

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205653

# 电子分析天平双闭环测量方法

陈星燎 刘通 刘艺柱 房雪健

(天津中德应用技术大学智能制造学院 天津 300350)

**摘要:**电子分析天平普遍采用脉宽调制电流的方法来精密调节电磁力,工程上原始数据较难达到百万分度级精度。在分析了传统方法对测量精度影响因素后,设计了一种双闭环控制的改进脉宽调制电流电路,将PID控制电路和电流测量混合电路解耦,降低了PID参数整定难度,避免了求解机械传感器和平衡检测通道系统传输方程,提高了设备响应速度和测量精度。实验数据表明,在未进行非线性校正且只进行滑动平均滤波的情况下,31 g量程的电子分析天平初始测量数据标准偏差为 $2 \times 10^{-5}$  g,达到百万分度级精度,较同样电路和传感器的原始220 g量程电子分析天平精度提升10倍以上。

**关键词:**电子分析天平;脉宽调制;双闭环控制;恒流源分流

**中图分类号:** TH715.1<sup>+</sup>16; TN431.1

**文献标识码:** A

**国家标准学科分类代码:** 510.40

## Electronic analytical balance double closed-loop measurement method

Chen Xingliao Liu Tong Liu Yizhu Fang Xuejian

(Intelligent Manufacturing College, Tianjin Sino-German University of Applied Sciences, Tianjin 300350, China)

**Abstract:** Electronic analytical balances generally use the method of pulse width modulation current to precisely adjust the electromagnetic force, and it is difficult to achieve a million-degree accuracy in engineering. After analyzing the influence factors of traditional methods on measurement accuracy, an improved pulse width modulation current circuit with double closed-loop control is designed, which decouples the previous PID control circuit and current measurement hybrid circuit, reduces the difficulty of PID parameter tuning and solving the difficulty of the system transmission equation of the mechanical sensor and balance detection channel, and improves the response speed and measurement accuracy. Experimental data show that, without nonlinear correction and only with moving average filtering, the original measurement data of an electronic analytical balance with a 31 g-range can achieve an accuracy of one million divisions with standard deviation of  $2 \times 10^{-5}$  g, which is ten times better than the original 220 g-range electronic analytical balance with the same circuit and sensor.

**Keywords:** electronic analytical balance; PWM; double closed-loop control; shunt of constant current source

## 0 引言

电子分析天平是一种应用于科研、工业和国防领域的高精密质量计量仪器,它是利用电磁力矩和重力矩平衡的原理来测量物体质量<sup>[1-4]</sup>。在给定永久磁钢磁场、驱动线圈、当地重力加速度和机械传感器的情况下,可认为重力力矩与线圈电流成正比,准确测量出电流的大小就可以间接求出被测物的质量<sup>[2-4]</sup>。多年来工程上一直采用脉宽调制技术(pulse width modulation, PWM)来调整电

磁线圈的平均电流,通过精密调节电磁力来实现测量<sup>[2-3]</sup>。

国内湖南大学滕召胜、陈良柱、黄强等学者在电子分析天平的传感器设计、PID调节方法、数据处理算法、零点以及温度漂移补偿等方面进行了长时间的系统研究<sup>[3,5-12]</sup>,东北大学的田秋骋、重庆大学的沈利坚以及江苏大学的鲍丙豪等学者在传感器设计、参数优化等方面均有深入研究<sup>[2,4]</sup>。他们相关应用成果也展示出很高的线性度、精度和重复度,但跟国外Mettler Toledo、Sartorius等大规模商用的超微量、微量以及微量分析天平相比,特

别是在分度数以及稳定性指标上,还有比较大的差距。

国内学者未见有针对电磁线圈驱动电流特性进行研究的报告。目前电磁线圈驱动电路普遍采用周期的PWM控制信号,在一个周期内控制电磁线圈导通时间,在时域上建立平均电流的方法来实现线圈电流的调节,经过复杂的补偿和数据处理,精确度可达 $0.1\text{ mg}^{[6,10-12]}$ 以上。从传感器的力学特性分析,电磁力在一个周期很短的时间内不断地对天平横梁吸合和断开,在线圈导通和关闭的时刻,传感器都会受到阶跃信号激励。虽然时间极短,位移估算也只有微米级,但运动位移被检测天平平衡的光电管差分电路放大后产生的电信号比较大,影响电流测量精度,工程上对精确度和重复性测量有很大影响。

为此本文分析了原有 PWM 激励方案中的弊端,主要包括 2 点:1)为了输出稳定电流,原有模型要求解复杂运动方程,PID 参数不易整定;2)平衡控制电路和测量电路模块相互影响,平衡状态识别和电流测量电路误差较大,系统测量精度低。在现有的 PWM 驱动电路基础上,改进模型,将平衡控制电路和测量电路解耦,将单闭环改为双闭环,创新地建立了稳恒电流时间域比例求解计算模型,免去复杂运动方程计算过程,显著提高了测量控制精度。在只进行滑动平均滤波的情况下,31 g 量程的电子分析天平初始测量数据标准偏差为 $2 \times 10^{-5}\text{ g}$ ,达到百万分度级精度,较同样电路和传感器的原始 220 g 量程电子分析天平提升一个数量级。

## 1 脉宽调制电路原理及分析

### 1.1 电子分析天平原理

电子分析天平的机械结构原理如图 1 所示,左边为被测物,在重力的作用下对横梁施加一个向下的重力力矩,右边为一个放置在永久磁钢磁场中的可动电磁线圈,在电磁力的作用下对横梁施加一个向下的电磁力矩;在横梁的末端有一个细长开槽,用于差分光电管电路检测天平是否平衡<sup>[3,10]</sup>。

