

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413526

# 岩矿石标本宽频带电性参数快速测量方法研究\*

付国红, 雷泽宁, 程 辉, 刘阳阳

(湖南科技大学深海深地矿产资源开发技术与装备教育部工程研究中心 湘潭 411201)

**摘要:** 岩矿石标本电性特征的研究是地球物理勘探中一项重要的基础性工作, 针对变频法测量岩矿石标本电性参数存在效率低、抗干扰能力较差等问题, 提出基于逆重复  $m$  序列的岩矿石标本宽频带电性参数测量方法并设计了测量系统。系统采用编码恒流信号激励的方式, 利用编码信号源的频点分布特性和多频点数据处理手段, 实现发送一组编码矩形波电流便可获得岩矿石标本多个频点响应信息的高效测量。介绍了逆重复  $m$  序列的信号特征, 给出了多频点阻抗测量算法流程; 通过理论与仿真相结合的方式研究了影响 Howland 压控电流源性能的重要因素; 明晰了实验条件下导致高频段阻抗测量误差的主要因素并给出了校准方案; 最后, 搭建了测量系统并使用本系统与苏黎世 MFIA 阻抗分析仪进行了阻抗测量对比实验, 结果表明: 使用 5 阶信号时, 测量效率相对变频法提高 2.3 倍, 通过调整信号编码参数可实现不同频点密度的测量工作; 系统测量频率范围覆盖 1 mHz ~ 100 kHz, 阻容模型阻抗模值测量误差最大约为 0.5%, 相位误差最大为 23 mrad; 校准前后结果对比表明了校准方案在高频段测量的有效性。该系统能够实现宽频阻抗谱快速准确测量, 为岩矿石标本电性参数测量提供了一种宽频带快速测量方法与技术支持, 具有一定的理论研究意义与工程应用价值。

**关键词:** 岩矿石标本; 宽频带; 电性参数; 快速测量; 逆重复  $m$  序列; Howland 电流源

**中图分类号:** TH763.1 TM934.73 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.40 510.4010

## Rapid measurement method of broadband electrical parameters of rock and mineral specimens

Fu Guohong, Lei Zening, Cheng Hui, Liu Yangyang

(Engineering Research Center of Mineral Resources Development Technology and Equipment for Deep Sea and Deep Earth, Ministry of Education, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201, China)

**Abstract:** Research on the electrical characteristics of rock and ore specimens is a fundamental aspect of geophysical exploration. Aiming at the problems of low efficiency and poor anti-interference ability in the measurement of electrical parameters of rock and ore specimens by frequency conversion method, a method for measuring the broadband electrical parameters of rock and ore specimens based on invert-repeated  $m$ -pseudo random binary sequence (IRmPRBS) is proposed and the corresponding measurement system is designed. The system adopts the method of coded constant current signal excitation, and uses the frequency distribution characteristics of the coded signal source along with the multi-frequency data processing method. By transmitting a set of coded rectangular wave currents, it efficiently measures the response information at multiple frequency points of rock and ore specimens. This paper introduces the signal characteristics of the inverse-repetitive  $m$ -sequence and presents the workflow of the multi-frequency impedance measurement algorithm. Additionally, it investigates the key factors affecting the performance of the Howland voltage-controlled current source through both theoretical analysis and simulation. The main sources of high-frequency impedance measurement errors under experimental conditions are clarified and the calibration scheme is given. Finally, the measurement system is built and the impedance measurement comparison experiment is carried out with the Zurich MFIA impedance analyzer. The results show that: Using a fifth-order signal improves measurement efficiency by 2.3 times compared to the frequency conversion method, and the measurement of different frequency points can be realized by adjusting the signal coding parameters; The system measurement frequency range covers 1 mHz ~ 100 kHz. The

收稿日期: 2024-11-22 Received Date: 2024-11-22

\* 基金项目: 国家重点研发计划仪器专项(2022YFF0706201-2)项目资助

maximum measurement error of the impedance modulus of the resistance-capacitance model is about 0.5%, and the phase maximum error is about 23 mrad. The comparison of the results before and after calibration shows the effectiveness of the calibration scheme in high frequency measurement. The system can realize fast and accurate measurement of broadband impedance spectrum, which provides a broadband fast measurement method and technical support for the measurement of electrical parameters of rock and ore specimens. This research holds significant theoretical and engineering application value.

**Keywords:** rock and mineral specimen; broadband; electric parameter; fast measurement; IRmPRBS; Howland current source

## 0 引 言

岩矿石电性参数特征的研究为电磁法勘探资料解释提供依据,是地球物理勘探中一项重要的基础性工作。测量岩矿石标本在某一频率范围内的复阻抗,获取阻抗幅值和相位频谱特征,是研究岩矿石电性参数的基本手段,其测定装置和技术已列入电法工作规范<sup>[1]</sup>。时至今日,对于岩矿石电性参数的研究仍不够系统和完善,研究程度也比较低,严重影响了相关勘探方法的有效性、可靠性和分辨能力<sup>[2]</sup>。为满足大部分岩样频谱参数的测量要求,测量频带范围需覆盖 1 mHz~100 kHz。目前变频法测量时间较长,在长时间的测量过程中标本电性参数可能发生较大变化,导致最终测量结果无法正确反映其性质,因此亟需一种实现岩矿石宽频带电性参数快速测量的方法与技术。

上世纪八十年代,国内逐渐重视岩矿石电性参数的研究<sup>[3]</sup>。由于专用设备的稀缺和不成熟,研究人员使用频谱分析仪、LCR 测量仪、阻抗分析仪、激电仪等各类通用仪器或是电法勘探仪器设备进行观测,如 ZM2371 LCR 测量仪、Solartron SI 1287/1260 电化学工作站、GDP-32<sup>II</sup> 多功能电法仪等<sup>[4-7]</sup>。专用测量设备如加拿大 GDD 公司生产的 SCIP 岩芯测试仪,可测量岩芯标本的充电率与电阻率参数,但是被质疑存在测试原理问题<sup>[8]</sup>;中南大学研制了 CannySIP 测量系统,可实现在 1 mHz~1 kHz 频率范围内的阻抗测量,但设备操作不便,频率上限以及工作效率较低<sup>[9]</sup>。

上述测量仪器或测量系统,都是基于变频法思想逐个频点进行测量或在一定频率范围内扫频测量,在较宽频率范围内测量岩矿石的频谱特征存在观测效率低、抗干扰能力相对较弱等不足<sup>[10]</sup>。近年来,阻抗谱测量及研究在电池状况监测<sup>[11]</sup>、生物医学工程<sup>[12-14]</sup>、材料及工程结构缺陷检测<sup>[15]</sup>等领域展现了广阔的应用潜力,但大多研究还是采用基于正弦信号的扫频测量。文献<sup>[16]</sup>采用了宽频激励信号测量储能化学电池阻抗信息的方法,为解决传统测量方法耗时长问题提供了一定思路。

本研究提出一种基于逆重复  $m$  序列的宽频带岩矿石电性参数快速测量方案,重点针对影响发射系统中压控电流源性能的具体因素展开研究,分析了采集装置引

起阻抗测量误差的主要原因并给出校准方法,以提高高频段测量精度,进而搭建测量频带宽度覆盖 1 mHz~100 kHz 的实验系统,开展了阻抗测量实验,并与苏黎世 MFIA 阻抗分析仪进行对比,实验结果证明了本系统的可行性与可靠性。

## 1 系统结构与理论分析

### 1.1 系统结构

系统结构示意图如图 1 所示,主要由发射系统、采集板以及 PC 构成,其中发射系统主要由人机交互操作板、STM32 主控以及 FPGA 信号生成和 Howland 压控电流源构成。系统通过外部 12 V 电池供电,发射部分实现电流幅值、信号阶数和码元频率等参数调整,可实现 1  $\mu$ A~20 mA 范围连续可调的逆重复  $m$  序列信号精密恒流输出;信号采集部分实现 16 位分辨率、最高每秒百万采样 (mega samples per second, MSPS) 为 2,同步采集两路电压信号并将数据保存至 PC,根据参考电阻与待测标本的电路关系,计算得到阻抗信息。发射系统样机实物图及其核心电路板如图 2 所示,样机包含除采集板和 PC 外其余部分。

