

分类号: TM933
密 级: 公开

单位代码: 10335
学 号: 22010036

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 差分 TMR 电流传感器的磁场耦合问题研究

英文论文题目: Research on Magnetic Field Coupling of
Differential TMR Current Sensor

申请人姓名: 杜佳坤

指导教师: 邵帅 张军明

合作导师: 无

专业名称: 电气工程(电力电子与电力传动)

研究方向: 电流传感技术

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2023 年 1 月 15 日

A Dissertation submitted to Zhejiang University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Engineering

**Research on Magnetic Field Coupling of Differential TMR Current
Sensor**

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Candidate: Jiakun Du

Supervisor: Dr. Shuai Shao Prof. Junming Zhang



Zhejiang University, Hang Zhou, P. R. China, 310027

January, 2023

差分 TMR 电流传感器的磁场耦合问题研究



论文作者签名: 杜佳坤

指导教师签名: 邵帅 邵帅

论文评阅人 1: 匿名

评阅人 2: 匿名

评阅人 3: 匿名

评阅人 4:

评阅人 5:

答辩委员会主席: 谢小高

委员 1: 吴新科

委员 2: 陈敏

委员 3: 任娜

委员 4: 夏原野

委员 5:

答辩日期: 2023 年 3 月 7 日

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名： 杜佳坤 签字日期： 2023 年 3 月 8 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名： 杜佳坤

导师签名：

邵明

签字日期： 2023 年 3 月 8 日

签字日期： 2023 年 3 月 8 日

致谢

本文的工作是在邵帅老师的指导下展开的，作者在此想表达对其深深的谢意。硕士期间，邵老师给予我前往上海、厦门参加学术研讨会以及前往希磁科技公司实习的机会，让我能够有机会与学术界以及工业界的专业人士进行交流，大大拓宽了视野。感谢吴新科老师对我的支持与鼓励，在博蓝实验室的日子让我受益匪浅。感谢张军明老师在平日里的照顾，您平易近人、学识渊博，为我们提供了优秀的科研环境。感谢周莉英大姐为实验室成员提供的后勤保障与热情支持，祝您身体健康，阖家欢乐。

感谢希磁科技的白建民老师、徐晓鹏博士、谈侃、周冲冲在 TMR 传感器研究上知无不言言无不尽的鼎力帮助，感谢贵公司对本研究的大力支持。

感谢杨金旭师兄、董泽政师兄、刘天骥师兄、范高师兄、陈子健师兄、齐雨师兄、李光灿师兄在我初入实验室时给予我耐心的帮助。感谢林绿漪、崔文韬、王楠、杨得秋、高枝、Faheem、杨秋哲、朱世隆、张建佳、孙家红、何杨、林伟聪、李欣宜、王勋、马睿等师兄师姐们对我的帮助与指点，祝师兄师姐们工作顺利，事业有成。

感谢陈毅飞、黄天林、马京京、汪欣、王金帅、赵韞玉、赵问鼎、张飞力等同窗们，与你们度过的时光快乐而充实，愿各位在未来的道路上乘风破浪，一往无前！

感谢陈张昊、施逸能、吴彤、袁钰淼、周伟强、宗雨健、冯方荣、栾澳祖等师弟师妹们的协助与支持，祝你们学业顺利。

感谢室友江锋、单煜、王杰，与你们聊天总是让我感到舒心放松。非常幸运能与这么优秀的你们成为室友，祝你们前程似锦，祝我们友谊长存。

感谢冯雨心在科研上的帮助以及生活上的陪伴，祝你前程似锦，祝我们天长地久。

感谢我的父母以及爷爷奶奶的养育之恩，是您们一直以来默默的支持和陪伴使我能够专心学习，没有后顾之忧，也是您们在我沮丧彷徨时，鼓励我、开导我。开明、豁达的您们一直是我的榜样，祝您们身体健康，心想事成。

最后感谢党和国家的培养，今后定以实现中华民族伟大复兴为己任，不负党和人民的殷切期望。

杜佳坤

2023 年 3 月于玉泉

本文研究工作受

国家自然科学基金项目“基于隧道磁电阻 TMR 的 SiC MOSFET 模块短路和过流保护技术”

（项目号：52077198）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传
资助

谨致感谢！

摘要

随着第三代半导体成本的降低和技术的提升,电力电子变换器的开关频率提升至 MHz, 要求电流传感器具备更广的带宽 (DC-MHz)、更小的体积、强抗噪声能力、强电隔离能力。现有的电流传感器中,通过检测磁场变化率来检测电流的差分 TMR 传感器具有体积小、抗共模磁场干扰能力强、非侵入式测量、低功耗和带宽高的特点,在高频电流测量方面具有较好的应用前景。作为一款新兴的电流传感器,差分 TMR 电流传感器仍存在许多问题,本文针对差分 TMR 电流传感器的磁场耦合问题展开研究:

首先,本文对单端差分 TMR 电流传感器结构和工作原理进行了详细的介绍,指出其优缺点及适用场景。通过分析其实际测试过程中存在的输出异常问题,发现 U 形导线与传感芯片间的磁场耦合,使传感器输出含有大量的互感噪声,该噪声降低了输出电压的信噪比,使测试结果波形和相位发生异常,限制传感器带宽的进一步提升。

为消除互感噪声,本文提出了一种差分输出的(双端)差分电流传感器,该传感器能够通过抵消的方式完全消除互感噪声,并从其原理、结构和设计三个方面进行了研究。随后制作了双端差分的样机,实验结果证实相比于单端差分,双端差分几乎不受互感噪声影响。

双端差分不仅可以用抵消的方式消除互感噪声,稍作改装可以用抵消的方式消除有用信号,仅保留互感噪声。于是利用改装后的双端差分观测互感噪声,发现互感噪声主要源自磁阻全桥。在此基础上建立了当 U 形导线与磁阻全桥间存在磁场耦合时的等效电路模型,基于此模型对双端差分进行仿真,并将仿真结果与实验结果进行对照,对比结果证实了模型的合理性。

最后从实验和仿真两方面,对磁阻全桥等效电路模型中 M_{BR} 这一关键参数的获取进行了讨论,为后续开发用于优化传感器设计的仿真工具提供思路。

关键词: TMR; 差分; 磁场耦合; 建模

Abstract

With the cost reduction and technology improvements of third-generation semiconductors, the switching frequency of power electronic converters has increased to MHz, which puts forward more stringent requirements for current sensors, specifically manifested in wider bandwidth (DC-MHz), smaller size, strong noise immunity, strong electrical isolation and wide operating temperature range. Among the existing current sensors, the differential TMR sensor (DTMR) that detects the current by detecting the rate of change of the magnetic field has the characteristics of small size, strong ability to resist common-mode magnetic field interference, non-intrusive measurement, low power consumption and high bandwidth. It has great application prospects. As an emerging current sensor, there are still many problems in the DTMR current sensor. This paper studies the magnetic field coupling problem of the DTMR current sensor:

First of all, this paper introduces the structure and working principle of the single-ended differential TMR current sensor (SE-DTMR) in detail, and points out its advantages, disadvantages and applicable scenarios. By analyzing the abnormal output problem in the actual test process, it is found that the magnetic field coupling between the U-shaped wire and the sensor chip makes the sensor output contain a large amount of induced voltage, which reduces the signal-to-noise ratio of the output voltage, and limits the further improvement of the sensor bandwidth.

In order to eliminate induced noise, this paper proposes and introduces a differential TMR current sensor with differential output (DO-DTMR). The sensor can completely eliminate induced noise by means of cancellation. Then a prototype of the DO-DTMR was produced, and experiments confirmed that compared with the SE-DTMR, the DO-DTMR is hardly affected by induced noise.

The DO-DTMR can not only eliminate the induced noise, but also can be used to observe the induced noise with a slight modification. Then, the induced noise is observed by using the modified DO-DTMR, and it is found that the induced noise mainly comes from the full bridge.

On this basis, an equivalent circuit model is established when there is magnetic field coupling between the U-shaped wire and the full bridge made of tunnel magnetoresistances. Based on this model, the DO-DTMR is simulated, and the simulation results are compared with the experimental results. The comparison results confirm the plausibility of the model.

Finally, the acquisition of the key parameter M_{BR} in the equivalent circuit model is discussed from the aspects of experiment and simulation, which provides ideas for the subsequent development of simulation tools for optimizing sensor design.

Key words: TMR; differential; magnetic field coupling; modeling

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

致谢	I
摘要	III
Abstract	IV
第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 高频电流传感器研究现状	1
1.2.1 分流器	1
1.2.2 Sense-FET	2
1.2.3 霍尔传感器	2
1.2.4 罗氏线圈	3
1.2.5 电流互感器	3
1.2.6 混合型	4
1.2.7 磁电阻电流传感器	4
1.3 本文的主要内容	6
1.4 全文符号说明	7
第 2 章 单端差分 TMR 电流传感器	8
2.1 结构介绍	8
2.1.1 磁阻芯片	8
2.1.2 信号放大芯片	9
2.1.3 单端差分 TMR 电流传感器构造	10
2.2 工作原理	10
2.2.1 理想工作条件下的输入输出表达式	10
2.2.2 磁阻芯片非对称放置时的输入输出表达式	12
2.2.3 存在外界磁场干扰时的输入输出表达式	12
2.3 U 形导线与传感芯片间磁场耦合对测量的影响	13
2.3.1 实验设备简介	13
2.3.2 传感器输出的异常现象	14

2.3.3 异常现象成因分析	17
2.4 本章小结	21
第 3 章 一种差分输出的（双端）差分电流传感器	22
3.1 介绍	22
3.1.1 总体结构和各子部件介绍	22
3.1.2 工作原理	25
3.2 双端差分的设计	26
3.2.1 有用信号分量的设计	26
3.2.2 互感设计	28
3.2.3 设计方案	30
3.3 实验验证	33
3.3.1 硬件设计	33
3.3.2 实验测试双端差分电流传感器对互感噪声的滤除能力	35
3.3.3 实验观测互感噪声	37
3.4 本章小结	39
第 4 章 磁阻全桥的建模与仿真	40
4.1 磁阻全桥的等效电路模型	40
4.1.1 不考虑电磁耦合现象的等效电路模型	40
4.1.2 考虑磁场耦合影响的等效电路模型	42
4.2 等效电路模型合理性验证	44
4.2.1 双端装置的仿真模型及其线性化	44
4.2.2 被测电流的产生	44
4.2.3 仿真参数设置	45
4.2.4 仿真结果及模型合理性验证	46
4.3 互感对“全桥+放大电路”组合的频率特性的影响	49
4.4 等效互感 M_{BR} 的获取	52
4.4.1 实验法获取等效互感 M_{BR}	53
4.4.2 仿真获取 M_{BR}	54
4.5 本章小结	57
第 5 章 总结与展望	58

5.1 工作总结 58

5.2 后期展望 58

参考文献 61

攻读硕士学位期间所发表的论文 66

答辩委员会表决结果 67

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第1章 绪论

1.1 研究背景

伴随着 SiC 和 GaN 等宽禁带器件的发展和应用,近年来电力电子变换器的频率和功率密度得到了飞速提升。在高压大功率领域, SiC 材料能够以更高掺杂浓度和更薄的漂移层制作出 600V 至数 kV 的单极性器件,相比于 Si IGBT,其芯片面积更小,且不存在拖尾电流^{[1]-[3]}。在一系列大功率应用中,采用 SiC MOSFET 替换 Si IGBT 都在效率和功率密度上得到了提升,如 GE 1MW 光伏逆变器(峰值效率超过 99%)^[4]、东芝全 SiC UPS G2020(效率提升 1.2%,占地减小 17%)^[5]、三菱铁路牵引电驱(体积减小 55%)^[6]等。在低压领域(650V 以下), GaN 器件的栅极电荷 Q_g 和输出电容 C_{oss} 均为同电压/电流等级 Si MOSFET 的 1/10 以下,且没有反向恢复损耗,可以将变换器的开关频率提升一个量级^{[7][8]}。以手机充电器为例,采用 GaN 器件后,开关频率从 60~100kHz 提升至 300~600kHz(华为、小米等厂商的 65W 快充),在解决 EMI 问题后,这类产品的开关频率可以轻松突破 MHz^[9]。

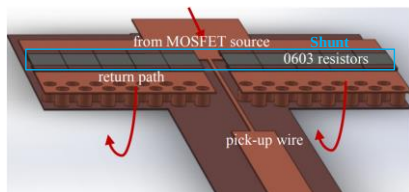
电流传感器是变换器控制和保护的核心传感器之一。在基于宽禁带器件的变换器中,高频率、高 dv/dt 、高 di/dt 、高工作温度给电流传感器提出了新的要求。首先,高频率要求电流传感器具有更高的带宽(数 MHz),否则三角或开关电流中的高频成分会丢失。其次,宽禁带器件的 dv/dt 极高,如 GaN 器件的 dv/dt 达 90V/ns、高压 SiC MOSFET 的 dv/dt 可达 260V/ns^[10],这要求电流传感器隔离且寄生电容小。高 di/dt 要求传感器的体积小,否则会增加环路面积,增加开关尖刺。最后,高工作温度要求传感器具有宽工作温度范围、低温漂^[11]。下一小节将对现有高频电流传感器进行调研。

1.2 高频电流传感器研究现状

1.2.1 分流器

分流器(Shunt, 图 1.1 (a))利用欧姆定律,将电流信息转化为电压信号,具有结构简单、可靠性高、成本低等优点;然而,分流器的损耗随电流二次方成正比,引入的寄生电感更会影响高频变换器的正常工作。对分流器结构进行优化可以减小寄生电感^[13],典型案例是同轴电阻(图 1.1 (b)),通过内部磁场抵消大幅降低寄生电感,但是同轴电阻体积较大,且成本较高。使用多个分流器并联^[16]或者将分流器放置在弱场环境中^[15],也能减小寄生电感,同时不过分增加体积。分流器的最大短板是不具备电隔离能力,这使其测量效

果容易受到开关噪声影响。



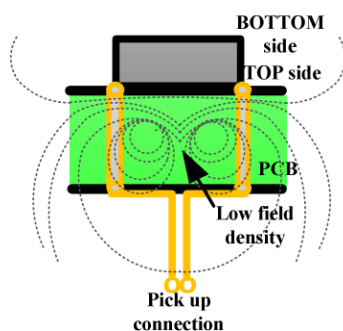
$$I = \frac{U}{R}$$

Ohm's Law
 $I = \frac{V}{R}$

(a) 分流器^[12]



(b) 同轴电阻^[14]



(c) 将分流器放置在弱场位置^[15]



(d) 多个分流器并联^[16]

图 1.1 不同类型的分流器

1.2.2 Sense-FET

Sense-FET 技术是将晶体管中一部分元胞用作电流检测，相当于两个晶体管并联，主管走功率电流，副管用于电流检测，两者结构相似，电流以固定的比例流过二者。这种技术的主要问题是随着温度的变化，流过两个晶体管的电流比例会随之变化，不利于在宽温度范围内工作^[29]。

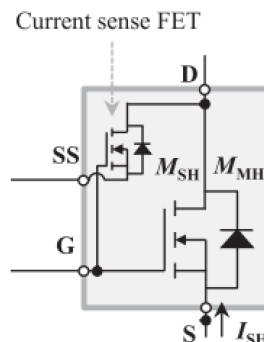
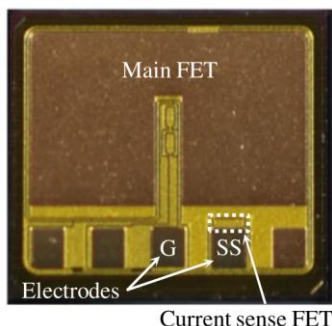


图 1.2 Sense FET^[28]

1.2.3 霍尔传感器

霍尔（Hall）传感器利用霍尔效应通过测量被测电流产生的磁场来间接检测电流，通

常使用磁芯屏蔽干扰磁场同时聚集被测磁场^[17]。磁芯带来了一系列问题，一是磁芯的磁滞曲线非线性，导致霍尔传感器的检测精度欠佳；二是磁芯受大电流冲击会发生饱和，使得霍尔传感器的精度受电流影响；三是磁芯的磁滞效应会限制传感器的带宽和响应时间^[33]。差分结构的霍尔传感器可以在不使用磁芯的情况下具有较强的抗干扰能力，可将体积大幅缩小并将带宽提升至 1MHz^{[18][19]}。然而霍尔对磁场灵敏度偏低使得后级放大电路增益需要很大，带宽进一步提升的空间有限。

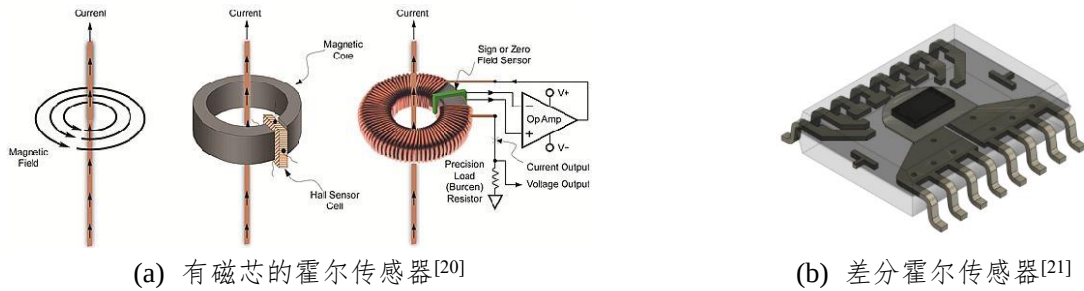


图 1.3 霍尔传感器

1.2.4 罗氏线圈

罗氏线圈（Rogowski Coil, RC）使用法拉第定律对电流进行检测，具有体积小、抗干扰能力强的特点，其带宽可以做到非常高^[22]，商用罗氏线圈探头可以做到几十 MHz^[23]，受限于寄生参数影响这仍远小于其理论极限。有多种方法可以减小寄生参数以进一步提升罗氏线圈带宽^{[24][25]}，但通常更高的带宽意味着更复杂的系统。罗氏线圈最大的缺陷是其不能测量直流电流，这使得如果用罗氏线圈的测量结果来控制变换器，需要利用算法对测量结果进行修正^[26]。

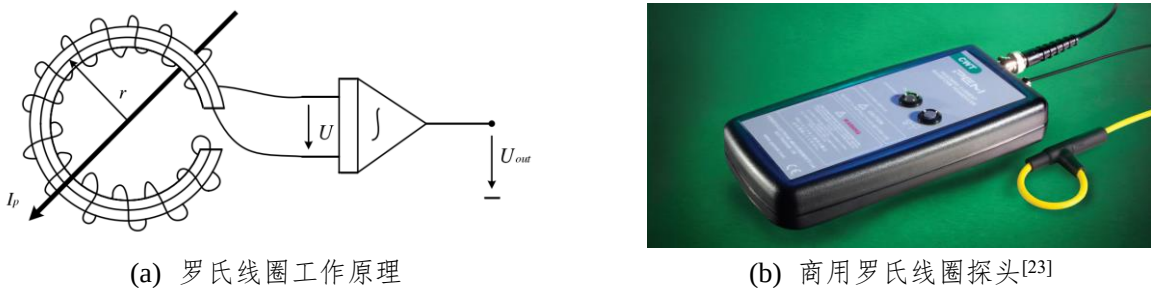


图 1.4 罗氏线圈

1.2.5 电流互感器

图 1.5 所示的电流互感器（Current Transformer, CT）有两个绕组，原边绕组插入主功率电路，通过电磁感应，副边绕组会产生一个比原边小得多的副边电流，大小由原副边匝比决定，在副边加一个电阻负载，就可以将电流信号转化电压信号。互感器的带宽可以做到很高，目前商用互感器可以做到 350MHz^[27]，但磁芯使得互感器损耗和体积较大，且与

罗氏线圈一样不能测直流电流。

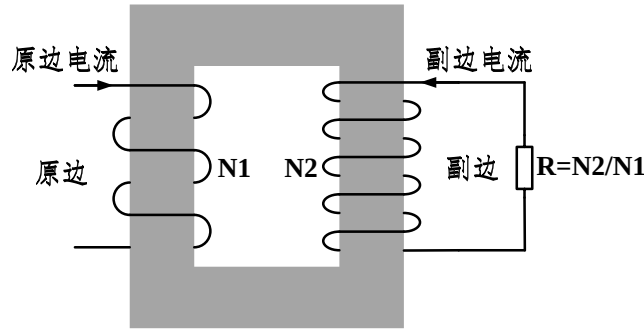


图 1.5 电流互感器工作原理

1.2.6 混合型

混合型（Hybrid）电流传感器是将多种传感器组合使用，取长补短。通常使用霍尔或 MR 测直流和低频电流，罗氏线圈或互感器测高频电流。这种传感器可以将带宽做得非常广，但通常比较复杂，需要精心设计各传感器带宽并做好衔接。

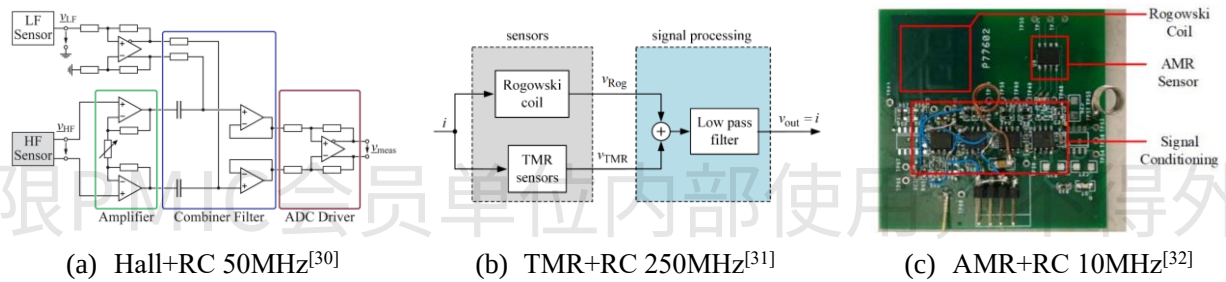


图 1.6 几种混合式电流传感器

1.2.7 磁电阻电流传感器

磁电阻（Magnetoresistance, MR）是一类电阻值随着磁场的变化而变化的电阻。这一现象产生的原因是电子在介质中移动的阻力受电子自旋方向影响，而电子自旋会产生磁场，外界磁场作用于电子自旋产生的磁场便可以影响电子自旋的方向，进而改变电阻值^[33]。AMR、GMR 和 TMR 都属于磁电阻，其中 TMR 的灵敏度最高，是 AMR 的约 20 倍，是 GMR 的约 6 倍^[34]，因此 TMR 电流传感器最具有应用前景，三种磁阻的结构示意图如图 1.7。

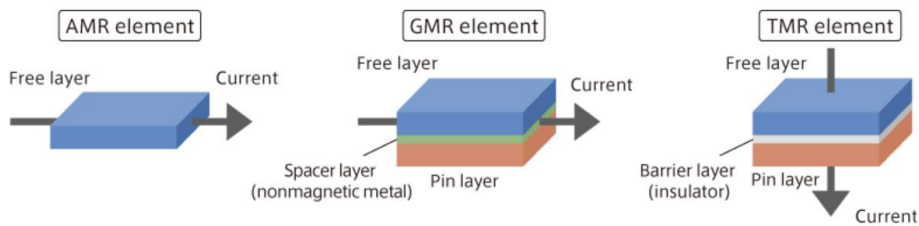


图 1.7 AMR, GMR 和 TMR 元件的结构示意图^[34]

TMR 电流传感器具有体积小、带宽高、损耗小、非侵入式测量等优点。TMR 电流传感器在高频电流检测领域的应用可大体分为两类，一类通过检测被测电流产生的磁场大小

来检测电流，另一类通过检测被测电流产生的磁场的变化率来检测电流。

通过检测磁场大小来检测电流的方式最为简单方便，TMR 传感器相当于一个磁探头，只要放在被测电流附近就可以检测电流大小，图 1.8 为这类传感器的电路结构示意图。

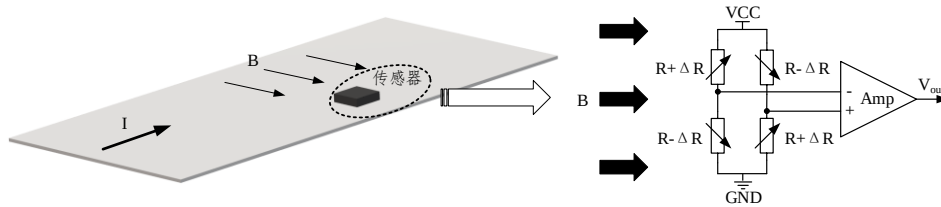
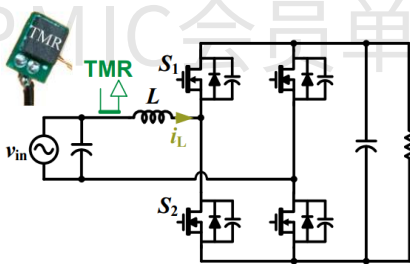
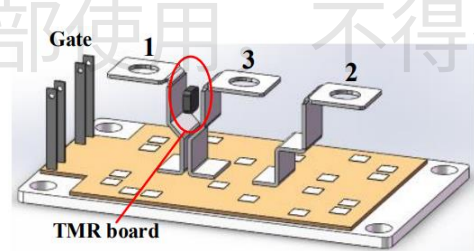


图 1.8 通过检测磁场大小来检测电流

目前这类传感器带宽至少可以达到 10MHz 以上，在变换器控制^[35]和短路保护方面^{[36][37]}均有不俗的表现。然而通过检测磁场大小来检测电流的方式对干扰磁场没有抵抗力，传感器无法区分被测磁场和干扰磁场，在复杂电磁环境下需要一些屏蔽措施来保证传感器只检测被测电流产生的磁场^[38]，或者利用算法将检测到的噪声滤除^{[39][40]}。最易影响传感器工作的是被测导体上涡流产生的磁场，需要精心设计被测导体形状以及传感器放置的位置来避免涡流对测量造成影响^{[41]-[44]}。



(a) TMR 用于实现 PFC 峰值电流控制^[35]



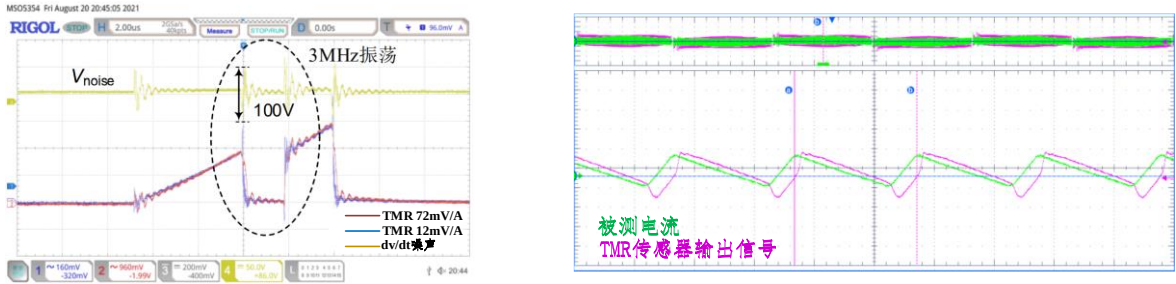
(b) TMR 集成在功率模块中用于短路保护^[36]

