

2026 台达电力电子新技术研讨会 论文集

7月3日-5日
苏州同里



台达集团简介

台达创立于1971年，为全球提供电源管理与散热解决方案，深耕AI数据中心、微电网、智能制造、智慧建筑及绿色交通等领域，致力推动可持续发展。台达秉持“环保 节能 爱地球”的经营使命，将企业可持续发展与商业模式相结合，运用高效率电力电子核心技术，以智慧节能的解决方案回应气候变迁带来的环境议题。历经50多年的发展，台达在全球已有8万多名员工，165个运营网点、55个生产网点和73个研发中心遍布五大洲，为全球客户提供服务。2025年台达集团营收持续成长达178.89亿美元。

台达于1992年进入中国大陆市场，三十多年来发展日益根深叶茂，业务涵盖研发、生产、销售与服务，已拥有45个运营网点，超4万名员工。台达在广东东莞、江苏吴江、安徽芜湖、湖南郴州和重庆设立主要生产基地，积极推进智能制造产业升级，共同为本地区乃至全球客户提供优质创新的服务。负责市场营销与服务网络建设的“中达电通股份有限公司”，深入了解客户运营环境及各行业的工艺需求，设有完整的分支机构、技术服务与维修网点，训练有素的技术服务团队能为客户提供从咨询、方案设计到工程实施、目标达成的全方位服务，提供高效的整体解决方案，助力客户绿色转型。

创新是台达持续成功的关键动力，台达每年投入集团营收的8%~10%于研发创新。在中国大陆共拥有25个研发中心，超过2,900名研发工程师，为智能制造、智能绿色建筑、绿色数据中心与储能等领域研发更洁净、高效且可靠的节能解决方案。此外，台达还积极投身产学研合作，连续二十余年支持“台达电力电子科教发展计划”与“中达学者计划”等高校合作项目。

台达品牌强调创新和节能，独特性在于产品业务与企业可持续相结合。台达不遗余力地实践可持续发展，加入RE100，拟定2030年达成100%使用可再生电力及碳中和的总目标；还积极参与支持教育、科技、环保等公益事业，在经营绩效、技术研发及履行企业可持续发展等方面表现屡获殊荣。台达以智慧物联、节能永续、价值共创作为品牌价值主张，代表为客户、合作伙伴、使用者与社会创造的效益与独特优势。

关于台达的详细资料，请参见：www.delta-china.com.cn

前 言

自 2000 年起，在台达集团创办人郑崇华先生和国际著名电力电子专家、中国工程院外籍院士、美国工程院院士李泽元教授的共同支持下，台达先后设立“台达电力电子科教发展计划”及“中达学者计划”。陆续邀请 16 所重点大学参与，旨在促进高校电力电子与电力电子化新型电力系统等相关学科的发展和人才培养。两计划支持高校教师开展基础研究，奖励优秀硕、博士研究生，举办电力电子新技术研讨会及电力电子化新型电力系统论坛。

截至 2025 年，两个计划已支持电力电子相关学科基础研究项目 372 个，奖励优秀科研项目 41 个，颁发优秀研究生奖学金 1659 人次，评选奖励 38 位“中达学者”、32 位“中达青年学者奖”、及 20 位“台达访问学者”，并举办了 24 届台达电力电子新技术研讨会。

2026 台达电力电子新技术研讨会*在筹备过程中，共收到投稿论文 41 篇，包括 2023-2025 年中达学者学术成果论文 5 篇；2024-2025 年中达青年学者奖学术成果论文 4 篇；科教计划 2023-2025 年立项的电力电子化新型电力系统专项年度成果论文 7 篇、2025 年立项的重点项目年度成果论文 6 篇；2024 年立项的重点项目结题成果论文 7 篇、青年项目结题成果论文 10 篇；2023 年立项的青年项目结题成果论文 1 篇；2024 年蔡宣三奖学金获奖论文 1 篇、2023 年陈伯时奖学金获奖论文 1 篇。这些论文既展现了科教两个计划 2025 年所取得的成就，也反映了电力电子及新型电力系统相关学科的技术发展现状。我们对各校的积极支持和作者们的贡献表示衷心感谢，也期许在各界共同努力下，推动技术的持续进步。

台达电力电子科教发展计划实施委员会

中达学者计划实施委员会

2026 年 7 月

*本活动仅涉及基础学术交流，不涉商业合作

2026 台达电力电子科教发展计划实施委员会

主 任	李泽元	Virginia Polytechnic Institute and State University 中国工程院外籍院士、美国工程院院士
执 行 主 任	徐德鸿	浙江大学 (2026 年轮值)
执行副主任	章进法	台达电子企业管理(上海)有限公司
委员 (依姓氏笔划顺序)		
	刘进军	西安交通大学
	阮新波	南京航空航天大学
	李泽元	Virginia Polytechnic Institute and State University 中国工程院外籍院士、美国工程院院士
	肖 曦	清华大学
	饶 宏	南方电网、中国工程院院士
	徐殿国	哈尔滨工业大学
	徐德鸿	浙江大学
	康 勇	华中科技大学
	章进法	台达电子企业管理(上海)有限公司

2026 中达学者计划实施委员会

主 任 李泽元 Virginia Polytechnic Institute and State University
中国工程院外籍院士、美国工程院院士

顾 问 韩英铎 清华大学、中国工程院院士

执 行 主 任 曾 嵘 清华大学

委员（依姓氏笔划顺序）

马小亮 天津电气传动设计研究所 、 天津大学

王成山 天津大学、中国工程院院士

毕天姝 华北电力大学

汤广福 怀柔实验室、中国工程院院士

李泽元 Virginia Polytechnic Institute and State University
中国工程院外籍院士、美国工程院院士

罗 安 湖南大学、中国工程院院士

曾 嵘 清华大学

台达电力电子科教发展计划立项项目

年度	立项编号	项目名称	负责人	所属高校
2025	DREN2025001	面向新型配电网的新能源汽车“无序-有序-V2G”混合充电场站运行机理与调度控制技术研究（电力电子化新型电力系统专项）	孙凯 林今	清华大学
	DREN2025002	全自治微网核心电力电子设备与虚拟电厂调度的基础理论及关键技术（电力电子化新型电力系统专项）	刘进军 王秀丽	西安交通大学
	DREK2025001	钙钛矿-硅叠层太阳电池的光子回收增益（重点项目）	兰东辰	浙江大学
	DREK2025002	基于新型磁性材料的内嵌式永磁同步电机闭环设计方法研究（重点项目）	欧景	哈尔滨工业大学
	DREK2025003	弱联网下基于多模型融合的并网变流器控制及其协同趋优策略研究（重点项目）	李明	合肥工业大学
	DREK2025004	面向柔性直流换流阀的 IGCT-IGBT 复合开关组件构造与性能提升方法（重点项目）	张翔宇	华北电力大学
	DREK2025005	基于氮化镓双向器件的三维异构集成封装技术研究（重点项目）	崔晗	天津大学
	DREG2025001	交流母线分布式电推进变换器调制与控制策略研究	邱麟	浙江大学
	DREG2025002	两级式直流变换器传导 EMI 的建模与主动抑制方法研究	谢立宏	南京航空航天大学
	DREG2025003	模块化光伏中压直流汇集的单级升压直流变换方法及关键技术研究	朱小全	南京航空航天大学
	DREG2025004	基于新型铜锡复合纳米线的碳化硅器件封装互连关键技术研究	刘佳欣	华中科技大学

	DREG2025005	多母线谐波电压全局治理的 APF 等效导纳寻优控制方法研究	杨泽斌	西安交通大学
	DREG2025006	解耦集成式多发射-多接收线圈无线电能传输系统耦合机构建模与抗偏移研究	伍敏	西安交通大学
	DREG2025007	直流微电网特定频率孤岛检测技术研究	施天灵	上海大学
	DREG2025008	复杂电网工况无电解电容 Vienna 整流器中点电压波动抑制技术研究	李斌兴	哈尔滨工业大学
	DREG2025009	宽运行范围双有源桥部分功率变换拓扑结构及调制策略研究	高珊珊	哈尔滨工业大学
	DREG2025010	双有源桥变换器全局最优效率控制理论与实现方法	续文政	北京交通大学
	DREG2025011	单级多端口去中心化能量路由器功率解耦与能效提升技术研究	徐军忠	上海交通大学
	DREG2025012	复杂电网下基于间隙度量的新能源变流器高性能鲁棒稳定控制研究	杨之青	合肥工业大学
	DREG2025013	超额定风速工况永磁同步发电机弱磁运行功率特性及其控制机理研究	张旭	华北电力大学
	DREG2025014	具备线路故障穿越能力的配电网混合变压器拓扑构造及可靠性提升方法研究	雷鸣	天津大学
2024	DREN2024001	交变电气量演化的能量驱动机制及其工作点表征与交流系统稳定分析的理论和方法（电力电子化新型电力系统专项）	胡家兵 袁小明	华中科技大学
	DREN2024002	新能源中压直流汇集系统变流技术与运行控制（电力电子化新型电力系统专项）	李彬彬 李瑞	哈尔滨工业大学
	DREK2024001	大容量功率器件防爆加固设计方法研究（重点项目）	罗皓泽	浙江大学

DREK2024002	IGBT 器件开关电流的非侵入无源感知方法（重点项目）	彭晗	华中科技大学
DREK2024003	低开关频率大功率三电平交流变频鲁棒模型预测优化脉冲控制（重点项目）	张永昌	华北电力大学
DREK2024004	大功率特种高频感应加热电源系统关键技术及应用研究（重点项目）	马伏军	湖南大学
DREK2024005	逆变器之传导 EMI 仿真平台及其验证（重点项目）	赵争鸣	清华大学
DREG2024001	碳化硅串联型电力电子变压器轻量化设计理论和方法研究	李楚杉	浙江大学
DREG2024002	48V 电压调节模块的全氮化镓 MHz 级高效率拓扑研究	陈烨楠	浙江大学
DREG2024003	面向新能源汽车 V2X 的宽调压范围高效能准单级双向 DC-DC 变换器研究	刘飞	南京航空航天大学
DREG2024004	基于动态线性补偿的电动汽车双三相永磁电机强鲁棒控制研究	罗伊道	华中科技大学
DREG2024005	构网型变流器非故障限流模式小干扰同步稳定性及交互稳定性研究	刘永慧	西安交通大学
DREG2024006	机理-数据融合驱动的电力电子装置直流电容器可靠性评估与优化设计方法研究	吕春林	西安交通大学
DREG2024007	集成母线升压与开路故障容错的多功能三相电机驱动系统研究	张晓康	上海大学
DREG2024008	基于电机磁热场映射参数解耦辨识的永磁体健康状态监测方法研究	王奇维	哈尔滨工业大学
DREG2024009	考虑直流动态的级联式构网变流器稳定分析与提升策略研究	吴超	上海交通大学
DREG2024010	大功率电声换能装备能量高效高质变换技术	高兵	湖南大学

2023	DREN2023001	新型电力系统稳定器研发（电力电子化新型电力系统专项）	谢小荣 袁志昌	清华大学
	DREN2023002	基于虚拟电厂(VPP)的光储充荷系统在智能工业园区的应用（电力电子化新型电力系统专项）	刘念 涂春鸣	华北电力大学、 湖南大学
	DREK2023001	元胞级碳化硅功率集成芯片的研究（重点项目）	郭清	浙江大学
	DREK2023002	MMC 型中压交直流混联配电网短路故障的控制保护协同策略研究（重点项目）	裴雪军	华中科技大学
	DREK2023003	宽功率范围模块化超高频逆变系统关键技术研究（重点项目）	管乐诗	哈尔滨工业大学
	DREK2023004	风电场并网稳定裕度在线提升的自主响应与分布式协同控制研究（重点项目）	张琛	上海交通大学
	DREK2023005	传导 EMI 和滤波器优化仿真平台及其验证（重点项目）	陈庆彬	福州大学
	DREG2023001	氧化镓功率器件的雪崩鲁棒性提升技术研究	王珩宇	浙江大学
	DREG2023002	探索钙钛矿光伏二极管的缺陷分布	兰东辰	浙江大学
	DREG2023003	自供电高压碳化硅驱动电源系统研究	张力	华中科技大学
	DREG2023004	构网型分布式发电单元自治协调控制设计及低频振荡主动抑制方法研究	安荣汇	西安交通大学
	DREG2023005	无电解电容永磁电机驱动系统高适应性有源阻尼谐振抑制技术研究	丁大尉	哈尔滨工业大学
	DREG2023006	基于有源桥臂的线间直流潮流控制器关键技术研究	教煥宗	哈尔滨工业大学
	DREG2023007	高功率密度三相电流型 PWM 整流器拓扑及其控制策略研究	陈强	合肥工业大学

	DREG2023008	面向海上风电的经济型半控谐振式柔性直流耗能装置研究	张翔宇	华北电力大学
	DREG2023009	适应高比例新能源电网的并网换流器构网控制和稳定性研究	熊小玲	华北电力大学
	DREG2023010	适用于海底中压直流电能变换的15kV SiC 超级联器件研究	李宗鉴	湖南大学
2022	DREK2022001	直接带隙 GaN 功率器件光电耦合机理研究与性能提升（重点项目）	杨树	浙江大学
	DREK2022002	高导热高频中压绝缘复合环氧材料（重点项目）	李盛涛	西安交通大学
	DREK2022003	雪崩晶体管 ABJT 基础技术研究(重点项目)	梁琳	华中科技大学
	DREK2022004	适用于配电网柔性互联的多中压交流端口电力电子变压器及其关键技术研究（重点项目）	张建文	上海交通大学
	DREK2022005	光储直柔系统的电力电子关键技术开发（重点项目）	马皓	浙江大学
	DREG2022001	能信一体化高效激光无线电能传输关键技术研究	周玮阳	南京航空航天大学
	DREG2022002	用于多端直流配电系统宽频谐振抑制的阻抗适配器及其调控方法研究	陈鹏伟	南京航空航天大学
	DREG2022003	随机波动性约束下的弱电网分布式光伏电压型逆变控制技术研究	王振雄	西安交通大学
	DREG2022004	无输出过零检测下高频链单级功放的软开关机理及优化控制策略研究	周翔	西安交通大学
	DREG2022005	基于薄膜电容的三角形连接级联 H 桥 STATCOM 电容容量设计研究	王恒宜	上海大学
	DREG2022006	基于双相材料的高速无套筒永磁同步电机研究	欧景	哈尔滨工业大学
	DREG2022007	载波比大范围变化条件下永磁电机无位置传感器控制关键技术研究	周明磊	北京交通大学

	DREG2022008	碳化硅器件栅压稳定性和损耗协同优化的高速有源驱动	邵天骢	北京交通大学
	DREG2022009	构网型风电变流器短路电流耐受机制及主动增强控制技术研究	王晗	上海交通大学
	DREG2022010	基于多模型自适应控制的新能源并网发电系统谐波振荡抑制策略研究	解宝	合肥工业大学
2021	DREK2021001	基于固态变压器的供配电系统建模、仿真和设计平台（重点项目）	郑竞宏	清华大学
	DREK2021002	数字化电荷控制 LLC 谐振变换器关键技术研究（重点项目）	胡海兵	南京航空航天大学
	DREK2021003	以故障预防为目标的电机振动自进化抑制方法（重点项目）	孙伟	华中科技大学
	DREK2021004	考虑设备老化的电动汽车电驱系统全周期电磁干扰分析与仿真测试（重点项目）	李虹	北京交通大学
	DREK2021005	基于补偿调节的储能系统直流架构及电池控制策略研究（重点项目）	张维戈	北京交通大学
	DREG2021001	三电平背靠背风电变流器的共模电压抑制方法研究	王奎	清华大学
	DREG2021002	“黑盒子”新能源直流配电系统的变换器级别智能失稳防御策略	张欣	浙江大学
	DREG2021003	基于关键组件渐变失效的 SiC MOSFET 变流器在线状态监测及可靠性动态评估	伍群芳	南京航空航天大学
	DREG2021004	海洋环境下多发射多负载无线电能传输机理及关键技术研究	闫争超	西安交通大学
	DREG2021005	无附加调频措施下双馈风电机组的惯性响应机理及优化控制研究	朱东海	华中科技大学
	DREG2021006	基于变模长空间矢量脉宽调制的高效率大功率密度电动汽车驱动控制器研究	吴德亮	上海大学

	DREG2021007	基于 SiC 驱动器的永磁同步电机高速弱磁控制策略研究	王勃	哈尔滨工业大学
	DREG2021008	基于 V 形钳位多电平变换器的多功能柔性不断电过分相系统研究	李凯	北京交通大学
	DREG2021009	基于宽禁带器件的高频模块化可重构无线电能传输系统及其在智能移动机器人中的应用	刘明	上海交通大学
	DREG2021010	用于直挂式光伏并网的固态变压器关键元件故障传导机理与诊断策略研究	王涵宇	合肥工业大学
2020	DREK2020001	基于电化学机理的锂离子电池实用老化模型研究（重点项目）	杨耕	清华大学
	DREK2020002	高效微波无线能量传输基础理论研究（重点项目）	金科	南京航空航天大学
	DREK2020003	无线能量数据同步传输关键技术研究（重点项目）	王懿杰	哈尔滨工业大学
	DREK2020004	新能源汽车共中线开绕组驱动拓扑及离散域自抗扰控制策略研究（重点项目）	杨淑英	合肥工业大学
	DREK2020005	驱动器集成之优化与高时效联仿（重点项目）	姜文颖	南京航空航天大学
	DREG2020001	用于直流电网的高可靠高效率直流型电力电子变压器研究	赵彪	清华大学
	DREG2020002	SiC 器件芯片温度非介入式检测技术研究	罗皓泽	浙江大学
	DREG2020003	SiC MOSFET 器件体二极管的浪涌可靠性研究	任娜	浙江大学
	DREG2020004	电动汽车燃料电池/锂电池混合供电系统及关键控制技术研究	陈杰	南京航空航天大学
	DREG2020005	电网接口逆变器宽频域谐波谐振机制及鲁棒控制研究	许津铭	南京航空航天大学

	DREG2020006	SiC-MOSFET 串联拓扑的无损均压机理与宽范围 dv/dt 控制策略研究	张帆	西安交通大学
	DREG2020007	带悬浮电容的开绕组多相电机驱动控制系统研究	刘自程	华中科技大学
	DREG2020008	超高频功率变换器高效运行区间拓展策略研究	管乐诗	哈尔滨工业大学
	DREG2020009	互联微电网群联合运行与性能优化技术研究	王盼宝	哈尔滨工业大学
	DREG2020010	海上风电场经 MMC 型柔性直流并网系统的宽频振荡机理及抑制技术研究	吕敬	上海交通大学
2019	DREM2019004	电动车集成型电机驱动器之关键技术与优化（重大项目）	吴绍朋	哈尔滨工业大学
	DREM2019005	微电网供电系统的储能优化与控制稳定性研究（重大项目）	李永东	清华大学
	DREK2019002	电动车用永磁轮毂电机及控制器集成技术研究（重点项目）	王凯	南京航空航天大学
	DREK2019007	功率半导体器件工况模拟测试方法（重点项目）	马柯	上海交通大学
	DREG2019003	同步磁阻电机无传感器驱动控制系统关键技术研究	张国强	哈尔滨工业大学
	DREG2019004	基于隧道磁电阻 TMR 的 SiC MOSFET 模块电流检测和过流保护技术	邵帅	浙江大学
	DREG2019007	MHz 频率下氮化镓器件的通态损耗机理及优化	王康平	西安交通大学
	DREG2019012	适用于互联化柔性交直流混合配电网的新型电能路由器关键技术	张建文	上海交通大学
	DREG2019015	面向碳化硅器件光伏逆变器多目标三级双向协同优化方法研究	王佳宁	合肥工业大学

	DREG2019017	基于边缘计算的城规列车牵引逆变器精细化故障预测与健康管 理 (PHM)技术研究	方晓春	北京交通大学
	DREG2019018	碳化硅高频、性能谐振型驱动的研究	彭晗	华中科技大学
	DREG2019019	主从绕组结构电机驱动系统研究	胡斯登	浙江大学
2018	DREM2018001	无电解电容永磁同步电机驱动系统关键技术研究（重大项目）	王高林	哈尔滨工业大学
	DREM2018002	超高速永磁同步电机设计（重大项目）	梁得亮	西安交通大学
	DREK2018003	高温电流型逆变器 SiC 功率器件驱动与共模噪声抑制技术研究（重点项目）	高强	哈尔滨工业大学
	DREG2018001	柔性功率控制在多端模块化堆叠型光伏系 统中的应用研究	王丰	西安交通大学
	DREG2018002	基于虚拟信号注入的感应电机零同步转速 下转速观测稳定化关键技术研究	孙伟	华中科技大学
	DREG2018003	考虑基波频率耦合的微网谐振机理及其基于有源阻尼器的抑制技术研究	刘增	西安交通大学
	DREG2018004	碳化硅超级结二极管的研究	郭清	浙江大学
	DREG2018007	主动限制直流短路电流的 MMC 控制方法研究	李笑倩	清华大学
	DREG2018008	基于组合机理的直流潮流控制器 及其多自由度解耦控制策略	朱淼	上海交通大学
	DREG2018011	基于力传递延时效应的电动汽车打滑预测 机理分析与方法研究	杨影	上海大学

	DREG2018014	适用于高速飞轮储能的高集成度强解耦性 定子励磁式无轴承电机系统	王宇	南京航空航天大学
2017	DREM2017001	中压系统绝缘优化设计和绝缘材料应用（重大项目）	李盛涛	西安交通大学
	DREM2017004	基于宽禁带器件的高性能伺服电机驱动系统（重大项目）	杨明	哈尔滨工业大学
	DREK2017002	变频调速系统极端转速控制策略研究（重点项目）	于泳	哈尔滨工业大学
	DREK2017003	基于并联碳化硅逆变器的新型电机控制器研究（重点项目）	蒋栋	华中科技大学
	DREG2017005	双向电动汽车无线充电系统及其控制策略研究	陈凯楠	清华大学
	DREG2017011	面向多电平变流器的 SVPWM 和 CBPWM 调制策略等效关系研究	何英杰	西安交通大学
	DREG2017013	基于同质衬底的高压氮化镓功率器件	杨树	浙江大学
	DREG2017018	考虑延时及参数失配的永磁同步电机电流预测控制	王爽	上海大学
	DREG2017014	电动汽车无线充电线圈的准确建模及优化	钟文兴	浙江大学
	DREG2017006	直流电网新型直流互联变流器研究	魏应冬	清华大学
	DREG2017008	高频高压脉冲冲击下固体绝缘的局部放电特性与老化评估	吴淑群	南京航空航天大学
	DREG2017001	高效率高可靠性模块化多电平变频技术研究	李彬彬	哈尔滨工业大学
2016	DREM2016005	具有弱电网稳定控制及电网调节功能的全功率风电变流器控制（重大项目）	蔡旭	上海交通大学

	DREM2016001	无刷双机电端口磁场调制永磁电机及其驱动控制系统研究（重大项目）	曲荣海	华中科技大学
	DREK2016009	电动汽车新型牵引控制技术（重点项目）	徐国卿	上海大学
	DREK2016004	基于串联变换器直流输电的海上风电场接入电网技术研究（重点项目）	宋强	清华大学
	DREG2016015	直流型源荷一体化双向宽范围新型混合变换器拓扑与控制技术研究	赵剑飞	上海大学
	DREG2016009	高压高变比直流/直流变换器的拓扑和控制研究	张笑天	西安交通大学
	DREG2016007	基于电压自适应多功率通路能效优化的宽直流电压范围 AC/DC 变换器研究	吴红飞	南京航空航天大学
	DREG2016008	一种具有储能功能的新型 MMC 变流器	李睿	上海交通大学
	DREG2016006	非理想电网下虚拟同步发电机的控制策略及系统交互作用研究	陈杰	南京航空航天大学
	DREG2016010	多单元二极管电容电感网络高增益直流变换器拓扑及控制方法研究	张岩	西安交通大学
	DREG2016011	面向混合储能的多端口阻源网络系统研究	胡斯登	浙江大学
	DREG2016001	高升压比 Y 源光伏逆变器功率解耦与共模电流抑制研究	刘鸿鹏	哈尔滨工业大学
2015	DREM2015001	绕线式无刷双馈电机的建模与控制（重大项目）	康勇	华中科技大学
	DREM2015002	微电网建模与仿真（重大项目）	苏建徽 汪飞	合肥工业大学 上海大学
	DREK2015001	AC/AC 型模块化多电平变换器拓扑、控制及应用研究（重点项目）	李永东	清华大学
	DREK2015002	面向高动态质量的永磁电机无传感器先进控制策略研究（重点项目）	王高林	哈尔滨工业大学

	DREG2015009	低寄生参数的碳化硅(SiC)混合型封装器件关键技术研究	陈材	华中科技大学
	DREG2015012	调整型高频 DCX 拓扑及其控制方法研究	吴新科	浙江大学
	DREG2015014	柔性直流输配电系统直流故障穿越技术研究	魏应冬	清华大学
	DREG2015015	内嵌式永磁 (IPM) 牵引电机多物理场耦合的设计、分析、优化方法研究	姜文颖	南京航空航天大学
	DREG2015018	基于等效阻抗动态调节的孤岛微网谐波优化控制研究	易皓	西安交通大学
	DREG2015004	基于储能工况的锂电池系统能量状态估计与寿命管理技术研究	时玮	北京交通大学
	DREG2015011	LED 驱动系统单级复合准谐振交直流变换器研究	王懿杰	哈尔滨工业大学
	DREG2015005	基于高性能功率换流器的虚拟电力系统	杭丽君	上海交通大学
2014	DREM2014002	基于分布式多变流器的微网控制方法与系统稳定性研究 (重大项目)	刘进军	西安交通大学
	DREK2014009	SiC 器件封装材料、工艺及可靠性研究 (重点项目)	王春青	哈尔滨工业大学
	DREG2014001	新型五电平有源中点箝位型变换器拓扑及控制策略研究	王奎	清华大学
	DREG2014012	有源整流式宽增益范围高效隔离升降压变换器研究	吴红飞	南京航空航天大学
	DREG2014004	考虑基波频率动态行为的交流分布式电源系统稳定性研究	刘增	西安交通大学
	DREG2014003	功率差额补偿型嵌入式光伏系统的拓扑与控制技术研究	王丰	西安交通大学
	DREG2014013	面向交流传动的模块化多电平变换器特殊问题研究	张凯	华中科技大学

	DREG2014015	主动配电网谐振生成机理与模态分析方法研究	武健	哈尔滨工业大学
	DREG2014016	非理想电网条件下双馈风电变流器稳定运行控制方法研究	张学广	哈尔滨工业大学
	DREG2014014	级联多电平光伏并网逆变器功率匹配控制策略研究	王学华	华中科技大学
	DREG2014002	交直流混合输入多电平车载控制器与层迭式电池能量管理系统研究	许烈	清华大学
	DREG2014011	微网逆变器多目标集成控制技术研究	陈新	南京航空航天大学
2013	DREK2013001	并联逆变电源供电系统的继电保护策略研究（重点项目）	裴雪军	华中科技大学
	DREK2013002	GaN 功率器件集成技术研究（重点项目）	杨旭	西安交通大学
	DREK2013003	高渗透率光伏发电系统并入弱电网关键技术研究（重点项目）	王卫	哈尔滨工业大学
	DREK2013004	与大功率变换器适配的母线型 EMI 滤波器基础理论及研制（重点项目）	王世山	南京航空航天大学
	DREG2013001	超高频（30 MHz-300 MHz）功率变换拓扑、控制与集成	张之梁	南京航空航天大学
	DREG2013002	高压 IGBT 串联主电路与控制集成技术研究	鲁挺	清华大学
	DREG2013003	并网光伏逆变器的漏电流分析与主动抑制方法	刘邦银	华中科技大学
	DREG2013004	SiC 基反向开关晶体管关键技术研究	梁琳	华中科技大学
	DREG2013005	高效宽适应性三相三电平直流变换技术研究	刘福鑫	南京航空航天大学
	DREG2013006	多输出无源自均流大功率 LED 驱动技术研究	吴新科	浙江大学

	DREG2013007	混合多电平电能质量分布式发电系统研究	何英杰	西安交通大学
	DREG2013008	功率变流器电磁干扰交叉耦合模型研究	陈恒林	浙江大学
	DREG2013009	异步电机低开关频率的模型预测磁链轨迹跟踪控制研究	宋文祥	上海大学
	DREG2013010	多电飞机高速涡轮发电机独立供电系统能量匹配过程机理研究	张相军	哈尔滨工业大学
2012	DREM2012001	基于模块化电压源换流器的多端直流输电系统关键技术研究（重大项目）	徐殿国	哈尔滨工业大学
	DREK2012001	模块化多电平有源电力滤波器多功能复合阻尼控制技术（重点项目）	戴珂	华中科技大学
	DREK2012002	伺服驱动系统机械谐振抑制技术研究（重点项目）	杨明	哈尔滨工业大学
	DREG2012001	不平衡电网条件下双馈风电机组的控制能力及方法研究	耿华	清华大学
	DREG2012002	适用于燃料电池供电系统的零纹波输入直流变换器研究	陈仲	南京航空航天大学
	DREG2012003	基于规模化拓扑并联的微电网能量管理技术	姚文熙	浙江大学
	DREG2012004	风电机群故障穿越技术及对电网暂态稳定性影响与对策研究	胡家兵	华中科技大学
	DREG2012005	氮化镓功率晶体管应用技术研究	任小永	南京航空航天大学
	DREG2012006	分布式发电系统与电网谐波交互作用的研究	汪飞	上海大学
	DREG2012007	应用于 UPS 的电流源型 PWM 整流器控制技术研究	张宇	华中科技大学
	DREG2012008	风光互补分布式发电接入微电网改进下垂控制算法研究	贾要勤	西安交通大学

	DREG2012009	非理想电网中风力发电谐波抑制技术研究	陈敏	浙江大学
	DREG2012010	变频供电交流电机轴电流的模型、检测与抑制方法研究	刘瑞芳	北京交通大学
2011	DREK2011001	储能型波力发电系统研究（重点项目）	肖曦	清华大学
	DREK2011002	基于谐波注入的微电网阻抗测量关键技术研究（重点项目）	卓放	西安交通大学
	DREK2011003	电力电子系统电磁兼容的人工免疫方法研究（重点项目）	熊蕊	华中科技大学
	DREG2011001	面向高故障容限感应电机驱动系统的多目标容错控制研究	于泳	哈尔滨工业大学
	DREG2011002	高增益高效率直流光伏集成发电模块关键技术研究	李武华	浙江大学
	DREG2011003	恶劣电网下负载端取能的串联电压质量调节器研究	肖国春	西安交通大学
	DREG2011004	基于 TSPWM 的电动汽车电驱动系统故障容错技术研究	陆海峰	清华大学
	DREG2011005	采用多绕组中频变压器的新型多电平变换器研究	郑泽东	清华大学
	DREG2011006	基于动力电池参数辨识的充电系统自适应控制方法研究	李浩昱	哈尔滨工业大学
	DREG2011007	锂离子电池快速充电技术研究	陈息坤	上海大学
	DREG2011008	应用于电动汽车的多端口直流变换器及其控制方法研究	刘福鑫	南京航空航天大学
	DREG2011009	抑制电网无源补偿支路谐振的有源谐波电阻控制策略研究	雷万钧	西安交通大学
	DREG2011010	基于三端口电路和嵌入式滤波器的微型光伏逆变器研究	李艳	北京交通大学

2010	DREK2010001	新型电力电子器件的测试和对比研究（重点项目）	盛况	浙江大学
	DREK2010002	大功率逆变电源高功率密度关键技术研究（重点项目）	康勇	华中科技大学
	DREK2010003	并网 DFIG 风电系统功率控制的两个关键问题研究（重点项目）	杨耕	清华大学
	DREG2010001	储能型 Quasi-Z 源太阳能并网发电研究	葛宝明	北京交通大学
	DREG2010002	基于分布式串联补偿器的智能输电线的应用基础研究	王跃	西安交通大学
	DREG2010003	无位置传感器 IPMSM 鲁棒高效控制技术研究	王高林	哈尔滨工业大学
	DREG2010004	分布式供电直流变换器与逆变器级联系统的非线性研究	王正仕	浙江大学
	DREG2010005	基于广义弧形传输线理论的平面 EMI 滤波器的集成	王世山	南京航空航天大学
	DREG2010006	基于混沌控制的光伏电源电磁干扰降噪研究	李虹	北京交通大学
	DREG2010007	适用于分布式发电的新型并网逆变器关键技术研究	孙凯	清华大学
	DREG2010008	超高频低压大电流变换器 MOSFET 自适应电流源驱动的研究	张之梁	南京航空航天大学
	DREG2010009	三相不平衡系统级联多电平电能质量调节器均衡控制研究	戴珂	华中科技大学
2009	DREG2010010	级联型多电平逆变器最优谐波控制的功率均衡策略研究	王学华	华中科技大学
	DREM2009002	兆瓦级光伏并网发电关键技术研究（重大项目）	赵争鸣	清华大学
	DREM2009003	多可再生能源分布式发电系统研究（重大项目）	何湘宁	浙江大学

	DREK2009002	分布式新能源发电系统能量管理及储能研究（重点项目）	李永东	清华大学
	DREG2009005	具有冗余控制的风电变桨系统研究	肖曦	清华大学
	DREG2009006	钒电池在大规模电力储能中的应用研究	毕大强	清华大学
	DREG2009002	基于网络控制的三相逆变器并联技术研究	马皓	浙江大学
	DREG2009010	开关电容调节器的研究	金科	南京航空航天大学
	DREG2009003	混合级联多电平 APF 拓扑结构、建模与控制方法研究	何英杰	西安交通大学
	DREG2009007	微网系统电力电子装置控制策略研究	卓放	西安交通大学
	DREG2009004	基于飞轮储能的柔性功率调节器动态模拟实验研究	邹旭东	华中科技大学
	DREG2009009	新型宽调速范围无刷直流电机无位置传感器控制研究	杨影	上海大学
	DREG2009001	基于电流预测控制的永磁交流伺服系统在线参数自整定技术研究	杨明	哈尔滨工业大学
	DREG2009008	基于最优零序电压的二极管箝位型变换器控制策略的研究	王琛琛	北京交通大学
2008	DREM200800	燃料电池不停电电源(FC-UPS)（重大项目）	徐德鸿	浙江大学
	DREK2008003	新颖电梯能量回收控制系统研究（重点项目）	吕征宇	浙江大学
	DREK2008002	风力发电系统的电能质量和能量管理全部优化控制（重点项目）	刘进军	西安交通大学
	DREK2008001	变速恒频风电机组电网故障情况下低电压穿越技术研究（重点项目）	徐殿国	哈尔滨工业大学

	DREG2008007	大功率 IGBT 串联技术的研究	张春朋	清华大学
	DREG2008010	基于电力电子电路拓扑的电源线通信技术研究	吴建德	浙江大学
	DREG2008002	Z 源逆变器理论及技术基础研究	谢少军	南京航空航天大学
	DREG2008009	多电机大功率风电变换系统的研究	曾翔君	西安交通大学
	DREG2008001	开关变换器基于参数自适应的精确线性化控制技术研究	林新春	华中科技大学
	DREG2008003	UPS 并联系统瞬时均流技术研究	张宇	华中科技大学
	DREG2008004	太阳能 LED 照明的高效驱动与释热控制	刘廷章	上海大学
	DREG2008008	串联储能电源高效均衡系统的研究	杨世彦	哈尔滨工业大学
	DREG2008005	用于 VRM 的数字控制技术及其效率优化的研究	贺明智	北京交通大学
	DREG2008006	高效率大容量锂离子电池化成设备研究	张维戈	北京交通大学
2007	DRES2007001	直驱高压永磁风力发电机系统关键技术研究（重点项目）	柴建云	清华大学
	DRES2007002	多重电枢混合励磁直驱式风力发电系统及其控制技术（重点项目）	阮毅	上海大学
	DRES2007003	高频电压电源低温等离子体液相氧化废水污染物的研究（重点项目）	王毅	北京交通大学
	DREO2007002	应用于清洁能源发电的轻型直流输电技术研究	宋强	清华大学
	DREO2007008	分布式小型异步风力发电机系统研究	孙旭东	清华大学

	DREO2007007	适用于有容性负载场合的低开关纹波有源滤波器的研究	陈敏	浙江大学
	DREO2007010	静电除尘器高频电压直流电源的研究	石健将	浙江大学
	DREO2007003	EMI 滤波器寄生参数的影响及消除	王世山	南京航空航天大学
	DREO2007004	混合动力汽车 42V 系统 ISG Z 源逆变器结构设计与控制研究	贾要勤	西安交通大学
	DREO2007005	基于三相四桥臂逆变的电机控制系统 EMC 及可靠性研究	熊蕊	华中科技大学
	DREO2007001	新能源综合发电系统及其新型变换技术研究	高艳霞	上海大学
	DREO2007006	基于节能的直线发电技术研究	郑萍	哈尔滨工业大学
	DREO2007009	分布式发电系统多 PWM 电源运行与控制	游小杰	北京交通大学
2006	DRES2006001	大容量变换器主电路开关暂态分析与 EMI 的研究 (重点项目)	黄立培	清华大学
	DRE02006003	混合动力电动汽车双向 DC/DC 变换器关键技术研究	瞿文龙	清华大学
	DRE02006004	采用低频信号注入法观测交流电机极低速下(包括零频)的位置和速度	李永东	清华大学
	DREO2006001	变拓扑柔性变流器基础研究	吕征宇	浙江大学
	DREO2006002	功率半导体器件损耗建模新技术研究	邓焰	浙江大学
	DREO2006005	多变换器模块串并联组合系统研究	阮新波	南京航空航天大学
	DRE02006006	直流分布式电源系统中非线性子系统相互作用的研究	龚春英	南京航空航天大学

	DREO2006015	基于 PLC 的冗余逆变电源系统	邢岩	南京航空航天大学
	DREO2006009	平板热管与功率模块一体化构造及高效传热技术研究	冯全科	西安交通大学
	DREO2006010	一种无变压器的串联有源交流电压质量调节器研究	肖国春	西安交通大学
	DREO2006011	DC-DC 变换器数字控制系统中延迟和混叠现象的建模	杨旭	西安交通大学
	DREO2006008	基于状态空间理论的逆变电源极限性能研究	彭力	华中科技大学
	DREO2006007	一种新的分布式发电系统孤岛效应	陈国呈	上海大学
	DREO2006014	高压气体放电灯整流效应及其对镇流器影响研究	王卫	哈尔滨工业大学
	DREO2006013	一种三相软开关高功率因子 AC/DC 功率变换技术的研究	贲洪奇	哈尔滨工业大学
	DREO2006012	直线电机轨道交通中牵引传动系统的效率优化研究	杨中平	北京交通大学
2005	DREK2005002	燃料电池发电系统（重点项目）	徐德鸿	浙江大学
	DREK2005001	住宅 PV 发电系统（重点项目）	段善旭	华中科技大学
	DREG2005002	基于电磁轴承飞轮储能 UPS 的研究	姜新建	清华大学
	DREG2005015	MRI 梯度系统中高精度大功率脉冲功率放大技术的研究	蒋晓华	清华大学
	DREG2005010	用于 PV 发电系统的新型变换器与控制方法研究	何湘宁	浙江大学
	DREG2005011	基于三次谐波注入法的谐波抑制技术	陈国柱	浙江大学

	DREG2005015	基于矩阵变换器的永磁同步电机矢量控制系统研究	葛红娟	南京航空航天大学
	DREG2005005	超洁净领域驱动用无轴承永磁薄片电机的基础研究	邓智泉	南京航空航天大学
	DREG2005012	Boost 型高频链逆变技术研究	陈道炼	南京航空航天大学
	DREG2005003	人体内植入电子设备电能非接触供给方式的关键问题研究	卓放	西安交通大学
	DREG2005009	高频谐振型 DC/DC 变换器研究	裴云庆	西安交通大学
	DREG2005007	电力电子系统多模块分布式互联的稳定性及其控制方法	刘进军	西安交通大学
	DREG2005004	基于网络的电力电子学虚拟实验室的研究	杨荫福	华中科技大学
	DREG2005008	开关磁阻电机有源降噪和低转矩脉动控制技术研究	詹琼华	华中科技大学
	DREG2005014	EV 蓄电池快速充电及能量管理研究	邵定国	上海大学
	DREG2005013	减小转矩波动的新型交流伺服器电机及其鲁棒控制策略研究	贵献国	哈尔滨工业大学
	DREG2005001	用于风电场的多端直流系统的研究	林飞	北京交通大学
	DREG2005006	无轴承开关磁组电机及其高性能控制研究	葛宝明	北京交通大学
2004		基于变压器隔离型链式逆变器的 DSTATCOM 的研究	宋强	清华大学
		无变压器直流单元隔离型统一电能质量调节器的研制	姜齐荣	清华大学
		双馈异步发电机的转子电流混合控制方法研究	柴建云	清华大学

	升压型电压调整器及其用于蓄电池单体可调电源的研究	吕征宇	浙江大学
	非规则脉冲功率电源污水净化的仿真和实验研究	何湘宁	浙江大学
	高效率低成本燃料电池并网变换器拓扑研究	徐德鸿	浙江大学
	单级式 DC/AC 变流器研究	龚春英	南京航空航天大学
	燃料电池电源系统功率调节器技术研究	肖岚	南京航空航天大学
	双绕组异步发电机的设计与控制研究	黄文新	南京航空航天大学
	三相变频电力电子集成模块的研究	王兆安	西安交通大学
	电力牵引用多电机传动系统的矢量控制技术研究	杨君	西安交通大学
	一种 APF 容量极小的新型混合电力滤波器的理论与实验研究	王跃	西安交通大学
	基于双三电平 PWM 变换器的直接转矩控制系统研究	邹云屏	华中科技大学
	记忆合金机械手 PWM 驱动控制系统研究	辜承林	华中科技大学
	电力电子开关变换器数字化共模噪声抑制技术研究	张凯	华中科技大学
	高性能永磁电机及其控制系统研究	章跃进	上海大学
	高性能电力变换器拓扑结构及其控制理论研究	陈国呈	上海大学
	IGBT 动静态参数提取及有效性验证	高艳霞	上海大学

2003

混合多电平逆变器及其 PWM 控制方法的研究	刘文华	清华大学
矩阵变换器和基于自抗扰控制器的异步电动机组合控制	黄立培	清华大学
组件耦合效应与非线性对 EMI 传播信道特性影响的研究	孙旭东	清华大学
开关磁阻起动/发电机系统关键技术研究	刘闯	南京航空航天大学
逆变器并联系统谐波环流的分析和抑制	邢岩	南京航空航天大学
不间断高功率因数开关电源系统研究	陈道炼	南京航空航天大学
基于控制自由度组合的多电平变换器 PWM 控制方法的研究	何湘宁	浙江大学
新型高频开关功率放大器的研究	吕征宇	浙江大学
燃料电池电源系统无缝切换技术	徐德鸿	浙江大学
非接触感应电能传输技术的关键问题研究	卓放	西安交通大学
大功率单相单级 PFC 变换器拓扑及控制技术	裴云庆	西安交通大学
双变流器电能质量控制技术的系统建模和闭环校正方法	刘进军	西安交通大学
大容量串联型有源电力滤波器关键技术的研究	陈乔夫	华中科技大学
一种高频链逆变器及其软开关控制方法研究	万山明	华中科技大学
电力电子学交互式教学课件与虚拟实验研究	杨荫福	华中科技大学

2002	高功率因数软开关 PWM 变频技术研究	陈国呈	上海大学
	具有中间链接的矩阵电力变换器研究	龚幼民	上海大学
	电力电子器件动态参数辨识及有效性验证	高艳霞	上海大学
	新型大功率器件 IGCT 的串联特性研究	姜齐荣	清华大学
	三相四线制下混合滤波装置的研究	朱东起	清华大学
	DC/DC 变换器无均流线均流控制方法的研究	瞿文龙	清华大学
	通用电力电子装置数字式控制开发平台	吕征宇	浙江大学
	移相与 PWM 复合控制双向直流变换器	徐德鸿	浙江大学
	新型多电平非隔离直流变换无源软开关拓扑优化设计研究	何湘宁	浙江大学
	电力电子系统集成的理论与若干关键技术研究	严仰光	南京航空航天大学
	新型五自由度悬浮的无轴承异步电机系统的研究	邓智泉	南京航空航天大学
	电磁式双凸极起动发电机机理及控制策略研究	周波	南京航空航天大学
	大功率低纹波特种电源用直流有源电力滤波器研究	肖国春	西安交通大学
	电力电子集成模块电路、结构与传热的研究	杨旭	西安交通大学
	双四象限 PWM 变流器串、并联补偿 UPS 研究	陈坚	华中科技大学

		基于小波分析的电力电子装置的 EMI 研究	熊蕊	华中科技大学
		智能型交流伺服驱动器研究	贾正春	华中科技大学
		混合动力电动车电机及控制系统的研究	江建中	上海大学
		高功率因数软开关 PWM 变频技术研究	陈国呈	上海大学
		单神经元智能控制在电力传动系统中的应用研究	阮毅	上海大学
2001		系统的方法描述电力电子装置的干扰	姜建国	清华大学
		三相四线混合滤波装置的研究	朱东起	清华大学
		动态电压调节器的研究	马维新	清华大学
		有源电力滤波器的 DSP 与人工智能控制策略研究	吕征宇	浙江大学
		新型系列软开关双向直流变换器的研究	徐德鸿	浙江大学
		多电平功率变换器无源无损耗软开关电路拓扑研究	何湘宁	浙江大学
		同步电动机的直接转矩控制系统	胡育文	南京航空航天大学
		开关磁阻发电系统研究和开发	刘迪吉	南京航空航天大学
		三电平直流变换器的软开关技术研究	阮新波	南京航空航天大学
		三相功率因子校正技术的研究	王兆安	西安交通大学

		APF 和 TSF 混合电力滤波器的基础理论及实验研究	杨君	西安交通大学
		双四象限 PWM 变流器协调控制技术研究	陈坚	华中科技大学
		逆变电源的 EMI 特性及相关控制策略研究	熊蕊	华中科技大学
		混合动力电动车电机及控制系统的研究	江建中	上海大学
		模块化矩阵式电力变换及统一电力变换理论的研究	龚幼民	上海大学
2000		高密度电源内部 EMI 特性描述及其抑制方法的研究	姜建国	清华大学
		无速度传感器异步电动机控制	黄立培	清华大学
		新型系列软开关双向直流变换器的研究	徐德鸿	浙江大学
		有源电力滤波器的 DSP 与人工智能控制策略研究	吕征宇	浙江大学
		三电平直流变换器的软开关技术研究	阮新波	南京航空航天大学
		高速电机控制技术研究	邓智泉	南京航空航天大学

台达电力电子科教发展计划评选优秀项目

年度	项目名称	负责人	所属高校
2014	不平衡电网条件下双馈风电机组的控制能力及方法研究	耿华	清华大学
	不平衡电网条件下双馈风电机组的控制能力及方法研究	耿华	清华大学
	伺服驱动系统机械谐振抑制技术研究	杨明	哈尔滨工业大学
	适用于燃料电池供电系统的零纹波输入直流变换器研究	陈仲	南京航空航天大学
2013	高增益高效率直流光伏集成发电模块关键技术研究	李武华	浙江大学
	基于 TSPWM 的电动汽车电驱动系统故障容错技术研究	陆海峰	清华大学
	基于谐波注入的微电网阻抗测量关键技术研究	卓放	西安交通大学
2012	无位置传感器 IPMSM 鲁棒高效控制技术研究	王高林	哈尔滨工业大学
	大功率逆变电源高功率密度关键技术研究	康勇	华中科技大学
	兆瓦级光伏并网发电关键技术研究	赵争鸣	清华大学
2011	微网系统电力电子装置控制策略研究	卓放	西安交通大学
	基于网络控制的三相逆变器并联技术研究	马皓	浙江大学
	基于飞轮储能的柔性功率调节器动态模拟实验研究	邹旭东	华中科技大学

2010	Z 源逆变器理论及技术基础研究	谢少军	南京航空航天大学
	大功率 IGBT 串联技术的研究	张春朋	清华大学
	直驱高压永磁风力发电机系统关键及技术研究	柴建云	清华大学
	UPS 并联系统瞬时均流技术研究	张宇	华中科技大学
2009	基于三相四桥臂逆变的电机控制系统 EMC 及可靠性研究	熊蕊	华中科技大学
	适用于有容性负载场合的低开关纹波有源滤波器的研究	陈敏	浙江大学
	基于节能的直线发电技术研究	郑萍	哈尔滨工业大学
2008	多变换器模块串并联组合系统研究	阮新波	南京航空航天大学
	一种新的分布式发电系统孤岛效应	陈国呈	上海大学
	平板热管与功率模块一体化构造及高效传热技术研究	冯全科	西安交通大学
2007	用于 PV 发电系统的新型变换器与控制方法研究	何湘宁	浙江大学
	人体内植入电子设备电能非接触供给方式的关键问题研究	卓放	西安交通大学
	无轴承开关磁组电机及其高性能控制研究	葛宝明	北京交通大学
2006	多变换器模块串并联组合系统研究	阮新波	南京航空航天大学
	一种新的分布式发电系统孤岛效应	陈国呈	上海大学

	平板热管与功率模块一体化构造及高效传热技术研究	冯全科	西安交通大学
2005	高效率低成本燃料电池并网变换器拓扑研究	徐德鸿	浙江大学
	双馈异步发电机的转子电流混合控制方法研究	柴建云	清华大学
	高性能电力变换器拓扑结构及其控制理论研究	陈国呈	上海大学
2005	高效率低成本燃料电池并网变换器拓扑研究	徐德鸿	浙江大学
	双馈异步电机的转子电流混合控制方法研究	柴建云	清华大学
	高性能电力变换器拓扑结构及其控制理论研究	陈国呈	上海大学
2003	矩阵变换器和基于自抗扰控制器的异步电动机组合控制	黄立培	清华大学
	双变流器电能质量控制技术的系统建模和闭环校正方法	刘进军	西安交通大学
	逆变器并联系统谐波环流的分析和抑制	邢岩	南京航空航天大学
2002	三相四线制下混合滤波装置的研究	朱东起	清华大学
	新型五自由度悬浮的无轴承异步电机系统的研究	邓智泉	南京航空航天大学
	通用电力电子装置数字式控制开发平台	吕征宇	浙江大学
	双四象限 PWM 变流器串、并联补偿 UPS 研究	陈坚	华中科技大学
2001	动态电压调节器的研究	马维新	清华大学

	同步电动机的直接转矩控制系统	胡育文	南京航空航天大学
	模块化矩阵式电力变换及统一电力变换理论的研究	龚幼民	上海大学
2000	高密度电源内部 EMI 特性描述及其抑制方法的研究	姜建国	清华大学
	三电平直流变换器的软开关技术研究	阮新波	南京航空航天大学
	有源电力滤波器的 DSP 与人工智能控制策略研究	吕征宇	浙江大学

中达学者

年度	姓名	所属高校
2025	李武华	浙江大学
	何晋伟	天津大学
2024	耿华	清华大学
	周荔丹	上海交通大学
2023	帅智康	湖南大学
2022	曾嵘	清华大学
2021	陈燕东	湖南大学
2020	谢小荣	清华大学
2019	蔡旭	上海交通大学
2018	肖曦	清华大学
2017	谭国俊	中国矿业大学
2016	姜久春	北京交通大学
2015	罗安	湖南大学
2014	陈道炼	福州大学
2013	程明	东南大学
	姜齐荣	清华大学
2012	郑萍	哈尔滨工业大学
	张波	华南理工大学
2011	盛况	浙江大学
2010	赵争鸣	清华大学
	张兴	合肥工业大学

2009	段善旭	华中科技大学
	黄苏融	上海大学
2008	崔淑梅	哈尔滨工业大学
2007	蒋晓华	清华大学
	郑琼林	北京交通大学
2006	刘进军	西安交通大学
	徐殿国	哈尔滨工业大学
2005	杨耕	清华大学
	康勇	华中科技大学
2004	吕征宇	浙江大学
	刘文华	清华大学
2003	阮新波	南京航空航天大学
	李永东	清华大学
2002	王兆安	西安交通大学
	何湘宁	浙江大学
2001	黄立培	清华大学
	徐德鸿	浙江大学

台达访问学者

年 度	姓 名	类 别	所属高校
2014	陈仲	访问学者	南京航空航天大学
	陈敏	访问学者	浙江大学
2013	李浩昱	高级访问学者	哈尔滨工业大学
	郝振洋	访问学者	南京航空航天大学
2012	蒋晓华	高级访问学者	清华大学
	林新春	访问学者	华中科技大学
2011	张卓然	高级访问学者	南京航空航天大学
	戴珂	访问学者	华中科技大学
2010	陈恒林	访问学者	浙江大学
	裴雪军	访问学者	华中科技大学
2009	林桦	高级访问学者	华中科技大学
	姚文熙	访问学者	浙江大学
2008	孙凯	访问学者	清华大学
	张方华	访问学者	南京航空航天大学
2007	卓放	高级访问学者	西安交通大学
	姜新建	访问学者	清华大学
2006	葛宝明	访问学者	北京交通大学
	马皓	访问学者	浙江大学
2005	邢岩	高级访问学者	南京航空航天大学
	马洪飞	访问学者	哈尔滨工业大学

中达青年学者奖

年 度	姓 名	所属高校
2025	姬世奇	清华大学
	李彬彬	哈尔滨工业大学
	何志兴	湖南大学
2024	徐千鸣	湖南大学
	张欣	浙江大学
	李学宝	华北电力大学
2023	王佳宁	合肥工业大学
	马柯	上海交通大学
2022	赵彪	清华大学
	王懿杰	哈尔滨工业大学
2021	张品佳	清华大学
	吴红飞	南京航空航天大学
2020	杨树	浙江大学
	马铭瑶	合肥工业大学
2019	汪飞	上海大学
	梁琳	华中科技大学
2018	金科	南京航空航天大学
	李虹	北京交通大学
2017	杨明	哈尔滨工业大学
	郑泽东	清华大学

2016	裴雪军	华中科技大学
	吴新科	浙江大学
2015	胡家兵	华中科技大学
	宋强	清华大学
2014	耿华	清华大学
	王高林	哈尔滨工业大学
2013	孙凯	清华大学
2012	李武华	浙江大学
2011	张方华	南京航空航天大学
2009	肖曦	清华大学
2008	刘闯	南京航空航天大学
2007	姜齐荣	清华大学

蔡宣三奖学金名录

刘天羿	2025 级清华大学直博研究生
苏博文	2024 级清华大学直博研究生
汪靖峰	2023 级清华大学直博研究生
韦子煜	2022 级清华大学直博研究生
姜阳	2021 级清华大学直博研究生
王凯伦	2020 级清华大学直博研究生
易哲嫒	2019 级清华大学直博研究生
唐艺伟	2018 级清华大学直博研究生
施博辰	2017 级清华大学直博研究生
王超	2016 级清华大学直博研究生
王世恩	2015 级清华大学直博研究生
赵杨阳	2014 级清华大学硕转博研究生
王旭东	2013 级清华大学直博研究生
李遥	2012 级清华大学硕转博研究生
田钰笙	2011 级清华大学直博研究生
姬世奇	2010 级清华大学直博研究生

陈伯时奖学金名录

赵添伟	2024 级上海大学硕转博研究生
童紫扬	2023 级上海大学直博研究生
林小龙	2022 级上海大学直博研究生
张钦清	2021 级上海大学硕转博研究生
施天灵	2020 级上海大学硕转博研究生
李玉菲	2019 级上海大学硕转博研究生

2025 年度台达研究生奖学金名录

博士/直博研究生:

清华大学	韩忆飞、党月懋、叶之菁、白立来、姚增慧、张嘉和
浙江大学	李润峰、张文璟
南京航空航天大学	王言坤、孙窈、吴承岳、贾搏睿、谭虎
西安交通大学	张硕、李子昂
华中科技大学	吕葳杉、陈麒炽、徐浩翔、刘柏寒
上海大学	杨俊林、张腾飞、林小龙、吴松梅、张钦清
哈尔滨工业大学	王楷然、温兆亮、任泽坤
北京交通大学	冯兴宇、王慧珍、梁一迪、曹栩嘉、张逸飞、赵郅毅
上海交通大学	于潇
合肥工业大学	房佳禹、王晓舟、吴孟泽、张满
华北电力大学	王伟、万海洋
湖南大学	朱亚龙、龙定邦、刘佳运、沈志尧、徐修贤、庄新宇
天津大学	王忠杰、孙亚领
重庆大学	王振业、邹铭锐

硕士研究生:

浙江大学	邓浩辰、罗胜杰、王斌浩、杨静茹
南京航空航天大学	草原驰
西安交通大学	赵健宏、陈楷宇、韩晨辉、朱家辉
华中科技大学	龚济文、王航捷
上海大学	刘鑫
哈尔滨工业大学	刘颜蕴、马翊嘉、潘修一
上海交通大学	张珉畅、周豪杰、武梦涵、姜可馨、曾刘昱
合肥工业大学	王世龙、王东阳
华北电力大学	丁思羽、罗茜、薛雨婷、高如家
天津大学	陈笑、邹立文、郭昊、华安然
重庆大学	李冰、王泽、彭心雨、凌子玥

2025 年中达学者



浙江大学 李武华 (Wuhua Li)

李武华, 浙江大学求是特聘教授、国家“杰青”/“优青”获得者、中国电源学会会士、中国电源学会学术工作委员会主任委员。

2002 年于浙江大学电气工程学院获学士学位; 2008 年获浙江大学电气工程学科博士学位; 2008 年至 2010 年在浙江大学电子科学与技术博士后流动站从事博士后科学研究, 随后留校任教; 2010 年晋升为副教授; 2012 年批准为博士生导师; 2013 年晋升为教授。2010 年至 2011 年受加拿大政府资助赴 Ryerson University 从事博士后访问研究。主要研究方向为大功率电力电子技术及其应用, 包括大容量功率器件的特性建模和高性能变流器的拓扑理论、复杂电力电子系统的运行控制等。

负责建立(完成)国际合作研究项目 20 余项。主持(在研和完成)国家、省部级、企(事)业合作研发项目 60 余项, 包括国家基金委“杰青”/“优青”、合基金重点、科技部“973 青年科学家专题”、国家重点研发计划项目等。至今已发表学术论文 300 多篇, 其中 IEEE 期刊论文 150 余篇。已获授权发明专利 60 余项。获国家自然科学基金二等奖 1 项、省部级科技成果一等奖 5 项, 中国电源学会科技进步特等奖/一等奖各 1 项。获教育部“青年科学奖”、“中国青年科技奖”、“中达学者”/“中达青年学者”等荣誉。

2025 年中达学者



天津大学 何晋伟(Jingwei He)

何晋伟，天津大学教授，博士生导师，海外引进国家青年人才，国家杰出青年科学基金、中达学者获得者。

2005 年于东南大学电气工程学院获电气工程学士学位，2008 年于中国科学院电工研究所获电力电子与电力传动硕士学位，2013 年于加拿大阿尔伯塔大学获电力工程博士学位，2015 年-至今在天津大学电气自动化与信息工程学院从事新能源并网装备及控制、微电网、电能质量、大功率电能变换等方面的研究。

获天津市科技进步一等奖、中国电源学会科技进步一等奖、内蒙古自治区科技进步一等奖、“中达学者”及其他省部级科技进步奖励 6 项；获 IEEE 电力电子学会期刊论文奖等。担任 IEEE Trans. Power Electron.等国内外期刊编委。

目 录

Delta Scholar program

2023 Delta Scholar Paper:

- 1.1 变频移相分段控制模式下ISOP型海底中压变换器LLC模块谐振腔参数优化设计
Resonant Tank Parameter Optimization Design of LLC Modules with Segmented Variable-Frequency and Phase-Shift Control for ISOP-Type Subsea Medium-Voltage Converters
龙涵文, 帅智康 湖南大学

2024 Delta Scholar Paper:

- 1.2 大型风电机组额定风速附近区域的叶轮推力控制
Rotor Thrust Control for Large-Scale Wind Turbine in Near-Rated Wind Speed Region
李佳奇, 耿华 清华大学
- 1.3 基于两相静止坐标系的模块化多电平变换器自适应滑模控制策略研究
Research on adaptive sliding mode control strategy of modular multilevel converter based on two-phase stationary coordinate system
赵东方, 周荔丹 上海交通大学

2025 Delta Scholar Paper:

- 1.4 模块化多电平谐振直流变换器宽电压双向功率高效控制方法研究
High-Efficient Bidirectional Power Control of Modular Multilevel Resonant DC-DC Converter Under Wide Voltage Range Applications
张笑生, 盛景, 陈心远, 杨贺雅, 向鑫, 李武华 浙江大学
- 1.5 含跟-构网型变流器的混合微电网多层级孤岛检测技术

Hierarchical islanding detection technology for hybrid microgrids with grid-following and grid-forming converters

张冰涛, 何晋伟

天津大学

2025 Delta Young Scholar Paper:

2.1 基于柔性换流母线的40kW/100kHz碳化硅双有源桥变换器设计

Design of a 40kW/100kHz SiC-Based DAB Converter with the Flexible Commutation Busbar

萧艺康, 姬世奇, 杨明宇, 赵争鸣

清华大学

2.2 半控-全控混合型中压 DC/DC 变换器 ISOP 运行方法

ISOP Operation for Hybrid Medium-Voltage DC Transformers with Mixed Semi-Controlled and Fully Controlled Devices

王宁, 李彬彬, 陈波, 教煥宗, 徐殿国

哈尔滨工业大学

2.3 中压直流变换器磁耦合高隔离驱动方法

Magnetic Coupled High Isolation Driving Method for Medium Voltage DC Converter

陈智凯, 何志兴, 翁智杰, 管仁锋, 张振扬, 张悦龙

湖南大学

Delta Power Electronics Science & Education Program

2023 Electronified New Type Power Systems Project Paper:

3.1 直驱风电并网系统次/超同步振荡的功率视角演化机理分析

A Power Perspective Analysis of the Evolution Mechanism of Sub/Super-synchronous Oscillations in a Grid-Connected Direct-Drive Wind Power System

张丹, 王晰, 袁志昌, 谢小荣

清华大学

3.2 虚拟电厂参与绿电与调峰：一种多平均场协同控制策略

Green Electricity Offering and Peak Regulation via Virtual Power Plants: A Multiple Mean Field
Coordinated Control Strategy

王雨洋, 吴国正, 刘念, 张宽

华北电力大学、(湖南大学)

2024 Electronified New Type Power Systems Project Paper:

3.3 交变电气量演化的能量驱动机制及其工作点表征与交流系统稳定分析的理论和方法

Amplitude/Frequency Operating Points Based Dynamic Modeling of Offshore Wind Power
Systems

程之践, 王思成, 袁小明, 胡家兵

华中科技大学

3.4 新能源中压直流汇集系统变流技术与运行控制

Residual Energy Absorption Circuit for DC Faults in Medium-Voltage DC Distribution Systems

梁毅, 李瑞, 李子健, 焦奥, 李彬彬, 徐殿国

哈尔滨工业大学

2025 Electronified New Type Power Systems Project Paper:

3.5 融合多尺度时间注意CatBoost充电场站负荷预测方法

Department of Electrical Engineering, State Key Laboratory of Power System Operation and
Control

孙凯, 刘波

清华大学

3.6 基于 Γ 预算鲁棒优化技术的电动汽车混合充电站多时间尺度调度方法

Multi-timescale Optimal Scheduling of Hybrid EV Charging Stations with Γ -budget Robust
Optimization

孙凯, 高峰

清华大学

3.7 面向构网型VSC输出阻抗重塑的低延时敏感有源阻尼方法

An Active Damping Method with Low Delay Sensitivity for Output Impedance Reshaping of Grid Forming VSCs

徐鹏, 刘自鹏, 刘进军

西安交通大学

2024 Key Project Paper:

4.1 功率模块保险绑定线熔断过程与电热特性分析

Fusing Process and Electro-Thermal Characteristics of Fuse Bonding Wires in Power Modules

海栋, 罗皓泽

浙江大学

4.2 考虑负电压过冲的三电平ANPC变换器中功率器件的多参数在线监测电路

A Multi-Parameter Online Monitoring Circuit for Power Devices in Three-Level ANPC Converters Considering Negative Voltage Overshoot

胡竞扬, 罗皓泽

浙江大学

4.3 基于深度学习的IGBT剩余使用寿命在线实时预测模型

Deep Learning-Based Remaining Useful Life Online Prediction Model for IGBTs

王逸非, 罗皓泽

浙江大学

4.4 非侵入式电流传感器的灵敏度一般性表征方法

A General Sensitivity Modeling Method for Non-Intrusive Current Sensors

彭晗, 侯理文

华中科技大学

4.5 永磁同步电机统一多矢量无模型预测电流控制

Generalized Multiple-Vector-Based Model Free Predictive Current Control for PMSM Drives

张永昌

华北电力大学

4.6 一种基于矩形谐振腔的四端电流型逆变系统

A Four-port Current-Source Inverter System Based on a Rectangular Resonant Circuit

马伏军, 杨淇翔, 李权接, 张正潇, 童志恒

湖南大学

2025 Key Project Paper:

4.7 钙钛矿发光性能随带隙的变化及其对钙钛矿/硅叠层光伏设计的启示

Bandgap-Dependent Perovskite Luminescence and Its Implications for Perovskite/Silicon Tandem Solar Cell Design

李润峰, 兰东辰

浙江大学

4.8 双相磁性叠片材料高效制备与电机应用研究

Research on High-efficiency Preparation of Dual-phase Magnetic Laminated Materials and Their Application in Electrical Machines

欧景

哈尔滨工业大学

4.9 基于深度强化学习的并网逆变器跟/构网融合自适应控制

Grid-Following/Grid-Forming Hybrid Adaptive Control Strategy of Grid-Connected Inverters Based on Deep Reinforcement Learning

李明, 陈劲, 刘明昊, 项智宏, 张舰航, 罗尧杰, 张兴, 耿华

合肥工业大学

4.10 面向经济型MMC的IGCT-IGBT混合开关非对称电压配置方法

Asymmetric Voltage Rating Pairing in IGCT-IGBT Hybrid Switch to Maximize Voltage Utilization for Cost-Effective MMC Applications

陈绿杨, 张翔宇

华北电力大学

4.11 用于提升模块化多电平换流器瞬态过载能力的新型晶闸管增强半导体开关

A Novel Thyristor-Enhanced Semiconductor Switch for Extending Transient Overcurrent Capability in Modular Multilevel Converters

杨锦, 张翔宇

华北电力大学

4.12 基于氮化镓双向器件的三维异构集成封装技术研究进展

Three-Dimensional Heterogeneous Integration Packaging Technology Based on Gallium Nitride
Bidirectional Devices

张瑞雪, 翟凡, 杨秀杰, 李欣, 薛凌霄, 崔晗

天津大学

2024 Specially Invited Key Project Paper:

4.13 电动汽车逆变器传导EMI仿真建模

Modeling and Simulation of Conduction EMI of the Inverter System for Electrical Vehicle

萧艺康, 王为涛, 柯馨岚, 裴家耀, 刘壮, 施博辰

清华大学

2023 Young Project Paper:

5.1 并联构网型变换器系统的精确PQ- ω V端口建模

Accurate PQ- ω V Terminal Modeling for Systems with Parallel Grid-Forming Converters

赵子文, 安荣汇

西安交通大学

2024 Young Project Paper:

5.2 基于MATLAB-COMSOL协同的高频变压器电磁参数高效评估方法

Efficient Electromagnetic Parameter Evaluation for High-Frequency Transformers Using
MATLAB-COMSOL Collaboration

李楚杉

浙江大学

5.3 48V转1V/750A零电压开关母线降压变换器

A Multi-ZVS-Bus Buck Converter for 750 A 48 V/ 1 V Application

吴彦青, 陈烨楠, 徐德鸿

浙江大学

- 5.4 宽负载范围零电压开关48V/1MHz混合开关电容变换器
48-V/1-MHz Hybrid Switched-Capacitor Converter Achieving Load-Independent Zero-Voltage Switching
徐睿, 陈烨楠 浙江大学
- 5.5 宽增益软开关桥臂复用型准单级FSBB-LLC变换器: 拓扑, 调制与控制
Wide-Gain Soft-Switching Bridge-Arm-Reused Quasi-Single-Stage FSBB-LLC Converters: Topology, Modulation and Control
刘飞, 赵杨, 阮新波 南京航空航天大学
- 5.6 基于自适应权重更新的永磁同步电机监督学习预测控制方法
An Adaptive Weight Update Based Supervised Learning Predictive Control Method for PMSM
徐畅聪, 罗伊道, 洪森 华中科技大学
- 5.7 圆形限流控制下构网型变流器序阻抗建模及分析
Sequence Impedance Modeling and Analysis of Grid-Forming Converters under Circular Current-Limiting Control
刘永慧, 郜凯杰 西安交通大学
- 5.8 集成母线升压与开路故障容错的多功能三相电机驱动系统研究
Research on A Multifunctional Three-Phase Motor Drive System with Integrated Bus Boosting and Open-circuit Fault Tolerance
张晓康 上海大学
- 5.9 基于逆变器非线性误差电压积分补偿的PMSM定子温度在线估计方法
Online Estimation Method for PMSM Stator Temperature Based on Integral Compensation of Inverter Nonlinear Error Voltage
王奇维 哈尔滨工业大学

5.10 考虑直流动态的级联式构网变流器稳定分析与提升策略研究

Stability Analysis and Improvement Strategies for Cascaded Grid-Forming Converters
Considering DC-link Dynamics

吴超

上海交通大学

5.11 基于物理信息神经网络的超磁致伸缩材料多场耦合特性表征研究

Research on Characterization of Multifield Coupling Characteristics of Giant Magnetostrictive
Materials Based on Physics-Informed Neural Networks

徐修贤, 高兵, 徐干鸣, 黄忠胜, 余应森

湖南大学

2024 Xuansan Cai Scholarship Paper:

6.1 基于预训练基础模型的复杂激励下高频变压器磁芯损耗估计研究

Prediction Accuracy Enhancement of Transformer Core Loss under Complex Excitation based
on Pre-trained Foundation Model

苏博文, 应嘉华, 陈欢, 刘波, 孙凯

清华大学

2023 Boshi Chen Scholarship Paper:

7.1 SiC功率器件DRB测试中漏源电压斜率畸变机理分析与建模

Mechanism Analysis and Modeling of Drain-Source Voltage Slope Distortion in DRB Testing of
SiC Power Devices

童紫扬

上海大学

变频移相分段控制模式下 ISOP 型海底中压变换器 LLC 模块谐振腔参数优化设计

Resonant Tank Parameter Optimization Design of LLC Modules with Segmented Variable-Frequency and Phase-Shift Control for ISOP-Type Subsea Medium-Voltage Converters

湖南大学 龙涵文, 帅智康 Email: 13340146970@163.com

摘要：针对海底直流中压变换器 ISOP 拓扑中 LLC 子模块在变频移相分段控制下的谐振腔参数设计优化难题, 本文提出了一种基于时域状态轨迹模型的谐振腔参数优化设计方法。首先, 建立了变频与移相分段控制下时域轨迹模型, 根据几何约束给出了稳态轨迹求解器。利用轨迹边界条件和移相控制关断电流特性对谐振腔参数进行快速筛选, 得到同时满足变频控制最大增益约束和移相控制软开关的参数候选集。以导通损耗和开关损耗之和最小为目标函数, 在最大增益最大负载工况下对参数候选集进行遍历寻优, 最终得到一组最优谐振腔参数。最后, 根据参数候选集, 搭建了三台 LLC 功率为 10kW, 输出电压 375V, 输入电压 500-1000V 的子模块, 实验结果表明, 所选参数均能在最恶劣的工况下实现高效模态运行, 最优参数模块实现满载全电压范围内效率大于 95.5%。

Abstract: Aiming at the challenge of resonant tank parameter design and optimization for LLC sub-modules under hybrid variable-frequency and phase-shift control in the input-series-output-parallel (ISOP) topology of subsea medium-voltage DC-DC converters, this paper proposes a time-domain state-trajectory-based parameter optimization method. First, a time-domain trajectory model under the segmented variable-frequency and phase-shift control is established, and a steady-state trajectory solver is developed based on geometric constraints. By utilizing the trajectory boundary conditions and the turn-off current characteristics under phase-shift control, the resonant tank parameters are rapidly screened, yielding a candidate set that simultaneously satisfies the peak gain constraint under frequency modulation and the soft-switching constraint under phase-shift modulation. Taking the minimization of the sum of conduction losses and switching losses as the objective function, the parameter candidate set is exhaustively optimized under the maximum gain and maximum load condition, ultimately producing a set of optimal resonant tank parameters. Finally, based on the parameter candidate set, three LLC sub-modules rated at 10 kW, with an output voltage of 375 V and an input voltage range of 500–1000 V, were constructed. Experimental results demonstrate that all selected parameters enable efficient modal operation under the most severe operating conditions, with the optimally-parameterized module achieving a full-load efficiency exceeding 95.5% across the entire input voltage range.

关键词：LLC；状态轨迹；变频移相分段控制；参数优化

Keywords: LLC resonant converter; state trajectory model; hybrid frequency and phase-shift control; resonant tank parameter optimization

1 引言

随着海洋资源开发和海洋科学研究的不断深入, 海底观测网作为获取海洋环境数据的重要基础设施, 已成为各国海洋战略布局的关键环节^[1-2]。海底观测网通常采用中压直流供电架构如图 1 所示, 海岸基站提供 10kV 的中压直流电, 经光电复合海缆传输至海底主接驳盒, 再由中压直流变换器将其转换为 375V 直流电, 随后通过次接驳盒为各级仪器平台供电。在这一电能传输链条中, 海底中压直流变换器承担着电压变换与电能分配的核心功能, 其运行效率和可靠性直接决定了整个海底观测系统的性能与寿命^[3]。

由于海底环境高压密封要求严格、维护成本极高等特点, 海底中压直流变换器在设计上面临着以下: 第一, 海底环境压强大, 腐蚀性强, 变换器需具备高功率密度和小体积, 以适应深水耐压舱的空间限制; 第二, 海底复合光

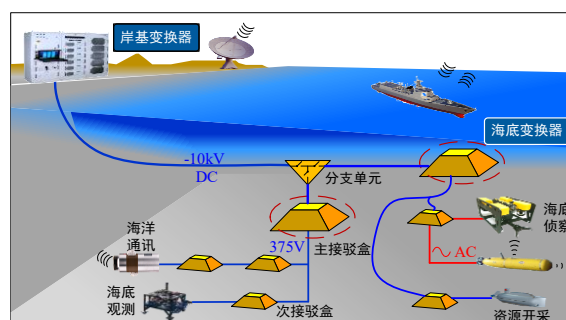


图 1 海底观测网供电架构

缆阻抗约为 $1\sim 2\Omega/\text{km}$ 远远大于陆上电缆 $0.04\sim 0.08\Omega/\text{km}$, 长距离铺设导致端口电压波动近 50%^[4], 因此中压直流变换器需实现宽范围输入电压内的高效率稳定运行以降低在狭小腔体内的散热压力, 保证系统长周期免维护稳定运行。传统的单一 DC/DC 变换器受限于功率半导体器件的耐压水平, 难以直接应用于中压直流场合。为突破这一瓶颈, 输入串联输出并联 (Input-Series-Output-Parallel, ISOP) 型模块化结构应运而生, 结构如图 2 所示, 其通过

将多个标准化功率模块的输入端串联以分担 10kV、输出端并联以提供大电流,有效解决了高变比、高功率密度的电能变换需求,已成为海底中压直流变换器的主流方案。

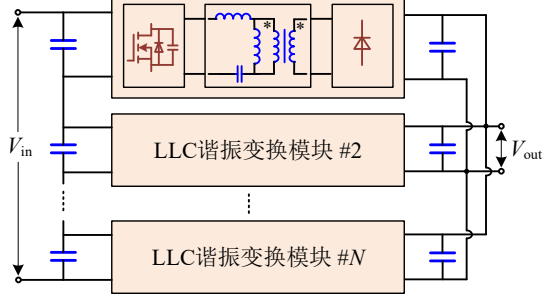


图2 ISOP型海底中压直流变换器方案

LLC 谐振变换器凭借软开关特性和高效率、高功率密度运行的优势成为 ISOP 型海底中压直流变换器功率模块首选方案^[5]。LLC 谐振变换器结构如图 3 所示,主要由逆变桥,谐振腔以及整流桥三部分构成。其中 $Q_1 \sim Q_4$ 为 MOSFET 开关管,谐振腔包括谐振电容 C_r , 谐振电感 L_r 和励磁电感 L_m , 这部分是 LLC 拓扑的核心参数,很大程度上决定了变换器的运行效率。整流桥由 $D_1 \sim D_4$ 二极管构成,为谐振腔向负载传输电流提供通道。

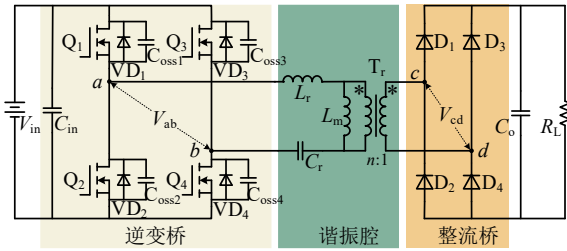


图3 LLC 谐振变换器拓扑

传统 LLC 谐振变换器为实现电压的宽范围输出,需要更宽的频率调节范围。然而过高的开关频率导致电路寄生参数的影响放大和整流二极管无法实现零电流关断 (zero current switch, ZCS) 而过宽的开关频率给变压器优化设计带来困难。为了增大增益范围,许多学者提出原边拓扑变换^[6], 副边拓扑变换^[7]或者是谐振腔变换^[8]等方式,但是通过添加额外的器件必将导致功率密度的降低和电路的稳定性降低。

LLC 谐振变换器多采用变频控制

(PFM), 通过调节开关频率改变谐振网络的阻抗, 从而实现输出电压的调节。变频控制应用于宽输入电压或宽负载范围时, 开关频率的变化范围会显著增大导致磁性元件设计困难、电磁兼容性能变差, 且在轻载条件下易出现输出电压失控的问题^[9]。移相控制

(PSM) 则通过调节桥臂之间的相位差来实现功率调节, 能够在定频条件下工作, 有利于磁性元件的优化设计, 但其软开关范围受到限制, 且在轻载时循环电流较大, 效率不高^[10]。变频移相分段控制策略结合了变频控制在重载工况下的高效优势和移相控制在轻载工况下的精确调节能力, 能够在较窄的开关频率范围内实现宽范围增益输出, 同时保持全工况下的软开关特性^[11]。因此, 本文在 ISOP 系统的 LLC 子模块中采用变频移相分段控制策略, 并以此为基础开展谐振腔参数的设计研究。

传统的 LLC 谐振腔参数设计方法多基于基波近似法^[12-13] (FHA), 该方法能够简化分析过程并获得直观的增益曲线, 适合进行工程设计。但当变换器工作频率偏离谐振频率较大时, 高次谐波的影响不可忽略, FHA 模型的精度会显著下降, 如图 4 所示。FHA 结合时域矫正分析法提高了分析的准确性但任何频域分析方法总会存在误差, 而海底宽增益场景就是要在远离谐振点进行设计, 因此采用更加精确的时域模型。

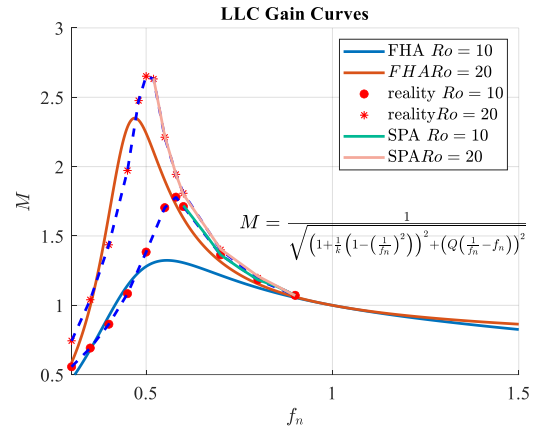


图4 基波分析法增益曲线与仿真对比图

时域状态轨迹模型近年来受到广泛关注。该方法直接基于变换器各工作模式的时域状态方程进行精确求解, 能够完整反映谐振腔中状态变量的动态变化规律, 在全工作频率范围内均能保持良好的建模精度^[14-16]。通过时域状态轨迹模型, 不仅可以准确获取谐振腔的电压增益特性, 还能分析开关器件的电流应力、软开关边界等关键设计指标, 为谐振腔参数的优化提供可靠的理论依据。文献^[17]基于简化时域来优化谐振电容电压的谐振腔参数设计, 直接通过计算来得到 LLC 谐振腔参数。但是文献^[18]和文献^[19]的设计考虑不完整, 并没有将损耗优化纳入设计的一环。文献^[20]提出一种宽

范围电压增益的恒功率 LLC 谐振腔设计方案, 它分别确定了满载和空载条件下逆变桥零电压关断 (ZVS) 运行的最坏情况, 在此基础上再进行电压增益公式约束。但是基于最坏的边界条件来进行设计无法通过 LLC 谐振腔参数来最大优化电路性能。

综上所述, 在海底直流中压变换器的 ISOP 拓扑中, LLC 谐振腔参数设计面临三大核心问题: 其一, 变频移相分段控制策略下建立能精确描述谐振腔的增益特性和软开关边界的模型; 其二, 设计符合变频移相控制下的参数候选项流程从而避免反复迭代计算; 其三, 基于参数候选项对谐振腔参数进行优化。针对上述问题, 本文采用时域状态轨迹模型对 LLC 谐振腔进行建模, 在此基础上提出一种面向 ISOP 海底中压直流变换器子模块的谐振腔参数优化设计方法。

本文后续章节安排如下: 第 2 节阐述 ISOP 型中压直流变换器的拓扑结构及其 LLC 子模块的时域状态轨迹模型; 第 3 节介绍基于时域模型筛选符合运行要求的参数设计流程与最优参数筛选方法; 第 4 章搭建输入电压 $V_{in}=500\sim 1000V$, 输出电压 $V_o=375V$ 最大功率 $P_o=10kW$ 的子模块样机, 通过仿真与实验对所提方法进行实验验证。

2 变频移相分段控制下的状态轨迹模型

本文基于图 3 所示的 LLC 谐振变换器拓扑进行谐振腔参数分析设计。图中 $Q_1\sim Q_4$ 为功率开关管, $VD_1\sim VD_4$ 为续流钳位二极管, C_o 为输出滤波电容, 变压器 Tr 的变比为 n , 二次侧整流桥由整流二极管 $D_1\sim D_4$ 组成, 谐振腔由激磁电感 L_m , 谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 组成, V_{in} 为输入电源, R_o 为负载, v_E 为逆变桥臂中点电压, v_T 为整流桥臂中点电压折算到原边, i_{Lm} 为激磁电流, i_{Lr} 为原边谐振电流, i_s 为副边谐振电流, f_s 为开关频率。为了便于分析, 做以下假设:

(1) 输出滤波电容 C_o 足够大, 能够维持 V_o 保持恒定;

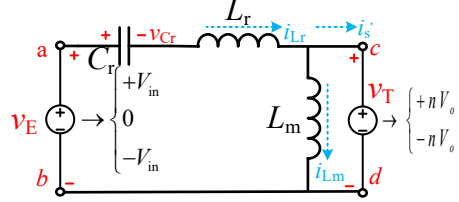
(2) 所有无源器件的寄生电阻都可以被忽略;

(3) 开关管之间的死区时间 t_{dead} 可以被忽略。因为相比于整个开关周期, 死区时间很短。如果在轨迹模型中考虑 t_{dead} , 则分析过程会变得十分复杂, 但是分析结果的准确性不会明

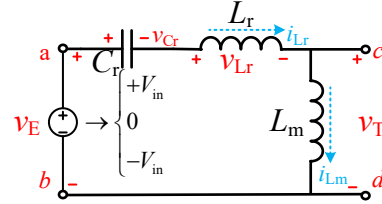
显的提高。

谐振频率谐振角频率以及特征阻抗的表达式如式(1):

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \wedge f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \wedge Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1)$$



(a) 二元谐振等效电路



(b) 三元谐振等效电路

图 5 LLC 谐振模式等效电路

根据变压器副边是否被输出电压钳位, 可分为两类谐振模式, 其等效电路图如图 5 所示。当变压器副边被输出钳位时, 此时谐振腔仅 L_r 和 C_r 谐振, 称为二元谐振, 列写此时的微分方程如式(2)

$$\begin{cases} C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \\ L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{Cr} = v_E - v_T \end{cases} \quad (2)$$

二元谐振的通解如式所示, 其中 I_{Lr0} 和 V_{Cr0} 均为谐振电感电流和谐振电容电压初始时刻 t_0 的初始值。

$$\begin{cases} v_{Cr} - (v_E - v_T) = I_{Lr0} \sin(\omega_r(t-t_0)) + (V_{Cr0} - (v_E - v_T)) \cos(\omega_r(t-t_0)) \\ i_{Lr} = I_{Lr0} \cos(\omega_r(t-t_0)) - (V_{Cr0} - (v_E - v_T)) \sin(\omega_r(t-t_0)) \end{cases} \quad (3)$$

为了使结论具有一般性, 可利用输入电压 V_{in} , 特征阻抗 Z_r 以及谐振频率 f_r 对 LLC 子模块所有电气量进行标么化处理如式(4), 副边的变量统一折算到原边进行计算, 标么化变量对照表如表 1 所示,

$$v_N = \frac{v}{V_{in}} \wedge i_N = \frac{Z_r i}{V_{in}} \wedge f_N = \frac{f}{f_r} \quad (4)$$

表 1 电气参量标么化对照表

变量	标么值	变量	标么值	变量	标么值
nV_o	M	I_o/n	J	f_s	f_n
V_{in}	1	i_{Lr}	i_{LrN}	P_o	MJ
v_{Cr}	v_{CrN}	i_{Lm}	i_{LmN}		

通过观察式(3)的标么化处理后的通解,消去时间变量,可得到关于谐振电压和谐振电流的表达式如式(5)所示:选择以 v_{CrN} 作为横轴,以 i_{LrN} 为纵轴绘制轨迹,那么可知这是一个关于状态变量的圆轨迹方程,圆心为 $O1(v_{EN}-v_{TN}, 0)$, 半径 r 与状态变量的初始值和激励源相关,由式(6)所表,轨迹图如图 6(a)所示。当发生二元谐振时,状态点围绕圆心以角频率 ω_r 做顺时针圆周运动,那么完成这段轨迹所需时间可通过角度计算如式(7)。

$$(v_{CrN} - (v_{EN} - v_{TN}))^2 + i_{LrN}^2 = r^2 \quad (5)$$

$$r = \sqrt{(V_{Cr0N} - (v_{EN} - v_{TN}))^2 + I_{Lr0N}^2} \quad (6)$$

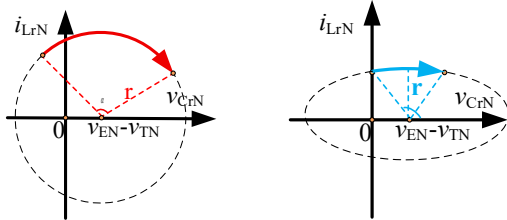
$$t = \frac{\alpha}{\omega_r} \quad (7)$$

同理,当变压器副边并未被输出电压钳位时,励磁电感 L_m 与 L_r 和 C_r 一起参与谐振,此时微分方程列写如下式(8)所示,同样采用标么化处理,得到三元谐振下的状态方程为式(9),此处 $k=L_m/L_r$, 可知此时得到的是椭圆轨迹方程,其中椭圆中心在横轴上,中心点坐标取决于逆变桥臂中点电压,长短轴之比为 $\sqrt{k+1}$, 状态点沿椭圆轨迹做顺时针运动,所需要的时间与取决于椭圆方程的参数角度且此时角频率为三元谐振角频率如式(10)所示,轨迹图如图 6(b)所示。

$$\begin{cases} C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \\ (L_r + L_m) \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{Cr} = v_E \end{cases} \quad (8)$$

$$(v_{CrN} - v_{EN})^2 + \frac{i_{LrN}^2}{k+1} = r^2 \quad (9)$$

$$t_{PZ} = \frac{\sqrt{k+1}(\alpha'_3 - \alpha'_4)}{\omega_r} \quad (10)$$



(a)二元谐振状态轨迹 (b)三元谐振状态轨迹
图 6 LLC 谐振状态轨迹

根据 $Q_1 \sim Q_4$ 动作和 $D_1 \sim D_4$ 续流的组合不同,谐振腔的激励源也发生改变。激励源以及

模态命名如表 2 所示

表 2 LLC 模态激励源及命名表

	Q1Q4 开 $v_E = +V_{in}$	Q2Q3 开 $v_E = -V_{in}$	Q1Q3 或 Q2Q4 开 $v_E = 0$
D1D4 开 $v_T = +nV_o$	PP 模态	NP 模态	OP 模态
D2D3 开 $v_T = -nV_o$	PN 模态	NN 模态	ON 模态
无续流 $v_T = V_{Lm}$	PZ 模态	NZ 模态	OZ 模态

2.1 变频控制典型稳态轨迹求解

为了充分利用变频控制区间内的全域软开关特性以及避免轻载下寄生参数对 LLC 谐振变换器有较大影响,将变频控制区间设在 $f_n < 1$ 内,该范围内的典型稳态轨迹为 PP-PZ 轨迹, $M=1.5, J=0.7$ 时的稳态轨迹如图 7 所示,对应的时域波形如图 8 所示。

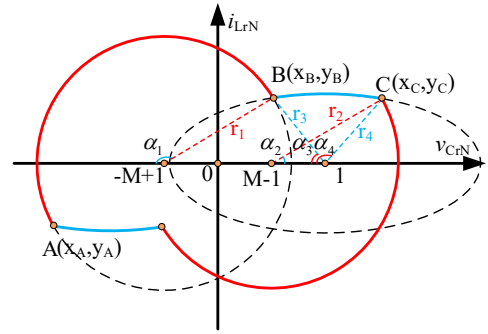


图 7 PP-PZ 稳态轨迹

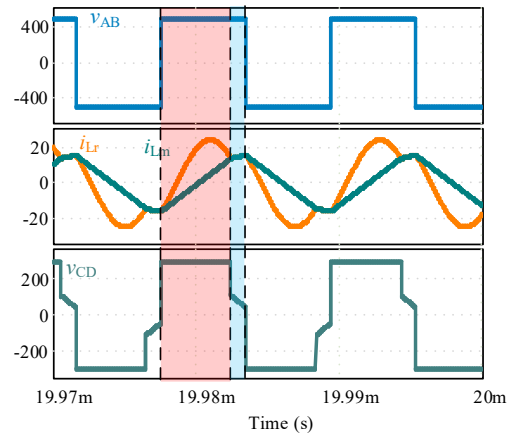


图 8 PP-PZ 轨迹对应的时域波形

其中 CA 段的轨迹对应 PP 模态, AB 段轨迹对应 PZ 模态, A 点为 PP 圆和 PZ 椭圆的交点,根据波形的对称性,可知 C 点坐标与 B 点坐标中心对称。因此可视为 C 点是 PP 圆关于 y 轴对称后与 PZ 椭圆的交点。若已知状态轨迹稳态应满足以下约束,时间上,PP 模态与 P

Z 模态状态点运动的时间之和应为半个周期, 因此有式(11), 其中 a_1 - a_4 对应的 PP 轨迹与圆心的夹角, 由式(12)决定, a_3 - a_4 是 PZ 椭圆参数方程匀速扫过的电角度, 其计算由式(13)决定。

$$\alpha_1 - \alpha_2 + \sqrt{k+1}(\alpha'_3 - \alpha'_4) = \frac{\pi}{f_n} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \alpha_1 = \arctan \frac{y_A}{x_A - (1-M)} \\ \alpha_2 = \arctan \frac{y_B}{x_B - (1-M)} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \alpha'_3 = \arctan \frac{\sqrt{k+1}y_B}{x_B - 1} \\ \alpha'_4 = \arctan \frac{\sqrt{k+1}y_C}{x_C - 1} \end{cases} \quad (13)$$

由于 PP 圆过程中, 变压器副边被输出电压钳位, 激磁电感 L_m 上电压恒定, 激磁电流线性增加, 在这期间, 激磁电流可通过式(14)表出。

$$i_{Lm}(t) = \frac{nV_o}{L_m}(t - t_A) + i_{Lm}(t_A) \quad (14)$$

到 B 点同样满足上式, 归一化后坐标约束如式(15)

$$-y_A + y_B = \frac{M(\alpha_1 - \alpha_2)}{k} \quad (15)$$

从 A 点运行到 C 点, 输入电流一直流经 C_r , 因此其平均值可以通过 C_r 上的电压变化来表征, 与此同时, 忽略变换器本身损耗的影响, 输入端输入功率与输出功率相同, 这个时间正好是半个周期, 根据对称性, 可知这两个时刻谐振电容电压互为相反数, 可得到方程组(16)

$$\begin{cases} I_{in}V_{in} = I_oV_o \\ I_{in} = 2f_s C_r (v_{Cr}(t_C) - v_{Cr}(t_A)) \\ v_{Cr}(t_C) = -v_{Cr}(t_A) \end{cases} \quad (16)$$

通过归一化处理, 可得到式

$$x_C = \frac{JM\pi}{2f_n} \quad (17)$$

状态轨迹平面下式(11)(15)(17)可构成求解各变量的基本约束方程, 但是其中仍然包含大量非线性项, 目前通过解析法无法精确获得它们之间的解析解, 这与时域分析法获得的结论一致。因而可考虑通过构建数值法迭代求解, 获得它们的数值解。本文中采用粒子群算法(PSO)可快速求解 PP-PZ 轨迹的数值解。

求解 PP-PZ 轨迹仅需要两维粒子, $x_0=[r_1, r_2]$, 粒子搜索空间可根据几何意义进行确定, 第一, PP 圆与 PZ 椭圆有交点, 第二, PP 圆关于 y 轴对称的圆与 PZ 椭圆有交点, 第三, C 点的横坐标大于 B 点的横坐标。超出搜索空间的粒子给大惩罚以加快收敛速度。通过约束方程构建粒子的适应性函数 $f(x_0)$ 如式(18):

$$f(x_0) = \sqrt{f_1^2(x_0) + f_2^2(x_0)} \quad (18)$$

其中约束函数为式(19):

$$\begin{cases} f_1(r_1, r_2) = \alpha_1 - \alpha_2 + \sqrt{k+1}(\alpha'_3 - \alpha'_4) - \frac{\pi 2x_C}{JM} \\ f_2(r_1, r_2) = y_A - y_B + \frac{M(\alpha_1 - \alpha_2)}{k} \end{cases} \quad (19)$$

粒子群的终止条件为超过最大迭代次数或者适应性函数低于 $1e-8$ 。粒子群算法求解流程图如图 9 所示。

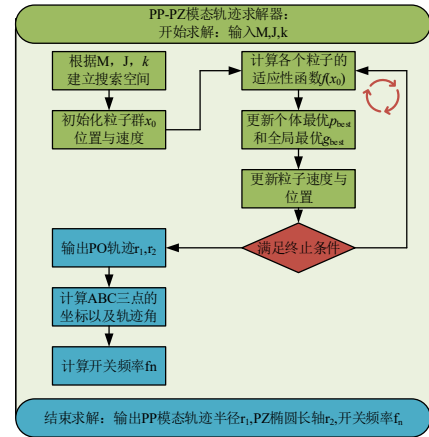


图 9 基于 PSO 的 PP-PZ 轨迹求解器

2.2 移相控制典型稳态轨迹求解

移相控制时设置开关频率 $f_s=f_r$, 主要是为了实现 L_r - C_r 谐振回路阻抗最低, 从而避免了二元谐振过程引入环流, 实现较高效率运行。PSM 控制的典型稳态轨迹为 PP-OP-OZ 轨迹, $M=0.75$, $J=0.35$ 时的稳态轨迹如图 10 所示, 对应的时域波形如图 11 所示。

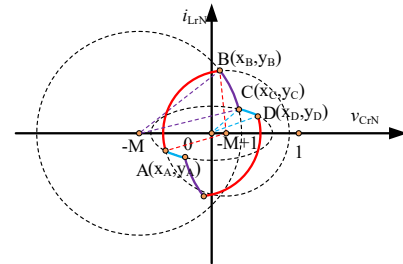


图 10 PP-OP-OZ 稳态轨迹

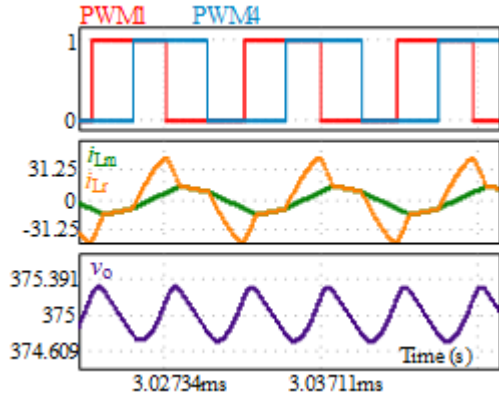


图 11 PP-OP-OZ 轨迹对应的时域波形

PP-OP-OZ 由三段轨迹组成，其轨迹方程组为(20)：若每段轨迹的半径已知，则求解出来的轨迹唯一确定，同理，选定三维粒子 $x_0=[r_1, r_2, r_3]$ ，可采用 PSO 算法对该稳态轨迹进行求解。

$$\begin{cases} (v_{CrN} - (1-M))^2 + i_{LrN}^2 = r_1^2 \\ (v_{CrN} - M)^2 + i_{LrN}^2 = r_2^2 \\ v_{CrN}^2 + \frac{i_{LrN}^2}{k+1} = r_3^2 \end{cases} \quad (20)$$

搜索空间同样是保证几何上存在有物理意义的解。第一，PP 圆和 OP 圆存在交点 B，第二，OP 圆和 OZ 椭圆存在交点 C，第三，PP 关于 y 轴对称的圆与 OZ 椭圆存在交点 D，第四，为了保证具有实际的物理意义，还需满足 $x_B \leq x_C \leq x_D$ 。

适应性函数与变频类似，不同的是此时开关频率固定为谐振频率，因此时间守恒方程为式(21)， a_1, a_2, a_3, a_4 分别是 ABCD 四个点与各自的中心和横轴所成的夹角， a'_5, a'_6 是 OZ 椭圆参数方程均匀扫过 CD 两点的电角度，计算方式如式(22)所示。

$$\alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 + \sqrt{k+1}(\alpha'_5 - \alpha'_6) = \pi \quad (21)$$

$$\begin{cases} \alpha_1 = \arctan \frac{y_A}{x_A - (1-M)} & \alpha_3 = \arctan \frac{y_B}{x_B - (-M)} \\ \alpha_2 = \arctan \frac{y_B}{x_B - (1-M)} & \alpha_4 = \arctan \frac{y_C}{x_C - (-M)} \\ \alpha'_5 = \arctan \frac{\sqrt{k+1}y_C}{x_C} & \alpha'_6 = \arctan \frac{\sqrt{k+1}y_D}{x_D} \end{cases} \quad (22)$$

PP 圆和 OP 圆期间，仍然处于二元谐振状态，变压器副边被输出电压钳位，激磁电流线性增加，因此有式(23)。输入电流仅在 PP 圆

流经 Cr，忽略变换器本身的损耗，可得式(24)

$$\begin{cases} -y_A + y_B = \frac{M(\alpha_1 - \alpha_2)}{k} \\ -y_B + y_C = \frac{M(\alpha_3 - \alpha_4)}{k} \end{cases} \quad (23)$$

$$x_B - x_A = JM\pi \quad (24)$$

综合式(21)(23)(24)可建立适应性函数 $f(x_0)$ 如式(25)，其中具体的约束函数如式(26)所表。

$$f(x_0) = \sqrt{f_1^2(x_0) + f_2^2(x_0) + f_3^2(x_0)} \quad (25)$$

$$\begin{cases} f_1(r_1, r_2, r_3) = \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 + \sqrt{k+1}(\alpha'_5 - \alpha'_6) - \pi \\ f_2(r_1, r_2, r_3) = (y_A - y_B + \frac{M(\alpha_1 - \alpha_2)}{k})^2 + (-y_B + y_C - \frac{M(\alpha_3 - \alpha_4)}{k})^2 \\ f_3(r_1, r_2, r_3) = x_B - x_A - JM\pi \end{cases} \quad (26)$$

粒子群的终止条件为超过最大迭代次数或者适应性函数低于 $1e-8$ 。粒子群算法求解流程图如图 12 所示。

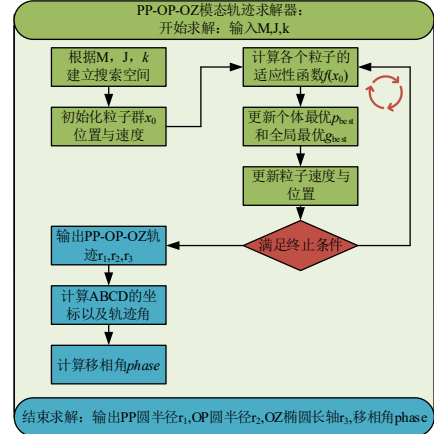


图 12 基于 PSO 的 PP-OP-OZ 轨迹求解器

3 变频移相分段控制下 LLC 谐振腔参数快速筛选及设计优化方法

为了避免传统基于峰值增益参数设计方法中存在反复迭代的过程，本文提出了一种适用于变频移相分段控制策略的基于时域状态轨迹模型的参数设计和优化方法。其设计流程图如图 13 所示：

第一步：输入海底 ISOP LLC 子模块的规格，包括输入电压的规格 $[V_{in-min} V_{in-max}]$ ，输出电压的规格 $V_{o-rated}$ ，要求实现高效运行的负载变化范围 $[P_{O-min} P_{O-max}]$ ，开关频率可接受范围 $[f_{s-min}, f_{s-max}]$ ，以及所采用的 MOSFET 的等效输出电容 C_{oss} 和死区时间 t_{dead} 。

第二步：确定 PFM 控制区间和 PSM 控制区间并计算变压器变比 $n: 1$ 。由于海底中压直流变换器输入端口电压波动剧烈，任何一个输

入电压都可能成为其正常工作电压,因此不妨通过式(27)计算其额定电压 $V_{in-rated}$, 当 $V_{in} \leq V_{in-rated}$ 时, LLC 子模块采用在 PFM 控制, 当 $V_{in} > V_{in-rated}$ 时, LLC 子模块采用在 PSM 控制。此时变压器的变比可通过式(28)确定。

$$V_{in-rated} = \frac{V_{in-max} + V_{in-min}}{2} \quad (27)$$

$$n = \frac{V_{in-rated}}{V_o} \quad (28)$$

第三步: 通过保证全输入电压区间内实现逆变桥 ZVS 开通和整流桥 ZCS 以及保证变频控制区间满足最大增益要求确定最优参数候选选项。

第四步: 以导通损耗和关断损耗之和最小为优化目标计算每一个最优参数候选选项的损耗值, 选取最小损耗值对应的一组 J_{best} 和 k_{best} 作为最优参数。

第五步: 通过式(29)计算 L_r , C_r , L_m 并输出。

$$\begin{cases} Z_{r-best} = \frac{nJ_{best} V_{in-min} V_o}{P_{o-max}} \\ C_{r-best} = \frac{1}{2\pi f_{s-max} Z_{r-best}} \\ L_{r-best} = \frac{Z_{r-best}}{2\pi f_{s-max}} \\ L_{m-best} = \frac{k_{best} Z_{r-best}}{2\pi f_{s-max}} \end{cases} \quad (29)$$

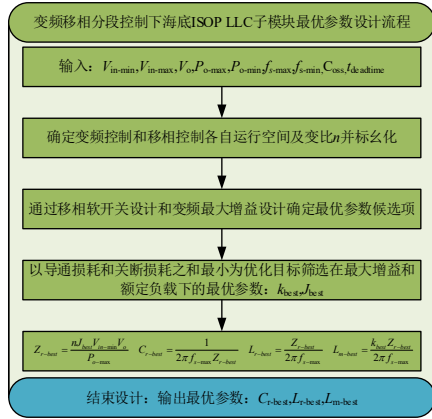


图 13 LLC 子模块参数优化设计流程

3.1 参数候选项快速筛选方法

3.1.1 模态的选择

移相模式下的轨迹分布图如图 14 所示, 当进入 PSM 控制时会有以下四种可能的运行轨迹, 其中 PP-OP-ON 轨迹和 PP-OP-OZ-ON 轨迹属于重载工况下, 会导致整流桥二极管无

法实现 ZCS 关断。PZ-PP-OP-OZ 轨迹属于极轻载工作轨迹, 关断电流较低, 容易丢失逆变桥 ZVS 特性, 因此, PSM 控制下谐振腔应选择 PP-OP-OZ 轨迹。只要 P1 工作点限制在 PP-OP-OZ 轨迹, 同时满足 P2 点有足够的关断电流实现软开关, 即可实现全部负载范围内逆变桥 ZVS 开通和整流桥 ZCS 关断, 实现高效运行。

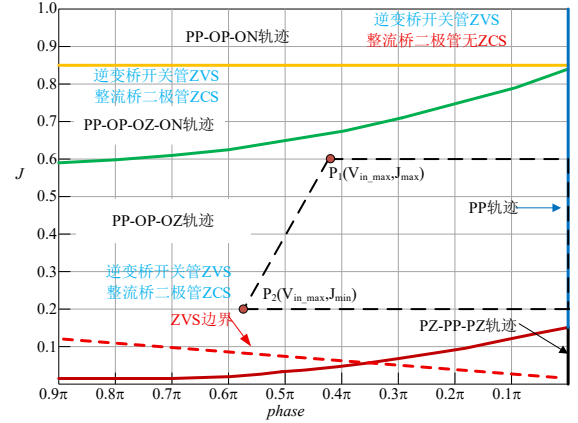


图 14 PSM LLC 模态轨迹分布

变频模式下的轨迹分布图如图 15 所示, PFM 控制存在三种常见的状态轨迹, 其中 PP-PZ-PN 轨迹在较重载时出现, 且该状态轨迹会存在峰值增益点, 当负载进一步增加时, 子模块增益特性出现非单调区间, 存在失控的风险, PZ-PP-PZ 模态存在长时间环流导致变换器运行效率不高, PP-PZ 轨迹既能实现逆变桥 ZVS 开通和整流桥 ZCS 关断, 又能留够足够的工程安全裕量, 还能实现高效运行, 因此 PFM 控制下应设计为 PP-PZ 轨迹。只要 P3 工作点在 PP-PZ 轨迹边界内, 即可实现全部负载范围内逆变桥 ZVS 开通和整流桥 ZCS 关断, 实现高效运行。

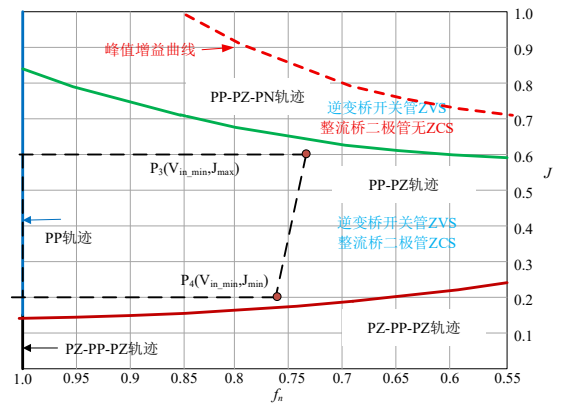


图 15 PFM LLC 模态轨迹分布

3.1.2 PFM 控制下的轨迹边界

根据 3.1.1 节可知, PFM 下的理想高效率模态是 PP-PZ 轨迹, 此时也存在三元谐振过

程。PZ 模态下激磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 分压,如式(30)所示。若持续维持三元谐振状态,则需保证激磁电感上的电压绝对值小于输出电压 M ,而在 B 点逆变桥激励反向,随后变压器副边应该被 M 钳位,否则将继续维持三元谐振状态。综合以上两点,可通过式(31) Q_1Q_4 关断时刻的坐标求解模态边界,如图 16 所示。

$$v_{LmN} = \frac{k}{k+1}(v_{EN} - v_{CrN}) \quad (30)$$

$$-1 + (1 + \frac{1}{k})M \leq x_B \leq 1 + (1 + \frac{1}{k})M \quad (31)$$

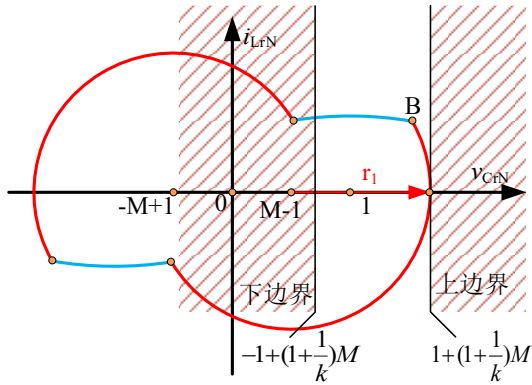


图 16 PP-PZ 模态边界示意图

通过 PP-PZ 模态求解器增加式(31)的边界约束,即可求解 PP-PZ 模态内固定 k 值和 J 值下的最大增益。需要说明的是,这个增益并不是变换器的峰值增益,变换器的峰值增益一般出现在 PP-PZ-PN 模态或者 PP-PN 模态内,但为了选择高效运行区间和简化计算,本文设计 PFM 控制区间内的最大增益即为 PP-PZ 模态的最大增益。从图 17 可知,随着 k 值的增加和负载的增加,模态内的最大增益呈现下降的趋势。

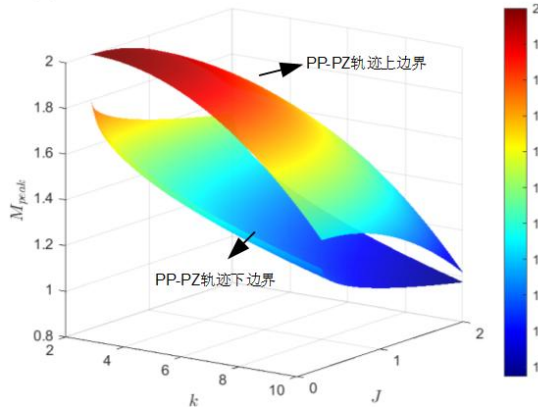


图 17 PP-PZ 模态上下边界

3.1.3 PSM LLC 软开关条件和轨迹边界

与 PFM 类似,PSM 轨迹边界也取决于滞后桥臂关断时刻的横坐标,其边界条件与式

(31)一致。如图 18 所示,PSM 由于恒定工作在 $M < 1$ 的区间,因此参数设计时不需要针对电压增益额外设计,但是为了选择高效率的运行模态,图 19 给出了运行模态边界如下,通过边界图可直接判断 (M, J, k) 是否为 PP-OP-OZ 模态,不需要反复迭代计算。

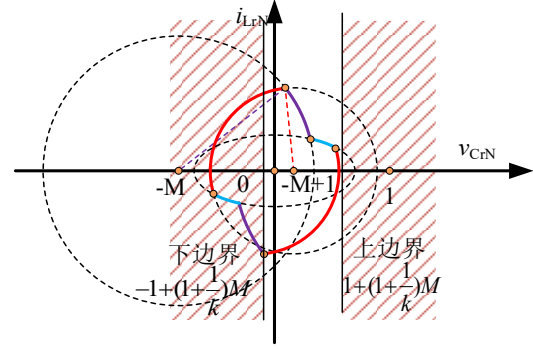


图 18 PP-OP-OZ 模态边界示意图

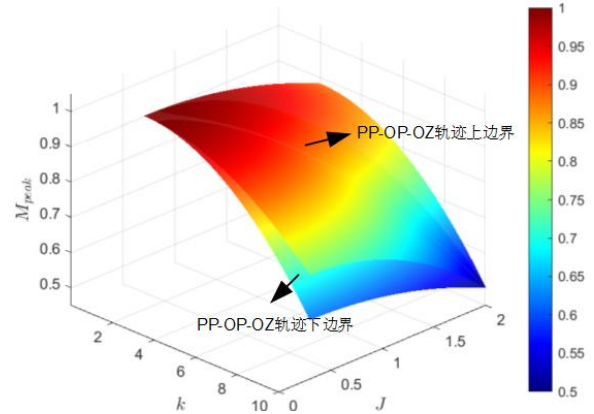


图 19 PP-OP-OZ 模态上下边界

PSM LLC 运行在较轻负载时由于滞后桥臂谐振电流过小,不足以完成抽取开关管输出电容 C_{oss} 上的电荷,从而导致 ZVS 丢失。为了最大化变换器效率,需要寻找可能的最大移相角边界,它也是实现 ZVS 的边界。通常在开关的死区时间 t_{dead} 内,谐振电流通过充放电开关结电容 C_{oss} 中的电荷实现 ZVS。实现 ZVS 的最小软开关电流可通过式(32)计算。随着输入电压的增加,软开关电流也相应增加。因此最严格的工况就是输入电压最大,对应电压增益最小。

$$i_{ZVS} \geq \frac{2C_{oss}V_{in}}{t_{dead}} \quad (32)$$

图 20 是电压增益和负载电流一定,不同的 k 值下的 PSM 状态轨迹图,随着 k 值的增加,滞后桥臂的关断电流逐渐减小,关断电流可用反比例函数进行拟合,因此可知在 PP-OP-OZ 轨迹中,关断电流与 k 值成反比,如式

(33)所示, 通过(33)可快速计算实现软开关电流的最大 k 值, 可避免轨迹求解器反复计算过程。

$$k_1 = k_0 \frac{i_{\text{off}0.Q4}}{i_{\text{off}1.Q4}} \quad (33)$$

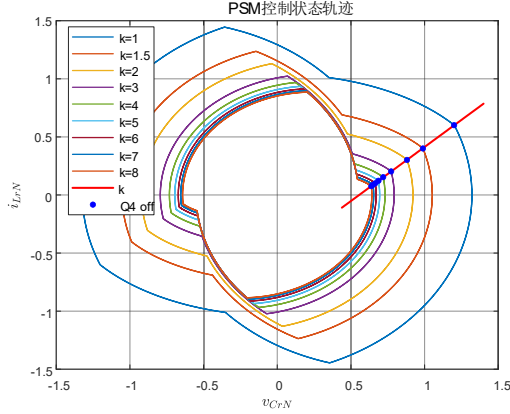


图 20 不同 k 值下 PP-OP-OZ 轨迹变化图

3.1.4 变频移相分段控制下参数候选项筛选流程

变频移相分段控制为了实现高效运行, 首先从模态上在最严格的工况下仍需保证逆变桥 ZVS 开通和整流桥 ZCS 关断。移相控制最严格的工况是 $M_{\min}$, 对应输入电压最大, 子模块实现 ZVS 所需的电流最多。移相控制的输出电流 J_{PSM} 变化范围设置为 $[0.1, 1.5]$, 增长的步长 dJ 为 0.05, 初始电感比 k_0 设为 2, 变化范围为 $[2, 10]$ 。参数候选项的流程图如图所示。

第一步: 保证移相控制最小增益下运行模态为 PP-OP-OZ 轨迹, 若不满足, 则 k_0 选取 $M_{\min}, J_{\text{PSM}}$ 对应的 k 值上边界。并计算对应的关断电流 $i_{\text{Lroff}0}$ 。

第二步: 若关断电流大于最小实现软开关电流 i_{ZVS} , 利用移相控制关断电流与 k 值成反比, 通过式(34)可快速确定 i_{ZVS} 对应的 k_1 值。且对于当前 J 值, k 值取 $[k_0, k_1]$ 均符合移相控制的要求, 若小于 i_{ZVS} , 说明在 k 值范围内不满足软开关运行要求, 此时需要更新 J 值。

第三步: 在保证移相控制高效运行的基础上, 要考虑满足变频控制的最大增益和模态要求。式(35)折算到变频控制的电流值 J_{PFM} 。此时工况为 $M_{\max}$, k 在 $[k_0, k_1]$ 区间。先判断 $M_{\max}, J_{\text{PFM}}, k_1$ 是否在 PP-PZ 轨迹区间内, 如果不在, 则更新为 PP-PZ 的上边界。若最后 $k_1 < k_0$, 说明当前 J 值下没有符合最优运行的 k 值, 此时需要更新 J 值重新计算。若 $k_0 < k_1$, 并且开关频率大于最小开关频率, 可将 J_{PSM}, k_1 放入候选

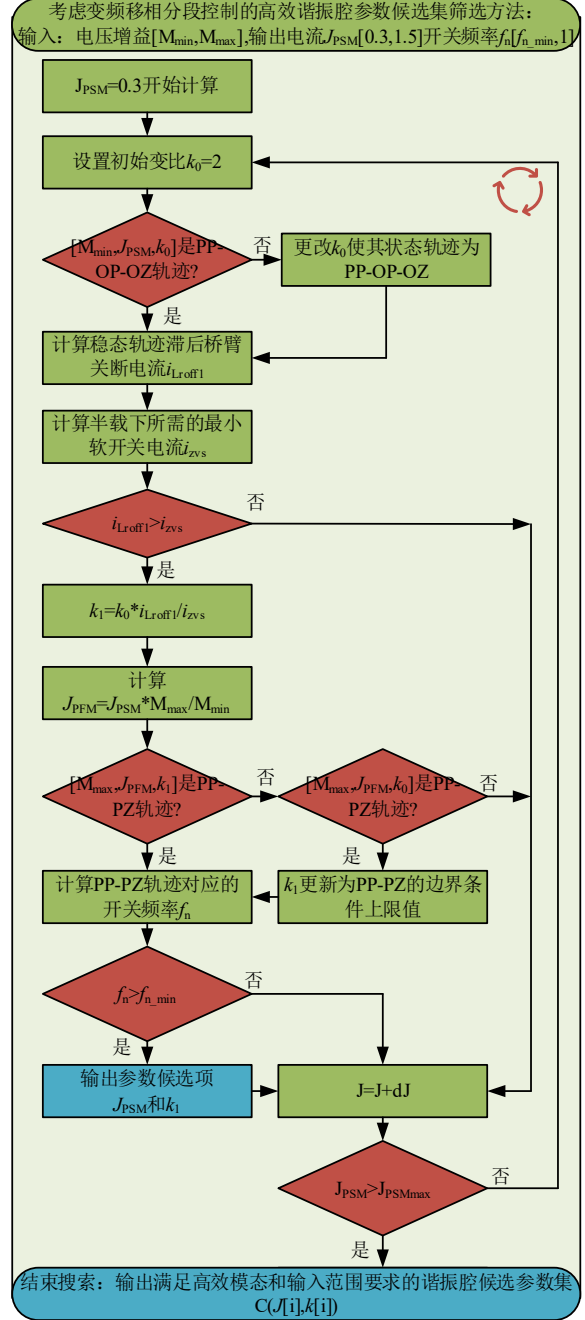


图 21 高效谐振腔参数候选集快速筛选

$$k_1 = k_0 \frac{i_{\text{Lroff}0}}{i_{\text{ZVS}}} \quad (34)$$

参数集不然, 则继续更新 J_{PSM} 值进行迭代计算。

$$J_{\text{PFM}} = J_{\text{PSM}} \frac{M_{\max}}{M_{\min}} \quad (35)$$

3.2 以导通损耗与开关损耗之和最小为目标的参数优化方法

3.2.1 LLC 子模块损耗模型

MOSFET 损耗模型包括开关损耗 P_{sw} 以及导通损耗 $P_{\text{cond,mos}}$ 。 P_{sw} 由开通损耗以及关断

损耗组成, 由于参数候选项已经实现了逆变桥 ZVS 开通和整流桥 ZCS 关断, 开通损耗可以忽略, 但仍需考虑逆变桥的关断损耗, 如式(36)所示, 其中关断耗散能量 E_{off} 是一个关于关断电流 I_{off} 和漏源电压 V_{ds} 的函数, 由器件厂家提供。图 22 展示 G3R45MT17K 的关断能量随关断电流的增加而增加, 为了实现 LLC 子模块高效运行, 需尽量降低关断时刻的关断电流。

$$P_{off} = 2f_s E_{off}(I_{off}, V_{ds}) \quad (36)$$

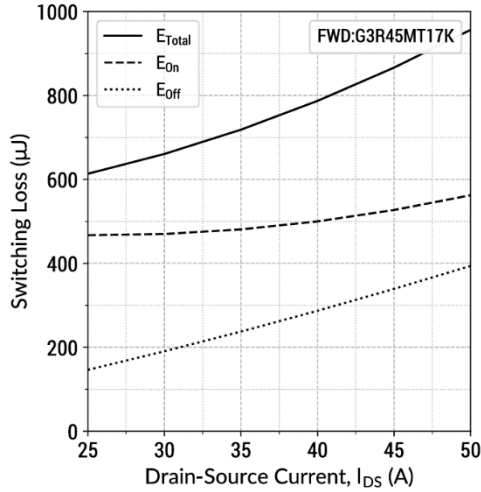


图 22 高效谐振腔参数候选集快速筛选

变换器的导通损耗 P_{cond} 由逆变桥的导通损耗, 谐振腔磁元件导通损耗以及整流桥的导通损耗构成, 由式(37)可知, 三者均与谐振电流 i_{Lr} 强相关。其中 $I_{Lr,rms}$ 是谐振电流的有效值, $r_{ds,on}$ 是 MOSFET 的静态导通电阻, V_F 是整流桥二极管的正向导通压降, 可认为是恒值。谐振电流 i_{Lr} 随着输出功率 P_o 的增加而增加。谐振腔磁元件的铜损和铁损也属于导通损耗的部分, 其中 k_c, a 和 b 是 Stenimetz 系数, 这些系数与铁芯的材料有关, V_{core} 是铁芯的体积, ΔB 是磁通密度的变化量, 与谐振电流峰值 $i_{Lr,peak}$ 成正相关。

$$\begin{cases} P_{cond-mos} = I_{Lr,rms}^2 r_{ds,on} \\ P_{cond-dio} = 2V_F \frac{P_o}{V_o} \\ P_{cond-coil} = I_{Lr,rms}^2 r_{ac} \\ P_{cond-core} = k_c f_s^\alpha (\Delta B)^\beta V_{core} \end{cases} \quad (37)$$

3.2.2 最大增益最大负载下的优化设计方法

海底场景下对散热能力要求最高的工况是最大增益最大负载。这个工作点由于输入电压最小, 传输的功率最大, 此时输入电流的平均值最大, 另一方面, 为了实现最大增益, 开关频率 f_s 偏离谐振频率 f_r 较多, 变换器无功环

流增加, 因此在这个工况下, 谐振电流 i_{Lr} 有效值和峰值都是最大。故本文的优化目标是最大增益最大负载下的导通损耗和开关损耗最小。

采用遍历的方式对参数候选集进行优化, 优化流程图如图 23 所示:

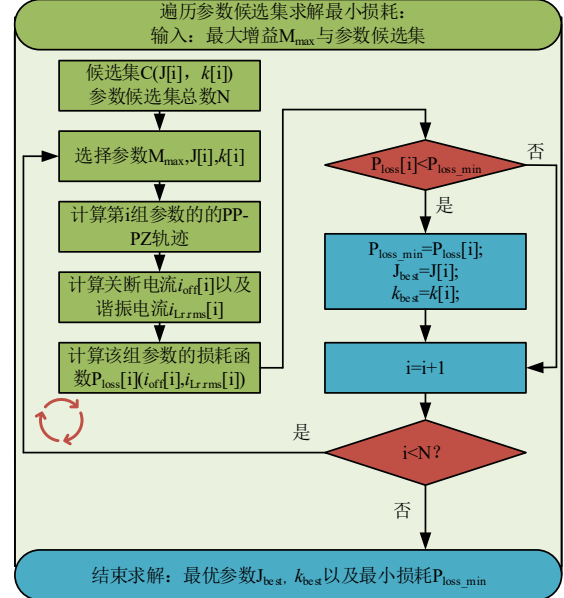


图 23 最小导通损耗和开关损耗之和的参数优化方法

最大增益 M_{max} 下每一个参数候选项进行损耗计算, 并选择损耗最小作为最优谐振腔参数。优化的目标函数(38)为, 其中 $C(k, J)$ 为参数候选集。

$$\min_{i_{Lr} \in C(k, J)} \{P_{loss} = P_{cond-mos} + P_{cond-dio} + P_{cond-coil} + P_{cond-core} + P_{off}\} \quad (38)$$

4 实验验证

针对海底场景中压直流变换的要求, 需要采用 ISOP 型 LLC 作为系统变换方案。考虑到现有的 MOSFET 的耐压 1.7kV 以上应用还不成熟, 因此采用 10 个模块进行功率均分, 每个功率模块的设计要求如表 3 所示:

表 3 LLC 功率模块设计要求

	最小值	额定值	最大值
输入电压 V_{in}/V	500	~	1000
输出电压 V_o/V	~	375	~
输出功率	5	10	10
P_o/kW			
开关频率 f_s/kHz	70	~	100

为了验证所提设计理论的正确性和有效性, 搭建了三台关于 ISOP 型 LLC 子模块实验样机, 其参数如表 4 所示。每一组参数均来自参数候选集, 其中 SM1 参数选择 $J_{PSM}=0.20$, $k=4$; SM2 参数选择 $J_{PSM}=0.35$, $k=4$; SM3 参数选择 $J_{PSM}=0.35$, $k=2.5$ 。

表 4 三个 LLC 功率模块参数选择

	SM1	SM2	SM3
原副边变比 n	2	2	2
谐振电感 L_r/mH	24.4	42.2	42.2
谐振电容 C_r/nF	104	61	61
激磁电感 L_m/mH	96.7	168.8	105.5

为了展示所设计谐振腔的性能,需要给出变换器在变频控制时最高增益负载逐渐增加和移相控制时最低增益负载逐渐增加的稳态波形。实验稳态波形如图 24 所示。图 14(a)是 PFM 下负载为 5kW 输入电压为 500V 的稳态波形图,图 14(b) PFM 下负载为 10kW,输入电压为 500V 的稳态波形图,图 14(c)是 PSM 下负载为 5kW 输入电压为 1000V 的稳态波形图,图 14(d)是 PSM 下负载 10kW 输入电压为 1000V 的稳态波形图。其中, v_{ab} 是逆变桥臂中点电压, $v_{gs,Q1}$ 是开关管 Q1 的驱动电压, v_{cd} 是整流桥臂的中点电压, i_{Lr} 是谐振电流。

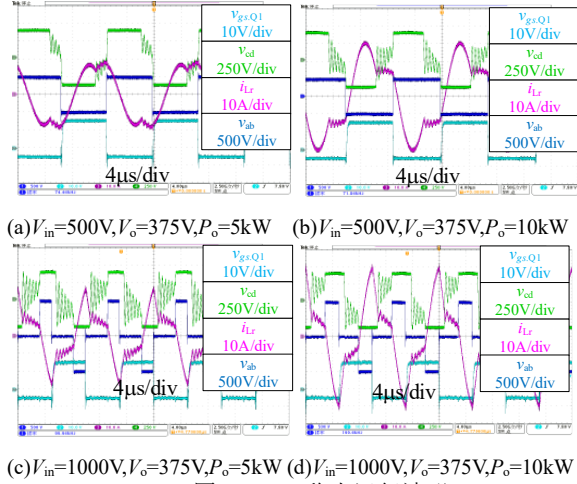


图 24 SM1 稳态运行波形

死区时间 t_{dead} 设置为 200ns,从实验可知,在最大增益最大负载工作时,变换器仍工作在 PP-PZ 轨迹,证明这组参数在 PFM 控制下全负载范围内都能达到实现最大增益运行。三元谐振过程产生的震荡是由于整流桥二极管的寄生输出电容和变压器的寄生电容参与电路谐振导致,并不影响稳态的结果。同时在最小增益最小负载的工况下实现了 PSM 控制,此时开关频率恒定为 100kHz,从波形上看,在最小增益最小负载和最大负载的工况下,变换器工作均为 PP-OP-OZ 轨迹,可实现全负载范围内高效轨迹模式运行,保证了整流桥二极管 ZCS 关断在输入电压 1000V 负载 5kW 下,设计的软开关电流仍有 3.4A,足以保证在最小增益下全负载范围内的可实现逆变桥 ZVS 开通。

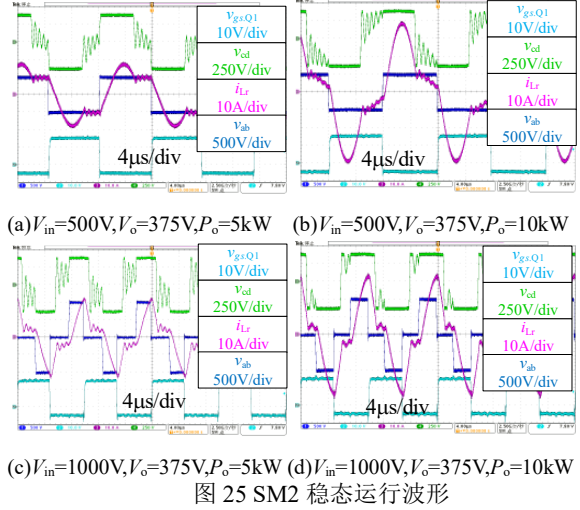


图 25 SM2 稳态运行波形

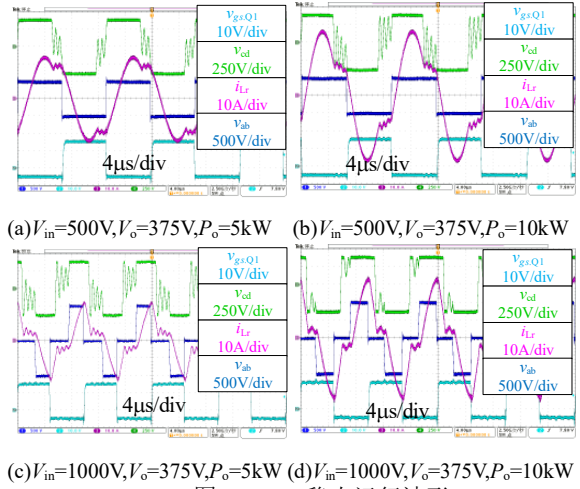


图 26 SM3 稳态运行波形

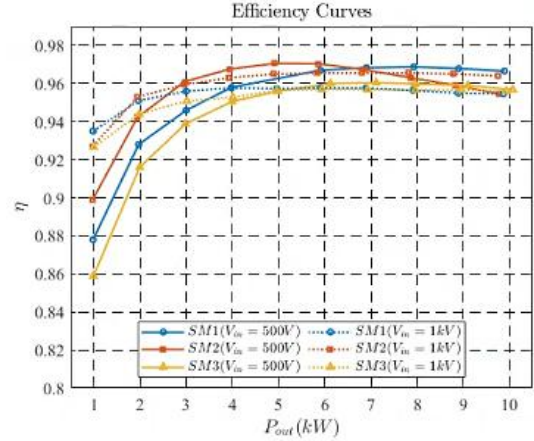


图 27 $V_{in}=500V$ 和 $V_{in}=1kV$ 效率对比图

图 27 是不同 LLC 谐振腔参数在不同输出功率下的效率曲线对比图,输出电压是 375V。SM1 作为最优参数,最大增益($V_{in}=500V$)和满载($P_o=10kW$)的最严格工况下效率最高,为 96.5%,同样作为参数候选项的 SM2 和 SM3 在相同的工况下效率分别为 95.5%和 95.2%,证明了设计流程的准确性。

参考文献

- 1 Taylor S M. Transformative ocean science through the VENUS and NEPTUNE Canada ocean observing systems[C]. Nuc. Instr. Meth. Phys. Res. A, 2009, 602:63-67.
- 2 Delaney J R. NEPTUNE: transforming ocean and Earth sciences with distributed submarine sensor networks wired to next generation Internet[C]. International Symposium on Underwater Technology, 2007:20-21.
- 3 Puillat I, Farcy P, Durand D, et al. Strategy for sustainability of the Joint European Research Infrastructure Network for Coastal Observatories-JERICO[C]. OCEANS 2015 - MTS/IEEE Washington. IEEE, 2015.
- 4 张建民, 谢书鸿. 海上风电场电力传输与海底电缆的选择[J]. 电气制造, 2011, (11):32-35.
- 5 Zeng J, Zhang G, Yu S S, et al. LLC resonant converter topologies and industrial applications—A review[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(3):73-84.
- 6 孙孝峰, 申彦峰, 朱云娥等. 一种 Boost 型宽电压范围输入 LLC 谐振变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15):3895.
- 7 WANG H, LI Z. A PWM LLC type resonant converter adapted to wide output range in PEV charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5):3791.
- 8 LIN R, HUANG L. Efficiency improvement on LLC resonant converter using integrated LCLC resonant transformer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2):1756.
- 9 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10):163.
- 10 周国华, 范先焱, 许多等. 具有宽范围输入和高效率的改进型 LLC 谐振变换器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10):9.
- 11 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4):72.
- 12 DENG J, LI S, HU S, et al. Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(4):1581.
- 13 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18):48.
- 14 D. Sha and X. Yang, Wide voltage input full bridge(FB)/half bridge(HB) morphing-based LLC DC-DC converter using numerical optimal trajectory control,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 70, no. 4, pp. 3697–3707, Apr. 2023.
- 15 W. Feng and F. C. Lee, “Optimal trajectory control of LLC resonant converters for soft start-up,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 3, pp. 1461–1468, Mar. 2014.
- 16 C. Zhang and P. Barbosa, “Modulation transition methods based on trajectory control for LLC resonant converters operating in wide input and/or output-voltage range,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 37, no. 12, pp. 14103–14114, Dec. 2022.
- 17 牛靖凯, 吴学智, 赵宇明, 等. 一种基于简化时域方程的 LLC 谐振变换器参数设计方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(6):103.
- 18 徐恒山, 尹忠东, 黄永章. 考虑最大输出电压和效率的 LLC 谐振变流器的设计方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2):331.
- 19 WEI Y, LUO Q, WANG Z, et al. A complete step-by-step optimal design for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4):3674.
- 20 KUNDU U, YENDURI K, SENSARMA P. Accurate ZVS analysis for magnetic design and efficiency improvement of full-bridge LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3):1703.

作者简介

龙涵文：男，1998 年 12 月生，博士研究生。研究方向为中压直流变换器拓扑与控制。

大型风电机组额定风速附近区域的叶轮推力控制

Rotor Thrust Control for Large-Scale Wind Turbine in Near-Rated Wind Speed Region

清华大学 李佳奇 Email: lijq21@mails.tsinghua.edu.cn

清华大学 耿华 Email: genghua@tsinghua.edu.cn

Abstract: To limit the maximum rotor thrust in the near-rated wind speed region, this paper proposes a novel rotor thrust control scheme for large-scale wind turbines operating. It contains a rotor thrust identifier, a rotor thrust control loop, and a feedforward blade pitch controller. A simplified blade model is first proposed to achieve rotor thrust identification. Based on blade element momentum theory, the rotor thrust can be identified by the blade root out-of-plane bending moments. The rotor thrust control loop is then designed with the identified rotor thrust. Then, a feedforward blade pitch saturator is designed, called Nonlinear Dynamic Inversion based minimum Pitch Saturator (NDI-PS). It is realized by nonlinear dynamic inversion of the thrust coefficient curve. The simulation results exhibit outstanding performance of the proposed control scheme. Compared with existing controllers of NREL and Goldwind, power output is increased by 1% to 1.5%, while blade root and tower bottom loads are mitigated by about 4%.

Keywords: Wind turbine, near-rated, load mitigation, peak shaving, blade element momentum theory, nonlinear dynamic inversion.

I. INTRODUCTION

WIND turbines (WTs) have been experiencing explosive growth in unit capacity recently [1]. For industrial applications, wind power giants are currently capable of manufacturing 20 MW rotors [2], [3]. To reduce costs, the mechanical parts of large-scale WTs are mainly made up of flexible materials with lower weights. This induces potential vibrations of the mechanical components and fatigue loads are becoming a concern. And control design for load mitigation is becoming increasingly important.

The operational ranges of a WT are classified mainly into three regions: below-rated wind speed (partial load region), above-rated wind speed (full load region), and near-rated wind speed region. To better illustrate, this paper follows the nomenclatures proposed by the National Renewable Energy Laboratory (NREL), as exhibited in Fig. 1 [4]. For NREL 5MW wind turbines, the below-rated wind speed is defined as Region 2, while the above-rated wind speed is defined as Region 3. The near-rated wind speed region is defined as Region 2½.

In Region 2, the control objective is to realize maximum power point tracking (MPPT) [4]–[8]. Besides, load mitigation of main shaft torsion is mainly studied, and the generator torque is utilized to mitigate loads [9].

In Region 3, the control objective is to realize constant power output [10]–[12]. Load mitigation of towers and blades is mainly investigated, where the collective blade pitch control [11] is adopted. Individual blade pitch control [13] is also investigated to reduce unbalanced blade loads.

In Region 2½, the control target is to maintain the rated speed [14], [15]. The blade pitch controller and generator torque controller share the same target to track the rated rotor speed. They are controlled simultaneously according to rotor speed error [4], [15]. The load mitigation requirement in this

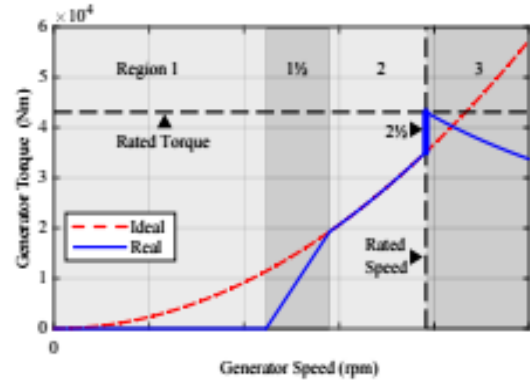


Fig. 1. Torque-versus-speed response of the variable-speed controller for NREL 5MW wind turbines [4]. The dashed line is the ideal MPPT trajectory, while the solid line is the real operating trajectory.

region is to reduce the maximum rotor thrust since the largest rotor thrust occurs at the rated wind speed [15].

With the enlargement of wind turbines and increasing flexibility of blades and towers, load control in Region 2½ is becoming increasingly important. The maximal rotor thrust occurs when a WT operates in Region 2½ [4], [14], and it serves as ultimate loads mainly reflected in the blade root and tower base. Excessive ultimate loads may lead to cracking and breaking of those structural components. This will seriously affect the safety and lifetime of wind turbines.

To relieve peak thrusts, a corresponding control strategy should be designed. The first need to design a controller is to identify the controlled variable, but identification of the rotor thrust is a major challenge. Existing wind turbines can only measure the blade root bending moments, rather than rotor thrust. This precludes the design of a closed-loop controller.

Given this limitation, other researchers seek to design corresponding observers to estimate rotor thrust. However, it is



Fig. 2. Peak shaver proposed by NREL in ROSCO [15].

difficult to design observers based on existing models. The one is based on the tower top vibration, modeled as a second-order differential equation [11]. It is highly simplified and has limited accuracy [16]. Results are not satisfactory when using this model to observe aerodynamic thrust. The other is based on the blade element momentum theory (BEMT) [17]. It calculates the aerodynamic thrust on each blade element of every blade and then sums them up. The BEMT model is more accurate but requires iterative calculations [18]. This results in uncertain solution time, which is not suitable for control design.

Advanced methods are also adopted to estimate or identify the rotor thrust. A data-driven method to calculate wind turbine blade forces and moments using strain measurements and supervisory control and data acquisition (SCADA) data is proposed in [19], [20]. Although the method demonstrates high accuracy, it requires a period of data accumulation. This makes it unsuitable for real-time control applications. A neural network based is proposed in [21]. It uses artificial neural networks (ANN) trained with elastic multibody simulation (eMBS) data to realize accurate load estimation with nonlinearities, such as nonlinear stiffness curves and bearing clearances. However, data-driven methods also faces the challenge of real-time applications. In practical applications, the Programmable Logic Controller (PLC) controllers lack the computational capacity required to support neural network operations.

Since rotor thrust is difficult to identify, the closed-loop controller based on rotor thrust cannot be directly designed. An alternative rotor thrust controller, called peak shaving control (or peak shaver), is developed and promoted by NREL to reduce peak tower loads [14], [15]. The peak shaver introduces a minimum blade pitch angle scheduling table to realize peak thrust reduction (see Fig. 2). Expected peak shaving performance is examined in both numerical simulations [15], model-scale tank tests [22] and field tests [23].

However, the existing peak shaver exhibits obvious shortcomings. It is an open-loop scheme with poor anti-disturbance performance. Another drawback is the time-consuming and labor-intensive parameter tuning process. It requires plenty of static simulations before finally striking a balance between load mitigation and power loss. Once an optimized scheduling table of the blade pitch is obtained, it is difficult to make modifications according to real-time operational situations.

There are also various peak shaving strategies based on advanced control theory. A model predictive control (MPC) based peak shaver is proposed in [24]. A Kalman filter is used to estimate unmeasurable state variables. Simulation results

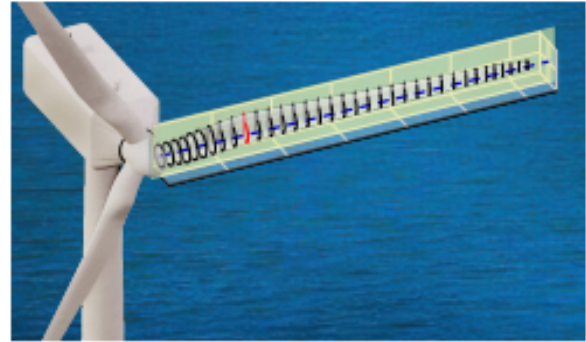


Fig. 3. The NREL 5 MW turbine blade and its elements.

exhibit a considerable reduction in thrust without sacrificing much power. However, the main drawback is that the accuracy of linear models is difficult to guarantee in near-rated region, and real-time optimization is hard to ensure in practical applications. A neural network (NN) based envelope protection control is proposed to estimate unmeasurable states and achieve peak shaving in [25]. However, neural networks generally have plenty of parameters, and parameter tuning is still hard work. It is not easy to migrate to other types of WTs. The reliability and robustness of NN are also difficult to guarantee.

This paper aims to solve the above issues. A novel rotor thrust control scheme is proposed. A simplified blade model is first proposed to achieve rotor thrust identification. Based on blade element momentum theory, the rotor thrust can be identified by the blade root out-of-plane bending moments. The rotor thrust control loop is then designed with the identified rotor thrust.

Then, a nonlinear feedforward blade pitch controller, Nonlinear Dynamic Inversion based minimum Pitch Saturator (NDI-PS), is designed to deal with the strong nonlinearity. The aerodynamic curves of wind turbines exhibit parabola-like characteristics [5]. In the near-rated region, wind turbines are prone to oscillating between stable and unstable operating points. The proposed feedforward controller is implemented through nonlinear dynamic inversion of the monotonic thrust coefficient curve, thereby avoiding the occurrence of multiple solutions.

Simulation results on OpenFAST and GH Bladed verify the effectiveness of the proposed method. Compared with the peak shaver adopted by NREL and Goldwind, the proposed method exhibits significant performance. The proposed method has more flexibility in utilization and less complexity in control parameter tuning. It can be easily adapted to different onshore and offshore wind turbines by simply replacing the thrust coefficient curves.

The rest of this paper is organized as follows. In Section II, the system modeling is provided. The proposed control scheme is introduced in Section III. The effectiveness of the proposed method is verified by simulation in Section IV. Conclusions and discussions are given in Section V.

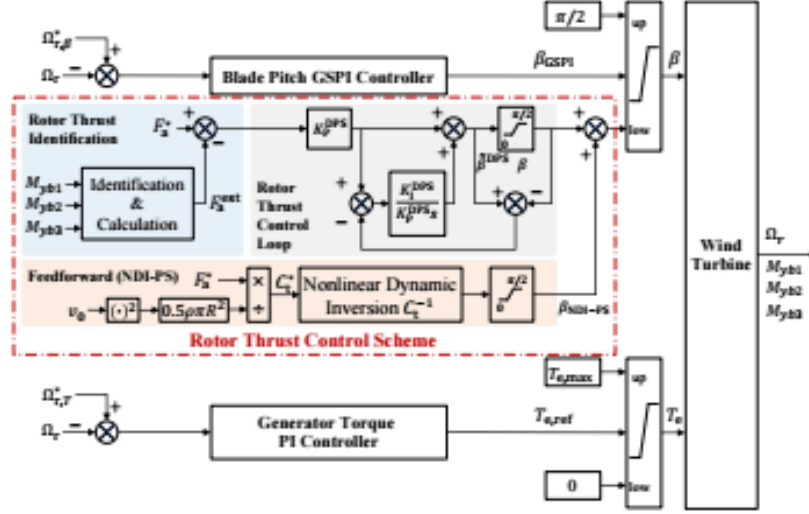


Fig. 4. Control diagram of the proposed rotor thrust control scheme.

II. SYSTEM MODELING

A. Aerodynamics

The wind turbines exhibit nonlinear aerodynamics [26], which are expressed as

$$P_a(v_0, \hat{x}_T, \Omega_r, \beta) = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1)$$

$$T_a(v_0, \hat{x}_T, \Omega_r, \beta) = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2 C_q(\lambda, \beta) \quad (2)$$

$$F_a(v_0, \hat{x}_T, \Omega_r, \beta) = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^2 C_t(\lambda, \beta) \quad (3)$$

where ρ is the air density, and R is the rotor radius. v_0 is the wind speed. Ω_r is the rotor speed. $\lambda = \Omega_r R / v_0$ is the tip speed ratio. β is the blade pitch angle. $\hat{x}_T$ is the tower-top fore-aft velocity.

P_a , T_a , and F_a are the aerodynamic power, torque and thrust, respectively. C_p , C_q and C_t are nonlinear functions of λ and β . Based on momentum theory [17], [18], one can derive the relationship between C_p and C_t , as

$$\begin{cases} C_p = 4a(1-a)^2 \\ C_t = 4a(1-a) \end{cases} \quad (4)$$

where a is the axial induction factor.

B. Rotor Dynamics

The dynamics of rotor speed is expressed as

$$J \dot{\Omega}_r = T_a(v_0, \hat{x}_T, \Omega_r, \beta) - N_{Gear} T_e. \quad (5)$$

where J is the rotor equivalent moment of inertia, T_a is the aerodynamic torque described in (2), and N_{Gear} is the gearbox ratio. T_e is the generator torque.

One can find that (5) is directly related to T_a , rather than F_a . This makes it difficult to analyze the impact of F_a on the wind turbine.

III. DESIGN OF ROTOR THRUST CONTROL SCHEME

In this section, the rotor thrust control scheme is proposed, shown in Fig. 4. It is composed of three parts:

- 1) Rotor thrust identification;
- 2) Rotor thrust control loop;
- 3) Feedforward minimum blade pitch saturator.

A. Rotor Thrust Identification

The rotor thrust identification is adopted to obtain the rotor thrust as the feedback signal. With this block, an equivalent lever arm can be used to bridge the gap between the unmeasurable rotor thrust and the measurable blade root out-of-plane moment.

To derive the rotor thrust, a simplified blade model is first presented, based on BEMT. For more information about BEMT, see Appendix A.

1) *Derivation of Local Induction Factors*: The presented results in the former subsection are based on an ideal wind rotor. It does not consider the geometry and aerodynamic characteristics of the wind turbine blades, nor the rotation of the wake. The blade element theory is then considered.

At a certain radial position (number i), the inflow velocity triangle and angle definition of the blade section are shown in Fig. 5. The angle between the inflow resultant velocity v_i and the rotor rotation plane is defined as the inflow angle ϕ_i . The angle between the inflow angle and the section chord is defined as the local angle of attack (AoA) α_i . The angle between the section chord and the rotor rotation plane is defined as the local pitch angle β_i . The relationship between the above three angles is

$$\begin{aligned} \phi_i &= \alpha_i + \beta_i \\ &= \alpha_i + (\beta_{twist,i} + \beta) \end{aligned} \quad (6)$$

where $\beta_{twist,i}$ is the local twist angle. β is the widely known blade pitch angle, used in blade pitch control.

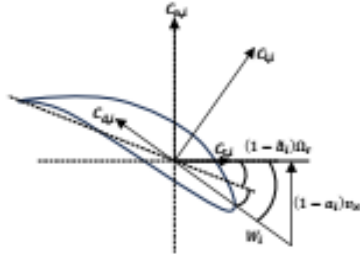


Fig. 5. Diagram of a blade cross-section.

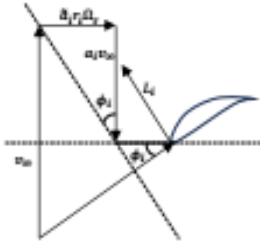


Fig. 6. Diagram of induced speed triangle.

From the geometric relationship, one can get

$$\tan \phi_i = \frac{(1-a_i)v_\infty}{(1+\tilde{a}_i)r_i\Omega_r} \quad (7)$$

where v_∞ is the inflow wind speed. r_i is the local distance of i -th blade element to blade root. $\tilde{a}_i$ is the tangential induction factor. Ω_r is the rotor speed.

It is worth noting that the axial induction factor and the tangential induction factor are not independent. The direction of the combined induced velocity determined by a_i and $\tilde{a}_i$ is parallel to and opposite to the lift direction of the blade element, presented in Fig. 6. According to (7) and Fig. 6, one can get

$$\begin{cases} \tan \phi_i = \frac{\tilde{a}_i \lambda_{t,i}}{a_i} \\ \tan \phi_i = \frac{1-a_i}{(1+\tilde{a}_i)\lambda_{t,i}} \end{cases} \quad (8)$$

where

$$\lambda_{t,i} = \frac{r_i \Omega_r}{v_\infty} \quad (9)$$

is the local tip speed ratio. Eliminating ϕ_i in (8), we can obtain

$$\lambda_{t,i}^2 \tilde{a}_i (1+\tilde{a}_i) = a_i (1-a_i) \quad (10)$$

It is noticed that (10) is a quadratic equation. By solving it, one can get a positive solution as

$$\tilde{a}_i = -\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{a_i(1-a_i)}{\lambda_{t,i}^2}} \quad (11)$$

Solving (A.5) and (A.6) together, we get

$$\tilde{a}_i (1-a_i) = \frac{v_\infty^2 C_p}{2\Omega_r^2 (r_i^2 + r_{i-1}^2)} \quad (12)$$

Combining (10) and (12), The following two-variable equations are established

$$\begin{cases} \lambda_{t,i}^2 \tilde{a}_i (1+\tilde{a}_i) = a_i (1-a_i) \\ \tilde{a}_i (1-a_i) = \frac{v_\infty^2 C_p}{2\Omega_r^2 (r_i^2 + r_{i-1}^2)} \end{cases} \quad (13)$$

For simplicity, we let

$$K_{cir} = \frac{v_\infty^2 C_p}{2\Omega_r^2 (r_i^2 + r_{i-1}^2)} \quad (14)$$

A quartic equation is then established by eliminating $\tilde{a}_i$, as

$$a_i^4 - 3a_i^3 + 3a_i^2 - \left(1 + \lambda_{t,i}^2 K_{cir}\right) a_i + \lambda_{t,i}^2 K_{cir} (1 + K_{cir}) = 0 \quad (15)$$

There is a formula for finding the roots of a quartic equation [27], [28]. See Appendix B for the detailed solution process.

2) *Derivation of The Equivalent Lever Arm:* Combining (6), (7), (9), (11), (A.4), and (B.6), the analytical solutions are obtained, expressed as

$$\begin{cases} \alpha_i = \phi_i - (\beta_{twist,i} + \beta) \\ \lambda_{t,i} = \frac{r_i \Omega_r}{v_\infty} \\ \phi_i = \tan^{-1} \frac{1-a_i}{(1+\tilde{a}_i)\lambda_{t,i}} \\ \tilde{a}_i = -\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{a_i(1-a_i)}{\lambda_{t,i}^2}} \\ W_i = \sqrt{v_\infty^2 (1-a_i)^2 + \Omega_r^2 r_i^2 (1+\tilde{a}_i)^2} \\ \text{Eq. (B.6)} \end{cases} \quad (16)$$

Equation (16) only depends on the following variables:

- 1) Rotor speed Ω_r ;
- 2) Inflow wind speed v_∞ ;
- 3) Blade pitch angle β .

where other parameters are prescribed by the characteristics of the blade itself.

Based on (16), the forces and moments acting on the blade can be calculated analytically. Assumptions are made that other parameters are unchanged from r_{i-1} to r_i , such as W_i , $C_{n,i}$, and c_i . Equation (A.7) can be rewritten as

$$\begin{aligned} F_{x,j} &= \sum_{i=0}^{N_{nodes}} \int_{r_{i-1}}^{r_i} \frac{1}{2} \rho \left[v_\infty^2 (1-a_i)^2 + \Omega_r^2 r_i^2 (1+\tilde{a}_i)^2 \right] C_{n,i} c_i dr_i \\ &= \sum_{i=0}^{N_{nodes}} \frac{1}{2} \rho c_i C_{n,i} \left[\frac{v_\infty^2 (1-a_i)^2 (r_i - r_{i-1})}{\Omega_r^2 (1+\tilde{a}_i)^2} \frac{r_i^3 - r_{i-1}^3}{3} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

Similarly, we can derive the moment acting on the j -th blade root as

$$M_{y,b,j} = \sum_{i=0}^{N_{nodes}} \frac{1}{2} \rho c_i C_{n,i} \left[\frac{v_\infty^2 (1-a_i)^2}{\Omega_r^2 (1+\tilde{a}_i)^2} \frac{r_i^2 - r_{i-1}^2}{2} \right] \quad (18)$$

Algorithm 1 Analytical Solution to Equivalent Lever Arm

Input

 Measurable variables: Ω_t , v_{∞} , β

 Known parameters: c_i , $C_{l,i}$, $C_{d,i}$, r_i
Calculate

- 1) Local tip speed ratio $\lambda_{t,i}$ by (9);
- 2) K_{cir} by (14);
- 3) Local axial induction factor a_i by (B.6);
- 4) Local tangential induction factor $\tilde{a}_i$ by (11);
- 5) Local inflow angle ϕ_i by (8);
- 6) Local angle of attack α_i by (6);
- 7) Local normal force coefficient $C_{n,i}$ by (A.2);
- 8) The j -th blade thrust $F_{a,j}$ by (17), and $F_a = F_{a,1} + F_{a,2} + F_{a,3}$;
- 9) The j -th blade out-of-plane moment $M_{yb,j}$ by (18), and $M_{yb} = M_{yb,1} + M_{yb,2} + M_{yb,3}$;
- 10) Equivalent lever arm L_{eq} by (19).

End

According to [19], the lift and drag forces acting at each blade node along the span of the blade can be equivalent to a combined force, with an equivalent lever arm L_{eq} . We let

$$M_{yb,j} = F_{a,j} \cdot L_{eq} \quad (19)$$

By comparing (17) and (18), it is trivial to find that

$$L_{eq} = \frac{\sum_{i=0}^{N_{nodes}} c_i C_{n,i} \left[\frac{v_{\infty}^2 (1-a_i)^2 \frac{r_i^2 - r_{i-1}^2}{2}}{+ \Omega_t^2 (1+\tilde{a}_i)^2 \frac{r_i^4 - r_{i-1}^4}{4}} \right]}{\sum_{i=0}^{N_{nodes}} c_i C_{n,i} \left[\frac{v_{\infty}^2 (1-a_i)^2 (r_i - r_{i-1})}{+ \Omega_t^2 (1+\tilde{a}_i)^2 \frac{r_i^3 - r_{i-1}^3}{3}} \right]} \quad (20)$$

where the whole procedure of obtaining the equivalent lever arm is presented in Algorithm 1.

B. Rotor Thrust Control Loop

The rotor thrust regulator utilizes blade root out-of-plane bending moments to estimate the rotor thrust. The desired rotor thrust is prescribed by actual needs. An anti-windup PI controller (21) is then used to determine the blade pitch control [29], [30]. It is expressed as

$$\begin{cases} \beta^{DPS} = K_p^{DPS} (F_a^* - F_a^{est}) + \frac{K_I^{DPS}}{K_p^{DPS}} z_{\beta} \\ \dot{z}_{\beta} = K_p^{DPS} (F_a^* - F_a^{est}) - (\beta^{DPS} - \max\{\beta_{min}, \beta^{DPS}\}) \end{cases} \quad (21)$$

where F_a^* is the desired rotor thrust and F_a^{est} is the estimated rotor thrust. β_{GSPI} is the blade pitch angle determined by the outer control loop for rotor speed and power regulation. K_p^{DPS} and K_I^{DPS} are the proportional and integral gains, respectively. The lower limit β_{min} of the saturation block is set as zero degree.

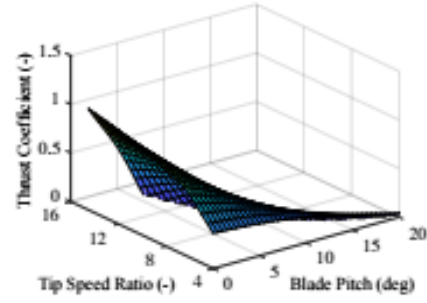


Fig. 7. Thrust coefficient curve of the NREL 5 MW wind turbine.

C. Minimum Pitch Saturator

In this paper, a nonlinear dynamic inverse method is adopted to deal with the strong nonlinearity in the near-rated region. It utilizes the nonlinear nature of wind turbines to design controllers.

As shown in (4), deriving the partial derivative of C_t with respect to a , one can find that

$$\frac{dC_t}{da} = 4(1-2a) > 0 \quad (22)$$

where a does not exceed 0.5, otherwise the velocity at the outlet of the control volume becomes negative [31].

In the near-rated region, the aerodynamic characteristics of wind turbines exhibit multi-solution features [5]. Inappropriate controllers may cause the wind turbine operating point to fall into an unstable work area. This may lead to speed and power oscillation or even divergence. Eq. (22) indicates that the C_t surface is always monotonic (shown in Fig. 7). In contrast, the C_q or C_p curves used in previous power control studies are not monotonic [5], [10], [11]. The inversion of C_t does not require identifying stable solutions when calculating the inverse function, which makes it easier for practical applications.

In this study, it is supposed that v_0 can be provided by Light Detection And Ranging (LiDAR) [11]. According to the definition of aerodynamic thrust, one can get

$$C_t = \frac{2F_a^*}{\rho \pi R^2 v_0^2} \quad (23)$$

where F_a^* is the desired thrust. Let C_t^{-1} be the inverse function of aerodynamic thrust C_t , the command of minimum blade pitch β_{min}^* can be derived as

$$\beta_{min}^* = C_t^{-1}(F_a^*, \Omega_t, v_0) \quad (24)$$

The control diagram of the proposed rotor thrust control scheme is presented in Fig. 4.

IV. SIMULATION RESULTS

In this section, open-source models and commercial models are both used for simulation comparison. The NREL 5MW FOWT with ITI Barge floating platform is employed based on OpenFAST software, whose parameters are presented in Appendix C. Besides, a Goldwind 7.5MW onshore wind turbine is simulated based on GH Bladed software. Detailed

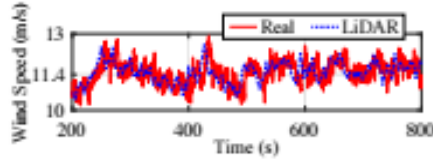


Fig. 8. Time series of the turbulent wind speed in near-rated wind speed region.

parameters of the Goldwind turbine are omitted due to commercial reasons.

A. NREL 5MW Wind Turbine

1) *Controllers for Comparison*: Controllers for comparison are presented in Table I. Controller 1 is the NREL ROSCO controller with the proposed thrust control scheme. Controller 2 is the NREL ROSCO controller with peak shaver [15]. Controller 3 is the NREL ROSCO controller without a peak shaver.

TABLE I
CONTROLLERS FOR COMPARISON

Controller Number	Blade Pitch Controller	Generator Torque Controller	Peak Shaver Strategy
1	ROSCO-GSPI	ROSCO-PI	Proposed
2	ROSCO-GSPI	ROSCO-PI	ROSCO-PS [15]
3	ROSCO-GSPI	ROSCO-PI	-

2) *Verification of Equivalent Lever Arm Identification*: The equivalent lever arm is first verified. The turbulent wind is generated based on the IEC Kaimal spectrum [32]. A typical turbulent wind condition in the near-rated region is exhibited in Fig. 8: an average wind speed of 11.4 m/s with 5% turbulence intensity (TI). Controller 3 is applied in this simulation. The analytical solution to the equivalent lever arm is acquired by (20). Simulation results are presented in Fig. 9. The simplified model shows satisfactory consistency with OpenFAST, and the accuracy meets the requirements. One can find that the equivalent lever arm does not change much in the near-rated wind speed region. It is acceptable to utilize a constant equivalent lever arm to estimate the rotor thrust.

3) *Situation of Turbulent Wind*: Three controllers in Table I are compared. Results are presented in Fig. 10 and Table II. In this situation, the equivalent lever arm is set as $L_{eq} = 42.5$ m and $F_A^* = 550$ kN. The control parameters are set as $K_P^{DPS} = K_I^{DPS} = -3 \times 10^{-7}$. The proposed thrust control scheme (Controller #1) can achieve better peak shaving performance than ROSCO (Controller #2). The average power is increased by 1.04% and the tower base DEL is decreased by 4.04%. The effectiveness of the algorithm is verified.

B. Goldwind 7.5MW Wind Turbine

According to the IEC 61400-3 standard, fatigue load analysis is conducted in accordance with DLC1.2 (normal operation), while ultimate load analysis is conducted in accordance

TABLE II
STATISTICAL RESULTS OF TURBULENT WIND SITUATION

Controller Number	MEAN(P_r/P_r^*) (-)	SD(Ω_r/Ω_r^*) (-)	SD(β) (deg/s)	Tower Base DEL (MNm)
1 (Proposed)	0.8953	0.0102	0.4140	16.3811
2	0.8640	0.0151	0.2876	17.0715
3	0.9309	0.0214	0.1776	31.9774

with DLC1.3, DLC1.4, and DLC1.5 (extreme operation). In addition, the analysis of the power curve is also conducted. Simulation conditions are as follows:

- DLC1.2: Normal Turbulence Model (NTM) wind, 66 cases in total, each case 600 seconds;
- DLC1.3: Extreme Turbulence Model (ETM), 72 cases in total, each case 600 seconds;
- DLC1.4: Extreme Coherent Gust with Direction Change (ECD), 24 cases in total, each case 60 seconds;
- DLC1.5: Extreme Wind Speed (EWS), 240 cases in total, each case 60 seconds;
- Power Curve: 240 cases in total, each case 600 seconds.

Goldwind baseline controller adopts traditional peak shavers based on the "power - minimum pitch" lookup table. The proposed controller is used for comparison. Comparative results are as follows.

1) *Time Series of Typical Cases*: Two typical DLCs of DLC1.2 (DLC-012e-005 and DLC-012g-005) are first presented to reflect the advantages of the proposed controller. Results are provided in Fig. 11 and 12.

As shown in Fig. 11, power output is greatly increased. Meanwhile, the tower base loads also increase but do not exceed the limit. As shown in Fig. 12, the proposed controller can avoid unnecessary shaving. Structural loads are ensured within their limits, while power output is also increased.

By comparison above, one finds that the proposed controller can improve power output, where peak shaving is not needed. And peak shaving is still achieved where it is needed. Therefore, power increase and load mitigation are simultaneously considered.

2) *Annual Energy Production (AEP)*: With 240 cases of power curve analysis, the power curve is exhibited in Fig. 13. Assuming the annual average wind speed is 8 m/s, AEP can be calculated in Table III. Compared with the baseline controller, the power output is increased by 1.5%. Besides, the average power of DLC1.2 is compared case by case, shown in Fig. 14. It is revealed that the average power is enhanced in the near-rated region (DLC-012d is with mean wind speed of 8.5 m/s, and DLC-012e 10.5 m/s.), from 1.12% to 7.56%.

3) *Fatigue and Ultimate Loads*: Fatigue loads are compared based on DLC1.2. Ultimate loads are compared based on DLC1.3, DLC1.4, and DLC1.5. Results are exhibited in Table IV. For commercial reasons, load comparisons are only provided as relative percentage values.

As demonstrated in the comparative results above, the power output can be increased while maintaining the same load mitigation performance as the baseline peak shaver.

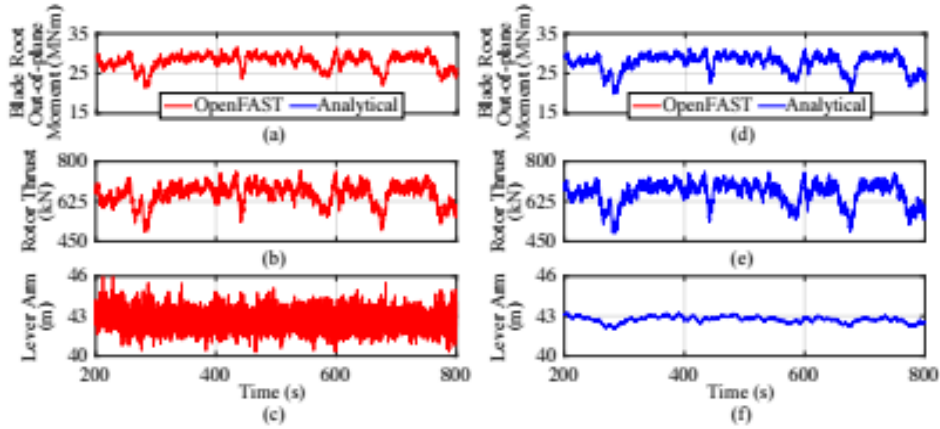


Fig. 9. Dynamic response for lever arm verification. The left three are for OpenFAST: (a) blade root out-of-plane moment, (b) rotor thrust, (c) equivalent lever arm. The right three are for analytical model: (d) blade root out-of-plane moment, (e) rotor thrust, (f) equivalent lever arm.

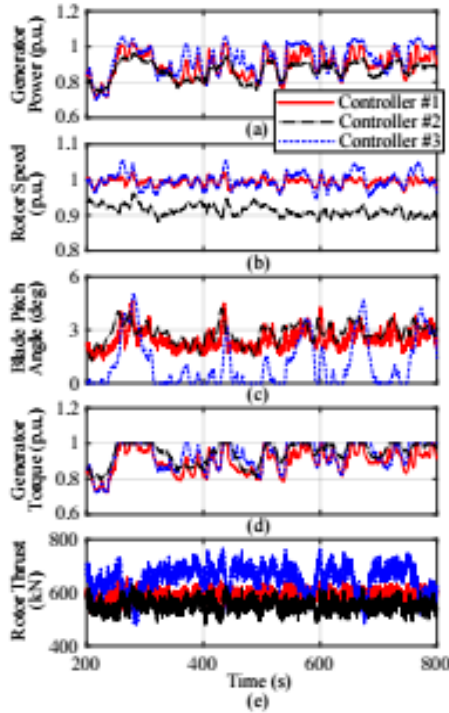


Fig. 10. Dynamic response of NREL 5 MW wind turbine on OpenFAST. (a) Generator power. (b) Rotor speed. (c) Blade pitch angle. (d) Generator torque. (e) Rotor thrust.

4) *Blade Pitch Rate Comparison:* Comparison of blade pitch rate is provided based on DLC1.2 and DLC1.3. The standard deviation of blade pitch rate for DLC1.2 is exhibited in Fig. 15, and DLC1.3 in Fig. 16.

It is revealed that the blade pitch increment occurs in the near-rated wind speed region, and is within expectation. The DLCs with increased pitch frequency account for only a small portion of all DLCs. From the perspective of the full lifecycle, this results in a limited increase in fatigue loads of

TABLE III
COMPARISON OF ANNUAL ENERGY PRODUCTION (AEP)

Controller Type	AEP (kWh)	Percentage (%)
No PS	3.2851×10^7	100.00
Baseline (Goldwind)	3.1545×10^7	96.02
Proposed	3.2030×10^7	97.50

the actuators, with an average value of around 15% higher than the baseline.

V. CONCLUSIONS

For cost reduction of large-scale floating offshore wind turbines, mechanical structures, such as the tower, are made lighter and more flexible. This induces potential vibrations of the mechanical components, and fatigue loads are becoming the issue. The tower loads in the fore-aft direction are of primary concern, which is mainly contributed by rotor thrust. Since the maximal rotor thrust occurs when a WT operates near the rated wind speed, peak thrust shaving is of great importance for wind turbine load mitigation.

Existing controllers, such as the peak shaver proposed by NREL and Goldwind, adopt a rather static way to shave peak thrust. It introduces a minimum blade pitch angle scheduling table to reduce peak thrust. Lack of flexibility makes it difficult to modify according to real-time operational situations.

The above issues are solved by the proposed rotor thrust control scheme. A simplified blade model is first established based on blade element momentum theory, where the rotor thrust and moment can be solved analytically. And the rotor thrust can be directly estimated by the measurable blade root out-of-plane moment. An anti-windup proportional-integral controller is adopted to determine the blade pitch angle. Besides, a feedforward Nonlinear Dynamic Inversion based minimum Pitch Saturator (NDI-PS) is presented, based on nonlinear dynamic inversion. The desired rotor thrust can be specified by actual needs, increasing the flexibility of the controller.

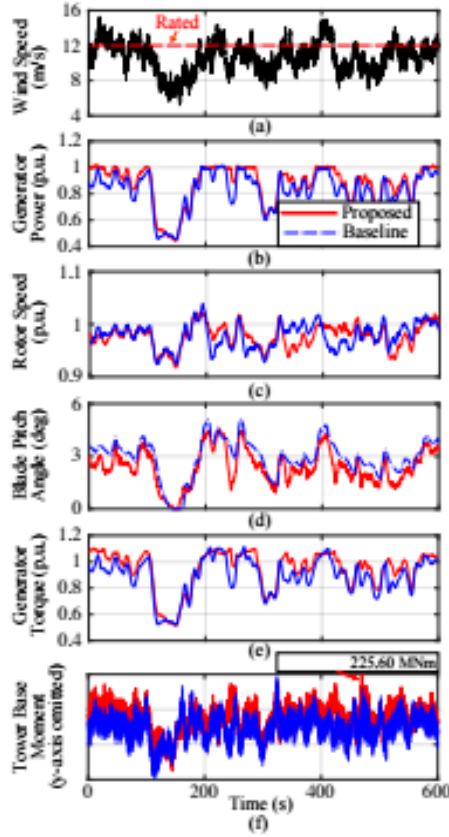


Fig. 11. Dynamic response of DLC-012e-005 for Goldwind 7.5 MW wind turbine on GH Bladed. (a) Wind speed. (b) Generator power. (c) Rotor speed. (d) Blade pitch angle. (e) Generator torque. (f) Tower base moment.

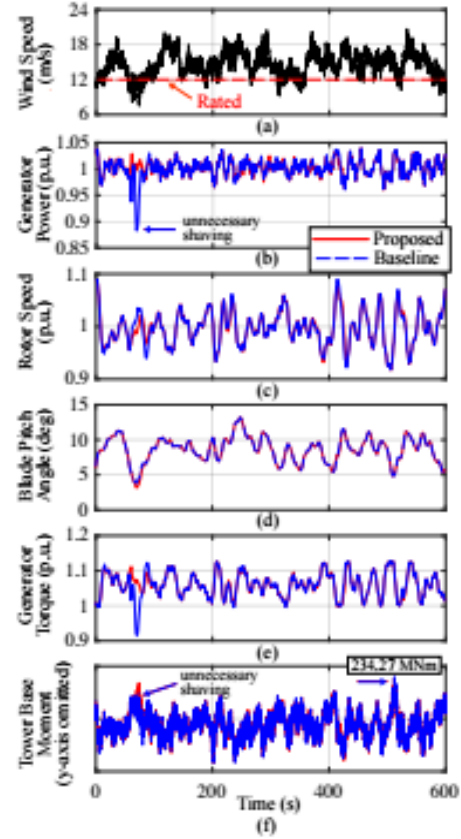


Fig. 12. Dynamic response of DLC-012g-006 for Goldwind 7.5 MW wind turbine on GH Bladed. (a) Wind speed. (b) Generator power. (c) Rotor speed. (d) Blade pitch angle. (e) Generator torque. (f) Tower base moment.

TABLE IV
FATIGUE AND ULTIMATE LOADS OF DLC1.2 - 1.5

Controller Type	Ultimate (Blade Root My)	Ultimate (Blade Root Mxy)	Ultimate (Tower Bottom My)	Ultimate (Tower Bottom Mxy)	Fatigue (Blade Root My)	Fatigue (Tower Bottom My)
No Peak Shaver	100.00%	100.00%	100.00%	100.00%	100.00%	100.00%
Baseline (Goldwind)	89.90%	93.11%	92.79%	92.56%	94.70%	95.46%
Proposed	87.84%	91.43%	93.24%	93.01%	93.65%	95.45%

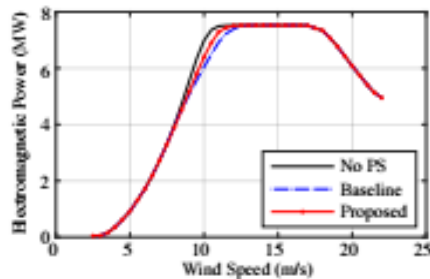


Fig. 13. Power curve comparison.

Simulation results on OpenFAST and GH Bladed verify the effectiveness of the proposed controller. Compared with the peak shaver proposed by NREL, the average power is increased by 1.04% and the tower base DEL is decreased by 4.04%. Compared with the Goldwind peak shaver and disabling peaks shaver, the average power is increased by 1.5%. The ultimate loads of blade roots are decreased, while the ultimate loads of the tower bottom are consistent with the baseline. The fatigue loads of the blade root and tower base are decreased. The proposed controller has more flexibility in utilization and can be easily adapted to different onshore and offshore wind turbines.

It should be noted that the blade pitch angles need to be more frequently actuated. This may bring potential fatigue

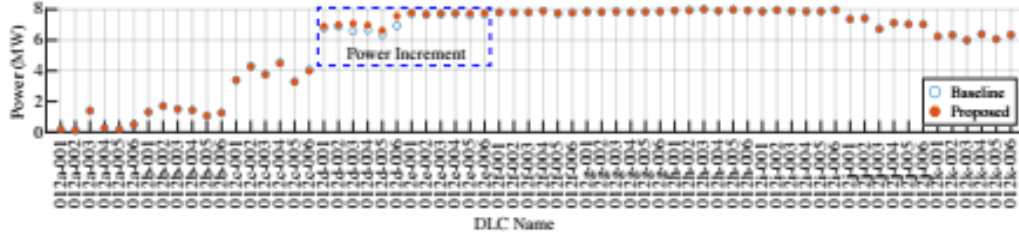


Fig. 14. Average electromagnetic power of DLC1.2.

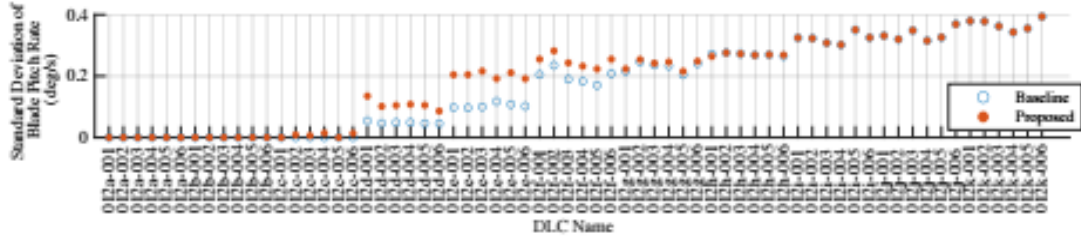


Fig. 15. Standard deviation of blade pitch rate for DLC1.2.

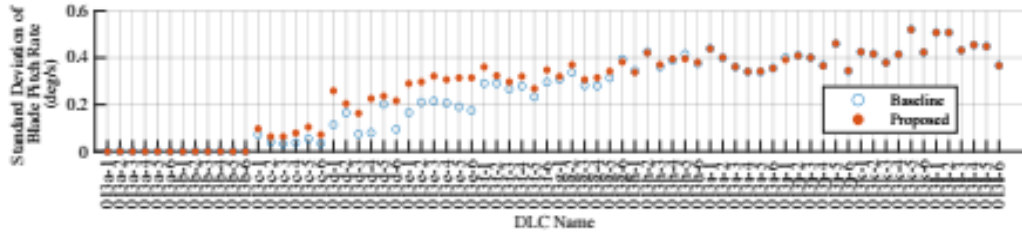


Fig. 16. Standard deviation of blade pitch rate for DLC1.3.

loads to blade pitch actuators. Future work will focus on the load mitigation of blade pitch actuators. Besides, future research may consider dynamically determining the thrust reference value to achieve more flexible peak shaving.

APPENDIX A

BLADE ELEMENT MOMENTUM THEORY

The BEMT consists of two parts: 1) momentum theory and 2) blade element theory. In momentum theory, it is assumed that the rotor of a wind turbine is a penetrable disk and the flow process is stable. The blade element theory simplifies the wind turbine blades into a finite number of segments superimposed along the radial direction. As shown in Fig. 3, these segments are called blade elements. It is assumed that the flow between each blade element does not interfere with each other. The aerodynamic force acting on each blade element is only determined by its airfoil and the local inflow velocity. The BEMT is to solve the momentum theory and blade element theory together to obtain the aerodynamic load of each blade element. Then one can obtain the aerodynamic performance of the entire blade.

We consider the annular flow tube micro-element with radial height dr . According to the axial and tangential momentum

theorem, the thrust dF_a , torque dT_a , and power dP_a on the micro-element are

$$\begin{cases} dF_{a,i} = 2\rho\pi r_i dr_i \cdot v_{\infty} (1 - a_i) \cdot [v_{\infty} - v_{\infty} (1 - 2a_i)] \\ \quad = 4\rho\pi v_{\infty}^2 a_i (1 - a_i) r_i dr_i \\ dT_{a,i} = r_i \cdot 2\rho\pi r_i dr_i \cdot v_{\infty} (1 - a_i) \cdot 2\tilde{a}_i r_i \Omega_i \\ \quad = 4\rho\pi \Omega_i v_{\infty} \tilde{a}_i (1 - a_i) r_i^3 dr_i \\ dP_{a,i} = \Omega_i dT_{a,i} \\ \quad = 4\rho\pi \Omega_i^2 v_{\infty} \tilde{a}_i (1 - a_i) r_i^3 dr_i \end{cases} \quad (A.1)$$

The forces on a certain blade element are exhibited in Fig. 5. One can get

$$\begin{cases} C_{n,i} = C_{L,i} \cos \phi_i + C_{D,i} \sin \phi_i \\ C_{t,i} = C_{L,i} \sin \phi_i - C_{D,i} \cos \phi_i \end{cases} \quad (A.2)$$

where $C_{L,i}$ and $C_{D,i}$ are the lift and drag coefficients, respectively. They are the functions of AoA. $C_{n,i}$ and $C_{t,i}$ are the axial and tangential force coefficients, respectively.

The thrust and torque on the micro-element can also be

described by the blade element theory as

$$\begin{cases} dF_{a,i} = \frac{1}{2} \rho W_i^2 C_{n,i} n_b c_i dr_i \\ dT_{a,i} = \frac{1}{2} \rho W_i^2 C_{t,i} n_b c_i r_i dr_i \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

where n_b is the number of blades. c_i is the local chord length. W_i is the combined inflow wind speed, expressed as

$$W_i = \sqrt{v_{\infty}^2 (1 - a_i)^2 + \Omega_i^2 r_i^2 (1 + \tilde{a}_i)^2} \quad (\text{A.4})$$

According to the blade element momentum theory, the rotor is regarded as an actuator disk, composed of a series of concentric annular flow tubes. It is assumed that these tubes do not affect each other. For the i -th ring, the local aerodynamic power is expressed as

$$\begin{aligned} P_{a,i} &= \frac{r_i^2 - r_{i-1}^2}{R^2} P_a \\ &= \frac{r_i^2 - r_{i-1}^2}{R^2} \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v_{\infty}^3 C_p \\ &= \frac{1}{2} \rho \pi (r_i^2 - r_{i-1}^2) v_{\infty}^3 C_p \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

where C_p is the power coefficient. R is the rotor radius. One can also derive $P_{a,i}$ from (A.1), expressed as

$$\begin{aligned} P_{a,i} &= \int_{r_{i-1}}^{r_i} dP_a = \int_{r_{i-1}}^{r_i} 4 \rho \pi \Omega_i^2 v_{\infty} \tilde{a}_i (1 - a_i) r^3 dr \\ &= \rho \pi \Omega_i^2 v_{\infty} (r_i^4 - r_{i-1}^4) \tilde{a}_i (1 - a_i) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

For the j -th blade, the aerodynamic force is expressed as

$$\begin{aligned} F_{a,j} &= \sum_{i=0}^{N_{\text{nodes}}} \int_{r_{i-1}}^{r_i} dF_{a,i} \\ &= \sum_{i=0}^{N_{\text{nodes}}} \int_{r_{i-1}}^{r_i} \frac{1}{2} \rho W_i^2 C_{n,i} c_i dr_i \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

where N_{nodes} is the node number of the blade. For NREL 5MW turbines, $N_{\text{nodes}} = 19$.

Similarly, we can derive the moment acting on the j -th blade root as

$$M_{yb,j} = \sum_{i=0}^{N_{\text{nodes}}} \int_{r_{i-1}}^{r_i} r_i dF_{a,i} \quad (\text{A.8})$$

APPENDIX B

SOLUTION TO THE QUARTIC EQUATION

Detailed solution process of (15) is presented. We first introduce a quartic equation as follows

$$ax^4 + bx^3 + cx^2 + dx + e = 0 \quad (\text{B.1})$$

where the discriminants are

$$\begin{cases} \Delta_1 = c^2 - 3bd + 12ae \\ \Delta_2 = 2c^3 - 9bcd + 27ad^2 + 27b^2e - 72ace \\ \Delta = \frac{\sqrt[3]{2\Delta_1}}{3a\sqrt[3]{\Delta_2 + \sqrt{-4\Delta_1^3 + \Delta_2^2}}} + \frac{\sqrt[3]{\Delta_2 + \sqrt{-4\Delta_1^3 + \Delta_2^2}}}{3\sqrt[3]{2a}} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

For (15), parameters and discriminants are

$$\begin{cases} a = 1 \\ b = -3 \\ c = 3 \\ d = -(1 + \lambda_{t,i}^2 K_{\text{cir}}) \\ e = \lambda_{t,i}^2 K_{\text{cir}} (1 + K_{\text{cir}}) \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

The four solutions are

$$\begin{cases} x_1 = -\frac{b}{4a} - y_1 - \frac{1}{2}\sqrt{y_2 - y_3} \\ x_2 = -\frac{b}{4a} - y_1 + \frac{1}{2}\sqrt{y_2 - y_3} \\ x_3 = -\frac{b}{4a} + y_1 - \frac{1}{2}\sqrt{y_2 + y_3} \\ x_4 = -\frac{b}{4a} + y_1 + \frac{1}{2}\sqrt{y_2 + y_3} \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

where

$$\begin{cases} y_1 = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{b^2}{4a^2} - \frac{2c}{3a}} + \Delta \\ y_2 = \frac{b^2}{2a^2} - \frac{4c}{3a} - \Delta \\ y_3 = \frac{\frac{b^3}{a^3} + \frac{4bc}{a^2} - \frac{8d}{a}}{4\sqrt{\frac{b^2}{4a^2} - \frac{2c}{3a}} + \Delta} \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

Solving the quartic equation, we get

$$a_i = x_1 = -\frac{b}{4a} - y_1 - \frac{1}{2}\sqrt{y_2 - y_3} \quad (\text{B.6})$$

APPENDIX C

PARAMETERS OF THE NREL 5MW BARGE FOWT

The parameters of the NREL 5MW wind turbine are presented in Table C1.

TABLE C1
PARAMETERS OF THE NREL 5MW BARGE FOWT

Parameter Name	Nomenclature [Unit]	Value
Air density	ρ [kg·m ⁻³]	1.225
Rotor inertia	J [kg·m ²]	4.3852 × 10 ⁷
Gearbox ratio	N_{Gear} [-]	97
Drivetrain efficiency	η [-]	94.4%
Tower height	L_T [m]	90
Rotor radius	R [m]	63
Rated electromagnetic power	P_e^* [MW]	5
Rated rotor speed	Ω_r^* [rpm]	12.1
Actuator time constant	T_{ac} [s]	0.2

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank the editor and anonymous reviewers for their insightful comments and suggestions.

This work was supported by the National Key Research and Development Program of China under Grant No. 2024YFB4207200.

REFERENCES

- [1] A. Myhr, C. Bjerkseter, A. Ågotnes, and T. A. Nygaard, "Levelized cost of energy for offshore floating wind turbines in a life cycle perspective," *Renew. Energy*, vol. 66, pp. 714–728, Jun. 2014.
- [2] N. Bento and M. Fontes, "Emergence of floating offshore wind energy: Technology and industry," *Renew. Sust. Energy. Rev.*, vol. 99, pp. 66–82, Jan. 2019.
- [3] M. Shields, P. Beiter, J. Nunemaker, A. Cooperman, and P. Duffy, "Impacts of turbine and plant upsizing on the levelized cost of energy for offshore wind," *Appl. Energy*, vol. 298, p. 117189, Sep. 2021.
- [4] J. M. Jonkman, *Dynamics modeling and loads analysis of an offshore floating wind turbine*. Ph.D. dissertation, Dept. Aerosp. Eng. Sci., CU Boulder, Boulder, USA, 2007.
- [5] H. Geng and D. Xu, "Stability analysis and improvements for variable-speed multipole permanent magnet synchronous generator-based wind energy conversion system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 459–467, 2011.
- [6] C. Huang, F. Li, and Z. Jin, "Maximum power point tracking strategy for large-scale wind generation systems considering wind turbine dynamics," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2530–2539, 2015.
- [7] K. Yenduri and P. Sensarma, "Maximum power point tracking of variable speed wind turbines with flexible shaft," *IEEE Transactions on sustainable energy*, vol. 7, no. 3, pp. 956–965, 2016.
- [8] M. Alzayed, H. Chaoui, and Y. Farajpour, "Maximum power tracking for a wind energy conversion system using cascade-forward neural networks," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 12, no. 4, pp. 2367–2377, 2021.
- [9] E. Bossanyi, "Wind turbine control for load reduction," *Wind Energy: An International Journal for Progress and Applications in Wind Power Conversion Technology*, vol. 6, no. 3, pp. 229–244, 2003.
- [10] H. Geng and G. Yang, "Output power control for variable-speed variable-pitch wind generation systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 494–503, 2010.
- [11] S. Xiao, H. Geng, and G. Yang, "Non-linear pitch control of wind turbines for tower load reduction," *IET Renewable Power Generation*, vol. 8, no. 7, pp. 786–794, 2014.
- [12] J. G. Njiri and D. Söffker, "State-of-the-art in wind turbine control: Trends and challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 60, pp. 377–393, 2016.
- [13] H. Namik and K. Støl, "Individual blade pitch control of a spar-buoy floating wind turbine," *IEEE transactions on control systems technology*, vol. 22, no. 1, pp. 214–223, 2013.
- [14] N. J. Abbas, A. Wright, and L. Pao, "An update to the national renewable energy laboratory baseline wind turbine controller," in *Journal of physics: Conference series*, vol. 1452, no. 1. IOP Publishing, 2020, p. 012002.
- [15] N. Abbas, D. Zalkind, L. Pao, and A. Wright, "A reference open-source controller for fixed and floating offshore wind turbines," *Wind Energy Science Discussions*, vol. 2021, pp. 1–33, 2021.
- [16] E. Bossanyi and D. Witcher, "Controller for 5MW reference turbine," *Project UpWind, Bristol, England, Tech. Rep.*, 2009.
- [17] M. O. Hansen, *Aerodynamics of wind turbines*. 2nd ed. London, U.K.: Earthscan, 2008.
- [18] K. Loenbaek, C. Bak, J. I. Madsen, and B. Dam, "Optimal relationship between power and design-driving loads for wind turbine rotors using 1-d models," *Wind Energy. Sci.*, vol. 5, no. 1, pp. 155–170, Dec. 2020.
- [19] B. Moynihan, B. Moaveni, S. Liberatore, and E. Hines, "Estimation of blade forces in wind turbines using blade root strain measurements with openfast verification," *Renewable Energy*, vol. 184, pp. 662–676, 2022.
- [20] Y. Xi, K. Lin, J. Pan, L. Sun, H. Li, and Z. Wang, "Bending moment characteristic analysis of utility-scale onshore wind turbine blades based on monitoring data," *Engineering Structures*, vol. 294, p. 116714, 2023.
- [21] A. Lorieiri, G. Jacobs, and D. Bosse, "Estimation of rotor and main bearing loads using artificial neural networks," in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2151, no. 1. IOP Publishing, 2022, p. 012002.
- [22] L. Wang, R. Bergua, A. Robertson, A. Wright, D. Zalkind, M. Fowler, E. Lentest, A. Viselli, A. Goupee, and R. Kimball, "Experimental investigation of advanced turbine control strategies and load-mitigation measures with a model-scale floating offshore wind turbine system," *Applied Energy*, vol. 355, p. 122343, 2024.
- [23] K. Kim, H.-G. Kim, and I. Paek, "Application and validation of peak shaving to improve performance of a 100 kw wind turbine," *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing-Green Technology*, vol. 7, no. 2, pp. 411–421, 2020.
- [24] D. Tian, S. Tang, L. Tao, B. Li, and X. Wu, "Peak shaving strategy for load reduction of wind turbines based on model predictive control," *Energy Reports*, vol. 9, pp. 338–349, 2023.
- [25] M. Sahin and I. Yavrucuk, "Adaptive envelope protection control of wind turbines under varying operational conditions," *Energy*, vol. 247, p. 123544, 2022.
- [26] J. Li and H. Geng, "Rotor speed control in above-rated wind speed region for floating offshore wind turbine," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2024.
- [27] W. M. Fawcett, "A geometric interpretation of the solution of the general quartic polynomial," *The American Mathematical Monthly*, vol. 103, no. 1, pp. 51–57, 1996.
- [28] I. Stewart, *Galois theory*. Chapman and Hall/CRC, 2022.
- [29] C. Bohn and D. Atherton, "An analysis package comparing pid anti-windup strategies," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 34–40, 1995.
- [30] H.-B. Shin and J.-G. Park, "Anti-windup pid controller with integral state predictor for variable-speed motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1509–1516, 2011.
- [31] H. Glauert, *The elements of aerofoil and airscrew theory*. Cambridge university press, 1983.
- [32] B. J. Jonkman, "Turbsim user's guide: Version 1.50," National Renewable Energy Lab., Golden, CO USA, Tech. Rep., Sep. 2009.

作者简介

李佳奇, 男, 博士研究生。主要研究方向为漂浮式风电机组的建模、分析与控制。
耿华, 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 可再生能源发电系统自主控制、多能源系统协同控制

基于两相静止坐标系的模块化多电平变换器自适应滑模控制策略研究

Research on Adaptive Sliding Mode Control Strategy of Modular Multilevel Converter Based on Two-phase Stationary Coordinate System

上海交通大学 赵东方 Email: zhao-df@sjtu.edu.cn

上海交通大学 周荔丹 Email: zhoulidan@sjtu.edu.cn

摘要：模块化多电平变流器（Modular Multilevel Converter, MMC）因开关损耗低、电流畸变率低、易拓展维护等优势，在高压大功率电能变换领域收到广泛关注。为提升系统动态性能与鲁棒性，本文针对 MMC 提出了基于两相静止坐标系的自适应滑模控制（Adaptive Sliding-Mode Control, ASMC）策略。首先，基于两相静止坐标系建立 MMC 系统数学模型，分析其稳态运行机制；其次，建立系统交、直流侧动态数学模型，明确电流分量构成及其稳态运行特性；再次，针对三相电流超调问题，提出与目标误差耦合的自适应趋近率，形成两相静止坐标系下的自适应滑模控制策略；最后，基于 Simulink 平台构建五电平 MMC 仿真系统，结果表明所提控制策略能够可显著降低电流超调，提升动态响应，抑制滑模固有抖振现象，验证了策略的有效性与优越性。

Abstract: Modular multilevel converters (MMC) have attracted widespread attention in the field of high-voltage, high-power power conversion due to their advantages, such as low switching losses, low current distortion, and ease of expansion and maintenance. To improve the dynamic performance and robustness of MMC systems, this paper proposes an adaptive sliding-mode control (ASMC) strategy based on a two-phase stationary coordinate system. First, a mathematical model of the MMC system is established based on the two-phase stationary coordinate system, and its steady-state operation mechanism is analyzed. Second, dynamic mathematical models of the AC and DC sides of the system are established to clarify the current component composition and steady-state operating characteristics. Third, to address the three-phase current overshoot problem, an adaptive approach rate coupled with the target error is proposed, forming an adaptive sliding-mode control strategy in the two-phase stationary coordinate system. Finally, a five-level MMC simulation system is constructed using the Simulink platform. Results demonstrate that the proposed control strategy significantly reduces current overshoot, improves dynamic response, and suppresses the inherent chattering of the sliding mode system, verifying the effectiveness and superiority of the strategy.

