

数字化磁通门电流传感器的设计与信号处理研究

李成, 赵宇红, 张晗, 雷磊
(南华大学 电气工程学院, 湖南 衡阳 421001)

摘要: 针对开关电源在高频环境、弱电流条件下电流检测精度低、易受干扰的问题, 设计了一种数字化磁通门电流传感器系统; 系统采用双微控制器协同工作, 其中 STM32F1 负责外围电路的控制, 实现磁通门感应电压的周期采样, 并将数据传输至 STM32F4 进行后端处理; 在数据处理阶段, 结合小波变换与 Savitzky-Golay 滤波算法实现对信号的有效去噪, 并通过 Goertzel 算法高效提取信号的二次谐波幅值, 作为反映电流状态的特征指标; 经实验测试, 传感器在 -3 A 至 $+3\text{ A}$ 测量范围内灵敏度约为 0.57 V/A , 线性度误差小于 1% , 在干扰条件下仍保持稳定输出; 结果表明, 系统能够满足开关电源等电力电子设备对实时性与准确性的需求, 并具有良好的工程应用前景。

关键词: 开关电源; 磁通门电流传感器; 小波变换; Savitzky-Golay 滤波; Goertzel 算法; 二次谐波

Research on Design and Signal Processing of Digital Fluxgate Current Sensors

LI Cheng, ZHAO Yuhong, ZHANG Han, LEI Lei

(School of Electrical Engineering, University of South China, Hengyang 421001, China)

Abstract: Switching power supplies have the characteristics of low current detection accuracy and susceptibility to interference in high-frequency environments and weak current conditions. To address the issues, a digital fluxgate current sensor system is designed, which employs the cooperative control of a dual-microcontroller, with an STM32F1 responsible for peripheral circuit control, performing the periodic sampling of the fluxgate-sensed voltage, and then transmitting the data to the STM32F4 for backend processing. During the data processing, effective signal denoising is achieved by combining wavelet transform and Savitzky-Golay filtering algorithms. The Goertzel algorithm is used to efficiently extract the amplitude of the second harmonic component, with a characteristic indicator reflecting current states. Experimental testing demonstrates that within the measurement range of -3 A to $+3\text{ A}$, the sensitivity of the sensor is approximately 0.57 V/A with a linearity error of below 1% , maintaining a stable output under interference conditions. Results demonstrate that the system meets the real-time and accuracy requirements of power electronic devices such as switching power supplies, exhibiting an excellent engineering application prospect.

Keywords: switching power supply; fluxgate current sensor; wavelet transform; Savitzky-Golay filtering; Goertzel algorithm; second harmonic extraction

0 引言

近年来, 随着开关电源、高速电机驱动等电力电子系统的快速发展, 电流检测技术在精度、频率响应及抗干扰性能方面面临日益严苛的要求。传统电流检测方案

如霍尔元件、电流互感器和电阻分流器等, 虽在工业测量和电能监控中得到广泛应用, 但在高频环境、弱电流条件下仍存在明显局限。例如, 霍尔元件受温度漂移和零点偏置影响较大, 灵敏度有限^[1], 难以在微小电流测量中保持稳定精度; 电流互感器难以实现直流检测; 电

收稿日期: 2025-09-29; 修回日期: 2025-11-17。

作者简介: 李成 (2001-), 男, 硕士研究生。

通讯作者: 赵宇红 (1973-), 女, 硕士, 教授。

引用格式: 李成, 赵宇红, 张晗. 数字化磁通门电流传感器的设计与信号处理研究[J]. 计算机测量与控制, 2026, 34(3): 294-300, 308.

阻分流器虽结构简单、成本低廉, 但存在功耗高、隔离性能差、抗干扰能力不足等问题^[2]。这些因素导致传统方案在复杂电磁环境和高精度测量场景下难以满足应用需求。为解决上述问题, 研究采用磁通门原理构建数字化磁通门电流传感器系统。磁通门电流传感器因具有结构简单、低成本、高灵敏度及优异的直流响应特性等特点^[3], 成为高频环境、弱电流条件下电流检测中的优选方案。

然而, 目前的磁通门电流传感器多采用传统模拟电路形式进行信号提取与计算^[4]。由于磁通门探头输出信号幅值较低, 且探头与模拟电路易受电磁干扰和系统噪声影响, 其在复杂环境下的测量精度受到限制。已有研究尝试通过在硬件电路后增加卡尔曼滤波算法对磁场信号进行处理以提高信噪比^[5], 或采用数字相敏检波与低通滤波电路以降低噪声^[6-7]。然而, 前者仍依赖模拟电路完成信号调理与检波, 系统数字化程度有限, 难以在强干扰条件下保持稳定性能; 后者虽改善了部分噪声问题, 但其信号处理过程依赖固定频带和参考信号同步, 难以有效应对非稳态噪声和相位漂移等问题。

