

基于脉振高频方波注入的永磁同步电机 无位置传感器磁场定向控制

吴少风, 单 忠

(上海万砺电子科技有限公司, 上海 201206)

摘 要: 针对永磁同步电机的无位置传感器的磁场定向控制, 采用了一种基于方波电压的脉振高频注入法。该方法注入新颖的方波电压信号, 通过二阶有限长单位冲激响应 (FIR) 高通滤波器提取高频响应, 使用闭环的锁相环进行位置计算, 通过改变 d 轴基波电流辨别初始的转子极性。通过理论分析, 用数学表达式描述了各环节实用的特征, 然后根据分析的特征, 进行了相应的试验。结果表明, 注入高频方波, 其频率提升至控制频率的一半, 可闻噪声基本消失, 信号处理极大简化, 可测转速范围提升至中高速阶段。

关键词: 永磁同步电机; 高频方波注入; 无位置传感器控制; 磁场定向控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)01-0041-07

doi: 10.12177/emca.2019.141

Sensorless Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fluctuating High Frequency Square Wave Injection

WU Shaofeng¹, SHAN Zhong²

(Shanghai Vanli Technology Co., Ltd., Shanghai 201206, China)

Abstract: For sensorless field oriented control of permanent magnet synchronous motor, a method of fluctuating high frequency square wave injection is used. Novel square wave voltage signal is injected by this method. High frequency response is extracted through a second-order finite impulse response (FIR) high pass filter. Rotor position is estimated by a closed-loop phase locking loop. The initial rotor polarity is distinguished by changing the current of d axis. Practical features of the control are expressed by formulas through theoretical analysis. Experiments are done according to the features. When the square wave is injected, the frequency of the wave can increase to one half of the control frequency and audible noise will basically disappear. Meanwhile, signal processing is enormously simplified, and the measurable range of rotation speed is improved to medium and high speed.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); high frequency square wave injection; position sensorless control; field oriented control (FOC)

0 引 言

永磁同步电机 (PMSM) 因为具有体积小、重量轻、功率密度高等优点, 所以越来越广泛地应用于各个领域。反电动势为正弦波的 PMSM, 通常采用磁场定向控制 (FOC), 利用双轴理论等效为

直流电机, 分别控制励磁和转矩 2 个正交分量, 控制性能优异, 而且高效节能。FOC 必须检测转子位置信息。高性能的电机控制系统通过安装编码器等旋转位置传感器来反馈位置和速度。但是, 外接的传感器, 使成本增加, 可靠性降低, 应用场合受到限制。无位置传感器的控制则不存在这些

收稿日期: 2019-09-18; 收到修改稿日期: 2019-10-17

作者简介: 吴少风 (1992—), 男, 研究方向为电机控制算法。

单 忠 (1971—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电机控制及自动化。

缺点。

目前,无位置传感器的控制方法大致可归为2种:中高速下基于状态观测器的方法、零速和低速下基于高频注入的方法。典型的基于状态观测器的方法有^[1]:滑模观测器(SMO)^[2]、扩展卡尔曼滤波器(EKF)^[3]、模型参考自适应观测器(MRAS)^[4]。这类方法,在零速或低速下,存在没有可用信号或信噪比非常低,常常不能工作。传统的基于高频注入的方法^[5],利用凸极(结构凸极或饱和凸极)效应,注入方式通常为脉振注入^[6]或旋转注入^[7],注入信号通常为高频正弦电流或电压。这类方法因为注入正弦波而受限^[6,8]:受限于数字控制频率,高频正弦波频率通常较低,如文献[8]工作频率为10 kHz,注入高频信号频率为1 kHz。提取有用信号时采用经典的IIR滤波器,为了保证良好的幅值衰减和较小的相移,滤波器截止频率不能太靠近信号频率,如文献[6]注入高频信号频率312.5 Hz,低通滤波器(LPF)截止频率为20 Hz。注入高频正弦波不仅会产生可闻高频噪声^[5],而且会对信号处理复杂度、位置估计精确性、可测转速范围、位置动态性能产生负面影响^[6]。采用高频方波注入信号则没有这些缺点^[5,9-10]。

