

分类号: TM933

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 22260065

浙江大学

硕士学位论文 (专业学位)



中文论文题目: 高频 TMR 电流传感器噪声抑制方法
及其在车载充电机中的应用

英文论文题目: Noise Suppression Methods for High-Frequency TMR Current Sensors and
its Application in On-board Chargers

申请人姓名: 栾澳祖

校内导师(组): 吴新科 邵帅

行业导师: 李军

专业学位类别、领域: 能源动力-电气工程

研究方向: 电流传感器

培养类型: 全日制非定

所在学院: 工程师学院

论文提交日期 2025.3.10

高频 TMR 电流传感器噪声抑制方法
及其在车载充电机中的应用



论文作者签名: 朱国祖

指导教师签名: 郑太英 邵帅

论文评阅人 1: 隐名评阅人 1

评阅人 2: 隐名评阅人 2

评阅人 3: 隐名评阅人 3

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 郑太英

委员 1: 周晶

委员 2: 张健

委员 3: 杨爱喜

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: 2025 年 3 月 5 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：朱国祖 签字日期： 2025 年 3 月 9 日

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：朱国祖

签字日期： 2025 年 3 月 9 日

导师签名：吴利 邵帅

签字日期： 2025 年 3 月 9 日

致谢

本文的工作是在邵帅老师与吴新科老师的指导下完成的，作者在此向两位老师表达深深的谢意。邵老师悉心的交流与指导，在科研和生活等方面给予了我充分的支持与帮助。吴老师以其严谨的态度和扎实的水平，培养了我对电力电子的态度与认知。张老师为人谦和友善，为实验室提供了优秀的资源与科研环境。周莉英老师为课题组提供了全方位的后勤保障，也是同学们的好朋友。祝愿老师们，身体健康，事业进步，阖家幸福！

感谢实验室的助理老师张兰、韩铃淇、王笑菁、顾晓燕为博蓝实验室的辛勤工作与付出！

感谢博蓝实验室和高压大功率实验室的兄弟姐妹们，大家在学习与生活等方面创建了团结友爱的氛围。感谢师兄董泽政、张思亮、刘天骥、杨金旭、李光灿、田霖、赵问鼎、施鸿波、Muhammad Faheem、赵韞玉、黄天林、马京京、崔文韬、杨得秋、杜佳坤、吴彤、施逸能、黄新隆、朱时羽、徐宇豪、谢宗伦、张佳一、吕润泽、刘亚南、黄桢楠，感谢师姐李京津、林绿漪、高枝、王楠，感谢同门吴彦青、王雨琛、刘华桥、张棧、朱志豪、邵可炜、郑柏训、袁钰淼、朱振海，感谢师弟侯淳耀、杜文琦、宗雨健、周伟强、江一博、郭涛、楼安、蒋赵辉、黄程宇、杜合溪、陈睿轩、司华宁、刘慧、姜旭、魏天翔、傅超伟、邹颜骏、裘家和及师妹郝鑫的关怀与支持。

感谢吴老师带领的电源管理技术创新联盟 PMIC，让我在求学期间有和优秀的学术界、工业界同事学习交流的机会。十分感谢为本文工作提供支持的工程师们：希磁科技的徐晓鹏、郁亚威和孙伟等。希望在未来，PMIC 可以做出真正改变世界的东西。

感谢室友虞兵、曹世聪和王才城，两年半以来我们建立了牢固的友谊。

感谢父母的养育之恩和多年以来的培养，感谢家人朋友的帮助与关怀，感谢女朋友吴贺的陪伴和照顾。

葉漢祖

2024 年 3 月于求是园

本论文工作得到

国家重点研发计划 2023YFB3209900

“宽温域高精度量子电流敏感元件及传感器”

资助

PMIC内部资料
谨致感谢！
仅供会员查看

摘要

为提升车载充电机 (On-Board Charger, OBC) 的功率密度, 基于氮化镓 (GaN) 器件的 OBC 成为研究热点。然而, 高开关频率、高 dv/dt 、高 di/dt 也对电流采样提出高要求, 包括响应速度、测量精度和抗干扰等。隧道磁电阻 (Tunnel Magnetoresistance, TMR) 电流传感器, 因其高带宽、小体积、非侵入式等特点, 是一种极具潜力的解决方案, 但当前仍存在电磁场耦合噪声的问题。因此, 本文在建立 TMR 电流传感器电、磁场噪声耦合模型的基础上, 提出新型传感器结构抑制其电磁场噪声, 并应用于 OBC 前级 PFC 以验证其性能。

首先, 本文介绍了商用 TMR 电流传感器的结构和原理, 实验发现待测导体与传感器之间存在电磁场耦合造成的互感噪声与互容噪声。建立了互感和互容噪声的电路模型, 且模型结果能够较好地与实验波形拟合。根据对模型的频域分析, 发现噪声与带宽频段接近, 采用补偿或滤波抑制噪声会影响传感器带宽。

为解决互感噪声及互容噪声问题, 设计了双端差分 TMR (Dual-output Differential TMR, Do-DTMR) 电流传感器, 通过对称抵消的方法消除互感噪声与互容噪声。Do-DTMR 传感器带宽 3.3MHz, 测量频率 1MHz 三角波电流时的延迟时间仅为 56ns, 近乎完全消除互感噪声; 在器件开关动作造成 5V/ns 的 dv/dt 的情况下, 使互容噪声幅值衰减 87.6%。采用了一种梳状地结构进一步屏蔽互容噪声, 构建了梳状地电路模型, 模型指出梳状地减小了功率导线与传感器之间的寄生电容, 并为 dv/dt 噪声引入的位移电流提供了一个等效解耦电容, 进而抑制了 dv/dt 引入的开关尖刺。模型对互容噪声抑制的预测结果与实验结果匹配。实验表明将双端差分与梳状地结合后, 可将互容噪声消除 99% 以上。

最后, 搭建了一台基于 GaN-HEMT 器件的 3.3kW 临界导通模式 (Critical Conduction Mode, CRM) 图腾柱 PFC 样机, 通过对模态和控制机制的分析, 发现电流检测的延迟会使电感电流跌落, 导致续流管硬开关。在所搭建的图腾柱 PFC 单路半载 (825W, @500kHz) 情况下, 相比于 Hall 传感器 (BW=1MHz), Do-DTMR 传感器以更低的延迟实现了全范围软开关, 使其效率提升 0.8%。

关键词: 车载充电机, TMR, 电磁场耦合, 互感, 互容, 图腾柱 PFC

Abstract

To enhance the power density of on-board chargers (OBC), OBCs based on gallium nitride (GaN) devices have become a research focus. However, high switching frequencies, high dv/dt , high di/dt , and compact layouts also pose high demands on current sampling, including response speed, measurement accuracy, and anti-interference. Tunnel magnetoresistance (TMR) current sensors, with their high bandwidth, small size, and non-intrusive characteristics, are a highly promising solution. Nevertheless, the issue of electromagnetic field coupling noise still exists. Therefore, this paper proposes a novel sensor structure to suppress electromagnetic field noise based on the establishment of an electromagnetic field noise coupling model for TMR current sensors, and applies it to the PFC of OBC to verify its performance.

Firstly, this paper introduces the structure and working principle of commercial TMR current sensors. Experiments found that there is mutual inductance noise (waveform distortion) and mutual capacitance noise (switching spikes) caused by electromagnetic field coupling between the conductor under test and the sensor, and the above two phenomena were verified through circuit modeling and simulation. According to the analysis, it was found that the noise is close to the bandwidth frequency band. Using compensation or filtering to suppress noise would affect the bandwidth of the sensor.

To solve this issue, the current detection signal and noise were decoupled. The current detection signal was designed as a differential mode (DM) signal, while the noise was designed as a common mode (CM) signal. Ultimately, the noise was symmetrically canceled out through the common mode rejection ratio (CMRR) of the signal processing operational amplifier circuit. Based on this method, a dual-output differential TMR (Do-DTMR) current sensor was designed and fabricated. The sensor has a bandwidth of 3.3 MHz, and when measuring a 1 MHz triangular wave current, the delay time is only 56 ns, which almost completely eliminates mutual inductance noise. In the case of GaN device switching causing a dv/dt of 5V/ns, the amplitude of

mutual capacitance noise was reduced by 87.6%. To further enhance the suppression capability, a comb-shaped shield was introduced. After analyzing its principle and equipping it, the sensor almost eliminated among 99% of the switching spikes with the comb-shaped shield.

Finally, a 3.3kW totem-pole PFC prototype based on GaN devices operating in Critical Conduction Mode (CRM) was built, and the impact of current detection noise and delay on the PFC operating waveform was analyzed. The Do-DTMR current sensor was compared with a Hall current sensor on the prototype, and the effects of their parameter differences on the PFC operation were analyzed. Under the single-phase half-load condition (825W), using the Do-DTMR current sensor instead of the Hall current sensor ($BW=1\text{MHz}$) allowed for better control of the PFC, resulting in a 0.8% increase in efficiency.

Key words: OBC, TMR, electromagnetic field coupling, mutual inductance, mutual capacitance, totem-pole PFC

目录

致谢.....	I
摘要.....	III
Abstract.....	IV
目录.....	VI
插图清单.....	IX
附表清单.....	XI
1 绪论	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 车载充电机简介.....	2
1.3 高频电流检测方案.....	4
1.3.1 分流器与同轴电阻.....	4
1.3.2 罗氏线圈和电流互感器.....	4
1.3.3 霍尔电流传感器.....	5
1.3.4 磁电阻电流传感器.....	6
1.3.5 混合型电流传感器.....	7
1.3.6 高频电流检测方案小结.....	7
1.4 TMR 电流传感器的电磁干扰问题	8
1.5 本文主要研究内容.....	11
2 TMR 电流传感器的互感耦合与互容耦合.....	12
2.1 隧道磁电阻芯片.....	12
2.2 单端差分 TMR 电流传感器	13
2.2.1 工作原理.....	13
2.2.2 信号调理运放芯片.....	15
2.3 互感噪声	16
2.3.1 波形畸变现象.....	17
2.3.2 互感噪声的产生机理.....	18
2.4 互容噪声	20

2.4.1 开关尖刺现象.....	20
2.4.2 互容噪声的产生原理.....	21
2.4.3 互容噪声的解耦.....	25
2.5 噪声的频域特性与抑制方法.....	26
2.5.1 互感噪声的频域特性与抑制.....	26
2.5.2 互容噪声的频域特性与抑制.....	29
2.6 本章小结.....	31
3 双端差分 TMR 电流传感器.....	32
3.1 工作原理.....	32
3.1.1 抵消噪声.....	32
3.1.2 传感器设计.....	33
3.1.3 信号分配的实现方法.....	35
3.1.4 抵抗外界磁场干扰.....	38
3.1.5 减法器电路.....	38
3.2 传感器实物的设计与搭建.....	39
3.2.1 磁电阻安装位置.....	39
3.2.2 传感器实物.....	41
3.3 实验结果.....	41
3.3.1 互感噪声抑制.....	41
3.3.2 互容噪声抑制.....	42
3.3.3 外界磁场干扰抑制.....	43
3.3.4 传感器的带宽推算.....	45
3.4 梳状地屏蔽互容噪声.....	46
3.4.1 梳状地的提出.....	46
3.4.2 梳状地抑制互容噪声的原理.....	47
3.4.3 梳状地抑制互容噪声的仿真与实验.....	48
3.4.4 双端差分结合梳状地的效果.....	48
3.5 本章小结.....	50

4 基于 TMR 电流传感器的 CRM 图腾柱 PFC.....	51
4.1 图腾柱 PFC 的介绍.....	51
4.1.1 工作模式.....	51
4.1.2 TCM 全范围软开关	53
4.1.3 双 ZCD 控制模式.....	54
4.2 电流传感器对 PFC 控制的影响.....	55
4.2.1 传感器延迟造成的影响.....	56
4.2.2 实验样机设计.....	57
4.2.3 TMR 传感器与 Hall 传感器的对比	58
4.3 本章小结.....	61
5 总结与展望	62
5.1 工作总结.....	62
5.2 工作展望.....	63
参考文献.....	64
攻读硕士学位期间取得的研究成果.....	68

PMIC内部资料
仅供会员查看

插图清单

图 1-1 2010 年-2024 年全球电动汽车市场销量统计	1
图 1-2 电动汽车充电机的两级架构	2
图 1-3 基于 GaN 器件的 OBC 解决方案	2
图 1-4 CLLC 变换器的电流检测	3
图 1-5 图腾柱 PFC 的电流检测	3
图 1-6 同轴电阻分流器	4
图 1-7 罗氏线圈	5
图 1-8 电流互感器	5
图 1-9 差分霍尔电流传感器 ^[33]	6
图 1-10 差分 GMR 传感器的 U 型导体 ^[40]	6
图 1-11 Hall + RC 混合型传感器功能框图 ^[46]	7
图 1-12 TMR + CT 混合型传感器 ^[47]	7
图 1-13 磁隧道结的 $H_x - R$ 特性曲线	8
图 1-14 矢量磁探头结构的 TMR 电流传感器	9
图 1-15 差分 TMR 电流传感器的磁场分布示意图	9
图 1-16 差分 TMR 电流传感器的磁场分布和互感耦合现象	10
图 1-17 差分 TMR 电流传感器的寄生电容和互容耦合现象	10
图 2-1 本文采用的 TMR 裸片	12
图 2-2 不同方向的磁场对磁电阻阻值的影响	12
图 2-3 Se-DTMR 电流传感器结构图	13
图 2-4 单端差分 TMR 电流传感器的电气结构	14
图 2-5 外界干扰磁场流经单端差分 TMR 电流传感器	15
图 2-6 信号调理运放芯片功能图 ^[44]	16
图 2-7 半桥测试电路和测量设备	17
图 2-8 100kHz 三角波电流的测量波形	17
图 2-9 1MHz 三角波电流的测量波形	18
图 2-10 1MHz 三角波电流的噪声波形	18
图 2-11 U 形导体和传感器的磁场耦合	19
图 2-12 $dv/dt = 5V/ns$ 时 100kHz 三角波电流的测量波形	20
图 2-13 TMR 电流传感器与待测导体间的寄生电容	21
图 2-14 互容噪声的耦合电路	21
图 2-15 互容噪声的仿真与实测波形	22
图 2-16 传感器 $VCC-AGND$ 端口的戴维南等效电路	23
图 2-17 优化后的互容噪声模型	24
图 2-18 修正后的互容噪声的仿真与实测波形	25
图 2-19 解耦电容去除互容噪声	25
图 2-20 U 形导体周围的磁场分布	27
图 2-21 FFW-010 测量 1.5MHz 三角波电流的互感噪声	28
图 2-22 补偿器对互感噪声的补偿效果 (@100kHz, 1MHz, 1.5MHz)	29
图 2-23 极点补偿情况下互容噪声的等效电路	29
图 2-24 补偿器对互容噪声的补偿效果 (@100kHz, 1MHz)	30

图 3-1 双端差分消除噪声的波形示意图	33
图 3-2 U 形导体和直导体周围的磁场分布	34
图 3-3 双端差分 TMR 电流传感器结构示意图	34
图 3-4 双端差分双侧磁探头的正方向设置	35
图 3-5 翻转磁探头电桥供电极性的示意图	36
图 3-6 翻转磁探头运放正负输入端的示意图	36
图 3-7 磁电阻电桥的戴维南等效电路图	37
图 3-8 外界磁场干扰流经双端差分 TMR 电流传感	38
图 3-9 差分运算放大电路减法器	38
图 3-10 三运放仪表放大器	39
图 3-11 被测铜箔导体周围环境的磁场分布与 TMR 的安装位置	40
图 3-12 双端差分 TMR 电流传感器及其外电路实物图	41
图 3-13 单双端结构测量 1MHz 三角波电流的波形对比	41
图 3-14 磁探头测量 1MHz 三角波电流波形图	42
图 3-15 单双端差分 TMR 电流传感器互容噪声对比图	42
图 3-16 磁探头的互容噪声波形图	43
图 3-17 Z 型尖刺的形成	43
图 3-18 外界磁场干扰实验场景	44
图 3-19 外界干扰磁场流经双端差分 TMR 电流传感器	44
图 3-20 双端差分 TMR 电流传感器测量 GaN 关断电流的波形	45
图 3-21 双端差分 TMR 电流传感器的带宽拟合	45
图 3-22 梳状地与完整地的对比	46
图 3-23 铺设梳状地后的互容噪声耦合电路	47
图 3-24 TMR 电流传感器的 Q3D 仿真模型	48
图 3-25 是否配备梳状地对互容噪声的影响	49
图 3-26 配备梳状地的磁探头抑制互容噪声的效果	49
图 3-27 梳状地和双端差分 TMR 电流传感器共同抑制互容噪声的效果	50
图 4-1 图腾柱 PFC 电路原理图	51
图 4-2 CRM 图腾柱 PFC 一个开关周期的工作波形	52
图 4-3 CRM 图腾柱 PFC 开关周期等效电路图	52
图 4-4 图腾柱 PFC 换流阶段和谐振阶段的谐振轨迹图	53
图 4-5 双 ZCD 检测的波形示意图	54
图 4-6 双 ZCD 检测的控制逻辑框图	55
图 4-7 辅助绕组的正负半周判断电路	55
图 4-8 延迟时间影响 CRM 图腾柱 PFC 工作模式波形示意图	56
图 4-9 实验样机原理图	57
图 4-10 3.3kW 双相交错 CRM 图腾柱 PFC 样机实物图	58
图 4-11 CRM 模式下两种传感器采样的 PFC 对比波形图 ($f_{sw} = 180\text{kHz}$)	59
图 4-12 TCM 模式下两种传感器采样的 PFC 对比波形图 ($f_{sw} = 500\text{kHz}$)	60

附表清单

表 1-1 不同电流检测方案的对比	8
表 2-1 共模耦合模型参数	22
表 3-1 装配有梳状地的共模耦合模型参数	48
表 4-1 单相 CRM 图腾柱 PFC 变换器主要参数.....	58
表 4-2 TCM 模式半载情况下两种传感器采样控制 PFC 的效率对比	61

PMIC内部资料
仅供会员查看

1 绪论

1.1 研究背景及意义

随着全球对环境保护和可持续发展的重视不断提升，电动汽车（EVs）在近年来实现了迅猛的增长，成为全球交通领域的重要变革力量^[1]。首先，传统的燃油车燃烧化石能源，产生尾气排放，这不仅加剧了空气污染和温室效应，还对人类健康构成威胁^[2]。因此许多国家相继制定并实施了严格的排放标准和环保法规^[3]，以减少温室气体排放，应对气候变化^[4]，推动了电动汽车的发展。其次，技术创新在电池能量密度提升、充电速度加快以及成本下降等方面取得了显著进展，使得电动汽车在性能和价格上日益具有竞争力^[5]。这些因素使得电动汽车在全球范围内得以迅速普及，推动了交通领域的能源转型，成为实现可持续发展的重要途径。

电动汽车销量，2010-2024

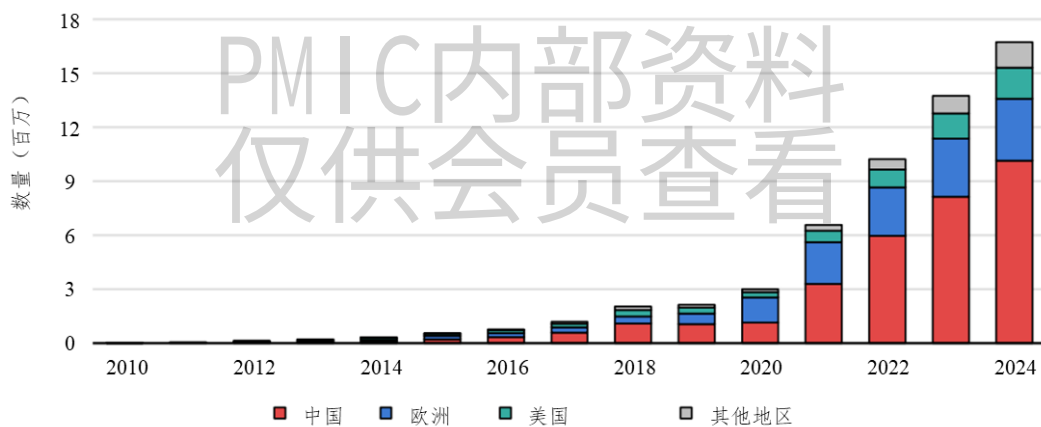


图 1-1 2010 年-2024 年全球电动汽车市场销量统计

根据国际能源署（International Energy Agency, IEA）的数据^[6]，从 2010 年到 2024 年，全球电动汽车销量呈现持续增长的趋势。如图 1-1 所示，2024 年全球电动汽车销量将达到约 1700 万辆，相较于 2023 年增长超过 25%，占汽车总销量的五分之一以上。根据 IEA 的预测，如果各国宣布的能源和气候承诺全部按时兑现，到 2035 年 2/3 的新售汽车是电动汽车，电动汽车销量将达到 8000 万辆。

在电动汽车（Electric Vehicle, EV）中，车载充电机（On-board Charger, OBC）负责将外部交流电（AC）与内部电池直流电（DC）的相互转化。当前，

车载充电机不仅具备电池充电功能，还能够向外输出 220V 交流电，支持户外用电需求。OBC 也是支持 Vehicle-to-Grid (V2G) 功能的关键设备，在电网需求高峰时段将电能反馈至电网，从而缓解电网压力。

随着电动汽车市场的迅速扩张，提高车载充电机的功率密度和输出功率已成为行业亟待解决的关键问题。目前，车载充电机的功率通常为 6.6~7.2kW。随着电池容量的不断提升以及市场竞争的加剧，未来车载充电机的功率需求预计将提升至 11~22kW，以进一步提升用户体验。然而，要在不显著增加车载充电机体积的前提下实现功率的提升，现有解决方案的功率密度需要提高 2~3 倍^[7]^[8]。同时，车载充电机的转换效率也必须得到进一步提升，以确保整车能效的优化，而不增加散热器的体积。本课题正是在这一背景下展开的。

1.2 车载充电机简介

电动汽车车载充电机通常采用如图 1-2 所示的两级架构，包含前级功率因数校正电路（Power Factor Correction, PFC）和后级 DC/DC 隔离谐振变换器。其中，前级 PFC 负责对输入电压与输入电流进行相位校正，并输出直流母线电压；后级 DC/DC 变换器负责隔离与调压，并满足车载高压电池的充电需求。

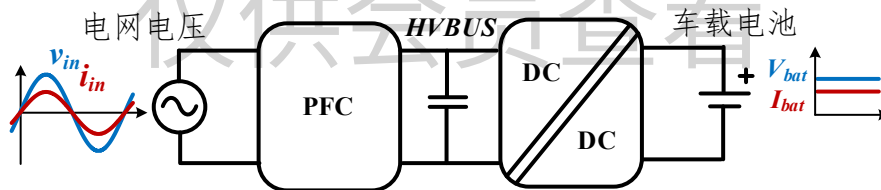
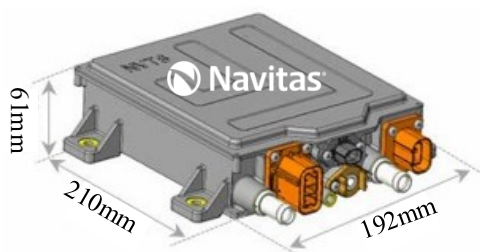


图 1-2 电动汽车充电机的两级架构



(a) Navitas 6.6kW 车载充电机^[9]



(b) Infineon 7.2 kW 车载充电机^[10]

图 1-3 基于 GaN 器件的 OBC 解决方案

当前，为提升 OBC 的功率密度，同时避免频率提升导致的效率降低，工业界已有基于 GaN 的解决方案^[9]^[10]，尺寸甚至可以缩减为原先的 1/3^[10]。但是，OBC 内部变换器开关频率的提升，也对电流传感器构成挑战，进而对 OBC 的电

流控制、过流保护和电池充电状态等造成影响，因此，OBC 内的高频电流的检测也成为是一个值得关注的问题。由于 OBC 具有双向运行的需求，前级 AC/DC 拓扑通常为图腾柱 PFC，后级 DC/DC 拓扑通常为 CLLC 变换器。接下来将以这两种拓扑为例，介绍 OBC 内部电流检测的主要位置和现有方案，并简述开关频率的提升后现有方案能否满足需求。

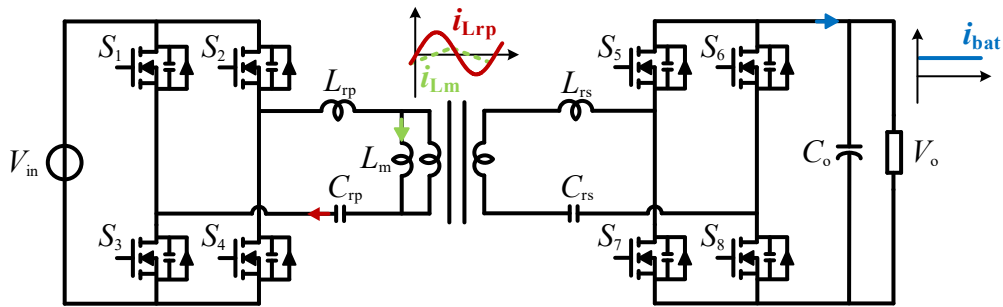


图 1-4 CLLC 变换器的电流检测

在后级 DC/DC 谐振变换器中，电流检测用于两个位置：输出电流与谐振腔电流。如图 1-4 所示，输出电流 i_{bat} 近乎仅有直流分量，所以电流传感器的带宽需要覆盖直流部分，为避免干扰，同时降低传感器的损耗，通常采用非侵入式的霍尔电流传感器^[11]。另一类是对谐振腔电流 i_{Lrp} 的检测，主要功能是实现过流保护。由于谐振腔电流 i_{Lrp} 近似为纯交流电流，且主要为基波成分，所以传感器的带宽仅需高于开关频率，且传感器无需兼顾直流或低频测量能力，工业界一般采用电流互感器^{[12]-[17]}。

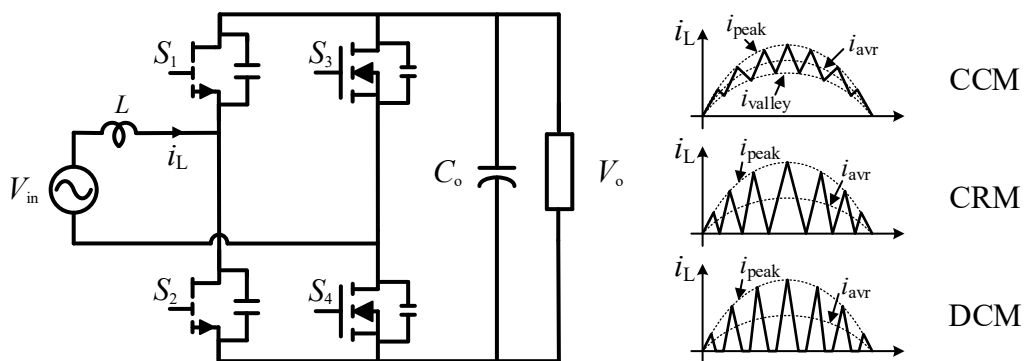


图 1-5 图腾柱 PFC 的电流检测

在前级图腾柱 PFC 中，需要采用传感器检测电感电流。图 1-5 展示了图腾柱 PFC 不同导通模式下的电流检测波形。在 CCM 模式中，主要采用平均电流控制、峰值电流控制和滞环电流控制。平均电流控制仅需检测电感电流平均值

i_{avr} ，对传感器带宽要求不高，采样时仅保留工频成分，但该方法方系统响应速度较慢；峰值电流控制需要对电流峰值 i_{peak} 进行采样，电流包含工频和开关频率成分，因此传感器需要同时具有高带宽和全带宽测量能力；滞环电流控制则同时采样电流的峰值 i_{peak} 与谷值 i_{valley} 以保证其平均值为正弦波，对传感器的要求与峰值电流控制类似。在 CRM 模式中，需要通过电流过零交越检测方法（Zero Crossing Detection, ZCD）检测零电流，因此，除上述要求外，传感器还需要有较高的测量精度。DCM 模式与 CRM 模式类似，则不再赘述。

当前在工业界与学术界，PFC 的电流检测方案并不成熟统一，主要有分流器^{[18][19]}、电流互感器^{[20][21]}、霍尔电流传感器^[22]和磁电阻电流传感器等^[23]，一些文献采用数字控制器来预测电流^[24]，但该方法占用控制器资源较多，且较难应对外界干扰^[22]。接下来将针对上述电流检测方案开展调研，介绍简述各方案的参数、优缺点和适用场景，探究适合 OBC 前级 PFC 的电流检测方案。

