

# 基于新型 Type-1 PLL 的永磁同步电机转子位置估计方法

王大志<sup>1</sup>, 闫晓鸣<sup>1†</sup>, 李云路<sup>1</sup>, 王兴宇<sup>1</sup>, 王兴华<sup>2</sup>

(1. 东北大学 信息科学与工程学院, 沈阳 110004; 2. 东北大学 体育部, 沈阳 110004)

**摘要:** 为了提高表贴式永磁同步电机的调速性能, 提出一种基于新型锁相环(PLL)的转子位置估计方法. 首先, 针对表贴式永磁同步电机定子反电动势进行谐波分析, 定义谐波成分在旋转坐标系下的表现形式; 然后, 为提高转子位置估计性能, 针对特定谐波成分设计由自适应陷波器(ANF)和低通滤波器(LPF)串级组成的新型滤波器; 最后, 对新型 PLL 与同步旋转坐标系锁相环(SRF-PLL)进行对比仿真实验, 实验结果表明, 所提出的新型 PLL 不仅能保证较高的估计精度, 而且具有较快的转子位置跟踪速度和较强的滤波性能.

**关键词:** 表贴式永磁同步电机; 锁相环; 无传感器; 自适应陷波器

中图分类号: TP273

文献标志码: A

## Rotor position estimation method for permanent magnet synchronous motor based on novel type-1 PLL

WANG Da-zhi<sup>1</sup>, YAN Xiao-ming<sup>1†</sup>, LI Yun-lu<sup>1</sup>, WANG Xing-yu<sup>1</sup>, WANG Xing-hua<sup>2</sup>

(1. College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, China; 2. Physical Education Department, Northeastern University, Shenyang 110004, China)

**Abstract:** To improve the performance of the surface permanent magnet synchronous motor(SPMSM) drives, a rotor position estimation method based on a novel phase-locked loop(PLL) is proposed. Firstly, the harmonic of back electromotive force(back-EMF) of SPMSM is analyzed, the form of harmonic in a rotating coordinate system is defined. Then, in order to improve the accuracy of rotor estimation, a novel filter composed of adaptive notch filter(ANF) and low pass filter(LPF) is designed to extract the specific harmonic. Finally, the simulation experiments are implemented to compare the performance of the proposed PLL and synchronous reference frame PLL(SRF-PLL). The results show that the proposed PLL achieves faster tracking speed and better filtering performance with the a high accuracy of rotor position estimation.

**Keywords:** SPMSM; phase-locked loop; sensorless; adaptive notch filter

## 0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有结构紧凑、运行可靠、效率高、功率密度大、损耗小、外形尺寸设计灵活等诸多优点, 从而使其应用范围越来越广泛. 但在其应用过程中, 通常需要旋转变压器或光电编码器来检测当前转子速度和位置<sup>[1-3]</sup>. 这样不仅使其成本提高, 还降低了其系统的可靠性, 极大地限制了永磁同步电机在某些特定场合的应用. 为了解决这一问题, 国内外学者针对永磁电机无传感器控制技术进行了大量研究<sup>[4-10]</sup>.

PMSM 无传感器控制技术可分为两种. 一种

是高频注入法(HFSI). 该方法利用电机的凸极效应<sup>[11-13]</sup>, 可实现电机转子静止或低速时的速度和位置检测. 但该方法会引入明显的噪声干扰和额外的能量损耗, 目前只适用于内置式永磁同步电机(IPMSM). 另一种方法是基于电机反电动势(back-EMF)设计状态观测器<sup>[14-16]</sup>, 进而从中提取转子信息的方法. 该方法在电机低速运行时, 由于反电动势幅值相对较小, 不利于转子信息的提取, 目前仅适用于中高速场合. 然而, 大多数无传感控制策略受电机参数变化的影响<sup>[17]</sup>, 导致观测性能不理想. 滑模观测器(SMO)因具有对参数变化和外部干扰不敏感、计算

收稿日期: 2017-07-14; 修回日期: 2017-10-13.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(61433004).

责任编委: 易建强.

作者简介: 王大志(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 从事大功率电力电子技术及其应用等研究; 闫晓鸣(1993—), 男, 硕士生, 从事电力电子、电机驱动的研究.

†通讯作者. E-mail: yxm930618@gmail.com

量小、鲁棒性强等优势,被广泛应用于PMSM无传感器调速系统.但滑模控制器所造成的抖振问题<sup>[18]</sup>和逆变器<sup>[19]</sup> $6k+1(k\pm 1, 2, \dots)$ 次谐波的问题,都会直接影响转子速度和位置的估计精度.传统基于反正切函数的转子位置估计方法会放大这一误差,进而严重影响位置估计精度<sup>[7]</sup>.近年来,锁相环(PLL)技术被广泛应用于转子位置估计<sup>[20]</sup>,该方法可以有效抑制谐波干扰,提高位置估计精度,但同时会明显降低系统的带宽,从而降低转子位置的跟踪速度,引起估计相位滞后的问题<sup>[21]</sup>.文献[22]提出了一种基于自适应陷波器锁相环的IPMSM转子位置估计方法,可有效滤除估计反电动势中的5次和7次谐波,但其仍是一种基于PI控制的二型的PLL,存在无法同时满足滤波性能需求和暂态响应快速性的问题.同时,与IPMSM不同,表贴式永磁同步电机(SPMSM)中永磁体之间存在气隙,因此,3次谐波对其转子位置估计的影响尤为重要<sup>[23]</sup>.