本文在无位置传感器的控制方案中,使用脉振高频方波电压注入^[9-10],从旋转坐标 d 轴注入方波电压信号,通过二阶有限长单位冲激响应(FIR)高通滤波器(HPF)提取两相静止坐标下的高频电流响应,使用闭环的锁相环进行位置计算,通过改变 d 轴基波电流辨别初始的转子极性。首先通过理论分析,用数学表达式描述了各环节实用的特征,然后根据分析结论,进行了相应的试验。结果表明,注入高频方波频率提升至控制频率的一半,可闻噪声基本消失,信号处理得到极大简化,可测转速范围提升至中高速阶段。这种高频方波注入法可与中高速的状态观测器在很大范围内任意平滑切换,甚至在一些场合下单独使用高频注入法即可满足需要。

1 理论分析

1.1 数学模型

对PMSM注入高频信号时,因为信号频率高,不会产生速度响应,而且高频感抗远大于纯电

阻,所以高频模型不含交叉耦合和反电动势项,纯电阻项也可忽略不计。因此,PMSM在旋转 dq 坐标下的高频模型^[10]为

$$\begin{bmatrix} U_{dh} \\ U_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_{dh} & 0 \\ 0 & sL_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dh} \\ I_{qh} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U 为电压量;下标 h 为该物理量与高频相关; s 为拉氏算子; I 为电流。

图1所示为位置关系图示, dq 轴表示旋转坐标, $\alpha\beta$ 轴表示两相静止坐标。

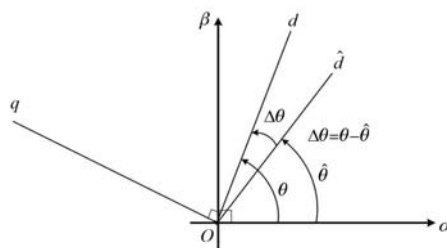


图1 位置关系图示

1.2 旋转坐标下的高频电压和电流

脉振高频电压注入,要求从旋转坐标 d 轴注入高频电压信号,根据式(1),电流响应为

$$\begin{bmatrix} I_{dh} \\ I_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{sL_{dh}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{sL_{qh}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dh} \\ U_{qh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

由式(2)可以看出,对于同一台电机,电流响应与注入电压幅值、积分时间有关,为了检测到可用的电流响应,需要从这2方面着手。

增加高频注入信号的频率,提取位置信息时实测点更密集,有助于更真实地反映位置,从而提升位置观测的性能。文献[11]专门研究了高频信号频率对观测结果的影响。增加高频信号的频率同时还有利于消除可闻噪声^[5]。高频信号的频率最高可提升至控制频率的一半,此时的高频信号为方波。从图1可以看出,实际上高频信号是从估计的旋转位置 $\hat{d}$ 轴注入高频信号的。注入的高频信号离散时间下的表达式为

$$\hat{U}_{dh}[kT] = (-1)^k U_m \quad (3)$$

式中: k 为整数, $k=0,1,2,3\cdots$; T 为采样周期; U_m 为注入方波电压的幅值,是一个常数。

实际位置 d 和估计位置 $\hat{d}$ 的偏差为 $\Delta\theta$:

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (4)$$

从估计位置 $\hat{d}$ 到实际位置 d , 可以通过旋转 $\Delta\theta$ 后得到, 旋转变换如式(5)所示:

$$\begin{bmatrix} U_{dh} \\ U_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_{dh} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

1.3 两相静止坐标下的高频电压和电流

因为旋转坐标是分析计算所用的坐标, 所以注入电机的信号必须转换到实际的静止坐标下。式(5)包含 2 个旋转变换: (1) 从估计位置 $\hat{d}$ 到静止坐标 $\alpha\beta$, 旋转 $\hat{\theta}$; (2) 从静止坐标 $\alpha\beta$ 到旋转坐标 dq , 反向旋转 θ 可得。由于位置信号从两相静止坐标下的电流提取, 并不需要对电压信号特别关心, 所以可直接合在一起分析。

