

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 11710040

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 双有源桥 (DAB) 变流器的磁偏抑制方法探究

英文论文题目: Research on the DC Bias Suppression Method
for a Dual-Active-Bridge Converter

申请人姓名: 张博诚

指导教师: 吴新科 教授

邵帅 副教授

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 4 月 9 日

双有源桥 (DAB) 变流器的磁偏抑制方法探究



论文作者签名: 张博诚

指导教师签名: 吴新科

论文评阅人 1: 杭丽君

评阅人 2: 谢小高

评阅人 3: 姚文熙

评阅人 4:

评阅人 5:

答辩委员会主席: 吕征宇

委员 1: 谢小高

委员 2: 吴新科

委员 3: 李武华

委员 4: 邵 帅

委员 5:

答辩日期: 2020.06.10

Research on the DC Bias Suppression Method
for a Dual-Active-Bridge Converter



Author's signature: Bocheng Zhang

Supervisor's signature: Xinke Wu

External Reviewers: Lijun Hang

Xiaogao Xie

Wenxi Yao

Examining Committee Chairperson:

Zhengyu Lv

Examining Committee Members:

Xiaogao Xie

Xinke Wu

Wuhua Li

Shuai Shao

Date of oral defence: 2020.06.10

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：张博诚 签字日期：2020 年 6 月 24 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：张博诚

导师签名：吴宇华

签字日期：2020 年 6 月 24 日

签字日期：2020 年 6 月 24 日

本论文工作得到

光宝电力电子技术科研基金

资助

谨致感谢！

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

时光如白驹过隙，蓦然回首，学生时代的帷幕已悄然落下。

在浙大的三年，是难忘的三年。一千个日夜，有风雨有阳光，有汗水也有成长。每一段难忘的日子，都要用感动和感恩来承载。

首先感谢在求学之路给我无尽帮助的各位老师。感谢邵帅老师，感谢您在科研上对我的指引和帮助，您对待学术严谨求是的态度，每一次认真详尽的指导，每一次清晰而又具有深度的探讨，都会给我深深的启发，正是在您的带领下，我逐渐学会带着科学的思维思考。感谢吴新科老师，无论是对科研还是人生，您精益求精的态度，以及对待事物理性思辨的思维，都深深影响着学生，感谢您对我的耐心和包容，更感谢您给予我的鼓励和帮助。感谢张军明老师，您渊博的学识，独到的见解，是学生学习的榜样，每一次和您的交流都受益匪浅，感谢您在学生迷茫之时给予的帮助和鼓励，更感谢您在科研上对我细致的指点。谆谆教诲在心中，感谢三位老师，在此，祝你们身体健康，工作顺利。

感谢大功率实验室的伙伴们，感谢张桢，王天威，江崴，林绿漪等师兄师姐，正是你们的帮助，我才能尽快的熟悉研究生和实验室的学习生涯；感谢王泽峰，虞乃鹏，朱翔文，李雨岑，叶蔚文，崔文韬几位同级的战友，正是因为有了你们一起的并肩作战，我们的科研才能碰撞出思维火花，生活中增添了不少欢声笑语和难忘的记忆；感谢实验室的每一位小伙伴和师弟师妹们，因为有了大家，每一天都充满着活力与动力。在此，祝大家前程似锦，未来一切顺利！

感谢我的室友王科、郭逸豪，能遇见你们，是我的幸运。记忆中的 5063 寝室，是研究生生活里最温暖的地方，感谢你们为我留下最好的陪伴。感谢好友刘天骥，感谢每一位关心我的好朋友，西湖旁，北门外，每一份一起走过的足迹，都是最珍贵的回忆。

最后，感谢我的父母，感谢你们对我二十多年的悉心栽培，感谢你们每一次在我难过时永远的支持，感谢你们一直以来对我的陪伴与关爱。未来的我，一定会更加努力，走向理想的远方。希望你们可以身体健康，快乐常在。

感恩相遇，感恩岁月。

求是园，梦想种子埋下的起点。

张博诚

2020 年 6 月于求是园

摘要

在众多的双向 DC-DC 电力电子拓扑中, 双有源桥拓扑(DAB)由于具有电压增益范围宽、易实现软开关等优点, 在能量储存系统、不间断电源系统(UPS)、电动汽车、固态变压器等场合具有较好的应用前景。在 DAB 的实际运行中, 常常会在变压器及电感中产生直流电流, 造成磁芯磁化偏置, 即所谓的磁偏现象。DAB 的稳态磁偏由电路参数和驱动信号不对称等原因造成, 会使功率器件丢失软开关, 并增加器件电流有效值, 使功率器件的开关损耗和导通损耗同时增大; 暂态磁偏则由移相角突变造成, 使得电流瞬间出现较大峰值, 易造成变压器和电感的磁芯饱和, 损毁电路。本文针对 DAB 的稳态和暂态磁偏问题, 分别提出了相应的抑制技术, 从而提高 DAB 电路的稳定性和可靠性。

针对 DAB 的稳态磁偏, 本文提出了一种基于占空比调制的抑制技术, 首先推导了零磁偏所需满足的条件, 接着推导了从占空比(控制端)到直流偏置电流(输出端)的小信号模型, 并据此设计了 DAB 稳态磁偏的闭环控制系统。采用了一种周期积分电路实现 DAB 原、副边直流偏置电流的准确采样, 并采用隧道磁电阻(TMR)作为电流传感器。搭建了一台 3200W 的 DAB 样机, 验证了周期积分电路和稳态磁偏抑制技术的有效性, 可以实现变压器原、副边电流和励磁电流零偏置。

针对 DAB 暂态磁偏, 本文提出了一种基于峰值电流限制的抑制策略, 通过设定电流阈值, 当电流超过阈值后, 使对应桥臂的方波电压提前翻转, 抑制电流继续快速上升, 进而避免磁元件饱和。仿真表明, 该暂态磁偏抑制策略对 DAB 闭环控制动态响应无明显影响。实验采用单稳态触发器和逻辑门搭建暂态磁偏抑制电路, 并在 DAB 样机上验证了暂态磁偏抑制技术的有效性。

关键词: 双有源桥、磁偏、占空比调制、峰值电流限制、周期积分电路

Abstract

Among various bidirectional DC-DC power electronics topologies, the dual active bridge topology (DAB) has advantages including wide voltage gain range and the feature of soft switching, which makes it a promising topology in applications such as energy storage system, uninterrupted power supply (UPS), electric vehicles and solid-state transformers. In practice, DC current often arises in the transformer and inductor of a DAB converter, causing the magnetization bias in the core. The steady state DC bias is brought by unmatched parameters of the circuit and the asymmetrical driving signals, which will cause the loss of ZVS and the increase of RMS current, and these contribute to a larger switching loss and conduction loss. The transient DC bias is caused by the sudden change of phase shift ratio, a peak current will arise in this process, which may saturate magnetic cores of the transformer and inductor, leading to the failure of the converter in the end. In this paper, new methods of suppressing steady state and transient DC bias are proposed to increase the stability and reliability of DAB.

For steady state DC bias, a suppression method based on duty cycle modulation is proposed. The conditions to achieve zero DC bias and the small-signal model from the duty cycle to the DC bias current are presented, and the closed loop control for suppressing steady state DC bias is designed. In this paper, a periodic integral circuit is adopted to precisely sample the DC current, a 3200W DAB prototype is constructed, and tunnel magnetoresistance (TMR) is employed as the current sensor. The proposed method is verified through experimental results with all steady state DC bias removed.

For transient DC bias, a suppression method based on peak current limit is proposed. By setting current thresholds, the corresponding H-bridge square wave voltage will flip in advance when current exceeds the thresholds, which in turn slows down the increasing speed of current and avoid saturating the magnetic cores. The simulation results shows that the proposed method has limited influence on dynamic response of DAB. The peak current limit circuit is realized with monostable triggers and logic gates, and the effectiveness of the transient DC bias suppression method is verified using experimental results.

Key words: Dual active bridge, magnetic flux bias, duty cycle modulation, peak current limit, periodic integration circuit.

插图清单

图 1-1 双有源桥(DAB)电路拓扑图	2
图 1-2 单移相控制(SPS)波形图	2
图 1-3 DAB 中的稳态磁偏	3
图 1-4 DAB 中的暂态磁偏	3
图 1-5 常见的磁通量测量方式分类	4
图 1-6 饱和磁通量检测示例	5
图 1-7 动态磁通量检测示例	5
图 1-8 连续磁通量检测示例	6
图 1-9 开关周期平均取电流平均值	7
图 1-10 原边侧外加电流环的稳态磁偏抑制方法	8
图 1-11 直接控制励磁电流的稳态磁偏抑制方法	8
图 1-12 电流预测模式抑制暂态磁偏	9
图 1-13 增加开关模态抑制暂态磁偏	10
图 1-14 “临时调整”控制策略示例	10
图 2-1 单移相控制(SPS)下的各工作模态	12
图 2-2 DAB 等效电路(变压器副边阻抗已折算到原边)	14
图 2-3 直流电流下的 DAB 等效电路	14
图 2-4 DAB 在复频域的简化模型	15
图 2-5 稳态磁偏抑制的闭环控制框图	16
图 2-6 原边稳态磁偏抑制波形示意图	17
图 2-7 副边稳态磁偏抑制波形示意图	18
图 2-8 原边侧直流电流 i_l 的闭环控制框图	18
图 2-9 积分电路及其改进	19
图 2-10 积分区间与放电区间在同一个开关周期	20
图 2-11 积分区间与放电区间分别在两个开关周期	20
图 2-12 PLECS 软件 DAB 仿真电路图	21
图 2-13 原副边均不加入磁偏抑制	22
图 2-14 原边加入磁偏抑制, 副边不加入磁偏抑制	22

图 2-15 原副边均加入磁偏抑制	22
图 2-16 EE 型磁芯的窗口面积 A_w 及有效截面积 A_e 示意图	23
图 2-17 本文采用的隧道磁电阻(TMR)模块	27
图 2-18 TMR 的工作原理	27
图 2-19 输出稳压电容上的电流波形	28
图 2-20 DAB 样机	29
图 2-21 周期积分电路波形：输入电压 0V 时	30
图 2-22 周期积分电路波形：输入电压 160V，输出电压 120V 时	31
图 2-23 原边电路波形：2%驱动占空比偏置，不加磁偏抑制	31
图 2-24 副边电路波形：2%驱动占空比偏置，不加磁偏抑制	32
图 2-25 原边电路波形：2%驱动占空比偏置，加入磁偏抑制	32
图 2-26 副边电路波形：2%驱动占空比偏置，加入磁偏抑制	33
图 2-27 DAB 样机额定工作点下的实验波形	33
图 3-1 功率正向传输时，负载突然加重	36
图 3-2 移相角 $0 < d_1 < d_2$ 时的等效电路图	36
图 3-3 功率负向传输时，负载突然加重	36
图 3-4 功率传输由负变正	37
图 3-5 功率传输由正变负	37
图 3-6 输出电压参考增大	38
图 3-7 正向电流尖峰抑制示意图	39
图 3-8 负向电流尖峰抑制示意图	39
图 3-9 峰值电流限制策略控制框图	40
图 3-10 正向暂态磁偏抑制工作原理示例	41
图 3-11 正向电流峰值限制，单稳态触发器误触发示例	42
图 3-12 单稳态脉冲的宽度选取	43
图 3-13 输出电压参考突变时，原边侧电流的动态响应	44
图 3-14 输出电压参考突变时，输出电压的动态响应	44
图 3-15 电路负载突然加重时，原边侧电流的动态响应	44
图 3-16 电路负载突然加重时，输出电压的动态响应	45

图 3-17 峰值电流限制策略在 TPS 控制中的仿真.....45

图 3-18 $0 < d_1 < d_2$: $d_1=0.06, d_2=0.21$ 下的实验波形47

图 3-19 $d_1 < 0 < d_2$: $d_1=-0.1, d_2=0.21$ 下的实验波形.....47

图 3-20 $d_2 < d_1 < 0$: $d_1=-0.06, d_2=-0.21$ 下的实验波形48

图 3-21 $d_2 < 0 < d_1$: $d_1=0.1, d_2=-0.21$ 下的实验波形.....48

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

表 2-1 DAB 样机目标参数 21

表 2-2 纳米晶磁粉芯 KAH184-026A 基本参数..... 26

表 2-3 开关管 IPZ60R017C7 基本参数 26

表 2-4 DAB 样机主要参数值 30

表 3-1 暂态磁偏抑制测试条件 46

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目次

致谢 I

摘要 II

Abstract III

插图清单 IV

附表清单 VII

目次 VIII

第 1 章 绪论 1

 1.1 论文研究背景及意义 1

 1.2 磁偏抑制策略的国内外研究现状 4

 1.2.1 稳态磁偏抑制研究现状 4

 1.2.2 暂态磁偏抑制研究现状 9

 1.3 本文的主要研究工作 11

第 2 章 稳态磁偏抑制策略 12

 2.1 引言 12

 2.2 SPS 下 DAB 的基本工作模态 12

 2.3 基于积分采样的稳态磁偏抑制策略 13

 2.3.1 零磁偏条件推导 13

 2.3.2 小信号建模 15

 2.3.3 闭环系统控制框图 16

 2.3.4 周期积分电路及采样策略 18

 2.4 PLECS 软件仿真验证 20

 2.5 实验样机搭建和实验验证 23

 2.5.1 变压器设计 23

 2.5.2 电感 25

 2.5.3 功率开关器件 26

 2.5.4 TMR 电流传感器 26

 2.5.5 输出稳压电容 28

 2.6 实验验证 29

2.6.1 实验样机搭建 29

2.6.2 实验波形分析 30

2.7 本章小结 33

第 3 章 暂态磁偏抑制策略 35

3.1 引言 35

3.2 DAB 的几种典型暂态过程 35

3.2.1 负载大小突变 35

3.2.2 功率传输方向切换 37

3.2.3 输出电压参考值突变 38

3.3 基于峰值电流限制的暂态磁偏抑制 38

3.3.1 暂态磁偏抑制方案 38

3.3.2 电路实现方案 40

3.3.3 方案的仿真验证 43

3.4 实验验证 46

3.4.1 元器件选择及实验参数 46

3.4.2 实验波形分析 46

3.5 本章小结 49

第 4 章 总结与展望 50

4.1 工作总结 50

4.2 课题展望 50

参考文献 52

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利 56

第 1 章 绪论

1.1 论文研究背景及意义

随着生产力和社会的进步，世界对于能源的需求量逐年增加。据 BP 世界能源统计年鉴数据显示，过去十年，全球能量需求增长为年均 1.5%，而仅 2018 一年，全球能量需求增长就为 2.9%^[1]。传统化石能源如煤、石油、天然气是目前人类的主要能量来源，但由于其储量有限，且随之带来一系列的环境问题如全球变暖、雾霾等，针对能源的结构转型目前已受到世界各国越来越多的重视。近些年，针对可再生能源如风能，太阳能，生物质能，潮汐能，地热能等的分布式发电技术获得了长足的发展，我国作为能源消耗大国，曾于《可再生能源中长期发展规划》中提出，到 2020 年，致力于使可再生能源消费量达到能源消费总量的 15%^[2]。

由于可再生能源具有固有的波动性和间歇性，例如太阳能发电会受到光照的影响，风能发电会受到风速的影响，这对新型发配电系统的性能提出了更高的要求^{[3]-[4]}。在微电网、电动汽车、混合动力储能等新型发配电系统中，承担电能变换的各种接口变换器，是决定可再生能源发电发展的关键技术之一。其中，作为连接不同电压等级直流母线、直流母线与储能系统、直流母线与直流负载之间的关键接口设备，高性能 DC-DC 变换器的研究至关重要^[5]。

DC-DC 变换器按结构可分为隔离型和非隔离型拓扑，其中，隔离型 DC-DC 变换器由于具有可变的变压器匝比，及电气隔离的特性，更适用于高电压传输比、高可靠性要求的场合^[6]。双有源桥(DAB)拓扑便是隔离型拓扑的一种，其具有很多自身的优势，例如电压增益范围宽，输入输出侧隔离，功率可双向传输，可以实现软开关等^{[7]-[10]}，这些优良特性使其在能量储存系统、不间断电源系统(UPS)、电动汽车和混合动力汽车、固态变压器系统等大功率场合中具有较好的应用前景^{[11]-[16]}。

双有源桥(DAB)电路拓扑如图 1-1 所示，其由两个电压源型全桥电路(也可为半桥电路，推挽电路)，一个高频变压器，及外接电感组成。

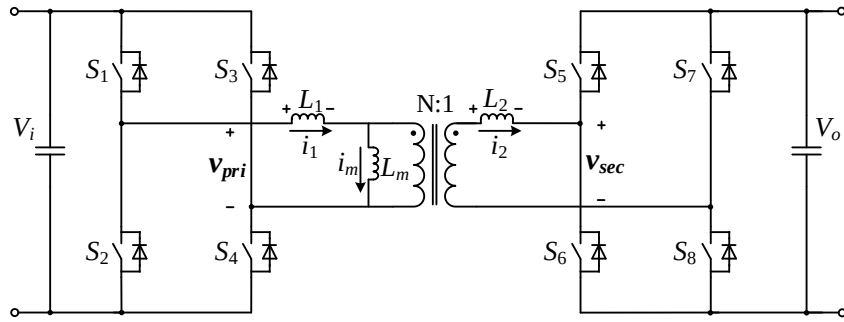


图 1-1 双有源桥(DAB)电路拓扑图

针对 DAB 的各种控制策略中，最简单的为单移相控制(SPS)^[17]，若忽略死区时间，单移相控制所对应的典型电路波形可如图 1-2 所示。其中， g_1 - g_8 为开关管的占空比， v_{pri} 为电路原边 H 桥的输出电压波形， v_{sec} 为电路副边 H 桥的输出电压波形， i_1 为电路的原边电流。电路原副边侧的开关管驱动占空比都为 50%，其中，副边 H 桥方波和原边 H 桥方波之间相差了一个移相角 d (相对于半个开关周期 T_h)，能量通过外接的电感进行传输，移相角越大，电路所传输的功率也就越大。若 v_{pri} 超前于 v_{sec} ，功率是正向流动从原边侧到副边侧，此时的移相角 d 为正；如果 v_{pri} 滞后于 v_{sec} ，功率则是反向流动从副边侧到原边侧，此时的移相角 d 为负。

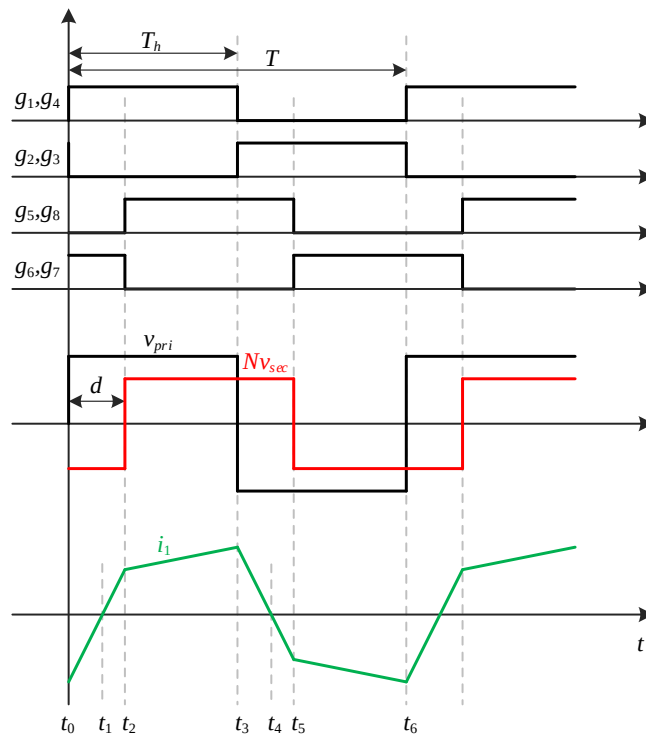


图 1-2 单移相控制(SPS)波形图

在实际工作中，DAB 常常会在变压器及电感中产生直流电流，直流电流会造成磁芯磁化的偏置(以下简称为磁偏)。DAB 在稳态运行或是暂态过程中，都会产生磁偏问题。其中，稳态磁偏(图 1-3)是由电路及功率器件参数的不对称造成，例如开关管门级驱动信号的微小时序差异，器件导通/关断时间的延迟不一致，或者导通电阻的不同等；暂态磁偏是由于系统状态突变时，例如负载加重，功率传输方向切换，或者输出电压参考突变等瞬间，外接电感上出现了瞬时伏秒不平衡，进而产生一个电流尖峰，如图 1-4 所示。

DAB 的稳态磁偏将会增大磁性元件及功率器件的损耗，也可能导致器件丢失软开关而导致开关噪声；而暂态磁偏可能导致电感或变压器的磁芯饱和，导致电路损坏。因此，为了提高系统运行的稳定性和安全性，有必要抑制 DAB 的稳态及暂态磁偏^[18]。

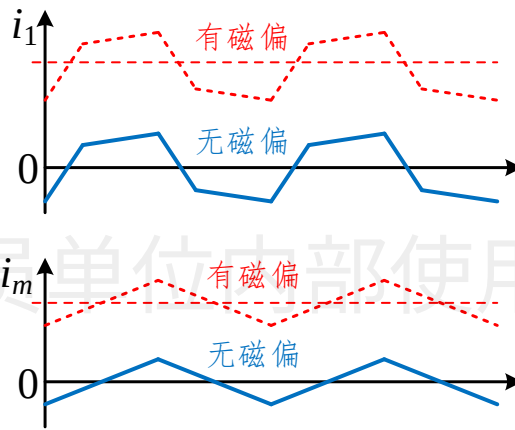


图 1-3 DAB 中的稳态磁偏

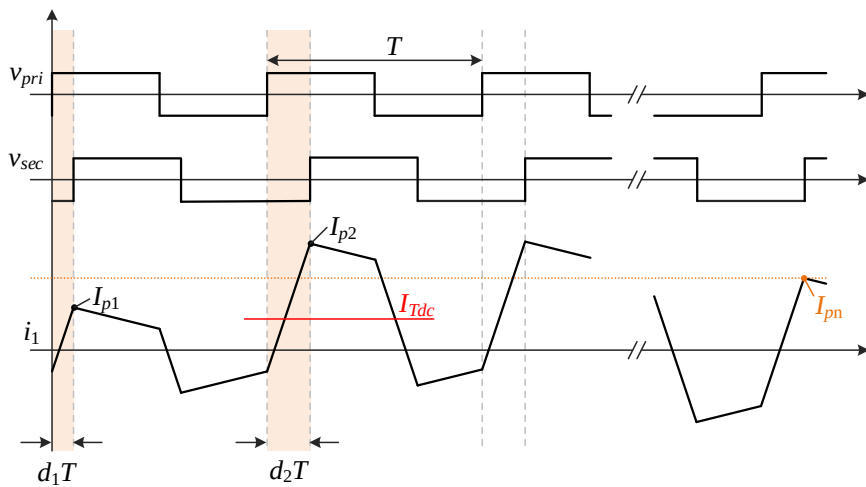


图 1-4 DAB 中的暂态磁偏

1.2 磁偏抑制策略的国内外研究现状

1.2.1 稳态磁偏抑制研究现状

针对 DAB 电路中稳态磁偏的抑制有多种方案。最常见的方法是在变压器的原副边绕组中各串接一个“隔直电容”^[19]，此电容能够起到隔直通交的作用，将电路中的直流电流分量消除。此方法虽然简单，但在高压、大功率场合，高压大容量的电容会显著增加 DAB 的体积和成本。

