

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1905603

精密伏秒发生器的研制*

杨雪梅¹, 肖鹏¹, 余晓曦¹, 李龙¹, 白旭升²

(1. 中国测试技术研究院 成都 610021; 2. 成都理工大学 成都 610059)

摘要:随着更高精度磁通计的发展,现有磁通计校准方法的局限性日趋突出,针对现有互感法和标准线圈法的不足,设计研制了一种基于伏秒法的磁通计校准装置。该装置采用低噪声的电路构架,利用FPGA控制高速DAC输出标准磁通量,通过对伏秒发生器的电压、脉冲宽度和电平变化暂态过程进行测试分析,其产生的1 mWb~10 Wb标准磁通量的相对扩展不确定度优于0.01%。装置在伏秒乘积相同的情况下,输出电压脉冲幅度越大、脉冲宽度越小时,输出标准磁通的相对扩展不确定度越小,但校准过程中还应根据被校磁通计的积分响应特性合理选择伏秒输出组合。通过与传统的互感法、标准线圈法对同一台磁通计进行校准对比,结果表明,伏秒法的准确度优于传统的标准线圈法,伏秒法的校准范围优于传统互感法,校准范围达到了1 mWb~10 Wb,能够满足0.1级及以下磁通计的校准需求。

关键词:伏秒发生器;磁通计;校准;相对扩展不确定度

中图分类号: TH71 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 410.55

Development of precision volt-second generator

Yang Xuemei¹, Xiao Peng¹, Yu Xiaoxi¹, Li Long¹, Bai Xusheng²

(1. National Institute of Measurement and Testing Technology, Chengdu 610021, China;

2. Chengdu University of Technology, Chengdu 610059, China)

Abstract: With the development of high-precision fluxmeters, the limitations of existing fluxmeter calibration methods have become increasingly prominent. Aiming at the deficiencies of existing mutual inductance methods and standard coil methods, a fluxmeter calibration device based on volt-second method is designed. The device adopts a low-noise circuit architecture and uses the FPGA to control the high-speed DAC to output standard magnetic flux. Through testing and analyzing the transient process of voltage, pulse width and level changes of the volt-second generator, the relative expansion uncertainty of the generated 1 mWb~10 Wb standard magnetic flux is better than 0.01%. In the cases where the volt-second products are the same, the larger the output voltage pulse amplitude and the smaller the pulse width, the smaller the relative expansion uncertainty of the output standard magnetic flux will be. However, in calibration process, the volt-second output combination should be selected reasonably according to the integral response characteristic of the calibrated fluxmeter. The proposed method and traditional mutual inductance method, standard coil method were used to calibrate the same fluxmeter and the results were compared. The results show that the accuracy of the volt-second method is better than that of the traditional standard coil method. The calibration range of the volt-second method is better than that of the traditional mutual inductance method, its calibration range reaches 1 mWb~10 Wb, which can meet the calibration requirements of the fluxmeters of class 0.1 and below.

Keywords: volt-second generator; fluxmeter; calibration; relative expanded uncertainty

0 引言

随着磁性材料在各领域的广泛应用,对其性能参数

的测试要求也越来越高。磁通量是磁性材料参数中的重要参数,在测量磁性材料的磁导率等参数时,磁通计作为测量装置中的重要部分,其测量精度直接影响测量结果。高精度磁通计越来越广泛地应用在磁性材料生产测试

中,测量准确度可达 0.1% 甚至更高,如何对高精度磁通计进行校准显得十分重要^[1]。

目前国内对磁通计的检定校准主要依据 JJG317-1983《磁通表检定规程》进行。该规程规定了两种磁通计检定方法,一种是采用标准互感线圈的互感法,另一种是采用标准磁场与探测线圈的标准线圈法^[2-3]。

互感法中采用的标准互感线圈具有不低于 0.05% 的准确度,可以获得较高的标准磁通量输出精度,但由于标准互感线圈的工作电流的限制,只能输出较小的标准磁通量范围。以常用的 0.01 H 标准互感线圈为例,其最大工作电流为 1 A,最大只能输出 10 mWb 的标准磁通量,而目前市面上常见的磁通计的测量范围可达数百兆韦伯至数韦伯^[4-5]。

标准线圈法中采用的标准线圈常数相对不确定度较大,通常大于 0.1%,且在实际校准操作中无法保证标准磁场与测量线圈的绝对垂直,加上标准磁场的准确度,输出的标准磁通量难以满足高精度磁通计的校准需要。

