

一种新型永磁同步电机高频脉冲注入 无感控制方法

谢潇非¹, 乐江源¹, 李飞²

(1. 赣南师范大学 物理与电子信息学院, 江西 赣州 341000;

2. 河南嘉晨智能控制股份有限公司上海分公司, 上海 200120)

摘要:反电动势随电机转速增加而增加,即转速越快,反电动势越大,在低速运行时,传统的永磁同步电机(PMSM)无位置传感器控制技术有用信号的信噪比很低,导致对电机转子位置和速度检测精度降低。为在永磁同步电机运行中不通过位置传感器来获取转子的位置信息,采用了基于高频脉冲电压注入的方法,并使用改进型二阶广义积分器进行选频。通过在 q 轴引入高频电压,提取转子误差信息,利用检测到的 q 轴高频电流响应,实现了实时追踪转子位置。理论、仿真与实验结果均显示该方法能够在低速范围内提高转子实时位置信息的估算精度,并表现出良好的鲁棒性。

关键词:反电动势;高频脉冲注入;改进型二阶广义积分器;无位置传感器

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25991

A Novel Non-inductive Control Method for High-frequency Pulse Injection of Permanent Magnet Synchronous Motor

XIE Xiaofei¹, LE Jiangyuan¹, LI Fei²

(1. College of Physics and Electronics, Gannan Normal University, Ganzhou 341000, Jiangxi, China;

2. Shanghai Branch of Henan Jiachen Intelligent Control Co., Ltd., Shanghai 200120, China)

Abstract: The back electromotive force (EMF) increases with the speed of the motor, that is, the faster the speed, the greater the back EMF, and when running at low speed, the traditional permanent magnet synchronous motor (PMSM) has no position sensor control technology, and the signal-to-noise ratio of the useful signal is very low, resulting in the reduction of the detection accuracy of the motor rotor position and speed. In order to obtain the position information of the rotor without the position sensor in the operation of the permanent magnet synchronous motor, a method based on high-frequency pulse voltage injection was adopted, and an improved second-order generalized integrator was used for frequency selection. By introducing a high-frequency voltage into the q -axis, the rotor error information was extracted, and the detected high-frequency current response in the q -axis was used to track the rotor position in real time. Theoretical, simulation and experimental results show that the proposed method can improve the estimation accuracy of real-time rotor position information in the low speed range, and shows good robustness.

Key words: back electromotive force (EMF); high-frequency pulse injection; improved second-order generalized integrator; no position sensor

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其优秀的机械性能、高承载能力、平滑的转速调控、广泛的调速区间和强劲的转矩输出而获得工业界的青睐^[1]。得益于矢量控制技术原理的提出以及微处理器技术的进步,

PMSM已在工业伺服领域实现了高精度的速度调控,并因此被广泛应用。然而,在实施PMSM的矢量控制时,获取转子速度和位置信息通常依赖于安装在电机上的编码器或旋转变压器这样的传感器设备。这种方法不仅提高了系统整体成本

基金项目:江西省教育厅科技项目(460939)

作者简介:谢潇非(1999—),男,硕士,主要研究方向为检测技术与自动化,Email:15779725685@163.com

和电机轴的转动惯量,也增加了设备的体积和质量,同时造成了额外的接口电路需求。在安装过程中,这些设备还可能因同心度问题导致与实际转子位置的偏差,从而增加系统易受外界干扰的风险,影响系统的整体可靠性。正因为这些挑战,无位置传感器的PMSM控制技术越来越多地受到工业应用领域的关注和研究^[2]。

在矢量控制下,PMSM通过精确的开关策略实现了类似直流电机的性能,克服了其电机参数之间强耦合的限制。该控制策略允许独立控制电流强度和电流产生的转矩,从而实现直接磁通和转矩输出的精细调节^[3]。通过持续监测转子的位置和速度,实现了低转矩波动和高响应速度,非常适合于需求严格的伺服控制系统。尽管如此,矢量控制也存在局限性,尤其是在系统负载很低或者电机运行于低速状态时^[4],鉴于反电动势较弱,在伺服驱动系统中,当转子运行速度较低或处于零速状态时,精确测量其位置和速度变得困难,给系统控制精度带来不利影响^[5]。为解决低速或零速下转子位置检测难题,采用了脉冲高频电压注入技术,有效地提升了在低速甚至零速状态下对PMSM的伺服控制能力^[6]。

