

新型永磁同步电机无速度传感器控制策略

张欢,周欣

(江苏安全技术职业学院 机械工程系,江苏 徐州 221011)

摘要:针对永磁同步电机(PMSM)无速度传感器控制的噪声问题,提出了一种新型的PMSM无速度传感器控制。新方案通过区分注入信号周期和控制周期,并结合基于离散位置信号谐波分析的增强型矢量跟踪观测器,可实现准确的位置估计,并降低噪声。此外,还研究了估计误差的影响,并采取了进一步降低谐波的措施。最后,通过试验验证了新型控制策略的效果。

关键词:永磁同步电机;观测器;无传感器控制

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19875

Novel Speed Sensorless Control Strategy for PMSM

ZHANG Huan, ZHOU Xin

(Department Mechanical Engineering, Jiangsu College of Safety Technology, Xuzhou 221011, Jiangsu, China)

Abstract: To solve the noise problem of the permanent magnet synchronous motor(PMSM) speed sensorless control strategy, a novel speed sensorless PMSM controller was proposed. The accurate position estimation was realized and noise was reduced by distinguishing the injected signal period from the control period, and combining an enhanced vector-based tracking observer based on harmonic analysis of discrete position signals. In addition, the influence of the estimation error was studied, and measures to further reduce the harmonics were taken. Finally, the effectiveness of the new control strategy was verified through experiments.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); observer; sensorless control

PMSM无速度传感器控制技术近年来得到了广泛研究^[1]。通常,无速度传感器控制方案可分为两类,即基于模型的方法和基于信号注入的方法。前者采用反电动势或磁链来进行转子位置估算,在电机高速运行时效果较好^[2]。当电机以低速运行时,需要采用后者,即信号注入法^[3-6]。信号注入法有不同的类型,包括旋转注入^[3]、脉冲注入^[4]、差分注入和方波注入等^[5-6],但通常注入信号为高频,带来了噪声问题,限制了实际应用。

目前已有一些设计方案来降低噪声,文献[7]中的方法是在零电压矢量持续时间内,通过精确的电流测量获得转子位置,但对电流采样噪声敏感。文献[8]中设计了一种低幅值的注入信号方案,但随着幅值降低,位置估计愈加困难,为了确保合适的信噪比,文献[9]在文献[8]的基础上提出了自适应调整注入电压幅值的方法,其可以调整设定最小幅值以减少损耗并降低噪声。文献[10]

中研究了应用电磁转矩脉动的低频脉动电流注入方法,位置误差可以通过转矩估算进行有效地跟踪,但强烈依赖电机参数计算。

根据前述文献研究,本文设计了一种基于低频注入的PMSM无速度传感器控制策略。新方案无需数字滤波器即可提取感应电流,避免了额外相位延迟,使位置估计更为准确。同时使用了增强型矢量跟踪观测器,以消除离散位置信号的谐波分量。最后基于PMSM驱动平台对新方案进行了试验验证。

1 基于信号注入的转子位置估计原理

在 $d-q$ 坐标系上的 PMSM 电压方程可以描述为^[1]

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

基金项目:江苏省徐州市市级课题(ZKG229)

作者简介:张欢(1981—),男,硕士,讲师,Email:959611592@qq.com

式中: $u_{d,q}, i_{d,q}$ 分别为定子电压和电流在 d, q 轴的分量; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 分别为定子 d, q 轴电感; ω_e 为转子电角速度; Ψ_f 为永磁磁链。

根据文献[11], 当具有恒定振幅的 U_i 注入时, α, β 轴上的电流差可以表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha i} \\ \Delta i_{\beta i} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \delta) \\ \sin(\theta_e - \delta) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中

$$K = \frac{\Delta T U_i}{L_d L_q} \sqrt{(L_q \cos \Delta \theta)^2 + (L_d \sin \Delta \theta)^2} \quad \delta \approx \frac{L_d}{L_q} \Delta \theta$$