1.3 高频电流检测方案

1.3.1 分流器与同轴电阻

分流器（Shunt），其本质是一个精确的、低电阻的路径，基于欧姆定律产生将电流转化为电压降，具有结构简单、适应性强和成本低等优点。然而，分流器损耗与电流的二次方成正比，限制了其在大电流场景下的应用。分流器本身因结构原因具有寄生电感，这会使高频电流检测造成畸变。对分流器进行优化可以减小其寄生参数，如同轴电阻便可以通过减小耦合磁通量来减小寄生电感^{[25]-[27]}，但侵入式测量、较大的体积和非隔离等因素限制了其在实际变换器中的应用。



图 1-6 同轴电阻分流器

1.3.2 罗氏线圈和电流互感器

罗氏线圈（Rogowski Coil, RC）基于法拉第定律对电流进行检测，其主要

结构包含感应线圈和积分器，由于感应线圈的输出是关于被测电流的互感电动势，积分器电路将互感电动势转化为正比于电流的电压信号。罗氏线圈优点是具有较高的带宽（可达 30MHz）^{[28][29]}，良好的响应速度，无磁饱和现象和损耗较小等^[25]。

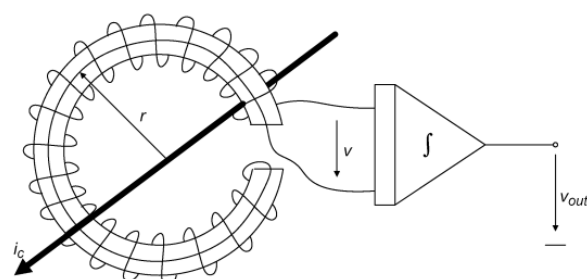


图 1-7 罗氏线圈

类似于罗氏线圈，电流互感器（Current Transformer, CT）同样基于法拉第电磁感应定律，其结构包括铁芯、一次绕组和二次绕组，可以将原边的高电流转换为副边低电流，副边接入一个电阻便可以将电流信号转化为电压信号。其优点是带宽高（可达 250MHz），但在高频下，会产生磁滞、涡流损耗，并且绕组间的耦合电容限制了电流互感器的应用^[30]。

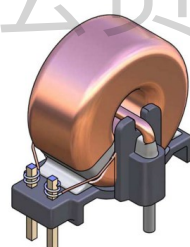


图 1-8 电流互感器

值得注意的是，罗氏线圈和电流互感器均因电磁感应的测量原理，不能测量直流信号，并且在低频交流测量时有较大的幅值衰减^{[28][30]}。

1.3.3 霍尔电流传感器

霍尔（Hall）传感器依据霍尔效应，通过探测电流产生的磁场来非侵入地测量电流。为了增强待测电流产生的磁场，常常采用磁芯材料进行闭环测量^[31]。然而，磁芯的引入会导致霍尔传感器体积增大，并且限制了其带宽扩展至 MHz 级别。

一种差分霍尔传感器能够在无需磁芯的情况下，有效提高抗干扰能力，同

时显著减小体积,并将带宽提高至 1MHz ^{[32][33]}。但霍尔传感器对磁场的灵敏度相对较低,需要提升后级放大电路的增益,但这会降低带宽。同时,霍尔元件具有固有缺陷,导致其输出具有偏置电压^[34]。工业界通常使用旋转电流法来抵消偏置电压^[32]。在传感器内部设计了一个高频电流开关对霍尔元件进行驱动^[35],因此霍尔传感器的带宽受限于驱动频率,同时复杂的电路增加了电路的固有噪声,限制了其在弱电流和高频检测的应用^[36]。

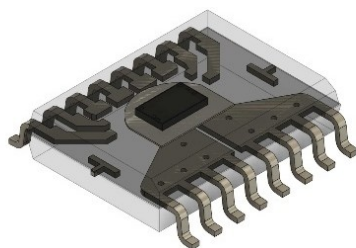


图 1-9 差分霍尔电流传感器^[33]

1.3.4 磁电阻电流传感器

磁电阻 (Magnetoresistance, MR) 描述了一种材料特性,即电阻值随着外部磁场的变化而变化。这种现象的发生是因为电子的自旋会产生磁场,当外部磁场作用于这些电子时,能够改变它们自旋的排列方向。电子自旋方向的排列会影响其在材料中的运动阻力,进而改变材料的电阻值。各向异性磁电阻 (Anisotropic Magnetoresistance, AMR)、巨磁电阻 (Giant Magnetoresistance, GMR) 和隧道磁电阻 (Tunneling Magnetoresistance, TMR) 等都属于磁电阻^[25]。该类传感器具有线性度好、精度高、功耗低和响应速度快的特点,其中 TMR 灵敏度最高^[37],因而具有更好的软电流检测能力和更高的带宽。

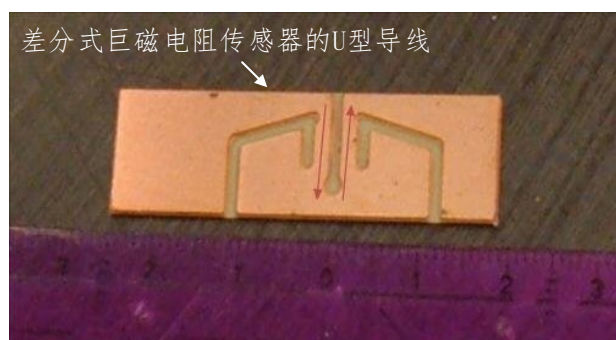


图 1-10 差分 GMR 传感器的 U 型导体^[40]

为测量电流,工业界一般使用差分结构构建磁电阻电流传感器,与差分霍尔方案一样,差分磁电阻电流传感器具有抵抗外界磁场干扰的能力,且带宽高

于差分霍尔电流传感器，可达 10MHz^[38]。但高灵敏度和高带宽的特性，也使其对寄生参数^{[39]-[44]}和温度^[45]较为敏感。

1.3.5 混合型电流传感器

混合型（Hybrid）电流传感器组合使用多种感应单元，以达到拓宽传感器带宽、确保交直流测量能力的目的。混合型电流传感器使用霍尔或磁电阻测量低频电流成分，罗氏线圈或互感器测量高频电流成分，利用低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和陷波器搭配处理不同感应单元的带宽衔接位置^[46]，以保证输出增益稳定。但该类传感器的设计较为复杂，传感器固有噪声大，且成本较高。

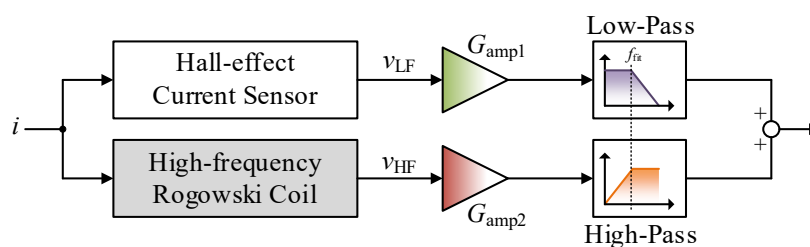


图 1-11 Hall + RC 混合型传感器功能框图^[46]



图 1-12 TMR + CT 混合型传感器^[47]

1.3.6 高频电流检测方案小结

表 1-1 对上述不同电流检测方案的进行了综合参数的对比。基于欧姆定律的分流器带宽相对较高，但其侵入式的测量且不隔离，会在控制电路中引入共模噪声，且损耗较大；基于电磁感应原理的罗氏线圈和电流互感器具有电气隔离测量的特点，同时具有高带宽，但无法测量直流电流，且测量低频交流时准确性差；基于检测电流磁场的霍尔传感器和磁电阻传感器，则兼具非侵入式、高带宽和交直流可测的能力的特点。以 TMR 为代表的磁电阻相对于霍尔元件具有更高的灵敏度，目前商用 TMR 电流传感器的带宽已达到 10MHz，具有很好

的应用前景。混合型传感器兼具多个传感器的优点，可以实现更高的带宽，但传感器复杂度及成本显然更高。因此，接下来将以 TMR 电流传感器为对象，介绍其研究现状和待解决的技术问题。

表 1-1 不同电流检测方案的对比

类别	带宽	直流测量	电气隔离	测量范围	功耗
分流器、同轴电阻	MHz	是	否	A-kA	W-kW
罗氏线圈	kHz-MHz	否	是	A-MA	mW
电流互感器	kHz-MHz	否	是	A-kA	mW
霍尔传感器	kHz-MHz	是	是	A-kA	mW
AMR、GMR	kHz-MHz	是	是	mA-kA	mW
TMR	MHz	是	是	μ A-kA	mW

1.4 TMR 电流传感器的电磁干扰问题

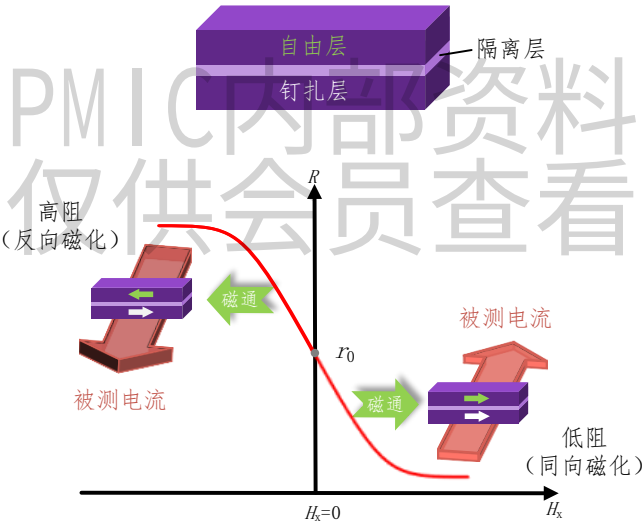


图 1-13 磁隧道结的 $H_x - R$ 特性曲线

隧道磁电阻 TMR 是由一种叫做磁隧道结 (Magnetic Tunnel Junction, MTJ) 的多层薄膜材料串联组成的。按照功能可划分为三层，分别为自由层 (free layer)、绝缘层 (insulator) 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，其磁化方向会跟随外界磁场变化而变化；钉扎层矫顽力大，其内部磁场磁化方向固定不变。图 1-13 展示了磁隧道结的 $H_x - R$ 特性曲线。利用该特性，可以将电流磁场的变化转化为阻值变化，再通过惠斯登电桥将阻值变化转化为电压信号，即可测量电流大小。该拓扑被称为矢量

磁探头，图 1-14 展示了矢量磁探头的电路图。

然而矢量磁探头无法区分电流产生的磁场和外界产生的磁场，因此在高频变换器复杂的磁场环境中，TMR 传感器及其容易受到干扰。一些文献通过闭环 TMR 传感器的拓扑，利用磁元件增强被测电流产生的磁场^[48]，但此类方法不仅会造成传感器体积过大，同时该类传感器功耗较大，无法充分发挥 TMR 功耗低的优势。另一类方法是设置磁屏蔽来隔绝外界磁场^[49]，或设置多组 TMR 阵列利用安培定律消除磁场干扰^[47]，此类方法虽然改善了高频的电流检测质量，但会造成传感器体积过大，与高功率密度的应用场景相悖。软件内部可以通过控制器算法对噪声进行滤除^[50]，但该类方法会对带宽和测量的响应速度造成影响。

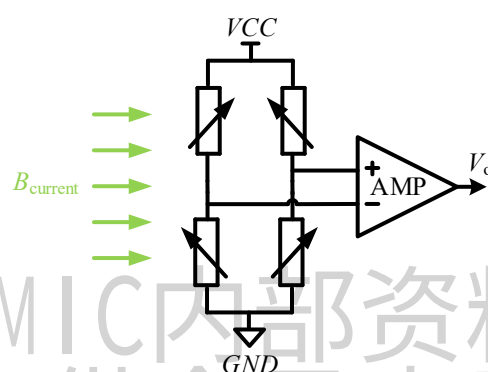


图 1-14 矢量磁探头结构的 TMR 电流传感器

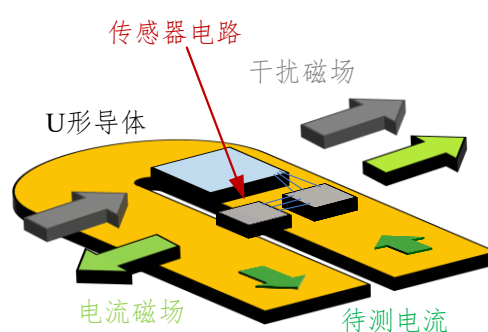


图 1-15 差分 TMR 电流传感器的磁场分布示意图

目前，在高功率密度的电源内部，通常使用差分 TMR 电流传感器，其特点是结构简单、无磁芯和小体积。如图 1-15，差分 TMR 电流传感器使用 U 形导体来改变被测电流产生的磁场的分布^[40]，在 U 形导体的两侧产生方向相反的磁场，而外界干扰磁场方向单一，可以通过电路结构差分放大电流磁场，抵消外界干扰磁场，其原理将在第 2 章详细介绍。

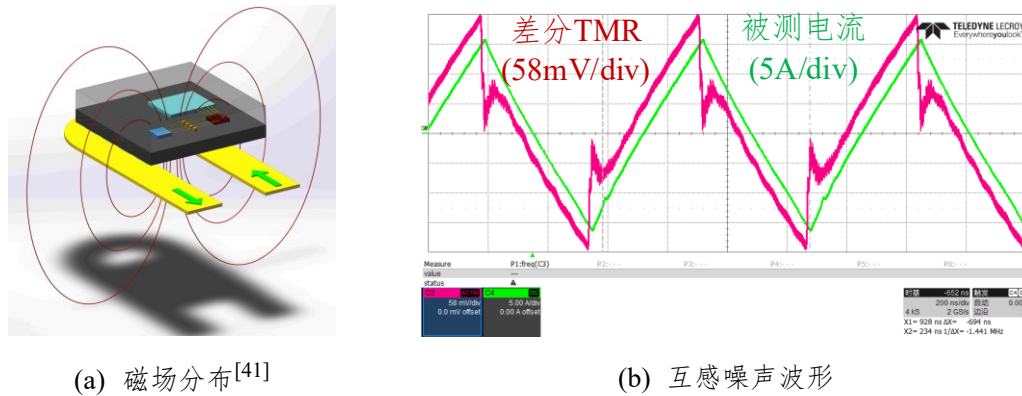
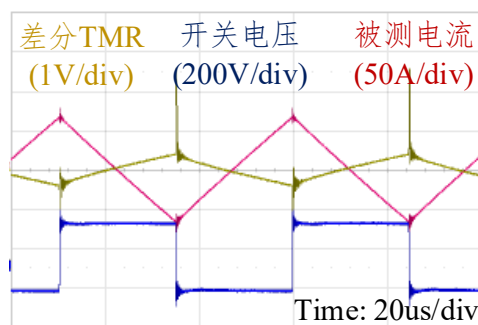
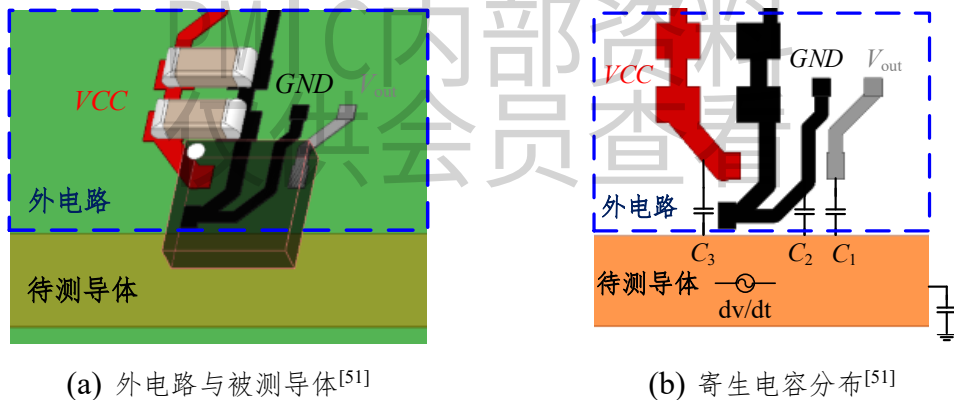


图 1-16 差分 TMR 电流传感器的磁场分布和互感耦合现象

然而，U 形导体对磁场的改变会对传感器电路的高频电流检测造成影响。如图 1-16(a)，被测电流流经 U 形导体时产生的交变磁场穿越了传感器电路，与传感器产生互感耦合，使传感器输出包含互感电动势。文献[41]对该问题已有细致的分析，称该噪声为互感噪声，其波形如图 1-16 (b)所示。本文后续将简单介绍互感噪声的产生机理，并对其频域特性进行分析，设计补偿器以消除互感噪声，并实验验证其可行性。



(c) 互容噪声波形

图 1-17 差分 TMR 电流传感器的寄生电容和互容耦合现象

如图 1-17，U 型导体较大的面积会与传感器电路之间形成寄生电容，当被

测导体电压发生跳变时, 所产生的 dv/dt 经由寄生电容在传感器输出中引入开关尖刺。文献[51]对该现象进行了分析, 并提出了梳状地屏蔽 (Comb-shaped Shield) 对该噪声进行了有效抑制。基于该噪声的产生机理, 本文将其简称为互容噪声, 后续将分析互容噪声的传递路径, 构建电路模型, 通过仿真和实验验证模型的准确性, 并根据模型分析梳状地屏蔽的原理。

1.5 本文主要研究内容

本文以车载充电机高效率、高功率密度的需求为背景, 针对 OBC 变换器开关频率提高, 导致高频电流采样出现互感噪声和互容噪声的问题, 选择 TMR 电流传感器作为研究对象, 通过对 TMR 电流传感器传感器的互感噪声和互容噪声, 电流传感器延迟对 PFC 控制的影响进行研究, 旨在提供一种优秀的高频电流采样方案。本文的主要内容如下:

第一章介绍了车载充电机现有的两级架构和内部采用的电流采样方案, 并对电流检测技术进行了分类, 并对其工作原理、带宽范围、应用场景进行介绍后, 本文选择了 TMR 作为研究对象, 指出了其高频应用中的电磁干扰问题, 明确了本文的工作内容。

第二章介绍了商用 TMR 电流传感器的结构与工作原理, 随后展示了在应用中暴露出的互感噪声与互容噪声, 并对其进行了时域分析与建模。之后, 根据噪声的传递函数设计补偿器, 分析并验证补偿器的噪声抑制效果和对传感器带宽的影响。

第三章提出了一种双端差分结构的 TMR 电流传感器, 并从理论介绍了该传感器抵消互感与互容的原理。根据理论设计了样机并测试其电流检测效果, 通过实验评估其能力。根据实验结果, 引入梳状地屏蔽增强对互容噪声的抑制效果。

第四章搭建了一台图腾柱 PFC 测试样机, 介绍了 PFC 的工作原理, 并分析了电流检测的延迟对 PFC 的影响。然后在 PFC 上对比 Do-DTMR 传感器与 Hall 传感器的采样和控制效果, 并比对理论分析和实验现象。

第五章对全文进行了总结, 并对本文工作的不足和该方向的未来工作进行了展望。

2 TMR 电流传感器的互感耦合与互容耦合

本章将介绍商用 TMR 电流传感器（单端差分 TMR 电流传感器）的工作原理。通过实验，展示了单端差分 TMR 电流传感器存在的两个主要问题：互感噪声和互容噪声。随后，分析了噪声产生的原理，并构建相应的电路模型，并通过仿真和实验验证其准确性。根据噪声的频域特性，采用极点补偿的方法来抑制这两类噪声，并对补偿器的参数进行设计。最终，通过实验验证补偿器的噪声抑制效果及其对响应速度的影响。

2.1 隧道磁电阻芯片

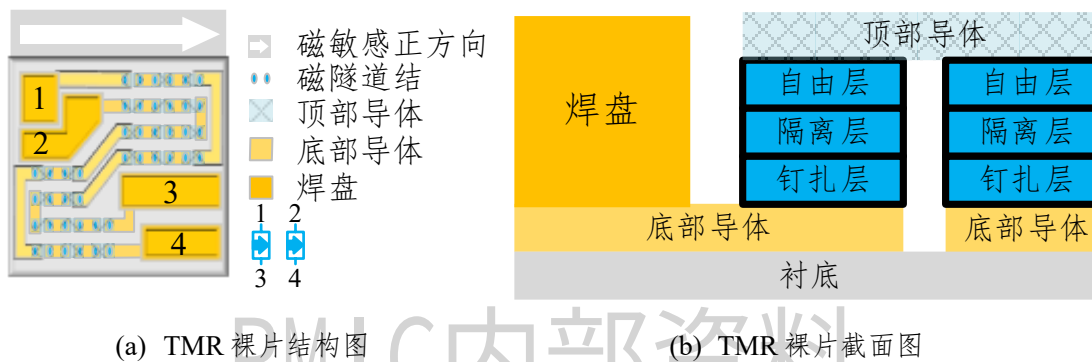


图 2-1 本文采用的 TMR 裸片

图 2-1 展示了本文采用的隧道磁电阻芯片（Sinomags）的结构，每颗裸片包含两颗隧道磁电阻，尺寸为 $0.5\text{mm} \times 0.5\text{mm}$ 。图 2-1(a) 中的白色箭头为磁电阻的磁敏感正方向。当磁场强度在一定范围内时，磁电阻的阻值会与外界磁场成线性相关变化：磁场沿磁敏感正方向流经磁电阻时，磁电阻阻值会增大；沿反方向流经时，磁电阻阻值会减小。图 2-1(b) 中的截面图展示了两个磁隧道结的连接方式，磁隧道结之间通过顶层导体(top conductor)和底层导体(bottom conductor)进行串联。

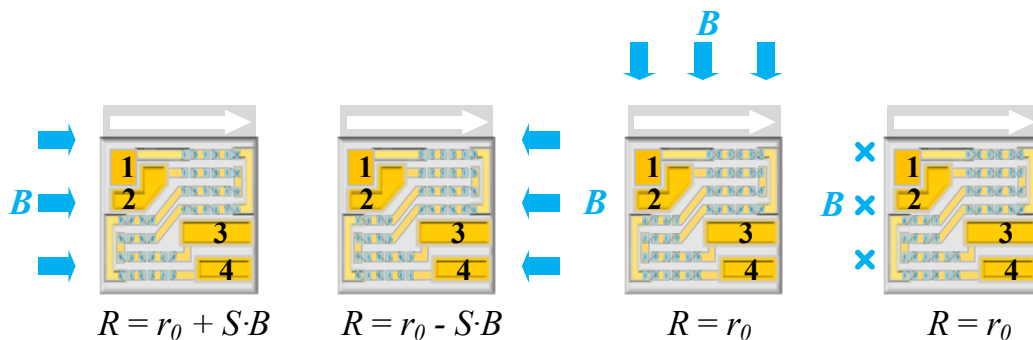


图 2-2 不同方向的磁场对磁电阻阻值的影响

图 2-2 展示了磁电阻的单向敏感特性，磁电阻只对磁敏感方向轴向上的磁场敏感，对于与磁敏感方向垂直方向的任意磁场向量均不会产生阻值变化。因此，通过恰当的结构设计，可以更好地区分磁场的来源是待测导体还是外界干扰。

2.2 单端差分 TMR 电流传感器

单端差分 TMR 电流传感器（Single-ended Differential TMR, Se-DTMR）的结构如图 2-3 所示，大致可以分为三部分：U 形导体，由四颗磁电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 构建的惠斯登电桥，信号调理运算放大器。U 形导体用于产生对称的等大反向的磁场，磁电阻电桥用于将磁场交变导致的磁电阻阻值变化转化为电压信号，信号调理运算放大器用于放大电压信号和提供偏置电压。下面对 Se-DTMR 电流传感器采用的磁电阻芯片和信号调理运放芯片的结构和功能进行介绍。

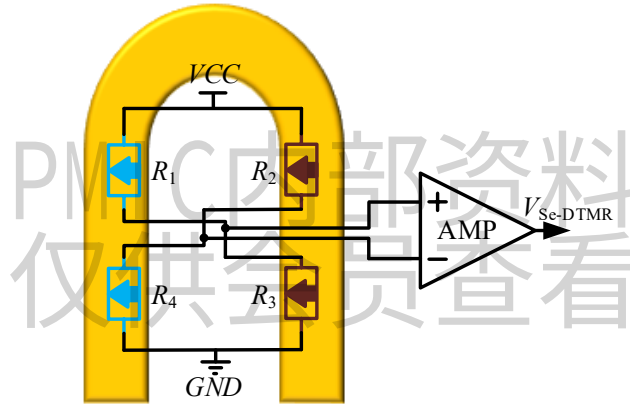


图 2-3 Se-DTMR 电流传感器结构图

2.2.1 工作原理

根据磁电阻的特性和 Se-DTMR 电流传感器的结构，对输出电压 $V_{Se-DTMR}$ 和待测电流 I 的数学关系进行推导，图 2-4 展示了传感器内部磁电阻的排布和连接方式。当被测电流流经 U 形导体时，待测电流产生的磁场会使磁电阻发生阻值变化。

根据图 1-13 和图 2-2 对磁电阻阻值和外部磁场之间关系的分析，可以推导出当以图示方向流过被测电流时，单端差分 TMR 电流传感器内部 4 颗磁电阻的阻值变化：

$$R_1 = R_4 = r_0 - S \cdot B_1 \quad (2-1)$$

$$R_2 = R_3 = r_0 + S \cdot B_2 \quad (2-2)$$

其中，磁场 B_1 和 B_2 为电流流经 U 形导体后在左右两端产生的有用磁场分量（平行于磁电阻磁敏感方向）， S 为磁场灵敏度（单位 Ω/Gs ）， r_0 为磁电阻在无磁场情况下的初始阻值。

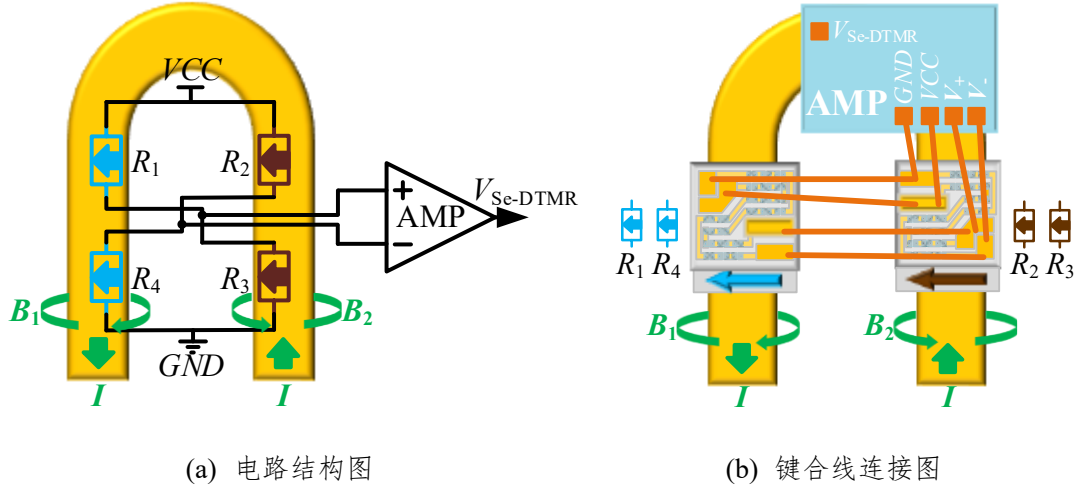


图 2-4 单端差分 TMR 电流传感器的电气结构

由此，可以推导出单端差分 TMR 电流传感器后级调理运放的正负输入端电压和输出电压为：

$$V_+ = VCC \frac{R_3}{R_1 + R_3} = VCC \frac{r_0 + S \cdot B_2}{2r_0 + (B_2 - B_1)} \quad (2-3)$$

$$V_- = VCC \frac{R_4}{R_2 + R_4} = VCC \frac{r_0 - S \cdot B_2}{2r_0 + (B_2 - B_1)} \quad (2-4)$$

$$V_{Se-DTMR} = A \cdot (V_+ - V_-) = A \cdot VCC \frac{S \cdot (B_2 + B_1)}{2r_0 + (B_2 - B_1)} \quad (2-5)$$