从静止坐标 $\alpha\beta$ 到旋转坐标 dq , 是 Park 旋转变换, 从 dq 到 $\alpha\beta$ 则为逆变换 Park^{-1} 。Park 变换的表达式为

$$\text{Park} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

从估计位置 $\hat{d}$ 到静止坐标 $\alpha\beta$, 即高频电压信号在静止坐标下的形式:

$$\begin{bmatrix} U_{ah} \\ U_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & -\sin \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_{dh} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

估计位置 $\hat{d}$ 上注入的电压信号 $\hat{U}_{dh}$, 应用式(5)旋转 $\Delta\theta$ 到实际位置 d 上, 应用式(2)转换成电流响应, 再由式(6)逆阵 Park^{-1} , 旋转 θ 到 $\alpha\beta$ 坐标上, 即为静止 $\alpha\beta$ 坐标下的高频电流响应:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{sL_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{sL_q} \end{bmatrix} \times \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_{dh} \\ 0 \end{bmatrix}$$

将式(4)代入式(8), 消去 θ , 化简可得:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{s} \hat{U}_{dh} \cdot \left\{ A \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta} + 2\Delta\theta) \\ \sin(\hat{\theta} + 2\Delta\theta) \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \right\} \quad (9)$$

$$\text{其中: } A = \frac{L_d + L_q}{2L_d L_q}; B = \frac{L_q - L_d}{2L_d L_q}.$$

式(9)即两相静止坐标下的高频电流响应。将式(9)表示为矢量形式, 更容易反映出关键所在。高频电流矢量式为

$$I_{\alpha\beta} = I_{\alpha} + jI_{\beta} = \frac{1}{s} U_{dh}^e e^{j\theta^e} (B e^{2\Delta\theta \cdot j} + A) \quad (10)$$

其中括号项的相位 $\angle(B e^{2\Delta\theta \cdot j} + A)$, 可以用 $|\delta|$ 直观表示, 如图 2 所示。

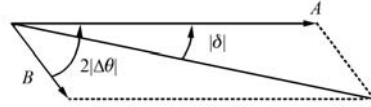


图2 位置偏差逐渐减小

结合图 2, 从式(10)可以发现一些重要信息, 可作为所用脉振高频电压注入法的依据。

(1) 高频电压信号通过电机, 产生对应的高频电流响应。两相静止坐标下高频电流信号的幅值是位置的调制, 高频响应的包络线反映了位置信息。检测两相静止坐标下的两路电流, 可获得相位差为 $\pi/2$ 的两路信号用于位置观测。

(2) 无论结构还是饱和原因, 凸极均是必须的, 只有当 $B \neq 0 (L_d \neq L_q)$ 时, 观测位置收敛。

(3) 位置有 2 个平衡点, $\Delta\theta = 0$ 为稳定的平衡点, $\Delta\theta = \pi$ 为不稳定平衡点, 动态时总是收敛到稳定平衡点, 首次从静止启动时需加以区分。

针对 2 个平衡点的问题, 文献[12]总结了转子极性辨别的 3 种方法。根据其中的一种方法, 改变 d 轴基波电流, 利用磁路饱和的特性, 判断高频电流响应的幅值。沿 d 轴正向增大基波电流时, 磁路趋向饱和, 电感量减小, 高频电流响应幅值增大, 否则电流响应幅值没有明显变化。据此, 可辨别出初始的转子极性。

1.4 旋转坐标下高频电流信号处理

旋转坐标下的信号不受位置调制, 更为简单, 对其进行观察和处理, 更容易发现规律, 从而获得信号处理方法, 进而推广到两相静止坐标下的高频信号处理。

当注入式(3)的高频方波电压时, 信号的处理也变到最简。根据式(2), 电流是电压的积分关系, 时域波形如图 3 所示^[13]。

由图 3 可知, 在每一个控制周期的开始对电流进行一次采样, 得到“+”所标识的离散序列, 同时完整地包含高频电流响应的包络线和低频的工作电流信号。虚线为上下采样点的中线, 代表低频的工作电流信号, 中线上、下两侧为高频电流响应包络线。