为了解决上述问题,本文以伏秒法为基础设计并研制了一种高精度伏秒发生器,该装置具有校准范围宽、准确度高的特点,完全可以满足 0.1 级及以下磁通计的校准需求。

1 伏秒发生器的研制

1.1 伏秒发生器校准磁通计原理

根据法拉第电磁感应定律,即电磁感应在一个回路内产生的感应电压,等于此回路的磁通的变化速度。即磁通量等于感应电压对时间的积分^[6-9]。几乎所有的磁通计都是基于电压对时间的积分原理制成的,因此,伏秒法可用于对磁通计进行校准,即通过产生一个理想的脉冲电压信号供被校磁通计进行积分,其积分值为伏秒乘积^[10-12],如图 1 所示。

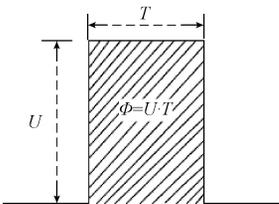


图 1 伏秒法原理

Fig.1 Principle of the volt-second method

采用伏秒法研制的伏秒发生器,优势在于它可以通过精确设置输出脉冲电压的幅值和时间宽度来任意改变标准磁通量的大小,具有输出范围宽、精度高的特点。与传统的磁通计校准方法相比,大大减少了不确定度的来

源和人为因素对校准结果的影响,使校准结果更为准确可靠。

1.2 伏秒发生器总体设计

伏秒发生器主要由数字电路和模拟电路两部分组成。数字部分主要由微控制单元(microcontroller unit, MCU)与现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)组成,主要完成人机交互与逻辑控制;模拟部分主要由低噪声高稳定度的电压参考源、数模转换器(digital to analog converter, DAC)和缓冲器组成,主要完成伏秒脉冲信号的输出。数字电路与模拟电路之间使用隔离器进行隔离,减小数字电路和模拟电路的相互影响。

1) 数字电路设计

该装置采用 AVR 型单片机(简称 AVR)作为整个电路的控制核心,一方面负责接收触摸屏等人机交互界面设置的输出电压幅度和脉冲宽度等参数,另一方面负责对 FPGA 进行操作;AVR 与 FPGA 间采用总线的方式连接,FPGA 作为 AVR 的协处理器主要负责 DAC 的逻辑控制和定时输出;这种控制方式可以充分发挥 AVR 擅长任务执行和 FPGA 擅长逻辑控制的优势,保证整个数字电路的简洁高效。伏秒发生器的数字电路如图 2 所示。

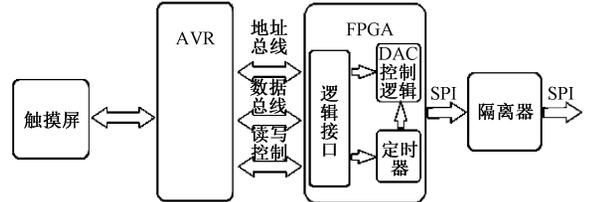


图 2 数字电路框图

Fig.2 Digital circuit block diagram

为了降低数字电路的噪声对模拟电路的影响,采用了 SI8440 隔离器进行电气隔离。该隔离器具有很好的高速性和抗噪性,可以最大程度减小数字电路和模拟电路两部分电路的相互影响。

2) 模拟电路设计

本装置电压输出设计为固定的 1V、0.1V 和 0.01V 3 档。基准源采用低噪声、低漂移的精密参考源芯片,经过精密电阻分压网络,分别获取 1.25V、0.125V、0.0125V 基准电压,经过一个模拟开关送至 DAC 的 V_{REF} 端以匹配不同的输出电压精度要求。

本装置中的运放采用自动归零技术,在装置运行的过程中不间断地测量失调电压并在处理信号过程中把当前失调电压减掉,同时抑制温度变化、时间变化、电源电压变化引起的失调,有效地减小输出累计误差。磁通输出部分采用 16 bit 高分辨率 DAC,其内部包含了抗尖峰脉冲电路以减小毛刺脉冲,配合经零点补偿的高速运放,

可使阶跃信号进入稳态的建立时间达到最短。在印制电路板 (printed circuit board, PCB) 布线时,使用“星形”接地技术最大限度地减少泄漏电流以获得最佳直流性能。伏秒发生器的模拟电路如图 3 所示。

