

海洋电场信号程控增益超低噪声采集系统设计 *

刘兰军^{1,2}, 周亚涛¹, 陈家林^{1,2}, 黎 明^{1,2}, 强嘉晨¹, 谢 鹏¹

(1. 中国海洋大学 工程学院, 山东 青岛 266100; 2. 山东省海洋智能装备技术工程研究中心, 山东 青岛 266100)

摘要: 针对海洋电磁勘探中微弱动态电场信号的宽测量范围需求, 提出了一种电场信号程控增益超低噪声采集 (Programmable Gain Ultra-Low Noise Acquisition, PGULNA) 方法, 给出了系统设计实现。设计的程控增益超低噪声采集电路以低噪声运算放大器为核心, 将 D/A 转换器内部电阻网络作为可编程反馈电阻, 通过改变 D/A 转换器数字控制量进行电路增益调整。给出了所设计的 PGULNA 电路的理论噪声分析, 本底噪声密度理论分析结果为 $1.84 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz。开展了实验室环境测试, 测试结果表明, 电路通道之间一致性良好, 本底噪声密度约为 $2.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz, 程控增益为 1~128 倍 8 挡可调, 能够满足海洋电磁勘探中微弱电场信号的宽测量范围采集需求。

关键词: 海洋电磁; 电场信号; 程控增益; 超低噪声放大; 测量范围; 本底噪声密度

中图分类号: P631.3 文献标识码: A DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.211687

中文引用格式: 刘兰军, 周亚涛, 陈家林, 等. 海洋电场信号程控增益超低噪声采集系统设计[J]. 电子技术应用, 2022, 48(2): 91~95, 100.

英文引用格式: Liu Lanjun, Zhou Yatao, Chen Jialin, et al. Design of ultra low noise acquisition system with programmable gain for marine electric field signal[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(2): 91~95, 100.

Design of ultra low noise acquisition system with programmable gain for marine electric field signal

Liu Lanjun^{1,2}, Zhou Yatao¹, Chen Jialin^{1,2}, Li Ming^{1,2}, Qiang Jiachen¹, Xie Peng¹

(1. College of Engineering, Ocean University of China, Qingdao 266100, China;

2. Shandong Engineering Research Center of Marine Intelligent Equipment and Technology, Qingdao 266100, China)

Abstract: Aiming at the wide measurement range of weak dynamic electric field signals in marine electromagnetic exploration, a method of Programmable Gain Ultra Low Noise Acquisition(PGULNA) for electric field signals is proposed in this paper, and the system design and implementation are given. The designed programmable gain ultra-low noise acquisition circuit takes the low-noise operational amplifier as the core, takes the internal resistance network of the D/A converter as the programmable feedback resistor, and adjusts the circuit gain by changing the digital control quantity of the D/A converter. The theoretical noise analysis of the designed PGULNA circuit is given, and the theoretical analysis result of background noise density is $1.84 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz. The laboratory environment test results show that the consistency between circuit channels is good, the background noise density is about $2.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz, and the programmable gain can be adjusted from 1 to 128 times by 8 levels, which can meet the requirements of collecting weak electric field signals in a wide measurement range in Marine electromagnetic exploration.

Key words: marine electromagnetism; electric field signal; programmable gain; ultra-low noise amplification; measurement range; background noise density

0 引言

我国海洋面积广阔, 海洋油气资源丰富。在海洋油气资源探测过程中, 面对愈加复杂的探测对象, 传统而单一的三维地震探测逐渐显得力不从心^[1]。海洋电磁勘探方法作为海洋地震勘探的重要补充手段^[2], 具有高阻异常识别能力, 能够判断储层中含油或是含水^[3], 在油

气资源探测和估算中发挥着越来越重要的作用^[4~5], 成为全球各大物探公司发展的新兴业务之一^[6]。

海洋电磁采集记录仪作为海洋电磁法勘探的重要技术装备之一, 国外经过长足发展, 已经进入推广应用阶段。美国 Scripps 研究所(SIO)最早开发了海洋电磁采集记录仪, 经过更新换代, 其海洋电磁采集记录仪已经