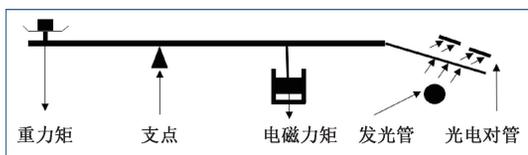


图 1 电子分析天平原理结构图

Fig. 1 Electronic analytical balance principle structure diagram

天平可以假设为一个杠杆结构,当平衡时满足:

$$mg = k_l F_B = k_l BIL = k_l I \quad (1)$$

式中:  $m$  为被测物质量,  $g$  为重力加速度,  $k_l$  为杠杆比,无

量纲常数,  $F_B$  为电磁力,  $B$  为磁感应强度,  $I$  为线圈电流,  $L$  为线圈长度,  $k_l$  为折合的系数,数值上等于  $k_l BL$ ,与天平设计相关的一个常量<sup>[3,10-11]</sup>。

电子分析天平的电子测量原理如图 2 所示,指示天平平衡状态的差分光电管输出的电流信号经过 PID 模块输出电压控制信号,与锯齿波发生器输出的电压信号经高速比较器后产生 PWM 脉宽调制信号控制 MOS 管驱动电磁线圈,通过在时间上平均的方法来调整电磁线圈上电流的大小,即平均电磁力的方法来实现天平平衡。

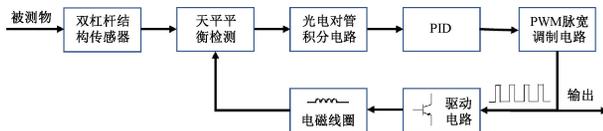


图 2 电子分析天平电路原理框图

Fig. 2 Electronic analytical balance circuit schematic diagram

图 2 中 PID 控制电路的输出电压控制电磁线圈驱动电流导通时间,与 PWM 脉冲的占空比相关,当 PWM 脉冲的周期固定,通过校准和定标后测量 PWM 脉冲的宽度可间接推算出被测物质量。假设 PWM 脉宽占空比  $\tau$ , 正脉冲时间  $t$ , 脉冲周期  $T$ , 恒流源电流大小为  $I_0$ , 则平均电流为  $\tau I_0$ , 且  $\tau = t/T$ , 式(1)可以写为:

$$mg = K_l I = K_l I_0 t/T = K_l \tau I_0 \quad (2)$$

即被测物质量  $m$  正比于占空比  $\tau$ , 调整出使天平平衡的占空比  $\tau$ , 可反求出被测物质量。工程上一般固定 PWM 信号的周期  $T$ , 用固定时钟计算正脉冲宽度的方法来表征测量值, 利用这种方法设计的电子分析天平可稳定得到十万分度级以上精度<sup>[3,10]</sup>。

### 1.2 问题分析

为了进一步提高电子分析天平的测量精度和重复度, 测量传感器采用一体化的柔性铰链双杠杆结构(DLS), 当施加重物时, 传感器产生角位移形变  $\alpha$ , 假设光电对管输出的差分电流对天平末端不平衡位移是线性关系, 传感器运动部分的转动惯量为  $J$ , 角速度变化产生的阻尼力矩系数为  $w_d$ , 横梁不平衡产生的阻尼力矩系数为  $w_r$ , 可列出运动学方程<sup>[3,10-11]</sup>:

$$J\alpha'' + w_d\alpha' + w_r\sin\alpha = mgl \quad (3)$$

由于测量时传感器的角位移非常小, 可以近似认为  $\sin\alpha = \alpha$ , 上式可以转化为:

$$J\alpha'' + w_d\alpha' + w_r\alpha = mgl \quad (4)$$

对上式作拉氏变换, 可得传感器的开环运动特性方程:

$$H(s) = s^2 + \frac{w_d}{J}s + \frac{w_r}{J} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (5)$$

其中,  $\omega_n = \sqrt{w_r/J}$ ,  $\xi = w_d/(2\sqrt{w_r J})$ 。

这是一个典型的欠阻尼二阶系统,它的阶跃响应会出现上冲和下冲,仿真图如图 3 所示<sup>[11]</sup>。二阶系统的输出为光电对管差分电流,控制系统一般采用运放来搭建 PID 控制电路,整定后的系统输出特性比较复杂。利用 Simulink 模块的 PID Tuner 整定的二阶系统,假设  $H(s) = s^2 + s + 3$ ,调整响应时间和波形起伏度,与二阶系统配合后的 PID 控制电路阶跃输出特性为无过冲的快速上升曲线,在周期性 PWM 信号驱动下的输出的仿真结果图如图 4 所示(相关参数  $\xi = 0.228, \omega_n = 1.732, K_p = 0.01, K_i = 1.247$ )。