针对上述问题, 本文提出了一种基于嵌入式平台的磁通门电流传感器系统。系统通过高速采样获取探头输出信号, 并结合小波变换、Savitzky-Golay (S-G) 滤波与 Goertzel 算法, 实现在高频环境和弱电流条件下对目标信号稳定高精度提取与去噪, 为电力电子设备的电流监测提供有效的解决方案。

1 磁通门电流传感器原理与结构设计

磁通门电流传感器基于软磁材料在周期性饱和状态下的非线性磁导率特性, 通过检测磁芯对称性的变化实现电流测量。其基本原理服从于法拉第电磁感应定律^[8]。如图 1 所示的对称双磁环结构中^[9], 激励线圈反向绕制, 通入激励信号产生反向激励磁场 H_1 与被测电流产生的磁场 H_0 同向作用于双磁环。假设激励信号为 $H_m \cos(2\pi ft)$, 其中 H_m 为激励磁场强度的幅值, f 为激励信号频率, t 为时间。磁环 1 磁场强度 H_1 和磁环 2 磁场强度 H_2 的分别为:

$$\begin{cases} H_1 = H_1 + H_0 = H_m \cos(2\pi ft) + H_0 \\ H_2 = -H_1 + H_0 = -H_m \cos(2\pi ft) + H_0 \end{cases} \quad (1)$$

式中, H_1 为激励磁场强度, H_0 被测磁场强度。

由感应强度与磁场强度的关系可以推导出:

$$\begin{cases} B_1 = \mu(t)[H_m \cos(2\pi ft) + H_0] \\ B_2 = \mu(t)[-H_m \cos(2\pi ft) + H_0] \end{cases} \quad (2)$$

式中, B_1 、 B_2 分别为磁环 1 和磁环 2 的磁感应强度, $\mu(t)$ 为动态磁导率, 由于磁芯受周期激励磁化, 动态磁导率 $\mu(t)$ 也会发生变化, 对 $\mu(t)$ 进行傅里叶级数展开可得^[10]:

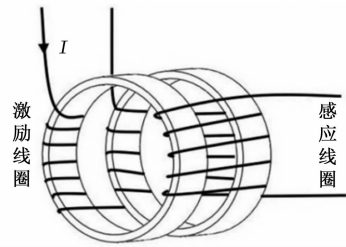


图 1 双环形磁通门传感器

$$\mu(t) = \mu_{0m} + \mu_{2m} \cos(4\pi ft) + \mu_{4m} \cos(8\pi ft) + \dots \quad (3)$$

式中, μ_{0m} 为 $\mu(t)$ 的常量, μ_{2m} 、 μ_{4m} 、 \dots 为 $\mu(t)$ 的各个偶次谐波分量幅值。

假设软磁磁环的截面积为 S , 由法拉第电磁感应定律, 可以推导出双磁环的磁感应强度同时作用时产生的感应电动势 E_1 为:

$$E_1 = -NS \frac{d(B_1 + B_2)}{dt} = -2NSH_0 \frac{d\mu(t)}{dt} = -2\pi fNSH_0 (2\mu_{2m} \sin(4\pi ft) + 4\mu_{4m} \sin(8\pi ft) + \dots)$$

式中, N 为感应线圈的匝数, S 软磁磁环的截面积为, 单位为 m^2 。

通过对公式 (4) 分析可知, 被测电流作为直流偏置磁通, 破坏激励磁场的对称性, 从而在输出中产生与电流大小成正比的偶次谐波分量, 其中二次谐波的幅值最大, 占比最多^[11]。通过检测二次谐波幅值即可精确测量电流。同时在该结构中, 感应线圈内形成反向磁场, 使偶次谐波分量同向叠加得到增强, 而基波和奇次谐波相互抵消。当传感器探头外侧存在干扰磁场时, 灵敏轴上的磁场分量相互抵消, 几乎不影响输出。该结构不仅能有效抑制零点偏置, 还显著提升信号的信噪比, 从而大幅提高了磁通门传感器的检测精度和稳定性。

2 系统组成与信号采样

2.1 系统组成

系统采用双处理器协同架构, 以实现磁通门电流传感器信号的高精度采集与高效处理。其结构框图如图 2 所示, 系统整体由磁通门探头、激励与感应线圈、前端驱动、差分放大电路, 采样电路、STM32F1 控制单元、STM32F4 主处理单元及信号输出接口等部分构成。