* 基金项目: 国家重点研发计划项目(2019YFC1408101); 青岛海洋科学与技术试点国家实验室开放基金项目(QNLM2016ORP0414); 国家高技术发展计划项目(2012AA09A201)

技术成熟并开展了一系列工程项目应用。挪威 EMGS 公司基于 SIO 的产品授权开发了商业化海洋电磁采集记录仪。SIO 和 EMGS 的海洋电磁采集记录仪的电场本底噪声密度为 $1\sim1.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz、磁场本底噪声密度为 $0.1\sim0.11 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz, 电路增益为自动增益或可选固定增益。在国外相关技术装备封锁的背景下^[7], 国内也相继开展了海洋电磁勘探的技术研究^[8-10]和设备研制^[11-13]工作。2012 年以来, 中石油东方地球物理公司、中国海洋大学、中国地质大学(北京)等单位联合开展了面向深水油气勘探的海洋可控源电磁(CSEM)方法技术研究和装备研制, 研制的海洋电磁采集记录仪的主要技术指标为电场本底噪声密度 $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz、磁场本底噪声密度 $0.1 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1 Hz^[14], 电路增益为固定增益。

微弱电场信号的超低噪声放大是海洋电磁采集记录仪的核心技术之一。按照场源划分, 海洋电磁勘探方法分为大地电磁(MT)方法和 CSEM 方法。MT 方法以天然电磁波为场源信号^[15], 由于海水的电磁波衰减作用, 海底大地电磁波呈低频性, 常用于深层海底勘探。CSEM 法以人工发射电磁波作为场源信号, 可以为调整场源信号的发射频率和强度, 可以用于浅层海底勘探。采用固定增益的海洋电场信号采集方式无法完全满足海底电磁勘探的需求。一方面, MT 方法场源信号弱, 需要较大的电路增益, CSEM 方法场源信号较强, 需要较小的电路增益, 而电磁勘探作业中往往同时存在 MT 方法和 CSEM 方法, 固定增益无法同时兼顾两种勘探作业方式的需求。另一方面, 探测目标的深度不同, 也存在不同电路增益的需求, 探测浅层目标时, 需要的电路增益较小, 探测深层目标时, 需要的电路增益较大。针对不同的电路增益需求, 固定增益的解决办法是勘探作业过程中更换前置放大电路或采用双增益前置放大电路。更换电路方式施工现场工作量大, 效率低; 双增益电路方式导致仪器体积和功耗增加。

针对海洋电磁勘探中微弱动态电场信号的宽测

量范围需求, 本文提出了一种电场信号程控增益超低噪声采集(Programmable Gain Ultra-Low Noise Acquisition, PGULNA)方法, 给出了 PGULNA 系统设计实现。给出了 PGULNA 电路设计和增益控制方法, 对 PGULNA 电路进行了噪声分析。开展了实验室环境测试, 测试结果表明, 所设计的 PGULNA 电路可满足海洋电场信号超低噪声采集应用。

1 PGULNA 系统设计

本文提出的海洋电场信号 PGULNA 系统设计如图 1 所示。系统包括低噪声放大采集电路、FPGA 控制逻辑和主控制器。海底电场信号为低频宽带微弱信号, 考虑到低噪声运算放大器固有的 $1/f$ 噪声问题, 低噪声放大采集电路采用斩波放大原理设计, 包括调制单元、隔离变压器、初级放大电路、程控增益单元、模拟解调单元、低通滤波电路、次级放大电路和模数转换电路。FPGA 控制逻辑部分包括调制解调逻辑、程控增益逻辑、A/D 采集逻辑。主控制器负责整个系统的任务调度管理。

