

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306722

基于 RBF-PID 的互感器校验主从时钟误差修正算法*

徐顾钰 李岩松 胡杰祥 刘君

(华北电力大学电气与电子工程学院 北京 102206)

摘要: 电子式互感器作为智能变电站的主要信息来源,需对其进行定期校验,而保证时间同步是互感器校验过程中最为关键的环节。本文在之前所设计的互感器边云协同实时监测系统基础上,构建多互感器异地校验系统,标准互感器及被校验互感器均与监测系统融合,构成互感器边云协同测量单元,各测量单元实时异地传输互感器采集数据至云端存储,再统一导出至边缘计算侧进行互感器校验计算。分析各测量单元之间存在的理论时钟误差和数据上传云端的链路延时误差,建立互感器校验主从时钟误差模型,并提出基于卡尔曼滤波(Kalman filter, KF)和神经网络自适应控制(RBF-PID)的互感器校验主从时钟误差修正算法,以保证互感器校验过程的时间同步。通过仿真对此算法进行验证,在面对不同初始条件时,修正后主从时钟误差均小于 200 ns,且收敛时间约在 0.4 s。最后通过实验验证了此算法的可行性与实用性,经过主从时钟误差修正的互感器校验结果更为精确,相位误差约为 0.45",幅值误差约为 0.003 58%,满足 0.1 准确级的要求。

关键词: 互感器校验;时钟同步;嵌入式;卡尔曼滤波;PID 控制

中图分类号: TM932;TN98

文献标识码: A

国家标准学科分类代码: 470.4017

Error correction algorithm of master-slave clock for transformer calibration based on RBF-PID

Xu Guyu Li Yansong Hu Jiexiang Liu Jun

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: As the main information source of intelligent substation, electronic transformer needs to be checked regularly, and ensuring time synchronization is the most critical link in the process of transformer calibration. Based on the previously designed real-time collaborative monitoring system for CT side cloud, this paper constructs a multi-CT side cloud collaborative measurement system. Both standard CT and verified CT are integrated with the monitoring system to form a CT side cloud collaborative measurement unit. Each measurement unit transmits the data collected by CT remotely in real time to the cloud storage, then uniformly exported to the edge computing side for CT verification calculation. Theoretical clock errors and link delay errors of data uploading to the cloud between each measurement unit are analyzed, and a master/slave clock error model of CT calibration is established. A master/slave clock error correction algorithm based on KF and RBF-PID is proposed for CT calibration to ensure time synchronization during CT calibration. The proposed algorithm is verified by simulation. Under different initial conditions, the corrected errors of master and slave clocks are all less than 200 ns, and the convergence time is about 0.4 s. Finally, the feasibility and practicability of the proposed algorithm are verified by experiments. The calibration results of the CT corrected by the error of the master and slave clock are more accurate, with the phase error of about 0.45" and the amplitude error of about 0.003 58%, meeting the requirement of 0.1 accuracy level.

Keywords: transformer calibration; clock synchronization; embedded; Kalman filter; PID control

0 引言

随着科学技术的不断发展,国内智能变电站进入快速发展的阶段^[1]。智能变电站的特征是全站信息化,通过对智能变电站中保护装置、测控装置以及合并单元进行实时的数字化采样^[2],获取必要的性能指标。而实现实时数字化采样的首要条件是保证站内各设备的时钟同步^[2],所以时钟同步是智能变电站平稳运行的基础^[3-4]。

电子式互感器作为智能变电站中重要的测量装置,是变电站的重要信息来源^[5],对其进行实时数字化采样十分关键,因此,保证场站内各互感器之间的时钟同步成为广泛研究的方向。

传统的时钟同步技术主要采用全球定位系统(global positioning system, GPS)对各设备进行授时^[6]。此方法受环境因素及接收器硬件性能影响较大,精度较差。若在 GPS 授时的基础上,引入 IRIG-B 编码,将秒脉冲和时间信息构成脉冲串进行传输^[7],可以一定程度上降低环境因素及硬件性能的影响,但此方法在安全性方面存在隐患。近些年来,由于网络信息技术的不断进步,时钟同步技术逐渐由码对时向网络对时转变^[8]。网络对时通常遵循 IEEE 1588 协议^[9],又称精确时间协议(precise time protocol, PTP)^[10],此方法对硬件要求较低,但受网络传输延迟影响较大,精度约为亚微秒级。

针对现在广泛应用的网络对时技术,各种时钟误差修正方法已经被提出。考虑到卫星信号远距离传输和电磁干扰导致的白噪声^[11],以及本地晶振温漂现象导致的非线性误差^[12],可以利用各种普通滤波算法,如平均滤波、低阶低通滤波、最小均方差滤波等,对秒脉冲误差进行处理^[13-14]。此类方法采用的修正算法较为简单,且精度较差,易受硬件、环境因素影响。为提高误差修正精度,可以利用状态估计的方法,如卡尔曼滤波,分别对时钟偏移及时钟偏差进行更新预测,从而使误差修正更为精确^[15]。文献[16]从硬件出发,利用时钟内插法对秒脉冲进行补偿,以获得更高的精度。这几种方法都只考虑秒脉冲本身的误差而忽略了网络延时的影响,在工程实际中具有一定的局限性。文献[8]则对网络延时和秒脉冲信号同时进行数学建模,并对其信息进行加权自适应无迹粒子滤波,此方法精度较高但计算量较大。文献[17]利用以太网收发器设计同步测量节点,对时钟晶振频率进行补偿,有效的解决了变电站中的时钟同步问题,但硬件成本较高。文献[18]则通过控制 PTP 报文发送时序与转发条件来抑制传输过程中的时间抖动,此方法建立在过程层网络之上,硬件搭建及人工操作较为复杂。