高频脉冲电压注入法的一项关键技术是选频,即从注入的高频信号中选取特定频率成分以实现精确控制。目前,常用的选频方法包括带通滤波器(band-pass filter, BPF)^[7]、锁相环(phase-locked loop, PLL)^[8]以及传统的积分器方法^[9]。然而,这些方法在处理高频脉冲电压信号时,往往存在相频特性不理想、响应速度慢以及带宽窄等问题,限制了其在高动态环境中的应用,尤其是在高速电机控制中,频率响应特性直接影响到系统的稳定性和控制精度。此外,传统积分器方法在高频应用中表现出非线性失真和抗噪性能差的问题,进一步限制了其应用范围。但是传统的二阶广义积分器存在无法抑制直流分量和谐波的缺陷,而改进型的广义二阶积分器通过引入低通滤波器的估计直流量,能够抑制正交分量中的直流分量^[10]。

本文在高频电压信号注入的基础上使用相频特性更好的改进型二阶广义积分器进行选频,实现更好的低速带载能力。最后通过Matlab/Simulink软件进行了仿真验证,并搭建了实验平台,验证该方法的效果。

1 永磁同步电机的数学模型

在构建电机的数学模型过程中,为了简化模型通常需要做出一些理想假设:忽略电机铁心的磁饱和效应;不考虑由于电流产生的涡流损耗;忽略磁性材料固有的磁滞损耗并且假设电机中没有阻尼绕组;电机中电流为对称三相正弦波。基于上述假设,提出了一种内置式PMSM的数学模型,该模型在同步旋转 $d-q$ 坐标系(即直轴和交轴坐标系)下展开^[11-13]。在旋转坐标系下,电机的一些参数变为固定值,这简化了电机的动态特性,从而使得控制方法更加直接和清晰。在 $d-q$ 坐标系下,PMSM的数学模型如下:

1) 定子电压方程:

$$\begin{cases} u_d = R i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_e \Psi_q \\ u_q = R i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_e \Psi_d \end{cases} \quad (1)$$

2) 定子磁链方程:

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

3) 电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \Psi_f] \quad (3)$$

4) 运动方程:

$$T_e = T_L + B \omega_m + J \frac{d}{dt} \Psi_m T \quad (4)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为 d, q 轴电压和电流分量; R, L_d, L_q, Ψ_f 分别为定子绕组电阻、 d, q 轴电感和永磁体磁链; Ψ_d, Ψ_q 分别为 d, q 轴磁链; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; ω_e, ω_m 分别为定子角速度和机械角速度; p_n 为磁极对数; B 为阻尼系数; J 为转动惯量。

2 脉冲高频电压注入法

2.1 PMSM在高频信号下的数学模型

为了得到高频激励下内置式永磁同步电机的数学模型,必须重新审视电机在同步旋转坐标系中的电压方程。而高频激励下的电压方程需要考虑额外的高频电动势和电感的频率依赖性。由于注入的电压信号频率非常高,远远高于基波频率,而且高频时电压方程中电阻项相对于电抗要小很多很多,因此电抗可以忽略。由于频率远远高于基波频率,所以带基波频率项的表达式也可以忽略不计,在高频激励下的方程为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} &\approx \begin{bmatrix} L_{dh} & \frac{di_{dh}}{dt} \\ L_{qh} & \frac{di_{qh}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & 0 \\ 0 & L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{dh}}{dt} \\ \frac{di_{qh}}{dt} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_{dh} & 0 \\ 0 & L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p\hat{i}_{dh} \\ p\hat{i}_{qh} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

则 d, q 轴电压电流的对应关系为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $u_{dh}, u_{qh}, i_{dh}, i_{qh}$ 分别为实际转速同步参考坐标系下的定子 d, q 轴高频电压和高频电流; L_{dh}, L_{qh} 分别为高频激励下的 d, q 轴的定子电感; p 为微分算子; $\hat{u}_d, \hat{u}_q, \hat{i}_d, \hat{i}_q$ 分别为估计的 d, q 轴电压和电流; $\Delta\theta$ 为转子位置估计误差。

