

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514083

非接触式高精度微弱感应电流信息获取*

王耀利^{1,2}, 徐待征^{1,2}, 王志斌², 杨庆东^{1,2}, 张磊^{1,2}

(1. 中北大学电气与控制工程学院 太原 030051; 2. 山西省智能微波光电技术创新中心 太原 030051)

摘要:在工业监测与安全检测领域,微弱电流信号的非接触式高精度(TMR)检测是保障关键设备运行可靠性的核心技术。针对传统检测方法在高频存在的信号失真与噪声干扰以及检测精度过大的难题,研究提出一种基于非接触式的高精度微弱感应电流信息获取与解调测试方法,通过下变频与数字锁相解决桥丝式电雷管等设备的电流监测难题,实现微弱电流的精准测量,研究采用“下变频-滤波处理-数字锁相”对系统进行优化,实现5~200 mA微弱电流的高精度获取。该方案突破传统接触式测量的电磁耦合干扰瓶颈,构建了从物理传感到数字解算的一体化检测体系。研究采用TMR作为前端感应单元,利用其高灵敏度与宽频响应特性,来弥补现有系统在高频段测量的技术难题。信号处理环节通过混频器将不同频段信号统一频率下变频至50 kHz,结合低通滤波与ADC,消除高频噪声干扰;后端利用FPGA实现百万次乘累加数字锁相运算,通过互相关检测原理分离目标信号与背景噪声型。经测试验证:在50 kHz~10 GHz频段范围内,系统检测精度达 $\leq \pm 0.65$ mA,且实时性通过FPGA并行处理得到保障。非接触式检测方案通过传感器物理屏蔽与数字算法协同为电雷管安全监测、工业设备电流计量提供了低成本、高可靠性的技术路径,与广泛应用前景。

关键词:微弱感应电流;TMR;高精度;噪声抑制

中图分类号: TH85+2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.30

Non-contact high-precision acquisition of weak current information

Wang Yaoli^{1,2}, Xu Jizheng^{1,2}, Wang Zhibin², Yang Qingdong^{1,2}, Zhang Lei^{1,2}

(1. School of Electrical and Control Engineering, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. Shanxi Intelligent Microwave Optoelectronic Technology Innovation Center, Taiyuan 030051, China)

Abstract: In the field of industrial monitoring and safety inspection, non-contact high-precision detection of weak current signals is a core technology for ensuring the operational reliability of critical equipment. To address the problems of signal distortion, noise interference at high frequencies, and low detection accuracy in traditional methods, this study proposes a non-contact high-precision acquisition and demodulation method for weak induced currents. By combining down-conversion and digital phase-locked detection, the method solves the current monitoring problem of devices such as bridge-wire electric detonators, enabling precise measurement of weak currents. The system is optimized through a “down-conversion-filtering-digital phase-locking” architecture, achieving high-precision acquisition of weak currents in the range of 5~200 mA. This approach overcomes the bottleneck of electromagnetic interference inherent in traditional contact-based measurements and establishes an integrated system from physical sensing to digital processing. A TMR sensor is used as front-end sensing unit, leveraging its high sensitivity and wide frequency response to address the technical challenges of high-frequency current measurement. In the signal processing stage, multi-band signals are down-converted to 50 kHz using a mixer; low-pass filtering and ADC are then applied to suppress high-frequency noise. At the back end, a digital phase-locked loop based on million-scale multiply-accumulate operations is implemented using an FPGA, which separates target signals from background noise through cross-correlation detection. Experiments results show that in the frequency range of 50 kHz~10 GHz, the system achieves a detection accuracy of $\leq \pm 0.65$, with real-time performance ensured by FPGA parallel processing. This non-contact detection method, through the synergy of sensor shielding and digital algorithms, provides a low-cost and highly reliable technical solution for the safety monitoring of electric detonators and current measurement of industrial equipment, with broad application prospects.

Keywords: weak induced current; TMR; high precision; noise suppression

0 引 言

随着我国科技水平的持续提升,对于现代化高性能精密仪器的需求日益增加,而作为现代化高端精密仪器的代表之一的微弱电流信号检测仪器,对其需求更是呈爆发性的增长。微弱电流信号是指电流幅度非常小的电信号,通常在毫安(mA)或微安(μA)级别,甚至可以达到纳安(nA)或皮安(pA)级别。微弱电流信号检测常见于众多领域,例如:生物医学、电子设备检测、电雷管维护等领域^[1]。

在电雷管安全监测场景中,微弱感应电流的检测面临强电磁干扰与高频信号失真等挑战^[2]。当前国内外检测技术呈现两极分化的特征,美国 TI 公司的 DRV5032 系列隧道磁阻传感器(tunnel magneto resistance sensor, TMR)采用闭环磁通门技术,检测精度达 $\pm 0.1\text{ mA}$,但芯片成本超 50 美元,搭配专用信号调理电路后整体方案成本突破 2 000 美元,且未设计下变频抗噪链路,在 10 GHz 工业电磁环境中误差骤增 3 倍,这样的方案使得成本过高,而国内的研究陷入低成本低精度的困境^[3],中科院微电子所的传感器方案将成本控制在 50 元内,灵敏度 1 mV/V/Oe,5 mA 电流检测误差超过 $\pm 2.5\text{ mA}$,且对方案的优化方向集中于传感器的性能,缺乏传感器-信号链-算法的系统设计,针对上述瓶颈,研究采用基于 TMR 传感器的“下变频-数字锁相^[4-5]”系统级抗干扰方案,填补了国内高频微弱电流检测的技术空白,为强电磁环境下的工业监测提供低成本解决方案^[6-7]。

1 原 理

1.1 非接触式电磁感应电流检测技术优势

微弱电流信号检测常用于各种传感器和探测器中,检测环境参数或事件的变化。因此,高精度以及非接触式信息获取是现代研究的重中之重。现有高精度 TMR 传感器的灵敏度 0.001~200 mV/V/Oe,较巨磁电阻传感器(giant magnetoresistive sensor, GMR)^[8]提升 3~4 倍,且磁滞 $<0.3\text{ Oe}$,优化了传统磁传感器在微弱磁场检测中的非线性问题。对比霍尔传感器^[9-10]与 TMR 传感器,发现霍尔传感器在高频段($>1\text{ MHz}$)灵敏度下降至 1 mV/V/Oe 以下且温漂系数为 0.05%/ $^{\circ}\text{C}$,远高 TMR^[11-12]的 0.01%/ $^{\circ}\text{C}$ 传统模拟锁相放大器的带宽受限($<10\text{ kHz}$)无法满足电雷管高频电磁干扰(如 5 GHz 以上)的检测需求。故研究选用 TMR 传感器与互相关数字锁相的设计突破传统方法的频率限制^[13],并结合 TMR 物理屏蔽与数字锁相算法。系统的技术优势如表 1 所示。

表 1 技术优势对比
Table 1 Comparison of technical advantages

性能参数	霍尔 传感器	GMR 传感器	锁相 放大器	TMR 与 数字锁相
灵敏度/ ($\text{mV}\cdot\text{V}^{-1}\cdot\text{Oe}^{-1}$)	1~10	20~50	—	0.001~200
频率范围	DC-1 MHz	DC-5 MHz	DC-10 kHz	50 kHz~ 10 GHz
检测精度/mA	± 2.5	± 1.2	± 1.0	± 0.65
实时性	高(无算 法延迟)	中(需信 号调理)	低	高(FPGA 并行处理)

