DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1905198

基于变步长自适应陷波器的在线检重抗振方法研究*

胡 清[1],滕召胜[1],孙 彪[1],唐思豪[1],林海军[2]
(1.湖南大学电气与信息工程学院 长沙 410082; 2.湖南师范大学工学院 长沙 410081)

摘 要:针对检重秤运动部件与外壳之间的相对运动以及机械固有频率点在外力作用下发生的共振对称量信号造成干扰,提出一种基于箕舌线改进的变步长最小均方(LMS)自适应陷波(ANF)的检重秤抗振动方法。通过分析检重秤振动来源与振动特性,并在共振状态下与滑窗滤波、巴特沃斯低通、巴特沃斯陷波以及固定步长 LMS 陷波等传统抗振方式进行仿真和实验对比,证明变步长 LMS 自适应陷波器对振动干扰滤除具有准确性与优越性。同时,在多种速度下运用该方法并结合滑窗与非对称切尾均值滤波在实际检重平台对检重结果进行最终处理,实现平均误差≤0.171 g,标准偏差≤0.240%,满足 XIII(1)等级。

关键词: 检重秤;抗振动;变步长 LMS;自适应陷波;信号处理
中图分类号: TH715.1+94 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 510.40

Anti-vibration method for checkweigher based on variable step-size adaptive notch filter

Hu Qing[1], Teng Zhaosheng[1], Sun Biao[1], Tang Sihao[1], Lin Haijun[2]
(*1.College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China*;
2.Polytechnic College, Hunan Normal University, Changsha 410081, China)

Abstract: The relative motion between the moving parts and the shell of the checkweigher and the resonance of mechanical natural frequency point under external force result in the vibration disturbance. To address this problem, the variable step size least mean square (LMS) adaptive notch filter based on improved versiera algorithm is proposed. Compared with the traditional anti-vibration methods, such as moving-average filter, Butterworth low-pass filter, Butterworth notch filter and fixed step size LMS notch filter, the variable step size LMS adaptive notch filter is proved to be accurate and superior in filtering vibration interference by analyzing the checkweigher's vibration characteristics. The method combined with moving-average and asymmetric tail-cutting mean filtering is used to finalize the result on the checkweigher at various speeds. Experimental results show that the average error is ≤0.171 g and the standard deviation is ≤0.240%, which can meet the requirement of category XIII(1).

Keywords: checkweigher; anti-vibration; variable step size LMS; adaptive notch filter; signal processing

0 引 言

自动检重秤是一个动态称量系统,它具有测量环境与被测物体处于非静止状态、在短时间内进行快速测量,测量时间短于系统的稳定时间等特点[1]。自动检重秤是由称重传感器、外壳、运动部件(电动机、齿轮、滚轮、皮带)和控制电路组成的一种复杂机械结构[2],运动状态下,自动检重秤运动部件与外壳之间的相对运动对称量信号造成振动干扰,此时称量信号并非一个恒定值,其噪声与有用信号的频率特性十分接近,处理难度大,造成称量误差。且任何结构都有其本身的固有振动特性参数,如若运动部件所带来的外力作用频率与固有频率重合,或称量环境中存在一个接近固有频率的振动源,则会造成机械共振,引起系统振动干扰显著增大[3]。为确保在动态条件下准确称重,必须研究系统振动特性对检重秤

收稿日期:2019-05-27 Received Date:2019-05-27
*基金项目:湖南省战略性新兴产业科技攻关与重大科技成果转化项目(2018GK4005)、国家自然科学基金(51775185)、湖南省自然科学基金(2018JJ2261)资助

计量准确性的影响与解决方法。

针对检重秤称量信号的不稳定,波兰华沙 PIAP 自动化与测量工业研究所分析了外界环境中的扰动对检重称量的影响机理[4];波兰西波莫瑞工业大学相关团队提出了一种改进时变时域数字低通滤波器[5];Niedźwiecki 等[6]提出了基于称重系统稳态响应的有限脉冲响应模型的滤波方案。而国内目前的系统中普遍采用简易数字低通滤波器去除机身振动带来的噪声,测量精度低[7]。国内外对检重秤的研究主要侧重于分析外界随机干扰以及对称量信号的直接处理,均未对造成检重秤称量信号不稳定的系统振动特性进行分析,使得相关方法在运用上易受运行速度区间范围的影响。然而,器械本身的振动干扰是动态称量相对于静态条件下称量误差较大的主要原因。从检重秤振动来源出发抑制和减小振动干扰引起的称量误差,是确保和提高检重秤称量性能的关键。

陷波器对特定频率的信号有着很强的衰减作用,在传统的数字陷波器设计中,为了能使某一频率信号得到足够大的衰减,通常的做法是选取足够大的阶数,但同时也加大了计算复杂度,而且使得设计过程复杂,不利于动态的调整,因此,本文选取最小均方(least mean square, LMS)自适应陷波器(adaptive notch filter, ANF)对检重秤系统振动干扰进行处理。ANF 相比于普通的数字滤波器具有较窄的阻带,且能够利用前一时刻获得的滤波器参数,自动调节当前时刻的滤波器参数,以适应信号和噪声的统计特性达到最优滤波[8]。然而,传统 LMS 算法存在收敛速度与稳态误差之间的矛盾,因此,本文提出一种基于箕舌线改进的变步长 LMS-ANF 以保证在获取较小稳态误差的同时不失收敛速度。本文将改进的变步长 ANF 方法与常规检重秤称量信号处理方法进行了对比,表明了变步长 ANF 方式的可行性与优越性,并搭建了一套相应的检重称量电路,进行了实际检验,证明了该方法在检重秤称量信号处理运用上的有效性与正确性。