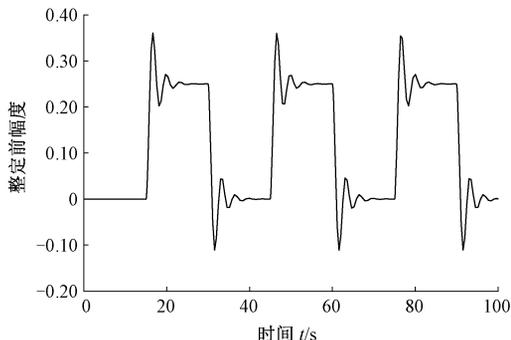


图 3 二阶系统周期阶跃响应

Fig. 3 Periodic step response of a 2<sup>nd</sup>-order system

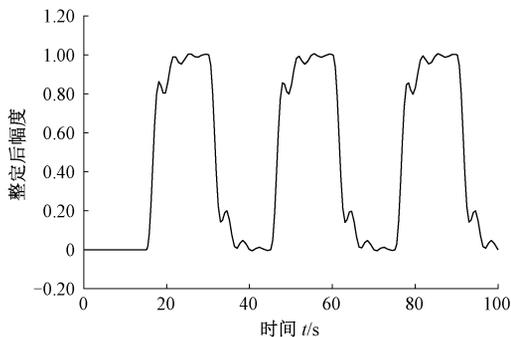


图 4 PID 整定后的闭环二阶系统周期阶跃响应

Fig. 4 Periodic step response of closed-loop 2<sup>nd</sup>-order system after PID tuning

驱动线圈电流的 PWM 信号频率远大于机械传感器的固有频率,工程上满足  $f_{\text{信号}} > 10f_{\text{机械}}$ ,整定后系统的输出会出现周期性的上冲和下冲的毛刺信号,可采用长周期多数数据平均的方法来过滤掉毛刺和其他噪声干扰,处理后的数据精度难以达到百万量级分度数精度要求<sup>[12]</sup>。

根据论文[11,13]的处理方法,对二阶系统进行 PID 最优化整定后,在总的误差最小原则下,PID 输出均会出现上冲或下冲的暂态过程。假设理想情况下,如图 4 仿真结果所示,整定后的闭环响应有较快的上升或下降量。则当稳态天平平衡时,线圈的平均电流产生的电磁力矩

跟被测物体重力力矩平衡;当线圈导通时产生的电磁力矩必然大于重力矩,而在线圈电流截止时无电磁力矩。因此在一个 PWM 周期的时间内,天平处于振荡的动平衡状态,输出的 PID 电压波形在 PWM 信号电平的跳变处有较大的暂态过渡阶段,RC 低通滤波后,输出电压峰峰值随着 PWM 占空比变化。这些峰峰值等效于测量噪声干扰,严重影响测量数据精度。

假设被测物的重力矩为  $Mm$ ,驱动线圈的恒流源大小为  $I_0$ ,由式(2)可知:

$$Mm = \tau KI_0 = \tau M_0, M_0 \text{ 为当驱动电磁线圈的电流为 } I_0 \text{ 时的电磁力矩。}$$

当线圈有电流时,电磁力矩  $M_{\text{导通}} = M_0 = Mm/\tau$ ,线圈无电流时,电磁力矩  $M_{\text{截止}} = 0$ 。当被测物质量较小时,即  $\tau$  较小,测量出来的 PID 控制信号的电压波形峰峰值偏差大,即误差大;而质量接近量程时,电压波形的峰峰值小,误差较小。

分析仿真图以及测量实际信号可知,未进行非线性校正的峰峰值误差在百分之一量级,远大于永久磁钢磁场 B 和线圈长度对温度千分之一量级的变化率<sup>[7-8,14-15]</sup>。如果采用可调节的稳恒电流驱动则有利于进一步提高电子分析天平的分度数。

## 2 线圈双闭环稳恒电流驱动

### 2.1 电路原理

为了解决电子分析天平脉冲电流驱动的弊端,关键是设计一款输出可调节的高精度电流源。图 5 是典型的电流源设计拓扑图<sup>[16-18]</sup>。考虑到运放的直流漂移和偏置电压,如果不采用闭环校正方法,直接利用 DAC 电路设计一个可调节的输出电压来控制一个高精度的电流源的开环控制方案<sup>[16-17]</sup>,不能保证驱动线圈电流的输出精度和后续的测量精度。本文改进方案继续沿用传统方法的高精度电流源,但线圈驱动电流采用分流的方法获得<sup>[19]</sup>,用闭环方法控制分流的精度,这样既保证了驱动线圈电流的稳恒电流源的高精度<sup>[20-21]</sup>,又能沿用大部分的控制电路和软件程序,降低了设备升级的复杂度。

不同于以往 PID 电路输出控制 PWM 信号的占空比(如图 2 所示),改进的设计方案中,先将 PID 控制电路引入电磁线圈驱动电路,电流的大小由 PID 的输出电压控制,然后通过恒流源结合 PWM 电路通过负反馈的方法计算出线圈电流的数值。整体控制框图如图 6 所示,深色方框为闭环控制的电流分流电路。这个方案的优点是对 PID 的控制特性没有要求,降低了 PID 电路的设计难度,避免了求解机械传感器和光电管平衡检测电路的系统特性方程;稳态时驱动线圈的稳恒电流消除了线圈电感的电流效应和机械传感器的脉动振动对电路的噪声