估计转子旋转坐标系中, 高频电压和电流的关系如下:

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_{dh} \\ p\hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

联立式(8)和式(9), 并化简可得:

$$\begin{cases} p\hat{i}_{dh} = \frac{[L + \Delta L \cos(2\Delta\theta)] \hat{u}_{dh} + \Delta L \hat{u}_{qh} \sin(2\Delta\theta)}{L^2 - \Delta L^2} \\ p\hat{i}_{qh} = \frac{[L - \Delta L \cos(2\Delta\theta)] \hat{u}_{qh} + \Delta L \hat{u}_{dh} \sin(2\Delta\theta)}{L^2 - \Delta L^2} \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$L = \frac{L_q + L_d}{2} \quad \Delta L = \frac{L_q - L_d}{2}$$

式中: L 为平均电感; ΔL 为半差电感。

在估计同步旋转坐标系中, d 轴注入幅值为 u_h 、角频率为 ω_h 的高频电压信号, 代入式(10), 最终可得高频注入下的 d, q 轴电流为

$$\begin{cases} \hat{i}_{dh} = \frac{u_h [L - \Delta L \cos(2\Delta\theta)]}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \sin(\omega_h t) \\ \hat{i}_{qh} = -\frac{u_h \Delta L \sin(2\Delta\theta)}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \sin(\omega_h t) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\hat{i}_{dh}, \hat{i}_{qh}$ 分别为估计转速同步参考坐标系下的

定子 d, q 轴高频电流分量。

2.2 改进型广义二阶积分器

传统的广义二阶积分器可以产生正交信号, 同时滤去高次谐波, 其结构图如图1所示。

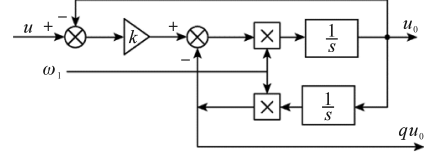


图1 传统广义二阶积分器结构图

Fig.1 Structure diagram of a traditional generalized second-order integrator

图1中, u 为输入信号, u_0 和 qu_0 为两路输出信号, 它们相位相差 90° , k 为增益系数, ω_1 为谐振频率。其传递函数为

$$G_u(s) = \frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \quad (12)$$

$$G_{qu}(s) = \frac{k\omega_1^2}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \quad (13)$$

图2为 $G_u(s)$ 和 $G_{qu}(s)$ 不同 k 值的伯德图。

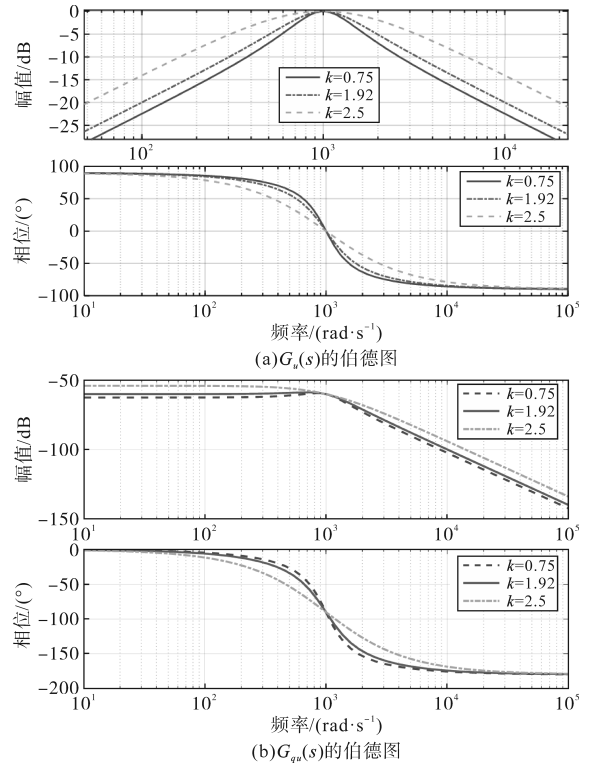


图2 二阶广义积分器的伯德图

Fig.2 Bode plot of a second-order generalized integrator

根据图2, 综合考虑系统的动态响应和滤波性能, 选取 k 为 1.92。

为了抑制正交分量中的直流分量, 在传统的广义二阶积分器结构中加入一个具有固定截止频率 ω_r 的低通滤波器, 改进的广义二阶积分器的

结构图如图3所示,绘制的伯德图如图4所示。其传递函数为

$$G_u(s) = \frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \quad (14)$$

$$G_{qu}(s) = \frac{k(\omega_1^2 - \omega_f s)}{(s + \omega_f)(s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2)} \quad (15)$$