电场低噪声放大采集电路中, 调制单元由 4 个相同的 JET 管组成的桥路进行调制; 隔离变压器单元为小信号音频变压器模块, 实现放大电路的高输入阻抗与电场传感器的低输入阻抗的匹配; 考虑到多级放大电路中初级放大器的本底噪声主要决定系统信噪比, 故初级放大电路选用调制信号频段性能优良的低噪声运算放大器进行电场信号的超低噪声放大; 程控增益单元则是将高精度 D/A 转换器内部的电阻网络作为反馈电阻, 通过控制 D/A 转换器得到不同的电阻值以实现对初级放大的电场信号的不同增益放大; 模拟解调单元则是通过数字开关控制放大器输入端的连接形式, 交替构成跟随器和反相器实现信号的模拟解调; 低通滤波电路对解调过程产生的毛刺信号进行噪声抑制。次级放大电路是一个由运算放大器构成的电压跟随器, 保证放大环节最终为高输出阻抗。最终将通过超低噪声放大的电场信号进行 A/D 转换。在电场信号超低噪声放大过程中, FPGA 控制逻辑中的调制解调逻辑产生所需的高频方波作为

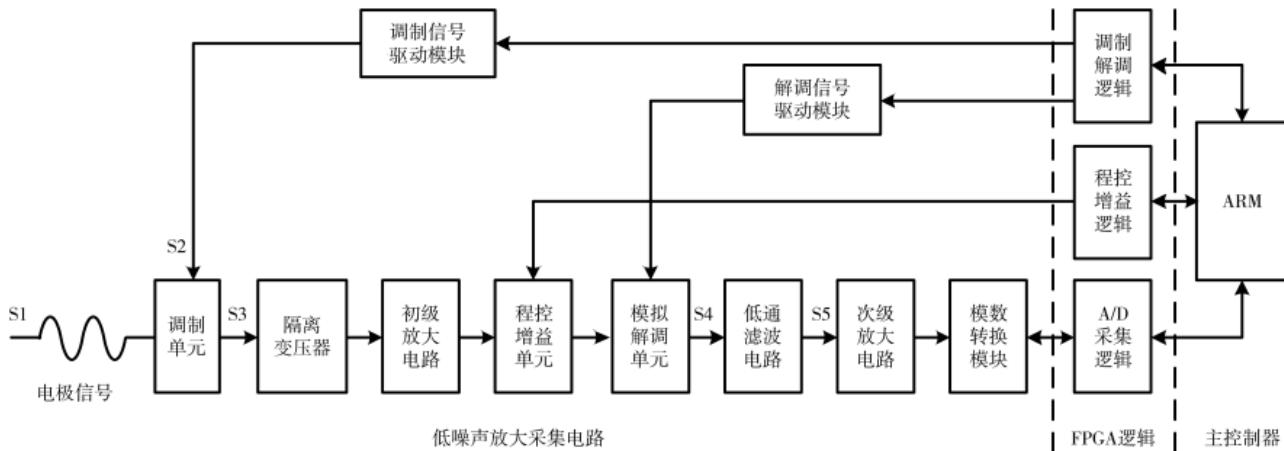


图 1 海洋电场信号 PGULNA 系统

调制信号和解调信号;程控增益逻辑则控制程控增益单元的D/A转换器内部电阻网络产生不同的电阻值;A/D采集逻辑控制A/D转换过程,采集电场数字信号。

2 PGULNA 电路设计与噪声分析

2.1 PGULNA 电路设计

将超低噪声集成运算放大器与16位高精度D/A转换器相结合,构成程控增益放大单元如图2所示。该单元中D/A转换器的引脚RFB与OUT之间接有固定阻值7 kΩ的电阻 R_{pg} ,引脚VREF与OUT的内部是T型R-2R电阻网络 R_x ,通过对D/A转换器的内部寄存器配置数字控制量n,其内部电阻网络 R_x 具有不同的电阻值。将D/A转换器内部电阻网络 R_x 作为运算放大器的反馈电阻,实现数字可控增益放大。

根据D/A转换器的工作原理,内部电阻网络电阻 R_x 与数字控制量n的关系为 $R_x=(2^{16}/n) \times 7k$,以D/A转换器引脚RFB与OUT之间的7 kΩ电阻作为输入端电阻 R_{pg} ,因此,图2所示的程控增益放大单元的放大倍数 G_{pg} 为:

$$G_{pg} = \frac{R_x}{R_{pg}} = \frac{(2^{16}/n) \times 7k}{7k} = \frac{2^{16}}{n} \quad (1)$$

