

分类号: TM933

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21960091

浙江大学

硕士专业学位论文



中文论文题目: 基于隧道磁电阻 TMR 的变换器电流测量技术研究

英文论文题目: Research on Tunnel Magnetoresistance Based Current Measurement Technology of Converter

申请人姓名: 林伟聪

指导教师: 张军明 邵帅

合作导师: 李军

专业学位类别: 工程硕士

专业学位领域: 电气工程

所在学院: 工程师学院

论文提交日期 2022 年 1 月 15 日

基于隧道磁电阻 TMR 的变换器电流测量技术研究



论文作者签名:_____

指导教师签名:_____

论文评阅人 1: _____

评阅人 2: _____

评阅人 3: _____

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 彭勇刚 教授 浙江大学

委员 1: 章雷其 高工 国网浙江省电力有限公司电力科学研究所

委员 2: 周永智 讲师 浙江大学

委员 3: 叶承晋 研究员 浙江大学

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: 2022 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：

签字日期：

年 月 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：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

本文研究工作受

国家重点研发计划课题“碳化硅器件及模块测试检
验全套技术研究”

（资助号：2016YFB0400504）

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”

（批准号：52077198）

华为技术有限公司合作项目

（资助号：FA2019081023-SOW10）

共同资助

谨致感谢！

摘要

微网中电力电子装备始终朝着高频、高效、高功率密度的方向发展，要求电流传感技术具有高带宽、隔离和小型化特点。一种满足上述要求的电流传感器是隧道磁电阻(TMR, Tunnel Magnetoresistance)传感器，它通过感应磁场实现非侵入式电流测量。然而，TMR 电流传感器在应用过程中，存在以下三方面问题：1) 带宽受集肤效应影响，2) 变换器 dv/dt 引起传感器输出尖刺，3) 干扰磁场造成传感器输出畸变。为此本文开展了以下研究。

1) 针对集肤效应对带宽的影响，分析 TMR 电流传感器带宽受限的原因，再利用有限元仿真寻找合适的安装位置规避集肤效应的影响。总结验证了不同 PCB 宽度、厚度、层数以及 TMR 芯片摆放高度下保证测量带宽的最佳安装位置经验公式，将 TMR 电流传感器的响应时间从 517ns 提升到 102ns。同时还验证了更换通流材质也可以提升测量带宽。

2) 针对变换器 dv/dt 引起传感器输出尖刺问题，首先分析了 dv/dt 的传播路径，接着通过对比分析，提出采用梳状结构屏蔽 dv/dt 噪声，并设计了梳状结构参数。实验结果表明，梳状屏蔽结构可将传感器输出的开关尖刺从 0.20V 降为 0.06V，且几乎不影响 TMR 电流传感器响应速度。

3) 针对干扰磁场对 TMR 造成的传感器输出畸变问题，提出利用 TMR 的单方向敏感特性对 PCB 进行合理布局，将 PCB 走线及磁元件影响比例从 70-85%降到 5%以内。针对不同材质机壳的干扰，对其进行了间距、厚度及梳状方向设计，以减小其对 TMR 电流传感器检测的影响。

关键词：电流检测技术，隧道磁电阻，磁场干扰，有限元仿真

Abstract

Power electronic converters in microgrids are always developing in the direction of high frequency, high efficiency, and high power density, which requires the current sensing technology to have the characteristics of high bandwidth, isolation and miniaturization. A novel current sensor that meets the above requests is tunnel magnetoresistance (TMR) sensor, which can achieve non-intrusive current measurement by detecting the surrounding magnetic field. However, the TMR current sensor has the following three main problems in the application process: 1) the bandwidth is affected by the skin effect, 2) the dv/dt noise in converter causes the sensor output spike, 3) the interference magnetic field causes the sensor output distortion. Therefore, the following research has been carried out in this paper.

1) To suppress the influence of the skin effect on the bandwidth, this paper analyzes the reasons for the limited bandwidth of the TMR current sensor, and then finds an optimal installation location to avoid the influence of the skin effect through finite element simulation. An empirical formula for the optimal installation location under different PCB widths, thicknesses and the heights of TMR sensor is summarized and verified, and the response time of the TMR current sensor can be reduced from 517ns to 102ns at optimal location discussed above. Meanwhile, this paper verifies that changing the material of the conductor can also improve the measurement bandwidth of TMR current sensor.

2) For solving the problem of sensor output spike caused by the high dv/dt in converter, the coupling path of the dv/dt is analyzed first, and then through comparative analyses, a comb-shaped shield is proposed to suppress the dv/dt noise, and the parameters of the comb-shaped shield are designed. The experiment verified that the output spikes can be reduced from 0.20V to 0.06V without affecting the response time of the TMR current sensor.

3) To solve the problem of sensor output distortion caused by interference magnetic fields, this paper takes advantage of the single-directional sensitivity of TMR to reasonably lay out the PCB, and reduces the influence of PCB traces and magnetic components from 70-85% to less than 5%. Meanwhile, to solve the interference problem of different material casings, the spacing between casings and PCB traces and comb-shaped casings are designed to reduce the interference on TMR

detection.

Key words: current sensing technology, tunnel magnetoresistance, magnetic field interference, finite element simulation

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

插图清单

图 1-1 1990 年到 2020 年中国能源消耗产生的碳排放总量和电力碳排放量.....	1
图 1-2 微电网中电力电子变换器的应用.....	2
图 1-3 电力电子变换器的电流检测.....	2
图 1-4 分流器的等效电路.....	4
图 1-5 罗氏线圈工作原理图.....	4
图 1-6 PEM 的罗氏线圈 CWT Mini ^[39]	4
图 1-7 磁传感技术分类.....	5
图 1-8 霍尔元件的工作原理.....	6
图 1-9 TMR 的原理图：(a)TMR 的结构示意图；(b)TMR 阻值与外界磁场的关系	7
图 1-10 惠斯通电桥结构的磁电阻电流传感器.....	8
图 1-11 TMR 应用中存在的问题：(a)集肤效应及 dv/dt 噪声；(b)外来磁场.....	10
图 2-1 单芯片 TMR 电流传感器.....	12
图 2-2 集肤效应的示意图.....	13
图 2-3 不同安装位置下待测电流到磁通密度的增益曲线.....	13
图 2-4 TMR 电流传感器和 PCB 走线的有限元仿真模型	15
图 2-5 电流分布和磁场分布的仿真云图.....	15
图 2-6 不同水平位置 D 的磁场频响曲线 ($w = 4\text{mm}$, $h = 1.2\text{mm}$)	16
图 2-7 不同安装高度 h 的磁场频响曲线 ($w = 4\text{mm}$, $D = 0.5\text{mm}$)	17
图 2-8 不同走线宽度下最佳安装位置的原始数据及拟合曲线.....	18
图 2-9 不同 PCB 规格的有限元仿真结果：(a)厚度为 2Oz 的 PCB；(b)双层 PCB....	18
图 2-10 不同 PCB 层数的有限元仿真结果：(a)六层 PCB；(b)十层 PCB.....	19
图 2-11 实验测试电路：(a)LC 谐振电路原理图；(b) LC 谐振电路实验样机	19
图 2-12 谐振电流测试的实验波形图.....	20
图 2-13 三角电流测试的实验波形图.....	21
图 2-14 更换材质的仿真结果：(a)铜和石墨的仿真云图；(b)石墨的磁场频响曲线 .	23
图 2-15 石墨纸作为通流走线的实物图.....	23
图 3-1 耦合路径分析的模型：(a)三维模型；(b)待提取的寄生电容	25
图 3-2 可能的屏蔽方案：(a)完整铜箔屏蔽；(b)梳状结构屏蔽	26

图 3-3 边界条件设置.....	27
图 3-4 磁场仿真结果：(a)无屏蔽；(b)完整铜箔；(c)梳状结构	28
图 3-5 不同宽度 b 下的涡流损耗.....	28
图 3-6 简化后的电场分析模型.....	29
图 3-7 不同间距 a 下电势沿 x 轴的变化.....	30
图 3-8 有无梳状屏蔽结构的实验波形图.....	31
图 4-1 干扰的来源：(a)PCB 走线；(b)磁性元件；(c)金属机壳	32
图 4-2 平行走线分析：(a)平行走线干扰三维模型；(b)平行走线干扰的横截面	32
图 4-3 磁通密度 B_{x1} 的推导模型	33
图 4-4 平行干扰走线的化简模型.....	34
图 4-5 自由层的磁畴磁化情况：(a)施加 H_x ；(b)施加 H_y	36
图 4-6 带角度标记的 PCB 通流板	36
图 4-7 旋转 TMR 电流传感器测得的数据和理论计算值：(a)调整前；(b)调整后.....	37
图 4-8 准垂直布线的示意图（两 PCB 走线夹角为 80° ）	38
图 4-9 不同布线方式的实验波形图：(a)平行布线；(b)准垂直布线	38
图 4-10 空芯电感的布局方式：(a)布局方式 1；(b)布局方式 2	39
图 4-11 不同布局方式的实验波形图：(a)平行于敏感方向；(b)垂直于敏感方向.....	41
图 4-12 机壳与 TMR 电流传感器的布局方式：(a)同侧；(b)异侧.....	42
图 4-13 铝合金机壳仿真结果.....	42
图 4-14 铁合金机壳仿真结果.....	43
图 4-15 铝合金机壳干扰分析：(a)完整机壳；(b)梳状方向垂直于电流方向	44
图 4-16 铁合金机壳干扰分析：(a)无机壳；(b)完整机壳；(c)梳状方向垂直于电流方向	45
图 4-17 铝合金机壳的实验波形图.....	46
图 4-18 铁合金机壳的实验波形图.....	46

附表清单

表 1-1 AMR、GMR 和 TMR 的 TDK 公司磁传感器特性比较..... 7

表 1-2 不同电流测量技术的特性比较..... 8

表 2-1 仿真条件设置..... 15

表 2-2 不同走线宽度下最佳安装位置的数据集..... 17

表 2-3 谐振参数设置..... 20

表 2-4 不同走线宽度下的实验结果..... 21

表 2-5 不同材质的属性及集肤深度..... 22

表 2-6 更换通流材质的实验结果..... 24

表 3-1 走线间的寄生参数..... 26

表 4-1 平行走线干扰在不同布线间距下的影响比例..... 35

表 4-2 布局方式 1 在不同偏移距离下的仿真和实验结果..... 40

表 4-3 不同金属机壳的关键属性..... 41

表 4-4 不同材质机壳的仿真结果..... 43

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

摘要.....I

Abstract II

插图清单.....IV

附表清单.....VI

目录..... VII

第 1 章 绪论..... 1

 1.1 论文研究背景及意义..... 1

 1.2 国内外研究现状..... 3

 1.2.1 电流检测技术研究现状..... 3

 1.2.2 磁电阻传感器应用现状..... 8

 1.3 本论文主要研究内容..... 10

第 2 章 提升 TMR 电流传感器带宽的措施..... 12

 2.1 集肤效应对测量带宽的影响分析..... 12

 2.1.1 TMR 电流传感器带宽的构成..... 12

 2.1.2 集肤效应的影响..... 13

 2.2 基于有限元仿真的 TMR 最佳安装位置分析..... 14

 2.2.1 磁场频响平坦度..... 14

 2.2.2 有限元仿真模型及结果..... 14

 2.2.3 最佳安装位置经验公式..... 17

 2.3 实验设置及验证..... 19

 2.3.1 实验设置..... 19

 2.3.2 实验验证..... 20

 2.4 导体材质对传感器带宽的影响分析..... 21

 2.4.1 导体集肤深度..... 21

 2.4.2 仿真及实验验证..... 22

 2.5 本章小结..... 24

第 3 章 dv/dt 的影响及抑制措施..... 25

3.1 耦合路径分析	25
3.2 屏蔽方案分析	26
3.2.1 磁场分析	27
3.2.2 电场分析	28
3.3 实验验证	30
3.3.1 梳状结构实际参数的选取	30
3.3.2 实验波形	31
3.4 本章小结	31
第 4 章 外来干扰的影响及抑制措施	32
4.1 平行走线干扰	32
4.1.1 平行走线间距公式的推导	32
4.1.2 平行走线间距公式的验证	34
4.2 垂直走线及磁元件干扰	35
4.2.1 TMR 的单方向敏感性验证	35
4.2.2 垂直 PCB 走线干扰实验	37
4.2.3 磁性元件干扰实验	38
4.3 机壳干扰	41
4.3.1 机壳间距及厚度设计	41
4.3.2 梳状机壳设计	44
4.3.3 机壳干扰实验	45
4.4 本章小结	46
第 5 章 总结与展望	47
5.1 工作总结	47
5.2 后期展望	47
参考文献	49
攻读硕士学位期间所发表的论文与专利	53
致谢	54

第1章 绪论

1.1 论文研究背景及意义

能源危机和环境污染已成为当今人类社会共同面临的重大挑战。传统化石能源储量有限，并且其燃烧过程中产生的温室气体及有害粉尘颗粒等，已经造成了全球气候变化和环境污染等问题，严重影响社会的发展和人类的身体健康^{[1][2]}。控制温室气体和污染物排放已经引起世界各国的高度重视^[3]。中国作为世界上第二大经济体和最大的发展中国家，面临着巨大的压力和挑战。随着我国的快速发展，能源消耗产生的碳排放总量持续增加，从1900年的23亿吨到2020年的98.94亿吨，如图1-1所示。可以看到电力碳排放占总排放量比重逐年上升，从1990年到2020年，其碳排放量从6亿吨上升到42亿吨，占比从26%上升到42.5%^{[4][5]}。2020年9月22日，习近平主席在第七十五届联合国大会一般性辩论上的讲话上提出“二氧化碳排放力争于2030年前达到峰值，努力争取2060年前实现碳中和”。因此，为了达到“双碳”的目标，必须对现有的能源结构进行优化升级，大力发展光伏、风能等分布式新能源，逐步取代传统的化石能源^{[6][7]}。

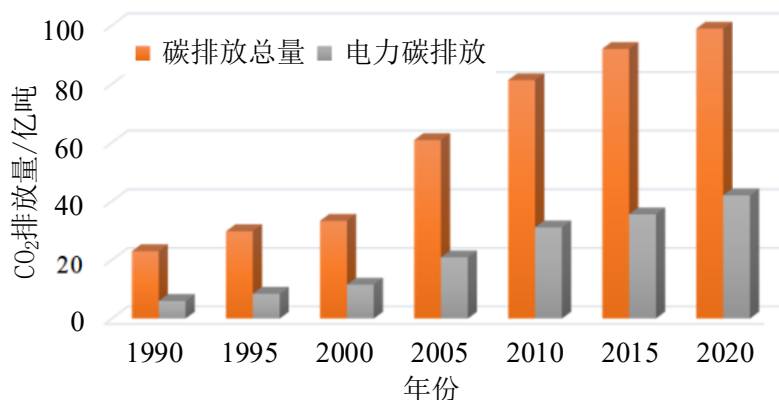


图 1-1 1990 年到 2020 年中国能源消耗产生的碳排放总量和电力碳排放量

然而，新能源间歇性和随机性的出力特点给原有的电网系统带来了一系列的技术挑战，直接并网将会严重影响电网的稳定性和供电可靠性^{[8][9]}。为了解决新能源接入电力系统这一难题，有学者提出了微电网的概念，通过对现有的配网架构和运行方式进行改进，提升对本地能源的管理和消纳能力^{[10]-[12]}。如图1-2所示，微电网系统由分布式新能源电源、储能装置、电力电子变换器和用电负荷等构成，利用先进的控制和自我管理技术，能够实现新能源的就地消纳，成为了新能源发电领域重要的研究方向^{[11]-[15]}。

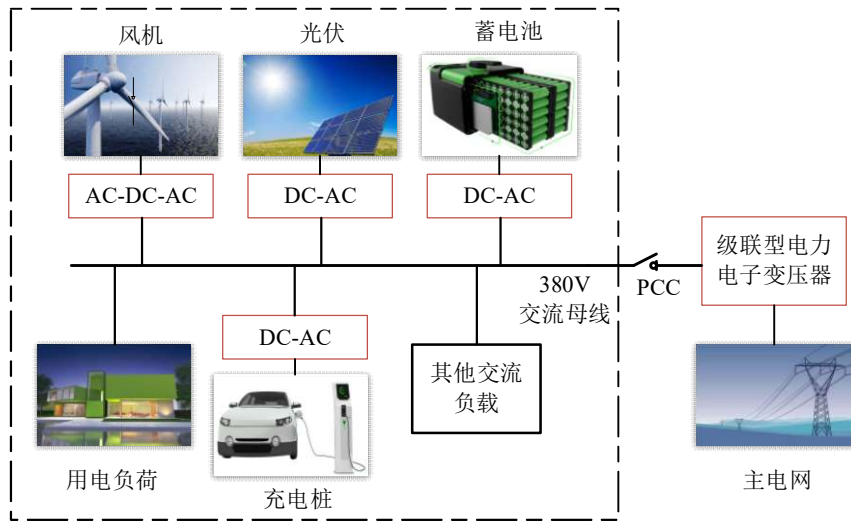


图 1-2 微电网中电力电子变换器的应用

其中，电力电子变换器作为微电网系统中能量的中转站，主要用于实现微电网系统中高效、清洁的电能量变换。从图 1-2 可以看出，电力电子变换器（DC-AC、AC-DC-AC 等）为微电网中的风机、光伏、蓄电池等供电储能装置以及本地负载提供接口接入交流母线；微网与主网接口处（Point of Common Coupling, PCC）的级联型的电力电子变压器则就地消纳后盈余的新能源进行能量管理和传输，最终并入主电网。由此可见，电力电子变换器是微电网中的关键技术之一[16]-[18]。

为了确保电力电子变换器稳定可靠的运行，必须对其进行实时的控制、保护和监测，这些都离不开高精度、低延时的电流检测技术[19]-[22]，如图 1-3 所示。在对电力电子变换器进行电流环闭环控制时，无论是平均电流控制还是峰值电流控制，均需要对电路中关键电流信息进行快速准确测量，以保证其系统控制的响应速度和稳定性[20][21]。此外，为了预防电力电子变换器发生故障（短路故障和过流故障）烧坏功率器件，必须对电路中进行实时的电流测量，准确定位故障点的位置并加以及时的保护[22][23]。

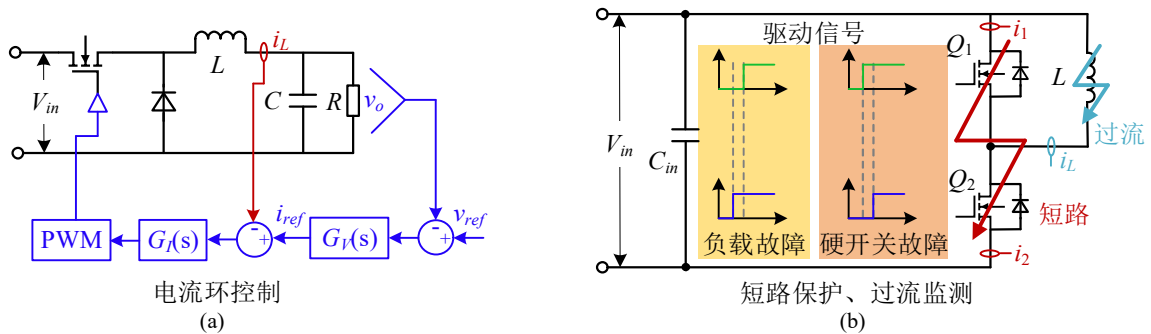


图 1-3 电力电子变换器的电流检测

随着电力电子变换器朝着高频、高效和高功率密度的方向发展,待测电流幅值达百安培以上,频率达兆赫兹以上,对电流检测范围和测量带宽都提出了更高的要求。传统的电流检测装置如电流互感器、霍尔电流传感器等由于其体积大、响应速度慢和成本高等缺点^{[24][25]},已经难以满足新一代电力电子装置对在线检测、高精度控制及快速故障诊断的需求。目前一些典型的商用霍尔传感器的响应时间均在 $2\mu\text{s}$ 以上,如 LEM 公司的 HTFS 400-P/SP7 响应时间为 $3.5\mu\text{s}$, Allegro 公司的 ACS77 响应时间为 $2.5\mu\text{s}$ ^{[26][27]}。较低的带宽和较长的延迟时间使得传统的电流传感器不再适用于高频场景下的应用。

而基于隧道磁电阻 TMR 的电流传感技术是一种新兴电流检测技术,具有精度高、响应速度快、体积小和成本低等优点,能够以电气隔离的方式测量从几十 μA 到上 kA 的交直流电流,非常适用于高频、高效和高功率密度的电力电子变换器^{[25][28][29]}。基于隧道磁电阻 TMR 的电流检测技术主要利用安培尔定律对待测电流产生的磁场进行反推得到待测电流的波形信息。目前已有文献将 TMR 电流传感器应用于电缆、铜排以及集成到功率模块内部进行高精度的电流测量^{[23][28]-[30]},但针对电力电子变换器中 PCB 板级电流的测量应用还远不够完善。因此,本文主要针对 TMR 电流传感器用于电力电子变换器的 PCB 板级电流测量这一应用场景,力求解决其 TMR 测量 PCB 电流过程中的带宽低、 dv/dt 噪声影响和外来干扰等问题,提升 TMR 电流传感器的可用性。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 电流检测技术研究现状

不同的电流检测技术的工作原理不同,适用的场景也有所不同。本文将对现有的电流检测技术进行分类,并分别对其研究现状及优缺点进行总结归纳。

根据不同的基本工作原理,可以将现有电流检测技术分成以下几种:

- 1) 欧姆定律;
- 2) 法拉第电磁感应定律;
- 3) 磁传感技术。

测量电流的最直接方式是利用欧姆定律,将流入采样电阻(分流器)的电流转化成电压,并经过运放把该电压放大,从而得到待测电流波形信息。这种电流检测方法简单、成本低且带宽高,还能保证较高的准确度和较低的温度漂移特性^[24]。图 1-4 展示了分流器的等效电路图,主要包括采样电阻 R 、寄生电感 L_s 以及由集肤效应造成的寄生电阻 R_s 。同轴电阻器(Shunt)结构可以显著减小分流器的寄生电感 L_s ,减小其对主回路造成干扰^{[32]-[34]}。

然而，该电流检测方法的缺点在于需要将分流器接入主电路，这种非隔离的电流检测方法会给控制电路带来显著的开关噪声。同时，由于在主电路中接入采样电阻，会带来一定的功率损耗，因此无法在大电流的场景中使用^[24]。

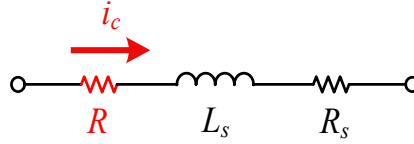


图 1-4 分流器的等效电路

利用法拉第电磁感应定律测量电流可以实现天然的电气隔离^{[24][25]}。罗氏线圈就是一种基于该定律的典型应用。其工作原理图如图 1-5 所示，感应部分一般是环状结构，包含数百圈空心线圈，被测导体穿过该环状结构，并与其形成互感。当待测电流 i_c 变化时，将会在环状结构中感应出电压 U ， U 经积分后可得到电流 i_c 的交流成分。罗氏线圈的优点在于可直接套在被测导体上测量交流电流，对被测导体结构、尺寸等无特殊要求。同时罗氏线圈不会出现磁滞和磁芯饱和等现象，因此其测量电流量程大，线性度高，可以进行高带宽且高精度的交流电流测量。图 1-6 中 PEM 公司的 CWT Mini 带宽(3dB)为 1Hz 至 20MHz，可测最大电流达 30kA^[35]。然而由于法拉第电磁感应定律只适用于交变的磁场，因此罗氏线圈无法测量直流电流。低频交流电流 (<1Hz) 也因存在较大的衰减和相位延迟无法被准确测量^{[36]-[38]}。此外，为解决积分器输出漂移及饱和等问题，需要采用高性能运放及添加校正电路等，这将大大增加罗氏线圈的成本，LEM 公司商用的罗氏线圈传感器价格一般都在 100 美元以上^[39]。

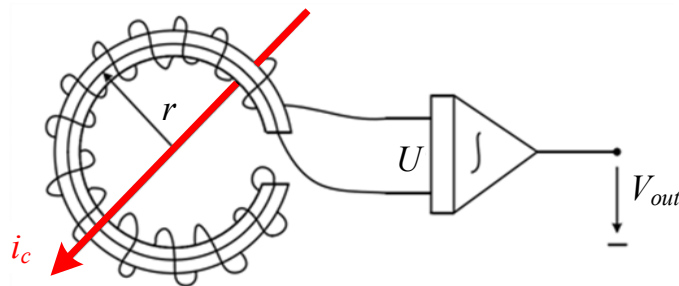


图 1-5 罗氏线圈工作原理图



图 1-6 PEM 的罗氏线圈 CWT Mini^[39]

电流互感器也是利用法拉第电磁感应定律进行电流测量。电流互感器的结构和罗氏线圈基本一致，原边采用单匝线圈，副边采用多匝线圈。不同之处在于电流互感器采用了一个高磁导率的闭合磁芯。主要利用原副边线圈匝数的变比将一次侧大电流转化成二次侧小电流进行电流测量。同样的，电流互感器的主要缺陷在于其无法准确测量直流电流^{[25][40]}。

磁传感技术既能以电气隔离的方式对待测电流进行测量，也能实现对交直流电流的准确测量^{[41][42]}。由安培定律可以得知，通导体周围的磁场与其所通的电流大小成正比。基于磁场检测的磁传感器主要是通过检测通导体周围磁场的变化，对导体所通电流进行测量。图 1-7 是几种常用的磁传感技术^[23]，分别为霍尔元件（Hall），各向异性磁电阻（Anisotropic Magnetoresistance, AMR）、巨磁电阻（Giant Magnetoresistance, GMR）和隧道磁电阻（Tunnel Magnetoresistance, TMR）。

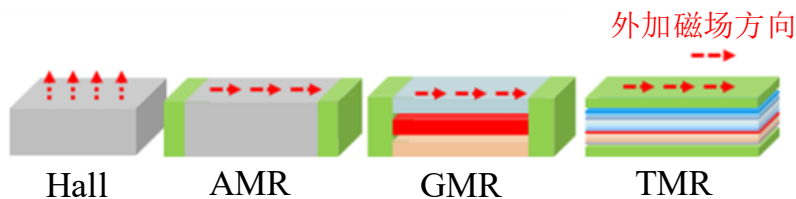


图 1-7 磁传感技术分类

由霍尔元件构成的霍尔传感器利用半导体中的霍尔效应对通导体周围磁场进行检测，是目前应用最为广泛的磁传感器^[40]。霍尔元件工作原理如图 1-8(a)所示，当电流 I 流经半导体薄片时，若在半导体薄片的垂直方向上施加一个磁感应强度为 B 的外磁场，垂直于外磁场的载流子在洛伦兹力的作用下会发生偏转，在垂直于电流 I 和磁感应强度 B 的方向上产生一个电动势 E_H ，且 E_H 与磁感应强度 B 成正比^{[24][25]}。由于霍尔元件的磁场敏感度较低，通常会采用一个聚磁环来增加磁场强度以及抑制外来磁场的干扰^{[40][43]}，如图 1-8(b)所示。然而，由于添加磁芯会带来额外的磁滞损耗和涡流损耗，限制了霍尔传感器的带宽和响应速度^[25]。闭环的霍尔电流传感器可以通过外接通流线圈保持磁芯零磁通，改善磁芯非线性以及磁滞效应等来提升闭环霍尔的带宽和测量精度。然而，闭环霍尔也存在明显的局限性，其体积较大、成本高且功耗大^{[25][40]}，不适合在高频、高效和高功率密度的变换器中使用。

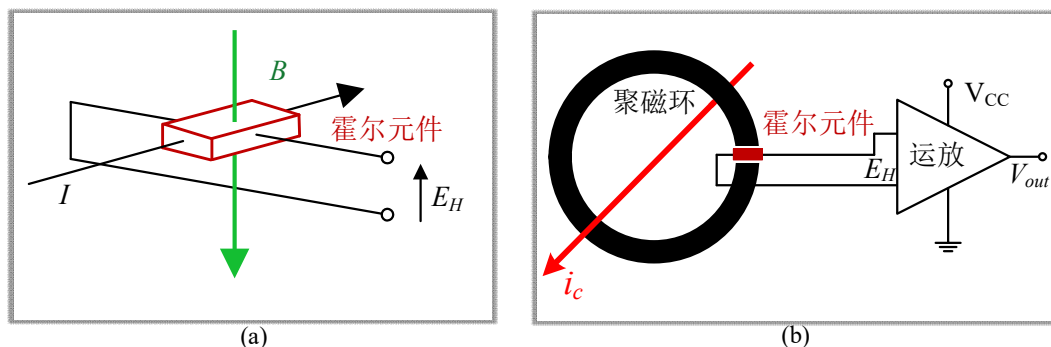


图 1-8 霍尔元件的工作原理

另一类磁传感技术是磁电阻类传感器。磁电阻效应是指在铁磁材料中通入电流时，其阻值会随着外加磁场变化而变化的现象^{[24][44][45]}，其根本原因是铁磁材料中的电子自旋极化方向会随着外界磁场变化而变化，这会改变铁磁材料中电子移动的阻力或隧穿的概率，从而影响到磁电阻的阻值。目前，磁电阻已广泛应用于磁性存储器中，其制成的纳米级读出磁头可以极大地提升磁盘的容量和性能^[24]。由于磁电阻有着高灵敏度、小体积和温漂特性好等优势，因此磁电阻电流传感器被认为是一种极有发展潜力的电流检测技术^{[23]-[25]}。目前磁电阻主要有各向异性磁电阻 AMR、巨磁电阻 GMR 和隧道磁电阻 TMR，接下来将对这三种磁电阻的工作原理和性能进行介绍和比较。

AMR 由单层铁磁薄膜材料（铁镍合金）构成，其磁阻的变化取决于铁磁材料中的磁化方向和所通电流之间的夹角。当外加磁场与铁磁材料内建磁场存在夹角时，铁磁材料内部磁化矢量会发生偏移。当内部磁化矢量与所通电流的夹角发生变化，AMR 的阻值随之变化^{[44][45]}。当磁化方向垂直于电流方向时，AMR 的阻值最小；当磁化方向平行于电流方向时，AMR 的阻值最大。然而，AMR 的主要问题在于其阻值变化范围仅在 2%~4% 之间^[24]，较低的阻值变化率导致了较低的信噪比。同时，AMR 的高温漂和非线性化也限制了其应用。

GMR 由两层铁磁材料夹着一层非磁金属薄膜构成，其磁阻的变化与电子自旋相关散射有关^{[46]-[48]}。其发现者 Gruenberg 和 Fert 获得了 2007 年的诺贝尔物理学奖^{[49][50]}，他们工作的重要性在于发现在 GMR 效应中，在室温下 GMR 阻值的变化率可以到 12.8%^[41]，较 AMR 有明显的提升。GMR 已经被广泛用于提升磁盘读取磁头的性能，从而提升硬盘驱动中的容量密度^[46]。同时，其阻值变化率的提升也意味着可以用于检测基于霍尔效应和各向异性磁电阻 AMR 的电流传感器不能检测的微小电流。

TMR 作为第三代磁电阻，其电阻变化率远超 AMR 和 GMR，可以达到 230%^[24]。TMR 元件的结构与 GMR 类似，如图 1-9(a)所示。主要区别在于 TMR 使用厚度为 1nm 的绝缘

层(如氧化镁或氧化锌^{[51][52]})分离两个铁磁层。上下两层铁磁层分别为自由层(Free layer)和钉扎层(Pin layer),其中自由层的磁化方向由外加磁场决定,而钉扎层的磁化方向不随外加磁场变化而变化。由于铁磁层中的电子具有波动性,能以一定的概率穿越(隧穿)绝缘层,并在穿越后保持其原有自旋方向。如图 1-9(b)所示,当自由层的磁化方向与钉扎层的磁化方向一致时,电子隧穿的概率最大,TMR 的阻值最小;而当自由层与钉扎层磁化方向相反时,TMR 的阻值最大^{[53]-[56]}。

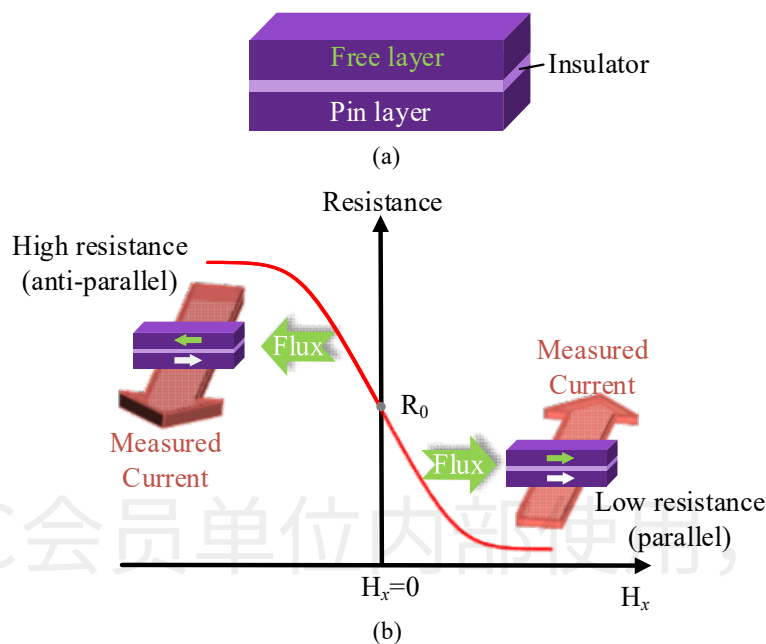


图 1-9 TMR 的原理图: (a)TMR 的结构示意图; (b)TMR 阻值与外界磁场的关系

表 1-1 比较了 TDK 公司有关 AMR、GMR 和 TMR 的磁传感器的特性^[57]。从中可以看出, TMR 在三者中拥有最大的电阻值相对变化率和最小的温度依赖性,这意味着采用 TMR 电流传感器更容易获得较高的信噪比和较好的温漂特性。

表 1-1 AMR、GMR 和 TMR 的 TDK 公司磁传感器特性比较

	AMR	GMR	TMR
电阻值相对变化率[%]	3	12	100
温度依赖性[%/°C]	-0.29	-0.23	-0.13

表 1-2 对上述所提的不同电流测量技术进行了综合性能对比^{[24][40]},从表中可以看出,磁传感技术具有同时测量交直流的能力,并且保持电气绝缘和低功耗等优势。其中 TMR 隧道磁电阻技术是最具有发展潜力的磁传感技术,有望在未来的电力电子变换器中得到大规模应用。

表 1-2 不同电流测量技术的特性比较

	带宽	测量直流	磁芯	电气隔离	范围	功耗
分流器	MHz	能	否	否	kA	W-kW
罗氏线圈	kHz-MHz	否	否	是	A-MA	mW
电流互感器	kHz-MHz	否	是	是	A-kA	mW
霍尔元件	kHz	能	是	是	A-kA	mW
闭环 AMR	kHz	能	是	是	A	mW
开环 AMR、GMR	kHz	能	否	是	mA-kA	mW
TMR	MHz	能	否	是	μ A-kA	mW

1.2.2 磁电阻传感器应用现状

针对磁电阻电流传感器的应用中遇到的诸多问题，国内外学者已经做了相应的研究工作并提出许多解决方案，主要集中在磁电阻电流传感器的温漂特性、带宽以及外来干扰等问题上，具体概述如下。

为了抑制温漂对磁传感器的影响，有学者提出将磁电阻元件以惠斯通电桥的结构搭建电流传感器^[58]，如图 1-10 所示。在文献[59]中，J. Sanchez 等设计的惠斯通电桥 TMR 电流传感器在直流 10A~30A 的平均灵敏度为 9.8mV/A，交流下的-3dB 带宽约为 200kHz。同时，在不同温度测试下，其灵敏度温度系数为 0.031%/℃，显著低于基于自旋阀结构的 GMR 电流传感器^[60]。

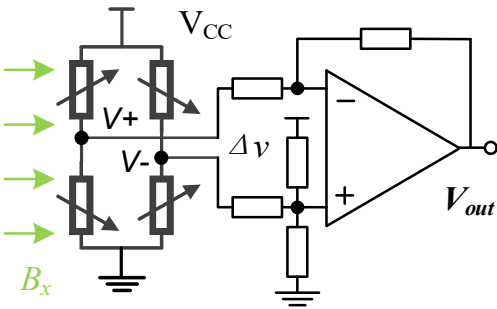


图 1-10 惠斯通电桥结构的磁电阻电流传感器

为了避免磁电阻电流传感器在测量单圆柱形导体电流时导线偏心对测量精度造成影响，文献[61]借鉴了霍尔元件的方案，提出采用聚磁环来提升磁电阻电流传感器的测量精度，并进行了对比分析和实验验证。同时还验证了添加聚磁环能在一定程度上屏蔽外来干扰。文献[61]和文献[62]提出采用闭环磁电阻电流传感器的方案进一步提升磁传感器的性

能。然而，由于这两种方案均加入了体积庞大的聚磁环，增加了电流检测的成本和体积，无法充分发挥磁电阻传感器体积小、成本低的优势。

高频电流在通导体中存在集肤效应，这会严重影响磁电阻电流传感器的带宽。为了抑制 PCB 走线中集肤效应的影响，Shahriar 等人分别在文献[64][65]中提出折叠 PCB 走线和添加金属薄片作为磁场集中器两种方案来抑制集肤效应的影响。但折叠 PCB 走线需要特殊定制，在实际中难以推广应用；在高频磁场中添加金属薄片后，会带来引入涡流，影响电流测量的准确性。针对功率模块中的电流测量，文献[23][30]均提出将磁电阻电流传感器集成在模块内部，并通过磁场有限元仿真探索磁传感器的最佳安装位置。其在模块内部进行寻优的方法具有一定的指导意义，但未分析模块内部功率端子存在制造公差时的影响，因此需要对每一个模块单独进行分析，不具有普适性。

针对磁电阻电流传感器易受外部磁场干扰的问题，文献[66]提出通过设计磁传感器阵列，结合自适应滤波算法消除外部磁场的干扰，但该方法不适用于对小电流进行测量，且采用阵列测量电流所需传感器个数较多、所占空间较大和成本较高。文献[23]提出采用差分结构的磁电阻电流传感器削弱外来磁场的干扰，获得最大的信噪比以实现电流的精确测量。然而，在实际应用中，差分结构的磁传感器难以保证两个传感器所处磁场环境完全一致。因此，差分结构的磁电阻电流传感器总体带宽受限，响应速度不如单个磁电阻电流传感器。

综上所述，电流检测技术种类众多且性能各异，其适用的应用场景也有所不同。其中，基于隧道磁电阻 TMR 的电流传感器具有带宽高、功耗低和体积小等优势，极有可能在未来的电力电子变换器中实现大规模应用。目前国内外学者已对磁电阻传感器的应用展开相关研究，但针对变换器中 PCB 板级电流的测量应用研究相对较少。在 TMR 测量变换器中的 PCB 电流时，存在的问题如图 1-11 所示。图 1-11(a)中 TMR 的输出波形受集肤效应影响，存在较大的测量延时，为 517ns，且由于 dv/dt 噪声的影响，电流波形存在较大的开关尖刺；而图 1-11(b)TMR 的输出波形则受外界强磁场干扰发生严重畸变，影响比例高达 85%。因此，为了提高 TMR 测量变换器电流的响应速度和准确性，本文将对 TMR 应用过程中遇到的一系列问题进行分析并逐一提出解决方案。

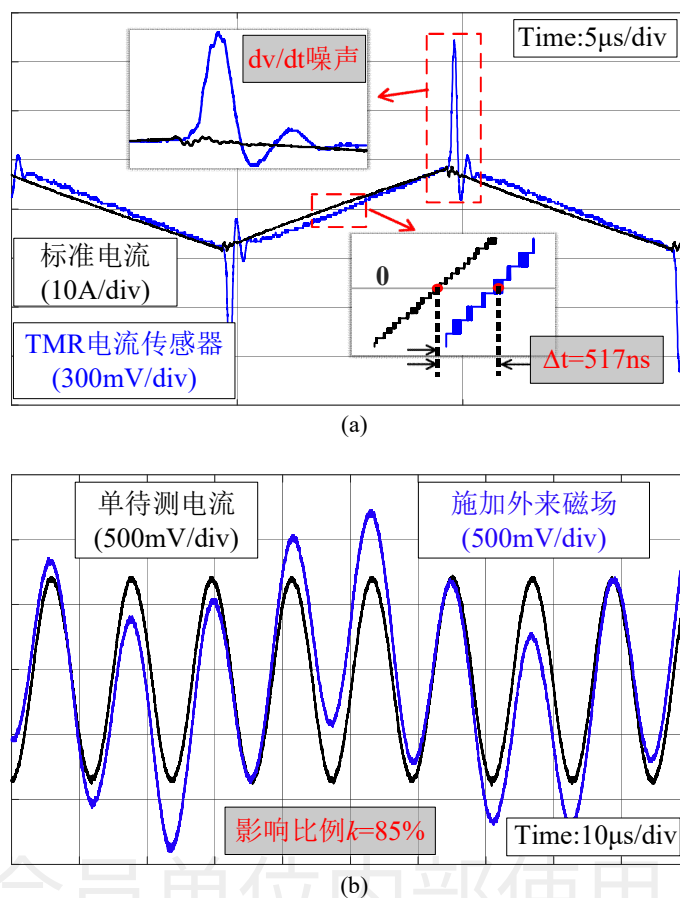


图 1-11 TMR 应用中存在的问题: (a)集肤效应及 dv/dt 噪声; (b)外来磁场

1.3 本论文主要研究内容

本文提出一种基于隧道磁电阻 TMR 测量电力电子变换器 PCB 板级电流的方法, 针对 TMR 电流传感器测量过程中存在的主要问题, 如集肤效应影响、 dv/dt 噪声影响和外来干扰等, 采用理论推导、有限元仿真和实验验证等方式, 逐一提出解决方案以提升 TMR 电流传感器测量变换器中 PCB 板级电流的可用性。

本文主要内容安排如下:

第一章主要围绕微电网中电力电子变换器的电流测量应用进行展开,阐释了现阶段电力电子变换器对于高带宽、低损耗和小体积的电流检测技术的迫切需求。对不同电流检测技术发展现状及优缺点进行归纳总结,并简述了磁电阻传感器应用的研究现状,指出其存在的问题,最后给出了本文的研究方向。

第二章针对集肤效应对带宽的影响进行了分析,提出通过有限元仿真探索合适的安装位置。总结验证了不同 PCB 宽度、厚度、层数以及芯片摆放高度下保证 TMR 电流传感器

带宽的最佳安装位置经验公式。实验验证了在最佳安装位置处 TMR 电流传感器的响应时间从 517ns 提升到 102ns。同时还验证了更换通流材质也可以提升测量带宽。

