

分类号: TN322.8

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: _____

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 基于隧道磁电阻的 IGBT 模块短路及过流
保护的研究

英文论文题目: Research on Tunnel Magnetoresistance Based
Short-Circuit and Over-Current Protection for
IGBT Module

申请人姓名: _____

指导教师: _____

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2020 年 1 月 10 日

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

**Research on Tunnel Magnetoresistance Based Short-Circuit
and Over-Current Protection for IGBT Module**

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Candidate: _____

Supervisor: _____



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

January, 2020

基于隧道磁电阻的 IGBT 模块短路及过流保护的研究



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: _____

委员 1: _____

委员 2: _____

委员 3: _____

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: _____

Research on Tunnel Magnetoresistance Based Short-Circuit and Over-Current Protection for IGBT Module



Author's signature:_____

Supervisor's signature:_____

External Reviewers: _____

Examining Committee Chairperson:

Examining Committee Members:

Date of oral defence: _____

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

致谢

虞乃鹏

2020 年 1 月于玉泉

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

摘要

作为中高压电能变换领域应用最广泛的功率半导体器件, IGBT 在电力系统、轨道交通、国防军工、航空航天等领域有着广泛应用。根据工业界数据, 在此类设备中, IGBT 等功率器件是故障率最高的器件, 为提高基于 IGBT 设备的可靠性, 针对 IGBT 的快速可靠故障保护是关键技术之一。

本文提出了一种基于新型电流传感器——隧道磁电阻(Tunnel Magnetoresistance, TMR)传感器的短路及过流保护方法。TMR 的电阻值会随着磁感应强度的变化而变化, 若将其组成桥式电路可用于电流测量。在本文中, 首先采用环形 TMR 传感器测量流经 IGBT 模块的电流, 并将该电流与阈值相比较以实现短路及过流保护。搭建基于 1200V/200A IGBT 模块的实验样机测试 TMR 传感器, 结果表明 TMR 传感器具有良好的测量精度。阈值为 120A 的过流故障检测时间为 604ns。TMR 测得的电流还被用来估计直流母线电容量, 最大估计误差为 0.26%。

将 TMR 传感器被集成到 IGBT 模块内部以扩展其应用场景。分别基于理论计算和有限元仿真提出了寻找 TMR 传感器在 IGBT 模块内最优安装位置的方法, 并采用了一种差分结构的 TMR 传感器以削弱邻近磁场的干扰。制作了 24mm×20mm 的差分 TMR 传感器, 集成于 IGBT 模块内部, 传感器测得的电流最大误差是 0.85%, 将 TMR 测得的电流用于短路故障检测, 设定阈值为 280A, 故障的检测和保护时间分别为 677ns 和 1.23μs。

关键词: IGBT, 隧道磁电阻, 短路保护, 过流保护, 集成

Abstract

As the most widely used power semiconductor device in the field of medium and high voltage power conversion, IGBTs have been widely used in power systems, rail transportation, defense industry, aerospace and other fields. According to industry data, among such devices, power devices such as IGBTs have the highest failure rate. In order to improve the reliability of IGBT-based devices, fast and reliable fault protection for IGBTs is one of the key technologies.

This paper presents a short-circuit and over current protection method using a new current sensor—tunnel magnetoresistance (TMR). The resistance of TMR changes with the magnetic flux density and a bridge circuit based TMR can be used for current measurement. A toroid TMR current sensor is firstly proposed to measure the current through IGBT module, and the measured current is compared to references to achieve short-circuit and over current protection. A prototype based on a 1200V/200A IGBT module is constructed to test the TMR sensor, and experimental results show good measurement accuracy. A 120A over-current can be detected in $0.77\mu\text{s}$. The measured current is also utilized to estimate the DC bus capacitance, experimental results show the maximum estimation error is 0.26%.

Next, the TMR sensors are integrated into an IGBT module to expand the application scenario. Calculation method and finite element method (FEM) are proposed to find optimal install locations of the TMR inside a 62mm IGBT module, and a differential TMR sensor circuit is employed to suppress the interference of adjacent magnetic field. Two $24\text{mm}\times 20\text{mm}$ differential TMR sensors are fabricated and integrated into the IGBT module. The maximum error of the current measured by the sensor is 0.85%, and the measured current is used for short-circuit fault detection, the detection and protection time with threshold current 280A is $1.21\mu\text{s}$ and $1.76\mu\text{s}$ respectively.

Key words: IGBT; TMR; short-circuit protection; over-current protection; integration

插图清单

图 1-1 IGBT 的应用领域 1

图 1-2 我国 2010~2018 年 IGBT 市场规模变化 1

图 1-3 短路故障的分类 2

图 1-4 退饱和保护的典型电路 3

图 1-5 基于检测门极驱动的方案在短路时的关键波形 3

图 1-6 集成 senseIGBT 的 IGBT 等效电路和用法 4

图 1-7 基于开尔文电感的短路故障检测电路 4

图 1-8 基于罗氏线圈的短路故障检测电路 5

图 1-9 典型的磁传感技术 5

图 1-10 TMR 的工作原理 7

图 2-1 单 TMR 芯片的 TMR 传感器 10

图 2-2 环形 TMR 传感器原理图 12

图 2-3 基于 TMR 传感器的过流及短路保护方案 14

图 2-4 电容估计的流程 15

图 2-5 测试电路拓扑结构 16

图 2-6 双向 Boost 的工作模态分析 16

图 2-7 测试样机的照片 17

图 2-8 测试样机与环形 TMR 传感器的照片 18

图 2-9 环形 TMR 传感器和罗氏线圈测量结果比较 18

图 2-10 容值估计的结果误差 19

图 2-11 基于环形 TMR 传感器的过流保护波形图 18

图 3-1 IGBT 模块的内部结构 22

图 3-2 差分结构的 TMR 传感器 23

图 3-3 差分结构对干扰磁场的抑制 24

图 3-4 差分 TMR 传感器 PCB 的截面图 25

图 3-5 仅有一块 TMR 传感器的安装方案 25

图 3-6 两块 TMR 传感器的安装方案 26

图 3-7 磁场计算的求解域 27

图 3-8 端子 1 的模型简化	28
图 3-9 端子 3 的模型简化	28
图 3-10 无数线电流元组成的薄铜排	29
图 3-11 有限长导体在 P 点产生的磁场	29
图 3-12 计算线电流元磁场的几何关系图	29
图 3-13 薄铜排的横截面	30
图 3-14 根据位置重新划分简化模型	33
图 3-15 区域 1 在求解域上产生的磁场分布	34
图 3-16 区域 2 在求解域上产生的磁场分布	35
图 3-17 区域 3 在求解域上产生的磁场分布	35
图 3-18 T 部分在求解域上产生的磁场分布	36
图 3-19 T' 部分在求解域上产生的磁场分布	36
图 3-20 端子 1 在求解域上产生的磁场分布	36
图 3-21 端子 2 和端子 3 在求解域上产生的磁场分布	36
图 3-22 端子 1 和端子 2 流经电流时的磁场分布	37
图 3-23 端子 2、3 和端子 1、3 流经电流时的磁场分布	38
图 3-24 磁场分布的导数以及求解域上 S2 最优的安装位置	39
图 3-25 磁场分布的导数以及求解域上 S1 最优的安装位置	39
图 3-26 不同导通状态下的仿真模型	41
图 3-27 上管 IGBT 导通时 IGBT 模块内部磁场分布	41
图 3-28 计算结果与仿真结果的比较	42
图 3-29 TMR 传感器安装位置的求解域	43
图 3-30 最优化 TMR 芯片间距离的流程图	43
图 3-31 TMR 传感器 S2 最优安装位置的可视化	45
图 3-32 TMR 传感器安装的 3D 模型	46
图 3-33 理论计算、直流仿真和交流仿真磁场分布比较	47
图 3-34 实验样机以及去壳的 IGBT 模块	47
图 3-35 TMR 传感器的构造	48
图 3-36 传感器 S2 与罗氏线圈测量同一电流的波形图	48
图 3-37 传感器 S2 在不同直流电流下的输出	49

图 3-38 传感器 S2 在不同频率电流下的归一化增益49

图 3-39 传感器 S1 测量电流的波形图 50

图 3-40 峰值电流 80A 时 S1 测量的关键波形图 50

图 3-41 传感器 S1 的延迟测量波形图 50

图 3-42 传感器 S1 在过流及短路保护时的波形图 51

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

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

表 2-1 测试电路的主要参数 17

表 2-2 基于环形 TMR 传感器的电容估计结果..... 19

表 3-1 基于差分 TMR 传感器的电容估计结果..... 52

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

致谢.....I

摘要..... II

Abstract..... III

插图清单.....IV

附表清单..... VII

目录..... 1

第 1 章 绪论..... 1

 1.1 论文研究背景及意义..... 1

 1.2 短路及过流保护研究现状概述..... 1

 1.3 磁传感器研究现状概述..... 5

 1.4 本论文主要研究内容..... 8

第 2 章 基于环形 TMR 传感器的短路保护原理及实验结果 10

 2.1 单芯片 TMR 传感器及环形 TMR 传感器..... 10

 2.1.1 单芯片 TMR 传感器 10

 2.1.2 环形 TMR 传感器 11

 2.2 IGBT 模块过流及短路保护原理 13

 2.3 电容估计的原理 14

 2.4 测试电路的结构和搭建..... 16

 2.4.1 测试电路的拓扑及工作原理..... 16

 2.4.2 测试电路的搭建..... 16

 2.5 环形 TMR 电流传感器在短路保护和电容估计中的实验结果 17

 2.5.1 环形 TMR 传感器的安装与测量 17

 2.5.2 基于环形 TMR 传感器的电容估计实验 18

 2.5.3 基于环形 TMR 传感器的过流保护实验 18

 2.6 本章小结 19

第 3 章 集成到 IGBT 模块中的 TMR 传感器的设计..... 21

 3.1 TMR 传感器集成到 IGBT 模块中的意义及可行性分析..... 21

3.1.1 TMR 传感器集成到 IGBT 模块中的意义	21
3.1.2 TMR 传感器集成到 IGBT 模块内部的可行性分析	21
3.2 TMR 传感器的基本配置	22
3.2.1 IGBT 模块内部结构及 TMR 传感器初步安装位置的确定	22
3.2.2 TMR 传感器的结构——差分结构	23
3.2.3 差分 TMR 传感器的输出与磁场分布的关系	24
3.2.4 TMR 传感器的数目	25
3.3 理论分析 TMR 传感器的最优安装位置	27
3.3.1 简化计算的假设	27
3.3.2 功率端子的区域划分以及简化的端子模型	27
3.3.3 有限长薄铜排的磁场计算	28
3.3.4 单个功率端子的磁场分布	33
3.3.5 IGBT 模块在不同导通状态下的磁场分布	37
3.3.6 TMR 传感器的最优安装位置的确定	38
3.4 基于有限元仿真的 TMR 传感器最优安装位置分析	40
3.4.1 仿真模型的结构	40
3.4.2 有限元仿真结果	41
3.4.3 计算结果与仿真结果的比较	41
3.4.4 基于有限元仿真结果的 TMR 传感器的最优位置的优化	42
3.5 集肤效应对分析结果的影响	46
3.6 基于差分 TMR 传感器的实验结果	47
3.6.1 实验样机的搭建	47
3.6.2 TMR 传感器的构造	47
3.6.3 TMR 传感器 S1 和 S2 的测量结果	48
3.6.4 基于 TMR 传感器 S1 的过流及短路保护	51
3.6.5 基于 TMR 传感器 S2 的电容估计	51
3.7 本章小结	52
第 4 章 总结与展望	53

参考文献 54

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利 58

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第1章 绪论

1.1 论文研究背景及意义

绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT）一种全控型电压驱动式功率半导体器件，由于采用电压控制，驱动功率远小于晶闸管或功率三极管；开通时由于电导效应，导通电阻小，是中高压电能变换中应用最广泛的功率器件。如图 1-1 所示，IGBT 在电力系统、轨道交通、国防军工、航空航天等领域有着广泛应用。图 1-2 给出了我国 2010 年~2018 年 IGBT 市场规模的变化^[1]，可以看到随着新能源的发展以及电动汽车产业的快速增长，我国的 IGBT 市场规模正呈现快速稳定的增长态势，市场潜力巨大。与当前工艺的碳化硅 MOSFET 相比，IGBT 具备更高的载流能力、更低的成本和更高的可靠性。可以预期的是，IGBT 将在未来的一段时间内仍然是中高压电能变换领域的首选器件。

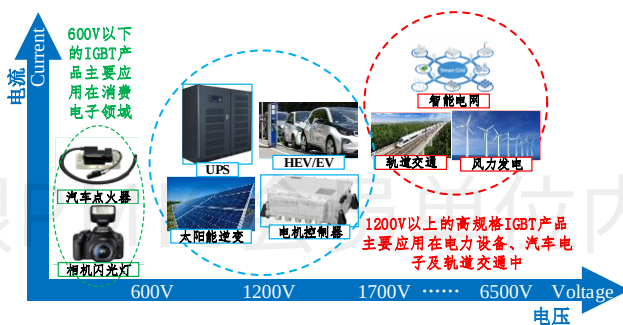


图 1-1 IGBT 的应用领域

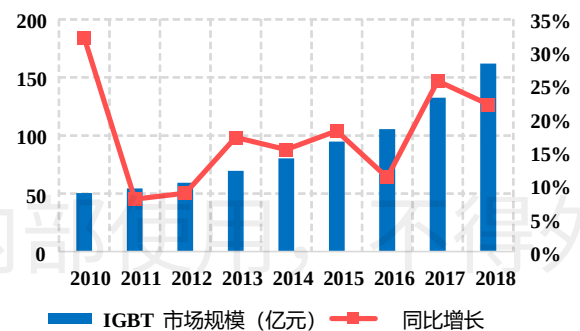


图 1-2 我国 2010~2018 年 IGBT 市场规模变化

然而，根据工业界调查报告，IGBT 等功率器件也是电力电子装备中最脆弱的元器件。文献[2]中提到，变换器系统中将近 34% 的故障都是 IGBT 造成的。文献[5]所做的工业界调查中，31% 的企业回应功率器件是最容易发生故障的器件。在大功率电力电子装备，如高铁电机驱动、柔性高压直流输电变换器，一旦某个 IGBT 器件发生故障，必须准确快速定位，并即刻采用备用元件工作，避免故障扩散至整个系统，造成不必要的经济损失^[2]。

在 IGBT 所有可能发生的故障中，短路故障是最普遍也是最具破坏性的。错误的控制信号、门极驱动的误动作或者串联器件的短路，这些都可能导致短路故障^[7]。当短路故障发生时，IGBT 中的电流会剧烈上升，若无保护措施，大电流将会迅速烧毁器件^[10]。与短路故障相比，过流故障通常是由负载故障导致的，如错误的连接或者接地故障^[7]，发生过流故障时其电流上升速度较为缓慢。过流故障也会导致 IGBT 芯片过热，反复的过流故障将影响 IGBT 的寿命及系统的可靠性。

1.2 短路及过流保护研究现状概述

根据发生短路故障时开关器件所处的状态不同，可以将短路故障分为硬开关故障（Hard Switching Fault, HSF）和负载故障（Fault Under Load, FUL）。其中，当负载在器件开通前已经短路，器件开通时发生的短路故障称为硬开关故障；而当器件处于正常导通状态时，负载突然短路发生的短路故障为负载故障^[34]。如图 1-3 所示，对半桥拓扑而言，可以通过调整驱动信号的顺序来使被测器件发生不同类型的短路故障。以 Q2 为被测器件，若在 Q2 导通期间，Q1 突然开通，则 Q2 发生负载故障；若在 Q1 导通期间，Q2 突然开通，则 Q2 发生硬开关故障。

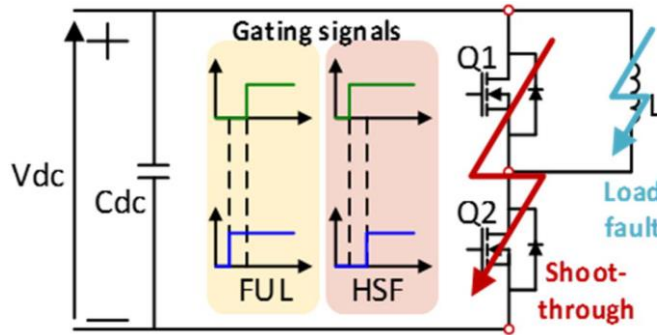


图 1-3 短路故障的分类^[7]

由于如 1.1 节所述，功率器件发生过流或短路故障对整个电力电子装备系统造成的寿命和可靠性要较大影响，和危害是难以估计的，故而针对功率器件的过流或短路故障的检测与保护的研究从未停止。内外至今为止，国内外研究人员已经提出了多种方案，为了方便比较，本文在介绍这些检测方案时将根据其检测信号是电压信号还是电流信号分为电压型和电流型两种。

应用最为广泛的电压型检测方案是退饱和保护（DeSat Technique），具有结构简单、成本低、易集成到驱动芯片等优点。如图 1-4 所示，退饱和保护的主要原理是监测集电极和发射极之间的电压（ v_{ce} ），正常工作时，IGBT 在饱和区 v_{ce} 较低， D_{sat} 导通， v_{sat} 被箝位在较低的电压；短路故障发生时，IGBT 会退出饱和区进入线性区， v_{ce} 会急剧上升，当其电压 v_{sat} 超过阈值 Ref 时触发保护动作。为避免开关噪声造成误诊断，退饱和保护需要结合消隐电路（blanking circuit），即在开通前一小段时间不判断 v_{ce} ，图 1-4 的电容器 C_{DESAT} 就是为了此目的。消隐时间（blanking time）会延长 HSF 短路故障的检测时间。文献[6]基于传统退饱和保护提出了一种可以根据 IGBT 开通速度自动调节消隐时间的电路，有效地减少了退饱和保护的检测时间。然而，在高频和大电流的应用中，换流过程和开关噪声仍然会导致退保和保护误触发^{[7][9]}。而且， v_{ce} 与温度关系紧密，因此，退饱和保护难以被应用在过流保护中。

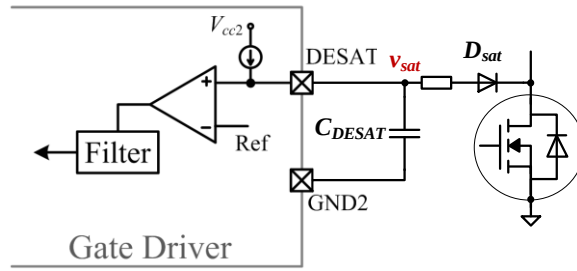
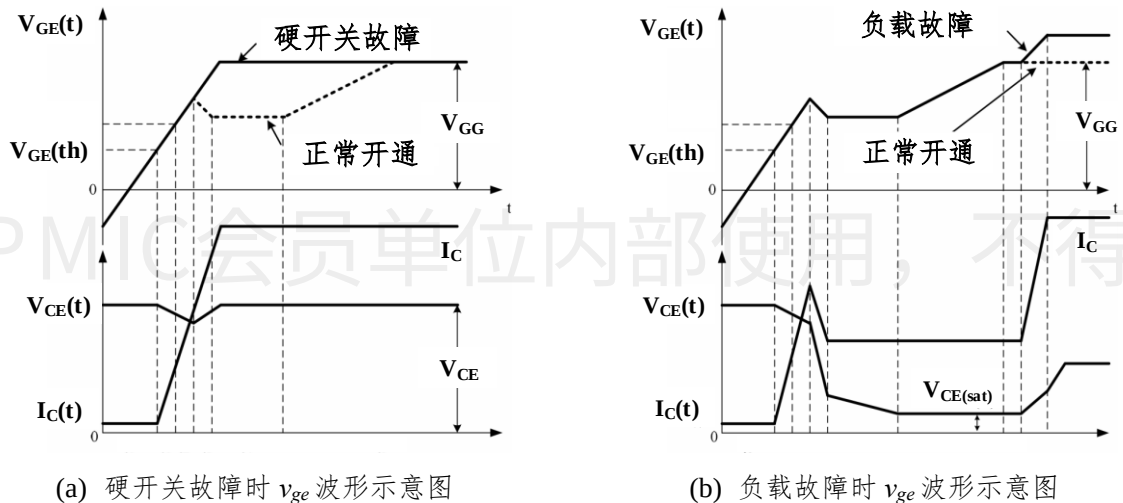


图 1-4 退饱和保护的典型电路

另一种电压型方案是检测门极驱动电压^{[10]-[14]}。这些方法都是基于对门极驱动电压（ v_{ge} ）在正常工作状态和短路故障下不同行为的比较。如图 1-5 所示，当硬开关故障发生时， v_{ge} 在开通过程中会丢失米勒平台；而当负载故障发生时， v_{ge} 将会略有上升。硬开关故障时丢失米勒平台是比较容易识别的，然而，负载故障时的 v_{ge} 抬升是难以和噪声尖刺区分开的，如文献[13]中， v_{ge} 仅增加了 1V 不到。

图 1-5 基于检测门极驱动的方案在短路时的关键波形^[13]

电流型的解决方案主要思想是获取集电极电流，并监测其是否超过设定的阈值。精确的 IGBT 电流信息既可以用来实现短路保护，也可以用作过流保护。

检测电流最简单直接的方法就是利用欧姆定律，将电流转换为电压。将采样电阻插入 IGBT 的功率回路，检测其两端的电压，通过换算即可得到待测的电流值。这种方法不适合于高压大功率的场合，一是采样电阻功率损耗大，二是开关动作带来的噪声易造成误诊断。为了降低由采样电阻带来的功率损耗，一些 IGBT 芯片保留了一定比例的 IGBT 元胞用于测量目的，这些元胞将流过主 IGBT 中按比例缩小的电流，然后再利用采样电阻法检测该电流^{[15][16]}。然而，大多数 IGBT 芯片中并未集成副管 IGBT，因为特殊的制造工艺将会提升 IGBT 的制造成本。

