

# 基于 ESO-PLL 的永磁同步电机无位置传感器控制

王明辉<sup>1</sup>, 徐永向<sup>2\*</sup>, 邹继斌<sup>2</sup>

- (1. 哈尔滨理工大学电气与电子工程学院, 黑龙江省 哈尔滨市 150080;
2. 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

## Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on ESO-PLL

WANG Minghui<sup>1</sup>, XU Yongxiang<sup>2\*</sup>, ZOU Jibin<sup>2</sup>

- (1. College of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, Heilongjiang Province, China; 2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang Province, China)

**ABSTRACT:** In terms of sensorless control for permanent magnet synchronous motor (PMSM), phase locked loop (PLL) can be used to acquire the speed, thus suppressing the noise of differentiation after the back electromotive forces or fluxes are estimated. In order to improve the transient performance of the speed estimation, a novel extended-state-observer-based (ESO-based) high-order PLL considering the transient states was proposed. The phase detector (PD) was the error between the angles acquired by the arctangent and PLL. The loop filter (LF) was the ESO to replace the PI controller. The voltage-controlled oscillator (VCO) was the process of angle estimation in the ESO. This method was easy to implement, and mechanical parameters were not used. The research results demonstrate that the proposed ESO-PLL could be operated stably, and the transient performance is superior to the conventional PLL.

**KEY WORDS:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); sensorless control; phase locked loop (PLL); extended state observer (ESO)

**摘要:** 在永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)无位置传感器控制中, 得到反电动势或磁链等信息后, 为避免微分计算的噪声, 可使用锁相环(phase locked loop, PLL)方法获取转速。为提升转速估计的动态性能, 该文提出考虑动态过程的基于扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的高阶 PLL。以反正切运算与 PLL 估计角度之差作为鉴相器(phase detector, PD), ESO 取代 PI 环节, 作为环路滤波器(loop filter, LF), ESO 中角度估计环节作为压控振荡器(voltage-controlled oscillator, VCO)。该方法易于

实现, 且不使用机械参数。研究表明: 提出的 ESO-PLL 方法能够稳定运行, 且动态性能优于传统 PLL 方法。

**关键词:** 永磁同步电机; 无位置传感器控制; 锁相环; 扩张状态观测器

## 0 引言

现代生产生活中, 电机是最重要的机电能量转换装置。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高功率密度、高效率、易于控制等突出优点, 已广泛应用于家用电器、工业生产、交通运输、航空航天等领域。当前最常用的 PMSM 控制策略是双闭环矢量控制。一般情况下, 双闭环控制需要使用位置传感器来获取电机转子位置, 常见的位置传感器包括光电编码器、旋转变压器、霍尔传感器、磁编码器等。但位置传感器会引起一系列问题: 一方面, 位置传感器增加了系统成本与体积; 另一方面, 在部分较为恶劣的工况下, 位置传感器可靠性降低, 面临失效风险。所以, 无位置传感器控制策略具有重要的理论与实际意义, 该课题已经成为电力传动领域的主要研究方向之一<sup>[1]</sup>。

PMSM 的无位置传感器控制方法分为两类, 一类是适用于零、低速范围的高频注入法, 另一类是适用于中、高速范围的观测器法。在中、高速范围, 最常见的方式是首先构造反电动势或磁链观测器, 然后再提取出反电动势或磁链中包含的转速或位置信息<sup>[2-5]</sup>。观测器方法在零、低速范围稳定性较差并有可能完全失效。对于反电动势观测器, 由于零、

基金项目: 国家自然科学基金项目(51437004)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51437004).

低速范围内的反电动势信噪比较高,尤其在接近零速时,转子在任何位置的反电动势均接近 0,会导致无法提取有效信息。逆变器非线性因素(功率管压降、死区等)会使观测结果中出现一定谐波分量,有研究表明谐波幅值会导致算法在零、低速范围不稳定<sup>[6]</sup>。理论上,由于转子磁链不为 0,所以磁链观测器并不受转速幅值的限制,但其稳定性依然受其它几项因素影响<sup>[7]</sup>。

在观测出反电动势或磁链信息后,可直接通过反正切计算转子位置,然后用微分计算转速,但微分无法抑制噪声,甚至可能使计算结果发散。锁相环(phase locked loop, PLL)方法通过 PI 环节得到转速信息,无需微分运算。PLL 已在无位置传感器控制中取得广泛应用。PLL 有多种形式,如旋转坐标系型<sup>[8]</sup>、速度跟踪器型<sup>[9-10]</sup>、外差法<sup>[11-14]</sup>等。虽然传统 PLL 具备较好的误差抑制效果,但在转速变化时的动态性能欠佳。

为改善无位置传感器控制器的性能,可通过全维、降维观测器或模型参考自适应法等,利用自适应律或超稳定性等方式得到转速<sup>[15-17]</sup>,但需大幅改变算法结构。如果继续使用常见的反电动势或磁链观测器,可构造额外的转速观测器,也可在二阶 PLL 中增加补偿。文献[18]利用电机的机械运动方程构造了转速观测器。文献[19]使用外差法构造模型参考自适应转速估计器,并将估计转速作为反馈来改进反正切运算。文献[20]提出一种带前馈补偿的 PLL,前馈补偿项是通过一阶低通滤波器滤除高频噪声与干扰,利用泰勒展开可从理论上证明:该类 PLL 在角度为抛物线函数时的稳态跟踪误差为 0。文献[21]中提出一种基于 p 分量构造的带前馈补偿的 PLL。文献[22]利用小信号法分析负载变化过程,并在此基础上提出带转速补偿的增强型 PLL,从而提高负载变化时的鲁棒性。关于如何通过 PLL 使动态性能在转速指令与负载变化时均得到改善,相关研究还比较少。

本文提出一种形式简单且不使用任何机械参数的高阶 PLL 方法:以角加速度为扩张状态变量来构造扩张状态观测器(extended state observer, ESO),并将其作为 PLL 中的环路滤波器(loop filter, LF),ESO 中的位置估计过程为压控振荡器(voltage-controlled oscillator, VCO),反正切所得角度与 ESO 计算所得角度之差为鉴相器(phase detector, PD)。并分析 ESO-PLL 的增益整定方式。