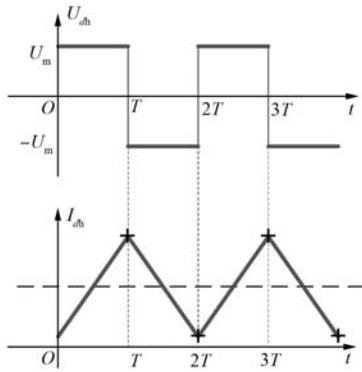


图3 旋转坐标下电压方波注入和电流响应

根据图3的信号特征,容易得到FIR LPF,序列通过LPF,就可获取工作的低频电流信号。LPF方程为

$$G_{lpf}(z) = \frac{1}{2}(1 + z^{-1}) \quad (11)$$

根据LPF和HPF的关系,可得:

$$G_{hpf}(z) = 1 - G_{lpf}(z) = \frac{1}{2}(1 - z^{-1}) \quad (12)$$

式(12)表示截止频率与LPF相同的FIR HPF。序列经过HPF,即可得到高频电流响应。

高频电流响应是正负交替变化的序列。为了充分利用采样数据,根据式(3)注入电压信号的符号,可将两边的包络线直接变为一边的包络线。图3中高频电流响应 I_{dh} 的包络线可表示为

$$I_{dh-env}[kT] = (-1)^{k+1} I_{dh}[kT] \quad (13)$$

式(11)、式(12)中,令 $z = e^{j\omega T}$,即可计算滤波器的幅频函数和相频函数,进而可画出滤波器的波特图。以采样周期 $T = 10^{-4}$ s为例,利用MATLAB直接绘制滤波器的波特图,式(11)中LPF波特图如图4所示,式(12)中HPF波特图如图5的一阶FIR HPF所示。

1.5 两相静止坐标下高频电流信号处理

两相静止坐标下的高频电流信号 i_α 和 i_β 的幅值是位置的调制,因此亦可采用式(11)~式(13)的方法进行处理。

根据图4的显示,式(11)计算出的LPF幅频特性非常理想,完全可以覆盖电机的低频工作频率。但是,滤波器也会产生 $-\omega T/2$ 的相移。实际上电流环路是有带宽的,使用LPF来获得低频工作电流,会减小带宽。因此,对静止两相坐标下的

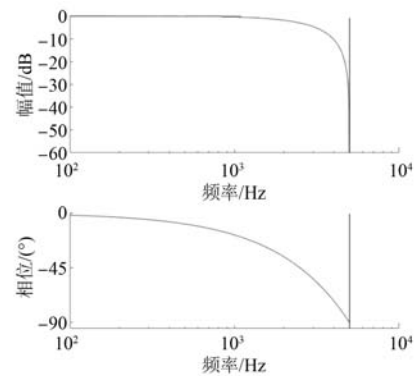


图4 LPF波特图

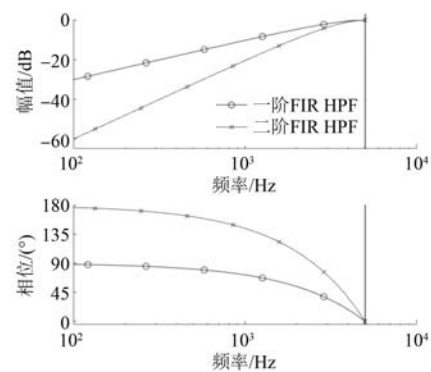


图5 HPF波特图

电流不做滤波,直接作为低频工作电流控制回路中的反馈。

对于图5的一阶HPF波特图,滤波器对高频信号,无幅值衰减,不产生相移,特性非常理想。但是,20 dB/dec的低频衰减斜率并不能很好地滤除低频工作电流。因此,采用二阶HPF,产生40 dB/dec的低频衰减斜率,同时也保持对高频信号的理想特性。该HPF如式(14)所示:

$$G_{hpf}^2(z) = \frac{1}{4}(1 - 2z^{-1} + z^{-2}) \quad (14)$$

二阶FTR HPF波特图如图5所示。

式(11)、式(13)、式(14)即为两相静止坐标下高频电流信号的处理方法。图6所示为该处理过程中的各种信号。其中,图6(a)阴影所示1号线,表示采样的电流信号,通过式(11)的LPF可得图6(a)实线所示2号线,表示低频工作电流;通过式(14)的HPF可得图6(b)阴影所示3号线,表示高频电流响应,通过式(13)的包络线提取方法可得图6(b)实线所示4号线,表示高频电

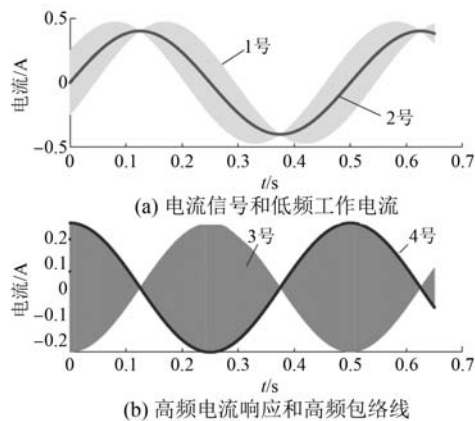


图6 两相静止坐标下高频电流信号处理

流响应的包络线。

1.6 位置计算及其结构框图

采用图6的方法,分别提取电流 i_α 和 i_β 的1条包络线,即相位差为 $\pi/2$ 的正弦线。通过两者之商的反正切,可直接计算得出位置。考虑到实际电流信号包含有各种原因产生的噪声,反正切法计算的位置会剧烈波动。因此,将2条包络线输入闭环的锁相环进行位置计算。锁相环结构^[14]如图7所示。

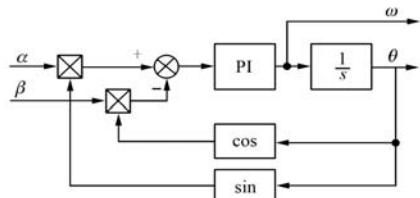


图7 锁相环结构

高频方波电压注入下,位置观测的结构框图如图8所示。

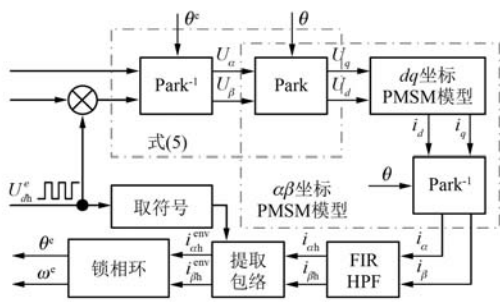


图8 高频方波电压注入的位置观测

2 试验平台及结果分析

2.1 试验平台

采用无位置传感器方案的场合,通常对成本比较敏感,因此硬件电路采用了一颗国产芯片 GD330x, Cortex-M4 核, 84 MHz 主频, 64 kB Flash 存储, 8 kB SRAM 存储, 12 bit AD 转换器。该算法采用标么值定点数运算, 加上测试程序整个编译后, 约占用 10 kB Flash、5 kB RAM, 算法运行时间约 30 μ s, 因此还可采用更便宜的 Cortex-M0 核的芯片进一步降低成本。

FOC 以及高频注入的前提是基于正弦电机, 因此要求电机必须是正弦的。最好带有一点结构凸极, 如果利用饱和凸极, 则应根据电机中的永磁场接近饱和的不同程度, 采用不同大小的 d 轴基波电流。试验用 PMSM 参数如表 1 所示。

表1 试验用 PMSM 参数

参数名称	参数值
电压 U_N/V	220
极对数 p	4
额定转速 $\omega_n/(r \cdot \min^{-1})$	3 000
相电阻 R/Ω	3
相电感 $L_d, L_q/mH$	6.0, 8.6
永磁磁链 ψ/Wb	0.137 5