针对上述时钟误差修正算法的局限性,本文将着重研究互感器校验过程中的主从时钟误差修正问题。基于作者之前搭建好的互感器边云协同实时监测系统,构建多互感器异地校验系统,将互感器与监测系统融合,构成互感器边云协同测量单元,各测量单元与云服务器建立通信,传输互感器采集数据至云端,再导出至边缘计算侧进行统一运算,选定标准互感器对其余被校验互感器进行校验。分析各测量单元之间存在的理论时间误差和数据上传云端的链路延时误差,建立互感器校验主从时钟误差的数学模型,利用 KF 滤除过程噪声,再利用径向基函数 RBF-PID 的方式对误差进行修正,以提高互感器校验的准确性与稳定性。最后通过仿真与实验证明了所提方法具有不错的精度以及抗干扰能力。

1 多互感器异地校验系统

1.1 多互感器异地校验方法

为解决传统互感器校验过程中必须本地测量及处理数据的不便性,本文提出一种多互感器异地校验方法。

考虑采用边云协同的工作模式,将采集到的标准互感器和被校验互感器二次侧数据上传到云服务器存储,再统一导出至边缘计算侧进行校验计算。如此,工作人员可随时异地查看互感器校验结果,极大地提升了工作的便利性。

当然,为保证异地校验结果的准确性,必须保证各互感器之间时间同步,多互感器异地校验时钟误差修正算法将在下文重点讨论。

1.2 基于鸿蒙架构的互感器边云协同实时监测系统

基于上文提出的多互感器异地校验方法,首先要引入边云协同的工作模式。作者之前已搭建好基于鸿蒙架构的互感器边云协同实时监测系统^[19],系统框架如图 1 所示。

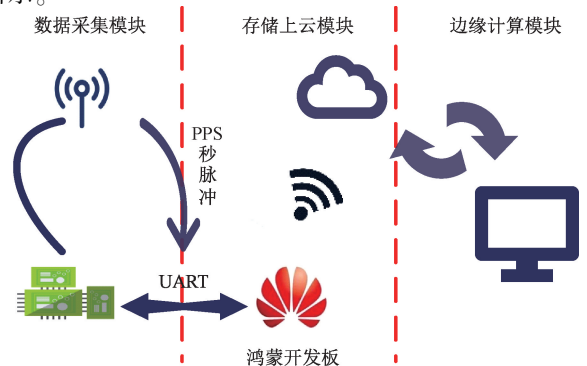


图 1 互感器边云协同实时监测系统总体框架

Fig. 1 Overall framework of CT side cloud collaborative real-time monitoring system

系统主要分为 3 大模块:数据采集模块、存储上云模块、边缘计算模块。

数据采集模块以 stm32c8t6 为主控芯片,驱动 GPS 模块完成授时,以每秒脉冲触发模拟数字转换(analog to digital conversion, ADC)模块进行数据采集,以保证数据采集的同步性。

存储上云模块以搭载 Hi3861V100 芯片的小熊派开发板为主控模组,集成蜂鸣报警器。利用传输控制协议(transmission control protocol, TCP)将采集到的数据通过局域网上传到华为云服务器,与云端进行双向通信。

边缘计算模块本质是一种分布式计算,将采集到的所有互感器二次侧数据导出至边缘侧进行统一计算,让云服务器专注于数据的存储以及用户的交互。

1.3 多互感器异地校验系统

基于上述监测系统,可搭建多互感器异地校验系统。选定 1 台标准互感器,对其余 n 台互感器进行校验,互感器可异地分布。各互感器均与上文所述互感器边云协同实时监测系统融合,构成边云协同测量单元。各边云协同测量单元可以实时采集互感器二次侧数据,并通过 WiFi 与云服务器建立通信,利用 TCP 协议传输采集数据至云端。最后将所有互感器数据导出至边缘计算侧进行统一运算。多互感器异地校验系统具体结构如图 2 所示。

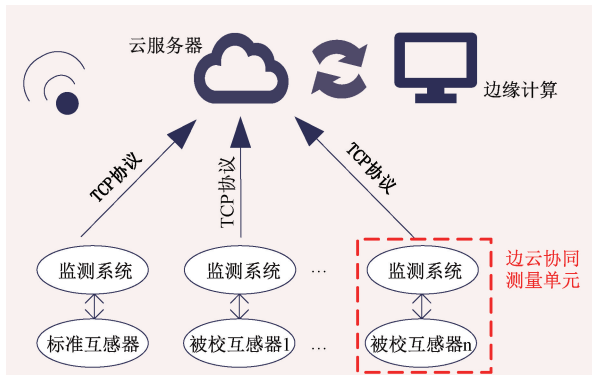


图 2 多互感器异地校验系统总体框架

Fig. 2 Overall framework of multiple transformer remote calibration system

在此过程中,虽然各边云协同测量单元已引入 GPS 模块进行同步授时,但仍存在时钟误差。由于硬件及环境等因素的影响,各边云协同测量单元间的时钟误差约为 $1 \mu\text{s}$ 。而标准互感器与被校验互感器之间的主从时钟误差会对互感器校验的精度产生影响。为满足互感器校验精度需求,各边云协同测量单元间时钟误差应小于 20 ns 。下文将对此互感器校验过程进行具体分析,构建互感器校验主从时钟误差模型,并在此基础上,进行主从时钟误差修正。

2 互感器校验主从时钟误差模型

根据图 1 和 2,具体分析互感器校验过程,产生主从时钟误差的原因主要集中在两个方面,一是各边云协同测量单元内部 GPS 晶振本身存在的误差,即理论误差,二是互感器采集数据经 TCP 协议传输至云端过程中产生的链路延时误差,即传输误差。下文将从这两方面出发,建立主从时钟误差模型。