式中: $i_{\alpha i}, i_{\beta i}$ 分别为 α, β 轴感应电流; θ_e 为实际转子位置; $\Delta \theta$ 为转子位置估计误差; ΔT 为开关周期。

K 值波动的影响可通过标么化来消除:

$$K = \sqrt{(\Delta i_{\alpha i})^2 + (\Delta i_{\beta i})^2} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha i, pu} \\ \Delta i_{\beta i, pu} \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha i} \\ \Delta i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \delta) \\ \sin(\theta_e - \delta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

为了获得转子位置, 式(4)可通过外差法计算:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \sin(\theta_e - \delta) \cos \hat{\theta}_e - \cos(\theta_e - \delta) \sin \hat{\theta}_e \\ &= \sin(\Delta \theta - \delta) \approx \frac{L_q - L_d}{L_q} \Delta \theta \end{aligned} \quad (5)$$

式中: ε 为等效误差; 上标“ \wedge ”代表估计值。

如果 ε 由观测器收敛至零, 则可获得转子位置信息。

2 基于脉冲电压注入的无速度传感器控制方案实现

2.1 高频脉冲电压注入方案

文献[12]中给出了一种无数字滤波器的新型高频脉冲电压注入方案, 其框图如图1所示。

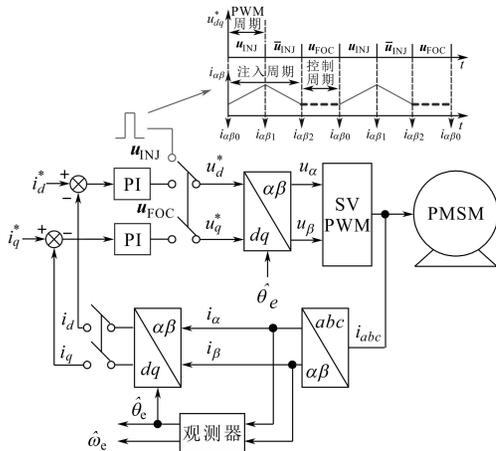


图1 脉冲电压注入方法框图

Fig.1 Block diagram of the pulse voltage injection method

图1中 u_{INJ} 为注入电压矢量, u_{FOC} 为磁场定向控制电压矢量。不同于传统方案将连续电压叠

加在参考电压上, 新方案注入脉冲电压时将中断正常的磁场定向控制。通常电流闭环输出为参考电压, 当信号注入时, 闭环控制停止, 正序和负序电压矢量均注入(见图1)。

在高频信号注入期间提取感应电流进行位置估算, 而电流反馈只有在正常控制时才会打开。在信号注入期间, 反馈电流保持最后控制周期中采样的电流值, 故无需使用数字滤波器。图1中两个信号注入周期的电流差为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha i, pu} \\ \Delta i_{\beta i, pu} \end{bmatrix} = \frac{1}{2K} \begin{bmatrix} 2i_{\alpha 1} - i_{\alpha 0} - i_{\alpha 2} \\ 2i_{\beta 1} - i_{\beta 0} - i_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \delta) \\ \sin(\theta_e - \delta) \end{bmatrix} \quad (6)$$

从图1中可以看出, 如果注入频率设置较高, 则控制频繁中断会降低系统带宽, 同时高频信号注入将带来噪声污染问题。

2.2 低频脉冲电压注入方案

若采用低频信号注入, 噪声污染将减弱, 低频脉冲电压注入序列和感应电流如图2所示, 注入电压的时间间隔延长, 间隔期间含有多个控制周期。与高频注入法类似, 低频注入法不依赖于电机参数和数字滤波器, 同时磁场定向控制依然占主导, 可忽略控制中断的影响。若进一步降低注入信号频率, 则2个相邻信号注入周期的时间间隔将增加, 导致位置估计精度下降。如图2中所示, 估计出来的转子位置不连续, 导致更新速度下降、误差增加, 严重时可导致系统失稳。