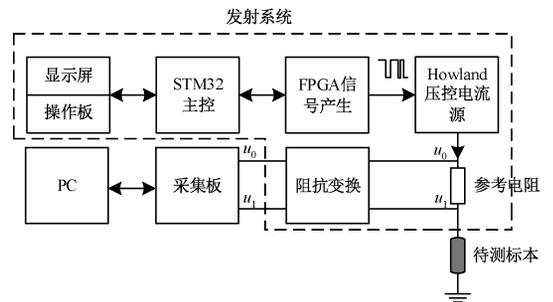


图 1 测量系统结构

Fig. 1 Schematic diagram of measurement system

### 1.2 逆重复 $m$ 序列信号特征

逆重复  $m$  序列是一种伪随机序列,其自相关性好、抗周期性和随机干扰能力强,可由  $n$  级线性反馈移位寄存器生成,也可使用线性递推公式产生<sup>[17]</sup>。根据刘立超等<sup>[18]</sup>研究,幅值为  $\pm I$ 、码元频率为  $f_c$  的  $n$  阶逆重复  $m$  序列信号频谱表达式如式(1)所示。



图2 发射系统样机实物及核心电路板

Fig. 2 The prototype of the transmission system and its core circuit board

$$\begin{cases} I(t) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos\left(\frac{2k-1}{2N} \omega_c t + \theta_k\right) \\ A_k = I \frac{\sqrt{N+1}}{N} \left| \frac{\sin[\pi(2k-1)/2N]}{\pi(2k-1)/2N} \right| \end{cases} \quad (1)$$

式中： $\theta_k$  表示相位； $\omega_c = 2\pi f_c$ ； $N = 2^n - 1$ 。

信号频谱由无穷多条线状谱组成，频点呈等间距分布，频率间隔为  $f_c/N$ ，最低频率  $f_c/2N$  处的振幅为  $2I \frac{\sqrt{N+1}}{N} \left| \frac{\sin[\pi/(2N)]}{\pi/(2N)} \right|$ ，-3 dB 带宽 ( $0.45f_c$ ) 内包含的频点数  $k_{\max} = 0.44N + 0.5$  (向左取整)。幅值  $\pm 1$  V、 $f_c = 62$  kHz、 $n = 5$  的逆重复 m 序列波形图及其幅频谱如图 3 所示。

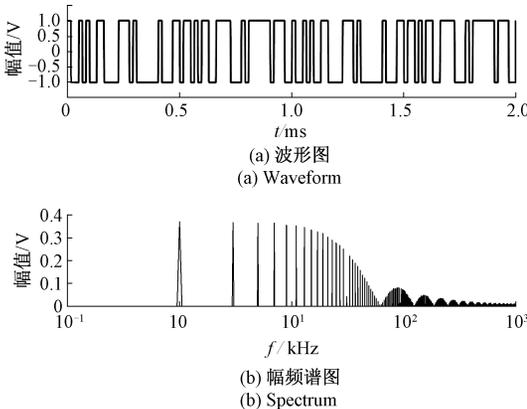


图3 逆重复 m 序列波形图及其幅频谱图

Fig. 3 Waveform and amplitude spectrum of IRmPRBS

### 1.3 Howland 压控电流源

为方便控制电流密度，防止非线性响应<sup>[19]</sup>的产生，选择使用压控电流源作为激励信号源。作为测量系统中

的重要一环，电流源的性能在很大程度上决定了测量结果的可靠性。常见实现压控电流源的方式有 Tietze 电路、Howland 电路等<sup>[20-21]</sup>。其中 Howland 电路因性能优异、结构较简单等优势，在各类阻抗测量领域应用广泛。

理想电流源输出阻抗无穷大，以保证输出电流不受负载变化的影响，而实际电流源的输出阻抗会随频率上升而减小，其等效电路如图 4 所示：等效为理想电流源与输出阻抗  $Z_o$  (包括输出电阻  $R_o$  与输出电容  $C_o$ ) 并联，由于  $C_o$  的存在， $Z_o$  随频率上升而减小，因此在高频段驱动高阻负载时实际负载电流  $i_L$  会出现衰减。

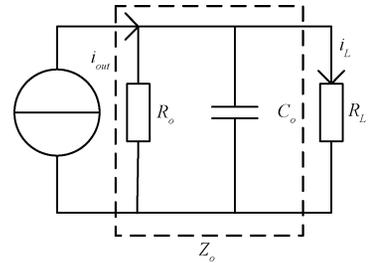


图4 电流源等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of current source

研究表明，实际运放电路的非理想特性、电阻容差、杂散电容是 Howland 电流源输出阻抗衰减的主要原因<sup>[22-23]</sup>。为改善 Howland 电流源在宽频带范围的性能，国内外研究者们不断对电路进行结构改进、参数优化<sup>[23-24]</sup>。Nouri 等<sup>[25]</sup>在双运放 Howland 电路中运用运放虚地技术将负载放置在运放负反馈环路中，显著提高了 Howland 电流源带宽，但此方式在本研究所需高阻抗负载观测实验时易引起振荡，故不予采用。为消除杂散电容的影响，研究者们采用了超前滞后补偿、负阻抗变换器与通用阻抗变换器等技术手段，但这些方法只能针对特定频率设计，在宽频应用具有局限性<sup>[26]</sup>。综合考虑，本研究采用正反馈带缓冲的 Howland 电流源，其拓扑结构如图 5 所示。

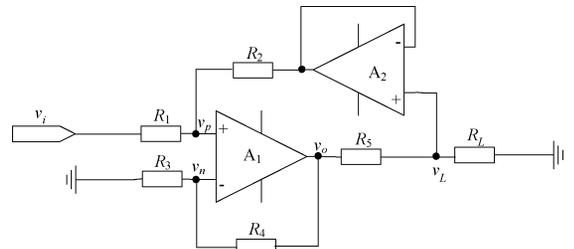


图5 带缓冲的 Howland 电流源拓扑结构

Fig. 5 Topology of Howland with buffer current source

当图 5 电路满足  $R_1/R_2 = R_3/R_4 = 1$  平衡条件时，输出电流与输入电压成线性关系： $i_{out} = \frac{v_i}{R_5}$ ，即 V-I 转换

因子为  $1/R_5$ ,  $R_5$  与平衡条件无关, 可切换  $R_5$  阻值以调节输出电流的范围, 常见精密运放输出电流为数十毫安, 若需输出更大电流, 可采取扩流措施。设运放  $A_1$  输出饱和电压为  $v_{os}$ , 该电流源负载电压  $v_L$  动态范围可表示为式(2)。

$$v_L \leq v_o - \frac{v_i R_2}{R_1} = v_{os} - v_i \quad (2)$$

图 5 中运放  $A_1$ 、 $A_2$  的有限带宽及开环增益  $A_{ol}$  的频率依赖性对电流源带宽有显著影响。开环增益的频率特性如式(3)所示, 直流开环增益  $A_{ol-dc}$  可达到 120 dB 甚至更高, 但当频率超过主极点频率  $f_m$  后,  $A_{ol}$  以  $-20$  dB/十倍频速度衰减, 导致电流源性能随频率上升大幅下降。此外,  $A_2$  作为缓冲器, 其正向输入端的输入阻抗直接影响电流源的输出阻抗。

$$A_{ol}(jf) = \frac{A_{ol-dc}}{1 + jf/f_m} \quad (3)$$

$$f_m = \frac{GBW}{A_{ol-dc}} \quad (4)$$

1.4 多频点阻抗测量原理

阻抗测量原理如图 6 所示, 待测器件 (device under test, DUT) 与参考电阻  $R_f$  串联在供电回路中, 采集两路电压信号  $u_0$  与  $u_1$ , 对其做快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 得到  $U_0(j\omega)$  与  $U_1(j\omega)$ , DUT 阻抗可由式(5)获得。

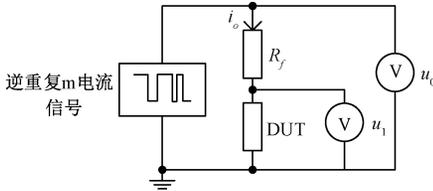


图 6 阻抗测量原理

Fig. 6 Principle of impedance measurement

$$Z_x(j\omega) = R(\omega) + jX(\omega) = \frac{R_f}{\frac{U_0(j\omega)}{U_1(j\omega)} - 1} \quad (5)$$