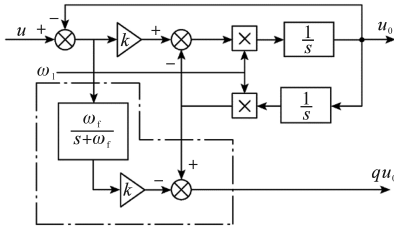


图3 改进型广义二阶积分器结构图

Fig.3 Structural diagram of an improved generalized second-order integrator

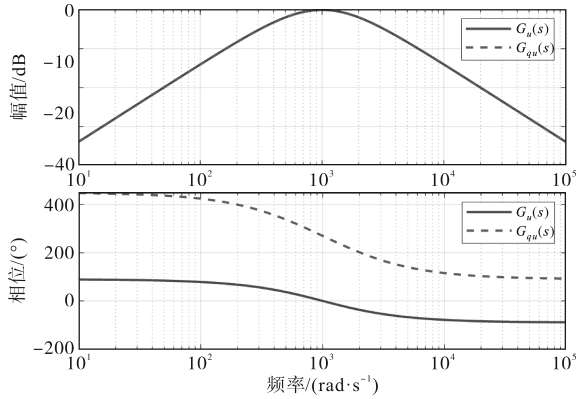


图4 改进型二阶广义积分器伯德图

Fig.4 Bode plot of improved second-order generalized integrator

对比图2和图4可以看出,改进后的 $G_{qu}(s)$ 幅值相同,且改进后的 $G_{qu}(s)$ 与 $G_u(s)$ 特性相同,表现出带通滤波器特性,可以滤除直流分量。

2.3 转子位置估计

根据式(8),可以看出 \hat{i}_{qh} 是一个被 $\sin(2\Delta\theta)$ 调制的频率为 ω_h 的信号。因为频率固定,且这个信号是 I_q 的一部分,所以可以使用带通滤波器或者其他选频器从 I_q 中提取 \hat{i}_{qh} 信号。考虑到带通滤波器的相频特性较差,会对信号带来明显延时,故使用相频特性更好的改进型二阶广义积分器进行选频并输入信号 $\sin(100t) + 0.2\sin(1000t)$ 测试其选频能力,其结果如图5所示。

从图5中可以看出改进型广义二阶积分器具有良好的选频能力。

最终电流信号经过滤波、解调、再次滤波呈现为

$$\Delta i_q = \frac{u_h \Delta L}{2\omega_h(L^2 - \Delta L^2)} \sin(2\Delta\theta) \quad (16)$$

如果转子位置足够小, $\sin\theta \approx \theta$,那么有:

$$i_{\Delta\theta} \approx \frac{u_h \Delta L}{\omega_h(L^2 - \Delta L^2)} \Delta\theta \quad (17)$$

根据式(10)推论,若使 $i_{\Delta\theta}$ 趋于零,那么减小转子位置角估计误差,实际转子位置的估计值将接近于真实转子位置。图6展示了无传感器控制系统的脉冲高频信号注入结构。

