

基于改进磁链观测器的 PMSM 转子位置估计方法

周硕^{1,2}

(1. 辽宁轨道交通职业学院 机电工程系, 辽宁 沈阳 110023;

2. 东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110004)

摘要:针对传统永磁同步电机(PMSM)直接转矩控制系统低速运行磁链观测不精确、转子位置估计存在相位延迟等问题,设计了适用于全速度域的磁链观测器,并利用锁相环(PLL)技术改进了传统转子位置估计方法。提出了基于PI控制器的多模型组合磁链观测器,实现了电阻在线估计和直流偏移补偿;利用锁相环技术设计了基于复变陷波器的转子位置估计结构;最后,通过仿真和实验证明了提出的新型PLL结构能够有效地滤除观测反电势中的谐波成分,提高了转子位置估计精度。

关键词:永磁同步电机;多模型组合磁链观测器;锁相环;复变陷波器

中图分类号:TP273 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19631

Rotor Position Estimation Method for PMSM Based on Improved Flux Linkage Observer

ZHOU Shuo^{1,2}

(1. Department of Mechanical and Electronic Engineering, Guidaojiaotong Polytechnic

Institute, Shenyang 110023, Liaoning, China; 2. School of Information Science &

Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, Liaoning, China)

Abstract: The inaccuracy estimation of the flux linkage and the phase delay of the rotor position estimation affect the dynamic performance in the traditional permanent magnet synchronous motor (PMSM) direct torque control (DTC) system. To improve the rotor position estimation, a new rotor position method based on the phase-locked loop (PLL) was proposed. Firstly, a multi-model combined flux linkage observer based on the PI controller was designed. Secondly, a new rotor position estimation method based on the complex notch filter was designed. Finally, the simulations and the experiments were implemented to compare the performances of the proposed rotor position estimation method and the traditional method. The results show that the proposed PLL can eliminate harmonics in the estimated back EMF and improve the accuracy of the estimated rotor position.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); multi-model combined flux observer; phase-locked loop(PLL); complex notch filter

永磁同步电机(PMSM)具有高功率密度、高可靠性等优势,广泛应用于航空航天、电动汽车、医疗器械、机器人伺服系统等领域^[1-4]。不同于矢量控制对电机定子电流进行解耦控制,直接转矩控制以电机转矩为主要控制对象,因此基于直接转矩控制策略的永磁同步电机可以获得更优异的动态响应性能^[4]。随着永磁同步电机应用领域的工况条件越来越严苛,使得永磁同步电机中检测转子位置的传统机械式位置传感器难以满足系统要求,基于基波数学模型法或者高频信

号注入法的无传感器转子位置估计方式成为国内外研究热点。

基于基波数学模型法的转子位置估计方式采用电机反电势为计算量,不会对电机正常运行造成干扰,在电机无位置传感器领域获得广泛应用^[5-10]。采用基波数学模型法进行转子位置估计需要对电机反电势(定子磁链)进行合理观测,现有定子磁链观测器一般是基于电压模型法或者状态观测器实现的。基于电压模型法的定子策略观测器存在误差积累和直流温漂等问题,现

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61433004)

作者简介:周硕(1979—),男,硕士,副教授,Email:888zhoushuo@163.com

有定子磁链状态观测器普遍存在结构复杂、计算量大等问题^[8]。

反正切函数法是转子位置信息提取最简单的方式,但是由于逆变器非线性、气隙磁场畸变等因素影响,导致观测反电势中存在大量谐波成分,严重影响到转子位置估计精度^[11-16]。采用低通滤波器可以实现谐波成分的滤除,但同时影响系统动态响应性能。近年来,在电网中广泛应用的锁相环技术在电机转子位置估计领域得到越来越多的研究应用^[15]。基于锁相环的转子位置估计技术可以有效抑制观测反电势中谐波成分,提高转子位置估计精度,但同时低通滤波器的使用会降低直接转矩控制系统的动态响应性能。现有锁相环滤波环节大多针对 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下进行,导致滤波环节复杂。