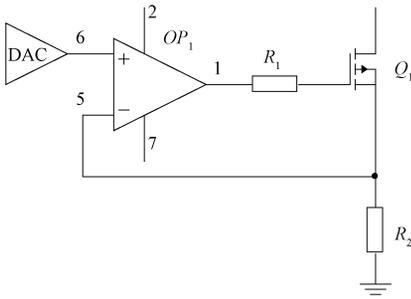


图5 可调节恒流源电路原理图

Fig.5 Schematic diagram of an adjustable constant current source circuit

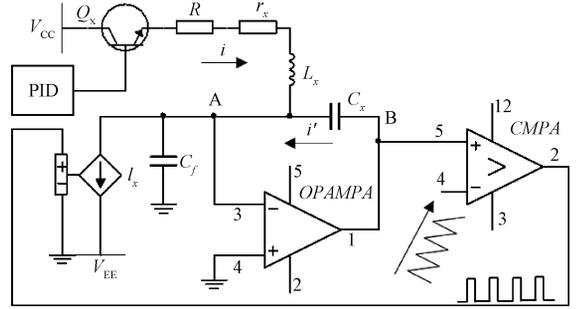


图7 电流控制和测量电路功能框图

Fig.7 Current control and measurement circuit functional diagram

干扰;电磁线圈电流控制和测量环节都是闭环,具有较高的控制精度和测量精度。

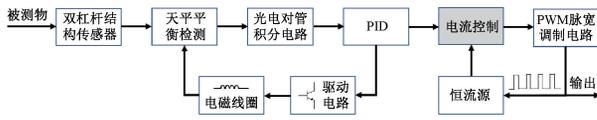


图6 电流控制和测量分离双闭环框图

Fig.6 Current control and measurement dual closed-loop block diagram

假设PID电路驱动线圈的电流为*i*,恒流源的电流为*I<sub>0</sub>*,从图6可知“电流控制”模块流向“PWM脉宽调制电路”的电流*i'*,满足*i + i' = I<sub>0</sub>*。线圈通路的一端为电源,另一端为“虚地”,当恒流源关闭时,*i + i' = 0*。即“电流控制”模块具备充电和放电的能力,因此可设想如图6所示线圈电流控制和电流测量功能电路,充放电电路用电容积分电路代替,采用运放电路实现线圈端点“虚地”并保证电容充放电电流的线性度。

如图7所示,恒流源*I<sub>x</sub>*的电流为*I<sub>0</sub>*,限流电阻为*R*,电磁线圈的直流电阻为*r<sub>x</sub>*,电感为*L<sub>x</sub>*,积分电容为*C<sub>x</sub>*。

假设电磁线圈的电流为*i*,分流电路积分电容的电流为*i'*,当恒流源导通时,*i + i' = I<sub>0</sub>*;当恒流源关闭时,*i + i' = 0*。由电容的定义*C = ΔQ/ΔU*,*ΔQ = i \* Δt*可知,电容*B*端电压波形是一个三角波,当电容*C<sub>x</sub>*充电的电量等于放电的电量时,电容*B*端三角波顶点电压保持恒定,进入稳态。设恒流源PWM脉冲的周期为*T*,正脉冲时间为*t*,负脉冲时间为*T - t*,占空比为*τ*,稳态时充放电电量相等:

$$\Delta Q_{\text{放电}} = I_{\text{导通}} * t_{\text{导通}} = i * (T - t) \quad (6)$$

$$\Delta Q_{\text{充电}} = I_{\text{截止}} * t_{\text{截止}} = (I_0 - i) * t \quad (7)$$

$$\Delta Q_{\text{放电}} = \Delta Q_{\text{充电}}, i * (T - t) = (I_0 - i) * t \quad (8)$$

整理后可得:*i \* T = I<sub>0</sub> \* t*,即*i = I<sub>0</sub> \* t/T = τ I<sub>0</sub>*。

当一个周期内充电的时间比例恰好等于线圈驱动电流占恒流源的比例时,即PWM脉冲的占空比等于电磁

线圈的电流对恒流源电流的比时,电容*C<sub>x</sub>*上的充放电电流进入稳态平衡,B点的电压波形为恒定的三角波。当充电时间减小且比平衡态少时,B点电位上升;当充电时间增加且比平衡态多时,B点电位下降。因此可用B点的电位来调整PWM脉宽,平衡时通过测量PWM信号正脉冲宽度可反推被测物的质量。稳态时电容*B*端的充电电位为:

$$U_B = U_B(0^+) + \frac{1}{C_x} \int idt = U_B(0^+) + \frac{1}{C_x} i't = U_B(0^+) +$$

$$\frac{1}{C_x} I_0 \tau T(1 - \tau) = U_B(0^+) + \frac{1}{C_x} I_0 T(\tau - \tau^2) \quad (9)$$

由式(9)可知当A点“虚地”电位和电容容量*C<sub>x</sub>*恒定,电容另一端B点的电位跟初始值和PWM占空比相关,与PWM脉宽占空比成非线性关系,电压幅度值在量程两端小,中间大,时域上为三角波。利用锯齿波发生器电路跟电容*B*端电位比较产生脉宽调制信号,控制恒流源导通和关闭。当导通时间变长,电容*C<sub>x</sub>*电位下降,反馈到PWM脉冲发生电路输出正脉宽变窄,导通时间变短;反之亦然。这种负反馈机制能让恒流源以准确的占空比控制电容充放电,精确测量占空比就可以精确测量线圈电流,进而推算被测物质量。

整个控制电路有两个闭环控制通道,一个是PID控制电磁线圈电流实现天平平衡,另一个是PWM电路控制恒流源对积分电容充放电保证信号占空比稳定,这样就将天平的平衡控制和电流测量通路解耦,保证了天平响应速度以及电流测量的精度和稳定性。

## 2.2 仿真分析

图8所示为Multisim软件搭建的仿真电路。

仿真电路省略了三极管驱动电路,将线圈直接连接到了电压源,固定限流电阻,通过调整电压源数值来调节线圈电流。PID控制电压用电压源模拟,电流测量通路的PWM闭环控制信号用方波信号发生器和压控电流源来模拟。