1.2 非接触式电磁感应电流检测机理研究

在电雷管中,桥丝的具体位置通常是在电雷管的引爆装置内部。通常位于电雷管的引信部分,连接到电雷管内部的火药或其他感热材料。它通常被放置在一个小的金属外壳内,绝缘材料包裹,以防止短路^[11,13]。因此在不破坏电雷管的装置下难以检测桥丝的实时状态,这会使得电磁感应电流超过安全阈值,引起误引爆、瞎火或威胁到整个装备系统的安全稳定运行,电磁辐射源影响桥丝的过程如图 1 所示。

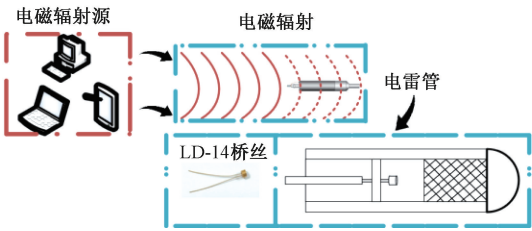


图 1 电磁辐射过程

Fig. 1 Diagram of the electromagnetic radiation process

研究介绍了一种非接触式微弱感应电流测试方法,旨在实时检测电雷管中的桥丝安全裕度,防止电雷管受到复杂的电磁辐射环境影响。

该方法需要调制 TMR 电流传感器与桥丝的位置,提高 TMR 电流传感器微弱电流检测的精度^[14]。

1.3 TMR 传感器测量原理

TMR 传感器是一种基于隧道磁阻效应的磁场传感器,在研究中应用于非接触式微弱电流信号采集,TMR 传感器的基本结构由超薄绝缘层、磁性金属层、电极与基底构成。其中隧道磁阻效应的发生关键核心于超薄绝缘层,这一层是一个非常薄的绝缘层,通常只有几个纳米厚,成分一般是氧化物。在绝缘层的两侧,各有一层磁性金属材料。这些磁性材料可以是铁(Fe)、钴(Co)、镍(Ni)等,通常采用薄膜技术进行沉积,形成薄层。为了施

加电流检测感应电流的变化,在 TMR 传感器的两侧通常还会有电极,最终将所有结构集成在一个基底上,基底提供支持和稳定。传感器结构通常是以铁磁层和绝缘层的交替叠加形成。通常包括上下铁磁层:两层铁磁材料,其中的磁化方向可以是平行或反向。绝缘层:位于 2 个铁磁层之间的薄绝缘层,其厚度通常在几个纳米级别。隧道磁阻结构图如图 2 所示。

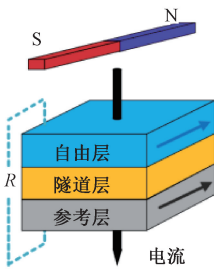


图 2 隧道磁阻结构

Fig. 2 Structure diagram of the tunnel magnetoresistive

传感器的工作原理源于隧道磁阻效应,在强磁场下,远距离粒子通过绝缘层的隧道会受到磁场的影响,导致不同的隧穿电流发生明显的变化。外部磁场的强度和方向会影响薄膜金属层内的电子隧穿,在外部磁场处于平行磁化状态电子隧穿的方式更容易,电阻较低。与之相反处于反平行磁化(即两磁性材料的磁化方向相反)此时,电子隧穿受到的阻碍增大,电阻值增高。外界磁场对隧道磁阻传感器的电阻影响如图 3 所示。

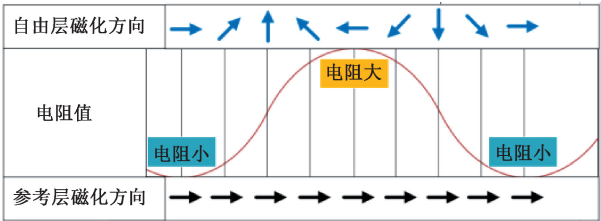


图 3 外界磁场对 TMR 的电阻影响

Fig. 3 Diagram of the influence of external magnetic field on TMR resistance

1.4 隧道磁阻探头检测的最佳位置

由于电雷管系统的桥丝较为敏感,需要较高精度的微弱感应电流技术以及降低环境磁场的影响,故隧道磁阻探头的位置以及对周围磁场的影响成为检测桥丝安全阈值的核心研究技术,因此,先对隧道磁阻探头对周围磁场的影响进行理论分析。

根据电磁理论,假使隧道磁阻传感器探头处于 $B_0 = \mu_0 H$ 的外界磁场环境中,磁阻带来的附加磁场 $B_1 = \mu_0 X_m H$,其中此刻桥丝受到的电磁辐射为环境磁场与磁阻探头之和 $B = B_0 + B_1$,其中 X_m 为磁性材料的磁化率。

对于隧道磁阻探头来说,其非磁性封装与空间磁场隔离设计,显著降低环境电磁干扰的影响。故 X_m 几乎为 0,不会与外界磁场产生磁场耦合或干扰;图 4 将加入隧道磁阻后的磁场与原磁场做比值,更清晰观察隧道磁阻探头对周围磁场的影响,其中横坐标是隧道磁阻的磁场强度的工作范围,即 $0.001 \sim 200 \text{ Oe}$,纵坐标是加入隧道磁阻后产生的磁场和,竖轴是加入隧道磁阻传感器的总场强和与原场强之比,经过对比 B 与 B_0 近似相等。

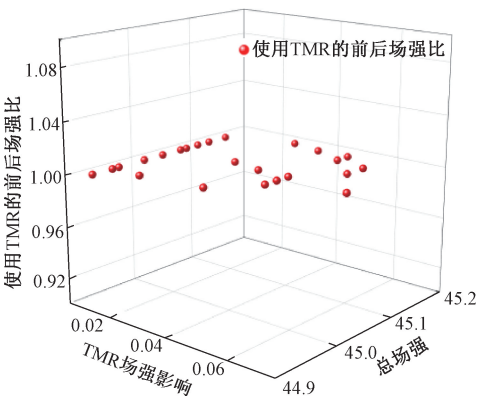


图 4 TMR 对环境磁场的影响

Fig. 4 Influence of TMR on the ambient magnetic field

由图 4 可知,隧道磁阻探头放在磁场中几乎不会对外界磁场进行耦合或干扰,验证了对环境磁场的屏蔽能力。TMR 对环境磁场的影响如图 4 所示。

本研究提出一种非接触式电磁感应电流检测的方法,将隧道磁阻探头靠近桥丝,但并未接触,假设离桥丝的距离为 d ,如图 5 所示,隧道磁阻探头位于桥丝的中垂线距离的 P 点处。

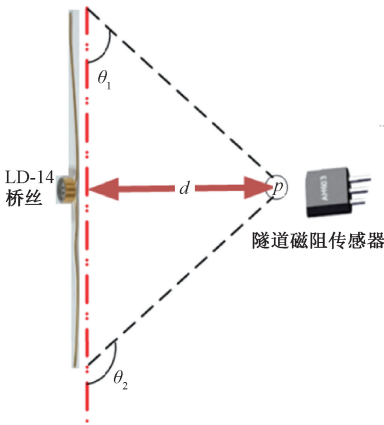


图 5 TMR 与桥丝的位置关系

Fig. 5 Positional relationship between TMR and bridge wire

根据上述结论,为了检测到桥丝上电磁感应电流产生的磁场,需确保隧道磁阻探头的敏感轴方向与桥丝产

生的磁场方向平行,因此保证探头的敏感轴方向需垂直纸面向外/向内^[15]。

桥丝上的感应电流与桥丝本身的材料有关,感应电流的大小如式(1)所示。

$$I = \frac{\varepsilon}{R} = -\frac{1}{R} \frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