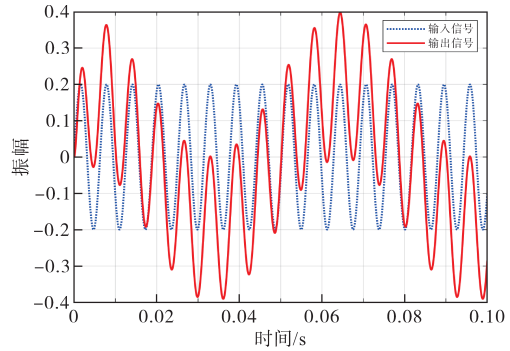


图5 测试选频波形图

Fig.5 Test the frequency-selective waveform diagram

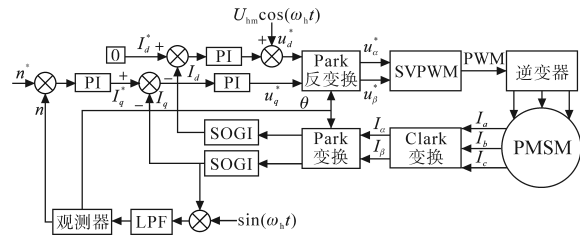


图6 无传感器控制系统的脉冲高频信号注入结构图

Fig.6 Pulsating high-frequency signal injection structure diagram of a sensorless control system

3 仿真验证和结果分析

验证脉冲高频电压注入模型的可行性与稳定性,采用Matlab/Simlink构建永磁同步电机矢量控制系统,系统模型如图7所示。

由图7分析,估算出的转速与给定转速参与速度闭环控制系统,提高系统的稳定性和速度响应精度;估算出的角度参与坐标变换及电流环控制,提高电流调节精度。

脉冲高频电压信号的幅值 V_{in} 为0.2 V,频率为1 200 Hz,即 $U_{in} = V_{in} \cos(2\pi f \cdot t)$ 。图8~图10为脉冲高频电压信号注入法的参数仿真波形。

由图8可知,PMSM启动时,前0.15 s实际角度与估算角度误差约为0.06 rad,在0.15 s之后,误差逐渐减小,减小到0.005 rad。由图9和图10可知,在PMSM启动时增加负载,转矩会在约5 N·m范围内波动,但是在0.15 s之后会逐渐稳定,转速也在0.15 s后逐渐稳定。