其中， VCC 为电桥的供电电压， A 为信号调理运放的总增益倍数。

因为 U 形导体的结构对称性，两侧磁场的大小相同，同时，由于安装位置固定，磁电阻检测到的磁场关于被测电流线性相关，系数为 γ （单位 Gs/A ）：

$$B_1 = B_2 = \gamma I \quad (2-6)$$

根据上式，式 2-6 可化简为：

$$V_{Se-DTMR} = A \cdot VCC \frac{S \cdot \gamma \cdot I}{r_0} \quad (2-7)$$

因为运放增益 A 、电桥供电电压 VCC 、磁电阻灵敏度 S （ Ω/Gs ）和电流磁场变换比 γ （ Gs/A ）均为常数，单端差分 TMR 电流传感器的输出 $V_{Se-DTMR}$ 关于

被测电流 I 呈严格的线性相关，所有系数可化简为 k (mV/A)：

$$V_{Se-DTMR} = kI \quad (2-8)$$

当环境中存在干扰磁场时，由于磁电阻的单向磁敏感特性，与磁敏感方向正交的分量均不会对磁电阻阻值造成影响，即不会使传感器输出变化。

图 2-5 展示了外界干扰磁场 $B_{inference}$ （磁敏感方向分量）干扰下的传感器电路，由于 4 颗磁电阻设置了完全相同的磁敏感方向，由于磁电阻尺寸较小，可以认为 4 颗磁电阻感受到的磁场近似等同向：

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = r_0 - S \cdot B_{inference} \quad (2-9)$$

根据式 2-3 至 2-5 可知，传感器对于该部分磁场的输出为 0，这代表着单端差分 TMR 电流传感器对于外界磁场具有一定的抗干扰能力。

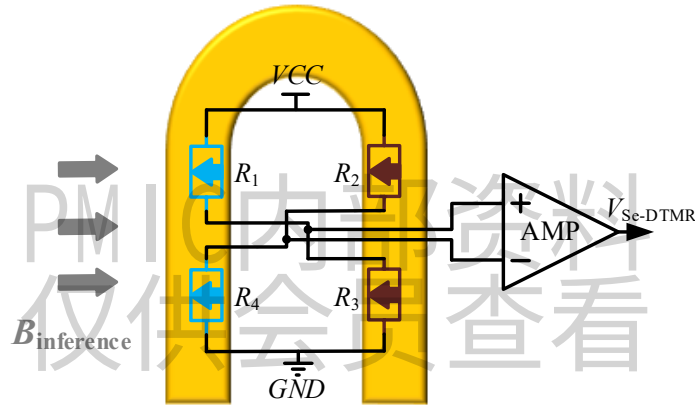


图 2-5 外界干扰磁场流经单端差分 TMR 电流传感器

2.2.2 信号调理运放芯片

信号调理芯片负责以下几个功能：提供一个稳压源为磁电阻电桥供电，对磁电阻电桥的桥臂中点电压差进行放大，为输出提供参考电压，根据温度对放大增益和参考电压校准。其系统功能图如图 2-6 所示，分为四个部分：输入级、第二级、细调级和输出级，其中每级运放的增益带宽积（GBWP）为 20MHz。

输入级 G_1 为桥臂电压信号提供了主要的粗调增益，最高可达 128 倍。输入级的结构是一个可调增益仪表放大器，主要的特点是高输入阻抗，高共模抑制比（CMRR）以及宽调节范围。相较于普通的差分放大电路，其输入阻抗更大，可以有效地减小磁电阻电桥的信号损失，防止因驱动能力不足导致的波形畸变；同时，仪表运放的正负输入阻抗高度一致，可以防止正负输入端阻抗不平衡造成的测量误差。SWAP 功能则可以在内部交换输入信号的正负极性。

第二级 G_2 承担了两个功能：第一，为输出提供了偏置电压；第二，对信号进行进一步细致地放大，其放大倍数可提供的选项包括 1.182 倍，1.4 倍，1.667 倍，2 倍，2.429 倍，3 倍，3.5 倍，4 倍共 8 档。第二级会把参考电压 V_{ref} 根据车规级的温度范围 -40°C 至 125°C 分为 16 个寄存器分别存储，目的是能够使不同温度下的参考电压修调至 10mV 以内的误差范围。

细调级的位置在第二级和输出级之间，等效电路是一个电位器，可以提供 1/3 倍-1 倍范围内的增益，调节精度为 14 位。细调级的增益参数同样也会在 16 个寄存器地址内分别设置，以保证全温度范围内的增益线性程度。

输出级 G_o 在整个放大信号链的末端，承担的作用主要是输出负载驱动，至多可以提供 45mA 的负载驱动能力。

因此，该信号调理运放的输出可以归纳为：

$$V_{amp} = k \cdot (V_+ - V_-) + V_{ref} \quad (2-10)$$

式中 k 为电路的整体放大增益， V_{ref} 为输出的参考电压，使单极供电的运放能输出交流信号，大小通常为供电电压的一半。

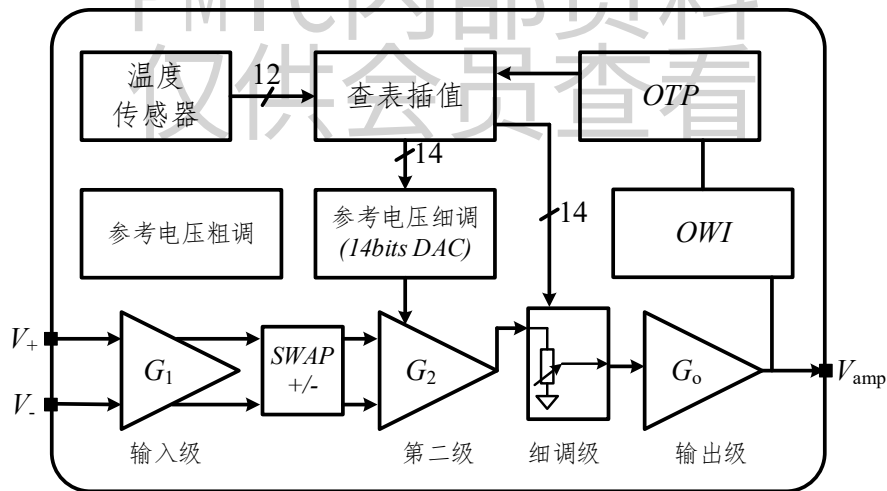


图 2-6 信号调理运放芯片功能图^[44]

2.3 互感噪声

本节根据单端差分 TMR 电流传感器对带宽内不同频率电流的测量波形，发现其在测量 1MHz 三角波电流时波形产生畸变的现象，并基于传感器的内部结构，推断出待测导体和传感器内部键合线（bonding wires）之间的存在互感耦合。

2.3.1 波形畸变现象

图 2-7 展示了测试电路和测量设备。测试电路为由 GaN 器件 (GS61008P) 搭建的半桥电路, 桥臂中点间挂电感负载用于形成三角波电流, 其频率与主开关管频率一致, 最高可达 2MHz 以上。将单端差分 TMR 电流传感器的 U 形导体串联至电感支路上, 被测电流采用 CP030 (带宽 30MHz) 电流探头测量, 传感器输出信号经同轴电缆接入示波器测量。

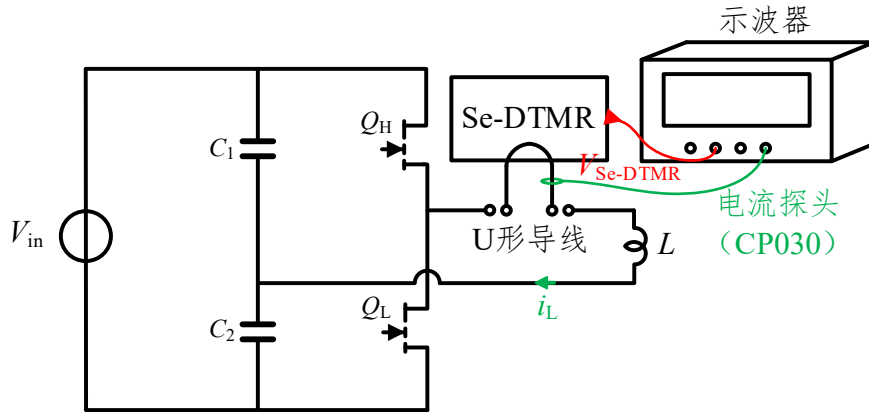


图 2-7 半桥测试电路和测量设备

图 2-8 展示了单端差分 TMR 电流传感器 (Sinomags, STK-616Z^[52]) 对 100kHz, 峰峰值 40A 的三角波电流的测量波形。单端差分 TMR 电流传感器对待测电流有较好的拟合, 相较于 CP030 电流探头的测量结果, 几乎没有时间延迟。但对于开关动作处, 可以看到轻微的波形畸变, 但无法判断该畸变是否是测量引入的开关噪声。

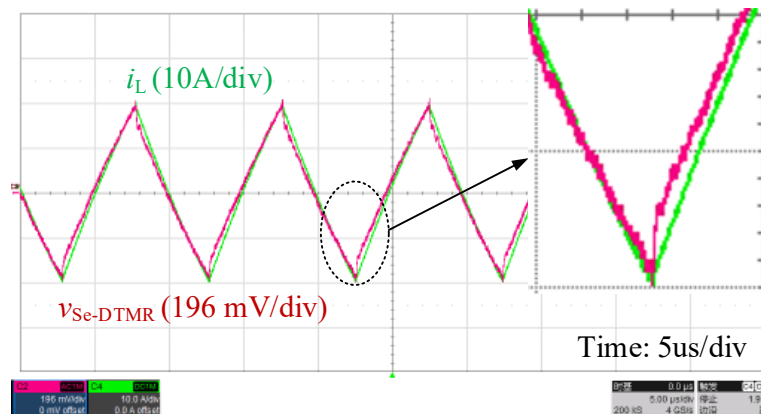


图 2-8 100kHz 三角波电流的测量波形

随着开关频率的提升, 这种畸变现象变得非常明显, 且可以从畸变的频率

判断，这是一种与被测电流同频的噪声，并非是开关动作处的测量引入。图 2-9 展示了 1MHz 三角波的测量畸变现象。

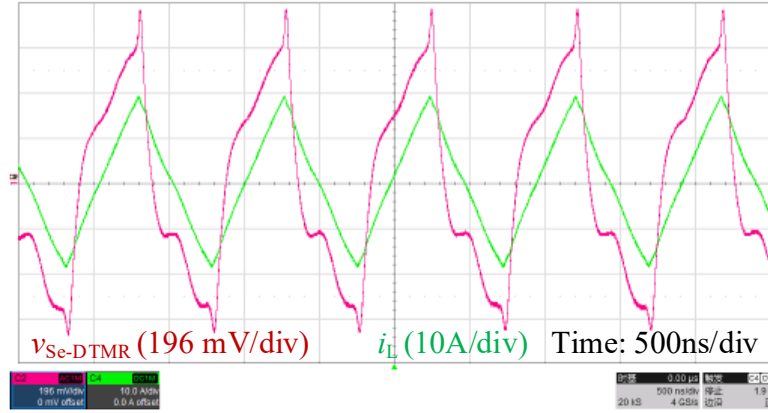


图 2-9 1MHz 三角波电流的测量波形

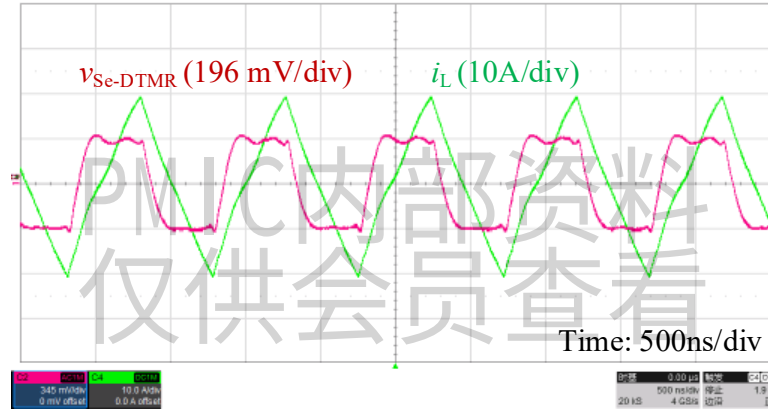


图 2-10 1MHz 三角波电流的噪声波形

单端差分 TMR 电流传感器对外界磁场具有一定的抵抗能力，波形畸变现象又表现出与被测电流同频的规律，该噪声有可能是被测电流自身产生的。可以通过将 U 形导体旋转 90° 的方法^[41]，使 U 形导体产生的磁场与磁敏感方向垂直，传感器无法检测被测电流产生的磁场，而这种噪声仍旧存在，且表现为方波，其噪声波形如图 2-10 所示。

2.3.2 互感噪声的产生机理

这种噪声的特性与被测电流同频且与被测电流存在 90° 的相差，考虑到二者之间不存在电气连接，这种噪声耦合路径只有可能是磁场耦合，符合互感特性，可知该噪声的表达式为：

$$V_{\text{induced}} = \pm M \frac{dI}{dt} \quad (2-11)$$

由于传感器内部的线路较为复杂，互感这一集总参数的同名端方向是不确定的，所以其正负极性无法确定。

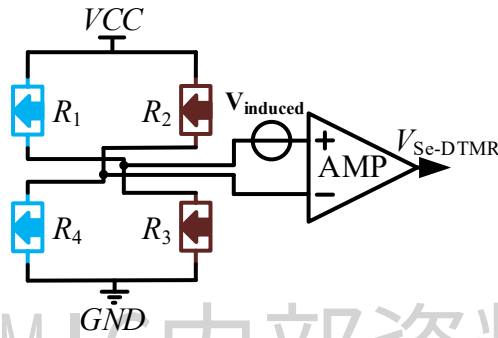
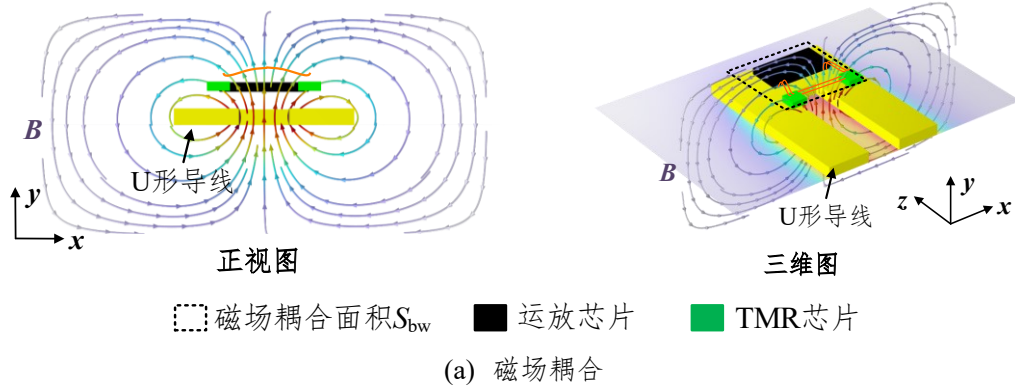


图 2-11 U 形导体和传感器的磁场耦合

互感现象是两个线圈的公共交变磁通传递能量的过程^[53]。在传感器中，原边为被测电流的 U 形导体，副边为传感器的键合线环路，图 2-11 展示了这种互感耦合现象的磁场分布和受互感影响的传感器等效电路。

从磁场角度来说，U 形导体和芯片内部键合线构成的环路（面积为 S_{bw} ）可以视作两个线圈，U 形导体产生的交变磁场关于二者公共平面的法向量 B_y 是互感噪声的主要影响因素，直接影响了互感 M 的大小，由法拉第电磁感应定律可得：

$$V_{induced} = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{dB_y}{dt} \cdot S_{bw} \propto I \cdot f_{sw} \quad (2-12)$$

根据图 2-11(a)从磁场分布情况可以看出，U 形导体的两侧产生的 y 轴磁场分量 B_y 在中间穿越 TMR 芯片的区域同向叠加，该特征会使互感噪声加剧，且该分量正比于电流 I 和开关频率 f_{sw} 。同时，由图 2-11(b)可知，受到互感影响的传感器相当于在磁电阻电桥的回路当中串联了一个受控电压源，所以互感噪声也会被后级信号调理运放放大，这也是波形畸变现象明显的原因。

2.4 互容噪声

本节将对 TMR 电流传感器在开关器件产生的 dv/dt 的影响下导致的开关尖刺进行分析和研究。搭建 GaN 器件半桥逆变电路进行实验测试，捕捉电流传感器采样在开关动作处的异常波形。通过分析，该现象是共模噪声（CM Noise）导致的，来源于待测导体功率侧与传感器电路模拟侧之间的位移电流，其路径为二者之间的层间寄生电容。结合实验现象和层间电容的理论，对此种互容噪声进行了建模并验证其合理性。

2.4.1 开关尖刺现象

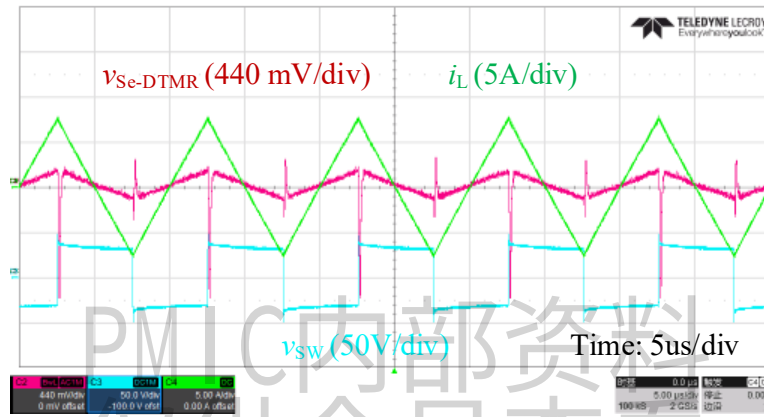


图 2-12 $dv/dt = 5V/ns$ 时 100kHz 三角波电流的测量波形

本实验采用了图 2-7 的实验电路，输入母线电压 60V，功率电感大小为 $15\mu H$ ，GaN 器件的驱动电阻设置为 5.1Ω ，其开通关断时间均为 12ns，产生了一个 5V/ns 的较大 dv/dt 幅值。实验波形如图 2-12 所示，可以在开关动作处看到非常大的开关尖刺。值得注意的是，器件开通关断的产生的 dv/dt 大小相同，但开关尖刺的幅值却不相同。

由于被测功率导体与 TMR 芯片及其外电路存在交叠面积，由式 2-13 可知，不同电气网络之间均存在寄生电容。

$$C_{para} = \frac{\epsilon S}{d} \quad (2-13)$$

其中， ϵ 为绝缘材质的介电常数， S 为构成电容器的两侧导体的交叠面积， d 为两侧导体之间绝缘介质的厚度。

如图 2-13(a)，TMR 传感器的外电路和待测导体均为导电金属材料，并在垂直方向上有一定程度的交叠，中间通过绝缘介质 FR-4 ($\epsilon=4.6$) 隔离，构成了寄

生电容的要素，其等效电路模型在图 2-13(b)中展示。由于，该种现象源自于不同电气网络之间的互电容，本文将其称为互容噪声。

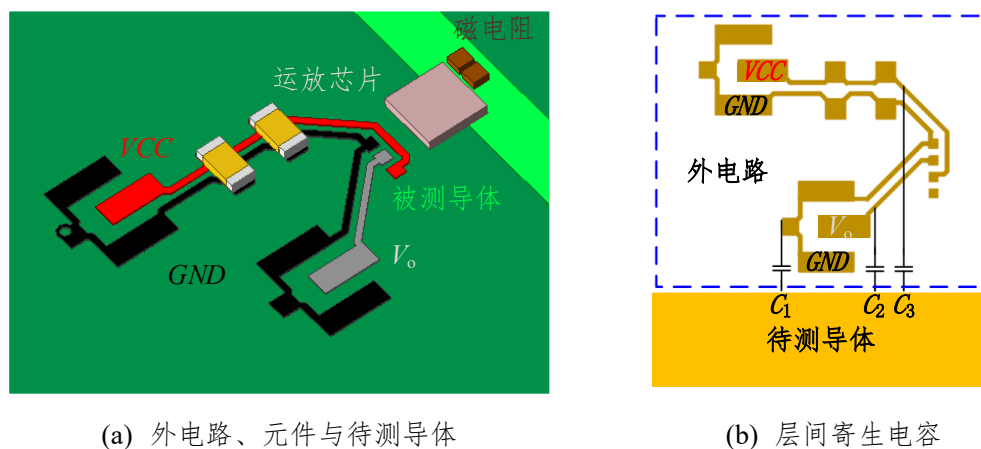


图 2-13 TMR 电流传感器与待测导体间的寄生电容

2.4.2 互容噪声的产生原理

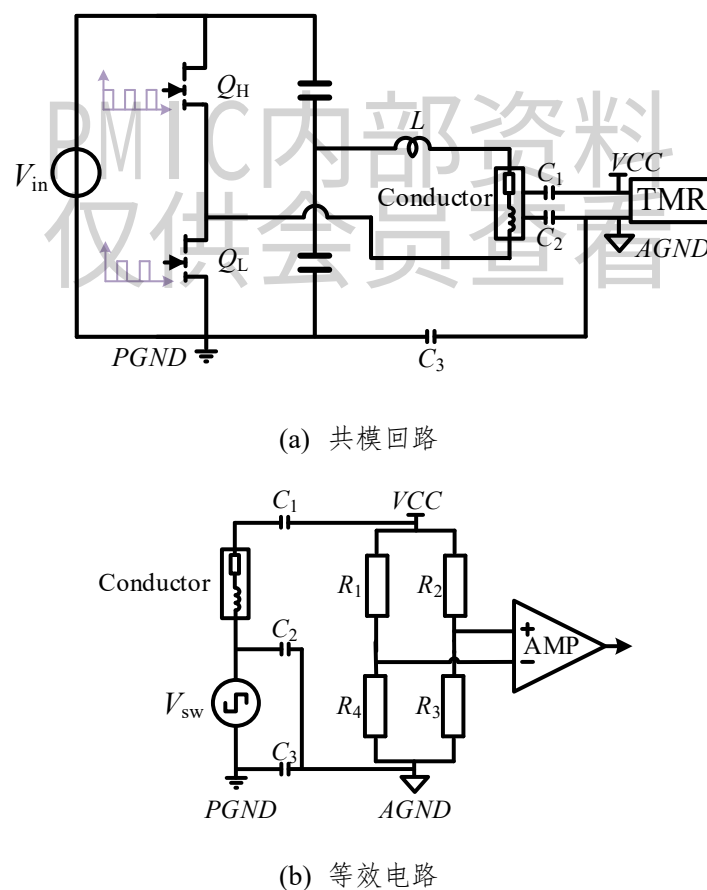


图 2-14 互容噪声的耦合电路

表 2-1 共模耦合模型参数

参数名称	电阻/m Ω	电容/pF	电感/nH
Conductor	3	0	7.44
C ₁	0	0.15	0
C ₂	0	0.18	0
C ₃	0	0.2	0

为了更细致地研究并解决互容噪声，下面将对整个位移电流噪声的回路进行建模，电路模型如图 2-14 所示。其中，待测导体 (R_{con} 和 L_{con})，寄生电容 C_1 ，寄生电容 C_2 和寄生电容 C_3 均通过 Q3D 仿真的 CG 参数提取得出，各参数如表 2-1 所示。

根据图 2-14 的模型与表 2-1 的参数，构建了电路仿真，图 2-15 展示了仿真波形与实测波形的对比。仿真波形与实验波形有明显的幅值差异，同时仿真模型的噪声极性始终是负向的，而实验结果中的噪声的极性是正负交替的。

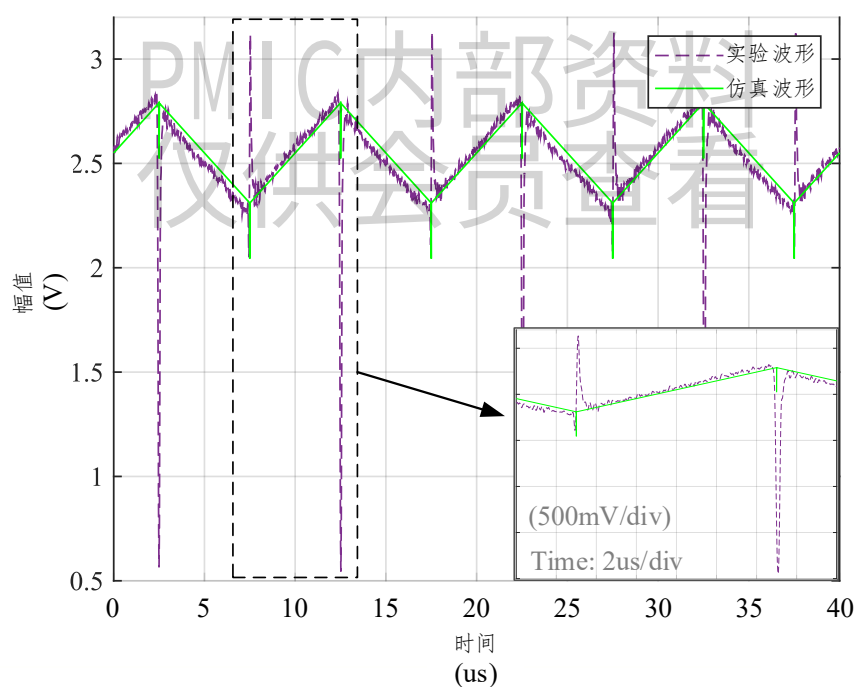
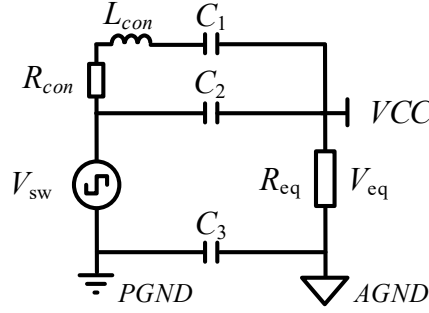


图 2-15 互容噪声的仿真与实测波形

为了分析该问题，对图 2-14 中的等效电路进行简化，对 TMR 传感器电路的供电端口 $VCC-AGND$ 进行戴维南等效，如图 2-16 所示。

图 2-16 传感器 V_{CC} - $AGND$ 端口的戴维南等效电路

实验所采用的 TMR 电流传感器量程 30A，四颗磁电阻阻值变化幅度约为 20Ω ，相较于初始阻值的 $10k\Omega$ 可以忽略不计，根据戴维南定理，等效电阻 R_{eq} 大小为 $10k\Omega$ 。由于电路仅有无源器件加在 TMR 电桥上的电压 V_{eq} 与开关电压 V_{sw} 正相关：

$$V_{eq} = V_{sw} \frac{R_{eq}}{Z_1 // Z_2 + R_{eq} + Z_3} \quad (2-14)$$

$$Z_1 = R_{con} + j\omega L_{con} + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2-15)$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} \quad (2-16)$$

$$Z_3 = \frac{1}{j\omega C_3} \quad (2-17)$$

根据叠加定理，仅考虑共模噪声对电路的影响，参考式 2-5 可知传感器输出的互容噪声成分 V_{AMP_CM} 为：

$$V_{AMP_CM} = A \cdot V_{eq} \cdot \frac{R_3 - R_4}{2r_0} = A \cdot V_{eq} \cdot \frac{S \cdot \gamma \cdot I}{r_0} \quad (2-18)$$

因为功率电感 L 上电流 I 的伏秒平衡：

$$I = \frac{V_{sw}}{L} T_{on} \quad (2-19)$$

因此噪声信号与开关电压的平方正相关，不再存在正负极性：

$$V_{AMP_CM} \propto V_{sw}^2 \quad (2-20)$$

实验所采用的 TMR 传感器工作时，磁电阻的变化范围在 $\pm 20\Omega$ 左右（初始

阻值的 0.2%)。所以, 在 TMR 电路中可能存在一个固定的阻性因素, 其阻值大小相对于 TMR 的阻值变化范围更大, 在互容噪声作用时占据主导。

TMR 自身作为一种多层薄膜材料，其电气特性不单纯是一个电阻，而是电阻与电容的组合，因此 TMR 的阻值精度相对较低，误差值大于 1% (100Ω)。因此图 2-17 对模型进行了修正，引入了一个误差电阻 R_{err} ，其阻值大小为 100Ω。

