

一种SLF/ULF频段基于磁通负反馈的钻孔电磁波接收天线

王华雄, 杨爱锋, 耿春娜, 姬勇力

中国电子科技集团公司第二十二研究所, 河南 新乡

收稿日期: 2021年9月2日; 录用日期: 2021年10月2日; 发布日期: 2021年10月11日

摘要

当前国内外钻孔电磁波CT有基于电偶极子模型的天线系统和基于磁偶极子模型的磁天线系统。由于电天线需要满足天线准则(波长的 $1/4$ 或者 $1/2$)因而长度较长, 当电天线模型传播距离与尺度可比时, 由于近场的强非线性以及方向性会受到结构影响因而电偶极子模型等效性差。基于磁天线的CT仪器电磁波此时由于频率结构的特点, 磁偶极子模型等效性好。在某国家重大专项中根据实际要求采用基于磁偶极子模型技术的钻孔电磁波CT系统, 该系统要求天线接收交变磁场, 频段为 $30\text{ Hz}\sim 3000\text{ Hz}$ (SLF/ULF), 通带内灵敏度应是平坦状。本文采用磁通负反馈技术结合噪声匹配分析方法, 对接收天线进行了理论分析和设计, 制作了相应的天线样机, 经实验室刻度和现场测试天线各项指标满足项目要求。

关键词

磁通负反馈, 钻孔电磁波, 磁偶极子, 噪声匹配

A Borehole Electromagnetic Wave Receiving Antenna Based on Flux Negative Feedback Technology in SLF/ULF Band

Huaxiong Wang, Aifeng Yang, Chunna Geng, Yongli Ji

The 22nd Research Institute, China Electronics Technology Corporation, Xinxiang Henan

Received: Sep. 2nd, 2021; accepted: Oct. 2nd, 2021; published: Oct. 11th, 2021

Abstract

At present, electromagnetic wave CT at home and abroad has electric antenna system based on electric dipole model and magnetic antenna system based on magnetic dipole model. Because the elec-

文章引用: 王华雄, 杨爱锋, 耿春娜, 姬勇力. 一种 SLF/ULF 频段基于磁通负反馈的钻孔电磁波接收天线[J]. 天线学报, 2021, 10(3): 21-34. DOI: 10.12677/ja.2021.103004

tric antenna needs to meet the antenna criterion ($1/4$ or $1/2$ of the wavelength), the length is long. When the propagation distance of the electric antenna model is comparable to the scale, the strong nonlinearity and directivity of the near field will be affected by the structure, so the equivalence of the electric dipole model is poor. The electromagnetic wave of CT instrument based on magnetic antenna has good equivalence due to the characteristics of frequency structure. In a major national project, according to the actual requirements, the borehole electromagnetic wave CT system based on magnetic dipole model technology is adopted. The system requires the antenna to receive alternating magnetic field, the frequency band is 30 Hz~3000 Hz (SLF/ULF), and the sensitivity in the pass band should be flat. In this paper, the receiving antenna is theoretically analyzed and designed by using flux negative feedback technology combined with noise matching analysis, and the corresponding antenna prototype is made. After laboratory calibration and field test, each index of the antenna meets the project requirements.

Keywords

Magnetic Flux Negative Feedback, Borehole Electromagnetic Wave, Magnetic Dipole, Noise Matching

Copyright © 2021 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

如图 1 所示孔(井)间电磁波层析成像系统(CT)系统是利用电/磁天线和电磁波层析成像, 通过改变两孔中收发探头位置获取相应磁场强度, 来探测物体内部电性参数结构的一种技术。它对探测钻孔之间与背景电阻率有较大电性差异的异常体(如油气、溶洞、断裂破碎带等)、确定空间位置和产状, 是一种非常有效的勘探方法。

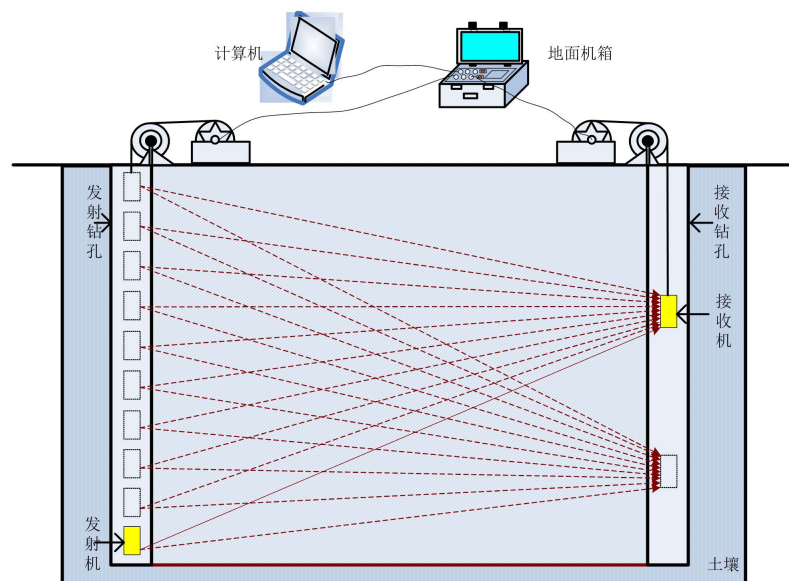


Figure 1. Schematic diagram of cross hole electromagnetic wave tomography system (CT)

图 1. 孔(井)间电磁波层析成像系统(CT)系统示意图

当前国内外勘探应用中电磁波 CT 多采用电偶极子天线模型,磁偶极子天线 CT 模型仅有斯伦贝谢的 DEELOOK (5 Hz~1000 Hz) [1]和中电科 22 所的 SCMI-1000 (5 Hz~1000 Hz)。在某国家重大专项项目需求中,现有电偶极子 CT 由于结构限制应用受限,现有磁偶极子 CT 由于频带限制应用受限,本文针对接收天线,根据项目需求分析了 30 Hz~3000 Hz 基于磁通负反馈磁偶极子接收天线的工作原理,并进行了相应的设计试制。