本文首先提出一种基于PI控制器的多模型组合磁链观测器,该多模型组合磁链观测器以传统电压模型和电流模型为基础,利用PI控制器调节磁链观测器在低速和中高速不同区域运行性能,针对传统定子电阻变化和逆变器电压变化等因素导致磁链观测不精确问题,设计了电阻在线估计和直流偏移补偿,提高了定子磁链观测精度。其次,利用电网广泛应用的锁相环技术设计了转子位置估计结构,利用陷波器可以滤波特定谐波成分的特点,针对观测反电势中主要谐波成分,设计了复变陷波器,提高了转子位置估计精度,软件仿真验证所设计定子磁链观测器在不同速度域运行时的有效性,最后实验验证了基于PLL的转子位置估计精度比传统反正切函数法的优势。

1 多模型组合磁链观测器设计

图1为传统永磁同步电机直接转矩控制系统原理框图,从图1可知,定子磁链观测器是实现永磁同步电机直接转矩控制系统正常运行的基础。

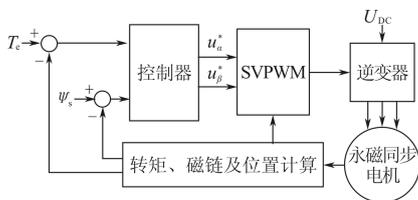


图1 永磁同步电机直接转矩控制系统

Fig.1 Direct torque control system of PMSM

为解决参数变化和外部扰动等因素对磁链观测精度的影响, $\alpha-\beta$ 静止坐标系或者 $d-q$ 旋转坐标系下的速度自适应观测器通常被采用,自适应环节的引入导致系统计算量增大,且容易造成相位延迟等问题。本部分采用PI控制器将典型电压模型和电流模型组合起来,构成多模型组合磁链观测器,实现了全速度域定子磁链的有效观测。

1.1 观测器设计

$d-q$ 旋转坐标系下,永磁同步电机电压和磁链公式为

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

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

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴的电压; i_d, i_q 分别为 d, q 轴的电流; L_d, L_q 分别为 d, q 轴定子电感; Ψ_d, Ψ_q 分别为 d, q 轴的磁链; R_s 为定子电阻; ω 为转子电角速度; Ψ_f 为永磁体与定子交链的磁链。

假设定子磁链状态可变,且定子电流为输出值,则定子磁链观测器可表示为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\Psi}_s}{dt} = -\hat{R}_s \hat{i}_s + u_s + k\hat{i}_s \\ \hat{i}_s = \mathbf{T}^{-1}(\hat{\theta}_{re}) \mathbf{L}^{-1} \mathbf{T}(\hat{\theta}_{re}) \hat{\Psi}_s + \frac{\Psi_f}{L_d} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_{re} \\ -\sin \hat{\theta}_{re} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\hat{\Psi}_s$ 为观测磁链; \hat{i}_s 为观测电流; u_s 为定子电压; \mathbf{T} 为电磁转矩; \hat{R}_s 为观测定子电阻; $\hat{\theta}_{re}$ 为转子观测电角度; k 为观测器增益系数。