在探头部分, 由磁芯、激励线圈、感应线圈、反馈线圈、骨架等组成。通过磁通门电流传感器工作原理分析, 本磁通门直流传感器采用双磁芯环形磁芯结构。

在电路部分, 由控制单元与外围电路构成, 控制单元与外围电路协同负责产生激励驱动信号、芯片控制、数据处理等。在传感器工作时, 微控制器 STM32F1 负责前端的激励信号生成与感应信号采集。通过定时器产

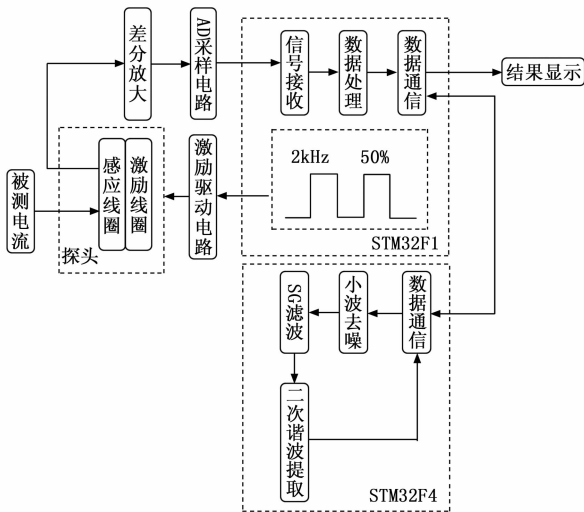


图 2 磁通门系统结构图

生 PWM 波形，驱动激励电路为磁芯提供周期性激励磁场；同时通过 SPI 接口控制高精度 ADC，对感应线圈输出信号进行周期性采样，如图 3 所示。随后通过串口与主处理单元 STM32F4 进行数据交换。STM32F4 负责后端数字信号处理任务。其内部运行小波去噪、S-G 平滑滤波以及 Goertzel 算法，对感应信号进行去噪处理，并提取信号中的二次谐波幅值，输出最终的电流测量结果。

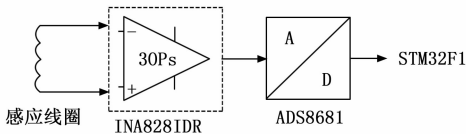


图 3 感应信号采样示意图

采用双处理器架构实现了前端与后端功能的合理分工与性能互补。STM32F1 控制单元依托其丰富的外设资源和优良的实时响应能力，主要负责激励信号的产生及感应信号的高精度采集，确保采样过程的稳定性和准确性；STM32F4 主处理单元则凭借其高主频和浮点运算能力，承担后端数据处理任务，能够在较短时间内完成大量数据的运算与管理，从而保证复杂信号处理的精度与效率。两者通过高速通信接口实现稳定的数据交互，避免了单处理器在任务过载情况下可能出现的性能瓶颈。

这种分工互补的设计不仅显著提升了系统的实时性与鲁棒性，还有效增强了系统的扩展性与容错能力。在保持前端采样稳定运行的同时，后端处理单元具备灵活升级和功能扩展的潜力，为后续算法优化、通信接口拓展及系统升级提供了有利条件。

2.2 信号采样

考虑到噪声干扰对信号采集精度的影响，ADC 采

样模块选用 TI 公司推出的高性能 16 位模数转换器 ADS8681。该芯片具有多方面优势，其最高采样率可达 1 MSPS，并具备 16 位高分辨率，能够对微弱电流信号进行精细量化，从而兼顾高速采样与高精度测量需求。同时在线性度方面表现优异，微分非线性典型值仅为 ±0.5 LSB，积分非线性处于 0.5~1.5 LSB 范围，保证了实际转换特性与理想线性之间的偏差极小，使采样数据更加精确可靠。

在抗干扰能力方面，ADS8681 同样表现出色。其信噪比在不同输入范围内典型值为 87.25~91.5 dB，能够有效降低噪声对采样信号的干扰；无杂散动态范围典型值达 109 dB，可显著抑制杂散信号，提高采集信号的纯净度。芯片同时具备良好的温度稳定性和低漂移特性，使其在复杂环境下仍能保持高精度测量。

3 信号处理方法研究

3.1 小波去噪

小波去噪是一种基于小波变换的信号降噪方法，广泛应用于非平稳信号的处理场景。其基本思想是将原始信号分解为多个不同频带的子信号（称为小波系数），这些系数反映了信号在不同尺度上的细节信息，通过对高频系数分量进行阈值压缩，去除噪声的同时尽可能保留信号的主要特征，其去噪过程如图 4 所示^[12]。