通过在磁芯中加入气隙同样可以抑制磁偏^[28]，由于气隙的存在，磁芯的磁导率下降，从而使其耐直流磁通的能力大大提高，即使电路中存在较大的直流电流也不会使磁芯饱和。但是该方法无法消除磁偏，且会减小励磁电感，增加磁芯和功率器件的损耗。

通过使变换器保持在软开关(ZVS)状态，也可以起到抑制磁偏的效果。在死区时间内，电流的方向不再由开关管导通状态决定，由此可以补偿掉部分伏秒不平衡^[20]。由于补偿能力有限，该方法也无法完全消除磁偏。

以上三种方法都是被动的抑制磁偏，或是增大了系统的体积与成本，或是磁偏抑制效果有限。为了完全消除稳态磁偏，需要主动检测磁芯内部的磁化状态，并加入主动控制。通常来讲分为两步，磁通量测量以及稳态磁偏抑制，下面分别进行介绍。

1.2.1.1 磁通量测量

首先需要进行的是磁芯内部的磁通量测量。图 1-5 给出了常见的磁通量测量方式，按照磁芯内部的磁化状态，可以分为饱和磁通量检测，动态磁通量检测，以及连续磁通量检测。

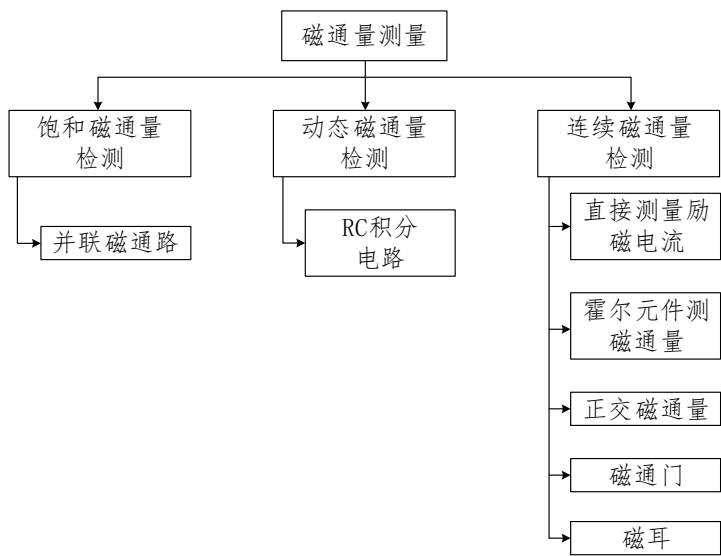


图 1-5 常见的磁通量测量方式分类

(1) 饱和磁通量检测

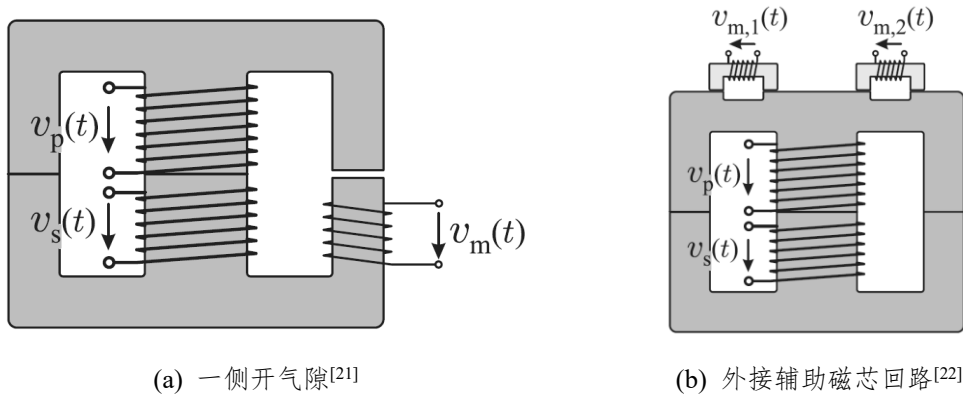


图 1-6 饱和磁通量检测示例

图 1-6 给出了两种饱和磁通量检测方法的示例^[21]。图 1-6(a)中，在磁芯的一侧增加气隙，并在其旁边外加辅助绕组。由于加了气隙一侧磁芯的磁阻远大于未加气隙的一侧，因此在磁芯内部磁通量较小时，大部分磁通都流经图中的左侧磁柱；而当磁芯接近饱和时，磁芯左侧的磁阻增大，磁通开始流经图中右侧磁柱。因此，通过检测辅助绕组上的电压变化，便可得知磁芯内部磁化状态的变化。图 1-6(b)中，在磁芯外侧开一个细槽，并在旁边增加一个磁通回路^[22]。由于开槽处的截面积较小，所以开槽部分的磁芯要早于未开槽部分的磁芯饱和，此时便可以通过辅助绕组的电压变化得知磁芯的磁化状态。

这种方案的缺点较为明显，因为其只有在磁芯接近饱和时才能检测到磁偏。通常情况下，DAB 稳定运行时的磁偏并不大，不足以使磁芯饱和。但即使较小的磁偏，也会对变换器的性能造成影响，如增加损耗等，因此该方法具有一定的应用限制。

(2) 动态磁通量检测

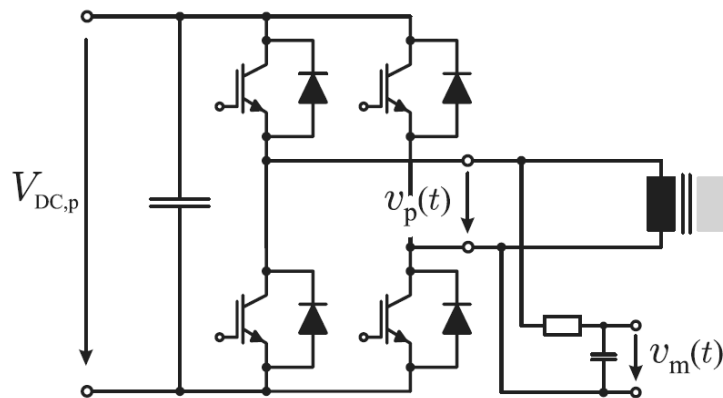


图 1-7 动态磁通量检测示例^[23]

图 1-7 给出了动态磁通量检测的示例^[23]，其核心思想为，在 H 桥的输出侧外加一个积分电路。变换器稳态运行时，积分电路在一个开关周期内的积分量为零，假设每个周期在

固定时刻采样积分电容上的电压，那么采集到的电压值不变；当电路的负载发生突变时，由于电路要过渡到新的稳态，RC 电路在一个开关周期内的积分量便发生瞬时改变，因此便可从电容上的电压变化得知磁芯内部的磁化状态。这种方法的缺点在于无法检测稳态时的磁偏。

(3) 连续磁通量检测

连续磁通量检测是目前采用最为广泛的测量方法。由于其可以检测到全范围内的磁芯状态，因此可以更好的消除磁偏。连续磁通量检测有多种方式，图 1-8 选取了具有代表性的几种，接下来进行详细介绍。

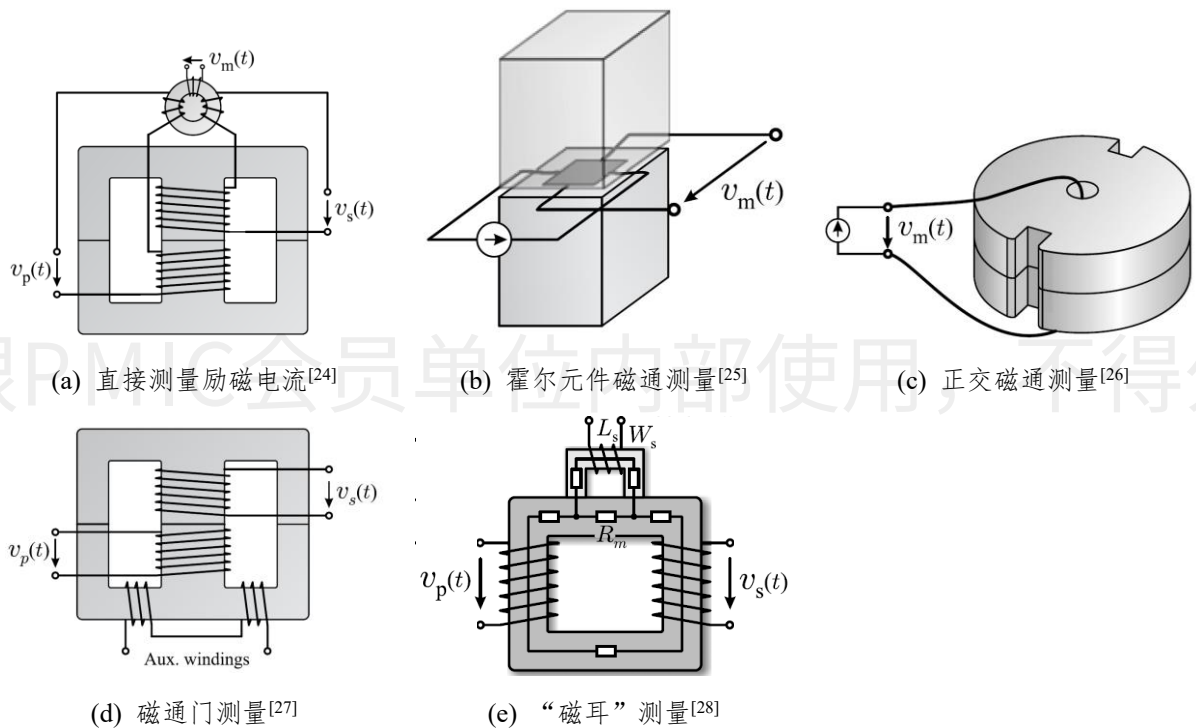


图 1-8 连续磁通量检测示例

图 1-8(a)采用直接测量励磁电流的方案。在原有的主变压器外侧，增加一个辅助磁芯，保证辅助磁芯上的绕组匝比与主变压器相同，但是其中一边的线圈是反向的，这样辅助磁芯上绕组电压的大小就反映了励磁电流的大小^[24]。这种方法较为简单，但是辅助变压器增加了体积，在高压场合还增加了系统的绝缘难度。

图 1-8(b)通过在磁芯通路中插入霍尔传感器的方式，来直接得到磁芯内部的磁化状态，这种方法也较为简单，但是气隙的引入降低了励磁电感从而增加了损耗；另外，将霍尔元件装配在磁芯内部具有一定的工程难度^[25]。

图 1-8(c)所示的方法被称作正交磁通测量。在磁芯的中间穿过一条线圈，此线圈中通

过直流电流，并产生一个与主磁芯内部磁场方向正交的磁场。由于磁场是正交的，主磁通本身并不会引起辅助线圈上的电压变化。当主磁通发生变化时，由于磁化曲线的非线性，磁芯的磁导率同时也发生变化，辅助线圈对应产生的磁通量便也发生变化，此时在辅助线圈两侧可以测量到电压。但是这种方法需要特定结构的磁芯以令辅助线圈穿过，增加了成本和复杂性；而且， $B-H$ 曲线往往都具有一定范围的线性区间，只有磁芯接近饱和时，这种检测方法的效果才较为明显^[26]。

图 1-8(d)所示的方法为磁通门测量^[27]。变压器原副边的绕组绕制在 E 型磁芯的中柱上，并在一侧的“I 型”磁芯结构上，放置了一路辅助绕组。当磁芯内部存在直流磁通时，辅助绕组两端测得的电感量会发生变化，因此便可得知磁芯内部的磁化状态。这种方法的主要缺点是，需要考虑辅助绕组与原副边绕组之间的绝缘问题，另外由于辅助绕组必须要放置在磁芯窗口中，因此降低了变压器的窗口系数。

图 1-8(e)所示为一种新型的，名为“磁耳”的辅助电路结构^[28]。在主磁芯外侧，并联了一个辅助磁芯，该辅助磁芯和主磁芯紧密贴合，并与其共享磁通回路。当主磁芯中的磁通增加时，磁芯的磁阻同时发生变化，更多的磁通就流过了辅助磁芯。辅助磁芯上绕制有绕组并通以恒定幅值的高频电压源激励，因此，辅助线圈中的电流峰值和其电感量成反比。此电流接下来被整流和滤波，并得到一个代表电感量的低频信号，从而可以反馈主磁芯的磁化状态。

还有一种常见的方法是，直接利用电流传感器对变压器原副边的电流进行测量，并在软件中做采样值的开关周期平均(图 1-9)，以此得到电流的直流量^[29]。这种方法可以获取准确的电流信息，简单直观。然而，由于需要做平均值处理，采样频率须远远高于开关频率(几十倍)，很难应用在高频(如 100kHz 以上)的场合。降低采样点数量是一种解决问题的办法，但是会导致电流均值的计算不准确。

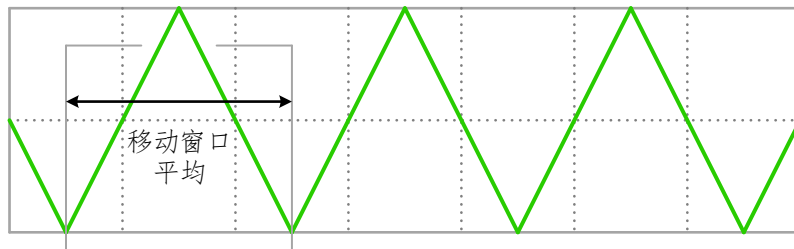


图 1-9 开关周期平均取电流平均值^[29]

1.2.1.2 稳态磁偏抑制

检测到磁芯内部的磁化状态后，接下来便可进行稳态磁偏抑制。其核心思想为，通过

主动改变 DAB 开关管的占空比, 产生反向的电流, 并以此抵消电路中的原有磁偏。在现有的磁偏抑制方法中, 主要是针对 DAB 的单移相控制(SPS)来进行的, 下面进行详细介绍。

传统的 DAB 闭环控制只需要一路电压环即可。为抑制稳态磁偏, 文献[30]除电压环之外, 在电路原边侧增加了一路电流环。图 1-10 给出了对应的控制框图, 如图所示, 电压环和电流环被分为两个独立的部分, 其中, 电压环负责控制副边 H 桥的开关管, 调整移相角并控制传输的功率; 电流环负责控制原边开关管, 改变其占空比以消除电路中的直流电流。

然而, 这种方法只能消除原边绕组的直流电流, 而忽略了副边绕组中的直流电流。实际上, 励磁电流中的直流分量是由原副边侧共同决定的, 仅抑制原边磁偏电流无法实现整个 DAB 电路的零磁偏。

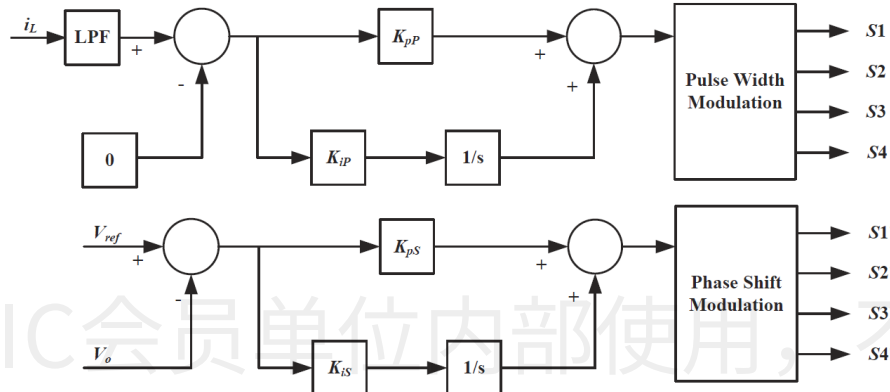


图 1-10 原边侧外加电流环的稳态磁偏抑制方法^[30]

文献[29]采用直接控制励磁电流的方法来消除电路磁偏。如图 1-11 所示, DAB 原副边分别由电流传感器进行采样, 并将采样值做差, 以此得到励磁电流的瞬时值大小。电路在一个开关周期内采样多次电流值, 并通过滑动窗口的方式减小误差, 最终通过平均值运算得到励磁电流中的直流分量。接下来, 此分量与零做比较, 并在数字信号处理器(DSP)中做补偿, 调制副边 H 桥开关管的占空比, 来达到消除磁偏的效果。

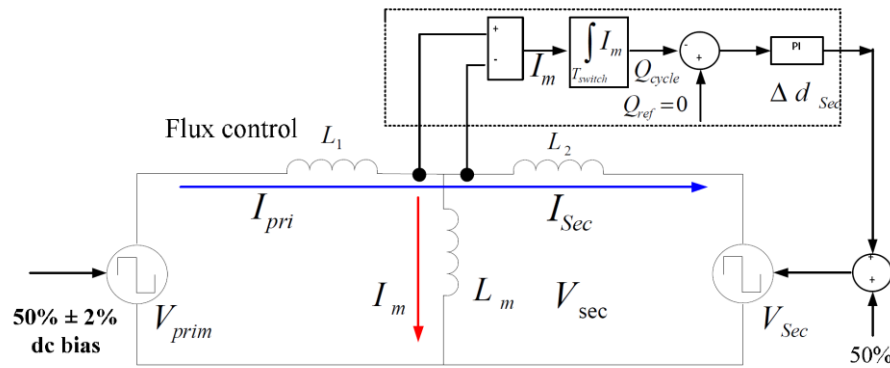


图 1-11 直接控制励磁电流的稳态磁偏抑制方法^[29]

综上，磁通量测量可以得到磁偏的具体状态，接下来施加主动控制，便可将 DAB 中的稳态直流电流移除，但是以上方法并不能抑制 DAB 暂态过程产生的瞬时磁偏。

1.2.2 暂态磁偏抑制研究现状

如前文所述，稳态磁偏的危害主要在于其会增大开关管及磁芯的损耗，降低系统效率，导致变换器失去软开关等；而暂态磁偏则会在电路产生一个瞬时电流尖峰，当系统处于负载加重，功率传输方向切换，或者输出电压参考突变等状态时，此电流尖峰可能导致变压器及电感的磁芯饱和，为系统的安全运行带来风险。因此，探究针对暂态磁偏的抑制方法具有重要意义。

DAB 在暂态过程产生电流尖峰的原因，主要是由于电路状态变化后，原有施加在变压器及电感上的“伏秒”值不再平衡，需要经过几个开关周期才能调整至新的稳态。倘若能够在暂态的第一个开关周期内就主动控制“伏秒”至新的平衡状态，便可避免电路中的电流尖峰，使电流在一个开关周期后即进入稳态，这也是大多数暂态磁偏抑制文献所采用的主要思想。

文献[32]中，利用电流预测模式来保证暂态过程中电流的对称性。系统采用电压环及电流环双环控制，其中，内部电流环的参考值由外部电压环计算获得。如图 1-12 所示，电压环产生所需的 $I_{d_1}^{ref}$ 后，根据上一个开关动作点所采样的电流值 I_0 大小，便可以反推出此时所需要的移相角 d_1 的大小；移相角 d_2 的确定同理，通过采样得到的 I_π 值，与所需要的 $I_{d_2}^{ref}$ ，计算出所需要的移相角 d_2 的大小。由于在系统的控制策略中，始终设置 $I_{d_1}^{ref}$ 与 $I_{d_2}^{ref}$ 互为相反数，因此，电路电流会跟随所设定的参考值变化并保持正负对称，从而消除了暂态过程中的磁偏。

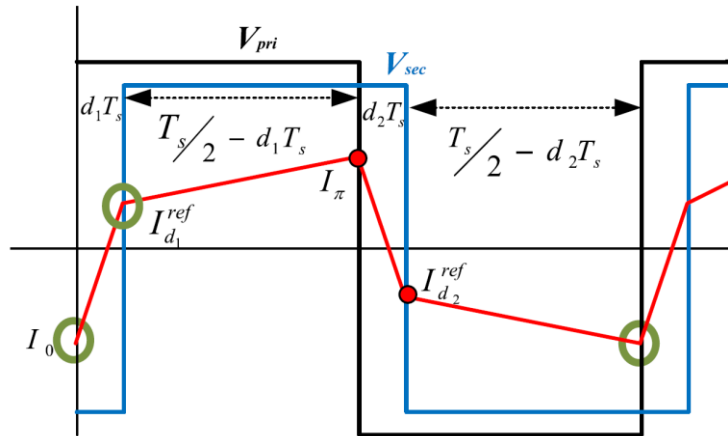


图 1-12 电流预测模式抑制暂态磁偏^[32]

文献[33]中, 通过在暂态过程瞬间增加系统的开关模态来消除磁偏, 如图 1-13 所示, 暂态的第一个开关周期内, 通过对 H 桥输出电压 v'_{ac1} 增加一个零输出区间($\theta_1-\theta_4$), 就可以令电感及变压器上仍旧保持“伏秒平衡”, 由此避免了瞬时电流尖峰。

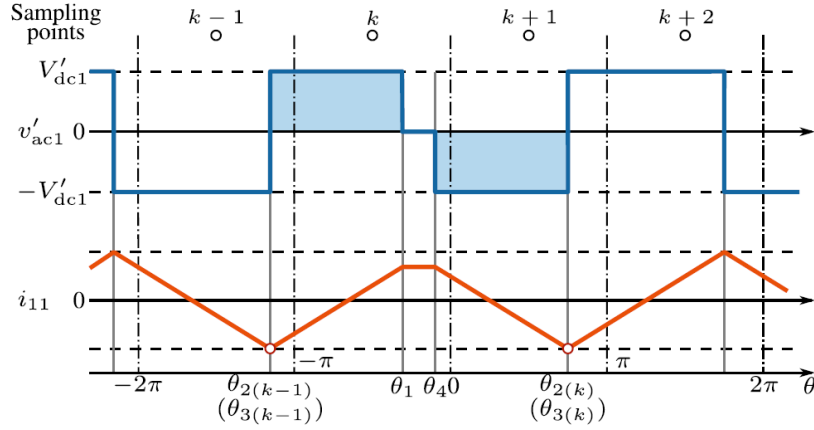


图 1-13 增加开关模态抑制暂态磁偏^[33]

若是在暂态过程的第一个开关周期内, 能够临时修正原副边 H 桥方波电压的上升/下降沿、或改变其占空比/周期, 也可以更改施加到电感及变压器上的“伏秒”值。这种“临时调整”控制策略同样可以让电流在一个开关周期后即进入新的稳态, 避免了电流尖峰。图 1-14 给出了“临时调整”策略其中一种典型的波形图, 其中, 黑色实线为原有波形, 蓝色虚线为调整后的电流波形。可以看到, 暂态瞬间的开关周期 T_i 内, 副边侧 H 桥方波电压 v_{XY} 的上升沿及下降沿均被提前, 由此保证了电流的对称性^[34]。