图 1.9 通过测磁场大小来测电流应用举例

通过检测被测电流产生的磁场的变化率来检测电流的 TMR 传感器称作差分 TMR 电流传感器，差分 TMR 电流传感器的工作原理将在第二章进行详细介绍。与差分霍尔的方案一样，差分 TMR 传感器具有抵抗外界共模磁场干扰的能力，具有较高的实用价值。相比于霍尔，TMR 对磁场的灵敏度更高，因此差分 TMR 电流传感器可以达到比差分霍尔更高的带宽。差分 TMR 传感器需要配合 U 形导线使用^{[45][46]}，为避免集肤效应和临近效应对测量产生影响，U 形导线线径通常不能太粗，受限于 U 形导线线径，差分 TMR 电流传感器量程一般在百安以下，适合用于中小功率的高频高密度电源。

TMR 电流传感器作为一种新型的极具潜力的电流传感器，仍有许多问题值得研究。目前限制 TMR 传感器性能的问题主要有磁滞效应、温漂和电磁场耦合^[49]问题。磁滞效应

指的是磁阻中的磁性材料在被测磁场的反复磁化过程中存在磁滞现象,磁滞现象会导致磁阻灵敏度为非线性,影响传感器测量精度。温漂是指磁阻灵敏度会随温度变化而发生变化,温漂会导致传感器输出信号与被测电流的比率随温度变化而发生变化。电磁场耦合问题指的是传感芯片与被测导体间不可避免地存在电场耦合(寄生电容)和磁场耦合(互感),这使得被测导体电位发生变化、被测电流发生变化时,会有电磁噪声耦合到传感器输出信号上,影响传感器正常工作,如图 1.10 所示。



(a) dv/dt 噪声通过寄生电容耦合到输出信号^[35] (b) di/dt 噪声由互感耦合到输出信号(希磁科技提供)

图 1.10 电磁噪声耦合到传感器输出信号上

目前学术界对磁滞效应和温漂问题多有研究,通过改进材料或用信号处理电路进行矫正的方式可以有效地缓解问题^{[47][48]}。关于电磁场耦合问题的研究相对较少,尤其是磁场耦合问题。

本文针对差分 TMR 电流传感器的磁场耦合问题展开研究,并提出一种差分输出的(双端)差分电流传感器,通过抵消的方式完全消除磁场耦合造成的不利影响。

1.3 本文的主要内容

本文主要对差分 TMR 电流传感器的磁场耦合问题进行研究,具体内容安排如下:

第一章介绍了电力电子高频化的发展趋势,指出了其对高性能电流传感器的迫切需求。通过调研高频电流传感器的研究现状,分析对比现有电流传感器的优缺点,确定了论文研究的主要问题。

第二章首先详细介绍单端差分 TMR 电流传感器的结构和工作原理(本文将提出一种差分输出的(双端)差分电流传感器,为做区别,将现有的差分 TMR 电流传感器称作单端差分 TMR 电流传感器),指出这种传感器的优势以及适用场景;随后通过展示实际应用中传感器的输出异常现象指出这种传感器目前存在的问题,引出本文的研究对象——互感噪声。

第三章将提出并从原理、结构和设计三个方面介绍一种差分输出的差分电流传感器,

该传感器能够理论上完全消除互感噪声，且稍加改装可用于观测互感噪声。然后通过实验测试双端差分的抗互感噪声能力。最后用改装的双端差分观测互感噪声，探明互感噪声的主要来源。

第四章对第二、三章的实验成果进行归纳和总结，建立磁阻全桥的等效电路模型。然后基于此模型对双端差分进行建模并仿真，并将仿真结果与实验结果进行对比。随后利用等效电路模型分析互感如何影响“全桥+放大电路”组合的频率特性。最后从实验和仿真两个方面讨论如何获取等效电路模型中的关键参数 M_{BR} 。

第五章对全文内容进行了总结，并结合其中的不足之处对课题未来的研究方向进行了展望。

1.4 全文符号说明

	符号	符号说明
第二章	V_{diff}	单端差分 (differential) 电流传感器输出电压
	v_{diff}	单端差分电流传感器输出信号 (输出电压减去偏置电压)
	V_{diffs}	单端差分电流传感器输出信号中的有用信号 (signal) 分量
	V_{diffi}	单端差分电流传感器输出信号中的互感噪声 (induced) 分量
第三章	V_m	磁探头 (magnetic probe) 输出电压
	v_m	磁探头 (magnetic probe) 输出信号 (输出电压减去偏置电压)
	V_{ms}	磁探头 (magnetic probe) 输出信号中的有用信号 (signal) 分量
	V_{mi}	磁探头 (magnetic probe) 输出信号中的互感噪声 (induced) 分量
	OUTPUT	运算器输出电压
	output	运算器输出信号 (输出电压减去偏置电压)

第2章 单端差分 TMR 电流传感器

本章将详细介绍单端差分 TMR 电流传感器（本章中简称为传感器）的结构和工作原理，用实测的传感器输出波形展示传感器输出的异常现象，然后通过分析和实验探究导致传感器输出异常的原因。

2.1 结构介绍

单端差分 TMR 电流传感器结构如图 2.1 所示，结构大体可分为三部分：U 形导线（原边），由四个敏感正方向相同的磁阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 组成的全桥，全桥后的放大电路。U 形导线用于产生一个对称的不均匀磁场供磁阻全桥检测，磁阻全桥用于将磁场信号转化为电压信号，信号放大电路用于放大和调理全桥产生的电压信号。下面对本文传感器所使用的磁阻芯片和信号放大芯片的结构和样式进行介绍。

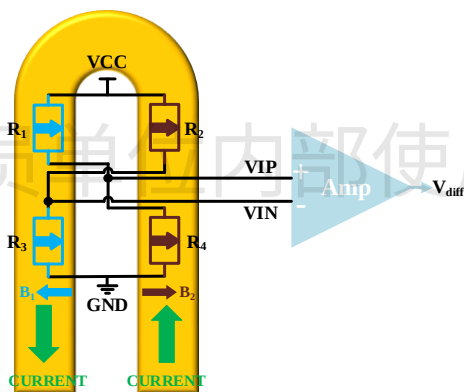


图 2.1 TMR 电流传感器结构图

2.1.1 磁阻芯片

磁阻根据不同的应用场景有多种多样的结构和样式，本文研究对象使用的是由希磁科技提供的一种磁阻芯片。这种芯片的长、宽均为 500 微米，一片上有两个磁阻，结构示意图如图 2.2 所示。

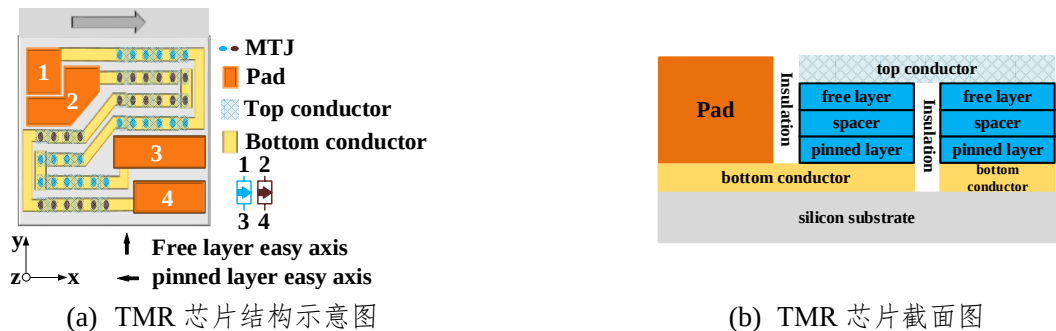


图 2.2 一种 TMR 芯片示意图^[50]

同一磁阻芯片上的两个磁阻的各项参数均一致，均由若干个磁隧道结(MTJ)串联组成。图 2.2 (b)截面图展示了磁隧道结的大致结构以及他们的连结方式。磁隧道结是一种多层薄膜材料，按照功能可划分为三层，分别为自由层(free layer)、绝缘层(spacer)和钉扎层(pinned layer)。自由层和钉扎层均由多层铁磁材料构成，自由层矫顽力小，钉扎层矫顽力大。磁隧道结之间通过顶层导体(top conductor)和底层导体(bottom conductor)连接。^[50]

图 2.2 (a)中灰色箭头所指方向为磁阻敏感正方向，沿此方向的磁场会使磁阻阻值变大，沿反方向的磁场会使磁阻阻值变小，其他方向磁场不会影响磁阻阻值，如图 2.3 所示，其中 S 为灵敏度。

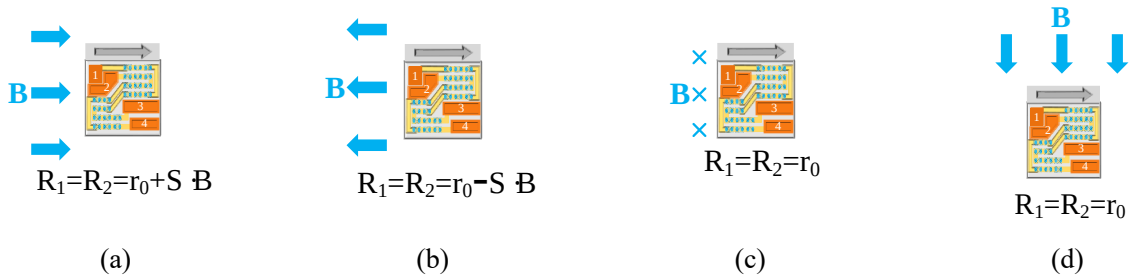


图 2.3 不同方向磁场对磁阻大小的影响

2.1.2 信号放大芯片

信号放大芯片用于对全桥部分提供供电以及对全桥的输出压差 U_{BR} 进行放大、校准和温度补偿。典型的框架图如图 2.4 所示，为单电源供电，一般由多级放大电路组成，按功能可分为三级：输入级、调理级和输出级。

全桥输出压差 U_{BR} 首先经过 $G1$ 处理，故 $G1$ 称作输入级。由于全桥输出电阻大，且输出电压携带共模成分，所以这一级的特点是超高输入阻抗，高共模抑制比（CMRR），一般采用仪表放大器（普通差分放大电路输入电阻太小）。

信号的处理主要由调理级 $G2$ 完成，温度补偿、添加偏置电压等都由这一部分完成，这一级结构最为复杂。

第三级是输出级 $G3$ ，其处于整个放大信号链的末端，承担的作用主要是输出负载驱动，可以输出较大的驱动电流。^[51]

不考虑温度补偿，输入输出关系为：

$$V_{out} = A(V_{IP} - V_{IN}) + V_{ref} \quad (2-1)$$

式中 A 为放大电路增益， V_{ref} 为偏置电压，通常设置为供电电压的一半。

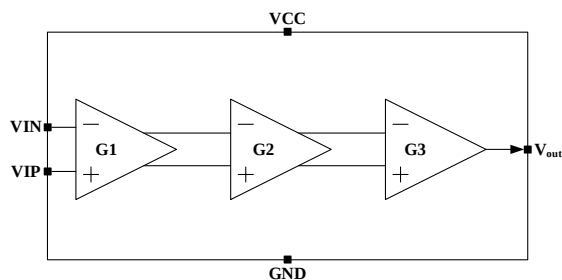


图 2.4 信号放大电路框架图

2.1.3 单端差分 TMR 电流传感器构造

图 2.5 展示了单端差分 TMR 电流传感器构造的关键细节（由希磁科技提供），被测电流流经 U 形导线，磁阻芯片和放大电路芯片均在 U 形导线上方，芯片之间依靠半导体键合线连接。两个磁阻芯片中心间距为 2mm，对称放置在 U 形导线上方 1.2mm 处。磁阻芯片和放大电路芯片一体封装为传感芯片，整个传感器由 U 形导线和传感芯片两部分组成。

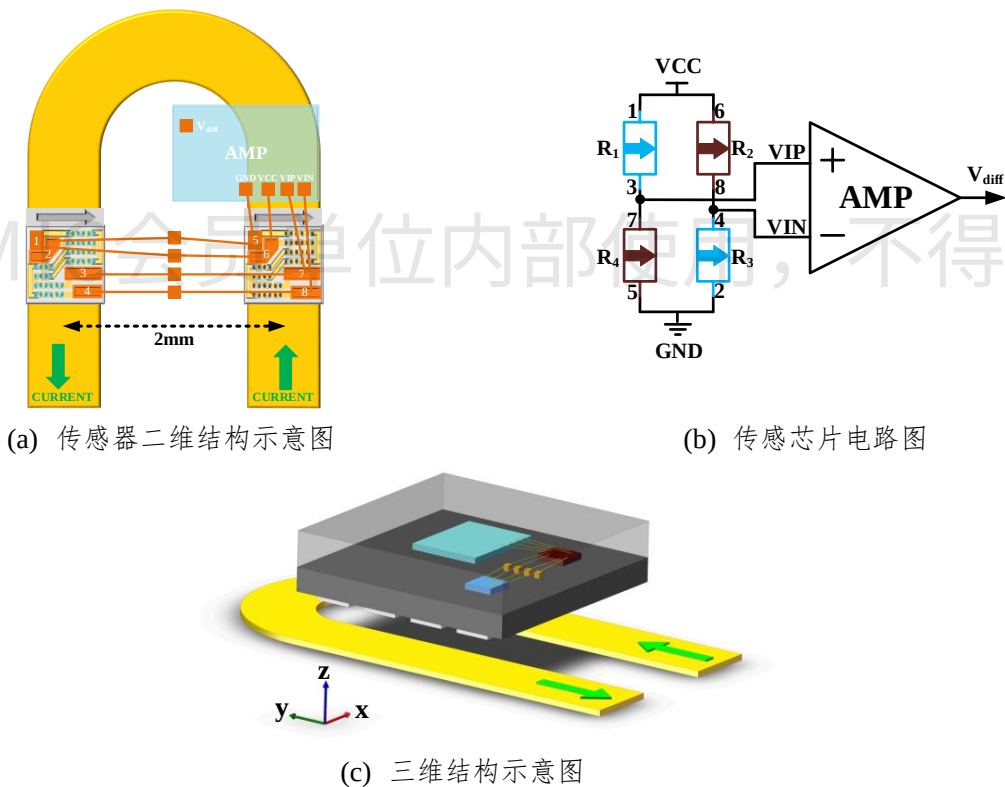


图 2.5 单端差分 TMR 电流传感器构造示意图

2.2 工作原理

2.2.1 理想工作条件下的输入输出表达式

本小节结合上文介绍的传感器结构来推导其输入输出表达式。图 2.6 展示了各元件的电气连接以及各磁阻探测到的磁场。

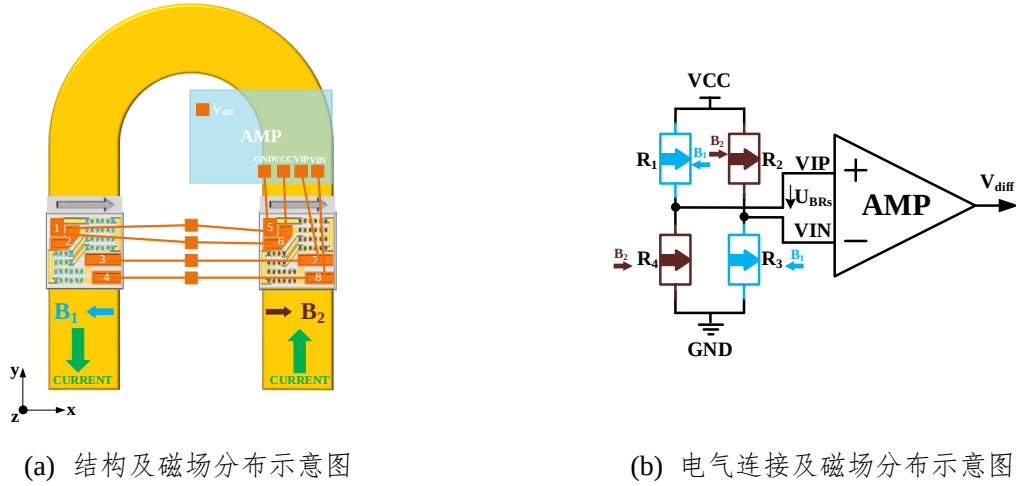


图 2.6 单端差分 TMR 电流传感器电气连接及磁场分布示意图

结合图 2.6，设磁阻敏感正方向为 x 轴正方向，灵敏度均为 S （欧姆/高斯），无敏感方向磁场时阻值为 r_0 （欧姆）。当被测电流流过 U 形导线时，左侧和右侧磁场大小分别为 B_1 和 B_2 ，此时可以得到四个磁阻的大小分别为：

$$R_1 = R_3 = r_0 - S \cdot B_1 \quad (2-2)$$

$$R_2 = R_4 = r_0 + S \cdot B_2 \quad (2-3)$$

结合上式可推导得到全桥输出信号 U_{BRs} ：

$$VIN = VCC \frac{R_3}{R_2 + R_3} = VCC \frac{r_0 - S \cdot B_1}{2r_0 + S(B_2 - B_1)} \quad (2-4)$$

$$VIP = VCC \frac{R_4}{R_1 + R_4} = VCC \frac{r_0 + S \cdot B_2}{2r_0 + S(B_2 - B_1)} \quad (2-5)$$

$$U_{BRs} = VIP - VIN = VCC \frac{S(B_2 + B_1)}{2r_0 + S(B_2 - B_1)} \quad (2-6)$$

因为磁阻芯片对称放置在 U 形导线两侧，因此两个磁阻芯片探测到的磁场大小相等，即：

$$B_1 = B_2 = B \quad (2-7)$$

所以式(2-6)可进一步简化为：

$$U_{BRs} = \frac{VCC \cdot S}{r_0} \cdot B = \gamma \cdot B \quad (2-8)$$

设放大电路增益为 A ，则传感器输出电压为：

$$V_{diff} = \frac{VCC}{2} + A \cdot U_{BRs} = \frac{VCC}{2} + A \cdot \gamma \cdot B \quad (2-9)$$

上式中 $VCC/2$ 是放大电路添加的偏置电压。

以上推导的表达式描述了从磁场到传感器输出的过程，下面讨论被测电流与磁场的关系。当环境中无外部磁场时，磁场 B_1 和 B_2 由被测电流 I 决定，为：

$$B_1 = f_1(I) \quad (2-10)$$

$$B_2 = f_2(I) \quad (2-11)$$

考虑涡流效应和邻近效应时，电流与磁场间关系将十分复杂，但在设计 U 形导线时会刻意减小涡流对磁场的影响，导线较细且磁阻离导线有一定高度，使得涡流产生的磁场相互之间得以抵消，因此磁场与被测电流间关系可近似为正比关系：

$$B_1 = k_1 \cdot I \quad (2-12)$$

$$B_2 = k_2 \cdot I \quad (2-13)$$

当两个磁阻芯片对称放置在 U 形导线两侧时，根据对称性：

$$k_1 = k_2 = k \quad (2-14)$$

代入式(2-9)得到输入输出表达式：

$$V_{\text{diff}} = \frac{VCC}{2} + A \cdot \gamma \cdot k \cdot I = \frac{VCC}{2} + A \cdot \beta \cdot I = \frac{VCC}{2} + v_{\text{diff}} \quad (2-15)$$

$A \cdot \beta$ 为传感器增益， v_{diff} 称作输出信号。

最后通过图 2.7 总结传感器检测电流时信号的变换过程。

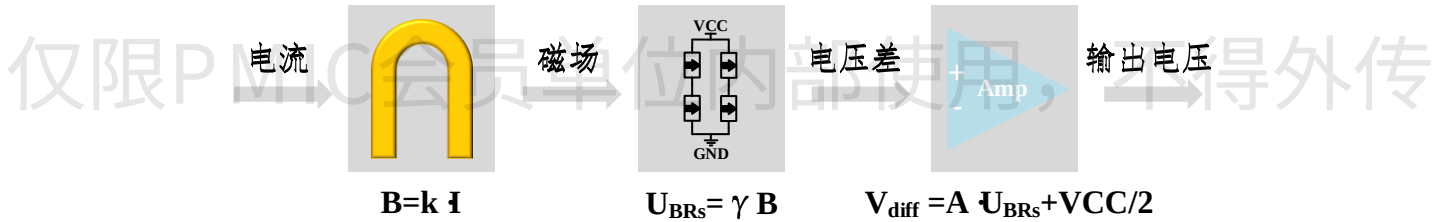


图 2.7 传感器检测电流时信号的转换过程

2.2.2 磁阻芯片非对称放置时的输入输出表达式

若磁阻芯片没有对称放置在 U 形导线两侧，则两个磁阻芯片探测到的磁场不相等，即：

$$k_1 \neq k_2 \quad (2-16)$$

结合式(2-2)(2-3)(2-6)(2-9)(2-12)(2-13)可以得到磁阻芯片非对称放置时的输出电压为：

$$V_{\text{diff}} = \frac{VCC}{2} + A \cdot U_{BRs} = \frac{VCC}{2} + A \cdot \frac{VCC \cdot S(k_2 + k_1) \cdot I}{2r_0 + S(k_2 - k_1) \cdot I} \quad (2-17)$$

从表达式可以看到当磁阻芯片非对称放置时，分母中 $S(k_2 - k_1) \cdot I$ 这一项不为零，传感器输出电压 V_{diff} 与被测电流为非线性关系。因此制造过程中需要保证磁阻芯片严格对称的放置在 U 形导线两侧。

2.2.3 存在外界磁场干扰时的输入输出表达式

当环境中存均匀干扰磁场时，如图 2.8 设均匀干扰磁场大小为 B_{nx} ，且方向沿 x 轴正

方向，此时两个磁阻芯片探测到的磁场大小分别为：

$$B_1 = k \cdot I - B_{nx} \quad (2-18)$$

$$B_2 = k \cdot I + B_{nx} \quad (2-19)$$

带入式(2-6)和(2-9)得到:

$$V_{\text{diff}} = \frac{V_{CC}}{2} + A \cdot V_{CC} \frac{S \cdot k \cdot I}{r_0 + S \cdot B_{nx}} \quad (2-20)$$

当外界均匀磁场幅值不大时, $r_0 \gg SB_{nx}$, 式(2-20)可进一步简化:

$$V_{\text{diff}} = \frac{V_{CC}}{2} + A \cdot V_{CC} \frac{S \cdot k \cdot I}{r_0 + S \cdot B_{\text{py}}} \approx \frac{V_{CC}}{2} + \frac{A \cdot V_{CC} \cdot S \cdot k}{r_0} \cdot I \quad (2-21)$$

输出 V_{diff} 与被测电流仍可近似为线性关系, 可见单端差分 TMR 电流传感器对均匀磁场有抵抗能力。由于两个磁阻芯片距离很近, 大多数情况下的干扰磁场都可视为均匀场, 因此这种传感器在实际应用中具有较强的抗外界磁场干扰的能力。

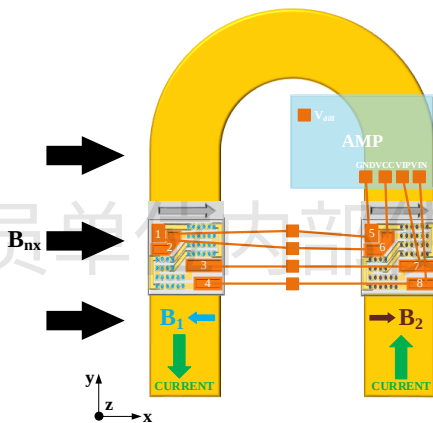


图 2.8 当外界环境存在均匀磁场

2.3 U形导线与传感芯片间磁场耦合对测量的影响

上一小节着重分析了单端差分 TMR 电流传感器如何利用隧道磁电阻效应测量电流，并未考虑 U 形导线与传感芯片间电磁场的耦合对测量造成的影响，实际电路中 U 形导线与传感芯片间会存在寄生电容和互感，这些寄生参数会影响传感器的测量效果，本文主要研究磁场耦合的问题。本小节通过一系列实验结果来介绍和分析 U 形导线与传感芯片间互感对测量的影响。

2.3.1 实验设备简介

图 2.9 展示了测试传感器所用到的设备及测试方法, 主要设备有直流电源、半桥逆变器、负载、罗氏线圈和示波器。逆变器用于产生所需要的被测电流, 被测电流频率由逆变器主功率器件的开关频率决定; 主功率器件为氮化镓晶体管, 最高开关频率 2MHz 以上。

负载可选择电感负载或 LC 串联负载，负载为电感时逆变器输出三角波电流；负载为 LC 串联时逆变器输出正弦波电流。被测传感器原边（U 形导线）串接在逆变器输出回路中，原边电流（被测电流）用罗氏线圈测量，同时传感器输出用同轴电缆传输到示波器。罗氏线圈型号为 PEM-CWTUM1B，带宽最高为 30MHz。

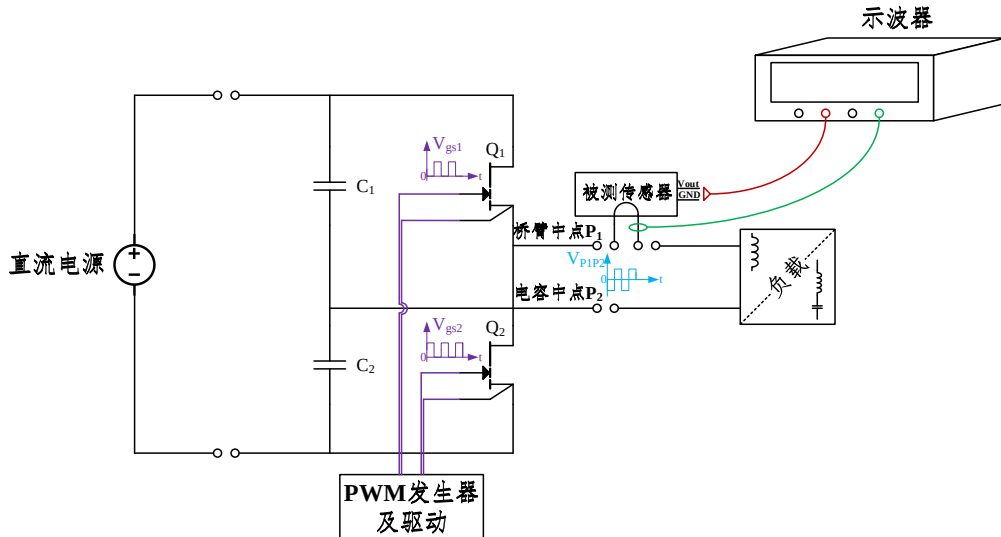
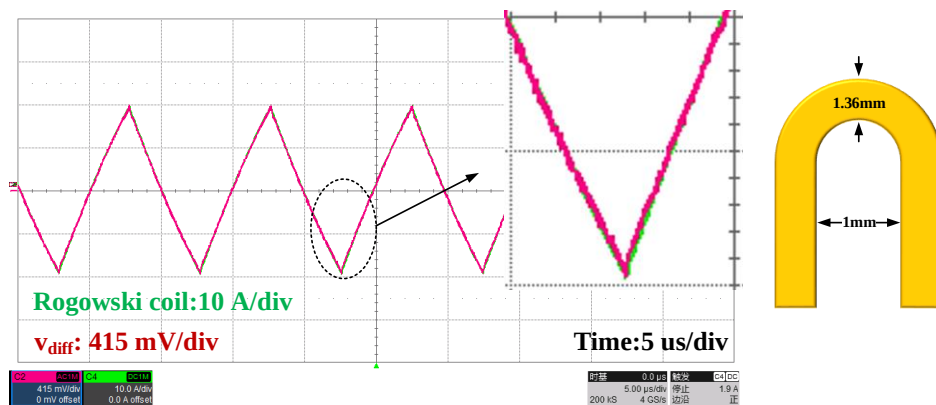