2.1 理论误差模型

定义标准互感器测量单元的时钟为主时钟,被校验互感器测量单元的时钟为从时钟。设 t 时刻为标准时,此时主时钟时间为 $m(t)$,且有 $m(t) = t$,从时钟时间为 $s(t)$,则主从时钟误差为:

$$\theta(t) = s(t) - t \quad (1)$$

主从时钟产生理论误差的根本原因为时钟漂移,即不同晶体振荡器产生脉冲的速率存在偏差,故定义主从时钟频率偏差为:

$$\varphi(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{ds(t)}{dt} - 1 \approx \frac{s(t + \tau) - s(t)}{\tau} - 1 \quad (2)$$

式中: τ 为时间间隔,且 $\tau \rightarrow 0$ 。

由式(2)可得:

$$s(t + \tau) = s(t) + (\varphi(t) + 1) \tau \quad (3)$$

在稳定条件下,可认为主从时钟频率偏差为定值,故可将式(3)离散化。在一个固定的时间间隔 ΔT 内,从时钟可表示为:

$$s[k + 1] = s[k] + (\varphi[k] + 1) \Delta T \quad (4)$$

式中: $s[k]$ 为 k 时刻从时钟时间, $s[k + 1]$ 为 $k + 1$ 时刻从时钟时间。

所以离散后的主从时钟误差的状态方程为:

$$\theta[k + 1] = \theta[k] + \varphi[k] \Delta T + \omega_\theta[k + 1] \quad (5)$$

式中: $\omega_\theta[k + 1]$ 为 $k + 1$ 时刻时钟误差噪声,均值为 0,方差为 σ_θ^2 。

而主从时钟频率偏差的状态方程可表示为:

$$\varphi[k + 1] = \varphi[k] + \omega_\varphi[k + 1] \quad (6)$$

式中: $\omega_\varphi[k + 1]$ 为 $k + 1$ 时刻主从时钟频率偏差噪声,均值为 0,方差为 σ_φ^2 。

式(5)和(6)共同组成了主从时钟的理论误差模型。

2.2 传输误差模型

各边云协同测量单元与云服务器进行数据传输均采用 TCP 协议。TCP 协议是一种连接导向的、可靠的通信协议,TCP 传输过程需要经过 3 次握手和 4 次挥手,为简化计算,将其传输模型简化,如图 3 所示。

图 3 中, T_1 为边云协同测量单元向服务器发出连接

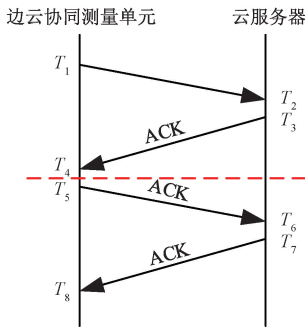


图 3 边云协同测量单元与云服务器数据传输过程

Fig. 3 The data transmission process between the edge-cloud collaborative measurement unit and the cloud server

请求报文的时间, T_2 为服务器收到请求连接报文的时间, T_3 为服务器发送确认请求报文 (ACK) 的时间, T_4 为边云协同测量单元收到 ACK 报文的时间。 T_5 为边云协同测量单元向服务器发出 ACK 报文和请求开启连接通道报文的时间, T_6 为服务器收到请求开启连接通道报文的时间, T_7 为服务器发送 ACK 报文的时间, T_8 为边云协同测量单元收到 ACK 报文的时间。

稳定条件下, 边云协同测量单元与云服务器之间传输的链路误差可看作定值, 故将 TCP 传输过程看成两个对称部分, 已在图 3 中标出。对一部分进行误差分析, 有如下关系式:

$$\begin{cases} T_2 - T_1 = D_{ff} + \varepsilon \\ T_4 - T_3 = D_{ff} - \varepsilon \end{cases} \quad (7)$$

式中: D_{ff} 为边云协同测量单元到云服务器的传输链路延时, D_{ff} 为云服务器到边云协同测量单元的传输链路延时, ε 为边云协同测量单元与服务器之间初始时钟误差。

对于互感器校验问题, 只需考虑标准互感器测量单元与被校验互感器测量单元之间的时钟同步, 即主从时钟的相对同步, 而所有边云协同测量单元与云服务器进行传输时均满足式 (7) 的关系, 只是不同边云协同测量单元与云服务器之间的传输链路延时和初始时钟误差不同, 由此可以得到主从时钟之间的传输模型为:

$$\begin{cases} \Delta t_2 - \Delta t_1 = D_{sm} + \theta \\ \Delta t_4 - \Delta t_3 = D_{ms} - \theta \end{cases} \quad (8)$$

其中, Δt_1 为主时钟向云服务器发出连接请求与从时钟向云服务器发出连接请求的时间差, Δt_2 为云服务器收到主时钟连接请求与收到从时钟连接请求的时间差, Δt_3 为云服务器向主时钟发出确认请求与向从时钟发出确认请求的时间差, Δt_4 为主时钟收到确认请求与从时钟收到确认请求的时间差。 D_{sm} 为主时钟到云服务器与从时钟到云服务器的传输链路延时差, D_{ms} 为云服务器到主时钟与云服务器到从时钟的传输链路延时差, θ 为主从时钟误差。

由式 (8) 可得:

$$\theta = \frac{(\Delta t_2 - \Delta t_1) - (\Delta t_4 - \Delta t_3)}{2} + \frac{D_{ms} - D_{sm}}{2} \quad (9)$$