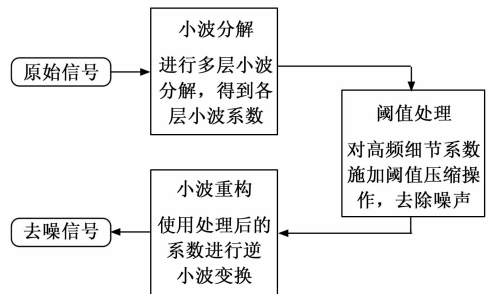


图 4 小波去噪流程图

3.1.1 小波分解

在整个去噪流程中，信号分解是关键的首要步骤，其核心思想是利用离散小波变换（DWT）将时域信号 $f(t)$ 映射到一系列具有不同时频分辨率的子带上，从而揭示信号在不同尺度下的细节与近似特征。DWT 的数学本质是计算信号与一组由母小波 $\psi(t)$ 经过伸缩和平移生成的小波基函数 $\psi_{j,k}(t)$ 的内积，如公式（5）所示^[13]：

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}t - k), j, k \in Z \quad (5)$$

其中： j 是尺度参数， k 是平移参数。信号 $f(t)$ 的离散小波变换如公式（6）所示：

$$W_j(j, k) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \overline{\psi_{j,k}(t)} dt \quad (6)$$

然而，直接按上述内积定义计算会导致计算量极

大, 尤其对于离散信号而言。基于此, Stéphane Mallat 在多分辨率分析 (MRA) 框架下提出了经典的“金字塔算法”或称“Mallat 算法”, 将上述过程转化为滤波器组的卷积与下采样操作。

在 MRA 框架中, 信号被投影到一系列嵌套的近似空间 V_j 和细节空间 W_j 中。具体实现上, 该过程由一对正交镜像滤波器完成^[13]: 低通滤波器 $h [N]$ 提取信号的近似成分 cA_j , 高通滤波器 $g [N]$ 提取信号的细节成分 cD_j , N 为固定长度的滤波器序列。设原始离散信号为 $cA_0 [n] = f (n)$, 则第 j 层分解过程可表示为:

$$\begin{cases} cA_j[k] = \sum_n h[n-2k]cA_{j-1}[n] \\ cD_j[k] = \sum_n g[n-2k]cA_{j-1}[n] \end{cases} \quad (7)$$

式中, k 为每层系数的下标。

经过 J 层分解后, 信号 $f (n)$ 就可表示成系数集合: $\{cA_j, cD_j, cD_{j-1} \dots cD_1\}$ 。其中, cA_j 对应信号的低频近似分量, cD_j 对应各层高频细节分量。

值得注意的是, 滤波器组 $\{h [N], g [N]\}$ 并非独立存在, 而是与小波分析中的尺度函数 $\varphi (t)$ 和小波函数 $\psi (t)$ 通过二尺度方相联系, 如公式 (8) 所示:

$$\begin{cases} \varphi[t] = \sum_N h_N \varphi(2t - N) \\ \psi[t] = \sum_N g_N \varphi(2t - N) \end{cases} \quad (8)$$

式中, t 连续时间变量, N 为固定长度的滤波器下标。

不同的小波基对应不同的滤波器系数, 这意味着在实际算法实现中, 无需显式构造小波函数, 只需利用对应滤波器系数即可完成信号的分解与重构, 大幅提高了计算效率。

3.1.2 阈值去噪

在小波去噪中, 阈值处理是抑制高频噪声的关键步骤。常用阈值设定方法包括固定阈值法、通用阈值法、启发式阈值法、Minimax 阈值法和 BayesShrink 自适应法^[15]。鉴于本系统基于 STM32 微控制器进行信号处理, 该平台在浮点计算能力、运算速度以及内存资源方面均存在一定限制。为在保证去噪效果的同时有效控制算法复杂度与计算时间, 本文选用了计算量最小、实现稳定可靠的通用阈值法^[16]。其定义如下:

$$\lambda = \sigma \sqrt{2 \ln N} \quad (9)$$

式中, σ 为噪声标准差, N 为信号长度。实际计算中, σ 可通过信号中第一层高频细节系数 D_1 的绝对中位数近似估算:

$$\sigma = \frac{\text{median}(|D_1|)}{0.6745} \quad (10)$$

该方法通过估算信号中的噪声标准差, 并结合信号长度计算阈值大小。其中, 噪声标准差可利用第一层高

频细节系数的绝对中位数近似获得。

3.1.3 小波重构

小波重构是将经过阈值处理的小波系数恢复到时域的过程。根据 Mallat 算法, 重构过程是通过近似分量 cA_j 和经阈值处理后的各层高频细节分量 $c\tilde{D}_j$ 进行上采样与滤波器组的卷积操作实现, 其计算公式如 (11) 所示:

$$\begin{cases} cA_{j-1}[k] \sum_N h'[N] \cdot cA_j \left[\frac{k}{2} - N \right] + g'[N] \cdot \\ cD_j \left[\frac{k}{2} - N \right] \\ \hat{f}[n] = cA_j + \sum_{j=1}^J c\tilde{D}_j \end{cases} \quad (11)$$