其中, R 为桥丝的电阻为, $R=\rho L/S$ 其中 ρ 为桥丝的电阻率,通常桥丝选用镍铬丝,电阻为 $1\ \Omega$ 。根据电磁学理论可知,当桥丝上的电磁感应电流值为 I 时,那么在距离桥丝引脚线的距离为 d 点处磁场强度如式(2)所示。

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) \quad (2)$$

其中, $\mu_0=4\pi\times 10^{-7}\text{N/A}^2$ 。若将探头放在桥丝的中垂线则夹角与距离如式(3)所示。

$$\cos \theta_1 = -\cos \theta_2 = \frac{\sqrt{(L/2)^2 + d^2}}{L/2} \quad (3)$$

可以得到不同间距 d 对应的不同电磁场,由于隧道磁阻探头的磁场工作范围在 $0.001\sim 200\text{Oe}$ 内,而研究的电磁感应电流检测范围在 $5\sim 200\text{mA}$ 内,因此为了避免隧道磁阻探头的磁饱和问题,需保证在探头所在位置的磁场强度 B 应该在 $0.001\sim 200\text{Oe}$ 的工作范围内,由此条件可代入式(3)得: d 需在距离桥丝 $0.3\sim 0.5\text{mm}$ 左右^[15]。与传统的接触式测量方式相比,后者需要通过表笔直接接触桥丝回路,这一过程会不可避免地引入额外的电磁耦合效应,可能对原始信号造成干扰;而本研究采用的非接触式方案,借助磁场感应原理实现电流检测,从根本上避免了测量回路本身成为干扰信号的接收天线,从而显著提升了检测的稳定性与准确性。图6为所提出的非接触隧道磁阻传感器感应微弱桥丝电流信号的最佳位置实物图^[15-16]。

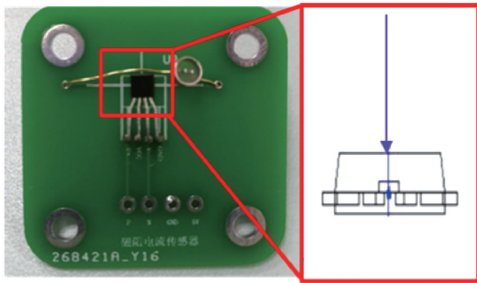


图6 TMR感应电流位置

Fig. 6 Induced current position diagram of TMR

2 系统集成

在高精度非接触式微弱感应电流信息获取的过程中,研究提出了理论电流测量、非接触式微弱信号采集、

高精度乘累加数字锁相和微弱信号精度显示4个部分进行集成组成信号采集系统,针对精度测量,引出桥丝理论电流检测,将信号发生器与桥丝、 $10\ \Omega$ 标准电阻串联组成桥丝回路,因此,桥丝回路中电流与通过 $10\ \Omega$ 标准电阻的电流相等,通过示波器测量 $10\ \Omega$ 标准电阻两端电压 U_R ,得到回路理论电流值 $I = U_R/20$ 。

在以往的微弱电流信息获取的实验中,隧道磁阻传感器采集到的微弱电流信号传输到模数转换采样(analog-to-digital conversion sampling, ADC)进行乘累加数据处理,在调节采集频率的过程中需要计算不同频率的控制字进行乘累加算法,并且在高频区间采集数据的过程中,因为AD信号采集的采样率以及带宽达不到的原因导致信号失真、信息丢失和系统性能下降,信号数字输出无法准确反映实际的模拟信号,如图7为 100MHz 微弱信号感应的输出波形图,可以明显的发现输出波形有很多毛刺,并存在信号失真的趋势,这会影响信号检测的精度。

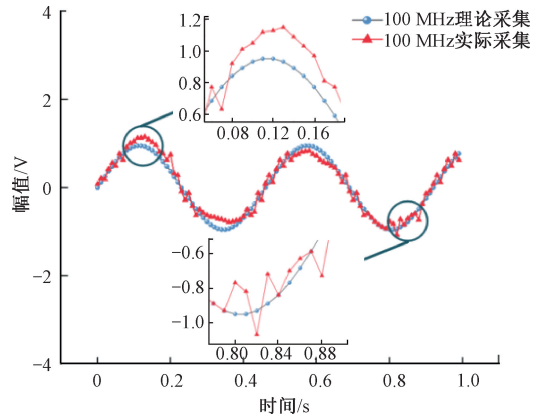


图7 100MHz 微弱信号感应失真

Fig. 7 Distortion of 100MHz weak signal

针对TMR采集到的信号十分微弱且在高频区间存在高频失真与噪声的影响,故在非接触式微弱信号采集阶段,提出了一种高增益且低噪声的放大电路。通过调整反馈电阻的阻值,可以实现对不同频段的适当增益设置,以满足带宽的需求。为了防止高灵敏度噪声影响过大,设计选用灵敏度 50mV/V/Oe 的传感器,当输入 5mA 的微弱信号时,TMR探测信号约 25mv ,故在低频段 500MHz 以下设置反馈输出电阻 $R_f=10\text{k}\Omega$,输入电阻 $R_g=5\text{k}\Omega$ 根据差分放大式增益放大 $A_v=R_f/R_g=2$,而高频段需控制增益以避免信号饱和和抗干扰,选择 $R_f=1\text{k}\Omega$,输入电阻 $R_g=10\text{k}\Omega$,适配高频段ADC的小信号范围^[17]。

并且为了处理高频失真以及噪声的影响,研究采用将采集到的微弱信号与同频的参考信号进行下变频处理,混频器差频原理是信号处理和通信系统中的一个重

要概念,主要用于将高频信号转换为低频信号的过程。

混频器是一种非线性电路,在设计中的功能是将2个输入信号(1个高频信号 f_{RF} 和1个与高频信号相差50 kHz的本振参考信号 f_{LO})进行相乘,并生成多个频率成分。假设被测信号与参考信号分别为:

$$RF = A\sin(2\pi \cdot f_{RF}t) \quad (4)$$

$$LO = B\sin(2\pi \cdot f_{LO}t) \quad (5)$$

当将这两个信号输入到混频器时,混频器会对输入的射频信号 f_{RF} 与局部振荡器信号 f_{LO} 进行乘法操作,其数学表达如式(6)所示。

$$Output = A\sin(2\pi \cdot f_{RF}t) \cdot B\sin(2\pi \cdot f_{LO}t) \quad (6)$$

根据三角函数的乘法法则,输出会包含频率为 $(f_{RF}+f_{LO})$; $|f_{RF}-f_{LO}|$ 的和频信号与差频信号,在系统中为了防止高频信号给系统带来失真的影响,统一将采集的信号频率差频到50 kHz的待测信号进行采集。根据奈奎斯特采样定理,下变频的50 kHz待测信号,对应ADC采样率只需 ≥ 100 kHz即可满足要求。系统采用10位采样率为20 MHz的ADC,满足该条件且有裕量,避免了因采样不足导致的混叠失真,同时降低了对ADC采样率的过高要求,减少高频采样时引入的干扰。