式中:  $R(\omega)$  为阻抗实部;  $X(\omega)$  为阻抗虚部; 角频率  $\omega = 2\pi f$ 。

使用阶数为  $n$ 、码元频率为  $f_c$  的逆重复  $m$  序列作为激励时, 多频点阻抗计算流程如图 7 所示。

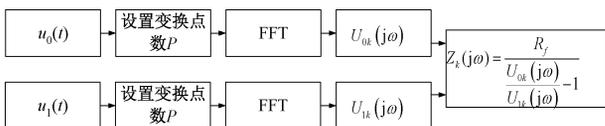


图 7 多频点阻抗计算流程

Fig. 7 Flow chart of multi-frequency impedance calculation

以采样率  $f_s$  并行采集两路数据  $u_0$ 、 $u_1$ , 为避免频谱泄露<sup>[27]</sup>, 取合适的变换点数  $P$  进行整周期 FFT 变换, 周期数  $T_n = \frac{P f_c}{2 f_s N}$ , 得到  $U_0(j\omega)$  与  $U_1(j\omega)$ , 根据信号特性提取  $-3$  dB 带宽范围内的频点  $U_{0k}(j\omega)$  与  $U_{1k}(j\omega)$  后 ( $k$  取  $1, 2, \dots, k_{max}$ ), 由式(5)计算得到多频点阻抗信息。

1.5 信号采集装置对测量结果的影响

1) 采集装置输入阻抗的影响

DUT 实测值是真实值与信号采集装置输入阻抗并联的结果, 通过前级加电压跟随器可提高输入阻抗。运放输入阻抗分为差模输入阻抗 ( $Z_{id}$ ) 与共模输入阻抗 ( $Z_{ic}$ ), 在运放数据手册中二者以 pF 级电容与数 M $\Omega$  (或 G $\Omega$ ) 级电阻并联的形式给出, 低频时可忽略该电容的影响, 但高频段 pF 级电容会导致总输入阻抗大幅下降, 当 DUT 自身阻抗较大时, 会出现较大偏差。图 8 给出  $50$  k $\Omega$ 、 $100$  k $\Omega$ 、 $500$  k $\Omega$  及  $1$  M $\Omega$  电阻与  $4$  pF 电容并联后, 在  $1 \sim 100$  kHz 频率范围内的阻抗谱, 其中阻抗模值已做归一化处理。在  $100$  kHz 范围内, 与  $4$  pF 电容并联后, 阻抗模值出现减小且出现明显相移, 其中  $1$  M $\Omega$  电阻在  $100$  kHz 时总阻抗模值衰减至  $37\%$ , 相位偏差高达到  $-1.2$  rad, pF 级电容对高频段高阻抗测量的影响可见一斑。

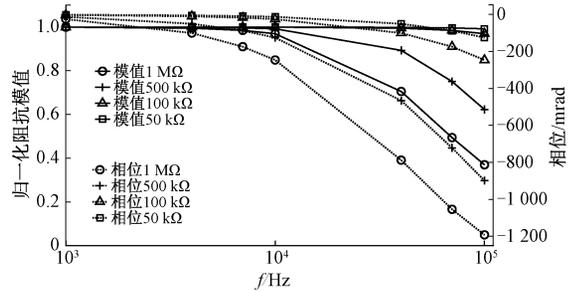


图 8 不同阻值电阻与  $4$  pF 电容并联后的阻抗谱  
Fig. 8 The impedance spectrum of different resistance resistors in parallel with  $4$  pF capacitor

运放做电压跟随器时输入电容  $C_{in}$  测量原理如图 9 所示: 外接一电阻  $R_s$  串联在正弦信号源与运放正相输入端之间, 则  $R_s$  与  $C_{in}$  构成 RC 一阶低通滤波电路, 根据低通滤波的幅频特性, 测得其转折频率  $f_c$ , 根据式(6)计算得到  $C_{in}$  的值。为使转折频率出现在较低频率处, 防止因运放自身带宽的限制导致测量误差,  $R_s$  可取较大阻值的电阻。在确定电压跟随器的等效输入电容  $C_{in}$  后, 即可通过校准以消除  $C_{in}$  对阻抗测量的影响。

$$C_{in} = \frac{1}{2\pi R_s f_c} \quad (6)$$

2) 采集通道同步精度的影响

信号采集装置对两路信号进行同步采集, 通道间的

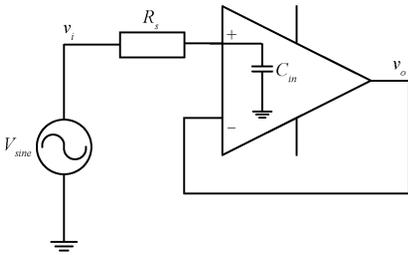


图9 运放等效输入电容测量原理

Fig. 9 Measurement principle diagram of equivalent input capacitance of operational amplifier

同步精度<sup>[28]</sup>会导致两路信号出现相移,造成阻抗测量误差。

参照图6,采集装置通道0采集 $u_0$ ,通道1采集 $u_1$ ,设通道0超前通道1的时间为 $t$ ,对于频率为 $f$ 的信号,同步精度 $t$ 导致 $u_0$ 超前 $u_1$ 的相位为:

$$x = 2\pi ft \quad (7)$$

复数 $F$ (可写成代数形式,形如 $F = a + bj$ ),亦可写成极坐标形式(形如 $F = |F| \angle \theta$ ),将式(5)转换为极坐标形式为:

$$|Z_x| \angle \theta_{zx} = \frac{R_f}{\left[ \frac{|U_0|}{|U_1|} \angle (\theta_0 - \theta_1) \right] - 1} \quad (8)$$

对于纯电阻测量,理想情况下 $u_0$ 与 $u_1$ 之间不存在相位差,即 $\theta_0 - \theta_1 = 0$ ,忽略两通道间幅值的不一致性,则由通道同步精度直接导致的阻抗误差为:

$$\varepsilon_f = \frac{R_f}{\left[ \frac{|U_0|}{|U_1|} \angle (x) \right] - 1} \quad (9)$$

设 $t = 8 \text{ ns}$ ,当 $R_f, Z_x$ 为不同值时,在 $1 \sim 100 \text{ kHz}$ 频率范围内由同步精度理论上导致的阻抗误差如图10所示。

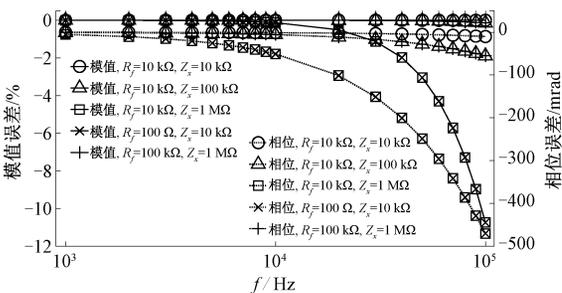


图10 同步精度直接造成的阻抗测量误差

Fig. 10 Impedance measurement error directly caused by synchronization accuracy

从图10可以看出,8 ns的同步精度可导致明显误差,且当 $R_f$ 相对于 $Z_x$ 越小,即 $\frac{|U_0|}{|U_1|}$ 越接近1,误差越大,

因此针对不同阻抗的DUT可选择合适阻值的 $R_f$ ,以减小通道同步精度对测量精度的影响。

在确定信号采集装置同步精度条件下,可在数据处理过程中进行校准:对采集的数据进行快速傅里叶变换后,得到代数形式的 $U_0(j\omega)$ 与 $U_1(j\omega)$ ,选择对 $U_0(j\omega)$ 进行相位补偿,先将其转换为极坐标形式 $|U_0| \angle \theta_0$ ,获得 $U_0(j\omega)$ 各频点的电压相位 $\theta_0$ ,直接减去由于同步精度导致的超前量 $x$ ,再将其恢复为代数形式的矢量电压,计算得到阻抗,即可校准因同步精度导致的测量误差。

## 2 仿真与实验

### 2.1 仿真分析

仿真分析包括运放 $C_{in}$ 仿真分析、Howland电流源负载特性分析、逆重复 $m$ 序列电流信号产生及多频点阻抗测量仿真。

#### 1) 运放输入电容仿真分析

参照图9,取 $R_x = 1 \text{ M}\Omega$ , $v_i$ 设置为幅值 $\pm 1 \text{ V}$ 的正弦信号,仿真得到输出 $v_o$ 对输入 $v_i$ 的幅频特性曲线,获得转折频率后,根据式(6)计算 $C_{in}$ 。仿真所用运放 $C_{in}$ 测量结果与数据手册给出的输入阻抗对比结果如表1所示,除OPA211、THS4631外,其余仿真测得 $C_{in}$ 与数据手册给出的共模输入电容一致。