1　检重秤振动分析

振动信号时域特征主要体现在振幅、周期、相位等特性上,其频域特征则主要表现在频率、能量信息中,本文将从频率特性入手研究自动检重秤的振动特性。

1.1　振动来源

1)皮带托辊振动

质量为 m 的被测物体经检重秤进料皮带以速度 v 传输至称量皮带单元检重后,由分选皮带进行分选。检重秤皮带传动结构如图 1 所示。

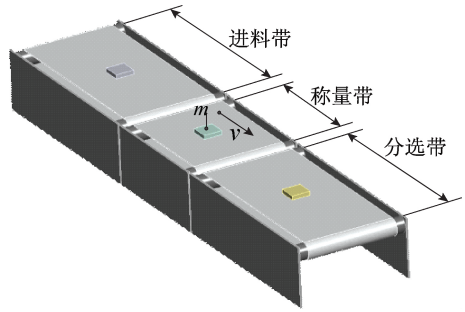

图 1　检重秤皮带传动结构

Fig.1　Belt drive structure of Checkweigher

称量单元结构如图 2 所示,称量皮带由前托辊与后托辊进行支撑,托辊转动带动皮带传动。然而,前后托辊的转动将给检重秤机身造成一个周期振动,且由图 2 可知,称量单元中皮带直接作用于称重传感器,皮带托辊的周期振动将极大影响着称量信号的稳定性。振动周期即皮带托辊转动一周所用时间,其对应的振动作用频率 f_b 可由皮带速度 v、皮带托辊直径 d_b 给出如下定义:

$$f_b = \frac{v}{\pi d_b} \tag{1}$$

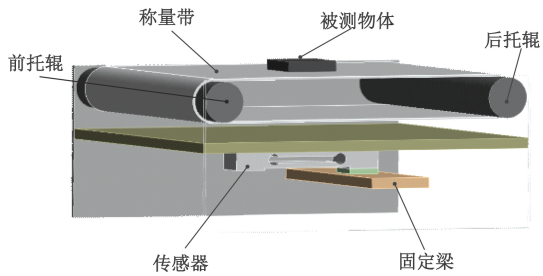

图 2　称量单元结构

Fig.2　Structure of weighing unit

2)电机振动

进料、称重和分选 3 个部分的皮带托辊分别由 3 个步进电机带动,步进电机是一种将数字脉冲信号转化为角位移的执行机构,通过控制脉冲频率来控制电机转动的速度,从而达到调节检重速度的目的。

皮带托辊同步轮与电机转动轴承端同步轮之间通过齿轮同步皮带连接。假定电机同步轮齿数为 G_m,托辊同步轮齿数为 G_b,结合皮带频率 f_b 可获得电机振动作用频率 f_m:

$$f_m = \frac{G_b}{G_m} f_b \tag{2}$$

1.2　固有频率

物体做自由振动时,其位移随时间按正弦或余弦规律变化,振动的频率明确,仅与系统的固有特性有关(如质量、形状、材质等),称为固有频率[9]。检重秤系统中,固有频率对称量信号的直接影响甚小,但如若运动部件所带来的外力作用频率与固有频率重合,或称量环境中存在一个接近固有频率的振动源,则会造成机械共振,引

起系统振动干扰显著增大。

图 3 所示为一个二阶应变式称重系统模型[10]，c 为机械阻尼；k 为应变片的刚度系数；m_0 为秤台质量；m 为被称试样重量；x 为试样相对于参考点的位移，它和称重传感器输出的电量成正比。根据控制理论及动态分析，建立称重系统的数学模型：

$$(m_0 + m)\frac{d^2x}{dt^2} + c\frac{dx}{dt} + kx = mg \tag{3}$$

式中：g 为重力加速度。

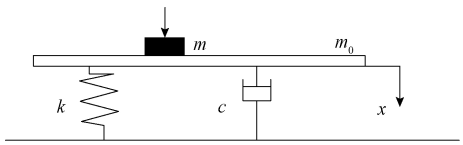

图 3 二阶应变式称重系统模型

Fig.3 Second-order strain weighing system model

对式(3)进行拉普拉斯变换，得：

$$s^2(m_0 + m)x(s) + scx(s) + kx(s) = G(s) \tag{4}$$

对式(4)进行变换，可得：

$$\frac{\boldsymbol{x}(s)}{\boldsymbol{G}(s)} = \frac{1}{(m_0 + m)s^2 + cs + k} = \frac{1}{k} \cdot \frac{\dfrac{k}{m_0 + m}}{s^2 + \dfrac{c}{m_0 + m}s + \dfrac{k}{m_0 + m}} \tag{5}$$

令 $\omega_n^2 = \dfrac{k}{m_0 + m}$，$2\omega_n\xi = \dfrac{c}{m_0 + m}$，式(5)可转化为：

$$\frac{\boldsymbol{x}(s)}{\boldsymbol{G}(s)} = \frac{1}{k} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\xi s + \omega_n^2} \tag{6}$$

式中：$\omega_n = \sqrt{k/(m_0 + m)}$ 为该模型固有角频率。通常情况下对机械系统求固有频率时只考虑器械本身，且 $m_0 \gg m$。

在实际情况下，系统的物理特性、物理参数、其所服从的力学规律只可大致估计，不能完全知晓或者甚至完全无法知晓，这种预先建立系统模型的参数识别往往难以有效进行。因此本文从无需知晓系统物理参数的试验模态分析[11]出发，在时域对检重秤固有频率进行辨识。辨识过程在广州追远 ZIPOO-C 型自动检重分选秤上进行，所选仪器采用中航电测仪器股份有限公司生产的 ZEMIC L6D-C3 单点式电阻应变式压力传感器，其量程为 0~10 kg，输出灵敏度为(2.0±0.2) mV/V。传感器选用 +5 V 供电，则重量与电压关系为：

