

100 Hz~1 MHz感应式磁传感器的低噪声前置放大电路设计

唐尧^{1,2}, 晏茂珊^{1,2}

¹中南大学地球科学与信息物理学院, 湖南 长沙

²中南大学有色金属成矿预测教育部重点实验室, 湖南 长沙

收稿日期: 2023年3月15日; 录用日期: 2023年5月1日; 发布日期: 2023年5月11日

摘要

感应式磁传感器常用于大地电磁法勘探中, 降低感应式磁传感器的噪声水平可改善采集的磁场数据信噪比, 进而提高大地电磁法的勘探精度。本文从感应式磁传感器的原理出发, 分析了感应式磁传感器的噪声源分布, 采用低噪声JFET (JFE2140)和高速集成运算放大器(OPA211)设计并制作了一款低噪声前置放大电路, 该前置放大电路的电压噪声为 $1.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}@100\text{kHz}$, 电流噪声为 $2.9 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}@100\text{kHz}$, 固定增益为60 dB, 带宽为30 Hz~500 kHz。测量结果表明, 该低噪声前置放大电路适用于100 Hz~1 MHz感应式磁传感器中的微弱磁场信号放大。

关键词

大地电磁法勘探, 感应式磁传感器, 低噪声, 前置放大电路

Low Noise Amplifier Design for 100 Hz~1 MHz Induction Magnetometers

Yao Tang^{1,2}, Maoshan Yan^{1,2}

¹School of Geoscience and Info-Physics, Central South University, Changsha Hunan

²Key Laboratory of Metallogenic Prediction of Nonferrous Metals, Ministry of Education, Central South University, Changsha Hunan

Received: Mar. 15th, 2023; accepted: May 1st, 2023; published: May 11th, 2023

Abstract

Induction Magnetometers (IM) are commonly used in geomagnetic exploration. Reducing the noise

文章引用: 唐尧, 晏茂珊. 100 Hz~1 MHz 感应式磁传感器的低噪声前置放大电路设计[J]. 传感器技术与应用, 2023, 11(3): 222-231. DOI: 10.12677/jsta.2023.113024

of Induction Magnetometers can improve the signal-to-noise ratio of the collected magnetic field data, which in turn can improve the exploration accuracy of geomagnetic exploration. In this paper, the noise source distribution of IM is analyzed. A low-noise JFET (JFE2140) and a high-speed integrated operational amplifier (OPA211) were used to design and fabricate a low-noise amplifier with a voltage noise of $1.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @100kHz and a current noise of $2.9 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ @100kHz, a fixed gain of 60 dB and a bandwidth of 30 Hz~500 kHz. The measurement results show that this low-noise amplifier is suitable for amplifying weak magnetic field signals in 100 Hz~1 MHz Induction Magnetometers.

Keywords

Magnetotelluric Methods, Induction Magnetometers, Low Noise, Amplifier

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

由感应线圈、前置放大电路、磁芯构成的感应式磁传感器(Induction Magnetometers, IM)因具有低功耗、高灵敏度、高分辨率、携带方便等特点[1] [2] [3] [4], 在大地电磁法勘探工作中常承担着磁场信号的测量任务。感应式磁传感器的噪声水平是决定其性能优劣的重要指标。研究与实践表明, 感应式磁传感器总噪声主要由感应线圈的直流电阻热噪声、前置放大电路的电压噪声、前置放大电路的电流噪声经感应线圈阻抗产生的电压噪声等三部分构成[5] [6]。在感应线圈的直流电阻不发生改变的情况下, 设计出一款低电压噪声、低电流噪声的前置放大电路成为了降低感应式磁传感器噪声水平的主要途径。

近年来, 国内外许多学者对感应式磁传感器的前置放大电路进行了优化设计。在 Asaf Grosz 采用集成运算放大器搭建的前置放大电路中[7], 其电压噪声高达 $55 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz, 电流噪声达到了 $100 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz。而 C Coillot 设计的 CMOS 集成运算放大器其噪声水平得到了显著的改善[4], 对应的电压噪声为 $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @10kHz, 电流噪声为 $20 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ @10 kHz。H. C. Séran、Yong Liu、Kai Liu 等人采用低噪声结型场效应晶体管(JFET)设计的放大电路均有具较低的噪声水平[5] [8] [9]。其中, 由 Kai Liu 设计的放大电路最具代表性, 其当频率大于 10 Hz 时, 其等效输入电压噪声低于 $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 而等效输入电流噪声为 $10 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz, 但其带宽的上限截止频率仅为 10 kHz。而 Hongyu Shi、Bin yan、Li Jiawei 等人分别设计的低噪声斩波放大器具有较高的电流噪声, 且该放大器仅适用于低频感应式磁传感器的信号放大[6] [10] [11]。尽管前人设计出了很多性能优异的前置放大电路, 但因其噪声水平较高、带宽上限频率低等因素, 适用于测量频率范围为 100 Hz~1 MHz 感应式磁传感器的前置放大电路却很少。