关键词：模块化多电平变换器；滑模控制；自适应趋近率；预充电启动；两相静止坐标系

Keywords: Modular multilevel converter; sliding mode control; adaptive approach rate; pre-charge start; two-phase stationary coordinate system

1 引言

近年来，随着光伏、风电等大规模可再生能源并网，以及电动汽车、燃料电池、LEDs 等直流负荷接入电网，中压直流（Medium-Voltage Direct Current, MVDC）配电网逐渐成为研究应用焦点^[1]。与传统的交流配电系统相比，MVDC 配电网具备线路损耗低、无需无功补偿、功率恢复快等优势。MVDC 可支撑与现有交流电网互联，形成交直流混合配电网，提升城市配电网容量、灵活性和可靠性，已成为智能配电系统发展趋势^[2]。MMC 因其具有可扩展性强、效率高、功率半导体器件电压应力小、输出电压质量好等特点，已作为互联变换器应用于在许多已完成的交/直流 HDN 试点项目中^[3]。

MMC 基本控制包括交、直流侧电流和桥臂子模块电压均衡控制^[4]。当 MMC 系统完成预充电后，即子模块达到电压额定值切换并网时，传统 PI 控制策略易导致并网电流超调问题，轻则损坏电路拓扑，重则引发配电网过电流隔离，经济损失巨大。

MMC 为典型非线性强耦合系统，PI 等线性控制方法存在电流谐波高、响应速度慢、参数选取复杂等问题。国内外众多学者采用 Lyapunov 控制、滑模变结构控制、无源控制、微分平坦控制等具备较强鲁棒性、抗干扰性的控制策略，以提升系统动态及稳态性能。文献[5]基于 PI 控制，针对不平衡分量设计统一控制器，并优化锁相环在不对称工况下的跟踪精度；文献[6]提出在 MMC 型统一电能质量控制系统应用微分平坦控制策略，能有效提升统一电能质量调节器性能，提高配电网鲁棒性。文献[7]提出提升电能质量的无源控制，可提高系统响应速度且设计简单。文献[8]基于无源控制引入微分平坦理论状态变量，建立了系统误差控制，其鲁棒性较强、计算量小。文献[9]提出基于 Lyapunov 函数非线性控制策略，并验证所提策略的稳定性。但现有研究对 MMC 预启动/电压波动的并网电流超调问题，且控制复杂度较高；文献[10]在交流测设计基于 α 、 β 坐标系的 PR 控制策略，可简化控制设计，但控制易受参数影响，目标跟踪误差明显。因

此,可建立两相静止坐标模型,采用交流量跟踪控制,降低锁相环和 park 与反 park 变换计算,无需考虑受拓扑参数影响的耦合量,降低控制复杂度。

滑模变结构控制具备不易超调、鲁棒性高、暂态性能优异等特点,逐渐成为广泛应用于复杂系统的非线性控制策略。文献[11]提出基于滑模控制的自适应下垂控制策略,在四端 MMC 系统进行仿真验证其动态性能。文献[12]提出了一种基于滑模状态反馈精确线性化的非线性智能控制策略,具有良好的动态特性、暂态稳定性、鲁棒性。文献[13]提出了一种 MMC-UPFC 的基于无源性滑模非线性控制策略,具有响应速度快、对系统参数等优点。文献[14]提出了 MMC-PET 的无源滑模控制策略,并验证了相较于 PI、无源控制的有效性和优越性。文献[15]提出一种两相静止坐标系下的功率滑模变结构控制策略,并验证其控制策略暂态性能与稳定性。文献[16]和文献[17]分别提出无源超螺旋二阶滑模和分数阶滑模控制策略,可抑制系统抖振同时提升响应速度。但上述方案 MMC 控制模型相对复杂,运算需求较高,难以兼顾动态响应、抖振抑制与算力需求。

因此,本文针对 MMC 预启动/电压波动的并网电流超调工况及算力受限场景,提出一种改进自适应滑模控制策略,可为特定工况下应用提供控制选择。基于线性趋近率,以控制目标差值为自变量,设计与之紧密耦合的自适应滑模趋近率,通过 Lyapunov 理论证明控制策略的稳定性。在两相静止坐标下设计控制器,在所建模型与控制目标下可不显式引入锁相环及受拓扑参数影响的耦合量,并省去 park 与反 park 变换计算,降低控制复杂度与抖振现象,同时有效改善 MMC 系统的鲁棒性与动态响应能力。

2 MMC 建模

本文以半桥型 MMC 系统为研究对象,结合其子模块运行工作状态,对 MMC 的拓扑进行描述,并分析其 MMC 正常运行机理,建立系统的交、直流侧数学模型。

2.1 MMC 拓扑分析

图 1 为典型的三相 $N+1$ 电平 MMC 拓扑结构,其左侧(交流侧)包括电感 L_{ac} 、电阻 R_{ac} ,拓扑结构及数学模型与常用变换器相似。

右侧为 MMC 直流侧拓扑结构,各相均包括上下桥臂,桥臂配有限制冲击电流与偶次谐波电流的电感 L_{dc} 、电阻 R_{dc} 、及 $2N$ 个半桥子模块。每个半桥模块包括两个 IGBT、两个反并联二极管及交直流能量转换电容 C 。

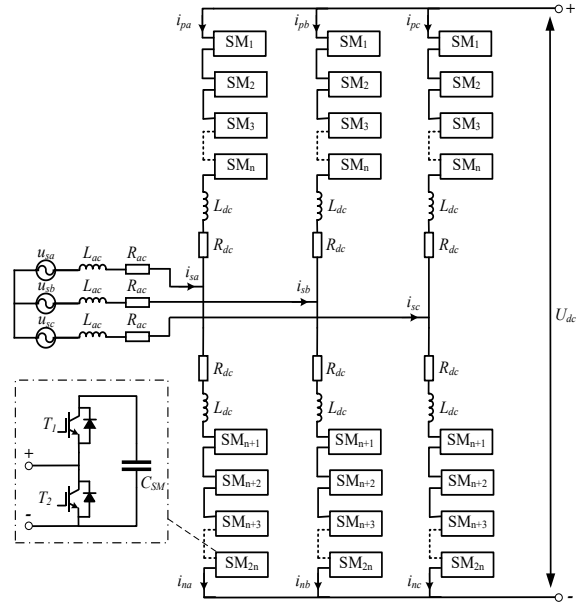


图1 MMC拓扑

在实际运行中,通过控制 IGBT 开通和关断,可控制各相上下桥臂子模块接入与切除,保障直流侧接入子模块个数为 N ,保证上下桥臂电压差可跟随交流侧电压,实现系统交直流测控制与正常运行。

如图 1 所示, $u_{sj}(j=a,b,c)$ 为交流侧电压, i_{sj} 为交流侧电流, u_{pj} 、 u_{nj} 为上下桥臂子模块等效电压, i_{pj} 、 i_{nj} 为流经各桥臂电流, U_{dc} 为直流母线电压。

2.2 交、直流侧数学模型

因本文主要考虑实际控制,为降低被控对象复杂度、简化 MMC 系统数学建模,实现考虑各相交流侧与桥臂电感电阻的系统分析,本文做如下假设:

- 1) 忽略子模块开关导致的损耗与高次谐波影响;
- 2) 稳态运行时,各相上下桥臂均分交流侧电流;
- 3) 稳态运行时,每相均分直流侧电流直流分量,且忽略直流侧电压谐波影响

根据 MMC 基本拓扑及交直流节点,由 KCL 可得如下方程

$$\begin{cases} -\frac{U_{dc}}{2} + u_{pj} + R_{dc}i_{pj} + L_{dc}\frac{di_{pj}}{dt} - L_{acj}\frac{di_{sj}}{dt} \\ \quad - R_{ac}i_{sj} + u_{sj} = 0 \\ \frac{U_{dc}}{2} - u_{nj} - R_{dc}i_{nj} - L_{dc}\frac{di_{nj}}{dt} - L_{acj}\frac{di_{sj}}{dt} \\ \quad - R_{ac}i_{sj} + u_{sj} = 0 \\ i_{nj} - i_{pj} = -i_{sj} \end{cases} \quad (1)$$

由式(1)整理, 可得交直流侧方程

$$\begin{cases} L\frac{di_{sj}}{dt} + Ri_{sj} = u_{sj} - u_{diffj} \\ L_{dc}\frac{di_{cirj}}{dt} + R_{dc}i_{cirj} = \frac{U_{dc}}{2} - \frac{u_{comj}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

式中, R 、 L 为直流侧等效电阻和电抗; u_{diffj} 为各相交直流交点等效电压; i_{cirj} 为各相环流, 其值分别为

$$\begin{aligned} R &= \frac{R_{dc}}{2} + R_{ac} \\ L &= \frac{L_{dc}}{2} + L_{ac} \\ u_{diffj} &= -\frac{u_{pj} - u_{nj}}{2} \\ u_{comj} &= u_{pj} + u_{nj} \\ i_{cirj} &= \frac{i_{pj} + i_{nj}}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

3 MMC 系统能量分析

MMC 交流测存在多种控制模式, 包括有功功率恒定控制、无功功率恒定控制和并网电流恒定控制。为避免 MMC 交流测电流超调过高, 本文以并网电流恒定为系统控制目标^[18]。

3.1 电流恒定控制目标下的交流侧分析

MMC 阀侧电压、电流可表示为

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U \sin(\omega t + \theta_u) \\ U \sin\left(\omega t + \theta_u - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U \sin\left(\omega t + \theta_u + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \sin(\omega t + \theta_i) \\ I \sin\left(\omega t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I \sin\left(\omega t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, U 、 I 分别为交流侧电压、电流幅值; θ_u 、

θ_i 为交流侧电压、电流初始相位; ω 为交流测电压额定角频率。

此时, MMC 的并网功率可以表示为

$$\begin{cases} P_{sa} = \begin{bmatrix} \frac{U_s I_s}{2} \cos(\theta_u - \theta_i) \\ -\frac{U_s I_s}{2} \cos(2\omega t + \theta_u + \theta_i) \end{bmatrix} \\ P_{sb} = \begin{bmatrix} \frac{U_s I_s}{2} \cos(\theta_u - \theta_i) \\ -\frac{U_s I_s}{2} \cos\left(2\omega t + \theta_u + \theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\ P_{sc} = \begin{bmatrix} \frac{U_s I_s}{2} \cos(\theta_u - \theta_i) \\ -\frac{U_s I_s}{2} \cos\left(2\omega t + \theta_u + \theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

3.2 电流平衡控制下的直流侧能量分析

为简化系统分析, 假设在控制策略作用下, 系统环流交流量已被完全消除, 上下桥臂电压之和与直流侧电压相等, 交流源电压与交直流汇集点电压相等, 此时上下桥臂电流可表示为^[19]

$$\begin{cases} i_{pj} = I_{dcj} - \frac{i_{sj}}{2} \\ i_{nj} = I_{dcj} + \frac{i_{sj}}{2} \end{cases} \quad (7)$$

式中, I_{dcj} 为各相的直流分量。

由式(3)、(7)可得, 各相上下桥臂瞬时总功率为

$$\begin{aligned} p_j &= u_{pj}i_{pj} + u_{nj}i_{nj} \\ &= (u_{pj} + u_{nj})I_{dcj} + i_{pj}(u_{nj} - u_{pj}) \\ &= U_{dc}I_{dcj} + P_{sj} \end{aligned} \quad (8)$$

对各相桥臂瞬时功率积分, 可得 MMC 交流测能量分量为

$$\begin{cases} W_a = W_{adc} + W_{a2}^- \\ W_b = W_{bdc} + W_{b2}^- \\ W_c = W_{cdc} + W_{c2}^- \end{cases} \quad (9)$$

式中, W_{adc} 、 W_{bdc} 、 W_{cdc} 分别为三相桥臂能量的直流部分; W_{a2}^- 、 W_{b2}^- 、 W_{c2}^- 分别为三相桥臂能量的负序二倍频分量^[20]。

由上述分析, 定义采用恒定并网电流为控制目标的稳态运行时环流为

$$i_{cirj} = i_{dcj} + \bar{i}_{cirj} \quad (10)$$

因此在系统稳态运行时, MMC 的控制策略需考虑系统负序二倍频分量的抑制问题。

4 自适应滑模控制策略

传统 MMC 交流侧控制多采用 d 、 q 旋转坐标系建立数学模型, 采用线性 PI 控制策略, 但预启动/电压波动时系统电流超调较大, 且存在一定算力需求, 无法应对算力受限场景。本文基于两相静止坐标系构建系统模型, 改进非线性自适应滑模控制策略, 抑制并网电流超调现象, 可提升系统鲁棒性同时减小抖振。

4.1 交流侧在 d 、 q 坐标系的分量分析

将交流侧分量经过 d 、 q 变化后, 可得

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_{sd} = -Ri_{sd} + \omega Li_{sq} + u_{sd} - u_{diffd} \\ L \frac{d}{dt} i_{sq} = -Ri_{sq} - \omega Li_{sd} + u_{sq} - u_{diffq} \end{cases} \quad (11)$$

式中, i_{sd} 、 i_{sq} 分别为三相电流的 d 、 q 轴分量; u_{sd} 、 u_{sq} 分别为三相电压的 d 、 q 轴分量; u_{diffd} 、 u_{diffq} 分别为交流侧控制电压的 d 、 q 轴基波分量。

此时, 系统并网电流在 d q 坐标系下的参考值为

$$\begin{aligned} i_{sdref} &= \frac{2(u_{sd}P^* + u_{sq}Q^*)}{3(u_{sd}^2 + u_{sq}^2)} \\ i_{sqref} &= \frac{2(u_{sq}P^* - u_{sd}Q^*)}{3(u_{sd}^2 + u_{sq}^2)} \end{aligned} \quad (12)$$

式中, P^* 、 Q^* 为 MMC 额定有功功率和无功功率。

然而, MMC 为典型非线性强耦合系统, 采用传统 PI 控制, 易出现控制目标超调、响应速度慢等暂态问题, 且系统控制参数耦合度较高, 选参计算量大, 鲁棒性较差。

4.2 交流侧在 α 、 β 坐标系的分量分析

系统交流侧分量在 α 、 β 坐标系下的数学模型可表示为

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_{s\alpha} = -Ri_{s\alpha} + u_{s\alpha} - u_{diff\alpha} \\ L \frac{d}{dt} i_{s\beta} = -Ri_{s\beta} + u_{s\beta} - u_{diff\beta} \end{cases} \quad (13)$$

式中, $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别为三相电流的 α 、 β 轴基波分量; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 分别为三相交流电压的 α 、 β 轴基波分量; $u_{diff\alpha}$ 、 $u_{diff\beta}$ 分别为交流侧控制电压 α 、 β 轴基波分量。

此时, 并网电流在 α 、 β 坐标系下参考值为

$$\begin{aligned} i_{s\alpha ref} &= \frac{2(u_{s\alpha}P^* + u_{s\beta}Q^*)}{3(u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2)} \\ i_{s\beta ref} &= \frac{2(u_{s\beta}P^* - u_{s\alpha}Q^*)}{3(u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2)} \end{aligned} \quad (14)$$

在两相旋转坐标系中, 需考虑控制器前馈解耦、锁相环、park 与反 park 变换等多个环节。文献[10]在交流侧提出了 α 、 β 坐标系下的 PR 控制策略, 其控制器设计简单, 但 PR 控制易受参数影响, 面向电压波动/预启动时控制鲁棒性较差, 易出现控制目标超调现象。

4.3 滑模控制器设计

滑模控制因其鲁棒性高、暂态性能较好, 对交流量的跟踪效果优异, 已逐步应用于 MMC 系统, 并为两相旋转坐标系 MMC 控制提供了新思路。

针对上述 PR 控制问题, 本文采用 SMC 控制, 选取控制目标, 实现较好地控制跟随。首先, 设计误差函数及滑模面, 本文采用线性滑模面叠加积分滑模面, 相较于传统线性滑模面, 可有效抑制系统抖振与稳态误差。

$$\begin{cases} e_\alpha = i_{s\alpha ref} - i_{s\alpha} \\ e_\beta = i_{s\beta ref} - i_{s\beta} \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} s_\alpha = c_\alpha e_\alpha + c'_\alpha \int e_\alpha \\ s_\beta = c_\beta e_\beta + c'_\beta \int e_\beta \end{cases} \quad (16)$$

式中, e_α 、 e_β 为设计的 α 、 β 轴控制误差, s_α 、 s_β 为 α 、 β 轴滑模面, c_α 、 c_β 、 c'_α 、 c'_β 为 α 、 β 轴滑模面线性系数和积分系数。

控制设计核心在于结合趋近率与系统数学模型, 令 s 、 e 趋近于 0, 保障系统控制目标跟随参考量, 降低稳态误差, 即滑模趋近率可决定系统性能。传统线性滑模趋近率为

$$\dot{s} = -k * \text{sign}(s) \quad (17)$$

式中, k 为线性趋近率系数。

如图 2 所示, 系统先进入趋近运动阶段, 稳定后进入滑动运动阶段, 此时系统误差稳定在区间内, 区间由线性趋近率系数决定。当 k 较大时, 系统响应速度会很快, 但误差区间交大, 抖振明显; 当 k 较小时, 则反之。

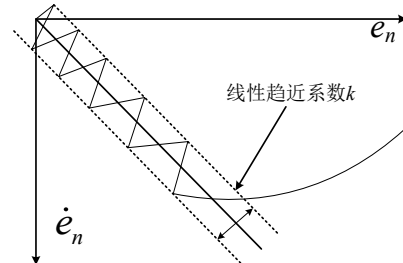


图2 线性趋近率的相平面

采用线性趋近率时, 系统抖振大小和响应速度都由线性趋近率系数决定, 且无法兼顾。因此本文参考文献[21], 对其线性趋近系数进

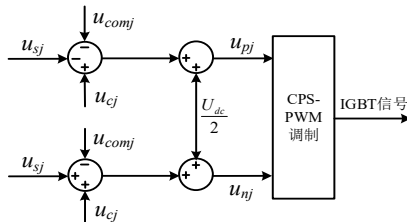


图6 MMC总控制策略

5 仿真分析

为验证所提控制策略，本文在 Matlab/Simulink 环境中搭建三相五电平 MMC 拓扑，分别采用传统 PI、PR、SMC 与本文所提 ASMC 控制策略，对比 MMC 预启动时仿真波形，验证策略性能。其中，MMC 仿真模型参数如表 1 所示，仿真步长设定为 $5\mu s$ 。

表 1 MMC 系统参数

参数	数值
线电压有效值 u_{sj}/kV	10
额定频率 f/Hz	50
直流电压 U_{dc}/kV	20
桥臂电感 L_{dc}/mH	6
桥臂子模块数量 $N/$	4
电容电压 C/mF	7.2
额定功率 P_{ref}/MW	20
无功功率 $Q_{ref}/Mvar$	0

本文基于上表参数进行仿真分析，同时，为便与 PI 控制策略进行对比，PR、SMC 和 ASMC 控制策略下仿真依旧会保留锁相环采集电压相位，得到三相电流在 d 、 q 轴上的分量。

5.1 MMC 预启动仿真分析

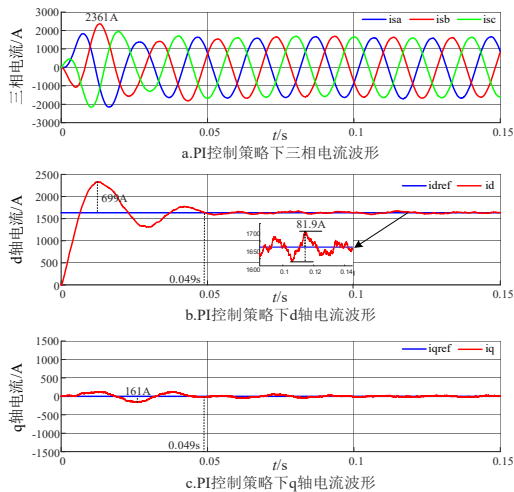


图7 PI控制策略下的电流波形

在 d 轴/相电流幅值参考值为 1633A 条件下，PI 控制仿真结果如图 7 所示。MMC 预充电完成后，三相电流出现明显超调，相电流峰

值约 2361A， d 轴和 q 轴分量分别超调约 699A 和 161A。约 0.049s 后系统进入稳态，稳态时 d 轴电流最大波动约 81.9A，THD 为 0.88%。

准 PR 控制策略仿真结果如图 8 所示。MMC 启动后同样存在电流超调，相电流最大值约 2083A， α 、 β 轴误差分别约为 530A 和 666A， d 轴与 q 轴分量超调分别约为 547A 和 605A。约 0.018s 后系统进入稳态，但仍存在一定静态误差， d 轴电流最大波动约 77.5A，稳态 THD 为 0.74%。

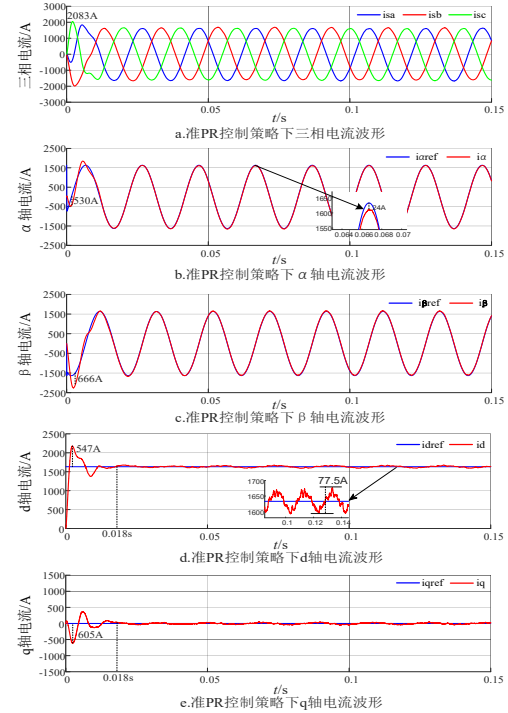
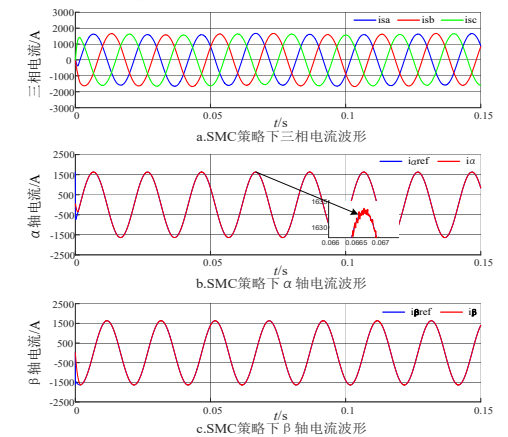


图8 准PR控制策略下的电流波形

传统 SMC 控制策略仿真结果如图 9 所示。MMC 启动后，三相电流几乎无超调，系统可快速跟踪 α 、 β 轴给定值， d 轴分量基本无超调， q 轴仅存在微小波动。约 0.0018s 后进入稳态，但受滑模控制影响存在抖振， d 轴电流最大波动约 10.9A，稳态 THD 为 0.70%。



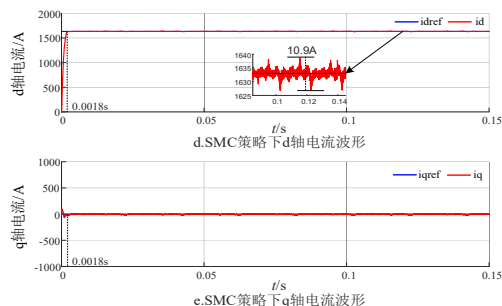


图9 SMC策略下的电流波形

ASMC 控制策略仿真结果如图 10 所示。MMC 预充电完成后，三相电流无超调，且较 SMC 控制可实现更快的 α 、 β 轴目标跟踪， d 轴无超调， q 轴仅存在轻微波动。系统约 0.0016s 达到稳态， d 轴电流最大波动约 7.2A，稳态 THD 为 0.67%。相比传统 SMC，ASMC 控制策略进一步提升了暂态响应速度，并有效减弱了系统抖振。

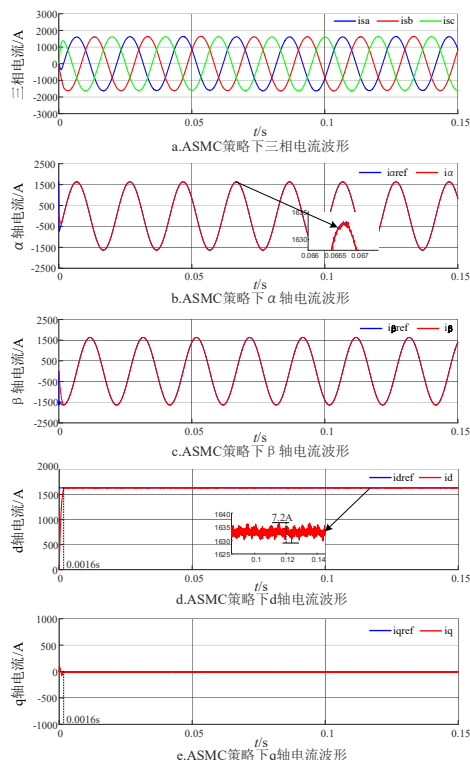


图10 ASMC控制策略下的电流波形

5.2 MMC 功率波动仿真分析

在 $t=0.15s$ 时，MMC 系统有功、无功功率指令由 20MW/0Mvar 阶跃至 30MW/5Mvar，对应 d 、 q 轴电流参考值分别为 2450A 和 407A。

PI 控制策略仿真结果如图 11 所示，功率突变后系统三相电流出现明显超调，相电流峰值约为 2885A，其中 d 轴电流超调约 432A。约在 $t=0.223s$ 后系统进入稳态，但稳态阶段仍存

在较大静态误差， d 、 q 轴电流最大波动分别约为 76.2A 和 81.3A，稳态电流 THD 为 0.89%。

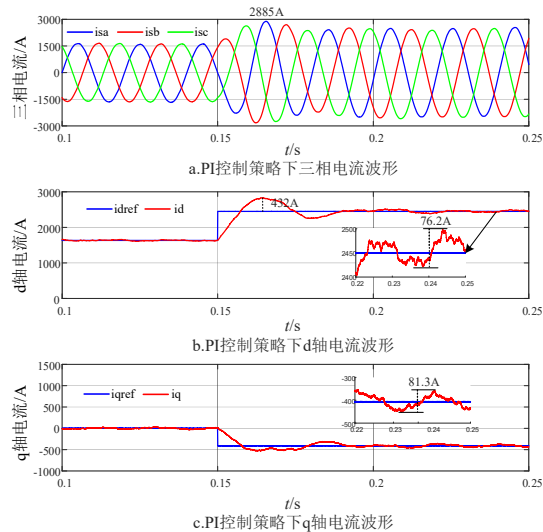


图11 功率变化时PI控制策略下的电流波形

准 PR 控制策略结果如图 12 所示，系统同样出现电流超调，相电流峰值约为 2595A，其中 q 轴电流超调约 687A。系统约在 $t=0.158s$ 后进入稳态，稳态阶段 d 、 q 轴电流最大波动分别约为 40.2A 和 49.2A，稳态 THD 降至 0.73%。

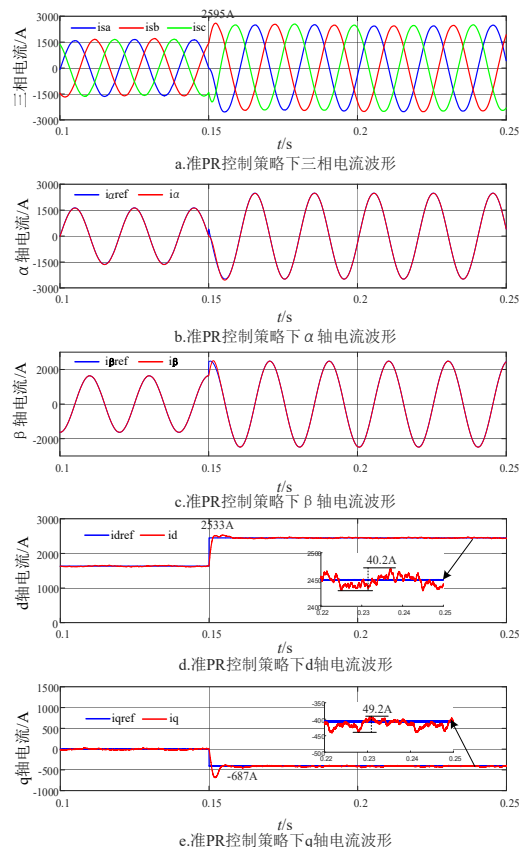


图12 功率变化时准PR控制策略下的电流波形

SMC 与 ASMC 控制策略结果如图 13、14 所示，功率突变过程中三相电流基本无超调，系统可实现 α 、 β 轴电流指令的快速跟踪。其中 d 轴电流几乎无超调， q 轴仅存在微小波动。SMC 控制下系统约在 $t=0.15085s$ 后进入稳态， d 、 q 轴电流最大波动分别约为 6.2A 和 8.9A，稳态 THD 为 0.71%；ASMC 控制下系统约在 $t=0.15079s$ 后进入稳态，电流波动进一步减小至 4.5A 和 6.2A，稳态 THD 降至 0.68%。

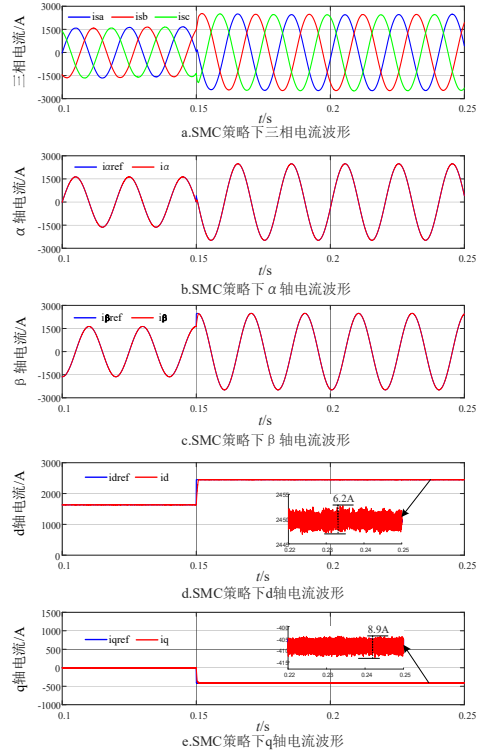


图13 功率变化时SMC策略下的电流波形

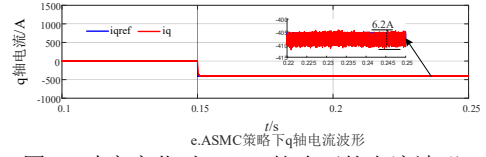
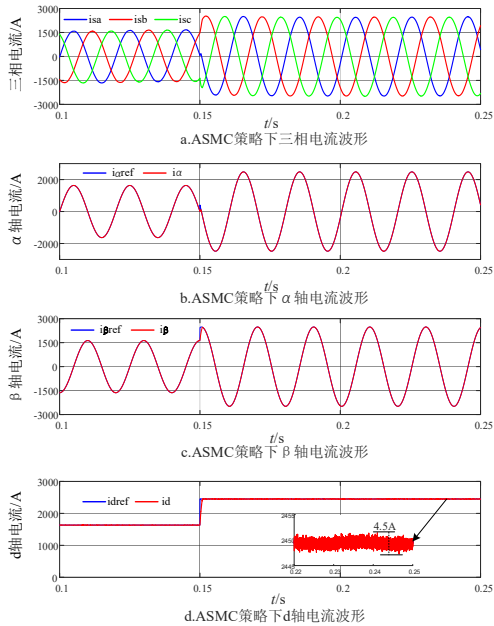


图14 功率变化时ASMC策略下的电流波形

图 15 给出了各控制策略在预启动及功率变换过程中的功率响应。PI 与准 PR 控制下有功、无功功率均出现明显超调，其中有功功率最大超调约为 27.98MW 和 23.85MW，无功功率最大超调约为 1.46Mvar 和 4.81Mvar。相比之下，SMC 与 ASMC 控制下功率输出基本无超调，且 ASMC 具有更快的稳态收敛速度和更优的动态性能。

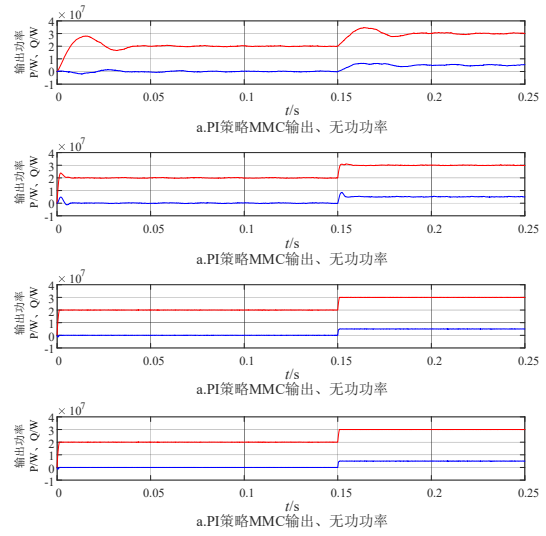


图15 全过程各控制策略下的功率波形

6 结论

为提升 MMC 系统的动态性能，本文提出了一种基于两相静止坐标系的自适应滑模控制策略。该策略简化了控制复杂度，实现了 MMC 预启动与暂态切换的精确控制，抑制了系统预启动超调至准 PR 策略 70%，改善了系统的暂态响应与稳态误差，将暂态时间缩短至准 PR 策略约 10%，降低 THD 约 20%。通过 Simulink 仿真验证，本文的主要贡献总结如下：

- 1) 基于两相静止坐标系设计控制策略，减少了传统控制策略的解耦问题，无需锁相环、Park 及反 Park 变换，简化了系统控制复杂度。
- 2) 引入改进滑模面与改进趋近率，建立自适应滑模控制策略，可抑制系统超调，提升交流测响应速度，同时改善控制目标的抖振现象。

然而，受实验平台和研究周期限制，本文尚未完成实物或半实物实验验证。后续将结合

半实物实验平台, 基于高电平 MMC 对所提控制策略进行进一步验证, 以增强研究结论的工程说服力。

参考文献

- 1 Muhammad F, Rasheed H, Spier D W, Prieto-Araujo E, Gomis Bellmunt O. Control design and fault handling performance of MMC for MMC-based DC distribution system[J]. IEEE Access, 2022, 10: 126695–126711.
- 2 Zhou J et al. Design and control of power fluctuation delivery for cell capacitance optimization in multiport modular solid-state transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1412–1427.
- 3 Zhang J et al. A modular multilevel converter station with multiple MVac ports[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 8655–8665.
- 4 郑通,王奎,郑泽东,等.基于 MMC 拓扑的电力电子变压器研究综述 [J]. 中国电机工程学报,2022,42(15):5630-5649.
- 5 陈继开,李林,张程,等.不对称电网电压下 MMC-HVDC 系统控制优化方法 [J]. 电网技术,2020,44(09):3525-3532.
- 6 江畅,程启明,马信乔,等.不平衡电网电压下基于模块化多电平变流器的统一电能质量调节器的微分平坦控制[J].电工技术学报,2021,36(16):3410-3421.
- 7 刘亨铭,江畅,程启明,等.不平衡电网下基于无源控制的 MMC-UPQC 电能质量综合治理研究[J].高电压技术,2021,47(04):1344-1355.
- 8 薛花,田广平,扈曾辉,等.电网不平衡下模块化多电平变换器无源一致性控制方法 [J]. 电力系统自动化,2022,46(03):85-95.
- 9 程启明,孙伟莎,程尹曼,等.电网电压不平衡条件下 MMC 的基于 Lyapunov 函数非线性控制策略[J].高电压技术,2019,45(12):3984-3992.
- 10 张建坡,赵成勇,敬华兵.比例谐振控制器在 MMC-HVDC 控制中的仿真研究 [J]. 中国电机工程学报,2013,33(21):53-62.
- 11 宋平岗,董辉,刘武,等.基于滑模控制理论的 MMC-MTDC 自适应下垂控制策略 [J]. 电源学报,2017,15(05):100-107.
- 12 张天艺,王跃,李润田,等.基于滑模状态反馈精确线性化的 MMC-STATCOM 非线性智能控制策略[J].电网技术,2025,49(07):2938-2949.
- 13 柯顺超,朱淼,陈阳,等.基于 MMC-UPFC 无源性滑模变结构控制的电网不平衡治理策略[J].高电压技术,2020,46(03):1078-1086.
- 14 程启明,李剑辉,赖宇生,等.非理想条件下基于 MMC 的电力电子变压器的无源滑模控制策略[J].高电压技术,2023,49(04):1556-1566.
- 15 孙伟莎,程启明,程尹曼,等.不平衡电网电压下 MMC 滑模变结构控制策略 [J]. 太阳能学报,2020,41(09):310-317.
- 16 黄祖繁,周建萍,茅大钧,等.不平衡电网电压下 MMC-UPQC 的无源超螺旋二阶滑模控制策略[J].控制与决策,2024,39(05):1487-1497.
- 17 杨旭红,袁春,钱峰伟,等.电网不平衡下基于 MMC 的分数阶积分滑模控制策略研究[J].电力科学与技术学报,2024,39(05):226-234.
- 18 潘子迅,杨晓峰,赵锐,等.不平衡电网下模块化多电平换流器的直流环流均衡策略 [J]. 电工技术学报,2024,39(02):541-553.
- 19 梁营玉,张涛,刘建政,等.不平衡电网电压下模块化多电平换流器的环流抑制策略 [J]. 电工技术学报,2016,31(09):120-128.
- 20 杨晓峰,李泽杰,郑琼林.基于虚拟阻抗滑模控制的 MMC 环流抑制策略 [J]. 中国电机工程学报,2018,38(23):6893-6904+7123.
- 21 Nguyen T H, Nguyen T T, Nguyen V Q, Le K M, Tran H N, Jeon J W. An adaptive sliding-mode controller with a modified reduced-order proportional integral observer for speed regulation of a permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 7181-7191.

作者简介

周荔丹：女，1973 年 12 月生，副研究员。研究方向为电力电子在电力系统中的应用，多能耦合微电网。

赵东方：男，2001 年 5 月生，硕士。研究方向为海上风电运行于控制，MMC 控制。

模块化多电平谐振直流变换器 宽电压双向功率高效控制方法研究

High-Efficient Bidirectional Power Control of Modular Multilevel
Resonant DC-DC Converter Under Wide Voltage Range Applications

浙江大学 张笑生, 盛景, 陈心远, 杨贺雅, 向鑫, 李武华

Email: zhangxiaosheng@zju.edu.cn

摘要：基于模块化多电平结构的直流变换器(MMDC)凭借其功率扩展便捷、调控方式灵活、能量转换高效等突出优势,已成为中压直流配场景中直流变换器的优选实现方案之一。本文针对新能源接入、储能互联等场景中直流变换装备的宽电压范围适配、功率双向流动核心需求,提出了一种适用于双向模块化多电平谐振直流变换器(BMMRDC)的宽电压范围双向功率控制方法。首先深入剖析了BMMRDC拓扑的电压/功率增益传递特性,揭示了仅采用调频单参数控制在宽电压范围运行中存在的增益范围覆盖不足、运行频率设计困难、变换效率低下等固有局限性。进一步地,发掘了模块化多电平拓扑投入子模块控制自由度,在此基础上,提出了融合投入子模块数粗调与开关频率精调的双自由度双环功率控制策略,其中投入子模块数调节用于拓展变换器整体电压增益范围,实现宽电压区间的分级适配,开关频率调节用于实现窄电压区间内功率的连续双向精准调节。此外,本文给出了所提双环控制方法的谐振参数、调制参数与控制参数的系统化设计原理及方法,保障了宽电压全功率范围下的原副边功率器件软开关,有效提升了变换器在宽电压工况下的运行效率。最后,基于PLECS仿真平台进行了10kV输入400~800V输出仿真分析,并搭建了缩比原理样机进行了实验验证。

Abstract: Modular multilevel resonant DC-DC converters (MMDC) are recognized as promising candidates for medium-voltage DC distribution systems, due to flexible power scalability, diversified control flexibility and high conversion efficiency. To meet the demands of wide voltage adaption and bidirectional power flow in renewable energy and energy storage integration applications, this paper proposes a wide-voltage-range bidirectional power control strategy for a bidirectional modular multilevel resonant DC-DC converter (BMMRDC). Firstly, the voltage/power gain characteristics of the BMMRDC are analyzed, and the inherent drawbacks of conventional single-frequency modulation under wide-voltage operation are revealed, including limited voltage gain range, complicated parameter design and degraded efficiency. By utilizing the extra control freedom provided by adjusting the number of continuously inserted submodules, a dual-degree-of-freedom dual-loop control strategy is developed, which integrates coarse voltage regulation via submodule number adjustment and fine power regulation via switching frequency variation. In detail, regulating the number of inserted submodules extends the overall voltage gain range of the converter to realize graded adaptation over wide voltage intervals, while switching frequency adjustment enables continuous and precise bidirectional power regulation within narrow voltage ranges. Furthermore, systematic design principles and procedures for resonant, modulation, and control parameters of the proposed dual-loop control method are provided, which ensure full-range soft switching of power devices on both primary and secondary sides under wide voltage fluctuations, thereby significantly enhancing the converter efficiency over wide operating conditions. Finally, simulation verification is performed on the PLECS platform with a 10kV input and 400~800V output specification, and a scaled-down laboratory prototype is established for experimental validation.

关键词：模块化多电平谐振直流变换器；宽电压范围；双向功率控制；软开关

Keywords: modular multilevel resonant DC-DC converter; wide voltage range; bidirectional power control; soft switching

1 引言

在“双碳”目标与新型电力系统建设的双重驱动下,光伏、风电等新能源正在规模化、高比例接入,大规模新能源并网的需求持续攀升。直流汇集技术凭借着变换环节少、传输损耗低、适配性强的优势,成为了新能源汇集送出的优选方案^[1-2]。与此同时,随着电动汽车充电、数据中心、电化学储能等直流型负荷与储能装置快速普及,负荷侧直流化特征日益凸显。源、荷双侧的直流化发展趋势相互契合,共同推动中压直流配电从理论研究走向工程示范,成为适配新能源就地消纳、多类型直流负荷高效接入、多电压等级电网互联的新型配电架构^[1,3]。

中压直流变换器是衔接不同电压等级直

流母线、实现功率高效传输与能量灵活管控的核心枢纽装备^[4]。随着中压直流配电网向多电压等级互联、源荷双向互动、新能源波动接入演进,中压直流变换器面临着功率双向流动与宽电压范围适配的双重刚需。例如,光伏和储能的端口电压波动范围可达50%~100%,宽电压范围的双向功率高效变换颇具挑战^[5-6]。因此,研究宽电压范围、功率双向中压直流变换器的拓扑与控制技术是突破中压直流配电网核心装备瓶颈、推动直流配电技术实用化的研究重点。

低压直流变换器在拓扑与控制上已趋于成熟,但受限于功率器件耐压与通流能力,单一器件与低压拓扑无法满足中压场景的电压应力与容量要求^[7-8]。为突破低压方案的耐压

与容量限制,多种中压适配技术路线应运而生。其中,器件串联方案通过器件直连提升耐压等级,但受器件静态参数离散性与动态开关特性差异影响,该方案器件静态与动态均压控制难度大,易出现器件电压失衡、可靠性降低等问题,在大容量中压场景下实用性受限^[9]。以输入串联输出并联(Input Series Output Parallel, ISOP)拓扑为代表的模块化组合方案,通过将多个低电压、小功率的直流变换器作为模块单元,多模块串并联以扩展电压与功率等级,可实现模块间均压均流控制^[10-11]。但 ISOP 拓扑中低压侧器件数量多,且需配置多台隔离变压器,绝缘设计复杂,致使装备体积庞大,功率密度低下。

近年来,基于模块化多电平变换器(Modular Multilevel Converter, MMC)的直流变换器方案凭借其模块化子模块级联结构,具有易于升压扩容、冗余容错能力强、控制自由度多等显著优势,可灵活适配不同电压等级,成为中压大容量直流变换的主流拓扑方案之一。相比 ISOP 方案的分布式隔离变压器,模块化多电平直流变换器采用了集中式中高频变压器,绝缘设计大大简化,有利于提高功率密度,且更易于生产制造^[5]。目前已有大量文献提出了适用于直流配电网的模块化多电平直流变换器拓扑结构,如双有源桥结构和谐振型结构等^[12-13]。双有源桥结构受限于拓扑自身的限制,存在较大的器件关断损耗。而谐振型结构将谐振单元与模块化多电平拓扑融合,兼具多电平高压适配与谐振软开关高效特性,可实现原副边开关器件零电压开通/零电流关断,大幅降低开关损耗,提升变换效率,成为中压高效直流变换的优选拓扑结构^[5]。

现有研究围绕模块化多电平谐振直流变换器(Modular Multilevel Resonant DC-DC Converter, MMRDC)的拓扑构建、调制策略与控制策略等开展了研究探索,展现了 MMRDC 在中压场景下实现高效直流变换的突出潜力。文献[14-15]分别提出了两种结合 MMC 和 LLC 结构的模块化多电平谐振直流变换器拓扑。针对 MMRDC 的调制策略,文献[16]提出了优化非对称梯形波(ATW)调制策略,通过分别调节上升、下降沿占空比,降低在宽负载、宽电压范围下的电流应力,以改善传统准方波调制下 MMRDC 轻载与宽电压工况的大电流应力及无功功率问题;文献[17]提出了定频“K+D”调制策略,输出电压过冲

可得到显著抑制,软开关特性也可大幅提升。针对 MMRDC 的电压和功率控制策略,文献[18]提出了通过调频、变调制比等方式实现电压增益调节的宽电压范围单向功率控制方法,但该拓扑及控制方法只针对单向功率传输场景。文献[19]将拓扑低压侧不控整流桥替换为由全控器件组成的可控整流全桥,得到双向模块化多电平谐振直流变换器拓扑,并引入功率移相角概念,通过调频实现功率的双向调节。但该单一调频控制方法在应对电压宽范围变化的应用场景下存在电路参数设计难、运行效率低下等瓶颈问题。

针对上述不足,本文以双向模块化多电平谐振直流变换器(Bidirectional Modular Multilevel Resonant DC-DC Converter, BMMRDC)为研究对象,聚焦宽电压范围、双向功率运行场景下的调控难题,提出了基于开关频率与投入子模块数双自由度协同的宽电压范围双向功率控制方法。首先分析 BMMRDC 拓扑调频功率控制方法的基本原理及其电压/功率增益传递特性,揭示仅采用调频单参数控制在宽电压范围运行中存在的局限性。进而引入投入子模块数调节用于拓展变换器整体电压增益范围,实现宽电压区间的分级适配,而开关频率调节用于实现窄电压区间内功率的连续双向精准调节。并通过系统参数联合优化设计实现 BMMRDC 多工况灵活切换、宽范围增益调节和全工况器件软开关,提升变换器在宽电压范围双向功率流动下的运行效率,为提升中压直流配电网核心装备的性能提供理论支撑与技术方案。

2 运行原理与调制方法

2.1 基本运行原理与调制方法

将传统的低压半桥 LLC 谐振变换器中的半桥开关器件替换为级联半桥子模块链,可得到一种融合了模块化多电平电路(MMC)与 LLC 谐振电路的新型拓扑,即模块化多电平谐振直流变换器(MMRDC)。同时将 MMRDC 低压侧的不控整流全桥电路替换为由绝缘栅双极型晶体管(IGBT)构成的可控全桥电路,即可得到能够实现功率双向流动的双向模块化多电平谐振直流变换器(BMMRDC)。BMMRDC 的典型拓扑如图 1 所示,该拓扑主要由中压侧模块化多电平电路、LLC 谐振电路与低压侧可控全桥电路三部分构成。

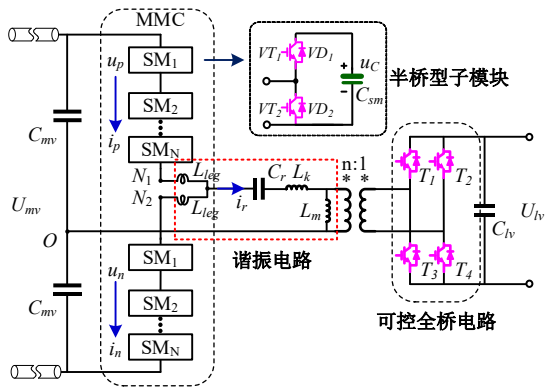


图1 双向模块化多电平谐振直流变换器拓扑

其中模块化多电平电路由对称的上、下两个桥臂组成，每个桥臂包含 N 个相同的半桥型子模块 $SM_1 \sim SM_N$ 和一个桥臂电感 L_{leg} 。半桥型子模块由两个 IGBT 与一个子模块电容 C_{sm} 组成，通过控制两个 IGBT 的导通与关断来决定 C_{sm} 的投入与切除状态。模块化多电平电路通过控制子模块投切，将中压侧直流电压 U_{mv} 逆变为交流电压 u_{ac} ，施加在 LLC 谐振电路两端。LLC 谐振电路由桥臂等效电感 L_{leg} 、谐振电容 C_r 、变压器漏感 L_k 和励磁电感 L_m 组成。交流电压经过中高频隔离变压器传递到低压侧，再由可控全桥电路整流为低压侧直流电压。可控全桥电路由四个 IGBT 器件 $T_1 \sim T_4$ 构成，通过与模块化多电平电路协同通断控制，实现变换器功率的双向流动。

由于该拓扑中模块化多电平电路逆变后的交流电压属于中间环节，因此无需采用 MMC 中低谐波的正弦波调制方式，而是采用准方波调制策略。在准方波调制下，MMC 电路的驱动信号与电压电流的典型波形如图 2 所示。上、下桥臂子模块互补进行投入和切除，模拟半桥结构输出中高频准方波电压注入 LLC 谐振腔，并且同一桥臂内相邻投切子模块之间存在微小相位差。准方波调制能够提高电压利用率，同时降低桥臂子模块投切过程的电压变化率（ dv/dt 应力）。低压侧可控全桥电路配合模块化多电平电路协同调控，实现变换器能量的双向流动和功率器件的软开关。

结合图 2 波形分析变换器运行过程，其中桥臂电流与谐振电流正方向如图 1 中箭头标注所示：

1) 在 t_1 时刻，当模块化多电平电路下桥臂子模块完全投入、上桥臂子模块完全切除时，注入谐振电路的准方波电压为正。低压侧可控全桥电路中 IGBT 器件状态为 T_1 与 T_4 导通、

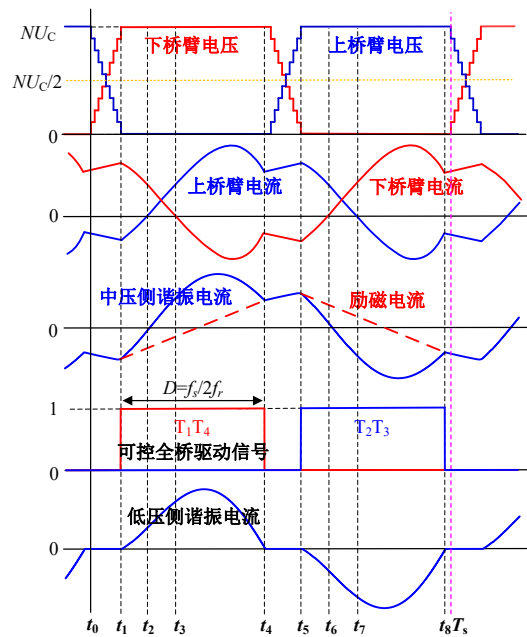


图2 MMC 的驱动信号与电压电流的典型波形

T_2 与 T_3 关断，由于励磁电感 L_m 两端电压受到低压侧电压的钳位，因此不参与谐振，此阶段为谐振电容 C_r 和变压器漏感 L_k 参与的 LC 谐振模式。此时中压侧谐振电流 i_r 向正方向增大变化，低压侧谐振电流 i_{r2} 从 0 开始增大。由于低压全桥中器件 T_1 与 T_4 导通时电流在 0 附近，因此可实现全桥电路器件的零电流导通（Zero Current Switching on, ZCS on）。

2) 在 t_2 时刻，上桥臂电流由负增大到 0，之后电流方向变为正，并逐渐增大。在此前上桥臂子模块由投入变为切除时，上桥臂电流为负，对于半桥型子模块来说，负向的电流可以通过子模块下管的并联二极管续流。而在 t_2 时刻上桥臂电流接近于 0，由此可实现子模块下管 IGBT 的零电压导通（Zero Voltage Switching on, ZVS on）及其反并联二极管的零电流关断（Zero Current Switching off, ZCS off）。

3) 在 t_3 时刻，下桥臂电流由正减小到 0，之后电流方向变为负，并逐渐减小。与 2) 的软开关分析类似，在此前下桥臂子模块由切除变为投入时，下桥臂电流为正，正向的电流可以通过子模块上管的并联二极管续流。由此 t_3 时刻可实现子模块上管 IGBT 的 ZVS on 及其反并联二极管的 ZCS off。

4) 经过半个谐振周期后， t_4 时刻低压侧谐振电流衰减至 0，此时全桥电路 T_1 与 T_4 关断，实现全桥电路器件的零电流关断 ZCS off， T_2 与 T_3 继续保持关断。励磁电感 L_m 两端电压不

再被低压侧电压钳位，此阶段为谐振电容 C_r 、变压器漏感 L_k 和励磁电感 L_m 共同参与的 LLC 谐振模式。由于变压器励磁电感 L_m 远大于漏感 L_k ，LLC 模式的谐振频率 f_r 远大于主谐振频率 f_n ，因此中压侧谐振电流在此阶段变化不明显。

5) 进入下半个开关周期， t_5 时刻上桥臂子模块完全投入、下桥臂子模块完全切除时，准方波电压为负。此时低压侧可控全桥电路中 IGBT 器件 T_2 与 T_3 实现零电流导通 ZCS on、 T_1 与 T_4 保持关断，低压侧谐振电流从 0 开始反向增大。由于 MMC 电路上、下桥臂对称，因此运行过程与前半个周期类似，不再赘述。

综上，该调制方式可实现模块化多电平电路中子模块开关器件的全域软开关。同时，低压侧可控全桥电路的 IGBT 器件均在电流接近 0 时完成开关动作，近似零电流开关，有利于降低变换器整体损耗、提高效率。拓扑中各子模块开关器件与低压全桥开关器件的软开关实现情况如表 1 所示。

表 1 BMMRDC 拓扑中器件软开关状态

	器件	软开关行为
中压子模块	VT_1	ZVS 开通
	VD_1	ZCS 关断
	VT_2	ZVS 开通
	VD_2	ZCS 关断
低压全桥	$T_1 \sim T_4$	ZCS 开通
		ZCS 关断

2.2 拓扑增益分析与调频的功率控制方法

BMMRDC 利用谐振原理，可通过调节模块化多电平电路的开关频率，改变注入谐振腔的交流准方波的频率，从而重塑谐振电路的电压增益，实现功率的流向和大小控制。BMMRDC 拓扑各单元的电压增益如图 3 所示，由此可以得出中压侧电压 U_{mv} 与低压侧电压 U_{lv} 的关系如式 (1) 所示。

$$\frac{U_{lv}}{U_{mv}} \approx \frac{1}{2} \cdot G(f_s) \cdot \frac{1}{n} \quad (1)$$

其中， $G(f_s)$ 为 LLC 单元的增益， n 为隔离变压器的变比。

谐振电路部分的增益是 BMMRDC 变换器整体增益的核心组成部分。BMMRDC 通过调节变换器开关频率的功率控制方法，其实现原理与低压半桥 LLC 谐振电路相似，其中

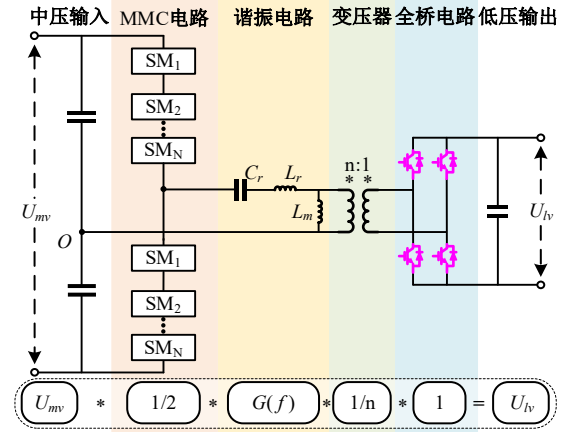


图 3 BMMRDC 各单元的电压增益

LLC 单元的电压增益表达式可表示为

$$G(Q, \lambda, f_n) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2)$$

$$\begin{cases} f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \\ f_n = f_s / f_r \\ Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{eq}} \\ \lambda = L_r / L_m \end{cases} \quad (3)$$

其中， f_r 为 LLC 主谐振频率，由谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 共同决定； f_n 为归一化开关频率； Q 为品质因数，与谐振腔参数及等效负载 R_{eq} 相关； λ 为电感系数，表征谐振电感 L_r 与励磁电感 L_m 的比值关系。

当 LLC 谐振单元电感系数 $\lambda=0.3$ 时，不同品质因数 Q 对应不同负载工况下的增益曲线如图 4 所示。变换器的开关频率范围选在谐振频率 f_r 附近，在图中所示的开关频率区间内，随着开关频率的增加，谐振电路的电压增益单调递减。

当中压侧直流电压 U_{mv} 和低压侧直流电压 U_{lv} 一定时，通过调节变换器开关频率，改变谐振电路的电压增益大小，从而实现变换器功率方向和大小的控制。当由中压侧流向低压侧的正向功率需要减小或由低压侧流向中压侧的反向功率需要增大时，增大变换器开关频率使谐振电路增益减小，从而使更多的功率由低压侧流向中压侧。

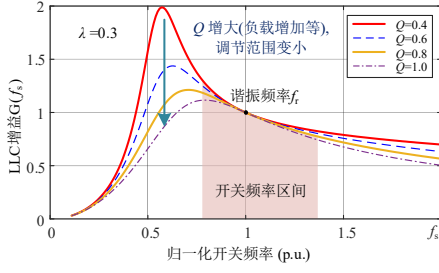


图 4 LLC 谐振单元的典型增益曲线

然而，通过调节开关频率的功率控制方法存在调节范围限制。结合图 4 的增益曲线，变换器的开关频率不宜过高：随着开关频率升高，增益曲线斜率变缓，变换器通过调节工作频率改变增益的能力大幅减弱；而当开关频率高于主谐振频率 f_r 时，LLC 谐振电路将退化为 LC 谐振模式，谐振电流不再出现归零阶段，导致变压器原边出现过高的电压变化应力、桥臂电感承受高电压应力等不良影响，低压侧全桥 IGBT 也将失去零电流关断能力。

同时，变换器开关频率也不宜过低：当最小开关频率 $f_{\min}$ 小于增益最大值所对应的频率时，工作频率范围内增益曲线不再保持单调变化特性，不利于变换器闭环控制设计。此外，过宽的开关频率范围对谐振电路参数与变压器优化设计带来挑战。

综上，受限于开关频率的可调范围，传统调频控制方法下的增益调节能力难以满足宽低压侧电压范围与双向功率传输的双重需求。

3 双自由度组合宽电压范围双向功率控制方法

3.1 基于投入子模块数调节的增益调节方法

基于 BMMRDC 拓扑的 MMC 单元具有子模块串联结构的特性，可通过在每个开关周期内分别在上、下桥臂增加 K 个投入子模块，从而在不改变拓扑硬件结构的基础上灵活改变模块化多电平电路部分的增益^[18]，具体实现方式如图 5 所示。

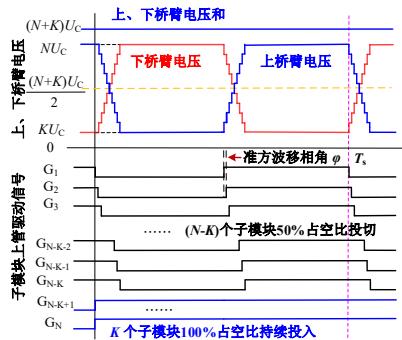


图 5 调节投入子模块数的调制方法

在常规的准方波调制下，一个桥臂的子模块半个周期全部投入，半个周期全部切除；在增加 K 个投入子模块后，以每个桥臂包含 N 个子模块为例，模块化多电平电路桥臂的调制变为半个周期 N 个子模块全部投入，半个周期 K 个子模块投入。此时，中压侧电压 U_{mv} 与子模块电容电压 u_c 的关系可表示为：

$$U_{mv} = (N + K) \cdot u_c \quad (4)$$

此处假设子模块均压算法效果显著，各个子模块的电容电压保持均衡状态。

注入谐振腔的准方波电压幅值可通过上桥臂电压 u_p 与下桥臂电压 u_n 的关系表示为：

$$\begin{aligned} u_{ac} &= \left| \frac{1}{2} (u_n - u_p) \right| = \frac{1}{2} (N - K) \cdot u_c \\ &= \frac{1}{2} \frac{N - K}{N + K} \cdot U_{mv} \end{aligned} \quad (5)$$

因此，MMC 单元的增益 $M(K)$ 可进一步推导为：

$$M(K) = \frac{u_{ac}}{U_{mv}} = \frac{1}{2} \frac{N - K}{N + K} \quad (6)$$

与式 (1) 相比，增加 K 个投入子模块后，拓扑的整体增益可表示为：

$$\frac{U_{lv}}{U_{mv}} \approx \frac{1}{2} \frac{N - K}{N + K} \cdot G(f_s) \cdot \frac{1}{n} \quad (7)$$

为直观展示该调节方式的效果，以每个桥臂包含 18 个子模块为例进行分析：MMC 单元的初始增益 $M(0)$ 为 0.5；当投入子模块数增加 5 个后，MMC 单元调节后的增益 $M(5)$ 降至 0.283。不同 K 值下 $M(K)$ 的具体变化情况如表 2 所示。该控制方法通过引入调节投入子模块数这一新的控制自由度，有效扩大了增益调节范围；此外 MMC 单元的增益调节与原有 LLC 单元的增益调节控制相互独立，这为实现低压侧电压与功率的独立精准控制提供了可能性。

表 2 投入子模块数 K 与 MMC 增益 $M(K)$ 的对应关系

每个桥臂包含 18 个子模块， 在每个开关周期增加 K 个投入子模块						
K	0	1	2	3	4	5
$M(K)$	0.5	0.447	0.4	0.357	0.318	0.283

在控制方法中引入调节投入子模块数后，拓扑的增益变化范围得到了显著拓展，能够满足双向功率流动和宽电压范围的应用需求。在实际控制过程中，只需要确保高增益控

制组合能够满足低压侧高电压、正向额定功率的工况，低增益控制组合能够满足低压侧低电压、负向额定功率的工况，即增益调节范围完整覆盖所有额定工况，即可通过简单的闭环控制实现拓扑的稳定运行。当工况发生变化，如低压侧电压降低或正向功率减小时，首先调节使变换器开关频率升高，通过降低谐振单元增益来适配工况改变；当开关频率达到预设开关频率范围最大值时，投入子模块数 K 自动增加 1，同时主动将开关频率 f_s 调节至最小开关频率 $f_{\min}$ ；持续进行这一闭环调节过程，直到采样的低压侧电流和功率满足控制要求。

3.2 开关频率+投入模块数双环功率控制方法

然而，这种简单的连续调节闭环控制方案存在明显缺陷：一方面，当工况发生较大幅度变化时，调节过程需逐级推进，导致系统响应速度较慢；另一方面，变换器拓扑的整体增益由 MMC 单元的增益与 LLC 谐振单元的增益组合构成，这意味着在某一特定工况下，拓扑的增益控制可能包含 MMC 单元与 LLC 谐振单元的多种不同组合，即变换器的稳定工作点可能并不唯一，不利于拓扑控制方法的优化设计。为解决这些问题，本文提出一种适用于双向模块化多电平谐振直流变换器在宽电压范围应用下的双自由度双环功率控制方法。

所提出的双自由度双环功率控制方法的控制结构如图 6 所示，该双环控制方法包含前馈控制环与反馈控制环两个核心环节：前馈控制环通过采集低压侧电压信号，动态计算并控制模块化多电平电路的投入子模块数 K ，调节模块化多电平电路的电压增益 $M(K)$ ，将低压侧宽电压范围分区缩窄为窄电压区间，为反馈控制环的精准调节创造条件。同时，在当前开关周期与上一个开关周期中上桥臂或下桥臂投入的子模块个数 K 发生改变时，前馈控制环会调节变换器的开关频率，以平衡变换器增益的阶跃变化，减小低压侧电流过冲。具体而言，若当前开关周期内上桥臂或下桥臂投入的子模块个数比上一个开关周期内上桥臂或下桥臂投入的子模块个数多，则前馈控制环将变换器的开关频率调节至预设最小开关频率，以平衡变换器增益的阶跃减小。随后由闭环反馈控制连续调节开关频率直到达到稳态。反馈控制环通过采样低压侧电流信号，结合设定功率与实际功率的偏差，通过比例积分（PI）闭环控制算法动态调节变换器开关频率 f_s ，改变谐

振电路增益 $G(f_s)$ ，实现低压侧电流的精细控制。

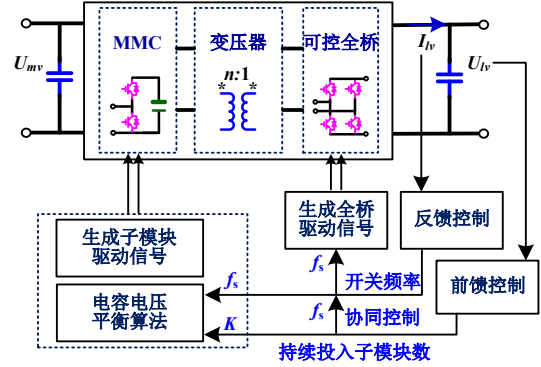


图 6 两自由度组合双环功率控制方法

在前馈控制环作用确定投入子模块个数 K ，反馈控制环作用确定开关频率 f_s 后，控制系统将通过子模块电容电压平衡算法选择确定上桥臂或下桥臂投入子模块序号，进而生成上桥臂和下桥臂中各子模块的驱动信号。本控制系统中所采用的子模块电容电压平衡算法为图 7 所示的双排序动态均压策略。

该算法通过对子模块电容电压的两个指标分别进行排序：一是当前周期各子模块实时电容电压 v_c ，二是上一周期子模块电容电压的变化量 Δv_c ，并依据排序结果建立优先级匹配机制，即将上一周期电容电压增量 Δv_c 最大的驱动信号，优先分配给当前周期电容电压 v_c 最小的子模块，通过动态调整子模块投切顺序，实现全工况下子模块电容电压的均衡控制。

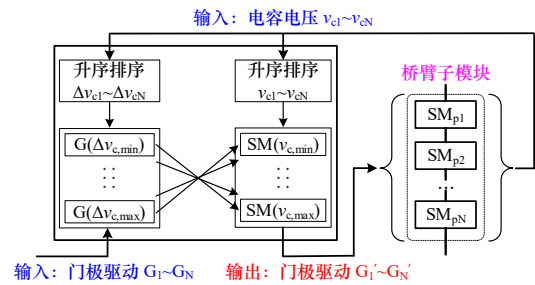


图 7 双排序子模块电容电压平衡算法

同时，控制系统基于确定的开关频率 f_s 生成低压侧可控全桥电路中各 IGBT 器件的驱动信号，使可控全桥电路与模块化多电平电路保持同步通断。这种协同控制模式既保证了功率在中压侧与低压侧之间的双向顺畅流动，又确保了 IGBT 器件在电流过零区间完成开关动作，全程维持软开关特性，最终实现宽电压范围、双向功率的连续平滑调控，有效提升了变换器的运行效率与稳定性。

在该控制策略中，不同的低压侧电压范围对应固定的投入子模块数 K ；一旦 K 值确定，

低压侧电压范围也随之固定。此时，通过基于功率的闭环控制调节变换器开关频率，即可实现窄范围下的功率精确控制，调频功率控制方法部分与上一节所述的基本双向功率控制方法保持一致。

3.3 双环功率控制方法参数设计

所提双环控制方法的参数设计流程如下：第一步，根据实际应用场景的中压等级和低压等级，合理确定变压器变比；第二步，确定每个 MMC 桥臂的子模块数，并精确计算增加 K 个投入子模块对拓扑增益的影响；第三步，结合拓扑特性与应用需求，确定谐振频率和开关频率调节范围；第四步，设计谐振电感和谐振电容的参数，在此过程中需确保通过调节开关频率，能够有效抵消因增加投入子模块数带来的增益阶跃变化；最后，通过仿真与实验验证设计参数是否能够完整覆盖所需工况，确保控制方法的适用性与可靠性。

该控制方法中不同的低压侧电压范围对应于固定的投入子模块数 K ，其中 K 值的选取方法如下：

将模块化多电平直流变换器的低压侧电压设定范围划分为多个电压值区间，其中 $U_k(a)$ 为 K 等于 a 时的电压值区间的下限值。当前馈控制环采集的低压侧电压信号 U_{lv} 处于 $U_k(a)$ 和 $U_k(a-1)$ 之间时，此时 K 值为 a

$$U_k(a) < U_{lv} \leq U_k(a-1) \quad (8)$$

$U_k(a)$ 的取值方法如下：当低压侧电压 U_{lv} 大于中压侧电压 U_{mv} 经过变压器的变压比 n 后的一半时， K 值取 0，此时模块化多电平电路的电压增益为 $M(K)=1/2$ ，同时应该为功率由低压侧流向中压侧时的电流控制留有一定余量 b ， b 根据工程应用中电压余量设定，即 b 为预设的电压余量，典型值为 10V，即

$$U_k(0) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot U_{mv} + b \quad (9)$$

$U_k(a)$ 满足以下关系式

$$U_k(a) = U_k(a-1) \cdot \frac{M(a)}{M(a-1)} = \frac{N-a}{N+a} \cdot U_k(0) \quad (10)$$

其中， $U_k(a)$ 为第 $a+1$ 个电压值区间中的低压侧电压下限值， a 为整数且 $0 \leq a \leq N$ ， $M(a)$ 为模块化多电平电路的电压增益，如式(6)所示。

为了避免由于低压侧电压波动、采样精度等原因引起的前馈控制波动，造成频繁切换，带来阶跃冲击，需要在所设计的低压侧电压范围区间边界值引入滞环设计。引入滞环设计后，原来的电压区间边界值 $U_k(a)$ 分别变为上升边界 $U_{k-rise}(a)$ 和下降边界 $U_{k-fall}(a)$ 。由于谐振单元增益调节设计范围为大于 1 部分，变换器可通过降频来应对低压侧电压升高，因此将原设计的低压侧电压区间边界 $U_k(a)$ 作为下降边界 $U_{k-fall}(a)$ ，上升边界 $U_{k-rise}(a)$ 在下降边界的基础上额外增加滞环值 d 。引入滞环值 d 后， $U_k(0)$ 的取值调整为：

$$U_{k-fall}(0) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot U_{mv} + b \quad (11)$$

$$U_{k-rise}(0) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot U_{mv} + b + d \quad (12)$$

$U_k(a)$ 的关系表达式调整为：

$$U_{k-fall}(a) = \frac{N-a}{N+a} \cdot U_{k-fall}(0) \quad (13)$$

$$U_{k-rise}(a) = \frac{N-a}{N+a} \cdot U_{k-fall}(0) + d \quad (14)$$

当前馈控制环采集的低压侧电压信号 U_{lv} 处于 $U_{k-fall}(a)$ 和 $U_{k-rise}(a-1)$ 之间时，此时 K 为 a

$$U_{k-fall}(a) < U_{lv} \leq U_{k-rise}(a-1) \quad (15)$$

引入滞环设计后的投入子模块数切换区间示意图如下：

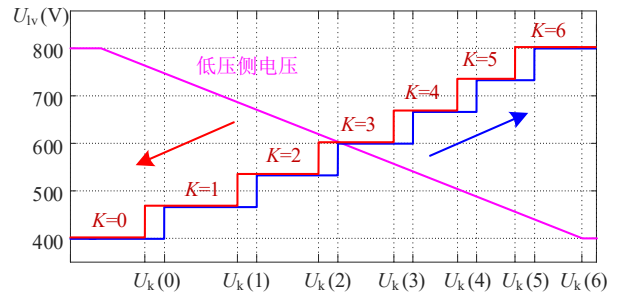


图 8 考虑滞环设计的投入子模块数切换区间图

针对中压侧电压 10kV、低压侧电压 400~800V、功率范围 100kW~100kW 的样机，该控制方法的典型设计方案如表 3 所示。其中，LLC 单元的谐振频率 f_r 设定为 10kHz，开关频率 f_s 的调节范围为 7kHz~10kHz；每个桥臂包含 18 个子模块，投入子模块数 K 的取值范围为 0~6；隔离变压器的变比设计为 6.7。

表 3 宽范围输出控制方法的典型设计方案

桥臂投入 子模块数 K	低压侧电压 范围	高增益工况	低增益工况
		最大开关频率 /kHz	最小开关频率 /kHz
0	760~800V	800V/+100kW	760V/-100kW
		8.5	10
1	680~760V	760V/+100kW	680V/-100kW
		7.7	9.6
2	610~680V	680V/+100kW	610V/-100kW
		7.7	9.6
3	545~610V	610V/+100kW	545V/-100kW
		7.6	9.6
4	490~545V	545V/+100kW	490V/-100kW
		7.6	9.5
5	440~490V	490V/+100kW	440V/-100kW
		7.4	9.5
6	400~440V	440V/+100kW	400V/-100kW
		7.2	9.5

该双环控制方法充分利用了 BMMRDC 拓扑的结构特性,与仅调节开关频率的功率控制方法相比,能够在实现双向功率稳定控制的基础上,良好地适应 400V~800V 的宽电压范围变化。此外,该方法将开关频率调节范围严格控制在 7kHz-10kHz 的窄区间内,这一设计不仅有利于降低磁性元件的设计难度,还能提升输出滤波效果,为中压应用场景中的硬件设计提供了便利。

4 仿真与实验验证

为全面验证所提出的宽电压范围双环功率控制方法的正确性与有效性,本节在 Plexim/PLECS 仿真平台上搭建了仿真模型进行仿真验证,并在实验室 BMMRDC 低压样机上开展实验验证。

4.1 仿真结果

仿真模型的关键参数如表 4 所示,仿真验证过程中每个桥臂包含 18 个子模块,中压侧电压恒定为 10kV,低压侧电压调节范围为 400V~800V,最大输出功率设定为 ± 100 kW。

图 9 所示为功率 100kW 由中压侧传向低压侧时的仿真稳态波形图。此时中压侧电压为 10kV、低压侧电压为 540V、投入子模块数 K 为 4。由仿真波形可见,当下桥臂子模块投入

表 4 仿真模型与实验样机的关键参数

参数	仿真模型	实验样机
中压侧直流电压	10kV	1000V
低压侧直流电压	400~800V	300~600V
额定输出功率	-100~100kW	-10~10kW
单个桥臂子模块个数 N	18	18
桥臂电感	500 μ H	500 μ H
变压器变比	6.7:1	1:1
变压器漏感	600 μ H	78 μ H
变压器励磁电感	4mH	5.23 μ H
谐振电容	422nF	3.22 μ F
谐振频率	10kHz	10kHz

时中压侧电压为正,子模块切除时电流为负,符合前述的软开关条件,因此可以实现中压侧子模块中上、下管 IGBT 的 ZVS on 及其反并联二极管的 ZCS off。低压侧的全桥器件均在谐振电流为零附近进行开通与关断,因此可实现低压侧器件的 ZCS on 和 ZCS off。

图 10 所示为中压侧电压固定为 10kV、低压侧电压固定为 600V、输出功率从 100kW 逐步变化至 0 再变化至 -100kW 时的动态切载工作波形。在所提双环功率控制方法下,投入子模块数 K 保持为 3,闭环控制的频率调节响应迅速,响应时间小于 15ms,充分体现了该控制方法在功率调节方面的快速性与稳定性。

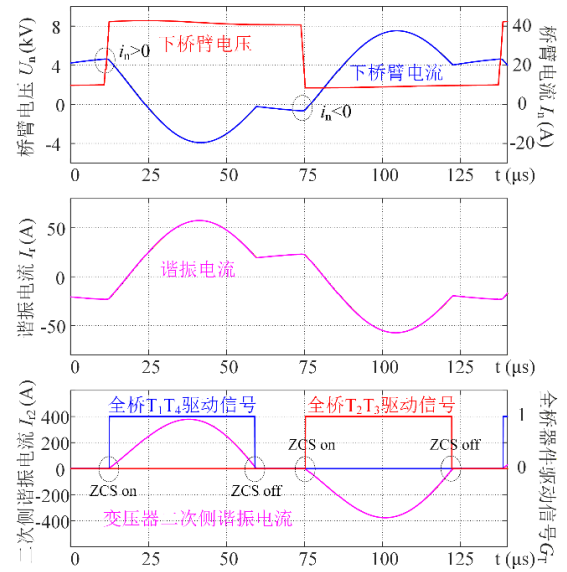


图 9 功率由中压侧传向低压侧时的仿真稳态波形图

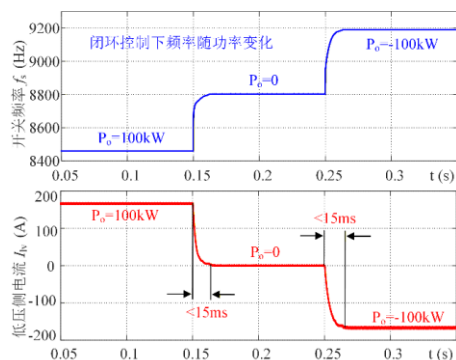


图 10 低压侧电压固定下输出功率切换过程波形图

图 11 所示为低压侧电流固定为 200A、低压侧电压从 400V 逐步升高至 800V 时的宽电压范围工作波形。在此过程中，双自由度控制环节协同工作：随着电压升高，投入子模块数 K 相应减少，同时通过频率调节确保低压侧电流恒定。从波形中可以观察到，当投入子模块数 K 发生变化时，低压侧电流会出现短暂尖峰，但在闭环控制的调节作用下，能够在 15ms 响应时间内恢复至稳定状态。

综上，仿真结果验证了所提控制方法的有效性：在 $\pm 100\text{kW}$ 双向功率流动的基础上，能够稳定实现 400V~800V 的宽电压范围控制，且响应速度快；同时，开关频率范围被进一步缩小至 7.2kHz~9.5kHz，这不仅增强了拓扑的控制能力，还为其在更多场景中的应用提供了可能。

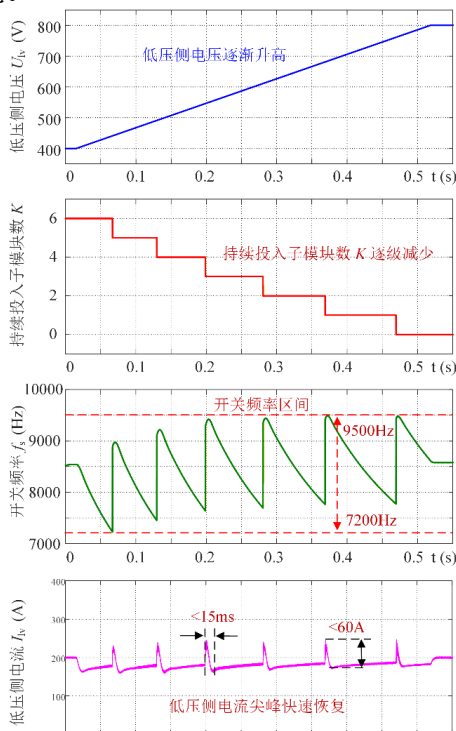


图 11 低压侧宽电压范围动态调控波形图

4.2 实验验证

在实验室搭建了一台输入电压为 1000V、输出电压为 300~600V 的小功率 MMRDC 样机，并基于该样机开展了验证实验，实验样机的详细参数如表 4 所示。样机实物如图 12 所示，该 MMRDC 样机由 MMC 单元、变比为 1 的中高频变压器、低压侧可控全桥及其驱动电路三部分组成，通过实验进一步验证所提控制方法的正确性与工程实用性。

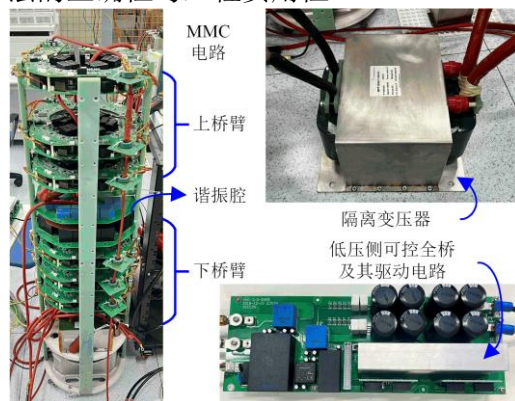


图 12 实验室小功率 MMRDC 样机实物图

图 13 所示为该 MMRDC 样机在正向功率工况下的稳态工作波形，此时输入电压为 1000V，输出电压为 600V。在双环宽电压范围双向功率控制方法的作用下，MMC 电路控制投入子模块数 K 为 0，开关频率稳定在 8.3kHz。由桥臂电压波形可以看出，MMC 电路工作在准方波调制模式，上、下桥臂电压呈现互补特性，进而产生注入谐振腔的交流电压；谐振能量通过中高频变压器高效传递至可控全桥电路。当变压器副边电压为正时，变压器副边电流也同步为正，这一特征表明功率稳定正向传递，与预期控制目标一致。

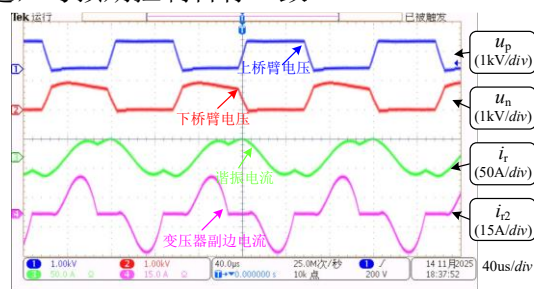


图 13 MMRDC 样机在正向功率工况下的稳态波形

图 14 所示为该 MMRDC 样机在逆向功率工况下的稳态工作波形，此时输入电压为 1000V，输出电压为 600V，开关频率为 9.5kHz。与功率正向流动时不同，当变压器副边电压为正时，变压器副边电流呈现负值特征，这一波

形特征表明变换器整体为负向功率。

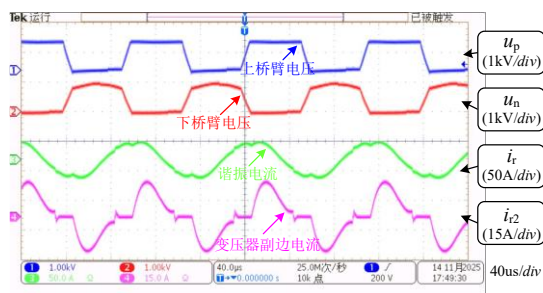


图 14 MMRDC 样机在逆向功率工况下的稳态波形

除了验证样机稳态工作下的双向功率传递特性,还分别针对双向功率切换与低压侧电压波动等不同工况开展了验证实验,以验证所提双环功率控制方法的动态响应性能。图 15 展示了固定输入、输出电压条件下,样机在所提双环功率控制策略下的功率反向切换暂态波形。由波形可见,在功率反向切换的过程中,下桥臂电压幅值恒定为 1000V,变压器二次侧电压幅值恒定为 600V,分别对应输入、输出电压保持恒定。负载电流在闭环控制下由-8A 切换为+8A,暂态过程持续 62.6ms 后到稳态。

同时,在固定输入、输出电压条件下分别进行了由正向功率切换到零功率,零功率切换到负向功率的验证实验。图 16 所示为样机负载从正向功率满载减载至空载的暂态过程。在负载突变瞬间,下桥臂电压与变压器二次侧电压幅值保持 1000V 与 600V 恒定,谐振电流幅值减小,负载电流在 58.6ms 内从 8A 衰减至 0A。图 17 所示为样机负载从空载加载至负向功率满载的暂态过程。在负载突变瞬间,谐振电流幅值增大,负载电流在 60.8ms 内从 0A 变换为-8A。

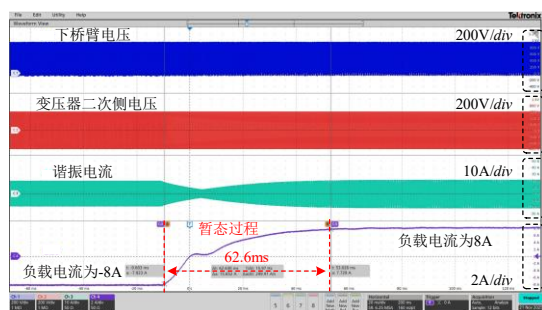


图 15 固定电压下样机功率反向切换暂态波形

为了验证所提双环控制方法在宽电压范围场景下的有效性,在保持输入电压恒定的情况下逐渐降低输出电压幅值,当电压降低

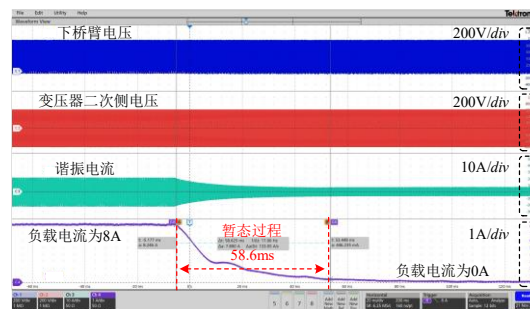


图 16 固定电压下样机功率减载暂态波形

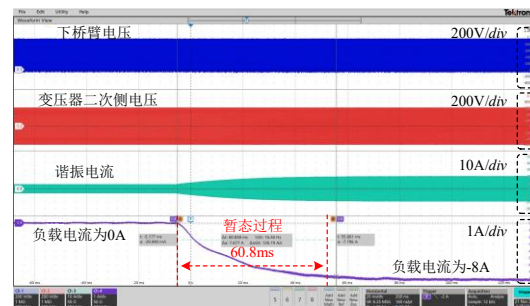


图 17 固定电压下样机功率反向加载暂态波形至设计的投入子模块数 K 切换点时,投入子模块数 K 由 0 切换到 1 和由 1 切换到 2 的暂态过程实验波形分别如图 18 和图 19 所示。当前馈控制环作用下投入子模块数 K 增加 1 后,通过反馈控制环调节变换器开关频率,经过 37.6ms 的暂态过程后谐振电流与负载电流均再次回到稳态。

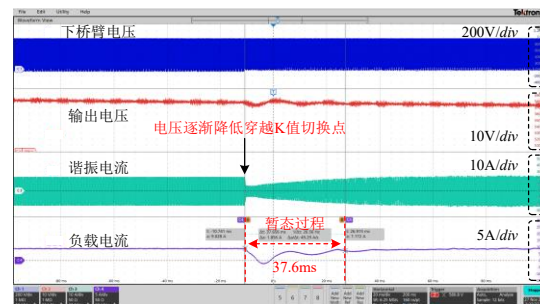


图 18 投入子模块数 K 由 0 切换到 1 的暂态过程波形

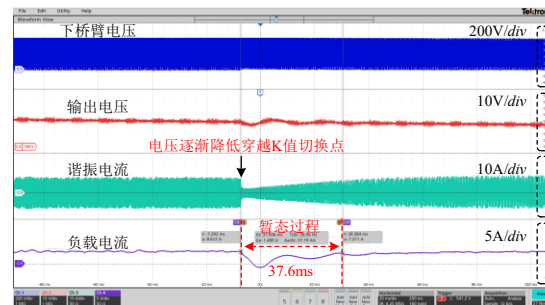


图 19 投入子模块数 K 由 1 切换到 2 的暂态过程波形

5 结论

本文针对宽电压范围与双向功率的应用

场景实际需求,提出了一种 BMMRDC 宽范围双向功率控制方法。所提控制方法引入了调节投入子模块数作为前馈控制环节,用于拓展变换器整体电压增益范围,实现宽电压区间的分级适配。在基于频率调节实现功率控制的基础上,通过设计投入子模块数与工作频率双自由度的协同控制,提出了双环控制架构,分别对低压侧电压和功率的变化进行灵活调节,实现了电压与功率的独立精准控制。通过控制参数优化设计可在缩窄开关频率范围的同时,实现 BMMRDC 在 50%~100%宽电压范围下的双向功率控制与多工况灵活切换。此外,该控制方法还满足了中压侧与低压侧器件的全工况软开关,提升了变换器在宽电压范围双向功率流动下的运行效率。最后,通过仿真与实验结果验证了所提双环控制方法的有效性与工程实用性。

参考文献

- 1 刘杉,李修一.面向高比例新能源外送的送端混合级联型特高压直流输电方案[J].中国电机工程学报,2021,41(S1):108-120.
- 2 Wang X, Peng Y, Weng C et al. Decentralized and Per-Unit Primary Control Framework for DC Distribution Networks With Multiple Voltage Levels[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(5): 3993-4004.
- 3 李妮,焦在滨,齐杉.基于直流断路器动作响应的环状柔性直流配电网后备保护方案[J].中国电机工程学报,2023,43(15):5785-5797.
- 4 魏辰阳,汤广福,吴奕霖,等.高压大容量直流变压器拓扑研究综述及展望[J].中国电机工程学报,2024,44(17):6940-6959.
- 5 盛景,陈聪,向鑫,等.模块化多电平谐振变换器多自由度调压控制及子模块电容均压方法[J].电工技术学报,2022,37(24):6217-6229.
- 6 郭凯旋,付兴贺,陈武.一种适用于新能源中压直流汇集的宽范围输入中频 DC/DC 变换器[J].中国电机工程学报,2024,44(24):9775-9786.
- 7 周鸿彦,何良宗,杨泽龙,等. IPOS 型高增益 DC/DC 变换器[J].中国电机工程学报,2024,44(S1):306-317.
- 8 赵彪,安峰,宋强,等.双有源桥式直流变压器发展与应用[J].中国电机工程学报,2021,41(1):288-298.
- 9 He Y, Perreault D J. Diode Evaluation and Series Diode Balancing for High-Voltage High-Frequency Power Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6301-6314.
- 10 肖寒冰,马建军,朱淼,等.面向海上风电直流升压汇集的非对称双向有源桥 DC-DC 变换器[J].中国电机工程学报,2025,45(7):2719-2732.
- 11 Chen W, Wang G, Ruan X, et al. Wireless Input-Voltage-Sharing Control Strategy for Input-Series Output-Parallel (ISOP) System Based on Positive Output-Voltage Gradient Method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 6022-6030.
- 12 Cui W, Shao S, Zong Y, et al. Suppressing High-Frequency Oscillations in Dual Active Bridge Converters With Active-Clamped Series-Connected Power Devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(11): 16596-16610.
- 13 王朝辉,王天威,张军明.模块化多电平直流变压器研究[J].中国电机工程学报,2016,36(1):31-39.
- 14 Shao S, Li Y, Sheng J, et al. A modular multilevel resonant DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 7921-7932.
- 15 Jin H, Chen W, Shao S, et al. A Quasi-Square-Wave Modular Multilevel Resonant DC/DC Converter With ZCS and Current-Shaping Capacity for High Step-Ratio Application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 548-565.
- 16 Luo Z, Wu Z, Xie X, et al. Fixed-Frequency K+D Modulation of Modular Multilevel Resonant DC-DC Converters for Output Voltage Overshoot Optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(3): 3927-3937.
- 17 Jin H, Chen W, Xie Y, et al. Asymmetric Trapezoidal Wave Modulation of Modular Multilevel Resonant DC/DC Converter for Current Stress Optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8499-8512.
- 18 Sheng J, Xiang X, Li B, et al. High-Efficient Operation for Modular Multilevel Resonant DC-DC Converters in Medium Voltage Applications With Wide Input Range and Wide Load Condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 12180-12194.
- 19 Li B, Sheng J, Xu L, et al. Power Flow Control of Bidirectional Modular Multilevel Resonant Converters in MVDC and LVDC Distribution Networks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 1168-1182.

作者简介

张笑生:男,2002年1月生,硕士生。研究方向为中压直流变换器调控技术研究。

Zhangxiaosheng@zju.edu.cn

含跟-构网型变流器的混合微电网多层级孤岛检测技术

Hierarchical islanding detection technology for hybrid microgrids with grid-following and grid-forming converters

天津大学 张冰涛 何晋伟 Email: jinweihe@tju.edu.cn

摘要：传统的孤岛故障检测 (IFD) 方法主要是针对单个跟网型 (GFL) 变换器设计。对于跟网型光伏变流器 (PV) 和构网型 (GFM) 储能变流器 (PCS) 组成的混合微电网系统，由于混合微电网系统存在多个孤岛故障点和多种运行模式，传统方法不再适用。为了解决这个问题，本文提出了一种含构网型 PCS 和跟网型 PV 变流器的混合微电网多层级孤岛故障检测方法。该方法通过 PCS 和 PV 变流器的本地控制器协同注入少量的电压幅值、频率扰动和非特征次谐波，实时捕获变流器本地输出电压幅值、频率和 PCC 点谐波电压电气量的变化特征。采用输出电压幅频双通道同步检测和中央控制器-本地控制器间信息的实时交互来实现不同位置孤岛故障的准确定位，有效避免正常工况下孤岛检测算法的误触发。最后，通过多种运行工况下的实验评估进一步验证了所提出的多层级孤岛故障检测方法的有效性和可行性。

Abstract: Traditional islanding fault detection (IFD) methods are mainly designed for single grid-following (GFL) converters. However, for a hybrid microgrid system composed of grid-following photovoltaic converters (PV) and grid-forming (GFM) energy storage power conversion systems (PCS), conventional methods are no longer applicable because the system involves multiple islanding fault locations and various operating modes. To address this issue, this paper proposes a multi-layer islanding fault detection method for hybrid microgrids incorporating GFM PCS and GFL PV converters. In the proposed method, small perturbations in voltage amplitude, frequency, and non-characteristic harmonics are coordinately injected through the local controllers of the PCS and PV converters. Meanwhile, the variation characteristics of local converter output voltage amplitude, frequency, and harmonic voltage at the point of common coupling (PCC) are captured in real time. Accurate location of islanding faults at different positions is achieved through synchronous dual-channel detection of output voltage amplitude and frequency, together with real-time information exchange between the central controller and local controllers. The proposed method can effectively avoid false triggering of the islanding detection algorithm under normal operating conditions. Finally, experimental evaluations under various operating conditions further verify the effectiveness and feasibility of the proposed multi-layer islanding fault detection method.

关键词：主动扰动注入、构网变流器、跟网变流器、多层级孤岛故障检测

Keywords: active disturbance injection; grid-forming converter; grid-following converter; multi-layer islanding fault detection

1 引言

通过多种分布式能源的协调运行与控制，微电网能够为负荷提供可靠供电，是实现可再生能源就地消纳的重要技术途径。与传统电网相比，微电网可运行于并网、孤岛、局部孤岛以及部分设备解列等多种模式[1-3]。因此，为了准确识别微电网的运行状态，孤岛故障检测 (IFD) 技术具有重要意义[4-5]。

传统 IFD 方法主要面向单个跟网型变流器系统，通常分为被动检测法 (PDM) 和主动检测法 (ADM) 两类[6-8]。相比 PDM 法，ADM 通过主动注入小扰动使系统偏离稳态，从而在源荷平衡工况下仍能有效检测孤岛故障，并具有更小的非检测区 (NDZ) 和更高的检测精度。在文献[9]中，构建了一种带有主动负序电流扰动注入的正反馈环路，通过检测输出负序电压的变化来实现孤岛故障检测。类似地，文献[10]基于注入的负序电压参考值与输出负序电压，定义了一个孤岛检测系数，用于识别孤岛故障。文献[11]提出了一种带有无功电流注入的混合型孤岛故障检测方法，通过同时检测 PCC 点动能变化率和频率偏差均方根值来判定孤岛故障。文献[12]利用机器学习算法对负

载频率和品质因数进行实时估计，随后采用主动移频方法实现对孤岛故障的精确检测。然而，上述方法主要是针对跟网型变流器设计的，难以直接应用于构网型变流器。

构网型变流器在发生孤岛故障时能够为系统提供电压和频率支撑，这很可能导致其他设备对孤岛故障产生误判[13]-[15]。为解决这一问题，文献[16]提出了一种带有主动移频的改进下垂控制方法，其中通过电压频率跟踪误差的正反馈实现孤岛故障检测。类似地，文献[17]提出了一种基于滑模移频方法的主动检测法，通过主动引入频率偏差实现构网型变流器的孤岛故障检测。此外，文献[18]提出了一种带有负序电流注入的增强型主动检测法，通过检测电压不平衡实现对非检测区更小的孤岛故障识别。文献[19]则通过主动注入谐波，检测 PCC 点谐波电压的变化来判定孤岛故障。

需要指出的是，上述方法均是针对单个构网型变流器或跟网型变流器设计的，难以适用于具有多种运行模式的微电网系统。近年来，已有一些研究关注微电网中变流器集群运行状态的判别。文献[20]提出了一种基于电压变化率和有功功率变化率的两阶段孤岛故障检

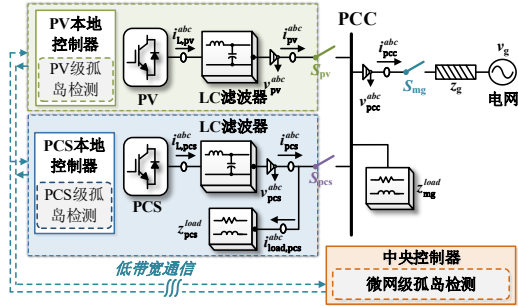


图1 含构网型PCS和跟网型PV变流器的混合微电网

测方法，当电压变化率检测被触发后，再通过检测有功功率变化率来判定孤岛故障。文献[21]将谐波电流下垂控制器应用于含多个构网型变流器的微电网中，通过主动谐波电流注入和虚拟阻抗控制实现了有效的孤岛故障检测。类似地，文献[22]提出了一种基于周期性正、负序无功功率扰动注入的孤岛故障检测方法，通过检测正、负序无功功率幅值以及主动频率偏差来识别孤岛故障。

对于具有多种运行模式的典型微电网，其通常由多个构网型和跟网型子系统组成。各个子系统可能在不同区域内独立运行，这就自然提出了多层级孤岛故障检测的需求。为满足这一需求，本文针对含跟网型和构网型变流器的混合微电网提出了一种多层级孤岛故障检测方法。对于PCS层级和PV层级的孤岛故障，分别向PCS变流器和PV变流器注入电压幅值扰动和频率扰动，并通过同步监测变流器输出电压幅值和频率的变化来检测孤岛故障。对于微电网层级的孤岛故障，则由PCS变流器向系统注入非特征频率谐波，再通过监测对应PCC点谐波电压的变化来识别微电网孤岛故障。在不同工况下，本文建立了系统的小信号模型和等效电路，以分析所提方法的有效性，并通过相应实验验证了该方法的性能。

2 混合微电网孤岛故障分类

如图1所示，本文采用了一种含构网型PCS变流器和跟网型PV变流器的典型混合微电网结构，在PCS变流器输出侧和PCC点接有负载。该系统控制器由两部分组成，即中央控制器以及PCS、PV变流器的本地控制器，控制器间通过低带宽通信连接。 v_g 、 z_g 和 z_{load}^{load} 分别表示电网电压、电网阻抗以及PCC负载。对于PCS变流器，其输出电压、输出电流和变流器侧电流分别为 v_{pcs}^{abc} 、 i_{pcs}^{abc} 和 $i_{L,pcs}^{abc}$ 。PCS本地负载表示为 $z_{load,pcs}^{load}$ ，对应的负载电流为 $i_{load,pcs}^{abc}$ 。对

表1 混合微电网孤岛故障分类

孤岛故障类型	S_{mg} 断开	S_{pcs} 断开	S_{pv} 断开
微网级	√	×	×
PCS级	×	√	×
PV级	×	×	√

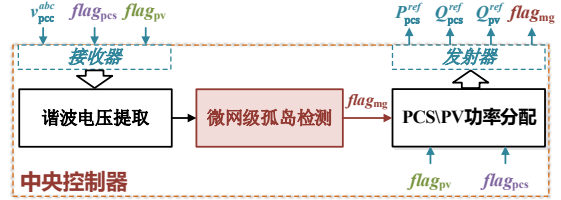


图2 所提出的中央控制器结构框图

于PV变流器，其输出电压、输出电流和变流器侧电流分别表示为 v_{pv}^{abc} 、 i_{pv}^{abc} 和 $i_{L,pv}^{abc}$ 。

考虑到故障位置的多样性以及构网控制所具备的主动电压支撑特性，混合微电网中的孤岛故障主要分为三类：微网级孤岛故障（ S_{mg} 断开）、PCS级孤岛故障（ S_{pcs} 断开）以及PV级孤岛故障（ S_{pv} 断开），如表1所示。需要指出的是，在上述微电网中，多层级孤岛故障有可能同时发生。但考虑到实际系统中这种情况出现的概率较低，本文仅主要针对微电网中单一层级的孤岛故障进行研究。

3 所提出的多层级孤岛检测算法

为准确检测图1所示混合微电网的运行状态，本文提出了一种多层级孤岛故障检测方法。其中，微网级孤岛故障由中央控制器进行检测，而PCS和PV级孤岛故障则分别由对应的本地控制器进行检测。

3.1 中央控制器

如图2所示，中央控制器主要用于微网级孤岛故障检测，其功能包括谐波电压提取、微网级孤岛故障检测算法以及功率分配。其中， P_{pcs}^{ref} 、 Q_{pcs}^{ref} 和 Q_{pv}^{ref} 分别表示生成的PCS变流器有功、无功参考和PV变流器的无功参考。PV变流器的有功参考 P_{pv}^{ref} 由最大功率点跟踪算法计算得到，这不是本文的重点，不再赘述。 $flag_{mg}$ 、 $flag_{pcs}$ 和 $flag_{pv}$ 分别表示微网级、PCS级和PV级孤岛检测信号。

在中央控制器中，所提出的详细微网级孤岛检测过程如下：

首先，通过PCS本地控制向变流器中注入非特征次谐波电流，在PCC点产生对应的谐波电压 v_{pcc}^h 。其中，注入的谐波电流表示为 $i_{pcs}^{h,dq} = I_{pcs}^H [\cos(\theta_{pcs}^H) + j \sin(\theta_{pcs}^H)]$ ， I_{pcs}^H 和 θ_{pcs}^H 为相

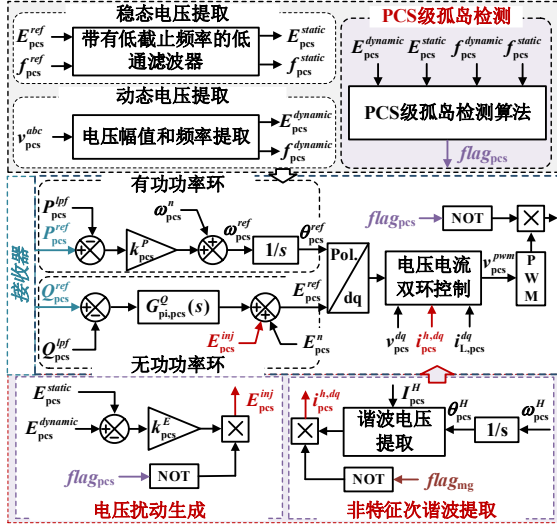


图3 所提出的 PCS 本地控制架构

应的谐波电流幅值和相位。

然后，基于生成的 PCC 点谐波电压 v_{pcc}^h ，提取相应的电压幅值 E_{pcc}^h 。为了实现准确的微网级孤岛故障检测，将电压幅值 E_{pcc}^h 与设定的阈值 $E_{pcc}^{h,threshold}$ 进行比较，生成微网级孤岛检测信号 $flag_{mg}$ ，即：

$$flag_{mg} = E_{pcc}^h > E_{pcc}^{h,threshold} \quad (1)$$

基于获得的孤岛检测信号 $flag_{mg}$ ，计算并更新注入的谐波电流 $i_{pcs}^{h,dq}$ 。当 $flag_{mg}=1$ 时，微网级孤岛故障发生，此时停止系统非特征次谐波电流 $i_{pcs}^{h,dq}$ 的注入。否则， $i_{pcs}^{h,dq}$ 将继续注入到系统中。

此外，微网级孤岛检测信号 $flag_{mg}$ 通过低带宽通信实时传输至各本地控制器。同时，本地控制器产生的孤岛检测信号 $flag_{pcs}$ 和 $flag_{pv}$ 也会实时上传至中央控制器。中央控制器根据获得的 $flag_{pcs}$ 和 $flag_{pv}$ 调整 PCS 变流器和 PV 变流器的功率参考，保证系统稳定运行。

3.2 PCS 本地控制器

在从中央控制器获得功率参考 P_{pcs}^{ref} 和 Q_{pcs}^{ref} 后，设计 PCS 本地控制器如图 4 所示。PCS 本地控制器主要由两部分组成。第一部分为构网控制，用于模拟同步机的特性，第二部分主要描述 PCS 级孤岛故障检测算法。

1) 带有扰动注入的下垂控制

首先，计算 PCS 变流器输出有功功率 P_{pcs}^{lpf} 和无功功率 Q_{pcs}^{lpf} 为：

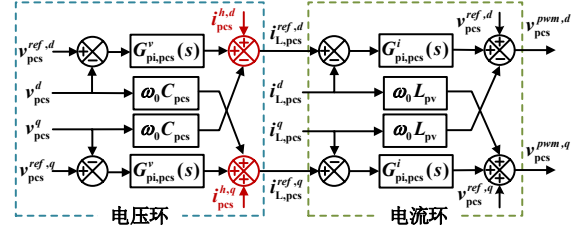


图4 带有扰动注入的电压电流双环控制架构

$$\begin{cases} P_{pcs}^{lpf} = 1.5 G_{lpf}(s) \cdot (v_{pcs}^d \cdot i_{pcs}^d + v_{pcs}^q \cdot i_{pcs}^q) \\ Q_{pcs}^{lpf} = 1.5 G_{lpf}(s) \cdot (v_{pcs}^q \cdot i_{pcs}^d - v_{pcs}^d \cdot i_{pcs}^q) \end{cases} \quad (2)$$

其中， v_{pcs}^{dq} 和 i_{pcs}^{dq} 分别表示 PCS 变流器的输出电压和输出电流。下标“d, q”表示同步旋转坐标系下变量的 d、q 轴分量。应用低通滤波器 $G_{lpf}(s) = \omega_c / (s + \omega_c)$ 滤除瞬时功率中的纹波分量，其中 ω_c 为相应的截止频率。

当获得变流器瞬时输出功率后，采用带有扰动注入的改进下垂控制器如下：

$$\begin{cases} \omega_{pcs}^{ref} = \omega_{pcs}^n + k_{pcs}^P \cdot (P_{pcs}^{ref} - P_{pcs}^{lpf}) \\ E_{pcs}^{ref} = E_{pcs}^n + G_{pi,pcs}^Q(s) \cdot (Q_{pcs}^{ref} - Q_{pcs}^{lpf}) + E_{pcs}^{inj} \end{cases} \quad (3)$$

其中， k_{pcs}^P 为有功功率下垂系数，无功功率下垂控制器为 $G_{pi,pcs}^Q(s) = k_{p,pcs}^Q + k_{i,pcs}^Q / s$ 。 $k_{p,pcs}^Q$ 和 $k_{i,pcs}^Q$ 分别为无功功率下垂系数和积分系数。生成的输出电压幅值参考和角频率参考分别为 E_{pcs}^{ref} 和 ω_{pcs}^{ref} 。 E_{pcs}^n 和 ω_{pcs}^n 分别表示额定电压幅值和角频率。

在该改进控制器中， E_{pcs}^{inj} 为注入的电压幅值扰动，其大小根据变流器动态电压幅值 $E_{pcs}^{dynamic}$ 与静态电压幅值 E_{pcs}^{static} 之间的差值来确定。关于主动电压扰动注入环节的详细讨论将在下一小节中给出。

基于获得的 ω_{pcs}^{ref} ，输出电压参考的相位和频率分别为 $\theta_{pcs}^{ref} = \omega_{pcs}^{ref} / s$ 和 $f_{pcs}^{ref} = \omega_{pcs}^{ref} / (2\pi)$ ，进而输出电压参考可表示为 $v_{pcs}^{ref,dq}$ ：

$$\begin{cases} v_{pcs}^{ref,d} = E_{pcs}^{ref} \cos \theta_{pcs}^{ref} \\ v_{pcs}^{ref,q} = E_{pcs}^{ref} \sin \theta_{pcs}^{ref} \end{cases} \quad (4)$$

2) 带有非特征次谐波注入的双环控制

当获得输出电压参考 $v_{pcs}^{ref,dq}$ 后，采用带有非特征频率谐波注入的电压电流双闭环控制器对变流器输出电压的精确跟踪，详细控制框图如图 5 所示。

首先，电压外环跟踪回路采用比例积分 (PI) 控制器，其表达式为：

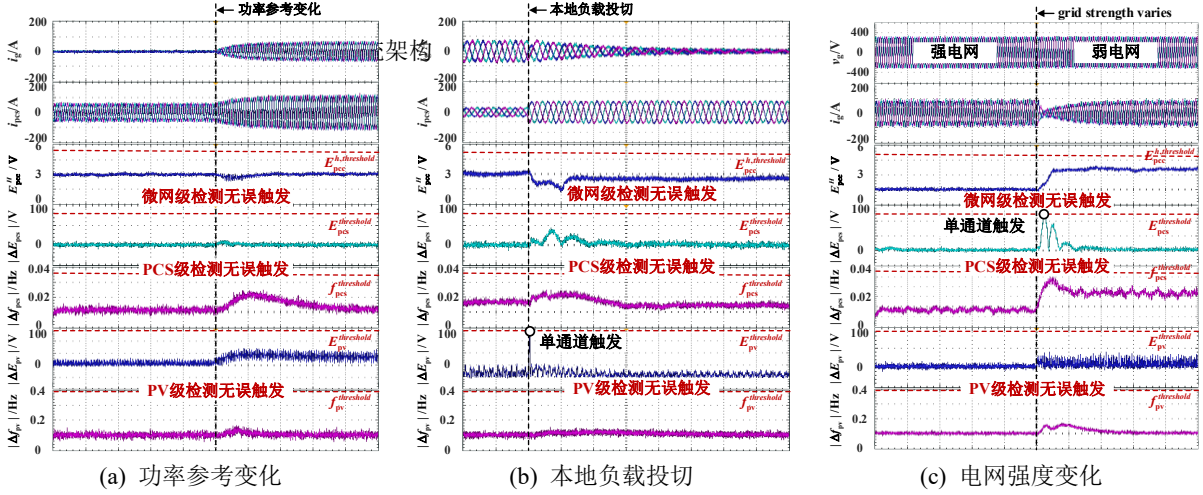


图6 不同孤岛故障下系统的孤岛检测结果

$$\begin{aligned} i_L^{ref,dq} &= G_{pi,pcs}^v(s) \cdot (v_{pcs}^{ref,dq} - v_{pcs}^{dq}) + i_{pcs}^{h,dq} \\ &= (k_{p,pcs}^v + \frac{k_{i,pcs}^v}{s}) \cdot (v_{pcs}^{ref,dq} - v_{pcs}^{dq}) + i_{pcs}^{h,dq} \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $G_{pi,pcs}^v(s)$ 为电压控制环 PI 控制器的传递函数, $k_{p,pcs}^v$ 和 $k_{i,pcs}^v$ 分别为相应的比例系数和积分系数。为准确识别微网级孤岛故障, 将非特征次谐波电流 $i_{pcs}^{h,dq}$ 叠加到电压控制环输出, 得到电流内环的输出电流参考 $i_L^{ref,dq}$ 。

然后, 电流控制环采用 PI 控制器对电流参考进行跟踪。为了提高控制性能, 将功率控制器输出的电压参考 $v_{pcs}^{ref,dq}$ 作为前馈项加入控制环节, 其表达式为:

$$\begin{aligned} v_{pcs}^{pwm,dq} &= G_{pi,pcs}^i(s) \cdot (i_{L,pcs}^{ref,dq} - i_{L,pcs}^{dq}) + v_{pcs}^{ref,dq} \\ &= (k_{p,pcs}^i + \frac{k_{i,pcs}^i}{s}) \cdot (i_{L,pcs}^{ref,dq} - i_{L,pcs}^{dq}) + v_{pcs}^{ref,dq} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $G_{pi,pcs}^i(s)$ 为电流内环控制器的传递函数, $k_{p,pcs}^i$ 和 $k_{i,pcs}^i$ 分别为相应的比例系数和积分系数。电流环的输出作为调制电压参考 $v_{pcs}^{pwm,dq}$ 。

3) 所提出的 PCS 级孤岛检测算法

基于上述主动电压扰动注入机制, 进一步设计 PCS 级孤岛故障检测的具体过程如下:

首先, 将前一时刻获得的输出电压幅值扰动注入式(3)所示的功率控制环中, 得到输出电压幅值参考 E_{pcs}^{ref} 和频率参考 f_{pcs}^{ref} ;

采用一个较低截止频率的低通滤波器从 E_{pcs}^{ref} 和 f_{pcs}^{ref} 中提取稳态电压幅值 E_{pcs}^{static} 和频率 f_{pcs}^{static} , 即:

$$\begin{cases} E_{pcs}^{static} = G_{lpf}^{low}(s) \cdot E_{pcs}^{ref} \\ f_{pcs}^{static} = G_{lpf}^{low}(s) \cdot f_{pcs}^{ref} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $G_{lpf}^{low}(s) = \omega_c^{low} / (s + \omega_c^{low})$ 为滤波器的传递函数, ω_c^{low} 为相应的截止角频率。

然后, 将输出电压幅值参考 E_{pcs}^{ref} 和频率参考 f_{pcs}^{ref} 应用到 PCS 变流器中, 获得 PCS 瞬时输出电压 v_{pcs}^{abc} 。提取输出电压幅值和频率作为动态电压幅值 $E_{pcs}^{dynamic}$ 和频率 $f_{pcs}^{dynamic}$ 。

基于上述获得的动态电压和稳态电压, 计算瞬时电压幅值和频率偏差绝对值 ΔE_{pcs}^{error} 和 Δf_{pcs}^{error} 分别为:

$$\begin{cases} \Delta E_{pcs}^{error} = \text{abs}(E_{pcs}^{dynamic} - E_{pcs}^{static}) \\ \Delta f_{pcs}^{error} = \text{abs}(f_{pcs}^{dynamic} - f_{pcs}^{static}) \end{cases} \quad (9)$$

当 ΔE_{pcs}^{error} 和 Δf_{pcs}^{error} 同时达到设定的阈值时, 判定 PCS 变流器处于孤岛状态, 相应的判据为:

$$flag_{pcs} = (\Delta E_{pcs}^{error} \geq \Delta E_{pcs}^{threshold}) \& (\Delta f_{pcs}^{error} \geq \Delta f_{pcs}^{threshold}) \quad (7)$$

其中, 符号“&”表示“与”运算, $flag_{pcs}$ 为 PCS 级孤岛检测信号。 $\Delta E_{pcs}^{threshold}$ 和 $\Delta f_{pcs}^{threshold}$ 是设定的电压幅值和频率偏差阈值。

需要指出的是, 阈值 $\Delta E_{pcs}^{threshold}$ 和 $\Delta f_{pcs}^{threshold}$ 的选取需要经过谨慎设计, 避免误触发孤岛检测算法。正如下文将要讨论的, 孤岛状态的识别是依据孤岛模式下电压幅值波动和频率波动的放大现象来实现的。然而, 这类波动在并网模式下也可能由下垂控制引起。为避免误判,

由下垂控制引起的暂态电压幅值变化量 $\Delta E_{\text{pcs}}^{\text{droop}}$ 和频率变化量 $\Delta f_{\text{pcs}}^{\text{droop}}$ 可表示为:

$$\begin{cases} \Delta f_{\text{pcs}}^{\text{droop}} = k_{\text{pcs}}^P (P_{\text{pcs}}^{\text{ref}} - P_{\text{pcs}}^{\text{lpf}}) \\ \Delta E_{\text{pcs}}^{\text{droop}} = k_{\text{p,pcs}}^Q (Q_{\text{pcs}}^{\text{ref}} - Q_{\text{pcs}}^{\text{lpf}}) \end{cases} \quad (10)$$

考虑最恶劣的工况, 当实际功率运行在最小值, 即 $P_{\text{pcs}}^{\text{lpf}} = -P_{\text{pcs}}^{\text{ref}}$, $Q_{\text{pcs}}^{\text{lpf}} = -Q_{\text{pcs}}^{\text{ref}}$, 此时的瞬态电压幅值和频率偏差最大, 为:

$$\begin{cases} \Delta f_{\text{pcs}}^{\text{max}} = 2k_{\text{pcs}}^P P_{\text{pcs}}^{\text{ref}} \\ \Delta E_{\text{pcs}}^{\text{max}} = 2k_{\text{p,pcs}}^Q Q_{\text{pcs}}^{\text{ref}} \end{cases} \quad (11)$$

基于上式, 从理论上讲, 用于孤岛检测的电压幅值阈值和频率阈值应高于下垂控制所引起的最大波动, 即:

$$\begin{cases} \Delta f_{\text{pcs}}^{\text{threshold}} > \Delta f_{\text{pcs}}^{\text{max}} \\ \Delta E_{\text{pcs}}^{\text{threshold}} > \Delta E_{\text{pcs}}^{\text{max}} \end{cases} \quad (12)$$

在实际中, 考虑谐波、噪声等其他类型的扰动的影响, 应设定阈值 $\Delta E_{\text{pcs}}^{\text{threshold}}$ 和 $\Delta f_{\text{pcs}}^{\text{threshold}}$ 高于上述最大扰动值 $\Delta E_{\text{pcs}}^{\text{max}}$ 和 $\Delta f_{\text{pcs}}^{\text{max}}$ 。

最后, 基于获得的 $E_{\text{pcs}}^{\text{dynamic}}$ 、 $E_{\text{pcs}}^{\text{dynamic}}$ 和 $flag_{\text{pcs}}$, 进一步计算和更新注入的电压扰动 $E_{\text{pcs}}^{\text{inj}}$, 即:

$$E_{\text{pcs}}^{\text{inj}} = k_{\text{pcs}}^E (E_{\text{pcs}}^{\text{dynamic}} - E_{\text{pcs}}^{\text{static}}) \quad (13)$$

其中, k_{pcs}^E 是扰动注入项的扰动系数。

可以看出, 当孤岛故障被识别后, 孤岛检测信号 $flag_{\text{pcs}}$ 置位为 1。同时, 为避免产生系统进一步振荡和失稳, 停止注入 $E_{\text{pcs}}^{\text{inj}}$ 。

3.3 PV 本地控制器

如图 5 所示, PV 本地控制主要包括两部分, 第一部分为功率控制, 用于实现准确的功率跟踪, 第二部分则是 PV 级孤岛故障检测算法。

1 功率控制

与式(2)相似, PV 变流器的输出功率可表示为 $P_{\text{pv}}^{\text{lpf}}$ 和 $Q_{\text{pv}}^{\text{lpf}}$ 。在 PV 子系统中, 有功功率参考值 $P_{\text{pv}}^{\text{ref}}$ 由最大功率点跟踪 (MPPT) 产生, 这并非本文关注的重点, $Q_{\text{pv}}^{\text{ref}}$ 为来自中央控制器的无功功率参考值。基于获得的 $P_{\text{pv}}^{\text{lpf}}$ 、 $Q_{\text{pv}}^{\text{lpf}}$ 、 $P_{\text{pv}}^{\text{ref}}$ 和 $Q_{\text{pv}}^{\text{ref}}$, 采用经典 PV 控制器实现功率的准确跟踪。考虑到该功率控制算法已得到广泛应用, 本文不再详细介绍其工作原理, 具体可参考文献[13]。此外, PV 变流器的主动扰动注入在锁相环 (PLL) 中实现, 在下一部分将详

细介绍。

2 所提出的 PV 级孤岛检测

基于上述 PV 变流器本地控制器, 本文提出了一种 PV 级孤岛故障检测方法。

与 PCS 级孤岛检测相似, 首先, 将前一时刻获得的输出电压频率扰动注入到 PV 变流器中, 通过本地控制, 获得瞬时输出电压幅值 E_{pv} 和频率 f_{pv} 。

基于获得的 E_{pv} 和 f_{pv} , 定义输出电压幅值和频率绝对跟踪偏差为:

$$\begin{cases} \Delta E_{\text{pv}}^{\text{error}} = \text{abs}(E_{\text{pv}} - E_{\text{pv}}^n) \\ \Delta f_{\text{pv}}^{\text{error}} = \text{abs}(f_{\text{pv}} - f_{\text{pv}}^n) \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\Delta E_{\text{pv}}^{\text{error}}$ 和 $\Delta f_{\text{pv}}^{\text{error}}$ 分别表示输出电压幅值和频率绝对跟踪偏差, 上标“n”表示变量的额定值。

然后, 将 $\Delta E_{\text{pv}}^{\text{error}}$ 和 $\Delta f_{\text{pv}}^{\text{error}}$ 分别与对应的阈值比较, 当两者同时达到设定的阈值时, 即可判定发生 PV 级孤岛故障, 其判据可表示为:

$$flag_{\text{pv}} = (\Delta E_{\text{pv}}^{\text{error}} \geq \Delta E_{\text{pv}}^{\text{threshold}}) \& (\Delta f_{\text{pv}}^{\text{error}} \geq \Delta f_{\text{pv}}^{\text{threshold}}) \quad (15)$$

其中, $flag_{\text{pv}}$ 为 PV 级孤岛检测信号, $\Delta E_{\text{pv}}^{\text{threshold}}$ 和 $\Delta f_{\text{pv}}^{\text{threshold}}$ 分别表示设定的电压幅值偏差和频率偏差的阈值。

最后, 基于电压幅值 E_{pv} 和 $flag_{\text{pv}}$, 计算并更新注入的角频率扰动 $\omega_{\text{pv}}^{\text{inj}}$ 为:

$$\omega_{\text{pv}}^{\text{inj}} = k_{\text{pv}}^{\omega} (E_{\text{pv}} - E_{\text{pv}}^n) \quad (16)$$

随后, 通过锁相环 (PLL) 将扰动 $\omega_{\text{pv}}^{\text{inj}}$ 注入到 PV 变流器中, 用于下一时刻的孤岛检测。

4 控制性能验证

进一步地, 在不同工况下, 通过实验进一步验证所提出的多层级孤岛检测算法, 实验结果如图 6-7 所示。

4.1 孤岛检测性能评估

1) 微网级孤岛故障

首先, 如图 6 (a) 所示, 当发生微网级孤岛故障时, 可以看出, 所提方法能够在 42.89 ms 内快速检测出微网级孤岛故障, 远小于 IEEE 标准[21]规定的 2 s。此外, 在这种工况下, 三相电网电流、负载电压和负载电流的总谐波畸变率 (THD) 分别为 3.63 %、2.06 % 和 1.83 %, 均低于谐波标准[22]。

2) PCS 级孤岛故障

类似地, 当开关 S_{pcs} 断开时, 源荷平衡工况下 PCS 系统的孤岛故障检测结果如图 6 (b)

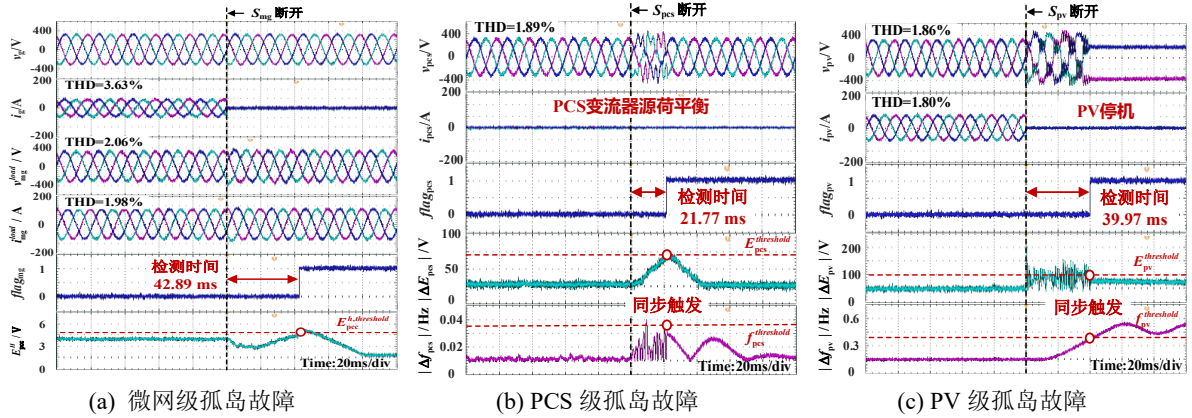


图7 功率参考、本地负载及电网强度变化条件下系统的抗误触发性能

所示。可以看出,当发生PCS级孤岛故障时,基于所提出的算法能够快速检测出PCS级孤岛故障,检测时间为21.77 ms。此时,变流器输出电压的THD仅为1.89%,满足相应的谐波标准。

3) PV级孤岛故障

当发生PV级孤岛故障时,系统输出结果如图6(c)所示。可以看出,基于所提出的孤岛故障检测算法,仍然能够快速识别出PV级孤岛故障,并在39.97 ms内将PV系统停机,保护系统安全。类似地,其输出电压和电流的THD均满足谐波标准要求。

4.2 防误触发性能评估

防误触发性能是另外一个需要验证的系统特性。图7给出了基于所提方法的混合微电网防误触发性能评估结果。需要指出的是,本文中的下垂系数依据式(11-12)进行设计,以验证较为苛刻的工作条件,因此其取值接近临界值。在实际调节过程中,受噪声、参数随机性以及系统动态过程的影响,输出电压幅值和频率的波动可能会略微超过阈值。然而,由于本文采用了基于电压幅值波动和频率波动的双重判据,因此系统在正常运行工况下不会发生误触发。

1) 功率参考阶跃

首先,当PCS变流器的功率参考由50 kW增加至100 kW时,系统输出波形如图7(a)所示。可以看出,在这种工况下,PCS和PV变流器输出电压幅值及频率的瞬时偏差未同时超过各自设定的阈值,因此本地孤岛检测算法不会发生误触发。类似地,PCC点谐波电压幅值也未超过相应阈值,系统不存在微网级孤岛故障检测算法误触发的风险。

2) 本地负载投切

当微电网本地负载投切时,系统输出波形

如图7(b)所示。可以发现,在这种工况下,PCS和PV变流器的输出电压幅值波动、频率波动和PCC点谐波电压幅值仍然在设定的阈值范围内,不会误触发所提出的多层级孤岛检测算法。

3) 电网强度变化

当主电网由弱电网(SCR=2.85)变为强电网(SCR=5.53)时,微电网的输出结果如图7(c)所示。从图中可知,在这种工况下,所提出的多层级孤岛检测算法仍具有较强的防误触特性。

综上所述,所提出的算法能够准确识别混合微电网中多种类型孤岛故障,并且在功率参考变化、本地负载投切及电网强度变化等多种运行工况下均不会发生误触发。

5 结论

本文针对含构网型PCS和跟网型PV变流器的微电网系统,提出了一种精确的多层级孤岛故障定位方法。在所提出的系统中,由PV和PCS变流器协同注入少量的输出电压幅值、频率扰动和非特征次谐波,动态监测故障前后

各变流器输出电压幅值、频率扰动及PCC谐波电压变化特征。基于本地控制器与中央控制器在线交换变流器间关键信息,实现信息的协同。在此基础上,无需额外的专用孤岛检测系统,即可快速、准确的实现孤岛故障的准确定位。最后,在多种测试工况下开展的相应实验进一步验证了所提方法的有效性。

需要说明的是,本文采用的是仅包含两个变流器的简单微电网作为案例研究对象。对于更复杂的微电网,不同层级控制器之间的信息交互与协调将更具挑战性。然而,本文提出的主动扰动协同与控制层信息交互思路,具有向更复杂微电网扩展的潜力。

参考文献

- 1 Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2006, 53(5): 1398-1409.
- 2 Rocabert J, Luna A, Blaabjerg F, et al. Control of power converters in AC microgrids. *IEEE transactions on power electronics*, 2012, 27(11): 4734-4749.
- 3 王成山, 武震, 李鹏. 微电网关键技术研究. *电工技术学报*, 2014, 29(02).
- 4 郭小强, 赵清林, 郭伟扬. 光伏并网发电系统孤岛检测技术. *电工技术学报*, 2007, (04): 157-162.
- 5 程启明, 王映斐, 程尹曼, 等. 分布式发电并网系统中孤岛检测方法的综述研究. *电力系统保护与控制*, 2011, 39(06): 147-154.
- 6 谢兴. 含多类微源且考虑负荷特性的微电网孤岛检测方法研究. 湖南大学, 2020.
- 7 Liu T, Wang X, Liu F, et al. Islanding detection of grid-forming inverters: Mechanism, methods, and challenges. *IEEE Electrification Magazine*, 2022, 10(1): 30-38.
- 8 Resende Ê C, Simoes M G, Freitas L C G. Anti-islanding techniques for integration of inverter-based distributed energy resources to the electric power system. *IEEE Access*, 2024, 12: 17195-17230.
- 9 Shamsheh M B, Inzunza R, Ambo T. A novel islanding detection technique based on positive-feedback negative sequence current injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(7): 8611-8624.
- 10 Patekar R S, Pal D, Panigrahi B K. Event-triggered hybrid anti-islanding protection scheme based on q-axis disturbance injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 71(6): 5787-5796.
- 11 Rosso R, Wang X, Liserre M, et al. Grid-forming converters: Control approaches, grid-synchronization, and future trends—A review. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2021, 2: 93-109.
- 12 Li Y, Gu Y, Green T C. Revisiting grid-forming and grid-following inverters: A duality theory. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2022, 37(6): 4541-4554.
- 13 He J, Li Y W. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation. *IEEE Transactions on industry Applications*, 2011, 47(6): 2525-2538.
- 14 Kim H J, Kim M S, Lee E S. Enhanced islanding detection for GFM and GFL inverters using negative sequence current injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025.
- 15 Dubey A K, Kumar A, Mishra J P, et al. Grid Forming Power Converter Equipped With SAPF and Active Islanding Detection Capabilities Employing SOSF-SOFLL Based Synchronization. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2025, 61(3): 4626-4635.
- 16 Lin D, Tang Y, Liu Y, et al. Performance Evaluation of Islanding Detection for Distributed Energy Resources With Grid Support Functions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2025.
- 17 Seyedi M, Taher S A, Ganji B, et al. A hybrid islanding detection method based on the rates of changes in voltage and active power for the multi-inverter systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2021, 12(4): 2800-2811.
- 18 Zheng H, Liu Z, An R, et al. An islanding detection method using synchronized small-ac-signal injection for grid-forming inverters in microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(5): 5816-5831.
- 19 Peng T, Bai C, Song X, et al. An islanding detection method based on the reactive power disturbance for multiple inverter-based DG systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 71(4): 3253-3263.
- 20 Hossen T, Mirafzal B. Hidden modes of instability for inverters in weak grids. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, 59(4): 4505-4515.
- 21 中国电力企业联合会. 分布式电源并网运行控制规范:GB/T 33592-2017. 中国标准出版社, 2017.
- 22 全国电压电流等级和频率标准化技术委员会. 电能质量 公用电网谐波:GB/T 14549-1993. 中国标准出版社, 1993.

作者简介

张冰涛: 男, 1996 年 11 月生, 博士研究生。研究方向为新能源并网装备及控制、微电网电能质量治理等。

何晋伟: 男, 1983 年 10 月生, 教授, 博士生导师。研究方向为新能源并网装备及控制、微电网、电能质量、大功率电能变换等。

基于柔性换流母线的 40kW/100kHz 碳化硅双有源桥变换器设计

Design of a 40kW/100kHz SiC-Based DAB Converter with
the Flexible Commutation Busbar

清华大学 萧艺康, 姬世奇, 杨明宇, 赵争鸣

Email: chic2020@tsinghua.edu.cn

摘要: 本文提出一种面向大功率、高效率双有源桥 (DAB) 变换器的新型设计方法, 采用碳化硅 MOSFET 器件。本研究引入一种柔性换流母线结构, 通过 PCB 走线环路耦合实现分布式耦合电感, 可同时降低开通与关断损耗, 支撑更高开关频率运行。本文详细阐述采用柔性换流母线的 DAB 变换器完整设计流程, 并研制一台 40kW/100kHz 非隔离 DAB 原理样机, 验证所提设计方案的有效性。

Abstract: This paper proposes a novel design methodology for high-power, high-efficiency dual-active-bridge (DAB) converters utilizing silicon carbide (SiC) MOSFETs. The study introduces a flexible commutation busbar structure that incorporates distributed coupled inductors through PCB trace loop coupling, effectively mitigating both turn-on and turn-off switching losses concurrently. This advancement facilitates operation at higher switching frequencies. The paper elaborates on the comprehensive design procedure for the DAB converter employing the flexible commutation busbar configuration. Finally, a 40kW/100kHz none-isolated DAB converter prototype is developed to validate the proposed design.

关键词: 双有源桥变换器; 碳化硅金属氧化物半导体场效应晶体管; 开关损耗; 高频; 柔性换流

Keywords: dual-active-bridge (DAB) converter, Silicon carbide (SiC) metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (MOSFETs), switching losses, high frequency, flexible commutation

1 引言

可再生能源与电动汽车的快速渗透显著提升了现代配电网的运行复杂度。为增强电网灵活性, 双向并网变换器得到广泛应用。其中, 双有源桥 (DAB) 变换器因高效率、高功率密度、双向功率传输等优势备受关注[1]。DAB 变换器工作在高频可减小无源器件体积重量, 碳化硅 (SiC) 金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 因开关速度快、导通损耗低、热性能优异而被广泛采用[2]。但高频运行会加剧开关损耗, 降低效率并增加热设计难度。尽管 DAB 的零电压开通 (ZVS) 可缓解关断损耗, 但在升降压、全负载范围等非 ZVS 工况下, 仍面临效率下降与电磁干扰 (EMI) 增大等问题[3]。

针对非 ZVS 区域, 现有研究多通过控制策略扩展 ZVS 范围、减小回流功率与无功环流[4]-[8], 包括单移相 (SPS) [6]、双移相 (DPS) [7]、扩展移相 (EPS) [8]、三重移相 (TPS) [9] 等。但这些方法复杂度高, 且难以保证全工况 ZVS。另一类方案是为主功率开关引入缓冲电路, 常见做法是并联缓冲电容[10], 可降低关断损耗并实现可控 dv/dt ; 但在非 ZVS 条件下, 缓冲电容会显著增大开通损耗。传统 PWM 变换器的有源/无源缓冲电路则存在设计复杂、成本高等问题。对于高速 SiC 器件, 换流回路寄生参数对开关瞬态影响显著, 精准设计与控制难度大。因此, 研究一种可同时抑制开通与

关断损耗、易实现、充分考虑寄生参数的柔性换流结构, 对常工作在非 ZVS 状态的 DAB 变换器至关重要。

近期有学者提出易实现的柔性换流结构, 将分布式耦合电感集成到直流母线中, 可同时降低开通与关断损耗[11]。该结构最初面向 IGBT 设计, 同样适用于 SiC MOSFET, 利用换流回路寄生参数构成分布式耦合电感, 尤其适合高速功率开关与高频变换器场景。

本文在文献[11]所提柔性换流结构基础上, 进一步提出大功率、高效率 DAB 变换器设计方法。第二节介绍柔性换流母线拓扑与工作原理, 第三节给出该结构 DAB 的详细设计流程, 第四节开展实验验证, 第五节总结全文。

2 集成分布式耦合电感的柔性换流母线

图 1 为半桥柔性换流母线电路原理图, 由缓冲电容 C_{snb} 、两只辅助二极管 D_{aux1} 、 D_{aux2} 、两只辅助电容 C_{aux1} 、 C_{aux2} 组成。紫色标注的耦合电感为 PCB 走线实现的分布式电感。 C_{bus1} 、 C_{bus2} 为直流母线电容, S_1 、 S_2 为主功率开关。 C_{aux1} 、 C_{aux2} 两端引出端子外接至图 2 所示无损能量回收电路 (ERC), 使得这两个电容在开关瞬态过程中所吸收的能量回收至低压控制系统。图 3 为集成分布式耦合电感的母线物理布局: 原边 (主功率侧) 直流母线在 PCB 顶层形成两个大环路 (回路 #1P、回路 #2P)。

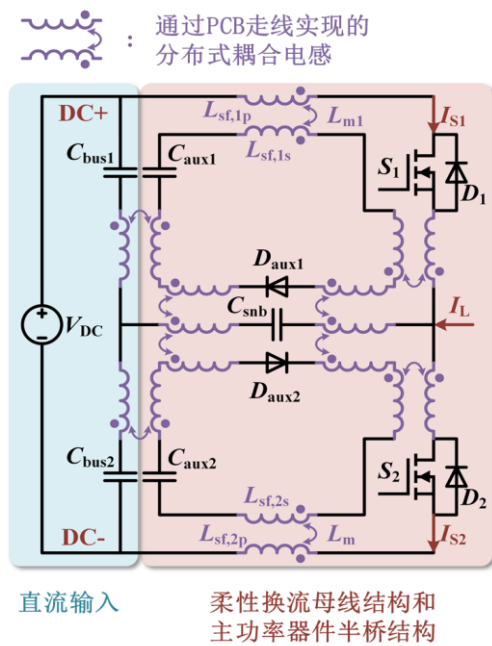


图 1. 用于半桥结构的柔性换流母排等效电路图

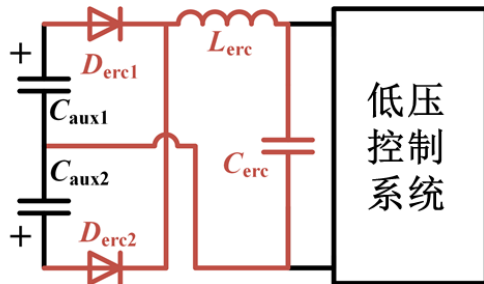


图 2. 无损能量回收电路

回路#1P 由 C_{bus1} 、 C_{snb} 、 S_1 组成，回路#2P 由 C_{bus2} 、 C_{snb} 、 S_2 组成。因几何尺寸较大，环路寄生自感 $L_{sf,1p}$ 、 $L_{sf,2p}$ 达数十纳亨。副边在底层布设两个附加环路（回路#1S、回路#2S），与原边环路精准重叠，保证对应原副边环路强耦合，同时使回路#1P 与回路#2P、回路#1S 与回路#2S 之间互耦较低。

在主功率器件的开通瞬态过程，辅助二极管 D_{aux1} 、 D_{aux2} 关断，分布式耦合电感副边无电流，杂散电感 $L_{sf,1p}$ 、 $L_{sf,2p}$ 对主功率换流回路呈现高阻抗，主动限制主功率开关电流上升率（ di/dt ），为开通实现零电流开关（ZCS）创造条件。

在主功率器件的关断瞬态过程，辅助二极管导通，副边绕组形成环流，补偿原边绕组电流衰减引起的磁通量变化，抵消 $L_{sf,1p}$ 、 $L_{sf,2p}$ 的影响，使分布式耦合电感在主功率换流回路

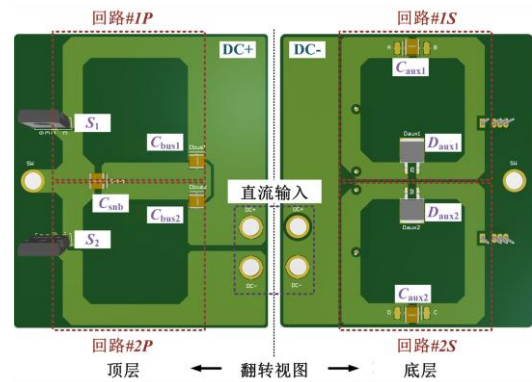


图 3. 柔性换流母排结构的物理布局

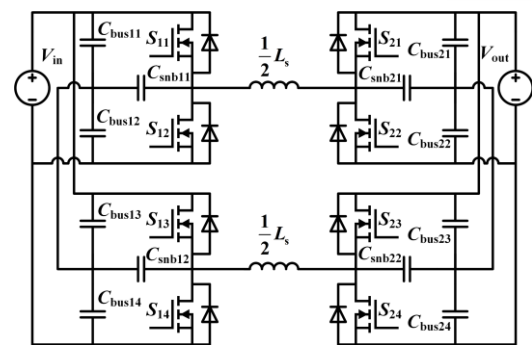


图 4. 带有柔性换流母排结构的非隔离型 DAB 变换器拓扑

中等效杂散电感极小，显著抑制关断电压过冲。同时，副边绕组将分布式耦合电感短路，缓冲电容 C_{snb} 通过母线电容与主功率开关并联，限制开关器件电压变化率（ dv/dt ），实现 ZVS 关断，降低关断损耗。

与传统硬开关拓扑中并联缓冲电容会引发开通浪涌电流不同，柔性换流架构可避免该问题：开通时 C_{snb} 与分布式耦合电感自感构成串联谐振网络，通过 LC 谐振将能量从 C_{snb} 转移到耦合电感磁场，再传递到副边绕组，最终由无损 ERC 回收。

C_{aux1} 、 C_{aux2} 的储能同样通过 ERC 回收。稳态下， C_{aux1} 、 C_{aux2} 吸收原边电压过冲能量，与 L_{erc} 谐振后经二极管 D_{erc1} 、 D_{erc2} 单向传输至低压控制系统。

柔性换流结构将感性元件嵌入直流母线，无需笨重磁芯集总电感；仅需 3 个高压小电流辅助器件（ C_{snb} 、 D_{aux1} 、 D_{aux2} ），其余元件均工作在低压小电流条件。该结构可同时大幅降低开通与关断损耗，简化热设计，提升系统整体效率。

3 带柔性换流母线的 DAB 变换器设计流程

本节给出 40kW/100kHz、采用柔性换流母线的 DAB 变换器设计方法。变换器拓扑如图 4 所示，仅标注分布式耦合电感原边部分，未标注其副边线圈和元件。为便于分析并保留核心特性，采用非隔离 DAB 拓扑，用两个传输电感替代传统高频变压器，模拟原变压器漏感。

依托柔性换流结构的损耗降低能力，变换器工作频率提升至 100kHz。控制功率流向的移相比 d 理论范围 $-0.5 \leq d \leq 0.5$ ，实现双向功率流；实际为兼顾效率与电气应力，工作范围限制在 $-0.25 \leq d \leq 0.25$ 。

表 1 DAB 装置关键指标

参数	符号	数值
输入电压	V_{in}	600V ~ 750V
输出电压	V_{out}	600V ~ 750V
额定功率	P_{rated}	40kW
移相比	d	-0.25 ~ 0.25
开关频率	f_{sw}	100kHz

由于柔性换流母线引入额外高压元件，设计时需在传统参数设计基础上进一步关注这些额外元件的电气设计与热管理，保证可靠运行。

3.1 传输电感 L_s

DAB 功率传输以及电感最大电流由下式决定：

$$P = \frac{V_{in}V_{out}}{2L_s f_{sw}} d(1-d) \quad (1)$$

$$I_{max} = \frac{V_{in}(2d_{max} - 1) + V_{out}}{4L_s f_{sw}} \quad (2)$$

取最大功率传输条件 $d = 0.25$ ，计算得传输电感 $L_s = 8.44\mu H$ ，峰值电流 88.9A。该电感承载高频大纹波电流，需谨慎设计制造；其电压应力为两倍直流母线电压，绝缘耐压需大于 2kV。

3.2 主功率开关 $S_{11} \sim S_{24}$

面向高频大功率工况，选用 TO247 封装 SiC MOSFET。开关电压应力等于直流母线电压，设计取 1.5~2 倍裕量，额定电压 1.2kV；电流与传输电感一致，最大 88.9A。最终选用 Wolfspeed C3M0016120K (1.2kV/115A)。

3.3 分布式耦合电感

分布式耦合电感主要在开关瞬态起作用，对稳态开关影响极小。自感估算公式：

$$L_{sf,1p} \frac{di_{d1}}{dt} + L_{sf,2p} \frac{di_{d2}}{dt} = V_{DC} \quad (3)$$

SiC MOSFET 开关瞬态 di/dt 可达数十 A/ns，柔性换流下开通 di/dt 低于传统硬开关，同时受驱动设计影响。本文取 $di/dt \approx 8A/ns$ ，计算自感 40~50nH，可通过原边换流回路几何布局微调。该电感值小，采用空心 PCB 走线实现，无需磁芯。

而对于开关频率，分布式电感的交流阻抗可以通过(4)来计算。计算可得交流阻抗约 0.025 ~ 0.031Ω，对正常工作影响可忽略。

$$Z = 2\pi f_{sw} L_{sf,1p} \quad (4)$$

此外，还需尽量提升耦合系数，这对降低关断电压尖峰、改善开关性能至关重要。

3.4 缓冲电容 $C_{snb11} \sim C_{snb22}$

缓冲电容由 SiC MOSFET 开关速度决定：

$$C_{snb} \frac{dv_{ds}}{dt} = I_L \quad (5)$$

SiC MOSFET 的 dv/dt 可达数十至百 V/ns 以上，柔性换流下因缓冲电容作用 dv/dt 更小。本文目标 $dv/dt = 20 \sim 30V/ns$ ，对应电容 3~4.5nF。缓冲电容电压应力约为直流母线电压的 1/2，选用 600V 耐压以保证安全裕量。优先选用低等效串联电感 (ESL) 的多层陶瓷电容 (MLCC)，减小分布式耦合电感原边环路寄生效应；推荐 C0G 等 I 类陶瓷电容，高频特性稳定、损耗低。

3.5 直流母线吸收电容 $C_{bus11} \sim C_{bus24}$

直流母线吸收电容主要为开关瞬态提供瞬态电流，容值由下式确定：

$$C_{bus} \geq \frac{I_L t_{sw}}{\Delta V} \quad (6)$$

其中 $\Delta V = kV_{DC}$ 为母线允许纹波，系数 k 通常取 2%~5%。 C_{bus} 的典型容值约为数百 nF。电容电压约为母线电压的 1/2，耐压选 600V。同样需要选择 C0G 类 MLCC，降低 ESL 以减小分布式耦合电感漏感。

3.6 辅助二极管 D_{aux}

SiC MOSFET 开通时，辅助二极管电压应力约为母线电压 1/2。辅助二极管仅在开关瞬态导通，额定电流远低于主开关，要求具备快

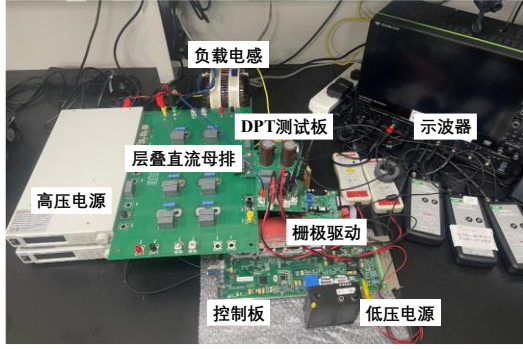


图 5. 双脉冲测试平台

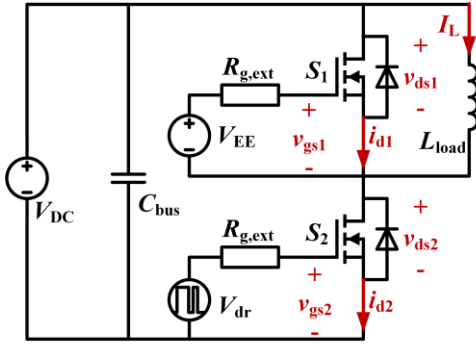


图 6. 双脉冲测试等效电路

恢复特性。选用 SiC 肖特基势垒二极管 (SBD)，具体型号为 Wolfspeed 厂商的 E6D40065G (650V/40A, TO-263 封装)。

3.7 辅助电容 C_{aux}

该电容用于吸收关断瞬态分布式耦合电感电压过冲，属于副边环路的组成部分，要求低 ESL，推荐 C0G 类 MLCC。电容电压为低压控制系统电平（典型 48V/24V/12V/5V），瞬态会累积主功率侧能量导致电压升高。最大电压 V_{max} 估算公式为：

$$\frac{1}{2} C_{aux} (V_{max}^2 - V_{LV}^2) = \frac{1}{2} L_{sf,1p} I_L^2 \quad (7)$$

本文取 $V_{LV} = 24V$ ， V_{max} 限制在 50V 内，计算得容值约 210nF，最终可设计为 300nF/100V。

3.8 ERC 电感 L_{erc} 与 ERC 二极管 D_{erc}

这些元件工作在低压小电流，可以按低压系统等级选型设计。为保证辅助电容储能在一个开关周期内回收，ERC 电感与辅助电容的谐振周期需小于开关周期：

$$2\pi\sqrt{L_{erc}C_{aux}} \leq \frac{1}{f_{sw}} \quad (8)$$

二极管 D_{erc} 可以选用普通整流管。最终选用 2.35μH/10A 电感与 100V/20A 整流二极管。

3.9 主要元件电气参数汇总

主要元件电气参数汇总如表 2。

表 2 主要元件电气参数

元件	值	额定电流	额定电压	纹波频率	类型
传输电感	8.44uH	90A	2kV	100 kHz	/
主功率器件	/	115A	1.2 kV	/	SiC MOSFET
分布式耦合电感	48.78uH	/	/	100 kHz	PCB 走线电感
缓冲电容	3.3nF	/	600V	100 kHz	C0G MLCC
DC 母线电容	300nF	/	600V	100 kHz	C0G MLCC
辅助二极管	/	40A	650V	/	SiC SBD
辅助电容	300nF	/	100V	/	C0G MLCC
ERC 电感	2.35uH	10A	100V	/	/
ERC 二极管	/	20A	100V	/	普通整流二极管

4 实验验证

搭建双脉冲测试 (DPT) 平台评估柔性换流策略下 SiC MOSFET 开关性能，并研制 40kW/100kHz DAB 样机验证连续运行稳态性能。

4.1 双脉冲测试配置与测试结果

DPT 平台和测试电路如图 5 和图 6 所示，采用层叠直流母线抑制高压电源高频纹波，为测试板提供稳定直流输入。分别搭建传统硬开关与柔性换流电路进行对比。测试负载为 300μH 感性负载，驱动采用英飞凌 1ED3321MC12N 驱动芯片，PWM 信号由 Xilinx XC6SLX25-FT256 FPGA 控制板产生。

测试条件为： $V_{DC} = 600V$ ， $I_L = 90A$ ，

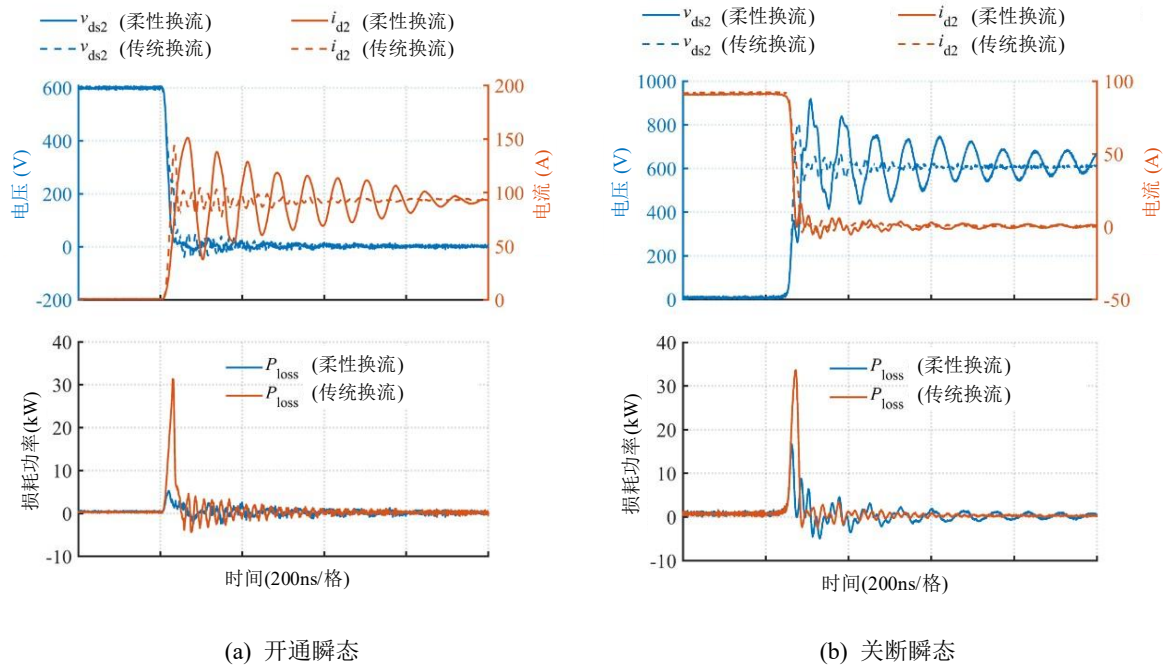


图 7. 双脉冲测试波形

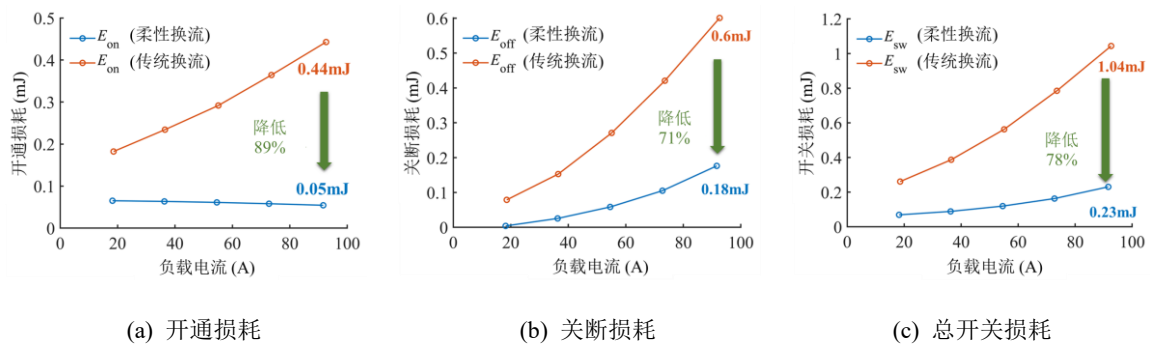


图 8. 柔性换流与传统换流开关损耗对比

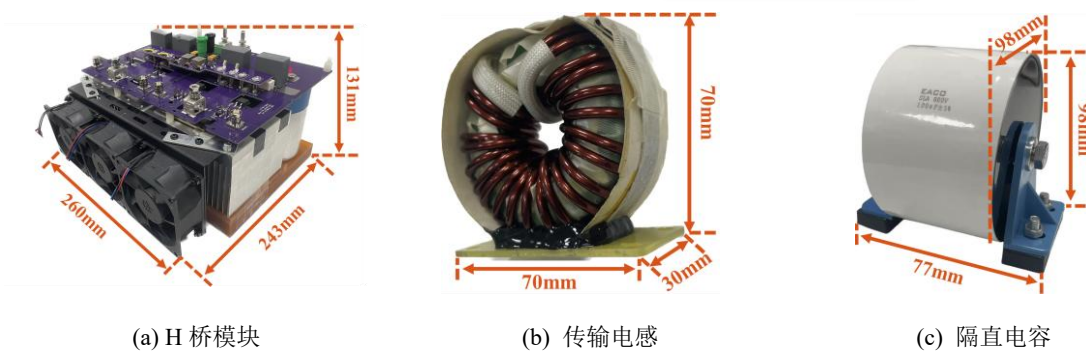


图 9. DAB 装置实物

$R_{g,ext} = 0.5\Omega$, 驱动电压 $\pm 15/0V$ 。

开关瞬态波形如图 7 所示。可以看出柔性换流结构开通 di/dt 降低、关断 dv/dt 降低, 呈现 ZCS 开通与 ZVS 关断特性。

柔性换流与传统硬开关换流的损耗对比如图 8 所示。与传统硬开关相比, 柔性换流开通损耗降低 89%, 关断损耗降低 71%, 总开关损耗降低 78%。

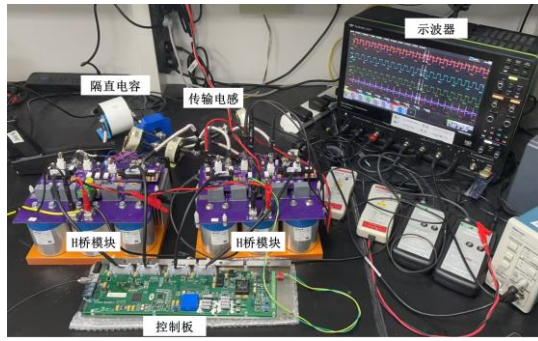


图 10. DAB 装置测试平台

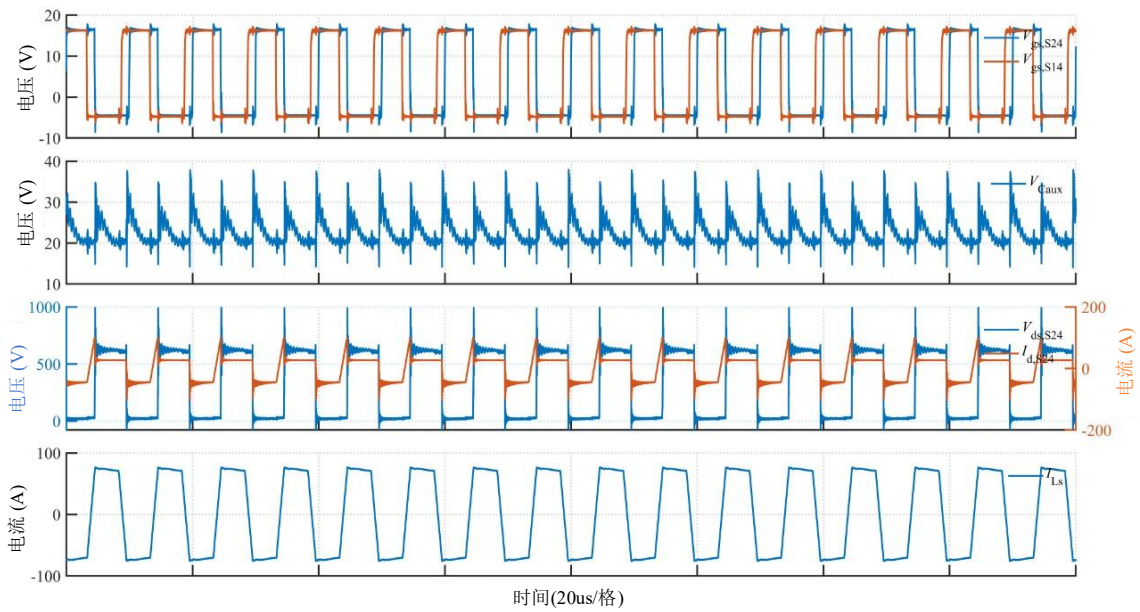


图 11. DAB 装置测试波形

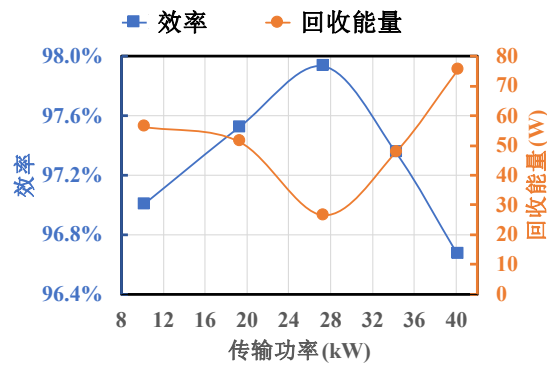


图 12. DAB 装置效率和回收能量

4.2 DAB 样机与连续运行性能

图 9 展示了 DAB 样机实物，包括 H 桥模块、传输电感、隔直电容。整机由原副边两个 H 桥模块、两对并联传输电感、一只隔直电容组成，功率密度 2.24kW/L。测试平台如图 10

所示，本文采用功率闭环测试，也即原副边直流母线互联，由同一高压直流电源供电。

额定工况波形如图 11 所示，其中输入和输出均为 600V，移相比 $d = 0.25$ 。第一个子图展示了原边功率器件 S_{14} 和副边功率器件 S_{24}

的驱动信号波形,可以看出,二者之间存在移相。第二个子图展示了辅助电容 C_{aux} 上的电压变化,可以看出,辅助电容在开关瞬态储能,并在半个开关周期内将能量传递至无损 ERC。第三个子图则展示了 S_{24} 器件的漏-源电压与漏极电流波形,其中关断稳态器件电流未完全归零为罗氏线圈直流偏置所致。第四个子图展示了传输电感上的电流波形,可以看出,传输电感电流为稳定的 100kHz 梯形波。

不同传输功率下的效率与回收能量如图 12 所示。DAB 效率通过(9)进行计算。其中 P_{PWR} 代表主功率侧的损耗,包括主功率器件的导通损耗、开关损耗以及其他主功率回路的元件损耗; P_{LV} 展示了低压控制系统的损耗,包括栅极驱动损耗、散热风扇、控制板以及能量回收系统中的其他损耗。 P_{tran} 则代表传输的功率。

$$\eta = 1 - \frac{P_{PWR} + P_{LV}}{P_{rans}} \times 100\% \quad (9)$$

可以看出,在传输功率为 27kW 时变换器表现出峰值效率 97.93%。柔性换流结构最大回收功率 75W,可完全覆盖低压控制系统所需能量,为简化辅助电源设计提供了可能性。

5 结论

本文提出一种基于柔性换流结构的 40kW/100kHz SiC 基 DAB 变换器设计。所提带无损能量回收电路的柔性换流母线可同时降低开通与关断损耗,支撑高频运行;该结构采用 PCB 走线环路实现分布式耦合电感,无需笨重磁芯元件。本文详细给出带柔性换流母线 DAB 变换器的设计方法,包括新增元件电气参数设计。双脉冲测试表明,柔性换流较传统硬开关总开关损耗降低 78%。所研制 40kW/100kHz DAB 样机实现功率密度 2.24kW/L,峰值效率 97.93%,最大回收功率 75W,回收能量可自给低压控制系统,简化辅助电源设计。

参考文献

- 1 F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2745–2760, Jul. 2012.
- 2 Y. Xiao, S. Ji, Z. Zhao, B. Shi, W. Xie, M. Yang, C. Sheng, and W. Yang, "Switching Dynamic and EMI Characterization of a 1.2 kV/100 A All-SiC Module With the Easy-2B Package," IET Power Electronics, vol. 18, no. 1, p. e70011, 2025.

- 3 L. Zheng, R. P. Kandula, and D. Divan, "Soft-Switching Solid-State Transformer With Reduced Conduction Loss," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 5, pp. 5236–5249, May 2021.
- 4 K. Maddi, A. Dubey, K. S. Parihar, J. A. Dar, A. K. Yadav, and M. K. Pathak, "A Control Technique for Achieving ZVS and Minimum Conduction Loss in DAB by Varying Input DC Link Voltage for EV Applications," in 2024 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Dec. 2024, pp. 1–6.
- 5 L. Gong, X. Jin, J. Xu, Z. Deng, H. Li, T. B. Soeiro, and Y. Wang, "A Dynamic ZVS-Guaranteed and Seamless-Mode-Transition Modulation Scheme for the DAB Converter That Maximizes the ZVS Range and Lowers the Inductor RMS Current," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 11, pp. 13 119–13 134, Nov. 2022.
- 6 X. Qu, X. Bi, and C. Wang, "Efficiency Optimization of Three-Phase DAB Converter Based on APWM Cascade SPS Control," in 2024 7th International Conference on Advanced Algorithms and Control Engineering (ICAACE), Mar. 2024, pp. 1248–1252.
- 7 H. Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2905–2914, Nov. 2008.
- 8 H. Shi, H. Wen, J. Chen, Y. Hu, L. Jiang, G. Chen, and J. Ma, "Minimum-Backflow-Power Scheme of DAB-Based Solid-State Transformer With Extended-Phase-Shift Control," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 4, pp. 3483–3496, Jul. 2018.
- 9 A. Taylor, G. Liu, H. Bai, A. Brown, P. M. Johnson, and M. McAmmond, "Multiple-Phase-Shift Control for a Dual Active Bridge to Secure Zero-Voltage Switching and Enhance Light-Load Performance," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 6, pp. 4584–4588, Jun. 2018.
- 10 W. Xu, A. Vetrivelan, Z. Guo, R. Yu, and A. Q. Huang, "Efficiency Optimization of Dual Active Bridge Converter Based on dV/dt Snubber Capacitors," in 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Jun. 2021, pp. 647–653.
- 11 Y. Xiao, S. Ji, M. Yang, and Z. Zhao, "An Easy-to-Implement Flexible Commutation Design With Reduced Switching Losses, di/dt and dv/dt for High-Speed and High-Power IGBTs," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 40, no. 9, pp. 12 123–12 142, Sep. 2025.

半控-全控混合型中压 DC/DC 变换器 ISOP 运行方法

ISOP Operation for Hybrid Medium-Voltage DC Transformers with
Mixed Semi-Controlled and Fully Controlled Devices

哈尔滨工业大学 王宁, 李彬彬, 陈波, 教煥宗, 徐殿国 Email: wangning@stu.hit.edu.cn

摘要: 本文基于半控晶闸管器件与全控子模块桥臂混合的柔性换流机理, 提出半控-全控混合型中压 DC/DC 变换器拓扑, 相比现有中压 DC/DC 变换器拓扑有效降低器件数目, 并分析了其运行原理特性与控制方法, 并指出单相拓扑输出电流断续的问题。在此基础上, 进一步提出了功率单元输出串联输出并联的结构, 提出功率单元间变压器电流交错与幅值叠加的波形设计方法以及输入侧端口均压控制方法, 有效降低了直流侧滤波器体积。

Abstract: Based on flexible commutation mechanism that combines semi-controlled thyristor devices with fully controlled submodule arms, this paper proposes a hybrid semi-controlled/fully controlled medium-voltage DC/DC converter topology. Compared to existing medium-voltage DC/DC topologies, this design effectively reduces the number of devices required. The paper analyzes the converter's operational principles and control strategies, while also identifying the issue of discontinuous output current inherent in the single-phase topology. Building upon this foundation, a structure featuring series-connected power unit outputs and parallel-connected inputs is further proposed. This includes a waveform design method that utilizes interleaved transformer currents and amplitude superposition between power units, as well as a voltage-balancing control strategy for the input ports, thereby effectively reducing the physical size of the DC-side filters.

关键词: 半控晶闸管, 全控子模块桥臂, 中压 DC/DC 变换器, 输出串联输出并联, 均压控制

Keywords: Semi-controlled thyristor, fully controlled SM arm, MV DC/DC converter, ISOP, Voltage balancing control

1 引言

在“双碳”目标驱动下, 新能源发电占比持续提升, 与此同时, 电解制氢、电解铝及数据中心等新型直流负荷快速发展, 呈现出容量大、电压范围宽及供电集中等特点。在此背景下, 亟需将中压侧电能高效传输至低压大容量直流负荷侧。

中压直流供电系统场景下, 中压侧电压等级一般在 10kV 以上, 半导体开关器件受其耐流耐压的限制, 无法直接用于这类中压大功率场景, DC/DC 变换器需要借助电力电子拓扑来承受中压来满足实际工程应用中的电压与容量要求, 主要有以下三种结构: (1) 半导体器件直接串联型; (2) 功率模块串并联型中压 DC/DC 变换器; (3) 模块化多电平型中压 DC/DC 变换器。器件直接串联型结构简单, 但面临动态与静态均压困难、控制复杂等问题^[1]; 模块化多电平及模块与模块化多电平型拓扑具有良好的扩展性与控制灵活性, 但其依赖大量全控器件及高频隔离变压器, 导致系统成本与损耗较高^[2,3], 特别是在电压等级较高时, 器件与高绝缘变压器造成的成本、体积显著。

晶闸管与二极管耐压耐流能力强、通态损耗低, 功率密度高, 串联技术成熟, 适用于主功率通道。由子模块级联构成的桥臂能够实现电压调节与电流控制。因此, 现有学者将半控器件与全控桥臂相结合, 提出柔性换流机理并构造出半控-全控器件混合型中

压 DC/DC 变换器拓扑, 采用集中绝缘型大容量中频变压器大幅降低变压器数目, 有望在保证系统可控性的同时显著降低损耗与成本^[4]。现有研究中该拓扑采用三相结构以满足对输入电流、输出电流以及相间换流的控制, 中压侧子模块数目仍较多, 限制其在中压侧应用($>\pm 20\text{kV}$)中的应用。

本文基于柔性换流机理提出单相半控-全控混合型拓扑及其运行原理与控制方法, 并在此基础上研究其功率单元间 ISOP 运行方法及端口均压控制策略, 并通过了仿真验证其有效性, 为大容量中压直流供电系统提供一种高效、低损耗的解决方案。

2 半控-全控混合型 DC/DC 变换器

2.1 单相拓扑结构

如图 1 所示为半控-全控器件混合型直流变压器拓扑的基本单相电路。在中压侧, T_a 与 T_b 为由若干晶闸管串联形成的晶闸管阀组, S_a 与 S_b 为由半桥子模块级联构成的子模块桥臂, 每个桥臂由多个子模块串联构成, 子模块内部包含电容及全控开关器件 IGBT。 $L_i(i=a, b)$ 、 L_k 分别为晶闸管串联电感和变压器漏感。低压侧采用二极管整流电路, 将变压器输出交流电压转换为稳定直流电压。 U_M 与 I_M 分别为中压侧直流电压与直流电流, U_L 与 I_L 分别为低压侧直流电压与直流电流, 变

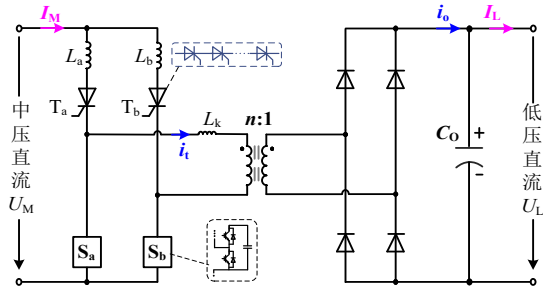


图1 单相拓扑结构

压器变比为 $n:1$ 。相比于传统全控型固态变压器，该拓扑通过引入半控晶闸管器件，减少了全控器件数量，将晶闸管、二极管通态损耗低、功率密度高、串联技术成熟与子模块桥臂电压、电流高度可控的优势相结合。

2.2 单相运行原理

下面对所提直流变压器拓扑的运行原理进行分析。以单相拓扑为例，图2所示为半控-全控器件混合型拓扑在一个运行周期内的工作波形。如图2(a)所示，一个周期 T 内，两个桥臂晶闸管阀组交替导通，轮流承载输入侧中压直流 I_M ，保证输入电流的连续性。并与子模块桥臂 S_a 和 S_b 相互配合在变压器上产生梯形交流电流，幅值为 I_o/n ，如图2(b)所示。由半桥子模块级联而成有源桥臂 S_a 、 S_b 能够主动实现电压调控和电流波形跟踪，并为开关阀组提供理想的开通与关断电压、电流条件，其桥臂电压电流如图2(c)和图2(d)所示。变压器电流经变压器变换和二极管整流后，得到二倍频梯形波输出电流，幅值为

I_o ，如图2(e)所示。

桥臂作为拓扑的核心元件，可以实现桥臂电压的连续可调输出，并参与晶闸管换流过程及系统功率调节。在稳态运行阶段，与导通的晶闸管直连的桥臂支撑输入侧电压 U_M 并调节桥臂电流，使电流按参考波形变化。同时另一桥臂控制变压器电流按梯形波变化，从而控制传输功率及变压器电流。当晶闸管进入换流阶段时，桥臂通过改变输出电压幅值，在换流电感上施加适当电压，使原导通支路电流逐渐减小至零，同时建立新导通支路电流，实现电流的平滑转移。此外，桥臂还承担子模块电容电压均衡的重要功能。通过对各子模块电容电压的采样与排序控制，在不同电流方向下选择合适的子模块投入或旁路，从而实现电容电压的动态均衡，保证桥臂长期稳定运行。为深入揭示拓扑的柔性换流机理，将一个周期内的换流过程划分为六个典型阶段详细阐述，并绘制了其中三个重要阶段的等效电路图，如图3所示。

阶段 $[t_0 \sim t_1]$ ：恒流工作状态，如图3(a)所示。晶闸管阀组 T_a 导通， T_b 关断，桥臂 S_a 电压 $u_{sa} = U_M$ ，支撑中压侧电压并控制输入电流 I_M 恒定，其电流 $i_{sa} = i_{Ta} - i_t$ ；桥臂 S_b 电压为 $u_{sb} = U_M - nU_L$ ，该电压维持变压器原边产生幅值为 nU_L 的电压，控制变压器电流为 I_L/n 。阶段 $[t_1 \sim t_2]$ ：变压器电流下降。Sb 桥臂电压从 $U_M - nU_L$ 略微上升，产生的电压差作用于变压器漏感 L_k 上，使变压器电流降为零，

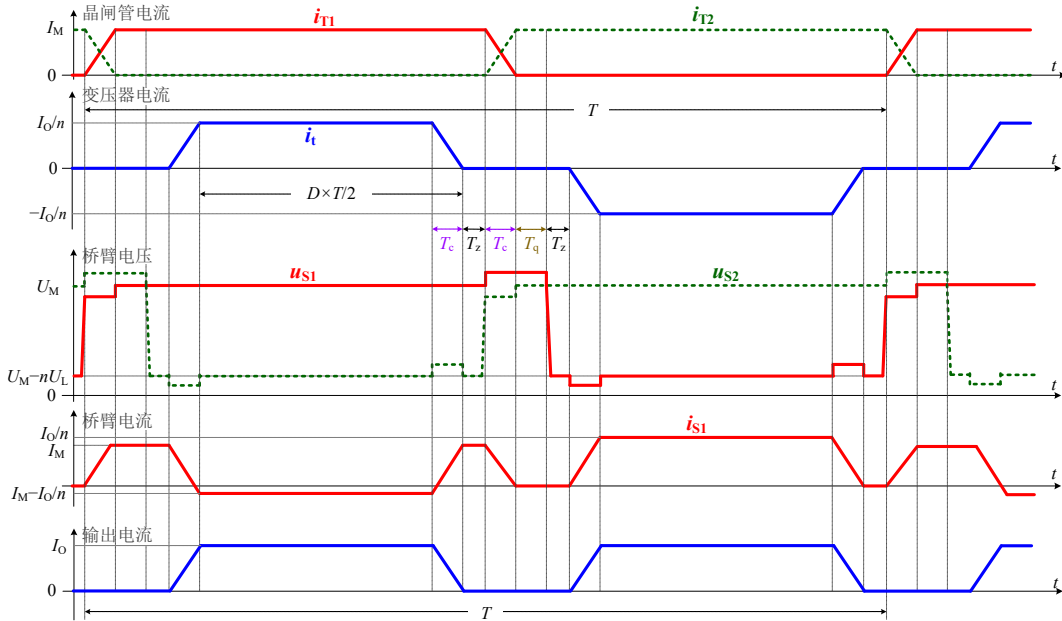


图2 单相拓扑结构

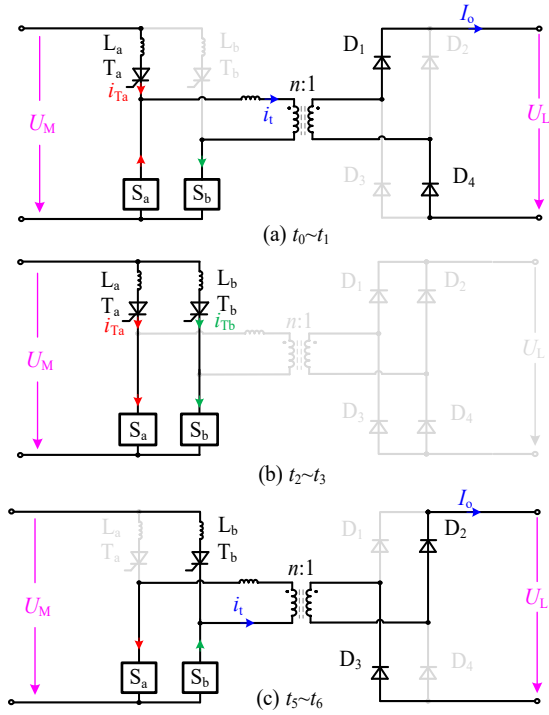


图3 等效电路图

为晶闸管换流做准备。为维持中压侧输入电流不变， S_a 桥臂电流逐渐上升直至 I_M

阶段 $[t_1 \sim t_2]$ ：变压器电流下降。 S_b 桥臂电压从 $U_M - nU_L$ 略微上升，产生的电压差作用于变压器漏感 L_k 上，使变压器电流降为零，为晶闸管换流做准备。为维持中压侧输入电流不变， S_a 桥臂电流逐渐上升直至 I_M 。

阶段 $[t_2 \sim t_3]$ ：晶闸管换流阶段，如图 3(b) 所示， T_a 、 T_b 均处于导通状态。通过主动调节 S_a 、 S_b 桥臂的电压，在两个晶闸管串联电感上施加幅值相反的电压 U_T ，使 T_a 电流从 I_M 逐渐减小至零，而 T_b 电流从零逐渐增大至 I_M ，流过晶闸管的电流合成为 I_M ，保证中压输入侧电流的连续性。

阶段 $[t_3 \sim t_4]$ ： T_a 电流减小至零后，调节 S_a 电压至 $U_M + U_R$ ，主动在 T_a 上施加反压 U_R ，持续时间为 T_q ，实现可靠关断。

阶段 $[t_4 \sim t_5]$ ： T_a 处于关断状态， T_b 保持导通。 S_a 电压逐渐降至 $u_{Sa} = U_M - nU_L$ ，电压下降过程中 du/dt 受到约束。

阶段 $[t_5 \sim t_6]$ ：变压器电流恢复，如图 3(c) 所示， S_a 桥臂电压从 $U_M - nU_L$ 略微下降，产生的电压差作用于变压器漏感 L_k 上，使变压器电流逐渐升为 nI_L ， S_b 维持直流电压并控制直流电流。

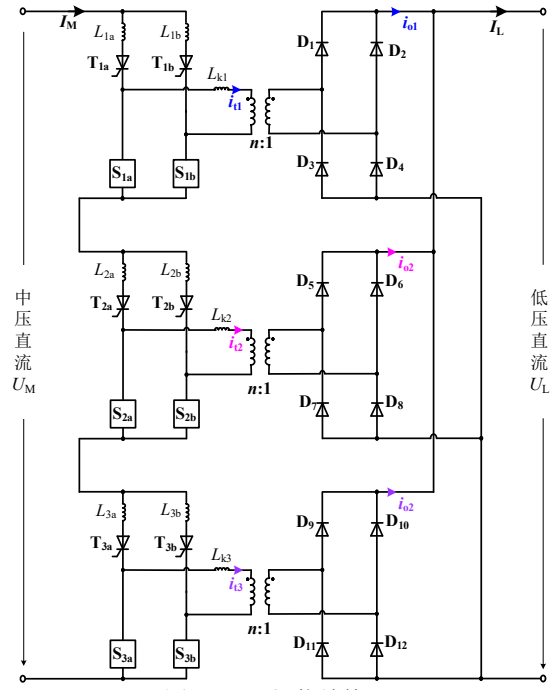


图4 ISOP 拓扑结构

3 ISOP 运行方法与波形设计

3.1 电流波形设计

单相拓扑在晶闸管换流时变压器电压接近为零，小于低压侧电压 U_L ，因此低压侧二极管阻断，变压器电流为零，输出侧直流电流断续，需要较大的滤波电容。本文进一步提出采用三个单相功率单元的 ISOP 拓扑结构，设计三个功率单位的运行时序，使变压器电流交错运行，在低压侧可以合成平滑的直流电流。如图 4 所示，输入侧三个功率单元串联，共同承受中压 U_M 。输出侧通过变压器隔离后并联供给低压负载。

图 4 所示结构下，通过设计三台变换器功率单元交错运行(移相角为 $T/3$)，在变压器为零电流时间内，另外两台变换器将平均承担低压直流侧的大电流，即每台变换器输出电流峰值为 $I_L/2$ ，降低了变压器与子模块桥臂的电流应力。交错运行下，低压直流侧可合成平滑的直流电流，电流纹波小，无需直流滤波器，成本、体积具有显著优势。如图 5 所示为三个变换器功率单位的输出电流，每个功率单位的输出电流为二倍频梯形波，电流断续、存在零电流时间。但是通过三个功率单位的时序交错运行，输出电流交错叠加，可以合成平滑的直流侧电流，每台功率单位的输出电流幅值均为直流侧电流 I_L 的一半，在此设计下，省去了低压侧的大容量滤

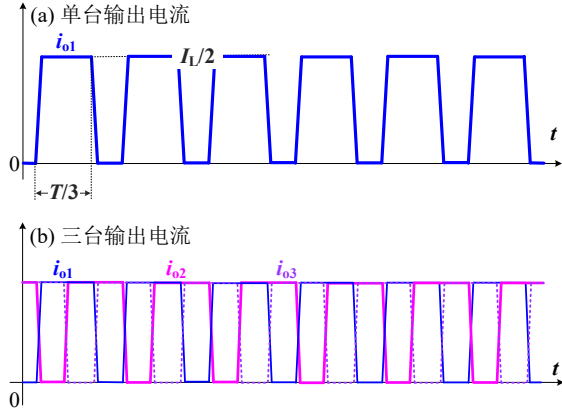


图 5 功率单元输出电流

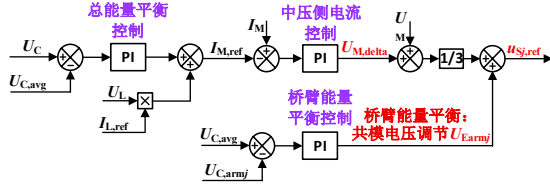


图 6 输入端口均压与能量平衡控制

波器，通过桥臂对变压器电流亦低压侧输出电流的控制，可以实现良好的波形质量，降低负载侧的直流电流纹波。

子模块电容计算公式取决于桥一个周期内储存与吸收情况：

$$E = \int_0^T u_{Sj} i_{Sj} dt \quad (1)$$

桥臂能量将分布在 N 个子模块电容中，可以得到子模块电容的计算公式：

$$\Delta E = \frac{1}{2} NC(U_{C,max}^2 - U_{C,min}^2) = NC U_C^2 \varepsilon_u \quad (2)$$

$$C = \frac{\Delta E}{N U_C^2 \varepsilon_u} \quad (3)$$

晶闸管串联电感 L_i 与变压器漏感 L_k 的设计应考虑对电流纹波的限制，同时应避免电感过大，否则将增大换流电压，导致子模块数目增加。电感计算公式如下：

$$\frac{U_C}{4\Delta I_{ac} N f_c} \leq L_i \leq \frac{U_T T_c}{I_{MA}} \quad (4)$$

$$\frac{n U_C}{4\Delta I_L N f_c} \leq L_k \leq \frac{2n U_{MA} T_c}{I_L} \quad (5)$$

3.2 输入均压控制方法

本文所提 ISOP 拓扑结构在中压侧为三个端口串联，因此其端口电压均衡至关重要。传统 ISOP 拓扑结构在变换器入口处均存在滤波电容，通过闭环控制电容电压，即调节电容的充放电电流即可较容易的实现端口均压控制。然而在中压侧电压等级较高时，高压滤波电容体积大、成本高，增大了装备

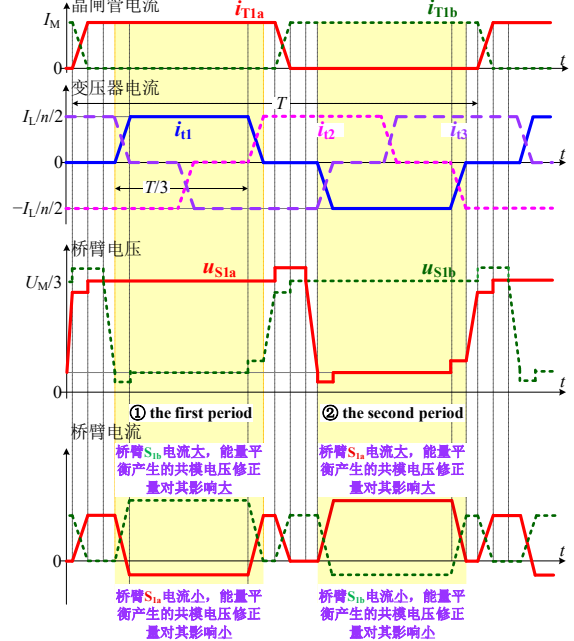


图 7 桥臂分时能量平衡控制

的体积与成本。因此针对该问题，本文提出无输入滤波电容的 ISOP 拓扑串联端口电压均衡控制方法，并进一步提出了半控-全控混合型拓扑的桥臂能量平衡控制策略，实现子模块电容电压充放电的同时，实现端口自均压，省去中压侧滤波电容。

端口均压与桥臂能量平衡控制框图如图 6 所示，拟通过控制中压侧直流电流来实现所有桥臂(6 个桥臂)的总能量平衡，而通过控制每个端口对应的桥臂的共模电压来实现桥臂的能量平衡，因此根据 ISOP 结构的特点，端口电压会根据能量平衡的控制自然而然的确定下来，实现均压。需要注意的是，共模电压同时影响一个端口内两个桥臂的电压，该电压的调节会同时影响两个桥臂的能量平衡，特别是会导致一个桥臂充电，另一个桥臂放电，因此两个桥臂的能量平衡会存在耦合。对此，在共模电压能量平衡控制策略的基础上，进一步提出桥臂分时能量平衡调节策略，即当共模电压对某个桥臂能量影响更大时(即该桥臂电流更大)，这段时间就以这个桥臂能量平衡为主调节共模电压。

具体而言，如图 7 运行波形图所示，在 ①the first period 这段时间，桥臂 S_{1b} 电流更大，因此以桥臂 S_{1b} 的能量平衡为主，以其电容电压平均值作为反馈，调节共模电压实现该桥臂的能量平衡。而在该周期的 ②the second period 这段时间，桥臂 S_{1a} 电流更大，则以桥臂 S_{1a} 的能量平衡为主，调节共模电

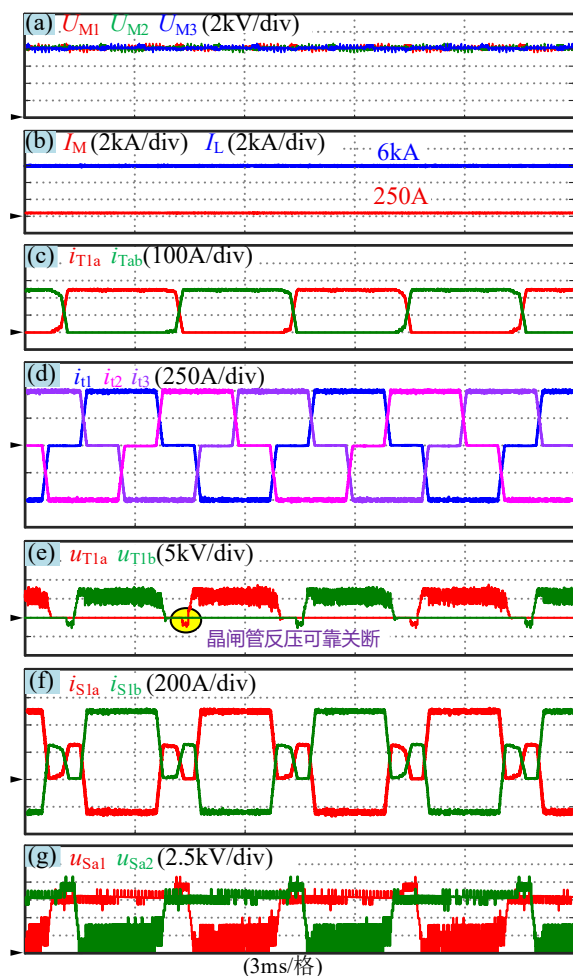


图 8 仿真波形

压实现该桥臂的能量平衡。因此，在该策略下，一个周期中分为两段时间分别调控两个桥臂的能量，通过辨别共模电压对哪个桥臂的能量影响更大从而选择合适的时间对该桥臂进行能量平衡控制，实现了桥臂间能量平衡解耦。

另外，对于前面提到的各端口晶闸管电流控制冲突问题，根据上面的控制框图可见只对中压侧端口电流进行控制，产生的电压修正量将会同时作用在所有端口对应桥臂上，相当于三个端口的桥臂共同控制这个电流，即决定了晶闸管电流幅值。而每个端口对应的两个桥臂仅在晶闸管换流过程对其进行控制，等效为控制环流，而不会影响幅值大小。

综上，本文提出了无端口滤波电容下的中压侧电流控制策略、桥臂能量平衡控制策略以及端口均压控制方法，实现了半控-全控混合型拓扑无端口滤波器的优势。

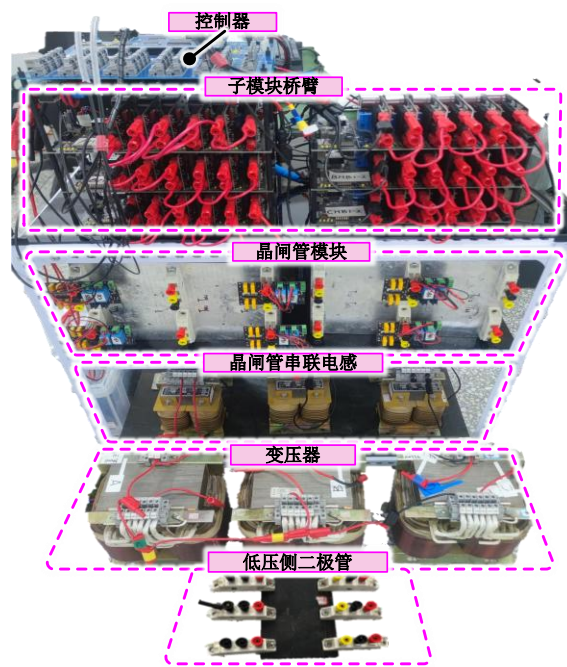


图 9 实验样机

4 仿真与实验验证

表 1 仿真与实验参数

Tab1 Simulation and Experimental Parameters

变换器参数	仿真	实验(单台)
功率等级 P	6MW	600W
中压侧电压 U_M	24kV	200V
低压侧电压 U_L	1kV	50V
运行频率 f	150Hz	150Hz
变压器变比 n	6	3
子模块数目 N	10	6
子模块电压 U_c	1kV	50V
换流时间 T_c	400 μ s	360 μ s
反压时间 T_q	400 μ s	460 μ s

为验证所提出中压直挂直流电源的有效性，本文搭建了 24kV/1kV/6MW 仿真模型进行仿真验证，并通过 200V/50V/600W 的单相半控-全控混合型中压 DC/DC 变换器样机进行实验验证，参数如表 1 所示。

4.1 仿真验证

半控-全控混合型中压 DC/DC 变换器拓扑 ISOP 运行各电压电流仿真波形如图 8 所示，可见中压侧三个端口电压均稳定在 8kV，实现了端口均压。晶闸管交替导通承担功率，并实现线性换流，共同合成中压侧直流电流，纹波小、电能质量高。换流结束后，晶闸管可承受反压实现可靠关断，仿真中反压时间为 400 μ s，反压大小为 1.8kV。当晶闸管导通

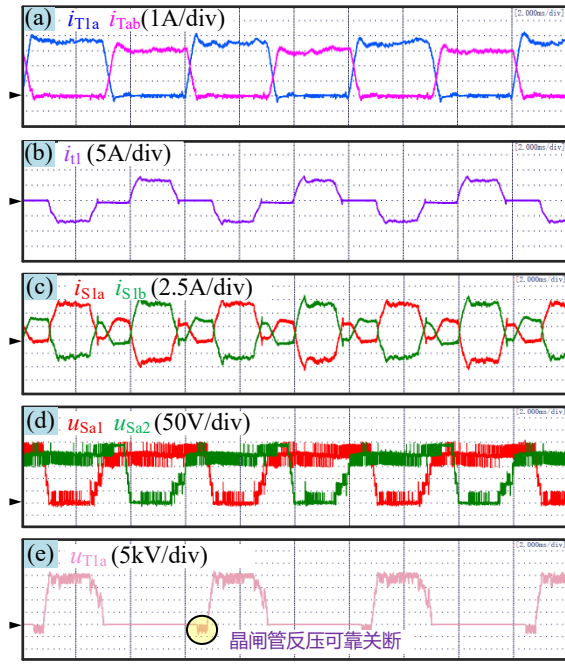


图 10 实验波形

时,子模块桥臂电流为晶闸管电流与变压器电流之差,对应支路子模块桥臂控制输入电流实现高输入波形质量,其电压为交流侧电压大小;当晶闸管关断时,对应支路子模块桥臂流过变压器电流,大小为 500A,其电压为中压侧电压与变压器电压幅值(亦输出电压)之差。可见,通过调节子模块桥臂电压即可实现输出电压的宽范围调节,所提拓扑采用全桥子模块,输出电压范围可实现零压到额定电压 1kV 的调节。三台功率单元中变压器电流波形交错,任意一相变压器电流为零时,另外两相变换器平均承担输出电流维持电流平滑连续,故每台变换器输出电流峰值为额定电流的一半,即 $I_L/2=3\text{kA}$ 。

4.2 实验验证

半控-全控混合型中压 DC/DC 变换器实验样机如图 9 所示,单相实验波形如图 10 所示。

图 10(a)和 10(e)为晶闸管电流与电压波形,可见晶闸管交替导通,两条支路间为线性换流,共同合成交流侧电流。换流结束后,通过调节桥臂电压可实现晶闸管承受反压可靠关断,与理论分析相符,实验中反压时间为 $460\mu\text{s}$,反压大小为 $20\%U_M$ 。图 10(c)和 10(d)为子模块桥臂电流与电压波形,晶闸管导通时,对应支路桥臂流过输入电流与变压器电流之差,此时桥臂电压为中压侧直流电压;晶闸管关断时,对应支路桥臂流过变

器电流,此时桥臂电压为中压侧直流电压与变压器电压幅值(亦输出电压)之差,控制输出电流维持传输功率稳定。

5 结论

本文针对新能源直流汇集与直流供电,特别是数据中心、电动汽车充电站、电制氢等应用场景,基于柔性换流机理,将低成本、低损耗、可靠性高的二极管与晶闸管阀组与控制能力强的子模块桥臂相结合,提出一种半控-全控混合型中压 DC/DC 变换器拓扑。本文详细介绍了拓扑的工作原理、运行控制方法,并分别通过仿真与实验验证了其有效性。所提拓扑在功率容量、转换效率、装备成本与调压范围等方面有望优于传统拓扑方案,为大容量中低压直流供电提供了新的思路。

参考文献

- 1 CHEN R T, LI C S, FANG H, et al. Analysis and design for medium voltage dual active bridge converter based on series-connected SiC mosfets[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15620-15633.
- 2 刘瑞煌, 杨景刚, 贾勇勇, 等. 中压直流配电网中直流变压器工程化应用[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(23): 131-140.
- 3 YAO J J, CHEN W, XUE C Y, et al. An ISOP hybrid DC transformer combining multiple SRCs and DAB converters to interconnect MVDC and LVDC distribution networks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11442-11452.
- 4 X. Zhao, B. Li and D. Xu. An MV Hybrid Isolated DC Transformer for Wide Output Voltage Range Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(2): 1583-1593.

作者简介

王宁: 男, 1999 年 4 月生, 博士生。研究方向为大容量隔离型交直流电力电子变压器关键技术。

李彬彬: 男, 1989 年 8 月生, 教授, 博士生导师。研究方向为柔性直流输电技术、可再生能源发电技术、模块化多电平技术等。

中压直流变换器磁耦合高隔离驱动方法

Magnetic Coupled High Isolation Driving Method for Medium Voltage DC Converter

陈智凯 何志兴* 翁智杰 管仁锋 张振扬 张悦龙

(湖南大学电能高效高质转换全国重点实验室, 湖南省 长沙市 410082)

Email: YYczk@hnu.edu.cn hezhixing@hnu.edu.cn wzj80865@hnu.edu.cn

grf@hnu.edu.cn zzy2023@hnu.edu.cn zylhnu@hnu.edu.cn

摘要：在中压直流变换器中，碳化硅功率器件常常处于高悬浮电位，高隔离高可靠栅极驱动是保障变换器稳定可靠运行的关键。本文提出了一种能量与信号同步传输的磁耦合高隔离栅极驱动方法，在原边侧对能量与信号进行耦合，通过驱动变压器传输至副边并解耦，突破了传统磁耦合栅极驱动对称占空比的限制，实现了 0-100% 全占空比可调的隔离驱动输出能力，能够适应不同调制方式的需求，且可以通过设计变压器的隔离电压来应用于不同电压等级的变换器，因此拥有广泛的应用前景。此外，本文设计了原边侧的信号调制电路，只需单一 PWM 信号即可生成原边侧所有开关器件的驱动信号，显著降低了原边侧开关器件的驱动难度。最后，验证了所提栅极驱动的全占空比可调驱动输出能力，搭建了双脉冲测试实验平台并进行双脉冲测试，并将所提栅极驱动应用于中压直流变换器，验证了所提栅极驱动的可靠性与实用性。

Abstract: In medium voltage DC converters, SiC power devices are usually at high floating potential, so high isolation and high reliability gate drivers are key to ensuring the stable and reliable operation of the converter. This paper proposes a magnetic coupled high isolation gate driver for synchronous transmission of energy and signals. The energy and signals are coupled on the primary side, transmitted to the secondary side through a driving transformer and decoupled. The proposed gate driver breaks through the limitation of traditional magnetic coupled gate driver with symmetrical duty cycle, and achieves an isolated drive output capability with adjustable duty cycle from 0 to 100%. The proposed gate driver has a wide range of application prospects as it can adapt to the needs of different modulation methods and can be applied to converts of different voltage levels by designing the isolation voltage of the transformer. In addition, this paper designs a signal modulation circuit on the primary side, which can generate driving signals for all switching devices on the primary side with a single PWM signal, significantly reducing the difficulty of driving the switching devices on the primary side. Finally, the full duty cycle adjustable driving output capability of the proposed gate driver was verified and a double pulse test experimental prototype was built and double pulse test was conducted. The proposed driver was also applied to a medium voltage DC converter to verify its reliability and practicality.

