

一种基于脉振高频电压注入法的转子位置检测方法

彭思齐,李洞湘

(湘潭大学 信息工程学院,湖南 湘潭 411105)

摘要:在基于脉振高频电压注入法的内置式永磁同步电机(IPMSM)无位置传感器控制中,使用滤波器提取转子位置信息影响了系统动态性能。提出一种基于二阶广义积分器(SOGI)的转子位置检测方法。利用SOGI构建位置观测器,简化系统参数整定过程,动态过程中可以更加准确地提取转子位置信息,有效地减小了转子位置动态估计误差,最后仿真结果表明该方法改善了系统的控制性能。

关键词:二阶广义积分器;内置式永磁同步电机;脉振高频电压注入法;无位置传感器

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19027

A Rotor Position Detection Method Based on High-frequency Pulsating Voltage Injection

PENG Siqi, LI Dongxiang

(College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, Hunan, China)

Abstract: In high frequency pulsating voltage injection based sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM), the filters influences the dynamic performance of the system in the process of extracting rotor position information. A novel rotor position estimation scheme was proposed which based on the second-order generalized integrators (SOGI). A new position observer was made up of the SOGI, which made the process of the system parameters setting easier. In the dynamic process, it could extract the rotor position information more accurately and reduce the dynamic rotor position estimation error effectively. The result of the IPMSM simulation verifies that the method can improve the control performance of the system.

Key words: second-order generalized integrator(SOGI); interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM); high-frequency pulsating voltage injection; sensorless

内置式永磁同步电机(IPMSM)具有体积小、效率高和输出转矩能力强等优点,在电动车驱动、舰船推进、数控系统及家用电器等领域得到了广泛应用^[1]。永磁同步电机的高性能控制依赖于精确的转子位置信息,然而通常使用的光电编码器和旋转变压器等机械式位置传感器成本高、体积大、抗干扰能力差,限制了永磁同步电机的推广应用,因此,无位置传感器控制技术的出现为解决这一问题提供了途径^[2]。

目前永磁同步电机无位置传感器控制技术主要可分为零低速和中高速2种^[3-5]。中高速段主要利用电机的反电动势进行转子位置估计,常用的方法有滑模观测器法和模型参考自适应等方法。中高速段控制技术易于实现,但是在电机

零速或低速运行时,电机绕组反电动势很小或为零,此控制方法就会失效或根本无法检测。低速段主要基于电机转子凸极追踪思想实现,不依赖电机的基波方程,对电机参数变化不敏感,鲁棒性好,其中具有代表性的方法有脉振高频电压注入法和旋转高频电压注入法。脉振高频电压注入法在估计转子位置过程中,观测器结构及参数对观测精度及鲁棒性有较大影响,主要需考虑信号简单处理方法、数字滤波器设计以及逆变器非理想因素影响等问题^[6]。为了提升脉振高频电压注入法的观测精度,许多学者对此展开了研究。文献[7]通过推导转子位置估计误差公式,总结出主控制器频率、逆变器直流母线电压以及注入电压信号幅值对转子位置估计误差的影响规律;

文献[8]推导了转子位置观测环节中由滤波器和速度反电动势引起的位置估计误差公式,并给出了补偿方案。但上述文献只考虑转子位置稳态观测精度,而在实际应用中,限制无位置传感器控制技术发展还存在着另外一个因素——动态性能不佳。转子位置观测环节使用滤波器限制了电流环和位置观测器的带宽^[9],影响了系统的动态性能。文献[10]对位置观测环节进行简化,省略了传统脉振高频电压注入法位置观测环节带通滤波器的使用,避免了不必要的延迟和幅值衰减,但低通滤波器(low pass filter, LPF)依然影响了系统的动态性能;文献[11]利用等纹波最佳逼近有限元冲击响应(finite impulse response, FIR)滤波器实现了转子位置信息的提取,降低了信号处理延迟,但滤波器的参数在系统运行过程中难以实时调节;文献[12]利用模糊PI来提升位置观测环节的系统带宽,但仍然没有较好地消除滤波器对转子位置观测的影响。