本文基于低噪声 JFET (JFE2140)以及低噪声的高速集成运算放大器(OPA211)设计并制作了一款电压噪声为 $1.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ @100kHz, 电流噪声为 $2.9 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ @100kHz, 固定增益为 60 dB, 带宽为 30 Hz~500 kHz 的前置放大电路。

2. 感应式磁传感器的基本原理

2.1. 感应线圈的频率响应

感应式磁传感器主要由磁芯、前置放大电路、感应线圈组成。基于法拉第电磁感应定律, 当绕制有

感应线圈的磁芯处于交变磁场当中, 感应线圈的感应电压在时间域可以表示为:

$$e(t) = -N \frac{d\Phi(t)}{dt} = -\mu_{app} NA \frac{dB(t)}{dt} \quad (1)$$

当交变磁场为谐变场时, 感应电压在频率域则变为:

$$e(f) = -j2\pi\mu_{app} NAB(f) \quad (2)$$

在公式(1)和公式(2)中, N 为感应线圈的绕制匝数, Φ 为闭合感应线圈的磁通量, μ_{app} 为磁芯的视磁导率, 其主要与磁芯材料以及磁芯的几何参数有关, A 为磁芯的有效横截面积, B 为平行于磁芯方向的交变磁场, f 为平行于磁芯方向的交变磁场变化频率, j 为虚数单位。

感应线圈通常等效为一个 R, L, C 振荡电路(图 1), 其中, R 为感应线圈的直流电阻, L 为感应线圈的电感, C 为感应线圈的分布电容。前置放大电路的输出电压与感应线圈产生的感应电压之间的传输函数为:

$$T(f) = \frac{V_o(f)}{e(f)} = \frac{G(f)}{1 + j2\pi fRC - 4\pi^2 f^2 LC} \quad (3)$$

其中, $V_o(f)$ 为前置放大电路的输出电压, $G(f)$ 为放大器增益。联立公式(2)和公式(3), 可以得到前置放大电路的输出电压与平行于磁芯方向的交变磁场之间的传输函数为:

$$H(\omega) = \frac{V_o(f)}{B(f)} = \frac{-j2\pi fN\mu_{app} AG(f)}{1 + j2\pi fRC - 4\pi^2 f^2 LC} \quad (4)$$

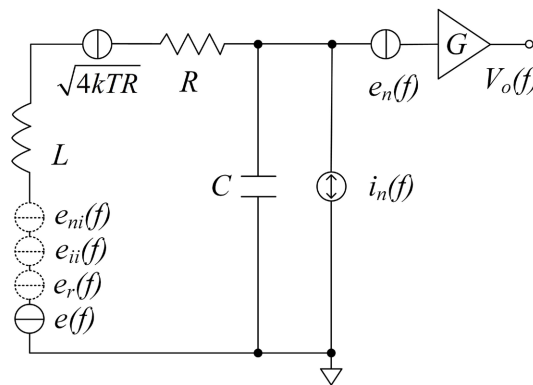


Figure 1. Equivalent circuit model of an induction coil and its noise source distribution
图 1. 感应线圈的等效电路模型及其噪声源分布

2.2. 传感器的噪声分析

感应式磁传感器的噪声是衡量其性能的重要指标。为了降低感应式磁传感器的噪声水平, 提高对微弱交变磁场信号的检测精度, 分析感应式磁传感器内部的噪声源分布显得尤为重要。

正如图 1 所示, 感应式磁传感器内部的噪声通常由以下几部分构成[7]:

放大器的电压噪声 e_n 折合到感应线圈的输入端为:

$$e_{ni}(f) = e_n(f) |1 + j2\pi fRC - 4\pi^2 f^2 LC| \quad (5)$$

由放大器的电流噪声 i_n 通过感应线圈阻抗产生电压噪声折合到感应线圈的输入端为:

$$e_{ii}(f) = i_n(f) |R + j2\pi fL| \quad (6)$$

由感应线圈的直流电阻产生的热噪声为:

$$e_r(f) = \sqrt{4kTR} \quad (7)$$

其中, $k = 1.380649 \times 10^{-23}$ J/K, 为玻尔兹曼常量, T 为热力学温度。

由于上述噪声不是同源的, 因此总的噪声可以表示为:

$$e_{tot}(f) = \sqrt{|e_{ni}(f)|^2 + |e_{ii}(f)|^2 + |e_r(f)|^2} \quad (8)$$

将公式(2)带入公式(8)则可以得到感应式磁传感器的等效输入磁场噪声为:

$$B_{ni}(f) = \frac{e_{tot}(f)}{2\pi f \mu_{app} NA} = \frac{\sqrt{|e_{ni}(f)|^2 + |e_{ii}(f)|^2 + |e_r(f)|^2}}{2\pi f \mu_{app} NA} \quad (9)$$

为了直观地展示感应式磁传感器内部各噪声源对总噪声的贡献, 本文在公式(5)至公式(8)的基础之上, 并给定如表 1 所示的参数, 得到了如图 2 所示的各部分噪声的功率谱密度。

Table 1. Selected parameters in induction magnetometers

表 1. 感应式磁传感器中的部分参数

参数	符号及单位	值
感应线圈直流电阻	R (Ω)	100.0
感应线圈分布电容	C (pF)	20.0
感应线圈电感	L (H)	30.0
感应线圈绕制匝数	N (匝)	10000.0
磁芯视磁导率	μ_{app}	200.0
磁芯有效横截面积	A (cm^2)	1.5
大器电压噪声	e_n (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	2.0
放大器电流噪声	i_n (fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	20.0
玻尔兹曼常量	k (J/K)	1.380649×10^{-23}
绝对温度	T (K)	300.0

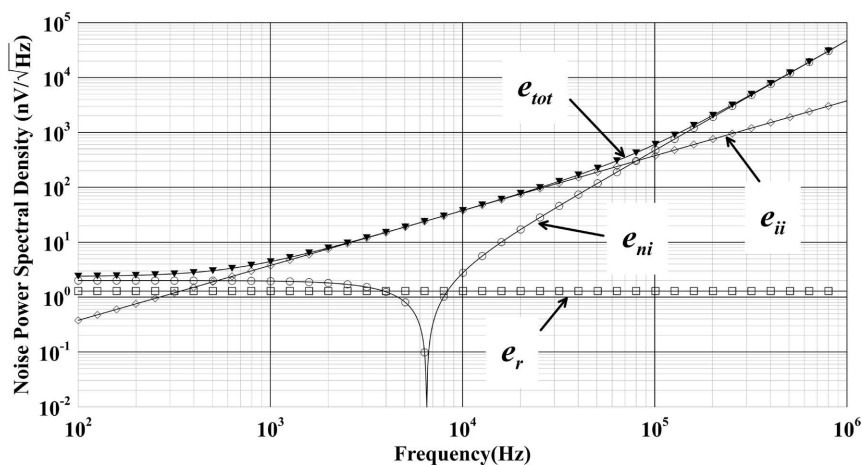


Figure 2. Internal noise sources in Induction Magnetometers as a function of frequency

图 2. 感应式磁传感器内部噪声源与频率的关系

从图 2 可以看出, 在 100 Hz~1 kHz 频率范围内, 感应式磁传感器的总噪声主要由感应线圈直流电阻的热噪声和前置放大器的电压噪声构成; 在 1 kHz~100 kHz 频率范围内, 感应式磁传感器的噪声水平几乎取决于前置放大器的电流噪声; 当频率高于 100 kHz 时, 前置放大器的电压噪声又占据感应式磁传感器总噪声的主导地位。上述分析说明, 在感应线圈参数不变的情况下, 设计出一款低电压噪声、低电流噪声的前置放大器以降低感应式磁传感器在 100 Hz~1 MHz 的噪声水平具有重要意义。

3. 前置放大电路的设计与仿真

3.1. 关键器件的选型

3.1.1. 低噪声 JFET

在多级放大器级联的放大电路中, 由弗里斯公式给出的放大电路总噪声系数为:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} + \frac{F_3 - 1}{K_1 K_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{K_1 K_2 \dots K_{n-1}} \quad (10)$$

其中, F_1, F_2, \dots, F_n 为各级放大器的噪声系数, K_1, K_2, \dots, K_n 为功各级放大器的功率增益。

公式(10)说明, 当第一级放大器的增益足够大, 放大电路的总噪声系数主要由第一级放大器的噪声系数决定[12]。因此, 输入级放大器的设计以及器件的选型对整个放大电路来讲是至关重要的。

