

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902633

旋转变压器滑模变结构数字转换算法研究

史建伟¹ 史永丽²

(1. 太原工业学院 太原 030008; 2. 北京控制工程研究所 北京 100094)

摘要:旋转变压器的两路输出均为包含角位置信息的调幅信号,必须进行解调,以实现模拟调制信号到数字信号的转换。在旋转变压器数字转换器中,常采用锁相环作为核心的解调算法。然而,常规锁相环只是一个典型的二型跟踪环路,难于兼顾动态与稳态的性能,尤其是当被测角位置高动态变化时,解调误差较大。为提高解调精度,将旋转变压器数字转换问题转化为角度跟踪控制问题,提出了一种基于滑模变结构控制器的旋转变压器数字转换算法。该算法引入了切换控制项,可以抑制被测角位置高动态变化所导致的模型不确定性对解调精度的影响。实验结果表明,该方法是可行的。

关键词:旋转变压器;解调;锁相环;滑模变结构算法

中图分类号: TM383.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8040

Sliding-mode variable-structure algorithm for resolver-to-digital conversion

Shi Jianwei¹ Shi Yongli²

(1. Taiyuan Institute of Technology, Taiyuan 030008, China; 2. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100094, China)

Abstract: As the outputs of resolvers are amplitude-modulated signals containing angular position information, demodulation is necessary to convert analog modulated signals to digital ones. In resolver-to-digital converters, phase locked loop (PLL) is usually adopted as the algorithm for demodulation. However, conventional PLL is only a classical type-II tracking loop which cannot overcome the contradiction between dynamical and steady-state performance. Especially for the measured angular position with high dynamic variations, the demodulation error is often large. In order to improve the demodulation accuracy, the problem of resolver-digital conversion is transformed into the problem of angle tracking control, and a sliding-mode variable-structure demodulation algorithm is proposed. This algorithm can restrain the effects of the model uncertainties on demodulation accuracy caused by speed variation by using switching control term. Experimental results show that the proposed algorithm is feasible.

Keywords: resolver; demodulation; phase locked loop (PLL); sliding-mode variable-structure algorithm

0 引言

与光电编码器、磁编码器等其他轴角传感器相比,旋转变压器不仅可以实现高精度的轴角测量,而且具有较强的环境适应能力,因此广泛应用于环境较为恶劣的伺服领域^[1-4]。然而,旋转变压器的输出信号是包含角位置信息的双路正余弦调幅信号。为获取伺服控制所需的角位置及角速度信息,需研究高精度的旋转变压器数字转换器。

在旋转变压器数字转换中,一个最直接的解决方案

就是采用专用集成电路,如 AD2S80 A、AD2S1210 等。以上专用集成电路可为旋转变压器和微处理器提供简单接口,解调精度相对较高。但是,其带宽由外部的电阻电容决定,或是根据芯片的不同解调分辨率而固定设计,导致其带宽受限,调节不灵活,难于适应高动态应用场合的需求^[5]。此外,大多旋转变压器数字转换芯片也不能同时输出高精度的角位置和角速度信息。

旋转变压器数字转换器的另外一种实现方案是采用微处理器。该方案可通过调节参数改变带宽,从而调节系统的动态性能和解调精度,使用更加灵活^[6]。在基于微处理器的方案中,一般需要进行检波和解调两个步骤

来获取角位置和角速度信息。为降低微处理器的采样压力,检波一般由专用硬件电路实现,旋转变压器数字转换器只对检波后的包络信号进行解调。

基于微处理器的旋转变压器数字转换算法主要分为两类,即反正切法和锁相环法^[7-8]。反正切法^[9]通过对两路正弦信号进行四象限反正切运算可直接得到角位置信息,但角速度信息是通过角位置信息的差分运算得到的,差分运算会放大测量噪声,使得解调精度降低^[10-11]。锁相环法是一个具有角度跟踪性能的闭环系统^[12-15],不仅广泛应用于多个领域,而且在旋转变压器数字转换芯片及基于微处理器的旋转变压器数字转换器中,已成为一种典型方法。大部分旋转变压器数字转换芯片采用了基于二型跟踪环路的锁相环结构,如 AD2S1210^[16],并推广到基于微处理器的旋转变压器数字转换器中。另外,文献[17]采用二阶状态观测器,设计了一种锁相环解调算法,实现了电机角位置和角速度的估计。