2. 工作原理

如图 1 所示接收天线接收磁偶极子发射天线穿过地层的微弱正弦磁场信号,其工作原理直接起源于法拉第电磁感应定律[2]。接收电路由前置放大器和信号采集处理部分组成,实现对微弱接收信号的测量。

2.1. 接收天线组成

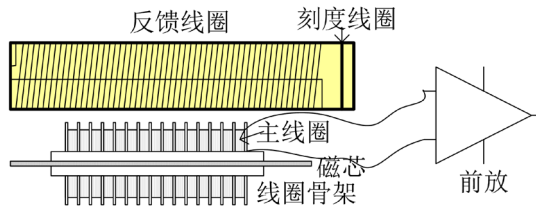


Figure 2. Composition of receiving antenna

图 2. 接收天线组成

如图 2 所示接收天线由棒状磁芯、主线圈、反馈线圈、刻度线圈、骨架和前放等部分组成。在尺寸和灵敏度要求不高的空间场合常常使用空心线圈,但在在尺寸、尤其是灵敏度要求高的钻孔/井内应用中,空心线圈已不能满足要求。实际通过加入磁芯提高线圈感应电压,从而提高接收天线的灵敏度。

2.2. 接收天线模型

接收线圈模型如图 3 所示:

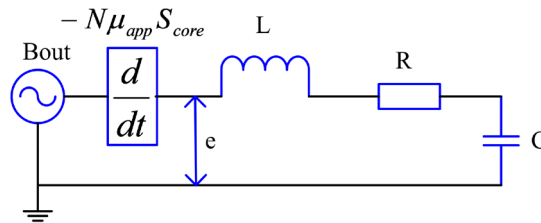


Figure 3. Receiving coil model

图 3. 接收线圈模型

其中 L 是电感, R 是线阻、 C 是分布电容, B_{out} 是外部磁场, N 是线圈匝数, e 是感应电压, S_{core} 是磁芯等效椭球体横截面积, μ_{app} 是接收线圈视在磁导率(有效磁导率)。

接收天线的工作原理直接起源于法拉第电磁感应定律:

$$e = N \frac{d\phi}{dt} = N \frac{d(B_{core} S_{core})}{dt} = N \mu_{app} \frac{d(B_{out} S_{core})}{dt} = \mu_{app} N S_{core} \frac{dB_{out}}{dt} = jN \mu_{app} S_{core} B_{out} \omega \quad (1)$$

由模型可知接收天线输出电压(电容 C 两端电压):

$$V_{out} = e(j\omega) \times \frac{1/jC\omega}{R + jL\omega + 1/jC\omega} = \frac{j\omega\mu_{app}NS_{core}B_{out}}{(1-LC\omega^2) + j\omega RC} \quad (2)$$

则接收天线输出电压对外部磁场的传递函数为:

$$T_{VB0}(j\omega) = \frac{V_{out}}{B_{out}} = \frac{j\omega\mu_{app}NS_{core}}{(1-LC\omega^2) + j\omega RC} \quad (3)$$

当 $N = 40000$, $S_{core} = 0.000314 \text{ m}^2$, $\mu_{app} = 950$ 时, 绘制其传递函数如图 4 所示:

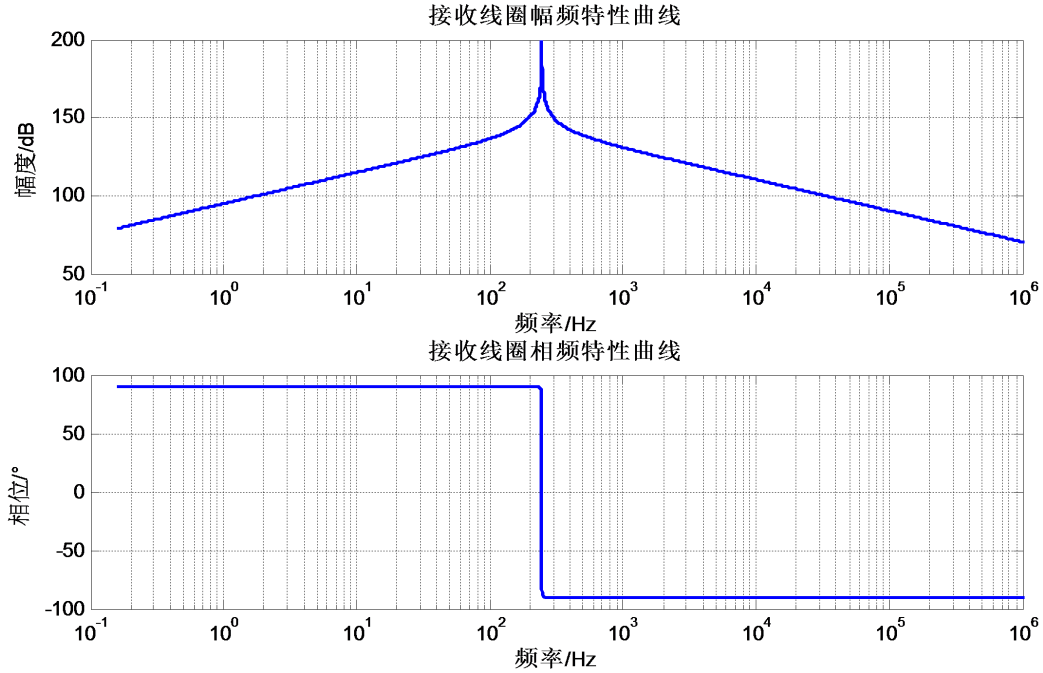


Figure 4. Transfer function of receiving antenna without magnetic feedback

图 4. 无磁反馈时接收天线的传递函数

显然在谐振点 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 附近相位将产生突变, 并且非常小的输入信号也将引起非常大的幅度输出, 因此为了保证相位测量必须对接收天线谐振点突变特性进行处理。