脉宽调制 (PWM) 频率 10 kHz, 控制算法运行频率 10 kHz。高频方波电压每 0.1 ms 翻转一次, 产生的频率为 5 kHz, 方波幅值采用直流母线电压的 0.1 倍。试验数据通过串口-USB 接口传输到 PC 端, 动态显示波形, 并保存数据。图 9 所示为试验平台。



图9 试验平台

2.2 结果分析

图 10 所示为实测采样的两相静止坐标下电流响应 i_α 的波形。对比图 6(a) 阴影 1 号线, 包络线、基波的形状是一致的。图 10 中实测信号还不可避免地叠加了噪声。图 10 中波形为实测数据中的一段, 其中横坐标表示时间相对偏移量。

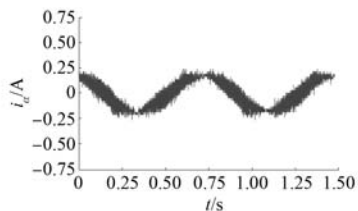


图 10 i_α 电流波形

电机起动前, 首先要观测初始位置。观测初始位置时, 算法工作在电流环, 只注入高频信号, 估计位置均从零开始向实际位置收敛。图 11 为初始位置观测的动态过程。图 11 显示, 大致 0.03 s 后辨识出初始实际位置, 该位置大概在 5.1 rad 左右波动。

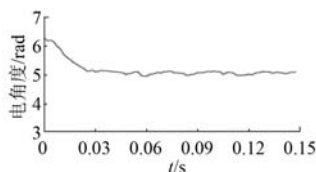


图 11 初始位置观测的动态过程

得到初始位置后, 即可切换到速度环给定速度让电机转动。图 12 所示为从零开始加速的过程。图 12 中, 电频率图中光滑曲线为给定转速, 加点曲线为观测转速; 电角度图为观测位置。速度是位置的微分, 与给定速度比较, 可以反映位置

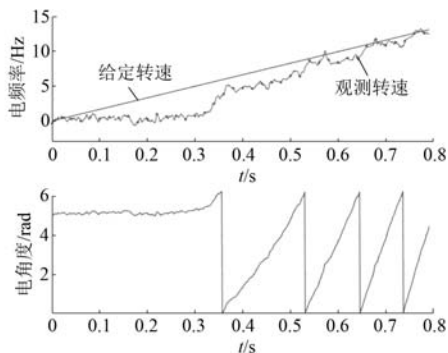


图 12 从零开始的加速过程

观测的情况。速度闭环下, 相同负载时加速度的设置和速度观测的精确度有关系, 速度观测越准确, 速度控制越平滑, 加速度可设得越大。

图 13 所示为 60 Hz 时的转速和位置波形。此时, 实际速度和位置波形仍然表现良好。对比现有文献, 观测速度能达到中高速, 是高频方波注入的优势, 高频正弦波注入很难做到。文献[15]对感应电机采用方波注入, 取得了 50 Hz 的速度环带宽。文献[16]注入 1 kHz 正弦波, 并采用补偿方法, 仿真下测试至 800 r/min (约 13.3 Hz) 转速, 小于图 13 无补偿实测 60 Hz 的 1/4。

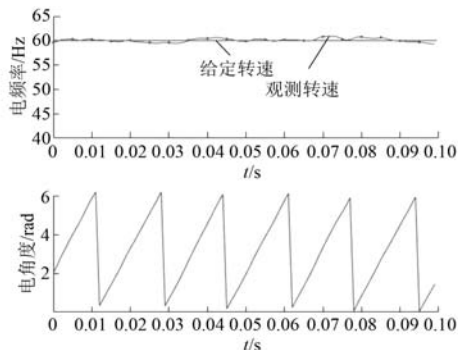


图 13 60 Hz 速度下的波形

图 14 所示为初始辨识位置偏差 π 时的动态过程。图 14 中, 初始位置偏差 π 不做矫正时, 电机反向转动超过 $\pi/2$ 电角度后, 观测位置会迅速收敛到实际位置上, 从而使电机朝给定方向旋转。