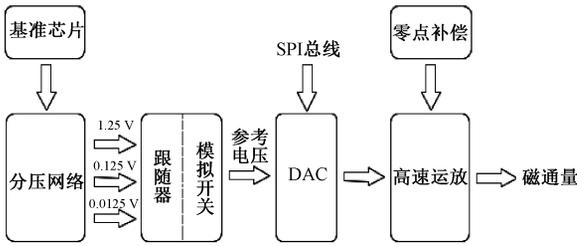


图 3 模拟电路

Fig.3 Analog circuit block diagram

3) FPGA 逻辑设计

伏秒发生器要产生精准的脉冲信号,如果采用传统的单片机直接控制 DAC 输出主要有以下两个缺点。首先单片机系统定时无法达到很高的定时精度,单片机的定时器会产生较大的定时误差,这会导致定时输出的脉冲宽度误差很大;其次单片机是软件模拟 DAC 控制信号时序,软件模拟时序的过程中易受外部中断事件的影响,导致每次数字模拟转换时间不一致,从而导致输出脉冲宽度重复性不好。而 FPGA 内部都是逻辑单元等硬件电路,具有低延时的特点,适合时间精准控制的系统,因此本研究采用 FPGA 控制 DAC 来实现。

FPGA 主要负责接收单片机发出的脉冲幅度和宽度参数并控制 DAC 输出。FPGA 内部逻辑如图 4 所示,总线译码逻辑配合 AVR 地址总线、数据总线以及控制读写总线实现 AVR 对 FPGA 读写通信。命令状态控制逻辑包含了 AVR 与 FPGA 约定的档位控制输出、定时器以及 DAC 输出幅度的地址和寄存器;DAC 控制信号是在状态机、计数器、数据并行转串行的移位逻辑以及串行信号输出逻辑的密切配合下产生;档位输出逻辑根据输出参数的设置情况产生相应参考电压档位的控制信号;当 AVR 发出的启动信号,定时器启动的同时输出一个信号给状态机令 DAC 按设定幅度进行转换,定时到后再次输出一个启动信号给 DAC 输出零位信号。为了保证系统的定时精度,采用恒温晶振作为系统的时钟,该恒温晶振的相对准确度优于 1×10^{-7} ,整个装置脉冲宽度设置范围为 $1 \text{ ms} \sim 10 \text{ s}$ 。

2 伏秒发生器的不确定度评定

2.1 数学模型的建立

分析伏秒发生器输出磁通的不确定度时,其测量的数学模型为:

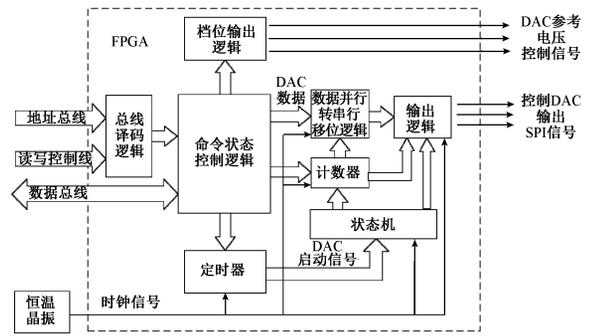


图 4 FPGA 内部逻辑

Fig.4 FPGA internal logic block diagram

$$\Phi = UT + E \tag{1}$$

式中: Φ 为磁通, Wb; U 为输出电压, V; T 为脉冲宽度, s; E 为边沿总误差, Wb。

2.2 电压分量的标准不确定度 $u_c(U)$

用数字多用表 34420 A 测量输出电压 U 。经分析,输出电压的不确定度主要来自于标准表的误差带来的不确定度 $u_B(\Delta_1)$ 、标准表分辨力带来的不确定度 $u_B(\delta_1)$ 、伏秒发生器输出电压误差带来的不确定度 $u_B(U)$ 以及重复测量带来的不确定度 $u_A(U)$ 4 个方面^[13]。由于 4 个分量之间互不相关,且标准表分辨力带来不确定度 $u_B(\delta_1)$ 远小于其他 3 个分量所带来的不确定度,忽略标准表分辨力不确定度 $u_B(\delta_1)$,则得到电压分量的合成不确定度 $u_c(U)$ 为:

$$u_c(U) = \sqrt{u_B^2(\Delta_1) + u_B^2(U) + u_A^2(U)} \tag{2}$$

表 1 给出了相关计算结果。

表 1 校准输出电压的合成不确定度

Table 1 Combined uncertainty of the calibration output voltage

标准电平/V	示值误差/V	电压分量的合成不确定度 $u_c(U)/V$
0.01	2.54×10^{-6}	1.48×10^{-6}
0.1	5.70×10^{-6}	3.45×10^{-6}
1	-1.57×10^{-5}	1.14×10^{-5}