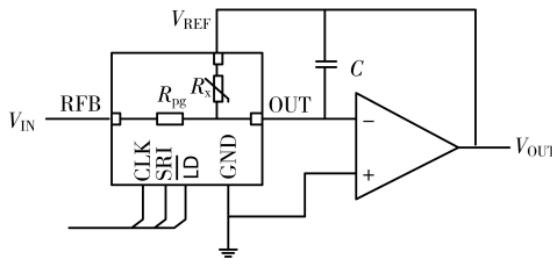


图2 程控增益放大单元

PGULNA设计的程控增益单元放大倍数为8挡:1、2、4、8、16、32、64、128。

由于D/A中数字控制量n的取值为1~65535之间的某一整数,为了得到准确的放大倍数 G_{pg} ,需要对放大倍数 G_{pg} 与数字控制量n之间的对应关系进行测量标定。

2.2 PGULNA 电路噪声分析

PGULNA电路的原理图如图3所示。图中调制单元等效为开关 S_0 与电阻 R_m 串联; T_1 为隔离变压器;初级放大, C_0 与 R_1 构成低通滤波器, G_1 为低噪声运放, R_{11} 与 R_{12} 为反馈电阻, R_2 为运放输入端电阻;程控增益单元以运放 G_2 为核心,D/A内部电阻网络 R_x 为反馈电阻, R_{pg} 为运放输入端电阻;解调单元,以运放 G_3 为核心,通过

等效电子开关 S_1 控制输入端的连接形式,交替构成跟随器和反相器, R_3 为运放输入端电阻, R_4 与 R_5 为反馈电阻;低通滤波,以 R_6 与 C_1 、 R_7 与 C_2 构成二阶低通滤波器;次级放大,运放 G_4 构成电压跟随器;次级放大的输出信号送入A/D转换。

上述PGULNA电路的本底噪声主要包括电阻热噪声、放大器电路噪声和电阻接触噪声等,电阻接触噪声与电阻材料工艺相关,理论计算时暂不考虑。

电阻热噪声的计算公式为:

$$v = \sqrt{4kTRB} \quad (V_{ms}) \quad (2)$$

式中,k为玻尔兹曼常量(1.38×10^{-23} J/K);T为绝对温度(一般取T=300 K(27 °C)),R为电阻值(Ω),B为带宽(Hz)。

电路噪声分析时,式(2)中的带宽B为等效噪声带宽 B_w :

$$B_w = f_c \times w \quad (3)$$

式中, f_c 为通道上限截止频率,本文设计的电场信号的PGULNA电路的上限截止频率为100 Hz, $f_c=100$ Hz; w 为噪声带宽系数,取 $w=1.57$ 。可得,等效噪声带宽 $B_w=157$ Hz。

于是根据式(2)的电阻热噪声计算公式,可得:

$$v = \sqrt{4kTRB_w} \quad (V_{ms}) = 1.6 \sqrt{R} \quad (nV_{ms}) \quad (4)$$

放大器电路的噪声主要包括输入端电阻热噪声、反馈电阻产生的热噪声、运放的输入噪声电压以及运放输入噪声电流流过放大器输入端电阻和反馈电阻产生的噪声。

PGULNA电路的输入端换算本底噪声密度e的计算公式为:

$$e = v / (G \times \sqrt{B_w}) \quad (5)$$

其中,v为噪声电压幅值, B_w 为等效带宽(取 $B_w=157$ Hz),G为电路单元对应输入端的增益放大倍数。

设计的PGULNA电路的各单元的本底噪声分析计算如下所述。

调制单元,桥式开关电路单个场效应管的导通电阻为3 Ω,因此,调制单元可以等效为阻值为6 Ω的电阻 R_m ,对应的电阻热噪声为 v_m 。

初级放大,低通滤波器部分,由于有效电场信号频段在低通滤波器通频带内,电容 C_0 断路,因此电阻 R_1 相当于未接入电路,其电阻热噪声为0。

初级放大,放大器 G_1 部分,输入端电阻 $R_2=10$ Ω,其电阻热噪声为 v_2 ;反馈电阻 $R_{11}=R_{12}$,所以 $R_{11}||R_{12} \approx R_{11}=10$ Ω,其电阻热噪声为 v_1 ;运算放大器的输入噪声电压 v_{nel} 可