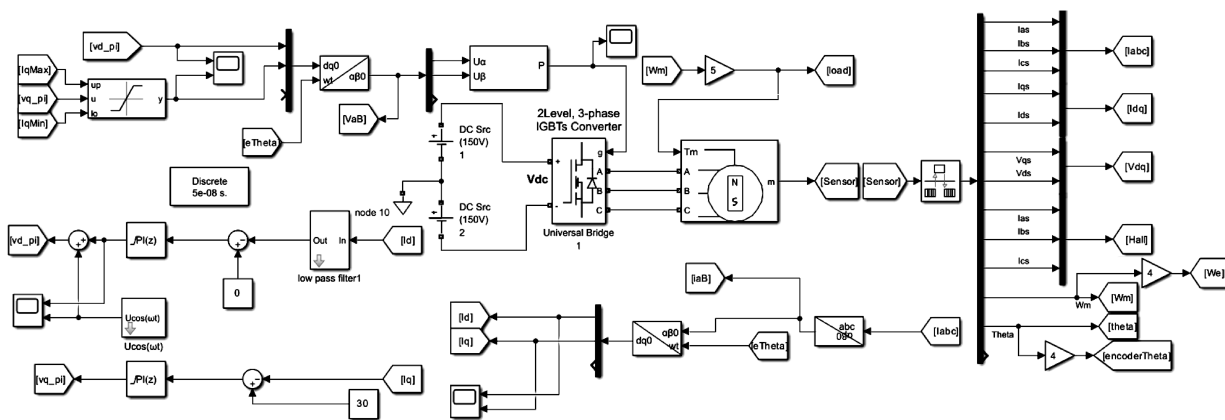


图7 脉冲高频电压注入的PMSM模型

Fig.7 PMSM model of pulsating high-frequency voltage injection

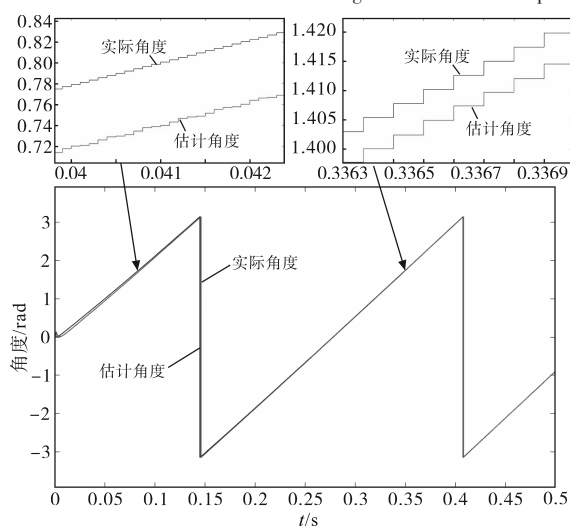


图8 角度仿真波形

Fig.8 Angular simulation waveforms

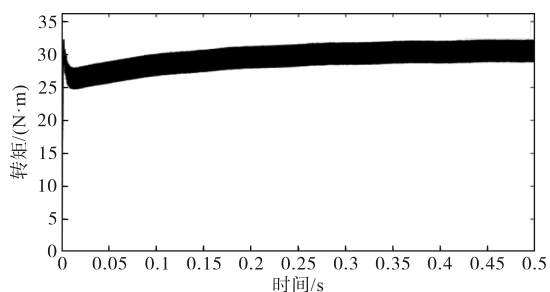


图9 转矩仿真波形

Fig.9 Torque simulation waveform

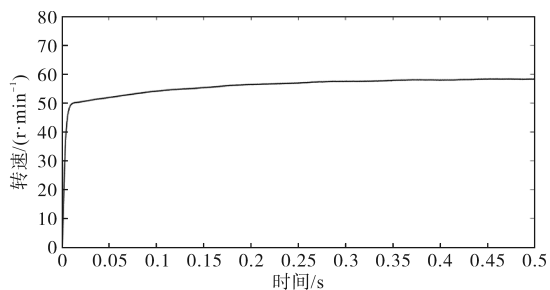


图10 转速仿真波形

Fig.10 Rotational speed simulation waveform

4 实验验证

为验证所采用的高频脉冲注入的PMSM无传感器控制方法的可行性,对采用的控制策略进行实验并进行验证,实验台如图11所示,测试设备如图12所示。

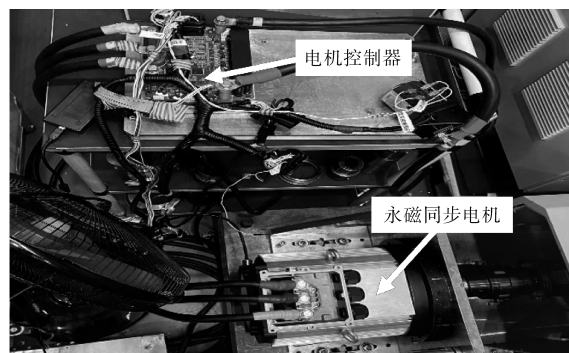


图11 整体实验台

Fig.11 Overall test rig

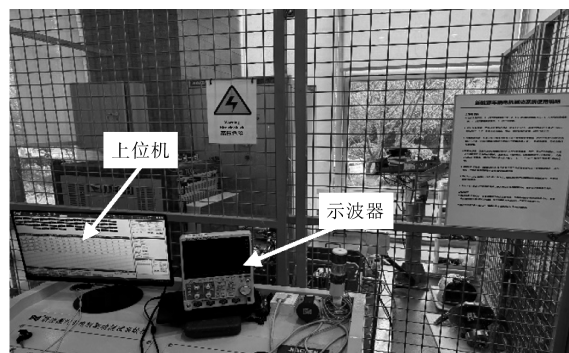


图12 测试设备

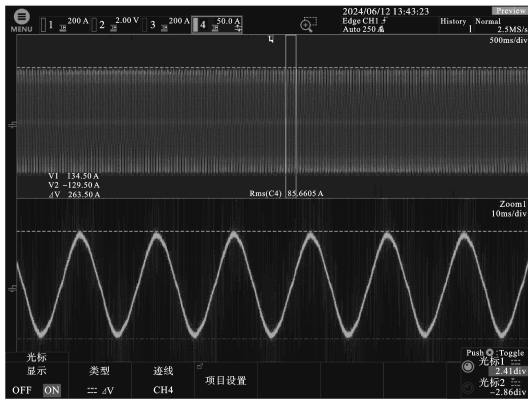
Fig.12 Test equipment

在上位机中分别设置电机电压80 V、转速30 r/min和50 r/min、负载转矩30 N·m和25 N·m,并通过示波器抓取电机运行中的电流波形,波形图如图13和图14所示。