图 2.9 实验设备及测试方法示意图

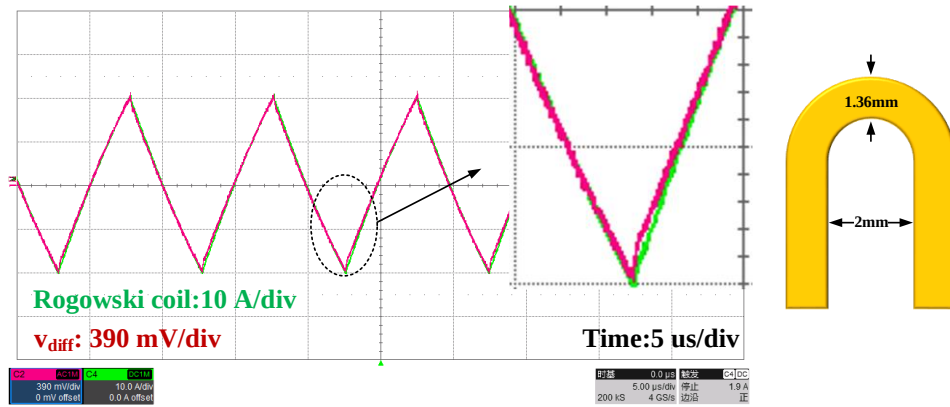
2.3.2 传感器输出的异常现象

单端差分 TMR 电流传感器中 U 形导线的设计是一个难点，改变 U 形导线的形状或尺寸会显著影响传感器的工作。

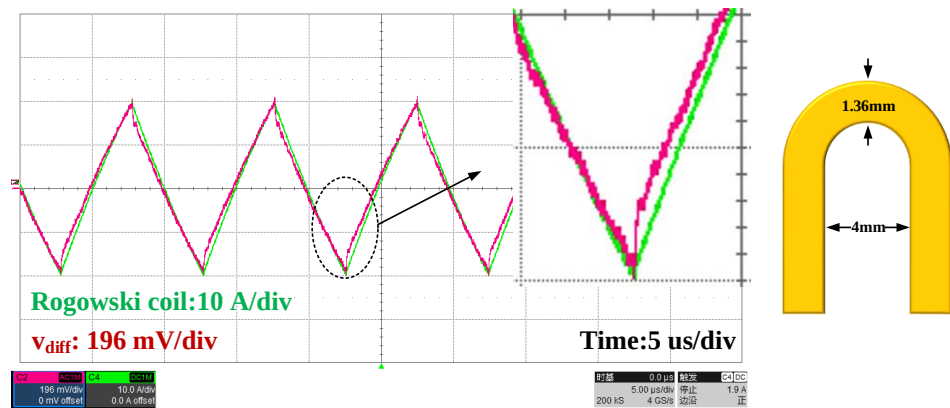
图 2.10 所示为 U 形导线线径为 1.36mm，间距分别为 1mm, 2mm, 4mm 时测量 100kHz 三角波电流时的实验波形。被测电流由绿色波形所示，为罗氏线圈测量结果；紫红色波形为传感器输出信号 v_{diff} （不包含偏置电压）。从实验结果中发现，U 形导线间距越大，传感器输出信号波形畸变越严重，畸变现象具体表现为在三角波转折处突然下凹或上凸。



(a) U 形导线间距 1mm



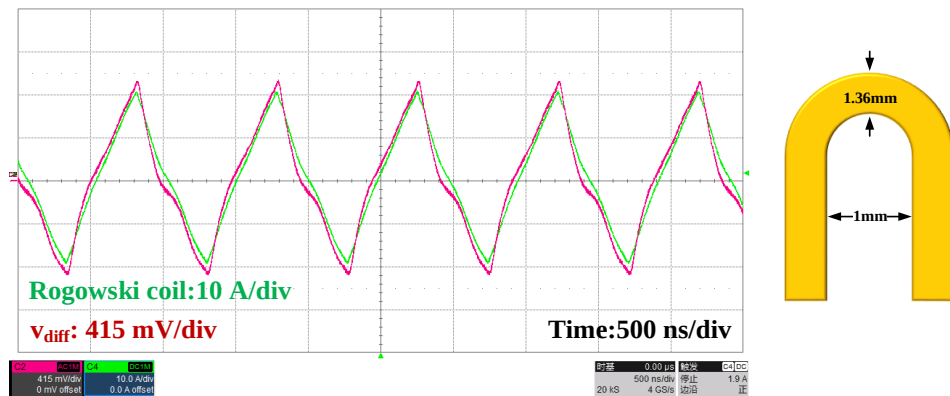
(b) U 形导线间距 2mm



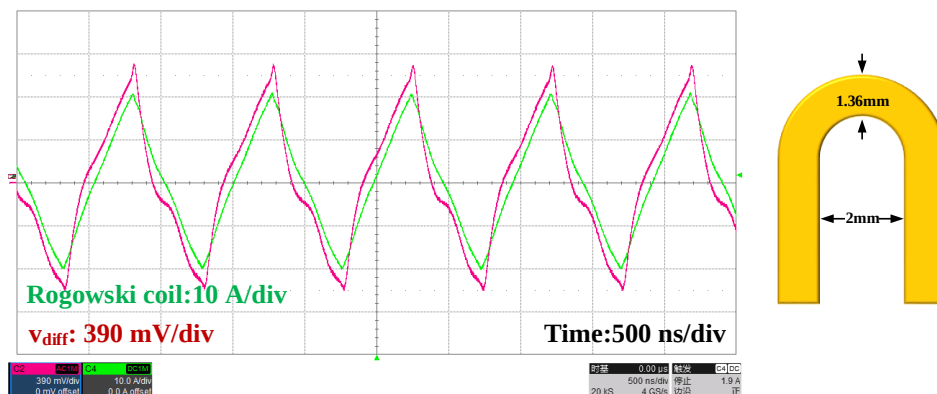
(c) U 形导线间距 4mm

图 2.10 不同 U 形导线间距下测量 100kHz 三角波电流实验结果

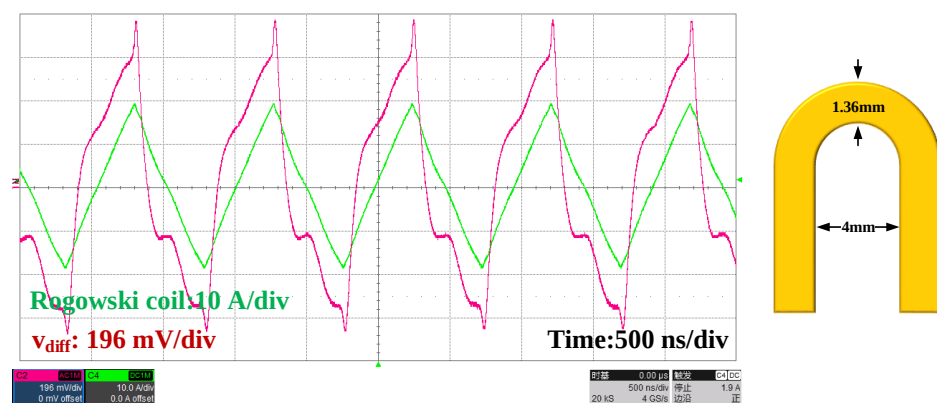
此外，随着被测电流频率增加，畸变现象会更加明显，图 2.11 为测量 1MHz 三角波电流的实验结果。



(a) U 形导线间距 1mm



(b) U 形导线间距 2mm



(c) U 形导线间距 4mm

图 2.11 不同 U 形导线间距下测量 1MHz 三角波电流实验结果

测量正弦波电流时，传感器输出信号波形形状不会发生明显畸变，但相位会异常，如图 2.12 所示实验结果，传感输出信号相位超前于被测电流。

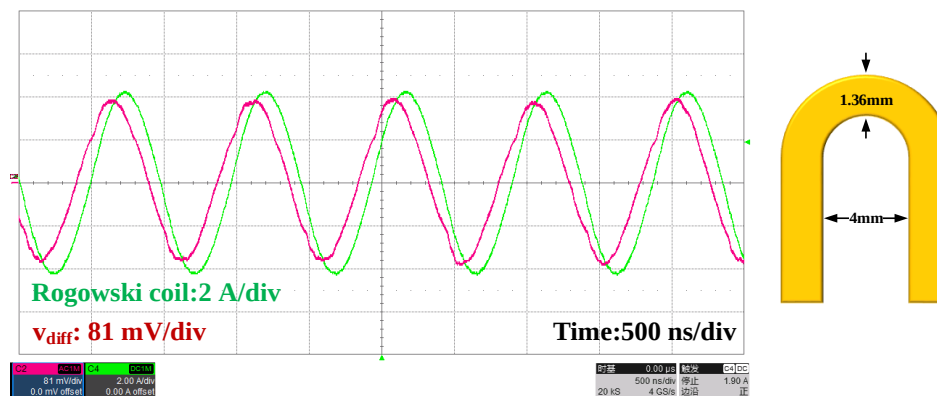


图 2.12 测量 1MHz 正弦波电流实验结果

通过上述实验结果可以发现，传感器输出的异常现象与 U 形导线宽度和被测电流频率有关。首先，U 形导线间距越宽或者被测电流频率越高，异常现象会更加明显；当被测电流为三角波时，传感器输出异常表现为输出信号形状会发生畸变，当被测电流为正弦波时，输出信号相位（延时）会异常。

2.3.3 异常现象成因分析

从物理的角度看,改变 U 形导线间距或者被测电流频率只会改变电磁场,考虑到 TMR 传感器的工作利用到了磁隧道结效应,因此造成传感器输出异常的因素仅可能有两类,一类与电磁场有关,一类与磁隧道结效应(磁阻)有关。

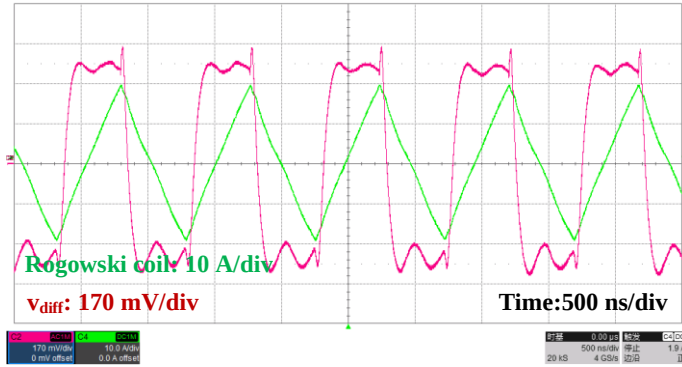
首先可以排除的是磁隧道结效应,磁场与电流可以认为同步变化,而磁阻大小变化只可能同步于或滞后于磁场变化,因此由磁阻变化而产生的信号必定同步或滞后于电流,图 2.12 的现象不可能由磁阻造成。此外,磁阻工作在灵敏度线性区,由磁阻变化而产生的信号形状不会发生畸变。

因此将怀疑对象锁定在电磁场的影响,表 2-1 列举了所有可能造成传感器输出异常的电磁现象,并给出了验证方法和验证结果。

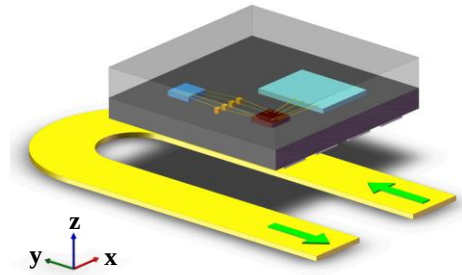
表 2-1 可能导致输出异常的因素

可能的原因		验证方法	结果
涡流	U 形导线上的涡流	用线径极细的 U 形导线或用多股漆包线制作 U 形导线	畸变仍存在,且未发生明显变化
	传感芯片所在电路板上的涡流	改变电路板上的布线	畸变仍存在,且未发生明显变化
U 形导线与传感芯片间寄生电容 (dv/dt)		令 U 形导线电位不断跳动,但无被测电流	在电位跳动瞬间传感芯片会输出尖刺,此尖刺不会使传感器产生上一小节所述的异常现象
U 形导线与传感芯片间互感 (di/dt)	传感芯片输出回路	改变输出回路面积	畸变仍存在,且未发生明显变化
	传感芯片内部回路	见下文	

经过一一排除,最终认为传感芯片与 U 形导线间的互感最有可能造成传感器输出异常。为了进一步确认,利用磁阻仅对一个方向的磁场敏感的特性,如图 2.13 (b)所示将传感芯片旋转 90 度,使磁阻敏感方向为沿 y 轴方向。流经 U 形导线的电流所产生的磁场无 y 轴分量,故磁阻大小不会改变,那么此时传感芯片的输出将完全是噪声,实验结果如图 2.13 (a)所示,当被测电流为三角波时,传感芯片输出一个同频率的方波。如图 2.14 所示再将传感芯片翻转,传感芯片输出的方波则会反相。

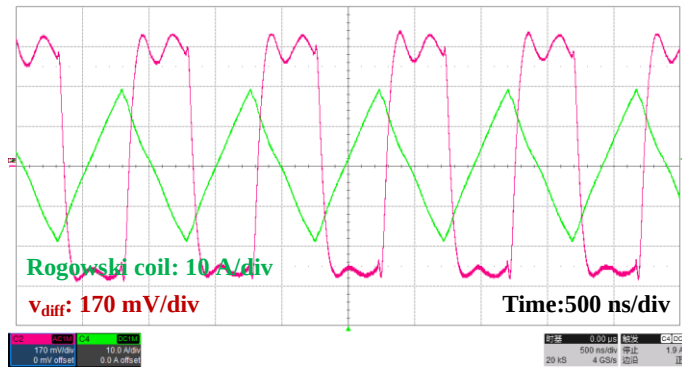


(a) 实验波形

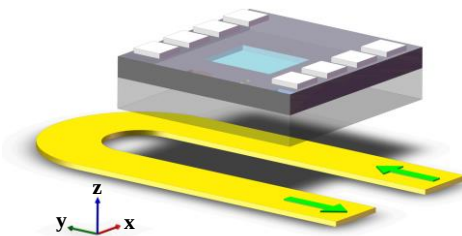


(b) 测试方法示意图

图 2.13 将传感芯片旋转 90 度



(a) 实验结果



(b) 测试方法示意图

图 2.14 将传感芯片旋转 90 度并翻转

从图 2.13 和图 2.14 实验结果可以发现，噪声相位会随芯片翻转而反相，这符合互感特性。此外，感应电压大小与电流变化率有关，即：

$$V_{\text{induced}} = \pm M \frac{dI}{dt} \quad (2-22)$$

根据前文图 2.9 所示，被测电流的变化率与逆变器输出电压 V_{P1P2} 成正比，即：

$$V_{P1P2} = L_{\text{load}} \frac{dI}{dt} \quad (2-23)$$

L_{load} 为逆变器输出回路的总电感。从(2-22)和(2-23)可以发现感应电压形状与逆变器输出电压形状应该是一样的，相位为同相或反相。图 2.15 为逆变器输出电压波形，可以发现逆变器输出电压形状与图 2.13 和图 2.14 中噪声的形状极其相似，因此可以断定此噪声就是感应电压。

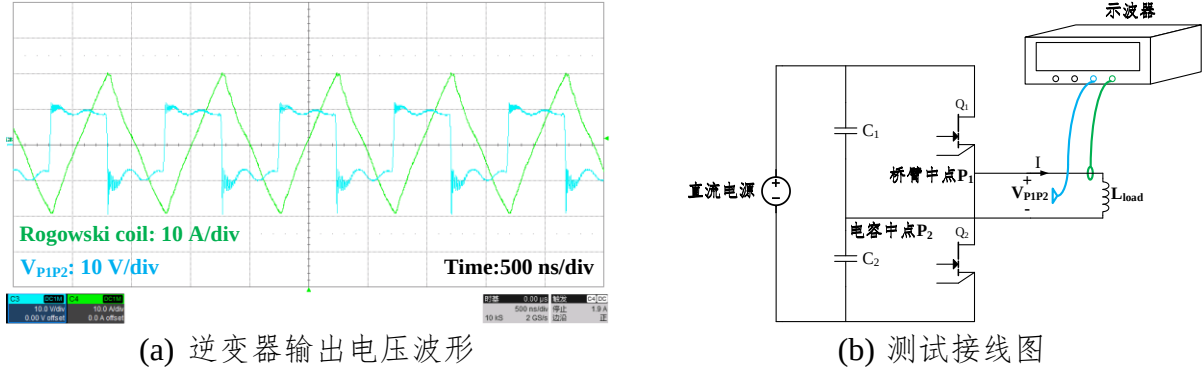


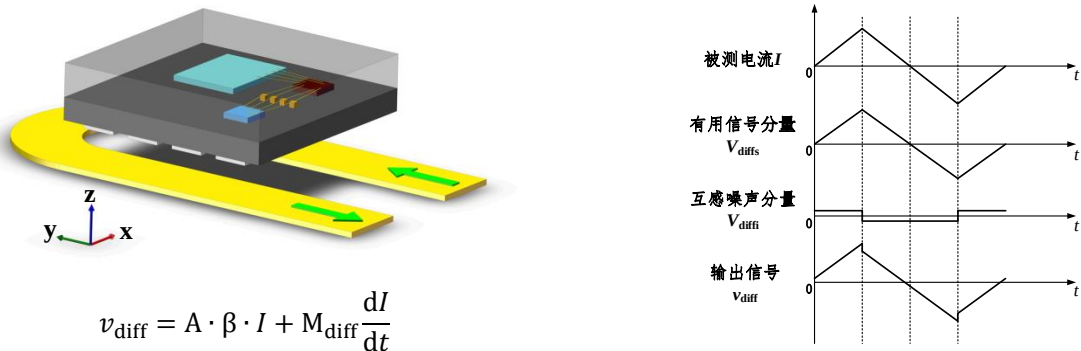
图 2.15 逆变器输出电压测量结果

通过上述分析,有理由怀疑 U 形导线与传感芯片间的磁场耦合造成了传感器输出异常,不妨假设传感芯片与 U 形导线间互感为 M_{diff} , 考虑互感影响的传感器输出信号为:

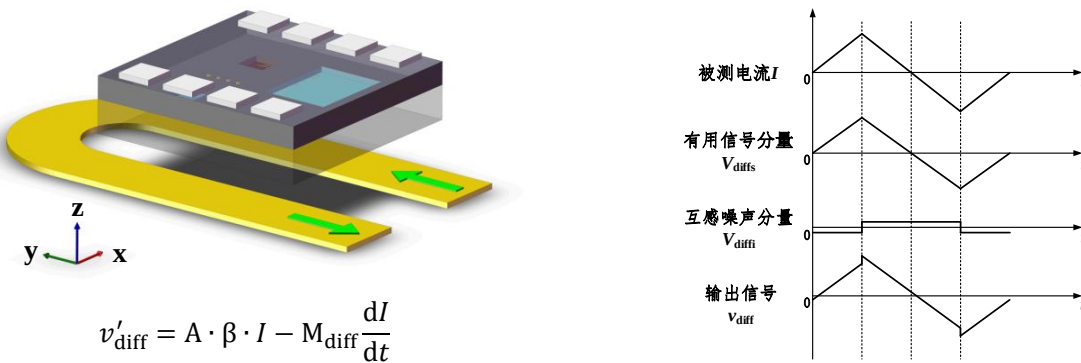
$$v_{\text{diff}} = \pm A \cdot \beta \cdot I \pm M_{\text{diff}} \frac{dI}{dt} = V_{\text{diffs}} + V_{\text{diffi}} \quad (2-24)$$

V_{diffs} 为有用信号分量, V_{diffi} 为互感噪声分量。

图 2.16 (a) 定性展示了当被测电流为理想三角波时混有互感噪声的传感器输出信号波形 (假设传感芯片带宽足够)。图中传感器输出信号波形与图 2.10 (c) 的实验结果非常相似。可以预见,当芯片翻转后传感器输出信号 v'_{diff} 应为图 2.16 (b)所示,图 2.17 所示的实验结果验证了这一预测。



(a) 芯片正放



(b) 芯片倒放

图 2.16 测量三角波电流时两种芯片摆放方式

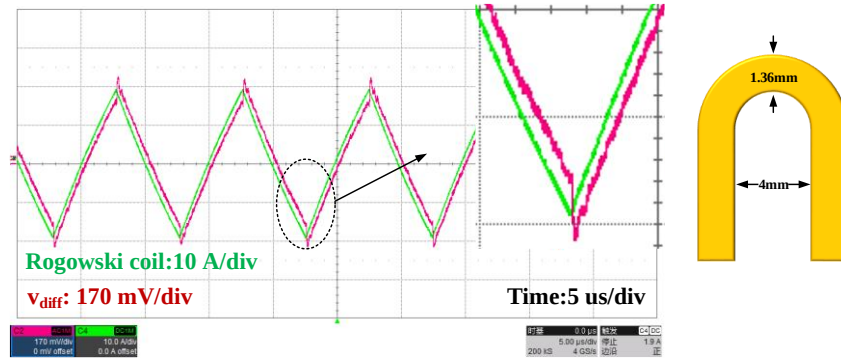


图 2.17 芯片倒放测量 100kHz 三角波电流实验结果

当被测电流为正弦波时，假设传感芯片带宽足够，图 2.18 (a) 用向量图定性表示了传感器输出信号与被测电流的相位关系，与图 2.12 的实验结果是相符的。可以预见，当芯片倒放时，传感器输出信号将滞后于被测电流，如图 2.18 (b) 所示，图 2.19 的实验结果证实了这一预测。

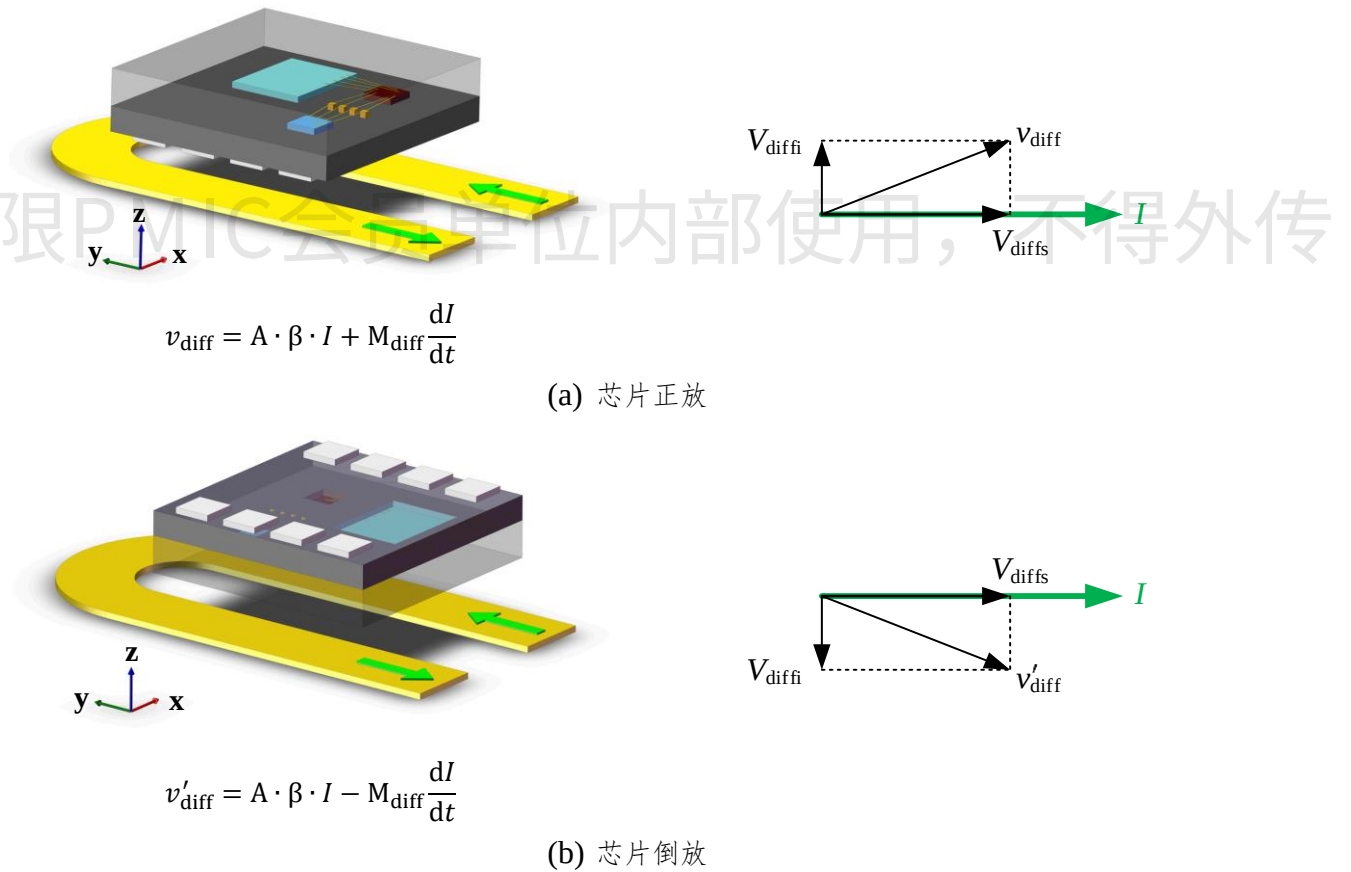


图 2.18 测量正弦波电流时两种芯片摆放方式

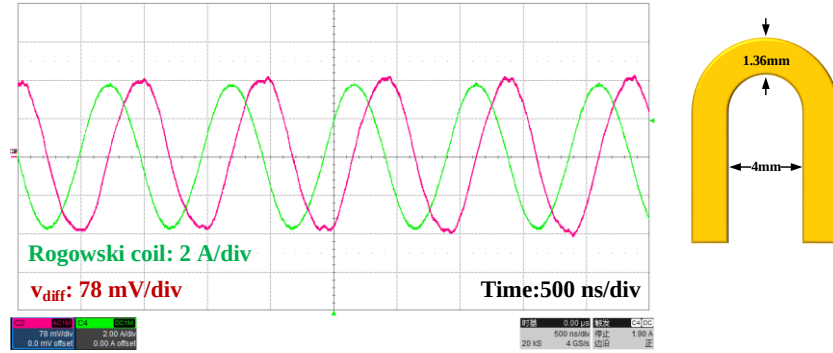


图 2.19 芯片倒放测量 1MHz 三角波电流实验结果

经过上述一系列分析和实验，可以得出最终的结论：因 U 形导线与传感芯片间存在磁场耦合（互感），在被测电流不断变化时会有互感噪声叠加在有用信号上，使传感器输出信号的波形和相位发生异常，即传感器输出异常的起因是互感。

然而仅探明传感器输出异常的起因还远远不够，由于对 U 形导线与传感芯片间的磁场耦合现象缺乏足够认识，传感器的设计严重依赖经验和实验，设计一款新的传感器往往需要用穷举的方式制作一系列样机，最后通过实验筛选合适的方案。为了给传感器的设计提供理论指导，需要对 U 形导线与传感芯片间的磁场耦合现象进行深入研究，进一步探明互感噪声的具体来源及特性。

此外，互感的存在使得传感器设计变得复杂，设计时需要综合考虑 U 形导线尺寸和传感芯片布局。如果能完全消除互感的影响，就可以分别单独设计 U 形导线和传感芯片，大大降低设计难度。

为此，作者将在第三章提出一种差分输出的（双端）差分电流传感器，这种传感器不仅可以理论上完全消除互感噪声的影响，还可以用于观测互感噪声，作为研究 U 形导线与传感芯片间的磁场耦合现象的工具。

2.4 本章小结

本章首先详细介绍了单端差分 TMR 电流传感器的结构和工作原理；随后展示了实际应用中传感器的输出异常现象；最后通过一系列分析和实验探明了输出异常现象的起因是 U 形导线与传感芯片之间存在磁场耦合（互感）。