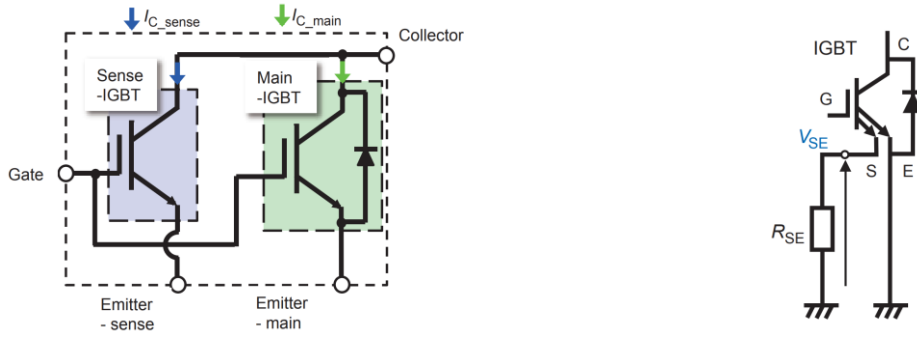


图 1-6 集成 senseIGBT 的 IGBT 等效电路和用法

基于法拉第电磁感应定律的电流传感器也可以用于检测流经 IGBT 模块的电流。文献 [17]-[19] 提出可以利用开尔文电感（开尔文发射极和功率发射极之间的杂散电感）来检测流经 IGBT 模块的电流 i_C 。图 1-7 给出了基于开尔文电感的短路故障检测电路，利用电流在开尔文电感上产生的压降经 RC 滤波与设定的阈值相比较，即可检测是否发生短路故障。电容上 C_s 的电压 v_C 可以表示为

$$v_C = \frac{sL_k i_C}{sR_s C_s + 1} \approx \frac{L_k}{R_s C_s} i_C \quad (1-1)$$

美国田纳西州立大学的学者利用该电路在 $1.1\mu s$ （600V/400A IGBT 模块）内实现了对短路故障的检测和保护。该方案电路简单，成本较低，响应速度较快，但由于式(1-1)显然只能在高频时成立，故该方案无法应用于电流变化速度缓慢的场合，如当发生电流缓慢增大的过流故障时，该方案很可能无法检测得到。

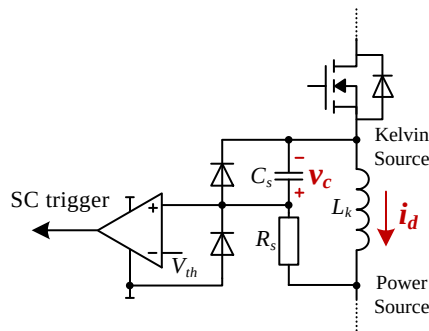


图 1-7 基于开尔文电感的短路故障检测电路

罗氏线圈是另外一种经典的利用法拉第电磁感应定律检测电流的方法^{[21][22]}。罗氏线圈一般是由上百圈线圈组成的环状空芯线圈，载流导体由其中中心通过，利用导体与线圈之间的互感来检测电流。如图 1-8 所示，当载流导体中的电流高速变化时，将会在罗氏线圈中的每一个小线圈上感应出电压，由于罗氏线圈的串联结构，这些电压将会叠加并积累在罗氏线圈的开口处即 v_r 。可以根据法拉第电磁感应定律推算出 v_r 与被测电流的微分成正比，

故而再通过积分器可获得真正的被测电流 i_d ，再将 i_d 与设定的阈值比较即可进行短路故障的检测。美国弗吉尼亚理工 CPES 的研究人员利用多层 PCB 制作集成罗氏线圈，在故障电流超过阈值 470ns 后即可实现碳化硅 MOSFET 模块的软关断^{[23][24]}。为了获得较高的带宽，研究人员采用了有源积分器，但由于运放的非理想性，还需要使用主动开关（图 1-8 中的 switch）和有损积分器（即引入 R_f ）去避免因漂移电流和偏置电压导致的积分饱和。可以发现，该方法与基于开尔文电感的检测方法类似，均是通过检测 di/dt 来检测电流，这类方法的响应速度都较快，但均难以检测电流变化缓慢的过流故障。集成罗氏线圈的另一个缺点是成本较高，为了获得较高的带宽和较小输出的偏置，电路中常需要使用高速、低漂移电流、低偏置电压的运放，还需要使用主动开关给积分电容放电。此外，由于每个运放的实际参数均不相同，对于每个集成罗氏线圈都需要单独补偿和校准。

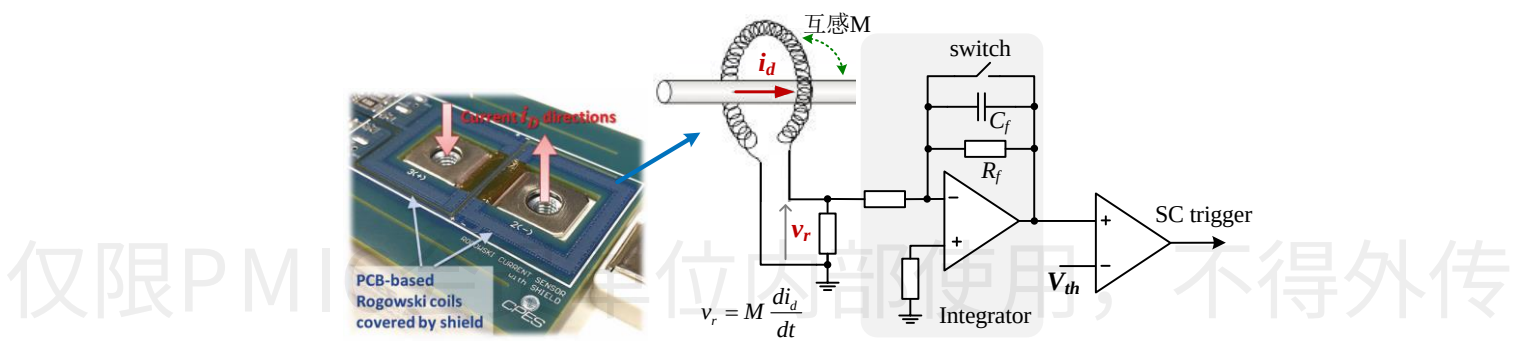


图 1-8 基于罗氏线圈的短路故障检测电路

1.3 磁传感器研究现状概述

根据安培定律，导体产生的磁场与其携带的电流成正比，磁传感器能测量磁场大小，因此也能用于电流测量。磁传感器既能测量直流又能测量交流，能实现较为精确的 IGBT 过流保护。

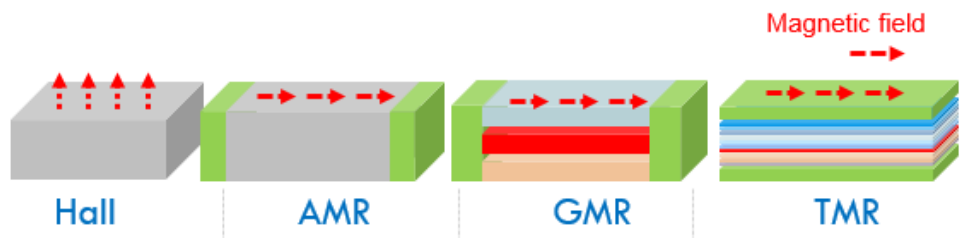


图 1-9 典型的磁传感技术

图 1-9 给出了典型的磁传感技术。霍尔传感器目前工业中应用最广泛的磁传感器。所谓霍尔效应，是指当电流 I 流经导体时，在其垂直方向上施加磁场 B ，载流子在洛伦兹力的作用下会在垂直于电流 I 和磁场 B 的方向上产生电压差 v ，且 v 与电流 I 成正比。为了

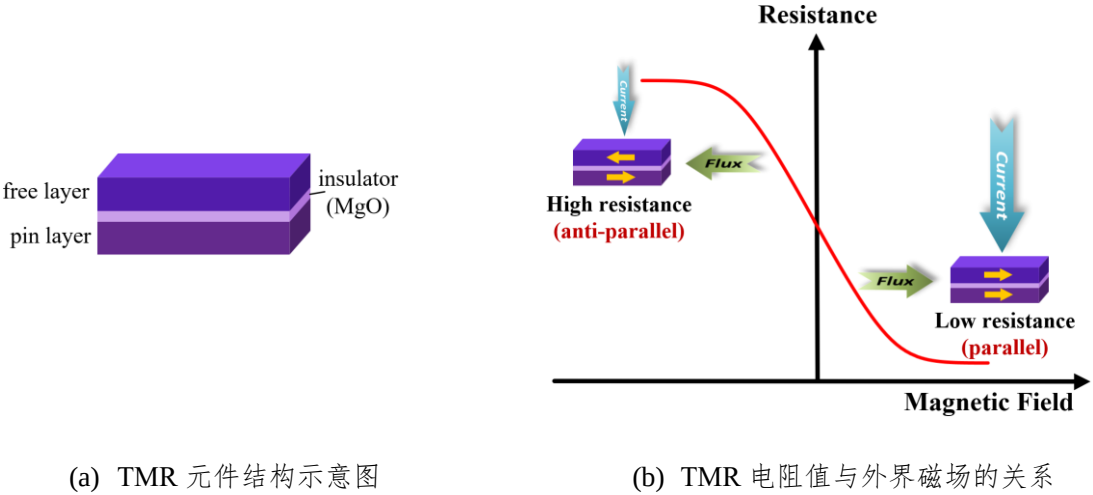
增加传感器的灵敏度以及降低外界磁场的干扰，霍尔传感器常常会使用磁芯来聚集磁场^{[21][25]}。然而磁芯带来的磁滞损耗和涡流损耗通常会限制霍尔传感器的测量带宽和响应时间，使其不能充分发挥霍尔元件的能力^[21]。目前市场上一些典型的量程达数百安培的霍尔传感器的响应时间（延迟时间） t_r 均在 $2\mu\text{s}$ 以上，如 LEM 公司的 HTFS 400-P/SP7（400A） $t_r=3.5\mu\text{s}$ ，Allegro 公司的 ACS773（200A） $t_r=2.5\mu\text{s}$ ^{[26][27]}。较低的带宽和较长的延迟时间使得开环的霍尔传感器并不适合用于功率器件的短路保护。此外，开环的霍尔传感器还会有较大的温漂^[21]。闭环的霍尔传感器可以提高测量精度（线性度和增益漂移）和带宽^{[21][25]}，但是受限于较大的体积、较高的功耗以及较高的成本，闭环霍尔传感器也不适合于功率模块的保护，特别是将其集成到功率模块内部。

在图 1-9 中，除了霍尔效应，其余三者均是磁电阻类磁传感器。磁电阻是指一类电阻值会随着周围磁场的变化而变化的元件^[21]。这一现象产生的原因是电子自旋并且会产生磁场，外界磁场能调整元件中电子自旋方向，不同电子自旋方向会影响电子移动的阻力^[28]。磁电阻已广泛应用在硬盘驱动产业，基于磁电阻的读写磁头在过去的二十年里为硬盘存储密度提升的关键技术^[28]。由于体积小和逐渐提高的灵敏度，磁电阻也被当作一种非常有前景的电流传感器技术^{[21][22]}。

目前主要有三种类型的磁电阻，包括各向异性磁电阻（Anisotropic Magnetoresistance, AMR），巨磁电阻（Giant Magnetoresistance, GMR）和隧道磁电阻（Tunnel Magnetoresistance, TMR）。接下来将分别对这三种磁电阻进行介绍和比较。

AMR 仅包含一层铁磁薄膜材料，如图 1-9 所示。在 AMR 中，电子自旋轨道间的相互作用和电阻值均依赖于电流方向和磁化方向之间的夹角^[28]。当铁磁薄膜中的磁化方向从与电流方向平行变到与电流方向垂直时，电阻值一般会变化 $2\%\sim 4\%$ ^[21]。较低的电阻值变化率意味着较低的信噪比（Signal-to-noise ratio, SNR），这也是 AMR 的主要缺点。

GMR 是为了提高 AMR 的电阻变化率而提出的。GMR 是由两层铁磁体包裹着一层非磁金属构成的，其阻值的改变是由电子自旋散射造成的^[28]。GMR 的电阻变化率大约为 $12\%\sim 20\%$ 。



(a) TMR 元件结构示意图 (b) TMR 电阻值与外界磁场的关系

图 1-10 TMR 的工作原理^[30]

TMR 在 GMR 的基础上进一步提升电阻变化率。TMR 元件的结构示意图如图 1-10(a) 所示，其也是三明治结构，上下两层均为铁磁材料构成，但与 GMR 不同的是中间一层是厚度仅为 1~2nm 的很薄的绝缘层（如氧化镁或氧化锌^[21]）。上下两层铁磁层可分为自由层（free layer）和钉扎层（pin layer），其中自由层的磁化方向会随着外界磁场的方向变化，而钉扎层的磁化方向是固定的。由于电子具有一定的波动性，铁磁层中的电子有一定的几率隧穿过中间的绝缘层达到另一层铁磁层，隧穿的概率与自由层和钉扎层的磁化方向有关。当自由层的磁化方向和钉扎层的相同时，电子隧穿通过绝缘层的概率最大，TMR 元件的电阻值（从顶层到底层）会达到最小值；两层铁磁层磁化方向相反时，隧穿概率最小，电阻值最大^{[28][30]}。在一定磁场强度范围内，TMR 的电阻值变化量与磁场强度成正比。

表 1-1 基于 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 1-1 比较了 TDK 公司基于 AMR、GMR 和 TMR 的磁传感器的特性。TMR 在三者中拥有最大的电阻值相对变化率（意味着更容易获得较高的信噪比）^[30]。此外，TMR 的温漂在三者中也是最低的，考虑电流传感器将被集成到功率模块内部，低温漂非常重要，因为功率模块内部的温度在不同负载条件下可能有明显变化。

目前将磁电阻集成到功率模块内部的研究还比较少，仅发现文献[32][33]将 GMR 集成到 IGBT 模块内部。在文献[32]中，多个 GMR 元件被放置到 IGBT 模块内部检测电流用以

闭环控制。基于有限元仿真,文献[33]发现集肤效应虽然会改变磁场的分布,但是模块内部仍存在一些区域,其磁场强度在电流从直流到 1MHz 范围保持恒定。若将 GMR 元件放置在这些区域,可以获得较高的测量带宽。但在这些区域,模块的接线铜排产生的磁场相互耦合,需要多个 GMR 元件同时测量,并通过解耦计算以获得实际流经 IGBT 的电流。由于多磁电阻方案的解耦计算需要一定的时间及数字芯片,该方案不适合于短路保护,因为短路或过流保护通常需要极快的响应时间。

综上所述,目前国内外学者提出的过流及短路检测和保护方案可以根据检测信号分为电压型和电流型两类。退饱和方案虽然广泛用于短路保护,但不适宜于过流保护,且在高压大功率场合存在误诊段风险;基于门极驱动电压的保护方案难以检测负载短路故障(FUL);考虑到成本和损耗的问题,采样电阻法和 sense IGBT 均不适合被广泛应用,基于法拉第电磁感应的方案难以检测电流缓慢变化的过流故障,而基于磁传感器的电流传感器则可以弥补这一缺陷;通过对当下较为成熟的四种磁传感器技术分析,发现 TMR 在这四者表现优异,适合集成到 IGBT 模块内部用于过流及短路保护。

1.4 本论文主要研究内容

本文提出了一种基于 TMR 传感器的 IGBT 短路及过流故障的检测方法,首先采用环形 TMR 传感器测量流经 IGBT 模块的电流,并将该电流与阈值相比较以实现短路及过流保护;接着将 TMR 传感器被集成到 IGBT 模块内部以扩展其应用场景,分别基于理论计算和有限元仿真提出了寻找 TMR 传感器在 IGBT 模块内最优安装位置的方法,并采用了一种差分结构的 TMR 传感器以削弱邻近磁场的干扰;制作差分 TMR 传感器,并搭建样机验证该短路保护方案,将 TMR 测得的电流用于短路故障检测。

本论文的主要内容安排如下:

第一章,绪论,简述了对 IGBT 进行短路及过流故障检测和保护的意义;分析对比了国内外学者已经提出的功率器件过流和短路故障的检测和保护方案,并比较了现有的磁传感器在特性上的差异,为本文选择 TMR 传感器提供了背景支撑。

第二章,介绍了 TMR 工作原理,引入了环形 TMR 传感器的结构和抗干扰性分析,介绍了 IGBT 短路测试电路的工作原理,介绍了基于 TMR 传感器的过流及短路保护方法,开展了基于环形 TMR 传感器的过流保护实验,验证了 TMR 传感器具有较高的精度和带宽,同时利用 TMR 测得电流估计了直流母线电容值。

第三章,在对 IGBT 模块内部磁场分布理论分析的基础上,得到了差分 TMR 传感器

在理论计算求解域上的最优安装位置；基于对 IGBT 模块内部的磁场的有限元仿真，提出了一种基于目标函数的方法确定了差分 TMR 传感器中芯片间的最优距离，并以此为基础在 IGBT 模块内确定了 TMR 传感器的最优安装位置；最后，将 TMR 传感器安装到 IGBT 模块内部开展实验，验证了前文中的理论分析和仿真的正确性，成功在 677.5ns 和 $1.23\mu\text{s}$ 内对 IGBT 模块的短路故障实现了检测和保护。

第四章，对本文的主要工作进行了总结，并对本研究方向未来的工作进行了展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 基于环形 TMR 传感器的短路保护原理及实验结果

在本章中将详细介绍 TMR 传感器的工作原理、电容估计的应用及原理、用于测试的电路结构与工作原理以及基于环形 TMR 传感器的相关实验结果。

2.1 单芯片 TMR 传感器及环形 TMR 传感器

2.1.1 单芯片 TMR 传感器

图 2-1 给出了一种结构最简单的 TMR 传感器的原理图，即将 TMR 芯片的输出直接接到差分放大电路的输入。尽管 TMR 已经是目前相对电阻变化率最大的磁电阻，其芯片在常规磁场下的输出还是比较微小，因此，需要有放大电路提供信号放大的功能。

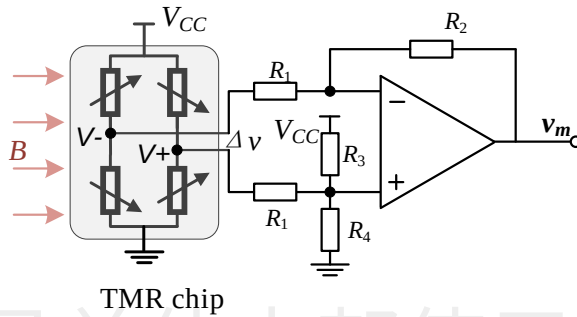


图 2-1 单 TMR 芯片的 TMR 传感器

从上图可以看出，TMR 芯片是由四个灵敏度相同且电阻值相同的 TMR 元件组成的桥式结构，且同一半桥上的 TMR 灵敏度方向相反，相对桥臂上的 TMR 灵敏度方向相同。如前文所述，TMR 电阻的变化量与灵敏度方向上的磁感应强度成正比，即

$$\Delta R = kB \quad (2-1)$$

不妨设在无磁场时，TMR 的电阻值为 R ，则当 TMR 芯片置于磁场 B 中时，左右半桥的输出分别为

$$\begin{aligned} v_+ &= V_{CC} \frac{R + \Delta R}{(R + \Delta R) + (R - \Delta R)} = V_{CC} \frac{R + \Delta R}{2R} \\ v_- &= V_{CC} \frac{R - \Delta R}{(R + \Delta R) + (R - \Delta R)} = V_{CC} \frac{R - \Delta R}{2R} \end{aligned} \quad (2-2)$$

由此可得惠斯通电桥的输出为

$$\Delta v = v_+ - v_- = V_{CC} \frac{\Delta R}{R} = V_{CC} \cdot \frac{k}{R} \cdot B \xrightarrow{s \triangleq \frac{k}{R}} V_{CC} \cdot S \cdot B \quad (2-3)$$

上式中，由于 k 和 R 仅跟 TMR 本身的性质相关，故可将两者组合成一个常量并定义为该 TMR 芯片的灵敏度 S 。由式(2-3)可以看出，TMR 芯片的输出与磁感应强度成正比。

根据安培定律，磁感应强度与电流大小成正比，故 TMR 芯片的输出与电流大小成正比。

另外，图 2-1 中的差分放大电路与一般的差分放大电路的构造也稍有差别， R_3 的存在使其能够提供直流偏置。此外，若要保证其输出中的交流成分 v_m 与其输入电压 Δv 成正比，则电路中的电阻需满足如下的关系：

$$R_2 = R_3 // R_4 \quad (2-4)$$

当满足此条件时，该差分放大电路的放大倍数为：

$$K = \frac{R_2}{R_1} \quad (2-5)$$

此时，可得到其输出 v_M 与输入的关系为：

$$v_M = K\Delta v + V_{CC}K \frac{R_1 // R_4}{R_1 // R_4 + R_3} \quad (2-6)$$

由此可得输出电压的交流成分

$$v_m = K\Delta v \quad (2-7)$$

输出电压的直流偏置

$$V_M = V_{CC}K \frac{R_1 // R_4}{R_1 // R_4 + R_3} \quad (2-8)$$

因此，当选定好所需要的放大倍数 K 和直流偏置 V_M 后，并选取合适的 R_1 ，即可通过联立式(2-4)、式(2-5)和式(2-8)求取相应的 R_2 、 R_3 和 R_4 。