2.3. 磁通负反馈

针对谐振点突变问题, 设计采用图 5 所示磁通负反馈方法(简称磁反馈)。磁反馈的原理是将主线圈的输出电压放大后经过反馈电阻转换成电流量, 电流通过绕在主线圈外侧的反馈线圈形成与被测磁场方向相反的反馈磁场, 对被测磁场形成磁通负反馈[3]。磁反馈能够解决谐振点处相位突变的问题, 并使接收线圈在原谐振点两侧有平坦的灵敏度曲线, 拓宽了频带。

图 5 中左侧为接收天线剖面示意, 其中 $M_{coil} = k\sqrt{LL_{feedback}}$ 为主线圈与反馈线圈之间的互感,

$I = \frac{V_{out}}{R_{opinput}}$ 为主线圈电流, $R_{opinput}$ 为输入级放大电路输入阻抗($10^8 \Omega$ 级), R_f 为反馈电阻(k Ω 级),

$I_f = \frac{V_{amp}}{R_f} = \frac{G_o V_{out}}{R_f}$ 为反馈线圈电流。加入反馈线圈后, 接收线圈的磁通变为:

$$\phi_1 = \mu_{app} NB_{out} S_{core} + LI - M_{coil} I_f \quad (4)$$

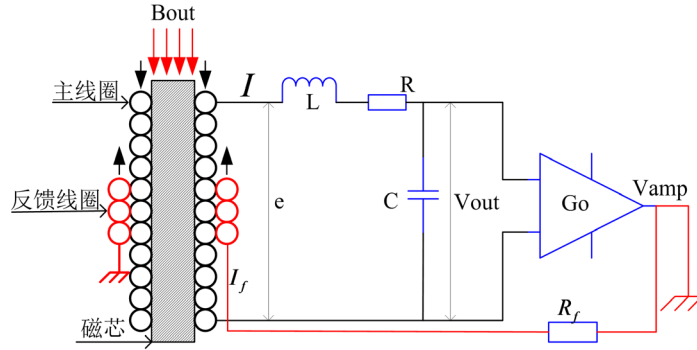


Figure 5. Receiving antenna model with magnetic feedback

图 5. 有磁反馈的接收天线模型

由于放大电路输入阻抗 $R_{opinput}$ 非常大($10^8 \Omega$ 级), 故 $LI = \frac{LV_{out}}{R_{opinput}}$ 可以忽略不计。此时接收线圈感应电压:

$$e = \frac{d\phi}{dt} \cong \mu_{app} NS_{core} \frac{dB_{out}}{dt} - \frac{d(M_{coil} I)}{dt} = \mu_{app} NS_{core} \frac{dB_{out}}{dt} - \frac{G_o M_{coil}}{R_f} \frac{dV_{out}}{dt} \quad (5)$$

$$e(j\omega) = j\omega \left(\mu_{app} NS_{core} B_{out} - \frac{G_o M_{coil}}{R_f} V_{out} \right) \quad (6)$$

线圈输出电压:

$$V_{out} = e(j\omega) \times \frac{1}{(1 - LC\omega^2) + j\omega RC} = \frac{j\omega \mu_{app} NS_{core} B_{out}}{(1 - LC\omega^2) + j\omega \left(RC + \frac{G_o M}{R_f} \right)} \quad (7)$$

引入磁通负反馈后的传递函数

$$T_{VB1}(j\omega) = \frac{V_{amp}}{B_{out}} = \frac{G_o V_{out}}{B_{out}} = \frac{j\omega \mu_{app} G_o NS_{core}}{(1 - LC\omega^2) + j\omega \left(RC + \frac{M}{R_f} G_o \right)} \quad (8)$$

此时在原谐振频率处, 由于 $\frac{M}{R_f} G_o$ 的存在传递函数分母将不再趋近于 0, 从而得到如图 6 所示较为平坦的频率特性曲线(参数见表 1)。若使用磁反馈, 当线圈参数确定时, 天线的设计工作将转移到 G_o 和 R_f 的设计上。

2.4. 磁芯的椭球体等效

现代软磁材料的相对磁导率 μ_R 可以很容易做到 100000 以上, 但 μ_R 仅在闭合磁路适用, 在非闭合磁路中适用的是视在磁导率(有效磁导率) μ_{app} 。当磁芯无限长时 $\mu_{app} = \mu_R$, B_{core} 和 μ_{app} 在磁芯中是均匀一致的。但实际磁芯是有限长的, 由于退磁系数 N_Z 的影响, $\mu_{app} \ll \mu_R$ 并且 B_{core} 和 μ_{app} 从磁芯中间向两端递减, 使得磁通 Φ 的计算和接收天线设计非常困难。