2.3 脉宽分量的标准不确定度 $u_c(T)$

伏秒发生器输出脉宽 T 的测量使用频率计 53 220 A,分析输出脉冲的脉宽不确定度同样主要来自于标准表的误差带来的不确定度 $u_B(\Delta_2)$ 、标准表分辨力带来的不确定度 $u_B(\delta_2)$ 、伏秒发生装置的脉宽输出误差带来的不确定度 $u_B(T)$ 以及重复测量带来的不确定度 $u_A(T)$ 4 个方面。由于 4 个分量之间互不相关,且由标准表引起的不确定度 $u_B(\Delta_2)$ 和 $u_B(\delta_2)$ 远小于脉冲宽度测量误差带来

的不确定度,因此忽略 $u_B(\Delta_2)$ 和 $u_B(\delta_2)$ 得到脉宽分量的合成不确定度为:

$$u_c(T) = \sqrt{u_B^2(T) + u_A^2(T)} \quad (3)$$

相关计算结果如表2所示。

表2 脉宽不确定度

Table 2 Uncertainty of the pulse width

标准脉宽/s	示值误差/s	脉宽分量的合成不确定度 $u_c(T)/s$
0.001	8.92×10^{-7}	5.21×10^{-7}
0.010	5.13×10^{-7}	3.33×10^{-7}
0.100	-1.06×10^{-6}	6.62×10^{-7}
1.000	-3.39×10^{-6}	2.00×10^{-6}
10.000	-7.23×10^{-6}	4.23×10^{-6}

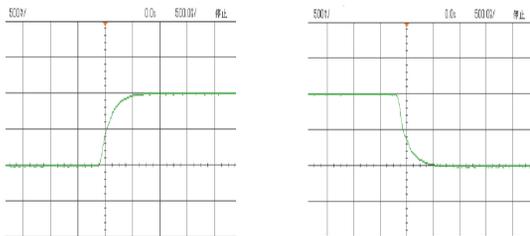
2.4 边沿误差分量的标准不确定度 $u_c(E)$

在输出信号的电路中,由于运放等器件具有一定的频率响应特性,无法输出理想的脉冲信号,一般情况下输出脉冲都要经历一个暂态过程,暂态过程通常只需要几微秒^[14],这是伏秒发生器输出磁通量的一个误差来源。

分析边沿的不确定度 $u_c(E)$ 来自边沿误差引起的不确定度 $u_A(\delta_E)$ 和重复测量引起的不确定度 $u_A(E)$ 两部分,由于两个分量之间互不相关,则边沿分量引入的合成不确定度为:

$$u_c(E) = \sqrt{u_A^2(\delta_E) + u_A^2(E)} \quad (4)$$

测试使用示波器捕获上升和下降沿原始数据计算边沿误差 δ_E ,图5(a)所示为 $1V \cdot 1s$ 时示波器捕获的上升沿;图5(b)所示为 $1V \cdot 1s$ 时示波器捕获的下降沿。



(a) 阶跃信号上升沿 (b) 阶跃信号下降沿
(a) The rising edge of the step signal (b) The falling edge of the step signal

图5 阶跃信号的边沿特性

Fig.5 Edge characteristics of the step signal

从图中可以看出,示波器测得阶跃暂态维持在 $1\mu s$ 左右。边沿误差计算模型如图6所示,则仪器输出的伏秒脉冲的边沿误差为与A两部分积分面积之差,因此阶跃信号的边沿误差 δ_E 为:

$$\delta_E = S_C - S_A \quad (5)$$

式中: S_A, S_C 由示波器抓取的数据文件中积分计算得

出。取 $k = \sqrt{3}$,则由边沿误差引起的不确定度为:

$$u_A(\delta_E) = \frac{|\delta_E|}{\sqrt{3}} \quad (6)$$

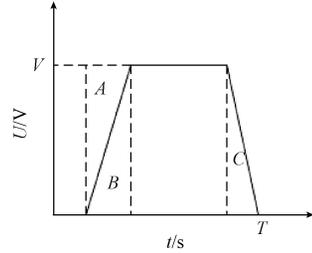


图6 误差计算模型

Fig.6 The error calculation model

表3所示给出了相关计算结果。

表3 不同脉冲的边沿误差不确定度

Table 3 The edge error uncertainties of different pulses

标准磁通 Φ/Wb	伏秒组合 $U \cdot t/(V \cdot s)$	边沿分量的合成不确定度 $u_c(E)/Wb$
0.001	$0.1 \cdot 0.001$	8.52×10^{-9}
0.010	$1 \cdot 0.01$	3.76×10^{-8}
0.100	$1 \cdot 0.1$	1.47×10^{-8}
1.000	$1 \cdot 1$	2.71×10^{-8}
10.000	$1 \cdot 10$	3.28×10^{-8}

2.5 合成标准不确定度

合成标准不确定度由各标准不确定度的分量合成而得到^[15-16]。由于输出电压分量、脉冲宽度分量以及脉冲边沿误差分量互不相关,则有:

$$u_c(\Phi) = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left[\frac{\partial \Phi}{\partial x_i} \right]^2 u_c^2(x_i)} \quad (7)$$

式中: x_i 为3个输入量,分别为 U, T, E ; $\frac{\partial \Phi}{\partial x_i}$ 为灵敏系数,分别由式(8)~(10)给出; $u_c(x_i)$ 为输入量 x_i 的标准不确定度。

$$\frac{\partial \Phi}{\partial U} = T \quad (8)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial T} = V \quad (9)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial E} = 1 \quad (10)$$

因此,可得伏秒发生器输出磁通的合成标准不确定度 $u_c(\Phi)$ 为:

$$u_c(\Phi) = \sqrt{T^2 u_c^2(U) + U^2 u_c^2(T) + u_c^2(E)} \quad (11)$$

式中: $u_c(\Phi)$ 为合成标准不确定度; $u_c(U)$ 为电压分量的标

准不确定度; $u_c(T)$ 为脉宽分量的标准不确定度; $u_c(E)$ 边沿误差分量的标准不确定度。表 4 所示为伏秒发生器输出标准磁通时的合成标准不确定度以及相对扩展不确定度。由表 4 可知,伏秒发生器产生 1 mWb~10 Wb 标准磁通量的相对扩展不确定度优于 0.01% ($k=2$)。

表 4 伏秒发生器的不确定度评定

Table 4 Uncertainty evaluation of the volt-second generator

标准磁通 Φ/Wb	伏秒组合 $U \cdot t/(V \cdot s)$	实际输出磁通 Φ/Wb	合成标准 不确定度 $u_c(\Phi)/Wb$	相对扩展 不确定度 $U(\Phi)/Wb$
0.001	0.1·0.01	0.001 000 1	4.87×10^{-8}	9.74×10^{-5}
0.010	1·0.01	0.010 000 4	3.54×10^{-7}	7.08×10^{-5}
0.100	1·0.1	0.099 997 4	1.32×10^{-6}	2.64×10^{-5}
1.000	1·1	0.999 980 9	1.16×10^{-5}	2.32×10^{-5}
10.000	1·10	9.999 835 8	1.14×10^{-4}	2.28×10^{-5}

3 伏秒发生器的对比实验

3.1 伏秒组合的选择

依据伏秒法校准的原理,当输出磁通量确定时,其伏秒乘积可以有多种组合。本装置设计的输出标准电压有 0.01V、0.1V 和 1V 3 个档位,对同一个确定输出磁通的伏秒组合也有 3 种,表 5 所示为输出 0.1 Wb 时 3 种伏秒组合的相对误差,表 6 所示为输出 0.01 Wb 时 3 种伏秒组合的相对误差。

表 5 不同伏秒组合的输出磁通误差 (0.1 Wb)

Table 5 Output magnetic flux errors for different volt-second combinations (0.1 Wb)

伏秒组合 $U \cdot t/(V \cdot s)$	实际输出磁通 Φ/Wb	相对误差/%
0.01·10	0.100 025	0.025
0.1·1	0.100 005	0.005
1·0.1	0.099 997	-0.003

表 6 不同伏秒组合的输出磁通误差 (0.01 Wb)

Table 6 Output magnetic flux errors for different volt-second combinations (0.01 Wb)