由于传感器输出中的直流偏置对电流测量并无实际意义，因此在下文的分析中将忽略其直流成分，且简便起见，将其交流成分称为传感器的输出。

2.1.2 环形 TMR 传感器

单芯片 TMR 传感器构造简单、体积小，但其在检测电流时容易受到邻近磁场的干扰，导致测量结果存在误差。为了克服这个问题，在本研究中采用了如图 2-2 所示的环形 TMR 传感器，该 TMR 传感器由六片灵敏度相同的 TMR 芯片并联组成。下面对该 TMR 传感器的输出及抗干扰性进行分析。

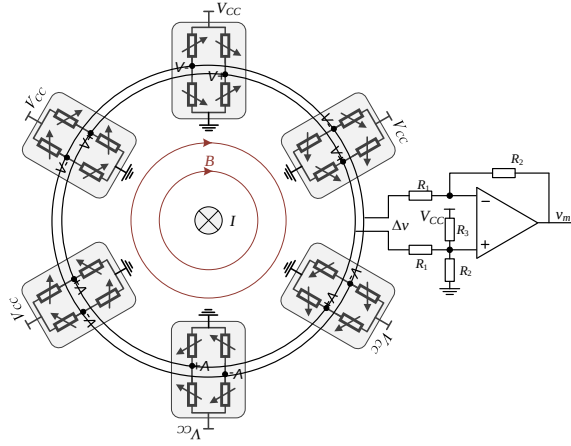


图 2-2 环形 TMR 传感器原理图

不妨设其中单个 TMR 芯片检测到的磁感应强度为 B_i ，其中 $i=1\sim n$ ， n 为 TMR 芯片数目，在此传感器中为 6；且假设在磁场 B_i 中，其电阻值的变化量 ΔR_i 相对于其无磁场电阻值 R 极小，则左半桥上桥臂经并联后的阻值之间的关系可以表示为

$$\frac{1}{R_+} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \quad (2-9)$$

其中， $R_+ = \frac{R}{n} + \Delta R_+$ ， $R_i = R + \Delta R_i$

根据全微分可得：

$$-\frac{\Delta R_+}{R_+^2} = \sum_{i=1}^n -\frac{\Delta R_i}{R_i^2} \quad (2-10)$$

其中， $R_+ = \frac{R}{n}$ ， $R_i = R$ ，故

$$\Delta R_+ = \sum_{i=1}^n \left(\frac{R_+^2}{R_i^2} \Delta R_i \right) = \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n \Delta R_i \quad (2-11)$$

所以左半桥上桥臂经并联后的阻值为

$$R_+ = (R + \Delta R_1) // \dots // (R + \Delta R_n) = \frac{R}{n} + \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n \Delta R_i \quad (2-12)$$

同理，左半桥下桥臂经并联后的电阻值可以表示为：

$$R_- = (R - \Delta R_1) // \dots // (R - \Delta R_n) = \frac{R}{n} - \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n \Delta R_i \quad (2-13)$$

故左右半桥的输出分别为

$$v_+ = V_{CC} \frac{R_+}{R_+ + R_-} = V_{CC} \frac{\frac{R}{n} + \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n \Delta R_i}{\frac{2R}{n}} = V_{CC} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta R_i}{R} \right) \quad (2-14)$$

$$v_- = V_{CC} \frac{R_-}{R_+ + R_-} = V_{CC} \frac{\frac{R}{n} - \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n \Delta R_i}{\frac{2R}{n}} = V_{CC} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta R_i}{R} \right)$$

由此可得环形 TMR 阵列的输出为

$$\Delta v = v_+ - v_- = V_{CC} \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta R_i}{R} \right) = V_{CC} S \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n B_i \right) \quad (2-15)$$

由式(2-15)可知，环形 TMR 阵列的输出与所有 TMR 芯片检测到的磁感应强度的平均值成正比。

显然，当被测电流位于环形 TMR 阵列中心时，所有 TMR 芯片检测到的磁感应强度均为 B ，其输出可以简化为

$$\Delta v = V_{CC} \cdot S \cdot B \quad (2-16)$$

环形 TMR 传感器的抗干扰性能也主要来源于此，TMR 传感器的输出是各个 TMR 芯片输出的平均值，这可以有效抑制噪声和干扰磁场；而且，这也为环形 TMR 传感器的安装提供了一定的容错性，即使载流导体稍微偏离环形 TMR 阵列的中心也能保证较小的测量误差。

2.2 IGBT 模块过流及短路保护原理

由于在本文中将基于 TMR 传感器来进行短路保护，而 TMR 传感器可以直接获取模块的电流信息，因此，本文所提出的短路保护方式属于一种电流型保护。电流型的保护原理比较简单，通过设定电流阈值，当检测到的电流超过电流阈值时关断 IGBT 模块即可。为了避免增加保护电路的复杂性，本文的短路保护方案基于传统的退饱和保护实现，其工作方式如下图所示：

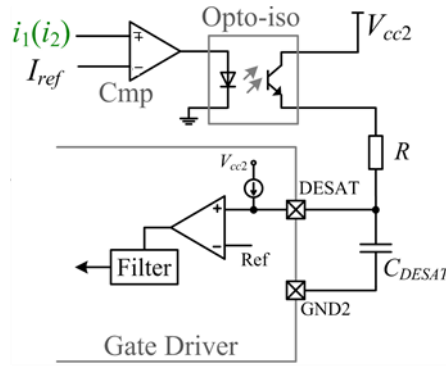


图 2-3 基于 TMR 传感器的过流及短路保护方案

在图 2-3 中，TMR 传感器检测到的电流 i_1 或 i_2 （图 2-5）先与预先设定好的电流阈值 I_{ref} 进行比较，若超过阈值电流则产生保护信号；考虑到低压侧信号与高压侧信号不共地，因此，保护信号需要经过光耦才能传递到高压侧；当保护信号传递到高压侧后，驱动芯片的供电电源 V_{cc2} 便开始通过 RC 回路给驱动芯片的 DeSat 引脚充电；当芯片的 DeSat 引脚上的电压达到保护阈值 Ref 时，将会触发芯片内部的保护机制关断 IGBT 模块，从而实现 IGBT 的过流及短路保护。

2.3 电容估计的应用及原理

2.3.1 电容健康状态的监测

TMR 传感器测得的电流不仅可以用来对 IGBT 进行短路和过流保护，还可以用来进行电容健康状态的监测。在金属薄膜电容的使用过程中，老化会导致其容值的减小^{[35][37]}。因此，可以对电容值进行估计并与参考电容值作比较来评估该电容的健康状态^[38]。文献[35]提到金属薄膜电容寿命终结的典型判断依据是其电容值衰减了 5%。显然，如果想要应用这一标准来判断金属薄膜电容是否老化，需要对其容值进行比较精确的估计，这对电流测量的精度提出了较高的要求，在本文中将用 TMR 传感器测得的电流进行电容估计以验证该传感器具有较高的测量精度。

2.3.2 电容估计的原理

对于电容而言，其电流与电压的关系为

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (2-17)$$

即流经电容的电流和电容两端电压的微分是成正比的，故可以通过连续获得的电流值和电压值并结合线性拟合的方法取得两者之间的比例系数即 C 。

参数估计的算法有很多种，比如最小二乘法、最小均方法、支持向量机等。考虑到在实际应用中，电力电子变换器通常需要连续不间断地工作，而递推最小二乘法(Recursive

Least Square, RLS)可以利用每次采样得到的电压电流数据进行迭代更新以最优化最小二乘法的目标函数值。此外, RLS 算法还具备计算简单、收敛快等优点, 因此选择 RLS 算法作为本研究中用来估计电容值的算法。

由于计算电容电压对时间的微分可能会导致较大的偶然性误差, 从而导致电容估计的误差较大, 可以将式(2-17)稍作变换得到

$$u = \frac{1}{C} \int i dt \quad (2-18)$$

计算电流的积分由于累积效应可以较好地避免偶然性误差。为了简化描述, 将 $\frac{1}{C}$ 记为 k , $\int i dt$ 记为 i_{int} , 式(2-18)可以表示为

$$u = k \cdot i_{int} \quad (2-19)$$

此外, 还需要利用二阶带通滤波器将电容的电流和电压的交流分量取出^[39]。该带通滤波器的传递函数为

$$H_{BPF} = \frac{K_{BPF} (\omega_{BPF} / Q_{BPF}) s}{s^2 + (\omega_{BPF} / Q_{BPF}) s + \omega_{BPF}^2} \quad (2-20)$$

其中, K_{BPF} 为该带通滤波器的增益, f_{BPF} 为该滤波器的截止频率且 $\omega_{BPF} = 2\pi f_{BPF}$, Q_{BPF} 为品质因数。在本研究中, $K_{BPF} = 1$, $Q_{BPF} = 20$, $f_{BPF} = 1\text{kHz}$ 。

图 2-4 给出了本文估计电容的流程图。在图中, $i_1[n]$ 和 $v_c[n]$ 分别是指流经电容的电流和电容电压第 n 次的采样值, RLS 指的是实现了 RLS 算法的函数, 用以处理经过带通滤波的电流积分和电压数据。显然, 该流程可以在线估计电容的容值。

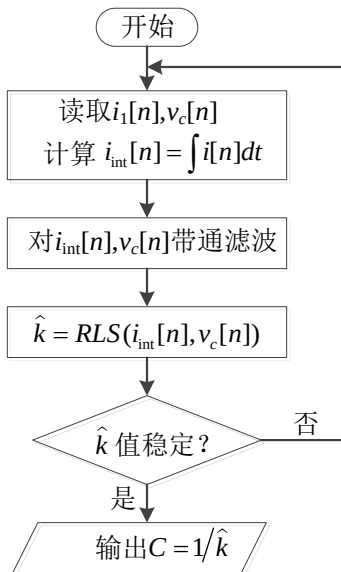


图 2-4 电容估计的流程图

2.4 测试电路的结构和搭建

2.4.1 测试电路的拓扑及工作原理

图 2-5 给出了在本文中所使用的测试电路的拓扑结构,即一无负载的双向 Boost 电路。电路主要由输入的直流源、二极管、输入解耦电容、电感、被测功率 IGBT 模块以及输出电容等部分组成。其中,输入的直流源仅用作补偿电路损耗。

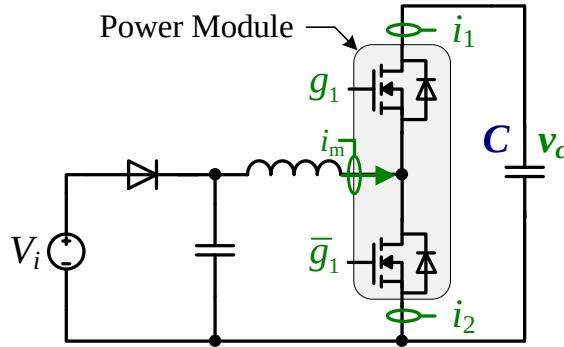


图 2-5 测试电路拓扑结构

双向 Boost 在稳态时的工作波形如图 2-6 所示。 t_0 时刻,下管开通但电流方向为从桥臂中点流出,电感电压为 V_i ,故在 $[t_0, t_1]$ 期间下管二极管导通,电感电流逐渐减小; t_1 时刻,电感电流由负转正,开始流经下管 IGBT, $[t_1, t_2]$ 期间电感电流继续增加; t_2 时刻,下管 IGBT 关断,电流由上管二极管续流,此时电感两端电压为 $V_i - v_c$ (符号为负),故在 $[t_2, t_3]$ 期间,电感电流持续下降,且在此期间电感电流在给输出电容充电,输出电压 v_c 逐渐增加; t_3 时刻,电感电流由正转负,输出电容开始放电,电感两端电压仍为 $V_i - v_c$,在 $[t_3, t_4]$ 期间电感电流反向上升,输出电容电压逐渐降低。

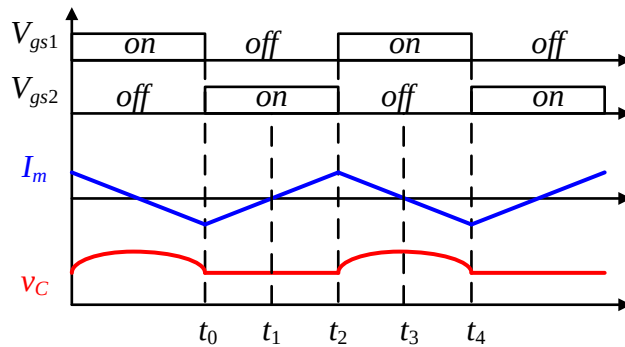


图 2-6 双向 Boost 的工作模态分析

2.4.2 测试电路的搭建

测试电路的主要参数如下表所示:

表 2-1 测试电路的主要参数

符号	参数名	参数值
V_i	输入电压	0~200V
V_o	输出电压	0~400V
I_{peak_max}	最大峰值电流	100A
f	开关频率	1kHz
L	电感	125μH
C	输出电容	250μF
C_{in}	输入电容	400μF

基于图 2-5 搭建了如图 2-7 所示的测试样机，样机中使用了来自英飞凌公司的 1200V/200A IGBT 模块，其型号为 FF200R12KT3。控制板主要包括主控制器、门极驱动器和逻辑信号处理电路，其中主控制器采用的是 TI 公司的数字信号处理器（Digital Signal Processor，DSP），其型号为 TMS320F28377S。

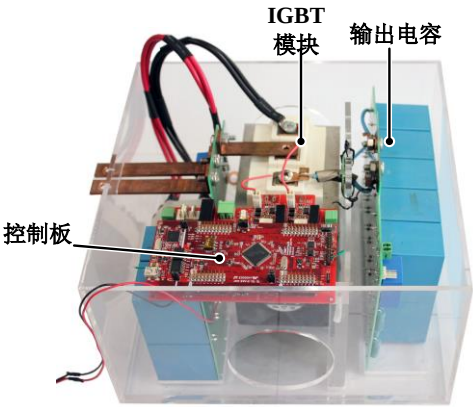


图 2-7 测试样机的照片

2.5 环形 TMR 电流传感器在短路保护和电容估计中的实验结果

2.5.1 环形 TMR 传感器的安装与测量

图 2-8 展示了环形 TMR 传感器安装在上桥臂时的样机及传感器照片。可以看到，环形传感器的六片 TMR 芯片均匀分布在圆周上，其内径为 2.5cm。

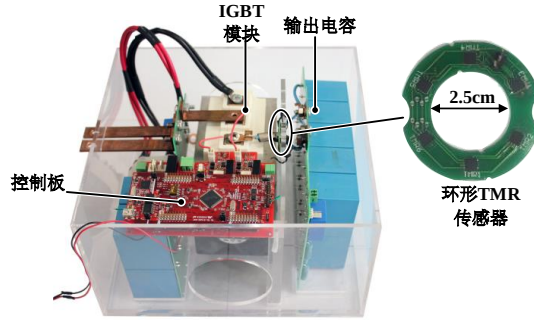


图 2-8 测试样机与环形 TMR 传感器的照片

图 2-9 给出了环形 TMR 传感器和商用罗氏线圈（CWT 15B mini）同时测量桥臂中点电流（即电感电流）的波形图。从图中可以看到，TMR 传感器的输出和罗氏线圈的波形可以较好地吻合，表明 TMR 传感器有较高的测量精度。

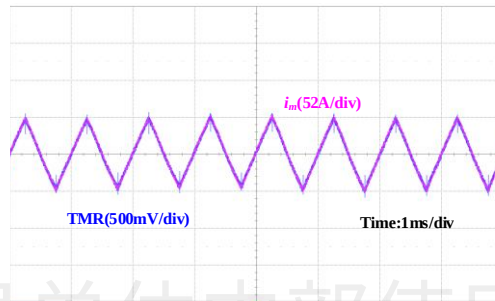


图 2-9 环形 TMR 传感器和罗氏线圈测量结果比较

2.5.2 基于环形 TMR 传感器的过流保护实验

当环形 TMR 传感器被安装在上桥臂时，其检测的电流 i_1 被用于过流故障的检测与保护。图 2-10 给出了阈值电流为 120A 时的过流故障的检测与保护波形。从图中可以看到，过流故障发生在时刻 t_1 ，流经 IGBT 的电流开始上升； t_2 时刻，IGBT 中的电流达到 120A； t_3 时刻，过流故障被检测到，驱动芯片 DeSat 引脚上的电压开始上升，故障检测时间（ $t_2 \sim t_3$ ）为 604ns。门极驱动器在时刻 t_4 开始响应保护信号，即开始关断 IGBT，电流 i_1 也开始下降。最终，电流在时刻 t_5 降为 0。总的保护时间（ $t_2 \sim t_4$ ）为 1.11μs。

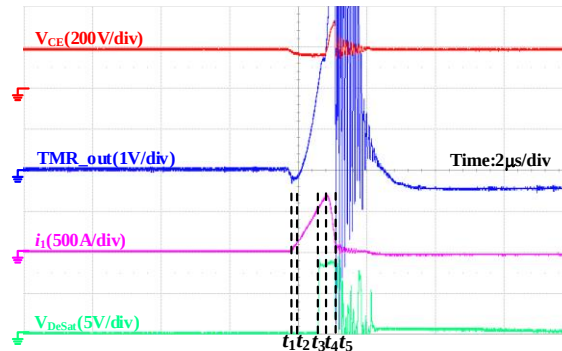


图 2-10 基于环形 TMR 传感器的过流保护波形图

此外, 在图 2-10 中, 可以看到在时刻 t_4 关断 IGBT 时, TMR 传感器的输出发生了较为严重的振荡, 该振荡是由 IGBT 关断时的共模噪声引起的。该共模噪声经由驱动芯片和隔离电源间的耦合电容传导到 TMR 传感器的输出。

2.5.3 基于环形 TMR 传感器的电容估计实验

当环形 TMR 传感器被安装在上桥臂时, 其检测到的上管 IGBT 的电流 i_1 还被用来进行了电容估计实验^[31]。表 2-2 给出了在各个不同电流峰值的情况下对同一电容的容值估计结果, 该电容的容值由 LCR 测量仪 (GWINSTEK LCR-819) 测得为 $245.6\mu\text{F}$ 并以此为参考值。图 2-11 画出了在不同电流下的相对估计误差, 可以看到最大相对误差为 0.26%, 表明环形 TMR 传感器具有较高的测量精度。

表 2-2 基于环形 TMR 传感器的电容估计结果

I_{peak}/A	k/F^{-1}	$C/\mu\text{F}$	error
30	4076.5	245.31	-0.12%
40	4065.6	245.96	0.15%
50	4071.4	245.62	0.01%
60	4065.4	245.98	0.15%
70	4061.2	246.23	0.26%

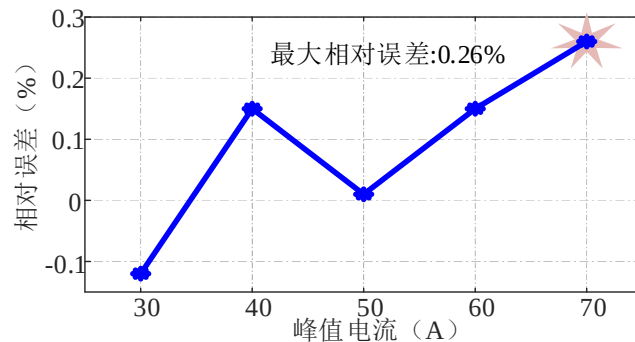


图 2-11 在不同电流下容值估计的相对误差

2.6 本章小结

本章首先对 TMR 传感器的构造和工作原理进行了介绍和分析, 并以此为基础推导了环形 TMR 传感器的输出与被检测磁场的关系; 给出了基于驱动芯片和 TMR 传感器的过流及短路保护方案; 介绍了电容估计的应用场景, 并给出基于 RLS 算法估计电容值的方法流程; 给出了测试电路所用拓扑、工作原理以及其主要参数, 并据此搭建实验样机; 最后, 进行了基于环形 TMR 传感器的短路保护和电容估计的实验, 实验结果表明 TMR 传

感器具有良好的精度和较高的带宽，对于 IGBT 短路故障保护和电容的健康监测均是不错的选择。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第3章 集成到 IGBT 模块中的 TMR 传感器的设计

上一章详细介绍了短路测试电路的结构与工作原理以及电容容值估计的原理,并利用环形 TMR 电流传感器进行了相关的电容估计实验以及短路保护实验。在本章中,将试图把 TMR 传感器安装到功率 IGBT 模块的内部以扩展 TMR 传感器的应用场景,并结合理论分析和仿真分析来确定最优的传感器配置以及安装位置。

3.1 TMR 传感器集成到 IGBT 模块中的意义及可行性分析

3.1.1 TMR 传感器集成到 IGBT 模块中的意义

对于 IGBT 模块而言,其作为一种功率半导体器件,最重要的作用就是导通电流和承受电压。而在大多数电力电子应用场合,电路中的电流信息都是一种非常重要的信息,对于整个电路的控制和保护都起着至关重要的作用。因此,如若能将 TMR 电流传感器集成到 IGBT 模块内部,使得 IGBT 模块能够提供流经自身的电流信息,这将能大大提升 IGBT 模块应用和控制的便利性。其次,在一些大功率应用场合中,IGBT 模块和其他元器件之间是通过叠层母排连接的,这将使得上文所述的环形 TMR 电流传感器没有合适的安装空间。而如果能够将 TMR 电流传感器集成到 IGBT 模块的内部,这一问题将得到有效的缓解。