$$\gamma = 1\ \text{g}/\mu\text{V} \tag{7}$$

通过锤击法[12]获取传感器输出的的检重秤系统力锤锤击振动信号得到系统脉冲响应，如图 4 所示，并运用复指数法分析系统固有频率[13]。

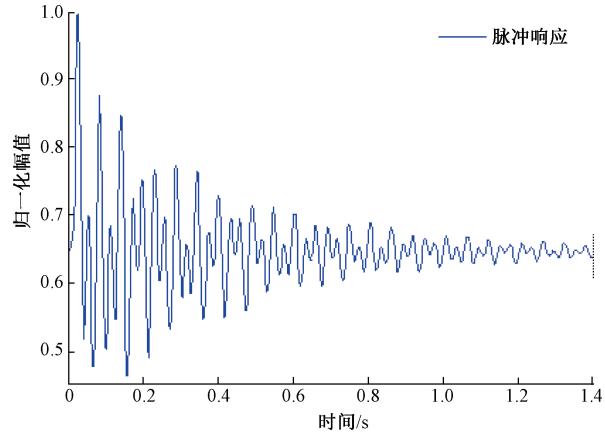

图 4 检重秤脉冲响应波形

Fig.4 Impulse response waveform of Checkweigher

实际的工程结构均可视为有阻尼的多自由度系统，理论上存在着无穷多阶固有频率。但考虑到实际检重测量单元通常配备一个 50 Hz 工频低通滤波器，且运动部件振动频率通常不会超过 50 Hz，所以此处只记录了 50 Hz以内阶数的固有频率，如表 1 所示。可知系统在 50 Hz以内存在两阶固有频率，分别为 f_{n1} = 19.52 Hz，f_{n2} = 34.46 Hz。

表 1 检重秤固有频率辨识结果

Table 1 Identification result of Checkweigher's natural frequency

辨识次数	第 1 阶/Hz	第 2 阶/Hz
1	19.41	34.41
2	19.60	34.53
3	19.53	34.47
4	19.55	34.51
5	19.50	34.40
平均	19.52	34.46

1.3 振动联系

根据式(1)和(2)，已知 d_b = 3 cm；v 范围为 0~2 m/s；G_b/G_m = 25/15。所以 f_b 范围为 0~21.22 Hz；f_m 范围为 0~35.37 Hz。即第 1 阶固有频率位于皮带托辊作用频率和电机作用频率范围，第 2 阶固有频率位于电机作用频率范围。

由于电机间接作用于称量单元，改变电机速度，皮带运行速度也随之改变，系统输出幅值将主要受皮带速度影响。且电机体积较小，转动作用力小，所以第 2 阶固有频率与电机之间的相互作用对波形幅值的影响将被皮带振动的影响淹没，所以此处仅探讨第 1 阶主固有频率 f_{n1}。图 5 所示为称量皮带在 f_{n1} 及其附近频率点的皮带速

度下传感器最大输出值(由 50 组数据取平均值获得)。可知 f_{n1} 所在称量皮带速度下信号输出最大,其两侧呈逐渐减小的趋势。由共振时振幅最大可知,该皮带速度下检重秤发生共振。

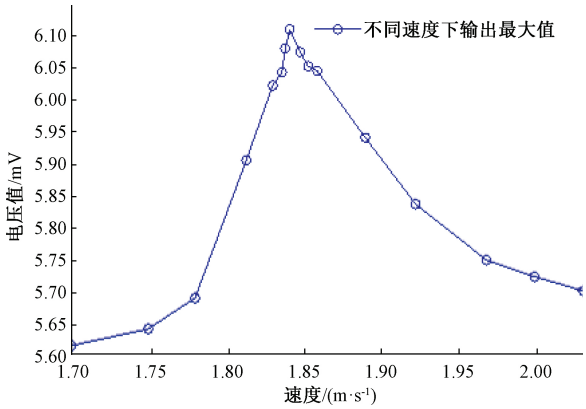

图 5　不同称量皮带速度传感器空载输出最大值曲线

Fig.5　No-load maximum output curve of sensor under different weighing belt speeds

图 6 所示为共振点处的传感器输出信号波形,由波形可知,检重秤此时存在严重扰动。由式(7)可知,此时称量波动值可达 1 200 g,这在诸如药品缺粒检测中将造成称量结果异常与分选过程紊乱。

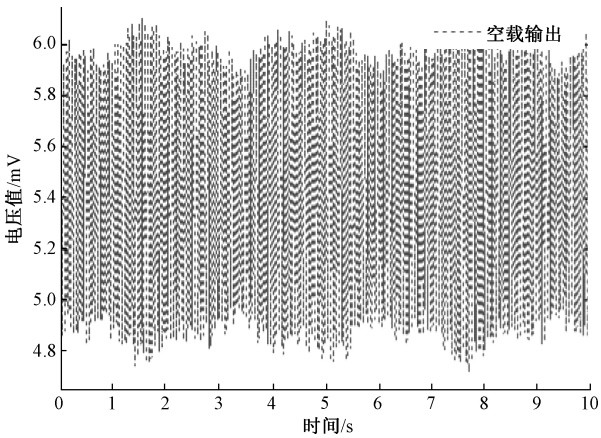

图 6　共振点处传感器空载输出波形

Fig.6　No-load weighing signal waveform of sensor at the resonance point

2　自适应陷波抗振动实现

2.1　ANF

1)单频干扰 ANF

一个典型的自适应滤波器主要包括两个基本过程:滤波过程,用来对一系列输入数据产生输出响应;自适应过程,其目的是提供滤波过程中可调参数自适应控制的一个机制或算法[14]。

ANF 属于自适应滤波器在干扰对消中的应用。单频干扰 ANF 的参考输入信号为两个相互正交的信号,利用该正交信号的线性组合跟踪输入信号,并通过跟踪的误差不断调整线性组合的权系数,从而使得输入信号中与参考信号线性相关的部分分离出来,达到窄带滤波的效果[15]。单频干扰 ANF 的结构如图 7 所示,图中自适应算法有着多种结构,而基于 LMS 自适应滤波算法具有结构简单,鲁棒性强且易于实现等多种优势,本文选用 LMS 算法获取自适应滤波权系数。