本文提出一种基于新型自适应Type-1(一型)PLL的SPMSM转子位置估计方法.该新型PLL与传统基于PI控制的Type-2(二型)PLL相比,具有更快的响应速度和更大的相位裕度,不仅能够有效解决转子位置估计中的抖动问题,而且可显著提高转子位置的估计精度.在Matlab/Simulink环境下进行对比仿真实验,所得结果验证了本文提出的新型Type-1 PLL在转子位置估计上的有效性和优越性.

### 1 基于滑模观测器的无传感器控制系统

图1为基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统结构框图.该控制系统由速度-电流双闭环控制系统和无传感器控制系统组成.其中,无传感器控制系统由电流观测环节和转子位置估计环节组成.本文采用滑模观测器作为电流观测器.

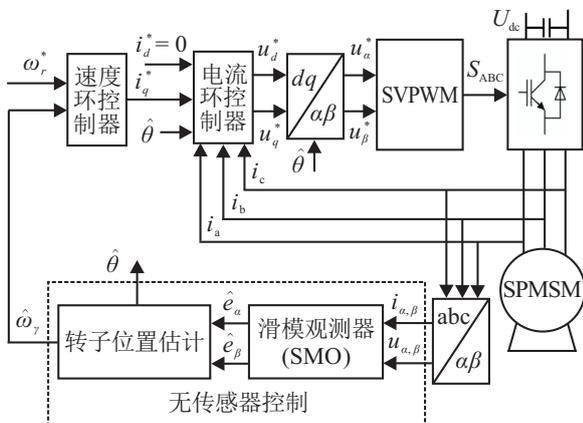


图1 基于滑模观测器的SPMSM无传感器矢量控制系统

### 1.1 滑模观测器设计

SPMSM在 $\alpha$ - $\beta$ 定子静止坐标系下的电压-电流方程为

$$\frac{di_s}{dt} = Ai_s + Bv_s + De_s \tag{1}$$

其中: $i_s = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$ 为 $\alpha$ - $\beta$ 轴定子电流; $v_s = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$ 为

$\alpha$ 、 $\beta$ 轴定子电压; $e_s = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\psi_f \omega_e \sin \theta \\ \psi_f \omega_e \cos \theta \end{bmatrix}$ 为

$\alpha$ 、 $\beta$ 轴反电动势, $\psi_f$ 为永磁体磁链, $\omega_e$ 为转子电角速度, $\theta$ 为转子电角度; $A = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix}$ , $R_s$ 为

定子电阻, $L_s$ 为定子电感; $B = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix}$ ; $D =$

$$\begin{bmatrix} -1/L_s & 0 \\ 0 & -1/L_s \end{bmatrix}.$$

为了获得扩展反电动势的估计值,定义滑模观测器方程为

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A\hat{i}_s + Bv_s + D\hat{e}_s \tag{2}$$

其中:符号“ $\hat{\cdot}$ ”代表相应变量的估计值; $\hat{e}_s = \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} =$

$\begin{bmatrix} k \times \text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ k \times \text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}$ , $k$ 为滑模增益系数.这里用饱和函数(sat( $S$ ))代替传统的开关函数(sign( $S$ ))作为切换控制函数以削弱抖振.

定义滑模面 $S(x) = \hat{i}_s - i_s = \tilde{i}$ .其中:饱和函数(sat( $S$ ))如图2所示, $\Delta$ 为边界层, $\Delta$ 的合理选取可有效削弱抖振,其数学公式如下:

$$\hat{e}_s = k \times \text{sat}(S) = \begin{cases} k, & S > \Delta; \\ \frac{k}{\Delta} \times S, & \Delta > S > -\Delta; \\ -k, & S < -\Delta. \end{cases} \tag{3}$$

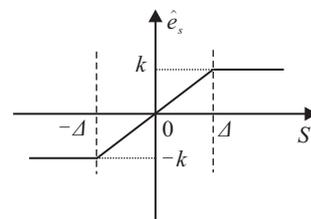


图2 饱和函数

将式(2)与式(1)做差,可得定子电流误差方程为

$$\frac{d\tilde{i}_s}{dt} = A\tilde{i}_s + B(e_s - \hat{e}_s) = A\tilde{i}_s + B(e_s - k \times \text{sat}(\tilde{i}_s)) \tag{4}$$

当系统进入滑模面后, $S(x) = \tilde{i}_s = 0$ .此时 $e_s = \hat{e}_s =$

$k \times \text{sat}(\tilde{i}_s)$ . 由此可以利用下式对转子位置进行估计:

$$\hat{\theta} = -\tan^{-1}\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right). \quad (5)$$