将式 (9) 离散化, 得:

$$\theta[k] = \frac{(\Delta t_2[k] - \Delta t_1[k]) - (\Delta t_4[k] - \Delta t_3[k])}{2} + \frac{D_{ms}[k] - D_{sm}[k]}{2} \quad (10)$$

实际情况下, 传输链路不对称, 即 $D_{ms} \neq D_{sm}$, 可将其看作独立同分布的高斯过程, 设定它们均值为 0, 方差为 σ_d^2 。同时, 传输过程中收发报文时记录的时间戳也会存在一定程度的误差, 故将 Δt_1 和 Δt_4 看作均值为 0, 方差分别为 σ_s^2 的高斯过程, Δt_2 和 Δt_3 看作均值为 0, 方差分别为 σ_m^2 的高斯过程。故可将式 (10) 进一步改写, 得到主从时钟误差的测量方程:

$$\theta_r[k] = \theta[k] + V_{\theta_r} \quad (11)$$

其中, $\theta_r[k]$ 为主从时钟误差的测量值。 V_{θ_r} 为测量误差总和, 包括时间戳的不确定性和链路非对称所带来的抖动, 其均值为 0, 方差为 $\sigma_{\theta_r}^2$ 。其中:

$$\sigma_{\theta_r}^2 = \frac{\sigma_m^2 + \sigma_s^2 + \sigma_d^2}{2} \quad (12)$$

同理, 主从时钟频率偏差的测量方程为:

$$\varphi_r[k] = \varphi[k] + V_{\varphi_r} \quad (13)$$

又根据时钟误差与时钟频率偏移的关系:

$$\varphi_r[k] = \frac{\theta_r[k] - \theta_r[k-1]}{\Delta T} \quad (14)$$

得到主从时钟频率偏差的测量噪声 V_{φ_r} 的方差为:

$$\sigma_{\varphi_r}^2 = 2 \frac{\sigma_{\theta_r}^2}{\Delta T^2} \quad (15)$$

式 (11) 和 (13) 共同组成了主从时钟的传输误差模型。

3 基于 KF 和 RBF-PID 的主从时钟误差修正算法

上文已建立好多互感器异地校验系统的主从时钟误差模型, 但此模型中存在明显的随机测量噪声。而 KF 可以在含有不确定信息的动态系统中应用^[20], 具有占用内存小、速度快、抗干扰能力强等优势, 故考虑采用 KF 滤除同步过程中的测量噪声。对于主从时钟误差修正, 由于传统的 PID 控制算法简单、鲁棒性强, 但收敛精度较差, 而 RBF 神经网络的训练速度较快, 面对非线性系统时收敛精度较高^[21], 考虑利用 RBF-PID 的方式进行误差修正。整体算法流程如图 4 所示。

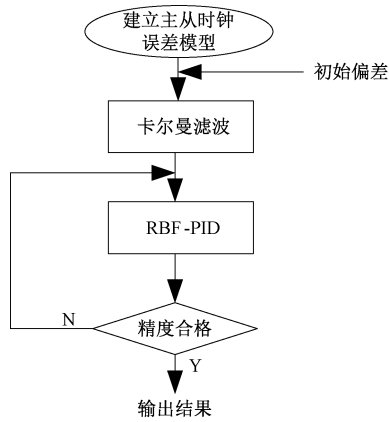


图 4 算法流程
Fig. 4 Algorithm flow chart

3.1 卡尔曼滤波

将式(5)和(6)作为系统的状态转移方程,式(11)和(13)作为系统的测量方程,代入 KF 的状态空间模型:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_t = \mathbf{F}\mathbf{x}_{t-1} + \mathbf{B}\mathbf{u}_t + \mathbf{w}_t \\ \mathbf{z}_t = \mathbf{H}\mathbf{x}_t + \mathbf{v}_t \end{cases} \quad (16)$$

进行 KF 运算,预测部分方程为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_t^- = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_{t-1}^- + \mathbf{B}\mathbf{u}_{t-1} + \mathbf{w}_t \\ \mathbf{P}_t^- = \mathbf{F}\mathbf{P}_{t-1}^-\mathbf{F}^T + \mathbf{Q}_t \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_t^-$ 为当前时刻的先验估计值, $\hat{\mathbf{x}}_{t-1}^-$ 为上一时刻的最优估计值, \mathbf{P}_t^- 为当前时刻先验估计值对应的协方差矩阵。

更新部分方程为:

$$\begin{cases} \mathbf{K}_t = \mathbf{P}_t^-\mathbf{H}^T(\mathbf{H}\mathbf{P}_t^-\mathbf{H}^T + \mathbf{R}_t)^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_t = \hat{\mathbf{x}}_t^- + \mathbf{K}_t(\mathbf{Z}_t - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_t^-) \\ \mathbf{P}_t = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_t\mathbf{H})\mathbf{P}_t^- \end{cases} \quad (18)$$

式中: \mathbf{K}_t 为当前时刻对应卡尔曼增益系数, \mathbf{P}_t 为当前时刻最优估计值对应的协方差矩阵。

整个 KF 过程为:首先根据预测部分方程,由上一时刻的状态最优估计值,推算出当前时刻的估计值,称为先验估计,并求出对应先验估计协方差矩阵。再带回更新部分方程,以获取最新的卡尔曼增益系数,根据卡尔曼增益系数的不同,将当前时刻的观测值与先验估计值加权比较,获取当前时刻最优估计。如此循环反复,得到数据采集的最优估计,达到滤波的效果。

3.2 RBF-PID 修正主从时钟误差

1) RBF 神经网络

RBF 神经网络由 3 部分构成:输入层、隐藏层和输出层,模拟人脑中神经元的生物功能,以实现自我学习^[22]。RBF 神经网络的结构如图 5 所示。图中,具有 n 个输入节点、 m 个隐藏层单元以及 k 个输出节点。输入向量经