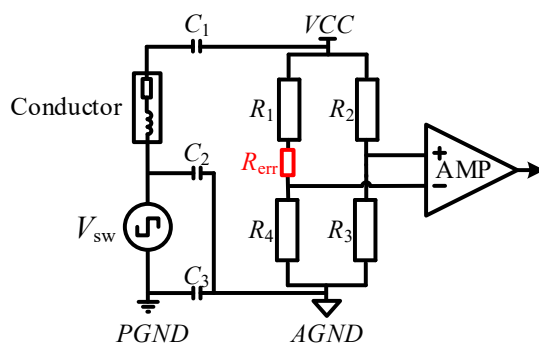


图 2-17 优化后的互容噪声模型

此时根据 TMR 的工作原理, 对传感器的输出进行推导, 判断 100Ω 的误差, 会不会对传感器的电流信号 I_{current} 造成严重的影响。结合式 2-1 至式 2-8 可得:

$$V_{current} = A \cdot VCC \cdot \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_{err} + R_4} \right) \quad (2-21)$$

$$= A \cdot VCC \cdot \frac{R_{err} \cdot r_0 - S \cdot \gamma \cdot I (4r_0 + R_{err})}{(R_2 + R_3) \cdot (R_1 + R_{err} + R_4)}$$

由于式 2-23 中, $R_{err} \ll R_n \leq 4r_0$, $n=1,2,3$ and 4

$$V_{current} \approx A \cdot VCC \cdot \frac{R_{err} \cdot r_0 - 4S \cdot \gamma \cdot Ir_0}{(R_2 + R_3) \cdot (R_1 + R_4)} = A \cdot VCC \cdot \frac{-4S \cdot \gamma \cdot I + R_{err}}{4r_0} \quad (2-22)$$

当 R_{err} 为 100Ω 时, R_{err} 并没有影响电流信号的检测, 但造成了约 0.25% 的偏置电压误差。

对于互容信号的作用机理, 根据式 2-24 的分析, 若互容噪声与实验波形一样极性正负交替, 式 2-24 的分子项需恒为正, 即满足

$$R_{\text{ave}} - 4S \cdot \gamma \cdot I \geq 0 \quad (2-23)$$

根据实验采用的传感器的参数配置, R_{err} 大小超过 90Ω 时即可满足该条件。

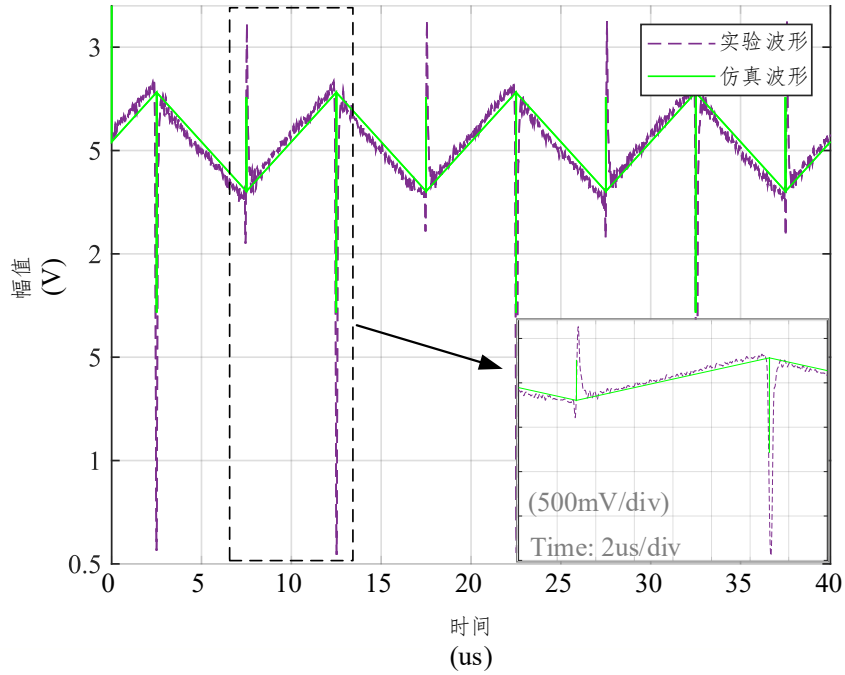


图 2-18 修正后的互容噪声的仿真与实测波形

优化模型后，构建了电路仿真，图 2-18 展示了优化后的模型仿真波形与实测波形的对比。考虑了电阻的误差后，互容噪声的幅值和极性均得到了拟合。优化后的模型也解释了 dv/dt 一致的开关过程中，互容噪声幅值不相等的现象。

2.4.3 互容噪声的解耦

如图 2-19，TMR 传感器的电路构成为惠斯登电桥，该结构具有良好的抵抗共模噪声的能力，流经 C_1 与 C_2 的共模成分 I_{CM} 不会使电桥的两端产生压差，只有差模成分 I_{DM} 才会使电桥内部形成噪声环流。根据推断，在仿真中添加了 100nF 的解耦电容 $C_{decouple}$ ，互容噪声被消除。但在实验中，无法复现该结论。

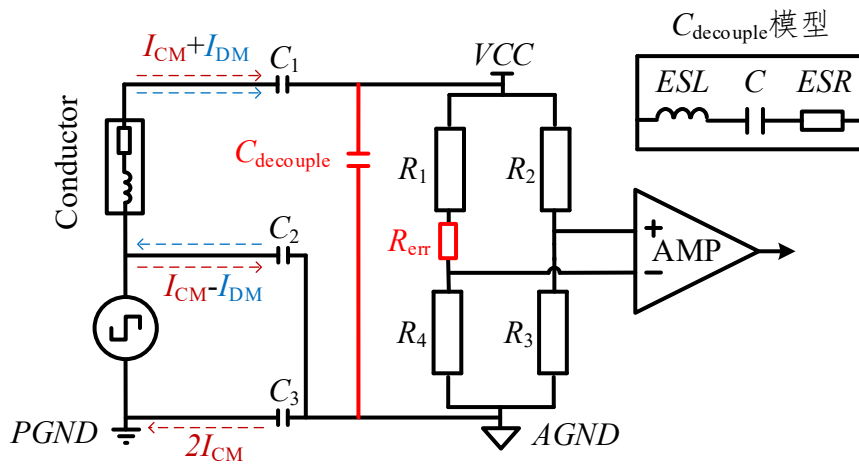


图 2-19 解耦电容去除互容噪声

实验中采用了 $10\mu\text{F}$ 与 100nF 的 MLCC 并联来解耦噪声。由于 $10\mu\text{F}$ 的 MLCC 的等效串联电阻 (ESR) 与等效串联电感 (ESL) 较大, 对高频噪声近乎不起作用, 因此一般采用 100nF 的 MLCC 解耦高频噪声。但根据所采用的 100nF 的频率特性曲线^[54], 可以推算出其 ESL 为 1.5nH , ESR 为 $30\text{m}\Omega$, 谐振频率约为 13MHz , 电路中的导体和焊材可能也会引入寄生电感, 实际 MLCC 的谐振频率可能还要低于理论计算。对于所研究的 TMR 互容噪声, 100nF 的 MLCC 也将进入感性区。将具有 ESL 与 ESR 的解耦电容带入仿真中, 互容噪声幅值近乎无衰减, 即便将 ESR 与 ESL 参数进一步缩小 $1/10$, 仍无改善。因此, 单纯采用解耦电容无法消除互容噪声。

2.5 噪声的频域特性与抑制方法

针对互感噪声和互容噪声, 本节从频域角度对其进行分析, 通过计算与磁场仿真, 在传感器的输出端添加了一个补偿器, 以补偿互感噪声的相位超前, 同时滤除互容噪声的开关尖刺。

2.5.1 互感噪声的频域特性与抑制

根据式 2-8 和式 2-11, TMR 电流传感器的输出信号两部分:

$$V_{TMR} = V_{current} + V_{induced} = kI + M \frac{dI}{dt} \quad (2-24)$$

对于该问题, 从频域角度分析, 可以推导出传感器输出 $V_{TMR}(s)$ 和电流 $I(s)$ 之间的传递函数 $H(s)$ 为:

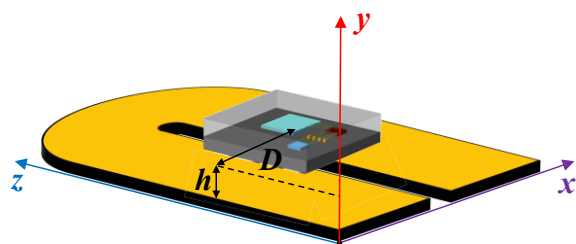
$$H(s) = \frac{V_{TMR}(s)}{I(s)} = k + sM = k(1 + \frac{M}{k}s) \quad (2-25)$$

所以, 可以通过确定参数 k 和 M , 设计一个补偿器 $G_p(s)$ 来消除互感噪声:

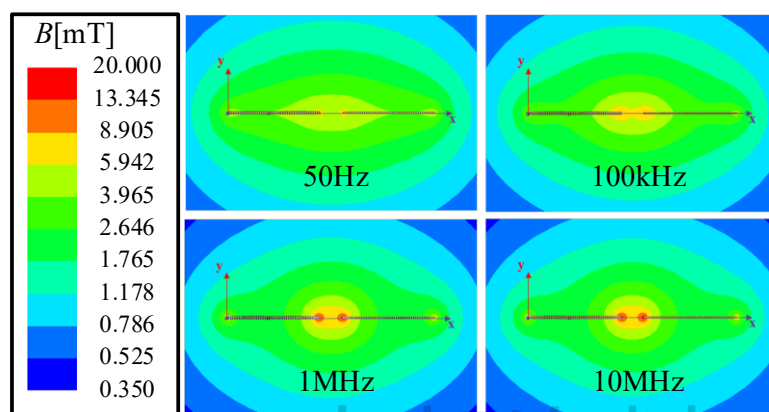
$$G_p(s) = \frac{1}{1 + \frac{M}{k}s} \quad (2-26)$$

如图 2-20(a), 对传感器及 U 形导体建立规定坐标系, x 方向为磁电阻的磁敏感方向, U 形导体宽度为 4mm , 铜厚 6oz 。图 2-20(b)展示了不同频率下 U 形导体周围的磁感应强度云图, 可以看出随着频率提高, 趋肤效应加剧, 磁场分布也在对应变化。根据 2.3 节的分析, 传感器增益 k 和互感 M 分别与磁感应强度 B 的 x 轴分量 B_x 和 y 轴分量 B_y 相关。所以, 在 TMR 电流传感器距离 U 形导体的高度处 ($h=1.3\text{mm}$) 绘制 $D-B_x$ 与 $D-B_y$ 曲线, 其中 D 为传感器中心到 U 形导

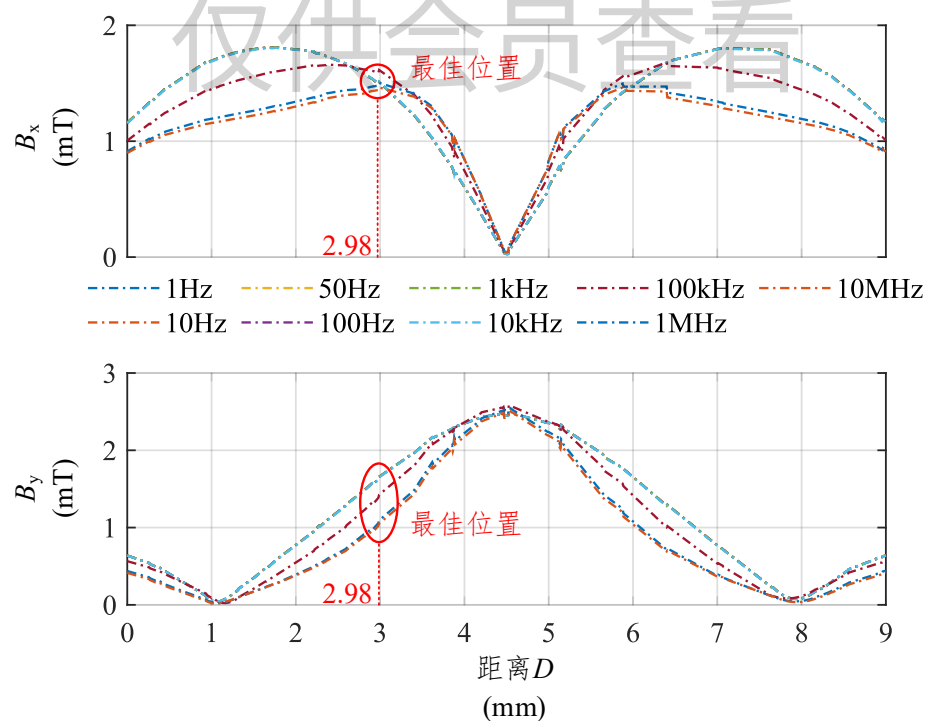
体外侧边缘的距离，如图 2-20(c)所示。



(a) 传感器与 U 形导体的位置关系坐标系



(b) 不同频率下 U 形导体周围的磁感应强度云图



(c) D - B_x 曲线与 D - B_y 曲线

图 2-20 U 形导体周围的磁场分布

随着频率升高，趋肤效应加剧，U 形导体周围的磁场分布也发生了变化。为了在不同频率下的维持 k 一致，应使 B_x 在不同频率下尽可能大小相同，因此传感器安装在距 U 形导体外侧边缘 2.98mm 的位置。但该位置的 B_y 在不同频率下有较大的数值差异，但互感噪声主要发生在较高频率下，且 1MHz 至 10MHz 范围内的磁场分布近乎一致，所以 M 的大小可以根据 1MHz 的情况设定。

接下来通过实验来验证可行性，采用了一种非集成导体的 TMR 电流传感器 (Sinomags, FFW-010^[38], BW=10MHz)，确保传感器可以安装在设计的最佳位置。通过 RC 串联构建补偿器 $G_p(s)$ ，输出为电容电压 V_c ，推导如下：

$$G_p(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + s \frac{M}{k}} \quad (2-27)$$

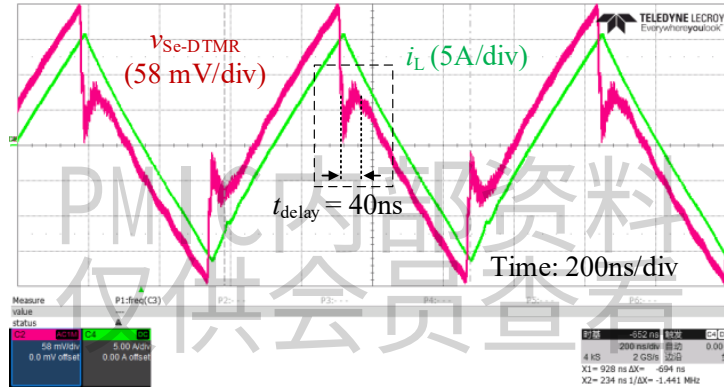


图 2-21 FFW-010 测量 1.5MHz 三角波电流的互感噪声

使用图 2-7 的测试电路，测量高频三角波电流，根据互感噪声与电流信号的比例可得 M/k ，即 RC 的大小，图 2-22 展示了测量结果。在开关转折处可以看到互感噪声造成的相位超前和波形畸变，但是如图中黑色方框所示，电流的峰值与互感噪声的边沿有约 40ns 的延迟。这是由于磁电阻作为一种多层薄膜材料，具有电容特性，所以磁电阻的带宽被自身的寄生电容限制^[42]，引起延迟。而互感噪声是由电磁感应原理产生的，几乎没有延迟，由此二者产生偏移。

根据式 2-29 和图 2-22 的测量结果，设置 R 阻值为 27Ω （包含传感器的输出电阻）， C 容值为 2.2nF，RC 补偿的结果如图 2-22(a)所示，通过补偿，互感噪声的畸变有效地被抑制，并且补偿后的结果与被测电流仅有不足 20ns 延迟。如图 2-22(b)(c)，当频率改变时，测量效果仍保持良好。

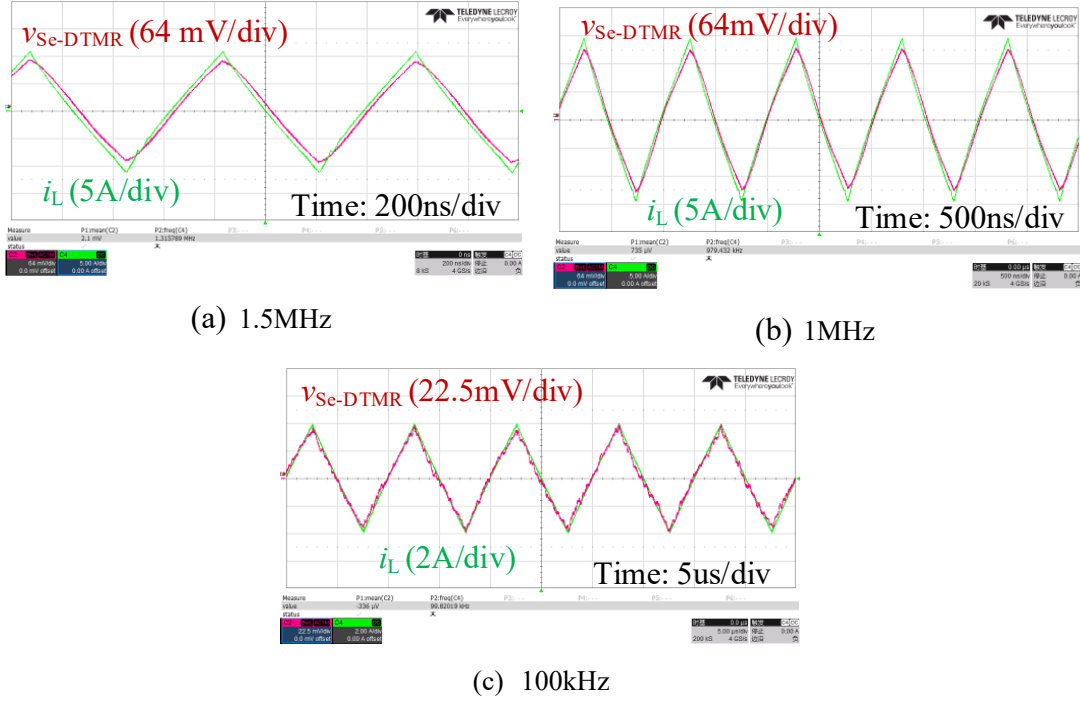


图 2-22 补偿器对互感噪声的补偿效果 (@100kHz, 1MHz, 1.5MHz)

2.5.2 互容噪声的频域特性与抑制

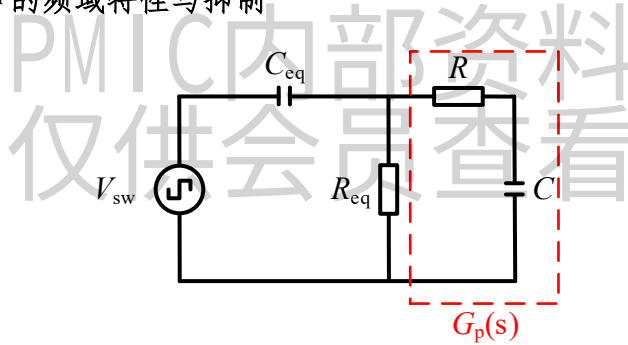


图 2-23 极点补偿情况下互容噪声的等效电路

基于 2.4 节的分析简化互容噪声的模型，其本质是开关电压 V_{sw} 的 RC 响应，RC 分别为集总磁电阻 R_{eq} 与集总层间电容 C_{eq} ，因互容噪声的传递函数 $G_{cap}(s)$ 如下：

$$G_{cap}(s) = \frac{R_{eq}}{\frac{1}{sC_{eq}} + R_{eq}} = \frac{sC_{eq}R_{eq}}{1 + sC_{eq}R_{eq}} \quad (2-28)$$

下面我们细致的分析互容噪声在补偿函数 $G_p(s)$ 作用下的结果。

图 2-23 的 V_{sw} 为开关电压，为简化推导，将其视为幅度为 K 的理想方波，经拉普拉斯变化：

$$V_{sw}(t) = K \cdot 1(t) \xrightarrow{\text{Laplace}} V_{sw}(s) = \frac{K}{s} \quad (2-29)$$

开关动作造成互容噪声并极点补偿之后的结果如下：

$$V_{sw}(s)G_{cap}(s)G_p(s) = \frac{KC_{eq}R_{eq}}{(1+sC_{eq}R_{eq})(1+sCR)} \quad (2-30)$$

对于互容噪声，极点补偿 $G_p(s)$ 的本质是滤波器，使分母相对于分子成为高阶无穷小量，以达到将噪声衰减的目的。但从时域角度分析，存在两个问题：

- 1) 当开关电压幅值 K 变大时， RC 的取值需要对应变化；
- 2) 当开关频率提升时，分母中 s 变大，在滤除高频的互容噪声的同时，也会滤除电流信号。

图 2-24 是母线电压 60V，器件开通、关断时间 12ns 时，三角波电流的测量结果。当开关频率为 100kHz 时，TMR 电流传感器的输出结果包含了 125mV 的开关尖刺。根据波形设置 RC 阻容大小， R 阻值为 16Ω （包含传感器的输出电阻）， C 容值为 22nF，补偿后尖刺有 75% 的幅值衰减，但波形仍旧有轻微畸变，而延迟已高达 500ns。当开关频率为 1MHz 时，补偿器已经影响了传感器的测量带宽，测量 1MHz 三角波电流时，电流的高频分量近乎完全滤除，造成约 250ns 的延迟，近乎只保留了基波分量，波形严重失真。

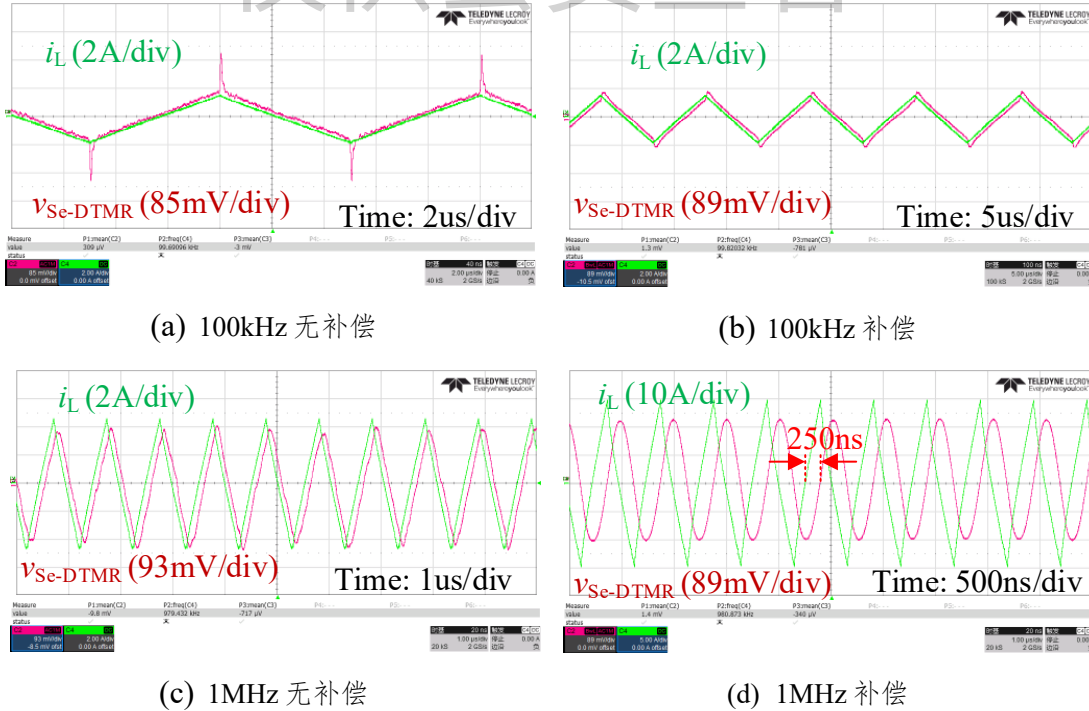


图 2-24 补偿器对互容噪声的补偿效果 (@100kHz, 1MHz)

2.6 本章小结

本章首先介绍了现有商用差分 TMR 电流传感器的工作原理。在实验测试中发现,该商用 TMR 电流传感器在测试高频电流时,传感器内部的绑定线与外部导线的互感会引入互感噪声,导致测得电流信号畸变;传感器外电路与待测电路的寄生电容会引入互容噪声,在测得信号上引入开关尖刺。对这两个问题分别建立了电路模型,并据此阐述了干扰的耦合机理。基于对互感噪声与互容噪声频域的分析,构建了两种噪声影响下的传递函数,设计了对应的 RC 补偿器抑制两种噪声并实验验证。最终,互感噪声的频域补偿效果良好,对全带宽范围均有较好的效果;但对于互容噪声的抑制,由于高频电流与噪声频段较为接近,尖刺的幅值衰减会同时带来带宽衰减,使高频分量损失,传输延迟显著增大。因此,第三章将采用一种双端差分 TMR 电流传感器来解决互感及互容噪声问题。

PMIC内部资料
仅供会员查看

3 双端差分 TMR 电流传感器

基于对互感噪声和互容噪声问题的分析，本章采用了双端差分 TMR 电流传感器（Dual-output Differential TMR, Do-DTMR），将噪声信号设置为共模成分（CM），电流检测信号设置为差模成分（DM），通过后级减法器电路将噪声信号对称抵消的作用。该方法同时还可以避免补偿方法对带宽造成的损失。同时，本章对双端差分 TMR 电流传感器进行设计，制作了传感器实物，通过实验对噪声抑制、响应速度、抵抗外界磁场干扰等进行实验测试。

3.1 工作原理

3.1.1 抵消噪声

对于运算放大器电路，通常把输入信号分为差分信号和共模噪声两部分，由于运算放大器通常具有较高的共模抑制比（CMRR），通过 CMRR 可以有效抑制共模噪声。对于互感噪声与互容噪声的抑制，也可以借鉴这种思路。

以互感噪声为例，对 TMR 传感器输出中的电流信号和互感噪声进行解耦，将有效的电流信号分成差模（DM）成分，无益的互感噪声分成共模（CM）成分。根据运算放大电路的输入信号构成，将差共模信号分配至两个输入端，利用运放的 CMRR 消除互感耦合噪声成分。

对电流信号 V_{current} 和互感噪声 V_{induced} 分别进行列项分解，可以构造出一对差模信号 V_{current1} 与 V_{current2} ，和一对共模信号 V_{induced1} 与 V_{induced2} ：

$$V_{\text{current}} = kI = \frac{1}{2} [kI - (-kI)] = V_{\text{current1}} - V_{\text{current2}} \quad (3-1)$$

$$V_{\text{induced}} = \frac{1}{2} \left(M \frac{dI}{dt} + M \frac{dI}{dt} \right) = V_{\text{induced1}} + V_{\text{induced2}} \quad (3-2)$$

以被测电流为三角波为例，图 3-1(a)展示了这种方法的波形示意图，通过运放对正负输入端的作差，可以消除互感噪声，提取电流信号。

由于双端差分两个磁探头的装配和电路结构均有较高的一致性，因此待测导体对两个磁探头的层间寄生电容近似相等，由此可以推出两个磁探头的互容噪声之间的关系：

$$V_{\text{cm1}} = V_{\text{cm2}} \quad (3-3)$$

所以，同样的方法也可以抵消互容噪声的开关尖刺，其波形示意图如图 3-1(b)所示。但是开关尖刺的周期较短，所以对于这样精细的信号作对称抵消，

对电路的对称性与一致性均是一个挑战。

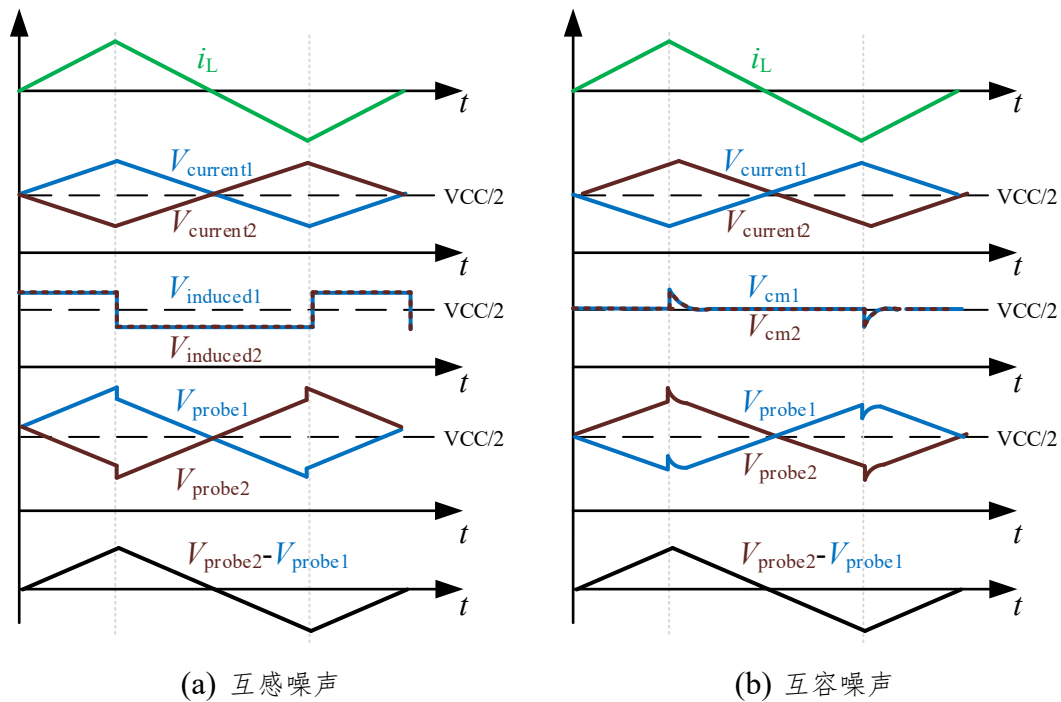


图 3-1 双端差分消除噪声的波形示意图

基于该方法，本文采用了一种双端差分 TMR 电流传感器，将噪声信号与电流信号解耦，分别设置为共模信号和差模信号。然后设计一个后级减法器运算放大电路，抵消噪声信号，同时差分放大电流信号，提升 TMR 电流传感器的电流检测质量。