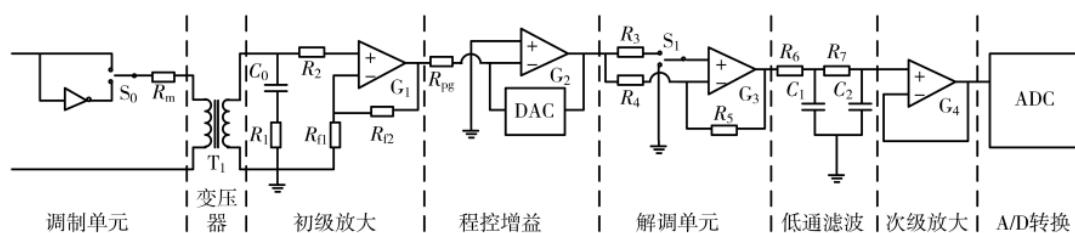


图3 PGULNA 电路原理图

以通过查阅数据手册的输入电压噪声密度 e_n 计算得到, 采用的运算放大器的输入电压噪声密度为 $e_{nl}=0.85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 从而输入噪声电压 $v_{nel}=e_{nl}\sqrt{B_w}=10.65(\text{nV}_{\text{ms}})$; 输入电流噪声密度为 $i_{nl}=1.0 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, 调制单元等效电阻 R_m , 放大器输入端电阻 R_2 , 反馈电阻 $R_{fl}||R_{l2}$, 以上电阻阻值均较小, 输入噪声电流流过上述电阻产生的本底噪声可忽略不计。

程控增益, 放大器 G_2 输入端电阻 $R_{pg}=7 \text{ k}\Omega$, 其电阻热噪声为 v_{pg} ; 程控增益放大倍数为 G_{pg} ; 反馈电阻 $R_x=7G_{pg}\text{k}\Omega$, 其电阻热噪声为 v_x ; 采用的运算放大器与初级放大器相同, 由于经过隔离变压器放大和初级放大器放大后, 程控增益单元对应输入端的增益放大倍数为 100 倍, 从而输入噪声电压、输入噪声电流流过 $R_m, R_2, R_{fl}||R_{l2}$ 产生的本底噪声可忽略不计。输入噪声电流流过 $R_{pg}||R_x < R_{pg}$ 产生的噪声电压为: $v_{ne2}=i_{nl}\times(R_{pg}||R_x)\times\sqrt{B_w} < 87.71(\text{nV}_{\text{ms}})$ 。

解调单元, 放大器 G_3 输入端电阻 $R_3=56.2 \text{ k}\Omega$, 其电阻热噪声为 v_3 ; 反馈电阻 $R_4||R_5=28.1 \text{ k}\Omega$, 其电阻热噪声为 v_4 。放大器 G_3 的输入电压噪声密度为 $e_{nl}=41 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 输入噪声电压 $v_{ne3}=51.73(\text{nV}_{\text{ms}})$; 输入电流噪声密度为 $i_{nl}=0.003 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, 由于 i_{nl} 较小, 且解调单元对应输入端的增益放大倍数为 $100G_{pg}$, 因此输入噪声电流产生的本底噪声可忽略不计。

低通滤波, $R_6=15.6 \text{ k}\Omega$, 其电阻热噪声为 v_5 ; $R_7=233 \text{ k}\Omega$, 其电阻热噪声为 v_6 。

次级放大, 无电阻热噪声。采用的运算放大器 G_4 与解调单元相同, 输入噪声电压 v_{ne4} 、输入电流噪声密度 i_{nl} 较小, 且对应输入端的增益放大倍数较大, 所以输入电流噪声产生的本底噪声可忽略不计。

A/D 转换电路, A/D 芯片满量程输入范围为 $\pm 2.2 \text{ V}$, 采样率 500 kS/s 时信噪比为 127 dB 。本底噪声 v_{AD} 为 $v_{AD}=4.4/(1\times10^{127/20})=1965.4(\text{nV}_{\text{ms}})$ 。