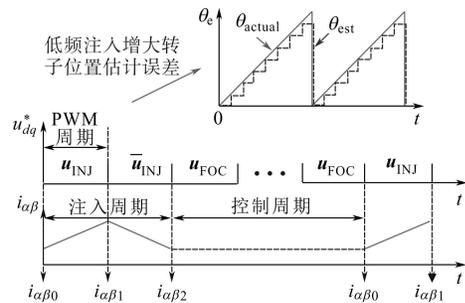


图2 低频脉冲电压注入序列和感应电流

Fig.2 Sequence of low frequency pulse voltage injection and induction current

3 新型低频脉冲电压注入方案

3.1 用于转子位置估计的增强型矢量跟踪观测器

低频(LF)脉冲电压注入方案的精度主要取决于注入频率。若注入频率设置为接近人类可以听到的最低频率 50 Hz, 则转子位置将以 50 Hz 的固定频率进行更新, 这属于非常低的精度。但

电机工作在低速区时,即使注入频率设置低,也容易满足奈奎斯特采样定理。图3为离散转子位置空间旋转矢量图。

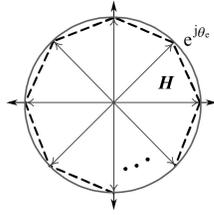


图3 低频脉冲注入对应的离散位置矢量

Fig.3 Discrete position vectors with LF pulse injection

图3中,电气循环近似为矢量圆,但由于估计精度低,通常为不规则多边形 \mathbf{H} ,从式(6)中可得 \mathbf{H} 的表达式为

$$\mathbf{H} = \cos(\theta_c - \delta) + j\sin(\theta_c - \delta) \quad (7)$$

式中: \mathbf{H} 由一组正负旋转谐波矢量 \mathbf{H}_h 和连续旋转基波矢量 \mathbf{H}_f 构成。 \mathbf{H} 的空间傅里叶级数为

$$\mathbf{H} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\theta} \quad (8)$$

$$a_k = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^N \mathbf{H} \int_{2\pi n/N}^{2\pi(n+1)/N} e^{-jk\theta} d\theta \quad (9)$$

为了提取 \mathbf{H} 中两个矢量,离散转子位置空间傅里叶级数可通过式(7)~式(9)得到:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_f + \mathbf{H}_h = e^{j(\theta_c - \delta - \varphi)} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[-\frac{1}{kN-1} e^{-j(k\omega_f t - \theta_c + \delta + \varphi)} + \frac{1}{kN+1} e^{j(k\omega_f t + \theta_c - \delta - \varphi)} \right] \quad (10)$$

其中 $\varphi = \pi/N$

式中: N 为一个周期内采样次数; φ 为相位延迟; ω_f 为注入信号频率。

与低分辨率霍尔位置传感器应用不同,在该无传感器方案中, N 不再是固定的,其取决于转子转速,具体计算式如下:

$$N = \omega_i / \omega_c \quad (11)$$

式中: ω_c 为系统运行频率。

基波矢量 \mathbf{H}_f 为高分辨率的理想转子位置,谐波矢量 \mathbf{H}_h 为需要消除的干扰。为了获得准确的转子位置,设计了离散增强型矢量跟踪观测器,如图4所示。

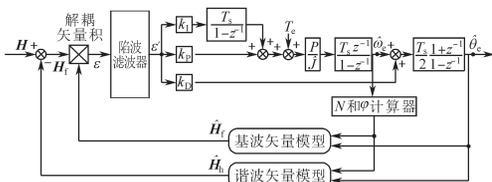


图4 所提出的矢量跟踪观测器结构图

Fig.4 Structure of the proposed vector-tracking observer

图4中所示离散增强型矢量跟踪观测器主要包含基波矢量模型和谐波矢量模型。陷波滤波器对解耦后的矢量积进行谐波滤波,以提高离散转子位置的连续性。陷波滤波器输出经由PID调节器调节,其中 k_p, k_i 和 k_d 为调节器增益,同时将调节器输出的转矩前馈到回路中改善瞬态性能。最后,将调节器输出进行 P/\hat{J} 运算得到估计角速度,进一步离散积分得到转子位置,其中 P 为极对数, \hat{J} 为估计转动惯量。