关键词：中压直流变换器，磁耦合栅极驱动，全占空比，碳化硅功率器件

Keywords: Medium voltage DC converter, Magnetic coupled gate driver, Full duty cycle, SiC power device

1 引言

中压直流输电由于其相比交流输电有着线路损耗小、效率高等优点，广泛应用于海底直流配电系统^[1-2]。中压直流变换器是将中压直流输入转换为低压直流输出的关键设备，因此在中压直流输电中起着不可或缺的作用。

在中压直流变换器中，由于现有的 SiC 功率器件无法耐受输入电压，通常使用器件串联或模块串联的方式来提升阻断电压的能力。因此在中压直流变换器中，大多数功率器件都处于高悬浮电位，需要能够同时输出正负驱动电压的高隔离栅极驱动来保证功率器件的可靠开通与关断，避免由于串扰而误开关。此外，为了防止功率器件由于驱动信号时序的不一致而过压击穿，还要求高隔离栅极驱动有着较好的传输延迟一致性来保证所有串联器件或串联模块的同步动作。

目前常见的隔离栅极驱动可分为光隔离栅极驱动和磁耦合隔离栅极驱动。光隔离栅

极驱动虽然有着隔离电压等级高，抗共模干扰能力强的优点，但是其在传输延迟的一致性方面存在劣势^[3-4]。此外，光隔离栅极驱动难以同时传输能量和信号，在大多数应用场景下还需要额外的隔离电源提供驱动电压，增加了系统的复杂性。

相比光隔离栅极驱动，磁耦合隔离栅极驱动由于其天然地能采用一个原边电路同时驱动多个副边功率器件的结构，传输延迟的一致性较好，且不需要额外的隔离电源，更加广泛地应用于串联应用中^[5-10]。尽管传统的磁耦合栅极驱动能够同时输出正压和负压，但受限于变压器磁芯，占空比局限于 50% 附近，极大程度降低了驱动的灵活性。文献[7]提出了一种基于正激拓扑的磁耦合栅极驱动，其通过变压器的反向电势来产生负压，但是由于其拓扑的局限性，只能将占空比拓展至 80%。文献[8]提出了一种全占空比磁耦合栅极驱动，其通过两个变压器分别控制功率器件的开通和关断，虽然能够实现全占空比驱动信号输出，但无法输出负驱动

电压, 且变压器数量翻倍, 成本增加。

总的来说, 目前常规的磁耦合隔离驱动存在无法同时满足输出全占空比可调驱动信号和输出正负驱动电压的难题。为解决上述问题, 本文提出了一种适用于中压直流变换器的全占空比可调的磁耦合高隔离栅极驱动, 所提驱动通过传统全桥磁耦合隔离栅极驱动的基础上额外增加一个半桥调制单元和副边绕组, 实现了能量和信号的原边耦合和副边解耦, 不仅保留了传统磁耦合隔离栅极驱动能够同时输出正负驱动电压的优点, 还将占空比从 50% 附近拓展至 0-100% 任意可调, 极大拓展了驱动的灵活性。此外, 本文设计了原边电路的信号调制电路, 能够在不增加输入 PWM 信号数量的基础上生成原边侧所有开关器件的驱动信号, 大大降低了对控制器资源的需求及驱动难度。

本文剩余部分的整体结构如下: 第二节分析了所提栅极驱动的工作模式和电流路径; 第三节设计了原边侧的信号调制电路; 第四节对所提栅极驱动进行了实验验证; 第五节对本文进行了总结。

2 工作原理

所提全占空比可调磁耦合高隔离栅极驱动电路结构如图 1 所示, 分为原边电路、高隔离驱动变压器和副边电路, 所提栅极驱动用于驱动 SiC 功率器件 Q_1 。

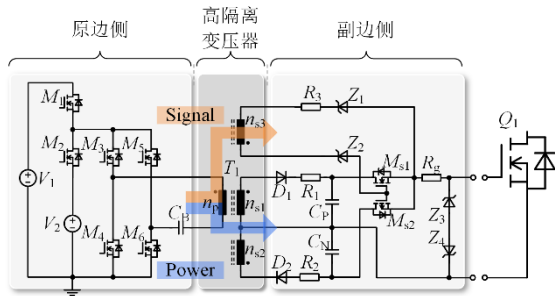


图 1 磁耦合高隔离栅极驱动电路结构

原边电路由三个半桥组成, 其中半桥 M_1 、 M_2 连接两个不同的直流电压源 V_1 、 V_2 。当 M_1 导通时, 输出电压为 V_1 ; 当 M_2 导通时, 输出电压为 V_2 。半桥 M_3 、 M_4 与半桥 M_5 、 M_6 并联组成全桥电路, 半桥 M_1 、 M_2 的中点连接至全桥电路的母线, 因此控制半桥 M_1 、 M_2 的开关即可改变全桥电路的母线电压。全桥电路输出的高频逆变方波经过隔直电容 C_B 输入至高隔离驱动变压器 T_1 。

高隔离驱动变压器 T_1 由一个原边绕组和三个副边绕组组成, 其中副边绕组 s_1 、 s_2

为能量解耦绕组, 分别提供正负驱动电压, 副边绕组 s_3 为信号解耦绕组, 作为副边开关动作的指示信号并控制副边的能量流向。

副边电路分为能量接收电路和信号接收电路, 能量接收电路采用二极管整流得到驱动 Q_1 所需的正负驱动电压, 信号接收电路由两个对顶的稳压管 Z_1 、 Z_2 和串联的限流电阻 R_3 及一对共源共栅连接的 NMOS、PMOS 组成。当副边绕组 s_3 的电压高于稳压管的钳位电压时, 稳压管被反向钳位, 此时额外的电压将被施加在 M_{s1} 、 M_{s2} 的栅极上, 通过该电压可以控制 M_{s1} 、 M_{s2} 的开通与关断, 实现对副边能量流向的控制。

所提栅极驱动的工作模式可以分为能量传输模式和能量与信号同步传输模式, 接下来将分别分析这两个工作模式。

2.1 能量传输模式

当输入 PWM 信号的跳变沿还未到来时, 所提栅极驱动工作在能量传输模式下, 此时 M_2 导通, 全桥电路的母线电压为 V_2 , 输出电压为 $\pm V_2$ 。

当所提栅极驱动工作于正压能量传输模式时, M_2 、 M_3 、 M_6 导通, 此时的电流路径如图 2 所示, 各副边绕组的电压可表示为

$$\begin{cases} V_{s1} = n_{s1} V_2 / n_p \\ V_{s2} = -n_{s2} V_2 / n_p \\ V_{s3} = n_{s3} V_2 / n_p \end{cases} \quad (1)$$

由于 $-V_{s2} < V_{Z2}$, 因此副边绕组 s_3 截止, 而副边绕组 s_2 被 D_2 阻断, 因此只有副边绕组 s_1 导通, 其通过 D_1 - R_1 给 C_P 充电。

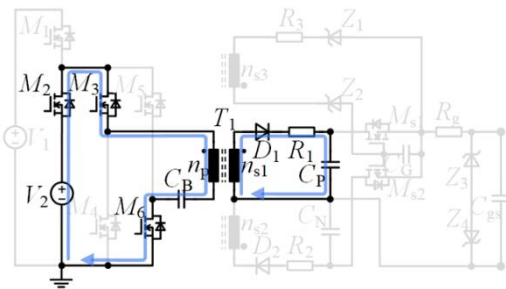


图 2 正压能量传输模式

当所提栅极驱动工作于负压能量传输模式时, M_2 、 M_4 、 M_5 导通, 此时的电流路径如图 3 所示, 各副边绕组的电压可表示为

$$\begin{cases} V_{s1} = -n_{s1} V_2 / n_p \\ V_{s2} = n_{s2} V_2 / n_p \\ V_{s3} = -n_{s3} V_2 / n_p \end{cases} \quad (2)$$

由于 $V_{s2} < V_{Z2}$, 因此副边绕组 s_3 截止, 而

副边绕组 s_1 被 D_1 阻断, 因此只有副边绕组 s_2 导通, 其通过 R_2 - D_2 给 C_N 充电。

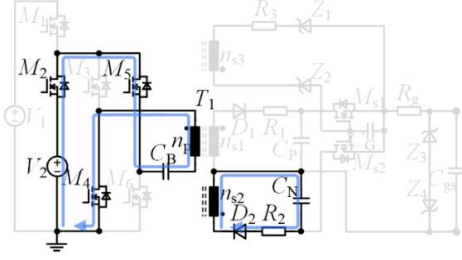


图3 负压能量传输模式

当所提栅极驱动工作于能量传输模式时, 由于 $C_G \gg C_{Z1}/C_{Z2}$, 其中 C_G 为 M_{s1} 和 M_{s2} 的栅极电容之和, C_{Z1} 和 C_{Z2} 分别为 Z_1 和 Z_2 的结电容, 当 V_{s3} 极性变化时, 可以认为 M_{s1} 和 M_{s2} 的栅极电压 v_{gs} 保持不变, 即只有 Z_1 和 Z_2 参与电压的再分配。

2.2 能量与信号同步传输模式

当输入 PWM 信号的跳变沿到来时, 所提栅极驱动工作于能量与信号同步传输模式下, 此时 M_1 导通, 全桥电路的母线电压为 V_1 , 输出电压为 $\pm V_1$ 。

当输入 PWM 信号的上升沿到来时, M_1 、 M_3 、 M_6 导通, 此时的电流路径如图 4 所示, 各副边绕组的电压可表示为

$$\begin{cases} V_{s1} = n_{s1}V_1/n_p \\ V_{s2} = -n_{s2}V_1/n_p \\ V_{s3} = n_{s3}V_1/n_p \end{cases} \quad (3)$$

由于 $-V_{s3} > V_{Z2}$, 在此模式下副边绕组 s_3 导通, 此时 Z_2 反向钳位, Z_1 正向导通, 给 C_G 充电的电流路径为 Z_2 - C_G - Z_1 - R_3 , v_{gs} 迅速改变, 最终被充电至

$$v_{gs} = n_p V_1 / n_{s3} - V_Z - V_F \quad (4)$$

其中, V_Z 为 Z_1 和 Z_2 的反向钳位电压, V_F 为 Z_1 和 Z_2 的正向导通电压。

当 v_{gs} 高于 M_{s1} 的阈值电压时, M_{s1} 导通, C_P 通过 M_{s1} - R_g 给 Q_1 的栅极电容 C_{gs} 充电, 使其开通。由于 $C_P \gg C_{gs}$, 可以认为在 C_P 给 C_{gs} 充电的过程中 V_{CP} 保持不变, 即 Q_1 的正驱动电压为 V_{CP} 。

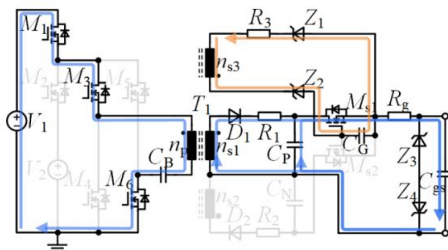


图4 上升沿能量与信号同步传输模式

当输入 PWM 信号的下降沿到来时, M_1 、 M_4 、 M_5 导通, 此时的电流路径如图 5 所示, 各副边绕组的电压可表示为

$$\begin{cases} V_{s1} = -n_{s1}V_1/n_p \\ V_{s2} = n_{s2}V_1/n_p \\ V_{s3} = -n_{s3}V_1/n_p \end{cases} \quad (5)$$

由于 $V_{s3} > V_{Z2}$, 在此模式下副边绕组 s_3 导通, 此时 Z_1 反向钳位, Z_2 正向导通, 给 C_G 放电的电流路径为 R_3 - Z_1 - C_G - Z_2 , v_{gs} 迅速改变, 最终被放电至

$$v_{gs} = -(n_p V_1 / n_{s3} - V_Z - V_F) \quad (6)$$

当 v_{gs} 低于 M_{s2} 的阈值电压时, M_{s2} 开通, C_N 通过 M_{s1} - R_g 给 C_{gs} 放电, 使其关断。由于 $C_N \gg C_{gs}$, 可以认为在 C_N 给 C_{gs} 充电的过程中 V_{CN} 保持不变, 即 Q_1 的负驱动电压为 $-V_{CN}$ 。

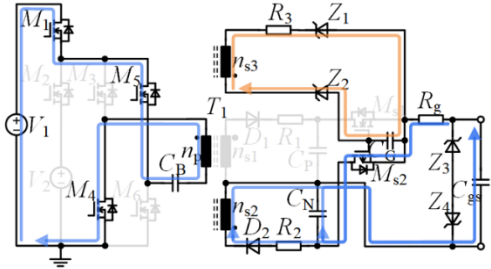


图5 下降沿能量与信号同步传输模式

2.3 全占空比运行特性分析

所提栅极驱动在不同占空比下的电路关键波形如图 6、图 7 和图 8 所示, 其中 v_G 为 PWM 信号, v_{pri} 为 T_1 的原边电压, v_{th_N} 为 M_{s1} 的阈值电压, v_{th_P} 为 M_{s2} 的阈值电压, V_{gs} 为 Q_1 的栅极电压。

当输入 PWM 信号的电平维持不变时, G_2 保持高电平, 此时 v_{pri} 为 $\pm V_2$ 的方波电压信号; 当 PWM 信号的上升沿来临时, v_{pri} 为 $+V_1$, 此时 M_{s2} 截止, M_{s1} 导通, C_P 驱动 Q_1 开通。当 PWM 信号的下降沿来临时, v_{pri} 为 $-V_1$, 此时 M_{s1} 截止, M_{s2} 导通, C_N 驱动 Q_1 关断。

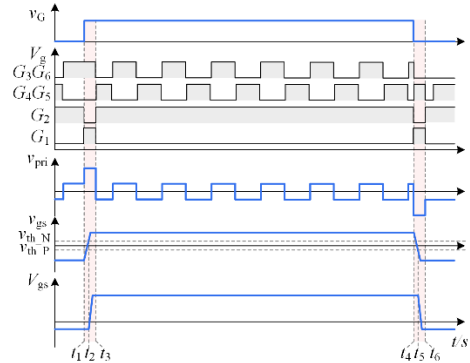


图6 占空比 $0 < D < 100\%$ 时的电路关键波形

当输入 PWM 信号的占空比 $D=100\%$ 或开关频率极低且为高电平时的电路关键波形如图 7 所示。由于栅极漏电流的存在, v_{gs} 并非维持不变而是以 RC 放电模型缓慢放电。为了维持 V_{gs} 恒定, 需要在 $v_{gs} < v_{th_N}$ 之前发出栅极电压维持脉冲, 该脉冲会在 $\pm V_2$ 高频方波的基础上叠加 $+V_1$ 低频脉冲用于给 C_G 再次充电, 因此 M_{s1} 可始终维持导通, V_{gs} 始终稳定在 V_{CP} 。

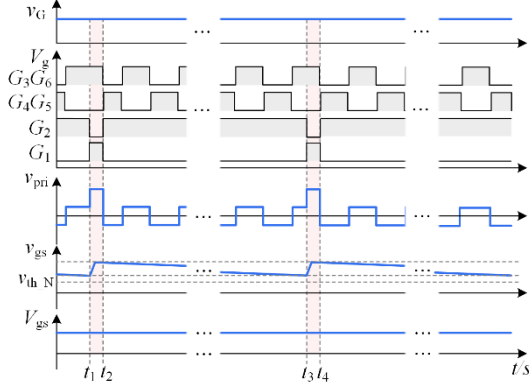


图 7 占空比 $D=100\%$ 时的电路关键波形

当输入 PWM 信号的占空比 $D=0$ 或开关频率极低且为低电平时的电路关键波形如图 8 所示。同样地, 为了维持 V_{gs} 恒定, 需要在 $v_{gs} > v_{th_P}$ 之前发出栅极电压维持脉冲, 该脉冲会在 $\pm V_2$ 高频方波的基础上叠加 $-V_1$ 低频脉冲用于给 C_G 再次充电, 因此 M_{s2} 可始终维持导通, V_{gs} 始终稳定在 $-V_{CN}$ 。

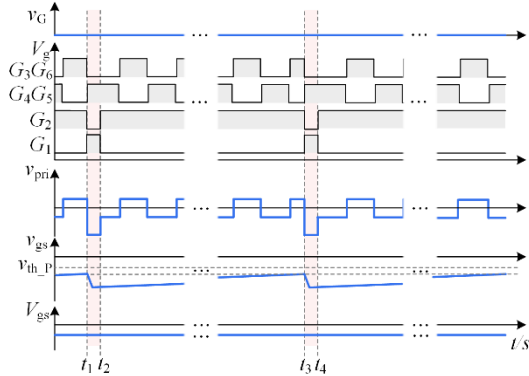


图 8 占空比 $D=0$ 时的电路关键波形

3 信号调制电路设计

由上节对所提栅极驱动的模式分析可知, 若想得到所需高频逆变方波, 需要对原边侧的 6 个开关器件同时进行驱动, 若 $M_1 \sim M_6$ 的驱动信号都由控制器直接生成, 将会占用大量的控制器资源, 使该栅极驱动的实用性大大降低。因此本文设计了信号调制电路, 该

电路可根据输入 PWM 信号生成 $M_1 \sim M_6$ 的驱动信号而无需额外的输入信号。信号调制电路由边沿检测电路、栅极电压维持电路、方波输出控制电路和母线电压调节电路组成, 其结构框图如图 9 所示。

3.1 边沿检测电路

边沿检测电路用于检测输入 PWM 信号的上升沿和下降沿。通过将输入 PWM 信号与经过 RC 延迟并取反的信号相与即可得到上升沿脉冲信号, 其脉冲宽度 t_{wr} 为

$$t_{wr} = -R_r C_r \ln \left(1 - \frac{V_{th}}{V_{PWM}} \right) \quad (7)$$

其中, R_r 和 C_r 分别为上升沿脉宽调节电阻和电容, V_{th} 为逻辑器件的阈值电压, V_{PWM} 为输入 PWM 信号的高电平幅值。

同样地, 通过将输入 PWM 信号取反后与经过 RC 延迟后的信号相与可得到下降沿脉冲信号, 其脉冲宽度 t_{wf} 为

$$t_{wf} = -R_f C_f \ln \left(\frac{V_{th}}{V_{PWM}} \right) \quad (8)$$

其中, R_f 和 C_f 分别为下降沿脉宽调节电阻和电容。

为保证输入 PWM 信号的上升沿脉冲宽度和下降沿脉冲宽度相等, 需要设置两组不同的 RC 参数, 即需要满足

$$R_r C_r \ln \left(1 - \frac{V_{th}}{V_{PWM}} \right) = R_f C_f \ln \left(\frac{V_{th}}{V_{PWM}} \right) \quad (9)$$

3.2 栅极电压维持电路

当输入 PWM 的占空比 $D=0$ 或 100% , 或开关频率极低时, 为维持 M_{s1} 或 M_{s2} 的导通状态, 需引入栅极电压维持电路每隔一定时间对 C_G 再次进行充电, 以此保证 v_{gs} 始终高于 v_{th_N} 或低于 v_{th_P} 。

栅极电压维持电路由定时器和逻辑芯片组成, 其中定时器用于生成低频脉冲, 每隔一定时间发出栅极电压维持脉冲并与边沿检测电路输出的边沿脉冲信号通过或门进行叠加。

为了防止低频脉冲改变 M_{s1} 或 M_{s2} 的导通状态, 需要一个额外的与门来根据当前时刻的输入 PWM 信号的电平状态将低频脉冲叠加在不同的边沿脉冲信号上。当输入 PWM 信号为高电平时, 将低频脉冲方波叠加在上升沿脉冲信号上并输出为 open 信号; 而当输入 PWM 信号为低电平时, 将低频脉冲方波叠加在下降沿脉冲信号上并输出为 close 信号。

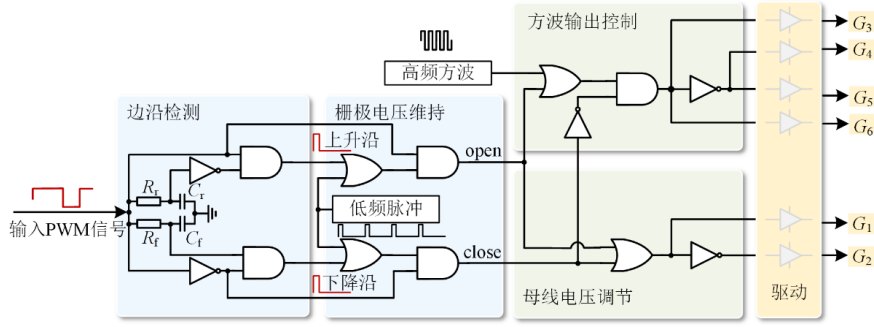


图9 信号调制电路结构框图

3.3 方波输出控制电路

方波输出控制电路根据高频方波、栅极电压维持电路输出的 open 信号和 close 信号生成全桥 $M_3 \sim M_6$ 的驱动信号，其中高频方波由定时器生成得到。

通常情况下，方波输出控制电路输出与高频方波相同频率与相位的驱动信号，即全桥电路的输出电压与高频方波频率相位一致；当 open 信号的高电平到来时，表明 PWM 信号的上升沿到来或低频脉冲发出 v_{gs} 正压维持脉冲，此时全桥电路强制输出 $+V_1$ ；当 close 信号的高电平到来时，表明 PWM 信号的下降沿到来或低频脉冲发出 v_{gs} 负压维持脉冲，此时全桥电路强制输出 $-V_1$ 。

3.4 母线电压调节电路

母线电压调节电路根据栅极电压维持电路输出的 open 信号和 close 信号生成半桥 M_1 、 M_2 的驱动信号。

当 open 信号和 close 信号都为低电平时， M_2 导通，全桥电路的母线电压为 V_2 ，此时所提栅极驱动工作在能量传输模式；当 open 信号或 close 信号为高电平时， M_1 导通，全桥电路的母线电压由 V_2 变为 V_1 ，此时所提栅极驱动工作在能量与信号同步传输模式。

3.5 高频方波与低频脉冲频率设计

高频方波的主要功能是向 Q_1 提供开通和关断所需的能量并维持 C_p 和 C_n 上的电压恒定。如果高频方波的频率 f_H 过低， V_{CP} 和 V_{CN} 可能会出现电压跌落，此时 Q_1 的可靠开通与关断将无法得到保证。因此，本文给出高频方波的频率 f_H 的简单约束条件为

$$f_H \geq f_{sw} \quad (10)$$

低频脉冲的主要功能是向副边绕组 s_3 传输 v_{gs} 电压维持脉冲。如果低频脉冲的频率 f_L 过低， v_{gs} 可能会由于栅极漏电流而出现显著的电压跌落，甚至降至 M_{s1} 或 M_{s2} 的阈值电

压以下。本文将 v_{gs} 的电压跌落下限设置为 v_{gs} 的最大绝对值的 90%，可以得到低频脉冲的频率 f_L 的约束条件为

$$f_L \geq \frac{I_{gss}}{C_G \times \Delta V_{gs}} = \frac{10I_{gss}}{C_G |V_{gs}|_{\max}} \quad (11)$$

其中， I_{gss} 为 M_{s1} 和 M_{s2} 的栅极漏电流之和。

4 实验验证

为验证所提全占空比可调磁耦合高隔离栅极驱动的可行性与可靠性，设计了如图 10 所示的实验样机，实验样机的关键参数如表 1 所示。

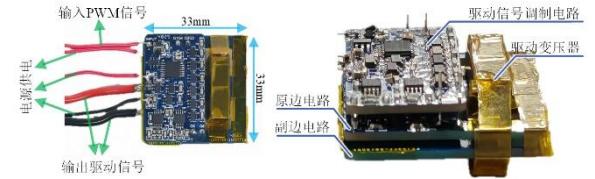


图10 磁耦合高隔离栅极驱动实验样机

表1 磁耦合高隔离栅极驱动实验样机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
V_1/V_2	15V/5V	$n_p:n_{s1}:n_{s2}:n_{s3}$	1:4:1:1
f_H	400kHz	R_1/R_2	220Ω/45Ω
f_L	2.5kHz	Z_1/Z_2	12V

4.1 全占空比驱动输出实验

为验证所提栅极驱动的全占空比可调驱动输出能力，分别在不同占空比下进行测试，选用 Wolfspeed 公司的 C2M0040120D (1200V/55A) 作为 SiC 功率器件进行测试。

当占空比 $D=0$ 或 $D=100\%$ 时，电路的关键电压波形如图 11 和图 12 所示，其中示波器 1-4 通道分别为输入 PWM 信号、原边电压 v_{pri} 、 M_{s1} 和 M_{s2} 的栅极电压 v_{gs} 、 Q_1 的栅极电压 V_{gs} 。当 $D=0$ 时， v_{pri} 的电压波形为 400kHz、50% 占空比、5V 的方波叠加一个 2.5kHz、250ns 脉宽、15V 的低频负脉冲，该低频脉冲使 M_{s2} 始终保持导通，保证 V_{gs} 始终保持 -5V。

当 $D=100\%$ 时, v_{pri} 的电压波形为 400kHz 、 50% 占空比、 5V 的方波叠加一个 2.5kHz 、 250ns 脉宽、 15V 的低频正脉冲, 该低频脉冲使 M_{s1} 始终保持导通, 保证 V_{gs} 始终保持 $+20\text{V}$ 。

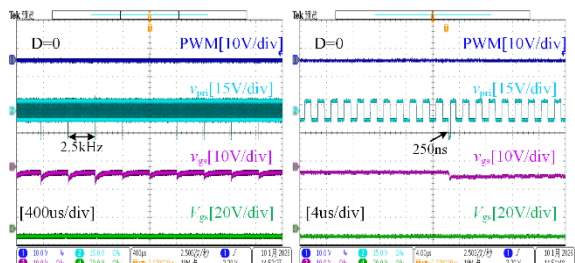


图 11 占空比 $D=0$ 时的实验波形

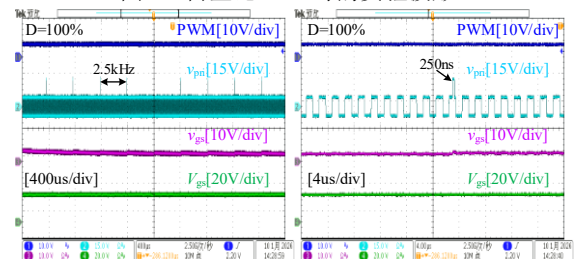


图 12 占空比 $D=100\%$ 时的实验波形

占空比为 $D=10\%\sim 90\%$ 时的电路的关键电压波形如图 13、图 14 和图 15 所示。当输入 PWM 信号上升沿到来时, v_{pri} 对应输出 $+15\text{V}$ 、 250ns 脉宽的正脉冲, v_{gs} 由负压变为正压, M_{s1} 开通, C_p 驱动 Q_1 开通。当输入 PWM 信号下降沿到来时, v_{pri} 对应输出 -15V 、 250ns 脉宽的负脉冲, v_{gs} 由正压变为负压, M_{s2} 开通, C_N 驱动 Q_1 关断。

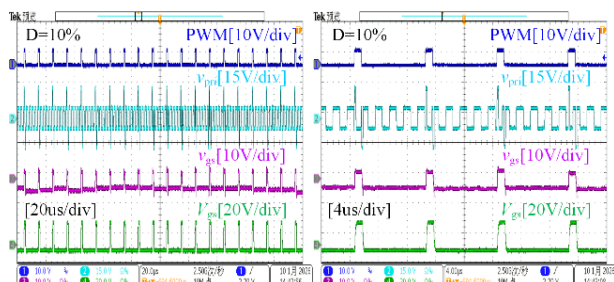


图 13 占空比 $D=10\%$ 时的电路实验波形

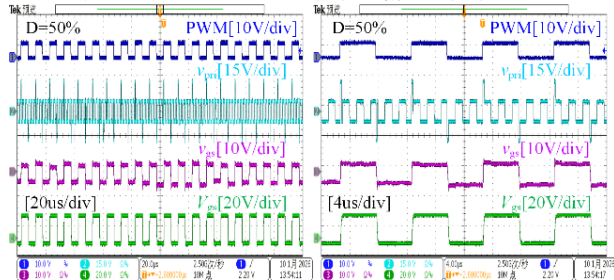


图 14 占空比 $D=50\%$ 时的电路实验波形

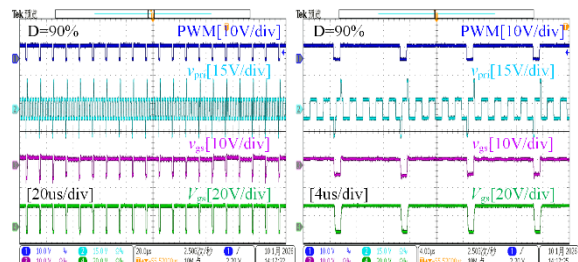


图 15 占空比 $D=90\%$ 时的电路实验波形

实验结果表明, 当占空比 D 在 $0\%\sim 100\%$ 的任意范围内时, 所提栅极驱动均能够稳定输出对应占空比的驱动信号, 验证了其全占空比可调驱动输出能力。

4.2 双脉冲测试实验

为验证所提栅极驱动的可靠性, 搭建了如图 16 所示的 $500\text{V}/28\text{A}$ 双脉冲测试实验平台, 选用 Wolfspeed 公司的 $C2M0040120D$ ($1200\text{V}/55\text{A}$) 作为 SiC 功率器件, 选用 Wolfspeed 公司的 $C4D40120H$ ($1200\text{V}/63\text{A}$) 作为续流二极管, 母线电容为 $230\mu\text{F}$, 负载电感为 $170\mu\text{H}$ 。

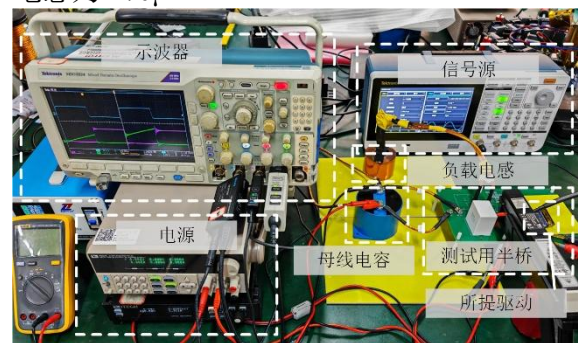


图 16 双脉冲测试实验平台

图 17 为双脉冲测试的实验波形, 其中示波器 2-4 通道分别为 Q_1 的栅极电压 V_{gs} , Q_1 的漏源电压 V_{DS} 和 Q_1 的源极电流 I_{DS} 。输入 PWM 信号由信号源生成, 两次高电平脉冲的时间分别设置为 $9.6\mu\text{s}$ 和 $2.4\mu\text{s}$, 时间间隔为 $1.6\mu\text{s}$ 。在两次高电平脉冲间, 电感电流通过续流二极管续流, 可认为在此期间内电感电流保持恒定。

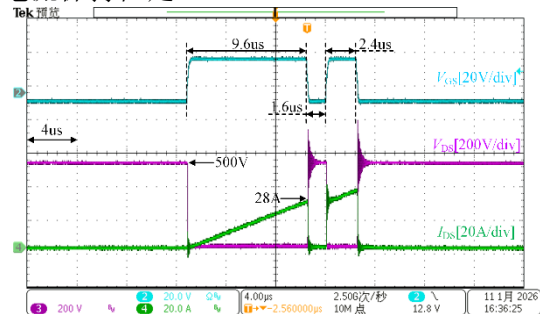


图 17 双脉冲测试实验波形

图 18 为双脉冲测试的关断暂态波形, Q_1

的漏源电压 V_{DS} 在 52ns 内从 0V 升至 700V, dv/dt 高达 13.5kV/ μ s。

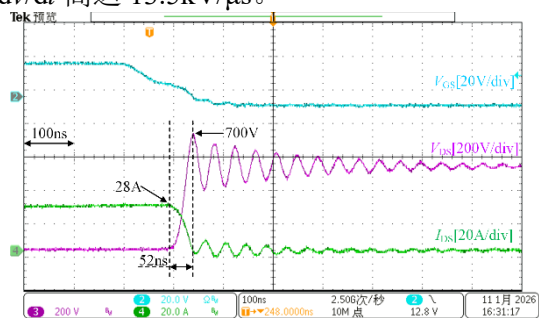


图 18 关断暂态波形

图 19 为双脉冲测试的开通暂态波形, Q_1 的漏源电压 V_{DS} 在 42ns 内从 500V 降至 0V, dv/dt 高达 12kV/ μ s。源极电流 I_{DS} 约有 9A 的电流尖峰, 这是由续流二极管的反向恢复电流及其结电容引起的。

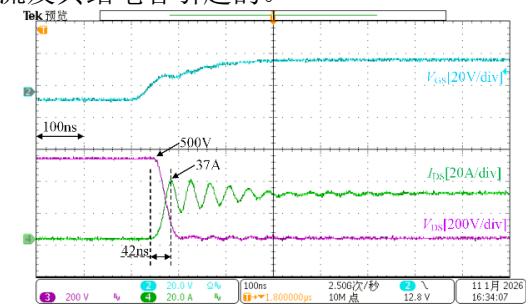


图 19 开通暂态波形

由上述双脉冲测试的实验波形可知, 所提栅极驱动在高 dv/dt 下 V_{gs} 保持稳定, 未出现异常跌落或振荡, 验证了其可靠性。

4.3 中压直流变换器驱动运行实验

为验证所提栅驱动在中压直流变换器中的适用性, 设计并搭建了如图 20 所示的中压直流变换器实验平台, 实验样机关键参数如表 2 所示。所设计的中压直流变换器由 HM#1~3 和 LM#1~3 共 6 个模块串联组成, 交流输出电压 V_{AB} 为母线电压的 1/3。所有功率器件都由本文所提栅极驱动进行驱动, 采用一个原边电路同时驱动多个高隔离驱动变压器和多个副边功率器件的结构。

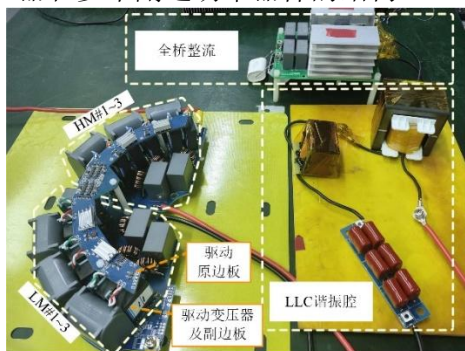


图 20 中压直流变换器实验平台

表 2 实验样机关键参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
输入电压 V_{in}	2.4kV	变压器变比	2:1
输出电压 V_{out}	200V	励磁电感 L_m	150 μ H
输出功率 P_{out}	1kW	谐振电感 L_r	50 μ H
开关频率 f_{sw}	100kHz	谐振电容 C_r	47nF

当输入电压为 2.4kV, 输出功率为 1kW 时, 各模块功率器件均保持 50% 占空比运行, HM#1~3 的高侧功率器件 $M_{n,1}$ ($n=1,2,3$) 的驱动信号及 V_{AB} 的波形如图 21 所示, LM#1~3 的高侧功率器件 $M_{n,1}$ ($n=4,5,6$) 的驱动信号及 V_{AB} 的波形如图 22 所示。

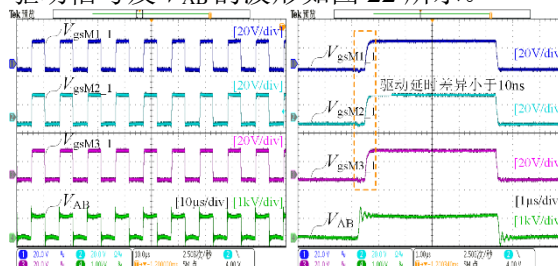


图 21 HM#1~3 高侧功率器件驱动波形

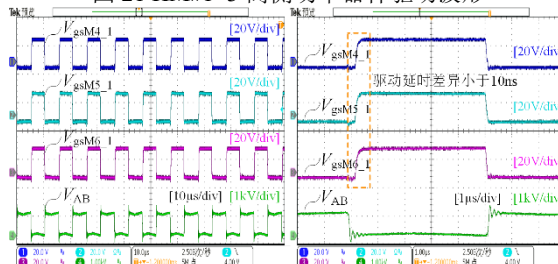


图 22 LM#1~3 高侧功率器件驱动波形

所设计的中压直流变换器在额定工作点下各模块运行稳定, 各个功率器件的 V_{gs} 皆无异常, 且各驱动信号的相位差异小于 10ns, 验证了所提栅极驱动具备高隔离能力且适用于中压直流变换器。

5 结论

本文针对海底中压直流变换器全占空比驱动输出能力、高隔离、高可靠难题提出了一种新型全占空比可调磁耦合高隔离栅极驱动, 通过引入额外的半桥调制单元实现能量与信号的原边耦合, 并通过能量接收电路和信号接收电路实现能量与信号的副边解耦, 解决了传统磁耦合栅极驱动无法实现全占空比驱动输出的痛点, 同时满足了输出全占空比驱动信号和正负驱动电压的需求。本文分析了所提栅极驱动的工作模态和电流路径并设计了原边侧的信号调理电路, 无需额外的输入信号即可完成原边侧所有开关器件的驱动。最后, 对所提驱动进行了全占空比驱动输出测试和双脉冲测试, 并将其应

用于中压直流变换器样机，验证了所提栅极驱动的可靠性和可行性。

参考文献

- 1 R. Guan *et al.*, "A Power Self-Balanced High Step-Down Medium Voltage DC Converter With Expandable Soft-Switching Range," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 1, pp. 398-408, Jan. 2024.
- 2 J. Qin *et al.*, "Serial Hybrid-Clamped Three-Level Half-Bridge LLC Resonant Converter With Wide Input Voltage Range," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 11, pp. 13991-14001, Nov. 2024.
- 3 D. Rothmund, D. Bortis and J. W. Kolar, "Highly compact isolated gate driver with ultrafast overcurrent protection for 10 kV SiC MOSFETs," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 3, no. 4, pp. 278-291, Dec. 2018.
- 4 H. Riazmontazer and S. K. Mazumder, "Optically Switched-Drive-Based Unified Independent dv/dt and di/dt Control for Turn-Off Transition of Power MOSFETs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2338-2349, April 2015.
- 5 K. S. Muhammad and D. D. -C. Lu, "Magnetically Isolated Gate Driver With Leakage Inductance Immunity," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1567-1572, April 2014.
- 6 H. -B. Jo, S. -H. Song, S. -H. Lee and H. -J. Ryoo, "MOSFET Gate Driver Circuit Design for High Repetitive (200 kHz) High Voltage (10 kV) Solid-State Pulsed-Power Modulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 9, pp. 10461-10469, Sept. 2021.
- 7 S. Ding, P. Wang, W. Wang and D. Xu, "Magnetic-Coupled and Low-Cost Gate Driver for Series-Connected SiC MOSFETs," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 4956-4968, Oct. 2023.
- 8 Y. Zhang, C. Ouyang, Z. Zhou, L. Liu, J. Gao and X. Ren, "An Isolated Gate-Drive Method for Series MOSFETs in a Wide Adjustable Pulsewidth Range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 1221-1229, Jan. 2024.
- 9 C. Liu, Z. Zhang, Y. Liu, Y. Si, M. Wang and Q. Lei, "A Universal Block of Series-Connected SiC MOSFETs Using Current-Source Gate Driver," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 3066-3086, June 2022.
- 10 J. Rao, L. Guo, H. Liu, Z. Li and S. Jiang, "Design of High-Voltage Square Pulse Generator Based on Cascade Switches and Time-Delay Driver," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 9, pp. 4329-4334, Sept. 2019.

作者简介

陈智凯：男，2001年3月生，硕士生。研究方向为中压直流变换器。

何志兴：男，1989年8月生，教授。研究方向为电磁热高效高质转化。

翁智杰：男，1999年9月生，博士生。研究方向为中压直流变换器。

管仁锋：男，1996年5月生，教授。研究方向为

特种电能变换。

张振扬：男，2001年12月生，博士生。研究方向为DC/AC变换器。

张悦龙：男，2002年10月生，博士生。研究方向为DC/AC变换器。

直驱风电并网系统次/超同步振荡的 功率视角演化机理分析

A Power Perspective Analysis of the Evolution Mechanism of Sub/Super-synchronous Oscillations in a Grid-Connected Direct-Drive Wind Power System

张丹, 王晰, 袁志昌, 谢小荣*

新型电力系统运行与控制全国重点实验室(清华大学电机系), 北京市 100084

摘要: 高比例风电系统与电网之间交互作用存在的时变特征, 以及大量的电力电子装置的非线性特性诱发传播范围广和机理复杂的次/超同步振荡, 对系统稳定运行构成威胁。为深入揭示其物理本质, 本文首先阐述直驱风电振荡功率产生机理, 并从功率视角构建了适用于振荡分析的功率分量模型。其次, 进一步建立风电并网系统的动态能量表达式。最后, 开展不同工况下直驱风电系统次/超振荡案例分析, 结果表明, 振荡的形成源于电磁耦合与变流器控制共同引入的振荡功率, 导致工频功率向次/超同步频段迁移; 交互能量的非周期分量是振荡能量累积产生的根本原因。

Abstract: The time-varying characteristics of the interaction between high-proportion wind power systems and the grid, along with the nonlinear properties of numerous power electronic devices, induce wide-spread and complex sub/super synchronous oscillations that threaten system stability. To deeply reveal the physical essence, this paper constructs a power component model suitable for oscillation analysis from a power perspective and further establishes dynamic energy expressions for wind power grid-connected systems. Research indicates that oscillation formation stems from oscillatory power jointly introduced by electromagnetic coupling and converter control, causing power frequency power to migrate to sub/super synchronous frequency bands; the non-periodic component of interactive energy is the root cause of oscillation energy accumulation. Simulation verification based on typical weak grid scenarios demonstrates that the grid-side converter is the primary source of oscillatory power, oscillation energy can propagate through multiple channels, and the DC bus exhibits significant isolation and buffering effects on oscillations.

关键词: 直驱风力发电; 次/超同步振荡; 功率视角; 振荡演化; 动态能量模型

Keywords: Direct drive wind power generation; sub/super synchronous oscillation; power perspective; oscillatory evolution; dynamic energy mode

1 引言

高比例风电系统与电网之间交互作用存在的时变特征, 以及大量的电力电子装置的非线性特性可能诱发传播范围广和机理复杂的次同步振荡 (sub synchronization oscillation, SSO), 且会产生频率与其振荡耦合的超同步振荡, 其产生速度快、频率范围宽广及幅频时变等特点严重影响系统安全运行[1-3]。目前, 围绕次/超同步振荡机理的研究, 多集中于对系统稳定性特性的定量刻画与分析。其中, 主要研究方法包括阻抗分析法、基于状态空间模型的特征值分析法、复转矩系数分析等分析方法持续收到关注并取得显著进展[4-6]。特征值分析法通过对线性化系统雅可比矩阵进行特征值分解, 可获得振荡模式、阻尼比及参与因子等关键稳定性信息, 因此在小干扰稳定性研究中得到广泛应用[7]。然而, 该方法在大规模风电场中会面临维度过高、计算耗时长及特征根精度下降等困难, 限制了其工程适用性[8][9]。复转矩系数法则基于风电并网系统的数学

模型, 评估电磁转矩变化与系统阻尼之间的关系, 适用于研究单机系统的局部稳定性^[10]。但由于其难以表征机组间耦合及场网之间的动态交互作用, 其在风电场群体振荡机理分析中的有效性仍需进一步探讨^[11]。相比之下, 阻抗分析法通过构建风机端口阻抗模型, 并结合奈奎斯特准则对系统稳定性进行判别, 具有建模灵活、可局部替换建模模块、计算效率高等优势, 已成为当前研究的主流方法^[12]。然而, 该方法通常基于端口阻抗特性进行判断, 难以深入揭示风机控制环节之间及机网之间的复杂耦合关系^[13]。

然而, 现有关于风电场振荡的研究仍难以全面反映机组之间的动态耦合, 特别是在振荡功率及能量演变方面缺乏系统性的分析与统一的理论阐释^[14-17]。这一不足不仅限制了对次/超同步振荡产生机制的深层认知, 也可能导致稳定性评估结果偏离实际系统运行情况。因此, 需要对振荡功率如何传播与耗散的问题开展进一步研究, 旨在阐述振荡产生时功率演变规律。

基于此, 本文从功率视角出发定义振荡功率计算方法, 并进一步建立开展适用于次/超同步频段的动态能量模型。在此基础上, 通过不同案例对功率分量的分离、能量流动

基金项目: 台达电力电子科教发展计划 (DREN2023001)。

This work is supported by grants from Delta Power Electronics Science and Education Development

路径进行分析,揭示振荡的演化规律与关键影响因素。这将为风电并网系统振荡机理分析、能量流向识别及阻尼控制策略设计提供了新的理论依据。

2 振荡功率计算方法数学定义

2.1 直驱风电振荡功率产生机理

基于直驱风电机组的模型进行分析,当定子侧电流流出为正时,在 dq 坐标系下标量形式的电压和磁链方程分别如下:

$$\begin{cases} u_{sd} = -R_s i_{sd} - p\psi_{sd} + \omega\psi_{sq} \\ u_{sq} = -R_s i_{sq} - p\psi_{sq} - \omega\psi_{sd} \\ \psi_{sd} = L_s i_{sd} + \psi_f \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} \end{cases} \quad (1)$$

式中: p 为微分算子,下标 s 表示定子, d 和 q 分别表示 dq 轴分量, ω 表示电气量的角频率, ψ 表示磁链, R_s 和 L_s 分别表示定子电阻和电感, ψ_f 为永磁体产生的磁链, i_{sd} 、 i_{sq} 为定子侧 dq 轴电流, u_{sd} 、 u_{sq} 为 dq 轴电压, ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 为 dq 轴磁链。

无振荡分量时,机组定子侧的功率可以表示为:

$$P_s = u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq} = (-R_s i_{sd} - p\psi_{sd} + \omega\psi_{sq}) i_{sd} + (-R_s i_{sq} - p\psi_{sq} - \omega\psi_{sd}) i_{sq} \quad (2)$$

式中: P_s 为机组定子侧的功率。

稳态时微分项为 0,将磁链方程代入可表示为:

$$P_s = -R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega\psi_f i_{sq} = -P_{cus} + P_{es} \quad (3)$$

式中:定子侧功率包括定子电磁功率 P_{es} 和定子侧铜耗 P_{cus} 。

进入振荡阶段时,下标 x 表示振荡阶段,工频分量的下标为 1,振荡分量下标为 os 。定子侧功率变为:

$$\begin{aligned} P_{sx} &= (u_{s1d} + u_{sosd})(i_{s1d} + i_{sosd}) \\ &\quad + (u_{s1q} + u_{sosq})(i_{s1q} + i_{sosq}) \\ &= (-R_s(i_{s1d} + i_{sosd}) - p\psi_{sosd} + \omega_s\psi_{sosq})(i_{s1d} + i_{sosd}) \\ &\quad + (-R_s(i_{s1q} + i_{sosq}) - p\psi_{sosq} - \omega_s\psi_{sosd})(i_{s1q} + i_{sosq}) \end{aligned} \quad (4)$$

式中: P_{sx} 为振荡阶段定子侧功率, i_{s1d} 、 i_{s1q} 为工频分量下定子侧 dq 轴电流, i_{sosd} 、 i_{sosq} 为振荡分量下定子侧 dq 轴电流, u_{s1d} 、 u_{s1q} 、 u_{sosd} 、 u_{sosq} 为工频分量和振荡分量下的 dq 轴电压, ψ_{sosd} 、 ψ_{sosq} 为振荡分量下 dq 轴磁链, ω_s 为工频电气角频率。

此时需要考虑振荡分量引起的磁链变化,

电流微分项满足:

$$\begin{cases} pi_{sosd} = -(\omega_s - \omega_{os})i_{sosq} \\ pi_{sosq} = (\omega_s - \omega_{os})i_{sosd} \end{cases} \quad (5)$$

式中: ω_{os} 为振荡角频率。

经过计算可得:

$$\begin{aligned} P_{sx} &= -R_s(i_{s1d}^2 + i_{s1q}^2 + i_{sosd}^2 + i_{sosq}^2) \\ &\quad + \omega_s\psi_f(i_{s1q} + i_{sosq}) + \omega_{os}\psi_f(i_{sosq}i_{s1d} - i_{sosd}i_{s1q}) \end{aligned} \quad (6)$$

式中: P_{sx} 为振荡阶段机组定子侧的功率。

若机组连接的外电路中有特定约束,根

据电路特性可知 $i_{sosq}i_{s1d} - i_{sosd}i_{s1q}$ 应大于 0,定子对外同时发出工频功率和振荡功率。

此外,对于直驱风电机组的机侧变流器分析,主要考虑电流内环控制。

$$\begin{cases} u_{csi_{sd}} = (K_{pci} + \frac{K_{ici}}{p})(i_{dref} - i_{sosd}) - X_s i_{sosq} \\ u_{csi_{sq}} = (K_{pci} + \frac{K_{ici}}{p})(i_{qdref} - i_{sosq}) + X_s i_{sosd} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $u_{csi_{sd}}$ 、 $u_{csi_{sq}}$ 分别表示机侧变流器输出电压的 d 轴、 q 轴分量, K_{pci} 为电流内环 PI 控制器的比例系数, K_{ici} 为电流内环 PI 控制器的积分系数, p 为微分算子, i_{dref} 、 i_{qdref} 为 d 轴、 q 轴电流的参考值, i_{sosd} 、 i_{sosq} 为定子电流 d 轴、 q 轴实际反馈值, X_s 为定子电抗,用于解耦控制。

经过机侧变流器内环控制产生的振荡功率分量可以表示为:

$$\begin{aligned} P_{csi_{os}} &= u_{csi_{sd}} i_{sosd} + u_{csi_{sq}} i_{sosq} \\ &= -K_{pci}(i_{sosd}^2 + i_{sosq}^2) + \frac{K_{ici}}{p}(i_{dref}i_{sosd} + i_{qdref}i_{sosq}) \end{aligned} \quad (8)$$

式中: $P_{csi_{os}}$ 为机侧变流器内环控制产生的振荡功率。

这部分功率附加在定子侧,因永磁同步发电机机组产生的振荡功率中,相当于由永磁同步发电机效应和变流器共同作用产生了振荡功率。

2.2 振荡功率数学表达与分量定义

当系统发生振荡时,并网点电压和电流包含工频和振荡分量,可表示为:

$$\begin{cases} u_i(t) = U_1 \cos(\omega t + \alpha_1) + U_2 \cos(\omega_{os} t + \alpha_2) \\ i_i(t) = I_1 \cos(\omega t + \beta_1) + I_2 \cos(\omega_{os} t + \beta_2) \end{cases} \quad (9)$$

式中: $u_i(t)$ 、 $i_i(t)$ 为并网点的电压、电流。 ω 为工频角频率, ω_{os} 振荡频率, U_1 、 U_2 、 I_1 、 I_2 分别为工频和振荡分量的幅值, α_1 、 α_2 、 β_1 、 β_2 分别为工频和振荡分量的初相位。

三相瞬时功率由多项功率分量叠加。

$$p(t) = \frac{3}{2} U_1 I_1 \cos(\alpha_1 - \beta_1) + \frac{3}{2} U_2 I_2 \cos(\alpha_2 - \beta_2) + p_{ac}(t) \quad (10)$$

式中: $P(t)$ 为系统振荡时的瞬时功率。

功率交流量 $p_{ac}(t)$ 可写成如下形式:

$$p_{ac}(t) = p_{sod1}(t) + p_{sod2}(t) + p_{sog1}(t) + p_{sog2}(t) \quad (11)$$

式中: $p_{ac}(t)$ 为功率中的交流分量。

其中,

$$\begin{cases} p_{sod1}(t) = \frac{3}{2} U_1 I_2 \cos((\omega - \omega_a)t + \alpha_1 - \beta_2) \\ p_{sod2}(t) = \frac{3}{2} U_2 I_1 \cos((\omega - \omega_a)t + \alpha_2 - \beta_1) \\ p_{sog1}(t) = \frac{3}{2} U_1 I_2 \cos((\omega_a + \omega)t + \alpha_1 + \beta_2) \\ p_{sog2}(t) = \frac{3}{2} U_2 I_1 \cos((\omega_a + \omega)t + \alpha_2 + \beta_1) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $P_{sod1}(t)$ 、 $P_{sog1}(t)$ 是工频电压与振荡电流交叉产生的振荡功率, $P_{sod2}(t)$ 、 $P_{sog2}(t)$ 是振荡电压与工频电流交叉产生的振荡功率。

由上式可以看出, 非周期分量分别是由工频电流、电压产生以及由振荡频率电压、电流产生的。整理后的四项交变量包含了工频与振荡频率之间的交互项。由此即可通过上式阐释功率视角下的次/超同步振荡机理。

3 风电并网系统动态能量建模

为了直观地揭示功率振荡的产生与流动机制, 从功率/能量角度建立动态模型。

网侧变流器的控制环可写成如下形式:

$$\begin{cases} C \frac{d\Delta U}{dt} = -K_L \Delta I + F_C \\ L \frac{d\Delta I}{dt} = -K_R \Delta I + K_C \Delta U + F_L \end{cases} \quad (13)$$

式中: C 为电容, L 为电感, K_R 、 K_C 、 K_L 为电阻, ΔU 、 ΔI 为电压和电流, F_C 为影响电压 ΔU 的交互环节, F_L 为影响电流 ΔI 的交互环节。

交互环节。

将式(13)两式相除, 整理得:

$$\frac{d\Delta U}{d\Delta I} = \frac{L}{C} \frac{-K_L \Delta I + F_C}{-K_R \Delta I + K_C \Delta U + F_L} \quad (14)$$

对式(14)积分, 整理可得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L K_L \Delta I^2 - L \int F_C d\Delta I = \\ C K_R \int \Delta I d\Delta U - \frac{1}{2} C K_C \Delta U^2 - C \int F_L d\Delta U + C_1 \end{aligned} \quad (15)$$

式中: C_1 为积分常数。

将式(13)代入式(15)中, 可得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L K_L \Delta I^2 + \frac{1}{2} C K_C \Delta U^2 + K_L K_R \int \Delta I^2 dt \\ - K_L \int F_L \Delta I dt - K_C \int F_C \Delta U dt = C_1 \end{aligned} \quad (16)$$

根据上式可得能量 W 为:

$$W = W_s - W_d - W_t \quad (17)$$

其中,

$$\begin{cases} W_s = \frac{1}{2} C K_C \Delta U^2 + \frac{1}{2} L K_L \Delta I^2 \\ W_d = -K_L K_R \int \Delta I^2 dt \\ W_t = K_L \int F_L \Delta I dt + K_C \int F_C \Delta U dt \end{cases} \quad (18)$$

式中: W_s 是电容和电感中存储的能量, W_d 是电阻中耗散的能量, W_t 是子系统的交互能量。

上式对时间的偏导数, 可得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial W_s}{\partial t} &= C K_C \Delta U \frac{d(\Delta U)}{dt} + L K_L \Delta I \frac{d(\Delta I)}{dt} \\ &= -K_C K_L \Delta I \Delta U + K_C F_C \Delta U \\ &\quad - K_L K_R \Delta I^2 + K_L K_C \Delta U \Delta I + F_L K_L \Delta I \end{aligned} \quad (19)$$

$$\frac{\partial W_d}{\partial t} = -K_L K_R \Delta I^2 \quad (20)$$

$$\frac{\partial W_t}{\partial t} = K_L F_L \Delta I + K_C F_C \Delta U$$

将以上偏导相加, 得到总能量变化率:

$$\frac{\partial W}{\partial t} = \frac{\partial W_s}{\partial t} - \frac{\partial W_d}{\partial t} - \frac{\partial W_t}{\partial t} = 0 \quad (21)$$

可以看出三者任意时刻相互平衡, 能量在系统内部或子系统间转化/传递。

由式(20)可得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial W_s}{\partial t} &= \frac{\partial W_d}{\partial t} + \frac{\partial W_t}{\partial t} \\ &= -K_L K_R \Delta I^2 + K_L F_L \Delta I + K_C F_C \Delta U \end{aligned} \quad (22)$$

式中: $\partial W_s / \partial t$ 为储能元件的瞬间功率, 反映了存储能量随时间的变化趋势。

系统次/超同步振荡时，对应的电压、电流为

$$\begin{aligned}\Delta U &= A_U e^{\alpha t} \cos(\omega_c t + \theta_U) \\ \Delta I &= A_I e^{\alpha t} \cos(\omega_c t + \theta_I)\end{aligned}\quad (23)$$

式中： ΔU 为电压的振荡分量， ΔI 为电流的振荡分量， A_U 、 A_I 分别为振荡电流、电压的幅值， α 为振荡的衰减系数， ω_c 为振荡的角频率， θ_U 、 θ_I 为振荡电压、电流的初相角。

交互环节的表达式为：

$$\begin{aligned}F_C &= A_{FC} e^{\alpha t} \cos(\omega_c t + \theta_{FC}) \\ F_L &= A_{FL} e^{\alpha t} \cos(\omega_c t + \theta_{FL})\end{aligned}\quad (24)$$

式中： A_{FC} 、 A_{FL} 为交互环节对应的幅值， θ_{FC} 、 θ_{FL} 为交互环节对应的初相角。

将上述表达式代入式(21)中，可得

$$\begin{aligned}\frac{\partial W_d}{\partial t} &= -K_L K_R \Delta I^2 \\ &= -K_L K_R \left[A_I e^{\alpha t} \cos(\omega_c t + \theta_I) \right]^2 \\ &= -K_L K_R A_I^2 e^{2\alpha t} \frac{1 + \cos(2\omega_c t + 2\theta_I)}{2}\end{aligned}\quad (25)$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial W_t}{\partial t} &= K_L F_L \Delta I + K_C F_C \Delta U \\ &= K_L A_{FL} A_I e^{2\alpha t} \cos(\omega_c t + \theta_{FL}) \cos(\omega_c t + \theta_I) + \\ &\quad K_C A_{FC} A_U e^{2\alpha t} \cos(\omega_c t + \theta_{FC}) \cos(\omega_c t + \theta_U)\end{aligned}\quad (26)$$

存储能量、耗散能量和交互能量的瞬间功率可分为周期分量和非周期分量，并代入式(22)中，可得：

$$\begin{aligned}\frac{\partial W_s}{\partial t} &= \frac{\partial W_{s,ac}}{\partial t} + \frac{\partial W_{s,dc}}{\partial t} \\ &= \frac{\partial W_{d,ac}}{\partial t} + \frac{\partial W_{d,dc}}{\partial t} + \frac{\partial W_{t,ac}}{\partial t} + \frac{\partial W_{t,dc}}{\partial t}\end{aligned}\quad (27)$$

其中，

$$\begin{cases} \frac{\partial W_{d,ac}}{\partial t} = -\frac{K_L K_R A_I^2 e^{2\alpha t}}{2} \cos(2\omega_c t + 2\theta_I) \\ \frac{\partial W_{d,dc}}{\partial t} = -\frac{K_L K_R A_I^2 e^{2\alpha t}}{2} \\ \frac{\partial W_{t,ac}}{\partial t} = \left[K_L A_{FL} A_I \cos(2\omega_c t + \theta_{FL} + \theta_I) + K_C A_{FC} A_U \cos(2\omega_c t + \theta_{FC} + \theta_U) \right] \frac{e^{2\alpha t}}{2} \\ \frac{\partial W_{t,dc}}{\partial t} = \left[K_L A_{FL} A_I \cos(\theta_{FL} - \theta_I) + K_C A_{FC} A_U \cos(\theta_{FC} - \theta_U) \right] \frac{e^{2\alpha t}}{2} \end{cases}\quad (28)$$

由式(27)和式(28)可知，存储能量的非周

期分量由耗散能量和交互能量的非周期分量共同决定。在耗散能量的非周期分量项中， K_R 、 K_L 均为正数，使得该项恒为负，这意味着耗散能量的非周期分量总是在消耗能量，有助于系统稳定。交互能量的非周期分量符号受 F_C 和 ΔU 、 F_L 和 ΔI 的相位关系影响，若导致该项整体为正，则不利于能量的衰减，对系统稳定不利。

4 算例验证

4.1 算例 1

设置单台风机台数为 5MW，在弱电网情况下，8s 时系统发生振荡，功率波形呈现振荡的趋势。在 6.5-12s 时间段内，单台机组工频功率和次/超同步振荡功率如图 1 和图 2 所示。振荡发生时，工频功率下降，振荡功率上升，工频功率的减少量近似于振荡功率的增加量。当振荡发生时，风电系统电流频谱如图 3 所示，振荡频率主要为 22Hz 和 78Hz。

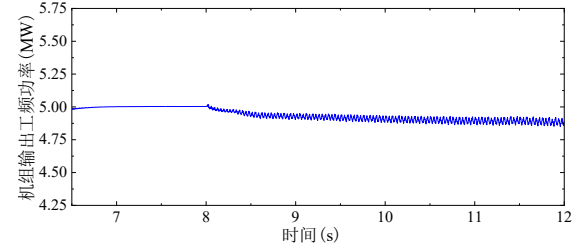


图 1 风机工频功率

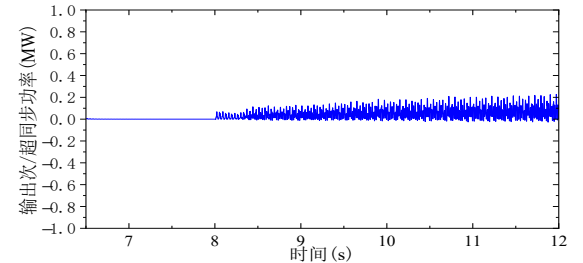


图 2 风机次/超同步振荡功率

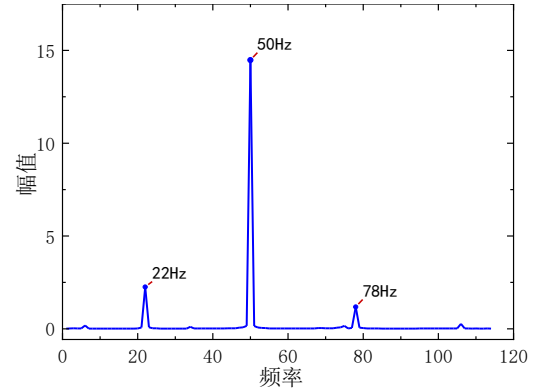


图 3 风机电流频谱

如图 4 所示，在振荡发生前，风机输入的电磁功率等于机组损耗功率和并网点输出功率之和。

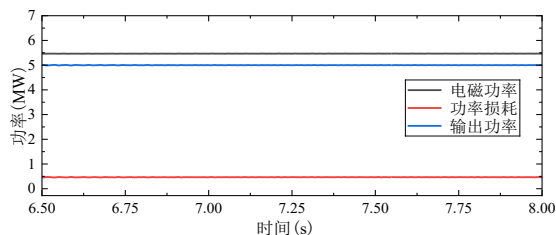


图4 未发生振荡时风机功率

进入振荡阶段，风机功率如图5所示，电磁功率等于输出功率和损耗功率之和。其中，损耗功率和输出功率都工频功率和振荡功率。

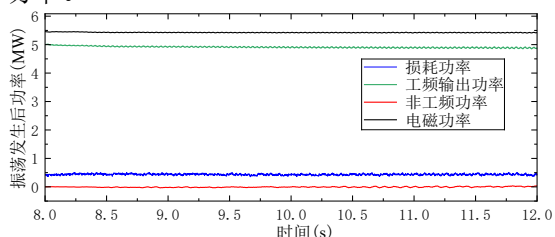


图5 发生振荡时风机功率

4.2 算例2

系统拓扑结构如图6所示，通过增加风机台数，观测风电系统总功率变化情况。当0~4s时，并网功率约为38MW，在4s时将风电系统总功率增加至约53MW。设置并网风电机组风速为10m/s，改变外部电网等值阻抗来模拟电网强度，降低短路比为1.2。

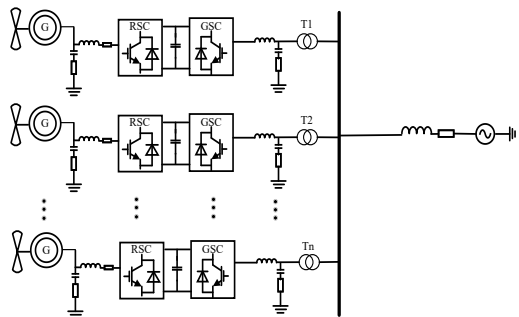


图7 直驱风电并网系统拓扑

当风机台数增加时，有功功率趋于发散，系统发生振荡。并网点电流波形如图7所示，可以看出电流振荡现象明显。对并网点电流进行FFT分析，频谱如图8所示。可以看出系统产生次/超同步振荡频率分别为25/75Hz。

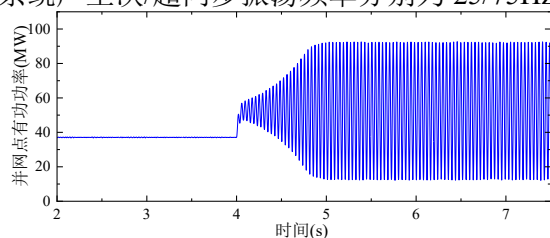


图6 并网点有功功率

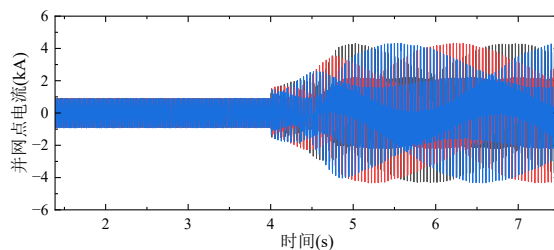


图7 并网点电流

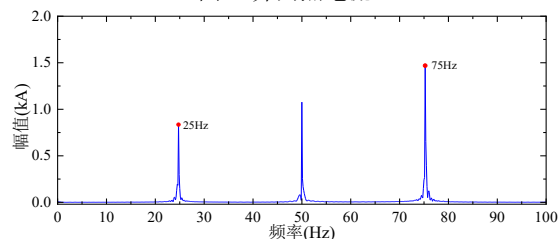


图8 并网点电流频谱

功率波动则体现能量在各频率分量中的动态耗散与维持，风机输出的工频功率和振荡功率如图9和图10，两图振荡阶段本质是能量向振荡频率分量的转移。

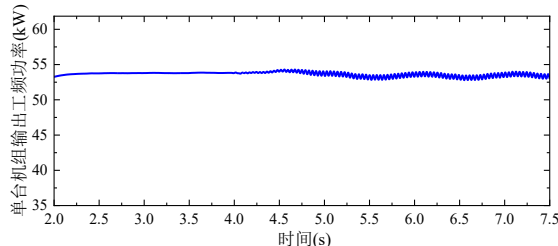


图9 风机输出工频功率

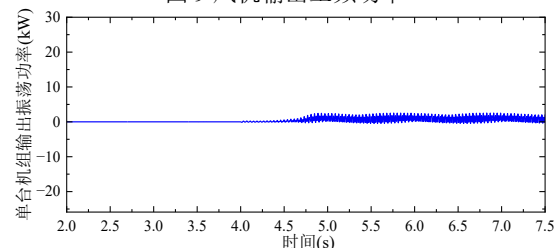


图10 风机输出振荡功率

观察振荡前后的功率过程，对工频功率和振荡功率进行分析，对机组各部分损耗功率和输出功率在振荡前后的大小进行比较。振荡前功率分布如图11所示，风机能量中只包含工频分量，电磁功率为输出功率和损耗功率之和。

振荡后功率分布如图12所示，电磁功率仍为输出功率与损耗功率总和，符合能量守恒原理。功率波形出现明显的分化，工频分量能量同时向非工频分量转移，非工频功率的振荡出现上升趋势，这本质是振荡触发后能量在不同频率分量间的重新分配过程。

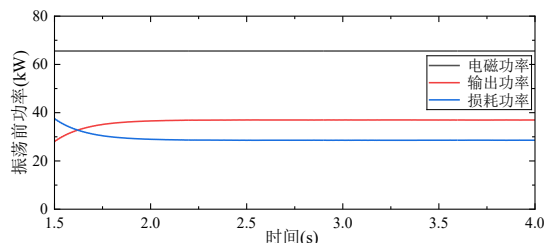


图 11 振荡前风机功率

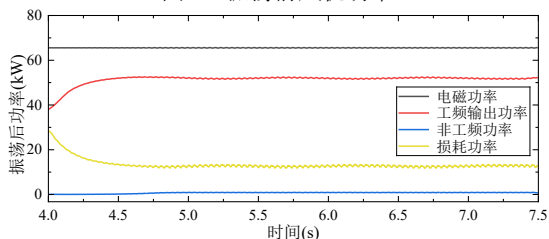


图 12 振荡后风机功率

5 结语

针对风电并网系统存在的次/超同步振荡问题, 本文从功率与能量角度系统揭示了直驱风电并网系统次/超同步振荡的形成机理与能量演化规律。总结如下:

(1)揭示振荡的本质是机电耦合与控制环节共同作用下的能量在工频与次/超同步频段之间的重分布; 交互能量的非周期分量决定振荡能量的累积, 负阻尼则是振荡散发的根源。

(2)构建适用于振荡频段的动态能量表达式, 并结合弱电网仿真分析, 进一步验证了振荡能量的生成、传输与扩散路径, 确认了功率流向、频率迁移, 量化振荡功率在机-网链路中的传播规律。

上述研究可以直观揭示工频功率与次/超同步振荡功率之间的相互耦合关系, 未来将在此基础上开展中高频振荡阶段的功率演化分析。同时开展阻尼控制策略设计, 旨在为高比例风电接入条件下的系统稳定运行提供参考。

参考文献

- 马宁宁, 谢小荣, 贺静波, 等。高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4720-4732。
MA Ningning, XIE Xiaorong, HE Jingbo, et al. Review of Wide-band Oscillation in Renewable and Power Electronics Highly Integrated Power Systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4720-4732.
- 陈露洁, 徐式蕴, 孙华东, 等。高比例电力电子化电力系统宽频振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(7): 2297-2309。
CHEN Lujie, XU Shiyun, SUN Huadong, et al. A Survey on Wide-frequency Oscillation for Power Systems with High Penetration of Power Electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(7): 2297-2309.
- 王伟胜, 张冲, 何国庆, 等。大规模风电场并网系统次同步振荡研究综述[J]. 电网技术, 2017, 41(4): 1550-1560。
WANG Weisheng, ZHANG Chong, HE Guoqing, et al. Overview of Research on Subsynchronous Oscillations in Large-Scale Wind Farm Integrated System[J]. Power System Technology, 2017, 41(4): 1550-1560.
- 刘威, 谢小荣, 姜齐荣, 等。变流式新能源机组的次/超同步振荡、小扰动同步稳定性与阻抗模型分析[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2022, 62(10): 1706-1714。
LIU Wei, XIE Xiaorong, JIANG Qirong, et al. Sub/super Synchronous Oscillation, Small Singal Synchronizing Stability, and Impedance Model Analysis of Converter-based Renewable Power Generators[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2022, 62(10): 1706-1714.
- 黄志光, 陈浩, 丁浩寅, 等。计及数字控制延时影响的含 PMSG 电力系统的宽频振荡 z 域阻抗判据研究[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(10): 1-9。
HUANG Zhiguang, CHEN Hao, DING Haoyin, et al. The z Domain Impedance Criterion for Wide-band Oscillation Stability Analysis of a Power System with PMSG Considering the Impact of Digital Control Delay[J]. Power Svstem Protection and Control, 2024, 52(10): 1-9.
- 赵爽, 袁豪, 王志敏。基于导纳频响特性的次同步振荡特征值的快速估算[J]. 南方电网技术, 2024, 18(7): 55-62。
ZHAO Shuang, YUAN Hao, WANG Zhimin. Fast Estimation of SSO Eigenvalues Based on Admittance Frequency Response Characteristics[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(7): 55-62.
- 赵鹏, 黄云辉, 王栋, 等。基于有源阻尼控制的区域电网新能源基地次同步振荡抑制的研究[J]. 新能源, 2024, 52(4): 1-8。
ZHAO Peng, HUANG Yunhui, WANG Dong, et al. Subsynchronous Oscillation Suppression of New Energy Base in Regional Power Grid Based on Active Damping Control[J]. New Energy, 2024, 52(4): 1-8.
- 高本锋, 刘洋洋, 王潇, 等。基于路径分析法的直驱风电场-柔直系统次同步振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(17): 6646-6659。
GAO Benfeng, LIU Yangyang, WANG Xiao. Subsynchronous Oscillation Mechanism Analysis of Direct-drive Wind Farm With VSC-HVDC System Based on Path Analysis Method[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(17): 6646-6659.
- 董文凯, 任必兴, 王海风, 等。适用于系统次同步振荡分析的风电场等值建模方法综述[J]. 电力工程技术, 2022, 41(4): 33-43。
DONG Wenkai, REN Bixing, WANG Haifeng, et al. Small-signal Equivalent Modeling Methods of the Wind Farm and its Application in Sub-synchronous Oscillations Analysis of Gird-connected Wind Power Systems[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(4): 33-43.
- 王一珩, 杜文娟, 陈晨, 等。基于复转矩系数法研究并网双馈风电场引发电力系统次同步振荡问题综述[J]. 发电技术, 2018, 39(3): 195-203。
WANG Yijun, DU Wenjuan, CHEN Chen, et al. A

Review of Investigations on Sub-synchronous Oscillations in Power Systems Caused by DFIG Wind Farms Based on the Complex Torque Coefficients Method[J]. Power Generation Technology, 2018, 39(3): 195-203.

- 11 王一珩, 杜文娟, 陈晨, 等。基于改进复转矩系数法的风电场并网发电系统次同步振荡研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(15): 3258-3269。
WANG Yijun, DU Wenjuan, CHEN Chen, et al. Study on Sub-Synchronous Oscillations of Power Systems Caused by Grid-Connected Wind Farms Based on the Improved Complex Torque Coefficients Method[J]. 2020, 35(15): 3258-3269.
- 12 吕佃顺, 许洪华, 马强, 等。直驱变流器接入弱电网次同步振荡机理分析[J]. 太阳能学报, 2021, 42(5): 423-429。
LYU Dianshun, XU Honghua, MA Qiang, et al. Analysis of Sub-synchronous Oscillation Mechanism of Direct-drive Wind Turbine Inverter Connected of Weak Power System[J]. ACTA Solaris Sinica, 2021, 42(5): 423-429.
- 13 王宁, 柯伟鹏, 姚睿哲, 等。基于阻抗重塑的双馈风机并网宽频振荡抑制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2025, 37(2): 29-37。
WANG Ning, KE Weipen, YAO Ruizhe, et al. Wideband Oscillation Suppression Strategy for Grid-connected DFIG Based on Impedance Reshaping[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2025, 37(2): 29-37.
- 14 王娜娜, 廖清芬, 唐飞, 等。基于割集能量及灵敏度的强迫功率振荡扰动源识别[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(1): 75-80。
WANG Nana, LIAO Qingfen, TANG Fei, et al. Disturbance Source Identification Based on Cutset Energy and Sensitivity for Forced Power Oscillation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(1): 75-80.
- 15 胡伟, 林涛, 高玉喜, 等。基于耗散功率的区域电网强迫功率振荡扰动源定位[J]. 高电压技术, 2012, 38(4): 1006-1011。
HU Wei, LIN Tao, GAO Yuxi, et al. Disturbance Source Location of Forced Power Oscillation in Regional Power Grid Based on Dissipation Power[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(4): 1006-1011.
- 16 马闻达, 王西田, 解大。大规模风电场并网系统次同步振荡功率特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(16): 5217-5228。
MA Wenda, WANG Xitian, XIE Da. Characteristics of Subsynchronous Oscillation Power Propagation in the Large-scale Wind Farm Integrated System[J]. Proceedings of the CSEE, 40(16): 5217-5228.
- 17 刘承锡, 韩江北, 尚磊, 等。能量视角下的新能源外送系统宽频振荡机理建模与量化分析综述[J]. 电网技术, 2023, 47(10): 3980-3993。
LIU Chengxi, HAN Jiangbei, SHANG Lei, et al. Review of Modeling and Evaluation of Wide-band Oscillation in Power Systems Integrated with Renewable Energy Generation in View of Energy[J]. Power System Technology, 2023, 47(10): 3980-3993.

作者简介

张丹(1989-), 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方

向: 电力系统稳定性控制。

E-mail: zhd2023@mail.tsinghua.edu.cn。

王晰(2001-), 男, 博士研究生, 主要研究方向: 电力系统稳定分析与控制。E-mail: wangxiabs@163.com

袁志昌(1980-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 电力系统稳定分析与控制。

E-mail: yuancz@tsinghua.edu.cn。

谢小荣(1975-), 男, 通信作者, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 电力系统稳定分析与控制。

E-mail: xiexr@tsinghua.edu.cn。

虚拟电厂参与绿电与调峰：一种多平均场协同控制策略

Green Electricity Offering and Peak Regulation via Virtual Power Plants: A Multiple Mean Field Coordinated Control Strategy

North China Electric Power University **Yuyang Wang, Guozheng Wu, Nian Liu, Kuan Zhang**
Email: nianliu@ncepu.edu.cn; kuanzhang@ncepu.edu.cn

Abstract: This paper proposes a coordinated multiple mean field control (MMFC) strategy for virtual power plant (VPP) aggregating ice storage systems (ISSs) and distributed photovoltaics (PVs), enabling joint provision of green electricity and peak regulation with enhanced economic benefits. A refined operational model embedded with physical priors and uncertainty quantification is first developed to capture the full cooling capacity flow of the ice storage system, structured into refined station and storage management sub-models to yield the VPP's aggregated adjustable capability domain. Subsequently, an adaptive physics-constrained sparse probabilistic generalized energy regression (APS-PGER) model is established to characterize the chillers' implicit cooling-to-electricity conversion, supporting the flexibility assessment of the PV-assisted cooling system. Leveraging these models, a coordinated MMFC scheme harmonizes internal resource synergy with external electricity market engagement, governed by linear-quadratic HJB-FPK equations reflecting multi-mean-field interactions, with the equilibrium existence verified via canonical Hamilton's equations. Simulation studies validate the proposed approach.

Keywords: Peak regulation, green electricity trading, virtual power plant, mean field control, distributed energy resource.

1 INTRODUCTION

1.1 Motivation

The rapid expansion of distributed photovoltaic (PV) generation in China is projected to exceed 550 GW of installed capacity by year-end 2026, nearly doubling the 2023 baseline. This accelerated growth, while essential for decarbonization, has outpaced local grid absorption capabilities, resulting in rising curtailment and reverse power flow stress on legacy distribution infrastructure. The underlying bottleneck is not a shortfall in generation output, but rather the underutilization of inverter-based flexibility and a critical absence of fine-grained coordination mechanisms. Without efficient aggregation to enable load shaping and congestion relief, the economic viability of continued renewable investment diminishes. This condition underscores an urgent need to transition from asset-intensive reinforcement strategies toward software-defined, resource-pooling architectures.

To address these integration bottlenecks, virtual power plants (VPPs) offer an aggregation architecture that transforms geographically dispersed PV output, flexible loads, and storage assets into a unified dispatchable resource. This coordinated framework enables the temporal redistribution of surplus generation, alleviating curtailment and deferring infrastructure augmentation. Policy momentum further reinforces this trajectory: China's Document No. 357 (2025) establishes a national target of 50 GW VPP regulation capacity by 2030 [1], signaling the maturation of institutional and market conditions for large-scale deployment. Among eligible distributed assets, thermally inertial loads (TCLs)

such as ice storage systems (ISSs) present notable advantages for demand-side modulation, owing to their buffering capacity, staged controllability, and load-shifting capability. Yet the precise characterization of their electro-thermal dynamics and the formulation of synergistic dispatch algorithms co-optimizing such loads with stochastic PV generation remain insufficiently explored. This study therefore examines a coordinated operational strategy integrating ISSs and distributed PVs, employing mean field control to enhance VPP dispatch efficiency and economic performance.

1.2 Relevant Background

The ISS mainly uses industrial chillers for cooling and flexibly adjusts the load by responding to VPP scheduling signals [2]-[4]. Existing modeling approaches for ISSs generally rely on coarse approximations that obscure key transient behaviors. Common COP-based methods employ either fixed nominal efficiency values [5] or empirical polynomial adjustments with ambient temperature and part-load ratio [6], both neglecting dynamic ice inventory evolution. Data-driven alternatives, including back-propagation networks [7] and long short-term memory models [8], improve predictive fidelity yet suffer from limited extrapolation capacity and physical opacity. Overall, both oversimplified thermodynamic formulations and opaque data driven surrogates prove inadequate for precisely characterizing the flexible regulation capacity that ISSs can provide within virtual power plant dispatch frameworks.

The aggregation of distributed PVs and ISSs within VPP frameworks enables coordinated

participation in diverse electricity services [9]–[11]. Existing studies, however, predominantly address single market engagements in isolation. Illustrative efforts include stochastic optimization for day ahead peak shaving scheduling [12], model predictive control for real time balancing provision [13], and forecast informed bidding for green certificate transactions [14]. Such compartmentalized approaches overlook the synergistic revenue opportunities inherent in concurrent multi market participation, thereby constraining the full utilization of combined PV and thermal storage flexibility. Although joint energy and reserve coordination has been examined in broader VPP contexts, its extension to the specific coupling behind the distributed PVs with ISSs under simultaneous peak regulation and green power trading remains notably absent.

Mean field control provides a tractable framework for coordinating large populations of distributed resources by approximating multi-agent interactions through statistical population distributions. Within power system applications, MFC has been employed for electrolyzer load allocation in green hydrogen production [15], incentive optimization for electric vehicle frequency regulation [16], and coordinated dispatch of thermostatic loads for combined energy and ancillary services [17]. By collapsing high-dimensional agent coupling into individual responses to an aggregate mean field, this approach effectively mitigates computational complexity [18]. However, prevailing MFC formulations typically assume agent homogeneity and weak temporal coupling across decision intervals. These assumptions become untenable when applied to the joint orchestration of distributed PVs and ISSs within multi-market VPP settings, where resource heterogeneity, ice inventory state dynamics, and stochastic solar output collectively defy conventional mean field applicability. An extended theoretical framework accommodating heterogeneous assets and intertemporal constraints is therefore required.

1.3 Contribution

In this paper, a multiple mean field coordinated control (MMFC) strategy is proposed for VPP with ISSs and distributed PVs to provide green electricity and peak regulation to the power system, while increasing its economic benefits. The key contributions of this paper are threefold as follows.

1) A refined operational model embedded

with physical priors and uncertainty quantification is formulated to characterize the complete process of cooling capacity flow within the ISS—from generation and transmission to distribution and consumption. Specifically, the ISS refinement model is divided into two parts: RS and ISMS for refinement modeling and adjustable capability evaluation, ultimately resulting in the VPP aggregation adjustable capability domain.

2) An Adaptive Physics-Constrained Sparse Probabilistic Generalized Energy Regression (APS-PGER) model is established to characterize the electromechanical conversion relationship of chillers. Specifically, APS-PGER is developed to capture the implicit cooling-to-electricity conversion relationship of both base-load and dual-mode chillers. On this basis, the adjustable flexibility of a photovoltaic-assisted ISS can be further evaluated.

3) A coordinated multiple mean field control strategy is proposed to achieve the efficient operation for VPP. Specifically, strategy integrates the internal synergistic dispatch of ice storage systems with distributed photovoltaics, while simultaneously enabling external participation in green electricity trading and peak regulation. The control dynamics are described through a set of linear-quadratic HJB–FPK partial differential equations that incorporate multi-mean-field coupling effects. The existence of the resulting MMFC equilibrium is established by means of canonical Hamilton’s equations.

2 Adjustable Capacity Evaluation for ISSs with Distributed PVs Assistance

2.1 Framework of ice storage system

The ISS primarily consists of the cold station, pipeline network, and temperature-controlled load. The cold station comprises cooling towers, cooling water pumps, dual-mode and base-load chillers, ice storage tanks, and plate heat exchangers, forming three circulation cycles: cooling water, ethylene glycol, and chilled water. The cooling water cycle removes heat from the chillers via the cooling towers. The ethylene glycol cycle transfers cooling capacity between the dual-mode chillers, ice storage tanks, and plate heat exchangers for either direct cooling or ice storage. The chilled water cycle ultimately delivers cooling energy to the end loads for room temperature regulation.

The adjustable capacity of the ISS originates

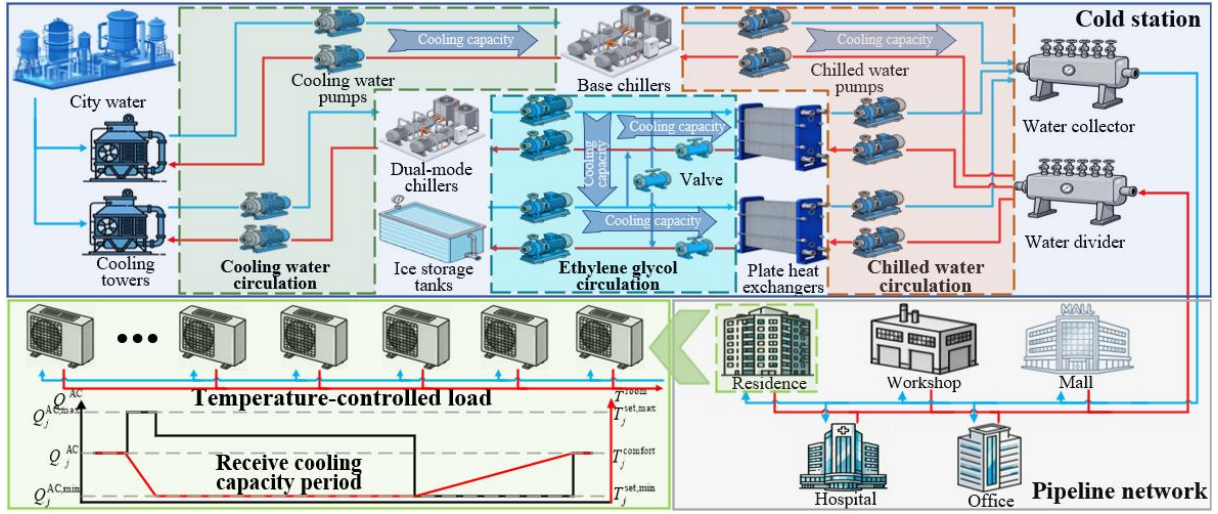


Fig. 1 The composition of the ISS.

from two parts: the refrigeration system (RS) and the ice storage and melting system (ISMS).

For the RS, the allowable room temperature deviation around the setpoint defines the adjustable range of cooling capacity transmitted through the pipeline network, thereby determining the adjustable power of the cooling station components. For the ISMS, leveraging the electricity price difference between peak and valley periods, it stores ice during off-peak hours and releases cooling capacity by melting ice during peak hours, supplementing or replacing direct cooling supply to provide additional power flexibility.

The primary energy-consuming components of the ISS are the water pumps, chillers, and the ice storage tank.

2.2 Adjustable capacity evaluation of RS

To evaluate the adjustable capacity of RS, it is necessary to establish detailed operational models for each of its components.

1) Pump model

The operational power of pump at time t $P_{pu}(t)$ can be expressed as follows,

$$P_{pu}(t) = \frac{\rho g Q_w(t) H_{pu}}{\eta_{pu}} \quad (1)$$

where ρ is the density of water; g is the gravitational acceleration; $Q_w(t)$ is the water flow rate at time t ; H_{pu} is the pump head; η_{pu} is the working efficiency of the pump. The operational power of cooling water pump and chilled water pump, $P_{cwpu}(t)$ and $P_{chwpu}(t)$, can be calculated via (1).

2) Chiller model

The power consumption models of the

chiller unit at time t P_{chi} can be calculated by the APS-PGER models as follows,

$$P_{chi}(t) = f(PLR, T_{cws,in}(t), T_{chws,in}(t), T_{chws,out}(t)) \quad (2)$$

where PLR represents the Partial load ratio of chiller; $T_{cws,in}(t)$ is the cooling water temperatures of inlet; $T_{chws,in}(t)$ and $T_{chws,out}(t)$ are the chilled water temperatures of inlet and outlet, respectively.

3) Pipeline network model

The temperature rise of chilled water ΔT can be expressed as,

$$\Delta T = \frac{n\beta P_{pu}(t)}{Q_w(t)cp} \quad (3)$$

where ΔT is temperature rises; n is the number of pumps in parallel operation; β is the proportion of heat generated by water pumps to the power consumption; c is the specific heat of water.

4) Temperature-controlled load model

Individual room temperature setpoints, dictated by occupant thermal comfort preferences, directly modulate the cooling load demand imposed on the central cold station. To establish the functional relationship linking air conditioning baseline power consumption $Q_j^{AC,base}(t)$ with ambient temperature variations $T^{out}(t)$, the lumped equivalent thermal parameter approach is applied as follows,

$$Q_j^{AC,base}(t) = \frac{T^{out}(t) - T_j^{comf}(t)}{\lambda_j^{AC}} \quad (4)$$

where $T_j^{comf}(t)$ is the user comfort temperature of room j ; λ_j^{AC} is the energy efficiency ratio of air condition in room j .

Given that the actual indoor temperature is permitted to deviate within a tolerable band centered at the comfort setpoint $T_j^{\text{comf}}(t)$, the corresponding upper and lower bounds of cooling demand for room j , denoted respectively as $Q_j^{\text{AC,max}}(t)$ and $Q_j^{\text{AC,min}}(t)$, may be derived from the following expressions.

$$Q_j^{\text{AC,max}}(t) = \frac{T^{\text{out}}(t) - T_j^{\text{set,min}}(t)}{\lambda_j^{\text{AC}}} \quad (5)$$

$$Q_j^{\text{AC,min}}(t) = \frac{T^{\text{out}}(t) - T_j^{\text{set,max}}(t)}{\lambda_j^{\text{AC}}} \quad (6)$$

where $T_j^{\text{set,min}}(t)$ and $T_j^{\text{set,max}}(t)$ are the minimum and maximum room set temperatures at time t .

Additionally, the air conditioner's virtual energy storage of room j $E_j^{\text{AC}}(t)$, subject to limits $T_j^{\text{set,min}}(t)$ and $T_j^{\text{set,max}}(t)$, can be calculated by considering the air condition power $Q_j^{\text{AC}}(t)$ as:

$$E_j^{\text{AC}}(t+1) = E_j^{\text{AC}}(t) + (Q_j^{\text{AC}}(t) - Q_j^{\text{AC,base}}(t))\Delta t \quad (7)$$

In summary, the refined operational model of RS can be formulated as (1)-(7). Therefore, the RS's adjustable capacities of power and virtual energy storage, $\Omega_{\text{RS}}^{\text{P}}$ and $\Omega_{\text{RS}}^{\text{E}}$, can be represented as:

$$\begin{cases} \Omega_{\text{RS}}^{\text{P}} = \left[P_{\text{RS}}(t) \mid P_{\text{to}}^{\text{min}}(t) + P_{\text{cwpu}}^{\text{min}}(t) + P_{\text{chpu}}^{\text{min}}(t) + P_{\text{chi}}^{\text{min}}(t) \leq P_{\text{RS}}(t) \leq P_{\text{to}}^{\text{max}}(t) + P_{\text{cwpu}}^{\text{max}}(t) + P_{\text{chpu}}^{\text{max}}(t) + P_{\text{chi}}^{\text{max}}(t) \right] \\ \Omega_{\text{RS}}^{\text{E}} = \left[E_{\text{RS}}(t) \mid 0 \leq E_{\text{RS}}(t) \leq \sum \frac{T_j^{\text{set,max}}(t) - T_j^{\text{set,min}}(t)}{\lambda_j^{\text{AC}}} \right] \end{cases} \quad (8)$$

where $P_{\text{RS}}(t)$ and $E_{\text{RS}}(t)$ are the power and virtual energy storage of RS at time t . $P_{\text{to}}^{\text{min}}(t)$, $P_{\text{cwpu}}^{\text{min}}(t)$, $P_{\text{chpu}}^{\text{min}}(t)$ and $P_{\text{chi}}^{\text{min}}(t)$ are the minimum operational power of RS components calculated through $Q_j^{\text{AC,min}}(t)$, respectively; $P_{\text{to}}^{\text{max}}(t)$, $P_{\text{cwpu}}^{\text{max}}(t)$, $P_{\text{chpu}}^{\text{max}}(t)$ and $P_{\text{chi}}^{\text{max}}(t)$ are the maximum operational power of RS components calculated through $Q_j^{\text{AC,max}}(t)$, respectively.

2.3 Adjustable capacity evaluation of ISMS

To determine the adjustable capacity of the ISMS, it is necessary to establish detailed operational models for its components.

1) Ice storage tank model

The model of ice storage tank can be expressed as follows,

$$S(t+1) = (1-\lambda)S(t) + \left(\eta_{\text{sto}}Q_{\text{sto}}(t) - \frac{Q_{\text{mel}}(t)}{\eta_{\text{mel}}} \right)\Delta t \quad (9)$$

where $S(t)$ represents the ice storage capacity of the ice storage tank at time t ; λ is the heat loss coefficient of the ice storage tank; η_{sto} and η_{mel} are the ice storage efficiency and ice melting efficiency; $Q_{\text{sto}}(t)$ and $Q_{\text{mel}}(t)$ are the ice storage power and ice melting power at time t ; Δt is the time interval.

2) Plate heat exchanger model

The model of plate heat exchanger can be expressed as follows,

$$Q_{\text{exch}}(t) = K_{\text{exch}}F\Delta t_{\text{exch}}(t) \quad (10)$$

where $Q_{\text{exch}}(t)$ represents the instantaneous heat exchange power of the plate heat exchanger at time t ; K_{exch} is the overall heat transfer coefficient of the heat exchanger; F is the heat exchange area of the heat exchanger; $\Delta t_{\text{exch}}(t)$ is the temperature difference between the fluids on both sides of the plate heat exchanger.

In summary, the refined model of ISMS can be formulated as (9) and (10). Therefore, the ISMS's adjustable capacities of power and virtual energy storage, $\Omega_{\text{ISMS}}^{\text{P}}$ and $\Omega_{\text{ISMS}}^{\text{E}}$, can be represented as,

$$\begin{cases} \Omega_{\text{ISMS}}^{\text{P}} = \left[P_{\text{ISMS}}(t) \mid - (P_{\text{to}}^{\text{max}}(t) + P_{\text{cwpu}}^{\text{max}}(t) + P_{\text{chpu}}^{\text{max}}(t) + P_{\text{chi}}^{\text{max}}(t)) \leq P_{\text{ISMS}}(t) \leq P_{\text{to}}^{\text{up}}(t) + P_{\text{cwpu}}^{\text{up}}(t) + P_{\text{chpu}}^{\text{up}}(t) + Q_{\text{exch}}^{\text{up}}(t) \right] \\ \Omega_{\text{ISMS}}^{\text{E}} = \left[E_{\text{ISMS}}(t) \mid 0 \leq E_{\text{ISMS}}(t) \leq S^{\text{max}} \right] \end{cases} \quad (11)$$

where $P_{\text{ISMS}}(t)$ and $E_{\text{ISMS}}(t)$ are the power and virtual energy storage of ISMS at time t . $P_{\text{to}}^{\text{up}}(t)$, $P_{\text{cwpu}}^{\text{up}}(t)$, $P_{\text{chpu}}^{\text{up}}(t)$ and $P_{\text{exch}}^{\text{up}}(t)$ are the up boundary of operational power for ISMS components calculated through $Q_{\text{sto}}(t)$, respectively.

2.4 Aggregated flexibility evaluation

The adjustable capacities model of power and virtual energy storage, $\Omega_{\text{PV}}^{\text{P}}$ and $\Omega_{\text{PV}}^{\text{E}}$, for PV can be represented as follows,

$$\begin{cases} \Omega_{\text{PV}}^{\text{P}} = \left[P_{\text{PV}}(t) \mid 0 \leq P_{\text{PV}}(t) \leq P_{\text{PV}}^{\text{pre}}(t) \right] \\ \Omega_{\text{PV}}^{\text{E}} = \left[E_{\text{PV}}(t+1) = E_{\text{PV}}(t) - P_{\text{PV}}(t)\Delta t \mid 0 \leq E_{\text{PV}}(t) \leq P_{\text{PV}}^{\text{ins}} \right] \end{cases} \quad (12)$$

where $P_{\text{PV}}(t)$ is the power generation of PV at time t , $P_{\text{PV}}^{\text{pre}}(t)$ is the predicted power generation of PV at time t , and $P_{\text{PV}}^{\text{ins}}$ is installed capacity of PV.

The adjustable power domain $\Omega_{\text{ISS,PV}}^{\text{P}}$ and the virtual energy domain $\Omega_{\text{ISS,PV}}^{\text{E}}$ for ISS assisted by PV can be calculated by using the Minkowski sum $\oplus$ to aggregate the adjustable

capacities of PV and ISS as follows.

$$\left\{ \begin{aligned} \Omega_{ISS_PV}^P &= \Omega_{RS}^P \oplus \Omega_{ISMS}^P \oplus \Omega_{PV}^P \\ &= \left\{ \begin{aligned} P_{VPP}(t) &= P_{RS}(t) + P_{ISMS}(t) + P_{PV}(t) \\ P_{RS}(t) &\in \Omega_{RS}^P, P_{ISMS}(t) \in \Omega_{ISMS}^P, P_{PV}(t) \in \Omega_{PV}^P \end{aligned} \right\} \\ \Omega_{ISS_PV}^E &= \Omega_{RS}^E \oplus \Omega_{ISMS}^E \oplus \Omega_{PV}^E \\ &= \left\{ \begin{aligned} E_{VPP}(t) &= E_{RS}(t) + E_{ISMS}(t) + E_{PV}(t) \\ E_{RS}(t) &\in \Omega_{RS}^E, E_{ISMS}(t) \in \Omega_{ISMS}^E, E_{PV}(t) \in \Omega_{PV}^E \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

3 APS-PGER model for Chiller

Adaptive Physics-Constrained Sparse Probabilistic Generalized Energy Regression (APS-PGER) model is developed to fit the electrical power expression of chiller units.

Specifically, an adaptive selection of polynomial features is first implemented based on the adaptive LASSO algorithm, thereby circumventing the subjectivity associated with artificially predetermined model structures. Subsequently, a multi-objective regularized loss function incorporating thermodynamic priors is constructed to balance data-fitting accuracy with physical consistency. A Bayesian inference framework is then introduced to enable uncertainty quantification of both model parameters and predictive outputs. Finally, a multi-dimensional model validation framework is established to comprehensively assess the model's accuracy, physical plausibility, and engineering applicability.

3.1 Basic structure of regression model for adaptive feature selection

For cooling scenarios involving variable chilled water outlet temperatures, the conventional polynomial model for the power consumption of water-cooled chillers is constructed based on dimensionless normalization relative to rated conditions. Its fundamental can be represented as follows,

$$\begin{aligned} P_{chi}^*(t) &= A_0 + A_1 PLR^* + A_2 PLR^{*2} + A_3 T_{cws,in}^*(t) + A_4 T_{cws,in}^{*2}(t) \\ &+ A_5 T_{chws,in}^*(t) + A_6 T_{chws,in}^{*2}(t) + A_7 T_{chws,out}^*(t) \\ &+ A_8 T_{chws,out}^{*2}(t) + A_9 PLR^* T_{cws,in}^*(t) + A_{10} PLR^* T_{chws,in}^*(t) \\ &+ A_{11} PLR^* T_{chws,out}^*(t) + A_{12} T_{cws,in}^*(t) T_{chws,in}^*(t) \\ &+ A_{13} T_{cws,in}^*(t) T_{chws,out}^*(t) + A_{14} T_{chws,in}^*(t) T_{chws,out}^*(t) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\left\{ \begin{aligned} P_{chi}^* &= \frac{P_{chi}}{P_{chi,rated}} \\ PLR^* &= PLR \\ T_{cws,in}^* &= \frac{T_{cws,in}}{T_{cws,in,rated}} \\ T_{chws,in}^* &= \frac{T_{chws,in}}{T_{chws,in,rated}} \\ T_{chws,out}^* &= \frac{T_{chws,out}}{T_{chws,out,rated}} \end{aligned} \right. \quad (15)$$

where P_{chi}^* and $P_{chi,rated}$ represent the normalized and rated power of the chiller; PLR^* and PLR represent the normalized and rated Partial load ratio of the chiller; $T_{cws,in}^*$ and $T_{cws,in,rated}$ are the normalized and rated cooling water temperatures of inlet; $T_{chws,in}^*$, $T_{chws,out}^*$, $T_{chws,in,rated}$ and $T_{chws,out,rated}$ are the normalized and rated chilled water temperatures of inlet and outlet; A_j represents the fitting coefficient of the j -th term, respectively.

To address the subjectivity inherent in artificially predetermined model structures, the Least Absolute Shrinkage and Selection Operator (LASSO) is introduced to achieve adaptive feature selection during the fitting process. By incorporating an L1-norm penalty term of the coefficients into the loss function, LASSO can compress the coefficients of insignificant features to zero, thereby automatically performing feature dimensionality reduction and model structure optimization. Its fundamental optimization objective is formulated as,

$$\min_{A_0 \sim A_{14}} \sum_{i=1}^N (P_{i,means}^* - P_{i,fit}^*)^2 + \lambda \cdot \sum_{j=0}^{14} |A_j| \quad (16)$$

where N denotes the total number of training samples; $P_{i,means}^*$ is the measured normalized power of the i -th sample; $P_{i,fit}^*$ is the fitted normalized power predicted by the model; λ represents the regularization coefficient, which controls the strength of the penalty; $|A_j|$ is the L1-norm of the fitting coefficient for the j -th feature, respectively. The regularization coefficient λ is adaptively determined via 10-fold cross-validation. Specifically, the training set is randomly partitioned into 10 subsets. Iteratively, 9 subsets are used as the training set and the remaining 1 subset serves as the validation set. The root-mean-square error on the validation set is computed for different values of λ , and the optimal λ is selected as the value that minimizes this validation error, thereby striking a balance between fitting accuracy and generalization capability.

The standard LASSO imposes an identical penalty strength on all feature coefficients, thereby failing to reflect the inherent differences in physical significance among distinct features. To address this limitation, this paper advances the conventional LASSO framework by introducing adaptive weight

coefficients, thereby establishing an adaptive LASSO model embedded with thermodynamic priors. The corresponding optimization objective is formulated as follows,

$$\min_{A_0 \sim A_{14}} \sum_{i=1}^N (P_{i, \text{means}}^* - P_{i, \text{fit}}^*)^2 + \lambda \cdot \sum_{j=0}^{14} \frac{|A_j|}{w_j} \quad (17)$$

where w_j denotes the adaptive weight assigned to the j -th feature. A larger weight value imposes a stronger penalty on the corresponding coefficient, thereby increasing the likelihood that the coefficient will be shrunk to zero.

Through the adaptive LASSO framework, the model autonomously retains the core features that exert significant influence on chiller power consumption while eliminating redundant terms. This process ultimately yields an adaptive polynomial structure jointly determined by data-driven identification and physically informed priors, thereby circumventing the subjectivity inherent in conventional fixed-structure modeling.

3.2 Multi-Objective Regularized Loss Function Incorporating Thermodynamic Priors

Conventional least-squares fitting with hard constraints enforces physical consistency by imposing strict boundary limits on coefficients. However, this approach often compromises fitting accuracy and leads to poor convergence behavior. To address this issue, this paper upgrades the hard constraints to a soft-penalty framework by formulating a multi-objective regularized loss function. This function simultaneously balances data-fitting fidelity, thermodynamic consistency, and operational characteristic plausibility during the fitting process. The total loss function is expressed as:

$$Loss = \alpha \cdot Loss_{data} + \beta \cdot Loss_{phy-energy} + \gamma \cdot Loss_{phy-COP} \quad (18)$$

where $Loss_{data}$ is the weighted data-fitting loss term; $Loss_{phy-energy}$ is the soft penalty term enforcing energy conservation; $Loss_{phy-COP}$ is the soft penalty term enforcing COP boundary constraints and monotonicity; and α, β, γ are the weighting coefficients assigned to the three respective loss components. These coefficients are adaptively determined via the entropy weight method, thereby eliminating the subjectivity associated with manual specification.

The data-fitting loss term extends the conventional least-squares formulation by incorporating sample weights derived from Sobol global sensitivity analysis. Samples corresponding to critical operating conditions that exert significant influence on chiller power consumption are assigned higher weights, thereby enhancing fitting accuracy in core scenarios. The expression is given by,

$$Loss_{data} = \sum_{i=1}^N w_{i, \text{samp}} (P_{i, \text{means}}^* - P_{i, \text{fit}}^*)^2 \quad (19)$$

where $w_{i, \text{samp}}$ is the weight assigned to the i -th sample, determined via Sobol global sensitivity analysis.

To mitigate the degradation in fitting accuracy induced by hard constraints, a permissible relative error threshold for energy conservation, denoted as ϵ_{energy} , is introduced.

The expression is given by,

$$Loss_{phy-energy} = \sum_{i=1}^N \left[\max \left(0, \frac{|Q_{cws,i} - Q_{chs,i} - P_{i, \text{fit}}|}{P_{i, \text{rated}}} - \epsilon_{\text{energy}} \right) \right]^2 \quad (20)$$

The coefficient of performance serves as a core indicator of chiller operational efficiency and exhibits well-defined physical boundaries and monotonic behavior. In this paper, these characteristics are reformulated as a soft penalty term, expressed as:

$$Loss_{phy-COP} = \sum_{i=1}^N \left[\max \left(0, COP_{\min} - COP_{i, \text{fit}} \right)^2 + \max \left(0, COP_{i, \text{fit}} - COP_{\max} \right)^2 \right] + \sum_{i=1}^N \left[\max \left(0, -\frac{\partial P_{i, \text{fit}}}{\partial PLR_i} \right) + \max \left(0, -\frac{\partial P_{i, \text{fit}}}{\partial T_{cws, out, i}} \right) + \max \left(0, -\frac{\partial P_{i, \text{fit}}}{\partial T_{chs, out, i}} \right) \right] \quad (21)$$

where $COP_{i, \text{fit}} = Q_{chi,i} / P_{i, \text{fit}}$ is the chiller COP predicted by the fitted model.

To evaluate the performance of the regression model, three core quantitative metrics are employed to assess both the fitting accuracy and the generalization capability of the model as follows,

$$\begin{cases} R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N (P_{i, \text{means}} - P_{i, \text{fit}})^2}{\sum_{i=1}^N (P_{i, \text{means}} - \bar{P}_{\text{means}})^2} \\ RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (P_{i, \text{means}} - P_{i, \text{fit}})^2} \\ MAPE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \frac{P_{i, \text{means}} - P_{i, \text{fit}}}{P_{i, \text{means}}} \right| \times 100\% \end{cases} \quad (22)$$

where $\bar{P}_{\text{means}}$ denotes the mean value of the measured power.

4 Multiple Mean Field Control Strategy

4.1 Homogeneous Clustering of Distributed Energy Resources

Coordinating large-scale, heterogeneous populations of PV generators and ISSs for simultaneous green electricity trading and peak regulation presents substantial management complexity for a VPP. To address this, a dynamic agglomerative clustering procedure is introduced that progressively groups individual DERs according to their regulation signatures. Each DER can be characterized by a multi-attribute information tuple as follows,

$$\mathbf{R} = (\mathbf{U}, \mathbf{A}, \mathbf{H}, \mathbf{M}) \quad (23)$$

where $\mathbf{U} = \{\text{DER}_1, \text{DER}_2, \dots, \text{DER}_n\}$ is the complete set of resources; $\mathbf{A} = \{P^{\text{ps}}(t), P^{\text{vf}}(t), P^{\text{green}}(t)\}$ captures the peak-shaving capability, valley-filling capability, and green power delivery potential, respectively; $\mathbf{H}$ denotes the universe of attribute values; $\mathbf{M}: \mathbf{U} \times \mathbf{A} \rightarrow \mathbf{H}$ is the mapping that assigns a specific attribute value to each resource.

The clustering process is initialized by treating every DER as a singleton cluster $\mathcal{J}$ with its cluster-level attributes can be expressed as $\mathbf{A}_{\mathcal{J}} = \{P_{\mathcal{J}}^{\text{ps}}(t), P_{\mathcal{J}}^{\text{vf}}(t), P_{\mathcal{J}}^{\text{green}}(t)\}$.

The corresponding attribute value vector $\mathbf{H}_{\mathcal{J}}$ is then obtained through the information function $\mathbf{M}(G_{\mathcal{J}}, \mathbf{A}) = (M_1, M_2, M_3)$, with the individual components computed accordingly.

The pairwise similarity between two clusters $G_{\mathcal{J}}$ and $G_{\mathcal{C}}$ is measured by a dynamic time warping distance,

$$D_{\mathcal{J}, \mathcal{C}} = dtw[\mathbf{M}(G_{\mathcal{J}}, \mathbf{A}), \mathbf{M}(G_{\mathcal{C}}, \mathbf{A})] \quad (24)$$

The two clusters exhibiting the closest distance are iteratively merged via the operator $\otimes$, forming a new composite cluster $G_{\mathcal{K}}$. This bottom-up aggregation continues until the inter-cluster distance exceeds a predefined threshold ε , at which point the process terminates. The outcome is a collection of homogeneous resource sets, each of which subsequently participates in the mean field game as a representative agent.

4.2 MMFC formulation

The coordinated optimization of the resulting homogeneous clusters is cast as a multiple mean field control problem that explicitly accounts for cross-cluster interactions,

enabling the VPP to jointly offer green electricity and peak regulation services. This stochastic dynamic control model is formalized through the tuple

$$\mathcal{G} = \left\{ \mathcal{N}, \{\mathcal{S}_k(t)\}, \{\mathbf{U}_k(t)\}, \{\mathcal{A}_k(t)\}, \{\mathcal{J}_k(t)\}, \{\mathcal{V}_k(t)\} \right\}_{k \in \mathcal{N}}$$

.Set of Participants $\mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ indexes the homogeneous clusters.

- **State space** $\mathcal{S}_k(t)$ of cluster k encompasses three elements: (i) the cluster's aggregate virtual energy storage $E_k(t)$; (ii) its load-serving output $P_k^{\text{load}}(t)$ and green electricity output $P_k^{\text{green}}(t)$; and (iii) a coupling term $\mathbf{E}_{(N)}(t)$ representing the population-wide mean virtual energy storage, weighted by parameters $\mathbf{a}$ and matrix $\mathbf{d}$. This formulation embeds the mean field interaction directly into the state definition.

- **Control space** $\{\mathbf{U}_k(t)\} = \{\mathbf{u}_1(t), \mathbf{u}_2(t), \dots, \mathbf{u}_N(t)\}$ dictates the internal resource dispatch and market participation schedule of cluster k .

- **Action space** $\{\mathcal{A}_k(t)\} = \{\mathcal{A}_1(t), \mathcal{A}_2(t), \dots, \mathcal{A}_N(t)\}$ defines the admissible time windows for peak shaving t^{ps} and valley filling t^{vf} , constraining the control decisions to specific service periods.

- **Utility function** $\{\mathcal{J}_k\} = \{\mathcal{J}_1, \mathcal{J}_2, \dots, \mathcal{J}_N\}$ represents the homogeneous sets' utility benefit as follows,

$$\mathcal{J}_k(\mathcal{S}_k(t), \mathbf{u}_k(t), t) = \int_{t \in T} \mathcal{L}(\mathcal{S}_k(t), \mathbf{u}_k(t), t) dt + \mathcal{D}(\mathcal{S}_k(T), T) \quad (25)$$

The running cost integrates three economic components: revenue from compensation price $\mathbf{r}(t)$, dispatch expenditures priced at $\mathbf{c}(t)$, and a penalty term $h(t)$ that heavily penalizes virtual energy storage constraint violations. The terminal cost evaluates the deviation of the final virtual energy storage from a predefined ideal level E_{set} , with weight parameter b .

- **Value function** $\{\mathcal{V}_k\} = \{\mathcal{V}_1, \mathcal{V}_2, \dots, \mathcal{V}_N\}$ captures the minimum achievable cost for cluster k under optimal control $\mathbf{u}^*$.

$$\mathcal{V}_k(\mathcal{S}_k(t), t) = \inf_{\mathbf{u}} \{ \mathcal{J}_k(\mathcal{S}_k(t), \mathbf{u}_k(t), t) \} \quad (26)$$

Solving for all $\mathcal{V}_k$ simultaneously constitutes a global functional optimization with prohibitive dimensionality. To circumvent this, the problem is recast into a local static optimization by analyzing the infinitesimal change of the value function. Considering a

small time increment Δt at t_0 and applying a Taylor expansion, one obtains,

$$\begin{aligned} & \mathcal{V}_k(S_k(t_0 + \Delta t), t_0 + \Delta t) \\ &= \mathcal{V}_k(S_k(t_0), t_0) + \frac{\partial \mathcal{V}_k(S_k(t_0), t_0)}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial \mathcal{V}_k(S_k(t_0), t_0)}{\partial \mathcal{X}} \frac{\partial S(t_0)}{\partial t} \Delta t + o(\Delta t) \end{aligned} \quad (27)$$

Substituting the dynamic evolution and taking the limit $\Delta t \rightarrow 0$ yields the standard Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB) equation governing each cluster's optimal strategy.

$$\frac{\partial \mathcal{V}_k}{\partial t} + \min_{\mathbf{u}_k} \mathcal{H}(S_k, \mathbf{u}_k, \nabla \mathcal{V}_k) = 0 \quad (28)$$

To describe the macroscopic evolution of the cluster's state distribution, the mean-field density $m_k(S_k(t), t)$ is introduced. For a continuum of homogeneous agents, this density satisfies the Fokker-Planck-Kolmogorov (FPK) equation, which forward-propagates the probability flow driven by the optimal control $\mathbf{u}^*$.

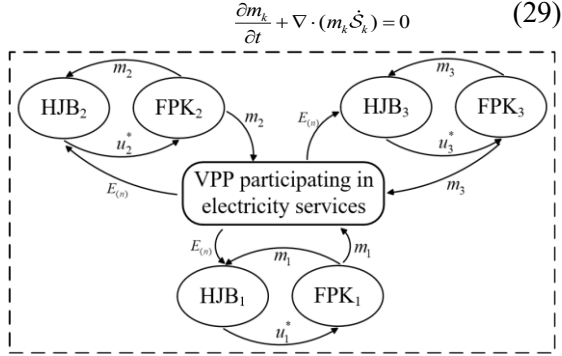


Fig. 4 Schematic of the resource combinatorial optimization process for VPP participation in electricity services.

Therefore, the portfolio optimization process for homogeneous sets under MFC is summarized in Fig. 4. The overall solution procedure is a fixed-point iteration between the HJB and FPK equations. Each cluster initializes its mean field m_k from the states of its constituent DERs. Together with the population mean $\mathbf{E}_{(N)}(t)$, this information enters the HJB equation, which produces the optimal control $\mathbf{u}^*$. These controls then drive the FPK equation to update the mean field for the next time step. The coupled loop repeats until the mean-field distributions of all clusters have converged to a stationary mutual consistency, at which point no cluster can unilaterally improve its strategy.

4.3 Existence of the MMFC equilibrium

Let $\mathcal{U}_k^*$ be the optimal control of cluster k and $\mathcal{U}_{-k}^*$ the optimal strategies of all other

clusters. The strategy profile $\mathcal{V}(\mathcal{U}_k^*, \mathcal{U}_{-k}^*)$ constitutes an MMFC equilibrium if and only if for every cluster k and any alternative admissible control $\tilde{\mathcal{U}}_k$, the following inequality holds.

$$\mathcal{V}_k(\mathcal{U}_k^*, \mathcal{U}_{-k}^*) \leq \mathcal{V}_k(\tilde{\mathcal{U}}_k, \mathcal{U}_{-k}^*), \quad (30)$$

A sufficient condition for the existence of such an equilibrium is the solvability of the mean-field HJB equation, which in turn is guaranteed provided that the Hamiltonian $\mathcal{H}$ is smooth. Since the value function is constructed to be continuous and differentiable, the Hamiltonian inherits continuous differentiability. Hence the HJB equation admits a classical solution, confirming that an equilibrium exists for the formulated multiple mean field control problem.

$$\mathcal{H}(\mathcal{V}(t), S(t), \nabla \mathcal{V}(t, \mathcal{V}(t))) = \mathcal{L} + (\nabla \mathcal{V})^T \dot{S} \quad (31)$$

5 Case Studies

5.1 Parameters

TABLE I BASIC DATA OF PVs

Type of PVs	Installed capacity (kW)	Maximum generation power (kW)	Quantity
Type 1	250	220	1000
Type 2	700	650	400

TABLE II BASIC DATA OF ISSs

Type of ISSs	Ice storage capacity (kWh)	Maximum cooling power (kW)	Maximum set temperature (°C)	Minimum set temperature (°C)
Type 1	4500	1660	$N(26,1)$	$N(18,1)$
Type 2	9000	2440	$N(22,2)$	$N(17,2)$

TABLE III PREDICTION OF COMPENSATION PRICE FOR CLEARANCE

Type of period	Peak periods	Valley periods	Normal periods
Compensation price (¥/kWh)	0.8	0.24	0

Parameters for the distributed PVs and ISSs are listed in Tables I and II. The heterogeneity of occupant behavior is captured by assigning the thermal comfort boundaries of ice storage air conditioning loads to follow a normal distribution characterized by mean μ and standard deviation σ . Peak regulation compensation rates adopted in this study are listed in Table III, drawn from prevailing service operation guidelines [19]. The simulation environment is built on Python 3.11 and PyTorch 2.3.0.

5.2 Adjustable Capability Result for VPP

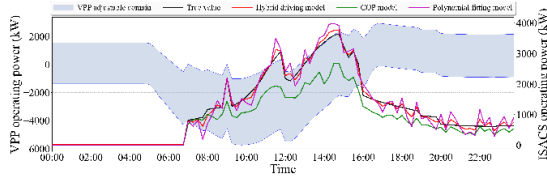


Fig. 6 Analysis of ISS power comparison and VPP's adjustable domain.

Fig. 6 depicts the adjustable power envelope of the VPP constructed using the Minkowski summation technique within the proposed refined operational model. Also illustrated is a comparative assessment of modeling fidelity for the ISS operational power trajectory across three approaches: the refined operational model, polynomial regression fitting, and the COP-based performance curve method. The power profile generated by the refined operational model follows a unimodal distribution, reaching its maximum between 10:00 and 15:00, which aligns with the system's pronounced dependence on ambient temperature variations. With respect to measured operational data, the proposed model yields a Mean Absolute Error of 62.58, corresponding to a 52.41% improvement over the polynomial regression benchmark and a 73.59% enhancement relative to the COP-based representation. These gains confirm that the refined operational model markedly refines the depiction of the electro-thermal coupling and load dynamics of ISS, ultimately elevating the precision with which VPP flexible capacity is estimated.

5.3 Results of MFC

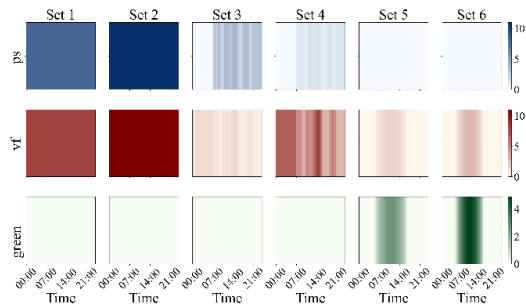


Fig. 7 Dynamic agglomerative division result of DERs.

Fig. 7 illustrates the outcome of the dynamic agglomerative partitioning of distributed energy resources. The regulation characteristics of the homogeneous clusters are further examined: in contrast to clusters 1 and 2, clusters 3 and 4 exhibit temporally varying adjustment capability, while clusters 5 and 6

display stronger green electricity delivery potential. These findings confirm that the dynamic agglomerative division approach successfully groups a diverse population of heterogeneous DERs—including PVs, RSs, and ISMSs—into internally uniform clusters.

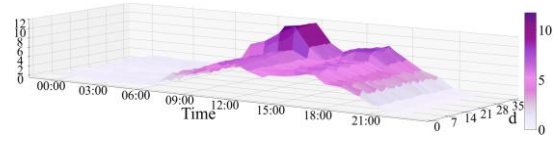


Fig. 9 Optimal control strategies for RSs.

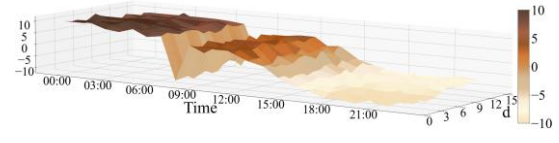


Fig. 10 Optimal control strategies for ISMSs.

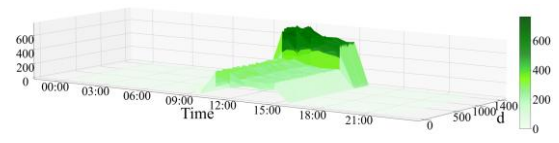


Fig. 11 Optimal control strategies of green power provision for PVs.

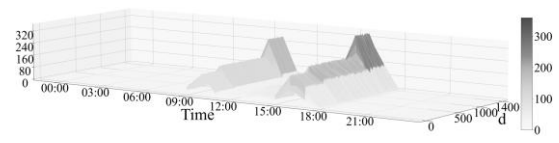


Fig. 12 Optimal control strategies of local consumption for PVs.

The optimal control strategies for the ice storage systems are shown in Fig. 9 and 10, while those for the photovoltaics appear in Fig. 11 and 12. A pronounced discrepancy can be observed between the operational patterns of PVs and those of ISMSs and RSs, whereas devices of the same resource type but with different regulation capabilities follow remarkably consistent trajectories. This validates that the dynamic agglomerative clustering method effectively distills the external response characteristics of numerous heterogeneous resources, partitioning them into a small number of homogeneous groups. Furthermore, during solar generation intervals, the power consumption profiles of ISSs and the green electricity supplied by PVs exhibit a clear peak-valley complementarity: PVs deliver clean power to ISSs to support their participation in peak regulation, confirming that the designed MMFC framework adequately captures and coordinates energy exchanges among homogeneous clusters. Finally, the operating power trajectories together with the

charging/discharging operations of ISSs show strong responsiveness to peak-shaving periods and time-of-use electricity tariffs, behavior that aligns with thermodynamic principles and established VPP operational logic.

5.4 Comparative Results and Analysis

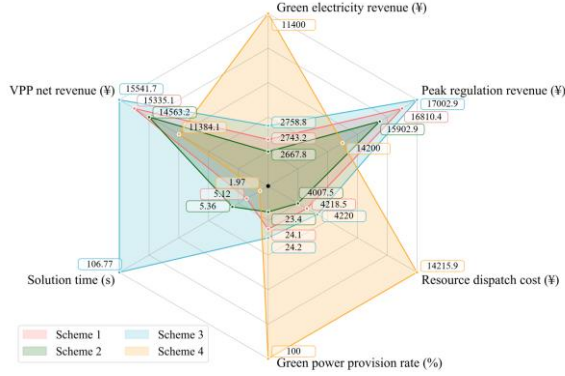


Fig. 13 Analysis of optimized results for different schemes.

To evaluate the effectiveness and advantages of the proposed approach in terms of operational strategy optimization and expected revenue enhancement for the VPP in both peak regulation and green electricity services, four comparative cases are established: 1) The refined modeling method and the MMFC strategy detailed in Sections 2–4. 2) The polynomial regression for ISS modeling, which represents the dominant existing technique for approximating the electrical-to-cooling conversion relationship. 3) Centralized solution framework. 4) Independent operational strategy without coordinated aggregation.

The optimal control strategies corresponding to the four comparative schemes are depicted in Fig. 13. In terms of the VPP's expected revenue from combined peak regulation and green electricity provision, Scheme 1 achieves the highest return, surpassing Scheme 2 by 7.2% and Scheme 4 by 40.6%, while remaining essentially on par with Scheme 3. Two principal mechanisms explain this advantage. First, relative to Scheme 2, the refined ISS formulation yields a more faithful evaluation of regulation capability, thereby fully realizing the latent flexibility of the storage resource and directly improving both operational decisions and revenue outcomes. Second, compared to the decoupled operation adopted in Scheme 4, the mean-field framework properly captures the energy interchange among numerous distributed resources. By contrast, Scheme 4 achieves the shortest runtime

precisely because it forgoes all energy-resource coordination. Consequently, Scheme 1 strikes the most advantageous trade-off between bidding quality and computational tractability.

6 Conclusion

This study presents a coordinated multiple mean field control framework for VPP integrating ISSs and distributed PVs, with the objective of jointly supplying green electricity and peak regulation services while improving economic performance. The principal findings are as follows. First, A refined operational model embedded with physical priors and uncertainty quantification is formulated to characterize the complete process of cooling capacity flow within the ISS—from generation and transmission to distribution and consumption. Second, the proposed APS-PGER model for the chillers accurately captures the electricity-to-cooling conversion characteristics, reducing the mean absolute error by 52.41% and 73.59% relative to the polynomial regression and COP-based benchmarks, respectively. Third, the proposed multi-mean-field coordinated control strategy effectively integrates the internal complementary dispatch of ice storage and photovoltaic assets with external market participation, yielding a 40.6% revenue gain compared to uncoordinated operation.

REFERENCES

- 1 National Energy Administration, National Development and Reform Commission: Guiding Opinions on Accelerating the Development of Virtual Power Plants; c2025. Available from https://www.ndrc.gov.cn/xxgk/zcfb/tz/202504/t20250411_1397162.html
- 2 B. Jie, J. Baba, and A. Kumada, "Contribution to V2G system frequency regulation by charging/discharging control of aggregated EV group," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 60, no. 1, Jan. 2023.
- 3 R. Lyu, H. Guo, K. Zheng *et al.*, "Co-optimizing bidding and power allocation of an EV aggregator providing real-time frequency regulation service," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 14, no. 6, pp. 4594-4606, Mar. 2023.
- 4 C. Zhang, L. Liu, H. Cheng *et al.*, "Frequency-constrained co-planning of generation and energy storage with high-penetration renewable energy," *J. Modern Power Syst. Clean Energy*, vol. 9, no. 4, pp. 760-775, Jul. 2021.
- 5 B. Tian, Y. Wu, N. Wang *et al.*, "Experimental study of a direct-cooled supercooled water dynamic ice storage system: Stability and performance optimization," *Journal of Energy Storage*, vol. 146, pp. 120119, 2026.
- 6 Y. Liao, H. Yang, J. Deng *et al.*, "On-site

- measurements and study on cooling demand characteristics and operational performance of ice storage cooling systems in large-scale sports stadium,” *Energy and Buildings*, vol. 347, pp. 116343, 2025.
- 7 T. Lei, W. Yao, T. Yang *et al.*, “Research on multi-objective parameter prediction for ice thermal storage systems based on deep learning,” *Journal of Building Engineering*, vol. 118, pp. 115105, 2026.
 - 8 F. Yang, Y. Cao, S. Wu *et al.*, “Optimal scheduling of active distribution network with ice storage system based on deep reinforcement learning,” *Energy Reports*, vol. 15, pp. 108992, 2026.
 - 9 S. Chen, K. Zhang, N. Liu *et al.*, “Unlock the aggregated flexibility of electricity-hydrogen integrated virtual power plant for peak-regulation,” *Appl. Energy*, vol. 360, pp. 122747, 2024.
 - 10 Y. Li, Y. Deng, Y. Wang *et al.*, “Robust bidding strategy for multi-energy virtual power plant in peak-regulation ancillary service market considering uncertainties,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 151, pp. 109101, 2022.
 - 11 B. Wang, C. Li, Y. Ban *et al.*, “A multi-market equilibrium model considering the carbon-green certificate mutual recognition trading mechanism under the electricity market,” *Energy*, vol. 330, pp. 136902, 2025.
 - 12 K. Zhang, Y. Xie, N. Liu *et al.*, “Customized mean field game method of virtual power plant for real-time peak regulation,” *IEEE Trans. Sustainable Energy*, vol. 16, no.2, pp. 1453-1466, Mar. 2016
 - 13 Z. Zheng, J. Li, X. Liu *et al.*, “A De-aggregation strategy based optimal co-scheduling of heterogeneous flexible resources in virtual power plant,” *Appl. Energy*, vol. 383, pp. 125404, 2025
 - 14 C. Dimitriadis, E. Tsimopoulos *et al.*, “Co-optimized trading strategy of a renewable energy aggregator in electricity and green certificates markets,” *Renewable Energy*, vol. 236, pp. 121444, 2024.
 - 15 Y. Chen, K. Zhang *et al.*, “A mean field control method for rapid electrolysis power allocation of green hydrogen production,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, pp. 1-14.
 - 16 K. Zhang *et al.*, “Secondary frequency regulation via EV aggregation based virtual power plants: a mean field game strategy,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 16, no. 5, pp. 3919-3933, Sept. 2025.
 - 17 A. De Paola, V. Trovato, D. Angeli *et al.*, “A mean field game approach for distributed control of thermostatic loads acting in simultaneous energy-frequency response markets,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 10, no. 6, pp. 5987-5999, Nov. 2019.
 - 18 W. Lin, K. Liu, G. Chen *et al.*, “Carbon-aware optimization for Internet Data Centers with renewable generation: Robust workload allocation and carbon procurement via multi-class mean field game,” *Renewable Energy*, vol. 262, pp. 125201, 2026.
 - 19 Operation Rules for Anhui Electric Power Peak shaving Auxiliary Service Market (Trial); c2023. Available from <https://hdj.nea.gov.cn/xxgk/fdzdgknr/gfxwj/hdnyjgfxwj/202311/P020231103398677809081.pdf>

基于幅值/频率工作点的海上风电系统动态建模研究

Research on the Amplitude/Frequency Operating Points Based Dynamic Modeling of Offshore Wind Power Systems

华中科技大学 程之践 王思成 袁小明 胡家兵 Email: ZhijianChengHUST@gmail.com

摘要：海上风电系统复杂的动态特性引发了一系列机理尚不明确的振荡问题。现有的小信号分析方法既无法从能量交换的角度解释小信号动态过程，也无法识别能够反映系统储能水平的状态变量及其运行点因而未能揭示其振荡机理。为解决现有方法的局限性，本文在认识交流电气变量以幅值/频率调制的形式自洽演化本质的基础上基于幅值和频率工作点建立了海上风电系统的小信号模型。并通过仿真验证了该小信号模型的适用性。

Abstract: The intricate dynamic characteristics of offshore wind power systems have caused a series of oscillation problems with unknown mechanisms. Existing small-signal analysis methods failed to reveal the oscillation mechanism for neither interpreting the small-signal dynamic process from the perspective of energy exchange nor identifying state variables and their operating points that reflect the system's energy storage level. To address these limitations, a small-signal model of offshore wind power systems is established in this paper based on amplitude and frequency states, under the recognition that the AC electrical variables evolve self-consistently in the form of amplitude/frequency modulation. Simulation results verify the applicability of the small-signal model.

关键词：幅值/频率；工作点；海上风电系统；动态建模

Keywords: amplitude/frequency; operation point; offshore wind power system (OPWS); dynamic modeling

1. 引言

海上风电系统作为将风电技术与海洋工程深度融合的战略性新兴产业，是构建新型能源体系、实现碳达峰与碳中和目标以及推进海洋强国建设的关键发展方向^[1]。截至2024年，海上风电累计并网装机容量已达到41.27 GW，占全球累计装机容量的49.6%^[2]。与此同时，电力电子变换器设备在当前电力系统中的占比也在不断提高。

然而，由复杂物理结构和控制策略所决定的电力变换器设备动态特性引发了一系列机理尚不明确的振荡问题。这些问题不仅威胁系统安全，也成为制约海上风电大规模开发与利用的关键技术瓶颈。例如，我国南澳地区的柔性直流输电工程在接入双馈风电场时曾发生约20 Hz的同步振荡^[3]。此外，在英国“8·9”大停电事件中，海上风电场的电压与无功控制系统出现了约10 Hz的次同步振荡，导致大规模风机脱网，并对电网造成显著冲击^[4]。

电力电子化电力系统振荡的小信号动态建模已有大量研究成果，其方法可按状态变量的选取进行分类。基于交流谐波分量的方法假设交流电气变量以基波分量叠加正、负序谐波及其耦合的形式自洽演化^[5-7]，这与系统动态过程中交流电气变量以连续谱形式自洽演化的事实相矛盾^[8]。基于dq电气量的方法试图选取统一坐标系，并将所有电气量变换为dq变量^[9-12]，但这在复杂电力系统中实现较为困难^[13]。基于幅值/相位的方法则以幅值/相位运动方程的形式对系统进

行建模^[14]。

综上所述，现有小信号动态分析方法既未能从能量交换这一电力系统动态本质的角度解释小信号动态过程，也未能识别出能够反映系统储能水平的状态变量及其运行点。因此，这些方法无法在此基础上建立相应的原始非线性关系、小信号关系及其线性近似，从而在表征系统小信号动态行为方面存在固有局限性。

为克服上述局限，本文在认识到交流电气变量以幅值/频率调制形式自洽演化的基础上，建立了基于幅值与频率状态的海上风电系统小信号模型。幅值与频率状态变量能够表征能量水平，并反映系统动态过程中的能量交换过程。本文结构安排如下：第2章介绍海上风电系统小信号动态建模方法；在此基础上，第3章建立海上风电系统的原始非线性关系，第4章建立其小信号关系；第5章验证小信号线性化关系的准确性；第6章给出结论。

2. 基于幅值与频率的海上风电系统小信号动态建模方法

2.1 海上风电系统状态变量、运行点及增量的辨识

对于海上风电系统而言，交流电气变量本质上是其对应旋转矢量在静止三相坐标系上的投影，其动态演化来源于这些旋转矢量在稳态值附近的幅值和频率动态。因此，交流电气变量的动态本质上可由其对应的幅值与频率动态来描述。

进一步地，无功/有功电流以及内电势幅

值/频率均属于运动状态变量,分别反映设备与网络的能量存储水平,因此应将其识别为系统的状态变量。在系统动态的初始阶段,无功/有功电流以及内电势的频率/幅值均以相对于其稳态值的复指数形式演化。在相应运行点附近,小信号变量之间存在弱非线性关系,可采用线性近似进行描述。因此,可将无功/有功电流及内电势频率/幅值的稳态值确定为运行点,用以表征设备与网络在稳态下的能量存储水平;而状态变量相对于稳态值的偏差则视为增量,用以刻画系统动态过程中设备与网络能量存储水平的变化。

这些增量的动态演化行为刻画了扰动初期设备与网络之间能量交换的基本规律。在此基础上建立的小信号线性化关系具有清晰的物理意义,有助于振荡问题的分析。

2.2 基于幅值/频率工作点的海上风电系统动态建模过程

基于无功/有功电流以及内电势幅值/频率状态变量、运行点与增量的小信号线性化过程如图1所示。首先,根据交流瞬时值之间的约束关系,建立以无功/有功电流及内电势幅值/频率为变量的原始非线性关系。随后,基于无功/有功电流及内电势幅值/频率的运行点,构建其增量之间的非线性关系。最后,在足够小的扰动范围内,采用适当的方法对这些增量之间的非线性关系进行线性近似。

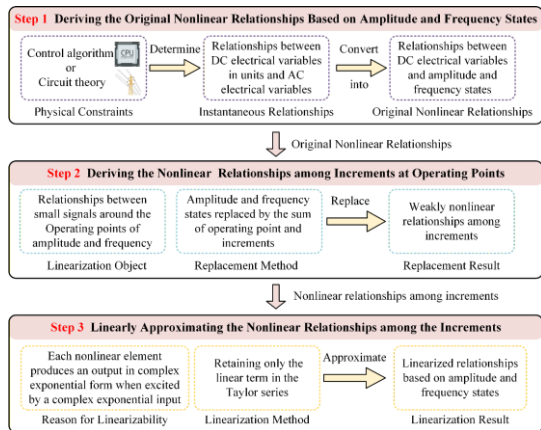


图1 基于幅值与频率状态的交流电力系统小信号线性化思路

3. 海上风电系统的原始非线性关系

3.1 海上风电系统的基本结构

本文所研究的海上风电系统典型电路结构及其并网侧变流器控制结构如图2所示。为简化分析,海上风电场采用三台等效永磁

直驱风电机组进行建模,并将整个系统折算至统一电压等级。研究重点聚焦于并网侧动态过程,而未考虑风力发电机侧的动态特性。此外,忽略高频脉宽调制(PWM)的影响,并假设内电势参考值 $E_{abc,k}$ 等同于设备交流端口处的实际内电势 $E_{abc,k}$ 。

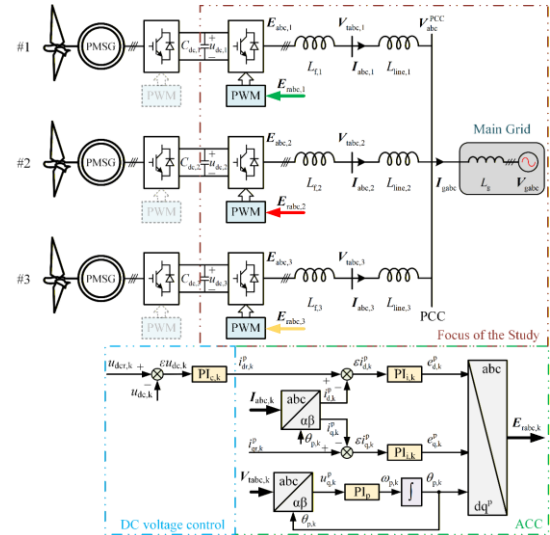


图2 海上风电系统典型电路结构控制结构示意图

3.2 海上风电系统的原始非线性关系

有功/无功电流、内电势幅值/频率及其交流瞬时值之间的关系如式(1)和式(2)所示。在此基础上,可将瞬时关系转换为原始非线性关系。

$$\begin{cases} E_{abc,k} = A_{e,k} e^{j(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k})} \\ E_{a,k} = A_{e,k} \cos(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k}) \\ E_{b,k} = A_{e,k} \cos(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k} - \frac{2\pi}{3}) \\ E_{c,k} = A_{e,k} \cos(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} i_{d,k}^c + j i_{q,k}^c &= I_{abc,k} e^{-j(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k})} \\ &= A_{i,k} e^{j(\int (\omega_{i,k} - \omega_{e,k}) dt + \theta_{i0,k} - \theta_{e0,k})} \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $E_{abc,k}$ 为内电势的旋转矢量, $\omega_{e,k}$ 和 $A_{e,k}$ 分别表示内电势的频率与幅值。 $I_{abc,k}$ 为流过滤波电感电流的旋转矢量, $\omega_{i,k}$ 和 $A_{i,k}$ 分别表示该旋转矢量的频率与幅值。 i_d^c 和 i_q^c 分别为有功电流和无功电流。 $\theta_{e0,k}$ 与 $\theta_{i0,k}$ 为旋转矢量相位的初始值。 k 表示并网设备的编号。

海上风电系统的原始非线性关系可由11个部分描述,如图3所示。其中, Part 1n ~ Part 3n 描述网络部分的关系, Part 1 ~ Part

8 描述各并网设备的关系。

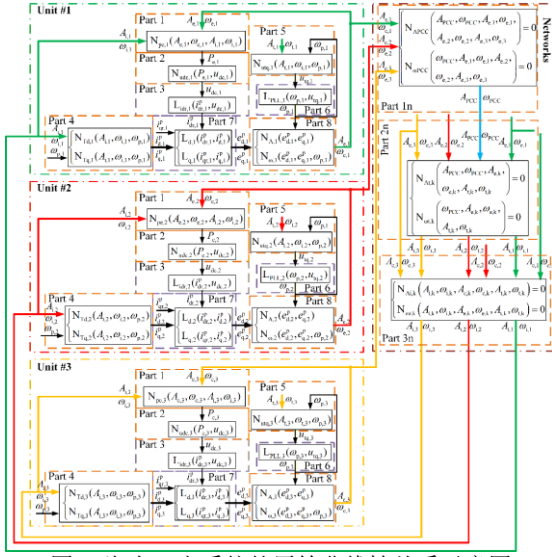


图3 海上风电系统的原始非线性关系示意图

Part 1n 和 Part 2n 描述了网络的分压关系，表明中间节点电压由各并网单元的内部电压共同决定。Part 3n 反映了网络在内部电压激励下影响电流的基本物理规律。Part 1n~Part 3n 所描述的关系，可通过将三相瞬时值替换为其对应的旋转矢量并求解方程得到。Part 1n~Part 3n 的瞬时关系如式 (3)~(5) 所示。

$$\begin{aligned} V_{abc}^{PCC} &= \sum_{k=1}^3 K_k E_{abc,k} + K_4 V_{gabc} \\ &\Leftrightarrow \\ A_{PCC} e^{j(\int \omega_{PCC} dt + \theta_{PCC0})} &= \sum_{k=1}^3 K_k A_{e,k} e^{j(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k})} \\ &\quad + K_4 A_{g0} e^{j(\int \omega_{g0} dt + \theta_{g0})} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} V_{tabc,k} &= N_k E_{abc,k} + (1 - N_k) V_{abc}^{PCC} \\ &\Leftrightarrow \\ A_{t,k} e^{j(\int \omega_{t,k} dt + \theta_{t0,k})} &= N_k A_{e,k} e^{j(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k})} \\ &\quad + (1 - N_k) A_{PCC} e^{j(\int \omega_{PCC} dt + \theta_{PCC0})} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} I_{abc,k} &= \frac{1}{L_{fk}} \int (E_{abc,k} - V_{tabc,k}) dt \\ &\Leftrightarrow \\ A_{i,k} e^{j(\int \omega_{i,k} dt + \theta_{i0,k})} &= \frac{1}{L_{fk}} \int \left(A_{e,k} e^{j(\int \omega_{e,k} dt + \theta_{e0,k})} \right. \\ &\quad \left. - A_{t,k} e^{j(\int \omega_{t,k} dt + \theta_{t0,k})} \right) dt \end{aligned} \quad (5)$$

其中， V_{abc}^{PCC} 为并网点电压的旋转矢量， $V_{tabc,k}$ 为端口电压的旋转矢量。 θ_{g0} 、 θ_{PCC0} 为相应旋

转矢量的初始相位。 K_k 和 N_k 为分压系数，其具体表达式见附录。

Part 1 表示由内电势与电流共同决定的电磁功率 P_e 。Part 2 描述有功功率 P_e 与直流电压 u_{dc} 之间的关系。Part 3 表示直流电压控制。Part 4 和 Part 7 描述电流控制。Part 5 和 Part 6 表示锁相控制。Part 8 描述内电势幅值与频率的形成机制。上述各部分之间的关系详见附录。

4. 海上风电系统的小扰动线性化关系

为获得小信号线性化关系，需要将幅值与频率状态、运行点以及其他直流电气变量表示为稳态值与小信号增量之和。随后，通过保留泰勒级数展开中的线性项，对小信号之间的非线性关系进行线性近似，从而得到各增量之间的小信号线性化关系。基于各组成部分之间的连接关系，可建立海上风电系统的小信号线性化模型，如图 4 所示。图 4 中各部分传递函数的具体表达式详见附录。

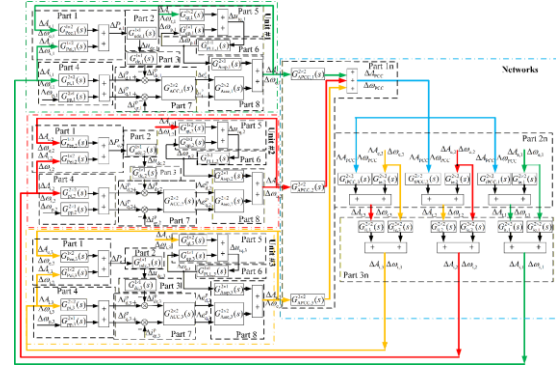


图4 海上风电系统的小信号线性化关系示意图

5. 仿真验证

本文将图 3 所示的原始非线性关系视为用于对比的原型系统，而将其对应的图 4 所示小信号线性化关系视为线性化系统。在表 1 所列相关参数条件下开展仿真研究。记录内电势幅值/频率以及有功/无功电流状态相对于其运行点的时域响应，并对原型系统与线性化系统的结果进行比较。

关键电气变量的时域对比结果如图 5 所示。可以看出，在扰动初期振荡幅值较小、系统仍处于线性化适用范围内时，线性化系统的结果与原型系统的结果基本一致。随着振荡幅值逐渐增大，原型系统进入非线性范围后，线性化系统与原型系统之间的偏差也愈发明显。上述结果表明，所提出的海上风电系统小信号线性化模型能够准确刻画原

型系统在小扰动初期阶段的动态行为及能量交换过程。

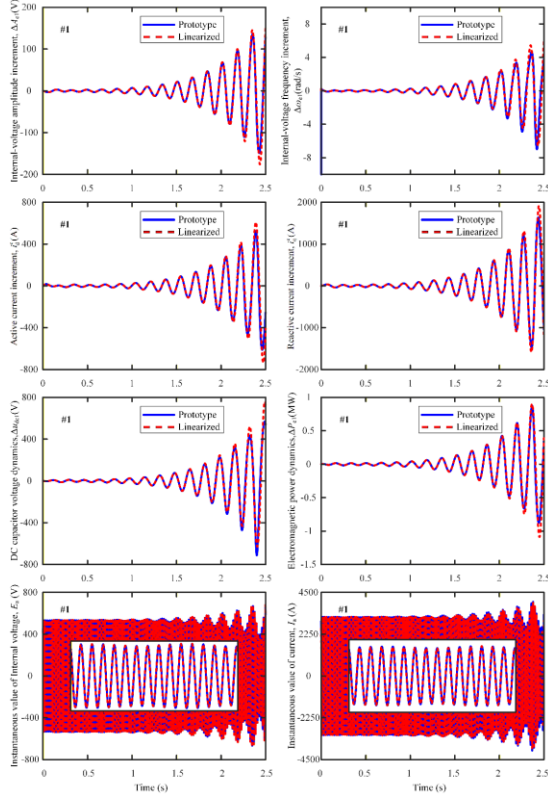


图 5 海上风电系统的关键电气量时域仿真结果

表 1 海上风电系统主要参数

参数	符号	值
额定容量	S_b	2.5 MVA
额定电压	U_b	690 V
额定频率	f_b	50 Hz
滤波电感	$L_{f,k}$	0.1 mH
35 kV 线路电感	L_{g_35kV}	0.12 mH
220 kV 线路电感	L_{g_220kV}	0.59021 μH
电网电感	L_g	28.153 μH
直流电压控制参数	(k_{p_udc}, k_{i_udc})	(0.689, 30)
电流控制参数	(k_{p_ACC}, k_{i_ACC})	(0.35, 11)
锁相控制参数	(k_{p_PLL}, k_{i_PLL})	(15.5, 669)

6. 结论

本研究克服了现有方法无法从能量交换角度解释小信号动态过程的局限性。在认识到交流电气变量以幅值/频率调制形式自洽演化的基础上, 本文建立了海上风电系统的小信号模型, 该模型能够反映系统动态过程中的能量交换机制。该小信号模型为后续的小信号稳定性分析与控制方法研究奠定了

基础。

附录

下标中含有 0 的变量, 如 $A_{e0,k}$ 、 $A_{PCC0,k}$ 、 $A_{i0,k}$, 表示对应变量的稳态值。类似 $\theta_{ei0,k}$ 的变量表示两个变量差值的稳态值。例如, $\theta_{ei0,k} = \theta_{e0,k} - \theta_{i0,k}$ 。符号 “//” 表示电感并联后的等效值。

A.1 原始非线性关系

Part 1:

$$P_{e,k} = \frac{3}{2} A_{e,k} A_{i,k} \cos\left(\int (\omega_{i,k} - \omega_{e,k}) dt + \theta_{ie0}\right) \quad (6)$$

$$\Leftrightarrow P_{e,k} = N_{pe,k}(A_{e,k}, \omega_{e,k}, A_{i,k}, \omega_{i,k})$$

Part 2:

$$u_{dc,k} = \frac{1}{C_k} \int \frac{P_k - P_{e,k}}{u_{dc,k}} dt \quad (7)$$

$$\Leftrightarrow N_{udc,k}(u_{dc,k}, P_{e,k}) = 0$$

Part 3:

$$i_{dr,k}^p = k_{pudc,k}(u_{dc,k} - u_{dcr,k}) + k_{iudc,k} \int (u_{dc,k} - u_{dcr,k}) dt \quad (8)$$

$$\Leftrightarrow i_{dr,k}^p = L_{idr,k}(u_{dc,k})$$

Part 4:

$$\begin{cases} i_{d,k}^p = A_{i,k} \cos\left(\int (\omega_{i,k} - \omega_{p,k}) dt + \theta_{ip0,k}\right) \\ i_{q,k}^p = A_{i,k} \sin\left(\int (\omega_{i,k} - \omega_{p,k}) dt + \theta_{ip0,k}\right) \end{cases} \quad (9)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} i_{d,k}^p = N_{Td,k}(A_{i,k}, \omega_{i,k}, \omega_{p,k}) \\ i_{q,k}^p = N_{Tq,k}(A_{i,k}, \omega_{i,k}, \omega_{p,k}) \end{cases}$$

Part 5:

$$u_{tq,k}^p = A_{t,k} \sin\left(\int (\omega_{t,k} - \omega_{p,k}) dt + \theta_{tp0,k}\right) \quad (10)$$

$$\Leftrightarrow u_{tq,k}^p = N_{utq,k}(A_{t,k}, \omega_{t,k}, \omega_{p,k})$$

Part 6:

$$\omega_{p,k} = k_{pp,k} u_{tq,k}^p + k_{pi,k} \int u_{tq,k}^p dt \quad (11)$$

$$\Leftrightarrow \omega_{p,k} = L_{PLL,k}(u_{tq,k}^p)$$

Part 7:

$$\begin{cases} e_{d,k}^p = k_{pACC,k}(i_{dr,k}^p - i_{d,k}^p) + k_{iACC,k} \int (i_{dr,k}^p - i_{d,k}^p) dt \\ e_{q,k}^p = k_{pACC,k}(i_{qr,k}^p - i_{q,k}^p) + k_{iACC,k} \int (i_{qr,k}^p - i_{q,k}^p) dt \end{cases} \quad (12)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} e_{d,k}^p = L_{d,k}(i_{d,k}^p, i_{dr,k}^p) \\ e_{q,k}^p = L_{q,k}(i_{q,k}^p, i_{qr,k}^p) \end{cases}$$

Part 8:

$$\begin{cases} A_{e,k} = \sqrt{(e_{d,k}^p)^2 + (e_{q,k}^p)^2} \\ \omega_{e,k} = \omega_{p,k} + \frac{d}{dt} \arctan \frac{e_{q,k}^p}{e_{d,k}^p} \end{cases} \quad (13)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} A_{e,k} = N_{A,k} (e_{d,k}^p, e_{q,k}^p) \\ \omega_{e,k} = N_{\omega,k} (e_{d,k}^p, e_{q,k}^p, \omega_{p,k}) \end{cases}$$

Part 1n:

$$\begin{cases} A_{PCC} = \sum_{k=1}^3 K_k A_{e,k} \cos \theta_{ePCC,k} + K_4 A_g \cos \theta_{gPCC} \\ \omega_{PCC} = \frac{d}{dt} \arctan \left(\frac{\sum_{k=1}^3 K_k A_{e,k} \sin \theta_{e,k} + K_4 A_{g0} \sin \theta_g}{\sum_{k=1}^3 K_k A_{e,k} \cos \theta_{e,k} + K_4 A_{g0} \cos \theta_g} \right) \\ K_1 = \frac{L_2 // L_3 // L_g}{L_1 + L_2 // L_3 // L_g}, K_2 = \frac{L_1 // L_3 // L_g}{L_2 + L_1 // L_3 // L_g}, \\ K_3 = \frac{L_2 // L_1 // L_g}{L_3 + L_2 // L_1 // L_g}, K_4 = \frac{L_2 // L_3 // L_1}{L_g + L_2 // L_3 // L_1} \end{cases} \quad (14)$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{cases} N_{APCC}(A_{PCC}, \omega_{PCC}, A_{e,1}, \omega_{e,1}, A_{e,2}, \omega_{e,2}, A_{e,3}, \omega_{e,3}) = 0 \\ N_{\omega PCC}(\omega_{PCC}, A_{e,1}, \omega_{e,1}, A_{e,2}, \omega_{e,2}, A_{e,3}, \omega_{e,3}) = 0 \end{cases}$$

Part 2n:

$$\begin{cases} A_{t,k} = N_k A_{e,k} \cos(\theta_{e,k} - \theta_{t,k}) + (1 - N_k) A_{PCC} \cos(\theta_{PCC} - \theta_{t,k}) \\ \omega_{t,k} = \frac{d}{dt} \arctan \left(\frac{N_k A_{e,k} \sin \theta_{e,k} + (1 - N_k) A_{PCC} \sin \theta_{PCC}}{N_k A_{e,k} \cos \theta_{e,k} + (1 - N_k) A_{PCC} \cos \theta_{PCC}} \right) \\ N_k = \frac{L_{lim,k}}{L_k} = \frac{L_{g,35kV} + L_{g,220kV}}{L_k + L_{g,35kV} + L_{g,220kV}} \end{cases} \quad (15)$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{cases} N_{At,k}(A_{PCC}, \omega_{PCC}, A_{e,k}, \omega_{e,k}, A_{t,k}, \omega_{t,k}) = 0 \\ N_{\omega t,k}(A_{PCC}, \omega_{PCC}, A_{e,k}, \omega_{e,k}, A_{t,k}, \omega_{t,k}) = 0 \end{cases}$$

Part 3n:

$$\begin{cases} A_{t,k} = \frac{1}{L_{f,k}} \int [A_{e,k} \cos \theta_{ei,k} - A_{t,k} \cos \theta_{ti,k}] dt \\ \omega_{t,k} = \frac{1}{L_{f,k} A_{t,k}} [A_{e,k} \sin \theta_{ei,k} - A_{t,k} \sin \theta_{ti,k}] \end{cases} \quad (16)$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{cases} N_{Ai,k}(A_{t,k}, \omega_{t,k}, A_{e,k}, \omega_{e,k}, A_{i,k}, \omega_{i,k}) = 0 \\ N_{\omega i,k}(A_{t,k}, \omega_{t,k}, A_{e,k}, \omega_{e,k}, A_{i,k}, \omega_{i,k}) = 0 \end{cases}$$

A.2 小信号线性化关系

Part 1:

$$\Delta P_{e,k}(s) = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} A_{i0,k} \cos \theta_{ie0,k} \\ \frac{3}{2} A_{e0,k} A_{i0,k} \sin \theta_{ie0,k} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} A_{e0,k} \cos \theta_{ie0,k} \\ -\frac{3}{2} A_{e0,k} A_{i0,k} \sin \theta_{ie0,k} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Delta A_{i,k}(s) \\ \Delta \omega_{i,k}(s) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\triangleq G_{Pee,k}^{1 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta A_{i,k}(s) \end{bmatrix} + G_{Peik}^{1 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{i,k}(s) \\ \Delta \omega_{i,k}(s) \end{bmatrix}$$

Part 2:

$$\Delta u_{dc,k}(s) = -\frac{1}{C_k u_{dc0,k} s} \Delta P_{e,k}(s) \quad (18)$$

$$\triangleq G_{udc,k}^{1 \times 1}(s) \Delta P_{e,k}(s)$$

Part 3:

$$\Delta i_{dr,k}^p(s) = (k_{pudc,k} + \frac{k_{iudc,k}}{s}) \Delta u_{dc,k}(s) \quad (19)$$

$$\triangleq G_{dc,k}^{1 \times 1}(s) \Delta u_{dc,k}(s)$$

Part 4:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d,k}^p(s) \\ \Delta i_{q,k}^p(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{ip0,k} & \frac{-i_{q0,k}^p}{s} \\ \sin \theta_{ip0,k} & \frac{i_{d0,k}^p}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_{i,k}(s) \\ \Delta \omega_{i,k}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{i_{q0,k}^p}{s} \\ -\frac{i_{d0,k}^p}{s} \end{bmatrix} \Delta \omega_{p,k}(s) \quad (20)$$

$$\triangleq G_{pi,k}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{i,k}(s) \\ \Delta \omega_{i,k}(s) \end{bmatrix} + G_{pp,k}^{2 \times 1}(s) \Delta \omega_{p,k}(s)$$

Part 5:

$$\Delta u_{tq,k}^p(s) = \begin{bmatrix} A_{t0,k} \sin \theta_{tp0,k} & \frac{A_{i0,k} \cos \theta_{tp0,k}}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_{t,k}(s) \\ \Delta \omega_{t,k}(s) \end{bmatrix} - \frac{A_{i0,k} \cos \theta_{tp0,k}}{s} \Delta \omega_{p,k}(s) \quad (21)$$

$$\triangleq G_{qt,k}^{1 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{t,k}(s) \\ \Delta \omega_{t,k}(s) \end{bmatrix} + G_{qp,k}^{1 \times 1}(s) \Delta \omega_{p,k}(s)$$

Part 6:

$$\Delta \omega_{p,k}(s) = (k_{pp,k} + \frac{k_{pi,k}}{s}) \Delta u_{tq,k}^p(s) \quad (22)$$

$$\triangleq G_{PLL,k}^{1 \times 1}(s) \Delta u_{tq,k}^p(s)$$

Part 7:

$$\begin{bmatrix} \Delta e_{d,k}^p(s) \\ \Delta e_{q,k}^p(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(k_{pACC,k} + \frac{k_{iACC,k}}{s}) & 0 \\ 0 & -(k_{pACC,k} + \frac{k_{iACC,k}}{s}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d,k}^p(s) \\ \Delta i_{q,k}^p(s) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\triangleq G_{ACC,k}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta i_{d,k}^p(s) \\ \Delta i_{q,k}^p(s) \end{bmatrix}$$

Part 8:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{e_{d0,k}^p}{A_{e0,k}} & \frac{e_{q0,k}^p}{A_{e0,k}} \\ \frac{se_{q0,k}^p}{A_{e0,k}^2} & \frac{se_{d0,k}^p}{A_{e0,k}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_{d,k}^p(s) \\ \Delta e_{q,k}^p(s) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Delta \omega_{p,k}(s) \\ &\triangleq G_{Aoe}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta e_{d,k}^p(s) \\ \Delta e_{q,k}^p(s) \end{bmatrix} + G_{Aop}^{2 \times 1}(s) \Delta \omega_{p,k}(s) \end{aligned} \quad (24)$$

Part 1n:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta A_{PCC}(s) \\ \Delta \omega_{PCC}(s) \end{bmatrix} &= \sum_{k=1}^3 \begin{bmatrix} K_k \cos \theta_{PCC0,k} & -\frac{K_k A_{e0,k} \sin \theta_{ePCC0,k}}{s} \\ \frac{s K_k \sin \theta_{ePCC0,k}}{A_{0,k}} & \frac{K_k A_{e0,k} \cos \theta_{ePCC0,k}}{A_{0,k}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} \\ &\triangleq \sum_{k=1}^3 G_{APCC,k}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (25)$$

Part 2n:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta A_{i,k}(s) \\ \Delta \omega_{i,k}(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{L_{line,k}}{L_k} \cos \theta_{e0,k} & -\frac{L_{line,k}}{L_k} \frac{A_{e0,k} \sin \theta_{e0,k}}{s} \\ s \frac{L_{line,k}}{L_k} \sin \theta_{e0,k} & \frac{L_{line,k}}{L_k} A_{e0,k} \cos \theta_{e0,k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{L_{lk}}{L_k} \cos \theta_{PCC0,k} & -\frac{L_{lk}}{L_k} \frac{A_{0,k} \sin \theta_{PCC0,k}}{s} \\ s \frac{L_{lk}}{L_k} \sin \theta_{PCC0,k} & \frac{L_{lk}}{L_k} A_{0,k} \cos \theta_{PCC0,k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_{PCC}(s) \\ \Delta \omega_{PCC}(s) \end{bmatrix} \\ &\triangleq G_{ie,k}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} + G_{iPCC,k}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{PCC}(s) \\ \Delta \omega_{PCC}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (26)$$

Part 3n:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta A_{i,k}(s) \\ \Delta \omega_{i,k}(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{s \cos \theta_{e0,k} + \omega_{e0,k} \sin \theta_{e0,k}}{L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} & \frac{-s A_{e0,k} \sin \theta_{e0,k} + \omega_{e0,k} A_{e0,k} \cos \theta_{e0,k}}{L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} \\ \frac{s^2 \sin \theta_{e0,k} - s \omega_{e0,k} \cos \theta_{e0,k}}{A_{e0,k} L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} & \frac{s A_{e0,k} \cos \theta_{e0,k} + \omega_{e0,k} A_{e0,k} \sin \theta_{e0,k}}{A_{e0,k} L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{-s \cos \theta_{PCC0,k} - \omega_{PCC0,k} \sin \theta_{PCC0,k}}{L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} & \frac{s A_{0,k} \sin \theta_{PCC0,k} - \omega_{PCC0,k} A_{0,k} \cos \theta_{PCC0,k}}{L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} \\ \frac{-s^2 \sin \theta_{PCC0,k} + s \omega_{PCC0,k} \cos \theta_{PCC0,k}}{A_{0,k} L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} & \frac{-s A_{0,k} \cos \theta_{PCC0,k} - \omega_{PCC0,k} A_{0,k} \sin \theta_{PCC0,k}}{A_{0,k} L_{i,k}(s^2 + \omega_{e0,k}^2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_{PCC}(s) \\ \Delta \omega_{PCC}(s) \end{bmatrix} \\ &\triangleq G_{ie,k}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{e,k}(s) \\ \Delta \omega_{e,k}(s) \end{bmatrix} + G_{iPCC,k}^{2 \times 2}(s) \begin{bmatrix} \Delta A_{PCC}(s) \\ \Delta \omega_{PCC}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (27)$$

参考文献

- 1 严新荣, 张宁宇, 马奎超, 等, 我国海上风电发展现状与趋势综述[J]. 发电技术, 2024, 45(01): 1-12
- 2 国际能源研究院, 中国能源数据报告(2025)。2025
- 3 高磊, 吕敬, 蔡旭, 如东海上风电柔直送出系统的中频振荡特性分析[J]. 电网技术, 2023, 47(09): 3495-3509
- 4 National Grid ESO LFDD, Incident Report. Technical report on the events of 9 August 2019, 2019, <https://www.ofgem.gov.uk>
- 5 Cespedes M, Sun J, Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, vol. 29, no. 3, pp. 1254-1261
- 6 Rygg A, Molinas M, Zhang C, et al, On the equivalence and impact on stability of impedance modeling of power electronic converters in different domains. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power

Electronics, 2017, vol. 5, no. 4, pp. 1444-1454

- 7 Yue X, Wang X, Blaabjerg F, Review of small-signal modeling methods including frequency-coupling dynamics of power converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, vol. 34, no.4, pp. 3313-3328
- 8 Oppenheim A, Willsky A, Nawab S, Signals & systems, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1997
- 9 Yang D, Wang X, Unified modular state-space modeling of grid-connected voltage-source converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, vol. 35, no. 9, pp. 9700-9715
- 10 Zhang C, Molinas M, Rygg A, et al, Impedance-based analysis of interconnected power electronics systems: impedance network modeling and comparative studies of stability criteria. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, vol. 8, no. 3, pp. 2520-2533
- 11 Gu Y, Li Y, Zhu Y, et al, Impedance-based whole-system modeling for a composite grid via embedding of frame dynamics. IEEE Transactions on Power Systems, 2021, vol. 36, no. 1, pp. 336-345
- 12 Wen B, Boroyevich D, Burgos R, et al, Analysis of d-q small-signal impedance of grid-tied inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, vol. 31, no.1, pp. 675-687
- 13 Liao Y, Wang X, Small-signal modeling of AC power electronic systems: critical review and unified modeling. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2021, vol. 2, pp. 424-439
- 14 Hu J, Yuan H, Yuan X, Modeling of DFIG-based WTs for small-signal stability analysis in DVC timescale in power electronized power systems. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, vol. 32, no. 3, pp. 1151-1165

作者简介

程之践：男，2002年4月生，硕士生。研究方向为电力电子化电力系统的建模、稳定性分析与控制。

*感谢台达电力电子科教发展计划(DREN2024001)对本文的大力支持

中压直流配电系统直流故障残余能量吸收电路

Residual Energy Absorption Circuit for DC Faults in Medium-Voltage DC Distribution Systems
哈尔滨工业大学 梁毅, 李瑞*, 李子健, 焦奥, 李彬彬, 徐殿国 Email: rui.li@hit.edu.cn

摘要: 随着新能源发电在电网中占比不断提高, 中压直流 (Medium Voltage DC, MVDC) 配电技术正日益成为城市及工业园区供电的关键。以模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 为核心的直流变压器 (DC Transformer, DCT) 具备电气隔离能力、谐波含量低以及控制灵活度高等特点, 在 MVDC 场景中优势明显。然而直流侧发生短路时 MMC-DCT 中的续流二极管会使故障电流难以在短时间内被清除, 这一难点已成为影响系统安全运行的突出问题。现有加装直流开关 (DC Switch, DCS) 方案切除故障用时较长, 对此本文提出一种直流故障残余能量吸收电路 (Residual Energy Absorption Circuit, REAC), 在原有直流开关方案基础上增加 IGBT 与电容并联的能量吸收装置, 在故障发生后极短时间内完成故障残余能量的迅速吸收, 从而使用直流开关实现对故障的快速隔离。与常规混合式直流断路器相比, 这一拓扑利用无源元件取代昂贵的固态开关组, 在保持故障电流快速抑制能力的同时有效减少设备投入和占地规模, 为中压直流系统保护提供了兼顾经济性与可靠性的新方案。

Abstract: With the increasing integration of renewable energy, the medium-voltage DC (MVDC) distribution technology is becoming increasingly vital for electricity supply in urban areas and industrial parks. The modular multilevel converter (MMC) based DC Transformer (DCT) stands out in MVDC applications owing to its inherent galvanic isolation, low harmonics, and flexible controllability, etc. However, when a short circuit occurs on the DC side, the presence of freewheeling diodes in the MMC-DCT makes it difficult to extinguish fault currents rapidly. This technical challenge has emerged as a major constraint on system safety and reliability. Existing approaches relying on additional DC switches (DCSs) tend to require prolonged fault interruption times. To address this, this paper proposes a DC fault residual energy absorption circuit (REAC). Based on the conventional DC switch scheme, an energy-absorbing branch composed of IGBTs in parallel with capacitors is introduced. The proposed circuit swiftly absorbs fault energy within a short interval after fault occurrence and thereby enables fast fault isolation using DC switches. Compared with traditional hybrid DC circuit breakers (DCCBs), the proposed topology replaces costly solid-state switching branches with passive components, preserving fault-handling performance while substantially cutting equipment expenditure and installation footprint. This offers a new protective solution for MVDC systems that achieves both economic efficiency and operational dependability.

关键词: 中压直流配电, 直流变压器, 故障电流清除, 直流故障保护

Keywords: medium-voltage DC (MVDC) distribution, DC transformer (DCT), fault current clearance, DC fault protection

1 引言

随着新能源发电占比日渐提高, 电力电子换流器技术飞速进步, 推动新能源发电系统不断创新。在这一趋势下基于直流变压器 (DC Transformer, DCT) 的中压直流 (Medium Voltage Direct Current, MVDC) 配电系统凭借其输送容量大、损耗小以及动态调节灵活等优势¹, 逐渐成为城市和工业园区供电的重要手段²。目前限制中压直流大规模应用的核心难题之一是直流故障防护技术, 尤其是直流线路特有的暂态响应给保护装置带来的挑战。在中压直流系统一旦出现短路, 电流的上升速率可以达到同等条件下交流系统的近十倍, 使得电弧熄灭难度大幅提升³。

目前直流侧故障的保护策略大致可分为三种: (1) 依托直流开关的协同式保护方式, 设备构成相对简单, 改造投入小, 但是直流开关动作延迟高, 系统从故障中恢复用时较长⁴; (2) 在直流变压器的拓扑上进行优化, 使其拥有故障自清除功能, 不过这种方案需

要增加功率器件, 同时控制逻辑更复杂⁴。(3) 加装直流断路器, 该方案可实现毫秒级的故障切除, 但受制于大容量电力电子元件的发展⁵。在目前的主流方案里采用全桥 (Full Bridge, FB) 子模块 (Submodule, SM) 的直流变压器虽然能够在故障发生时自行闭锁, 但所需 IGBT 数量多, 整体造价和运行损耗显著上升; 混合型直流断路器由于依赖多条 IGBT 支路并联配合超高速机械开关, 在多端电网的复杂运行场景以及经济性方面均面临较大压力⁹。

本文围绕基于半桥子模块模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 的直流变压器 (MMC-DCT) 暂态故障特性展开研究, 提出了一种新的故障电流抑制电路, 通过搭建四端中压直流配电线路短路故障仿真模型, 解释了故障电流的变化规律, 并对所提电路中元件的选择进行了分析。所提拓扑既有效降低了成本, 又增强了系统故障隔离的快速性和可靠性。

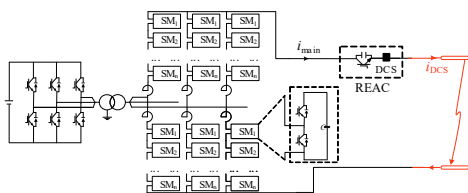
文章后续章节安排如下: 第二章说明所

提系统结构；第三章研究系统在短路故障时的工作原理；第四章对所提拓扑中电容的选择进行设计并分析电压应力；第五章借助仿真检验该结构消除故障电流的实际能力，文末进行总结。

2 系统拓扑结构

2.1 MMC-DCT 拓扑结构

中压直流配电系统如所示，其中 MMC-DCT 选用两电平电压源型换流器 (Voltage Source Converter, VSC) 做低压端，MMC 做高压端，两者面对面连接，如图所示。MMC



常见模块电路形式有三种：半桥、全桥以及箝位双子模块。全桥结构在直流侧短路时能够形成反向电压切断电流通路，但器件用量大、成本偏高⁷；箝位双子模块虽然能实现故障穿越，但器件用量更大，并且控制算法也更复杂；半桥子模块因元件少、损耗低而在工程应用中占据主导地位⁸，但是在直流故障期间不能建立反向电压来限制故障电流，因此要额外设置直流开关（DC Switch, DCS）或直流断路器（DC Circuit Breaker, DC CB）。直流断路器可以快速清除故障电流，但其体积庞大费用昂贵不利于节省空间和降低成本；直流开关成本低且体积小但单独使用时短路电流能量耗散较慢，需要较长时间才能衰减到直流开关动作阈值，不利于故障的快速清除¹⁰。

2.2 新型直流故障残余能量吸收拓扑

针对以上问题，本文提出一种新型直流故障残余能量吸收电路（Residual Energy Absorption Circuit, REAC），在传统直流开关方案基础上增加能量吸收装置，该装置由电流转移开关 Q 和能量吸收电容并联组成，并与直流开关 DCS 串联。正常工况下，电流转移开关 Q 闭合，电容 C 被旁路。当直流侧出现短路时，中压直流系统中 MMC-DCT 等换流装备闭锁，同时所提 REAC 拓扑中 IGBT Q 闭锁，将电容接入 C 电路，直流故障电流对电容进行充电，从而将故障残余能量迅速转移到电容 C 中，以实现系统的快速去电离，

从而使用直流开关迅速隔离故障段线路。

故障电流流经 MMC-DCT 中压侧 MMC 的反并联二极管，只能单向流动，因此故障电流仅对能量吸收电容 C 充电，避免了电容的放电问题，实现了对故障残余能量的高效吸收。所提方案中电容 C 仅需吸收系统中直流线路、桥臂电感等存储的故障残余能量，因此无需由大量 IGBT 与避雷器并联而成的昂贵且笨重的固态开关支路，能量吸收电容 C 和电流转移开关 Q 所需耐压等级较低，开关 Q 仅由少量 IGBT 串联即可，使得所提电路无论是在空间利用率还是在经济性上，都比传统的混合直流断路器方案更有优势。相较于传统直流开关方案，所提方案故障电流下降速度显著加快，从而使用直流开关在更短时间内切除故障。

所提拓扑通过直流开关与能量吸收电容的协调配合，短路电流可以在短时间内迅速下降，一旦监测到故障电流下降到 100A 以下，装置便可稳定地隔离故障线路，有效提升了系统运行的安全性。

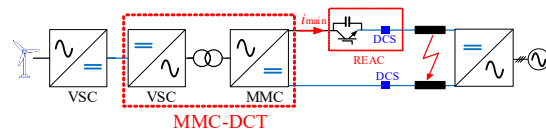


图 1 中压直流系统结构

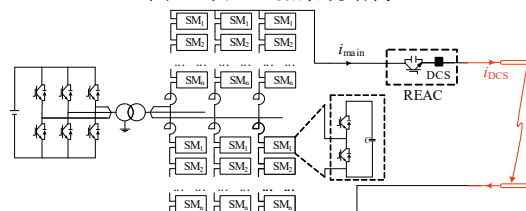


图 2 MMC-DCT 拓扑结构

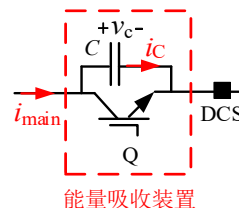


图 3 所提 REAC 拓扑结构

3 所提拓扑结构运行原理

图 4 为所提 REAC 不同支路故障期间的电压、电流变化曲线。图中 i_{main} 表示 MMC-DCT 中压直流侧电流； i_c 为流过能量吸收电容 C 的电流值； v_c 为电容 C 两端的电压。

在本分析中假设所有的开关器件、二极管、电抗器、电容器以及变压器均为理想元件。以下对所提拓扑中各支路在故障过程中

电压、电流波形的变化作进一步分析：

1. 故障电流上升阶段 (t_1-t_2)：如图 4 所示， t_1 时刻中压直流侧发生短路故障，此时电流转移开关及 MMC-DCT 还未闭锁，故障电流迅速增大。这一阶段电流的大小主要由系统等效阻抗决定，其上升速度取决于系统具体的电路参数。

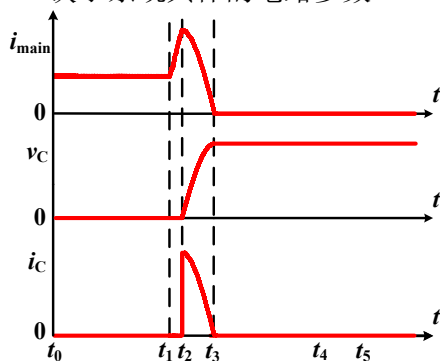


图 4 故障电流波形

2. 故障电流抑制阶段 (t_2-t_3) 阶段： $t=t_2$ 时刻故障电流 i_{main} 达到 $2pu$ ，MMC-DCT 闭锁并同时关断电流转移开关 Q，从而将故障电流强制转移到能量吸收电容上，能量吸收电容开始充电，从而吸收短路电流能量，进而使短路电流逐渐衰减。在 $t=t_3$ 时刻，故障电流衰减至零，电容两端的电压达到峰值。此时直流开关即可在零电流条件下进行分闸操作，将故障线路隔离，并进入电弧去游离阶段。

3. 故障类型识别阶段 (t_3-t_4)：当故障被消除后，能量吸收电容 C 经由与其并联的卸荷电阻放电，放电完成后电流转移开关 Q 即可重新闭合。此后，系统采用无选择性重合闸或自适应重合闸方式判断本次故障类型。该环节的主要任务是判断故障属于瞬时性还是永久性故障，从而为后续的供电恢复选择提供可靠依据。

4. 系统恢复阶段 (t_4-t_5)：如果为瞬时性故障，则在 $t=t_5$ 时刻，DCS 执行合闸操作，迅速重新建立直流电压并恢复功率输送，完成系统的故障恢复流程。这一阶段目标是确保直流电压尽快稳定，同时让功率传递过程平稳恢复。

4 REAC 电路参数设计

本文所提的 REAC 由能量吸收装置和 DCS 串联组成，其中能量吸收装置由若干个 IGBT 串联后与电容 C 并联组成。正常工作时 IGBT 导通，使电容 C 短路，直流电流流

过 IGBT，其承受电压为零。在中压直流侧发生短路故障后，故障电流迅速上升，当达到保护阈值后，MMC-DCT 闭锁，同时断开电流转移开关 Q，从而使故障电流转移到电容支路，电容电压开始由 0 上升。在实际中压直流工程中故障电流保护阈值一般设置为 $2pu$ ，在明确系统放电回路等效电感后，即可按公式(1)和(2)确定电容在充电时可达到的最大电压：

$$E_{\text{fault}} = \frac{1}{2} L I_{\text{faultmax}}^2 = \frac{1}{2} C V_{\text{Cmax}}^2 \quad (1)$$

$$V_{\text{Cmax}} = \sqrt{\frac{L}{C}} I_{\text{faultmax}} \quad (2)$$

其中， L 为放电回路等效电感， I_{faultmax} 为最大故障电流， V_{Cmax} 为电容 C 最大电压。

由公式(2)可知，选择较大的电容量，能量吸收电容的最大充电电压较小，但将故障电流抑制到零所需的时间较长，导致故障隔离较慢，反之小电容量可以加速故障隔离，但电容 C 及与其并联的 IGBT Q 将承受较高的电压应力。

电流转移开关 Q 由多个 IGBT 串联组成，在电容充电期间单个 IGBT 承受的电压如下式所示：

$$v_Q = \frac{V_c}{n}, n \geq 1 \quad (3)$$

其中， n 为电流转移开关 Q 所需的串联 IGBT 个数。

5 仿真分析

为验证所提出的 REAC 拓扑抑制短路电流的有效性，搭建了 $\pm 10kV/15MW$ 四端网状中压直流配电系统仿真模型，如图所示。仿真中将 REAC 接入中压直流电缆 1、2、3 左端，并在右端加装 DCCB 以防止交流电网向短路点馈入故障电流。

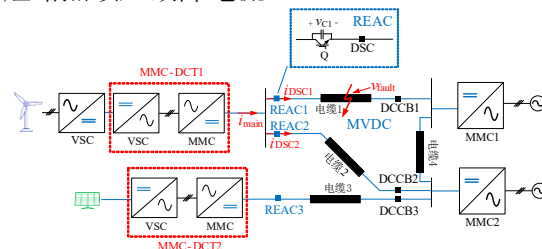


图 5 四端中压直流配电系统仿真模型

基于该仿真模型对比分析采用及未采用所提保护拓扑时系统的故障响应特性，如图

6 所示, 其中红线代表加装所提 REAC 时系统仿真波形, 蓝线代表典型拓扑 (即未采用 REAC) 的仿真波形。

$t=0.5\text{ s}$ 时刻 MMC-DCT1 中压直流侧电缆 1 中点发生短路故障, 故障点电压 v_{fault} 迅速降为 0, 如图(a)所示。此时故障电流快速增大, MMC1 和 MMC2 在 $t=0.501\text{ s}$ 时检测到故障, MMC1 和 MMC2 闭锁并发出指令将直流断路器 DCCB1 和 DCCB2 断开, 以切断从交流电网馈入的故障电流, 从而使 i_{dcs2} 迅速衰减, 如图(d)所示。

$t=0.504\text{ s}$ 时流过 MMC-DCT1 中压直流侧故障电流 i_{main} 达到保护动作阈值, 如图(b)所示, MMC-DCT1 闭锁, REAC1 的 IGBT 关断, 其能量吸收电容开始充电, 如图(e)所示。随着电容电压 v_{C1} 逐渐上升, 故障能量被电容吸收, i_{main} 和 i_{DCS1} 快速下降, 其中 i_{DCS1} 经过 10ms 降低至 100A 以下, DCS1 断开以隔离故障, 如图(c)所示。

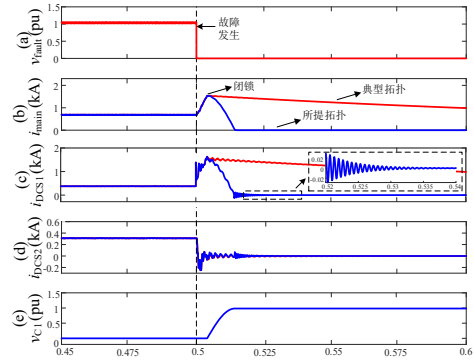


图 6 采用及未采用所提 REAC 时系统仿真结果对比: (a) 故障点电压 v_{fault} , (b) MMC-DCT1 的中压直流端电流 i_{main} , (c) 流过 REAC1 所在支路的电流 i_{DCS1} , (d) 流过 REAC2 所在支路的电流 i_{DCS2} , (e) REAC1 能量吸收装置中电容电压 v_{C1} 。

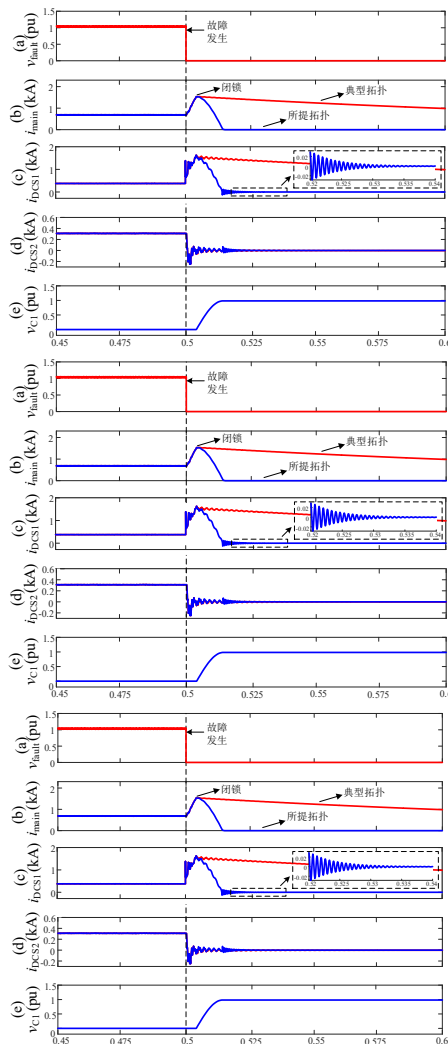
作为对比, 典型 DCS 方案下故障电流只能依赖线路自身阻抗缓慢衰减, 完全清除故障需要 500ms 以上, 如图(b)、(c)所示。仿真结果印证了所提 REAC 方案处理故障的高效性和可靠性。

6 结论

本文围绕中压直流配电系统直流故障保护问题, 提出了一种故障残余能量吸收电路, 该装置由电流转移开关 Q 和能量吸收电容并联组成, 并与直流开关 DCS 串联。所提方案将故障隔离时间由典型 DCS 方案的 500ms 缩短为 10ms, 大大提高了系统的供电可靠性。所提 REAC 方案利用无源元件取代传统混合直流断路器中价格高昂的固态开关组, 在保持故障快速切除能力的前提下, 大幅减少了硬件投入并节省了设备安装空间, 具有显著的经济效益和广阔的应用前景。

参考文献

- 1 J. Duan, Z. Li, Y. Zhou, Z. Wei. Study on the voltage level sequence of future urban DC distribution network in China: A Review[J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2020, 117:105640-105640.
- 2 D. Sciano, A. Raza, R. Salcedo, M. Diaz-Aguilo, R. E. Uosef, D. Czarkowski, F. de León. Evaluation of DC Links on Dense-Load Urban Distribution Networks[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1317-1326.
- 3 魏晓光,高冲,罗湘,周万迪,吴亚楠. 柔性直流输电电网新型高压直流断路器设计方案[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 95-102.
- 4 史宗谦,贾申利. 高压直流断路器研究综述[J]. 高压电器, 2015, 51(11): 1-9.
- 5 吴婧,姚良忠,王志冰,李琰,杨波. 直流电网 MMC 拓扑及其直流故障电流阻断方法研究[J]. 中国电机工程



学报, 2015, 35(11): 2681-2694.

- 6 李斌,何佳伟,李晔,田杰,冯亚东.多端柔性直流系统直流故障保护方案[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4627-4637.
- 7 李笑倩,刘文华,宋强,饶红,朱喆.一种具备直流清除能力的 MMC 换流器改进拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(36): 6389-6397
- 8 杜乾,李冬,郭九旺,孙斌.基于半桥子模块构成的模块化多电平变换器研究[J]. 电气开关, 2024, 62(05): 45-48.
- 9 Y. Liang, R. Li, B. Li, Z. Suo, L. Yu, D. Xu. A Novel Hybrid DC/DC Converter with Residual DC Fault Current Blocking Capability for All-DC Offshore Wind Farms[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2026: 1-15.
- 10 李瑞,马仇,俞露杰,黄阮明,李彬彬,徐殿国.单向型全直流海上风电系统中压直流电压控制及主动频率支撑策略[J]. 电网技术: 1-16.

作者简介

梁毅：男，1999 年生，博士生，研究方向为直流故障保护。

李瑞：男，1984 年生，博士，教授，博士生导师。研究方向为高压直流输电、新能源发电。

融合多尺度时间注意力机制的改进 CatBoost 充电场站负荷预测方法

Department of Electrical Engineering, State Key Laboratory of Power System Operation and Control,
清华大学电机系 孙凯 Email: sun-kai@mail.tsinghua.edu.cn
曲阜师范大学电气工程系 刘波 Email: liubo2025@qfnu.edu.cn

摘要：在充电场站运行过程中，充电负荷受到用户到站随机性、充电桩忙闲状态切换、气象条件以及时间周期性等多重因素耦合作用影响，导致负荷序列表现出非线性、高波动性以及多时间尺度并存的复杂动态特征。现有预测方法在应对短期负荷波动、零负荷时段识别及预测结果对调度决策支持能力方面存在局限性。针对上述问题，本文提出一种融合多尺度时间注意力机制的改进 CatBoost 负荷预测方法。该方法通过多尺度时间注意力机制对不同历史时间尺度下的局部统计信息进行稳定性评估与动态加权融合，实现对短期扰动、中期趋势及长期周期规律的协同刻画；进一步构建“直接预测—残差修正—零值判别”三路融合架构，实现对负荷主趋势、局部残差偏差及零负荷状态的联合建模，从而显著提升复杂工况下的预测精度与模型鲁棒性。实验结果表明，与传统预测方法相比，本文所提方法在各项评价指标上均取得较优表现：MAE 与 RMSE 分别降低 11.6% 和 10.3%， R^2 提升 3%。该方法能够更加准确地识别零负荷时段及负荷变化趋势，为混合充电场站在功率分配、容量规划、设备启停及排队管理等运行调度环节提供可靠的决策支持。

Abstract: During the operation of charging stations, the charging load is affected by the coupling of multiple factors, including the randomness of users' arrival, the switching of charging pile busy/idle states, meteorological conditions, and temporal periodicity. As a result, the load sequence exhibits complex dynamic characteristics such as nonlinearity, high volatility, and coexistence of multiple time scales. Existing forecasting methods have obvious limitations in coping with short-term load fluctuations, accurate identification of zero-load periods, and the ability of forecasting results to support dispatching decisions. To address these issues, this paper proposes an improved CatBoost-based charging load forecasting method fused with a multi-scale temporal attention mechanism. The method adopts the multi-scale temporal attention mechanism to conduct stability evaluation and dynamic weighted fusion of local statistical information under different historical time scales, thereby realizing the collaborative characterization of short-term disturbances, medium-term trends, and long-term periodic laws. Furthermore, a three-way fusion architecture of "direct prediction—residual correction—zero-value discrimination" is constructed to complete the joint modeling of the main load trend, local residual deviation, and zero-load state, which effectively improves the forecasting accuracy and model robustness under complex operating conditions. Experimental results show that compared with traditional and advanced forecasting methods such as CatBoost, XGBoost, LightGBM, Random Forest, LSTM, CNN, and Transformer, the proposed method achieves better performance in all evaluation indicators: the mean absolute error (MAE) is reduced by 11.6%, the root mean square error (RMSE) is reduced by 10.3%, and the coefficient of determination (R^2) is increased by 3%. Moreover, it can more accurately identify zero-load periods and load change trends, providing reliable decision support for the operation and dispatching links of hybrid charging stations, such as power distribution, capacity planning, equipment start/stop, and queuing management.