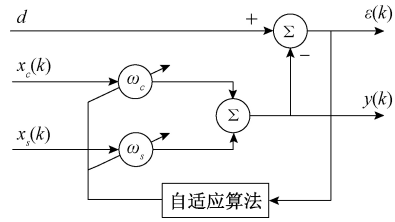

图 7　单频干扰自适应陷波器结构

Fig.7　Single frequency interference adaptive notch filter

若将正交信号的信号形式表示为:

$$\begin{cases} x_c(k) = A\cos(\omega_0 k) \\ x_s(k) = A\sin(\omega_0 k) \end{cases} \tag{8}$$

式中:A 为参考信号幅度;ω_0 为参考信号的中心频率。则基于 LMS 算法的自适应迭代过程表示如下:

$$\begin{cases} y(k) = \omega_c(k)x_c(k) + \omega_s(k)x_s(k) \\ \varepsilon(k) = d(k) - y(k) \\ \omega_c(k+1) = \omega_c(k) + 2\mu\varepsilon(k)x_c(k) \\ \omega_s(k+1) = \omega_s(k) + 2\mu\varepsilon(k)x_s(k) \end{cases} \tag{9}$$

式中:$y(k)$ 为参考输入;$\varepsilon(k)$ 为陷波输出;$d(k)$ 为实际输入信号;μ 为自适应陷波器的学习步长;$\omega_c(k)$ 与 $\omega_s(k)$ 为当前权系数。

若采样周期为 T,由迭代过程得 $\varepsilon(k)$ 与 $d(k)$ 之间的传递函数为:

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{z^2 - 2z\cos\omega_0 T + 1}{z^2 - 2z\cos\omega_0 T(1-\mu A^2) + (1-2\mu A^2)} \tag{10}$$

0 点 z_0 和极点 z_p 分别为:

$$\begin{cases} z_0 = \mathrm{e}^{\pm \mathrm{j}\omega_0 T} \\ z_p = \pm \mathrm{j}\sqrt{(1-2\mu A^2) - (1-\mu A^2)^2\cos^2\omega_0 T} + (1-\mu A^2)\cos\omega_0 T \end{cases} \tag{11}$$

当 $\mu A^2 \ll 1$ 时,$z_p \approx (1-\mu A^2)\mathrm{e}^{\pm \mathrm{j}\omega_0 T}$,即极点位于 0 点朝向圆心方向约 μA^2 距离处。3 dB 带宽通过求单位圆上

距离极点 4 倍于 0 点的两点得到,其结果在几何上近似为:

$$B = \frac{\mu A^2}{2\pi T} \tag{12}$$

由于 0 点位于 z 平面单位圆上,因此传输函数在陷波点的深度为无穷深。极点在单位圆内,陷波点尖锐程度由 0 极点的接近程度决定。因此,单频 ANF 相较于传统简易固定陷波器易获得更好的陷波效果。陷波器的带宽与步长因子 μ 成正比,可通过改变步长调整滤波器的带宽。

2)多频干扰 ANF

单频自适应陷波器可以有效滤除单频干扰,但当干扰频谱成分复杂时,其陷波效果有限。由于检重秤包含多个振动干扰来源,所以需寻求更适合的自适应陷波结构。在单频 ANF 的基础上进行推广,实现多个单频 ANF 的级联或并联,可得到多频 ANF。其级联和并联结构图分别如图 8 和 9 所示。并联通道独立工作,不会带来级联方式由于阶数增加时带来的更长的时延[16]。考虑到动态检重过程需保证快速响应,本文选取双频并联结构以滤除皮带托辊振动和电机振动。

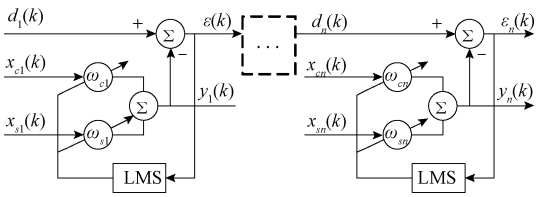

图 8 级联型多频干扰自适应陷波器结构

Fig.8 Cascaded multi-frequency interference adaptive notch filter

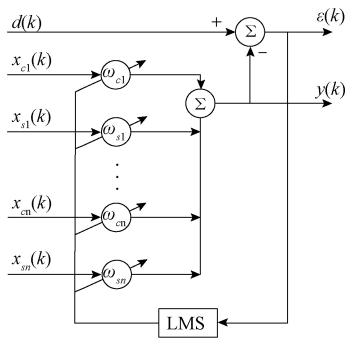

图 9 并联型多频干扰自适应陷波器结构

Fig.9 Parallel multi-frequency interference adaptive notch filter

并联结构对于每一路单频陷波滤波器,参考输入为一对正交的单频信号,各个通道的输出信号经过累加后,与期望信号求差值得到残差输出,并用来调整各个正交权。各路的正交参考输入为:

$$\begin{cases} x_{ci}(k) = A\cos(\omega_i k), \\ x_{si}(k) = A\sin(\omega_i k), \end{cases} i = 1,2,\cdots,n \tag{13}$$

式中:n 为干扰频率点个数值。

自适应迭代过程如下:

$$\begin{cases} y(k) = \sum_{i=1}^{n} (\omega_{ci}(k)x_{ci}(k) + \omega_{si}(k)x_{si}(k)) \\ \varepsilon(k) = d(k) - y(k) \\ \omega_{ci}(k+1) = \omega_{ci}(k) + 2\mu(k)\varepsilon(k)x_{ci}(k) \\ \omega_{si}(k+1) = \omega_{si}(k) + 2\mu(k)\varepsilon(k)x_{si}(k) \end{cases} \tag{14}$$