第三章主要研究 TMR 电流传感器输出受到 dv/dt 干扰的问题。首先分析了 dv/dt 噪声的耦合路径，接着通过对比分析提出采用梳状结构对 dv/dt 噪声进行屏蔽，并对梳状结构参数设计进行讨论。实验验证了梳状屏蔽结构不影响 TMR 对磁场的检测，并且可以有效屏蔽 dv/dt 噪声，将输出波形的开关尖刺从 0.20V 降到 0.06V，降低了 70%。

第四章主要研究 TMR 传感器输出易受外来干扰源影响产生畸变的问题。首先针对平行走线干扰，可以通过理论推导得到 PCB 平行布线的间距计算公式。其次针对垂直走线和磁性元件干扰，提出利用 TMR 的单方向敏感特性对 PCB 进行合理布局，将干扰比例从 70-85%降到 5%以内；最后针对不同材质机壳的干扰，对其进行了间距设计及梳状机壳设计，以减小其对 TMR 检测电流的影响。

第五章对本文的主要工作进行了总结，并展望今后工作。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 提升 TMR 电流传感器带宽的措施

本章针对 TMR 电流传感器的测量带宽受集肤效应影响的问题，提出通过有限元仿真探究 TMR 的最佳安装位置。总结并验证了不同 PCB 走线宽度、厚度、层数以及 TMR 摆放高度下的最佳安装位置经验公式。最后还验证了可以通过改变通流材质提升 TMR 电流传感器的测量带宽。

2.1 集肤效应对测量带宽的影响分析

2.1.1 TMR 电流传感器带宽的构成

如图 2-1(a)所示，将单芯片 TMR 电流传感器放置于 PCB 走线上方，即可通过检测 PCB 走线周围的磁场信息来准确测量走线所通的电流 I 。本文所采用的单芯片 TMR 电流传感器型号为希磁公司的 FFW-005^[67]，芯片带宽为 10MHz，其大小仅为 $3 \times 3 \times 0.75\text{mm}$ ，如图 2-1(b)所示。与图 1-10 相对应的芯片结构图如图 2-1(c)所示，主要包含两个裸片（TMR 元件）构成的惠斯通电桥和运算放大器。

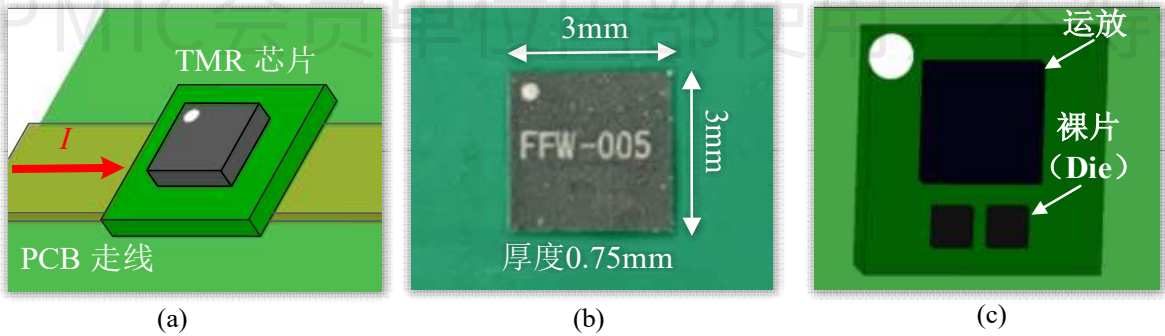


图 2-1 单芯片 TMR 电流传感器

从图 1-10 的电路图可以看出，单芯片 TMR 电流传感器测量电流时从 PCB 电流 I 到输出电压 V_{out} 的增益表达式为

$$\frac{V_{out}}{I} = \frac{B_x}{I} \cdot \frac{V_{out}}{B_x} = k \frac{B_x}{I} \quad (2-1)$$

其中， B_x 是电流 I 在 TMR 电流传感器内部裸片处所产生的磁通密度。从式(2-1)可以看出，TMR 电流传感器的总带宽主要取决于由待测电流到磁通密度的增益 (B_x/I) 和磁通密度到电流传感器输出的增益 $k (V_{out}/B_x)$ 这两部分的带宽。其中磁通密度到电流传感器输出的增益 $k (V_{out}/B_x)$ 的带宽可以从数据手册中得知，为 10MHz，基本满足大部分 PCB 板

级电流测量的需求。因此，在应用过程中，TMR 电流传感器的带宽主要取决于待测电流到磁通密度的增益 (B_x/I) 的带宽，这也是本章研究的重点。

2.1.2 集肤效应的影响

如图 2-2 所示，随着 PCB 走线所通电流的频率升高，高频交变电流会由于集肤效应流向 PCB 走线的两端。根据安培定律，PCB 走线周围的磁场分布取决于导体内部电流的分布情况。因此，PCB 走线周围的磁场分布也会随着电流频率的升高而发生变化，如图 2-2 所示。随着电流频率升高，位置 A 的磁通密度会有所下降而位置 B 的磁通密度会有所上升。将图 2-2 中位置 A 和位置 B 所处位置的待测电流到磁通密度的增益 (B_x/I) 随频率变化的情况绘制成曲线如图 2-3 所示。从图中可以看出，PCB 中存在集肤效应将影响待测电流到磁通密度的增益 (B_x/I) 的带宽，从而影响到 TMR 电流传感器的总带宽。

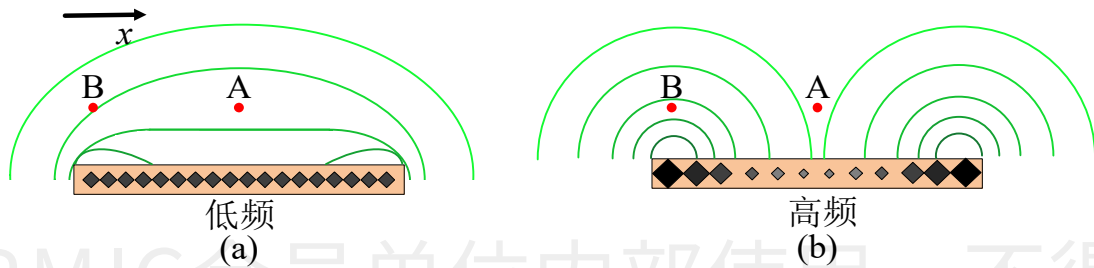


图 2-2 集肤效应的示意图

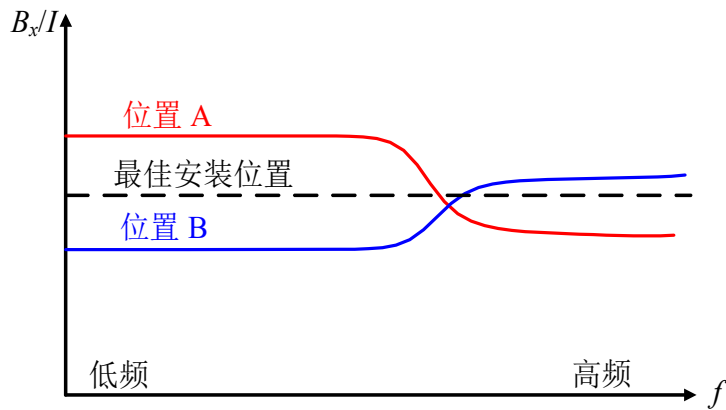


图 2-3 不同安装位置下待测电流到磁通密度的增益曲线

在变换器中，待测的 PCB 电流通常为三角波、方波等富含高次谐波含量的电流波形，为了 TMR 能够准确检测出待测电流中的高频分量，应尽可能提升 TMR 电流传感器的总带宽。因此，必须找到合适的 TMR 电流传感器安装位置，使待测电流到磁通密度的增益 (B_x/I) 保持有较高的带宽。由图 2-3 的增益曲线可以初步推断出，在位置 A 和位置 B 之间存在一个最佳安装位置，该位置的 B_x/I 的数值基本不随频率变化，如图 2-3 中的黑色虚线所示。由于 TMR 电流传感器的磁场检测元件为芯片内部的裸片[图 2-1(c)]，因此我们计

论的 TMR 安装位置均代表 TMR 芯片内部裸片所处的位置。

2.2 基于有限元仿真的 TMR 最佳安装位置分析

2.2.1 磁场频响平坦度

从上一节分析中可知，在 PCB 走线周围可能存在一个最佳位置可以避免集肤效应对 TMR 测量带宽的影响。这个安装位置必须满足如下特征：待测电流到磁通密度的增益(B_x/I)保持有较高的带宽，即 B_x/I 的数值在不同频率下尽量保持一致。为了评估不同安装位置的带宽性能，我们定义了一个参数叫磁场频响平坦度 (Frequency Response Flatness, FRF)。表达式如下

$$\text{FRF}(f) = \frac{B_x(f)/I}{B_x(\text{DC})/I} \times 100\% = \frac{B_x(f)}{B_x(\text{DC})} \times 100\% \quad (2-2)$$

从式(2-2)可以看出，磁场频响平坦度与频率有关，通过化简可以表示为不同频率下的磁通密度 $B_x(f)$ 与直流时的磁通密度 $B_x(\text{DC})$ 的比值。若通过磁场计算得到某位置在不同频率下的 FRF 均接近 100%，则可以认为该位置为 TMR 电流传感器的最佳安装位置。

2.2.2 有限元仿真模型及结果

由于集肤效应的影响，PCB 走线周围的磁场计算变得非常复杂。因此，我们将借助有限元仿真软件 Ansoft Maxwell 进行 PCB 走线周围的磁场仿真计算，探究 TMR 电流传感器的最佳安装位置。

首先构建有限元仿真模型。本文基于 PCB 走线和 TMR 芯片的实际尺寸建立仿真模型如图 2-4 所示。为了准确描述 TMR 电流传感器的安装位置，我们建立了相应的坐标系，并截取了 x - z 平面上的横截面进行磁场仿真计算。其中 h_1 是 PCB 走线到 TMR 电流传感器底部的垂直距离。 h_2 是 TMR 电流传感器底部到内部 TMR 裸片的位置。 h 为 h_1 和 h_2 的总和，即 TMR 裸片到 PCB 走线的高度。 D 是 TMR 裸片的位置到 PCB 边缘的水平距离。 w 为 PCB 走线的宽度， t 为 PCB 走线的厚度。

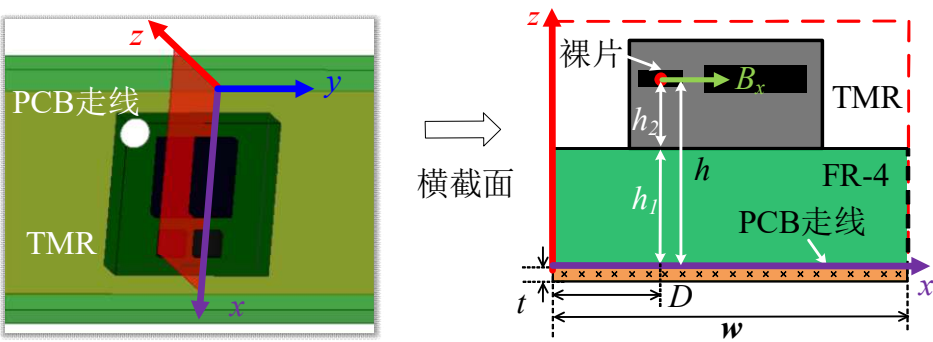


图 2-4 TMR 电流传感器和 PCB 走线的有限元仿真模型

其次，在有限元仿真中设置相应的仿真条件，如表 2-1 所示。

表 2-1 仿真条件设置

类型	设置
Model	Maxwell 3D Design
Solution Type	Eddy Current
Current	20A
Frequency	0~1GHz

基于图 2-4 中的仿真模型和表 2-1 中的仿真条件，本文先对宽度 w 为 4mm，厚度 t 为 10 μ m 的 PCB 走线周围的磁场进行了仿真。经过求解和后处理可以得到不同频率下(50Hz、100kHz、1MHz 和 10MHz) 的电流分布和磁场分布云图如图 2-5 所示。图中箭头的灰度及大小表示电流密度的大小，彩图的颜色表示磁通密度 B_x 的大小。从图中可以直观看出，随着电流频率从 50Hz 上升到 10MHz，电流逐渐流向 PCB 两端，从而影响到 PCB 走线周围的磁场分布，这与 2.1 小节中的分析基本一致。

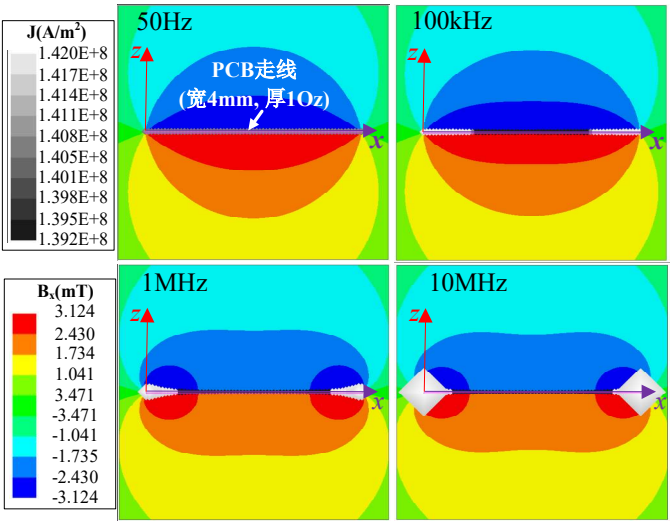


图 2-5 电流分布和磁场分布的仿真云图

为了对最佳安装位置进行探究，我们首先考虑水平位置 D 的变化对磁场频响平坦度 FRF 的影响，因此我们将 TMR 电流传感器的安装高度 h 固定为 1.2mm ($h_1 = 0.8\text{mm}$, $h_2 = 0.4\text{mm}$)。由于 PCB 走线存在对称性，仅需探究 D 在 0mm 到 2mm 之间的磁场频响平坦度情况。基于上述要求，我们在有限元仿真中变换 D 取值，间隔 0.1mm 设置磁场计算位置，共计 20 个计算位置。

图 2-6 展示了 20 个磁场计算位置的磁通密度 B_x 随频率变化的有限元仿真计算结果，在 D 取不同的数值时，磁通密度 B_x 的变化也有所不同。当 $D=0\text{mm}$ 时，磁通密度 B_x 会随着频率升高而有所升高；而当 $D=2\text{mm}$ 时，磁通密度 B_x 会随着频率升高而下降。通过数值计算，可以得到 $D=0.5\text{mm}$ 时的平均磁场频响平坦度 FRF 最佳，为 101.2%。因此认为 $D=0.5\text{mm}$ 是 PCB 走线宽度 w 为 4mm、厚度 t 为 1Oz 且安装高度 h 为 1.2mm 时 TMR 电流传感器的最佳安装位置。

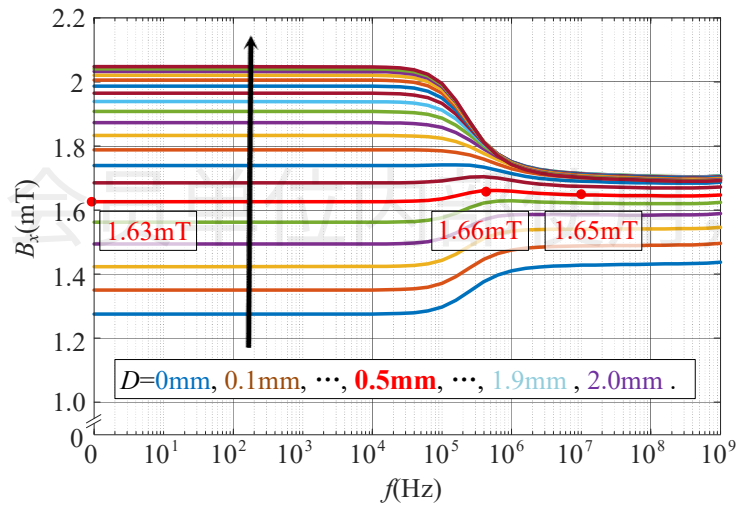


图 2-6 不同水平位置 D 的磁场频响曲线 ($w = 4\text{mm}$, $h = 1.2\text{mm}$)

为了探究不同的安装高度 h 对最佳安装位置的影响，我们基于上文的仿真计算结果将水平位置 D 固定为 0.5mm，同时还需要确定安装高度 h 的取值范围。首先 h 不能过小，因为 PCB 板及 TMR 芯片基板均有一定的厚度限制；其次 h 也不能过大，因为当磁场计算点离待测电流过远时，根据毕奥-萨伐尔定律可以得知，磁通密度 B_x 会很小，从而影响 TMR 电流传感器检测磁场的信噪比。本文基于上述分析，将安装高度 h 的合理取值范围设为 1mm 到 2mm，每隔 0.1mm 取一个磁场计算位置，共计 10 个计算位置。

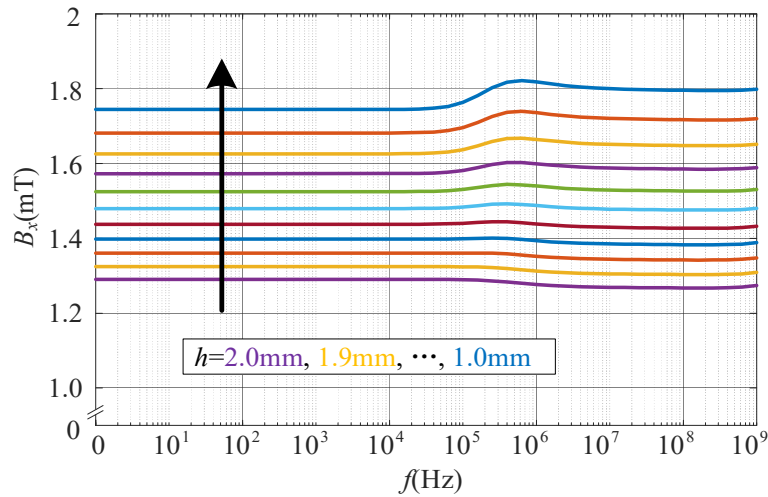


图 2-7 不同安装高度 h 的磁场频响曲线 ($w = 4\text{mm}$, $D = 0.5\text{mm}$)

不同的安装高度 h 的有限元仿真结果如图 2-7 所示。其中最差的磁场频响平坦度出现在 $h = 1\text{mm}$ 处，其平均磁场频响平坦度 FRF 为 102.4%，与 100% 的差值仅为 2.4%。因此，可以推断出安装高度 h 的变化几乎不影响 TMR 电流传感器的测量带宽，即 TMR 电流传感器的最佳安装位置与安装高度 h 无关。

2.2.3 最佳安装位置经验公式

针对不同的 PCB 走线宽度，其寻优方法与前文基本一致，在此不再赘述。通过有限元仿真分析，最终得到不同走线宽度下最佳安装位置的原始数据集如表 2-2 所示。将原始数据进行线性拟合可以得到 TMR 电流传感器最佳安装位置的经验公式，如式(2-3)所示。从图 2-8 中可以看到原始数据与拟合曲线基本重合，且其拟合相关系数 R^2 值较高，为 0.995。

$$D = 0.1584 w - 0.1209 \quad (2-3)$$

表 2-2 不同走线宽度下最佳安装位置的数据集

$w(\text{mm})$	$D(\text{mm})$
2.0	0.1
4.0	0.5
6.0	0.9
8.0	1.25
10.0	1.55
14.0	2.1
18.0	2.65
20.0	3.0

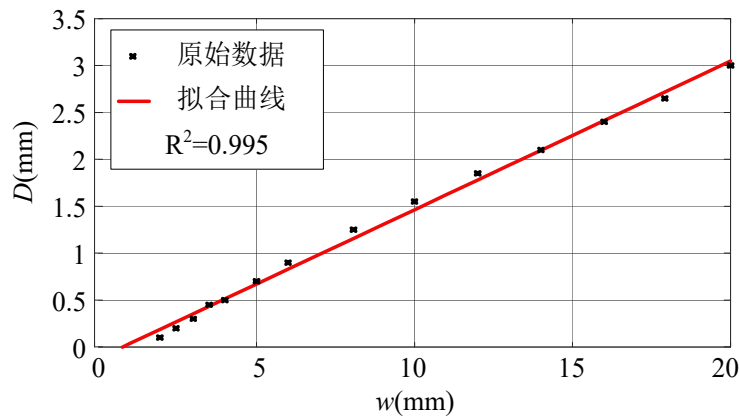


图 2-8 不同走线宽度下最佳安装位置的原始数据及拟合曲线

为了验证最佳安装位置经验公式在不同 PCB 厚度和 PCB 层数是否具有普适性，我们也进行了相应的有限元仿真，厚度为 2Oz 与双层 PCB 的仿真结果如图 2-9 所示。图中不同颜色的曲线表示不同频率磁场沿水平分布的情况。若不同颜色的曲线交于同一位置，则可以认为位置为最佳安装位置。从图 2-9 中可以看出，当走线宽度为 4mm 时 PCB 厚度为 2Oz 和双层 PCB 的磁场分布曲线均交于 $D = 0.5\text{mm}$ 附近。因此可以推断 PCB 厚度的变化和层数的变化几乎不影响其最佳安装位置。