设计的定子磁链观测器原理图如图2所示。

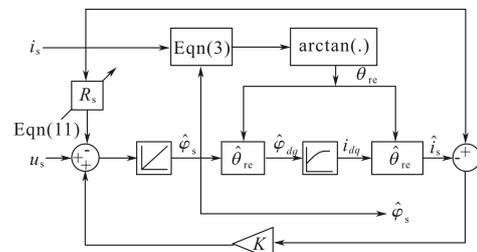


图2 多模型组合磁链观测器

Fig.2 The schematic of multi-model combined flux linkage observer

新型磁链观测器同时在 $\alpha-\beta$ 静止坐标系和 $d-q$ 旋转坐标系2种坐标系下工作,并且采用了传统电压模型法和电流模型法定子磁链观测模

型,同时加入电流估计误差反馈和直流偏移消除环节,因此该新型磁链观测器具备传统电压模型法中高速磁链观测优势,又同时具备传统电流模型法低速磁链观测器精确特性。

1.2 稳定性分析

磁链观测器中电流误差观测值为

$$\tilde{i}_s = T^{-1}L^{-1}T\tilde{\Psi}_s \quad (4)$$

定子磁链动态误差为

$$\tilde{\Psi}_s = \tilde{R}_s i_s - k\dot{i}_s \quad (5)$$

其中 $\tilde{R}_s = R_s - \hat{R}_s$

定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}(\Psi_s^T T^{-1}L^{-1}T\Psi_s + \frac{\tilde{R}_s^2}{\gamma}) > 0 \quad \gamma > 0 \quad (6)$$

假定 1 个控制周期中定子电阻是不变的,则

$$\dot{V} = \Psi_s^T T^{-1}L^{-1}T\Psi_s + \omega\Psi_s^T T^{-1}L^{-1}J\Psi_s - \frac{\dot{\tilde{R}}_s}{\gamma}\tilde{R}_s \quad (7)$$

其中 $J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

假设 $K = k_1 J + k_2 I$, 则

$$\dot{V} = -\tilde{i}_s^T T^{-1}[k_1 I + J(k_2 I - \omega L)]T\tilde{i}_s - \tilde{R}_s(i_a \tilde{i}_\alpha + i_\beta \tilde{i}_\beta + \frac{\dot{\tilde{R}}_s}{\gamma}) \quad (8)$$

为保证系统全局范围内渐进稳定,必须满足 $\dot{V} < 0$, 则下式需要满足:

$$k_1 I + J(k_2 I - \omega L) > 0 \quad (9)$$

$$i_a \tilde{i}_\alpha + i_\beta \tilde{i}_\beta + \frac{\dot{\tilde{R}}_s}{\gamma} = 0 \quad (10)$$

1.3 磁链观测器改进研究

1.3.1 定子电阻估计

磁链观测器中电流模型涉及电阻参数,为消除电机运行过程不利因素对定子电阻值的影响,采用定子电阻在线估计方式进行电阻值误差修正,根据式(10)可知:

$$\dot{\tilde{R}}_s = -\gamma \int (i_a \tilde{i}_\alpha + i_\beta \tilde{i}_\beta) dt \quad (11)$$

较大的自适应系数值会影响到系统的动态响应性能,而且引起谐振成分,由于电机运行时定子电阻值变化缓慢,因此取自适应系数 γ 值为 1 是比较理想的数值。

1.3.2 直流偏移补偿

由于定子电阻引起的直流电压 U_{DC} 测量偏移会影响观测值 u_α 和 u_β , 测量误差会导致较大转子位置估计误差。

本系统针对直流偏移引起的误差,加入积分

补偿环节进行消除,观测器增益系数设置如下式所示:

$$K = (k_1 + \frac{k_1}{s})I + k_2 J \quad (12)$$

式中: k_1 为主动增益系数,当 k_1 为 0.5 时,系统性能接近于传统控制方式。

1.3.3 仿真研究

本部分采用 Matlab 仿真方式,对比传统定子磁链观测器和改进多模型组合磁链观测器在电机低速、高速运行时磁链观测精度,为保证本文所提改进控制策略有效性,仿真和实验所用电机参数是相同的。

永磁同步电机参数设置如下:极对数 $p=4$, 定子电阻 $R=0.8 \Omega$, d 轴电感 $L_d=0.0085 \text{ H}$, q 轴电感 $L_q=0.0016 \text{ H}$, 电源电压 $U_{DC}=36 \text{ V}$, 额定功率 $P=100 \text{ W}$, 额定转速 $\omega=3000 \text{ r/min}$ 。