第3章 一种差分输出的（双端）差分电流传感器

上一章详细介绍了单端差分 TMR 电流传感器的结构和工作原理，通过一系列实验发现 U 形导线与传感芯片间的互感会对测量产生显著的影响。为了寻找互感噪声的具体来源并完全消除互感噪声对测量的影响，本章提出一种差分输出的差分电流传感器（下文简称双端差分），可以通过抵消的方式完全消除互感噪声分量；此外，双端差分可以观测互感噪声分量，作为研究互感噪声特性的工具。

3.1 介绍

如果能区分传感器输出中的有用信号分量和互感噪声分量，就能够针对性的保留一种分量并去除另一种分量。为了区分有用信号分量和互感噪声分量，需要赋予这两种信号不同的特点，一种可行的方法是将其一种信号设计为差模信号，另一种设计为共模信号，这样通过做减法/加法就可以仅保留差模/共模信号。

3.1.1 总体结构和各子部件介绍

根据第二章的介绍，单端差分 TMR 电流传感器具有巨大实用价值的原因是仅对不均匀磁场敏感，具有较强的抵抗外界共模磁场干扰的能力，因此双端差分依然采用这一工作原理，通过检测 U 形导线两侧磁场的差来检测电流。双端差分为了将有用信号和互感噪声进行区分，使用了两个磁探头分别去检测每一侧的磁场，原理框图如图 3.1 所示。



图 3.1 双端差分原理框图

磁探头结构与单端差分 TMR 传感器的传感芯片非常相似，如图 3.2 所示，仍由磁阻全桥和放大电路组成，各芯片之间用半导体键合线连接。与单端差分传感器的传感芯片不

同，磁探头的两个磁阻芯片灵敏正方向相反。

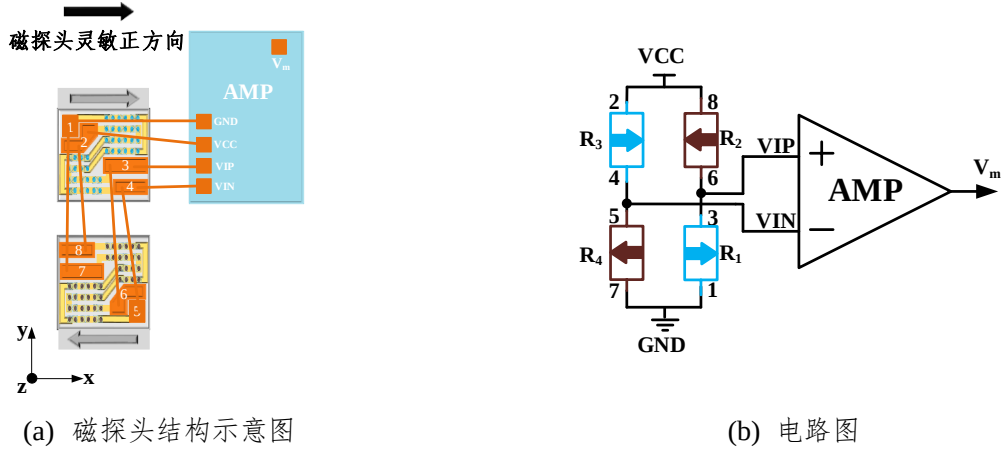


图 3.2 磁探头结构及电路图

磁探头用于检测空间中某一方向的磁场，如图 3.3 所示，不考虑磁场耦合，当磁探头处有一沿 x 轴正方向、大小为 B_x 的磁场时，根据图 3.2 (a) 中所示的磁阻摆放方式，蓝色磁阻阻值会增大，棕色磁阻阻值会减小，不考虑互感影响，全桥输出信号 U_{BRs} 为：

$$U_{BRs} = VIP - VIN = VCC \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) = \frac{VCC \cdot S}{r_0} \cdot B_x = \gamma \cdot B_x \quad (3-1)$$

磁探头的输出电压 V_m 为全桥输出信号 U_{BRs} 经放大电路放大 A 倍后与偏置电压（供电电压的一半）之和：

$$V_m = \frac{VCC}{2} + A \cdot U_{BRs} = \frac{VCC}{2} + A \cdot \gamma \cdot B_x = \frac{VCC}{2} + v_m \quad (3-2)$$

v_m 为磁探头输出信号。

从图 3.3 的关键信号波形可以发现输出信号 v_m 与被测磁场同相位，因此定义 x 轴正方向为磁探头的灵敏正方向。

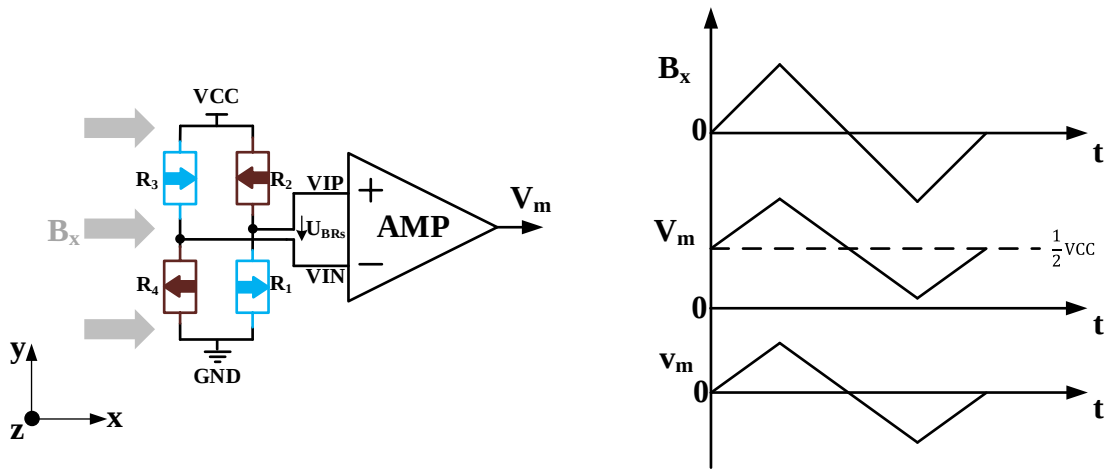


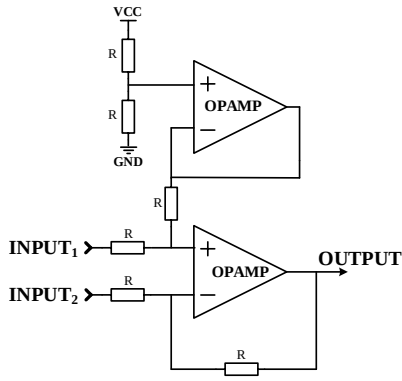
图 3.3 磁探头工作原理

将上述分析结果与第二章的单端差分 TMR 电流传感器对比可以发现，磁探头与单端差分 TMR 电流传感器的传感芯片具有高度的相似性，因此以磁探头为研究对象所得结论同样适用于单端差分 TMR 电流传感器，表 3-1 对二者进行了归纳对比。

表 3-1 单端差分 TMR 电流传感器的传感芯片与磁探头对比

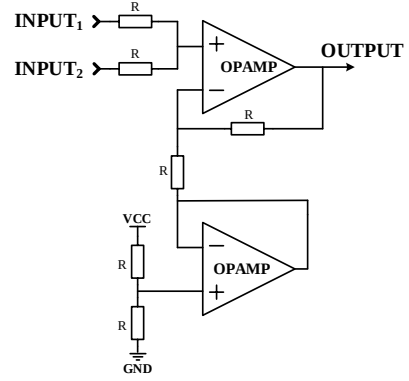
	单端差分的传感芯片	磁探头
结构		
电路图		
磁场经全桥转化为电压信号的方式	 $B_1 = B_2 = B$ $U_{BRs} = \frac{VCC \cdot S}{r_0} \cdot B = \gamma \cdot B$	 $U_{BRs} = \frac{VCC \cdot S}{r_0} \cdot B = \gamma \cdot B$
输出电压表式	$V_{diff} = \frac{VCC}{2} + A \cdot U_{BRs}$	$V_m = \frac{VCC}{2} + A \cdot U_{BRs}$

下面介绍运算器部分，运算器为加法器或减法器，以运算放大器为核心搭建，电路图如图 3.4 所示，运算器的作用是将两个磁探头的输出进行相加或相减运算，并调整偏置电压。图中所有电阻大小均相同。



$$OUTPUT = INPUT_2 - INPUT_1 + \frac{VCC}{2}$$

(a) 减法器



$$OUTPUT = INPUT_2 + INPUT_1 - \frac{VCC}{2}$$

(b) 加法器

图 3.4 运算器电路图

3.1.2 工作原理

如图 3.5，当两个磁探头对称放置在 U 形导线两侧时，两个磁探头探测到的磁场方向相反，大小均为：

$$B_1 = B_2 = k \cdot I \quad (3-3)$$

结合式(3-1),可得到：

$$U_{BRs} = \pm \gamma \cdot k \cdot I = \pm \beta \cdot I \quad (3-4)$$

与单端差分传感器一样，磁探头必然与 U 形导线间存在互感，设互感大小 M_{probe} ，结合式(3-2)可以得到考虑互感时的磁探头输出电压为：

$$V_m = \frac{VCC}{2} \pm A \cdot \beta \cdot I \pm M_{probe} \frac{dI}{dt} \quad (3-5)$$

输出信号为：

$$v_m = \pm A \cdot \beta \cdot I \pm M_{probe} \frac{dI}{dt} = V_{ms} + V_{mi} \quad (3-6)$$

其中 V_{ms} 为有用信号分量， V_{mi} 为输出信号中的互感噪声分量。

如果将两个磁探头的放大电路增益 A 、比例系数 β 以及磁探头与 U 形导线的互感 M_{probe} 设计为一致，并使两个磁探头的输出信号 v_{m1} 、 v_{m2} 分别为：

$$v_{m1} = A \cdot \beta \cdot I + M \frac{dI}{dt} \quad (3-7)$$

$$v_{m2} = A \cdot \beta \cdot I - M \frac{dI}{dt} \quad (3-8)$$

或

$$v_{m1} = A \cdot \beta \cdot I + M \frac{dI}{dt} \quad (3-9)$$

$$v_{m2} = -A \cdot \beta \cdot I + M \frac{dI}{dt} \quad (3-10)$$

那么只需要对两个磁探头的输出信号相加或者相减，就可以做到只保留一种信号分量而消除另一种分量了。

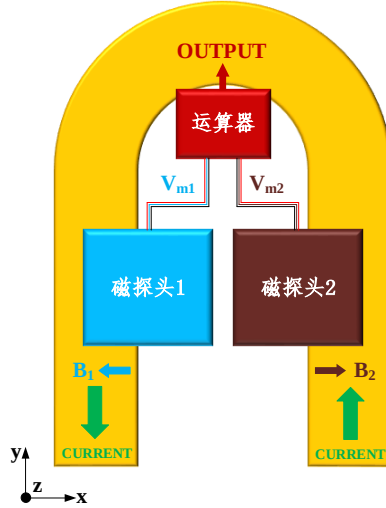


图 3.5 双端差分框图及磁场分布

3.2 双端差分的设计

根据式(3-7)(3-8)和(3-9)(3-10)可知，磁探头的设计有两种思路，一种是将有用信号分量设计为共模信号，将互感噪声分量设计为差模信号；另一种是将有用信号分量设计为差模信号，将互感噪声分量设计为共模信号。这里的差模和共模均相对于运算器而言，即：

$$\text{Different mode signal} = \frac{1}{2}(\text{INPUT}_1 - \text{INPUT}_2) \quad (3-11)$$

$$\text{Common mode signal} = \frac{1}{2}(\text{INPUT}_1 + \text{INPUT}_2) \quad (3-12)$$

具体选择哪一种方案取决于设计及制造难度，下面分别讨论有用信号分量的设计和互感噪声分量的设计。

3.2.1 有用信号分量的设计

有用信号分量的设计分为两个方面，分别是信号的幅值和极性，这里的极性定义为不考虑磁探头带宽及信号延时，有用信号分量与被测电流同相位时为正极性，反之为负极性。

首先要保证两个磁探头输出的有用信号分量幅值相同，有用信号分量的幅值取决于 k 、 A 、 γ 这三个参数。两个磁探头必须对称放置在 U 形导线两侧，以保证各磁探头探测到的磁场大小与被测电流之间的比例 k 一致；两个磁探头各自放大电路的配置需一致，保证具有相同的增益 A ；令两个磁探头的全桥供电电压 VCC 相同，并且使用各项参数一致的磁阻，以保证转换系数 γ 相同，磁阻参数的一致性可以通过选择一片晶圆上的相邻磁阻芯片

来保证。

在有用信号分量幅值相同的前提下，通过设置两个磁探头各自有用信号分量的极性就可以将有用信号分量设置为差模/共模信号。磁探头有用信号的极性取决于磁探头本身结构以及磁场方向与磁探头灵敏正方向的关系。表 3-2 列出了四种改变有用信号分量极性的方法，第二栏为参照，其余四栏分别采用不同的方法使磁探头灵敏正方向与第二栏相反。

第一种方法是交换放大电路的输入端子，如表 3-2 第三栏所示，交换放大电路输入端子直接改变了全桥输出信号 U_{BRs} 的极性。

第二种方法是翻转全桥供电，如表 3-2 第四栏所示，翻转全桥供电相当于供电电压变为 $-VCC$ ，根据式(3-1)可知全桥输出信号极性也会随之翻转。

第三种方式是将磁探头旋转 180 度，这种方法等同于翻转磁场，如表 3-2 第五栏所示。

第四种方式是用与表 3-2 第二栏相比敏感正方向相反的磁阻搭建全桥，如表 3-2 第六栏所示。

表 3-2 四种改变磁探头有用信号分量极性的方法

方法	电路图	有用信号表达式
参照方案		$R_1 = R_3 = r_0 + S \cdot k \cdot I$ $R_2 = R_4 = r_0 - S \cdot k \cdot I$ $U_{BRs} = VCC \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$ $V_{ms} = A \cdot U_{BRs}$
交换放大电路输入端子		$R_1 = R_3 = r_0 + S \cdot k \cdot I$ $R_2 = R_4 = r_0 - S \cdot k \cdot I$ $U_{BRs1} = -VCC \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$ $V_{ms1} = A \cdot U_{BRs1} = -A \cdot U_{BRs} = -V_{ms}$

翻转全桥 供电		$R_1 = R_3 = r_0 + S \cdot k \cdot I$ $R_2 = R_4 = r_0 - S \cdot k \cdot I$ $U_{BRs2} = -VCC \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$ $V_{ms2} = A \cdot U_{BRs2} = -A \cdot U_{BRs} = -V_{ms}$
将磁探头 旋转 180 度		$R'_1 = R'_3 = r_0 - S \cdot k \cdot I$ $R'_2 = R'_4 = r_0 + S \cdot k \cdot I$ $U_{BRs3} = VCC \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} - \frac{R'_4}{R'_3 + R'_4} \right)$ $V_{ms3} = A \cdot U_{BRs3} = -A \cdot U_{BRs} = -V_{ms}$
用灵敏正 方向相反 的磁阻		$R'_1 = R'_3 = r_0 - S \cdot k \cdot I$ $R'_2 = R'_4 = r_0 + S \cdot k \cdot I$ $U_{BRs4} = VCC \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} - \frac{R'_4}{R'_3 + R'_4} \right)$ $V_{ms4} = A \cdot U_{BRs4} = -A \cdot U_{BRs} = -V_{ms}$

3.2.2 互感设计

两个网络间的互感大小取决于每个网络的回路面积以及两个网络间的相对位置。由于两个磁探头对称放置在 U 形导线两侧，因此它们各自与 U 形导线的相对位置是一样的，要想让磁探头 1 与 U 形导线的互感 M_{probe1} 和磁探头 2 与 U 形导线的互感 M_{probe2} 一致,只需要保证两个磁探头内部网络的回路面积一样。

磁探头由两部分构成，分别为磁阻全桥和放大电路，组成全桥的磁阻芯片和信号放大芯片的内部网络是固定的，唯一可改变的是芯片与芯片的相对位置以及它们之间的连接方式。为实现两个磁探头内部网络回路面积一样，需要令每个磁探头中各芯片相对位置一致，连接方式一致。结合上一小节中磁阻的摆放要求，图 3.6 直观的展示了一种正确的做法和

一种错误的做法。

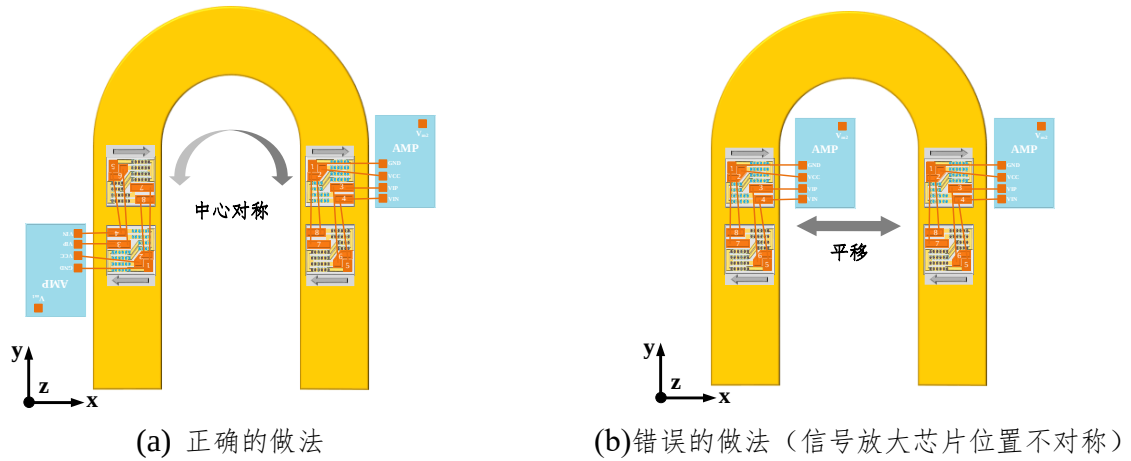


图 3.6 磁探头互感设计举例

在 M_{probe1} 和 M_{probe2} 大小一致的前提下，通过设置各磁探头感应电压极性将互感噪声设置成共模/差模信号，下面介绍如何调整感应电压的极性。当电流流过 U 形导线时会产生关于 U 形导线中轴线对称的磁场，图 3.7 (a)为磁场 z 方向分量的分布。如果将磁探头等效为一个线圈，那么磁探头输出信号中的互感噪声为：

$$V_{mi} = \pm \frac{d\phi}{dt} \quad (3-13)$$

ϕ 为穿过等效线圈的磁通量。

当磁探头设计如图 3.6 (a)所示，根据磁场的对称性可知穿过两个等效线圈的磁通量大小和变化率都是一样的，且 V_{m1} 和 V_{m2} 为同名端，因此这种设计下两个磁探头输出信号中的互感噪声极性和大小均一致，属于共模信号，如图 3.7 (b)所示。

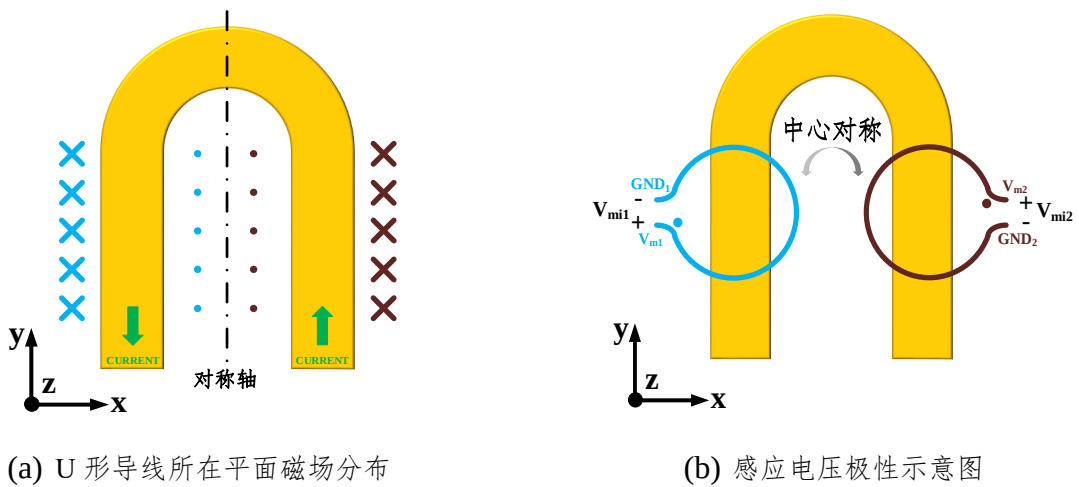


图 3.7 感应电压极性说明

若要将互感噪声设计为差模信号，需要令两个磁探头关于 U 形导线中轴线镜像对称，使 V_{m1} 和 V_{m2} 为异名端，如图 3.8 所示。想要做到这一点需要制作与原版芯片镜像对称的

芯片，实现起来成本较高，制造周期长。

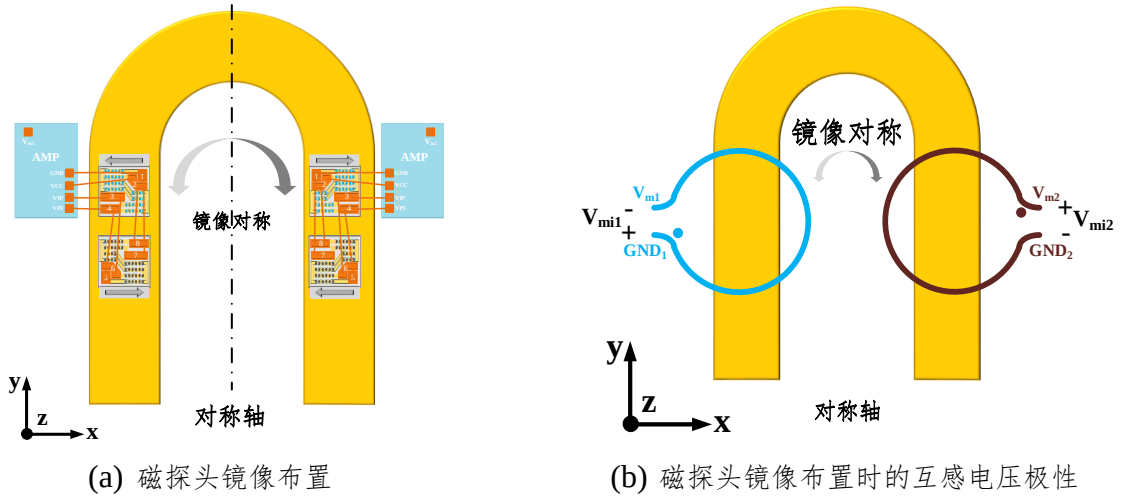


图 3.8 互感噪声为差模信号时的磁探头设计方案

3.2.3 设计方案

本小结在前两小结的基础上介绍两个磁探头的设计方案。

通过上面两小节介绍可以发现，有用信号的设计相对灵活，有多种手段可以改变有用信号的极性；而互感设计可用的方案只有两种，且第二种镜像对称的方法实现起来需要设计新的芯片，成本高耗时长。综合考虑下，将有用信号设计为差模信号、互感噪声设计为共模信号的方案最为可行。因此最终的设计将在图 3.6 (a)所示设计的基础上进行修改。

图 3.9 (a)标注了图 3.6 (a)设计下的磁探头的灵敏正方向，两个磁探头结构完全一致，磁探头 2 与磁探头 1 中心对称，因此两个磁探头灵敏正方向相反。如图 3.9 (b)所示，电流流过 U 形导线时，x 方向的磁场在 U 形导线左侧和右侧也是相反的， B_1 方向与磁探头 1 灵敏正方向相同， B_2 方向与磁探头 2 灵敏正方向相同，因此这种设计下有用信号为共模信号。

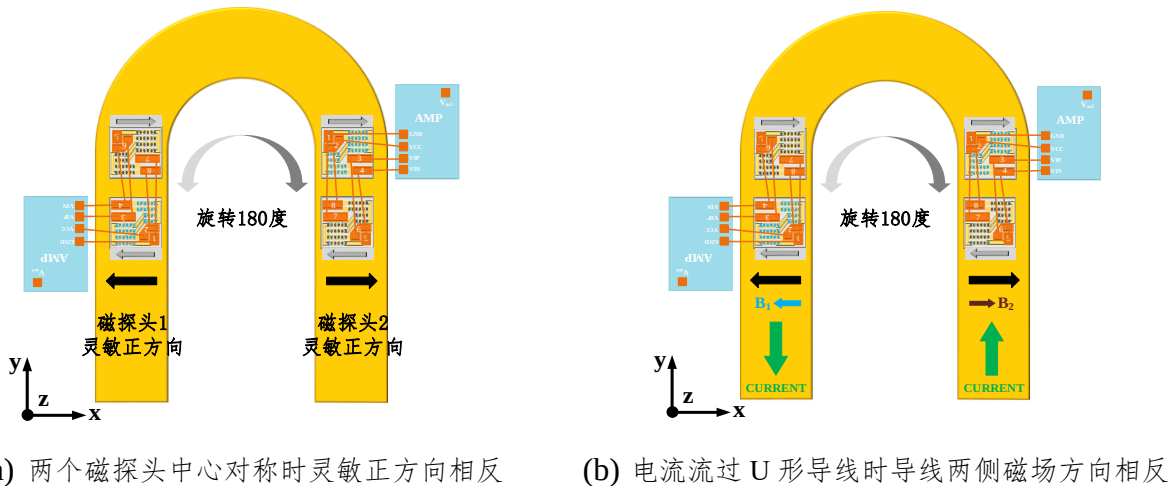


图 3.9 磁探头灵敏正方向及磁场分布

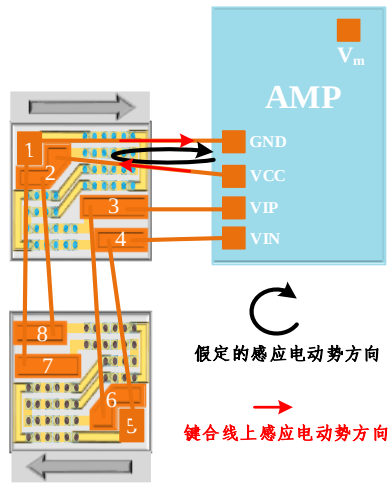
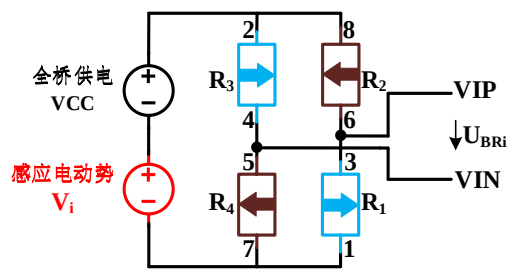
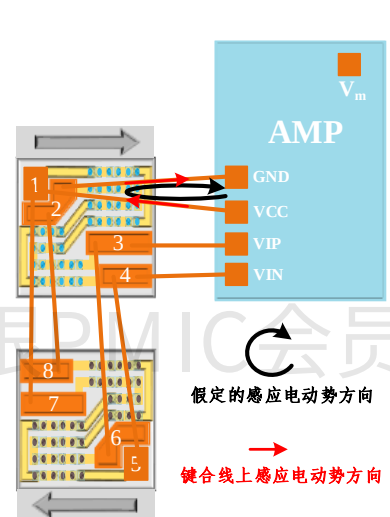
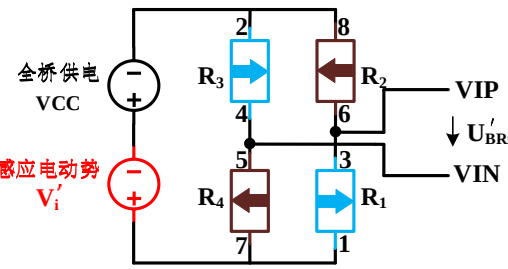
為了將有用信號設計成差模信號，需要將其中一個磁探頭的靈敏正方向翻轉，使兩個磁探頭靈敏正方向一致。3.2.1 小結的四種改變有用信號極性的方法中，將磁探頭旋轉 180 度的方案不可行，會令兩個磁探頭互感大小不一致（如圖 3.6 (b)）；專門設計製造與目前所用磁阻敏感正方向相反的磁阻成本高、製作周期長；只有調換信號放大電路的輸入端子或者翻轉磁阻全橋的供電最為可行。