为了进一步提高脉振高频电压注入法在IPMSM的控制性能,本文在深入研究脉振高频电压注入法的基础上,提出一种基于二阶广义积分器(SOGI)的转子位置检测方法,该方法结构简单、参数更易调整,有效地减小了转子动态位置估计误差,最后通过仿真验证了该方法的正确性。

1 脉振高频电压注入法的基本原理

1.1 永磁同步电机数学模型

假设IPMSM为理想电机,空间磁场为正弦分布,忽略电机铁心的饱和、磁滞和涡流损耗等影响因素,IPMSM电压方程的表达式如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega_c i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega_c i_d + \omega_c \Psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为定子电压的 d, q 轴分量; i_d, i_q 分别为定子电流的 d, q 轴分量; R_s 为定子的电阻; Ψ_f 为永磁体磁链; L_d, L_q 分别为电感 d, q 轴分量; ω_c 为转子电角速度。

1.2 永磁同步电机数学模型

定义转子位置估计误差 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (2)$$

式中: θ 为实际转子位置, $\hat{\theta}$ 为估计转子位置。实际转子位置坐标系与估计转子位置坐标系关系图如图1所示, $\alpha-\beta$ 为两相静止坐标系, $d-q$ 为

实际转子同步旋转坐标系, $\hat{d}-\hat{q}$ 为估计转子同步旋转坐标系。

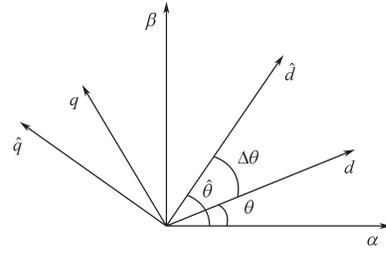


图1 实际、估计转子位置坐标系关系图

Fig.1 Relationship between actual and estimated rotor position reference frames

实际转子位置坐标系与估计转子位置坐标系变换矩阵如下式:

$$T_{d-q \rightarrow \hat{d}-\hat{q}} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

电机在高频电压信号的激励下,其转子旋转角频率 ω_c 远小于高频电压信号角频率 ω_h ,可以将电机数学模型等效为简单的 R-L 串联模型,且高频信号激励下电阻相对于电抗小很多,可以忽略不计,因此,高频激励下三相 IPMSM 的电压方程可简化为

$$\begin{cases} u_{dh} = L_d \frac{di_{dh}}{dt} \\ u_{qh} = L_q \frac{di_{qh}}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

式中: i_{dh}, i_{qh} 分别为 d, q 轴高频电流; u_{dh}, u_{qh} 分别为 d, q 轴高频电压; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感。

采用 $i_d = 0$ 进行矢量控制,为减小电机的转矩脉动,在估计旋转坐标系 \hat{d} 轴上注入高频电压余弦信号为 $U_{mh} \cos(\omega_h t)$,结合式(3)和式(4)可求得 q 轴高频响应电流为

$$\hat{i}_{qh} = \frac{U_{mh} \sin(\omega_h t)}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \Delta L \sin(2\Delta\theta) \quad (5)$$

其中 $\Delta L = (L_q - L_d)/2$ $L = (L_q + L_d)/2$ 式中: ΔL 为 d, q 轴差模电感; L 为 d, q 轴共模电感; ω_h 为高频电角速度。

1.3 转子位置误差信息提取

从式(5)可以看出,当估计位置与实际位置的误差 $\Delta\theta$ 非常小时, \hat{i}_{qh} 也非常小,接近于零。因此,可以对高频响应电流进行适当的信号处理,得到转子位置误差信息 $f(\Delta\theta)$,再将其作为转子位置观测调节器的输入信号,即可获得估计的转子位置和转速。