JFET 因具有输入电压噪声、低 $1/f$ 噪声转折频率、低输入电流噪声、高输入阻抗等特点, 常用于分立器件搭建的放大电路中[13]。本文选择来自德州仪器(Texas Instruments, TI)的 JFE2140, 该器件的电压噪声仅为 1.1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz, $1/f$ 噪声转角频率约为 10 Hz, 电流噪声低至 1.6 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz。JFE2140 出色的噪声水平可确保设计的放大电路不会有过高的电压噪声和电流噪声。

3.1.2. 低噪声集成运算放大器

集成运算放大器起到对信号的二次放大作用, 为了保证后级放大器不会对放大电路的总噪声带来额外的影响, 因此在选择集成运算放大器时, 也应选择低电压噪声、低电流噪声、低失调电压和带宽合适的高速集成运算放大器。本文选用了 TI 的 OPA211 集成运算放大器, 该放大器的电压噪声仅为 1.1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz, 电流噪声为 800 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz, 失调电压最大仅为 125 μV , 增益带宽积高达 80 MHz, 压摆率达到了 27 V/ μs 。优异的性能使 OPA211 非常适合本文针对 100 Hz~1 MHz 感应式磁传感器设计的前置放大电路。

3.2. 放大电路的设计

为了满足感应式磁传感器在 100 Hz~1 MHz 的测量需求, 本文设计了如图 3 所示的低噪声放大电路。放大电路采用两级放大结构, 其理论带宽为 100 Hz~1 MHz, 并在带宽内提供 60 dB 的稳定增益。

输入级为基于两个 JFET 差分对管(J_1 和 J_2)和一个集成运算放大器(U_1)构成的差分放大电路, 两个 JFET 差分对管的源极接入了一个大小为 I_s 的电流源, 此电流源除了为 JFET 提供稳定合适的静态工作点之外, 还起到了提高放大电路共模抑制比的作用[14]。此外, 输入级放大器采用串联电压负反馈的方式以获得固定的 50 倍线性增益, 同时增强了放大电路的稳定性。

在输入级放大电路中, 当三极管 Q_1 和 Q_2 完全一致且二者的电流放大系数较大时, 电流源 I_s 的计算公式为:

$$I_s \approx \frac{R_9}{R_{10}} \frac{V_{DD} - V_{SS} - U_{BE0}}{R_8 + R_9} \quad (11)$$

而 JFET 的静态工作点对应的源极 - 漏极电流为:

$$I_{DS} = \frac{I_s}{2} = \frac{R_9 (V_{DD} - V_{SS} - U_{BE0})}{2R_{10} (R_8 + R_9)} \quad (12)$$

其中, $U_{BE0} = 0.7 \text{ V}$, 为三极管的基极与发射极之间的电压。在给定如表 2 所示的放大电路的电气参数值, 可以计算得到此时的源极 - 漏极电流 $I_{DS} = 2 \text{ mA}$ 。

在采用串联电压负反馈的输入级放大器中, 其增益为:

$$G_1 = 1 + \frac{R_3}{R_4} \quad (13)$$

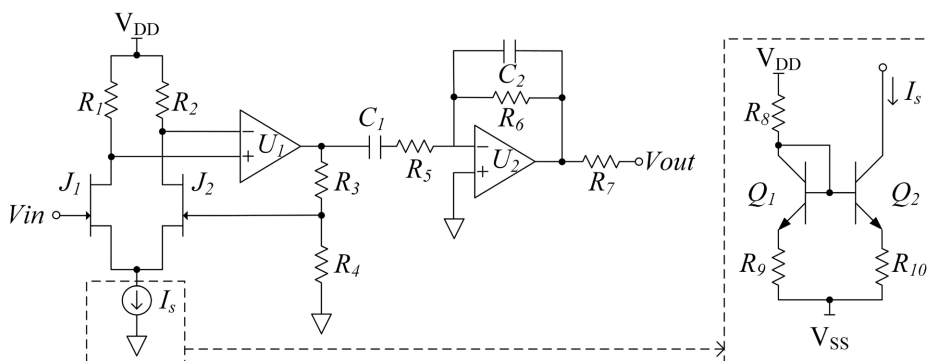


Figure 3. The low-noise preamplifier designed in this paper
图 3. 设计的低噪声前置放大器

Table 2. Selected parameters in the preamplifier
表 2. 前置放大电路中的部分参数

符号(单位)	值	符号(单位)	值
$R_1 (\Omega)$	1.2×10^3	$R_2 (\Omega)$	1.2×10^3
$R_3 (\Omega)$	9.8×10^2	$R_4 (\Omega)$	20.0
$R_5 (\Omega)$	1.6×10^3	$R_6 (\Omega)$	3.2×10^4
$R_7 (\Omega)$	50.0	$R_8 (\Omega)$	4.0×10^3
$R_9 (\Omega)$	1.8×10^3	$R_{10} (\Omega)$	1.8×10^3
$C_1 (\text{F})$	1.0×10^{-6}	$C_2 (\text{F})$	5.0×10^{-12}
$V_{DD} (\text{V})$	+12	$V_{SS} (\text{V})$	-12

第二级放大器为基于一个集成运算放大器构成的有源低通滤波器, 该级放大电路在滤除高频噪声的同时, 可提供 20 倍的固定增益。输入级放大器和输出级放大器之间采用电容耦合的方式, 从而减小输入级放大器的直流电压对输出级放大器的影响。电路中, R_5, C_1 构成的高通滤波器和 R_6, C_2, U_2 构成的低通滤波器组成了一个带通滤波器, 其下限截止频率为:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_5 C_1} \quad (14)$$

上限截止频率为:

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_6 C_2} \quad (15)$$

而该级放大电路在平坦处的增益为:

$$G_2 = -\frac{R_6}{R_5} \quad (16)$$

根据表 2 所给出参数值, 可以计算出本文设定放大电路下限截止频率为 $f_L = 100 \text{ Hz}$, 上限截止频率为 $f_H = 1 \text{ MHz}$, 即该放大电路的带宽为 $100 \text{ Hz} \sim 1 \text{ MHz}$ 。

4. 前置放大器的测试

4.1. 增益测量

在前文所述的前置放大电路设计基础之上, 本文制作出了前置放大电路的实物, 并采用由日本 NF 公司生产的高精度频率特性分析仪(FRA5087)对其进行了正弦波扫频, 得到了前置放大电路的增益测试结果。同时, 为了验证设计的前置放大电路是否合理准确, 本文采用亚德诺半导体(Analog Devices, Inc., ADI)所开发的 LT-Spice 仿真软件对前置放大电路的增益进行了仿真。

如图 4 所示, 前置放大电路增益的仿真结果和测量结果在带宽内均具有平坦稳定的 60 dB 增益, 二者十分吻合; 而前置放大电路的-3 dB 带宽测量值为 $30 \text{ Hz} \sim 500 \text{ kHz}$, 与理论的-3 dB 带宽 $10 \text{ Hz} \sim 1 \text{ MHz}$ 有略微的差距。由于测量环境的影响, 电路板在测试的过程中会受到外界的电磁干扰, 这会降低目标信号的信噪比, 因此实际的增益曲线会在个别频点有所跳动, 但不会对前置放大电路本身产生影响。

考虑到实际的电阻、电容元器件具有误差, 同时电路板连线与 GND 之间存在分布电容, 测量结果和仿真结果是在允许误差范围内的。上述结果也验证了前置放大电路设计的正确性和合理性, 实际的前置放大电路具有宽广的 $30 \text{ Hz} \sim 500 \text{ kHz}$ 带宽, 带宽内具有稳定的 60 dB 线性增益。