电机稳态运行于低速(50 r/min)时,传统定子磁链观测器和改进磁链观测器仿真结果如图 3 和图 4 所示,电机稳态运行于高速(500 r/min)时,传统定子磁链观测器和改进磁链观测器仿真结果如图 5 和图 6 所示,其中电机负载取 50% 额定值。

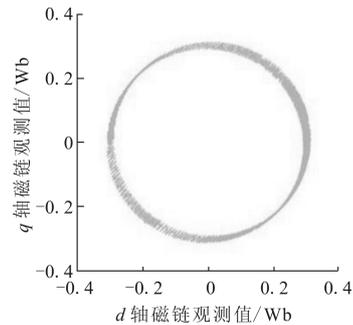


图 3 低转速时传统定子磁链观测器

Fig. 3 Traditional stator flux observer at low speed

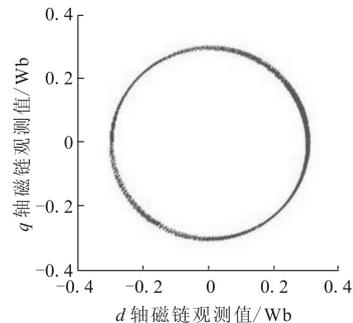


图 4 低转速时多模型组合磁链观测器

Fig. 4 Multi-model combined flux linkage observer at low speed

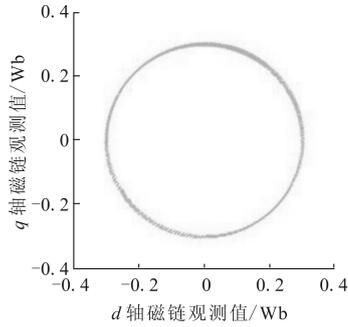


图5 高转速时传统定子磁链观测器
Fig. 5 Traditional stator flux observer at high speed

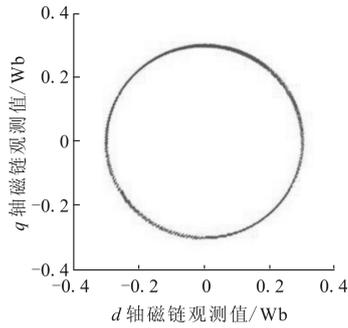


图6 高转速时多模型组合磁链观测器
Fig. 6 Multi-model combined flux linkage observer at high speed

由图3~图6可知,采用传统定子磁链观测器时,电机低速运行时定子磁链估计值波动较大,电机高速运行定子磁链估计值波动较小,效果比较理想;采用改进多模型组合磁链观测器时,无论电机运行于低速或者高速区域,定子磁链观测值波动都很小,性能优于传统定子磁链观测器。

2 转子位置估计方式研究

2.1 反电势谐波分析

由于逆变器非线性、气隙磁场等因素影响,定子电流中会存在大量谐波成分,导致反电势观测值存在各种阶次谐波,影响到传统转子位置估计精度。定义电机定子三相电压方程为

$$\begin{cases} u_a(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} [U_h^+ \cos(h\omega t + \varphi_h^+) + U_h^- \cos(h\omega t + \varphi_h^-)] \\ u_b(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} [U_h^+ \cos(h\omega t + \varphi_h^+ - \frac{2\pi}{3}) + U_h^- \cos(h\omega t + \varphi_h^- + \frac{2\pi}{3})] \\ u_c(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} [U_h^+ \cos(h\omega t + \varphi_h^+ + \frac{2\pi}{3}) + U_h^- \cos(h\omega t + \varphi_h^- - \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (13)$$

式中: $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ 分别为电机定子三相电压; $U_h^+(U_h^-)$ 为电压幅值; $\varphi_h^+(\varphi_h^-)$ 为电压相位; h 为谐波阶次; ω 为转子电角速度。

将电压矢量变换到 $d-q$ 旋转坐标系下,并分解为正序分量和负序分量叠加形式,可得:

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d^+(t) \\ u_q^+(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d^-(t) \\ u_q^-(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d^+(t) \\ u_q^+(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} u_{d,h}^+(t) \\ \sum_{h=1}^{+\infty} u_{q,h}^+(t) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} U_h^+ \cos[(h\omega - \hat{\omega})t + \varphi_h^+ - \hat{\varphi}_1^+] \\ \sum_{h=1}^{+\infty} U_h^+ \sin[(h\omega - \hat{\omega})t + \varphi_h^+ - \hat{\varphi}_1^+] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d^-(t) \\ u_q^-(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} u_{d,h}^-(t) \\ \sum_{h=1}^{+\infty} u_{q,h}^-(t) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} U_h^- \cos[(h\omega + \hat{\omega})t + \varphi_h^- + \hat{\varphi}_1^+] \\ -\sum_{h=1}^{+\infty} U_h^- \sin[(h\omega + \hat{\omega})t + \varphi_h^- + \hat{\varphi}_1^+] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

将式(14)写成直流分量和交流分量叠加形式:

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_d(t) \\ \bar{u}_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{u}_d(t) \\ \tilde{u}_q(t) \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中

$$\begin{cases} \bar{u}_d = \bar{u}_{d,1}^+ \approx U_1^+ \\ \bar{u}_q = u_{d,1}^+ \approx U_1^+ (\varphi_1^+ - \hat{\varphi}_1^+) = U_1^+ \varphi_e \\ \tilde{u}_d(t) = \sum_{h=2}^{+\infty} u_{d,h}^+(t) + \sum_{h=1}^{+\infty} u_{d,h}^-(t) \\ \tilde{u}_q(t) = \sum_{h=2}^{+\infty} u_{q,h}^+(t) + \sum_{h=1}^{+\infty} u_{q,h}^-(t) \end{cases} \quad (18)$$

通过上述分析可知,在 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下存在的3次、5次、7次主要谐波成分在 $d-q$ 旋转坐标系表现为2次和6次谐波成分,对这些主要谐波成分采用拉氏变换,可表示为

$$\tilde{u}_h(s) = L[f(2\omega, 6\omega)] \quad (19)$$

2.2 复变陷波器设计

为消除观测反电势中主要谐波成分和其它相关谐波,本节提出基于复变陷波器的锁相环结构,其中滤波环节采用复变陷波器(complex notch filter, CNF)和滑动平均值滤波器(moving average filter, MAF)串联组成的混合滤波环节,

其结构如图7所示,CNF用于滤波 $d-q$ 坐标系下2次和6次谐波成分,MAF用于滤波其它阶次谐波分量。

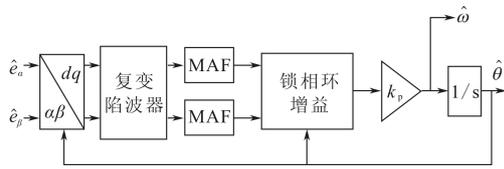


图7 混合滤波环节

Fig. 7 Mixed filter

所采用的CNF从多复变参数滤波器(multiple complex coefficient filter, MCCF)推导得出,MCCF可以理解为复变带通滤波器(complex band-pass filter, CBF)和CNF的串联组合,MCCF在 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下的滤波过程可表示为

$$\hat{u}_{\alpha\beta,1}^+(s) = \frac{\omega_p}{s - j\hat{\omega} + \omega_p} [u_{\alpha\beta}(s) - \hat{u}_{\alpha\beta,1}^-(s)] \quad (20)$$

$$\hat{u}_{\alpha\beta,1}^-(s) = \frac{\omega_p}{s + j\hat{\omega} + \omega_p} [u_{\alpha\beta}(s) - \hat{u}_{\alpha\beta,1}^+(s)] \quad (21)$$

$$\frac{\hat{u}_{\alpha\beta,1}^-(s)}{u_{\alpha\beta}(s)} = \frac{\omega_p}{s - j\hat{\omega} + \omega_p} \frac{(s + j\hat{\omega})(s - j\hat{\omega} + \omega_p)}{s^2 + 2\omega_p s + \hat{\omega}^2} \quad (22)$$