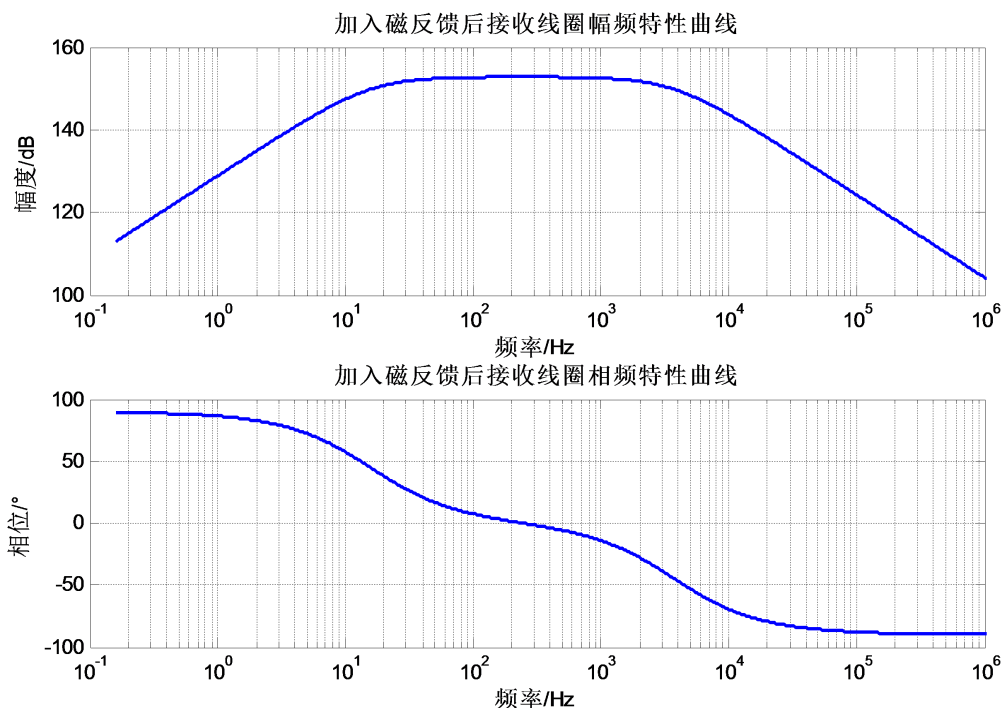


Figure 6. Frequency characteristics of antenna after adding magnetic feedback

图 6. 加入磁反馈后接收天线的频率特性

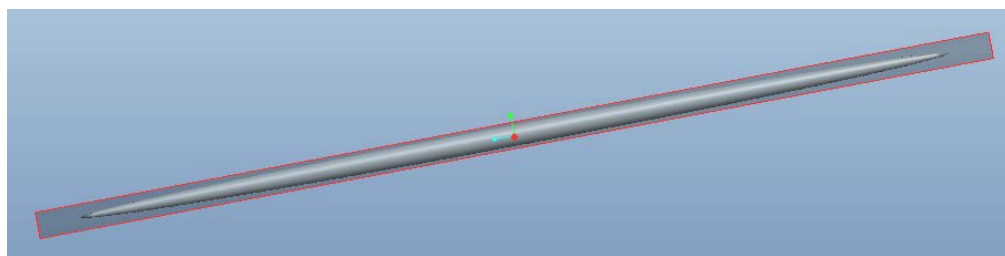


Figure 7. The rod magnetic core is equivalent to an ellipsoid

图 7. $\mu_R > 100000$ 、 $m > 10$ 时棒状磁芯等效为椭球体

但是当棒状磁芯 $\mu_R > 100000$ 、长径比 $m > 10$ 时,接收线圈可等效为图 7 所示的一个椭球体,椭球体内 B_{core} 和 μ_{app} 是均匀一致的,当磁芯较长时椭球体的等效具有重要意义。

椭球体内磁芯的 μ_{app} 计算公式如下:

$$\mu_{app} = \frac{B_{core}}{B_{out}} = \frac{\mu_R}{1 + N_z(\mu_R - 1)} = \frac{\mu_R}{1 + \left(\frac{\mu_R - 1}{m^2 - 1}\right) \times \left[\frac{m}{\sqrt{m^2 - 1}} \ln(m + \sqrt{m^2 - 1}) - 1 \right]} \quad (9)$$

2.5. 磁感应强度等效噪声 NEMI

NEMI 是 Noise Equivalent Magnetic Induction (磁感应强度等效噪声)的简称,等效接收系统输入噪声水平,是接收系统测量微弱磁场能力的直接体现。

给出接收噪声的等效模型如图 8 所示, NEMI 等于输出噪声功率谱密度与传递函数平方之比的平方根:

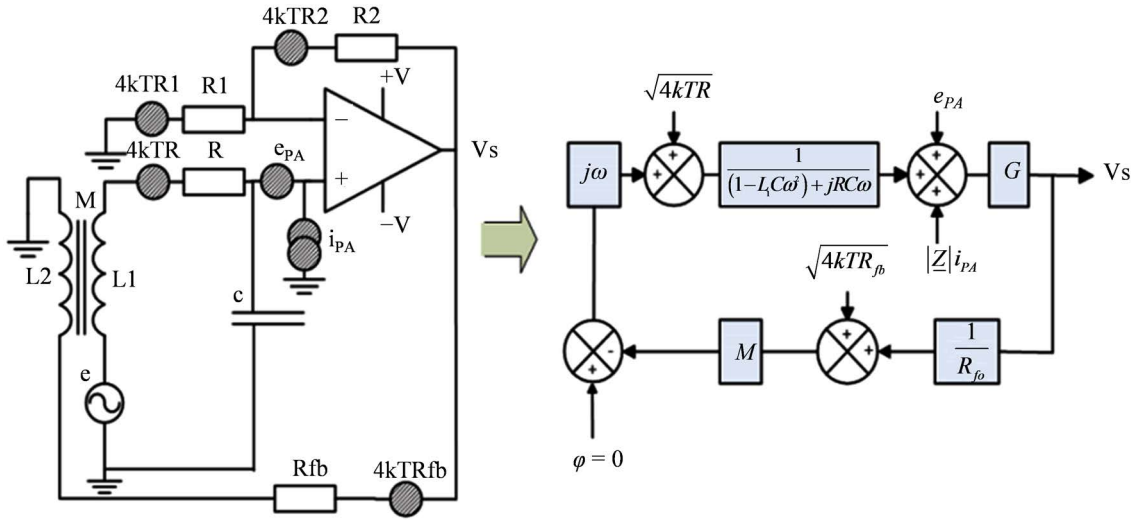


Figure 8. Equivalent model of receiving noise
图 8. 接收噪声等效模型

$$NEMI(f) = \sqrt{\frac{PSD_{out}(f)}{T(j\omega)^2}} \quad (10)$$

传递函数为:

$$T_{VB1}(j\omega) = \frac{V_{amp}}{B_{out}} = \frac{G_o V_{out}}{B_{out}} = \frac{j\omega\mu_{app} G_o NS_{core}}{(1-LC\omega^2) + j\omega\left(RC + \frac{M}{R_f} G_o\right)} \quad (11)$$

总输出噪声功率谱密度 PSD_{out} 为:

$$PSD_{out}(f) = PSD_R + PSD_{e_{pA}} + PSD_{i_{pA}} + PSD_{R_f} \quad (12)$$

其中线圈阻热噪声为:

$$PSD_R = 4kTR \frac{G^2}{(1-LC\omega^2)^2 + \left(RC\omega + \frac{GM\omega}{R_{fb}}\right)^2} \quad (13)$$