然而,常规锁相环是一个二阶无差度系统,在角速度恒定时解调精度较高。一旦角速度大幅度变化,将产生较大的解调误差。为此,文献[18]设计了一种变结构解调算法,仅采用鉴相误差的符号函数实现对角度的快速跟踪,但由于存在颤振问题,解调精度改善不大。

为抑制角速度变化对旋转变压器解调精度的影响,在此将旋转变压器解调问题转化为一个二阶系统的跟踪问题,并设计了一种滑模变结构数字转换算法。该算法在对误差滑动模态进行定义的基础上,采用指数趋近律,实现了角度及角速度的快速跟踪,可抑制角速度变化对角度跟踪精度的影响,有效提高解调精度。

1 基于微处理器的旋转变压器解调原理

1.1 旋转变压器工作原理

旋转变压器数字转换器原理如图1所示,如旋转变压器励磁信号为:

$$V_{ex} = E \sin \omega_{ex} t \quad (1)$$

则在理想情况下,旋转变压器输出信号为两路正交的正弦调幅信号,可表示为:

$$\begin{cases} y_{\sin} = n E \cos \omega_{ex} t \sin \theta \\ y_{\cos} = n E \cos \omega_{ex} t \cos \theta \end{cases} \quad (2)$$

式中: n 、 E 、 ω_{ex} 、 θ 分别是旋转变压器的变压比、励磁信号的幅值和角频率、转子角位置。

为从式(2)的旋转变压器输出信号中获取角位置和角速度信息,一般经过两个步骤,检波和解调。检波是从旋转变压器输出信号中去除高频励磁,获取包络信号;解调是从检波后的包络信号中得到角位置和角速度信息。为降低微处理器的采样压力,检波通常由专用硬件电路

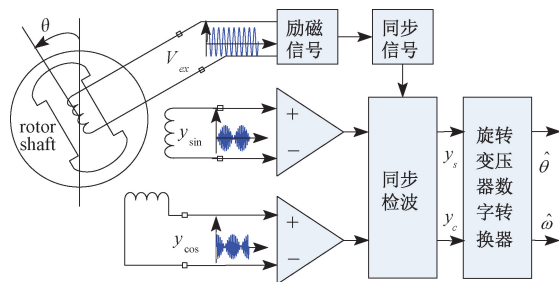


图1 旋转变压器数字转换器原理

Fig. 1 Schematic diagram of resolver-to-digital converter

实现,如图1所示。理想情况下,检波后的旋转变压器包络信号为:

$$\begin{cases} y_s = \sin \theta \\ y_c = \cos \theta \end{cases} \quad (3)$$

检波后的包络信号经过采样送至微处理器中,实现旋转变压器信号的数字转换,得到角位置和角速度信息。

1.2 常规锁相环算法

锁相环是旋转变压器数字转换器的典型结构,由鉴相器(PD)、环路滤波(LPF)以及压控振荡器(VCO)三部分组成,如图2所示。

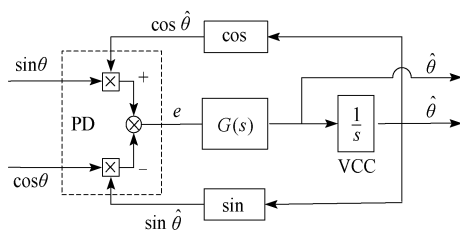


图2 基于锁相环的解调算法结构

Fig. 2 Structure of phase locked loop

图2中,鉴相器的相位差可表示为:

$$e = \sin \theta \cos \hat{\theta} - \cos \theta \sin \hat{\theta} = \sin(\theta - \hat{\theta}) = \sin \tilde{\theta} \quad (4)$$

式中: $\hat{\theta}$ 是转子角位置的估计值; $\tilde{\theta}$ 是角位置的估计误差,当 $\tilde{\theta}$ 较小时, $e = \sin \tilde{\theta} \approx \tilde{\theta}$ 。

