque generated when rotor initial position $\theta = \pi$

根据图6与图7可知,两次转子预定位法可有效地避免定位盲区导致的预定位失败问题,确保转子在任意初始位置都可被定位至零度位置,保障了高频脉振三角波电压信号注入法估计转子初始角度的准确性。

图8所示为电机稳定运行在 $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$ 时的仿真结果。从图8a中可知,位置观测器可精准地估计实际转子角度,收敛速度快。从图8b中可知,估计转子角度与实际转子角度误差一直稳定在 0.04 rad 左右,证明本文提出的高频脉振三角波电压信号注入法具有较高估计精度。

图9所示为电机稳定运行在 $\omega_m = 40 \text{ rad/s}$ 时的仿真结果。从图9a中可知,随着转速的提高,位置观测器仍可有效估计实际转子角度,无超调现象,动态性能好。从图9b中可知,估计转子角度与实际转子角度误差一直稳定在 0.03 rad 左右,证明本文提出的高频脉振三角波电压信号注入法在不同转速下皆具有较高的估

计精度。

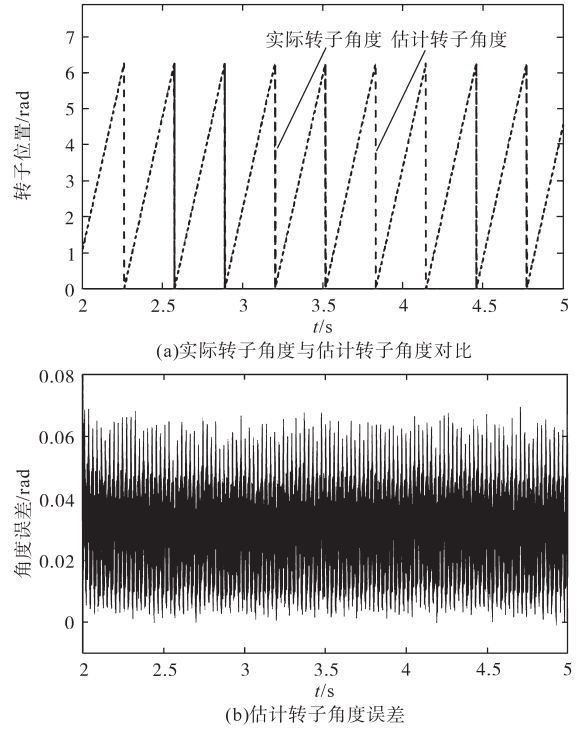


图8 $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$ 时仿真波形图

Fig.8 Simulation waveforms when $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$

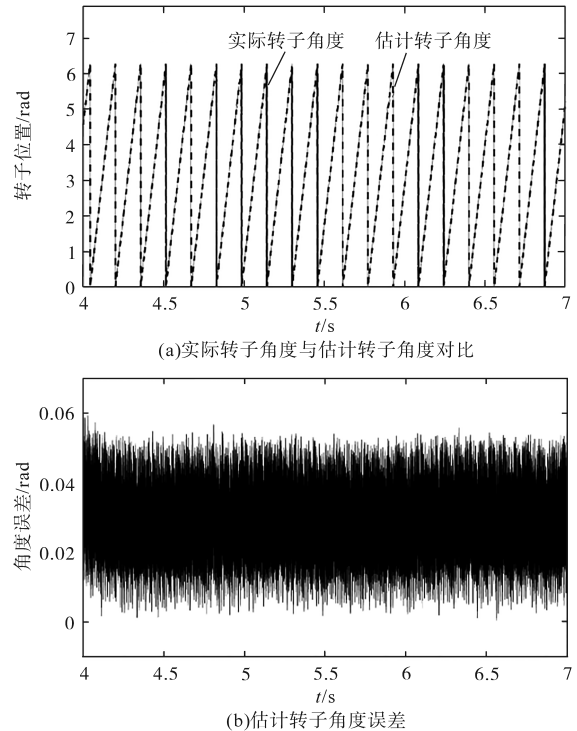


图9 $\omega_m = 40 \text{ rad/s}$ 时仿真波形图

Fig.9 Simulation waveforms when $\omega_m = 40 \text{ rad/s}$

由图8与图9可知,本文所提出的高频脉振三角波电压信号注入法收敛速度快,不同转速工况下皆无超调现象,具有较高的估计精度。

4 结论

本文提出了一种内嵌式永磁同步电机启动策略。该启动策略通过基于Luenberger位置观测器的高频脉振三角波电压信号注入法估计转子角度;针对高频脉振三角波电压信号注入法无法进行永磁体N/S极判断问题,采用了两次转子预定位法将转子定位至零度位置。在Matlab/Simulink平台上搭建了该启动策略的仿真模型,仿真结果显示,电机转子处于任意初始位置时,两次转子预定位法皆可产生较大的电磁转矩将转子旋转至零度位置。当电机运行在不同转速下,基于Luenberger观测器的高频脉振三角波注入法估计误差都在0.04 rad左右,满足电机平稳启动的角度估计要求。综上,本文所提出的启动策略在估计初始位置时无需永磁体N/S极判断,结构简单、易实现,并具有较高的角度估计精度。

参考文献

- [1] Sun T, Koc M, Wang J B. MTPA control of IPMSM drives based on virtual signal injection considering machine parameter variations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(8):6089-6098.
- [2] Sun T, Wang J, Koc M. Self-learning direct flux vector control of interior permanent-magnet machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6):4652-4662.
- [3] Wang Zihui, Lu Kaiyuan, Blaabjerg Frede. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8):3817-3825.
- [4] 刘计龙,肖飞,麦志勤,等. IF控制结合滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器复合控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4):919-929.
- [5] Tang Q P, Shen A, Luo X, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into ABC frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5):3767-3776.
- [6] 张国强,王高林,徐殿国. 基于无滤波器方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(13):162-168.
- [7] 姜燕,刘思美,罗德荣,等. 基于高频正交方波电压注入的永磁同步电机初始位置辨识[J]. 电工技术学报, 2019, 34(19):4006-4016.
- [8] Wu X, Feng Y, Liu X, et al. Initial rotor position detection for sensorless interior PMSM with square-wave voltage injection[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11):1-4.
- [9] 刘颖,周波,李帅,等. 转子磁钢表贴式永磁同步电机转子初始位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18):48-54.
- [10] 陈再发,刘彦呈,卢亨宇. 船舶永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5):58-67.

收稿日期:2020-08-10

修改稿日期:2020-09-29