关键词：充电负荷预测；CatBoost；多尺度时间注意力机制；残差修正；零负荷判别

Keywords: Charging load forecasting; CatBoost; Multi-scale temporal attention mechanism; Residual correction; Zero-load discrimination

1 引言

随着电动汽车在全球范围内的快速普及，充电基础设施的建设需求持续攀升，充电场站作为集多种充电模式于一体的综合能源供给设施，已逐渐成为城市能源网络与高速公路能源管理体系中的关键节点[1]-[3]。充电场站的负荷特性受多重因素耦合影响，具体包括用户到站行为的随机性、充电状态的动态切换、气象条件的时序变化以及负荷需求的时间周期性等。受上述因素的综合作用，混合充电场站的负荷序列呈现出显著的非线性、高波动性以及多时间尺度叠加的复杂动态特征，这给负荷预测精度提升与场站运行调度优化带来了严峻挑战[4]。负荷预测结果不仅能够为场站功率分配优化与容量规划提供科学依据，还可有

效降低充电设备空载运行损耗、缩短用户充电排队等待时间，为电网侧的能量调度与供需平衡提供可靠的数据支撑，对推动充电基础设施与电网协同发展具有重要作用[5]。

目前，传统机器学习与统计方法在充电场站负荷预测的研究中得到了广泛应用，该类方法通过挖掘历史数据规律实现预测。例如，文献[6]提出小波神经网络模型，融合小波分析与神经网络优势，对郑州南五里堡充电站负荷进行预测并开发可视化预测系统。针对大数据背景下传统充电站负荷预测方法数据缺失、精度不足且难以反映负荷时空分布的问题，文献[7]提出一种先精准预测单辆电动汽车充电负荷时空分布，再结合交通流量统计或线性求和滚动计算得到充电站总负荷的预测方法。

深度学习方法通过强特征提取能力有效

挖掘负荷序列时空依赖与多因素耦合关系,实现负荷的精准预测。例如,文献[8]通过构建分层高分辨率框架用于处理多源数据,并动态分配特征权重,实现分钟级负荷预测。文献[9]提出基于 CNN 预测交通流并评估其不确定性、再结合混合模型计算电动车到达率、最后利用新型概率排队模型将交通流转化为充电负荷的方法。文献[10]提出一种基于麻雀搜索算法优化变分模态分解并结合双向长短期记忆网络的短期负荷预测方法,通过分量分解与差异化预测后重构结果,显著提升了充电站负荷预测的精度与可靠性。类似的研究如文献[11]提出一种融合多元奇异谱分析与深度学习技术的充电站负荷预测方法,通过多元奇异谱分析提取可解释的周期与波动负荷特征,再分别用双向长短期记忆网络和时间序列分块 Transformer 模型进行预测。此外,针对电动汽车充电站负荷受时空耦合关系影响,文献[12]提出一种基于注意力机制的时空多图卷积网络实现对充电场站负荷的预测。针对该类问题,文献[13]提出一种融合因果推理与关键节点动态建模的因果感知动态多图卷积网络预测方法。文献[14]提出一种多时间尺度协同的深度专家系统预测方法。文献[15]提出一种结合

自适应噪声完备经验模态分解、组合相关系数特征选择以及北方苍鹰优化算法优化的长短记忆网络与支持向量回归融合的大型电动汽车充电站负荷短期预测方法。文献[16]提出一种基于改进麻雀优化算法、多层核极限学习机与分位数回归理论相结合的光伏充电站负荷区间预测方法。文献[17]提出一种融合轻量级梯度提升机预测与近端策略优化强化学习的动静态充电站协同网络下移动式充电站自适应部署方法。

尽管上述方法在特定场景下取得一定效果,但多数模型未能深度挖掘特征信息的变化影响,难以捕捉负荷突变的细节变化。此外,对零负荷、低负荷时段的特征学习不充分,易出现持续误判以及对数据中的噪声、缺失值与异常点缺乏有效抑制。同时无法统一建模高频波动、日内周期、日间趋势与多时间尺度耦合特性,导致预测偏差逐步放大、趋势跟踪精度降低。这些问题直接引发场站功率分配失衡、设备调度决策失准,难以满足调度对高精度、高可靠性的要求。为此,本文提出一种融合多尺度时间注意力机制的改进 CatBoost 负荷预测方法,架构如图 1 所示。

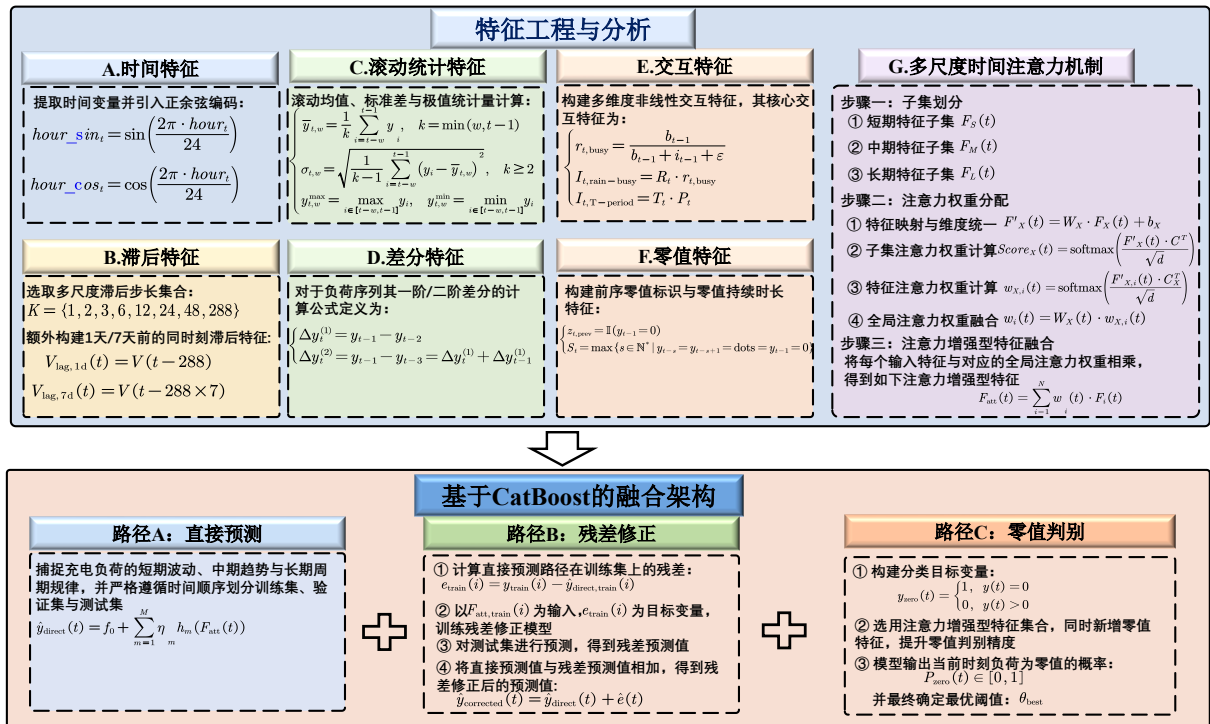


图1 融合多尺度时间注意力机制的改进 CatBoost 方法

在特征分析层面,该方法构建时间编码、多尺度滞后、滚动统计、差分特征、交互特征与零值时序特征的特征体系,并提出多尺

度时间注意力机制对短期、中期、长期特征子集实施双层动态加权融合,显著增强对负荷周期规律与突变特性的精准表征,有效解

决传统集成学习无时序显式建模的问题。在模型架构层面，针对单一回归模型无法兼顾趋势拟合、误差修正与零值识别的技术瓶颈，构建“直接预测-残差修正-零值判别”融合协同架构，通过主模型完成负荷整体趋势拟合，残差模型实现局部预测偏差补偿，分类模型完成零负荷状态精准判别，最终采用“零值优先、动态加权”策略实现三路输出融合，从结构层面完成多任务联合优化，提升模型预测精度与泛化性能。

2 特征工程与特征分析

2.1 原始特征预处理

为增强模型对负荷复杂动态特征的表征能力，本文从时间信息、历史依赖、局部统计、差分变化、交互关系以及零值状态等多个状态信息构造特征数据集。

2.1.1 时间特征

考虑充电行为通常具有明显的日周期和周周期特征，提取以下时间变量并引入正余弦编码：

$$\text{hour_sin}_t = \sin\left(\frac{2\pi \cdot \text{hour}_t}{24}\right) \quad (1)$$

$$\text{hour_cos}_t = \cos\left(\frac{2\pi \cdot \text{hour}_t}{24}\right)$$

$$\text{dow_sin}_t = \sin\left(\frac{2\pi \cdot \text{dow}_t}{7}\right) \quad (2)$$

$$\text{dow_cos}_t = \cos\left(\frac{2\pi \cdot \text{dow}_t}{7}\right)$$

$$\text{month_sin}_t = \sin\left(\frac{2\pi \cdot \text{month}_t}{12}\right) \quad (3)$$

$$\text{month_cos}_t = \cos\left(\frac{2\pi \cdot \text{month}_t}{12}\right)$$

其中，hour 表示第 t 个观测时刻对应的一天内小时数，dow 表示第 t 个观测时刻对应的星期序号，month 表示第 t 个观测时刻对应的月份。

2.1.2 滞后特征

滞后特征通过提取目标变量与关键状态变量的历史时序信息，刻画负荷的短期依赖、周期规律与趋势特性，是时间序列预测模型的核心输入。结合充电负荷的短期波动（分钟/小时级）与周期规律（日/周级）特性，选取多尺度滞后步长集合：

$$K = \{1, 2, 3, 6, 12, 24, 48, 288\} \quad (4)$$

其中，1,2,3 步（5/10/15 分钟），捕捉分钟级突发波动，6,12 步（30/60 分钟），刻画小时

内负荷趋势，24,48 步（2/4 小时），捕捉日内负荷变化，288 步（1 天， $288 \times 5 \text{ min} = 1440$ 分钟）刻画日周期规律。

为强化日周期与周周期特征，额外分别构建 1 天前、7 天前的同时刻滞后特征即：

$$V_{\text{lag}, 1d}(t) = V(t - 288)$$

$$V_{\text{lag}, 7d}(t) = V(t - 288 \times 7) \quad (5)$$

2.1.3 滚动统计特征

为捕获历史窗口内负荷和忙闲状态的局部统计规律，本文在多个窗口尺度下构造滚动特征。以捕捉不同时间尺度下负荷序列的趋势、离散程度与极值分布特性。滚动统计特征仅采用预测时刻前的历史数据构建，严格保证时序因果性。对于长度为 T 的负荷序列 y_t ，其窗口宽度为 w 的滚动均值、滚动标准差与极值统计量的计算公式为：

$$\begin{cases} \bar{y}_{t,w} = \frac{1}{k} \sum_{i=t-w}^{t-1} y_i, & k = \min(w, t-1) \\ \sigma_{t,w} = \sqrt{\frac{1}{k-1} \sum_{i=t-w}^{t-1} (y_i - \bar{y}_{t,w})^2}, & k \geq 2 \\ y_{t,w}^{\max} = \max_{i \in [t-w, t-1]} y_i, & y_{t,w}^{\min} = \min_{i \in [t-w, t-1]} y_i \end{cases} \quad (6)$$

式中， $\bar{y}_{t,w}$ 为 t 时刻前宽度 w 窗口的滚动均值， $\sigma_{t,w}$ 为对应滚动标准差。本研究选取 30min、1h、3h、6h、1d 共 5 个时间尺度的窗口，同时对充电桩忙闲状态序列同步构建滚动统计特征，弥补同期状态变量移除后的信息损失，为模型提供多维度的历史分布信息。

2.1.4 指数加权移动平均特征

针对滚动统计特征对窗口内所有样本等权重赋值的局限性，本研究引入指数加权移动平均（EWMA）特征，通过对近期历史数据赋予更高的权重系数，贴合充电负荷序列中近期数据与预测时刻相关性更强的时序特性。EWMA 通过递推形式实现权重的指数级衰减，在平滑序列随机噪声的同时，有效保留序列的短期趋势与动量信息，其核心递推公式为：

$$\begin{cases} z_t = \alpha y_{t-1} + (1 - \alpha) z_{t-1} \\ \alpha = \frac{2}{\text{span} + 1}, & z_0 = y_0 \end{cases} \quad (7)$$

式中， z_t 为 t 时刻的 EWMA 统计量， α 为平滑系数，span 为衰减周期，直接决定了权重的衰减速率。本研究分别选取 1h、3h、1d 对

应的 span 值构建 EWMA 特征,同时对充电桩忙闲状态序列同步构建该特征,进一步强化模型对时序动态特性的捕捉能力,且所有特征均基于历史滞后值构建,完全符合时序预测的因果性约束。

2.1.5 差分特征

充电负荷时间序列具有显著的趋势性与突变特性,单一的水平值特征难以充分表征序列的动态变化规律,为此本研究构建多阶差分特征,提取序列的边际变化与变化速率信息,消除序列趋势性对预测精度的干扰。差分特征可有效刻画负荷的突变行为,帮助模型捕捉充电需求的瞬时跃迁规律,对于负荷序列 y_t ,其一阶差分与二阶差分的计算公式定义为:

$$\begin{cases} \Delta y_t^{(1)} = y_{t-1} - y_{t-2} \\ \Delta y_t^{(2)} = y_{t-1} - y_{t-3} = \Delta y_t^{(1)} + \Delta y_{t-1}^{(1)} \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\Delta y_t^{(1)}$ 为一阶差分,反映 t 时刻前相邻两个时段的负荷变化幅度; $\Delta y_t^{(2)}$ 为二阶差分,表征负荷变化速率的波动特性。本研究同时对充电桩忙、闲状态序列构建差分特征,捕捉运营状态的动态跃迁规律,所有差分特征均基于历史滞后序列构建,为模型提供负荷变化的边际信息,显著提升对负荷突变场景的拟合能力。

2.1.6 交互特征

充电负荷的演化过程受气象条件、时间属性、运营状态等多因素的非线性耦合影响,单一特征难以表征变量间的复合作用机制,为此本研究基于充电运营业务先验认知,构建多维度非线性交互特征,挖掘变量间的协同影响规律。为彻底规避数据泄露风险,所有交互项均基于历史滞后值与同期可观测的外生变量构建,核心交互特征的计算公式如下:

$$\begin{cases} r_{t,\text{busy}} = \frac{b_{t-1}}{b_{t-1} + i_{t-1} + \varepsilon} \\ I_{t,\text{rain}-\text{busy}} = R_t \cdot r_{t,\text{busy}} \\ I_{t,\text{T-period}} = T_t \cdot P_t \end{cases} \quad (9)$$

式中, $r_{t,\text{busy}}$ 为 t 时刻前的充电桩忙闲比, b_{t-1} 、 i_{t-1} 分别为前一时刻的忙、闲桩数量, ε 为极小值以避免分母为 0; $I_{t,\text{rain}-\text{busy}}$ 为降雨与忙闲比的交互项, $I_{t,\text{T-period}}$ 为环境温度与时段类型的交互项。通过交互特征将业务

先验融入模型,有效挖掘气象因素对充电负荷的异质性影响,大幅提升模型对复杂运营场景的适配能力。

2.1.7 零值特征

充电站充电负荷序列中存在大量零值时段(无车辆充电场景),零值样本的聚集效应与持续特性对预测精度具有显著影响,常规回归模型易出现零值时段预测偏差过大的问题,为此本研究构建零值状态特征,刻画序列的零值持续规律,为后续三路融合架构中的零值判别分支提供核心依据。针对负荷序列的零值特性,构建前序零值标识与零值持续时长特征,其计算公式为:

$$\begin{cases} z_{t,\text{prev}} = \mathbb{I}(y_{t-1} = 0) \\ S_t = \max\{s \in \mathbb{N}^+ \mid y_{t-s} = y_{t-s+1} = \dots = y_{t-1} = 0\} \end{cases} \quad (10)$$

式中, $\mathbb{I}(\cdot)$ 为指示函数,满足条件时取值为 1,否则为 0; S_t 为 t 时刻前的零值连续持续时长。本研究同时构建充电桩忙闲低值的持续状态特征,补充零负荷时段的运营状态信息,有效刻画零值样本的聚集效应,解决零值时段预测偏差过大的问题,为零值分类模块提供关键的判别特征支撑。

2.2 多尺度时间注意力机制方法

多尺度时间注意力机制通过引入注意力权重分配机制,对多尺度时序特征进行动态加权融合,强化关键特征的作用、抑制冗余特征的干扰,同时适配充电负荷短期波动、中期趋势、长期周期的多尺度特性,进一步提升模型预测精度。

2.2.1 多尺度特征子集划分

结合充电负荷的时间尺度特性,将 $F(t)$ 划分为 3 个多尺度特征子集,分别对应短期、中期、长期时间尺度,划分规则如下:

(1) 短期特征子集 $F_s(t)$: 对应时间尺度为 5 分钟到 1 小时,滞后步长 $k \in \{1, 2, 3, 6, 12\}$ 的滞后特征、滚动窗口 $w \in \{6, 12\}$ 的滚动统计特征及指数加权跨度 $s = 12$ 的尺度特征,聚焦负荷短期波动信息。

(2) 中期特征子集 $F_M(t)$: 对应时间尺度为 1~6 小时,包含滞后步长 $k \in \{24, 48\}$ 的滞后特征、滚动窗口 $w \in \{36, 72\}$ 的滚动统计特征及指数加权跨度 $s = 36$ 的尺度特征,聚焦负荷中期趋势信息。

(3) 长期特征子集 $F_L(t)$: 对应时间尺度为 1 天及以上, 包含滞后步长 $k = 288$ 、 288×7 的滞后特征、滚动窗口 $w = 288$ 的滚动统计特征及指数加权跨度 $s = 288$ 的尺度特征, 聚焦负荷长期周期信息。子集划分满足 $F(t) = F_S(t) \cup F_M(t) \cup F_L(t)$, 且三个子集互不相交, 确保每个特征仅归属于一个时间尺度。

2.2.2 注意力权重分配

注意力权重计算分为“子集注意力”与“特征注意力”两个层次, 先计算每个特征子集的整体权重, 再计算子集中每个特征的局部权重, 最终得到每个特征的全局注意力权重, 确保权重分配的合理性。

(1) 特征映射与维度统一

通过线性映射将每个特征子集映射到同一维度空间, 消除维度与单位差异, 如下:

$$F'_X(t) = W_X \cdot F_X(t) + b_X \quad (11)$$

式中: $X \in \{S, M, L\}$ 分别对应短、中、长期子集; $W_X \in \mathbb{R}^{d \times N_X}$ 为线性映射权重矩阵, $b_X \in \mathbb{R}^d$ 为偏置向量; $F'_X(t)$ 为映射后的特征子集。

(2) 子集注意力权重计算

引入全局上下文向量 $C \in \mathbb{R}^d$, 计算每个特征子集的注意力得分, 衡量该子集对当前预测的整体贡献度:

$$Score_X(t) = \text{softmax}\left(\frac{F'_X(t) \cdot C^T}{\sqrt{d}}\right) \quad (12)$$

式中: $\sqrt{d}$ 为缩放因子, 避免得分过大导致 softmax 函数饱和; C 为全局上下文向量, 仅依赖历史特征; $Score_X(t) \in [0, 1]$ 为子集 X 的注意力得分。子集注意力权重 $W_X(t)$ 定义为得分的归一化结果。

(3) 特征注意力权重计算

在每个特征子集内部, 计算每个特征的注意力权重, 衡量子集中不同特征的重要性:

$$w_{X,i}(t) = \text{softmax}\left(\frac{F'_{X,i}(t) \cdot C_X^T}{\sqrt{d}}\right) \quad (13)$$

式中: $F'_{X,i}(t)$ 为映射后子集 $F'_X(t)$ 中的第 i 个特征; $C_X = \frac{1}{N_X} F'_X(t)$ 为子集 X 的局部上下文向量; $w_{X,i}(t) \in [0, 1]$ 为子集 X 中第 i 个特征的注意力权重。

(4) 全局注意力权重融合

将子集权重与特征权重相乘, 得到每个特征的全局注意力权重, 如下:

$$w_i(t) = W_X(t) \cdot w_{X,i}(t) \quad (14)$$

式中: $w_i(t)$ 为输入特征集合 $F(t)$ 中第 i 个特征的全局注意力权重, 权重越大, 表明该特征对当前负荷预测的贡献度越高。

2.2.3 注意力增强型特征融合

将每个输入特征与对应的全局注意力权重相乘, 得到注意力增强型特征如下:

$$F_{\text{att}}(t) = \sum_{i=1}^N w_i(t) \cdot F_i(t) \quad (15)$$

式中: $F_{\text{att}}(t)$ 为注意力增强型特征向量, 保留了多尺度时序特征的完整信息, 又通过权重分配强化了关键特征的作用, 抑制了冗余特征的干扰。

3 改进的 CatBoost 方法

3.1 CatBoost 方法

CatBoost 是一种基于梯度提升决策树的改进算法, 其核心优势在于自适应处理类别特征、有效抑制过拟合, 且对高维时序特征具有较强的鲁棒性。通过引入有序提升策略, 避免训练过程中因样本顺序随机打乱导致的预测偏差[18]。

CatBoost 模型通过迭代生成一系列决策树, 将所有决策树的预测结果进行加权求和, 得到最终的预测值。设训练数据集为 $D = \{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)\}$, 其中 $x_i \in \mathbb{R}^N$ 为第 i 个样本的特征向量, $y_i \in \mathbb{R}^+$ 为第 i 个样本的充电负荷真实值。模型的初始预测值为训练集目标变量的均值, 即[19]-[20]:

$$f_0(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i \quad (16)$$

在第 m 次迭代中, 首先计算当前模型的负梯度 (残差), 作为新的训练目标:

$$r_{mi} = - \frac{\partial L(y_i, f(x_i))}{\partial f(x_i)} \bigg|_{f(x) = f_{m-1}(x)} \quad (17)$$

式中, $L(y, \hat{y})$ 为损失函数, 本文针对充电负荷回归预测任务, 选用均方根误差对应的损失函数 $L(y, \hat{y}) = \frac{1}{2} (y - \hat{y})^2$

$L(y, \hat{y}) = \frac{1}{2}(y - \hat{y})^2$ 。基于残差 r_{mi} ，构建一棵决策树 $h_m(x)$ ，并通过贪心算法寻找最优分裂节点，最小化节点内样本的残差平方和。随后，计算该决策树的权重 η_m ，采用线搜索方法求解最优权重：

$$\eta_m = \arg \min_{\eta} \sum_{i=1}^n L(y_i, f_{m-1}(x_i) + \eta h_m(x_i)) \quad (18)$$

更新模型参数，第 m 次迭代后的预测函数：

$$f_m(x) = f_{m-1}(x) + \eta_m h_m(x) \quad (19)$$

经过 M 次迭代后，模型计算为：

$$\hat{y} = f_M(x) = f_0(x) + \sum_{m=1}^M \eta_m h_m(x) \quad (20)$$

3.2 融合架构

本文提出一种“直接预测—残差修正—零值判别”三路融合架构，将三个子模型的输出进行动态加权融合，结合多尺度时间注意力增强特征，实现预测精度的提升。直接预测输出基础负荷预测值，精准捕捉负荷的整体变化趋势；残差修正对上述的预测误差进行建模修正，有效降低系统预测偏差；避免非零负荷被误判为零值、零负荷被误判为非零值的问题。最终通过动态加权策略融合三路输出结果，得到最终的负荷预测值。

直接预测子模型的核心目标是捕捉充电负荷的短期波动、中期趋势与长期周期规律，模型训练严格遵循时间顺序划分训练集、验证集与测试集，计算如下：

$$\hat{y}_{\text{direct}}(t) = f_0 + \sum_{m=1}^M \eta_m h_m(F_{\text{att}}(t)) \quad (21)$$

式中， $\hat{y}_{\text{direct}}(t)$ 为时刻 t 的直接预测值， $F_{\text{att}}(t)$ 为时刻 t 的注意力增强型特征向量。

残差修正是修正预测误差，从而降低系统的偏差。由于直接预测子模型难以完全拟合充电负荷的复杂波动，其预测值与真实值之间存在残差 $e(t) = y(t) - \hat{y}_{\text{direct}}(t)$ ，该残差包含直接预测模型未捕捉到的负荷波动信息，具有一定的时序相关性。因此，采用相同的特征集合 $F_{\text{att}}(t)$ 为输入，以上述预测残差为目标变量，构建残差预测模型，输出残差预测值 $\hat{e}(t)$ ，进而对直接预测值进行修正，具体步骤如下：

(1) 计算直接预测路径在训练集上的残差： $e_{\text{train}}(i) = y_{\text{train}}(i) - \hat{y}_{\text{direct, train}}(i)$ ，其中 $y_{\text{train}}(i)$ 为训练集第 i 个样本的真实负荷值， $\hat{y}_{\text{direct, train}}(i)$ 为训练集上的预测值；

(2) 以 $F_{\text{att, train}}(i)$ 为输入，

$e_{\text{train}}(i)$ 为目标变量，训练残差修正模型，其中超参数优化为迭代次数1500次，学习率0.03，决策树深度6，L2正则化系数7，早停轮数80；

(3) 利用训练完成的残差修正模型，对测试集 $F_{\text{att, test}}(t)$ 进行预测，得到残差预测值 $\hat{e}(t)$ ；

(4) 将直接预测值与残差预测值相加，得到残差修正后的预测值 $\hat{y}_{\text{corrected}}(t)$ 。残差修正后预测值的数学表达式为：

$$\hat{y}_{\text{corrected}}(t) = \hat{y}_{\text{direct}}(t) + \hat{e}(t) \quad (22)$$

式中， $\hat{y}_{\text{corrected}}(t)$ 为训练完成的残差修正模型， K 为残差模型的迭代次数。

充电场站存在大量闲置时段，零负荷占比显著，单一回归模型难以精准识别零负荷场景，易出现零值预测偏差，进而影响整体预测精度。为此，本文构建零值判别子模型，识别当前时刻负荷是否为零值，输出零值概率 $P_{\text{zero}}(t)$ 。零值判别子模型的步骤如下：

(1) 构建分类目标变量：将真实负荷值 $y(t)$ 转换为二分类标签，即

$$y_{\text{zero}}(t) = \begin{cases} 1, & y(t) = 0 \\ 0, & y(t) > 0 \end{cases} \quad (23)$$

(2) 输入特征：选用注意力增强型特征集合 $F_{\text{att}}(t)$ ，同时新增零值特征，提升零值判别精度；

(3) 输出结果：模型输出当前时刻负荷为零值的概率 $P_{\text{zero}}(t) \in [0, 1]$ ，当 $P_{\text{zero}}(t) > \theta$ （ θ 为零值判别阈值）时，判定当前时刻负荷为零值。零值判别阈值 θ 通过网格搜索优化确定，搜索范围为[0.3, 0.8]，步长为0.05，以验证集均方根误差最小化为目标，最终确定最优阈值 θ_{best} 。

融合策略是基于零值判别概率 $P_{\text{zero}}(t)$ ，对直接预测值与残差修正预测值进行动态加权融合，同时结合零值判别结果，确保零值场景的预测准确性。融合策略严格遵循“零

值优先、动态加权”的原则。非零值场景下的动态加权融合为：

$$\hat{y}_{\text{fusion}}(t) = w_{\text{direct}}(t) \cdot \hat{y}_{\text{direct}}(t) + w_{\text{corrected}}(t) \cdot \hat{y}_{\text{corrected}}(t) \quad (24)$$

式中， $w_{\text{direct}}(t)$ 为直接预测值的权重， $w_{\text{corrected}}(t)$ 为残差修正预测值的权重，满足 $w_{\text{direct}}(t) + w_{\text{corrected}}(t) = 1$ ，权重计算为：

$$w_{\text{direct}}(t) = 0.4 \cdot (1 - P_{\text{zero}}(t)) \quad (25)$$

$$w_{\text{corrected}}(t) = 1 - w_{\text{direct}}(t) \quad (26)$$

为确保预测结果的合理性，将融合预测值进行非负裁剪。

4 实验与分析

4.1 实验平台

本文所用充电场站负荷预测数据来自深圳市福田区 CBD 公共电动汽车充电站，该数据集涵盖 2022 年 09 月 01 日 00:00 至 2023 年 02 月 28 日 23:55 的连续观测数据，形成 52128 条有效观测记录。该数据集包含 8 个关键特征变量，涵盖时间维度、环境因素及充电负荷核心指标三大类别。充电运营状态变量包含繁忙充电桩数量与空闲充电桩数量，二者观测范围均为 0~28 台，均值分别为 4.58 台与 23.42 台，其典型数据分布特征如图 2 所示。

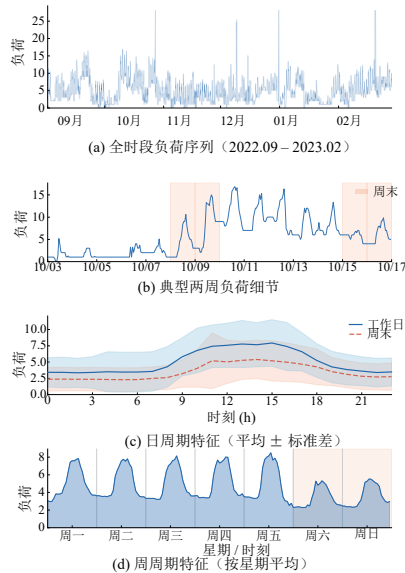


图 2 不同时间尺度下电力负荷变化规律与周期特征

图 2 从多时间尺度系统揭示了目标充电场站电动汽车充电负荷的时序波动特性与周期演化规律，其中图 (a) 展示了 2022 年 9 月至 2023 年 2 月半年尺度下 5 分钟分辨率的全时段负荷序列，可见场站充电负荷整体分布于 0~25kW 区间，时序过程呈现

显著的非平稳性与强随机性，多次出现幅值突破 20kW 的尖峰负荷，反映了用户充电行为的突发特性与充电需求的强波动特征；图 (b) 通过典型两周的负荷细节序列，可直观观测到工作日时段负荷日间冲高特征显著，而橙色标注的周末时段负荷峰值与波动幅度均明显低于工作日，初步体现了充电需求的周内差异化分布特性；图 (c) 基于日内 24 小时维度的负荷均值与标准差分布，量化表征了负荷的日周期特性，工作日与周末负荷均呈现以午间 12:00-15:00 时段为主峰值的单峰型日内分布规律，且工作日负荷的整体幅值与离散程度均显著高于周末，表明工作日日间充电需求更为集中且波动更为剧烈；图 (d) 按星期维度统计的平均负荷分布则清晰验证了负荷的周周期特性，周一至周五的工作日负荷呈现高度相似的日内双峰分布形态，单日峰值负荷可达 7~8kW，而周六、周日的周末时段负荷整体水平与峰值均出现显著下降，充分表明该充电场站负荷具备以周为单位的强周期特性，且工作日与周末呈现出显著差异化的负荷分布模式。

此外，图 3 展示了充电场站负荷预测建模所用 5 项输入特征变量的皮尔逊相关系数矩阵，分析的特征变量分别为时间（小时）、环境温度、是否节假日、分时电价与历史负荷。

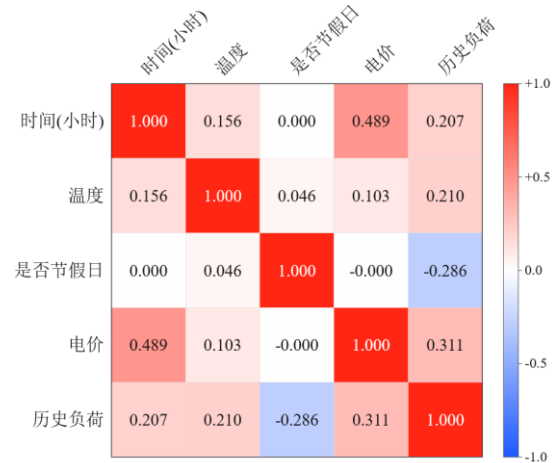


图 3 负荷预测输入特征变量皮尔逊相关系数热力图

图 3 中右侧色标界定了相关系数的取值范围为 [-1,1]，其中红色系表征变量间呈正相关关系，蓝色系表征变量间呈负相关关系，颜色深度与变量间线性相关程度呈正相关。各变量与自身的相关系数均为 1.000，呈完全线性相关；跨变量相关性方面，时间变量与分时电价的正相关系数最高，达 0.489，二者

呈现中等程度的线性正相关；分时电价与历史负荷、环境温度与历史负荷、时间变量与历史负荷的正相关系数分别为 0.311、0.210、0.207，均呈弱正相关关系；是否节假日与历史负荷呈弱负相关，相关系数为- 0.286；是否节假日与时间变量、分时电价的相关系数趋近于 0，二者间无显著线性相关关系。整体而言，所选取的输入特征变量间未出现强线性相关情况，不存在显著的多重共线性问题，具备作为负荷预测模型输入变量的合理性。

4.2 实验结果分析

为直观表征所提预测模型对充电场站负荷的预测性能，绘制测试集下负荷预测值与实测值的对比散点图如图 4 所示。

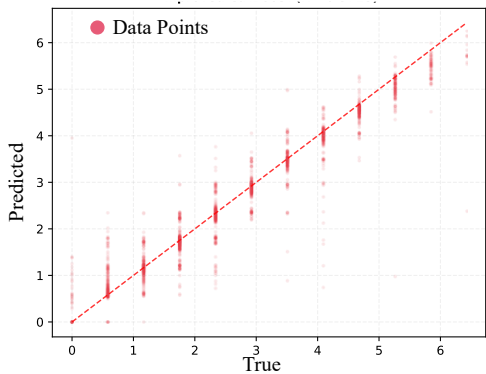


图 4 预测值与实测值对比散点图

图 4 中横轴为充电场站负荷的实测真实值，纵轴为模型输出的负荷预测值，红色虚线为预测值与实测值完全吻合的理想基准线，红色散点为各测试样本对应的预测结果数据点。由图 4 可知，所有数据点整体沿理想基准线呈紧密的线性分布，无显著的系统性偏移与大范围离散现象，表明所提模型的预测输出与充电场站负荷的实际变化规律高度契合，可精准实现场站负荷的有效预测，具备优异的预测精度与良好的工程适用性。

为验证所提方法对充电场站负荷时序变化的跟踪能力与预测性能，可得测试集全样本下负荷预测值与实测值的时序对比曲线如图 5 所示。

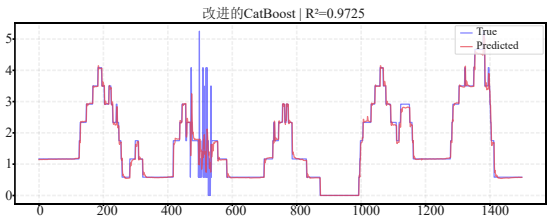


图 5 所提方法的负荷预测值与实测值对比

图 5 中横轴为测试样本的时序序号，纵轴为充电场站负荷数值，蓝色曲线代表负荷实测真实值，红色曲线为输出的负荷预测值，模型预测结果的决定系数 R^2 达 0.9725。预测曲线与实测曲线的整体变化趋势高度契合，可精准捕捉并复现充电场站负荷的峰谷波动特性，在负荷平稳区间与峰值区间均具备优异的拟合效果，仅在极少数极端负荷突变工况下存在小幅预测偏差；较高的决定系数进一步表明，该方法对充电场站负荷的非线性时序变化规律具备极强的拟合能力与泛化性能。

4.3 不同方法的对比

为量化验证所提方法在充电场站负荷预测任务中的预测精度与泛化性能，选取主流集成学习模型（CatBoost、XGBoost、LightGBM、随机森林）与经典深度学习时序预测模型（LSTM、CNN、Transformer）开展对比测试，以平均绝对误差（MAE）、均方根误差（RMSE）、决定系数（ R^2 ）、对称平均绝对百分比误差（SMAPE）为量化评价指标，各模型的测试结果如表 1 所示。

表 1 不同预测方法的性能对比

模型	MAE	RMSE	R^2	SMAPE(%)
CatBoost	0.1009	0.2470	0.9681	18.1779
XGBoost	0.0952	0.2678	0.9625	25.3050
LightGBM	0.0917	0.2521	0.9668	24.6004
随机森林	0.1032	0.2401	0.9699	26.1101
LSTM	0.2073	0.3218	0.9459	19.6619
CNN	0.1840	0.3034	0.9519	16.9220
Transformer	0.2017	0.3320	0.9424	17.9505
所提方法	0.0916	0.2293	0.9725	5.7051

上述评价指标中，MAE、RMSE 与 SMAPE 的数值越小，表明模型预测结果与负荷实测值的偏差越小、预测精度越高； R^2 越趋近于 1，表明模型对负荷非线性变化规律的拟合能力越强。由表 1 数据可知，所提方法在本次对比实验中取得了最优的综合预测性能：该模型的决定系数 R^2 达 0.9725，为所有对比模型中的最高值，表明其对充电场站负荷时序变化特性的拟合能力最优；RMSE 低至 0.2293，为所有模型中的最小值，MAE 仅为 0.0916，仅略高于 LightGBM 模型，显著低于其余各类对比模型；改进 CatBoost 模型的 SMAPE 仅为 5.7051%，较性能次优的 CNN 模型降低超 11 个百分点，较原始 CatBoost 模型降低超 12 个百分点，远优于其余所有对比模型，充分证明所提改进策略可有效提升模型对负荷波动

的跟踪能力与预测稳定性。此外,实验结果同时表明,集成学习类模型的整体预测性能优于经典深度学习预测模型,而改进后的 CatBoost 模型在原始 CatBoost 模型的基础上实现了预测精度的全面提升,其优异的预测性能可充分满足充电场站运行调度对负荷预测的高精度工程应用需求。

5 结论

本文提出了一种融合多尺度时间注意力机制的改进 CatBoost 充电场站负荷预测方法,通过构建包含时间周期性特征、历史滞后特征、滚动统计特征及多尺度时间注意力特征的负荷预测特征集,设计基于各时间尺度稳定性动态分配权重的多尺度时间注意力机制以实现短期扰动、中期趋势及长期周期规律的协同刻画,并构建“直接预测-残差修正-零值判别”融合架构联合建模负荷主趋势、局部残差偏差及零负荷状态,有效提升了复杂工况下的预测精度与鲁棒性;实验结果表明,所提方法在测试集上 MAE、RMSE、 R^2 和 SMAPE 分别达到 0.0916、0.2293、0.9725 和 5.7051%,与 Catboost 方法相比,MAE 降低 0.93%,RMSE 降低 1.77%, R^2 提升 0.44%,SMAPE 分别降低 12.47%,权重优化策略充分挖掘了多模态特征信息,保证了预测结果的精准性与可靠性。

该方法的高精度负荷预测结果与可靠的零负荷识别能力,为充电资源优化调度提供了关键的数据支撑。在电网-场站协同调度层面,通过精准预判负荷高峰与低谷时段的时空分布特征,能够为电网侧电力资源配置、区域供电压力均衡调控及峰谷电价响应策略制定提供量化依据,有效降低充电负荷波动对配电网安全稳定运行的冲击;在充电场站运维优化层面,依托零负荷时段的精准识别结果,可实现充电设备启停状态的动态优化与维护计划的柔性调整,显著减少设备无效运行能耗与运维成本,提升场站运营经济性;在用户服务调度层面,基于精细化的负荷预测结果,能够为充电队列动态管理、用户充电预约调度及充电资源供需匹配提供科学指导,有效缩短用户充电等待时间,提升充电服务质量与用户体验,进而为充电基础设施与新型电力系统的协同运行奠定坚实基础。

致谢

本文工作得到了台达电力电子科教发展计划电力电子化新型电力系统专项的资助(DREN2025001)。

参考文献

- 1 肖朝霞,刘翔宇,王璇,等.大型社区多功率等级的电动汽车充电负荷预测[J].电力系统及其自动化学报,2025,37(11):11-23.
- 2 毛建斌,杨少兵,杨湘彦,等.基于有限混合模型的规模化电动汽车充电负荷在线预测方法[J].电网技术,2025,49(05):1931-1940.
- 3 王强,毕宇豪,高超,等.融合多方信息的电动汽车充电负荷时空分布预测[J].电力建设,2025,46(06):24-37.
- 4 盛东旭,高辉,龙羿.居民区场景下计及负荷预测的有序充电策略[J].广东电力,2023,36(08):70-78.
- 5 潘一帆.面向电动汽车充电的配电网负荷预测与优化调度方法研究[J].电工技术,2025,(S1):385-387.
- 6 王涛云,皮凯云,石航,等.电动汽车充电站负荷预测系统的设计与开发[J].电工技术,2023(16):36-41.
- 7 黄小庆,陈颖,陈永新,等.大数据背景下的充电站负荷预测方法[J].电力系统自动化,2016,40(12):68-74.
- 8 YANG Z L, HU T Y, ZHU J C, et al. Hierarchical High-Resolution Load Forecasting for Electric Vehicle Charging: A Deep Learning Approach [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4 (1): 118-127.
- 9 ZHANG X, CHAN K W, LI H R, et al. Deep-Learning-Based Probabilistic Forecasting of Electric Vehicle Charging Load With a Novel Queuing Model [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2021, 51 (6): 3157-3170.
- 10 Zhang, Xian, et al. "Deep-learning-based probabilistic forecasting of electric vehicle charging load with a novel queuing model." IEEE transactions on cybernetics 51.6 (2020): 3157-3170.
- 11 林彦旭,高辉.基于 SSA-VMD-BiLSTM 模型的充电站负荷预测方法[J].广东电力,2024,37(06):53-61.
- 12 XU Z Y, LI Y T, WANG C Y, et al. Load Forecasting for Electric Vehicle Charging Stations Using Sequence Decomposition and Deep Learning Techniques [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2025, 74: 2542111.
- 13 SHI J K, ZHANG W G, BAO Y, et al. Load Forecasting of Electric Vehicle Charging Stations: Attention Based Spatiotemporal Multi-Graph Convolutional Networks [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2024, 15 (3): 3016-3027.
- 14 GAO H, HUANG W, LIU T, et al. Causality-Aware Multi-Graph Convolutional Networks With Critical Node Dynamics for Electric Vehicle Charging Station Load Forecasting [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2025, 16(4): 3210-3225.
- 15 DONG H J, LI S L, WEN X Y, et al. Multiple Time Scale Deep Expert System for Load Forecasting of Electric Vehicle Charging Stations [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2025, 16 (5): 4015-4026.
- 16 王长春,王果,赵倩宇,等.考虑分时电价和充电利用率特征的大型电动汽车充电站负荷短期预测方法

- [J].南方电网技术,2024,18(05):75-84.
- 16 庞欢,何思源,郑子东,等.面向新型配电系统的光伏充电站负荷预测方法研究[J/OL].电测与仪表,1-11[2026-04-09].
- 17 LI P S, CHEN S H, LI B, et al. Reinforcement Learning-Based Adaptive Mobile Charging Station Placements in Mobile-Fixed Charging Stations Collaboration Network [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2026, 27 (3): 3773-3787.
- 18 谢国强,卢志学,陈明亮,等.基于 FHO-CatBoost 的分布式电源调控异常事件检测 [J]. 电网技术,2025,49(04):1625-1634.
- 19 王娜娜,栗文义,李小龙.基于不平衡小样本 DGA 数据与改进 CatBoost 决策树的油浸式变压器故障诊断方法[J].电力系统保护与控制,2024,52(23):167-176.
- 20 党存禄,武文成,李超锋,等.基于 CatBoost 算法的电力短期负荷预测研究 [J]. 电气工程学报,2020,15(01):76-82.

基于 Γ 预算鲁棒优化技术的电动汽车混合充电站多时间尺度调度方法

Multi-timescale Optimal Scheduling of Hybrid EV Charging Stations with Γ -budget Robust Optimization

清华大学 孙凯 Email: sun-kai@tsinghua.edu.cn

清华大学 高峰 Email: feng-gao@tsinghua.edu.cn

摘要：为解决电动汽车(EV)混合充电站面临的运行挑战，本文提出一种基于 Γ 预算鲁棒优化技术的新型多时间尺度调度模型。该模型框架通过参数 Γ 调节鲁棒性水平，借助对偶理论将复杂的极小-极大优化问题转化为可以高效求解的确定性优化问题，实现鲁棒性与经济性的合理平衡。目标是最优化充电站从电网购电的成本，兼顾光伏(PV)系统与电池储能系统(BESS)在电力电量平衡中的价值。基于某实际充电站的数值仿真验证了有效性，该模型可以保障调度策略可行性，助力充电站实现经济、可靠运行。

Abstract: To tackle the operational challenges faced by hybrid electric vehicle (EV) charging stations, this paper proposes a novel multi-timescale optimal scheduling model based on Γ -budget robust optimization. The Γ -budget framework adjusts the robustness level through the parameter Γ , transforms the min-max optimization problem into a solvable mixed integer programming problem by virtue of duality theory, and achieves a rational balance between robustness and economic efficiency. Incorporating photovoltaic (PV) systems and battery energy storage systems (BESS), the proposed model aims to minimize the cost of purchasing electricity from the grid. Numerical simulations conducted on a real-world charging station in Shenzhen validate the effectiveness of the model, which ensures scheduling feasibility and facilitates the economic and reliable operation of the charging station.

关键词：多时间尺度优化调度；电动汽车混合充电站；鲁棒优化； Γ 预算；对偶原理

Keywords: Multi-timescale Optimal Scheduling; Hybrid EV Charging Stations; Robust Optimization; Γ -budget; Duality Theory

1 引言

随着电动汽车(EV)的快速普及以及充电基础设施的广泛建设，电动汽车的随机充电行为对电力系统的安全、可靠运行构成挑战。学者们围绕电动汽车充电站的调度策略、负荷与电价等不确定性因素建模技术，以及考虑随机性的数学优化方法等领域开展了深入研究。

电动汽车充电站调度需在满足电网安全运行约束的前提下协调充电需求。当前相关研究主要分为三种类型：用户导向型-以用户需求（如充电成本、充电时间）为核心，研究重点集中于需求聚合以降低对电网的影响；电网导向型-优先保障电网稳定性，常通过整合可再生能源(RES)减轻电网压力；多目标协调型-兼顾用户、充电站与电网的安全性、经济性需求，但面临着冲突目标平衡的难题。随着“车网互动”(V2G)技术的发展，调度模式已演进为充放电一体化，进一步提升了电网灵活性与经济效益[1][2]。

电动汽车充电负荷与电价预测为调度计划的制定带来主要不确定性因素。充电负荷建模方法包括统计建模方式（如 Weibull 分布、正态分布）与机器学习(ML)方式：统计方式建模原理相对清晰，但依赖数据的真实分布规律，而机器学习方式（如长短期记

忆神经网络(LSTM)、LSTM-随机森林(RF)混合(模型)具有更高精度与更广泛适应性。电价建模则采用时间序列模型(自回归-积分-移动平均模型(ARIMA)、广义自回归条件异方差模型(GARCH))、市场均衡模型及机器学习方法(Transformer、梯度提升决策树(GBDT))，其中机器学习方法在捕捉长期相关性方面表现突出。现有建模方法的局限性在于对于不确定性因素间相关性的考虑不够全面，且对极端场景的适应性较差[2][3][4]。

确定性优化方法难以应对电动汽车负荷与电价的随机性，目前主要采用三类方法应对不确定性：随机优化通过概率分布描述参数，其中机会约束与场景分析方法应用广泛；鲁棒优化利用参数不确定性集合来平衡鲁棒性与经济性；模糊优化使用模糊隶属度函数代表不确定性参数，但主观性较强。将智能优化算法(粒子群优化(PSO)、遗传算法(GA))与上述方法结合可提升优化效率，但仍存在计算复杂度高、对动态场景适应性差等问题[5][6]。

现有研究虽取得一定进展，但仍面临两大挑战：不确定性参数建模能力不足与优化方法计算复杂度较高。随机优化通过概率分布描述不确定参数，将问题转化为随机规划问题，以最小化或最大化期望值为目标函数。

其核心优势在于可充分利用概率信息平衡经济性与性能，且在历史数据充足、可拟合精确概率分布的场景中适应性良好[5][6]。然而其缺陷也较为明显：严重依赖高质量历史数据以建立可靠的概率分布，在数据稀缺场景中难以实现；无法保证极端参数取值下的可行性，导致实际运行中存在潜在风险。

相比之下，鲁棒优化无需知晓不确定参数的概率分布，仅需定义其不确定性集合（即参数可能的取值范围），旨在寻找适用于不确定性集合内所有参数取值的调度方案，保障结果的“鲁棒性”。其关键优势在于对极端场景具有较强的适应性，可避免因参数波动导致的不可行风险，也适用于参数分布模糊的场景。但鲁棒优化也存在局限性：传统鲁棒优化易出现过度保守的问题，可能造成过高的经济损失；不确定性集合的设计具有一定的主观性，不合理的集合设计可能降低鲁棒性或增加保守性[5][6]。

未来研究方向包括开发新的技术以平衡鲁棒性与经济性，在保证可行性的前提下，使解决方案更具实用性且降低保守性。本研究将为电动汽车充电站的安全、经济、可持续运行提供支撑，同时保障电力系统的安全性与可靠性。标准的电力市场出清模型与电力市场价格机制在文献[7][8][9]中有详细介绍。

2 研究方法

Γ 预算鲁棒优化由 Bertsimas 和 Sim 提出，是一种经典的鲁棒优化框架，可改善传统鲁棒优化的保守性[10][11]。该方法引入预算参数 Γ (Gamma) 控制鲁棒性程度，平衡方案的鲁棒性与可计算性。与传统鲁棒优化“所有不确定性下的最坏情况”思路不同，Bertsimas-Sim 鲁棒优化限制了“可偏离至最坏情况”的不确定参数数量，使解决方案在保证可行性的前提下更具实用性、降低保守性。

2.1 含 Γ 预算的不确定性集合

Bertsimas-Sim 鲁棒优化主要针对含不确定参数的优化问题。假设存在不确定参数向量 $\xi = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n)$ ，其中每个不确定参数 ξ_j 属于有界区间 $[\xi_j^-, \xi_j^+]$ (ξ_j^- 为下界， ξ_j^+ 为上界)。 ξ_j 的名义值记为 $\xi_j^0 = (\xi_j^- + \xi_j^+)/2$ ，偏差量为 $\tilde{a}_j = \xi_j^+ - \xi_j^0 = \xi_j^0 - \xi_j^-$ ，因此 ξ_j 可表示为 $\xi_j = \xi_j^0 + \tilde{a}_j z_j$ ，其中 $z_j \in [-1, 1]$ (z_j 为偏差控制系数)。Bertsimas-Sim 框架的核心是引入带 Γ 预算约束的不确定性集合，其定义如下：

$U(\Gamma)$

$$= \{\xi \mid \xi_j = \xi_j^0 + \tilde{a}_j z_j, z_j \in [-1, 1], \sum |z_j| \leq \Gamma\}$$

其中， Γ (非负整数或实数) 为鲁棒性预算，用于控制可达到极端（最坏）情况的不确定参数的最大数量。具体说明如下：

当 $\Gamma=0$ 时：不确定性集合仅包含名义值 ($\xi = \xi^0$)，退化为确定性优化问题。

当 $\Gamma=k$ (k 为 1 至 n 之间的整数) 时：最多有 k 个不确定参数可偏离至最坏值 ($|z_j|=1$)，其余 $(n-k)$ 个参数保持名义值 ($z_j=0$)。

当 $\Gamma=n$ 时：所有不确定参数均可达到最坏值，等价于传统鲁棒优化（最保守场景）。

2.2 数学模型

考虑目标函数与约束条件中含不确定参数的优化问题 (Bertsimas-Sim 鲁棒优化的标准形式)：

$$\begin{aligned} \min_x & (c^0)^T x \\ \text{s.t.} & (A^0)^T x \leq b \\ & x \geq 0 \end{aligned}$$

其中， c^0 为目标函数系数向量的名义值， A^0 为约束矩阵系数的名义值， b 为常数向量， x 为决策变量向量。

假设目标函数系数 c 与约束矩阵系数 A 存在不确定性： $c = c^0 + \tilde{a}^c z^c$ ($\tilde{a}^c$ 为目标函数系数偏差， $z^c \in [-1, 1]$)， $A = A^0 + \tilde{a}^A z^A$ ($\tilde{a}^A$ 为约束矩阵系数偏差， $z^A \in [-1, 1]$)。含 Γ_1 (目标函数系数不确定性) 与 Γ_2 (约束矩阵系数不确定性) 的 Bertsimas-Sim 鲁棒对等问题为：

$$\begin{aligned} \min_x & [(c^0)^T x + \Gamma_1 t_1] \\ \text{s.t.} & (A^0)^T x + \Gamma_2 t_{2i} \leq b_i, \forall i \\ & t_1 \geq |\tilde{a}_j^c x|, \forall j \\ & t_{2i} \geq |\tilde{a}_{ij}^A x|, \forall i, \forall j \\ & t_1 \geq 0, t_{2i} \geq 0 \\ & x \geq 0 \end{aligned}$$

其中， t_1 、 t_{2i} 为辅助变量。通过对偶理论，鲁棒优化的“确定性等价问题”可将复杂的“极小-极大”问题转化为传统的“极小”问题，通常可以高效率求解。

2.3 核心优势

可控性：通过调节 Γ 预算参数，用户可以灵活平衡鲁棒性与经济性—— Γ 越小，解决方案的经济性越高 (保守性越低)； Γ 越大，解决方案的鲁棒性越强 (但保守性越高)。

可计算性： Γ 鲁棒优化的确定性等价问题通常是线性规划问题，可以使用成熟的算法和标准的商业优化求解器 (如 COPT、GUROBI、CPLEX) 高效求解，即便针对大规模问题通常可以保证结果的精确性。

实用性：避免了传统鲁棒优化的过度保守性，使解决方案更适用于实际场景（如电力调度、供应链、生产计划、金融领域），在此类场景中完全最坏情况是极少出现的。

3 模型构建

本节介绍考虑不确定性的电动汽车混合充电站优化调度模型。图 1 展示电动汽车充电站参与多时间尺度电力市场交易的示意图：随着交割时间临近，负荷预测的精度提升，各类不确定性因素降低。多时间尺度的市场出清价格、调度计划与电动汽车充放电策略紧密耦合。

日前市场、日内市场与实时市场共同构成了多时间尺度的电力平衡与经济运行机制，用以应对电力系统特有难题：电能难以大量经济地存储、供需必须瞬时平衡，以及来自可再生能源的高度不确定性。这三种市场协同运作：日前市场奠定经济运行基础，日内市场提供调节灵活性，实时市场保障供电可靠性，最终目标是实现资源最优配置。

其中，日前优化调度策略的核心是制定合理的“可控电动汽车充电计划”与“V2G 计划”，为参与可控充电和 V2G 的用户提供充足的响应时间；同时为“不可控电动汽车充电负荷”分配合理的裕度，平衡系统经济性 with 电网安全可靠要求。



图 1 多时间尺度优化调度示意图

该模型采用 Γ 预算鲁棒优化思路应对两类不确定性：负荷不确定性与电价不确定性。

3.1 目标函数

$$\min f = C_{b,grid} \quad (1)$$

其中：

$C_{b,grid} = \sum_{t=1}^T \text{Price}_{t,grid} * P_{t,grid} * \Delta t$ ：充电站/充电桩从电网（电力市场）的购电成本；
 $\text{Price}_{t,grid} \in U_{t,price,grid}(\Gamma_{t,price,grid})$ ：电力市场现货价格；
 $P_{t,grid}$ ：充电站/充电桩从电网（电力市场）的购电功率；

$U_{t,price,grid}(\Gamma_{t,price,grid})$ ：电力市场现货价格的不确定性集合；

Δt ：时间间隔，例如 1（小时）；

T ：研究周期内的时段数量，例如 24（小时）；

3.2 约束条件

1) 系统功率平衡约束

$$P_{t,grid} + P_{t,pv} + P_{t,bess} = L_{t,total} \forall t \quad (2)$$

其中：

$P_{t,grid}$ ：充电站/充电桩从电网（电力市场）的购电功率；

$P_{t,pv}$ ：光伏系统出力功率；

$P_{t,bess}$ ：电池储能系统的净出力功率，放电为正（+）、充电为负（-）；

$L_{t,total}$ ：系统总负荷预测值；

2) 系统负荷构成约束

$$L_{t,c} + L_{t,uc} + L_{t,v2g,net} = L_{t,total} \forall t \quad (3)$$

其中：

$L_{t,c}$ ：可控充电负荷预测值；

$L_{t,uc}$ ：不可控充电负荷预测值；

$L_{t,v2g,net}$ ：V2G 净负荷预测值；

$L_{t,total}$ ：系统总负荷预测值；

3) 可控充电负荷平衡及不确定性集合约束

$$P_{t,c} = L_{t,c} \in U_{t,c}(\Gamma_{t,c}) \forall t \quad (4)$$

其中：

$L_{t,c}$ ：可控充电负荷预测值；

$P_{t,c}$ ：可控充电功率；

$U_{t,c}(\Gamma_{t,c})$ ：可控充电负荷的不确定性集；

4) V2G 负荷平衡及不确定性集合约束

$$P_{t,v2g,c} - P_{t,v2g,dc} = L_{t,v2g,net} \\ L_{t,v2g,net} \in U_{t,v2g,net}(\Gamma_{t,v2g,net}) \forall t \quad (5)$$

其中：

$L_{t,v2g,net}$ ：V2G 净负荷预测值；

$P_{t,v2g,c}$ ：V2G 充电功率，满足上/下限约束

$$\underline{P}_{t,v2g,c} \leq P_{t,v2g,c} \leq \bar{P}_{t,v2g,c};$$

$P_{t,v2g,dc}$ ：V2G 放电功率，满足上/下限约束

$$\underline{P}_{t,v2g,dc} \leq P_{t,v2g,dc} \leq \bar{P}_{t,v2g,dc};$$

$U_{t,v2g,net}(\Gamma_{t,v2g,net})$ ：V2G 净负荷的不确定性集合；

5) 不可控充电负荷平衡及不确定性集合约束

$$P_{t,uc} = L_{t,uc} \in U_{t,uc}(\Gamma_{t,uc}) \forall t \quad (6)$$

其中：

$L_{t,uc}$ ：不可控充电负荷预测值；

$P_{t,uc}$ ：不可控充电功率；

$U_{t,uc}(\Gamma_{t,uc})$: 不可控充电负荷的不确定性集合;

6) 光伏系统约束

$$P_{t,pv} \leq P_{pv} \forall t \quad (7)$$

其中:

$P_{t,pv}$: 光伏电站出力功率;

P_{pv} : 光伏电站安装容量;

7) 电池系统 SOC 约束

$$SOC_{t+1} = SOC_t + \frac{\eta_{t,c} P_{t,bess,c} \Delta t}{Q_{t,bess}} - \frac{P_{t,bess,dc} \Delta t}{\eta_{t,dc} Q_{t,bess}} \quad (8)$$

$$SOC \leq SOC_t \leq \overline{SOC} \quad \forall t \quad (9)$$

其中:

SOC_t : 电池系统荷电状态;

$P_{t,bess,c}$: 电池系统充电功率;

$P_{t,bess,dc}$: 电池系统放电功率;

$Q_{t,bess}$: 时变的电池系统容量;

$\eta_{t,c}$: 时变的充电效率;

$\eta_{t,dc}$: 时变的放电效率;

电池系统参数: $Q_{t,bess}$ 、 $\eta_{t,c}$ 、 $\eta_{t,dc}$, 采用时变形式, 可以更加合理地模拟储能生命周期内容量衰减及效率损耗特性。

8) 电池系统状态转换约束

$$P_{t,bess} = P_{t,bess,dc} - P_{t,bess,c} \quad (10)$$

$$0 \leq P_{t,bess,c} \leq P_{bess,c} * w_t \quad (11)$$

$$0 \leq P_{t,bess,dc} \leq P_{bess,dc} * (1 - w_t) \quad (12)$$

其中:

w_t : 电池储能系统运行状态的二进制变量, 1 表示充电, 0 表示放电;

$P_{bess,c}$: 电池系统充电功率上限;

$P_{bess,dc}$: 电池系统放电功率上限;

3.3 确定性等价模型及求解方法

采用第二节介绍的方法, 将含 Γ 预算约束的不确定性鲁棒优化问题转化为确定性的等价问题。以电动汽车充电站调度问题为例介绍不确定性的转化过程。

将目标函数——式 (1) 重写如下:

$$\min f = C_{b,grid} = \sum_{t=1}^T Price_{t,grid} * P_{t,grid} * \Delta t$$

假设电力市场现货价格预测属于某一不确定性集合:

$$Price_{t,grid} \in U_{t,price,grid}(\Gamma_{t,price,grid})$$

不确定性电价可表示为名义值加上可控扰动 (式 13):

$$Price_{t,grid} = Price_{t,grid}^0 + \delta_t \Delta P_t \quad (13)$$

$$\|\delta_t\| \leq 1 \quad (14)$$

$$\sum_{t=1}^T \delta_t \leq \Gamma_{t,price,grid} \quad (15)$$

式 (14) 定义了由 δ_t 和电价偏差范围 ΔP_t (已知) 控制的不确定性扰动。

式 (15) 为控制不确定参数最大数量的 Γ 预算鲁棒约束: 当 $\Gamma_{t,price,grid}$ 较大时, 模型较保守; 当 $\Gamma_{t,price,grid}$ 较小时, 模型较乐观。

基于式 (13), 目标函数可重写为式

(16):

$$\begin{aligned} \min \sum_{t=1}^T (Price_{t,grid}^0 + \delta_t \Delta P_t) * P_{t,grid} * \Delta t \\ \Rightarrow \min (\sum_{t=1}^T Price_{t,grid}^0 * P_{t,grid} * \Delta t + \sum_{t=1}^T \delta_t \Delta P_t * P_{t,grid} * \Delta t) \end{aligned} \quad (16)$$

在最坏情况下, 目标函数 (16) 可重写为

“极小-极大”形式 (17):

$$\begin{aligned} \min (\sum_{t=1}^T Price_{t,grid}^0 * P_{t,grid} * \Delta t + \max_{\|\delta_t\| \leq 1, \sum_{t=1}^T \delta_t \leq \Gamma_{t,price,grid}} \sum_{t=1}^T \delta_t \Delta P_t * P_{t,grid} * \Delta t) \end{aligned} \quad (17)$$

为将“极小-极大”问题转化为普通的“极小化”问题, 需要利用对偶原理。假设与鲁棒性预算约束 (15) 相关的对偶变量为 λ , 则式 (17) 可转化为式 (18):

$$\begin{aligned} \min \left(\sum_{t=1}^T Price_{t,grid}^0 * P_{t,grid} * \Delta t + \min_{\lambda \geq \Delta P_t * P_{t,grid} * \Delta t \forall t \in T} \sum_{t=1}^T \Gamma_{t,price,grid} * \lambda \right) \end{aligned} \quad (18)$$

因此, 与 Γ 预算鲁棒优化模型等价的确定性等价问题可表示为:

$$\min \left(\sum_{t=1}^T Price_{t,grid}^0 * P_{t,grid} * \Delta t + \Gamma_{t,price,grid} * \lambda \right) \quad (19)$$

$$s.t. \lambda \geq \Delta P_t * P_{t,grid} * \Delta t \quad \forall t \in T \quad (20)$$

以及式 (2) - (12)。

该问题属于混合整数规划类型, 通常可以采用高效、精确的求解方法, 并可与各类主流求解器软件包 (如 COPT、GUROBI、CPLEX 等) 无缝对接。

4 数值算例

以深圳福田中央商务区核心区域的某公共充电站为研究对象。该充电站配备三种类型充电桩: “不可控-可控-V2G”。

4.1 数据集描述

本文获取了深圳福田中央商务区核心区域公共充电设施的数据集, 覆盖 2022 年 11 月 1 日至 2023 年 1 月 31 日的三个月时间。

原始数据以 5 分钟为最小时间间隔记录充电状态, 同时提供 1 小时分辨率的聚合数据, 支持细粒度时间分析。

除基础充电量信息外，该数据集还整合了丰富的时空及相关特征，包括地理位置、时间戳、天气状况等辅助信息。

数据集包含的小时级和 5 分钟级持续时间数据如下：

- 不可控负荷
- 可控负荷
- V2G 净负荷
- 系统总负荷
- 充放电 session 信息：起止时刻，市场，功率，电量
- 充电桩类型、限额、功率因素

4.2 算例 1：无不确定性模型

算例 1 中，假设电动汽车充电站负荷与电价可以完美预测，不存在任何不确定性。所有数据如表 1 所示，该模型给出最乐观结果，总成本为 157706000（单位：元）。

表 1 算例 1 所用参数

时刻	负荷 (kw)	电价 (¥/kw)	时刻	负荷 (kw)	电价 (¥/kw)
1	72583	450.3	13	6234	400
2	55832	430	14	8996	418
3	41876	420	15	12098	401
4	25537	400	16	11127	418
5	9471	398	17	7148	410
6	1686	398.4	18	3669	430
7	3385	385	19	7443	421
8	5208	395	20	14906	398.4
9	9759	372	21	14475	390
10	13431	390.2	22	8956	380.3
11	16297	380	23	9389	381
12	10084	385	24	12148	385

4.3 算例 2：负荷不确定性模型

算例 2 中，假设电价可以完美预测或在现货市场出清后可以立即获取，但各时段存在负荷预测的不确定性。各时段负荷预测偏差范围记为 ΔD_t ，如表 2 所示。

该模型给出的总成本为 158496000（单位：元），较算例 1 增加 790000 元，增幅约 0.50%。该增量成本可以为“负荷预测不确定性”来定价——“Price of Load Forecasting Uncertainty”。主要由于负荷不确定性导致需预留一定的购电裕度，以应对负荷波动带来的运行风险，体现了鲁棒性提升带来的经济性损失，符合 Γ 预算鲁棒优化的特性。我们继续研究“负荷预测不确定性”的定价原理。

表 2 算例 2 所用参数

时刻	负荷偏差	时刻	负荷偏差	时刻	负荷偏差
1	362	9	48	17	35
2	279	10	67	18	18
3	209	11	81	19	37
4	127	12	50	20	74
5	47	13	31	21	72
6	8	14	44	22	44
7	16	15	60	23	46
8	26	16	55	24	60

负荷预测技术的改进提高各时段的预测精度，降低不确定性。设各时段负荷预测偏差范围降为之前的一半，即 $\Delta D_t/2$ ，该模型给出的新的总成本为 158101000（单位：元），较算例 2 成本减少 395000 元，降幅约 0.25%。该变化可以理解为“负荷预测技术精度提升的价值或价格”，它定量地描述了负荷预测技术精度提升带来的经济效益提高。

4.4 算例 3：价格不确定性模型

算例 3 中，假设电价预测存在偏差，各时段电价的偏差范围记为 ΔP_t ，具体数值如表 3 所示。

表 3 算例 3 所用参数

时刻	电价偏差	时刻	电价偏差	时刻	电价偏差
1	16.3	9	4.3	17	0.3
2	13.7	10	5.5	18	0
3	11.4	11	3.7	19	0
4	10.4	12	2.9	20	0
5	9.1	13	2.9	21	0
6	7.5	14	3.3	22	0
7	7.0	15	2.0	23	0
8	5.5	16	0.9	24	0

我们采用 Γ 预算鲁棒优化技术，其中参数 $\Gamma_{t,price,grid}$ 用于控制不确定参数的最大数量。当 $\Gamma_{t,price,grid}$ 增大时，模型的“鲁棒性”（保守性）增强，但经济性降低。相关结果如表 4 所示。

表 4 算例 3 结果

$\Gamma_{t,price,grid}$	总成本	$\Gamma_{t,price,grid}$	总成本
2	160085000	16	176706000
8	167208000	24	186204000

4.5 算例 4：价格和负荷不确定性模型

算例 4 中，假设电价与负荷预测均存在不确定性。我们仍采用 Γ 预算鲁棒优化技术，以控制不确定参数的最大数量。相关参数与计算结果如表 5 所示。

表5 算例4所用参数和结果

$\Gamma_{t,load}$	$\Gamma_{t,price,grid}$	总成本
$\Gamma_{t,load} = 1, t = 1..T$	8	168045000
	24	187136000

由结果可见,随着模型“鲁棒性”的增强,调度成本持续上升。此处的“鲁棒性”指该模型能够保证在所有场景下实现调度成本优化,即便出现“电价最高”等最坏情况也不例外。

结果表明,调度成本随 Γ 参数增大及不确定性因素增加而上升,具体规律为:无不确定性 < 单一不确定性(负荷或电价) < 双重不确定性。

5 结论

本文提出一种基于 Γ 预算鲁棒优化的混合电动汽车充电站多时间尺度优化调度模型,旨在应对电动汽车充电负荷与电价不确定性带来的运行挑战,同时解决现有研究中不确定性建模不足、优化复杂度较高的缺陷。文中引入 Γ 预算鲁棒优化框架,该框架通过参数 Γ 调节鲁棒性水平,定义有界的不确定性集合,并借助对偶原理将极小-极大问题转化为可求解的混合整数规划问题,具备可控性、可计算性及实用性的特点。

本文以深圳福田中央商务区某混合充电站为研究对象开展数值测试,结果表明:参数 Γ 能够良好平衡鲁棒性与经济性,所提模型可在不确定性条件下保障调度方案的可行性,既为充电站的可靠、经济、可持续运行提供支撑,又能保障电力系统安全稳定。

致谢

作者衷心感谢所有在本研究工作期间提供帮助的人士。特别感谢评审专家提出的宝贵意见与建议。本文工作得到了台达电力电子科教发展计划电力电子化新型电力系统专项的资助(DREN2025001)

参考文献

- 1 Impact of Electric Vehicles on the Grid. U.S. Department of Energy, Office of Electricity, June 2024.
- 2 J. Sarda, N. Patel, H. Patel etc., "A Review of the Electric Vehicle Charging Technology, Impact on Grid Integration, Policy Consequences, Challenges and Future Trends", Energy Reports 12 (2024) 5671-5692.
- 3 N. Zhang, Y. Zhang, L. Ran etc., "Robust Location and Sizing of Electric Vehicle Battery Swapping Stations Considering Users' Choice Behaviors", Journal of Energy Storage 55 (2022) 105561.
- 4 G. Cao, G. Jin, W. Zhang, K. Zhou and S. Lu, "Robust Charging Facility Location and Battery-Swapping Routing Optimization for Shared Electric Mobility Systems Under Weather Scenarios", Electronics 2026, 15,1343.
- 5 A. Shapiro, D. Dentcheva, A. Ruszczyński, "Lectures on Stochastic Programming Modeling and Theory", the Society for Industrial and Applied Mathematics and the

Mathematical Programming Society, ISBN 978-0-898716-87-0.

- 6 刘宝碁, 赵瑞清, 随机规划与模糊规划, 北京: 清华大学出版社, 1998.
- 7 康重庆, 夏清, 相年德, 白利超, 序列运算理论及其应用。北京: 清华大学出版社, 2003
- 8 高峰, 李泽朋, 张道农等, 基于模糊线性规划考虑不确定性的风储协同优化调度策略, 京津冀晋蒙鲁电机工程(电力)学会第三十四届学术交流会论文集, 2024
- 9 王宣元, 高峰, 康重庆等, 扩展的节点电价算法研究, 电网技术, Vol. 43 No. 10, 1000-3673 (2019) 10-3587-10, 2019
- 10 方述诚, 邢文训, 线性锥优化。北京: 科学出版社。2013
- 11 A. Tal and A. Nemirovski, Lectures on Modern Convex Optimization, Analysis, Algorithms, Engineering Applications, Israel Institute of Technology and Georgia Institute of Technology, online: www.isye.gatech.edu/~nemirov/LMCOTR2021.pdf, 2022

作者简介

孙凯(通信作者), 男, 1977年生, 博士, 教授, 博士研究生导师。主要研究方向为新能源发电系统中的电力电子技术、人工智能在电力电子领域中的应用。E-mail: sun-kai@mail.tsinghua.edu.cn

高峰(联合通信作者), 男, 1977年生, 博士, 高级工程师。主要研究方向为人工智能赋能综合能源微电网技术, 调度优化, 运筹优化算法。E-mail: feng-gao@mail.tsinghua.edu.cn

面向构网型 VSC 输出阻抗重塑的低延时敏感有源阻尼方法

An Active Damping Method with Low Delay Sensitivity for
Output Impedance Reshaping of Grid Forming VSCs

西安交通大学 徐鹏, 刘自鹏, 刘进军 Email: zpliu@xjtu.edu.cn

摘要：针对构网型电压源变流器（grid-forming voltage source converter, GFM-VSC）在数字控制延时下高频输出阻抗易出现非无源区域、进而引发谐波不稳定的问题，本文提出一种低延时敏感性的有源阻尼方法。该方法在电压控制环与电流控制环之间引入有源阻尼通路，并可根据不同可测状态变量进行设计，用以补偿控制延时经闭环控制对输出阻抗产生的不利影响。通过阻抗重塑，GFM-VSC 输出阻抗在二倍基波频率至 Nyquist 频率范围内保持无源特性，从而降低谐波不稳定风险。由于控制延时在阻抗重塑条件中被消去，所设计的有源阻尼通路对延时变化不敏感。本文进一步给出了不同状态变量选取下的有源阻尼通路设计，并以电感电流反馈为例进行了仿真验证，结果表明所提方法能够有效改善输出阻抗特性并抑制谐波不稳定。

Abstract: This paper presents an active damping method with low delay sensitivity for output impedance reshaping of grid forming voltage source converters (GFM-VSCs). In a digitally controlled GFM-VSC, control delay can introduce extra phase lag and make the high frequency output impedance show non-passive regions. The proposed method builds an active damping path with selectable state variables to cancel the harmful effect of control delay on the GFM-VSC output impedance through the closed loop control. As a result, the output impedance is reshaped to be mainly decided by the passive LC filter and remains passive from twice the fundamental frequency to the Nyquist frequency, which helps avoid harmonic instability. Since the control delay is removed from the reshaping condition, the designed active damping paths have low sensitivity to control delay. Active damping path designs with different state variables are also given. Simulations with inductor current feedback are used as a typical case to show the effectiveness of the proposed method.

关键词：构网型电压源变流器，阻抗重塑，有源阻尼，控制延时，谐波不稳定

Keywords: Grid Forming Voltage Source Converter, Impedance Reshaping, Active Damping, Control Delay, Harmonic Instability.

1 引言

数字控制实现中的控制延迟是导致构网型电压源变流器高频输出阻抗出现负阻尼特性的主要原因之一[1]。当系统谐振频率落入由控制延迟引起的非无源频段时，变流器并网系统可能发生高频振荡，即谐波不稳定[2]。基于频域无源性的控制方法为抑制此类振荡提供了有效途径。根据无源稳定判据，若构网型电压源变流器在关注频段内的输出阻抗不存在负实部，即满足 $\text{Re}\{Z_{\text{VSC}}(j\omega)\} \geq 0$ ，或其阻抗相角位于 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内，则其与无源电网互联时不会破坏系统稳定性[3]。

针对典型数字控制延迟，即 1.5 个采样周期（ $1.5T_s$ ），已有研究从多个角度改善或重塑构网型电压源变流器的输出阻抗。一类方法从控制延迟及其离散实现出发，通过多采样控制、低延迟纹波消除和离散时间控制器设计等方式，减小或补偿数字控制延迟对高频阻抗相位的影响[4-6]。另一类方法关注闭环输出阻抗重塑，通过电压或电流控制器设计，以及附加状态变量反馈或前馈通路，改变变流器的等效输出阻抗[7-11]。

然而，在长控制延迟条件下，面向典型 $1.5T_s$ 延迟设计的上述方法性能可能下降，甚至无法继续保证输出阻抗无源性。该问题在高压

大容量变流器系统如模块化多电平变换器（Modular Multilevel Converter, MMC）中更加突出，MMC 系统通常具有更长的采样、计算、通信与调制链路，因而等效控制延迟更大[12]。针对长控制延迟场景，已有研究尝试将闭环输出阻抗重塑为无源滤波器阻抗。例如，[13]在变流器前向通道中直接实现参考跟踪传递函数，以消除高频输出阻抗中与延迟相关的不利影响，但该方法依赖特定控制器和控制环路结构，适用性受到限制。[14]进一步提出基于相电流和相电压前馈的更通用方法，通过设计前馈通路，在反馈环路中抵消延迟对高频输出阻抗的不利影响，使构网型变流器输出阻抗接近无源滤波器阻抗。该思路为长控制延迟下的输出阻抗重塑提供了重要参考，但在实际数字控制器中，采样、计算和调制延迟对前馈信号的影响仍需进一步讨论。

随着构网型变流器在大型储能电站及高压直流输电（High Voltage Direct Current, HVDC）等高压大容量场景中的应用日益广泛，有必要提升高延时情况下的阻抗无源性，以避免潜在的高频振荡风险。为此，本文提出一种用于 GFM-VSC 输出阻抗重塑的低延迟敏感性有源阻尼方法。首先，建立了 GFM-VSC 的闭环输出阻抗模型；接着，从阻抗重塑的角度

研究了具有低延迟敏感的有源阻尼方案；最后，通过仿真分析验证了所提方法的有效性。

2 系统描述与建模

2.1 系统描述

图 1 给出了三相 GFM-VSC 的单线图及其控制结构，并标示了所提有源阻尼路径的作用位置。其中， L 、 C 和 Z_g 分别表示滤波电感、滤波电容和电网阻抗； v_o 、 i_L 、 i_C 、 i_g 和 V_{dc} 分别表示变流器输出电压、电感电流、电容电流、并网电流和直流母线电压； P_o 、 Q_o 、 P_{ref} 和 Q_{ref} 分别表示输出有功功率、输出无功功率及其对应参考值。

GFM-VSC 一般采用级联控制结构。功率控制环生成电压控制环的电压参考值，电压控制环进一步给出内层电流控制环的电流参考值，电流控制环则产生 PWM 调制信号。如图 1 所示，所提有源阻尼路径嵌入在电压控制环与电流控制环之间，可利用 v_o 、 i_L 、 i_C 和 i_g 等可测状态变量实现输出阻抗重塑。

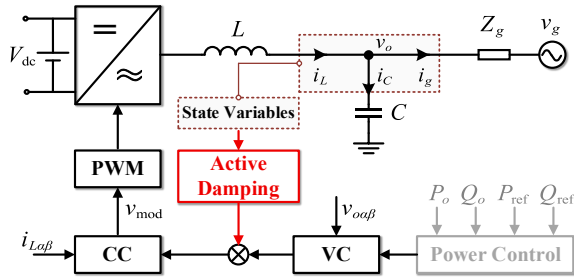


图 1 三相构网型电压源变流器单线图及控制结构

7.2 输出阻抗建模

通常，功率控制环的动态响应速度比电压-电流双环慢一个数量级以上，其对高频阻抗特性的影响可以忽略。由于本文重点关注由控制延迟引起的谐波不稳定问题，后续分析中忽略功率控制环。此时，控制环在 s 坐标系下具有对称性，可简化为单输入单输出（single-input and single-output, SISO）系统，如图 2 所示。

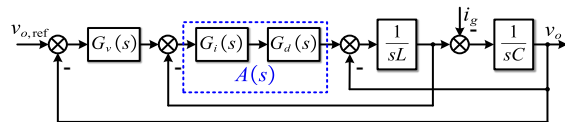


图 2 数字控制 GFM-VSC 的 SISO 控制框图

其中， $G_v(s)$ 和 $G_i(s)$ 为 PR 调节器，表达式为

$$\begin{cases} G_v(s) = K_{pv} + \frac{K_{rv}s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_g^2} \\ G_i(s) = K_{pi} + \frac{K_{ri}s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_g^2} \end{cases} \quad (1)$$

其中 ω_g 为基波角频率， ω_c 为阻尼角频率， K_{pv} 、 K_{rv} 、 K_{pi} 和 K_{ri} 分别为电压 PR 调节器和电流 PR 调节器的比例增益与谐振增益。

控制延迟传递函数记为 $G_d(s)$ ，

$$G_d(s) = e^{-sT_d} \quad (2)$$

其中 T_d 为等效控制延迟。为简化后续推导，定义 $A(s)$ 为电流控制器 $G_i(s)$ 与延迟传递函数 $G_d(s)$ 的乘积

$$A(s) = G_i(s)G_d(s) \quad (3)$$

根据图 2 可推导得到输出电压 v_o 、输出电压参考值 $v_{o,ref}$ 与并网电流 i_g 之间的关系，并进一步得到变流器闭环输出阻抗 $Z_o(s)$ 。

$$v_o(s) = \Phi(s)v_{o,ref}(s) - Z_o(s)i_g(s) \quad (4)$$

$$\Phi(s) = \frac{G_v(s)A(s)}{LCs^2 + A(s)[G_v(s) + Cs] + 1} \quad (5)$$

$$Z_o(s) = \frac{Ls + A(s)}{LCs^2 + A(s)[G_v(s) + Cs] + 1} \quad (6)$$

将输出阻抗分解为电容支路与电感支路的并联形式，可得到电感支路的等效阻抗 $Z_{oL}(s)$ 。

$$Z_{oL}(s) = \frac{Ls + A(s)}{A(s)G_v(s) + 1} \quad (7)$$

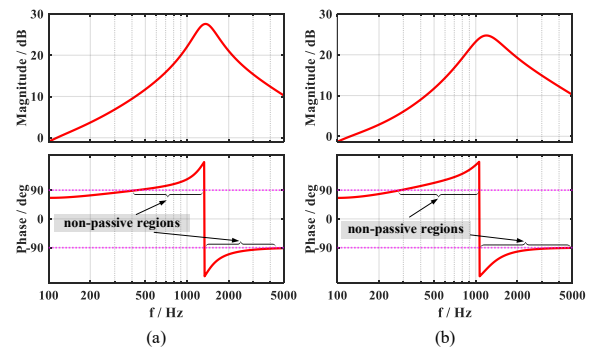


图 3 GFM-VSC 输出阻抗伯德图：(a) $T_d = 1.5T_s$ ；(b) $T_d = 3.5T_s$

图 3 对比了不同控制延迟下构网型电压源变流器输出阻抗的频域特性。可以看出，在原 LC 谐振频率附近，输出阻抗存在非无源区

实现复杂度、测量条件和噪声敏感性进一步选择。

表 1 不同状态变量选择下的有源阻尼通路设计结果

所选状态变量	有源阻尼控制器
$i_L(s)$	$G_L(s) = sLG_v(s) - 1$
$i_g(s)$	$G_g(s) = \frac{sLG_v(s) - 1}{s^2LC + 1}$
$i_C(s)$	$G_C(s) = \frac{1 - sLG_v(s)}{s^2LC}$
$v_o(s)$	$G_o(s) = \frac{1}{sL} - G_v(s)$
$i_L(s), i_g(s)$	$G_L(s) = sLG_v(s) - 1 - G_g(s)(1 + s^2LC)$
...	...
$i_L(s), i_g(s), i_C(s)$	$1 + G_L(s) + G_g(s)(1 + s^2LC) = sLG_v(s) + s^2LCG_C(s)$
...	...
$i_L(s), i_g(s), i_C(s), v_o(s)$	$1 + G_L(s) + G_g(s)(1 + s^2LC) = sL[G_v(s) + G_o(s)] + s^2LCG_C(s)$

$$G_L(s) = G_{\text{notch}}(s) \left(\frac{LK_{pv}\omega_b^2 s}{s^2 + 2\zeta_b\omega_b s + \omega_b^2} + \frac{LK_{rv}s^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_g^2} - 1 \right) \quad (12)$$

需要指出的是，表 1 所设计的某些有源阻尼路径中存在 $sLG_v(s)$ 等项。当 $K_{pv} \neq 0$ 时，有源阻尼路径中会引入微分环节，可能放大高频测量噪声。为避免该问题，可采用二阶高通滤波器近似替代微分算子 s

$$H_{\text{HPF}}(s) = \frac{\omega_b^2 s}{s^2 + 2\zeta_b\omega_b s + \omega_b^2} \quad (13)$$

其中 ω_b 为滤波器带宽， ζ_b 为滤波器阻尼比。本文中取 $\omega_b = \omega_s$ ，使其在低于开关频率的频段内尽可能逼近 s 。

此外，为避免有源阻尼路径影响基波频率处的电压跟踪性能，进一步在有源阻尼路径中加入陷波滤波器

$$G_{\text{notch}}(s) = \frac{s^2 + \omega_g^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_g^2} \quad (14)$$

该陷波滤波器在基波频率附近幅值接近 0，而在高频范围内幅值接近 1。因此，所提有源阻尼路径能够在基本不影响基波参考跟踪性能的前提下，保持其高频阻抗重塑作用。

4 仿真实验

4.1 系统仿真

为验证所提低延迟敏感性有源阻尼方法在输出阻抗重塑中的有效性，本文选取表 1 中的电感电流反馈路径作为典型实现方式，并在 MATLAB/Simulink 中采用表 2 所示参数进行

仿真。

对于所选电感电流反馈方案，有源阻尼控制器由电压控制器参数、滤波电感参数、高通滤波器以及陷波滤波器共同确定，表达式为 (12)。

表 2 主电路及控制器参数

参数	符号	数值
直流侧电压	V_{dc}	700V
电网电压 (rms)	V_g	220V
基波频率	f_0	50Hz
滤波电感	L	2mH
滤波电容	C	10μF
开关/采样频率	f_s	10kHz
时间延迟	T_d	$3.5T_s$
微分器带宽	f_b	10kHz
微分器阻尼比	ζ_b	0.2
PR 阻尼角频率	ω_c	$10\pi \text{ rad/s}$
电压控制器比例增益	K_{pv}	0.5
电压控制器谐振增益	K_{rv}	300
电流控制器比例增益	K_{pi}	1.5
电流控制器谐振增益	K_{ri}	50

4.2 频域验证

图 6 对比了传统控制方式与加入所提有源阻尼路径后 GFM-VSC 的输出阻抗。传统控制下，输出阻抗在原 LC 谐振频率附近存在明

显非无源区域。当加入所提有源阻尼路径后,该非无源区域被有效消除,输出阻抗能够在 $2f_0$ 至Nyquist频率范围内保持无源性。进一步对比不同控制延迟条件下的重塑结果可知,重塑后的输出阻抗变化较小,说明所提方法对控制延迟具有较低敏感性。

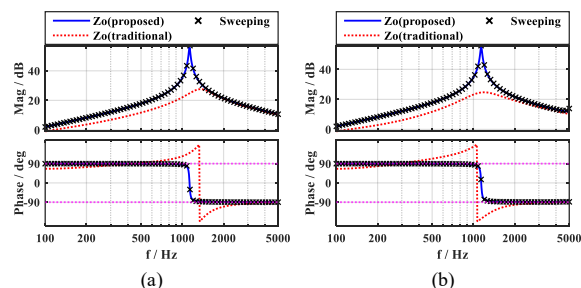


图6 加入与未加入电感电流有源阻尼路径时 GFM-VSC 输出阻抗伯德图: (a) $T_d = 1.5T_s$; (b) $T_d = 3.5T_s$

4.3 时域验证

图7给出了所提有源阻尼路径失能过程中的三相电压与电流仿真波形。在 $t = 1\text{s}$ 之前,有源阻尼路径处于使能状态,变流器稳定运行。在 $t = 1\text{s}$ 时,将有源阻尼路径失能。由局部放大波形可见,电压与电流中逐渐出现高频振荡,且振荡幅值迅速增大,最终触发保护并导致变流器闭锁。该结果表明,所提有源阻尼路径能够有效抑制由控制延迟诱发的非无源区域所导致的谐波不稳定。

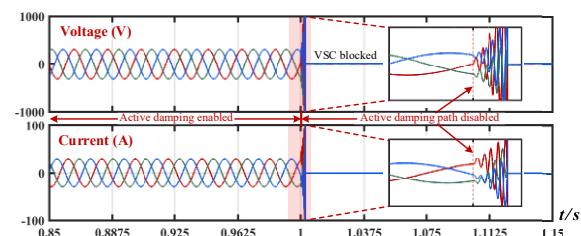


图7 所提有源阻尼路径失能过程中构网型电压源变流器仿真波形 ($T_d = 3.5T_s$)

5 结论

本文提出了一种用于构网型电压源变流器输出阻抗重塑的低延迟敏感性有源阻尼方法。该方法通过设计基于可选状态变量的有源阻尼路径,在闭环控制中抵消控制延迟引入的非无源阻抗成分,使变流器输出阻抗主要由无源LC滤波器决定。由于阻抗重塑条件中消除了控制延迟因素,所提有源阻尼路径对控制延迟具有较低敏感性,适用于具有长控制链路的高压大容量电压源变流器系统。频域分析和时域仿真结果表明,所提方法能够有效改善构网

型电压源变流器高频输出阻抗特性,并避免由延迟诱发非无源区域导致的谐波不稳定。

参考文献

- 1 L. Harnefors, A. G. Yepes, A. Vidal, and J. Doval-Gandoy, "Passivity-based stabilization of resonant current controllers with consideration of time delay," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6260–6263, Dec. 2014.
- 2 X. Wang and F. Blaabjerg, "Harmonic stability in power electronic-based power systems: Concept, modeling, and analysis," IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 10, no. 3, pp. 2858–2870, May 2019.
- 3 L. Harnefors, X. Wang, A. G. Yepes, and F. Blaabjerg, "Passivity-based stability assessment of grid-connected VSCs: An overview," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 1, pp. 116–125, Mar. 2016.
- 4 T. Wang, W. Yao, H. Yang, W. Li, and Z. Ou, "Dissipativity enhancement for multisampled LCL-type inverter using a low-delay ripple-removal method," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 11, no. 5, pp. 4784–4798, Oct. 2023.
- 5 S. He and F. Blaabjerg, "Passivity-based multi-sampled single-loop voltage control for grid-forming VSCs," in Proc. 2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia), 2023, pp. 79–85.
- 6 H. Yu, M. A. Awal, H. Tu, Y. Du, S. Lukic, and I. Husain, "Passivity-oriented discrete-time voltage controller design for grid-forming inverters," in Proc. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, pp. 469–475.
- 7 Y. Liao, X. Wang, and F. Blaabjerg, "Passivity-based analysis and design of linear voltage controllers for voltage-source converters," IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, vol. 1, pp. 114–126, 2020.
- 8 M. Miranbeigi, P. M. Gajare, J. Benzaquen, P. Kandula, and D. Divan, "On the passivity of grid-forming converters: Role of virtual impedance," in Proc. 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2022.
- 9 G. Wu, Y. He, H. Zhang, X. Wang, D. Pan, X. Ruan, and C. Yao, "Passivity-based stability analysis and generic controller design for grid-forming inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 5, pp. 5832–5843, May 2023.
- 10 A. Akhavan, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Passivity-based control of single-loop grid-forming inverters," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 571–579, Apr. 2023.
- 11 S. He, C. Gao, Z. Yang, H. Li, L. Ding, and F. Blaabjerg, "Enhancing voltage control stability of grid-forming VSCs under PWM delays: A study on feedforward damping methods," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 72, no. 9, pp. 5233–5246, Sep. 2025.
- 12 [C. Zou, H. Rao, S. Xu, Y. Li, W. Li, J. Chen, X. Zhao, Y. Yang, and B. Lei, "Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10157–10168, Dec. 2018.
- 13 H. Wu and X. Wang, "Passivity-based dual-loop vector

voltage and current control for grid-forming VSCs,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 8, pp. 8647–8652, Aug. 2021.

- 14 P. Huang and S. Shah, “Generalized passivity-based control for obtaining passive impedance of grid-forming VSC above 2fl,” in Proc. 2025 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), 2025, pp. 1–5.

作者简介

徐鹏：男，硕士研究生。研究方向为储能变流器并网系统多层级控制架构与稳定性分析；

刘自鹏：男，博士，助理教授。研究方向包括电力电子化电能系统频响测量、阻抗建模与稳定性分析，以及电力电子系统硬件在环仿真技术；

刘进军：男，博士，教授，博士生导师。研究方向包括电力变换器与电力电子化电能系统的建模、控制、设计方法及可靠性评估与状态监测，电能质量控制与电力电子技术在电力系统中的应用，以及面向可持续能源和分布式发电的微电网技术。

功率模块熔断键合线熔断过程与电热特性分析

Fusing Process and Electro-Thermal Characteristics of Fuse Bonding Wires in Power Modules

浙江大学 海栋, 罗皓泽 Email: donghai@zju.edu.cn

摘要：功率模块的可靠性和失效行为对于系统运行和容错设计至关重要。然而，在焊接式功率模块中，受短路能量、封装布局和互连工艺复杂相互作用的影响，短路（SC）失效模式具有高度的不确定性，增加了系统保护的难度。为了解决这一挑战，本文提出了一种保险键合线设计方法，旨在短路故障后实现稳定的开路失效模式，且不增加系统复杂性或额外的寄生电感。本文系统分析了熔断键合线的瞬态短路特性与稳态载流能力，建立了设计准则与电热边界。该方法为模块失效后的确定性失效模式提供了切实可行的解决方案。

Abstract: The reliability and failure behaviors of power modules are critical to system operation and fault-tolerant design. However, in welded power modules, the short-circuit (SC) failure mode is highly non-deterministic, governed by a complex interplay of SC energy, packaging layout, and interconnection processes. This unpredictability complicates system protection. To address this challenge, this paper proposes a fuse bonding wire design methodology to realize the stable open-circuit failure mode after SC events, without introducing system complexity or extra parasitic inductance. The transient SC characteristics and steady-state current-carrying capability of the fuse bonding wires are systematically analyzed. This method provides a practical solution for ensuring post-failure determinism, laying a crucial foundation for fault isolation and redundant design in high-reliability applications.

关键词：焊接式功率模块，短路故障，熔断键合线，开路失效模式

Keywords: Welded power module, short circuit, fuse bonding wire, open circuit.

1 引言

功率半导体模块在现代功率变换系统中占据重要地位，其可靠性与失效模式直接决定系统运行与容错设计¹。在电压源换流器中，短路故障可能由多种系统异常引起²。短路瞬态期间，浪涌电流可达数百千安，对模块施加极端热应力与机械应力^{3,4}。模块短路后的短路/开路失效模式直接决定保护策略与系统恢复能力。

不同封装结构功率模块的失效模式差异显著。压接式模块通常呈现稳定的短路失效模式⁵⁻⁷，适用于串联冗余设计；而焊接式功率模块的电流通路依赖键合线结构的互连完整性，其失效模式往往不确定。高短路能量冲击下，键合线脱落或熔断可中断电流通路导致开路失效模式；低短路能量下键合线可能仍然保持连接。这种失效模式的不确定性使容错设计复杂化。

已有研究从多层面探索失效机理。芯片层面，SiC MOSFET 的短路失效特性强烈依赖直流母线电压^{8,9}：低压易引发栅极相关失效，高压则促进热失控与三端短路失效。在高压大功率工况下，芯片级短路失效普遍发生。芯片阻断能力丧失后，产生的浪涌电流对模块互连部件造成剧烈电热冲击。互连层面，针对铝线键合、柔性 PCB 互连、夹层结构的对比研究表明，开路与短路失效模式均可能出现，且 PCB 与夹层结构实现开路失效所需能量远高于常规键合线¹⁰。

实现强制开路的直接方案是串联外置高

速熔断器¹¹⁻¹³，但该方法增加系统复杂度、降低功率密度，并引入数十纳亨的杂散电感，导致额外开关损耗与电压过冲，在高频 SiC 应用中难以接受。此外，商用高速熔断器的预燃时间约数百微秒，而功率模块短路失控后的主浪涌电流仅持续数十微秒，保护响应不匹配。

因此，通过内部封装设计实现快速稳定的开路失效模式极具价值。但目前仍缺乏芯片失效后阶段的定量电热电路模型，传统熔断器熔断评估主要依赖积分分断能量，无法反映故障期间熔断器阻抗的瞬态演变，难以精确评估短路电流与瞬态电热应力。同时，决定失效模式转变的临界阈值对运行条件高度敏感，缺乏精确瞬态评估则无法明确界定阈值，难以可靠实现稳定开路失效。

为应对上述挑战，本文提出功率模块内置熔断键合线的系统化设计方法，SiC 器件因其开关速度快、短路耐受时间短，易发生短路失效¹⁴，是本文的重点研究对象。通过在内部电流通路引入定量可控的薄弱点，在短路冲击下保证稳定开路失效。本文通过建立芯片失效后的瞬态电热电路模型，评估熔断键合线承受的电热应力，并基于该模型推导不同故障条件下的熔断边界；进一步分析键合线稳态载流能力，确定正常运行约束条件。最终总结熔断键合线的设计准则与可行设计边界，为焊接式功率模块实现开路失效模式提供方法。

2 功率模块的短路行为

为研究不同能量等级下 SiC 功率模块的短路特性,600V 母线电压下开展短路试验。为简化故障回路并隔离有源芯片的失效行为,仅测试桥臂上管,母线电容直接跨接其两端。被测模块与实验条件参数见表 1。

表 1 模块参数和试验条件

参数	数值
芯片规格	1200 V/14.4 mΩ
芯片并联数	4
母线电压	400 V/600 V
母线电容	2400 μF
回路杂感	120 nH
栅极电压	+15 V/-5 V

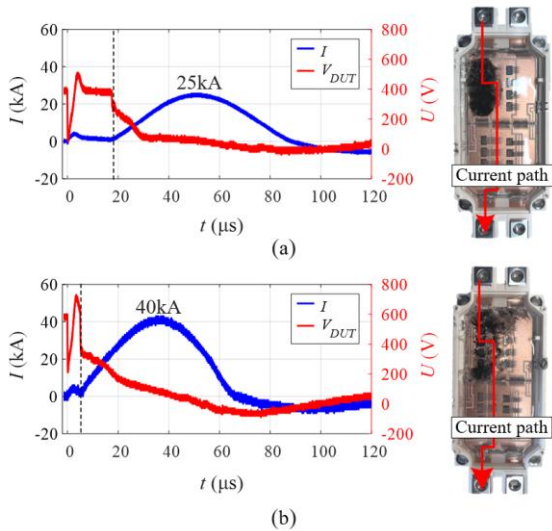


图 1 短路测试波形和失效模块 (a) 400V 母线电压 (b) 600V 母线电压

实验短路波形与模块失效后外观如图 1 所示。尽管 SiC 芯片本身在两种电压下均呈现短路失效机制,但因故障能量不同,模块级最终失效模式差异显著。

400V 母线电压下,模块呈现短路失效。故障能量较低,碳化硅凝胶局限在封装内部,键合线仍嵌在凝胶中并与芯片表面保持电气接触,维持短路电流通路。

600V 母线电压下,模块呈现开路失效。更高故障能量引发硅凝胶剧烈膨胀飞溅,彻底破坏芯片与直接覆铜 (DBC) 的键合线,中断故障电流,使模块级强制开路失效。

两种失效模式的瞬态波形趋势相似。如图 1 所示,整个短路过程分为两个阶段:

饱和导通阶段:短路发生时, SiC MOSFET 初始工作在饱和区,承受近乎全母

线电压,结温快速升高,数微秒内超出安全限值。电流波形通常先出现峰值后逐渐下降,源于载流子迁移率随温度升高而降低¹⁵。

失控放电阶段:芯片热失控短路后,电路进入失控放电阶段,电流呈现由母线电容、总电阻与寄生电感决定的振荡特性。此阶段母线电容储能在失效模块内快速耗散,引发剧烈电热应力。互连结构完整性由该放电过程决定,是后续分析的重点。

3 熔断键合线设计方法

3.1 设计概述

功率模块的短路失效模式与芯片级失效特性、封装约束强耦合,难以直接控制模块级失效模式。为解耦这些因素并提升方法通用性,将可控熔断键合线布置在 DBC 基板而非芯片表面。DBC 侧布置有两个优势:

失效模式解耦:通过互连设计实现目标开路失效,不依赖半导体芯片的特定特性。

设计灵活:DBC 层温度低于芯片表面,且温度摆幅更小,布局空间更灵活。常规 DBC 键合线通常具备载流裕量,可在不影响稳态运行的前提下,将其合理减配为熔断键合线。

模块中三类键合线的对比见表 2。熔断键合线的设计目标如图所示,正常工况下满足稳态载流能力;短路工况下在储能完全释放前熔断,中断电流通路,实现稳定开路失效。

表 2 三类键合线对比

类型	位置	设计准则
芯片键合线	芯片至 DBC / 芯片	数量最大化以保证高可靠性
常规 DBC 键合线	DBC 至 DBC / 端子	数量充足以保证大电流裕量
熔断键合线	DBC 至 DBC	定制化电热设计,兼顾稳态导通与短路熔断

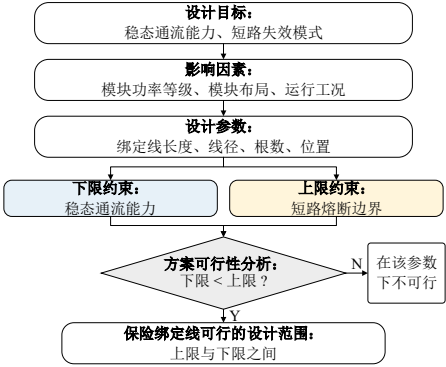


图 2 熔断键合线设计准则

3.2 短路熔断边界

芯片短路失效后，浪涌电流可在数微秒内达数十千安，冲击电流在键合线中产生强烈焦耳热。内置熔断键合线设计为在剧烈瞬态热应力下熔断。

电流浪涌期间，电流由母线电压、母线电容、寄生电感与回路电阻决定。其中母线电容与寄生电感基本恒定，回路电阻快速变化。总回路电阻包含三部分：电路固定寄生电阻、熔断键合线瞬态电阻、失效芯片瞬态电阻。下文分别建模失效芯片与熔断键合线的电阻特性。

3.2.1 熔断键合线的电阻率特性

短路过程仅数十微秒，热扩散可忽略，键合线发热视为绝热过程¹⁶。金属导线发热过程为：

$$C\delta Al \cdot d\tau = (jA)^2 \frac{\rho l}{A} \cdot dt \quad (1)$$

A 、 l 、 τ 、 j 分别为导线截面积、长度、温度、电流密度； ρ 、 C 、 δ 分别为金属电阻率、比热容、质量密度。

整理并积分得：

$$g = \int j^2 dt = C\delta \int \frac{d\tau}{\rho} \quad (2)$$

g 为比作用量，定义为电流密度平方对时间的积分。

固态下铝电阻率与温度呈线性关系¹⁷：

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha(\tau - \tau_0)) \quad (3)$$

τ_0 、 ρ_0 、 α 分别为参考温度、参考电阻率、温度系数。

将式 (3) 代入式 (2)，得到固态下键合线电阻率与比作用量的关系：

$$\rho_s = \rho_0 e^{\frac{\rho_0 \alpha}{C\delta} g} \quad (4)$$

熔断线进入熔化阶段时，热量由潜热吸收，温度基本恒定，电阻率快速变化。熔化期间导线为固液共存相，采用 Voight-Reuss-Hill (VRH) 中线模型近似有效电阻率，即两相金属串联与并联电阻率的平均值¹⁸。

$$\rho_{eff} = \frac{1}{2} \left[\phi_1 \rho_1 + \phi_2 \rho_2 + \left(\frac{\phi_1}{\rho_1} + \frac{\phi_2}{\rho_2} \right)^{-1} \right] \quad (5)$$

ρ_1 、 ρ_2 分别为熔化温度下液相与固相电阻率； ϕ_1 、 ϕ_2 分别为液相与固相质量分数，满足 $\phi_1 + \phi_2 = 1$ ，忽略相变时总体积变化。

导线熔化比例由输入能量与材料潜热决定，液相质量分数为：

$$\phi_1 = \frac{\int dm}{m_0} = \frac{\int I^2 R dt}{H m_0} = \frac{\int j^2 \rho dt}{H \delta} \quad (6)$$

m_0 为导线总质量； H 为铝的熔化潜热。

由此可根据瞬态电流与吸收能量确定短路工况下熔断键合线的电阻率，计算过程如图所示。当熔断键合线吸收总能量超过完全熔化所需能量时，视为实现开路失效。

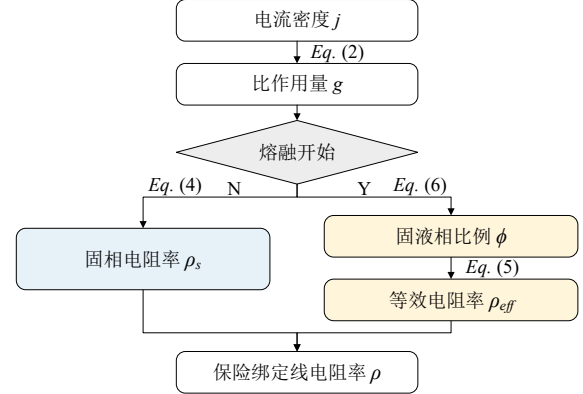


图3 熔断键合线电阻率建模框图

3.2.2 失效芯片的电阻率特性

芯片短路失效后，电阻快速从饱和区电阻降至低熔融金属电阻，此过程中芯片金属化层熔化并形成导电通路¹⁰。

根据渗流理论，在导电通路形成阈值附近，电导率可表示为幂律关系¹⁹：

$$G(p) \propto (p - p_c)^s \quad (7)$$

G 为材料电导率； p 为材料体积中导电部分的占比； p_c 为导电通路首次贯穿材料的阈值。

因此，失效芯片电导率可估算为：

$$G = G_0 + k \cdot \left(\int I^2 dt \right)^s \quad (8)$$

G_0 为芯片饱和电导，与导电通路并联；电流平方对时间的积分反映导电通路形成与生长的累积焦耳热，对应导电通路体积分数；忽略阈值项，积分从芯片失效开始。参数 s 与 G_0 可通过实验获取。

3.2.3 短路模型验证

为验证熔断键合线与失效芯片模型，采用分立器件与独立熔断键合线开展系列短路实验²⁰。通过改变熔断键合线长度与数量，测量两者瞬态特性。

基于 400V 母线电压下失效芯片电阻的测量值，提取式 (8) 模型系数，得到拟合式 (9)。如图所示，拟合模型与实验结果吻合良好，用于后续分析中失效芯片电阻描述：

$$R = [3.12 + 3.72 \times (\int I^2 dt)^{0.54}]^{-1} \quad (9)$$

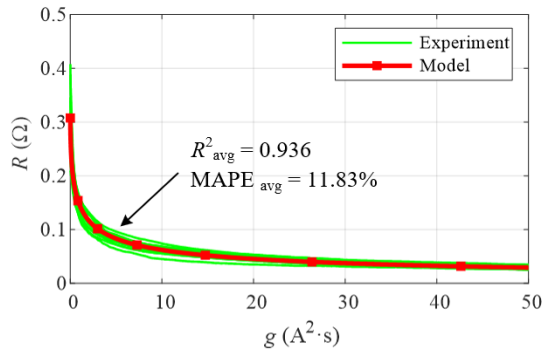


图 4 失效芯片阻抗特性对比

基于上述得到的电路阻抗，建立并求解了短路电路模型。图给出了用于确定短路电流与熔断键合线相态的框图。模型中采用的电路与熔断键合线参数汇总于表 III，与实验装置参数一致。

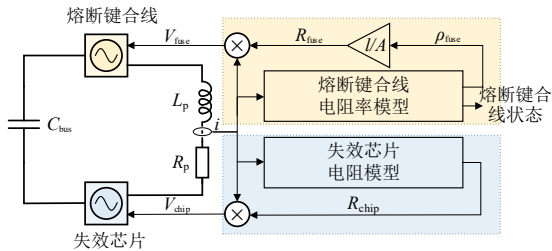


图 5 短路电路模型

表 3 电路及熔断键合线参数

类型	参数	数值
电路	母线电压 V_{bus}	400 V
	母线电容 C_{bus}	1400 μ F
	寄生电阻 R_p	5 m Ω
	寄生电感 L_p	50 nH
熔断键合线	线径	10 mil
	长度	1.3, 2 cm
	根数	1, 3

图对比了故障电流与熔断键合线电压的预测值和实验波形。模型结果覆盖了从芯片失效开始到熔断键合线完全熔化的全过程，并明确标注了熔化时段。总体而言，在不同熔断键合线配置下，预测波形与实验结果均吻合良好，验证了所提短路电路模型的有效性。

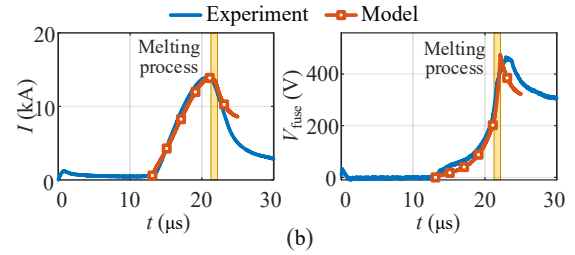
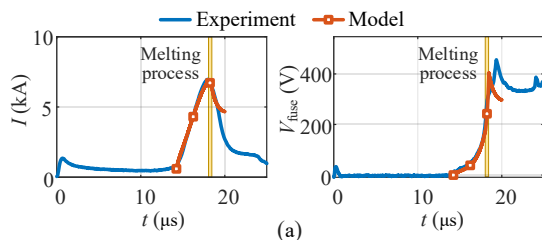


图 6 实验结果与模型结果对比 (a) 单根 13mm 长，10mil 线径 (b) 三根 20mm 长，10mil 线径

3.2.4 熔断键合线的熔断边界

基于短路模型，可评估不同参数下故障电流与熔断键合线物态，确定熔断边界，即特定故障条件下可可靠熔断的最大键合线数量。

由前述分析可知，单根导线直径对整体熔断特性影响可忽略，后续分析以 12mil 为典型，其他直径可按总截面积缩放。影响熔断边界的参数见表 4。

表 4 影响熔断边界的参数

类型	参数	数值
模块	芯片失效电阻比例系数 k	0.1 ~ 2
参数	熔断键合线长度 l	5 ~ 20 mm
工况	母线电压 V_{bus}	400 ~ 1200 V
参数	母线电容 C_{bus}	1 ~ 10 mF

模块设计层面，绑定线长度与失效芯片电阻均影响熔断边界。失效芯片电阻由芯片串并联配置决定，母线电压影响饱和区电阻，即模型中失效后初始电阻。由于并联配置在模块布局更常用，失效芯片电阻比例系数取 0.1~2。在表 IV 模块设计参数范围内，给定母线电压 600V、母线电容 3mF 时，可靠熔断的最大熔断键合线数量如图(a) 所示。

总体而言，导线长度与芯片电阻变化对熔断边界影响有限。导线长度 10mm 时，芯片电阻比例系数从 2 降至 0.1，最大可熔断数量从 18 增至 22，因为更低的芯片电阻会使更多故障能量耗散在熔断键合线中，但由于芯片失效后电阻快速下降，对绑定线熔断数量的增大有限。芯片电阻比例系数为 1 时，导线长度从 5mm 增至 20mm，最大数量仅从 19 增至 20，弱相关性是因为熔断过程主要由电流密度决定，而绑定线长度对峰值电流的影响较小。

在运行条件层面，母线电压与母线电容对熔断边界影响显著。在表 4 运行参数范围内，给定芯片电阻比例系数固定为 1、绑

定线长度 6mm 时，最大熔断键合线数量如图 7(b) 所示。

例如，母线电压 600V 时，母线电容从 1mF 增至 10mF，最大数量从 10 增至 39；母线电容 3mF 时，母线电压从 400V 增至 1200V，最大数量从 12 增至 44。母线电压与电容决定短路过程中释放到电路的能量，因此对熔断边界影响较大。

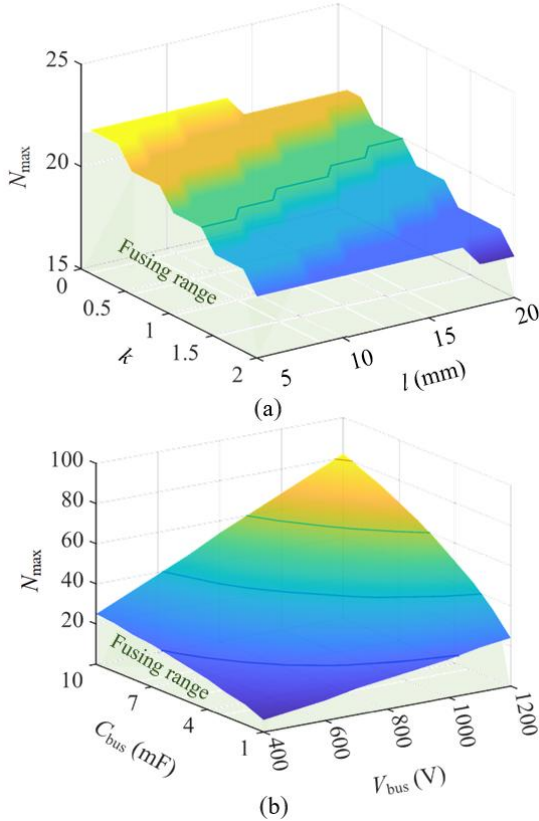


图 7 关键参数对熔断键合线最大数量的影响 (a) 模块设计参数：键合线长度、芯片电阻比例系数 (b) 运行工况：母线电压、电容

3.3 稳态载流边界

短路条件决定熔断键合线数量上限，稳态载流要求决定下限。正常运行时，熔断键合线产生焦耳热，主要通过绑定线键合盘散入 DBC 基板。为精确确定绑定线下限，建立键合线温度分布模型与功率模块多层热模型。

3.3.1 键合线温度分布模型

将键合线理想化为长直导体，忽略径向温度梯度与侧面径向散热，沿导线长度的一维傅里叶热传导方程为：

$$dQ = -\lambda \nabla^2 \tau_z(z) \cdot Adz \quad (10)$$

Q 为导线产生的焦耳热； λ 为铝的热导率； τ_z 、 A 分别为导线温度与截面积。

导线产生的焦耳热为：

$$dQ = \frac{I^2 \rho_0 (1 + \alpha(\tau_z(z) - \tau_0))}{A} dz \quad (11)$$

τ_0 、 ρ_0 、 α 分别为金属参考温度、参考电阻率、电阻率温度系数。

将式 (11) 代入式 (10) 并积分，得到导线温度分布：

$$\tau_z(z) = (\tau_1 + k) \frac{\sin(\omega(l-z))}{\sin(\omega l)} + (\tau_2 + k) \frac{\sin(\omega z)}{\sin(\omega l)} - k \quad (12)$$

$$\text{其中, } k = \frac{1 - \alpha \tau_0}{\alpha}, \quad \omega = \sqrt{\frac{I^2 \rho_0 \alpha}{\lambda A^2}}.$$

$\tau_{1,2}$ 为键合线在 DBC 上的两个线脚温度， l 为导线长度。

基于式 (12)，最高温度为：

$$\tau_{z, \max} = \sqrt{(\tau_1 + k)^2 + \left(\frac{\tau_2 + k - (\tau_1 + k) \cos(\omega l)}{\sin(\omega l)} \right)^2} - k \quad (13)$$

因此，给定电流与线脚温度，可评估沿导线温度分布与峰值温度。线脚温度受自热、芯片与相邻导线热耦合影响，下文建立功率模块多层热模型。

3.3.2 功率模块多层热模型

功率模块多层热扩散结构示意图如图所示。该模型可用于计算给定热源下多层结构的温度分布，对于面积与纵横比相同的超椭圆热源，拐角效应对热扩散电阻的影响可忽略²²，因此该模型可以同时适用于芯片与键合线。

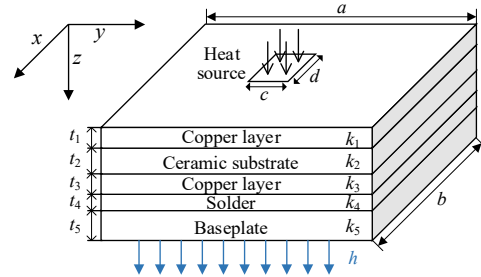


图 8 模块多层热传导结构

第 i 层稳态热传导控制方程为拉普拉斯方程：

$$\frac{\partial^2 \theta_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta_i}{\partial z^2} = 0 \quad (14)$$

式中： θ_i 为第 i 层温度。

热源下方第一层边界条件：

$$-k_1 \frac{\partial \theta_1}{\partial z} \Big|_{z=0} = \frac{Q}{cd} \quad (15)$$

式中： Q 为热源散热量； c 、 d 为热源边长。热源区域外表面视为绝热。

假设相邻层间完美热接触，界面边界条件为热流与温度连续：

$$k_i \frac{\partial \theta_i}{\partial z} \Big|_{z=z_i} = k_{i+1} \frac{\partial \theta_{i+1}}{\partial z} \Big|_{z=z_{i+1}} \quad (16)$$

$$\theta_i(x, y, z_i) = \theta_{i+1}(x, y, z_{i+1}) \quad (17)$$

其中, $z_i = \sum_{j=1}^i t_j$; t_i 、 k_i 分别为第 i 层厚度与热导率。

矩形域除底面外所有表面视为绝热, 底层边界条件:

$$k_5 \frac{\partial \theta_5}{\partial z} \Big|_{z=z_5} = -h\theta_5 \Big|_{z=z_5} \quad (18)$$

h 为对流换热系数。

采用分离变量法求解²³, 第 i 层温度可表示为:

$$\begin{aligned} \theta_i(x, y, z) = & A_0 + B_0 \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \cos(\lambda_m x) [A_{im} \cosh(\lambda_m z) + B_{im} \sinh(\lambda_m z)] \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \cos(\delta_n y) [A_{in} \cosh(\delta_n z) + B_{in} \sinh(\delta_n z)] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(\lambda_m x) \cos(\delta_n y) [A_{imn} \cosh(\beta_{mn} z) \\ & + B_{imn} \sinh(\beta_{mn} z)] \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\lambda_m = m\pi/a$, $\delta_n = n\pi/b$, $\beta_{mn} = \sqrt{\lambda_m^2 + \delta_n^2}$, a 、 b 为矩形热传导区域水平尺寸。

系数由边界与界面条件确定, 参数辨识流程详见文献 24, 本文不再赘述。由于该热传导问题线性, 多热源下温度场可叠加计算。

3.3.3 熔断键合线的稳定电流边界

基于键合线与模块温度分布模型, 可确定熔断键合线的稳定允许电流边界。评估流程如图所示: 首先计算芯片热源产生的稳态温度场; 为每根键合线分配初始电流, 计算键合线热源产生的温度场并与芯片场叠加, 更新温度分布; 迭代更新线脚温度至收敛 (实际通常一次迭代即可, 因键合线损耗小); 评估导线峰值温度并与规定温度限值比较, 调整电流直至满足约束; 最终得到给定模块设计下单线允许电流与所需最少线数。

为高效评估宽参数范围内的允许电流边界, 不进行模块全电热分布式求解, 而是用预设线脚温度范围表征芯片、相邻导线的热耦合效应 (含自热)。根据式 (13), 键合线温升由导线长度、线脚温度与电流密度决定。下文分析中导线直径固定为 12mil, 键合线长度与线脚温度范围见表 5, 温度上限设为 250°C。单根键合线最大允许电流边界如图

所示。

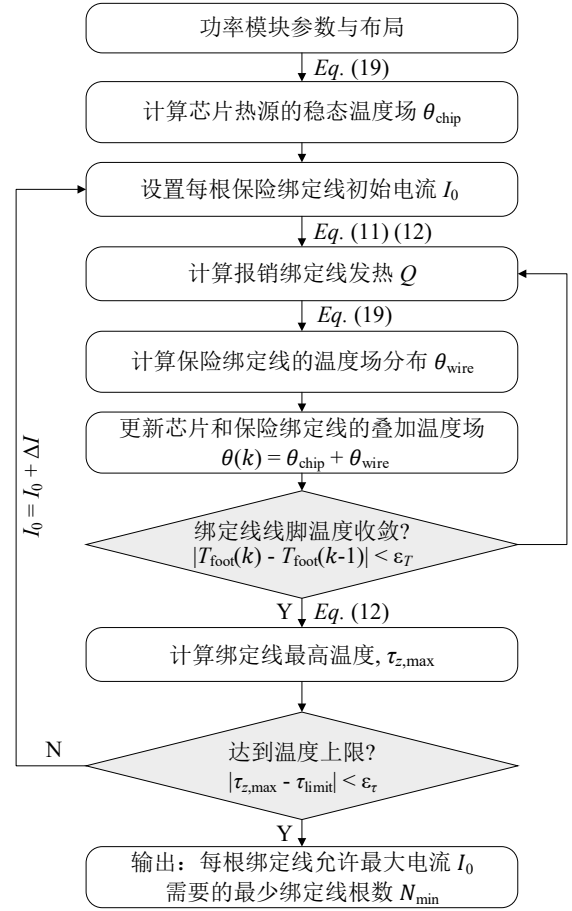


图 9 熔断键合线最大允许电流计算流程

表 5 影响稳态通流能力的参数	
参数	数值
键合线长度 l	5 ~ 20 mm
线脚温度 T_{foot}	60 ~ 120 °C

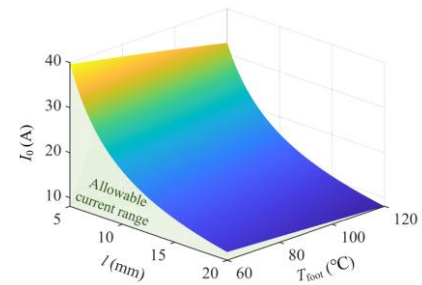


图 10 单根绑定线最大允许电流

模块布局影响熔断键合线的线脚温度, 进而影响载流能力, 但影响程度较小。例如, 导线长度 6mm 时, 线脚温度从 60°C 升至 120°C, 最大允许电流仅从 33A 降至 27A。因此, 通常只需将熔断键合线避开芯片的强热耦合区域即可。

相比之下，导线长度是决定载流能力的主导因素。线脚温度 80℃时，导线长度从 5mm 增至 10mm、20mm，允许电流从 37A 降至 19A、9A，载流能力显著下降。

所需最少熔断键合线数量计算为：

$$N_{\min} = I / I_0 \quad (20)$$

I 为模块电流， I_0 为单根熔断键合线最大允许电流。

3.4 熔断键合线的可行设计范围

基于熔断键合线上下边界，给定单根导线参数下，可行设计范围表示为：

$$N_{\min} < N_{\max} \quad (21)$$

影响熔断键合线设计边界的关键参数见表 6。上限由短路熔断要求决定，主要受母线电压与母线电容影响；下限由稳态载流要求决定，主要受模块额定电流与键合线长度影响。

表 6 影响熔断键合线设计参数的主要因素

边界	参数	影响程度
最大数量 $N_{\max}$	母线电压 V_{bus}	高
	母线电容 C_{bus}	高
	芯片失效电阻 R_{chip}	低
最小数量 $N_{\min}$	模块电流 I	高
	熔断键合线长度 l	高
	线脚温度 T_{foot}	低

为定量说明可行设计范围，以母线电容 3mF、线脚温度 80℃为例开展算例分析。当下限等于上限时，达到可行性极限。满足式 (21) 的模块电压-电流边界如图所示。

绑定线根数上限随母线电压升高而增大。单根导线载流能力固定时，下限与模块额定电流成正比。因此，特定电压等级下，模块额定电流越小，可行设计范围越宽；当模块电流超出边界时，所提出方案无有效适用范围。此外，图显示了键合线长度的影响：更短的键合线单根载流能力更高，有效降低绑定线根数下限，从而扩大可行设计范围。

综上，熔断键合线的可行设计范围由短路熔断要求与稳态载流要求协同决定。更高母线电容与更短键合线均有利于扩大模块电压-电流适用范围。

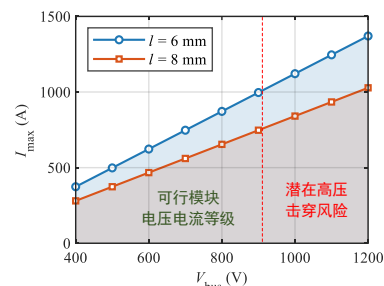


图 11 熔断键合线适用的电压电流等级范围

4 结论

本文提出一种利用熔断键合线实现焊接式功率模块稳定开路失效的方法。通过深入分析短路瞬态与稳态下的电热行为，建立了一套定量设计准则，有效兼顾了模块的正常载流能力与故障快速隔离需求。该研究为并联模块的冗余设计提供了全新思路，为高可靠性应用中的系统级故障隔离奠定了技术基础。

参考文献

- 1 X. She, A. Q. Huang, O. Lucía, and B. Ozpineci, "Review of silicon carbide power devices and their applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 10, pp. 8193–8205, Oct. 2017.
- 2 H. Gao et al., "Improved Short-Circuit Protection Method for SiC MOSFET Split-Output Power Module Achieving Ultra-Low Fault Dissipated Energy," IEEE Trans. Power Electron., vol. 39, no. 2, pp. 2270–2280, Feb. 2024.
- 3 S. Gekenidis, E. Ramezani, and H. Zeller, "Explosion tests on IGBT high voltage modules," in Proc. 11th Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs, 1999, pp. 129–132.
- 4 O. Hohlfield, "Damage protection of power modules," in Proc. 9th Int. Conf. Integr. Power Electron. Syst., Mar. 2016, pp. 1–4.
- 5 W. Chen et al., "Systematic Analysis and Characterization of Extreme Failure for IGCT in MMC-HVdc System—Part II: Failure Mechanism and Short Circuit Characteristics," IEEE Trans. Power Electron., vol. 37, no. 5, pp. 5562–5573, May 2022.
- 6 I. Dchar, C. Buttay, and H. Morel, "SiC power devices packaging with a short-circuit failure mode capability," Microelectron. Rel., vol. 76–77, pp. 400–404, Sep. 2017.
- 7 Y. Yu, H. Li, R. Yao, F. Iannuzzo, Z. Zhu and X. Chen, "Short-Circuit Capability Optimization of Press-Pack IGBT by Improving Active Edge Heat Dissipation," IEEE Trans. Power Electron., vol. 38, no. 5, pp. 6143–6156, May 2023.
- 8 N. Wang, J. Zhang and F. Deng, "Short-Circuit Dynamic Model of SiC MOSFET Considering Failure Modes," IEEE Trans. Power Electron., vol. 39, no. 11, pp. 14656–14669, Nov. 2024.
- 9 K. Yao, H. Yano, H. Tadano and N. Iwamuro, "Investigations of SiC MOSFET Short-Circuit Failure Mechanisms Using Electrical, Thermal, and Mechanical Stress Analyses," IEEE Trans. Electron

- Devices, vol. 67, no. 10, pp. 4328-4334, Oct. 2020.
- 10 I. Yaqub, J. Li, and C. M. Johnson, "Dependence of overcurrent failure modes of IGBT modules on interconnect technologies," *Microelectron. Reliab.*, vol. 55, no. 12, pp. 2596–2605, Dec. 2015.
 - 11 S. Duong, J. L. Schanen, C. Schaeffer, F. Sarrus and J. F. De Palma, "IGBT protection by fuse calculation, behavior and connection," in *IAS97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*. vol. 2. 1997.
 - 12 Duong, S.V., Schaeffer C., Rouve L.-L., De Palma J.-F., Mullert C., "Fuses for power IGBT-converter", in *proc. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1994, pp. 1336–1343.
 - 13 J. Saleem, A. Majid, S. Haller and K. Bertilsson, "A study of IGBT rupture phenomenon in medium frequency resistance welding machine," in *Proc. Int. Aegean Conf. Elect. Machines Power Electron. Electromotion, Joint Conf.*, 2011, pp. 236-239.
 - 14 S. Bhadoria et al., "Enablers for overcurrent capability of silicon-carbide-based power converters: An overview," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 3, pp. 3569–3589, Mar. 2023.
 - 15 X. Deng et al., "Short-Circuit Capability Prediction and Failure Mode of Asymmetric and Double Trench SiC MOSFETs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 7, pp. 8300-8307, Jul. 2021.
 - 16 J. R. Riba, D. González, P. Bas-Calopa and M. Moreno-Eguilaz, "Experimental Validation of the Adiabatic Assumption of Short-Circuit Tests on Bare Conductors," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 38, no. 5, pp. 3594-3601, Oct. 2023.
 - 17 R. C. Weast, *CRC Handbook of Chemistry and Physics*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1982.
 - 18 D. Stefaniuk, M. Kachanov, "Voigt-Reuss and Hashin-Shtrikman bounds revisited," *Int. J. Eng. Sci.*, vol. 191, Oct. 2023.
 - 19 S. Kirkpatrick, "Percolation and Conduction. Reviews of Modern Physics," *Rev. Mod. Phys.*, vol. 45, no. 4, pp. 574–588, Oct. 1973.
 - 20 D. Hai et al., "The Influence of Bonding Wires on the Short-Circuit Failure Characteristics of Power Devices," in *Proc. Energy Convers. Congr. Expo Eur. (ECCE Eur.)*, Nov. 2025, pp. 1-6.
 - 21 C. C. Jung, C. Silber and J. Scheible, "Heat Generation in Bond Wires," *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 5, no. 10, pp. 1465–1476, Oct. 2015.
 - 22 E. Sadeghi, M. Bahrani and N. Djilali, "Thermal Spreading Resistance of Arbitrary-Shape Heat Sources on a Half-Space: A Unified Approach," *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.*, vol. 33, no. 2, pp. 267–277, Jun. 2010.
 - 23 D. W. Hahn and M. N. Özışık, *Heat Conduction*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.
 - 24 K. R. Choudhury and D. J. Rogers, "Steady-State Thermal Modeling of a Power Module: An N-Layer Fourier Approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 2, pp. 1500-1508, Feb. 2019.

作者简介

海栋：男，2000 年 8 月生，博士生。研究方向为功率器件封装设计和可靠性评估。

考虑负电压过冲的三电平 ANPC 变换器中功率器件的多参数在线监测电路

A Multi-Parameter Online Monitoring Circuit for Power Devices in Three-Level ANPC Converters

Considering Negative Voltage Overshoot

浙江大学 胡竞扬, 罗皓泽 Email: jingyanghu@zju.edu.cn

摘要：本文提出了一种用于大功率三电平有源中点钳位(Active Neutral Point Clamped, ANPC)变换器中功率器件在线监测的混合测量电路。该电路能够在统一的硬件平台上实现正向/反向导通电压和关断峰值电压的测量。针对导通电压测量, 采用了双二极管钳位结构、电流镜偏置源和信号调理电路。为提升在 ANPC 换流条件下的鲁棒性, 引入了一阶 RC 网络以抑制负压过冲。针对关断峰值电压检测, 开发了宽带 RC 分压器、峰值保持电路以及自适应充放电控制方案, 以实现可靠的峰值捕获。基于 2MBI800XNE120-50 IGBT 模块搭建了双脉冲测试平台进行验证。实验结果表明, 导通电压测量误差保持在 1% 以内, 而关断峰值电压检测精度超过 96%。所提出的电路为三电平 ANPC 变换器中功率器件的状态监测与可靠性评估提供了一种实用的硬件解决方案。

Abstract: This paper proposes a hybrid measurement circuit for online monitoring of power devices in high-power three-level ANPC converters. The circuit enables the measurement of forward/reverse conduction voltage and turn-off peak voltage within a unified hardware platform. For conduction-voltage measurement, a dual-diode clamping structure, a current-mirror bias source, and a signal-conditioning circuit are adopted. To improve robustness under ANPC commutation, a first-order RC network is introduced to suppress negative voltage overshoot. For turn-off peak-voltage detection, a broadband RC divider, a peak-holding circuit, and an adaptive charge-discharge control scheme are developed to achieve reliable peak capture. A double-pulse test platform based on a 2MBI800XNE120-50 IGBT module was built for validation. Experimental results show that the conduction-voltage measurement error remains within 1%, while the turn-off peak-voltage detection accuracy exceeds 96%. The proposed circuit provides a practical hardware solution for condition monitoring and reliability evaluation of power devices in three-level ANPC converters.

关键词：三电平 ANPC 变换器；导通电压测量；关断峰值电压；在线监测；状态评估

Keywords: Three-level ANPC converter; conduction voltage measurement; turn-off peak voltage; online monitoring; condition evaluation

1 引言

三电平有源中点钳位(ANPC)变换器因其能够降低器件电压应力与开关损耗, 同时保持高效率和高功率密度, 已广泛应用于高压大功率电力电子系统中, 包括电力推进驱动、铁路牵引、风电变流器以及电动汽车驱动等领域。随着这些应用对功率密度、运行效率和长期可靠性提出日益严苛的要求, 功率半导体器件的状态监测与健康评估对于保障系统安全稳定运行至关重要。已有研究表明, 功率器件是电力电子变换器中最易发生故障的部件之一[1], 而温度相关因素则是导致器件退化和失效的主要原因之一[2]。在此背景下, 关键电气参数的在线提取与监测对于寿命评估、故障预警及整体可靠性提升具有重要意义。

在可用于表征器件运行状态的诸多参数中, 正向/反向导通压降和关断电压尖峰尤为具有代表性。前者对结温变化高度敏感, 且与键合线老化等退化机制密切相关, 是评估热状态与健康状态的有效指标。后者则反映了器件在开关瞬态期间承受的电气应力, 直接关联到高电压、大电流工况下的过压失效风险。因此, 对这两个参数的精确在线监测

能够为功率半导体器件的可靠性分析提供宝贵信息。

然而, 在三电平 ANPC 变换器中对这些参数进行在线提取远非易事。对于导通电压测量, 监测电路必须在器件关断时承受数千伏的直流母线电压, 同时还需在导通期间以毫伏级精度分辨仅几伏的导通电压。这种高电压阻断能力与低电压高精度测量之间的固有矛盾催生了一系列二极管钳位型导通电压采样电路[3]-[7]。其中, 文献[6]报道的传统双二极管钳位结构通过在输出级进行差分放大来减轻二极管正向压降的影响, 而文献[5]则通过采用多个肖特基二极管进一步优化了钳位支路的瞬态响应。即便如此, 两种方法均受制于钳位支路中二极管电流的不一致性。文献[7]提出的方法引入了一条额外的运放支路, 将监测电路的参考电位与被测器件的参考电位去耦, 从而有效降低了二极管 I-V 特性对测量精度的影响。尽管取得了这些进展, 现有研究仍未充分解决复杂换流条件下的负压过冲问题。与传统的两电平拓扑相比, 三电平 ANPC 变换器包含更多的功率器件和更复杂的电流换流路径; 其相关的功率回路通常表现出更大的寄生电感

和分布参数,这在高频大电流工作条件下使得负压过冲更为显著,进而对前端测量链的鲁棒性和精度提出了更严格的要求。

关断电压尖峰通常指器件关断期间,电流通过回路寄生电感换流时产生的瞬态过电压峰值。在高压大电流条件下,此类尖峰可能导致器件击穿或其他电气故障。此外,关断峰值电压亦可作为一种与键合线状态无关的温敏电参数[11]。然而,关断电压过冲是功率侧的高频瞬态峰值信号,其在线提取极具挑战性:检测电路不仅需要提供足够的带宽以准确捕获峰值,而且整个测量通路还必须能够承受功率回路中存在的强电应力。

为解决上述问题,本文提出了一种适用于大功率三电平 ANPC 变换器的混合测量电路,旨在抑制导通电压测量通路中的负压过冲,同时为关断峰值电压检测提供自适应充放电控制。该方法综合考虑了高压工况下的测量安全性与关键电气参数的有效在线提取,为三电平 ANPC 变换器中功率器件的状态监测与可靠性评估提供了一种实用的硬件方案。

2 混合测量电路特性分析

本节介绍所提出的混合参数测量电路的整体结构与硬件实现方案。

如图 1 所示,该电路与被测器件的集电极-发射极端子并联,允许在统一的平台上在线测量正向/反向导通电压以及关断峰值电压。总体而言,所提电路包含两条功能路径,即导通电压测量通路和关断峰值电压检测通路。前者主要包括双二极管钳位电路、电流镜电流源、信号调理电路以及负过冲抑制网络;后者则由 RC 分压器、峰值保持电路和自适应充放电控制电路构成。

2.1 导通电压测量电路

所提出的正向/反向导通电压测量电路如图 1 所示。其主要由双二极管钳位电路、电流镜电流源、信号调理电路以及负过冲抑制网络组成。

2.1.1 双二极管钳位电路

双二极管钳位电路(第I部分)由二极管 D_1 、 D_2 、 D_4 以及齐纳二极管 D_3 组成。 D_1 和 D_2 选用具有高阻断能力和低结电容的快速恢复二极管,以便在承受高关断电压的同时,降低大 dv/dt 开关瞬态下的漏电流相关误差。本工作中, D_1 和 D_2 采用 US1NWF-7。二极管 D_4 选用肖特基二极管 BAT46W,正向电

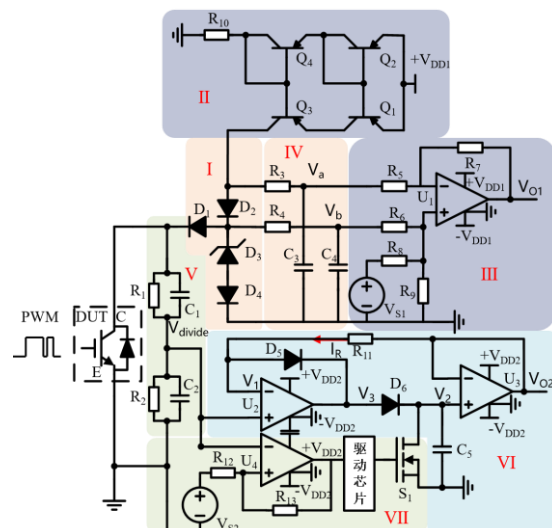


图 1 混合参数测量电路的拓扑与硬件原理图

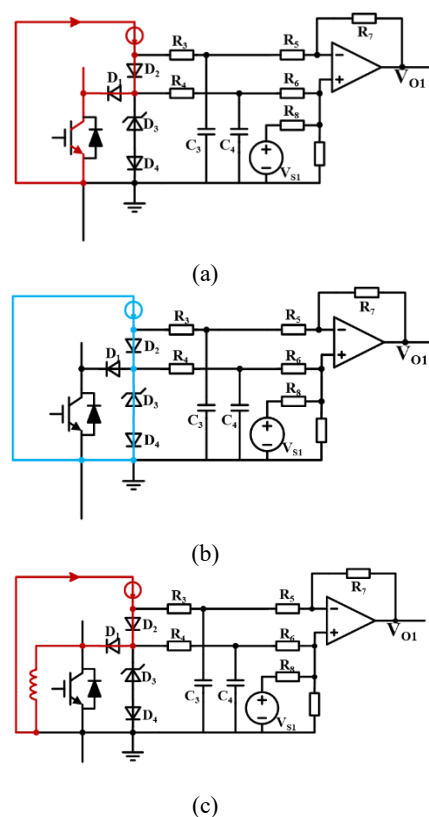


图 2 导通电压测量电路工作原理: (a)器件导通状态; (b)器件关断状态; (c)器件续流状态
压与 D_3 的齐纳电压共同决定了关断状态下的钳位电平。 D_3 选用 DFL7V5, 以明确区分导通状态与钳位状态。

当 IGBT 处于导通状态时,来自恒流源的电流流经 D_1 和 D_2 ,形成测量路径,如图 2 所示。若假设流过 D_1 和 D_2 的电流相同,且两个二极管在相同的导通特性、环境条件和结温下工作,则可认为 V_{D1} 等于 V_{D2} 。在此条件下,节点 V_a 包含 D_1 和 D_2 两者的正向

压降, 而节点 V_b 仅包含 D_2 的压降。因此, 通过在后续构建 $2V_b - V_a$ 的处理关系, 可以在测量结果中消除二极管正向压降的影响。此外, 当齐纳二极管两端的反向电压低于其击穿电压时, 该器件呈现高反向阻抗, 仅为微安级漏电流。这使得流过 D_2 的电流近似等于流过 D_1 的电流, 从而为有效的误差抵消提供了基础。

当 IGBT 处于关断状态时, 如图 3 所示, 电流源不再驱动电流流过 D_2 , 电流转而流向钳位支路。在此条件下, 钳位二极管工作在反向击穿区, 输出电压对应于钳位支路的反向击穿电压。然而, 需要注意的是, 钳位器件具有有限的动态电阻, 因此钳位电压仍在一定程度上依赖于电流源的幅值。

当 IGBT 模块通过反并联二极管进入续流状态时, 如图 4 所示, 电感 L 继续通过反向二极管放电。测量回路中的电流从电流源流出, 流经 D_1 、 D_2 和 L 后返回电流源, 从而形成一个闭合回路。此时, 输出电压 V_{O1} 变为负值, 实质上对应于反并联二极管 D_5 的导通电压。其输出特性与 IGBT 正向导通状态下获得的结果保持一致。由于包含 D_4 的钳位支路处于截止状态, 忽略漏电流时该支路无电流流过。

2.1.2 电流镜电流源

电流镜电流源电路(第II部分)由 R_{10} 电阻与三极管 $Q_1 \sim Q_4$ 组成。由于双二极管钳位支路的工作电位随 IGBT 的开关状态而变化, 前端测量电路相对于地是浮动的。在此条件下, 偏置电流源的稳定性直接影响测量精度。传统的基于稳压器件(如 LM317)的恒流源实现通常表现出微秒级的动态响应, 这不足以在高速开关条件下维持稳定的输出电流。相比之下, 电流镜结构对温度变化和电源电压波动具有更好的抗扰度, 并且能够提供更稳定、精确的小偏置电流。为此, 本电路采用电流镜拓扑。晶体管选用 FM723TA, 该器件兼具高耐压和高直流电流增益特性, 可确保精确的低电流输出, 同时提高在负过冲条件下的工作裕量。

2.1.3 信号调理电路

信号调理电路(第III部分)由电阻 $R_5 \sim R_9$ 、电压源 V_{s1} 和运算放大器 U_1 组成。其主要功能是对导通电压信号进行比例缩放和输出调理, 同时抑制前端的误差分量。为满足高

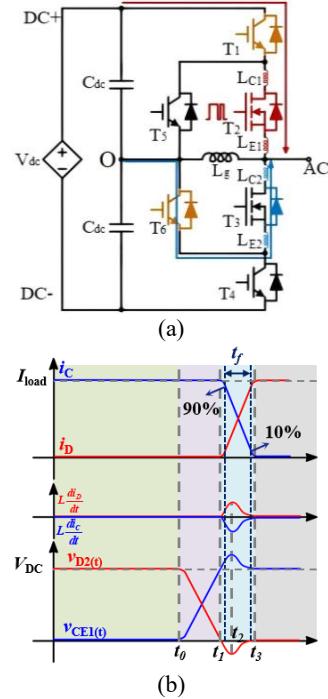


图 3 ANPC 系统中负压过冲产生示意图: (a)ANPC 逆变工况下的换流过程; (b)关断期间对应波形

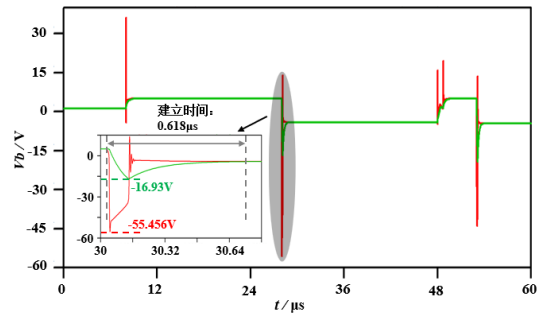


图 4 节点 V_b 处负压过冲抑制前后仿真对比

频采样条件下的带宽要求, U_1 采用 THS4631DR, 其带宽为 210 MHz。基于运放的虚短、虚断特性以及基尔霍夫定律, 共模输入电压与输出电压之间的关系可推导为:

$$\begin{cases} V_+ = V_- = (R_6 // R_8 // R_9) \left(\frac{V_b}{R_8} + \frac{V_{s1}}{R_9} \right) \\ V_{O1} = \left(\frac{R_5 + R_7}{R_7} \right) (R_6 // R_8 // R_9) \left(\frac{V_b}{R_8} + \frac{V_{s1}}{R_9} \right) - \frac{R_7}{R_5} V_a \end{cases} \quad (1)$$

通过调整电阻比例, 可以对输出进行比例缩放。考虑到后续隔离级和 ADC 采集接口的要求, 本文将输入输出缩放比例设置为 2:1, 并将 R_7/R_3 设置为 1/2。在 V_b 比例的约束下, 可根据参考电压进一步调整并联电阻比, 如式(2)所示, 从而得到式(3)的输出关系。

$$R_4 // R_5 // R_{GND} = \frac{2}{3} R_5, R_8 // R_9 = 2R_6 \quad (2)$$

$$\begin{cases} R_8 = 6R_6, R_9 = 3R_6, V_+ = V_- = \frac{2}{3}V_b + \frac{1}{9}V_{S1} \\ V_{O1} = \frac{1}{2}(2V_b - V_a) + \frac{1}{6}V_{S1} \end{cases} \quad (3)$$

引入参考电压后,最终输出保持为正值,这既便于隔离传输,也便于 ADC 采样。这种安排不仅简化了后端接口设计,还通过比例调节和正向偏置限制了运放的共模输入范围,从而提高了整个测量链的鲁棒性。

2.1.4 负过冲抑制网络

为抑制三电平 ANPC 变换器换流过程中出现的负压过冲,在导通电压测量通路的前端引入了一个由 R_3 、 R_4 、 C_3 和 C_4 组成的一阶 RC 抑制网络(第IV部分)。以 ANPC 变换器逆变工况为例, T_2 和 T_3 为高频开关器件, T_2 受 PWM 信号控制, T_1 和 T_6 保持导通,并以 O 点为参考电位。当 T_2 在 t_0 时刻开始关断时,其端电压上升,而 T_3 两端的电压相应下降。至 t_1 时刻, T_2 两端电压达到半直流母线电压水平,电流从 T_2 换流至下桥臂的反并联二极管。在此过程中,由于器件的集电极和发射极侧均存在寄生电感, T_2 和 T_3 两端会分别出现正、负电压过冲,如图 5 所示。

对于导通电压测量通路而言,该负过冲会直接耦合至运放输入端。由于运放允许的共模输入范围通常受其供电电压限制,一旦输入电压超出此范围,可能引发工作异常,进而影响器件寿命和测量可靠性。因此,前端必须有适当的滤波和保护机制。在本工作中,电流下降时间 t_f (定义为电流从 90% 下降至 10% 的时间间隔) 被用来定义等效开关频率 f_{sw} ,并将该频率作为滤波器设计的目标。由于 t_f 与结温和负载条件相关,负峰值电压也会随工况变化,因此该方法适合作为统一的设计依据。

据此,采用一阶 RC 低通网络抑制负过冲。RC 滤波器的输入输出频域关系为:

$$A_f = \frac{V_{out}}{V_{peak}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{sw}}{f_c}\right)^2}}, f_{sw} = \frac{0.35}{t_f}, f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4)$$

其中, f_c 表示 RC 网络的截止频率。通过将平均电流下降率定义为式(5)中的设计参数,可由式(6)获得最大过冲。

$$\frac{di_c}{dt}(ave) = \frac{I_{load} \cdot 0.8}{t_f} \quad (5)$$

$$V_{peak} = K \cdot L \cdot \frac{di_c}{dt}(ave) \quad (6)$$

式中, K 为过冲系数, L 为芯片两侧寄生电感之和。一旦指定了最大允许输出电压 V_{max} ,截止频率的上限可表示为:

$$V_{out} = \frac{V_{peak}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{sw}}{f_c}\right)^2}} < V_{max} \quad (7)$$

因此,对于给定工况,可根据负载电流和过冲系数确定所需的 RC 截止频率。以电流 400 A、最大允许输出电压 20 V、 K 为 2 为例,若功率器件为富士 2MBI800XNE120-50,在较小栅极电阻下,400 A 时的电流下降时间 t_f 约为 80 ns,对应的最大截止频率为 1.547 MHz。由于 RC 网络在导通电压信号进入或离开钳位状态时不可避免地会引入延时,为平衡保护能力与动态响应,最终截止频率选择为 1 MHz。

为验证上述设计,在 LTspice 中搭建了双脉冲测试平台。基于所选 $f_c=1$ MHz,电阻和电容值分别设置为 100 欧姆和 1.5 nF。IGBT 采用英飞凌 HighSpeed 芯片 IKQ75N120CH3 进行建模。第一次导通时间设为 20 μ s,调整负载电感使第一次关断时负载电流为 400 A,并进一步调节栅极电阻以获得 $t_f=78.675$ ns。在此条件下,下桥臂负压测量期间的关键节点电压如图 7 所示。结果表明,实际负峰值电压约为 -55.456 V,接近设计值 -60 V。经过 RC 滤波后,测量通路承受的峰值电压被限制在 -16.93 V,稳定时间约为 0.618 μ s。这证实了所提出的抑制网络能够有效降低负过冲对前端电路的影响,同时保持较快的响应速度。

2.2 关断峰值电压检测电路

所提出的关断峰值电压检测电路同样如图 1 所示,主要由 RC 分压器、峰值保持电路和自适应充放电控制电路组成。

2.2.1 RC 分压器

RC 分压器(第V部分)由电阻 R_1 、 R_2 以及电容 C_1 、 C_2 组成。原则上,纯电阻分压器可以对关断电压尖峰进行比例缩放。然而,在实际应用中,实际电阻封装相关的寄生电容会显著降低电阻分压器的高频响应。因此,本工作采用阻容补偿型分压器以实现足够的瞬态带宽。

具体而言, R_1 和 C_1 构成高压臂, R_2 和 C_2 构成低压臂。两个并联支路分别产生等效

阻抗 Z_1 和 Z_2 。分压比表示为:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (8)$$

输出与输入之间的传递函数为:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{(R_1 + R_2)R_2 + \omega^2 R_1^2 R_2^2 C_1 (C_1 + C_2)}{(R_1 + R_2)^2 + [\omega R_1 R_2 (C_1 + C_2)]^2} + j \frac{\omega(R_1 + R_2)R_1 R_2 C_1 - \omega R_1 R_2^2 (C_1 + C_2)}{(R_1 + R_2)^2 + [\omega R_1 R_2 (C_1 + C_2)]^2} \quad (9)$$

为在整个频率范围内保持稳定的分压比,令分压比的虚部为零,即可得到式(10)所示的条件:

$$\omega(R_1 + R_2)R_1 R_2 C_1 - \omega R_1 R_2^2 (C_1 + C_2) = 0 \quad (10)$$

因此,当 $R_1/R_2 = C_2/C_1$ 时,分压器在很宽的频率范围内与频率无关,可支持从直流到高频瞬态的宽带测量。

2.2.2 峰值保持电路

峰值保持电路(第VI部分)由二极管 D_5 、 D_6 , 电阻 R_{11} , 电容 C_5 以及运算放大器 U_2 、 U_3 组成。该电路的一个关键特点是将两个运放级布置在负反馈结构中,使得两个放大器均工作在线性区。这样,可以避免传统峰值检波器从饱和状态恢复到线性状态所带来的额外延迟,有利于提高峰值捕获速度。此外,由于储能电容连接在运放输出侧,只需采用具有低输入偏置电流的 FET 或 CMOS 输入型运放即可最小化储能电容的自放电。同时,通过在储能电容两端并联一个可控 MOS 开关,可以在导通期间主动泄放残余电荷,为下一个峰值检测周期提供一致的初始条件。

从工作角度看,该电路可分为三种基本模式,即零电压状态、电压上升状态和电压保持状态。其代表性波形如图 9 所示。在初始零电压状态(t_0 时刻),电容电压 V_2 为零,电压跟随器输出 V_{O2} 为零,输入电压也为零。因此,支路电流 I_r 为零。

在 t_0 至 t_1 期间,输入电压上升,电路进入电压上升状态。一旦 V_{in} 超过 V_1 , 运放输出变为正,并开始对储能电容充电。此条件下, D_6 正向偏置导通,而 D_5 保持关断。由于流入前级运放反相输入端的电流近似为零, I_r 保持为零,故 V_{out} 等于 V_1 且 V_1 跟随 V_{in} 。因此, V_{divide} 跟踪 V_{O2} , 电容电压持续增加,直至输出跟随分压后的输入电压达到当前峰值。此过程要求前级运放提供足够的输出驱动能力,以便在瞬态期间快速为储能电容充电。

当输入电压在 t_1 至 t_2 期间从峰值下降时,电路进入电压保持状态。此时,分压后的输入电压 V_{divide} 低于已存储的峰值,前级运放输出摆向负电压, D_5 导通, D_6 关断。随着 V_{divide} 继续变化, V_1 跟随输入变化,而电阻支路承受已保持的峰值与瞬时输入电压之间的差值。因此,电容电压保持不变,直到新的输入峰值超过先前存储的电压。需要注意的是,由于二极管存在结电容,当峰值电压在大 du/dt 条件下回落至直流母线电压时,存储在电容中的部分能量可能会通过二极管耦合出去。因此, D_6 应优先选用低结电容的二极管。

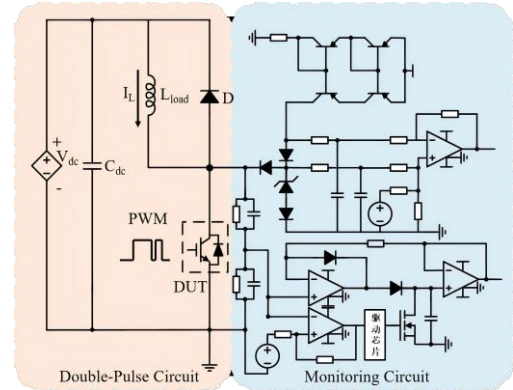


图 5 混合参数测量电路在典型双脉冲测试系统中的电路连接图

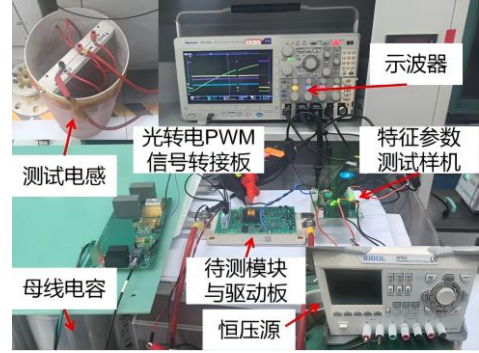


图 6 双脉冲实验平台

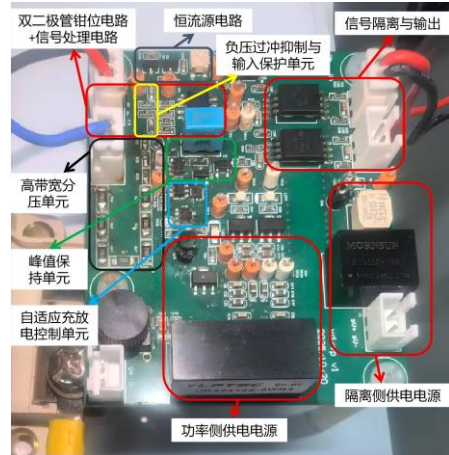


图 7 混合参数测量电路硬件样机

2.2.3 自适应充放电控制电路

自适应充放电控制电路（第 VII 部分）由电阻 R_{12} 、 R_{13} ，MOS 开关 S_1 ，电压源 V_{s2} ，运算放大器 U_4 和栅极驱动器芯片组成。其中， R_{12} 、 R_{13} 、 U_4 和 V_{s2} 构成一个反相滞回比较器，用于根据器件两端的电压跳变自动控制 MOS 开关的通断状态。

其基本工作原理如下：当 IGBT 两端电压开始上升时，结合利用栅极驱动信号识别的开关状态，器件进入关断过程。比较器输出随即翻转为低电平，驱动器关断 MOS 开关，使储

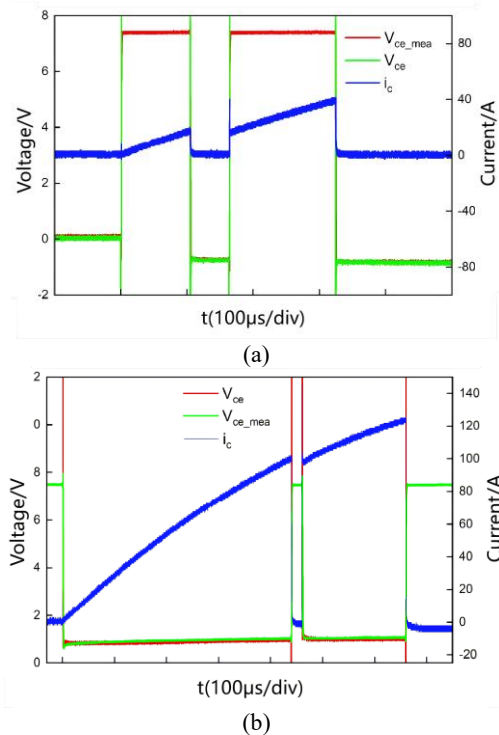


图 8 导通电压测量电路双脉冲测试波形：(a)100 A 负载电流下正向导通电压波形；(b)20-40 A 负载电流下反向导通电压波形

能电容处于自由充电状态，从而可以捕获关断峰值电压。当器件电压随后下降，表明进入导通阶段时，比较器输出变为高电平，驱动器导通 MOS 开关，迅速泄放电容中存储的残余电荷。通过这种方式，为下一个峰值检测周期恢复了合适的初始条件。引入滞回机制是为了抑制高频干扰和噪声对阈值判断的影响，从而提高充放电控制的稳定性。

3 实验验证

为验证所提出的混合测量电路，搭建了双脉冲测试平台。双脉冲测试电路原理图如图 5 所示，实验平台的硬件实现如图 6 所示。被测器件为 IGBT 模块 2MBI800XNE120-50。

在测试平台中，直流母线电容为 $300\text{ }\mu\text{F}$ ，负载电感为 $210\text{ }\mu\text{H}$ 。直流电源为 MAGNA-POWER XR10000-0.2-POS/240SP，栅极驱动板为 FUXI 2FHD0115C，示波器为 Tektronix MDO3024，电流探头为 CYBERTEK CP9060SA/D2A，无源电压探头为 Tektronix TPP0500B。图 7 为混合测量电路板实物。

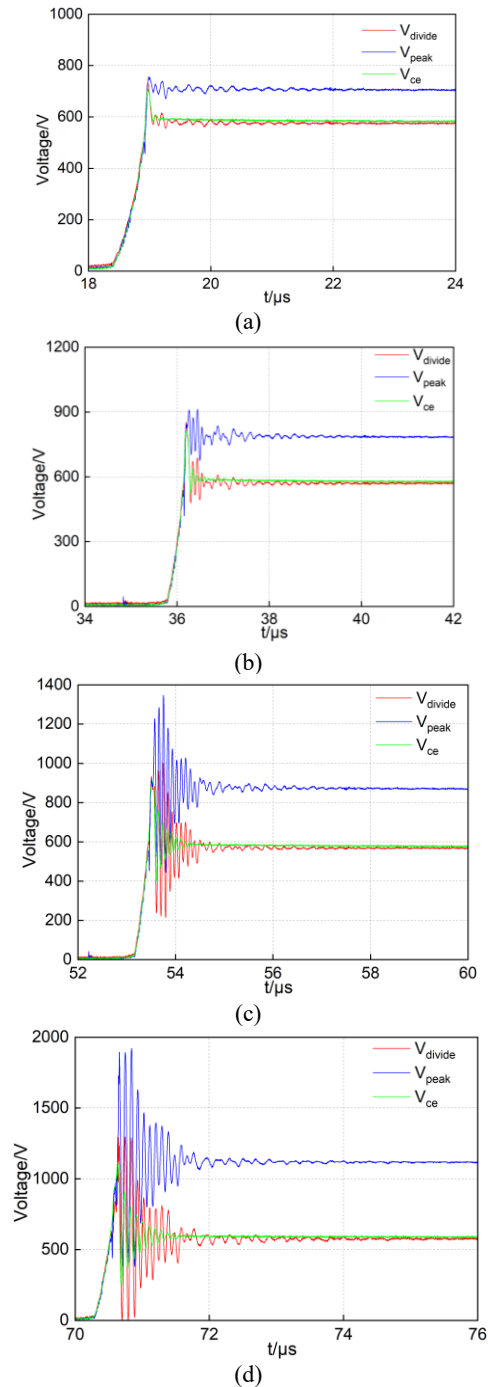


图 9 关断峰值电压检测电路双脉冲测试波形：(a)50 A 负载电流下关断峰值电压；(b)100 A 负载电流下关断峰值电压；(c)150 A 负载电流下关断峰值电压；(d)200 A 负载电流下关断峰值电压

3.1 导通电压测量结果

实验测量了下桥臂 IGBT 的通态压降及其反并联二极管的导通压降。正向导通电压

表 3 正向导通压降测量结果

I_c/A	实际值 /mV	测量值 /mV	误差 值/mV	误差 占比/%
20	843	847	4	0.47
40	911	920	9	0.99
60	989	997	8	0.81
80	1067	1075	8	0.75
100	1134	1137	3	0.26

表 4 反向二极管压降测量结果

I_c/A	实际 值/mV	测量 值/mV	误差 值/mV	误差占 比/%
20	-688	-684	4	0.58
40	-837	-831	6	0.72
60	-917	-912	5	0.55
80	-1075	-1068	7	0.65
100	-1164	-1159	5	0.43

表 5 峰值电压保持电路输出结果

I_c/A	实际峰 值/V	测量峰 值/V	误差 值/V	误差 占比/%
50	706.86	702.18	3.82	0.54
100	811.58	791.82	19.76	2.43
150	916.3	881.46	34.94	3.80
200	1124.96	1120.5	4.46	0.40

的实测波形如图 8 (a) 所示, 图中导通电压测量电路的输出电压已进行归一化处理。可以观察到, 在下桥臂 IGBT 导通期间, 监测到的 V_{ce} 能够实时跟踪实际 V_{ce} 波形, 且监测值与实测值吻合良好。反向续流区间对应的波形如图 8 (b) 所示。在此情况下, 监测到的 V_{ce} 也与反并联二极管两端的实际导通压降匹配良好。

为进一步评估测量精度, 分别对 IGBT 正向导通电压和反并联二极管导通电压进行了逐点测试。选取了 20 A、40 A、60 A、80 A 和 100 A 五个工作点, 相应结果分别汇总于表 1 和表 2 中。结果表明, 在测试电流范围内, 所提出的 V_{ce} 测量电路的误差保持在 1% 以内。此外, 测试导通电压绝对值随导通电流的增加而增加, 这与功率器件的预期导通特性相符。

3.2 关断峰值电压检测结果

由于 PCB 上实际元器件的参数不可避免地会偏离其标称值, 为了实现高精度的 RC

分压, 需要对电阻和电容值进行精确校准。本工作中, 使用同惠 TH2839 阻抗分析仪对元器件值进行了表征。受限于高压侧贴片电阻的耐压限制, 高压臂由七个电阻串联构成。为便于阻抗匹配和最终等效值的微调, 低压侧采用了三个电阻串联的结构。经校准后, 最终分压比确定为 1:373.5。

在确定分压比和阻抗匹配之后, 在双脉冲测试条件下对 RC 分压器和关断峰值电压检测电路进行了评估。为增大关断电压过冲, 在功率回路中额外串联了两根导线以增加寄生电感。直流母线电压设置为 600 V, 在 50 A 至 200 A 的负载电流范围内测试了所提关断峰值电压检测电路的工作特性, 如图 9 所示。在这些波形中, 绿色轨迹代表功率器件的集电极-发射极电压 V_{ce} , 红色轨迹代表从 RC 分压器获得的低压桥臂信号 V_{divide} , 蓝色轨迹代表峰值检测电路输出端存储的峰值电压 V_{peak} 。为便于比较, V_{divide} 和 V_{peak} 均已按分压比 373.5 折算回原边。

峰值保持电路的输出结果汇总于表 3。可以看出, 所提出的 RC 分压器能够准确地对高压瞬态信号进行分压, 而关断峰值电压检测电路则能有效地捕获峰值电压。实验结果表明, 整体峰值电压测量精度高于 96%。

4 结论

本文提出了一种用于大功率三电平 ANPC 变换器的混合测量电路。该电路将导通电压测量和关断峰值电压检测集成于一个统一的平台, 能够在线提取功率器件的关键电气参数。针对正向/反向导通电压测量, 采用了双二极管钳位电路和电流镜偏置源, 并引入 RC 抑制网络以降低负压过冲的影响。此外, 针对关断峰值电压检测, 开发了宽带 RC 分压器、峰值保持电路和自适应充放电控制方法。在双脉冲测试平台上获得的实验结果表明, 导通电压测量误差在 1% 以内, 关断峰值电压检测精度高于 96%, 证实了所提方法的有效性。

参考文献

- 1 S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An industry-based survey of reliability in power electronic converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, May/Jun. 2011.
- 2 U.-M. Choi, F. Blaabjerg, and K.-B. Lee, "Study and handling methods of power IGBT module failures in power electronic converter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 5, pp. 2517–2533, May 2015.

- 3 S. Bęczkowski, P. Ghimre, A. R. de Vega, S. Munk-Nielsen, B. Rannestad and P. Thøgersen, "Online Vce measurement method for wear-out monitoring of high power IGBT modules," *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France, 2013, pp. 1–7.
- 4 F. Stella, G. Pellegrino, E. Armando, and D. Daprà, "Online junction temperature estimation of SiC power MOSFETs through on-state voltage mapping," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 4, pp. 3453–3462, Jul./Aug. 2018.
- 5 Y. Duan, J. Kang, Y. Shi, and Z. Xin, "An online on-state voltage measurement circuit with series diode clamp for SiC MOSFETs," *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 8, no. 1, pp. 23–32, Mar. 2023.
- 6 P. Ghimire, S. Bęczkowski, S. Munk-Nielsen, B. Rannestad, and P. B. Thøgersen, "A review on real time physical measurement techniques and their attempt to predict wear-out status of IGBT," in *Proc. 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, Sep. 2013, pp. 1–10.
- 7 H. Meng, "A highly precise on-state voltage measurement circuit with dual current sources for online operation of SiC MOSFETs," *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 4, pp. 561–566, 2023.
- 8 L. Rossetto and G. Spiazzi, "A fast ON-state voltage measurement circuit for power devices characterization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 5, pp. 4926–4930, May 2022.
- 9 R. Gelagaev, P. Jacqmaer, and J. Driesen, "A fast voltage clamp circuit for the accurate measurement of the dynamic on-resistance of power transistors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 1241–1250, Feb. 2015.
- 10 Y. Chen, "A thermo-sensitive electrical parameter with maximum dI_C/dt during turn-off for high power trench/field-stop IGBT modules," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Piscataway, NJ, USA : IEEE Press, Mar. 2016, pp. 499–504.
- 11 Y. Yang and P. Zhang, "In situ insulated gate bipolar transistor junction temperature estimation method via a bond wire degradation independent parameter turn-off V_{ce} overshoot," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 10, pp. 10118–10129, Oct. 2021.

作者简介

胡竞扬：男，1999 年 8 月生，博士生。主要研究方向为功率半导体器件可靠性及电力电子变换器。

基于深度学习的 IGBT 剩余使用寿命在线实时预测模型

Deep Learning-Based Remaining Useful Life Online Prediction Model for IGBTs

浙江大学 王逸非, 罗皓泽 Email: 12510078@zju.edu.cn

摘要：准确预测绝缘栅双极型晶体管（IGBT）的剩余使用寿命（RUL）是保障现代电力电子系统可靠运行的关键问题。本文提出了一种基于一维卡尔曼滤波与双向长短期记忆网络（Bi-LSTM）的 IGBT 剩余使用寿命预测模型。首先，引入一维卡尔曼滤波算法对传感器采集的原始序列进行去噪与平滑处理，还原器件老化的真实物理趋势。其次，利用滑动时间窗口机制构建时序特征输入，并通过构建前向与后向两条平行计算路径的 Bi-LSTM 网络，实现历史累积损伤与全局时间上下文信息的深度特征融合。实验结果表明，本文所提的 Bi-LSTM 模型在预测精度上表现优异，平均绝对百分比误差（MAPE）仅为 0.0686。最后，本文结合 Coffin-Manson 模型验证了该方法在 IGBT 寿命预测中预测的相对准确性保持在 95% 以上，有较高的有效性与精度。

Abstract: Accurately predicting the Remaining Useful Life (RUL) of Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) is critical to ensuring the reliable operation of modern power electronic systems. This paper proposes an IGBT remaining useful life prediction model based on one-dimensional Kalman filtering and Bidirectional Long Short-Term Memory network (Bi-LSTM). Firstly, the one-dimensional Kalman filtering algorithm is introduced to denoise and smooth the original sequences collected by sensors, so as to restore the real physical trend of device aging. Secondly, the sliding time window mechanism is used to construct sequential feature inputs, and the Bi-LSTM network with two parallel computing paths in forward and backward directions is adopted to achieve deep feature fusion of historical cumulative damage and global temporal context information. The experimental results show that the proposed Bi-LSTM model exhibits excellent performance in prediction accuracy, with a Mean Absolute Percentage Error (MAPE) of only 0.0686. Finally, combined with the Coffin-Manson model, the effectiveness and high precision of the proposed method in IGBT lifetime prediction are verified.

关键词：绝缘栅双极型晶体管；剩余使用寿命；双向长短期记忆网络；

Keywords: IGBT; Remaining Useful Life; Bi-LSTM;

1 引言

功率半导体器件作为高效电能转换与控制的核心元件，在现代电力电子系统中扮演着至关重要的角色。然而，IGBT 模块在长期的服役过程中，由于承受复杂的工况，其内部的物理退化过程（如焊料层疲劳、键合线脱落等）会宏观表现在外部电气与热力学参数的漂移上¹。器件的老化是一个典型的具有累积效应的不可逆物理过程，单一时刻的状态无法充分反映退化的动态演变趋势²。准确预测 IGBT 的剩余使用寿命是保障系统可靠性的关键¹³。

IGBT 的 RUL 预测方法主要分为基于失效物理模型的预测方法和基于数据驱动的预测方法³。基于失效物理模型的预测方法从器件内部的物理退化失效机理出发，针对封装层面的疲劳对 IGBT 进行 RUL 预测。文献 4 认为器件封装内部的疲劳失效主要是由不同材料热膨胀系数不匹配引起的塑性应变导致的，其提出一种与结温摆幅相关的 Coffin-Manson 模型；文献 5 考虑到结温与热循环频率对材料有加速老化作用，提出了基于结温摆幅、热循环频率和结温的 Norris-Landzberg 模型；文献 6 针对标准封装的 IGBT 模块，保留了 Norris-Landzberg 模型中结温摆幅和结温这两个最重要的参数，提出 Lesit 模型；文献 8 指出 IGBT 的退化是一个多物理场耦合的过程，提出了基于电、热、力三场耦合的 Bayerer 多参数模型。

但基于失效物理模型的预测方法由于参数固定，很难适应器件在全生命周期内的非线性退化轨迹。

基于数据驱动的预测方法核心思想是跳过复杂的底层器件物理失效机理，将 IGBT 看作一个黑盒，通过采集器件在老化过程中的退化前兆参数，用算法挖掘数据中的退化特征并外推未来的健康状态。文献 8 通过加速老化试验采集 IGBT 的导通压降数据，利用粒子滤波算法来预测 IGBT 的 RUL；文献 9 将粒子群优化算法嵌入到粒子滤波的重采样步骤中，保证了预测结果向真实健康状态收敛；文献 10 通过加速老化实验获取热阻老化数据，提出一种基于 Transformer 架构的寿命预测方法。

近年来，深度学习方法在此领域展现出巨大潜力^{11,12}。但在实际的功率循环测试中，由于测试周期漫长且工况复杂，传感器采集到的原始老化特征数据通常伴有显著的随机测量噪声。如果将包含剧烈波动的原始数据直接输入深度学习网络，会导致模型难以捕捉器件老化的真实物理趋势，从而大幅降低剩余使用寿命的预测精度¹⁴。因此，如何有效进行数据预处理并构建能够捕捉长期时序依赖关系的模型，是当前 RUL 预测亟待解决的问题¹⁵。

在处理长序列老化特征时，传统的循环神经网络容易出现梯度消失或爆炸等问题，这会使模型遗忘早期微小退化特征。而长短期记忆网络（LSTM）通过引入复杂的门控机制和内

部状态有效解决了这一问题^{17,18}。但是,单向LSTM 仅能按照时间正序处理老化特征,而在实际的器件老化过程中,器件在不同时间会存在键合线失效、焊料层疲劳和金属化重构等不同老化类型¹⁹,稳态热阻、导通压降、门极信号等特征参量往往会发生非线性的急剧陡增。为克服这一局限,双向长短期记忆网络模型应运而生。它通过构建前向和后向两条平行的隐藏层计算路径,使得模型不仅能记忆历史的累积损伤,还能结合全局的时间上下文信息进行联合特征提取。使得模型具备了对即将到来的非线性突变趋势的提前感知能力。尽管器件受到多种因素耦合影响,但多参数模型需辨识多维物理参数,容易放大噪声且计算负复杂。而结温摆幅作为热-机械剪切应力累积的最直接宏观反映,结合 Bi-LSTM 的滑动窗口对长时序特征的深度挖掘,仅依靠结温摆幅足以满足在线预测的普适性与高精度需求。基于此,本文提出了一种针对 IGBT 器件的 RUL 预测模型:首先引入一维卡尔曼滤波(Kalman Filter)算法对原始数据进行去噪与平滑处理;接着引入滑动时间窗口机制来构建输入序列并利用 Bi-LSTM 网络进行特征深度融合与老化特征预测,最后利用 Coffin-Manson 模型进行剩余使用寿命预测,以期实现高精度的健康状态评估。

2 功率循环实验与数据预处理

2.1 功率循环实验

功率半导体器件作为电力电子系统的核心组件,在长期的服役过程中不可避免地会承受频繁的功率启停与负载波动,从而引发器件内部交变的热循环冲击。IGBT 模块由硅芯片、焊料层、底板等多层异质材料组成,由于 IGBT 模块内部各封装层材料的热膨胀系数存在显著差异,周期性的温度波动会在材料接触界面处诱发巨大的热机械剪切应力。随着应力的不断累积,最终将导致键合线脱落或焊料层疲劳龟裂等不可逆的物理退化。原本连续的热传导路径被阻断,导致结壳热阻非线性增加,从而宏观映射在结温摆幅的增加上。为复现并加速这一老化过程,从而获取用于表征器件全寿命周期的退化数据,本文依托功率循环加速老化实验平台展开测试。

在本文中,功率循环实验采用主动加热与强制冷却相结合的控制策略来模拟器件的极端运行工况^{20,21}。如图 1 所示:在导通阶段,向被测 IGBT 模块注入特定的负载大电流,使

其内部焦耳热迅速积累,结温迅速攀升至设定的最高温度点;在关断阶段,切断负载电流,并利用底部的冷却系统对器件进行强制散热,使其结温下降至设定的最低温度点。这种秒级的短周期功率循环工况,由于热量难以在极短时间内完全传导至底板深处,能够极大地激发芯片表层及近芯片端焊料层的热应力集中,从而高效模拟器件在频繁瞬态切换下的局部热疲劳失效模式。

本文采用饱和压降-温度($V_{CE}(T)$)法来测量器件的结温。在长周期的加速老化过程中,随着器件内部物理损伤的逐渐加剧,其宏观电气与热力学参数会发生显著漂移。其中,结温摆幅能够综合反映器件内部热阻的增加与散热路径的退化状态,是表征 IGBT 健康状态与预测剩余使用寿命的理想前兆特征变量。因此,实验系统每隔特定的循环周期采集并记录一次结温数据,以此构建表征器件老化状态的时间序列。然而,受限传感器的测量精度以及复杂的测试电磁环境,采集到的原始特征序列往往伴随有剧烈的随机测量噪声,这为后续直接应用深度学习模型进行准确的寿命预测带来了极大的挑战。

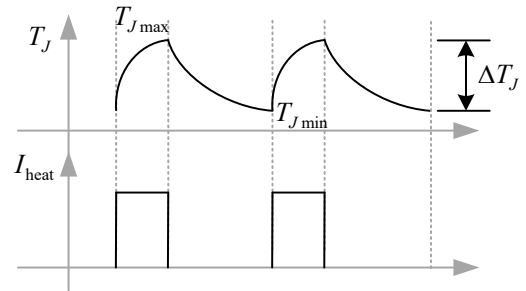


图 1 功率循环过程

2.2 数据预处理

在功率循环测试中,由于测试周期漫长且工况复杂,传感器采集到的原始老化特征数据通常伴有显著的随机测量噪声,如图所示。如果将包含剧烈波动的原始数据直接输入深度学习网络,会导致模型难以捕捉器件老化的真实物理趋势,从而降低剩余使用寿命的预测精度。

因此,本文在将特征序列输入 Bi-LSTM 模型之前,引入了一维卡尔曼滤波(Kalman Filter)算法对原始数据进行去噪与平滑处理:

$$x_k = x_{k-1} + w_{k-1} \quad (1)$$

$$z_k = x_k + v_k \quad (2)$$

其中, x_k 为第 k 时刻器件老化特征的真实状态, 在本文中为去除噪声之后的结温摆幅退化数据; z_k 为第 k 时刻传感器的实际测量值, 在本文中为传感器直接采集到的结温摆幅含噪数据; w_{k-1} 为过程噪声, 假设服从均值为 0、方差为 Q 的高斯分布, 即 $w \sim N(0, Q)$, Q 反映了器件自身老化状态变化的波动程度; v_k 为测量噪声, 假设服从均值为 0、方差为 R 的高斯分布, 即 $v \sim N(0, R)$ 。 R 反映了传感器采集过程中的随机误差大小, 本文选取 $Q=0.001, R=1.5$ 。

接着, 计算当前时刻的先验状态估计值 $\hat{x}_{ka}$ 和先验误差协方差 P_{ka} :

$$\hat{x}_{ka} = \hat{x}_{k-1} \quad (3)$$

$$P_{ka} = P_{k-1} + Q \quad (4)$$

最后计算卡尔曼增益 K_k , 计算后验状态估计值 $\hat{x}_k$ 并更新后验误差协方差 P_k :

$$K_k = \frac{P_{ka}}{P_{ka} + R} \quad (5)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{ka} + K_k(z_k - \hat{x}_{ka}) \quad (6)$$

$$P_k = (1 - K_k)P_{ka} \quad (7)$$

经卡尔曼滤波后的结果与原始测量结果对比如图 2 所示。

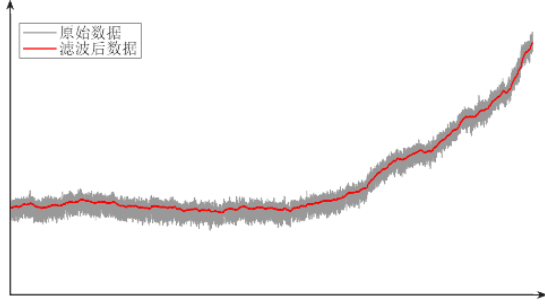


图 2 滤波前后数据对比

3 用于 RUL 的深度学习模型机理

第一章已经得到了滤波后的结温摆幅数据, 但在构建深度学习模型之前, 需要将 IGBT 的健康监测与剩余使用寿命预测问题转化为一个标准的时间序列回归 (Time-Series Regression) 问题。本文模型采用单变量特征驱动的方式进行预测。

3.1 RUL 预测的数学描述

在功率循环老化过程中, 器件内部的物理退化 (如焊料层疲劳、键合线脱落等) 会宏观

表现在外部电气与热力学参数的漂移上。定义在任意离散采样时刻 t , 表征器件老化状态的单一特征输入变量为 $x^{(t)}$ ²⁴。

器件的老化是一个典型的具有历史累积效应的不可逆物理过程。因此, 单一时刻的状态 $x^{(t)}$ 无法充分反映退化的动态演变趋势。为了使深度学习模型能够捕捉数据在时间维度上的长期依赖关系, 本文引入了滑动时间窗口 (Sliding Window) 机制。

设定滑动窗口的长度为 L , 本文取 $L=20$, 即利用过去 L 个连续时间步的历史观测数据来构建模型在时刻 t 的实际输入序列 $X_{seq}^{(t)}$:

$$X_{seq}^{(t)} = [x^{(t-L+1)}, x^{(t-L+2)}, \dots, x^{(t)}]^T \quad (8)$$

本文模型的核心目标是基于上述历史时间窗口内的单特征退化序列, 预测器件未来的健康状态。定义模型的输出变量为 Y_t , 则整个预测问题即可抽象为寻找一个高度非线性的映射函数 $F(\cdot)$, 使得输入序列 $X_{seq}^{(t)}$ 能够以最小的误差逼近真实的健康标签 Y_t :

$$Y_t = F(X_{seq}^{(t)}; \Theta) + \epsilon \quad (9)$$

其中, Θ 代表模型中所有可学习的权重和偏置参数集合; ϵ 为不可预测的残差项。

3.2 标准 LSTM 单元

在处理器件老化特征序列时, 传统的循环神经网络容易出现梯度消失或梯度爆炸问题, 这会导致模型遗忘早期微小退化特征。而 LSTM 通过引入复杂的门控机制和内部状态有效解决了这一问题。

标准 LSTM 单元的内部状态主要由负责维持长期记忆的细胞状态 C_t 和负责传递短期记忆的隐藏状态 h_t 构成。在每个时间步 t , LSTM 单元接收当前时刻的输入特征 x_t 和上一时刻的隐藏状态 h_{t-1} , 通过遗忘门、输入门、输出门这三个核心门控结构来动态筛选和更新老化记忆, 如图 3 所示。

其中, 遗忘门作用是决定从前一时刻的细胞状态 C_{t-1} 中丢弃哪些无用的历史信息。它通过 Sigmoid 激活函数 σ 输出一个 0 到 1 之间的权重向量 f_t :

$$f_t = \sigma(W_f \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_f) \quad (10)$$

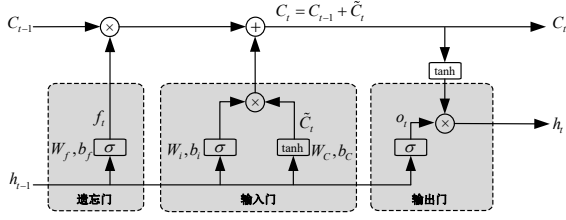


图3 标准 LSTM 单元

其中， W_f 和 b_f 分别为遗忘门的权重矩阵和偏置项。

输入门决定了要将哪些新的退化特征更新到当前的细胞状态中。输入门 i_t 控制了新特征的采纳程度，而 $\tilde{C}_t$ 则通过 $\tanh$ 函数提取当前时刻的候选老化特征：

$$i_t = \sigma(W_i \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_i) \quad (11)$$

$$\tilde{C}_t = \tanh(W_c \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_c) \quad (12)$$

随后，结合遗忘门和输入门，完成长期记忆的更新，即旧的细胞状态 C_{t-1} 演变为当前时刻的细胞状态 C_t ：

$$C_t = f_t * C_{t-1} + i_t * \tilde{C}_t \quad (13)$$

其中， $*$ 表示哈达玛乘积，即逐元素相乘。

输出门用于计算当前时刻的输出隐藏状态 h_t 。它基于更新后的细胞状态 C_t ，通过输出门 o_t 的 Sigmoid 激活结果进行过滤整合：

$$o_t = \sigma(W_o \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_o) \quad (14)$$

$$h_t = o_t * \tanh(C_t) \quad (15)$$

3.3 双向网络架构设计

单向 LSTM 仅能按照时间正序处理老化特征，而在实际的器件老化过程中，器件在不同的时间会存在不同的老化类型，参数会发生非线性的急剧陡增。因此本文引入 Bi-LSTM 模型，通过构建前向和后向两条平行的隐藏层计算路径，使得模型不仅能记忆历史的累积损伤，还能结合全局的时间上下文信息进行联合特征提取。

Bi-LSTM 接收长度为 $L = 20$ 的时间序列滑动窗口作为输入。网络在时间维度上展开后包含两个方向相反的计算序列，分别为前向层和后向层。其中，前向层按时间正序读取并处理特征序列。其前向隐藏状态 $\vec{h}_k$ 的迭代公式为：

$$\vec{h}_k = \text{LSTM}_{\text{forward}}(x_k, \vec{h}_{k-1}, \vec{C}_{k-1}) \quad (16)$$

后向层按时间逆序读取特征序列。其后

向隐藏状态 $\overleftarrow{h}_k$ 的迭代公式为：

$$\overleftarrow{h}_k = \text{LSTM}_{\text{backward}}(x_k, \overleftarrow{h}_{k+1}, \overleftarrow{C}_{k+1}) \quad (17)$$

后向层引入了由后向前的逆推视角，为当前时刻的演变提供了全局趋势的上下文参考，使得模型具备了对即将到来的非线性突变趋势的提前感知能力。

在每一个时间步，Bi-LSTM 模型通过将前向隐藏状态与后向隐藏状态进行拼接。

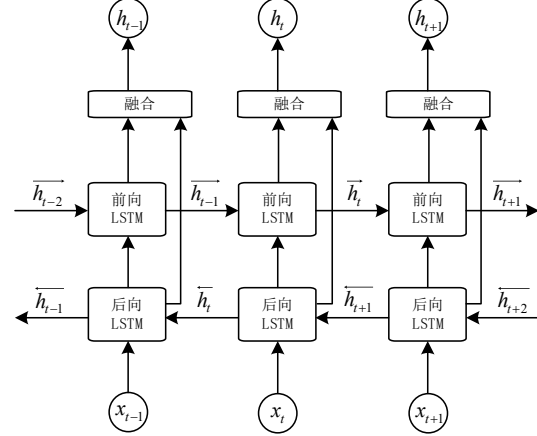


图4 Bi-LSTM 结构

实现了历史累积信息与全局趋势上下文的深度融合。其特征融合的数学表达式为：

$$h_k = [\vec{h}_k, \overleftarrow{h}_k] \quad (18)$$

依据经验，本文为前向和后向 LSTM 层各配置了 64 个隐藏单元。因此在拼接后， h_k 构成了一个维度为 128 的高阶联合特征向量。通过前期训练模型，并将结温摆幅时间序列数据输入模型，就可以得到预测的结温摆幅序列。

4 RUL 预测模型

4.1 Coffin-Manson 模型

第二章已经得到了预测的结温摆幅预测序列，因此本章讨论如何通过结温摆幅序列得到 RUL 预测结果。Coffin-Manson 模型指出，器件的失效循环次数主要受控于热循环过程中的塑性应变幅值，而在 IGBT 封装层面，这一应变幅值与结温摆幅呈强烈的正相关性⁴。因此，本文通过首先设定失效阈值；在每个预测时刻，Bi-LSTM 多步外推得到未来的结温摆幅序列；寻找外推序列与失效阈值相交的最小步数，该步数即代表剩余循环次数。

本文采用的 Coffin-Manson 模型基本表达式如下所示：

$$N_f = a \cdot (\Delta T)^{-n} \quad (19)$$

其中， N_f 表示器件在特定测试条件下的

失效循环次数，即剩余使用寿命； ΔT 表示热循环或功率循环测试中的结温波动幅值； a 为与器件封装材料特性及测试结构相关的常数； n 为拟合的疲劳经验指数。两参数通过最小二乘法²⁶确定，在本文中取 $a=2.873 \times 10^8$ ， $n=-2$ 。

4.2 评估指标

为了定量评估模型的预测性能，引入平均绝对百分比误差 MAPE、均方根误差 RMSE 和均方误差 MSE 等指标作为评估标准。MAPE 直观地表示预测准确性，RMSE 减轻大误差值的影响，MSE 评估数据的变异程度。这些度量的计算公式如下：

$$\text{MAPE}(\%) = \frac{100\%}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|x'_i - x_i|}{x_i} \quad (20)$$

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x'_i - x_i)^2} \quad (21)$$

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x'_i - x_i)^2 \quad (22)$$

其中 x'_i 表示模型预测值， x_i 代表实际值， N 表示样本的总数。

在评估器件可靠性时，RUL 是一个核心指标，它表示器件在当前运行状态下预计能够继续正常工作的时间长度，本文的 RUL 计算公式由式(19)给出，评估公式如下：

$$E_r = N_{fa} - N_{fp} \quad (23)$$

$$\text{RA} = \left(1 - \left| \frac{\text{Error}}{N_{fa}} \right| \right) \times 100\% \quad (24)$$

其中， N_{fa} 表示测量数据预测剩余使用寿命， N_{fp} 表示本文所提模型的预测剩余使用寿命， E_r 表示预测剩余使用寿命与实际剩余使用寿命之间的偏差，RA 表示预测的相对准确性。

5 实验结果分析

5.1 模型参数

为了验证所提 Bi-LSTM 模型在器件老化特征预测与 RUL 预测中的有效性，本文选用如所示 GD1400HFX170P2S 型号 IGBT 进行了两组功率循环实验，并完成网络搭建与实验评估，具体实验工况如表 1 所示。

首先，对卡尔曼滤波后的系列数据进行划分与归一化，将整体数据集的前 70% 划分为训练集，中间 20% 的数据作为验证集，最后的 10% 作为不可见的测试集用于最终性能评估。

预测模型自底向上包含输入层、核心特征提取层、全连接映射层与输出层。核心特征提

取层采用 Bi-LSTM，前向和后向网络均配置了 64 个隐藏单元，该层在处理完长度为 20 的时序序列后，输出一个维度为 128 的高阶融合特征向量；全连接映射层在特征提取层之后，串接一个包含 32 个神经元的全连接层，并采用非线性的 ReLU 激活函数进行特征降维与交叉提取；输出层最终通过一个单神经元的线性全连接层输出预测结果。



图 5 本文选用 IGBT 样品

表 1 实验条件

实验条件	器件 1	器件 2
开通时间/s	8	4
关断时间/s	10	12
初始结温摆幅/°C	120	140
栅极开通电压/V	15	15
栅极关断电压/V	0	0
电流/A	1100	1400

为了保证模型拟合能力的同时避免在中小规模数据集上发生过拟合，采用 Adam 优化器进行网络权重的自适应迭代更新，并以 MSE 作为损失函数进行反向传播。参数配置表如表 2 所示。

表 2 模型配置参数

参数名称	数值
滑动窗口大小	20
前向/后向隐藏单元数	64
全连接层神经元	32
优化器算法	Adam
损失函数	MSE
批处理大小	32
最大迭代轮数	200

5.2 实验结果

首先，为了消除传感器在长周期功率循环测试中引入的随机测量误差，本文采用了一维卡尔曼滤波器对采集到的原始老化特征数据进行预处理。如图 6 所示，未经处理的原始数据序列伴有剧烈的高频波动，这会严重干扰深度学习模型对潜在退化规律的特征提取。经过卡尔曼滤波处理后，不仅有效滤除了伴随过程噪声与测量噪声的毛刺，还完好保留了器件参

数随老化加剧而产生的低频漂移趋势，为后续
的模型训练提供了高质量的数据基础。

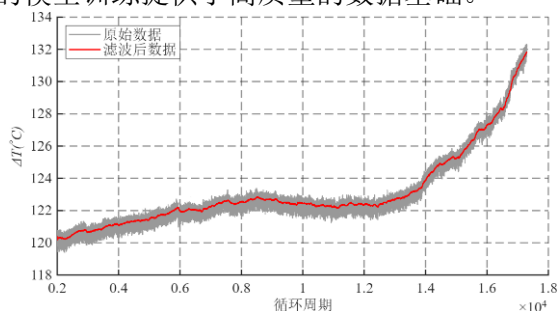


图 6 滤波前后结果对比

所提模型预测过程如图 7 所示。整个预测
框架自上而下呈层级结构。第一层采用滑动时
间窗口机制来构建输入序列，将一维的时序退
化特征进行正则化处理；第二层为核心层，通
过构造 Bi-LSTM 来捕捉器件的老化积累，并
确保模型能充分学习和记忆长短周期老化数
据中复杂的时序依赖关系；第三层用来提取最
后时刻的融合隐藏特征，为后续的老化特征预
测提供更为丰富的信息；第四层为全连接层，
Bi-LSTM 输出的 128 维高阶特征虽然信息丰
富，但是可能存在冗余信息，并不直接等同于
最终的老化参数数值，因此构建一个包含 32 个
神经元的全连接层，通过权重矩阵对输入的联
合特征进行线性组合，完成了从高维时序特
征空间到低维空间的压缩与降维映射，同时采
用 ReLU 激活函数，不仅可以缓解训练过程中可
能出现的梯度消失问题，还加速了模型的收敛
速度；第五层为预测输出层，是一个单神经
元的全连接层，将上一层的训练结果进行全
局和，并输出连续预测结果，并与真实值进行
损失计算，从而驱动整个网络参数的反向传播
更新。最后，将输出的预测结果进行 RUL 预
测，从而得到 IGBT 的剩余使用寿命的数值。

在模型训练与预测阶段，以器件结壳热阻
增加 20%作为失效标准，器件 1 发生失效的功
率循环周期为 16800，器件 2 发生失效的功率
循环周期为 17710。将预处理后的时间序列数
据按 7:2:1 划分为训练集、验证集与测试集后，
输入至本文构建的 Bi-LSTM 模型中，分别对
经历 17400 次、18356 次功率循环后的结温摆
幅演变趋势进行预测。为全面评估所提模型，
本文在相同的数据集与硬件环境下，将其与标
准 LSTM、ResNet-LSTM 以及 Transformer 模
型进行了横向对比实验，对比结果的拟合曲线
如图 8 所示。

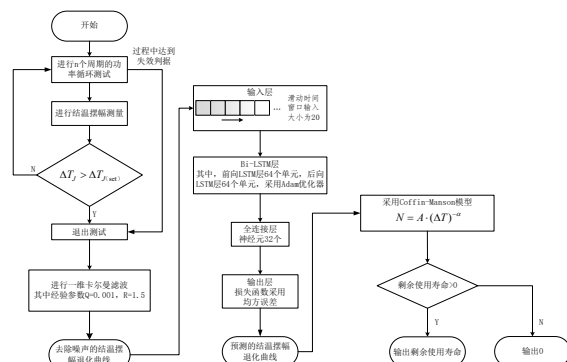
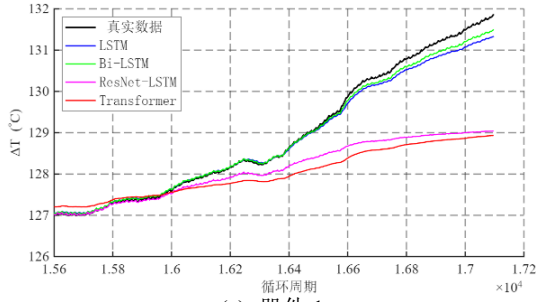


图 7 模型预测过程

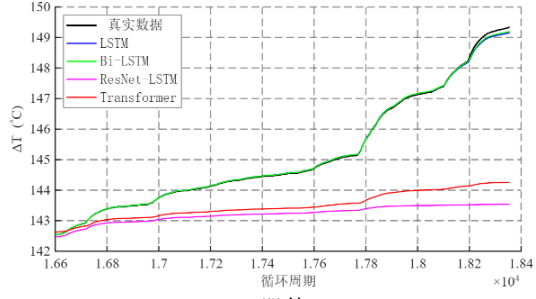
各模型的定量评价指标如表 2 所示。从表
3 中可以看出，以器件 1 为例，本文提出的 Bi-
LSTM 模型在各项误差指标上均取得了最优
表现，其 RMSE 为 0.132322，MAE 为 0.089463，
MAPE 仅为 0.0686。相比之下，标准 LSTM 由
于仅能正向提取特征，难以全面感知非线性的
急剧陡增，其 RMSE 达到了 0.189745。值得注
意的是，ResNet-LSTM 和 Transformer 模型在
本实验中的预测效果并不理想。这主要是因为
在处理此类单变量、中小规模的退化时序数据
时，过于复杂的网络结构容易产生过拟合现象，
且 Transformer 的自注意力机制在缺乏足够海
量数据支撑时，难以比 Bi-LSTM 更好地捕捉
局部平滑与全局突变特征。综上所述，本文所
提的 Bi-LSTM 模型相较传统模型，RMSE 降
低了 30.26%，MSE 降低了 29.06%，MAPE 降
低了 29.02%。

表 3 各模型对比结果

(a) 器件 1			
Model	RMSE	MSE	MAPE (%)
Bi-LSTM	0.132322	0.089463	0.0686
LSTM	0.189745	0.126116	0.096643
ResNet-LSTM	1.226436	0.826292	0.632692
Transformer	1.351345	0.980353	0.751952
(b) 器件 2			
Model	RMSE	MSE	MAPE (%)
Bi-LSTM	0.048689	0.030606	0.020845
LSTM	0.036817	0.023280	0.015854
ResNet-LSTM	2.509647	1.891658	1.289420
Transformer	2.181097	1.632277	1.112411



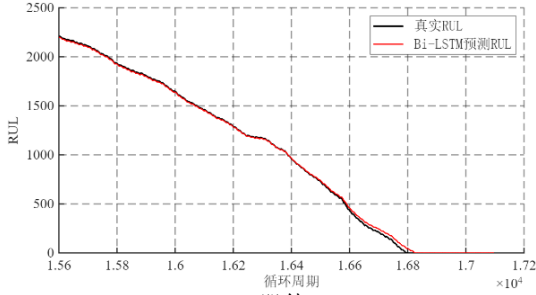
(a) 器件 1



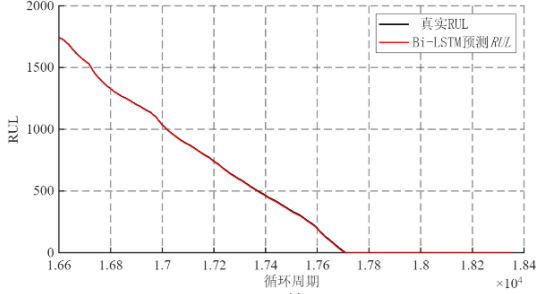
(b) 器件 2

图 8 各模型对比结果

最后, 基于 Bi-LSTM 模型输出的高精度健康状态预测序列, 本文进一步结合 Coffin-Mansion 寿命模型进行了最终的剩余使用寿命评估。如图 9 所示, 模型预测的退化轨迹与实际的老化失效路径高度吻合。进行了各个模型的 RA 值对比, 可以发现本文所提 Bi-LSTM 模型 RA 值维持为 95% 左右, 具有较高的预测精度。

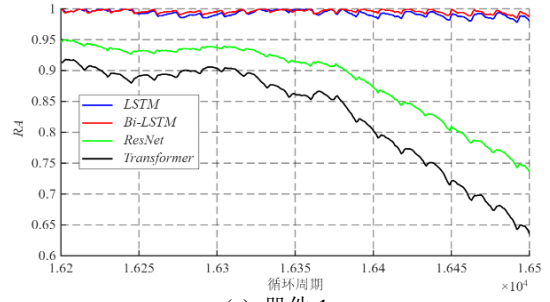


(a) 器件 1

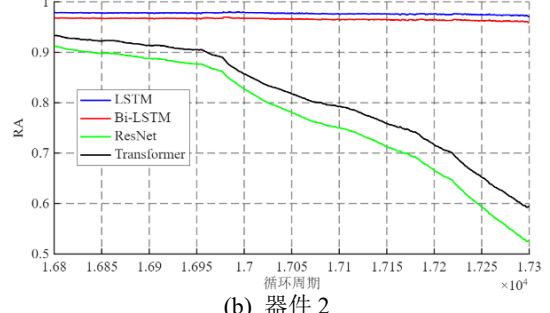


(b) 器件 2

图 9 RUL 预测结果



(a) 器件 1



(b) 器件 2

图 10 RA 结果

6 结论

本文针对 IGBT 模块在功率循环测试中老化特征数据存在高频测量噪声, 以及传统时间序列模型难以精准捕捉器件非线性退化突变趋势的问题, 提出了一种基于一维卡尔曼滤波与 Bi-LSTM 的 RUL 预测框架。通过系统的理论分析与实验验证, 得出以下主要结论:

1. 引入的一维卡尔曼滤波算法能够显著滤除原始老化特征中的随机过程噪声与测量噪声。滤波后的数据不仅保留了器件老化的真实低频物理演变趋势, 还为后续深度学习模型的特征提取提供了高质量的输入基础。

2. 构建的 Bi-LSTM 模型通过前向与后向两条平行的计算路径, 实现了历史累积损伤与全局演变趋势的深度特征融合。对比实验表明, 在处理单一变量的老化时序序列时, Bi-LSTM 模型有效克服了标准 LSTM 的正向局限性, 并避免了其他模型在中小规模数据集上容易出现的过拟合现象, 展现出较高的拟合精度与鲁棒性。

3. 将 Bi-LSTM 模型输出的健康状态序列与 Coffin-Mansion 寿命模型相结合, 能够精准描绘 IGBT 器件走向失效的退化轨迹。该预测结果为电力电子系统的预测性维护与可靠性评估提供了有力的理论支撑与数据参考。

参考文献

- 1 孔梅娟, 李志刚, 赵旺旺. IGBT 键合线脱落故障特征分析[J]. 电工电能新技术, 2018, 37(10): 83-88
- 2 樊祖威, 魏伟伟, 徐国卿. 基于电压下降时间的 SiC MOS

- FET结温在线检测方法[J]. 电气工程学报, 2024, 19(03): 50-59.
- 3 唐圣学, 张继欣, 姚芳, 等. IGBT模块寿命预测方法研究综述 [J]. 电源学报, 2023, 21(1): 177-194.
 - 4 COFFIN L F Jr. A study of the effects of cyclic thermal stresses on a ductile metal [J]. Transactions of the American Society of Mechanical Engineers, 1954, 76(6): 931-949.
 - 5 K. C. Norris and A. H. Landzberg, "Reliability of controlled collapse interconnections," IBM Journal of Research and Development, vol. 13, no. 3, pp. 266-271, May 1969.
 - 6 M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, and M.-H. Pösch, "Fast power cycling test for IGBT modules in traction application," in Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 1997, pp. 425-430 vol. 1.
 - 7 Patil N, Celaya J, Das D, et al. Precursor parameter identification for insulated gate bipolar transistor (IGBT) prognostics[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2009, 58(2): 271-276.
 - 8 R. Bayerer, T. Herrmann, T. Licht, J. Lutz, and M. Feller, "Model for power cycling lifetime of IGBT modules - various factors influencing lifetime," in 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, Nuremberg, Germany, 2008, pp. 1-6.
 - 9 Jiang M, Lv Q, Li P, et al. Remaining useful life prediction of IGBT module based on particle filter combining with particle swarm optimization[C]//2022 Prognostics and Health Management Conference. IEEE, 2022: 132-135.
 - 10 L. Gao, C. Liu, F. Wu, Y. Qin, Y. Wang, and M. Huo, 'Prediction Method for the Remaining Useful Life of Power MOSFETs Based on Deep Learning', IEEE Trans. Power Electron., vol. 40, no. 11, pp. 16676-16686, Nov. 2025.
 - 11 Zhang Y, Zhang Y, Zhao S, et al. Physics-based modeling of packaging-related degradation of IGBT modules[C]//2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2023: 2463-2468.
 - 12 Ahmad F, Vaccaro L, Nkembi A A, et al. Classification and Prediction of Average Current in High-Power Semiconductor Devices: A Machine Learning Framework[J]. Electronics, 2026, 15(6): 1149.
 - 13 Rao Z, Huang M, Zha X. IGBT remaining useful life prediction based on particle filter with fusing precursor[J]. IEEE Access, 2020, 8: 154281-154289.
 - 14 王振兴, 潘世佳, 曹博, 等. 基于极限学习机-卡尔曼滤波的发电机短路电流零点预测算法研究[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-13 [2026-03-16].
 - 15 Xie Y, Zhang Y, Miao Q. Remaining useful life prediction of power MOSFETs based on deep reinforcement learning[J]. IEEE Sensors Journal, 2025.
 - 16 Ismail A, Saidi L, Sayadi M, et al. A new data-driven approach for power IGBT remaining useful life estimation based on feature reduction technique and neural network[J]. Electronics, 2020, 9(10): 1571.
 - 17 任宏宇, 余瑶怡, 杜雄, 等. 基于优化长短期记忆神经网络的IGBT寿命预测模型[J]. 电工技术学报, 2024, 39(04): 1074-1086.
 - 18 韩恒贵. 基于深度学习的IGBT故障预测研究[D]. 北京交通大学, 2019.
 - 19 Hua Y, Lin M, Basaran C. Failure modes and FEM analysis of power electronic packaging [J]. Finite Elements in Analysis & Design, 2002, 38(7): 601-612.
 - 20 S. Dusmez, H. Duran, and B. Akin, "Remaining useful lifetime estimation for thermally stressed power MOSFETs based on on-state resistance variation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 52, no. 3, pp. 2554-2563, May/Jun. 2016.
 - 21 E. Ugur, Reliability and Condition Monitoring of SiC Power MOSFETs. Richardson, TX, USA: The University of Texas at Dallas, 2019.
 - 22 曾东, 孙林, 周维维等. 基于加速老化试验IGBT性能退化特征参量的可靠性评估[J]. 电工电能新技术, 2019, 38(7): 20-28.
 - 23 X. Du and Y. Li, "Remaining useful life prediction for IGBT based on SO-Bi-LSTM," 2023 IEEE 9th International Conference on Cloud Computing and Intelligent Systems (CCIS), Dali, China, 2023, pp. 193-198.
 - 24 Ge J, Huang Y, Tao Z, et al. "RUL predict of IGBT based on DeepAR using transient switch features," PHM Society European Conference. 2020, 5(1): 1-11.
 - 25 Liu Z, Mei W, Zeng X, et al. Remaining useful life estimation of insulated gate bipolar transistors (IGBTs) based on a novel volterra K-nearest neighbor optimally pruned extreme learning machine (VKOPP) model using degradation data[J]. Sensors, 2017, 17(11): 2524.
 - 26 韩文卓, 王方雨, 戈志华. 基于广义最小二乘的风力机风速-功率曲线拟合方法研究[J]. 电工电能新技术, 2018, 37(9): 67-73.

作者简介

王逸非：男，2003年5月生，博士生。研究方向为功率半导体器件可靠性。

非侵入式电流传感器的灵敏度一般性表征方法

A General Sensitivity Modeling Method for Non-Intrusive Current Sensors

华中科技大学 侯理文 Email: lwhou@hust.edu.cn

华中科技大学 彭晗 Email: pengh@hust.edu.cn

摘要：随着电力电子装备中分布式电流监测需求的增加，非侵入式电流传感器因安装灵活、无需接入被测回路而具有良好应用前景。然而，其感知对象是导体外局部磁场，需通过局部磁场还原整体电流。灵敏度同时受导体内部电流分布和传感器空间耦合关系影响，缺乏表征方法。本文提出了一种非侵入式电流传感器灵敏度一般性表征方法，建立了 $i_s \rightarrow J(r, f) \rightarrow B(r_p, f) \rightarrow \Phi_{eff} \rightarrow v_o$ 的连续建模框架。并以长直导线和矩形母排为典型对象进行了仿真验证。结果表明，所提方法能够有效描述位置、姿态、频率和电流分布对灵敏度的影响，理论结果与仿真结果吻合良好，在矩形母排频率变化条件下，理论模型与仿真结果的误差仅为 0.3%。

Abstract: With the increasing demand for distributed current monitoring in power electronic equipment, non-intrusive current sensors have shown great application potential due to their flexible installation and no need to access the measured circuit. However, these sensors sense only the local magnetic field outside the conductor, and the overall current must be reconstructed from this local magnetic field. Their sensitivity is jointly affected by the internal current distribution of the conductor and the spatial coupling relationship of the sensor, while a general characterization method is still lacking. This paper proposes a general sensitivity characterization method for non-intrusive current sensors and establishes a continuous modeling framework of $i_s \rightarrow J(r, f) \rightarrow B(r_p, f) \rightarrow \Phi_{eff} \rightarrow v_o$. Simulations are carried out using a straight round wire and a rectangular busbar as typical cases. The results show that the proposed method can effectively describe the influence of position, orientation, frequency, and current distribution on sensitivity. Good agreement is achieved between the theoretical and simulation results, and under the frequency-varying condition of the rectangular busbar, the error between the theoretical model and the simulation result is only 0.3%.