为了提取所需的差频信号,在混频器后通常会加上一个低通滤波器。低通滤波器在研究中用于去除高于50 kHz频率阈值的信号,包括在复杂的电磁环境中,存在的高频干扰信号。针对混频输出的信号通常将 $(f_{RF}+f_{LO})$ 和频成分去除。只有低于该阈值的信号(即差频信号 $|f_{RF}-f_{LO}|$)会被保留有效滤除高频电磁干扰,如手机信号(2.4 GHz)、WiFi(5 GHz)等,确保ADC输入信号的纯净度,提高检测精度,从而实现有效的信号下变频。

在微弱信号测量领域中,普遍面临的问题就是信号幅值较小,极易被外界的噪声干扰,且待测信号的幅值通常远小于噪声的幅值,直接进行测量不易获得准确结果。针对实现高精度的微弱信号采集,研究引出乘累加数字锁相,这项研究是在数字信号处理和通信系统中广泛应用的同步技术。采用了乘法累加运算和锁相技术,精确地跟踪和锁定输入信号的相位及频率。研究结合正交参考信号生成与乘累加数字锁相,输入一个与待测信号相同的参考信号,使其与待测信号相关,便可对噪声中微弱的待测信号进行测量,数字锁相算法^[18]流程图如图8所示。

假设待测信号如式(7)所示。

$$X_m(t) = A\sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi) + n(t) \quad (7)$$

其中, $X_m(t)$ 为含有噪声的待测信号, $n(t)$ 为信号中的噪声, A 为待测信号的幅值, f 为周期信号的频率, φ 为待测周期信号的初始相位。设置两路正交的参考信号为:

$$Y_s(t) = B\sin(2\pi \cdot f_c \cdot t + \varphi_c) \quad (8)$$

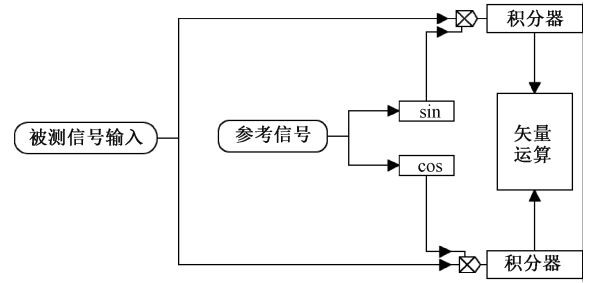


图8 数字锁相算法流程

Fig. 8 Flow chart of the digital lock-in algorithm

$$Y_c(t) = B\cos(2\pi \cdot f_c \cdot t + \varphi_c) \quad (9)$$

其中, B 为参考信号的幅值, f_c 为参考信号的频率, φ_c 为正交参考信号的初始相位,将 $X_m(t)$ 与两路参考信号 $Y_s(t)$ 和 $Y_c(t)$ 相乘可得:

$$R_{xs}(t) = \frac{AB}{2} \{ \cos[2\pi(f-f_c)t + (\varphi - \varphi_c)] - \cos[2\pi(f+f_c)t + (\varphi + \varphi_c)] \} + n(t)Y_s \quad (10)$$

$$R_{xc}(t) = \frac{AB}{2} \{ \sin[2\pi(f-f_c)t + (\varphi - \varphi_c)] - \sin[2\pi(f+f_c)t + (\varphi + \varphi_c)] \} + n(t)Y_c \quad (11)$$

当被测信号中的周期性信号与参考信号经过乘法运算后,对原始信号进行了频谱搬移,因此当基准信号与待测信号的频率相同时即 $f=f_c$,可以从式(10)和(11)中得到待测信号的幅度和相位信息。因此对式(10)和(11)的关键是消除项中干扰以及高频分量,并获得第1项中待测信号的幅值和相位。对式(10)和(11)进行积分如式(12)和(13)所示。

$$V(t) = \frac{AB}{2} \cos(\Delta\varphi) + \frac{1}{t} \int_0^t n(t)R_{xs}(t)dt - \frac{AB}{2t} \int_0^t \cos[2\pi(f+f_c)t + \varphi + \varphi_c]dt \quad (12)$$

$$W(t) = \frac{AB}{2} \cos(\Delta\varphi) + \frac{1}{t} \int_0^t n(t)R_{xc}(t)dt - \frac{AB}{2t} \int_0^t \sin[2\pi(f+f_c)t + \varphi + \varphi_c]dt \quad (13)$$

其中, $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_c$,由互相关检测原理可知,参考信号与待测信号中的噪声不具有相关性,故噪声会在多次积分后被消除,同时,式(12)和(13)中的二次谐波也会随着积分时间的延长而消除。令 $\varphi_c = 0$,再经过一定的积分时间和积分次数之后,原式可化简为:

$$V(t) = \frac{AB}{2} \cos(\varphi) \quad (14)$$

$$W(t) = \frac{AB}{2} \sin(\varphi) \quad (15)$$

经计算可得出待测信号中周期性信号的幅值 A 与相位 φ 如式(16)和(17)所示。

$$A = \frac{2}{B} \sqrt{V(t)^2 + W(t)^2} \quad (16)$$

$$\varphi = \arctan \left[\frac{I(t)}{Q(t)} \right] \quad (17)$$

频率控制字是数字信号处理中一个重要的参数,它直接影响系统生成的信号频率,通过调整频率控制字,用户可以灵活地产生不同频率的信号,适应多种应用需求。针对系统在 50 kHz~200 MHz 的频率区间,采集不同频段的微弱信号经过下变频与低频滤波对信号进行处理,统一输出 50 kHz 的微弱信号到编程门阵列(field-programmable gate array, FPGA)数据处理系统进行乘累加运算,由上文可知在锁相的过程中,对生成的参考信号要求与被测信号同频即 50 kHz,因此采用频率控制字用于控制输出信号的频率如式(18)所示。

$$f = \frac{FCW}{2^N \cdot T} \quad (18)$$

其中,FCW 是频率控制字, N 是控制字的位宽, T 是时钟频率,根据式(18)将频率与位宽数值代入,求解得到 50 kHz 的频率控制字为 1 073 600,频率控制字确定了相位累加器的增量,每个时钟周期累加这个增量,从而在研究中生成周期性的正弦,余弦波形^[18]。

为了更加清晰的数据处理、监控和控制实时采集的电流,系统在准备阶段以及计算精度阶段采用了上位机实现对实时采集的中心二倍频数据进行函数拟合,解算实时的微弱感应电流值,并与理论电流值做差,显示每一次数据采集的精度。在数据采集的初始阶段需要对 USB 串口进行数据回环测试,并将编写好的固件烧写到设备中,在完成调试工作之后设置乘累加次数,以及步进有效地提取微弱信号与参考信号之间的相位关系,上位机调试过程如图 9 所示。

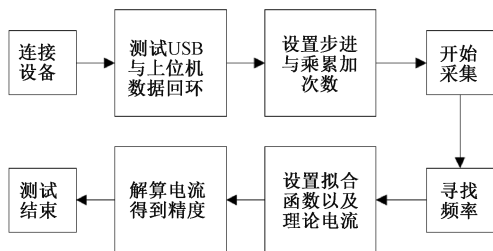


图9 上位机调试流程

Fig. 9 Debugging flowchart of the upper computer

在 FPGA 对隧道磁阻芯片输出的信号进行频率跟踪时,上位机首先要设置频率控制字的初始值,为了更加明显显示找到对应频率的过程,通常在上位机上输入小于对应频率控制字的数据,通过扫频模块对上位机下发的频率区间内步进扫频得到隧道磁阻传感器的