通过仿真与实验验证,ESO-PLL 可有效提升电机在转速指令与负载变化时的动态性能。

## 1 PLL 原理分析

PMSM 在静止坐标系下的反电动势为

$$\begin{cases} e_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ e_\beta = \omega_e \psi_f \cos \theta_e \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$  为静止坐标系下反电动势;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $\omega_e$  为电机转速;  $\theta_e$  为电角度。

永磁体磁链为反电动势积分。静止坐标系下的永磁体磁链为

$$\begin{cases} \psi_{f\alpha} = \psi_f \cos \theta_e \\ \psi_{f\beta} = \psi_f \sin \theta_e \end{cases} \quad (2)$$

式中  $\psi_{f\alpha}$ 、 $\psi_{f\beta}$  为静止坐标系下永磁体磁链。

下面对传统二阶 PLL 的基本原理进行分析。以磁链观测器为例,PLL 能够提取出转子磁链的相位中包含的位置信息,其计算公式为

$$\begin{cases} \varepsilon = \hat{\psi}_{f\beta} \cos(\hat{\theta}_e) - \hat{\psi}_{f\alpha} \sin(\hat{\theta}_e) \\ \hat{\omega}_e = K_p \varepsilon + K_I \int \varepsilon dt \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $K_p$ 、 $K_I$  为 PLL 增益; 符号“ $\hat{\cdot}$ ”表示该物理量估计值。

假定前级观测器稳定收敛,即磁链估计值中包含的位置信息准确,那么,对于 PLL 中的 PD,关系如式(4)所示。

$$\varepsilon = \psi_{f\beta} \cos(\hat{\theta}_e) - \psi_{f\alpha} \sin(\hat{\theta}_e) = \psi_f \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (4)$$

因此,当角度误差较小时:

$$\varepsilon \approx \psi_f (\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (5)$$

传统二阶 PLL 基本原理图如图 1 所示。一个完整的 PLL 是由 PD、LF、VCO 三部分组成。由式(5)可得:通过 LF 环节的 PI 调节作用,可使 PLL 所得电角度的误差趋于 0。PLL 的优点在于:使转速的估计过程变为闭环形式,避免了微分运算。

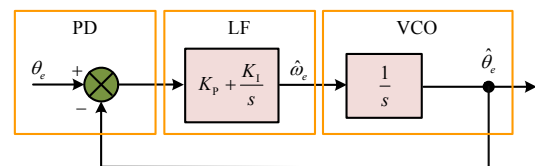


图 1 传统 PLL 基本原理图

Fig. 1 Schematic diagram of conventional PLL  
根据式(3)–(5)推导出 PLL 的传递函数:

$$G_{\text{PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{K_p s + K_I}{s^2 + K_p s + K_I} \quad (6)$$

根据极点配置方法，为计算简便，并获得较好的性能，将两个极点配置于实轴上同一点处，得到增益  $K_p$ 、 $K_I$  取值：

$$\begin{cases} K_p = 2c \\ K_I = c^2 \end{cases} \quad (7)$$

式中  $c$  为位于左半平面极点的绝对值。

传统 PLL 为二阶系统，状态变量为电角度与转速。那么，基于 PI 环节的传统 PLL 方法实际上是假定了转速变化较为缓慢，即角加速度约为 0。因此，当转速出现动态变化时，会存在动态效果较差的问题。

## 2 ESO-PLL 原理及增益选取

### 2.1 ESO-PLL 基本结构

下面对本文提出的 ESO-PLL 进行推导。将转速的微分作为 ESO 中的扩张状态变量，该变量物理意义为角加速度。无论处于稳态或暂态，电机电角度、转速、角加速度三者之间均为导数关系：

$$\begin{cases} \dot{\theta}_e = \omega_e \\ \dot{\omega}_e = a_e \\ \dot{a}_e = d \end{cases} \quad (8)$$

式中： $a_e$  为角加速度； $d$  为加加速度。

以式(8)为模型的状态方程为天然串联积分型。根据线性系统理论，系统矩阵  $A$ 、 $C$  分别表示为：

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0]$$

可验证状态方程满足可观性条件：

$$\text{rank}([C \quad CA \quad CA^2]^T) = 3 \quad (9)$$

由上述推导，ESO 的结构如式(10)所示。在 ESO 中将加速度作为扩张状态变量处理，避免了使用机械运动方程，只整定观测器增益即可，无需额外辨识转动惯量等机械参数。

$$\begin{cases} \varepsilon = z_1 - \theta_e \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \varepsilon \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \varepsilon \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \varepsilon \end{cases} \quad (10)$$

式中： $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$  为状态变量； $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$  为 ESO 增益( $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3 > 0$ )。