1) 基于二型跟踪环路的解调算法

在基于微处理器的旋转变压器数字转换器中,可以仿照专用集成电路,采用基于二型跟踪环路的解调算法。近年来,自 AD2S1210 推出以后,作为一款新型的 RDC 芯片,已得到广泛的应用和研究^[19-20]。在此,以 AD2S1210^[16]为例,给出系统的开环传递函数为:

$$G(s) = \frac{k_a}{s^2} \frac{1 + s\tau_1}{1 + s\tau_2} \quad (5)$$

其中, $k_a > 0$ 是系统开环增益, $\tau_1 > \tau_2$ 为相位校正时间常数。

由式(5)可知,基于二型跟踪环路的解调算法是一

个二型系统。当转子匀速运转时,该系统可实现角位置和角速度的无差估计。但当角速度变化时,则存在一定的跟踪误差。

2) 基于角度跟踪观测器的解调算法

文献[17]提出一种基于角度跟踪观测的锁相环解调算法,该算法的开环传递函数为:

$$G(s) = \frac{k_\theta s + k_\omega}{s^2} \quad (6)$$

式中: $k_\theta, k_\omega > 0$ 是观测器增益。

从式(6)可知,基于角度跟踪观测的锁相环解调算法也是一个二型系统。当转子角速度变化时,该解调算法对角位置和角速度的估计同样存在误差。

2 旋转变压器滑模变结构数字转换算法

由于常规锁相环解调算法本质是一个二型系统,不能实现角速度变化时的高精度解调。为解决角速度变化时的高精度解调问题,在此将角度解调问题转化为角度跟踪问题,引入滑模变结构控制算法^[21-22],抑制角速度变化导致的模型不确定性的影响。

设转子角位置、角速度分别为 θ, ω , 其估计值分别为 $\hat{\theta}, \hat{\omega}$, 则旋转变压器数字转换问题可转化为针对二阶系统设计控制器 u 。

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}} = \hat{\omega} \\ \dot{\hat{\omega}} = u \end{cases} \quad (7)$$

使得 $t \rightarrow \infty$ 时, $\hat{\theta} \rightarrow \theta, \hat{\omega} \rightarrow \omega$ 。

为设计控制器 u , 首先应获得转子角位置和角速度估计的误差方程。设 $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}, \tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}, \dot{\tilde{\omega}} = a(t), a(t)$ 表示角速度变化率。根据式(7), 可得误差动态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\theta}} = \tilde{\omega} \\ \dot{\tilde{\omega}} = -u + a(t) \end{cases} \quad (8)$$

设 $c > 0$ 为常数, 定义滑模面为:

$$s = c\tilde{\theta} + \tilde{\omega} \quad (9)$$

选取 Lyapunov 函数为:

$$V(s) = \frac{1}{2}s^2 > 0 \quad (10)$$

对式(10)求导, 并将式(9)、(8)代入, 可得:

$$\dot{V}(s) = s\dot{s} = s(c\dot{\tilde{\theta}} + \dot{\tilde{\omega}}) = s[c\tilde{\omega} - u + a(t)] \quad (11)$$

设角速度变化率 $a(t)$ 有界, 且上界为 δ , 并引入指数趋近律, 设计控制器 u 为:

$$u = c\tilde{\omega} + ks + \delta \text{sign}(s) \quad (12)$$

其中, $k > 0$ 是控制器增益, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

将式(12)代入式(11)中, 整理可得:

$$\dot{V}(s) = -ks^2 + sa(t) - \delta|s| \quad (13)$$

由于 $|a(t)| \leq \delta$, 则式(13)可放大为:

$$\dot{V}(s) \leq -ks^2 + |s| \delta - \delta|s| = -ks^2 < 0 \quad (14)$$

根据 Lyapunov 稳定性理论可知, 式(12)的控制器可使得误差系统(9)渐近收敛至 0, 即角位置与角速度的估计值 $\hat{\theta}, \hat{\omega}$ 可渐近收敛至真实值 θ, ω 。