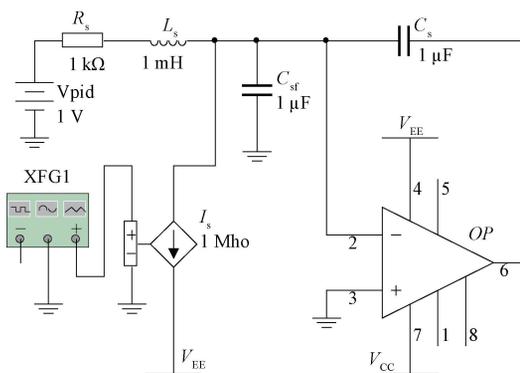


图 8 Multisim 电路仿真图

Fig. 8 Multisim circuit simulation diagram

为了 A 点(图 7)处的参考电位稳定,电路在此处增加了滤波电容  $C_{sf}$ 。假设方波信号源输出幅度为 10 mV,直流偏置为 0 V,频率为 400 Hz 的脉冲信号,电路工作参数为:

恒流源的额定电流  $I_0 = 10 \cdot 1 = 10$  mA,线圈电流  $i = V_{pid}/R_s = 1$  mA,天平平衡态时,PWM 脉冲占空比  $\tau = i/I_0 = 1/10 = 10\%$ ,信号周期  $T = 1/400 = 2.5$  ms,正脉冲时间  $t = \tau \cdot T = 10\% \cdot 2.5 = 250$   $\mu$ s,电容 B 端峰值电位为:  $U_B =$

$U_B(0^+) + \frac{1}{1 \mu\text{F}} \cdot (10 - 1) \text{ mA} \cdot 250 \mu\text{s} = U_B(0^+) + 2.25$  V。 $U_B(0^+)$  为初始状态电位,关键点的仿真波形图如图 9~12 所示。

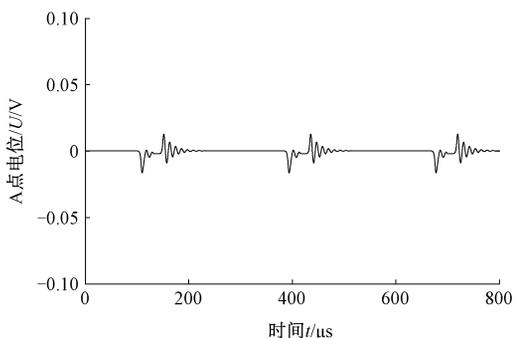


图 9 A 点电位仿真图

Fig. 9 Potential simulation diagram of point A

### 3 实验结果

#### 3.1 电路波形分析

按照仿真电路的形式,开发了一块测试电路,利用 NI Signal Express 软件完成数据采集和分析,测试波形如图 13~16 所示,采样率  $f_s = 60$  kHz,时间间隔  $\Delta t = 16.67$   $\mu$ s。

A 点电位是浮动的 0 电位,它在恒流源切换的时候,由于充放电会产生尖峰脉冲干扰,脉宽跟运放特性相关,

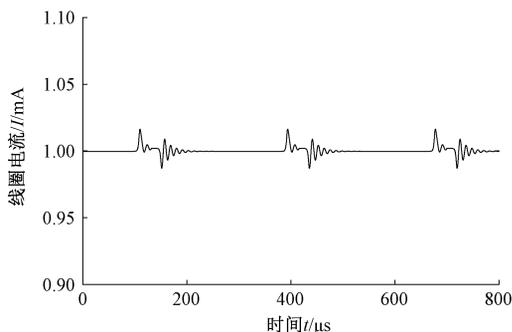


图 10 线圈电流  $i$  仿真图

Fig. 10 Coil current simulation diagram

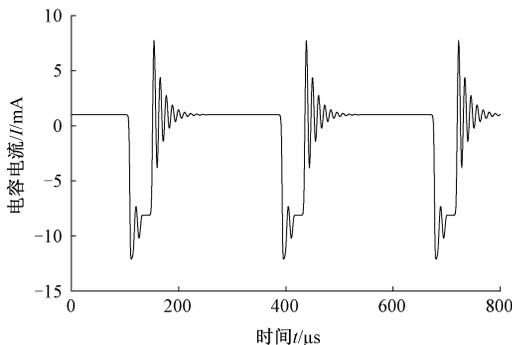


图 11 电容电流  $i'$  仿真图

Fig. 11 Capacitance current simulation diagram

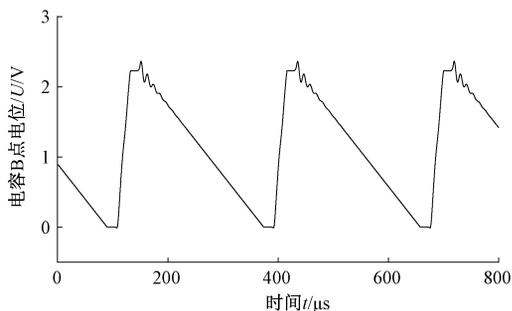


图 12 电容 B 点电位仿真图

Fig. 12 Potential simulation diagram of capacitor B point

一般在几十微秒。电路增加了滤波电容,削弱了尖峰,降低了线圈电流的波动,由于线圈电感和运放环路负反馈的影响,尖峰处有振荡。图 13 展示 31 g 量程电子分析天平被测物在 0、10、20、30 g 状态下 A 点浮动电位的时域波形,尖峰处电压峰值已低至 30 mV。为了对照,曲线显示时分别增加了不同的偏移量。