表1 运放仿真 $C_{in}$ 与数据手册对比Table 1 Comparison between operational amplifier simulation  $C_{in}$  and datasheet

运放型号	带宽/MHz	$Z_{ID}/\text{M}\Omega \parallel \text{pF}$	$Z_{IC}/\text{M}\Omega \parallel \text{pF}$	$C_{in}/\text{pF}$
OPA140	11	$10^7 \parallel 10$	$10^7 \parallel 7$	7
OPA211	45	$0.02 \parallel 8$	$10^4 \parallel 2$	6
OPA228	33	$10 \parallel 2$	$10^3 \parallel 3$	3
THS4631	210	$10^3 \parallel 3.9$	$10^3 \parallel 3.9$	2
ADA4610	15.4	$10^7 \parallel 3.1$	$10^7 \parallel 4.8$	5
AD823	16	$10^7 \parallel 1.8$	$10^7 \parallel 1.8$	1.8

#### 2) Howland电流源负载特性仿真分析

分析Howland电流源输出电流在不同负载时的频率特性及运放 $A_2$ 对其的影响,通过交流扫描的方式进行仿真:Howland电流源输入信号 $v_i$ 为 $\pm 50 \text{ mV}$ 的正弦信号,频率扫描范围设置为 $1 \text{ mHz} \sim 1 \text{ MHz}$ ,每十倍频两个测点, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20 \text{ k}\Omega$ , $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ ,运放 $A_1$ 用OPA211, $A_2$ 为AD823/THS4631/ADA4610/OPA211,电流源输出理论值为 $\pm 5 \mu\text{A}$ ,负载 $R_L$ 取 $100 \Omega$ 、 $1 \text{ k}\Omega$ 、 $10 \text{ k}\Omega$ 、 $110 \text{ k}\Omega$ 、 $1010 \text{ k}\Omega$ ,仿真结果如图11所示。

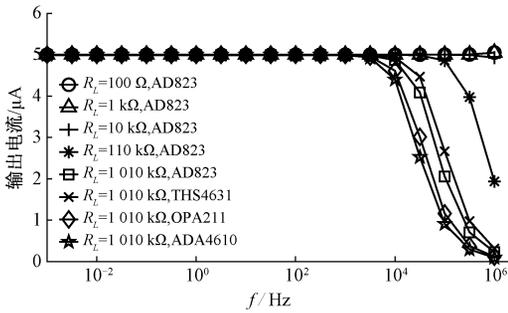


图 11 Howland 电流源输出电流在不同负载电阻及不同运放  $A_2$  时的频率特性

Fig. 11 The frequency characteristics of Howland current source output current under different load resistance and different operational amplifier  $A_2$

由图 11 可知,在 10 kHz 及以下时,输出电流基本无衰减;10 kHz 以上时,负载电阻越大,电流随频率提高衰减愈明显;运放  $A_2$  对电流源性能存在明显影响,与  $A_2$  使用 AD823 时相比, $A_2$  用 ADA4610 时,电流衰减明显更快,说明  $A_2$  带宽相近时,其  $C_{in}$  越大,电流源输出电流衰减越快;运放  $A_2$  使用 TMS4631 比用 AD823 时电流衰减情况更缓,用 OPA211 时比用 ADA4610 时电流衰减情况更缓,说明当运放  $A_2$  的  $C_{in}$  相近时,宜选用宽频带运放,可减缓高频段输出电流衰减。

为验证运放  $A_1$  带宽和开环增益对 Howland 电流源输出特性的影响,保持电路外围电阻不变, $A_2$  使用 AD823,负载取 1 MΩ,在 0.1 Hz ~ 1 MHz 频率内进行仿真,得到  $A_1$  使用不同类型的运放时电流源输出电流的频率特性,结果如图 12 所示,可见运放开环增益在过主极点频率前表现稳定,之后随频率上升开始以固定速度衰减,且在 10 kHz 以上时,开环增益普遍 < 80 dB,此后电流源输出电流随频率升高快速衰减。衰减速度受到运放开环增益的影响,运放开环增益越大,对应的电流源衰减速度相对越缓。因此对于运放  $A_1$  的选择,宜选用宽带运放,以使得开环增益在较宽频点范围内保持较大值,从而

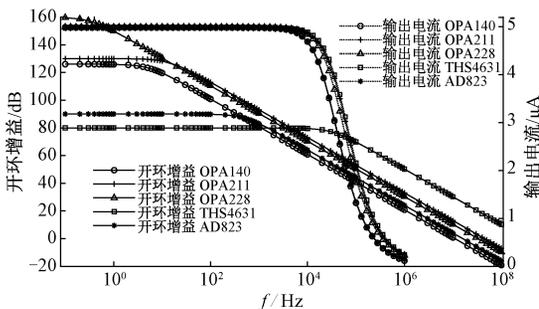


图 12 运放  $A_1$  开环增益对 Howland 电流源的影响

Fig. 12 The influence of open-loop gain of operational amplifier  $A_1$  on Howland current source

在一定程度上提高电流源带宽。

根据 Chen 等<sup>[29]</sup>的研究, $R_5$  阻值大小直接影响电流源输出阻抗。为探究  $R_5$  对电流源的影响,仿真得到  $R_5$  取 1、10、100 kΩ 时电流源在 1 MΩ 负载的输出电流频率特性,结果如图 13 所示,可知  $R_5$  取 1 kΩ 时相对于 10、100 kΩ 电流衰减更严重。

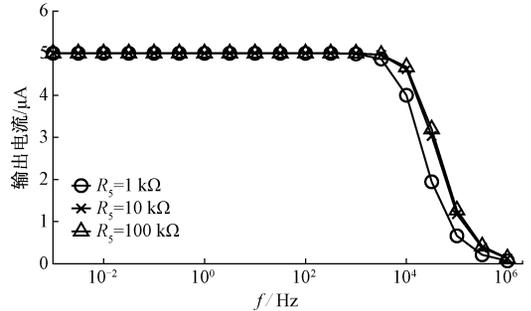


图 13 不同  $R_5$  时电流源输出电流的频率特性

Fig. 13 The frequency characteristics of the output current of the current source at different  $R_5$

为获得 Howland 电流源的等效电路模型,对 Howland 电流源与理想电流源的输出电流频率特性进行仿真对比,Howland 电流源中  $R_5 = 10$  kΩ,运放  $A_2$  使用 OPA211,  $A_1$  分别使用 OPA211、OPA140,理想电流源按图 4 等效电路分别考虑 10 GΩ 并联 6.6 pF、10 GΩ 并联 8.9 pF 的输出阻抗,负载  $R_L$  为 100 kΩ、1 MΩ、10 MΩ,频率范围为 1 Hz ~ 1 MHz。对比结果如图 14 所示,可认为  $A_1$  使用 OPA211、 $A_2$  使用 OPA211 的 Howland 电流源的等效输出阻抗为 10 GΩ 并联 6.6 pF,  $A_1$  使用 OPA140、 $A_2$  使用 OPA211 的 Howland 电流源的等效输出阻抗为 10 GΩ 并联 8.9 pF。考虑到  $A_2$  的  $C_{in}$  直接作为  $C_o$  的一部分,已知 OPA211 的  $C_{in}$  为 6 pF,则另外的 0.6 和 2.9 pF 可认为是由运放  $A_1$  决定的等效电容,具体与  $A_1$  带宽以及开环增益有关。

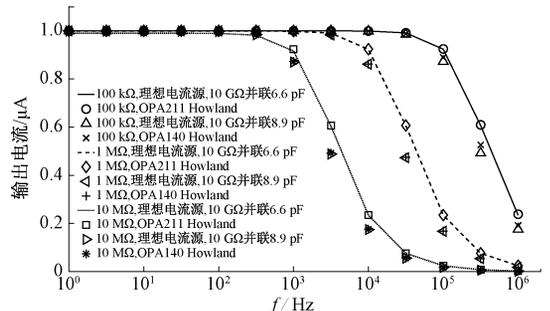


图 14 Howland 电流源与理想电流源输出电流频率特性对比  
Fig. 14 Comparison of output current frequency characteristics between Howland current source and ideal current source