最后, 将式(12)代入式(7)中, 可得基于滑模变结构控制器的旋转变压器数字转换算法为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}} = \hat{\omega} \\ \dot{\hat{\omega}} = c\hat{\omega} + ks + \delta \text{sign}(s) \end{cases} \quad (15)$$

在算法(15)的具体实现中, $\tilde{\theta}$ 由鉴相误差 e 替代, $\tilde{\omega}$ 由鉴相误差 e 的导数替代。同时, 为抑制符号函数 $\text{sign}(s)$ 可能引起的颤振现象, 引入饱和函数 $\text{sat}(s)$ 替代符号函数 $\text{sign}(s)$ 。其中, 饱和函数 $\text{sat}(s)$ 的具体形式为:

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} s/\varepsilon, & |s| > \varepsilon \\ s, & |s| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (16)$$

其中, $\varepsilon > 0$ 。

在工程实现中, 为在有效抑制颤振现象的同时, 保证旋转变压器数字转换器具有足够的精度, ε 的选择应依据两个原则确定。1) ε 要大于滑动模态 s 中的测量噪声水平, 以抑制测量噪声引起的不必要切换, 从而抑制颤振现象; 2) 根据旋转变压器数字转换器的精度要求, 确定对应的滑动模态数值, 从而确定 ε 。显然, ε 越大, 对颤振现象的抑制性能越好, 但会导致旋转变压器数字转换器的精度降低。 ε 越小, 在理论上旋转变压器数字转换器的精度越高, 但不利于抑制测量噪声的影响, 有可能会加剧颤振。实际上, ε 的选择就是一个颤振现象抑制与旋转变压器数字转换器精度的折衷。同时, 为降低滑动模态 s 中的测量噪声水平, 在由鉴相误差 e 获取 $\tilde{\omega}$ 的过程中, 可通过跟踪微分器或滤波器实现。

3 实验结果及分析

为验证上述算法的有效性, 在此采用旋转变压器模拟器进行了实验验证, 并与常规锁相环解调算法进行了对比。

旋转变压器模拟器可以模拟实际的旋转变压器工作, 根据转子角位置和角速度信息, 输出两路正交的正余弦调幅信号。由于真实的转子角位置和角速度信息是提前设置的, 因此可以用来评估不同解调算法的性能。对于旋转变压器模拟器的输出信号, 采用基于 TMS320F28335 的信号处理板对其进行检波, 并通过 TMS320F28335 中的解调算法进行解调。最后, 将得到的