传统的信号处理方式将检测到的 \hat{q} 轴电流经过带通滤波器提取高频电流信号 \hat{i}_{qh} ,再与调制

信号 $\sin(\omega_h t)$ 相乘,经低通滤波器得到 $f(\Delta\theta)$,其表达式如下式:

$$f(\Delta\theta) = LPF[\hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t)] = \frac{U_{mh}(L_q - L_d)}{4\omega_h L_q L_d} \sin(2\Delta\theta t) \quad (6)$$

文献[10]提出一种估计系统的简化设计,省略了带通滤波器的使用,避免了不必要的信号延时和幅值衰减,简化后基于低通滤波器的转子位置观测器结构图如图2所示,基于低通滤波器的脉振高频电压注入法对应的控制框图如图3所示。

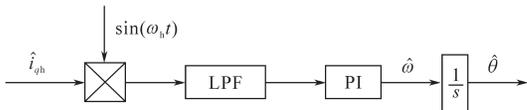


图2 基于低通滤波器的转子位置观测器结构

Fig.2 Structure of rotor position observer based on LPF

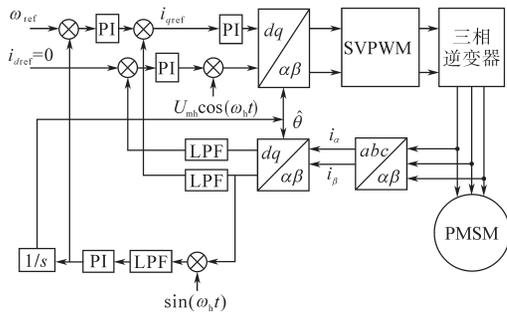


图3 基于低通滤波器的脉振高频电压注入法控制框图

Fig.3 Control block diagram of high-frequency pulsating voltage injection based on LPF

2 新的转子位置检测方法

2.1 二阶广义积分器(SOGI)基本结构

高频信号注入法检测转子位置的准确性依赖于电机自身的电压、电流信号,高频响应电流和 $f(\Delta\theta)$ 提取的准确性直接影响估计转子位置的精度。实际系统运行中,低通滤波器滤波效果不如理论推导理想,截止频率的设定大小对基频信号的提取影响存在差异,也是导致整个系统参数调节困难的关键所在,特别是当转速或转矩出现阶跃变化时,在相同的系统参数条件下,转子位置动态估计误差变大,影响系统的动态性能。

SOGI已经在有源滤波、不间断电源(uninterrupted power supply, UPS)、电网同步等领域得到了广泛的应用^[13],它能够输出特定频率的信号,产生延时少,结构简单,参数调整容易。由于存在内环反馈环节,在转子位置信息处理过程中可以快速跟踪给定信号,准确提取含有转子位置误

差信息的信号,从而具有更好的动态性能,其结构如图4所示。

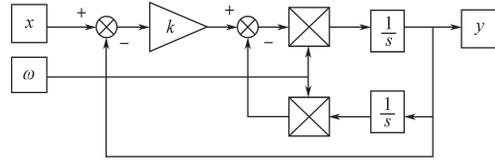


图4 SOGI结构

Fig.4 Structure of SOGI

图4中, x 为输入信号; ω 为所需提取信号的频率; y 为输出信号; k 为系统可调参数, SOGI结构的传递函数如下式所示:

$$\frac{y}{x} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (7)$$

SOGI 传递函数伯德图如图5所示, $\omega = 2000\pi \text{ rad/s}$ 。

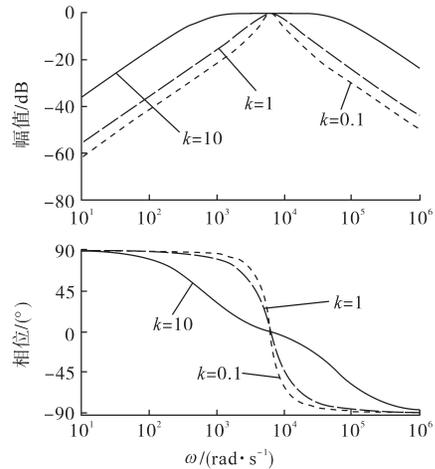


图5 SOGI结构的传递函数伯德图

Fig.5 Bode diagram of the transfer function with SOGI structure

2.2 基于SOGI结构的转子位置检测方法

从 SOGI 结构的传递函数伯德图可以看出,该结构可以实现提取特定频率信号的功能。为比较低通滤波器和二阶广义积分器提取特定频率信号的性能,2种结构方法提取基频信号的结果如图6所示。给定信号为1个幅值为1V的50Hz的基频信号,叠加1个1kHz的高频信号,并在 t 时刻基频信号幅值阶跃至2V,将给定信号作为前后2种方法的输入。从波形来看,给定信号经过低通滤波器后滤波效果较差,相位延迟和幅值减小明显,而经过 SOGI 滤波效果明显更好,幅值衰减和信号延迟都非常小。在基频信号阶跃过程中, SOGI 仍然能保证快速准确提取基频信号。因此, SOGI 可以更好地提取转子位置信息,有效减小阶跃信号对位置观测器提取转子位置

信息的影响。

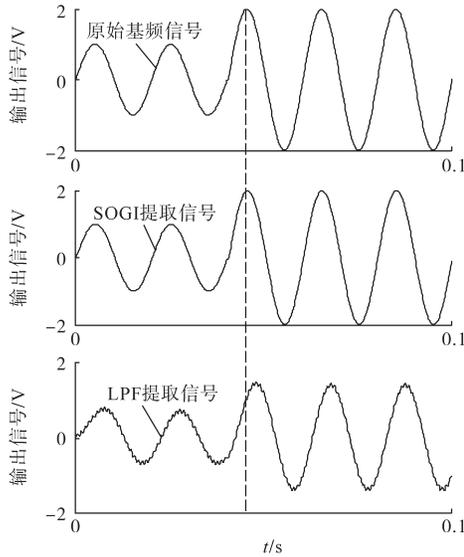


图6 2种不同结构提取基频信号波形图

Fig.6 Fundamental frequency signal extraction waveforms of two different structure

基于 SOGI 的转子位置观测器结构如图 7 所示。该结构主要由 2 个二阶广义积分器组成,第 1 个二阶广义积分器用于提取高频响应电流 \hat{i}_{qh} , 第 2 个二阶广义积分器用于实现提取转子位置误差信号 $f(\Delta\theta)$ 。

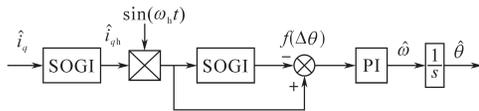


图7 基于 SOGI 的转子位置观测器结构

Fig.7 Structure of rotor position observer based on SOGI

低通滤波器提取转子位置误差信号 $f(\Delta\theta)$ 的主要原理是消除基频信号以上的所有频率信号,而 SOGI 主要用于提取某一特定信号频率,由于基频信号随着工况不同会发生变化,所以 SOGI 不能直接用于提取转子位置误差信号 $f(\Delta\theta)$ 。针对这一问题,提出一种基于 SOGI 的转子位置误差信号 $f(\Delta\theta)$ 提取方法,利用 SOGI 提取调制信号中频率为 $2\omega_h$ 的高频信号,再进行一次减法运算得到 $f(\Delta\theta)$,如下式:

$$f(\Delta\theta) = \hat{i}_{qh} - \text{SOGI}(\hat{i}_{qh} \sin(2\omega_h t)) \quad (8)$$