### 1.2 稳定性分析

为了验证上述滑模观测器的收敛情况,这里可取Lyapunov函数为  $V = \frac{S(X)^T S(X)}{2}$ ,若使上述系统在全局范围内渐近稳定,则须满足

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(X)^T \dot{S}(X) = \\ &[\tilde{i}_{s\alpha} \ \tilde{i}_{s\beta}] \times \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L_s} (e_\alpha - k \times \text{sat}(\tilde{i}_\alpha)) \\ -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta - \frac{1}{L_s} (e_\beta - k \times \text{sat}(\tilde{i}_\beta)) \end{bmatrix} < 0. \end{aligned} \quad (6)$$

当满足  $k > \max\{-R|\tilde{i}_\alpha| + e_\alpha \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha), -R|\tilde{i}_\beta| + e_\beta \text{sgn}(\tilde{i}_\beta)\}$  时,式(6)恒成立,即上述滑模观测器在全局范围内是渐近稳定的.

## 2 转子位置估计

### 2.1 反电动势谐波成分分析

定子三相电压中的谐波成分会对转子位置的估计精度产生影响. 定义定子三相电压方程式如下:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= \sum_{h=1}^{+\infty} [V_h^+ \cos(h\omega t + \phi_h^+) + V_h^- \cos(h\omega t + \phi_h^-)], \\ v_b(t) &= \sum_{h=1}^{+\infty} \left[ V_h^+ \cos\left(h\omega t + \phi_h^+ - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ &\quad \left. V_h^- \cos\left(h\omega t + \phi_h^- + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \\ v_c(t) &= \sum_{h=1}^{+\infty} \left[ V_h^+ \cos\left(h\omega t + \phi_h^+ + \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ &\quad \left. V_h^- \cos\left(h\omega t + \phi_h^- - \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \end{aligned} \quad (7)$$

其中:  $V_h^+$  ( $V_h^-$ ) 是电压的幅值,  $\phi_h^+$  ( $\phi_h^-$ ) 是电压的相位,  $h$  是正负序电压向量的谐波阶次,  $\omega$  是转子电角速度.

对式(7)进行Clark变换,并整理成正序分量和负序分量叠加形式,可得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} v_\alpha^+(t) \\ v_\beta^+(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha^-(t) \\ v_\beta^-(t) \end{bmatrix}, \quad (8) \\ \begin{bmatrix} v_\alpha^+(t) \\ v_\beta^+(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} v_{\alpha,h}^+(t) \\ \sum_{h=1}^{+\infty} v_{\beta,h}^+(t) \end{bmatrix} = \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} V_h^+ \cos(h\omega t + \phi_h^+) \\ \sum_{h=1}^{+\infty} V_h^+ \sin(h\omega t + \phi_h^+) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha^-(t) \\ v_\beta^-(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} v_{\alpha,h}^-(t) \\ \sum_{h=1}^{+\infty} v_{\beta,h}^-(t) \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} V_h^- \cos(h\omega t + \phi_h^-) \\ -\sum_{h=1}^{+\infty} V_h^- \sin(h\omega t + \phi_h^-) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (10)$$

然后,对  $v_{\alpha,\beta}(t)$  进行Park变换,将电压矢量变换到  $d$ - $q$  旋转坐标系下,可得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d^+(t) \\ v_q^+(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} v_{d,h}^+(t) \\ \sum_{h=1}^{+\infty} v_{q,h}^+(t) \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} V_h^+ \cos[(h\omega - \hat{\omega})t + \phi_h^+ - \hat{\phi}_1^+] \\ \sum_{h=1}^{+\infty} V_h^+ \sin[(h\omega - \hat{\omega})t + \phi_h^+ - \hat{\phi}_1^+] \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d^-(t) \\ v_q^-(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} v_{d,h}^-(t) \\ \sum_{h=1}^{+\infty} v_{q,h}^-(t) \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{+\infty} V_h^- \cos[(h\omega + \hat{\omega})t + \phi_h^- + \hat{\phi}_1^+] \\ -\sum_{h=1}^{+\infty} V_h^- \sin[(h\omega + \hat{\omega})t + \phi_h^- + \hat{\phi}_1^+] \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (12)$$

当锁相环(PLL)在“锁定”状态,即  $\omega = \hat{\omega}, \phi_1^+ \approx \hat{\phi}_1^+$  时,  $v_{d,q}(t)$  可以表示成直流分量与交流分量叠加的形式,即

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} \cong \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix}}_{\text{直流分量}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{v}_d(t) \\ \tilde{v}_q(t) \end{bmatrix}}_{\text{交流扰动}}. \quad (13)$$