3.1.2 TMR 传感器集成到 IGBT 模块内部的可行性分析

根据 2.5 节的实验结果,TMR 传感器在估计电容容值时,其最大的估计误差仅为 0.26%,可以推断 TMR 传感器具有较高的精度;其次在短路保护实验中,仅在 604ns 的时间内即检测到过流故障的发生,可以推断 TMR 传感器具有较高的带宽和较小的延迟。精度高和带宽高这两者是一个优良的电流传感器必备的特性。但若仅此而已,那么 TMR 传感器还不能满足将其集成到 IGBT 模块内部的要求。

由于 IGBT 模块内部的空间狭小,因此,若想将一个电流传感器集成到 IGBT 模块内部,该传感器还必须具备体积小特点。而 TMR 芯片的封装一般均为 DFN (Dual-Flat No-leads) 系列,其表面积一般仅为 4~8 平方毫米,因此,若将其组装成电流传感器,所得传感器的体积将会非常小,非常有利于集成到 IGBT 模块内部。

至此,可以看到,TMR 电流传感器已经满足了精度高、带宽高和体积小等条件,但值得注意的是,IGBT 模块内部的磁场错综复杂且模块外部可能存在邻近干扰磁场,这就表明若仅仅依赖 TMR 芯片本身以实现较高的测量精度是难以实现的,需要通过精心的设计使得 TMR 电流传感器能够具备较强的抗干扰能力以屏蔽干扰磁场对测量精度的影响。因

此，本章接下来的内容将围绕如何设计一个 TMR 电流传感器可以保证其更高的抗干扰能力以最优优化其测量精度而展开。

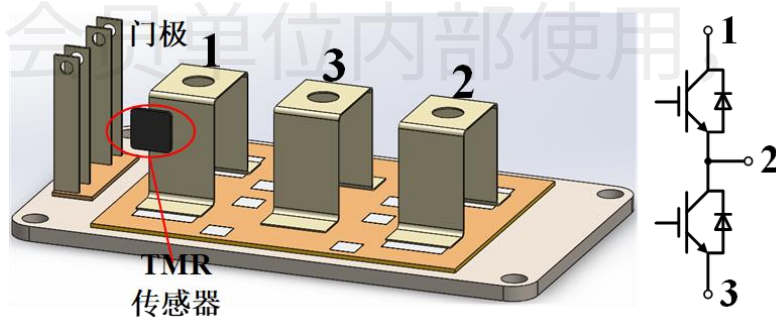
3.2 TMR 传感器的基本配置

3.2.1 IGBT 模块内部结构及 TMR 传感器初步安装位置的确定

接下来的分析都将基于一款来自英飞凌公司的典型 62mm 的 IGBT 半桥模块（FF200R12KE4）展开，但该设计方法也可以应用于其他 IGBT 或者碳化硅 MOSFET 模块。图 3-1 展示了该 IGBT 模块的内部结构图以及相对应的拓扑结构。



(a) 型号为 FF200R12KE4 的 IGBT 模块及其去壳后的照片



(b) IGBT 模块的 3D 结构及其拓扑结构

图 3-1 IGBT 模块的内部结构

如上图所示，典型的 IGBT 模块是由上下两管组成的半桥结构，其内部主要包含门极、功率端子、DBC（Direct Bonded Copper）基板、二极管芯片以及 IGBT 芯片等部分。将 TMR 传感器集成到 IGBT 模块内部需要考虑的第一个问题就是 TMR 传感器安装在什么位置。

安装 TMR 传感器需要考虑安装的可靠性和便利性，以及最重要的抗干扰性。显然，就安装的可靠性和便利性而言，功率端子的表面以及 DBC 表面均是不错的选择。但考虑到 DBC 基板上所嵌套的 IGBT 和二极管芯片以及 bonding 线，当 IGBT 模块导通电流时，由于电流在它们内部的走向复杂多变，导致电流流经它们所产生的磁场难以分析，因此，若将 TMR 传感器安装在它们附近将难以通过对磁场的分析来选择安装位置以有效地屏蔽

它们所产生的干扰磁场。故而，相对而言，功率端子的表面是一个更好的选择，如图 3-1 (b) 所示。而且，将 TMR 传感器安装在功率端子的表面可以控制其到 DBC 基板的距离来有效地抑制干扰磁场。

3.2.2 TMR 传感器的结构——差分结构

虽然安装在功率端子的表面可以有效地屏蔽来自 DBC 基板的磁场干扰，但是由于邻近的功率端子距离相近且流经的电流幅值可能较大，其造成的干扰磁场也会影响 TMR 传感器的测量精度。此外，模块外部的邻近磁场也是干扰源之一。

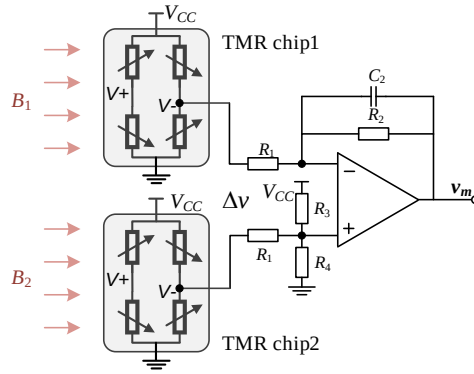


图 3-2 差分结构的 TMR 传感器

如图 3-2 所示，由两片灵敏度相同的 TMR 芯片和差分放大电路可构成一个差分结构的 TMR 传感器。

接下来将对传感器的输出 v_m 是否与所测电流成正比进行分析。

在图 3-2 中，不妨设两片 TMR 芯片的灵敏度均为 S ，则根据前文所述，TMR 芯片 1 和 TMR 芯片 2 的“V-”端电压分别可以表示为

$$v_1 = \frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CC} \cdot S \cdot B_1}{2} \quad (3-1)$$

$$v_2 = \frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CC} \cdot S \cdot B_2}{2} \quad (3-2)$$

其中， B_1 、 B_2 分别是 TMR 芯片 1 和 TMR 芯片 2 所测得的磁感应强度。

因此，两片 TMR 芯片的“V-”端电压之差可以表示为

$$\Delta v = v_2 - v_1 = \frac{V_{CC} S}{2} (B_2 - B_1) = \frac{V_{CC} S}{2} \Delta B \quad (3-3)$$

可见，差分 TMR 传感器检测的是磁感应强度的梯度。

而另一方面，根据安培环路定律，可以推知

$$\begin{cases} B_1 = \frac{\mu I}{2\pi r_1} \\ B_2 = \frac{\mu I}{2\pi r_2} \end{cases} \quad (3-4)$$

所以,

$$\Delta v = \frac{V_{CC}S}{2} \left(\frac{\mu I}{2\pi r_2} - \frac{\mu I}{2\pi r_1} \right) = \frac{\mu V_{CC}S}{4\pi} \left(\frac{1}{r_2} - \frac{1}{r_1} \right) \cdot I = P \cdot I \quad (3-5)$$

其中, P 为当被测电流与 TMR 传感器的相对位置确定后的比例常数。

于是, 差分结构的 TMR 传感器的输出为

$$v_m = K \frac{V_{CC}S}{2} \Delta B = K \cdot P \cdot I = G \cdot I \quad (3-6)$$

其中, G 为常数, 即为该差分电流传感器的增益。由此可知, 差分结构的 TMR 传感器的输出依然和被测电流成正比, 可用于电流测量。

3.2.3 差分 TMR 传感器的输出与磁场分布的关系

如图 3-3 所示, 将干扰磁场视作由干扰电流源 I' 产生, 则此时检测到的干扰磁场梯度为

$$\Delta B = B_2 - B_1 = \frac{\mu I'}{2\pi r} - \frac{\mu I'}{2\pi(r + \Delta r)} = \frac{\mu I'}{2\pi r(r + \Delta r)} \Delta r \approx \frac{\mu I'}{2\pi r^2} \Delta r \quad (3-7)$$

由式(3-7)可以得知, 若想要得到良好的抗干扰性能, 即使得 ΔB 尽量小, 需要使得两片 TMR 芯片之间的距离 Δr 尽量小。另一方面, 当距离 Δr 为一定值时, 磁场梯度的衰减与干扰源到两片 TMR 芯片的距离的平方成反比, 因此, 差分结构可以有效地衰减干扰磁场。

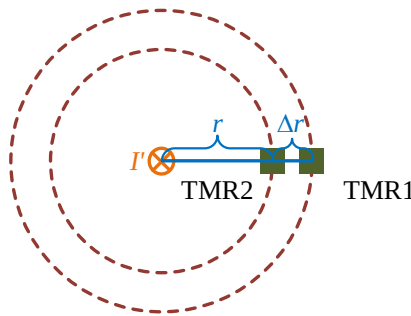


图 3-3 差分结构对干扰磁场的抑制

下面继续分析当两片 TMR 芯片之间距离足够小时, 差分 TMR 传感器的输出与磁场分布的关系。如图 3-4 所示, 差分 TMR 传感器的两片 TMR 芯片平行安装在 x 轴上 (值得注意的是, 在下文的分析中 TMR 芯片的灵敏度方向均为 x 方向), 两者之间的距离为 d 且两者中心的横坐标为 x , 故 TMR 芯片 1 和 TMR 芯片 2 的横坐标分别为 $x-d/2$ 和 $x+d/2$ 。由

于 d 足够小, 因此其检测到的磁场梯度可以根据拉格朗日中值定理表示为:

$$\Delta B(x) = B\left(x + \frac{d}{2}\right) - B\left(x - \frac{d}{2}\right) \approx B'(x)d \quad (3-8)$$

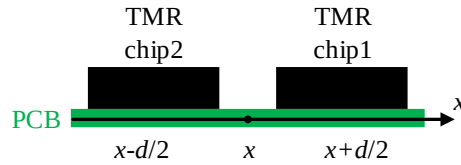


图 3-4 差分 TMR 传感器 PCB 的截面图

式(3-8)表明, 当两片 TMR 芯片之间距离足够小且固定时, 磁场梯度与磁场分布的导数成正比, 由此可推知, TMR 传感器的输出与磁场分布的导数成正比, 即 TMR 传感器的输出可用磁场分布的导数表示。

3.2.4 TMR 传感器的数目

显然, 传感器数量越少, 其所需的成本就越低。但若仅仅安装一个 TMR 传感器, 那么无论将该传感器安装在哪个功率端子的表面, 都无法实现我们的测量目标。如图 3-5(a)所示, 若将唯一的 TMR 传感器放置在端子 1 上, 将无法检测到流经下管的电流; 类似地, 若放置端子 3 上, 将无法检测到流经上管的电流 (图 3-5(b)); 而若放在端子 2 上, 将无法检测到发生上下管直通的短路故障时的电流 (图 3-5(c))。因此, 至少需要两块 TMR 传感器。

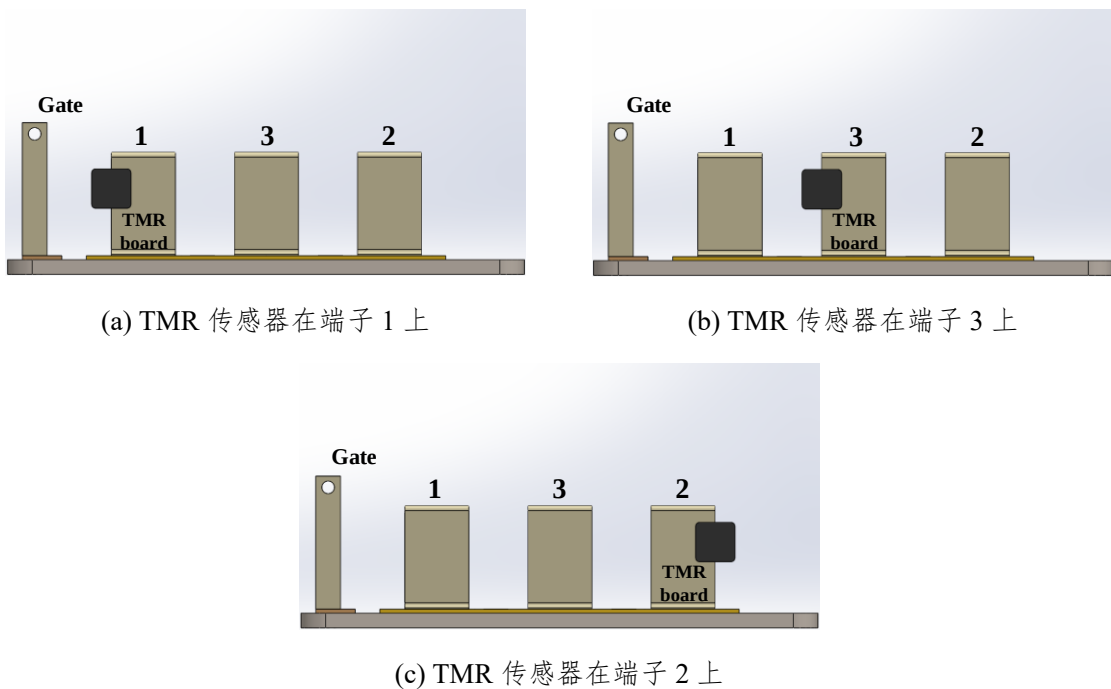


图 3-5 仅有一块 TMR 传感器的安装方案

当有两块 TMR 传感器时，总共有三种可能的安装方案，如图 3-6 所示。在图 3-6(a)中，没有 TMR 传感器被安装在端子 2 上，这将导致该 IGBT 模块无法提供流经桥臂中点的电流信息，而这一电流往往是连续的且常常被用于控制；在图 3-6(b)中，有一块 TMR 传感器被安装在端子 3 上，而端子 3 距离端子 1 和 2 都很近，这将使得 TMR 传感器难以屏蔽邻近端子的干扰磁场。另外，根据 3.3 节和 3.4 节的分析结果，TMR 传感器将被安置在端子的边缘，这会导致 TMR 传感器距离端子 1 或 2 过近，可能会引发绝缘问题。而如果安装的方案如图 3-6(c)所示，两块 TMR 传感器分别被安装在端子 1 和 2 上（S1 和 S2），则不会存在上述问题。S1 测量流经端子 1 的电流，可以负责监测上下管直通和上管过流的故障；而 S2 测量流经端子 2 的电流，可以负责监测由于负载故障导致的 IGBT 模块过流以及提供连续的电流信息以供控制。

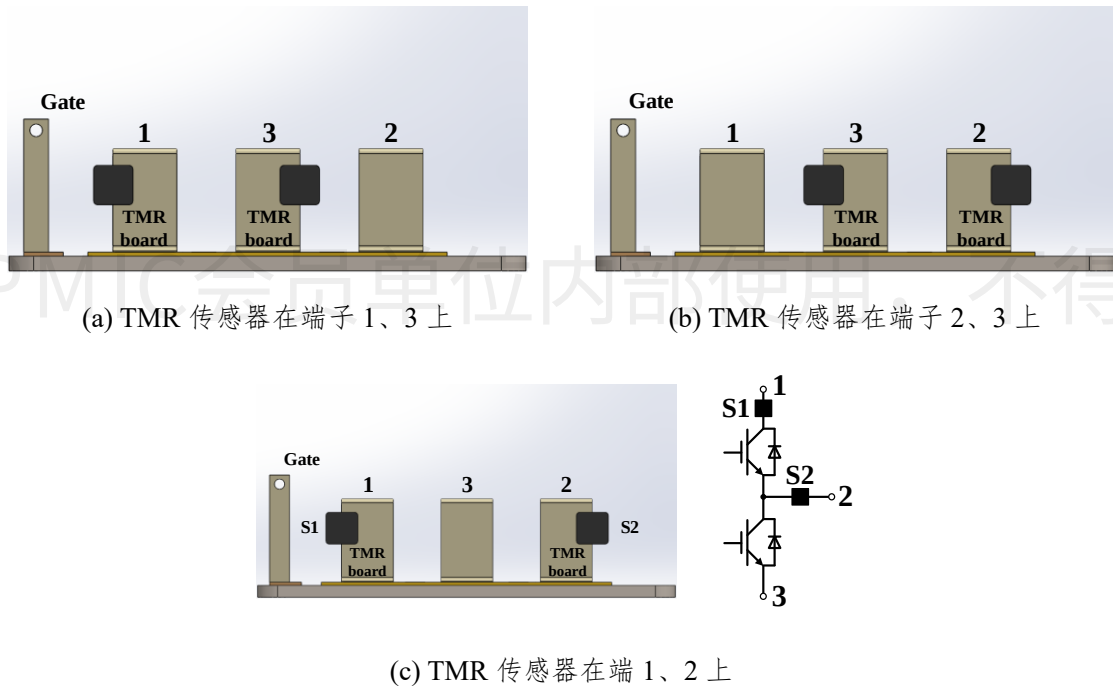


图 3-6 两块 TMR 传感器的安装方案

基于上述分析，TMR 传感器初步的安装位置、TMR 传感器的结构、传感器的数量以及传感器安装的端子均已被选定。然而，TMR 传感器在功率端子上具体的安装位置尚未被确定。TMR 传感器在端子上的最优安装位置应当最大化目标磁场强度和干扰磁场强度的比率以保证较高的精确度。因此，需要分析清楚在不同工作模式下的 IGBT 模块内部的磁场分布。此外，还需要有一种方法能用来寻找最优的 TMR 传感器安装位置。在本文接下来的分析中，将提供两种方法来获取 IGBT 模块内部的磁场分布并基于该磁场分布寻找 TMR 传感器最优的安装位置。

3.3 理论分析 TMR 传感器的最优安装位置

在本小节中，将通过理论计算的方法去寻找 TMR 传感器的最优安装位置。

3.3.1 简化计算的假设

如图 3-1 所示，IGBT 模块内部结构十分复杂，若考虑当中的每一个部分来计算磁场分布将是十分困难的。为了简化计算，接下来的计算将仅分析 IGBT 模块内部的一条线上的磁场分布，该线被称为磁场计算的求解域，即图 3-7 中的黑色线条。该求解域和 x 轴平行，并且和功率端子的表面相距 2mm（考虑 TMR 传感器 PCB 的厚度）。因为该求解域同时远离 IGBT 模块的顶部和底部，且据(3-7)可知， $\Delta B \propto 1/r^2$ ，所以在计算过程中可以忽略它们产生的磁场对求解域的影响，只考虑功率端子流经电流时产生的磁场。

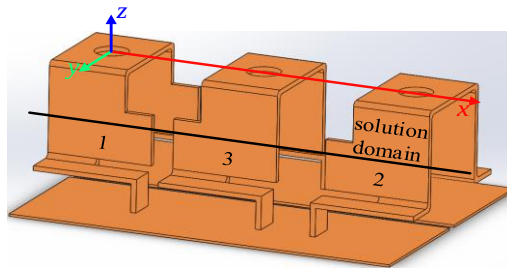
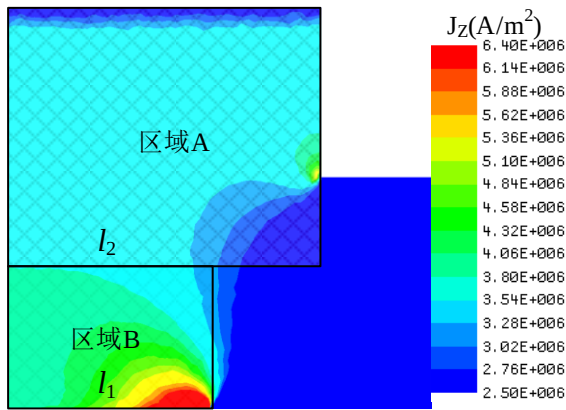


图 3-7 磁场计算的求解域

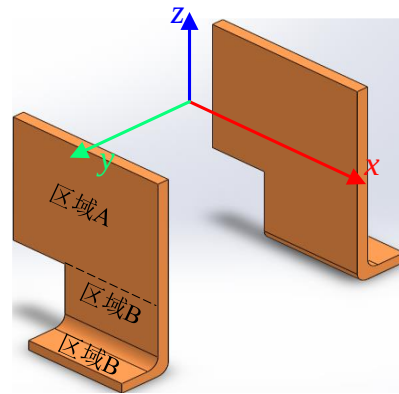
3.3.2 功率端子的区域划分以及简化的端子模型

不同的电流分布决定不同的磁场分布。因此，若想要得到功率端子所产生的磁场分布，需要获得其在导通电流时的电流分布情况。

以端子 1 为例，图 3-8 基于有限元分析（FEA, Finite Element Analysis）给出了端子 1 在流入 100A 电流（电流从端子顶部流向底部，即 $-z$ 方向）时的 z 方向电流分布（ x 方向上电流分量产生的磁场不会被 TMR 传感器检测到，故不考虑）。从仿真结果可以发现，电流主要分布在区域 1 和区域 2。因此，假设其它区域中的电流可以忽略，并假设电流在区域 1 和 2 中均匀分布，则功率端子可以被简化成位于功率端子中心位置的无厚度薄铜排，如图所示。其中，区域 1 和区域 2 的界线为 l_2 ，且 l_2 上的电流密度为区域 2 上的电流密度的 70%。