通过CAN(controller area network)获取电机



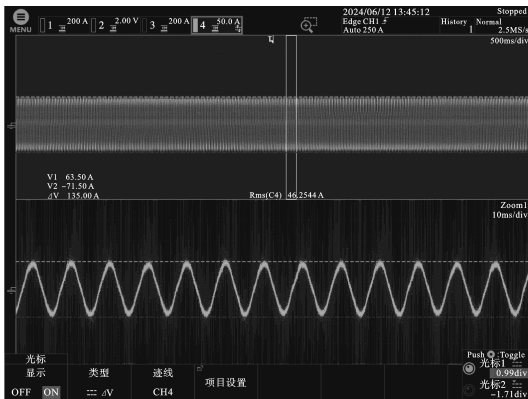
(a)30 r/min



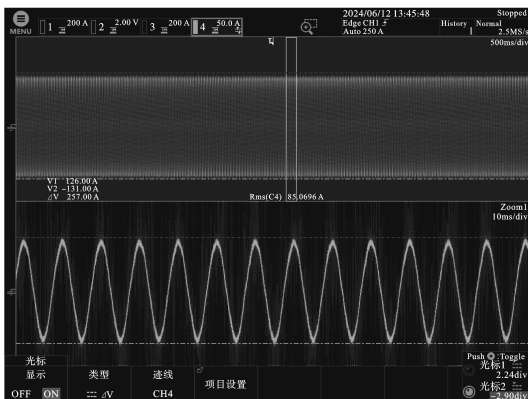
(b)50 r/min

图13 负载转矩30 N·m下电流波形

Fig.13 Current waveforms at load torque 30 N·m



(a)30 r/min



(b)50 r/min

图14 负载转矩25 N·m下电流波形

Fig.14 Current waveforms at load torque 25 N·m

运行中的角度参数并绘制图像,如图15和图16所示。由图15和图16可知,前0.15 s实际角度与估算角度误差约为0.05 rad,与理论值误差约为0.1 rad;在0.15 s之后,误差逐渐减小,减小到0.008 rad,与理论值相差0.003 rad。

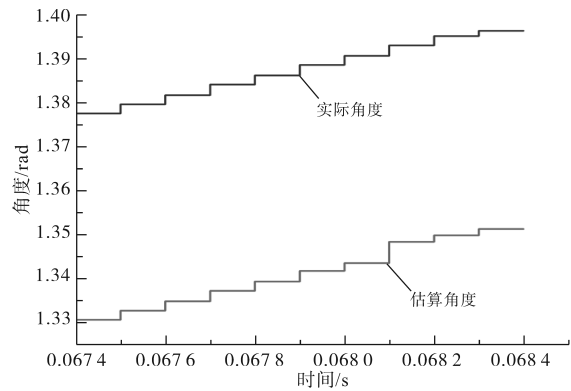


图15 0.15 s前的部分角度图

Fig.15 Partial angle diagram before 0.15 s

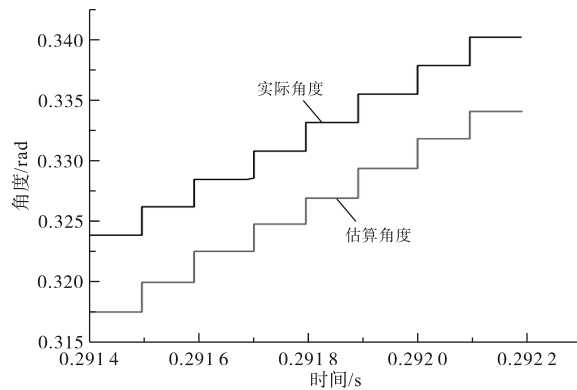


图16 0.15 s后的部分角度图

Fig.16 Partial angle diagram after 0.15 s

5 结论

对PMSM采用脉冲高频电压注入法对电机低速段位置进行无感估算,用二阶广义积分器对电流信号进行选频并提取,经过适当处理后,能估计出转子位置。为验证效果,搭建仿真与台架实验,结果分析出:估算位置能够很快收敛至真实位置附近,但是存在一定误差,误差的大小跟注入的高频信号强度以及电机凸极性强度有关,随着速度稳定,位置误差逐渐减小;因为高频信号在q轴上也存在一定分量,转矩存在一定波动,但是具备很好的带载能力,提高了永磁同步电机系统的稳定性及动态特性。

参考文献

[1] 王逸之.永磁同步牵引电机全速域无位置传感器控制研究[D].北京:北京交通大学,2019.