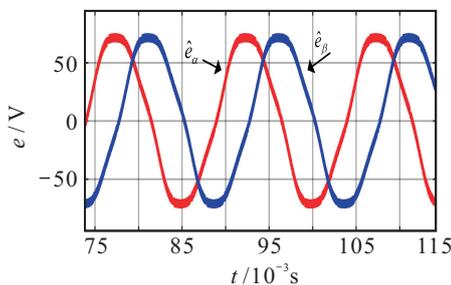
其中

$$\begin{aligned} \bar{v}_d &= v_{d,1}^+ \approx V_1^+, \\ \bar{v}_q &= v_{q,1}^+ \approx V_1^+ (\phi_1^+ - \hat{\phi}_1^+) = V_1^+ \phi_e, \end{aligned}$$

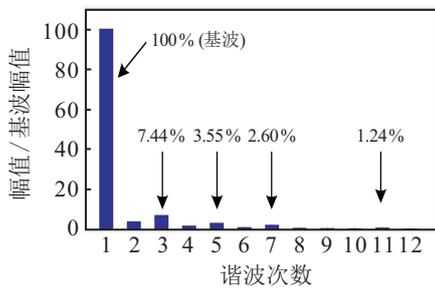
$$\begin{aligned} \tilde{v}_d(t) &= \sum_{h=2}^{+\infty} v_{d,h}^+(t) + \sum_{h=1}^{+\infty} v_{d,h}^-(t), \\ \tilde{v}_q(t) &= \sum_{h=2}^{+\infty} v_{q,h}^+(t) + \sum_{h=1}^{+\infty} v_{q,h}^-(t). \end{aligned} \quad (14)$$

经过上述公式推导可以得到在 $\alpha$ - $\beta$ 静止坐标系下的3, -5, 7, -11, 13, ...次谐波<sup>[23-24]</sup>. 对上述谐波进行Park变换, 相当于将 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系按照逆时针以基波角频率 $\omega$ 的速度旋转, 则 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系下的3, -5, 7, -11, 13, ...次的电压成分在 $d$ - $q$ 坐标系下分别表现为2,  $\pm 6$ ,  $\pm 12$ , ...次的谐波成分. 对谐波成分进行拉氏变换, 谐波成分 $\tilde{v}_h$ 可表示为

$$\tilde{v}_h(s) = L[f(2\omega, 6\omega, 12\omega, \dots)], \quad (15)$$



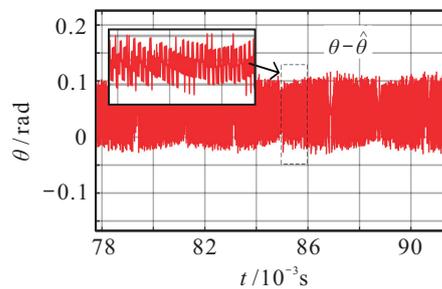
(a) 估计反电动势



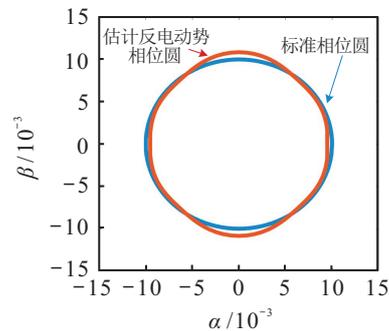
(c) 估计反电动势FFT分析

其中 $\omega$ 为转子电角速度.

图3对估计反电动势中存在的谐波作了相应的分析: 图3(a)为估计反电动势的波形图, 可以看出, 由于谐波分量的存在, 反电动势估计值存在削顶现象; 图3(b)为采用基于反电动势的反正切法进行转子位置估计的估计误差, 估计反电动势中的谐波分量导致转子位置估计的抖动和误差; 图3(c)为对估计反电动势进行快速傅里叶变换(FFT)分析, 可以得到其中的谐波成分, 这里3次谐波成分最多, 约占基波的7%左右; 图3(d)为估计反电动势的李萨如曲线(Lissajou curve)与标准相位圆作对比, 由于谐波分量的存在, 造成估计反电动势圆产生了畸变.



(b) 基于反正切函数的转子位置估计误差



(d) 李萨如曲线

图3 估计反电动势谐波分析

### 2.2 基于新型PLL的转子位置估计

本文提出的新型Type-1 PLL结构如图4所示.

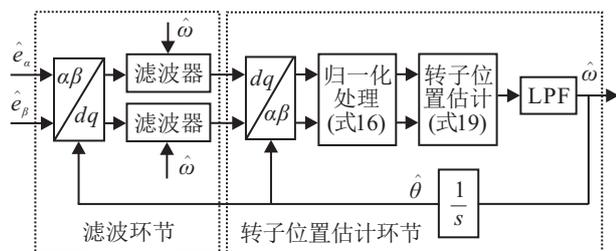


图4 新型Type-1 PLL结构

由图4可知, 该新型PLL滤波环节在 $d$ - $q$ 旋转坐标系下进行. 该滤波环节由ANF与LPF串联组成, 如图5所示.