感应电流频率。将此时的频率控制字输出,在这个过程中,隧道磁阻传感器输出的电压信号通过 A/D 转换采集到 FPGA 内部,FPGA 会产生与采集信号频率相匹配的正交参考信号,然后进行数字锁相运算。最后,FPGA 将运算结果传输至上位机中进行解算。通过不断的迭代,可以找到输入信号的最大值,而此时最大值及最大值所对应的频率即为隧道磁阻传感器输出的电压信号和信号频率。图 10 为 10 MHz 微弱信号采集的扫频与锁相过程图。

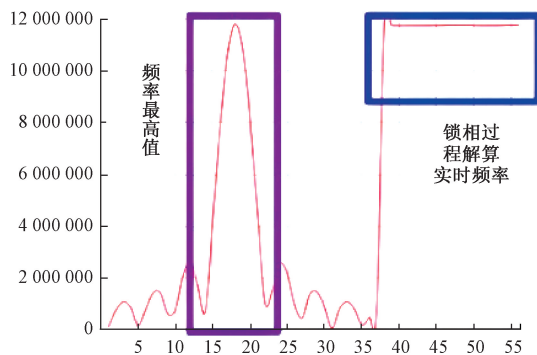


图 10 扫频与锁相过程

Fig. 10 Diagram of frequency sweep and phase-locked process

通过建立隧道磁阻值—感应电流而者的数学关系模型,研究显示二者关系呈线性关系变化即 $y=kx+b$ 的函数关系,故在上位机系统通过设置相关函数的斜率 k 与截距 b 可以将 fpga 处理的中心二倍频数据解算出对应的实时电流,对比解算电流与理论电流 I ,得到精度 $Accuracy = I_0 - I$ 。

3 实验与讨论

3.1 测试系统

基于 TMR 微弱电流信息获取调制解算方法测试系统如图 11 所示。实验采用江苏多维科技有限公司制造的高效线性磁场传感器 TMR2503 芯片,其线性范围 $\pm 40 \sim \pm 500$ Gs,结合 5~200 mA 电流检测需求,设计中预留 30% 余量以应对磁场波动,满足微弱电流检测的精度要求,通过测量芯片两段的差分输出电压来获取测量电流值,并经过差分放大电路进行非接触式监测,通过 RIGOL DP832 直流电源提供 8.4 V;5 V 直流电压至微弱信号监测电路与数据处理电路,提供 ± 5 V 交流电压至混频滤波系统,而被测信号以及本振信号由 RIGOL DG922PRO 函数信号发生器产生,实测电流由 RIGOL DS1104 示波器对 LD-14 与电阻并联回路进行测量,最后将处理的信号传输到上位机进行结算与验证。

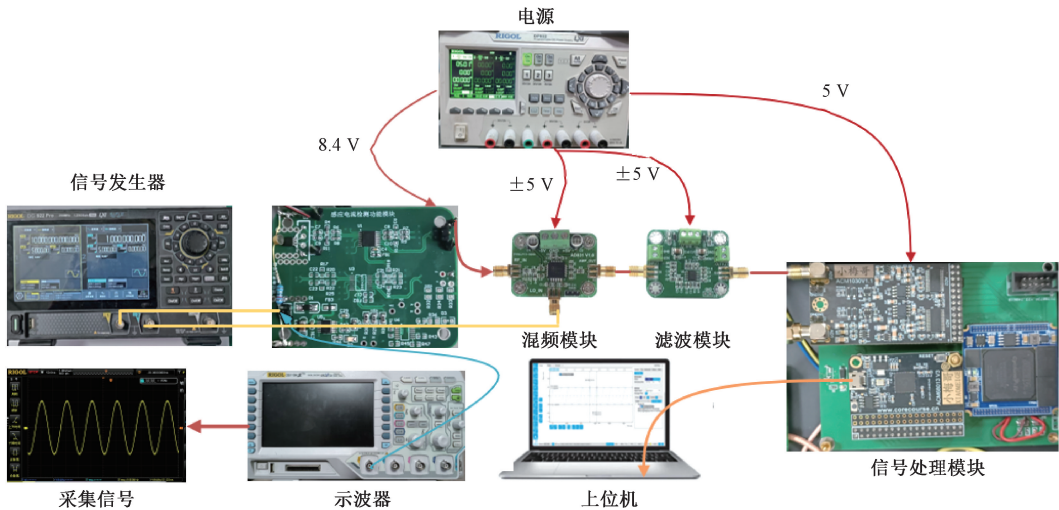


图 11 基于 TMR 微弱电流信息获取调制解算方法测试系统

Fig. 11 Test system diagram for TMR-based weak current modulation and demodulation

在系统设计阶段,为从源头最大限度减少外界环境中各类电磁干扰对检测精度的影响,研究进行了多维度的抗干扰设计与集成优化。具体而言,将微弱电流感应模块、混频滤波模块、信号处理模块,以及核心控制板与数据传输模块进行高度集成化布局,通过缩短模块间的信号传输路径,降低信号在传输过程中受外界干扰的概率。

在此基础上,针对样机的电磁屏蔽性能进行了专项设计:采用铁镍合金金属外壳对整个检测模块进行全包裹式封装,这种材质具有优异的磁屏蔽特性,能有效阻隔外部电磁场的侵入;同时,在外壳的所有接缝处均嵌入导电橡胶条进行密封处理,确保外壳形成一个完整、连续的

导电屏蔽体,避免因接缝处的信号泄漏或外部干扰渗入而降低屏蔽效果,确保电磁屏蔽效能 ≥ 30 dB。金属外壳对电磁辐射的抑制作用主要源于电磁感应效应:当外界电磁波(尤其是频率高达 10 GHz 的高频电磁辐射)遇到金属外壳时,会在金属表面激励产生感应电流,这些感应电流会随之形成与入射电磁波方向相反的反向电磁场,通过电磁场的相互抵消作用,大幅削弱穿透外壳的电磁辐射强度,从而显著降低内部 TMR 传感器接收到的干扰场强,为微弱桥丝电流信号的精准检测提供稳定的电磁环境。图 12 为采用该抗干扰设计的样机实物图,直观展示了其结构布局与屏蔽封装细节。

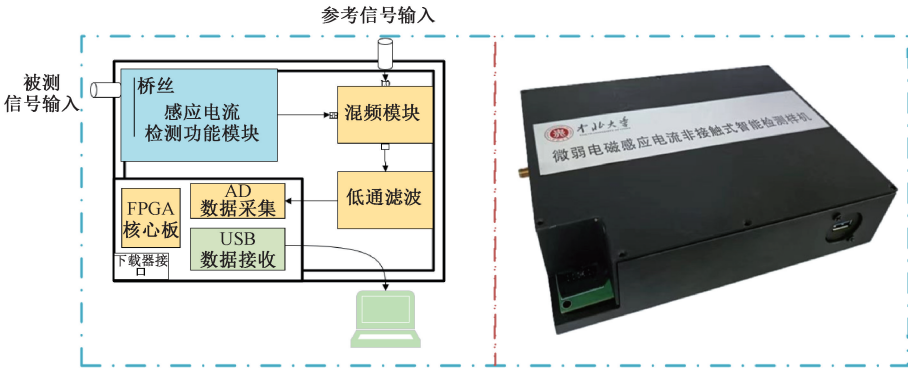


图 12 样机设计与实物

Fig. 12 Prototype design and physical model

3.2 测试步骤及结果

为了验证系统的性能,搭建系统的实验平台如图 13 所示,并在温度 (temperature) 23.2℃,相对湿度 (relative humidity) 61% 的光电计量室进行实验。