2.2 变步长 ANF

式(14)中步长因子 μ 为固定值,步长恒定 LMS-ANF 算法在收敛速度、时变跟踪能力与稳态误差上对步长因子的要求存在矛盾,采用变步长 LMS 算法能有效改善 LMS-ANF 算法的性能。变步长有多种表现形式,文献[17]对多种变步长算法进行了分析对比,本文为考虑简化计算量,并保证较小稳态误差,选取文献[17]给出的箕舌线变步长 LMS 算法,其误差 $\varepsilon(k)$ 与步长 $\mu(k)$ 关系式为:

$$\mu(k) = \beta\left(1 - \frac{1}{1 + \alpha\varepsilon^2(k)}\right) \tag{15}$$

式中:参数 α 用来控制曲线的整体形状变化,参数 β 用来控制曲线的幅度大小。

文献[18]指出算法初始阶段权系数 $\omega(k)$ 偏离维纳解较远,$\varepsilon(k)$ 较大,为加快算法初始收敛速度,本文引入文献[18]中利用绝对估计误差的扰动量($|\varepsilon(k-1)| - |\varepsilon(k)|$)对权系数更新公式进行改进:

$$\begin{cases} \gamma(k) = q^k\gamma(0) \\ \omega(k+1) = \omega(k) + 2\mu(k)\varepsilon(k)x(k) + \\ \qquad \gamma(k)(|\varepsilon(k-1)| - |\varepsilon(k)|) \end{cases} \tag{16}$$

式中:$\gamma(k)$ 为扰动量幅度调节因子,通过该因子加权把扰动量对 $\omega(k)$ 调节控制在一个最佳水平;$\gamma(0)$ 为 $\gamma(k)$ 初值;q 为 $\gamma(k)$ 衰减系数,且 $|q| < 1$ 以保证一定迭代步长后使得 $\gamma(k)$ 近似为0,从而 $\gamma(k)$ 只用于调节初始收敛速度,不影响稳态误差。

一阶自回归过程下箕舌线算法与本文改进算法基于均方误差的收敛曲线对比如图 10 所示,可知,本文算法可获得更快的收敛速度与更小的稳态误差。

2.3 称量单元搭建

为获得 0.5 g 的检定分度 e,由式(7)可知,需检测的传感器最小输出分度电压值为 0.5 μV,而采用 24 bit 的 ADC,选取 ADC 参考电压 V_{REF} 为 2.5 V,则其能够分辨的最小输入电压为:

$$u_{min} = \frac{V_{REF}}{2^{24}} \approx 0.149\ \mu V \tag{17}$$

可知,e 不为 u_{min} 的整数倍,且动态称量条件下,需保

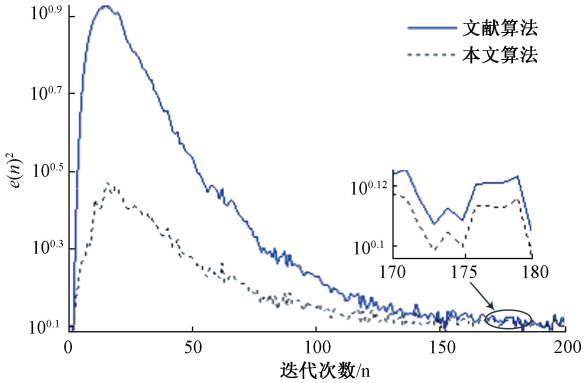

图 10　改进箕舌线算法与箕舌线算法收敛曲线对比

Fig.10　Comparison of convergence curve between improved versiera algorithm and versiera algorithm

证 ADC 具有较高的采样率,而高采样率条件下,ADC 易受噪声干扰,造成采集精度下降,本文选取 ADC 采样率为 2 kHz,此时 ADC 无噪声分辨率为 18 bit,$u_{\min} \approx 9.537\ \mu V$,所以需对传感器的输出信号进行放大预处理,放大倍数 A_P 的选取需满足:

$$A_P \geqslant \frac{u_{\min}}{0.5\ \mu V} = \frac{9.537\ \mu V}{0.5\ \mu V} \approx 19 \tag{18}$$

考虑到称量过程中信号波动大以及受 ADC 参考电压幅值限制,A_P 的选取需保证称量过程电路能正常工作,本文选取 $A_P = 500$,使得电路理论精度为 0.019 μV,确保满足工作要求的同时留有一定精度裕量。

放大后的信号经过一个硬件低通滤波器滤除高频噪声干扰再输入至 ADC 采集,处理器 STM32F405 通过 SPI 接口获取 ADC 采集数据并对采集的数据进行实时处理得到最终称量示值,同时原始信号以及处理结果可上传至上位机以便查询记录。称量单元如图 11 所示。

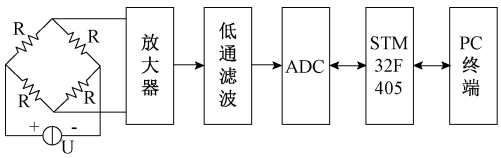

图 11　称量单元

Fig.11　Weighing unit

由于物体存在一定长度,物体进入和离开称量皮带时,重量测量存在一定过渡时间,分别如 t_i 和 t_o 所示,所以实际称量时间为 t_w。被测物体整个称量过程中传感器输出波形如图 12 所示。同时,由于低通滤波器会对信号造成时延[19],使得过渡过程加长,实际称量时间缩短,所以低通滤波器频率不可设置过低。然而由前文分析可知,检重秤自身振动干扰主要由皮带造成,集中在 20 Hz 以内,所以单独在硬件上无法实现信号的预处理,需同时配合数字滤波。本文选取截止频率为 50 Hz 的 4 阶巴特沃斯 Sallen-Key 结构有源低通滤波器滤除外界高频噪声,滤波电路如图 13 所示。

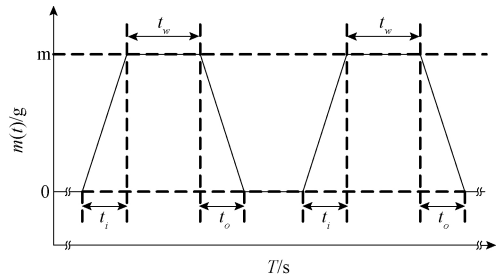

图 12　整个称量过程传感器输出波形

Fig.12　Diagram of the output waveform of the sensor during the entire weighing process