根据式(5), 计算得到的各电路单元对应的输入端换算本底噪声密度 e 如表 1 所示。

表 1 中的各噪声相互独立无关, 各电路单元输入换算本底噪声密度平方和的平方根就是输入端换算本底噪声密度 e 的幅值。分析可知, 当程控增益单元放大倍数为 $G_{pg}=1$ 时, e 取最大值。同时考虑到噪声密度值小于最大值 $1/5$ 的成分影响很小, 设计的 PGULNA 电路的输入端换算本底噪声密度 e 约为:

$$e = \sqrt{0.31^2 + 0.32^2 + 0.41^2 + 0.62^2 + 0.41^2 + 1.57^2} \\ = 1.84 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (6)$$

3 测试结果分析

为了测试 PGULNA 系统的性能, 搭建了如图 4 所示的实验室测试系统, 主要测试了 PGULNA 系统的电场通道本底噪声、电场通道程控增益等性能。测试系统包括 PGULNA 系统、信号发生器、PC 配置监控软件、PC 功率

表 1 各电路单元噪声分析结果

噪声项	噪声电压幅值/nV _{ms}	增益放大倍数 G	输入换算本底噪声密度/(nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
v_m	3.92	1	0.31
v_2	5.06	5	0.08
v_f	5.06	5	0.08
v_{nel}	10.64	5	0.17
v_{pg}	133.86	100	0.11
v_x	$133.86\sqrt{G_{pg}}$	100	$0.11\sqrt{G_{pg}}$
v_{ne2}	<87.71	100	<0.07
v_3	379.30	$100G_{pg}$	$0.32/G_{pg}$
v_4	268.21	$100G_{pg}$	$0.21/G_{pg}$
v_{ne3}	513.73	$100G_{pg}$	$0.41/G_{pg}$
v_5	199.84	$100G_{pg}$	$0.16/G_{pg}$
v_6	772.32	$100G_{pg}$	$0.62/G_{pg}$
v_{ne4}	513.73	$100G_{pg}$	$0.41/G_{pg}$
v_{AD}	1965.4	$100G_{pg}$	$1.57/G_{pg}$

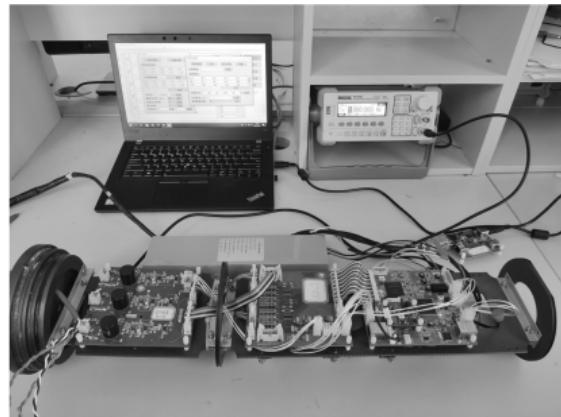


图 4 实验室测试系统

密度谱分析软件。其中信号源用于程控增益测试过程中的输入信号幅值调整; PC 配置监控软件用于系统参数配置、实时波形监控; PC 功率密度谱分析软件用于系统采集数据的功率密度谱分析。

3.1 本底噪声测试

PGULNA 系统具有 3 个电场放大采集通道。在电场通道本底噪声测试中, PGULNA 系统采用锂电池供电, 将各个电场通道的信号输入端分别短接, 设置系统采样率 125 Hz , 程控增益单元放大倍数 $G_{pg}=1$, 采样时长 20 min 。最终, 利用 PC 功率密度谱分析软件对采集到的数据进行功率密度谱分析, 得到如图 5 所示的通道本底噪声分析结果。

从通道本底噪声分析结果可以看出, 3 个电场通道的本底噪声基本一致, 仪器通道一致性良好。在 1 Hz 频点处, 电场通道本底噪声密度约为 $2.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 Hz , 与理论分析计算结果位于同一个数量级, 说明计算结果的合理性。测试结果高于计算结果, 说明存在电阻接触噪声等其他噪声源影响。