对于所提出的低频注入方案,离散位置中包含了大量谐波分量将降低标量观测器的带宽,因为稳定性和响应速度的折衷是困难的。故之前描述的空间傅里叶级数旨在提取与观测器带宽无关的基波矢量和谐波矢量。基波和谐波矢量可通过估计的转子转速和位置进行估算:

$$\hat{\mathbf{H}}_f = e^{j(\hat{\theta}_c - \hat{\varphi})} \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_h = \sum_{k=1}^{\infty} \left[-\frac{1}{k\hat{N}-1} e^{-j(k\omega_f t - \hat{\theta}_c + \hat{\varphi})} + \frac{1}{k\hat{N}+1} e^{j(k\omega_f t + \hat{\theta}_c - \hat{\varphi})} \right] \quad (13)$$

式中: $\hat{\mathbf{H}}_f, \hat{\mathbf{H}}_h$ 分别为估计的基波矢量和谐波矢量; $\hat{N}, \hat{\varphi}$ 为估计变量,由估计的转速计算。

为了分析观测器基本原理,假设谐波矢量已彻底消除,所提出的矢量跟踪观测器等同于传统标量结构。输入基波矢量可通过解耦来计算如下:

$$\mathbf{H}_f = \mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_h = e^{j(\theta_c - \delta - \varphi)} \quad (14)$$

如果 $\hat{\varphi}$ 估计准确,可使用矢量积来获得等效位置误差 ε ,如下所示:

$$\varepsilon = \hat{\mathbf{H}}_f \times \mathbf{H}_f = \sin(\Delta\theta - \delta) \approx \frac{L_q - L_d}{L_q} \Delta\theta \quad (15)$$

式中: $\Delta\theta$ 为估计位置误差,如果 $\Delta\theta$ 足够小,上式可看作是一个线性函数,那么当 ε 收敛到零时可获得转子位置。

3.2 观测器稳定性分析

下面分析观测器的稳定性。对于全局稳定性,取决于特征值选择。

$$[k_p \quad k_i \quad k_d] = [3\hat{J}\lambda^2/p \quad -\hat{J}\lambda^3/p \quad -3\lambda] \quad (16)$$

式中: λ 为三重根。

如果观测器稳定,在负反馈下, $\Delta\theta$ 和 ε 的极性应相同。为了简化分析,删除了正向通路中的PID调节器和陷波滤波器,即 $\Delta\theta$ 和 ε 仅受反馈的影响,同时将 \mathbf{H} 和 θ_c 设置为0,并用不同的频率和幅值设置变化的 $\Delta\theta$ 以判断稳定性:

$$\varepsilon = \hat{\mathbf{H}}_f \times \mathbf{H}_f = \hat{\mathbf{H}}_f \times (\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_h) = -\hat{\mathbf{H}}_f \times \hat{\mathbf{H}}_h \quad (17)$$

$$\hat{\theta}_c = \theta_c - \Delta\theta = -\Delta\theta \quad (18)$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_e = -\frac{d}{dt} \Delta\theta \quad (19)$$

图5为 $\Delta\theta$ 和 ε 的变化关系图。

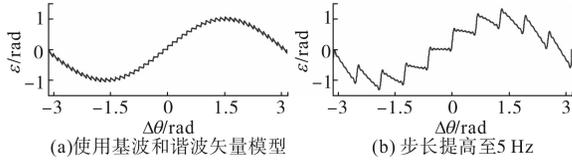


图5 矢量输出误差 ε 和估计位置误差 $\Delta\theta$ 的关系
Fig.5 Relationship between ε and $\Delta\theta$