运放输入噪声电压功率谱密度为:

$$PSD_{e_{pA}}(V^2/Hz) = e_{pA}^2 \frac{G^2 \left((1-LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2\right)}{(1-LC\omega^2)^2 + \left(RC\omega + \frac{GM\omega}{R_{fb}}\right)^2} \quad (14)$$

运放输入噪声电流功率谱密度:

$$PSD_{i_{pA}}(V^2/Hz) = i_{pA}^2 \frac{|Z|G^2 \left((1-LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2\right)}{(1-LC\omega^2)^2 + \left(RC\omega + \frac{GM\omega}{R_{fb}}\right)^2} \quad (15)$$

$|Z|$ 为传感器阻抗模值为:

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + (L\omega)^2}{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \quad (16)$$

反馈电阻噪声功率谱密度:

$$PSD_{Rf} = 4kTR_f \quad (17)$$

当天线参数、低噪声运放型号及放大倍数确定后, 便可以根据上述各式求出接收系统的 NEMI, 从而确定系统等效输入噪声水平。

2.6. 绝对灵敏度和电压灵敏度

接收线圈的绝对灵敏度 S_a 定义为[4]: 单位频率、振幅为单位强度的正弦变化的外磁场在线圈轴向上引起的感应电动势振幅, 绝对灵敏度的单位是: V/(T·Hz)或采用 Caner 作单位, $1 \text{ Caner} = 1 \times 10^{-6} \text{ V}/(\text{T} \cdot \text{Hz})$ 。

$$S_a = \frac{e}{B_{out} \cdot f} = \frac{|e(j\omega)|}{B_{out} \cdot f} = 2\pi N \mu_{app} S_{core} = \frac{2\pi N S_{core} \mu_R}{1 + \left(\frac{\mu_R - 1}{m^2 - 1}\right) \times \left[\frac{m}{\sqrt{m^2 - 1}} \ln(m + \sqrt{m^2 - 1}) - 1\right]} \quad (18)$$

当 $\mu_R = 160000$, 长径比 $m > 10$ 时:

$$S_a = \frac{320000\pi N S_{core}}{1 + \left(\frac{160000 - 1}{m^2 - 1}\right) \times \left[\frac{m}{\sqrt{m^2 - 1}} \ln(m + \sqrt{m^2 - 1}) - 1\right]} \cong \frac{2\pi N S_{core} m^2}{\ln(2m) - 1} \quad (19)$$

由上式可知当长径比 m 确定时, 绝对灵敏度只与线圈匝数 N 有关, N 越大绝对灵敏度越高。

接收天线的电压灵敏度定义为接入磁反馈后振幅为单位强度的正弦变化的外磁场在磁反馈放大电路端的输出, 即磁反馈系统传递函数的绝对值:

$$|T_{VB1}(j\omega)| = \frac{\omega \mu_{app} G_o N S}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \omega^2 \left(RC + \frac{G_o M}{R_f}\right)^2}} \quad (20)$$

电压灵敏度的单位是 V/T 或 V/nT, 其中 $1 \text{ V/T} = 1 \times 10^{-9} \text{ V/nT}$ 。

经验证当 $20 < \text{长径比 } m < 100$ 时, 实测灵敏度值与理论值基本一致。

3. 天线设计

3.1. 天线材料选择

采用导电导热性较好、机械性能较高的铜线进行主线圈和反馈线圈的绕制, 为减小匝数对线圈电阻和体积的影响, 采用直径为 0.22 mm 的高电导率铜漆包线。

磁芯选用具有优异的磁性能($\mu_R = 160000$ 、低矫顽力、低损耗)、温度稳定性好($-195^\circ\text{C} \sim 300^\circ\text{C}$ 下工作不稳定度小于 10^{-8})、耐磨、耐腐蚀的纳米晶合金。由于纳米晶合金带材的机械强度不高, 为兼顾磁芯的长径比、机械强度以及便携性, 将带材粘接成长方体后放入圆柱形骨架内然后再进行灌胶固封。骨架采用稳定性好、膨胀系数小的非铁磁性材料玻璃钢。

3.2. 天线屏蔽层设计

屏蔽层共设两层：第一层在主线圈和反馈线圈之间；第二层在反馈线圈外面。屏蔽层的目的是进行电场屏蔽，采用大于 70 目/吋的黄铜网对线圈封闭包裹实现屏蔽功能，黄铜网应接地但包裹闭合连接处绝缘。为降低包裹屏蔽层引起的线圈分布电容增加，在屏蔽层与线圈间填充介电常数小的绝缘薄膜来减小该影响。

3.3. 天线参数设计

天线参数设计包括：磁芯结构尺寸设计、反馈线圈设计和主线圈设计。

根据结构尺寸和纳米晶合金带材可制造性的限制，设计磁芯长度为 1.2 m、直径为 2 cm、线圈缠绕长度为 0.6 m，则磁通面积 $S = 0.000314 \text{ m}^2$ ，由 2.4 节可知视在磁导率 $\mu_{app} = 950$ ，由 2.6 节可知接收线圈绝对灵敏度 $S_a \approx 75000 \text{ V}/(\text{T} \cdot \text{Hz})$ 。

磁反馈要求反馈线圈对主线圈所有线圈进行反馈，因此将反馈线圈在主线圈上进行包裹式缠绕，设计反馈匝数 $N_f = 100$ 。

主线圈的设计主要是确定线圈匝数 N 、放大倍数 G_o ，当磁芯材料、尺寸确定时，由 2.6 节知接收线圈绝对灵敏度是由 N 决定的。根据骨架结构尺寸限制 N 最大为 40,000，此时 L 、 R 和 C 可根据推导公式估算如下：

$$L = \lambda \frac{N^2 \mu_0 \mu_{app} S}{l} = 1680 \text{ H} \quad (21)$$

$$R = \rho N \frac{(d + N(d_w + t))^2 / L_w}{d_w^2} = 418 \Omega \quad (22)$$

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r l_w}{t(n_l - 1)} (d + 2n_l(d_w + t)) = 0.3 \text{ nF} \quad (23)$$

$$M = \frac{LN_f}{N} \cong 4.2 \quad (24)$$

根据文献[4]，在平坦区接收天线的电压灵敏度与频率无关：

$$|T_{VB1}(j\omega)| \cong \frac{\mu_{app} NS_{core} R_f}{M} \quad (25)$$

带入上述各参数，根据电压灵敏度设计要求有：

$$|T_{VB1}(j\omega)| = \frac{\mu_{app} NS_{core} R_f}{M} = 2842.4 R_f \geq 5 \times 10^8 \text{ V/T} \quad (26)$$