3) 逆重复  $m$  序列电流信号输出与阻抗测量仿真  
使用  $n$  个 D 触发器构建线性反馈移位寄存器,得到

$n$  阶单极性的逆重复  $m$  序列,经极性转换,得到双极性的逆重复  $m$  序列电压信号,通过 Howland 压控电流源输出双极性的逆重复  $m$  序列电流信号。

为检验电流源高频组电流信号在激励较大阻抗负载时的信号失真情况,进行如下仿真: $A_1$  选用 OPA211,  $A_2$  选用 AD823,逆重复  $m$  序列参数为  $n = 5, f_c = 620 \text{ kHz}$ ,  $10 \mu\text{A}$  激励  $100 \text{ k}\Omega$ 、 $100 \text{ k}\Omega$  并联  $4 \text{ pF}$  电容,  $1 \mu\text{A}$  激励  $1 \text{ M}\Omega$ 、 $1 \text{ M}\Omega$  并联  $4 \text{ pF}$  电容,响应波形仿真结果如图 15 所示:随负载电阻增大,波形失真愈发严重,且电阻并联  $4 \text{ pF}$  后的响应波形明显有别于单电阻的响应波形。关于  $1 \text{ M}\Omega$  负载响应波形的失真,分析为电流源输出阻抗随频率上升而衰减,逆重复  $m$  序列电流信号各频率成分出现不同程度的衰减所致,在 Howland 电流源设计中选用高带宽、小输入电容的运放在一定程度上减小失真,但此现象无法完全消除。

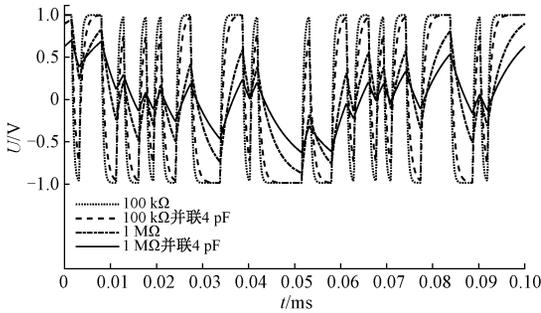


图 15 高频组高阻值负载下的信号失真情况

Fig. 15 Signal distortion under large resistance load

表 2 给出  $n = 5, f_c = 620 \text{ kHz}$ ,幅值为  $\pm 100, \pm 10, \pm 1 \mu\text{A}$  的逆重复  $m$  序列电流信号分别激励  $10 \text{ k}\Omega$ 、 $100 \text{ k}\Omega$ 、 $1 \text{ M}\Omega$  的仿真响应波形在半功率带宽范围内各频点幅值与理论幅值的对比,其中仿真值根据波形数据的傅里叶变换所得,理论值由式(1)计算得到。

从表 2 可看出,  $10, 100 \text{ k}\Omega$  负载的响应电压波形各频点幅值与理论值相近,而  $1 \text{ M}\Omega$  负载响应的高次谐波分量的幅值随频率上升出现大幅衰减。

为验证电压跟随器  $C_{in}$  对阻抗测量结果的影响,进行阻抗测量仿真实验:使用  $n = 5, f_c = 620 \text{ kHz}$  的信号,  $Z_x = 1 \text{ M}\Omega, R_f = 10 \text{ k}\Omega$ ,数据采集采用仿真软件的示波器组件,分别在不使用电压跟随器以及使用 AD823、OPA827 做电压跟随器的条件下进行测量,将波形数据导出并按照 1.4 节所述的方法得到阻抗测量结果,如图 16 所示。可知,直接测量结果不存在误差,而前级加了电压跟随器的测量误差较大,其测量值为  $1 \text{ M}\Omega$  与运放  $C_{in}$  并联 (AD823 为  $1.8 \text{ pF}$ , OPA827 为  $4.5 \text{ pF}$ ) 的阻抗值,因此事先需确定运放  $C_{in}$  以进行校准。

表 2 不同负载下响应波形各频点幅值对比

Table 2 Comparison of amplitude of each frequency point of response waveform under different loads

$f/\text{kHz}$	理论/ $V$	$10 \text{ k}\Omega/V$	$100 \text{ k}\Omega/V$	$1 \text{ M}\Omega/V$
10	0.364 80	0.364 25	0.366 80	0.360 700
30	0.363 55	0.363 47	0.367 17	0.308 390
50	0.361 07	0.363 82	0.359 93	0.246 520
70	0.357 35	0.352 53	0.357 90	0.197 070
90	0.352 44	0.355 23	0.338 83	0.160 840
110	0.346 35	0.346 05	0.334 84	0.134 750
130	0.339 13	0.338 19	0.326 90	0.112 850
150	0.330 82	0.329 27	0.315 81	0.097 974
170	0.321 47	0.319 68	0.301 49	0.084 824
190	0.311 14	0.309 14	0.283 97	0.073 075
210	0.299 88	0.301 26	0.273 80	0.063 810
230	0.287 77	0.289 33	0.258 44	0.056 439
250	0.274 89	0.274 42	0.242 99	0.050 134
270	0.261 30	0.259 37	0.222 17	0.043 086

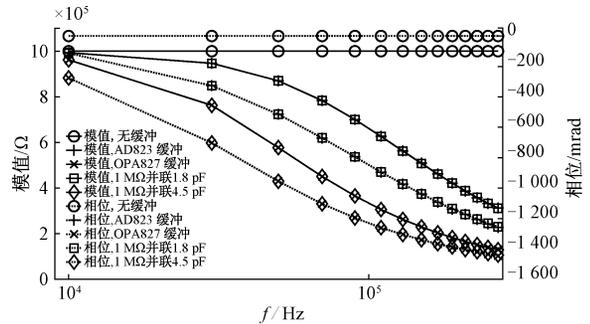


图 16 运放做电压跟随器对测量结果的影响

Fig. 16 The influence of the operational amplifier as a voltage follower on the measurement results

2.2 实验测试

在理论分析与仿真测试的基础上,完成了实验样机的制作,并进行了一系列对比实验以验证系统性能。实验中对比的仪器设备有 Keithley 6221 精密电流源与苏黎世 MFIA 阻抗分析仪。实验现场示意图如图 17 所示。



图 17 测试实验现场

Fig. 17 Test experiment site diagram

1) Howland 电流源实际性能

为验证 Howland 电流源实际性能与仿真的差异, 在 10、110、1 010 kΩ 负载条件下, 测量了 1 Hz ~ 100 kHz 频率范围内系统电流源实际输出的正弦电流幅值, 并与 Keithley6221 电流源对比。为减小采集装置输入阻抗对结果的影响, 110、1 010 kΩ 负载采用 100 kΩ、1 MΩ 与 10 kΩ 电阻串联, 通过测量 10 kΩ 两端的信号以表征实际输出电流。电流幅值归一化处理的结果如图 18 所示: 实际搭建的 Howland 电流源输出电流的频率特性与仿真结果相近, 且带宽优于 Keithley6221 电流源。

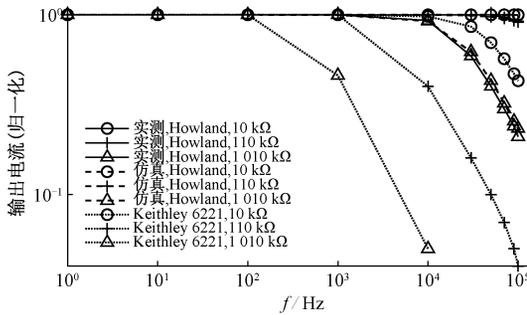


图 18 Howland 电流源与 Keithley6221 对比

Fig. 18 Comparison between Howland current source and Keithley6221 current source