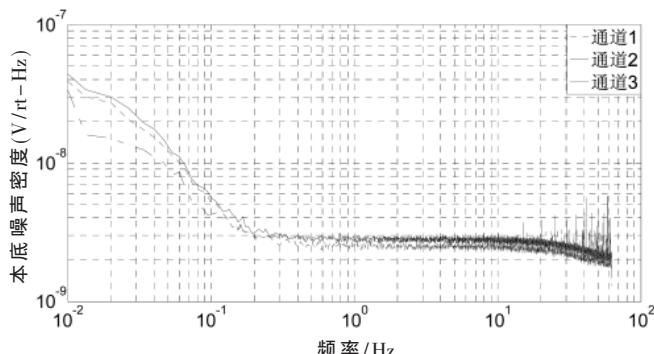


图 5 本底噪声测试结果

3.2 程控增益测试

程控增益测试采用在线监控方式进行信号和增益调整。使用信号发生器产生正弦波信号作为电场输入信号。为了避免直接产生微弱信号失真,测试时将幅值准确的正弦波信号通过1000倍的衰减线衰减至合适幅值接入电场通道;使用PC配置监控软件在信号幅值调整过程中对增益放大倍数进行配置调整,并对采集到的信号波形进行实时监控。

调整程控增益放大倍数从128、64、32、16、8、4、2、1逐渐减小,电场输出信号幅值随之改变。电场通道程控增益放大倍数测试结果分别如表2、图6所示,测试结果表明,PGULNA系统可以满足电场信号大动态范围采集需求。

表2 电场通道程控增益放大倍数测试结果

程控增益 放大倍数	固定增益 放大倍数	输入 信号/mV	输出 信号/V	设计 总增益	实际增益
1	100	10	0.9792	100	97.92
2	100	8	1.6496	200	206.2
4	100	2	0.8096	400	404.8
8	100	2	1.6092	800	804.6
16	100	0.5	0.7963	1600	1592.6
32	100	0.5	1.5839	3200	3167.8
64	100	0.15	0.9538	6400	6358.6
128	100	0.05	0.6394	12800	12788.0

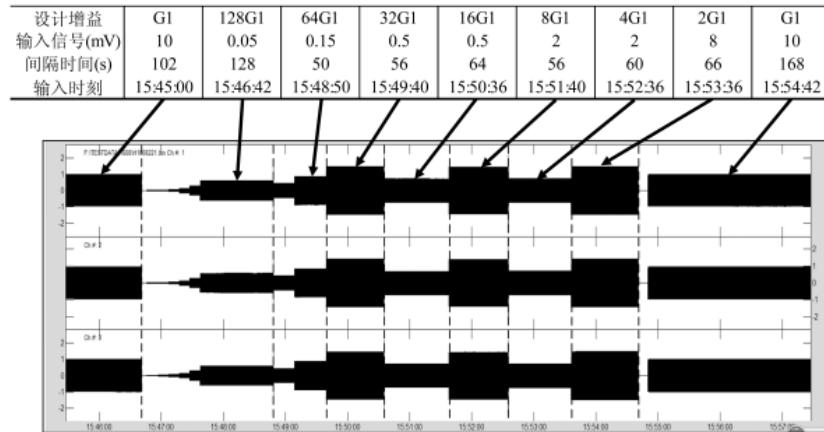


图 6 程控增益测试结果

(下转第 100 页)

[3] 万菁晶, 陆怡琪, 田梦倩, 等.面向 5G 无线通信系统中若干物理层技术探讨[J].太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(6): 962–969.

[4] 刘志伟, 结顺利, 吴喜亮, 等.一种具有双缝隙结构的双频宽带 MIMO 天线[J].太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(6): 1048–1053.

[5] Chen Jianxin, Wang Xueying, Huang Yexin, et al. A low-profile circularly polarized dielectric patch antenna with bandwidth expansion[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2021, 31(3).

[6] SHYNU S V, ONS M J R, MCEVOY P, et al. Integration of microstrip patch antenna with polycrystalline silicon solar cell[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(12): 3969–3972.