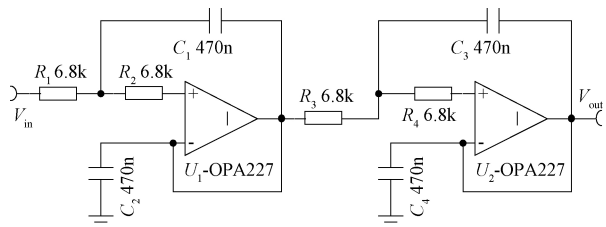

图 13　硬件低通滤波电路

Fig.13　Circuit of low pass filter

3　检重秤抗振动计量性能检验

据图 5 可知,检重秤在 1.85 m/s 速度下发生共振,传感器输出幅值显著增大,为验证本文方法的抗振动性能,本文基于最差性能条件下对变步长自适应陷波方法进行检验。

理想的检重信号只存在直流分量,但实际中由于运动部件带来的振动,信号中总是存在干扰。图 14 所示为共振点处的归一化频谱曲线,可知此时信号主要存在两个干扰点,而干扰点所在频率即分别为皮带托辊与电机振动频率。

共振将引起振幅显著增大,如图 15 所示,短虚线给出了共振速度下 100.0 g 砝码的检重波形,可知波形严重失真,有用信号完全被噪声淹没。经变步长 ANF 后噪声显著减少,可观测到明显的检重过程,但此时信号中依旧存在少量未完全滤除的干扰分量及部分外界随机干扰噪声,所以本文在自适应变步长 ANF 的基础上结合滑窗(moving average, MA)滤波对信号进行预处理。

如图 16~19 所示,分别给出了结合滑窗的变步长 ANF 与其它滤波方式的对比波形。图 16 中直接 MA 可从被淹没信号中提取到检重过程,但波形伴随着干扰分

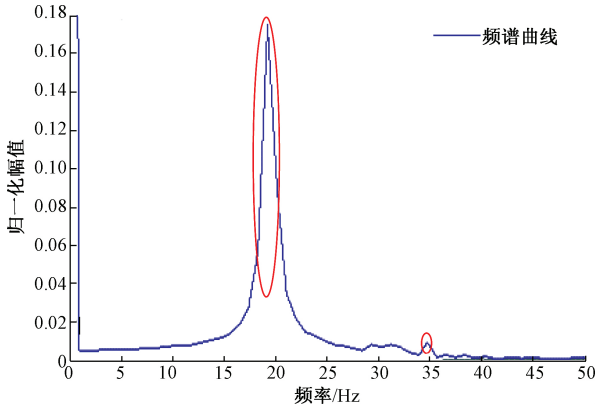

图 14 共振信号频谱

Fig.14 Spectrogram of resonance signal

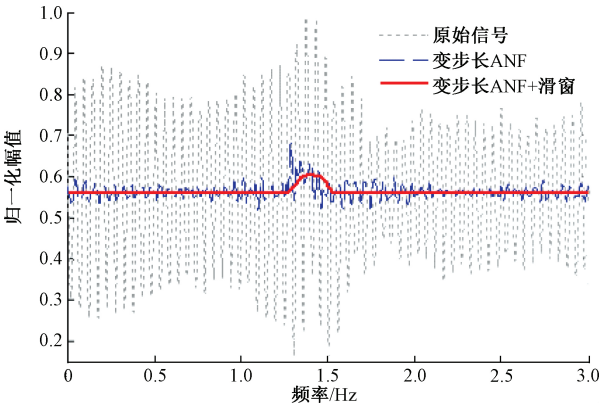

图 15 1.85 m/s,100.0 g 下原信号、变步长 ANF 及其 MA 波形

Fig.15 Waveform of original signal, variable step ANF and its MA filtering at 1.85 m/s and 100.0 g

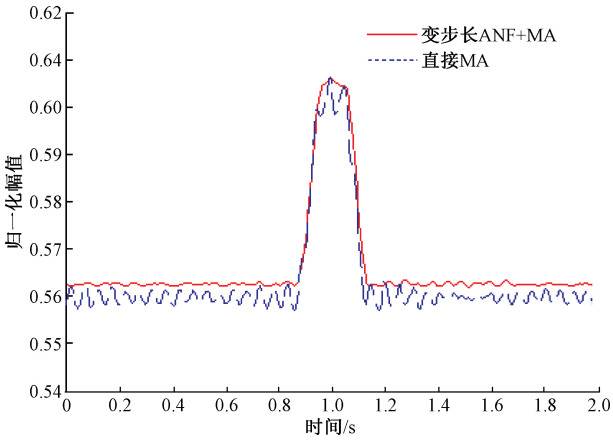

图 16 1.85 m/s,100.0 g 下结合滑窗的变步长 ANF 与直接 MA 波形

Fig.16 Waveform of variable step size ANF combined with MA and direct MA filtering at 1.85 m/s and 100.0 g

量波动。图 17 中传统陷波皆采用 IIR 结构以保证较小阶数,但具有通带平稳性的巴特沃斯结构延时较长,影响检重速度,且干扰分量滤除效果不及变步长 ANF;具有最抖衰减斜率的椭圆函数结构虽能保证较小的滤波阶数,但由图 17 可知此时波形同样存在较大波动,且总体幅值与检重差值较真值明显减小,有用信息丢失。图 18 中传统低通滤波器存在着与传统陷波器类似的缺陷,且波形抖动更大。图 19 将波形检重段进行了局部显示,表明变步长 ANF 比固定步长有着更好的稳态误差。