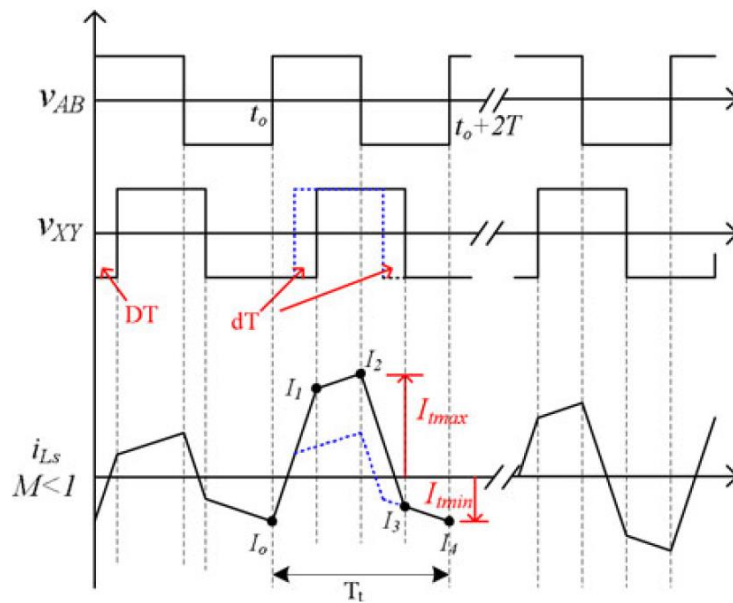


图 1-14 “临时调整”控制策略示例^[34]

目前大多数有关“临时调整”控制策略的文献均只关注了功率传输方向不变时的情形^{[34]-[35]},而在文献[36]中,此种方法被进一步推广到功率双向传输时的情况。近些年来,“临时调整”控制策略得到了全面细致的总结^[37],并被延伸到如延伸移相(EPS),双移相(DPS),三移相(TPS)等更复杂的 DAB 控制策略当中^[38]。

1.3 本文的主要研究工作

现有针对磁偏抑制的文献研究或是只关注稳态磁偏,或是只关注暂态磁偏,而并没有相关方法将两者结合。但在实际中,两者都会对 DAB 的可靠运行带来危害。本文针对 DAB 的稳态和暂态磁偏问题,分别提出了相应的抑制技术,论文结构安排如下:

第一章首先介绍了双有源桥拓扑(DAB)的优势特点及适用场合,简要介绍了 DAB 在运行中可能存在的磁偏问题,并针对现有的主要稳态磁偏抑制方案,暂态磁偏抑制方案进行了概括与总结。

第二章针对稳态磁偏,提出了一种基于占空比调制的抑制技术,文中首先推导了零磁偏所需满足的条件,接着推导了从占空比(控制端)到直流偏置电流(输出端)的小信号模型,并据此设计了抑制 DAB 稳态磁偏的闭环控制系统。采用了一种周期积分电路实现原、副边直流偏置电流的准确采样,并采用隧道磁电阻(TMR)作为电流传感器。搭建了一台 3200W 的 DAB 样机,验证了周期积分采样电路和稳态磁偏抑制技术的有效性,可以实现变压器原、副边电流和励磁电流零偏置。

第三章针对暂态磁偏,本文提出了一种基于峰值电流限制的抑制策略,通过设定电流阈值,当电流超过阈值后,使对应桥臂的方波电压提前翻转,抑制电流继续快速上升,进而避免磁元件饱和。仿真表明,该暂态磁偏抑制策略对 DAB 闭环控制动态响应无明显影响。采用单稳态触发器和逻辑门搭建暂态磁偏抑制电路,在 DAB 样机上验证了暂态磁偏技术的有效性。

第四章对本文的研究内容进行了总结,并对本课题未来的研究方向进行了展望。

第 2 章 稳态磁偏抑制策略

2.1 引言

若 DAB 原副边未串接隔直电容, 则电路稳态时可能存在直流电流分量, 这是由于电路参数差异以及驱动信号不对称等原因造成的。开关管的导通电阻差异, 器件导通/关断的延迟不一致等, 使得 DAB 的 H 桥方波电压平均值不为零, 进而产生磁偏。

本章针对 DAB 的稳态磁偏, 提出一种基于占空比调制的抑制策略。文中给出了零磁偏条件, 控制端到输出端的小信号模型, 并对采样及控制策略进行了分析。最后搭建了一台 DAB 样机, 验证了方案的有效性。

2.2 SPS 下 DAB 的基本工作模式

根据图 1-2 示例的 DAB 在单移相控制(SPS)下的典型波形, 若忽略同一桥臂上下开关管的死区时间, 则 SPS 控制可以分为六个工作区间, 如图 2-1 所示:

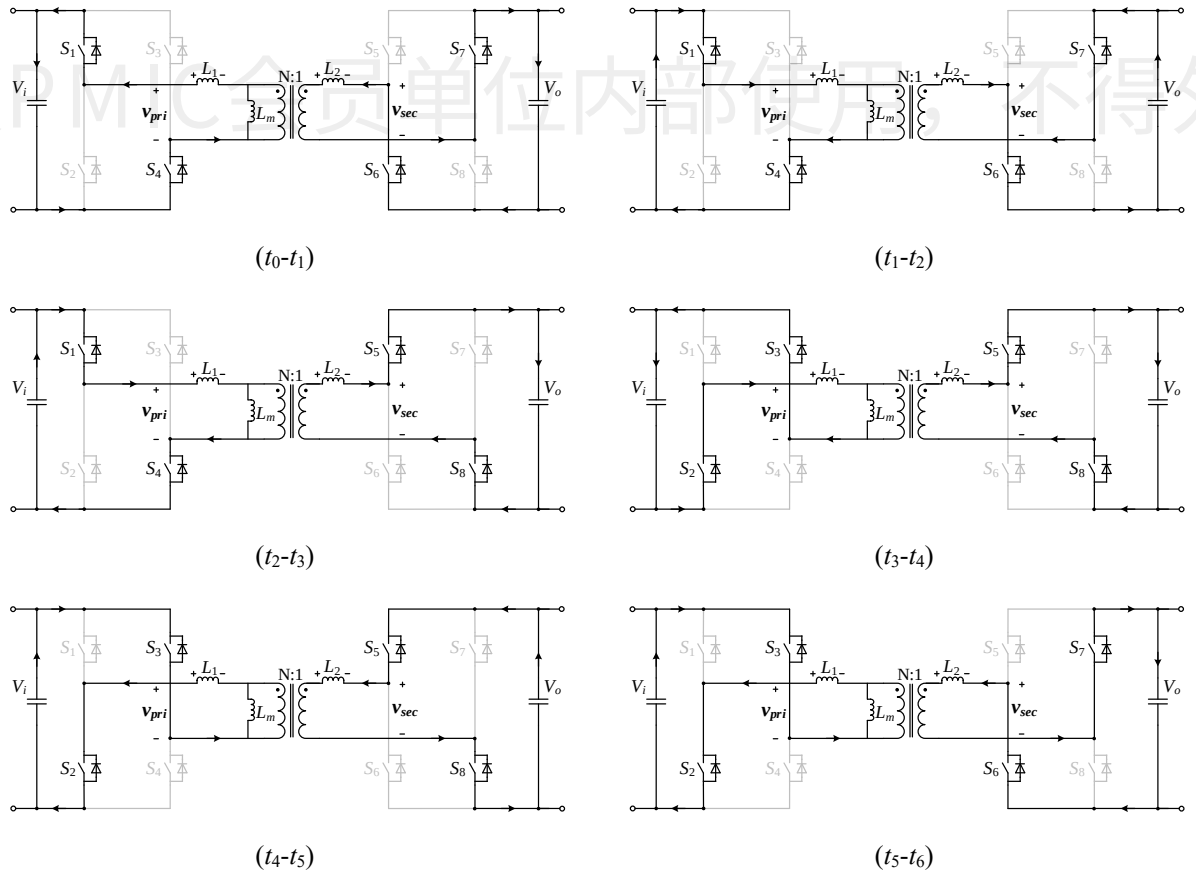


图 2-1 单移相控制(SPS)下的各工作模式

若将电路元件都视为理想的, 则电感电流在 t_0-t_6 之内各个区间将呈线性变化, 假设

DAB 电路母线输入电压为 V_i ，母线输出电压为 V_o ，则电流 i_1 对应的表达式为：

$$i_1(t) = \begin{cases} i_1(t_0) + \frac{V_i + NV_o}{L_k}(t - t_0) & (t_0 \leq t < t_2) \\ i_1(t_2) + \frac{V_i - NV_o}{L_k}(t - t_2) & (t_2 \leq t < t_3) \\ i_1(t_3) + \frac{-V_i - NV_o}{L_k}(t - t_3) & (t_3 \leq t < t_5) \\ i_1(t_5) + \frac{-V_i + NV_o}{L_k}(t - t_5) & (t_5 \leq t < t_6) \end{cases} \quad (2.1)$$

由电路模态分析可得：

$$\begin{cases} t_2 - t_0 = dT_h \\ t_3 - t_2 = (1 - d)T_h \\ i_1(t_0) = -i_1(t_3) \end{cases} \quad (2.2)$$

将式(2.2)代入式(2.1)，可推导出 t_0 时刻的起始电流大小：

$$i_1(t_0) = \frac{NV_o - V_i - 2dNV_o}{4f_s L_k} \quad (2.3)$$

进而，在正向传输功率时，DAB 变换器的平均功率为：

$$P = \frac{1}{T_h} \int_{t_0}^{t_3} v_{pri1} i_1(t) dt = \frac{NV_i V_o}{2f_s L_k} d(1 - d) \quad (2.4)$$

2.3 基于积分采样的稳态磁偏抑制策略

2.3.1 零磁偏条件推导

为同时消除 DAB 原、副边电流和励磁电流中的直流分量，需要推导出电路在零磁偏状态下时，所需满足的基本条件，并以此得到对应的控制策略。

双有源桥(DAB)原副边的全桥电路可以简化为两个方波电压源，其等效电路如图 2-2 所示，变压器的副边阻抗已经折算到变压器原边。其中， L_1 ， L'_2 (副边折算到原边)分别为变压器两侧串接的电感， L_m 为变压器的励磁电感， r_1 ， r'_2 (副边折算到原边)为电路中的等效寄生电阻，包括开关管导通电阻及导线电阻等。

为简化分析，此处仅考虑电路中的直流电流分量，此时图 2-2 中的电感 L_1 ， L'_2 等效为短路；对于变压器的磁芯来讲，直流电流并不会在磁芯内部产生变化的磁通，因此不会向

副边传递能量，励磁电感 L_m 在直流电流下同样可以等效为短路，图 2-2 可以进一步简化为图 2-3。其中， $\bar{i}_1$ ， $\bar{i}_2'$ ， $\bar{i}_m$ ， $\bar{v}_{pri}$ ， $\bar{v}'_{sec}$ 分别为 i_1 ， i_2' ， i_m ， v_{pri} ， v'_{sec} 的周期平均值，在这里，周期平均值 $\bar{x}$ 代表了 x 的直流分量，其表达式被定义为：

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x dx \quad (2.5)$$

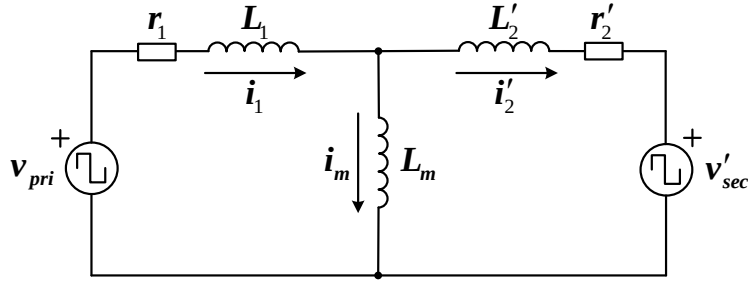


图 2-2 DAB 等效电路(变压器副边阻抗已折算到原边)

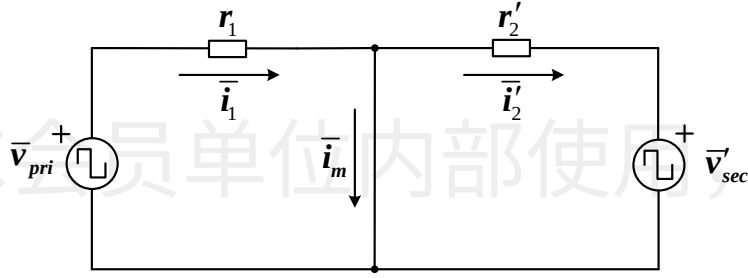


图 2-3 直流电流下的 DAB 等效电路

从图 2-3 中，我们可以得到：

$$\begin{cases} \bar{i}_1 = \frac{\bar{v}_{pri}}{r_1} \\ \bar{i}_2' = \frac{\bar{v}'_{sec}}{r_2'} \end{cases} \quad (2.6)$$

由式(2.6)，稳态时，变压器原副边的直流电流 $\bar{i}_1$ ， $\bar{i}_2'$ 只决定于两个分量，H 桥的方波电压平均值，以及电路中的寄生电阻；由式(2.7)，励磁电流的直流量 $\bar{i}_m$ 取决于原边及副边直流电流之差

$$\bar{i}_m = \bar{i}_1 - \bar{i}_2' \quad (2.7)$$

因此，若变压器原副边电流没有直流分量，则励磁电流的直流分量也自然为零。

在 DAB 电路的实际运行中，由于电路参数及驱动信号不对称，原副边 H 桥的方波电

压平均值 $\bar{v}_{pri}$, $\bar{v}'_{sec}$ 可能并不为零, 而在电路稳态时, 励磁电感两侧的电压又必定满足伏秒平衡, 因此, H 桥输出电压多余的伏秒分量便会落在寄生电阻 r_1 , r'_2 上, 在电路中产生恒定的直流电流。

由式(2.6)可知, 变压器原副边直流电流的产生是相互独立的, 只取决于各自侧的对应参数, 而不互相影响。因此, 只有对原副边电流都进行控制, 才能完全消除 DAB 的稳态磁偏电流。式(2.8)给出了实现电路零磁偏的基础条件:

$$\begin{cases} \bar{v}_{pri} = 0 \\ \bar{v}'_{sec} = 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

分别控制原副边 H 桥方波电压的均值 $\bar{v}_{pri}$, $\bar{v}'_{sec}$ 为零, 便可以移除 DAB 电路中的所有直流电流分量。H 桥方波电压的平均值可通过调节开关管驱动信号占空比实现。

2.3.2 小信号建模

本节将推导原(副)边驱动信号占空比到原(副)边直流偏置电流的小信号模型。

在 DAB 中, 励磁电感 L_m 的对应值一般为几毫亨左右, 远大于漏感 L_1 或 L'_2 , 所以励磁电流 i_m 也远小于变压器原副边的电流 i_1 , i'_2 。为简化分析, 将电路中的励磁电流忽略, 得到 DAB 在复频域的简化模型, 如图 2-4 所示。

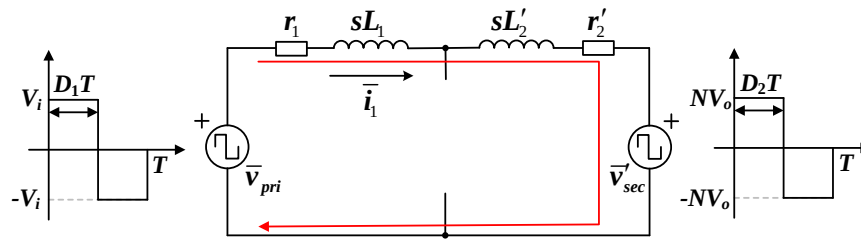


图 2-4 DAB 在复频域的简化模型

沿图 2-4 的红色回路应用基尔霍夫电压定律, 可以得到:

$$\bar{v}_{pri} - \bar{v}'_{sec} = \bar{i}_1 \cdot s(L_1 + L'_2) + \bar{i}_1 \cdot (r_1 + r'_2) \quad (2.9)$$

其中, H 桥方波电压的周期均值表达式为:

$$\begin{cases} \bar{v}_{pri} = \frac{V_i \cdot D_1 T + (-V_i) \cdot (1 - D_1) T}{T} = V_i \cdot (2D_1 - 1) \\ \bar{v}'_{sec} = \frac{NV_o \cdot D_2 T + (-NV_o) \cdot (1 - D_2) T}{T} = NV_o \cdot (2D_2 - 1) \end{cases} \quad (2.10)$$

式(2.10)中, D_1 , D_2 分别为原副边 H 桥方波电压 $\bar{v}_{pri}$ 和 $\bar{v}_{sec}$ 的占空比。将式(2.10)代入式(2.9)中, 并对 D_1 进行小信号扰动, $\bar{i}_1 = \bar{I}_1 + \hat{i}_1$, $D_1 = \bar{D}_1 + \hat{D}_1$, 得到原边 H 桥方波电压占空比 D_1 与原边直流电流 $\bar{i}_1$ 的小信号传递函数:

$$\frac{\hat{i}_1}{\hat{D}_1} = \frac{2V_i}{s(L_1 + L'_2) + (r_1 + r'_2)} \quad (2.11)$$

同理可推得, 副边 H 桥方波电压占空比 D_2 与副边直流电流 $\bar{i}_2$ 的小信号传递函数为:

$$\frac{\hat{i}_2}{\hat{D}_2} = \frac{2NV_o}{s(L_1 + L'_2) + (r_1 + r'_2)} \quad (2.12)$$

基于占空比到直流电流的小信号模型(2.11)和(2.12), 便可进一步设计稳态磁偏抑制的闭环控制系统。

2.3.3 闭环系统控制框图

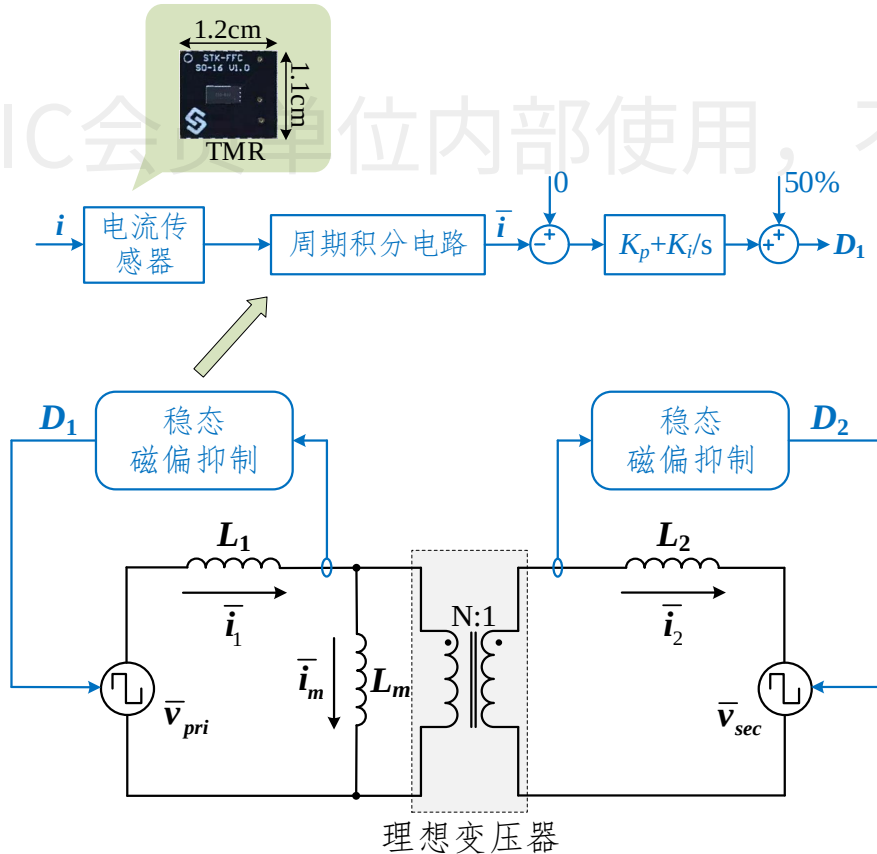


图 2-5 稳态磁偏抑制的闭环控制框图

图 2-5 给出了稳态磁偏抑制的闭环控制框图, 如前所述, 由于原副边侧直流电流的产生是相互独立的, 因此在消除磁偏时, 原副边侧均需要加入磁偏抑制环节。电路通过采样

各自侧的电流信息，经过转换得到电流直流量，并通过调节原、副边驱动信号占空比，控制 H 桥方波电压 $\bar{v}_{pri}$ ， $\bar{v}_{sec}$ 消除磁偏。

下面以电路原边侧的磁偏抑制为例，来详细介绍控制方案。

如图 2-5 所示，利用电流传感器实时采样电路中的电流 i_1 大小(在本文中采用隧道磁电阻 TMR)，并生成与电流幅值成正比的电压信号；电流传感器的输出端紧接一个周期积分电路，并对其电压信号进行一个开关周期时间的积分，由此得到的积分值便可代表电流平均值 $\bar{i}_1$ 的相对大小。数字信号处理器(DSP)在每个开关周期内采样积分电路一次，将其与零作比较之后得到误差值，随后通过 PI 调节器产生占空比补偿信号。补偿信号与开关管原有的 50%驱动占空比相叠加，得到最终的开关管驱动占空比 D_1 ，调整 H 桥方波电压的“伏秒值”为零，原边侧的直流电流便被移除。

图 2-6 给出了原边侧稳态磁偏抑制的波形示意图。如图所示，稳态磁偏抑制通过改变原边 H 桥 v_{pri} 的下降沿来实现占空比调制。当占空比缩小时，电流均值下降(长虚线)；当占空比增加时，电流均值上升(短虚线)。

电路副边侧的磁偏抑制思想与原边侧同理，如图 2-7 所示。不同的是，副边磁偏抑制改变的是副边 H 桥 v_{sec} 的下降沿来实现占空比调制；当占空比缩小时，电流均值上升(长虚线)；当占空比下降时，电流均值下降(短虚线)。

