

用于地磁环境下 SERF 原子磁力仪的高分辨率低噪声磁补偿技术

王言章* 秦佳男

吉林大学仪器科学与电气工程学院 长春 130000

1. 引言

近年来, 无自旋交换弛豫 (SERF) 原子磁力仪超过 SQUIDS, 一举成为目前世界上最灵敏的磁传感器, 若应用于地球物理场勘探中, 将是磁测技术的一次飞跃。但 SERF 原子磁传感器只能工作在环境磁场为 10nT 以下的弱磁环境中, 因此 SERF 磁力仪的研究主要在屏蔽筒中进行, 若需使其应用于地球磁场环境中进行测量, 去除繁重的屏蔽筒势在必行。

实现非屏蔽 SERF 的主要手段是采用一组抵消线圈主动反馈补偿背景磁场。目前国内外的非屏蔽 SERF 磁测研究工作均受到补偿磁场噪声的限制, 其噪声水平在地磁环境下仅能达到 pT 量级, 与当前商用光泵磁力仪相当。抵消线圈驱动电流源引入的磁噪声高于 SERF 传感器本底噪声, 电流源的噪声水平直接决定了磁测系统的探测下限, 当电流源达到足够低的噪声水平时, 非屏蔽 SERF 磁力仪将有可能超过光泵磁力仪, 达到几十 fT 甚至 fT 级探测下限, 接近地磁场本身的噪声水平。

为突破该限制, 抵消装置至少应能在产生地磁相应大小磁场的同时噪声小于几十 fT/Hz^{1/2}; 此外其分辨率决定了磁抵消的精度, 从而影响磁共振线宽, 进一步反映到系统噪声水平上, 剩余磁场越弱对灵敏度提升越为有利。为保证磁抵消的精度, 抵消装置的分辨率至少应能达到亚 nT 量级。目前商用的低噪声电流源指标与这一要求相差甚远, 如吉时利 6221, 在输出 100mA 下, 噪声为 5nA/Hz^{1/2}, 分辨率为 10uA, 若抵消线圈参数为 500nT/mA, 则抵消装置在 50000nT 磁场下将引入 2.5pT/Hz^{1/2} 的噪声, 磁场分辨率仅为 5nT。

波兰弗罗茨瓦夫理工大学 Grzegorz Dudzik 曾提出一种二级低噪声电流源技术[1], 采用一个小的数控电流源与一个大的固定电流源并联, 使小电流源补偿大电流源的噪声, 但最终系统噪声受限于小电流源的控制电压噪声, 且其可调范围很小, 其原理如图 1 (a) 所示。

本文在 Grzegorz Dudzik 的二级电流源方案上加以改进, 提出一种新型的高分辨率低噪声磁补偿技术, 在二级低噪声电流源反馈回路引入与大电流源控制信号的差分, 使低噪声电流源实时跟踪大电流信号, 使最终输出的驱动电流同时具有大动态范围、高分辨率、低噪声的特性, 解决了数控电流源受控制电压噪声和单个 DAC 分辨率限值的问题, 不仅为非屏蔽 SERF 原子磁力仪的研制提供了基础, 同时也为高灵敏度磁力仪的测试、标定等诸多应用提供了可靠手段。