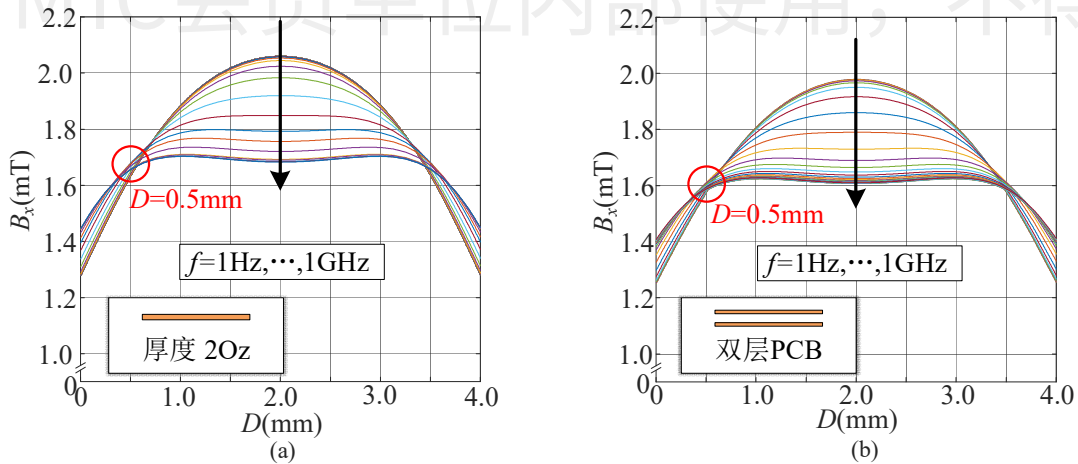


图 2-9 不同 PCB 规格的有限元仿真结果：(a)厚度为 2Oz 的 PCB；(b)双层 PCB

对于 PCB 层数大于两层的应用场景，待测电流会由于邻近效应、集肤效应等影响，主要集中在多层 PCB 的顶层和底层。基于上述讨论，多层 PCB 可以等效为上述所讨论的 PCB 走线厚度和观测点高度的变化，因此可以推断出多层 PCB 的最佳安装位置基本保持不变。为此，我们对六层和十层 PCB 进行了有限元仿真，仿真结果如图 2-10 所示。从图中可以看出，最佳安装位置 ($w = 4\text{mm}$, $D = 0.5\text{mm}$) 基本保持不变。

因此，可以认为本文所提的最佳安装位置经验公式适用于不同 PCB 宽度、厚度、层

数及 TMR 电流传感器摆放高度，具有一定的普适性。

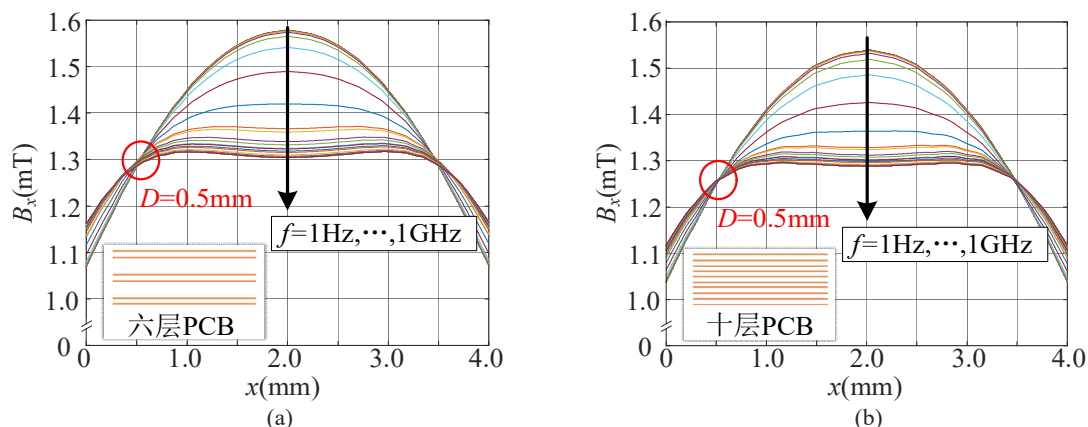


图 2-10 不同 PCB 层数的有限元仿真结果：(a)六层 PCB；(b)十层 PCB

2.3 实验设置及验证

2.3.1 实验设置

为了对最佳安装位置经验公式进行验证，我们搭建了一个可变频的 LC 谐振电路，电路原理图和实验样机如图 2-11 所示。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

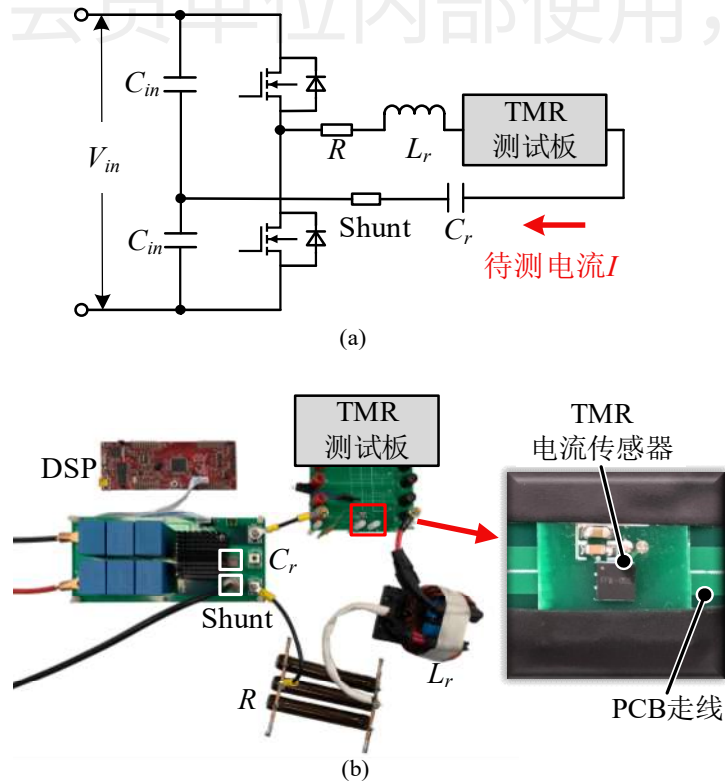


图 2-11 实验测试电路：(a)LC 谐振电路原理图；(b)LC 谐振电路实验样机

通过控制 DSP (LAUNCHXL-F28069M) 改变驱动信号的频率，同时调整谐振电感 L_r

和谐振电容 C_r 的参数,就可以产生不同频率的待测电流。具体的谐振参数设置如表 2-3 所示。TMR 测试板主要由 TMR 电流传感器和 PCB 走线构成,并通过两根导线与主电路相连。同时,为了获得高精度的待测电流波形供 TMR 电流传感器比较,电路中还采用高带宽的同轴电阻器 Shunt (SSDN-015, 带宽 1200MHz) 对谐振电流进行同步测量。

表 2-3 谐振参数设置

f_r	L_r	C_r
DC	/	/
84kHz	16 μ H	220nF
220kHz	16 μ H	33nF
470kHz	520nH	220nF
978kHz	820nH	33nF

2.3.2 实验验证

图 2-12 展示了一组同轴电阻器和 TMR 电流传感器于最佳安装位置 ($w = 4\text{mm}$, $D = 0.5\text{mm}$, $h = 1.2\text{mm}$) 处分别测得的正弦电流波形。通过与同轴电阻器的波形对比可知, TMR 电流传感器的增益 (V_{out}/I) 约为 0.02V/A, 其波形延时约为 105ns。

由于在实验中无法直接获得 $B_x(f)$, 只能通过测量 TMR 电流传感器的输出获得 $V_{out}(f)$ 。为了对最佳安装位置经验公式进行验证, 将式(2-1)代入式(2-2), 可以得到 FRF(f) 的实验计算公式

$$\text{FRF}(f) = \frac{B_x(f)/I}{B_x(\text{DC})/I} \times 100\% = \frac{V_{out}(f)/kI}{V_{out}(\text{DC})/kI} \times 100\% = \frac{V_{out}(f)}{V_{out}(\text{DC})} \times 100\% \quad (2-4)$$

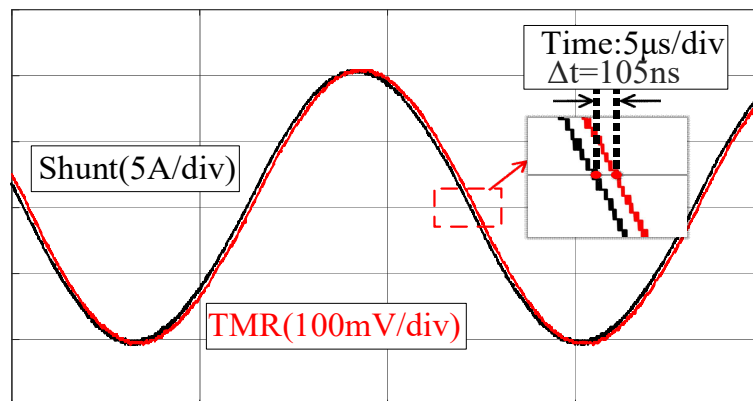


图 2-12 谐振电流测试的实验波形图

基于表 2-3 中的谐振参数设置, 对走线宽度 w 为 2mm、4mm、6mm 和 8mm 的 PCB 分别进行实验测试。依据式(2-4)计算得到的实验结果如表 2-4 所示。从表中可以看出, 实验中得到的 FRF 与 100% 差值均小于 5%, 且平均 FRF 均非常接近 100%。这说明 TMR

电流传感器在最佳安装位置处进行电流测量时,随着电流频率升高,TMR 的输出基本保持不变。这与前文的仿真结果基本一致,也验证了前文所总结的经验公式。

表 2-4 不同走线宽度下的实验结果

f	FRF			
	2mm	4mm	6mm	10mm
DC	100.00%	100.00%	100.00%	100.00%
84kHz	98.46%	100.68%	102.45%	99.67%
220kHz	98.22%	102.70%	103.30%	98.35%
470kHz	98.46%	104.39%	104.72%	98.02%
978kHz	97.73%	98.65%	101.23%	97.03%
平均 FRF	98.57%	101.28%	102.34%	98.61%

三角电流中包含有丰富的高次谐波,通过观察 TMR 电流传感器测得的三角电流波形准确度及延时,可以非常直观地反映 TMR 电流传感器的测量带宽。实验中可以将图 2-11 中的谐振电容 C_r 短接,从而把谐振电路改造成三角电流发生器。基于宽度为 4mm 的 PCB 走线,在上述的最佳安装位置 ($D=0.5\text{mm}$) 与非最佳安装位置 ($D=2\text{mm}$) 进行三角电流测试,实验波形如图 2-13 所示。可以看出,通过将 TMR 电流传感器放置在最佳安装位置,可以将延时从 517ns 提升到 102ns。这说明最佳安装位置的 TMR 电流传感器带宽较高,响应速度快。从波形对比图中也可以看出,TMR 电流传感器均存在较为明显的 dv/dt 噪声问题,下一章将会对其详细讨论并解决。

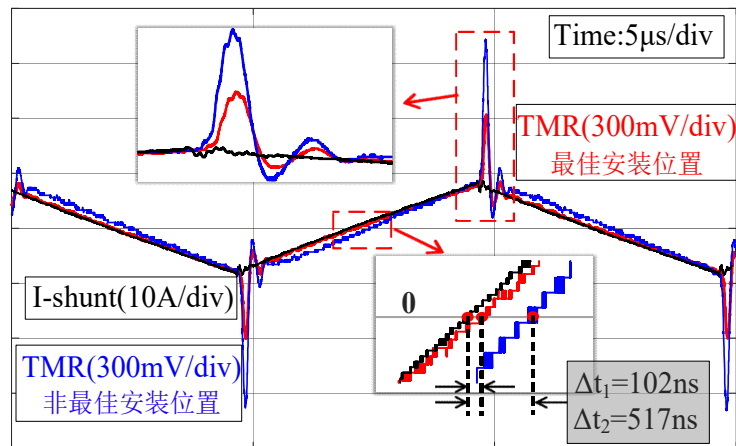


图 2-13 三角电流测试的实验波形图

2.4 导体材质对传感器带宽的影响分析

2.4.1 导体集肤深度

集肤深度的计算公式如下:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}} \quad (2-5)$$

从上式可以看出，集肤深度主要与所通电流的角频率 ω ($\omega = 2\pi f$)、通流材质的磁导率 μ 和电导率 γ 有关。因此，通过降低通流材质的磁导率和电导率，可以起到抑制集肤效应的作用。表 2-5 展示了常用的几种常见材料材料属性及其在 1MHz 下的集肤深度 δ 。从表中可以看出，铜作为最常用的 PCB 通流材质，其在 1MHz 下的集肤深度 δ 非常小，仅为 0.066mm，从而导致 PCB 周围磁场随频率升高明显变化。

表 2-5 不同材质的属性及集肤深度

材质	磁导率 $\mu(\text{H/m})$	电导率 $\gamma(\text{S/m})$	集肤深度 $\delta(\text{mm})$ @1MHz
铜	$4\pi \times 10^{-7}$	5.8×10^7	0.066
铝	$4\pi \times 10^{-7}$	3.54×10^7	0.085
金	$4\pi \times 10^{-7}$	4.5×10^7	0.075
石墨	$4\pi \times 10^{-7}$	7×10^4	1.9
锡	$4\pi \times 10^{-7}$	0.87×10^7	0.171

表 2-5 中所有材质的磁导率均为真空磁导率 ($\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$)，无法通过减小通流材质的磁导率来提升集肤深度。因此只能更换电导率低的通流材质来提升集肤深度，从而实现集肤效应的抑制。综合对比下，本文采用石墨（1MHz 下的集肤深度为 1.9mm）进行有限元仿真和实验验证。

2.4.2 仿真及实验验证

铜和石墨分别作为通流材质的有限元仿真结果如图 2-14 所示。从图 2-14(a)中可以看出，在 1MHz 下铜中的电流趋于两侧分布，从而导致周围的磁场也集中在通流导体两侧。而当采用石墨作为通流材质时，在 1MHz 下石墨中的电流仍保持均匀分布。从图 2-14(b)中可以看出，石墨作为通流材料在 10MHz 下，不同的水平位置 D 均有较好的磁场频响平坦度特性。图 2-14 的有限元仿真结果验证了通过减低通流材质的电导率，可以有效抑制集肤效应对周围磁场的影响，进而提升 TMR 电流传感器的测量带宽。

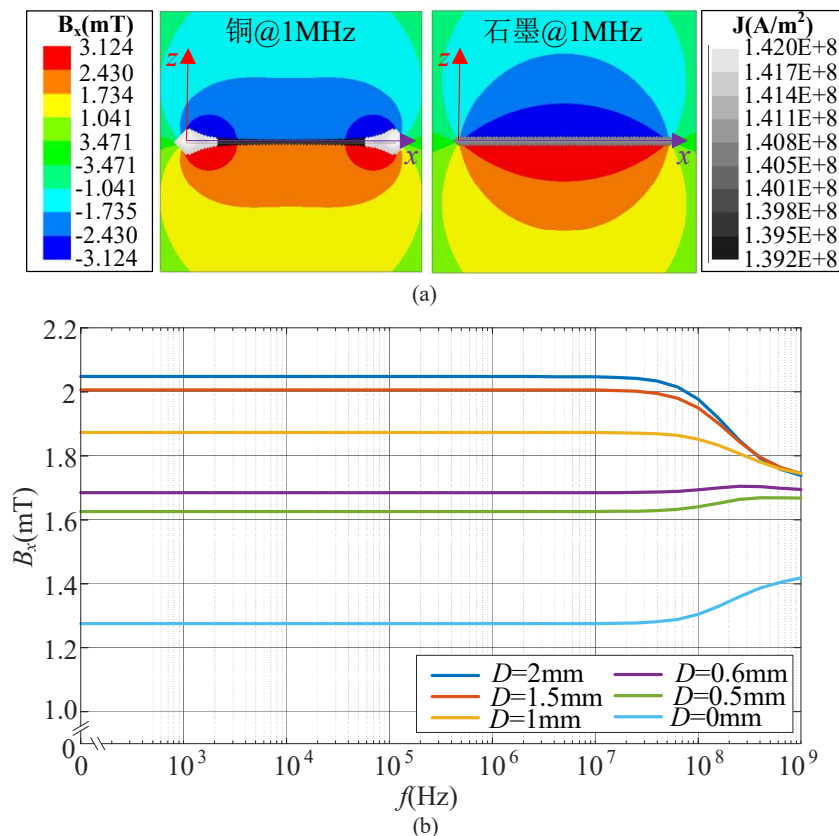


图 2-14 更换材质的仿真结果：(a)铜和石墨的仿真云图；(b)石墨的磁场频响曲线

如图 2-15 所示,采用宽度为 4mm,厚度为 0.05mm 的石墨纸作为通流走线,并将 TMR 电流传感器放置在石墨纸正上方 ($D=2\text{mm}$, $h=1.2\text{mm}$) 进行实验测试,并将测得的结果与铜作为通流材质的实验结果进行比较。

实验结果如表 2-6 所示,表中分别列出了铜和石墨作为通流材质时 TMR 电流传感器的输出值及 FRF 计算值。从表中可以看出,当采用铜作为通流材质时,由于集肤效应的影响,其输出值不断随着频率的升高而下降,FRF 也随之下下降,在 978kHz 处 FRF 降到 71.59%。而当采用石墨作为通流材质时,随频率升高, TMR 电流传感器的输出值变化不大,在 978kHz 处 FRF 为 96.05%。这表明采用石墨作为通流材质可以有效地抑制集肤效应,从而提升 TMR 电流传感器的测量带宽。

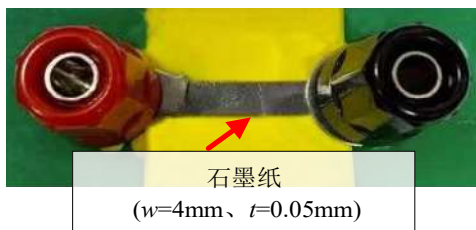


图 2-15 石墨纸作为通流走线的实物图

表 2-6 更换通流材质的实验结果

f	铜		石墨	
	V_{out}/V	FRF	V_{out}/V	FRF
DC	0.424	100.00%	0.304	100.00%
84kHz	0.403	95.00%	0.304	100.00%
220kHz	0.384	90.75%	0.298	98.10%
470kHz	0.351	82.88%	0.296	97.63%
978kHz	0.303	71.59%	0.292	96.05%

本小节介绍的更换通流材质的方案相对比 2.2 小节和 2.3 小节所提的最佳安装位置的方案来说，其优势在于可以从根本上解决集肤效应影响 TMR 测量带宽的问题，对 TMR 电流传感器的安装位置没有严格的要求。然而，该方案也有一定的缺陷，随着通流材质电导率降低，电路中的损耗也会有所增加。因此在实际应用中要根据情况权衡利弊，综合考虑选择合适的方案提升 TMR 电流传感器的测量带宽。

2.5 本章小结

本章首先分析了集肤效应对 TMR 测量带宽的影响，并总结验证了不同 PCB 宽度、厚度、层数以及芯片摆放高度下保证 TMR 电流传感器带宽的最佳安装位置经验公式。实验验证了把 TMR 电流传感器放置在最佳安装位置可以将延时从 517ns 提升到 102ns。最后，也提出可以从根源上改变通流材料的电导率提升集肤深度来抑制集肤效应，并采用石墨作为通流材料进行有限元仿真和实验验证。

第3章 dv/dt 的影响及抑制措施

从图 2-13 中的波形中可以看出，当 TMR 电流传感器位于变换器中 dv/dt 节点进行电流测量时，所测得的波形存在较大的开关噪声，严重影响 TMR 电流传感器的测量。为了解决该问题，本章首先分析 dv/dt 噪声的耦合路径，并通过磁场和电场的对比分析提出梳状结构屏蔽 dv/dt 噪声，还对梳状结构的参数进行了设计。最后实验验证了梳状结构可以在不影响磁场的情况下，有效屏蔽电场抑制 dv/dt 噪声，将输出波形的开关尖刺从 0.20V 降到 0.06V。

3.1 耦合路径分析

实验样机中采用的 TMR 电流传感器及 PCB 通流铜箔的三维模型如图 3-1(a)所示。其中，TMR 电流传感器主要包括 TMR 芯片、解耦电容及外围电路走线。外围电路走线连接着 TMR 芯片的不同管脚，其中走线 VCC 为 TMR 芯片提供 5V 的工作电压；当系统接地良好时，走线 GND 为稳定的 0V；走线 V_{out} 和 GND 为 TMR 芯片提供电流信号输出路径，其电流信号经过采样可以用于变换器电路的控制、保护和监测。

由于 TMR 电流传感器属于磁性检测元件，其与 PCB 通流铜箔之间存在天然的电气绝缘，因此 dv/dt 噪声只能通过 TMR 电流传感器的外围电路走线和 PCB 通流铜箔之间的寄生电容耦合到输出波形上。在 Maxwell Q3D Extractor 中对外围电路走线和 PCB 通流铜箔进行提取如图 3-1(b)所示，通过有限元仿真计算可以分别得到外围电路走线 V_{out} 、GND 和 VCC 与 PCB 通流铜箔之间的寄生电容参数 C_1 、 C_2 和 C_3 。表 3-1 列举了 PCB 铜箔宽度为 4mm 和 8mm 时的寄生电容参数。其数值的大小反映了外围电路走线与 PCB 通流铜箔电气耦合的程度。