在不使用研究提出的微弱感应电流信号方法,测量

实测电流通过示波器测量桥丝与 10 Ω 标准电阻串联组成桥丝回路,桥丝回路中电流与通过 10 Ω 标准电阻的电流相等,通过示波器测量 10 Ω 标准电阻两端电压 U_R ,得到回路实测电流 $I = U_R / 20$ 。如图 14、15 是 10 MHz 与 200 MHz 频率下理论电流值与实测电流值对比图。



图 13 实验平台

Fig. 13 Diagram of the experimental platform

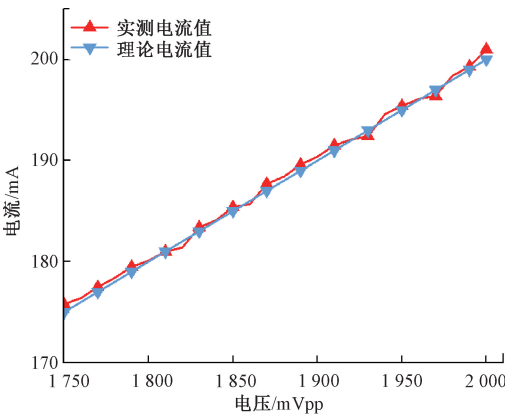


图 14 10 MHz 电流对比

Fig. 14 Comparison of 10 MHz current

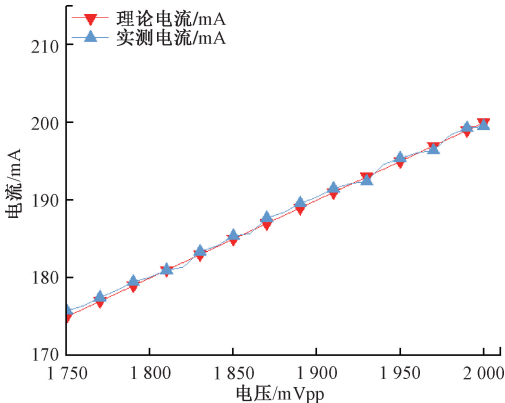


图 15 200 MHz 电流对比

Fig. 15 Comparison of 200 MHz current

在实验过程中,由于需要采集的数据量庞大,且各项误差往往体现在微观层面,难以通过整体曲线直观呈现,因此为了更清晰地展现不同频段下的误差特征,研究特意提取了拟合曲线中 175~202 mA 区间的曲线段进行细致分析。可以明显的发现不采用解算方法与测试系统,得到的实测电流普遍存在 1.5~2 mA 的误差,并且需要

表笔实时检测桥丝回路,改变了测量环境变量,对微弱信号检测有较大的影响。

根据前文提到的电磁感应原理,隧道磁阻探头可感应到桥丝脚线上的电流产生的磁场,并输出相应的差分电压,通过与参考信号接到混频器与本振信号进行运算,下变频至 50 kHz 频率的待测信号,再通过低通滤波器去除上变频信号与噪声,后接入 ADC 中进行模数转换,经过数字锁相锁相之后得到乘累加结果 A_0 ,最终建立 A_0-I_0 之间的数学关系模型,如图 16、17 是 10 与 200 MHz 频率下 A_0-I_0 的拟合曲线,由于经过数据处理得到的中心二倍频数据较大并且随着电流的均匀增加乘累加结果以 30 万~50 万呈梯度增长,故为保证高精度系统采用不同频段分段拟合的方法。

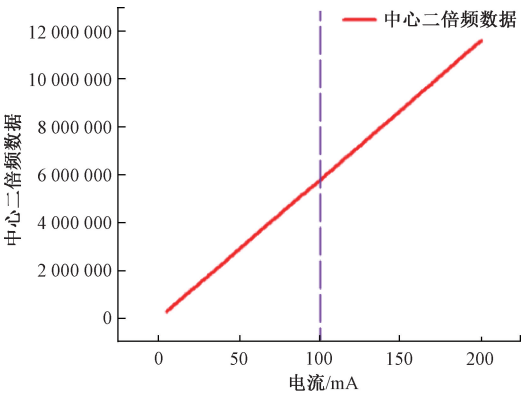


图 16 10 MHz 频率的拟合曲线

Fig. 16 Fitting curves at 10 MHz frequencies

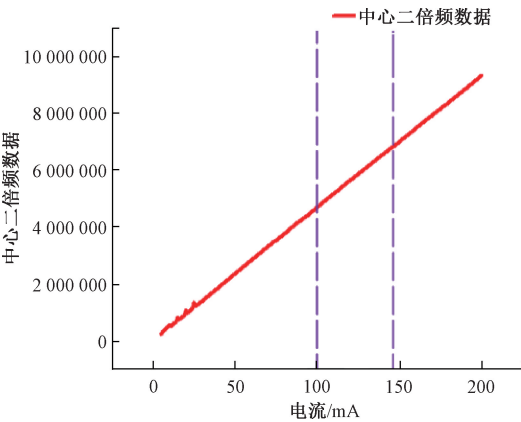


图 17 200 MHz 频率的拟合曲线

Fig. 17 Fitting curves for 200 MHz frequencies

图 16 为 10 MHz 频率的拟合曲线,为了保证数据的准确性,可将函数分为 0~100 mA 与 100~200 mA 区段并建立数学模型分别为 0~100 mA 区段 $Y=0.000\ 017\ 321\ 34X+0.000\ 172$; 100~200 mA 区段 $Y=0.000\ 017\ 140\ 82\ X+0.6$ 。

同理在 200 MHz 频率下经过实验验证,曲线图如图 17。在 0~100 mA 的区段 $Y=0.000\ 021\ 269\ 27X-0.000\ 13$;100~145 mA 区段 $Y=0.000\ 021\ 359\ 65X$;145~200 mA 区段 $Y=0.000\ 021\ 359\ 65X-0.5$ 。

得到解算后的 A_0-I_0 数学关系,将对应的斜率,截距与理论电流输入到上位机系统,得到精度 $Accuracy=I_0-I$ 并记录,验证电流测量精度是否满足 ± 0.65 mA。为得到更高精度的测量效果,研究将采集到的数据进行 160 万次乘累加运算,相较于 64 万运算,这样的选择提高系统信噪比,从而显著提升检测精度,图 18 为同频不同运算次数检测的误差图,系统误差通过积分次数的增加得到了明显降低。

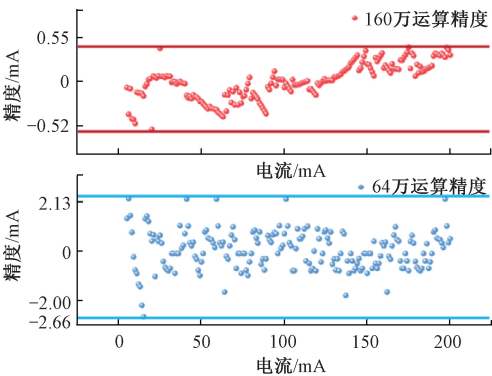


图 18 不同积分次数精度图

Fig. 18 Accuracy chart for different integration counts

在计算实时精度前首先进行数据回环实验保证 USB 的正常工作,并将测试频率对应的频率控制字以及乘累加算法次数输入参数初始值的对应部分进行初始化后下发数据,上位机会将对应的初始值转换为十六进制数据至下位机进行运算,并将数据回环到上位机,采集数据之后通过扫频;锁相以及更改参数重复锁相的过程将解算得到的实时电流值与电流真值做差,且显示为精度。如图 19 为上位机工作模块介绍。