2) 阻容模型测量实验

为验证系统阻抗测量精度, 与苏黎世 MFIA 进行阻容模型测量对比实验。模型示意图如图 19 所示。

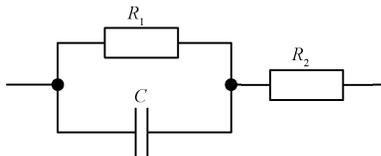


图 19 阻容模型

Fig. 19 Resistance-capacitance model

图 19 其阻抗理论值由式 (10) 得到。

$$Z(j\omega) = \frac{R_1}{j\omega CR_1 + 1} + R_2 \quad (10)$$

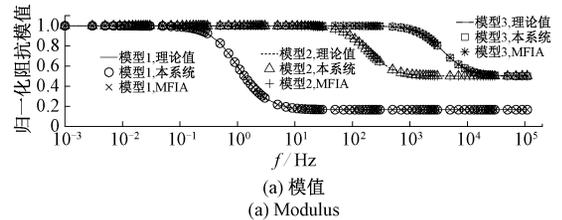
模型器件参数如由表 3 给出, 其中电阻精度 0.1%, 电容精度 1%。发射信号参数:  $I = \pm 50 \mu A$ ,  $n = 5$ ,  $f_c = 0.062 \text{ Hz}, 0.62 \text{ Hz}, 6.2 \text{ Hz}, 62 \text{ Hz}, 620 \text{ Hz}, 6\ 200 \text{ Hz}, 62 \text{ kHz}, 620 \text{ kHz}$ 。8 组信号可覆盖 0.001 Hz ~ 270 kHz, 共 112 个频点, 实现单周期覆盖耗时大约 18.5 min, MFIA 阻抗分析仪覆盖同样频点则需 42.6 min (注: 多频阻抗分析仪 (multi-frequency impedance analyzer, MFIA) 自带夹具, 多功能综合测试设施 (multifunctional integrated test facility, MFITF) 只能将待测元器件焊接在样品板上才能测量, 具有较大局限性, 实验中使用 40 cm 的 BNC 转鳄鱼夹线缆并采用两端子方式测量)。

1 mHz ~ 110 kHz 范围的测量结果, 去掉重复频段上的频点后共 97 个频点。测量结果对比如图 20 所示, 其中模值以 1 mHz 时的阻抗理论模值为基准做归一化处理。

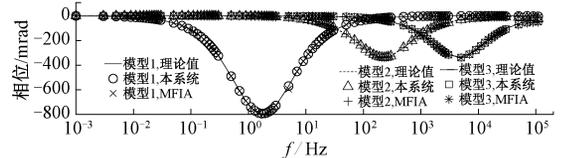
表 3 阻容模型参数表

Table 3 Resistance-capacitance model parameter table

模型编号	R1/kΩ	R2/kΩ	C/nF
1	50	10	4 400
2	10	10	100
3	50	50	1



(a) 模值



(b) 相位

图 20 阻容模型阻抗测量结果

Fig. 20 Impedance measurement results of resistance-capacitance model

从图 20 可看出, 实测值与理论值基本重合, 测量结果准确可信, 误差主要集中在高频段。图 21 给出以上 3 个模型在 3 ~ 110 kHz 频率范围内测量误差对比。可见 MFIA 模值测量误差分布较平稳, 最大约为 0.2%, 本系统最大约为 0.5%; MFIA 相位最大误差约为 22 mrad, 本系统最大约为 23 mrad, 可见本系统阻抗测量的有效性。

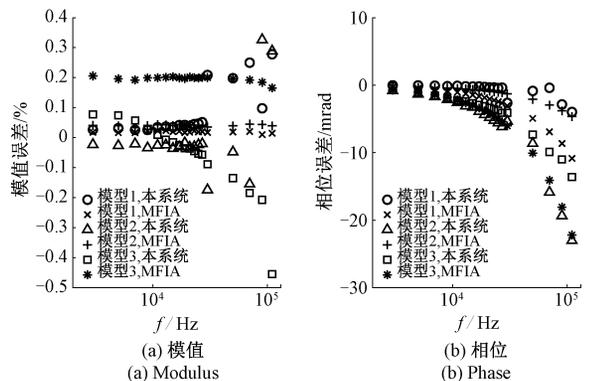


图 21 阻容模型测量误差

Fig. 21 Measurement error of resistance-capacitance models

为验证系统测量结果的可重复性与稳定性,采用  $f_c = 62,620$  kHz 频组信号对模型 2 进行了 3 次重复测量,取 1~110 kHz 频率内的 19 个频点,其结果如图 22 所示。可看出 3 次测量结果的不稳定主要为 620 kHz 频组内的频点,这与系统采样率不足有关。其中 3 次测量的模值标准差最大  $29.70 \Omega$ ,位于 110 kHz 频点处;相位标准差最大  $3.26$  mrad,位于 70 kHz 频点处。

以模型 2 为例,调整信号参数,使用  $n = 8, f_c = 2550$  Hz 的信号进行测量,结果如图 23 所示。可见发射电流波形良好,发射一组波形获得了 112 个频点的阻抗信息,测量频率范围为 5~1115 Hz,频点间隔 10 Hz,单周期覆盖只需 0.2 s,频点加密测量在进一步提高测量效率的同时仍不失测量精度。

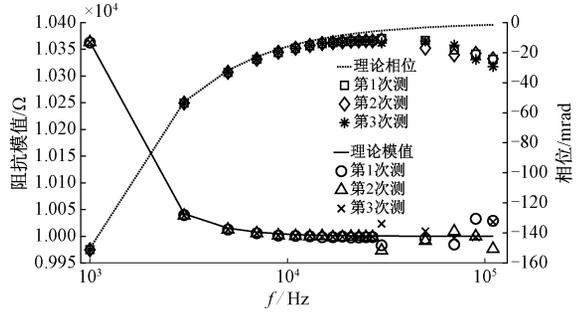


图 22 模型 2 测量结果稳定性

Fig. 22 The stability of the measurement results of model 2

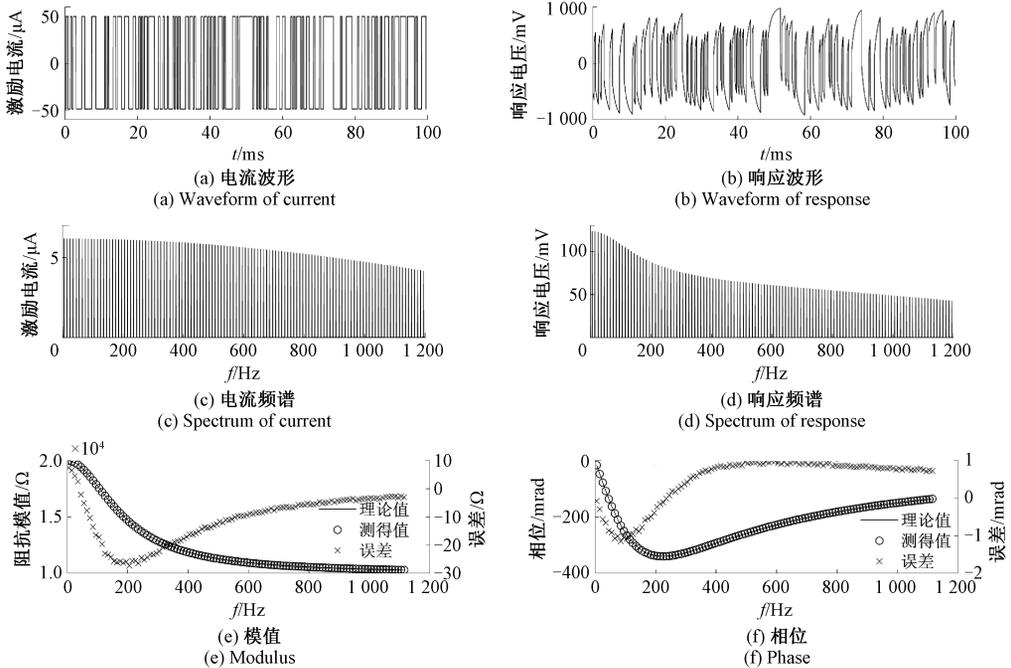


图 23 模型 2 采用 8 阶信号时的测量结果

Fig. 23 The measurement results of model 2 using 8-order signal

### 3) 通道同步精度误差校准效果检验

使用采集装置的通道 0、1 同时采集同一信号,分析两通道所采信号在各频点的相位差,并由此计算通道间的同步精度。 $n = 5, f_c = 62,620$  kHz 的逆重复 m 序列的 3 次测量结果如图 24 所示,采样率为 2 MSPS。可见通道间的相位差随信号频率上升逐渐增大,通道 0 超前通道 1 的时间大致分布在 7.9~8.8 ns。