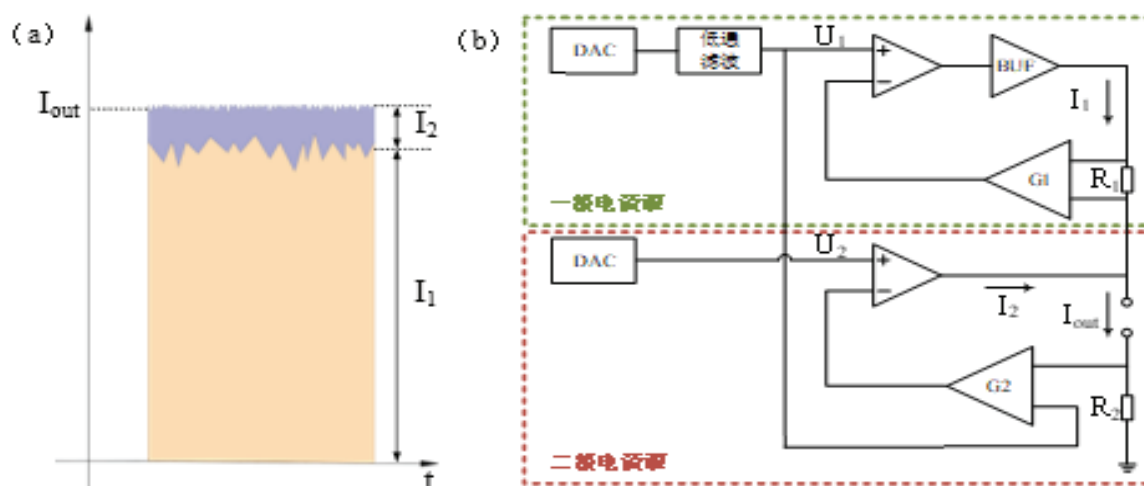


图 1 (a) 二级电流源原理 (b) 高分辨率低噪声电流源结构

2. 系统结构与原理

高分辨率低噪声电流源结构如图 1 (b) 所示。其原理为：在一级大电流源中，通过反馈回路采样电阻 R_1 将输出电流 I_1 转换成电压，放大 G_1 倍后与控制电压 U_1 进行比较，根据比较的误差对输出电流 I_1 进行反馈调整，最后将 I_1 调节在设定值并保持不变：

$I_1 = U_1 / G_1 R_1$ 。二级低噪声电流源同理，但在反馈回路中引入与一级电流源控制电压 U_1 的差分并放大 G_2 倍后再与二级低噪声电流源控制电压 U_2 进行比较，最后将 I_{out} 调节在设定值并保持不变：
 $I_{out} = (U_2 / G_2 + U_1) / R_2$ 。一级电流源控制 DAC 与反馈控制运放之间设置一阶无源低通滤波器，将一级电流源控制电压在所关心频带内的噪声滤除。一级大电流源与二级低噪声电流源并联， I_2 补偿 I_1 在时域上的波动，使总体输出 $I_{out} = I_1 + I_2$ 趋于平稳。对电路噪声进行分析，采用运放及仪用放大器的等效输入噪声模型，将一级电流源整体视作一电流噪声源 I_{i1} ，电路整体噪声源分布如图 2 所示。

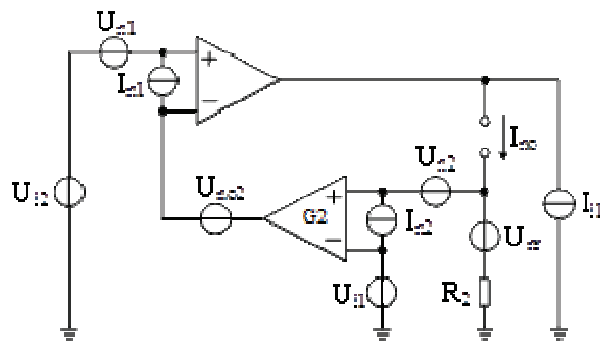


图 2 电流源电路的噪声分布

其中 U_{i1} 为一级电流源控制电压噪声， U_{i2} 为二级电流源控制电压噪声， U_{n1} 为二级电流源反馈控制运放等效输入噪声， I_{n1} 为二级电流源反馈控制运放输入电流噪声， U_{n2} 为二级电流源反馈仪用放大的等效输入噪声， I_{n2} 为二级电流源反馈仪用放大的输入电流噪声， U_{no2} 为二级电流源反馈仪用放大的输出噪声， U_{nr} 为反馈回路采样电阻 R_2 的热噪声， I_{no} 为输出电流噪声。根据电路负反馈形成的二级电流源反馈控制运放两输入端的虚短现象，可以列出如下方程：

$$U_{i2} + U_{n1} = (I_{no} R_2 + U_{nr} + U_{n2} + I_{n2} R_2 - U_{i1}) G_2 + U_{no2} \quad (1)$$

可以解得：

$$I_{no} = \frac{1}{G_2 R_2} (U_{i2} + U_{n1} - U_{no2}) + \frac{1}{R_2} (U_{i1} - U_{n2} - U_{nr}) + I_{n2} \quad (2)$$

对于各项噪声的功率谱密度计算，可以认为各噪声源是互不相关的，因此可以得到：

$$S_{ino}^2 = \frac{1}{G_2^2 R_2^2} (S_{ui2}^2 + S_{un1}^2 + S_{uno2}^2) + \frac{1}{R_2^2} (S_{ui1}^2 + S_{un2}^2 + S_{unr}^2) + S_{in2}^2 \quad (3)$$

从式(5)中可以看出，当 G_2 较大时， U_{i2} 、 U_{n1} 、 U_{no2} 引入的噪声可以忽略；对于 U_{i1} ，我们可以将一级电流源控制输入端的一阶低通滤波器截止频率尽可能设置在较低频率，则 U_{i1} 在所关心频带内的噪声也可以忽略； I_{n2} 通常在 pA 量级，因此最终影响输出电流噪声的主要为二级电流源反馈仪用放大的等效输入噪声 U_{n2} 与采样电阻 R_2 的热噪声 U_{nr} 。

$$S_{ino} \approx \frac{1}{R_2} \sqrt{S_{un2}^2 + S_{unr}^2} \quad (4)$$

3. 仿真与结果

基于以上思想在 TINA 进行仿真，两路反馈控制运放采用 LM358， R_1 选择 5Ω ， G_1 采用 AD8421，增益配置为 $G_1=10$ ， R_2 电阻选择 50Ω ， G_2 采用 AD8429，在增益配置为 $G_2=100$ 时，其输入噪声仅为