初始化系统后对 10、200 MHz 的精度进行记录,并与不采用解算调试方法的接触式测量电流进行对比实验,实验发现采用解算调制的微弱信号检测采集到的精度更高,并且误差更为集中,如图 20 为 10 和 200 MHz 实时检测到的精度散点对比图。

为了验证更高频段下系统的工作状态,采用信号发生器调频分别抽取:10 MHz、200 MHz、500 MHz、1 GHz、5 GHz、10 GHz 按序完成上文测试进行监测,结果如表 2 与图 21 所示。

3.3 误差分析

通过采用研究提出的方案对 10 MHz、200 MHz、500 MHz、1 GHz、5 GHz、10 GHz 频率下微弱信号采集精

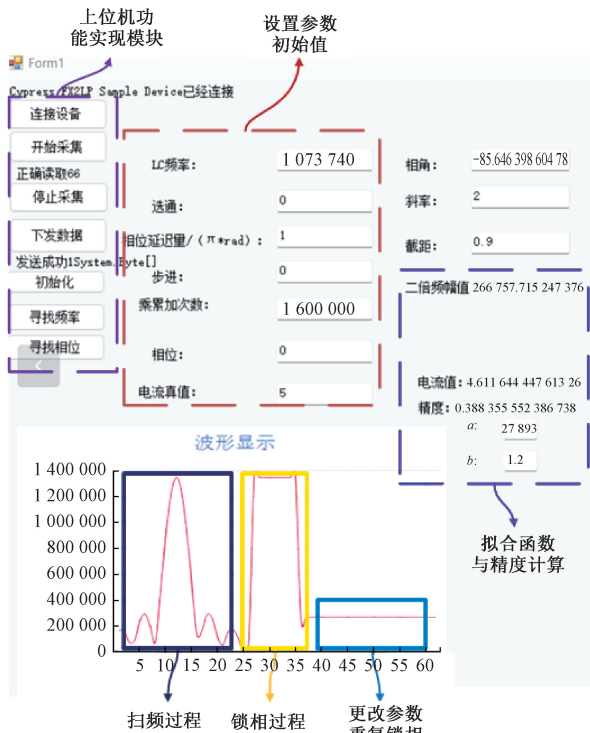


图 19 上位机工作模块

Fig. 19 Diagram of the working module of the upper computer

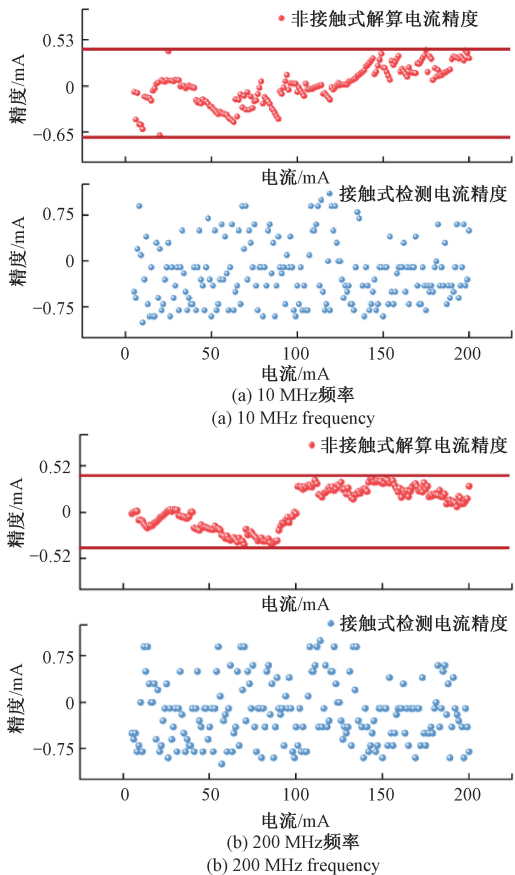


图 20 精度散点图

Fig. 20 Precision scatter plot

表 2 多频精度对比

Table 2 Comparison of multi-frequency precision (mA)

频率	实测精度	解算精度
10 MHz	-1.03~1.07	-0.65~0.53
200 MHz	-1.10~0.97	-0.52~0.52
500 MHz	-1.18~0.99	-0.59~0.56
1 GHz	-1.29~1.37	-0.53~0.52
5 GHz	-1.55~1.44	-0.63~0.57
10 GHz	-1.73~1.24	-0.61~0.65

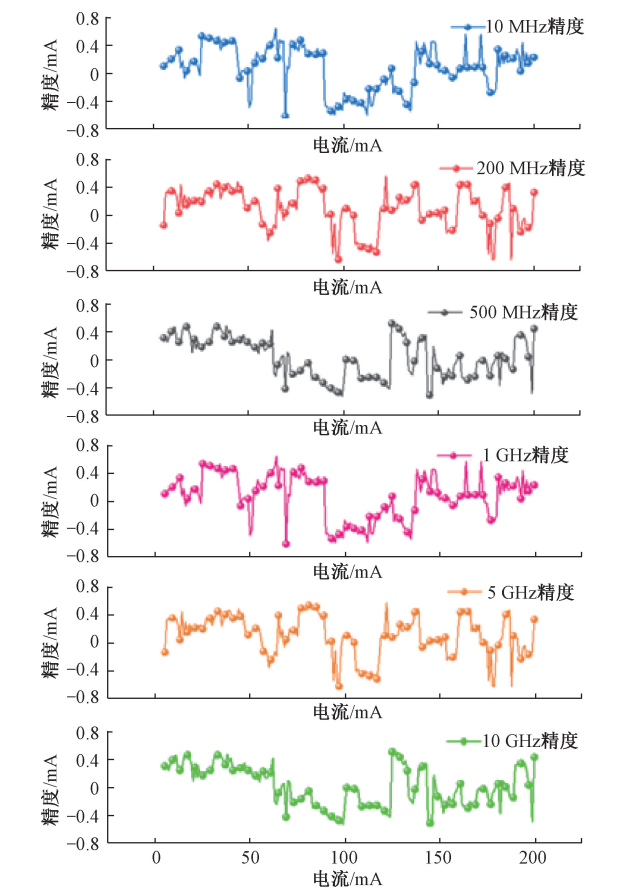


图 21 多频精度拟合图

Fig. 21 Multi-frequency precision fitting diagram

度的统计可以观察到,精度在-0.65~0.65 mA 区间内对比原采集方法得到的精度-1.73~1.44 mA 研究提出的系统得到明显的稳定性以及精确性,但仍存在较明显的误差。

对于误差一部分原因为在控制 TMR 与桥丝的稳定位置存在探头位置偏移,探头与桥丝的距离 d 需严格控制在 0.3~0.5 mm 如式(3)所示,但机械振动或手动调节可能导致 d 波动,会影响探测精度,故设计在固定好距

离后用胶层固定桥丝与隧道磁阻传感器,若胶层厚度不均匀(如局部堆积),可能导致 TMR 探头敏感轴与桥丝磁场方向不平行引入角度误差 θ ,此时实际检测磁场为 $B_1 = B \cos \theta$ 。当 $\theta = 30^\circ$ 时, B 实测减小 13.4%,对应电流误差约 $\pm 13.4\%$ 。另一部分,设计采用 10 位 ADC 对模拟信号进行数字化,其量化步长如式(19)所示。

$$\Delta V = V_{ref}/2^N = \frac{5}{1\,024} \approx 4.88\text{ mV}$$

(19)