3.1.2 传感器设计

根据对互感噪声的分析，U 形导体的形状是加剧互感噪声的主要原因。现对 U 形导体和常规的直导体搭建磁场有限元方法仿真(FEM Simulation)，对比其周围的磁场分布。如图 3-2 所示可以看出在传感器的安装位置，采用直导体可以有效的降低垂直的磁场分量 B_y ，减小互感噪声的初始值。双端差分对称抵消的方法，要求器件、结构等因素有非常高的对称性和一致性。因此，硬件的个体差异，装配的机械误差，都会对这种方法造成挑战。因此，使用直导体来减小噪声初值十分必要，同时直导体还可以缩小传感器的整体尺寸。

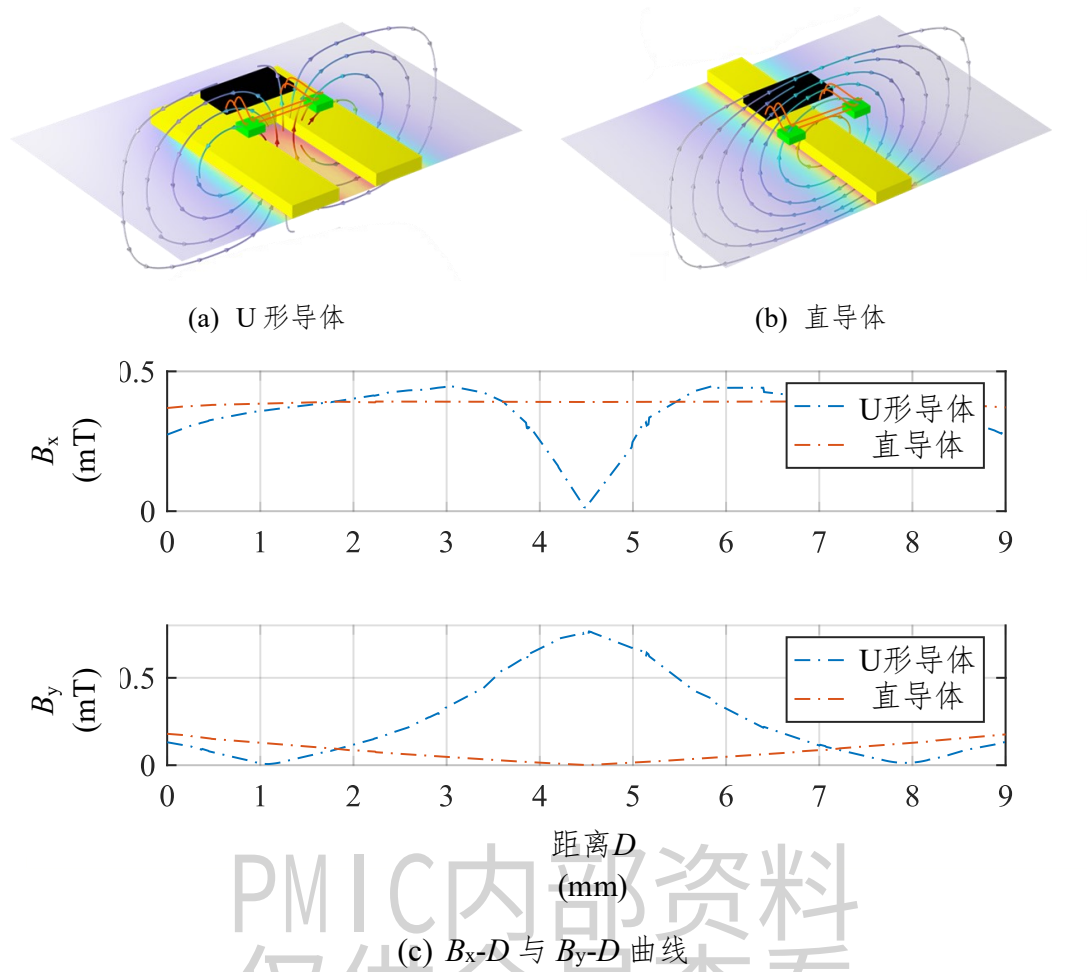


图 3-2 U 形导体和直导体周围的磁场分布

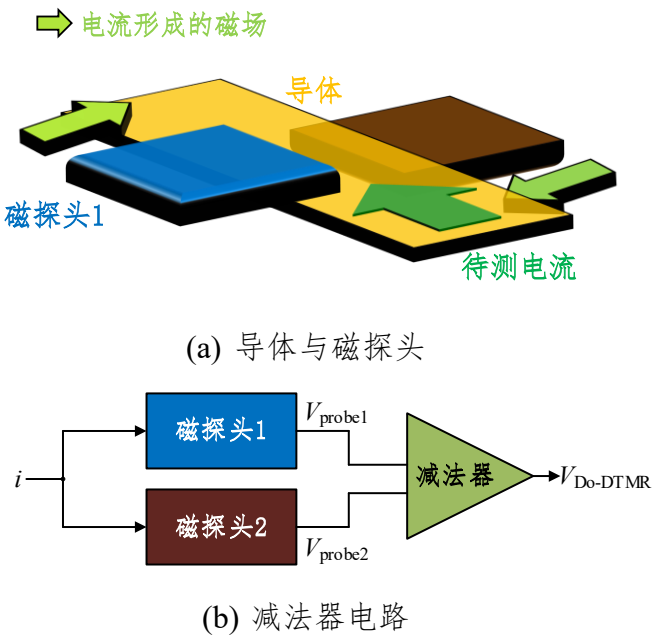


图 3-3 双端差分 TMR 电流传感器结构示意图

如图 3-3(a)，双端差分 TMR 电流传感器的结构可以分为以下 4 个部分：直导体、传感器电路 1（本文简称为磁探头 1）、传感器电路 2（本文简称为磁探头 2）和减法器。其中，直导体作为原边电流路径；磁探头的电路结构与单端差分 TMR 的电路结构相同（磁电阻电桥和信号调理运放）；减法器负责实现对称抵消的功能，可以使用运算放大电路搭建，如图 3-3(b)所示。

3.1.3 信号分配的实现方法

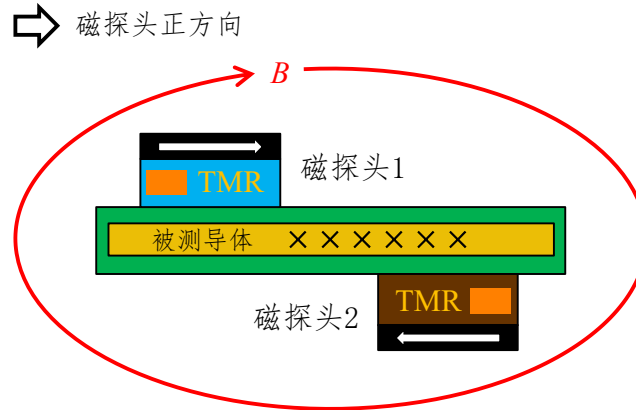


图 3-4 双端差分双侧磁探头的正方向设置

根据对双端差分 TMR 电流传感器信号分配的分析，为了消除互感与互容噪声，需要使两个磁探头电路相同，在导体上下两面对称放置。然而，由于这种对称关系，磁探头的正方向和检测的磁场同步发生变化。当被测电流流过导体时，磁探头检测的磁场与磁敏感方向均一致，则可以推知两个磁探头的电流信号 $V_{current1}$ 和 $V_{current2}$ 的关系为：

$$V_{current1} = V_{current2} \quad (3-4)$$

如此，两个磁探头的电流信号 $V_{current1}$ 和 $V_{current2}$ 不满足构成差模信号的条件。

为了将两个磁探头的电流信号设计为差模信号，需要将磁探头 2 的正方向调换，如图 3-4 所示。磁探头正方向的翻转有两种可能的方法：翻转电桥的供电极性、翻转后级调理运放的正负输入端。下面，我们对这两种方法的可行性进行对比分析：

（一）翻转电桥的供电极性

由式 2-7 可知，磁探头的输出与 V_{CC} 有关，磁探头 2 与磁探头 1 关于待测导体中心对称，再将电桥供电 V_{CC} 正负端调转，此时根据在相同电流流向情况

下，可以推出：

$$V_{probe1} = A \cdot VCC \frac{S \cdot \gamma \cdot I}{r_0} = kI \quad (3-5)$$

$$V_{probe2} = A \cdot (-VCC) \cdot \frac{S \cdot \gamma \cdot I}{r_0} = -kI \quad (3-6)$$

由此，两个磁探头的电流信号构成差分信号。这种方法对于两个磁探头寄生参数一致性的具有轻微的影响。如图 3-5 所示，磁探头 1 和磁探头 2 的 VCC - GND 的键合线引脚互换。由于互感噪声和互容噪声为高频交流信号，从交流等效电路的角度看，交换 VCC 与 GND 理论上不会造成影响。

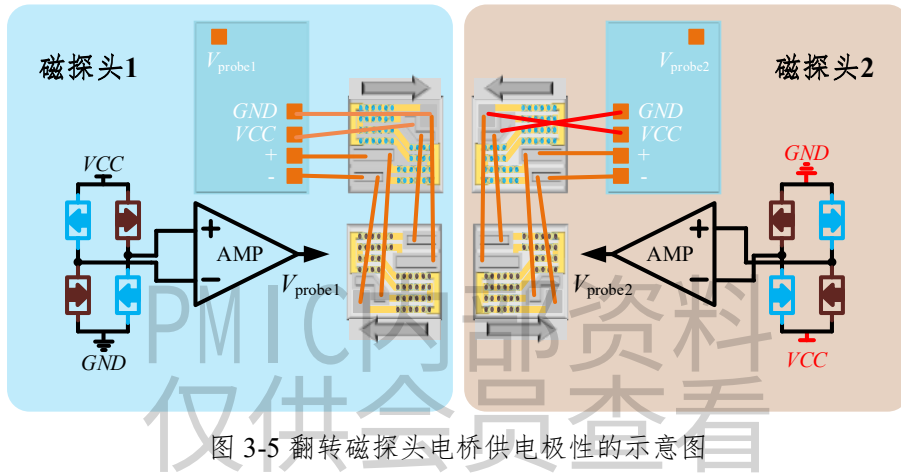
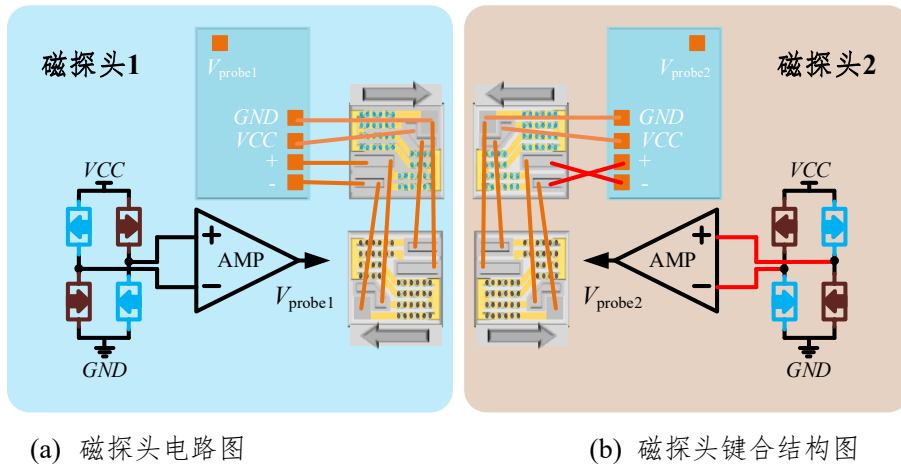


图 3-5 翻转磁探头电桥供电极性的示意图

(二) 翻转运放正负输入端



(a) 磁探头电路图

(b) 磁探头键合结构图

图 3-6 翻转磁探头运放正负输入端的示意图

另外一种翻转磁探头输出极性的方法是交换电桥桥臂中点和运放正负端的连接顺序，如图 3-6 所示。运放输入端的交换更容易地将磁探头的输出极性翻

转。后级调理运放芯片（即图中的 *AMP*），内部具有 *SWAP* 功能（参照图 2-5）^[44]，可通过程序烧写来调转运放输入极性。这种方法的优势在于成本更低，对称程度更高，寄生参数一致性好。

在单纯考虑电流信号的情况下，交换运放正负输入端的方法似乎更好。但是，在考虑互感噪声和互容噪声之后，两种方法的等效电路可能会对噪声信号极性造成影响。

图 3-7 构建了磁电阻全桥在运放正负输入端的戴维南等效模型，根据式 2-1 至 2.8 推知等效电阻 $R(I)$ 和开路电压 $E(I)$ 的表达式为：

$$R(I) = R_1 // R_4 = R_2 // R_3 = \frac{(r_0 + S \cdot \gamma \cdot I)(r_0 - S \cdot \gamma \cdot I)}{2r_0} \quad (3-7)$$

$$E(I) = kI \quad (3-8)$$

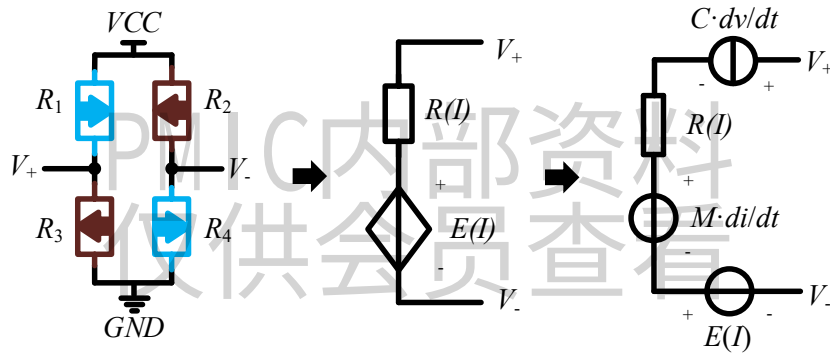


图 3-7 磁电阻电桥的戴维南等效电路图

结合第二章对互感噪声和互容噪声的分析，将磁场耦合的互感噪声和电场耦合考虑进去，运放正负输入端的戴维南模型多了两个受控源：互感噪声可以等效成一个电流控制电压源；互容噪声可以等效成一个电压控制电流源。不难发现这两种噪声均有着固定的极性，所以在调转运放正负输入正负端之后，互感噪声与互容噪声的相位也会对应发生改变，则不能实现图 3-1(a)(b)中噪声的对称抵消。

综上，在双端差分的设计中，两个磁探头电流信号 180° 的相差应该通过调换其中一个磁探头的供电方向来实现，这样才能使互感噪声与互容噪声的相位相同，实现对称抵消噪声，差分放大电流信号的作用。

3.1.4 抵抗外界磁场干扰

在 2.2.2 小节中提到，单端差分通过 U 形导体产生了差分的双向磁场，这个特征不同于单向的外界磁场，因此可以利用电路结构（磁电阻的敏感方向设置）区分二者，抵抗外界的磁场干扰。3.1.1 小节探讨了导体形状的选择，直导体最终成为双端差分 TMR 电流传感器的方案。但是，采用直导体的双端差分 TMR 电流传感器也可以抵抗外界磁场的干扰。

由于双端差分 TMR 电流传感器的两个磁探头分布在直导体的两面，由右手定则可知，两面的磁场方向时相反的。因此，直导体也产生了差分的磁场方向，利用该特征就可以将外界干扰磁场与被测磁场进行解耦。图 3-8 展示了传感器内 TMR 的正方向设置、被测电流磁场与外界干扰磁场的关系。由于传感器的尺寸较小，可以认为磁探头 1 与磁探头 2 感受的磁场强度与方向近似一致。由于磁探头 1 与磁探头 2 的正方向一致，当外界干扰磁场流过时，外界磁场对两个传感器产生的输出近似一致，经过减法器后，抵消为零。

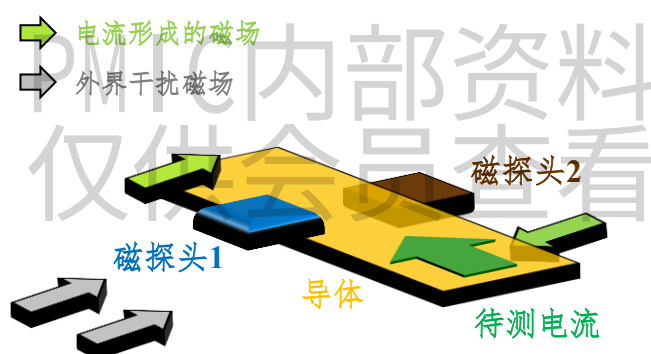


图 3-8 外界磁场干扰流经双端差分 TMR 电流传感

3.1.5 减法器电路

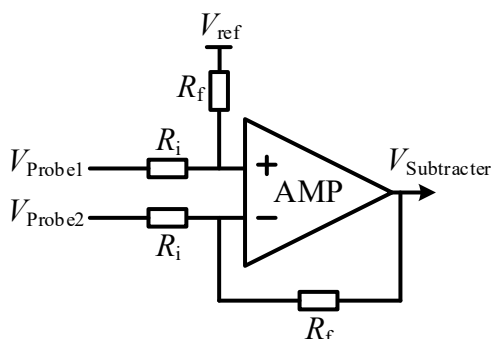


图 3-9 差分运算放大电路减法器

后级的减法器电路用于实现噪声的对称抵消，因此，需要具备两个特征：

对称的输入阻抗和高共模抑制比。一种简单的方法是通过差分运算放大电路实现两个信号的作差，其电路结构如图 3-9 所示。但是，差分运算放大电路的阻抗是由输入电阻 R_i 和反馈电阻 R_f 共同决定的，为了实现较大的输入阻抗，则需要较大的电阻，但这也会加剧运放的电流噪声。同时，其正负输入端的等效输入阻抗并不一致，其中负端输入阻抗小于 R_i ，正端输入阻抗为 $(R_i + R_f)$ 。这不仅会加剧输入失调电压，还会使两个信号的幅值与质量不均衡。对于两个磁探头来说，任何的不对称性都会对互感与互容噪声的对称抵消造成影响，同时也会使差分放大的电流信号的幅值不稳定，损害波形质量。

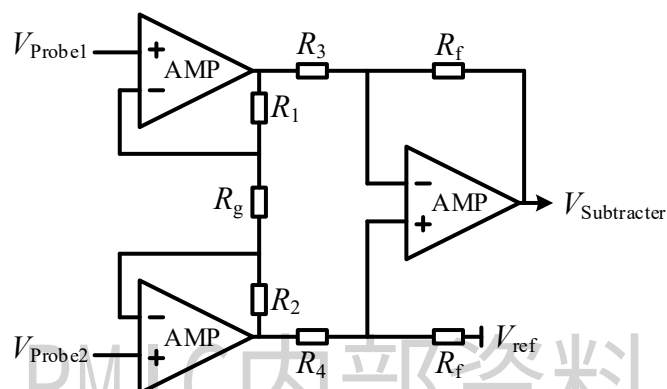


图 3-10 三运放仪表放大器

为了解决输入阻抗低、输入阻抗不对称的问题，减法器电路最终采用仪表放大器电路实现，其电路结构如图 3-10 所示。不同于差分运算放大器电路，仪表放大器的输入阻抗对称且近似无穷大，通常可以达到 $G\Omega$ 等级，在保证正负端输入信号质量和对称性的同时，仪表放大器的 CMRR 也更高，这对抑制噪声是十分有利的。因此，双端差分 TMR 电流传感器的减法器采用仪表放大器电路。

3.2 传感器实物的设计与搭建

3.2.1 磁电阻安装位置

由于高频 TMR 传感器的带宽通常会达到 1MHz 以上，这对于待测导体而言，趋肤效应是一个不可忽视的问题，图 2-20 已经展示了单端差分 TMR 电流传感器的 U 形待测导体在 50Hz, 100kHz, 1MHz 和 10MHz 电流激励下的周围磁感应强度云图，不同频率下磁场发生了较大的变化。为了避免不同频域电流测量的增益不同，需要对导体与 TMR 裸片的相对安装位置进行设计。

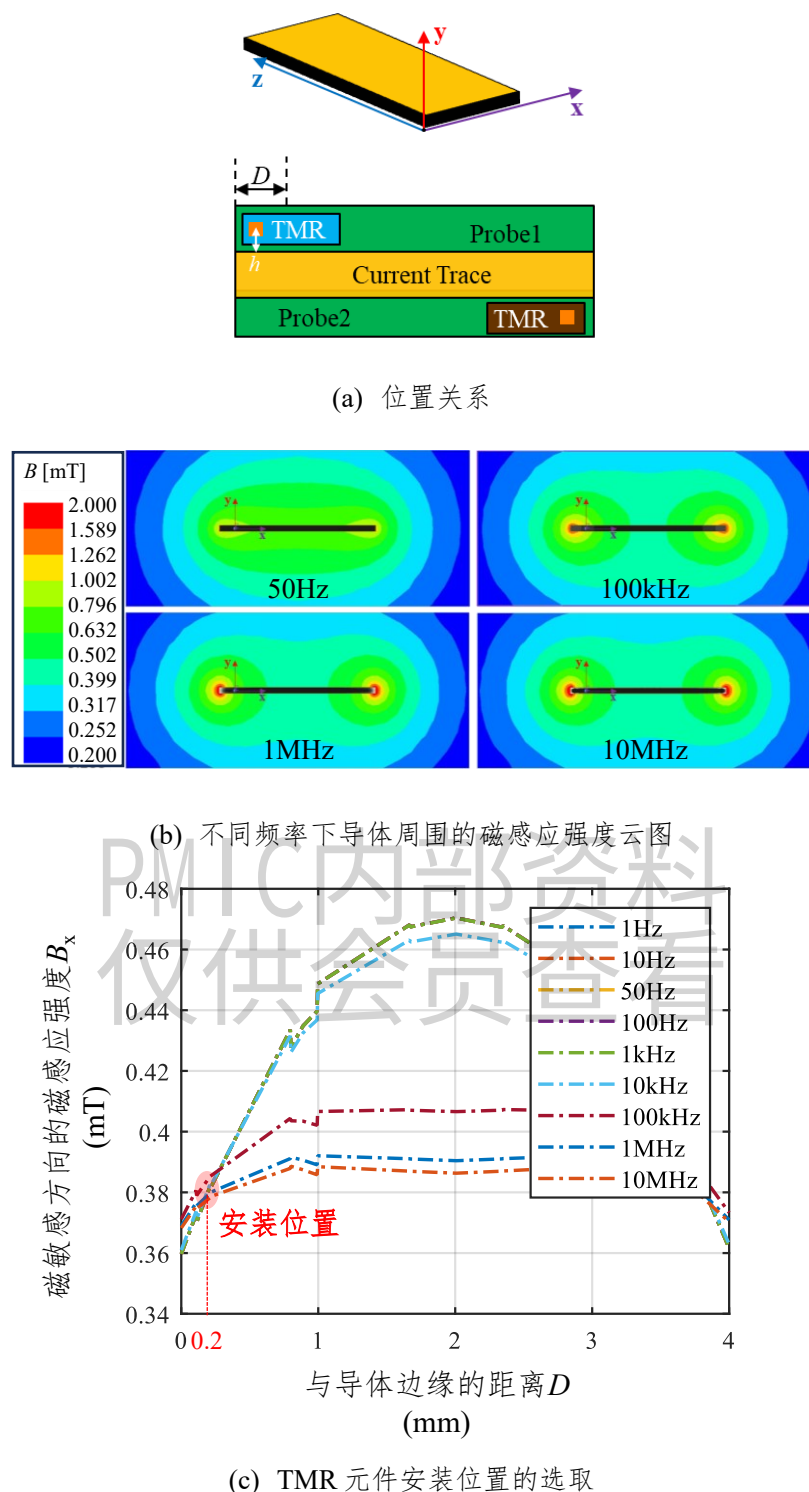


图 3-11 被测铜箔导体周围环境的磁场分布与 TMR 的安装位置

根据通流能力，待测导体材料为镀锡铜箔，尺寸为 4mm 宽，6oz 铜厚，对其进行有限元仿真，其周围的磁场分布如图 3-11 所示。由图 3-11(b)可以看出随着频率升高磁场对应产生了变化，根据图 3-11(a)中磁电阻和直导线的相对位置和坐标，图 3-11(c)展示了不同频率下的 TMR 磁敏感方向的磁感应强度 B_x 关于

位置 D 的曲线，为了保证传感器的输出增益在全带宽范围内一致，应选择 B_x 分量均衡度最高的位置，即图中红色标识的最佳安装位置，磁电阻裸片中心距离导体边缘约 0.2mm。

3.2.2 传感器实物

实验样机整体结构包括：双侧磁探头、供电与减法器小板和待测导体。磁探头采用了板上封装（Chip on Board, COB），将图 3-12 中央所示的磁电阻裸片粘合在 PCB 上，通过键合线实现电气连接之后，点胶完成封装。其中两个磁探头 PCB 关于中间的待测导体（4mm 宽镀锡铜带）中心对称放置，其供电、地与输出信号和供电与减法器小板进行板对板连接，后者主要承担传感器的供电、偏置电压生成和减法器的功能。通过对传感器内部信号调理运放的放大倍数修调、温漂矫正，传感器整体电流测量范围 $\pm 30A$ ，增益为 44mV/A。

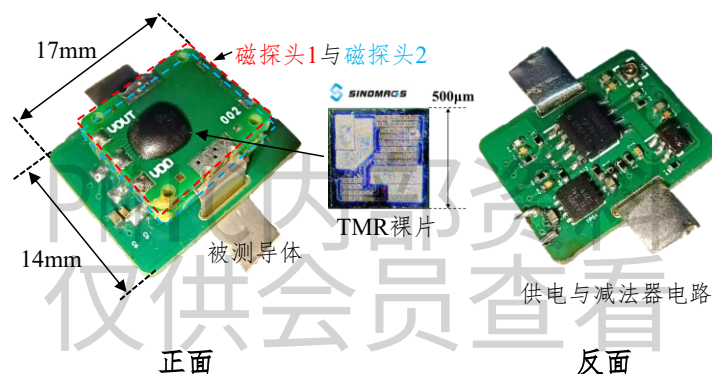
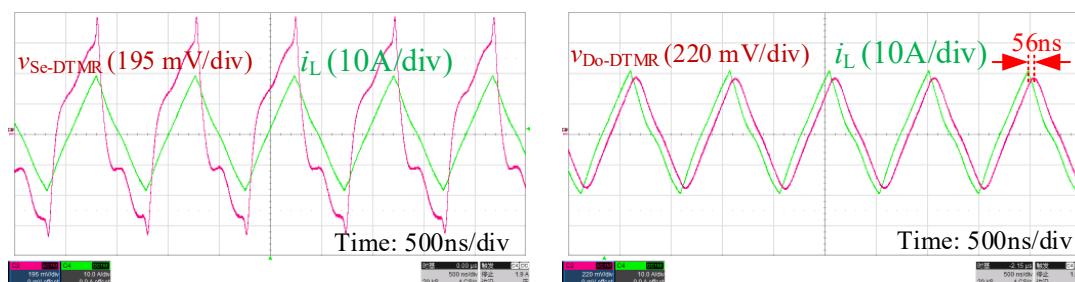