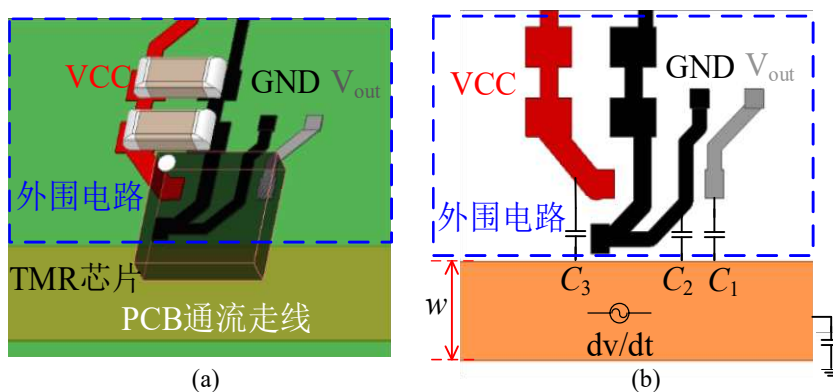


图 3-1 耦合路径分析的模型：(a)三维模型；(b)待提取的寄生电容

基于外围电路走线的功能分析，可以推断出 dv/dt 噪声主要通过走线 V_{out} 与 PCB 通流走线之间的寄生电容 C_1 以电场的形式耦合到输出波形上。从表 3-1 也可以看出，PCB 通流铜箔宽度越宽，其寄生电容 C_1 也越大，电场耦合越紧密。

表 3-1 走线间的寄生参数

w	C_1	C_2	C_3
4mm	0.097pF	0.333pF	0.157pF
8mm	0.123pF	0.579pF	0.478pF

3.2 屏蔽方案分析

由上一节的分析可知， dv/dt 噪声主要是通过 TMR 电流传感器的外围电路和 PCB 通流铜箔的寄生电容以电场的形式耦合到输出波形上，而在 TMR 电流传感器的应用过程中，检测的有效信息是磁场信息。因此，理想的 dv/dt 屏蔽方案应该同时具备屏蔽电场且不影响 PCB 走线周围的磁场的功能。

针对 TMR 电流传感器测量 PCB 板级电流的需求，本文提出两种可能的屏蔽方案，一种为完整铜箔屏蔽；另一种为梳状结构屏蔽，如图 3-2 所示，两种屏蔽方案均将屏蔽体铺设在 TMR 电流传感器与 PCB 通流走线之间，并接入 GND 网络。其中，梳状结构屏蔽的梳状铜箔之间的间隔为 a ，梳状铜箔的宽度为 b 。

仅供PMT会员内部使用，不得外传

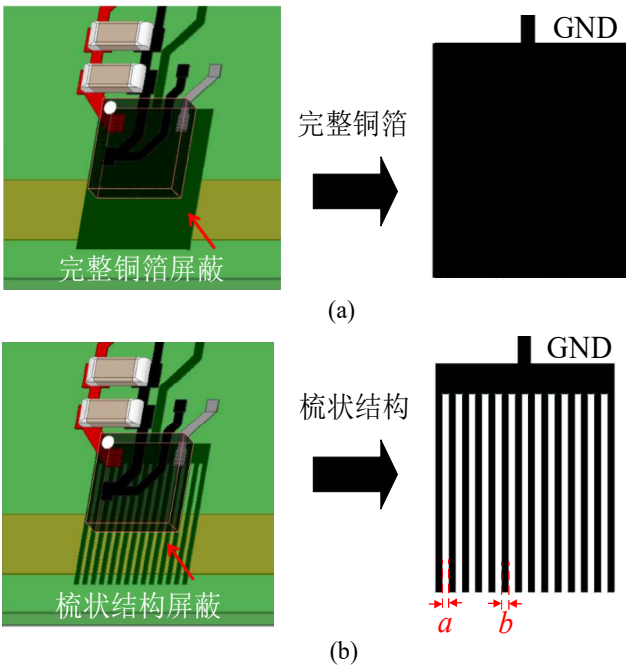


图 3-2 可能的屏蔽方案：(a)完整铜箔屏蔽；(b)梳状结构屏蔽

下面将对这两种屏蔽方案在磁场和电场中的性能进行对比分析,挑选出合适的屏蔽方案并对其结构参数进行设计。

3.2.1 磁场分析

金属导体在高频交变磁场中会产生涡流,一方面会给电路带来额外的损耗,另一方面也会影响到原磁场的分布,从而影响到 TMR 电流传感器的正常检测。因此,磁场分析主要针对添加屏蔽方案后产生涡流的大小以及对周围磁场的影响这两方面进行对比分析。

基于上述讨论,于 Maxwell 2D 中进行上述两种屏蔽方案的有限元仿真,并设置了空白对照组,即不添加任何屏蔽结构。在有限元仿真中,需要向屏蔽结构施加匀强交变磁场,矢量磁位边界条件设置如图 3-3 所示,求解频率为 500kHz。

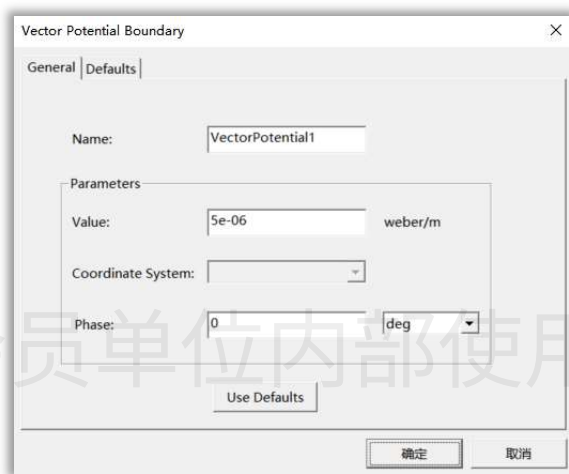


图 3-3 边界条件设置

有限元仿真结果如图 3-4 所示。涡流损耗的数值大小可以反映屏蔽结构中涡流的大小。从图 3-4(a)的空白对照组中可以看出,当不添加任何屏蔽结构时,求解域中的磁场均匀分布,没有涡流损耗。如图 3-4(b)所示添加完整铜箔作为屏蔽结构时,周围磁场发生了明显的畸变,且涡流损耗计算数值为 1.96W。从图 3-4(c)可以看出,当采用梳状结构的屏蔽时 ($a = b = 0.15\text{mm}$),屏蔽体周围的磁场几乎不受影响,且涡流损耗计算值仅为 0.024W。

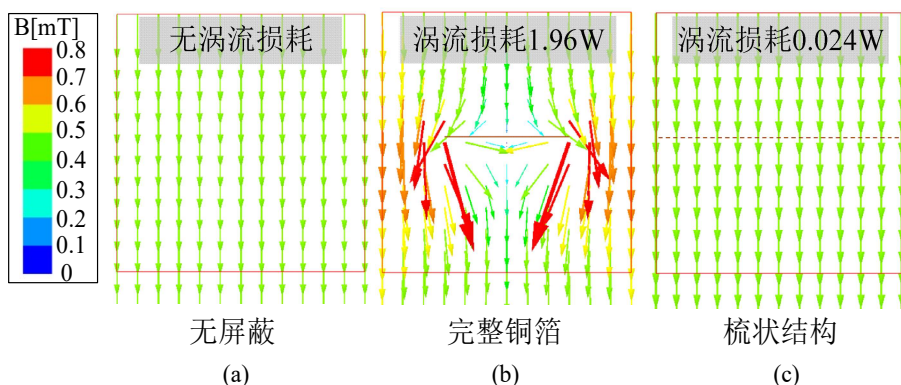
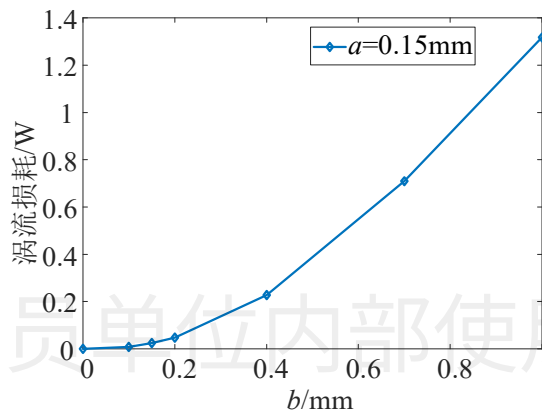


图 3-4 磁场仿真结果：(a)无屏蔽；(b)完整铜箔；(c)梳状结构

在梳状结构中，由于其导体内部涡流流路径被切断，进而避免了对待测磁场的影响。涡流抑制效果与梳状铜箔的宽度 b 有关，而梳状铜箔之间的间距 a 会影响电场屏蔽效果，后文将会对梳状间距 a 进行分析。图 3-5 展示了在固定梳状铜箔的间隔 a 为 0.15mm 时，逐渐增大梳状铜箔的宽度 b 的涡流损耗情况。可以看出，随着宽度 b 的不断增大，涡流损耗也随之急剧上升。因此，梳状铜箔的宽度 b 的取值越小越好

综上，经过对比分析，由于完整铜箔会对 PCB 走线周围的磁场产生严重影响，不适合作为 TMR 电流传感器的 dv/dt 屏蔽方案。而梳状结构切割了涡流路径，对周围磁场影响较小。因此，后续我们只对梳状结构的屏蔽方案进行电场分析，讨论其电场屏蔽效果。

图 3-5 不同宽度 b 下的涡流损耗

3.2.2 电场分析

从图 3-2(b)中可以看出，梳状屏蔽体不同于完整铜箔，梳状铜箔之间有一定的缝隙 a ，会有部分干扰电场从众多缝隙中泄露到被屏蔽区域。因此有必要对梳状结构的电场屏蔽效果进行分析。

从磁场分析可以得知，梳状铜箔宽度 b 的取值应尽可能小。因此，可以将梳状结构进行简化，梳状屏蔽结构视为无穷大，同时忽略梳状铜箔宽度 b ，简化后的电场分析模型如图 3-6 所示。上方红色区域为干扰电场，下方蓝色区域为被屏蔽区域。中间黑点为简化后的梳状屏蔽体，间隔为 a ，电势保持为 0V 。

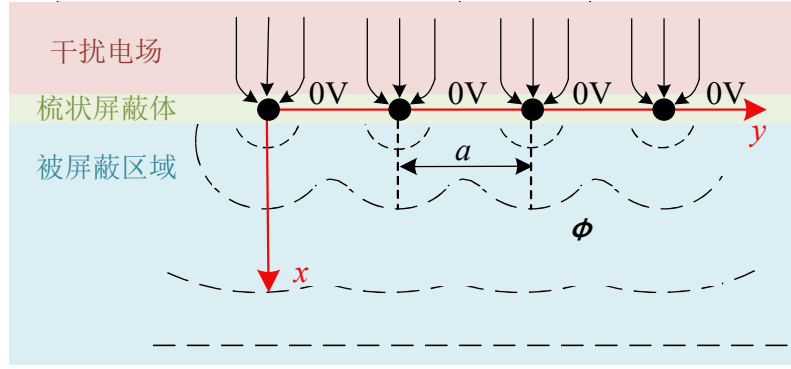


图 3-6 简化后的电场分析模型

从图 3-6 中可以看出,当干扰电场经过梳状屏蔽结构屏蔽之后,部分电场通过梳状结构的缝隙泄露到被屏蔽区域。被屏蔽区域内的电势 ϕ 将沿 y 轴周期变化。根据傅里叶级数展开,可以得到被屏蔽区域内的电势表达式

$$\phi(x,y) = \sum_n F_n(x) \cos \frac{2\pi ny}{a} \quad (3-1)$$

其中, $F_n(x)$ 为第 n 次谐波的电势的幅值。

由于电场中不存在自由电荷,因此被屏蔽区域内的电势 ϕ 应该满足拉普拉斯方程

$$\nabla^2 \phi = 0 \quad (3-2)$$

将式(3-1)代入到(3-2),可以得到

$$-\frac{4\pi^2 n^2}{a^2} F_n(x) \cos \frac{2\pi ny}{a} + \frac{d^2 F_n(x)}{dx^2} \cos \frac{2\pi ny}{a} = 0 \quad (3-3)$$

通过对上式进行求解,我们可以得到

$$F_n(x) = C_1 e^{-x/x_0} + C_2 e^{x/x_0} \quad (3-4)$$

其中, $x_0 = a/2\pi n$ 。 C_1, C_2 为待求解的参数。

将 $x=0$ 代入式(3-4)时,可以得到 $F_n(0) = C_1 + C_2$ 。当 x 趋于无穷大时, $C_2 e^{x/x_0}$ 会趋于无穷大,从而导致 $F_n(x)$ 也趋于无穷大。而在实际应用中,被屏蔽区域内的电势幅值 $F_n(x)$ 为有限的数值。因此,可以求得 $C_2 = 0$ 且 $C_1 = F_n(0)$ 。

基于上述分析,可以得到 $F_n(x)$ 的表达式

$$F_n(x) = F_n(0)e^{-x/x_0} = F_n(0)e^{-2\pi nx/a} \quad (3-5)$$

将式(3-5)代入式(3-1)，可以得到最终的被屏蔽区域内的电势表达式

$$\phi(x,y) = \sum_n F_n(0)e^{-2\pi nx/a} \cos \frac{2\pi ny}{a} \quad (3-6)$$

从式(3-6)可以看出，被屏蔽区域的电势 ϕ 沿 y 轴周期性变化，沿 x 轴则是以指数衰减的方式快速衰减到 0。为了对梳状铜箔的间隔 a 进行设计，绘制不同间距 a 下电势沿 x 轴的变化曲线如图 3-7 所示。从图中可以看出，被屏蔽区域的电势衰减速度与 a 的取值有关。 a 的取值越小，电势衰减越快，完整铜箔是梳状结构中梳状间距 a 取 0 时的特例。同时可以看到，当 x 为 a 的几倍数值大小时（如 a 为 0.15mm 而 x 为 0.3mm），从图中可以看出其电势 ϕ 非常接近于 0。

基于上述对电场的分析可以认为，在实际应用过程中只要梳状间距 a 足够小，且 TMR 摆放位置距梳状结构为 a 的几倍数值大小时，由于干扰电场经过梳状屏蔽结构后电势快速衰减到 0，因此可以认为梳状结构的屏蔽效果接近于完整铜箔的屏蔽效果，可以很好地屏蔽干扰电场。

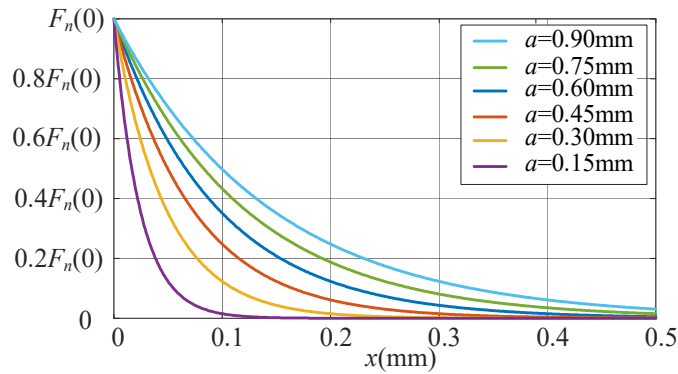


图 3-7 不同间距 a 下电势沿 x 轴的变化

3.3 实验验证

3.3.1 梳状结构实际参数的选取

基于上述的磁场和电场分析可知，梳状结构中 a 和 b 的取值越小，其对磁场影响越小，对电场屏蔽效果越好。然而在实际应用中，由于 PCB 制作工艺的限制， a 和 b 的取值存在一定的限制。此外，TMR 芯片内部基板厚度为 0.4mm 和 PCB 存在一定的厚度，为了

满足 TMR 摆放位置距梳状结构中间距 a 的几倍数值大小的要求，我们最终采用了 $a = b = 0.15\text{mm}$ 的梳状屏蔽结构进行实验验证。

3.3.2 实验波形

实验波形如图 3-8 所示，黑色波形为同轴电阻器测得的标准三角电流波形，蓝色波形为无添加梳状屏蔽时 TMR 电流传感器测得的电流波形，红色波形为添加梳状屏蔽后测得的电流波形。首先可以看到有无梳状屏蔽 TMR 电流传感器测得的波形延时分别为 114ns 和 102ns ，相差不大，这表明 PCB 通流走线周围的磁场基本不受梳状屏蔽结构影响。其次是 dv/dt 噪声的抑制情况，可以看到添加梳状屏蔽后的电压尖刺从 0.20V 降低到 0.06V ，降低了 70%，这表明梳状屏蔽结构可以有效抑制 dv/dt 对 TMR 电流传感器检测 PCB 电流的影响。

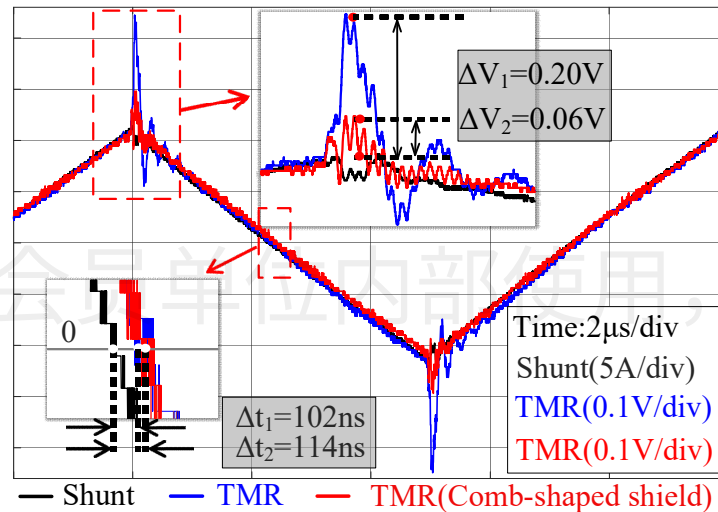


图 3-8 有无梳状屏蔽结构的实验波形图

3.4 本章小结

本章针对 TMR 电流传感器应用中存在的 dv/dt 噪声问题进行研究。首先探究了 dv/dt 噪声的耦合路径，明确 dv/dt 噪声是通过 PCB 走线与 TMR 电流传感器外围电路的寄生电容以电场的方式耦合到输出端子上。其次也对两种可能的屏蔽方案进行磁场和电场的对比分析。实验验证了梳状屏蔽结构可以有效屏蔽电场干扰而不影响 TMR 对 PCB 走线周围磁场的检测，可以有效屏蔽电场抑制 dv/dt 噪声，将输出波形的开关尖刺从 0.20V 降到 0.06V ，降低了 70%。

第4章 外来干扰的影响及抑制措施

随着电力电子变换器逐渐朝着高频、高功率密度、高效和小型化的方向发展,变换器内部的磁场环境变得非常复杂,由于 TMR 电流传感器是开放式磁场检测元件,无法准确区分待测磁场和干扰磁场。复杂的磁场环境会对 TMR 电流传感器测量 PCB 走线电流造成明显干扰。本文将针对 PCB 走线、磁性元件以及金属机壳干扰这三种外来干扰源进行讨论及抑制,如图 4-1 所示。

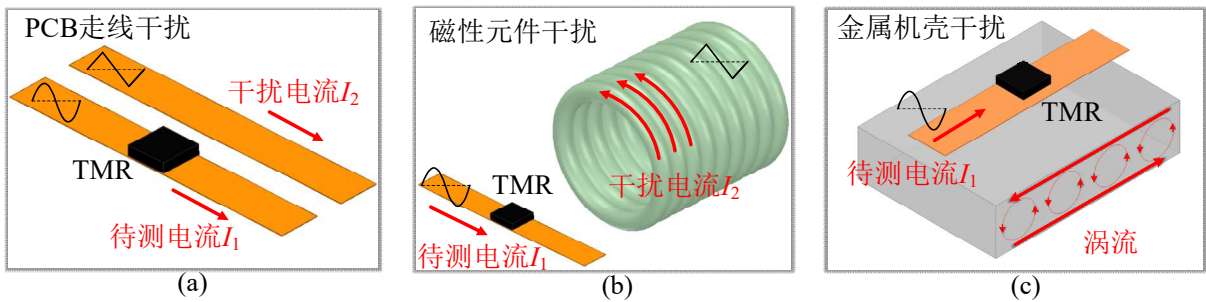


图 4-1 干扰的来源: (a)PCB 走线; (b)磁性元件; (c)金属机壳

4.1 平行走线干扰

首先对变换器中的平行走线干扰进行分析。如图 4-2 所示,当两个互相平行的 PCB 电流距离过近时, TMR 电流传感器的检测会受到平行电流的干扰。为了对该干扰进行理论分析,取平行走线干扰的横截面如图 4-2(b)所示。TMR 电流传感器检测到的 B_x 由待测电流 I_1 产生的磁场 B_{x1} 和干扰电流 I_2 产生的磁场 B_{x2} 两部分组成, h 为 TMR 电流传感器裸片的高度, d 是 TMR 裸片所处位置与干扰电流 I_2 的水平距离, s 是两者的直线距离, α 是 h 和 s 两线段之间的夹角。

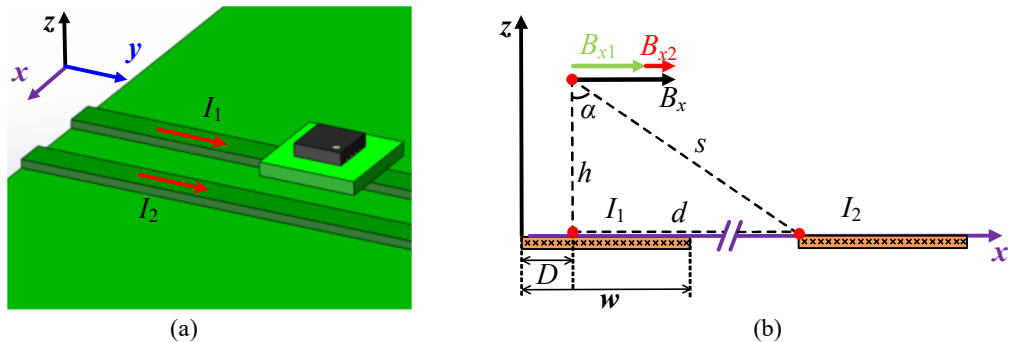


图 4-2 平行走线分析: (a)平行走线干扰三维模型; (b)平行走线干扰的横截面

4.1.1 平行走线间距公式的推导

为了评估干扰磁场对待测磁场影响程度,我们定义了一个参数叫干扰磁场影响比例 k ,

计算如式(4-1)所示。在不同的应用场景下使用 TMR 进行电流检测,对于干扰磁场的影响比例 k 有不同的要求(一般要求 k 不大于 5%)。因此需要计算出 B_{x1} 和 B_{x2} 的数值,并推导出平行走线间距设置公式,将干扰磁场的影响比例 k 限制在一定范围内。

$$k = \frac{B_{x2}}{B_{x1}} \cdot 100\% \quad (4-1)$$

在最佳安装位置处, TMR 电流传感器裸片处的磁通密度 B_{x1} 几乎不随频率的变化而变化。因此,为了简化计算,可以认为待测电流在 PCB 走线中均匀分布,即按照直流时 PCB 电流的分布情况进行 B_{x1} 的推导计算,如图 4-3 所示。