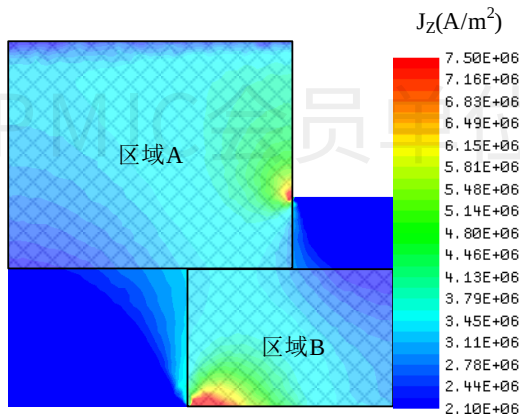
(a) 端子 1 在流经 100A 电流时的电流密度分布



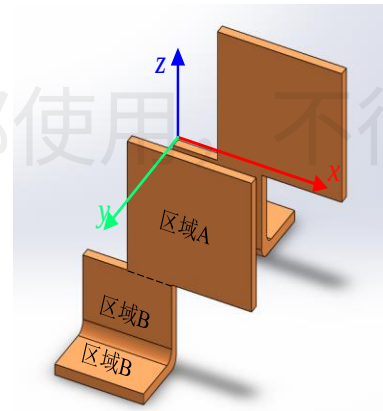
(b) 端子 1 的简化模型

图 3-8 端子 1 的模型简化

类似地，可以得到端子 2 和端子 3 的简化模型。其中，由于端子 2 与端子 1 的结构相同，端子 2 的简化模型也与端子 1 相同。而对于端子 3，由于其结构与前者略有不同，因此其简化模型也稍有区别，基于同样的方法，可以得到如下图所示的端子 3 的简化模型：



(a) 端子 3 在流经 100A 电流时的电流密度分布



(a) 端子 3 的简化模型

图 3-9 端子 3 的模型简化

3.3.3 有限长薄铜排的磁场计算

在上一部分，功率端子已经根据电流密度的假设被简化成如图 3-8 和图 3-9 所示的简化模型。可以看到，简化后的模型可以看作由几片不同大小的有限长薄铜排组成。因此，如果能够先通过计算求得一片有限长薄铜排在求解域上的磁场分布，然后通过平移和旋转等方式得到其他铜排的磁场分布，再通过矢量合成即可得到最终的求解域上的磁场分布。所以在这一部分，将先利用毕奥-萨伐尔定律来计算有限长薄铜排的磁场。

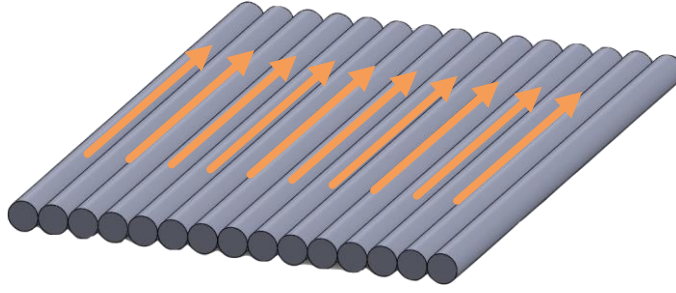


图 3-10 无数线电流元组成的薄铜排

由于假设薄铜排无厚度，因此，薄铜排中的电流可以看作由无数的线电流元组成，如图 3-10 所示。接下来，将首先计算每一个线电流元的磁场，再通过矢量合成得到整块薄铜排的磁场。

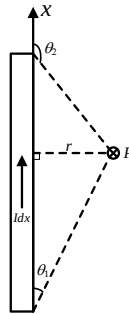


图 3-11 有限长导体在 P 点产生的磁场

根据毕奥-萨伐尔定律，可以容易推得有限长直导体在测试点 P 处产生的磁场 B (图 3-11):

$$B = \int dB = \int \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idx \sin \theta}{r^2} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) \quad (3-9)$$

其中，磁场 B 的方向为垂直于纸面向下， μ_0 为真空磁导率， I 是导体中流经的电流大小， θ_1 、 θ_2 分别是导体的起点和终点到测试点所形成的矢量与电流方向矢量的夹角， r 是测试点 P 到有限长直导体的距离。

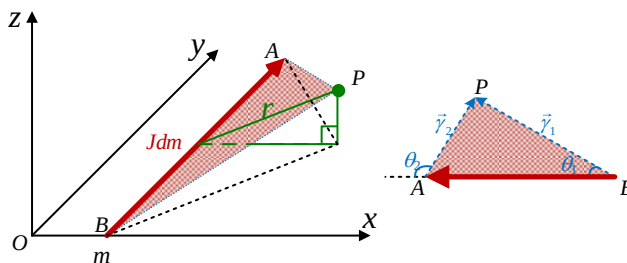


图 3-12 计算线电流元磁场的几何关系图

对于每一个线电流元，基于之前的电流均匀分布的假设，不妨设线电流密度为 J ，薄铜排沿 x 方向上的微分为 dm ，那么线电流元的电流大小可以表示为：

$$I = Jdm \quad (3-10)$$

如图 3-12 所示，点 P 为求解域上任意一点，根据前文所述，求解域与 x 轴平行，所以点 P 的坐标可以设为 (x, y_0, z_0) 。显然，由于点 P 的任意性，求出点 P 处的磁场即求得求解域上的磁场分布。

根据式(3-9)和图 3-12 可知，线电流元 AB 在点 P 处产生的磁场标量值可以表示为：

$$dB(m, x) = \frac{\mu_0 Jdm}{4\pi r(m, x)} (\cos \theta_1(m, x) - \cos \theta_2(m, x)) \quad (3-11)$$

其中，根据右手定则，磁场的方向为垂直于平面 ABP 向上； r 为点 P 到该线电流元的距离，是线电流元的位置 m 和测试点 P 的位置 x 的函数； θ_1 、 θ_2 分别为线电流元起点与终点和点 P 构成的矢量与电流方向矢量的夹角，它们也是线电流元的位置 m 以及测试点 P 的位置 x 的函数。

但应当考虑到 TMR 传感器仅对 x 方向上的磁场分量敏感，因此，还需要计算磁场矢量 B 与 x 方向的夹角，以便求得其在 x 方向上的分量。根据图 3-13 所示的薄铜排的横截面，结合图 3-12，可以发现 P 点磁场矢量 B 的方向是与平面 ABP 垂直的。根据向量外积的性质（两向量的外积所得向量的方向垂直于两向量所在平面，方向根据右手法则确定），可以推知磁场矢量 B 的单位方向向量为

$$\vec{e}_B(m, x) = \frac{\vec{e}_i \times \overrightarrow{BP}}{\|\vec{e}_i \times \overrightarrow{BP}\|} \quad (3-12)$$

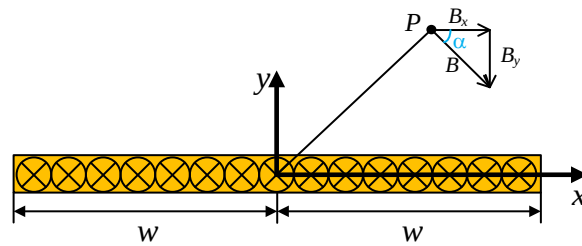


图 3-13 薄铜排的横截面

由此，根据向量的内积公式容易推得

$$\cos \alpha(m, x) = \vec{e}_B(m, x) \cdot \vec{e}_x \quad (3-13)$$

其中， $\vec{e}_x$ 为 x 方向上的单位向量。

于是，线电流元 AB 在点 P 处产生的磁场 x 方向上的分量可以表示为

$$\begin{aligned}
dB_x(m, x) &= dB(m, x) \cdot \cos \alpha(m, x) \\
&= \frac{\mu_0 J dm}{4\pi r(m, x)} (\cos \theta_1(m, x) - \cos \theta_2(m, x)) \cos \alpha(m, x) \\
&= \frac{\mu_0 J dm}{4\pi r(m, x)} (\cos \theta_1(m, x) - \cos \theta_2(m, x)) (\vec{e}_B(m, x) \cdot \vec{e}_x)
\end{aligned} \tag{3-14}$$

显然, 若要求解出 x 方向上的磁场分量 B_x 的具体表达式, 还需要先求出函数 $\cos \theta_1(m, x)$, $\cos \theta_2(m, x)$, $r(m, x)$ 以及 $\vec{e}_B(m, x)$, 接下来对它们进行一一分析。

首先求解 θ_1 、 θ_2 关于 m 和 x 的函数 $\cos \theta_1(m, x)$ 和 $\cos \theta_2(m, x)$ 。不妨设有限长薄铜排的长度为 l , 即线电流元 AB 的长度为 l , 显然点 B 的坐标可以表示为 $(m, 0, 0)$, 则点 A 的坐标可以表示为 $(m, l, 0)$, 故电流方向的单位向量可以表示为

$$\vec{e}_i = \frac{\overrightarrow{BA}}{\|\overrightarrow{BA}\|} = (0, 1, 0) \tag{3-15}$$

同样地, 易得

$$\overrightarrow{\gamma_1(m, x)} = \overrightarrow{BP} = (x - m, y_0, z_0) \tag{3-16}$$

$$\overrightarrow{\gamma_2(m, x)} = \overrightarrow{AP} = (x - m, y_0 - l, z_0) \tag{3-17}$$

其中, $\overrightarrow{\gamma_1(m, x)}$ 和 $\overrightarrow{\gamma_2(m, x)}$ 分别如图 3-12 所示。

根据向量的内积公式, 可以推知

$$\cos \theta_1(m, x) = \frac{\overrightarrow{\gamma_1(m, x)} \cdot \vec{e}_i}{\|\overrightarrow{\gamma_1(m, x)}\|} = \frac{y_0}{\|\overrightarrow{\gamma_1(m, x)}\|} \tag{3-18}$$

$$\cos \theta_2(m, x) = \frac{\overrightarrow{\gamma_2(m, x)} \cdot \vec{e}_i}{\|\overrightarrow{\gamma_2(m, x)}\|} = \frac{y_0 - l}{\|\overrightarrow{\gamma_2(m, x)}\|} \tag{3-19}$$

其中, $\|\overrightarrow{\gamma_1(m, x)}\|$ 和 $\|\overrightarrow{\gamma_2(m, x)}\|$ 分别是向量的模:

$$\begin{aligned}
\|\overrightarrow{\gamma_1(m, x)}\| &= \sqrt{(x - m)^2 + y_0^2 + z_0^2} \\
\|\overrightarrow{\gamma_2(m, x)}\| &= \sqrt{(x - m)^2 + (y_0 - l)^2 + z_0^2}
\end{aligned} \tag{3-20}$$

接下来再求解 r 关于 m 和 x 的函数 $r(m, x)$ 。显然, 在 $\triangle ABP$ 中, r 为 AB 边上的高, 所以

$$S_{\triangle ABP} = \frac{1}{2} AB \cdot r(m, x) = \frac{l}{2} \cdot r(m, x) \tag{3-21}$$

另一方面, 根据向量的外积公式可知

$$S_{\Delta ABP} = \frac{1}{2} \overline{AB} \cdot \overline{BP} \cdot \sin \theta_1(m, x) = \frac{1}{2} \|\overline{BA} \times \overline{BP}\| = \frac{l}{2} \|\overline{e_i} \times \overline{\gamma_1}\| \quad (3-22)$$

故结合式(3-21)和式(3-22)可知,

$$r(m, x) = \|\overline{e_i} \times \overline{\gamma_1}\| \quad (3-23)$$

其中,

$$\overline{e_i} \times \overline{\gamma_1} = \begin{vmatrix} i & j & k \\ 0 & 1 & 0 \\ x-m & y_0 & z_0 \end{vmatrix} = (z_0, 0, m-x) \quad (3-24)$$

所以, 可以推出

$$r(m, x) = \sqrt{(x-m)^2 + z_0^2} \quad (3-25)$$

另一方面, 磁场矢量的单位方向向量为

$$\overline{e_B}(m, x) = \frac{\overline{e_i} \times \overline{\gamma_1}}{\|\overline{e_i} \times \overline{\gamma_1}\|} = \frac{(z_0, 0, m-x)}{\sqrt{(x-m)^2 + z_0^2}} \quad (3-26)$$

联合式(3-13)和式(3-26)可以得到

$$\cos \alpha(m, x) = \overline{e_B}(m, x) \cdot \overline{e_x} = \frac{z_0}{\sqrt{(x-m)^2 + z_0^2}} \quad (3-27)$$

至此, 线电流元在点 P 处产生的磁场的 x 方向上的分量已经可以解出, 其表达式如下

$$\begin{aligned} dB_x(m, x) &= \frac{\mu_0 J dm}{4\pi r(m, x)} (\cos \theta_1(m, x) - \cos \theta_2(m, x)) (\overline{e_B}(m, x) \cdot \overline{e_x}) \\ &= \frac{\mu_0 I z_0 dm}{8\pi w \left((x-m)^2 + z_0^2 \right)} \left(\frac{y_0}{\sqrt{(x-m)^2 + y_0^2 + z_0^2}} - \frac{y_0 - l}{\sqrt{(x-m)^2 + (y_0 - l)^2 + z_0^2}} \right) \end{aligned} \quad (3-28)$$

接下来, 只要将线电流元在点 P 处产生的 x 方向上的磁场分量进行积分即可得到薄铜排在点 P 处所产生的 x 方向上的磁场分量:

$$\begin{aligned} B_x(x) &= \int dB_x(m, x) \\ &= \int_{-w}^w \frac{\mu_0 I z_0 dm}{8\pi w \left((x-m)^2 + z_0^2 \right)} \left(\frac{y_0}{\sqrt{(x-m)^2 + y_0^2 + z_0^2}} - \frac{y_0 - l}{\sqrt{(x-m)^2 + (y_0 - l)^2 + z_0^2}} \right) \\ &= F(w, x) - F(-w, x) \end{aligned} \quad (3-29)$$

其中,

$$F(m, x) = \frac{-\mu_0 I}{8\pi w} \left(\arctan \left(\frac{(x-m)y_0}{z_0 \sqrt{(x-m)^2 + y_0^2 + z_0^2}} \right) - \arctan \left(\frac{(x-m)(y_0-l)}{z_0 \sqrt{(x-m)^2 + (y_0-l)^2 + z_0^2}} \right) \right)$$

另一方面, 可对 $B_x(x)$ 进行求导, 以得到磁场梯度的分布, 进而获得 TMR 传感器的输出:

$$B'_x(x) = F'(w, x) - F'(-w, x) = \frac{\mu_0 I}{8\pi w} \left(\frac{\frac{y_0}{(x+w)^2 \sqrt{(x+w)^2 + y_0^2 + z_0^2}} - \frac{y_0}{(x-w)^2 \sqrt{(x-w)^2 + y_0^2 + z_0^2}}}{y_0 - l} + \frac{\frac{y_0 - l}{(x-w)^2 \sqrt{(x-w)^2 + (y_0 - l)^2 + z_0^2}} - \frac{y_0 - l}{(x+w)^2 \sqrt{(x+w)^2 + (y_0 - l)^2 + z_0^2}}}{y_0 - l} \right) \quad (3-30)$$

至此, 式(3-29)给出了薄铜排在求解域上所产生的 x 方向上的磁场分量的分布, 式(3-30)给出了薄铜排在求解域上所产生的 x 方向上的磁场梯度的分布, 其中, I 为薄铜排流经的电流, w 为薄铜排的宽度的一半, l 为薄铜排的长度, y_0 为薄铜排的电流起点沿电流方向到求解域的距离, z_0 为求解域到薄铜排平面的距离。

3.3.4 单个功率端子的磁场分布

通过 3.2.3 小节的分析和计算, 已经得到薄铜排在求解域上的磁场分布。在本小节中, 将利用式(3-29)和 3.2.2 节中建立的功率端子的简化模型进行计算, 以推出单个功率端子在求解域上的磁场分布。

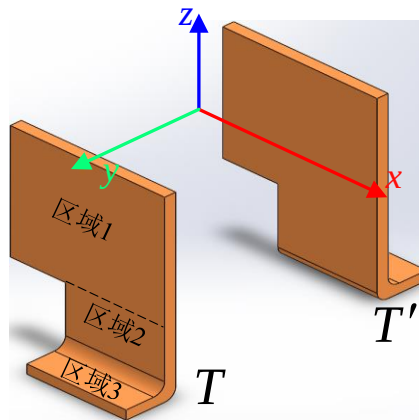


图 3-14 根据位置重新划分简化模型

在图 3-8 和图 3-9 中, 根据电流密度将端子的简化模型划分成两个区域, 在本小节中,

为了计算方便，对区域 B 根据位置的不同进行再次划分，如图 3-14 所示，区域 B 被划分成垂直于 xoy 平面的区域 2 和平行于 xoy 平面的区域 3。

在本小节中，将以端子 1 为例进行计算，并假设流经端子 1 的电流幅值为 100A，则根据电流均分分布可知， T 和 T' 部分流经的电流分别为 50A 且电流方向相同。在计算过程所使用的坐标系将与图 3-7 保持一致。端子 1 在求解域上所产生的磁场分布可看作由 T 和 T' 所产生的磁场叠加得到。因此，可以先计算端子 1 的 T 部分所产生的磁场， T' 部分产生的磁场可通过前者进行对称和平移得到。

对于 T 部分的区域 1，其流经的电流为 50A，则

$$I = 50A \quad (3-31)$$

经过实际测量可知，其长度为 12mm，宽度为 14mm，所以

$$l = 12mm, w = 7mm \quad (3-32)$$

另外，由于求解域距离端子表面 2mm，而等效的薄铜排位于端子的中心，故

$$z_0 = 2.5mm \quad (3-33)$$

而求解域距离区域 1 的起点的距离为 9mm，故

$$y_0 = 9mm \quad (3-34)$$

以上便是计算区域 1 在求解域上的磁场分布所需的全部参数。将式(3-31)至式(3-34)代入式(3-29)中，即可绘出如下的函数图像：

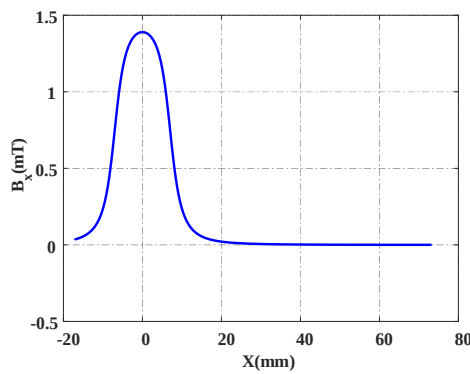


图 3-15 区域 1 在求解域上产生的磁场分布

T 部分的区域 2 相应的参数为：

$$\begin{cases} I = 50A \\ l = 6mm, w = 4.5mm \\ y_0 = -3mm, z_0 = 2.5mm \end{cases} \quad (3-35)$$

将式(3-35)代入式(3-29)中，可以画出区域 2 在求解域上产生的磁场分布如图 3-16 所

示，与区域 1 有所不同的是，区域 2 在求解域上的磁感应强度并没有在原点处取到最大值，这是由于式(3-29)是在图 3-13 中假设薄铜排的横截面的中心与坐标原点重合从而得到的，而区域 2 的横截面中心和坐标原点并不重合，因此需要将函数图像向左平移一定的偏移量，即区域 2 的横截面中心到坐标原点的距离。

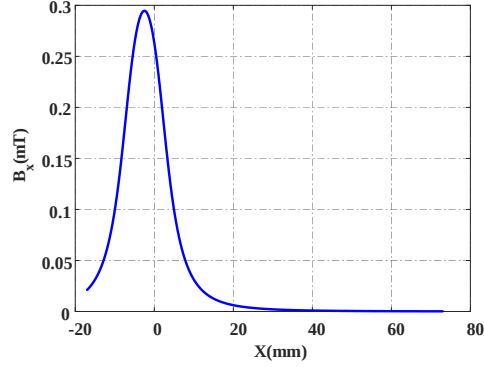


图 3-16 区域 2 在求解域上产生的磁场分布

T 部分的区域 3 相应的参数如下所示：

$$\begin{cases} I = 50A \\ l = 6mm, w = 4.5mm \\ y_0 = 2mm, z_0 = 10.5mm \end{cases} \quad (3-36)$$

类似地，将式(3-36)代入式(3-29)即可得到区域 3 在求解域上产生的磁场分布，如图 3-17 所示，同样地，由于区域 3 的中心不在原点，函数图像也需要向左平移。

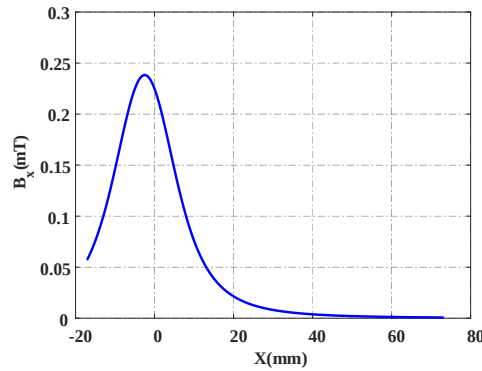


图 3-17 区域 3 在求解域上产生的磁场分布

利用叠加定理，可以获得 T 部分在求解域上产生的磁场分布，如图 3-18 所示。对于 T' 部分产生的磁场，可分为两部分讨论：由于区域 1 和区域 2 中的电流方向和 T 部分相应区域中的电流方向相同，故区域 1 和区域 2 可由 T 部分中的相应区域平移得到，只需改变求解域到区域的距离 z_0 即可；而区域 3 由于和 T 部分中的相应区域的电流方向相反，故需要先进行对称变换，再进行平移才可得到，即需要同时改变 I 的符号和求解域到区域起点