检验不同参考电阻  $R_f$  下通道间同步精度对实际测量的影响及校准效果,采用  $n = 5, f_c = 62,620$  kHz 的信号,分别在  $R_f$  取  $100 \Omega, 1 \text{ k}\Omega, 10 \text{ k}\Omega$  条件下,对 0.1% 精度的  $10 \text{ k}\Omega$  电阻进行测量,并根据 1.4 节第 2 部分中所述原理进行同步精度校准,校准前后对比如图 25 所示。通过校准可显著减小同步精度导致的测量误差,当  $R_f$  相对于  $Z_s$

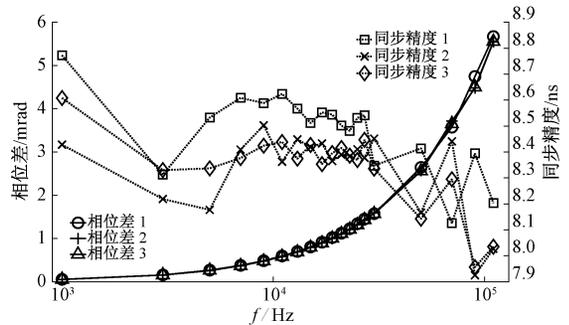


图 24 采集装置通道同步精度测量结果

Fig. 24 The measurement results of synchronization accuracy between channels of acquisition device

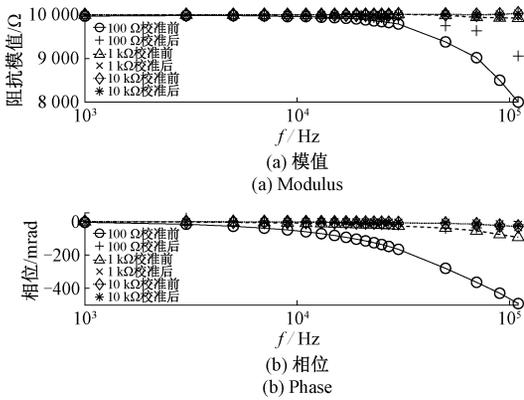


图 25 不同  $R_f$  下同步精度校准前后对比

Fig. 25 Comparison of synchronization accuracy before and after calibration under different  $R_f$

越小时,同步精度导致的误差越大,与 1.4 节第 2 部分分析相符,因此实际测量中可根据  $Z_x$  大小选择合适阻值的  $R_f$  以减小同步精度对测量的影响。

4) 高频段高阻抗测量及误差校准效果

检验本系统高频高阻测量的校准效果,在 1 ~ 110 kHz 频率范围内,与 MFIA 阻抗分析仪进行阻抗测量对比实验,DUT 为 0805 封装的 0.1% 精度的 1 MΩ 电阻。为确定 1 MΩ 电阻真实参数,MFIA 使用了 MFITF 夹具进行测量,测得 110 kHz 处模值为 999.8 kΩ,相位为 -18.7 mrad,表明该电阻在测量频段内满足精度要求。校准前后结果对比如图 26 所示。校准前,MFIA 与本系统测得模值最大误差分别为 17.3%、73.8%,相位最大误差为 557、1 335 mrad;校准后,模值误差分别为 2.0%、9.4%,相位误差分别为 9、104 mrad。可见校准方法在较大程度上是有效的。

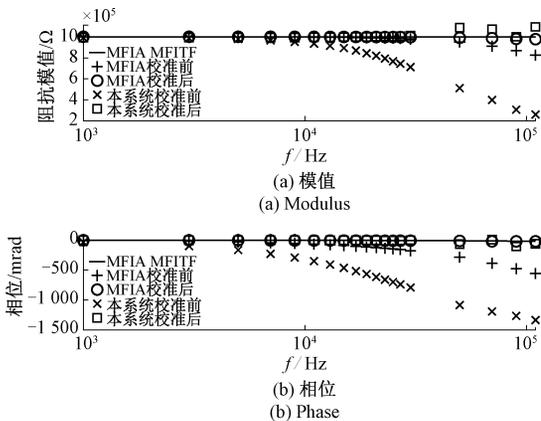


图 26 1 MΩ 电阻测量结果对比

Fig. 26 Comparison of measurement results of 1 MΩ

3 结 论

本研究针对目前变频法测量岩矿石标本电性参数存在测量时间长、抗干扰能力较差以及频带较窄等问题,设计了基于逆重复 m 序列的岩矿石宽频带电性参数测量系统,分析了影响 Howland 电流源性能的主要因素,研究了导致高频段测量误差的主要原因并给出校准方法,开展了针对标准阻容模型的阻抗测量实验。主要结论如下:

1) 运放参数对 Howland 电流源高频段性能影响显著,在电路设计时宜采用高带宽、大开环增益、低输入电容的运放,可有效提高 Howland 电流源带宽,经实际负载测试,本系统中的 Howland 电流源带宽优于 Keithley6221 电流源。

2) 关于导致系统测量误差的分析,明确了电压跟随器输入电容  $C_{in}$  是本系统在高频段高阻测量中存在较大误差的主要原因之一,校准后可有效提高测量精度;采集装置通道间同步精度在 7.8 ~ 8.8 ns,通过合理选择参考电阻  $R_f$  可减小同步精度导致的测量误差,并可在已知同步精度的条件下实现有效校准。

3) 系统可实现覆盖 1 mHz ~ 100 kHz 的宽频带高效测量,阻容模型模值实测误差 < 0.5%,相位误差最大约为 23 mrad,通过调整信号参数可实现不同频点密度的测量,测量结果稳定可信。

实验结果证明了本系统在阻抗谱快速测量中的可行性,测量精度高,为岩矿石电性参数测量提供了一种宽频带快速测量方法与技术支持。

参考文献

[ 1 ] 张赛珍,王庆乙,罗延钟. 中国电法勘探发展概况[J]. 地球物理学报, 1994(S1): 408-424.  
 ZHANG S ZH, WANG Q Y, LUO Y ZH. An overview on the development of the electrical prospecting method in China[J]. Chinese Journal of Geophysics, 1994(S1): 408-424.

[ 2 ] 向葵,严良俊,胡华,等. 塔里木盆地前寒武系地层重磁电物性建模及储层激电响应特征[J]. 地球物理学报, 2023,66(4): 1589-1602.  
 XIANG K, YAN L J, HU H, et al. Physical modeling of density, susceptibility and resistivity and reservoir IP response characteristics of the Pre-Cambrian formation in Tarim Basin[J]. Chinese Journal of Geophysics, 2023, 66(4): 1589-1602.