过隐藏层单元的具体计算后,再加权求和得到输出向量。

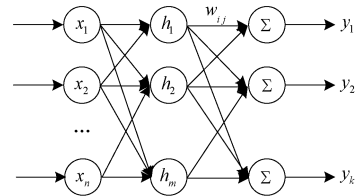


图 5 RBF 神经网络结构
Fig. 5 RBF neural network structure

2) RBF-PID 修正主从时钟误差

经过卡尔曼滤波后主从时钟仍然存在误差,利用 RBF-PID 的方式进行误差修正,RBF-PID 控制结构框图如图 6 所示。

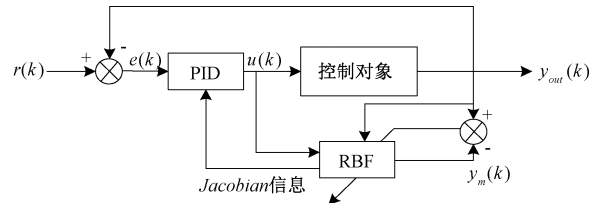


图 6 RBF-PID 结构框图
Fig. 6 RBF-PID structure block diagram

图 6 中, $r(k)$ 为主从时钟期望输出误差,一般设为 0。控制器输出 $u(k)$ 和主从时钟实际输出误差 $y_{out}(k)$ 共同构成 RBF 神经网络的输入,经过神经网络训练学习后,输出所需的 Jacobian 信息,用于 PID 的参数整定。具体算法原理如下。

为避免模型产生的累计误差,采用增量式 PID,则有控制器输出表达式为:

$$\Delta u(k) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i e(k) + K_d(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)) \quad (19)$$

RBF 神经网络采用的激活函数为:

$$h_j = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_{ij}\|^2}{2b_j^2}\right) \quad (20)$$

式中: \mathbf{c}_{ij} 为网络中第 j 个节点的中心矢量, b_j 高斯函数的节点宽度, \mathbf{x} 为网络的输入矢量。

k 时刻 RBF 神经网络的输出为:

$$y_m(k) = \sum_{i=1}^m w_i h_i \quad (21)$$

式中: w_i 为网络权重。

RBF 神经网络的性能指标定义为:

$$J = 0.5(y_{out}(k) - y_m(k))^2 \quad (22)$$

利用梯度下降法对网络权重、节点中心及高斯函数节点宽度进行参数调节。参数调节过程中,当学习因子过大时,可能使网络的权值变化不稳定,所以需要在修正过程中添加动量因子,以改进稳定性。具体迭代过程如下:

$$\begin{cases} \Delta w_j(k) = \eta(y_{out}(k) - y_m(k))h_j \\ w_j(k) = w_j(k-1) + \Delta w_j(k) + \alpha(w_j(k-1) - w_j(k-2)) \\ \Delta b_j(k) = \eta(y_{out}(k) - y_m(k))w_jh_j \frac{\|x - c_j\|^2}{b_j^3} \\ b_j(k) = b_j(k-1) + \Delta b_j(k) + \alpha(b_j(k-1) - b_j(k-2)) \\ \Delta c_{ji}(k) = \eta(y_{out}(k) - y_m(k))w_j \frac{x_j - c_{ji}}{b_j^2} \\ c_{ji}(k) = c_{ji}(k-1) + \Delta c_{ji}(k) + \alpha(c_{ji}(k-1) - c_{ji}(k-2)) \end{cases} \quad (23)$$

式中： η 为学习因子， α 为动量因子。

系统的 Jacobian 信息定义为被控对象的输出对控制输入的灵敏度，有：

$$\frac{\partial y_{out}(k)}{\partial \Delta u(k)} \approx \frac{\partial y_m(k)}{\partial \Delta u(k)} = \sum_{j=1}^m w_j h_j \frac{c_{ji} - \Delta u(k)}{b_{j2}} \quad (24)$$

基于上述 Jacobian 信息的辨识进行 PID 参数的整定。定义 k 时刻系统的输出误差为：

$$e(k) = r(k) - y_{out}(k) \quad (25)$$

RBF-PID 的整定指标设为：

$$E(k) = 0.5e(k)^2 \quad (26)$$

令：

$$\begin{cases} xc(1) = e(k) - e(k-1) \\ xc(2) = e(k) \\ xc(3) = e(k) - 2e(k-1) + e(k-2) \end{cases} \quad (27)$$

利用梯度下降法整定 PID 参数，有：

$$\begin{cases} \Delta K_p = \eta e(k) \frac{\partial y_{out}(k)}{\partial \Delta u(k)} xc(1) \\ \Delta K_i = \eta e(k) \frac{\partial y_{out}(k)}{\partial \Delta u(k)} xc(2) \\ \Delta K_d = \eta e(k) \frac{\partial y_{out}(k)}{\partial \Delta u(k)} xc(3) \end{cases} \quad (28)$$

根据上述算法原理，选定好 PID 各参数的初值及神经网络的学习因子、动量因子，不断地通过迭代学习，获取 Jacobian 信息，对 PID 参数进行调整，最终使整定指标达到所要求。

4 仿真与实验结果及分析

根据上文构建的互感器校验主从时钟误差模型及误差修正算法，在 MATLAB/Simulink 平台搭建仿真模型，验证此算法的可行性及性能指标。

由于实际应用中 GPS 授时精度一般在微秒级，故设主从时钟初始误差为 $1 \mu s$ ，主从时钟频率偏差为 10^{-6} Hz ，测量噪声方差为 10^{-14} ，应用 KF 对主从时钟误差进行滤波处理，结果如图 7 所示。