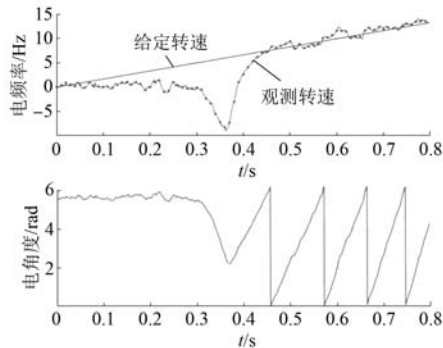


图 14 初始角度相差 π 时的动态过程

图 15 所示为速度阶跃时的位置观测。因为速度响应的快慢还与速度环的参数有关, 所以图 15 可用于反映位置观测抵抗外部扰动的鲁棒性。

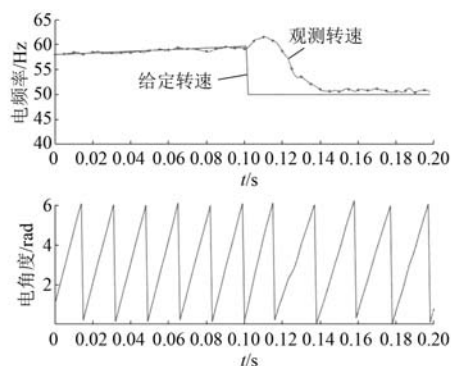


图 15 速度阶跃时的位置观测

3 结 语

采用本文所提高频方波注入法后,可闻噪声基本消失,信号处理得到极大简化,可测转速范围提升至中高速阶段,具有较好的应用前景。极简的处理流程,减小了对微控制芯片计算性能的要求,进一步降低了成本。对于高频方波注入法,可以进一步改进的地方有:改善观测速度的精确度,提升位置观测的动态性能。例如可以想办法减小干扰噪声的影响,获取更理想的高频电流响应,寻找其他方法对观测速度进行处理。改善动态性能后,高频方波注入法有望应用到全部速度范围,逐步取代低精度编码器。

【参考文献】

- [1] 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.
- [2] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(9): 4069.
- [3] 薛树功,魏利胜,凌有铸.基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无传感器矢量控制[J].电机控制与应用,2011,38(8): 15.
- [4] 张伯泽,阮毅.基于 MRAS 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[J].电机控制与应用,2016,43(4): 13.
- [5] 李浩源,张兴,杨淑英.基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J].电工技术学报,2018,33(12): 2653.
- [6] 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.
- [7] 张伯泽,阮毅.基于高频旋转电压注入的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2016,43(7): 12.
- [8] 刘颖,周波,冯瑛,等.永磁同步电机低速无传感器控制及位置估计误差补偿[J].电工技术学报,2012,27(11): 38.
- [9] 赵健平,崔巍.基于高频方波电压注入法的无传感器 IPMSM 研究[J].微特电机,2018,46(4): 1.
- [10] 张航,刘卫国,彭纪昌.基于方波电压信号注入的表贴式永磁同步电机饱和及凸极性响应分析及转子位置估计[J].电工技术学报,2017,32(16): 106.
- [11] 冯坚栋,王爽,汪琦.高频电压注入法的频率因素对转子位置观测器的影响分析[J].电机与控制应用,2017,44(8): 54.
- [12] 马硕尧,王长全.基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制研究综述[J].电气工程,2013,1(1): 6. doi:10.12677/jee.2013.11002.
- [13] PARK N, KIM S. IPMSM sensorless control using square wave type voltage injection method with a simplified signal processing [J]. The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, 2013, 18(3): 225.
- [14] 袁雷,胡冰新,魏克银,等.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016: 120.
- [15] YOON Y, SUL S, 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.
- [16] 陈小玲,唐鹏,戴跃洪.高频脉振电压注入法的转子位置估计误差补偿[J].微特电机,2019,47(5): 21.