图 3-12 双端差分 TMR 电流传感器及其外电路实物图

3.3 实验结果

3.3.1 互感噪声抑制



(a) 单端差分 TMR 电流传感器

(b) 双端差分 TMR 电流传感器

图 3-13 单双端结构测量 1MHz 三角波电流的波形对比

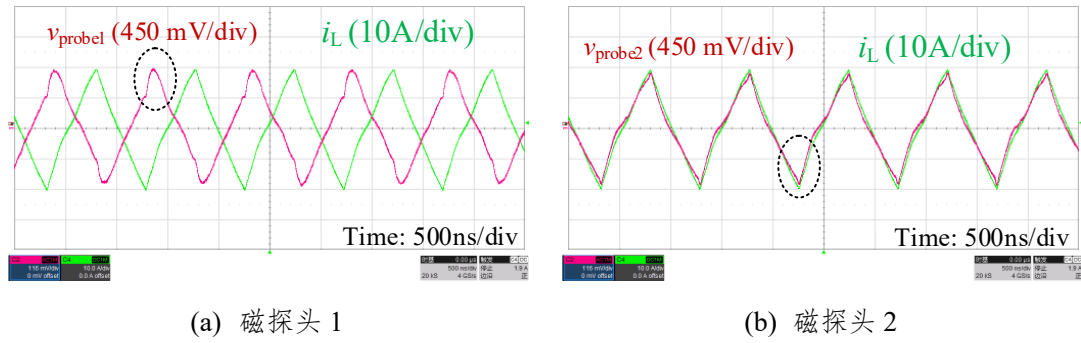


图 3-14 磁探头测量 1MHz 三角波电流波形图

对单端差分 TMR 电流传感器和双端差分 TMR 电流传感器做 1MHz 三角波电流测量的对比实验，结果如图 3-13 所示。图 3-13(b)中，双端差分 TMR 电流传感器通过对称抵消近乎完全消除了互感噪声造成的畸变，延迟仅有 56ns。

图 3-14 展示了双端差分 TMR 电流传感器两个磁探头测量 1MHz 三角波电流时候的波形。在开关动作处，存在极性正负交替的方波互感噪声，符合设计预期。经过对导体形状的更换，互感噪声相对于图 3-16(a)有明显的衰减。

3.3.2 互容噪声抑制

对单端差分 TMR 电流传感器和双端差分 TMR 电流传感器做 100kHz 三角波电流测量的对比实验，其中母线电压 60V，开关器件 V_{ds} 的上升时间 t_r 和下降时间 t_f 均为 12ns， dv/dt 大小为 5V/ns，结果如图 3-15 所示。

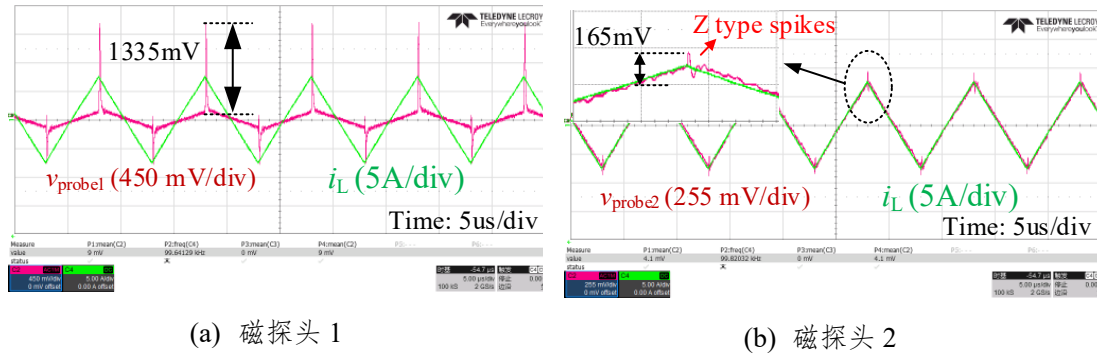


图 3-15 单双端差分 TMR 电流传感器互容噪声对比图

经过双端差分的对称抵消，以被测电流正峰值的互容噪声为例，其幅值从 1335mV 衰减至 165mV，衰减比例为 87.6% 左右，未经消除的尖刺，形态为一个 Z 型尖刺。对于一些对于开关动作处敏感的电流采样及其控制，如峰值电流控制或 COT 控制等，开关处的尖刺仍旧有较大的危害。以实验采用的电流传感器为例，165mV 的尖刺意味着 3.2A 的误差，对于控制有很大的影响，所以需要

该问题进行细致的分析。

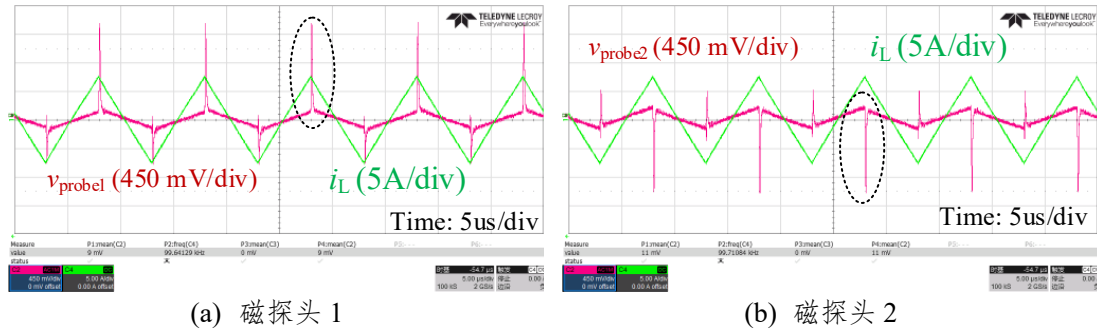


图 3-16 磁探头的互容噪声波形图

图 3-16 展示了双端差分 TMR 电流传感器的两个磁探头互容噪声的测量波形，在被测电流正负峰值处，两磁探头输出中的互容噪声近乎完全一致，但由于互容噪声的周期 T_{spike} 较小（大约在几十 ns 至几百 ns 之间），该时间尺度相对于电流的周期较小。如图 3-17 所示，假设两个磁探头存在一定时间尺度的不一致 T_{err} ，两磁探头中的噪声不能被完全抵消，反而会因为错相形成一个 Z 型的尖刺。对于该问题，本章后续会根据理论分析和实验结果优化设计以解决该问题。

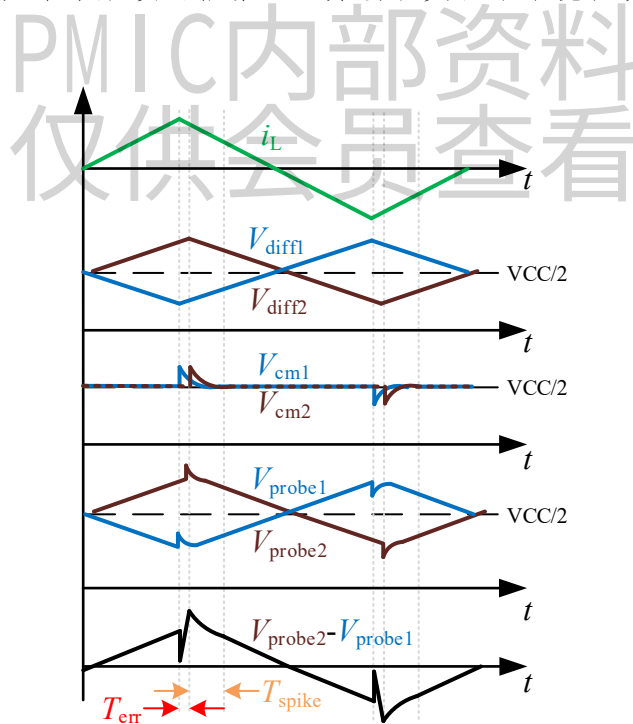


图 3-17 Z 型尖刺的形成

3.3.3 外界磁场干扰抑制

为了验证双端差分 TMR 电流传感器对外界磁场干扰的抵抗能力，设计了图 3-18 所示的实验。被测受扰电路的开关频率为 100kHz，电流峰峰值为 5A；干

扰源为一个 $2.5\mu\text{H}$ 电感，其内部流经频率 20kHz ，峰峰值 60A 的电流，对 TMR 磁元件的位置造成了峰值 2.5Gs 的磁场干扰。图 3-19 展示了双端差分 TMR 电流传感器对于干扰磁场抵抗效果。

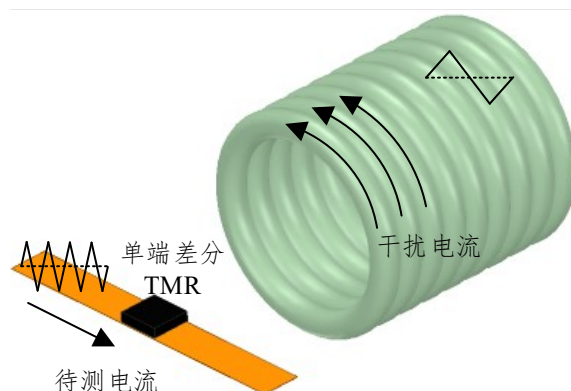


图 3-18 外界磁场干扰实验场景

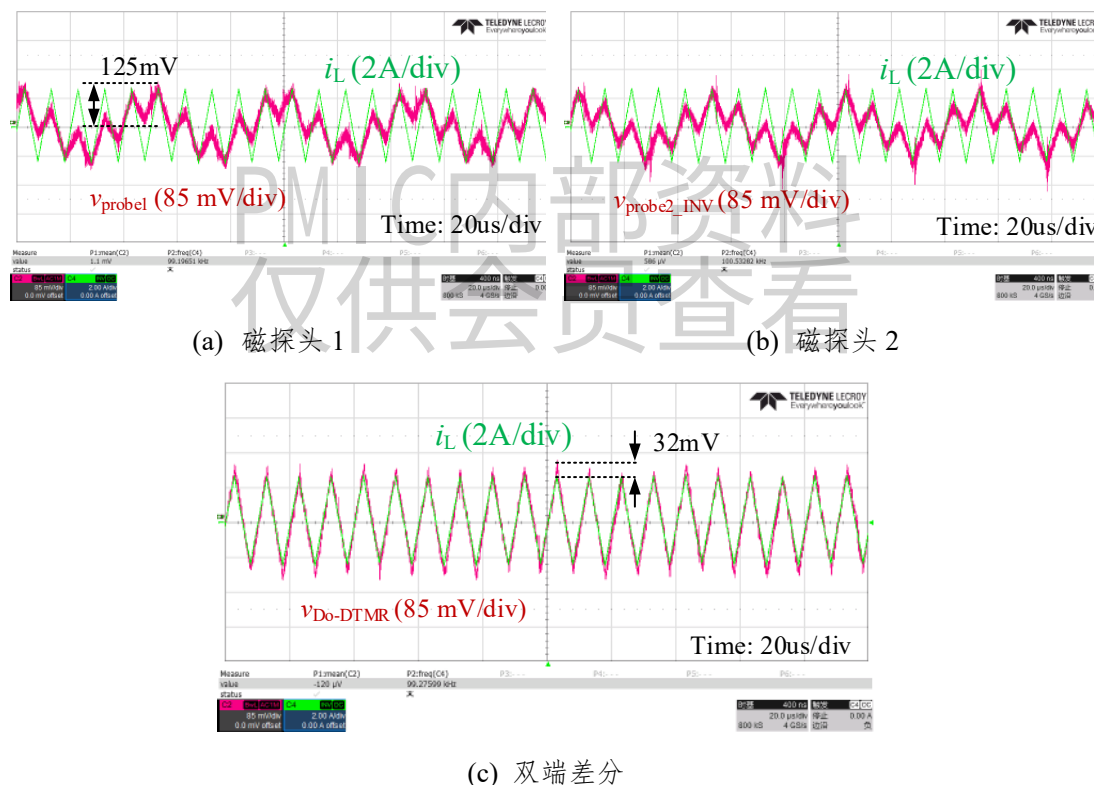


图 3-19 外界干扰磁场流经双端差分 TMR 电流传感器

以被测电流正峰值偏移量的最大值来评价干扰程度。不具有抵抗磁场干扰能力的磁探头的偏移量为 125mV ，经过双端差分 TMR 电流传感器的对称抵消后，偏移量为 32mV ，因为双端差分 TMR 电流传感器的增益为磁探头的 2 倍，所以在同等标准下，该值为 16mV ，衰减约 87.2% 左右。双端差分基本消除了绝

大部分干扰磁场造成的影响。

3.3.4 传感器的带宽推算

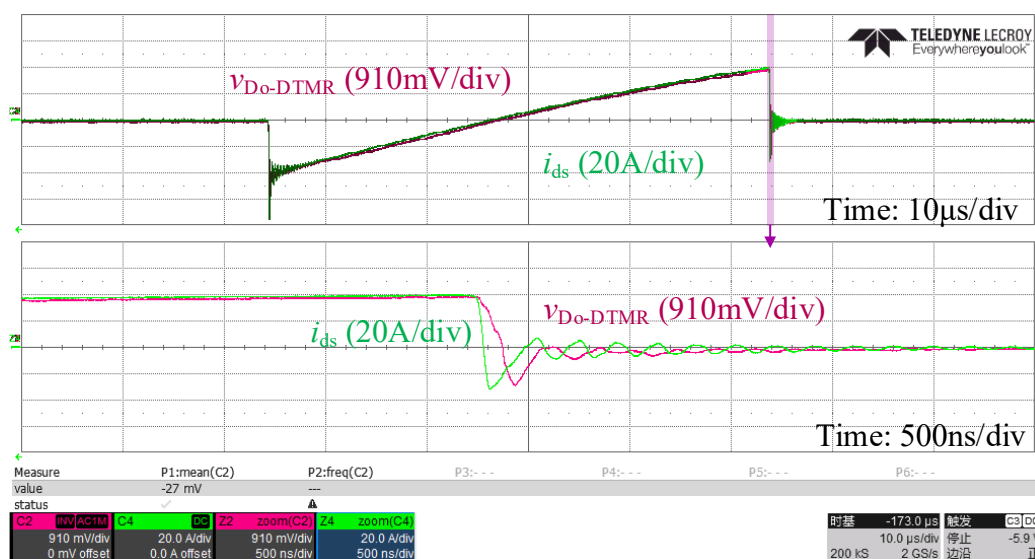


图 3-20 双端差分 TMR 电流传感器测量 GaN 关断电流的波形

前文已经介绍了磁探头内部信号调理运放的结构与功能，其中内部的各级运放增益带宽积均为 20MHz，其中各级运放中最大的放大倍数为 6 倍，因此可以推算出传感器的理想带宽为 3.3MHz。为验证双端差分 TMR 电流传感器的响应速度，推算其带宽水平，在图 2-7 的实验电路中，使用双端差分 TMR 电流传感器测量 GaN 器件的关断电流。根据图 3-20 的实验结果，双端差分 TMR 电流传感器的输出 $v_{Do-DTMR}$ 受带宽限制，相较于被测器件关断电流 i_{ds} 有一定的延迟。

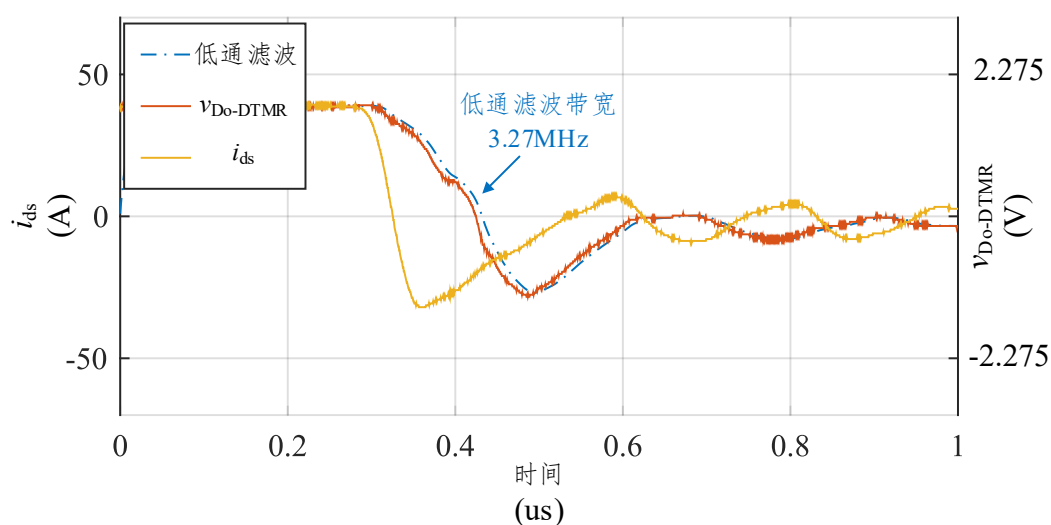


图 3-21 双端差分 TMR 电流传感器的带宽拟合

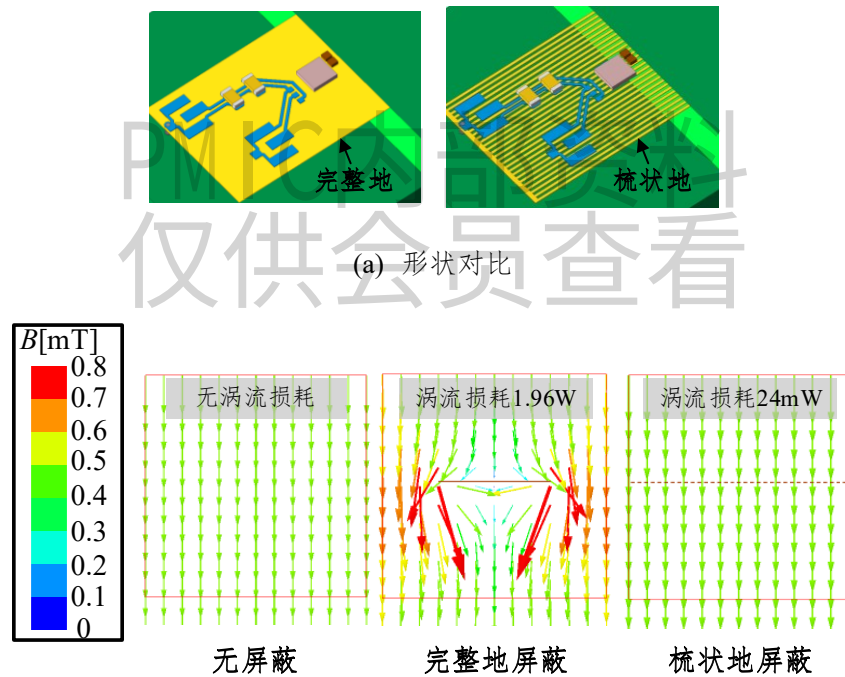
为推算传感器带宽，我们对被测电流进行低通滤波，与传感器输出拟合，可以得到图 3-21 所示的结果，根据所设置的低通滤波参数和拟合效果，推算出双端差分 TMR 电流传感器的带宽为 3.27MHz，基本与预期的 3.3MHz 符合。

3.4 梳状地屏蔽互容噪声

前文已验证了双端差分 TMR 电流传感器可以消除约 87.6%的互容噪声分量，但对于一些敏感的应用场景，需要进一步缩小互容噪声的幅值。本节采用了一种名叫梳状地的屏蔽结构^{[55][56]}，并对其工作原理进行分析与建模，并将其应用在双端差分 TMR 电流传感器的样机上，通过实验验证其优化效果。

3.4.1 梳状地的提出

对于互容噪声，电导率良好的铜箔是一种有效的电场屏蔽层，将其与地平面接在一起，可以为位移电流提供最小阻抗路径，以达到旁路噪声的目的。



(b) 500kHz 电流激励下的磁场分布对比^[56]

图 3-22 梳状地与完整地的对比

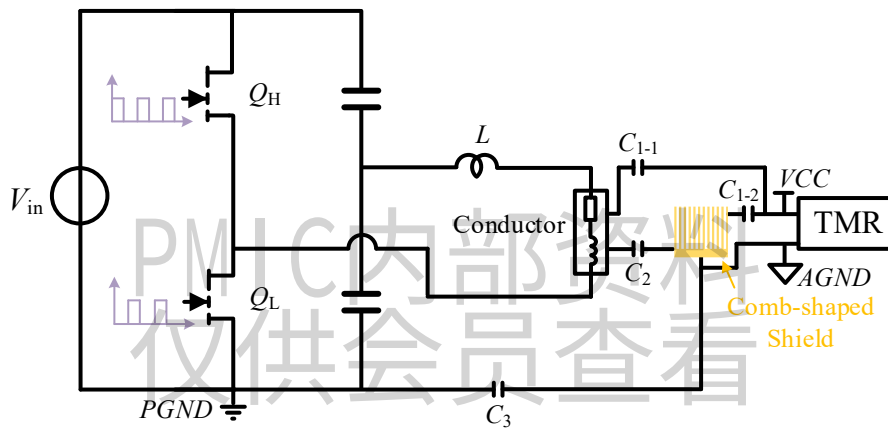
由于 TMR 电流传感器的带宽在数 MHz 以上，测量高频电流时，面积较大的地平面会引入较强的涡流，梳状地则是将完整地（Complete Shield）切割成梳子的形状，以减小涡流大小。图 3-22 展示了梳状地的形状，并在 500kHz 的电流频率下对比了完整地与梳状地的磁场分布。可以看出，完整地屏蔽带来的

涡流不仅会造成涡流损耗，还引起了磁场分布的变化，严重影响 TMR 电流传感器的检测。通过图 3-22(b)中的磁场仿真结果，可以得出结论，由于梳状地打散了涡流，其表面磁场分布与没有屏蔽的情况下近乎一致，损耗也仅有 24mW。

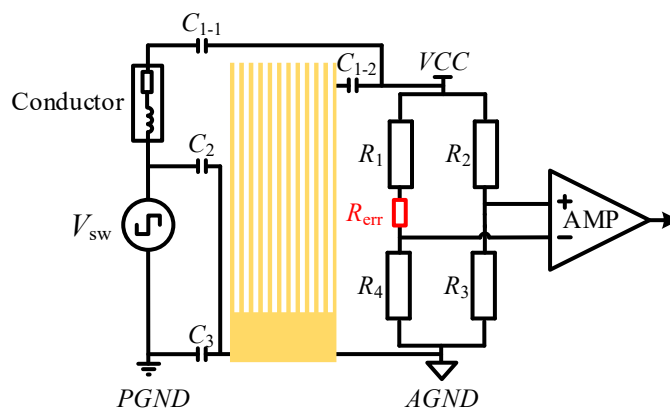
3.4.2 梳状地抑制互容噪声的原理

为验证梳状地是否可以抑制互容噪声，本小节会从电路模型、寄生参数提取和电路仿真进行分析与验证。

图 3-23 展示了铺设梳状地后测试电路与 TMR 电流传感器的共模回路及其等效电路。此时，导体对传感器供电 V_{CC} 的位移电流分为了两个路径：导体对传感器供电的寄生电容 C_{1-1} ，导体对梳状地的寄生电容 C_2 和梳状地对传感器供电的寄生电容 C_{1-2} 。



(a) 共模回路



(b) 等效电路

图 3-23 铺设梳状地后的互容噪声耦合电路

图 3-24 搭建了 TMR 电流传感器在没有屏蔽和装配有梳状地情况下的 Q3D

仿真，对二者进行寄生参数提取，具体参数如表 3-1 所示。根据仿真得到的数据分析， C_2 相较于没有梳状地的情况增大了约 40 倍，提供了一条低阻抗的路径，所以大部分噪声会流经 C_2 而非 C_{1-1} ；对于梳状地这个节点，由于 C_{1-2} 容抗大于 C_3 ，所以大部分噪声会经 C_3 旁路；同时，导体对传感器供电的耦合减弱， C_{1-1} 的大小衰减了 10 倍左右，减少了流入 TMR 传感器电路的噪声分量。

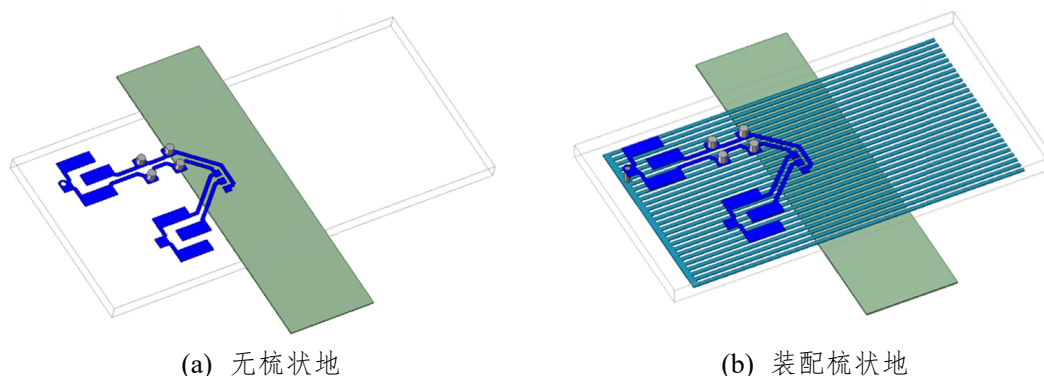


图 3-24 TMR 电流传感器的 Q3D 仿真模型

表 3-1 装配有梳状地的共模耦合模型参数

参数名称	电阻/ $m\Omega$	电容/ pF	电感/ nH
Conductor	3	0	7.44
Comb-shaped Shield	3.7	0	14.91
C_{1-1}	0	0.02	0
C_{1-2}	0	0.18	0
C_2	0	7.12	0
C_3	0	0.43	0

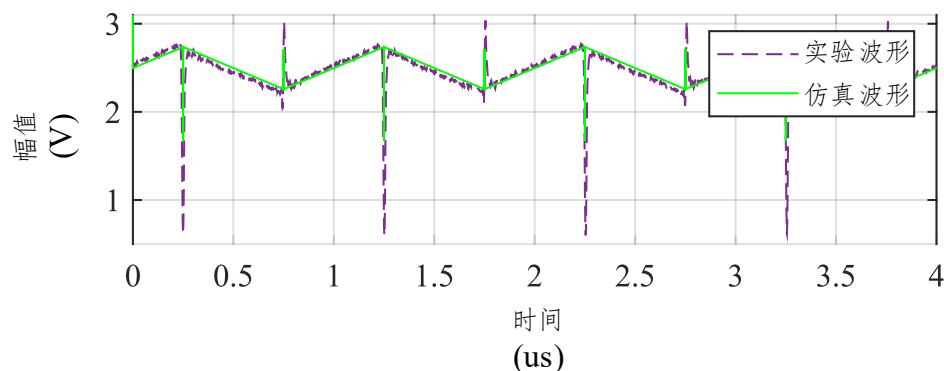
3.4.3 梳状地抑制互容噪声的仿真与实验

图 3-25(a)和图 3-26(b)分别展示了无梳状地和有梳状地情况下对互容噪声的影响。其中红色曲线为根据表 2-1 和表 3-1 搭建的电路仿真的测量波形，蓝色曲线为实验测试波形。其中母线电压 60V，开关器件 V_{ds} 的上升时间 t_r 和下降时间 t_f 均为 12ns， dv/dt 大小为 5V/ns。仿真波形与实验波形均可验证梳状地对开关尖刺的抑制能力，且二者具有较好的拟合程度，仅使用梳状地就能够使互容噪声衰减约 70%。