关键词：非侵入式；灵敏度；局部磁场；整体电流；空间耦合

Keywords: non-intrusive; sensitivity; local magnetic field; total current; spatial coupling

1 引言

随着电力电子设备的广泛应用，电流状态监测对装置和系统的安全运行具有重要意义^{[1],[2],[3],[4]}。在柔直变流器等高压大功率装备中，功率器件及级联子模块数量众多，关键监测对象呈现多节点、空间分散的特点^{[5],[6]}。仅依赖少量点的电流测量，难以全面反映各单元的运行状态，也不利于故障早期识别与在线预警。因此，为实现对关键节点运行状态的在线感知，亟需构建分布式电流感知网络^{[7],[8]}。然而，在高压、大电流的柔直变流器中，传统电流测量方式受限于绝缘、安装要求和体积等因素，难以满足复杂装备中分布式感知的应用需求^[9]。

现有电流测量方式按照传感器是否需要嵌入被测电流回路，可分为侵入式和非侵入式。侵入式测量如电流互感器^[10]和罗氏线圈^[11]等，传感器环绕载流导体，通过闭合磁路或环路积分感知电流整体信息，其输出信号与被测电流之间关系唯一，对内部导体的位置不敏感^[12]。相比之下，非侵入式测量无需嵌入电流回路，也不包围载流导体，而是通过感知导体外部局

部空间磁场来间接表征整体被测电流^[13]，该方法在空间受限、绝缘要求高以及需灵活部署场景下具有更好的工程适应性，更适合构建分布式电流感知网络。

目前，已有研究利用非侵入式电流传感器实现电流测量。由于非侵入式传感器直接获得的是局部磁场信息，而非被测电流本身，因此需要通过还原或反演获得整体电流信息。Liang 等人针对矩形母排构建了磁场-电流反演模型，通过反演计算实现整体电流求解，在 4~10A 电流范围内，误差 3%，在小电流 2A，误差为 10%^[14]。此外，Liu 等人针对多芯电缆建立了考虑导体位置和倾角的三维磁场模型，改善了二维模型的测量误差，然而，该方法基于导体无限长和线圈中心点磁场近似理想化假设，且其测量精度还受传感器标定误差影响，整体电流误差约为 10%^[15]。这表明，现有方法虽然能够由局部信息推算整体电流，但由于建模不充分存在还原不准的问题。另一方面，Lu 等人提出了用于压接型 IGBT 的非侵入式磁场探头，其输出与器件电流呈微分关系，主要用于表征 di/dt 和电流分布变化^[16]。然而，该方

法尚未实现对被测电流的全面定量还原。除此之外,现有方法在适用范围方面也存在一定局限。Ripka 等人通过优化母排开孔结构减小了局部磁场测量中的频率依赖误差,但在电流还原过程中不同频率下仍采用单一灵敏度,导致 1 kHz 处误差仍达 9%^[17]。Li 等人建立了 TMR 非接触电流测量方法,其局部磁场—电流关系建立在长直导线场模型基础上^[18],对于矩形母排等非圆形截面导体,需重新构建电流磁场关系^[14]。上述研究说明现有方法对运行工况、导体结构和安装位置和仍具有较强依赖性,存在适用范围有限的问题。

上述研究表明,现有方法虽然已能够在一定条件下实现电流感知,但仍普遍存在还原不准、还原不全面和适用范围有限的问题。其根本原因在于,非侵入式传感器需通过局部信息来还原全局信息。实现这一目标的关键在于建立整体电流到传感器输出之间的灵敏度模型。然而,在这一建模过程中仍面临以下关键挑战:

- 1) 仅根据电流信息无法确定导体截面内的二维电流密度空间分布。相同幅值电流下,交变电流在有限电导率和感应磁场共同作用下向导体内部传播,使电流密度在横截面内呈现受结构、材料和频率共同影响的非均匀分布,无法仅由电流数值直接获取。现有研究通常给出特定工况下的电流密度分布结果,但未提取出 $i \rightarrow J$ 的函数表征关系,难以用于灵敏度建模。
- 2) 传感器输出的耦合磁通与真实局部磁场之间缺乏唯一表征关系。传感器输出为有限截面上的耦合磁通,而非该点的真实局部磁场;且耦合磁通随传感器位置、姿态和感知范围变化,同一局部磁场可对应不同磁通响应,难以表征真实局部磁场。

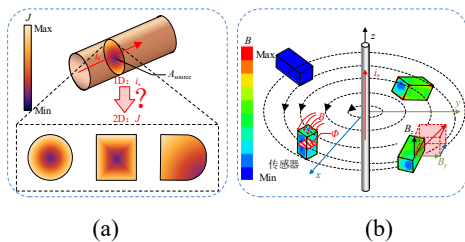


图1 非侵入式电流感知灵敏度建模中的关键挑战示意图(a) 一维电流难以确定二维电流密度分布;(b) 局部磁场到传感器耦合磁通的非唯一表征关系

针对上述问题,本文从传感器表征机理出发,提出了一种面向非侵入式电流感知的灵敏度建模与分析方法。本文的主要贡献总结如下:

- 1) 提出了一种面向灵敏度建模的 $i \rightarrow J$ 解析表征方法。根据 Maxwell 方程组,考虑导体几何边界、材料参数与频率,推导了导体横截面内电流密度二维空间分布的解析关系,进一步建立了归一化电流密度分布函数 $g(r,f)$,实现了适用于灵敏度一般性建模关系中 $i \rightarrow J$ 环节的传递函数。
- 2) 提出了一种集位置、姿态及尺寸的局部磁场到耦合磁通的空间耦合积分表征建模方法。针对非均匀分布磁场,在磁芯有效截面上对磁场矢量进行面积分,引入位置矢量、截面法向向量及截面尺寸,建立了从连续空间磁场到有效磁通的精确积分表征关系。
- 3) 建立了面向非侵入式电流感知的多环节灵敏度表征方法。从导体截面上的连续电流分布出发,通过其在外空间形成的磁场分布,再结合传感器截面磁通响应,建立了各环节的解析表达与多重积分实现灵敏度建模。解决了非侵入式电流感知中局部信息难以准确表征整体电流、空间分布特征易丢失的科学难题。通过仿真验证模型在不同位置、姿态、频率、电流分布条件下的有效性。

2 灵敏度理论建模分析

灵敏度是表征传感器输出响应与被测电流之间对应关系的核心指标。对于电流传感器,将灵敏度定义为输出电压 v_o 与被测电流 i 之间的比例关系,即 $S=v_o/i$ 。

与侵入式传感器可直接建立整体电流与输出响应之间直接且唯一的对应关系不同,非侵入式电流传感器仅能在有限空间区域内获取局部磁场信息。因此,为实现非侵入式电流传感器灵敏度的建模与定量表征,需从其感知机理出发,建立由被测电流到输出电压的灵敏度一般性表征框架,并分析灵敏度的形成机制及关键参数。

2.1 灵敏度表征的一般思路

2.1.1 侵入式电流传感器

侵入式电流传感器环绕载流导体，通过闭合环路直接感知被测电流的整体信息。依据安培环路定理， $\oint_l Hdl = i_s$ 。其中， i_s 为被测电流， l 为沿磁路选取的闭合积分路径。

图所示为典型环形侵入式电流传感器结构，线圈沿环形路径包围导体，环形线圈平均半径为 R ，平均磁路长度为 l_m ，有效截面积为 A_c ，线圈匝数为 N 。当线圈截面半径 r_{ins} 远小于环形半径 R_{ins} 时，可认为线圈截面内磁场近似一致，磁路中的平均磁感应强度为：

$$B = \frac{\mu_0 i_s}{l_m} = \frac{\mu_0 i_s}{2\pi R_{ins}}。$$

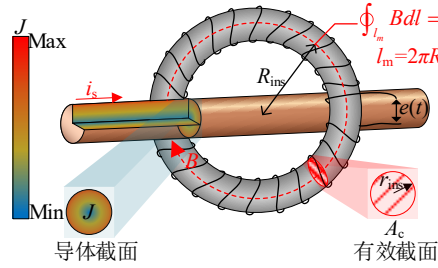


图2 侵入式电流传感器示意图

线圈总磁通为

$$\Phi = NBA_c = \frac{N\mu_0 A_c}{l_m} i_s \quad (1)$$

M 为线圈与被测导体之间的互感：

$$M = \frac{\Phi}{i_s} = \frac{N\mu_0 A_c}{l_m} \quad (2)$$

根据法拉第电磁感应定律，线圈感应电压为

$$e(t) = -M \frac{di_s}{dt} \quad (3)$$

对于侵入式电流传感器，其灵敏度可以直接表示为

$$S_{ins} = \frac{\int e(t)}{i_s} = K_i M = \frac{K_i N \mu_0 A_c}{l_m} = \frac{K_i N \mu_0 r_{ins}^2}{2R_{ins}} \quad (4)$$

其中， K_i 为积分系数。

由式(160)可见，侵入式传感器能够直接建立整体电流与输出电压之间的唯一关系，其灵敏度仅由传感器参数和积分环节决定，与导体内部电流分布无关。

2.1.2 非侵入式电流传感器

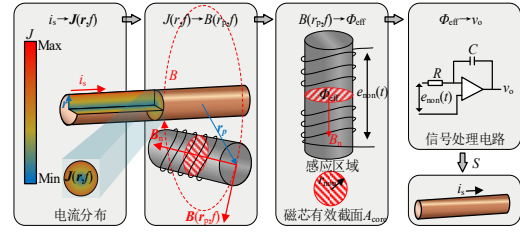


图3 非侵入式电流传感器示意图

如图所示，与侵入式传感器不同，非侵入式传感器不包围被测导体，而是通过感知导体外部空间局部磁场来实现电流检测。由于传感器输出响应同时受导体内部电流分布和传感器空间耦合影响，因此灵敏度不再是固定比例关系，而与导体和传感器密切相关。本文从非侵入式电流传感器的感知机理出发，将灵敏度一般性表征分解为如下过程：

$$i_s \rightarrow J(r, f) \rightarrow B(r_p, f) \rightarrow \Phi_{eff} \rightarrow v_o$$

S_{non}

其中， i_s 为被测总电流； $J(r, f)$ 为导体内部电流密度分布， $B(r_p, f)$ 为导体外部观测点 r_p 处的局部磁场； Φ_{eff} 为穿过传感器有效截面的有效磁通； v_o 为传感器输出电压。

非侵入式电流传感器的灵敏度本质上由多个连续表征环节共同决定。包括： $i_s \rightarrow J(r, f)$ 为被测电流在导体内部形成与频率、材料参数及导体结构相关的电流分布； $J(r, f) \rightarrow B(r_p, f)$ 表示该电流分布再进一步决定导体外部空间的局部磁场分布； $B(r_p, f) \rightarrow \Phi_{eff}$ 表示传感器在给定位置和姿态下对局部空间磁场进行投影和截面积分，形成有效磁通； $\Phi_{eff} \rightarrow v_o$ 为有效磁通进一步经线圈和信号处理电路转换为输出电压。

因此，非侵入式灵敏度的建模关键在于分别建立整体电流到电流分布到局部磁场和局部磁场到有效磁通这多个连续环节的逐级表征关系，据此构建灵敏度模型 S 。

2.1.3 非侵入式的关键参数

由上一节可知，非侵入式电流传感器的灵敏度是由 $i_s \rightarrow J(r, f) \rightarrow B(r_p, f) \rightarrow \Phi_{eff} \rightarrow v_o$ 多个环节共同决定的综合响应函数。

$i_s \rightarrow J(r, f)$ 环节中，关键参数为导体横截面区域 A_{source} 、导体电导率 σ 、导体磁导率 μ 以及工作频率 f 。在这些参数共同作用下，导体

横截面内形成空间连续的电流密度分布 $\mathbf{J}(\mathbf{r}, f)$ 。为区分电流幅值与导体横截面内电流密度的空间分布，为

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}, f) = i_s(f) \mathbf{g}(\mathbf{r}, f) \quad (5)$$

其中， $\mathbf{g}(\mathbf{r}, f)$ 为归一化电流密度分布函数，用于表征在单位电流下导体横截面内电流密度的空间分布特征，并满足

$$\iint_{A_{\text{source}}} \mathbf{g}(\mathbf{r}, f) dA = 1 \quad (6)$$

由式(161)和式(162)可见，在灵敏度定义 $S = v_o/i$ 下，电流幅值已被归一化处理，灵敏度与 i_s 无关，而取决于导体几何结构、材料参数及频率共同决定的分布函数 $\mathbf{g}(\mathbf{r}, f)$ 。

$\mathbf{J}(\mathbf{r}, f) \rightarrow \mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f)$ 环节中，关键参数为空间位置矢量 $\mathbf{r}_p$ 。

$\mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \rightarrow \Phi_{\text{eff}}$ 环节中，关键参数为磁芯有效截面法向单位向量 $\mathbf{n}$ 、磁芯有效截面积 A_{core} 以及磁芯有效磁导率 $\mu_{\text{eff}}(f)$ 。其中， A_{core} 表示传感器在空间中的有效感知区域； $\mathbf{n}$ 用于表征传感器姿态及局部磁场在磁芯有效方向上的投影关系； $\mu_{\text{eff}}(f)$ 反映磁芯材料和形状对聚磁能力的综合影响。

$\Phi_{\text{eff}} \rightarrow v_o$ 环节中，关键参数主要包括线圈匝数 N 和信号处理电路的等效变换系数 K_n 。

因此，非侵入式电流传感器灵敏度可表示为：

$$S_{\text{non}} = f(\mathbf{g}(\mathbf{r}, f), \mathbf{r}_p, \mathbf{n}, A_{\text{core}}, \mu_{\text{eff}}(f), N, K_n) \quad (7)$$

2.2 建立被测电流和局部磁场的关系

空间磁场分布是非侵入式电流传感器灵敏度建模的基础。由于非侵入式传感器仅在有限空间区域内对磁场进行局部采样，空间磁场直接决定其可感知信号幅值。如图所示，根据被测电流建立空间三维坐标系。设被测电流 i_s 沿 z 轴方向流动，导体横截面 A_{source} 位于 x - y 平面内，横截面内位置向量记为 $\mathbf{r} = (x, y)$ ，空间观测点位置记为 $\mathbf{r}_p = (x_p, y_p)$ ，被测电流频率为 f 。

忽略导体端部磁场变化，在交变电流作用下，导体内部电流分布呈现频率相关的空间非均匀性，以电流密度 $\mathbf{J}(\mathbf{r}, f) = J_z(\mathbf{r}, f) \mathbf{e}_z$ 代表横截面内分布特性，并满足总电流约束：

$$I_s = \iint_{A_{\text{source}}} \mathbf{J}(\mathbf{r}, f) dA \quad (8)$$

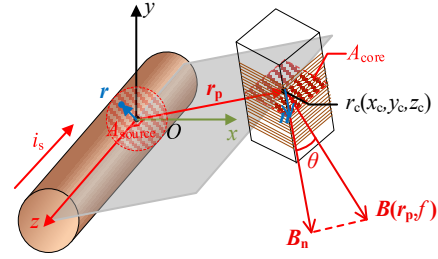


图4 非侵入式传感器三维空间模型

交变电流作用下，导体受趋肤效应影响，趋肤深度 δ 为

$$\delta(f) = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (9)$$

其中 $\omega = 2\pi f$ ， μ 为导体磁导率， σ 为电导率。随着频率升高， δ 减小，电流逐渐向导体表面集中，导致电流分布呈现明显的空间非均匀性。因此，即便被测电流幅值相同，在不同频率下其空间局部磁场也存在显著差异。

为保留电流分布的连续空间信息，本文采用连续场方程描述导体横截面内的电流密度分布。由 Maxwell 方程组

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mu \mathbf{H} \quad (10)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \epsilon \mathbf{E} \quad (11)$$

其中， $\mathbf{E}$ 为电场强度， $\mathbf{H}$ 为磁场强度， $\mathbf{J}$ 为电流密度， ϵ 为电位移矢量。以及本构关系

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (12)$$

对于金属导体，通常有 $\sigma \gg \omega \epsilon$ ，因此位移电流项可忽略，(167)可写为：

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (13)$$

(168)代入(166)可写为：

$$\nabla \times \mathbf{J} = -j\omega \mu \sigma \mathbf{H} \quad (14)$$

由(169)(170)可得：

$$\nabla^2 \mathbf{J} = j\omega \mu \sigma \mathbf{J} \quad (15)$$

对于沿 z 方向足够长的载流导体，电流密度主要沿轴向分布，(171)可写为导体横截面上

的二维形式

$$\frac{\partial^2 J}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 J}{\partial y^2} = j\omega\mu\sigma J \quad (x, y) \in A_{source} \quad (16)$$

由式(164)、(165)、(172)并结合不同导体的边界电场条件^[19], 可得导体内部电流密度分布 $J(r, f)$ 。据(161), 可将归一化电流密度分布函数 $g(r, f)$ 定义为单位电流条件下的电流密度分布:

$$g(r, f) = \frac{J(r, f)}{i_s(f)} = J(r, f)|_{i_s=1A} \quad (17)$$

在获得导体内部电流密度分布后, 可以进一步计算导体周围空间磁场分布。空间磁场是非侵入式电流传感器感知电流信息的直接物理量, 其空间分布特性将直接影响磁芯截面内的有效磁通以及传感器输出灵敏度。被测电流在空间任意点 r_p 处的磁场可由 Biot-Savart 定律表示为

$$B(r_p, f) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_V \frac{J(r, f) \times (r_p - r)}{|r_p - r|^3} dV \quad (18)$$

其中, V 为导体体积区域。

对于沿 z 方向足够长的导体, 可沿轴向积分, 将式(174)化为横截面上的二维积分形式:

$$B(r_p, f) = \frac{\mu_0}{2\pi} \iint_{A_{source}} J_z(r, f) \frac{e_z \times (r_p - r)}{|r_p - r|^3} dA \quad (19)$$

将(161)代入(175), 可得

$$\frac{B(r_p, f)}{i_s(f)} = \frac{\mu_0}{2\pi} \iint_{A_{source}} g(r, f) \frac{e_z \times (r_p - r)}{|r_p - r|^3} dA \quad (20)$$

式(176)表示空间磁场是导体横截面内电流密度在空间上的叠加结果, 表明局部磁场不仅与总电流 i_s 有关, 还与导体横截面内电流密度的空间分布函数 $g(r, f)$ 有关。因此, 不同导体结构条件下, 磁场分布的差异, 本质上来源于电流密度分布函数 $J(r, f)$ 的不同。以连续电流密度分布为中间表征量, 式(176)建立了整体电流到局部磁场的连续表征关系, 从而避免了将连续电流分布简化为离散电流元所导致的信息丢失和局部磁场表征失真。

2.3 建立局部磁场和所感知的有效磁通的关系

非侵入式传感器仅对磁芯所在有限区域

内的局部磁场进行感知, 其输出来源于穿过磁芯的有效磁通量。非侵入式传感器三维空间模型, 如图所示, 传感器磁芯有效截面法向的单位向量为 n , θ 为 B 和 n 向量夹角, 传感器中心点位置 $r_c(x_c, y_c, z_c)$, 当计算有效磁通时, r_p 进一步限定为 $r_p \in A_{core}$, 则空间磁场在磁芯主轴方向上的投影分量为

$$B_n(r_p, f) = B(r_p, f) \cdot n = B(r_p, f) \cos \theta \quad (21)$$

由于磁场在磁芯截面内具有方向性, 需要非均匀磁场在磁芯有效截面 A_{core} 上对投影磁场进行积分, 如图所示。考虑磁芯材料聚磁效应及几何退磁影响, 引入频率、磁芯形状、磁芯相对磁导率 $\mu_r(f)$ 相关的有效磁导率 $\mu_{eff}(f)$:

$$\mu_{eff}(f) = \frac{\mu_r(f)}{1 + N_d(\mu_r(f) - 1)} \quad (22)$$

其中, N_d 是磁芯的几何退磁因子, 与磁芯形状相关^[20]。

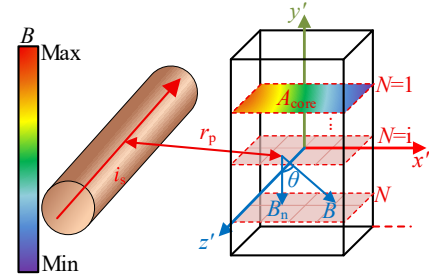


图5 磁芯有效截面非均匀磁场示意图

磁芯中单匝线圈的有效磁通量可表示为:

$$\Phi_{eff}(f) = \mu_{eff}(f) \iint_{A_{core}} B_n(r_p, f) dA \quad (23)$$

式(179)表明, 非侵入式传感器获得的有效磁通量是由空间磁场分布、磁芯位置与姿态、磁芯截面尺寸以及磁芯材料频率特性共同决定的综合响应量。

2.4 建立有效磁通和输出电压的关系

依据法拉第电磁感应定律, 线圈感应电压为:

$$e_{non}(t) = -N \frac{d\Phi_{eff}(f)}{dt} \quad (24)$$

信号处理电路在有效工作频带内对感应电压进行积分, 其积分比例系数为 K_n , 则输出电压可表示为

$$v_o(f) = NK_n \Phi_{\text{eff}}(f) \quad (25)$$

将式(176)、(179)代入式(181), 并结合灵敏度定义 $S=v_o/i_s$, 可得非侵入式电流传感器的灵敏度一般性表达式为

$$\begin{aligned} S &= f(\mathbf{g}(\mathbf{r}, f), \mathbf{r}_p, \mathbf{n}, A_{\text{core}}, \mu_{\text{eff}}(f), N, K_n) \\ &= \frac{NK_n \Phi_{\text{eff}}(f)}{i_s(f)} \\ &= \frac{NK_n \mu_{\text{eff}}(f) \iint_{A_{\text{core}}} (\mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \cdot \mathbf{n}) dS}{i_s(f)} \\ &= N \mu_{\text{eff}}(f) K_n \cdot \\ &\quad \iint_{A_{\text{core}}} \left(\left(\frac{\mu_0}{2\pi} \iint_{A_{\text{source}}} \mathbf{g}(\mathbf{r}, f) \frac{\mathbf{e}_z \times (\mathbf{r}_p - \mathbf{r})}{|\mathbf{r}_p - \mathbf{r}|^2} dA \right) \cdot \mathbf{n} \right) dA \end{aligned} \quad (26)$$

式(182)给出了从整体电流到输出电压的完整连续表征关系, 建立了灵敏度一般性模型。非侵入式灵敏度不是常数, 而是局部信息表征整体电流并经传感器转换后的综合结果, 并为后续分析传感器位置响应、方向响应、频率响应以及不同导体结构下的变化规律提供了理论基础。

3 模型与仿真分析

为验证上一节建立的非侵入式电流传感器灵敏度表征模型, 本节以典型导体结构: 长直导线与矩形母排为例进行仿真分析。长直导线是最基本的载流导体形式, 广泛应用于架空线及线缆导体等场景。其外部磁场仅与总电流和位置有关, 与导体内部电流密度分布无关, 适用于分析传感器空间位置与姿态对灵敏度的影响; 矩形母排是电力电子变流装置中母线系统的典型导体, 其外部空间磁场受导体内部电流密度分布影响显著。因此作为典型例子, 用于验证本文提出的 $i_s \rightarrow \mathbf{J}(\mathbf{r}, f) \rightarrow \mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \rightarrow \Phi_{\text{eff}} \rightarrow v_o$ 的连续表征过程的一般性灵敏度模型。

采用 ANSYS Maxwell 建立传感器感知模型, 基于涡流场分析非侵入式电流传感器与载流导体之间的电磁耦合关系。电流传感器模型及其与载流导体的空间位置关系如图所示。导体材料为铜, 其电导率为 $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$, 相对磁导率为 1。传感器磁芯尺寸为 ($D \times D \times L$)

$10 \times 10 \times 40 \text{ mm}$, 磁芯材料为 Mn-Zn 铁氧体 3F36, 2MHz 范围以内, 相对磁导率 $\mu_r(f)$ 保持在 2000 不变, 线圈线径为 0.25mm, 匝数为 80。

由式(181)可知, 当被测电流幅值 $I_s=1\text{A}$ 时, $S=NK_n \Phi_{\text{eff}}$, 灵敏度与有效磁通量成正比。因此, 在后续分析中, 采用有效磁通量 $N\Phi_{\text{eff}}$ 表示灵敏度变化规律。

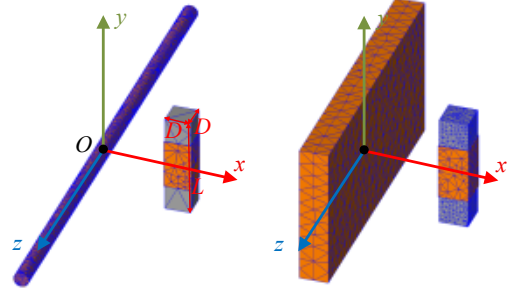


图6 非侵入式电流传感器空间仿真模型

3.1 长直导线模型

长直导线外部磁场 $\mathbf{B}=\mu_0 i_s / 2\pi r_p$, $\mathbf{B}$ 仅与电流 i_s 和 r_p 有关, 与导体内部电流密度分布无关。基于此, 本例重点分析传感器位置和姿态如何通过空间耦合影响有效磁通和灵敏度。

根据 $\mathbf{B}=\mu_0 i_s / 2\pi r_p$, $\mathbf{r}_p$ 处的局部磁场矢量可写为

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}_p) = \frac{\mu_0 i_s}{2\pi \sqrt{x_p^2 + y_p^2}} (-y_p \mathbf{e}_x + x_p \mathbf{e}_y) \quad (27)$$

代入式(179), 有效磁通量 $N\Phi_{\text{eff}}$ 可表示为:

$$\begin{aligned} N\Phi_{\text{eff}}(\mathbf{r}_c) &= N \mu_{\text{eff}} \iint_{A_{\text{core}}(\mathbf{r}_c)} \left[\frac{\mu_0 i_s}{2\pi \sqrt{x_p^2 + y_p^2}} \right. \\ &\quad \left. (-y_p \mathbf{e}_x + x_p \mathbf{e}_y) \cdot \mathbf{n} \right] dA \end{aligned} \quad (28)$$

在本节位置分析中, 传感器从 $(x_c, 0, 0)$ 沿 x 方向移动, 且保持图所示的传感器姿态不变 ($\mathbf{n}=\mathbf{e}_y$), 式(184)可写为

$$N\Phi_{\text{eff}}(\mathbf{r}_c) = N \mu_{\text{eff}} \iint_{A_{\text{core}}(x_c)} \frac{\mu_0 i_s}{2\pi x_p} dA \quad (29)$$

其中 $x_p \in [x_c - D/2, x_c + D/2]$, 式(185)可进一步写为

$$N\Phi_{\text{eff}}(\mathbf{r}_c) = \frac{N \mu_{\text{eff}} \mu_0 i_s D}{2\pi} \ln \left(\frac{x_c + D/2}{x_c - D/2} \right) \quad (30)$$

图展示了被测电流幅值 1A 的条件下, 沿 x 方向改变传感器中心位置, 式(186)和仿真得

到的有效磁通量随位置变化曲线。随着传感器远离导体, B 与 r 成反比, 因此有效磁通量与 r 近似反比, 传感器位置参数主要通过改变传感器所在区域的磁场强度影响灵敏度。

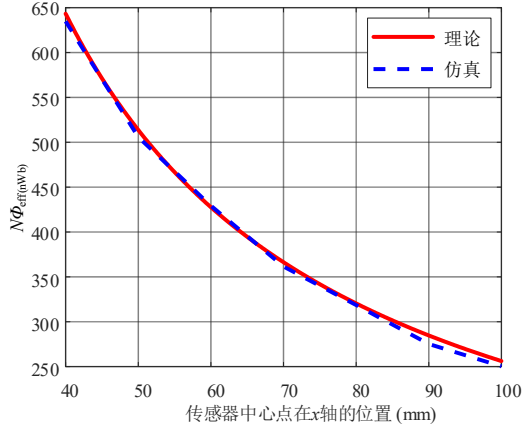


图 7 传感器有效磁通量 $N\Phi_{\text{eff}}$ 随 x 位置变化

由第二章式(177)可知, 传感器姿态变化通过改变磁芯有效截面法向量 $\mathbf{n}$ 改变磁场在截面上的投影,

$$N\Phi_{\text{eff}}(\theta) = N\mu_{\text{eff}}(f) \iint_{A_{\text{core}}(r_c)} \mathbf{B}(\mathbf{r}_p) \cdot \mathbf{n}(\theta) dA \quad (31)$$

图定义了传感器绕 x 、 y 和 z 轴旋转时的姿态角, 绕 x 、 y 、 z 轴旋转后的法向量 $\mathbf{n}(\theta)$ 为

$$\mathbf{n}_x(\alpha) = \cos \alpha \mathbf{e}_y + \sin \alpha \mathbf{e}_z \quad (32)$$

$$\mathbf{n}_y(\beta) = \mathbf{e}_y \quad (33)$$

$$\mathbf{n}_z(\gamma) = -\sin \gamma \mathbf{e}_x + \cos \gamma \mathbf{e}_y \quad (34)$$

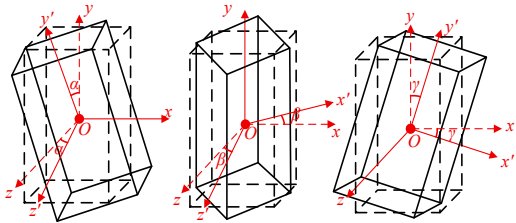


图 8 传感器绕 x 、 y 和 z 轴旋转时的姿态角

保持传感器中心位置为 $r_c(50\text{mm}, 0, 0)$, 通过改变磁芯方向, 根据式(187)和仿真, 得到了对应的有效磁通量变化如图所示。

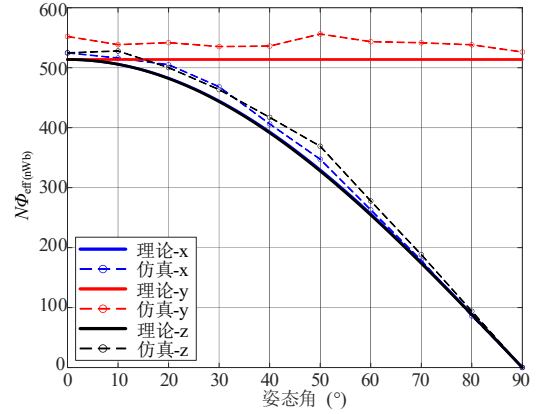


图 9 长直导线下有效磁通量 $N\Phi_{\text{eff}}$ 随姿态角变化

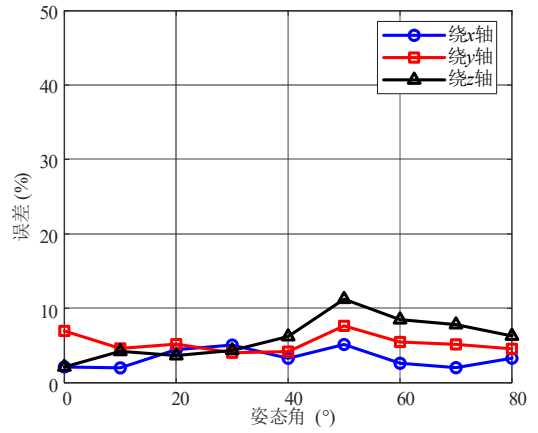


图 10 长直导线下有效磁通量 $N\Phi_{\text{eff}}$ 误差

图表明, 当传感器绕 x 轴和绕 z 轴旋转时, 投影分量随夹角增大而减小, 有效磁通量随姿态角增大迅速减小, 旋转至 90° 时接近于零。由于 y 轴是磁芯有效截面积的法向量, 绕 y 轴旋转, 磁芯有效截面法向方向上的 B_n 基本不变, 灵敏度变化较小。图表明理论模型与仿真结果整体一致, 模型误差在 11% 以内。

该例验证了 $\mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \rightarrow \Phi_{\text{eff}}$ 建模的正确性, 说明了传感器位置和姿态是决定非侵入式传感器响应特性的关键参数。

3.2 矩形母排模型

矩形母排不具有圆对称性。在交流条件下其内部电流密度分布受趋肤效应影响明显, 导致外部空间磁场表现出显此, 矩形母排用于显著的频率相关性。因证 $i_s \rightarrow \mathbf{J}(\mathbf{r}, f) \rightarrow \mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \rightarrow \Phi_{\text{eff}} \rightarrow v_o$ 的灵敏度完整建模过程。

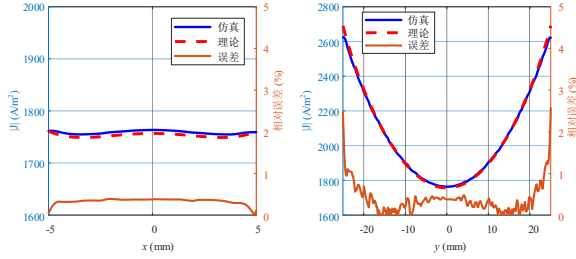
3.2.1 电流密度分布仿真验证

设矩形母排沿 z 轴长度为 l , 宽 $2a$, 高 $2b$ 。设矩形导体截面为 $2a \times 2b = 10\text{mm} \times 50\text{mm}$ 。根据

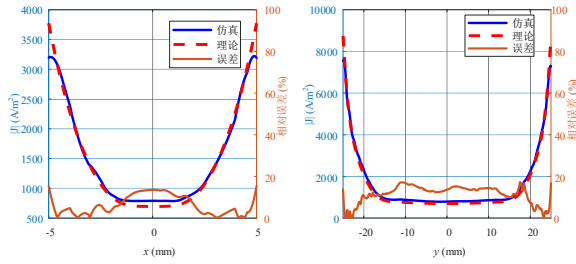
(172), 电流密度满足:

$$\frac{\partial^2 J(x, y, f)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 J(x, y, f)}{\partial y^2} = j\omega\mu\sigma J(x, y, f) \quad (35)$$

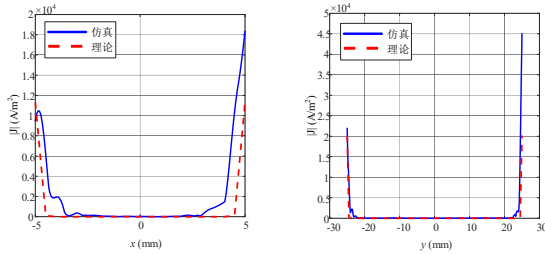
通过将(191)代入(164), 设置矩形母排中通入1A 电流, 可通过数值解获得导体截面内电流密度 $J_z(\mathbf{r}, f)$ 。为与仿真结果对比, 分别提取沿 x 轴、 y 轴上的电流密度幅值, 如图所示。



(a) 50Hz



(b) 1kHz



(c) 1MHz

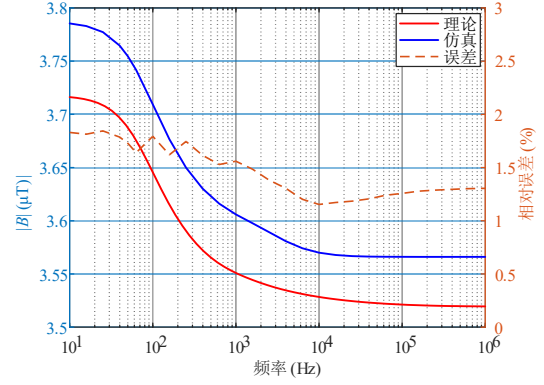
图 11 电流密度沿 x 轴、 y 轴方向分布的幅值、误差

图可以看出, 在不同频率条件下两者变化趋势一致: 低频下沿 x 轴和 y 轴方向的电流密度近似均匀, 误差在 3% 以内; 随着频率升高, 电流逐渐向导体边缘集中, 在导体边缘形成明显峰值, 模型误差在 20% 以内。这说明本文提出的建模方法保留了导体内部电流密度的连续分布信息, 为后续局部磁场计算提供了更完整的计算基础。

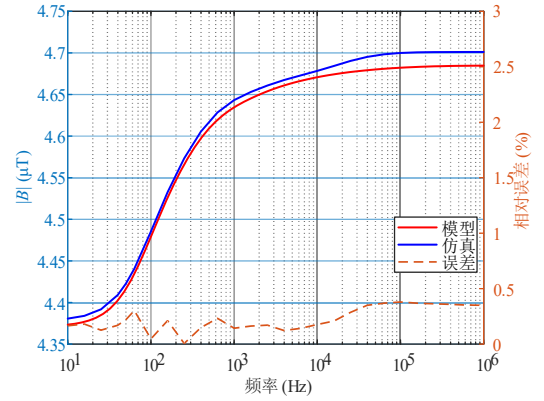
3.2.2 局部磁场验证

将 3.2.1 求得的 J_z 代入(175), 计算得到空

间观测点 r_p 处的磁场强度, 可进一步分析矩形母排的空间磁场的局部特性随频率和空间位置的变化规律。图为 r_p 分别位于(50 mm,0,0)和(0,50 mm,0), 磁场强度随频率变化结果。



(a) (50mm,0,0)



(b)(0,50mm,0)

图 12 磁场强度随着频率的变化

磁场强度均随频率发生变化, 且两个位置处变化规律存在明显差异。在(50 mm,0,0)处, 磁场幅值随频率增加逐渐减小后趋于稳定; 而在(0,50 mm,0)处磁场强度随频率增加逐渐增大并趋于稳定。说明对于矩形母排, 局部磁场的频率响应并不存在统一的单调规律, 其根本原因在于矩形截面的几何非对称性改变了交流电流在宽边与窄边附近的分布特征, 使导体周围不同方向 and 不同观测位置处的局部磁场表现出不同的变化规律。将 3.2.1 求得的 J_z 代入(175)进行计算, 理论模型与仿真结果误差在 2% 内, 说明建立的磁场模型能够较好描述矩形导体周围空间磁场随频率变化的特性。

为分析局部磁场沿空间位置的分布规律, 分别取观测点沿 x 方向变化和沿 y 方向变化两

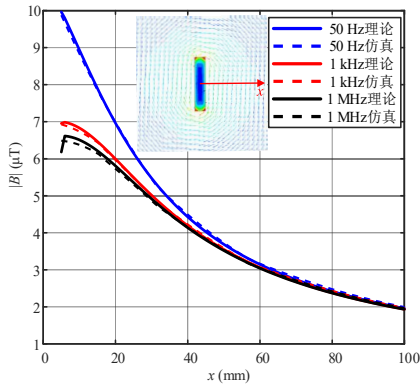
种情形。据(175)，对于沿 x 方向变化的位置 $(x_p, 0)$ ，理论磁场为：

$$B_x(x_p, f) = \frac{\mu_0}{2\pi} \iint_{A_{\text{source}}} J_z(r, f) \frac{e_z \times ((x_p, 0) - r)}{|(x_p, 0) - r|^2} dA \quad (36)$$

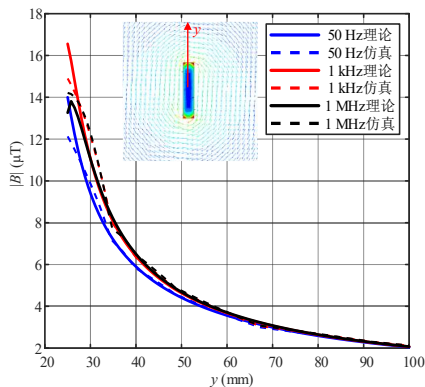
对于沿 y 方向变化的位置 $(0, y_p)$ ，理论磁场为：

$$B_y(y_p, f) = \frac{\mu_0}{2\pi} \iint_{A_{\text{source}}} J_z(r, f) \frac{e_z \times ((0, y_p) - r)}{|(0, y_p) - r|^2} dA \quad (37)$$

据(192)、(193)提取磁场沿 x 、 y 方向的变化曲线，如图所示。在 1kHz 电流频率下，在导体边缘由于电流密度较高，局部磁场变化梯度较大，局部磁场分布明显受矩形截面几何形状影响；而在远离导体的区域，磁场分布为圆形分布。



(a) 沿 x 方向 $|B|$ 的模型与仿真对比



(b) 沿 y 方向 $|B|$ 的模型与仿真对比

图 13 不同频率下 $|B|$ 的仿真和理论对比

图表明，由于矩形母排截面长宽比不对称，交流条件下母排的宽边与窄边附近呈现不同的集肤特征导致局部磁场不同：在窄边周围区域时，高频表面电流增强了近场磁感应强度；

在宽边中心区域，由于电流分布相对分散，低频条件下局部磁场反而略高于高频情况。若忽略电流密度分布函数 $g(r, f)$ ，仅用固定比例关系描述 i_s 与 B 之间关系，无法解释不同位置处频率响应规律相反的现象。

上述结果表明，矩形导体周围空间磁场分布不仅与被测电流幅值和空间位置 r_p 有关，还与导体几何结构、电流频率 f 以及导体横截面内位置 r 共同决定的电流密度分布函数 $g(r, f)$ 密切相关。

3.2.3 传感器有效磁通量验证

将(175)代入(179)，可得矩形母排条件下有效磁通量：

$$\begin{aligned} N\Phi_{\text{eff}}(f) &= N\mu_{\text{eff}}(f) \iint_{A_{\text{core}}} \mathbf{B}(r_p, f) \cdot \mathbf{n} dA \\ &= N\mu_{\text{eff}}(f) \iint_{A_{\text{core}}} \left[\frac{\mu_0}{2\pi} \iint_{A_{\text{source}}} J_z(r, f) \frac{e_z \times (r_p - r)}{|r_p - r|^2} dA_{\text{source}} \right] \cdot \mathbf{n} dA_{\text{core}} \end{aligned} \quad (38)$$

保持传感器姿态不变 ($\mathbf{n} = \mathbf{e}_y$)， $x \in [x_c - D/2, x_c + D/2]$ ，传感器有效磁通量为：

$$N\Phi_{\text{eff}}(r_c, f) = N\mu_{\text{eff}}(f) D \int_{x_c - D/2}^{x_c + D/2} B_x(x_p, f) dx \quad (39)$$

其中， $B_x(x_p, f)$ 由上一小节(192)计算得到。

传感器在 50Hz、1kHz、1MHz 下沿 x 方向移动时，据(195)计算有效磁通量，结果如图所示。理论结果与仿真结果整体一致。随着传感器位置 x_c 变化，磁芯截面内局部磁场的幅值和分布同时发生改变，因此有效磁通量呈现明显的位置依赖性。结合图(a)可知，在沿 x 方向的区域内，低频条件下局部磁场幅值相对较高，因此对应的有效磁通量也更大。

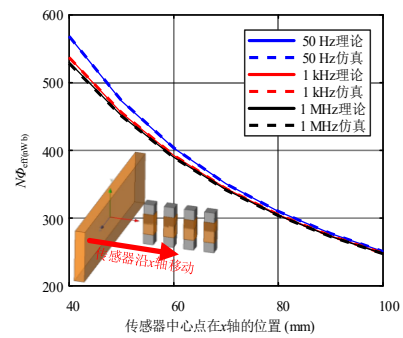


图 14 传感器有效磁通量 $N\Phi_{\text{eff}}$ 随传感器位置变化在固定传感器位置 $r_c(50\text{mm}, 0, 0)$ 下，绕不

同坐标轴旋转后的有效磁通量可写为：

$$N\Phi_{\text{eff}}(\theta, f) = N\mu_{\text{eff}}(f) \iint_{A_{\text{core}}} \mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \cdot \mathbf{n}(\theta) dA \quad (40)$$

其中，旋转后的法向量 $\mathbf{n}(\theta)$ 分别由(188)、(189)、(190)给出， $\mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f)$ 由上一小节(192)计算得到。

据(196)得到矩形母排条件下传感器绕 x 、 y 、 z 轴旋转时的有效磁通量随姿态变化的结果，如图所示。绕 x 轴和绕 z 轴旋转时，有效磁通量随姿态角增大迅速减小，并在 90° 降至零；绕 y 轴旋转时，有效磁通量变化较小。这说明姿态参数通过改变磁芯法向与局部磁场之间的投影关系影响灵敏度。

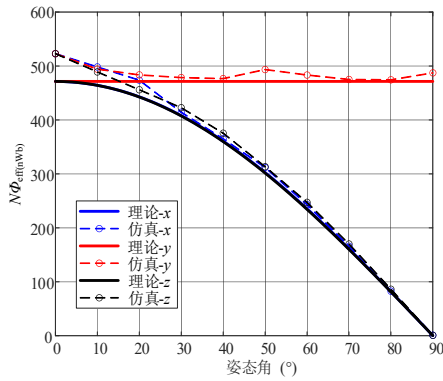


图 15 矩形母排条件下有效磁通量 $N\Phi_{\text{eff}}$ 随姿态角变化
在固定传感器位置 $\mathbf{r}_c(50\text{mm}, 0, 0)$ 和固定姿态 ($\mathbf{n}=\mathbf{e}_y$) 条件下，据(195)令 $x_c=50\text{mm}$ 得到有效磁通量随频率变化的规律，如图所示。从图、图、图可以看出频率首先改变导体内部电流密度分布，随后影响空间磁场分布，最终导致有效磁通量变化。显示模型和仿真结果误差在 0.3% 以内，说明第二章建立的 $i_s \rightarrow \mathbf{J}(\mathbf{r}, f) \rightarrow \mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \rightarrow \Phi_{\text{eff}} \rightarrow v_o$ 多环节表征关系能够较好描述频率变化条件下的传感器响应。

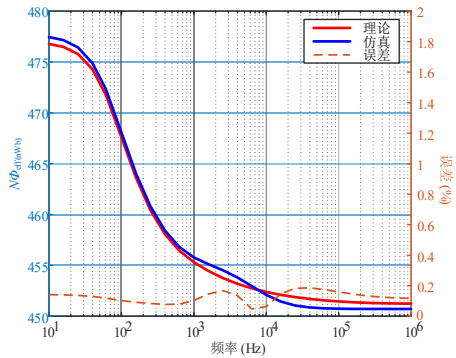


图 16 矩形母排下有效磁通量及误差随频率变化

综上，矩形母排场景下的灵敏度不再表现为固定结构和固定工况下的常数，而是由导体内部连续电流分布、外部局部磁场空间分布及传感器空间耦合关系共同决定的综合结果。频率通过改变导体内部电流密度分布影响局部磁场，传感器位置和姿态通过改变磁芯截面上的投影积分影响有效磁通。

3.3 拓展

本文选取的长直导线与矩形母排分别对应两类具有代表性的导体几何特征。长直导线表征轴对称、截面紧凑的导体对象，其整体电流直接决定局部磁场；矩形导体表征非圆对称的导体对象，其局部磁场除受总电流影响外，还与导体截面几何及内部电流分布密切相关。在非侵入式电流感知场景中，架空线、单芯电缆等对象可归入前一类建模路径，而母线、扁平连接导体等对象通常可归入后一类建模路径。现有研究也普遍以长直导线^[21]和矩形导体作为典型建模对象^[22]，并在此基础上进一步拓展到任意截面问题。

对于部分异形导体，若整体电流到局部磁场之间仍可建立直接且唯一的关系，则可按长直导线场景进行分析；若外部局部磁场受截面几何和内部电流分布影响显著，则可参照矩形母排场景，引入导体内部电流密度分布 $\mathbf{J}(\mathbf{r}, f)$ 作为中间表征量，按照 $i_s \rightarrow \mathbf{J}(\mathbf{r}, f) \rightarrow \mathbf{B}(\mathbf{r}_p, f) \rightarrow \Phi_{\text{eff}} \rightarrow v_o$ 的路径开展灵敏度建模与分析。本文所建立的灵敏度分析框架适用于其他异形导体。

4 结论

本文提出了非侵入式电流传感器灵敏度的一般性表征方法，建立了从整体电流到电流密度分布、局部磁场、有效磁通再到输出电压的连续映射关系。通过引入归一化电流密度分布函数和空间耦合积分模型，解决了非侵入式感知中整体电流难以表征连续电流分布、局部磁场难以唯一表征传感器响应的问题。长直导线和矩形母排的仿真结果验证了所提模型的有效性，表明该方法能够统一描述位置、姿态、频率及导体结构对灵敏度的影响。本文工作为非侵入式电流传感器的建模分析和灵敏度可预测性提供了理论基础。

参考文献

- 1 Y. Lu, X. Zhang, H. Shen, W. Zhang and L. Qi, "A Segmented Rogowski Coils Based Noninvasive Monitoring Method of Current Imbalance in Press Pack IGBTs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 10, pp. 12320-12324, Oct. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3292263.
- 2 X. Sun, Q. Huang, L. J. Jiang and P. W. T. Pong, "Overhead High-Voltage Transmission-Line Current Monitoring by Magnetoresistive Sensors and Current Source Reconstruction at Transmission Tower," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, pp. 1-5, Jan. 2014, doi: 10.1109/TMAG.2013.2274747.
- 3 X. Guo, S. Sui, B. Wang and W. Zhang, "A Current-Based Approach for Short-Circuit Fault Diagnosis in Closed-Loop Current Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 9, pp. 7941-7950, Sept. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2941143.
- 4 O. Poncelas, J. A. Rosero, J. Cusido, J. A. Ortega and L. Romeral, "Motor Fault Detection Using a Rogowski Sensor Without an Integrator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4062-4070, Oct. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2025715.
- 5 J. Zhang, X. Hu, S. Xu, Y. Zhang and Z. Chen, "Fault Diagnosis and Monitoring of Modular Multilevel Converter With Fast Response of Voltage Sensors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 6, pp. 5071-5080, June 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2928248.
- 6 Y. Zhou, D. Jiang, P. Hu, J. Guo, Y. Liang and Z. Lin, "A Prototype of Modular Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3267-3278, July 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2278338.
- 7 V. C. Gungor, B. Lu and G. P. Hancke, "Opportunities and Challenges of Wireless Sensor Networks in Smart Grid," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 10, pp. 3557-3564, Oct. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2039455.
- 8 P. Rawat, K. D. Singh, H. Chaouchi and J. M. Bonnin, "Wireless sensor networks: a survey on recent developments and potential synergies," *J. Supercomput.* vol. 68, no. 5, pp. 1-48, Oct. 2013, doi: 10.1007/s11227013-1021-9.
- 9 Z. Xin, H. Li, Q. Liu and P. C. Loh, "A Review of Megahertz Current Sensors for Megahertz Power Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 6, pp. 6720-6738, June 2022.
- 10 M. Faifer, C. Laurano, R. Ottoboni and S. Toscani, "A New Method to Represent the Harmonic Measurement Accuracy of Current Transformers," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 73, pp. 1-11, 2024, Art no. 9001611, doi: 10.1109/TIM.2024.3353857.
- 11 Y. Shi, Z. Xin, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "A Review of Traditional Helical to Recent Miniaturized Printed Circuit Board Rogowski Coils for Power-Electronic Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12207-12222, Nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2984055.
- 12 K. Wang, X. Yang, H. Li, L. Wang and P. Jain, "A High-Bandwidth Integrated Current Measurement for Detecting Switching Current of Fast GaN Devices," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6199-6210, July 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2749249.
- 13 L. Hou, H. Peng, H. Xiao and Y. Zhao, "A Novel Nonintrusive Self-Powered Current Sensor With Time-Division Operation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 8, pp. 10543-10554, Aug. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2025.3556880.
- 14 Liang, Q., Xia, Z., Ye, J., Wu, Y., Li, J., Zhang, Z., Liu, X., & Li, S. (2025). Non-Contact Current Measurement Method Based on Field-Source Inversion for DC Rectangular Busbars. *Energies*, 18(14), 3606. <https://doi.org/10.3390/en18143606>.
- 15 X. Liu, W. He, Y. Zhao, Y. Guo and Z. Xu, "Nonintrusive Current Sensing for Multicore Cables Considering Inclination With Magnetic Field Measurement," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1-14, 2021, Art no. 9513314, doi: 10.1109/TIM.2021.3111982.
- 16 Y. Lu, H. Shen, Z. Dongye, et al., "High Interference-Resistant Magnetic Field Probe for Non-Invasive Current Distribution Monitoring in Press Pack IGBTs of HVDC Valves," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2210-2218, Jan. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2024.3477627.
- 17 P. Ripka, M. Přibil, V. Petrucha, V. Grim and K. Draxler, "A Fluxgate Current Sensor With an Amphitheater Busbar," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp. 1-4, July 2016, Art no. 4002004, doi: 10.1109/TMAG.2016.2540523.
- 18 Li J X, Liu H, Bi T S, et al. Tunnel magnetoresistance-based noncontact current sensing and measurement method[J]. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2022, 71: 9503609. DOI: 10.1109/TIM.2022.3152240.
- 19 KOSEK M, TRUHLAR M, RICHTER A. Skin effect in massive conductors at technical frequencies [J]. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2011, 87(5): 179-185.
- 20 P. T. Theilmann and P. M. Asbeck, "An Analytical Model for Inductively Coupled Implantable Biomedical Devices With Ferrite Rods," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 3, no. 1, pp. 43-52, 2009, doi: 10.1109/TBCAS.2008.2004776.
- 21 C. Xu, W. Wang, W. Su, M. Duan and M. Hu, "Sensitivity Analysis of Free-Standing Columnar Magnetic Field Energy Harvester for Powering Wireless Monitoring Sensors," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 70, no. 11, pp. 4650-4659, Nov. 2023, doi: 10.1109/TCSI.2023.3306983.
- 22 Su H, Li H, Liang W, Shen C, Xu Z. Non-Contact Current Measurement for Three-Phase Rectangular Busbars Using TMR Sensors. *Sensors (Basel)*. 2024 Jan 9;24(2):388. doi: 10.3390/s24020388. PMID: 38257481; PMCID: PMC10818941.

作者简介

侯理文：女，2002年06月生，博士生。研究方向为电流感知与磁场能量收集。

彭晗：女，1984年12月生，教授，博士生导师，研究方向为基于宽禁带半导体的电力电子器件和装置、基于能量收集的自供电传感技术等。

永磁同步电机统一多矢量无模型预测电流控制

Generalized Multiple-Vector-Based Model-Free Predictive Current Control for PMSM Drives

华北电力大学 张永昌 Email: zyc@ncepu.edu.cn

摘要: 本文提出了一种统一多矢量无模型预测电流控制(GMV-MFPCC)方法,实现了良好的稳态性能和可控的开关频率。所提出的 GMV-MFPCC 利用了矢量组合和矢量持续时间的自由度,考虑在一个控制周期内应用一个、两个、三个或四个电压矢量。首先,基于超局部模型计算参考电压矢量,实现了强参数鲁棒性。其次,候选矢量集考虑了一个控制周期内不同数目的电压矢量。最后,设计包含电流误差、谐波电流 rms 和开关动作次数的代价函数来选择最优解,并通过对在线调整开关动作次数的加权系数来实现恒定的开关频率。实验结果表明,所提出的 GMV-MFPCC 降低了电流总谐波畸变率(THD),相对于基于空间矢量调制的 MFPCC,电流 THD 最大降幅可达 47.29%。

Abstract: This paper proposes a generalized multiple-vector-based model-free predictive current control (GMV-MFPCC) method for permanent-magnet synchronous motor drives, which achieves a satisfying steady-state performance and a controllable switching frequency. The proposed GMV-MFPCC utilizes the freedom of vector combinations and vector duration, considering one, two, three and four voltage vectors during one control period. First, the reference voltage vector is calculated based on an ultralocal model, achieving strong parameter robustness. Second, the candidate vector set considers a different number of voltage vectors, i.e., one, two, three, or four, during one control period. Finally, the cost function including the current error, the harmonic current rms and the number of switching actions is designed to select the optimal solution, and a constant switching frequency is achieved by online tuning the weighting coefficient for the number of switching actions. The experimental results show that the proposed GMV-MFPCC reduces the current total harmonic distortion (THD), and the maximum current THD reduction relative to space-vector-modulation-based MFPCC can reach 47.31%.

关键词: 模型预测控制(MPC); 永磁同步电机(PMSM); 多矢量; 开关频率

Keywords: Model predictive control (MPC), permanent-magnet synchronous motor (PMSM), multiple vectors, switching frequency

1 研究背景及意义

近年来,全世界对节能减排和环境保护的需求越发迫切。在此背景下,高效节能的技术与设备成为了发展的必然趋势。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PM SM)凭借其高效、低能耗的特性,成为了众多行业实现节能减排目标的关键选择。在交流调速系统中,性能优异且应用最广泛的两种控制策略为磁场定向控制(field orientation control, FOC)¹和直接转矩控制(direct torque control, DTC)²。但是,FOC 需要复杂的参数调整,而 DTC 则依赖于预定义的开关表。

近年来,模型预测控制(model predictive control, MPC)³因其概念简单、动态响应快和多变量控制能力而得到了广泛的研究。有限控制集模型预测控制(finite control set MPC, FCS-MPC)⁴通过枚举法对每一个可能的开关状态预测并计算价值函数,然后选择使价值函数最小的开关状态作为输出,结构简单,但是依赖于高采样率且开关频率会随工作点变化。为了提高传统 MPC 的稳态性能,学者们提出了各种改进方法。通过在控制周期中应用非零矢量和零矢量形成的双矢量 MPC,降低了电

流谐波,提高了稳态性能³⁵。非零矢量的占空比可以根据各种原理进行计算³,包括电流误差最小化、转矩误差最小化⁵。然而,在高速情况下,最优矢量组合可能不是一个非零矢量和一个零矢量,而是两个非零矢量。在文献 6 中,在双矢量组合中放宽了对第二矢量的限制,进一步减小了电流纹波。在一个控制周期应用一个或两个电压矢量,电流跟踪误差不为 0,且开关频率在全速域范围内仍不固定。SVM-MPC 根据控制周期结束时消除电流误差来计算期望的电压矢量⁷,然后通过 SVM 合成参考电压矢量,可以得到恒定的开关频率。但是,这种方法只考虑了传统 SVM 序列(0127),而传统 0127 序列在较高的速度下,性能会下降,这就需要考虑母线钳位 SVM 技术。文献 8 考虑了 7 种电压矢量序列,在线选择使价值函数最小的矢量序列,显著减小了电流谐波。一般而言,在一个控制周期内作用的基本电压矢量个数越多,电流谐波越小,但相应的开关频率越高。因此,结合单矢量和多矢量 MPC 两者优点的新方法具有吸引力。

文献 9 在一个统一的控制框架中,实现了单矢量 MPC、双矢量 MPC 和 SVM-MPC,揭

示了无差拍控制和 SVM 之间的关系。文献 10 提出了一种基于邻近矢量的 MPC 控制方法，它不是寻找成本最低的解决方案，而是从邻近矢量查找表中搜索切换动作最少的解决方案，以保持成本在可接受范围内。但是，在合成参考电压矢量时，没有考虑相邻控制周期之间的动作，也没有考虑在一个控制周期内应用四个电压矢量的情况。此外，开关频率随着可接受范围的限制而变化，但它们之间的关系不能用基本方程精确和解析地表示。在不同的速度下，开关频率可能不恒定。

本文提出了一种统一多矢量无模型预测电流控制（generalized multiple-vector-based model-free predictive current control, GMV-MFPCC），预先建立不同电压数量的候选矢量集，利用 MPC 多变量控制的优势，将电流跟踪误差、电流谐波和开关频率同时加入到目标函数中进行优化，利用可在线调整的开关频率权重系数实现固定的开关频率，同时利用超局部自适应模型，提高了鲁棒性。本文的主要贡献有：

1) 提出了一种优化的候选方案，其中考虑了一个控制周期内作用一个、两个、三个或四个电压矢量，以及电压矢量在相邻控制周期之间的过渡；

2) 在应用四个电压矢量的候选集中，将传统 0127 序列和母线钳位 SVM 序列都包含在内，改善了高调制比下 0127 序列性能下降的问题；

3) 建立了含有电流跟踪误差、电流谐波和开关频率的代价函数，进一步提升了稳态性能；

4) 可在线调整开关频率的权重系数，实现了固定的开关频率。

2 统一多矢量无模型预测电流控制

GMV-MFPCC 的控制框图如图 1 所示，在速度外环中，q 轴电流参考值 i_q^{ref} 由速度误差通过比例积分（PI）控制器产生，同时将 d 轴电流参考值 i_d^{ref} 设置为 0，以实现最大转矩/电流比的控制目标。根据无差拍控制原理，首先计算参考电压矢量¹¹。然后，基于 SVM 很容易确定三个相邻的电压矢量及其对应的

作用时间。再通过调整电压矢量和获得的作用时间，得到考虑不同数量电压矢量的候选矢量集。最后，通过评估一个带有电流跟踪误差、电流谐波和开关动作惩罚的代价函数，选择最优解。

2.1 候选矢量集的确定

在确定候选矢量集时，按照一个控制周期作用的电压矢量个数，将其分为四个

类型，即在一个控制周期作用一个、两个、三个、四个电压矢量，下面以第一扇区为例，介绍当参考电压矢量落在第一扇区时确定的候选矢量集。

1) 一个电压矢量：以第一扇区为例，要考虑的电压矢量为 u_1 、 u_2 、 u_0 ，所对应的作用时间分别为 t_1 、 t_2 、 t_0 ，遵循伏秒平衡的原则，可以得到

$$u_s^{ref} T_{sc} = u_1 t_1 + u_2 t_2 + u_0 t_0 \quad (1)$$

$$T_{sc} = t_1 + t_2 + t_0 \quad (2)$$

当三个电压矢量（ u_1 、 u_2 、 u_0 ）分别作用整个控制周期时所造成的伏秒误差（ u_{e1} 、 u_{e2} 、 u_{e0} ）为

$$\begin{cases} u_{e0} = u_s^{ref} T_{sc} - u_0 T_{sc} = u_1 t_1 + u_2 t_2 \\ u_{e1} = u_s^{ref} T_{sc} - u_1 T_{sc} = u_1 (t_1 - T_{sc}) + u_2 t_2 \\ u_{e2} = u_s^{ref} T_{sc} - u_2 T_{sc} = u_1 t_1 + u_2 (t_2 - T_{sc}) \end{cases} \quad (3)$$

由于 $|u_1| = |u_2|$ ，伏秒误差 u_{e0} 的平方值为

$$\begin{aligned} |u_{e0}|^2 &= u_{e0}^* u_{e0} = (u_1 t_1 + u_2 t_2)^* (u_1 t_1 + u_2 t_2) \\ &= |u_1|^2 t_1^2 + |u_2|^2 t_2^2 + (u_1^* u_2 + u_2^* u_1) t_1 t_2 \\ &= |u_1|^2 t_1^2 + |u_2|^2 t_2^2 + 2|u_1||u_2| \cos \frac{\pi}{3} t_1 t_2 \\ &= |u_1|^2 (t_1^2 + t_1 t_2 + t_2^2) \end{aligned} \quad (4)$$

同理可得，伏秒误差 u_{e1} 、 u_{e2} 的平方值为

$$\begin{cases} |u_{e1}|^2 = |u_1|^2 (t_1^2 + t_2^2 + T_{sc}^2 + t_1 t_2 - 2t_1 T_{sc} - t_2 T_{sc}) \\ |u_{e2}|^2 = |u_1|^2 (t_1^2 + t_2^2 + T_{sc}^2 + t_1 t_2 - t_1 T_{sc} - 2t_2 T_{sc}) \end{cases} \quad (5)$$

直接比较 $|u_{e0}|^2$ 、 $|u_{e1}|^2$ 和 $|u_{e2}|^2$ 的值并不容易，但我们很容易得到它们之间的差值，这些差值表示为

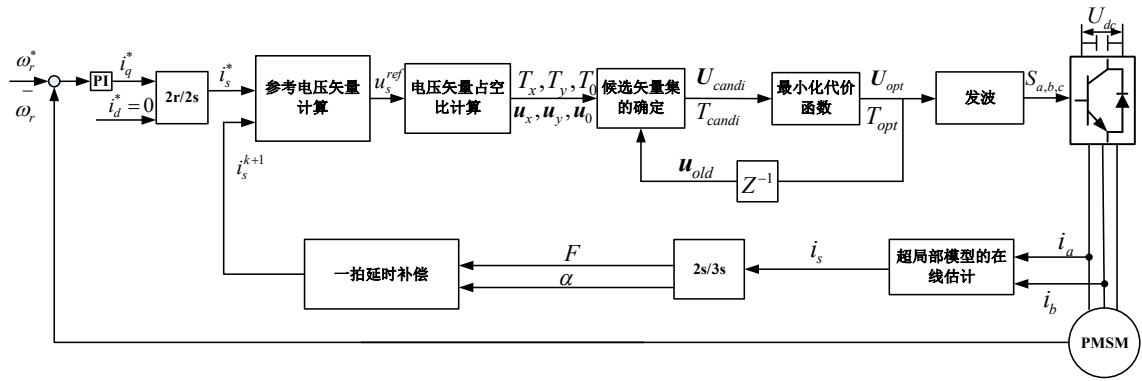


图1 统一多矢量 MFPCC 控制框图

直接比较 $|u_{\varepsilon 0}|^2$ 、 $|u_{\varepsilon 1}|^2$ 和 $|u_{\varepsilon 2}|^2$ 的值并不容易，但我们很容易得到它们之间的差值，这些差值表示为

$$\begin{cases} |u_{\varepsilon 1}|^2 - |u_{\varepsilon 0}|^2 = |u_1|^2 T_{sc}(t_0 - t_1) \\ |u_{\varepsilon 2}|^2 - |u_{\varepsilon 0}|^2 = |u_1|^2 T_{sc}(t_0 - t_2) \\ |u_{\varepsilon 2}|^2 - |u_{\varepsilon 1}|^2 = |u_1|^2 T_{sc}(t_1 - t_2) \end{cases} \quad (6)$$

从式(5-6)可以看出，如果 $t_0 = \max(t_0, t_1, t_2)$ ，那么 $|u_{\varepsilon 1}|^2 - |u_{\varepsilon 2}|^2 > 0$ 且 $|u_{\varepsilon 2}|^2 - |u_{\varepsilon 0}|^2 > 0$ 。这意味着 $|u_{\varepsilon 0}|$ 比 $|u_{\varepsilon 1}|$ 和 $|u_{\varepsilon 2}|$ 都要小。而 $u_{\varepsilon 0}$ 是参考电压矢量 u_s^{ref} 和零电压矢量 u_0 应用整个控制周期时产生的伏秒误差，显然 u_0 是使伏秒误差最小的电压矢量。类似地，我们可以确认，在一个控制周期内只应用一个电压矢量时，持续时间最长的电压矢量是最优的，结果总结在错误!未找到引用源。中。

为了降低开关频率，当最优矢量是零矢量时，根据上一个周期末的最后一个电压矢量 u_{old} 来选择。

2) 两个电压矢量：在一个控制周期作用两个电压矢量时，要考虑的矢量组合是 (u_1, u_0) ， (u_2, u_7) 和 (u_1, u_2) ，最优矢量组合是作用时间最长的组合，未被选择的矢量的作用时间平均分配给矢量组合中的两个矢量。同时，加入改进双矢量组合，即 (u_1, u_0, u_1) ， (u_2, u_7, u_2) 和 (u_1, u_2, u_1) 。为了降低开关频率，根据 u_{old} 来选择最优矢量组合中的矢量顺序，矢量组合中与有 u_{old} 较少开关动作次数的电压矢量放在第一个。当最优矢量组合是 (u_1, u_2) ， u_{old} 为 u_0 、 u_1 、 u_5 、 u_6 其中一个时，要考虑的传统矢量组合是 (u_1, u_2) ，改进双矢量组合为 (u_1, u_2, u_1) 。结果总结在错误!未找到引用源。和错误!未找到引用源。中。

表1 只应用一个电压矢量时矢量选择和作用时间

时间条件	$t_0 > \max(t_1, t_2)$	$t_1 > \max(t_0, t_2)$	$t_2 > \max(t_0, t_1)$
最优矢量	u_0	u_1	u_2
作用时间	T_{sc}	T_{sc}	T_{sc}

表2 应用两个电压矢量时传统双矢量选择和作用时间

时间条件	u_{old}	矢量序列	矢量作用时间
$t_0 < \max(t_1, t_2)$	$u_0 / u_1 / u_5 / u_6$	(u_1, u_2)	$(t_1 + 0.5t_0, t_2 + 0.5t_0)$
	$u_2 / u_3 / u_4 / u_7$	(u_2, u_1)	$(t_2 + 0.5t_0, t_1 + 0.5t_0)$
$t_1 < \max(t_0, t_2)$	$u_0 / u_1 / u_2 / u_7$	(u_2, u_7)	$(t_2 + 0.5t_1, t_0 + 0.5t_1)$
	$u_4 / u_5 / u_6 / u_7$	(u_7, u_2)	$(t_0 + 0.5t_1, t_2 + 0.5t_1)$

$t_2 < \max(t_0, t_1)$	$u_1 / u_2 / u_6 / u_7$	(u_1, u_0)	$(t_1 + 0.5t_2, t_0 + 0.5t_2)$
	$u_0 / u_3 / u_4 / u_5$	(u_0, u_1)	$(t_0 + 0.5t_2, t_1 + 0.5t_2)$

表 3 应用两个电压矢量时改进对称双矢量选择和作用时间

时间条件	u_{old}	矢量序列	矢量作用时间
$t_0 < \max(t_1, t_2)$	$u_0 / u_1 / u_5 / u_6$	(u_1, u_2, u_1)	$(\lambda_{opt}(t_1 + 0.5t_0), t_2 + 0.5t_0, (1 - \lambda_{opt})(t_1 + 0.5t_0))$
	$u_2 / u_3 / u_4 / u_7$	(u_2, u_1, u_2)	$(\lambda_{opt}(t_2 + 0.5t_0), t_1 + 0.5t_0, (1 - \lambda_{opt})(t_2 + 0.5t_0))$
$t_1 < \max(t_0, t_2)$	$u_0 / u_1 / u_2 / u_7$	(u_2, u_7, u_2)	$(\lambda_{opt}(t_2 + 0.5t_1), t_0 + 0.5t_1, (1 - \lambda_{opt})(t_2 + 0.5t_1))$
	$u_4 / u_5 / u_6 / u_7$	(u_7, u_2, u_7)	$(\lambda_{opt}(t_0 + 0.5t_1), t_2 + 0.5t_1, (1 - \lambda_{opt})(t_0 + 0.5t_1))$
$t_2 < \max(t_0, t_1)$	$u_1 / u_2 / u_6 / u_7$	(u_1, u_0, u_1)	$(\lambda_{opt}(t_1 + 0.5t_2), t_0 + 0.5t_2, (1 - \lambda_{opt})(t_1 + 0.5t_2))$
	$u_0 / u_3 / u_4 / u_5$	(u_0, u_1, u_0)	$(\lambda_{opt}(t_0 + 0.5t_2), t_1 + 0.5t_2, (1 - \lambda_{opt})(t_0 + 0.5t_2))$

3) 三个电压矢量：在一个控制周期作用三个电压矢量时，三个电压矢量可以合成参考电压矢量 u_s^{ref} ，消除电流误差。同样，根据上一个周期末的最后一个电压矢量 u_{old} 来选择矢量组合的顺序，两个控制周期之间最多有一次开关跳变。当上一个周期末的最后一个电压矢量 u_{old} 为 u_1 、 u_2 、 u_0 、 u_7 其中一个时，两个控制周期之间没有开关跳变，本控制周期内开关跳变两次。当 u_{old} 为 u_3 、 u_4 、 u_5 、 u_6 其中一个时，两个控制周期之间有一次开关跳变，本控制周期内开关跳变两次。当 u_{old} 为 u_3 或 u_6 时，可能的矢量序列有两种，以 u_3 为例， u_2 、 u_0 与 u_3 都只有一次开关跳变，电流误差都为 0，但是这两种矢量序列产生的电流谐波可能不同。结果总结在表 4 中。

表 4 应用三个电压矢量时矢量选择和作用时间

u_{opt}	矢量选择	矢量作用时间
u_0	(u_0, u_1, u_2)	(t_0, t_1, t_2)
u_1	(u_1, u_2, u_7)	(t_1, t_2, t_0)
u_2	(u_2, u_1, u_0)	(t_2, t_1, t_0)

u_3	(u_2, u_1, u_0)	(t_2, t_1, t_0)
	(u_0, u_1, u_2)	(t_0, t_1, t_2)
u_4	(u_7, u_2, u_1)	(t_0, t_2, t_1)
u_5	(u_0, u_1, u_2)	(t_0, t_1, t_2)
u_6	(u_1, u_2, u_7)	(t_1, t_2, t_0)
	(u_7, u_2, u_1)	(t_0, t_2, t_1)
u_7	(u_7, u_2, u_1)	(t_0, t_2, t_1)

4) 四个电压矢量：在一个控制周期作用四个电压矢量 (u_0, u_1, u_2, u_7)，可以实现无差拍控制，开关频率固定，本质上与基于 SVM 原理的无差拍控制等效。但是，传统 0127 序列在较高的速度下，性能会下降，这就需要考虑母线钳位 SVM 技术。考虑到在一个控制周期内部最多进行三次切换，共考虑五种矢量序列：1) 序列 0127/7210；2) 序列 0121/1210；3) 序列 1012/2101；4) 序列 2721/1272；5) 序列 7212/2127。为了减小开关频率，根据上一个周期末的最后一个电压矢量来 u_{old} 选择矢量组合的顺序。结果总结在表 2-5 中。

2.2 代价函数

当一个控制周期作用一个、两个电压矢量时，控制周期末存在电流跟踪误差；作用三、四个电压矢量时，控制周期末没有电流跟踪误差，但是不同的序列产生的电流谐波不同，同时为了对开关频率进行控制，因此建立了包含电流误差、电流谐波以及开关频率的代价函数

$$J = |i_{ref}^{k+2} - i_s^{k+2}| + Ih_{rms} + g_{sw}^{k+1} f_{sw} \quad (7)$$

其中 g_{sw} 为开关频率的权重系数， Ih_{rms} 为电流谐波¹¹。电流误差可以转化为电压误差，代价函数还可以写为

$$J = |(u_s^{ref} - u_s^{k+1})T_{sc}\alpha| + Ih_{rms} + g_{sw}(k+1)f_{sw} \quad (8)$$

表 5 应用四个电压矢量时矢量选择和作用时间

u_{old}	矢量序列	矢量作用时间
u_0	(u_0, u_1, u_2, u_7)	$(0.5t_0, t_1, t_2, 0.5t_0)$
	(u_0, u_1, u_2, u_1)	$(t_0, 0.5t_1, t_2, 0.5t_1)$
u_1	(u_1, u_2, u_7, u_2)	$(t_1, 0.5t_2, t_0, 0.5t_2)$
	(u_1, u_2, u_1, u_0)	$(0.5t_1, t_2, 0.5t_1, t_0)$
	(u_1, u_0, u_1, u_2)	$(0.5t_1, t_0, 0.5t_1, t_2)$
u_2	(u_2, u_1, u_0, u_1)	$(t_2, 0.5t_1, t_0, 0.5t_1)$
	(u_2, u_1, u_2, u_7)	$(0.5t_2, t_1, 0.5t_2, t_0)$
	(u_2, u_7, u_2, u_1)	$(0.5t_2, t_0, 0.5t_2, t_1)$
u_3	(u_2, u_1, u_0, u_1)	$(t_2, 0.5t_1, t_0, 0.5t_1)$
	(u_2, u_1, u_2, u_7)	$(0.5t_2, t_1, 0.5t_2, t_0)$
	(u_2, u_7, u_2, u_1)	$(0.5t_2, t_0, 0.5t_2, t_1)$
	(u_0, u_1, u_2, u_7)	$(0.5t_0, t_1, t_2, 0.5t_0)$
	(u_0, u_1, u_2, u_1)	$(t_0, 0.5t_1, t_2, 0.5t_1)$
u_4	(u_7, u_2, u_1, u_0)	$(0.5t_0, t_2, t_1, 0.5t_0)$
	(u_7, u_2, u_1, u_2)	$(t_0, 0.5t_2, t_1, 0.5t_2)$
u_5	(u_0, u_1, u_2, u_7)	$(0.5t_0, t_1, t_2, 0.5t_0)$
	(u_0, u_1, u_2, u_1)	$(t_0, 0.5t_1, t_2, 0.5t_1)$

u_6	(u_1, u_2, u_7, u_2)	$(t_1, 0.5t_2, t_0, 0.5t_2)$
	(u_1, u_2, u_1, u_0)	$(0.5t_1, t_2, 0.5t_1, t_0)$
	(u_1, u_0, u_1, u_2)	$(0.5t_1, t_0, 0.5t_1, t_2)$
	(u_7, u_2, u_1, u_0)	$(0.5t_0, t_2, t_1, 0.5t_0)$
	(u_7, u_2, u_1, u_2)	$(t_0, 0.5t_2, t_1, 0.5t_2)$
u_7	(u_7, u_2, u_1, u_0)	$(0.5t_0, t_2, t_1, 0.5t_0)$
	(u_7, u_2, u_1, u_2)	$(t_0, 0.5t_2, t_1, 0.5t_2)$

g_{sw} 越大，控制器越倾向于选择有较少的开关动作的电压矢量组合，而放松对电流跟踪性能和稳态性能的控制。为了保证控制方法的开关频率恒定， g_{sw} 根据实际开关频率和参考开关频率在线调整

$$g_{sw}^{k+1} = \begin{cases} g_{sw}^k + \Delta g & f_{sw} > f_{sw}^{ref} \\ g_{sw}^k - \Delta g & f_{sw} < f_{sw}^{ref} \end{cases} \quad (9)$$

$$\Delta g = \begin{cases} 0.0005 & |f_{sw}^{ref} - f_{sw}| > 50 \\ 0.0002 & |f_{sw}^{ref} - f_{sw}| \leq 50 \end{cases} \quad (10)$$

将候选矢量电压集代入代价函数，使得代价函数最小的即为最优解，它很好地平衡了电流跟踪误差、电流谐波和开关频率之间的关系，提升了稳态性能。

3 实验结果

实验平台如图所示，SPMSM 通过磁粉制动器进行加载，控制算法由 32 位浮点 DSP TMS320F28388 执行。在实验结果中，除了 A 相定子电流采用电流探头直接测量外，其他变量都通过配备 DA 输出的扩展 7 通道控制板显示在 DL950 录波仪上。录波仪 1 通道显示的是速度参考值，2 通道显示的是通过编码器测得的实际速度，3 通道为 q 轴电流的参考值，

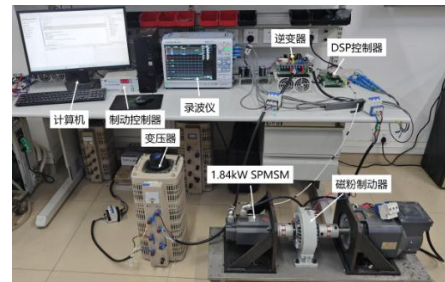


图 2 实验平台

4 通道为 q 轴电流的实际值, 5 通道为 d 轴电流的参考值, 6 通道为 d 轴电流的实际值, 7 通道为开关频率, 8 通道为电机 a 相电流。实验参数如表 6 所示。

3.1 稳态实验结果

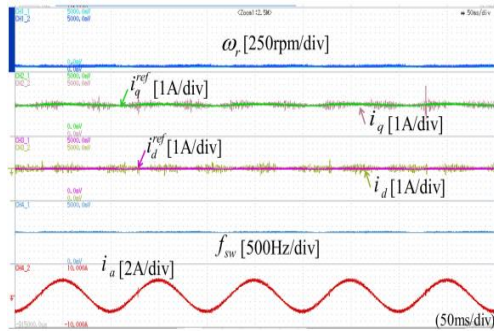
为了验证 GMV-MFPCC 方法的有效性, 在相同的开关频率下, 与 SVM-MFPCC、1VB-MFPCC、改进 TV-MFPCC¹¹ 进行了比较。GMV-MFPCC 的采样频率设置为 9kHz, 1VB-MFPCC 的采样频率设置为 22kHz, SVM-MFPCC 的采样频率为 2.5kHz, $f_{sw}^{ref} = 2.5\text{kHz}$, 通过调整 TV-MFPCC 的控制周期达到相同的开关频率。

图为四种方法在电机低速 200r/min 带额定负载的稳态波形。SVM-MFPCC 的开关频率固定为 2500Hz, 改进 TV-MFPCC 的开关频率是 2441Hz, 1VB-MFPCC 的开关频率是 2362Hz, 提出的 GMV-MFPCC 方法的开关频率是 2503Hz。1VB-MFPCC、SVM-MFPCC、改进 TV-MFPCC 和 GMV-MFPCC 的 q 轴电流纹波分别为 0.325A、0.273A、0.4A、0.173A。d 轴

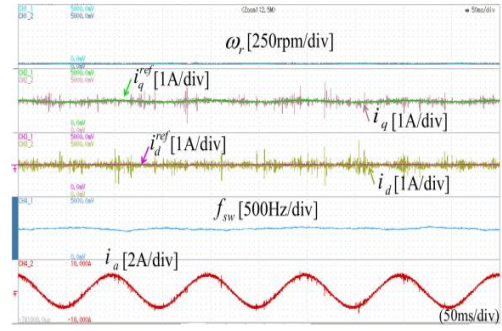
电流纹波分别为 0.315A、0.355A、0.337A、0.178A。GMV-MFPCC 的 q 轴和 d 轴电流纹波最小。

表 6 仿真和实验参数

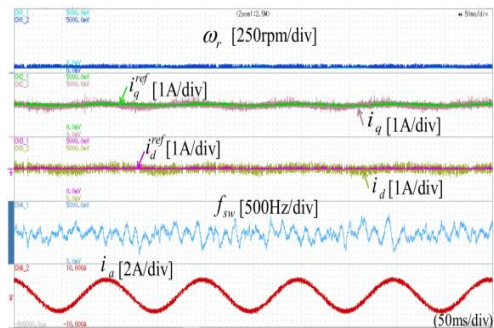
参数名称	参数符号	数值
母线电压	U_{dc}	540V
额定功率	P_n	1.84kW
额定电压	U_n	380V
额定电流	I_n	4.5A
额定频率	f_n	100Hz
额定转矩	T_n	8.8Nm
极对数	N_p	3
定子电阻	R_s	2.06 Ω
d 轴电感	L_d	17.06mH
q 轴电感	L_q	17.06mH
永磁体磁链	ψ_f	0.4093Wb



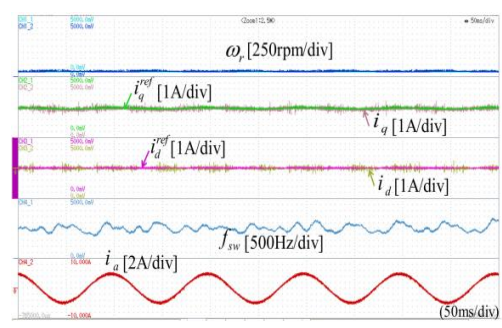
(a) SVM-MFPCC



(c) 1VB-MFPCC

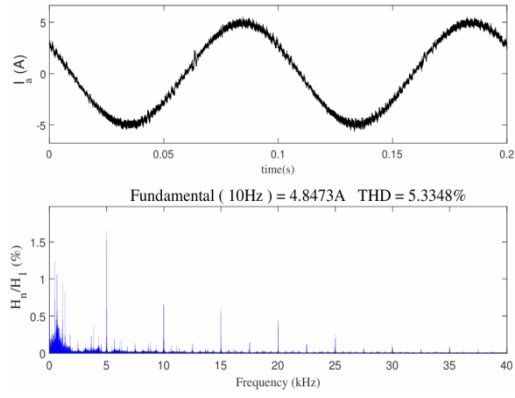


(b) TV-MFPCC

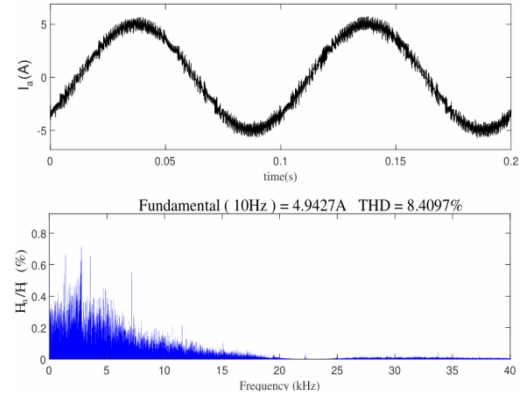


(d) GMV-MFPCC

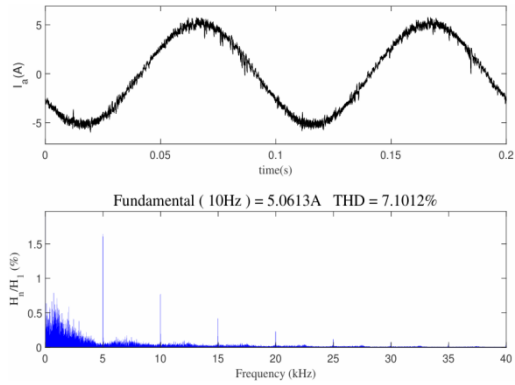
图 3 200r/min 带额定负载的稳态实验结果



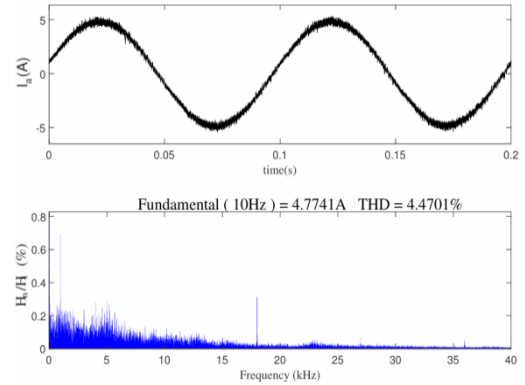
(a) SVM-MFPCC



(b) 1VB-MFPCC

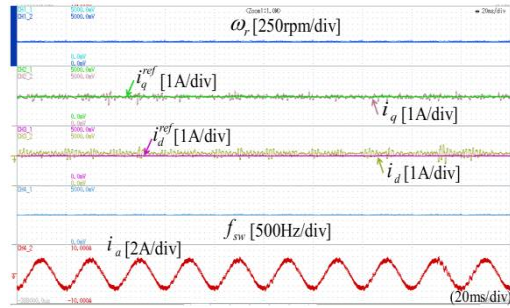


(c) TV-MFPCC

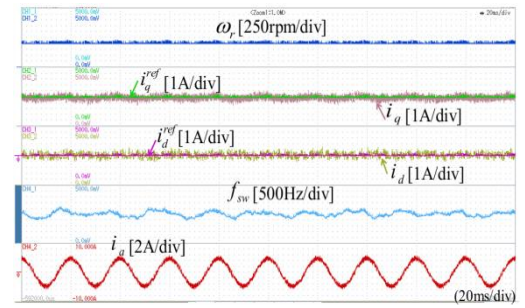


(d) GMV-MFPCC

图 4 200 r/min 带额定负载时 A 相定子电流谐波频谱



(a) SVM-MFPCC



(d) GMV-MFPCC

图 5 1000 r/min 带额定负载的稳态实验结果

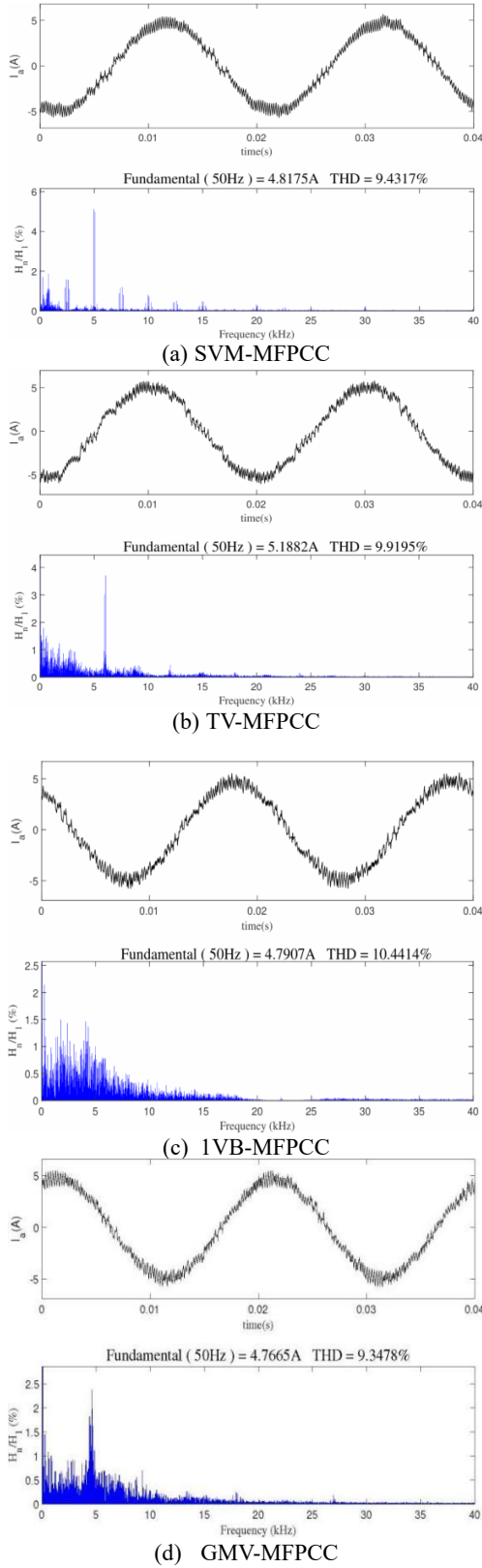


图 6 1000 r/min 带额定负载时 A 相定子电流谐波频谱

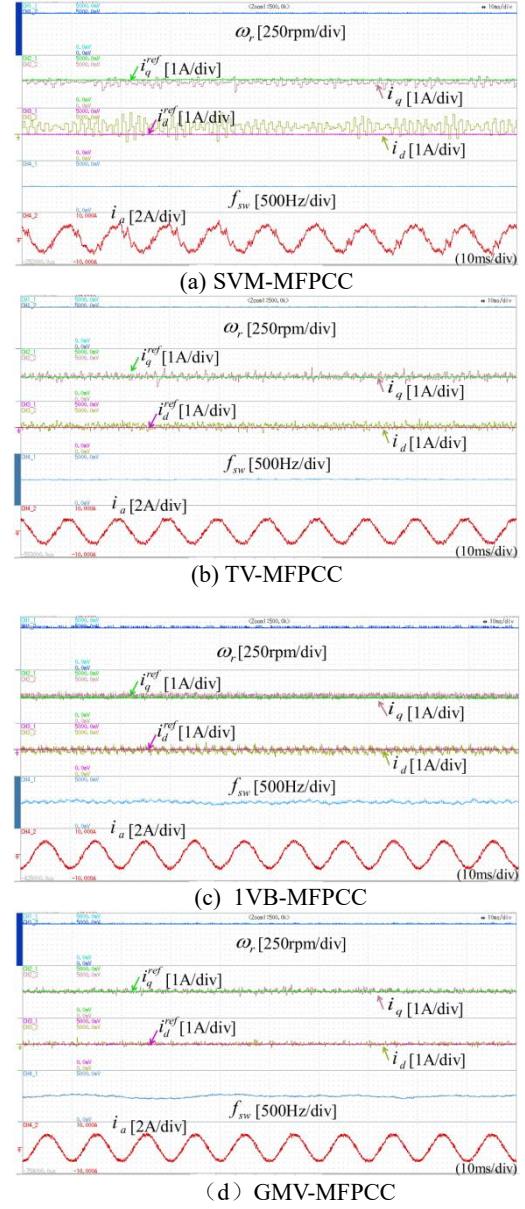
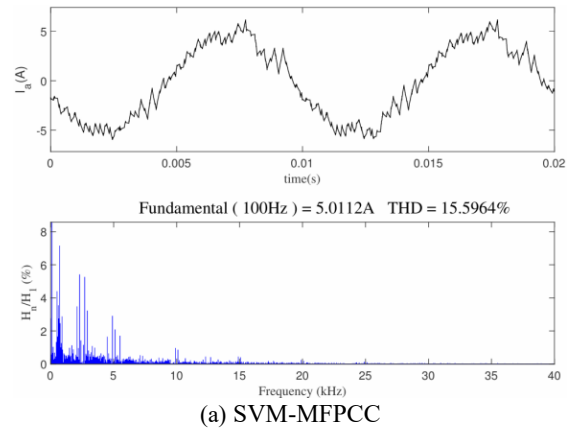


图 7 2000 r/min 带额定负载的稳态实验结果



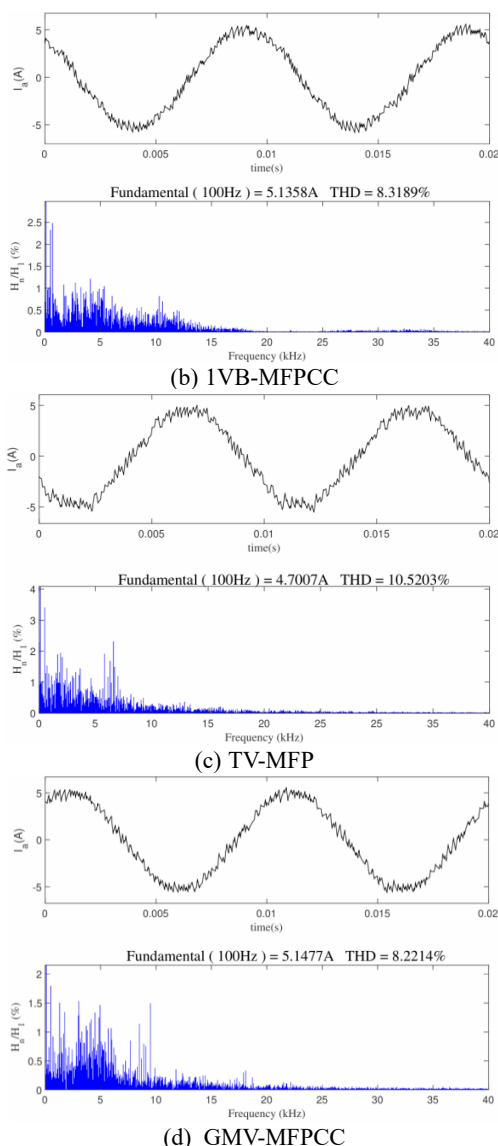


图 8 2000 r/min 带额定负载时 A 相定子电流谐波频谱

图显示了 A 相定子电流的谐波分析结果。在该操作点,与 SVM-MFPCC 相比,提出的 GMV-MFPCC 的电流 THD 降低了 16.21%,与 1VB-MFPCC 相比,提出的 GMV-MFPCC 的电流 THD 降低了 46.85%,与改进 TV-MFPCC 相比,提出的 GMV-MFPCC 的电流 THD 降低了 37.05%。结果表明,GMV-MFPCC 在相同的开关频率条件下,具有更好的稳态性能。图展示了四种方法在中速 1000r/min 带额定负载下的实验结果。此时,改进 TV-MFPCC 的开关频率是 2512Hz,1VB-MFPCC 的开关频率是 2484Hz,提出的 GMV-MFPCC 方法的开关频率是 2482Hz。1VB-MFPCC、SVM-MFPCC、改进 TV-MFPCC 和 GMV-MFPCC 的 q 轴电流纹波分别为 0.364A、0.234A、0.287A、0.279A。d 轴电流纹波分别为 0.41A、0.471A、

0.544A、0.285A。GMV-MFPCC 的 d 轴电流纹波最小,SVM-MFPCC 的 q 轴电流纹波最小。提出的 GMV-MFPCC 的电流 THD 为 9.35%,比 SVM-MFPCC 的 9.43%降低了 0.85%,比 1VB-MFPCC 的 10.44%降低了 10.44%,比改进 TV-MFPCC 的 9.92%降低了 5.76%,其电流谐波分析结果如图 6 所示。图显示了四种方法在 2000r/min 的高速带额定负载下的实验结果。此时,改进 TV-MFPCC、1VB-MFPCC、GMV-MFPCC 方法的开关频率分别是 2511Hz、2486Hz、2479Hz。1VB-MFPCC、SVM-MFPCC、改进 TV-MFPCC 和 GMV-MFPCC 的 q 轴电流纹波分别为 0.479A、0.66A、0.438A、0.26A。d 轴电流纹波分别为 0.392A、1.752A、0.512A、0.261 A。GMV-MFPCC 的 q 轴和 d 轴电流纹波最小,SVM-MFPCC 最大。其电流谐波分析结果如

所示。与 SVM-MFPCC、1VB-MFPCC、改进 TV-MFPCC 相比,提出的 GMV-MFPCC 的电流 THD 分别降低了 47.29%、1.2%、21.85%。图比较了四种方法在不同速度带额定负载下的电流 THD 和开关频率。相比于 1VB-MFPCC、SVM-MFPCC、改进 TV-MFPCC,在不同速度下所提出的 GMV-MFPCC 方法表现出更好的稳态性能,在相同的开关频率下具有更低的电流 THD。从图中可以看出,1VB-MFPCC 与 GMV-MFPCC 在额定速度下,电流 THD 基本相等,但在其他工况下 GMV-MFPCC 的稳态性能更好,电流 THD 更小。SVM-MFPCC 在 400-1000r/min 这段速度下与 GMV-MFPCC 电流 THD 基本相等,然而,在较高的速度下,载波比较低时,SVM-MFPCC 的性能下降了。与 SVM-MFPCC、1VB-MFPCC、改进 TV-MFPCC 相比,所提出的方法将电流 THD 最大降低了 47.29%、46.85%、37.05%。同时,1VB-MFPCC 和 GMV-MFPCC 方法都实现了开关频率对参考值的跟随,可在全工作范围实现恒开关频率。

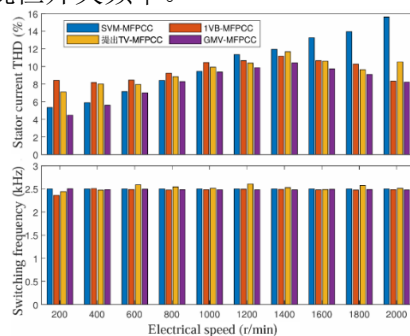


图 9 带额定负载时不同速度下的对比

3.2 动态实验结果

图给出了 GMV-MFPCC 从+2000r/min 到-2000r/min 的动态响应,正反转切换平稳,能快速准确跟踪 q 轴电流参考值的阶跃变化。图进一步显示了 SVM-MFPCC、1VB-MFPCC、改进 TV-MFPCC 和 GMV-MFPCC 对 q 轴电流参考值阶跃变化的短时间尺度的动态响应。可以看到,1VB-MFPCC 的动态响应最快,GMV-MFPCC 次之,改进 TV-MFPCC 稍慢,而 SVM-MFPCC 由于采样频率低,动态响应最慢。1VB-MFPCC 的 q 轴电流在 0.28 毫秒内稳定到参考值,GMV-MFPCC 的稳定时间为 0.39 毫秒,改进 TV-MFPCC 的稳定时间为 0.51 毫秒,而 SVM-MFPCC 的稳定时间为 1.09 毫秒。

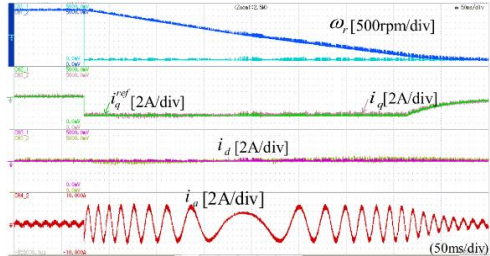


图 10 GMV-MFPCC 在 2000r/min 时正反转的动态响应

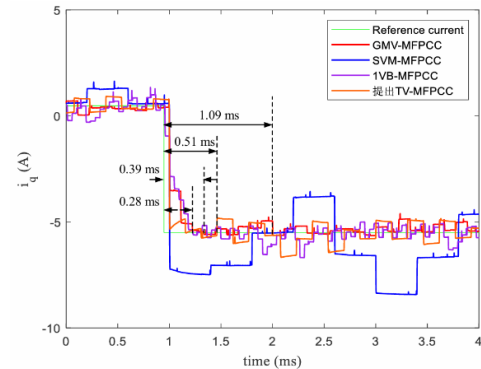


图 11 三种方法对 q 轴电流参考值阶跃变化的动态响应比较

图显示了提出方法在 2000r/min 时突加减载的动态响应。突加额定负载时,电机转速略有下降,转子转速迅速恢复到参考值。当转矩突然达到 0Nm 时,电机转速略有增加,转子速度迅速恢复到参考值。结果表明,所提出的方法具有快速的动态响应,并在负载变化方面表现出强鲁棒性。

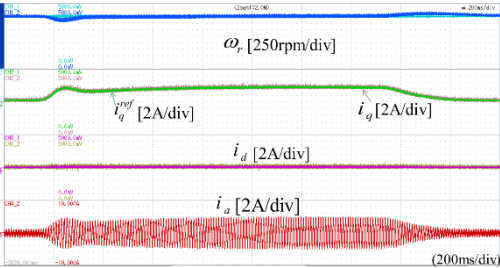


图 12 GMV-MFPCC 在 2000r/min 时突加减载动态响应

电机转速略有下降,转子转速迅速恢复到参考值。当转矩突然达到 0Nm 时,电机转速略有增加,转子速度迅速恢复到参考值。结果表明,所提出的方法具有快速的动态响应,并在负载变化方面表现出强鲁棒性。

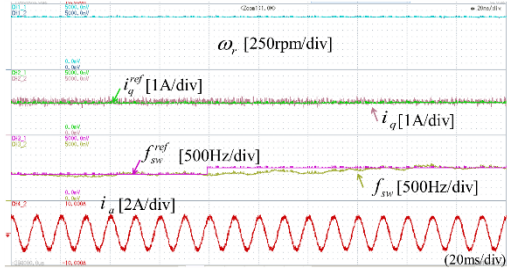


图 13 在额定速度带额定负载下,当 f_{sw}^{ref} 从 2kHz 阶跃到 2.5kHz 时的动态响应

为了验证通过在线调整加权因子的开关频率控制的有效性,图显示了在额定速度带额定负载下, f_{sw}^{ref} 从 2kHz 阶跃到 2.5kHz 时的实验结果。可以清楚地看到,由于 g_{sw} 的在线调整, f_{sw} 在大约 0.07s 内快速跟踪参考值。

3.3 鲁棒性

图显示了当参数失配时超局部模型的 GMV-MFPCC 方法在 2000r/min 带额定负载的稳态实验结果。从上到下,波形图中依次为转子速度、q 轴电流、d 轴电流、电感真实值与标称值的比值和 A 相定子电流。控制方法中使用的机器参数最初是准确的,如图左半部分所示。当控制器中的电感变为其标称值的 180% 时,如图右半部分所示,由于超局部模型中没有使用任何参数,因此所提出的 GMV-MFPCC 的性能不受参数失配的影响。实验结果清楚地证实了所提出的 GMV-MFPCC 对机器参数变化具有很强的鲁棒性。

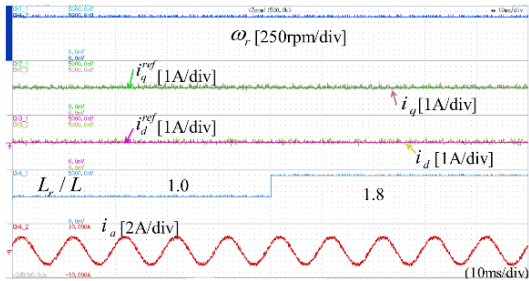


图 14 参数不匹配时 2000r/min 带额定负载的稳态实验结果

表 7 执行时间比较

控制方法	执行时间 (μs)
1VB-MFPCC	37.545

SVM-MFPCC	41.435
改进 TV-MFPCC	42.685
GMV-MFPCC	73.95

3.4 程序执行时间

表 7 显示了 1VB-MFPCC、SVM-MFPCC、改进 TV-MFPCC 和 GMV-MFPCC 四种方法的执行时间。1VB-MFPCC、SVM-MFPCC、改进 TV-MFPCC 和 GMV-MFPCC 实现控制算法分别需要 37.545us、41.435us、42.685us 和 73.95us。GMV-MFPCC 由于需要计算候选矢量集的代价函数，计算量大。但是，也正如实验结果所示，这带来了更好的稳态性能。

4 总结

本文提出了一种用于 PMSM 的 GMV-MFPCC 方法，该方法提高了系统的鲁棒性和稳态性能。该方法使用超局部自适应数学模型，不同于传统的模型预测控制方法，在一个控制周期内作用固定数量的电压矢量，该方法在一个控制周期内考虑了作用一个、两个、三个或四个电压矢量以及电压矢量在相邻控制周期之间的过渡。在应用四个电压矢量的候选集中，包含了传统的 0127 序列和母线钳位 SVM 序列，丰富了候选矢量集。利用 MPC 多变量控制的优势，建立了含有电流跟踪误差、电流谐波和开关频率的代价函数，可在线调整开关频率的权重系数，实现了固定的开关频率。在相同的 2.5kHz 的开关频率下，相比于 1VB-MFPCC、SVM-MFPCC、改进 TV-MFPCC，在不同速度下所提出的 GMV-MFPCC 方法表现出更好的稳态性能。1VB-MFPCC 与 GMV-MFPCC 在额定速度下，电流 THD 基本相等，但在其他工况下 GMV-MFPCC 的稳态性能更好，电流 THD 更小。SVM-MFPCC 在 400-1000r/min 这段速度下与 GMV-MFPCC 电流 THD 基本相等，然而，在较高的速度下，载波比较低时，SVM-MFPCC 的性能下降了。与 SVM-MFPCC、1VB-MFPCC、改进 TV-MFPCC 相比，所提出的方法将电流 THD 最大降低了 47.29%、46.85%、37.05%。综合仿真和实验结果验证了所提出方法的有效性。

参考文献

- 阮毅, 杨影, 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- 赵继乾, 张永昌, 诸晔源, 等. 基于电流谐波最小的永磁同步电机无差拍预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(08): 16-25.
- Zhang Y, Xu D, Liu J, et al. Performance improvement of model-predictive current control of permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3683-3695.
- 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14-30.
- Niu F, Wang B, Babel A S, et al. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1408-1424.
- Zhang Y, Huang L, Xu D, et al. Performance evaluation of two-vector-based model predictive current control of pmsm drives[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2018, 4(2): 65-81.
- 张虎, 张永昌, 夏波, 等. 基于空间矢量调制的感应电机无速度传感器模型预测 磁链控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(03): 97-104.
- Gendrin M, Gauthier J Y, Lin-Shi X. A predictive hybrid pulse-width-modulation technique for active-front-end rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5487-5496.
- Zhang Y, Xu D, Huang L. Generalized multiple-vector-based model predictive control for pmsm drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9356-9366.
- Chen Z, Qiu J. Adjacent-vector-based model predictive control for permanent magnet synchronous motors with full model estimation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1317-1331.
- Tian M, Zhang Y, Wang Y, Yang H and Zhu X, "Two-Vector Model-Free Predictive Current Control of PMSM Drives With Minimal Current Harmonics," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 72, no. 12, pp. 12393-12403, Dec. 2025.

A Four-port Current-Source Inverter System Based on a Rectangular Resonant Circuit

Fujun Ma, *Senior Member, IEEE*, Qixiang

Yang, Quanjie Li, Zhengxiao Zhang, Zhiheng

Tong, Yukun Li

Abstract - A high-power four-port current-source induction heating system for industrial applications is proposed in this study, along with an integrated power regulation strategy. This system is capable of simultaneously achieving frequency doubling, power doubling, and high-efficiency output. It employs a four-branch LLCR rectangular resonant circuit. Although the resonant circuit has a complex structure, the load observed at the output port of each inverter can be equivalently represented as a third-order CLC resonant network. The four inverters can operate simultaneously, combining their output power to achieve high-power output. Alternatively, by adopting an alternating operating mode, they can synthesize a higher-frequency current across the load, thereby realizing frequency doubling. Furthermore, an integrated power regulation strategy is proposed, Adjusted Pulse Density Modulation (APDM) for heavy-load and improved Half-Cycle Pulse Density Modulation (HC-PDM) strategy for light-load, to address the significant voltage ripple and discontinuity inherent to conventional PDM. The HC-PDM strategy effectively suppresses voltage ripple and removes discontinuity. The proposed comprehensive strategy ensures Zero Voltage Switching (ZVS) turn-off throughout the operating range, thereby reducing switching losses. Finally, an 8 kW, 20 kHz experimental prototype was developed, and the experimental results are in agreement with the theoretical analysis, confirming the feasibility and effectiveness of the proposed topology and control strategy.

Index Terms—Induction heating; Rectangular resonant circuit; Frequency and power doubling; HC-PDM

I. INTRODUCTION

Induction heating (IH) technology has become a preferred method in industrial, domestic, and medical applications because of its advantages, including high efficiency, rapid heating, safety, cleanliness, and precise control. In industrial

applications, there is usually a demand for higher power and a broad frequency output range, which has led to the development of high-power resonant inverters. These inverters typically employ a full-bridge structure, and the two mainstream types are voltage-source and current-source resonant inverters. Research on induction heating technology has mainly focused on voltage-source resonant inverters, with extensive studies devoted to high-frequency, high-power, and soft-switching voltage-source resonant topologies. However, in recent years, current-source inverters (CSI) have also gained attention due to advantages such as higher reliability.

Compared to voltage-source inverters (VSI), current-source inverters (CSI) offer several advantages. First, CSI use an inductor as the DC-side energy storage component instead of the electrolytic capacitors employed in VSI, and the inductors generally have a much longer service life. Second, the DC-side inductor allows current-source converters to tolerate leg shoot-through without short-circuit protection. In addition, they place lower voltage and current stress on power devices, which simplifies load-matching design. Finally, with advancements in semiconductor devices, switching losses have been significantly reduced, greatly enhancing the performance of current-source resonant inverter systems in recent years. Currently, CSI are widely used in high-voltage direct current (HVDC) transmission systems, renewable energy power generation systems, and electric vehicle charging platforms, which provides a solid technical foundation and reference for their application in high-power induction heating systems.

Traditional voltage-source resonant inverters generally employ LC series resonant circuit, whereas current-source resonant inverters typically employ LC parallel resonant circuit. Since conventional second-order resonant circuit often subject switching devices to overvoltage or overcurrent stress during frequency modulation, third-order resonant circuits with superior performance have become the mainstream of current research. An LLC resonant circuit for voltage-source resonant inverters was proposed in, where the integrated transformer functionality reduces the current on the inverter side. An improved CLC current-source resonant inverter topology was presented in. This topology achieves maximum power output by adjusting the switching frequency and tuning the capacitor ratio of the third-order CLC resonant network. This topology achieves maximum power output by adjusting the switching frequency and tuning the capacitor ratio of the third-order CLC resonant network. However, the study did not provide an in-depth analysis of optimized control strategies for broader power regulation.

In the field of induction heating, the differences between voltage-source and current-source resonant inverter systems was compared in. A multi-terminal half-bridge resonant inverter induction heating system was proposed in. This system employs a dual-pulse modulation strategy that combines pulse density modulation (PDM) with resonant current phase-angle control, enabling a wide ZVS operating range. However, the half-bridge inverter structure constrains its power output capability. Furthermore, the phase-shift angle between inverters increases the overall output phase angle, thereby reducing the power factor. A dual-resonant system for all-metal induction heating is proposed in [19], capable of heating both metal and non-metal cookware, while also achieving a frequency multiplication mode. However, the frequency multiplication mode can only be realized when operating in a low-resistivity load state, which limits its use in high-power industrial applications. A high-frequency voltage-source induction heating system with frequency-doubling and power-doubling capability was introduced in. With each port powered by a dedicated inverter, the system simultaneously achieves frequency doubling, power doubling, and high-efficiency operation. In [1], a novel high-power frequency-doubling current-source induction heating system designed for industrial applications is presented. The proposed topology utilizes an LCR four-branch rectangular resonant circuit and four current-source inverters, enabling output power multiplication from one to four times, as well as configurations such as double power with double frequency or quadruple frequency with single power output.

For high-power resonant inverter systems, increasing the switching frequency reduces the size of passive components and thus facilitates system miniaturization. However, achieving efficient high-frequency operation requires soft-switching techniques to mitigate the associated increase in switching losses and electromagnetic interference (EMI). Therefore, ZVS and ZCS are essential for resonant inverter systems. Phase-shift modulation (PSM) is widely used in voltage-source resonant inverter systems, but in single-inverter applications, it may cause the lagging bridge leg to lose ZVS operation during phase shifting. An asymmetry voltage control (AVC) strategy that addresses the issue of a narrow soft-switching range in PSM processes is proposed in. However, this method introduces higher current during switch turn-off, which increases overall losses. A full-range ZVS dual-phase-shift (DPS) control strategy for dual-port LLC induction heating systems in industrial applications is presented in. This strategy enables highly efficient operation across the entire power range, yet it remains applicable only to

voltage-source resonant inverters. To address the issues of pronounced current ripple and discontinuity under light-load conditions in traditional pulse density modulation (PDM) strategies, an enhanced pulse. This approach reduces current ripple by optimizing pulse distribution and produces uniform positive half-cycle pulses during light-load operation. However, it introduces a DC component during power regulation, which restricts its applicability to simple second-order LC resonant networks. A resonant frequency-tuned (RFT) Δ - Σ signal-transformed pulse density modulation (PDM) method for inductive power transfer (IPT) applications is proposed in [25]. The system aims to achieve efficient adaptive power control in wireless power transfer systems, focusing on minimizing subharmonic oscillations, reducing ripple, and improving system performance under varying load conditions. In summary, existing research has primarily focused on high-frequency and high-power output in voltage-source resonant inverter systems.

A high-power four-port rectangular resonant circuit current-source induction heating system for industrial applications is proposed in this paper, along with an integrated power regulation strategy. This system is capable of simultaneously achieving frequency doubling, power doubling, and high-efficiency output. It employs a four-branch LLCR rectangular resonant circuit. Furthermore, under heavy-load conditions, the system adopts an APDM strategy for power regulation. Under light-load conditions, an improved HC-PDM strategy is employed, which effectively reduces output voltage ripple and eliminates discontinuity. With the proposed comprehensive power regulation strategy, the system achieves ZVS turn-off across the entire operating range.

The remainder of this paper is organized as follows. Section II presents the topology of the current-source induction heating system and the characteristics of the LLCR rectangular resonant circuit. Section III analyzes the implementation of frequency and power doubling in the proposed system. Section IV describes the improved HC-PDM control strategy. Section V presents experimental verification of the proposed system and control strategies.

II. TOPOLOGY AND OPERATING PRINCIPLE OF THE MULTI-TERMINAL CURRENT-SOURCE INDUCTION HEATING SYSTEM

A. Current-Source IH System Topology

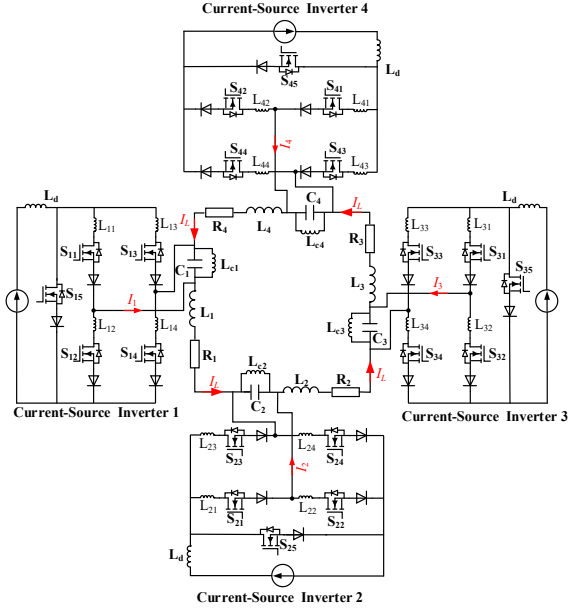


Fig. 1. High-Power Frequency-Doubling Multi-Current Resonant Inverter High-Frequency Induction Heating Power Supply System.

The power supply system consists of four current-source resonant inverters and an LLCR four-branch resonant circuit, with each branch having identical capacitance, inductance, and resistance values. Each current-source resonant inverter consists of four SiC MOSFETs S_{11} – S_{14} and four series-connected fast-recovery diodes VD_{11} – VD_{14} . The rectangular resonant circuit comprises four branches, each consisting of a capacitor C_x , an inductor L_x , and a resistor R_x . In addition, an inductor L_{Cx} is connected in parallel with the capacitor in each branch to eliminate the DC component of the voltage.

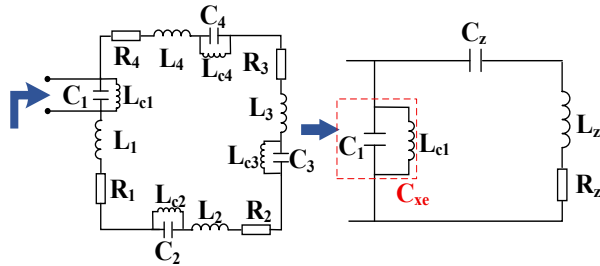


Fig. 2. Equivalent Circuit Diagram of the Resonant Circuit.

Fig. 2 shows the proposed rectangular resonant circuit. The equivalent resonant circuit at each inverter port can be represented as a third-order CLC circuit. The equivalent resonant network at each inverter output consists of a capacitor (C_x) connected in parallel with other components. For example, the resonant circuit for inverter 1 is formed by inductors (L_1 – L_4) and resistors (R_1 – R_4) connected in series, which is then in parallel with the matching capacitor C_{x1} , thereby constituting a CLC resonant loop. Here, the matching capacitor C_{x1} is composed of capacitor

C_1 and inductor L_{c1} connected in parallel. The equivalent impedance of the resonant circuit is given by:

$$\begin{cases} Z = \frac{j\omega L_{c1}(-1 - j\omega R_z C_z + \omega^2 C_z L_z)}{1 + j\omega C_z R_z - \omega^2 C_1 L_{c1} + A} \\ A = -\omega^2 C_z L_{c1} - \omega^2 C_z L_z - j\omega^3 C_1 C_z L_{c1} R_z + \omega^4 C_1 C_z L_{c1} L_z \end{cases} \quad (1)$$

Where

$$\begin{cases} C_z = \frac{C_{2e} C_{3e} C_{4e}}{C_{2e} C_{3e} + C_{2e} C_{4e} + C_{3e} C_{4e}} \\ C_{1e} = C_{2e} = C_{3e} = C_{4e} \\ L_z = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 \\ R_z = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 \end{cases} \quad (2)$$

The equivalent capacitance C_{xe} is formed by the parallel connection of capacitor C_x and inductor L_{cx} , and the expression for C_{1e} is given as:

$$C_{1e} = C_1 - \frac{1}{\omega^2 L_{c1}} \quad (3)$$

The quality factor Q of the system, the inductance ratio β , and the capacitance ratio α are defined as follows:

$$Q = \frac{1}{\omega C_{x1} R} \quad (4)$$

$$\beta = \frac{L_z}{L_{c1}} \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{C_1}{C_z} \quad (6)$$

The resonant frequency of the system is given by:

$$\begin{cases} \omega = \sqrt{\frac{C_1 L_{c1} + C_z L_{c1} + C_z L_z + B}{2 C_z L_z C_1 L_{c1}}} \\ B = \sqrt{-4 C_1 C_z L_{c1} L_z + (C_1 L_{c1} + C_z (L_{c1} + L_z))^2} \end{cases} \quad (7)$$

The initial phase angle of the system is defined as:

$$\theta = \arctan\left(-\frac{1}{4Q}\right) \quad (8)$$

B. Parameter design of the resonant circuit

The full-load power of the current-source induction heating system proposed in this paper is P_{max} , with the system operating at the resonant frequency ω_0 . The formula for the full-load power is as follows:

$$P_{max} = (4I_s)^2 Q^2 R_z \quad (9)$$

Where, I_s is the RMS value of the inverter output current. For a specific load, the load inductance L_{1-4} and equivalent resistance R_{1-4} are known. The quality factor Q can thus be calculated using (9).

$$Q = \sqrt{\frac{P_{\max}}{16I_s^2 R_z}} \quad (10)$$

The resonant frequency has been determined in the load design section, and thus the resonant angular frequency ω_0 is known. With the quality factor Q known, the value of C_{xe} can be calculated as follows:

$$C_{xe} = \frac{1}{Q\omega_0 R_z} \quad (11)$$

Parameters such as C_z and R_z are defined in (2) and (3). Taking C_{1e} as an example. C_{1e} is formed by the parallel equivalence of L_{c1} and C_1 , with the parallel L_{c1} serving to eliminate the unbalanced voltage component.

$$C_1 = C_{1e} + \frac{1}{\omega_0^2 L_{c1}} \quad (12)$$

III. IMPLEMENTATION OF FREQUENCY AND POWER DOUBLING IN THE SYSTEM

Fig.3 illustrates the operating principle of frequency and power doubling in the four-port induction heating system. In the diagram, TswI represents the switching period of the system, and TswII indicates the resonant period of the load. The IH system operates in three modes, which include:

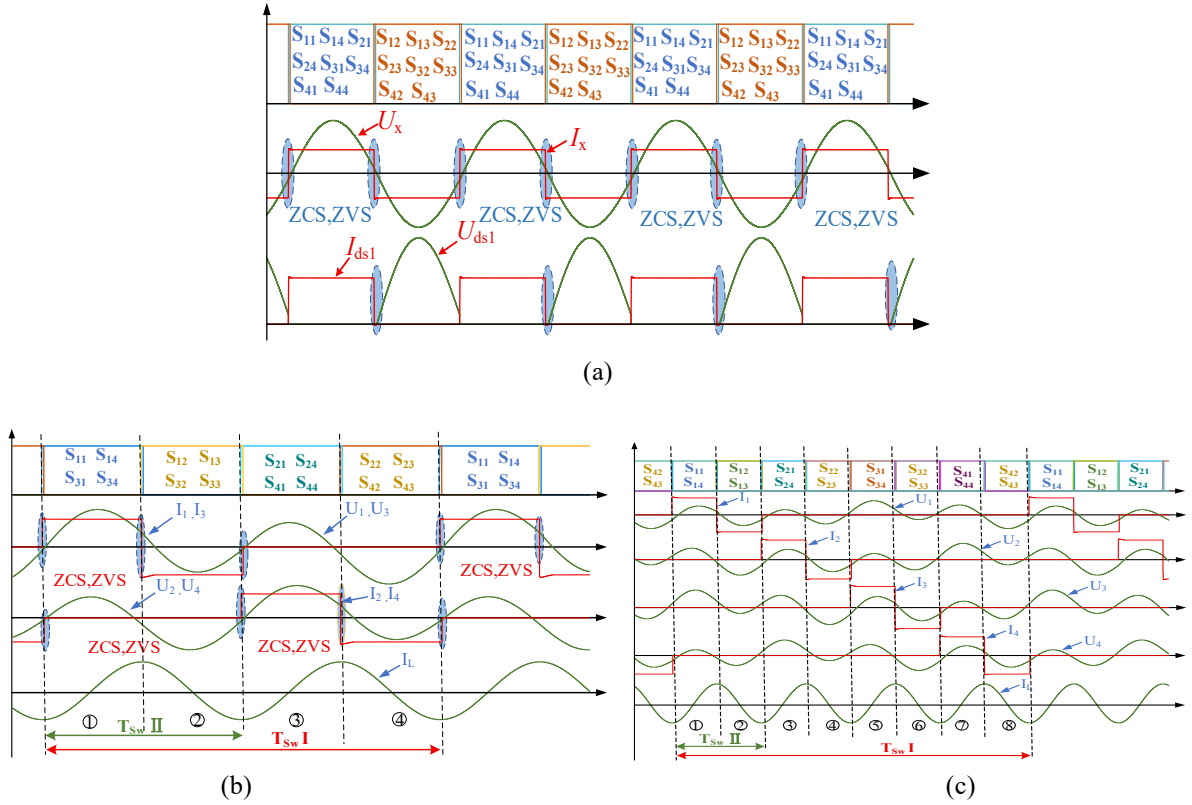
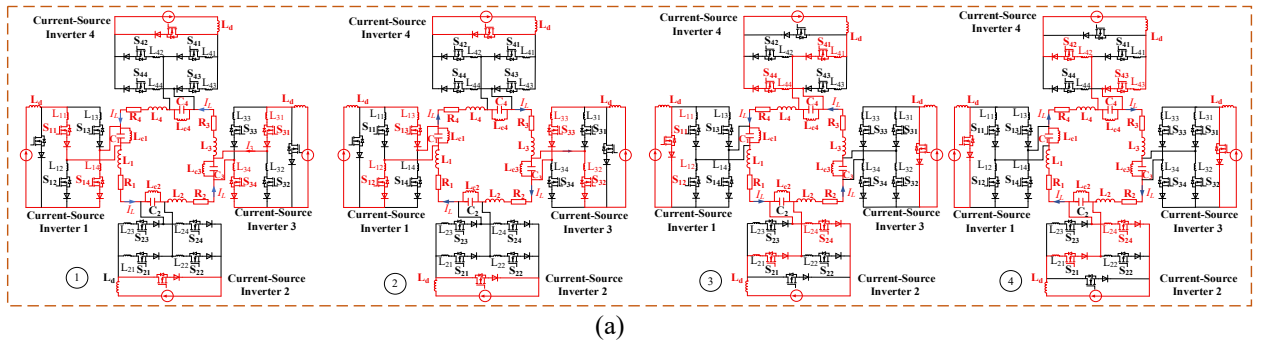


Fig. 3. Operating Principle Diagram of the System for Frequency and Power Doubling. (a) Mode I, (b) Mode II, (c) Mode III.



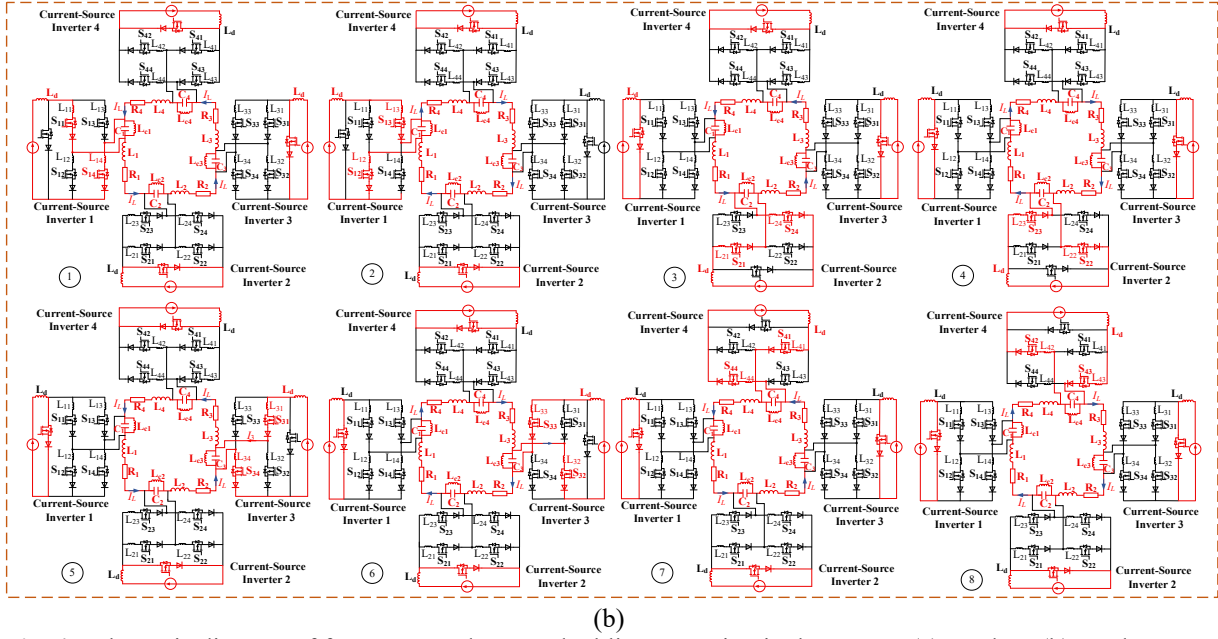


Fig. 4. Schematic diagram of frequency and power doubling operation in the system. (a) Mode II, (b) Mode III.

In this mode, all four inverters supply power to the resonant circuit simultaneously. The operating frequency matches the resonant frequency, enabling the system to achieve maximum power operation. Under this condition, the full-load output power is sixteen times that of a single inverter. (b) Quadruple Power -Double Frequency Mode (Mode II):

In this mode, Inverter 1 and 3, and Inverter 2 and 4 operate in a Time-division multiplexing operating mode. During each operating cycle, two inverters work concurrently, thereby realizing power multiplication. At the same time, due to the time-division multiplexing among the inverters, the switching frequency of the system's power devices becomes half of the load resonant period, achieving frequency-doubled operation.

(c) Quadruple Frequency Mode (Mode III):

In this mode, only one inverter supplies power to the load resonant circuit at any given time, with the four inverters operating in a time-division multiplexed manner. This allows the system to run at four times the basic frequency.

Fig.4a illustrates the operating mode of Mode II. This mode is divided into four stages within one switching cycle. Inverters 1 and 3 operate simultaneously, followed by inverters 2 and 4 in the next stage. The two inverter groups alternate in supplying power through time-division multiplexing. The operation sequence is as follows: In Mode II-1, the resonant circuit operates at frequency f , whereas the resonant inverter switches at $f/2$. Accordingly, one switching cycle is divided into two resonant cycle Δt . In the first resonant cycle Δt , switches S_{11} and S_{14} of inverter 1, together with S_{31} and S_{34} of inverter 3, are turned on

simultaneously for half of the cycle $\Delta t / 2$. At this stage, inverters 2 and 4 do not provide power output. In MODE II-2, during the latter half of the first resonant cycle, inverters 2 and 4 are switched on through the simultaneous conduction of S_{22} , S_{23} , S_{42} , and S_{43} . At this stage, the current is negative, which completes one resonant cycle.

Mode II-3 and II-4 represent the second resonant cycle, which proceeds in a manner similar to the first. In this cycle, inverters 1 and 3 remain inactive, whereas inverters 2 and 4 operate simultaneously to generate sequential positive and negative half-cycle waveforms. In each cycle, two inverters operate concurrently while the other two alternate, resulting in a doubled frequency and a fourfold increase in power.

Fig.4b illustrates the operating mode of Mode III. Within one switching cycle T , the inverters operate alternately. The resonant circuit functions at frequency f , while the resonant inverter switches at $f/4$. Accordingly, one switching cycle is divided into four resonant cycles Δt . In Mode III-1, switches S_{11} and S_{14} of current-source inverter 1 are switched on for half of the resonant cycle. At this stage, the current is positive and flows in a counterclockwise direction through the resonant circuit. In Mode III-2, switches S_{12} and S_{13} of inverter 1 are switched on during the latter half of the resonant cycle. The current becomes negative and flows in a clockwise direction through the resonant circuit, thereby completing one resonant cycle.

In Mode III-3 and III-4, inverter 2 operates in the same manner as inverter 1, generating sequential positive and negative half-cycle waveforms within the subsequent resonant cycle. In Mode III-5 and

III-6, inverter 3 generates the output waveforms, whereas in MODE III-7 and III-8, inverter 4 generates them. This sequence completes four resonant cycles in total. In this process, the inverters operate alternately, achieving fourfold frequency operation.

IV. COMPREHENSIVE-PDM

A. PDM Control Under Heavy-Load Conditions

The PDM (Pulse Density Modulation) control strategy regulates output power by varying the density of output voltage pulses. In this paper an Adjustable Pulse Density Modulation (APDM) strategy is employed for the four-port induction heating system. Under heavy-load conditions, inverters 1 and 3 are defined as the power-regulation group, while inverters 2 and 4 serve as the full-output group, meaning the latter always operate at full load. Inverters 1 and 3 adjust the output power using APDM control.

Fig.5 illustrates the operating principle of APDM. The brown waveforms denote the output currents of inverters 1–4. Under heavy-load conditions ($P > 0.25P_{\max}$), inverters 2 and 4 maintain full power output, whereas inverters 1 and 3 regulate power through APDM. The green waveform on the right depicts the output current of inverter 3 under different pulse densities d . Under the APDM strategy, the current-source inverter forms a freewheeling path by simultaneously turning on both switching devices in the same bridge arm. To balance conduction losses, the two bridge arms of each inverter operate alternately in successive cycles. Fig. 6 illustrates the operation of inverter 3 under APDM control. It can be observed that during one cycle of zero voltage output from the inverter, the current flows through the switch S35 for commutation. In comparison to the commutation path formed by a single bridge arm, the loss in this path is reduced by approximately half.

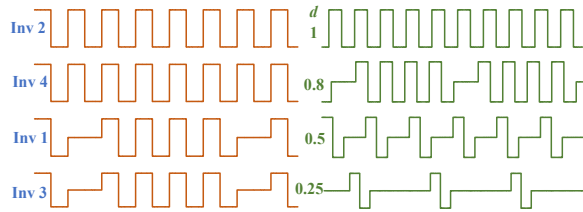


Fig. 5. Operational schematic of APDM.

Fig.7 shows the system block diagram of the APDM control strategy. The APDM control primarily consists of three modules: a state selection module, and a pulse modulation module.

B. HC-PDM Control Under Light-Load

Conditions

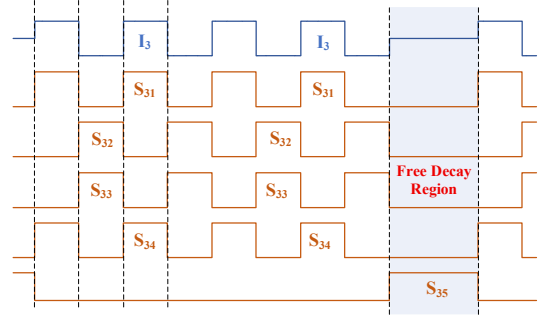


Fig. 6. Operational Schematic of Inverter 3.

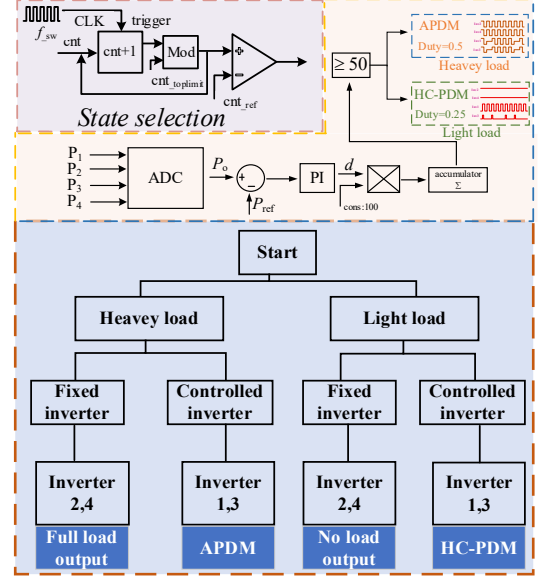


Fig. 7. Overall Control Diagram.

When the system operates at full load, four inverters supply power simultaneously, and the maximum output power $P_{\max}$ given by (13). When only two inverters are operating while the other two are shut down, the output power under full-load condition is expressed by (14). As indicated in (15), the full-load power of four inverters is four times that of two inverters. Therefore, under light-load conditions ($P < 0.25P_{\max}$), this system continues operation using Inverter 1 and Inverter 3, while Inverter 2 and Inverter 4 are deactivated.

$$P_{\max} = \frac{128C_z^2 I^2 R_z \omega^4 L_{cl}^2}{\pi^2 \left(1 + C_z \omega (jR_z - \omega L_z) + \omega^2 (-C_z + C_1 (-1 + \omega C_z (-jR_z + \omega L_z))) \right) L_{cl}^2} \quad (13)$$

$$P_l = \frac{32C_z^2 I^2 R_z \omega^4 L_{cl}^2}{\pi^2 \left(1 + C_z \omega (jR_z - \omega L_z) + \omega^2 (-C_z + C_1 (-1 + \omega C_z (-jR_z + \omega L_z))) \right) L_{cl}^2} \quad (14)$$

$$P_l = \frac{1}{4} P_{\max} \quad (15)$$

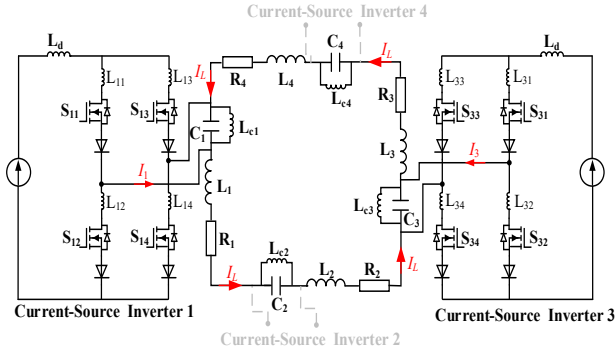


Fig. 8. System Operation Under Light-Load Conditions.

Under light-load conditions, a low pulse density d in the PDM control strategy can lead to excessive voltage ripple, significant higher-order harmonics, and voltage discontinuity in the inverter output. Fig. 9(a) presents the voltage and current waveforms under APDM control at light load. The increased intervals between current pulses cause significant voltage ripple and may lead to discontinuity. To address this issue, the improved-PDM (IPDM) strategy is adopted to uniformly distributes the output current pulses between positive and negative half-cycles. Fig. 9(b) presents the output voltage and current waveforms under IPDM control. However, the voltage waveform shows greater ripple and increased irregularity. To mitigate voltage ripple and discontinuity under light-load conditions, an HC-PDM strategy is proposed. Once the state selection module detects light-load operation, inverters 2 and 4 are disabled, and power regulation is performed by inverters 1 and 3. The corresponding operating waveforms are shown in Fig. 9(c).

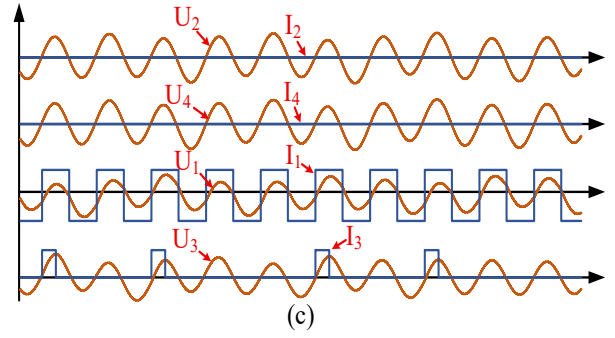
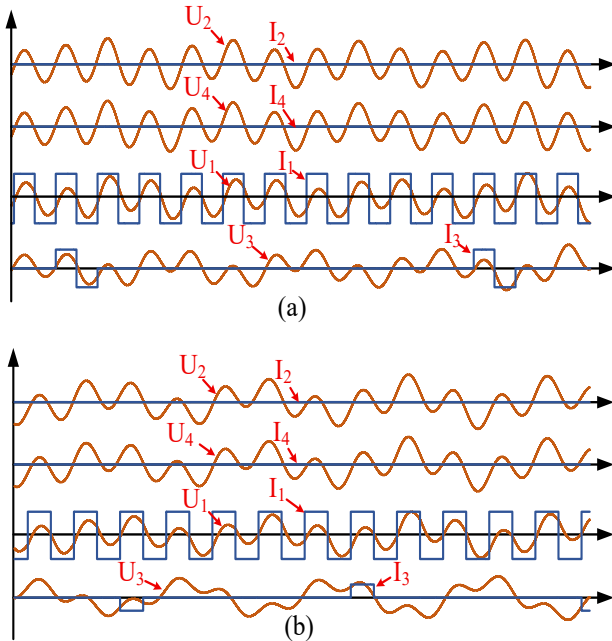
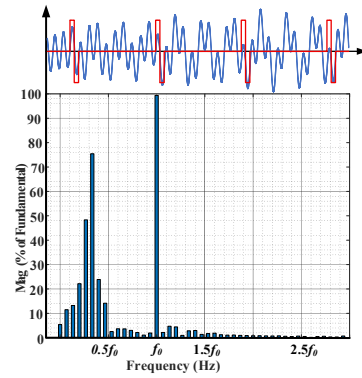
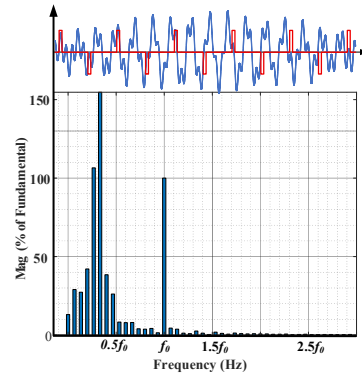


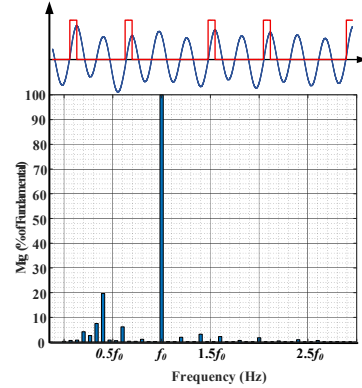
Fig. 9. Waveforms of voltage and current under light-load conditions for pulse density modulation. (a)APDM, (b)IPDM, (c) HC-PDM.



(a)



(b)



(c)

Fig 10. Output Voltage and Its Harmonic Content of the Inverter. (a)UPDM, (b)IPDM, (c) HC-PDM.

In this case, inverter 1 operates at full load, while inverter 3 generates pulses only in the positive half-cycle, each with a duty cycle of 0.25. The operating principle of HC-PDM is illustrated in Fig. 7. The pulse modulation module incorporates a PI controller and a $\Delta\Sigma$ modulator. The system outputs evenly distributed pulses, each lasting one-quarter of a cycle, and pulses occur only during the positive half-cycle. The results are shown in Fig. 9(c), which indicates that the voltage ripple is significantly reduced. Fig.10 presents the output voltage harmonic spectrum, referenced to the resonant fundamental frequency f_0 . The results demonstrate that under light-load conditions, the proposed HC-PDM yields the lowest output voltage harmonic content.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the feasibility of the proposed double-frequency and double-power induction heating system, an experimental platform was built as shown in Fig. 11. The switching devices in the induction heating platform have a voltage withstand capability of 1200V and a current withstand capability of 61 A. The fast recovery diode used is the DSREI 30. The load inductance was measured using an LCR meter (HIOKI IM3536). The DSP control board employs the F28335, and the oscilloscope used is the Tektronix MDO3024. The system parameters are listed in Table I.

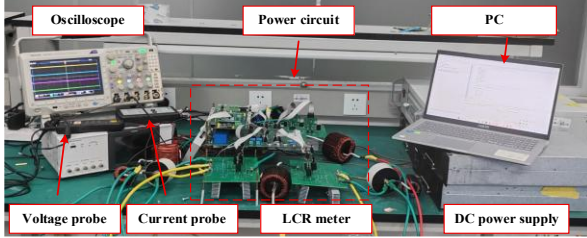


Fig. 11. Diagram of the experimental setup.

TABLE I

Experimental Parameters of Systems		
Parameters	Values	Unit
Matching inductor: L_{C1} - L_{C4}	633	μH
Load inductance: L_1 - L_4	70.25	μH
Load resistance: R_1 - R_4	1.2	Ω
Resonant frequency: f_0	19.98	kHz

Fig.12 shows the output voltage and current waveforms of each inverter in the induction heating system operating at rated full-power load. Under full load, all four inverters output simultaneously with phase-synchronized control.

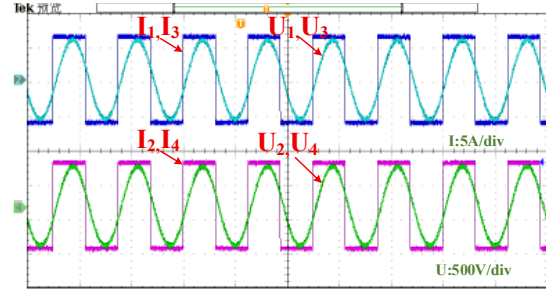


Fig.12. Inverter output voltage and current waveforms under system rated full load.

The output voltage of each inverter lags behind the square-wave current, ensuring the entire system operates in a slightly capacitive state. This enables ZVS turn-off for all inverters. The operating frequency of the system under this condition is 19.98kHz.

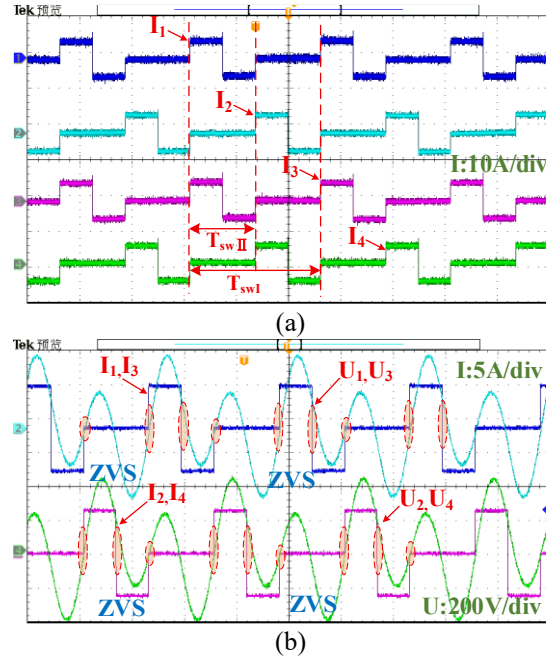


Fig.13. Output voltage and current waveforms of the Mode II. (a) Output current waveform of the Mode II. (b) Output voltage and current waveforms of the the Mode II.

Fig. 13 shows the output voltage and current waveforms of the inverters under Mode II. Fig.13(a) displays the square-wave output current of the inverters in this mode. It can be observed that Inverter 1 and Inverter 3 operate simultaneously for one resonant period T_{swII} , after which Inverter 2 and Inverter 4 operate for the next period, while Inverters 1 and 3 output no square-wave current during this interval. Thus, the operating period of each inverter is T_{swI} , which is twice the resonant period T_{swII} , achieving both double frequency and double power output.

Fig.13(b) illustrates the output voltage and current waveforms in this mode. The inverter voltage exhibits decaying oscillation when no square-wave current is output. In this operating condition, the switching frequency of the inverters is $f_{swI}=9.99\text{kHz}$, while the resonant frequency is $f_{swII}=19.8\text{kHz}$. Furthermore, the output current of the inverters remains capacitive at each switching instant, enabling ZVS turn-off operation.

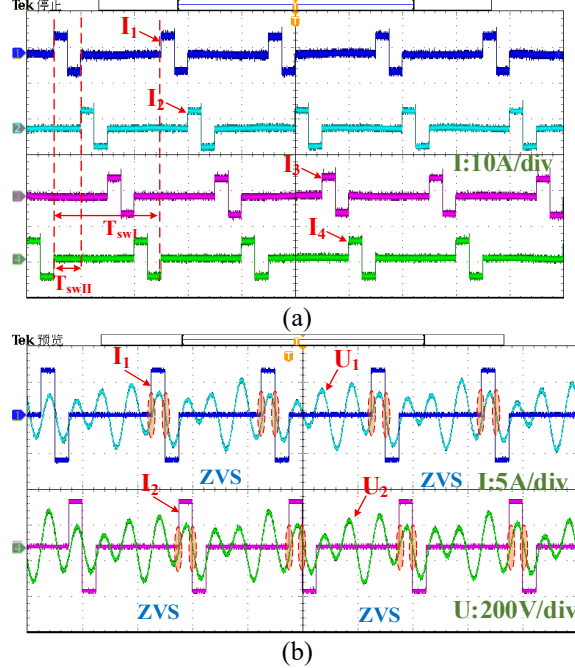


Fig 14. Output voltage and current waveforms of the Mode III.

(a) Output current waveform of the Mode III, (b) Output voltage and current waveforms of the Mode III.

In this operational mode, the system employs time-division multiplexing where only one inverter supplies power to the resonant circuit at any given time. The four inverters operate sequentially, enabling quadruple-frequency operation. As shown in Fig.14(a), after inverter 1 operates for one resonant period, it ceases to output square-wave current. Subsequently, inverter 2 takes over during the next resonant period. The relationship $T_{swI} = 4T_{swII}$ is clearly demonstrated, indicating that the resonant frequency f_{swII} is four times the operating frequency of each individual inverter f_{swI} . This achieves the quadruple-frequency mode.

Fig.14(b) presents the experimental voltage and current waveforms in quadruple-frequency mode. Due to the four-channel limitation of the oscilloscope, only the output voltage and current waveforms of inverters 1 and 2 are displayed. The waveforms confirm that the system maintains capacitive operation at every

switching instant, achieving ZVS turn-off across all operational phases.

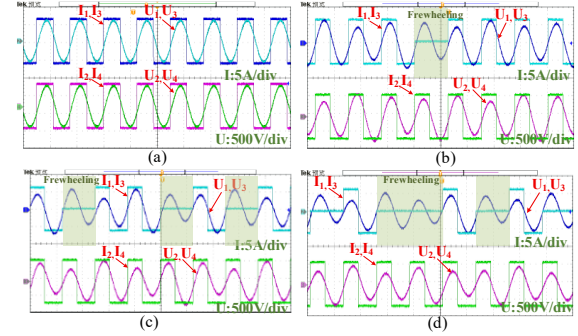


Fig. 15. Output voltage and current waveforms under APDM.

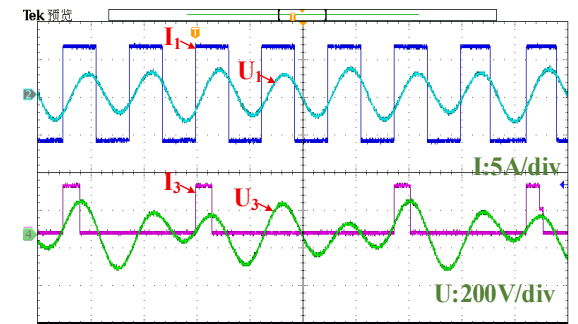


Fig. 16. Voltage and current waveforms of HC-PDM under light-load conditions.

Fig.15 shows the experimental waveforms of APDM under different heavy-load conditions ($P > 0.25P_{max}$). In this mode, inverters 2 and 4 maintain constant full-load output, while inverters 1 and 3 simultaneously perform power regulation control. As shown in Fig.15(b) for $d=0.8$, inverters 1 and 3 utilize APDM for power regulation while inverters 2 and 4 maintain full-load output. The green shaded areas indicate voltage oscillation regions during zero-power output intervals. The voltages U_1-U_4 decrease with reducing d values, demonstrating the effectiveness of the power control strategy. Fig.15(c) and (d) show the corresponding waveforms for $d=0.6$ and $d=0.4$ respectively.

Under light-load conditions ($P < 0.25P_{max}$), inverters 2 and 4 are disabled, while inverter 1 continues to operate at full load. Power regulation is then achieved solely through inverter 3. As the d decreases under light-load conditions, conventional modulation methods cause significant harmonic distortion in the output voltage, resulting in discontinuous waveforms. To overcome this issue, the proposed HC-PDM control strategy is applied. As shown in Fig. 16, inverter 1 operates at full load, whereas inverter 3 produces positive half-cycle waveforms only, each with a fixed duty cycle of 0.25. This approach maintains a higher pulse density (d) at equivalent power levels compared with conventional

methods, thereby substantially reducing output voltage harmonics and significantly improving waveform continuity.

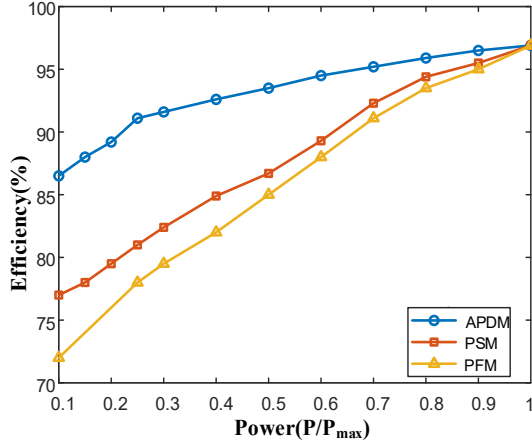


Fig. 17. Efficiency results.

Fig.17 presents the efficiency of the proposed IH system. Under heavy-load conditions, the APDM control strategy is used for power regulation, with the inverters 2 and 4 operating at full load, while the inverters 1 and 3 adjust power by using APDM strategy. The system is operated in a capacitive state, ensuring the full-range ZVS turn-off. The full-load efficiency of the system is 96.9%, while the efficiency ranges from 91.1% to 96.5% for loads between $0.25P_{max}$ and P_{max} . Under light-load conditions, the inverters 2 and 4 are turned off, while the inverters 1 and 3 operate, resulting in an efficiency range of 86.5% to 91.1%. Furthermore, a comparison between PSM, PFM, and the proposed APDM control is presented. With PSM, the ZVS range is limited, and the soft switching is easily lost, causing a minimum efficiency of 77%. When PFM is used, although ZVS turn-off is maintained, the phase angle between the output voltage and current of inverter increases with frequency, resulting in higher reactive power. Consequently, the system's power factor decreases, and its efficiency continuously declines. In comparison, the use of APDM allows the system to maintain the soft switching consistently, with a small and stable phase angle between the output voltage and current, leading to higher efficiency.

VI. CONCLUSION

A high-power multi-inverter current-source inverter induction heating system for industrial applications, along with a comprehensive power regulation strategy is proposed in this paper. The system proposes a LLCR four-branch rectangular resonant circuit. From the perspective of an individual inverter, the equivalent load is a third-order CLC network. This system is capable of simultaneously achieving frequency doubling, power doubling, thereby achieving flexible

control over output power and operating frequency. The comprehensive strategy presented in this paper ensures that the system achieves ZVS turn-off across the full power range, thereby maintaining high-efficiency operation. Finally, an 8 kW /20 kHz prototype was developed. Experimental results demonstrate that the system can stably achieve both double-power and quadruple-frequency operating modes. The proposed HC-PDM strategy effectively suppresses voltage ripple and waveform discontinuity under light-load conditions while maintaining ZVS soft-switching operation. These results validate the system's superior comprehensive performance and engineering application value.

REFERENCE

1. Q. Yang, F. Ma, J. Wang, Z. Zhang, Q. Li and Z. Tong, "A High-Power Frequency-Doubling Current-Source Resonant Inverter for Induction Heating," *Proc. 2025 IEEE 8th Int. Electr. Energy Conf. (CIEEC)*, Changsha, China, 2025, pp. 238-243.
2. M. -S. Huang, J. -C. Hu, Y. -M. Chen, Z. -F. Li and C. -W. Lin, "Simple Power Control Method for Induction Heating Cookers Using Fundamental Frequency Power under Asymmetrical Pulse-Width Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 4, pp. 5094-5108, April 2025.
3. S. Inami and S. Komeda, "A Three-Phase AC Input Induction Heating System With Heat Distribution Control Capability," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 72, no. 3, pp. 2199-2209, March 2025.
4. K. H. Rani and N. Vishwanathan, "An Inverter Topology With Reduced Switch Count for Multiple-Load Induction Hob Applications," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 71, no. 1, pp. 41-52, Feb. 2025.
5. M. -S. Huang, J. -C. Hu, Y. -M. Chen, Z. -F. Li and C. -W. Lin, "Simple Power Control Method for Induction Heating Cookers Using Fundamental Frequency Power under Asymmetrical Pulse-Width Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 4, pp. 5094-5108, April 2025.
6. Q. Yang et al., "A Comprehensive Induction Heating Power System for Large All-Metal Cooking Pots With Energy Storage," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* vol. 13, no. 2, pp. 1916-1927, April 2025.
7. Y. Wei, Y. Teng, N. Wang, S. Du, X. Guo and C. Hua, "An Improved Voltage Reconstruction Method for Current Source Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 11, pp. 16409-16418, Nov. 2025.
8. H. Ding, J. Wang, X. Guo, S. Li and J. M. Guerrero, "Fixed-Time Sliding-Mode Disturbance Observer-Based Finite-Time Backstepping Control for Current Source Rectifier," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* vol. 12, no. 5, pp. 4767-4778, Oct. 2024.
9. S. Du and X. Guo, "A Simplified Space Vector Modulation in abc Coordinate for Four-Leg Current Source Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 12, pp. 15248-15256, Dec. 2024.
10. Y. Yang et al., "Zero Dynamic DC-Link Voltage Control for Current Source Converter Under Grid Disturbances," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 1, pp. 855-864, Jan. 2022.
11. V. Vekhande, K. V. K. and B. G. Fernandes, "Control of Three-Phase Bidirectional Current-Source Converter to Inject Balanced Three-Phase Currents Under Unbalanced Grid Voltage Condition," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, pp. 6719-6737, Sept. 2016.
12. X. Guo, Y. Yang and T. Zhu, "ESI: A Novel Three-Phase Inverter With Leakage Current Attenuation for Transformerless

- PV Systems, " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 4, pp. 2967-2974, April 2018.
- 13 Lucia, P. Maussion, E. J. Dede and J. M. Burdío, "Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2509-2520, May 2014.
 - 14 P. Vishnuram, G. Ramachandiran, S. Ramasamy, and S. Dayalan, "A comprehensive overview of power converter topologies for induction heating applications," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 30, no. 10, Article ID e12554, 2020.
 - 15 S. Chudjuarjeen, A. Sangswang and C. Koompai, "An Improved LLC Resonant Inverter for Induction-Heating Applications With Asymmetrical Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2915-2925, July 2011.
 - 16 Jiaomin. Liu, Jianwen. Li, Yonggang. Li, Zhengyan. Yang, Jun. Zhang, "An Improved CLC Current-Source Resonant Inverter, " *Trans. China Electrotech. Soc.*, vol. 26, no. 1, pp. 125-139, Dec 2011.
 - 17 H. Ding, Q. Li, X. Guo, Y. Yang and Z. Lu, "Optimal Modulation Strategy for Current-Source Converter to Reduce DC-Link Current Ripple, " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 10, pp. 10271-10281, Oct. 2023.
 - 18 T. Mishima, C. Takami and M. Nakaoka, "A New Current Phasor-Controlled ZVS Twin Half-Bridge High-Frequency Resonant Inverter for Induction Heating, " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2531-2545, May 2014.
 - 19 H. Sadakata et al., "Latest practical developments of triplex series load resonant frequency-operated high frequency inverter for induction-heated low resistivity metallic appliances in consumer built-in cooktops," *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo (APEC 2010)*, Palm Springs, CA, USA, 2010, pp. 1825-1832.
 - 20 J. Wang, F. Ma, Q. Yang, Z. Zhang, G. Huang and S. Fan, "A High-Power Two-Port Multiple-Frequency LLLC Induction Heating Power System, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 1234-1246, Jan. 2025.
 - 21 F. Meng, S. Yong, J. Wu, Y. Shu and Y. Chen, "ZVS Implementation Analysis and Optimization Design of LLC Converter Based on TDM-DC, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 10, pp. 15160-15171, Oct. 2025.
 - 22 S. Chudjuarjeen, A. Sangswang and C. Koompai, "An Improved LLC Resonant Inverter for Induction-Heating Applications With Asymmetrical Control, " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2915-2925, July 2011.
 - 23 Q. Yang, F. Ma, et al., "A Full-Range ZVS Comprehensive Control Strategy for Dual-Port LLLC Induction Heating System, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 10, pp. 14881-14893, Oct. 2025.
 - 24 V. Esteve et al., "Enhanced Pulse-Density-Modulated Power Control for High-Frequency Induction Heating Inverters, " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6905-6914, Nov. 2015.
 - 25 Tomokazu Mishima, and Ching-Ming Lai, "Load-Adaptive Resonant Frequency-Tuned Delta-Sigma Pulse Density Modulation for Class-D ZVS High-Frequency Inverter-based Inductive Wireless Power Transfer," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no. 3, pp. 411-420, Jul. 2022.

钙钛矿发光性能随带隙的变化及其对钙钛矿/硅叠层光伏设计的启示

Bandgap-Dependent Perovskite Luminescence and Its Implications for Perovskite/Silicon Tandem Solar Cell Design

浙江大学 李润峰 兰东辰 Email: d.lan@zju.edu.cn

摘要：钙钛矿/硅叠层太阳能电池通常采用 1.68 eV 宽带隙钙钛矿作为顶电池，以在标准测试条件下(AM 1.5G)实现理想的子电池电流匹配从而达到高效率。然而，富含溴的宽带隙钙钛矿电池中常存在较强的非辐射复合以及有限的器件稳定性问题，这让人们重新审视传统的叠层设计准则。本研究针对带隙范围在 1.56 eV 至 1.68 eV 的钙钛矿半器件展开研究，评估不同带隙钙钛矿的发光效率对叠层性能的影响。绝对光致发光量子产率(PLQY)测量表明，随着钙钛矿带隙降低，钙钛矿的发光效率逐渐提升，并在 1.60 eV 附近达到峰值。基于测量结果，我们将钙钛矿器件的发光特性数据转化为光伏响应数据，并将其纳入考虑发光耦合效应的叠层分析体系。研究结果表明，在本文的比较框架下，明确考虑钙钛矿发光效率与发光耦合效应会拓宽传统电流匹配下的约 1.68 eV 的顶电池设计准则，同时发现，在本研究所探索带隙范围内，1.64-1.66 eV 是一个极具竞争力的顶电池带隙区间，如果更低带隙下的钙钛矿拥有更高的辐射效率，适用于高性能钙钛矿/硅叠层器件的顶电池带隙范围可能会向低带隙方向进一步拓宽。

Abstract: Perovskite/silicon tandem solar cells commonly use 1.68 eV wide-bandgap perovskite top cells to achieve near-ideal current matching for high efficiencies under standard test conditions. However, Br-rich wide-bandgap perovskites often suffer from stronger non-radiative recombination and limited stability, which can challenge this conventional design criterion. Here, we investigate perovskite half-stack devices with bandgaps from 1.56 eV to 1.68 eV and evaluate how bandgap-dependent luminescence efficiency affects tandem performance. Absolute photoluminescence quantum yield (PLQY) measurements show that radiative performance improves as the perovskite bandgap decreases and peaks near 1.60 eV. Using a luminescence-based method, we convert the luminescence characteristics into projected device-level photovoltaic responses and incorporate them into tandem analysis with and without luminescent coupling. Within this comparative framework, the results suggest that explicit consideration of radiative efficiency and luminescent coupling weakens the conventional preference for the current-matching ~1.68 eV design and identifies 1.64-1.66 eV as a competitive lower-bandgap range among the bandgaps studied, further radiative improvements at lower bandgaps may broaden this competitive window and shift it downward.

关键词：叠层太阳能电池；光致发光量子产率；发光耦合

Keywords: Tandem solar cells; Photoluminescence quantum yield; Luminescent coupling

1 引言

单晶硅太阳能电池的能量转换效率(PCE)已逼近其约 29.4%的理论极限值，这促使业界发展叠层光伏器件以进一步提升能量转换效率。叠层光伏将不同带隙的光伏器件堆叠在一起，使得不同带隙的器件可以吸收不同波段的光子，减少了热化损失，从而提高了对太阳光谱的利用效率。其中，钙钛矿/硅叠层太阳能电池已成为下一代光伏技术最具前景的发展方向之一，目前认证的PCE值已达到35%，远超单结光伏电池的效率极限，且其与现有硅光伏制造工艺具有良好的兼容性^[1]。在钙钛矿/硅叠层器件设计中，钙钛矿顶电池通常选用带隙约 1.68 eV 的宽禁带吸光层材料，其可在标准测试条件(AM 1.5G)下实现与硅底层电池近乎理想的电流匹配，从而从光学角度最大化叠层器件的能量输出。

然而，这种传统的叠层器件带隙设计准则并没有充分考虑到宽带隙混合卤化物钙钛矿在实际应用中的局限性。宽带隙钙钛矿带来的高溴元素含量通常伴随着非辐射复合的增加、材料的相不稳定性及较差的运行稳定性^[2]，这

些都会影响器件的实际效率和长期耐用性。降低钙钛矿中的溴元素的含量，从而将顶电池的带隙降低到 1.68 eV 以下，可能有助于部分缓解上述的不利影响并提高钙钛矿的发光效率及光伏性能，但这种方法会带来顶钙钛矿电池和底层硅电池的电流失配。与此同时，如图 1 所示，发光耦合效应已被预测可以部分缓解叠层光伏电池中的电流失配^[3]，而基于实验测量的随带隙变化的钙钛矿发光特性及在此基础上发光耦合效应对叠层器件设计的影响分析仍然有限。此外，叠层器件的带隙设计还可能影响器件长期部署下的运行稳定性，包括材料的固有稳定性和在部分遮光下的反向偏置稳定性^[4,5]。

本文研究了带隙为 1.56 eV 至 1.68 eV 的钙钛矿半堆栈器件，并利用绝对光致发光量子产率(PLQY)测试量化了它们的发光性能。然后，我们利用测得的发光数据构建了各自的伪电流密度-电压(J-V)特性曲线，并考虑了相关的电学损耗，从而在统一假设下获得用于比较的器件级光伏响应。进一步地，我们将这些不同带隙的钙钛矿顶电池光伏特性与串联叠层光伏器件模型相结合，并引入辐射耦合效应，

以讨论实验测得的随带隙变化的钙钛矿发光特性对叠层器件性能变化趋势的影响。

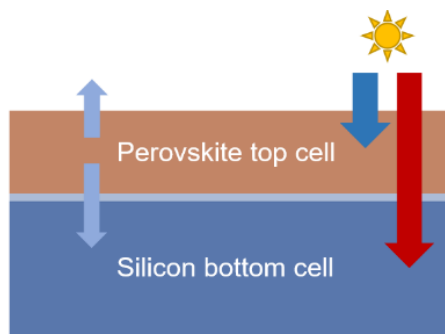


图1 钙钛矿/硅叠层太阳能电池及发光耦合效应示意图

2 钙钛矿发光随带隙的变化及光伏性能预测

2.1 随钙钛矿带隙变化的发光特性

实验采用混合卤化物三阳离子组分 $\text{Cs}_{0.05}\text{FA}_{0.8}\text{MA}_{0.15}\text{Pb}(\text{I}_x\text{Br}_{1-x})_3$ 制备了不同带隙的钙钛矿器件,通过调节前驱体溶液中的 I/Br 比例,将钙钛矿带隙调控在 1.56-1.68 eV 范围内。基于已报道的器件制备方法^[6],除卤化物组分外,钙钛矿前驱体旋涂工艺、退火条件和界面钝化工艺均保持相同状态,以确保对不同带隙的器件进行有意义的横向比较。所有样品均采用相同的半器件结构制备 (Glass/ITO/HTL/Perovskite/Passivation),制备过程均在惰性气体手套箱中进行,制备与测试过程的环境温度控制在 25 摄氏度以内。光致发光量子产率测量在相同的光注入和收集条件下进行,激发光源的波长为 405 nm。

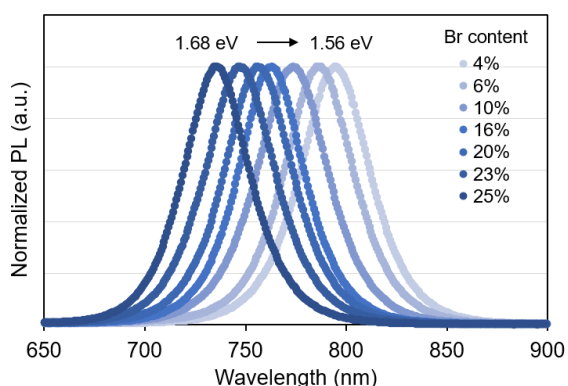


图2 不同 Br 含量的钙钛矿归一化光致发光光谱

如图2所示,随着溴含量的降低,钙钛矿光致发光峰位发生系统性的红移,证实了在该钙钛矿组分下成功实现了带隙调控。这种光致发光光谱的逐渐移动表明,调整混合卤化物成

分能够在不改变整体器件结构的情况下实现对钙钛矿带隙的可控调节。具体而言,当卤化物成分中溴的含量从 25%降低到 4%时,相应的钙钛矿带隙从 1.68 eV 移动到 1.56 eV。随着钙钛矿带隙从 1.68 eV 减小,测得的 PLQY 也随之增加,并在接近 1.60 eV 时达到最高测量值,如图3所示,在 1.56-1.60 eV 范围内也保持了相近的较高测量值。这一趋势表明,在该带隙研究范围内,钙钛矿的发光效率随带隙变化明显,低带隙钙钛矿比宽带隙拥有更高的发光效率。

这一趋势与宽带隙混合卤化物钙钛矿面临的实际挑战相符,较高的溴含量通常会导致器件的非辐射复合损失增加并降低卤素分布的均一性。相比之下,拥有较少溴含量的低带隙钙钛矿组分可以缓解部分损失,从而展现出更优异的辐射性能。重要的是,这种随带隙变化的钙钛矿发光优势不仅具有光学方面的意义,它还可能转化为顶层钙钛矿更优的光伏性能。

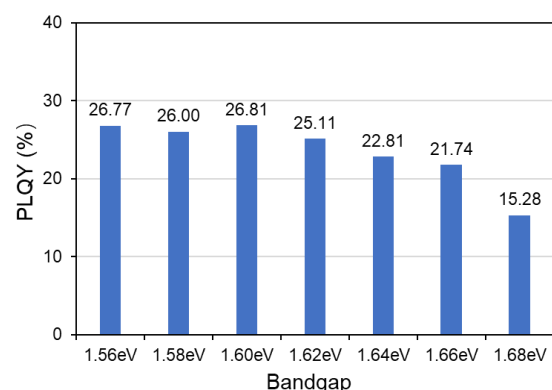


图3 绝对光致发光量子产率随钙钛矿带隙的变化

2.2 基于发光特性的钙钛矿顶电池 J-V 特性预测

基于上述钙钛矿随带隙变化的发光特性,利用先前文献报道的基于发光测试的方法^[7],可将变激发强度的绝对 PLQY 测试数据转化为钙钛矿顶层电池的伪 J-V 特性。在每种光激发条件下,各带隙器件的准费米能级分裂 (QFLS) 由以下公式获得:

$$\text{QFLS} = k_B T_c \cdot \ln \left(\text{PLQY} \cdot \frac{J_G}{J_{0,\text{rad}}} \right) \quad (1)$$

其中, K_B 为玻尔兹曼常数, T_c 为器件温度, J_G 为相应光激发强度下产生的光电流密度, $J_{0,\text{rad}}$ 为暗饱和电流密度。

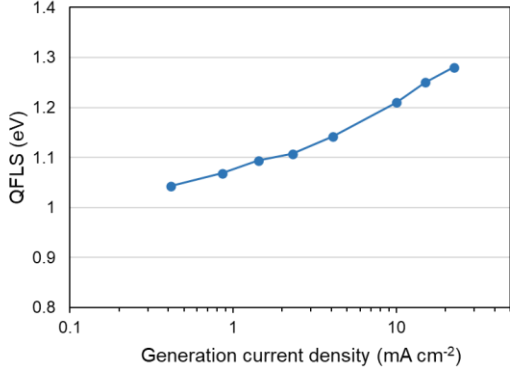


图4 从 1.60 eV 器件的变强度发光测试中提取并转化为 QFLS

由此得到的钙钛矿器件伪 J-V 曲线反映了发光测量所揭示的复合限制的光伏潜力。为了进行后续的叠层器件间的比较,通过引入代表性的寄生电损耗(包括串联电阻(R_s)和并联电阻(R_{sh})),利用光伏电池标准单二极管方程,将伪 J-V 曲线转换为简化的器件级预测的 J-V 曲线:

$$J = J_{ph} - J_0 \left(\exp \left(\frac{q(V + JR_s)}{nk_B T_c} \right) - 1 \right) - \frac{V + JR_s}{R_{sh}} \quad (2)$$

其中, J_{ph} 为光生电流密度, J_0 为暗饱和电流密度, n 为二极管理想因子。

在本处理中,方程保留了发光特性展现下的二极管参数,包括与复合相关的 J_0 和 nn ;而 R_s 和 R_{sh} 则提供了与传输损耗和漏电损耗相关的电学损失。为了减少不同参数对钙钛矿带隙相关的发光性能的影响,本分析旨在评估在相同的电损耗基准下相对带隙的变化趋势。因此,从文献中高效率钙钛矿器件^[8]中选取了 $R_s=1$ 和 $R_{sh}=6$ 的代表值,并在所有带隙下保持不变。

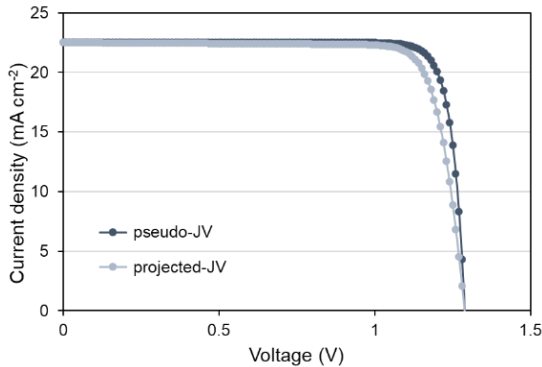


图5 将伪 J-V 曲线转换为预测的器件级 J-V 曲线

需要注意的是,此步骤旨在提供一个对不同带隙器件的比较框架,而非对已制备器件进行完整的、特定带隙下的电学重构。换言之,

伪 J-V 曲线反映了从发光测量中得到的辐射和非辐射复合行为,而预测的器件级 J-V 曲线则提供了一个一致的、与叠层结构相关的电学响应,用于在相同的寄生电损耗条件下比较不同的钙钛矿带隙带来的影响。图 4 和图 5 以 1.60 eV 的器件情况为例,展示了从发光特性测试到伪 J-V 曲线,再到预测的器件级 J-V 曲线的转换。在此分析框架下,钙钛矿带隙减小的优势不仅体现在辐射效率的提高上,也体现在预测的顶层电池光伏特性上。

3 在发光耦合效应下进行叠层性能评估

3.1 叠层器件建模

在单片集成的钙钛矿/硅叠层太阳能电池中,钙钛矿顶电池和硅底电池在电学上串联连接。因此,两个子电池的工作电流密度 J 相同,而总电压 V 为两个子电池电压之和:

$$J = J(\text{Pero}) = J(\text{Si}), V = V(\text{Pero}) + V(\text{Si}) \quad (3)$$

$$\eta = \frac{P_{MPP}}{P_{in}} = \frac{\max\{J \cdot V\}}{P_{in}} = \frac{J_{MPP} \cdot V_{MPP}}{P_{in}} \quad (4)$$

其中, P_{MPP} 、 J_{MPP} 和 V_{MPP} 分别是叠层太阳能电池在最大功率点(MPP)的功率输出、电流密度和电压, P_{in} 是入射功率密度,在标准测试条件下 $P_{in}=1000$ 。

在本研究中,钙钛矿顶电池的电学特性取自第 2.2 节中建立的器件级 J-V 曲线预测结果,而硅底层电池的特性则采用文献中高效硅电池的参数进行建模。在不考虑发光耦合的情况下,硅底层电池的光电流密度由透过顶层电池的光子通量和硅底层电池的 EQE 确定,本分析忽略了部分叠层中的寄生光学损耗。为了考虑发光耦合,假设钙钛矿顶层电池的辐射复合会向硅底层电池提供额外的光子通量,从而提高有效光电流密度:

$$J_{ph}^{LC}(\text{Si}) = J_{ph}(\text{Si}) + J_{rec}(\text{Pero}) \cdot \eta_{rad} \cdot f_{bottom} \quad (5)$$

其中, $J_{rec}(\text{Pero})$ 为钙钛矿顶层电池的总复合电流密度; η_{rad} 为内部辐射效率,本研究利用基于光子回收的模型^[9],根据测得的 PLQY 估算而得; f_{bottom} 为钙钛矿辐射复合发出的光子至底层硅电池的比例,此处采用文献^[10]中保守的 0.8 参考值。本模型的建立旨在展现发光耦合对钙钛矿带隙变化趋势的相对影响,而非完全重现完整的随带隙变化的精确的发光耦合行为。

3.2 钙钛矿顶电池带隙对叠层器件性能的影响

利用第 2.2 节中建立的基于发光特性预测的钙钛矿器件 J-V 响应, 并结合第 3.1 节所述的钙钛矿/硅叠层模型, 我们对比并评估了钙钛矿顶电池的带隙对叠层器件短路电流密度 (J_{sc}) 与能量转换效率的影响, 其结果汇总于图 6 和图 7 中。随着钙钛矿带隙从 1.68 eV 减小至 1.56 eV, 计算发现钙钛矿顶电池的光电流密度随之增加, 这归因于低带隙下钙钛矿吸收光谱范围的拓宽。然而, 若不引入发光耦合效应, 叠层电池的短路电流密度将从约 21 mA cm^{-2} 降至 18 mA cm^{-2} , 这表明钙钛矿顶电池与硅底电池之间的电流失配现象呈现逐渐加剧的趋势。

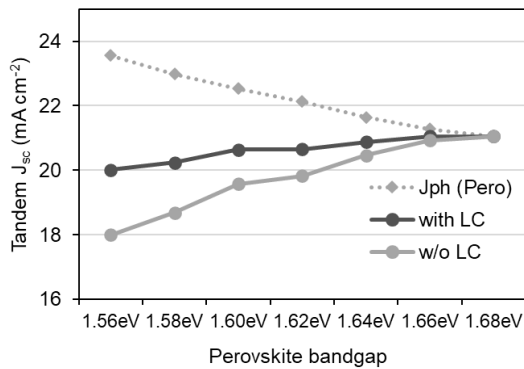


图 6 考虑发光耦合与否情况下, 钙钛矿顶层电池的光生电流密度和叠层短路电流密度与顶电池带隙的关系

当考虑发光耦合效应时, 钙钛矿顶电池辐射复合产生的光子会提升硅底电池的有效光电流密度, 从而部分抵消因电流失配所带来的损耗。在此之下, 在所研究的带隙范围内, 叠层器件的短路电流密度始终保持在 20 mA cm^{-2} 以上; 其中, 在 1.56 eV 带隙的情况下, 其短路电流密度相比无耦合情形提升了约 2 mA cm^{-2} 。这一趋势表明, 低带隙钙钛矿材料所具备的更高辐射效率结合辐射耦合效应, 能够部分弥补其作为叠层器件顶电池在电流失配方面产生的损耗。

在计算所得的叠层器件能量转换效率中, 也观察到了类似的趋势。若不考虑发光耦合效应, 随着电流失配现象加剧, 叠层光伏器件的 PCE 会从顶电池带隙为 1.68 eV 时的 35.5% 下降至 1.56 eV 时的 29.6%。而一旦将发光耦合效应纳入考量, 带隙较低的顶电池所面临的相对 PCE 损失便会大幅减小。此外, 在本研究范围中的 1.64 eV、1.66 eV 和 1.68 eV 这几个

带隙上, 计算得到叠层电池的效率几乎不相上下。上述结果表明, 在当前这一比较框架下, 在设计钙钛矿/硅叠层电池的顶电池带隙时, 应将辐射效率视为一个重要的设计考量因素; 这也进一步揭示出, 若能同时明确考虑发光效率及发光耦合效应, 将有助于拓宽高效率带隙窗口, 使其向低带隙方向拓展。

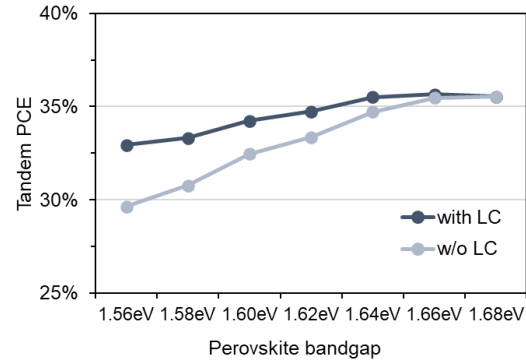


图 7 考虑发光耦合与否情况下, 叠层 PCE 与钙钛矿带隙的关系

3.3 户外运行下器件设计方面的考量

尽管本研究是在标准测试条件下进行的, 但观察到的规律和趋势可能仍然适用于户外叠层电池设计, 因为户外环境因素多变, 光谱偏移和温度等因素变化会进一步扰乱叠层器件的子电池电流匹配。电流失配不仅会降低叠层电池的功率输出, 而且叠加部分遮光的情况下, 具有低光电流密度的子电池还可能产生反向偏压问题^[4,5], 损害器件性能甚至发生不可逆的击穿, 对器件长期运行稳定性构成严重风险。在此背景下, 低带隙钙钛矿顶电池凭借更高的光生电流密度、更高的辐射效率、更低的溴含量, 以及叠加发光耦合效应带来的叠层增益, 可能为超越传统电流匹配设计提供额外的灵活性, 并为户外运行安全性带来潜在优势。然而, 要进行全面可靠的评估, 未来还需要考虑实际光谱、温度等因素相关的光伏器件响应以及反向偏压发生条件等因素。

4 结论

综上所述, 我们研究了带隙范围为 1.56 eV 至 1.68 eV 的混合卤化物钙钛矿顶电池发光特性, 并评估了这些特性对钙钛矿/硅叠层电池设计的影响。绝对光致发光量子产率测量结果显示, 随着钙钛矿带隙的减小, 其发光性能随之提升, 且在接近 1.60 eV 处达到了峰值。通过将基于发光特性预测的钙钛矿器件 J-V 特性与叠层电池模型相结合, 我们的分析表明, 若明确考虑发光效率及发光耦合效应, 传统的

1.68 eV 顶电池带隙设计并非唯一具有竞争力的设计方案。在当前的比较框架下，本研究表明 1.64 eV 至 1.66 eV 在所考察带隙范围内是一个具有竞争力的顶电池设计区间；若更低带隙钙钛矿的发光性能可以进一步提升，这一具有竞争力的顶电池设计窗口有望向更低带隙方向拓展。这些结果表明，基于发光特性重新审视顶电池带隙设计，是优化高效率及稳定性钙钛矿/硅叠层光伏器件的重要研究方向。

参考文献

- Green, M. A., Dunlop, E. D., Yoshita, M., Kopidakis, N., Bothe, K., Siefert, G., Hao, X. and Jiang, J. Y., "Solar Cell Efficiency Tables (Version 67)," *Progress in Photovoltaics* 34(4), 482–496 (2026).
- Guo, Y., Zhang, C., Wang, L., Yin, X., Sun, B., Wei, C., Luo, X., Yang, S., Sun, L. and Xu, B., "Unveiling the impact of photoinduced halide segregation on performance degradation in wide-bandgap perovskite solar cells," *Energy Environ. Sci.* 18(5), 2308–2317 (2025).
- Bowman, A. R., Lang, F., Chiang, Y.-H., Jiménez-Solano, A., Frohna, K., Eperon, G. E., Ruggeri, E., Abdi-Jalebi, M., Anaya, M., Lotsch, B. V. and Stranks, S. D., "Relaxed Current Matching Requirements in Highly Luminescent Perovskite Tandem Solar Cells and Their Fundamental Efficiency Limits," *ACS Energy Lett.* 6(2), 612–620 (2021).
- Lan, D. and Green, M. A., "Combating temperature and reverse-bias challenges facing perovskite solar cells," *Joule* 6(8), 1782–1797 (2022).
- Li, R., Gong, R., Lin, H., Green, M. A. and Lan, D., "Reverse-bias challenges facing perovskite-silicon tandem solar cells under field conditions," *Newton* 1(1), 100001 (2025).
- Zhang, D., Yan, B., Xia, R., Li, B., Li, R., Hang, P., Xin, H., Wei, J., Lei, M., Chen, Y., Gao, J., Zhang, H., Ni, Z., Yang, D. and Yu, X., "Perovskite crystallization control via an engineered self-assembled monolayer in perovskite-silicon tandem solar cells," *Nat. Photon.* 20, 40–48 (2025).
- Lang, F., Köhnen, E., Warby, J., Xu, K., Grischek, M., Wagner, P., Neher, D., Korte, L., Albrecht, S. and Stolterfoht, M., "Revealing Fundamental Efficiency Limits of Monolithic Perovskite/Silicon Tandem Photovoltaics through Subcell Characterization," *ACS Energy Lett.* 6(11), 3982–3991 (2021).
- Han, Z., Wang, Z., Xia, Z., Zhang, X., Yang, J., Liu, Y., Zhai, Y., Li, T., Zhang, S., Wang, L., Jiang, Q. and You, J., "Uniform phase distribution of wide bandgap perovskite for high-performance perovskite-silicon tandem solar cells," *Nat Commun* 16(1), 11470 (2025).
- Cho, C., Zhao, B., Tainter, G. D., Lee, J.-Y., Friend, R. H., Di, D., Deschler, F. and Greenham, N. C., "The role of photon recycling in perovskite light-emitting diodes," *Nat Commun* 11(1), 611 (2020).
- Nguyen, K., Fischer, O., Messmer, C., Zhu, Y., Nguyen, D.-T., Bui, A. D., Hameiri, Z., Schindler, F., Schubert, M. C., Shen, H., Weber, K., Catchpole, K., Macdonald, D. and Nguyen, H. T., "The Role of Luminescent Coupling in Monolithic Perovskite/Silicon Tandem Solar Cells,"

Small 20(46), 2403461 (2024).

作者简介

兰东辰：男，1988 年 3 月生，博士，浙江大学百人计划研究员。研究方向为新一代光伏技术。获 2023 年亚洲光伏奖、2024 年获埃尼奖提名。近 5 年以第一/通讯作者发表 *Nature/Cell* 系列期刊论文 3 篇、*Top* 学术期刊封面论文 2 篇。成果 3 次被《麻省理工科技评论》头条报道，3 次在欧洲光伏会议 EU PVSEC 被评为领域最优工作，相关工作获国家自然科学基金、浙江省自然科学基金、浙江尖兵领雁+X 研发攻关计划、台达电力电子科教计划、澳大利亚可再生能源署战略研究计划等资助。入选浙江海外高层次人才，同时兼任国际光学工程学会会员、欧洲光伏会议科学委员会委员、多家国际知名学术期刊审稿人、国家自然科学基金通讯评审专家、澳大利亚研究理事会评审专家、*Renewable and Sustainable Energy Reviews*、国产 *Top* 综合学术期刊 *The Innovation* 和 *Materials Futures* 编委，以及 *The Innovation Energy* 筹委会成员等学术职务。

双相磁性叠片材料高效制备与电机应用研究

Research on High-efficiency Preparation of Dual-phase Magnetic Laminated Materials and Their Application in Electrical Machines

哈尔滨工业大学 欧景 Email: jing.ou@hit.edu.cn

摘要：高速内置式永磁同步电机转子在高转速下承受巨大的离心力易导致转子结构失效。然而传统通过增大磁桥尺寸来增强转子强度虽提高了机械可靠性，但会显著增加漏磁并导致铁损升高，从而降低电机的功率密度。为解决上述矛盾，本文提出将一种新型双相磁性叠片材料应用于转子设计以兼顾转子机械强度与电磁特性。文中研究对比了双相磁性叠片材料的制备工艺与多物理场性能。在此基础上，本文将提出材料应用于高速内置式永磁电机转子，利用有限元分析对比了提出材料制备的电机转子在电磁、机械及热性能方面的优势。最后，制备了一台原型样机并通过样机空载和负载试验，初步验证了基于新型双相磁性叠片材料电机转子的可行性和先进性。

Abstract: High-speed Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) rotors are subjected to immense centrifugal forces at high rotational speeds, which can easily lead to structural failure. Although traditional methods of increasing flux bridge dimensions to enhance rotor strength improve mechanical reliability, they significantly increase flux leakage and core losses, thereby compromising the motor's power density. To resolve this trade-off, this paper proposes the application of a novel dual-phase magnetic lamination material in rotor design to balance mechanical robustness and electromagnetic performance. The study investigates and compares the fabrication processes and multi-physics properties of the dual-phase magnetic material. On this basis, the proposed material is applied to a high-speed IPMSM rotor, and Finite Element Analysis (FEA) is utilized to evaluate the advantages of the proposed design in terms of electromagnetic, mechanical, and thermal performance. Finally, a prototype was fabricated and subjected to no-load and load tests, preliminarily validating the feasibility and superiority of the motor rotor based on the novel dual-phase magnetic lamination material.

关键词：高速永磁同步电机；双相磁性叠片材料；制备工艺；转子设计

Keywords: High-speed PMSM; dual-phase magnetic laminated material; fabrication process; rotor design

1 引言

永磁同步电机以其结构简单、高功率密度、高动态响应能力和高效率等优势，已经成为航空航天、电动汽车及工业机床等领域用电驱系统的首选电机[1]。随着更高功率密度与系统集成直驱化的需求凸显，电机高速化已成为当前研究的必然趋势。然而，内置式永磁同步电机 (interior permanent-magnet synchronous motor, IPMSM) 在高速运行产生的高离心力会对导致转子磁桥及中心柱区域应力集中，过高的离心应力严重情况下易造成转子结构失效并对系统的可靠构成严重威胁[2]。

针对上述问题，国内外学者尝试通过隔磁桥形状优化、结构加强设计、转轴锚定结构以及新型材料的应用[3]，来确保转子在高离心应力下的可靠性。在材料应用方面，文献[4]将高强度非晶取向(NGO)硅钢应用于高速内置式永磁同步电机以确保高速运行时的可靠性，但该材料的铁心损耗偏大，且成本较高，不利于电机效率的提升。文献[5]将高屈服强度非晶合金材料应用于电机转子并制备了原型样机，电机在 58000 r/min 工况下仍能可靠运行，但非晶合金铁心存在开槽困难、较脆且成本较高等问题。上述方法虽可以提高转子的机械强度，但磁桥处仍存在较大的漏磁进而导致电机的输出性能降低。这使得高速内置式永磁同步电机的机械性能与电磁性能相互制约，难以协

同优化。

区别于单一组成材料，双相磁性叠片材料作为一种具有区域特性的材料，其具有磁性相与非磁性相两类不同特性区域，在磁性相区域材料具有较高的导磁能力，而在非磁性相区域材料则呈现非磁性并具有较高的机械强度。该特性能有效满足高速内置式永磁同步电机转子对高机械强度及低漏磁特性协同优化需求。

目前双相磁性叠片材料的制备主要分为局部热处理、高温固溶渗氮及辉光放电渗氮等几种方法。其核心思路均为通过对单一母材局部处理，使得处理区域发生相变，进而改变对应区域材料特性。其中，高温固溶渗氮方法较早由通用电气公司提出，其通过固溶渗氮技术对合金母材局部区域处理，将材料由铁素体转换为奥氏体，实现双相磁性叠片材料的制备[6]。相较于 HF10 硅钢材料同步磁阻电机，采用双相磁性叠片材料后电机的电磁性能和机械性能均得到提升，其功率密度增加了接近 28%[7,8]。同时，优化后的电机功率密度与无镧铁硼永磁电机仅相差 5%，展现出双相磁性叠片材料在电机应用中的巨大潜力。然而，该方法制备材料存在电磁性能不够理想，磁性相饱和磁密仅 1.56T。同时，材料制备工艺流程相对复杂，耗时且经济性较差。

为充分利用双相磁性叠片材料区域特性可变量精确匹配转子区域特性需求这一优势，

同时提高双相磁性叠片材料性能及制备经济性。本文提出了一种双相磁性叠片材料制备方法，并将所制备材料应用于电机转子，加工并制造了原型样机。首先，依据转子需求开展了母材遴选、测试，确定了初始母材。随后，基于提出制备方法进行了材料制备与多场性能测试工作。利用有限元分析对比了提出材料制备的电机转子在电磁、机械及热性能方面的优势。最后，制备了一台原型样机验证了新型双相磁性叠片材料在电机转子应用中的可行性。

2 双相磁性叠片材料制备与分析

2.1 双相磁性叠片材料制备方法研究

激光焊接作为一种利用高能激光束作为热源的焊接方法，其具有控制精确和能量密度高的特点。若将激光焊接技术应用于具有磁桥结构的转子拓扑中，即可实现磁性相与非磁性相材料连接处的高自由度精准调控，该方法具有的高能量密度与精准可控性为双相磁性材料的制备提供了高效解决方案。因此，拟确定基于激光焊接方法的双相磁性叠片材料电机制备思路与现有高温固溶渗氮方法制备电机的对比如图所示。

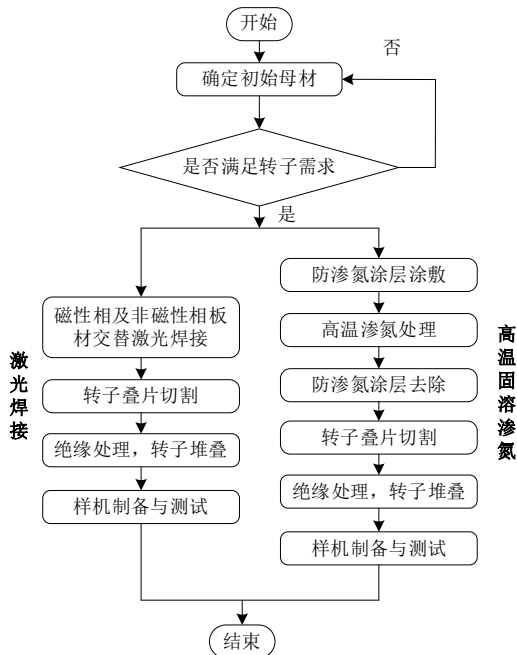


图1 双相磁性叠片材料电机制备方法对比

可以看出，相较于高温固溶渗氮制备双相磁性叠片材料方法，提出方法具有以下优势：

1) 相较于高温固溶渗氮方法制备双相磁性叠片材料，提出方法能依据转子不同区域需求自由选取磁性相材料及非磁性相材料，其主要选择依据为磁性相区域具有高饱和磁密及较低铁心损耗，非磁性相区域为弱磁性及较高

屈服强度。

2) 提出方法避免了渗氮方法制备双相磁性叠片材料需对母材涂覆防渗氮涂层及去除环节，且涉及高温气氛环境，整体工艺流程相对复杂，耗时且经济性较差的问题。

2.1.1 母材特性分析

在初始母材选择方面，由于异种材料之间的焊接难度高、焊接可靠性差，因此拟选用不锈钢材料为非磁性相区域材料的主要研究对象。即拟基于硅钢材料及不锈钢材料作为母材进行双相磁性叠片材料的制备。初始母材确定如下表所示：

表8 初始母材牌号

类型	牌号	电阻率 ($\mu\Omega\cdot\text{cm}$)	密度 (g/cm^3)
奥氏体钢	06Cr19Ni10NbN	72	7.93
双相钢	03Cr25Ni6Mo3Cu2N	64	7.8
马氏体钢	1Cr17Ni2	70	7.75
沉淀硬化钢	0Cr17Ni7Al	80	7.81
电工钢	35WW250	52	7.65
电工钢	35SWYS900	58	7.6
电工钢	10JNEX900	82	7.48
电工钢	50WW250	52	7.65

为全面了解硅钢与不锈钢材料的电磁特性，为后续双相磁性叠片材料制备确定有效母材，考虑采用 Epstein 电磁测试平台对磁性相与非磁性相母材的电磁性能进行测量，确定满足磁性相与非磁性相区域不同性能需求的材料牌号。

同时，对比了四类牌号的不锈钢材料在不同交变频率下的 B-H 曲线和 B-P 曲线如及图和图所示，根据图中数据可得出：

1) 马氏体不锈钢的饱和磁密及铁损较高，呈现较强导磁能力。其中，1Cr17Ni2 牌号马氏体饱和磁密可达 1.35T，这意味着在较高的交变频率下会使得转子铁心的损耗及漏磁增加，并不适用于非磁性相区域。

2) 奥氏体钢、沉淀硬化钢及奥氏体-铁素体钢均呈现弱磁性，其中奥氏体-铁素体钢 03Cr25Ni6Mo3Cu2N 导磁能力最低，其在磁场强度为 12000 A/m 时磁密仅为 0.02T，计算得到其相对磁导率约为 1.32。由于其磁导率接近真空且铁心损耗较低。若将其应用非磁性相区

域则具有较好的抑制漏磁的能力。

综合对比可知,在非磁性相区域电磁性能方面,奥氏体-铁素体型不锈钢优于奥氏体型不锈钢、马氏体型及沉淀硬化型不锈钢,为本研究中非磁性相区域材料的优先选项。

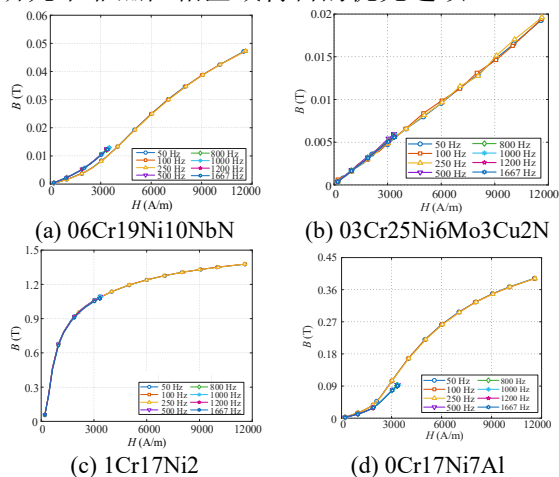


图2 非磁性相母材 B-H 曲线

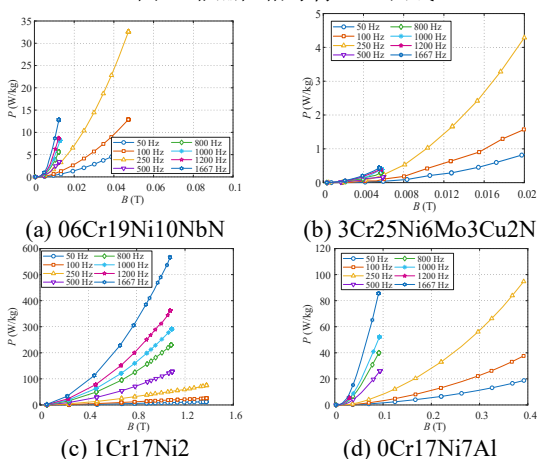


图3 非磁性相母材 B-P 曲线

得到磁性相材料的电磁特性曲线如图及图所示。可以看出,35WW250 及 50WW250 牌号的硅钢导磁能力较优,但当交变磁场的频率增大时,材料内部涡流增大,涡流对交变磁场产生反作用,材料的磁化能力变差。

同时,对比了硅钢在不同交变频率下的铁心损耗如所示。其中铁损计算公式如式(1)所示。可以看出,35WW250、50WW250、10JNEX900 及 35SWYS900 在 1667 Hz 和 1.2 T 下的铁心损耗分别为 380.9W/kg、829.1W/kg、133.9 W/kg 及 442.8 W/kg。由于磁性相为转子的主磁路部分,选择材料应具备较低的铁损,即 35WW250 与 10JNEX900 较优。

$$P = k_h B^2 f + \frac{\pi^2 d^2}{6\rho} (Bf)^2 + k_e (Bf)^{\frac{3}{2}} \times 8.67 \quad (1)$$

其中 P 为铁耗; k_h 为磁滞损耗系数,其值取决于材料的性能; k_e 为杂散损耗系数; ρ 为材料的电阻率; d 为叠片的厚度, B 为磁密。

综合对比可知,在磁性相区域电磁性能方面,35WW250 及 10JNEX900 牌号硅钢为本研究中磁性相区域材料的优先选项。

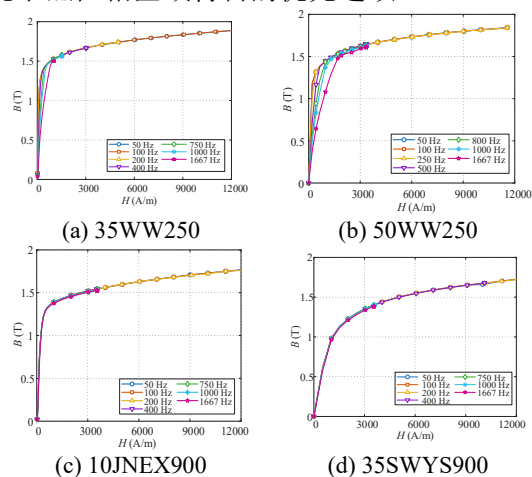


图4 磁性母材 B-H 曲线

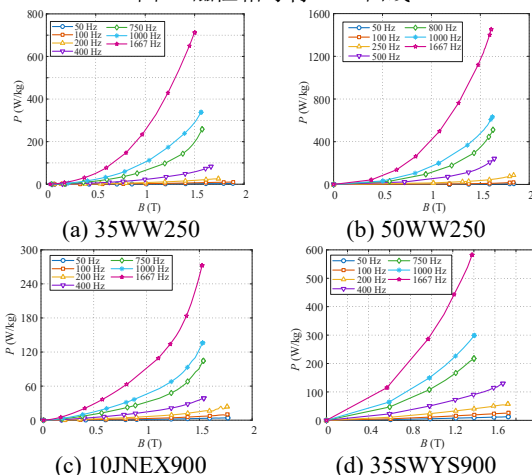


图5 磁性母材 B-P 曲线

在前期对初始母材电磁特性测量的基础上,对满足材料电磁性能需求的初始母材进行机械特性分析,以确保材料特性满足转子强度要求。为保证电机安全运行,依据 ASTM E8 标准切割拉伸试样,并对遴选材料的力学性能进行测量,所采用的测试装置如图所示。



图6 力学性能测试平台

常温下不同材料的应力-应变曲线如图所示。在磁性相母材方面，35WW250 屈服强度约为 420MPa，而 35SWYS900 室温下屈服强度可达 1000MPa，约为前者的 2 倍。在非磁性相材料方面，03Cr25Ni6Mo3Cu2N 与 06Cr19Ni10 不锈钢的屈服强度可达 900MPa 以上，具备更高的机械强度，能够满足转子磁桥与中心柱区域的需求。

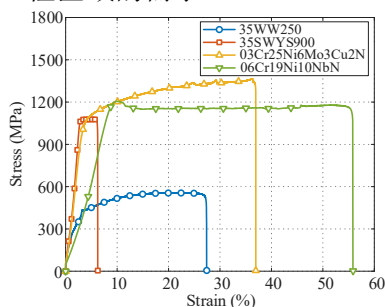


图 7 材料应力应变曲线

因此，当不锈钢应用于非磁性相区域时，铁素体与马氏体不锈钢虽具备较高的机械强度，但其强磁性会导致严重的磁通泄漏，影响电机的输出特性；奥氏体-铁素体双相钢则在降低漏磁与提升机械韧性之间取得了较好的平衡。在实际制造中，可利用激光焊接极小的热影响区特性，可以显著降低奥氏体钢在焊接过程中的热变形。而对于要求极高转速的高性能电机转子，选用沉淀硬化不锈钢结合激光焊接技术，既能保障高转速下的结构完整性，又能一定程度上提升电机输出特性。对于磁性相区域来说，其在具有较高饱和磁密和较低铁损的情况下，保持适中的机械强度即可。最终选取 35WW250 和 03Cr25Ni6Mo3Cu2N 作为磁性相和非磁性相的基础母材。

2.2 双相磁性叠片材料制备与分析

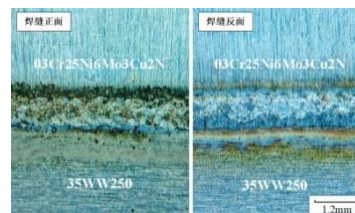
为全面评估双相磁性叠片材料应用于电机转子的综合性能，从材料微观结构与多场性能两方面开展系统分析。制备材料试样如图所示。



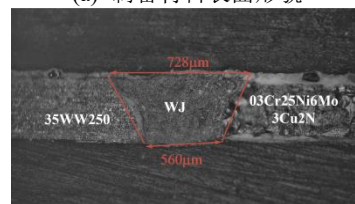
图 8 双相磁性叠片材料试样

采用提出方法制备材料微观结构如图所示。可以看出，制备材料表面整体平整光滑，接头区域未观察到明显的熔滴飞溅现象。同时，磁性相与非磁性相结合部位过渡平滑自然，无错边、塌陷等典型焊接缺陷。焊接完成后的双

相磁性材料母材整体保持平整状态，未出现明显的翘曲变形。上述分析结果表明，采用提出方法制备双相磁性叠片材料能够保持较高的叠压系数，适用于转子制备。



(a) 制备材料表面形貌



(b) 制备材料表面形貌

图 9 材料微观结构

如图所示，在磁性显影纸下，试样的磁性相区域呈黑暗状态，非磁性相区域则呈相对明亮状态。即相较于磁性相区域，非磁性相具有较低的导磁能力，符合双相磁性叠片材料区域电磁特性的特点。

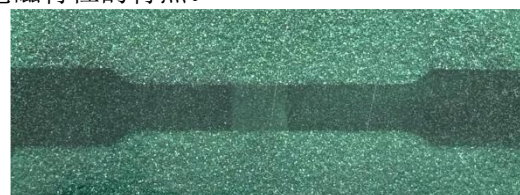


图 10 双相磁性叠片材料试样

由于双相磁性叠片材料的非磁性相具有弱磁性，因此利用提出方法制备的非磁性相区域的电磁性能可认为不发生明显变化。对于磁性相来说，由于高能激光束处于磁性相与非磁性相结合处，较高的热输入会在对应区域产生极高的温度梯度分布，如图所示，进而形成热影响区。因此，有必要分析磁性相结合处电磁性能的变化。

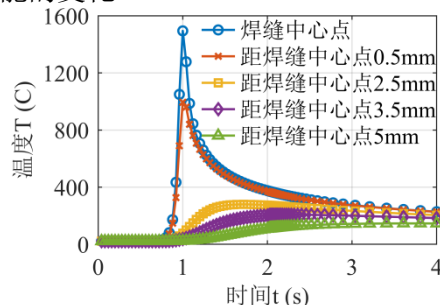


图 11 焊接接头处温度梯度分布

采用提出方法制备的磁性相试样与原始磁性相试样在交变频率为 50Hz 时测试得到材

料磁化曲线如图所示。可以看出，结果表明，新型制备工艺对材料的导磁性能影响极小；尽管磁性相的导磁能力较原始材料略微下降了2.4%，但整体仍保持了优异的磁化特性。

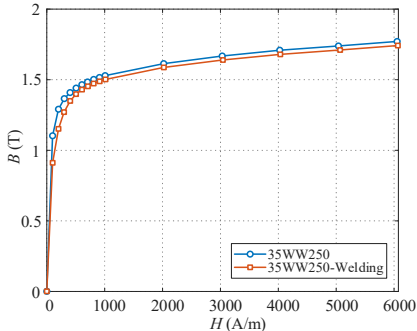


图 12 焊接前后磁性相区域 B-H 曲线

同时，本文对不同温度工况下对双相磁性叠片材料的力学性能进行测试，如图所示。可以看出，由于非磁性相的屈服强度与抗拉强度均远高于导磁相，在拉伸加载过程中，当磁性相区域发生塑性形变时，非磁性相区域仍处于弹性变形阶段，此时磁性相发生断裂。而二者结合处机械强度高于硅钢材料。提出方法制备的双相磁性材料能够充分满足高速电机转子的实际机械强度要求。

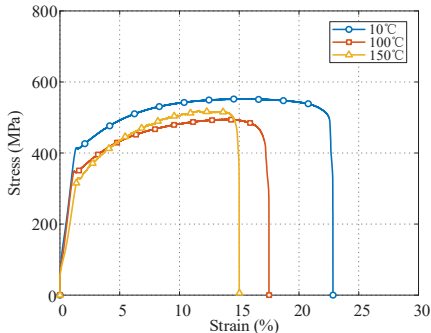


图 13 双相磁性叠片材料应力-应变曲线

表 2 对比了本文所提方法与高温固溶渗氮法制备的双相磁性叠片材料的特性。结果表明，本文方法制备材料的电磁与力学性能均显著提升。凭借磁性相更高的饱和磁密与非磁性相的高屈服强度，该材料在提升电机功率密度方面展现出巨大的应用潜力。

表 9 提出方法与高温固溶渗氮方法制备材料特性对比

	高温固溶渗氮		提出方法	
	磁性相	非磁性相	磁性相	非磁性相
相对磁导率	~1000	~1	~7000	1.32
饱和磁密(T)	1.56	0.25	1.75	0.02

热导率 (W/(m·K))	22.6	-	33.2	15
屈服强度 (MPa)	276	565.8	375	941

3 基于双相磁性叠片材料的高速内置式永磁同步电机设计

3.1 基于双相磁性叠片材料的 IPMSM 结构

为了研究所提出双相磁性叠片材料应用于电机以提升功率密度及可靠性的可行性，本文设计了一台功率为 25kW 的高速内置式永磁同步电机。以新型材料的应用与优化出发，对电机进行设计，并比较分析了双相磁性叠片材料电机转子的优势。

对于电机转子来说，转子铁心叠片的机械强度有限，在相同转速条件下转子外径越大，硅钢所受离心力越大，可能会使转子磁桥和永磁体破裂，转子外径可通过公式(2)-(5)计算。

$$F = \frac{mv^2}{r} = A\rho_r r^2 \omega^2 \tag{2}$$

$$\sigma = \frac{F}{A} = \rho_r v^2 \tag{3}$$

$$v_{\max} \leq \sqrt{\frac{\sigma_s}{[S]\rho_r}} \tag{4}$$

$$D_{\max} = \frac{2v_{\max}}{w} \tag{5}$$

其中, F 为转子离心力, σ 为转子表面离心应力, m 为转子的质量, v 为转子线速度, r 为转子半径, A 为转子横截面积, ρ 为转子铁心密度, w 为机械角速度, σ_s 为转子铁心屈服强度, $D_{\max}$ 为转子最大外径。

在极对数的选取方面，综合考虑材料制备效率，转子可靠性及控制的简易性确定转子的极对数为 1，最大转子基频为 1666.67Hz。得到电机定转子拓扑示意图如图所示。

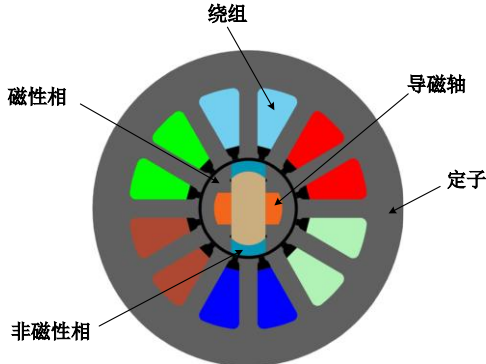


图 14 电机截面图

最终确定的 IPMSM 结构如图所示。电机设计参数表 10 如所示。为了更好地说明本结

构的优势,本文通过有限元分析对在同一拓扑下,常规硅钢材料、提出双相磁性叠片材料的各方面的特性进行对比,并对所提转子结构的强度进行了验证。

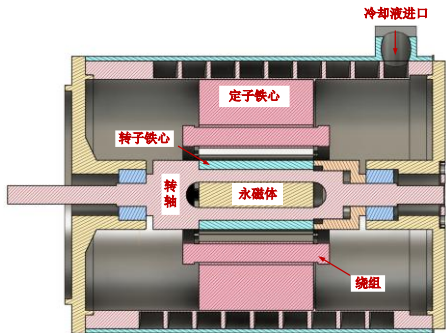


图 15 电机结构示意图

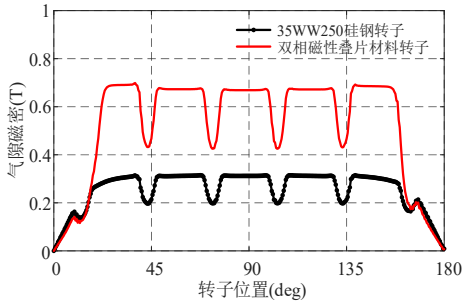
表 10 电机设计参数

参数	数值	参数	数值
额定功率	25kW	峰值转速	100000r/min
极数	2	定子槽数	12
气隙	1mm	定子外径	100mm
铁心长度	50mm	永磁体厚度	11mm
隔磁桥宽度	3.3mm	齿宽	5.54mm
永磁体	N45UH	定子槽型	平行齿
定子铁心	35WW250	转子铁心	双相磁性叠片

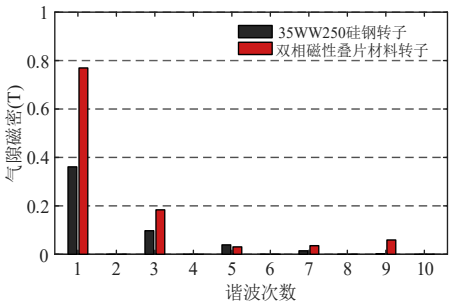
3.2 电磁特性对比分析

3.2.1 空载特性

气隙磁密作为评估电机性能的重要参数之一。图对比了采用制备双相磁性叠片材料和传统硅钢材料电机的空载气隙磁密及其谐波分析。可以看出,采用双相磁性叠片材料后,电机的气隙磁密幅值显著增加,其漏磁得到有效抑制,两种材料电机转子的基波幅值分别为 0.77T 和 0.36 T,前者比后者高 113.1%。即在相同指标需求下,电机的永磁体用量能够得到有效减小。



(a)气隙磁密波形



(b)谐波分析

图 16 空载气隙磁密

同时,采用双相磁性叠片材料后,电机的气隙磁密幅值显著增加,其谐波幅值也有所增加,导致电机的转矩脉动有所增加,图 17 为两个电机的空载齿槽转矩对比。可以看出,采用双相磁性叠片材料后,电机的齿槽转矩峰峰值显著增加至 0.05Nm。

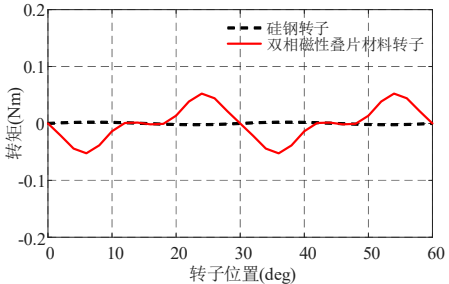


图 17 齿槽转矩

图对比了空载相反电势。由于采用双相磁性叠片材料后电机气隙磁密幅值增加,因此反电势幅值同样增高,且基波幅值较大。相反电势有效值分别为 68.6 V 和 145.8 V。同时,双相磁性叠片材料转子电机相反电势中存在三次谐波,幅值为 38.2 V,但在线反电势中三次谐波可以被消除。

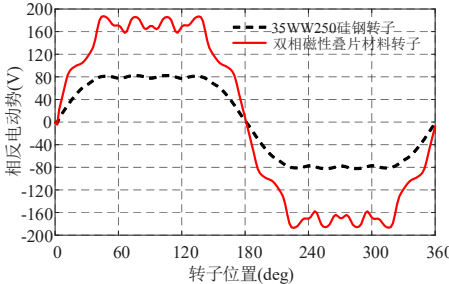


图 18 相反电势

3.2.2 转矩特性

如图 19 所示,对比两种材料制成的电机磁力线分布与磁密云图可发现:采用 35WW250 硅钢的转子在磁桥区域产生较大漏磁,导致气隙磁场利用率降低,从而限制了电机功率密度的提升。

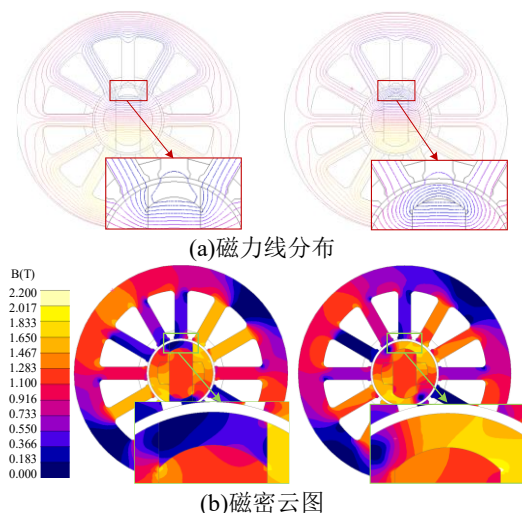


图 19 磁密云图

图对比了在最大转矩电流比(MTPA)控制下,两种结构的转矩随相电流有效值增加而变化的曲线。从图中可知,采用双相磁性叠片材料后电机具有以下性能优势:

- 1) 满足转矩要求时,更小的定子电流能够减小绕组铜耗,同时减小电机控制器容量。例如,当电机输出 2.5Nm 转矩时,提出材料所需相电流有效值为 55A,而采用硅钢材料的电机为 75A。
- 2) 在转子拓扑尺寸保持一致气隙磁场的利用率提高,使得电机的功率密度具有进一步提升的潜力。

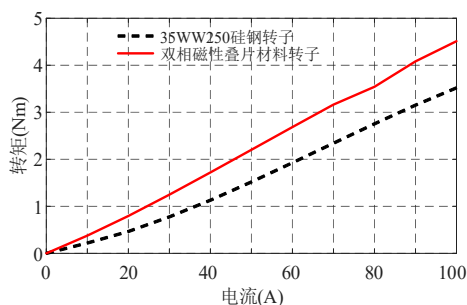


图 20 转矩特性

凸极比作为衡量内置式电机磁阻转矩利用率的核心指标,其本质是由永磁材料与铁心磁导率失配引起的交直流电感差异。如图所示,通过引入双相磁性叠片材料,电机的凸极特性得到了显著改善,相比于 35WW250 材料,电机的凸极比整体水平大幅提升,峰值差距达 2。由于电磁转矩输出随凸极比的增大而增强,双相磁性叠片材料电机在提升转矩上限方面具有明显优势。同时,这也表明在双相磁性叠片材料电机实际运行中可通过合理配置交直流电流来提高电机功率密度。

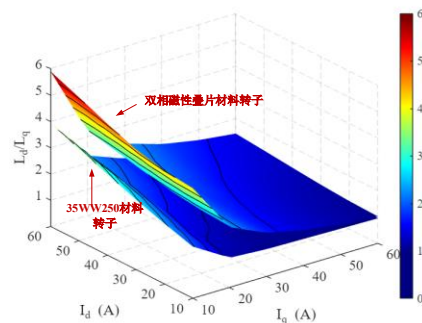


图 21 凸极比

3.3 机械特性对比分析

本文提出的基于双相磁性叠片材料的转子在高速运行工况下的可靠运行是实现电机应用关键,当电机最高转速 100000 r/min 时,转子隔磁桥会承受较高的离心应力,因此拟针对双相磁性叠片电机转子的机械性能进行仿真。电机转子的结构图如图所示,转子结构由空心轴结构、永磁体及双相磁性叠片材料转子构成。空心轴由导磁轴与非导磁轴摩擦焊构成,以减小漏磁。

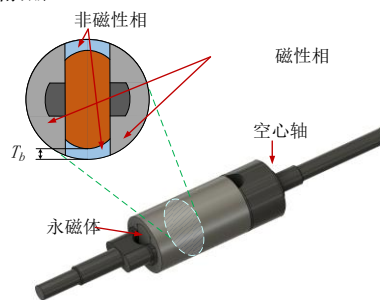


图 22 转子结构示意图

高速运行会在转子磁通桥处引发机械应力集中。虽然增加磁桥宽度 (T_b) 能提高机械完整性,但这本质上会减少永磁体空间位置及增加漏磁。为了确定最小可行磁桥尺寸,本研究确定了所提出的双相磁性材料转子维持恒定安全系数所需的最小 T_b 值。如图 23 所示,为确保电机可靠运行,在最大速度的 1.44 倍下进行了有限元分析,以评估转子结构极限。

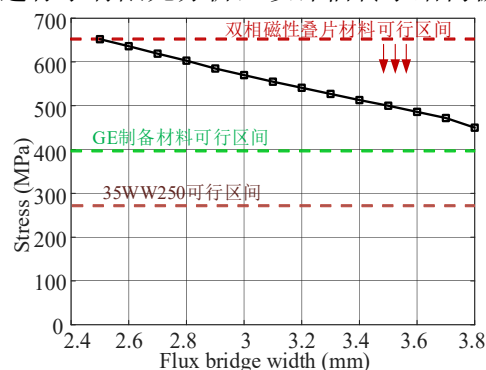


图 24 磁桥厚度与转子最大应力曲线

同时,考虑到电机高速运行工况下的安全裕度,采用有限元软件对 1.2 倍额定转速工况下的电机应力分布进行分析。由于磁桥连接转子铁芯且是转子铁芯最薄弱区域,转子最大应力集中于磁桥部位。磁性相区域与非磁性相区的最大应力分别为 527.7 MPa 和 290 MPa,而对应区域的屈服强度分别为 941 MPa 和 375 MPa。这表明制备的双相磁性叠片材料可确保电机在最大转速工况下安全运行。

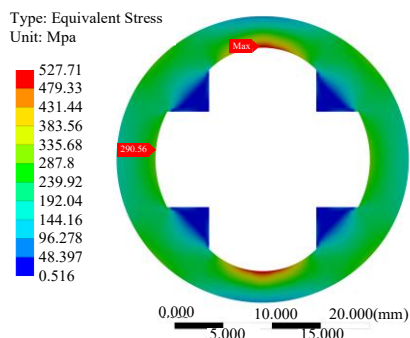


图 25 转子在 1.2 倍最大转速下应力分布

根据电磁与机械特性对比分析可以看出,本文提出的双相磁性叠片材料转子具有最小的磁桥尺寸且能够保持优异的电磁性能,有效改善了高速内置式电机的电磁性能和机械性能难以兼顾的矛盾问题,即具备进一步提高电机功率密度的潜力。

3.4 热特性分析

由在电机的实际运行过程中,过高的温升往往会诱发漆包线绝缘层损坏以及永磁体不可逆退磁等严峻工况,这不仅会削弱电机的输出特性,甚至可能导致系统失效。因此,针对采用新型双相磁性叠片材料的电机开展详尽的温度场分析,是评估其可靠性的核心环节。

作为热仿真分析的前提,准确获取电机内部各部位的损耗分布作为输入热源至关重要。图展示了利用有限元分析(FEA)提取的最高转速工况下,电机损耗随电流变化规律。仿真结果表明,电机的总损耗与电流幅值之间呈现出近似线性增长关系。随着运行转速的不断攀升,电机定子磁场的基频提高,加剧了铁心中的磁滞与涡流损耗,同时也因高频下的趋附效应等因素导致绕组铜损进一步抬升。这些损耗特性数据为后续精确评估双相磁性材料电机的温升极限及冷却优化设计提供了数据依据。

为增强电机的冷却能力,采用了强制水冷与气隙通风的混合冷却方案。

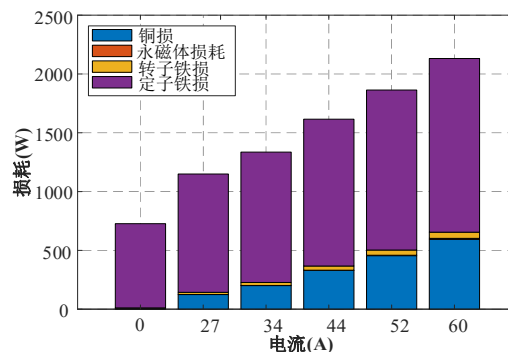
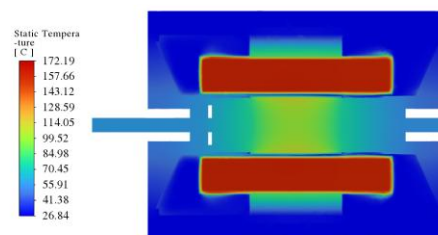
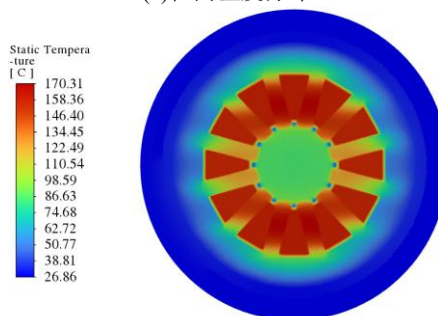


图 26 电机损耗

进水温度设定为 26.85 摄氏度,流速为 0.5m/s。其中,利用环氧树脂灌封定子,以利于散热,同时采用气隙通风改善转子温升。图展示了额定扭矩条件下、转速为 100,000 转时双相磁性材料电机转子的温度分布情况。可以看出,电机温度最高点处于电机绕组侧,低于绕组绝缘限制,即电机可在额定工况下可靠运行。



(a)径向温度分布



(b)轴向温度分布

图 27 转子温度分布云图

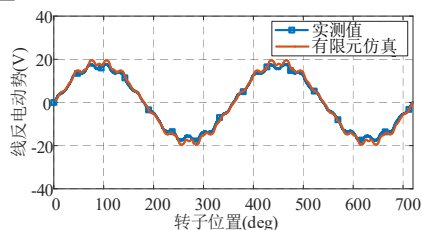
4 实验验证

为了验证所提出的基于双相磁性叠片电机的有效性,加工并制造一台样机,以论证材料制造可行性与电机性能的有效性,更深层次的研究将作为未来工作的重点。搭建试验测试该平台由三个部分组成:机械部分(包括样机和负载电机);电气系统(包含 KEB 驱动控制器和负载电机控制系统);以及配套设备:转速和转矩数据通过上位机软件进行实时监测,电流波形则通过示波器进行实时捕捉。

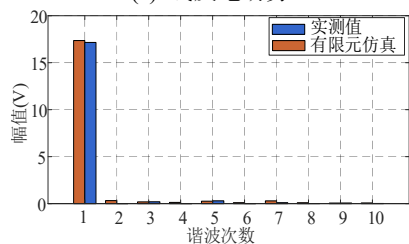


图 28 搭建测试平台

首先，进行空载试验，样机在 5000 r/min 下的空载反电动势如图所示，实测的反电动势基波幅值比有限元分析（FEA）的预测值低约 1.2%，误差低于 5%。同时，相较于仿真结果，电机线反电动势的 3 次谐波得到一定程度上的抑制。而导致误差的原因为实际制备的转子的叠压系数由于加工误差而存在一定的降低，导致有效磁通的减小，以及其他不可避免的实验误差。



(a) 线反电动势



(b) 线反电动势 FFT 分析

图 29 空载线反电动势

图对比了有限元仿真与实验测试得到的电流转矩曲线。由于设计样机为内置式永磁转子结构，因此实验中采用了弱磁控制策略，测试中超前角保持恒定。在整个运行区域内，实测样机在不同相电流有效值下测得输出转矩与有限元仿真结果基本吻合，充分验证了设计的有效性。这表明，在考虑实际制造因素的情况下，该样机能够有效提供设计所需的输出转矩，并满足性能指标要求。

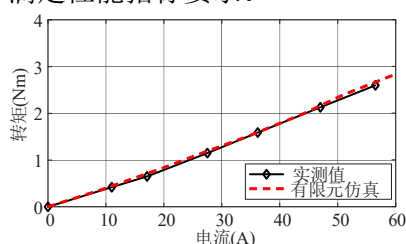


图 30 电流转矩曲线

5 结论

本文提出了一种基于双相磁性叠片材料的高速内置式永磁电机方案，旨在同时解决传统 IPM 转子在机械强度和电磁性能方面的固有局限性，具体贡献如下：

1) 文中提出了一种双相磁性材料叠片制备方法，与高温固溶渗氮法相比，该方法具有更优越的性能和工艺简便性。

2) 通过采用低成本商用电工钢作为基材，非磁性相的屈服强度提升了 60%，有效增强了转子在高速运行下的机械可靠性。在电磁性能方面，所提出的转子拓扑结构与 35WW250 材料电机转子相比，输出转矩提升了 30% 以上，显著提高了功率密度。

参考文献

- 1 Zhang, C., Zhang, L., Wang, X., Tang, R. Analysis, Design and Optimization of a High-Speed Interior Permanent Magnet Rotor. *J. Electr. Eng. Technol.* 2024, 19, 5001–5014.
- 2 Ou, J., Liu, Y., Doppelbauer, M. Comparison Study of a Surface-Mounted PM Rotor and an Interior PM Rotor Made from Amorphous Metal of High-Speed Motors. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2021, 68, 9148–9159.
- 3 Yang C, Ou J, Liu Y, Liu Y, Liang D, Xu D. Applications of Dual-Phase Soft Magnetic Laminate in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors: Research Progress and Challenges. *Energies*. 2026; 19(6):1488.
- 4 Gao L, Zhang H, Zeng L, et al. Rotor Topology Optimization of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor With High-Strength Silicon Steel Application. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021, 57(2):1-6.
- 5 Liu Y., Ou J., Schiefe M., et al. Application of an Amorphous Core to an Ultra-High-Speed Sleeve-Free Interior Permanent-Magnet Rotor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(11):8498-8509.
- 6 Huang S., Zou M., Zhang W., Rallabandi V., Dial L., Buresh S., Zierer J., Jassal A., Johnson F. Development of dual phase soft magnetic laminate for advanced electric machines. *AIP Adv.* 2023, 13, 025021.
- 7 Reddy P.B., El-Refaie A., Zou M., Pan D., Alexander, J.P., Tapadia N., Grace K., Huh K.-K., Johnson F. Performance testing and analysis of synchronous reluctance motor utilizing dual-phase magnetic material. In *Proceedings of the 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017; pp. 1–8.
- 8 Hemmati R., Vahid S., EL-Refaie A. A Novel Design for a High Specific Power Interior Permanent Magnet Machine for Aerospace Applications. In *Proceedings of the 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 1735–1742.