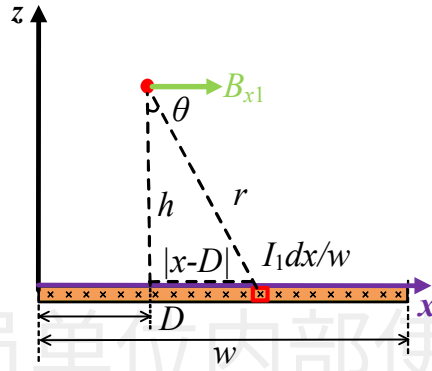


图 4-3 磁通密度 B_{x1} 的推导模型

如图 4-3 所示,待测电流 I_1 可以看作由无数个均匀分布的电流元组成,

$$dI_1 = \frac{I_1}{w} dx \quad (4-2)$$

根据毕奥-萨伐尔定律,

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \quad (4-3)$$

其中, μ_0 是真空磁导率, I 是导体中流通的电流大小, r 是电流与磁场观测点之间的距离。根据式(4-2)和式(4-3),我们可以得到单个电流元在 x 轴方向上的磁通密度,

$$dB_{x1} = \frac{\mu_0 I_1 \cos \theta}{2\pi r w} dx \quad (4-4)$$

其中,

$$\cos \theta = \frac{h}{r} = \frac{h}{\sqrt{(x-D)^2 + h^2}} \quad (4-5)$$

将式(4-5)代入式(4-4)，对 dB_{x1} 从 0 到 D 进行积分，可以得到 B_{x1} 的表达式。

$$B_{x1} = \frac{\mu_0 I_1}{2\pi w} \left(\arctan \frac{D}{h} + \arctan \frac{w-D}{h} \right) \quad (4-6)$$

由于 PCB 走线具有对称性，其最佳安装位置也具有对称性，因此 TMR 电流传感器一般会安装在远离平行干扰电流的一侧。同时，由于影响比例 k 一般会设置在 5% 以下，因此可以认为平行干扰电流距离磁场检测位置足够远，忽略平行走线的宽度，将平行干扰电流当做线电流处理如图 4-4 所示。

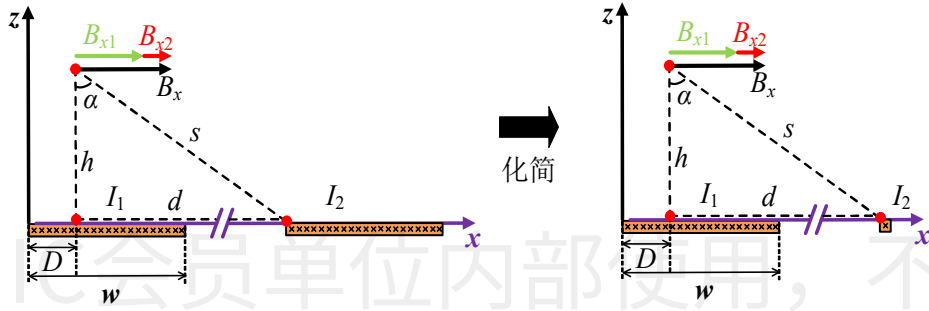


图 4-4 平行干扰走线的化简模型

根据式(4-3)，我们可以得到干扰电流 I_2 在磁场观测点处产生的干扰磁场 B_{x2} 。

$$B_{x2} = \frac{\mu_0 I_2}{2\pi s} \cos \alpha = \frac{\mu_0 I_2 h}{2\pi s^2} \quad (4-7)$$

其中，

$$s = \sqrt{h^2 + \left(\frac{w}{2} - D + d \right)^2} \quad (4-8)$$

基于式(4-1)、式(4-6)、式(4-7)和式(4-8)，可以得到 PCB 平行走线的布线间距 d 的计算公式

$$d = \sqrt{\frac{I_2 h w}{k I_1 \left(\arctan \frac{D}{h} + \arctan \frac{w-D}{h} \right)} - h^2 + D - \frac{w}{2}} \quad (4-9)$$

4.1.2 平行走线间距公式的验证

当限制平行走线影响比例 k 小于 5% 时, 在式(4-9)中代入 $I_1 = I_2 = 20\text{A}$ 、 $h = 1.2\text{mm}$ 、 $w = 2\text{mm}$ 、 $D = 0.1\text{mm}$ 和 $k \leq 5\%$ 时, 可以求得 $d \geq 5.626\text{mm}$ 。考虑留有一定余量的情况下, d 取 6mm。

基于上述参数的设置, 我们从理论计算、有限元仿真和实验测试三方面对平行走线间距公式进行验证, 得到的结果如表 4-1 所示。从表中可以看出, 平行走线距离越近, 影响比例 k 越大, 且由于理论推导时忽略了干扰走线的宽度, 导致理论计算值与仿真及实验结果存在一定的偏差。而当 d 取 6mm 时, 仿真和实验中干扰电流的影响比例 k 均小于 5%, 与理论计算结果基本一致。

表 4-1 平行走线干扰在不同布线间距下的影响比例

d	影响比例 k		
	计算	仿真	实验
3mm	13.22%	18.19%	18.93%
6mm	4.49%	4.88%	4.79%
10mm	1.83%	1.76%	2.31%
18mm	0.06%	0.05%	0.00%

综上所述, 本文所推导的平行走线间距公式在影响比例 k 取较小值 (小于 5%) 时, 可以有效指导变换器中 PCB 的布线, 减小平行干扰电流对 TMR 电流传感器的影响。

4.2 垂直走线及磁元件干扰

针对垂直走线及磁性元件的干扰, 我们将利用 TMR 元件固有的特性——单方向敏感性, 对 PCB 走线及磁性元件进行合理的布局规划, 减小外来干扰磁场对 TMR 电流传感器的影响。

4.2.1 TMR 的单方向敏感性验证

首先对 TMR 的单方向敏感性进行解释。TMR 元件的电阻阻值主要取决于两层铁磁层之间的电子隧穿概率。而电子隧穿的概率与钉扎层和自由层的磁化方向密切相关。钉扎层的磁化方向是固定的 (TMR 的敏感方向, 本文定为 x 轴方向), 不会随外界磁场的变化而改变。自由层的磁化方向是可以自由转动的, 会随着外界磁场的变化而变化。

图 4-5 展示了自由层内的磁畴 (绿色小箭头) 在不同的外界磁场环境下转动的情况。如图 4-5(a) 所示, 当没有施加外界磁场时 ($H_x = H = 0$), 自由层内不同磁畴之间自发磁化的方向不一致, 磁矩相互抵消, 矢量总和为零, 所以对外不显现磁性, 此时磁电阻阻值为

R_0 [图 1-9(b)]。随着外界磁场 H_x 不断增强,磁畴逐渐被磁化而转向外界磁场的方向,同时, TMR 元件的电阻阻值由于电子隧穿数量的增加而不断减小。作为对比, 当施加 y 轴方向的外界磁场 H_y 时, 如图 4-5(b)所示, TMR 元件的电阻阻值将不会发生变化。即使 H_y 在不断增强, 但 x 轴方向上的磁化情况和没有添加任何外来磁场时 ($H_x = H = 0$) 的一致, 因此 TMR 元件的电阻阻值一直保持为 R_0 。同样的, 当施加外界磁场 H_z 时, TMR 元件的电阻阻值也不会发生变化。

因此, 理论上来说, TMR 电流传感器只对 x 轴方向上的磁场变化敏感, 而 y 轴或者 z 轴方向上的磁场变化将不会影响 TMR 电流传感器。

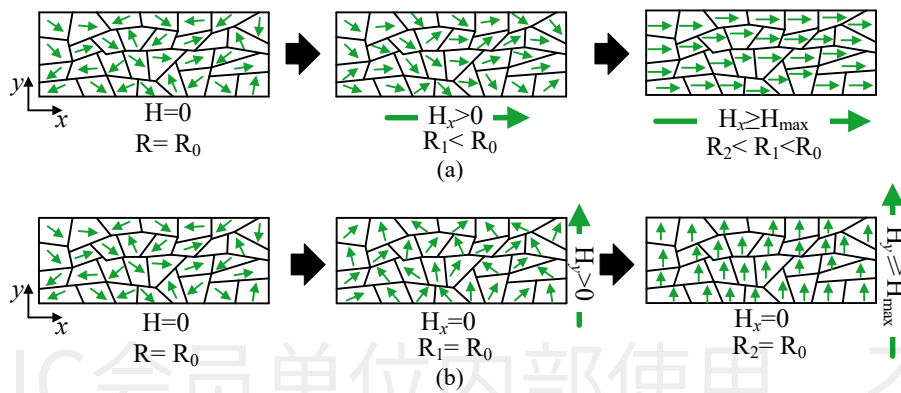


图 4-5 自由层的磁畴磁化情况: (a)施加 H_x ; (b)施加 H_y

为了对 TMR 的单方向敏感性进行验证, 我们将 TMR 电流传感器放置在一块带有角度标记的 PCB 板上如图 4-6 所示, 其中 θ 为 PCB 走线和 TMR 芯片底边的夹角。在 PCB 走线中通入幅值为 20A 的测试电流, 并且沿着 PCB 板上的角度标记旋转 TMR 电流传感器, 每旋转 10° 记录一次 TMR 电流传感器输出的幅值。

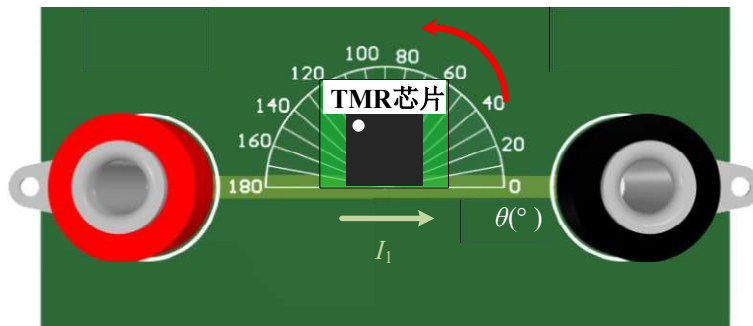


图 4-6 带角度标记的 PCB 通流板

若 TMR 的单方向敏感性成立, 则在 $\theta = 0^\circ$ 时, TMR 电流传感器输出的电流峰峰值应该为最大值; 在 $\theta = 90^\circ$ 时, TMR 电流传感器的输出应该为 0。实验结果如图 4-7(a)中黑色

虚线所示,从图中可以明显看到,当 $\theta=0^\circ$ 时 TMR 电流传感器输出并不是最大值且当 $\theta=90^\circ$ 时 TMR 电流传感器的输出不等于 0。通过将实验波形(黑色虚线)与理论计算波形(红色实线)相比较,发现两个波形并不能重合。黑色虚线与红色实线之间存在一定的水平位移偏差,即角度偏差。若将理论计算值的曲线向右平移 10° ,即 $(\theta-10^\circ)$,可以看到实验值虚线和调整后的理论值实线基本重合如图 4-7(b)所示。

这说明了 TMR 电流传感器内部由于制造工艺和裸片摆放的位置偏差导致一个近 10° 的灵敏度偏移角,该偏差角与生产工艺密切相关,可以人为固定其偏差角度值。在考虑该偏差角的前提下,TMR 的单方向敏感性仍成立。因此在实际应用中,当利用单方向敏感性抑制外来磁场的干扰时,需要将该偏差角考虑在内进行 PCB 的布局布线。

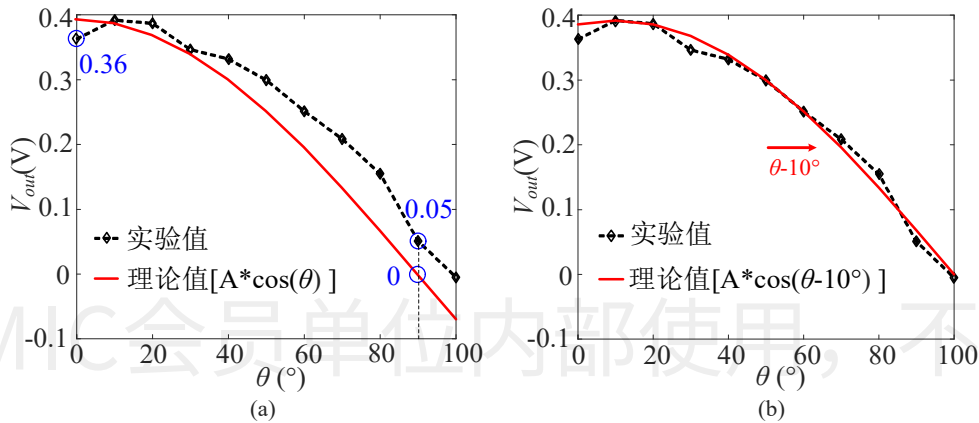


图 4-7 旋转 TMR 电流传感器测得的数据和理论计算值: (a)调整前; (b)调整后

4.2.2 垂直 PCB 走线干扰实验

由上述讨论中得知 TMR 电流传感器内部存在一个近 10° 的角度偏差,为了利用 TMR 的单方向敏感性减小邻近 PCB 走线的干扰,可以将干扰 PCB 走线与待测电流走线的角度调整为 80° ,即准垂直布线,让干扰 PCB 走线所产生的磁场垂直于 TMR 电流传感器的敏感方向,如图 4-8 所示。待测电流 I_1 为频率 84kHz,幅值 10A 的谐振电流,干扰电流 I_2 为频率 18kHz,幅值 25A 的三角电流。

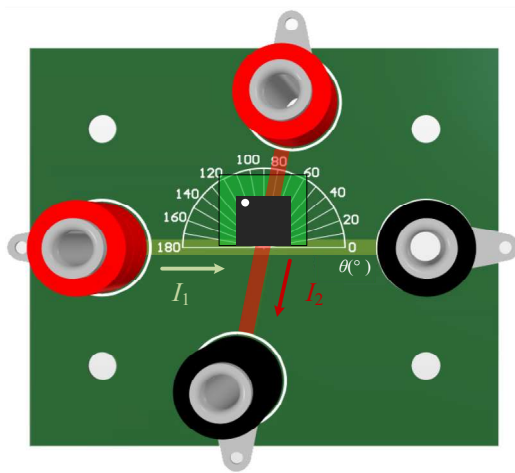


图 4-8 准垂直布线的示意图（两 PCB 走线夹角为 80°）

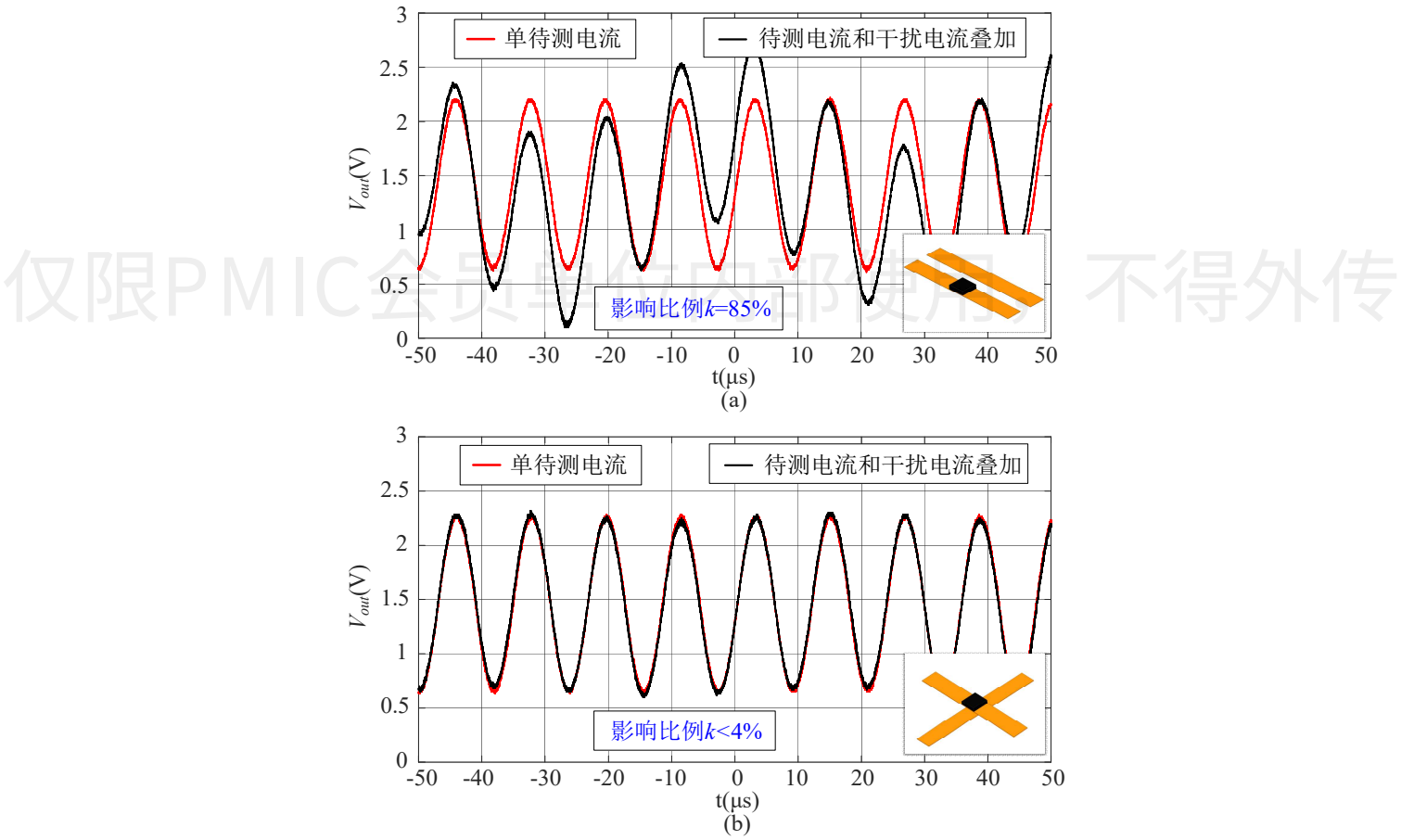


图 4-9 不同布线方式的实验波形图：(a)平行布线；(b)准垂直布线

实验结果如图 4-9 所示。可以看出，以准垂直布线的方式对 PCB 走线进行布局，干扰电流 I_2 几乎不影响 TMR 电流传感器对待测电流 I_1 的检测，影响比例 k 从平行布线的 85%降到小于 4%。

4.2.3 磁性元件干扰实验

与 PCB 走线相比较, 磁性元件的结构以及其周围的磁场分布更为复杂, 但仍可以利用 TMR 的单方向敏感性减小或避免磁性元件的干扰。磁性元件种类繁多, 其中空芯电感没有添加磁芯, 正常工作时漏磁通最多, 对 PCB 走线周边的磁场影响最严重。因此本文主要针对空芯电感进行讨论, 分析其不同的布局方式对 TMR 电流检测的影响。

从上文的分析中可知, TMR 元件对 y 轴和 z 轴方向上的磁场不敏感。因此, 为了借助 TMR 元件的单方向敏感性对干扰磁场进行抑制, 可能的两种布局方式如图 4-10 所示。布局方式 1 如图 4-10(a)所示, 将 TMR 芯片和磁性元件放置于 PCB 两侧, 并将 TMR 芯片放置于空芯电感正上方, 利用 TMR 元件对 z 轴方向上的磁场变化不敏感抑制干扰磁场; 布局方式 2 如图 4-10(b)所示, 将 TMR 和磁性元件摆放在 PCB 的同一侧, 利用 TMR 元件对 y 轴方向上的磁场变化不敏感抑制干扰磁场。

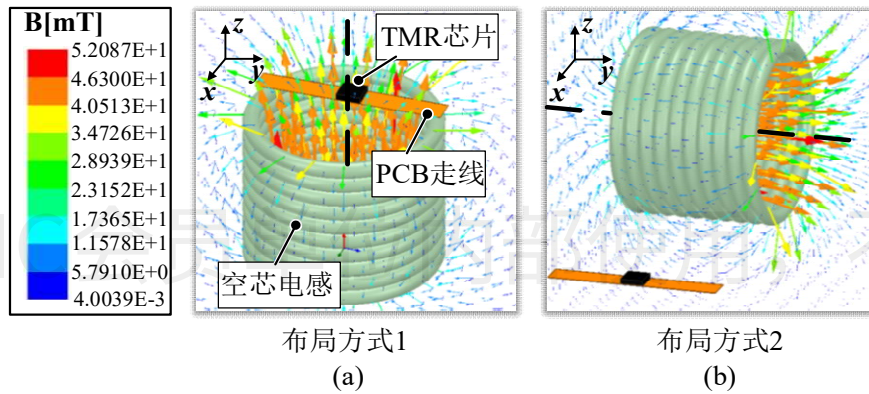


图 4-10 空芯电感的布局方式: (a)布局方式 1; (b)布局方式 2

从图 4-10(a)中布局方式 1 的磁场分布云图可以看到, 空芯电感中轴线 (黑色虚线) 的干扰磁场主要沿 z 轴方向, 垂直于 TMR 的敏感方向。然而, 当 TMR 芯片稍微偏离空芯电感的中轴线时, 在 x 轴方向上会存在相当大的干扰磁场分量。该磁场分量会被 TMR 电流传感器检测到, 叠加到输出波形上影响 TMR 的测量准确度。