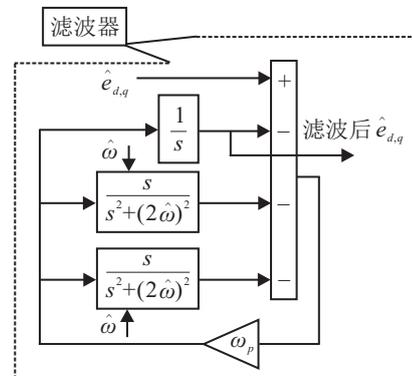


图5 滤波器结构

图6为该新型PLL滤波器与LPF的对比bode图, 选取基波频率 $\omega = 2\pi \times 50$ .

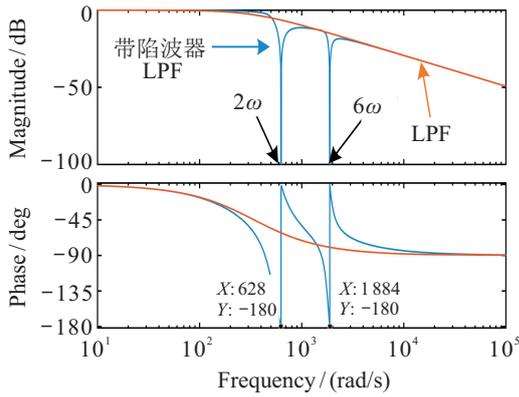


图6 新型PLL滤波器与LPF对比bode图

如图6所示,2次和6次谐波明显被滤除.对于电机而言,反电动势幅值是不断变化的.在转子位置估计环节参数固定的情况下,滤波器输出信号经过如下归一化处理:

$$\begin{bmatrix} v_{dn}(t) \\ v_{qn}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_d^2(t) + v_q^2(t)}} \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix}, \quad (16)$$

可以保证该新型PLL在电机不同转速下的估计精度.

与SRF-PLL不同,该新型PLL转子位置估计环节在 $\alpha$ - $\beta$ 静止坐标系下进行,取代了传统的PI控制,在增大相位裕度的同时,加快了动态响应速度.经过上述滤波环节,高次谐波得到了有效滤除.由式(9)可知,此时信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \sin(\omega t + \phi) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

对式(17)进行微分运算,可得

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha(t) \\ \dot{v}_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega \sin(\omega t + \phi) \\ \omega \cos(\omega t + \phi) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

对式(18)变换可以提取转子速度 $\omega$ ,即

$$\dot{v}_\alpha^2(t) + \dot{v}_\beta^2(t) = \omega^2. \quad (19)$$

该新型Type-1 PLL的等效数学模型如图7所示.

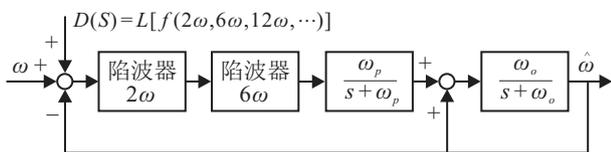


图7 新型Type-1 PLL数学模型

在图7中, $\omega_p$ 和 $\omega_o$ 分别为两个LPF的截止频率.通过两个ANF,输入信号中的 $2\omega$ 和 $6\omega$ 谐波分量得到有效滤除.图7的数学模型可以进一步简化,如图8所示.已滤除 $2\omega$ 和 $6\omega$ 谐波分量的输入信号通过一个二阶LPF获取转子位置信息.由于已经滤除了特定的高次谐波,二阶LPF的截止频率可以选取的足够大.这样,在不影响滤波性能的同时又增大了系统带

宽,加快了动态响应速度.

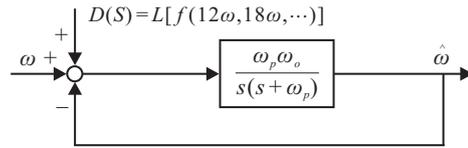


图8 新型Type-1 PLL简化数学模型

为使滤波器获得可观的性能表现,需要选取合理的截止频率 $\omega_p$ 和 $\omega_o$ 来设计滤波器.图8所示数学模型可以表示成开环传递函数

$$G_{OL}(s) = \frac{\omega_p \omega_o}{s^2 + \omega_p s} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s}. \quad (20)$$

为确定 $\zeta$ 、 $\omega_n$ 的值,令 $|G_{OL}|_{s=j\omega_c} = 1$ ,有

$$|G_{OL}|_{s=j\omega_c} = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{\omega_c^2 + 4\xi^2 \omega_n^2 \omega_c^2}} = 1, \quad (21)$$

$$\omega_n = \sqrt{\omega_c^2 (2\xi^2 + \sqrt{(2\xi^2)^2 + 1})}. \quad (22)$$

为了提高滤波器性能,通常根据基波频率 $\omega$ 选取合理的穿越频率 $\omega_c$ ,使 $\omega/4 < \omega_c < 2\omega/5$ <sup>[21]</sup>, $\zeta = 0.707$ .截止频率 $\omega_p$ 和 $\omega_o$ 即可确定.