伏秒组合 $U \cdot t/(V \cdot s)$	实际输出磁通 Φ/Wb	相对误差/%
0.01·1	0.010 002 5	0.025
0.1·0.1	0.010 000 5	0.005
1·0.01	0.010 000 4	0.004

表 5 和 6 表明,对本装置而言,输出相同的磁通量,输出电压越大、脉冲宽度越小,产生的标准磁通量的相对误差越小。分析其原因,输出电压越大,其相对不确定度越小;脉冲宽度的相对不确定度小于电压的相对不确定度。因此,本装置应当通过减小伏秒组合中的脉宽来减小输出标准磁通的误差。

对被校磁通计,它需要对伏秒源所输出的伏秒脉冲信号进行积分,理想积分器具有低通滤波器的特性,其传递函数为:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{j\omega RC} \quad (12)$$

式中: j 为虚数单位; ω 为输入信号的角频率; R 为积分电阻; C 为积分电容。因此,当输入信号频率 $f < 1/(2\pi RC)$, 输入信号可以无失真的输出;当输入信号频率 $f > 1/(2\pi RC)$ 时,信号会衰减。伏秒发生器输出为标准方波,而方波信号在相同伏秒乘积的情况下,其谐波成分是不同的。若一味通过减小输出脉宽来提高输出准确度,会导致输出方波的频谱高频成分过于丰富,反而会影响到被校磁通计的积分响应,从而影响到校准精度。因此,在实际校准过程中,不同伏秒组合输出相同磁通量对 0.1 级及以下低精度磁通计的影响可忽略不计;对于 0.05 级以上的高精度磁通计,校准过程中需结合磁通计的积分特性来选择伏秒组合^[17-20]。

3.2 3 种方法校准数据对比

表 7 和图 7 所示为使用互感法、标准线圈法和伏秒法对北京翠海佳诚磁电科技有限责任公司的标称为 0.5 级、量程选定在 10 mWb 的磁通计进行对比测试的数据和误差曲线;表 8 和图 8 所示为使用标准线圈法和伏秒法对该磁通计、量程选定在 200 mWb 时的数据和误差曲线。其中,互感线圈的相对不确定度为 0.02%,标准线圈的相对不确定度为 0.1%。分析数据可得:

表 7 小量程的校准数据

Table 7 The calibration data for a small range

互感法		伏秒法		标准线圈法	
标准值 /mWb	相对误差 /%	标准值 /mWb	相对误差 /%	标准值 /mWb	相对误差 /%
0.979	0.56	1.000	0.47	1.000	-0.45
2.975	0.60	3.000	0.53	3.000	0.30
4.969	0.65	5.000	0.55	4.998	0.32
6.963	0.63	7.000	0.56	7.000	0.31
8.958	0.63	9.000	0.57	8.999	0.37

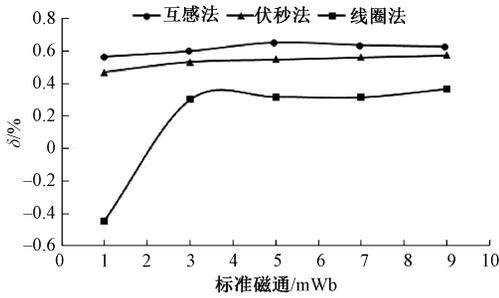


图7 3种方法校准数据的比较(1~10 mWb)

Fig.7 Comparison of the calibration data for three methods(1 mWb~10 mWb)

表8 大量程的校准数据

Table 8 The calibration data for a large range

伏秒法		标准线圈法	
标准值 /mWb	相对误差 /%	标准值 /mWb	相对误差 /%
10.00	0.60	10.00	0.30
30.00	0.63	30.00	0.48
50.00	0.66	49.99	0.48
70.00	0.66	69.99	0.49
100.00	0.66	99.99	0.47

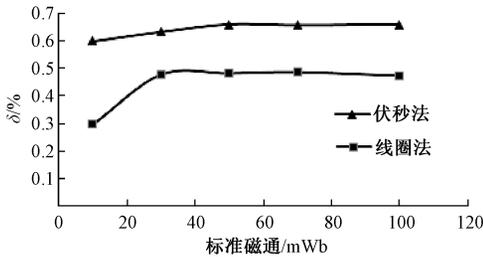


图8 3种方法校准数据的比较(10~100 mWb)