式中, $\hat{f} [n]$ 为重构函数, n 为自变量, $h' [N]$ 和 $g' [N]$ 分别为重构滤波器组。经所有层级重构后即可得到去噪后的信号 $\hat{f} [n]$ 。

3.1.4 小波基与分解层数的选择

在小波去噪过程中, 母小波的选择直接影响滤波特性、信号特征保留能力及重构精度。常用小波如 Haar、Daubechies (dbN)、Coiflet、Symlet 等各具特点。

1) Haar 小波:

Haar 小波函数为 A. Haar 提出的一种正交的函数, 该小波具备紧支撑性, 并且在正交的函数系中是属于最简单的一种^[17], 然而, 其在平滑信号和保留细节方面能力有限。

2) dbN 小波:

dbN 最核心的优势是拥有 N 阶消失矩, 这使其能够极其高效地表示信号中的平滑部分, 从而在信号压缩和去噪中产生大量接近于零的小波系数, 从而实现良好的稀疏表示和高效去噪^[18]。

3) symN 小波:

symN 小波是对 db 小波的改进, 具有近似对称性、紧支撑及双正交特性。其波形经过数值优化后能够减少相位失真, 在信号重构时更好地保留原始波形形状。因此, 其主要应用在图像处理、特征提取等对波形保真度要求高的领域^[19]。

4) Coiflet 小波:

Coiflet 小波函数具有紧支撑正交特性和更好的对称性, 但其支撑长度随着阶数增长而显著变长。由于尺度函数也具有消失矩, 其尺度系数与原始信号采样值之间的对应关系更为紧密。

此外, 小波分解层数也会影响频带划分和去噪效果。分解层数过少可能无法充分分离高频噪声, 过多则可能引入低频失真并增加计算负担。

为合理选择小波基函数与分解层数, 以函数 $f(t) = 4 \sin(4000\pi t) + 2.5 \sin(8000\pi t)$ 为例, 为其添加白噪

声，分别采用不同参数组合进行小波去噪仿真。例如，以 db3 小波作为母函数，采用通用阈值进行三层分解并重构，其去噪结果如图 5 所示，具体实验数据如表 1 所示。

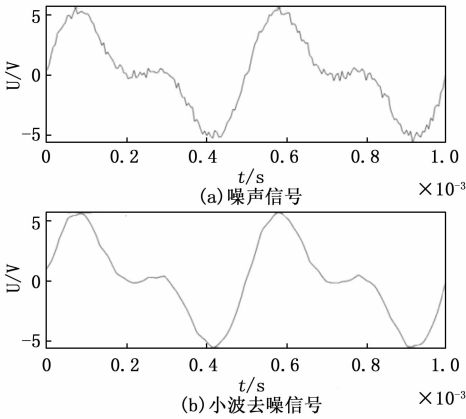


图 5 matlab 仿真结果

表 1 不同条件下的仿真结果

母函数	分解层数	阈值规则	信噪比 /dB	均方根误差	波形相似系数
db3	3	通用阈值	28.116 7	0.017 079	0.999 83
db3	2	通用阈值	27.647 5	0.019 027	0.999 25
db3	3	Minimax 阈值	26.656 9	0.023 902	0.998 92
db3	3	启发式阈值	25.792 2	0.029 168	0.998 68
db2	3	通用阈值	23.413 4	0.050 441	0.997 72
haar	3	通用阈值	14.107 7	0.429 89	0.980 39
Coif2	3	通用阈值	28.359 1	0.016 152	0.999 88
db3	4	通用阈值	15.305 7	0.326 25	0.985 17

通过图 5 和表 1 分析可见 Coif2 和 db3 小波均能够实现较为理想的去噪效果，Coif2 小波在去噪性能上略优于 db3。然而，Coif2 小波的滤波器长度为 12，而 db3 长度为 6，其在信号分解与重构阶段的卷积计算量增加了约一倍。这种计算复杂度的提升在嵌入式平台中会显著增加运算时间和存储量，综合考虑计算复杂度、实时性及精度平衡，本文选用 db3 小波作为母函数，同时，分解层数对小波去噪效果也存在显著影响。实验结果显示，当以 db3 为母函数，分解层数为 3 时去噪后信号的相关指标表现最优；分解层数为 4 时，不仅误差明显增大，还出现了信号失真问题；而层数为 2 时的整体去噪效果不及层数 3。综上，本文确定“db3 小波作为母函数+3 层分解”的组合方案，在完整保留信号特征的基础上，实现高效稳定的实时去噪目标。