### 3 仿真实验及结果分析

#### 3.1 仿真及结果分析

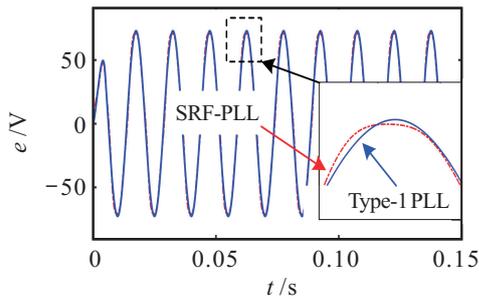
在Matlab/Simulink环境下,考虑基于滑模观测器的SPMSM无位置传感器矢量控制系统,对新型Type-1 PLL与SRF-PLL进行仿真对比研究.仿真实验中,滑模增益 $K = 200$ ,边界层厚度 $\Delta = \pm 2$ ,仿真时间设置为 $10^{-6}$  s.电机参数如表1所示.

表1 表贴式永磁同步电动机参数

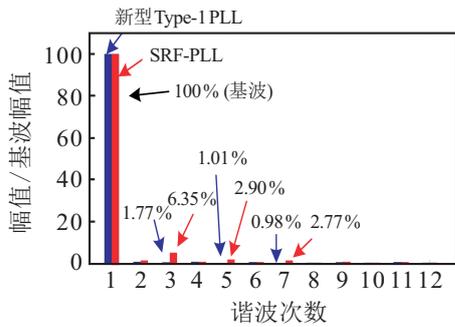
电机参数	电机参数
永磁体磁链/Wb	0.175
d轴电感/mH	8.5
q轴电感/mH	8.5
定子电阻/ $\Omega$	1.2
极对数	4
转动惯量/ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.0008
直流母线电压/V	700
额定功率/kW	2.4
额定转矩/N·m	15

仿真实验在电机空载、给定转速1000 r/min情况下对比了新型Type-1 PLL与SRF-PLL中滤波器的性能.反电动势谐波分析如图9所示.

由图9(a)可以看出:SRF-PLL中的LPF滤波效果不理想,其反电动势波形仍存在一定程度的畸变,且削顶现象并未完全消除;而新型PLL滤波器采用ANF与LPF串级形式,可有效滤除3, -5, 7次谐波,其反电动势波形更加接近正弦.由图9(b)也可发现:



(a) 反电动势波形



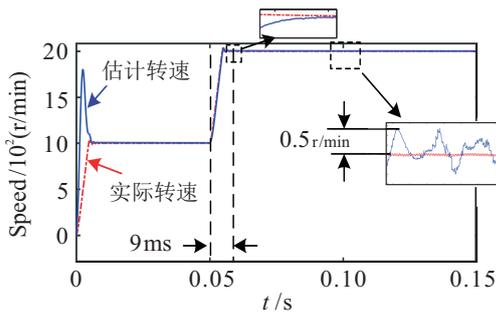
(b) 反电动势FFT分析

图9 反电动势谐波分析

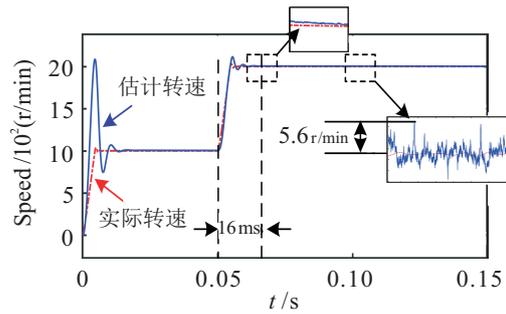
新型PLL对特定次数的谐波有较好的抑制作用;而SRF-PLL虽然也具有一定程度上的滤波效果,但对特定次数的谐波抑制作用不明显.

为了验证新型PLL的动态性能,进行恒负载变转速仿真实验,在50%额定负载的情况下,于50ms时刻使给定转速从1000r/min阶跃到2000r/min.如图10所示,当转速变化后SRF-PLL在16ms后实现转速跟踪,而新型Type1-PLL只需要9ms,具有更快的动态响应速度.进入稳态后,由于SRF-PLL中的谐波并未完全滤除,会导致转速跟踪存在±5.6r/min的抖动;而新型Type1-PLL有效地滤除了特定的谐波分量,转速跟踪抖动只有±0.5r/min.

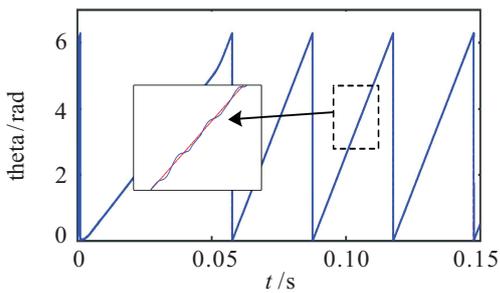
由图10(c)~图10(f)中可以看出:SRF-PLL转子位置估计抖动较大,位置估计误差达到5.8deg,严重影响了电机调速系统性能;而新型Type1-PLL转子位置估计比较平稳,估计误差最大约为1.2deg,表现出较强的跟踪性能和滤波性能.