Fig.8 Comparison of the calibration data for three methods(10 mWb~100 mWb)

1)表7、图7表明,较标准线圈法而言,伏秒法与互感法做出的相对误差相近。互感法作为磁通计校准的经典方法已经得到广泛认可,间接证明了伏秒法校准磁通计方案的有效性。

2)伏秒法与互感法校准结果更有效。虽然此次测试中标准线圈法较互感法与伏秒法在校准结果上误差更小,但其校准结果的不确定度却很大,分析其原因,首先标准线圈常数的相对不确定度较大,其次标准线圈法产生磁通时,标准磁场的不确定度大,且线圈与磁场之间无法保证90°夹角,即无法获得磁场的最大值,因而实际产生的磁通小,导致校准结果上误差更小。

3)表8、图8表明,当需要输出大磁通量校准大量程的磁通计时,互感法因无法承受较大激励电流导致校准范围受到限制;而伏秒法和标准线圈法则可以产生标准的大磁通量。

4 结 论

本文采用伏秒法设计并研制了一种伏秒发生器,其标准不确定度小,使用方便,可以满足1 mWb~10 Wb范围内0.1级及以下磁通计的校准,校准过程中应结合被校磁通计特性选择适当的伏秒组合输出校准信号。通过与互感法、标准线圈法进行对比试验,结果表明,伏秒法与互感法一致性较好,且相对于互感法,伏秒法可以产生更大的磁通,因此伏秒法可以替代现行的互感法与标准线圈法对磁通计进行校准。但是,考虑到伏秒信号具有丰富的低频成分,被校磁通计积分器的低通特性会影响磁通计对伏秒信号的响应,因此还需要研究磁通计对伏秒信号的响应特性,进一步完善伏秒法的理论研究。

参考文献

[1] 张昌俊,彭黎辉,张宝芬.模拟积分器式磁通计的研究与设计[J].航空计测技术,2003,23(5):20-23.
ZHANG CH J, PENG L H, ZHANG B F. Research and design of analog integrator fluxmeter [J]. Metrology & Measurement Technology, 2003, 23(5): 20-23.

[2] 李玉石.磁参量计量标准装置的设计和建立[J].计量与测试技术,2013,40(8):12-13.
LI Y SH. Design and development of magnetic standard facility[J]. Metrology & Measurement Technique, 2013, 40(8): 12-13.

[3] 朱玉玉,罗卫军,勾承君.基于FPGA的数字磁通计设计[J].电测与仪表,2015,52(3):107-111.
ZH Y Y, LUO W J, GOU CH J. Design of digital fluxmeter based on FPGA [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2015,52(3): 107-111.

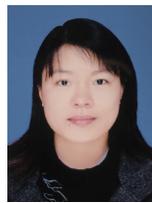
[4] 贺青.高灵敏度的全自动低值磁通测量系统[J].仪器仪表学报,2003,24(1):104-107.
HE Q. An automatic measurement apparatus for low value magnetic flux of high resolution[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2003,24(1): 104-107.

[5] 陈利翔,邵振国,张逸.电磁式电流互感器谐波比值误差实验与分析[J].仪器仪表学报,2017,38(4):977-984.
CHEN L X, SHAO ZH G, ZHANG Y. Experiment and analysis on electromagnetic current transformer harmonic ratio error[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017,38(4): 977-984.

[6] 柴书罡,李向阳,程曦,等.电子积分器在微磁通测量系统中的应用[J].电测与仪表,2008,45(1):14-16.
CHAI SH G, LI X Y, CHENG X, et al. Application of