图 14 为电磁线圈电流图,通过测量跟电磁线圈串联的限流电阻  $R$  两端电压获得。

图 15 电容上的电流由图 16 电容 B 点电压的测量数值经过微分运算得到。

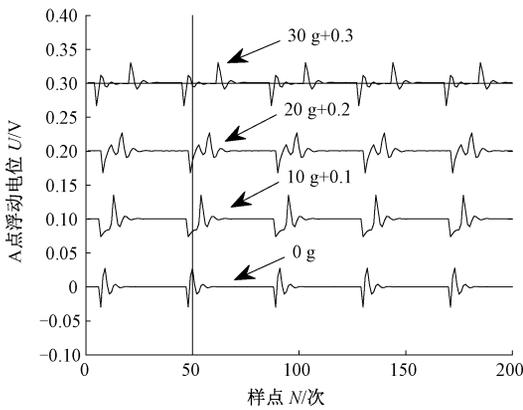


图 13 A 点电位实测图

Fig. 13 Potential measurement diagram of point A

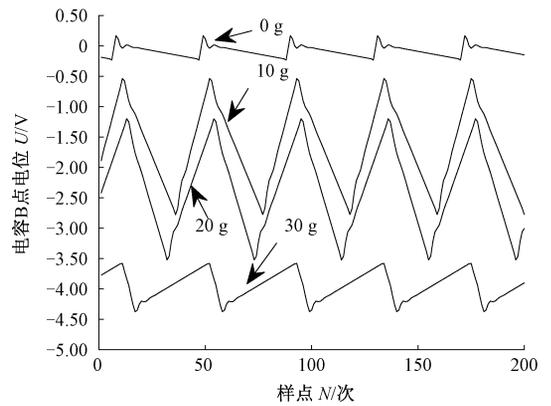


图 16 电容 B 点电位实测图

Fig. 16 Potential measurement diagram of capacitor B point

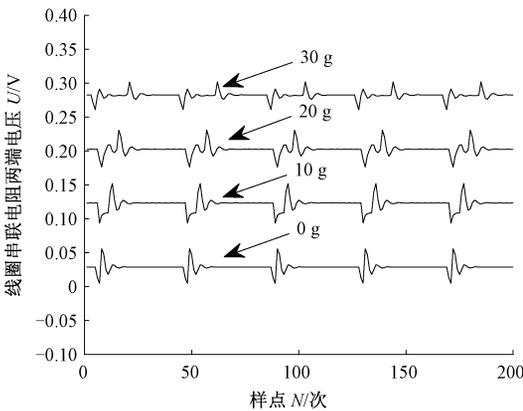


图 14 线圈等效电流  $i$  实测图

Fig. 14 Coil current measurement diagram

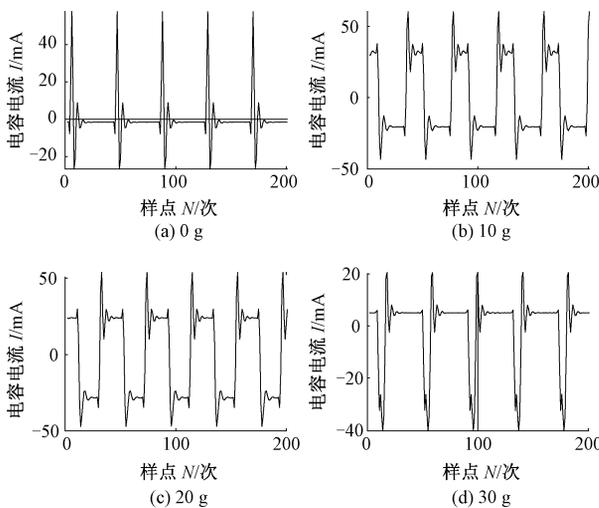


图 15 电容电流图

Fig. 15 Current of capacitor

### 3.2 测量数据分析

测量数据为 10 MHz 时钟脉宽计数值,每 100 个数据累加形成一个测量值数据点,将累加后的数据经过 200 长度窗口的滑动平均滤波处理<sup>[21-22]</sup>,再乘以一个固定系数得到最终数据,没有进行任何非线性校正处理。每次测量分析处理的数据点数为 1 000 个,处理时间间隔为 200 ms,总计数据样本数为 10 万个。改进前数据测量精度如图 17 所示,初始分度数在 2.5~40 万之间。