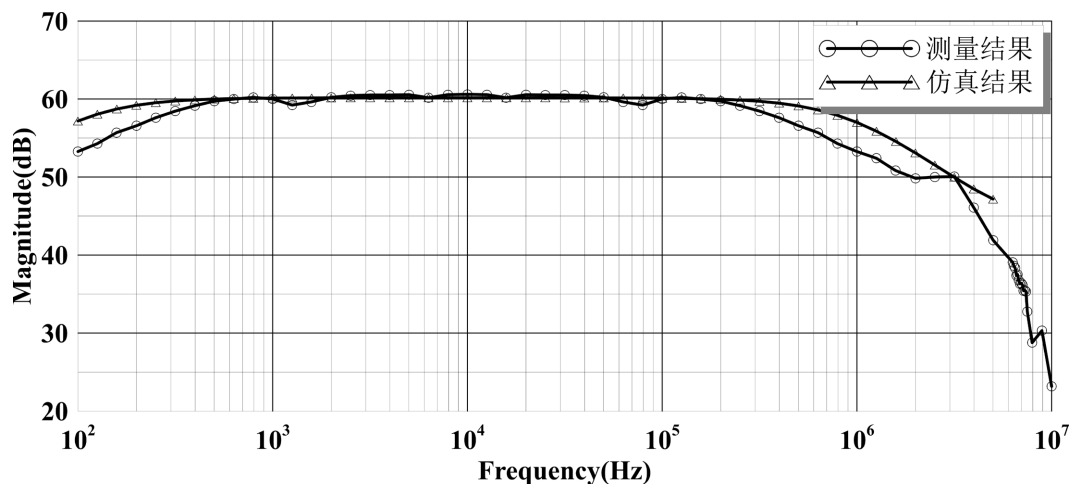


Figure 4. Gain measurement results and simulation results of the preamplifier

图 4. 前置放大电路的增益测试结果与仿真结果

4.2. 等效输入电压噪声

本文将前置放大电路的输入端短接到 GND, 并将其密封于一个金属屏蔽盒内, 以减小外界的电磁干扰。采用一款高精度、双通道动态信号分析仪(SR785)测量得到前置放大电路在输出端的电压噪声 $e_{no}(f)$ 。假设前文所测量得到的前置放大器的增益为 $G(f)$, 则前置放大电路的等效输入电压噪声为:

$$e_n(f) = \frac{e_{no}(f)}{G(f)} \quad (17)$$

将所测量的数据带入公式(17)计算得到便得到了如图 5 所示的等效输入电压噪声功率谱密度。前置放大电路的等效输入电压噪声为 $1.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}@100\text{kHz}$ ，当频率小于 10 Hz 时，理论电压噪声主要为前置放大电路的 $1/f$ 噪声，由于低通滤波器下限截止频率实际为 30 Hz ，前置放大器的测量噪声在低于 30 Hz 时低于 $0.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，说明本文所设计的前置放大电路在 $30 \text{ Hz} \sim 50 \text{ kHz}$ 范围内不受低频噪声影响。值得说明的是，即便前文所提及的 OPA211 电压噪声仅为 $1.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}@1\text{kHz}$ ，该电压噪声水平已经优于前置放大器的电压噪声水平，但其电流噪声达到了 $800 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}@1\text{kHz}$ ，这是 OPA211 或其它低电压噪声集成运算放大器不适用于高频感应式磁传感器的微弱信号放大的主要原因。

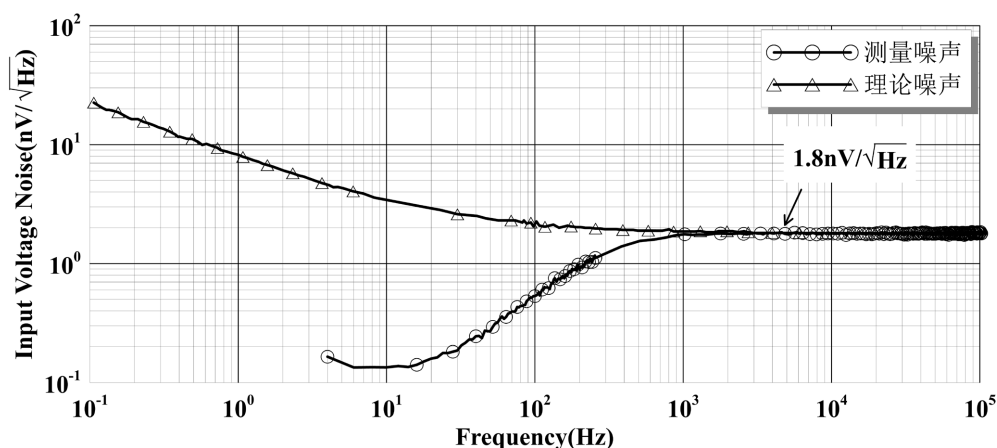


Figure 5. Equivalent input voltage noise measurement results of the preamplifier

图 5. 前置放大电路的等效输入电压噪声测试结果

4.3. 等效输入电流噪声

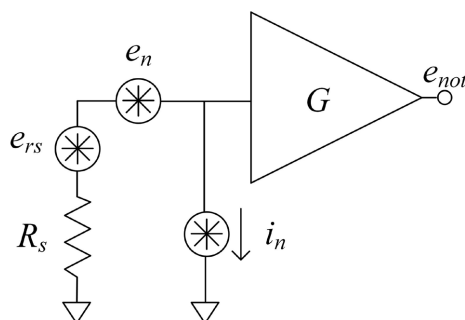


Figure 6. Equivalent input current noise measurement principle of the preamplifier