- electronic integrator in micro-power magnetic flux measurement system [J]. *Electric Measuring & Instrumentation*, 2008, 45(1): 14-16.
- [7] 李振华, 胡蔚中, 闫苏红, 等. 电子式电流互感器中的高精度数字积分器技术[J]. *高压电器*, 2016(2): 42-49.
LI ZH H, HU W ZH, YAN S H, et al. High accuracy digital integrator technology for electronic current transformer[J]. *High Voltage Apparatus*, 2016(2): 42-49.
- [8] 何雯. 基于积分器的软磁材料静态参数测量技术研究[D]. 西安: 西安工业大学, 2018.
HE W. Study on static parameter measurement of soft magnetic material based on integrator[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2018.
- [9] 章雪挺, 王周, 张金辉, 等. 矢量磁力仪本体磁性现场校正算法研究[J]. *仪器仪表学报*, 2017, 38(11): 2691-2699.
ZHANG X T, WANG ZH, ZHANG J H, et al. Research on intrinsic magnetism in situ calibration algorithms for vector magnetometer [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2017, 38(11): 2691-2699.
- [10] 徐顺利. 一种新的无漂移磁通测量方法[J]. *南京大学学报(自然科学)*, 2001, 37(5): 649-652.
XU SH L. A new method for measuring magnetic flux with no drift [J]. *Journal of Nanjing University (Natural Science)*, 2001, 37(5): 649-652.
- [11] 王丰棋. 磁通量的“伏秒”定标法[J]. *电测与仪表*, 1983(1): 36-38.
WANG F Q. The “Volt-second” calibration method of magnetic flux[J]. *Electric Measuring & Instrumentation*, 1983(1): 36-38.
- [12] 小助川充生, 吴再丰. 磁通的精密测定与磁通计校准装置的试制[J]. *国外计量*, 1985(5): 44-46, 57.
XIAOZHUCHUAN CH SH, WU Z F. Precise measurement of magnetic flux and trial production of flux calibration device[J]. *Foreign Measurement*, 1985(5): 44-46, 57.
- [13] 吴国新, 徐小力, 石守娟, 等. 典型热分析仪测量精度不确定度评价方法研究[J]. *电子测量与仪器学报*, 2017, 31(8): 1330-1335.
WU G X, XU X L, SHI SH J, et al. Research on evaluation method for typical uncertainty of measurement accuracy of thermal analysis instrument [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2017, 31(8): 1330-1335.
- [14] 汪金山, 汪晓东, 施晓钟, 等. 二阶传感器动态响应中暂态过程的研究[J]. *仪器仪表学报*, 2004, 25(S1): 5-6.
WANG J SH, WANG X D, SHI X ZH, et al. Research on transient process of second order transducer dynamic response [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2004, 25(S1): 5-6.
- [15] 陈利翔, 邵振国, 张逸. 电磁式电流互感器谐波比值误差实验与分析[J]. *仪器仪表学报*, 2017, 38(4): 977-984.
CHEN L X, SHAO ZH G, ZHANG Y. Experiment and analysis on electromagnetic current transformer harmonic ratio error [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2017, 38(4): 977-984.
- [16] 王帅斌, 李宁, 樊强, 等. 臭氧标准参考光度计的测量不确定度评定[J]. *仪器仪表学报*, 2017, 38(12): 3003-3012.
WANG SH B, LI N, FAN Q, et al. Evaluation of measurement uncertainty evaluation for ozone standard reference photometer [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2017, 38(12): 3003-3012.
- [17] 韦晓峰. 谐波对电子积分器标定的影响分析及研究[D]. 西安: 西安工业大学, 2013.
WEI X F. Analysis and study of harmonics impact on electronic integrator's calibration [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2013.
- [18] STECKERT J, SKOCZEN A. Design of FPGA-based radiation tolerant quench detectors for LHC [J]. *Journal of Instrumentation*, 2017, 12(4): T04005-T04005.
- [19] ARPAIA P, LICCARDO A, BUZIO M, et al. On the use of fluxmetric methods for characterizing feebly magnetic materials [C]. *Instrumentation & Measurement Technology Conference*, 2017.
- [20] LIN AN L, HE J, ZHANG Y, et al. A volt-second source for calibration of integrator in a pulsed field magnetometer [J]. *Chinese Physics Letters*, 2007, 24(11): 3088-3091.

作者简介



杨雪梅(通信作者), 2005年和2008年分别于成都理工大学获得学士和硕士学位, 现为中国测试技术研究院研究实习生, 主要从事电磁学计量研究工作。

E-mail: 81601780@qq.com.

Yang Xuemei (Corresponding author) received her B. Sc. and M. Sc. degree in 2005 and 2008 both from Chengdu University of Technology, respectively. She is now a research assistant in National Institute of Measurement and Testing Technology. She is mainly engaged in the research of electromagnetic metrology.



白旭升, 2016年于成都理工大学获得学士学位, 现于成都理工大学攻读硕士学位, 主要研究方向为电子与通信工程。

E-mail: 171889460@qq.com.

Bai Xusheng received his B. Sc. degree from Chengdu University of Technology in 2016. Now he is a M. Sc. candidate in Chengdu University of Technology. His main research interests include electronics and communication engineering.