作者简介

欧景：男，1988 年生，教授。研究方向为高功率密度电机驱动控制系统与电机新材料新工艺应用。

基于深度强化学习的并网逆变器跟/构网融合自适应控制策略

李明¹, 陈劲¹, 刘明昊¹, 项智宏¹, 张舰航¹, 罗尧杰¹, 张兴¹, 耿华²

Email: liming@hfut.edu.cn

1 合肥工业大学 安徽 合肥; 2 清华大学 北京

Grid-Following/Grid-Forming Hybrid Adaptive Control Strategy of Grid-Connected Inverters Based on Deep Reinforcement Learning

Ming Li¹, Jin Chen¹, Minghao Liu¹, Zhihong Xiang¹, Jianhang Zhang¹, Yaojie Luo¹,
Xing Zhang¹, Hua Geng²

1 Hefei University of Technology, Hefei, Anhui, China 2 Tsinghua University, Beijing, China

摘要: 随着高比例可再生能源接入电网, 电力系统惯量水平持续下降, 电网运行环境呈现出低惯量与弱电网特征, 对并网逆变器控制策略的稳定性和适应性提出了更高要求。跟网控制 (Grid-Following, GFL) 与构网控制 (Grid-Forming, GFM) 在不同电网条件下表现出明显的互补特性: GFL 控制在强电网中具有较好的动态性能, 而 GFM 控制在弱电网环境下能够提供电压与频率支撑能力。因此, 通过融合两类控制模式以实现并网逆变器在不同运行工况下的稳定运行成为重要研究方向。然而, 现有融合控制方法通常采用固定权重或基于经验规则的参数调节策略, 难以在复杂多变的电网环境下实现最优控制性能。针对上述问题, 本文提出一种基于深度强化学习的跟/构网融合因子自适应控制方法。首先构建统一的跟/构网融合控制架构, 通过引入融合因子实现两种控制模式的协同作用。随后引入深度 Q 网络 (Deep Q-Network, DQN) 算法, 以逆变器运行状态作为强化学习状态变量, 并将融合因子离散化作为动作空间, 通过构建包含系统稳定性与动态性能指标的奖励函数, 实现融合因子的在线优化决策。强化学习智能体通过与系统环境的持续交互, 实现控制参数的自适应调整, 从而提升系统在不同电网条件下的稳定性与动态响应性能。仿真结果表明, 在电网强度波动及扰动工况下, 所提出方法相比传统固定权重控制策略能够有效抑制系统振荡并缩短暂态恢复时间, 显著提升并网逆变器的鲁棒性与运行稳定性。

Abstract : With the increasing penetration of renewable energy sources, the inertia level of power systems is continuously decreasing, leading to operating conditions characterized by low inertia and weak grids. This trend imposes more stringent requirements on the stability and adaptability of grid-connected inverter control strategies. Grid-Following (GFL) control and Grid-Forming (GFM) control exhibit complementary characteristics under different grid conditions: GFL control demonstrates superior dynamic performance in strong grids, whereas GFM control is capable of providing voltage and frequency support in weak grid scenarios. Therefore, the integration of these two control modes to ensure stable operation of grid-connected inverters under varying operating conditions has become a critical research topic. However, existing hybrid control methods typically rely on fixed weighting factors or heuristic rule-based parameter tuning, which makes it difficult to achieve optimal control performance in complex and time-varying grid environments. To address this issue, this paper proposes an adaptive fusion factor control method based on Deep Reinforcement Learning (DRL) for integrating GFL and GFM controls. First, a unified control framework is established to combine GFL and GFM strategies, where a fusion factor is introduced to coordinate their contributions. Then, a Deep Q-Network (DQN) algorithm is employed, in which the inverter operating states are defined as the state variables, and the discretized fusion factor is treated as the action space. By designing a reward function that incorporates system stability and dynamic performance indices, the proposed method enables online optimization of the fusion factor. Through continuous interaction with the system environment, the DRL agent adaptively adjusts the control parameters, thereby enhancing system stability and dynamic response performance under various grid conditions. Simulation results demonstrate that, under grid strength variations and disturbance scenarios, the proposed method can effectively suppress system oscillations and shorten transient recovery time compared with conventional fixed-weight control strategies, significantly improving the robustness and operational stability of grid-connected inverters.

关键词: 深度强化学习; 跟网型控制; 构网型控制; 融合因子; 自适应控制; 电力系统稳定性

Keywords: Deep Reinforcement Learning; Grid-Following Control; Grid-Forming Control; Fusion Factor; Adaptive Control; Power System Stability.

0 引言

随着全球能源结构向低碳化转型, 风电与光伏等可再生能源装机规模持续增长, 大量新能源发电单元通过电力电子变流器并网运行。相比传统同步发电机, 基于电力电子接口的新

能源发电设备缺乏旋转惯量, 使电力系统惯量水平显著降低, 系统频率与电压稳定性面临新的挑战^[1]。在此背景下, 并网逆变器控制策略的稳定性和适应能力成为影响新能源并网系统安全运行的重要因素。

目前, 并网逆变器控制策略主要包括跟网

¹ 基金项目: 台达电力电子科教发展计划重点项目 (弱联网下基于多模型融合的并网变流器控制及其协同趋优策略研究) (通讯作者: 李明)

型(Grid-Following, GFL)控制和构网型(Grid-Forming, GFM)控制两类。GFL 控制通过锁相环跟踪电网电压相位实现同步控制,在强电网条件下能够实现快速且稳定的功率调节。然而,当电网阻抗增大或电网强度降低时,锁相环同步性能下降,系统容易出现振荡甚至失稳^[2,3]。相比之下,GFM 控制通过建立功率-频率动态关系主动构建电压与频率参考,在弱电网条件下能够提供更好的稳定性与支撑能力^[4]。但在强电网环境中,GFM 控制可能出现动态响应较慢或功率分配不均等问题。因此,GFL 控制与 GFM 控制在不同电网条件下具有明显的互补特性^[5]。如何有效融合两种控制模式以实现并网逆变器在不同运行工况下的稳定运行,成为当前新能源并网控制领域的重要研究方向。

针对跟网与构网控制的协调问题,现有研究主要通过模式切换控制或加权融合控制两种方式实现两类控制策略的协同运行^[1]。文献^[5]提出的模式切换控制通过设定判据在不同运行工况下切换控制模式,但该方法需要预先设定切换阈值,并依赖电网状态的准确识别,在复杂暂态过程下容易出现误判,从而引发不必要的控制模式切换甚至产生附加动态冲击^[6]。

一方面,为避免模式切换带来的不连续问题,加权融合方式协调两类控制策略成为现在的重要研究方向,此方法通过设置融合权重实现控制模式的平滑过渡。文献^[7]提出的融合控制方法通过采用固定权重整合两种控制模式特性以及基于经验规则的参数调节策略,难以适应电网强度变化以及复杂扰动条件。文献^[8]和^[9]的研究尝试通过在线估计电网阻抗和短路比实现控制参数的自适应调整,但在实际运行中电网等效阻抗随系统拓扑与运行方式变化而持续波动,精确且实时的阻抗估计较为困难,从而限制了相关方法的工程应用。另一方面,跟网-构网融合控制的参数整定通常涉及多变量耦合的非线性优化问题^[10]。传统基于经验规则或线性调节的控制策略难以在强电网、弱电网及扰动工况下同时获得理想控制性能,因此亟需一种能够根据系统运行状态实现控制参数在线优化的自适应控制方法。

近年来,深度强化学习在复杂控制系统中的应用逐渐受到关注。该方法能够通过与环境

的持续交互学习系统运行规律,并在未知或变化环境下获得最优控制策略。因此,本文将深度强化学习方法引入跟网-构网融合控制问题,实现融合因子的在线优化调节,从而提升并网逆变器在复杂电网环境下的适应能力。

针对上述问题,本文提出一种面向复杂电网工况的并网逆变器跟/构网融合自适应控制方法。本文主要工作如下:

1) 构建统一的跟网-构网融合控制架构,通过融合因子实现两种控制模式的协同运行。

2) 引入深度 Q 网络算法,以系统运行状态为输入,实现融合因子的在线优化决策。

最后,本文通过仿真验证所提出方法在不同电网工况下的稳定性与动态性能提升效果。

1 基于 DQN 的跟/构网融合因子自适应控制方法

1.1 加权调制融合控制的基本结构

跟网控制与构网控制在不同电网强度下表现出差异化的动态特性,现通过加权调制融合

结合跟/构网逆变器控制的优点。控制结构如图 1 所示。

通过比较跟网型控制与构网型控制的结构可以看出,两种控制策略在控制环节的设计上有所不同,但其最终作用对象均为逆变器的调

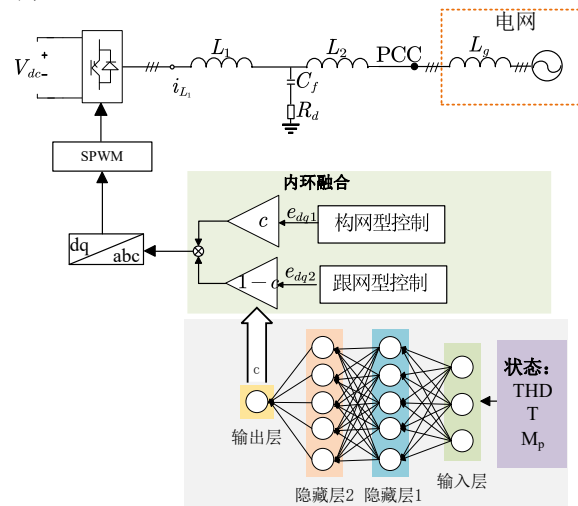


图 1 加权调制控制结构图

制信号,调制过程一致。基于这一共性,可以构建了一种跟网模式与构网模式调制量加权融合的控制方法。

相较于传统的跟/构网控制,加权调制融

合控制结构做了如下改动：1）在调制层引入融合因子，通过系数 c 与 $1-c$ 分别对跟网控制与构网控制产生的调制信号进行加权，从而获得融合控制的最终调制信号，其表达式如下式所示：

$$e_{dq} = ce_{dq1} + (1-c)e_{dq2} \quad (1)$$

通过智能体对电网运行状态进行识别并输出相应的融合因子 c ，可以实现对跟网控制与构网控制作用比例的动态调整。该融合过程使系统输出阻抗的幅值与相位特性位于 GFL 与 GFM 之间，并显著缩小容性负阻尼频带范围，从而降低与电网阻抗发生耦合振荡的风险，提升系统的小信号稳定性，进而使逆变器在不同电网条件下具备更好的适应能力。2）在控制结构中取消了跟网型控制中的锁相环。在弱电网或极弱电网条件下，锁相环容易与感性电网阻抗产生耦合，从而引发不利的动态交互，甚至影响系统稳定性。为此，本文统一采用构网型控制中的功率同步环节替代锁相环，实现系统的同步控制，从而提升融合控制在宽短路比范围内的稳定运行能力。3）在所提出的融合控制框架中，通过构建统一的功率参考量来协调电流源模式与电压源模式之间的控制作用。该参考功率由下垂控制与瞬时功率计算环节共同生成，并分别作为两种控制模式的输入信号。

1.2 自适应跟/构网融合控制

实现并网逆变器在复杂电网工况下的稳健运行，其核心在于依据系统实时运行状态对逆变器的外部动态特性进行自适应调节。在跟/构网融合控制架构中，融合因子 c 作为权衡因子，定义了调制信号中跟网特征与构网特性的分配权重。从控制权重的角度分析，融合因子的取值直接决定了系统在快速功率跟踪能力与电压/频率支撑强度之间的动态博弈：当 c 趋近于 0 时，逆变器呈现显著的电流源特性，侧重于功率的高动态响应；而当 c 增大时，系统向受控电压源演化，增强了对弱电网环境的惯量支撑作用。

融合因子 c 实质上重塑了逆变器输出阻抗与电网等效阻抗之间的交互关系^[7]。在电网短路比波动或暂态扰动条件下，若 c 调节不当，易诱发逆变器与电网阻抗之间的非线性耦合及负阻尼效应，从而影响系统稳定运行。该类

阻抗失配不仅会在频域上表现为并网电流谐波畸变率（THD）的上升，还会在时域上引起暂态恢复时间延长及有功功率超调量（ M_p ）增大。

在时变、强耦合的新型电力系统中，建立“电网工况-融合因子-多性能指标”之间的精确解析模型极具挑战。传统的自适应方案多依赖于预设的逻辑阈值切换或基于信号注入的阻抗估计，但在复杂暂态过程中，这些方法往往受限于阻抗估算的延迟性及线性调节规律的泛化能力，难以为非线性谐波演化过程提供实时的最优控制补偿。

针对上述问题，传统的基于精确模型的控制方法在电网阻抗时变及运行工况复杂变化条件下，往往面临建模精度不足的问题，从而导致控制性能显著退化。在强扰动或大范围工况变化下，依赖小信号模型或经验规则的控制策略难以兼顾系统的稳定性与动态性能。此外，诸如模糊控制或优化算法等方法虽然在一定程度上提升了性能，但其本质仍依赖先验模型或经验设计，难以实现对复杂工况的持续自适应调节能力。相比之下，深度强化学习（Deep Reinforcement Learning, DRL）通过构建智能体与环境之间的交互机制，无需依赖精确数学模型，即可在试错过程中学习最优控制策略。其本质在于将控制问题转化为序贯决策问题，使智能体能够基于实时状态反馈，对控制策略进行在线更新与优化。该方法突破了传统“参数估计-权重计算”的被动控制范式，通过智能体与电网环境之间的实时交互，实现对系统运行状态的动态感知与决策更新。图 1 给出了所采用的深度神经网络结构示意图。该网络以系统状态作为输入，通过多层神经网络对状态特征进行逐层提取与非线性映射，最终在输出层给出相应的决策结果，用于生成融合因子调节策略。

通过神经网络的自主探索与策略优化，智能体能够挖掘多维状态特征与最优 c 轨迹之间的隐藏关联，从而在无需精确系统解析模型的前提下，实现融合因子对电流谐波畸变率、暂态恢复时间和有功功率超调的闭环动态优化。这种数据驱动的控制范式不仅提升了逆变器在极端工况下的暂态稳定性，更保证了跟/构网模式切换的平滑性与自适应性，为全工况下的并网稳定性控制提供了新的技术路径。

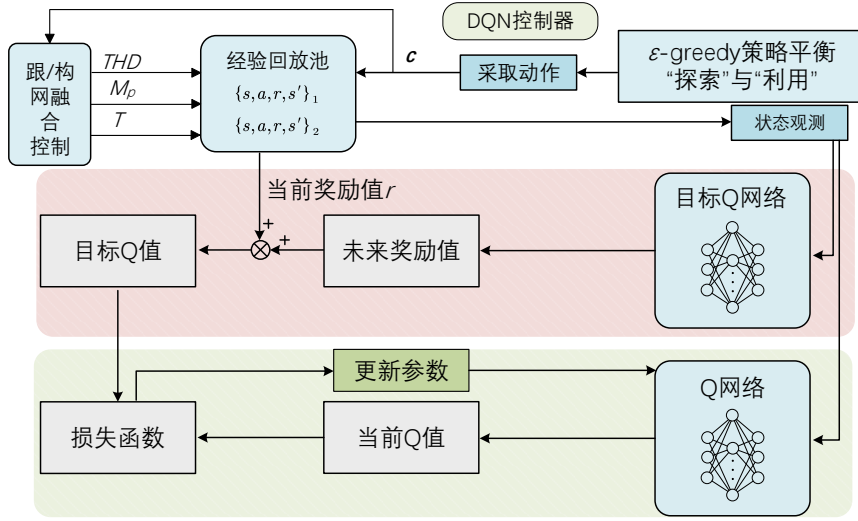


图2 深度强化学习框架图

2 深度强化学习控制器设计

2.1 DQN 算法理论

DRL 是一种将强化学习与深度神经网络相结合的智能决策方法，其基本框架由智能体与环境构成。在该框架下，智能体通过与环境持续交互，根据当前环境状态选择相应动作，并获得环境反馈的奖励以及新的状态信息，从而不断更新其决策策略，其目标是在长期交互过程中最大化累计回报。

在强化学习方法中，Q-learning 是一种典型的基于价值函数的学习算法，其核心思想是通过学习状态-动作价值函数 $Q(s, a)$ ，评估在状态 s 下执行动作 a 后所能够获得的期望累计回报。通过不断更新 Q 值，智能体能够逐渐逼近最优策略。Q-learning 的更新规则如下式所示：

$$Q(s_{t+1}, a_{t+1}) = Q(s_t, a_t) + \alpha(r_{t+1} + \gamma \max_a Q(s_{t+1}, a) - Q(s_t, a_t)) \quad (2)$$

其中， s_t 表示当前状态， a_t 表示在该状态下采取的动作， r_{t+1} 表示执行动作后获得的即时奖励， α 为学习率， γ 为折扣因子用于权衡当前奖励与未来奖励的重要程度。

当系统状态空间较大或呈现高维特征时，传统 Q-learning 方法难以满足复杂系统的学习需求。为解决这一问题，深度 Q 网络利用深度神经网络对动作价值函数 $Q(s, a)$ 进行近似表示，通过神经网络强大的非线性函数逼近能力，实现对高维状态空间的有效学习。如图 2 所示，

在深度强化学习框架中，神经网络以系统状态作为输入，并输出各动作对应的 Q 值，从而实现最优动作的选择。

为了提高训练过程的稳定性，深度 Q 网络引入了经验回放与目标网络两种关键机制。经验回放机制通过将智能体与环境交互产生的状态转移样本 (s, a, r, s') 存储于经验池中，并在训练过程中随机抽取小批量样本进行网络更新，从而打破样本之间的时间相关性，提高训练稳定性并提升样本利用效率。目标网络则通过设置一个更新频率较低的独立网络来计算目标 Q 值，使训练过程中目标值变化更加平缓，从而有效抑制学习过程中的振荡问题。在深度 Q 网络训练过程中，网络参数通过最小化预测 Q 值与目标 Q 值之间的误差进行更新，其损失函数如下式所示：

$$L(\theta) = E \left[\left(r + \gamma \max_a Q(s', a'; \theta^-) - Q(s, a; \theta) \right)^2 \right] \quad (3)$$

其中， θ 表示当前 Q 网络的参数， θ^- 表示目标网络参数。通过不断更新网络参数，智能体能够逐渐学习到状态与最优动作之间的映射关系，从而在复杂动态环境中实现有效的决策优化。

在动作选择策略方面，深度 Q 网络通常采用 ϵ -贪婪策略实现探索与利用之间的平衡。具体而言，智能体以概率 $1 - \epsilon$ 选择当前 Q 值最大的动作，以利用已有策略；以概率 ϵ 随机选择动作，从而探索新的决策空间。随着训练过程的进行， ϵ 通常逐渐减小，使智能体逐步

由探索阶段过渡到利用阶段，从而获得更加稳定的最优控制策略。

2.2 基于 DQN 算法的融合控制模型

2.2.1 状态空间

在深度强化学习框架中，状态空间用于表征智能体在某一时刻能够感知到的环境信息，是智能体进行决策的重要依据。针对逆变器在不同电网条件下运行状态的变化特性，为使智能体能够充分感知系统动态行为并据此调整控制策略，本文构建了包含逆变器输出电流的谐波畸变率、暂态恢复时间以及有功功率超调量的状态空间。

此外，为增强智能体对系统动态变化过程的感知能力，本文在状态空间中引入各观测量的延迟信号，使得状态向量不仅包含当前时刻的信息，同时还包含上一时刻的历史信息。该设计能够在一定程度上刻画系统状态的变化趋势，提高智能体对动态过程的识别能力，从而有助于提升决策策略的稳定性与鲁棒性。状态空间如下式：

$$s_t = [THD(t), THD(t-1), T(t), T(t-1), M_p(t), M_p(t-1)] \quad (4)$$

其中， $THD(t)$ 表示时刻 t 的逆变器输出电流谐波畸变率， $T(t)$ 表示逆变器暂态恢复时间， $M_p(t)$ 表示有功功率超调量。 $THD(t-1)$ 、 $T(t-1)$ 、 $M_p(t-1)$ 分别表示对应变量在上一时刻的取值。通过上述状态空间设计，智能体能够在训练过程中充分获取系统运行信息，并根据电网状态变化自适应调整控制策略。

2.2.2 动作空间

在强化学习框架中，动作空间用于描述智能体在每一决策时刻能够采取的控制行为。合理设计动作空间对于智能体策略学习的效率及控制策略的有效性具有重要影响。针对本文所提出的跟网/构网融合控制策略，智能体的控制目标是根据电网运行状态自适应调整两种控制模式的参与程度，因此将融合因子作为智能体的控制动作。

具体而言，本文将融合因子定义为跟网控制与构网控制之间的权重系数，其取值范围设定为 $[0,1]$ 。当融合因子取值接近 0 时，系统主要表现为跟网控制特性；当融合因子取值接近 1 时，系统则以构网控制为主；而在中间取值

范围内，两种控制模式按照一定比例进行加权融合，从而实现控制策略在不同电网工况下的平滑过渡。通过对融合因子的动态调节，可以使逆变器在强电网、弱电网以及电网状态变化过程中均保持良好的运行性能。

由于本文采用深度 Q 网络算法进行策略学习，而深度 Q 网络适用于离散动作空间，因此将融合因子的取值离散化处理。具体将其在区间 $[0,1]$ 内按照步长 0.1 进行划分，从而构建离散动作集合

$$A = \{0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1\} \quad (5)$$

2.2.3 奖励函数

在强化学习框架中，奖励函数用于刻画智能体行为优劣，并引导策略向期望控制目标不断优化。本文所研究的跟网/构网融合控制问题的奖励函数主要从系统动态响应速度与输出电能质量两个方面进行构建。

选取系统暂态恢复时间 T 、逆变器输出电流总谐波畸变率 THD 、以及有功功率超调量 M_p 作为评价指标。奖励函数的表达式如下所示：

$$R = \begin{cases} \alpha \frac{T}{T_{\max}} + \beta \frac{THD}{THD_{ref}} + \gamma \frac{M_p}{M_{p_ref}}, & R < R_{ref} \\ -\left(\alpha \frac{T}{T_{\max}} + \beta \frac{THD}{THD_{ref}} + \gamma \frac{M_p}{M_{p_ref}} \right), & R \geq R_{ref} \end{cases} \quad (6)$$

其中， $T_{\max}$ 表示仿真截止时间， THD_{ref} 表示逆变器输出电流谐波的参考限制值， M_{p_ref} 表示有功功率超调量的参考限制值，权重系数 α 、 β 和 γ 分别用于调节系统动态性能，谐波抑制性能，有功功率调节性能在奖励函数中的占比。

3 仿真实验

为验证所提出的基于深度强化学习的跟网/构网融合控制策略的有效性，在 MATLAB/Simulink 平台搭建了逆变器并网仿真系统，基于表 1 所列参数开展仿真实验。

仿真总时长设置为 20s，通过逐级改变电网短路比 (SCR)，模拟电网强度大范围波动下逆变器的全工况运行特性，依次设置 SCR=3、6、9、12，分别对应极弱、弱、中、强四种典型电网工况。

表 1 仿真参数

α	0.3	T_{max}	5
β	0.2	THD_{ref}	0.05
γ	0.5	M_{p_ref}	0.1

在不同电网强度下,智能体可根据系统实时运行状态自适应输出融合因子 c ,其动态响应特性如图 3 所示。仿真时段 0~5s、5~10s、10~15s、15~20s 分别对应 SCR=3、6、9、12 的工况切换过程。由图 3 可见,在不同 SCR 条件下,融合因子分别自适应调整为 $c=0.9$ 、0.7、0.6、0.5,验证了所提控制策略可根据电网强度变化,实现跟网/构网控制权重的动态、合理分配。

为进一步分析融合控制策略对系统动态特性与稳定运行能力的提升效果,图 4 给出了

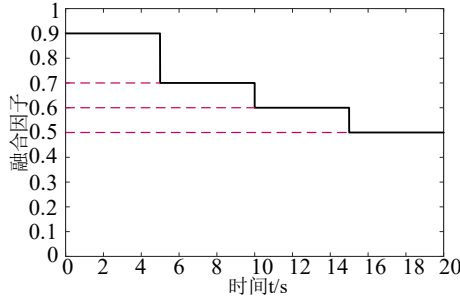


图 3 智能体输出的融合因子

SCR 大范围切换下逆变器输出端口有功功率的仿真波形,图 5 给出了对应工况下逆变器并网点 a 相电压、电流的仿真波形。从图 4 可以看出,在全工况范围内,系统均能实现稳定的有功功率输出:当系统由弱电网逐步过渡至强电网时,逆变器有功功率仅在工况切换瞬间产生短暂的动态调整,随后迅速收敛至额定稳态值,无明显振荡、超调或失稳现象,动态响应性能优异。同时,由图 5a、5b 可见,在多次工况切换过程中,并网点电压波形仅出现微小畸变,暂态过程无明显跌落、过冲,电压质量

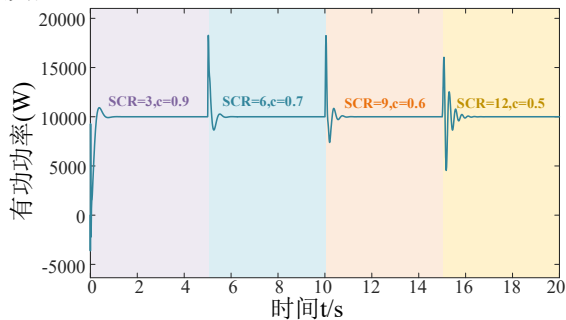
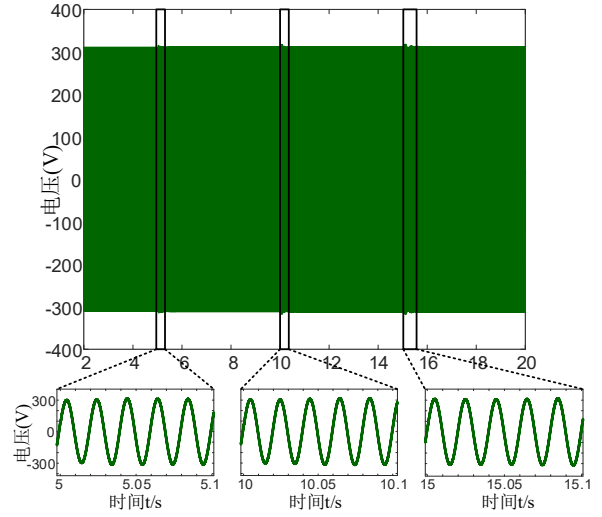
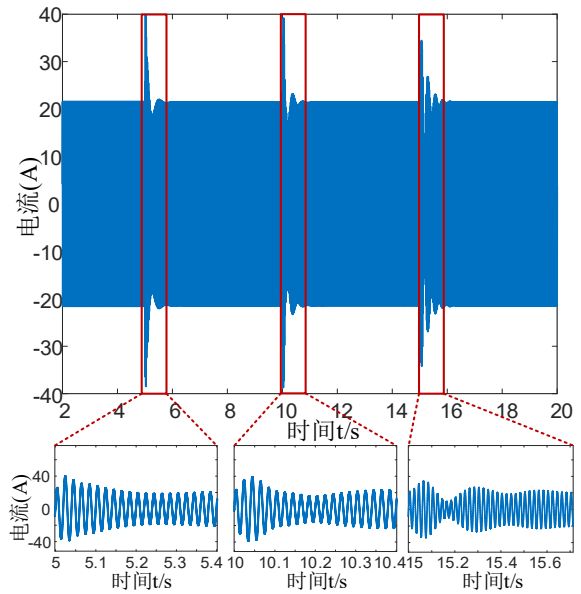


图 4 逆变器输出端口有功功率



(a) 并网点电压波形



(b) 并网点电流波形

图 5 并网点电压电流波形

始终保持良好;并网电流仅在工况切换瞬间产生可控的短时冲击,随后快速收敛至稳态正弦波形,未出现持续振荡、谐波放大或失稳问题。

上述结果充分表明:所提出的深度强化学习融合控制策略,可根据电网强度变化自适应优化跟网与构网控制的作用比例。

在弱电网下强化构网控制的电压支撑能力,在强电网下发挥跟网控制的功率跟踪优势,从而保证逆变器在电网强度大范围波动的全工况下,均具备优异的动态响应特性、稳态运行性能与抗扰动力。

4 结论

本文针对高比例可再生能源并网带来的电力系统低惯量、弱电网问题,以及现有跟网/构网融合控制策略适应性差、参数整定困难的痛点,开展了基于深度强化学习的并网逆变器融合自适应控制研究。本文构建了统一的跟/构网融合控制架构,引入深度 Q 网络(DQN)算法,以逆变器运行状态为状态变量、融合因子离散值为动作空间,通过设计包含系统稳定性与动态性能的奖励函数,实现融合因子的在线优化决策,有效规避了传统模式切换的动态冲击与固定权重的适应性不足问题。MATLAB/Simulink 仿真验证表明,在电网强度大范围波动(SCR=3 至 12)工况下,智能体可自适应调整融合因子至最优值,使逆变器有功功率快速收敛、电压电流波形稳定,显著提升了系统鲁棒性与抗扰动力,验证了所提策略的有效性与优越性。

综上,本文提出的融合控制方法成功实现了并网逆变器在复杂电网工况下的稳定运行,为高比例可再生能源并网背景下的逆变器控制提供了新方案,也为深度强化学习在该领域的应用提供了理论与实践支撑。本文研究仍有局限,未来可将控制策略拓展至多逆变器集群场景,考虑更复杂实际工况优化网络设计,并通过硬件在环实验推动其工程落地。

参考文献

- 1 张兴,战祥对,吴孟泽,等.高渗透率新能源发电并网变流器跟网/构网混合模式控制综述[J].电力系统自动化,2024,48(21):1-15.
- 2 陈乐柯,朱林,刘阳,等.考虑电压外环与锁相环耦合的跟网型变流器暂态同步稳定分析[J].电力系统自动化,2026,50(05):125-137.
- 3 马宁宁,谢小荣,贺静波,等.高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J].中国电机工程学报,2020,40(15):4720-4732.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.191968.
- 4 白晨曦,何汰航,李夏岩,等.基于稳定流形法的构网型逆变器暂态稳定性分析[J].高电压技术,2024,50(08):3705-3714.DOI:10.13336/j.1003-6520.hve.20240052.
- 5 李明.高渗透率新能源发电并网逆变器阻抗自适应双模式控制研究[D].合肥工业大学,2020.
- 6 D. Ríos-Castro, D. Pérez-Estévez and J. Doval-Gandoy, "Grid-Connected Converter With Grid-Forming and Grid-Following Modes Presenting Symmetrical and Asymmetrical Fault Ride-Through Capability," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 12, no. 2, pp. 2082-2096, April 2024.
- 7 F. Han, X. Zhang, M. Li, F. Li and W. Zhao, "Stability Control for Grid-Connected Inverters Based on Hybrid-Mode of Grid-Following and Grid-Forming,

" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 9, pp. 10750-10760, Sept. 2024, doi: 10.1109/TIE.2023.3335325.

- 8 刘朋印,谢小荣,缪庆庆,苏开元,霍轶东,王晰.变流器自适应跟网-构网融合控制及其改善振荡稳定性的机理分析[J].中国电机工程学报,2025,45(15):6062-6070.
- 9 P. Liu, X. Xie and J. Shair, "Adaptive Hybrid Grid-Forming and Grid-Following Control of IBRs With Enhanced Small-Signal Stability Under Varying SCR s," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 6, pp. 6603-6607, June 2024, doi: 10.1109/TPEL.2024.3373659.
- 10 Z. Li et al., "Transient Stability Study and Optimal Parameter Selection for Hybrid Synchronous Control," 2025 IEEE 3rd International Conference on Power Science and Technology (ICPST), Kunming, China, 2025, pp. 812-818.

作者简介

李明:男,1993年8月生,副教授,工学博士、博士后,博导。研究方向为新能源并网发电装备的建模、分析与稳定控制技术。

陈劲:男,2003年12月生,硕士研究生。研究方向为基于人工智能算法的并网变流器跟构网稳定控制策略。

面向经济型 MMC 的 IGCT-IGBT 混合开关 非对称电压配置方法

Asymmetric Voltage Rating Pairing in IGCT-IGBT Hybrid Switch to Maximize Voltage Utilization for Cost-Effective MMC Applications

华北电力大学 陈绿杨 Email: chenggreeny@ncepu.edu.cn
华北电力大学 张翔宇 Email: zhangxiangyu@ncepu.edu.cn

摘要：模块化多电平换流器（Modular multilevel converter, MMC）由大量子模块级联以支撑直流母线电压并产生交流输出电压，这导致其制造成本高昂。与 IGBT（Insulated-gate bipolar transistor, IGBT）和 IGCT（Integrated gate-commutated thyristor, IGCT）相比，通过并联 IGCT 和 IGBT 构建的混合开关，利用两者的优势实现了电流导通与开关过程的解耦，作为 MMC 中的开关器件提供了改进的技术经济性能。由此，电气应力在 IGCT 和 IGBT 之间得以重新分配，IGCT 的静态和动态击穿电压之间的差异可以被有效利用。据此，本文提出了一种 IGCT 和 IGBT 的非对称电压配置方法，并扩展了 IGCT 的电压相关安全工作区（Safe operation area, SOA）。通过理论分析和实验测量验证了该机制的有效性，结果表明，4.5 kV 等级 IGCT 的电压利用率达到 125%，MMC 的功率传输性能显著提高，为未来高压电力电子技术提供了一条有前景的路径。

Abstract: MMC is cascaded by numerous submodules to support the DC bus voltage and generate the AC output voltage, resulting in its substantial manufacturing cost. In comparison to IGBT and IGCT, the hybrid switch constructed by parallel IGCT and IGBT offers improved techno-economic performance as switching device in MMCs, by the decoupling of current conduction and switching between these two devices with respect to their strengths. Thereby, the electrical stress is redistributed between IGCT and IGBT, and the disparity between the static and dynamic breakdown voltages of IGCT can be effectively leveraged. Accordingly, an asymmetric voltage configuration approach for IGCT and IGBT is developed, and the voltage-related SOA of IGCT is expanded. The mechanism is validated by theoretical analysis and experimental measurement. As a consequence, the 4.5 kV IGCT achieves the voltage utilization ratio of 125%, and the power transmission performance of MMC can be significantly increased, suggesting a promising pathway for high-voltage power electronics in the future.

关键词：模块化多电平换流器，绝缘栅双极型晶体管，集成门极换流晶闸管，安全工作区。

Keywords: Modular multilevel converter (MMC), insulated-gate bipolar transistor (IGBT), integrated gate-commutated thyristor (IGCT), safe operation area (SOA).

1 引言

如今，基于电压源换流器的高压直流输电（voltage-source-converter-based high-voltage direct-current, VSC-HVDC）技术已在电力系统中获得广泛应用[1]。其中，MMC 因其出色的电压与容量扩展能力，已成为 VSC 的主流方案。然而，随着 HVDC 电力系统对更大容量和更高电压的需求持续提升，运行工况也日趋复杂严苛，MMC 的制造成本因此随之显著攀升。

在现有 MMC 方案中，IGBT 与 IGCT 被广泛用作开关器件，承担着电压支撑与能量转换的关键任务。然而，这两类器件各自存在难以兼顾的性能瓶颈：IGBT 虽具备成熟的开关控制能力，但其导通压降较高，在大电流工况下导通损耗显著；而 IGCT 尽管导通损耗低、通流能力强，却在关断过程中容易受到电流敏感性的制约，导致器件安全工作区相对受限。因此，无论采用哪一种单器件方案，在实际工程中都难以同时实现高效率、高可靠性与低成本的目标。

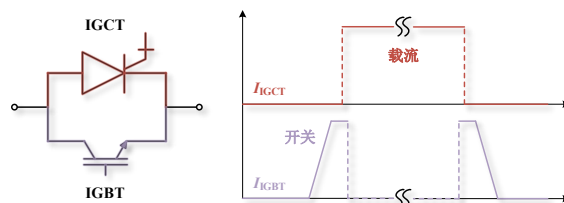


图1 混合开关拓扑及工作模式

如图1所示，该混合开关集成了IGCT优异的导通性能与IGBT灵活的关断可控性，通过二者的协同配合，有效缓解了IGCT固有的电流关断限制，显著提升了其开关可靠性。这些进展使混合开关在大功率MMC应用中表现出良好的综合性能与成本优势，成为一种颇具潜力的替代方案。

然而，尽管混合开关在电流能力方面取得了显著突破，现有设计仍沿用IGCT与IGBT对称电压匹配的传统策略，即两者均选用相同耐压等级的器件进行配对。这种对称配置方式未能充分利用IGCT自身较高的静态电压潜力，导致混合开关在电压维度的利用率依然偏低，与单独使用IGBT或IGCT的方案相比，并未体现出实质性的电压性能优势[4]。

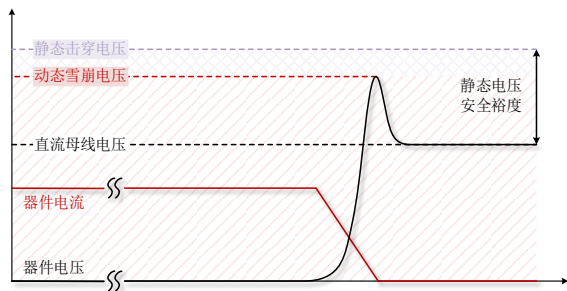


图2 单器件关断电气应力分布

基于此，本文进一步深入探讨混合开关中电压与电流应力的再分配机制，旨在从理论上揭示IGCT与IGBT在关断过程中应力分布的差异及其可利用空间。以此为基础，本文提出一种IGCT与IGBT之间的非对称电压匹配方法，即选用不同耐压等级的器件进行配对，从而在保证可靠性的前提下，最大限度拓宽混合开关电压相关的SOA。通过该协同设计，IGCT固有的静态电压能力得以被充分利用，不再受限于动态雪崩电压的约束。这一改进为在不提高器件成本的情况下提升子模块直流母线电压、降低MMC级联数量、进而减小换流器规模与制造成本创造了新的可能。

本文的结构安排如下：第二部分结合混合开关的应力分布分析与IGCT、IGBT的电压配置原则，详细阐述电压相关SOA的扩展方法，并从半导体物理机制出发，对其可行性进行理论论证；第三部分通过搭建实验平台，开展测试，验证所提方法的有效性；第四部分将所提混合开关方案与单器件IGBT方案、单器件IGCT方案进行系统对比，评估混合架构的综合优势；第五部分对全文进行总结。

2 电压安全工作区扩展方法

2.1 IGCT、IGBT 电气应力分布

图2展示了独立功率器件在关断过程中的电气应力。在稳态阻断状态下，器件仅需承受直流母线电压。然而，在关断瞬态过程中，一个过电压尖峰会叠加在直流母线电压上，从而提高功率器件上的电压应力。

然而，对于包括IGCT和IGBT在内的双极型功率半导体，其动态雪崩电压低于静态阻断电压[5]。在这种情况下，尽管器件具有高阻断能力，但稳态阻断条件对应的电压应力相对较低，而它们的关断过程则在严格的动态电压极限下面临严重的电压应力。

为确保功率器件的可靠运行，市售器件官方数据手册中规定的额定电压包含了针对动态约束的保守裕量。因此，器件的静态阻断能

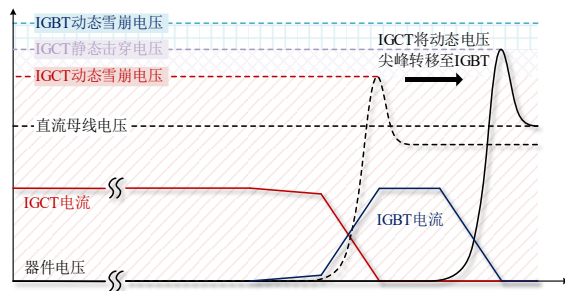


图3 混合开关关断电气应力分布

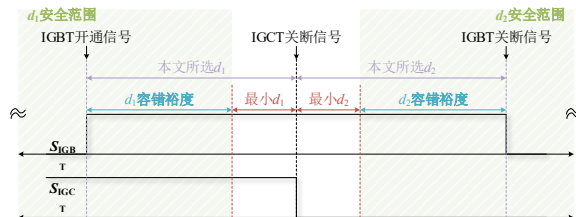


图4 IGCT、IGBT 动作间隔选取

力无法被充分利用，这一观察结果表明，在具备压流分离机制的混合开关中存在提升潜力。

图3展示了混合开关的关断操作过程。在混合方案的导通状态中，IGCT承载负载电流，IGBT保持关断状态。在混合开关关断之前，IGBT被预先触发导通，经过时间延迟 d_1 后，IGCT在IGBT的导通压降下被关断，IGCT上的电流完全转移至IGBT。在时间间隔 d_2 后，IGBT在母线电压下被关断，并伴随关断瞬态电压过冲。

总之，对于混合开关中的IGCT而言，其关断是一个准零电压开关（zero voltage switching, ZVS）过程。由于IGCT在IGBT关断之前已提前关断并进入阻断状态，因此当IGBT随后关断产生动态电压尖峰时，该尖峰仅作为静态电压应力施加于IGCT两端，而无需IGCT承受动态电压冲击。

此外，IGBT导通与IGCT关断之间的时间间隔 d_1 应长于IGBT的导通时间，这确保在IGCT关断前IGBT已达到稳定的导通状态，为IGCT提供ZVS关断条件。类似地，IGCT关断与IGBT关断之间的时间间隔 d_2 必须长于IGCT的关断时间，这保证了在IGBT关断前，IGCT已进入阻断状态。在此前提下，对于大多数商用IGCT和IGBT， d_1 、 d_2 （见图4）的最小值可设置为约10 μ s。

2.2 IGCT、IGBT 电压非对称配置方法

在IGCT-IGBT混合开关中，IGBT仍然负责在过电压尖峰下的电流关断，其耐压等级仍然受动态雪崩边界限制。相反，IGCT被有意地从动态关断电压尖峰中解脱出来，并且不主动参与IGBT的关断瞬态过程。在特定工作条

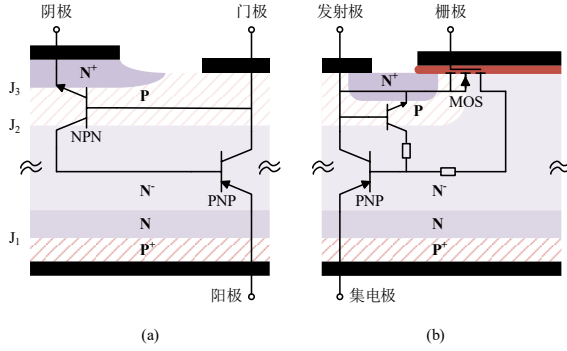


图 5 器件切面结构 (a) IGCT (b) IGBT

件下，IGCT 的耐压能力不再受动态雪崩电压的限制，从而释放其静态阻断裕量。

这种应力的重新分配实现了两个器件之间差异化的电压分配。根据目标运行条件，首先确定最大可能电压 U_{peak} 。为了保证混合开关的功能性和可靠性，该电压应低于 IGCT 的关断态击穿电压 $U_{IGCT,static}$ 。此外，为了最大化混合开关中 IGCT 的电压利用率，IGBT 的动态雪崩电压 $U_{IGBT,dynamic}$ 应不低于 IGCT 静态阻断电压 $U_{IGCT,static}$ ，即：

$$U_{IGBT, dynamic} \geq U_{IGCT, static} > U_{peak} \quad (1)$$

因此，混合开关的整体耐压能力 U_{BR} 即为 IGCT 的静态阻断电压，可以表示为

$$U_{BR} = U_{IGCT, static} \quad (2)$$

值得注意的是，尽管高压 IGBT 因其器件结构特性而具有比低压 IGBT 更大的导通电阻，但在混合开关的工作过程中，导电路径的电流分配并不均衡。具体而言，在导通阶段，由于 IGCT 的导通压降低于 IGBT，负载电流主要由 IGCT 承担，IGBT 仅流过极小的分流电流。因此，混合开关的整体导通电阻 r_{on} 实际上由主导导电路径的 IGCT 决定，即近似等效于 IGCT 自身的导通电阻 $r_{IGCT, on}$ ，这一特性使得混合开关在获得更高电压承受能力的同时，并未牺牲导通损耗方面的优势，上述关系可表示为：

$$r_{on} = r_{IGCT, on} \quad (3)$$

综上所述，从外部特性来看，IGCT-IGBT 混合开关的电气行为与独立功率器件几乎完全相同。无论是导通压降、电流承载能力，还是开关控制信号的接口方式，混合开关均可等效视为一个具有单一驱动接口的标准开关器件。因此，与采用单器件 IGBT 或单器件 IGCT 的方案相比，该混合开关在集成到 MMC 子模块中时，无需改变原有的控制逻辑，不会引入额外的设计复杂度或工程实现难度，保持了良好的工程兼容性与推广可行性。

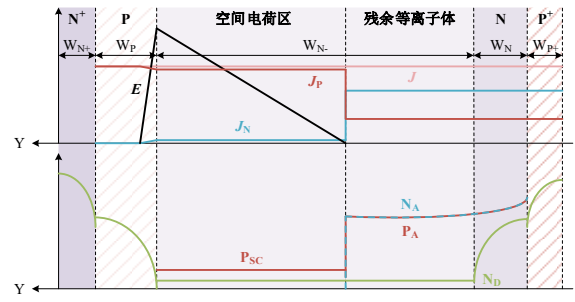


图 6 IGCT 关断物理机理

2.3 可行性分析

图 5(a)展示了非对称 IGCT 单元的横截面结构。当 IGCT 处于阻断模式时，其内部三个结区呈现不同的偏置状态：结 J_2 反向偏置，而结 J_1 正向偏置。因此，施加在阳极与阴极之间的电压几乎全部由反向偏置的结 J_2 承受。随着电压逐渐升高，耗尽区向 N^+ 漂移层内部扩展，纵向电场也随之向阳极方向延伸。在 N^+ 漂移层的耗尽区中，电场 E 沿纵向呈现线性分布，此时空间电荷主要由电离施主杂质提供。根据半导体物理中的泊松方程，GCT 单元内部纵向电场梯度可表示为：

$$\frac{dE}{dy} = \frac{q}{\epsilon_{Si}} \cdot N_D \quad (4)$$

其中 q 是基本电荷， ϵ_{Si} 是硅的介电常数， N_D 是 N^+ 漂移区的掺杂浓度。

当 IGCT 进入关断瞬态过程时，漂移区中的电场梯度分布将受到更为复杂因素的影响。如图 6 所示，此时电场梯度不仅取决于施主杂质的浓度，还受到关断电流密度的显著调制。具体而言，较大的关断电流密度会导致空间电荷区中积累更多未被抽走的空穴，即空穴浓度 P_{sc} 升高。这些额外空穴的存在会改变空间电荷分布，从而根据下式加强电场的调制效应：

$$\frac{dE}{dy} = \frac{q}{\epsilon_{Si}} \cdot (N_D + P_{sc}) \quad (5)$$

与静态阻断状态相比，在关断瞬态下，相同电压值将对应更强的电场强度。这种增强的电场会加速载流子的碰撞电离过程，导致动态雪崩击穿在电压尚未达到静态雪崩击穿电压时便提前发生。换言之，IGCT 的动态耐压能力显著低于其静态耐压能力，这是限制其电压利用率的关键因素之一。

相比之下，IGBT 表现出比 IGCT 更优的动态雪崩耐受能力。这是由于 IGBT 具有类晶体管的器件结构（见图 5(b)），在关断过程中其双极注入效应相对减弱，空间电荷区中残留的过剩载流子数量较少。因此，IGBT 中的电

表 1 实验参数

设备		参数
IGCT	型号	CAc4000-45
	额定电压	4500 V
	关断能力	4000 A
IGBT	型号	TIM750AS M65
	额定电压	6500 V
静态测试	精度	<1%
	二极管	FYB2000-45
	C_{DC}	8 mF
动态测试	U_{Dc}	IGCT 2800 V
	U_c	混合开关 4000 V
	L_{arm}	IGCT 0.12 mH
		混合开关 1.56 mH

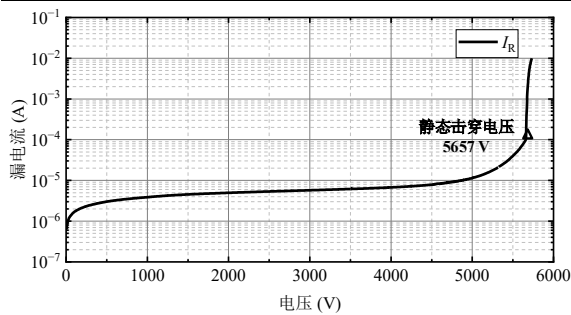


图 7 IGCT 静态击穿测试波形

场调制效应得到了有效缓解,动态雪崩的触发条件更为苛刻。所以,与IGCT相比,IGBT的动态雪崩鲁棒性显著改善,能够在更高的电压尖峰下保持可靠关断。

上述物理机制的分析为混合开关的设计提供了重要的理论依据:在IGCT-IGBT混合开关中,IGCT的静态电压能力可以被充分释放和利用,而其原本因动态雪崩限制而未能充分发挥的耐压裕量,则可以通过并联IGBT的动态关断能力来弥补。换言之,IGBT承担了动态电压尖峰的冲击,从而在很大程度上缓解了IGCT的动态雪崩限制问题。这一特性使得混合开关在整体电压利用率上超越了单一器件方案。

3 实验验证

为了验证所提方案的实用性,本文采用4.5kV CAc-4000-45 IGCT来测试其静态阻断电压和动态雪崩电压。之后,将该IGCT与6.5kV TIM750ASM65 IGBT并联构建混合开关,并测量了混合开关的SOA。实验装置的参

数列于表1。

3.1 IGCT 静态击穿电压测试

IGCT的静态击穿电压在专用阻断特性测试平台上进行测量,测试过程中逐渐升高阳极-阴极电压,同时记录器件的漏电流变化。图7展示了IGCT静态击穿电压的完整测试结果。

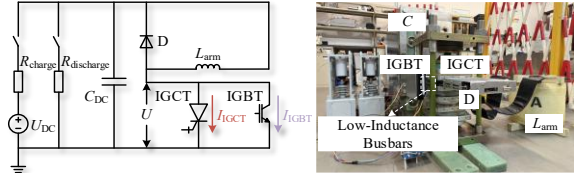


图 8 关断测试平台

可以看出,在较宽的阳极-阴极电压范围内,IGCT的漏电流始终低于100 μ A,且随着电压升高呈现平滑缓慢的增长趋势,未出现明显的突变或跳变。这一现象表明,在此电压区间内,IGCT内部耗尽层稳定扩展,器件处于良好的稳态阻断状态,未发生显著的雪崩电离。

当阳极-阴极电压继续升高至5657 V时,漏电流波形出现了一个明显的转折点,即漏电流开始随电压增加而迅速上升。这一转折点标志着IGCT内部发生了显著的雪崩倍增效应,静态雪崩击穿电压开始出现。值得注意的是,该实测静态击穿电压值远高于器件官方数据手册中规定4500 V重复峰值关断态电压。

该测试结果从实验角度证实了IGCT在实际器件中提供了超出额定值的充足静态电压裕量。同时,这一结果为后续两项关键对比建立了重要参考:一是与IGCT自身关断过程中的动态雪崩特性进行对比,揭示其静态与动态耐压能力之间的差距;二是在混合开关配置中,为IGCT与IGBT之间的电压协调设计提供了基准依据。

3.2 IGBT 动态雪崩电压测试

为了研究IGCT在MMC实际工作条件下的动态雪崩特性,本文采用半桥子模块电路结构开展了单脉冲关断实验,实验装置如图8所示。需要说明的是,为了真实反映IGCT在关断瞬态的电压响应,平台中的IGCT缓冲电路已被简化或移除,以防止其对关断电压波形造成失真或钳位效应。

实验过程中,并联的IGBT始终保持在关断状态,其栅极-发射极施加负压以确保可靠关断。反并联二极管选用FYB2000-45快恢复二极管,以配合IGCT完成电流续流。直流母线电容 C_{DC} 取值为8 mF,预充电电压设置为2800V,桥臂电感 L_{arm} 取值为0.12 mH,以模

拟 MMC 中的等效换流电感。为了充分表征 IGCT 的动态雪崩边界，测试电流设定为其关断能力极限值 4000A，使器件工作在接近其应力上限的严苛条件下。

图 9 展示了 IGCT 在单脉冲实验中的电压

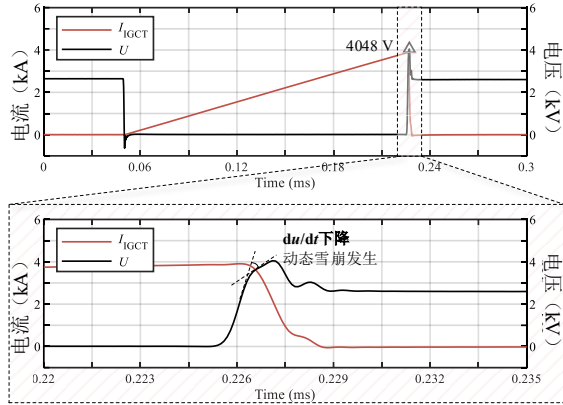


图 9 IGCT 关断实验波形

和电流波形。IGCT 在 $t=0.05$ ms 时刻接收到导通信号后开始导通，阳极电流逐步上升。在 $t=0.22$ ms 时刻，电流达到预设的 4000 A 关断阈值，随后 IGCT 在直流母线电压下执行关断操作。从波形的放大细节中可以观察到，关断初期电压以相对较高的上升率迅速攀升至 3340 V。此后，电压的进一步增长呈现出明显放缓的趋势， du/dt 逐渐减小。最终，电压达到 4048 V 的峰值，电压波形出现振荡。

这一特殊的电压响应现象可以从动态雪崩效应的角度进行解释：当 IGCT 关断电流较大时，空间电荷区中积累的大量空穴触发了动态雪崩效应，并且随着关断过程的深入，该效应不断增强。动态雪崩的发生使得等离子体抽取速度变慢，电场在耗尽区中的扩展速率降低，从而导致电压上升速率逐渐减缓。

该测试结果明确表明，IGCT 在其关断瞬态过程中的耐压能力受到动态雪崩行为的严重制约。在实际关断条件下，动态雪崩的起始电压甚至可能低于器件的额定电压，这意味着仅依靠 IGCT 自身难以在高压关断工况下充分发挥其静态电压裕量。

3.3 混合开关电压安全工作区测试

基于前述 IGCT 静态阻断电压的测试结果，本文选择额定阻断电压为 6500V 的 IGBT 与 4.5kV 的 IGCT 共同构成混合开关，以实现非对称电压配对。为了保证 IGCT 在混合开关中能够获得 ZVS 工作条件，IGCT 与 IGBT 之间的连接母排（见图 8）经过专门设计，具有较低的寄生电感，从而有效降低两者之间电流换

流过程中由 di/dt 感应产生的电压尖峰[3]。

此外，IGCT 与 IGBT 之间的开关时序间隔 d_1 ， d_2 均设置为 50 μ s。相较于图 4 所示的最小要求值，该设置多留出了 40 μ s 的安全裕量。这一保守设计旨在确保即使在温度变化、

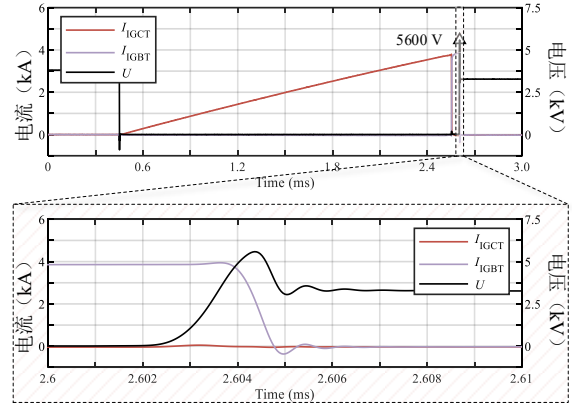


图 10 混合开关关断实验波形

器件差异或驱动延迟等非理想因素的影响下，时序仍能保持足够的鲁棒性，避免因时序偏差导致 IGCT 无法在 ZVS 条件下关断。

在混合开关的动态关断实验中，直流母线电压 U_{DC} 预充电至 4000 V，桥臂电感 L_{arm} 设置为 1.56 mH。为了与独立 IGCT 的测试结果进行公平对比，混合开关的关断测试电流同样设定为 4000 A。

图 10 展示了混合开关在单脉冲实验中的电流和电压波形。IGCT 在 $t=0.45$ ms 时刻首先导通，此时 IGBT 保持关断状态，因此全部负载电流均流经 IGCT。当 $t=2.5$ ms 关断过程启动时，IGBT 被预先触发导通，部分电流开始从 IGCT 转移至 IGBT。在 $t=2.55$ ms 时刻，IGCT 执行关断操作，关断电流为 3795 A，而其两端的电压仅为 191 V，实现了近似零电压关断。随后，在 $t=2.6$ ms 时刻，IGBT 在全母线电压下执行最终的电流关断，关断电流为 4000 A，瞬态关断过电压峰值达到 5600 V，该瞬态电压水平显著高于前述测得的 IGCT 动态雪崩电压。然而，在整个实验过程中，无论是 IGCT 还是 IGBT，均未观察到任何损坏、击穿或异常电气行为，表明混合开关能够可靠承受远超 IGCT 动态耐压极限的电压尖峰。

上述实验结果充分验证了 IGCT 在电压 SOA 内运行的鲁棒性，同时也证明了混合开关中 IGCT 与 IGBT 非对称电压配置原则的可行性与有效性。通过将动态电压应力转移至 IGBT 承担，IGCT 的静态电压能力得以安全释放，从而整体提升了混合开关的电压利用率。

表 2 性能对比

指标	IGBT	IGCT	IGCT-IGBT
容量	4500 V/3000 A	4500 V/2670 A	5600 V/2670 A
导通电阻 r_{on}	0.5 m Ω	0.325 m Ω	0.325 m Ω
直流电压 U_{DC}	2200 V	2200 V	2800 V
子模块成本	开关 IGBT	8650 USD	2300 USD
	IGCT	-	4320 USD
	反并联二极管	-	1150 USD
	缓冲回路	-	1460 USD
	直流电容	2180 USD	3530 USD
	总计	10830 USD	11300 USD
SPM U_{DC}^2/r_{on}	9.68 kV ² /m Ω	14.89 kV ² /m Ω	24.12 kV ² /m Ω
SPM/成本	894 V ² /(m Ω *USD)	1634 V ² /(m Ω *USD)	2135 V ² /(m Ω *USD)

4 性能对比

表 2 比较了 IGCT-IGBT 混合开关与 IGBT 和 IGCT 在 MMC 应用中的关键性能指标,数据来自制造商数据手册和以及实验结果,成本相关数据与实际的 VSC-HVDC 工程项目一致。

对于基于 IGBT 和基于 IGCT 的解决方案,功率器件的标称阻断电压均为 4500V, MMC 子模块的直流母线电压为 2200 V。将 4.5 kV 的 IGCT 与 6.5 kV 的 IGBT 配对,混合开关的阻断电压能力可提高到 5600 V,子模块的直流母线电压可提高到 2800 V。

混合子模块在三种方案中价格最高,因为它带来了并联 IGBT 的额外费用,并且直流母线电容器的价格与电压水平的平方成比例,但这可以通过省去 IGBT 子模块中所需的压接式 IGBT 和 IGCT 子模块中的缓冲电路的可观成本来部分抵消。

如今,功率传输效率已成为评估 MMC 性能的关键指标。作为大功率换流器,其输出电压由大量级联的子模块产生,这意味着功率器件的工作频率相对较低,导通损耗是功耗的主要组成部分。

在此背景下,经典的巴利加优值提供了效率评估的参考框架[6, 7]。基于此概念,本文定义了 MMC 子模块的性能指标 (submodule performance metric, SPM),该指标由子模块的直流母线电压 U_{DC} 与开关器件的导通电阻 r_{on} 之间的权衡关系表征,可写为:

$$SPM = \frac{U_{DC}^2}{r_{on}} \quad (6)$$

如今,功率传输效率已成为评估 MMC 性

能的关键指标。作为大功率换流器,其输出电压由大量级联的子模块产生,这意味着功率器件的工作频率相对较低,导通损耗是功耗的主要组成部分。

对于单器件实现,IGBT 具有最大的导通电阻 0.5 m Ω ,因此其 SPM 值最低,为 9.68 kV²/m Ω 。相比之下,IGCT 因其类晶闸管结构而具有较低的导通电阻,SPM 为 14.89 kV²/m Ω 。在混合开关中,有效的直流母线电压得以提高,同时保持了 IGCT 较低的导通电阻,该指标提升至 24.12 kV²/m Ω 。

相应地,混合 MMC 子模块的成本归一化性能指标仍比基于 IGCT 的子模块高 30.67%。与基于 IGBT 的子模块相比,其提升幅度更大,达到 138.81%。

5 结论

本文揭示了 IGCT-IGBT 混合开关中的电气应力重新分配机制,并提出了一种这两种器件之间的差异化耐压等级策略。通过更有效地利用 IGCT 固有的静态阻断能力,混合开关提高了其电压利用效率,并为大规模 VSC-HVDC 应用展示了有利的技术经济权衡。此外,所提出的协调原理可以进一步推广到其他多器件架构中。

参考文献

- 1 N. Flourentzou, V. G. Agelidis, G. D. Demetriades. VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- 2 L. Chen, X. Zhang, Y. Shi, L. Qi. A Novel Mixture-Devices- Based Submodule for MMC by Using Low On-State Voltage IGCT and High di/dt Ability IGBT [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(3): 2375-2384.
- 3 L. Chen et al. Enhancing Turn-Off Performance in IGCT-

Based High Power Applications—Part II: Hybrid Switch with IGBT Integration and Experimental Validation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(2): 3168-3176.

- 4 G. Li, J. Liang, C. E. Ugalde-Loo, F. Ma, H. Liang, Z. Song. Protection for Submodule Overvoltage Caused by Converter Valve-Side Single-Phase-to-Ground Faults in FB-MMC Based Bipolar HVDC Systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(6): 2641-2650.
- 5 L. Yuan, Z. Zhao, F. He, M. Eltawil. Safe Operating Area of High Power Three-Level Neutral Point Clamped Voltage Source Inverters Equipped with IGCTs [C]. 2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2007, 64-68.
- 6 B. J. Baliga. Semiconductors for high-voltage, vertical channel FETs [J]. J. Appl. Phys., 1982, 53(3): 1759-1764.
- 7 D. Disney, Z. J. Shen. Review of Silicon Power Semiconductor Technologies for Power Supply on Chip and Power Supply in Package Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(9): 4168-4181.

作者简介

陈绿杨：女，1999年3月生，博士生。研究方向为柔性直流输电技术。

张翔宇：男，1992年11月生，副教授。研究方向为大功率电力电子组部件。

用于提升模块化多电平换流器瞬态过载能力的 新型晶闸管增强半导体开关

A Novel Thyristor-Enhanced Semiconductor Switch for Extending Transient

Overcurrent Capability in Modular Multilevel Converters

华北电力大学 杨锦 Email: yangjin24@ncepu.edu.cn

华北电力大学 张翔宇 Email: zhangxiangyu@ncepu.edu.cn

摘要：模块化多电平换流器（Modular Multilevel Converter, MMC）在新型电力系统中广泛应用，其核心开关器件 IGBT 的过流承载能力限制了构网控制下系统的电压支撑能力。过流工况下，IGBT 导通损耗显著增加并导致结温快速上升，从而成为制约 MMC 过流能力的关键瓶颈。针对该问题，本文提出一种基于晶闸管增强的混合半导体开关结构（Thyristor-Enhanced Switch, TES）。该结构在过流期间利用晶闸管承载主电流，从而显著降低 IGBT 导通损耗；同时引入无源辅助换流模块（Passive Auxiliary Commutation, PAC），实现晶闸管向 IGBT 的可靠电流转移，解决晶闸管无法主动关断的问题。通过构建双脉冲仿真平台，初步验证了方案可行性。进一步在 PLECS 中搭建了电热仿真模型，仿真结果表明，在 2 p.u. 过流条件下，MMC 连续运行时间由 66.6 ms 提升至 4.64 s。开展了 TES 方案与 IGBT 并联方案的经济性对比分析，结果表明 TES 在过流运行场景下具有显著成本优势。

Abstract: Modular Multilevel Converters (MMCs) are critical for grid-forming in new energy systems, utilizing IGBTs as core switching elements. However, their limited overcurrent-carrying capability constrains the regulating effect of grid-forming control on system stability. Despite IGBTs' theoretical high current turn-off capability, their sharply increased conduction losses under overcurrent conditions frequently lead to excessive temperature rise, limiting their current switching potential. To address this, a novel thyristor-enhanced semiconductor switch (TES) is proposed, which effectively reduces IGBT conduction losses and extends its overcurrent operating boundary by utilizing a bypass thyristor to carry the main current during overcurrent conditions. A passive auxiliary commutation (PAC) module achieves reliable current transfer from the thyristor to the IGBT, addressing the inherent challenge of the thyristor's inability to actively turn off current. A double-pulse simulation platform is established to preliminarily verify the feasibility of the proposed scheme. Furthermore, an electro-thermal simulation model is developed in PLECS. The simulation results indicate that, under a 2 p.u. overcurrent condition, the continuous operation time of the MMC is extended from 66.6 ms to 4.64 s. In addition, an economic comparison between the TES scheme and a parallel IGBT-based solution is conducted, demonstrating that the TES exhibits a significant cost advantage under overcurrent operating conditions.

关键词：晶闸管，瞬态过流能力，混合开关，模块化多电平换流器

Keywords: Thyristor, transient overcurrent capacity, hybrid switch, modular multilevel converter (MMC)

1 引言

随着可再生能源大规模并入电力系统，系统强度显著降低，短路比随之大幅下降。在短路比过低的弱电网工况下，传统电网跟随型控制策略会对系统稳定性造成负面影响。因此，新能源变换器需采用电网支撑型控制（Grid-forming Control, GFM）以增强系统强度与稳定性[1-3]。

在电网支撑型控制策略下，电压源变换器（VSC）应对电网瞬时电压跌落时，需注入远超额定值的大幅度电流以维持端口电压稳定，其动态响应特性类似同步发电机[4,5]。这要求变换器装置能够承受显著超过持续额定值的暂态过流冲击[6-8]。此类过流工况主要对 IGBT 功率开关造成强烈应力，产生严重的电热耦合失配[9]。暂态过流不仅引起导通损耗的明显增加，还会显著提升开关损耗，导致器件结温快速上升至安全工作区极限之外[10]。尽管在控制层面或电路层面采取限流保护是必要的[11,12]，但过度的电流限制措施会严重

削弱变换器在电网支撑控制下的无功支撑与故障穿越能力。因此，IGBT 固有的有限过流承载能力已成为制约传统 VSC 变换器充分发挥电网支撑功能的主要瓶颈。

当前改善器件过流承载能力的方法主要包括通过优化控制策略（如减小电流纹波[13,14]）来降低器件损耗。然而，这类方法对暂态过流能力的提升效果甚微。文献[15]虽提出在三电平主动中点箝位变换器（three-level active neutral point clamped converters, 3L-ANPC）中应用开关频率调制以增强其暂态过载能力，但对于高功率传输场景下开关频率仅为数百赫兹的 MMC 装置，此方法效果有限。此类应用中，器件导通损耗远高于开关损耗，降低开关频率无法根本改善过流能力[16]。

晶闸管因工艺简洁、良率高而具有极低成本优势，相比全控开关元件的成本优势通常可忽略不计。通过精妙的电路设计与精确的时序协调，晶闸管的高电流承载能力可被充分挖掘，在有效控制系统总体成本的前提下，显著扩展

全控器件的过流工作边界,具有突出的技术经济优势[2]。有鉴于此,本文提出一种晶闸管增强的混合功率开关(thyristor-enhanced switch, TES),用于增强 MMC 的暂态过流能力。该方案在过载工况下,由成本低廉、浪涌承载能力强的晶闸管通过旁路分支承载主体过流,从而大幅降低 IGBT 的导通热负荷。同时引入的无源辅助换流(passive auxiliary commutation, PAC)模块实现了晶闸管与 IGBT 间的可靠电流转移与交接,有效克服了晶闸管无法主动关断电流的固有局限。该混合方案充分发挥了两种器件的互补优势:晶闸管的优异大电流承载能力与 IGBT 的高效电流关断能力,期望在较低成本增量下实现 MMC 过流能力的显著提升。

2 TES 的基本结构与原理

2.1 MMC 过载的挑战

基于 IGBT 的 MMC 拓扑,其过流能力从根本上受限于核心开关器件——IGBT 的物理特性。与晶闸管相比,IGBT 具有较小的芯片面积和较低的热容。在过流工况下,其结温会迅速上升,从而成为制约换流器浪涌电流承载能力的主要瓶颈。在秒级瞬态过流条件下,热应力的累积可能导致结温超过临界极限,引发局部热点甚至热失控等失效问题[19], [20]。

尽管通过并联 IGBT 可以提升电流承载能力,但同时也带来了显著的电流均分问题。随着额定电流等级的提高,多芯片并联系统中的寄生参数会加剧动态电流不均与热失配现象。这不仅对栅极驱动电路的同步性提出了更高要求,还会显著增加系统复杂度[21], [22]。此外,为满足过流能力需求,系统往往需要进行过度设计,这将不可避免地增加系统成本,并导致器件在额定工况下利用率较低。

因此,单纯依赖 IGBT 将对 MMC 的过流性能形成严格限制,有必要探索引入高浪涌电流承载能力器件(如晶闸管)的混合拓扑结构,以实现过流应力与主开关器件之间的解耦。

目前,静止无功发生器的过流能力已具备较为明确的标准要求,例如规定可在 3 p.u. 电流下连续运行 10 s。然而,对于大容量 MMC,其过流需求覆盖从毫秒级到秒级的宽时间范围,但相应的过流能力指标与评价体系尚未统一建立,过流倍数与允许持续时间之间的关系仍有待进一步研究。

2.2 TES 的基本架构与工作原理

本文提出了一种低成本开关结构,通过引

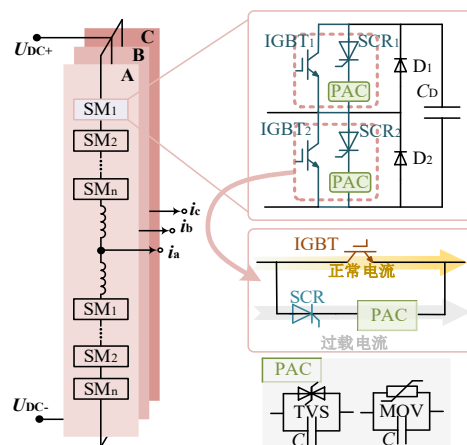


图1 基于 TES 的 MMC 架构及其换流方法

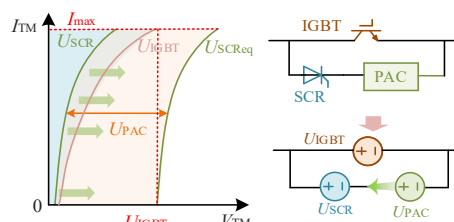


图2 TES 中晶闸管向 IGBT 换流的原理

入晶闸管来拓展 IGBT 的过载裕度,从而显著提升 MMC 的故障穿越能力。

如图 1 所示,为基于 TES 的 MMC 结构。TES 由 IGBT 与晶闸管支路并联构成。在非过载工况下,其控制策略与传统 IGBT 型 MMC 保持一致,由 IGBT 承担电流;在过载导通期间, TES 利用晶闸管优异的电流承载能力承担全部过载电流,从而降低 IGBT 的导通损耗,进而提升 MMC 的瞬态过流能力。需要指出的是,所有电流的关断均依赖 IGBT 的关断能力实现。

TES 中的 PAC 模块由电容与强非线性元件并联构成,其中非线性元件可以为瞬态电压抑制二极管(TVS)、压敏电阻(MOV)或其他合适器件。该非线性元件用于确定 UPAC 的幅值并将其稳定在合理范围内。在换流过程中,电容 C 主要起到电压钳位作用,从而保证 UPAC 基本保持稳定。

众所周知,当晶闸管与 IGBT 并联时,电流从 IGBT 向晶闸管的转移相对容易,只需关断 IGBT 即可实现电流向晶闸管支路的转移。然而,电流从晶闸管完全转移至 IGBT 则极为困难。这主要是因为相同电流等级下,晶闸管的通态压降通常低于 IGBT,导致电流优先流经阻抗较低的晶闸管支路。此外,晶闸管本

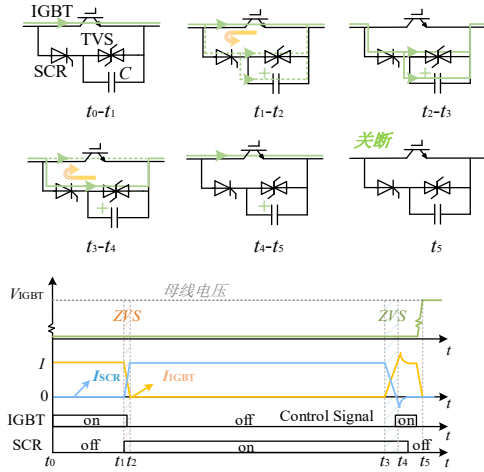


图3 TES 工作时序

身不具备主动关断能力,无法通过控制手段强制实现电流换流。因此,电流无法自然从晶闸管转移至 IGBT。只有当电流成功转移至 IGBT 后,晶闸管才能实现关断。因此,如何实现可靠的电流转移,是该技术方案中的关键问题之一。

针对上述问题,本文提出的 TES 在晶闸管支路中引入无源辅助换流模块,从而有效解决晶闸管向 IGBT 的电流转移难题。通过辅助换流模块,可以提高晶闸管支路的等效通态压降,使得当 IGBT 导通时,晶闸管支路电流下降至维持电流以下,从而迫使晶闸管进入反向恢复过程并最终关断。从等效特性上看,在整个工作范围内,IGBT 的通态电压始终低于晶闸管支路的等效通态电压,这意味着在 IGBT 导通条件下,晶闸管支路电流趋近于零,因此电流能够自动且完全转移至 IGBT 支路。

从热积累角度来看,在过载期间 IGBT 不承担通流,仅负责关断电流,因此其能够关断远大于额定电流的电流值,从而充分发挥其优异的关断能力。而晶闸管在非过载工况下不参与导通,仅在过载期间短时导通,这使得其电流承载能力可以进一步提升。综上所述,所提出的 TES 结构充分融合了两类器件的优势,有望使换流阀承受更大的过载电流,从而显著提升设备的经济性与过流运行可靠性。

2.3 TES 的工作原理与时序控制

强非线性元件选用 TVS,晶闸管增强开关内部电流路径和控制时序如图 2 所示。

t_0-t_1 : 系统在正常工况下运行,未检测到过流。在此阶段,电流主要由 IGBT 承担,控制策略与传统基于 IGBT 的 MMC 保持一致,晶闸管处于关断状态。

t_1-t_2 : 在 t_1 时刻检测到过流后,立即触发晶闸管导通。待晶闸管完全导通并承担电流后,控制 IGBT 关断,使电流从 IGBT 支路转移至晶闸管支路。然而,由于换流回路中存在杂散电感,电流转移过程并非瞬时完成。因此,为加快电流转移速度并提高效率,需要对换流回路进行紧凑化设计。在该换流过程中,IGBT 的关断近似为零电压开关,对其温升影响较小。

t_2-t_3 : 在 t_2 时刻之后,电流已完全转移至晶闸管支路,并通过串联的 PAC 模块流动。在瞬态电流冲击作用下,TVS 将其端电压钳位在击穿电压与最大钳位电压之间。同时,电容 C 迅速充电至该钳位电压。在此阶段,晶闸管承担全部过流,充分发挥其优异的大电流导通能力。

t_3-t_4 : 当 TES 需要关断时,在 t_3 时刻控制 IGBT 开通。由于晶闸管支路的等效通态压降高于 IGBT 支路,在 PAC 模块作用下,电流将自发地从晶闸管支路转移至 IGBT 支路。需要指出的是,在该过程中,IGBT 的开通近似为零电压开关。在换流过程中,TVS 的存在使得 PAC 模块中电容电压 U_{PAC} 稳定在 TVS 的反向截止电压附近。

t_4-t_5 : 在 t_4 时刻,电流已完全转移至 IGBT 支路。在 t_4-t_5 时间区间内,IGBT 需保持导通,其导通持续时间应不小于晶闸管的关断时间 t_q 。在此阶段,电容开始放电,其电压逐渐下降,直至低于 TVS 的反向截止电压。此时,TVS 转变为高阻态,从而阻止电容电压进一步下降,并维持晶闸管支路的等效通态压降。在该阶段,IGBT 需要在短时间内承担过载电流。

在晶闸管完成关断后,于 t_5 时刻控制 IGBT 关断,从而实现 TES 的整体关断过程。

需要特别指出的是,为防止晶闸管受到损伤,必须充分利用 IGBT 本身具备的高 di/dt 能力,在晶闸管导通之前先使 IGBT 导通。随后触发晶闸管导通,最后再关断 IGBT,以实现电流向晶闸管支路的换流。

2.4 TES 的参数设计方法

TES 参数设计的核心在于 PAC 模块各参数的优化选择。为确保晶闸管的完全关断,必须保证其电流衰减至 0 A 或以下。基于晶闸管的 V-I 特性,其通态压降 U_{SCR} 可近似为 0 V。理想条件下忽略寄生电感影响,晶闸管分支的等效通态压降 U_{eq} 等于 U_{PAC} ,需满足下列约束条件:

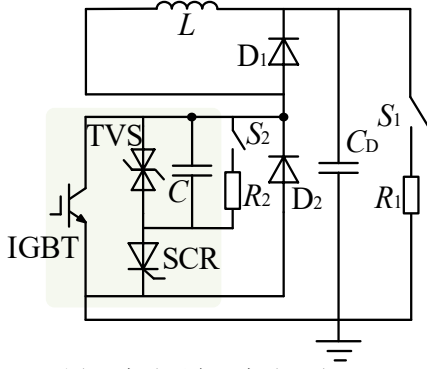


图4 实验平台及实验回路

表1 双脉冲实验参数

类别	参数
L	6.8mH
C_0	16mF/2000V
TVS	40V
C	1.44mF

$$U_{IGBT} < U_{PAC} < 5\%U_{SM} \quad (1)$$

其中 U_{eq} 为晶闸管分支的等效导通压降, U_{IGBT} 为 IGBT 的导通压降, U_{SM} 为子模块电压。UPAC 的限制条件是其不应过大以避免对过载工况下子模块输出电压波形的负面影响。根据实际 MMC 工程应用中对直流电压纹波的设计标准, UPAC 通常设计为不超过 U_{SM} 的 5%。

电容器的充电时间(由 RC 时间常数决定)应满足以下约束, 确保在子模块最短导通时间内完成充电:

$$5\tau_{NC} \leq T_{SMmin} - T_{IGBT_ON} \quad (2)$$

其中 τ_{NC} 为电容器的充电时常数, T_{SMmin} 为子模块最短导通时间, T_{IGBT_ON} 为 IGBT 在晶闸管触发前的导通时间。

电容的充电时常数定义为:

$$\tau_{NC} = R_C C \quad (3)$$

其中 R_C 为电容的等效串联电阻。

电容器的放电时常数为:

$$\tau_{ND} \approx \infty \quad (4)$$

由于放电过程中非线性器件的本征阻抗随电压衰减而快速增加, 电容的放电时常数可视为无穷大。这意味着在换流过程中电容电压基本保持恒定, 无需考虑其放电效应对电路的影响。

关于 TVS 个数的选择, 需要计算其过载期间的导通时间与平均功率, 由于模块中上下管是互补导通的, 所以单管导通占空比为 D ,

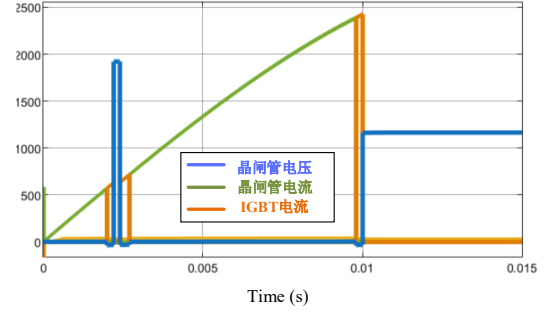


图5 仿真波形

假设 MMC 调制比为 m , TVS 的钳位电压为 U_{PAC} , 则 TVS 的平均功率计算为:

$$P_{TVS_S} = mD \cdot (U_{PAC} I_{RMS}) \quad (5)$$

其中 I_{RMS} 为过载电流的有效值。根据平均功率与过载持续时间, 可从 TVS 数据手册中查表确定相应的功率处理指标, 据此选择或定制满足要求的 TVS 器件。

可以根据平均功率和过载时间在 TVS 数据手册中查找对应的耐受功率, 选择或定制合适的 TVS。

假设晶闸管器件初始温度为水冷温度 T_h , 器件的结温上限为 125°C , 那么器件的剩余温度裕量为:

$$\Delta T = 125 - T_h \quad (6)$$

在短期通流过程中, 应该采用晶闸管瞬态热阻 Z_{th} 计算其温升, 长期通流则采用稳态热阻 R_{th} 计算温升。在此有器件的选型约束:

$$\begin{cases} I_{RMS}^2 \cdot t \leq I^2 t & (0 \leq t \leq 10\text{ms}) \\ I_{RMS} \cdot U_{SCR} \cdot Z_{th}(t) \leq \Delta T & (10\text{ms} < t \leq 10\text{s}) \\ I_{RMS} \cdot U_{SCR} \cdot R_{th} \leq \Delta T & (10\text{s} < t) \end{cases} \quad (7)$$

其中 $I^2 t$ 为器件手册中的电流平方时间积, t 为过载时长。

3 TES 的基本结构与原理

3.1 双脉冲仿真分析

在 Simulink 中搭建了双脉冲仿真电路以验证方案的可行性。电路如图 4 所示, 参数设置如表 1 所示。仿真中 IGBT 与晶闸管的动作时序与图 3 保持一致。仿真结果如图 5 所示。仿真结果表明, 所提出的 TES 能够可靠地完成开关动作, 初步验证了方案可行性。

3.2 基于 TES 的 MMC 过载能力分析

在所提出的 TES 结构中, 引入晶闸管以

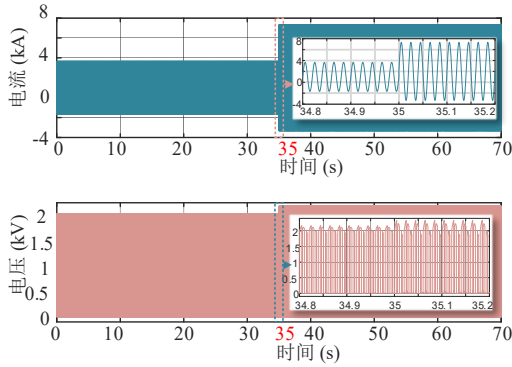


图6 过流前后交流侧电流和子模块输出电压波形

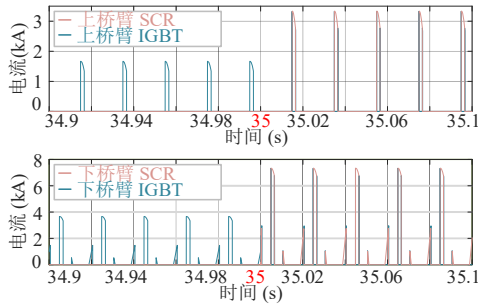


图7 基于 TES 的 MMC 过流前后器件电流波形

增强 IGBT 的电流承载能力。本文认为, 将该 TES 应用于 MMC 中能够显著提升其瞬态过流的提升效果, 本文分别建立了基于 TES 的 MMC 与基于 IGBT 的 MMC 电路模型, 并在分段线性电路仿真软件 PLECS 中进行了对比仿真分析。

所选用的 IGBT 模型为 5SNA 3000K452300, 晶闸管模型为 H100KMN-Z, 与前述实验平台保持一致。MMC 的运行工况设置如下: 开关频率为 150 Hz, 占空比为 0.5, 直流母线电压 VDC 为 2000 V。在过流工况下, IGBT 辅助晶闸管的开通时间设定为 15 μ s, 关断时间为 140 μ s。为评估 TES 对 MMC 瞬态过流能力的提升效果, 在系统中引入直流偏置, 使子模块下桥臂电流大于上桥臂电流, 从而保证在正常运行条件下, 下桥臂电流峰值可达到 3666 A。

过流前后交流侧电流波形及子模块输出电压波形如图 6 所示, TES-MMC 中器件电流在过流前后的变化情况如图 7 所示。在仿真过程中, 过流在 35 s 时刻开始, 此时下桥臂器件电流峰值达到 7328 A。以正常工况下下桥臂电流峰值为 1 p.u. 进行归一化, 该仿真对应于 2 p.u. 过流测试。

如图 8 所示, 在 65 $^{\circ}$ C 水冷条件下, TES-MMC 中下桥臂 IGBT 的结温在 39.64 s 时达到

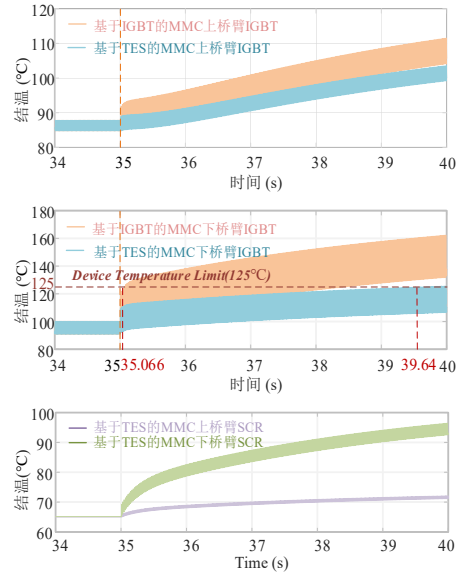


图8 晶闸管和 IGBT 的瞬时结温

极限, 其瞬时峰值为 124.99 $^{\circ}$ C, 接近其安全工作区 (SOA) 上限。相比之下, 在相同过流条件下, 传统 IGBT 型 MMC 中下桥臂 IGBT 仅在 66.60 ms (即 35.0666 s) 内结温即达到 125.38 $^{\circ}$ C, 触及器件最大结温限制。在 TES-MMC 中, 上桥臂 IGBT 以及上下桥臂晶闸管仍具有较大的温度裕度; 而在 IGBT 型 MMC 中, 上桥臂 IGBT 的结温同样存在一定裕度。

TES-MMC 的过流能力达到 2 p.u./4.64 s, 显著优于传统 IGBT 型 MMC 的 2 p.u./66.60 ms。仿真结果表明, TES 结构能够显著提升 MMC 的瞬态过流能力。在 2 p.u. 过流条件下, 与传统 IGBT 型 MMC 相比, TES-MMC 的连续运行时间由几十毫秒提升至 4.64 s。

3.3 性能与经济性分析

仿真结果表明, 在 65 $^{\circ}$ C 水冷条件下, TES-MMC 在 2 p.u. 过流工况下的最大连续运行时间为 4.64 s。该运行时间主要受 IGBT 结温限制。

基于公式 (5) - (7), 可以确定在 2 p.u. 过流条件下, 不同过流持续时间对应的 TVS 和晶闸管器件选型方案。

鉴于目前大容量 MMC 的过流能力需求及评价指标尚未形成统一标准, 本文给出了在 2 p.u. 过流条件、65 $^{\circ}$ C 冷却水温下, 不同过流持续时间对应的 TES 方案与 IGBT 并联方案的成本对比曲线, 如图 9 所示。为便于比较, 两种方案的成本均进行了归一化处理, 其中 1 p.u.

表示单个 4.5 kV / 3 kA 压接型 IGBT 及其驱动电路的成本。

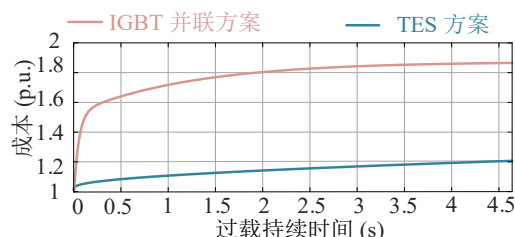


图 9 65℃水冷下 2 倍过载工况不同方案的成本对比

在成本计算过程中，由于现有晶闸管和 IGBT 产品型号无法覆盖所有目标电流等级，本文根据过流需求对器件容量及成本进行了线性化处理，以实现两种方案之间的合理对比。TES 方案的成本包括晶闸管器件、晶闸管驱动电路、4.5 kV / 3 kA IGBT 器件以及 TVS 器件的成本；IGBT 并联方案的成本则包括所有 IGBT 器件及其驱动电路的成本。

对比结果表明，在 0~4.64 s 过流持续时间范围内，所提出的 TES 方案具有显著的成本优势。在 4.64 s 时，TES 方案成本为 1.21 p.u.，而 IGBT 并联方案为 1.86 p.u.，即 TES 方案成本仅为后者的 65.05%。在实际工程应用中，可结合过流持续时间需求及经济性分析结果，对开关方案进行合理选择。

需要指出的是，IGBT 并联方案与 TES 方案均适用于间歇性过流运行。当连续过流时间达到预设最大运行极限后，系统需停止运行并冷却至环境温度后方可进入下一次过流工况。根据已有电能质量统计数据，电压跌落事件的平均间隔通常为数天至数周[23]，远大于 TVS 器件从过流引起的温升恢复至环境温度所需时间。因此，在实际电网运行条件下，TVS 器件的重复运行可靠性能得到有效保障。

4 总结

本文提出了一种晶闸管增强型半导体开关，在较低成本下显著提升了 MMC 的秒级过流能力。通过引入无源辅助换流模块，实现了晶闸管与 IGBT 之间的可靠换流，从而保证了开关的正常运行。针对该开关开展了系统的参数设计，并进一步在 Simulink 中搭建了双脉冲仿真模型，仿真结果显示所提 TES 能可靠完成电流开断，初步验证了方案的可行性。

基于 PLECS 的仿真结果进一步验证了所提出开关在提升 MMC 瞬态过流能力方面的有效性。结果表明，在 2 p.u.过流条件下，该

开关能够支持换流阀连续运行 4.64 s。进一步对 TES 开关进行了经济性分析，并给出了在不同过流持续时间下，TES 方案与 IGBT 并联方案的成本对比曲线。当过流持续时间为 4.64 s 时，TES 方案成本仅为 IGBT 并联方案的 65.05%。结果表明，在 4.64 s 过流范围内，TES 方案具有显著的综合经济优势。

综上所述，本文工作为高功率、低开关频率 MMC 的瞬态过流能力提升提供了一种有效的技术方案。

参考文献

- 1 R. Rosso, X. Wang, M. Liserre, X. Lu, and S. Engelken, "Grid-Forming Converters: Control Approaches, Grid-Synchronization, and Future Trends—A Review," *IEEE Open J. Ind. Appl.*, vol. 2, pp. 93–109, 2021.
- 2 X. Wang, M. G. Taul, H. Wu, Y. Liao, F. Blaabjerg, and L. Harnefors, "Grid-Synchronization Stability of Converter-Based Resources—An Overview," *IEEE Open J. Ind. Appl.*, vol. 1, pp. 115–134, 2020, doi: 10.1109/OJIA.2020.3020392.
- 3 R. H. Lasseter, Z. Chen, and D. Pattabiraman, "Grid-Forming Inverters: A Critical Asset for the Power Grid," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 925–935, Jun. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2959271.
- 4 M. E. Elkhatab, W. Du, and R. H. Lasseter, "Evaluation of inverter-based grid frequency support using frequency-watt and grid-forming PV inverters," *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meeting (PESGM)*, Portland, OR, USA, 2018, pp. 1–5.
- 5 D. Pattabiraman, R. H. Lasseter, and T. M. Jahns, "Comparison of grid-following and grid-forming control for a high inverter penetration power system," *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meeting (PESGM)*, Portland, Aug. 2018, pp. 1–5.
- 6 Q. Taoufik, H. Wu, X. Wang, and I. Colak, "Variable virtual impedance-based overcurrent protection for grid-forming inverters: Small-signal, large-signal analysis and improvement," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 14, no. 5, pp. 3324–3336, Sep. 2023.
- 7 B. Fan, T. Liu, F. Zhao, H. Wu, and X. Wang, "A review of current-limiting control of grid-forming inverters under symmetrical disturbances," *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 3, pp. 955–969, 2022.
- 8 C. Liu, X. Cai, R. Li, and R. Yang, "Optimal short-circuit current control of the grid-forming converter during grid fault condition," *IET Renewable Power Gener.*, vol. 15, no. 10, pp. 2185–2194, 2021.
- 9 A. Johnson, "GC0100 - Fast Fault Current Injection, Fault Ride Through and Banding," [Online]. Available: <https://www.nationalgrideso.com>
- 9 J. Gonçalves, D. J. Rogers, and J. Liang, "Extension of power transmission capacity in MMC-based HVDC systems through dynamic temperature-dependent current limits," in *Proc. 17th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, Geneva, Switzerland, 2015, pp. 1–10.
- 10 H. Kim, S. Kim, Y. Chung, D. Yoo, C. Kim, and K. Hur, "Operating region of modular multilevel converter for HVDC with controlled second-order harmonic circulating current: Elaborating P-Q capability," *IEEE*

- Trans. Power Del., vol. 31, no. 2, pp. 493–502, Apr. 2016.
- 11 M. Sanz, P. D. Judge, C. E. Spallarossa, B. Chaudhuri, and T. C. Green, “Dynamic overload capability of VSC HVDC interconnections for frequency support,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 32, no. 4, pp. 1544–1553, Dec. 2017.
 - 12 M. Andresen, K. Ma, G. Buticchi, J. Falck, F. Blaabjerg, and M. Liserre, “Junction temperature control for more reliable power electronics,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 1, pp. 765–776, Jan. 2018.
 - 13 D. A. Murdock, J. E. R. Torres, J. J. Connors, and R. D. Lorenz, “Active thermal control of power electronic modules,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 2, pp. 552–558, Apr. 2006.
 - 14 B. Liu, X. Xiang, Y. Li, H. Yang, W. Li, and X. He, “Stability constrained transient overcurrent capability enhancement of grid-forming converters based on switching frequency adjustment,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 40, no. 2, pp. 2987–3004, Feb. 2025.
 - 15 Z. Zhang, Z. Xu, and Y. Xue, “Valve losses evaluation based on piecewise analytical method for MMC–HVDC links,” IEEE Trans. Power Del., vol. 29, no. 3, pp. 1354–1362, Jun. 2014.
 - 16 W. Shao, J. Zhang, M. He, Y. Huang, Z. Lu, and L. Liu, “A power module for grid inverter with in-built short-circuit fault current capability,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 10, pp. 10567–10579, Oct. 2020.
 - 17 S. Bhadoria et al., “Enablers for overcurrent capability of silicon-carbide-based power converters: An overview,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 38, no. 3, pp. 3569–3589, Mar. 2023.
 - 18 Y. Yang and H. Wang, “Design for reliability of power electronics systems,” in Power Electronics Handbook, 5th ed. Oxford, U.K.: Butterworth-Heinemann, 2024, ch. 43, pp. 1387–1402.
 - 19 X. Liu, L. Li, D. Das, et al., “Online degradation state assessment methodology for multi-mode failures of insulated gate bipolar transistor,” IEEE Access, vol. 8, pp. 69471–69481, 2020.
 - 20 D. Bortis, J. Biela, and J. W. Kolar, “Active Gate Control for Current Balancing of Parallel-Connected IGBT Modules in Solid-State Modulators,” IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 36, no. 5, pp. 2632–2637, Oct. 2008.
 - 21 Y. Lobsiger, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Decentralized active gate control for current balancing of parallel connected IGBT modules,” in Proc. 14th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE), Birmingham, U.K., 2011, pp. 1–10.
 - 22 H. Liu, K. Ma, Z. Qin, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Lifetime Estimation of MMC for Offshore Wind Power HVDC Application,” IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 4, no. 2, pp. 504–511, Jun. 2016.

作者简介

杨锦：女，1998年8月生，博士生。研究方向为大容量直流输电装备。

张翔宇：男，1992年11月生，副教授。研究方向为大功率电力电子组部件。

基于氮化镓双向器件的三维异构集成封装技术 研究进展

Research Progress on Three-Dimensional Heterogeneous Integration Packaging Technology Based on
Gallium Nitride Bidirectional Devices

天津大学 张瑞雪 Email: ruixuezhang@tju.edu.cn

天津大学 翟凡 Email: zhaifan516@tju.edu.cn

天津大学 杨秀杰 Email: 3085813131@qq.com

天津大学 李欣 Email: xinli@tju.edu.cn

天津大学 薛凌霄 Email: xuel@tju.edu.cn

天津大学 崔晗 Email: hcui@tju.edu.cn

摘要: 氮化镓 (GaN) 功率器件凭借其高频、高效特性, 已成为新型电力电子系统的核心器件, 尤其在电能双向流动需求日益增长的场景 (如储能系统、电动汽车双向充放电等) 中, 单级拓扑结构因具备高效率、低损耗优势而备受关注。然而, 传统单向器件级联方案存在体积大、效率低、控制复杂等显著缺陷, 双向 GaN 器件虽可突破上述瓶颈, 但现有独立器件封装因寄生参数大、散热能力不足, 导致器件高频高功率下性能受限, 技术成熟度仍需提高。针对此问题, 本文提出一种 PCB 与 DBC 混合封装方案, 通过嵌入式互连结构降低寄生电感, 结合双面散热设计提升热管理能力; 项目目前已完成商用分立式双向 GaN 器件的静态特性分析, 比较了高频开关下的损耗分布与热阻特性, 同时实现直驱型 d-mode 双向 GaN 器件的负压驱动方案、开发栅极金属化工艺、完成器件与 DBC 基板的低寄生互连及静态测试等内容, 为后续与分立式双向 GaN 器件的性能对比及工艺迭代奠定了研究和实验基础, 对推动电力电子器件小型化、高效化具有重要意义。

Abstract: Gallium nitride (GaN) power devices have become key components in emerging power electronic systems due to their high-frequency and high-efficiency characteristics. In applications with growing demand for bidirectional power flow, such as energy storage systems and bidirectional charging/discharging of electric vehicles, single-stage topologies are receiving increasing attention for their high efficiency and low loss. However, conventional cascaded solutions based on unidirectional devices suffer from bulky size, low efficiency, and complex control, while bidirectional GaN devices, despite their potential to overcome these limitations, are still constrained by the large parasitic parameters and insufficient thermal dissipation capability of existing discrete packages, which limit high-frequency and high-power performance and indicate the need for further technological maturation. To address these issues, this paper proposes a hybrid PCB-DBC packaging scheme that reduces parasitic inductance through an embedded interconnection structure and improves thermal management through double-sided cooling. To date, the project has completed static and dynamic characterization of commercial discrete bidirectional GaN devices, compared loss distribution and thermal resistance under high-frequency switching conditions, implemented a negative-voltage gate-drive scheme for directly driven d-mode bidirectional GaN devices, developed a gate metallization process, and realized low-parasitic interconnection between the device and the DBC substrate as well as static testing. These efforts establish a research and experimental foundation for subsequent performance comparison with discrete bidirectional GaN devices and process iteration, and are significant for advancing the miniaturization and high-efficiency development of power electronic devices.

关键词: 双向氮化镓功率器件; 封装工艺; 栅极直驱

Keywords: bidirectional GaN power devices, packaging process, gate direct drive

1 引言

以 GaN HEMT 为核心的宽禁带功率器件, 凭借高击穿场强、高电子迁移率、低导通电阻与快速开关特性, 成为高效电能转换系统的关键器件^[1]。相比硅基器件, GaN 更适合高频、高效、高功率密度电力电子系统应用^[2]。

随着能源互联与新型电力系统的快速发展, 电能双向流动需求持续增长, 深度覆盖电

动汽车充放电一体化交互、分布式新能源与储能并网、数据中心双向 UPS 及大容量电池储能等关键领域。单级双向拓扑可显著降低开关损耗、提升变换效率并提高功率密度, 但对器件提出双向电压阻断的严苛要求^[3]。传统单向器件需背靠背级联方可实现双向耐压, 造成器件数量增多、体积增大、控制复杂、成本上升, 制约单级拓扑广泛应用。

相较于由 4 颗单向器件组成的级联方案, 单片双向 GaN 器件在同等导通电阻下, 芯片

面积由 4 倍降至 1.8 倍，封装体积缩减 55%。器件消除互连寄生参数，降低开关损耗 40%以上^[4]。以单芯片替代多器件，可直接满足双向能量流动场景对器件的核心要求，突破传统单向器件仅能单方向耐压的限制，无需背靠背级联即可支撑单级 AC/DC、矩阵逆变器、T 型三电平拓扑的实现，为单级双向电能变换系统提供关键器件支撑^[5]。

目前商用 GaN 功率器件普遍采用分立器件封装架构，功率芯片与驱动电路相互独立，不仅易引入较大寄生参数，在系统应用中也导致外围电路设计复杂、布局冗余，制约了整体功率密度的提升。

为此，本研究围绕 GaN 功率器件与驱动电路集成封装技术展开研究，通过内置驱动一体化集成设计，可有效简化外围电路配置，降低寄生电感与寄生电阻影响，提升器件集成度与工作可靠性。

现有 GaN 封装技术已从传统键合线结构向低寄生、高密度、集成化方向快速演进。传统键合线封装工艺成熟、成本低，但功率回路寄生电感大，难以适配 MHz 级高频工况^[6-9]。采用陶瓷基板垂直通孔可缩短电流路径、降低环路电感，但成本上升且设计灵活性受限^[10]。

基于 IMS 与 DBC 基板的 PCB 混合封装可集成驱动与去耦电路，将栅极与功率回路电感降至 nH 级，实现无键合线和高功率密度设计^[11-15]。PCB 嵌入式封装进一步提升集成度，但散热能力较弱^[16-19]。双面冷却封装通过双层 DBC 夹芯结构改善散热，仍面临芯片高度失配与布局约束^[20]。

针对目前封装设计的问题，本项目拟对双向 GaN 器件开展 PCB-DBC 结构封装设计^[21]，通过堆叠型连接方式缩短互联路径以减小寄生参数，同时采用双面散热结构提升器件散热能力，为实现高性能、高可靠性的 GaN 双向器件集成封装提供技术思路与方案支撑。

2 现有商用分立式双向器件测试

2.1 测试对象与平台搭建

本次测试针对已完成商业化封装的 650V 分立式双向 GaN 器件展开，用于验证器件在半桥拓扑下的动态性能。测试器件共四款：英飞凌 IGLT65R055B2、IGDQ65R015B2A、纳微 NV6427、英诺赛科 INV650TQ020E，覆盖 GIT 结构与增强型结构，采用 TOLT-16、QDPak-22 等标准功率封装，关键电气参数如表 1 所示。

表 1 四款双向器件关键参数对比

参数		英飞凌 IGLT65R055B2	英飞凌 IGDQ65R015B2A	纳微 NV6427	英诺赛科 INV650TQ020E
电压参数 ($V_{SS,cont}$)		340Vac	650V(峰值) 460V(RMS)	650V	650V
电流参数 ($I_{SS,cont}$)		21.8A(RMS)	43.1A(RMS, 125°) TBD(25°C)	25A	TBD
导通电阻 ($R_{ss(on),typ}$)		55mΩ	15mΩ	102mΩ	20mΩ
封装外形		TOLT	Q-DPAK	TOLT	Q-DPAK
栅极电荷 (Q_G)	switch	TBD	TBD	3.08nC	21nC
	diode	5.4nC	TBD	3.62nC	25nC
输出电荷 (Q_{oss})	switch	72nC	TBD/264.2nC	42nC	237nC
	diode	90nC	TBD	52nC	239nC
电压变化率 (dv/dt)		40V/ns	100V/ns	30V/ns	TBD
热阻 (R_{thJC})		0.92°C/W (max)	0.95°C/W (max)	0.6°C/W	0.14°C/W
性能指标 [FOM]	开关损耗	TBD (switch)	TBD	314.16 mΩ·nC	420 mΩ·nC (switch)

	$(R_{ss(on),t_{yp}} \times Q_g)$	297 mΩ·nC (diode)		(switch) 369.24 mΩ·nC (diode)	500 mΩ·nC (diode)
	储能损耗 $(R_{ss(on),t_{yp}} \times Q_{oss})$	3960 mΩ·nC (switch) 4950 mΩ·nC (diode)	TBD/3963 mΩ·nC (switch) TBD (diode)	4284 mΩ·nC (switch) 5304 mΩ·nC (diode)	4740mΩ·nC (switch) 4780 mΩ·nC (diode)
	热性能 $(R_{ss(on),t_{yp}} \times R_{thJC})$	50.6 mΩ·°C/W	14.25 mΩ·°C/W	61.2 mΩ·°C/W	2.8 mΩ·°C/W

双脉冲测试平台由高压直流电源、直流母线电容、功率电感、被测半桥单元、隔离驱动电路、DSP 控制单元及高精度测量系统组成。测量系统如图 1 所示，测量仪器包含高带宽示波器、光隔离电压探头与超宽带同轴分流器，测试前完成探头延时校准，校准前后波形对比如图 2 所示，以消除时序错位带来的损耗计算误差。

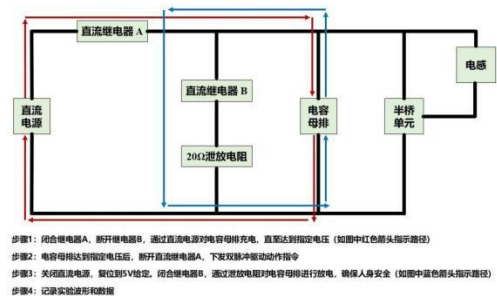


图 1 测试平台的系统连接及操作流程

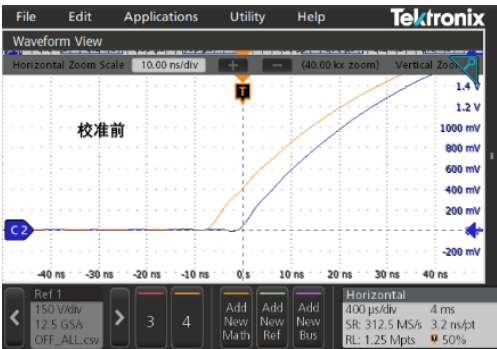


图 2 延时校准前后波形图

2.2 测试电路、流程与条件

测试采用标准半桥双脉冲电路，被测 PCB 为双向器件专用低寄生电感布局。如图 3 所示。测试流程为先对母线电容充电，由 DSP 输出双脉冲驱动信号，记录 VGS、VDS、IDS 波形，完成参数提取后对母线电容安全泄放。

本次测试内容覆盖开关波形与速度、开关损耗、半桥串扰、电压电流尖峰以及驱动参数影响等方面。典型测试条件为 311V 母线电压、12A 测试电流。

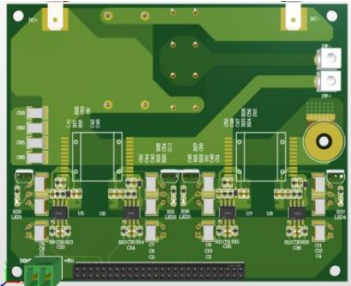


图 3 双向器件测试 PCB 板

2.3 测试结果与分析

2.3.1 漏电流测试结果

漏电流测试结果如表 2 所示，在常规关断与导通组合状态下，四款器件漏电流均保持在较低水平，整体一致性良好。其中纳微 NV6427 与英诺赛科 INV650TQ020E 漏电流控制能力更优，在各类开关组合下均保持稳定。英飞凌 GIT 型器件在栅极悬空状态下出现漏电流急剧增大，甚至超过 0.1A，存在误导通与静态损耗升高风险。

测试结果表明，GIT 型器件对栅极状态较为敏感，悬空会导致漏电显著上升，而增强型器件栅极稳定性更强，在不同工作状态下均可保持较低的漏电流水平。

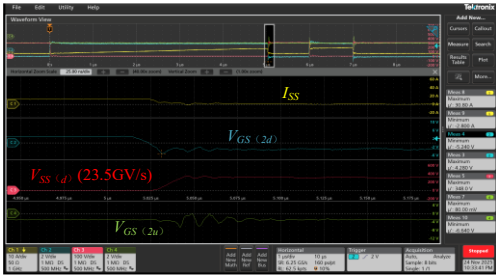
2.3.2 双脉冲测试结果

在 311V/12A 标准测试条件下，对四款双向器件开展双脉冲测试，得到开通损耗、关断损耗、开关速度、串扰电压及电压尖峰等关键动态参数，测试波形图如图 4-7，结果如表 3 所示。测试结果表明，纳微 NV6427 动态性能最优，总开关损耗仅 57.7μJ，开通 dv/dt 达到 44.4V/ns，关断 dv/dt 达到 31.3V/ns；英飞凌 IGLT65R055B2 表现均衡，总开关损耗为 76.2μJ，开通 dv/dt 为 36.4V/ns，关断 dv/dt 为 23.5V/ns；IGDQ65R015B2A 与英诺赛科 INV650TQ020E 开关损耗相对更高，开关速度相对更低。所有器件的开通损耗均占总损耗的 70%~90%，为损耗的主要构成部分。

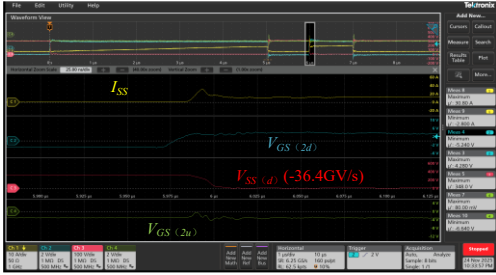
半桥工况下，各器件均存在串扰现象，关断串扰会使互补管栅极出现负压谷值，开通串扰会使栅极电压出现小幅抬升。测试结果显示，除 IGDQ65R015B2A 开通时对管驱动峰值为正值外，其余器件串扰电压均处于安全区间，未出现明显虚假开通现象。关断过程中，器件漏源电压尖峰在 328V~344V 之间，均在 650V 器件耐压范围内，安全裕量充足。

进一步分析可知，输出电荷 Qoss 是影响开关损耗的关键参数，低 Qoss 器件如 NV6427、IGLT65R055B2 开关损耗明显低于高 Qoss 器件；器件动态性能差异主要来源于栅极结构、输出电荷以及封装寄生参数的不同，GIT 型器件与增强型器件在开关波形、串扰幅

值、电压尖峰等方面呈现出明显区别。

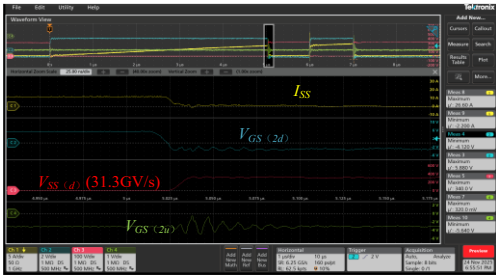


(a)关断波形

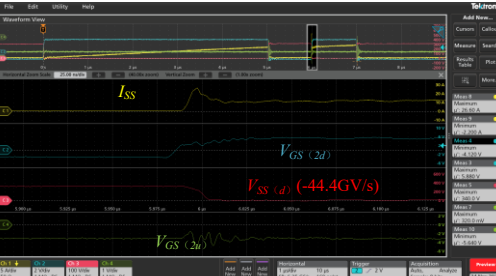


(b)开通波形

图 4 IGLT65R055B2 双脉冲测试波形

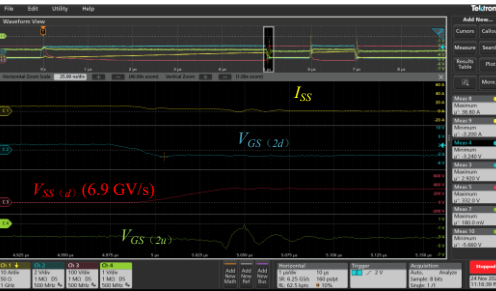


(a)关断波形

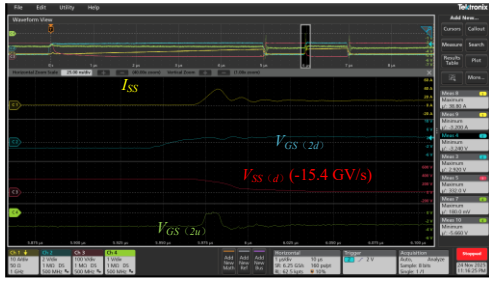


(b)开通波形

图 5 NV6427 双脉冲测试波形

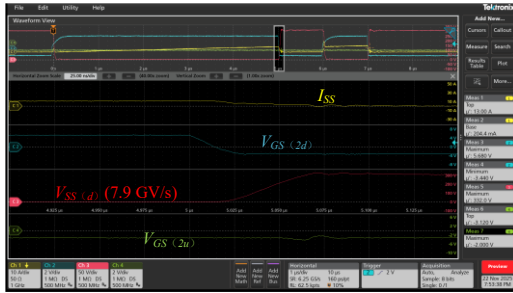


(a)关断波形

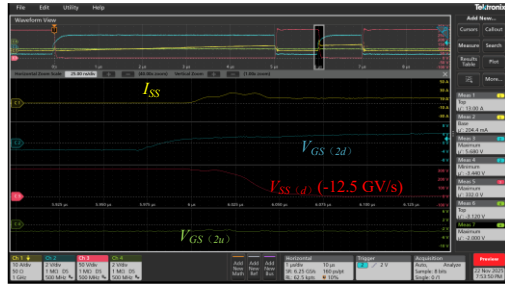


(b)开通波形

图 6 IGDQ65R015B2A 双脉冲测试波形



(a)关断波形



(b)开通波形

图 7 INV650TQ020E 双脉冲测试波形

表 2 漏电流测试结果

序号	PW Mu	PW Md	IGLT6 5R055 B2	IGDQ 65R01 5B2A	NV64 27	INV6 50TQ 020E
1	OFF	OFF	0.076 mA	0.176 mA	0.024 mA	0.038 mA
2	OFF	HZ	超过 0.1A	超过 0.1A	0.028 mA	45mA
3	ON	OFF	0.250 mA	0.75m A	0.030 mA	0.040 mA
4	ON	HZ	超过 0.1A	超过 0.1A	0.029 mA	45mA
5	HZ	OFF	0.075 mA	0.174 mA	0.025 mA	0.037 mA
6	HZ	HZ	超过 0.1A	超过 0.1A	0.025 mA	0.214 mA

2.4 测试结论

现有商业化封装分立式双向 GaN 器件漏电流特性稳定，动态开关性能优异，能够满足高频双向功率变换场景的应用需求。

漏电流测试明确了 GIT 器件栅极可悬空的设计约束，双脉冲测试系统获得了开关损耗、开关速度、串扰特性等核心动态参数，验证了 RC 耦合驱动与低寄生电感布局的有效性。本次测试全面表征了分立式双向 GaN 器件的工作特性与适用边界，为后续双向 GaN 器件驱动方案设计、栅极连接工艺开发及 PCB 布局优化提供了坚实的实验支撑。

3 双向 GaN 器件封装方案

本项目的功率模块结构将采用混合型 PCB-DBC 集成架构，如图 8 所示。打破传统封装架构的性能瓶颈，将双向 GaN 功率器件、去耦电容、栅极驱动电路等功能组件，集成于高性能 PCB 表层。采用双面贴装工艺实现各功能器件与 PCB 焊盘的紧密连接，可显著缩短器件回路路径，有效抑制栅极驱动回路与功率主回路的寄生参数，最大限度降低高频工作状态下的信号干扰与能量损耗，同时大幅提升功率模块的集成密度，为模块小型化设计奠定基础。

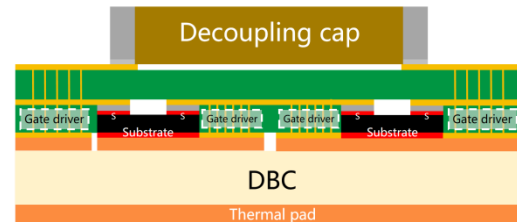


图 8 项目提出的 PCB-on-DBC 嵌入式混合模块结构图

该封装结构以直接覆铜陶瓷基板（DBC）作为散热基底，同时 PCB 通过热过孔设计构建双面散热通道，使模块产生的热量可通过 PCB 及 DBC 基板双向传导、快速散出，有效降低 GaN 器件结温与模块整体温度。

本项目相较于传统单一散热路径的封装方案，具备更优异的热管理性能、更高的功率密度及更低的寄生参数，可满足高频、高压、大功率电力电子设备的应用需求。

3.1 直驱型和 cascode 型介绍

为满足高频高压电力电子系统低寄生、高开关速率与高可靠需求，本文采用双向 D-mode GaN 裸片开展封装研究。该常开型器件无 P-GaN 栅极界面漏电隐患，高温高压下动态电阻稳定性优异、雪崩耐受性能良好，击穿电压与过流能力突出，适配 3.3 kV 及以上高压大功率场景[22,23]。常开型 GaN 器件的形成源于其自身独特的物理特性，GaN 材料内部存在二维电子气，该特性使得器件在无栅极偏置电压时即处于导通状态，天然呈现常开特性。为实现器件关断控制，虽可通过 P-GaN 掺杂工艺对器件结构进行调整，但 P-GaN 掺杂会导致器件的导通电阻增大、开关速度减缓，显著降低器件本征性能。

目前针对常开型 GaN 器件已形成两类成熟驱动方案，分别为直接驱动型与 Cascode 级联驱动。直接驱动型方案依托专用负压驱动电路，直接通过精准控制 GaN 栅极电压实现器件导通与关断控制。Cascode 级联驱动型则采用级联架构，将高压常开型 GaN 器件与低压 Si MOSFET 串联，如图 9，通过驱动低压 Si MOSFET 的栅极间接控制 GaN 器件。器件导通，无需单独配置负压驱动电源，依托 Si MOSFET 的驱动逻辑即可实现控制。

直接驱动型无需串联 Si MOSFET，可最大化发挥 GaN 器件本征优势，能充分适配 1MHz 以上高频场景，动态响应性能优异，但

栅极需专用负压驱动芯片，增加了电路设计复杂度。Cascode 级联型因串联了 Si MOSFET，可兼容传统 Si MOSFET 驱动电路设计门槛低、可靠性强的优点，有效避免了 GaN 栅极驱动难度，不过级联器件带来的反向恢复电荷会增加开关损耗，限制了开关速度与高频性能，更适合中低频、对设计复杂度敏感的工业场景。

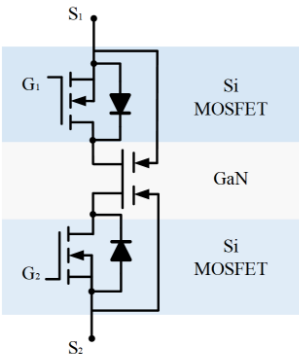


图 9 Cascode 级联型结构图

随着电力电子领域高频应用需求的进一步增大，直接驱动型方案因能最大化释放 GaN 器件的本征高频优势，更契合未来高频化发展趋势。

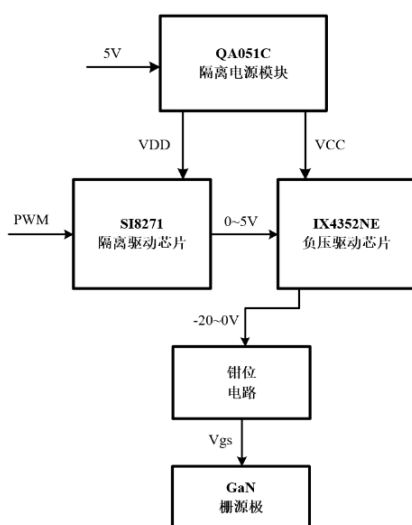
3.2 直驱型驱动方案设计

由于传统 Cascode 结构易导致驱动响应迟缓、转换效率下降[24]，本研究采用直接驱动型控制方式。裸片的关断电压为-17V，栅源极耐压范围为 5V 至-25V。在 GaN 半桥电路中，

表 3 四款器件的开关损耗及相关动态参数测试结果

	英飞凌 IGLT65R055B2	纳微 NV6427	英飞凌 IGDQ65R015B2A	英诺赛科 INV650TQ020E
开通损耗 E_{on} [μJ]	67.6	54.2	174.4	190.6
开通电流尖峰 [A]	30.8	26.6	38.8	24.6
开通时对管驱动峰值[V]	-0.4	-1.48	0.18	-2.4
开通过程 di/dt [A/ns]	3	3	1.9	1.5
开通过程 dv/dt [V/ns]	-36.4	-44.4	-15.4	-12.5
关断损耗 E_{off} [μJ]	8.6	3.5	37.6	33.0
关断电压尖峰 [V]	344	340	328	330
关断时对管驱动谷值[V]	-6.64	-5.04	-5.66	-4.24
关断过程 di/dt [A/ns]	-2.1	-2.5	-0.66	-0.20
关断过程 dv/dt [V/ns]	23.5	31.3	6.9	7.9

直驱型驱动电路整体设计流程如图 10 所示,由 DC/DC 模块电源为两级驱动芯片供电,再经钳位电路限制输出电压,使其不超过裸片耐压范围。



通过接入 5V 电压, QA051C 隔离电源为 SI8271GB 驱动芯片和 IX4352NE 驱动芯片分别提供 VDD(5V)和 VCC(18V)隔离电压。

最后为避免输出电压超出裸片的 5V 至-25V 耐压范围,使用限流电阻和齐纳二极管对输出电压进行钳位处理。

4 直驱型栅极连接工艺及测试

Figure 1 consists of three panels. Panel (a) is a schematic diagram of a 2D/2D heterostructure device, showing a central rectangular region with a grid of circular patterns. Panel (b) is a schematic diagram of the same device, but with labels for various components: 'G1' for the central region, 'G2' for the surrounding region, 'G3' for the top region, 'G4' for the bottom region, 'G5' for the left region, 'G6' for the right region, 'G7' for the top-left region, 'G8' for the top-right region, 'G9' for the bottom-left region, and 'G10' for the bottom-right region. Panel (c) is an optical micrograph of the device, showing a rectangular region with a grid of circular patterns, similar to the schematic in (a).

(a)引线结构试样测试板; (b)无引线结构试样测试板; (c)GaN 芯片

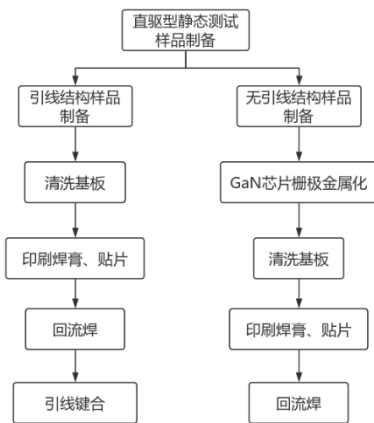
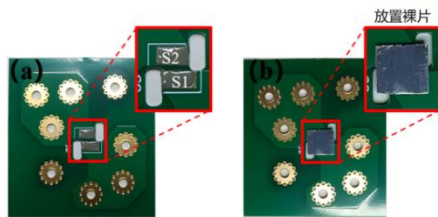


图 14 直驱型静态测试样品制备流程图

4.1 引线结构样品制备

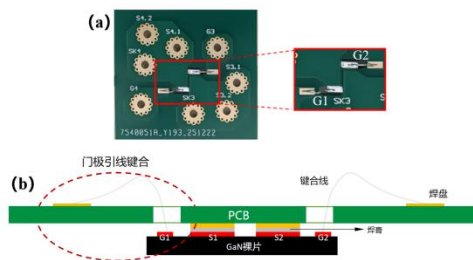
制备引线结构样品过程中，首先通过 0.1mm 厚的钢网在对应的 PCB 基板焊盘上印刷 Sn96.5Ag3Cu0.5 焊膏，并贴装芯片，如图 15，随后进行回流焊接。



(a) 印刷焊膏；(b)贴装芯片

图 15 引线结构样品制备过程示意图

芯片与基板互连后，翻转基板，采用直径 8mil 的铝键合线，通过 PCB 基板预留孔洞完成 GaN 芯片栅极与基板焊盘的引线键合，制备完成的样品如图 16 所示。



(a) 样品俯视图；(b)连接示意图

图 16 引线结构样品：

4.2 无引线结构样品制备

制备无引线结构样品，首先需要完成 GaN 芯片栅极的金属化，本研究采用磁控溅射的方法，在芯片栅极铝焊盘上依次沉积 Ti/Ni/Ag 金属化膜，用于芯片栅极和焊料的互连，完成栅

极金属化的 GaN 芯片如图 17 所示。

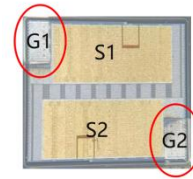


图 17 完成栅极金属化的 GaN 芯片

无引线结构样品也采用丝网印刷的方法，在 PCB 基板焊盘位置印刷 0.1mm 厚的 Sn96.5Ag3Cu0.5 焊膏，如图 18 所示。随后将栅极已沉积金属化膜的 GaN 芯片倒装贴片，并完成回流焊接。制备完成的无引线结构样品如图 19 所示。

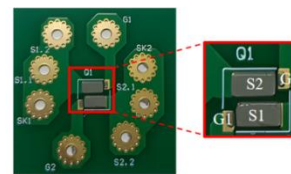
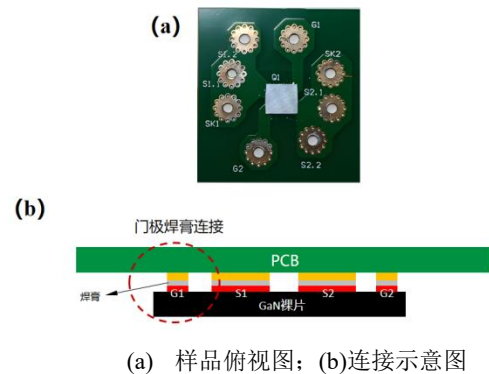


图 18 印刷焊膏的无引线结构 PCB 板示意图



(a) 样品俯视图；(b)连接示意图

图 19 无引线结构样品：

4.3 静态测试

栅极连接的可靠性直接决定器件整体电气性能与长期工作稳定性，如图 20，本文使用博测的 PST6747A 半导体静态测试分析系统完成 GaN 的静态测试。



图 20 博测 PST6747A 半导体静态测试仪器图

测试结果表明,引线键合与无引线两种工艺制备的器件阈值电压接近,分别为-17V与-16.8V。在导通电阻方面,引线型与无引线型器件分别为 40.17m Ω 和 38.43m Ω ,整体差异较小,表明两种工艺均能实现较稳定的导通性能。

然而在漏电流方面,两种工艺表现出明显区别:无引线金属化工艺器件的栅极漏电流与漏极漏电流均高于引线键合器件。尤其当 VDS=94.16V 时,无引线型器件的漏极漏电流迅速上升至 1 mA,远高于常规纳安级水平。这一现象说明,无引线金属化工艺在制备过程中更易引入额外漏电路径,导致器件漏电流增大。该金属化工艺仍在进一步优化中,后续工作将优先基于引线式封装结构开展,以评估双向氮化镓器件的半桥封装性能。

5 总结

目前,本项目已完成对商业化封装的 650V 分立式双向 GaN 器件的双脉冲测试与动态特性系统分析,同时完成直驱型 GaN 功率器件的负压驱动方案、栅极连接工艺开发及静态测试,为后续开展不同栅极连接方式与封装结构下器件性能的横向对比、工艺优化与性能评估奠定了扎实的实验基础。

后续将在完成全部器件双脉冲测试与动态特性深度分析的前提下,进一步开展 PCB-DBC 封装结构的设计,构建高效稳定的双面散热通路,全面优化功率模块的热管理水平,有效提升功率密度与长期运行可靠性,为高性能 GaN 功率模块的集成设计、性能提升提供前期实验支撑与方案参考。

致谢: 感谢珠海镓未来科技有限公司为本研究工作提供双向氮化镓裸片,为实验研究的顺利开展提供关键支持。

参考文献

- 张波, 罗小蓉, 李泽宏. 氮化镓功率器件技术及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2023.
- CHEN K, WANG J, ZHANG Z, et al. A Review of GaN Bidirectional Switches: Devices, Topologies, and Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37 (5): 5678-5695.
- VELIADIS V, JAHNS T M. Monolithic Bidirectional Lateral GaN Switches Reinvigorate Power Electronics Applications[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2025,

- 12(1): 22-28.
- 4 BISI D. GaN Bidirectional Switches: The Revolution is Here[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2025, 12(1): 29-36.
- 5 WU S Q, LI F, LI A, et al. Lateral GaN Monolithic Bidirectional Switches: A Review[J]. IEEE Electron Devices Reviews, 2025, 2: 176-187.
- 6 ZHANG W, et al. A new package of high-voltage cascode gallium nitride device for megahertz operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1344-1353.
- 7 BROTHERS J A, BEECHNER T. GaN module design recommendations based on the analysis of a commercial 3-phase GaN module[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Baltimore: IEEE, 2019: 4109-4116.
- 8 PASSMORE B, et al. A 650 V/150 A enhancement mode GaN-based halfbridge power module for high frequency power conversion systems[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Montreal: IEEE, 2015: 4520-4524.
- 9 KOU L, LU J. Applying GaN HEMTs in conventional housing-type power modules[C]//2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Detroit: IEEE, 2020: 4006-4011.
- 10 LUO F, CHEN Z, XUE L, et al. Design considerations for GaN HEMT multichip halfbridge module for high-frequency power converters[C]//2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fort Worth: IEEE, 2014: 537-544.
- 11 EMON A I, et al. Design and optimization of gate driver integrated multichip 3D GaN power module[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4391-4407.
- 12 LU L, CHEN D, YUSHYNA L. A high power-density and high efficiency insulated metal substrate based GaN HEMT power module[C]//2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Cincinnati: IEEE, 2017: 3654-3658.
- 13 JØRGENSEN A B, BĘCZKOWSKI S, UHRENFELDT C, et al. A fast-switching integrated full-bridge power module based on GaN eHEMT devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2494-2504.
- 14 YAN Y, ZHU L, WALDEN J, et al. Packaging a top-cooled 650 V/150 A GaN power modules with insulated thermal pads and gate-drive circuit[C]//2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Phoenix: IEEE, 2021: 2345-2350.
- 15 EMON A I, et al. A 650V/60A gate driver integrated wire-bondless multichip GaN module[C]//2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Chengdu: IEEE, 2021: 5366-5371.
- 16 QI Z, PEI Y, WANG L, et al. A highly integrated PCB embedded GaN full-bridge module with ultralow parasitic inductance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4161-4173.
- 17 SAVULAK S, GUO B, KRISHNAMURTHY S. Three-phase inverter employing PCB embedded GaN FETs[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. San Antonio: IEEE, 2018: 1256-1260.
- 18 MOENCH S, et al. PCB-Embedded GaN-on-Si half-bridge and driver ICs with on-package gate and DC-link

- capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 83-86.
- 19 LU S, ZHAO T, ZHANG Z, et al. Low parasitic-inductance packaging of a 650 V/150 A half-bridge module using Enhancement-Mode Gallium-Nitride high electron mobility transistors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 344-351.
 - 20 LI B, YANG X, WANG K, et al. A compact double-sided cooling 650V/30A GaN power module with low parasitic parameters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 426-439.
 - 21 TIAN X, JIA N, CUI H, et al. High-Density Integrated GaN Hybrid Power Module Design with Double-Sided Cooling[C]//2025 IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP). Tuscaloosa: IEEE, 2025: 1-5.
 - 22 SCALIA P, STOCKMAN A, et al. High-voltage D-mode GaN BDS for solid-state circuit breakers and high-power converters[C]//2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). New York: IEEE, 2025: 1-6.
 - 23 LI X, ZHANG Y, WANG F. Dynamic on-resistance and reliability of cascode D-mode GaN HEMTs for high-frequency high-voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 5210-5221.
 - 24 LI X, ZHANG Y, WANG F. Dynamic performance analysis of Cascode GaN HEMTs for high-frequency power conversion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 8920-8932

作者简介

张瑞雪：女，2002 年 12 月生，研究生。研究方向为氮化镓双向器件的三维异构封装。

翟凡：女，1996 年 5 月生，博士生。研究方向为单机拓扑的调制和控制。

李欣：女，1984 年 7 月生，副教授。研究方向为功率电子封装。

杨秀杰：男，2002 年 8 月生，研究生。研究方向为功率电子封装。

薛凌霄：男，1985 年 2 月生，英才教授。研究方向为宽禁带半导体集成封装与应用、高效高密度电源、高频大功率无线功率传输。

崔晗：女，1989 年 3 月生，英才教授。研究方向为电力电子磁元件仿真、建模、设计、高频高效电源模块设计和封装。

电动汽车逆变器传导 EMI 仿真建模

Modeling and Simulation of Conduction EMI of the Inverter System for Electrical Vehicle

清华大学 萧艺康, 王为涛, 柯馨岚, 裴家耀, 刘壮, 施博辰

Email: xyk23@mails.tsinghua.edu.cn

摘要：随着电动汽车的快速发展以及碳化硅器件的广泛应用，电机驱动系统的电磁干扰（EMI）问题受到了日益广泛的重视。对电动汽车驱动系统的 EMI 进行准确仿真建模是揭示 EMI 机理、进行 EMI 滤波器优化设计的重要步骤。本文提出了针对电动汽车逆变器系统传导 EMI 的仿真建模方法，对逆变器系统中的关键元部件（包括线性阻抗稳定网络、直流线缆、滤波薄膜电容、功率半导体开关器件、共模传导回路寄生电容等）进行了详细建模，并且利用离散状态事件驱动仿真框架，充分表征功率半导体开关器件开关瞬态过程的高 dv/dt 和 di/dt 所产生的电磁干扰。本文搭建了传导 EMI 干扰的实物测试平台，并将仿真与实测所得 EMI 频谱进行了比对，二者在 150kHz~30MHz 频段范围内获得了较好的吻合特性，验证了本文建模方法的准确性。

Abstract: With the rapid development of electric vehicles and the widespread application of silicon carbide devices, the electromagnetic interference (EMI) issue in motor drive systems has received increasing attention. Accurate simulation and modeling of EMI in electric vehicle drive systems is a crucial step for understanding EMI mechanisms and optimizing EMI characteristics. This paper proposes a modeling method for conducted EMI in electric vehicle inverter systems. Key components in the inverter system, including the linear impedance stabilization network (LISN), DC cables, filter film capacitors, power semiconductor devices, and parasitic capacitances in the common-mode conduction path, are modeled in detail. Using a discrete-state-event-driven (DSED) simulation framework, the proposed method fully characterizes the electromagnetic interference generated by the high dv/dt and di/dt during the switching transients of power semiconductor devices. A physical test platform for conducted EMI is established, and the simulated EMI spectra are compared with the measured results. The simulation and measurement in the frequency range of 150 kHz to 30 MHz match well, validating the accuracy of the proposed modeling method.

关键词：电磁干扰；逆变器系统；碳化硅金属氧化物半导体场效应管；开关瞬态；仿真

Keywords: electromagnetic interference (EMI), electric vehicle (EV), inverter system, silicon-carbide (SiC) metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET), switching transient, simulation

1 引言

随着电动汽车（Electric Vehicles, EVs）的快速发展^[1]，电机驱动系统作为其核心组成部分，对系统的效率、功率密度及电磁兼容性（Electromagnetic Compatibility, EMC）提出了更高要求。其中，由功率电子器件高频开关引起的电磁干扰（Electromagnetic Interference, EMI）问题，已成为制约电驱系统性能与可靠性的关键因素之一。

功率电子变换器在运行过程中，由于半导体器件的高速开关特性，会产生较大的电压变化率（ dv/dt ）和电流变化率（ di/dt ），从而在系统中激发宽频带的电磁干扰信号。这些干扰通过寄生参数（如寄生电容、电感及电缆耦合路径）向外传播，形成传导干扰和辐射干扰，对车载电子设备及外部环境产生影响。研究表明，电压与电流的开关波形是 EMI 的主要来源^[2-4]，其时域特性直接决定了频域谱分布。例如，开关瞬态的斜率越陡，其对应频谱的高频分量越强，从而导致更严重的电磁干扰。

现有研究多从开关波形调制角度分析 EMI 产生机理，传统方法常以梯形波等效开关过程并通过傅里叶变换分析其频谱特性，但该简化模型忽略器件非线性电容与杂散电感耦

合等真实瞬态特征，高频段建模精度有限。通过优化开关过渡轨迹，可在不显著增加开关时间的前提下抑制高频 EMI 峰值，实现开关损耗与电磁干扰的折中优化。

另一方面，随着电动汽车功率等级的不断提升，电驱系统结构日益复杂，传统仿真方法在计算效率和精度之间难以兼顾。特别是在包含大量开关器件的系统中，基于连续时间求解的仿真方法往往计算耗时较长，难以满足工程应用需求。近年来，离散状态事件驱动（Discrete State Event-Driven, DSED）仿真方法被提出^[5-6]，通过在开关事件发生时触发状态更新，有效避免不必要的迭代计算，在保证精度的同时显著提升仿真效率。此外，该方法能够更准确地捕捉电力电子系统中由开关行为引起的非线性和瞬态特性，为 EMI 分析提供了更可靠的工具。

基于上述分析，本文针对电动汽车电机驱动系统的电磁干扰（EMI）问题，分别搭建了基于 DSIM 的仿真模型与硬件实验平台。该模型充分考虑开关瞬态非线性特性与系统全链路寄生参数，可在频域维度精准表征 EMI 的产生机理与传播路径。本文第 2 章将详细阐述各模块的建模细节，第 3 章则通过仿真与实验

结果的对比分析,完成模型有效性与准确性的验证。

2 逆变器装置传导电磁干扰电路建模

2.2 系统等效建模方法

逆变器装置传导电磁干扰电路建模主要包括 6 个部分：线性阻抗稳定网络（Line Impedance Stabilization Network, LISN）建模、直流线缆建模、滤波电容建模、SiC 模组建模、共模传导回路建模和负载建模。其中，LISN 可依据 CISPR 25 标准所规定的电路模型及参数进行建立；直流线缆通过三维电磁仿真软件建模并提取其分布参数，进而构建等效电路模型。滤波电容的参数根据实际器件参数设置，其寄生电感等高频参数通过阻抗测量平台进行测试获取。SiC 模组通过 DSIM 平台中的三相逆变器模块建立等效模型，其器件参数由静态特性测试平台测量获得。共模传导回路通过等效共模电容进行表征，系统负载则采用电感负载进行建模。

2.3 LISN 建模

针对本电路所采用的 LISN，本文选用符合 CISPR 25 标准的电路模型及参数进行建模。LISN 的引入用于实现对被测设备传导电磁干扰的有效测量。其电路结构与参数值设置如图 1 所示。

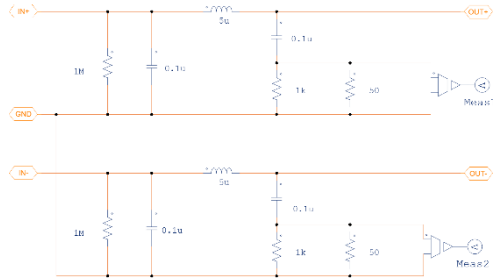


图 1. LISN 等效电路

2.4 直流线缆建模

在高频条件下，直流线缆不再表现为理想导体，而是呈现出明显的分布参数特性，其电磁行为可由电阻、电感及电容等参数共同决定。这些分布参数会改变电流与电压在导线中的传播特性，从而对系统中的传导电磁干扰产生重要影响。因此，在对系统进行精确建模时，需要对线缆的分布参数进行等效描述。基于电小尺寸原理，将 4.5m 的直流线缆分为 3 段，每段等效电路结构如图 2 所示。其中 Cable_R1、Cable_R2、Cable_R3 和 Cable_R4 分别为线缆

内导体单位长度电阻，Cable_L 是是线缆等效电感，Cable_C12、Cable_C23 和 Cable_C34 表示导体对屏蔽层电容。

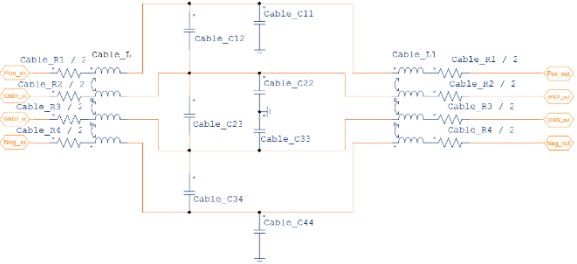


图 2. 直流线缆等效电路

如图 3 所示，本文在 Ansys Q3D 中建立直流线缆的三维电磁模型，并采用有限元分析方法提取寄生电感。

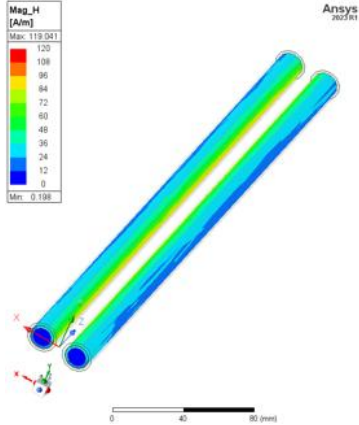


图 3. 直流线缆 Ansys Q3D 仿真模型

2.5 滤波电容建模

滤波电容主要包括 X 电容与 Y 电容。图 4 为滤波电容等效电路模型，其中 Ycap1 和 Ycap2 为 Y 电容，其并联的电感与电阻分别用于表征电容的寄生电感与寄生电阻。Xcap 为 X 电容，其并联的电感与电阻同样用于描述其高频寄生参数。

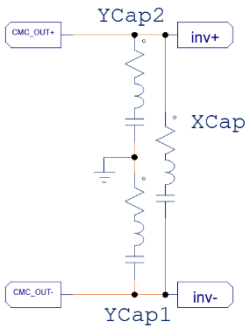


图 4. 滤波电容等效电路模型

Ycap1、Ycap2 和 Xcap 的寄生电感与寄生

电阻参数通过图 5 所示的阻抗测量平台进行测量获得。

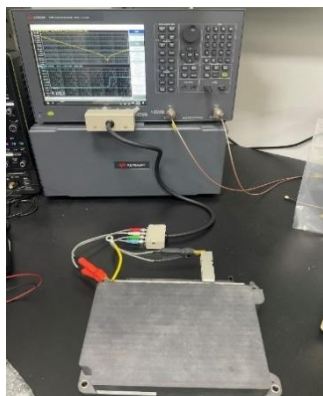


图 5. 元件阻抗测量平台

2.6 SiC 模组建模

本电路中的三相逆变器建模采用 DSIM 中已有的开关模块实现，如图 6 所示。该开关模块的 SiC MOSFET 元件采用分段线性解析（PAT）建模方法。

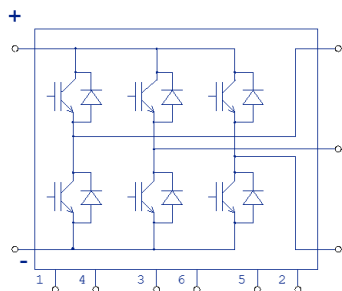


图 6. 元件阻抗测量平台

基于静态特性测试平台，可提取 SiC 模块器件的关键特性参数，包括结电容特性、输出特性、转移特性、导通电阻特性等。所采用的静态特性测试平台如图 7 所示。



图 7. 静态特性测试平台

2.7 共模传导回路与负载建模

本文采用如图 8 所示的共模电容 C_{switch} 表征共模传导回路，并在整体系统中采用电感

作为负载。

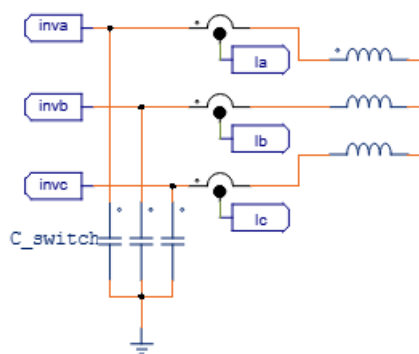


图 8. 共模传导回路与电感负载等效电路模型

3 仿真与实验结果对比

图 9 为逆变器装置主功率回路建模，该模型主要由直流电源、LISN、直流线缆、滤波电容、SiC 三相逆变器模块、共模传导回路和负载电感组成。其中，直流线缆采用分段分布式建模（子电路 S1、S7、S9），精准表征线缆杂散电感、杂散电阻以及层间寄生电容等参数，还原实际布线对 EMI 传播路径的影响。

图 10 为控制回路建模，系统采用 d、q 轴电流闭环控制。首先将三相负载电流经零阶保持器（ZOH）与坐标变换，得到同步旋转坐标系下的 I_d 和 I_q 反馈电流，结合参考电流 I_{d_cmd} 和 I_{q_cmd} 与角度 θ ，通过双 PI 调节器实现 d、q 轴电流闭环控制；最终经 SVPWM 模块生成三相 PWM 驱动信号，输出到 SiC 模块的驱动信号，实现逆变桥的精准控制。

硬件测试平台如图 11 所示，测试平台由直流电源、LISN、直流线缆、SiC 三相逆变器、水冷系统以及负载电感组成。

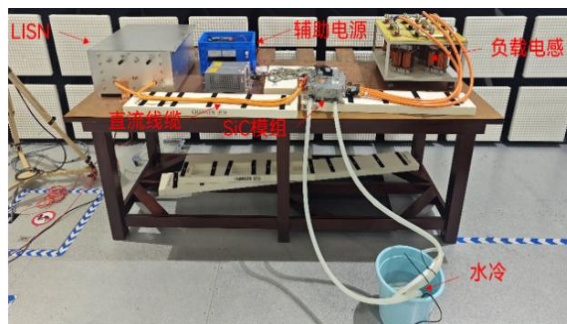
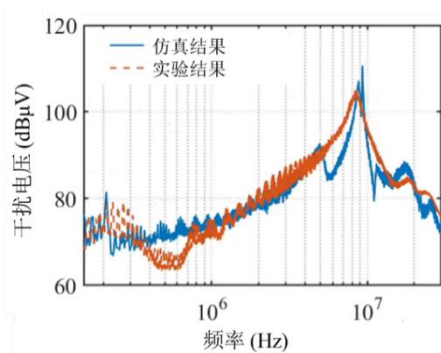
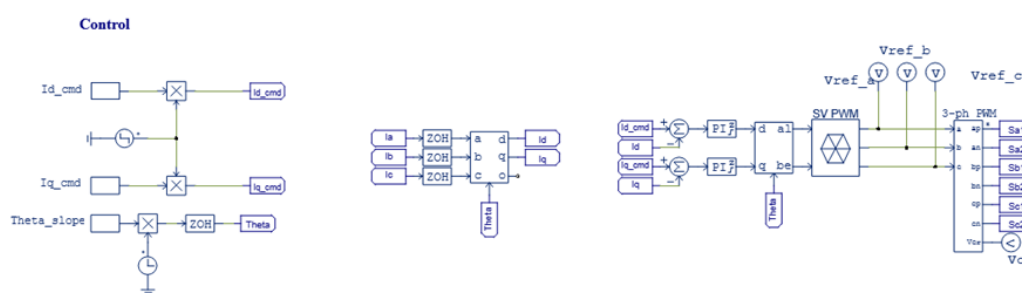
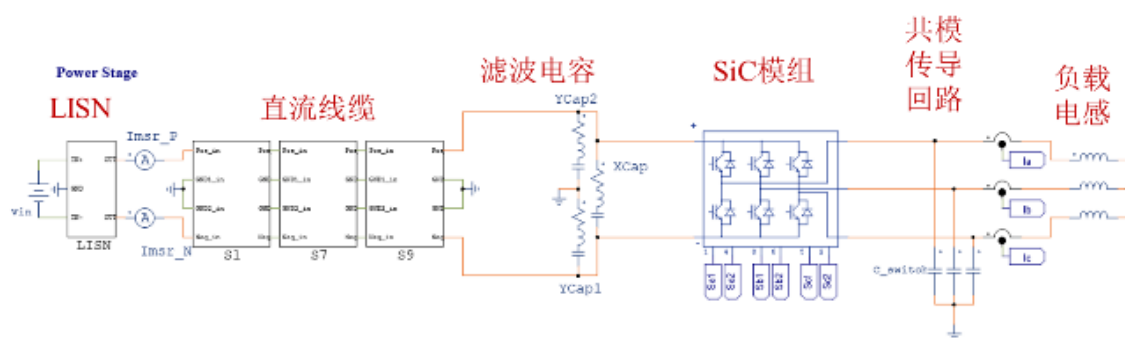


图 11. 硬件测试平台

仿真与实验测量频谱结果对比如图 12 所示，在 150kHz~30MHz 整体范围内大部分频段误差在 $\pm 5\text{dBuV}$ 。



4 结论

本文提出了针对电动汽车逆变器系统传导 EMI 的仿真建模方法,对逆变器系统中的关键元部件(包括线性阻抗稳定网络、直流线缆、滤波薄膜电容、功率半导体开关器件、共模传导回路寄生电容等)进行了详细建模,并且利用离散状态事件驱动仿真框架,充分表征功率半导体开关器件开关瞬态过程的高 dv/dt 和 di/dt 所产生的电磁干扰。本文搭建了传导 EMI 干扰的实物测试平台,并将仿真与实测所得 EMI 频谱进行了比对,二者在 150kHz~30MHz 频段范围内吻合较好,验证了

本文建模方法的准确性。

参考文献

- 1 耿宇字,路青洋,廖兴林.电动汽车 DC-DC 变换器传导 EMI 建模研究[J].重庆理工大学学报(自然科学),2025,39(05):246-254.
- 2 Costa F, Magnon D. Graphical analysis of the spectra of EMI sources in power electronics[J]. IEEE transactions on power electronics, 2005, 20(6): 1491-1498.
- 3 Oswald N, Stark B H, Holliday D, et al. Analysis of shaped pulse transitions in power electronic switching waveforms for reduced EMI generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(5): 2154-2165.
- 4 Oswald N, Anthony P, McNeill N, et al. An experimental investigation of the tradeoff between switching losses and EMI generation with hard-switched all-Si, Si-SiC, and all-SiC device combinations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2393-2407.
- 5 Zhu Y, Zhao Z, Shi B, et al. Discrete State Event-Driven Framework With a Flexible Adaptive Algorithm for Simulation of Power Electronic Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 11692 - 11705.
- 6 Shi B, Zhao Z, Zhu Y, et al. Discrete state event-driven simulation approach with a state-variable-interfaced decoupling strategy for large-scale power electronics systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(12): 11673-11683.

并联构网型变换器系统的精确 PQ- ω V 端口建模

Accurate PQ- ω V Terminal Modeling for Systems with Parallel Grid-Forming Converters

西安交通大学 赵子文 安荣汇 Email: ronghui_an@xjtu.edu.cn

摘要：构网型逆变器是高比例新能源电力系统的核心接口装备，其并联系统的建模与稳定性分析是工程应用的关键问题。现有以 P、Q、 ω 、V 为端口变量的建模方法，普遍忽略包括电压电流双闭环、滤波器与 PWM 调制动态在内的电磁动态特性，存在建模精度不足、稳定性判定易出现偏差的缺陷。本文提出一种并联构网型逆变器系统的精确 PQ- ω V 端口建模方法，综合考虑全控制环节与主电路全部动态特性，采用分层建模方法建立逆变器的端口模型与诺顿等效电路，拓展构建多机并联系统统一等效电路，推导得到系统稳定性的判据。实验结果表明，所提模型精准刻画逆变器端口特性，能准确实现系统稳定性判定与暂态响应预测，为构网型逆变器并联系统的分析设计提供了有效工具。

Abstract: Grid-forming inverters serve as the core interface equipment for power systems with high penetration of renewable energy, and the modeling and stability analysis of their parallel systems are critical issues in practical engineering applications. Existing modeling methods using active power (P), reactive power (Q), angular frequency (ω), and voltage amplitude (V) as terminal variables generally neglect the electromagnetic dynamics, including those of the voltage-current dual closed-loop control, filter, and pulse-width modulation (PWM). These methods thus suffer from inherent drawbacks of insufficient modeling accuracy and high risk of deviation in stability judgment. This paper proposes an accurate PQ- ω V terminal modeling method for parallel grid-forming inverter systems. The proposed method comprehensively accounts for the full dynamics of all control loops and the entire main circuit, adopts a hierarchical modeling approach to establish the terminal model and Norton equivalent circuit of a single inverter, and further extends to construct a unified equivalent circuit for multi-inverter parallel systems, based on which the system stability criterion is derived. The frequency-domain sweep simulation and experimental results show that the proposed model can accurately characterize the terminal characteristics of inverters, and realize precise stability judgment and transient response prediction of the system, providing an effective tool for the analysis and design of parallel grid-forming inverter systems.