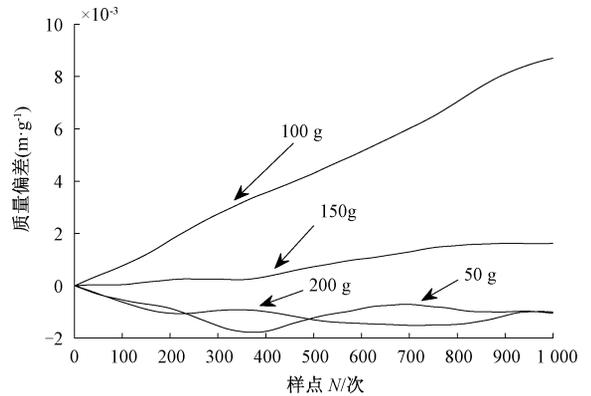


图 17 改进前不同质量下数据测量精度

Fig. 17 Data measurement accuracy under different mass before improvement

改进后数据测量精度如图 18 所示,初始分度数在  $1.5 \sim 5 \times 10^6$  之间。

数据前后对比结果如表 1 所示,改进后的测量方法能提升 10 倍以上精度。

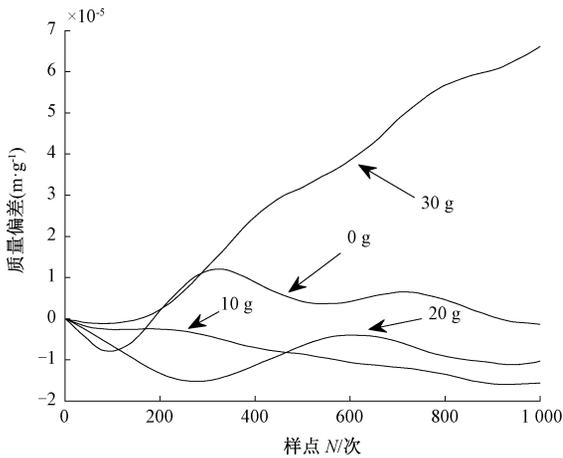


图 18 改进后不同质量下数据测量精度

Fig. 18 Data measurement accuracy under different mass after improvement

表 1 改进前后测量数据对比

Table 1 Data comparison before and after improvements

量程/g	重物/g	平均偏差/g	标准偏差	测量结果/g
220	50	$-1.32 \times 10^{-3}$	$5.6 \times 10^{-4}$	49.998 7±0.000 6
	100	$7.23 \times 10^{-3}$	$3.8 \times 10^{-3}$	100.007±0.004
	150	$1.15 \times 10^{-3}$	$6.3 \times 10^{-4}$	150.001 2±0.000 6
	200	$-1.39 \times 10^{-3}$	$4.8 \times 10^{-4}$	199.998 6±0.000 5
31	0	$3.0 \times 10^{-6}$	$5.2 \times 10^{-6}$	0.000 003±0.000 005
	10	$-9.0 \times 10^{-6}$	$5.0 \times 10^{-6}$	9.999 991±0.000 005
	20	$-9.0 \times 10^{-6}$	$3.7 \times 10^{-6}$	19.999 991±0.000 004
	30	$3.4 \times 10^{-5}$	$2.5 \times 10^{-5}$	29.999 97±0.000 02

## 4 结 论

原有的 PWM 电流模式驱动电路简便、可靠,在生产上获得了大量的应用,可以获得十万分度级以上精度。由于线圈在一个周期内不停吸合横梁的扰动,在百万分度数量级的产品开发中精度提升效果有限。

改进的线圈双闭环稳恒电流驱动模式降低了电压测量波形干扰,将 PID 只用于平衡控制,不参与电流测量控制,降低了 PID 设计复杂度,弱化了光电管非线性对测量精度的影响。将电流的测量值跟 PWM 脉冲的占空比结合,采用负反馈控制的方法保证了线圈电流的测量精度,降低了锯齿波发生器线性度的要求。将电路的平衡控制和测量控制分离,提高了精确度和稳定性。

## 参考文献

[ 1 ] 刘伯中,刘景霞. 高精度智能电子分析天平[J]. 仪器仪表学报,1989,10(2): 209-212.  
LIU B ZH, LIU J X. High-precision intelligent electronic

analytical balance [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 1989, 10(2): 209-212.

- [ 2 ] 王秋晓,沈利坚,蒋盼,等. 采用电磁力杠杆机构的力平衡式传感器[J]. 四川大学学报(工程科学版), 2016(1):173-179.  
WANG Q X, SHEN L J, JIANG P, et al. Force balance sensor based on electromagnetic force balance lever structure[J]. Journal of Sichuan University (Engineering Science Edition), 2016(1):173-179.
- [ 3 ] 黄强. 基于 DLS 的智能电子分析天平研究[D]. 长沙: 湖南大学,2017.  
HUANG Q. Research on the intelligent electronic analytical balance based on DLS[D]. Changsha: Hunan University, 2017.
- [ 4 ] 张会玲,鲍丙豪,吴迪,等. 基于 PSD 光杠杆自平衡精密电磁天平的研究[J]. 传感技术学报,2019, 32(5): 779-783.  
ZHANG H L, BAO B H, WU D, et al. Research on self-balancing precise electromagnetic balance based on PSD and optical lever [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2019, 32(5): 779-783.
- [ 5 ] 毛翊涵,林海军,吴天昊,等. 基于 LSTM 网络的水分天平零点误差补偿方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(1): 36-43.  
MAO Y H, LIN H J, WU T H, et al. Zero error compensation method for moisture balance based on LSTM network [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(1): 36-43.
- [ 6 ] 杨敏,滕召胜,陈良柱,等. 基于 CS5532 的高精度电子天平设计[J]. 仪表技术与传感器, 2010(1): 14-17.  
YANG M, TENG ZH SH, CHEN L ZH, et al. Design of high precision electronic balance based on CS5532 [J]. Instrument Technique and Sensor, 2010(1): 14-17.
- [ 7 ] 刘亚坤,黄强,李建闽,等. 基于 SVM 的电子分析天平温度漂移补偿方法[J]. 计量学报, 2018, 39(6): 826-831.  
LIU Y K, HUANG Q, LI J M, et al. Temperature drift compensation method for electronic analytical balance based on support vector machine [J]. Acta Metrologica Sinica, 2018, 39(6): 826-831.
- [ 8 ] 唐享,滕召胜,黄强,等. 脉宽调制式电子分析天平的漂移补偿方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(11): 2466-2472.  
TANG X, TENG ZH SH, HUANG Q, et al. Study on drift compensation method of PWM electronic analytical balance [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(11): 2466-2472.
- [ 9 ] 黄强,滕召胜,唐享,等. 基于镜像脉冲的电磁力平衡