综上分析，本文提出的用于转速估计的 ESO-PLL 的基本原理图如图 2 所示。反正切与 PLL 所得角度之差为 PD，ESO 作为 LF，ESO 中的角度估计

环节为 VCO。无位置传感器矢量控制结构如图 3 所示。

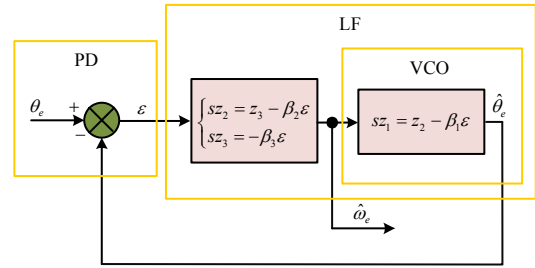


图 2 ESO-PLL 基本原理图

Fig. 2 Schematic diagram of ESO-PLL

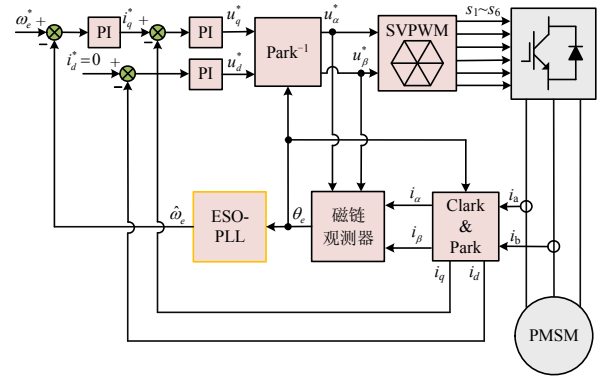


图 3 无位置传感器矢量控制原理图

Fig. 3 Schematic diagram of sensorless vector control

对式(10)进行拉氏变换：

$$\begin{cases} \varepsilon(s) = \hat{\theta}_e(s) - \theta_e(s) \\ s z_1(s) = z_2(s) - \beta_1 \varepsilon(s) \\ s z_2(s) = z_3(s) - \beta_2 \varepsilon(s) \\ s z_3(s) = -\beta_3 \varepsilon(s) \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)中的第 4 个等式代入第 3 个等式消去  $z_3(s)$ ，然后将第 3 个等式代入第 2 个等式消去  $z_2(s)$ ，得到  $z_1(s)$  与  $\varepsilon(s)$  之间关系，再将第 1 个等式代入第 2 个等式，经整理可得 ESO-PLL 的传递函数：

$$G_{\text{ESO-PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{\beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \quad (12)$$

将式(10)与(8)相减，得到观测器各状态变量的误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{\theta}_e = e_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = \dot{z}_2 - \dot{\omega}_e = e_3 - \beta_2 e_1 \\ \dot{e}_3 = \dot{z}_3 - \dot{a}_e = -d - \beta_3 e_1 \end{cases} \quad (13)$$

根据式(13)可得转速估计误差与  $d$  之间传递函数：

$$\frac{e_2(s)}{d(s)} = \frac{-(s + \beta_1)}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \quad (14)$$

当  $d(s)$  为常数  $M/s$  时，根据终值定理计算稳态

误差:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e_2| = \left| \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{M}{s} \frac{-(s + \beta_1)}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \right| = \frac{\beta_1 M}{\beta_3} \quad (15)$$

由式(15), 当常数  $M$  接近 0(角加速度变化缓慢), 或  $\beta_1/\beta_3$  足够小时, ESO 的稳态误差趋于 0。当转速以斜坡曲线增加或减小, 即  $d=0$  时, ESO-PLL 可实现转速的无静差跟踪。

### 2.2 ESO 增益选取

由传递函数式(12)可得 ESO-PLL 的特征方程。只要使 ESO-PLL 的 3 个极点都在复平面左半面上, 就能保证其收敛性。极点配置方法如式(16)所示, 将 3 个极点配置在位于负半平面的同一点  $-c(c>0)$  上, 使 ESO-PLL 只需整定单一参数  $c$ :

$$s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 = (s + c)^3 \quad (16)$$

根据方程(16), 将等式左右两边各项一一对应, 得到增益与参数  $c$  之间关系:

$$\begin{cases} \beta_1 = 3c \\ \beta_2 = 3c^2 \\ \beta_3 = c^3 \end{cases} \quad (17)$$

使用终值定理求出稳态误差  $e_1$ 、 $e_2$ 、 $e_3$  的终值:

$$\begin{cases} |e_1| = M/\beta_3 = M/(3c^3) \\ |e_2| = (\beta_1 M)/\beta_3 = M/c^2 \\ |e_3| = (\beta_2 M)/\beta_3 = (3M)/c \end{cases} \quad (18)$$

当  $M$  值一定时, 参数  $c$  的值越大, 稳态误差越小。图 4 为 ESO-PLL 在不同  $c$  值下的伯德图, 随着参数  $c$  的增加, ESO-PLL 的极点逐渐远离虚轴, 使

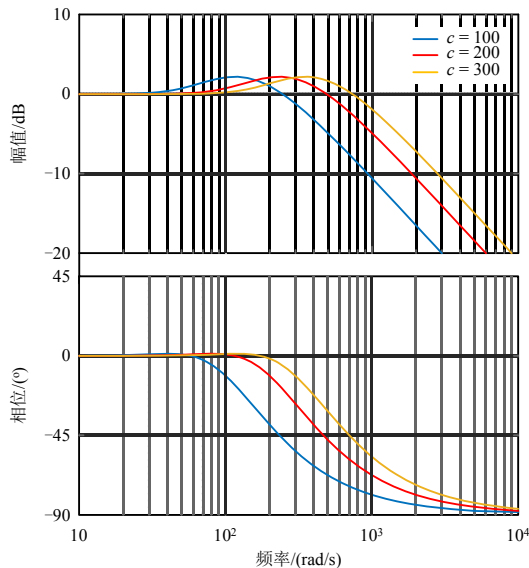


图 4 ESO-PLL 伯德图

Fig. 4 Bode diagram of ESO-PLL

得 ESO-PLL 的带宽增加, 转速估计的稳态跟踪误差也就随之减小。但较高带宽会引入更多噪声, 甚至在中频段的放大作用可能导致出现振荡。因此, 在实际应用中, ESO-PLL 的带宽并不能无限制增加, 而是需要在性能与噪声抑制中进行折中考虑。

### 3 仿真分析

下面通过仿真验证提出的 ESO-PLL 方法的可行性。仿真中所用电动机控制系统参数如表 1 所示。负载转矩设定为 2.39N·m。所使用的无位置传感器算法为文献[9-10]中提出的非线性磁链观测器。