在图5a中, $\Delta\theta$ 以1 Hz为步长进行变化,变化范围为 $-3.14 \sim 3.14$ 。由图5可以看出, ε 与 $\Delta\theta$ 具有相同极性,这意味着负反馈将保持误差范围。然后,如果 $\Delta\theta$ 超过 π ,则误差 ε 将具有相反的极性,但由于采用的是闭环框架, $\Delta\theta$ 超过 π 不易形成,故矢量模型非线性对系统稳定性影响不大。在图5b中, $\Delta\theta$ 步长提高到5 Hz,所提出方法的分辨率进一步降低,局部出现不稳定区域,虽然全局稳定性不受影响,但估计的位置信息在局部不稳定区域时将产生小范围振荡。

3.3 估计误差的负面影响和进一步降低谐波

考虑到实际中依然存在估计误差进入反馈,使谐波矢量不能完全解耦,导致前述的局部不稳定,故应进一步降低谐波的负面影响。

假设转速估计误差为0,则 φ 和 N 将从实际转速中获得,观测器中位置估计误差 $\Delta\theta = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 。根据式(10)、式(13),谐波解耦后的基波矢量为

$$\mathbf{H}_f = \mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_n \approx e^{j(\theta_e - \delta - \varphi)} + (\Delta\theta - \delta) \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{1}{kN-1} e^{-j(k\omega_i t - \theta_e + \varphi + \frac{\Delta\theta + \delta}{2} + \frac{\pi}{2})} + \frac{1}{kN+1} e^{j(k\omega_i t + \theta_e - \varphi - \frac{\Delta\theta + \delta}{2} + \frac{\pi}{2})} \right] \quad (20)$$

基波矢量估计值可从位置估计值获得:

$$\hat{\mathbf{H}}_f = e^{j(\hat{\theta}_e - \varphi)} \quad (21)$$

联立式(20)和式(21),可得到等效位置误差为

$$\varepsilon = \hat{\mathbf{H}}_f \times \mathbf{H}_f \approx (\Delta\theta - \delta) \cdot \left\{ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[-\frac{1}{kN-1} \cos(k\omega_i t - \frac{\Delta\theta - \delta}{2}) + \frac{1}{kN+1} \cos(k\omega_i t + \frac{\Delta\theta - \delta}{2}) \right] \right\} \quad (22)$$

根据式(22),位置估计误差对 ε 的影响如图6a所示,其中注入频率为50 Hz,转子频率为5 Hz,电机参数如下:额定功率 $P_n=2.2$ kW,额定转速 $\omega_n=1000$ r/min,额定电压 $U_n=380$ V,额定电流 $I_n=5.6$ A,额定频率 $f_n=5$ Hz,额定转矩 $T_n=21$ N·m,定子

电阻 $R_s=2.75$ Ω ,永磁磁链 $\Psi_f=0.56$ Wb, d 轴电感 $L_d=48$ mH, q 轴电感 $L_q=59$ mH。图6a中,位置估计误差中包含了附加的谐波分量与注入频率分量,但不明显。

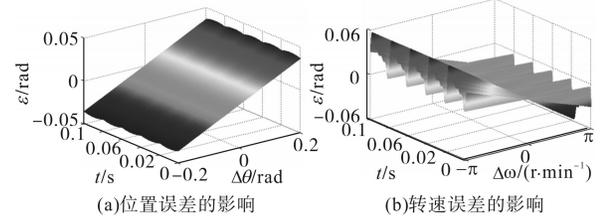


图6 位置和转速误差对 ε 的影响
Fig.6 Effect of position and speed errors on ε

进一步假设位置估计误差为0,转速估计误差设置为 $\Delta\omega = \omega_e - \hat{\omega}_e$, $\Delta\omega$ 导致的等效位置误差为

$$\varepsilon = \hat{\mathbf{H}}_f \times \mathbf{H}_f = \sin(\hat{\varphi} - \varphi) + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \left[\frac{1}{kN-1} \sin(k\omega_i t + \varphi - \hat{\varphi}) - \frac{1}{kN-1} \sin(k\omega_i t) \right] + \left[\frac{1}{kN+1} \sin(k\omega_i t - \varphi + \hat{\varphi}) - \frac{1}{kN+1} \sin(k\omega_i t) \right] \right\} \quad (23)$$