表 3-3 和表 3-4 分別介紹了調換信號放大電路的輸入端子和翻轉磁阻全橋供電這兩種方法對互感噪聲的影響。通過表中的分析可以發現：調換信號放大電路的輸入端子會直接影響全橋输出的感應電壓；對比之下翻轉全橋供電對全橋输出的感應電壓的影響是間接的，供電回路上的感應電壓對全橋输出的感應電壓的影響程度取決於全橋的不平衡程度，比例系數 Q 在本設計中最大只有 0.005，因此供電回路上的感應電壓對全橋输出的感應電壓影響非常小。故為了保證兩個磁探頭互感噪聲的一致性，採用將全橋供電翻轉的方式對圖 3.6 (a) 中磁探頭 1 的靈敏正方向進行反轉。

表 3-3 調換信號放大電路的輸入端子

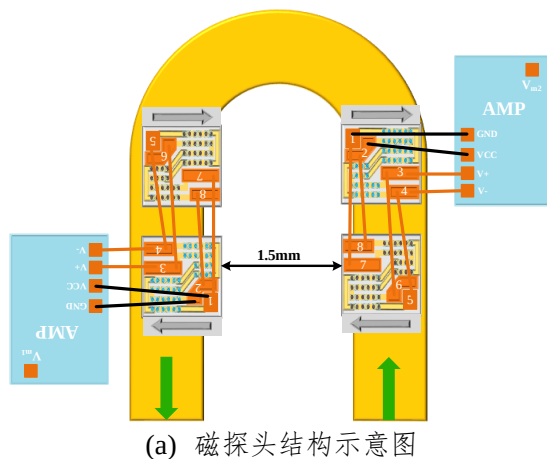
假定的感應電動勢方向 鍵合線上感應電動勢方向	僅考慮左圖輸出鍵合線上的感應電壓，輸出總感應電壓： $U_{Bri} = V_{i1} + V_{i2}$
假定的感應電動勢方向 鍵合線上感應電動勢方向	僅考慮左圖輸出鍵合線上的感應電壓，輸出總感應電壓： $U'_{Bri} = V_{i4} + V_{i6} - V_{i3} - V_{i5}$

表 3-4 翻轉全橋供電對互感噪聲的影響

 假定的感應電動勢方向 鍵合線上感應電動勢方向	 僅考慮左圖供電鍵合線上的感應電壓，輸出總感應電壓： $U_{BRi} = V_i \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) = V_i \cdot Q$
 假定的感應電動勢方向 鍵合線上感應電動勢方向	 僅考慮左圖供電鍵合線上的感應電壓，輸出總感應電壓： $U'_{BRi} = -V'_i \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$ $\because R_1 = R_3, R_2 = R_4$ $U'_{BRi} = -V'_i \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) = -V_i \cdot Q$

綜上所述，磁探頭 1 和磁探頭 2 的結構圖如圖 3.10 所示，兩個磁探頭有用信號分量大小相等，相位反相；互感噪聲分量大小、相位均相同。

圖 3.11 (a) 定性描述了雙端差分如何濾除互感噪聲，圖 3.11 (b) 描述了如何單獨觀測互感噪聲。



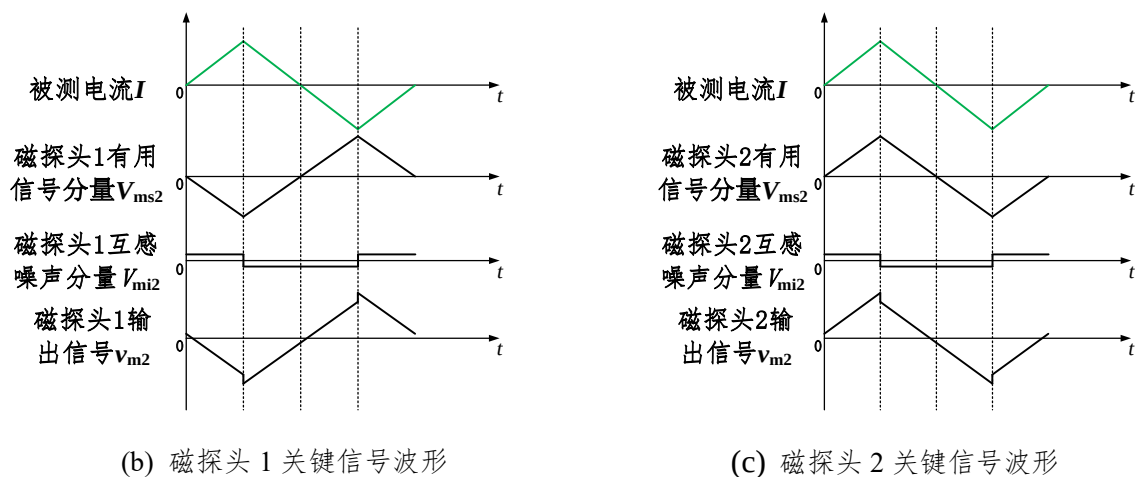


图 3.10 最终方案磁探头结构图及各磁探头关键信号波形

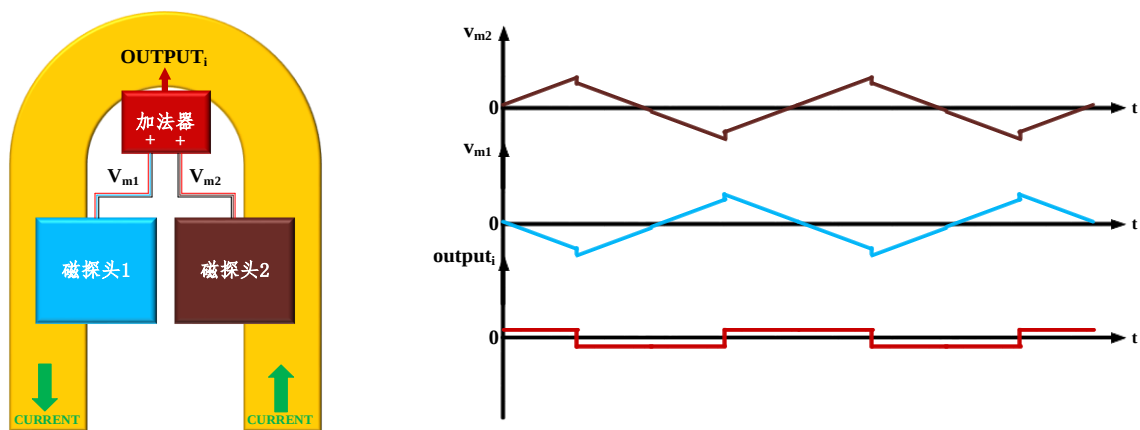
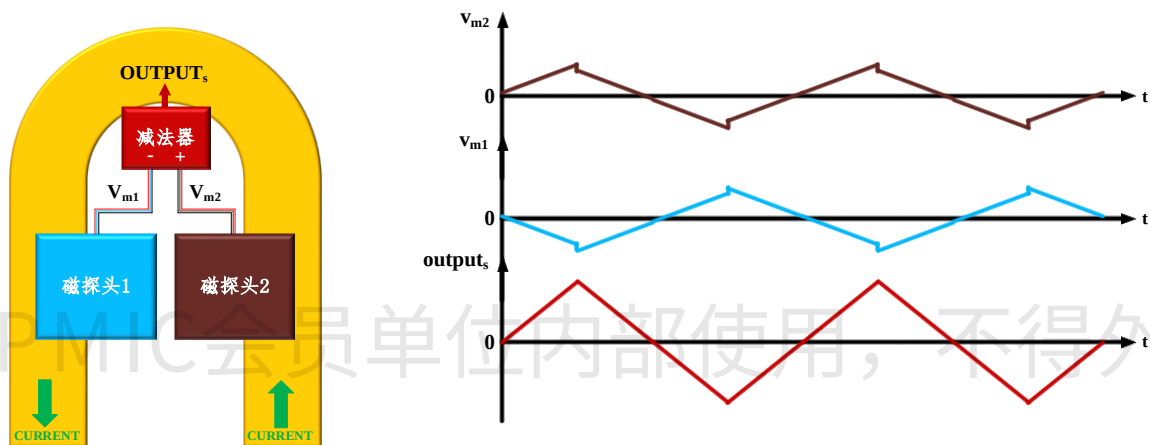


图 3.11 假定测量三角波电流时各关键信号波形图

3.3 实验验证

3.3.1 硬件设计

本小节在上一节介绍的最终方案的基础上，介绍硬件设计的细节。

图 3.12 为双端差分的功能框图和实物图，磁探头和减法器分别做在两块 PCB 上，两个磁探头分别通过两根同轴线与减法器连接，一根是磁探头的供电，另一根是磁探头的输出，这两根线双绞以减小地回路面积，同轴线通过 IPEX4 连接器与电路板连接。整个装置供电通过 Micro USB 接入，减法器输出信号通过 SSMB 接口输出。

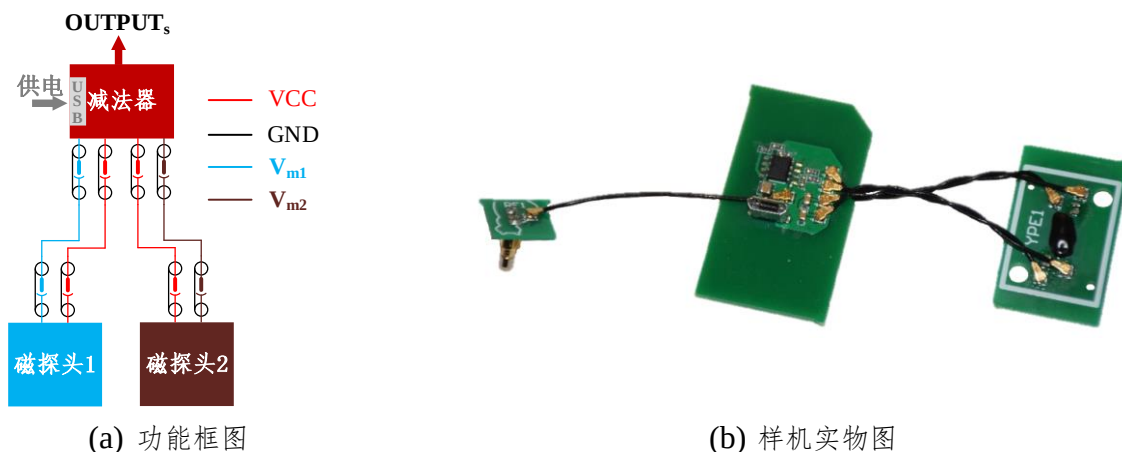


图 3.12 双端差分电流传感器的信号处理部分的功能框图和实物图

磁探头电路板（由希磁科技协助制造）三维模型以及与实物图如图 3.13 所示。磁探头电路板为两层板，厚度 0.8mm，磁探头、去耦电容和 IPEX 连接器均在正面，底层铺梳状地用于屏蔽 dv/dt 干扰。

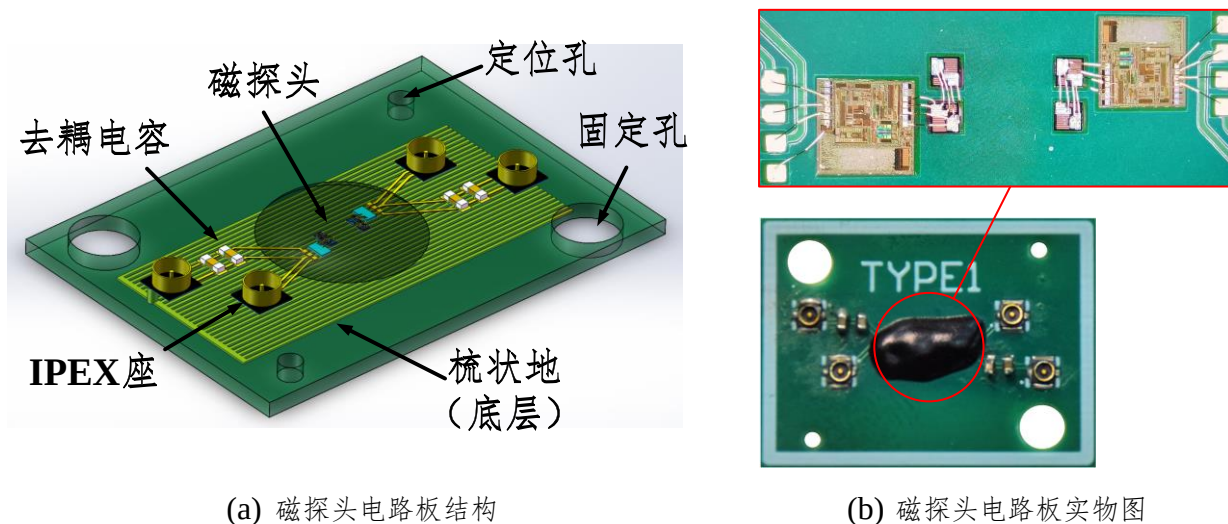


图 3.13 磁探头电路板结构示意图及实物图

磁探头与 U 形导线装配图如图 3.14 所示，磁探头电路板通过尼龙柱固定在 U 形导线上方，大头针用于定位，确保两个磁探头对称分布在 U 形导线两侧。减法器由 OPA2350UA 实现，实物图如图 3.15 所示。

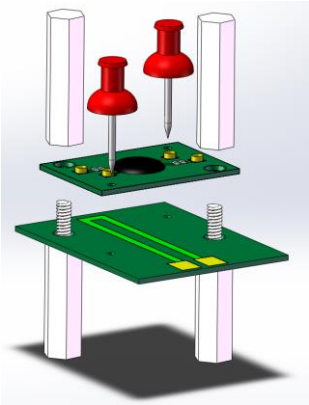


图 3.14 磁探头电路板与 U 形导线装配方式

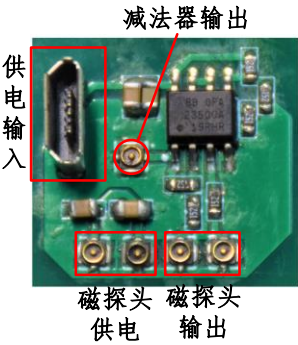
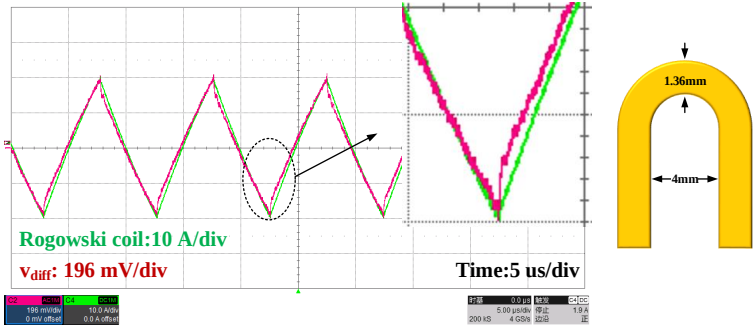


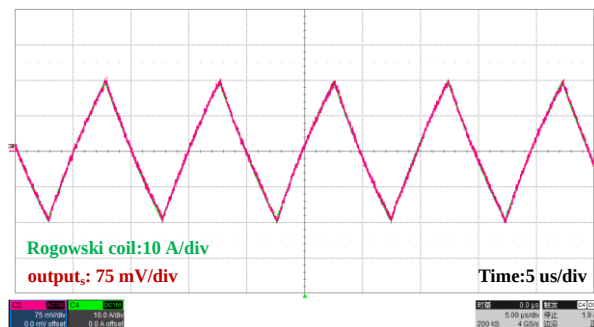
图 3.15 减法器实物图

3.3.2 实验测试双端差分电流传感器对互感噪声的滤除能力

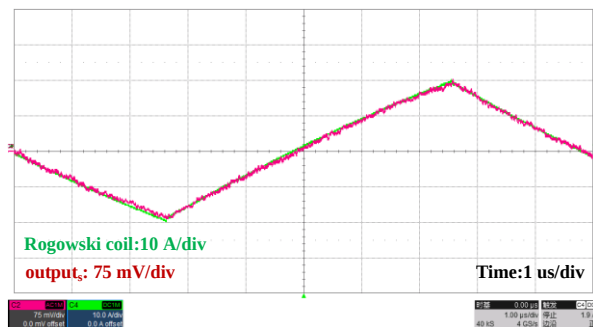
为与第二章单端差分电流传感器（下文简称单端差分）的测试结果形成对照，作者用双端差分分别在 U 形导线间距为 1mm、2mm、4mm 时测量 100kHz 和 1MHz 三角波电流。由于在测量 100kHz 三角波电流时无论 U 形导线间距如何双端差分输出均无异常，故图 3.16 只展示导线间距为 4mm 这种最恶劣情况下的测试结果。



(a) 单端差分测试结果



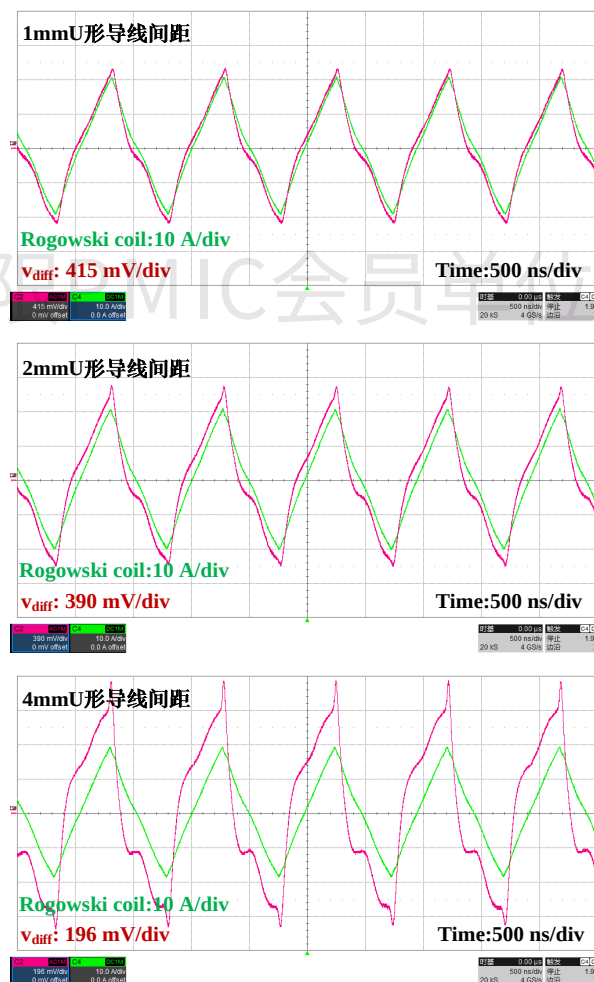
(b) 双端差分测量结果 (U 形导线间距 4mm)



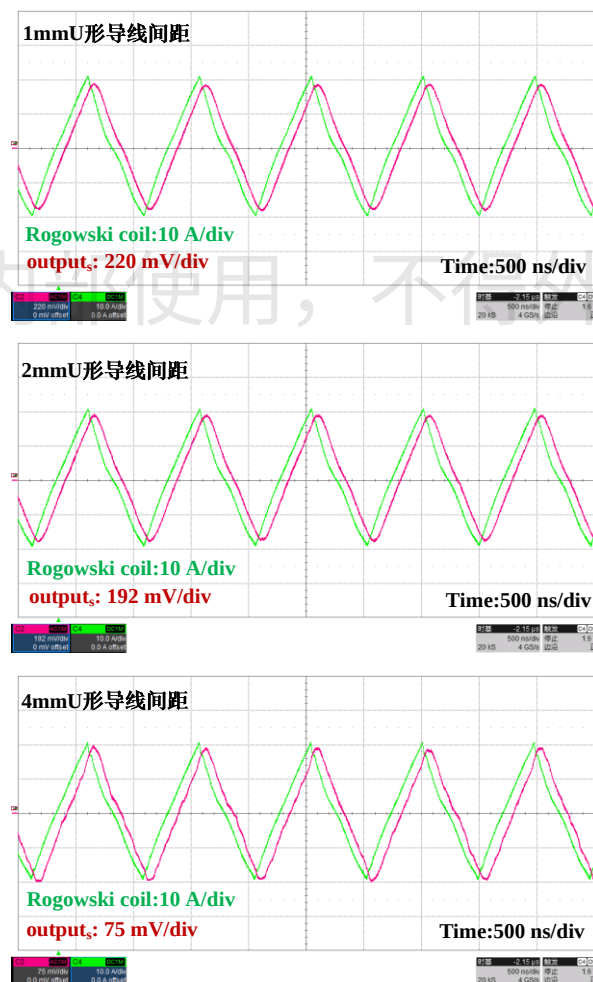
(c) 左图局部放大

图 3.16 测量 100kHz 三角波电流实验结果

图 3.17 展示了测量 1MHz 三角波电流时差分电流传感器与双端差分的测试结果，相较于单端差分，双端差分的输出信号畸变程度显著下降，在导线间距为 1mm 和 2mm 时波形质量较好，在导线间距为 4mm 时略有畸变。



(a) 单端差分实验结果



(b) 双端差分实验结果

图 3.17 不同 U 形导线间距下测量 1MHz 三角波电流时的实验结果

3.3.3 实验观测互感噪声

为探寻互感噪声的具体来源，本小节将双端差分的运算器设置为加法器来观测互感噪声，并分析互感噪声的特点。

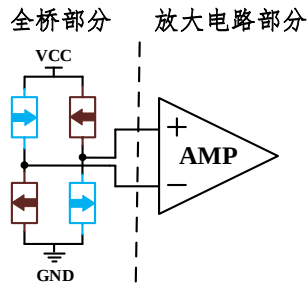


图 3.18 互感噪声可能的来源

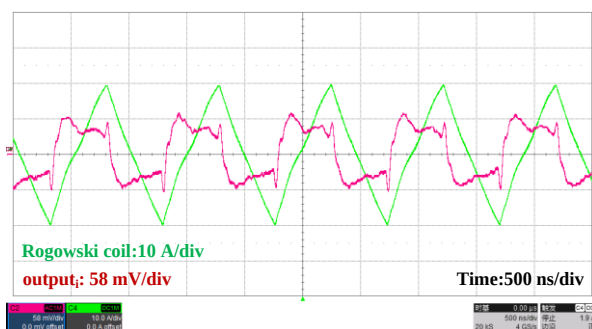
磁探头结构上可分为全桥和放大电路两部分，设来自全桥部分的感应电压为 U_{BRi} ，来自放大电路的感应电压为 U_{AMPi} ，根据式(3-6)，磁探头输出电压中的互感噪声分量为：

$$V_{mi} = \pm M_{probe} \frac{dI}{dt} = A \cdot U_{BRi} + U_{AMPi} \quad (3-14)$$

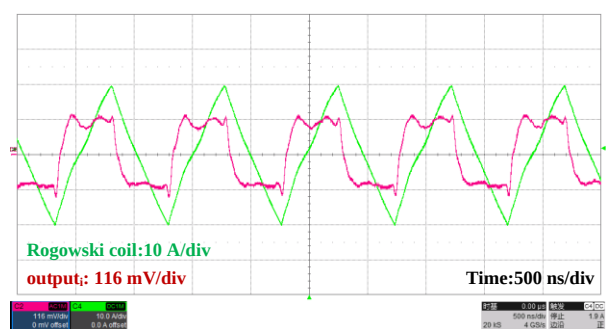
M_{probe} 为磁探头与 U 形导线间的等效互感， A 为放大电路增益。

改变放大电路增益 A ，互感噪声分量中源自全桥的部分会等比例改变，而来自放大电路的部分则不会等比例改变，因此只要改变放大电路增益，并观察互感噪声幅值的变化情况，就可分析出互感噪声的主要来源。

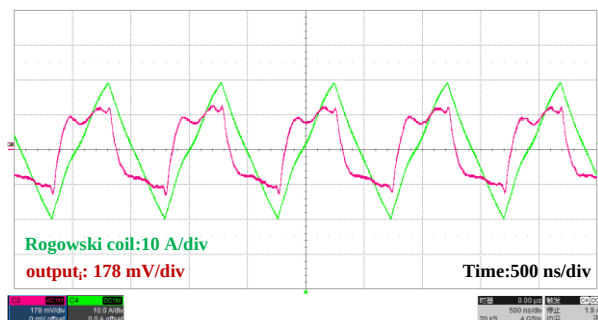
于是制作了两个磁探头放大电路增益同时分别为 16 倍、32 倍、48 倍和 96 倍的样机，分别在相同幅值、相同频率的三角波被测电流下观测互感噪声，图 3.19 是上述四种放大电路增益下的实验结果，从互感噪声波形上看与第二章图 2.13、图 2.14 测量的互感噪声形状类似，都与图 2.15 的逆变器输出电压波形极为相似。



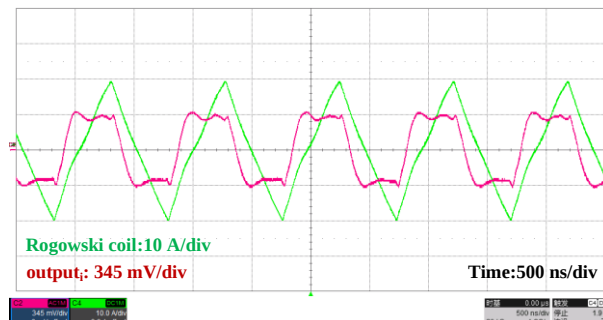
(a) 磁探头放大电路增益 16 倍



(b) 磁探头放大电路增益 32 倍



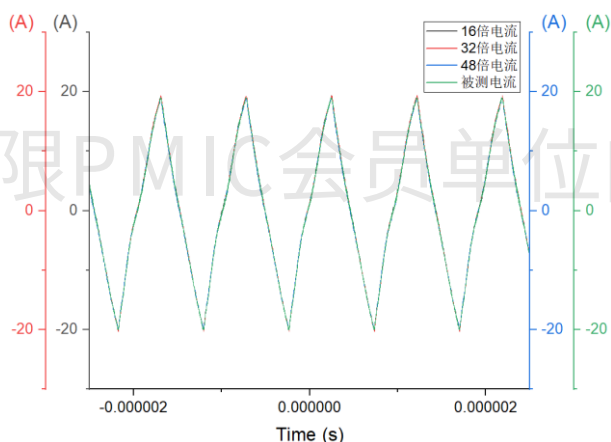
(c) 磁探头放大电路增益 48 倍



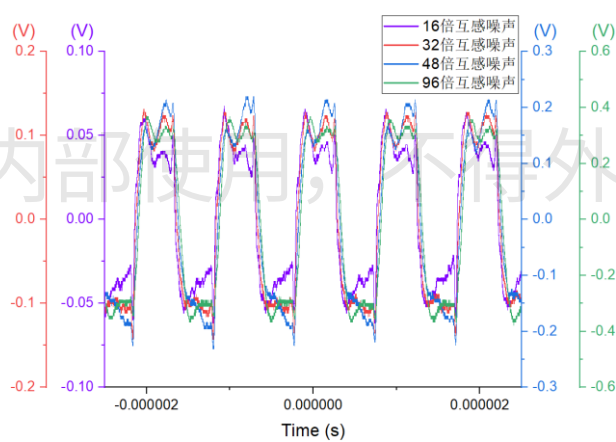
(d) 磁探头放大电路增益 96 倍

图 3.19 不同放大电路增益下测量相同电流时的互感噪声

为了直观地展示放大电路增益改变时互感噪声如何变化,图 3.20 汇总了图 3.19 的实验结果。从图 3.20 (a)可以看到四种放大电路增益下的被测电流一致,可以保证四次实验的唯一变量是放大电路增益;图 3.20 (b) 的纵坐标按增益倍数设置,16 倍、32 倍、48 倍和 96 倍数据的纵坐标范围依次为 $(-0.1\sim 0.1)$ 、 $(-0.2\sim 0.2)$ 、 $(-0.3\sim 0.3)$ 、 $(-0.6\sim 0.6)$,可以从图 3.20 中发现互感噪声几乎与放大电路增益同步变化。