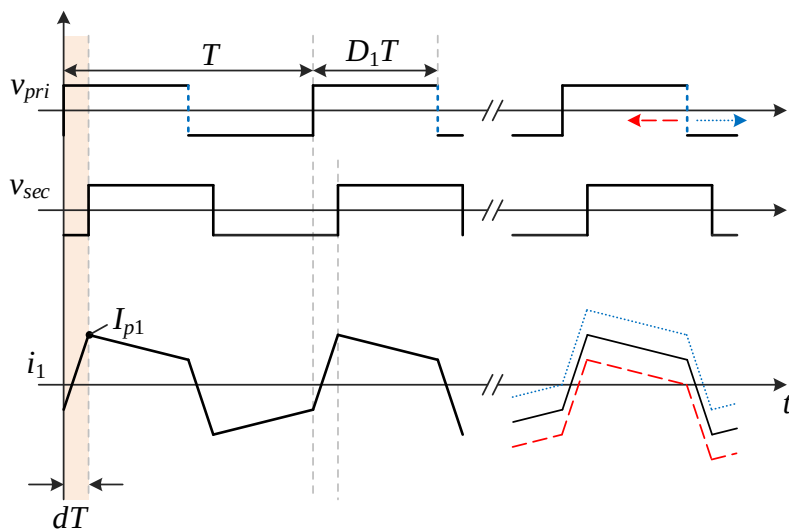


图 2-6 原边稳态磁偏抑制波形示意图

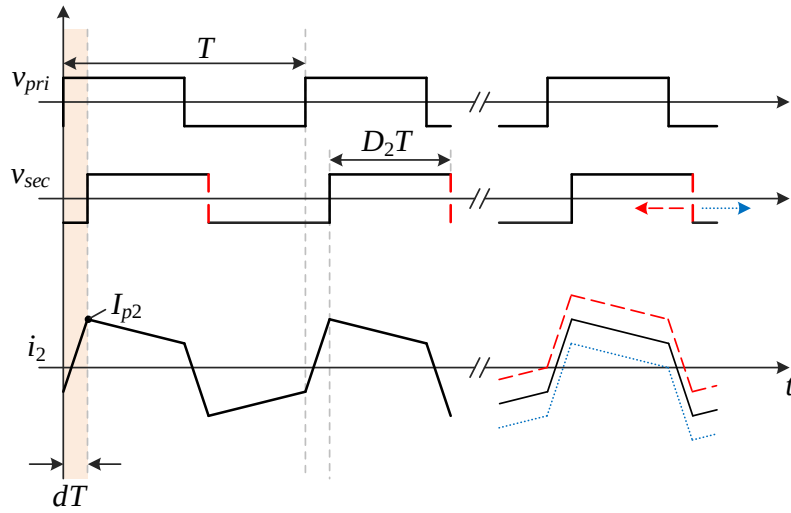
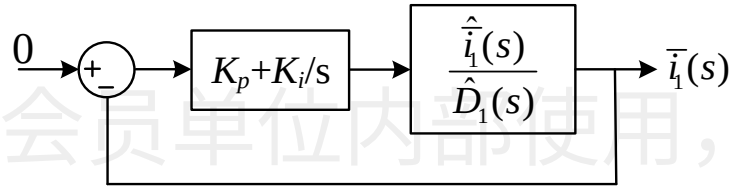


图 2-7 副边稳态磁偏抑制波形示意图

由上一节式(2.11)，式(2.12)可知，从系统控制端到输出端的传递函数是一阶的，因此选用 PI 调节器作为系统的补偿环节，便可以使闭环系统稳定。图 2-8 给出了原边侧磁偏抑制对应的闭环控制框图，副边侧同理。

图 2-8 原边侧直流电流 i_1 的闭环控制框图

2.3.4 周期积分电路及采样策略

2.3.4.1 周期积分电路

图 2-5 中的周期积分电路的功能在于提取出电流的直流分量，可以通过软件或硬件电路实现。利用软件实现时，DSP 需要在一个开关周期内采样多个时间点，并取均值得到直流量，由于采样频率要远高于开关频率，该方法不适合高频场合；利用硬件实现时，需要利用使用积分电路，积分一个开关周期的结果就代表了直流偏置，每个开关周期只需要采样一次，适用范围更广，因此，本文最终采用硬件积分电路获取直流偏置电流信息。

本文为保证积分器带宽，采用基于运放的有源积分器。运算放大器的内部一般存在偏置电压 V_{OS} 以及偏置电流 I_{B1} ， I_{B2} ，如图 2-9(a)所示。即使积分器的输入信号为零，运放内部固有的偏差也会导致其输出端漂移，该漂移不断积累直至输出饱和。显然，这会导致直流电流的采样出现较大误差。

为避免以上误差，图 2-9(b)在积分电容 C_f 的两侧并联了一个复位开关 K ，此开关采用

模拟开关，其控制端连接到 DSP 上并与 PWM 信号保持同步。复位开关 K 对积分电容 C_f 上的电压周期性进行放电，可以防止偏置电流及偏置电压造成的积分误差积累，当 DAB 开关周期相对于积分器 RC 时间常数较小时，积分误差便基本可以忽略^[43]。

由于数字信号处理器(DSP)的输入电压不能为负，在实际的电路中，应在此周期积分电路后级串接一个电压加法器，使积分器的输出围绕 1.5V 进行波动，满足 DSP 采样端口对电压的输入要求。

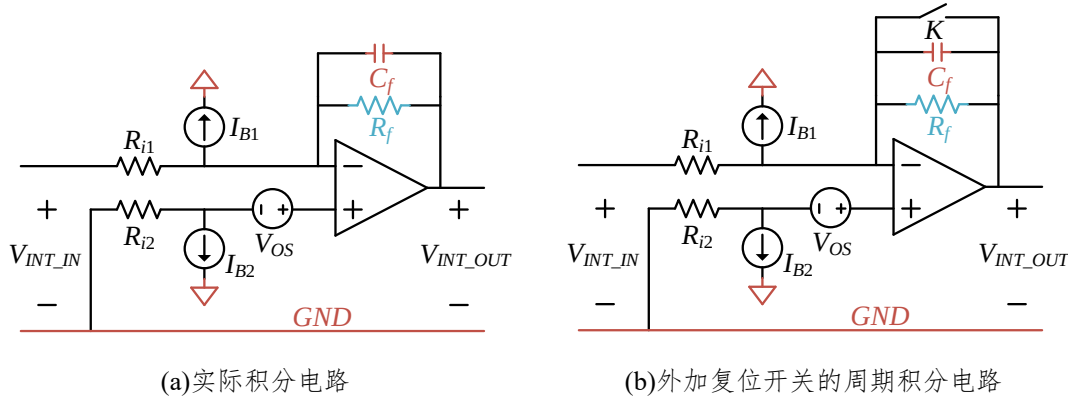


图 2-9 积分电路及其改进

2.3.4.2 采样策略

由于复位开关 K 对积分电容 C_f 进行周期性放电，因此需要合理安排积分、采样和放电的时序。

最简单的采样策略如图 2-10 所示，积分与放电都放置在同一个开关周期内，并使放电区间位于开关周期的末尾。这种方案可以每个周期采样电流一次，因此能够更迅速地纠正磁偏，系统的反应速度较快。但是由于放电区间的插入，这种方法同时会导致丢失部分的积分区间，如图 2-10 中红色区域。通常来讲，放电时间只需 100-200ns，远小于积分时间，轻载时丢失积分区间造成的误差可以忽略不计。然而，丢失积分区间所造成误差随着功率的增大会逐步增大，导致无法完全消除直流电流。

为了避免放电区间对电流采样造成的影响，提出如图 2-11 所示的积分采样策略。此时，积分与放电分别被放置在了两个完整的开关周期内，并交替进行。这种方案采样电流稍慢，两个周期才会采样一次，但是稳态磁偏抑制的根本目的是减小损耗，并不要求快速性，因此一个开关周期的延时对稳态磁偏控制没有影响。由于这种采样策略可以保证积分区间为完整的一个开关周期 T ，直流电流的采样更为准确，与电路的功率等级无关。本文采用此方案采样偏置电流。

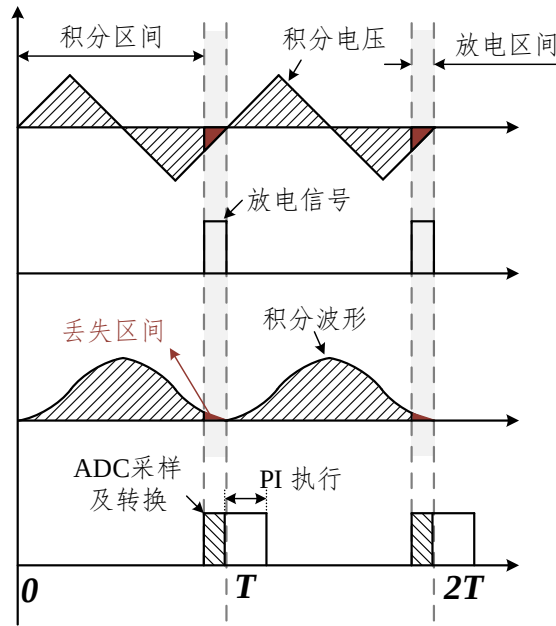


图 2-10 积分区间与放电区间在同一个开关周期

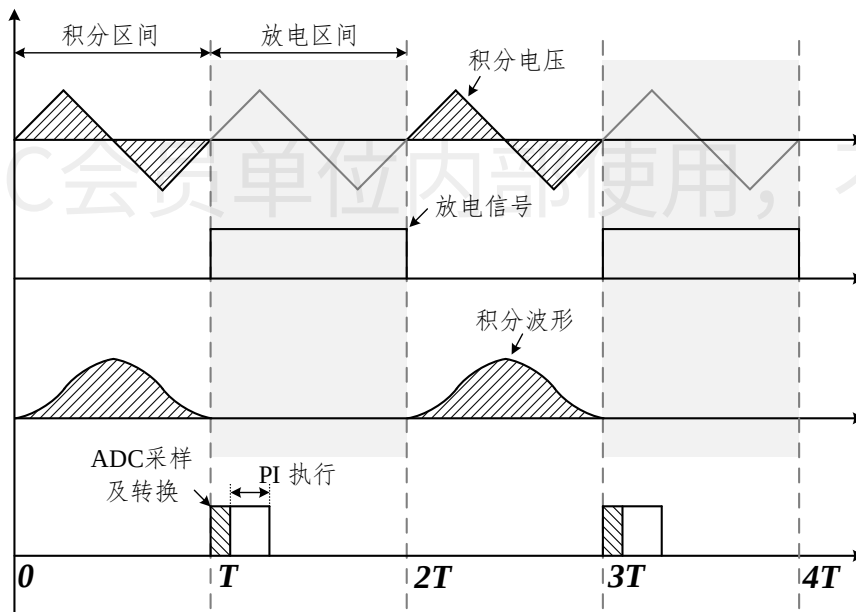


图 2-11 积分区间与放电区间分别在两个开关周期

2.4 PLECS 软件仿真验证

为验证上节所提出的基于占空比调节的稳态磁偏抑制方法，在 PLECS 软件中搭建了 DAB 仿真电路。电路参数如表 2-1 所示，其中，输入电压设置为 350V，输出电压设置为 300V，电路的满载功率为 3200W，开关频率设置为 40kHz。

表 2-1 DAB 样机目标参数

符号	参数名	参数值
V_i	输入直流母线电压	350V
V_o	输出直流母线电压	300V
P_o	满载输出功率	3200W
f_s	开关管工作频率	40kHz

PLECS 中的系统仿真电路如图 2-12 所示，其中原边磁偏抑制和副边磁偏抑制分成独立的两部分进行。电路中的直流电流可以通过两种方式获得，一种是使原边或副边 H 桥的开关管驱动偏离 50% 占空比，另一种是在 H 桥的桥臂中串入恒定幅值的电压源，以模拟由开关管导通电阻等不同造成的电压差值。以上条件均通过图 2-12 中的“参考值设置”模块进行设定。

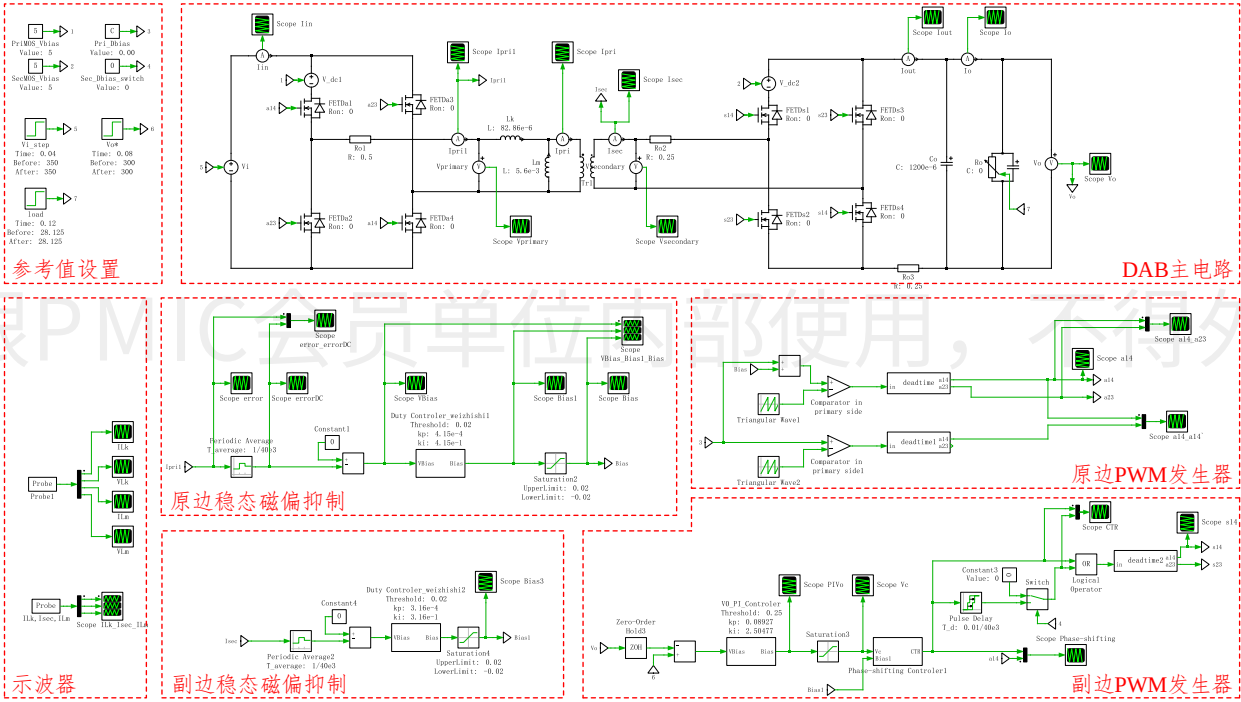


图 2-12 PLECS 软件 DAB 仿真电路图

针对 DAB 电路的控制策略，采用最为简单的单移相控制(SPS)。同时对电路原副边的开关管施加 2% 的驱动占空比偏置，也即同一桥臂开关管的占空比分别为 52%，48%。当原副边均不加入稳态磁偏抑制时，仿真波形如图 2-13 所示，可以看到原边电流 i_1 ，副边电流 i_2 中均产生了直流电流。励磁电流 i_m 的直流量为原副边直流电流之和，此时其幅值接近 20A。

接下来，在保持驱动占空比偏置的前提下，仅在电路原边侧加入稳态磁偏抑制，仿真波形如图 2-14 所示，由于加入了磁偏抑制策略，原边侧的直流电流被消除；但是副边侧仍然存在直流电流分量，此时励磁电感中存在的直流电流幅值和副边侧保持一致，约为 10A。

这也进一步验证了，原、副边磁偏的控制是相互独立的，单单只对电路的一侧纠磁，并不能完全消除电路的所有磁偏。

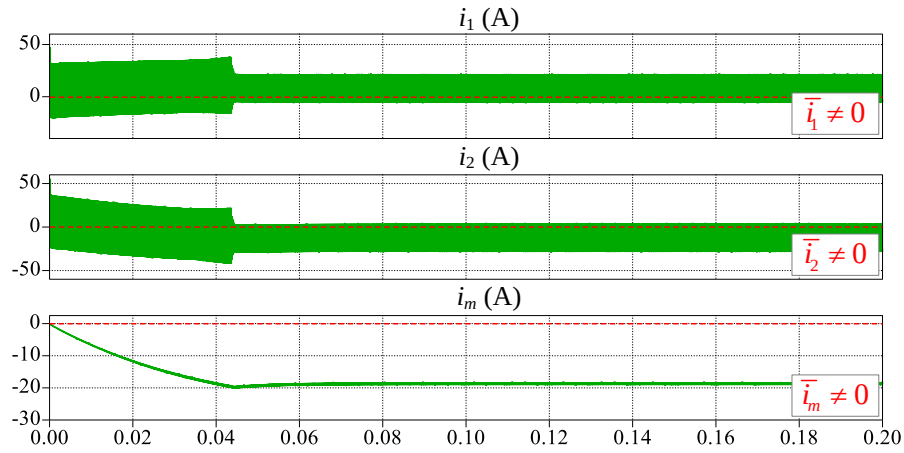


图 2-13 原副边均不加入磁偏抑制

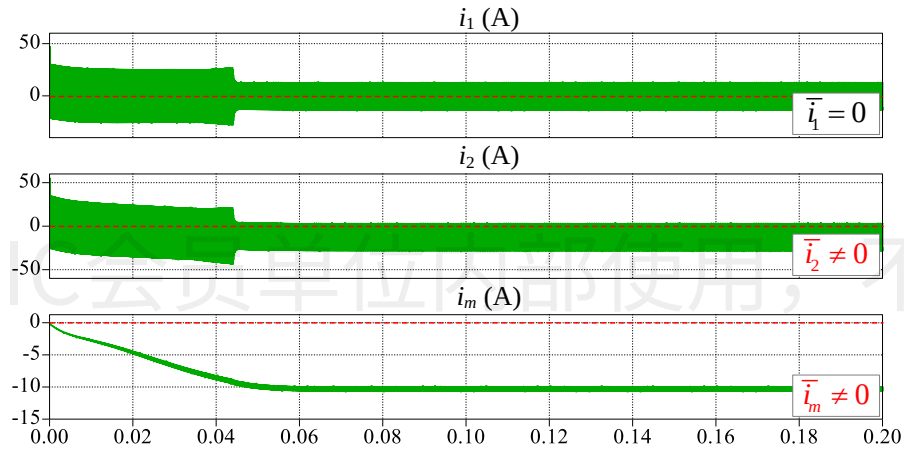


图 2-14 原边加入磁偏抑制，副边不加入磁偏抑制

最后，同时在电路原边侧和副边侧加入磁偏抑制控制，此时的仿真波形如图 2-15 所示，原边侧和副边侧的直流电流分量被消除，因此励磁电感中的直流分量也变成零。通过以上分析，验证了通过占空比调制来抑制磁偏的有效性。

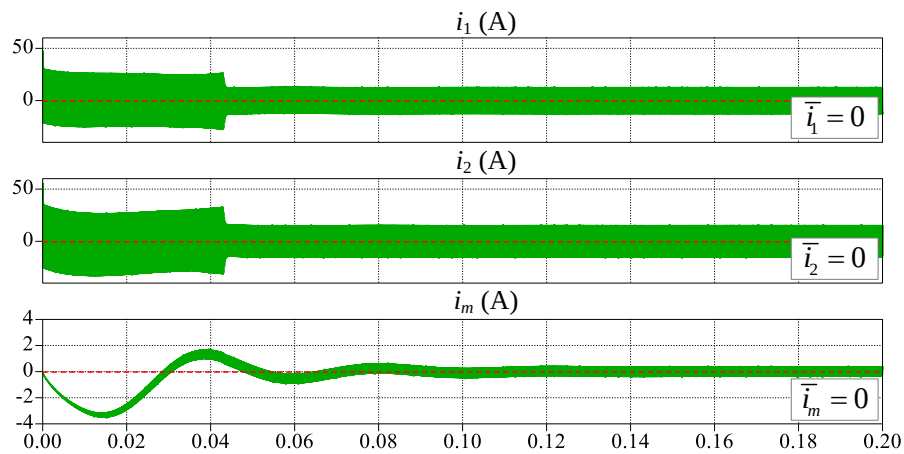


图 2-15 原副边均加入磁偏抑制

2.5 实验样机搭建和实验验证

为进一步验证所提出的稳态磁偏抑制技术，按照上一节表 2-1 的参数目标，实验搭建了一台 DAB 样机。输入电压设置为 350V，输出电压设置为 300V，电路的满载功率为 3200W，效率目标 97%，开关频率设置为 40kHz。本节内容对相关器件选型以及参数设计作了详细介绍。

2.5.1 变压器设计

2.5.1.1 磁芯选择

在众多的磁芯材料中，铁氧体由于具有导磁率高、电阻率大、价格便宜、高频损耗小等优势，常被用作开关电源中变压器的磁芯材料。综合考虑性能以及实验室条件，本文最终采用横店东磁的锌锰功率铁氧体 DMR95 作为磁芯材料。

磁芯的大小决定其能传输最大功率的大小，为满足 DAB 样机的目标功率要求，本文采用 AP 法进行变压器的设计^[39]。其中，AP 表示铁芯有效截面积与窗口面积的乘积，其表达式如式(2.13)所示，图 2-16 进一步给出了 EE 型磁芯的示意图，其中， A_w 为磁芯可绕制导线的窗口面积(cm^2)， A_e 为磁芯的有效截面积(cm^2)，根据两者乘积得到 AP 值，即可通过查找横店东磁公司的产品目录，找到符合要求的磁芯。

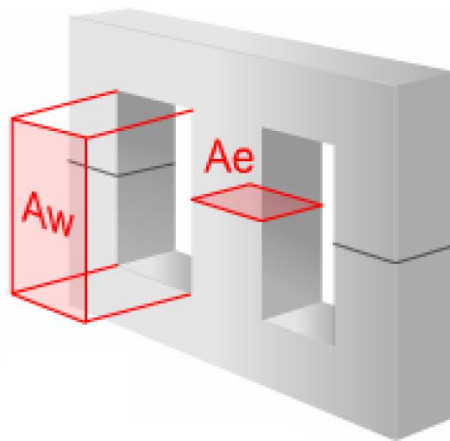


图 2-16 EE 型磁芯的窗口面积 A_w 及有效截面积 A_e 示意图

$$AP = A_w \cdot A_e \quad (2.13)$$

根据文献[39]，在开关电源中，利用 AP 法设计变压器的表达式如式(2.14)所示：

$$AP = \frac{P_I + P_o}{K_w K_f J B_{AC} f_s} \cdot 10^4 (\text{cm}^4) \quad (2.14)$$

其中：

P_I 为变压器一次侧绕组所承受的功率(W)

P_o 为变压器二次侧绕组所承受的功率(W)

K_w 为窗口系数，为绕组总的截面积与磁芯窗口面积的比例

K_f 为波形系数，对于方波电压， K_f 值等于 4

J 为电流密度，代表导线单位截面积所流过的电流(A/cm²)

B_{AC} 为交变电流所产生的最大磁感应强度(T)

设置窗口系数 K_w 为 0.3，电流密度 J 为 4A/cm²，最大磁感应强度 B_{AC} 为 0.2T，将电路其他已知条件带入式(2.14)，可得到：

$$AP_{\min} \approx 16.93\text{cm}^4 \quad (2.15)$$

考虑到磁芯损耗等因素，磁芯所能承受的 AP 值至少应留出一倍以上的裕量。经综合考虑磁芯骨架购买的难易程度及实验室已有条件，本文最终选取了横店东磁的 EE70 磁芯，其窗口面积 A_w 为 5.863cm²，有效截面积 A_e 为 6.86cm²，对应的 AP 值为 40.2cm⁴，满足电路的设计要求。

2.5.1.2 导线匝数及股数

当 DAB 电路的电压增益比 $NV_o/V_i=1$ 时(其中 N 为变压器匝比)，DAB 可以从轻载到满载全范围内实现软开关。由于电路的输入、输出电压分别为 350V 和 300V，为保证电压增益比为 1，选择变压器匝比 N 设置为 7:6。

设定稳态时原边 H 桥电压 v_{pri} 与副边 H 桥电压 v_{sec} 之间的移相角 d 为 0.25，由式(2.1)中的电流表达式计算可得，原边电流的有效值 $I_p=11.48\text{A}$ ，副边电流的有效值 $I_s=NI_p=13.39\text{A}$ 。根据文献[39]中原边绕组的表达式：

$$N_p = \frac{V_i}{K_f f_s B_{AC} A_e} \quad (2.16)$$

将已知数据代入，可得原边绕组匝数的理论值为 $N_p=15.94$ 。考虑实际因素并留有一定裕量，实际中选取原边绕组 $N_p=21$ 匝，则变压器副边绕组 $N_s=18$ 匝。