因此,CNF传递函数可表示为

$$CNF(s) = \frac{(s + jh\hat{\omega})(s + \omega_p)}{s^2 + h(\omega_p + j\hat{\omega})s + jh\omega_p\hat{\omega}} \quad (23)$$

式中: ω_p 为通带截止频率。

MAF传递函数可表示为

$$MAF(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{Ts} \quad (24)$$

选取电机角速度 $\omega = 2\pi \times 50$,复变陷波器与传统LPF滤波特性Bode图如图8所示。

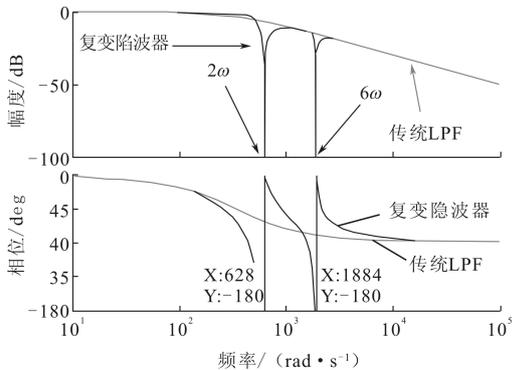


图8 混合滤波环节 Bode 图

Fig. 8 Bode diagram of mixed filter

由上述2种滤波器Bode图分析可知,新型复变陷波器可以有效滤除观测反电势中2次和6次主要谐波成分,MAF也可以实现对其它谐波成分的有效滤除。

3 仿真及实验研究

3.1 仿真及结果分析

仿真研究在低速50 r/min与50%额定负载情况下,电机转速突变至高速500 r/min时,基于不同转子位置估计方式的电机转速波形和转子位置估计情况。其中,电机转速仿真波形如图9、图10所示,转子位置估计仿真波形如图11、图12所示。

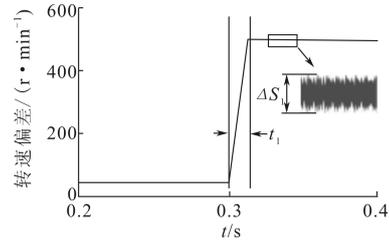


图9 传统LPF滤波电机转速波形

Fig. 9 Speed waveform of traditional LPF filter

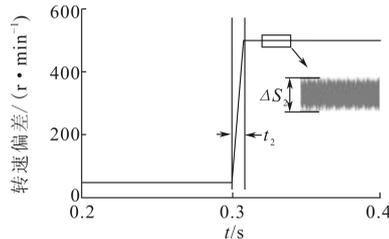


图10 新型复变陷波器滤波电机转速波形

Fig. 10 Speed waveform of new complex notch filter

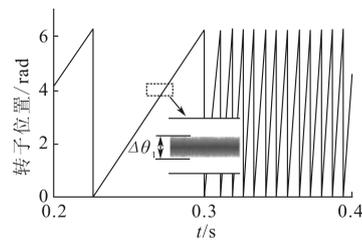


图11 传统LPF滤波转子位置估计波形

Fig. 11 Estimated rotor position of traditional LPF filter

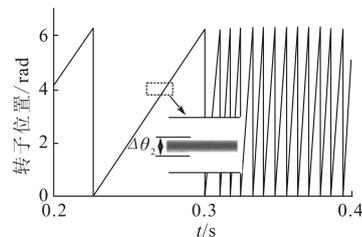


图12 新型复变陷波器滤波转子位置估计波形

Fig. 12 Estimated rotor position of new complex notch filter

分析上述电机仿真结果可知,采用传统LPF反正切函数法转速波动为12 r/min,转子位置误差为 5° ,采用新型复变陷波器PLL转子位置估计

方式的电机转速波动为 9 r/min,转子位置估计误差仅有 3°,当电机转速从低速突变至高速时,传统反正切函数法由于 LFP 的使用,使得系统动态响应缓慢,动态响应时间为 0.015 s,转子位置估计跟踪能力较差,而基于新型 CNF 转子位置估计方式滤波环节对系统动态响应性能影响较小,转速响应时间仅为 0.008 s,有效实现转速突变情况下转子位置跟踪目的。