图 6. 前置放大电路的等效输入电流噪声测量原理

为了测量斩波放大器的等效输入电流噪声，我们在其输入端串联了一个电阻 R_s 并短接到 GND (图 6)，则放大电路的等效输入电流噪声可以表示为：

$$i_n(f) = \sqrt{\frac{e_{not}(f)^2 - 8kTR - e_n(f)}{G(f)^2 R_s^2}} \quad (18)$$

其中， e_{not} 为放大器输入端串联有电阻时在输出端的总噪声， R_s 的取值为 $10 \text{ M}\Omega$ ，这样的阻值可以保证由电流噪声通过两个电阻 R_s 产生的电压噪声大于背景噪声，使测量的电流噪声更加准确[15]。

采用动态信号分析仪(SR785)测量并计算得到前置放大电路的等效输入电流噪声功率谱密度。如图7所示,前置放大电路的等效输入电流噪声仅为 $2.9 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}@100\text{kHz}$,当频率小于前置放大电路的下限截止频率时,等效输入电流噪声大于 $2.9 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 并随频率的减小而增大。

前置放大的电流噪声由输入级 JFET 的散弹噪声(Shot Noise)引起,散弹噪声可以表示为:

$$i_{\text{shot}}(f) = \sqrt{2qI_B} \quad (19)$$

其中, $q = 1.602 \times 10^{-9} \text{ C}$, 为电子电荷, I_B 为 JFET 的偏置电流。

依据 JFE2140 的数据手册,其偏置电流为 2 pA , 带入公式(19)得到前置放大电路的理论电流噪声为 $1.8 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}@100\text{kHz}$, 该值低于实际测量值。实际上,由于差分对管的匹配存在误差,实际的偏置电流应大于 2 pA , 这是造成测量结果大于理论值的主要原因。

前置放大电路的低电流噪声水平,已经优于了市面上绝大多数的集成运算放大器,因此,本文设计的前置放大电路更适合高频感应式磁传感器的微弱信号放大。

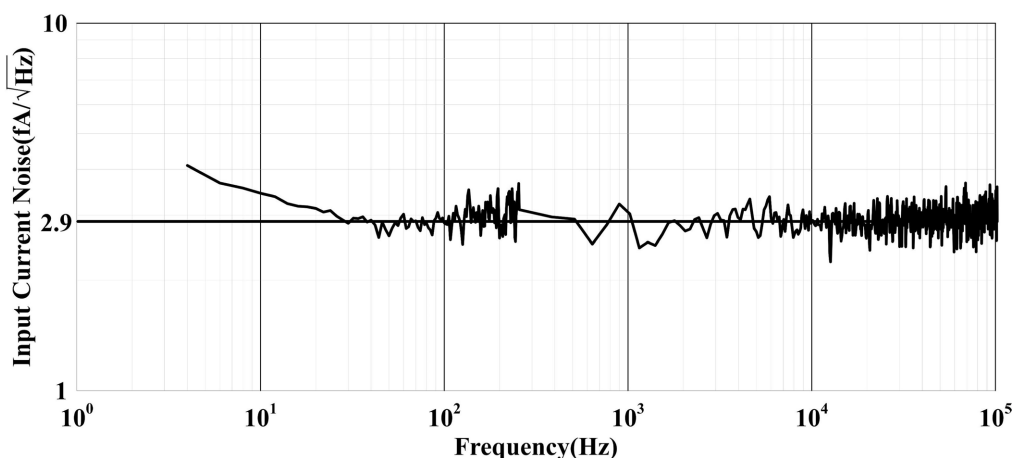


Figure 7. Equivalent input current noise measurement results of the preamplifier

图7. 前置放大电路的等效输入电流噪声测试结果

5. 结论

本文从感应式磁传感器的原理出发,分析了其内部的噪声源在不同频段对总噪声的贡献:在 $100 \text{ Hz} \sim 1 \text{ kHz}$ 频率范围内,感应式磁传感器的总噪声主要来源于感应线圈的直流电阻热噪声以及前置放大电路的电压噪声;在 $1 \text{ kHz} \sim 100 \text{ kHz}$ 频率范围内,感应式磁传感器的总噪声主要来源于前置放大电路的电流噪声经感应线圈阻抗作用后所产生的电压噪声;当频率高于 100 kHz 时,感应式磁传感器总噪声主要来源于前置放大器的电压噪声。