选定了匝数后，下一步确定所需的导线直径及股数。在通入高频电流的情况下，导线内部会发生集肤效应，电流将集中在导体的两侧。这会使得导线的等效截面积变小，电阻增大，导致损耗增加，为了避免集肤效应带来的负面影响，需要选择合适的导线直径。在 20℃ 时，铜导线的集肤深度表达式为：

$$\Delta = \frac{66.1}{\sqrt{f_w}} \quad (2.17)$$

其中, f_w 为铜导线内的电流变化频率, 在此处为 DAB 的开关频率 40kHz, 计算可得此时的集肤深度为 $\Delta=0.33\text{mm}$, 因此所选导线直径应小于 $2\Delta=0.66\text{mm}$ 。考虑到电流密度及实验室条件, 变压器原副边的绕组均选取直径 $d_w=0.5\text{mm}$, 股数 $n=18$ 股的铜导线。电流密度的计算式如式(2.18):

$$\begin{cases} J_p = \frac{I_p}{n \cdot \pi (d_w / 2)^2} \\ J_s = \frac{I_s}{n \cdot \pi (d_w / 2)^2} \end{cases} \quad (2.18)$$

代入数据可得, 原边绕组电流密度 $J_p=3.247\text{A/mm}^2$, 副边绕组电流密度 $J_s=3.788\text{A/mm}^2$, 满足铜导线对于电流密度的要求。

接下来核算窗口系数, 根据式(2.19), 计算可得窗口系数为 0.247, 满足绕组绕制的要求。

$$K_w = \frac{(21+18) \cdot (n \cdot \pi (d_w / 2)^2)}{A_w} = 0.247 \quad (2.19)$$

2.5.2 电感

DAB 中的外接电感是电路原副边进行能量传输的关键元件, 过小的电感值会导致移相角过小, 从而可能使闭环系统的控制精度不够; 过大的电感值则会限制 DAB 所能传输的最大功率。在本文中, 设定电路稳态运行时的移相角 $d=0.25$ (相对于半个开关周期 T_h 的比例), 电路稳态运行的额定功率 $P_o=3200\text{W}$ 。

假设电感串联在电路原边侧, 则由表 2-1 的 DAB 参数, 得到所需的总电感量 L_k 为:

$$L_k = \frac{NV_i V_o}{2 f_s P_o} d(1-d) = 87\mu\text{H} \quad (2.20)$$

经实验测量, 上一节中所绕制的变压器实际原边漏感为 $6.18\mu\text{H}$ 。若电感接在电路原边, 所需外接的电感量为 $81\mu\text{H}$; 若电感接在电路副边, 则所需外接的电感量为 $81/N^2=60\mu\text{H}$ 。

由于磁粉芯材料的饱和磁密大, 磁芯损耗较小, 适合用作电感磁芯, 本文选取粉芯材料来制作电感。在上一节变压器的绕制中, 由于 EE70 磁芯对应的卧式骨架的最大高度为 6.1cm , 为保证样机的功率密度, 电路主功率板上其它元件的高度都应小于 6.1cm 。选择将外接电感放置在 DAB 电路的副边侧, 由两个 $30\mu\text{H}$ 的电感串接而成。选择浙江东睦科达

磁电有限公司的纳米晶磁粉芯产品，其具有单位体积损耗小，温度可靠性高等优良性能，最终确定的粉芯型号为 KAH184-026A，其基本参数如表 2-2 所示：

表 2-2 纳米晶磁粉芯 KAH184-026A 基本参数

参数 \ 型号	电感系数 A_L (nH/N ²) $\pm 8\%$	平均磁路长度 l_e (cm)	有效截面积 A_e (cm ²)	体积 V (cm ³)
KAH184-026A	59	10.740	1.990	21.300

式(2.21)给出了电感匝数的计算式：

$$N_{Lk} = \sqrt{\frac{L_k}{A_L}} \quad (2.21)$$

将已知参数代入，可得电感理论匝数为 22.55 匝。最终电感匝数选取为 22 匝，将两个 KAH184-026A 磁环叠放在一起后，统一绕线。

2.5.3 功率开关器件

综合考虑开关频率和耐压，本文选用 Si MOSFET 作为电路的开关器件。

因为变压器的匝比原边大于副边，开关管耐压值的选取以电路原边电压为基准，在设定值 350V 以上留取一定裕量后，选取最大耐压值为 650V 的器件。开关管耐流值的选取以电路副边电流有效值为基准，经过电路仿真后，可以得到额定工作模式下，DAB 电路副边电流有效值为 13.39A。

综合考虑器件性能以及电路损耗后，本文选择 Infineon 公司的 IPZ60R017C7 开关管，其导通电阻小，耐流值高，可以大大减小器件的导通损耗。另外，该器件的封装为 TO-247-4，由于具有开尔文引脚，通过将功率回路与驱动回路分开，可以让开关管的驱动信号抗干扰能力增强，更为稳定。其主要参数如表 2-3 所示。

表 2-3 开关管 IPZ60R017C7 基本参数

符号	参数名	参数值
V_{DS}	漏源级最大电压	650V
$R_{DS(on)}$	导通电阻	17m Ω
Q_g	栅极充电电荷	240nC
$I_{D, pulse}$	最大冲击电流	495A
$I_{D, continuous}$	最大连续电流	129A

2.5.4 TMR 电流传感器

图 2-5 所示的控制框图中，电流传感器是获取电流信息的关键元件。传统的霍尔电流传感器应用广泛，但是其体积一般较大，会降低功率变换器的功率密度。作为代替，本文采用隧道磁电阻(TMR)作为电流传感器，图 2-17 所示即为 TMR 的功能模块。与霍尔元件相比，隧道磁电阻具有更小的体积(厚度只有 0.75mm)，以及更低的功耗^[40]。

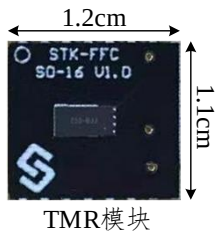


图 2-17 本文采用的隧道磁电阻(TMR)模块

TMR 的工作原理基于隧道磁电阻效应，如图 2-18 所示，其组成为三明治结构，由上到下分别为铁磁层，非磁绝缘层，铁磁层。绝缘层采用 MgO 等材料，由于其厚度非常薄，只有 1-2nm，可以让来自铁磁层的电子穿过。

铁磁层共有两层，其中，底层的铁磁层其材料矫顽力较大，磁化方向不会随外部磁场方向变化而改变，保持固定。而顶层的铁磁层其材料矫顽力较小，磁化方向会随着外部磁场方向变化而变化。由隧道磁电阻效应可知，电子从一个磁性层隧穿到另一个磁性层的隧穿几率与两磁性层的磁化方向有关，两者磁化方向越接近于同向时，电子越容易穿过中间的非磁绝缘层，其宏观表现也即为电阻小，所以当顶层和底层的磁化方向相同时，电阻最小；当顶层和底层的磁化方向相反时，电阻最大^[41]。

TMR 是隔离型的电流传感器，在使用时需要将其固定在被测导线的固定距离处，当两者的相对位置保持不变时，TMR 的阻抗就会随着导线中电流大小的变化而线性变化^[42]。

本实验中最终选取的 TMR 传感器型号为 STK-616B-20AB，其具有 400kHz 的带宽和 0 到±50A 的电流线性测量范围，因为样机的开关频率为 40kHz，所选 TMR 满足电路的带宽要求。经仿真得知，电路正常工作状态下的电流峰值为 14.67A，位于所选 TMR 传感器的线性范围内，可以满足实验要求。

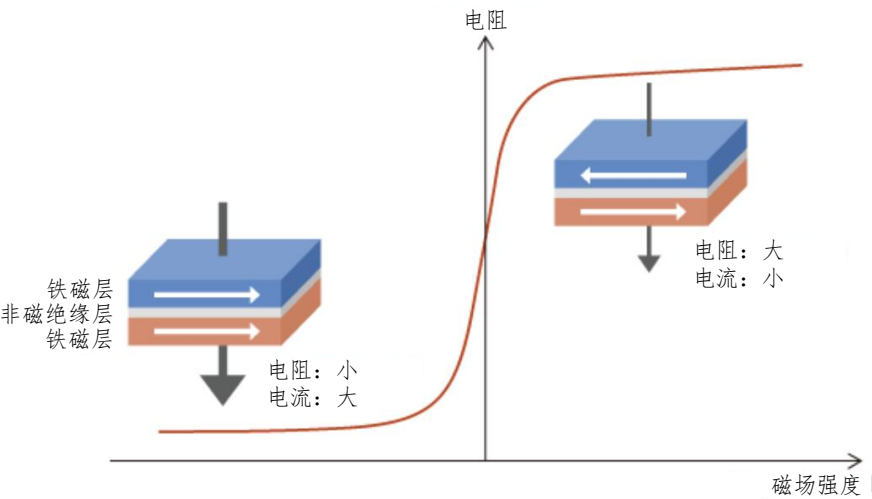


图 2-18 TMR 的工作原理

2.5.5 输出稳压电容

输出稳压电容的选取主要考虑电容的耐压值、电容的耐流值以及输出电压所要求的纹波大小。

假设电路稳态输出电流的有效值为 I_o ，结合图 1-2 的 DAB 电路工作模态及式(2.1)电感电流表达式可得，流经输出稳压电容的电流表达式为：

$$i_{Co}(t) = \begin{cases} -N \cdot \left[i_1(t_1) + \frac{V_i + NV_o}{L_k} (t - t_1) \right] - I_o & (t_1 \leq t < t_2) \\ +N \cdot \left[i_1(t_2) + \frac{V_i - NV_o}{L_k} (t - t_2) \right] - I_o & (t_2 \leq t < t_3) \\ +N \cdot \left[i_1(t_3) + \frac{-V_i - NV_o}{L_k} (t - t_3) \right] - I_o & (t_3 \leq t < t_4) \\ -N \cdot \left[i_1(t_4) + \frac{-V_i + NV_o}{L_k} (t - t_4) \right] - I_o & (t_4 \leq t < t_5) \end{cases} \quad (2.22)$$

图 2-19 给出了 i_{Co} 的电流波形，其中 i_2 为变压器副边绕组电流波形，当 DAB 稳态工作时，输出电容所流经的电流平均值应为零。将表 2-1 参数代入式(2.23)，可得目标参数下，电路稳态时输出电容上流经的电流有效值为 7.63A。

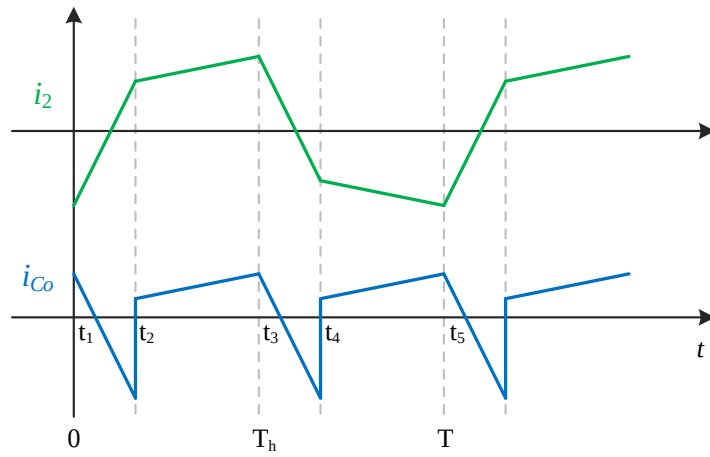


图 2-19 输出稳压电容上的电流波形

假设电路的输出电压纹波小于额定电压值的 1/1000，则电容大小应满足式(2.24)。选取的电容型号为 Vishay 的 MAL215759151E3，其耐压值为 500V，单个电容值为 150μF，最大交流耐流能力为 1.43A。由于流经输出电容的总电流有效值为 7.63A，至少需要 6 个才能满足要求，保留一定裕量后，最终选取 8 个电解电容并联，此时的输出电容为 1200μF，远远满足电路纹波电压的要求。

$$I_{Co} = \sqrt{\frac{1}{T_h} \cdot \left[\int_0^{T_h} i_{Co}^2(t) dt \right]} = 7.63A \quad (2.23)$$

$$C_o \geq \frac{\frac{1}{2} \cdot \int_0^{T_h} |i_{Co}(t)| dt}{\frac{1}{1000} V_o} \approx 117\mu F \quad (2.24)$$

由于变压器的匝比 $N > 1$ ，电路原边电流的有效值小于副边电流，针对原边侧电容的选取方法类似，不再赘述，最终选取 10 个 Panasonic 的 EEU-EE2W470 电容并联，其耐压值为 450V，单个电容值为 $47\mu F$ ，最大交流耐流能力为 1.2A。

2.6 实验验证

2.6.1 实验样机搭建

根据以上参数设计，实验搭建了一台 3200W 的 DAB 样机，以验证所提稳态磁偏抑制策略的有效性，实验样机如图 2-20 所示，样机由功率板，控制板及 DSP 评估板三部分组成。其中，功率元件和磁性元件等需要高电压的元件放置在功率板上；稳态磁偏抑制电路，供电电路等需要低电压，或产生控制信号的元件放置在控制板上。控制板和功率板之间采用插接方式，来隔绝高电压和低电压，有利于电路安全，也方便电路调试。在本实验中，数字信号处理器选用 DSP28377s，并直插在控制板的背面，样机的主要参数值如表 2-4 所示。

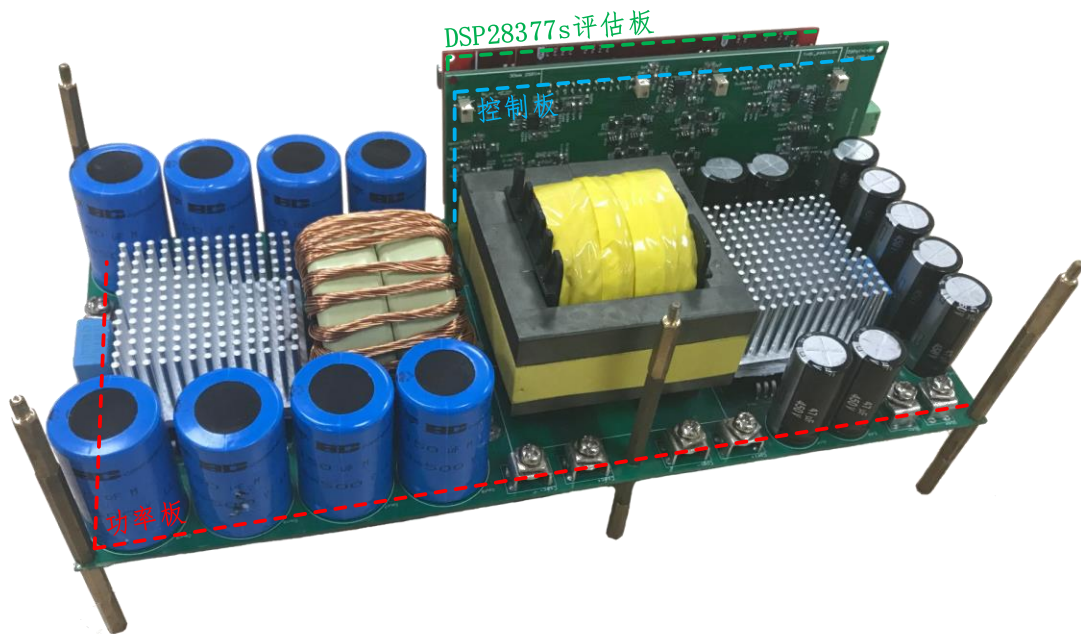


图 2-20 DAB 样机

表 2-4 DAB 样机主要参数值

符号	参数名	参数值
V_i	输入直流母线电压	350V
V_o	输出直流母线电压	300V
P_o	满载输出功率	3200W
L_1	原边侧串接电感	/
L_2	副边侧串接电感	60 μ H
L_m	变压器励磁电感	5mH
N	变压器匝比	7:6
f_s	开关频率	40kHz
f_i	电流采样频率	20kHz
f_v	电压采样频率	20kHz

2.6.2 实验波形分析

实验首先验证周期积分电路的功能，先在 DAB 电路的原副边各串接进入合适大小的隔直电容，以保证电路中无直流电流分量。

如图 2-21 所示，当 DAB 主电路的输入电压为 0V，也即不加主功率，只有控制电路工作时，积分电路的输出电压(黄色)保持为定值 1.5V。这是由于原边侧的电流(粉色)始终为零，电流传感器的输出不变化，因此积分电路的积分量也始终为零。

当 DAB 主电路输入电压上升到 160V，输出电压 120V 时，波形如图 2-22 所示，此时电流的峰峰值在 10A 左右，保持正负对称。积分器的输出电压随时间而发生改变(黄色)，但是在一个开关周期内的积分量始终为零。由于 ADC 采样点始终在开关周期的末端，采样值便始终保持在 1.5V，与图 2-21 不加主功率时的电压是一致的。这证明了所提出的周期积分电路的有效性。

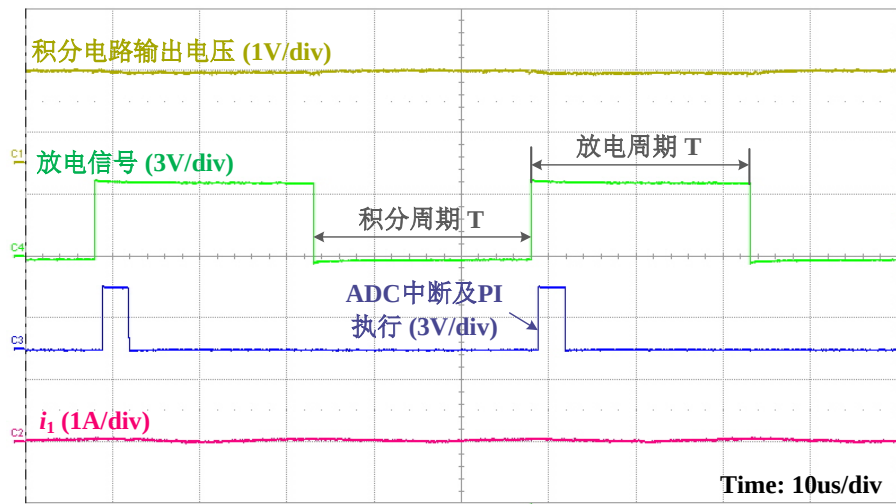


图 2-21 周期积分电路波形：输入电压 0V 时

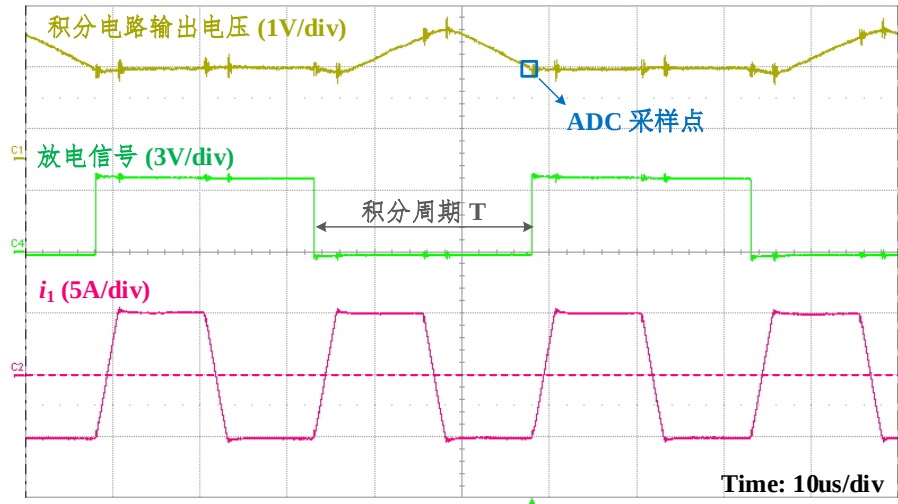


图 2-22 周期积分电路波形：输入电压 160V，输出电压 120V 时

接下来将串接在电路中的隔直电容去掉。为了更明显的观察积分器的输出变化状态，本文中分别对电路原边及副边 H 桥的开关管施加了 2% 的驱动占空比偏置。由于在 H 桥上下桥臂之间同时加入了 2% 的死区，实测的开关管驱动占空比分别为 50% 和 46%。

图 2-23 和图 2-24 分别给出了在不加磁偏控制时的电路原副边波形，可以看到，由于驱动占空比的偏置，电路原边电流 i_1 和副边电流 i_2 中均出现直流分量，此直流分量使得积分器在一个开关周期内的积分值不再为零，并使得 ADC 的采样点电压远远偏离基准值，从而获得电路中的直流电流信息。其中，图 2-23 中，直流电流为正，积分器的采样值大于 1.5V；图 2-24 中，直流电流为负，积分器的采样值小于 1.5V。

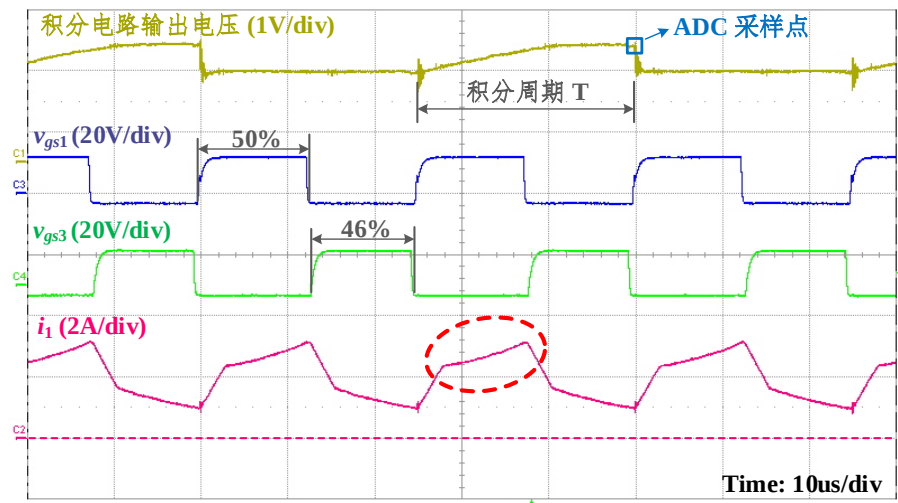


图 2-23 原边电路波形：2% 驱动占空比偏置，不加磁偏抑制

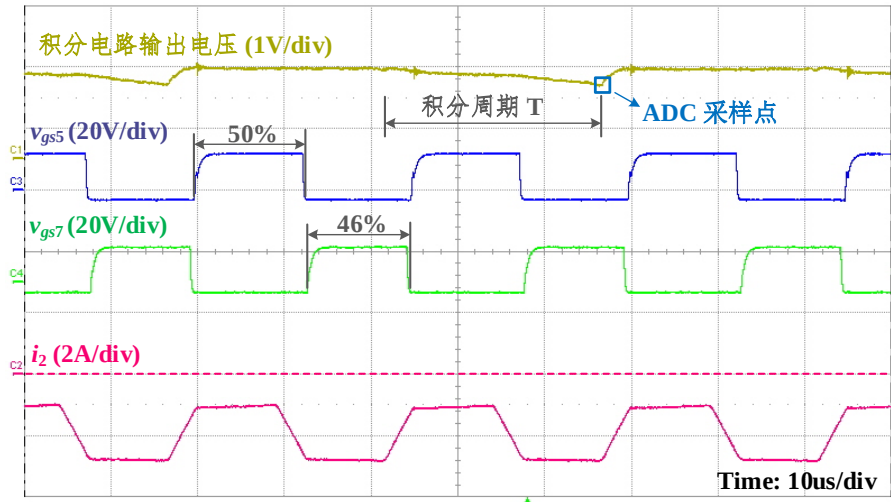


图 2-24 副边电路波形：2%驱动占空比偏置，不加磁偏抑制

在这里，所施加的 DAB 母线电压较低，仅仅为 20V，但是原副边电流的偏置已经达到 2A，励磁电流 i_m 的偏置则接近 4A。由图 2-23 中画红圈的部分可以看出，原边电流的波形此时呈上翘形状，因此变压器磁芯已经有饱和趋势，如果进一步升高母线电压，原副边电流将急剧上升而导致开关管烧毁。