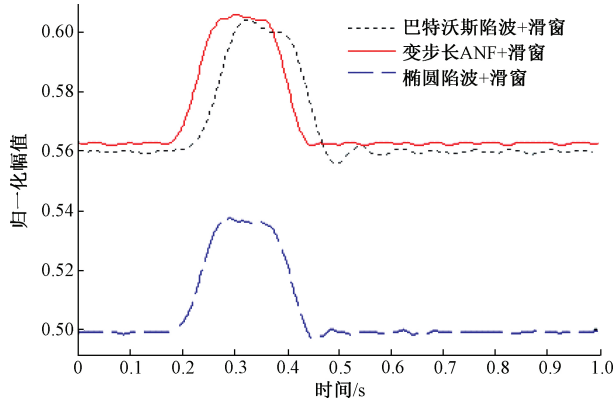

图 17 1.85 m/s,100.0 g 下结合 MA 的变步长 ANF 与结合 MA 传统陷波波形

Fig.17 Waveform of variable step size ANF combined with MA and traditional notch filtering combined with MA at 1.85 m/s and 100.0 g

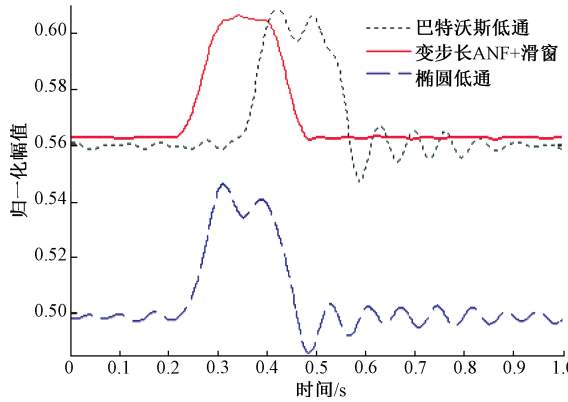

图 18 1.85 m/s,100.0 g 下结合滑窗的变步长 ANF 与传统低通滤波波形

Fig.18 Waveform of variable step size ANF combined with MA and traditional low pass filtering at 1.85 m/s and 100.0 g

椭圆低通与椭圆陷波影响有用信号,巴特沃斯低通不适用动态条件,所以表 2 所示为对比了其余不同方法下 100.0 g 标准砝码在共振皮带速度 1.85 m/s 下的平均误差与标准偏差,表明本文算法的正确性与优越性。表 3 所示为基于本文方法在不同称量皮带速度下 100.0 g 标准砝码的平均误差与标准偏差,满足国标中 XIII(1)型

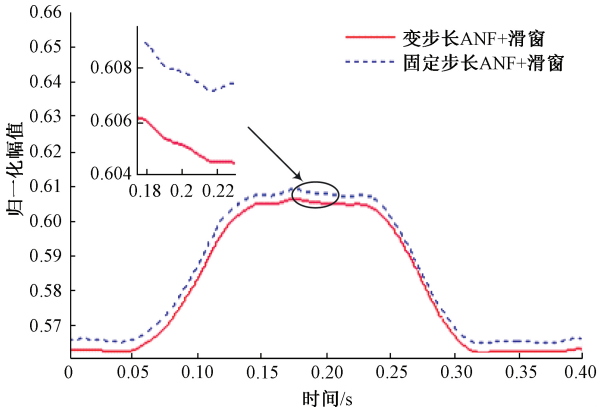

图 19　1.85 m/s,100.0 g 下结合 MA 的变步长 ANF 与结合 MA 的固定步长 ANF 波形

Fig.19　Waveform of variable step size ANF combined with MA and fixed step size ANF combined with MA at 1.85 m/s and 100.0 g

检重秤的要求。被测物体进入和离开称量皮带的瞬间配备光电传感器检测,本文最终重量示值的获取方式为将这段区间的预处理数据进行记录,并结合非对称切尾均值滤波计算最终示值。图 20 所示为本文研究中所采用的自动检重秤实物。

表 2　不同方法下 100.0 g 标准砝码在 1.85 m/s 所得平均误差与标准偏差

Table 2　Mean error and standard deviation of 100.0 g standard weight obtained at 1.85 m/s and different methods

滤波方法	平均误差/g	标准偏差/%
MA	0.102	1.147
巴特沃斯陷波+MA	0.078	0.917
固定步长 ANF+MA	−0.053	0.301
本文算法	0.020	0.240

表 3　不同速度下本文算法所得 100.0 g 标准砝码平均误差与标准偏差

Table 3　Mean error and standard deviation obtained by this method of 100.0 g standard weight at different velocities

速度(m/s)	平均误差/g	标准偏差/%
0.5	−0.091	0.164
1	0.035	0.208
1.5	0.090	0.221
2	−0.171	0.237

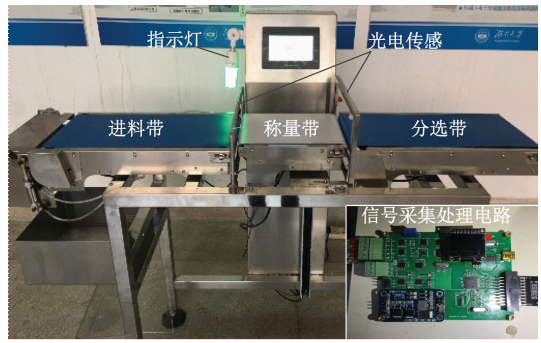

图 20　自动检重秤实物

Fig.20　Material object of checkweigher

4　结　　论

通过分析自动检重秤皮带托辊与电机两个主要运动部件的振动特性、机身固有频率及各振动分量间的联系,提出变步长 ANF 的检重秤抗振动处理方法,并与多种常规检重信号处理方式及固定步长 ANF 方式进行了对比,表明本文方法的有效性与优越性。同时,结合 MA 滤波与非对称切尾均值对检重结果进行最终处理,可实现共振状态下准确称重,满足 XIII(1)检重秤要求,本文方法使得检重秤速度区间扩宽。

参考文献

[1] NIEDŹWIECKI M, MELLER M, PIETRZAK P. System identification based approach to dynamic weighing revisited[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 80:582-599.