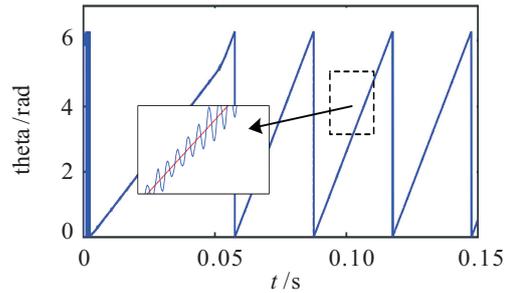
(a) 新型Type-1 PLL转速跟踪



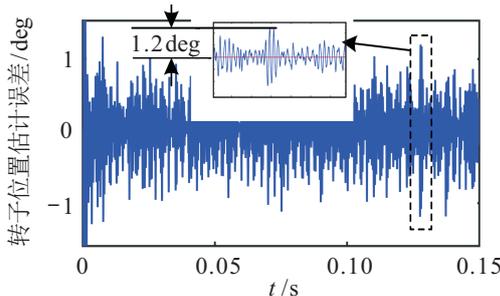
(b) SRF-PLL转速跟踪



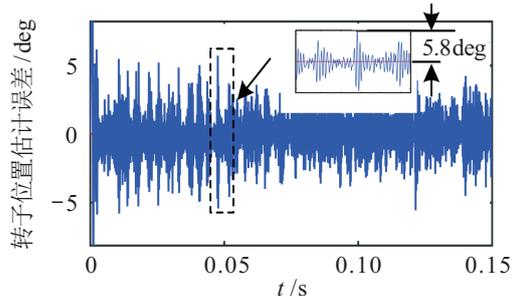
(c) 新型Type-1 PLL转子位置跟踪



(d) SRF-PLL转子位置跟踪



(e) 新型Type-1 PLL转子位置估计误差



(f) SRF-PLL转子位置估计误差

图10 新型PLL与SRF-PLL性能仿真对比(1)

### 3.2 实验及结果分析

为验证新型PLL与SRF-PLL转子位置的跟踪性能,针对表贴式永磁同步电机进行了实验,电机参数如表1所示.实验电机由3相IGBT逆变器驱动.控制芯片为TMS320F28335,采样频率10kHz.转子实际位置由增量式编码器测量得到.不同方法的估计值通过D/A转换输出,在示波器中进行对比分析.

实际转速由1000 r/min变化到2000 r/min时,新型PLL和SRF-PLL转速估计值对比以及转子位置估计误差对比波形如图11所示.

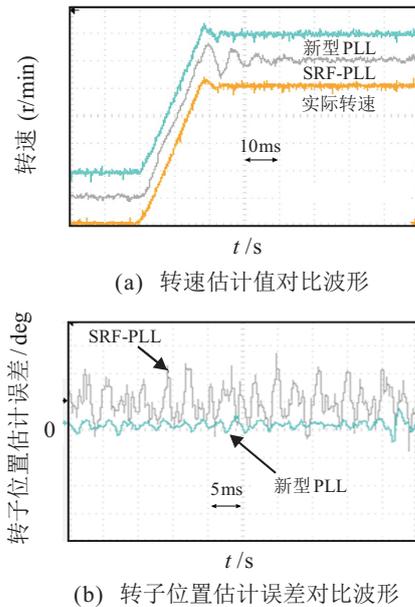


图11 新型PLL与SRF-PLL性能仿真对比(2)

由图11(a)中可以看出,相比于SRF-PLL,采用新型PLL对电机实际转速的锁定速度较快,更快地进入跟踪稳态,具有较高的动态响应速度.图11(b)表明,相比于SRF-PLL,采用新型PLL具有较小的估计误差和估计值抖动.该实验结果与上述仿真结果在两种方法的转子位置估计性能上的对比结果具有一致性,从而验证了本文提出的新型PLL在转子位置估计性能方面的有效性和优越性.

## 4 结论

1) 本文提出了一种基于新型Type-1 PLL无传感器SPMSM转子位置估计方法.该新型PLL以在旋转坐标系下滤波与静止坐标系下估计位置相结合的方式对转子位置进行跟踪.利用滑模观测器提取反电动势信息,并采用新型PLL对转子实现更快速、更准确的位置跟踪.

2) 分析了SPMSM无传感器控制系统中反电动势的谐波成分,并定义了谐波成分在旋转坐标系下的表现形式.设计了ANF与LPF串级的新型滤波器,可

对3, -5, 7次谐波进行有效滤除,提高了控制系统性能.

3) 对新型PLL与SRF-PLL进行了对比仿真实验.实验结果表明,该新型PLL能够有效减小转子位置跟踪抖动和误差,具有更快的收敛速度,在电机变速运行中具有较好的控制效果.