由图 7 可知，KF 算法在保留原波形有效信息的基础上，很好地滤除了测量噪声。设定高斯噪声方差为不同

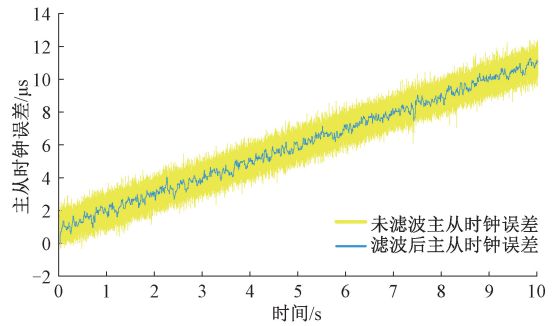


图 7 滤波前后主从时钟误差

Fig. 7 Master and slave clock errors before and after filtering

值进行多次实验，KF 仍具有良好的滤波效果。

对滤波后的互感器校验主从时钟误差进行修正，结果如图 8 所示。

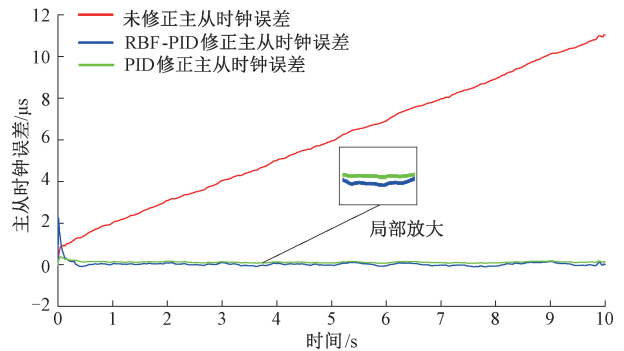


图 8 主从时钟误差修正结果

Fig. 8 Correction result of master/slave clock error

由图 8 可知，经过算法修正的互感器主从时钟误差显著减小，且 RBF-PID 算法修正精度优于普通 PID 算法。经过 RBF-PID 算法修正的主从时钟误差约为 20 ns ，换算为波形相位误差约为 $1.3''$ ，满足互感器校验 0.1 准确级的要求。并且，此算法约在 0.4 s 时完成收敛，收敛速度较快，满足工程实际中对互感器校验时间同步误差进行实时修正的要求。

设定不同主从时钟初始误差、不同主从时钟频率偏差及噪声方差，进一步验证此算法的可靠性，结果如表 1 所示。

表 1 不同条件下 RBF-PID 修正主从时钟误差结果

Table 1 RBF-PID correction results of master and slave clock errors under different conditions

主从时钟初始 误差/ μs	主从时钟频率 偏差/s	噪声方差	误差时钟误差 修正结果/ns
1	10^{-6}	10^{-14}	20.817
0.5	10^{-6}	10^{-14}	20.813
10	10^{-6}	10^{-14}	21.907
1	10^{-5}	10^{-14}	193.333
1	10^{-7}	10^{-14}	7.089
1	10^{-6}	10^{-25}	20.709
1	10^{-6}	10^{-15}	95.180

由表 1 可知,不同主从时钟初始误差对算法精度影响不大。主从时钟频率偏差对算法精度影响较大,主从时钟频率偏差越大,误差修正效果越差,但修正后误差仍然满足互感器校验 0.1 准确级的要求。而测量噪声大小对误差修正存在一定程度的影响,但修正结果仍然满足工程实际的需要。

对此误差修正算法进行实验验证。搭建好互感器边云协同测量单元,如图 9 所示。利用信号发生器模拟互感器二次侧信号输出。



图 9 互感器边云协同测量单元

Fig. 9 Transformer side cloud collaborative measurement unit

由图 9 可知,信号发生器模拟产生互感器二次侧输出的电流信号,频率为 50 Hz,峰峰值为 1 A。通过 GPS 秒脉冲触发数据采集模块对互感器数据进行实时采集,再经鸿蒙开发板上传数据至云端储存。

多个互感器边云协同测量单元可共同组成多互感器异地校验系统,选定标准互感器即可对其余互感器进行校验。

经上文理论分析,多互感器异地校验系统中,主从边云协同测量单元之间存在时钟误差,需对其进行修正,以保证互感器校验的准确性。而进行时钟误差修正,需获取主从测量单元之间的时钟初始误差及时钟频率偏差。为此,搭建实验电路,以获取所需初值,电路结构框图如图 10 所示。

由图 10 可知,主从时钟都会捕获各自的 GPS 秒脉冲

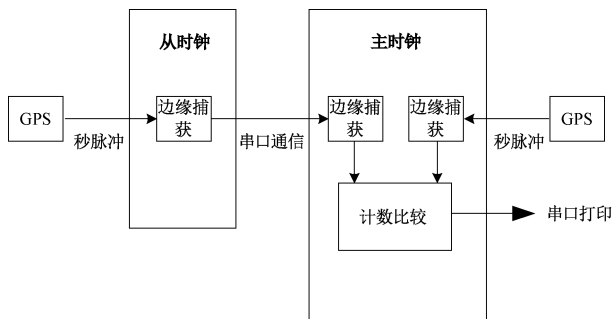


图 10 获取主从时钟误差电路结构

Fig. 10 Obtain master and slave clock error circuit structure block diagram

信号,双方利用串口进行通信。从时钟在捕获到 GPS 信号后翻转引脚,以通知主时钟,主时钟开始计时,当主时钟捕获自身的 GPS 信号结束计时,由此获取主从时钟的初始误差,最后通过串口打印至电脑。