该方法在提取转子位置误差信息过程中未对基频信号造成影响,且可以减小高频信号附近谐波对基频信号的影响。在信号处理延时方面,新的位置检测方法虽利用了 2 个二阶广义积分器进行转子位置信息提取,但从图 6 可以看到,信号处理延时极少,因此该方法对系统的动态响应速度影

响不大。

3 仿真实验结果分析

为了验证基于二阶广义积分器的转子位置观测器检测转子位置的性能,对一台内置式永磁同步电机进行仿真研究,电机参数为:直流母线电压 $U_{dc}=311\text{ V}$, 定子电阻 $R=0.33\ \Omega$, d 轴电感 $L_d=5.2\text{ mH}$, q 轴电感 $L_q=17.4\text{ mH}$, 永磁磁链 $\Psi=0.646\text{ Wb}$, 转动惯量 $J=0.008\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 极对数 2。

结合文献[7]对脉振高频电压注入法的研究和结论,降低三相逆变器直流母线电压 E 与注入脉振高频电压幅值 U_{mh} 之比 E/U_{mh} , 可以减小脉振高频电压注入法位置估计误差。因此,仿真中注入电压信号频率为 1 kHz , 幅值为 50 V 。

给定转速 100 r/min , 0.5 s 后转速阶跃至 150 r/min , 并让电机在空载情况下运行,仿真中所用低通滤波器传递函数为 $H(s)=1/(1+T_d s)$, 其中 $T_d=1/\omega_c$, ω_c 为截止频率。设定低通滤波器的截止频率为 50 Hz , 在基于 SOGI 的转子位置观测器中,第 1 个二阶广义积分器 k 的取值设定为 0.1 , 第 2 个二阶广义积分器 k 的取值设定为 0.5 , 为更好地比较 2 种方法的性能,仿真中所用 PI 调节器参数均为一致。

图 8 为 IPMSM 转速阶跃变化时转子位置、估计位置及位置估计误差波形。由图 8 可以看出,在电机启动速度上升过程和转速阶跃变化过程中,基于低通滤波器的位置观测器引起的位置估计误差约为 0.07 rad 和 0.03 rad , 而基于 SOGI 的位置观测器引起的位置估计误差约为 0.01 rad 和 0.008 rad , 动态估计误差分别减少约 0.06 rad 和 0.02 rad 。因此,转速阶跃过程中,基于 SOGI 的转子位置观测器可以更加准确地估算转子位置,有效减少转速阶跃时转子动态位置估计误差。从图 8 中还可以看到,基于低通滤波器的位置观测稳态估计误差随着转速的上升而变大,而基于 SOGI 的位置观测器稳态估计误差在转速变化前后保持一致,说明新的转子位置检测方法能更好地适应不同工况,参数设计简单且对于系统 PI 调节器参数适用性强。但基于 SOGI 的位置观测器稳态转子位置估计误差波形效果略差于基于低通滤波器的位置观测器,因为在提取转子位置误差信号过程中,低通滤波器消除的是截止频率以上所有的信号,而 SOGI 结构是提取特定频率信号,对开关频率次谐波抑制作用不大。