3.2 实验研究

本部分采用永磁同步电机样机实验的方式,对比分析传统转子位置估计方式和基于复变陷波器的 PLL 转子位置估计方式性能,对上述理论推导及仿真进行验证。

本文设置实验电机参数与 3.1 节的仿真电机参数相同。

实验研究在 50% 负载情况下电机转速从 100 r/min 突变至 500 r/min 情况时,采用 2 种转子位置估计方式的电机运行性能,其电机转速动态响应波形如图 13、图 14 所示。

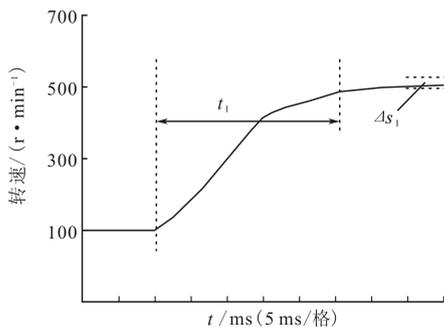


图 13 传统 LPF 滤波电机转速实验波形

Fig. 13 Speed experimental waveform of traditional LPF filter

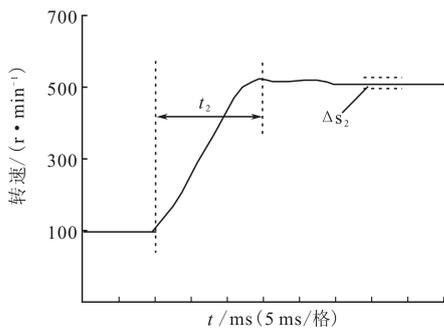


图 14 新型复变陷波器电机转速实验波形

Fig. 14 Speed experimental waveform of new complex notch filter

电机稳态运行于 500 r/min 时,基于不同转子位置估计方式的转子位置估计误差如图 15 和图 16 所示。

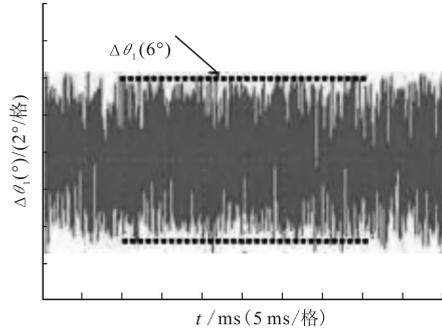


图 15 传统 LPF 滤波转子位置误差实验波形

Fig. 15 Experimental waveform of rotor position error in traditional LPF filter

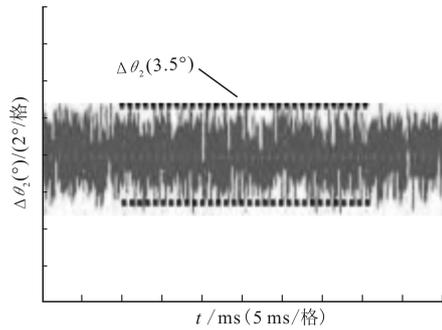


图 16 新型复变陷波器滤波转子位置误差实验波形

Fig. 16 Experimental waveform of rotor position error in new complex notch filter