保持图 2-23，图 2-24 中的其他测试条件不变，仅仅将本文所提出的稳态磁偏抑制策略加入，图 2-25 和图 2-26 给出了对应的电路波形，可见电路的驱动占空比均由 50%，46% 被调整回 48%。当占空比偏置被消除后，原边电流 i_1 及副边电流 i_2 中不再存在直流电流，ADC 的采样电压也重新回到 1.5V。以上分析证明了本文中稳态磁偏抑制策略的有效性。

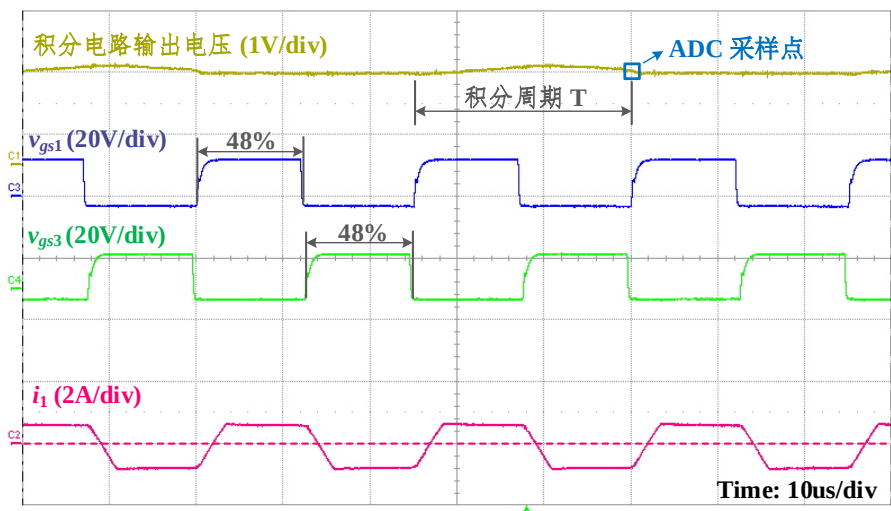


图 2-25 原边电路波形：2%驱动占空比偏置，加入磁偏抑制

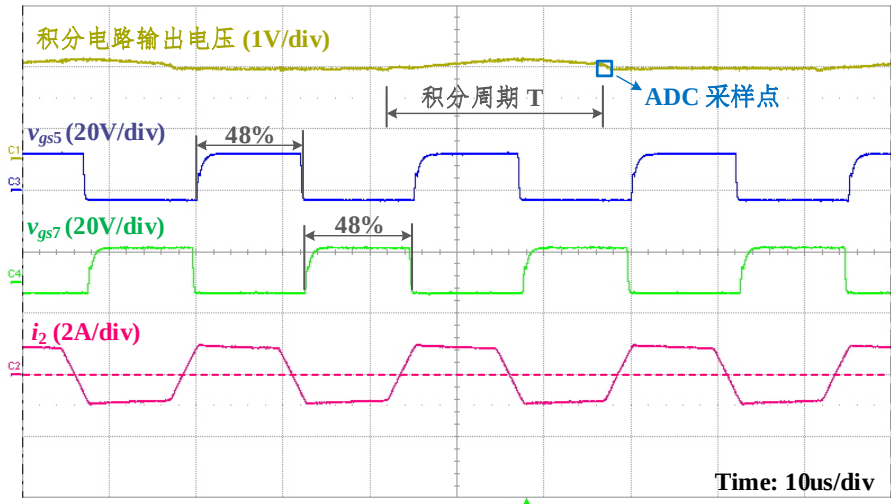


图 2-26 副边电路波形：2%驱动占空比偏置，加入磁偏抑制

保持前文所施加的 2%驱动占空比偏置以及稳态磁偏抑制策略，继续增大 DAB 的母线电压，样机在额定工作点下的实验波形如图 2-27 所示。此时电路的输入电压为 350V，输出电压为 300V，功率为 3200W，经测量，电路的满载效率为 97.1%。可以看到，所提出的稳态磁偏抑制策略能够将电路中的直流电流全部移除，DAB 样机可稳定运行。

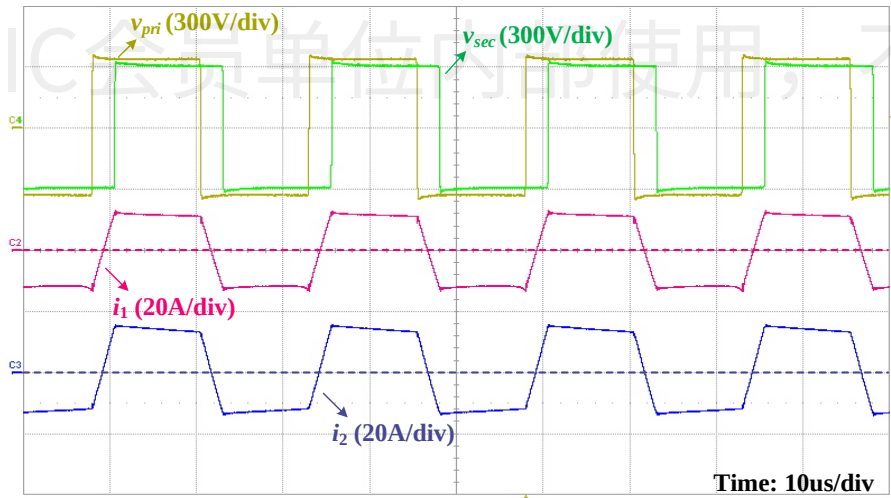


图 2-27 DAB 样机额定工作点下的实验波形

2.7 本章小结

本章针对 DAB 中的稳态磁偏提出了一种新型的抑制策略。首先推导了电路实现零磁偏所需满足的基本条件，接着计算了从占空比到偏置电流的小信号模型，并据此设计了抑制磁偏的闭环控制系统。为准确采样偏置电流，采用了一种周期积分电路，利用复位开关对积分器周期性放电，并给出了偏置电流采样策略；为减小电流传感器体积，采用了隧道磁电阻(TMR)测量电流。最后，搭建了一台 3200W 的实验样机，给出了具体的参数设计过

程；通过对比实验，进一步验证了本文所提出的稳态磁偏抑制策略的有效性。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第 3 章 暂态磁偏抑制策略

3.1 引言

在 DAB 的暂态过程中，由于变压器及电感上出现短暂的伏秒不平衡，会产生瞬时的磁偏及电流尖峰。若暂态过程的电流尖峰幅值过大，可能会导致变压器及电感的磁芯饱和，从而令变换器烧毁。因此，有必要探究 DAB 暂态磁偏的抑制方法。

本章针对 DAB 的暂态磁偏，提出一种基于峰值电流限制的抑制策略，通过设定电流阈值，当电路电流超过设定值时，令 DAB 对应侧的 H 桥方波电压提前翻转，由此抑制电流的上升速率，避免磁芯饱和。

3.2 DAB 的几种典型暂态过程

当电路进入稳态运行之后，常见的扰动主要有负载大小突变、功率传输方向切换、以及输出电压参考突变等。

3.2.1 负载大小突变

当 DAB 的负载突然加重时，电路中会产生暂态磁偏。

图 3-1 以功率正向传输时的情形为例，详细阐述了该暂态磁偏的产生过程，其中，移相角 $d_2 > d_1 > 0$ 。当电路负载突然增大时，电路输出电压发生微小跌落，为保证电压的稳定，数字信号处理器(DSP)通过电压控制环将移相角从 d_1 增大到 d_2 。移相角的突然变化，使得在这一瞬间，电路原边串接的电感上的“伏秒值”不再平衡，由此造成一个直流电流分量 I_{Tdc} 以及峰值电流 I_{p2} 。

图 3-2 给出了该暂态过程对应的等效电路图，此时，电路原副边的直流电压都加在了电感上，电流峰值在此区间内的增量值 ΔI 可表达为：

$$\Delta I = I_{p2} - I_{p1} = \left| \frac{V_i + NV_o}{L_1 + N^2 L_2} \right| \cdot (d_2 - d_1) \cdot T \quad (3.1)$$

正如图 3-1 所示，暂态过程中出现的峰值电流 I_{p2} 高于稳态时的峰值电流 I_{pn} 。实际情况中，即使不加以主动磁偏抑制，由于电路中寄生电阻的存在，该暂态过程也将在 5-6 个开关周期后结束，进入到新的电路稳态。但是电路中所存在的电流尖刺 I_{p2} 仍为电路的运行带来了风险，这可能导致磁性元件饱和，进而烧毁功率开关元件。

当电路功率传输方向始终为负时，DAB 的移相角始终小于零。如图 3-3 所示，其中，

$d_2 < d_1 < 0$ ，当负载突然加重时，移相角瞬时由 d_1 变为 d_2 ，其绝对值增大并由此带来瞬时磁偏，不同的是，此时的电流峰值 I_{p2} 为负。

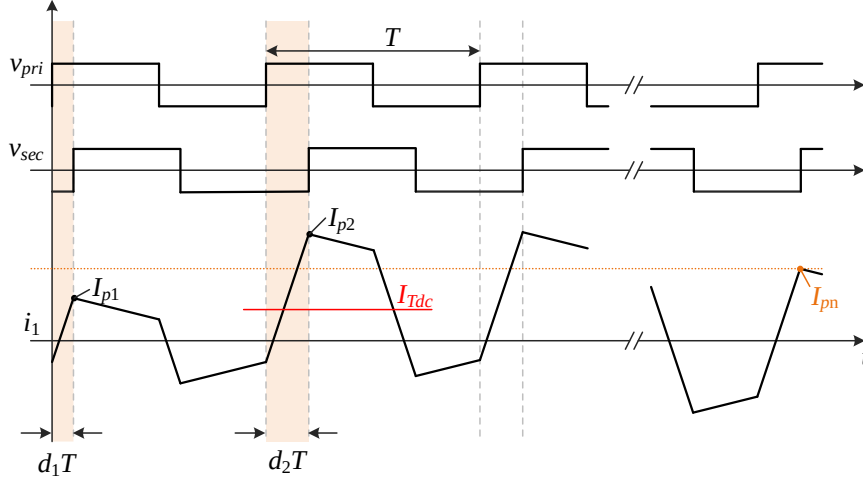


图 3-1 功率正向传输时，负载突然加重

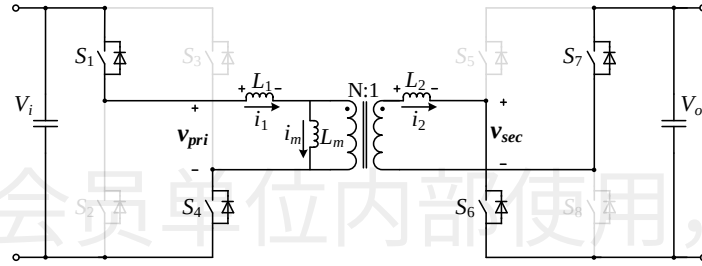


图 3-2 移相角 $0 < d_1 < d_2$ 时的等效电路图

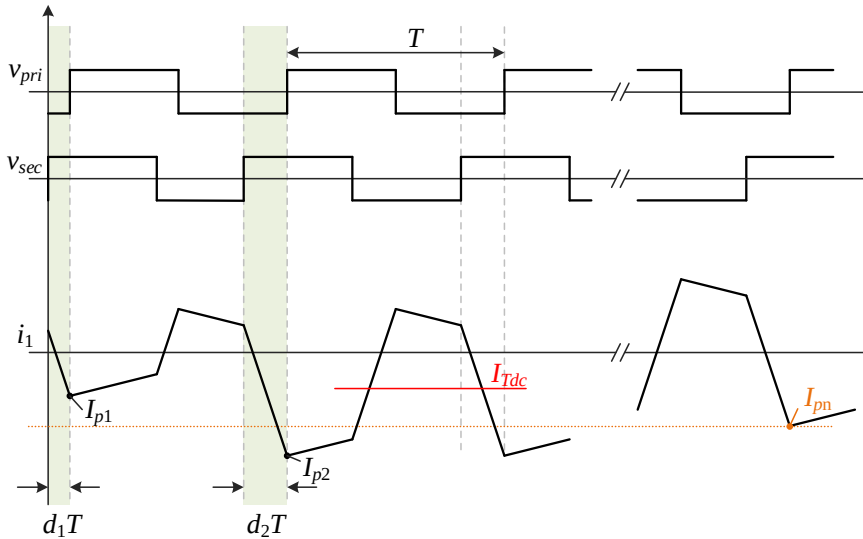


图 3-3 功率负向传输时，负载突然加重

综上所述，当 DAB 功率传输的方向保持不变时，如果负载突然加重，由于移相角大小的增加，电路中均会产生一个瞬时的电流尖峰。

至于负载突然减小时，此时的移相角将对应减小，此时不会产生瞬时电流尖峰。

3.2.2 功率传输方向切换

由于 DAB 是一种功率可双向流动的拓扑，在实际的应用场合，可能出现功率传输方向的切换，此时对应的暂态电流尖峰更为严重。

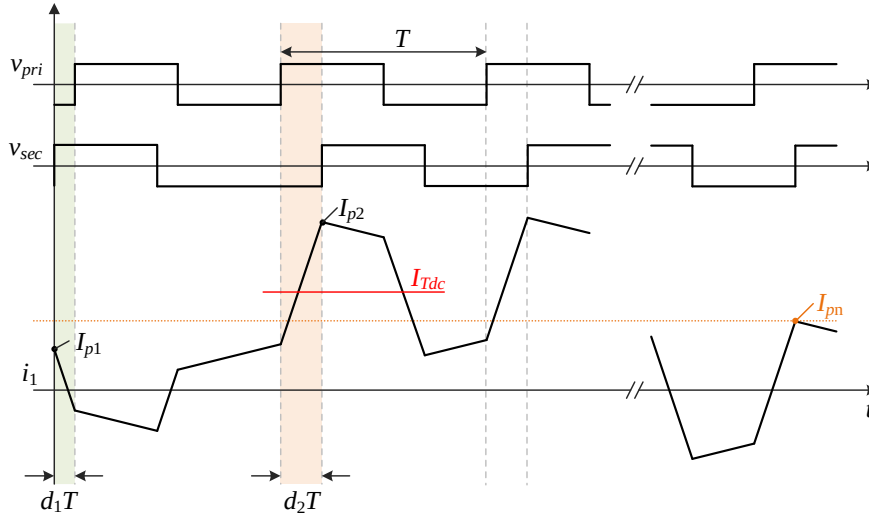


图 3-4 功率传输由负变正

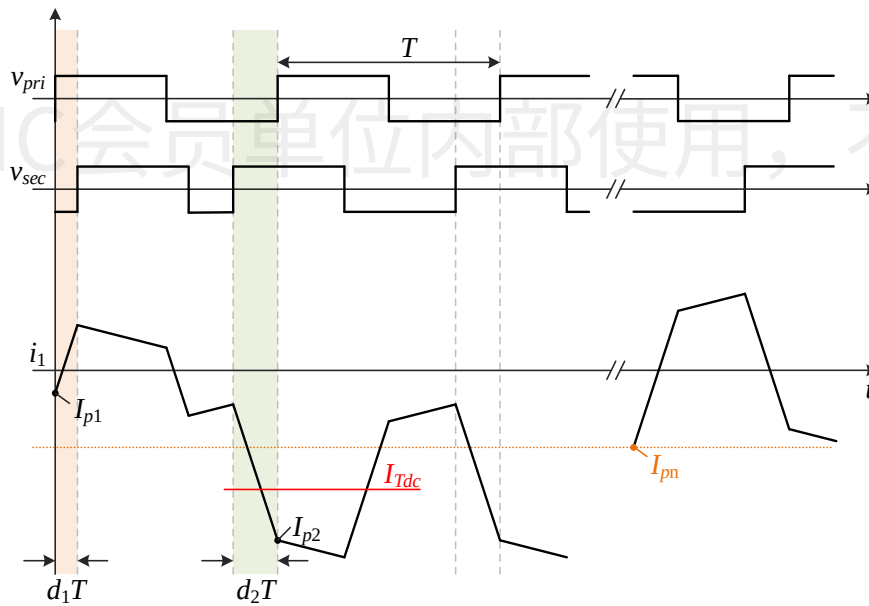


图 3-5 功率传输由正变负

图 3-4 以功率由负向传输转变为正向传输为例，阐释了这一过程。此时移相角瞬时由负向的 d_1 变为正向的 d_2 。原本在开关模态的 d_2T 区间，移相角应该为负，以保持电感上的伏秒平衡，但是此时移相角的符号发生变化，正向的伏秒值继续积累，导致电路中产生了更大的电流尖峰 I_{p2} 。

同理，当电路功率传输方向由正向瞬时变为负向时，同样会产生一个更大的电流尖峰，但此时对应的电流方向为负，如图 3-5 所示。综上可知，功率传输方向发生变化时产生的

电流尖峰，均大于上一节功率方向不变，只有移相角变化时的情况，这是由于更大的移相角变化量造成的。

3.2.3 输出电压参考值突变

在 DAB 稳态工作时，若突然改变输出电压的参考值大小，同样会导致电路中出现瞬时电流尖峰。图 3-6 给出了这一暂态过程的示意图。其中， V_o^* 为输出电压的参考电位，当其突然由 V_{o1}^* 增大到 V_{o2}^* 时，为了使实际输出电压跟随参考值，控制器会增大移相角以提高 DAB 向副边传输功率的大小。移相角变化的瞬间，加在电感两端的电压还未来得及变化，但是时间却增加，因此在 d_2T 区间内，电感的伏秒值出现不平衡，并在电路中造成了电流尖峰。当输出电压逐渐上升到参考值后，电路的暂态过程才会结束并达到新的稳态。

当输出电压参考值突然减小时，移相角将会减小并使输出电压下降，在这个过程中虽然电感上仍然存在伏秒不平衡，但电流值是逐渐减小的，因此不存在电流尖峰问题。

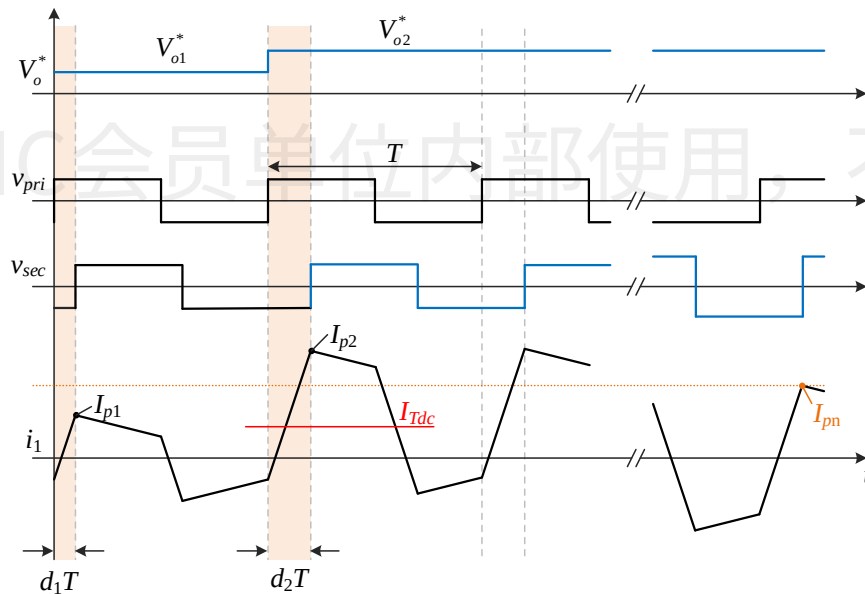


图 3-6 输出电压参考增大

3.3 基于峰值电流限制的暂态磁偏抑制

3.3.1 暂态磁偏抑制方案

即便不主动加入磁偏抑制控制，由于电路中存在寄生电阻，瞬时偏置的电流将在其作用下在 5 到 6 个开关周期内逐渐恢复至新的稳态^[44]。在暂态过程中，电流尖峰的最大值仅仅出现在第一个开关周期，因此只需要限制这个开关周期内的电流峰值即可。一个简单的思路是，限制电路在这个开关周期内移相角的变化幅度，将不平衡的伏秒值变小，便可降

低瞬态电流的峰值。

利用峰值电流限制的思路，提出了图 3-7 所示的暂态磁偏控制方案，设定两个电流阈值 I_{max} 和 I_{min} ，当电路中的电流 i_1 超过了最大值 I_{max} 时，如蓝色虚线所示，只需令副边 H 桥的方波电压 v_{sec} 提前翻转，电路即进入新的模态，电流的上升斜率被大大抑制。针对负向电流尖峰的抑制方法与之类似，当电路中的电流 i_1 低于了最小值 I_{min} 时，如图 3-8 中蓝色虚线所示，只需令原边侧 H 桥的方波电压 v_{pri} 提前翻转，此时电流的下降斜率便得到抑制。