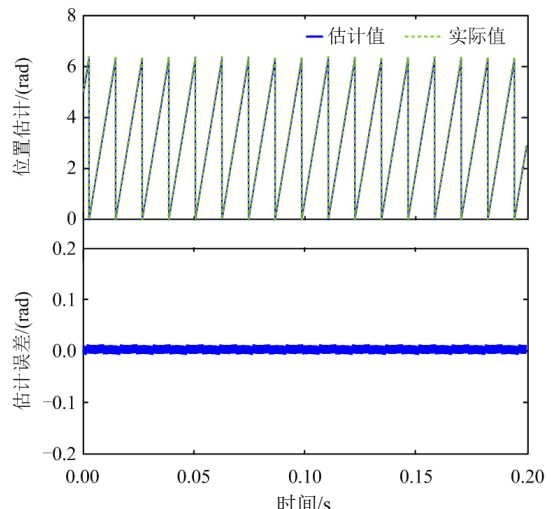
表 1 PMSM 控制系统参数表

Table 1 Parameters of PMSM control system

参数	数值
PMSM 相电阻/ $\Omega$	0.96
PMSM 相电感/mH	2.3
PMSM 额定转速/(r/min)	1000
PMSM 额定转矩/(N·m)	2.39
PMSM 极对数	5
PWM 载波频率/kHz	10
观测器参数 $\gamma$	12000
PLL 参数 $c$	250

图 5 是转速为 1000r/min 时位置估计值与实际值对比, 图 5(a)为传统 PLL 仿真结果, 图 5(b)为 ESO-PLL 仿真结果。位置估计误差在  $\pm 0.03\text{rad}$  以内。虽然 ESO-PLL 升高了阶数, 但在稳态条件下的估计效果并未受阶数升高的影响, 这是由于稳态时的转速几乎不变, ESO-PLL 中的加速度项不起作用, 因此 ESO-PLL 与传统 PLL 效果相接近。

图 6 为转速由 200 r/min 升至 800 r/min 的动态过程的仿真结果, 其中图 6(a)为传统 PLL 仿真结果, 图 6(b)为 ESO-PLL 仿真结果。从 0.1s 时刻开始,



(a) 传统 PLL

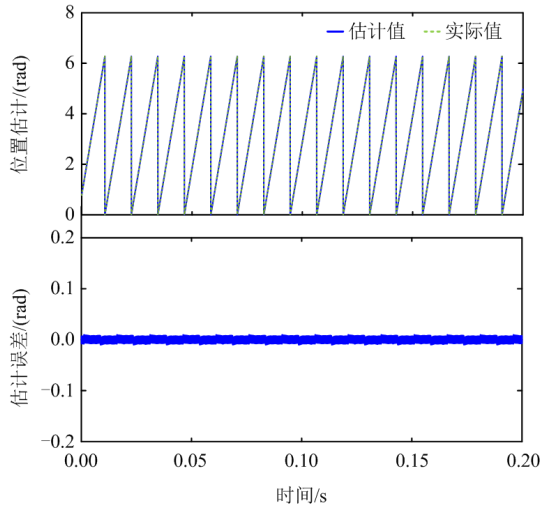
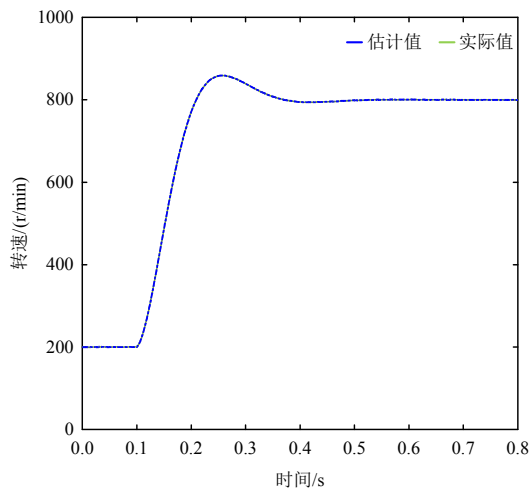
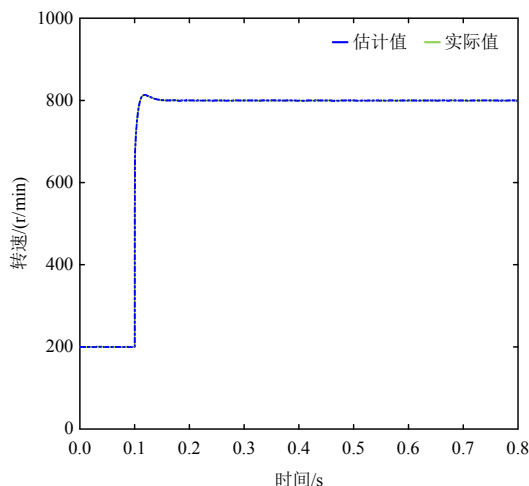


图 5 位置估计仿真结果

Fig. 5 Simulation results of position estimation



(a) 传统PLL



(b) ESO-PLL

图 6 动态过程仿真结果

Fig. 6 Simulation results of transient states

转速指令阶跃变化，在转速不断升高的动态过程中，ESO-PLL 所得转速基本可以稳定而快速地跟随实际值，且在 0.1s 内回到稳态，而使用传统 PLL

时则在 0.5s 内才能回到稳态。

### 4 实验验证

实验测试中使用的 PMSM 控制平台以浮点型数字信号处理器 TMS320F28075 为控制核心，实验平台框图如图 7 所示。所有算法均在数字信号处理器中实现。正交编码器所得电机真实位置仅用于实验对比，不在矢量控制中使用。实验所得数据经 DSP 自带的 D/A 转换模块输出至示波器。实验中所使用的系统参数与仿真环境中(表 1)一致。