3.2 Savitzky-Golay 滤波

Savitzky-Golay 滤波是一种利用滑动窗口进行局部多项式拟合的信号平滑算法。其核心原理是利用局部多项式对信号进行最小二乘拟合^[20]，以窗口中心点的拟

合值替代原始数据点，从而在抑制高频噪声的同时尽可能保留信号局部结构^[21]。其卷积运算形式数学表达式如公式 (12) 所示：

$$\hat{y}[n] = \sum_{k=-\frac{L-1}{2}}^{\frac{L-1}{2}} c_k x(n+k) \quad (12)$$

式中， L 为窗口长度， $\hat{y}[n]$ 表示滤波后的信号值， $x[n+k]$ 为窗口内的原始信号样本， c_k 为预先计算的滤波系数，其值由窗口长度 L 和多项式阶数 M 决定。

因此，SG 滤波的滤波效果主要由窗口长度 L 与多项式阶数 M 决定。较长的窗长 L 可获得更平滑的滤波效果，但可能导致信号失真；较高的多项式阶数 M 能更好地保留局部细节，但会降低抗噪能力。为确定合适的参数组合，本文在小波去噪基础上，对多种 L 与 M 组合进行了 S-G 滤波仿真实验，结果如表 2 所示。

表 2 不同组合的 SG 滤波结果

窗长	阶数	信噪比/dB	均方根误差	波形相似系数
9	1	28.514 3	0.015 585	0.999 85
9	2	29.078	0.013 685	0.999 88
9	3	29.023 4	0.013 861	0.999 88
11	1	26.214 2	0.026 467	0.999 42
11	2	29.858 3	0.011 436	0.999 93
11	3	29.550 6	0.012 276	0.999 92
13	1	23.790 4	0.046 247	0.999 03
13	2	30.728 5	0.009 36	0.999 97
13	3	30.012 8	0.011 037	0.999 96

实验结果表明，当窗口长度为 13、多项式阶数为 2，以及窗口长度为 11、多项式阶数为 2 时，滤波效果均较优。然而，由公式 (12) 可知，在对于每个输出点 n ，需计算从 $k = -(L-1)/2$ 到 $k = (L-1)/2$ 共 L 项的加权和。每项包含一次乘法和一次加法，因此计算复杂度与 L 成正比，即 $O(L)$ 。由此可见，窗口长度 L 越大，计算负担越重。当 L 由 11 增加至 13 时，计算量增加约 18%。综合考虑嵌入式平台的计算资源与实时性需求，本文最终选取 $L=11$ 、 $M=2$ 的参数组合，以在滤波性能与计算效率之间取得平衡。该组合的仿真效果如图 6 所示。

3.3 Goertzel 算法

Goertzel 算法是一种高效的频谱分析方法，专门针对已知目标频率的信号幅值提取而设计。其基本原理是将离散傅里叶变换的计算转化为二阶递推滤波形式，通过对输入信号进行递推即可直接得到指定频率的幅值和相位信息，从而避免对整个频谱的全量计算。这种方式在计算量和存储资源方面相比传统快速傅里叶变换 (FFT) 有显著优势，特别适合采样点数有限且嵌入式资源受限的系统，可显著降低计算负担和资源消耗，提

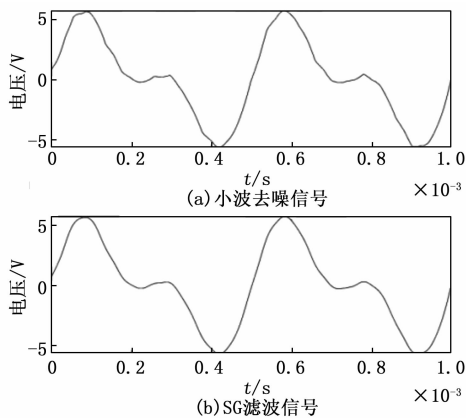


图 6 SG 滤波仿真图

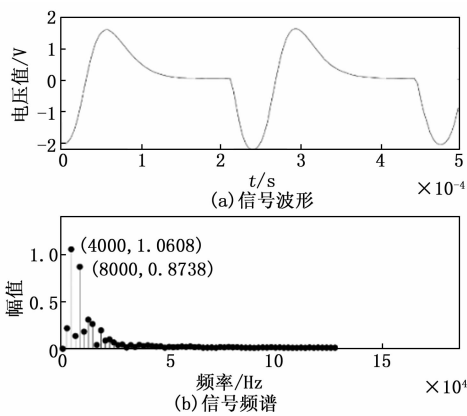


图 7 采样信号波形图与频谱图

高了实时处理能力^[22]。在本系统中,二次谐波信号作为反映电流状态的重要特征,其频率固定且已知,因此采用 Goertzel 算法能够高效、精确地提取该频率成分的能量,实现快速检测。在计算前,系统通过小波变换和 Savitzky-Golay 滤波对采集信号进行去噪处理,有效抑制高频干扰和随机噪声,保证二次谐波幅值提取的准确性。