按照结构框图,搭建实验电路,如图 11 所示。



图 11 获取主从时钟误差

Fig. 11 Get the master-slave clock error

经过实验得出,主从时钟初始误差约在 $0.8125 \mu\text{s}$ 。而主从时钟的频率偏差则通过在一定时间段内多次测量主从时钟误差的偏移量得到,主从时钟的频率偏差约为 10^{-7} Hz 。

根据所获取的互感器校验系统的误差初值,将上文所述算法应用到互感器校验系统中,对主从时钟误差进行修正,修正后互感器主从时钟误差约为 6.974 ns 。

利用修正后的主从时钟误差,计算更为精确的互感器校验结果,相位校验结果如图 12 所示。

由图 12 可知,标准互感器与被校验互感器波形相位差约为 0.45° ,满足互感器校验 0.1 准确级的要求。

对所采集到的互感器数据进行傅里叶计算,以获取电流信号的幅值信息,结果如图 13 所示。

由图 13 可知,经过主从时钟误差修正后的被校验互

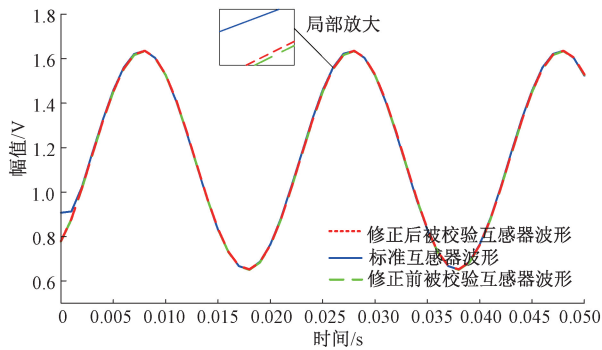


图 12 主从时钟误差修正前后互感器输出波形

Fig. 12 Transformer output waveform before and after the master/slave clock error correction

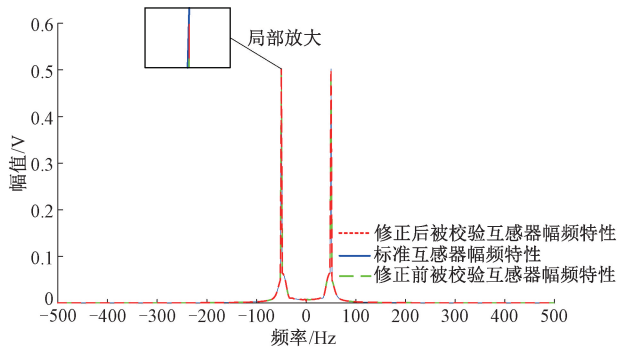


图 13 主从时钟误差修正前后互感器幅频特性

Fig. 13 Amplitude-frequency characteristics of transformer before and after correction of master-slave clock error

感器幅值误差由 0.004 18% 下降到 0.003 58%，幅值精度提高了约 15%。

5 结 论

本文基于作者之前所设计的互感器边云协实时监测系统,构建了多互感器异地校验系统,重点分析互感器校验过程中的时钟同步问题。通过对互感器校验过程进行具体分析,建立了主从时钟的误差模型,并提出了基于 KF 和 RBF-PID 的误差修正算法。通过仿真验证了此算法的性能指标。在面对不同主从时钟初始偏差、不同主从时钟频率偏差及不同测量噪声的情况时,此算法都具有较好的收敛性,修正后时钟误差均小于 200 ns,且算法收敛时间约在 0.4 s,满足对 GPS 秒脉冲进行实时修正的需求。又通过实验验证了此算法的可行性与实用性。经过主从时钟误差修正后,互感器校验相位误差约为 0.45",幅值误差约为 0.003 58%,满足互感器校验 0.1 准确级的要求。同时,此算法很好的与嵌入式系统相结合,操作简单、成本较低,具有良好的应用前景。

参考文献

[1] 戴志辉,耿宏贤,韩健硕,等. 基于矩阵算法和 BP 神经

网络的智能站二次系统故障定位方法[J]. 华北电力大学学报(自然科学版),2022,49(6):1-10.

DAI ZH H, GENG H X, HAN J SH, et al. Fault location method of intelligent station secondary system based on matrix algorithm and BP neural network [J]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 2022, 49(6): 1-10.

[2] 高健,陆阳,李庆巧,等. 采用三次通信的 TOF 与 TDOA 联合定位算法[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(3):66-73.

GAO J, LU Y, LI Q Q, et al. Adopts three communication TOF associated with TDOA localization algorithm [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(3): 66-73.

[3] 邓欣,杨清云,米建勋,等. 基于相关滤波的仪表定位方法[J]. 电子测量与仪器学报,2019,33(5):102-110.

DENG X, YANG Q Y, MI J X, et al. Instrument localization method based on correlation filtering [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(5): 102-110.

[4] 陈志刚,熊慕文,刘东超,等. 智能变电站时间同步与时间同步监测集成装置的研制及应用[J]. 电力自动化设备,2021,41(2):213-217,224.

CHEN ZH G, XIONG M W, LIU D CH, et al. Development and application of time synchronization and time synchronization monitoring integrated device in smart substation [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(2): 213-217, 224.

[5] 韩兴,王海滨,苏慧琳,等. 计量装置互感器二次回路接线自动检测研究[J]. 电子测量技术,2020,43(13):25-30.

HAN X, WANG H B, SU H L, et al. Metering device automatically detect transformer secondary circuit wiring study [J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(13): 25-30.

[6] 陈勇,苏沛. 数字化变电站高精度时钟同步技术设计[J]. 电工技术,2021,558(24):85-88.