表 4-2 展示了 TMR 芯片内部裸片偏离中心线不同的距离 Δx 时的仿真结果和实验结果。 B_{x1} 是在待测电流为 20A 时的磁通密度 ($w=4\text{mm}$, $D=0.5\text{mm}$, $h=1.2\text{mm}$)。 B_{x2} 是在空芯电感通入幅值为 40A 电流时所产生的干扰磁场在 x 轴方向上的磁通密度 (空芯电感直径为 10mm, 绕组圈数为 10 圈)。

当 Δx 为 0mm 时, 由于在有限元仿真中, 磁场观测点为位于空芯电感中轴线上的一个理想观测点, 因此在该点观测到的 B_{x2} 几乎为零, 影响比例 k 也几乎为零。而在实验中的影响比例 k 却高达 7.7%。这是因为实际应用中 TMR 芯片内部存在两个裸片以及每个裸片

有一定面积(图 2-1),而不是理想的磁场观测点,无法达到有限元仿真中理想的抗干扰效果。同时,从表中也看到当 $\Delta x \geq 0.3\text{mm}$ 时,在仿真与实验中的影响比例 k 均大于等于 20%,对 PCB 电流检测造成严重干扰。

表 4-2 布局方式 1 在不同偏移距离下的仿真和实验结果

$\Delta x(\text{mm})$	仿真			实验
	B_{x1}	B_{x2}	k	k
0	1.65mT	0.01mT	0.6%	7.7%
0.3	1.65mT	0.34mT	20%	21%
0.6	1.65mT	0.67mT	40%	38%
1.0	1.65mT	1.11mT	67%	69%

由此可知,布局方式 1 由于 TMR 芯片内部不存在理想磁场观测点,且对 TMR 芯片的位置摆放精度要求非常高,实际应用中无法用于屏蔽干扰磁场的影响。

从图 4-10(b)中的布局方式 2 可以看出,TMR 电流传感器周围的磁场基本沿着 y 轴方向分布,即垂直于 TMR 的敏感方向。在有限元仿真中,当空芯电感中心轴距 TMR 芯片水平距离为 30mm、垂直距离为 10mm 时,其干扰磁场的磁通密度 $B_{x2} = 0.08\text{mT}$,影响比例 k 小于 5%。

实验验证如图 4-11 所示,红色电流波形为未添加空芯电感干扰时的电流波形,黑色电流波形为添加空芯电感干扰时的电流波形。图 4-11(a)中空芯电感产生的干扰磁场平行于 TMR 电流传感器的敏感方向,影响比例高达 70%。图 4-11(b)中空芯电感产生的干扰磁场垂直于 TMR 电流传感器的敏感方向,影响比例 k 小于 5%。

综上所述,无论是 PCB 走线还是磁性元件的干扰,均可以利用 TMR 的单方向敏感性对 PCB 的布局进行调整,避免外来磁场对 TMR 电流传感器产生影响,提高 TMR 检测电流的准确度。

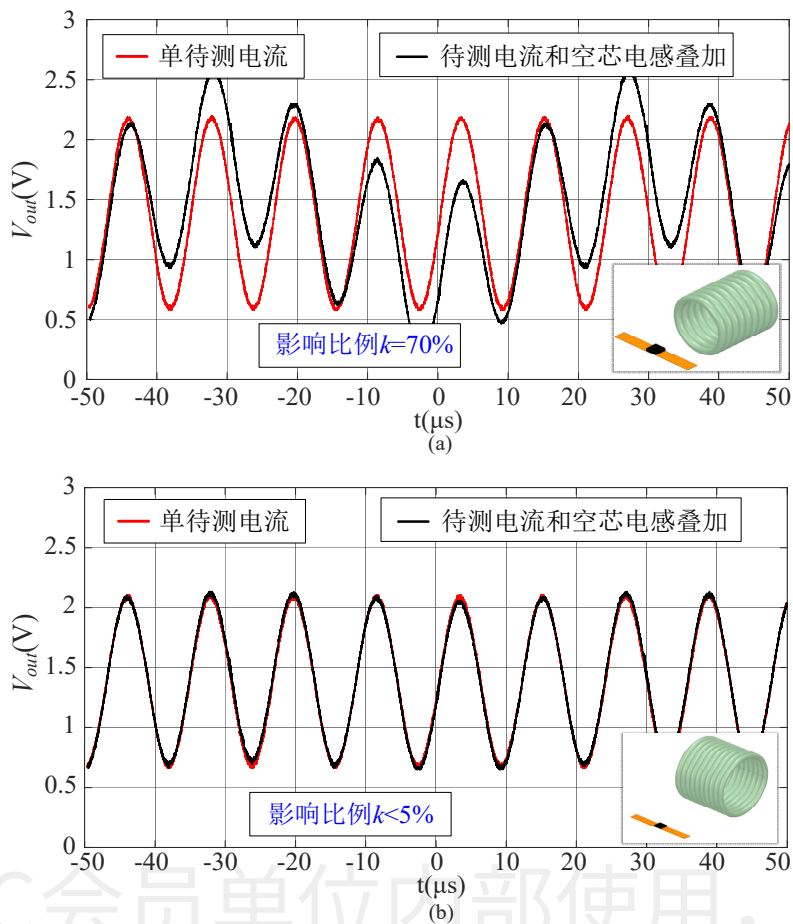


图 4-11 不同布局方式的实验波形图：(a)平行于敏感方向；(b)垂直于敏感方向

4.3 机壳干扰

电力电子变换器一般采用金属材质作为机壳并接地，金属机壳既能起到屏蔽防护作用，也能提高机械结构强度起到支撑作用。常见的金属机壳材质为铝合金和铁合金两种，不同金属材质的基本属性不同（如表 4-3 所示），对 PCB 走线周围磁场的干扰机制和影响程度也有所不同。因此，本文对金属机壳的间距及厚度进行探究，并对不同金属材质的干扰机制进行分析，提出相应的抑制措施。

表 4-3 不同金属机壳的关键属性

材质	相对磁导率	电导率(S/m)
铝合金	1	2.0×10^7
铁合金	2000	1.12×10^7

4.3.1 机壳间距及厚度设计

减小金属机壳干扰最直接的方式是控制金属机壳和 PCB 走线之间的间距和机壳的厚度。金属机壳与 TMR 电流传感器可能的布局方式如图 4-12 所示，第一种是金属机壳与

TMR 电流传感器在 PCB 的同侧，另一种是两者在 PCB 的异侧。

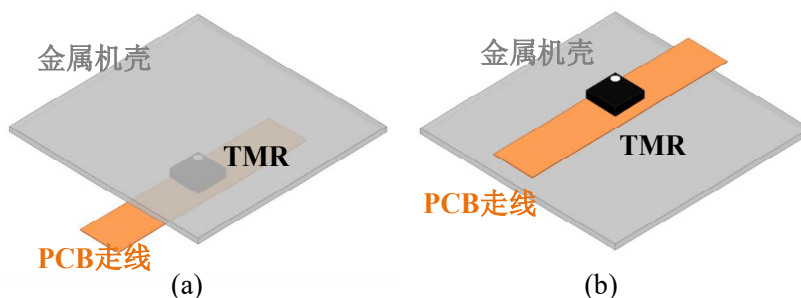


图 4-12 机壳与 TMR 电流传感器的布局方式：(a)同侧；(b)异侧

基于上图两种不同的布局方式进行有限元仿真，图 4-13 展示了不同实验设置下的铝合金机壳的有限元仿真结果。图中的黑色曲线表示没有添加机壳时 TMR 最佳安装位置处待测电流产生的磁场频响曲线，其在 10MHz 下的 FRF 为 100%。红色曲线表示采用同侧的布局方式，机壳厚度 1mm、距离 PCB 走线 3mm 时的磁场频响曲线。可以看到，随着频率升高，铝合金机壳由于涡流效应产生的干扰磁场与待测电流磁场叠加，其在 10MHz 下的 FRF 为 119%；蓝色曲线表示采用异侧的布局方式，机壳距离 PCB 走线 3mm 时的磁场响应曲线，机壳涡流产生的干扰磁场与原磁场相互抵消，其在 10MHz 下的 FRF 为 87%。

因此，从图 4-13 中可以推断出铝合金机壳干扰主要来源于机壳的涡流效应。

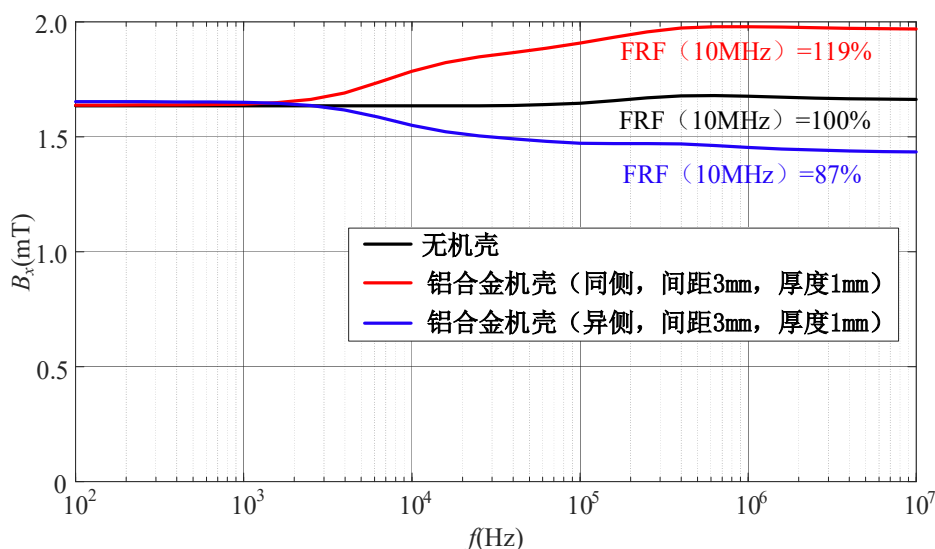


图 4-13 铝合金机壳仿真结果

图 4-14 展示了不同实验设置下的铁合金机壳的有限元仿真结果。图中的黑色曲线表示没有添加机壳时 TMR 最佳安装位置处的磁场响应曲线，其在 10MHz 下的 FRF 为 100%。可以看到，在铁合金机壳与铝合金机壳的仿真结果不同，这是因为铁质机壳的相对磁导率高达 2000，相当于一块良好的导磁体（铁磁特性），对 PCB 走线周围的磁场分布造成了严

重影响。而在高频段，和铝合金机壳类似，铁合金机壳作为良导体也存在涡流效应。红色曲线表示采用同侧的布局方式，机壳距离 PCB 走线 3mm 时的磁场响应曲线，其在 10MHz 下的 FRF 为 191%。蓝色曲线表示采用异侧的布局方式，机壳距离 PCB 走线 3mm 时的磁场响应曲线，其在 10MHz 下的 FRF 为 66%。

因此，从图 4-14 中可以推断出铁合金机壳干扰主要来源于机壳的铁磁特性，同时高频时也存在一定的涡流影响。

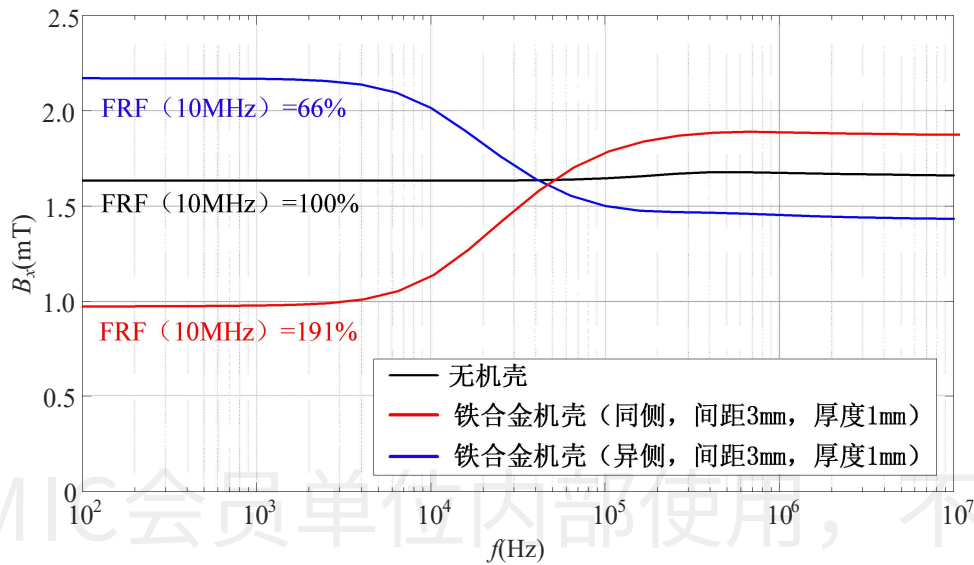


图 4-14 铁合金机壳仿真结果

表 4-4 不同材质机壳的仿真结果

材质	距离(mm)	厚度(mm)	FRF (10MHz)	
			同侧	异侧
铝合金机壳	3	1	119%	87%
	5	1	108%	97.8%
	5	0.5	106%	98%
铁合金机壳	3	1	191%	66%
	10	0.5	106%	98%

表 4-4 展示了不同布局间距和厚度设计的有限元仿真结果。从仿真结果可以得到以下结论：

- 1) 异侧的机壳布局方式优于同侧的布局方式；
- 2) 增加机壳间距的以及减小金属机壳厚度的，均可以有效改善磁场频响平坦度；
- 3) 铝合金机壳对 PCB 周围磁场的影响小于铁合金机壳，即在机壳厚度相等的情况下，为达到同样的磁场频响平坦度效果，铝合金机壳所需的布局间距小于铁合金机壳。

其中，当铝合金机壳与 TMR 电流传感器放置于 PCB 不同侧时，当距离设置为 5mm、

厚度设置为 0.5mm 时, 其在 10MHz 下的 FRF 可以达到 98%; 而为了达到同等的磁场频响平坦度, 铁合金机壳所需间距为 10mm。

4.3.2 梳状机壳设计

在电力电子变换器体积和功率密度严要求很高的情况下, 对机壳的设计很难满足表 4-4 中的要求。因此, 必须从机壳干扰产生的根源出发, 分析其干扰形成的机制并探究合适的抑制方案, 使其在满足电力电子变换器小型化的需求下, 尽可能减小金属机壳对 TMR 电流传感器的影响。基于上述得到的结论, 本文后续将采用异侧的机壳布局方式进行机壳干扰的抑制研究。

首先针对铝合金机壳的干扰及其抑制方案进行探究。从图 4-15(a)中可以看到, 铝合金机壳在高频交变磁场中由于电磁感应原理在机壳内部产生涡流, 涡流方向与 PCB 电流方向平行。因此为了抑制铝合金机壳的涡流, 本文提出梳状抑制方案如图 4-15(b)所示, 梳状方向垂直于电流方向。通过切割金属机壳中涡流的路径, 实现对铝合金机壳内部涡流的抑制。

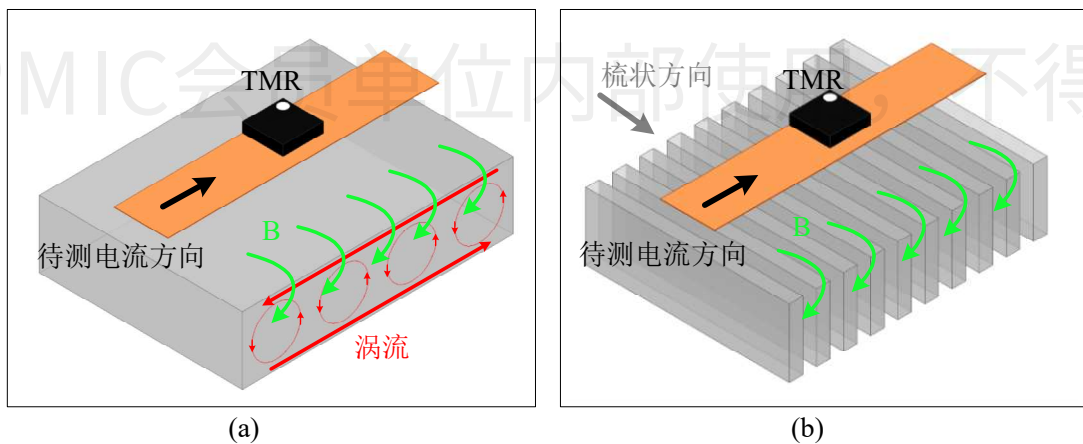


图 4-15 铝合金机壳干扰分析: (a)完整机壳; (b)梳状方向垂直于电流方向

针对铁合金机壳及其抑制方案的探究如图 4-16 所示。在图 4-16(a)中, 当没有添加铁合金机壳时, PCB 走线周围的磁场正常分布。当添加铁合金机壳如图 4-16(b)所示时, 磁力线会大量聚集在铁合金机壳内部, 从而影响到 PCB 上下两侧的磁场分布, 使得 TMR 裸片所处位置的磁通密度大幅增加。针对铁合金机壳的影响, 本文提出的梳状抑制方案如图 4-16(c)所示, 使梳状方向平行于电流方向。通过梳状结构切割了铁合金机壳中的磁路, 使总磁阻增加, 抑制铁合金机壳的铁磁效果从而减小其对 PCB 走线周围磁场的影响。

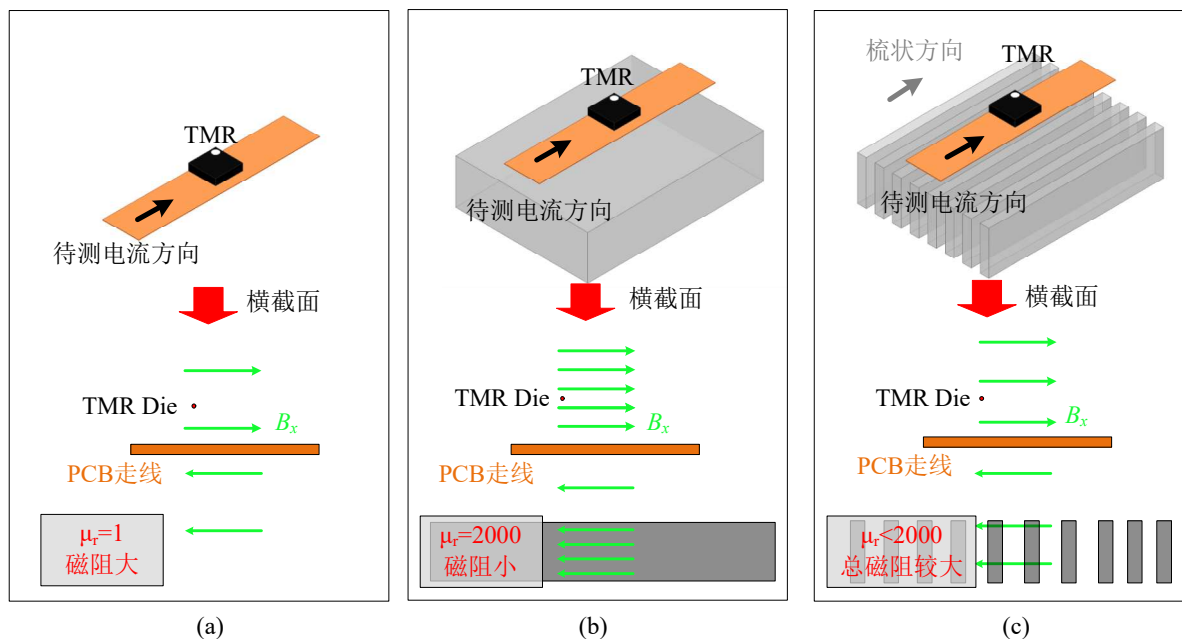


图 4-16 铁合金机壳干扰分析：(a)无机壳；(b)完整机壳；(c)梳状方向垂直于电流方向

4.3.3 机壳干扰实验

铝金属机壳的实验结果如图 4-17 所示。通过三角电流发生器产生频率为 18kHz，峰值为 20A 的三角电流供 TMR 电流传感器检测。黑色波形是没有添加机壳时的原始电流波形，为空白对照组。红色波形为在距 PCB 走线 3mm 处（异侧）放置一块厚度为 1mm 的铝金属机壳测得的电流波形，从图中可以看到 TMR 电流传感器的输出峰值受机壳影响由 0.146V 降低到 0.105V，且延时增加 0.5 μ s。而当采用图 4-15(b)中的梳状方向垂直于电流方向的铝金属机壳时，得到的蓝色三角电流波形与黑色电流波形几乎重叠。因此，可以认为梳状方向垂直于电流方向的铝金属机壳可以有效抑制机壳涡流的产生，避免涡流对 TMR 电流检测的影响。

铁金属机壳的实验结果如图 4-18 所示。从图中可以看到，当添加完整铁合金机壳时，TMR 电流传感器输出幅值由 0.152V 升高到 0.176V，且延时增加 1.3 μ s。当采用图 4-16(c)中的梳状铝金属机壳时，得到的三角电流波形幅值为 0.157V，且几乎没有延时。因此，可以认为梳状方向平行于电流方向的铁合金机壳可以有效抑制铁磁性材料对 TMR 电流检测的影响。