的距离 y_0 。经过相应的变换和计算，可以得到 T' 部分的磁场分布如图 3-19 所示。显然，由于 T' 部分距离求解域较远，其在求解域上所产生的磁场要较 T 部分小很多。

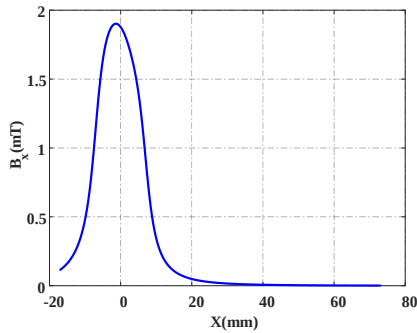


图 3-18 T 部分在求解域上产生的磁场分布

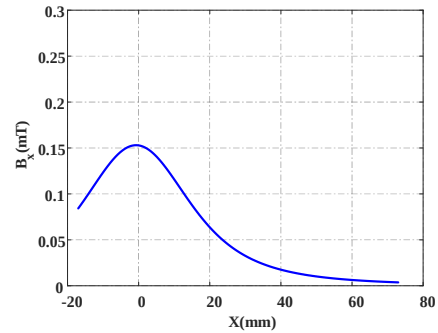


图 3-19 T' 部分在求解域上产生的磁场分布

接下来再通过叠加 T 部分和 T' 部分的磁场即可得到端子 1 在求解域上产生的磁场分布，如下图所示。

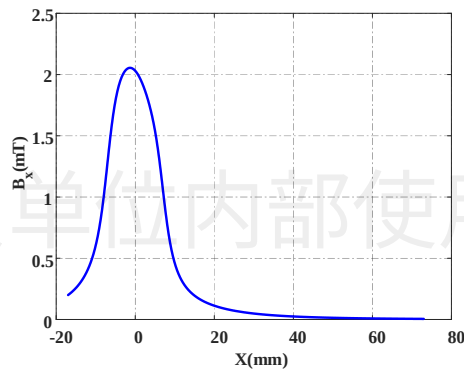
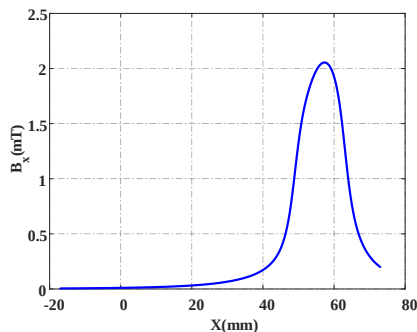
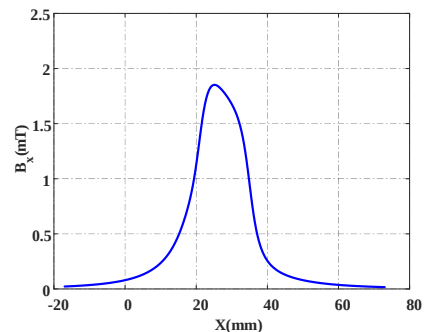


图 3-20 端子 1 在求解域上产生的磁场分布

通过类似的分析和计算，可以同样得到当端子流经 100A 电流时，端子 2 和端子 3 在求解域上产生的磁场分布，如下图所示。



(a) 端子 2 在求解域上产生的磁场分布



(b) 端子 3 在求解域上产生的磁场分布

图 3-21 端子 2 和端子 3 在求解域上产生的磁场分布

至此，已经通过计算得到了三个功率端子在流进 100A 电流时在求解域上的磁场分布，

接下来若想得到 IGBT 模块在不同导通状态下的内部磁场分布，叠加各个端子产生的磁场即可。

3.3.5 IGBT 模块在不同导通状态下的磁场分布

IGBT 模块的导通状态根据流经的端子以及电流的流向的不同，总共可以分为六种。接下来将分别计算这六种导通状态下，求解域上的磁场分布。

当端子 1 和端子 2 流经电流，其对应的 IGBT 导通状态包括上管 IGBT 导通和上管二极管导通。其中，当上管 IGBT 导通时，求解域上的磁场分布可以用端子 1 产生的磁场减去端子 2 所产生的磁场得到；当下管二极管导通时，则用端子 2 产生的磁场减去端子 1 产生的磁场。经过计算，可以绘出求解域上的磁场分布如图 3-22 所示。

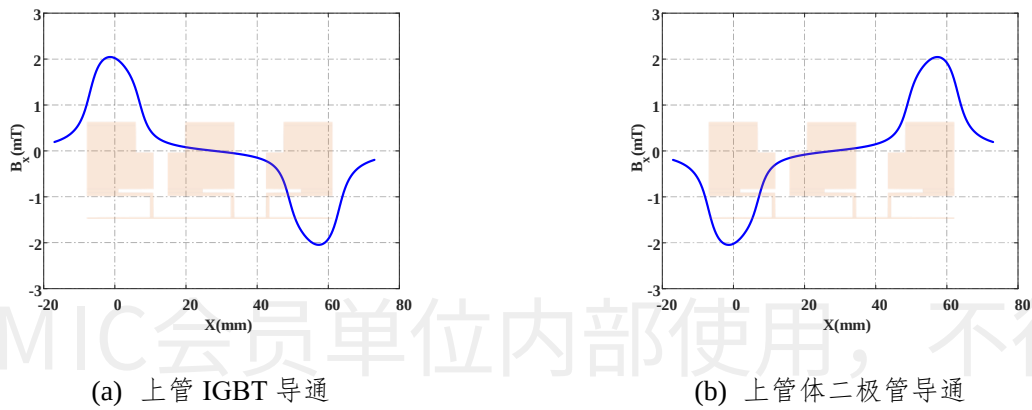
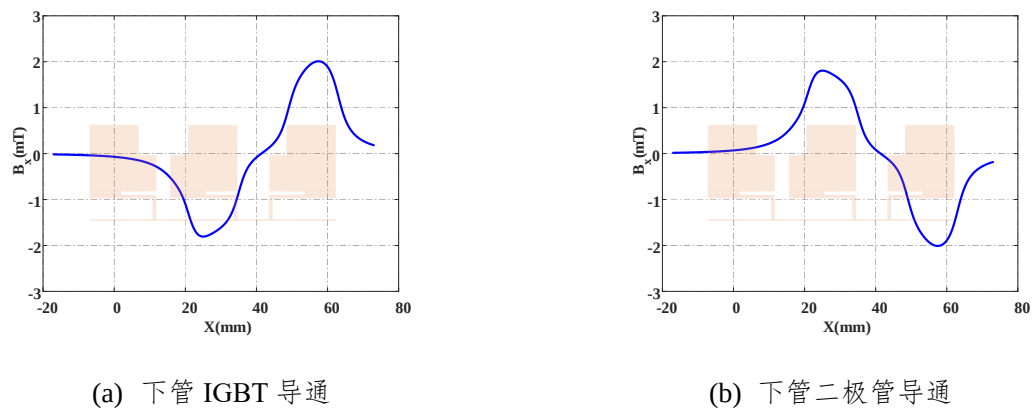
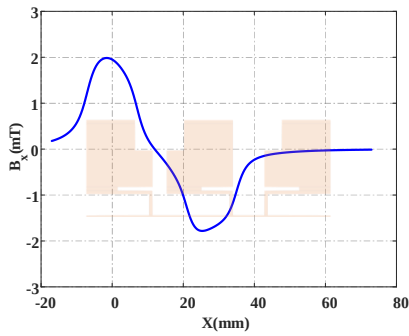


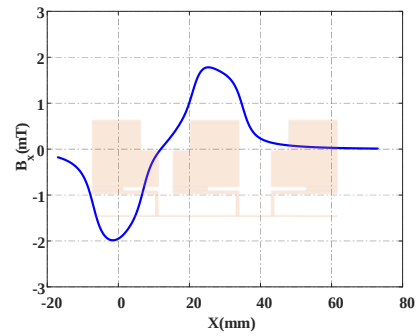
图 3-22 端子 1 和端子 2 流经电流时的磁场分布

类似地，可以得到端子 2 和端子 3 流经电流以及端子 1 和端子 3 流经电流时的磁场分布，只需要通过之前计算得到的单个端子导通电流时的磁场分布进行运算即可。剩下的四种导通状态下的磁场分布如图 3-23 所示：





(c) 上下管 IGBT 直通



(d) 上下管二极管直通

图 3-23 端子 2、3 和端子 1、3 流经电流时的磁场分布

至此, IGBT 模块在所有导通状态下的内部磁场分布均已通过计算得到。可以看到, 在当前假设下当电流流经的端子相同时, 若仅改变电流的方向, 磁场的分布仅有符号发生变化, 即方向发生变化, 其幅值并未发生变化。

3.3.6 TMR 传感器的最优安装位置的确定

上一小节已经通过计算获得了 IGBT 模块在所有导通状态下的磁场分布, 而且当载流端子相同时, 电流方向改变不影响磁场的幅值。另一方面, TMR 传感器安装位置的优化目标是尽可能有效地屏蔽邻近端子以及外界的干扰磁场, 换句话说, 不管 IGBT 模块的导通状态如何, 当 TMR 传感器所在端子流经相同幅值电流时, TMR 传感器的输出幅值应尽量保持相同, 即 TMR 传感器检测到的磁场梯度大小应尽量相同 (磁场梯度的方向会自动与电流方向保持一致, 即 TMR 传感器输出的符号会自动与电流方向保持一致, 故无需考虑传感器输出的符号问题)。以 S2 (安装在端子 2 上的 TMR 传感器) 为例, 当上管 IGBT 和上管二极管分别导通时, 会有相同幅值的电流流经端子 2 但方向相反, 据上一小节的分析, 可以知道在这两种导通状态下, 磁场分布仅有方向发生变化而幅值未变, 因此, 这两种导通状态下 TMR 传感器安装在端子 2 上任意位置, 都可以保证端子流经相同幅值电流时其输出的幅值保持相同。类似地, 在其他四种导通状态也存在两对这种情况。综上所述, 在接下来的 TMR 传感器安装位置的优化分析中, 将仅对上下管 IGBT 导通的情况进行分析而不分析二极管导通的情况。

首先对 S2 进行安装位置的优化设计。在 3.2.3 小节中, 式(3-8)表明当两片 TMR 芯片距离很近时, TMR 传感器的输出与磁场分布的导数成正比, 因此, 可以用磁场分布的导数来代替 TMR 传感器的输出来进行最优位置的分析。对于 S2 而言, 它的设计目标是能够在上管 IGBT 导通或下管 IGBT 导通时均能够准确地测量电流。当上管 IGBT 和下管 IGBT 分别导通 100A 电流时, 可以利用式(3-30)以得到磁场分布的导数。图 3-24 展示了在求解

域上，上桥臂导通时的磁场分布的导数 B'_{x_upper} 和下桥臂导通时的磁场分布的导数 B'_{x_lower} 。显然， B'_{x_upper} 和 B'_{x_lower} 的幅值越大，S2 的输出幅值也会越大，而相应地，S2 的信噪比也会越高。此外，由于在这两种导通状态下，端子 2 流经的电流方向是相反的，因此，在这两种导通状态下，当端子 2 流经相同幅值的电流时，端子 2 的输出之和应当尽量接近于 0，即 B'_{x_upper} 和 B'_{x_lower} 的和（图 3-24 中的蓝色实线）应当尽量接近于 0 来保证 S2 较高的测量精度。

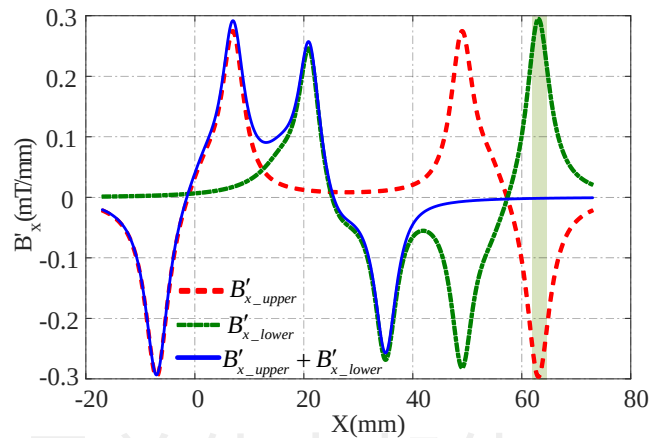


图 3-24 磁场分布的导数以及求解域上 S2 最优的安装位置

基于上述分析，S2 的最优安装位置应该满足两个要求：1、 B'_{x_upper} 和 B'_{x_lower} 的幅值均较大，以保证传感器较高的信噪比；2、 B'_{x_upper} 和 B'_{x_lower} 的和应当尽量接近于 0，以保证传感器较高的测量精度。据此，图 3-24 中的绿色区域（端子 2 的外侧边缘）为 S2 的最优安装位置，同时满足这两个要求。

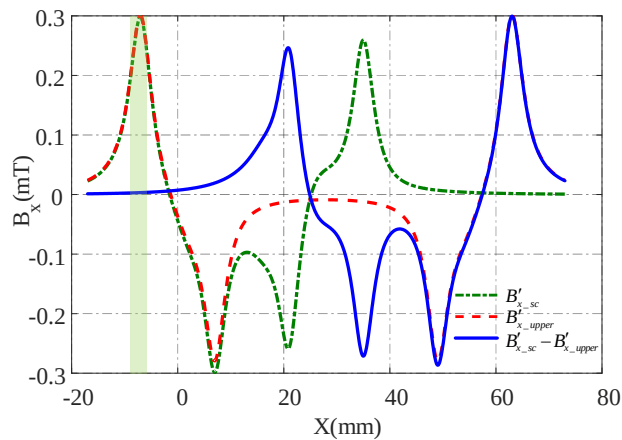


图 3-25 磁场分布的导数以及求解域上 S1 最优的安装位置

接下来对 S1 进行安装位置的优化设计。对于 S1 而言，其设计目标是能够在上管 IGBT

导通或发生上下管 IGBT 直通故障时均能够准确地测量电流。在这两种导通状态下, 端子 1 流经的电流是同方向的, 因此, 上桥臂导通时的磁场分布的导数 B'_{x_upper} 和发生上下桥臂直通故障时的磁场分布的导数 B'_{x_sc} 之差应该尽量接近于 0, 以保证 S1 较高的测量精度。基于和 S2 类似的分析以及图 3-25, 可以发现 S1 的最优安装位置为图中的绿色区域, 即端子 1 的外侧边缘。

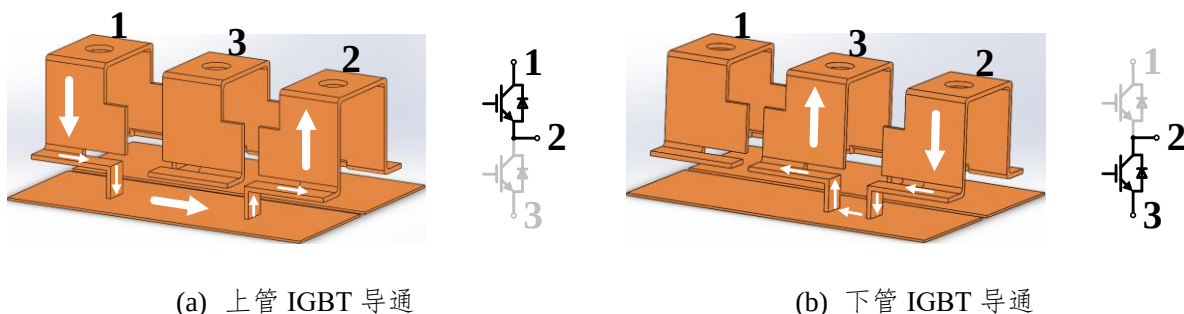
至此, 已经基于理论计算对 TMR 传感器安装位置进行了优化设计。然而, 在上述分析中, 求解域是预先选定好的位于 IGBT 模块中央的一条线, 因此, 这并不能保证所求得的最优安装位置一定是整个 IGBT 模块内部的最优安装位置。此外, 由于在理论计算中, 两片 TMR 芯片的距离被视为很近从而被忽略, 导致芯片间的最佳距离尚未确定。这些问题都将在下一节中进行分析讨论。

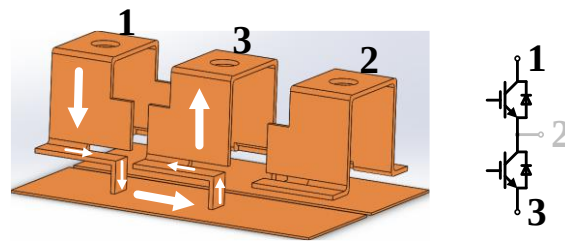
3.4 基于有限元仿真的 TMR 传感器最优安装位置分析

在本节中, 有限元仿真将被用来获取 IGBT 模块内部的磁场分布, 并且基于该仿真结果, 进行分析计算得到 TMR 传感器最优安装位置。除此之外, 理论计算结果的正确性也将在本节中得到验证。

3.4.1 仿真模型的结构

不同的电流环路决定不同的磁场分布。为了能够更清晰地描述 IGBT 模块内部的磁场分布, 根据 IGBT 模块处于不同的导通状态, 本文基于对 IGBT 模块尺寸的实际测量建立了三种不同的仿真模型如图 3-26 所示:





(c) 上下管 IGBT 直通

图 3-26 不同导通状态下的仿真模型

在本节的仿真与分析中,对二极管导通的情况也不加以分析讨论,具体原因见 3.3.6 小节,在此不再赘述。图 3-26 中的仿真模型对 DBC 基板进行了简化,其原因主要有两个:一方面,DBC 上的电流是关于 xoz 平面对称的,就其产生的磁场而言,DBC 上的等效电流的方向可以看作是和 x 方向平行;另一方面,可行的安装区域(求解域)和 DBC 基板之间将保持一定距离,DBC 基板所产生的磁场对求解域的影响比较小。

3.4.2 有限元仿真结果

基于图 3-26 中的仿真模型,本文利用 ANSYS Maxwell 对 IGBT 模块内部的磁场进行了仿真,在仿真中功率端子流经的电流幅值为 100A。上管 IGBT 导通时,整个 IGBT 模块内部的磁场分布如图 3-27 所示,其他导通状态的磁场分布亦可同样得到。仿真的结果数据将会被取出并用于对 TMR 传感器安装位置的优化。

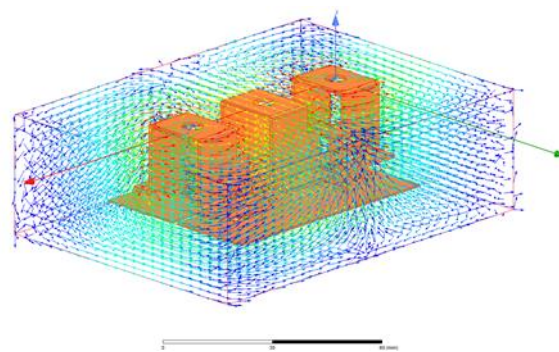
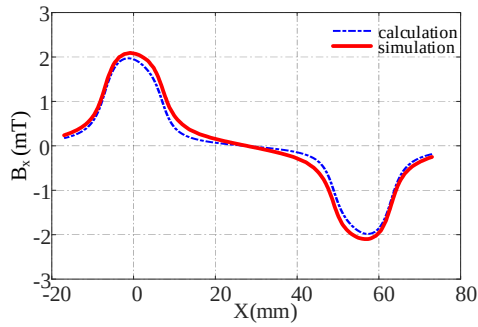


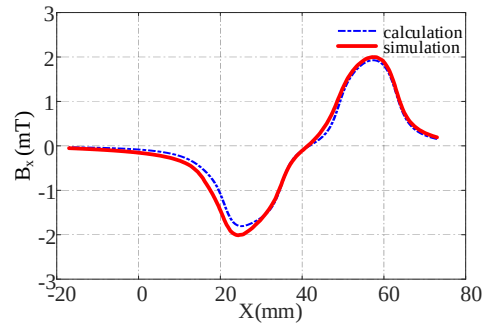
图 3-27 上管 IGBT 导通时 IGBT 模块内部磁场分布

3.4.3 计算结果与仿真结果的比较

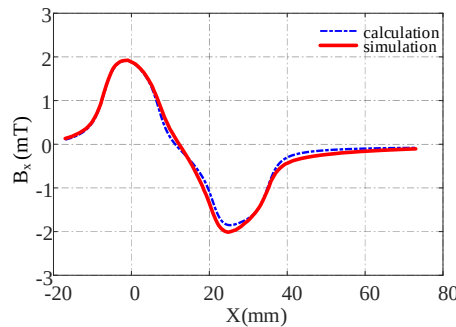
图 3-28 给出了在理论计算中的求解域(图 3-7 中的黑线)上,计算结果和仿真结果在 IGBT 模块三种不同导通状态下的比较。可以看到,在这三种导通状态下,计算结果与仿真结果均能较好地吻合。因此,上文中基于理论计算所获得的优化结果具有一定的可信度。



(a) 上管 IGBT 导通



(b) 下管 IGBT 导通



(c) 上下管 IGBT 直通

图 3-28 计算结果与仿真结果比较

3.4.4 基于有限元仿真结果的 TMR 传感器的最优位置的优化

由于通过有限元仿真得到的磁场分布是离散的，因此，不能直接应用理论计算中求导的方式直接得到 TMR 传感器输出与其安装位置的关系，需要利用差分进行计算以确定 TMR 传感器在不同安装位置的输出。在差分计算中需要使用 TMR 传感器中的两片 TMR 芯片的距离，而根据式(3-7)可知，当两片 TMR 芯片间的距离过小时，TMR 传感器的输出将会过小，使得信噪比较低；当两片 TMR 芯片间的距离过大时，差分结构抑制干扰磁场的效果又会被削弱。因此，需要一种方法来寻找差分结构的 TMR 传感器中的两片 TMR 芯片间的最优距离。另外，在找到最优距离之后，还需要一种方法能够基于最优距离寻找到 TMR 传感器最优的安装位置。以上问题将在本小节得以解决。