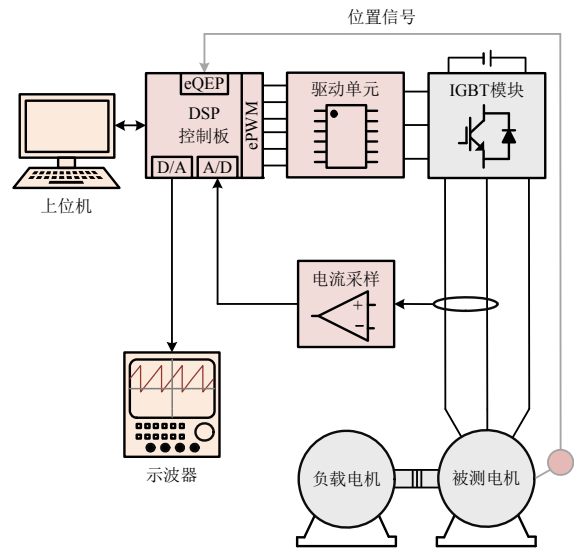
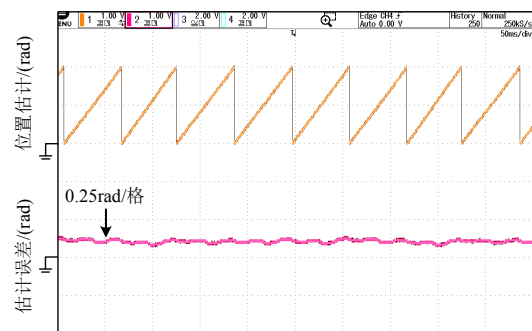


图 7 实验平台框图

Fig. 7 Block diagram of experimental setup

图 8 展示了使用传统 PLL 与 ESO-PLL 时的转子位置估计值与估计误差，其中，图 8(a)与图 8(b)为使用传统 PLL 时的实验结果，图 8(c)与图 8(d)为使用提出的 ESO-PLL 时的实验结果。电机所带负载为额定值。由实验结果可知，在转速为 200r/min 时，两种 PLL 所得位置估计误差保持在 0.15rad 以内，在 1000r/min 时则保持在 0.075rad 以内。由此可见，在实验测试中，PLL 阶数的升高并未影响无位置传感器控制器的稳态效果。

图 9 为额定负载下转速由 200r/min 变化到



(a) 传统PLL(200r/min)

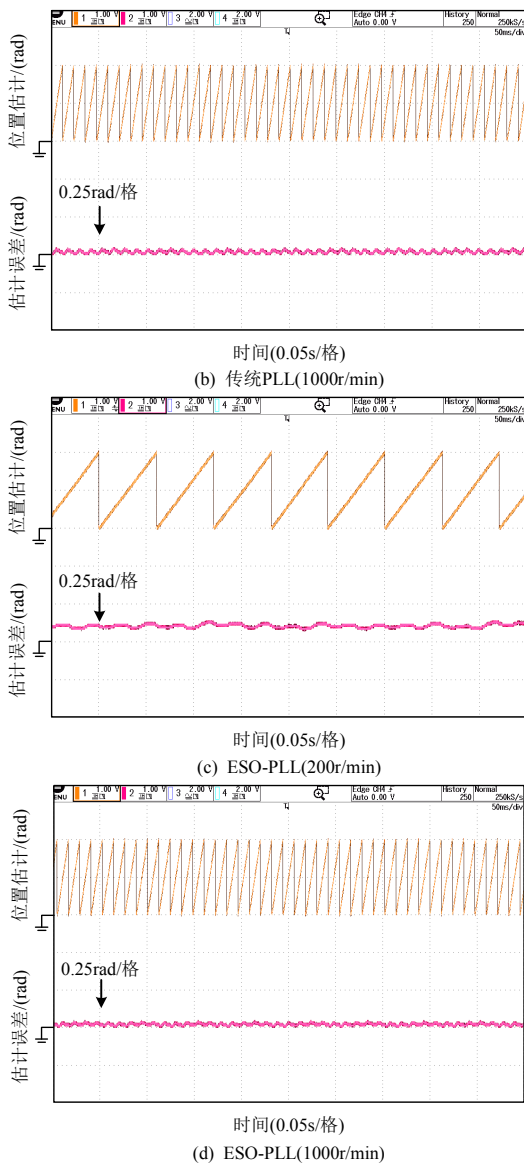


图8 位置估计实验结果

**Fig. 8 Experimental results of position estimation**  
 800r/min 过程中的实验测试结果。图 9(a)与图 9(b)中的转速指令变化率设置为  $22r/s^2$ , 图 9(c)与图 9(d)中的变化率设置为  $13r/s^2$ 。使用两种 PLL 时, 速度环与电流环的 PI 参数保持一致。两种 PLL 都能够响应转速指令的变化。不同之处在于, 在使用传统 PLL 时, 转速波形存在较明显振荡过程, 经 1.4s

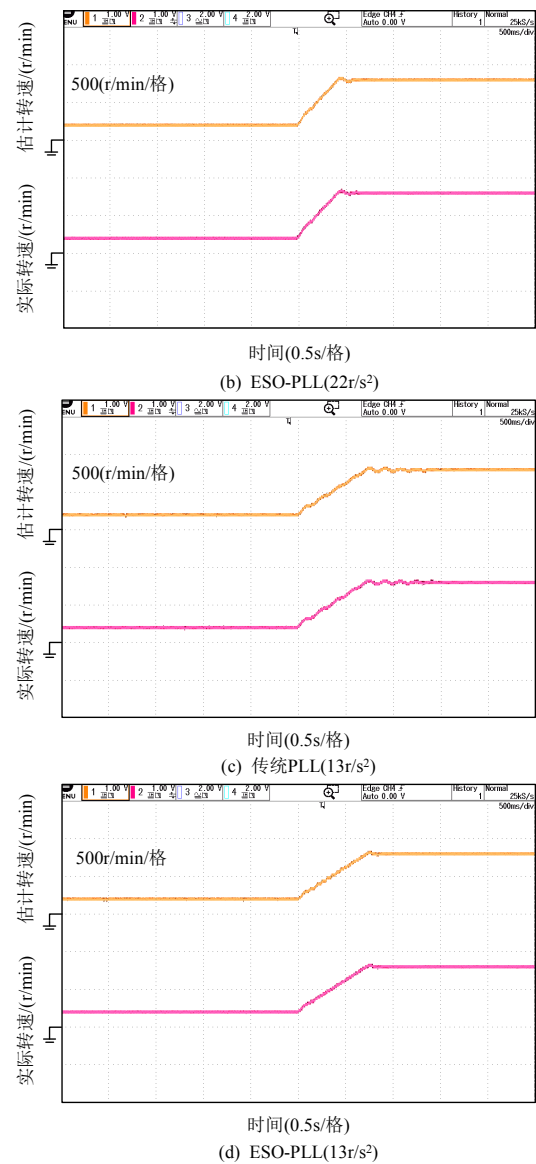
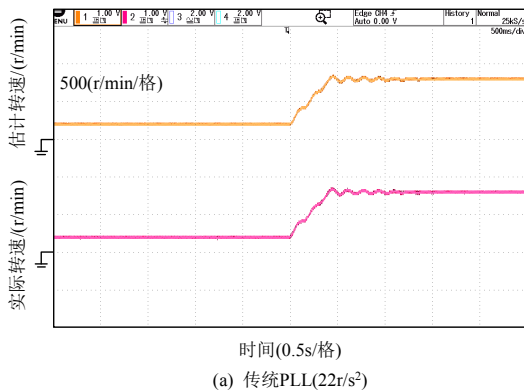