4 实验验证与结果分析

4.1 传感器信号测试

为验证磁通门电流传感器的基本工作状态与信号传输链路的可靠性,本节从两个方面开展测试。首先,通过观察感应线圈输出的原始电压波形,确认激励电路工作稳定,磁芯处于周期性磁饱和状态,为后续二次谐波信号的提取提供基础条件。其次,依次施加多组被测电流,检查由 STM32F1 采样并经串口传输至 STM32F4 的信号波形,验证系统的数据采集与传输功能。

在通信设计中,STM32F1 与 STM32F4 通过 USART1 接口进行数据交换,波特率设为 115200bps,数据 8 位,停止位 1 位,无校验位。为减轻 CPU 负载并确保数据实时性,串口通信采用 DMA 方式进行传输。测试结果表明,采样数据能够稳定传输与接收,系统信号链通畅、工作状态良好。

如图 7 所示,为一段采样信号的波形图与频谱图。在此基础上,控制单元对采样信号进行初步处理,并通过快速傅里叶变换获取频域特征信息,确保信号中稳定存在二次谐波分量,且幅值随被测电流变化而增长,为后续的仿真测试与性能评估提供了基础支撑。

4.2 信号处理仿真测试

为验证所设计的信号处理算法在实际嵌入式平台上的有效性,本文在主处理单元 STM32F4 上完成了小波去噪和 S-G 滤波的嵌入式实现,并设计了仿真实验对其性能进行评估。实验以信号 $f(t) = 3.5\sin(4000\pi t) + 2\sin(8000\pi t)$ 为例进行实物仿真测试。其结果如表 3

所示。

表 3 实物仿真结果

信号处理方式	信噪比/dB	均方根误差	二次谐波幅值
未处理	21.548 981	0.035 052	2.032 8
小波去噪	25.124 943	0.021 554	2.022 7
小波去噪+SG 滤波	28.224 13	0.010 947	2.017 9

从实验结果可以看出,采用小波变换去噪后,信号的信噪比明显提高,均方误差显著减小,信号的主要结构得到良好保留。在此基础上进一步引入 S-G 平滑滤波,有效抑制了小波重构过程中残留的高频波动,增强了信号的整体平滑性,实测波形与理论模型基本一致,验证了该方法的实际可行性。

4.3 传感器性能测试

为全面评估所设计磁通门电流传感器的关键性能指标,本文搭建了完整的实物测试平台,如图 8 所示。在此基础上,重点对传感器的线性度和抗干扰能力进行了测试与分析。



图 8 实物图

实验采用可调直流电流源,在 -3 A 至 $+3\text{ A}$ 范围内以固定步进方式向被测导体注入电流。实时提取二次谐波幅值,作为传感器输出特征量。通过电脑同步记录传感器采集的各档电流对应的原始幅值、标定电流值及绝对误差,并在相同条件下叠加小信号干扰,测量干扰

下的谐波幅值变化情况。实验结果如表 4 所示。

表 4 传感器性能测试

被测电流大小/A	二次谐波幅值	标定后的电流大小/A	误差/A	加干扰二次谐波幅值
3	1.777 3	2.959 31	0.040 69	1.778 9
2.5	1.512	2.493 189	0.006 811	1.517 7
2	1.236 6	2.009 323	-0.009 323	1.238 1
1.5	0.959 4	1.522 294	-0.022 294	0.960 5
1	0.678 4	1.028 59	-0.028 59	0.679 7
0.5	0.397 3	0.534 71	-0.034 71	0.397 7
0	0.118 9	0.045 572	-0.045 572	0.118 6
-0.5	-0.215	-0.541 076	0.041 076	-0.218 9
-1	-0.496	-1.034 781	0.034 781	-0.499 2
-1.5	-0.776 6	-1.527 783	0.027 783	-0.782 6
-2	-1.057 4	-2.021 136	0.021 136	-1.065 8
-2.5	-1.333 2	-2.505 705	0.005 705	-1.339 2
-3	-1.593 2	-2.962 514	-0.037 486	-1.600 1