由上式可推出 $R_f \geq 175 \text{ k}\Omega$ ，设计 $R_f = 180 \text{ k}\Omega$ 。将各参数带入系统传递函数，绘制不同 G_o 下的电压灵敏度，如图 9 所示。

由图 9 可知， G_o 越小电压灵敏度平坦区越窄， G_o 越大电压灵敏度平坦区越宽。当 $G_o = 1000$ ，在 30 Hz~3000 Hz 电压灵敏度能够满足 $\geq 2 \text{ V/nT}$ ，如果增大 G_o ，30 Hz 以下的电压灵敏度将会增加，但这将需要增加放大电路的级数并会带来更多的噪声，这对未进行滤波去噪处理前的低噪声设计是不合适的，折衷考虑设计 $G_o = 1000$ 。

将各参数带入 2.5 节公式可绘制出接收系统的 NEMI 曲线如图 10 所示，根据 NEMI 曲线可以估计接收系统的等效输入噪声水平。

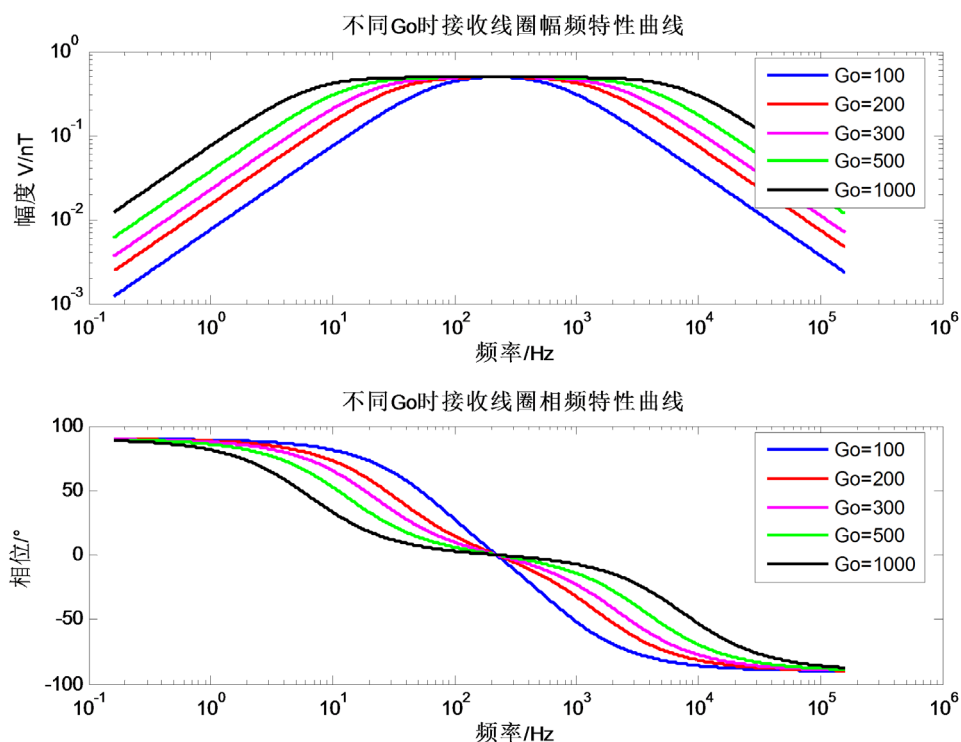


Figure 9. Sensitivity curve of receiving antenna under different magnification

图 9. 不同放大倍数下接收天线电压灵敏度曲线

接收带宽设置为 3000 Hz, 按 10 Hz 时的 NEMI ($1 \times 10^{-6} \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$) 进行估算, 接收的等效输入噪声水平为 $3.5 \times 10^{-4} \text{ nT}$ 。