根据式(23), $\Delta\omega$ 对 ε 的影响如图6b所示,其中注入频率为50 Hz,转子频率为5 Hz, ε 包含大量谐波分量,降低了观测器性能。故在所提出的矢量跟踪观测器中采用了陷波滤波器,其传递函数为

$$H(s) = \frac{as^2 + cs + 1}{as^2 + bs + 1} \quad (24)$$

其中 $a = \frac{1}{\omega_0^2}$ $b = \frac{k_1}{\omega_0}$ $c = \frac{k_2}{\omega_0}$

式中: ω_0 为陷波频率; k_1 为影响陷波宽度的参数; k_2 为影响陷波深度的参数。

4 试验验证

为了验证新控制策略的效果,搭建了由PMSM和负载感应电机对拖实现的试验平台,试验中PMSM的参数如3.3节设置所示,算法核心采用DSP芯片TMS320F28335实现,逆变器开关频率设置为6 kHz,注入脉冲电压幅值和频率分别为120 V和50 Hz,观测器的三重根设计为 -30 ,2个陷波滤波器的陷波频率为50 Hz和100 Hz,滤波器参数 $k_1=0.2$ 和 $k_2=0.01$ 。

4.1 位置观测器验证

首先开展试验对位置观测器进行验证。图7为PMSM转速为100 r/min时的位置估计试验结

果,包含了离散转子位置和电机相电流波形。图7中,在注入电压的作用下,额外的电流纹波出现在相电流波形中,其包含了转子位置信息。为了提高转子位置分辨率,设计了增强型矢量跟踪观测器。图8为电机以100 r/min转速运行时的试验波形。从图8波形可看出,观测器结合陷波滤波器能较好地提取基波矢量,有利于提高位置估计的精度。

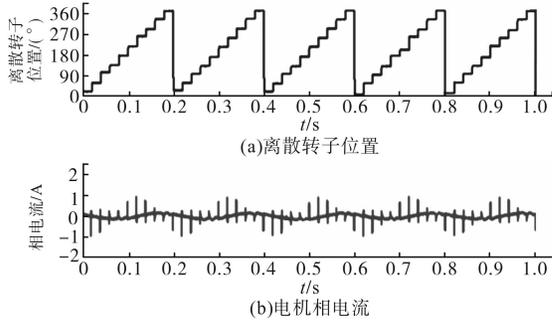


图7 转速为100 r/min时的转子位置和相电流
Fig.7 Rotor position and phase currents at 100 r/min

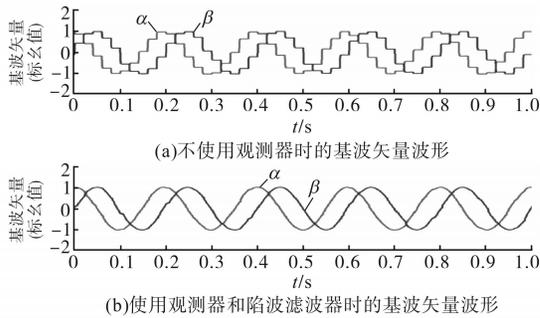


图8 转速为100 r/min时的基波矢量
Fig.8 Fundamental waves vectors at 100 r/min

4.2 无速度传感器控制器验证

进一步对PMMS无速度传感器控制系统的性能进行验证。

图9为转速为100 r/min时的离散转子位置和估计转子位置波形。图9中,估计转子位置较之离散转子位置更为平滑。图10为电机转速动态试验波形,转速变化区间为100 r/min至-100 r/min,整个动态过程中,位置估计误差在20°以内。图11为电机控制在零转速时,突加额定转矩负载的试验波形,整个过程中,位置估计误差小于30°。为了证明新型控制策略降低噪声的优点,给出了高频注入(1 kHz)和低频注入(50 Hz)时电机相电流的功率谱对比,如图12所示。高频电压注入下,电流功率的分布集中在注入频率和谐波频率上,如图12a所示,其处于人能敏锐听到的频率范