从上述实验结果可以看出,采用传统转子位置估计方式和新型转子位置估计方式的电机稳态运行转速波动均接近于 15 r/min,基于 2 种转子位置估计方式的转子位置估计误差分别为 6° 和 3.5°,采用传统转子位置估计方式的电机转速动态响应时间为 0.025 s,比新型转子位置估计方式电机慢了 0.01 s,验证了基于复变陷波器的 PLL 可以有效滤除观测反电势中谐波成分、具有较高转子位置估计精度和较快动态响应性能的优势。

4 结论

本文设计了一种基于 PI 控制器的多模型组合磁链观测器,该磁链观测器可以实现电机低速和高速全速度域定子磁链的精确估计,为提高转子位置估计精度提供保障。分析了由于逆变器非线性等因素影响,导致观测反电势中存在的主要谐波成分,以及这些主要谐波成分在不同坐标系的谐波阶次,设计了基于复变陷波器的 PLL 滤波环节,实现了主要谐波成分的完全滤除和其它谐波成分的有效滤除。

仿真对比分析传统定子磁链观测器和多模

型组合磁链观测器在电机低速和高速运行时定子磁链观测值的精度,验证了所设计磁链观测器可实现在全速度域对定子磁链的有效观测。分析了传统LPF转子位置估计方式和改进复变陷波器PLL转子位置估计方式的性能,实验结果表明基于复变陷波器的PLL可有效减小转子位置跟踪误差,提高转子位置估计精度。

参考文献

- [1] 丁曙光. 电动汽车空调无位置传感器的内置式永磁同步电机控制研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(3): 1-5.
- [2] 邢岩, 王旭. 永磁同步电机新型无传感器控制方法[J]. 电气传动, 2018, 48(5): 13-17.
- [3] 张炳义, 王森. 全电无人机主推进直驱永磁电动机热负荷研究[J]. 航空动力学报, 2015, 30(5): 1244-1250.
- [4] Wang G L, Yang R F, Xu D G. DSP Based Control of Sensorless IPMSM Drives for Wide Speed Range Operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720-727.
- [5] Zhao W Q, Shi T N, Wang Y D. New Sliding Mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [6] 钟臻峰, 金孟加. 基于分段PI调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 1203-1211.
- [7] Zhang Y C, Zhu J G. Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 235-248.
- [8] Mohamed S, Mohamed K M, Haitham ZA, *et al.* A New Adaptive SMO for Speed Estimation of Sensorless Induction Motor Drives at Zero and Very Low Frequencies [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6901-6911.
- [9] Hasegawa M, Hatta H, Matsui K. Adaptive Flux Observer on Stator Frame and its Design Based on γ -positive Real problem for sensorless IPM drives [C]//32nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON, 2005: 6-10.
- [10] Liu J M, Zhu Z Q. Sensorless Control Strategy by Square-waveform High-frequency Pulsating Signal Injection into Stationary Reference Frame [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 171-180.
- [11] Tuovinen T, Hinkkanen M. Adaptive Full-order Observer with High Frequency Signal Injection for Synchronous Reluctance Motor Drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 181-189.
- [12] Lin T C, Zhu Z Q. Sensorless Operation Capability of Surface-mounted Permanent-magnet Machine Based on High-frequency Signal Injection Methods [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2161-2171.
- [13] Zhu Z Q, Gong L M. Investigation of Effectiveness of Sensorless Operation in Carrier Signal Injection Based Sensorless Control Methods [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3431-3439.
- [14] Yin Z G, Zhao C, Zhong Y R. Research on Robust Performance of Speed Sensorless Vector Control for the Induction Motor Using an Interfacing Multiple-model Extended Kalman Filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3011-3019.
- [15] Qiao Z W, Shi T N. New Sliding-mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-magnet Synchronous Motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [16] Li T, Zou X D, Feng S S, *et al.* An SRF PLL Based Sensorless Vector Control Using the Predictive Deadbeat Algorithm for the Direct-driven Permanent Magnet Synchronous Generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2837-2849.

收稿日期: 2018-10-21

修改稿日期: 2019-02-16