角位置和角速度信息通过串口发送至上位机, MATLAB 仿真得到角位置和角速度解调误差曲线如图 3~5 所示。

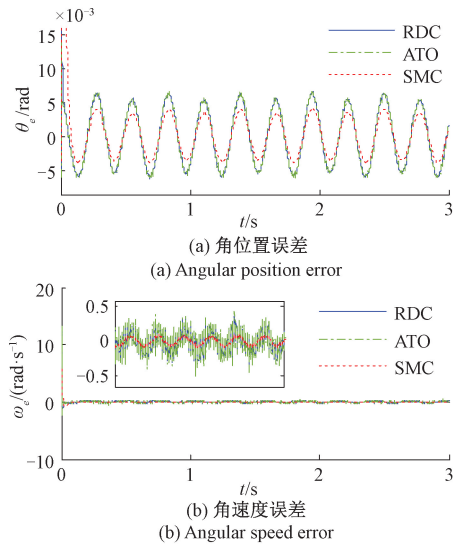


图 3 匀速情况下的实验曲线

Fig. 3 Experimental curves at constant speed

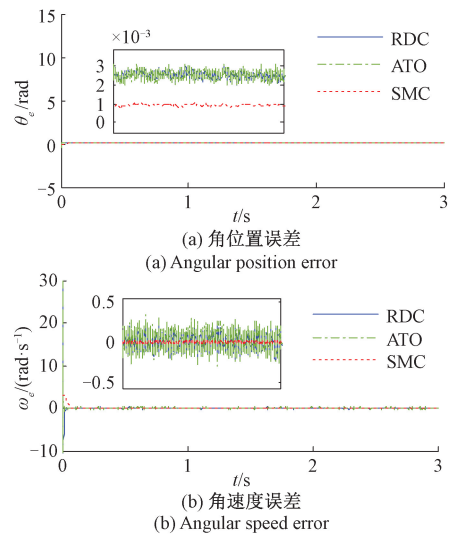


图 4 匀加速情况下的实验曲线

Fig. 4 Experimental curves at constant acceleration

实验中,二型跟踪环路参考 AD2S1210 芯片^[16]中的参数为 $k_a=92.7\times10^3$, $\tau_1=8\times10^{-3}$ s, $\tau_2=728\times10^{-6}$ s;角度跟踪观测器的参数为 $k_\theta=1\,200$, $k_\omega=1\,000\,000$;滑模变结构算法的参数为 $c=60$, $k=100$, $\varepsilon=0.000\,1$,且参数 δ 根据给定速度的微分值 $a(t)$ 进行调整,分别为 0.001、13、2。采用上述参数,针对转子匀速、匀加速以及速度正弦变化 3 种情况,对 3 种算法进行了实验。实验结果分别如图 3~5 所示,角位置和角速度的解调误差分别如表 1、2 所示。其中,RDC、ATO、SMC 分别表示基于二型跟踪

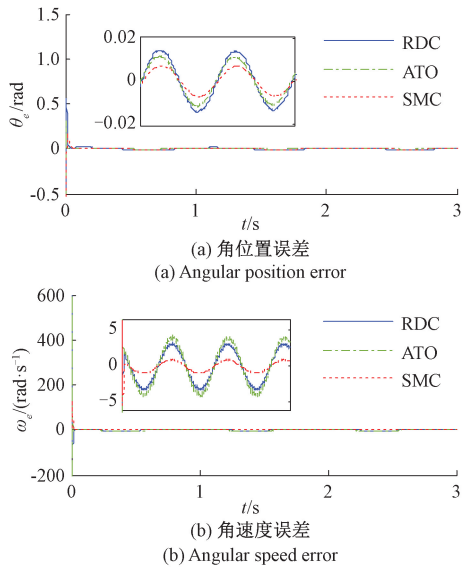


图 5 速度正弦变化下的实验曲线

Fig. 5 Experimental curves at sinusoidal speed

环路、角度跟踪观测器和滑模变结构算法的旋转变压器数字转换器。

表 1 角位置解调误差

Table 1 Demodulation error of angular position (rad)

工况	误差指标	RDC	ATO	SMC
匀速	均值	-3.527×10^{-6}	-3.138×10^{-6}	-1.960×10^{-6}
	标准差	4.010×10^{-3}	4.062×10^{-3}	2.601×10^{-3}
匀加速	均值	2.539×10^{-3}	2.545×10^{-3}	1.102×10^{-3}
	标准差	1.856×10^{-4}	2.155×10^{-4}	6.387×10^{-5}
正弦变化	均值	4.158×10^{-4}	4.158×10^{-4}	2.636×10^{-4}
	标准差	9.980×10^{-3}	8.001×10^{-3}	4.997×10^{-3}

表 2 角速度解调误差

Table 2 Demodulation error of angular speed (rad·s⁻¹)

工况	误差指标	RDC	ATO	SMC
匀速	均值	2.919×10^{-3}	2.078×10^{-3}	1.593×10^{-3}
	标准差	1.247×10^{-1}	1.407×10^{-1}	5.130×10^{-2}
匀加速	均值	9.214×10^{-3}	1.910×10^{-2}	2.195×10^{-3}
	标准差	7.930×10^{-2}	9.970×10^{-2}	1.010×10^{-2}
正弦变化	均值	-6.925×10^{-4}	-8.353×10^{-4}	-1.988×10^{-4}
	标准差	2.223	2.804	6.676×10^{-1}