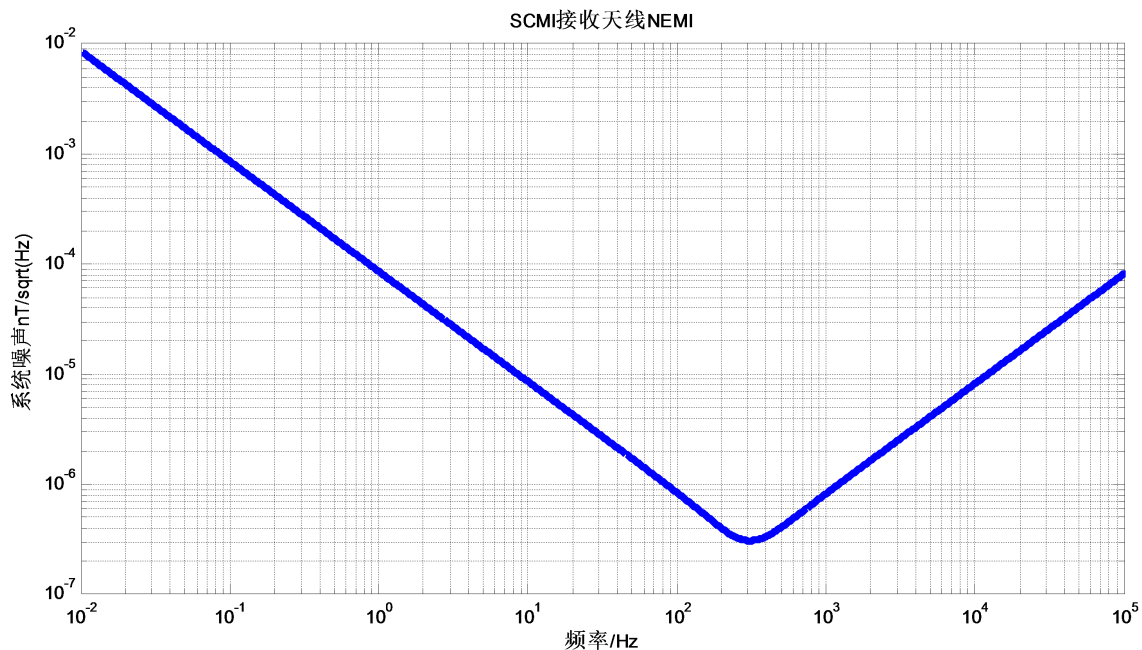


Figure 10. NEMI curve of receiving system

图 10. 接收系统 NEMI 曲线

3.4. 前置放大器设计

前置放大器设计的优劣直接关系到原始测井数据质量的好坏。接收天线测得的有效信号非常微弱(纳伏级), 要求前置放大器具有很高的增益、很低的噪声、高输入阻抗和低输出阻抗。

前置放大器的第一级放大器进行噪声匹配, 选择最佳低噪声运放实现最小输入噪声; 第二级放大器进行次级放大接至数据采集电路, 同时其输出通过反馈电阻连接至反馈线圈构成磁反。

3.4.1. 噪声匹配

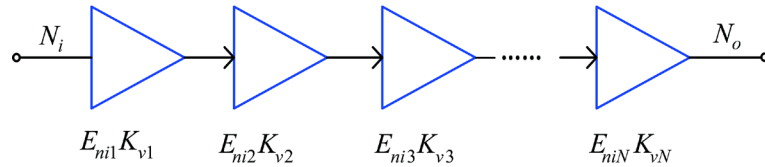


Figure 11. Schematic diagram of cascaded amplifier

图 11. 级联放大器简图

低噪声设计的目的是获得最小噪声系数 $F_{\min}$ 或最小内部等效输入噪声 $E_{ns\min}^2$, 当传感器的源电阻是纯阻时 $F_{\min}$ 与 $E_{ns\min}^2$ 是一致的。当信号源内阻不是电阻而是电抗时应用噪声系数进行设计是不合适的, 应该用内部等效输入噪声 E_{ns}^2 进行设计。井间电磁接收线圈的电抗非常大, 设计以 E_{ns}^2 最小为目的。

为满足增益、频率响应、阻抗等指标, 前置放大器由多级放大器级联组成[5]。如图 11 是级联放大器简图, 各级电压增益为: $K_{v1}, K_{v2}, K_{v3}, \dots, K_{vN}$, 各级等效输入噪声为: $E_{ni1}, E_{ni2}, E_{ni3}, \dots, E_{niN}$, 则 N 级放大器总的等效输入噪声为:

$$E_{ni} = \sqrt{E_{ni1}^2 + \frac{E_{ni1}^2}{K_{v1}^2} + \frac{E_{ni2}^2}{K_{v1}^2 K_{v2}^2} + \frac{E_{ni3}^2}{K_{v1}^2 K_{v2}^2 K_{v3}^2} + \dots + \frac{E_{niN}^2}{K_{v1}^2 K_{v2}^2 K_{v3}^2 \dots K_{v(N-1)}^2}} \quad (27)$$

由 N 级放大器总等效输入噪声公式可知, 若 $K_{v1} \geq 10$, 就可以大大减少上式的第二级和之后各级电路等效噪声对总噪声的影响, 甚至可以忽略。因此减小 E_{ni1} 并合理设置 K_{v1} 对减小总等效输入噪声具有决定性作用。

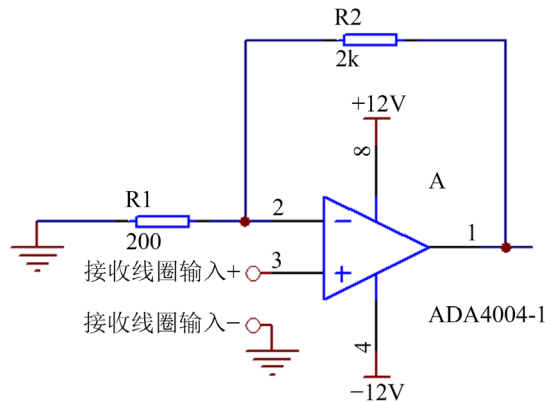


Figure 12. First stage amplifier circuit

图 12. 第一级放大电路

作为接收线圈的负载, 输入级必须有较高的输入阻抗, 因此采用同相比运算电路[6]。在低噪声设

计中, 如图 12 所示一般设置 $K_{v1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$ 在 10 左右, 并且当 R_1 和 R_2 足够小时由 R_1 和 R_2 产生的热噪声是可以忽略的, 因此设计 $R_2 = 10 \times R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ 。

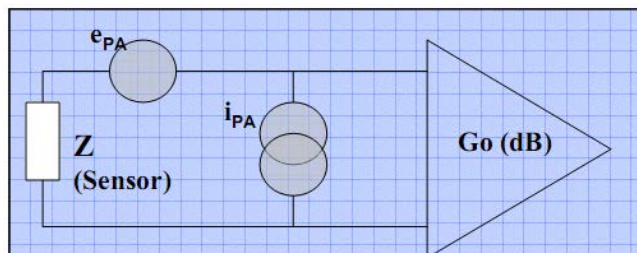


Figure 13. Connection between the first stage amplifier and the receiving coil

图 13. 第一级放大器与接收线圈连接示意图

输入级与接收线圈的连接如图 13 所示, 其中 Z 为接收线圈阻抗, 其形式可参见图 5。输入级等效输入噪声为:

$$E_{ni1} = \sqrt{e_{PA}^2 + (|Z| i_{PA})^2} = \sqrt{e_{PA}^2 + \frac{(R^2 + (L\omega)^2) i_{PA}^2}{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \quad (28)$$