[7] AHMED A, MOSTAFA E, MAHMOUD S F, et al. Decoupling of closely stacked patch antennas for airborne radio altimeter applications[J]. AEU—International Journal of Electronics and Communications, 2021, 128.

[8] Wan Guochun, Kang Wenhao, Wang Chao, et al. Separating strain sensor based on dual-resonant circular patch antenna with chipless RFID tag[J]. Smart Materials and Structures, 2021, 30(1).

[9] 张广海, 汪立新, 陈茂洋.一种六边形分形宽带天线的设计[J].电子技术应用, 2020, 46(11): 74–78.

[10] 汤杭飞, 王虎, 郭晓静, 等.利用负磁导率材料提高宽带微带天线增益[J].现代雷达, 2011, 33(4): 58–61.

[11] 张丞皓, 陈星.集成于太阳能电池板的高增益分形天线设计[J].无线电工程, 2017(6): 48–51.

[12] KHEMAR A, KACHA A, TAKHEDMIT H, et al. Design and experiments of a 3G-band rectenna for radio frequency energy harvesting [J]. Rev Roum SCI Tech-El, 2017, 62(5): 82–86.

[13] SONG C, HUANG Y, ZHOU J, et al. A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(8): 3486–3495.

[14] LI Z, ZENG M, TAN H Z. A multi-band rectifier with modified hybrid junction for RF energy harvesting[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2018, 60(4): 817–821.

[15] SONG C, HUANG Y, CARTER P, et al. A novel six-band dual CP rectenna using improved impedance matching technique for ambient RF energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(7): 3160–3171.

(收稿日期: 2021-05-11)

作者简介:

薛亮(1995-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 射频能量收集。

白雪(1975-), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向: 太赫兹无损探测技术、农业物联网和射频与振动复合能量收集器设计。

徐雷钧(1976-), 通信作者, 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 太赫兹集成电路与射频电磁波能量收集电路设计, E-mail: xlking@ujs.edu.cn。



扫码下载电子文档

(上接第 95 页)

势分析[J].石油地球物理勘探, 2008, 43(6): 736–742, 612.

[7] 杨蜀冀, 胡杨承钰, 宋红喜, 等.海洋可控源电磁探测系统概述[J].电气时代, 2018(4): 118–120.

[8] 底青云, 薛国强, 殷长春, 等.中国人工源电磁探测新方法[J].中国科学: 地球科学, 2020, 50(9): 1219–1227.

[9] 徐震寰, 李予国.时频方向谱分析在海洋电磁数据处理中的应用[J].地球物理学报, 2019, 62(12): 4874–4885.

[10] ZHANG P F, DENG M, JING J E, et al. Marine controlled-source electromagnetic method data de-noising based on compressive sensing[J]. Journal of Applied Geophysics, 2020, 177.

[11] 鲁瑶, 曹杨, 孙卫斌.大功率海洋可控源电磁勘探系统装备性能及应用[J].物探装备, 2018, 28(6): 412–416.

[12] 邓明, 魏文博, 盛堰, 等.深水大地电磁数据采集的若干理论要点与仪器技术[J].地球物理学报, 2013, 56(11): 3610–3618.

[13] 陈凯, 景建恩, 赵庆献, 等.海底可控源电磁接收机及其水合物勘查应用[J].地球物理学报, 2017, 60(11): 4262–4272.

[14] 汪海峰, 邓明, 陈凯.海底电磁接收机新进展[J].物探与化探, 2016, 40(4): 809–815.

[15] 邓明, 沈高山, 余平, 等.基于麦克斯韦理论的海底大地电磁探测技术[J].海洋技术, 2003(2): 44–47.

(收稿日期: 2021-04-23)

作者简介:

刘兰军(1979-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 嵌入式技术与智能仪器、海洋探测技术与装备、水声通信与网络。

周亚涛(1995-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 嵌入式技术与智能仪器、海洋探测技术与装备。

陈家林(1988-), 通信作者, 男, 硕士, 实验师, 主要研究方向: 嵌入式技术与智能仪器、海洋探测技术与装备, E-mail: chenjialin@ouc.edu.cn。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所