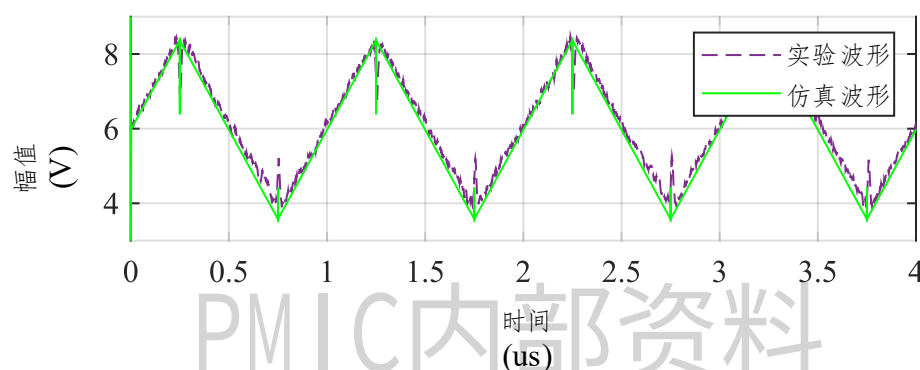
3.4.4 双端差分结合梳状地的效果

图 3-26 展示了在相同的实验条件下，装备有梳状地的两个磁探头测量电流

耦合的互容噪声。以磁探头 2 为例，互容噪声幅值为 220mV，衰减约 83.5%，符合仿真的预期结果。

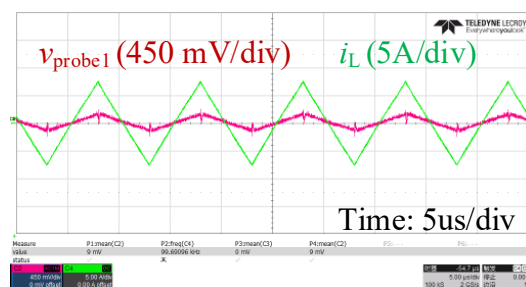


(a) 无梳状地

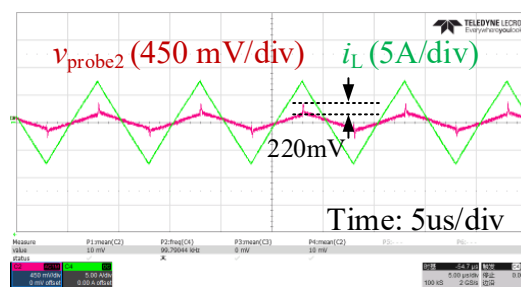


(b) 有梳状地

图 3-25 是否配备梳状地对互容噪声的影响



(a) 磁探头 1



(b) 磁探头 2

图 3-26 配备梳状地的磁探头抑制互容噪声的效果

图 3-27 展示了梳状地与双端差分共同作用时，抑制互容噪声的测量结果。在相同实验条件下，99%以上的互容噪声被消除。简言之，梳状地与双端差分 TMR 电流传感器的搭配使用，对互容噪声的抑制效果优于二者单独作用的效果。

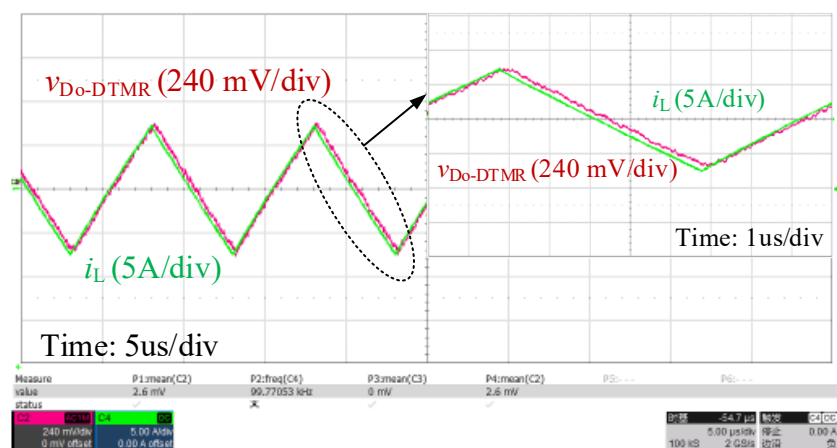


图 3-27 梳状地和双端差分 TMR 电流传感器共同抑制互容噪声的效果

3.5 本章小结

本章为解决 TMR 电流传感器的互感噪声与互容噪声问题，提出了一种双端差分 TMR 电流传感器，对其进行了设计并制作了传感器实物。之后搭建测试电路验证其对互感噪声、互容噪声和外界磁场干扰的抑制效果。实验表明双端差分结构可以完全消除互感噪声，电流检测信号相对于被测电流延迟仅为 56ns。由于硬件电路的个体差异性，双端差分两个磁探头测量信号具有微小的相差，对于高频分量多、周期短的互容噪声，该误差会导致互容噪声不能被精准抵消，仅能衰减 87.4% 的噪声分量。为此，采用梳状地进一步屏蔽互容噪声，并分析其工作原理，构建等效电路模型，通过仿真验证了其可行性。实验证明将双端差分与梳状地结合起来后，可将互容噪声消除 99% 以上。

4 基于 TMR 电流传感器的 CRM 图腾柱 PFC

随着车载充电机前级 PFC 开关频率的提升, 目前通用的 Hall 电流传感器的带宽已不再满足需求。TMR 电流传感器因其高带宽成为了一种可行方案, 但在高频电流检测时仍存在电磁干扰的问题。前文提到了 TMR 传感器电磁干扰的现象、原理和解决方法, 为验证其在车载充电机内应用的可行性, 本文设计了一台 3.3kW 双相交错 CRM 模式图腾柱 PFC AC/DC 变换器, 其高频桥臂采用 GaN 器件, 工频桥臂采用 Si 器件。高频管开关频率在 150kHz~500kHz 范围内, 采用同步控制; 频率超过 500kHz 时, 仅控制其主开关管, 电流通过 GaN 器件的类体二极管续流。为实现软开关, 样机采用了电流采样与辅助绕组结合的电感过零穿越检测方法 (Zero Crossing Detection, ZCD), 简称双 ZCD 检测方法^[57]。由于频率的提升, 电流传感器的采样延迟相对于开关周期十分显著, 会对 PFC 的工作产生影响, 结合对开关模态和双 ZCD 控制策略的分析, 因此, 在样机对比 TMR 传感器与 Hall 传感器对 PFC 工作波形的影响, 验证 TMR 电流传感器在车载充电机中应用的可行性。

4.1 图腾柱 PFC 的介绍

4.1.1 工作模态

下面以单相为例, 简单介绍 CRM 图腾柱 PFC 的工作模态和双 ZCD 检测方法。图 4-1 展示了图腾柱 PFC 变换器的拓扑结构原理图。 V_{in} 为输入工频交流正弦电压, C_o 为输出电压 V_o 的输出电容, L 代表功率电感。 S_1 和 S_2 是高频开关管, 为 GaN 器件; S_3 和 S_4 是工频开关管, 为 Si 器件。

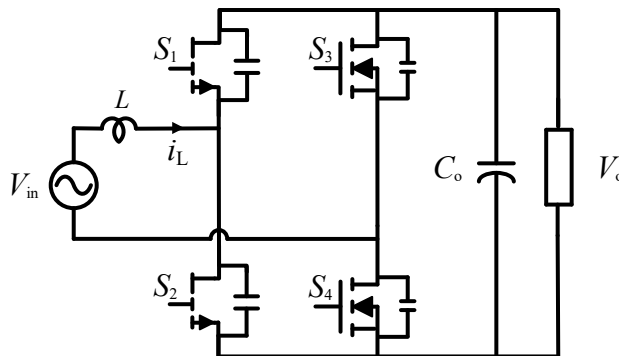


图 4-1 图腾柱 PFC 电路原理图

当输入电压 V_{in} 正半周时, 工频下管 S_4 持续开通, 高频桥臂内下管 S_2 作为主开关管, 上管 S_1 作为续流管; 反之, 当输入电压 V_{in} 负半周时, 工频上管 S_3

持续开通，高频桥臂内下管 S_1 作为主开关管，上管 S_2 作为续流管。图 4-2 展示了工频正半周，一个高频开关周期内的工作波形。

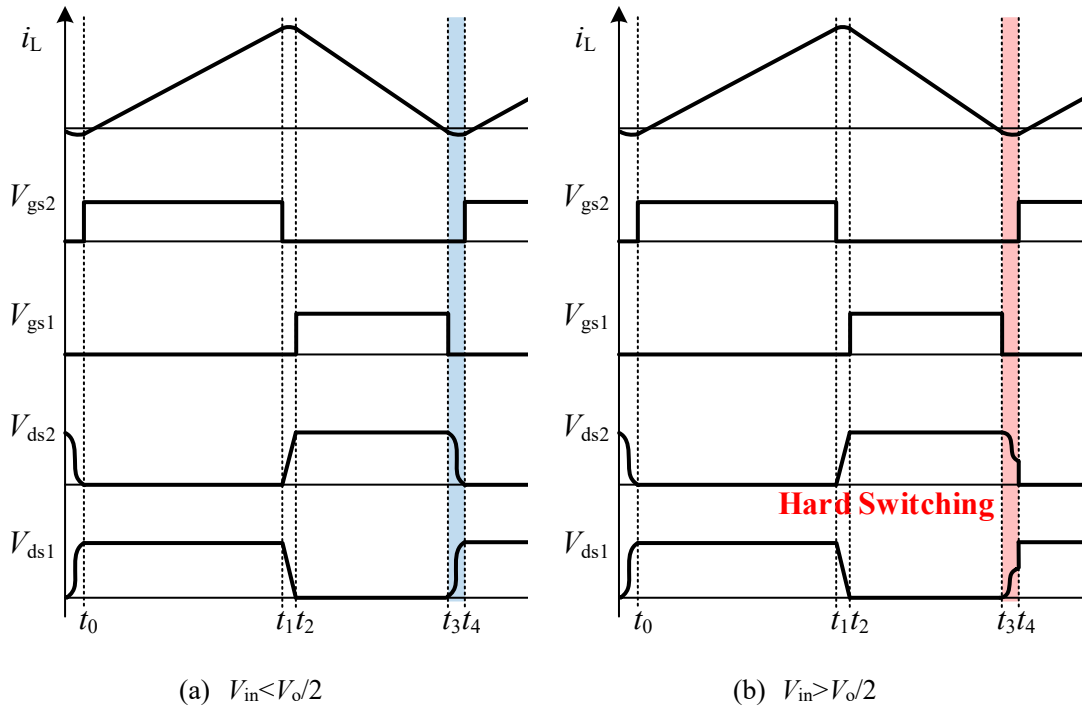


图 4-2 CRM 图腾柱 PFC 一个开关周期的工作波形

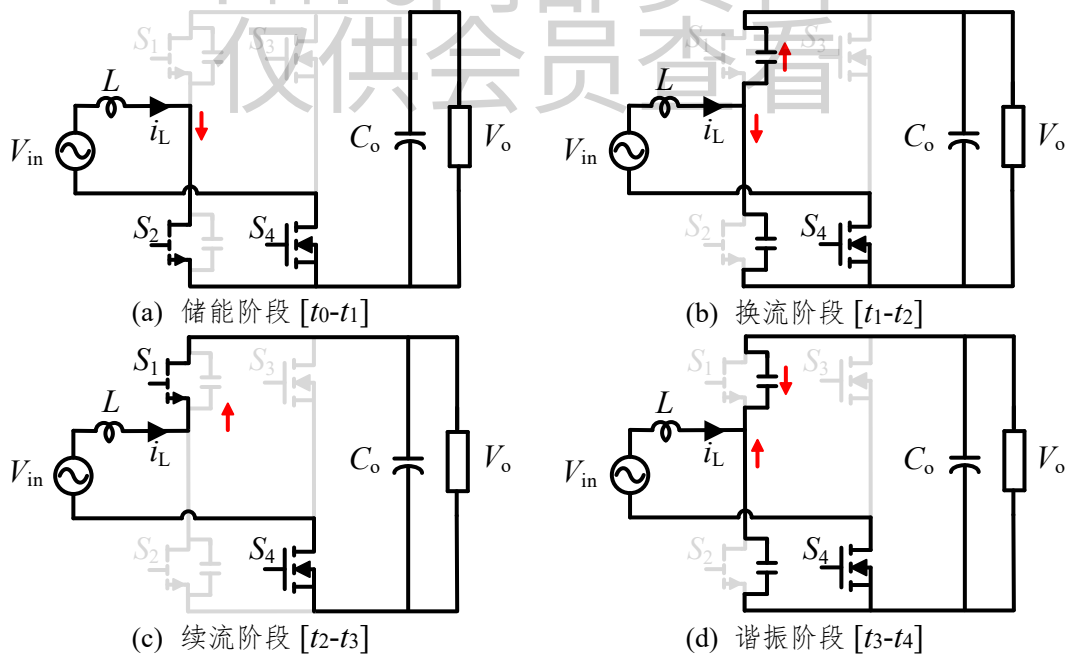


图 4-3 CRM 图腾柱 PFC 开关周期等效电路图

$[t_0-t_1]$ 储能阶段： t_0 时刻，主管 S_2 导通，电感两端电压电压差为输入电压 V_{in} ，电感电流线性升高，负载的能量由输出电容传递。到 t_1 时刻，主管 S_2 关断，电感电流到达峰值，储能阶段结束。

[t_1 - t_2] 换流阶段: t_1 时刻, 主管 S_2 关断, 上相关结电容并联, 电感 L 与其构成串联谐振, 下管结电容电压 V_{ds2} 充电至输出母线电压 V_o , 上管结电容电压 V_{ds1} 放电, 由母线电压 V_o 降至 0。这一过程分两种情况, 若此时电流峰值较高, 该过程极为迅速, 电流大小基本不变; 若此时电流峰值较小, 该过程较为缓慢, 且电感电流的大小可能会伴随谐振过程变化显著。

[t_2 - t_3] 续流阶段: t_2 时刻, 续流管 S_1 导通, 电感两端承受负压 $V_o - V_{in}$, 电感电流线性下降, 负载的能量由电感传递。到 t_3 时刻, 续流管 S_1 关断, 电感电流降至 0, 续流阶段结束。

[t_3 - t_4] 谐振阶段: t_3 时刻, 续流管 S_1 关断, 电感 L 与上下管结电容构成串联谐振, 此时电感电流为 0, 上管结电容电压 V_{ds1} 充电, 下管结电容电压 V_{ds2} 放电, 其电压从母线电压 V_o 降至 0 或者谷底电压值^[19], 这取决于输入电压 V_{in} 与输出母线电压 V_o 的关系。当 $V_{in} < V_o/2$ 时, V_{ds2} 可以谐振至 0, 至 t_4 时刻, 开关管 S_2 零电压开通, 其波形如图 4-2(a)所示; 当 $V_{in} > V_o/2$ 时, V_{ds2} 谐振至谷底电压值 $2V_{in} - V_o$, 至 t_4 时刻, 开关管 S_2 谷底开通, 造成硬开关, 其波形如图 4-2(b)所示。

4.1.2 TCM 全范围软开关

针对图 4-2(b)的硬开关现象, 可以通过在电流过零后主动延长续流时间, 利用负电流实现软开关^[18], 该方法被称为三角电流模式 (Triangle Current Mode, TCM)。下面, 对这一模式进行分析和推导。

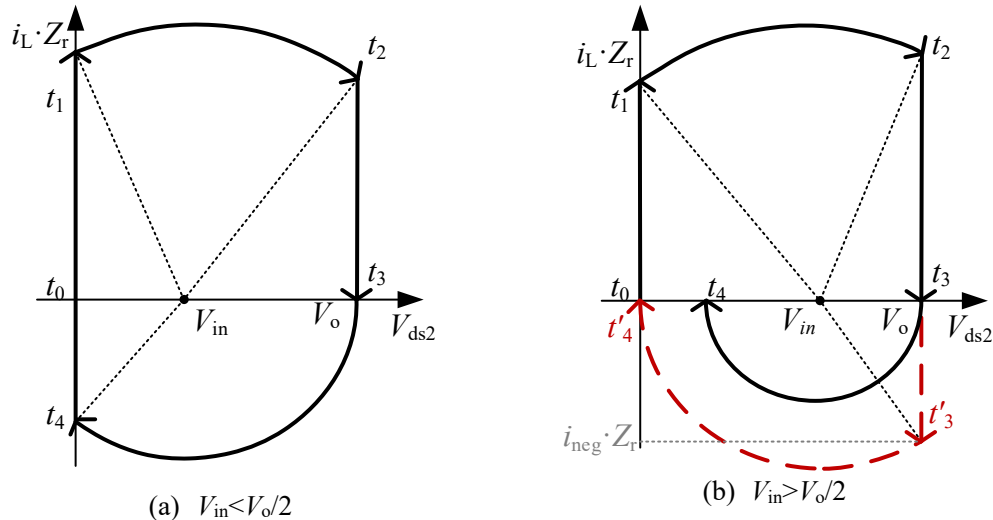


图 4-4 图腾柱 PFC 换流阶段和谐振阶段的谐振轨迹图

根据电感 L 与上下管结电容的串联谐振模型, 结合电感和结电容的初值, 可以推导出换流阶段和谐振阶段结电容电压的时域函数^[58]。图 4-4 展示了 CRM

模式下图腾柱 PFC 的 $i_L Z_r - V_{ds2}$ 谐振轨迹图。当 $V_{in} < V_o/2$ 时，在 t_4 时刻，下管结电容电压 V_{ds2} 可以谐振至零电压；当 $V_{in} > V_o/2$ 时，在 t_4 时刻，下管结电容电压 V_{ds2} 的电压至多只能下降至谷底电压值，这会导致主开关 S_2 在下一个开关周期硬开通。为解决该问题，图 4-4(b) 中的红色虚线所示的 TCM 方法，主动将续流结束时刻从 t_3 延长至 t_3' ，从而增大电感电流初值，这种方法可以使只开关的电压强制谐振至 0，确保在工频周期全范围软开关。

当需要的电感负向电流大小 i_{neg} 可以根据谐振轨迹图计算得到^[18]：

$$i_{neg} = \begin{cases} 0 & v_{in}(t) < V_o/2 \\ \frac{\sqrt{[2v_{in}(t) - V_o]V_o}}{Z_r} & v_{in}(t) > V_o/2 \end{cases} \quad (4-1)$$

其中， $Z_r = \sqrt{\frac{L}{2C_{oss}}}$ ，为谐振阻抗， $v_{in}(t) = 220\sqrt{2} \sin 100\pi t$ ，为网侧电压。

4.1.3 双 ZCD 控制模式

为了实现 TCM 模式，在图 4-3 中的谐振阶段，在电流过零阶段，需要人为控制在电流达到预期的负电流时控制续流管 S_1 关断，并在上下管结电容完成充放电后控制主开关管 S_2 的开通。对于这两个开关动作，本文使用了一种双 ZCD 控制方法，图 4-5 和图 4-6 分别展示了这种方法的波形示意图和控制逻辑框图。

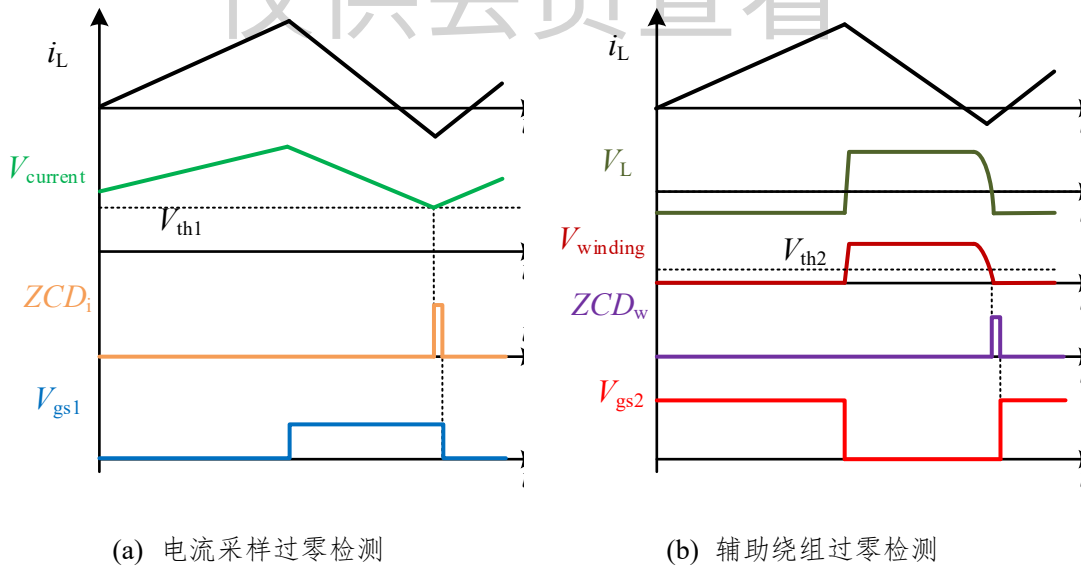


图 4-5 双 ZCD 检测的波形示意图

电流检测 ZCD：对于续流管的关断，一些文献中有通过计算续流时间控制续流管关断的方法^[24]，但这种方法需要在每个开关周期更新续流时间，不仅占用较多的控制器资源，而且没有办法应对输入电压突变等问题^[57]。因此，可以

通过电流采样，令采样值与参考值比较，控制续流管的关断，如图 4-6(a)所示。

辅助绕组 ZCD：对于主管的开通，需要对结电容的充放电状态进行检测，以防止硬开关。因为功率电感与结电容相连，所以结电容充放电会引起电感的电压变化。因此可以通过检测电感电压来判断结电容的充放电是否完成，图 4-6(b)展示了辅助绕组过零检测的原理。由 4.1.1 小节的推导，在 $[t_3-t_4]$ 的谐振阶段，下管电压 V_{ds2} 会发生翻转，同时电感上的电压也会对应地发生变化。由于在工频正负半周交换时，高频桥臂内主管和续流管的功能会交换，电感电压的极性也会倒转，因此使用中心抽头的辅助绕组采样电感电压，作为辅助绕组过零检测的触发信号源，其电路示意图如图 4-7。

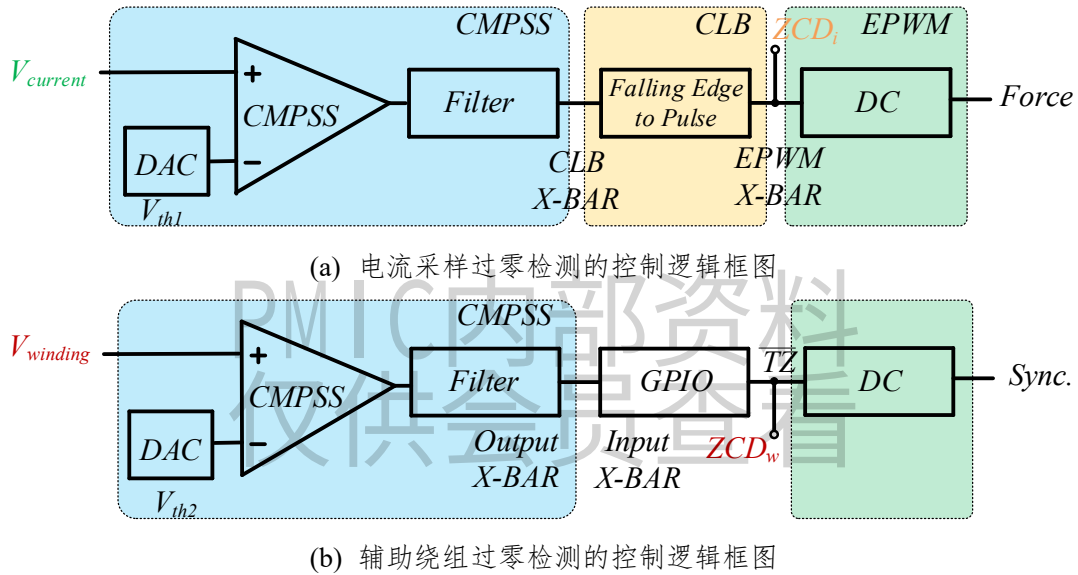


图 4-6 双 ZCD 检测的控制逻辑框图

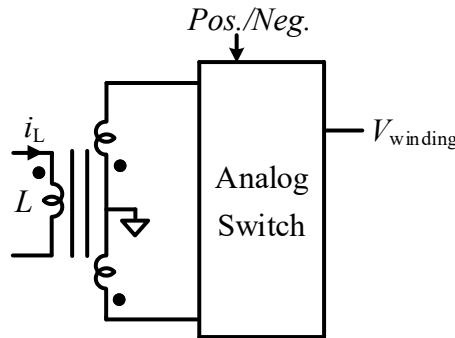


图 4-7 辅助绕组的正负半周判断电路

4.2 电流传感器对 PFC 控制的影响

由于 Hall 传感器的成本较低，工艺成熟，目前 OBC 前级 PFC 多选用其作

为电流采样方案。但开关频率进一步提升之后，Hall 电流传感器将不再满足带宽需求，延迟加剧。TMR 具有高灵敏度，高带宽的特性，成为一种可选方案，但当前商用 TMR 电流传感器仍存在电磁干扰问题，本文提出的双端差分 TMR 电流传感器有效地抑制了电磁场耦合噪声，在保持其低延迟的基础上提升高频电流检测的质量。因此，通过实验在图腾柱 PFC 样机上对比 Hall 传感器和 TMR 传感器对 PFC 工作的影响，验证 TMR 传感器在 OBC 上使用的可行性。

4.2.1 传感器延迟造成的影响

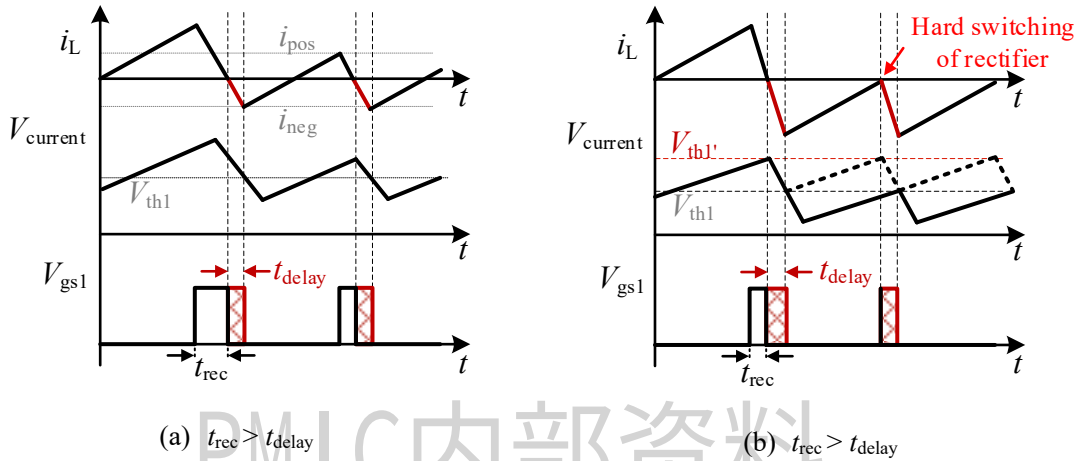


图 4-8 延迟时间影响 CRM 图腾柱 PFC 工作模式波形示意图

由于磁传感器带宽通常在百 kHz 至几 MHz 之间，在采样高频电流时，相较于被测电流存在延迟时间 t_{delay} ，这会对控制产生一定的影响。图 4-8 分析了电流传感器延迟时间对传感器工作模式影响的波形示意图。

因为电流频率提高，续流阶段时间 t_{rec} 较短，相对于传感器的延迟时间 t_{delay} 没有显著的差距。

如图 4-8(a)，当 $t_{rec} > t_{delay}$ 时，传感器延迟 t_{delay} 导致续流管关断时间滞后，造成了一定的电流跌落。根据波形图分析，当 $t_{delay} < t_{rec} < 2t_{delay}$ 时，电流的正峰值 i_{peak} 将小于等于负向电流 i_{neg} ，这会导致功率无法向负载传输，进入无功率模式。

如图 4-8(b)，当 $t_{rec} < t_{delay}$ 时，频率进一步提升，导致续流时间 t_{rec} 继续缩短，电流跌落加剧，电流的正峰值 i_{peak} 将小于 0，此时不仅无法向负载传递能量，同时还会造成续流管的硬开关。一种简单的解决方法是提升电流 ZCD 的比较阈值 V_{th1} ，将其抬升后可以使续流管关断提前，补偿传感器的滞后。但当频率进一步提升时，比较阈值会超过电流采样的正峰值，导致电流 ZCD 无法触发。

因此，采用带宽更高的电流传感器是一种解决方案。

4.2.2 实验样机设计

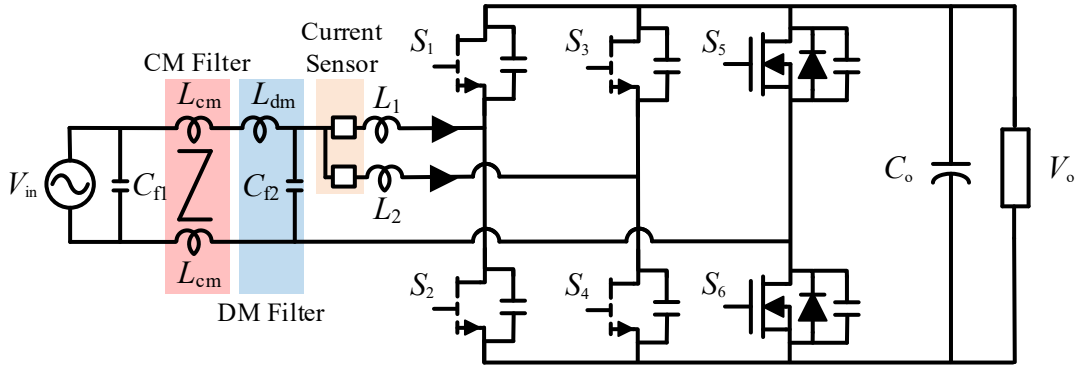


图 4-9 实验样机原理图

如图 4-9，本课题设计了一款 3.3kW PFC 以验证电流传感器的高频测量能力，本小节简单介绍各部分参数设计及选型。

（一）功率电感

CRM 模式下的开关频率 f_{sw} 跟随输入 220Vac 交流电压变化，其关系如下：

$$f_{sw}(\theta) = \frac{\eta V_{rms}^2}{2P_o L} \left(1 - \frac{\sqrt{2} V_{rms} \sin \theta}{V_o}\right) \quad (4-2)$$