1) 匀速情况下的实验结果

当 $\omega=4\pi/\text{s}$ 时,3 种算法的角位置和角速度解调误差曲线分别如图 3(a)、(b) 所示,解调误差的均值及标准差如表 1、2 所示。由图 3 和表 1、2 可知,RDC 和 ATO 解调算法的角位置和角速度解调精度相当,而 SMC 解调算法的角位置和角速度解调精度均优于 RDC 和 ATO 型解

调算法,且角速度解调曲线更加平滑。

2) 匀加速情况下的实验结果

当 $\omega = 4\pi t/s$ 时,3 种算法的角位置和角速度解调误差曲线分别如图 4(a)、(b) 所示,解调误差的均值及标准差如表 1、2 所示。由图 4 和表 1、2 可知,RDC 和 ATO 角位置解调误差存在较大偏置,且角速度误差波动较大。SMC 的解调误差小于 RDC 和 ATO 型解调算法。同样,由于滑模变结构的鲁棒性,解调曲线更加平滑。

3) 速度正弦变化下的实验结果

当 $\omega = (8\pi + 4\pi \sin 2\pi t) \text{ rad/s}$ 时,3 种解调算法的角位置和角速度解调误差曲线分别如图 5(a)、(b) 所示,解调误差的均值及标准差如表 1、2 所示。由图 5 和表 1、2 可知,RDC 和 ATO 解调误差的均值和标准差都大于 SMC 算法。可见,当角速度变化较大时,SMC 具有良好的鲁棒性。

综上所述,由于 SMC 解调算法引入了切换控制项,抑制了角速度变化所导致的模型不确定性对解调精度的影响,角位置和角速度解调精度均得到明显提高。

4 结 论

针对常规锁相环解调算法在转速高动态变化时解调精度的不足,本文将旋转变压器数字转换问题转化为角度跟踪问题,设计了基于滑模变结构控制器的旋转变压器数字转换算法。该算法能够很好地抑制转速变化所产生的模型不确定性误差,从而提高角位置和角速度的解调精度。实验结果表明,相比常规锁相环算法,滑模变结构算法具有更高的解调精度。由此可见,滑模变结构算法可以解决旋转变压器数字转换器高动态与高精度之间的矛盾,可应用于雷达、火炮、导弹舵机等高动态伺服系统中。

参考文献

- [1] ATTAIANESE C, TOMASSO G. Position measurement in Industrial drives by means of low-cost resolver-to-digital converter [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2008, 56 (6): 2155-2159.
- [2] HOU C C, CHIANG Y H, LO C P. DSP-based resolver-to-digital conversion system designed in time domain[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(9): 2227-2232.
- [3] 董祎盟, 史晓锋. 基于 RDC 的随钻角度测量系统设计与实现[J]. 电子测量技术, 2017, 40 (4): 27-29,34.

- 29,34.
- [4] 周阳, 王磊, 周涛. 前视红外跟踪成像消旋组件综合测控系统设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(4): 391-395.
- ZHOU Y, WANG L, ZHOU T. Designing of measuring and control system for despun components of front-view infrared tracking and imaging [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2010, 24(4): 391-395.
- [5] ZHANG J, WU Z. Composite state observer for resolver-to-digital conversion [J]. Measurement Science and Technology, 2017, 28(6): 065103.
- [6] 徐洋洋, 高文政, 徐大林. 基于 DSP 的旋转变压器解算系统设计[J]. 电子测量技术, 2015, 38 (1): 54-58.
- XU Y Y, GAO W ZH, XU D L. Design of digital demodulation method for resolver based on DSP [J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38 (1): 54-58.
- [7] Khaburi D A. Software-based resolver-to-digital converter for DSP-based drives using an improved angle-tracking observer [J]. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 2012, 61 (4): 922-929.
- [8] BERGAS J J, FERRATER S C, GROSS G, et al. High-accuracy all-digital resolver-to-digital conversion [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 326-333.
- [9] CHO S, LEE H, KIM K. ILFE sensor using laser chirp and arc-tangent algorithm [C]. Proceedings of 1999 Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics, 1999: 328-329.
- [10] QAMAR N A, HATZIADONIU C J, WANG H B. Speed error mitigation for a DSP-based resolver-to-digital converter using autotuning filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 1134-1139.
- [11] TANAKA K, SASADA I. A method of producing Z-pulse output from thin axial resolver [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 3937-3940.
- [12] 黄海宏, 张庭茂, 魏亚坤, 等. 电压不平衡时单同步坐标系锁相环的改进算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(6): 937-944.
- HUANG H H, ZHANG T M, WEI Y K, et al. Improved algorithm for phase-locked loop of single synchronous coordinate system under unbalanced three-phase voltage [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(6): 937-944.
- [13] 刘日, 董全林, 朱天宇. 基于全数字锁相环的直流载波系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2018, 37(4):