CHEN Y, SU P. Digital substation high precision clock synchronization technology design [J]. Electric Technology, 2021, 558(24): 85-88.

[7] 何小庆,杨训,徐皇清. 数字化变电站 IRIG-B 码对时解码方案研究[J]. 陕西电力,2013,41(6):39-42.

HE X Q, YANG X, XU H Q. Research on timing decoding scheme of RIG-B code in digital substation [J]. Shaanxi Electric Power, 2013, 41(6): 39-42.

[8] 吴红卫,李锋,顾思洪. 小波滤波在时间同步系统中应用研究[J]. 仪器仪表学报,2019,40(2):182-189.

WU H W, LI D, GU S H. Wavelet filtering in the time synchronization system application research [J]. Chinese

- Journal of Scientific Instrument, 2019, 40 (2): 182-189.
- [9] 孙宇嘉,于纪言,王晓鸣.自适应温度补偿无线传感器网络时间同步方法[J].仪器仪表学报,2019,40(1):132-141.
SUN Y J, YU J Y, WANG X M. Adaptive temperature compensation of wireless sensor network time synchronization method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40 (1): 132-141.
- [10] 赵忠明,韩亮,胡炯,等.电力系统 SDH 网络非对称路径 PTP 对时策略[J].电力系统保护与控制,2021,49(9):150-157.
ZHAO ZH M, HAN L, HU J, et al. Electric power system SDH networks asymmetric path inhibits PTP pair strategies [J]. Power System Protection and Control, 2021,49 (9): 150-157.
- [11] 李铎,吴红卫,顾思洪.GPS 驯服 CPT 原子钟方法研究[J].电子学报,2018,46(5):1194-1199.
LI D, WU H W, GU S H. Research on GPS taming CPT atomic clock [J]. Acta Electronicae Sinica, 2018, 46(5):1194-1199.
- [12] 唐思豪,姚文轩,邱伟,等.基于脉冲星信号的自适应同步采样方法[J].仪器仪表学报,2021,42(10):121-128.
TANG S H, YAO W X, QIU W, et al. Adaptive synchronous sampling method based on the pulsar signal [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2021,42(10): 121-128.
- [13] URIBE-MURCIA K J, SHMALIY Y S, AHN C K, et al. Unbiased FIR filtering for time-stamped discretely delayed and missing data [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2019, 65(5): 2155-2162.
- [14] 张士涛,王亚波,燕熊.基于卡尔曼滤波提升快速反射镜的噪声水平[J].国外电子测量技术,2020,39(3):134-138.
ZHANG SH T, WANG Y B, YAN X. Based on Kalman filtering is raising the level of noise in rapid mirrors [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39 (3):134-138.
- [15] 张梅,荣昆,张双双.基于卡尔曼滤波的 TPSN 时钟同步算法[J].电子测量技术,2020,43(18):43-46.
ZHANG M, RONG K, ZHANG SH SH. TPSN clock synchronization algorithm based on Kalman filter [J]. Electronic Measurement Technology, 2020,43 (18): 43-46.
- [16] 张园园,吴宁,周磊,等.通用高精度时钟同步单元的设计方案[J].电力自动化设备,2018,38(12):218-223.
ZHANG Y Y, WU N, ZHOU L, et al. General design scheme of high precision clock synchronization units [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(12): 218-223.
- [17] 路遥,江汉红,王义.用于船舶综合电力系统同步测量的高精度 PTP 混合时钟同步方法[J].电力自动化设备,2019,39(1):219-223.
LU Y, JIANG H H, WANG Y. High precision PTP hybrid clock synchronization method for synchronous measurement of marine integrated power system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(1): 219-223.
- [18] 佟为明,高吉星,金显吉,等.智能变电站过程层网络报文传输时间计算及抖动抑制方法[J].电力自动化设备,2018,38(6):131-137.
TONG W M, GAO J X, JIN X J, et al. Intelligent substation layer network packet transmission time calculation and jitter suppression method [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018,38(6): 131-137.
- [19] 徐顾钰,李岩松,刘君.互感器边云协同实时监测系统设计[J].电子测量技术,2023,46(19):42-48.
XU G Y, LI Y S, LIU J. Transformer edge cloud collaborative real-time monitoring system design [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46 (19): 42-48.
- [20] 于洪林,郭爱煌,罗巍.一种基于 GPS 定位数据的测距方法[J].电子测量技术,2011,34(7):95-98.
YU H L, GUO AI H, LUO W. A ranging method based on GPS positioning data [J]. Electronic Measurement Technique, 2011, 34(7): 95-98.
- [21] 蔡浩然,杨俊华,杨金明.直驱型波浪发电系统的混沌运动及反步滑模变控制[J].电测与仪表,2018,55(20):108-113,121.
CAI H R, YANG J H, YANG J M. Chaotic motion and reverse sliding mode control of direct drive wave power generation system [J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2018, 55(20): 108-113,121.
- [22] 林汇金,杨俊华,邱孟,等.基于 Rife 法的波浪发电 RBF 神经网络功率优化控制[J].太阳能学报,2022,43(10):364-370.
LIN H J, YANG J H, QIU M, et al. Power optimization control of wave power generation RBF neural network based on rife method [J]. Acta Solar-Energy Sinica, 2022,43(10): 364-370.

作者简介



徐顾钰,2021 年于华北电力大学获得学士学位,现为华北电力大学硕士研究生,主要研究方向为电力系统分析与控制。

E-mail: 1078388247@qq.com

Xu Guyu received her B. Sc. degree from North China Electric Power University in 2021. Now she is a M. Sc. candidate in North China Electric Power University. Her main research interests include power system analysis and control.