$1.2\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$ 。TINA 中没有可配置的噪声源, 实际控制 DAC 可采用输出噪声为 $7\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$ 左右的 AD5791, 因此在仿真中低通滤波选用噪声较高, 约为 $12\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$ 的 $10\text{k}\Omega$ 电阻, 以降低缺少噪声源的影响。通过式(4)计算得到输出电流噪声约为:

$$S_{ino} \approx \frac{1}{R_2} \sqrt{S_{un2}^2 + S_{unr}^2} \approx \frac{1}{50} \sqrt{1.2^2 + 0.9^2} \text{nA}/\sqrt{\text{Hz}} = 30\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (5)$$

仿真得到的输出电流噪声水平及一级大电流源输出电流的噪声水平如图 3 (a) 所示, 在输出 100mA , 50Ω 负载下采用自制前置放大电路测得本电流源电路噪声曲线与吉时利 6221 电流源噪声曲线如图 3 (b) 所示。

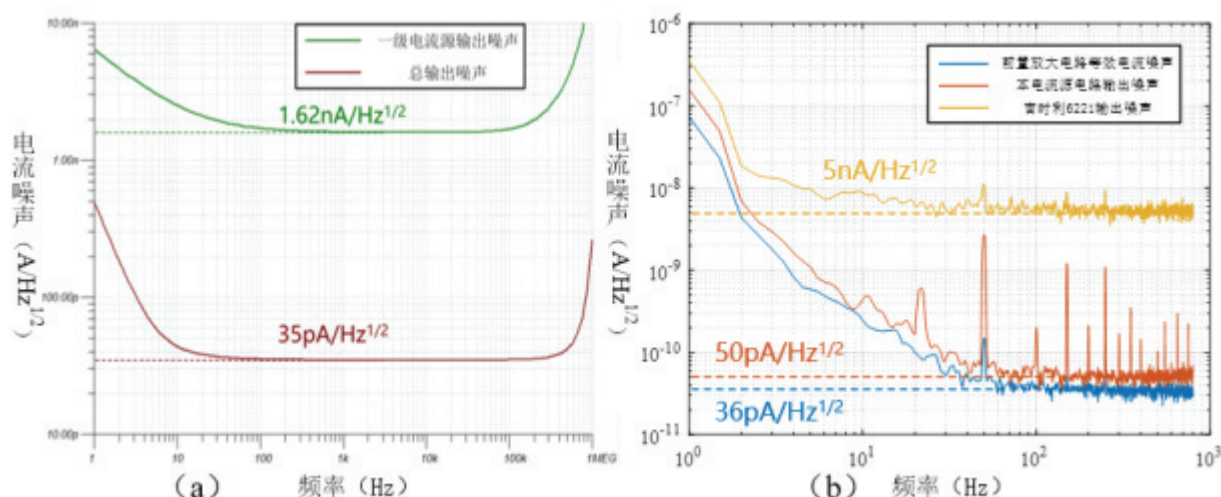


图 3 (a) 输出电流与一级电流源噪声仿真结果 (b) 制作电路测得噪声曲线

由图 3 可知, 电路噪声水平在 50Hz 以上约为 $50\text{pA}/\text{Hz}^{1/2}$, 与计算及仿真结果相当。电路用 20 位分辨率的 AD5791 作为控制 DAC, 其理论电流分辨率可达到 $20\text{V}/100/50\Omega/220 \approx 3.8\text{nA}$ 。该电流源最高输出驱动能力达到 200mA , 若采用 $500\text{nT}/\text{mA}$ 的抵消线圈, 则该技术最高可提供 100000nT 的补偿磁场以及 1.9pT 的理论磁场分辨率, 使非屏蔽 SERF 抵消后剩磁有可能达到 pT 量级, 十分有利于 SERF 磁传感器灵敏度提升; 同时至少在 50000nT 以内磁场噪声约为 $25\text{fT}/\text{Hz}^{1/2}@50\text{Hz}$ 。满足非屏蔽 SERF 磁力仪磁场抵消要求。

参考文献

- [1] Dudzik G . Ultra-stable, low-noise two-stage current source concept for electronics and laser applications[J]. IET Circuits, Devices and Systems, 2017, 11(6):613 - 617.