测试结果表明，传感器在量程范围内具有良好的线性响应。实验数据经 MATLAB 拟合分析，在未加干扰条件下和在加入小信号干扰后，拟合表达式分别为：

$$\begin{cases} y_1 = 0.569166x + 0.092962 \\ y_2 = 0.571185x + 0.091185 \end{cases} \quad (13)$$

式中， x 为被测电流值， y 为信号二次谐波幅值。通过计算可得，未加干扰测量结果的拟合优度为 0.999 74，线性度误差为 0.769 6%。加入干扰后的拟合优度为 0.999 71，线性度误差为 0.811 3%，实验数据的拟合曲线如图 9 所示，两者斜率和截距几乎一致，拟合优度差距较小，表明干扰信号未对传感器的测量精度造成明显影响，系统在干扰条件下依然保持稳定输出，具有良好的线性响应与抗干扰能力。

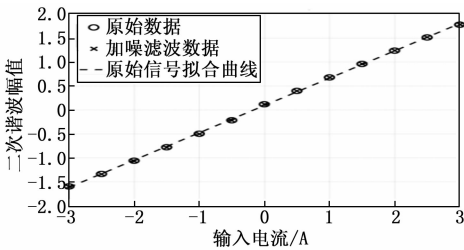


图 9 数据拟合结果

同时，可以注意到表 4 的测量结果中，存在零点漂移现象，且正电流对应的二次谐波幅值整体上略高于负电流。该现象可能源于磁芯磁滞特性的非对称性或系统中存在的微弱磁偏置。在本文所设计的磁通门电流传感器中，磁芯采用 1J85 坡莫合金制成。在理想情况下，其磁化曲线应关于原点对称；然而，实际测量情况下，材料中普遍存在一定的残余磁通密度 (B_r) 与矫顽力 (H_c)，导致磁滞回线中心产生偏移。此外，若线圈绕组存在轻微的不平衡，零磁通工作点将进一步偏离磁滞

回线中心，从而造成输出幅值的不对称。为改善上述问题，未来工作将进一步优化探头线圈结构，并在传感器中增加补偿电路，以减小该非对称效应的影响。

5 结束语

本文围绕高频环境，弱电流条件下的信号检测难题，研发了一套基于嵌入式平台的磁通门电流传感器系统。通过两个微控制器分工协作，系统实现了对感应信号的高精度采集与嵌入式处理，结合小波去噪、S-G 滤波与 Goertzel 算法，实现了特定频率谐波分量的有效提取。

实验结果表明，传感器在 $-3 \sim +3$ A 范围内具有良好的线性特性，拟合度达 0.999 74。即使在干扰条件下，系统仍能保持稳定输出。展示出该方案具备精度高、抗干扰能力强的特点，适用于开关电源等电力电子设备的电流监测场景。未来工作将进一步优化探头线圈结构和核心算法，并在传感器中增加补偿电路，以减小零点漂移和非对称效应的影响。进一步提升传感器的性能与工程适用性。

参考文献：

- [1] 和劭延, 吴春会, 田建君. 电流传感器技术综述 [J]. 电气传动, 2018, 48 (1): 65-75.
- [2] 温 静. 自激振荡宽范围双向饱和磁通门电流传感器 [D]. 天津: 河北工业大学, 2020.
- [3] WEI S, LIAO X, ZHANG H, et al. Recent progress of fluxgate magnetic sensors: Basic research and application [J]. Sensors, 2021, 21 (4): 1500.
- [4] 刘思念. 基于 FPGA 的井中全数字化磁通门传感器的研究 [D]. 成都: 成都理工大学, 2021.
- [5] 马成功, 李丕丁. 基于磁通门传感器的铁磁探测系统设计 [J]. 电子测量技术, 2022, 45 (19): 175-180.
- [6] 周佳琦, 张一鸣, 葛翰林, 等. 基于二次谐波法的磁通门信号处理与分析 [J]. 仪表技术与传感器, 2024 (12): 23-28.
- [7] 杨智杰, 陈国光, 朱宜家, 等. 磁通门信号的数字信号处理方法 [J]. 弹箭与制导学报, 2018, 38 (1): 31-34, 40.
- [8] WANG Z W, SHEN Y, LEI C, et al. Highly-sensitive MEMSmicro-fluxgate magnetometer [J]. IEEE Electron Device Letters, 2022, 43 (8): 1327-1330.
- [9] 李嘉琦. 双量程高带宽磁通门电流传感器研究与设计 [D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2023.
- [10] 王正华. 磁通门测磁传感器的特性分析 [J]. 上海交通大学学报, 1992 (2): 91-98.
- [11] 葛翰林, 张一鸣, 张晨浩, 等. 高温磁通门传感器设计与实现 [J]. 仪表技术与传感器, 2023 (11): 23-28.

(下转第 308 页)