### 参考文献(References)

- [1] Choong-Hyuk Y, In-Joong H, Myoung-Sam K. A resolver-todigital conversion method for fast tracking[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1992, 39(5): 369-378.
- [2] Anno Y, Seung-Ki S, Dong-Cheol L, et al. Novel speed and rotor position estimation strategy using a dual observer for low resolution position sensors[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2009, 24(12): 2897-2906.
- [3] Hu Jianhui, Zou Jibin, Xu Fei, et al. An improved PMSM rotor position sensor based on linear hall sensors[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2012, 48(11): 3591-3594.
- [4] Lu Wenqi, Hu Yuwen, Huang Wenxin. A hybrid approach of sensorless rotor position self-sensing for brushless DC motor[C]. Int Conf on Electrical Machines and Systems. Wuhan, 2008: 1334-1337.
- [5] 李鸿儒, 顾树生. 基于神经网络的PMSM速度和位置自适应观测器的设计[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 32-35.  
(Li H R, Gu S S. Neural-network-based adaptive observer of position and speed of PMSM[J]. Proc of the CSEE, 2002, 22(12): 32-35.)
- [6] 李永东, 朱昊. 永磁同步电机无速度传感器控制综述[J]. 电气传动, 2009, 39(9): 3-10.  
(Li Y D, Zhu H. Review of sensorless control of PMSM[J]. Electric Drive, 2009, 39(9): 3-10.)
- [7] Wang Gaolin, Yang Rongfeng, Xu Dianguo. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720-727.
- [8] Zhao Weiqiao, Shi Tingna, Wang Yindong. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [9] Tranco E, Ibarra E, Arias A, et al. A novel PMSM hybrid sensorless control strategy for EY applications based on PLL and HFI[C]. The 42nd Annual Conf the IEEE. Florence, 2016: 6669-6674.
- [10] 鲁文其, 胡育文, 黄文新. 无刷直流电机无位置传感器转子位置自检测复合方法[J]. 电工技术学报, 2008, 23(9): 70-75.  
(Lu W Q, Hu Y W, Huang W X. A hybrid approach

- of sensorless rotor position self-sensing for brushless dc motor[J]. *Trans of China Electro-technical Society*, 2008, 23(9): 70-75.)
- [11] 赵德宗, 张承进, 郝兰英. 一种无速度传感器感应电机鲁棒滑模控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2006, 26(22): 122-127.  
(Zhao D Z, Zhang C J, Hao L Y. A robust sliding-mode control strategy of a speed sensorless induction machine[J]. *Proc of the CSEE*, 2006, 26(22): 122-127.)
- [12] Liu J M, Zhu Z Q. Sensorless control strategy by square-waveform high-frequency pulsating signal injection into stationary reference frame[J]. *IEEE J of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, 2(2): 171-180.
- [13] Tuovinen T, Hinkkanen M. Adaptive full-order observer with high frequency signal injection for synchronous reluctance motor drives[J]. *IEEE J of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, 2(2): 181-189.
- [14] Yongsoon P, Seung-Ki S. Sensorless control method for PMSM based on frequency-adaptive disturbance observer[J]. *IEEE J of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, 2(2): 143-151.
- [15] Yin Zhonggang, Zhao Chang, Zhong Yanru, et al. Research on robust performance of speed-sensorless vector control for the induction motor using an interfacing multiple-model extended Kalman filter[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2014, 29(6): 3011-3019.
- [16] Ravi Teja A V, Chakraborty C, Maiti S, et al. A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives[J]. *IEEE Trans on Industry Electronics*, 2012, 59(10): 3757-3767.
- [17] Tomonobu S, Tsuyoshi S, Katsumi U. Vector control of permanent magnet synchronous motors without position and speed sensors[C]. *IEEE Power Electronics Specialists Conf. Atlanta*, 1995: 759-765.
- [18] 吴春华, 陈国呈, 孙承波. 基于滑模观测器的无传感器永磁同步电机矢量控制系统[J]. *电工电能新技术*, 2006, 25(2): 1-3.  
(Wu C H, Chen G C, Sun C B. Sliding mode observer for sensorless vector control of PMSM[J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2006, 25(2): 1-3.)
- [19] Zhu Z Q, Shi Y F, Howe D. Rotor position sensing in brushless ac motors with self-shielding magnets using linear hall sensors[J]. *J of Applied Physics*, 2006, 99(8): 08R313-1-08R313-3.
- [20] Li Tong, Zou Xudong, Feng Shushuai, et al. An SRF-PLL-based sensorless vector control using the predictive deadbeat algorithm for the direct-driven permanent magnet synchronous generator[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2014, 29(6): 2837-2849.
- [21] Saeed Golestan, Mohammad Monfared, Francisco D Freijedo. Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2013, 28(2): 765-778.
- [22] Wang Gaolin, Zhan Hanlin, Zang Guoqiang, et al. Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF based observer in sensorless IPMSM drives[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2014, 29(6): 3055-3064.
- [23] Song Xinda, Fang Jiancheng, Han Bangcheng, et al. Adaptive compensation method for high-speed surface PMSM sensorless drives of EMF-based position estimation error[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2016, 31(2): 1438-1449.
- [24] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 15-17.  
(Wang Z A, Yang J, Liu J J, et al. Harmonic suppression and reactive power compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 2012: 15-17.)

(责任编辑: 李君玲)