(a) 四次实验的被测电流



(b) 不同放大电路增益下的互感噪声

图 3.20 实验结果汇总

上面的实验结果表明互感噪声是经放大电路放大的全桥部分的感应电压,因此互感噪声会因放大电路带宽不足而产生延时以及衰减。如图 3.21 所示,互感噪声随运放增益增大而增大,且均滞后于被测电流。(放大电路是多级放大,各级增益按照数据手册配置,运放的增益带宽积可视为常数,增益越大带宽越小)。

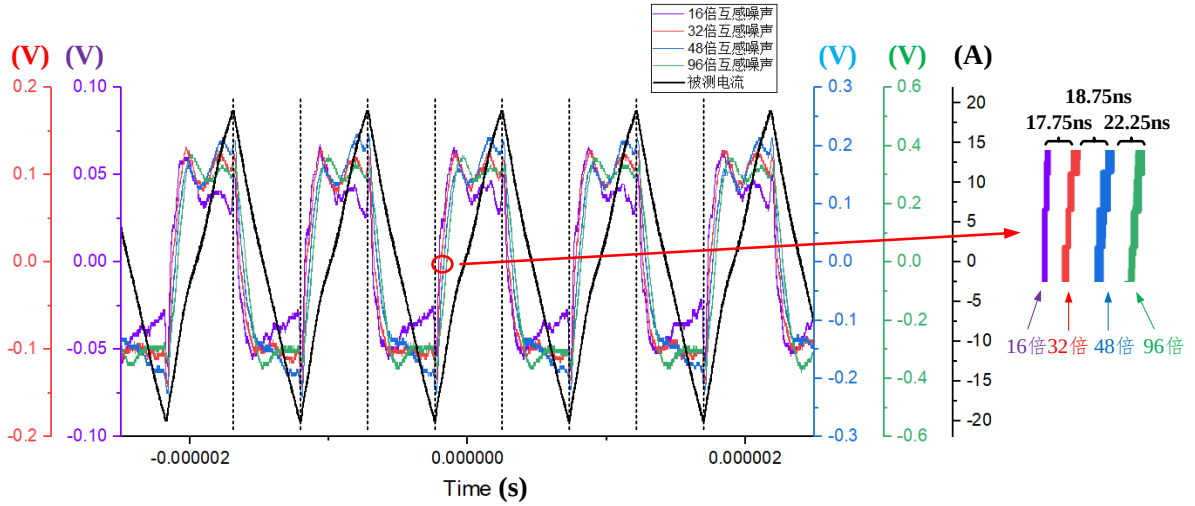


图 3.21 不同放大电路增益下的互感噪声延时

总结上述实验结果，可以得出如下结论：

- 1) 磁探头输出中的互感噪声绝大部分源自全桥部分的感应电压。
- 2) 磁阻变化不会明显影响互感噪声，即全桥部分与 U 形导线间的互感可视为常数。

以上结论同样适用于单端差分电流传感器。

前文单端差分 and 磁探头的输出方程式(2-24)和(3-6)可修正为：

$$v_{\text{diff}} = \pm A \cdot \beta \cdot I \pm A \cdot M_{\text{BR}} \frac{dI}{dt} = V_{\text{diffs}} + V_{\text{diffi}} \quad (3-15)$$

$$v_{\text{m}} = \pm A \cdot \beta \cdot I \pm A \cdot M_{\text{BR}} \frac{dI}{dt} = V_{\text{ms}} + V_{\text{mi}} \quad (3-16)$$

3.4 本章小结

为消除互感噪声，本章提出了一种双端差分电流传感器，并从原理、结构和设计三个方面对其进行了详细介绍。随后制作了样机，通过与单端差分进行对比实验的方式验证了双端差分的抗互感噪声能力。最后利用改装后的双端差分观测互感噪声，发现互感噪声主要源自磁阻全桥部分。

第4章 磁阻全桥的建模与仿真

本章对第二、三章的实验成果进行归纳和总结,进一步建立磁阻全桥的等效电路模型。然后对双端差分进行建模并仿真,将仿真结果与实验结果进行对比以验证全桥等效电路模型的合理性。随后利用等效电路模型分析互感如何影响“全桥+放大电路”组合的频率特性。最后讨论如何获取等效电路模型中的关键参数:等效互感 M_{BR} 。

4.1 磁阻全桥的等效电路模型

4.1.1 不考虑电磁耦合现象的等效电路模型

在被测电流为零时,磁阻探测到的磁场为 0,组成全桥的四个磁阻大小相等,均为 r_0 ,根据戴维南定理,全桥可等效为图 4.1 所示电路。

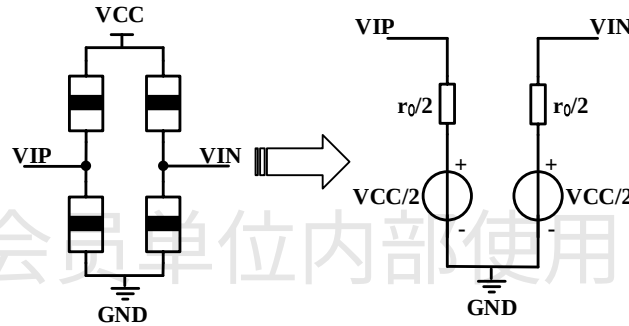


图 4.1 被测电流为零时全桥部分的等效电路模型

当被测电流不为零时,对于差分电流传感器,假设磁阻灵敏正方向和各磁阻探测到的磁场如图 4.2 所示,桥臂中点电压分别为:

$$VIP = VCC \frac{R_4}{R_1 + R_4} = VCC \frac{r_0 + S \cdot B_2}{2r_0 + S(B_2 - B_1)} \quad (4-1)$$

$$VIN = VCC \frac{R_3}{R_2 + R_3} = VCC \frac{r_0 - S \cdot B_2}{2r_0 + S(B_2 - B_1)} \quad (4-2)$$

在理想工作条件下,磁场和被测电流满足:

$$B_1 = B_2 = k \cdot I \quad (4-3)$$

桥臂中点电压可进一步化简为:

$$VIP = VCC \frac{r_0 + S \cdot k \cdot I}{2r_0} = \frac{VCC}{2} + \frac{S \cdot k \cdot VCC}{2 \cdot r_0} \cdot I = \frac{VCC}{2} + \alpha I \quad (4-4)$$

$$VIN = VCC \frac{r_0 - S \cdot k \cdot I}{2r_0} = \frac{VCC}{2} - \frac{S \cdot k \cdot VCC}{2 \cdot r_0} \cdot I = \frac{VCC}{2} - \alpha I \quad (4-5)$$

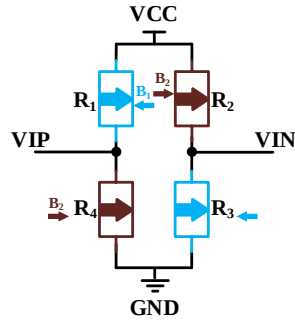


图 4.2 差分电流传感器全桥部分磁阻配置及磁场分布

对于磁探头，假设磁阻灵敏正方向和各磁阻探测到的磁场如图 4.3 所示，桥臂中点电压分别为：

$$VIP = VCC \frac{R_4}{R_1 + R_4} = VCC \frac{r_0 + S \cdot B}{2r_0} \quad (4-6)$$

$$VIN = VCC \frac{R_3}{R_2 + R_3} = VCC \frac{r_0 - S \cdot B}{2r_0} \quad (4-7)$$

设磁场和被测电流满足：

$$B = k \cdot I \quad (4-8)$$

桥臂中点电压可进一步化简为：

$$VIP = VCC \frac{r_0 + S \cdot k \cdot I}{2r_0} = \frac{VCC}{2} + \frac{S \cdot k \cdot VCC}{2 \cdot r_0} \cdot I = \frac{VCC}{2} + \alpha I \quad (4-9)$$

$$VIN = VCC \frac{r_0 - S \cdot k \cdot I}{2r_0} = \frac{VCC}{2} - \frac{S \cdot k \cdot VCC}{2 \cdot r_0} \cdot I = \frac{VCC}{2} - \alpha I \quad (4-10)$$

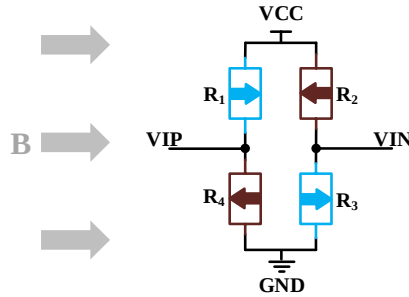


图 4.3 磁探头全桥部分磁阻配置及磁场分布

对比式(4-4)(4-5)和(4-9)(4-10)，可以发现差分电流传感器与磁探头的桥臂中点电压表达式是一样的，这二者虽然磁阻摆放方式不同，但在数学上是相同的，因此等效电路模型也一样。

式中 $\alpha \cdot I$ 这一项代表了磁阻全桥对被测电流的检测结果，用电流控制电压源表示，于是可以得到不考虑磁场耦合影响的等效电路模型，如图 4.4 所示。

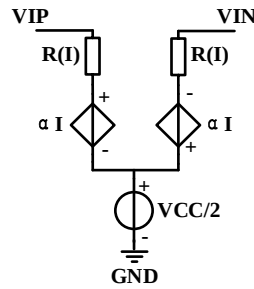


图 4.4 不考虑磁场耦合影响的等效电路模型

模型中输出电阻 $R(I)$ 随电流大小变化发生变化：

$$R(I) = R_1 // R_4 = R_2 // R_3 = \frac{(r_0 + S \cdot k \cdot I)(r_0 - S \cdot k \cdot I)}{2r_0} \quad (4-11)$$

考虑到后级的放大电路仅对差模信号进行放大，因此为便于分析可略去共模信号得到仅考虑差模信号的等效电路模型。

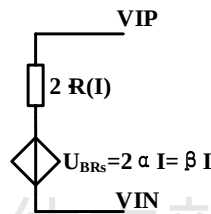
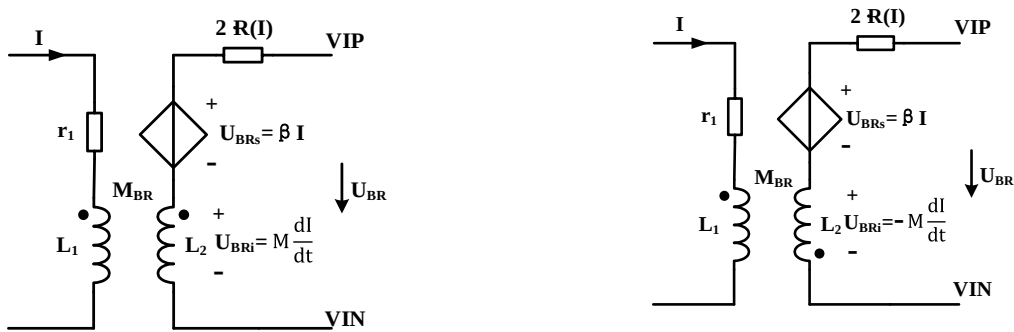


图 4.5 仅考虑差模信号的等效电路模型

4.1.2 考虑磁场耦合影响的等效电路模型

考虑磁场耦合影响的等效电路模型如图 4.6 所示，图中包含了 U 形导线的等效电路，全桥部分与 U 形导线间的磁场耦合用互感 M_{BR} 等效。



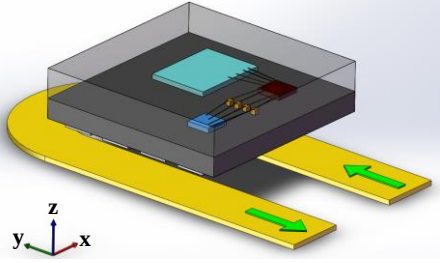
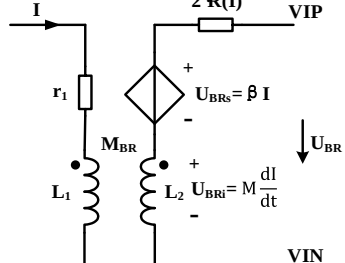
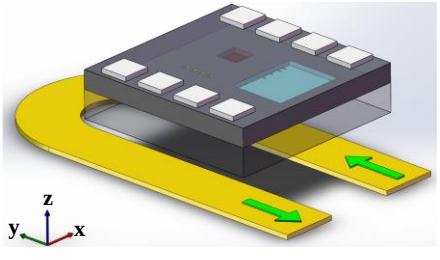
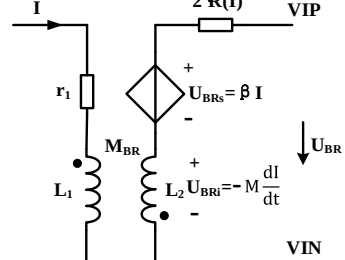
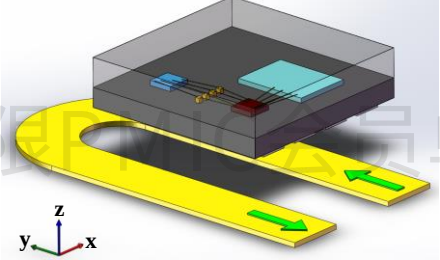
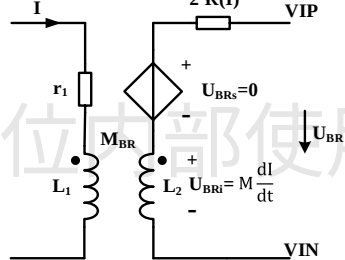
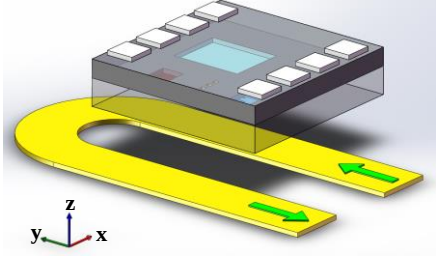
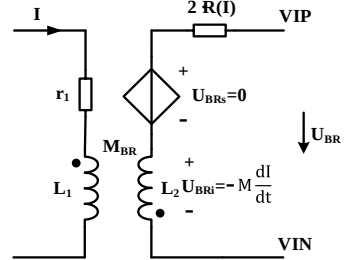
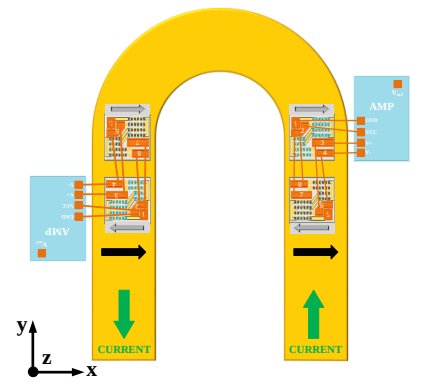
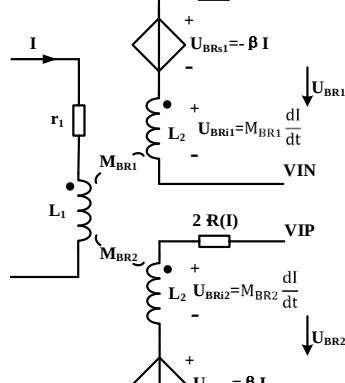
(a) 感应电压与有用信号极性相同

(b) 感应电压与有用信号极性相反

图 4.6 考虑磁场耦合影响的等效电路模型

最后表 4-1 罗列了本文使用到的传感器的全桥部分等效电路模型。

表 4-1 本文使用到的传感器的全桥部分等效电路模型

传感器及摆放方式	全桥部分等效电路模型	备注
		对应图 2.10、图 2.11、 图 2.12 实验结果
		对应图 2.17、图 2.18 实验结果
		对应图 2.13 实验结果
		对应图 2.14 实验结果
		对应图 3.19、图 3.16、 图 3.17 实验结果

4.2 等效电路模型合理性验证

本小节将基于前文的磁阻全桥等效电路模型，建立双端装置（包含了运算器为加法器和减法器两种情况）的仿真模型，通过将仿真结果与实验结果作对比的方式验证磁阻全桥等效电路模型的合理性。

4.2.1 双端装置的仿真模型及其线性化

图 4.7 为双端装置的仿真模型。为避免冗杂，模型中全桥部分采用仅考虑差模信号的等效电路模型，运算器仅需对输入信号做加减法，无需考虑偏置电压的问题。

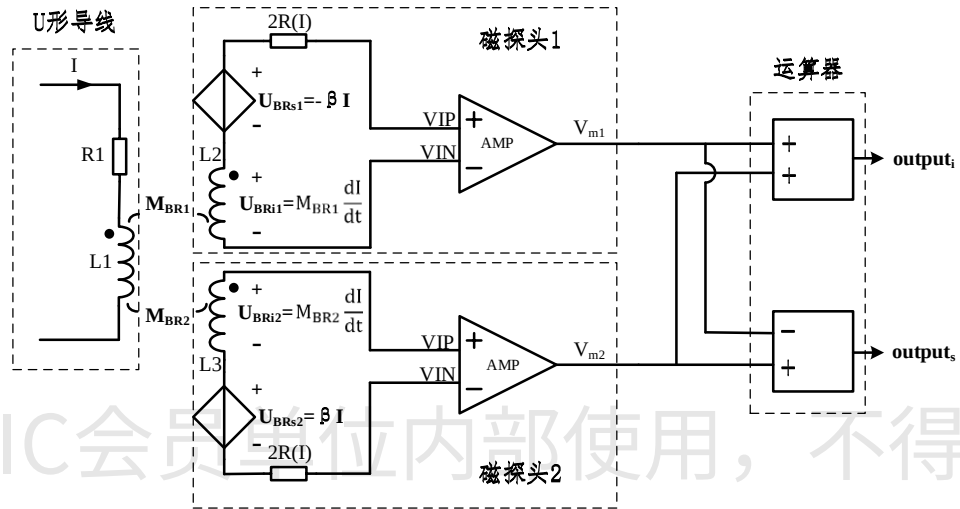


图 4.7 双端装置的仿真模型

由于全桥输出电阻 $2R(I)$ 随被测电流不断变化，因此全桥的等效电路模型是非线性电路。

$$2R(I) = \frac{(r_0 + S \cdot k \cdot I)(r_0 - S \cdot k \cdot I)}{r_0} \quad (4-12)$$

考虑到全桥负载为放大电路，放大电路输入阻抗非常大 ($M\Omega$ 级)，而单个磁阻阻值的变化范围为 $1k\Omega \sim 10k\Omega$ ，即：

$$1k\Omega < r_0 + S \cdot k \cdot I < 10k\Omega \quad (4-13)$$

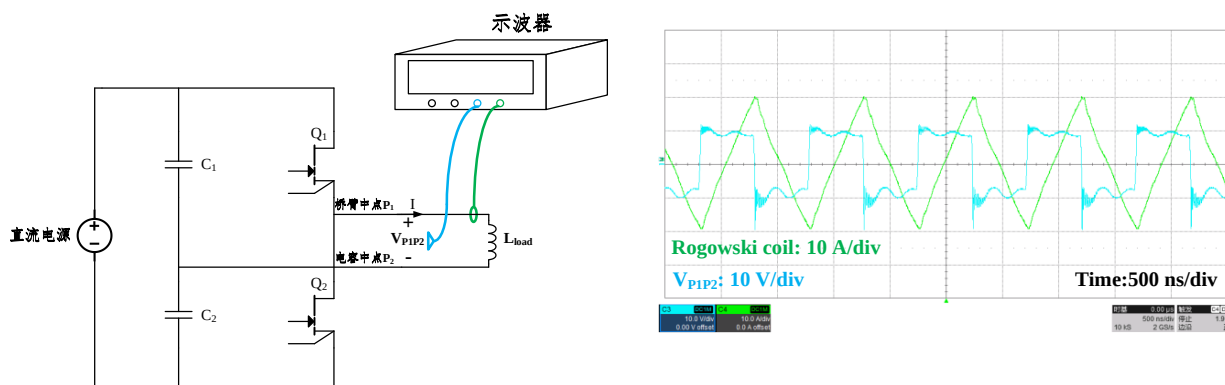
$$1k\Omega < r_0 - S \cdot k \cdot I < 10k\Omega \quad (4-14)$$

相比于放大电路的输入阻抗，全桥输出电阻的变化量微不足道，可视作常数，且输出电阻具体取何值不会对仿真结果造成明显影响，本章仿真模型中取输出电阻为 0，这样仿真模型就成为了线性模型。

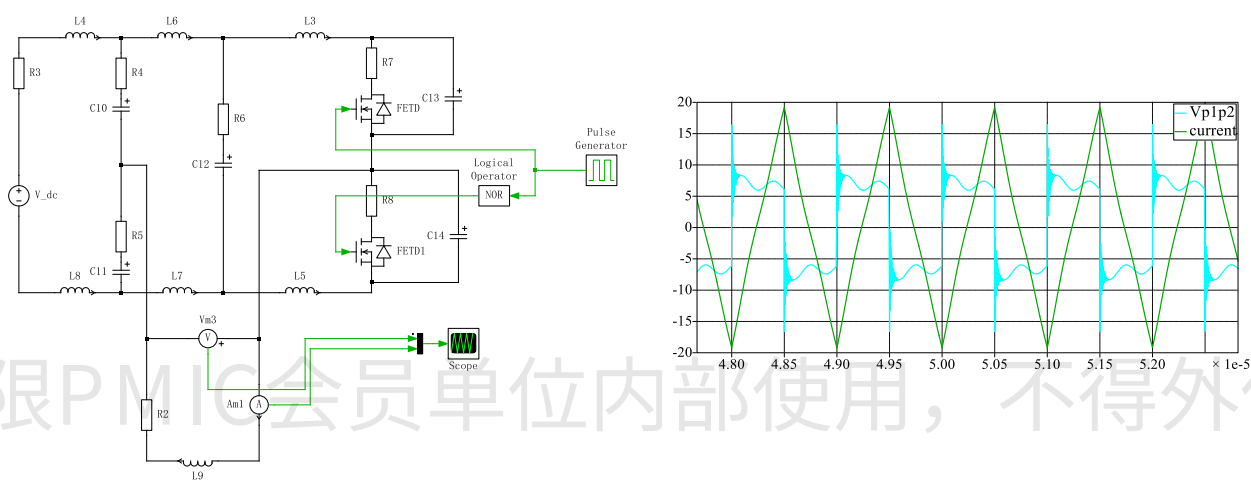
4.2.2 被测电流的产生

仿真中被测电流由逆变器的仿真电路产生，图 4.8 为实测的逆变器输出电压和仿真模

型的輸出電壓，可見逆變器仿真模型較好的模擬了實際逆變器的行為。



(a) 逆變器輸出電壓實測

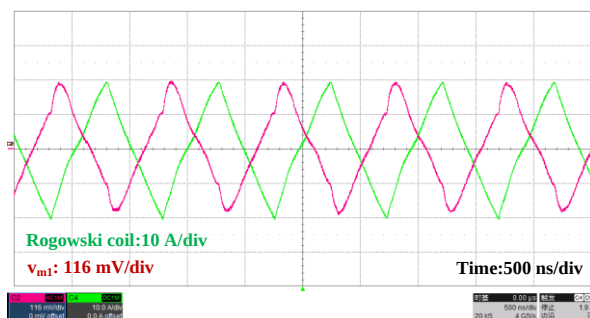


(b) 逆變器等效電路輸出電壓仿真

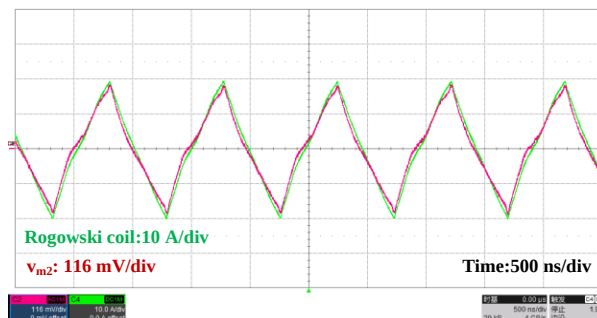
圖 4.8 逆變器輸出電壓實驗與仿真對比

4.2.3 仿真參數設置

雙端裝置仿真模型中的關鍵參數為 β 、 M_{BR1} 和 M_{BR2} 。選擇放大電路增益為 32 倍、U 形導線間距為 2mm、測量 1MHz 三角波電流的實驗結果來反推這些參數。圖 4.9 為實驗結果。



(a) 磁探頭 1 輸出信號



(b) 磁探頭 2 輸出信號

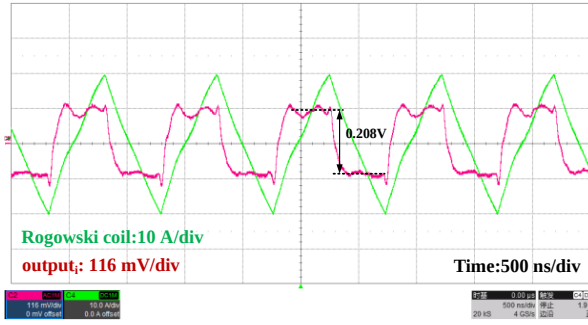
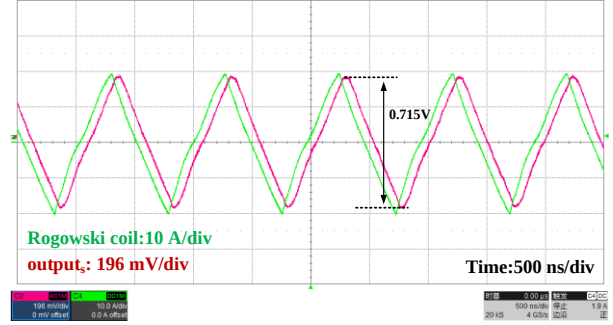
(c) 加法器输出信号 $output_i$ (d) 减法器输出信号 $output_s$

图 4.9 放大电路增益 32 倍、U 形导线间距 2mm 时测量 1MHz 三角波的实验结果

对于 β ，根据式(3-5)(3-6)和图 3.11：

$$\beta = \frac{output_s}{2 \cdot A \cdot I} \quad (4-15)$$

实验反推近似值为：

$$\beta \approx \beta_{\text{exp}} = \frac{V_{\text{pp}}(output_s)}{2 \cdot A \cdot V_{\text{pp}}(I)} = \frac{0.715}{2 \cdot 32 \cdot 40} = 0.000279(\text{V/A}) \quad (4-16)$$

对于 $M_{\text{BR}1}$ 和 $M_{\text{BR}2}$ ，考虑到 $M_{\text{BR}1}$ 和 $M_{\text{BR}2}$ 相差不大，故用两者平均值近似：

$$M_{\text{BR}1} \approx M_{\text{BR}2} \approx \frac{M_{\text{BR}1} + M_{\text{BR}2}}{2} = M_{\text{BR}} \quad (4-17)$$