[2] 顾晓奎. 检重秤的种类及构成[J]. 衡器, 2017, 46(12):39-42.
GU X K. The type and composition of the weighing scale[J]. Weighing Instrument, 2017,46(12):39-42.

[3] 姚艳春, 宋正河, 杜岳峰, 等. 玉米收获机割台振动特性及其主要影响因素分析[J]. 农业工程学报, 2017, 33(13):40-49.
YAO Y CH, SONG ZH H, DU Y F, et al. Analysis of vibration characteristics and its major influenced factors of header for corn combine harvesting machine [J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering, 2017, 33(13):40-49.

[4] BAZYDŁO P, URBAŃSKI M, KAMIŃSKI M, et al.

Influence of the environment on operation of checkweigher in industrial conditions[M]. Cham: Recent Advances in Automation, Robotics and Measuring Techniques. Springer, 2014:567-577.

[5] PIETRZAK P, MELLER M, NIED ŹWIECKI M. Dynamic mass measurement in checkweighers using a discrete time-variant low-pass filter [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2014, 48(1-2):67-76.

[6] NIEDŹWIECKI M, PIETRZAK P. High-precision FIR-model-based dynamic weighing system [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(10):2349-2359.

[7] 许金州, 石秀东, 王彬, 等. 基于快速滤波及非对称切尾均值的检重秤改进[J]. 食品与机械, 2017, 33(11):96-99.
XU J ZH, SHI X D, WANG B, et al. Fast filtering and asymmetrical trimmed-mean mass estimator for the checkweigher[J]. Food&Machinery, 2017, 33(11): 96-99.

[8] 李明, 涂亚庆, 沈廷鳌, 等. 时变信号频率跟踪的一种新自适应陷波器方法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(7):1525-1532.
LI M, TU Y Q, SHEN T AO, et al. New adaptive notch filter based time varying signal frequency tracking method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(7):1525-1532.

[9] 黄少锋, 王兴国. 一种基于固有频率的超高压线路相间保护方案[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(19): 58-62.
HUANG SH F, WANG X G. Phase-to-phase protection scheme of EHV transmission lines based on nature frequencies [J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(19):58-62.

[10] SHEN G Q, YAN Z J. Dynamic weighing of the application based on parameters identification[C]. 2011 Second International Conference on Digital Manufacturing & Automation. IEEE, 2011:480-484.

[11] 刘军, 高建立, 穆桂脂, 等. 改进锤击法试验模态分析技术的研究[J]. 振动与冲击, 2009, 28(3): 174-177.
LIU J, GAO J L, MU G ZH, et al. An improved experimental modal analysis system with hammering method [J]. Journal of vibration and shock, 2009, 28(3):174-177.

[12] 褚志刚, 吴洋俊, 熊敏, 等. 锤击法固有频率在线检测系统的开发[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(1):31-37.
CHU ZH G, WU Y J, XIONG M, et al. Development of online detection system for natural frequency using impact test [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(1):31-37.

[13] 郭成, 李群湛. Prony 算法辨识传递函数的模型阶数选取研究[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(22): 7042-7044.
GUO CH, LI Q ZH. Research on model order selection of transfer function identification using prony method[J]. Journal of System Simulation, 2009, 21(22): 7042-7044.

[14] 赵彤, 梁家碧, 夏天翔, 等. 基于 LMS 自适应滤波算法的电力变压器有源降噪系统[J]. 高电压技术, 2016, 42(7):2299-2307.
ZHAO T, LIANG J B, XIA T X, et al. Active noise control system based on LMS adaptive filter algorithm for transformer power noise reduction [J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(7):2299-2307.

[15] 路翠华, 李国林, 谢鑫. 基于自适应陷波器的噪声调频干扰抑制方法[J]. 探测与控制学报, 2014(6): 15-17.
LU C H, LI G L, XIE X. FM interference noise suppression based on adaptive notch filter[J]. Journal of Detection & Control, 2014(6):15-17.

[16] 付进, 梁国龙. 多通道自适应陷波滤波器组设计及性能分析[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2007, 28(9): 1030-1035.
FU J, LIANG G L. Experimental study of heat and mass transfer characteristics on a rotating cylinder surface[J].

Journal of Harbin Engineering University, 2007, 28(9): 1030-1035.

[17] 还秋云, 邱晓晖, 刘晓飞. 引用范数的双曲正切函数变步长 LMS 算法[J]. 信号处理, 2014, 30(1):93-99.
HUAN Q Y, QIU X H, LIU X F. Variable step LMS algorithm using norm of the hyperbolic tangent function[J]. Journal of Signal Processing, 2014, 30(1):93-99.

[18] 靳翼, 邵怀宗. 一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法及其仿真[J]. 信号处理, 2010, 21(9):1385-1388.
JIN Y, SHAO H Z. A novel variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its simulation[J]. Journal of Signal Processing, 2010, 21(9):1385-1388.

[19] 刘益青, 高伟聪, 魏欣, 等. 考虑群延迟和暂态时延的短窗低通滤波器设计[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(11):27-33.
LIU Y Q, GAO W C, WEI X, et al. Design of short-window low-pass filter considering group delay and transient delay [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(11):27-33.

作者简介

胡清,2017 年于南华大学获得学士学位,现为湖南大学研究生,主要研究方向为智能检测与仪器。

E-mail: xiaohuqing@ hnu.edu.cn

Hu Qing received her B. Sc. degree from University of South China in 2017. She is currently a master student at Hunan University. Her main research interests are intelligent detection and instrument.

滕召胜(通信作者),分别于 1995 年和 1998 年于湖南大学获得硕士学位和博士学位,现为湖南大学教授、博士生导师,主要研究方向为智能检测与控制。

E-mail: tengzs@ 126.com

Teng Zhaosheng (Corresponding author) received his M. Sc. degree and Ph. D. degree both from Hunan University in 1995 and 1998, respectively. He is currently a professor and doctoral supervisor at Hunan University. His main research interests include intelligent detection and control system.