3.4.4.1 TMR 芯片间最优距离的确定

由于 TMR 芯片是被焊接在 PCB 上的，因此，一旦 PCB 制作好后，TMR 芯片之间的距离是难以改变的。考虑到安装时会存在误差，故最优距离应当保证有最多满足精度要求的安装点。图 3-30 给出了基于仿真结果和差分运算寻找两片 TMR 芯片间最优距离的流程图。该方法的主要思想是利用遍历法和目标函数寻找最优的距离以保证 TMR 传感器有最高的精确度。

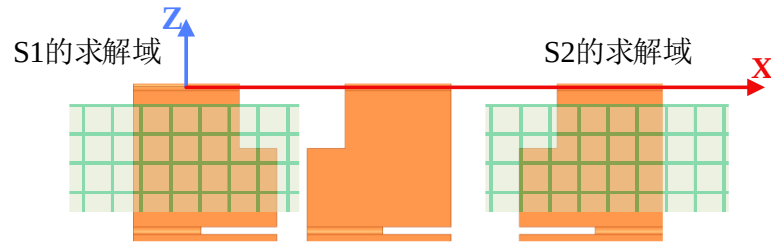


图 3-29 TMR 传感器安装位置的求解域

在进行 TMR 芯片间距离最优化之前，需要进行一些准备工作。考虑到 TMR 传感器安装时的便利性以及仿真模型的准确性，本文将求解域限制在如图 3-29 所示的绿色网格区域，且考虑到传感器中 PCB 的厚度，求解域到功率端子表面的距离为 2mm。另一方面，求解域被剖分成 0.1mmX0.1mm 的网格，这是因为 0.1mm 对于安装精度而言已经足够小。接下来需要从仿真结果中根据剖分出的网格点的坐标将相应的 x 方向上的磁场分量取出。TMR 芯片之间距离的取值范围被限制在 4mm 到 20mm 之间，且每隔 0.1mm 取一个值，其中，4mm 是由 TMR 芯片本身的体积决定的，是两片 TMR 芯片中心能靠近的最小距离；20mm 是考虑到功率端子的最大宽度为 19mm，取一比之大的值，以便包含所有可能的距离。

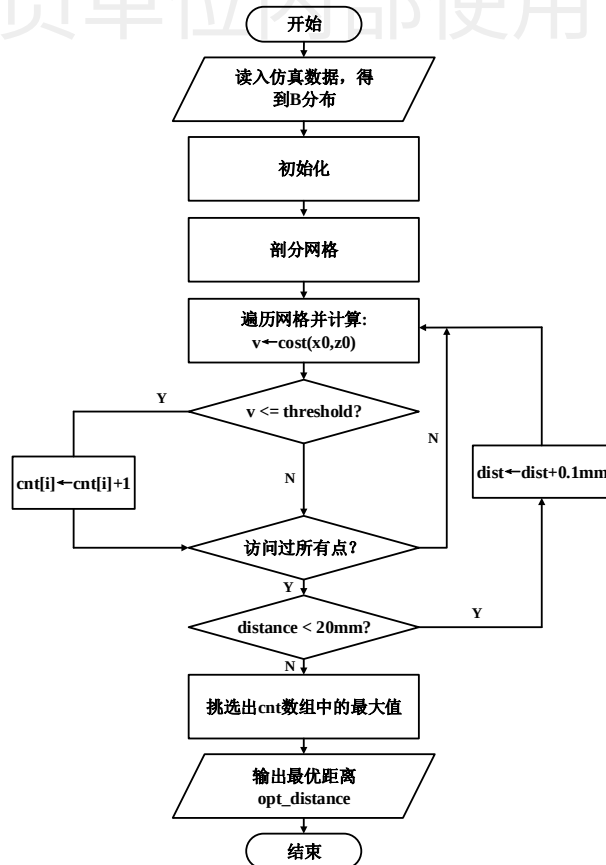


图 3-30 最优化 TMR 芯片间距离的流程图

在寻找最优距离的过程中，目标函数的设计是最重要的。对于 TMR 传感器 S1 而言，它的设计目标是在上管 IGBT 导通和发生上下管 IGBT 直通故障时均能够准确测量电流。在这两种导通状态下，流经端子 1 的电流方向是相同的，不妨设 v_{m_upper} 和 v_{m_sc} 分别代表 TMR 传感器 S1 在上管 IGBT 导通和上下管 IGBT 直通时的输出，在 3.2.3 小节中分析过，TMR 传感器的输出 v_m 和磁感应强度的梯度 ΔB 成正比，因此，在本小节分析中将以 v_m 代替 ΔB 以便使其物理意义更加明确。显然，在这两种导通状态下当端子 1 流经相同幅值的电流时，S1 的输出需要同时满足两个要求：1、为了保证 S1 的高精度，S1 的输出应该尽量相近，即 $|v_{m_sc} - v_{m_upper}|$ 应当尽量小；2、为了保证 S1 较高的信噪比，S1 在这两种导通状态下的输出都应当比较大，即 $\frac{1}{v_{m_sc} v_{m_upper}}$ 应当尽量小。由此，可以得到相应的目标函数：

$$cost(x, z) = \left| \frac{v_{m_sc}(x, z) - v_{m_upper}(x, z)}{v_{m_sc}(x, z) v_{m_upper}(x, z)} \right| \quad (3-37)$$

考虑到想要寻找的最优的 S1 配置应当能够同时满足上述两个要求，而当第一个要求满足时，S1 在这两种导通状态下的输出是相近的，因此只要 v_{m_upper} 尽量大，即可保证 v_{m_sc} 尽量大。故式(3-37)可以简化为：

$$cost(x, z) = \left| \frac{v_{m_sc}(x, z) - v_{m_upper}(x, z)}{v_{m_upper}(x, z)} \right| = \left| \frac{v_{m_sc}(x, z)}{v_{m_upper}(x, z)} - 1 \right| \quad (3-38)$$

显然，若存在安装位置可以同时满足上述两个要求，目标函数将在该点取较小值。而且，若将 TMR 传感器 S1 在上管 IGBT 导通时的输出 v_{m_upper} 视作参考值，则目标函数值可以视为 S1 在发生上下管 IGBT 直通故障时的相对误差。因此，目标函数值越小，意味着 S1 在这两种导通状态下的测量精度越高。

类似地，对于 S2 而言，它的设计目标是在上管 IGBT 导通和下管 IGBT 导通时均能够准确测量电流。因此，可以得出以下的目标函数：

$$cost(x, z) = \left| \frac{v_{m_lower}(x, z)}{v_{m_upper}(x, z)} + 1 \right| \quad (3-39)$$

其中， v_{m_upper} 和 v_{m_lower} 分别是 S2 在上管 IGBT 导通和下管 IGBT 导通时的输出。同样，若将 S2 在上管 IGBT 导通时的输出当作参考值，则目标函数值可以当作 S2 在下管 IGBT 导通时的相对误差。显然，目标函数值越小，S2 的测量精度也就越高。

如图 3-30 所示,在初始化操作完成后,需要使用 4mm 到 20mm 之间每一个可能的距离去遍历剖分出来的网格点,计算相应的 TMR 传感器的输出并代入目标函数中计算相应的目标函数值,记录目标函数值小于阈值的点。在本研究中,目标函数的阈值设置为 1%,即要求 TMR 传感器的最大相对误差不超过 $\pm 1\%$ 。当枚举完所有可能的距离后,从数组 *cnt* (满足精确度要求的格点数) 中取出最大值所对应的下标,即可推算出相应的最优距离。

利用图 3-30 中的优化流程处理取出的仿真数据,经过数据处理发现,对于 TMR 传感器 S1 和 S2 而言,最优的芯片间距离均是 4mm。而 4mm 是芯片间的最小距离,因此, TMR 传感器具备较好的抗干扰性能,故第一个要求容易满足;但对于第二个要求, TMR 芯片间距离过小较大可能会导致传感器的信噪比较低,但根据目标函数的优化方法求出的解仍是 4mm,这表明在 IGBT 模块内部的磁场分布中,存在磁感应梯度较大的区域,而从图 3-28 中可以发现,功率端子的边缘正属于满足要求的区域。

3.4.4.2 TMR 传感器最优安装位置的确定

在上一小节中,通过目标函数法寻找到了可以保证 TMR 传感器较高精度和较高信噪比的最优距离。在本小节中,将以此最优距离为基础,运用 3.3.6 小节中的优化方法来确

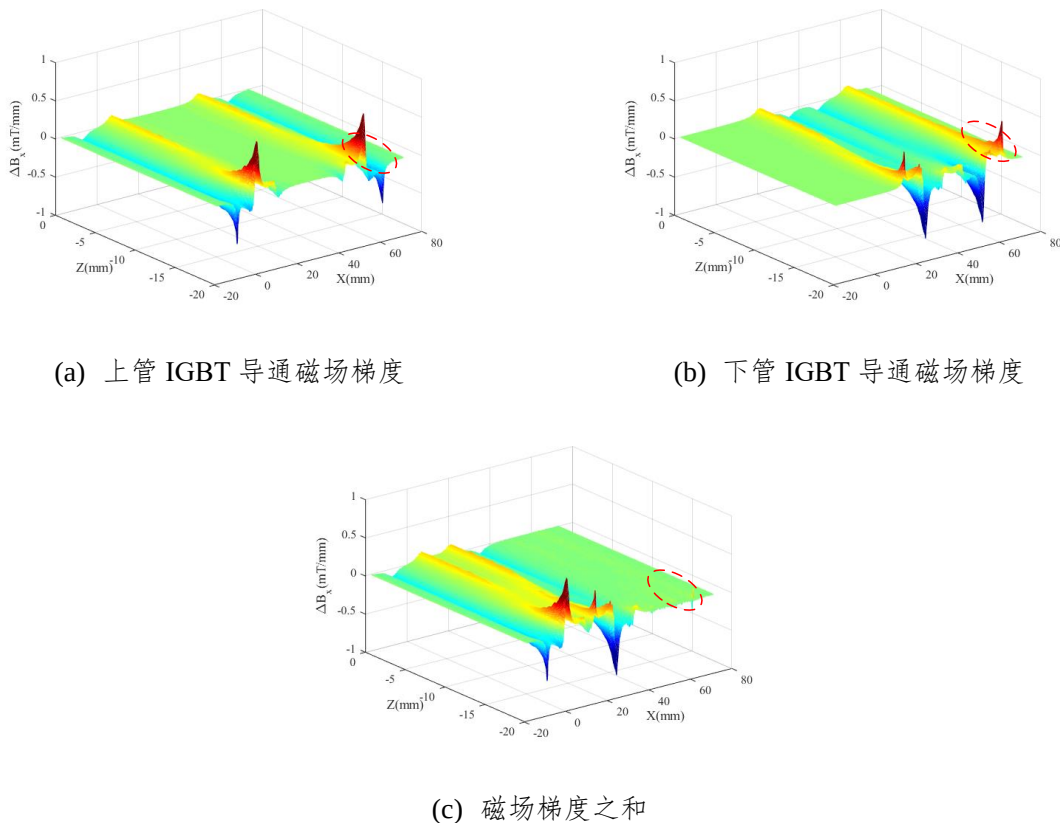


图 3-31 TMR 传感器 S2 最优安装位置的可视化

下面将以 TMR 传感器 S2 为例, 进行最优安装位置的分析。当上下管 IGBT 分别导通 100A 电流时, 可以基于有限元仿真结果绘出磁场梯度分布, 分别如图 3-31(a)和图 3-31(b)所示。显然, ΔB_{x_upper} 和 ΔB_{x_lower} 的幅值越大, 传感器 S2 的输出幅值也越大, 相应地, S2 的信噪比也越高。 ΔB_{x_upper} 与 ΔB_{x_lower} 的和 (图 3-31(c)) 也应当尽量接近于 0 以保证 S2 能够精确测量电流。因此, 在图 3-31 中, S2 的最优安装位置被选定在端子 2 的外侧边缘的偏下部分, 即图中红色虚线所包围的区域。类似地, 可以获得 S1 的最优安装位置为端子 1 的外侧边缘的偏下部分。图 3-32 给出了 TMR 传感器安装在最优区域时的 3D 模型, 可以看到传感器 S1 和 S2 均处于功率端子的外侧边缘。

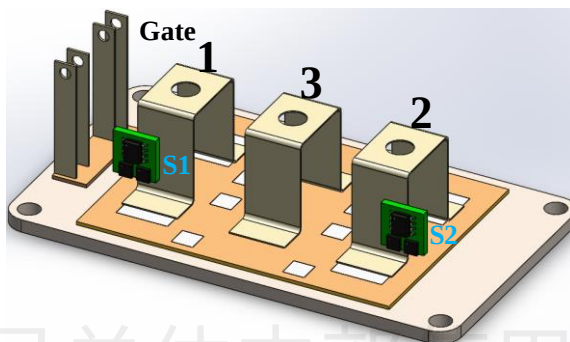


图 3-32 TMR 传感器安装的 3D 模型

3.5 集肤效应对分析结果的影响

可以发现, 3.3 节中的理论计算和 3.4 节中的有限元仿真均在直流电流下进行, 因此, 这些结果需要用交流电流下的有限元仿真进行验证。由于集肤效应, 交流电流倾向于聚集在功率端子的表面和边缘, 导致 IGBT 模块内部的磁场分布和直流时有所不同。

本文利用 ANSYS 仿真软件分别在直流、1kHz 交流以及上升速度为 $500\text{A}/\mu\text{s}$ 的斜坡电流 (和实验中的短路电流上升速度相同) 条件下对 IGBT 模块内部的磁场进行了有限元仿真。图 3-33 展示了磁感应强度 x 方向上的分量 B_x 在图 3-7 中的求解域上的分布。可以看到, B_x 在直流和 1kHz 的情况下几乎是相同的, 但短路情况下的 B_x 由于集肤效应和邻近效应与前两者显著不同。但是, 在 TMR 传感器安装的区域即下图中的绿色区域, 不同电流条件下的 B_x 吻合得较好。因此, 在这些区域, 基于直流电流的理论计算、有限元仿真和寻找最优安装位置的方法仍然是有效的。

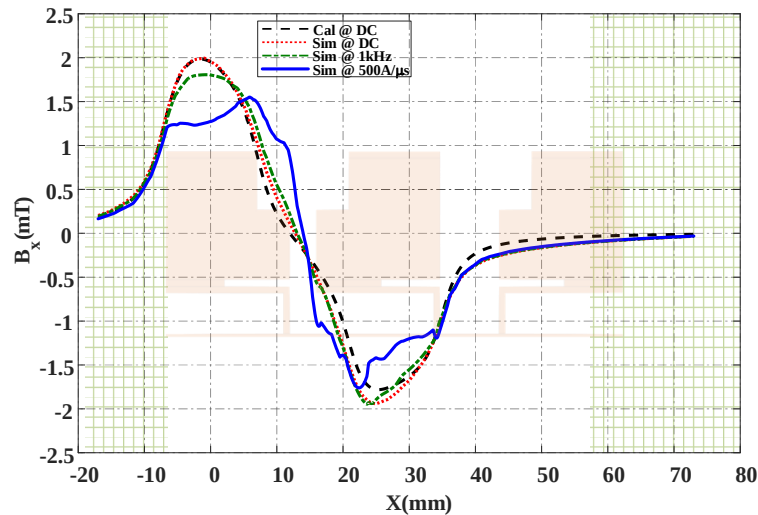


图 3-33 理论计算、直流仿真和交流仿真磁场分布比较

3.6 基于差分 TMR 传感器的实验结果

3.6.1 实验样机的搭建

测试差分 TMR 传感器的实验样机如图 3-34 所示。在图 2-7 的基础上，将 IGBT 模块的外壳去掉，并将 TMR 传感器安装在模块内部的功率端子表面。与图 2-7 略有不同的是，为了调试方便，改造了控制板的结构，将 DSP 开发板安装在控制板的下方。

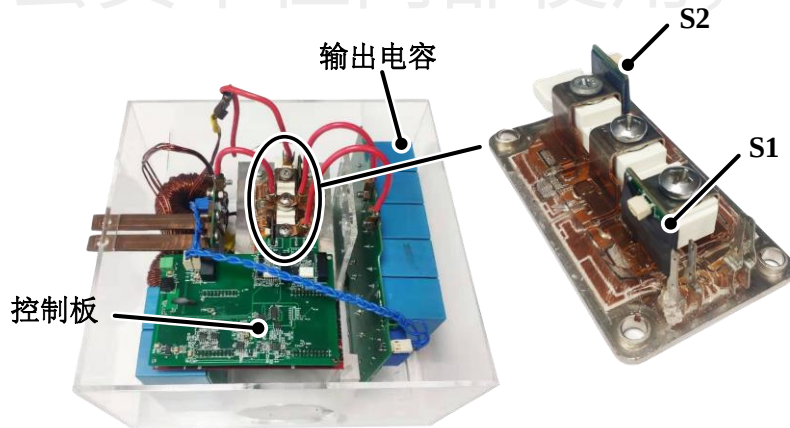


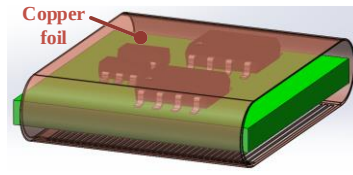
图 3-34 实验样机以及去壳的 IGBT 模块

3.6.2 TMR 传感器的构造

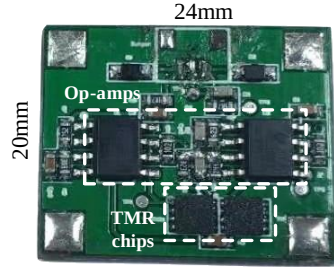
如图 3-35 所示，为了抑制 IGBT 开关过程中的 dv/dt 噪声以提高传感器的信噪比，TMR 传感器被用铜箔和绝缘胶带包裹。值得一提的是，铜箔需要与 TMR 传感器的地连接在一起，而且铜箔需要划出与电流方向垂直的沟槽以避免形成涡流。



(a) 可用于安装的 TMR 传感器的照片



(b) TMR 传感器的 3D 模型

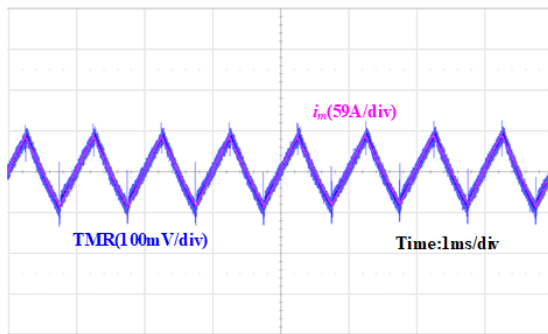


(c) TMR 传感器的 PCB 照片

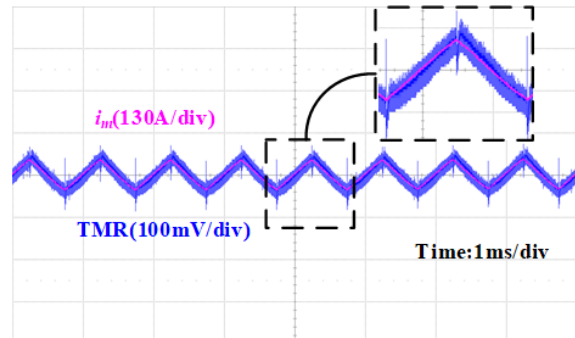
图 3-35 TMR 传感器的构造

3.6.3 TMR 传感器 S1 和 S2 的测量结果

如图 3-34 所示，传感器 S2 被安装在端子 2 上，用以测量流经桥臂中点的电流 i_m 。图 3-36 给出了传感器 S2 安装在最优位置和非最优位置时，测量相同峰值（50A）电流的波形图。同时，为了作为对比，也采用了罗氏线圈捕捉相同的电流波形（粉色）。可以看到，当传感器 S2 被安装在最优位置时，S2 所测量的电流波形（蓝色）和罗氏线圈的吻合得较好，如图 3-36(a)所示；而当传感器 S2 被安装在非最优位置时，其测量波形如图 3-36(b)所示，可以看到，相同被测电流，传感器 S2 的输出明显变小，即传感器 S2 的增益变小；另一方面，传感器 S2 的输出在电流峰值附近不能很好地跟随电流探头。



(a) S2 安装在最优位置



(b) S2 安装在非最优位置

图 3-36 传感器 S2 与罗氏线圈测量同一电流的波形图

上述实验结果表明传感器 S2 被安装在非最优位置时，有两个主要的缺陷：其一，传感器 S2 的增益明显变小，这意味着传感器 S2 的信噪比较低；其二，在电流峰值附近存在畸变，这是在电流达到峰值时，邻近功率端子的干扰磁场也达到最大，造成传感器 S2 的

输出畸变，这意味着传感器 S2 的抗干扰性能不够好。这两点恰好与上文中优化传感器 S2 安装位置时的优化目标相符，相比较而言，当传感器 S2 安装在最优位置时则没有这些问题，表明优化方法确实有效。

另外，为了进一步量化 TMR 传感器的测量精度，本文还测量了传感器 S2 在不同直流电流下的输出如图 3-37 所示。对测量得到的数据进行线性拟合，可以发现传感器 S2 的输出与被测电流的相关性系数达到了 0.9998，这表明 S2 具有良好的线性度。根据拟合的结果可以推算出传感器 S2 在被测电流为 35A 时有最大的测量误差，为 0.85%。