图9 转速响应实验结果(200~800r/min)

**Fig. 9 Experimental results of speed response(200~800r/min)**

左右回到稳态, 而在使用 ESO-PLL 时, 当指令变化率为  $22r/s^2$  时, 在 0.7s 内即可重新回到稳态; 指令变化率为  $13r/s^2$  时, 在 0.9s 内即可回到稳态。图 10 为额定负载下转速由 1000r/min 变化到 500r/min 过程中的实验结果。转速指令变化率设置为  $13r/s^2$ 。其中, 图 10(a)为传统 PLL 的实验结果, 图 10(b)为 ESO-PLL 的实验结果。在动态过程中, 当使用传统 PLL 时, 在 1.2s 内回归稳态, 当使用 ESO-PLL 时, 在 0.8s 内即可回归稳态。

虽然无位置传感器控制的低速效果受到逆变器非线性等因素影响, 但可以在一定条件下实现 0 速穿越<sup>[7,10]</sup>。实验测试中, 由于初始状态的磁链处于未知状态, 所以在起动时使用了预定位及 I/f 起动法以确保观测器较快收敛且无振荡, 在进行正、

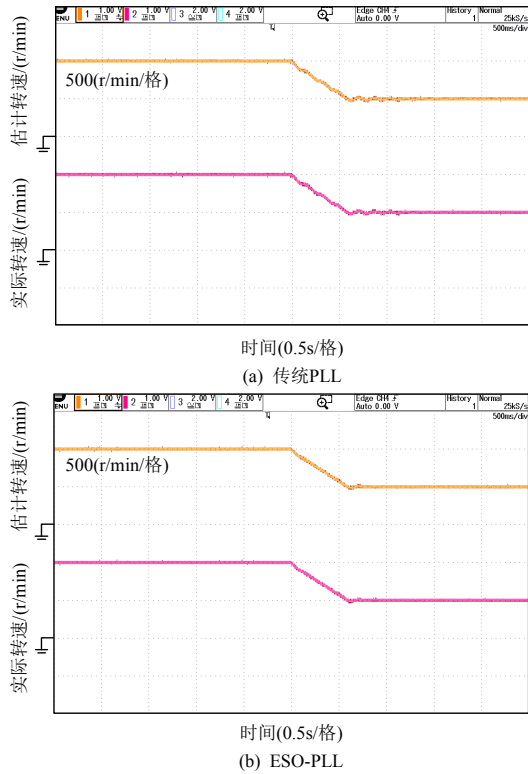


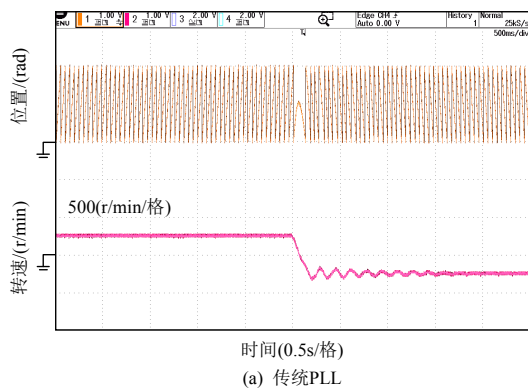
图 10 转速响应实验结果(1000~500r/min)

Fig. 10 Experimental results of speed response (1000~500r/min)

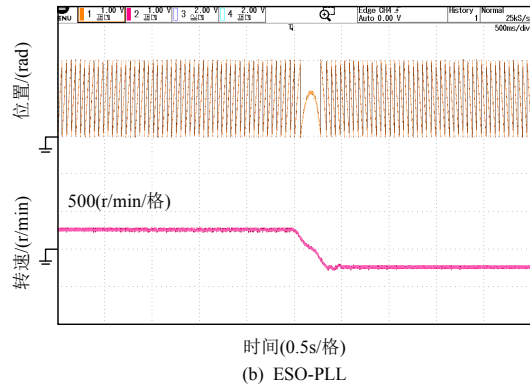
反转切换实验时则依然使用磁链观测器与 PLL，而不借助任何额外的起动方法。图 11 为正、反转快速切换过程的实验结果，转速指令由 250r/min 切换至 -250r/min，负载为 1N·m。图 11(a)为使用传统 PLL 时的转子位置与转速波形，图 11(b)使用 ESO-PLL 时的转子位置与转速波形。由图 11 中的实验结果可知，当使用传统 PLL 作为速度环反馈时，调整时间更长，需经 1.9s 左右的振荡才能收敛于稳态。在使用提出的 ESO-PLL 时，转速曲线更加平滑，经 0.7s 左右即回到稳态。