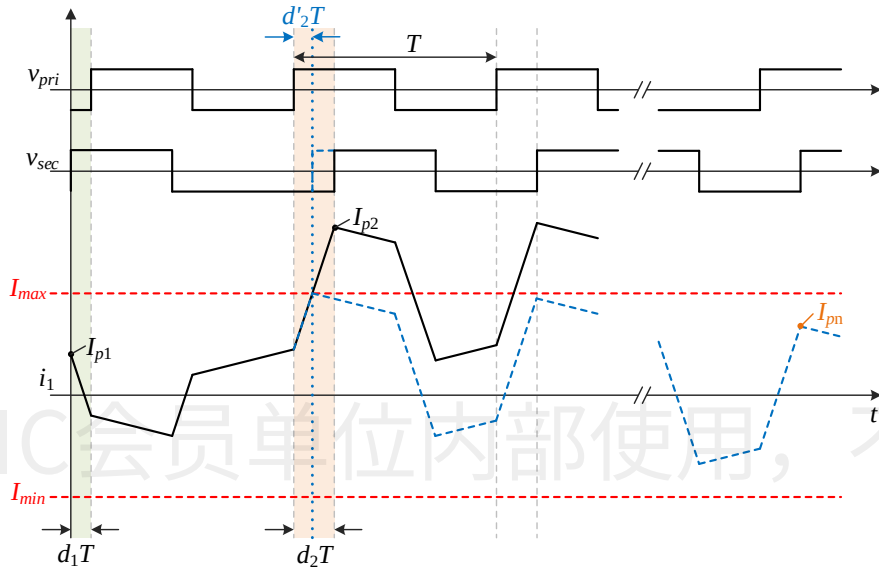


图 3-7 正向电流尖峰抑制示意图

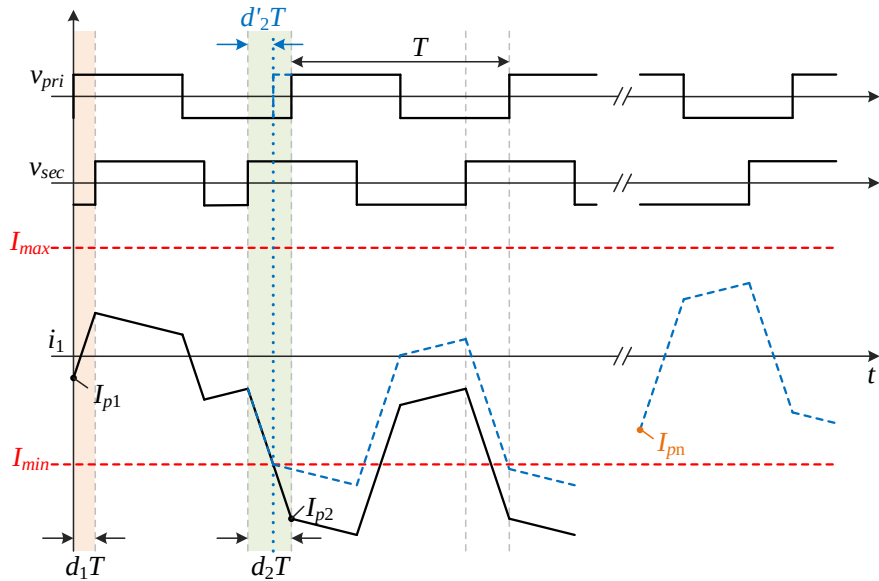


图 3-8 负向电流尖峰抑制示意图

3.3.2 电路实现方案

上节所述峰值电流限制方法，既可以通过软件控制的方式实现，经 DSP 采样电流后，运算并调整驱动信号；也可以通过硬件电路实现。由于在软件处理及运算需要时间，会导致磁偏抑制的延迟，因此本文采用硬件电路来搭建峰值电流限制电路。

图 3-9 给出了对应的电路控制框图，其包含正向暂态磁偏抑制及负向暂态磁偏抑制两部分，根据电路中瞬时电流尖峰的极性，对应的功能部分将会被触发。如图 3-9 所示，控制电路主要由比较器，单稳态触发器，及逻辑门组成。其中，比较器用来设定上下两个电流阈值，单稳态触发器用来产生固定宽度的瞬时脉冲，逻辑门将瞬时脉冲与原有的 PWM 方波进行合并，并得到新的驱动信号。

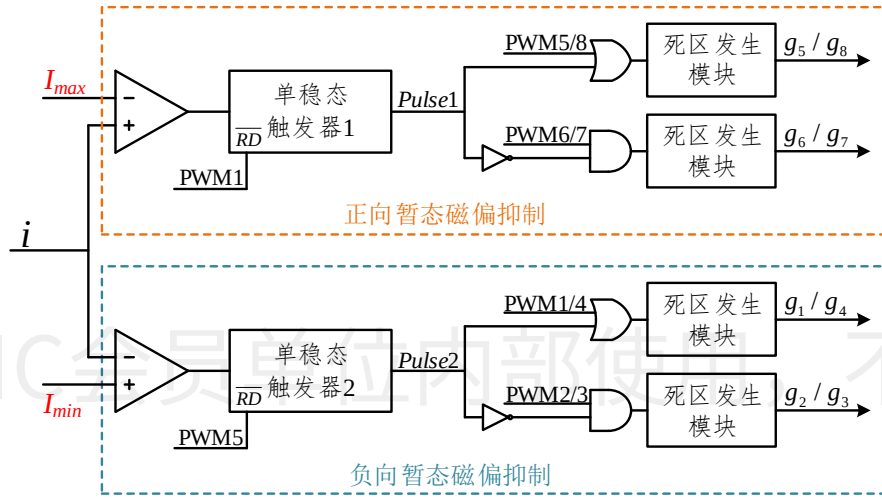


图 3-9 峰值电流限制策略控制框图

下面以正向暂态磁偏抑制为例，来详细阐述控制电路的工作原理。暂态过程的瞬间，当电路中的电流 i 超过了设定的最大阈值 I_{max} 时，比较器的输出符号由负跳变为正，其电压上升沿将触发单稳态触发器 1，并产生一个具有固定宽度的脉冲 $Pulse1$ ，此脉冲与电路原有的 PWM5/8 信号进行逻辑或运算，经过死区发生器后，得到修正后的驱动信号 g_5/g_8 ；同时， $Pulse1$ 经过非门后，与原有的 PWM6/7 信号进行逻辑与运算，并最终得到与 g_5/g_8 互补的 g_6/g_7 驱动信号，该过程的表达式为：

$$\begin{cases} g_5 / g_8 = Pulse1 \cup PWM5/8 + \text{死区} \\ g_6 / g_7 = \overline{Pulse1} \cap PWM6/7 + \text{死区} \end{cases} \quad (3.2)$$

图 3-10 给出了对应过程的波形示意图，可以看到，由于 $Pulse1$ 的产生，开关管的驱动信号 g_5/g_8 提前翻转，因此，副边 H 桥方波电压 v_{sec} 同步提前翻转，从而达到减小移相角 d_2 的效果。针对负向暂态磁偏的抑制与之类似，不再赘述。

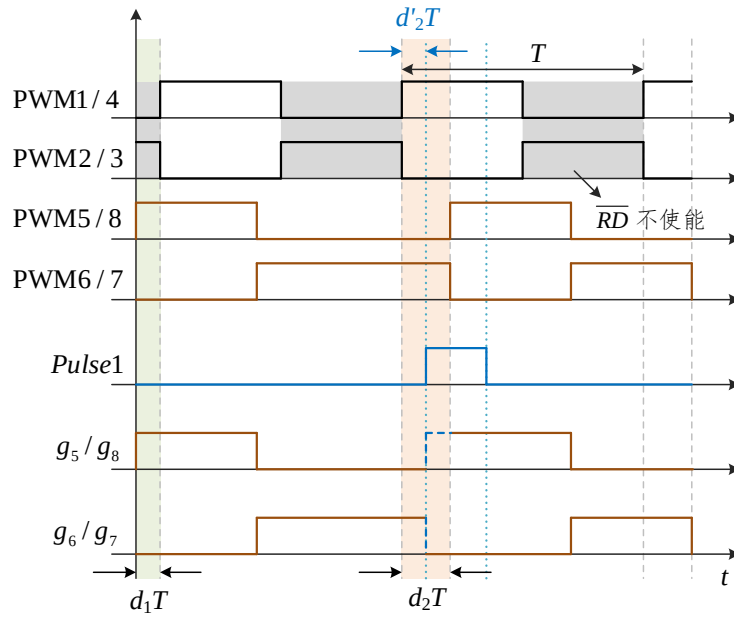


图 3-10 正向暂态磁偏抑制工作原理示例

图 3-9 中，用来采样比较的电路电流 i ，既可以是电路原边电流 i_1 ，也可以是电路副边电流 i_2 。由于在 DAB 的暂态过程中，原副边电流的变化趋势基本保持一致，所以只需要选择其中一边的电流进行控制即可实现对暂态磁偏的抑制。电流信号 i_1 i_2 直接从 TMR 输出获取，在上一节稳态磁偏抑制的电路基础上，只需要额外少量的元器件，例如比较器，单稳态触发器，逻辑门等即可实现峰值电流限制，额外体积和成本增加都很小。在设定 I_{max} 及 I_{min} 阈值时，根据变压器及电感的饱和电流上限留取一定的裕量距离，就可以使得峰值电流限制只在暂态时作用，而不会对电路的稳态运行造成影响。

需要注意的是，在图 3-9 中，单稳态触发器的使能端 $\overline{RD}$ 均与对应的 PWM 信号进行了同步，这主要是为了避免开关噪声的影响，防止其误触发单稳态触发器而导致电路的错误模式。

图 3-11 以正向电流峰值限制为例，给出了具体的阐释。电路中存在两种噪声源，白噪声 n_3 ，以及开关噪声 n_1, n_2, n_4 。其中，开关噪声 n_2 及白噪声 n_3 可能导致电流在下降时继续触发单稳态触发器产生 $Pulse1$ ，从而导致占空比 D_2 过度增加而产生负向电流尖峰；开关噪声 n_4 可能导致在 DAB 达到稳态后，成为额外的触发源，不断触发单稳态触发器而使电流发生震荡。

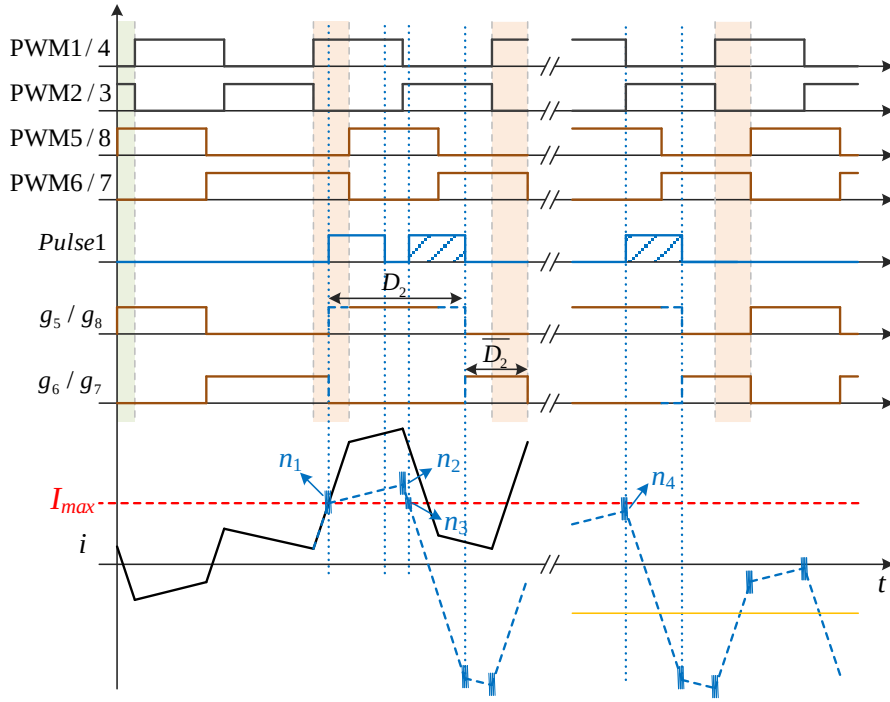


图 3-11 正向电流峰值限制，单稳态触发器误触发示例

由于本章所提出的峰值电流限制方案,是通过改变 PWM 信号的上升沿来实现功能的,多余的触发脉冲 *Pulse1* 会改变 PWM 信号的下降沿,从而导致控制出错。所以,可以通过将单稳态触发器周期性使能来避免此问题。图 3-11 中,在 PWM5/PWM8 下降沿到来之后的一段时间内,禁止单稳态触发器即可。具体的实现方式为将单稳态触发器 1 的使能端 $\overline{RD}$ 与 PWM1/PWM4 信号同步,此时图 3-11 中蓝色虚线方框内的触发脉冲都会被消除,电路功能恢复正常。在负向电流尖峰限制时,同理,只需要将单稳态触发器 2 的使能端 $\overline{RD}$ 与 PWM5/PWM8 信号同步即可。

针对单移相控制(SPS)的 DAB 电路,通常需要将 DAB 的移相角设置为小于 0.25(相对于开关周期 T),以避免在电路中产生直流电流环流^[45]。如图 3-12 所示, *Pulse1* 的上升沿应该位于 v_{pri} 及 v_{sec} 的上升沿之间(红色圆圈);假设电路触发的时刻在 v_{sec} 上升沿处,为了避免单稳态脉冲过长影响到后续波形,实际设置时应使其触发脉宽小于 $0.5T$;假设电路触发的时刻在 v_{pri} 上升沿处,由于电路最大的移相角为 $0.25T$,此时为了保证单稳态脉冲结束后驱动波形仍是连续的,单稳态脉冲的宽度应该选取为大于 $0.25T$ 。当 DAB 的功率负向传输时,以上要求同样适用,因此,单稳态脉冲宽度需要满足:

$$0.25T < Pulse < 0.5T \quad (3.3)$$

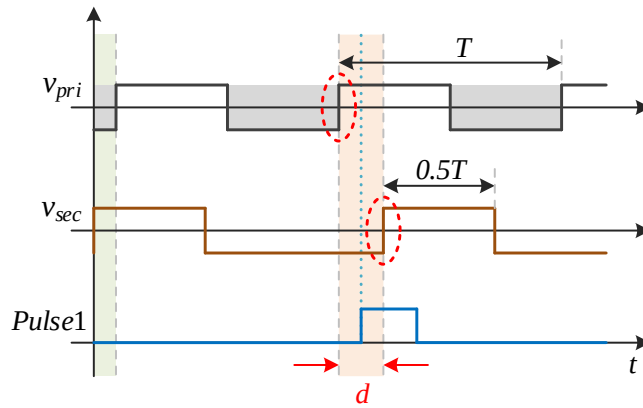


图 3-12 单稳态脉冲的宽度选取

3.3.3 方案的仿真验证

不同于“临时调整”策略^{[34]-[38]}, 本文的峰值电流限制方案, 因为只是限制电流的幅值, 电流需要经过几个开关周期后才会进入到新的稳态, 但由于直接限制峰值电流, 从根本上避免了磁性元件的饱和。

所提方案虽然限制了峰值电流, 但对输出电压的闭环控制几乎没有影响, 为比较加入峰值电流限制前后系统的动态响应时间差异, 以下利用 PLECS 软件进行了仿真与验证, 其中, 基本参数条件的设置与表 2-4 保持一致。

首先针对输出电压参考突变的情况进行了仿真, 图 3-13 给出了原边电流的暂态波形, 在 0.1s 时刻, 输出电压参考值由 300V 跳变至 310V。如图所示, 其中, 绿色为不加峰值电流限制时的波形, 粉色为加入 30A 电流限制阈值后的波形。可见, 不加电流限制时, 暂态过程中最大的电流尖峰为 42A; 而加入峰值电流限制策略后, 电路中的最大电流被限制在了 30A。图 3-14 给出了对应条件下的输出电压 v_o 变化波形, 可见, 是否加入峰值电流限制策略, 对动态响应时间几乎没有影响。这是因为, 输出电压调整的时间(2ms 左右)通常远远大于电流的调整时间(150μs 左右), 暂态过程中对峰值电流的限制并不会影响到输出电压的恢复时间。

针对负载突变的情况, 同样也进行了仿真, 图 3-15 给出了原边侧电流的暂态波形, 在 0.1s 时刻, 负载由 45Ω 跳变至 22Ω。若不加峰值电流限制, 则电路中的最大电流为 34A, 加入峰值电流限制后, 电路电流则被限制在 30A。图 3-16 给出了对应条件下的输出电压 v_o 变化波形, 同样的, 峰值电流限制对输出电压的动态响应几乎没有影响。

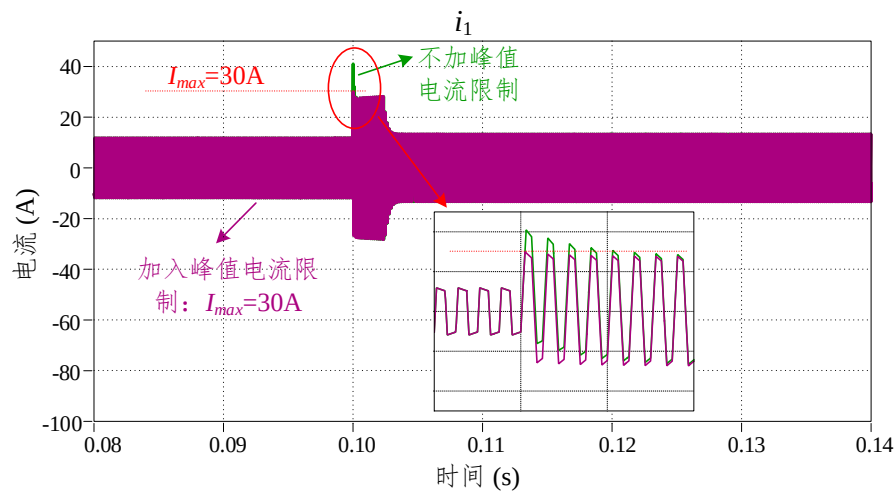


图 3-13 输出电压参考突变时，原边侧电流的动态响应

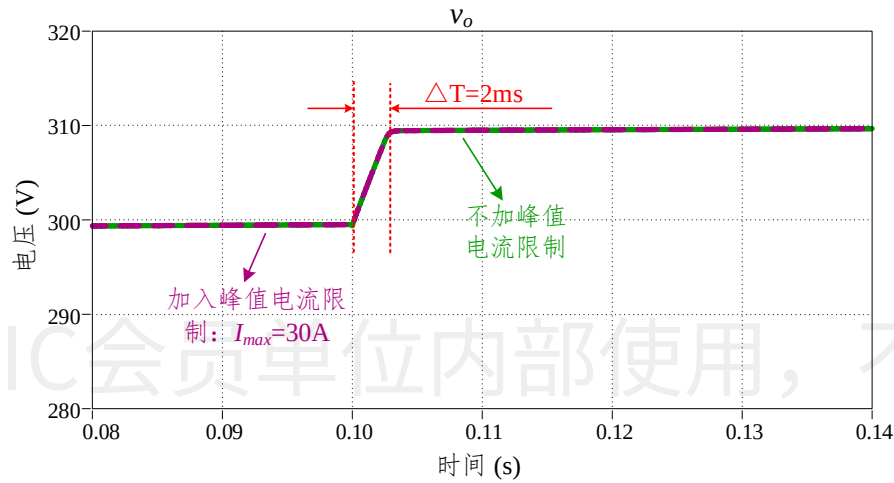


图 3-14 输出电压参考突变时，输出电压的动态响应

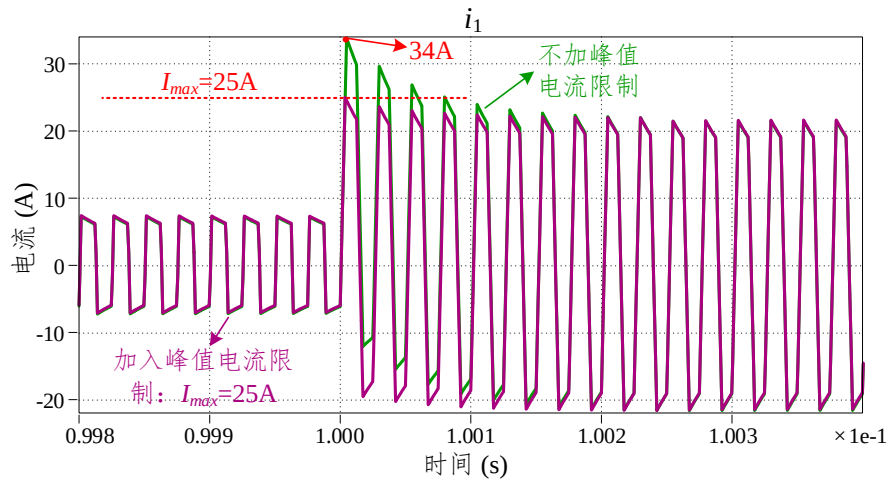


图 3-15 电路负载突然加重时，原边侧电流的动态响应

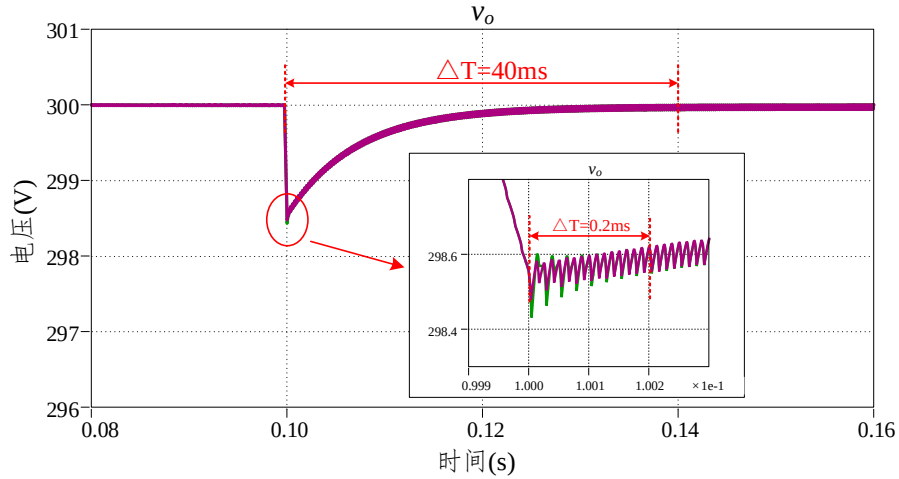


图 3-16 电路负载突然加重时，输出电压的动态响应

所提出的峰值电流限制策略同样可以扩展到延伸移相(EPS)，双移相(DPS)，三移相(TPS)等更复杂的 DAB 控制策略当中，进而抑制暂态过程中的最大电流幅值。图 3-17 示例性地给出了峰值电流限制策略在 TPS 控制策略中的仿真波形，其中，绿色实线为不加电流限制时的波形，粉色虚线为加入电流限制后的波形，可见，虽然 TPS 控制多了几个电路模态，但是不影响峰值电流限制策略的应用，电流依然被限制在所设定的阈值之内。需要注意的是，上节所述的硬件电路结构仅适用于 SPS 控制下的 DAB 电路，针对 EPS, DPS, TPS 等更复杂控制策略的 DAB 中，需要用其他硬件电路结构来实现峰值电流限制的功能。