关键词：建模；构网型变换器；小信号模型；稳定性；率响应

Keywords: Modeling, grid-forming converter, small-signal model, stability, power response

1 引言

电压源型变换器 (voltage-source converters, VSCs) 被广泛用作分布式电源接入交流电网的接口设备，其控制策略主要可分为跟网型控制与构网型控制两类。在实际运行中，控制器设计不当、滤波器参数不匹配、线路阻抗分布不合理等因素均可能导致系统失稳或出现频率变化率超标的问题。为研究多台 VSC 并联系统的运行特性，现有文献已提出多种小信号建模方法，主要可分为两大类：基于状态空间的建模方法[1]与基于广义阻抗的建模方法。其中，基于状态空间的方法通过建立全状态变量的时域关系实现系统分析，但随着并联 VSC 数量的增加，该方法的计算量会呈指数级增长[2]；基于广义阻抗的方法以传递函数为核心，具备模块化、易扩展的优势，典型代表包括 dq 坐标系阻抗模型[2]、序阻抗模型[3]与 P/ ω 广义导纳模型[4]。dq 坐标系阻抗模型与序阻抗模型均以电压、电流作为端口变量，目前已在 VSC 并联系统中得到广泛应用。

然而，现代电力系统的运行调控核心，已高度聚焦于有功功率 (P)、角频率 (ω)、无功功率 (Q) 与电压幅值 (V) 的响应特性；尤其随着构网型变换器的规模化应用，系统惯量响应、功率振荡阻尼、电压主动支撑等问题亟待

深入研究。若采用 dq 坐标系建模与序阻抗建模方法分析上述动态特性，需引入额外的坐标变换环节，建模过程复杂且物理意义不直观。与之不同，文献[4]针对孤岛运行的 VSC 建立了 P/ ω 广义导纳模型，选取有功功率与角频率作为端口变量，分别等效为广义电路中的电流与电压，进而推导得到系统广义导纳。文献[5]将 P/ ω 导纳模型拓展应用于并网 VSC 并联系统的振荡特性分析，重点研究了有功功率参考值变化下的系统动态响应。文献[6]通过将同步发电机转子动态与等效电路网络进行类比，建立了与文献[5]中 P/ ω 导纳模型相近的广义导纳模型。尽管文献[4]-[6]提出的建模方法为功率-频率振荡分析建立了简化模型，但均忽略了系统的功率耦合效应，且未考虑无功功率与电压幅值的响应特性。针对这一问题，文献[5]将 Q、V 作为补充端口变量，为基于虚拟同步发电机控制的变换器建立了 P/Q- ω /V 模型；基于该建模思路，文献[6]提出了简化的自稳定性判据，并研究了系统中的同步频率谐振问题。此外，文献[7]采用相近的建模流程，将 P/Q- ω /V 建模方法拓展应用于跟网型变换器的特性分析中。

但需要指出的是，上述以 P、Q、 ω 、V 为端口变量的建模方法，均未考虑 LC 滤波器、

脉宽调制 (pulse-width modulation, PWM) 环节与电压电流双闭环控制的动态特性[4]-[9]。这些动态特性不仅存在于系统中高频段,还可能与功率控制环节的动态特性产生耦合,进而影响系统的中低频运行特性[10]。针对这一研究缺口,本文在系统统一同步参考坐标系 (synchronous reference frame, SRF) 下,建立了一种精确的 PQ- ω V 端口模型,完整覆盖了功率控制、电压电流双闭环控制与全电路元件的动态特性。实验结果验证了所提建模方法在系统稳定性与振荡特性分析中的有效性与准确性。

2 并联构网型逆变器系统精确 PQ- ω V 端口建模

下垂控制是最常用的构网型控制之一。本章综合考虑功率控制器动态、电压电流控制器动态、PWM 动态以及所有主电路动态,采用分层建模方法,依次建立功率控制、内环动态以及线路动态的小信号子模块模型;在此基础上,整合得到了单台构网型逆变器的精确 PQ- ω V 端口模型及其诺顿等效电路。最后,结合以电网为例的负荷侧 PQ- ω V 戴维南等效电路,进一步拓展建立了 n 台构网型逆变器并联系统的统一等效电路模型。

2.1 构网型逆变器运行机理

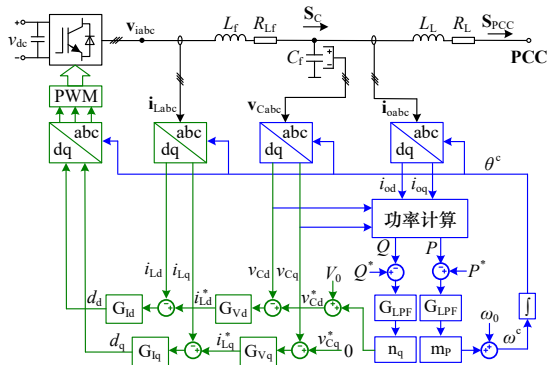


图 1 基于下垂控制的逆变器拓扑及控制示意图

如图 1 所示,一台基于下垂控制的逆变器经 LC 滤波器和线路阻抗连接到公共连接点 (point of common coupling, PCC),逆变器的直流侧电压为 v_{dc} 。图中, L_f 和 C_f 分别为滤波电感与滤波电容, R_{Lf} 为滤波电感的等效串联电阻, L_l 和 R_l 分别为线路电感与线路电阻。视在功率矢量 S 定义为 $S=[P, Q]^T$ 。本文定义功率正方向为从逆变器流向 PCC 的方向,滤波电容出口处和 PCC 处的有功功率和无功功率分别表示为 SC 和 $SPCC$ 。下标“0”代表相关物理量的稳态值,矢量、矩阵采用加粗正体

表示,标量采用常规斜体表示。

图 1 所示逆变器的控制部分包括功率控制和内环控制。其中,无功功率控制器 G_{QV} 和 dq 轴电压、电流控制器 G_{vd} , G_{vq} , G_{id} 和 G_{iq} 均为复频率 s 的函数,为简化书写,在图 1 及正文后续表述中,传递函数符号均省略自变量“(s)”。功率控制环节以蓝色方框标注,包含有功功率控制与无功功率控制两条支路。滤波电容电压 v_{Cabc} 与逆变器输出电流 i_{oabc} 经 abc-dq 同步旋转变换 (Park 变换) 与瞬时功率计算环节,得到逆变器输出的有功功率 PC 与无功功率 QC ,瞬时功率计算的表达式如式(1)所示。

$$\begin{cases} P_C = \frac{3}{2}(v_{Cd}i_{od} + v_{Cq}i_{oq}) \\ Q_C = \frac{3}{2}(-v_{Cd}i_{oq} + v_{Cq}i_{od}) \end{cases} \quad (1)$$

经计算得到的有功功率与无功功率,送入含一阶低通滤波环节的下垂控制环节运算后,分别生成逆变器的角频率参考值 ω_c 与电容电

压 d 轴分量参考值 v_{Cd}^* , 对应表达式如式 (2) 所示。

$$\begin{cases} \omega_c = \omega_0 + m_p \cdot G_{LPF} \cdot (P^* - P_C) \\ v_{Cd}^* = V_0 + n_q \cdot G_{LPF} \cdot (Q^* - Q_C) \end{cases} \quad (2)$$

式中,一阶低通滤波器的传递函数 G_{LPF} 为 $G_{LPF}(s) = \omega_{LPF} / (s + \omega_{LPF})$ 。

由有功功率控制得到的角频率参考值 ω_c 经积分运算生成参考相角 θ_c ,为逆变器控制系统的 SRF 提供相位基准;由无功功率控制得到的 d 轴电压参考则为内环控制中的电容电压控制提供给定。在本文中,逆变器控制系统 SRF 下的变量用上标“c”表示。

内环控制在图 1 中以绿色方框标注,包括电压电流双闭环控制以及 PWM 调制两部分,其控制逻辑为:电容电压指令值经 dq 坐标系下的电压电流双闭环控制后生成占空比信号 d_{dq}^c ;该信号经过反 Park 变换后送入 PWM 调制环节生成开关管驱动信号,最终实现对逆变器桥臂的控制。

基于上述运行机理,本文在小节 2.2-2.4 中将依次对构网型逆变器的功率控制、内环动态与线路动态三部分进行 PQ- ω V 端口体系下的通用分层建模。

2.2 构网型逆变器功率控制建模

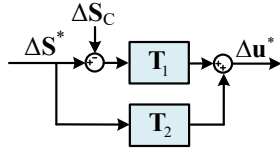


图2 构网型逆变器功率控制小信号模型框图

图2展示了构网型逆变器功率控制的小信号模型，其中“Δ”代表对应电气量的小信号扰动量。本文定义参考功率矢量 $\mathbf{S}^*$ 为 $\mathbf{S}^*=[P^*, Q^*]^T$ ，功率控制所生成的参考电压矢量 $\mathbf{u}^*$ 为 $\mathbf{u}^*=[\omega^*, V^*]^T$ ， T_1 和 T_2 分别代表功率控制中的误差控制器和前馈控制器。根据图2，可以得到功率控制的小信号方程为

$$\Delta \mathbf{u}^* = \mathbf{T}_1 (\Delta \mathbf{S}^* - \Delta \mathbf{S}_C) + \mathbf{T}_2 \Delta \mathbf{S}^* \quad (3)$$

对于下垂控制策略，由式(2)可知 T_1 和 T_2 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} m_p \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}} & 0 \\ 0 & n_q \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{T}_2 = \mathbf{O} \end{cases} \quad (4)$$

2.3 构网型逆变器内环动态建模

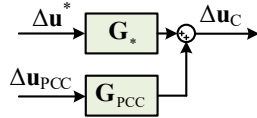


图3 构网型逆变器内环动态小信号模型简化框图

构网型逆变器的内环动态部分刻画了逆变器端口输出电压（即滤波电容电压）的生成过程，是连接功率控制指令与主电路电气特性的核心环节。定义 PCC 处的电压幅值-频率矢量 $\mathbf{u}_{PCC}$ 为 $\mathbf{u}_{PCC}=[\omega_{PCC}, V_{PCC}]^T$ ，图3为内环动态的简化小信号模型，其完整建模框图如图4所示，包括内环控制、LC 滤波器动态和 PQ-ωV 转换动态三部分。

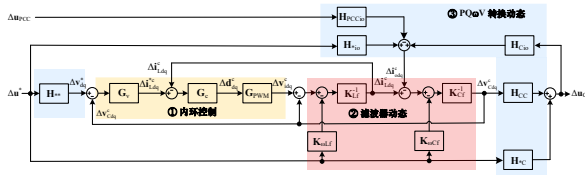


图4 构网型逆变器内环动态小信号模型简化框图

内环控制包含电压电流双闭环控制以及 PWM 调制，其传递函数单元包括电压控制矩阵 $\mathbf{G}_v$ ，电流控制矩阵 $\mathbf{G}_c$ 和 PWM 调制矩阵

GPWM。其中，电压和电流控制通常采用 PI 控制器，因此 $\mathbf{G}_v$ 和 $\mathbf{G}_c$ 可以表示为

$$\begin{cases} \mathbf{G}_v = \begin{bmatrix} k_{pv} + k_{iv}/s & 0 \\ 0 & k_{pv} + k_{iv}/s \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} k_{pc} + k_{ic}/s & 0 \\ 0 & k_{pc} + k_{ic}/s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

式中， k_{pv} ， k_{pc} ， k_{iv} 和 k_{ic} 为控制器的增益系数。

占空比的小信号量 $\Delta \mathbf{d}_{dq}^c$ 经过 PWM 发生器得到逆变器桥臂输出电压 $\Delta \mathbf{v}_{idq}^c$ 。针对数字控制与 PWM 调制引入的延时动态，本文采用了二阶 Padé 近似[11]，即 GPWM 可以表示为

$$\mathbf{G}_{PWM} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} G_d & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{2} G_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中， $G_d=[1-Tds/2+(Tds)^2/12]/[1+Tds/2+(Tds)^2/12]$ ， T_d 为总延时时间，通常取 1.5 倍开关周期。

针对 LC 滤波器动态，基于基尔霍夫电路定律，可以推导出滤波电感电流和滤波电容电压的模型为

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{Labc}^c}{dt} + R_{L_f} \cdot i_{Labc}^c = v_{iabc}^c - v_{Cabc}^c \\ C_f \frac{dv_{Cabc}^c}{dt} = i_{Cabc}^c = i_{Labc}^c - i_{oabc}^c \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)中的变量转换到 dq 同步旋转坐标系下，可以得到

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{Ld}^c}{dt} + R_{L_f} \cdot i_{Ld}^c - L_f i_{Lq}^c \omega^c = v_{id}^c - v_{Cd}^c \\ L_f \frac{di_{Lq}^c}{dt} + R_{L_f} \cdot i_{Lq}^c + L_f i_{Ld}^c \omega^c = v_{iq}^c - v_{Cq}^c \\ C_f \frac{dv_{Cd}^c}{dt} - C_f v_{Cq}^c \omega^c = i_{Ld}^c - i_{od}^c \\ C_f \frac{dv_{Cq}^c}{dt} + C_f v_{Cd}^c \omega^c = i_{Lq}^c - i_{oq}^c \end{cases} \quad (8)$$

对式(8)进行小信号线性化,可得到电感电流、电容电压的小信号状态方程如式(9)和(10)所示:

$$\mathbf{K}_{Lf}\Delta\mathbf{i}_{Ldq}^c = \Delta\mathbf{v}_{idq}^c - \Delta\mathbf{v}_{Cdq}^c - \mathbf{K}_{\omega Lf}\Delta\mathbf{u}^*$$

$$\mathbf{K}_{Lf} = \begin{bmatrix} sL_f + R_{Lf} & -\omega_0 L_f \\ \omega_0 L_f & sL_f + R_{Lf} \end{bmatrix}, \mathbf{K}_{\omega Lf} = \begin{bmatrix} -L_f i_{Lq0}^c & 0 \\ L_f i_{Ld0}^c & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{K}_{Cf}\Delta\mathbf{v}_{Cdq}^c = \Delta\mathbf{i}_{Ldq}^c - \Delta\mathbf{i}_{odq}^c - \mathbf{K}_{\omega Cf}\Delta\mathbf{u}^*$$

$$\mathbf{K}_{Cf} = \begin{bmatrix} sC_f & -\omega_0 C_f \\ \omega_0 C_f & sC_f \end{bmatrix}, \mathbf{K}_{\omega Cf} = \begin{bmatrix} -C_f v_{Cq0}^c & 0 \\ C_f v_{Cd0}^c & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中, ω_0 为逆变器参考频率的稳态值, v_{cd0}^c , v_{cq0}^c , i_{Ld0}^c 和 i_{Lq0}^c 分别为逆变器参考坐标系下的电感 d 轴稳态电流、电感 q 轴稳态电流、电容 d 轴稳态电压和电容 q 轴稳态电压基于图 4 的内环动态完整信号流,可以得到 $\Delta\mathbf{v}_{Cdq}^c$ 的表达式为

$$\Delta\mathbf{v}_{Cdq}^c = \mathbf{G}_{*}^{dq}\Delta\mathbf{v}_{dq}^{*c} - \mathbf{G}_{iv}^{dq}\Delta\mathbf{i}_{odq}^c + \mathbf{G}_{\omega}^{dq}\Delta\mathbf{u}^* \quad (11)$$

式中,

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{G}_{*}^{dq} = (\mathbf{G}_{PWM}\mathbf{G}_c(\mathbf{G}_v + \mathbf{K}_{Cf}) + \mathbf{K}_{Lf}\mathbf{K}_{Cf} + \mathbf{I})^{-1} \\ \quad (\mathbf{G}_{PWM}\mathbf{G}_c\mathbf{G}_v) \\ \mathbf{G}_{iv}^{dq} = (\mathbf{G}_{PWM}\mathbf{G}_c(\mathbf{G}_v + \mathbf{K}_{Cf}) + \mathbf{K}_{Lf}\mathbf{K}_{Cf} + \mathbf{I})^{-1} \\ \quad (\mathbf{K}_{Lf} + \mathbf{G}_{PWM}\mathbf{G}_c) \\ \mathbf{G}_{\omega}^{dq} = (\mathbf{G}_{PWM}\mathbf{G}_c(\mathbf{G}_v + \mathbf{K}_{Cf}) + \mathbf{K}_{Lf}\mathbf{K}_{Cf} + \mathbf{I})^{-1} \\ \quad (\mathbf{K}_{\omega Lf} + (\mathbf{K}_{Lf} + \mathbf{G}_{PWM}\mathbf{G}_c)\mathbf{K}_{\omega Cf}) \end{array} \right. \quad (12)$$

内环动态建模的 PQ- ω V 转换部分包括电压转换部分和电流转换部分。其中,电压转换矩阵包括 $\mathbf{H}_{**}$, $\mathbf{H}_{CC}$ 和 $\mathbf{H}_{*c}$ 。由于电容电压参考矢量 $\Delta\mathbf{v}_{dq}^{*c}$ 的 q 轴分量始终为 0, d 轴分量始终与逆变器参考旋转坐标系对齐,因此有

$$\Delta\mathbf{v}_{dq}^{*c} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta\mathbf{u}^* \quad (13)$$

在逆变器 SRF 下, $\mathbf{v}_{Cdq}^c$ 和 $\mathbf{v}_{PCCdq}^c$ 可以表示为式中, θ^* , θ_{PCC} 和 θ_C 分别为逆变器参考旋转坐标系、PCC 点电压以及电容电压的瞬时相角。

$$\begin{cases} v_{Cd}^c = V_C \cos(\theta_C - \theta^*) \\ v_{Cq}^c = V_C \sin(\theta_C - \theta^*) \\ v_{PCCd}^c = V_{PCC} \cos(\theta_{PCC} - \theta^*) \\ v_{PCCq}^c = V_{PCC} \sin(\theta_{PCC} - \theta^*) \end{cases} \quad (14)$$

稳态下,由于控制器对于电容电压的零稳态误差跟踪, q 轴电容电压分量 v_{cq0} 将被调节为参考值 0, 因此 $\theta_{C0} = \theta^*$ 。进一步地,定义 δC 为逆变器的稳态输出功角,即 $\delta C = \theta_{C0} - \theta_{PCC0}$, 则 $\theta_{PCC0} = \theta_{C0} - \delta C$ 。因此有

$$\begin{cases} v_{Cdo}^c = V_{C0}; v_{Cq0}^c = 0 \\ v_{PCCdo}^c = V_{PCC0} \cos \delta_C; v_{PCCq0}^c = -V_{PCC0} \sin \delta_C \end{cases} \quad (15)$$

对式(14)进行小信号线性化,可以得到

$$\Delta\mathbf{v}_{Cdq}^c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ V_{C0}/s & 0 \end{bmatrix} \Delta\mathbf{u}_C - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ V_{C0}/s & 0 \end{bmatrix} \Delta\mathbf{u}^* \quad (16)$$

$$\Delta\mathbf{v}_{PCCdq}^c = \begin{bmatrix} V_{PCC0} \sin \delta_C / s & \cos \delta_C \\ V_{PCC0} \cos \delta_C / s & -\sin \delta_C \end{bmatrix} \Delta\mathbf{u}_{PCC} - \begin{bmatrix} V_{PCC0} \sin \delta_C / s & 0 \\ V_{PCC0} \cos \delta_C / s & 0 \end{bmatrix} \Delta\mathbf{u}^* \quad (17)$$

式中, V_{C0} 和 V_{PCC0} 分别为电容电压幅值和 PCC 电压幅值的稳态量。值得注意的是,式(13), (16) 和 (17) 刻画的是不同信号量之间的坐标变换映射的数学关系,而非控制环节的因果传递关系。由式(13)式(16)可以推导出电压转换矩阵 $\mathbf{H}_{**}$, $\mathbf{H}_{CC}$ 和 $\mathbf{H}_{*c}$ 分别为

$$\mathbf{H}_{**} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{H}_{CC} = \begin{bmatrix} 0 & s/V_{C0} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{H}_{*c} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

电流转换矩阵包括 $\mathbf{H}_{PCCio}$, $\mathbf{H}_{*io}$ 和 $\mathbf{H}_{Cio}$ 反映了逆变器输出电流小信号的动态。逆变器输出电流 $\mathbf{i}_{oabc}$ 可写为

$$L_L \frac{d\mathbf{i}_{oabc}}{dt} + R_L \cdot \mathbf{i}_{oabc} = \mathbf{v}_{Cabc} - \mathbf{v}_{PCCabc} \quad (19)$$

在逆变器 SRF 下, 式(20)可以转换为

$$\begin{cases} L_L \frac{di_{od}^c}{dt} + i_{od}^c R_L - \omega^* L_L i_{oq}^c = v_{Cd}^c - v_{PCCd}^c \\ L_L \frac{di_{oq}^c}{dt} + i_{oq}^c R_L + \omega^* L_L i_{od}^c = v_{Cq}^c - v_{PCCq}^c \end{cases} \quad (20)$$

对式 (20) 进行小信号线性化, 可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{LL} \Delta \mathbf{i}_{odq}^c &= \Delta \mathbf{v}_{Cdq}^c - \Delta \mathbf{v}_{PCCdq}^c - \mathbf{K}_{\omega LL} \Delta \mathbf{u}^* \\ \mathbf{K}_{LL} &= \begin{bmatrix} sL_L + R_L & -\omega_0 L_L \\ \omega_0 L_L & sL_L + R_L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{\omega LL} = \begin{bmatrix} -L_L i_{oq0}^c & 0 \\ L_L i_{od0}^c & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

将式 (16) 和 (17) 代入式 (21), 可以得到

$$\Delta \mathbf{i}_{odq}^c = \mathbf{H}_{Cio} \Delta \mathbf{u}_C + \mathbf{H}_{PCCio} \Delta \mathbf{u}_{PCC} + \mathbf{H}_{*io} \Delta \mathbf{u}^* \quad (22)$$

定义 KYLC 为

$$K_{YLC} = \frac{1}{[(sL_L + R_L)^2 + (\omega_0 L_L)^2]} \quad (23)$$

输出电流的稳态值 i_{od0} 和 i_{oq0} 的计算公式为:

$$\begin{cases} i_{od0}^c = \frac{R_L (V_{C0} - V_{PCC0} \cos \delta_C) + X_L V_{PCC0} \sin \delta_C}{R_L^2 + X_L^2} \\ i_{oq0}^c = \frac{-X_L (V_{C0} - V_{PCC0} \cos \delta_C) + R_L V_{PCC0} \sin \delta_C}{R_L^2 + X_L^2} \end{cases} \quad (24)$$

由图 4 可知, 图 3 中的转换矩阵 $\mathbf{G}^*$ 和 $\mathbf{G}_{PCC}$ 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{G}^* = (\mathbf{H}_{CC} + \mathbf{G}_{iv}^{dq} \cdot \mathbf{H}_{Cio})^{-1} \\ \quad \cdot (\mathbf{H}_{*C} + \mathbf{G}_{*}^{dq} \cdot \mathbf{H}_{**} + \mathbf{G}_{\omega}^{dq} - \mathbf{G}_{iv}^{dq} \cdot \mathbf{H}_{*io}) \\ \mathbf{G}_{PCC} = (\mathbf{H}_{CC} + \mathbf{G}_{iv}^{dq} \cdot \mathbf{H}_{Cio})^{-1} \mathbf{G}_{iv}^{dq} \mathbf{H}_{PCCio} \end{cases} \quad (25)$$

2.4 构网型逆变器线路动态建模

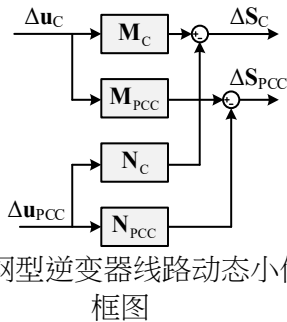


图 5 构网型逆变器线路动态小信号模型框图

线路动态环节是逆变器 PQ- ω V 端口分层建模的第三个核心子模块, 用于刻画线路阻抗两端的逆变器侧功率 ΔS_C 和 PCC 侧功率 ΔS_{PCC} 的动态特性。在逆变器 SRF 下, 对 2.1 节中式 (1) 所示的瞬时功率计算方程进行小信号线性化, 可以得到

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{S}_C &= \begin{bmatrix} \Delta P_C \\ \Delta Q_C \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{C0} & 0 \\ 0 & -V_{C0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{odq}^c \\ &\quad + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_{od0}^c & i_{oq0}^c \\ -i_{oq0}^c & i_{od0}^c \end{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{Cdq}^c \end{aligned} \quad (26)$$

将 2.3 节中式 (16), (22) 和 (24) 代入式 (26), 化简后可以得到

$$\Delta \mathbf{S}_C = \mathbf{M}_C \Delta \mathbf{u}_C - \mathbf{N}_C \Delta \mathbf{u}_{PCC} \quad (27)$$

式中, $\mathbf{M}_C$ 和 $\mathbf{M}_{PCC}$ 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{M}_C = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{C0} & 0 \\ 0 & -V_{C0} \end{bmatrix} \mathbf{H}_{Cio} \\ \quad + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_{od0}^c & i_{oq0}^c \\ -i_{oq0}^c & i_{od0}^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ V_{C0}/s & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{M}_{PCC} = -\frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{C0} & 0 \\ 0 & -V_{C0} \end{bmatrix} \mathbf{H}_{PCCio} \end{cases} \quad (28)$$

参考式 (26), 可推导得到由逆变器流入 PCC 的功率小信号计算式如 (29) 所示

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{S}_{PCC} &= \begin{bmatrix} V_{PCC0} \cos \delta_C & -V_{PCC0} \sin \delta_C \\ -V_{PCC0} \sin \delta_C & -V_{PCC0} \cos \delta_C \end{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{odq}^c \\ &\quad + \begin{bmatrix} i_{od0}^c & i_{oq0}^c \\ -i_{oq0}^c & i_{od0}^c \end{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{PCCdq}^c \end{aligned} \quad (29)$$

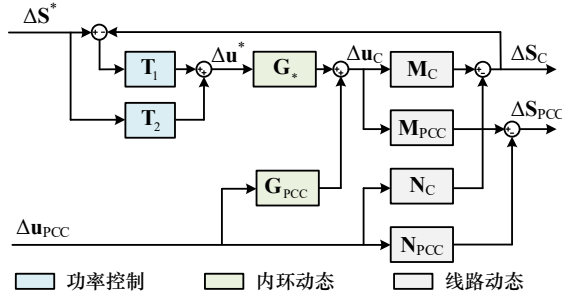
将 2.3 节中式 (17) 和 (24) 代入 (29), 可得

$$\Delta \mathbf{S}_{PCC} = \mathbf{M}_{PCC} \Delta \mathbf{u}_C - \mathbf{N}_{PCC} \Delta \mathbf{u}_{PCC} \quad (30)$$

式中, $\mathbf{N}_C$ 和 $\mathbf{N}_{PCC}$ 分别如式 (31) 所示。

$$\begin{cases} \mathbf{N}_C = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{PCC0} \cos \delta_C & -V_{PCC0} \sin \delta_C \\ -V_{PCC0} \sin \delta_C & -V_{PCC0} \cos \delta_C \end{bmatrix} \mathbf{H}_{Cio} \\ \mathbf{N}_{PCC} = -\frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{PCC0} \cos \delta_C & -V_{PCC0} \sin \delta_C \\ -V_{PCC0} \sin \delta_C & -V_{PCC0} \cos \delta_C \end{bmatrix} \mathbf{H}_{PCCio} \\ \quad - \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_{od0}^c & i_{oq0}^c \\ -i_{oq0}^c & i_{od0}^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PCC0} \sin \delta_C / s & \cos \delta_C \\ V_{PCC0} \cos \delta_C / s & -\sin \delta_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (31)$$

2.5 构网型逆变器 PQ- ω V 端口模型



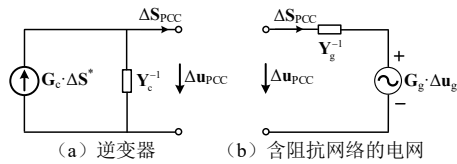
结合前文 2.2-2.4 节建立的功率控制、内环动态、线路动态子模块模型，可搭建构网型逆变器完整的闭环小信号模型如图 6 所示。基于图 6 的信号流传递关系，可以推导出 ΔS_{PCC} 关于 ΔS^* 和 Δu_{PCC} 的端口特性方程：

$$\Delta S_{PCC} = G_c \Delta S^* - Y_c \Delta u_{PCC} \quad (32)$$

式中， G_c 和 Y_c 分别为

$$\begin{cases} G_c = M_{PCC} [I + G_*(T_1 + T_2)M_C]^{-1} G_* T_1 \\ Y_c = N_{PCC} - M_{PCC} [I + G_*(T_1 + T_2)M_C]^{-1} \cdot (G_* T_1 N_C + G_{PCC}) \end{cases} \quad (33)$$

基于式 (32) 中的端口特性方程，采用诺顿等效电路对构网型逆变器的端口外特性进行标准化建模：将 ΔS_{PCC} 作为等效输出电流、 Δu_{PCC} 作为等效端口电压，功率参考指令小信号 ΔS^* 作为端口激励源，对应等效受控电流源 $G_c \cdot \Delta S^*$ ， Y_c 为端口等效导纳，由此得到单台构网型逆变器的诺顿等效电路如图 7 (a) 所示。



(b) 含阻抗网络的电网

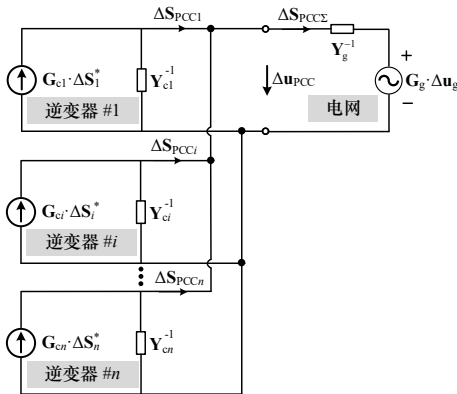


图 7 PQ- ω V 建模体系下的等效电路

2.6 多逆变器并联并网系统的 PQ- ω V 模型

并联逆变器系统通常可划分为逆变器侧和负荷侧，其中负荷侧包括电网与各类负载。对于逆变器侧而言，各逆变器均可以按照小节 2.2-2.5 所述的流程进行 PQ- ω V 端口建模，并得到如图 7 (a) 所示的诺顿等效电路；而对于负荷侧而言，不同负载的建模结果不同，因此下文以电网为例进行负荷侧的 PQ- ω V 端口建模。

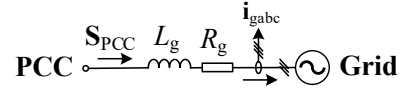


图 8 电网等效拓扑示意图

图 8 展示了含阻抗网络的电网等效拓扑， L_g 和 R_g 分别为电网电感和电网电阻。对于电网侧电气量，本文作如下定义：以 PCC 点瞬时相角为基准的 SRF 为系统 SRF，该坐标系下的变量用上标“s”表示；电网端的电压幅值-频率矢量 u_g 为 $u_g = [\omega_g, V_g]T$ ， θ_g 为电网电压矢量的瞬时相角；电网电压与 PCC 电压的稳态相角差为 $\delta_g = \theta_g - \theta_{PCC0}$ 。在系统 SRF 下，PCC 点电压矢量 $\mathbf{v}_{PCCdq}^s$ 和电网电压矢量 $\mathbf{v}_{gdq}^s$ 的表达式如式 (34) 所示。

$$\begin{cases} v_{PCCd}^s = V_{PCC}; v_{PCCq}^s = 0 \\ v_{gd}^s = V_g \cos(\theta_g - \theta_{PCC}); \\ v_{gq}^s = V_g \sin(\theta_g - \theta_{PCC}) \end{cases} \quad (34)$$

稳态下，有

$$\begin{cases} v_{PCCd0}^s = V_{PCC0}; v_{PCCq0}^s = 0 \\ v_{gd0}^s = V_{PCC0} \cos \delta_g; v_{gq0}^s = V_{g0} \sin \delta_g \end{cases} \quad (35)$$

在稳态工作点处对式 (34) 进行小信号线性化，可以得到

$$\Delta \mathbf{v}_{PCCdq}^s = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{PCC} \quad (36)$$

$$\Delta \mathbf{v}_{gdq}^s = \begin{bmatrix} -V_{g0} \sin \delta_g / s & \cos \delta_g \\ V_{g0} \cos \delta_g / s & -\sin \delta_g \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_g - \begin{bmatrix} -V_{g0} \sin \delta_g / s & 0 \\ V_{g0} \cos \delta_g / s & 0 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{PCC} \quad (37)$$

电网电流 i_{gabc} 可写为

$$L_g \frac{di_{gabc}}{dt} + R_g \cdot i_{gabc} = v_{PCCabc} - v_{gabc} \quad (38)$$

在系统 SRF 下, 式 (38) 可以转换为

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{gd}^s}{dt} + i_{gd}^s R_g - \omega^* L_g i_{gq}^s = v_{PCCd}^s - v_{gd}^s \\ L_g \frac{di_{gq}^s}{dt} + i_{gq}^s R_g + \omega^* L_g i_{gd}^s = v_{PCCq}^s - v_{gq}^s \end{cases} \quad (39)$$

在稳态工作点处对式 (39) 进行小信号线性化, 可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{Lg} \Delta \mathbf{i}_{gdq}^s &= \Delta \mathbf{v}_{PCCdq}^s - \Delta \mathbf{v}_{gdq}^s - \mathbf{K}_{\omega Lg} \Delta \mathbf{u}_{PCC} \\ \mathbf{K}_{Lg} &= \begin{bmatrix} sL_g + R_g & -\omega_0 L_g \\ \omega_0 L_g & sL_g + R_g \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{\omega Lg} = \begin{bmatrix} -L_g i_{gq0}^s \\ L_g i_{gd0}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (40)$$

由式 (35) 和 (39) 可知系统 SRF 下的稳

态电网电流值 i_{gdq0}^s 为

$$\begin{cases} i_{gd0}^s = \frac{R_g (V_{PCC0} - V_{g0} \cos \delta_g) - X_g V_{g0} \sin \delta_g}{R_g^2 + X_g^2} \\ i_{gq0}^s = \frac{-X_g (V_{PCC0} - V_{g0} \cos \delta_g) - R_g V_{g0} \sin \delta_g}{R_g^2 + X_g^2} \end{cases} \quad (41)$$

参考 2.4 节中式 (26) 的功率线性化方法, 可以得到由 PCC 流向电网的功率 $\Delta SPCC$ 计算如式 (42) 所示

$$\begin{aligned} \Delta S_{PCC} &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{PCC0} & 0 \\ 0 & -V_{PCC0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{gdq}^s \\ &+ \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_{gd0}^s & i_{gq0}^s \\ -i_{gq0}^s & i_{gd0}^s \end{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{PCCdq}^s \end{aligned} \quad (42)$$

联立式 (36)、(40) 和 (42), 化简可得电网的端口特性方程:

$$\Delta S_{PCC} = \mathbf{M}_g \Delta \mathbf{u}_{PCC} - \mathbf{N}_g \Delta \mathbf{u}_g \quad (43)$$

基于式 (43), 可以得到电网的 PQ- ω V 端口戴维南等效电路如图 7 (b) 所示, 其中 $\mathbf{Y}_g$ 和 $\mathbf{G}_g$ 可由式 (45) 推导如下

$$\mathbf{Y}_g = \mathbf{M}_g; \quad \mathbf{G}_g = \mathbf{M}_g^{-1} \mathbf{N}_g \quad (44)$$

基于单台逆变器的诺顿等效电路与电网侧的戴维南等效电路, 可搭建 n 台逆变器并联

并网系统的 PQ- ω V 端口等效电路如图 7 (c) 所示。其中逆变器按 #1 至 #n 依次编号。该等效电路将复杂的多逆变器闭环控制系统, 转换为标准的线性电路网络模型, 基于基尔霍夫电路定律即可开展系统级的稳定性分析、暂态响应预测与频率动态特性研究, 为大规模构网型逆变器并联系统的分析与设计提供了简洁高效的理论工具。

3 基于 PQ- ω V 端口模型的系统分析

3.1 稳定性分析

基于基尔霍夫电路定律, 结合图 7 (c) 所示的系统 PQ- ω V 等效电路, 可推导得到 PCC 处电压 Δu_{PCC} 及流向电网的功率 $\Delta SPCC$ 的表达式如下:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{u}_{PCC} = \mathbf{Y}_{total}^{-1} \left[\sum_{i=1}^n \mathbf{G}_{ci} \Delta \mathbf{S}_i^* + \mathbf{Y}_g \mathbf{G}_g \Delta \mathbf{u}_g \right] \\ \Delta \mathbf{S}_{PCC} = \sum_{i=1}^n \left(\mathbf{Y}_g \mathbf{Y}_{total}^{-1} \mathbf{G}_{ci} \Delta \mathbf{S}_i^* \right) - \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{Y}_{ci} \right) \mathbf{Y}_{total}^{-1} \mathbf{Y}_g \mathbf{G}_g \Delta \mathbf{u}_g \end{cases} \quad (45)$$

式中, $\mathbf{Y}_{total}$ 为系统总 PQ- ω V 端口广义

导纳, 满足 $\mathbf{Y}_{total} = \mathbf{Y}_g + \sum_{i=1}^n \mathbf{Y}_{ci}$ 。

根据控制理论, 若 Δu_{PCC} 和 $\Delta SPCC$ 中所有元素均无正实部极点, 则系统的电压与功率保持稳定。通常情况下, 若系统任一单个模块已表现出不稳定性, 则研究并联系统的稳定性便失去工程意义。因此, 假设电网阻抗与各台逆变器均稳定, 即 $\mathbf{Y}_g$ 、 $\mathbf{G}_g$ 、 $\mathbf{Y}_{ci}$ 、 $\mathbf{G}_{ci}$ ($i = 1 \sim n$) 中均不存在右半平面极点。基于式 (45), 系统的稳定性取决于系统总 PQ- ω V 端口广义导纳的逆矩阵, 该矩阵可由下式获得

$$\mathbf{Y}_{total}^{-1} = \text{adj}(\mathbf{Y}_{total}) \det^{-1}(\mathbf{Y}_{total}) \quad (46)$$

由于伴随矩阵 $\text{adj}(\mathbf{Y}_{total})$ 中不存在右平面极点, 因此系统闭环稳定的充要条件为: 总端口广义导纳的行列式 $\det(\mathbf{Y}_{total})$ 不存在右半平面零点。基于该判据, 可通过直接的零点分析或奈奎斯特稳定性分析方法判定多机并联系统的闭环稳定性。

3.2 暂态响应预测

基于本文建立的 PQ- ω V 端口等效电路模型, 可实现系统暂态响应的预测: 当电网侧状态量 (ω_g , V_g) 发生波动, 或逆变器侧功率参考指令发生变化时, 基于基尔霍夫电路定律与系统统一等效电路, 可直接解析求解系统各端口的频率、电压幅值与输出功率的时域暂态响

应特性。

例如，基于式（45）可直接求解得到 PCC 点电压幅值、频率和功率的暂态响应，量化分析电网扰动、功率指令变化对 PCC 点频率与电压动态的影响规律。同理，可推导得到各台逆变器的输出功率如式（47）所示

$$\Delta \mathbf{S}_{PCCi} = \mathbf{C}_{ii} \Delta \mathbf{S}_i^* - \sum_{j=1, j \neq i}^n (\mathbf{C}_{ji} \Delta \mathbf{S}_j^*) - \mathbf{C}_{gi} \Delta \mathbf{u}_g \quad (47)$$

式中，各系数矩阵的物理意义明确： $\mathbf{C}_{ii}$ 为自影响系数，表征第 i 台逆变器自身功率参考指令变化对其输出功率的影响，直接反映逆变器的功率跟踪特性； $\mathbf{C}_{ji}$ 为互影响系数，表征第 j 台逆变器功率指令变化对第 i 台逆变器输出功率的耦合影响，可量化多机并联场景下逆变器间的交互特性； $\mathbf{C}_{gi}$ 为电网扰动影响系数，表征电网侧电压、频率波动对逆变器输出功率的影响，反映逆变器的抗扰特性。各系数矩阵的具体表达式为：

$$\begin{cases} \mathbf{C}_{ii} = (\mathbf{I} - \mathbf{Y}_{ci} \mathbf{Y}_{total}^{-1}) \mathbf{G}_{ci}, i = 1 \sim n \\ \mathbf{C}_{ji} = \mathbf{Y}_{ci} \mathbf{Y}_{total}^{-1} \mathbf{G}_{cj}, i = 1 \sim n; j = 1 \sim n, \text{ and } j \neq i \\ \mathbf{C}_{gi} = \mathbf{Y}_{ci} \mathbf{Y}_{total}^{-1} \mathbf{Y}_g \mathbf{G}_g, i = 1 \sim n \end{cases} \quad (48)$$

4 仿真与实验验证

4.1 稳定性判断实验验证

为了进行进一步的验证，搭建了如图 9 所示的实验平台。两台并联逆变器经过各自的线路阻抗连接到公共连接点，再经过电网阻抗与电网模拟器连接。两台逆变器分别由一台 DSP（TMS320C6000）控制。

表 1 仿真及实验参数

主电路参数		
描述	符	值
滤波电感	L_f	5 mH
滤波电感等效串联电	R_f	0.2 Ω
滤波电容	C_f	5 μF
线路电感	L_c	2.3 mH
线路电阻	R_c	0.185 Ω
电网电感	L_g	6.4 mH
电网电阻	R_g	0.85 Ω
电网角频率	ω_g	$50 \times 2\pi$
电网电压幅值	V_g	141.42
直流母线电压	V_{dc}	400 V

本文首先通过实验验证了所提建模在稳定性判断上的有效性。

控制参数		
描述	符	值
逆变器 #1 有功-角频率	m_{p1}	$1.5 \times 10^{-2} \text{ rad/s/W}$
逆变器 #2 有功-角频率	m_{p2}	$1.5 \times 10^{-2} \text{ rad/s/W}$
无功-电压下垂系数	n_q	1e-3
有功功率参考值 P_0	P_0	500 W
无功功率参考值 Q_0	Q_0	0 Var
角频率参考值 ω_0	ω_0	$50 \times 2\pi$
功率环低通滤波器截	ω_{LPF}	$10 \times 2\pi$
电压控制比例增益	k_{pv}	0.02
电压控制积分增益	k_{iv}	30
电流控制比例增益	k_{pc}	0.005
电流控制积分增益	k_{ic}	0

通过调整逆变器#1 控制器的关键参数触发系统稳定状态的切换，以验证模型的稳定性预测能力。3 组算例的参数调整规则如下，其余基准参数在表 1 中给出。

- (1) 算例 1：有功功率下垂系数 m_{p1} 由 0.023 rad/s/W 变为增加到 0.026 rad/s/W。
- (2) 算例 2：功率 LPF 的截止频率 ω_{LPF1} 由 $2 \times 2\pi$ rad/s 变为 $1 \times 2\pi$ rad/s。
- (3) 算例 3：内环电压控制比例增益 k_{iv1} 由 45 变为 60。

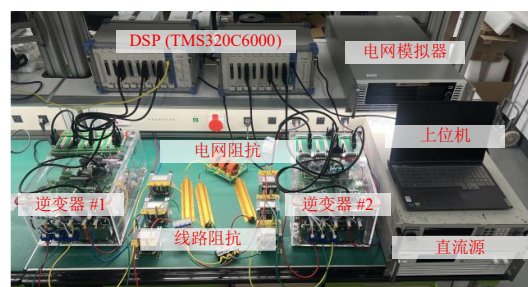


图 9 实验硬件设置

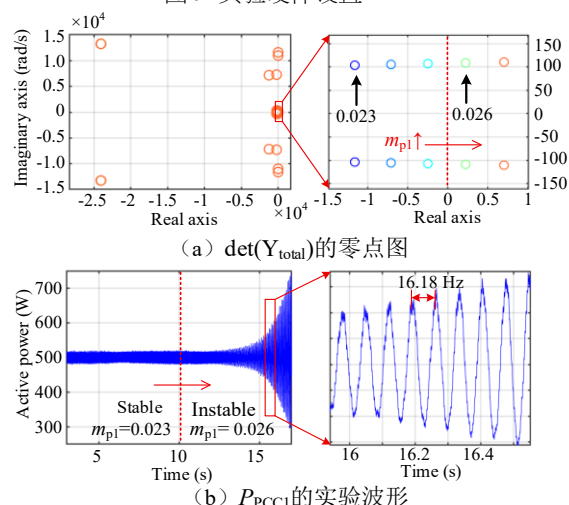


图 10 算例 1：有功下垂系数变化时稳定性的模型预测及实验验证

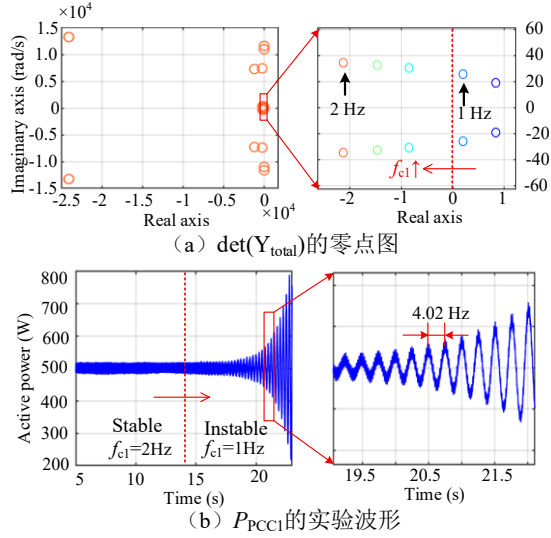


图 11 算例 2：功率环低通滤波器截止频率变化时稳定性的模型预测及实验验证

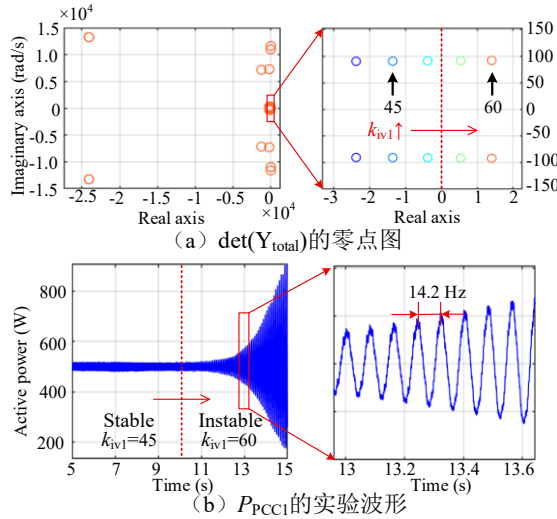


图 12 算例 3：电压控制积分增益变化时稳定性的模型预测及实验验证

3 组算例的稳定性理论预测结果与实验验证结果分别展示在图 10、图 11 与图 12 中：其中图 (a) 为基于本文 PQ- ω V 端口模型计算得到的系统总广义导纳行列式 $\det(Y_{total})$ 零点分布图，对应 3.1 节提出的系统稳定性判据；图 (b) 为对应工况下逆变器#1 输出有功功率的实测时域波形。

从图 10 (a)、图 11 (a) 和图 12 (a) 的零点分布结果可以看出，3 组算例在参数调整后，系统总广义导纳行列式 $\det(Y_{total})$ 均出现右半平面零点，根据本文提出的稳定性判据，系统将由稳定状态转为失稳状态；对应地，从图 10 (b)、图 11 (b) 和图 12 (b) 的实验波形可以看出，参数调整后逆变器输出有功功率

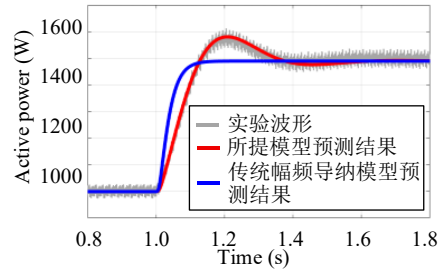
均出现明显的持续振荡，理论稳定性判据的预测结果与实验实测结果完全吻合。同时，右半平面零点的虚部数值与实验实测的功率振荡频率基本一致，进一步验证了本文所提模型不仅可实现系统稳定性的准确判定，还能精确刻画系统的振荡频率特性。

4.2 暂态响应预测实验验证

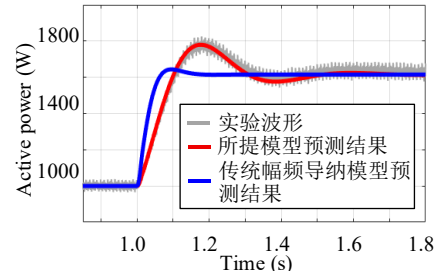
本文 3.2 节基于所提精确 PQ- ω V 端口模型，实现了系统暂态响应的解析化预测，本节通过实验验证所提模型对系统功率暂态响应的预测精度，同时进一步验证完整控制环动态建模相对简化模型的优越性。

实验系统的主电路拓扑、基准控制参数与 4.1 节保持一致，详见表 1，两台逆变器的有功功率下垂系数统一设置为 $mp1 = mp2 = 1 \times 10^{-3} \text{ rad/s/W}$ ，功率参考值的初始值设置为 1000 W。本文设计两组新能源并网系统的典型扰动工况，分别验证模型对逆变器主动扰动、电网侧被动扰动的暂态响应预测能力：

- (1) 工况 1：功率参考指令阶跃扰动：保持其他参数不变，将逆变器#1 的有功功率参考值由 1000 W 阶跃升至 1500 W，模拟新能源电站出力波动的典型场景；
- (2) 工况 2：电网频率阶跃扰动：保持其他参数不变，通过电网模拟器将电网额定频率由 50 Hz 阶跃降至 49.7 Hz，模拟大电网频率波动的典型场景。



(a) 逆变器#1 的有功功率参考变化 (1000W到1500W)



(b) 电网频率变化 (50Hz到49.7Hz)

图 13 功率响应动态的实验结果与模型预测两组工况下，逆变器#1 输出有功功率

PPCC1 的暂态响应波形、本文所提模型的预测结果, 以及简化 PQ- ω V 模型的预测结果, 分别展示在图 13 (a) 与图 13 (b) 中。

从实验结果可以看出, 无论是逆变器侧的功率指令扰动, 还是电网侧的频率扰动, 本文所提精确 PQ- ω V 端口模型的预测结果, 均与实验实测的功率暂态波形实现了高精度匹配, 可准确刻画系统的功率跟踪速度、超调量与稳态特性, 充分验证了本文所提模型对系统暂态响应的预测能力。同时, 未考虑电压电流双闭环控制、LC 滤波器动态与 PWM 数字延时的 PQ- ω V 端口模型, 其预测结果与实测波形存在明显的偏差, 无法准确刻画系统的中低频暂态响应特性, 进一步证明了对必要电磁动态特性进行建模的必要性与优越性。

5 结论

本文针对构网型逆变器并联系统, 提出了一种精确的 PQ- ω V 端口建模方法。该方法在系统统一同步参考坐标系下, 综合考虑功率控制、电压电流双闭环控制、LC 滤波器、PWM 调制与线路阻抗的全部电磁动态特性, 解决了现有 PQ- ω V 简化模型因忽略内环与主电路动态、及其与功率环的耦合效应, 导致的建模精度不足、稳定性判定易出现偏差的核心问题。本文采用分层建模策略, 依次建立单台逆变器的功率控制、内环动态与线路动态子模块模型, 整合得到单机 PQ- ω V 端口诺顿等效电路, 并进一步拓展构建了多机并联系统的统一等效电路模型。在此基础上, 推导了基于系统总广义导纳行列式右半平面零点的闭环稳定性判据, 实现了系统暂态响应的解析化预测。物理实验结果表明: 所提稳定性判据能准确判定系统失稳边界并预测振荡频率, 暂态响应预测结果与实测波形高度吻合, 相较传统简化模型具备显著的精度优势。本文所提方法为高比例构网型变换器接入的电力系统稳定性分析与动态特性优化提供了有效的理论工具。

参考文献

- 1 K. Yu, Q. Ai, S. Wang, J. Ni, T. Lv. Analysis and Optimization of Droop Controller for Microgrid System Based on Small-Signal Dynamic Model. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016:695~705.
- 2 J. Yu, S. Wang, Z. Liu, J. Li, J. Liu, J. Shang. Accurate Small-Signal Terminal Characteristic Model and SISO Stability Analysis Approach for Parallel Grid-Forming Inverters in Islanded Microgrids. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023:6597~6612.
- 3 W. Wu, et al. Sequence-Impedance-Based Stability

Comparison Between VSGs and Traditional Grid-Connected Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019:46~52.

- 4 张平, 蔡环宇, 石健将, 等. 应用 P/ ω (Q/E)“导纳”的逆变器并联系统稳定性分析方法. 北京: 中国电机工程学报出版. 2016, 36 (9):2486~2493
- 5 B. Qin, Y. Xu, C. Yuan, J. Jia. A Unified Method of Frequency Oscillation Characteristic Analysis for Multi-VSG Grid-Connected System. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022:279~289.
- 6 J. Jia, X. Yan, B. Qin, B. Zhang. Modeling and Analysis of the Torque-Frequency Dynamics for Multi-VSC Parallel System Based on the Equivalent Admittance. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022:3597~3607.
- 7 S. Fu, Y. Sun, J. Lin, S. Chen, M. Su. P/Q- ω /V Admittance Modeling and Oscillation Analysis for Multi-VSG Grid-Connected System. IEEE Transactions on Power Systems, 2023:5849~5859.
- 8 T. Zhao, X. Li, J. Wang, J. Ding, X. Wu. Synchronous Frequency Resonance Stability of VSG Grid-Connected Systems Based on [P Q]-[ω U] Admittance Model. 2024 14th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES), 2024:11~17.
- 9 S. Fu, Y. Sun, X. Hou, S. Chen, G. Shi, M. Su. A General [P Q]-[ω V] Model of Hybrid GFM/GFL Multi-VSC Systems: Power Oscillation Analysis and Suppression Method. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2024:1362~1375.
- 10 Z. Zhao, R. An, Z. Huang, B. Shen, H. Zhou and J. Liu. Accurate PQ- ω V Admittance Model for Parallel VSC Systems. 2025 IEEE 3rd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS), 2025:864~869.
- 11 F. de Bosio, L. A. de Souza Ribeiro, F. D. Freijedo, M. Pastorelli, J. M. Guerrero. Effect of State Feedback Coupling and System Delays on the Transient Performance of Stand-Alone VSI With LC Output Filter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016:4909~4918.

作者简介

赵子文: 男, 2001 年 1 月生, 博士生。研究方向为新能源三相逆变器的建模与控制。

安荣汇: 男, 1995 年 2 月生, 助理教授。研究方向为多变流器协调控制、新能源并网接入方法及微电网柔性切换技术。

基于 MATLAB-COMSOL 协同的高频变压器 电磁参数高效评估方法

Efficient Electromagnetic Parameter Evaluation for High-Frequency Transformers
Using MATLAB-COMSOL Collaboration

浙江大学 李楚杉 Email: chushan@intl.zju.edu.cn

摘要：高频变压器（HFT）作为中压固态变压器（SST）的核心部件，在其设计初期电感、损耗等电磁参数高效且准确的评估具有重要意义。然而，现有基于有限元或解析法的变压器电磁参数评估方法，难以同时兼顾计算效率与精度，且各参量求解过程繁琐且割裂。为此，本文提出了一种基于 MATLAB-COMSOL 协同仿真的方法，该方法采用双二维法简化三维计算，实现变压器三维磁通分布快速提取。在此基础上，融合解析模型实现漏感、损耗等参数精确求解。并进一步通过 15 kW/50 kHz 变压器样机实测，验证了所提模型的有效性。最后，建立了一个高效且完整的电磁参数评估流程，通过 MATLAB 脚本实现 COMSOL 仿真的自动化和数据交换，可用于变压器设计方案的快速验证与局部精细化寻优。

Abstract: As the key component of solid-state transformers (SST), high-frequency transformers (HFT) require efficient and accurate early-stage evaluation of electromagnetic parameters such as leakage inductance and losses. Traditional methods based on finite element analysis or analytical methods cannot achieve both high efficiency and high precision in design simultaneously, and their parameter extraction process is segmental and time-consuming. This paper presents a MATLAB-COMSOL co-simulation framework using the Double 2D method to reconstruct the 3D magnetic flux distribution efficiently. Combined with embedded analytical models, the framework enables accurate calculation of leakage inductance and various losses. Experimental results from a 15 kW / 50 kHz prototype validate the models. An automated workflow is developed to streamline simulation control and data exchange, facilitating rapid design iteration and localized optimization.

关键词：涡流损耗，有限元分析，高频变压器，漏感

Keywords: Eddy current losses, finite element analysis, high-frequency transformers, leakage inductance.

1 引言

固态变压器（SST）凭借其轻量化、高功率密度、多端口互联及智能可控等优势，已成为高速牵引[1]、超级充电[2]和智能电网[3]领域的关键设备。高频变压器作为 SST 系统中实现电气隔离与功率传输的核心部件，其电感参数和损耗特性将对 SST 系统的整体性能产生直接影响。为在设计阶段实现对 SST 系统性能的有效验证与优化，必须对高频变压器的漏感、损耗等关键电磁参数进行高效、高精度的计算分析。

高频变压器的设计通常采用面积乘积（AP）法，该方法流程简单，能够实现变压器设计方案的快速确定[4]。变压器初步设计方案确定后，通常采用数值有限元方法（FEM）对漏感和损耗等关键电磁参数进行评估。此外，基于变压器解析模型的多目标优化设计方法近年来得到越来越广泛应用[5-6]，该方法能够实现数千次设计方案的快速求解，以获取满足设计约束的帕累托最优解集，从而进一步敲定适合特定应用场景的高频变压器方案。然而，由于变压器解析模型的建立过程包含诸多假设，通过多目标优化获得的设计方案仍需采用有限元模型进行最终验证。由此可见，无论是采用 AP 法还是多目标优化方法，在设计方案确定后都必须通过数值有限元模型来验证漏

感、损耗等关键参数，这一验证环节不可或缺。

然而，HFT 电磁参数的评估面临诸多挑战。首先，各类参数的评估流程往往相互割裂。在实际应用中，每一个参数通常都需要重复进行建模、边界条件设定以及后处理过程，这极大地降低了整体效率。其次，为了保证较高的精度，现有方法高度依赖计算量巨大的三维有限元模型，从而带来难以接受的时间与计算资源成本。在迭代设计阶段，这一问题尤为突出，因为这种低效的评估流程需反复执行，严重制约了设计方案的快速迭代优化。

除参数评估效率外，绕组建模同样面临挑战。HFT 绕组通常采用由成千上万根相互绝缘且换位绞合的细导线构成的利兹线，其复杂的三维结构几乎无法完整建模。即便强行建立完整模型，导线尺度的网格划分要求也常常导致求解过程难以收敛。因此，采用利兹线绕组的变压器损耗评估主要依赖解析模型 [6-8]。然而随着工作频率的不断提升，非正弦激励下的绕组损耗评估面临新的技术瓶颈：一方面，高频方波等激励信号具有高基波和宽频谱特性，使得宽频域损耗计算精度难以保证；另一方面，高功率密度设计导致的磁芯-绕组结构复杂化，叠加绝缘距离的影响，使得磁场分布的边缘效应显著增强，传统解析模型基于的均匀化假设不再适用，计算精度明显下降。

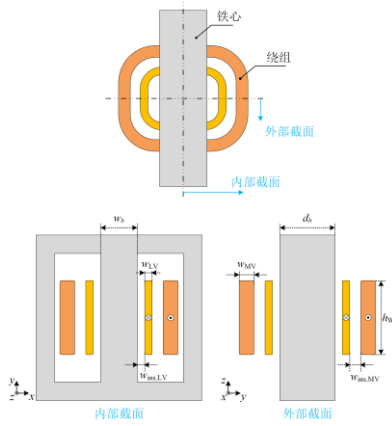


图 1 双二维法 (D2D) 示意图

针对上述挑战, 本文提出了一种基于 MATLAB-COMSOL 协同仿真的电磁参数综合评估方法。首先, 构建了双二维 (Double 2D) 有限元模型, 通过两个耦合的二维截面将三维问题降维处理, 从而实现对变压器三维磁场与能量分布的快速获取。在此基础上, 结合解析模型, 可对漏感、交流电阻及各类损耗进行精确计算。将预测结果与变压器样机的实测数据进行对比, 验证了所提模型在电磁参数评估中的有效性。最后, 通过 MATLAB 脚本实现 COMSOL 仿真流程的自动化控制, 构建了完整的变压器电磁参数评估体系, 充分利用了参数间的关联关系。该评估流程既可用于变压器设计方案的快速评估, 也可用于基于解析模型的变压器全局粗优化设计后的进一步精细化寻优。

2 双二维法

虽然三维 FEM 能够提供较高的求解精度, 但其高昂的计算时间使得快速迭代难以实现。因此, 在实际应用中更常采用二维 FEM。然而, 尽管 2D FEM 被广泛应用, 传统二维模型无法捕捉关键的三维磁通分布效应。最基础的二维仿真通常仅建立如图 1 所示的铁芯内部截面模型, 并假设绕铁芯中心轴对称。然而, 该方法完全忽略了三维效应, 而已有研究表明, 这些效应至关重要 [9]。

因此, 本文采用 Double 2D (D2D) 方法, 将铁芯内部截面模型与外部截面模型的仿真结果相结合, 以表征磁通分布的三维效应。在 D2D 方法中, 模型深度根据绕组平均匝长 (MTL) 进行定义, 其表达式为:

$$MTL = 2(w_b + d_b) + \pi(w_{ins,LV} + w_{LV} + w_{ins,MV} + w_{MV}) \quad (1)$$

其中, 所有几何参数均标注于图 1。对于铁芯内部截面, 其模型深度 d_{int} 由内部绕组的 MTL 确定。

$$d_{int} = d_b \quad (2)$$

表征铁芯外部截面的模型深度 d_{ext} 则定义为:

$$d_{ext} = \frac{1}{2}(MTL - 2d_{int}) \quad (3)$$

基于铁芯内、外部截面的两次二维有限元仿真, 该方法将三维模型中的电磁场能量计算转化为两个二维截面的叠加, 在几乎不损失精度的前提下, 显著降低了计算复杂度与求解时长, 第三节中对其求解效率及求解精度进行了对比验证。

3 电磁参数评估

3.1 漏感及励磁电感

对于双绕组变压器, 其电感参数通常由原边绕组自感 L_1 、副边绕组自感 L_2 、原副边绕组间互感 M 来表征。由能量法可知, 通过对原边绕组施加已知电流 I_{pri} , 同时保持副边绕组电流 I_{sec} 为零, 在整个求解域 S 上对平均磁能密度 dW_μ 进行积分, 即可求解获得原边绕组自感 L_1 :

$$W_\mu = \frac{1}{4} \int_S \Re[B \cdot H^*] dS \quad (4)$$

$$L_1 = \frac{4W_\mu}{I_{pri}^2}, \quad I_{sec} = 0 \quad (5)$$

其中, $\Re(\bullet)$ 表示参数的实部; B 和 H 分别为磁感应强度和磁场强度, 可由 D2D 提取获得。副边绕组自感 L_2 的求解方法类似, 此处不再赘述。对于原、副边绕组之间的互感 M , 可通过对原、副边绕组同时施加已知电流 I_1 和 I_2 , 然后根据恒等式(6)求得。

$$W_\mu = \frac{1}{4} L_1 I_{pri}^2 + \frac{1}{4} L_2 I_{sec}^2 + \frac{1}{2} M I_{pri} I_{sec} \quad (6)$$

在获得 HFT 的电感矩阵后, 基于变压器模型与耦合电感模型之间的等效关系, 漏感与励磁电感可表示为:

其中, L_m 表示变压器的励磁电感; N_1 和 N_2 分别为原边和副边的匝数; L_{l1} 和 L_{l2} 分别为原边和副边的漏感。

表 1 3D FEM 和 D2D FEM 的求解耗时对比

求解方法	计算耗时(s)
3D FEM	~1000
Double 2D FEM	~10

$$\begin{aligned}
L_m &= n \cdot M \\
n &= N_1 / N_2 \\
L_{l1} &= L_1 - L_m \\
L_{l2} &= L_2 - L_m / n^2
\end{aligned} \quad (7)$$

表 I 给出了 3D FEM 与 D2D FEM 单次求解时间的对比。D2D FEM 每次仿真仅需约 10 s, 而 3D FEM 则约需 1000 s, 计算耗时增加近百倍。表 II 进一步比较了两种方法在宽频范围内得到的电感矩阵结果。可见, 在宽频段内, D2D FEM 相对于 3D FEM 的最大偏差小于 6%, 表明其在计算效率与数值精度之间取得了良好的平衡。

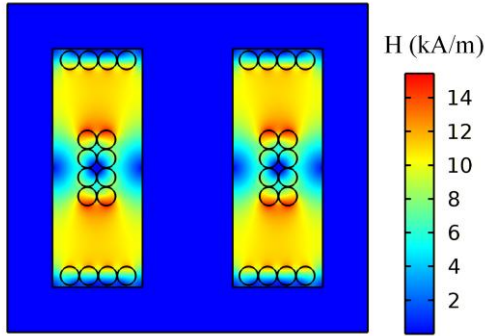


图 2 铁心窗口中的漏磁场分布

3.2 铁心损耗

已有研究表明, 在不引入额外参数的情况下, 与其他改进的 Steinmetz 方程相比, IGSE (改进的广义 Steinmetz 方程) 具有最高的计算精度 [5-6][10]。因此, 本文采用 IGSE 模型对磁芯损耗进行计算。对于施加于 HFT 的变占空比方波激励, IGSE 可简化表示为:

$$P_{cv} = V_c \cdot 2^{\alpha+\beta} k_i f^\alpha B_m^\beta D^{1-\alpha} \quad (8)$$

$$k_i = \frac{K}{2^{\beta-1} \pi^{\alpha-1} \left(0.2762 + \frac{1.7061}{\alpha+1.354} \right)} \quad (9)$$

其中, V_c 是磁芯的体积; K 、 α 和 β 是 Steinmetz 系数, 由材料数据手册获得; B_m 表示变压器铁心内最大工作磁密; D 是占空比。

表 2 3D FEM 和 D2D FEM 的求解精度对比

频率	D2D FEM	3D FEM	误差
20kHz	$L_{l1}=16.700\text{mH}$	$L_{l1}=16.851\text{mH}$	0.90%
	$L_{l2}=4.186\text{mH}$	$L_{l2}=4.215\text{mH}$	0.69%
	$M=8.345\text{mH}$	$M=8.414\text{mH}$	0.82%
2000kHz	$L_{l1}=7.900\text{mH}$	$L_{l1}=8.177\text{mH}$	3.30%
	$L_{l2}=1.985\text{mH}$	$L_{l2}=2.047\text{mH}$	3.03%
	$M=3.943\text{mH}$	$M=4.077\text{mH}$	3.30%
9900kHz	$L_{l1}=0.371\text{mH}$	$L_{l1}=0.394\text{mH}$	5.90%
	$L_{l2}=0.101\text{mH}$	$L_{l2}=0.100\text{mH}$	1.02%
	$M=0.180\text{mH}$	$M=0.187\text{mH}$	3.74%

3.3 绕组损耗

基于通过 D2D FEM 获得的铁心窗口中漏磁场分布, 如图 2 所示, 并假设利兹线中每一根导线内部磁场均匀且不存在导线间涡流, 可逐匝计算各匝的平均漏磁场强度。随后, 采用平方场导数 (SFD) 方法计算利兹线束在第 k 次谐波下的邻近效应涡流损耗 [10]:

$$P_{\text{eddy},k} = \sum_{i=1}^{N_1+N_2} \frac{\mu_0^2 \pi n_s l_i d_s^4}{64 \rho_c} \left\langle \left(\frac{dH}{dt} \right)^2 \right\rangle_i \quad (10)$$

其中, i 表示绕组的第 i 匝; n_s 为利兹线的股数; l_i 为第 i 匝的长度; d_s 为单股导线直径; ρ_c 为铜的电阻率; μ_0 为真空磁导率; $\langle \cdot \rangle_i$ 表示对第 i 匝的空间平均, $\bar{\cdot}$ 表示时间平均。

由高频涡流效应引起的第 k 次谐波附加涡流电阻可表示为:

$$R_{\text{eddy},k} = P_{\text{eddy},k} / I_{\text{rms}}^2 \quad (11)$$

其中, I_{rms} 表示激励漏磁场的电流有效值。HFT 绕组的直流电阻可由式 (12) 直接得到。

$$R_{dc} = \sum_{i=1}^{N_1+N_2} \frac{4 \rho_c l_i}{\pi N_s d_s^2} \quad (12)$$

因此, 基于式(10)-(12), 可以计算各次谐波下的绕组交流电阻, 进而通过对所有谐波的绕组损耗进行求和, 得到 HFT 的总绕组损耗。

$$R_{ac,k} = R_{\text{eddy},k} + R_{dc} \quad (13)$$

$$P_{\text{winding}} = \sum_{k=1}^{\infty} I_{\text{rms},k}^2 \cdot R_{ac,k} \quad (14)$$

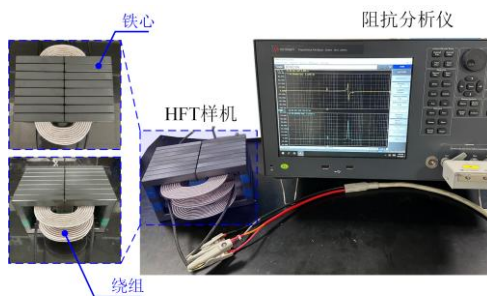


图3 变压器电磁参数测试系统

3.4 实验验证

为验证所提出电磁参数模型的准确性,本文设计并制作了一台 15 kW/50 kHz 的高频变压器样机,如图 3 所示。该样机采用 EE 型磁芯和三明治式绕组结构,总匝比为 2:1。

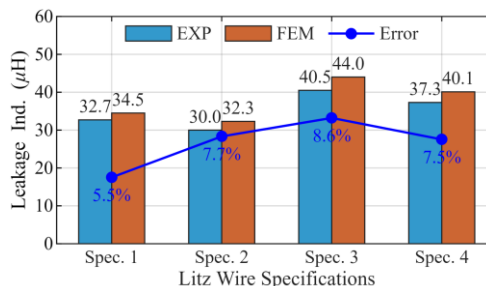


图4 变压器漏感值实测与预测的对比

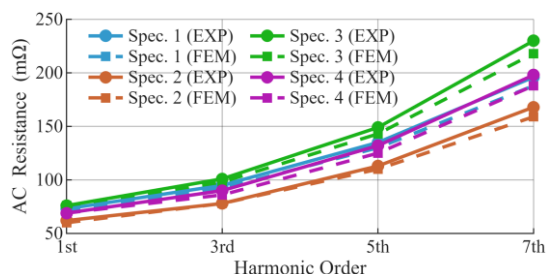


图5 变压器交流电阻值实测与预测的对比

为简化分析,未进行绝缘浇注处理,因为其对电感和损耗的影响可以忽略不计。为全面评估模型性能,设计了四种利兹线绕组方案:(i) 和 (ii) 采用 16:8 匝比,分别使用 0.05 mm*2000 和 0.05 mm*2300 的利兹线;(iii) 和 (iv) 采用 18:9 匝比,并使用相同的两种利兹线规格。

实验测试系统如图 3 所示。采用 Keysight E4990A 高精度阻抗分析仪对 HFT 的漏感以及各次谐波下的绕组交流电阻进行测量。图 4 对比了实测漏感与所提出模型的预测结果。两者具有良好的一致性,但所提模型对漏感略有高估,总体误差在 9% 以内。该

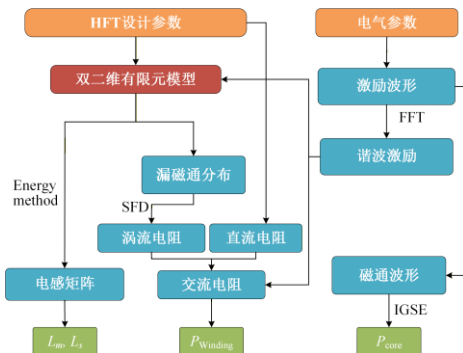


图6 变压器电磁参数评估流程

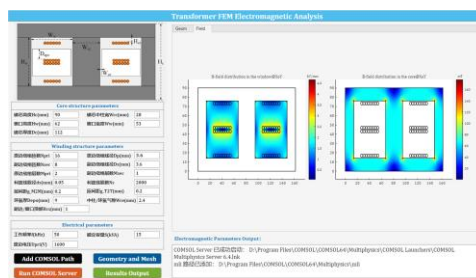


图7 本文开发的基于 MATLAB 的 GUI 界面

偏差主要来源于模型与实际结构之间的几何差异。具体而言,D2D 有限元方法未考虑绕组在铁心内部与外部截面过渡处的曲率效应。

交流电阻直接反映绕组损耗。如图 5 所示,将所提出模型预测的各次谐波下的交流电阻与实测结果进行了对比。测量值整体略有高估,且偏差随谐波阶次的增加而增大。造成这一趋势的原因主要有两方面:一是利兹线绞合与换位工艺引入的附加电阻未被模型充分考虑;二是在高次谐波下,对集肤效应的简化处理放大了误差。尽管如此,即使在第七次谐波处,误差仍控制在 10% 以内,且该谐波的激励幅值较小,对总损耗的影响有限。

4 电磁参数评估流程

在已建立的电感与损耗建模方法基础上,构建了一个完整的高频变压器电磁参数评估框架,如图 6 所示。该流程分为四个阶段:参数初始化、D2D 有限元模型构建、电磁特性计算以及结果提取。输入阶段涵盖变压器的几何参数及系统级电气参数,包括磁芯尺寸、利兹线规格、绕组匝数、变换器拓扑以及工作额定值等。有关 D2D 有限元实现及参数推导的技术细节详见第三节。

该评估框架将 D2D 有限元模型与解析方法相结合,在保证高精度的同时显著降低计

算开销。通过充分挖掘各参数之间的关联性,该方法能够在初步设计阶段实现快速验证与迭代优化。此外,该流程还支持在基于解析模型的全局粗优化之后进行局部精细调优,从而获得针对具体应用场景的全局最优设计。

在实际实现中,采用了 COMSOL 的 LiveLink for MATLAB 接口。为简化设计流程,开发了专用的图形用户界面(GUI),如图7所示。通过该界面,参数化脚本可动态更新变压器几何结构、材料属性及边界条件,使用户能够以最少的人工干预实现不同工况下的批量自动仿真。随后,通过 LiveLink 接口提取场量数据,并结合解析模型计算各项性能指标。最终,该 GUI 提供了一个集中化平台,用于输出关键设计参数——如漏感/励磁电感以及磁芯/绕组损耗,从而实现一种高效、可靠的工具化设计方法。

5 结论

在高频变压器(HFT)的初始设计阶段,对电感和损耗等关键电磁参数进行高效且精确的评估,对于变换器性能的验证与优化至关重要。然而,现有方法往往难以在计算效率与精度之间取得平衡。为此,本文提出了一种 Double 2D (D2D) 方法,将复杂的三维电磁问题简化为耦合的二维问题。通过将有限元模型与解析方法相结合,在相比传统三维有限元方法仿真速度提升近百倍的同时,实现了关键参数的高精度求解。

基于高频变压器原型的实验结果表明,所提出模型在漏感和功率损耗预测方面的误差均控制在 10% 以内,验证了模型的准确性。在此基础上,构建了一套完整的自动化评估流程,利用基于 MATLAB 的脚本实现与 COMSOL 仿真的无缝连接及数据交互。此外,该流程被封装为图形用户界面(GUI),形成实用的设计工具。该集成平台显著加快了设计迭代过程,并支持精细化优化,为高性能高频变压器的开发提供了一种高效可靠的解决方案。

参考文献

- 1 Zhao C, Dujic D, Mester A, et al. Power electronic traction transformer—Medium voltage prototype[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(7): 3257-3268.
- 2 Tu H, Feng H, Srdic S, et al. Extreme fast charging of electric vehicles: A technology overview[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(4): 861-878.
- 3 Huang A Q. Medium-voltage solid-state transformer: Technology for a smarter and resilient grid[J]. IEEE

- Industrial Electronics Magazine, 2016, 10(3): 29-42.
- 4 Hurley W G, Wölfle W H. Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications[M]. John Wiley & Sons, 2013.
- 5 Bahmani M A, Thiringer T, Kharezy M. Design methodology and optimization of a medium-frequency transformer for high-power DC-DC applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4225-4233.
- 6 Wan Z, Li Y, Wang H, et al. Optimization design of high-frequency matrix transformer for solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12384-12396.
- 7 Tourkhani F, Viarouge P. Accurate analytical model of winding losses in round Litz wire windings[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2002, 37(1): 538-543.
- 8 Guillod T, Huber J, Krismer F, et al. Litz wire losses: Effects of twisting imperfections[C]//2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). IEEE, 2017: 1-8.
- 9 Kladas A G, Papadopoulos M P, Tegopoulos J A. Leakage flux and force calculation on power transformer windings under short-circuit: 2D and 3D models based on the theory of images and the finite element method compared to measurements[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 30(5): 3487-3490.
- 10 Li Z, Hsieh E, Li Q, et al. High-frequency transformer design with medium-voltage insulation for resonant converter in solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 9917-9932.

作者简介

李楚杉:男,1986年生,博士,研究员。研究方向为中压大容量变换技术。

48V 转 1V/750A 零电压开关母线降压变换器

A Multi-ZVS-Bus Buck Converter for 750 A 48 V/ 1 V Application

浙江大学 吴彦青 Email: licht@zju.edu.cn

浙江大学 陈烨楠 Email: yenanc@zju.edu.cn

浙江大学 徐德鸿 Email: xdh.edu.cn

摘要：本文提出了一种具有零电压开关（ZVS）总线的准单级多相降压拓扑。一个开关电容（SC）级将输入电压分割为 12 个开关中间电压母线，并集成了一个谐振 LC 网络来控制每条总线电压的变化速率，从而通过 ZVS 消除 SC 级的开关损耗。每条 ZVS 总线为后续的降压级供电，该降压级采用 DrMOS 实现，并从约 4V 的有效输入电压工作。本文介绍了所提拓扑的工作原理以及谐振 LC 网络的设计。构建并测试了一个 12-ZVS 母线、12 相、48V 转 1V/750A、功率密度为 1025W/in³ 的样机。该样机在每相 11.7A 时实现了 93.5% 的峰值效率，在每相 62.5A 满载时实现了 81.4% 的效率。

Abstract: This paper proposes a quasi single-stage multiphase Buck topology with Zero-Voltage-Switching (ZVS) buses. A Switched-Capacitor (SC) stage splits the input voltage into 12 switched intermediate voltage buses, and an integrated resonant LC network is added to control the slew rate of each bus voltage and eliminate the switching loss of the SC stage with ZVS. Each ZVS bus supplies a subsequent Buck stage, implemented with DrMOS and operating from an effective input voltage of approximately 4 V. The operation principle of the proposed topology and design of the resonant LC network is introduced. A 12-ZVS-Bus 12-Phase 48-V to 1-V / 750-A prototype with a 1025 W/in³ power density is built and tested. It achieves a 93.5% peak efficiency at 11.7 A per phase and a 81.4% full-load efficiency at 62.5 A per phase.

关键词：混合开关电容；负载点电源变换器；零电压开关；数据中心

Keywords: hybrid switched capacitor; voltage regulator module; zero voltage switching; data center

1 引言

高峰值电流是现代计算处理器的典型特征。然而，传统的 48V 中间总线变换器——例如 LLC 谐振拓扑和带有电感器或自耦变压器的混合开关电容（HSC）变换器[1-4]——依赖于磁性元件，使其在高峰值电流条件下易受磁通饱和影响。近期研究也表明，混合开关电容（HSC）变换器可作为高效的电压调节器，降低器件额定值和开关损耗[5,6]。SC 级无需磁性元件，因此不会在高峰值电流下出现饱和问题。

通过消除冗余开关[7,8]，进一步集成前端非调压级与调压级，可实现准单级 HSC 方案。这种集成消除了对大容量中间母线去耦电容的需求，并使所有开关同步工作于相同频率。然而，换流回路中元件密度的增加会提升寄生电感，可能加剧器件应力和损耗，特别是在高频运行时。部分准单级拓扑已实现前端开关的零电流开关（ZCS）[9,10]。尽管如此，这些 ZCS 开关仍因其输出电容（COSS）放电而产生显著电荷分配损耗[9]，导致轻载条件下效率偏低。

为应对此局限，文献中已提出多种可实现 ZVS 的方案。文献[11]在 DR-HSC 中引入谐振电感以实现 ZVS。然而，由于 12V 总线的高伏秒积，其电感体积相对较大，不利于提升变换器功率密度。文献[2,12]中的拓扑通过串联谐振电感与谐振电容实现 ZVS 软开关。但将

电感直接集成于主功率路径会增加回路阻抗，加重导通损耗，尤其在重载条件下。文献[13]提出了一种带并联 LC 软开关网络的谐振 HSC 拓扑。该 LC 网络的软开关电流与主功率电流解耦，因此不受负载变化影响，且不会向主功率回路引入额外阻抗。但此方案需要较多附加元件以实现 ZVS。

本文提出一种新颖的准单级 48V 至 1V Multi-ZVS-Bus (MVB) Buck 拓扑。SC 级器件的 ZVS 主要通过集成并联谐振 LC 网络实现。每条开关母线的谐振元件数量仅为 2 个且无需大型无源元件，采用共享谐振电感为所有 ZVS 母线提供 ZVS 电流，因此谐振网络不会占用过多空间。本文还详细阐述了 LC 网络的工作模式分析与设计优化。构建并测试了一款 12-ZVS 母线、12 相、48V 至 1V 的 MVB-Buck 样机。该样机在每相 11.7A 时实现 93.5% 的峰值效率，在每相 62.5A 满载时实现 81.4% 的效率，功率密度达 1025W/in³。

2 MVB-Buck 的工作原理

如图 1 所示，所提出的 48V 至 1V、12-ZVS 母线、12 相 MVB-Buck (Multi-ZVS-Bus Buck) 变换器的电路拓扑由 SC 级、集成谐振 LC 网络和 Buck 级组成：

- SC 级由 12 对开关（Qa 和 Qb）和 11 个飞跨电容（Cf）构成。SC 级总共产生 12 个中间 ZVS 母线（VX）：前 11 个母线位于飞跨电容的负端（也是开关 Qb

的漏极节点), 便于连接后级 Buck; 最后一个母线位于 Qa12 的源极节点 (也是开关 Qb12 的漏极节点)。

● 谐振 LC 网络由充电限制电感(L_I)、共享谐振电感(L_r)以及每个 ZVS 母线的谐振电容(C_r)组成。通过调节 LC 的谐振频率, SC 级开关器件可在 PWM 信号死区期间实现

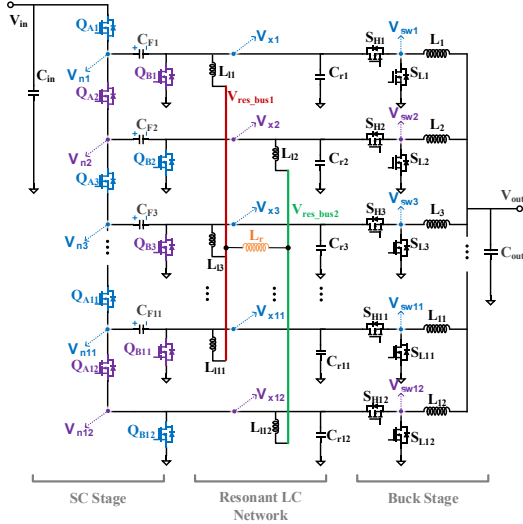


图 1 MZB-Buck 拓扑

ZVS。添加小电感 L_I 可避免不同 ZVS 母线间的电荷分配损耗。

Buck 级由 12 个单相 Buck 变换器构成, 每个变换器连接至 1 条 ZVS 母线, 并与 SC 级开关工作于相同的开关频率。

中间 ZVS 母线无需大容量去耦电容, 因此该变换器成为一种准单级解决方案, 所有开关工作频率相同。

栅极驱动信号与稳态工作波形如图 2 所示, 对应的 12-ZVS 母线、12 相变换器半个开关周期工作状态如图 3 所示。SC 级由一对 180° 相移、占空比小于 50% 的栅极驱动信号控制, 而谐振模式发生在 SC 级 PWM 信号的死区期间:

[t₀-t₁]: SC 级处于死区阶段, 所有 SC 级开关关断。L_r 与所有 C_r 及 C_{oss} 参与谐振, 对应母线电压 V_{x1}、V_{x3}...V_{x11} 逐渐下降至 0, 而 V_{x2}、V_{x4}...V_{x12} 逐渐上升至高电平。

[t₁-t₃]: 谐振过程在 t₁ 时刻完成, 母线 V_{x1}、V_{x3}...V_{x11} 通过体二极管被钳位至接近 0, 而 V_{x2}、V_{x4}...V_{x12} 通过大容量飞跨电容被钳位至高电平。L_r 电流开始下降。随后, 在 t₂ 之后, SC 开关 Qa1、Qa3...Qa11 和 Qb2、Qb4...Qb12 导通, 此时 V_{x1}、V_{x3}...V_{x11} 被

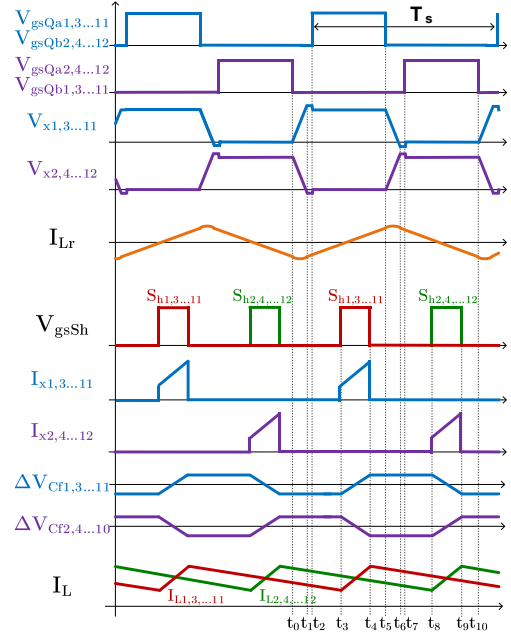


图 2 所提出的 MZB-Buck 电路的关键工作波形

直接钳位至 0。

[t₃-t₄]: 高侧 Buck 开关 Sh1、Sh3...Sh11 从 t₃ 到 t₄ 期间导通, 为 Buck 级提供功率。

[t₄-t₅]: 高侧 Buck 开关 Sh1、Sh3...Sh11 关断。此时工作状态与[t₁-t₃]类似, 但 L_r 电流方向反转。

另外半个周期的工作状态类似 t₀ 到 t₅。

3 MZB-Buck 的 LC 谐振网络设计

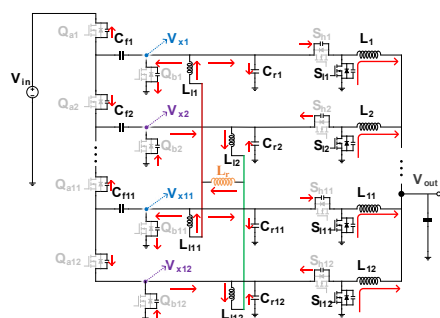
3.2 MZB-Buck 的 LC 谐振网络设计

以[t₀-t₁]谐振模式为例, 等效谐振 LC 网络可表示为图 4。由于飞跨电容容值远大于器件 C_{oss} 和附加谐振电容 C_r, 它们不参与谐振过程, 因此被表示为电压源。此处, C_{aoss} 和 C_{boss} 分别表示 SC 级开关 Qa 和 Qb 的 C_{oss}。C_r 是添加到 ZVS 母线的额外谐振电容, 用于吸收来自 Buck 级的开关电压尖峰。虽然较大的 C_r 能增强尖峰抑制, 但也会延长谐振周期, 可能导致死区时间不足以实现完全 ZVS。后续分析将确定合适的 C_r 值以确保可靠的 ZVS。Buck 级高侧开关的输出电容 C_{hoss} 也参与谐振并影响谐振周期。L_I 是充电限制电感, 用于缓冲和承受不同 ZVS 母线间的电压不平衡, 避免在共享母线上产生电荷分配损耗。V_{res_bus1} 是奇数编号母线 (如 V_{x1}、V_{x3} 等) 的共享谐振母线, 而 V_{res_bus2} 服务于偶数编号母线 (如 V_{x2}、V_{x4} 等)。这两条谐振母线

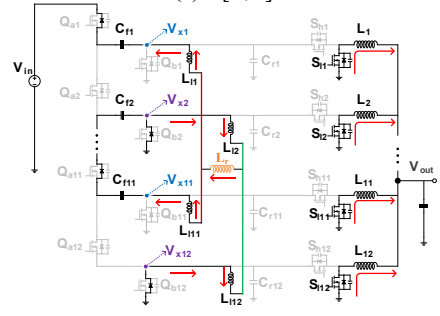
通过共享谐振电感 L_r 相互连接， L_r 提供实现前级所有开关管 ZVS 所需的电流。较大的 L_r 会在 $[t_0-t_1]$ 期间产生较小的谐振电流，因此需设计 L_r 的感值，以同时实现可靠的 ZVS 和紧凑的电感体积。

为了进一步分析谐振模式，我们做出以下假设以简化谐振过程的分析：

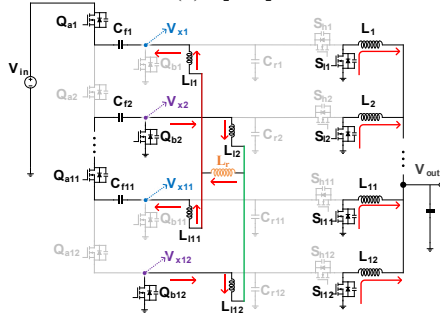
1. 假设所有奇数编号 ZVS 母线的电压相同（记为 V_{xOdd} ），所有偶数编号 ZVS 母线的电压也相同（记为 V_{xEven} ）。这样我们可以暂时



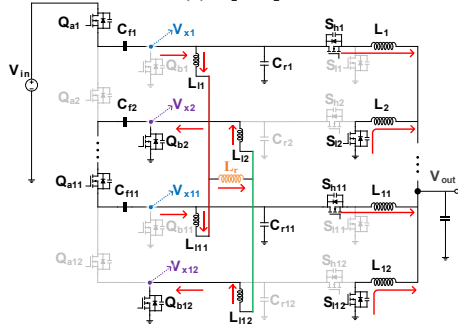
(a) $[t_0, t_1]$



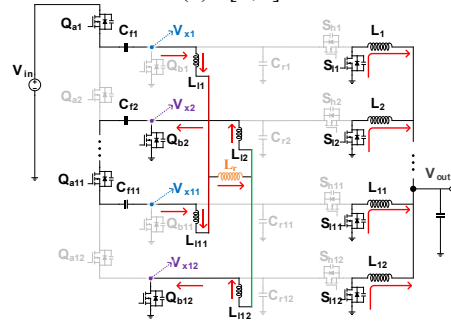
(b) $[t_1, t_2]$



(c) $[t_2, t_3]$



(d) $[t_3, t_4]$



(e) $[t_4, t_5]$

图 3 12-ZVS-Bus, 12 相 MZB-Buck 变换器的半开关周期工作模式

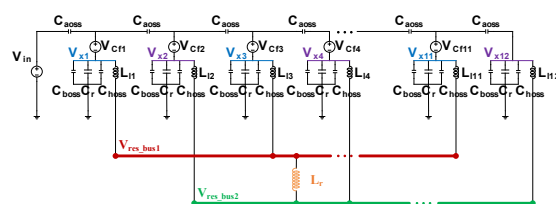


图 4 在 $[t_0-t_1]$ 模式期间的等效 LC 谐振网络

忽略奇数母线之间或偶数母线之间因电压差异引起的环流。这种方法也符合线性电路的叠加原理。因此，在后续分析中，我们可以合并奇数母线上的谐振电容和电感，从而便于把谐振电路作为一个整体去分析等效 LC 参数。

2. 除第一相和最后一相外，其他所有相的谐振网络左右两侧均连接到相似的谐振网络。这种规律的电路网络允许通过电路网络的串并联规则进行简化。然而，第一相电路的左侧连接到电源而非谐振网络，而最后一相的右侧未连接任何其他相。因此，它们的谐振特性与其他相略有不同。尽管如此，考虑到谐振电容的容值较小，它们对整体谐振特性的影响有限。在此，我们假设所有相的谐振网络是相似的。通过将第一相的左侧与最后一相的右侧连接，如图 5(a) 上部虚线所示，我们可以统一谐振网络的形式。这种处理便于谐振网络的简化。实际最终实验表明，该假设引入的误差可接受。

基于上述假设，我们可以将谐振网络简化为图 5(a) 所示的形式。其中， $Cr' = Cr + C_{oss} + C_{hoss}$ 。我们将整个 Cr' 拆分为两个并联电容，每个为 $Cr'/2$ ，从而构建相邻两个 ZVS 母线之间串联的等效电容。进一步，我们可以将谐振网络合并为图 5(b) 所示的形式。在这种形式中，所有参与谐振的电容和电感元件清晰可见，使我们能够轻松计算总谐振电容 C_{eq} 和总谐振电感 L_{eq} 。

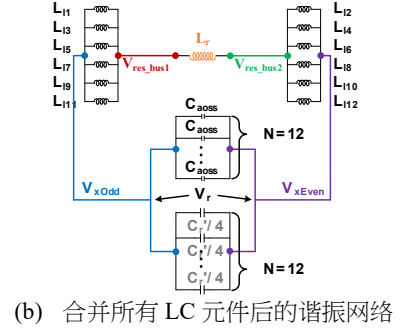
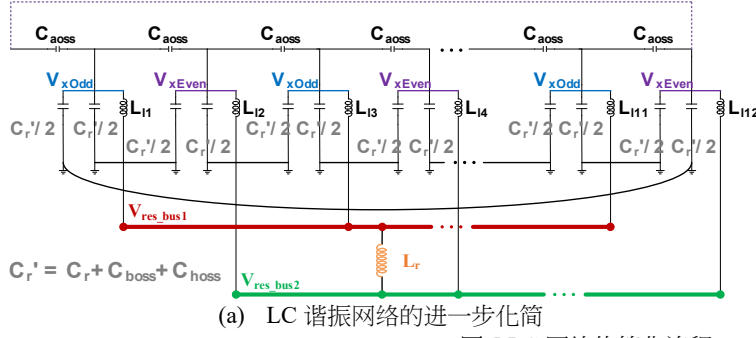


图 5 LC 网络的简化流程

$$\begin{aligned}
 C_{eq} &= N \left(C_{ao} + \frac{C_r}{4} \right) \\
 &= N \left(C_{ao} + \frac{C_r + C_{boss} + C_{hoss}}{4} \right) \quad (1) \\
 L_{eq} &= L_r + \frac{4L_l}{N}
 \end{aligned}$$

其中 N 为输出相数。这样便可以计算出该等效谐振网络的自谐振频率。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (2)$$

3.3 谐振过程模态

在谐振网络中，谐振电容可通过 C_r 调节，谐振电感可通过 L_r 和 L_l 调节，而谐振时间 T_r 可通过调整 SC 级的 PWM 死区时间来调节。为实现精确的 ZVS，可以通过设计指标确定其中两个参数来设计第三个参数。

由于 T_r 受开关周期和 Buck 级占空比的限制，其调节范围有限。因此，首先确定 T_r 是合理的。如果谐振电容保持不变，较长的谐振时间会导致较小的谐振电流，从而降低损耗。因此，我们可以根据 Buck 级的实际占空比和周期来确定最大的可行 T_r 。

谐振电容 C_r 的主要作用是吸收 Buck 级的电压开关尖峰，通常希望其值较大。可以初步假设一个较大的 C_r 来设计谐振电感的值，然后根据所得 L_r 电感值的合理性来进一步迭代调整 C_r 。

对于谐振电感， L_l 和 L_r 具有不同的功能和设计考虑。 L_l 的主要作用是承受不同奇数或偶数 ZVS 母线之间的电压差。该电压差通常较小，对应的伏秒积较低，因此 L_l 的电感值相对较小。相比之下， L_r 承受的则是 V_{res_bus1} 和 V_{res_bus2} 之间的电压差，其伏秒积较大，因此需要较大的电感值。

为便于谐振电感的定量设计，图 6 展示了谐振模式的关键波形图。基于模态分析，可以

推导出每个谐振阶段中 ZVS 母线电压和谐振电感电流的解析表达式。

[ta-tb]: 总谐振电容 C_{eq} 两端的电压波形可计算为：

$$\begin{aligned}
 V_r(t) &= -\frac{V_{stage} \left(\frac{T_s}{2} - T_r \right)}{2\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \sin \left(\frac{t}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \right) \\
 &+ V_{stage} \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \right) \quad (3)
 \end{aligned}$$

其中 V_{stage} 是每个 ZVS 母线的高电平时电压值， T_s 是开关周期， T_r 是谐振时间的设计值， L_{eq} 和 C_{eq} 由(1)计算。谐振电感的电流波形可计算为：

$$\begin{aligned}
 I_{Lr0} &= \frac{V_{stage} \left(\frac{T_s}{2} - T_r \right)}{2L_{eq}} \\
 I_{Lr}(t) &= I_{Lr0} \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \right) \\
 &+ \frac{V_{stage}}{\sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}}} \sin \left(\frac{t}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \right) \quad (4)
 \end{aligned}$$

其中 I_{Lr0} 是 t_a 时刻的初始谐振电流值，这里的 $I_{Lr}(t)$ 是 [ta-tb] 期间的谐振电流波形。

[tb-tc]: 奇数相和偶数相 ZVS 母线的电压波形保持不变。

$$V_r(t) = -V_{stage} \quad (5)$$

谐振电感由奇数和偶数电压母线之间的电压差充电，导致其电流线性变化。

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr0} - 2 \frac{I_{Lr0}}{\frac{T_s}{2} - T_r} t \quad (6)$$

[tc-td]和[td-ta]的工作模态遵循从 t_a 到 t_c 的类似规律。

为设计合适的 Leq ，需要根据(3)中的关系

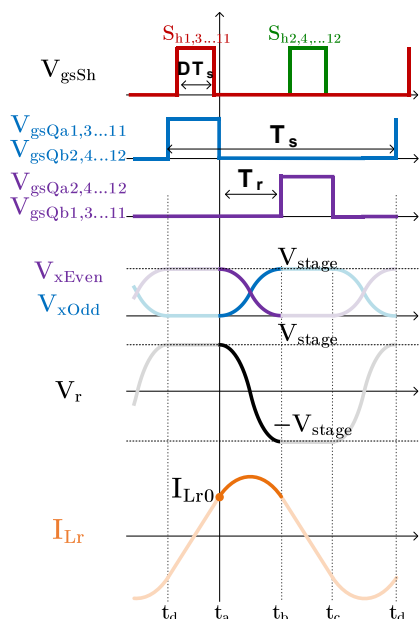


图 6 谐振模式中的关键波形

求解精确谐振完成的条件，即：

$$V_r(T_r) = -V_{stage} \quad (7)$$

由此得到一个关于 $\sqrt{L_{eq}C_{eq}}$ 的非线性方程。随后，通过设定 Cr 的值，可以从(1)确定 Ceq ，进而计算出 Leq 。

3.4 谐振网络设计案例

在本节中，我们将为开关频率为 500kHz 和 1MHz 的 12 相 MZB-Buck 设计谐振网络。

(a) 500kHz 工作频率下的设计

对于 500kHz 的情况，开关周期 T_s 为 2 μ s。后续 Buck 级的高边开关导通时间为 500ns，这决定了最大可能的死区时间为 500ns。为确保占空比调节有足够的裕量，谐振时间 T_r 设定为 400ns。Buck 高侧开关的输出电容约为 1nF。我们初步将谐振电容 Cr 设定为此值的十倍，即 10 nF。开关器件 Qa 和 Qb 的 C_{oss} 约为 2.6nF。基于这些参数，可计算出等效电容 Ceq 约为 72nF。已知 Ceq 和 T_r ，我们可以根据(7)的推导得到等效电感 Leq 约为 1 μ H。

(b) 1MHz 工作频率下的设计

对于 1MHz 的情况，开关周期为 1 μ s。在分配足够的占空比调节裕量后，谐振时间 T_r 设定为 150ns。如果我们保持 Cr 为 10nF 的假设，并保持 Ceq 不变，则使用(7)计算得到的相应 Leq 将为 200nH。然而，考虑到 V_{res_bus}

上不同位置电感差可高达 3.6nH(如图 7 所示)，充电限制电感 $L1$ 必须显著大于此感量差，以确保不同相之间谐振的一致性。此外， L_r 需要远大于 $L1$ 以最小化 $L1$ 的总体积。因此， Leq 应约为 V_{res_bus} 电感差的 100 倍，以保持谐振的一致性。200nH 的谐振电感被认为过小，无法满足此要求。

在综合考虑 Leq 和 Ceq 的要求后，我们设置 $Cr=0$ ，对应直接采用 360nH 的 Leq 参与谐振，以确保可靠的 ZVS。

3.5 $L1$ 电感设计

如图 4 所示， V_{res_bus1} 和 V_{res_bus2} 分别是连接至奇数或偶数 ZVS 母线的共享谐振母线。由于共享母线的走线电感容差仅为约 3.6nH(如图 7 所示)，各共享母线上的电位可视为相同。然而，由于每个 ZVS 母线所连接飞跨电容容值存在差异，其电压纹波略有不同。随着负载加重，飞跨电容两端的电压纹波增大，这种电位差会变得更大。因此，不建议将 ZVS 母线直接连接到 V_{res_bus} ，因为这会导致显著的电荷分配损耗[14]。

为减轻这种损耗，在每个 ZVS 母线和共享谐振母线之间插入一个电感。该电感用于承受电压差并防止瞬时电荷再分配。尽管该电感会引入一定量的环流电流，但其幅值可控。鉴于其平衡不同电压 ZVS 母线之间并减小电荷分配环流的功能，该电感被称为充电限制电感(Limit Inductor, $L1$)。较大的 $L1$ 会增加 ZVS 母线与共享母线之间的阻抗，从而减小环流。然而，较大的电感通常会导致更大的物理尺寸，因此在选择时需要权衡。

考虑到 12 相 MZB-Buck 电路的复杂性使得模态的计算变得复杂，我们利用 PLECS 仿真来优化 $L1$ 的选择。在满载条件下(500kHz, 750A)进行仿真，分析不同 $L1$ 值下的环流，结果如图 8 所示。飞跨电容值根据表 1 中的 BOM 选择，并考虑了直流偏压导致的 MLCC 容值降额。SC 级开关 Qa 和 Qb 的 C_{oss} 设为 2.6nF，对应于 IQE004 器件的典型值。Buck 级高边开关的 C_{oss} 设为 1nF。谐振电容 Cr 根据上一节的设计选为 10nF，对应的 Leq 约为 1 μ H。我们对 $L1$ 的三种情况进行了仿真：1 μ H、100nH 和 10nH。根据(1)中 Leq 的表达式计算得到的相应 L_r 值分别为 600nH、900nH 和 930nH。

图 8 中的仿真结果符合预期：较大的 $L1$ 导致通过它的环流较小，且 ZVS 电压波形的

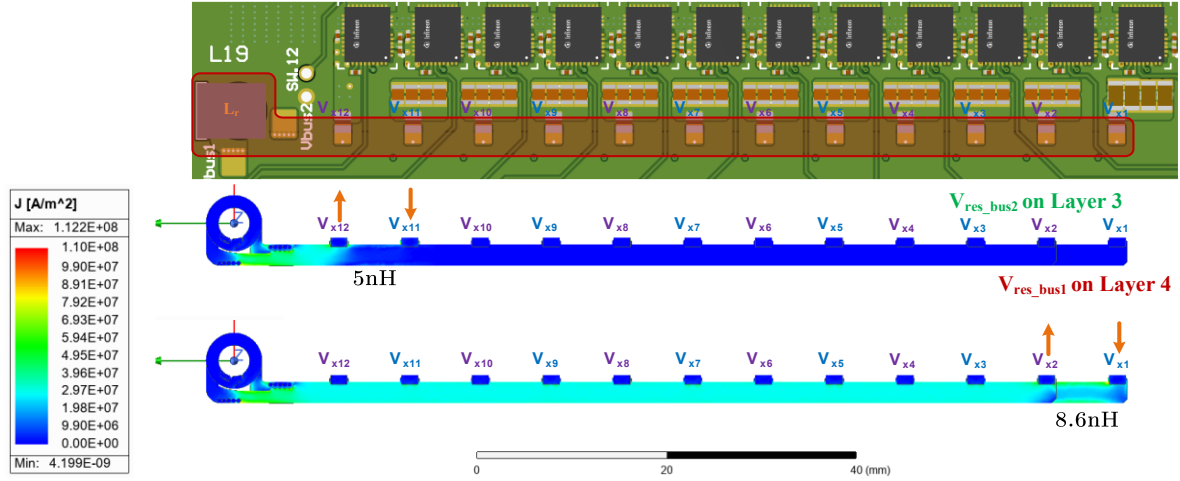


图 7 在 500kHz 开关频率下，不同 ZVS 母线之间的走线电感差异仿真

振荡较小。然而，1 μ H 电感的物理尺寸在体积上显著大于 100nH 电感。相反，10nH L1 的环流是 100nH 时的 10 倍。在电感尺寸与电流相关损耗之间进行权衡后，确定 100nH 的 L1 值是一个合适的折中选择。对于 100nH 感值，可以使用 0805 封装的贴片电感。该元件占用空间小，可持续承受超过 6A 的连续电流，远高于仿真中观察到的 2A 环流。

由于 Leq 和 100nH 的 L1 值现已确定，因此 Lr 的电感值也随之固定。在本工作中，Lr 采用 DMR53 铁氧体材料实现。主要的设计约束是其有效横截面积 Ae，其尺寸必须足以防止磁芯饱和。Ae 主要由 Lr 两端的伏秒积决定。

$$A_e = \frac{V_{stage} \left(\frac{T_s}{2} - T_r \right) + \frac{V_{stage}}{2} T_r}{2 N_t B_{max}} \quad (8)$$

其中 Nt 是电感的匝数，设为 4；Bmax 是 DMR53 的额定磁感应强度，设为 80mT。我们设计的 Lr 的 Ae 结果约为 5.7 mm²，可提供最高达 12 μ H 的电感。

3.6 实验验证

本工作设计并制作了一个 12-ZVS 母线、12 相 48V 至 1V 的 MZB-Buck 样机，以验证其工作原理。图 9 展示了用于实验验证的样机功率级标注照片，主电路的物料清单 (BOM) 列于表 1。

在 500kHz 开关频率、300A 负载条件下，测量了样机在 ZCS 和 ZVS 两种模式下的关键实验波形，如图 11 所示。图中展示了中间电压母线 Vx10、Vx11，以及 SC 级的驱动信号 Vgs10 和 Vgs11。在图 11(a)所示的 ZCS 模式下，母线电压为方波，在 Buck 级开关导通和

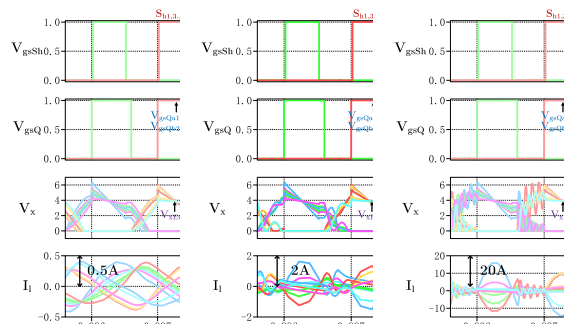
关断时存在约 2V 的电压尖峰。同时，在图 11(b)所示的 ZVS 模式下，ZVS 母线电压为梯形波，在 Buck 级开关导通和关断时电压尖峰约为 1V，均小于 ZCS 模式，并消除了结电容充放电带来的开关损耗。

在不同开关频率下测得的 48V 至 1V 转换效率如图 10 所示。在 500kHz 开关频率条件下，每相电流为 11.7A 时，峰值效率达到 93.5%；而在每相满载 62.5A 条件下，效率为 81.4%，对应的功率密度为 1025W/in³。

表 1 MZB-Buck 样机的 BoM

符号	元器件
开关电容级	
Q _{ax} , Q _{bx}	IQE004NE1LM7CGSC
C _{f1}	C3216X6S2A106K160AC 1206 100 V 10 μ F $\times$ 11
C _{f2}	C3216X6S2A106K160AC 1206 100 V 10 μ F $\times$ 4 C2012X7R2A225K125AC 0805 100 V 2.2 μ F $\times$ 6
C _{f3} ~ C _{f6}	C3216X7R1H106K160AC 1206 50 V 10 μ F $\times$ 4 C2012X7R1H475K125AC 0805 50 V 4.7 μ F $\times$ 6
C _{f7}	C2012X7R1H475K125AC 0805 50 V 4.7 μ F $\times$ 11
C _{f8} ~ C _{f11}	C2012X7S1E106K125AC 0805 25 V 10 μ F $\times$ 11
LC 网络	
L _{ix}	LSCNE2012HKTR11MD 100 nH
L _r	DEMGC DMR53
C _r	C2012NP02A103J125AA 0805 100 V 10 nF GRM1555C1H102JA01D 0402 50 V 1 nF

Buck 级	
S_{xh}, S_{xl}	TDA21590
C_{out}	GRM21BC80G476ME15L 0805 4 V 47 μ F
L_x	POCO 85 nH

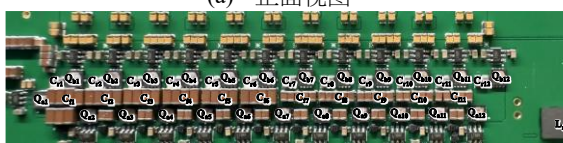


(a) $L_i=1\mu\text{H}, L_r=600\text{nH}, C_e=72\text{nF}$ (b) $L_i=100\text{nH}, L_r=900\text{nH}, C_e=72\text{nF}$ (c) $L_i=10\text{nH}, L_r=930\text{nH}, C_{eq}=72\text{nF}$

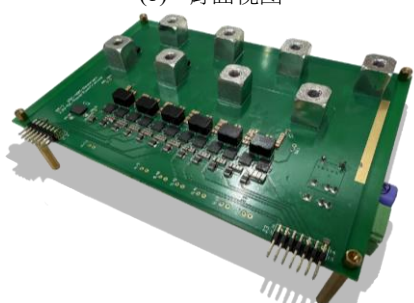
图 8 不同 L_i 下 12 相 MZB-Buck 的 PLECS 仿真，开关频率为 500 kHz，负载电流为 750 A



(a) 正面视图

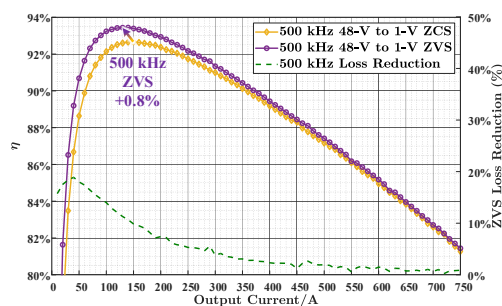


(b) 背面视图

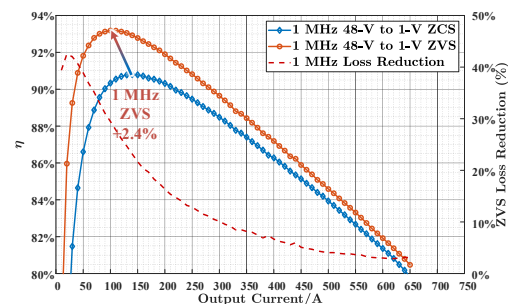


(c) 整体样机

图 9 12-ZVS 母线 12 相 MZB-Buck 样机的标注照片

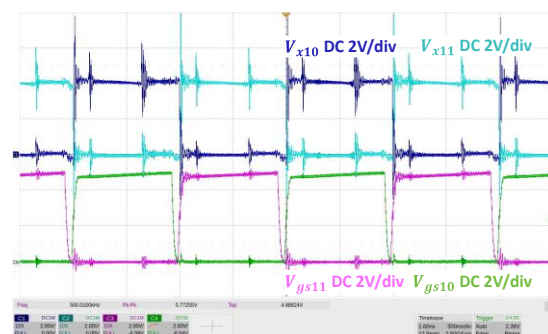


500kHz 开关频率下， $C_r=10\text{nF}$ ， $L_l=100\text{nH}$ ， $L_r=1\mu\text{H}$

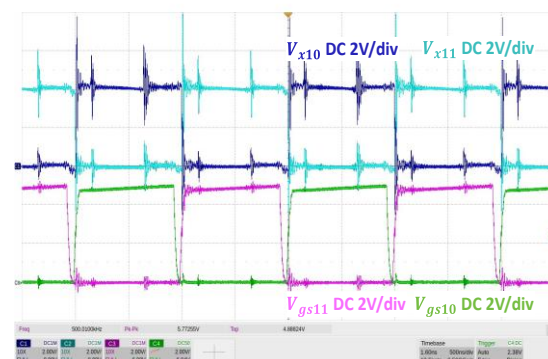


1MHz 开关频率下， $C_r=0\text{nF}$ ， $L_l=100\text{nH}$ ， $L_r=330\text{nH}$

图 10 不同开关频率下测试的 48V 转 1V 效率



(a) 300A 负载，500kHz 下的 ZCS 工作波形，无 L_r 、 L_l 和 C_r



(b) 300A 负载，500kHz 下的 ZVS 工作波形，包含 L_r 、 L_l 和 C_r

图 11 ZCS 与 ZVS 工作模式对比

3.7 结论

本文提出了一种适用于大电流 VRM 应用的 MZB-Buck 变换器。文中介绍了一个 12-ZVS 母线、12 相、48V 至 1V/750A 样机的工作原理、设计与测试结果。通过采用具有最少谐振元件数量的 ZVS 技术、低封装电感的大电流 DrMOS 以及具有软饱和特性的金属磁芯功率电感，提出了一种高频（可达 1MHz）、高效率（峰值效率可达 93.5%）、高电流（每相可达 62.5A）、紧凑（功率密度可达 1025W/in³）的 VRM 解决方案。

参考文献

- 1 48V Data Center Solutions[M/OL]. Monolithic Power Systems.
<https://www.monolithicpower.com/products/power-management/48v-data-center.html>.
- 2 Jiang S, Saggini S, Nan C, et al. Switched Tank Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6):5048-5062.
- 3 Rizzolatti R, Rainer C, Saggini S, et al. High Density Hybrid Switched Capacitor Converter for Data-Center Application[C]//2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2021:1288-1293.
- 4 Wu H, Zhang Y, Li Z. Hybrid Resonant Converter-Based 8:1 Bus Converter With 3.5 kW/in³ and 98.6%-Efficient for 48 V Data-Center Power Systems[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1):36-41. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3319312.
- 5 Chen Y, Wang P, Cheng H, et al. Virtual Intermediate Bus CPU Voltage Regulator[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6):6883-6898. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3130213.
- 6 Cao H, Yang X, Xue C, et al. A 12-Level Series-Capacitor 48-1V DC-DC Converter With On-Chip Switch and GaN Hybrid Power Conversion[J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2021, 56(12):3628-3638. DOI: 10.1109/JSSC.2021.3104328.
- 7 Wang P, Chen Y, Szczesynski G, et al. MSC-PoL: Hybrid GaN-Si Multistacked Switched-Capacitor 48-V PwrSiP VRM for Chiplets[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10):12815-12833. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3293022.
- 8 Zhu Y, Zou J, Pilawa-Podgurski R C N. A 1500-A/48-V-to-1-V Switching Bus Converter for Next-Generation Ultra-High-Power Processors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9):11340-11355.
- 9 Wu Y, Liu H, Chen Y, et al. A Multi-Switched-Bus Buck Converter for High-Peak-Current 48-V VRM Applications[C/OL]//2025 IEEE Energy Conversion Conference Congress and Exposition (ECCE). 2025: 1-8. DOI: 10.1109/ECCE58356.2025.11259520.
- 10 Baek J, Elasser Y, Radhakrishnan K, et al. Vertical Stacked LEGO-PoL CPU Voltage Regulator [J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6):6305-6322. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3135386.
- 11 Rizzolatti R, Saggini S, Rainer C, et al. Novel Highly Efficient Two-stage Regulated 48 V - to - 12 V Converter with Dual Phase 3-Level Buck Converter Featuring Natural Voltage Balancing[C/OL]//2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2023: 948-953. DOI: 10.1109/APEC43580.2023.10131477.
- 12 Tu C, Chen R, Ngo K D T. Series-Resonator Buck Converter—Viability Demonstration[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9):9693-9697. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3058051.
- 13 Xu X, Fan W, Chen Y, et al. Regulated 48-V to 6-V ZVS-Bus Buck Converter for xPU Power Supply [C/OL]//2025 IEEE Energy Conversion Conference Congress and Exposition (ECCE). 2025: 1-8. DOI: 10.1109/ECCE58356.2025.11260042.
- 14 Cheung C K, Tan S C, Tse C K, et al. On Energy Efficiency of Switched-Capacitor Converters[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2):862-876. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2204903.

作者简介

吴彦青：男，2000年生，浙江大学博士生。他于2022年在武汉大学电气工程与自动化学院获得学士学位。目前在浙江大学电气工程学院攻读电气工程博士学位。主要研究向是高功率密度 VRM 电源。

陈烨楠：男，博士，研究员，研究方向为数据中心与算力芯片电源。

徐德鸿：男，博士，教授，研究方向为电力电子拓扑、建模及控制，新能源发电系统、氢燃料电池电源系统、数据中心电源系统和多能源储能系统。

宽负载范围零电压开关 48V/1MHz 混合开关电容变换器

48-V/1-MHz Hybrid Switched-Capacitor Converter Achieving Load-Independent Zero-Voltage Switching

浙江大学 徐睿 陈焯楠 Email: licht@zju.edu.cn, yenanc@zju.edu.cn

摘要：本文提出一种能够实现零电压开关(ZVS)的混合开关电容(HSC)转换器。为验证该方案，研制了一台 48V 转 1V、工作频率为 1MHz 的原理样机。该转换器前级采用三个 2:1 开关电容模块串联结构，将 48V 输入电压均分为三部分，随后通过 2:1 降压转换至 8V。每一级开关电容驱动一个两相交错并联的 Buck 转换器，进一步将电压降至 1V。通过在电路中引入外部电感与电容实现零电压开关，该方法同样适用于其他具有类似拓扑结构的混合开关电容转换器。外部电感连接于桥臂中点，在开关电容级的死区时间内对开关寄生输出电容进行充放电，从而实现零电压开关。实验结果表明，与零电流开关相比，所提出的零电压开关方法在峰值效率点附近可提升约 3.1% 的效率，在满载时约提升 1.7%。

Abstract: This paper presents a hybrid switched-capacitor (HSC) converter capable of zero-voltage switching (ZVS). To validate the approach, a 48-V to 1-V, 1-MHz prototype was developed. The converter employs three switched-capacitor (SC) stages that first divide the 48-V input into three equal parts and then perform a 2:1 step-down conversion to 8 V. Each SC stage drives a two-phase interleaved Buck converter, which further steps down the voltage to 1 V. ZVS is achieved by incorporating external inductors and capacitors into the circuit—a method also applicable to other HSC converters with similar topologies. The external inductors are connected to the bridge midpoints, where they charge and discharge the switch parasitic output capacitance during the dead time of the SC stage, thereby enabling ZVS. Experimental results indicate that the proposed ZVS method improves efficiency by approximately 3.1% near the peak-efficiency point and by about 1.7% at full load, compared with zero-current switching (ZCS).

关键词：开关电容，调压模块，零电压开关

Keywords: switched-capacitor; voltage regulator module; zero-voltage switching

1 引言

现代处理器集成了数十亿个晶体管，这些晶体管以极高的速度进行开关操作，在极低电压(<1V)下消耗数百至数千安培的电流，这显著增加了配电网络(PDNs)中的导通损耗[1]。在传统的 12V 总线架构中，即使采用板载电压调节模块(VRMs)进行最终的降压转换，从 12V 电源轨到处理器所需的高电流仍然会在主板和封装上产生严重的 iR 损耗。这一根本性限制不仅影响了系统效率，也制约了可实现的功率密度。因此，48V 总线架构正逐步被采纳，以取代传统的 12V 总线[2,3]。更高的配电电压通过降低相同传输功率下的电流水平，大幅减少了 PDN 的导通损耗，从而提升了整体系统效率。

然而，采用 48V 总线也带来了新的挑战。它要求电压调节模块能够实现从 48V 到极低电压的超高降压比，并提供极高的输出电流，这意味着需要具有极高降压比的变换器。为应对这一挑战，已有多种解决方案被提出，包括混合开关电容(HSC)方法[4-7]以及基于变压器的隔离拓扑[8-10]。HSC 方法通过飞跨电容器传递能量，其本身比磁性元件具有更高的功率密度。因此，HSC 变换器能够实现紧凑的结构和更好的开关利用率。典型的 HSC 变换器采用两级配置：首先通过固定占空比、非稳压的

开关电容(SC)级将输入电压转换为中间总线电压，然后由多相交错并联的 Buck 级对该总线电压进行稳压，从而为高电流负载提供稳定的电压供给。

纯 SC 变换器存在电容器电荷分配损耗的问题[11]。一种缓解 SC 级电荷分配损耗的方法是减小中间总线电容。这种方法不仅能最小化电荷分配损耗，还能使 SC 开关实现零电流开关(ZCS)。在较小的中间电容下，SC 级的开关在 Buck 级的续流期间以零电流进行换流，从而自动实现 ZCS[4]。然而，ZCS 仍存在导通损耗，这主要源于 MOSFET 在导通期间其输出电容(C_{oss})的放电。这些损耗与开关频率成正比，使得该方法在高频下效率低下。

与 ZCS 相比，零电压开关(ZVS)能够完全消除 MOSFET 的导通损耗。传统的方法是通过引入串联的 LC 谐振网络来实现 ZVS[12]。然而，由于该网络串联在主功率回路中，谐振元件必须承受全部负载电流，这会导致显著的附加损耗，从而部分抵消了效率提升。此外，这些损耗随负载电流增加而增加，使得串联方法不适合大电流应用。另一种实现 ZVS 的方法是三角电流模式(TCM)，它利用负向电感电流在开关导通前对开关的 C_{oss} 进行放电[13,14]。但是，维持所需的平均电感电流需要更高的峰值电感电流，从而对开关器件施加了显著的电流应力。

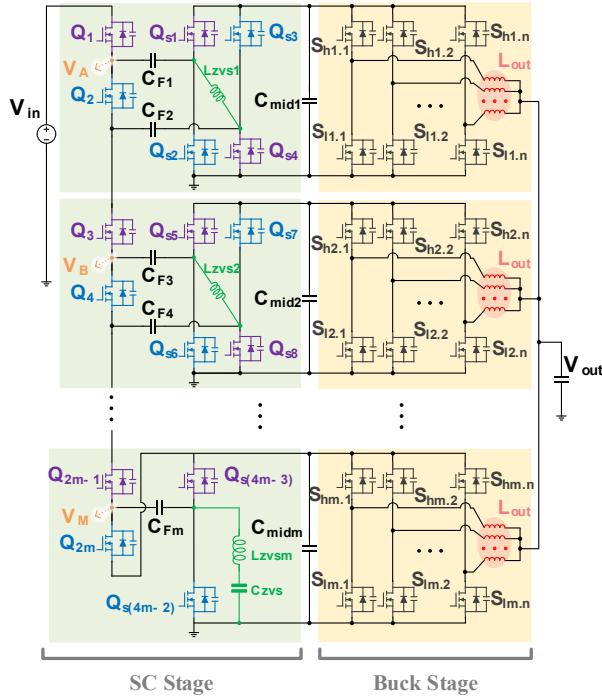


图1 所提出的 ZVS-HSC 变换器的拓扑结构

本文提出了一种能够实现 ZVS 的 HSC 变换器。文中详细阐述了所设计的电路拓扑、工作原理以及设计考量。本工作的一个关键贡献在于提出了针对 SC 级的 ZVS 实现方法，该方法通过引入外部 ZVS 电感和电容来实现。此方法具有良好的通用性，可扩展至其他具有类似拓扑结构的变换器。为验证所提方案的有效性，本文基于 3×2 架构制作了一台样机，该架构包含三级串联的 SC 级，每一级 SC 之后跟随一个两相 Buck 变换器。该样机实现了在 1MHz 开关频率下工作的 48V 至 1V 电压转换。ZVS 样机在 90A 输出时实现了 89.6% 的高峰值效率，在 200A 满载时效率达到 85.9%。相比之下，ZCS 方案在 110A 时达到 86.5% 的峰值效率，满载效率为 84.2%。实验结果证实了 ZVS 方法的优势：与 ZCS 方案相比，在峰值效率点效率提升了 3.1%，在满载时提升了 1.7%。这证实了所提出的 ZVS 方法能在整个负载范围内有效提升电路效率。

2 拓扑及工作过程分析

2.2 电路架构

图1展示了所提出的 $M \times N$ 混合开关电容拓扑。该拓扑采用两级架构以实现 ZVS。开关电容级由 M 个串联的非稳压 2:1 变换单元组成，而后级则由 N 相交错并联的 Buck 电路构成。这种架构有效地解耦了两级之间的电压应

力、电流应力以及动态性能要求，使得在设计阶段可以独立优化开关电容级和多相 Buck 级。

图2展示了稳态条件下的关键工作波形。通过采用串联输入结构，每个 2:1 开关电容单元接收分压后的输入电压 V_{in}/M 。在多相 Buck 电路的续流阶段，开关电容级的开关管进行开通或关断。每个开关电容单元以 50% 的互补占空比工作，将其两端电压降至 $V_{in}/2M$ ，该电压出现在中间总线电容上。飞跨电容的周期性充放电会在中间总线上引起一定的电压纹波。与传统的两级架构不同，该拓扑使用一个较小的中间总线电容，其容量仅用于吸收 Buck 级产生的高频纹波。

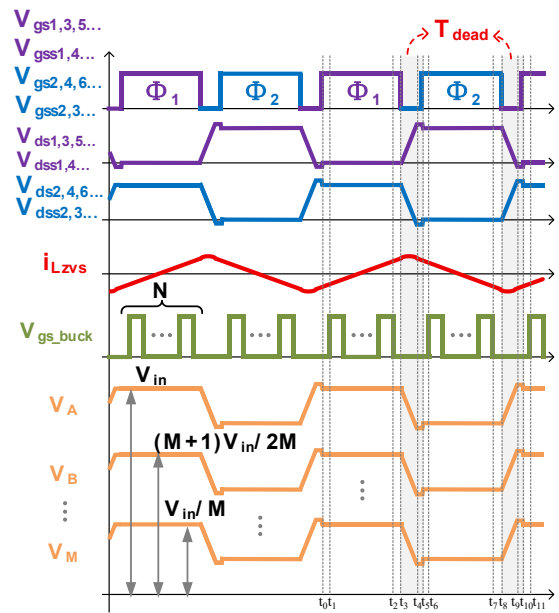


图2 稳态运行下的关键波形

在开关电容级的每个导通阶段， N 相交错并联的 Buck 电路依次导通，进一步将中间总线电压降至更低的输出电平。多相 Buck 电路的交错运行可以减小输出电流纹波。与每个开关电容级关联的多相 Buck 电路在输出端并联，共同为负载提供功率。为了在开关电容级实现 ZVS，前 $(M-1)$ 个开关电容单元各自包含一个 ZVS 电感，该电感连接在两个半桥臂的中点之间。第 M 个单元则采用一个 ZVS 电感与电容串联的组合，同样连接在桥臂中点。

2.3 工作原理

稳态工作模式如图3所示。下面对稳态工作模式的每个阶段进行详细描述。

[t_1 - t_2]: 此阶段始于 $\{Q_1, Q_3, \dots, Q_{2m-1}\}$ 和 $\{Q_{s1}, Q_{s4}, \dots, Q_{4m-3}\}$ 在 ZVS 条件下导通。同时，多相 Buck 级以交错方式运行。在此阶段，前 $(M-1)$ 个 ZVS 电感承受的电压应力为

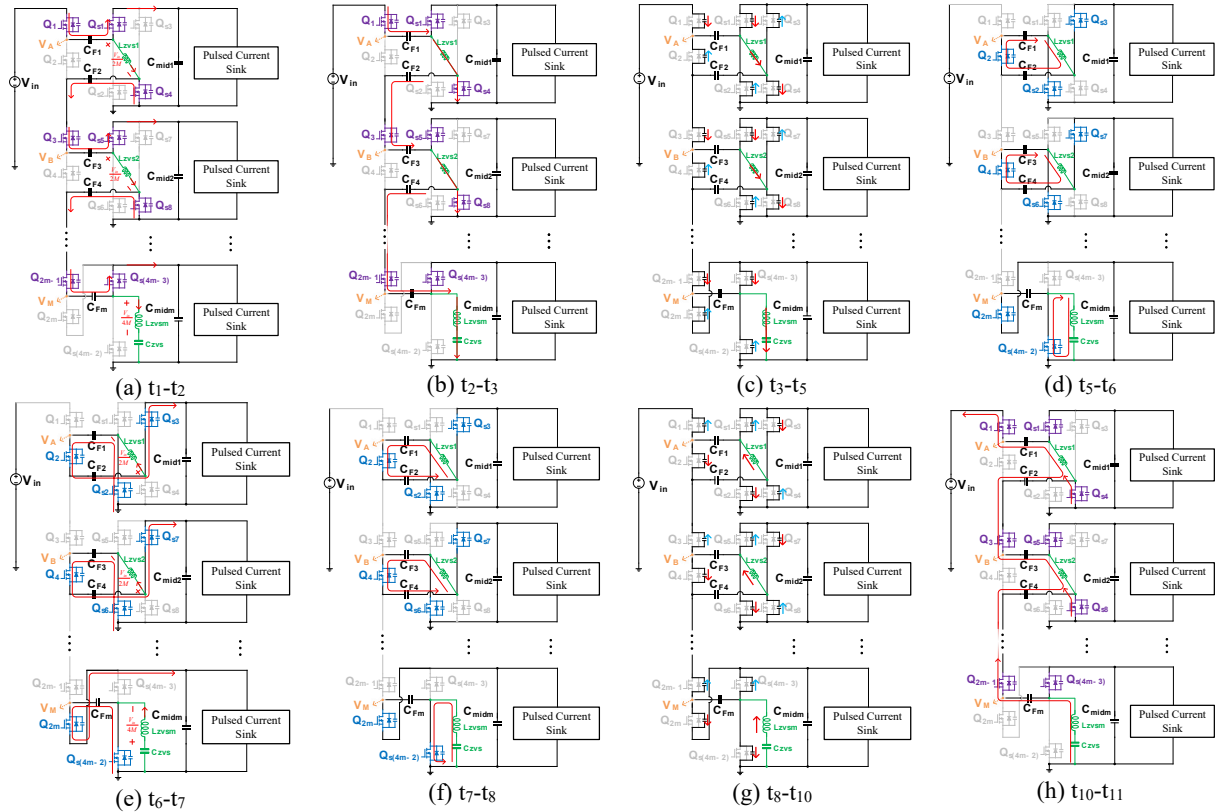


图3 所提变换器的稳态工作模式

$V_{in}/2M$ ，而最后一级中的 ZVS 电容和电感被钳位在 $V_{in}/4M$ 。因此，流经电感的电流线性增加。

[t3-t4]: 在 t_3 时刻，开关管 $\{Q_1, Q_3, \dots, Q_{2m-1}\}$ 与 $\{Q_{s1}, Q_{s4}, \dots, Q_{4m-3}\}$ 关断。开关电容级开关管的 C_{oss} 与电感进行电荷交换； $\{Q_1, Q_3, \dots, Q_{2m-1}\}$ 与 $\{Q_{s1}, Q_{s4}, \dots, Q_{4m-3}\}$ 的 C_{oss} 充电，而其他开关管的 C_{oss} 放电至零，为下一次 ZVS 事件做准备。

[t5-t6]: $\{Q_2, Q_4, \dots, Q_{2m}\}$ 与 $\{Q_{s2}, Q_{s3}, \dots, Q_{4m-2}\}$ 在 ZVS 条件下导通。在此期间，Buck 变换器保持续流模式，ZVS 电感的循环电流流经开关电容级的导通开关管。

开关周期内的其他时间段遵循类似的转换过程，可以类推得出。

ZVS 电感承受的电压应力 $V_{L,i}$ ，对于前 $(M-1)$ 个单元等于 $V_{in}/2M$ ，对于第 M 个单元等于 $V_{in}/4M$ 。该电压驱动电感电流线性上升，在关断时刻达到峰值 $I_{peak,i}$ 。为保证 ZVS， $I_{peak,i}$ 必须足以在死区时间 T_{dead} 内完全换流总寄生电容 (ΣC_{oss}) 。将峰值电流关系式 $I_{peak,i} = V_{L,i}(T/4 - T_{dead}/2)/L_{ZVS,i}$ 代入电荷要求 $I_{peak,i} > \Sigma Q_{oss}/T_{dead}$ 可推导出 ZVS 电感的

约束条件为：

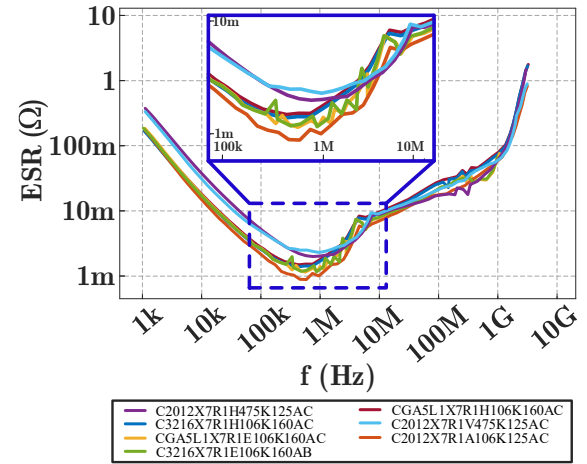


图4 适用于所提拓扑的 MLCC 的 ESR 随频率变化曲线

$$L_{ZVS,i} \leq \frac{V_{L,i}}{2I_{peak,i}} \left(\frac{T}{2} - T_{dead} \right), \text{ 其中 } i=1,2,\dots,M \quad (1)$$

2.4 所提 ZVS 与高频运行的优势

在文献[4]中，ZCS 通过在 Buck 级的续流阶段(此时其路径无电流流过)对开关电容级开关进行换流来实现。相比之下，本工作通过引入额外的辅助电路来实现 ZVS 和高频运行，具有以下优势：

- 1) **实现 ZVS 以抑制导通损耗**：MOSFET 中的主要开关损耗源于其导通过渡期间存储在 C_{oss} 中的能量快速放电。虽然在文献[4]中，Buck 级续流阶段实现的 ZCS 技术成功消除了关断损耗，但它无法减轻与 C_{oss} 相关的显著导通损耗。关键的是，这种固有的容性导通损耗与开关频率成正比，导致基于 ZCS 的损耗随开关频率升高而急剧增加。相反，本文提出的 ZVS 方案主动利用外部电感在 MOSFET 导通前对 C_{oss} 进行预放电，这意味着 ZVS 方案中的开关损耗随频率增加的幅度远小于 ZCS。该机制有效抑制了这一主要损耗成分，从而为实现高频、高效率的功率转换创造了必要条件。
- 2) **高频运行以减小无源元件体积与损耗**：开关电容级的飞跨电容必须承受相当大的阻断电压。一个关键的挑战是多层陶瓷电容(MLCC)在直流偏置条件下电容值会显著退化。在较低工作频率和重载场景下，为将电压纹波(ΔV)维持在规格内并最小化电荷分配损耗，需要满足所需的总电容值，这通常需要大量并联电容。通过将开关频率提升至兆赫兹级别，电荷转移周期被大幅缩短。因此，每个周期转移的电荷量(ΔQ)显著减少。根据基本关系式 $C = \Delta Q / \Delta V$ ，对于给定的电压纹波，所需的电容值大大降低。这种高频方法使得可以用显著减少的电容单元数量满足纹波规格，从而显著降低系统体积、元件数量和 PCB 面积。
- 3) **频率优化以实现最小导通损耗**：选择 1MHz 作为工作频率代表了一种审慎的设计折衷，主要基于无源元件损耗的优化。对适用于此应用的 MLCC 进行广泛评估(考虑额定电压、电容密度、温度特性和封装尺寸等限制)后发现，大多数合格候选器件的等效串联电阻在 1MHz 附近达到最小值。这一特性通常如图 4 所示。因此，在此频率最优点运行变换器可以最小化飞跨电容的固有导通损耗，这对于实现和保持高整体效率至关重要。

3 样机设计

为验证所提出的 $M \times N$ ZVS-HSC 电路的

工作原理，设计并制作了一台 3×2 样机。该电路工作在 48V 输入电压下，提供 1V 输出，最大输出电流为 200A。开关电容级和 Buck 级均工作在 1MHz 的开关频率下。样机设计需要仔细考虑多个方面，以确保电路正常工作并实现实验目标。

3.2 功率器件与 ZVS 电感的选择

对于 3×2 ZVS-HSC 变换器，在完成上电序列并进入稳态运行后，每个开关电容单元分担 16V 的输入电压，从而产生 8V 的中间总线电压。多相 Buck 变换器以 1/8 的占空比工作，将 8V 的总线电压降至 1V 输出。开关管 Q2~Q5 上的稳态电压应力为 16V，而开关电容级中所有其他开关管的电压应力为 8V。对于大电流应用，选择具有低导通电阻($R_{ds,on}$)的开关管对于降低导通损耗和提高效率至关重要。基于电压应力和 $R_{ds,on}$ 的要求，选择 IQE006NE2LM5SC (25V/0.58m Ω)用于 Q2~Q5，而 IQE004NE1LM7CGSC (15V/0.45m Ω)用于开关电容级剩余的开关管。TDA21590 被用于 Buck 变换器的高边和低边开关。

准确计算所需的 ZVS 电感值是必不可少的。该计算需要精确确定漏源电压(v_{ds})从 0V 充电到其最大电压应力 V_{ds} 期间，送入开关 C_{oss} 的总电荷。由于 C_{oss} 是电压 v_{ds} 的非线性函数，因此送入开关 C_{oss} 的总电荷 Q_{oss} 由以下积分计算[15]：

$$Q_{oss} = \int_0^{V_{ds}} C_{oss}(v_{ds}) dv_{ds} \quad (2)$$

其中 Q_{oss} 是总电荷， V_{ds} 是开关两端的最大电压应力。

根据计算，所提电路中不同 MOSFET 的 C_{oss} 在死区时间内传导的电荷量不同。具体而言，IQE004NE1LM7CGSC 的 C_{oss} 传导约 28.4nC，而 IQE006NE2LM5SC 的 C_{oss} 传导约 47.3nC。为实现开关电容级的 ZVS，计算得出前两个开关电容单元的 ZVS 电感所需的总换流电荷为 151.4nC，而最后一个开关电容单元所需的总电荷为 132.5nC。假设死区时间 T_{dead} 为 60ns，根据公式(1)计算得出的最大允许 ZVS 电感值为 $L_{ZVS1} = L_{ZVS2} \leq 0.7\mu H$ 和 $L_{ZVS3} \leq 0.4\mu H$ 。考虑到内部产生显著损耗的风险，为前两个开关电容单元选用了两个 0.5 μH 的电感(LPS4414-501)，为最后一个开关电容单元选用了 0.3 μH 的电感(LPO3310-301)。

3.3 栅极驱动设计

如图 5 所示,展示了 3×2 ZVS-HSC 变换器栅极驱动电路和自举电路的详细设计。为防止自举电路中的二极管压降对栅极驱动电压产生不利影响,采用两个隔离的 DC-DC 转换器模块(MIE1W0505BGLVH)来建立独立的电压轨。对于连接在飞跨电容高压侧的开关管 Q1 到 Q6,选用 1EDN7550U 驱动器。相反,对于连接在飞跨电容低压侧的开关管 Qs1 到 Qs10 则使用 MP1918 半桥驱动器,这利用了同 Qs1 一桥臂内高边和低边开关的互补开关序列。

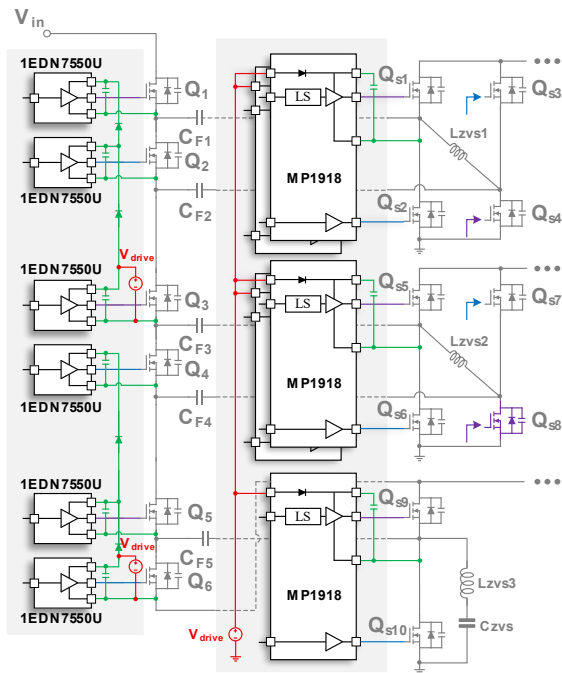
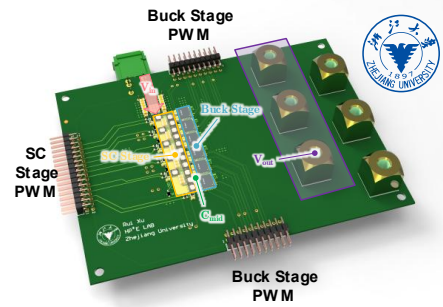


图 5 ZVS-HSC 变换器驱动电路与自举电路设计

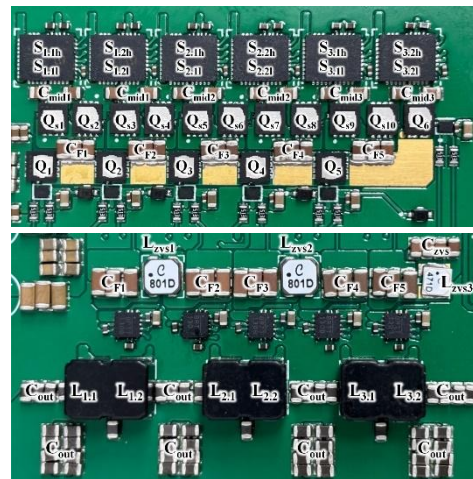
3.4 PCB 布局

3×2 ZVS-HSC 变换器的样机实现和布局如图 6 所示。如图 6(a)所示,实验样机采用三个独立的 PWM 引脚接头来输入开关电容级和 Buck 级的驱动信号,以便在 PCB 上布线 PWM 信号。图 6(b)和(c)展示了变换器功率级的带标注正反面视图。考虑到高频和大电流的工作条件,PCB 布局需要最小化主功率回路的面积,从而减轻由走线、过孔和元件布局引入的寄生电感和电阻的不利影响。为实现紧凑且低寄生的布局,功率器件和无源元件被策略性地分布在顶层和底层。Q1 到 Q6 及其对应的驱动器放置在 PCB 的顶层, Qs1 到 Qs10 也放置在 PCB 顶层。飞跨电容也分布在两层:每级在顶层使用三个 0805 封装的电容,在底层使用三个 1206 封装的电容。所有 ZVS 电感都放置在

底层以优化空间利用率。前两个 ZVS 电感连接在相邻飞跨电容的端子之间,而最后一个 ZVS 电感则连接在飞跨电容端子与 ZVS 电容之间。最后, Buck 级的 DrMOS 器件位于顶层,中间总线电容位于开关电容级和 Buck 级之间,输出电感放置在底层。



(a) 样机的 3D 渲染图



(b) 正面视图

(c) 背面视图

图 6 3×2 ZVS-HSC 变换器的样机实现

4 实验结果

表 1 总结了实验样机中使用的主要元件和参数。图 7 展示了实验测试平台。采用直流电源(IT-M3142)提供 48V 的输入直流电压。在变换器输出端连接电子负载(Chroma 63202A), (ZTMI-PA6000H)通过测量输入和输出端的电压和电流来测量变换器的效率。

对于连接在飞跨电容低压侧的开关管 Qs1 到 Qs10 则使用 MP1918 半桥驱动器,这利用了同 Qs1 一桥臂内高边和低边开关的互补开关序列。为实现紧凑且低寄生的布局,功率器件和无源元件被策略性地分布在顶层和底层。

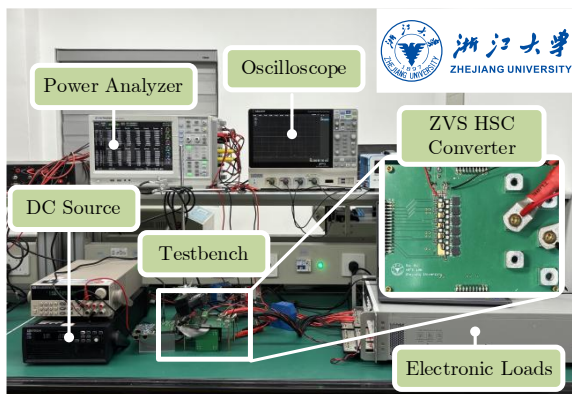
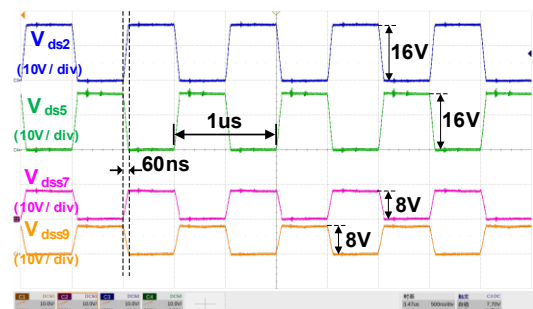


图 7 实验测试平台

通过详细的波形测量验证了工作特性。图 8 展示了在 1MHz 和 100A 输出下的关键实验波形，而图 8(a)显示了关键节点电压 V_A 、 V_B 和 V_C 的波形。此外，图 8(b)描绘了开关管 Q2、Q5、Qs7 和 Qs9 的 v_{ds} 波形。在 v_{ds} 上升和下降沿观察到的明显斜率(由辅助 ZVS 电感引起)，明确证明了变换器成功实现了 ZVS 操作。



(a) 节点电压 V_A 、 V_B 、 V_C 的波形



(b) 开关管 Q2、Q5、Qs7 和 Qs9 的 v_{ds} 波形

图 8 在 1MHz 和 100A 输出下的关键 ZVS 波形

图 9 展示了样机在 1MHz 开关频率下，分别工作在 ZVS 和 ZCS 模式时测得的效率。在 ZVS 模式下，样机在 90A 时达到 89.6% 的峰值效率，满载时为 85.9%，而在 ZCS 模式下，相应的数据为 110A 时的 86.5% 和满载时的 84.2%。因此，ZVS 技术将整体效率在峰值点

以从变换器抽取高负载电流。使用功率分析仪

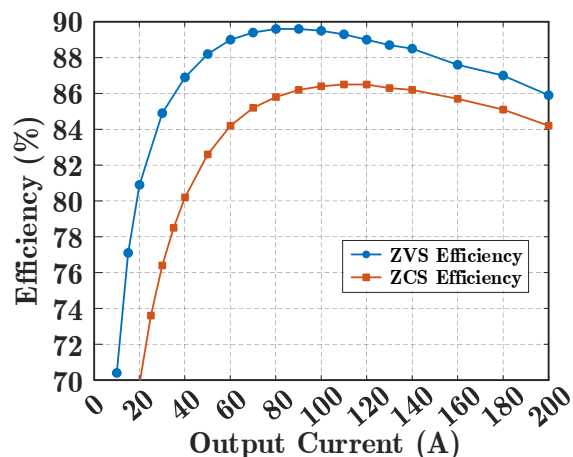


图 9 样机在 1MHz 下分别工作在 ZVS 和 ZCS 模式时测得的效率

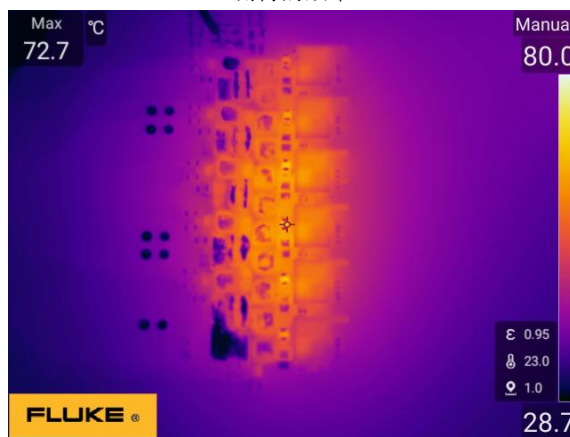


图 10 样机在 ZVS 模式 200A 满载运行时的热性能附近提升了 3.1%，在满载时提升了 1.7%。这证实了所提出的 ZVS 方法在整个负载范围内有效地提高了电路效率。

样机在 ZVS 模式下，200A 满载运行时的热性能如图 10 所示。系统在 25°C 的环境温度下，由四个强制风冷风扇进行冷却。记录到的最高温度为 72.7°C，热点出现在中间总线电容上。

为了研究开关电容级和 Buck 级之间的损耗相互作用，测试了两相 Buck 级在使用不同中间总线电容时的效率。如图 11 所示，与 10 μ F 电容相比，使用 50 μ F 电容时，两相 Buck 级的效率在 30A 负载下提高了 0.4%，在 80A 负载下提高了 1%。虽然较大的 C_{mid} 可以提高 Buck 级的效率，但它增加了电荷分配损耗，导致开关电容级的效率下降。相反，较小的 C_{mid} 减少了电荷分配损耗，但无法为 Buck 级的 di/dt 提供足够的缓冲。这会增大高频换流回路，导致由寄生电感引起的损耗增加。因此，

为了最大化整个系统的效率，必须对 C_{mid} 进行优化折衷。总的来说，实验结果证实了所提出的 ZVS-HSC 拓扑在开关电容级有效实现了 ZVS，显著提高了整个负载范围内的转换效率。

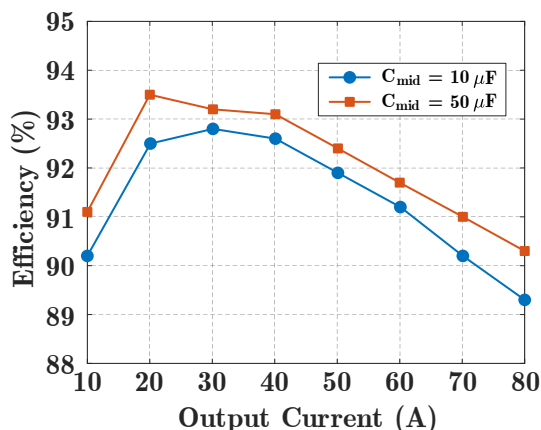


图 11 使用不同中间总线电容两相 Buck 级测得的效率

5 结论

本文提出了一种通过引入外部电感与电容来实现零电压开关的混合开关电容变换器。所提出的 ZVS 策略具有良好的可扩展性，可推广至其他具有类似结构的混合开关电容拓扑。实验结果表明，与 ZCS 方法相比，ZVS 方法在整个负载范围内持续提升电路效率。具体而言，在峰值效率点附近效率提高了 3.1%，在满载时提高了 1.7%。

参考文献

- 1 Radhakrishnan K, Swaminathan M, Bhattacharyya B K. Power Delivery for High-Performance Microprocessors-Challenges, Solutions, and Future Trends. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2021, 11(4):655-671.
- 2 Chen Y, Shi K, Chen M, et al. Data center power supply systems: From grid edge to point-of-load. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(3): 2441-2456.
- 3 Sandri P. Increasing Hyperscale Data Center Efficiency: A Better Way to Manage 54-V/48-V-to-Point-of-Load Direct Conversion. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2017, 4(4):58-64.
- 4 Elasser Y, Back J, Radhakrishnan K, et al. Mini-LEGO CPU Voltage Regulator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(3):3391-3410.
- 5 Zhu Y, Zou J, Pilawa-Podgurski R C N. A 1500-A/48-V-to-1-V Switching Bus Converter for Next-Generation Ultra-High-Power Processors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(9):11340-11355.
- 6 Krishnan S, Blackwell M E, Pilawa-Podgurski R C N. An EMI-Compliant and Automotive-Rated 48 V to Point-of-Load Dickson-Based Hybrid Switched-Capacitor DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(7):9266-9277.
- 7 Zhang S, Liu H, Chen Y. Hybrid-Switched-Capacitor

- VRM with Zero-Voltage-Switching Intermediate Voltage Rails. 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2024: 1377-1383.
- 8 Prakash P R, Nabih A, Liang Y, et al. High Current, High Power-Density Intermediate Bus Converters for Vertical Power Delivery to Next-Generation Processors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(10):14771-14784.
- 9 Dago A, Balutto M, Saggini S, et al. Hybrid Resonant Switched Tank Converters for High Step-Down Voltage Conversion. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(11): 14838-14851.
- 10 Ahmed M H, Fei C, Lee F C, et al. Single-Stage High-Efficiency 48/1V Sigma Converter With Integrated Magnetics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(1):192-202.
- 11 Seeman M D, Sanders S R. Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(2):841-851.
- 12 Jiang S, Saggini S, Nan C, et al. Switched Tank Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(6):5048-5062.
- 13 Marxgut C, Krismer F, Bortis D, et al. Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Single-Phase PFC Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(2): 873-882.
- 14 Huang Q, Yu R, Ma Q, et al. Predictive ZVS Control With Improved ZVS Time Margin and Limited Variable Frequency Range for a 99% Efficient, 130-W/in³ MHz GaN Totem-Pole PFC Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(7):7079-7091.
- 15 Hou R, Lu J, Chen D. Parasitic Capacitance Eloss Loss Mechanism, Calculation, and Measurement in Hard-Switching for GaN HEMTS. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2018: 919-924.

作者简介

徐睿：男，2002 年 7 月生，研究生。研究方向为高功率密度 DC/DC 变换器。

陈炜楠：男，博士，研究员，研究方向为数据中心与算力芯片电源。

宽增益软开关桥臂复用型准单级 FSBB-LLC 变换器： 拓扑，调制与控制

Wide-Gain Soft-Switching Bridge-Arm-Reused Quasi-Single-Stage FSBB-LLC Converters: Topology, Modulation and Control

南京航空航天大学 刘飞, 赵杨, 阮新波 Email: fayliu@nuaa.edu.cn

摘要：四管 Buck-Boost (Four Switch Buck-Boost, FSBB) 变换器级联 LLC 谐振变换器可以实现开关管的全域软开关和宽范围调压。为了提升功率密度并降低成本, 可将前后级两个变换器的开关桥臂进行复用, 从而构成准单级变换器。本文从两级式 FSBB+LLC 变换器出发, 推演出一族宽增益桥臂复用型准单级变换器拓扑, 并提出了其全域软开关调制策略和控制方法。论文首先揭示桥臂复用的机理, 在此基础上推演出准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器拓扑, 并拓展推演出 AC-DC、DC-AC 和 AC-AC 变换器。然后, 提出准单级 FSBB-LLC 变换器的全域软开关调制策略, 并提出其通用 PWM+移相控制方法, 可以实现所有开关管的全域软开关并减小电感电流脉动。最后, 以典型的 FSBB-LLC DC-DC 变换器为例进行了实验验证, 同时对 FSBB-LLC AC-DC、DC-AC 和 AC-AC 变换器进行拓展仿真, 仿真和实验结果验证了本文所提拓扑、调制和控制方法的有效性。

Abstract: The four-switch buck-boost (FSBB) converter cascaded with LLC resonant converter can achieve full-range soft-switching and wide-range voltage regulation. To improve the power density and reduce costs, the bridge arms in the two converters can be reused, thereby forming the quasi-single-stage converter. Starting from the cascaded FSBB+LLC converter, this article derives a family of wide-gain bridge-arm-reused quasi-single-stage converters, along with their soft-switching modulation strategy and control method are proposed. Firstly, the mechanism of bridge-arm reuse is revealed. Based on that, the quasi-single-stage FSBB-LLC dc-dc converters are derived, which is then extended to dc-ac, ac-dc and ac-ac converters. After that, the soft-switching modulation strategy is proposed for the quasi-single-stage FSBB-LLC converter. Building on this, a universal PWM+phase-shift control method is introduced, which achieves full-range soft-switching while reduces the inductor current ripple. Finally, experimental verification is carried out on a FSBB-LLC dc-dc converter, and extended simulations are performed on the FSBB-LLC ac-dc, dc-ac and ac-ac converters, verifying the effectiveness of the proposed topologies, modulation, and control strategy.

关键词：桥臂复用, 准单级, FSBB-LLC 变换器, 宽增益, 全域软开关, PWM+移相控制

Keywords: Bridge-arm reuse, quasi-single-stage, FSBB-LLC converter, wide-gain, full-range soft-switching, PWM+phase-shift control.

1 引言

在分布式电源系统、电动汽车、储能系统等电压变化范围较宽的场所, 电力电子变换器不仅需要具备电气隔离功能, 还应具备宽范围调压能力、高变换效率和高功率密度。LLC 谐振变换器可以实现开关管的零电压开关 (Zero-Voltage-Switching, ZVS), 获得较高的变换效率, 得到了广泛应用[1-3]。然而, 传统变频控制难以在宽电压范围内优化设计磁性元件。为了扩展调压范围, 不得不减小变压器的励磁电感, 导致环流损耗增加, 降低了整个电压范围内的变换效率。

综合调压范围和全范围变换效率两方面考虑, 可以采用基于 LLC 谐振变换器的两级式变换器[4-6], 如预调节器+LLC 变换器和 LLC 变换器+后调节器, 其中, LLC 谐振变换器工作在直流变压器 (DC Transformer, DCX) 方式, 用于实现电气隔离和电气匹配, 可以设计在最佳状态; 预/后调节器用于实现宽范围调压, 可以采用 Buck、Boost、Buck-Boost 等非隔离型变换器。两级式变换器能有效兼顾

“高频高效隔离”和“宽调压范围”, 但存在器件数量多、成本高、功率密度低的问题。

以在宽电压范围内保持高变换效率并提高功率密度为目标, 桥臂复用技术成为变换器交互融合的有效手段, 其核心思路是通过复用级联变换器中间母线电容两侧的开关管, 由此构成准单级变换器, 从而减少器件数量。准单级变换器结合了单级式和两级式架构的优点, 可以在保证调压范围的前提下提高变换效率和功率密度, 成为宽增益高效隔离型 DC-DC 变换器的优选方案。

表 1 隔离型 DC-DC 变换器性能对比

方案	单级式	两级式	准单级
调压范围	窄	宽	宽
变换效率	高 (仅最佳工况)	低 (轻载效率高)	高 (全范围)
器件数量	少	多	较少
功率密度	高	低	较高

文献[7]和[8]将两路交错并联 Boost 变换器的开关桥臂与全桥 LLC 谐振变换器的原边桥臂进行复用, 由此减少四只开关管。在此基础上, 文献[9]将其用于双向变换场合, 文献[10]

和[11]则进一步提出了基于桥臂复用型 Boost+LLC 变换器的 AC-DC 变换器。除了 Boost 变换器, Buck-Boost 变换器也可以与 LLC 谐振变换器进行桥臂复用[12], 然而 Buck-Boost 变换器具有反极性输出特性, 且开关管电压应力较大。

相较于 Buck、Boost 和双管 Buck-Boost 变换器, 四管 Buck-Boost (Four-Switch Buck-Boost, FSBB)变换器输出电压为正极性, 可以实现宽范围灵活调压, 且开关管电压应力较低。通过合理控制三个自由度, 可在恒定开关频率下实现所有开关管的 ZVS 并保证电感电流脉动最小, 成为预调节器的优选方案[13–15]。将桥臂复用技术应用于 FSBB+LLC 变换器, 就构成了桥臂复用型准单级 FSBB-LLC 变换器[16–23]。具体来讲, 文献[16–20]将 FSBB 变换器与半桥 LLC 谐振变换器进行桥臂复用, 构成了半桥 FSBB-LLC 变换器; 文献[21]和[22]将交错并联 FSBB 变换器与全桥 LLC 谐振变换器进行桥臂复用, 构成了全桥 FSBB-LLC 变换器; 文献[23]将 FSBB 变换器与全桥 CLLC 谐振变换器进行桥臂复用, 用于双向变换场合。然而, 由于 FSBB 变换器仅复用了 LLC 谐振变换器的一组开关桥臂, 使得 LLC 谐振变换器两个桥臂的开关状态不一致。综上所述, 针对准单级 FSBB-LLC 变换器, 现有研究主要聚焦于两端口单向 DC-DC 变换器, 已有拓扑包括半桥和全桥 FSBB-LLC 变换器, 对多端口变换器的研究仍处于探索阶段, 也尚未见到在 AC-DC、DC-AC 和 AC-AC 变换器方面的报道, 准单级 FSBB-LLC 变换器的拓扑体系尚不完善。

在准单级 FSBB-LLC 变换器中, LLC 谐振变换器工作在 DCX 方式, 因此复用桥臂开关管的占空比固定为 50%。这使得 FSBB 变换器丢失了一个控制自由度, 带来软开关丢失、电感电流脉动增大等问题。根据 FSBB 电感电流的极性, FSBB-LLC 变换器的调制方法包括单极性和双极性电感电流调制两种。单极性电感电流采用 PWM 控制即可实现[16], 这种方式实现简单, 但非复用桥臂的开关管工作在硬开关状态。文献[17]提出了一种双频控制方法, 将复用桥臂的开关频率提高为非复用桥臂的三倍, 以提升功率密度。然而, 非复用桥臂的开关管仍然工作在硬开关状态。为了实现所有开关管的软开关, 可以将电感电流调制为双极性, 其可以通过在 PWM 控制的基础上引入移

相控制实现, 这就是 PWM+移相控制方法。基于此, 文献[18]根据软开关的实现条件优选出六种开关模态, 但部分模态中电感电流过负较多, 导致电流脉动较大, 增大了变换器的导通损耗, 并且在负载跳变时存在移相占空比突变问题, 动态性能较差。文献[19]进一步将 FSBB-LLC 变换器的开关模态优化为四种, 并以最小导通损耗和软开关为目标, 采用数值拟合的方法得到最优相移角, 有效拓宽了软开关范围, 但其电感电流脉动并未得到优化。综上, 由于桥臂复用导致自由度缺失, 现有控制方法难以兼顾实现开关管的软开关和电感电流脉动最小化, 限制了准单级变换器效率的进一步提升。

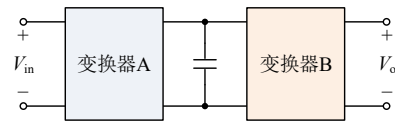
鉴于此, 本文研究桥臂复用型准单级 FSBB-LLC 变换器的拓扑、调制和控制方法。本文贡献如下: 1) 提出桥臂复用型准单级 FSBB-LLC 变换器拓扑族系, 包括 DC-DC、DC-AC、AC-DC 和 AC-AC 变换器; 2) 揭示软开关和电感电流脉动的约束关系, 提出准单级变换器的全域软开关调制策略; 3) 提出一种复合 PWM+移相控制策略, 可以实现开关管的软开关并保证电感电流脉动最小化。

2 引言准单级 FSBB-LLC 变换器的拓扑推演

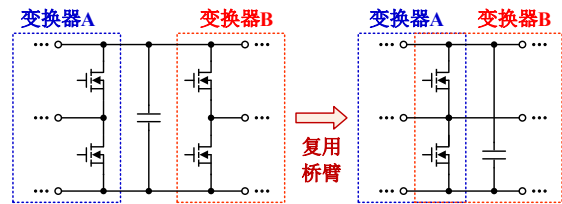
2.1 桥臂复用的机理

为了实现宽范围灵活电压变换, 变换器级联是一种有效手段, 如图 1(a)所示。为了通过桥臂复用减少器件数量, 级联变换器需满足以下基本条件:

- 1) 母线电容两侧的桥臂直接并联;
- 2) 拟复用的桥臂工作在相同开关频率;
- 3) 拟复用的桥臂占空比范围存在交集。



(a) 级联变换器的基本架构



(b) 桥臂复用的原理

图 1 桥臂复用的机理

根据以上条件, 图 1(b)给出了桥臂复用的

基本原理。可以看出,桥臂复用技术可有效减少开关管数量,从而降低成本并减小散热装置,提升功率密度。本文称桥臂复用后的变换器为准单级变换器。

FSBB+LLC 变换器可以兼顾“高频高效隔离”和“宽调压范围”,得到了广泛应用。在该结构中,FSBB 输出桥臂与 LLC 原边桥臂通过中间母线电容直接并联,将其设置在相同的开关频率和占空比,则符合桥臂复用的基本条件。根据电能转换形式,电力电子变换器分为 DC-DC、DC-AC、AC-DC 和 AC-AC 变换器,以此为分类依据,下面分别推演 FSBB+LLC 变换器的准单级拓扑。

2.2 准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器

FSBB 级联半桥 LLC 谐振变换器作为最基本的两级式 DC-DC 变换器,被广泛用于小功率场合。通过复用 FSBB 变换器的输出桥臂和半桥 LLC 谐振变换器的原边桥臂,即可构成图 2(a)所示的准单级半桥 FSBB-LLC 变换器。为了拓展功率等级,可以采用交错并联

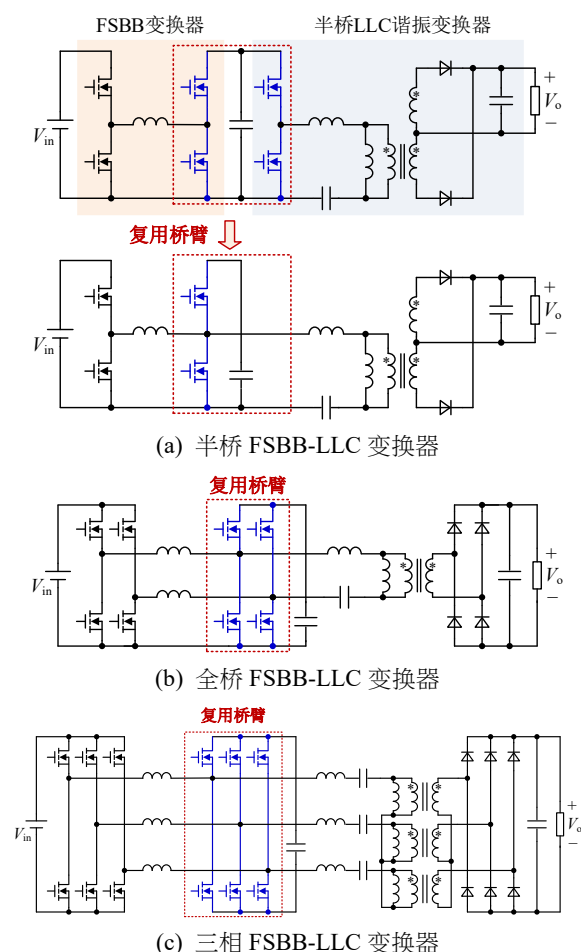


图2 准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器的推演

FSBB 变换器与全桥 LLC 谐振变换器级联,通过复用两路交错并联 FSBB 变换器的输出桥臂与全桥 LLC 谐振变换器的原边桥臂,即可构成图 2(b)所示的全桥 FSBB-LLC 变换器。进一步地,在更大功率场合,通过复用三路交错并联 FSBB 变换器的输出桥臂与三相 LLC 谐振变换器的原边桥臂,就可以推演出图 2(c)所示的三相 FSBB-LLC 变换器。将副边整流二极管替换为开关管,这些准单级 DC-DC 变换器就可以实现能量双向流动。

三端口变换器能够同时提供输入、输出和双向端口,广泛用于航空航天供电系统、光伏发电系统等。借鉴准单级两端口变换器的推演思路,将输入端口和双向端口 FSBB 变换器的输出桥臂分别与全桥 LLC 谐振变换器的原边桥臂复用,可以构造出准单级三端口 FSBB-LLC 变换器,如图 3 所示。

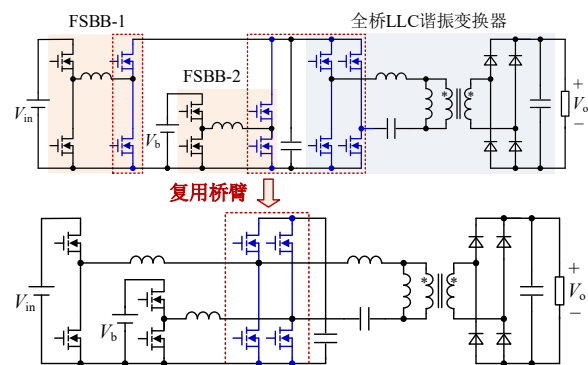


图3 准单级三端口 FSBB-LLC DC-DC 变换器

2.3 准单级 FSBB-LLC AC-DC 整流器

利用 FSBB 变换器宽范围调压的优点,选择两个 FSBB 模块输出并联,通过在各模块输入侧引入输入电容以提供直流偏置,同时使两个模块交错半个工频周期,就可以将一个交流电压源 v_{AB} 拆分成两个交错 180° 的、且具有直流偏置的正弦电压 v_A 和 v_B ,其表达式分别为:

$$v_A = V_{ac} \sin \omega t + V_M \quad (1)$$

$$v_B = V_{ac} \sin(\omega t - \pi) + V_M \quad (2)$$

$$v_{AB} = v_A - v_B = 2V_{ac} \sin \omega t \quad (3)$$

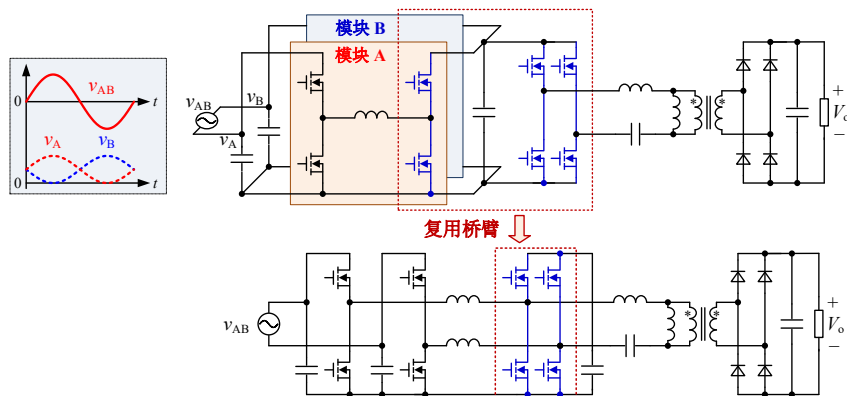
其中 V_{ac} 为交流电压幅值, V_M 为各模块输入正弦电压的直流偏置,由于 FSBB 变换器仅能同极性调压,故要求 $V_{ac} \leq V_M$ 。

将 v_A 和 v_B 作为每个模块的输入电压,就推演出单相 FSBB AC-DC 整流器[15]。在此基础上,将两个 FSBB 的输出桥臂与 LLC 谐振变换器的原边桥臂复用,即可构造出准单级

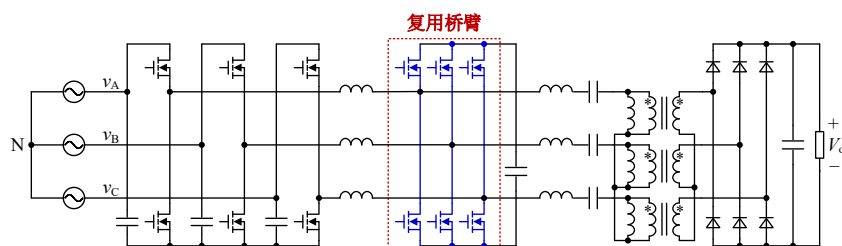
单相 FSBB-LLC AC-DC 整流器，如图 4(a)所示。

类似的，为构造三相 AC-DC 整流器，选择三个 FSBB 模块输出并联，在其输入侧引入输入电容，同时使三个模块依次交错 $1/3$ 个工频周期，就可以从三相交流电压源得到三个交

错 120° 、且具有直流偏置的正弦电压，即 v_A 、 v_B 和 v_C ，将其作为各模块输入电压，就推演出三相 FSBB AC-DC 整流器[15]。在此基础上，将三个 FSBB 的输出桥臂与三相 LLC 谐振变换器的原边桥臂复用，即可构造出准单级三相 FSBB-LLC AC-DC 整流器，如图 4(b)所示。

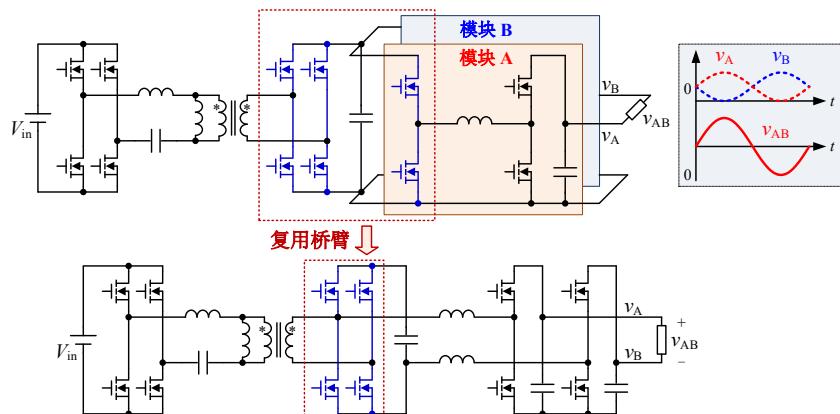


(a) 单相 FSBB-LLC AC-DC 整流器

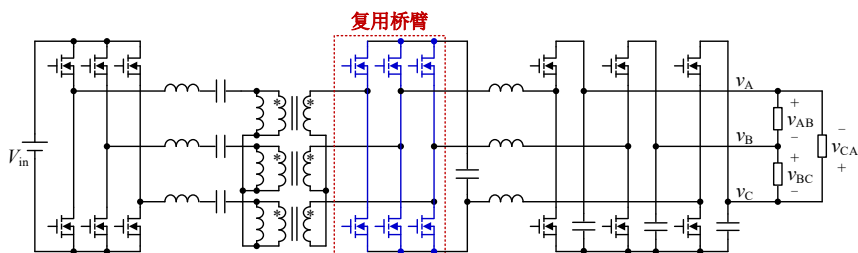


(b) 三相 FSBB-LLC AC-DC 整流器

图 4 准单级 FSBB-LLC AC-DC 整流器



(a) 准单级单相 FSBB-LLC DC-AC 逆变器



(b) 准单级三相 FSBB-LLC DC-AC 逆变器

图 5 准单级 FSBB-LLC DC-AC 逆变器

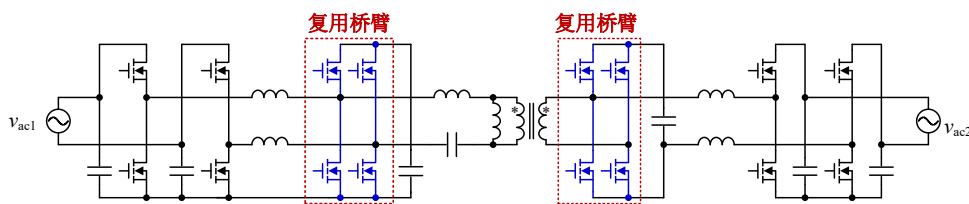


图6 准单级 FSBB-LLC-FSBB AC-AC 变换器

2.4 准单级 FSBB-LLC DC-AC 逆变器

DC-AC 逆变器和 AC-DC 变换器的结构对偶。选择两个 FSBB 模块输入并联，将其输出电压控制为交错 180° 、且具有直流偏置的正弦电压 v_A 和 v_B ，通过差分连接消除直流偏置，就可以得到交流电压 v_{AB} ，由此推演出单相 FSBB DC-AC 逆变器[15]。在此基础上，将两个 FSBB 模块的输入桥臂与全桥 LLC 谐振变换器的副边桥臂复用，即可构造出准单级单相 FSBB-LLC DC-AC 逆变器，如图 5(a)所示。

类似的，为构造三相 DC-AC 逆变器，选择三个 FSBB 模块输入并联，将其输出电压控制为交错 120° 、且具有直流偏置的正弦电压 v_A 、 v_B 和 v_C ，并将其差分连接消除直流偏置，就可以得到三相交流电压 v_{AB} 、 v_{BC} 、 v_{CA} ，由此推演出三相 FSBB DC-AC 逆变器[15]。在此基础上，将三个 FSBB 模块的输入桥臂与三相 LLC 谐振变换器的副边桥臂复用，即可构造出准单级三相 FSBB-LLC DC-AC 逆变器，如图 5(b)所示。

2.5 准单级 FSBB-LLC-FSBB AC-AC 变换器

AC-AC 变换器可由 AC-DC 级联 DC-AC 变换器实现。为了实现交流变压和电气隔离，采用 FSBB+LLC+FSBB 变换器，分别将全桥 LLC 谐振变换器的原、副边桥臂与前级 FSBB 变换器的输出桥臂和后级 FSBB 变换器的输入桥臂复用，即可推演出准单级 FSBB-LLC-FSBB AC-AC 变换器，如图 6 所示。类似的，该拓扑也可以拓展到三相场合。

综上所述，将桥臂复用技术应用于级联 FSBB+LLC 变换器，可以推演出一族准单级 FSBB-LLC 变换器，总结如下：

1) 通过复用级联 FSBB+LLC 变换器母线电容两侧的开关桥臂，可以分别推演出准单级半桥、全桥和三相 FSBB-LLC DC-DC 变换器，并分别用于单向和双向场合。在此基础上，可以拓展推演出三端口 FSBB-LLC DC-DC 变换器，用于发电-储能联合供电系统。

2) 在 DC-DC 变换器的基础上，选择交错并联 FSBB 变换器输入差分输出并联，将其输出桥臂与后级 LLC 谐振变换器的原边桥臂进行复用，可以推演出单相和三相准单级 FSBB-LLC AC-DC 整流器。

3) 与 AC-DC 整流器对偶，选择交错并联 FSBB 变换器输出差分输入并联，将其输入桥臂与前级 LLC 谐振变换器的副边桥臂进行复用，可以推演出单相和三相准单级 FSBB-LLC DC-AC 逆变器。

4) AC-AC 变换器可以由 AC-DC 级联 DC-AC 变换器构成，通过分别复用 LLC 谐振变换器的原副边桥臂与其前后级 FSBB 变换器的开关桥臂，可以推演出准单级 FSBB-LLC-FSBB AC-AC 变换器。

3 准单级 FSBB-LLC 变换器的全域软开关调制策略

3.1 准单级 FSBB-LLC 变换器的调制策略

半桥 FSBB-LLC DC-DC 变换器作为准单级变换器族系的基础，本文以其为代表，阐述准单级变换器的软开关调制策略和控制方法。为方便阐述，图 7 重新给出了半桥 FSBB-LLC 变换器的电路拓扑，其中， $Q_1 \sim Q_4$ 为原边开关管， $D_1 \sim D_4$ 和 $C_1 \sim C_4$ 分别是开关管的体二极管和结电容， DR_1 和 DR_2 是副边整流管， L_c 为连接电感， L_r 、 C_r 和 L_m 分别为谐振电感、谐振电容和励磁电感， C_b 是中间母线电容， C_o 是输出滤波电容。 V_{in} 、 V_{bus} 和 V_o 分别为输入电压、中间母线电压和输出电压。

在准单级 FSBB-LLC 变换器中，复用桥臂的占空比固定为 50%。因此，该变换器有两个控制自由度，分别是 Q_1 的占空比 D_{y1} 、 Q_3 滞后于 Q_1 开通的时间对应的移相占空比 D_0 。从实现软开关并减小电感电流脉动的角度出发，准单级 FSBB-LLC 变换器的最优开关时序应与 FSBB 变换器一致，即[13-15]： Q_1 应先于 Q_3 关断， Q_3 应先于 Q_2 关断， Q_2 应先于 Q_4 关断， Q_4 应先于 Q_1 关断。根据该时序，图 8 给出了 FSBB-LLC 变换器的关键波形，

其共有四种开关模态，分别是：

模态 1: Q1 和 Q4 导通，加在 L_c 上的电压为 V_{in} ， i_{Lc} 线性上升。Lr 和 Cr 谐振工作， i_{Lm} 线性下降，当 i_{Lr} 谐振至与 i_{Lm} 相等时，DR2 零电流关断，随后 Lr、Cr、Lm 三者谐振工作。

模态 2: Q1 和 Q3 导通，加在 L_c 上的电压为 $V_{in}-V_{bus}$ ， i_{Lc} 线性上升（ $V_{in} > V_{bus}$ ）或下降（ $V_{in} < V_{bus}$ ）。Lr 和 Cr 谐振工作， i_{Lm} 线性上升。

模态 3: Q2 和 Q3 导通，加在 L_c 上的电压为 $-V_{bus}$ ， i_{Lc} 线性下降。Lr 和 Cr 继续谐振工作，当 i_{Lr} 谐振至 i_{Lm} 相等时，DR1 零电流关断，随后 Lr、Cr、Lm 三者谐振工作。

模态 4: Q3 和 Q4 导通，加在 L_c 上的电压为零， i_{Lc} 保持不变。Lr 和 Cr 谐振工作， i_{Lm} 线性下降。

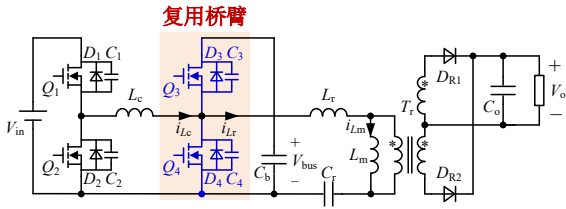
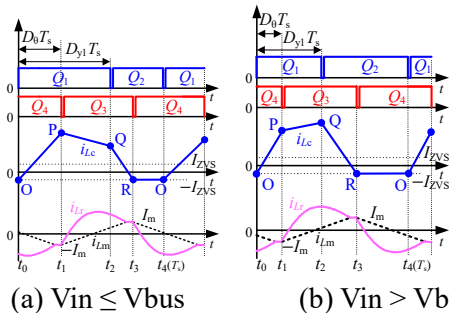


图 7 准单级半桥 FSBB-LLC 变换器的电路拓扑



(a) $V_{in} \leq V_{bus}$ (b) $V_{in} > V_{bus}$

图 8 准单级半桥 FSBB-LLC 变换器的工作波形

由于复用桥臂的占空比固定为 50%，FSBB 变换器的电压增益为：

$$\frac{V_{bus}}{V_{in}} = \frac{D_{y1}}{1-0.5} = 2D_{y1} \quad (4)$$

LLC 谐振变换器 DCX 方式，其电压增益为[4]：

$$\frac{V_o}{V_{bus}} = \frac{1}{2N} \quad (5)$$

其中 N 是变压器的原副边匝比。

结合式(4)和(5)，可得准单级半桥 FSBB-LLC 变换器的电压增益为：

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{bus}}{V_{in}} \frac{V_o}{V_{bus}} = \frac{D_{y1}}{N} \quad (6)$$

从式(6)可以看出，通过控制 D_{y1} ，可以实

现对输出电压的调节。那么，D0 就可以用来调控电感电流，以实现开关管的软开关。

3.2 准单级 FSBB-LLC 变换器的软开关实现条件

3.2.1 软开关电流条件

软开关电流用于保证死区时间内完成结电容充放电。假设开关管实现 ZVS 的软开关电流为 I_{ZVS} ，用 I_O 、 I_P 、 I_Q 和 I_R 表示 O、P、Q、R 处的电感电流。由于开关管相同，有 $C1 = C2 = C3 = C4 = C_{oss}$ 。

对于非复用桥臂，在死区时间内，电感电流 i_{Lc} 对结电容充放电，以实现开关管的 ZVS。为了在死区时间内完成对 C1 和 C2 的充放电， I_{ZVS} 应满足：

$$I_{ZVS} = 2C_{oss}V_{in}/t_d \quad (7)$$

其中 t_d 是开关管的死区时间。

为了实现 Q2 的零电压开通，需满足 $I_Q \geq I_{ZVS}$ ；为了实现 Q1 的零电压开通，需满足 $I_O \leq -I_{ZVS}$ 。

对于复用桥臂，在死区时间内，电感电流 i_{Lc} 和励磁电流 i_{Lm} （即 $I_P + I_m$ 或 $I_R - I_m$ ）共同对结电容充放电，以实现开关管的 ZVS。也就是说，即使励磁电流 I_m 为零，也能通过 i_{Lc} 来实现软开关。这样，励磁电感可以设计为无穷大，使 I_m 为零，从而降低复用桥臂的关断损耗。假设 I_m 为零，为了在死区时间内完成对 C3 和 C4 的充放电， I_{ZVS} 应满足：

$$I_{ZVS} = 2C_{oss}V_{bus}/t_d = 4C_{oss}NV_o/t_d \quad (8)$$

为了实现 Q4 的零电压开通，需满足 $I_P \geq I_{ZVS}$ ；为了实现 Q3 的零电压开通，需满足 $I_R \leq -I_{ZVS}$ 。

结合式(7)和(8)，为了在整个电压范围内下均能实现所有开关管的 ZVS， I_{ZVS} 应满足：

$$I_{ZVS} = 2C_{oss} \max\{V_{in_max}, 2NV_{o_max}\}/t_d \quad (9)$$

其中， V_{in_max} 和 V_{o_max} 分别为最大输入和输出电压。

3.2.2 移相角条件

移相角条件用于保证最优开关时序，以实现开关管的软开关。根据式(4)可知，当 $V_{in} \leq V_{bus}$ 时， $D_{y1} \geq 0.5$ 。结合图 8(a)，为了保证 Q1 先于 Q3 关断，移相占空比 D_0 应大于 $D_{y1}-0.5$ ；为了保证 Q3 先于 Q2 关断， D_0 应小于 0.5。反之，当 $V_{in} > V_{bus}$ 时， $D_{y1} < 0.5$ 。结合图 8(b)，为了保证 Q2 先于 Q4 关断， D_0 应大于 0；为了保证 Q1 先于 Q3 关断， D_0 应该小于 D_{y1} 。综上，满足最优开关时序的移相

占空比条件为:

$$\begin{cases} \frac{V_{bus}}{2V_{in}} - 0.5 < D_0 < 0.5 & (V_{in} \leq V_{bus}) \\ 0 < D_0 < \frac{V_{bus}}{2V_{in}} & (V_{in} > V_{bus}) \end{cases} \quad (10)$$

综上所述,为了实现准单级 FSBB-LLC 变换器的全域软开关,应满足以下条件: 1) 任意开关管的软开关电流绝对值都不小于 IZVS; 2) 移相占空比约束范围满足最优开关时序。

4 准单级 FSBB-LLC 变换器的通用 PWM+移相控制方法

准单级 FSBB-LLC 变换器共有两个控制自由度,分别是非复用桥臂的占空比 Dy1 和移相角 D0,因此可以采用 PWM+移相控制方法,其具体思路如下: 1) 输出电压仅与 Dy1 有关,因此采用 PWM 控制 Dy1 来实现输出电压调节; 2) 移相角用于调控电感电流并实现所有开关管的软开关,因此通过移相环节来产生 D0。

根据以上思想,图 9 给出了准单级 FSBB-LLC 变换器的通用 PWM+移相控制框图,其主要包括输出电压控制单元、复用桥臂驱动单元和移相信号控制单元三个部分,下面分别予以介绍。

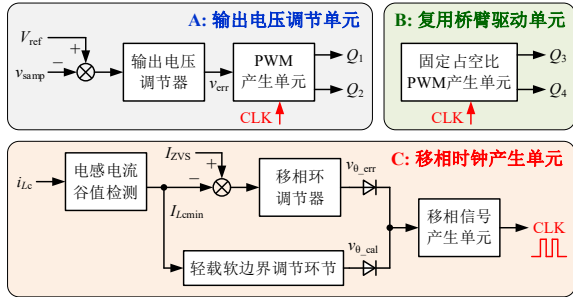


图 9 准单级 FSBB-LLC 变换器的控制方法

1) 输出电压控制单元用于调节输出电压。将采样的输出电压信号 vsamp 与基准 Vref 进行比较,其误差信号送到电压调节器,得到输出电压控制信号 verr,用于产生非复用桥臂 Q1 的占空比信号 Dy1, Q2 与 Q1 互补导通,其占空比为 1-Dy1。

2) 复用桥臂驱动单元用于产生复用桥臂 Q3 和 Q4 的占空比信号,即固定为 50% 的 PWM 信号。该桥臂与非复用桥臂之间的移相角由移相信号控制单元产生的 CLK 信号决定。

3) 移相信号控制单元用于调节电感电流波形以实现开关管的软开关。利用谷值检测电路采样电感电流最小值 ILcmin, 将其与基准

-IZVS 比较,其误差信号送入移相环调节器,产生移相信号 v0_err。由于桥臂复用的约束,若轻载时继续采用移相环调节,则会丢失开关管的软开关,因此,需要引入轻载软开关边界限幅环节,其通过计算单元产生移相信号 v0_cal,以限制移相角的最小值,从而保证全域软开关的实现[24]。v0_err 和 v0_cal 的最大值送入移相信号产生单元,产生移相时钟信号 CLK。

需要说明的是,该控制方法为整个准单级变换器族系奠定了基础,可直接用于半桥 FSBB-LLC DC-DC 变换器。对于其他变换器而言,仍需额外的控制部分,如 AC-DC 整流器中的输入电流控制单元和 DC-AC 逆变器中的电网电流控制单元等。此外,在准单级变换器中,LLC 谐振变换器工作于 DCX 模式,因此,准单级 FSBB-LLC 变换器的闭环设计方法与 FSBB 变换器[25]类似,囿于篇幅受限,本文不再赘述。

5 仿真与实验验证

5.1 准单级 FSBB-LLC 变换器的实验验证

为了验证本文所提拓扑、调制和控制方法的有效性,以半桥 FSBB-LLC DC-DC 变换器为例进行实验验证。采用 PWM+移相控制方法,在一台 500W 的 FSBB-LLC 变换器样机上完成了实验验证[24],其参数列于表 2 中。

表 2 准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器参数

参数	数值	参数	数值
输入电压 Vin	200~400 V	FSBB 电感 Lc	21.5 μH
输出电压 Vo	24 V	母线电容 Cbus	6 μF
母线电压 Vbus	288 V	励磁电感 Lm	90 μH
输出功率 Po	500 W	谐振电感 Lr	1.7 μH
开关频率 fs	500 kHz	谐振电容 Cr	58 nF
变压器匝比 N	12 : 2 : 2	输出电容 Co	100 μF

图 10~12 分别给出了输入电压为 200V、300V 和 400V 时准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器在空载、半载和满载条件下的稳态实验波形,其中 vgs_Q2 和 vds_Q2 为开关管 Q2 的驱动信号和漏源电压, vgs_Q4 和 vds_Q4 为开关管 Q4 的驱动信号和漏源电压, iLc 为电感电流。可以看出, Q2 和 Q4 导通前其漏源电压已下降到零,从而实现了 Q2 和 Q4 的零电压开

通。事实上，Q1 和 Q3 也是零电压开通的，为了简洁，这里不再给出其波形。实现结果证明

所提拓扑及其控制方法可以实现所有开关管的全域软开关。

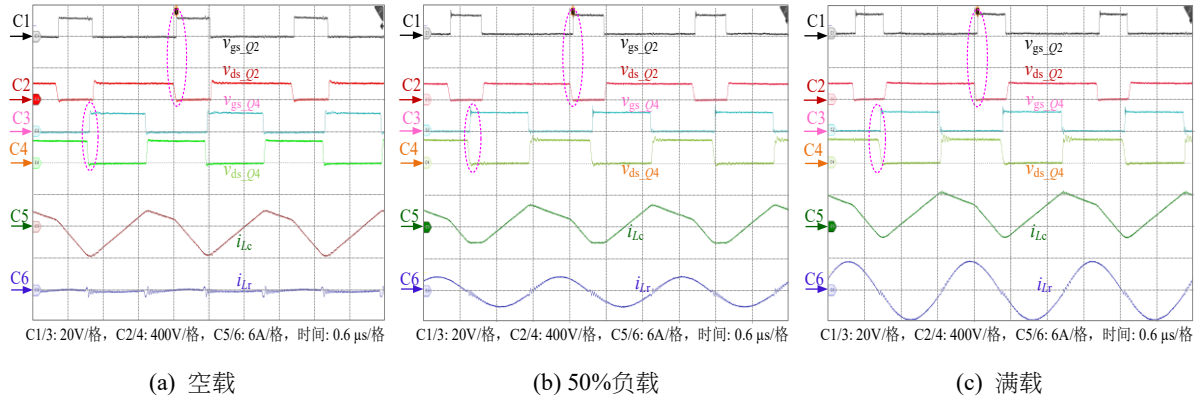


图 10 输入电压为 200V 时 FSBB-LLC DC-DC 变换器的稳态实验波形

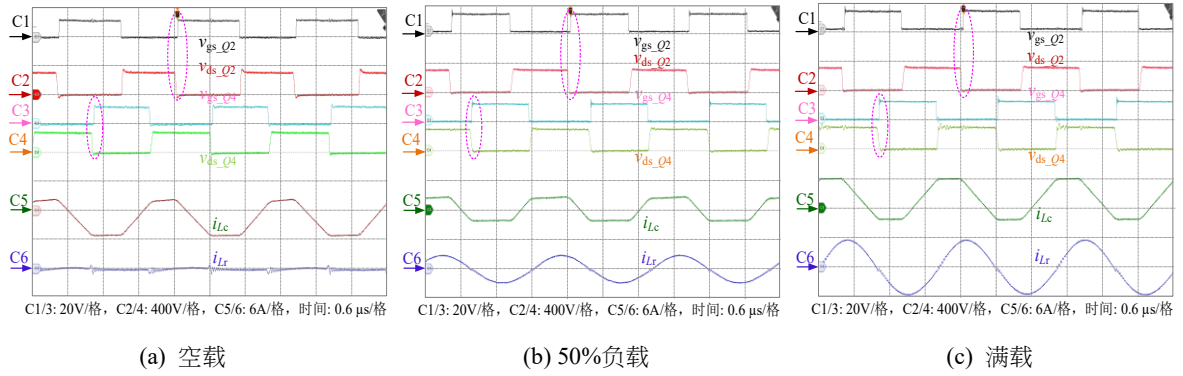


图 11 输入电压为 300V 时 FSBB-LLC DC-DC 变换器的稳态实验波形

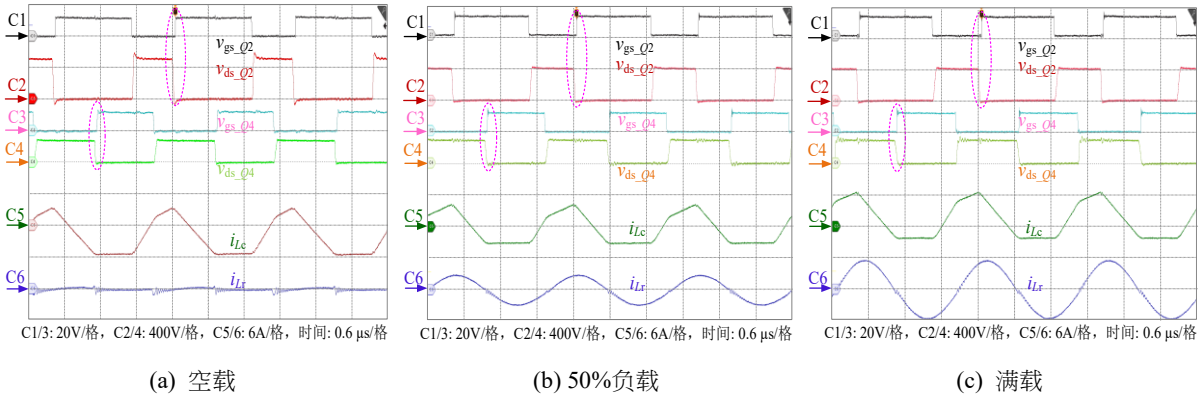


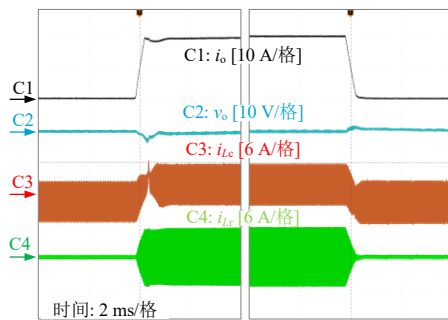
图 12 输入电压为 400V 时准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器的稳态实验波形

图 10~12 分别给出了输入电压为 200V、300V 和 400V 时准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器在空载、半载和满载条件下的稳态实验波形,其中 v_{gs_Q2} 和 v_{ds_Q2} 为开关管 Q2 的驱动信号和漏源电压, v_{gs_Q4} 和 v_{ds_Q4} 为开关管 Q4 的驱动信号和漏源电压, i_{Lc} 为电感电流。可以看出, Q2 和 Q4 导通前其漏源电压已下降到零,从而实现了 Q2 和 Q4 的零电压开通。事实上, Q1 和 Q3 也是零电压开通的,为了简洁,这里不再给出其波形。实现结果证明所提拓扑及其控制方法可以实现所有开关管的全域软开关。

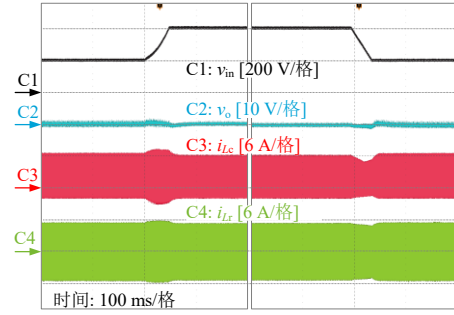
图 13 给出了输入电压和负载跳变时的动态实验波形。图 13(a)为额定输入电压(300V)时负载在空载和满载之间跳变时的波形,其中 i_o 为负载电流, v_o 为输出电压, i_{Lc} 为电感电流, i_{Lr} 为谐振电流。可以看出,负载跳变时输出电压的过冲和下跌较小,表明该变换器具有良好的负载跳变动态性能。图 13(b)给出了满载时输入电压在 200V 和 400V 间跳变时的波形,可以看出,输出电压过冲和下冲较小,表明该变换器具有良好的电压跳变动态性能。

图 14 给出了准单级 FSBB-LLC 变换器在不同输入电压和负载下的实测效率,可以看出,该变换器在全范围获得了较高的变换效率,其最高效率在输入电压为 300V 时取得,为 97.2%。

图 15 给出了准单级 FSBB-LLC 变换器在额定功率下的损耗分布,其中 R_s 为电感电流采样电阻。由于开关管实现了 ZVS,开关损耗可以忽略不计,因此其损耗主是导通损耗。可以看出,非复用桥臂的损耗随着输入电压的升高而增加,而复用桥臂的损耗随着输入电压的升高而减小。对于变压器和副边整流管来说,由于母线电压恒定,因此变压器和副边管的损耗保持一致。显然,损耗分布与图 14 所示的实测效率结果是一致的。



(a) 负载跳变



(b) 输入电压跳变

图 13 准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器的动态实验波形

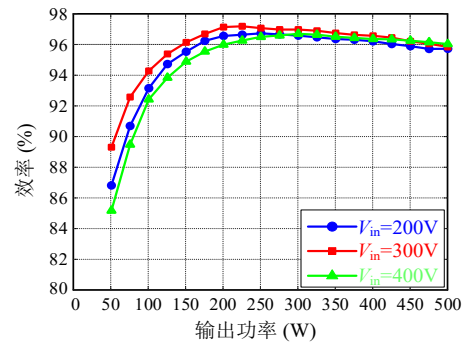


图 14 准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器的效率曲线

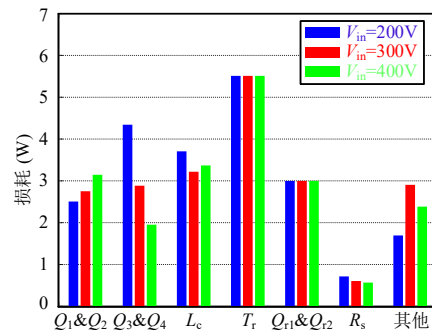


图 15 准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器的损耗分析

5.2 准单级 FSBB-LLC 变换器的拓展仿真验证

准单级 AC-DC、DC-AC 和 AC-AC 整流器都可从基本的半桥 FSBB-LLC DC-DC 变换器推演而来。为了进一步验证本文所推拓扑的有效性,对准单级单相 FSBB-LLC AC-DC、DC-AC 和 AC-AC 变换器进行了拓展仿真,其参数列于表 3。

图 16 给出了准单级 AC-DC 整流器的仿真波形,其中 v_{in} 和 i_{in} 分别是输入交流电压和电流, v_o 是输出直流电压, i_{Lc1} 和 i_{Lc2} 分别为两个 FSBB 电感电流, i_{Lr} 为谐振电流。从图 16(a)可以看出,该变换器将交流电压转换成直流电压,且实现了功率因数校正功能。

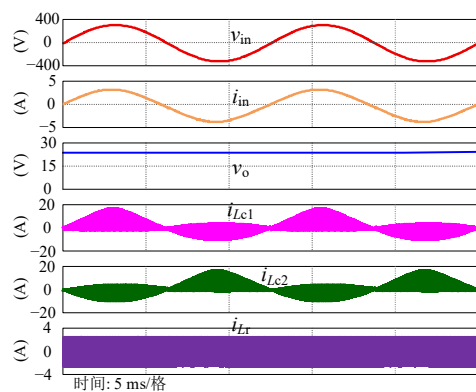
从图 16(b)和 16(c)可以看出,在开关管开通之前,其漏源级电压已减少到零,实现了 ZVS。

图 17 给出了准单级 DC-AC 逆变器的仿真波形,其中 V_{in} 是输入直流电压, v_A 和 v_B 是每个模块的输出电压, v_o 是输出交流电压。从图 17(a)可以看出,该变换器将直流电压变换成交流电压,实现了逆变功能。从图 17(b)和 17(c)可以看出,在开关管开通之前,其漏源级电压已减少到零,实现了 ZVS。

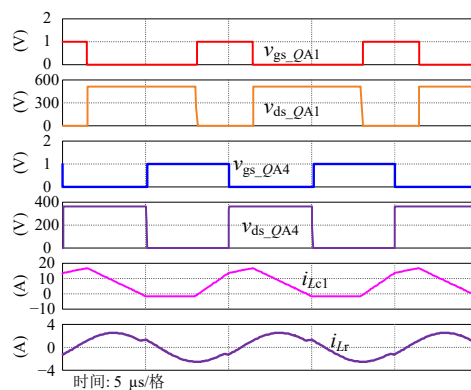
表 3 FSBB-LLC AC-DC、DC-AC 和 AC-AC 参数

参数	数值		
	AC-DC	DC-AC	AC-AC
输入电压 V_{in}	220V/50Hz	360VDC	220V/50Hz
输出电压 V_o	24 VDC	110V/50Hz	110V/400Hz
输出功率 P_o	500 W	100 W	500W
开关频率 f_s	100 kHz	100 kHz	100 kHz
匝比 N	15 : 1	1 : 1	1 : 1
电感 L_c	75 μ H	70 μ H	64 / 50 μ H
励磁电感 L_m	483 μ H	680 μ H	680 μ H
谐振电感 L_r	22.8 μ H	141 μ H	47 μ H
谐振电容 C_r	91.8 nF	15.3 nF	46 nF
母线电容 C_{bus}	1.36 mF	500 μ F	1.36 mF
交流电容 C_{ac}	5 μ F	10 μ F	4 μ F
直流电容 C_{dc}	200 μ F	20 μ F	4 mF

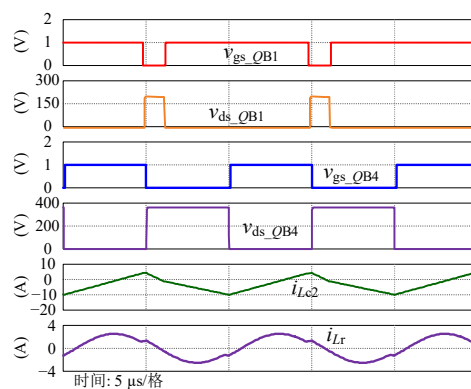
图 18 给出了 FSBB-LLC-FSBB AC-AC 变换器的仿真波形,其中 v_{in} 和 i_{in} 分别是输入交流电压和电流, v_o 和 i_o 分别是输出交流电压和电流, V_{bus1} 和 V_{bus2} 是母线电压, i_{Lc1} 和 i_{Lc2} 为 AC-DC 变换电感电流, i_{Lc3} 和 i_{Lc4} 为 DC-AC 变换电感电流。从图 18(a)可以看出,该变换器将 50Hz 的交流电压变换为 400Hz 的交流电压,即实现了 AC-AC 变换功能。从图 18(b)和 18(c)可以看出,在开关管开通之前,其漏源级电压已减少到零,即实现了 ZVS。



(a) 整体波形

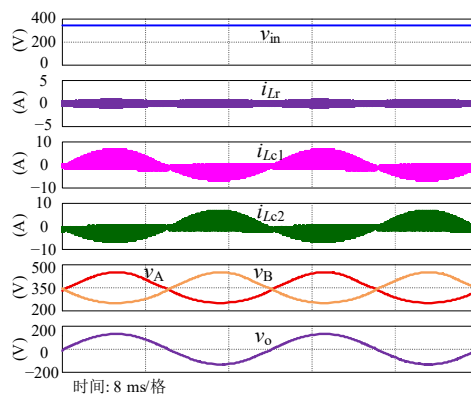


(b) A 模块展开波形

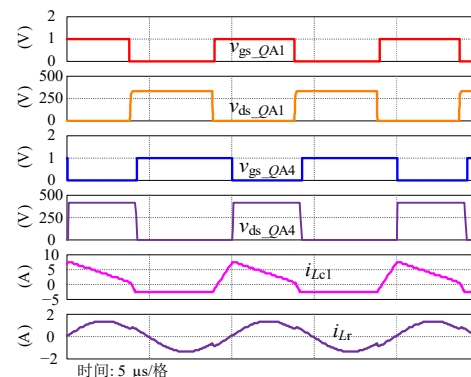


(c) B 模块展开波形

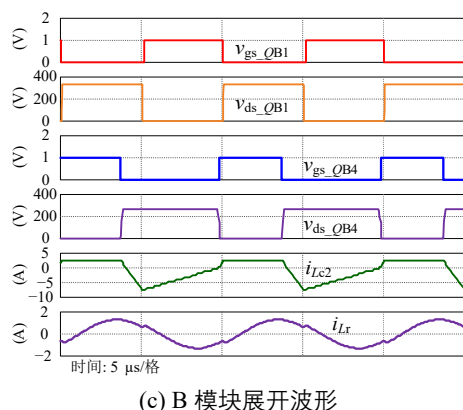
图 16 准单级 FSBB-LLC AC-DC 整流器的仿真波形



(a) 整体波形

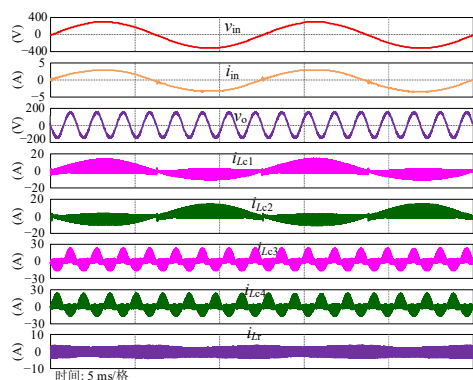


(b) A 模块展开波形

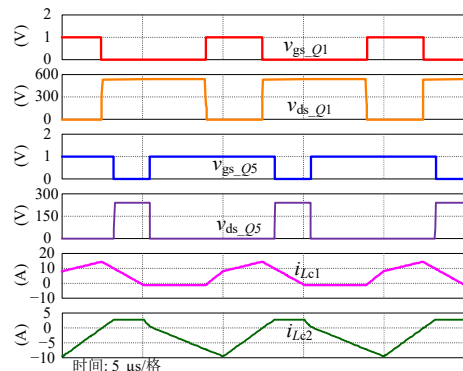


(c) B 模块展开波形

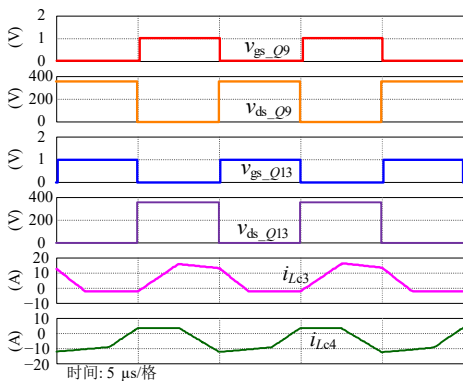
图 17 准单级 FSBB-LLC DC-AC 逆变器的仿真波形



(a) 整体波形



(b) AC-DC 变换部分展开波形



(c) DC-AC 变换部分展开波形

图 18 准单级 FSBB-LLC-FFSBB AC-AC 变换器的仿真波形

6 结论

本文从级联 FSBB+LLC 变换器出发, 推演了一族宽增益桥臂复用型准单级变换器拓扑, 并提出了其全域软开关调制策略和控制方法。首先, 揭示了桥臂复用的机理, 推演出准单级 FSBB-LLC DC-DC 变换器拓扑, 并拓展推演出 AC-DC、DC-AC 和 AC-AC 变换器。然后, 提出了准单级 FSBB-LLC 变换器的全域软开关调制策略, 并推导了其软开关实现条件。最后, 提出了准单级变换器的通用 PWM+移相控制方法, 可以实现所有开关管的软开关并减小电感电流脉动。最后, 以典型的 FSBB-LLC DC-DC 变换器为例进行了实验验证, 同时对桥臂复用型 DC-AC、AC-DC 和 AC-DC 变换器进行了拓展仿真, 仿真和实验结果验证了本文所提拓扑、调制和控制策略的有效性。

参考文献

- 1 卢世蕾, 孙凯, 曹国恩, 等. 面向光伏直流升压系统的高压大功率 LLC 谐振变换器设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 5970-5983.
- 2 刘林, 熊兰, 高迎飞. 应用于储能变流器的 LLC/CLLC 谐振变换器综述[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 50-63.
- 3 Zeng Junming, Zhang Guidong, Yu Samon Shenglong, et al. LLC resonant converter topologies and industrial applications - A review[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(3): 73-84.
- 4 Liu Fei, Ruan Xinbo, Jiang Yuyang. Resonant peak suppression approaches for improving the dynamic performance of DCX-LLC resonant converter based two-stage DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 5685-5695.
- 5 孔伟, 屈克庆, 孙凯, 等. 一种应用于储能系统的两级式直流变换器拓扑与设计[J]. 电工电能新技术, 2019, 38(8): 10-18.
- 6 王懿杰, 桑汐坤, 高珊珊, 等. 基于谐振型 DCX 的部分功率调节技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 251-266.
- 7 Sun Xiaofeng, Shen Yanfeng, Zhu Yune, et al. Interleaved boost-integrated LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for renewable energy generation applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4312-4326.
- 8 Xu Jingtao, Sun Yao, Xu Guo, et al. Current-fed LC series resonant converter with load-independent voltage-gain characteristics for wide voltage range applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11509-11522.
- 9 李小强, 马永超, 黄金伟, 等. 基于双脉宽调制的交错 Boost 集成型 CLLC 谐振变换器宽增益控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5313-5323.
- 10 Ma Hongbo, Li Yuan, Chen Qiang, et al. A single-stage integrated Boost-LLC AC-DC converter with quasi-constant bus voltage for multichannel LED street-lighting applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected

- Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1143-1153.
- 11 Yi Junhong, Ma Hongbo, Li Xiaobin, et al. A novel single-stage semi-bridgeless CBB-LLC AC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 71(5): 4685-4696.
 - 12 Jeong Yeonho, Kim Jae-Kuk, Lee Jae-Bum, et al. An asymmetric half-bridge resonant converter having a reduced conduction loss for DC/DC power applications with a wide range of low input voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7795-7804.
 - 13 Waffler Stefan, Kolar Johann W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional Buck+Boost converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(6): 1589-1599.
 - 14 Zhou Zongjie, Li Haiyan, Wu Xinke. A constant frequency ZVS control system for the four-switch Buck-Boost DC-DC converter with reduced inductor current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2019, 34(7): 5996-6003.
 - 15 Liu Fei, Ruan Xinbo, Yao Kai, et al. Full-range non-resonant PWM zero-voltage-switching power converters with minimized inductor current ripple[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(2): 2014-2026.
 - 16 Li Ying, Ruan Xinbo. An optimized inductor current control for intermediate bus converter with hybrid-switching structure[C]. Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, 2018: 3818-3824.
 - 17 Sun Xiaofeng, Qiu Jiangfeng, Li Xiaohua, et al. An improved wide input voltage Buck-Boost+LLC cascaded converter[C]. Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, 2015: 1473-1478.
 - 18 孙孝峰, 仇江峰, 栗晓华, 等. 一种具有宽输入电压范围的集成 Buck-Boost LLC 级联变换器[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6): 1667-1673.
 - 19 Liu Qi, Qian Qinsong, Ren Bowen, et al. A two-stage Buck-Boost integrated LLC converter with extended ZVS range and reduced conduction loss for high-frequency and high-efficiency applications. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 727-743.
 - 20 Wang Zhiwei, Wu Zongheng, Liu Teng, et al. A high efficiency and high power density integrated two-stage DC-DC converter based on bipolar symmetric phase shift modulation strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4358-4373.
 - 21 姚凯, 任璐军, 邵蕃光, 等. 两相交错四开关升降压集成 LLC 的 DC-DC 隔离变换器[P]. 中国发明专利, ZL202111309007.8, 2024-03-26.
 - 22 Wang Zhiwei, Wu Zongheng, Liu Teng, et al. A high-efficiency and high-power-density interleaved integrated Buck-Boost-LLC converter and its comprehensive optimal design method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10849-10863.
 - 23 江伟斌. 宽输入范围 Buck-Boost+CLLLC 级联双向直流变换器研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
 - 24 Liu Fei, Zhao Yang, Ruan Xinbo. A combined PWM and phase-shift control method with adaptive ZVS boundary regulation for bridge-arm reused FSBB-LLC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2026, 41(2): 2537-2546.
 - 25 Xiao Lingxuan, Ruan Xinbo, Dong Renxi, et al.

Modeling and design of four-switch Buck-Boost converter with combined PWM and phase-shift control scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(8): 11157- 11169.

作者简介

刘飞: 女, 1992 年 11 月生, 讲师。研究方向为软开关电力电子变换技术与电力电子传动。

基于自适应权重更新的永磁同步电机监督学习 预测控制方法

An Adaptive Weight Update Based Supervised Learning Predictive Control Method for PMSM
华中科技大学 徐畅聪, 罗伊道, 洪森 Email: luoyx@hust.edu.cn

摘要：现有的基于学习的预测控制方法依赖于大量数据进行离线训练。为了解决这一问题，本文提出了一种基于监督学习的连续控制集预测方法，该方法仅需当前时刻的采样数据即可实现控制器的在线更新，从而显著降低了实现复杂度和数据需求。具体而言，所提方法利用径向基函数神经网络逼近理想输入，并通过梯度下降法更新权重矩阵。通过推导状态误差与跟踪误差之间的关系，替换了更新律中的跟踪误差项，从而实现了逼近器的在线更新。考虑到神经网络固有的逼近误差和外部扰动，引入了一个鲁棒控制项来对逼近输入进行修正。最后，在实验平台上对所提方法进行了验证。

Abstract: The existing learning-based predictive control methods rely on large amounts of data for offline training. To address this issue, this paper proposes a supervised learning-based continuous control set predictive method, which only requires the sampling data at the current time to achieve online updates of the controller, significantly reducing implementation complexity and data requirements. Specifically, the proposed method approximates the ideal input using a radial basis function neural network and updates the weight matrix via gradient descent. Through derivation of relationship between state error and tracking error, the tracking error term in the update law is replaced, enabling the online update of the approximator. Considering the inherent approximation error of the neural network and external disturbances, a robust control term is introduced to correct the approximated input. Finally, the proposed method is validated on an experimental platform.

关键词：模型预测控制，神经网络，监督学习，永磁同步电机

Keywords: Model predictive control (MPC), neural network (NN), supervised learning, permanent magnet synchronous motor (PMSM).