通过对图 9—11 中的实验结果进行分析，可以得出结论：与传统 PLL 相比，当转速指令变化时，ESO-PLL 能够改善控制器的动态性能。

图 12 为负载变化过程的实验结果。其中，



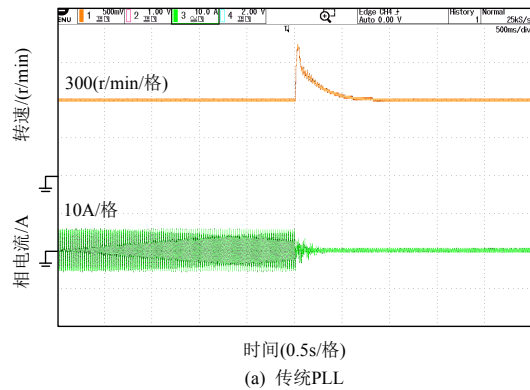
(a) 传统PLL



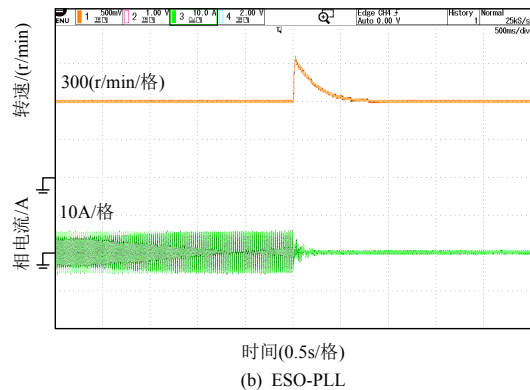
(b) ESO-PLL

图 11 正反切换实验结果

Fig. 11 Experimental results during speed reversal



(a) 传统PLL



(b) ESO-PLL

图 12 负载变化过程实验结果

Fig. 12 Experimental results of load variation

图 12(a)、12(b)分别为使用传统 PLL 与提出的 ESO-PLL 时的转速与电流波形。转速设定为 600r/min，初始负载为额定值，当负载突然降低至 0 时，由于转矩变化，转速会出现一定超调。通过比对实验结果，使用传统 PLL 时的超调量在 450r/min 左右，在使用提出的 ESO-PLL 时，超调量在 360r/min 左右。所以，在负载变化时，ESO-PLL 能使控制器性能更佳。

### 5 结论

本文研究一种基于 ESO 的高阶 PLL，用于 PMSM 的无位置传感器控制。与传统二阶 PLL 相比，额外考虑了角加速度这一状态变量，并基于电

角度、转速、角加速度之间的三阶模型构造 ESO-PLL。ESO-PLL 结构简单、易于实现, 仅需整定单一参数, 且无需额外辨识转动惯量、摩擦系数等机械参数。该结构还具有通用性, 同时适用于反电动势与磁链观测器。研究表明: 与传统 PLL 相比, 在转速指令或负载转矩发生变化时, ESO-PLL 能够显著提高无位置传感器控制器的动态性能。

## 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): 76-88.  
LIU Jilong, XIAO Fei, SHEN Yang, et al. Position-sensorless control technology of permanent-magnet synchronous motor—a review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16): 76-88(in Chinese).
- [2] QIAO Zhaowei, SHI Tingna, WANG Yindong, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [3] LIANG Donglai, LI Jian, QU Ronghai, et al. Adaptive second-order sliding-mode observer for PMSM sensorless control considering VSI nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8994-9004.
- [4] XU Wei, JIANG Yajie, MU Chaoxu, et al. Improved nonlinear flux observer-based second-order SOIFO for PMSM sensorless control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 565-579.
- [5] WANG Gaolin, LI Zhuomin, ZHANG Guoqiang, et al. Quadrature PLL-based high-order sliding-mode observer for IPMSM sensorless control with online MTPA control strategy[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(1): 214-224.
- [6] HEJNY R W, LORENZ R D. Evaluating the practical low-speed limits for back-EMF tracking-based sensorless speed control using drive stiffness as a key metric[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1337-1343.
- [7] PARK Y, SUL S K. Sensorless control method for PMSM based on frequency-adaptive disturbance observer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 143-151.
- [8] WANG Yangrui, XU Yongxiang, ZOU Jinbin. Sliding-mode sensorless control of PMSM with inverter nonlinearity compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10206-10220.
- [9] ORTEGA R, PRALY L, ASTOLFIA, et al. Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(3): 601-614.
- [10] LEE J, HONG J, NAM K, et al. Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 290-297.
- [11] BOLOGNANI S, CALLIGARO S, PETRELLA R. Design issues and estimation errors analysis of back-EMF-based position and speed observer for SPM synchronous motors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 159-170.
- [12] 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 Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1438-1449.
- [13] 王高林, 李卓敏, 詹瀚林, 等. 考虑逆变器非线性的内置式永磁同步电机转子位置锁相环观测器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 172-179.  
WANG Gaolin, LI Zhuomin, ZHAN Hanlin, et al. Phase-locked-loop rotor position observer for IPMSM considering inverter nonlinearity[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 172-179(in Chinese).
- [14] LIN Shuyi, ZHANG Weidong. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2017, 88: 63-74.
- [15] 李旭春, 张鹏, 严乐阳, 等. 具有参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(14): 139-147, 164.  
LI Xuchun, ZHANG Peng, YAN Leyang, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor with online parameter identification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(14): 139-147, 164(in Chinese).
- [16] 钟臻峰, 金孟加, 沈建新. 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(4): 1203-1211.  
ZHONG Zhenfeng, JIN Mengjia, SHEN Jianxin. Full



- speed range sensorless control of permanent magnet synchronous motor with phased PI regulator-based model reference adaptive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1203-1211(in Chinese).
- [17] TUOVINEN T, HINKKANEN M, HARNEFORS L, et al. Comparison of a reduced-order observer and a full-order observer for sensorless synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 1959-1967.
- [18] XU Zhuang, ZHANG Tianru, BAO Yuli, et al. A nonlinear extended state observer for rotor position and speed estimation for sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 733-743.
- [19] ZHAO Yue, QIAO Wei, WU Long. Improved rotor position and speed estimators for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3): 627-639.
- [20] LIU Gang, ZHANG Haifeng, SONG Xinda. Position-estimation deviation-suppression technology of PMSM combining phase self-compensation SMO and feed-forward PLL[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 335-344.
- [21] 左运, 葛兴来, 李松涛, 等. 基于改进型  $q$ -PLL 的牵引电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 383-392.
- ZUO Yun, GE Xinglai, LI Songtao, et al. Speed sensorless control of traction motor based on the improved  $q$ -PLL [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 383-392(in Chinese).
- [22] JIANG Feng, SUN Songjun, LIU Anming, et al. Robustness improvement of model-based sensorless SPMSM drivers based on an adaptive extended state observer and an enhanced quadrature PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4802-4814.