- 传感器控温方法[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(11): 2479-2486.
- HUANG Q, TENG ZH SH, TANG X, et al. Temperature control method for electromagnetic force balance sensor based on image pulse [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(11): 2479-2486.
- [10] 陈良柱, 精密电子分析天平关键技术研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2013.
- CHEN L ZH. Research on the key technologies of precision electronic analytical balance [D]. Changsha: Hunan University, 2013.
- [11] 任亚奇, 滕召胜, 黄强, 等. 电子分析天平模糊自适应PID平衡调节方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(6): 1424-1432.
- REN Y Q, TENG ZH SH, HUANG Q, et al. Research on the fuzzy-PID adjustment method of electronic analytical balance [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(6): 1424-1432.
- [12] 陈良柱, 滕召胜, 杨敏, 等. 电子分析天平称量数据预处理方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(12): 1107-1113.
- CHEN L ZH, TENG ZH SH, YANG M, et al. Preprocessing method for weighing data in electronic analytical balance [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2010, 24(12): 1107-1113.
- [13] VERMA B, PADHY P K. Robust fine tuning of optimal PID controller with guaranteed robustness [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(6): 4911-4920.
- [14] 陈良柱, 滕召胜, 杨敏, 等. 电磁力平衡传感器的磁缸温度稳定控制方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(9): 1995-2001.
- CHEN L ZH, TENG ZH SH, YANG M, et al. Research on the magnetic cylinder temperature stability control method of electromagnetic force balance sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(9): 1995-2001.
- [15] 张挺, 李红志, 兰卉, 等. 海洋专用高精度压力传感器温度特性及补偿算法研究[J]. 海洋技术学报, 2016, 35(6): 36-40.
- ZHANG T, LI H ZH, LAN H, et al. Study on the temperature characteristics and compensating algorithm for high-accuracy oceanographic pressure sensors [J]. Journal of Ocean Technology, 2016, 35(6): 36-40.
- [16] 戴冬冰, 冯冬梅, 张军, 等. 高精度大功率恒流源在微小电阻测试中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(5): 173-178.
- DAI D B, FENG D M, ZHANG J, et al. Application of high-precision and high-power constant current source in micro-resistance measurement [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(5): 173-178.
- [17] 王波, 戴曙光. 高稳定性数控恒流源设计[J]. 电子测量技术, 2016, 39(8): 14-18.
- WANG B, DAI SH G. Design of numerical constant current source with high stability [J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(8): 14-18.
- [18] 盘书宝. 三维磁场模拟六通道高精度恒流源设计与实现[J]. 电子测量技术, 2020, 43(10): 158-162.
- PAN SH B. Design and implementation of six-ch high-precision current source for 3D magnetic field simulation [J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(10): 158-162.
- [19] AULELEY M, GIRAUD-AUDINE C, MAHE H, et al. Tunable electromagnetic resonant shunt using pulse-width modulation [J]. Journal of Sound and Vibration, 2021, 500: 116018.
- [20] 张任伟, 刘珂, 杜占坤, 等. 一种用于磁传感器读出电路的双斜率ADC[J]. 微电子学与计算机, 2015(3): 17-20.
- ZHANG R W, LIU K, DU ZH K, et al. A dual slope ADC for read out circuit of magnetic sensor [J]. Microelectronics & Computer, 2015(3): 17-20.
- [21] ANDERSEN J E T. Understanding uncertainty to weighing by electronic-analytical balances [J]. Journal of AOAC International, 2018, 101(6): 1977-1984.
- [22] 李冰莹. 数据平滑滤波在汽车动态称重中的应用[J]. 衡器, 2017, 46(12): 20-22.
- LI B Y. The application of data smoothing filter in automobile dynamic weighing [J]. Weighing Instrument, 2017, 46(12): 20-22.

## 作者简介



陈星燎, 1999年于哈尔滨工程大学获得学士学位, 2002年于清华大学获得硕士学位, 现为天津中德应用技术大学副教授, 主要研究方向为智能控制系统设计、弱信号处理。

E-mail: chenpld@163.com

**Chen Xingliao** received his B. Sc. degree from Harbin Engineering University in 1999, M. Sc. degree from Tsinghua University in 2002. Now he is an associate professor in Tianjin Sino-German University of Applied Sciences. His main research interests include intelligent control system design and weak signal processing.



**刘通** (通信作者), 2008 年于哈尔滨工业大学获得学士学位, 2011 年于哈尔滨工业大学获得硕士学位, 现为天津中德应用技术大学讲师, 主要研究方向为红外热成像、数字图像处理。

E-mail: liutong@tsguas.edu.cn

**Liu Tong** (Corresponding author) received his B. Sc. degree in 2008 and M. Sc. degree in 2011 from Harbin Institute of Technology. Now he is a lecturer in Tianjin Sino-German University of Applied Sciences. His main research interests include infrared thermal imaging and digital image processing.



**刘艺柱**, 1996 年于重庆大学获得学士学位, 2013 年于南京理工大学获得工程硕士学位, 现为天津中德应用技术大学副教授, 主要研究方向为电力电子技术的应用。

E-mail: luoyangpeony@sina.com

**Liu Yizhu** received his B. Sc. degree from Chongqing University in 1996 and M. Sc. degree from Nanjing University of Technology in 2013. Now he is an associate professor in Tianjin Sino-German University of Applied Sciences. His main research interest includes the application of power electronics technology.



**房雪健**, 2013 年于青岛科技大学获得学士学位, 2016 年于辽宁大学获得硕士学位, 现为天津中德应用技术大学教师, 主要研究方向为机器学习、图像处理。

E-mail: 18322611237@163.com

**Fang Xuejian** received his B. Sc. degree in 2013 from Qingdao University of Science and Technology and M. Sc. degree in 2016 from Liaoning University. Now he is a teacher in Tianjin Sino-German University of Applied Sciences. His main research interests include machine learning and image processing.