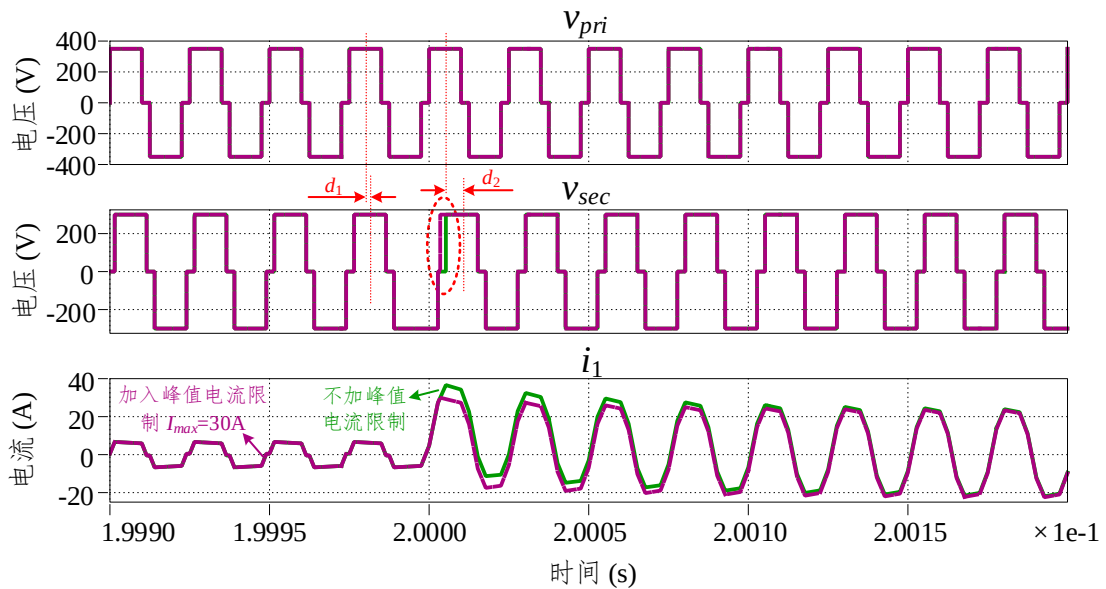


图 3-17 峰值电流限制策略在 TPS 控制中的仿真

3.4 实验验证

3.4.1 元器件选择及实验参数

暂态磁偏抑制实验与稳态磁偏抑制实验采用同一个样机，如图 2-20 所示，在样机的控制板上画有暂态磁偏抑制部分，主要为比较器，单稳态触发器，及逻辑门等元件。其中，比较器的型号选择 MAX9142ESA+，与门的型号选择 SN74LVC2G08DCUR，或门的型号选择 SN74LVC2G32DCTR。单稳态触发器选择 74HC423D，需要注意的是，此单稳态触发器的使能端 $\overline{RD}$ 不具有触发功能。

保持上一章中的样机基本参数不变，在输入输出端分别外接一个直流电压源，以保证电压不随移相角的突变而波动。实验主要测试了负载加重以及功率传输方向切换两种暂态过程，电路的具体测试条件如表 3-1 所示：

表 3-1 暂态磁偏抑制测试条件

分类	移相角 d_1	移相角 d_2	输入电压 V_i	输出电压 V_o
$0 < d_1 < d_2$	0.06	0.21	150	135
$d_1 < 0 < d_2$	-0.10	0.21	150	110
$d_2 < d_1 < 0$	-0.06	-0.21	150	135
$d_2 < 0 < d_1$	0.10	-0.21	150	110

3.4.2 实验波形分析

图 3-18 和图 3-19 给出了正向暂态磁偏抑制的波形。

图 3-18 中，功率始终保持正向传输，但负载突然加重，移相角由 0.06 突变到 0.21。可见，电路中产生一个正向的电流尖峰，而加入峰值电流限制策略后，单稳态触发器产生了脉冲 *Pulse1*，此脉冲改变了副边开关管 g_s/g_8 的驱动信号，并使其上升沿提前到来，因此，电流的上升斜率被抑制，峰值电流被保持在合理的范围内。

图 3-19 中，功率传输由负向转变为正向，移相角的符号变化为 $d_1 < 0 < d_2$ ，可以看到，相比于图 3-18 中的波形，此时由于功率传输方向的变化，电路中产生了更大的电流峰值。而所加入的峰值电流限制策略，同样可以将电流幅值限制在安全区域范围内。

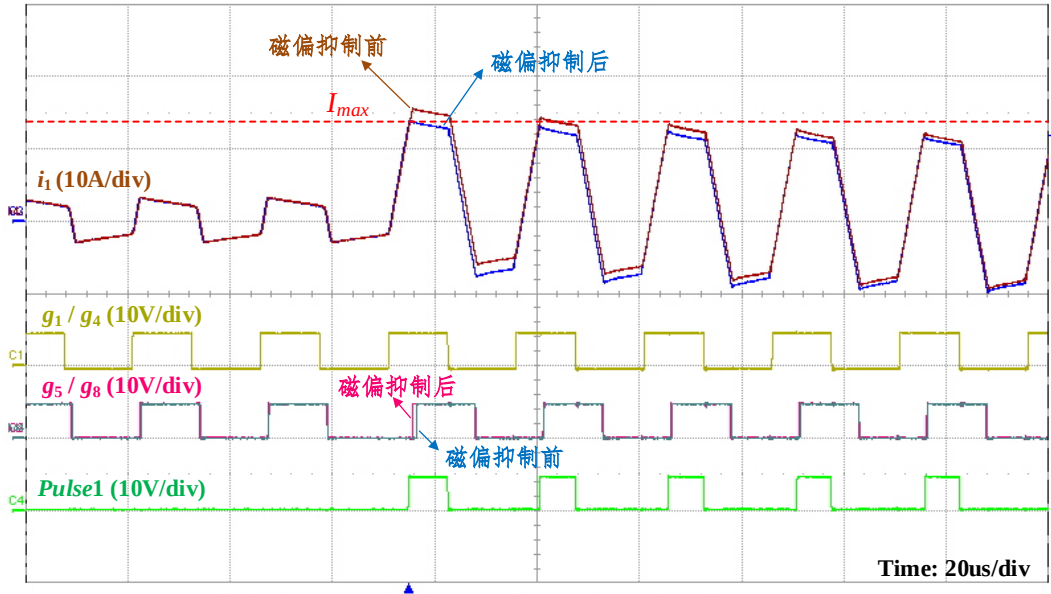


图 3-18 $0 < d_1 < d_2$: $d_1=0.06$, $d_2=0.21$ 下的实验波形

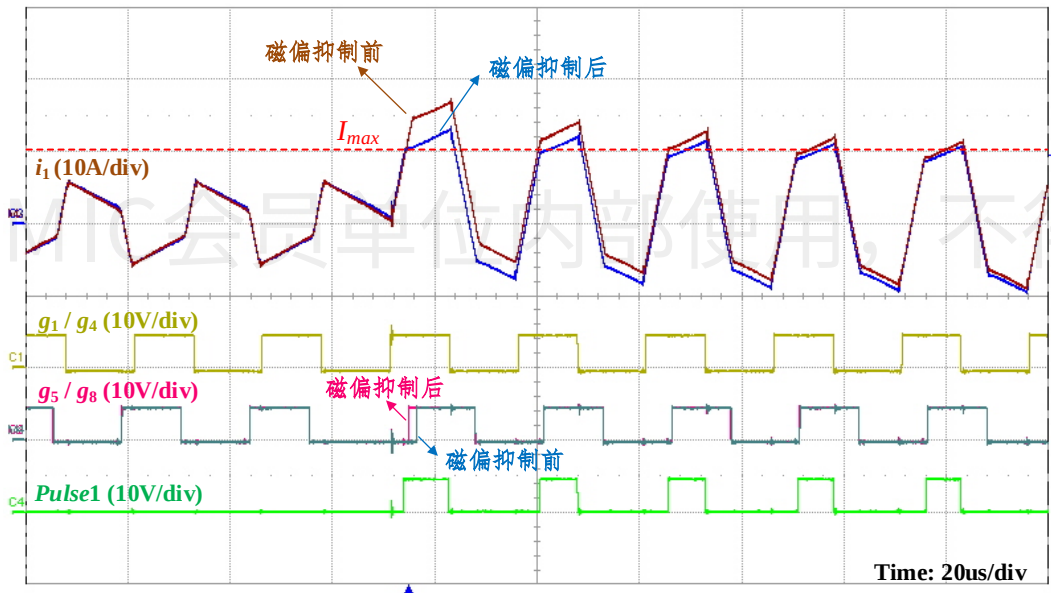


图 3-19 $d_1 < 0 < d_2$: $d_1=-0.1$, $d_2=0.21$ 下的实验波形

负向暂态磁偏抑制的实验波形如图 3-20，图 3-21 所示。

其中，图 3-20 中的功率传输方向始终为负向，但负载突然加重；图 3-21 中的功率传输方向由正向转变为负向。可以看到，当电流低于了设定阈值后，单稳态触发器产生 *Pulse2*，并将原边开关管驱动信号 g_1/g_4 的上升沿提前，从而抑制了电流的下降速率，两种情况的暂态电流尖峰均可被有效抑制。

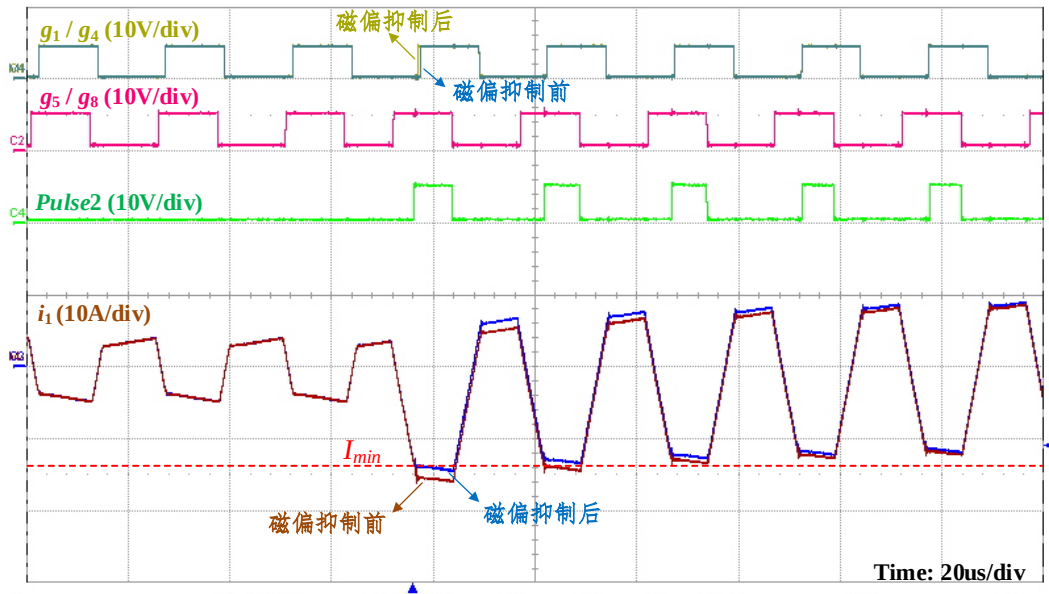


图 3-20 $d_2 < d_1 < 0$: $d_1 = -0.06$, $d_2 = -0.21$ 下的实验波形

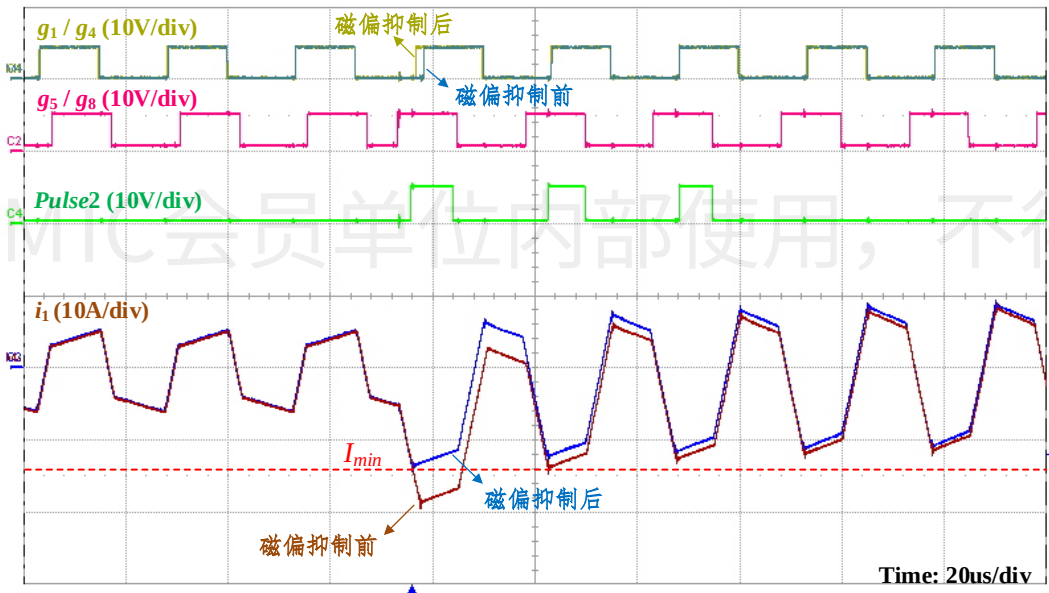


图 3-21 $d_2 < 0 < d_1$: $d_1 = 0.1$, $d_2 = -0.21$ 下的实验波形

从实验的波形图可以看出，单稳态触发器(绿色波形)只有在移相角突变的瞬间才会被触发，而在电路稳态的时候并不会作用，因此暂态磁偏抑制并不会对 DAB 样机的稳态波形产生影响。

根据以上实验可得出结论，所提出的峰值电流限制策略能够有效抑制暂态过程中的电流尖峰，并使变换器稳定工作。由于上章所述稳态磁偏抑制改变的是驱动信号的下降沿，而暂态磁偏抑制改变的是驱动信号的上升沿，两种磁偏抑制方案可以同时应用，不会在控制结果上相互影响。

3.5 本章小结

本章针对 DAB 的暂态磁偏，提出了一种基于峰值电流限制的控制方法。文中首先列出了常见的几种 DAB 暂态过程，接着阐述了峰值电流限制的工作原理。仿真表明，所提出的峰值电流限制策略对系统的动态响应几乎没有影响，且可被推广至延伸移相(EPS)，双移相(DPS)，三移相(TPS)等更复杂的 DAB 控制策略当中。最后，本章给出了该控制方法下的实验结果，并验证了其有效性。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第 4 章 总结与展望

4.1 工作总结

针对可再生能源的利用目前已受到世界各国越来越多的重视。在新型发配电系统中, DC-DC 变换器是连接不同电压等级直流母线、直流母线与储能系统、直流母线与直流负载之间的关键接口设备。在众多电路拓扑中, 双有源桥拓扑(DAB)是较有应用前景的电路之一, 但在其运行过程中, 可能在变压器原副边绕组及励磁电流中产生磁偏。磁偏对电路具有危害性, 其中, 稳态磁偏会增加 DAB 的损耗, 暂态磁偏则可能导致 DAB 磁芯饱和而损坏电路。本文针对 DAB 的稳态和暂态磁偏问题做了以下工作:

(1) 针对稳态磁偏, 本文提出了一种基于占空比调制的抑制技术, 文中推导了零磁偏所需满足的条件, 给出了从占空比(控制端)到直流偏置电流(输出端)的小信号模型, 并据此设计了 DAB 稳态磁偏的闭环控制系统。采用了一种周期积分电路实现原、副边直流偏置电流的准确采样, 并采用隧道磁电阻(TMR)作为电流传感器。最后, 搭建了一台 3200W 的 DAB 样机, 给出了详细的参数设计过程, 并通过实验验证了周期积分采样电路和稳态磁偏抑制技术的有效性。

(2) 针对暂态磁偏, 本文提出了一种基于峰值电流限制的抑制策略, 通过设定电流阈值, 当电流超过阈值后, 使对应桥臂的方波电压提前翻转, 抑制电流继续快速上升, 进而避免磁元件饱和。仿真表明, 该暂态磁偏抑制策略对 DAB 闭环控制动态响应无明显影响, 并可以推广至延伸移相(EPS), 双移相(DPS), 三移相(TPS)等更复杂的 DAB 控制策略当中。最后, 利用单稳态触发器和逻辑门搭建了暂态磁偏抑制电路, 并在 DAB 样机上验证了暂态磁偏抑制技术的有效性。

4.2 课题展望

本文重点研究的是 DAB 电路在单移相控制(SPS)下的磁偏抑制策略, 并进行了验证分析, 但仍存在不足, 后续研究可以从以下几个方面进行:

(1) 给出针对其他 DAB 控制方法如延伸移相(EPS), 双移相(DPS), 三移相(TPS)的峰值电流限制硬件电路结构, 并进行实验验证。

(2) 本文中并没有对样机进行最优化设计, 开关频率较低, 接下来可采用 SiC 或 GaN 器件继续对样机设计进行优化, 提高开关频率, 对样机的功率密度以及效率进行进一步的

提升。

(3) 在暂态磁偏抑制中，由于存在噪声等干扰，峰值电流限制的动作点存在一定的误差，接下可以从优化布线，改善方案的角度进一步提高控制的准确性。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1]. Dudley B. BP statistical review of world energy[J]. BP Statistical Review, London, UK, accessed Aug, 2018, 6: 2018.
- [2]. 《可再生能源中长期发展规划》概要[J]. 太阳能, 2007(09): 13-17.
- [3]. Zhang Z, Ouyang Z, Thomsen O C, et al. Analysis and design of a bidirectional isolated DC–DC converter for fuel cells and supercapacitors hybrid system[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2011, 27(2): 848-859.
- [4]. Wu H, Lu J, Shi W, et al. Nonisolated bidirectional DC–DC converters with negative-coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 27(5): 2231-2235.
- [5]. 宋超超. 双有源桥式 DC-DC 变换器优化控制策略研究[D]. 山东大学, 2019.
- [6]. 孟德越. 双有源桥变换器优化控制策略研究[D]. 燕山大学, 2016.
- [7]. De Doncker R W A A, Divan D M, Kheraluwala M H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE transactions on industry applications, 1991, 27(1): 63-73.
- [8]. Kheraluwala M N, Gascoigne R W, Divan D M, et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter[J]. IEEE Transactions on industry applications, 1992, 28(6): 1294-1301.
- [9]. Shao S, Chen H, Wu X, et al. Circulating current and zvs-on of a dual active bridge dc-dc converter: A review[J]. IEEE Access, 2019, 7: 50561-50572.
- [10]. Krismer F, Round S, Kolar J W. Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range[C]//2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2006: 1-7.
- [11]. Kim J, Jeong I, Nam K. Asymmetric duty control of the dual-active-bridge DC/DC converter for single-phase distributed generators[C]//2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2009: 75-82.
- [12]. Yilmaz M, Krein P T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2012, 28(5): 2151-2169.

- [13]. 赵彪,于庆广,王立雯,肖宜.无主从自均流并联并网电池储能系统[J].电力系统自动化,2012,36(21):108-112+117.
- [14]. Haghbin S, Lundmark S, Alakula M, et al. Grid-connected integrated battery chargers in vehicle applications: Review and new solution[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(2): 459-473.
- [15]. Kim H S, Ryu M H, Baek J W, et al. High-efficiency isolated bidirectional AC-DC converter for a DC distribution system[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2012, 28(4): 1642-1654.
- [16]. Nyman M, Andersen M A E. High-efficiency isolated boost DC-DC converter for high-power low-voltage fuel-cell applications[J]. IEEE Transactions on industrial electronics, 2009, 57(2): 505-514.
- [17]. 杨敏. PWM 加移相控制双有源全桥双向 DC-DC 变换器的研究[D].南京航空航天大学,2013.
- [18]. Tan N M L, Abe T, Akagi H. Design and performance of a bidirectional isolated DC-DC converter for a battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 27(3): 1237-1248.
- [19]. Redl R, Sokal N O, Schaefer C W. Transformer saturation and unusual system oscillation in capacitively coupled half-bridge or full-bridge forward converters: causes, analyses, and cures[C]//PESC'88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 1988: 820-829.
- [20]. Costinett D, Seltzer D, Maksimovic D, et al. Inherent volt-second balancing of magnetic devices in zero-voltage switched power converters[C]//2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2013: 9-15.
- [21]. Patel R. Detecting impending core saturation in switched-mode power converters[C]//Proc. of the 7th National Solid-State Power Conversion Conference (POWERCON). 1980, 3: 1-11.
- [22]. Klopper S, Ferreira J A. A sensor for balancing flux in converters with a high-frequency transformer link[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(3): 774-779.

- [23]. Wilson D. A new pulsewidth modulation method inherently maintains output transformer flux balance[C]//Proc. of the 8th National Solid-State Power Conversion Conference (POWERCON). 1981, D1: 1-14.
- [24]. Gertsman A, Ben-Yaakov S. Zeroing transformer's DC current in resonant converters with no series capacitors[C]//2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2010: 4028-4034.
- [25]. Dawson F P. DC-DC converter interphase transformer design considerations: Volt-seconds balancing[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1990, 26(5): 2250-2252.
- [26]. Daniel L, Sullivan C R, Sanders S R. Design of microfabricated inductors[J]. IEEE Transactions on power electronics, 1999, 14(4): 709-723.
- [27]. Tengler H, Mettler P. Saturation monitoring arrangement and method of control for a frequency-converter welding device: U.S. Patent 4,709,132[P]. 1987-11-24.
- [28]. Ortiz G, Fässler L, Kolar J W, et al. Flux balancing of isolation transformers and application of “the magnetic ear” for closed-loop volt-second compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(8): 4078-4090.
- [29]. Dutta S, Bhattacharya S. A method to measure the DC bias in high frequency isolation transformer of the dual active bridge DC to DC converter and its removal using current injection and PWM switching[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2014: 1134-1139.
- [30]. Baddipadiga B P, Ferdowsi M. Dual loop control for eliminating DC-bias in a DC-DC dual active bridge converter[C]//2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA). IEEE, 2014: 490-495.
- [31]. Shu L, Chen W, Lin Z, et al. DC Bias Study for DC-DC Dual-Active-Bridge Converter[C]//2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC). IEEE, 2018: 1-5.
- [32]. Dutta S, Hazra S, Bhattacharya S. A digital predictive current-mode controller for a single-phase high-frequency transformer-isolated dual-active bridge DC-to-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9): 5943-5952.
- [33]. Takagi K, Fujita H. Dynamic control and performance of a dual-active-bridge dc-dc

- converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(9): 7858-7866.
- [34]. Li X, Li Y F. An optimized phase-shift modulation for fast transient response in a dual-active-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(6): 2661-2665.
- [35]. Lin S T, Li X, Sun C, et al. Fast transient control for power adjustment in a dual-active-bridge converter[J]. Electronics Letters, 2017, 53(16): 1130-1132.
- [36]. Zhao B, Song Q, Liu W, et al. Transient DC bias and current impact effects of high-frequency-isolated bidirectional DC-DC converter in practice[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2015, 31(4): 3203-3216.
- [37]. Tang Y, Li X, Zhou S Z, et al. Comprehensive study of fast load modulation with volt-second balance in a dual-active-bridge converter[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(6): 1357-1367.
- [38]. Sun C, Li X, Zhou S Z. Transient current control for a step load change in a dual-active-bridge converter[J]. Electronics Letters, 2018, 54(22): 1290-1292.
- [39]. 沙占友,马洪涛.基于 AP 法选择高频变压器磁心的公式推导及验证[J].电源技术应用,2011,14(11):9-13.
- [40]. Vidal E G, Muñoz D R, Arias S I R, et al. Electronic energy meter based on a tunnel magnetoresistive effect (TMR) current sensor[J]. Materials, 2017, 10(10): 1134.
- [41]. MR Sensor Technology "Overview of Magnetic Sensor Technology", Internet: <http://www.dowaytech.com/en/1783.html> [June 14, 2018]
- [42]. 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.
- [43]. 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.
- [44]. Tseng H T, Chen J F. Voltage compensation-type inrush current limiter for reducing power transformer inrush current[J]. IET electric power applications, 2012, 6(2): 101-110.
- [45]. Shao S, Jiang M, Ye W, et al. Optimal Phase-Shift Control to Minimize Reactive Power for a Dual Active Bridge DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10193-10205.

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利

- [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.
- [2]. Zhang B, Shao S, Chen L, et al. Steady State and Transient DC Magnetic Flux Bias Suppression Methods for a Dual Active Bridge Converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019. (Early Access)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传