根据式(3-5)(3-6)和图 3.11：

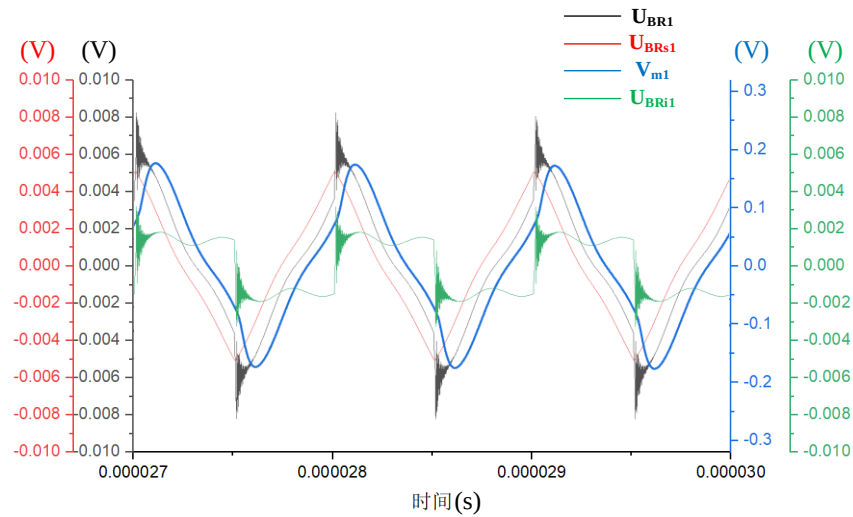
$$output_i = A \cdot (M_{\text{BR}1} + M_{\text{BR}2}) \cdot \frac{dI}{dt} = 2 \cdot A \cdot M_{\text{BR}} \cdot \frac{dI}{dt} \quad (4-18)$$

实验反推近似值为：

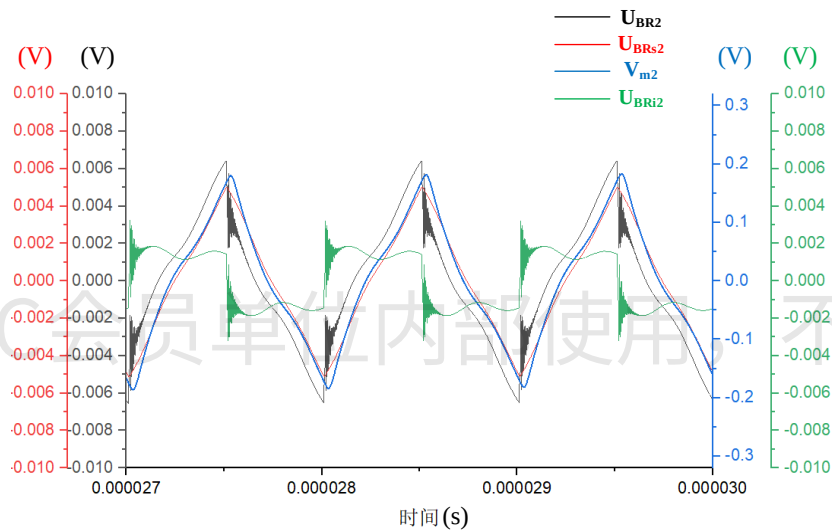
$$M_{\text{BR}} \approx M_{\text{BRexp}} = \frac{V_{\text{pp}}(output_i)}{4 \cdot A \cdot \frac{dI}{dt}} = \frac{0.208}{4 \cdot 32 \cdot \frac{40}{5 \times 10^{-7}}} = 20.31(\text{pH}) \quad (4-19)$$

4.2.4 仿真结果及模型合理性验证

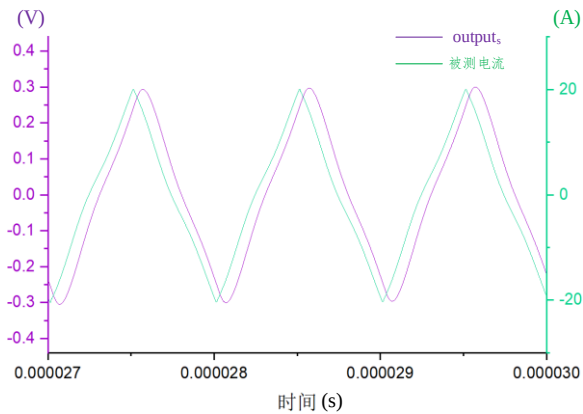
仿真结果如图 4.10 所示(放大电路部分的仿真由昆泰芯微电子完成)，图中除了 $v_{\text{m}1}$ 、 $v_{\text{m}2}$ 、 $output_s$ 和 $output_i$ 这四个实验可观测量外，也展示了全桥感应电压 $U_{\text{BR}i}$ 、受控源电压 $U_{\text{BR}s}$ 和全桥输出压差 U_{BR} 这三个实验无法直接观测的量。(a)、(b)两幅图展示了感应电压如何影响全桥输出电压，以及因放大电路带宽不足 v_{m} 相对于 U_{BR} 发生了怎样的形变和延时。



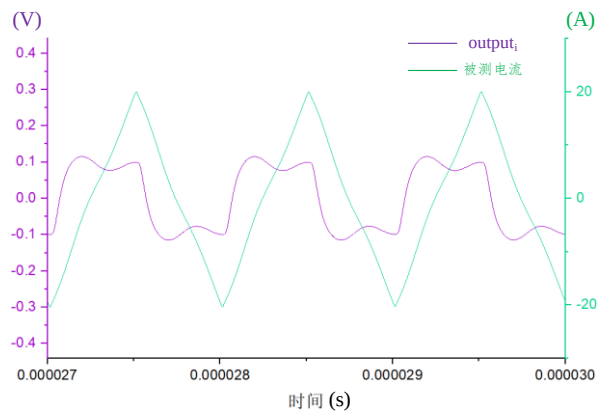
(a) 磁探头 1 关键波形



(b) 磁探头 2 关键波形



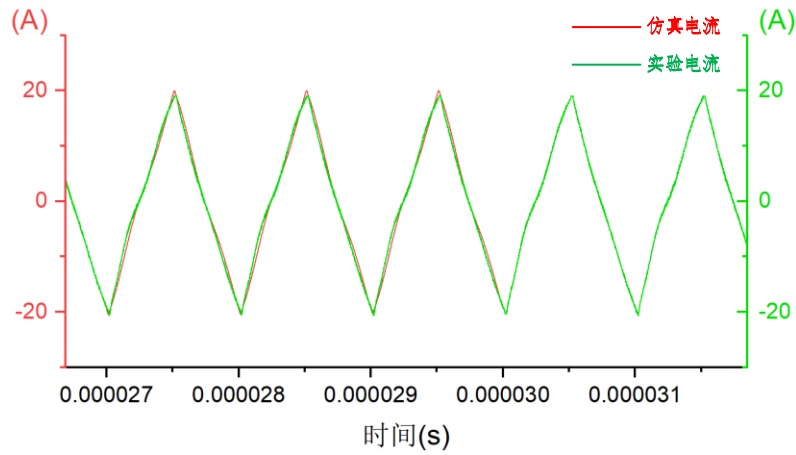
(c) $output_s$



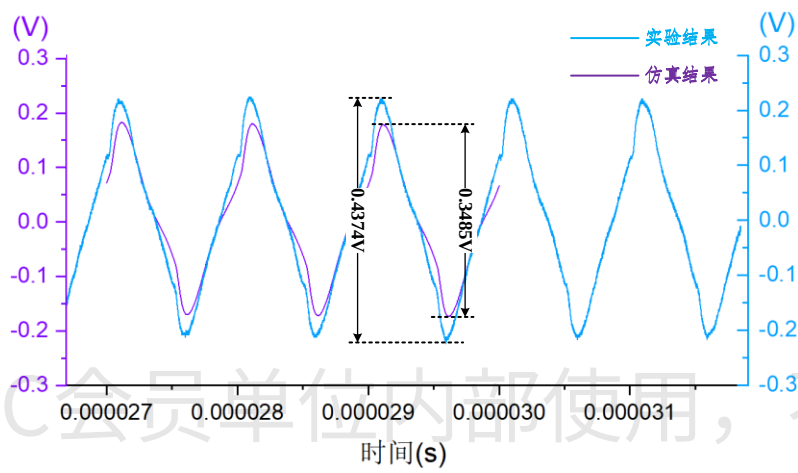
(d) $output_i$

图 4.10 仿真结果

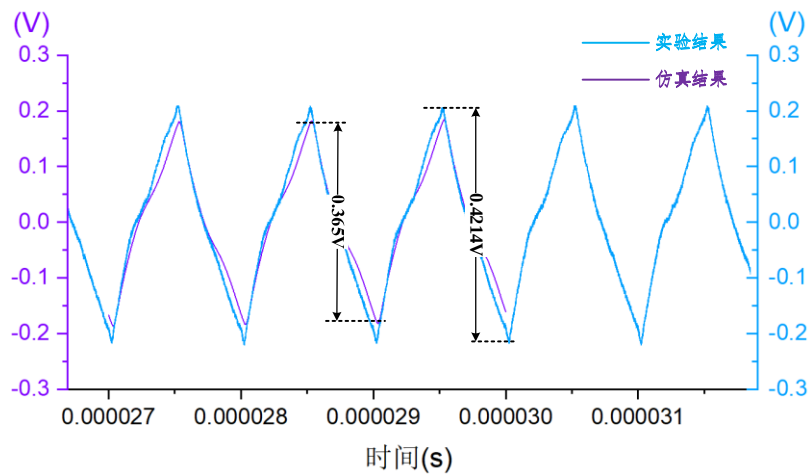
为了直观展示仿真结果与实验结果的差异，图 4.11 将实验数据和仿真数据绘制在一张图中。



(a) 被测电流仿真结果与实验结果对比



(b) 磁探头 1 输出信号 v_{m1} 仿真结果与实验结果对比



(c) 磁探头 2 输出信号 v_{m2} 仿真结果与实验结果对比

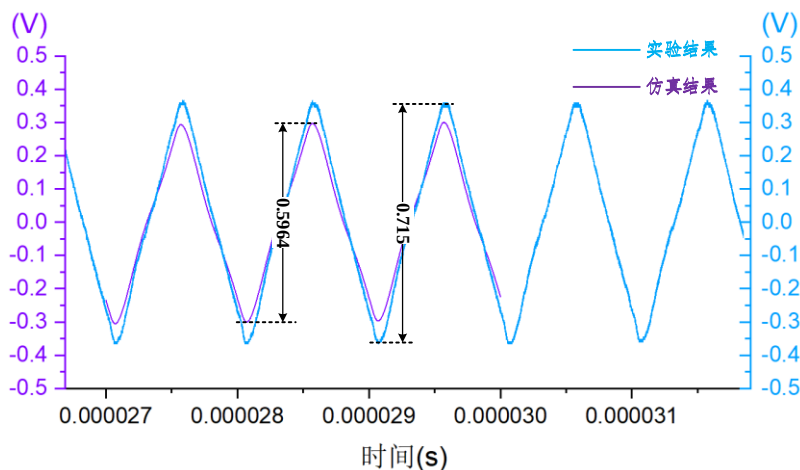
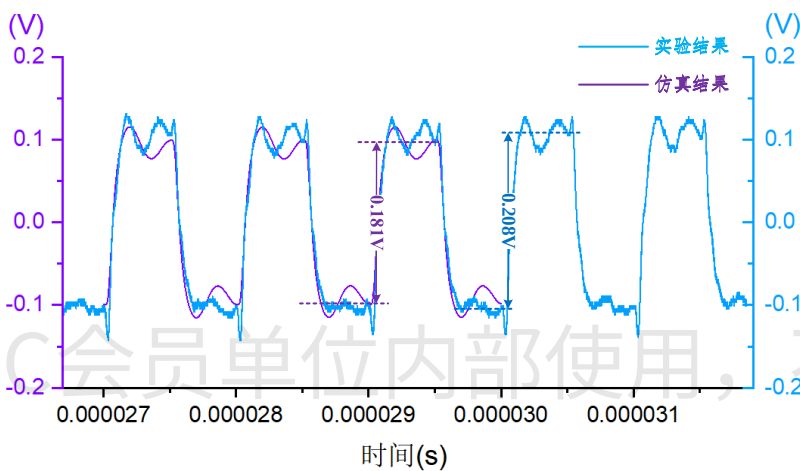
(d) $output_s$ 仿真结果与实验结果对比(e) $output_i$ 仿真结果与实验结果对比

图 4.11 仿真结果与实验结果对比

从对比图中可以发现，仿真波形与实验波形形状相似，延时情况相近，因此可以肯定磁阻全桥的等效电路模型对全桥行为的描述是充分的。

4.3 互感对“全桥+放大电路”组合的频率特性的影响

本小节基于 4.1 小节提出的磁阻全桥等效电路模型，探究互感对“全桥+放大电路”组合的带宽会造成怎样的影响，单端差分 and 磁探头都属于“全桥+放大电路”组合。忽略图 4.6 (a)中全桥的输出电阻，并绘制其复频域模型于图 4.12。

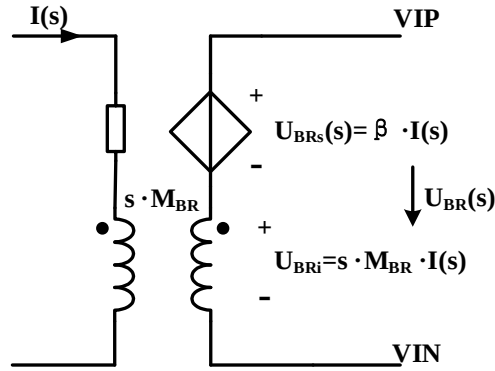


图 4.12 感应电压极性与有用信号极性相同时的复频域模型

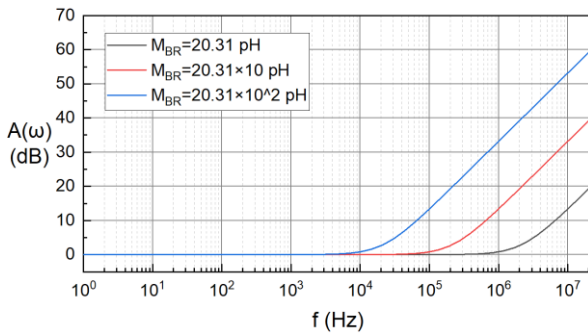
可见全桥为一阶微分环节，其传递函数为：

$$\frac{U_{BR}(s)}{I(s)} = \beta + s \cdot M_{BR} \quad (4-20)$$

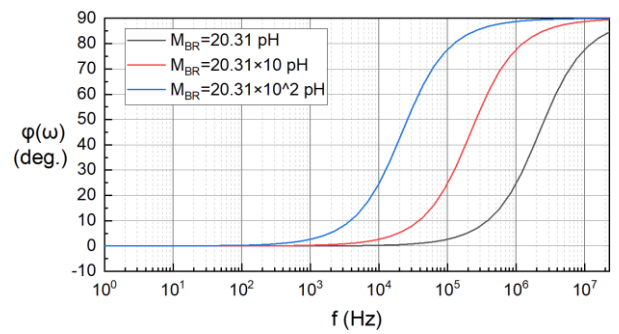
根据式4-16，取 $\beta=0.000279$ ，其幅频和相频特性图如图 4.13 所示，其中幅度和相位的计算公式如下：

$$A(f) = 20 \cdot \lg \left| \frac{\sqrt{\beta^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot M_{BR})^2}}{\beta} \right| \quad (4-21)$$

$$\varphi(f) = \arctan \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot M_{BR}}{\beta} \right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (4-22)$$



(a) 幅频特性



(b) 相频特性

图 4.13 感应电压极性与有用信号极性相同全桥的幅频及相频特性

全桥的输出电压经过放大电路放大后作为最终的输出，放大电路可视为比例环节和低通环节，整个“全桥+放大电路”组合的系统框图如图 4.14 所示，在放大电路增益为 30 倍、 $\beta=0.000279$ 时，“全桥+放大电路”组合的幅频和相频特性如图 4.15 所示（放大电路的频率特性由昆泰芯微电子提供）。

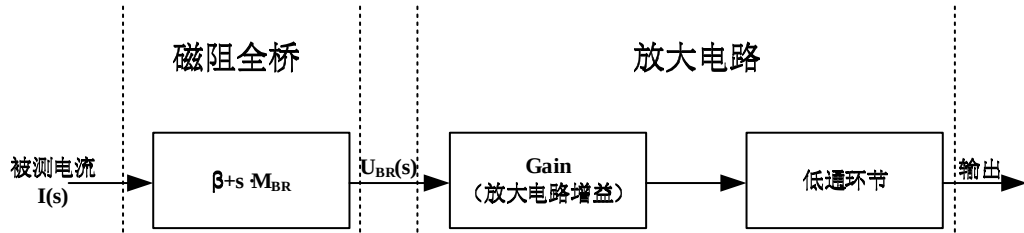


图 4.14 “全桥+放大电路”组合的系统框图

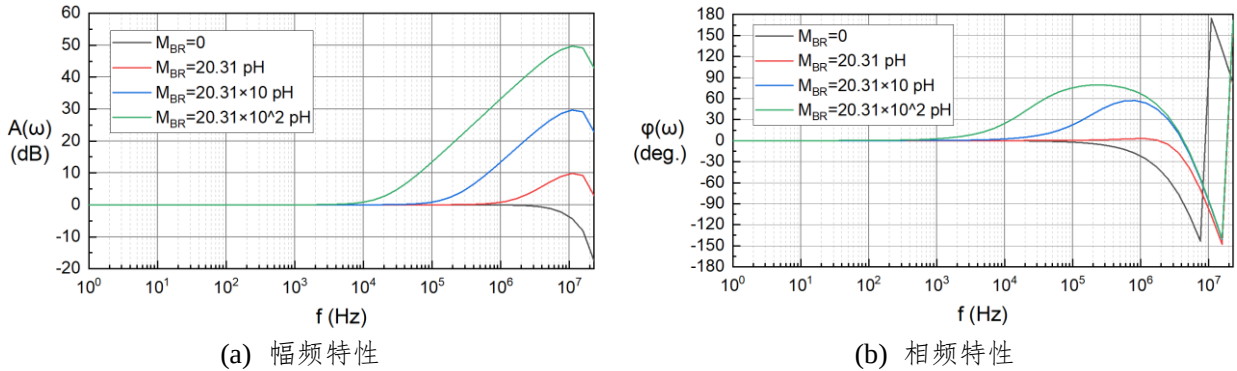


图 4.15 放大电路增益为 30 倍时的“全桥+放大电路”组合的频率特性

没有互感时，如图 4.15 中黑色曲线所示，整个“全桥+放大电路”组合的频率特性取决于放大电路；当存在互感时，互感电压会令输出幅值在高频处增大，以及在高频处产生最多 90 度的超前相移。

图中红色曲线描述了当 U 形导线间距为 2mm 时磁探头 2 的频率特性，可以看到相比于黑色曲线，红色曲线的截止频率更高，相位延迟更小，图 4.16 对比了磁探头 2 的输出和双端差分的输出，可以看到磁探头 2 的输出对被测电流的跟随更好。从图 4.16 的对比结果来看似乎可以利用互感进一步提升带宽，然而这样做是十分复杂和艰难的：首先，需要精确控制磁阻全桥与 U 形导线间的互感以及 β ，这需要精确的仿真模型、精密的制造工艺以及高标准的磁阻参数一致性。其次，需要合理配置全桥部分的转折频率，如果全桥部分的转折频率小于放大电路的转折频率，会使“组合”的幅频曲线在高频处上拱，如图 4.15 红、蓝、绿曲线所示，图 4.17 展示了磁探头 2 和双端差分的实测幅频特性曲线，可以看到磁探头 2 的幅频曲线确实发生了上拱；如果将全桥转折频率放在放大电路转折频率之后，“组合”幅频特性在高频处的衰减速度将减缓，会使带宽有一定提高。为了保证“组合”幅频曲线不上拱的同时，尽可能多地使带宽提高，需要将全桥部分的转折频率和放大电路的转折频率搭配好。综上所述，要想利用互感有效提升带宽，至少需要做到以下两点：

- 1)、能够精确设计全桥与 U 形导线间的互感 M_{BR} 及 β 。
- 2)、结合放大电路的频率特性，合理设计全桥部分的转折频率。

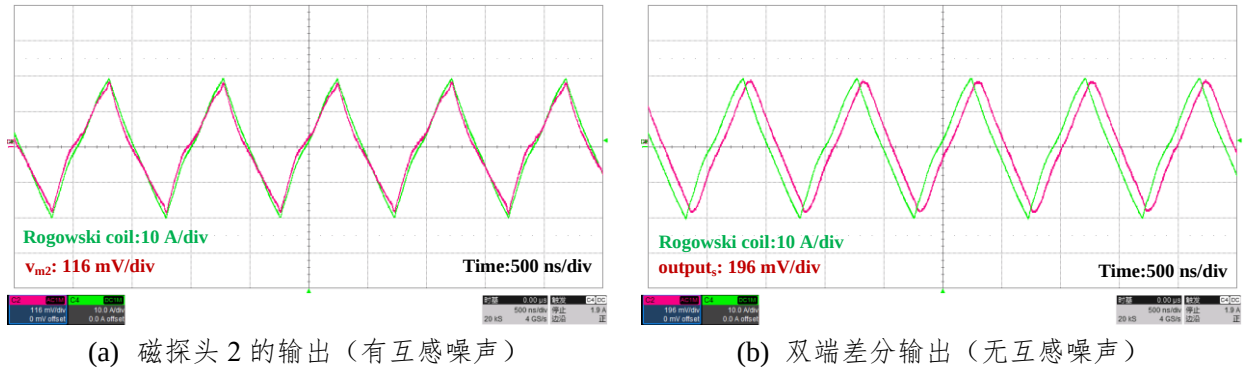


图 4.16 磁探头 2 输出与双端差分输出对比

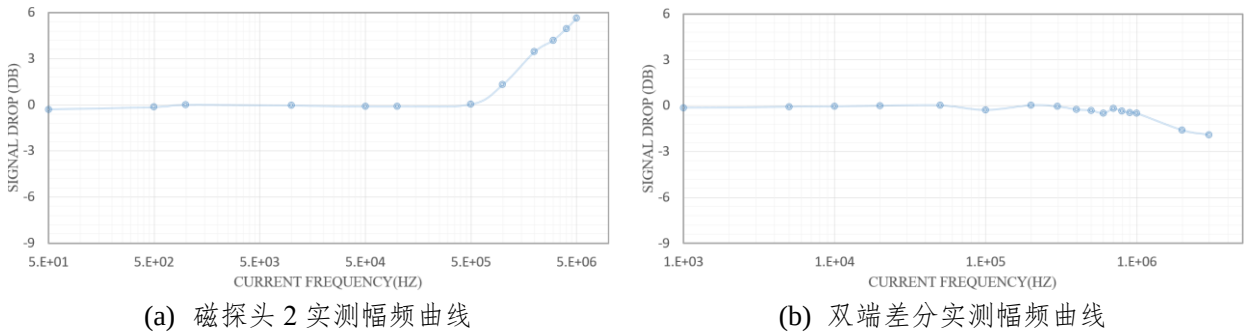
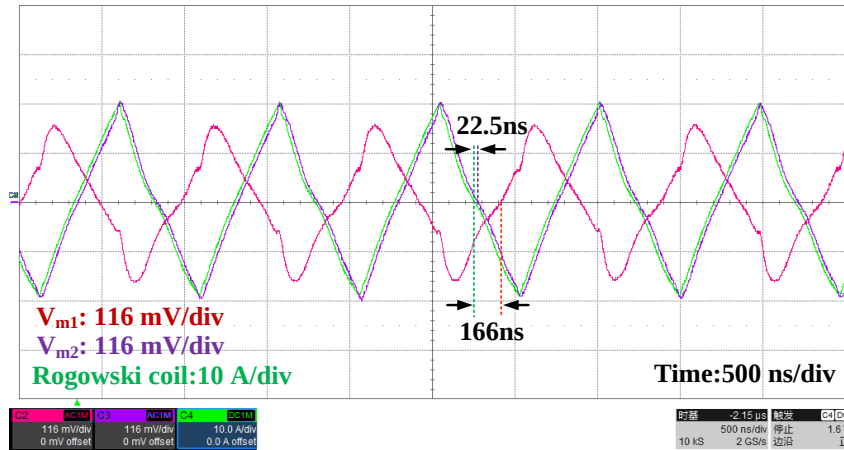


图 4.17 磁探头 2 和双端差分的实测幅频曲线

以上主要分析了当感应电压极性与有用信号极性相同时，互感如何影响“组合”的频率特性。图 4.6 (b)所示的极性相反的情况，区别只在于相频特性，互感的存在使组合在高频处相位延迟进一步加剧，磁探头 1 就属于这一情况，如图 4.18 所示。



4.4 等效互感 M_{BR} 的获取

4.2 小节的仿真结果证实磁阻全桥的等效电路模型可以很好的模拟实际情况下全桥的行为，无论是单端差分还是双端差分，都要用到磁阻全桥，因此如果将此等效电路模型应用于传感器研发设计，能够方便研发人员对传感器的设计方案进行评估，加速研发进度。

磁阻全桥的等效电路模型有 β 和 M_{BR} 这两个关键参数。 β 有明确的计算公式，只需用电磁场仿真软件对磁场进行仿真，结合磁阻灵敏度就可以计算获得。而 M_{BR} 无计算公式，只能通过实验或者仿真的方法获得。本小节从实验和仿真两方面讨论如何获取等效互感 M_{BR} 。

4.4.1 实验法获取等效互感 M_{BR}

4.2 节已对双端差分如何通过实验的方式获取 M_{BR} 进行过说明，此处不再赘述，只介绍如何通过实验获取单端差分的等效 M_{BR} 。

根据式(3-15)，单端差分输出信号中的互感噪声为：

$$V_{diffi} = A \cdot M_{BR} \frac{dI}{dt} = A \cdot U_{BRi} \quad (4-23)$$

获得 M_{BR} 有两种途径，一是直接测全桥输出的感应电压 U_{BRi} ，二是测传感器输出的互感噪声 V_{diffi} ：

$$M_{BR} = \frac{U_{BRi}}{\frac{dI}{dt}} \quad (4-24)$$

$$M_{BR} = \frac{V_{diffi}}{A \cdot \frac{dI}{dt}} \quad (4-25)$$

作者尝试过直接测全桥输出的感应电压 U_{BRi} ，测试方法如图 4.19 所示，实验发现这种测法无法测出感应电压，磁阻的存在使全桥输出阻抗较大， dv/dt 造成的噪声（与感应电压一样也是方波）会将感应电压掩盖。

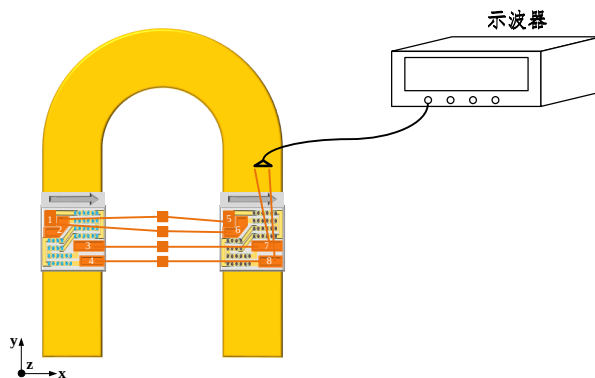


图 4.19 直接测全桥输出的感应电压

测传感器输出的互感噪声需要将有用信号剥离，一种方法是在不影响 M_{BR} 的前提下让磁阻不受磁场影响，实现起来非常困难。另一种方法是像双端差分一样令有用信号对消，具体做法如图 4.20 所示，需要专门做一个灵敏正方向相反的单端差分（可以通过翻转全桥供电实现），将这两个传感器原边串起来，用加法器将两个传感器的输出信号相加即可