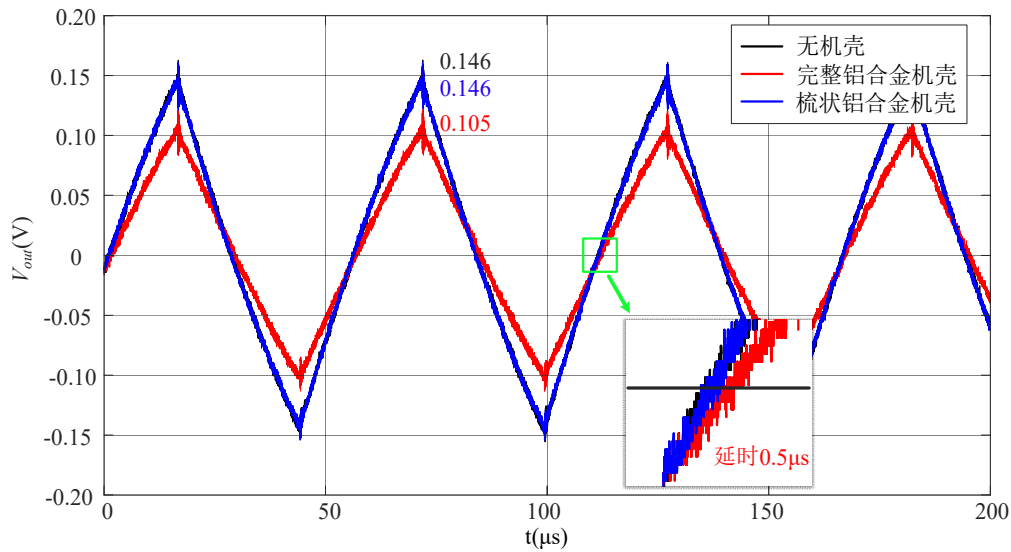


图 4-17 铝合金机壳的实验波形图

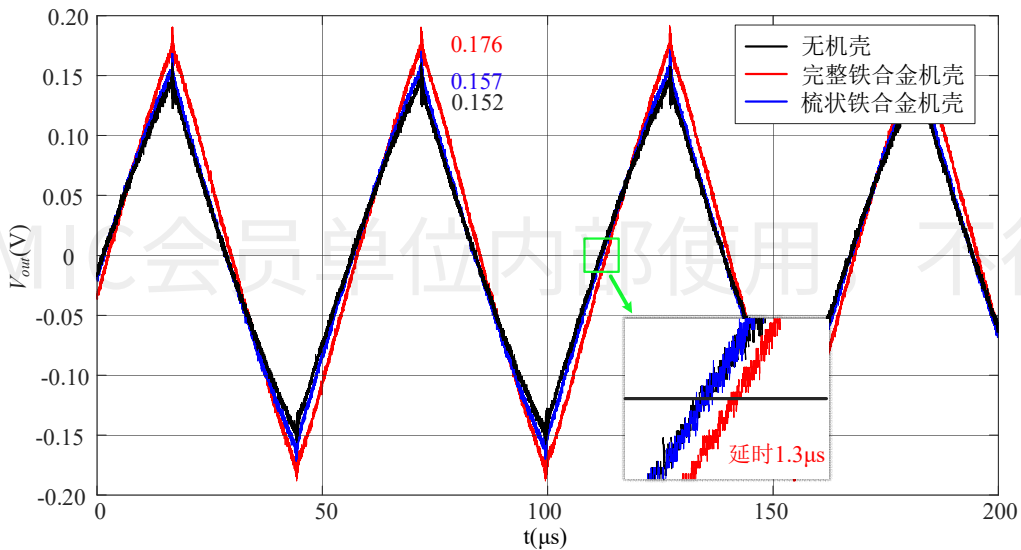


图 4-18 铁合金机壳的实验波形图

4.4 本章小结

本章通过对不同干扰源进行分析并逐一提出解决方案。首先针对平行走线干扰，通过理论推导，得到 PCB 平行布线的间距计算公式；其次针对垂直走线和磁性元件干扰，提出利用 TMR 的单方向敏感特性对干扰进行屏蔽，并进行了 TMR 单方向敏感特性的验证以及干扰屏蔽的验证，将 PCB 走线及磁元件影响比例从 70-85%降到 5%以内；最后针对铝合金机壳和铁合金机壳干扰，探究了其合适的安装间距以及机壳厚度，还提出对两种不同金属材质的机壳干扰采用不同梳状方向的机壳进行抑制，并进行了实验验证。

第5章 总结与展望

5.1 工作总结

TMR 电流传感器作为新兴的电流检测技术,其具有体积小、灵敏度高和温漂特性好等优点,十分适用于电力电子变换器中 PCB 板级电流测量。该电流传感技术在其应用过程中仍存在以下问题,包括高频通流导体的集肤效应会影响 TMR 电流传感器的测量带宽、 dv/dt 噪声会影响 TMR 的测量准确度以及外来干扰源对 TMR 周围磁场产生影响等。针对 TMR 应用过程中遇到的问题,本文主要做了以下工作。

1) 首先介绍了集肤效应对 TMR 电流传感器测量带宽的影响,并通过有限元仿真对 TMR 电流传感器的最佳安装位置进行探究,得出经验公式供工程师参考。同时也探究了在一定范围内 TMR 摆放高度、PCB 厚度与 PCB 层数不影响经验公式的指导意义。实验验证了将 TMR 电流传感器放置在最佳安装位置可以将延时从 517ns 提升到 102ns。最后,也提出可以从根源上改变通流材料的电导率提升集肤深度来抑制集肤效应,并采用石墨作为通流材料进行有限元仿真和实验验证,实验测得 FRF 在 978kHz 处为 96.05%。

2) 分析了 dv/dt 的耦合路径,明确了开关噪声是通过寄生电容以电场的形式耦合到输出波形上。并提出两种可能的屏蔽方案,对两种屏蔽方案进行了磁场和电场两方面的有限元仿真和理论分析,最后实验验证了梳状屏蔽结构不影响磁场分布并且可以有效屏蔽干扰电场,将开关噪声从 0.20V 抑制为 0.06V,降低了 70%。

3) 对不同干扰源进行分析并逐一提出解决方案。首先针对平行走线干扰,通过理论推导,得到 PCB 平行布线的间距计算公式,可以将平行走线影响比例限制在 5%以内,并进行仿真和实验验证;其次针对垂直磁场干扰,提出利用 TMR 的单方向敏感特性对其进行规避,并进行了实验验证,实现将外来磁场影响比例控制在 5%以内;最后针对两种不同材质机壳的干扰,探究了其合适的安装间距以及机壳厚度,采用不同的梳状机壳进行抑制,实验验证了梳状机壳可以有效抑制金属机壳对 TMR 电流传感器的影响。

5.2 后期展望

针对 TMR 电流传感器在应用过程中遇到的问题,本文已完成一部分的研究工作。由于时间有限,未能对 TMR 测量 PCB 走线电流中遇到的所有问题都进行深入地研究和分析,未来还可从以下几个方面开展研究工作:

- 1) 由于梳状屏蔽无法完全消除共模噪声的影响,因此可以对 TMR 电流传感器芯片的引脚以及外围走线作进一步优化,减小 TMR 电流传感器输出波形的尖刺;
- 2) TMR 是开放式的磁场检测元件,无法准确区分待测磁场和干扰磁场。因此未来可以考虑对磁屏蔽材料进行研究,为 TMR 提供一个干净的磁场环境,提升 TMR 检测 PCB 电流的信噪比以及抗干扰能力;
- 3) 目前商用的 TMR 电流传感器由于制造工艺及裸片摆放精度的原因,导致其实际磁场敏感方向存在一定的偏差。未来可以对 TMR 电流传感器的工艺进行严格把控,保证其敏感度方向,降低干扰元件布局的难度。
- 4) 由于 TMR 元件相对比其他磁电阻元件来说,具有良好的温漂特性。因此本文并未对 TMR 电流传感器在实际应用中的温漂特性进行进一步的研究与验证。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] Salahuddin M, Alam K, Ozturk I, et al. The Effects of Electricity Consumption, Economic growth, Financial Development and Foreign Direct Investment on CO₂ Emissions in Kuwait[J]. Renewable & Sustainable Energy Reviews, 2018, 81(2): 2002-2010.
- [2] Munir S, Mayfield M, Coca D, et al. Analysis of Air Pollution in Urban Areas with Airviro Dispersion Model-A Case Study in the City of Sheffield, United Kingdom[J]. Atmosphere, 2020, 11(3): 285.
- [3] He P, Chen L, Zou X, et al. Energy Taxes, Carbon Dioxide Emissions, Energy Consumption and Economic Consequences: A Comparative Study of Nordic and G7 Countries[J]. Sustainability, 2019, 11(21): 6100.
- [4] British Petroleum (BP). Country insight-China[EB/OL]. [2022-01-03]. www.bp.com/content/dam/bp/business-sites/en/global/corporate/pdfs/energy-economics/statistical-review/bp-stats-review-2021-china-insights.pdf
- [5] 张运洲, 张宁, 代红才, 等. 中国电力系统低碳发展分析模型构建与转型路径比较[J]. 中国电力, 2021, 54(03): 1-11.
- [6] 陈冠益, 邓娜, 吕学斌, 等. 中国低碳能源与环境污染控制研究现状[J]. 中国能源, 2010, 32(04): 9-14.
- [7] 李国璋, 江金荣, 周彩云. 全要素能源效率与环境污染关系研究[J]. 资源与环境, 2010, 20(04): 50-56.
- [8] 张丽英, 叶廷路, 辛耀中, 等. 大规模风电接入电网的相关问题及措施[J]. 中国电机工程学报, 2010(25): 1-9.
- [9] 焦在强. 大规模风电接入的继电保护问题综述[J]. 电网技术, 2012, 36(07): 195-201.
- [10] 黄伟, 孙昶辉, 吴子平, 等. 含分布式发电系统的微网技术研究综述[J]. 电网技术, 2009, 33(09): 14-18+34.
- [11] 丁明, 张颖媛, 茆美琴. 微网研究中的关键技术[J]. 电网技术, 2009, 33(11): 6-11.
- [12] 王成山, 李鹏. 分布式发电、微网与智能配电网的发展与挑战[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(02): 10-14.
- [13] 李鹏, 张玲, 王伟, 等. 微网技术应用与分析[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(20): 109-115.
- [14] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(01): 57-70.
- [15] 顾云杰. 新能源发电直流微网分散对等运行控制研究[D]. 浙江大学, 2015.
- [16] 黄胜利, 张国伟, 孔力. 电力电子技术在微电网中的应用[J]. 电气应用, 2008, 27(09): 55-59.
- [17] Biczal P, Jasinski A, Lachecki J. Power Electronic Devices in Modern Power Systems[C]// International Conference on Eurocon. IEEE, 2007: 1586-1586.
- [18] Rahman M A, Ghosh S K. Stability of a Power Electronics Based Microgrid System[C]// 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). 2019: 1-10.
- [19] 周国华, 许建平. 开关变换器调制与控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(06): 815-831.
- [20] 洪峰, 刘军. 滞环电流控制型双 BUCK 逆变器[J]. 电工技术学报, 2004(08): 73-77+87.
- [21] 王康乐, 罗萍, 邱双杰, 等. 一种用于高压开关电源的高精度电流采样电路[J]. 微电子学, 2018, 48(01): 23-27.

- [22]陈永真. IGBT 短路保护的控制策略分析[J]. 电气传动, 2010, 40(08): 38-41.
- [23]虞乃鹏. 基于隧道磁电阻的 IGBT 模块短路及过流保护的研究[D]. 浙江大学, 2020.
- [24]Ziegler S, Woodward R C, Iu H C, et al. Current Sensing Techniques: A Review[J]. IEEE Sensors Journal, 2009, 9(4): 354-376.
- [25]Patel A, Ferdowsi M. Current Sensing for Automotive Electronics—A Survey[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4108-4119.
- [26]LEM Electronics (China) Co., Ltd. Current Transducer HTFS 400-P/SP7[EB/OL]. (2018-09-21)[2022-01-03].https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/htfs_400-p_sp7.pdf
- [27]Allegro MicroSystems, LLC. ACS773 datasheet[EB/OL]. (2019-12-10)[2022-01-03]<https://www.allegromicro.com/-/media/Files/Datasheets/ACS773-Datasheet.ashx>
- [28]李鹏, 袁智勇, 田兵, 等. 基于隧道磁电阻的微型电流测量技术[J]. 南方电网技术, 2019, 13(04): 2-10+17.
- [29]王峥, 郭海平, 庞振江, 等. TMR 单芯片微弱电流传感器的研制[J]. 电测与仪表, 2018, 55(17): 129-133.
- [30]Schneider P E, Lorenz R. Evaluation of Point Field Sensing in IGBT Modules for High-Bandwidth Current Measurement. IEEE, 2011, 49(3): 1430-1437.
- [31]Nibir S, Biglarbegian M, Parkhid Eh B. A Non-Invasive DC-10MHz Wideband Current Sensor for Ultra-Fast Current Sensing in High Frequency Power Electronic Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 9095-9104.
- [32]Johnson C M, Palmer P R. Current measurement using compensated coaxial shunts[J]. IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology, 1994, 141(6): 471-480.
- [33]Ferreira J A, Cronje W A. Integration of High Frequency Current Shunts in Power Electronic Circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(1): 32-37.
- [34]Malewski, Ryszard. New Device for Current Measurement in Exploding Wire Circuits[J]. Review of Scientific Instruments, 1968, 39(1): 90-94.
- [35]PEM Corporation. CWT Current Probe [EB/OL].[2021-12-14]. <http://www.pemuk.com/products/cwt-current-probe/cwt-minihf.aspx>
- [36]Ray W F, Hewson C R. High Performance Rogowski Current Transducers[C]// Industry Applications Conference. IEEE, 2000: 3083-3090.
- [37]Hewson C R, Ray W F, Metcalfe J. Optimising High Frequency Integrator Operation of Rogowski Current Transducers[C]// European Conference on Power Electronics & Applications. IEEE, 2007: 1-9.
- [38]Radun A. An Alternative Low-Cost Current-Sensing Scheme for High-Current Power Electronics Circuits[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(1): 78-84.
- [39]DigiKey Electronics. ART Series Split Core Rogowski Coils[EB/OL].(2017-08-30)[2021-12-14]. <https://www.digikey.com/en/product-highlight/1/lem-usa/art-series-split-core-rogerski-coils>
- [40]和劭延, 吴春会, 田建君. 电流传感器技术综述[J]. 电气传动, 2018, 48(01): 65-75.
- [41]Lenz J, Edelstein S. Magnetic Sensors and Their Applications[J]. IEEE Sensors Journal, 2006, 6(3): 631-649.
- [42]Lenz J E. A Review of Magnetic Sensors[J]. Proceedings of the IEEE, 1990, 78(6): 973-989.

- [43] Oancea C D, Dinu C. LEM Transducers Interface for Voltage and Current Monitoring[C]// 2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE). IEEE, 2015: 949-952.
- [44] Laimer G, Kolar J W. Design and Experimental Analysis of a DC to 1 MHz Closed Loop Magnetoresistive Current Sensor[C]// 2005 Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). IEEE, 2005: 1288-1292.
- [45] Olson E R, Lorenz R D. Integrating Giant Magnetoresistive Current and Thermal Sensors in Power Electronic Modules[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition. IEEE, 2003: 773-777.
- [46] Fullerton E E, Childress J R. Spintronics, Magnetoresistive Heads, and the Emergence of the Digital World[J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(10):1787-1795.
- [47] Lenssen K, Adelerhof D J, Gassen H J, et al. Robust Giant Magnetoresistance Sensors[J]. Sensors & Actuators A Physical, 2000, 85(1-3): 1-8.
- [48] Reig C, D. Ramrez, Silva F, et al. Design, fabrication, and analysis of a spin-valve based current sensor[J]. Sensors and Actuators A Physical, 2004, 115(2-3): 259-266.
- [49] Binasch G, P Grünberg, Saurenbach F, et al. Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic interlayer exchange[J]. Phys Rev B Condens Matter, 1989, 39(7): 4828-4830.
- [50] Baibich M N, Broto J M, Fert A F, et al. Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices[J]. Physical Review Letters, 1988, 61(21): 2472-2475.
- [51] Hayakawa J, Ikeda S, Lee Y, et al. Current-driven magnetization switching in CoFeB/MgO/CoFeB magnetic tunnel junctions[C]// 2006 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG). IEEE, 2006: 6-6.
- [52] Zhu J, Park C. Magnetic tunnel junctions[J]. Materials today, 2006, 9(11): 36-45.
- [53] Joshi V K, Barla P, Bhat S, et al. From MTJ Device to Hybrid CMOS/MTJ Circuits: A Review[J]. IEEE Access, 2020: 194105-194146.
- [54] 吕华, 刘明峰, 曹江伟, 等. 隧道磁电阻(TMR)磁传感器的特性与应用[J]. 磁性材料及器件, 2012, 43(03): 1-4.
- [55] 韩秀峰, 刘厚方, 张佳, 等. 新型磁性隧道结材料及其隧穿磁电阻效应[J]. 中国材料进展, 2013, 32(06): 339-353.
- [56] 李彦波, 魏福林, 杨正. 磁性隧道结的隧穿磁电阻效应及其研究进展[J]. 物理, 2009(06): 420-426.
- [57] TDK Corporation. TMR Sensors[EB/OL].[2020-01-03]. https://product.tdk.com/info/en/products/sensor/angle/tmr_angle/technote/tpo/index.html
- [58] Michael J, Carl H. A New Perspective on Magnetic Field Sensing[C]// Sensors, 1998: 34-47.
- [59] Sanchez J, Ramirez D, Ravelo S I, et al. Electrical Characterization of a Magnetic Tunnel Junction Current Sensor for Industrial Applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 2823-2826.
- [60] Sánchez J, Morón M, Ramirez D, et al, An electrical current smart transducer based on PSoC platform and integrated spin-valve sensor with embedded thin film Ruthenium temperature sensor[J]. 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2011: 1-5.
- [61] 周流源. 基于隧道磁电阻效应的电流传感技术研究[D]. 重庆大学, 2019.

- [62]Grandi G, Landini M. Magnetic-field transducer based on closed-loop operation of magnetic sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(3):880-885.
- [63]Zhang H, Li F, Guo H, et al. Current Measurement With 3-D Coreless TMR Sensor Array for Inclined Conductor[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(99): 6684-6690.
- [64]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.
- [65]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, 2018, 65(3): 2766-2774.
- [66]陈亚锋. 基于 TMR 传感器的大电流测量技术研究[D]. 电子科技大学, 2019.
- [67]Sinomags Corporation. Chip-level Current Sensor[EB/OL].[2021-12-14].
<https://www.sinomags.com/>

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利

1. Lin W, Shao S and Zhang J. High Frequency PCB Trace Current Measurement in Power Converters Based on Tunnel Magnetoresistance[C]// IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). IEEE, 2021: 1-6. (EI 收录)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

两年半的研究生生涯即将结束，在这短短的两年半时间里，我收获了许多，有科研上的成果，有深厚的师生情谊，也有关怀备至的亲情、爱情和友情。

首先感谢工程师学院为我们工院学子提供了良好的学习环境和科研平台。

在这里，我要感谢我们课题组的两位导师，邵帅老师和张军明老师。邵老师为人师表，学识渊博且治学严谨，在我的科研道路上给了我许多悉心的指导和力所能及的帮助。感谢您细心的教导，让我在求知路上不断进步和成长。您对待科研严谨的态度以及解决问题时的创新性思维，让我受益匪浅。这些都将成为我一辈子的财富，照亮着我人生的道路。在这里，我再次感谢这两年半您对我精心的指导和无私的付出。同样感谢我的导师张军明教授，张老师学富五车且平易近人。感谢您在科研上给我们创造了良好的科研环境，对我的研究提出了许多宝贵的指导意见和建议，在生活上也提供了无微不至的关怀和照顾。感谢同一课题组的吴新科教授，吴老师在科研上精益求精，给了我许多宝贵的指导意见，让我受益终身！感谢周大姐，感谢您为实验室提供可靠的后期保障，也感谢您对我在生活中的关心与照顾，在这里祝您身体健康，万事如意！

感谢大功率实验室的张桢、王楠、林绿漪、崔文韬、杨得秋、朱翔文、虞乃鹏、张博诚、李雨岑、叶蔚文、王泽峰、高枝、张建佳、朱世隆、杨秋哲等师兄师姐们，冯雨心、王勋、李欣宜、马睿、何杨等同窗们，王金帅、汪欣、杜佳坤、施逸能、陈毅飞、袁钰淼、陈张昊、吴彤、张飞力等师弟师妹们，感谢你们在科研道路上的陪伴与帮助，谢谢你们让这个实验室大家庭如此温馨！

感谢杭州厉豹棒球队的队员们和教练们，谢谢你们对我棒球技术的细心指导和帮助；也感谢浙大棒球队的小伙伴们和前辈们，谢谢你们为发展浙大棒球所做的努力和付出。我会无比怀念和大家一起训练、打比赛的日子，谢谢你们的陪伴！

最后我要感谢我的家人们，感谢我的父母以及兄弟姐妹们在我前面漫长的求学生涯给予我默默且无私的帮助，让我能够没有后顾之忧地专心学习。谢谢你们！希望你们身体健康，开心快乐！

林伟聪

2022 年 1 月于浙大玉泉