围内,噪声非常尖锐。而对于低频电压注入,如图12b所示,电流功率的分布转移到低频区域,声音更柔和。

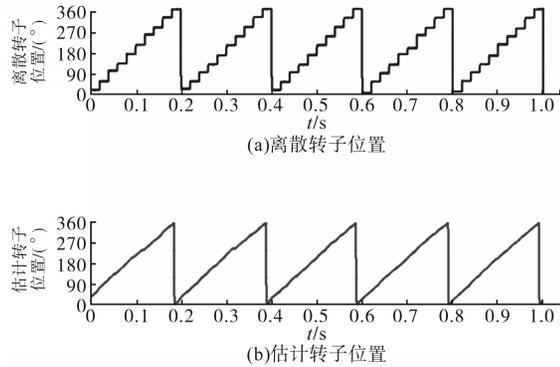


图9 转速为100 r/min时的转子位置波形
Fig.9 Rotor position waveforms at 100 r/min

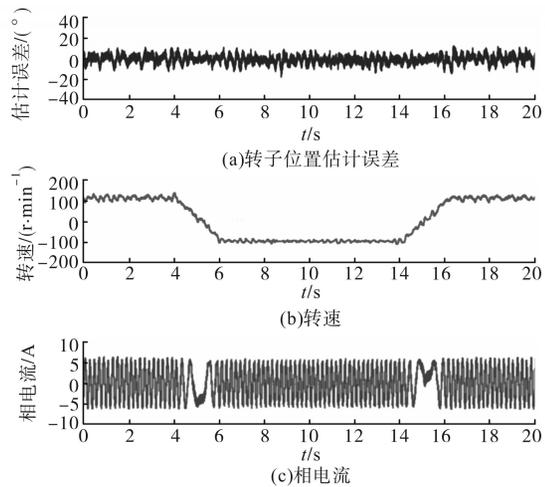


图10 转速动态时的试验波形
Fig.10 Test waveforms at speed dynamics

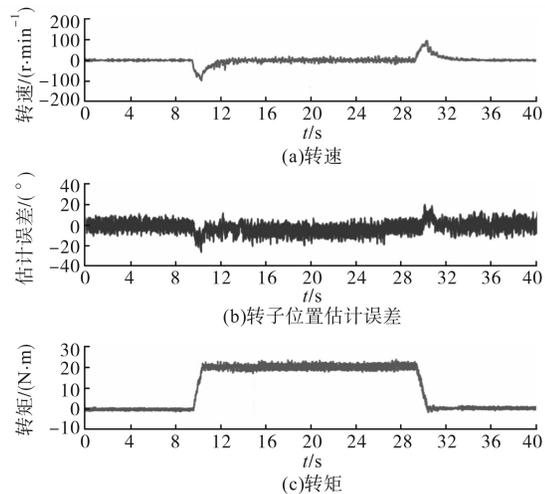


图11 转矩动态时的试验波形
Fig.11 Test waveforms at torque dynamics

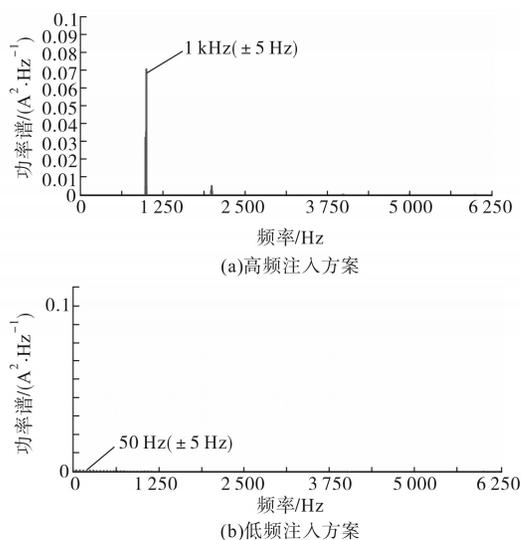


图12 相电流功率谱分析

Fig.12 Power spectrum analysis of phase current

5 结论

本文设计了一种新型的PMSM无速度传感器控制策略。通过理论设计和试验,可总结主要结论为:1)注入频率低导致位置估计精度降低,而采用基于增强型矢量跟踪观测器可提高位置估计精度,进一步采用陷波滤波器可降低固定频率谐波;2)PMSM低速运行试验结果验证了新型控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 刘英培,栗然.一种永磁同步电机直接转矩控制无传感器运行优化方法[J].中国电机工程学报,2014,34(30):5368-5377.
- [2] 韩世东,张广明,梅磊,等.基于瞬时无功型MRAS的PMSM无速度传感器控制[J].电气传动,2016,46(10):13-16.

(上接第90页)

系统下的控制器,转换为非线性的电流环控制器。仿真和实验证明动态滑模控制器的综合性能很好。

参考文献

- [1] 贲洪奇,张继红,刘桂花,等.开关电源中的有源功率因数校正技术[M].北京:机械工业出版社,2010:182-190.
- [2] 黄晶晶,孙元岗,同向前.基于滑模变结构方法的APF电流控制策略[J].电气传动,2016,46(5):44-48.
- [3] 王良.基于滑模变结构的电压型整流器的研究[D].武汉:武

- [3] 段家珩,张昆仑.基于磁链叠加高频信号的PMSM速度位置观测法[J].电气传动,2017,47(4):22-26.
- [4] 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):1-5.
- [5] 周长攀,苏健勇,杨贵杰,等.基于双零序电压注入PWM策略的双三相永磁同步电机矢量控制[J].中国电机工程学报,2015,35(10):2522-2533.
- [6] Yu C Y, Tamura J, Reigosa D D, *et al.* Position Self-sensing Evaluation of a FI-IPMSM Based on High-frequency Signal Injection Methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(2): 880-888.