王明辉

在线出版日期: 2022-01-04。

收稿日期: 2021-07-29。

作者简介:

王明辉(1991), 男, 工学博士, 讲师, 主要从事永磁同步电机控制技术研究, wmh\_hrbust@163.com;

\*通信作者: 徐永向(1977), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事特种环境电机、永磁同步电机新型驱动与控制策略、无位置传感器技术以及多单元/多相化电机系统的研究等, xuyx@hit.edu.cn;

邹继斌(1957), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事特种电机及其驱动系统、极端环境电机系统研究等。

(编辑 朱腾翌, 张光)

# Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on ESO-PLL

WANG Minghui<sup>1</sup>, XU Yongxiang<sup>2\*</sup>, ZOU Jibin<sup>2</sup>

(Harbin University of Science and Technology; 2. Harbin Institute of Technology)

**KEY WORDS:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); sensorless control; phase locked loop (PLL); extended state observer (ESO)

In this paper, in order to improve the dynamic performance of speed estimation, a novel extended-state-observer-based (ESO-based) PLL considering the transient states is proposed for sensorless control of PMSM. The phase detector (PD) is the error between the angles acquired by the arctangent and PLL. The loop filter (LF) is the ESO to replace the PI controller. The voltage-controlled oscillator (VCO) is the process of angle estimation.

The ESO-PLL is described as (1). The acceleration is the extended variable that can be estimated, so the mechanical equation is not necessary.

$$\begin{cases} \varepsilon = z_1 - \theta_e \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \varepsilon \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \varepsilon \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \varepsilon \end{cases} \quad (1)$$

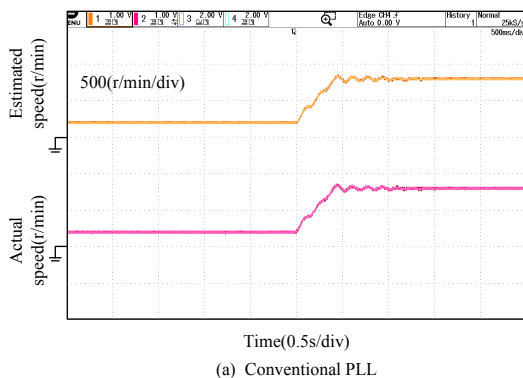
where  $z_1, z_2, z_3$  are state variables,  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  are gains of the ESO ( $\beta_1, \beta_2, \beta_3 > 0$ ).

According to the pole-placement method, the gains can be determined as

$$\begin{cases} \beta_1 = 3c \\ \beta_2 = 3c^2 \\ \beta_3 = c^3 \end{cases} \quad (2)$$

where  $c$  is the only parameter that in the ESO-PLL.

Fig. 1 shows the comparison between the two PLLs during speed variation. Fig. 2 shows the comparison during sudden change of load.



(a) Conventional PLL

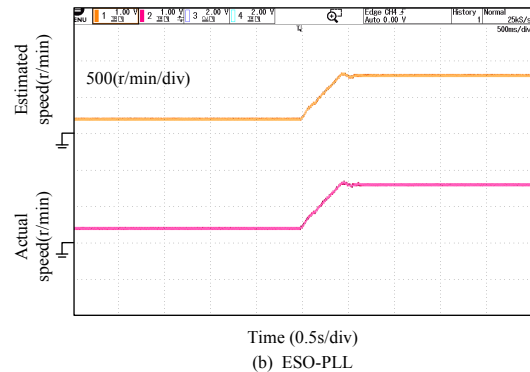
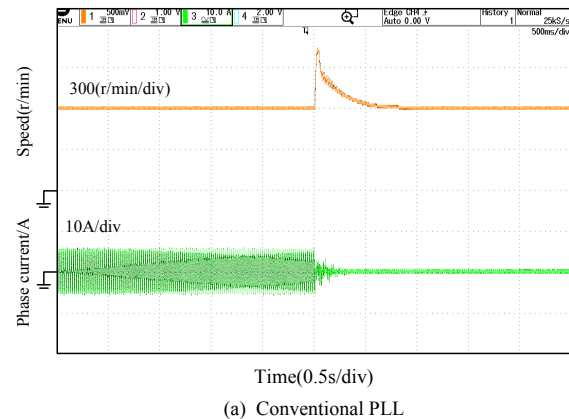


Fig. 1 Experimental results of speed response



(a) Conventional PLL

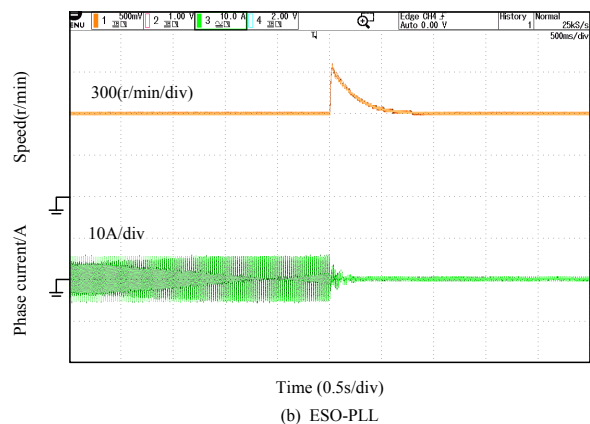


Fig. 2 Experimental results of load variation

It can be concluded that the transient performance of the proposed ESO-PLL is superior to the conventional PLL. The ESO-PLL is easy to implement, and mechanical parameters are not used.