- WANG Yizhi. Research on full speed range sensorless control of permanent magnet synchronous traction motor[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2019.
- [2] 符慧,左月飞,刘闯,等. 永磁同步电机转速环的一种变结构PI控制器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 237-242.
FU Hui, ZUO Yuefei, LIU Chuang, et al. A variable structure PI controller for permanent magnetic synchronous motor speed-regulation system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 237-242.
- [3] 吕从鑫,汪波,陈静波,等. 永磁同步电机控制策略综述与展望[J]. 电气传动自动化, 2022, 44(4): 1-10.
LÜ Congxin, WANG Bo, CHEN Jingbo, et al. Review and prospect of control strategies for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Drive Automation, 2022, 44(4): 1-10.
- [4] 周学超. 永磁同步电机无传感器的矢量控制算法研究[D]. 烟台:烟台大学, 2023.
ZHOU Xuechao. Research on sensorless vector control algorithm of permanent magnet synchronous motor[D]. Yantai: Yantai University, 2023.
- [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.
GU Shanmao, HE Fengyou, TAN Guojun, et al. A review of sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(11): 14-20.
- [6] 刘伟,刘浩民. 改进的脉振高频注入永磁同步电动机无传感器控制[J]. 电气技术, 2023, 24(6): 6-12, 20.
LIU Wei, LIU Haomin. Improved sensorless control for pulsating high frequency signal injection of permanent magnet synchronous motor[J]. Electrical Engineering, 2023, 24(6): 6-12, 20.
- [7] MOHAMMED O A, KHAN A A, EL-TALLAWY A M, et al. A wavelet filtering scheme for noise and vibration reduction in high-frequency signal injection-based sensorless control of PMSM at low speed[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 27(2): 250-260.
- [8] AKGUL K, TAP A, ERGENC A F, et al. Sensorless control of PMSynRM with HFI method using modified PLL for low speeds[C]//2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Valencia, Spain, 2022.
- [9] 刘兵,周波,倪天恒,等. 基于广义二阶积分器的表贴式永磁同步电机低速转子位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23): 23-33.
LIU Bing, ZHOU Bo, NI Tianheng, et al. A novel position observer for spmsm sensorless control based on second-order generalized integrators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(23): 23-33.
- [10] 孙洪博,张晓宇,柳向斌. 永磁同步电机无传感器控制研究综述[J]. 控制工程, 2024, 31(10): 1786-1796.
SUN Hongbo, ZHANG Xiaoyu, LIU Xiangbin. A review of sensorless control for permanent magnet synchronous motors[J]. Control Engineering of China, 2024, 31(10): 1786-1796.
- [11] 李文真,许宇豪. 基于增益控制的永磁同步电机低速转子位置估算方法[J]. 微特电机, 2024, 52(1): 63-69.
LI Wenzhen, XU Yuhao. Estimation method of low speed rotor position of permanent magnet synchronous motor based on gain control[J]. Small & Special Electrical Machines, 2024, 52(1): 63-69.
- [12] 周浩,丰飞. 基于脉振高频电压信号注入的新型三相永磁同步电机无传感器研究[J]. 现代机械, 2023(3): 81-84.
ZHOU Hao, FENG Fei. Sensorless research on three-phase permanent magnet synchronous motor based on pulse high-frequency voltage signal injection[J]. Modern Machinery, 2023(3): 81-84.
- [13] 柳霖,王凯,郭玲玲,等. 航天机电作动器中双三相永磁同步电机优化设计[J]. 飞控与探测, 2022, 5(1): 75-84.
LIU Lin, WANG Kai, GUO Lingling, et al. Optimal design of dual three-phase pmsm for electromechanical aerospace actuator[J]. Flight Control and Detection, 2022, 5(1): 75-84.

收稿日期:2024-06-13

修改稿日期:2024-10-21