根据单相功率及最低频率，可以推出电感感值应为 25 μ H。

得到电感感值后，需要结合损耗估算，选择磁芯材料，对磁芯尺寸和绕组进行设计。电感磁芯材料选择了适合高频的 DMR51W 锰锌铁氧体，最大饱和磁感应强度 B_m 为 330mT，电感设计方法参考了常用的 AP 法，磁芯有效截面积 A_e 为 80.5mm²，绕组匝数 N 为 16 匝，采用 150 股 0.1mm 线径的利兹线绕制而成，磁芯形状为 EE 跑道形。

（二）开关管

在 CRM 模式下，器件的损耗主要为导通损耗，开关损耗占比较小，所以优先选择导通损耗较小的器件。同时，由于器件的开关频率较高，所以高频管可以选择高压 GaN 器件。最终采用了 Navitas 的 NV6514C 650V GaN 器件作为高频管，其导通电阻 25m Ω ；工频管选为 Infineon 的 IPDQ60R022S7，其导通电阻为 22m Ω 。

（三）输出电容

在 PFC 电路中，母线电容用于储能并维持输出电压稳定。选电容时需考虑

纹波电压和断电保持时间，以满足设计要求。在布局允许的情况下，优先选择较大电容值以优化性能。

综上，单相 CRM 图腾柱 PFC 样机的参数如表 4-1 所示。

表 4-1 单相 CRM 图腾柱 PFC 变换器主要参数

参 数	数 值
输入/输出电压	220 Vac $\pm$ 20% / 400 Vdc
单相输出功率	1650 W
功率电感	25 μ H (DMR51W)
高频管	NV6514C
工频管	IPDQ60R022S7
输出电容	450 μ F(两颗并联)
控制器芯片	TMS320F280049C

4.2.3 TMR 传感器与 Hall 传感器的对比

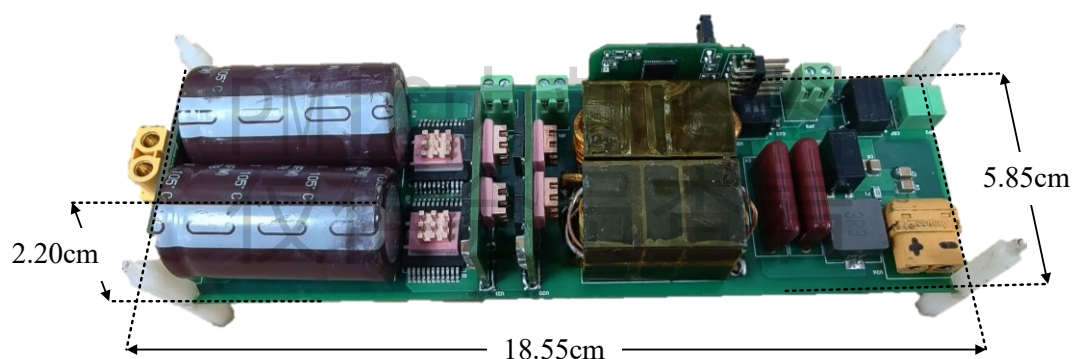
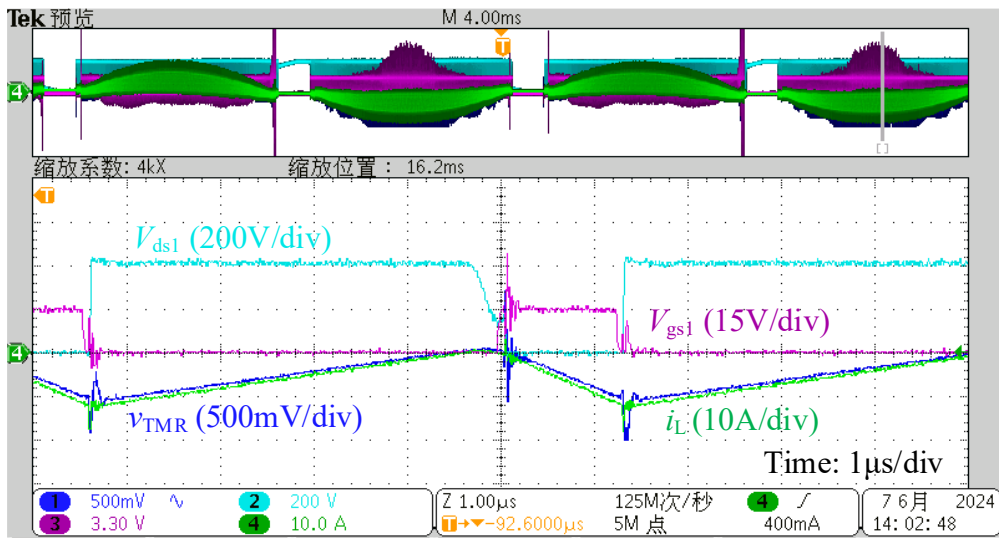


图 4-10 3.3kW 双相交错 CRM 图腾柱 PFC 样机实物图

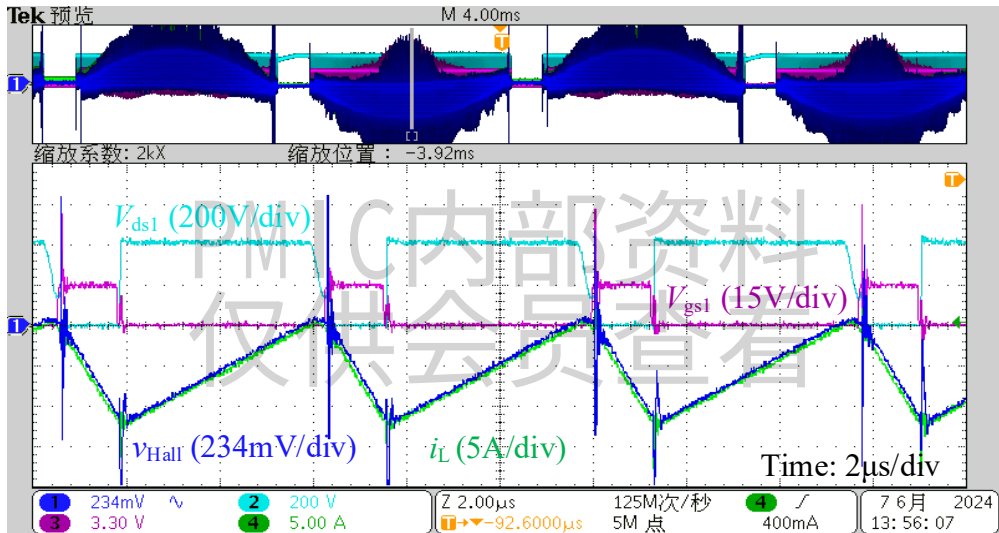
根据表 4-1 的参数，搭建了如图 4-10 的实验样机。样机中留有一个从相高频桥臂，用于更高功率的应用，本文不涉及双相交错部分的内容。本小节将对比所设计的双端差分 TMR 电流传感器（图 3-12, BW=3.3MHz）和开环 Hall 传感器（ACS733, BW=1MHz）对 PFC 工作波形的影响。由于满载情况下，开关频率较低，为验证高频电流采样性能，样机工作在主相半载（825W）的工况下。

由 4.1.1 的分析可知，在 CRM 模式下，当输入电压 V_{in} 到达峰值 311V 时，主开关管无法实现 ZVS-on，谷底开通引起的硬开关会使传感器采样引入尖刺。图 4-11 对比了该工况下双端差分 TMR 电流传感器与 Hall 传感器（Allegro, ACS733）采样并参与控制的波形图对比，此时工频相位 270° ，主开关管硬开

通，开关频率 180kHz。



(a) 双端差分 TMR 电流传感器采样的 PFC 波形



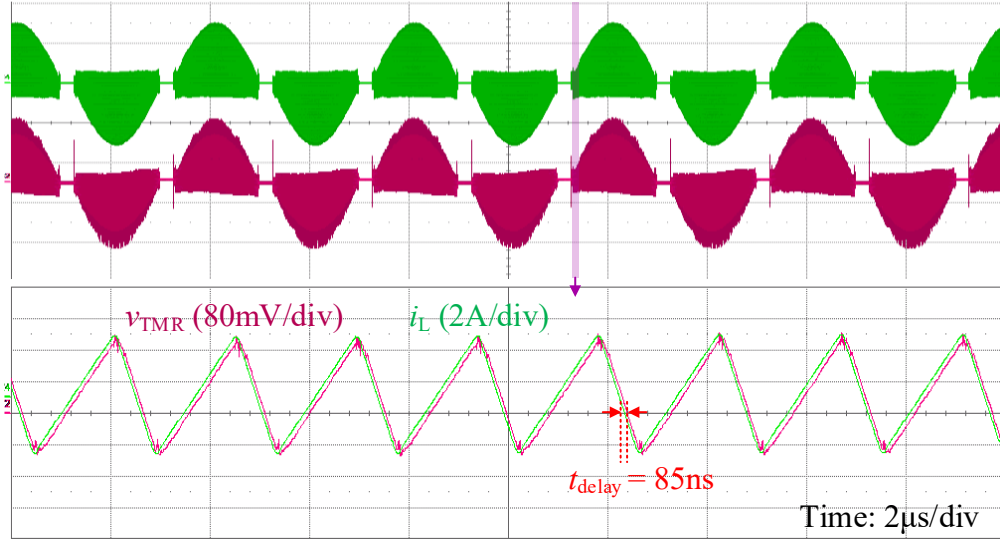
(b) Hall 电流传感器（Allegro, ACS733）采样的 PFC 波形

图 4-11 CRM 模式下两种传感器采样的 PFC 对比波形图 ($f_{sw} = 180\text{kHz}$)

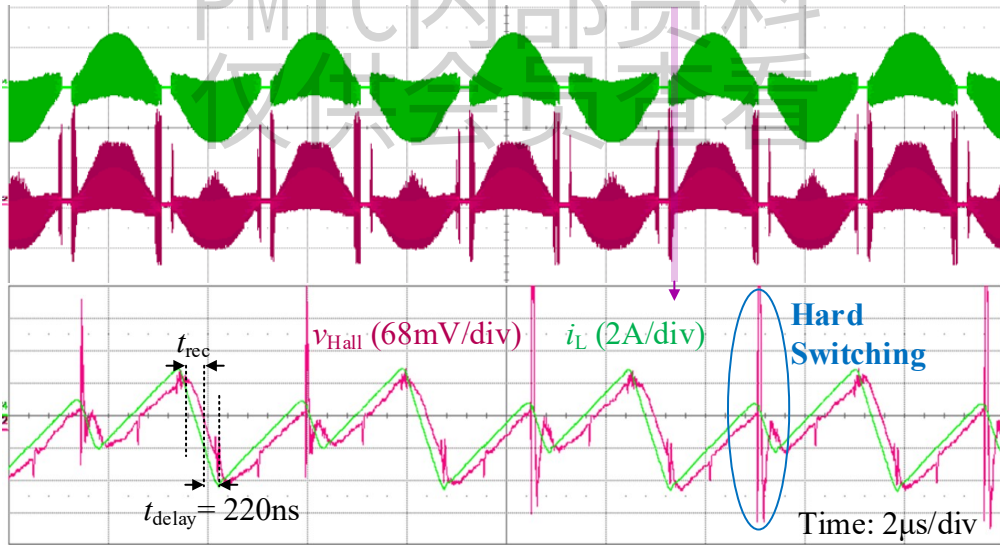
由于此时的电流频率为 180kHz，两种传感器均没有明显的采样延迟。但谷底开通造成的硬开关会造成较大的 dv/dt ，对传感器造成干扰。图 4-11(a)中，双端差分 TMR 电流传感器可以通过对称抵消和梳状地的屏蔽，有效地使开关尖刺衰减。而在图 4-11(b)中，ACS733 Hall 电流传感器的测量波形则引入了较大的开关尖刺，其幅值已经超过电流信号的峰值，这很容易影响程序的控制逻辑，或误触发过流保护。

在理想的 TCM 模式下，器件在全范围实现软开关，但基于 4.2.1 的分析，随着频率的提升，传感器延迟相较于开关周期预发显著，此时 PFC 的工作波形

会出现异常。图 4-12 展示了主相半载工况下 (825W)，两种传感器采样控制的 PFC 波形对比图。当开关频率达到 500kHz 时，由于双端差分 TMR 电流传感器具有 3.3MHz 的带宽，其延迟仅为 85ns，而仅具有 1MHz 带宽的 Hall 电流传感器 ACS733 的延迟达到 220ns。



(a) 双端差分 TMR 电流传感器采样的 PFC 波形



(b) Hall 电流传感器 (Allegro, ACS733) 采样的 PFC 波形

图 4-12 TCM 模式下两种传感器采样的 PFC 对比波形图 ($f_{sw} = 500\text{kHz}$)

图 4-12(a)中，在双端差分 TMR 电流传感器作为电流检测芯片时，图中紫色标记处，电路正常实现 TCM 模式，负电流幅值为 2A，PFC 实现全范围软开关，电流采样信号不会耦合硬开关噪声；图 4-12 (b)中，Hall 电流传感器的延迟 t_{delay} 达到 220ns，与续流管的理论开通时间 t_{rec} 相当。此时，负电流幅值达到 4A，超

过了此开关周期的电感电流正峰值，在下一个开关周期的充电阶段，电流无法爬升至正值。此时，能量不仅不能向负载传递，PFC 进入无功率模式^[24]，该情况还会导致续流管硬开通，造成更大的损耗；同时 GaN 器件在硬开关条件下有较大的开关尖刺，该尖刺耦合到电流采样波形中。

表 4-2 展示了 TCM 模式主相半载情况下两种传感器采样控制 PFC 的效率对比，Hall 传感器在进入无功率模式同时产生硬开关后，PFC 的效率相对于双端差分 TMR 传感器采样情况下降低了 0.8%。

表 4-2 TCM 模式半载情况下两种传感器采样控制 PFC 的效率对比

电流传感器	输入功率/W	输出功率/W	效率/%
双端差分 TMR	836.128	825.091	98.68
Hall (ACS733)	843.159	825.284	97.88

4.3 本章小结

本章为验证 TMR 电流传感器在复杂的电力电子变换器系统中采样和参与控制的可行性与可靠性，搭建了一台 CRM 图腾柱 PFC 样机，其同步开关频率可达 500kHz 以上。在样机上使用所提出的双端差分 TMR 电流传感器和 Hall 电流传感器进行分别进行采样，对比 PFC 的工作波形。双端差分 TMR 电流传感器可以更好地抑制开关动作引入的尖刺，测量高频波形仅具有 85ns 的响应时间，可在全范围内实现 GaN 器件的 ZVS-on；而 Hall 电流传感器的测量延时达到 220ns，该延时导致续流管关断滞后，由于开关管导通时间小于延时大小，在下一个开关周期电感电流无法上升到正值，使续流管硬开通，引起额外的开通损耗。根据实验结果，相比于采用 Hall 电流传感器，采用所研制的双端差分 TMR 电流传感器采样，样机效率提高 0.8%，有效地验证了 TMR 电流传感器在高频变换器中应用的可行性。

5 总结与展望

5.1 工作总结

为提升 OBC 的功率密度, 基于 GaN 器件的 OBC 成为研究热点。然而, 高开关频率、高 dv/dt 、高 di/dt 、紧凑化布局也对电流采样提出要求, 包括高带宽、抗干扰、小体积等。TMR 电流传感器具有高带宽、低功耗和灵敏度高等优点, 具有一定的发展前景, 但当前其仍存在高频下易受电磁干扰的问题。本文建立了 TMR 传感器互感及互容噪声耦合模型, 提出了一种双端差分 TMR 电流传感器抑制其互感和互容噪声, 并搭建了基于 GaN 器件的 PFC 验证所研制传感器的优异性能, 主要创新点与工作内容如下:

- 1) 建立了差分 TMR 电流传感器互容噪声的电路模型, 并提取了模型中的寄生参数, 该模型可以较好地与实验波形拟合; 介绍了差分 TMR 电流传感器的互感噪声耦合模型, 阐明互感噪声源于被测电流的 di/dt 对传感器电路形成的感应电动势; 根据噪声的频域特性, 分析并验证 RC 滤波消除噪声会影响传感器带宽。提出了一种双端差分 TMR 电流传感器抑制互感及互容噪声, 阐述了其抑制噪声的机理。研制了一款传感器实物, 尺寸为 $14\text{mm} \times 17\text{mm}$, 带宽为 3.3MHz , 测量 1MHz 40A 峰峰值的三角波, 延迟仅有 56ns , 近乎完全消除互感噪声; 在 GaN 器件 5V/ns 的 dv/dt 开关瞬态下, 噪声幅值由 1335mV 衰减至 165mV , 衰减比例约 87.4% 。
- 2) 根据双端差分抑制互容噪声的效果, 提出使用梳状地屏蔽进行优化, 并对其原理分析、建模和寄生参数提取, 然后构建电路仿真验证了其可行性。之后, 在双端差分 TMR 电流传感器中配备了梳状地屏蔽, 在同样的测试条件下, 二者结合可以消除 99% 以上的互容噪声。
- 3) 最后, 搭建了一台 3.3kW 双相交错 CRM 模式图腾柱 PFC 样机, 由于其高频管的开关频率较高, 电流采样延迟相对于开关周期尤为显著。本文对样机的工作模态和控制机制进行介绍, 并结合二者分析了电流采样延迟对 PFC 工作波形的影响。最后, 在样机上对比了常用的 Hall 电流传感器与双端差分 TMR 电流传感器的采样与控制效果。双端差分 TMR 电流传感器以其更快的响应速度和更好的噪声抑制能力, 降低了样机的损耗, 相比于 Hall 电流传感器, 使样机效率提升 0.8% 。

5.2 工作展望

- 1) 当前, Hall 与 RC 混合型传感器已经实现了 SOIC-8 封装下, 5MHz 的带宽, 并保证了较好的响应速度、抵抗互感与互容噪声的能力。但相较于 Hall 传感器, TMR 具有更高的弱电流检测能力、低功耗和高信噪比的优势, 所以未来高频 TMR 电流传感器仍具有研究意义。
- 2) 对于互容噪声的抑制, 梳状地的尺寸参数还没有一个明确的设计过程, 后续需要结合 FEM 仿真, 对梳状地的尺寸和互容噪声的抑制效果有更细致的分析与研究。
- 3) 当前 TMR 电流传感器的温漂现象较为严重, 解决方法是对 ASIC 进行温度补偿, 但该方法并没有达到预期的效果, 后续可以对 TMR 电流传感器的温漂做更细致的研究。

PMIC内部资料
仅供会员查看

参考文献

- [1] Achakulwisut P, Erickson P, Céline Guivarch, et al. Global fossil fuel reduction pathways under different climate mitigation strategies and ambitions[J]. Nature communications, 14(1):5425.
- [2] Kiliç Depren S, Kartal MT, Çoban Çelikdemir N, Depren Ö. Energy consumption and environmental degradation nexus: A systematic review and meta-analysis of fossil fuel and renewable energy consumption[J]. Ecological Informatics, 2022, 67: 101747.
- [3] 中华人民共和国国务院新闻办公室. 中国的能源转型[EB/OL]. https://www.gov.cn/zhengce/202408/content_6971115.htm.
- [4] Mohsin R, Longfei C, Felix L, et al. A Review of Particulate Number (PN) Emissions from Gasoline Direct Injection (GDI) Engines and Their Control Techniques[J]. Energies, 2018, 11(6): 1417.
- [5] Precedence Research. Electric Vehicle Market Size, Share, Trends, Growth, Report By 2033[EB/OL]. (2023-01-01)[2025-01-02]. <https://www.precedenceresearch.com/electric-vehicle-market>.
- [6] IEA. Global EV Outlook 2024[EB/OL]. (2024)[2025-01-02]. <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>.
- [7] Jo C H, Jeong T J, Li G, et al. A Novel Integrated OBC and LDC System With Flux Path Reconfiguration for Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 40.
- [8] 张承慧, 李永东, 陈伟. 电动汽车充电技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2019.
- [9] Jia M, Sun H. GaN-based High Frequency and High-power Density 2-in-1 Bidirectional OBCM Design for EV Application[C]. PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2023: 1-10.
- [10] GaN Systems. CANOO 电动车车载充电器 (OBC)[EB/OL]. (2024-03)[2024-05-24]. <https://cn.gansystems.com/gan-applications/canoo/>.
- [11] 陈孟帆. 直流母线浮动高性能双向车载充电机研究与设计[D]. 浙江大学, 2023.
- [12] Xinke, Hua, Guichao, et al. A new current-driven synchronous rectifier for series-parallel resonant (LLC) DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011.
- [13] Huang D, Fu D, Lee F C. High switching frequency, high efficiency CLL resonant converter with synchronous rectifier[C]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2009.
- [14] Xie X, Liu J C P, Poon F N K, et al. A novel high frequency current-driven synchronous rectifier applicable to most switching topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 16(5):635-648.
- [15] Choi, Hangseok. Charge current control for LLC resonant converter[J]. IEEE, 2015:1448-1452.
- [16] Hu Z, Wang L, Liu Y F, et al. Bang-Bang Charge Control for LLC Resonant Converters[C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE. IEEE, 2013.
- [17] Adragna C. Time-shift Control of LLC Resonant Converters[J]. 2010.
- [18] Marxgut, Christoph, Krismer, et al. Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Single-Phase PFC Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014.
- [19] Yang, Y., et al. SR Control With Zero Current Detection Delay Compensation for GaN CRM Totem-Pole PFC Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 6, pp. 7059-7068, June 2023.

- [20] Liu Z , Lee F C , Li Q ,et al.Design of GaN-Based MHz Totem-Pole PFC Rectifier[J]. *Emerging & Selected Topics in Power Electronics IEEE Journal of*, 2016, 4(3):799-807.
- [21] Cao G , Kim H J .Improved Bridgeless Interleaved Boost PFC Rectifier with Optimized Magnetic Utilization and Reduced Sensing Noise[J].*IEEE*, 2014.
- [22] 陈子健.高效率软开关图腾柱 PFC 交错并联控制策略分析及优化[D].浙江大学,2021.
- [23] Implementation of Close-Loop Control for Interleaved CrM Totem-Pole PFC Converters with GaN Devices[C]. 2023 IEEE 14th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). IEEE, 2023: 137-140.
- [24] M. Zhou, C. Peng, J. Liang, M. Fu and H. Wang. Current Zero-Crossing Prediction-Based Critical Conduction Mode Control of Totem-Pole PFC Rectifiers[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 7, pp. 8513-8527, July 2023.
- [25] Ziegler S , Woodward R C , Iu H C ,et al.Current Sensing Techniques: A Review[J].*IEEE Sensors Journal*, 2009, 9(4):354-376.
- [26] Malewski,Ryszard.New Device for Current Measurement in Exploding Wire Circuits[J].*Review of Scientific Instruments*, 1968, 39(1):90-94.
- [27] Malewski R , Nguyen C T , Feser K ,et al.Elimination of the Skin Effect Error in Heavy-Current Shunts[J].*Power Engineering Review IEEE*, 1981, PER-1(3):39.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] Kluss J V , Elg A P , Wingqvist C .High-Frequency Current Transformer Design and Implementation Considerations for Wideband Partial Discharge Applications[J].*IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2021.
- [31] Patel A, Ferdowsi M. Current sensing for automotive electronics—A survey[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(8): 4108-4119.
- [32] Jiang J, Kindt W J, Makinwa K A A. A continuous-time ripple reduction technique for spinning-g-current Hall sensors[J]. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 2014, 49(7): 1525-1534.
- [33] ACS730: 1 MHz Bandwidth, Galvanically Isolated Current Sensor IC in Small Footprint SOI C8 Package. [Online]. Available: <https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs730>
- [34] Mosser V , Matringe N .A spinning current circuit for nanotesla range resolution in Hall measurements[C]//*Sensors Applications Symposium.IEEE*, 2016.
- [35] Ramirez J , Fruett F .Offset reduction in a multiple-terminal hall plate using current spinning [J].*IEEE*, 2014.
- [36] Crescentini M , Syeda S F , Gibiino G P .Hall-Effect Current Sensors: Principles of Operation and Implementation Techniques[J].*IEEE sensors journal*, 2022.
- [37] Sanchez J , Ramirez D , Ravelo S I ,et al.Electrical Characterization of a Magnetic Tunnel Junction Current Sensor for Industrial Applications[J].*Magnetics, IEEE Transactions on*, 2012, 48(11):p.2823-2826.
- [38] Sinomags Technology Co., Ltd. 芯片式电流传感器产品数据手册：FireFly-W 系列 FFW-010[EB/OL]. (2021-12-14)[2025-01-01]. <http://www.sinomags.com>.

- [39] 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.
- [40] 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.
- [41] 杜佳坤.差分 TMR 电流传感器的磁场耦合问题研究[D].浙江大学,2023.
- [42] Ouyang Y, Hu J, He J, et al. Modeling the Frequency Dependence of Packaged Linear Magnetoresistive Sensors Based on MTJ[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11):1-4.
- [43] Dąbek M, Wiśniowski P, Kalabiński P, et al. High immunity wafer-level measurement of MHz current[J]. Measurement, 2016, 94: 474-479.
- [44] NOVOSENSE. NSA5312[EB/OL]. <https://www.novosns.com/magnetic-sensor-signal-conditioning-ic-684>.
- [45] Okabayashi J, Watanabe M, Yamaguchi T, et al. Temperature and bias-voltage dependences of tunneling magnetoresistance in (Ga,Mn)As-based double-barrier magnetic tunnel junctions [J]. Journal of Applied Physics, 2008, 103(7):054416.
- [46] Allegro MicroSystems. (n.d.). DC to 5 MHz Current Sensor in Fused-Lead SOIC-6 Package - ACS37030-2.[EB/OL].<https://www.allegromicro.com/zh-cn/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs37030-2>
- [47] N. Troester, J. Ruthardt, M. Nitzsche and J. Roth-Stielow. Wide Bandwidth Current Sensor Combining a Coreless Current Transformer and TMR Sensors[C]. PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2018, pp. 1-7.
- [48] Ouyang Y, et al. Modeling the frequency dependence of packaged linear magnetoresistive sensors based on MTJ[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 1-4.
- [49] Yang X, Xie C, Wang Y, et al. Optimization design of a giant magnetoresistive effect based current sensor with a magnetic shielding[J]. IEEE transactions on applied superconductivity, 2013, 24(3): 1-4.
- [50] 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.
- [51] Chen H, Lin W, Shao S, Wu X, Zhang J. Application of tunnel magnetoresistance for PCB tracks current sensing in high-frequency power converters[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 1-11.
- [52] 宁波希磁电子科技有限公司. STK-616TMW 系列电流传感器[EB/OL]. (2024-03-06)[2024-12-18]. <https://www.sinomags.com/products/211.html>.
- [53] Grover E W, Grover F C. Inductance Calculations Working Formulas and Tables[J]. Mathematics of Computation, 1964, 18(85).
- [54] 国巨电子. 通用型陶瓷电容[EB/OL]. https://www.yageo.com/zh-CN/Product/Index/mlcc/general_purpose.
- [55] 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.
- [56] 林伟聪.基于隧道磁电阻 TMR 的变换器电流测量技术研究[D].浙江大学,2022.
- [57] 陈子健.高效率软开关图腾柱 PFC 交错并联控制策略分析及优化[D].浙江大学,2021.

- [58] Marxgut C , Biela J , Kolar J W .Interleaved Triangular Current Mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density[J].IEEE, 2010.

PMIC内部资料
仅供会员查看

攻读硕士学位期间取得的研究成果

第一作者

A Dual-output Differential Tunnel Magnetoresistance Current Sensor for High-frequency Application[C]. 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, AZ, USA, 2024.

PMIC内部资料
仅供会员查看