- [7] 张越雷,黄科元,蒋智,等.基于估算电流模型的永磁同步电机无速度传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(11):68-74.
- [8] Tauchi Y, Kubota H. Audible Noise Reduction Method in IPMSM Position Sensorless Control Based on High-frequency Current Injection[C]// Power Electronics Conference. IEEE, 2014: 3119-3123.
- [9] Medjmadj S, Diallo D, Mostefai M, *et al.* PMSM Drive Position Estimation: Contribution to the High-frequency Injection Voltage Selection Issue[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 349-358.
- [10] Kereszty T, Leppanen V M, Luomi J. Sensorless Control of Surface Magnet Synchronous Motors at Low Speeds Using Low-frequency Signal Injection[C]// Industrial Electronics Society, IECON '03. the, Conference of the IEEE. IEEE, 2003: 1239-1243.
- [11] Wang G, Yang L, Yuan B, *et al.* Pseudo-random High-frequency Square-wave Voltage Injection Based Sensorless Control of IPMSM Drives for Audible Noise Reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7423-7433.
- [12] Xie G, Lu K, Dwivedi S K, *et al.* Minimum-voltage Vector Injection Method for Sensorless Control of PMSM for Low-speed Operations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1785-1794.

收稿日期:2019-01-15

修改稿日期:2019-03-27

汉理工大学,2017:1-50.

- [4] 陆翔,谢运祥,桂存兵,等.基于多滑模变结构控制的三相PWM整流器非线性控制[J].电工技术学报,2016,31(4):79-87.
- [5] 刘金珉.滑模变结构控制MATLAB仿真[M].北京:清华大学出版社,2005:289-297.
- [6] 薛太林,陈治强,张学军,等.滑模变结构控制在三相电压型PWM整流器中的应用[J].电气传动,2018,48(5):21-26.

收稿日期:2019-04-29

修改稿日期:2019-05-28