消掉有用信号，保留互感噪声。这种方法成本低，经过双端差分验证，可行性极高。

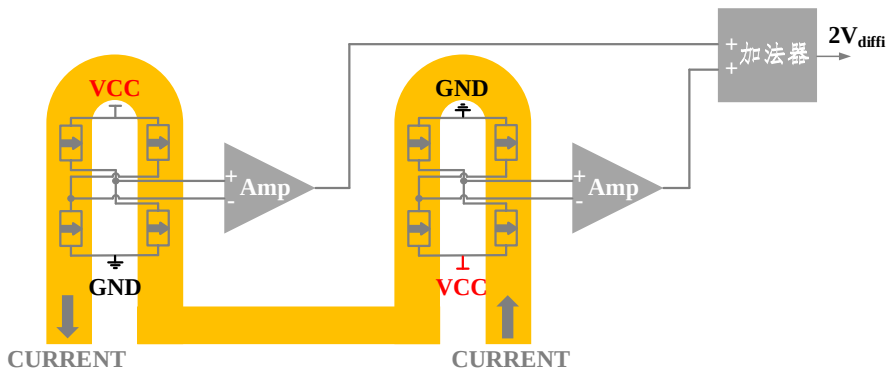
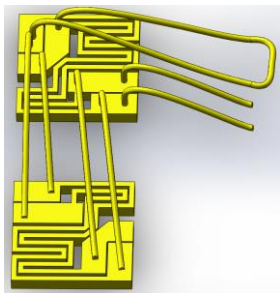


图 4.20 实验测传感器输出的互感噪声

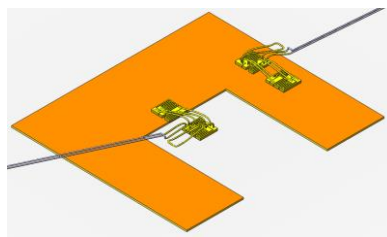
4.4.2 仿真获取 M_{BR}

实验获取 M_{BR} 虽然可行，但需要做出实物以后才能拿到数据，如果能利用仿真工具计算出 M_{BR} ，可以避免制作样板，进一步加快研发进度。作者在这方面做过一些尝试，但并不深入，只期抛砖引玉，为精确建立获取互感的仿真模型提供一种思路。下面先介绍具体做法和这样做的原因，然后给出仿真结果并与实验结果进行对比。

为便于查验仿真准确度，仿真依旧针对双端差分。首先建立三维仿真模型，全桥的三维仿真模型的具体做法是将全桥供电短接（上一章实验证实互感不随磁阻变化而变化，故可认为磁阻全桥是线性电路，依据叠加定理，算互感时应将供电置零），磁阻中的磁隧道结替换为铜，最终得到一个与磁阻全桥结构完全相同的线圈，如图 4.21 (a) 所示。然后将线圈放置在 U 形导线上的相应位置，完成三维仿真模型建立。



(a) 全桥线圈



(b) 双端差分三维仿真模型

图 4.21 三维仿真模型

随后将三维模型导入 ansys maxwell 软件，给全桥线圈加一段引线使其端口与求解域相切。将 U 形导线和两个全桥线圈分别设置为 winding，U 形导线为 Winding1，磁探头 2 全桥线圈为 Winding2，磁探头 1 全桥线圈为 Winding3，如图 4.22 所示。

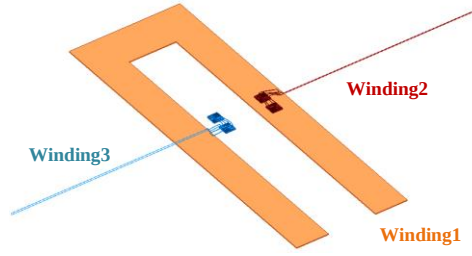


图 4.22 双端差分仿真模型

最后在 eddycurrent 模式下进行仿真，求解各 Winding 间的互感，定义各 Winding 间互感的仿真结果为：

$$M(\text{Winding1}, \text{Winding3}) = M_{13} \quad (4-26)$$

$$M(\text{Winding1}, \text{Winding2}) = M_{12} \quad (4-27)$$

为了让各 Winding 端口与求解域相切，全桥线圈都加了引线，为排除引线对互感的影响，专门针对引线进行仿真，如图 4.23 所示，定义这一次的仿真结果为：

$$M(\text{Winding1}, \text{Winding3}') = M_{13}' \quad (4-28)$$

$$M(\text{Winding1}, \text{Winding2}') = M_{12}' \quad (4-29)$$

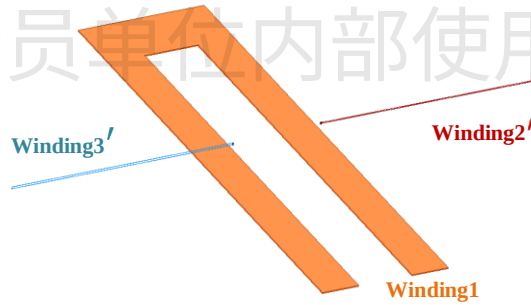


图 4.23 针对引线的仿真模型

最终各磁探头全桥与 U 形导线间互感的仿真结果为：

$$M_{\text{BR1sim}} = M_{13} - M_{13}' \quad (4-30)$$

$$M_{\text{BR2sim}} = M_{12} - M_{12}' \quad (4-31)$$

然后将 M_{BR1sim} 和 M_{BR2sim} 求平均并与用实验结果反推得到的 M_{BRexp} 比较即可查验仿真结果准确度。

$$M_{\text{BRsim}} = \frac{M_{\text{BR1sim}} + M_{\text{BR2sim}}}{2} \quad (4-32)$$

作者对 U 形导线间距为 1mm、2mm、4mm 的情况进行了仿真，仿真结果汇总在表 4-2。

表 4-2 仿真结果汇总

U 形导线 间距 (mm)	磁探头 1			磁探头 2			平均值 M_{BRsim}
	M_{13}	M'_{13}	M_{BR1sim}	M_{12}	M'_{12}	M_{BR2sim}	
1	9.18	-1.40	10.58	11.49	-1.39	12.88	11.73
2	15.36	-2.30	17.66	20.80	-2.27	23.07	20.27
4	15.46	-3.55	19.01	22.31	-4.03	26.34	22.67

图 4.24 列出了由实验结果反推的 M_{BRexp} ，图 4.25 将仿真得到的 M_{BRsim} 与实验反推得到的 M_{BRexp} 进行了比较。从图 4.25 (b)的误差比可以看到仿真数据与实验数据误差不大，说明这种建模方法得到的数据具有一定指导意义。

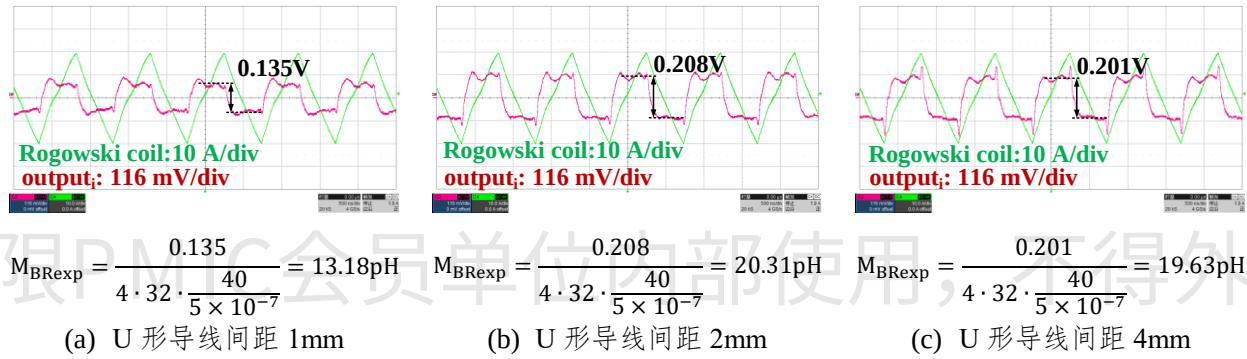
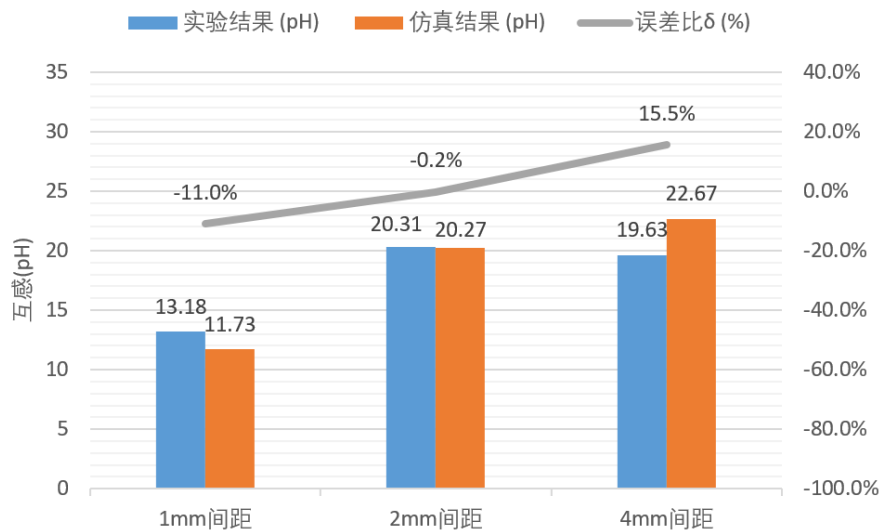
图 4.24 三种 U 形导线间距下的 M_{BRexp} 

图 4.25 仿真结果与实验结果对比

误差比计算公式为：

$$\delta = \frac{M_{BRsim} - M_{BRexp}}{M_{BRexp}} \times 100\% \quad (4-33)$$

4.5 本章小结

本章对第二、三章的实验成果进行了归纳和总结，建立了磁阻全桥的等效电路模型。然后基于此模型对双端差分进行建模并仿真，并将仿真结果与实验结果进行对比，对比结果证明磁阻全桥的等效电路模型可以很好的模拟实际中全桥的行为。随后利用等效电路模型分析了互感如何影响“全桥+放大电路”组合的频率特性。最后为了将磁阻全桥的等效电路模型应用于电流传感器设计，从实验和仿真两个方面讨论了如何获取等效电路模型中的关键参数 M_{BR} ，实验的方式推广了双端差分的工作原理，可行度高成本低；仿真方法得到的互感数据具有一定参考价值。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第5章 总结与展望

5.1 工作总结

本文针对差分 TMR 电流传感器的磁场耦合问题进行了探究，主要研究工作可以概括为以下几点：

1. 本文首先对高频电流传感器进行了调研，分析对比了分流器、sense-FET、霍尔电流传感器、罗氏线圈、电流互感器、混合型电流传感器和磁阻电流传感器的优缺点，在此基础上选择了差分 TMR 电流传感器作为本文的研究对象。
2. 针对单端差分 TMR 电流传感器，本文对其结构和工作原理进行了详细的介绍，指出其优缺点及适用场景。通过分析其实际测试过程中存在的输出异常问题，发现 U 形导线与传感器间因磁场耦合，传感器输出含有大量的互感噪声，该噪声降低了输出电压的信噪比，限制传感器带宽的进一步提升。
3. 为了寻找互感噪声的具体来源并完全消除互感噪声对测量的影响，提出一种双端差分电流传感器，可以通过抵消的方式完全消除互感噪声分量；此外，对双端差分稍加改装便可以观测互感噪声分量，作为研究互感噪声特性的工具。
4. 通过实验的方式证实了互感噪声主要源自磁阻全桥的感应电压，在此基础上建立了当 U 形导线与磁阻全桥间存在磁场耦合时的等效电路模型，并基于此模型对双端差分进行仿真，并采用将仿真结果与实验结果对照的方式验证了等效电路模型的准确度。
5. 利用等效电路模型，理论分析了互感如何影响单端差分、磁探头等“全桥+放大电路”组合的频率特性。
6. 从实验和仿真两方面对等效互感 M_{BR} 这一关键参数的获取进行了讨论，为后续开发用于优化传感器设计的仿真工具提供思路。

5.2 后期展望

本文已基本探明磁场耦合对差分 TMR 电流传感器造成不利影响的原因和机理，但双端差分和仿真模型仍存在很大的优化空间和一些等待探究的问题：

1. 为了能短时间内实现，本文样机所采用的方案并未做到完全消除互感噪声（翻转全桥

供电的方案会使两个磁探头的回路面积存在一定差异), 后续可以制造与现有磁阻敏感正反向相反的磁阻芯片 (表 3-2 第六栏的方法), 并使用更高带宽的放大电路, 挖掘 TMR 的高频潜力。

2. 双端差分不仅可以消除互感噪声, 也可以用抵消的方法消除 dv/dt 造成的噪声。为了使两个磁探头输出的 dv/dt 噪声相同, 后续还需对结构进行一些调整, 尤其是梳状地的布置。目前方案只有磁探头 1 与梳状地相连, 两个磁探头对地阻抗不同, 为了使对地阻抗相同且没有地回路, 作者设想将梳状地分为两半, 分别与磁探头相连, 如图 5.1 所示。

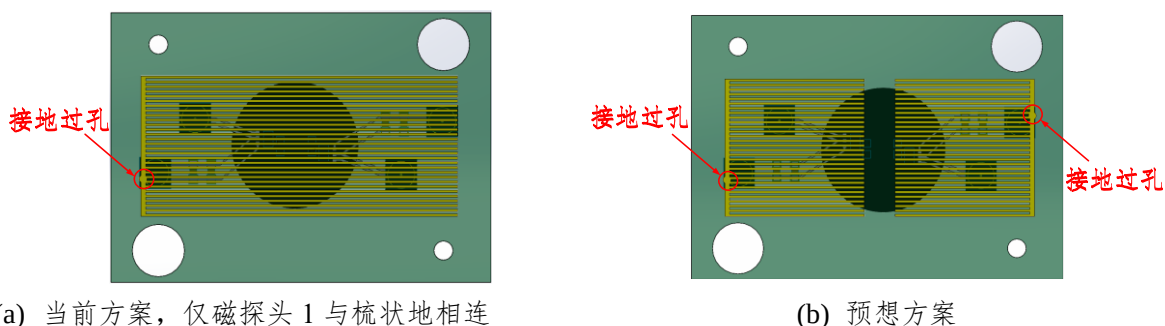


图 5.1 梳状地改进设想

3. 假如上述 1、2 两点成功实现并达到预期目标, 可将两个磁探头和 U 形导线封装在一块芯片上做成产品, 图 5.2 是作者的设想。值得注意的是运算器不需要一起集成在芯片中, 这样做有两点好处: 1) 可以减小传感器体积, 运算可由电力电子变换器的采样电路或 DSP 来完成。2) 如果在芯片内部就进行了运算, 在运算结果传输过程中新耦合的噪声将不能消除; 而在采样电路前再进行运算可以将传感器内部耦合的噪声和传输路径上耦合的噪声一起消除, 传感器相当于差分输出, 抗干扰更强, 类似的差分输出设计见参考文献[52]。

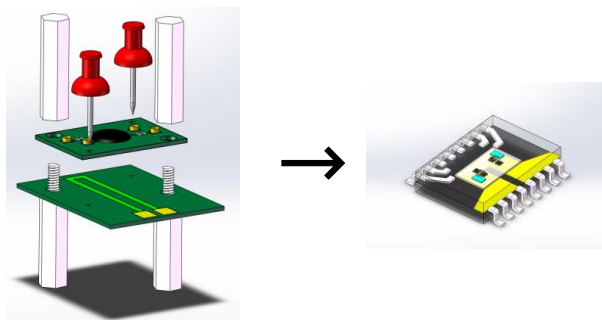


图 5.2 双端差分产品设想 (参考[21])

4. 等效互感 M_{BR} 的仿真结果与实验数据有一定差异，需要进一步优化仿真模型，提升准确度。
5. 在测量差分传感器带宽时发现低频部分增益偏小，这其中的原因需要探究。

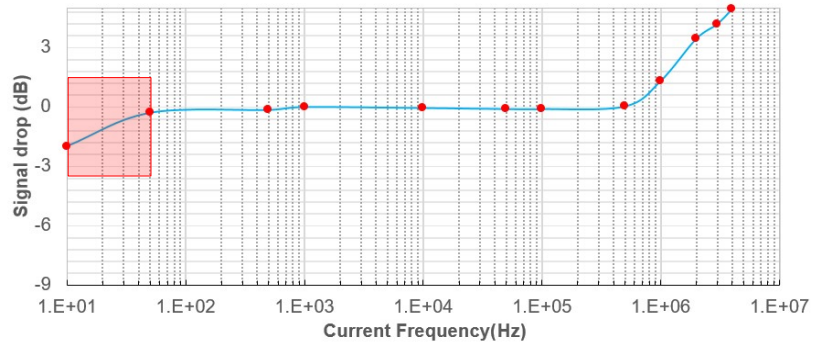


图 5.3 幅频曲线低频部分增益偏小的问题

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] She X, Huang A Q, Lucia O, et al. Review of silicon carbide power devices and their applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8193-8205.
- [2] 盛况,郭清,张军明,钱照明.碳化硅电力电子器件在电力系统的应用展望[J].中国电机工程学报,2012,32(30):1-7+3.
- [3] Millan J, Godignon P, Perpiñà X, et al. A survey of wide bandgap power semiconductor devices[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2155-2163.
- [4] M. H. Todorovic et al., “SiC MW PV inverter,” in PCIM Europe 2016, May. 2016, pp. 645–652.
- [5] G2020 Series SiC 500–750 kVA [EB/OL]. (2016). <http://www.toshiba.com/tic/power-electronics/uninterruptible-power-systems/g2020-series-sic-500-to-750-kva>.
- [6] Products: Transportation Systems [EB/OL]. (2016). <http://www.MitsubishiElectric.com/products/transportation/>
- [7] Jones E A, Wang F F, Costinett D. Review of commercial GaN power devices and GaN-based converter design challenges[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 707-719.
- [8] Huang A Q. Power semiconductor devices for smart grid and renewable energy systems[J]. Power electronics in renewable energy systems and smart grid: Technology and applications, 2019: 85-152.
- [9] 迎九. GaN 功率芯片走向成熟,纳微 GaNSense 开启智能集成时代[J]. 电子产品世界,2022(1).
- [10] Wang J, Mocevic S, Burgos R, et al. High-scalability enhanced gate drivers for SiC MOSFET modules with transient immunity beyond 100 V/ns[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10180-10199.
- [11] Xu C, Liu J G, Zhang Q, et al. Investigation of the thermal drift of open-loop Hall Effect current sensor and its improvement[C]//2015 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS). IEEE, 2015: 19-24.

- [12]Hernandez J C, Petersen L P, Andersen M A E, et al. Ultrafast switching superjunction MOSFETs for single phase PFC applications[C]//2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014. IEEE, 2014: 143-149.
- [13]Ferreira J A, Cronje W A, Relihan W A. Integration of high frequency current shunts in power electronic circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(1): 32-37.
- [14]coaxial current shunt Picture. [EB/OL]. <https://th.bing.com/th/id/R.f1735e93c426e9c968086da60c07ed91?rik=YhkN2TtqAnXi5g&riu=http%3a%2f%2fwww.probemart.com%2fuploadfile%2f2020%2f0215%2f20200215034549404.jpg&ehk=WUV9kaU7NMaA0Avnle1%2bTlvCeFiV3kIO8ZAz0Hbw3Og%3d&risl=&pid=ImgRaw&r=0>
- [15]Peng H, Ramabhadran R, Thomas R, et al. Comprehensive switching behavior characterization of high speed Gallium Nitride E-HEMT with ultra-low loop inductance[C]//2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). IEEE, 2017: 116-121.
- [16]Zhang W, Zhang Z, Wang F, et al. High-bandwidth low-inductance current shunt for wide-bandgap devices dynamic characterization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(4): 4522-4531.
- [17]Patel A, Ferdowsi M. Current sensing for automotive electronics—A survey[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4108-4119.
- [18]Jiang J, Kindt W J, Makinwa K A A. A continuous-time ripple reduction technique for spinning-current Hall sensors[J]. IEEE Journal of solid-state circuits, 2014, 49(7): 1525-1534.
- [19]ACS730: 1 MHz Bandwidth, Galvanically Isolated Current Sensor IC in Small Footprint SOIC8 Package. [EB/OL]. <https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs730>
- [20]Hall current sensor picture. [EB/OL]. <https://www.21ic.com/d/file/201707/22b8e6cd303685c1ecb3ecc000ec66f6.jpg>
- [21]Differential hall picture. [EB/OL]. <https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics>

- [22]Farjah E, Givi H, Ghanbari T. Application of an efficient Rogowski coil sensor for switch fault diagnosis and capacitor ESR monitoring in nonisolated single-switch DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(2): 1442-1456.
- [23]PEM CWT mini specification, 2010. [Online]. Available: http://www.pemuk.com/Usefiles/CWTmini/cwt_mini_1110.pdf
- [24]Li H, Xin Z, Li X, et al. Extended wide-bandwidth Rogowski current sensor with PCB coil and electronic characteristic shaper[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(1): 29-33.
- [25]Ming L, Xin Z, Yin C, et al. Screen-returned PCB Rogowski coil for the switch current measurement of SiC devices[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2019: 958-964.
- [26]Hasegawa K, Takahara S, Tabata S, et al. A new output current measurement method with tiny PCB sensors capable of being embedded in an IGBT module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(3): 1707-1712.
- [27]Pearson. [EB/OL]. <https://www.pearsonelectronics.com/>.
- [28]Niwa A, Imazawa T, Kojima R, et al. A dead-time-controlled gate driver using current-sense FET integrated in SiC MOSFET[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(4): 3258-3267.
- [29]Biglarbegian M, Parkhideh B. Characterization of SenseGaN current-mirroring for power GaN with the virtual grounding in a boost converter[C]//2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2017: 5915-5919.
- [30]Niklaus P S, Bortis D, Kolar J W. Beyond 50 MHz Bandwidth Extension of Commercial DC-Current Measurement Sensors With Ultra-Compact PCB-Integrated Pickup Coils[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(4): 5026-5041.
- [31]Tröster N, Eisenhardt T, Zehelein M, et al. Improvements of a coaxial current sensor with a wide bandwidth based on the HOKA principle[C]//2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). IEEE, 2018: P. 1-P. 9.
- [32]Nibir S J, Hauer S, Biglarbegian M, et al. Wideband contactless current sensing using hybrid magnetoresistor-Rogowski sensor in high frequency power electronic

- converters[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 904-908.
- [33]Ziegler S, Woodward R C, Iu H H C, et al. Current sensing techniques: A review[J]. IEEE Sensors Journal, 2009, 9(4): 354-376.
- [34]TDK TMR sensor [EB/OL]. <https://product.tdk.com/en/techlibrary/productoverview/tmr-angle-sensors.html>
- [35]董泽政. 小功率碳化硅集成模块若干关键问题研究[D].浙江大学,2022.
- [36]Feng Y, Shao S, Du J, et al. Short-Circuit and Over-Current Fault Detection for SiC MOSFET Modules Based on Tunnel Magnetoresistance With Predictive Capabilities[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(4): 3719-3723.
- [37]Du J, Feng Y, Chen Q, et al. Tunnel Magnetoresistance-Based Short-circuit Protection for SiC MOSFET in HybridPACK™ Drive Package[C]//IECON 2022—48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2022: 1-5.
- [38]Yang X, Xie C, Wang Y, et al. Optimization design of a giant magneto resistive effect based current sensor with a magnetic shielding[J]. IEEE transactions on applied superconductivity, 2013, 24(3): 1-4.
- [39]Zhu K, Lee W K, Pong P W T. Energization-status identification of three-phase three-core shielded distribution power cables based on non-destructive magnetic field sensing[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(22): 7405-7417.
- [40]Zhu K, Han W, Lee W K, et al. On-site non-invasive current monitoring of multi-core underground power cables with a magnetic-field sensing platform at a substation[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(6): 1837-1848.
- [41]Oslo E R, Lorenz R D. Integrated current sensing for power electronic modules using GMR field detectors[C]//2005 European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2005: 9 pp.-P. 9.
- [42]Olson E R, Lorenz R D. Using the dynamic behavior of superimposed fields for point-field-based current sensing[J]. IEEE Transactions on industry applications, 2008, 44(4): 1277-1285.

- [43]Nibir S J, Hurwitz E, Karami M, et al. A technique to enhance the frequency bandwidth of contactless magnetoresistive current sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9): 5682-5686.
- [44]Nibir S J, Parkhideh B. Magnetoresistor with planar magnetic concentrator as wideband contactless current sensor for power electronics applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(3): 2766-2774.
- [45]Mattheis R, Diegel M, Weiss R. Giant magnetoresistance-stack optimization for current sensor application with low hysteresis and a temperature-independent sensitivity at low current[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(10): 1-6.
- [46]Xie F, Weiss R, Weigel R. Giant-magnetoresistance-based galvanically isolated voltage and current measurements[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(8): 2048-2054.
- [47]Xie F, Weiss R, Weigel R. Hysteresis compensation based on controlled current pulses for magnetoresistive sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7804-7809.
- [48]Han J, Hu J, Ouyang Y, et al. Hysteretic modeling of output characteristics of giant magnetoresistive current sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(1): 516-524.
- [49]Dąbek M, Wiśniowski P, Kalabiński P, et al. High immunity wafer-level measurement of MHz current[J]. Measurement, 2016, 94: 474-479.
- [50]蚌埠希磁科技有限公司. 一种磁电阻模块及磁传感器:CN202023230117.9[P]. 2021-08-17.
- [51]NOVOSENSE NSA5312 datasheet. [EB/OL]. https://www.novosns.com/Public/Uploads/uploadfile/files/20220625/NSA5312DatasheetRev1.0_CN.pdf.
- [52]ISO224 datasheet [EB/OL]. <https://www.ti.com/product/ISO224?qgpn=iso224>.

攻读硕士学位期间所发表的论文

Du J, Feng Y, Chen Q, et al. Tunnel Magnetoresistance-Based Short-circuit Protection for SiC MOSFET in HybridPACK™ Drive Package[C]//IECON 2022–48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2022: 1-5.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

答辩委员会表决结果

高频电流测量是电力电子技术的研究热点之一，论文选题具有较好的工程应用价值和学术意义。

论文在综述国内外文献基础上对基于隧道磁电阻（TMR）的差分电流传感器进行了较为深入的研究，开展的主要研究工作及成果如下：

（1）分析和测试了单端差分 TMR 电流传感器，发现 U 形导线与传感芯片之间的磁场耦合，会在输出信号中引入显著的互感噪声，降低传感器的信噪比和带宽；

（2）提出了一种双端输出的差分 TMR 电流传感器结构，可以通过对称结构抵消互感噪声，利用 TMR 和运放裸片研制了传感器样品，并进行了实验验证；

（3）建立了 U 形导线与磁阻全桥之间的磁场耦合模型，实验结果与模型计算结果匹配。

论文条理清晰，内容翔实，数据可信，结论明确。论文表明，杜佳坤同学较好地掌握了本学科相关基础理论和专门知识，对所研究的课题有一定新的见解，已具备从事科学研究和承担专门技术工作的能力。

答辩中，杜佳坤同学表述清楚，回答问题正确。经答辩委员会无记名投票，一致同意通过论文答辩，同意毕业，同意授予硕士学位。

答辩委员会主席签字：谢小高

签字日期：2023 年 3 月 7 日