- 141-146.
- LIU R, DONG Q L, ZHU T Y. Design of DC carrier system based on all digital phase locked loop [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2018, 37(4): 141-146.
- [14] 徐云鹏, 薛雅丽, 武玉衡, 等. 基于平面电感角位置传感器的双同步参考系锁相环[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(2): 408-415.
- XU Y P, XUE Y L, WU Y H, et al. Double synchronous reference frame PLL based on a planar inductive angular position sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(2): 408-415.
- [15] 回楠木, 王立志, 李云路. 复杂电网下基于双改进型SOGI的三相并网锁相环[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(4): 123-132.
- HUI N M, WANG D ZH, LI Y L. Three-phase PLL based on dual modified SOGI under complex power grid conditions [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(4): 123-132.
- [16] Variable Resolution, 10-Bit to 16-Bit R/D converter with reference oscillator, AD2S1210 [Z]. 2008, www.analog.com.
- [17] HARNEFORS L, NEE H P. A general algorithm for speed and position estimation of AC motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(1): 77-83.
- [18] YIM C H, HA I J, KO M S. A resolver-to-digital conversion method for fast tracking [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992, 39(5): 369-378.
- [19] 安书董, 李明, 马小博, 等. 基于高精度数字解码RDC芯片的旋转变压器解调方法[J]. 航空计算技术, 2019, 49(5): 117-120.
- AN SH D, LI M, MA X B, et al. Design of decoding circuit for rotary transformer base on RDC [J]. Aeronautical Computing Technique, 2019, 49(5): 117-120.
- [20] 李兵, 胡亮灯. 基于旋转变压器的PMSM位置和速度检测方法[J]. 微特电机, 2019, 47(3): 40-43.
- LI B, HU L D. Method of PMSM position and speed based on resolver [J]. Small & Special Electrical Machines, 2019, 47(3): 40-43.
- [21] 赵凯辉, 殷童欢, 张昌凡, 等. 永磁同步电机无模型滑模控制方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(4): 172-180.
- ZHAO K H, YIN T H, ZHANG CH F, et al. Research on model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2018, 32(4): 172-180.
- [22] 赵凯辉, 李燕飞, 张昌凡, 等. 重载机车滑模极值搜索最优粘着控制研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(3): 88-95.
- ZHAO K H, LI Y F, ZHANG CH F, et al. Optimal adhesion control for heavy-haul locomotive based on extremum seeking with sliding mode [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2018, 32(3): 88-95.

作者简介



史建伟, 1997年于中北大学获得学士学位, 2011年于中北大学获得硕士学位, 现为太原工业学院讲师, 主要研究方向为伺服控制、信号与信息处理。

E-mail: wzhdone@163.com

Shi Jianwei received his B. Sc. degree and M. Sc. degree from North University of China in 1997 and 2007, respectively. He is currently a lecturer at Taiyuan Institute of Technology. His main research interests include servo control, signal and information processing.



史永丽, 1992年于中北大学获得学士学位, 1997年于中北大学获得硕士学位, 2007年于北京理工大学获得博士学位, 现为北京控制工程研究所高级工程师, 主要研究方向为伺服控制、信号与信息处理等。

E-mail: yonglishi@163.com

Shi Yongli received her B. Sc. degree from North University of China in 1992, M. Sc. degree from North University of China in 1997, Ph. D. degree from Beijing Institute of Technology in 2007. She is currently a senior engineer at Beijing Institute of Control Engineering. Her main research interests include servo control, signal and information processing.