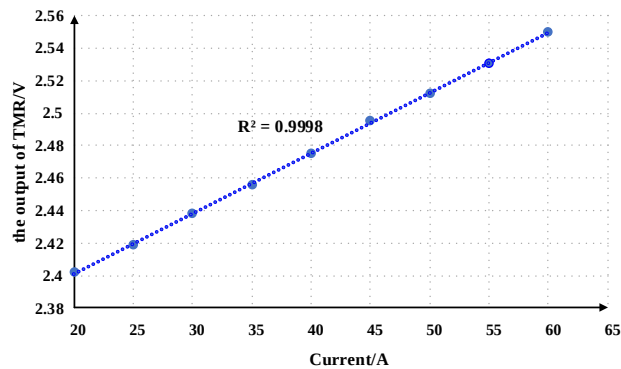


图 3-37 传感器 S2 在不同直流电流下的输出

图 3-38 给出了传感器 S2 在不同频率电流下的归一化增益，即测量在不同频率但幅值相同的电流下的传感器 S2 的输出，并以最低频下的输出为参考输出，从而求出传感器 S2 在各个频率下的归一化增益。从图中可以看到，当电流频率高于 83.3kHz 时，归一化增益已经开始大于 1，这和商用电流传感器有所不同。这个现象是由集肤效应导致的，在高频下，电流倾向于聚集在功率端子的表面和边缘，相应的磁场分布也发生了改变。此现象会在一定程度上影响 TMR 传感器在发生过流和短路故障时的线性度，但对于检测时间的影响是较小的（事实上会减少故障的检测时间）。

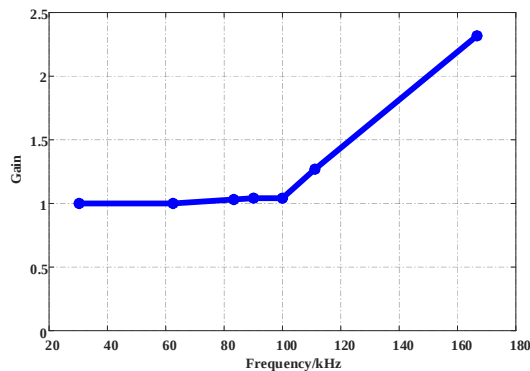


图 3-38 传感器 S2 在不同频率电流下的归一化增益

如图 3-34 所示, 传感器 S1 安装在端子 1 上测量流经上管的电流 i_1 。图 3-39 给出了传感器 S1 安装在最优位置时测量电流的波形图, 峰值电流为 70A。从图中可以看出, 传感器 S1 的输出 (蓝色) 和罗氏线圈的输出 (粉色) 吻合地较好, 在开关动作时, 传感器 S1 的输出会有一些尖刺。如前文所示, TMR 传感器输出上的尖刺是 IGBT 开关动作时的噪声造成的。这些尖刺持续时间其实非常短, 并不会误触发过流或短路保护。为了验证此说法, 本文捕捉了样机在峰值电流 80A 下的工作波形, 如图 3-40 所示, 此时的电流保护阈值为 135A。驱动芯片退饱和引脚 DeSat 上有一些尖刺但距离其阈值 6.5V 还有较大距离, 故过流保护并不会被触发。然而, 当峰值电流和阈值电流非常相近时, 过流或短路保护是有可能被误触发的。因此, 应当设置适当的电流阈值以保证保护不会被误触发, 一般而言, 将阈值设定为最大工作电流的 1.5 倍是比较合适的。

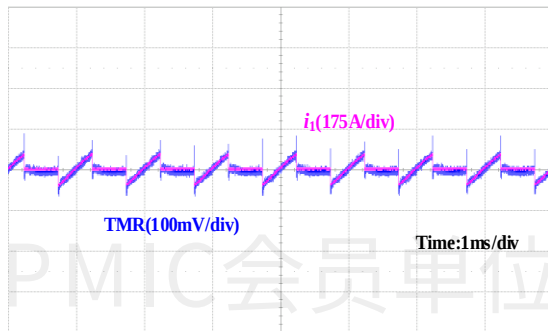


图 3-39 传感器 S1 测量电流的波形图

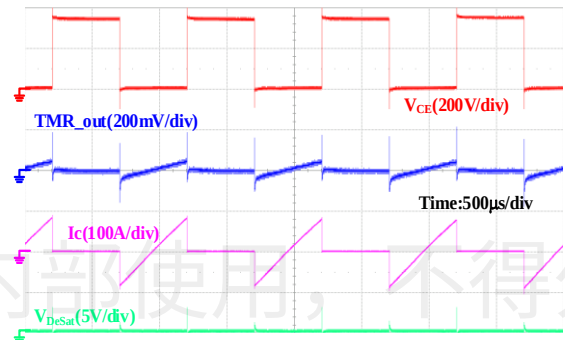


图 3-40 峰值电流 80A 时 S1 测量的关键波形图

值得一提的是, 传感器 S1 的 PCB 结构和 S2 的完全相同, 但是 S1 芯片间的距离被增加到了 6mm 以提高 S1 的带宽。S1 的主要功能是检测上管的过流或短路故障, 因此, 更快的响应速度比精确度更加重要。为了获得较快的动态响应, 降低了放大电路的增益以获得更高的带宽, 同时 S1 的两片 TMR 芯片间的距离被稍微增大了一些, 从而可以弥补一些增益上的损失。图 3-41 给出了测量传感器 S1 延迟的波形图, 可以看到, S1 的延迟时间仅为 530ns (罗氏线圈输出 50%到 S1 输出 50%), 足够用来对 IGBT 模块的短路及过流故障进行监测和保护

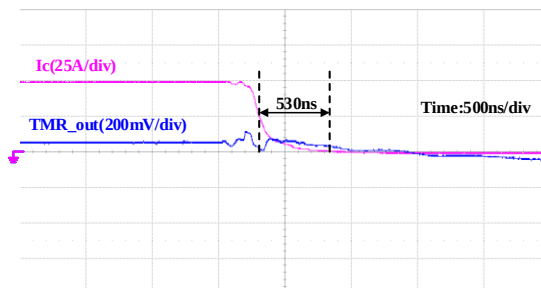


图 3-41 传感器 S1 的延迟测量波形图

3.6.4 基于 TMR 传感器 S1 的过流及短路保护

基于 TMR 传感器 S1 的过流及短路保护的实验结果如图 3-42 所示。图 3-42(a)展示了传感器 S1 在检测过流故障时的波形图，设定的阈值电流为 135A。过流故障发生在 t_1 时刻，集电极电流 i_1 开始上升；在 t_2 时刻，集电极电流 i_1 达到阈值 135A；接着，在 t_3 时刻，光耦开始给驱动芯片退饱和引脚 DeSat 上电容 C_{DeSat} 充电，表明过流故障已被检测到，检测时间为从集电极电流达到阈值电流到 DeSat 引脚上的电位开始上升，即 $t_2 \sim t_3$ ，为 722ns；IGBT 中的电流在 t_4 时刻停止上升，意味着驱动芯片已经开始关断 IGBT， $t_3 \sim t_4$ 为驱动芯片的关断延迟，时长为 233ns；电流在 t_5 时刻降为 0，保护过程结束。总的保护时间（ $t_2 \sim t_5$ ）为 1.26 μ s。此外，还可以从下图中推断出信号处理电路（比较器、缓冲器以及光耦等）的延时（即从传感器 S1 的输出达到设定阈值到退饱和引脚 DeSat 电位开始上升）为 176ns。

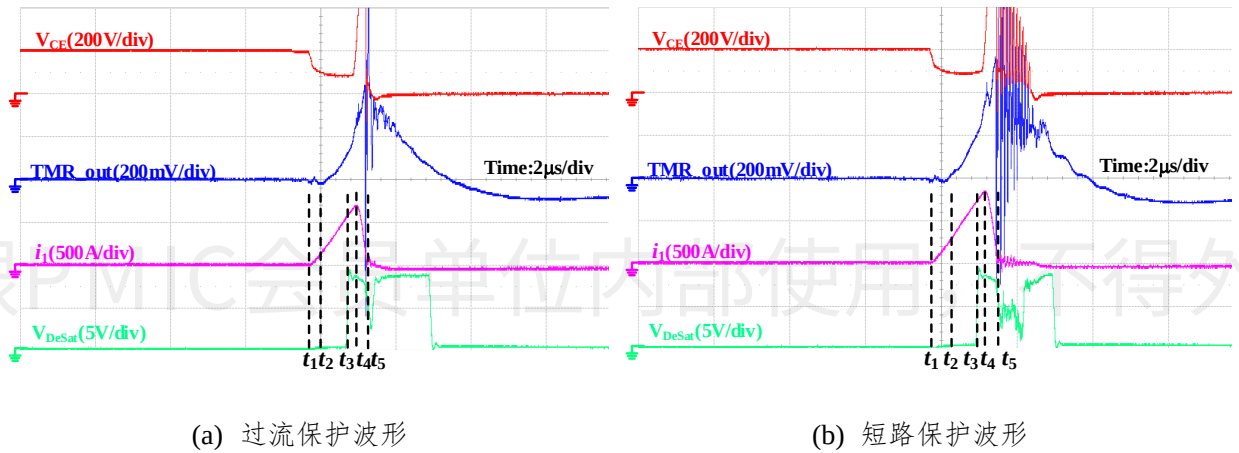


图 3-42 传感器 S1 在过流及短路保护时的波形图

基于传感器 S1 的短路保护波形如图 3-42(b)所示，阈值电流被设定为 280A。整个保护的过程和过流保护是比较类似的，在此不再赘述。在此实验中，检测时间 $t_2 \sim t_3$ 为 677ns。驱动芯片的响应时间（ $t_3 \sim t_4$ ）和关断时间（ $t_4 \sim t_5$ ）几乎和图 3-42(a)中相同。总共的保护时间（ $t_2 \sim t_5$ ）为 1.23 μ s。

3.6.5 基于 TMR 传感器 S2 的电容估计

基于传感器 S2 的电容估计与上文中基于环形 TMR 传感器的电容估计原理一样，在此不再赘述。唯一不同的是，传感器 S2 所测量的电流为桥臂中点的电流 i_m ，需要施加一个开关函数以获得真正流经电容的电流 i_c 。

被测电容的容值仍为 LCR 测量仪测得的 245.6 μ F。容值估计的实验结果如表 3-1 所示，可以看到在峰值电流为 30A 时，估计结果有最大的相对误差，这可能是由于电流较小时，TMR 传感器的输出也较小，电路中的噪声相对较大，导致估计结果误差较大。

表 3-1 基于差分 TMR 传感器的电容估计结果

I_{peak}/A	k/F^{-1}	$C/\mu F$	error
30	4095.07	244.20	-0.57%
40	4079.10	245.15	-0.18%
50	4083.03	244.92	-0.28%
60	4084.14	244.85	-0.31%
70	4084.68	244.82	-0.32%

3.7 本章小结

本章首先在上一章的基础上将 TMR 传感器；通过对 IGBT 模块内部结构的分析作出一系列简化磁场计算的合理假设，并利用毕奥-萨伐尔定律结合空间几何的运算获得 IGBT 模块内部磁场在求解域上的分布，再基于所求得的磁场分布提出了一种可以确定差分 TMR 传感器最优安装位置的方法，为 TMR 传感器安装位置的优化提供了理论基础；考虑到理论计算中选定的求解域具有一定的局部性，得到的最优位置可能是局部最优解，故利用有限元仿真获取了 IGBT 模块内部的磁场分布，并与理论计算结果相比较，发现两者可以较好地吻合，证明理论结果的可信性；另外，基于有限元仿真得到的磁场数据提出了一种寻找差分 TMR 传感器两片芯片间最优距离的方法，并以此为基础寻找差分 TMR 传感器在 IGBT 模块内部全局最优安装位置。由于之前的理论计算和仿真均是在直流下进行的，因此，本文又对 IGBT 模块内部的磁场进行了交流和短路情况下的有限元仿真，发现在低频下的磁场分布与直流基本相同，短路的情况下集肤效应明显，但端子边缘的分布仍与理论计算和直流仿真相吻合，而 TMR 传感器就是安装在端子边缘，由此可以验证之前结论的有效性。最后，通过实验验证了 TMR 传感器可以在 IGBT 模块内部实现电流的准确测量，并有足够的带宽可以用以实现 IGBT 模块的过流及短路保护。

第4章 总结与展望

随着新能源的发展和电动汽车的兴起, IGBT 在工业界的应用越来越广泛, 我国的 IGBT 市场规模也越来越大, 但研究表明, IGBT 也是相关应用中最容易发生故障的器件, 因此, 快速可靠的保护对 IGBT 而言十分必要。

本文在利用环形 TMR 传感器成功对 IGBT 模块进行过流保护的基础上, 为进一步扩展 TMR 传感器的应用场景, 分别基于理论计算和有限元仿真提出了一种差分结构的 TMR 传感器在 IGBT 模块内部寻找最优安装位置的方法, 最后, 搭建样机验证了所提出方法的有效性, 安装在最优位置上的 TMR 传感器具有良好的测量精度、较快的响应时间和较高的带宽, 当设定阈值为 280A 时, 分别在 677ns 和 1.23 μ s 内实现对 IGBT 模块的短路故障的检测和保护。

针对本文所提出的基于 TMR 传感器的 IGBT 短路及过流检测保护方案, 有以下几点可以进一步研究与改善:

1. 门极驱动电路可以进一步优化改善, 以抑制 IGBT 开关动作引入的共模噪声, 从而减小在 IGBT 开关动作时 TMR 传感器输出的尖刺;
2. 差分 TMR 传感器中使用的运放可以更换为可编程运放, 这样可以进一步减小 TMR 传感器的体积, 便于集成到 IGBT 模块内部;
3. 下一步可以考虑改变 IGBT 模块内部的功率端子的厚度、形状和位置, 甚至 DBC 板上芯片的布局和走线, 以尽量减少因 IGBT 模块制造公差导致集成 TMR 传感器时需要为每一个模块单独分析最优安装位置。
4. 从实验结果可以看出, TMR 传感器的响应速度较快, 延迟时间较短, 具备一定的潜力可以用来检测碳化硅 MOSFET 的短路及过流故障, 可以尝试将之应用于碳化硅器件的保护。

参考文献

- 智研咨询集团.2020-2026 年中国 IGBT 行业市场调查研究及发展定位研究报告摘要[EB/OL].[2020-01-03]. <https://www.chyxx.com/research/201909/783427.html#chart>
- Chen Y, Li W, Iannuzzo F, et al. Investigation and classification of short-circuit failure modes based on three-dimensional safe operating area for high-power IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(2): 1075-1086.
- Yang S, Xiang D, Bryant A, et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2734-2752.
- Choi U M, Blaabjerg F, Lee K B. Study and handling methods of power IGBT module failures in power electronic converter systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(5): 2517-2533.
- Yang S, Bryant A, Mawby P, et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters[J]. IEEE transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1441-1451.
- Chen M, Xu D, Zhang X, et al. An Improved IGBT Short-Circuit Protection Method With Self-Adaptive Blanking Circuit Based on V_{CE} Measurement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(7): 6126-6136.
- Mocevic S, Wang J, Burgos R, et al. Comparison between desaturation sensing and Rogowski coil current sensing for shortcircuit protection of 1.2 kV, 300 A SiC MOSFET module[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 2666-2672.
- Volke A, Wendt J, Hornkamp M. IGBT modules: technologies, driver and application[M]. Infineon, 2012:254-255.
- Infineon Technologies. Advanced Gate Drive Options for SiliconCarbide (SiC) MOSFETs using EiceDRIVER[EB/OL].(2018-06-24)[2020-01-04]. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Silicon-Carbide_\(SiC\)_MOSFETs_using_EiceDRIVER\(TM\)_Advanced_Gate_Drive_Options-AN-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d4625b3ca4ec015b47c9ac35705b](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Silicon-Carbide_(SiC)_MOSFETs_using_EiceDRIVER(TM)_Advanced_Gate_Drive_Options-AN-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d4625b3ca4ec015b47c9ac35705b)
- Li X, Xu D, Zhu H, et al. Indirect IGBT Over-Current Detection Technique Via Gate Voltage Monitoring and Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(4): 3615-3622.

- Lee J B, Hyun D S. Gate voltage pattern analyze for short-circuit protection in IGBT inverters[C]//2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2007: 1913-1917.
- Yuasa K, Nakamichi S, Omura I. Ultra high speed short circuit protection for IGBT with gate charge sensing[C]//2010 22nd International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD). IEEE, 2010: 37-40.
- Park B G, Lee J B, Hyun D S. A novel short-circuit detecting scheme using turn-on switching characteristic of IGBT[C]//2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 2008: 1-5.
- Rodriguez-Blanco M A, Claudio-Sanchez A, Theilliol D, et al. A failure-detection strategy for IGBT based on gate-voltage behavior applied to a motor drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(5): 1625-1633.
- Kudoh M, Hoshi Y, Momota S, et al. Current sensing IGBT for future intelligent power module[C]//8th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD'96. Proceedings. IEEE, 1996: 303-306.
- Fuji Electric Co., Ltd. Chapter 8 Sense IGBT Performance[EB/OL].[2020-01-03].
https://www.fujielectric.co.jp/products/semiconductor/model/igbt/application/box/doc/pdf/MT5F33743/MT5F33743_E_08.pdf
- Sun K, Wang J, Burgos R, et al. Design, Analysis, and Discussion of Shortcircuit and Overload Gate-Driver Dual-Protection Scheme for 1.2 kV, 400 A SiC MOSFET Modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019.
- Wang Z, Shi X, Tolbert L M, et al. A di/dt feedback-based active gate driver for smart switching and fast overcurrent protection of IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(7): 3720-3732.
- Huang F, Flett F. IGBT fault protection based on di/dt feedback control[C]//2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2007: 1478-1484.
- Lu B, Sharma S K. A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(5): 1770-1777.
- Ziegler S, Woodward R C, Iu H H C, et al. Current sensing techniques: A review[J]. IEEE Sensors Journal, 2009, 9(4): 354-376.

- Patel A, Ferdowsi M. Current sensing for automotive electronics—A survey[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4108-4119.
- Wang J, Shen Z, DiMarino C, et al. Gate driver design for 1.7 kV SiC MOSFET module with Rogowski current sensor for shortcircuit protection[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2016: 516-523.
- Wang J, Shen Z, Burgos R, et al. Integrated switch current sensor for shortcircuit protection and current control of 1.7-kV SiC MOSFET modules[C]//2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2016: 1-7.
- 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.
- LEM Electronics (China) Co., Ltd. Current Transducer HTFS 400-P/SP7[EB/OL].(2018-09-21)[2020-01-03].https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/htfs_400-p_sp7.pdf
- Allegro Microsystems, LLC. ACS773 datasheet[EB/OL].(2019-12-10)[2020-01-03]
<https://www.allegromicro.com/-/media/Files/Datasheets/ACS773-Datasheet.ashx>
- 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.
- Mathon J, Umerski A. Theory of tunneling magnetoresistance in a disordered Fe / Mg O / Fe (001) junction[J]. Physical Review B, 2006, 74(14): 140404.
- TDK Corporation. TMR Sensors[EB/OL].(2020-01-03). https://product.tdk.com/info/en/products/sensor/angle/tmr_angle/technote/tpo/index.html
- Yu N, Shao S, Wu X, et al. Application of Tunnel Magnetoresistance to Health Monitoring of Modular Multilevel Converter Submodules[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). IEEE, 2018: 1-5.
- Brauhn T J, Sheng M, Dow B A, et al. Module-integrated GMR-based current sensing for closed-loop control of a motor drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 53(1): 222-231.
- Olson E R, Lorenz R D. Using the dynamic behavior of superimposed fields for point-field-based current sensing[J]. IEEE Transactions on industry applications, 2008, 44(4): 1277-1285.

- Chokhawala R S, Catt J, Kiraly L. A discussion on IGBT short-circuit behavior and fault protection schemes[J]. IEEE transactions on industry applications, 1995, 31(2): 256-263.
- Shao S. The application of sliding mode observers to fault detection and isolation for multilevel converters[D]. University of Nottingham, 2015.
- Yang S, Bryant A, Mawby P, et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters[J]. IEEE transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1441-1451.
- Wang H, Blaabjerg F. Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters—An overview[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3569-3578.
- Shao S, Watson A J, Clare J C, et al. Robustness analysis and experimental validation of a fault detection and isolation method for the modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(5): 3794-3805.
- Lee D C, Lee K J, Seok J K, et al. Online capacitance estimation of DC-link electrolytic capacitors for three-phase AC/DC/AC PWM converters using recursive least squares method[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2005, 152(6): 1503-1508.

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利

第一作者

1. Yu N, Shao S, Wu X, et al. Application of Tunnel Magnetoresistance to Health Monitoring of Modular Multilevel Converter Submodules[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). IEEE, 2018: 1-5. (EI 收录)

第二作者

1. Qin W, Yu N, Zhou Z, et al. Active-Clamp ZVZCS Resonant Forward DC Transformer (DCX) With Load-Adaptive ON-Time Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10490-10500. (SCI 收录)

第三作者

1. Zhang B, Shao S, Yu N, et al. An Analog-based, Duty Cycle Modulation Method to Remove the DC Bias in the Transformer for a Dual Active Bridge Converter[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 5199-5203. (EI 收录)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传