其中, V_{ref} 为 ADC 参考电压 5 V; N 为位数,而量化误差为量化步长的一半即 $\pm 2.44\text{ mV}$,而电流误差 ΔI 如式(20)所示。

$$\Delta I = \frac{\text{量化误差}}{k}$$

(20)

其中, k 为传感器的灵敏度,即单位电流对应的电压输出, $k = 25\text{ mV}/5\text{ mA} = 5\text{ mV}/\text{mA}$,代入式(20)计算电流误差为 0.488 mA,为系统的主要误差来源。

4 结 论

本研究提出了一种高精度非接触式调制解调测试方法,目的在于减少在使用 TMR 电流传感器测量微弱信号时受到磁阻元件、电路和环境杂散磁场的电磁辐射影响。调制解调测试方法不同于超灵敏磁测量中常用的磁通调制方法,它将电流转换成磁场,使磁通阻值发生变化,并在混频滤波模块对信号进行调制。研究针对 TMR 电流传感器原理以及隧道磁阻工作对场强影响与隧道词组理想检测位置进行了理论分析,并建立了电流-电压-中心二倍频关系的数学模型,研制了高精度非接触式微弱电流信号获取系统。实验结果表明 TMR 电流传感器的噪声特性和精度都得到了改善。在无屏蔽磁环境下,采用调制解调测试方法将传感器的检测阈值从 120 mA 提升到 200 mA,微弱信号采集频率可以达到 10 GHz,并在此基础上做到更精准,控制误差在 $\pm 0.65\text{ mA}$ 。

参考文献

[1] ZHU X W, LI M X, ZHANG Y F. A weak current detection circuit with LDO for electrochemical sensors[J]. Microelectronics Journal, 2023, 140:105925.

[2] 孙斌,叶双菊,吕喜瑞. 宽量程高精度电磁式电导率检测方法研究[J]. 电子测量与仪器学报,2025,39(2): 1-10.

SUN B, YE SH J, LYU X R. Research on a wide-range and high-precision electromagnetic conductivity detection method[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(2):1-10.

- [3] 李硕,江晟. 基于 FPGA 的数字锁相放大器设计与实现[J]. 计量与测试技术,2025,51(1):83-85,89.
LI SH, JIANG SH. Design and implementation of digital lock-in amplifier based on FPGA [J]. Metrology & Measurement Technology, 2025, 51(1):83-85,89.
- [4] 花一鸣,吴帅,张军,等. 非侵入式差频电解质溶液电导率测量系统[J]. 电子测量与仪器学报,2025,39(2):231-239.
HUA Y M, WU SH, ZHANG J, et al. Non-intrusive difference frequency electrolyte solution conductivity measurement system[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(2):231-239.
- [5] 谢子成,郑隆浩,邹涌,等. 非线性超声短脉冲信号检测方法研究与实现[J]. 电子测量与仪器学报,2025,39(2):193-204.
XIE Z CH, ZHENG L H, ZOU Y, et al. Research and implementation of nonlinear ultrasonic short pulse signal detection method[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(2):193-204.
- [6] TAN X Y, LI W Y, QIAN G CH, et al. Design of a fluxgate weak current sensor with anti-low frequency interference ability[J]. Energies, 2022, 15(22):8489.
- [7] CHEN K L, LIU K CH, CHAO CH P. UAV-based environmental magnetic field measurement method using a TMR sensor[J]. IEEE Sensors Journal, 2024,24(10):16972-16983.
- [8] BEHERA B, BOROLE U P, KHAN J, et al. Fabrication of industrial grade GMR multilayer magnetic sensors for non-recording applications[J]. Microelectronic Engineering, 2025, 298:112311.
- [9] 王兰雨,陈红梅,张昊哲. 适用于霍尔电流传感器的温漂补偿电路设计[J]. 电子测量与仪器学报,2023,37(9):8-15.
WANG L Y, CHEN H M, ZHANG H ZH. Design of temperature drift compensation circuit for hall current sensor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(9):8-15.
- [10] 韦采亿,陈文光,王重洁,等. 大量程霍尔电流传感器带宽检测方法研究[J]. 电子测量技术,2023,46(24):61-67.
WEI C Y, CHEN W G, WANG CH J, et al. Research on bandwidth detection method for large-range hall current sensors[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(24):61-67.
- [11] BI R, CHEN R Y, WU SH L, et al. A high-sensitivity, low-noise, and low-hysteresis tunneling magnetoresistance sensor based on structural optimization of magnetic tunnel junctions[J]. Sensors, 2025, 25(6):1730.
- [12] ZHOU Z T, YAN SH H, ZHAO W SH, et al. Research progress of tunneling magnetoresistance sensor [J]. Acta Physica Sinica, 2022, 71(5):20211883.
- [13] WANG SH P, HUANG H CH, YANG Y, et al. A modulation method for tunnel magnetoresistance current sensors noise suppression [J]. Micromachines, 2024, 15(3):360.
- [14] AN ZH G, ZHANG L, WANG ZH, et al. High-precision, self-powered current online monitoring system based on tmr sensors array for distribution networks[J]. Sensors, 2025, 25(5):1473.
- [15] 黄晓龙. 基于隧道磁阻效应的高频电磁感应电流检测技术研究[D]. 太原:中北大学,2021.
HUANG X L. Research on high-frequency electromagnetic induction current detection technology based on tunnel magnetoresistance effect [D]. Taiyuan: North University of China, 2021.
- [16] 黄晓龙,张鹏,王耀利. 桥丝式火工品安全感应电流测量方法研究[J]. 国外电子测量技术,2021,40(1):5-8.
HUANG X L, ZHANG P, WANG Y L. Research on safety induction current measurement method for bridge wire initiating explosive device [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40(1):5-8.
- [17] 侯秀林,张永乐,张锴. 一种高精度电流测量电路的设计与应用[J]. 电子测量技术,2022,45(9):25-30.
HOU X L, ZHANG Y L, ZHANG K. Design and application of a high-precision current measurement circuit[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(9):25-30.
- [18] 张鹏,黄晓龙,王耀利. 基于锁相技术的感应电流检测方法研究[J]. 电子测量技术,2021,44(2):154-158.

ZHANG P, HUANG X L, WANG Y L. Research on induced current detection method based on phase-locked technology [J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(2):154-158.

作者简介



E-mail:20210014@nuc.edu.cn

Wang YaoLi (Corresponding author) received his B.Sc., M.Sc., and Ph.D. degrees all from North University of China in 2011, 2013 and 2016, respectively. He is currently an associate professor at the School of Electrical and Control Engineering, North University of China. His research interests include photoelectric detection, spectral (polarization) imaging, and photoelectric information acquisition based on compressive sensing.



徐倚征,2022 年于沈阳理工大学获得学士学位,现为中北大学硕士研究生,主要研究方向为:微弱电流信号检测。
E-mail:3342672941@qq.com

Xu Jizheng received his B. Sc. degree from Shenyang Ligong University in 2022. He is currently a master's graduate student at North University of China. His main research interest is weak current signal detection.



王志斌,分别于 1988 年,1999 年于北京师范大学获得学士、硕士学位,现为中北大学物理系副主任,教授。主要研究方向:测试计量技术及仪器等领域。
E-mail:wangzhibin@nuc.edu.cn

Wang Zhibin received his B. Sc. and M. Sc. degrees from the Department of Physics, Beijing Normal University in 1988 and 1999, respectively. He is currently a professor and the deputy director of the Department of Physics at North University of China. His research interests include measurement and testing technology, and instrumentation.