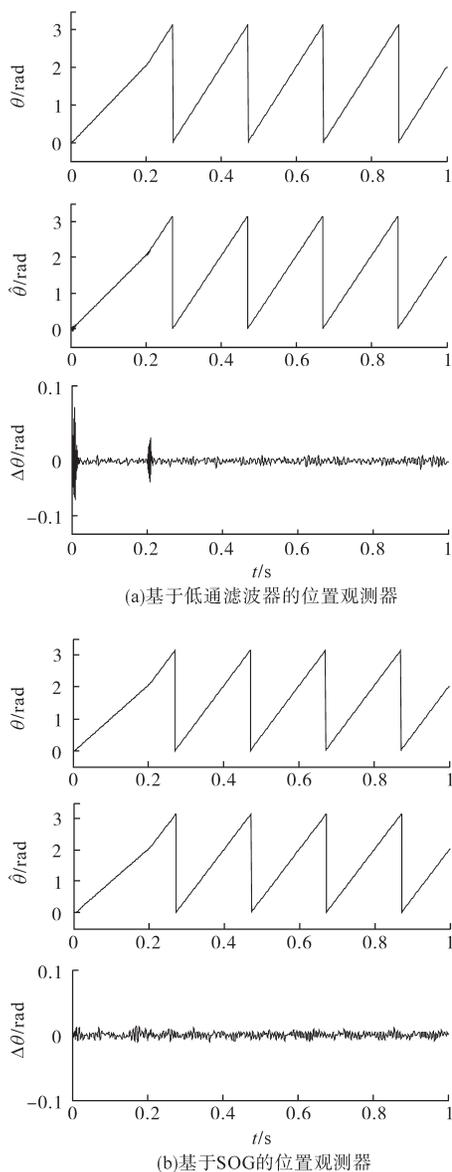


图8 转速阶跃时转子实际位置、估计位置及转速误差波形
Fig.8 Waveforms of rotor actual position, rotor estimated position and speed error under the step of speed

图9为IPMSM运行于100 r/min,负载转矩从0~2 N·m阶跃变化时,基于低通滤波器的位置观测器和基于SOGI的位置观测器2种方法的仿真结果。从图9波形可以看到,2种方法均能较好地跟踪实际值,基于SOGI的位置观测器转矩波形效果略差于基于低通滤波器的位置观测器,同样也是因为SOGI结构对开关频率次谐波抑制作用不大。负载阶跃变化后,基于低通滤波器的位置观测器稳态位置估计误差约从0.01 rad变大为0.02 rad,而基于SOGI的位置观测器的稳态位置估计误差前后保持一致,进一步说明基于SOGI的位置观测器在系统负载变化过程中能准确地提取转子位置信息。

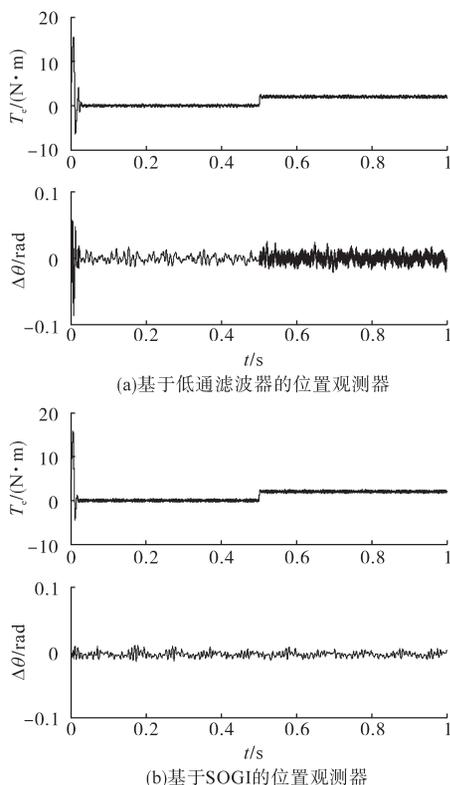


图9 转矩阶跃时转矩及转子位置误差波形
Fig.9 Waveforms of torque and rotor position error under the step of torque

4 结论

本文采用基于二阶广义积分器的位置观测器实现了内置式永磁同步电机无速度传感器控制方法在低速范围内的运行。基于二阶广义积分器的位置观测器结构简单,容易实现,简化了系统参数整定过程,在电机工况突变时也能准确提取转子位置信息,有效减少了转子位置动态估计误差,进一步提升了脉振高频电压注入法的控制性能。最后仿真结果证明了该方法的有效性。

参考文献

- [1] Dutta R, Rahman M F. Design and Analysis of an Interior Permanent Magnet (IPM) Machine with Very Wide Constant Power Operation Range[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(1): 25-33.
- [2] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [3] 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.
- [4] 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.

(下转第11页)