当接收线圈确定时 R 、 L 、 C 是一定的, 但其阻抗范围在 $100 \text{ k}\Omega \sim 2000 \text{ k}\Omega$ 之间, 因此只能通过选择最佳低噪声运算放大器来实现 E_{ni1} 最优化。根据等效输入噪声最小原则实际选择 ADA4004 型低噪声运放。

3.4.2. 次级放大

图 5 磁反馈接收天线模型中的放大器实际是由两级放大器组成, 第一级为输入级进行噪声匹配, 第二级进行次级放大, 第二级放大的输出通过磁反馈电阻接至反馈线圈。

由上节可知 $K_{v1} = 11$, 由 2.3 节知 $G_o = K_{v1} K_{v2} = 1000$, 从而 $K_{v2} \approx 91$ 。次级放大设计采用 ADA4004 型低噪声运放进行同向比例放大, 其电路如图 14 所示:

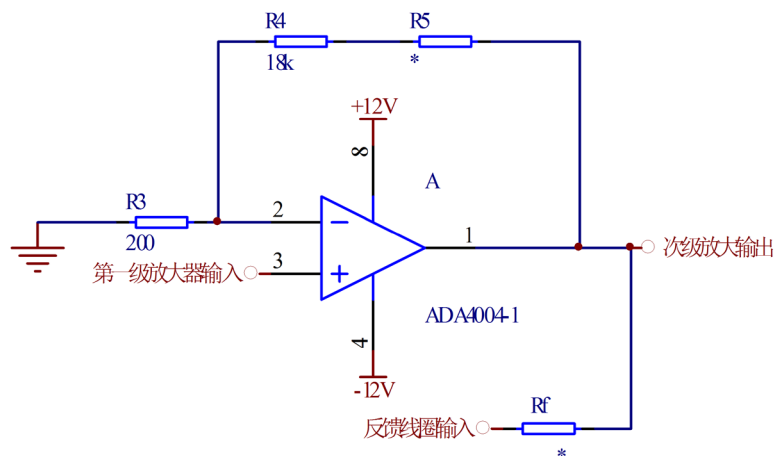


Figure 14. Second stage amplifier circuit

图 14. 第二级放大器电路

4. 天线制造及测试

天线样机参数如表 1 所示，图 15 为制造的天线及将放入磁屏蔽筒中利用无矩线圈刻度测试和幅频特性图，由实测图可知在 30 Hz~3000 Hz 频段的平坦区，灵敏度基本为 2.1 V/nT，满足设计要求。

Table 1. Parameters of receiving antenna
表 1. 接收天线参数表

项目	参数
磁芯材料	纳米晶合金
磁芯直径	20 mm
磁芯长度	1.2 m
磁芯相对磁导率	160,000
磁芯视在磁导率	950
线圈铜漆包线直径	0.22 mm
主线圈长度	0.6 m
主线圈电感	1680 H
主线圈线阻	418 Ω
主线圈匝数	40,000
互感	4.2
接收线圈绝对灵敏度	75,000V/(T·Hz)
接收天线电压灵敏度	2.1 V/nT (30 Hz~3000 Hz)
	10 Hz: 1×10^{-5} nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$
接收系统 NEMI	100 Hz: 1×10^{-6} nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	1000 Hz: 1×10^{-6} nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$

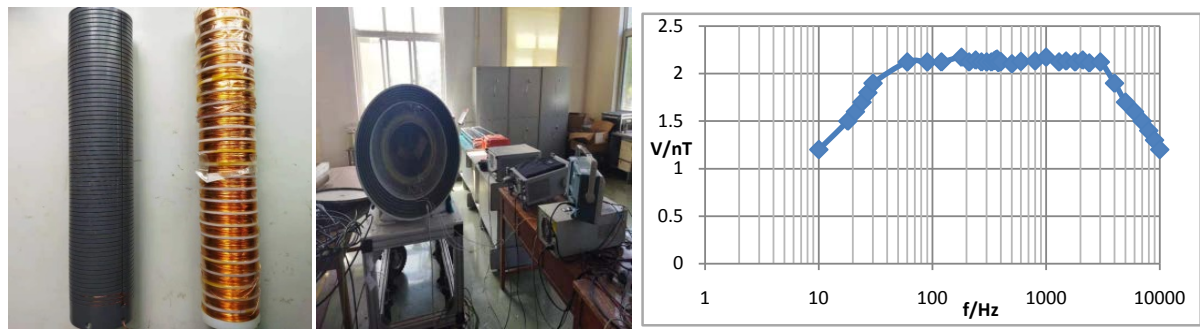


Figure 15. Antenna scale and sensitivity characteristic diagram
图 15. 天线刻度及灵敏度特性图

5. 结论

结合国内外孔间 CT 接收天线现状，本文以磁通负反馈技术设计了 30 Hz~3000 Hz (SLF/ULF)频段的磁偶极子接收天线，根据法拉第电磁感应定律和前放等效输入噪声技术消除了线圈自谐振点幅度相位突变的问题，简化了该频段孔间 CT 接收磁天线设计步骤。在某地铁路沿线的实际勘探中，该接收天线工作良好，误差精度和动态范围满足了系统要求。

基金项目

国家重点研发计划(2019YFC0605101)。

参考文献

- [1] Alumbaugh, D., DePavia, L., 等. 油气藏井间监测新技术及其应用[J]. 油田新技术, 2009, 21(2): 38-47.
- [2] 巨汉基, 朱万华, 方广有. 磁芯感应线圈传感器综述[J]. 地球物理学进展, 2010, 25(5): 1870-1876.
- [3] Baltag, O., Costandache, D., Rau, M., Ifemie, A. and Rau, I. (2010) Dynamic Shielding of the Magnetic Fields. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, **10**, 135-142. <https://doi.org/10.4316/aece.2010.04022>
- [4] 张平, 史美光. 标定感应式磁力仪探头绝对灵敏度的新方法[J]. 地球物理学报, 1984, 27(5): 463-470.
- [5] 高晋占. 微弱信号检测[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 260-272.
- [6] 朱万华, 闫彬, 等. 用于 MT 方法的超小型感应式磁场传感器[J]. 地球物理学进展, 2015, 30(2): 894-898.