根据感应式磁传感器对前置放大电路的需求特点,采用低噪声 JFET 放大器(JFET21410)与低噪声高速集成运算放大器(OPA211)设计了一款低噪声、低功耗的前置放大电路,该放大电路具有稳定的 60 dB 线性增益,其带宽为 $30 \text{ Hz} \sim 500 \text{ kHz}$,等效输入电压噪声为 $1.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}@100\text{kHz}$,等效输入电流噪声为 $2.9 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}@100\text{kHz}$ 。测量结果表明,本文所设计的前置放大电路适用于 $100 \text{ Hz} \sim 1 \text{ MHz}$ 的感应式磁传感器中的微弱磁场放大。

参考文献

- [1] Prance, R.J., Clark, T.D. and Prance, H. (1999) Compact Broadband Gradiometric Induction Magnetometer System. *Sensors and Actuators A: Physical*, **76**, 117-121. [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(98\)00363-X](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(98)00363-X)

-
- [2] Lenz, J. and Edelstein, S. (2006) Magnetic Sensors and Their Applications. *IEEE Sensors Journal*, **6**, 631-649. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2006.874493>
- [3] Tumanski, S. (2007) Induction Coil Sensors—A Review. *Measurement Science and Technology*, **18**, R31. <https://doi.org/10.1088/0957-0233/18/3/R01>
- [4] Coillot, C., Moutoussamy, J., Leroy, P., *et al.* (2007) Improvements on the Design of Search Coil Magnetometer for Space Experiments. *Sensor Letters*, **5**, 167-170. <https://doi.org/10.1166/sl.2007.050>
- [5] Liu, K., Zhu, W., Yan, B., *et al.* (2015) Ultralow Noise Preamplifier and Optimization Method for Induction Magnetometers. *IEEE Sensors Journal*, **15**, 3293-3300. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2015.2389336>
- [6] Yan, B., Zhu, W., Liu, L., *et al.* (2013) An Optimization Method for Induction Magnetometer of 0.1 mHz to 1 kHz. *IEEE Transactions on Magnetics*, **49**, 5294-5300. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2264821>
- [7] Grosz, A. and Paperno, E. (2012) Analytical Optimization of Low-Frequency Search Coil Magnetometers. *IEEE Sensors Journal*, **12**, 2719-2723. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2012.2202179>
- [8] Séran, H.C. and Fergeau, P. (2005) An Optimized Low-Frequency Three-Axis Search Coil Magnetometer for Space Research. *Review of Scientific Instruments*, **76**, Article ID: 044502. <https://doi.org/10.1063/1.1884026>
- [9] Liu, Y., Liu, K., Li, W., *et al.* (2017) Using Low Noise Induction Magnetometer for Online Monitoring of the Induction Machine. 2017 *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, Haining, 14-16 December 2017, 1-3. <https://doi.org/10.1109/EDAPS.2017.8276921>
- [10] Shi, H., Wang, Y. and Lin, J. (2016) Optimal Design of Low-Noise Induction Magnetometer in 1 mHz - 10 kHz Utilizing Paralleled Dual-JFET Differential Pre-Amplifier. *IEEE Sensors Journal*, **16**, 3580-3586. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2016.2537928>
- [11] Li, J., Xi, Z., Chen, X., *et al.* (2020) Ultralow Noise Low Offset Chopper Amplifier for Induction Coil Sensor to Detect Geomagnetic Field of 1 mHz to 1 kHz. *Journal of Environmental and Engineering Geophysics*, **25**, 497-511. <https://doi.org/10.32389/JEEG20-014>
- [12] Friis, H.T. (1944) Noise Figures of Radio Receivers. *Proceedings of the IRE*, **32**, 419-422. <https://doi.org/10.1109/JRPROC.1944.232049>
- [13] Levinzon, F.A. (2005) Measurement of Low-Frequency Noise of Modern Low-Noise Junction Field Effect Transistors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **54**, 2427-2432. <https://doi.org/10.1109/TIM.2005.858534>
- [14] Rhouni, A., Sou, G., Leroy, P., *et al.* (2012) Very Low 1/f Noise and Radiation-Hardened CMOS Preamplifier for High-Sensitivity Search Coil Magnetometers. *IEEE Sensors Journal*, **13**, 159-166. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2012.2211347>
- [15] LaFontaine, D. (2011) Making Accurate Voltage Noise and Current Noise Measurements on Operational Amplifiers down to 0.1 Hz. Application Note AN1560.