- [ 3 ] 郭佑民, 赵鸿儒, 邓国祥, 等. 研究岩矿综合物性测定的必要性和可能性的初步探讨[J]. 地球物理学进展, 1989, 4(1): 17-20.  
GUO Y M, ZHAO H R, DENG G X, et al. Preliminary discussion about the necessity and potential of comprehensive measurement on physical properties of rock and mineral[J]. Progress in Geophysics, 1989, 4(1): 17-20.
- [ 4 ] 成联正, 王赟, 张川. 黔东页岩复电阻率各向异性及其与页岩气储层参数关系研究[J]. 地球物理学报, 2021, 64(9): 3344-3357.  
CHENG L ZH, WANG Y, ZHANG CH. Anisotropy of complex resistivity of the shale in eastern Guizhou province and its correlations to reservoir parameters of shale gas[J]. Chinese Journal of Geophysics, 2021, 64(9): 3344-3357.
- [ 5 ] 李亮, 何兰芳, 杨占峰, 等. 白云鄂博稀土白云岩电磁学特征与影响因素[J]. 岩石学报, 2024, 40(3): 950-960.  
LI L, HE L F, YANG ZH F, et al. Petroelectromagnetism of the ore-bearing carbonatite in Bayan Obo REE mining district, North China[J]. Acta Petrologica Sinica, 2024, 40(3): 950-960.
- [ 6 ] 郭伟红. 温变条件下岩石自然电位及激电特征研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2021.  
GUO W H. Study on spontaneous potential and induced polarization characteristics of rock under temperature change[D]. Beijing: China University of Mining and Technology, 2021.
- [ 7 ] 黄理善, 敬荣中, 张胜业, 等. 岩矿石模型的复电阻率研究[J]. 地球物理学进展, 2014, 29(6): 2657-2664.  
HUANG L SH, JING R ZH, ZHANG SH Y, et al. Study of the complex resistivity of rocks and ores model[J]. Progress in Geophysics, 2014, 29(6): 2657-2664.
- [ 8 ] 王庆乙, 徐立忠. 加拿大GDD公司生产的SCIP岩芯测试仪存在问题的商榷[J]. 矿产勘查, 2012, 3(3): 411-413.  
WANG Q Y, XU L ZH. Discussion on the core tester SCIP system manufactured by instrumentation GDD in Canada[J]. Mineral exploration, 2012, 3(3): 411-413.
- [ 9 ] 淳少恒, 陈儒军, 陈兴生, 等. 便携式岩矿石样本电性测量仪信号发生器研制[J]. 地球物理学进展, 2024, 39(1): 391-402.  
CHUN SH H, CHEN R J, CHEN X SH, et al. Development of signal generator for portable electrical impedance analyzer for rock and ore specimens[J]. Progress in Geophysics, 2024, 39(1): 391-402.
- [ 10 ] 何继善. 广域电磁法和伪随机信号电法[M]. 北京: 高等教育出版社, 2010.  
HE J SH. Wide-area electromagnetic method and pseudo-random signal electrical method[M]. Beijing: Higher Education Press, 2010.
- [ 11 ] 黄海宏, 汪宇航, 王海欣. 基于锂电池等效电路模型的阻抗曲线拟合算法[J]. 仪器仪表学报, 2021, 41(8): 70-77.  
HUANG H H, WANG Y H, WANG H X. A novel impedance curve fitting algorithm for lithium batteries[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 41(8): 70-77.
- [ 12 ] 黄潇, 唐求, 周朝霞, 等. 用于生物电阻抗谱测量的程控宽频恒流源设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(4): 145-153.  
HUANG X, TANG Q, ZHOU ZH X, et al. Design of programmable broadband constant current source applied to bioelectrical impedance measurement[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(4): 145-153.
- [ 13 ] 王琦, 尹鑫铭, 李晓捷, 等. 肺部电阻抗成像电极阵列优化方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(6): 55-65.  
WANG Q, YIN X M, LI X J, et al. Optimization of electrode array for lung electrical impedance imaging[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(6): 55-65.
- [ 14 ] 李勇, 梁竹关, 王元元. 三频谱点的人体细胞内外液研究方法[J]. 国外电子测量技术, 2024, 43(7): 75-82.  
LI Y, LIANG ZH G, WANG Y Y. Study of intracellular and extracellular fluids in the human body with three spectral points[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2024, 43(7): 75-82.
- [ 15 ] 胡远洋. 航空器蒙皮结构缺陷检测电阻抗成像系统设计[J]. 电子测量技术, 2021, 44(10): 28-32.  
HU Y Y. Design of electrical impedance tomography

- system for aircraft skin structure defects[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2021, 44(10): 28-32.
- [16] 黄海宏, 罗磊. 基于储能电池电化学阻抗谱宽频测量方法的研究[J]. *仪器仪表学报*, 2023, 44(6): 273-283.
- HUANG H H, LUO L. Research on the broadband measurement method based on electrochemical impedance spectrum of energy storage battery[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2023, 44(6): 273-283.
- [17] 程辉, 贾晨星, 李帝铨, 等. 基于扩频编码信号的高频电磁勘探方法研究[J]. *地球物理学进展*, 2023, 38(6): 2682-2691.
- CHENG H, JIA CH X, LI D Q, et al. Research on high frequency electromagnetic exploration method based on spread spectrum coded signal[J]. *Progress in Geophysics*, 2023, 38(6): 2682-2691.
- [18] 刘立超, 丁凯来, 林君, 等. 基于伪随机系统辨识的电磁法仪器标定[J]. *仪器仪表学报*, 2014, 35(8): 1721-1728.
- LIU L CH, DING K L, LIN J, et al. Instrument calibration with electromagnetic method based on pseudorandom system identification[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(8): 1721-1728.
- [19] 何继善, 李大庆, 汤井田. 频谱激电非线性效应的理论模型[J]. *地球物理学报*, 1995(5): 662-669.
- HE J SH, LI D Q, TANG J T. Equivalent circuit of nonlinear effect of spectral IP[J]. *Chinese Journal of Geophysics*, 1995(5): 662-669.
- [20] BOUCHAALA D, KANOUN O, DERBEL N. High accurate and wideband current excitation for bioimpedance health monitoring systems[J]. *Measurement*, 2016, 79: 339-348.
- [21] 陈启标, 高云鹏, 杨唐胜, 等. 浮选液位测量用高精度差分恒流源设计与优化[J]. *仪器仪表学报*, 2024, 45(8): 154-164.
- CHEN Q B, GAO Y P, YANG T SH, et al. Design and optimization of high precision differential constant current source for flotation level measurement[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2024, 45(8): 154-164.
- [22] MAHNAM A, YAZDANIAN H, SAMANI M M. Comprehensive study of Howland circuit with non-ideal components to design high performance current pumps[J]. *Measurement*, 2016, 82: 94-104.
- [23] BERTEMES-FILHO P, FELIPE A, VINCENCE V C. High accurate howland current source; Output constraints analysis[J]. *Circuits and Systems*, 2013, 4(7): 451-458.
- [24] 林兴建, 赵伟杰, 刘晓娟, 等. 用于生物电阻抗检测的Howland电流源恒流特性研究[J]. *生物医学工程学杂志*, 2015, 32(2): 290-294.
- LIN X J, ZHAO W J, LIU X J, et al. Research on constant-current characteristics of Howland current source used in bioelectrical impedance detection[J]. *Journal of Biomedical Engineering*, 2015, 32(2): 290-294.
- [25] NOURI H, BOUCHAALA D, ZHAO Y P, et al. Load in the loop dual howland current source for wide frequency bandwidth and wide load range bioimpedance measurements[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2024, 73: 1-10.
- [26] 王松, 刘凯, 朱天明, 等. 面向生物阻抗测量的双通道反馈电流源设计[J]. *仪器仪表学报*, 2020, 41(10): 204-212.
- WANG S, LIU K, ZHU T M, et al. Design of dual-channel feedback current source for bio-impedance measurement[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2020, 41(10): 204-212.
- [27] 沈廷鳌, 涂亚庆, 刘翔宇, 等. 基于相关原理的非整周期信号相位差测量算法[J]. *仪器仪表学报*, 2014, 35(9): 2153-2160.
- SHEN T AO, TU Y Q, LIU X Y, et al. Research on phase difference measurement for non-integer period sampling signal based on correlation theory[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(9): 2153-2160.
- [28] 梁学明. 1 GHz多通道混合示波器关键技术研究 with 实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- LIANG X M. Research and implementation of key technologies of 1 GHz multi-channel mixed signal oscilloscope[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023.
- [29] CHEN D X, DENG X, YANG W Q. Comparison of three

current sources for single-electrode capacitance measurement[J]. Review of Scientific Instruments, 2010, 81(3): 034704.

## 作者简介



**付国红**, 2004 年于中南大学获得硕士学位, 2007 年于中南大学获得博士学位, 现为湖南科技大学教授, 主要研究方向为电(磁)法探测仪器设计及应用。

E-mail: fghesu@163.com

**Fu Guohong** received his M. Sc. degree in 2004 and Ph. D. degree in 2007 both from Central South University. He is a professor in the Hunan University of Science and Technology. His main research interests include design and application of electrical(magnetic) detection instruments.



**雷泽宁**, 2022 年于湖南科技大学获得学士学位, 现为湖南科技大学硕士研究生, 主要研究方向为岩矿石电性参数测量和智能仪器设计与仿真分析。

E-mail: 1911781828@qq.com

**Lei Zening** received his B. Sc. degree in 2022 from Hunan University of Science and Technology. He is currently a M. Sc. student at Hunan University of Science and Technology. His main research interests include measurement of electrical parameters of rock and ore and the design and simulation analysis of intelligent instruments.



**程辉**(通信作者), 2006 年于中南大学获得硕士学位, 2010 年于中国科学院地质与地球物理研究所获得博士学位, 现为湖南科技大学副教授, 主要研究方向为岩矿石电性特征及观测系统研究。

E-mail: 345802734@qq.com

**Cheng Hui**(Corresponding author) received his M. Sc. degree in 2006 from Central South University, and received his and Ph. D. degree in 2010 from Institute of Geology and Geophysics. He is currently an associate professor in Hunan University of Science and Technology. His main research interests include the study of electrical characteristics and observation system of rock and ore.