1 引言

模型预测控制 (Model predictive control, MPC) 由于具有动态响应快、稳态性能优越等优点，已成为控制永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 的一种广泛使用的策略 [1], [2]。根据实现方式的不同，MPC 可分为有限控制集 MPC (Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC) 和连续控制集 MPC (Continuous Control Set Model Predictive Control, CCS-MPC)。与 FCS-MPC 相比，CCS-MPC 能够直接生成最优控制输入，并在稳态下表现出更低的电流纹波和转矩纹波。然而，如果控制器参数偏离实际系统的参数，CCS-MPC 的性能可能会大幅下降 [3], [4]。

1.1 文献综述

在控制系统设计中，为抑制参数失配的负面影响，前人已开展了广泛的研究。第一类方法聚焦于参数辨识技术，旨在通过在运行过程中实时调整系统参数，来增强控制系统对参数失配的适应能力。然而，由于逆变器的非线性特性，参数辨识的精度往往难以保障。此外，同时辨识多个参数的复杂性较高，制约了此类方法的实际应用潜力。第二类方法侧重于基于观测器的方法，即实时估计并补偿由参数失配引起的等效扰动。常用的观测器包括扩张状态

观测器 (Extended State Observer, ESO)、滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO) 和龙伯格观测器 (Luenberger Observer)。虽然这些方法在提升系统鲁棒性方面优势显著，但通常涉及复杂的参数整定过程。此外，参数辨识和基于观测器的方法在本质上仍依赖于电机的数学模型，从而限制了其通用性和灵活性。

近年来，得益于工业过程数字化的加速，运行数据的产生量大幅增长。基于此，数据驱动的控制方法已成为提升 MPC 系统参数鲁棒性的重要途径。这些方法利用数据驱动结构——如查找表模型 (Look-up Table)、超局部模型 (Ultra-local Model) 和带外生输入的自回归模型 (Autoregressive models with Exogenous inputs, ARX)——来取代传统的电机物理模型。基于查找表的方法通过存储的电流梯度信息预测未来电流，但其精度高度依赖于采样的准确性。此外，在连续控制周期内重复施加相同的电压矢量会导致电流梯度更新停滞，进而损害预测精度。超局部模型结构虽然简单，但在增益计算中仍需电感参数。在 ARX 模型中，电机动力学被建模为一组离散时间传递函数，通过输入输出解耦获取系数，从而实现有效控制。

随着人工智能 (Artificial Intelligence, AI) 在电机控制和电力电子领域的普及，基于学习的数据驱动方法——包括强化学习

(Reinforcement Learning, RL)、深度学习 (Deep Learning, DL) 和模仿学习 (Imitation Learning, IL)——在 MPC 框架下受到了广泛关注。RL 通过与环境的交互学习控制策略, 智能体 (Agent) 根据获得的奖励或惩罚来优化其行为。例如, 有研究提出了一种执行器-评论家 (Actor-Critic) 强化学习策略, 使控制器在无需模型参数的情况下学习模仿 MPC 策略, 从而优化功率变换器的开关方案。此外, 深度 Q 学习网络 (Deep Q-learning Network, DQN) 也被应用于 PMSM 控制器的设计。

然而, 这些方法的有效性受限于训练数据的充足性与可靠性。为缓解这一问题, 元强化学习 (Meta-Reinforcement Learning) 策略被引入, 将数据环境建模为部分可观测马尔可夫决策过程 (Partially Observable Markov Decision Process, POMDP), 以降低对大规模数据集的依赖。尽管如此, 过拟合仍是该方法的一个潜在隐患, 可能危及系统的鲁棒性。基于深度学习的方法通过多层神经网络逼近 MPC 控制律, 增强了对参数变化的鲁棒性。但此类方法通常需要部署复杂的多层网络, 训练计算开销巨大, 实时性面临挑战。相比之下, 模仿学习利用专家演示或算法生成的大量数据训练智能体, 以逼近 MPC 控制律, 从而消除了对显式模型参数的依赖。然而, 若训练数据未能充分覆盖整个状态空间, 可能导致预测失准。

1.2 研究动机与创新点

受上述研究启发, 本文研究了一种新型的学习型 MPC 方法, 旨在消除对离线训练和预采集数据集的过度依赖, 从而克服传统学习方法局限性。具体而言, 本文利用径向基函数神经网络 (Radial Basis Function Neural Network, RBFNN) 来逼近理想控制输入, 并通过梯度下降法在线更新参数。这一过程可视为一种监督学习 (Supervised Learning) 的形式。此外, 本文还引入了鲁棒控制项以主动补偿外部扰动。

2 传统的 CCS-MPC 方法

内置式永磁同步电机在 d - q 轴下的电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

在式 (1) 中, ω_e 为电角速度; u_d 和 u_q 分别为电机的 d 轴和 q 轴电压; i_d 和 i_q 为相

应的电流; R_s 为定子电阻; L_d 和 L_q 指 d 轴和 q 轴定子电感; ψ_f 为转子磁链。

应用前向欧拉法, 可以得到内置式永磁同步电机的离散电流预测模型。控制电流的代价函数表示为:

$$g = (i_d^* - i_d(k+1))^2 + (i_q^* - i_q(k+1))^2 \quad (2)$$

其中, i_d^* 和 i_q^* 表示 d 轴和 q 轴电流的参考值; $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$ 是第 $k+1$ 个周期的预测电流。最优电压输入 u_d^* 和 u_q^* 可以通过求解 $\nabla g = 0$ 获得:

$$\begin{cases} u_d^*(k) = R_s i_d(k) + \frac{L_d}{T_s} (i_d^* - i_d(k)) - \omega_e(k) L_q i_q(k) \\ u_q^*(k) = R_s i_q(k) + \frac{L_q}{T_s} (i_q^* - i_q(k)) + \omega_e(k) (L_d i_d(k) + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

其中, T_s 为控制周期。

获得最优电压输入后, 将其代入空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 算法中以生成相应的开关信号, 从而实现对 PMSM 的控制。虽然该方法结构直接且易于实现, 但显而易见的是, 如式 (3) 所示, 控制输入的准确性对电机参数的精度高度敏感。

3 监督学习预测控制策略

为了减轻电机参数失配引起的不利影响, 本文提出了一种监督学习预测控制 (Supervised Learning Predictive Control, SLPC) 方法。该方法的控制结构主要包括三个关键要素: RBFNN 逼近模型、自适应权重更新规则以及鲁棒控制项, 如图 1 所示。首先介绍 RBFNN 逼近模型的建立。

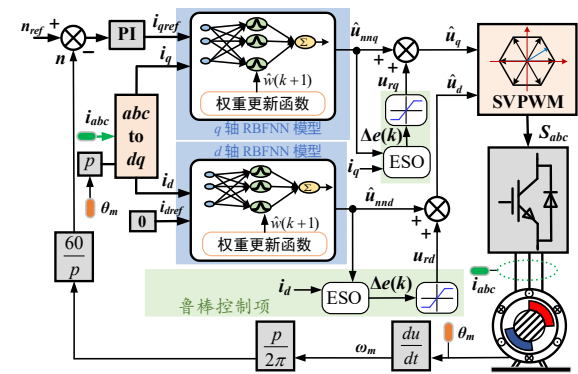


图 1 所提方法程序框图

3.1 RBFNN 控制器的建立

以 d 轴为例, 将式 (1) 中的 d 轴电压化为:

$$\dot{x} = f(x) + g u_d + d \quad (4)$$

其中, $x=i_d$, $f(x)=R_s i_d/L_d$, $g=1/L_d$, d 代表式 (1) 中的扰动项。在 k 时刻, 利用欧拉离散化, 式 (4) 可以写为:

$$x(k+1)=H(k)+G(k)u_d \quad (5)$$

其中, $G(k)=T_s g(k)$, $H(k)=x(k)+T_s(f(x(k))+d(k))$ 。

基于上述方程并利用反馈线性化原理, 得到期望输出为:

$$u^*(k)=\frac{(-H(k)+\gamma e(k)+x^*(k+1))}{G(k)} \quad (6)$$

其中, $e(k)=x^*(k)-x(k)$ 是系统状态误差, x^* 是系统状态的参考值, γ 是用户设置的常数。

在实际电机运行中, 电感和磁链等参数并非定值。因此 $H(k)$ 和 $G(k)$ 被视为未知的非线性函数, 这使得无法通过式 (6) 直接获得 $u^*(k)$ 。

为了解决这一问题, 本文采用 RBFNN 来逼近 $u^*(k)$ 。首先, 定义网络的理想输出为 $u_{nn}^*(k)$, 作为 $u^*(k)$ 的理想逼近。结合神经网络方程, 其输出可表示为:

$$u_{nn}^*(k)=w^{*T}L(X)+\xi(k) \quad (7)$$

其中, $\xi(k)$ 表示逼近误差, 满足 $\xi(k)<\bar{\xi}$, ($\bar{\xi}$ 为正常数误差上界)。 $w^*=[w_1^*, w_2^*, \dots, w_m^*]^T$ 为理想权重向量, $L(X)=[l_1(X), l_2(X), \dots, l_m(X)]^T$ 是由 m 个激活函数组成的隐层。神经网络的输入为 $X=e(k)$ 。定义 $u_{nn}(k)$ 为 $u_{nn}^*(k)$ 的估计值, w 为 w^* 的估计值, 其表达式为:

$$\hat{u}_{nn}(k)=\hat{w}^T L(X) \quad (8)$$

式 (8) 表明, 所建立的模型利用 $\hat{w}^T L(X)$ 来逼近式 (7) 中的 $w^{*T} L(X)$ 。

3.2 自适应权重更新律

为了获得权重矩阵的更新规则, 首先定义跟踪误差如下:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{nn}(k) &= \hat{u}_{nn}(k) - u_{nn}^*(k) \\ &= (\hat{w}^T - w^{*T})L(X) - \xi(k) \\ &= \tilde{w}^T L(X) - \xi(k) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\tilde{w}$ 表示实际权重矩阵 $\hat{w}$ 与理想权重矩阵 w^* 之间的误差。为了简化权重更新规则, 将式 (7) 中的固有逼近误差近似为零, 该误差将在随后的鲁棒控制项中进行补偿。根据梯度下降法, 得到权重矩阵调整规则为:

$$\begin{aligned} \hat{w}(k+1) &= \hat{w}(k) - \eta \frac{\partial J}{\partial \hat{w}(k)} \\ &= \hat{w}(k) - \eta \tilde{u}_{nn}(k) L(X) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 η 为学习率。值得注意的是, 为了简

化权重矩阵的更新律, 式 (7) 中固有的逼近误差被近似为零, 而该误差将在随后的鲁棒控制项中得到补偿。

图 2(a) 直观地说明了梯度下降的原理。假设误差初始位于 B1 点, 此时 $\tilde{u}_{nn}<0$ 。根据式 (10), 在下一个周期应减小权重矩阵, 从而减小误差, 使其从 B1 移动到 B2。此过程迭代进行, 直到误差收敛到参考点 R1。图 2(b) 展示了提高学习率的情景。随着学习率的增加, 收敛速度提高; 然而, 这也会在 $\tilde{u}_{nn}=0$ 附近引入较大的振荡, 从而可能破坏系统的稳定性。相比之下, 图 2(c) 描绘了学习率较小的情况。此时, 误差从 B3 减小到 B4 的速度较慢, 导致收敛速度下降, 动态响应明显减弱。综上所述, 图 2 突显了学习率对系统收敛行为的显著影响。为了获得最佳的控制性能, 必须选择一个经过适当调节的学习率。具体数值将在本研究的后续部分通过实验验证来确定。

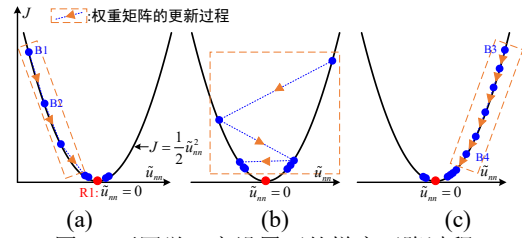


图 2 不同学习率设置下的梯度下降过程

(a) 合适的学习率 (b) 学习率过大 (c) 学习率过小

从式 (10) 可以看出, 此时权重矩阵的更新律仍然与输出误差相关, 系统状态并没有直接参与权重矩阵的更新。如果能引入系统状态来取代权重矩阵更新律中的 $\tilde{u}_{nn}$, 就可以实现控制器的在线更新。因此, 本文接下来推导输出跟踪误差与状态误差之间的关系。将最优输入 $u_{nn}^*(k)$ 代入式 (5) 中, 可得到基于该输入的当前预测值:

$$i_{d_nn}^*(k+1) = (1 - \frac{R_s T_s}{L_d}) i_d^*(k) + \frac{T_s}{L_d} u_{nn}^*(k) + T_s d(k) \quad (11)$$

其中 $i_{dnn}^*(k+1)=i_d^*(k+1)+\gamma e(k)$ 。

将神经网络的近似输出 $\hat{u}_{nn}(k)$ 代入式 (5) 中, 可得该输入下的预测电流值为:

$$i_d(k+1) = (1 - \frac{R_s T_s}{L_d}) i_d(k) + \frac{T_s}{L_d} \hat{u}_{nn}(k) + T_s d(k) \quad (12)$$

由于近似输出是实际施加在电机上的电压, 因此式 (12) 的预测值将是下一步的电流值。

用式 (11) 减去式 (12), 即可得到系统状

态误差与输出跟踪误差之间的关系，如式 (13) 所示：

$$e(k+1) + \gamma e(k) = -\frac{T_s}{L_d} \tilde{u}_{nm}(k) \quad (12)$$

假设神经网络提供了可靠的逼近。如果神经网络模型能为理想输入提供有效的近似，那么下一时刻的状态误差将小于 k 时刻的状态误差。此时，存在一个变量 M （其中 M 满足 $0 < M < 1$ ），使得状态误差满足 $e(k+1) = M e(k)$ 。因此，式 (13) 可以更新为：

$$(M + \gamma)e(k) = -\frac{T_s}{L_d} \tilde{u}_{nm}(k) \quad (14)$$

将式 (14) 代入式 (10)，得到网络权重更新律的公式如下：

$$\hat{\mathbf{w}}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \eta \frac{L_d}{T_s} (M + \gamma)e(k) \mathbf{L}(X) \quad (15)$$

通过上述公式的推导，权重矩阵的更新规则被转化为利用系统状态进行在线学习和更新。为了便于后续分析，将 d 轴神经网络逼近器的学习率定义为 η_d ，如式 (16) 所示：

$$\eta_d = \eta \frac{L_d}{T_s} (M + \gamma) \quad (16)$$

同理，用 q 轴电感参数替换式 (16) 中的电感参数，即可定义 q 轴神经网络逼近器的学习率 η_d 。在实验中，不需要使用式 (16) 和电感参数来计算 η_d 。相反，可以直接设定相应的 η_d 和 η_q 数值，从而实现无需电机参数的模型预测控制。

3.3 鲁棒控制项输出

在推导神经网络权重矩阵的更新律时，忽略了固有逼近误差的影响。为了解决这一问题，本节引入了一个鲁棒控制项来对该误差进行补偿。实验结果表明，该鲁棒控制项不仅能有效补偿固有的逼近误差，还能减轻外部扰动的影响。由于 ESO 能够准确估计电机状态并补偿外部扰动，它已被广泛应用于 PMSM 的无模型预测控制 (MFPC) 中。因此，本文设计了一个 ESO 来获取鲁棒控制所需的数据，如式 (17) 所示。

$$\begin{cases} e_1 = x - z_1 \\ \dot{z}_1 = az_1 + bu + z_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 e_1 \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 e_1 \end{cases} \quad (17)$$

变量定义如下： z_1 是状态 x 的估计值， z_2 是对 d 的观测值， z_3 是 d 的一阶导数的观测值。 β_1 、 β_2 和 β_3 均为观测器的系数。

使用欧拉法对上述方程进行离散化，我们可以得到：

$$\begin{cases} e_1(k) = x(k) - z_1(k) \\ z_1(k+1) = (1 + aT_s)z_1(k) + T_s(b\hat{u}_{nm}(k) + z_2(k) - \beta_1 e_1(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) + T_s(z_3(k) - \beta_2 e_1(k)) \\ z_3(k+1) = z_3(k) - T_s\beta_3 e_1(k) \end{cases} \quad (18)$$

通过合理设置观测器的参数，可以有效获取 $z_1(k+1)$ ，并在后续过程中用于替代 $x(k+1)$ 进行控制。为了保证观测器的收敛性，参数值设置如下： $\beta_1 = -3\omega_c - a$ ， $\beta_2 = -3\omega_c^2$ ，以及 $\beta_3 = -\omega_c^3$ 。其中， ω_c 为观测器的带宽。在本文中，其设计值为 $\omega_c = 2000$ 。

通过该观测器，我们可以获得 $e(k+1)$ 和 $e(k)$ 。此时，我们将滤波误差定义为 $\Theta(k) = e(k+1) + \sigma e(k)$ ，其中 σ 为滤波系数。鲁棒控制项的输出表达式为：

$$u_{rd}(k) = \tau \text{sat}(\Theta) \quad (19)$$

$$\text{其中，} \text{sat}(\Theta(k)) = \begin{cases} \frac{\Theta(k)}{|\Theta(k)|} & \text{if } |\Theta(k)| > \delta \\ \frac{\Theta(k)}{\delta} & \text{if } |\Theta(k)| \leq \delta \end{cases}, \tau$$

和 δ 为用户设计的常数系数。

鲁棒控制项的补偿效果可以理解如下：当观测器预测下一步的电流大于参考值时（该误差源于在推导网络矩阵更新时忽略了固有误差），这表明在式 (8) 中计算的输入过大。因此，鲁棒控制项会施加一个负电压以补偿该偏差。

d 轴的输出最终定义为：

$$\hat{u}_d(k) = \hat{u}_{nm}(k) + u_{rd}(k) \quad (20)$$

使用相同的方法，也可以获得 q 轴上的控制电压输入 $u_q(k)$ 。

4 实验验证

本节通过实验来评估所提出的监督学习预测控制策略的有效性。实验平台如图 3 所示，其中一台内置式永磁同步电机作为驱动电机，其具体参数详见表 1。采用一台由变频器驱动的感应电机作为负载电机。控制周期设定为 0.0001 秒（100 微秒）。为了验证所提方法的优越性，实验中对比了四种方法：传统方法、所提方法、文献[14]中基于超局部模型的方法（记为方法I），以及文献[24]中基于强化学习的预测控制方法（记为方法II）。值得注意的是，方法II的实现需要用到文献[25]中提出的神经

网络预测器。

表 11 实验参数

符 号	名称	取值
R_s	相电阻	0.75Ω
L_d	d 轴电感	$3.5 \times 10^{-3} \text{ H}$
L_q	q 轴电感	$9.8 \times 10^{-3} \text{ H}$
ψ_f	转子磁链	0.142 Wb
N_p	极对数	3
J	转动惯量	$0.0174 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
n_N	额定转速	1500 rpm
T_e	额定转矩	$5 \text{ N} \cdot \text{m}$
f_s	采样频率	10kHz
f_w	载波频率	10kHz

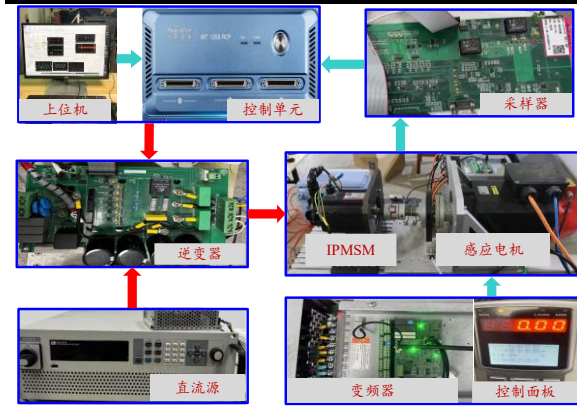


图 1 实验平台

4.1 稳态性能评估

本节进行了实验评估，以验证传统方法、方法I、方法II以及所提方法的稳态性能。图 4 进一步评估了在 1000 rpm 转速和 5 N·m 负载下的控制性能。如图 8 所示，这四种方法的电流总谐波失真(THD)值分别为 4.54%、3.53%、2.59%和 2.50%。与传统的连续控制集模型预测控制 (CCS-MPC) 方法相比，其他三种方法均表现出了更优的稳态性能，减小了 dq 轴的电流纹波，表明其具有更好的控制稳定性。

4.2 参数鲁棒性能评估

如图 13 所示，当接入外部电感时，传统方法的 dq 轴电流未能实现有效跟踪。具体而言， d 轴和 q 轴电流的纹波系数分别为 0.182 和 0.112。相比之下，所提方法的 d 轴和 q 轴电流纹波系数显著降低，分别为 0.065 和 0.041，展现出了更优越的控制性能。

上述实验结果表明，在控制器参数和电机物理参数发生变化的情况下，所提方法依然能够实现有效的电流跟踪，从而展现出极强的参数鲁棒性。

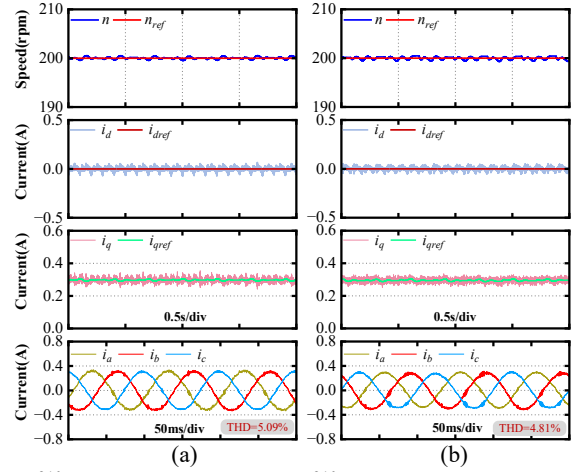


图 2 PMSM 在 1000 rpm 转速和 5 N·m 负载下运行时的实验结果

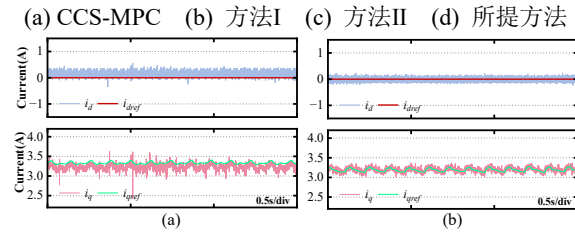


图 3 带外部电感时的控制性能

(a)CCS-MPC (b)所提方法

5 结论

本文提出了一种基于监督学习的 CCS-MPC 方法，用于控制 PMSM。所提方法系统地推导了跟踪误差与状态误差之间的映射关系，并将状态误差引入权重更新律中，以替代传统的跟踪误差项。该方法实现了仅需基于当前采样数据即可对径向基函数神经网络进行在线自适应更新。针对神经网络逼近过程中的固有误差以及外部扰动的影响，本文进一步设计了鲁棒补偿项以增强系统的控制性能。实验结果表明，在存在参数失配和外部扰动的情况下，所提出的监督学习预测控制方法展现出了更优的控制性能。

参考文献

- 1 Y. Luo, K. Yang and Y. Zheng, "Luenberger observer-based model predictive control for six-phase PMSM motor with localization error compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 11, pp. 10800-10810, Nov. 2023.
- 2 J. Rodriguez et al., "Latest advances of model predictive control in electrical drives—Part II: applications and benchmarking with classical control methods," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 5, pp. 5047-5061, May. 2022.
- 3 J. Rodriguez et al., "Latest advances of model predictive control in electrical drives—Part I: basic concepts and advanced strategies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 4, pp. 3927-3942, April. 2022.
- 4 X. Liu, L. Qiu, Y. Fang, K. Wang, Y. Li and J. Rodríguez, "Finite control-set learning predictive control for power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 7, pp. 8190-8196, July. 2024.
- 5 L. Wang, S. Zhang, C. Zhang and Y. Zhou, "An improved deadbeat predictive current control based on parameter identification for PMSM," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 10, no. 2, pp. 2740-2753, June. 2024.
- 6 I. Omrane, E. Etien, O. Bachelier and W. Dib, "A simplified least squares identification of permanent magnet synchronous motor parameters at standstill," in *Proc. 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2013, pp. 2578-2583.
- 7 M. Yang et al., "Nonparametric predictive current control for SPMSM with adaptive cascade extended noise state observer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 1717-1727, Jan. 2025.
- 8 T. Li, X. Sun, M. Yao, D. Guo and Y. Sun, "Improved finite control set model predictive current control for permanent magnet synchronous motor with sliding mode observer," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 10, no. 1, pp. 699-710, March. 2024.
- 9 N. Yang, S. Zhang, X. Li and X. Li, "A new model-free deadbeat predictive current control for PMSM using parameter-free luenberger disturbance observer," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 407-417, Feb. 2023.
- 10 A. Brosch, S. Hanke, O. Wallscheid, and J. Böcker, "Data-driven recursive least squares estimation for model predictive current control of permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 2, pp. 2179-2190, Feb. 2021.
- 11 X. Zhang, X. Yu and G. Zhang, "Adaptive model predictive current control for PMSM drives based on bayesian inference," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 6, pp. 8490-8502, June. 2025.
- 12 F. Wang, Y. Wei, H. Young, D. Ke, D. Huang, and J. Rodriguez, "Continuous-control-set model-free predictive control using time-series subspace for PMSM drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 7, pp. 6656-6666, Jul. 2024.
- 13 B. Luo, X. Yang and Y. Zhou, "Model-Free Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Estimation of Current Variations," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 8, pp. 8395-8405, Aug. 2024.
- 14 Y. Zhang, J. Jin and L. Huang, "Model-Free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 993-1003, Feb. 2021.
- 15 Y. Wei, H. Young, F. Wang, and J. Rodríguez, "Generalized data-driven model-free predictive control for electrical drive systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 8, pp. 7462-7652, Aug. 2023.
- 16 Y. Wan, Q. Xu and T. Dragičević, "Reinforcement Learning-Based Predictive Control for Power Electronic Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 72, no. 5, pp. 5353-5364, May. 2025.
- 17 M. Schenke, W. Kirchgässner, and O. Wallscheid, "Controller design for electrical drives by deep reinforcement learning: A proof of concept," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 16, no. 7, pp. 4650-4658, Jul. 2020.
- 18 N. Farah, G. Lei, J. Zhu and Y. Guo, "Robust model-free reinforcement learning based current control of PMSM drives," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 11, no. 1, pp. 1061-1076, Feb. 2025.
- 19 M. Abu-Ali, F. Berkel, M. Manderla, S. Reimann, R. Kennel and M. Abdelrahman, "Deep learning-based long-horizon MPC: robust, high performing, and computationally efficient control for PMSM drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 10, pp. 12486-12501, Oct. 2022.
- 20 W. Mei, X. Wang, Y. Lu, K. Yu and S. Li, "Learning and current prediction of PMSM drive via differential neural networks," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Expr. Briefs.*, vol. 72, no. 3, pp. 489-493, Mar. 2025.
- 21 M. Novak and T. Dragicevic, "Supervised Imitation Learning of Finite-Set Model Predictive Control Systems for Power Electronics," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 1717-1723, Feb. 2021.
- 22 I. S. Mohamed, S. Rovetta, T. D. Do, T. Dragicević and A. A. Z. Diab, "A Neural-Network-Based Model Predictive Control of Three-Phase Inverter With an Output LC Filter," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 124737-124749, Aug. 2019.
- 23 H. Chaoui, M. Khayamy, and O. Okoye, "Adaptive RBF network based direct voltage control for interior PMSM based vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 7, pp. 5740-5749, Jul. 2018.
- 24 X. Liu, L. Qiu, Y. Fang, K. Wang, Y. Li and J. Rodríguez, "Event-driven based reinforcement learning predictive controller design for three-phase NPC converters using online approximators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 4, pp. 4914-4926, April 2025.
- 25 X. Liu, L. Qiu, Y. Fang and J. Rodríguez, "Predictor-based data-driven model-free adaptive predictive control of power converters using machine learning," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 8, pp. 7591-7603, Aug. 2023.

作者简介

徐畅聪：男，2002 年 11 月生，硕士生。研究方向为先进模型预测控制算法。

罗伊道：男，1991 年 2 月生，博士，副教授，博士生导师。研究方向为先进模型预测控制算法。

洪森：男，2002 年 12 月生，硕士生。研究方向为先进模型预测控制算法。

圆形限流控制下构网型变流器序阻抗建模及分析

Sequence Impedance Modeling and Analysis of Grid-Forming Converters under Circular Current-Limiting Control

西安交通大学 刘永慧, 郜凯杰 Email: yh.liu@xjtu.edu.cn

摘要：尽管构网型变流器通常设计为电压源运行模式，但在电网电压偏离额定工况时，构网型变流器可能采取圆形限流策略防止自身过流。该策略会改变变流器的阻抗特性，并可能引发尚未被充分关注的稳定性问题。本研究通过泰勒级数展开对限流环节进行线性化处理，建立了电流饱和模式下构网型变流器的序阻抗模型。基于该模型，系统分析了关键控制参数对系统稳定性的影响。结果表明，增大电流环比例增益会显著降低限流期间的相位裕度，而其他控制参数对限流期间稳定性的影响较为有限。仿真实验验证了所推导阻抗模型的准确性以及稳定性分析结论的正确性。

Abstract: While grid-forming converters are typically designed for voltage source mode, they may adopt a circular current-limiting strategy to prevent overcurrent during off-nominal grid voltage conditions. This strategy alters the converter's impedance characteristics and can introduce previously unaddressed stability concerns. In this study, the current limiting mechanism is linearized via a Taylor series expansion, enabling the development of a sequence impedance model for grid-forming converters operating in current saturation mode. Based on this model, the impact of key control parameters on system stability is systematically analyzed. Findings indicate that increasing the proportional gain of the current loop significantly reduces the phase margin during current limiting, whereas other control parameters exhibit minimal influence on stability in the current limiting mode. Simulation tests validate both the accuracy of the derived impedance model and the correctness of conclusions drawn from the stability analysis.

关键词：构网型变流器；圆形限流；序阻抗；稳定性分析

Keywords: grid-forming converter; circular current-limiting control; sequence impedance; stability analysis

1 绪论

随着新能源的渗透率增加，为了给电力系统提供必要的电压和频率的支撑，构网型变流器正在成为电力系统中的关键组成部分。构网型变流器通常工作在电压控制模式下，然而当电网偏离额定工作点时，构网型变流器将会通过圆形限流法限制电流内环的参考值，使得其工作在电流饱和模式下^[1]。

构网型变流器与电网的交互稳定性问题备受关注，基于阻抗模型的稳定性分析是解决该问题的有效方法。针对电压控制模式下的构网型变流器阻抗稳定性问题，国内外学者已经展开了广泛的研究。文献[2]和[3]通过建立不含内环控制构网型变流器的序阻抗模型，分析了其在弱电网下的稳定性问题。文献[4]则建立包含内环控制的完整序阻抗模型，使得阻抗模型与实际情况相符合，进一步完善了电压控制模式下构网型变流器的阻抗稳定性分析。

对于电流饱和模式下的构网型变流器而言，现有的研究大多都集中于其动态稳定性上^[5-7]，针对电流饱和模式下构网型变流器的阻抗稳定性问题却鲜有人研究。电流饱和模式下构网型变流器的部分控制环路将会失效，使得其阻抗特性与电压控制模式下不同，因此有必要建立电流饱和模式下的构网型变流器的阻

抗模型，并分析其稳定性。

本文首先通过对构网型变流器的限流环节线性化，建立了饱和电流模式下构网型变流器的序阻抗模型；然后绘制不同控制参数下的阻抗特性曲线，分析了控制参数对系统稳定性的影响；最后通过仿真验证稳定性分析的正确性。

2 阻抗建模

2.1 主电路建模

一种典型的构网型变流器的拓扑如图所示。 R_f 、 L_f 和 C_f 分别为阻尼电阻，滤波电感和滤波电容； L_g 为电网阻抗； i_{Labc} 、 i_{oabc} 和 v_{Cabc} 分别为电感电流，输出电流和电容电压； $M_p(s)$ 和 $M_q(s)$ 分别为有功外环传递函数和无功外环传递函数； $K_v(s)$ 和 $K_i(s)$ 分别为电压内环传递函数和电流内环传递函数。根据频率耦合关系，

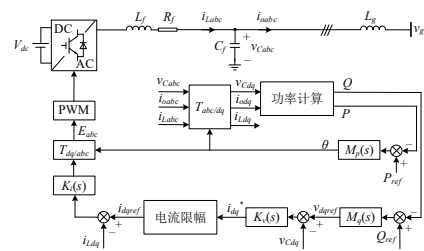


图1 一种构网型变流器的典型拓扑

Fig. 1 The typical frame of the grid-forming converter

当注入 f_p 频次下的正序扰动时, 可以假设电容电压和输出电流的时域表达式(以 A 相为例)为:

$$\begin{cases} v_{Ca}(t) = V_1 \cos(2\pi f_1 t) + V_p \cos(2\pi f_p t + \varphi_{vp}) \\ \quad + V_{pc} \cos(2\pi(f_p - 2f_1)t + \varphi_{vpc}) \\ i_{oa}(t) = I_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_{i1}) + I_p \cos(2\pi f_p t + \varphi_{ip}) \\ \quad + I_{pc} \cos(2\pi(f_p - 2f_1)t + \varphi_{ipc}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: V_1 为基频电压幅值; V_p 和 V_{pc} 分别为正序扰动频率下电压幅值和耦合频率下电压幅值, φ_{vp} 和 φ_{vpc} 为其对应的相位; I_1 , I_p 和 I_{pc} 分别基频电流幅值, 正序扰动频率下的电流幅值和耦合频率下的电流幅值, φ_{i1} , φ_{ip} 和 φ_{ipc} 为其对应的相位。

通过傅里叶变换可得电容电压和输出电流的频域表达式为:

$$\mathbf{V}_{Ca} = \begin{cases} \mathbf{V}_1, f = \pm f_1 \\ \mathbf{V}_p, f = \pm f_p \\ \mathbf{V}_{pc}, f = \pm f_{pc} \end{cases}, \mathbf{I}_{oa} = \begin{cases} \mathbf{I}_1, f = \pm f_1 \\ \mathbf{I}_p, f = \pm f_p \\ \mathbf{I}_{pc}, f = \pm f_{pc} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $f_{pc} = f_p - 2f_1$, $\mathbf{V}_p = (V_p/2)e^{\pm j\varphi_{vp}}$, 其余变量的定义类似。

根据图 6 可得主电路的表达式为:

$$e_{abc} = (R_f + sL_f)i_{oabc} + (s^2 C_f L_f + sC_f R_f + 1)v_{Cab} \quad (3)$$

式中: e_{abc} 是桥臂的输出电压。

频域下, 式(55)中稳态分量表达式为:

$$\mathbf{E}_{abc1} = (-\omega_1^2 C_f L_f + j\omega_1 C_f R_f + 1)\mathbf{V}_{Cab1} + (R_f + j\omega_1 L_f)\mathbf{I}_{oabc1} \quad (4)$$

频域下, 式(4)中小信号分量表达式为:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{E}_{abcp} = (s^2 C_f L_f + sC_f R_f + 1)\Delta \mathbf{V}_{abcp} \\ \quad + (R_f + sL_f)\Delta \mathbf{I}_{abcp}, \quad f = f_p \\ \Delta \mathbf{E}_{abcpc} = (s^2 C_f L_f + sC_f R_f + 1)\Delta \mathbf{V}_{abcpc} \\ \quad + (R_f + sL_f)\Delta \mathbf{I}_{abcpc}, \quad f = f_{pc} \end{cases} \quad (5)$$

根据图 1 的控制框图, $\Delta \mathbf{E}_{ap}$ 和 $\Delta \mathbf{E}_{apc}$ 可以表示为:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{E}_{ap} = G_{vp}(s)\mathbf{V}_p + G_{vpc}(s)\mathbf{V}_{pc} \\ \quad + G_{ip}(s)\mathbf{I}_p + G_{ipc}(s)\mathbf{I}_{pc}, \quad f = f_p \\ \Delta \mathbf{E}_{apc} = G_{cvp}(s)\mathbf{V}_p + G_{cvpc}(s)\mathbf{V}_{pc} \\ \quad + G_{cip}(s)\mathbf{I}_p + G_{cipc}(s)\mathbf{I}_{pc}, \quad f = f_{pc} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $G_{vp}(s)$ 为控制环中 $\Delta \mathbf{E}_{ap}$ 对于 $\mathbf{V}_p$ 的总传递函数, 其余传递函数的定义类似。

将式(58)代入(57)并统一变量可得考虑频率耦合的导纳矩阵模型为:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{I}_p \\ \mathbf{I}_{pc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_p \\ \mathbf{V}_{pc} \end{pmatrix} \quad (7)$$

式中:

$$\begin{cases} Y_{11} = \frac{G_{ipc}(s)G_{cvp}(s) - G_{vp}'(s)G_{cipc}'(s)}{G_{ip}'(s)G_{cipc}'(s) - G_{ipc}(s)G_{cip}(s)} \\ Y_{12} = \frac{G_{ipc}(s)G_{cvpc}(s) - G_{vpc}(s)G_{cipc}'(s)}{G_{ip}'(s)G_{cipc}'(s) - G_{ipc}(s)G_{cip}(s)} \\ Y_{21} = \frac{G_{vp}'(s)G_{cip}(s) - G_{ip}'(s)G_{cvp}(s)}{G_{ip}'(s)G_{cipc}'(s) - G_{ipc}(s)G_{cip}(s)} \\ Y_{22} = \frac{G_{vpc}(s)G_{cip}(s) - G_{ip}'(s)G_{cvpc}(s)}{G_{ip}'(s)G_{cipc}'(s) - G_{ipc}(s)G_{cip}(s)} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} G_{vp}'(s) = G_{vp}(s) - (s^2 C_f L_f + sC_f R_f + 1) \\ G_{ip}'(s) = G_{ip}(s) - (R_f + sL_f) \\ G_{cvp}'(s) = G_{cvp}(s) - (s - 2j\omega_1)^2 C_f L_f \\ \quad - (s - 2j\omega_1) C_f R_f - 1 \\ G_{cip}'(s) = G_{cip}(s) - [R_f + (s - 2j\omega_1)L_f] \end{cases} \quad (9)$$

为了简化阻抗测量和稳定性分析, 基于导纳矩阵(9)和电网阻抗 Z_g 可将变流器的正序等效输出阻抗简化为^[8]:

$$Z_p(s) = -\frac{1}{Y_{11} + \frac{Y_{12}Y_{21}Z_g(s - j4\pi f_1)}{1 - Y_{22}Z_g(s - j4\pi f_1)}} \quad (10)$$

根据正负序阻抗模型关系, 可得负序阻抗模型为:

$$Z_n(s) = Z_p^*(-s) \quad (11)$$

由式(9)-(11)可知, 根据控制框图计算得到 $G_{vp}(s)$, $G_{vpc}(s)$ 等传递函数即可得到电流饱和模

式下构网型变流器的阻抗模型。

2.2 功率外环和 Clark-Park 变换建模

根据式(54)，可计算得到有功功率和无功功率的小信号频域表达式为：

$$\Delta P = 3(V_1^* I_p + V_p I_1^* + V_1 I_{pc} + V_{pc} I_1) f = \pm(f_p - f_1) \quad (12)$$

$$\Delta Q = \pm 3j(V_1^* I_p - V_p I_1^* - V_1 I_{pc} + V_{pc} I_1) f = \pm(f_p - f_1) \quad (13)$$

根据控制框图可得有功环输出相位和 d 轴电压环参考值的小信号为：

$$\Delta \theta = -M_p(s) \Delta P, f = \pm(f_p - f_1) \quad (14)$$

$$\Delta V_{Qd} = -M_q(s) \Delta Q, f = \pm(f_p - f_1) \quad (15)$$

由于 $\Delta \theta$ 非常小，三角函数满足关系式(16)。

$$\begin{cases} \cos(\theta_1 + \Delta \theta) \approx \cos \theta_1 - \Delta \theta \sin \theta_1 \\ \sin(\theta_1 + \Delta \theta) \approx \sin \theta_1 + \Delta \theta \cos \theta_1 \end{cases} \quad (16)$$

根据频域卷积定理可得 Clark-Park 变换矩阵为：

$$\mathbf{T}_{dq} = \mathbf{T}_{dq1} + \Delta \mathbf{T}_{dq} \quad (17)$$

式中：

$$\mathbf{T}_{dq1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & e^{\mp j \frac{2\pi}{3}} & e^{\pm j \frac{2\pi}{3}} \\ e^{\pm j \frac{\pi}{2}} & e^{\mp j \frac{\pi}{6}} & e^{\pm j \frac{7\pi}{6}} \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$\Delta \mathbf{T}_{dq} = -\frac{1}{3} \Delta \theta * \begin{pmatrix} e^{\mp j \frac{\pi}{2}} & e^{\mp j \frac{7\pi}{6}} & e^{\pm j \frac{\pi}{6}} \\ 1 & e^{\mp j \frac{2\pi}{3}} & e^{\pm j \frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix} \quad (19)$$

类似的，Clark-Park 逆变换矩阵为：

$$\mathbf{T}_{dq}^T = \mathbf{T}_{dq1}^T + \Delta \mathbf{T}_{dq}^T \quad (20)$$

式中：

$$\mathbf{T}_{dq1}^T = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & e^{\pm j \frac{\pi}{2}} \\ e^{\mp j \frac{2\pi}{3}} & e^{\mp j \frac{\pi}{6}} \\ e^{\pm j \frac{2\pi}{3}} & e^{\pm j \frac{7\pi}{6}} \end{pmatrix} \quad (21)$$

$$\Delta \mathbf{T}_{dq}^T = -\frac{1}{2} \Delta \theta * \begin{pmatrix} e^{\mp j \frac{\pi}{2}} & 1 \\ e^{\mp j \frac{7\pi}{6}} & e^{\mp j \frac{2\pi}{3}} \\ e^{\pm j \frac{\pi}{6}} & e^{\pm j \frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix} \quad (22)$$

2.3 限幅环节的建模

常见的圆形限流策略有 d 轴电流优先的

限幅策略， q 轴电流优先的限幅策略和电流角优先的限幅策略等。本文以 d 轴电流优先的限幅策略为例，如式(23)，建立电流限幅环节的小信号传递函数，其余限幅策略可用类似的方法进行线性化。

$$\begin{cases} i_{dref} = \text{sign}(i_d^*) \cdot \min(|i_d^*|, I_{\max}) \\ i_{qref} = \text{sign}(i_q^*) \cdot \min(|i_q^*|, \sqrt{(I_{\max})^2 - (i_{dref})^2}) \end{cases} \quad (23)$$

式中： $\text{sign}(x)$ 为符号函数。

根据式(75)可知，当电流未达到限幅时，限幅环节传递函数为 1；当电流总幅值达到限幅， d 轴电压环输出小于限幅值时， d 轴的控制环与正常模式相同， q 轴的电压环将会失效；当电流总幅值达到限幅，且 d 轴电压环输出大于限幅值时，此时仅电流环和有功环生效，系统的稳定性主要取决于功角的稳定性，因此本节仅研究当电流总幅值达到限幅， d 轴电压环输出小于限幅值时的阻抗稳定性问题，此时电流环参考值的表达式如式(24)，建模的关键点在于对 i_{qref} 的表达式进行线性化。

$$\begin{cases} i_{dref} = i_d^* \\ i_{qref} = \text{sign}(i_q^*) \sqrt{(I_{\max})^2 - (i_{dref})^2} \end{cases} \quad (24)$$

通过将小信号引入式(76)可得：

$$\begin{aligned} i_{qref1} + \Delta i_{qref} &= \text{sign}(i_q^*) \sqrt{I_{\max}^2 - (i_{dref1} + \Delta i_{dref})^2} \\ &= \text{sign}(i_q^*) \sqrt{I_{\max}^2 - i_{dref1}^2} \sqrt{1 - \frac{2i_{dref1} \Delta i_{dref} + \Delta i_{dref}^2}{I_{\max}^2 - i_{dref1}^2}} \end{aligned} \quad (25)$$

根据泰勒公式(26)，忽略高阶小信号量对式(25)进行线性化，可得 Δi_{qref} 的表达式为(27)。

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \dots \quad (26)$$

$$\Delta i_{qref} = -\text{sign}(i_q^*) \frac{i_{dref1}}{\sqrt{I_{\max}^2 - i_{dref1}^2}} \Delta i_{dref} = k_{dq} \Delta i_{dref} \quad (27)$$

2.4 内环建模

根据叠加定理，电压电流内环的建模过程可以根据小信号通道进行分解^[9]，计算框图如图 7 所示。

根据图 7，桥臂的输出电压中的小信号分量 ΔE_{abc} 可以表示为：

$$\Delta \mathbf{E}_{abc} = \sum_{i=1}^5 \Delta \mathbf{E}_{abci} \quad (28)$$

青色小信号通道的输出结果 $\Delta \mathbf{E}_{abc1}$ 可以表示为:

$$\Delta \mathbf{E}_{abc1} = \Delta \mathbf{T}_{dq}^T * \mathbf{T}_{dq1} * \mathbf{E}_{abc1} \quad (29)$$

联立(70), (73)和(81)可得

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{E}_{ap1} = \mp 3j\mathbf{E}_{m1}M_p(s \mp j2\pi f_1) \\ (\mathbf{V}_1^* \mathbf{I}_p + \mathbf{V}_p \mathbf{I}_1^* + \mathbf{V}_1 \mathbf{I}_{pc} + \mathbf{V}_{pc} \mathbf{I}_1), f = \pm f_p \\ \Delta \mathbf{E}_{apc1} = \pm 3j\mathbf{E}_{m1}M_p(s \mp j2\pi f_1) \\ (\mathbf{V}_1^* \mathbf{I}_p + \mathbf{V}_p \mathbf{I}_1^* + \mathbf{V}_1 \mathbf{I}_{pc} + \mathbf{V}_{pc} \mathbf{I}_1), f = \pm f_p \end{cases} \quad (30)$$

式中:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{m1} = (1 + j\omega_l R_f C_f - \omega_l^2 L_f C_f) \mathbf{V}_1 \\ + (R_f + j\omega_l L_f) \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{E}_{m2} = (1 + j\omega_l R_f C_f - \omega_l^2 L_f C_f) \mathbf{V}_1^* \\ + (R_f + j\omega_l L_f) \mathbf{I}_1^* \end{cases} \quad (31)$$

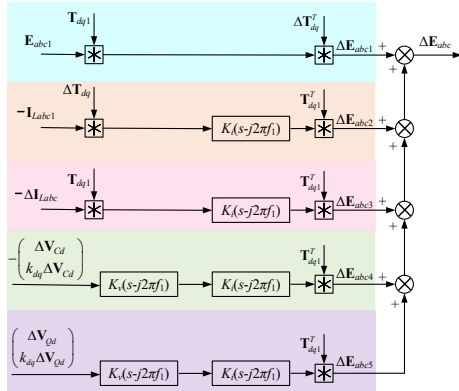


图 2 内环建模计算框图

Fig. 2 The calculation schematic diagram of modeling

类似的, 橘色小信号通道的输出结果 $\Delta \mathbf{E}_{abc2}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{E}_{abc2} &= -\mathbf{T}_{dq1}^T * \Delta \mathbf{T}_{dq} * \mathbf{I}_{Labc1} K_i(s - j2\pi f_1) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{I}_{Labc1} K_i(s - j2\pi f_1) \end{aligned} \quad (32)$$

粉色小信号通道的输出结果 $\Delta \mathbf{E}_{abc3}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{E}_{abc3} &= -\mathbf{T}_{dq1}^T * \mathbf{T}_{dq1} * \Delta \mathbf{I}_{Labc} K_i(s - j2\pi f_1) \\ &= -\Delta \mathbf{I}_{Labc} K_i(s - j2\pi f_1) \end{aligned} \quad (33)$$

绿色小信号通道的输出结果 $\Delta \mathbf{E}_{abc4}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{E}_{abc4} &= -\mathbf{T}_{dq1}^T * \begin{pmatrix} \Delta \mathbf{V}_{Cd} \\ k_{dq} \Delta \mathbf{V}_{Cd} \end{pmatrix} \\ &\quad \cdot K_v(s - j2\pi f_1) K_i(s - j2\pi f_1) \end{aligned} \quad (34)$$

紫色小信号通道的输出结果 $\Delta \mathbf{E}_{abc5}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{E}_{abc5} &= \mathbf{T}_{dq1}^T * \begin{pmatrix} \Delta \mathbf{V}_{Qd} \\ k_{dq} \Delta \mathbf{V}_{Qd} \end{pmatrix} \\ &\quad \cdot K_v(s - j2\pi f_1) K_i(s - j2\pi f_1) \end{aligned} \quad (35)$$

联立式(81)-(87), 可以计算得到控制环中各小信号的总传递函数, 如式(37)和(38)所示。

为了验证式中阻抗模型的正确性, 本文以构网型变流器中典型的控制策略虚拟同步机为例来进行验证。其电压电流内环采用 PI 控制, 其传递函数为: $K_v(s) = k_{vp} + k_{vi}/(s-j2\pi f_1)$ 和 $K_i(s) = k_{cp} + k_{ci}/(s-j2\pi f_1)$ 。有功环和无功环传递函数为

$$\begin{cases} M_p(s) = \frac{1}{J\omega_s s^2 + Ds} \\ M_q(s) = k_q \end{cases} \quad (36)$$

式中: J 为虚拟惯量; D 为等效阻尼系数; k_q 为无功下垂系数。

为了验证阻抗模型, 在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型进行扫频验证, 仿真模型基于图 6 搭建, 基础控制参数如表 12 所示。

表 1 仿真参数

Tab 1 Parameters of the simulation

类别	符号	值
额定容量	S_n	10 kVA
额定电压	V_n	220 V
额定频率	f_n	50 Hz
电网电压	V_g	231 V
阻尼电阻	R_f	0.47 Ω
滤波电感	L_f	0.4 mH
滤波电容	C_f	30 μF
虚拟惯量	J	0.81 kg·m ²
阻尼系数	D	31 kW·s/rad
无功下垂系数	k_q	3.1 V/kVar
电压环比例系数	k_{vp}	2
电压环积分系数	k_{vi}	20
电流环比例系数	k_{cp}	5
电流环积分系数	k_{ci}	200
电流限幅值	I_{max}	23.57 A

$$\begin{cases} G_{vp}(s) = -\frac{3}{4}jH_1(s')M_p(s')I_1e^{-j\varphi_{11}} - sC_fK_i(s') - \frac{1}{2}(1+jk_{dq})K_v(s')K_i(s') \\ \quad + \frac{3}{4}j(1+jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')I_1e^{-j\varphi_{11}} \\ G_{vpc}(s) = -\frac{3}{4}jH_1(s')M_p(s')I_1e^{j\varphi_{11}} - \frac{1}{2}(1+jk_{dq})K_v(s')K_i(s') - \frac{3}{4}j(1+jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')I_1e^{j\varphi_{11}} \\ G_{ip}(s) = -\frac{3}{4}jH_1(s')M_p(s')V_1 - K_i(s') - \frac{3}{4}j(1+jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')V_1 \\ G_{ipc}(s) = -\frac{3}{4}jH_1(s')M_p(s')V_1 + \frac{3}{4}j(1+jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')V_1 \end{cases} \quad (36)$$

$$\begin{cases} G_{cyp}(s) = \frac{3}{4}jH_2(s')M_p(s')I_1e^{-j\varphi_{11}} - \frac{1}{2}(1-jk_{dq})K_v(s')K_i(s') + \frac{3}{4}j(1-jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')I_1e^{-j\varphi_{11}} \\ G_{cypc}(s) = \frac{3}{4}jH_2(s')M_p(s')I_1e^{j\varphi_{11}} - (s-j4\pi f_1)C_fK_i(s') - \frac{1}{2}(1-jk_{dq})K_v(s')K_i(s') \\ \quad - \frac{3}{4}j(1-jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')I_1e^{j\varphi_{11}} \\ G_{icp}(s) = \frac{3}{4}jH_2(s')M_p(s')V_1 - \frac{3}{4}j(1-jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')V_1 \\ G_{icpc}(s) = \frac{3}{4}jH_2(s')M_p(s')V_1 - K_i(s') + \frac{3}{4}j(1-jk_{dq})M_q(s')K_i(s')K_v(s')V_1 \end{cases} \quad (37)$$

式中: $s' = s - j2\pi f_1$

$$\begin{cases} H_1(s') = (1 + j\omega_1 R_f C_f - \omega_1^2 L_f C_f)V_1 + (R_f + j\omega_1 L_f)I_1e^{j\varphi_{11}} + (I_1e^{j\varphi_{11}} + j\omega_n C_f V_1)K_i(s') \\ H_2(s') = (1 + j\omega_1 R_f C_f - \omega_1^2 L_f C_f)V_1 + (R_f + j\omega_1 L_f)I_1e^{-j\varphi_{11}} + (I_1e^{-j\varphi_{11}} + j\omega_n C_f V_1)K_i(s') \end{cases} \quad (38)$$

Z_p 和 Z_n 的扫频结果和理论结果如图 8 所示。从图中可知,扫频结果与理论结果相吻合,验证了阻抗模型的正确性。可根据所建立的阻抗模型来分析控制参数对阻抗特性的影响,进而分析控制参数对系统的稳定性的影响。

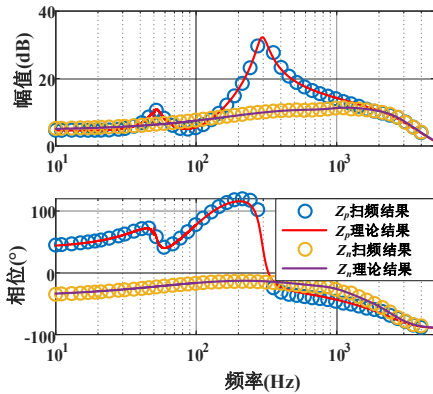


图 3 阻抗模型验证结果

Fig. 3 The impedance model verification

3 稳定性分析

构网型变流器与电网的交互稳定性问题通常由于两者间的正序阻抗不匹配导致的,因此本文以正序阻抗为例分析系统的稳定性。

3.1 功率环参数的影响

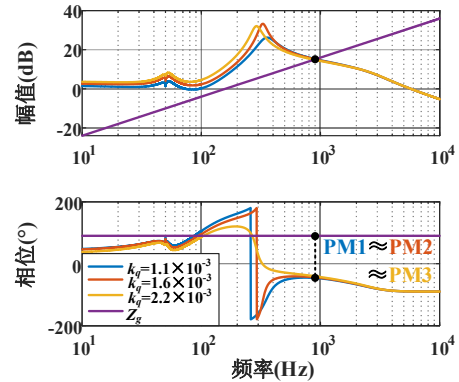


图 4 不同无功环参数下的阻抗特性曲线

Fig. 4 The impedance characteristics curves with different reactive power loop coefficients

根据图 8 可知,系统的稳定性问题可能会发生在正序的中高频段,而有功环参数则只对系统基频附近的阻抗特性有影响,因此本节只分析无功环参数对系统稳定性的影响。不同无功下垂系数 k_q 下阻抗特性曲线如图 9 所示。随着无功下垂系数 k_q 的增大, Z_p 和 Z_g 的幅值曲线交点频率和相位裕度几乎不变,因此无功环控制参数对系统稳定性几乎没有影响。

3.2 电压环控制参数的影响

不同电压环控制参数下的阻抗特性曲线如图 10 所示。根据图 10(a)可知,当电压环

的比例系数 k_{vp} 增大时, Z_p 和 $Z_{g\text{zai}}$ 中频段出现新的交点, 但这些交点对应的相位裕度始终较大, 高频段的交点频率逐渐增大, 但其对应相位裕度却几乎不变。根据图 10(b)可知, 当电压环的积分系数 k_{vi} 增大时, Z_p 的阻抗特性曲线几乎不变, 因此电压环的控制参数对系统的稳定性几乎没有影响。

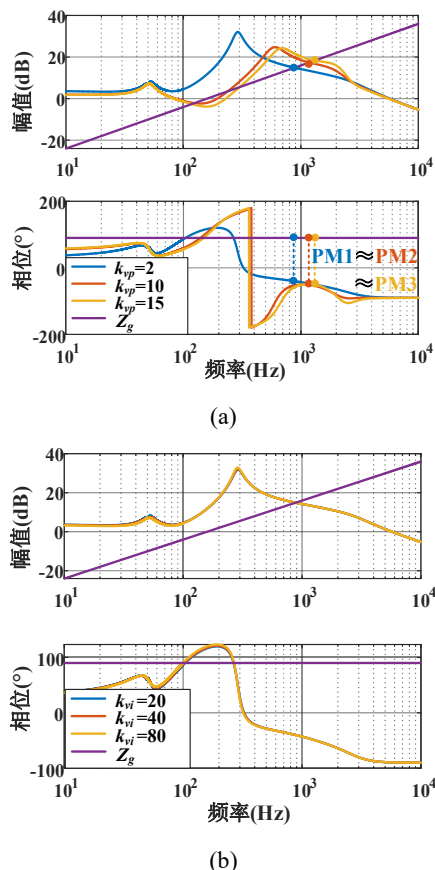


图 5 不同电压环参数下的阻抗特性曲线。(a)不同 k_{vp} , (b)不同 k_{vi}
Fig. 5 The impedance characteristics curves with voltage loop coefficients. (a) different k_{vp} , (b) different k_{vi}

3.3 电流环控制参数的影响

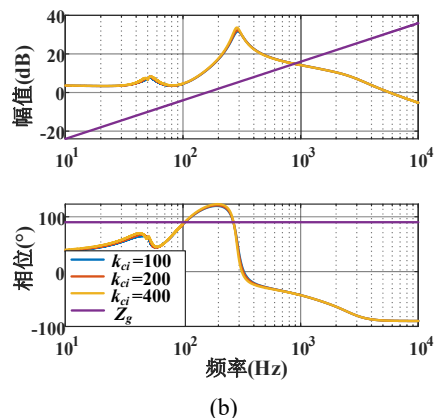
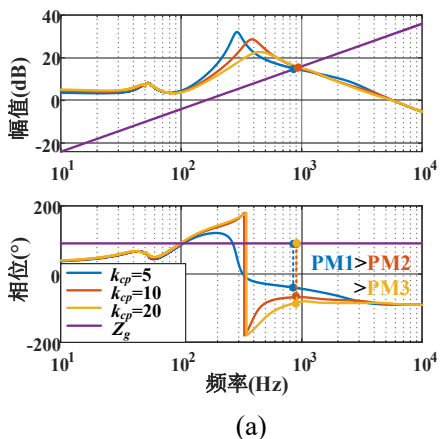


图 6 不同电流环参数下的阻抗特性曲线。(a)不同 k_{cp} , (b)不同 k_{ci}

Fig. 6 The impedance characteristics curves with current loop coefficients. (a) different k_{cp} , (b) different k_{ci}

不同电流环控制参数下的阻抗特性曲线如图 11 所示。根据图 11(a), 当电流环的比例系数 k_{cp} 增大时, Z_p 和 Z_g 的幅值曲线交点频率几乎不变, 但对应的相位裕度逐渐减小。根据图 11(b)可知, 当电流环的积分系数 k_{ci} 增大时, Z_p 的阻抗特性曲线几乎不变, 因此电流环的积分系数对系统的稳定性几乎没有影响, 但增大电流环的比例系数将会降低系统的相位裕度, 过大的电流环比例系数可能导致系统失稳, 发生振荡。

4 仿真验证

为了验证上述稳定性分析的正确性, 通过基于 MATLAB /Simulink 仿真模型进行验证。仿真模型基于图 6 搭建, 仿真参数见表 12。

当电流环的比例系数 k_{cp} 取 5 和 35 时的阻抗特性曲线如图 12 所示。当 $k_{cp}=35$ 时, 系统的相位裕度接近于 0, 系统可能会发生振荡, 但当 $k_{cp}=5$ 时, 系统的相位裕度为 50°, 系统保持稳定。

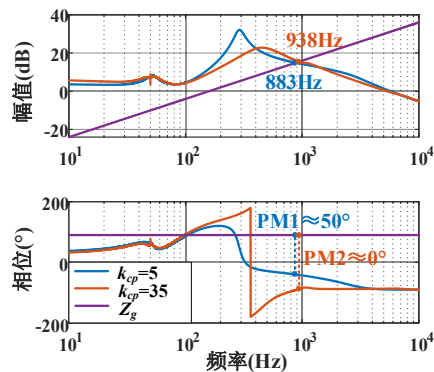


图 7 当 $k_{cp}=5$ 和 $k_{cp}=35$ 时的阻抗特性曲线
Fig. 7 The impedance characteristics curves when $k_{cp}=5$ and $k_{cp}=35$.

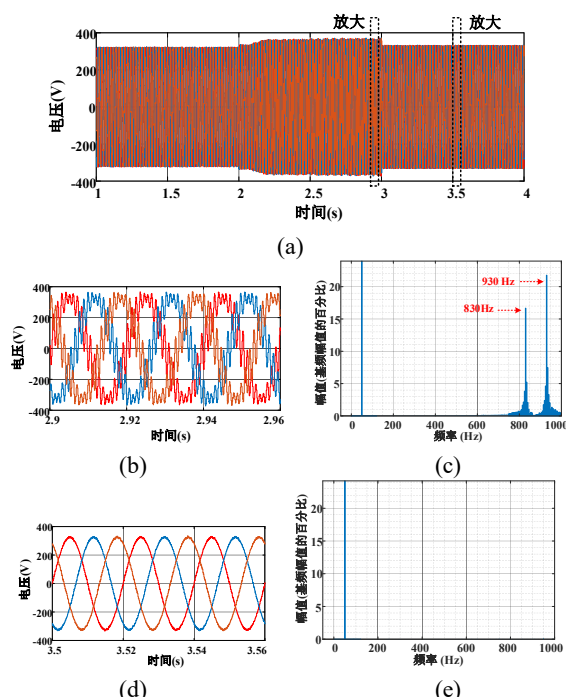


图 8 仿真结果。(a)电容电压波形, (b)振荡波形, (c) 振荡波形的 FFT 分析, (d) 稳定波形, (e) 稳定波形的 FFT 分析

Fig. 8 The simulation results. (a) Waveform of capacitor voltage, (b) Oscillating waveform, (c) FFT analysis of (b), (d) Stable waveform, (e) FFT analysis of (d).

5 结论

本文建立电流饱和模式下构网型变流器的序阻抗模型,并分析了控制参数对系统稳定性的影响。首先通过泰勒公式对限流环节进行线性化;接着利用叠加定理,分通道的对内环进行建模,得到序阻抗模型,并通过扫频验证了阻抗模型的正确性。通过绘制不同控制参数下的阻抗特性曲线分析系统的稳定性,结果表明增大电流环的比例系数会降低系统的相位裕度,而其他控制参数则对系统稳定性的影响很小。最后通过仿真验证了理论分析的正确性。

参考文献

- 1 FAN B, WANG X. Equivalent Circuit Model of Grid-Forming Converters With Circular Current Limiter for Transient Stability Analysis [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(4): 3141-4.
- 2 伍文华, 周乐明, 陈燕东等. 序阻抗视角下虚拟同步发电机与传统并网逆变器的稳定性对比分析 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(05): 1411-21.
- 3 WU W, CHEN Y, ZHOU L, et al. Sequence Impedance Modeling and Stability Comparative Analysis of Voltage-Controlled VSGs and Current-Controlled VSGs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6460-72.
- 4 PENG Y, WANG Y, LIU Y, et al. A full sequence impedance modelling and stability analysis of the virtual

- synchronous generator with inner loops [J]. IET Renewable Power Generation, 2021, 15(2): 397-408.
- 5 FAN B, WANG X. Fault Recovery Analysis of Grid-Forming Inverters With Priority-Based Current Limiters [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2023, 38(6): 5102-12.
- 6 SAFFAR K G, DRISS S, AJAEI F B. Impacts of Current Limiting on the Transient Stability of the Virtual Synchronous Generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1509-21.
- 7 LIU Y, WANG Y, LIU X, et al. Steady-State Angle Stability Analysis of Parallel Grid-Forming Converters in Current Saturation Mode [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8039-44.
- 8 武相强, 王赞程, 陈新, et al. 考虑频率耦合效应的三相并网逆变器序阻抗模型及其交互稳定性研究 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(05): 1605-17.
- 9 LIU Y, WANG Y, PENG Y, et al. Unified Modeling and Analysis of Sequence Impedance of Grid-Forming Converters with Multi-loop Control [Z]. 2021 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (I&CPS Asia). 2021:11824.10.1109/ICPSAsia52756.2021.9621731

作者简介

刘永慧: 女, 1990 年 9 月生, 助理教授。研究方向为构网型变流器分析与控制。

集成母线升压与开路故障容错的多功能三相电机驱动系统研究

Research on A Multifunctional Three-Phase Motor Drive System with Integrated Bus Boosting and Open-circuit Fault Tolerance

上海大学 张晓康 Email: xiaokang_zhang@shu.edu.cn

摘要：为进一步降低三相电驱动系统的成本与体积，提高系统集成度，本研究提出了基于中性点供电的四桥臂拓扑与双电驱拓扑结构。本研究建立了两种新型拓扑的数学模型与等效电路，揭示了其运行机理与工作特性，提出了基于零序电压注入的调制方法与开路故障容错控制策略，最终验证了通过复用电驱系统零序通道潜能实现母线升压、逆变及开路故障容错的多功能集成方案的可行性，为促进电动汽车三相电驱系统朝着多功能集成化发展提供了一种新思路。

Abstract: To further reduce the cost and volume of three-phase electric drive systems and enhance system integration, this study proposes a four-leg topology and a dual-drive topology based on neutral-point power supply. This study establishes mathematical models and equivalent circuits for two novel topologies, revealing their operational mechanisms and characteristics. It the modulation method based on zero-sequence voltage injection and the open-circuit fault-tolerant control strategy, ultimately verifying the feasibility of a multifunctional integrated solution that leverages the zero-sequence channel potential of the reused drive system to achieve bus voltage boosting, inversion, and open-circuit fault tolerance. This provides a new approach for advancing the multifunctional integration of three-phase drive systems in electric vehicles.

关键词：中性点供电；四桥臂拓扑；双电驱拓扑；母线升压；开路故障；容错控制

Keywords: Neutral point power supply; Four-leg topology; Dual-drive topology; Bus boosting; Open-circuit fault; Fault-tolerant control

1 研究背景与意义

随着工业科技的发展与智能驾驶等技术的引入，我国新能源汽车正朝着智能化、自动化方向快速转型。作为新能源汽车的核心部件，电驱动系统的性能直接决定了新能源汽车的续航能力、动力表现和可靠性。因此，推动电驱动系统向系统集成化、结构轻量化、运行可靠化方向发展，成为了当前技术创新的重要目标¹⁻³。

近年来，利用驱动逆变器的零序回路同时实现等效 DC/DC 升压与逆变的技术方案受到了广泛的关注。部分学者将直流供电电源与电机的中性点直接相连，使三相电驱系统演变成一个等效的三相 DC/DC 变换器⁴⁻⁵。这种结构降低了两级式的成本与体积，通过建立数学模型，在其驱动阶段对电机绕组和逆变器进行了复用，实现了升压与驱动双重功能的集成⁶⁻⁷。

然而，这种中性点供电的拓扑很难应对电机出现开路故障的情况。通常，应对绕组开路故障的常见手段是在系统中扩展冗余桥臂，其本质是在三相两电平逆变器的基础上增加第四条桥臂作为冗余桥臂，同时利用双向晶闸管 (TRIAC) 将电机绕组与冗余桥臂连接。在故障发生时，切断电机故障相，通过冗余桥臂重构电流路径，以实现电机在开路故障下的容错运行⁸⁻¹⁵。

为实现母线升压功能与开路故障容错功能的集成，本研究将介绍基于中性点供电的四

桥臂与双电驱两种新型多功能驱动拓扑。然后通过对新型拓扑的建模分析，展示了两种拓扑的运行机理与工作特性。最后通过仿真与实验说明了该拓扑在母线升压、驱动及开路故障容错的多功能集成方案的可行性。

2 建模与特性分析

2.1 中性点供电拓扑的数学模型建立

如图 1 所示为基于中性点供电的四桥臂驱动拓扑。

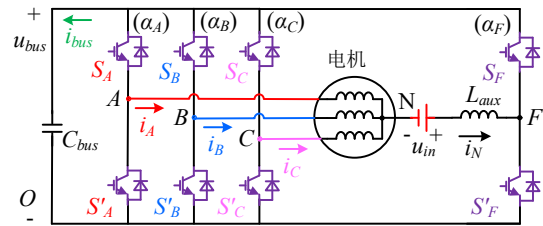


图 1 基于中性点供电的四桥臂驱动拓扑
基于基尔霍夫电压定律和时间平均等效法，给出 $a-b-c$ 坐标系中的平均电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_{AO} \\ u_{BO} \\ u_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_A \\ \alpha_B \\ \alpha_C \end{bmatrix} u_{bus} = \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -u_{in} + L_{aux} \frac{di_N}{dt} + \alpha_F u_{bus} \\ -u_{in} + L_{aux} \frac{di_N}{dt} + \alpha_F u_{bus} \\ -u_{in} + L_{aux} \frac{di_N}{dt} + \alpha_F u_{bus} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中， u_{AO}, u_{BO} 和 u_{CO} 表示逆变器的端电压； $\alpha_A, \alpha_B, \alpha_C$ 和 α_F 表示逆变器桥臂的占空比； u_{bus}

为直流母线电压； u_{AN}, u_{BN} 和 u_{CN} 为电机的相电压； u_{in} 为直流电源电压； L_{aux} 为滤波电感； i_N 为中性点电流，也是整个系统的输入电流； C_{bus} 为直流母线电容。

上述变量表示一个开关周期内的平均值，图 1 所示方向定义为正方向。

基于基尔霍夫电流定律，得到式(2)：

$$\begin{cases} i_N = i_A + i_B + i_C \\ i_{bus} = C_{bus} \frac{du_{bus}}{dt} = \alpha_F i_N - \alpha_{ABC}^T i_{ABC} \end{cases} \quad (2)$$

对电机的相电压相电流进行等幅值的 Park 变换，将平均模型从自然坐标系下转换到同步旋转坐标系下，根据零轴电流的定义，得到四桥臂下系统 $d-q-0$ 轴的电压方程：

$$\begin{cases} \alpha_d u_{bus} = u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ \alpha_q u_{bus} = u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_{r1}) \\ \underbrace{(\alpha_F - \alpha_h)}_{\alpha_E} u_{bus} = -\frac{R}{3} i_N - \underbrace{\left(\frac{L_0}{3} + L_{aux}\right)}_{L_E} \frac{di_N}{dt} + 3\omega_e \psi_3 \sin(3\theta_e) + u_{in} \\ i_{bus} = C_{bus} \frac{du_{bus}}{dt} = (\alpha_F - \alpha_h) i_N - \underbrace{\frac{3}{2}(\alpha_d i_d + \alpha_q i_q)}_{i_{i0}} \end{cases} \quad (3)$$

在式(3)中，前两个方程构成了永磁同步电机 (PMSM) 的 dq 轴模型，该模型常被用于设计经典的矢量控制。然而，由于零序回路的存在，后两个方程在中性点供电拓扑的电驱动系统中具有独特性，并且零序电流的流通使得直流母线电容和直流电源之间的功率转换成为可能。因此，在中性点供电拓扑的电驱动系统中，最后两个方程式是不可忽略的。

在稳态下，假设电机输入功率保持恒定，根据功率守恒定律，中性点供电拓扑输入电流 (即中性点电流 i_N) 也保持恒定，相应地， i_0 也为恒定的。在这种情况下，式(3)中的导数项 di_N/dt 等于 0，进一步忽略电阻 R 上的压降以及永磁体三次谐波反电动势 BEMF 的影响后，可以推导出式(4)。

$$u_{bus} \approx \frac{u_{in}}{(\alpha_F - \alpha_h)} = \frac{u_{in}}{\alpha_F - (\alpha_A + \alpha_B + \alpha_C)/3} \quad (4)$$

可以观察到在(4)中，只要 $(\alpha_F - \alpha_h)$ 小于 1，直流母线电压 u_{bus} 就能达到高于直流电源的值。这一现象与直/直流升压转换器类似。

如图 2 所示为基于中性点供电的双电机驱动拓扑。

在集成升压变换器的双电机驱动系统拓扑中，两台相同规格的三相 PMSM 接入两台

共用母线的三相两电平逆变器。两台电机将中性点 N_1 和 N_2 分别引出，通过电源 u_{in} 的正负两极相互连接。

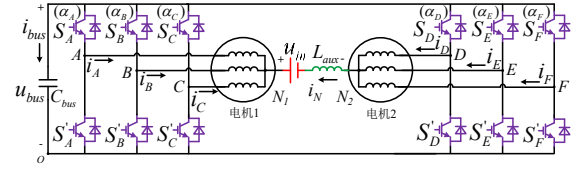


图 2 基于中性点供电的双电机驱动拓扑

同样基于平均时间等效法和基尔霍夫定律，在中性点供电的双电机驱动拓扑中，经坐标变换后得到系统通过零序回路的升压等效方程如(5)所示：

$$(\alpha_{01} - \alpha_{02}) u_{bus} = \frac{2}{3} R i_N + \left(\frac{2}{3} L_0 + \frac{1}{3} L_{aux} \right) \frac{di_N}{dt} + u_{in} \quad (5)$$

其中， α_{01} 和 α_{02} 为电机 1 与电机 2 的零序占空比。与中性点供电的四桥臂拓扑相似地，忽略电阻 R 上的压降以及永磁体三次 BEMF 的影响，推导出式(6)。

$$\frac{u_{bus}}{u_{in}} = \frac{1}{\alpha_{01} - \alpha_{02}} \quad (6)$$

与四桥臂拓扑不同的是，等效升压比是由两台电机的零序占空比共同构成的，理论上，升压比可以取得从 1 到无穷大的所有数。然而，在实际工况下，由于双电机系统中存在额定电压和一定的开关损耗，同时受到了系统中电感和电容的限制，会对母线电压的提升起到了阻碍作用。

2.2 等效电路模型

尽管在数学模型建立时已部分揭示了中性点供电系统中的等效升压转换器机制，但升压部分和电机驱动部分之间的相互作用仍不明确。可通过引入等效电路来介绍集成升压转换器的电机驱动系统是如何工作的。

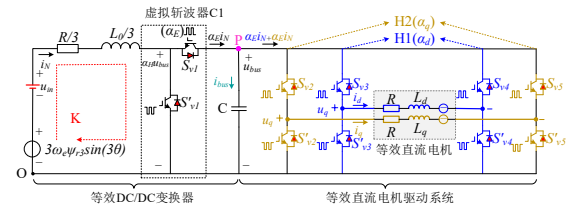


图 3 中性点供电的四桥臂电驱系统等效电路

交流电机可以被视为 $d-q$ 坐标系中的等效直流电机。因此，我们使用等效的直流电机驱动器来表示高升压比电驱动系统的电机功能。两个虚拟电桥 H1 和 H2 分别用于表示直流电机的 d 轴和 q 轴。

图 3 中， α_d 表示 S_{v3} 和 S_{v4} 之间的占空比

差, α_q 表示 S_{v2} 和 S_{v5} 之间的占空比差。基于上述假设, 很明显, 双 H 桥结构体现了式 (3) 中前两个方程的物理意义, 且本质上, 它类似于驱动直流电机。

在图 3 中使用回路 K 来说明式 (3) 中第三个方程的物理意义, 其引入了一个虚拟的升压转换器。虚拟升压斩波器由两个虚拟开关 S_{v1} 和 S_{v1}' 组成。 S_{v1} 的占空比由 α_E 表示, 可以看作是等效升压斩波器的占空因数。式 (3) 中的最后一个方程由图 3 中的节点 P 表示, 表示了系统中电流的流动方向和数量关系。通过上述分析可以发现, 零序路径在系统中承担了升压的任务, 升压功能与电机驱动功能实现了相互解耦。

中性点供电的双电驱系统等效电路如图 4 所示, 不难发现, 双电驱拓扑的等效升压变换器结构与四桥臂拓扑类似。双电驱系统的等效电路中, 两台驱动电机分别由两个 H 桥构成, 两者独立控制, 相互解耦。

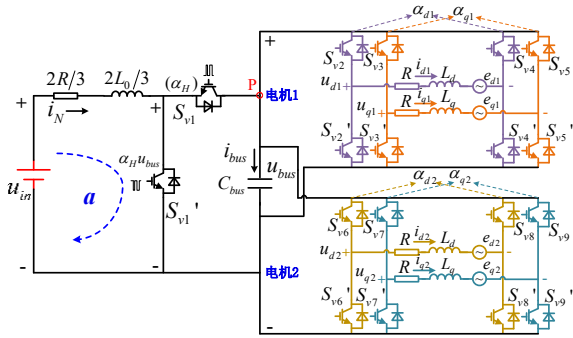


图 4 中性点供电的双电驱系统等效电路

2.3 稳态特性分析

在稳态条件下, 忽略式 (3) 中电阻两端的电压降和永磁体三次谐波 BEMF 的影响, 高压比电驱系统的稳态升压比由下式给出:

$$r_0 = \frac{u_{bus}}{u_{in}} \approx \frac{1}{\alpha_E} = \frac{1}{\alpha_F - \alpha_h} \quad (7)$$

中性点供电的电驱系统的直流电压利用率可以表示为:

$$r_1 = \frac{u_{XNamp}}{u_i}, X \in (A, B, C) \quad (8)$$

其中, u_{XNamp} 表示相电压的幅值。电机的相电压可以表示为:

$$0 - u_{NO} \leq u_{XN} \leq u_{bus} - u_{NO} \quad (9)$$

考虑到逆变器桥臂的占空比在 0 和 1 之间变化, $u_{XO} = \alpha_F u_{bus}$, $u_{XO} = -u_{in} + \alpha_F u_{bus}$, 可以得到:

$$\frac{-\alpha_h}{\alpha_F - \alpha_h} u_{in} \leq u_{XN} \leq \frac{1 - \alpha_h}{\alpha_F - \alpha_h} u_{in} \quad (10)$$

显然, 从方程式 (10) 中可以知道, 电机的相电压 u_{XN} 是有界的。通过将 α_h 设置为 0.5, 可以实现对称的 u_{XN} , 导致的值 r_0 完全依赖于 α_F 。因此, 通过控制 α_F , 可以获得所需的升压比。

因此, 稳态升压比 r_0 和直流电压利用率 r_1 具有基于 (11) 的关系。 r_0 、 r_1 相对于 α_F 的曲线如所示。

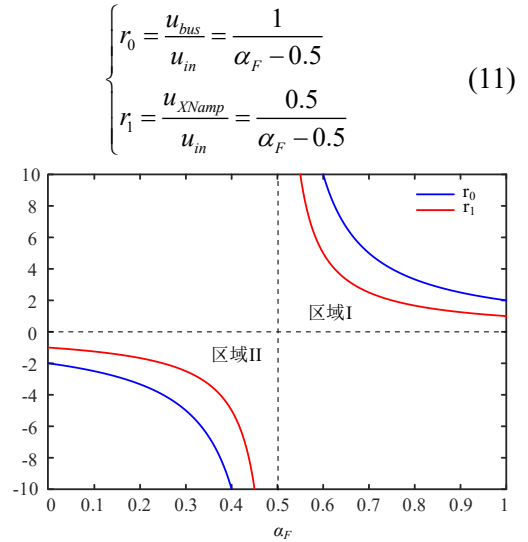


图 5 有效升压比和直流电压利用率

可以观察到, 在区域 I 内, r_0 和 r_1 都是正值。为了获得正的直流母线电压, 我们可以将 α_F 设置在 0.5 到 1 之间。当 α_F 等于 1 时, r_0 变为 2, r_1 变为 1, 随着 α_F 的减小, r_0 和 r_1 将增加, 从而达到提高直流母线电压的目的。

3 控制策略

基于前文的分析, 所提出的中性点供电的电机驱动系统是由升压部分和电机部分组成。因此, 整个系统的控制目标有两个: 电机的转速控制和升压部分的直流母线电压控制。

3.1 整体控制策略

对于电机部分, 由于中性点的连接不影响电机 $d-q$ 坐标系中的模型, 因此仍然可以应用经典的矢量控制技术 (FOC)。

然而, 对于 DC/DC 升压部分, 由于它是一个典型的非线性系统。因此, 可以采用线性化控制方法, 如小信号建模法, 来线性化系统并对其进行有效的控制。

中性点供电的电驱系统控制策略如图 6 所示, 首先在电机控制部分采用了 FOC 控制, 它由外部速度环和内部电流环组成。速度回路中 PI 控制器的输出提供 q 轴电流参考 i_{qdc}^* , 由于永磁体的三次谐波 BEMF 的存在, 三次

谐波电流 $i_{q_in}^*$ 被注入 q 轴中。两个电流的总和和用作 q 轴电流参考。在这种情况下, q 轴上的参考电流是一个交流电量, 传统的 PI 控制器无法有效地跟踪它。因此, 采用 PIR (比例积分谐振) 控制器进行控制。

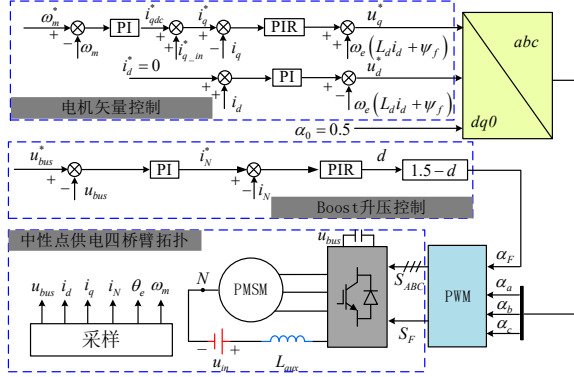


图6 有效升压比和直流电压利用率

对于表贴式 PMSM, 采用 $i_d=0$ 的控制方法。 u_d^* 和 u_q^* 是通过电流环控制器获得的, 因此可以获得 α_d 和 α_q 。设置 $\alpha_0=0.5$, 三相电压 α_a 、 α_b 和 α_c 的占空比可以通过 Park 变换获得。通过对升压等效电路进行小信号建模, PI 控制器用于外电压环控制。由于永磁体存在三次谐波反电动势, 中性点电流回路中会出现三次谐波。因此, 使用 PIR 控制器来获得第四桥臂的占空比, 记为 α_F 。然后将这些占空比与载波进行比较, 以产生 PWM 信号, 从而控制逆变器工作。

3.2 考虑永磁体三次谐波 BEMF 的转矩抑制

PMSM 中永磁体产生的三次谐波 BEMF 能够提升转矩与功率密度。永磁体三次谐波 BEMF 本质上属于零序电势, 它与电机中的零序电流相互作用, 从而产生谐波转矩。在绕组星型连接的 PMSM 结构中, 由于不存在零序电流回路, 永磁体三次谐波 BEMF 引起的转矩脉动并不显著。然而, 在采用中性点连接的高升压比电驱动系统中, 存在零序回路, 永磁体三次谐波 BEMF 与零序电流的相互作用会导致额外的转矩脉动。

PMSM 的电磁转矩可通过式(12)计算得到:

$$T_e = \frac{p(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega_e} = p \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \psi_1 i_q + (L_d - L_q) i_d i_q - 3\sqrt{3} \psi_3 \sin(3\theta_e) i_0 \right] \quad (12)$$

永磁体三次谐波 BEMF 的存在会产生额外的三次谐波转矩, 这会导致电机转矩出现波

动, 因此需要抑制三次谐波转矩以提升电机的动态和稳态性能。

转矩脉动抑制的核心思路是将三次谐波电流注入 q 轴, 产生相反的扭矩实现转矩脉动的抵消。通过采用 $i_d=0$ 的控制方法, 注入电流 $i_{q_in}^*$ 的大小可以根据 q 轴中注入电流后产生扭矩的大小计算:

$$Te'_3 = \sqrt{\frac{3}{2}} p \psi_1 i_{q_in}^* = -Te_3 \quad (13)$$

$$\Rightarrow i_{q_in}^* = 3\sqrt{2} \frac{\psi_3}{\psi_1} \sin(3\theta_e) i_0$$

3.3 谐振控制器的设计

传统的 PI 控制器只能实现直流信号的稳态误差调节, 不能为交流信号提供零误差控制。而 PR 控制器可以实现交流信号的零误差控制。由于 PR 控制器的控制目标是注入与电机角速度相关的谐波电流, 因此其会受到电机转速的影响。理想的 PR 控制器具有窄带宽, 当转速存在测量误差时, 控制频率处的增益会显著降低, 导致控制性能下降。因此, 有必要增加 PR 控制器的带宽以提高控制性能。在这种情况下, 控制器的传递函数可以表示为:

$$G(s) = K_p + \frac{K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (14)$$

其中是 K_p 比例增益, K_R 是谐振增益, ω_c 是截止频率, ω_0 是要控制的交流分量的角频率。

根据图 6, q 轴电流基准表示为 $i_{qdc}^* + i_{q_in}^*$ 。通过将谐振控制器与 PI 控制器并联连接, 可以使用 PI 控制器在确保动态性能的同时精确控制直流参考量, 并同时跟踪交流量。这种包括谐振项的控制器被称为 PIR 控制器。

3.4 中性点供电结构的小信号模型

从图 3 和图 4 可以看出, PMSM 可以作为等效 DC/DC 转换器的负载。以四桥臂拓扑为例, 将图 3 简化后得到图 7, 其中, $d=1-(\alpha_F-\alpha_h)$ 表示 S_{vI} 的占空比, $(1-d)=(\alpha_F-\alpha_h)$ 表示 S_{vI} 的占空比, 忽略系统的损耗, 电机可以等效地表示为:

$$R_{eq} \approx \frac{u_{bus}^{*2}}{P_n} \quad (15)$$

当 $\alpha_h=0.5$ 时, 系统的稳态工作点表示为:

$$\begin{cases} D_s = 1 - (\alpha_F - 0.5) \\ i_{Ns} = \frac{u_{bus}^{*2}}{u_{in} R_{eq}} \end{cases} \quad (16)$$

通过对简化的等效电路图进行小信号建

模,可以得到等效 DC/DC 转换器的小信号模型如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_N(t)}{dt} = \frac{1}{L_{aux} + \frac{L_0}{3}} \left[(D-1) \hat{u}_{bus}(t) + \hat{u}_{in}(t) + \frac{u_{in}}{1-D} \hat{d}(t) \right] \\ \frac{d\hat{u}_{bus}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{bus}} \left[(1-D) \hat{i}_N(t) - \frac{\hat{u}_{bus}(t)}{R_{eq}} - \frac{u_{in}}{R_{eq}(1-D)^2} \hat{d}(t) \right] \end{cases} \quad (17)$$

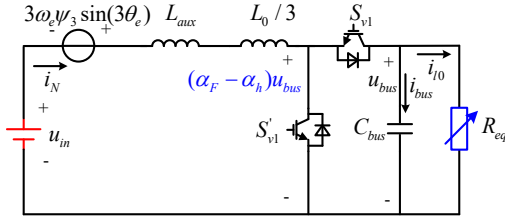


图7 中性点供电的四桥臂拓扑简化电路

基于小信号模型,可以获得整个系统的传递函数,如式(18)-(20)所示。通过传递函数可以计算电压和电流回路的 PI 控制器参数。

$$H_1(s) = \frac{\hat{u}_{bus}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\hat{u}_{in}}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{L_{aux} + L_0/3}{R_{eq}(1-D)^2} s}{1 + \frac{L_{aux} + L_0/3}{R_{eq}(1-D)^2} s + \frac{(L_{aux} + L_0/3)C_{bus}}{(1-D)^2} s^2} \quad (18)$$

$$H_2(s) = \frac{\hat{i}_N(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{u_{bus} C_{bus} s + \frac{2u_{bus}}{R_{eq}}}{(L_{aux} + L_0/3)C_{bus} s^2 + \frac{L_{aux} + L_0/3}{R_{eq}} s + (1-D)^2} \quad (19)$$

$$H_3(s) = \frac{\hat{u}_{bus}(s)}{\hat{i}_N(s)} = \frac{H_1(s)}{H_2(s)} = \frac{(1-D)^2 R_{eq} - (L_{aux} + L_0/3)s}{(1-D)R_{eq} C_{bus} s + 2(1-D)} \quad (20)$$

对于双电机系统,其控制思路与方法和中性点供电的四桥臂电驱系统是类似的,不同的是,中性点供电的双电驱系统的简化电路中,升压桥臂占空比的表示方式和 DC/DC 变换器中的电阻和电感值,因此其系统的传递函数与四桥臂拓扑存在不同,但总体思路相近,在此不再赘述。

4 容错控制策略

4.1 开路故障下容错控制的约束条件

由于零序回路的存在,辅助桥臂不仅提高了电驱动系统的母线电压,而且在电驱动系统发生开路故障时还充当了容错支路。随后,提出了以下三个约束来实现中性点供电拓扑的容错控制。为了便于分析,下标_f表示故障后的变量,而下标_n表示故障前正常运行条件下的变量。

1) 转矩平衡条件

一般来说,电驱系统容错的核心在于维持故障前后电机的转矩输出能力,对于表贴式的 PMSM,由于其磁阻转矩为 0,电磁转矩主要由 q 轴电流产生。因此,转矩守恒约束要求故

障后的 q 轴电流 i_{q_f} 与正常运行时的 q 轴电流 i_{q_n} 保持一致,得到式(21):

$$i_{q_f} = i_{q_n} \quad (21)$$

该约束条件确保了电机在故障后仍能保持与正常工况下一样的转矩输出能力,从而能维持系统的稳定运行。

2) 电流自然约束条件

如图 8 所示,在中性点供电拓扑中,由于 A 相发生了开路故障,则有 $i_{a_f} = 0$, 将 $i_{a_f} = 0$ 代入 Clarke 变换中,得到:

$$i_{a_f} = -\frac{1}{3}i_{b_f} - \frac{1}{3}i_{c_f} \quad (22)$$

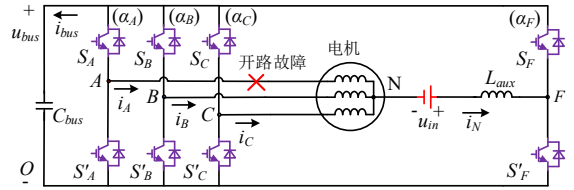


图8 开路故障后的中性点供电四桥臂拓扑

根据零序电流的定义,对故障后的电流表达式进行 Park 变换后到同步旋转坐标系,并进行代入,得到:

$$i_{0_f} = i_{q_f} \sin \theta_e - i_{d_f} \cos \theta_e \quad (23)$$

由式(23)所示可知故障后的零序电流 i_{0_f} 与故障后的 d 轴电流 i_{d_f} 、 q 轴电流 i_{q_f} 以及转子电角度 θ_e 相关。在正常工况下,电机的 d 轴电流 i_{d_n} 在转矩电流比最大的控制下保持常量,零轴电流也是由电机负载与转速决定的常量。

系统故障后,若不改变控制策略,即故障后的 d 轴电流 i_{d_f} 与 q 轴电流 i_{q_f} 与正常工况下保持一致,由式(23)可以得到故障后的零轴电流 i_{0_f} 是与转子电角度 θ_e 相关的正弦函数变量,同理,故障后的中性点电流 i_{N_f} 也表现为正弦特性。对电驱系统而言,忽略损耗的情况下,整个系统的功率(包括升压功率和驱动功率)即为电源输出的功率。由于电源电压通常恒定,中性点电流为正弦量,则系统的功率也为正弦量,其平均值为 0,无法为系统提供有效功率,因此系统将无法工作。由此可见,在系统发生开路故障后,需要调整 i_{d_f} 与 i_{q_f} 使系统能输入有效的功率。

3) 转矩平衡条件

在中性点供电的电驱动系统发生开路故障后,为了保持电机的转矩和转速恒定,即保证电驱动系统在故障前后的平均输出功率保持恒定,维持平均输入功率与平均输出功率的平衡关系,需要使故障后的零序电流 i_{0_f} 的平均值满足以下条件:

$$\bar{P}_{in_f} = u_{in} \bar{i}_{N_f} = P_{in_n} = u_{in} i_{N_n} \Leftrightarrow \bar{i}_{N_f} = i_{N_n} \quad (24)$$

其中, $\bar{x}$ 表示变量 x 在一个电周期内的平均值; 电源电压 u_{in} 在电驱系统故障前后保持不变, 为了保证系统功率的平均值保持不变, 需要保证故障后的中性点电流平均值与正常工况下的中性点电流相同。式(24)即为系统的功率守恒约束条件。

结合上述约束条件, 对故障后的系统电流进行重构, 得到故障后容错控制下的 d - q -0 轴电流理论的给定值, 如式(25)所示:

$$\begin{cases} i_{d_f} = i_{d_n} - 2i_{0_n} \cos \theta_e \\ i_{q_f} = i_{q_n} \\ i_{0_f} = i_{q_n} \sin \theta_e + i_{0_n} (1 + 2 \cos 2\theta_e) \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可以看出, A 相开路故障后的电流给定值与它们在正常工况下的值密切相关。其中, 故障后的 d 轴电流 i_{d_f} 由直流分量和周期分量 $-2i_{0_n} \cos \theta_e$ 组合而成; q 轴电流 i_{q_f} 与正常工况下的 i_{q_n} 完全一致; 零轴电流 i_{0_f} 包含一个倍频分量 $2i_{0_n} \cos 2\theta_e$, 以及一个直流分量 i_{0_n} 和一个周期分量 $i_{q_n} \sin \theta_e$ 组合而成。

4.2 故障电机输出能力分析

当中性点供电的电驱动系统发生开路故障后, 其输出能力会受到电压和电流的限制。在电驱动系统正常运行时, 直流母线电压能够升压到电源电压的两倍甚至更多, 但电机的线电压受限于逆变器桥臂之间的电压, 即 $\pm u_{bus}$ 。假设在正常工况下, 逆变器能承受的额定相电流有效值是合理的, 当电机某一相断开时, 若剩余两相电流超出电流限值, 那么转矩将会降低。也就是说在故障工况下, 电驱动系统的转矩输出能力会受到限制。

对故障后的 d - q -0 电流进行 Park 逆变换, 故障后的 a - b - c 相电流如式(26)所示, 其中 $m_0 = i_{0_n}/i_{q_n}$, 定义为 i_{0_n} 与 i_{q_n} 的比值。

$$\begin{cases} i_{A_f} = 0 \\ i_{B_f} = -2i_{0_n} \cos \theta_e \cos(\theta_e - 2\pi/3) - i_{q_n} \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \quad + i_{q_n} \sin \theta_e + 2i_{0_n} \cos^2 \theta_e \\ \quad = -2m_0 i_{q_n} \cos \theta_e \cos(\theta_e - 2\pi/3) - i_{q_n} \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \quad + i_{q_n} (\sin \theta_e + 2m_0 \cos^2 \theta_e) \\ i_{C_f} = -2i_{0_n} \cos \theta_e \cos(\theta_e + 2\pi/3) - i_{q_n} \sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ \quad + i_{q_n} \sin \theta_e + 2i_{0_n} \cos^2 \theta_e \\ \quad = -2m_0 i_{q_n} \cos \theta_e \cos(\theta_e + 2\pi/3) - i_{q_n} \sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ \quad + i_{q_n} (\sin \theta_e + 2m_0 \cos^2 \theta_e) \end{cases}$$

将 i_{b_f} 与 i_{c_f} 展开为傅里叶级数的形式:

$$\begin{cases} i_{b_f} = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\theta_e) + b_k \sin(k\theta_e)] \\ i_{c_f} = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a'_k \cos(k\theta_e) + b'_k \sin(k\theta_e)] \\ a_0 = 3m_0 i_{q_n}, a_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} i_{q_n}, a'_1 = -\frac{\sqrt{3}}{2} i_{q_n}, a_2 = a'_2 = \frac{3}{2} m_0 i_{q_n} \\ b_1 = b'_1 = \frac{3}{2} i_{q_n}, b_2 = -\frac{\sqrt{3}}{2} m_0 i_{q_n}, b'_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m_0 i_{q_n} \end{cases} \quad (27)$$

根据式(27)可以得到:

$$\begin{cases} a_0 = 3m_0 i_{q_n} \\ a_1 = -a'_1, \quad b_1 = b'_1 \\ a_2 = a'_2, \quad b_2 = -b'_2 \end{cases} \quad (29)$$

因此, 在电驱动系统的 A 相发生开路故障后, B 相或 C 相电流的有效值如式(29)所示。该方法同样适用于当 B 相或 C 相发生开路故障时, 计算健康相电流的有效值。

$$\begin{aligned} I_{RMS_f} &= \sqrt{\left(\frac{a_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{a_2^2 + b_2^2}}{\sqrt{2}}\right)^2} \\ &= \sqrt{\frac{15m_0^2 + 6}{4}} \cdot i_{q_n} \end{aligned} \quad (30)$$

通过 Park 逆变换, 健康工况下的相电流可表示为:

$$\begin{cases} i_{a_n} = i_{d_n} \cos(\theta_e) - i_{q_n} \sin(\theta_e) + m_0 i_{q_n} \\ i_{b_n} = i_{d_n} \cos(\theta_e - 2\pi/3) - i_{q_n} \sin(\theta_e - 2\pi/3) + m_0 i_{q_n} \\ i_{c_n} = i_{d_n} \cos(\theta_e + 2\pi/3) - i_{q_n} \sin(\theta_e + 2\pi/3) + m_0 i_{q_n} \end{cases} \quad (31)$$

那么健康工况下的相电流有效值为:

$$\begin{aligned} I_{RMS_n} &= \sqrt{\left(\frac{\sqrt{i_{d_n}^2 + i_{q_n}^2}}{\sqrt{2}}\right)^2 + (m_0 i_{q_n})^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{1}{2} + m_0^2\right)} \cdot i_{q_n} \end{aligned} \quad (122)$$

为了量化电驱动故障后的转矩输出能力, 定义 $m_i = I_{RMS_n}/I_{RMS_f}$, 代表健康工况下的相电流有效值与故障后的相电流有效值的比值, 也就是说 m_i 与故障后电流有效值达到电流限值时, 电机此时能获得多少转矩有关。结合式(29)与式(31), 得到:

$$m_i = \frac{I_{RMS_n}}{I_{RMS_f}} = \sqrt{\frac{4m_0^2 + 2}{15m_0^2 + 6}} \quad (32)$$

其中,

$$m_0 = \frac{i_{0_n}}{i_{q_n}} = \frac{\omega_m T_e}{3u_{in}\eta} \cdot \frac{3}{2} \frac{p\psi_f}{T_e} = \frac{\psi_f p \omega_m}{2u_{in}\eta} \quad (33)$$

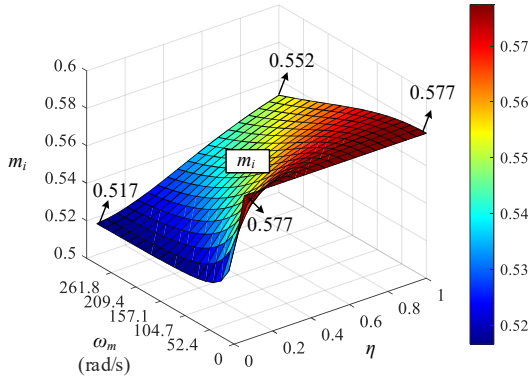


图9 不同转速和效率下的 m_i

m_i 与电机转速 ω_m 和系统效率 η 的变化情况如图9所示,可以观察到 m_i 随着 ω_m 和 η 的变化在 0.517 到 0.577 之间, m_i 随 ω_m 的减小和 η 的增大而增大。理论上,故障后输出能力为额定转矩的 0.517-0.577。

4.3 故障后系统功率转化过程

如图9所示,为故障电机在容错控制下 d - q -0 轴电流和三相电流的理论曲线,其中, m_0 的值分别设定为-0.1、-0.2 和-0.3。

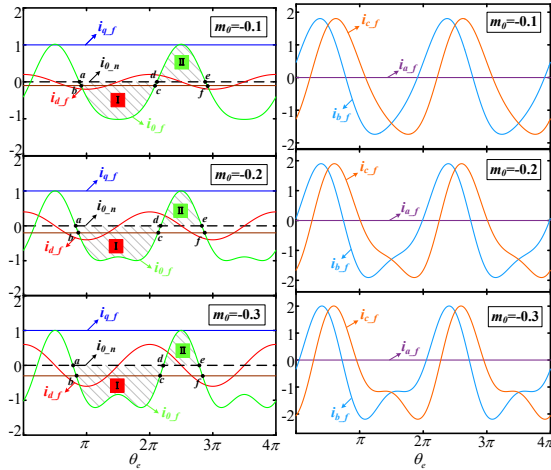


图10 开路故障容错控制下电机电流理论值

可以观察到, $i_{d,f}$ 是关于 θ_e 的余弦函数; $i_{q,f}$ 保持常数以维持稳定转矩; 而 $i_{0,f}$ 既不是常数也不是标准的正弦函数。随着 m_0 的减小, $i_{0,f}$ 形状的非常规性也变得更加明显。

根据式(25), $i_{0,f}$ 形状的非常规性是由 $i_{0,n}\cos 2\theta_e$ 这一倍频项引起的。尽管 $i_{0,f}$ 的形状特殊, 但为保持系统平均输入功率与输出功率之间的平衡, 在一个电气周期内, $i_{0,f}$ 的平均值是恰好等于 $i_{0,n}$ 的。图10也展示了电机的三相电流, 由于开路故障, $i_{a,f}$ 正好为 0A; $i_{b,f}$ 和 $i_{c,f}$ 不再呈现 60° 相移的正弦波形。随着 m_0 的减小, $i_{b,f}$ 和 $i_{c,f}$ 形状的非常规性也变得更加明显。

在故障发生后, 容错控制下的零序电流 $i_{0,f}$ 不是一个常数, 而是在一个电气周期内可变的, 这说明系统的瞬态输入功率 $P_{in,f}$ 在一个电气周期内也是可变的。此时瞬态输入功率与输出功率会出现失配, 根据能量守恒定律, 失配的能量将被系统中的无源器件吸收释放。因此, 在故障后直流母线电容将起到能量缓冲的作用, 以平衡驱动系统中瞬态输入功率与电机输出之间失配的能量。

如图10, 在区域“Ⅰ”中, 由于 $i_{0,f}$ 为负值, 因此系统的输入功率为正, 电源向驱动系统提供功率。从点“a”到“b”时, 输入功率 $P_{in,f}$ 低于电机所需的功率, 因此, 直流母线电容必须填补该能量空缺, 以保持电机在恒定机械功率下运行, $u_{bus,f}$ 也将在该时段中减小。在操作点“b”处, $i_{0,f}$ 等于 $i_{0,n}$, 在这种情况下, 瞬态输入功率与瞬态输出功率平衡。从工作点“b”到“c”时, $P_{in,f}$ 大于电机所需的功率, 因为 $i_{0,f}$ 的绝对值大于 $i_{0,n}$ 的绝对值。因此, 直流母线电容器必须吸收电机未消耗的能量, $u_{bus,f}$ 也将在该时段中增大。在工作点“c”, $u_{bus,f}$ 将达到峰值。从工作点“c”到“d”时, $P_{in,f}$ 再次低于电机所需的功率。因此, $u_{bus,f}$ 将再次降低。

在区域“Ⅱ”中, 由于 $i_{0,f}$ 为正值, 因此系统输入功率 $P_{in,f}$ 为负, 这意味着直流电源开始从驱动系统中吸收功率。在这种情况下, 直流总线电容器不仅为电机供电, 而且还为直流电源充电。因此, $u_{bus,f}$ 将继续下降。在工作点“f”, $u_{bus,f}$ 将达到谷值。在稳态下, 从工作点“a”到工作点“f”的功率转换过程是周期性的。 $u_{bus,f}$ 的振荡与 $i_{0,f}$ 的积分有关, 即 $i_{0,f}$ 的振幅和频率。

在图10中, 直流电源 u_{in} 从“b”点到“c”点提供的能量 ΔE_f 可通过下式计算:

$$\Delta E_f = \int_b^c P_{in,f}(t)dt = 3u_{in} \int_b^c i_{0,f}(t)dt \quad (34)$$

根据上述分析, 系统能量 (ΔE_f) 将存储在直流母线的电容器中。因此:

$$\begin{aligned} \Delta E_f &= \frac{1}{2} C_{bus} u_{bus,f,max}^2 - \frac{1}{2} C_{bus} u_{bus,f,min}^2 \\ &\Downarrow \\ \frac{2\Delta E_f}{C_{bus}} &= u_{bus,f,max}^2 - u_{bus,f,min}^2 = (u_{bus,f,max} + u_{bus,f,min}) \underbrace{(u_{bus,f,max} - u_{bus,f,min})}_{\Delta u_{bus}} \end{aligned} \quad (35)$$

其中, $u_{bus,f,max}$ 表示母线电压 u_{bus} 的最大值; $u_{bus,f,min}$ 表示母线电压 u_{bus} 的最小值; Δu_{bus} 表示母线电压的极差。

如果直流母线电压的平均值 ($\bar{u}_{bus,f}$) 在电压基准 ($\bar{u}_{bus}^*$) 处调节, 则可以考虑

$(u_{bus_f\max} + u_{bus_f\min})/2 \approx u_{bus}^*$ 。通过将其代入式(34),直流母线电压的极差 Δu_{bus} 可以通过下式计算:

$$\Delta u_{bus} \approx \frac{\Delta E_f}{C_{bus} u_{bus}^*} \quad (36)$$

将式(34)代入式(36),直流母线电压的极差可以表示为:

$$\Delta u_{bus} \approx \frac{3u_{in} i_{q_n}}{2\pi C_{bus} u_{bus}^* f_{ele}} (m_0(\pi - 2\arcsin \frac{M}{4m_0}) + \frac{\sqrt{2}}{8m_0} \sqrt{4m_0^2 + M}(4+M)) \quad (37)$$

其中, $M = \sqrt{8m_0^2 + 1} - 1$; f_{ele} 表示电机频率。

由式(37)可知,直流母线电压的极差 Δu_{bus} 随着 i_{q_n} 的减小而减小,同时也随着 f_{ele} 的增大而减小。换句话说,开路故障下直流母线电压的纹波将在高速和低负载的工况下变小,系统的输入与输出功率失配的情况在该工况下也会得到缓解。

5 实验验证

图 8 显示了 1.2kW 中性点供电电驱动系统平台的物理图。在实验中,霍尔电流传感器和电压传感器被用于测量相电流和直流母线电压。所有控制算法均在 dSPACE DS1202 MicroLabBox 半实物实时仿真系统上实现,实验中收集的波形数据可以通过主机获取。



图 11 中性点供电的电驱系统实验平台

实验电机参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数	值	单位
定子电阻	0.5	Ω
d 轴电感	1.7	mH
q 轴电感	1.7	mH
0 轴电感	2.4	mH
串联电感	13	mH
极对数	4	--
基波磁链	0.1053	Wb
三次谐波磁链	0.0083	Wb
转动惯量	0.0009	$\text{Kg} \cdot \text{m}^2$
阻尼系数	0.001	$\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$
额定功率	1.2	kW

额定速度	3000	rpm
额定转矩	4	$\text{N} \cdot \text{m}$
电源电压	80	V
母线电压	240	V
母线电容	470	μF

5.1 升压功能验证

在本实验中,直流电源电压 u_{in} 为 80V,直流母线的参考电压为 240V,即升压比 r_0 设为 3。在启动升压指令之前,所有 PWM 信号均未使能,实际的母线电压 u_{bus} 等于直流电源电压 80V。当打开 PWM 指令后,由于 α_h 设置为 0.5, α_F 初始设置为 1,电机进行升压,此时实际母线电压为 151V,随后进行母线电压闭环控制,由 160V 升压至 240V,如图 12 所示。

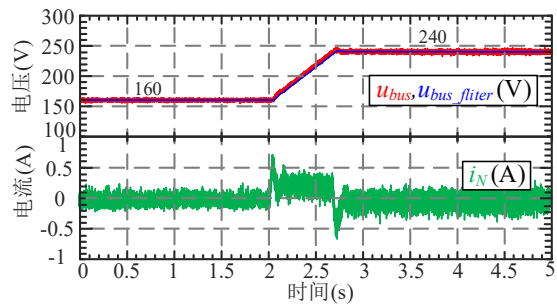


图 12 四桥臂中性点供电电驱系统升压测试

在母线升压过程中,中性点电流 i_N 从 0A 增加到 0.25A,用于在启动过程中对直流母线电容充电。当母线电压稳定在 240V 时,由于电机处于静止状态,等效升压函数的负载为零, i_N 返回到 0A 左右。

5.2 稳态与动态特性验证

四桥臂中性点供电的电驱系统在 1000rpm, 4N·m 下的稳态性能如图 13、14 所示。实验结果表明,在直流电源电压为 80V 的情况下,直流母线电压能够稳定地调节在 240V 左右。

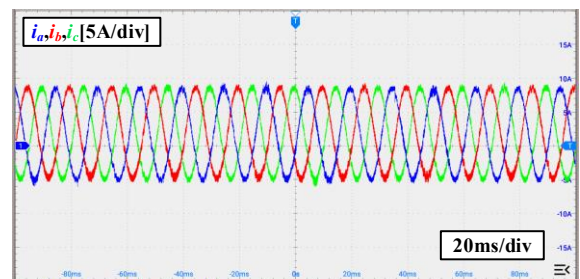


图 13 稳态下四桥臂拓扑电机三相电流

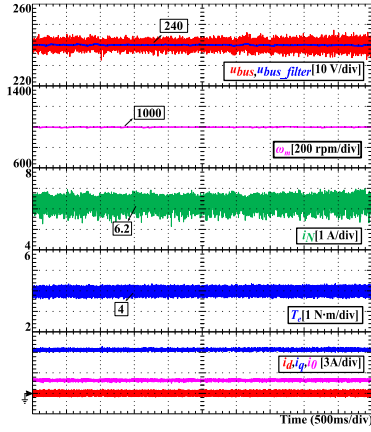


图 14 稳态下四桥臂拓扑电机工况

从图 13 可以看出，四桥臂中性点供电的电驱动系统的三相电流仍保持正弦波形，但由于中性点的连接，使得三相电流向上偏置，偏置为 2.1A，其值为中性点电流 i_N 的 1/3。进一步对三相电流进行 FFT 分析，如图 15 所示，相电流的总谐波畸变率为 4.66%，其中零序分量占比为 23.89%。

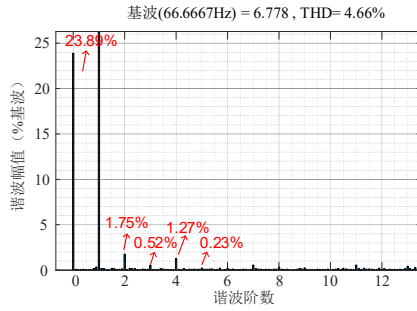


图 15 稳态下四桥臂三相电流 FFT 分析

为了评估四桥臂中性点供电拓扑的动态性能，对其进行了变转速的实验验证。在变转速工况下，直流母线电压参考值为 240V，施加 2N·m 的负载转矩，参考转速从 500rpm 增加至 1000rpm，随后再降低至 500rpm，实验波形如图 16 所示。在加减速过程中，母线电压能够维持稳定，并且转速也能快速准确跟踪参考指令，展现出良好的动态性能。

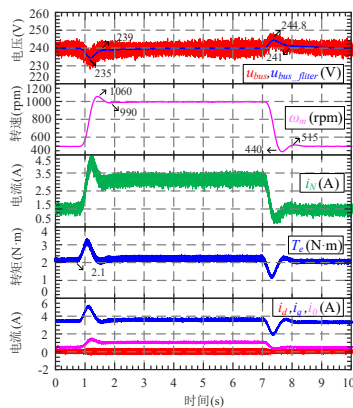
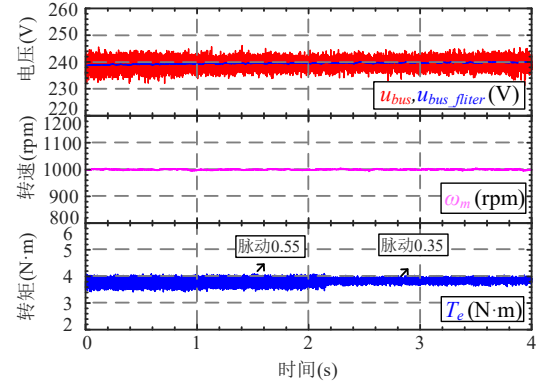
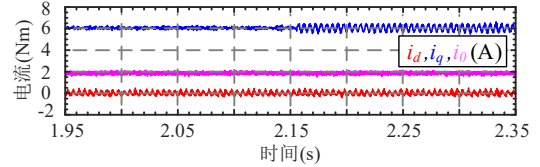


图 16 变转速工况四桥臂拓扑实验波形

根据上文的分析，在中性点供电的电驱动系统中，三次 BEMF 会与零序电流相互作用，从而产生转矩脉动。因此，需要采用相应的策略进行抑制。图 17 展示了在 1000 rpm、4N·m 健康工况下，采用转矩脉动抑制策略前后的实验波形。在 2.15 s 时，注入 q 轴谐波电流以抑制转矩脉动。可以发现，在注入谐波电流之前，转矩脉动为 0.55 N·m， q 轴电流为恒定值；而采用转矩脉动抑制策略之后，转矩脉动降低至 0.35 N·m，并且 q 轴电流中出现了三次谐波，验证了所提策略的有效性。其中，零序电流的波动是由于在升压过程中，开关器件的开通和关断控制电感的充放电所致，其平均值仍是一个恒定值。



(a) 母线电压、转速、转矩

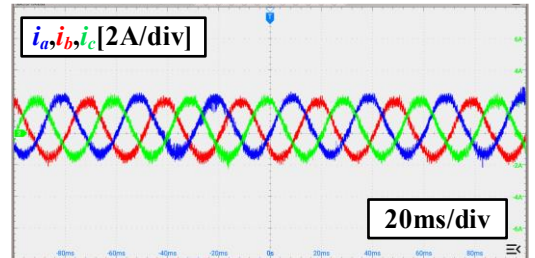


(b) dq0 电流

图 17 转矩脉动前后实验结果

5.3 容错控制

本节对四桥臂中性点供电的电驱动系统在 A 相开路故障后的容错能力进行了实验验证。实验中，直流电源电压设置为 60 V，直流母线电压设定为 180 V。通过在 A 相串联一个断路器来模拟开路故障。



(a) 健康工况下电流波形

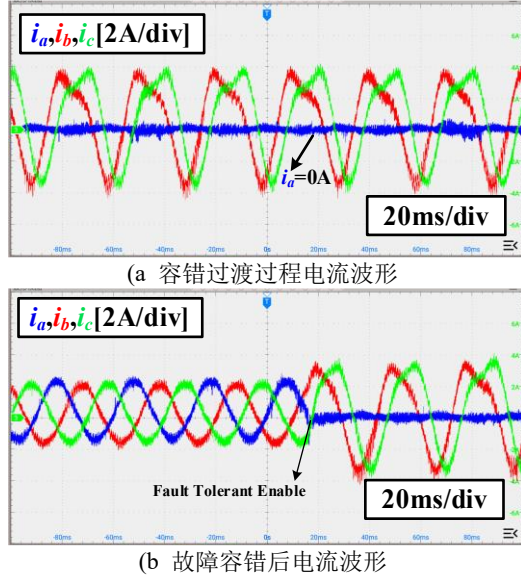


图 18 开路故障前后电机三相电流波形

如图 18,展示了电机在故障前后的三相电流波形。图 19 进一步展示了负载工况下,容错切换前后的母线电压 u_{bus} 及其平均值 u_{bus_filter} 、转速和转矩的实验波形。由于等效升压功能的作用,母线电压 u_{bus} 升至 180V, u_{bus_filter} 也维持在 180V。此时转矩脉动为 0.15 N·m。当 4.7s 开路故障发生后,得益于容错控制策略,电机转矩得以维持稳定,但转矩脉动增加到 0.38 N·m。并且故障发生后,母线电压的瞬时值无法维持稳定,其脉动增加到 20V,较空载时的电压脉动显著增大,这种现象主要是由于在负载状态下,零序电流的幅值较大所致。换言之,在故障发生后,直流母线电容需要在每个电周期内吸收和释放更多的能量,尽管如此,母线电压的平均值依然保持在 180 V。

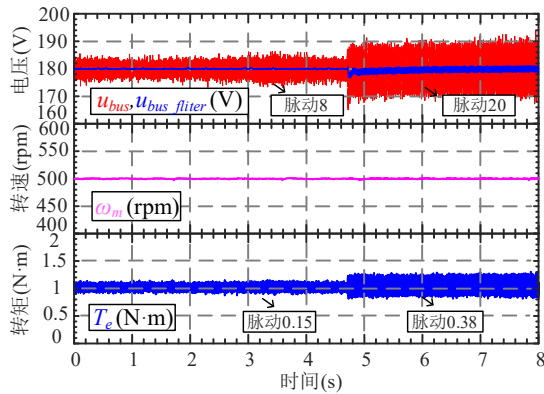


图 19 容错切换前后的实验结果

图 20 显示了容错前后电流的放大实验波形,可以观察到,在健康工况下,三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 呈现正常的三相正弦波形,但由于

零序电流的存在,电流波形会向上偏移,此时 i_d 、 i_q 、 i_0 能够很好的跟踪参考值。

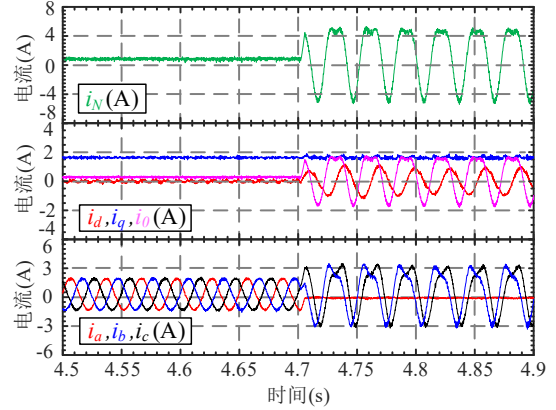


图 20 开路故障前后电机三相电流放大实验波形
在发生开路故障后,电驱动系统进行容错控制,故障后的电流依然能够良好跟踪。剩下的两相电流 i_b 、 i_c 和 i_d 、 i_q 、 i_0 与图 10 所绘制的理论值吻合。此外可以看到剩余两相电流 i_b 、 i_c 的幅值比健康运行时的幅值大,这是因为在 a 相不可用时,电机在故障后需要更大的电流来产生相同的磁场维持转矩稳定。

6 总结

本文提出了一种中性点供电的电驱动拓扑结构,包含了四桥臂拓扑和双电机拓扑。本文考虑了永磁体中三次反电动势的存在,利用整个驱动系统的零序分量,通过三相电驱系统的零序回路作为直流/直流升压转换器实现高升压比。此外,对三阶反电动势引起的转矩脉动进行了分析,并在 q 轴注入谐波电流进行抑制,并采用磁场定向控制(FOC)策略控制电机。接着考虑电机在开路故障下的容错策略,得到系统在单相开路故障下的参考电流。最后通过实验验证了所提出拓扑的可行性、转矩脉动抑制的有效性以及实现了开路故障的容错控制。

参考文献

- 1 Y. Zhou, S. Zhang, X. Cui, C. Zhang and X. Li, "An Accurate Torque Output Method for Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Motors Drives," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 36, no. 4, pp. 3470-3480, Dec. 2021
- 2 V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro and M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies", Proc. IEEE, vol. 103, no. 5, pp. 740-788, May 2015.
- 3 H. Wu, X. Jiang, Y. Deng and M. Wang, "CKF-Based Sensorless Control for Dual Three-Phase PMSM in Electric Aircraft Drive Systems*", 2025 International Conference on Aerospace Information Perception and Intelligent Processing (AIPIP), Shenyang, China, 2025, pp. 361-364.
- 4 Ze Li, Jinhui Xia, Yuanbo Guo and Xiaoguang Zhang,

- Fault-Tolerant Predictive Torque Control Design for Induction Motor Drives Based on Discrete Space Vector Modulation, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 5441-5451, Oct. 2021.
- 5 Jun Hang, Han Wu, Jibo Zhang, Shichuan Ding, Yourui Huang and Wei Hua, Cost Function-Based Open-Phase Fault Diagnosis for PMSM Drive System With Model Predictive Current Control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 2574-2583, Mar. 2021.
 - 6 Xiaokang Zhang, Jean-Yves Gauthier, Xuefang Lin-Shi, Romain Delpoux and Jean-François Tréguët, Modeling, Control and Experimental Evaluation of Multifunctional Converter System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 7747-7756, Sept. 2021.
 - 7 L. Lu, X. Wang, L. Jin, Y. Mao, Q. Bao and Z. Wang, "Fault-Tolerant Optimization Control of Open-Winding Dual Three-Phase PMSM Drives in Full Operation Range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 2, pp. 3385-3394, Feb. 2025.
 - 8 Xinxiu Zhou, Jun Sun, Haitao Li and Xinda Song, High Performance Three-Phase PMSM Open-Phase Fault-Tolerant Method Based on Reference Frame Transformation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, pp. 7571-7580, Oct. 2019.
 - 9 Xinxiu Zhou, Jun Sun, Haitao Li, Ming Lu and Fanqian Zeng, PMSM Open-Phase Fault-Tolerant Control Strategy Based on Four-Leg Inverter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2799-2808, Mar. 2020.
 - 10 Mahdi Tousizadeh, Hang Seng Che, Jeyraj Selvaraj, Nasrudin Abd Rahim and Boon-Teck Ooi, Performance Comparison of Fault-Tolerant Three-Phase Induction Motor Drives Considering Current and Voltage Limits, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 2639-2648, Apr. 2019.
 - 11 B. Sun et al., "Fault-Tolerant Control of Three-Phase Four-Leg PMSM Servo Systems," 2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Hefei, China, 2023, pp. 2868-2873.
 - 12 Zeliang Zhang, Yihua Hu, Guangzhao Luo, Chao Gong, Xin Liu and Shouluo Chen, An Embedded Fault-Tolerant Control Method for Single Open-Switch Faults in Standard PMSM Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 8476-8487, Jul. 2022.
 - 13 Wei Hu, Chenhui Ruan, Heng Nian and Dan Sun, Zero-Sequence Current Suppression Strategy With Common-Mode Voltage Control for Open-End Winding PMSM Drives With Common DC Bus, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 6, pp. 4691-4702, Jun. 2021.
 - 14 X. Zhang, J. -Y. Gauthier and X. Lin-Shi, "Cost-Efficient Fault-Tolerant Scheme for Three-Phase Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines Fed by Multifunctional Converter System Under Open-Phase Faults," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 6, pp. 5502-5513, June 2022.
 - 15 J. Wei, T. Zhang, L. Shi and B. Zhou, "Dual-Stator Doubly Salient Electromagnetic Motor Driving System Utilizing a Nine-Switch Converter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1550-1560, March-April 2019.

作者简介

张晓康：男，博士，上海市领军人才（海外）、上海

市浦江人才计划，目前担任上海大学机电工程与自动化学院电气工程系副教授、硕士生导师。主要从事新能源车用多功能电驱动系统拓扑与控制、三相电驱动故障诊断与容错控制策略、新能源电驱动功率模块测试技术与平台研制等研究，攻克了集成升压-逆变-容错的电驱动电力电子功率变换与控制等关键技术，实现了电驱动系统低成本、多功能的运行需求，研制了新能源电驱动系统功率模块老化测试系统。主持国家自然科学基金青年基金、上海市浦江人才计划（A类）项目、上海临港电力电子研究院有限公司合作项目、教育部“春晖计划”、台达电力电子科教发展计划青年项目，近五年，在IEEE TIE, TPE 等高水平SCI期刊及国际会议上发表学术论文30余篇，已授权发明专利2项，软件著作权1项，担任IEEE多个SCI顶级期刊审稿人。获第二届全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛全国一等奖、上海高校青年教师培养资助计划课程思政展演三等奖。

基于逆变器非线性误差电压积分补偿的 PMSM 定子温度在线估计方法

Online Estimation Method for PMSM Stator Temperature Based on Integral Compensation of Inverter Nonlinear Error Voltage

哈尔滨工业大学 王奇维 Email: wqw0543@163.com

摘要：永磁同步电机（PMSM）的定子温度可直接由其定子电阻推导得出。然而，现有基于电机电压方程的在线定子电阻辨识方法，由于受逆变器非线性、电机转速波动、转子位置误差以及参数耦合等非理想因素影响，难以在宽速域内实现精确估计。针对上述局限，本文提出一种集成逆变器非线性误差电压实时补偿的永磁同步电机定子温度在线估计方法。首先，通过向特定轴注入直流信号建立专用的定子电阻辨识模型，有效解耦了传统模型中转速变化、位置误差及参数耦合的影响。同时，系统分析了逆变器非线性对定子电阻与温度辨识的作用机理。此外，考虑到实时逆变器非线性补偿在高速区域可能对电机运行产生不利影响，引入逆变器非线性误差电压的积分补偿策略，以提升定子电阻与温度估计的精度。

Abstract: The stator temperature of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) can be directly derived from its stator resistance. However, existing online stator resistance identification methods, typically based on motor voltage equations, face challenges in achieving accurate estimation across wide speed ranges due to non-ideal factors such as inverter nonlinearities, motor speed fluctuations, rotor position errors, and parameter coupling. To address these limitations, this paper proposes an online stator temperature estimation method for PMSMs that integrates real-time compensation of inverter nonlinear error voltages. First, a dedicated stator resistance identification model is established by injecting DC signals into a specific axis, effectively decoupling the influence of speed variations, position errors, and parameter coupling inherent in traditional models. The impact of inverter nonlinearities on stator resistance and temperature identification is systematically analyzed. Furthermore, considering the potential adverse effects of real-time inverter nonlinear compensation on motor operation in high-speed regions, an integral compensation strategy for inverter nonlinear error voltages is introduced to enhance the precision of stator resistance and temperature estimation.

关键词：永磁同步电机，逆变器非线性，定子温度辨识

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor, Inverter Nonlinearity, Stator Temperature Identification

1 引言

在永磁同步电机应用中，过热会损坏定子绝缘。对定子温度进行监测，对于预防过热引发的故障并确保电机的长期运行寿命至关重要。传统方法使用嵌入式温度传感器，但受限于成本和复杂性。基于算法的在线温度估计则具有更高的可行性。目前，实现无传感器定子温度估计主要有两种方法：直接热建模法和基于定子电阻的间接法。热建模法需要精确的冷却参数和电机物理数据，而这些数据终端用户通常无法获取，因此限制了其实用性[1]。间接法则采用参数分时辨识、重构电压方程、信号注入等技术，建立满秩的电气参数模型来识别电阻[2]。然而，随着电机转速升高，电阻在参数辨识模型中的主导作用会显著下降。由于模型秩亏，电阻估计精度与其他电气参数之间存在强耦合。转子位置误差会引入交叉耦合电压项，影响参数辨识，而逆变器的非线性则会进一步降低电阻估计的精度[3]。这些挑战充分表明，开发鲁棒性强、精度高的在线定子温度估计方法至关重要。

2 通过三相定子绕组中注入直流电流的定子温度在线估计

图1展示了所提出的在线定子温度估计方法的原理图。通过向三相定子绕组注入直流电流分量，提取相应的直流电压和电流分量，将两者相除即可实现定子电阻和温度的实时辨识。该方法对电机转速、参数变化及转矩波动具有较强的鲁棒性。然而，其电阻估计精度会受到逆变器非线性引起的电压误差的显著影响。为解决这一问题，向d轴注入一个斜坡形电流信号来表征逆变器非线性。通过积分计算平均非线性电压，并将其补偿到电阻辨识结果中，避免了高速运行时直接在线补偿对运行造成的不利影响。

三相绕组直流电流注入可以通过在 d-q 轴系中注入正弦电流来实现，正弦电流参考值如下：

$$\begin{cases} i_{dh}^* = I_{dc} \cos \theta_e \\ i_{qh}^* = -I_{dc} \sin \theta_e \end{cases} \quad (1)$$

其中 i_{dh}^* 和 i_{qh}^* 分别为 d-q 轴的正弦电流参考值，

I_{dc} 为注入的直流电流幅值, θ_e 表示转子位置。
注入三相绕组的对应直流电流为:

$$\begin{cases} i_{adc} = I_{dc} \\ i_{bdc} = -\frac{1}{2}I_{dc} \\ i_{cdc} = -\frac{1}{2}I_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

其中 i_{adc} 、 i_{bdc} 和 i_{cdc} 分别表示注入三相绕组的直流电流。

在实际电机控制系统中, 受开关频率限制, 电流环带宽有限。在高速运行时, dq 轴电流反馈难以跟踪正弦参考值, 可能导致三相绕组中的直流电流注入失败, 从而降低定子电阻辨识精度。为此, 图 1 展示了一种基于 PR 控制器的直流注入策略。通过高通滤波将反馈量分离为高频正弦分量和直流信号, 实现了注入信号与正常控制信号的完全解耦。PR 控制器可确保注入电流参考值在全速度范围内被精确跟踪, 从而保证三相绕组中直流电流的有效注入。

原电流环利用分离后的直流信号维持常规的电机电流控制。

采用直流偏置注入后, A 相绕组中的电流表达式变为:

$$i_a = i_{aac} + i_{adc} \quad (3)$$

其中 i_{aac} 表示 A 相电流中的交流分量, 包含基频运行频率及所有谐波频率分量。

因此, 仅考虑直流电流分量的 A 相电压表达式为:

$$\begin{aligned} u_a &= R_s i_{adc} + (pL_a + pM_{ab} + pM_{ac}) i_{adc} \\ &= R_s i_{adc} - 2\omega_e L_{s2} \sin(2\theta_e) i_{adc} \\ &\quad - 2\omega_e M_{s2} \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) i_{adc} \\ &\quad - 2\omega_e M_{s2} \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) i_{adc} \end{aligned} \quad (4)$$

其中 M_{ab} 和 M_{ac} 分别为 A 相与 B 相、A 相与 C 相之间的互感, L_{s2} 为三相绕组自感的二次

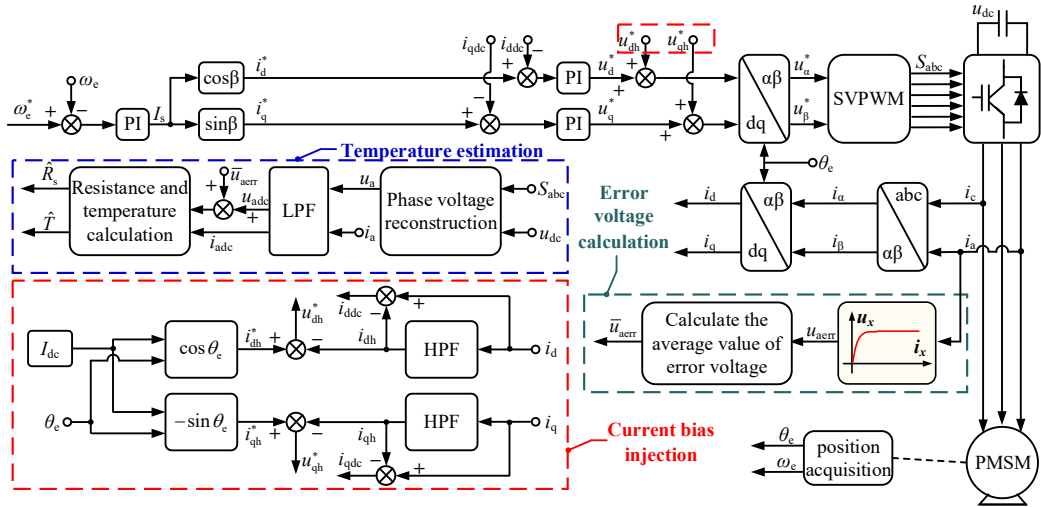


图 1 具有逆变器非线性电压误差在线积分补偿的 PMSM 定子温度估计原理图

谐波幅值, M_{s2} 为相间互感的二次谐波幅值。

式(4)表明, 尽管直流电压注入会在 A 相电压中感应出交流分量, 但对 A 相电压和电流进行平均值运算可得:

$$\hat{R}_s = \frac{u_{adc}}{i_{adc}} \quad (5)$$

由此, 定子温度辨识为:

$$\hat{T} = \left[\frac{\hat{R}_s}{R_0} (T_0 + K) \right] - K \quad (6)$$

其中 $\hat{T}$ 为在线定子温度辨识值, R_0 和 T_0 分别

为环境温度下定子绕组的电阻和温度, K 为电阻温度系数, 对于 100%导电率的铜, 其值为 234.5。

3 逆变器非线性引起的电阻误差对电阻辨识的影响分析及补偿

方程(5)表明, 在线定子电阻辨识方法在理论上独立于电机运行工况。然而, 其准确性严重依赖于精确的相电压和相电流测量。实际电机驱动系统通常仅配置电流传感器, 而相电压则通过直流母线电压和开关占空比重构得到。逆变器非线性会显著降低这种电压重构的精

度。

逆变器非线性引起的 abc 坐标系误差电压可近似表示为

$$\begin{aligned}\Delta u_{\text{xerr}} &= f(i_x) \\ &= 2\Delta U \left(\frac{1}{1+e^{-ki_x}} - \frac{1}{2} \right) \quad x=a,b,c\end{aligned}\quad (7)$$

其中, Δu_{xerr} 表示逆变器非线性引起的 abc 坐标系误差电压, i_x 为 abc 坐标系电流, ΔU 为非线性误差电压的幅值, k 为比例系数。

结合(1)与(7),可推导出注入直流信号后 A 相的非线性误差电压为

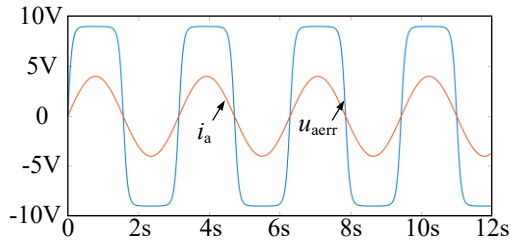
$$\Delta u_{\text{aerr}} = 2\Delta U \left(\frac{1}{1+e^{-k(I_{\text{ac}} \sin \omega_c t + I_{\text{dc}})}} - \frac{1}{2} \right) \quad (8)$$

逆变器非线性导致的电阻辨识误差为

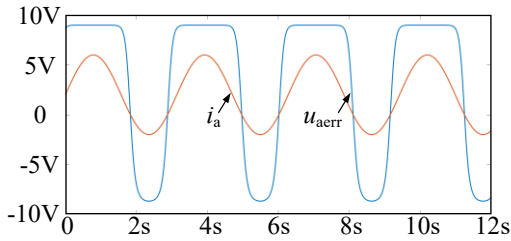
$$\hat{R}_{\text{serr}} = \frac{\Delta u_{\text{aerr}}}{I_{\text{dc}}} \quad (9)$$

式中, $\hat{R}_{\text{serr}}$ 表示逆变器非线性引起的电阻辨识误差, Δu_{aerr} 为 A 相逆变器非线性电压的平均值。

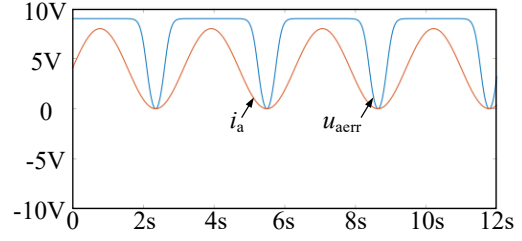
图 2 和图 3 展示了根据方程(9)推导出的不同负载和直流偏置条件下的逆变器非线性误差电压。图 2 表明,在相同 A 相电流幅值(等效电机负载)下,三相绕组中注入的直流偏置越大,等效直流偏置误差电压和电阻辨识误差均增大。因此,虽然较高的直流偏置能提高信噪比,但会降低电阻辨识的准确性。图 3 显示,在恒定直流偏置注入下,较大的 A 相电流幅值(即较高的电机负载)会减小等效直流偏置误差电压以及由此产生的电阻辨识误差。



(a) $I_{\text{dc}} = 0 \text{ A}$

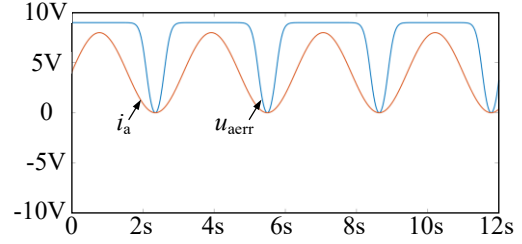


(b) $I_{\text{dc}} = 2 \text{ A}$

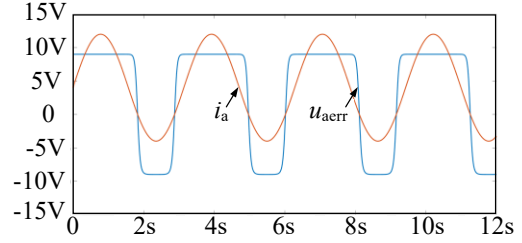


(c) $I_{\text{dc}} = 4 \text{ A}$

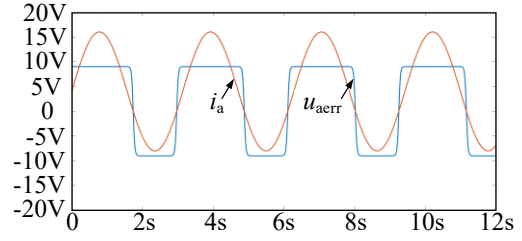
图 2 相同 A 相交流电流幅值下不同直流偏置时的误差电压示意图



(a) $I_{\text{ac}} = 4 \text{ A}$



(b) $I_{\text{ac}} = 8 \text{ A}$



(c) $I_{\text{ac}} = 12 \text{ A}$

图 3 恒定直流偏置下不同 A 相交流电流幅值时的误差电压示意图

精确的相误差电压提取对于逆变器非线性补偿至关重要,但在三相系统中直接自学习具有挑战性。基于电机控制结构,可以在 dq 轴提取逆变器非线性特性。将自学习得到的 dq 轴误差电压变换到三相系统,即可获得相特定的非线性特性。d 轴非线性误差电压的自学习公式为

$$\begin{cases} u_d = i_d R_s + u_{\text{derr}}(i_d) & u_q = 0 \\ i_d = f\left[\frac{t}{\Delta t}\right] \cdot \Delta i_d & i_q = 0 \end{cases} \quad (10)$$

则一个电频率周期内的平均误差电压可通过积分计算:

$$\bar{U}_{\text{aerr}} = \int_0^{T_s} u_{\text{aerr}} dt / T_s \quad (11)$$

4 实验结果

所提出的在线电阻辨识方法已在室内空调焓差工况下得到验证。图4至图5展示了KSK103D33和KSN98D64压缩机电机在不同转速与负载条件下,注入三相绕组直流偏置后的定子电流和电压波形。实验结果表明,压缩机电机驱动系统在所有工况下均能稳定运行,证实该电阻辨识方法不会干扰电机的正常工作。表1至表2对比了辨识得到的定子温度与实测温度,显示该在线辨识算法能够实时有效跟踪温度变化,误差在20℃以内。

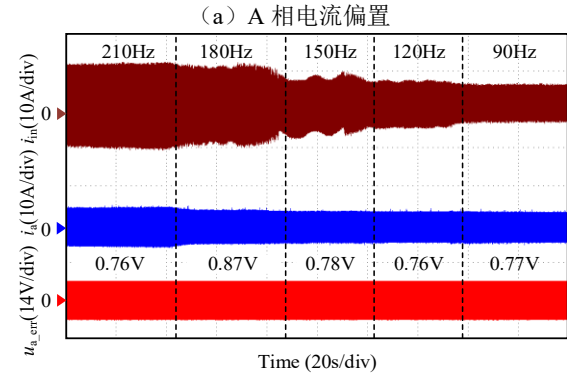
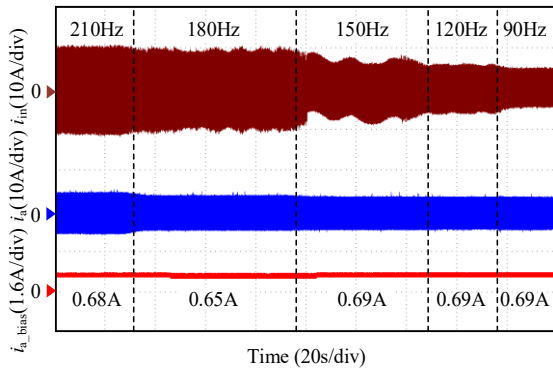


图4 KSK103D33 压缩机平台在线定子电阻辨识实验波形（室外 55℃，室内 32℃）

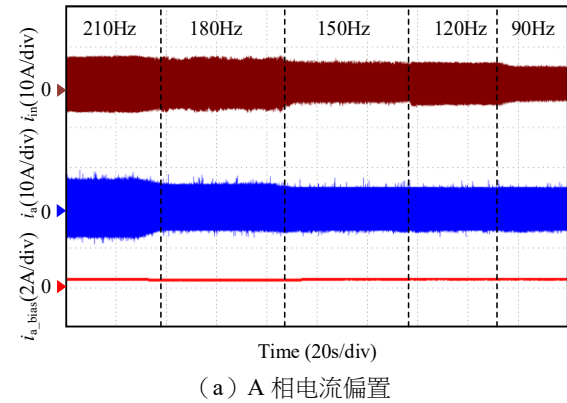
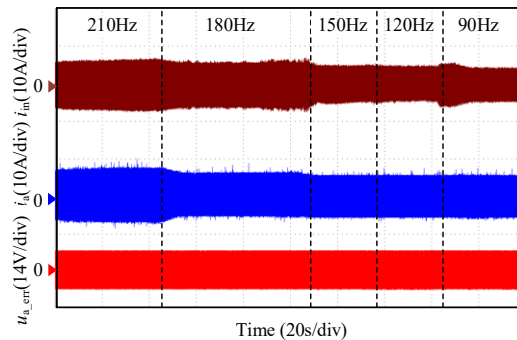


表1 KSK103D33 压缩机电机辨识定子温度与实测定子温度对比（机械频率：30Hz）

Temperature identification value (°C)	-13	0	11	20	29	41	50	60	70	77	84	94
Temperature measurement value (°C)	-6.5	0.5	9.8	21.0	30	39.6	50.4	61.4	69.6	81.6	90.7	100.8

表2 KSK103D33 压缩机电机辨识定子温度与实测定子温度对比（机械频率：70Hz）

Temperature identification value (°C)	-8	3	14	22	30	38	47	58	67	76	86	95
Temperature measurement value (°C)	-10	0	10.2	19.5	29.5	40.6	49.2	60.1	70.3	80.0	90.1	100.9



（b）A 相电压偏置

图5 KSK103D33压缩机平台在线定子电阻辨识实验波形（室外-2℃，室内18℃）

5 结论

针对永磁同步电机驱动系统中多种非理想因素导致的定子温度在线估计精度下降问题,本文提出一种带有逆变器非线性误差电压积分补偿的定子温度在线估计方法。通过向三相绕组注入直流电流,建立独立的定子电阻解耦辨识模型,有效消除了电机运行工况及耦合参数的干扰。同时,实现了对逆变器非线性误差电压的全面补偿。实验结果表明,该方法能在全转速范围内实现准确的定子温度估计。

参考文献

- 1 C. Sciascera, P. Giangrande, L. Papini, C. Gerada and M. Galea, "Analytical Thermal Model for Fast Stator Winding Temperature Prediction," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 8, pp. 6116-6126, Aug. 2017.
- 2 K. Liu, Z. Q. Zhu and D. A. Stone, "Parameter Estimation for Condition Monitoring of PMSM Stator Winding and Rotor Permanent Magnets," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 12, pp. 5902-5913, Dec. 2013.
- 3 Y. Yao, Y. Huang, F. Peng and J. Dong, "Position Sensorless Drive and Online Parameter Estimation for Surface-Mounted PMSMs Based on Adaptive Full-State Feedback Control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 7, pp. 7341-7355, July 2020.

作者简介

王奇维:男,1993年11月生,博士生。研究方向为电机控制。

考虑直流母线动态的级联构网变流器稳定分析与提升策略

Stability Analysis and Improvement Strategies for Cascaded Grid-Forming Converters Considering DC-link Dynamics

上海交通大学 吴超 Email: wuchao@sjtu.edu.cn

摘要：本文研究级联式构网变流器中直流电压动态的影响和优化策略，取得的发现与创新如下：将直流电压动态归纳为前级控制下的波动动态与后级控制下的同步动态；针对传统恒功率源模型振荡识别精度不足的问题，构建并联储抗功率源光伏等效电路模型；突破传统研究中直流电压恒定的假设，建立考虑控制动态的储能等效电路模型，最终构建出考虑直流电压动态的级联式构网逆变器小信号数学模型；揭示了直流电压波动动态引发次同步振荡失稳的机理，识别了直流电压控制带宽变化和传统直流电压前馈阻尼引起的振荡失稳问题，提出了一种直流电压双环路前馈阻尼增强策略；揭示了直流电压同步动态引发低频振荡问题的机理，识别了传统匹配控制同步策略和下垂-低通型幅值控制策略引起的低频振荡问题，提出了基于前向通路重构的同步控制优化策略与基于无功功率前馈的幅值控制优化策略。

Abstract: This paper investigates the influence and optimization strategies of DC voltage dynamics in cascaded grid-forming converters. The key findings and innovations are as follows: The DC voltage dynamics are categorized into fluctuation dynamics under the control of the front-stage and synchronization dynamics under the control of the back-stage. To address the insufficient oscillation identification accuracy of conventional constant power source models, an equivalent circuit model of a photovoltaic source based on a parallel impedance power source is constructed. Breaking the conventional assumption of constant DC voltage in traditional studies, an equivalent circuit model of an energy storage system that incorporates control dynamics is established, ultimately leading to the development of a small-signal mathematical model of the cascaded grid-forming inverter that accounts for DC voltage dynamics. The mechanism by which DC voltage fluctuation dynamics induce sub-synchronous oscillation instability is revealed, and the oscillation instability issues caused by variations in DC voltage control bandwidth and conventional DC voltage feedforward damping are identified. A dual-loop DC voltage feedforward damping enhancement strategy is proposed. Furthermore, the mechanism by which DC voltage synchronization dynamics induce low-frequency oscillation problems is uncovered, and the low-frequency oscillation issues arising from conventional matching control synchronization strategy and droop-low-pass amplitude control strategy are identified. An optimized synchronization control strategy based on forward path reconstruction and an optimized amplitude control strategy based on reactive power feedforward are proposed.

关键词：构网变流器，直流母线电压波动动态，直流母线电压同步动态，小信号稳定性，阻尼策略

Keywords: Grid-forming converter, DC-link voltage fluctuation dynamics, DC-link voltage synchronization dynamics, small-signal stability, damping strategies

1 引言

大规模开发新能源是保障国家能源安全、助力双碳战略目标、加快电力行业转型的关键举措。以光伏为代表的新能源通过电力电子变流设备规模化接入电网，推动电力系统向“高比例新能源”与“高比例电力电子设备”形态演进，导致系统整体惯量水平降低、阻尼特性减弱及宽频振荡风险增加等问题。为应对上述挑战，亟需推动光伏发电从“被动并网”向“主动支撑”转型，然而光伏输出功率的间歇性和波动性使其难以为系统提供持续且稳定的支撑。相比之下，构网型储能系统具备可调度能量储备和快速功率响应的优势，能提供长时间尺度、高可靠性的稳定支撑。因此，工程实践中常将储能与光伏协同配置，以增强系统的灵活调节与主动支撑能力。本文以光伏-储能构网系统为研究对象，该系统通过直流母线连接前级光伏/储能变流器与后级并网逆变器，直流电压的动态变化直接影响系统稳定运行。

国内外围绕新能源构网变流器直流电压

动态问题开展了大量研究，重点集中在考虑直流电压动态的构网变流器数学建模与考虑直流电压动态的构网变流器优化控制策略两大方向。

级联构网变流器的直流母线端口可接入光伏、风电、储能、制氢装置等多元电源与负载，其直流母线电压控制主体不同会直接影响系统动态特性。当前级变流器控制直流母线电压时，功率扰动与控制参数摄动易造成直流电压波动，并通过直流电压、交流频率与有功功率之间的强耦合关系，引发交流侧振荡失稳。当后级逆变器控制直流母线电压时，采用直流电压同步型构网控制，直流电压动态会与电网阻抗、后级控制环路相互作用，进而改变系统稳定性[1-3]。现有构网变流器模型多侧重于交流侧控制器与被控对象建模，对直流侧动态的考虑相对不足。为表征直流母线电压动态，研究中通常将直流侧电源与负载简化为恒功率、恒电流、恒电压或恒阻特性模型，其中光伏单元常采用恒功率源模型等效，储能变流器常采

用恒电流源模型或恒电压模型等效,但其适用范围与普适性仍有待进一步验证。文献[4]通过建立计及直流电压动态的构网变流器状态空间模型,揭示了直流电压波动引发次同步振荡失稳的双重机理:其一是直流电压动态引入到有功同步环后,直流电压主导极点移入 s 平面右半部分,其二是直流电压控制环路参数调节不当引发的直流母线电压显著波动。文献[5]聚焦直流侧动态对构网变流器系统交互特性的影响,突破传统理想直流侧假设,构建了含完整直流侧电路与控制环节的全维度小信号模型,识别出直流侧动态主导的多种临界振荡模式,通过参数灵敏度分析明确了交直流侧参数的稳定域与匹配规律,提出了定性的参数整定原则。文献[6]通过动态相量建模与特征值分析方法,探究了直流侧电路及控制动态对构网变流器与同步机并联系统交互特性的影响机制,明确了直流侧动态在系统临界振荡模式中的关键作用及交直流侧控制参数的匹配规律。文献[7]针对输电系统应用场景,提出了简化的构网变流器直流侧动态降阶模型,将其与交流侧小信号模型结合,揭示了忽略直流侧动态会导致交流侧参数稳定性极限评估过于乐观的问题。

级联构网变流器系统的交流构网控制与直流动态特性之间存在紧密的双向耦合关系,这种交直流动态交互已成为系统稳定性的关键影响因素。现有文献基于典型构网控制策略提出了多种优化控制策略。文献[8]针对传统功率同步控制需预留电流裕量导致惯性功率支撑不足、直流电压同步控制存在同步与直流电压强耦合的问题,提出一种统一同步控制策略。该策略通过并联结构整合有功功率控制与直流电压控制,实现直流侧在电压控制源与电流源模式下的无缝切换,在电网频率扰动与电压相角跳变场景下,显著提升了暂态振荡阻尼能力,且在强弱电网条件下均具备良好鲁棒性。文献[9]建立了包含直流侧电压动态的构网变流器序分量提取的SISO小信号模型,首次揭示了序分量提取模块在强电网下引发的次同步振荡问题,深入分析了直流电压控制增益、有功功率下垂控制增益等参数对稳定性的影响,提出了有功功率参考前馈控制方法,完善了序分解控制下的稳定性分析与抑制研究。文献[10]基于李雅普诺夫直接法构建了考虑直

流侧动态的暂态能量函数,揭示了功率不平衡与负阻尼效应导致的暂态失稳机理,设计了增强型直流电压控制策略,实现暂态稳定性提升与直流侧过电压抑制的协同。现有研究中还常采用直流电压控制与有功功率控制串联的混合同步控制结构[11-13],直流电压外环生成有功功率参考值,再经过有功功率环生成控制角频率,同时实现直流电压调控、交流功率控制与构网主动支撑功能。文献[14]提出将无功功率偏差经前馈系数引入直流电压同步环,构成附加无功功率前馈控制。文献[15]和[16]在前级变流器控制直流母线场景中,将直流电压控制目标转换为转矩或功率控制参考量,并采用下垂控制策略维持直流电压稳定,但其对不同控制环节间的协同作用机理并未详细阐明。文献[17]围绕虚拟阻抗在构网型下垂控制中的有功和无功功率解耦、功率分配、系统环流抑制、过流限制等方面的作用机理开展了相关研究。

通过上述国内外研究现状的分析,可以看到近年专家学者密切关注直流电压动态对构网变流器控制、小信号和大信号稳定性影响,对其关键问题和关键技术都取得了不错的进展和认识,但也尚有不足。现有新能源构网变流器直流电压动态相关研究在数学建模上存在直流侧动态考虑不足、直流侧源荷等效模型普适性待验证等问题;现有的优化控制策略的作用机理以及振荡抑制适应性有待验证。本项目针对上述不足,归纳直流电压动态类型,构建适配光伏、储能的等效电路及小信号数学模型,揭示直流电压波动动态、同步动态引发振荡的机理,并提出相应的控制优化策略,解决现有研究痛点。

本文围绕考虑直流电压动态的级联式构网变流器关键技术展开研究,旨在解决直流电压动态表征与稳定性问题。现有研究基于交直流解耦假设,缺乏对直流电压动态的建模与稳定分析。本文立足直流电压动态由前级、后级变流器控制的两种场景,建立相关数学模型,识别小信号失稳问题并提出优化控制策略,主要成果如下:

(1) 前级控制直流母线电压场景:建立考虑直流电压波动动态的构网变流器模型,揭示直流母线电容动态因非最小相位特性诱发交流侧次同步振荡的机制;阐明常规电压前馈

阻尼策略在同步稳定性与直流电压稳定间的固有矛盾；提出直流电压双环路前馈阻尼增强策略，将直流电压动态引入有功与无功控制环路，协同优化直流电压模态与同步模态的稳定裕度，有效抑制次同步振荡，提升有功功率动态跟踪性能。

(2) 后级控制直流母线电压场景，聚焦同步稳定性：针对传统恒功率源模型振荡识别精度不足问题，构建并联阻抗功率源的光伏等效电路模型；揭示传统匹配控制型同步控制因缺乏阻尼能力引发低频振荡的机理；提出前向通路重构同步控制策略，通过引入低通滤波支路重构同步环前向通路，抑制低频振荡，提升变流器对不同电网强度及阻感比的适应性。

(3) 后级控制直流母线电压场景，聚焦电压源属性：明确电压源属性与外环幅值控制环结构相关，下垂级联低通滤波器截止频率决定其强弱。基于前述同步控制优化方法，研究该截止频率对电网支撑能力及交互稳定性的影响，揭示传统下垂-低通型幅值控制引发低频振荡的机理；提出无功功率前馈幅值控制策略，将无功功率动态前馈至直流电压同步环路，提升低频频段稳定性。

本文的章节内容安排如下：第2章介绍级联式光伏-储能构网变流器系统，指出该系统中直流母线电压波动动态与同步动态与交流构网控制之间的交互耦合会影响变流器的稳定运行；第3章研究直流母线电压波动动态对构网变流器的影响及优化策略；第4章研究直流母线电压同步动态对构网变流器的影响及优化策略；第5章对上述研究开展实验验证；第6章为全文总结。

2 级联构网变流器的直流母线动态

图1展示了级联式光伏-储能构网变流器系统架构，光伏阵列与储能电池分别经由DC/DC变流器接入公共直流母线，再通过统一的DC/AC变流器并入交流电网或供给本地负载。该结构通过共用DC/AC环节，实现了较高的集成度与功率密度，有助于优化系统成本，但也存在各单元耦合紧密、灵活性受限的不足，并且对直流母线电压稳定性要求较高。光伏阵列作为核心发电单元，储能电池实现能量的时空平移与功率波动平抑，而电网侧逆变器则承担交流侧的构网支撑功能。

直流电压的稳定是整个系统安全稳定运行的基础。直流电压的波动不仅影响功率传输性能，更可能引发系统失稳问题，因此必须充分重视直流电压动态。系统在不同运行场景与工作模式的直流电压动态可以归纳为两类：第一类是直流电压同步动态，来源于后级逆变器实现直流电压与交流构网双端协同调控时，并网同步过程引入的直流母线动态；第二类是直流电压波动动态，来源于前级变流器调节直流电压、后级逆变器实现有功功率同步型构网控制时，控制参数变化或输出功率波动引入的直流母线动态。本文围绕光伏-储能构网系统中直流电压波动动态、直流电压同步动态与交流构网控制之间的交互耦合，开展考虑直流电压动态的光储构网系统建模与控制研究。

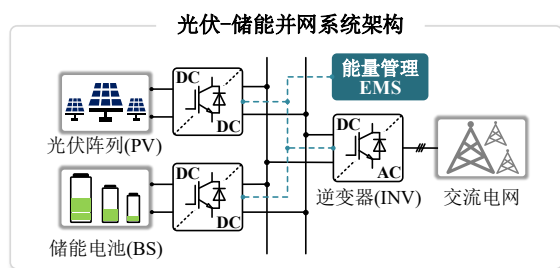


图1 光伏-储能并网系统拓扑结构

3 直流母线电压波动动态分析

图2展示了级联式光储并网变流器的拓扑和控制示意图，直流母线电压交由前级DC/DC变流器控制。储能侧变流器用于将电池侧低压提升至高压直流母线；后级DC/AC变流器通过交流侧有功功率与无功功率控制环路，为电网提供必要的电压支撑。

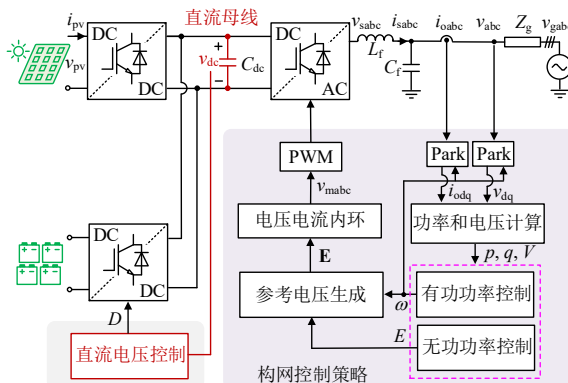


图2 光伏-储能功率变换系统原理图(直流电压由前级变流器控制)

3.1 考虑直流电压波动动态的数学建模

图3展示了直流电压控制、有功功率控制

和无功功率控制环路的框图。直流电压控制由前级变流器实现，采用比例积分控制器，后级变流器的有功功率控制环和无功功率控制环则采用虚拟同步发电机控制。

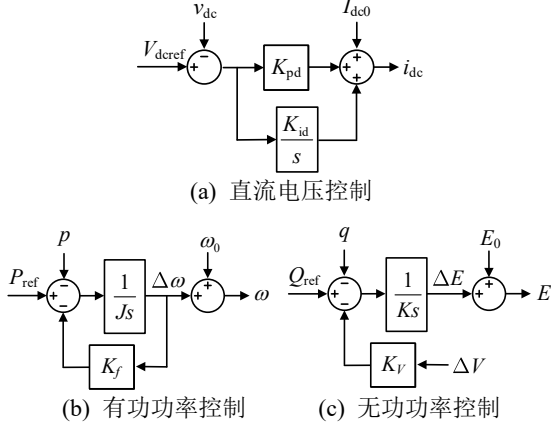


图 3 构网变流器的控制框图

直流母线的输入有功功率和输出有功功率分别定义为 p_{dc} 和 p_{ac} 。流经直流电容 C_{dc} 的电流定义为 i_{Cdc} ，基于功率守恒原理，直流母线动态可建模为：

$$v_{dc} \dot{i}_{Cdc} = p_{dc} - p_{ac} \quad (1)$$

在稳态工作点 (V_{dc0}, I_{dc0}) 处施加小信号扰动后，可推导出直流母线动态的小信号方程并进一步整理为：

$$\hat{v}_{dc} = \frac{V_{dc0}}{sC_{dc}V_{dc0}^2 - V_{dc0}I_{dc0}} (V_{dc0}\hat{i}_{dc} - \hat{p}_{ac}) \quad (2)$$

基于所建立的直流侧电容小信号模型，结合控制器以及交流侧数学模型，绘制构网变流

器的多输入多输出小信号模型框图，如图 4 所示。

图中各模块对应系统不同组成部分的小信号模型。模型的输入变量、输出变量和状态变量定义如下：

$$\begin{cases} u = [\hat{V}_{dcref}, \hat{p}_{ref}, \hat{\omega}_{ref}, \hat{Q}_{ref}, \hat{V}_{ref}, \hat{\omega}_g, \hat{V}_g]^T \\ y = [\hat{v}_{dc}, \hat{p}, \hat{\omega}, \hat{q}, \hat{V}]^T \\ x = [x_1, \hat{\omega}, \hat{E}, \hat{v}_{dc}, \hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq}, \hat{v}_d, \hat{v}_q, \hat{i}_{od}, \hat{i}_{oq}, \hat{\delta}]^T \end{cases} \quad (3)$$

建立包含直流母线动态的构网变流器状态空间模型：

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (4)$$

式中 A 、 B 、 C 、 D 分别为状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵和前馈矩阵。图 5 显示，采用所建立模型计算得到的响应曲线(实线)与仿真结果(虚线)高度吻合，由此验证了所推导模型的准确性。

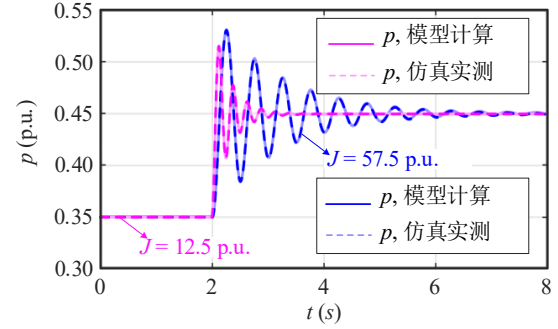


图 5 常规 VSG 控制下变流器的功率阶跃响应

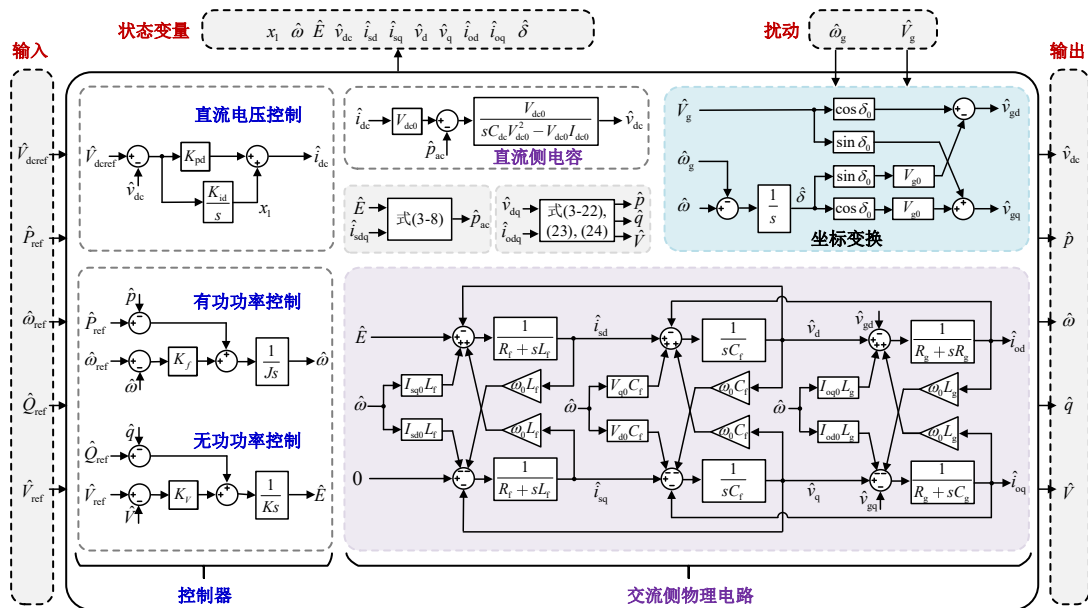


图 4 考虑直流动态的构网变流器的小信号多输入-多输出框图

3.2 直流电压波动动态引起的失稳问题分析

图 4 展示的直流电压控制环路以及直流母线电容的数学模型,其中包含一个积分器和一个非最小相位单元。积分器用于实现直流母线电压的无静差控制,而非最小相位单元来源于直流电容动态。积分器与非最小相位单元的串联组合会降低开环传递函数的相位裕度,从而对系统的稳定裕度构成潜在威胁。

图 6 展示了常规虚拟同步发电机控制的极点轨迹分布图。随着 K_{pd} 降低, λ_{1-2} 逐渐从左半平面进入弱阻尼区域,并最终穿越虚轴至右半平面。 λ_{1-2} 的虚部约为 46.5 rad/s,对应 7.4 Hz 的振荡频率,表明系统存在次同步振荡风险。

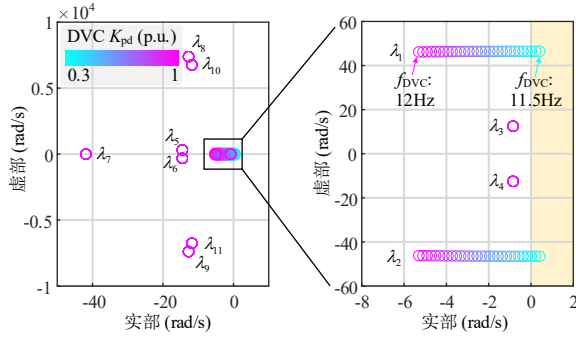


图 6 采用常规 VSG 控制的根轨迹

图 7 展示了常规 VSG 控制下的时域仿真波形。当直流电压控制环比例增益 $K_{pd} = 1$ p.u. 时,对应直流电压控制环路带宽 $f_{DVC} = 12$ Hz,变流器保持稳定运行。为考察直流动态对 VSG 控制的影响,将 K_{pd} 降至 0.3 p.u.,此时 DVC 环路带宽 $f_{DVC} = 11.5$ Hz,直流母线电压 v_{dc} 开始出现幅值逐渐增大的振荡,并且该振荡通过耦合传递至交流侧,引起交流侧输出有功功率 p 的振荡。

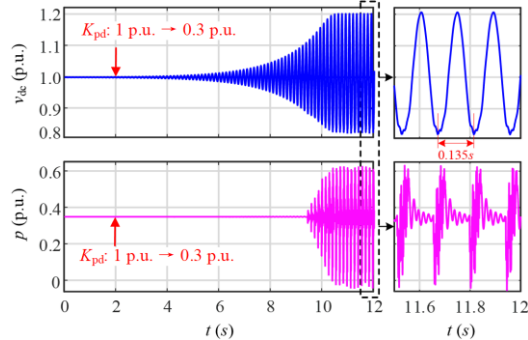


图 7 采用常规 VSG 控制的仿真波形

上述次同步振荡问题的内在物理机理分析如下:直流电压控制环比例增益 K_{pd} 下降

导致直流电压控制带宽 f_{DVC} 减小,削弱了直流电压的调节能力,从而引发直流电压波动。该波动通过交直流耦合作用,影响构网变流器交流侧的稳定性,最终诱发次同步振荡失稳问题。

图 8 展示了基于直流电压前馈的常规阻尼方法的控制框图,该方法通过将直流电压动态经比例环节并联引入有功功率跟踪误差,常用于提升构网变流器的同步稳定性。

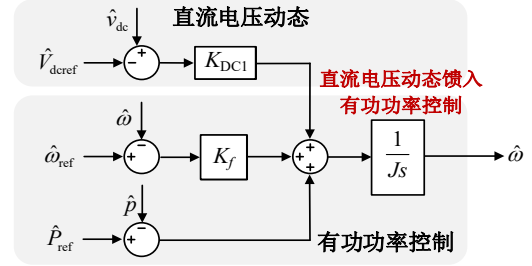


图 8 VSG 控制的常规阻尼方法

图 9 展示了采用该常规阻尼方法后的闭环极点分布轨迹。当比例增益 K_{DC1} 从 0 逐步增加至 10 p.u. 时,共轭极点 λ_{3-4} 逐渐向左半平面移动,表明该模态的稳定裕度有所提升;然而,共轭极点 λ_{1-2} 却向相反方向(右半平面)移动,表明其对应的稳定裕度反而下降。由于 λ_{1-2} 仍主要受直流动态相关状态变量影响,而 λ_{3-4} 主要受交流同步相关状态变量影响。因此,提高比例增益 K_{DC1} 有助于增强交流侧同步稳定性,但同时可能激发与直流母线动态相关的失稳问题。

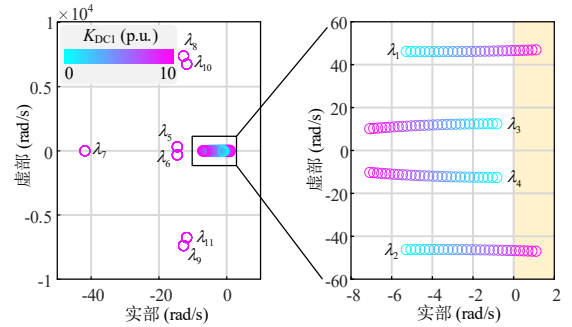
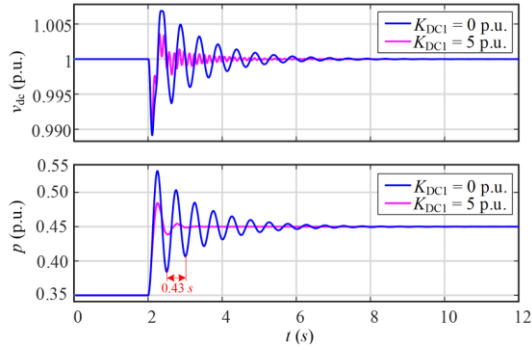


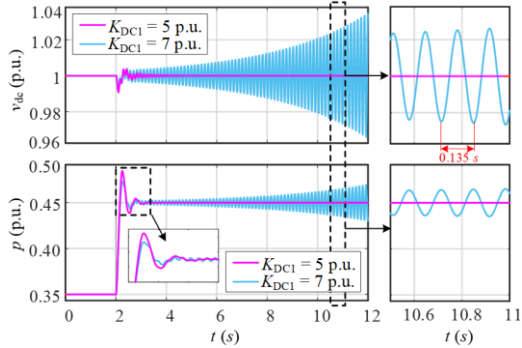
图 9 采用常规阻尼方法的根轨迹

图 10 展示了常规阻尼方法的功率阶跃响应。当 $K_{DC1} = 0$ p.u. 时(深蓝色曲线),有功功率 p 和直流电压 v_{dc} 均存在明显超调且调节时间较长。将 K_{DC1} 增至 5 p.u. 后,有功功率响应的超调得到有效抑制,调节时间缩短,验证了常规阻尼方法对交流侧暂态同步稳定性的提升作用。然而,当 K_{DC1} 进一步增加至 7 p.u. 时(浅蓝色曲线),虽然阶跃瞬间的超调更

小、调节时间更短，系统却在阶跃后出现缓慢发散。这一现象表明，过大的 KDC1 在改善交流侧同步稳定性的同时，会引发直流侧失稳，导致系统整体稳定性下降。



(a) KDC1 = 0 and 5 p.u.



(b) KDC1 = 5 and 7 p.u.

图 10 采用常规阻尼方法的功率阶跃响应

3.3 优化控制策略

为解决上述失稳问题，本文提出一种有效的阻尼方法，如图 11 所示，其核心思想是通过比例环节将直流母线动态同时引入有功控制环路和无功控制环路，对应的比例控制系数分别表示为 KDC1 和 KDC2。

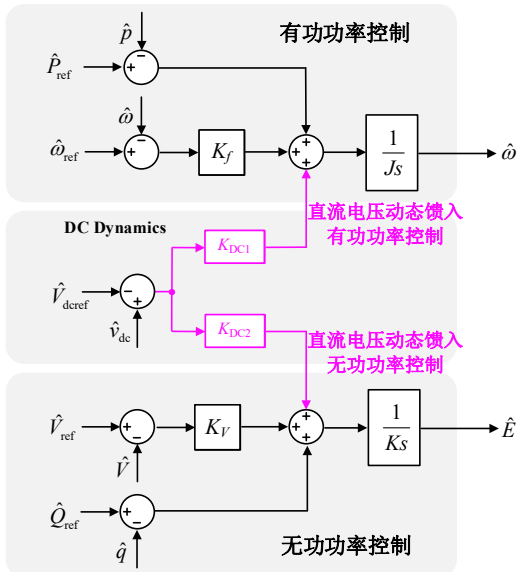


图 11 所提的次同步振荡问题的阻尼方法

该方法的设计灵感来源于同步发电机的阻尼控制思想。同步发电机中同样存在次同步振荡现象，而抑制这类振荡的经典思路是将与振荡相关的信号引入励磁调节器，从而补偿系统负阻尼。一方面，借鉴同步发电机中振荡抑制的思路，将振荡相关的直流电压信号引入无功功率控制环路，可有效抑制次同步振荡问题。另一方面，为保留基于直流电压前馈的常规阻尼控制对同步稳定性的增强作用，仍将直流电压信号引入有功功率控制环路。

4 直流母线电压同步动态分析

图 12 展示了两级式光储并网变流器的拓扑和控制示意图，直流母线电压由后级 DC/AC 变流器控制。光伏侧变流器采用最大功率点跟踪控制；后级 DC/AC 变流器采用基于直流电压同步的构网控制实现直流电压调控与交流电网支撑。

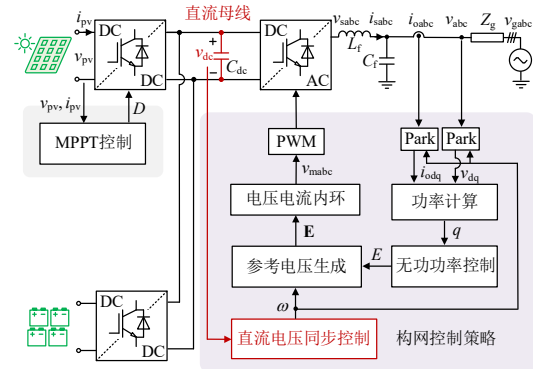


图 142 光伏-储能功率变换系统原理图(直流电压由后级变流器控制)

4.1 考虑直流电压同步动态的数学建模

图 13 展示了光伏 Boost 变流器的拓扑结构及控制框图，光伏侧 Boost 变流器采用 MPPT 算法，根据 v_{pv} 和 i_{pv} 生成光伏电压参考值 v_{pvref} 。该参考值与实际电压 v_{pv} 的偏差经过控制器 $G_{pv}(s)$ ，生成开关管的占空比信号 D_{pv} 。

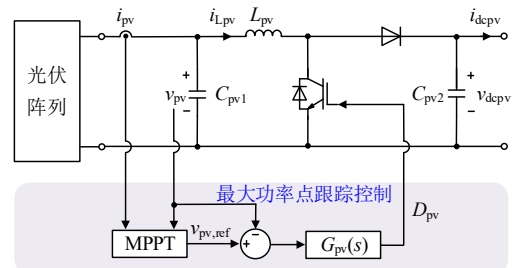


图 13 光伏前级变流器的拓扑结构和控制器

在稳态工作点(V_{dcpv0} , I_{Lpv0} , D_{pv0})附近, 光伏侧 Boost 变流器的小信号模型表示为:

$$\begin{cases} sC_{pv1} \cdot \hat{v}_{pv} = \hat{i}_{pv} - \hat{i}_{Lpv} \\ sL_{pv} \cdot \hat{i}_{Lpv} = \hat{v}_{pv} - (1-D_{pv0})\hat{v}_{dcpv} + V_{dcpv0}\hat{d}_{pv} \\ sC_{pv2} \cdot \hat{v}_{dcpv} = (1-D_{pv0})\hat{i}_{Lpv} - I_{Lpv0}\hat{d}_{pv} - \hat{i}_{dcpv} \end{cases} \quad (5)$$

式中, 符号"hat"代表小信号变量, "s"为拉普拉斯算子。光伏阵列的最大功率点由光照强度和温度共同决定。推导出光伏前级变流器闭环输出阻抗 Z_{cpv} 的小信号表达式:

$$Z_{cpv} = \frac{s^2 C_{pv1} L_{pv} + (1 - G_{pv} V_{dcpv0})}{\begin{bmatrix} s^3 C_{pv2} C_{pv1} L_{pv} + s C_{pv2} (1 - G_{pv} V_{dcpv0}) \\ + s C_{pv1} (1 - D_{pv0})^2 - G_{pv} I_{Lpv0} (1 - D_{pv0}) \end{bmatrix}} \quad (6)$$

图 14 展示了光伏前级变流器等效输出阻抗 Z_{cpv} 的扫频结果。扫频获得的散点数据与理论计算的蓝色曲线高度重合, 验证了 Z_{cpv} 模型的准确性。

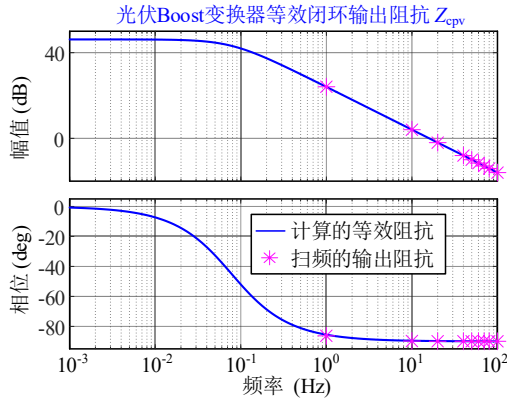
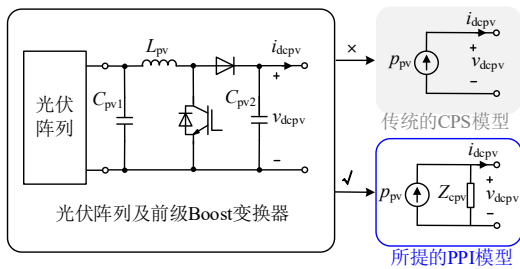


图 14

等效阻抗模型 Z_{cpv} 的扫频图

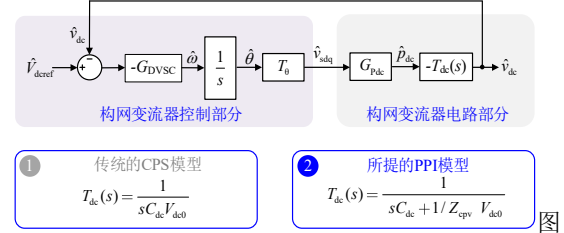
为更好地表征光伏功率波动特性, 并简化后级变流器的小信号稳定性分析, 本文提出将光伏前级变流器等效为并联阻抗功率源(Power source in Parallel with Impedance, PPI)模型。如图 15 所示, 与传统 CPS 模型相比, 本文提出的 PPI 模型更充分考虑了前级变流器的输出阻抗特性。



图

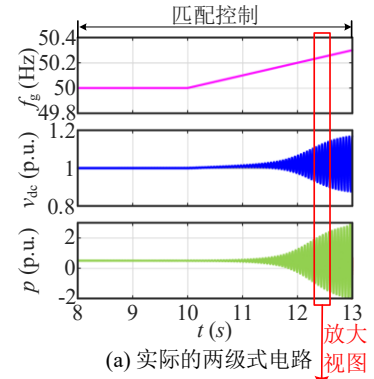
15 所提的光伏前级变流器等效 PPI 模型
基于上述模型推导得到构网型光伏变流器系

统的小信号模型框图, 如图 16 所示。前级动态特性是否被考虑, 直接体现在 $T_{dc}(s)$ 的建模中: 忽略前级阻抗时, $T_{dc}(s)$ 仅包含直流母线电容特性, 对应传统 CPS 模型; 计及前级阻抗时, $T_{dc}(s)$ 则同时包含直流母线电容特性及前级等效输出阻抗 Z_{cpv} , 对应本文所提的 PPI 模型。

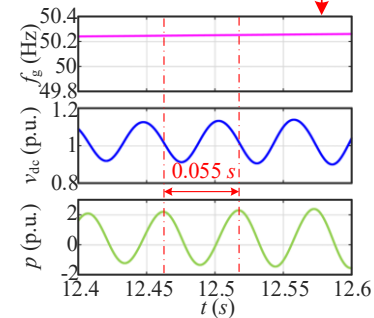


16 构网型光伏变流器系统框图

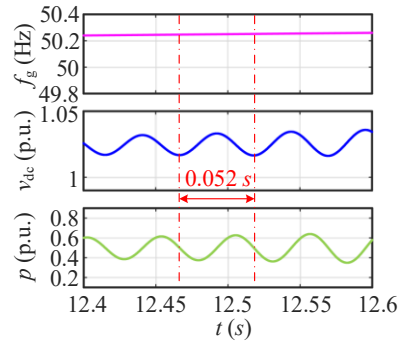
图 17 展示了 $C_{pv2} = 0.1\text{mF}$ 时的仿真波形。从图 17(b)局部放大图可见, 实际两级电路的振荡周期为 0.055s , 对应频率 18.18Hz 。



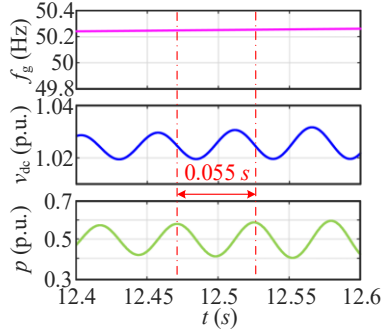
(a) 实际的两级式电路



(b) 两级式电路的放大视图



(c) 传统CPS模型的放大视图



(d) 所提PPI模型的放大视图

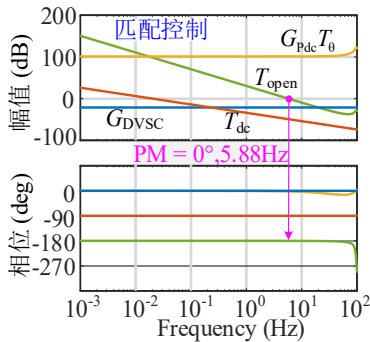
图 17 PPI 模型识别实际两级式电路振荡频率的准确度优于 CPS 模型

图 17(c)中, CPS 模型呈现 0.052s 的振荡周期和 19.23Hz 的振荡频率, 与实际电路特性存在偏差。而图 17(d)中, PPI 模型则准确复现了实际电路的振荡周期和频率。

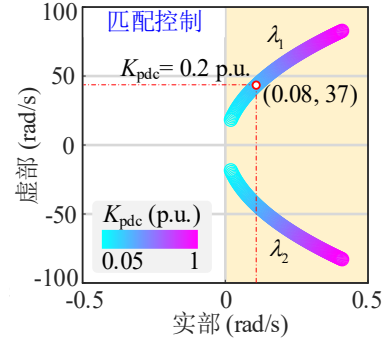
4.2 直流电压同步动态引起的失稳问题分析

4.2.1 同步失稳问题分析

图 18 展示了采用常规匹配控制时变流器的开环传递函数中各分量的伯德图以及闭环极点轨迹图。GDVSC 是比例控制器。GpdcT0 的幅频特性(黄色曲线)在低频段[10-3, 102]Hz 范围内保持 100dB 的恒定增益, 相频特性始终维持在 0°, 表现出典型的比例控制特性。开环传递函数 Topen 包含两个积分环节: 第一个积分环节来源于控制角频率 ω 生成相位角 θ , 第二个积分环节来源于 Tdc 所描述的直流侧功率-电压关系。双重积分导致 180°的相位滞后, 使 Topen 在 5.88Hz 处穿越 0dB 时相位裕度降至 0°。图 18(b)显示了当 Kpdc 在[0.05 p.u., 1 p.u.]范围内变化时闭环主导极点的轨迹图。随着 Kpdc 增大, λ_1 与 λ_2 始终位于 s 平面右半部分, 其实部与虚部均逐渐增大, 表明系统阻尼比不断减小, 不稳定性加剧, 且振荡频率升高。



(a) 开环传递函数中各分量的伯德图



(b) 闭环极点轨迹

图 18 常规匹配控制的特性

图 19 展示了 Cpv2 从 0.1mF 变化至 10mF 时, Tdc 与 Topen 的伯德图。当 Cpv2=10mF 时, Topen 的幅频曲线在 5.88Hz 处穿越 0dB, 此时 Topen 相位为-180°、Tdc 相位为-90° (标记为 P1), 与图 18(a)现象一致。当 Cpv2=0.1mF 时, Topen 的穿越频率升高至 18.18Hz, 但 Topen 相位仍为-180°, Tdc 仍保持-90°相位滞后 (标记为 P2), 证实采用常规匹配控制始终存在低频振荡风险。

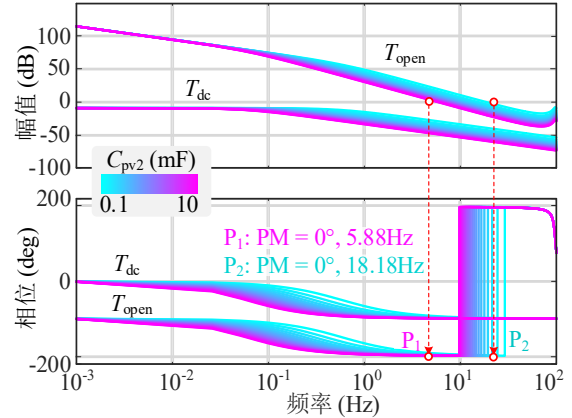


图 19 不同 Cpv2 值下 Tdc 和 Topen 的伯德图

4.2.2 同步控制优化策略

为解决常规匹配控制引发的变流器低频振荡问题, 并同时实现直流母线电压控制与电网支撑, 本文提出一种改进型直流电压同步控制策略, 其结构如图 20 所示。

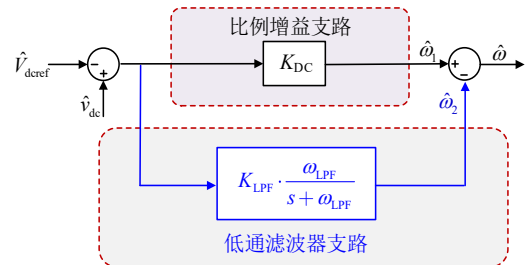


图 20 所提的基于前向通路重构的直流电压同步控制优化策略

该控制策略包含两条并联支路：第一条支路通过比例控制器将直流电压跟踪误差转换为频率调节量 ω_1 ，第二条支路通过一阶低通滤波器对直流电压跟踪误差进行处理，生成 ω_2 。两者合成后得到最终控制频率 ω 。该同步策略的小信号模型可表示为：

$$\hat{\omega} = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_2 = \left(K_{DC} - K_{LPF} \cdot \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}} \right) (\hat{v}_{dc} - \hat{v}_{dcref}) \quad (7)$$

式中， K_{DC} 为比例控制增益， K_{LPF} 和 ω_{LPF} 分别为低通滤波器的增益与截止频率。基于所提策略，电网同步动态可表示为

$$\frac{CV_{dc0}^2}{K_{DC}P_0} s\omega + \frac{CV_{dc0}^2\omega_{LPF}}{K_{DC}P_0} (\omega - \omega_0) = (p_{pv} - p_{dc}) \quad (8)$$

4.2.3 强电压源属性下强网交互失稳问题分析

在上述同步控制结构基础上，本文进一步探讨构网控制幅值环的结构和参数对系统稳定性的影响。图 21 展示了此处探讨的电压源强度不同的两种幅值控制结构。

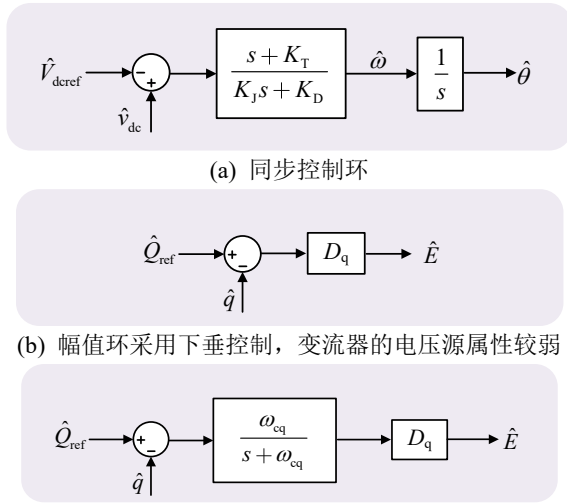


图 21 直流电压同步型构网控制的同步环和幅值环框图

4) 图 22 展示了直流电压同步型构网变流器的仿真波形。在 0.2s 时刻前，变流器保持稳定运行。0.2s 时将交流电压幅值控制环由下垂控制切换为下垂-低通滤波器控制后，系统出现频率为 28.5Hz (179rad/s) 的振荡现象。这是现有直流电压同步型构网变流器研究中尚未提及的新型失稳现象。

该失稳问题的内在机理分析如下。通过调节 ω_{cq} 可在下垂-低通滤波控制结构中等效实现两种控制： $\omega_{cq} = 0$ 等效于恒电压幅值控制，

$\omega_{cq} \rightarrow \infty$ 对应下垂控制。因此， ω_{cq} 可作为电压支撑强度与电网交互稳定性的调节参数。从电路物理特性分析：恒电压幅值控制时，固定前馈项 E_0 主导控制环路，产生恒定内电势，使变流器呈现强电压源特性（具有强电压支撑能力），但这种强电压源特性与强电网交互时易引发系统失稳。而下垂控制通过固定前馈项 E_0 与无功动态共同调节内电势，电压支撑能力稍弱，但电网交互稳定性更好。本课题初始选择 $\omega_{cq} = 10\text{rad/s}$ 以确保强电压支撑，但发现该设置在强电网条件下会引发振荡失稳。

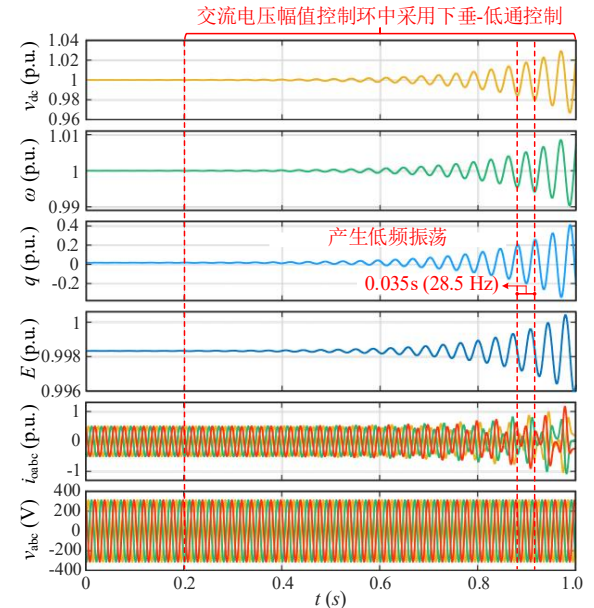


图 22 下垂-低通型幅值控制型构网变流器振荡波形

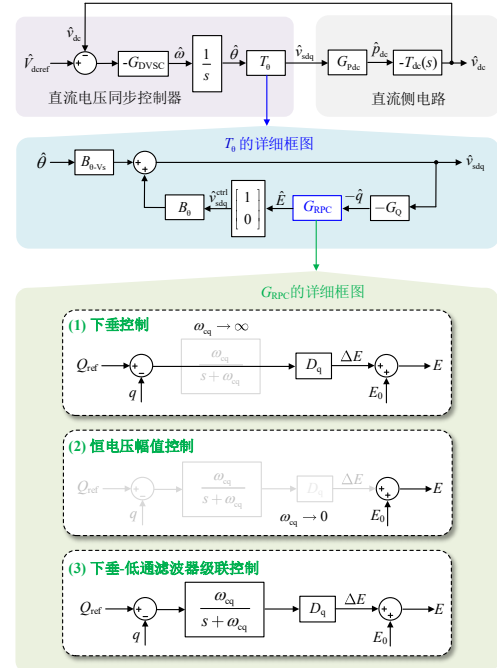


图 23 同步环的单入单出(SISO)框图

图 23 表明同步环与幅值环之间存在动态耦合。外环幅值控制器 GRPC 通过影响 T0 的特性，进而改变同步环路的幅频和相频曲线。

4.2.4 幅值控制优化策略

为了提升系统的相位裕度，本课题提出一种附加阻尼控制方法。如图 24 所示，该方法通过比例增益 K_{q-dc} 将无功功率动态前馈至同步环，实现对同步控制环路的重塑。图 25 展示了同步环重塑后的单输入单输出(SISO)框图。

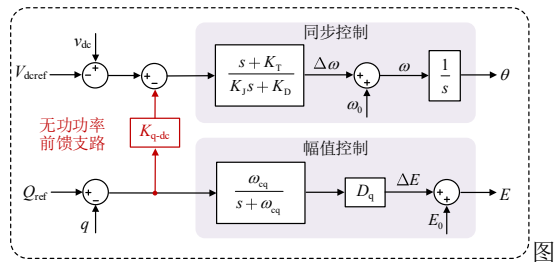


图 24 所提的基于无功功率动态前馈的优化策略

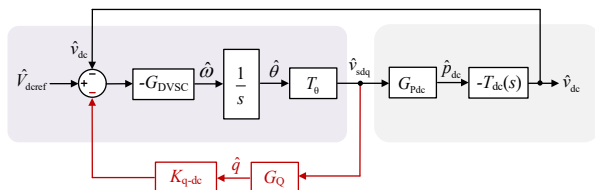


图 25 同步环重塑后的 SISO 框图

图 26 展示了 $T_{open-dc}(reshape)$ 在 K_{q-dc} 从 0 变化至 0.1 p.u. 时的伯德图。图 26(a) 对应 $\omega_{cq} = 1 \text{ rad/s}$ 的情况。当 $K_{q-dc} = 0$ 时，幅频曲线在 27.9Hz 处穿越 0dB，从局部放大视图 1 可见该点的相位裕度为负；随着 K_{q-dc} 增大，幅频曲线整体下移，当 $K_{q-dc} = 0.1 \text{ p.u.}$ 时，穿越频率降低至 20.1 Hz，局部放大视图 2 显示相位裕度转为正值，表明低频振荡问题被有效抑制。图 26(b) 对应 $\omega_{cq} = 10 \text{ rad/s}$ 的情况。随着 K_{q-dc} 增大，幅频曲线同样下移。 $K_{q-dc} = 0$ 时，在 28.4Hz 处穿越 0dB 处相位裕度为负(局部放大视图 1)；而当 $K_{q-dc} = 0.1 \text{ p.u.}$ 时，穿越频率下降至 20.2Hz，相位裕度转为正(局部放大视图 2)，表明该策略能有效抑制 $\omega_{cq} = 10 \text{ rad/s}$ 时的低频振荡问题。

5 实验验证

5.1 直流电压波动动态优化策略验证

为验证所识别的直流电压波动动态引发的失稳现象、常规直流电压前馈可能导致的直流侧和交流侧稳定性矛盾、以及所提直流电压

双环路前馈阻尼方法的有效性，基于 NI-PXI 实验平台构建了一套两级级联式构网变流器实验系统。

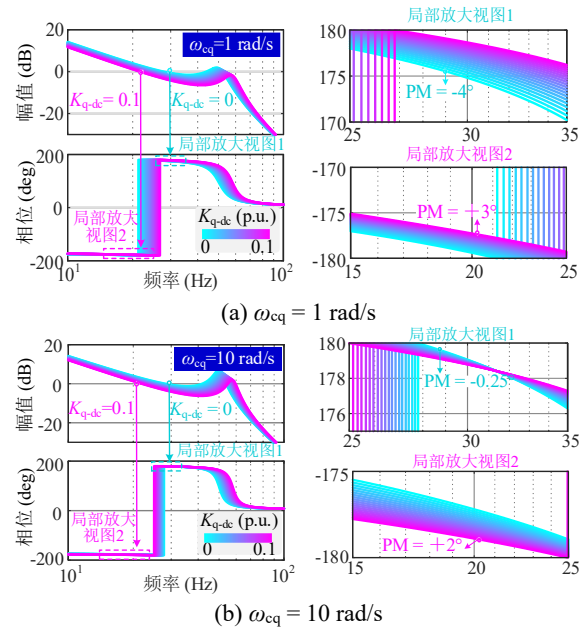


图 26 采用所提的无功功率前馈策略时 $T_{open-dc}(reshape)$ 的伯德图

为验证所识别的直流电压波动动态引发的失稳现象、常规直流电压前馈可能导致的直流侧和交流侧稳定性矛盾、以及所提直流电压双环路前馈阻尼方法的有效性，基于 NI-PXI 实验平台构建了一套两级级联式构网变流器实验系统。

图 27 展示了 PCC 电压 v_a 、交流输出电流 i_{oa} 、有功功率 p 和直流母线电压 v_{dc} 的实验波形。图 27(a) 显示，在 t_1 时刻之前，变流器采用常规 VSG 控制 ($K_{pd} = 1 \text{ p.u.}$ ，对应 $f_{DVC} = 12 \text{ Hz}$) 可以保持稳定运行。 t_1 时刻将 K_{pd} 切换至 0.3 p.u. ($f_{DVC} = 11.5 \text{ Hz}$) 后，变流器出现振荡失稳问题，振荡的局部放大波形如图 27(b) 所示。图 27(c) 展示了 v_{dc} 和 i_{oa} 的快速傅里叶变换 (FFT) 分析结果。可见 v_{dc} 中除直流分量外，还包含 7.5Hz 的频率分量，而 i_{oa} 中出现次同步频率分量 42.5Hz 和超同步频率分量 57.5Hz。进一步，图 27(a) 显示，在 t_2 时刻投入所提阻尼方法后，振荡被迅速抑制，验证了该方法对直流电压波动引发次同步振荡的有效抑制作用。

图 28 展示了直流电压参考值 V_{dcref} 从 1 p.u. 阶跃至 0.9 p.u. 时的对比实验波形。与常规 VSG 控制及常规阻尼控制相比，采用所提阻尼方法时，直流电压响应变化不大，而有功功

率的动态响应性能得到显著提升。

图 29 展示了有功功率参考值 P_{ref} 从 0.35 p.u. 阶跃至 0.5 p.u. 时的实验波形。三种控制策略下直流电压波动均很小, 说明直流电压具有较强的鲁棒稳定性。此外, 相比于常规 VSG 控制, 所提阻尼方法能显著降低有功功率超调量并缩短调节时间。

综合对比图 28 与图 29 可知: 常规阻尼方法虽能改善 P_{ref} 阶跃时的有功功率响应, 却会恶化 V_{dcref} 阶跃时的有功功率响应; 而所提方法在 P_{ref} 和 V_{dcref} 阶跃时均能改善有功功率响应性能。

5.2 直流电压同步动态优化策略验证

为验证本文所提的直流电压同步动态优化策略的可行性与技术优势。图 30 展示了采用常规匹配控制时的仿真波形。在 $t=10s$ 时, 电网频率从 50Hz 逐渐升高, 变流器在频率扰动下出现低频振荡失稳。在 $t=20s$ 时, 采用本

课题所提的同步控制优化策略, 有效抑制了常规匹配控制引发的振荡现象, 显著提升了变流器的运行稳定性。

图 31 展示了幅值控制环由下垂控制切换为下垂-低通控制时的实验波形。下垂-低通控制的增益和截止频率分别设置为 0.1 p.u. 和 10 rad/s。图 31(a) 显示, 在 t_1 时刻将变流器的幅值控制环切换至下垂-低通控制后, 系统出现明显振荡。图 31(b) 的局部放大波形表明, 该振荡周期为 35ms, 对应振荡频率为 28.5Hz, 证实了下垂-低通型幅值控制确实会引发变流器的低频振荡问题。图 31(c) 展示了所提方法的阻尼效果。在 t_2 时刻切换为所提无功功率前馈策略后, 振荡被有效抑制, 系统迅速恢复稳定。该实验结果验证了本文所提策略能有效抑制下垂-低通型幅值控制导致的低频振荡问题, 确保直流电压同步型构网变流器的安全稳定运行。

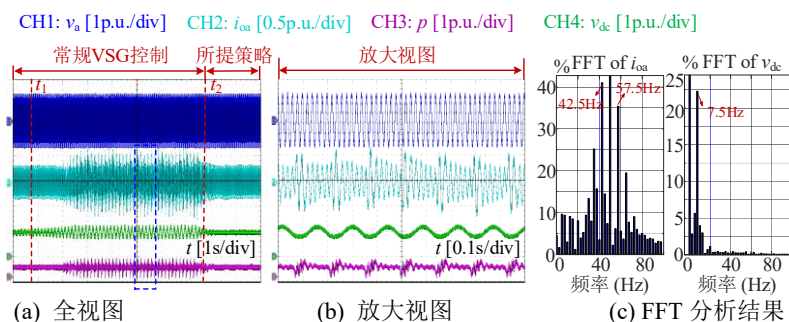


图 27 所提阻尼方法的性能

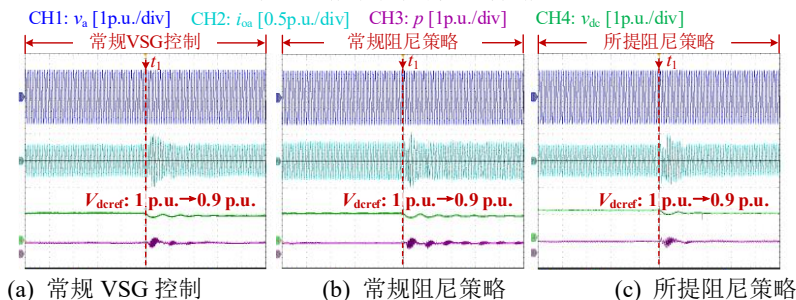


图 28 V_{dcref} 阶跃响应波形

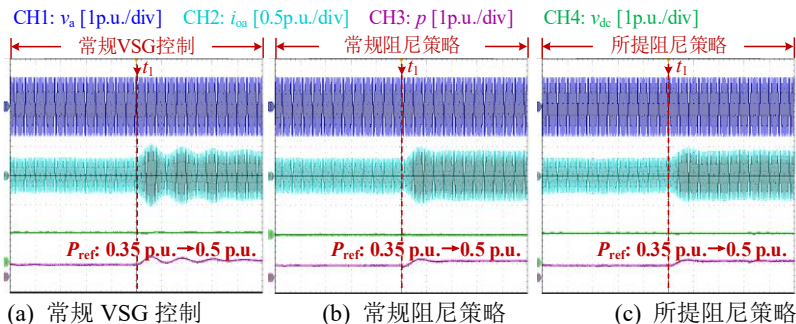


图 29 P_{ref} 阶跃响应波形

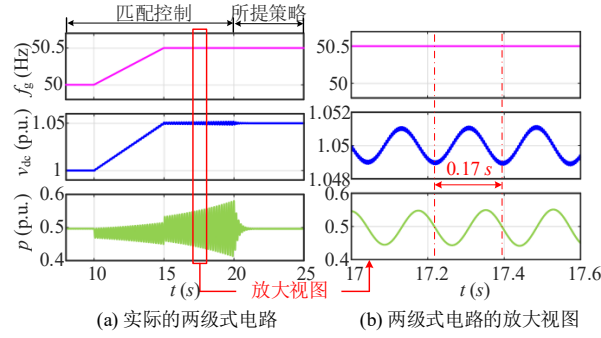


图 30 所提策略可以有效抑制常规匹配控制引起的振荡失稳

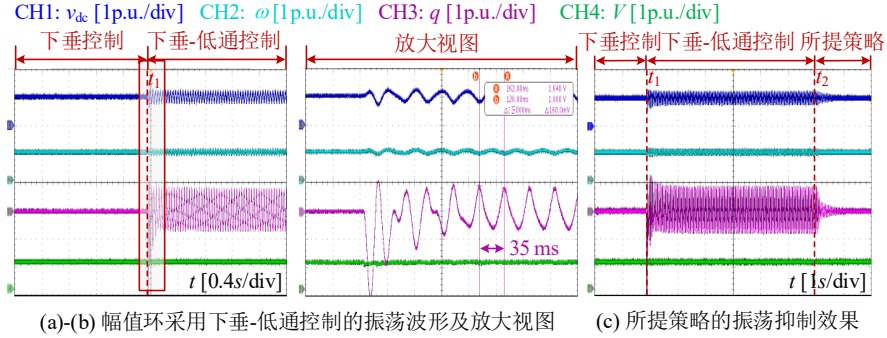


图 31 所提策略可以有效阻尼直流电压同步型构网变流器强电压源特性的低频振荡问题

6 总结

本文以级联式光伏-储能构网变流器系统为研究对象,重点探究系统直流母线电压动态特性对变流器运行稳定性的影响机制。针对直流母线电压分别由前级变流器、后级变流器控制的两种典型应用场景,将直流电压动态特性归纳为波动动态与同步动态两类核心形式。针对上述两种直流电压动态与交流构网控制之间存在的交互耦合问题,本文通过数学建模、机理解析与控制策略优化等方法开展系统性研究,并在实验平台上验证了研究方法的可行性与研究结论的准确性。

参考文献

- 熊小玲,李昌盛,李航,等,基于直流电压同步的构网型换流器低频阻尼增强策略[U/OL].中国电机工程学报,2025[2025-06-29].
- 李奕瞳,艾诚,覃瑶,等.基于匹配控制的构网型变流器小扰动稳定性综述[J].高电压技术,2025,51(2):774-792.
- 张权宝,唐芬,梁建钢,等.考虑电网强度对直流母线稳定性影响的并网变流器控制参数优化设计[U/OL].高电压技术,2025[2025-06-29].
- L. Kong et al. Analysis and Damping of Sub-synchronous Oscillations for Cascaded Grid-Forming Converters Considering Dc-link Dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 40, no. 1, pp. 2284-2299, Jan. 2025.
- X. Liu, T. He, S. Duan and C. Chen. Damping of Low-

- Frequency Oscillation for Grid-Forming Converters With DC-Link Voltage-Synchronization Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, doi: 10.1109/TIE.2025.3632548.
- T. Thilekha, S. Filizadeh, U. Annakkage, C. Karawita and D. Muthumuni. Effect of DC-Side Dynamics on Interactions in Grid-Forming Inverter Systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 40, no. 3, pp. 2535-2547, Sept. 2025.
- D. Moutevelis, A. Paspatis, M. Cheah-Mañe and O. Gomis-Bellmunt. Impact of DC Dynamics of Grid-Forming Converters on Transmission System Stability[J]. 2025 IEEE Kiel PowerTech, Kiel, Germany, 2025, pp. 1-6.
- S. Zhang, L. Qu, W. Qiao, J. Wang and Q. Hui. Unified Synchronization Control of Grid-Forming Voltage-Source Converter for Maximum Inertia Power Support With Enhanced Synchronization and DC-Link Voltage Stability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, doi: 10.1109/TPEL.2026.3657754.
- Q. Liu, Y. Liang, Z. Zhang, M. Wang and X. Zhao. Small-Signal Stability of Sequence-Decomposed Grid-Forming IBRs With DC-Link Voltage Dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 40, no. 2, pp. 2971-2986, Feb. 2025.
- C. Xu, Z. Zou, X. Liu, M. Huang, W. Chen and Z. Wang. Stability Analysis and Control Design of Grid-Forming Converters With DC-Link Effect[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 40, no. 5, pp. 6813-6828, May 2025.
- Q. Liu, Y. Liang, Z. Zhang, M. Wang and X. Zhao. Small-Signal Stability of Sequence-Decomposed Grid-Forming IBRs With DC-Link Voltage Dynamics.[J] IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 40, no. 2, pp. 2971-2986, Feb. 2025.
- 83 C. Luo, T. Liu, X. Wang and X. Ma. Design-Oriented

- Analysis of DC-Link Voltage Control for Transient Stability of Grid-Forming Inverters. [J] IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 4, pp. 3698-3707, April 2024.
- 13 84 C. Xu, Z. Zou, X. Quan, Z. Wang and W. Chen. DC Voltage Control of Grid-Forming Converter for Transient Stability Enhancement. [J] IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 40, no. 2, pp. 1670-1673, June 2025.
 - 14 L. Kong, C. Wu, T. Zhao, D. Xie and Y. Wang. Stability Analysis and Loop Reshaping for DC-link Voltage Synchronized Grid-Forming PVs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, doi: 10.1109/TPEL.2025.3603261.
 - 15 杨葆鑫, 邢文奇, 刘鹏飞, 等. 基于直流电压前馈的构网型光伏稳定性优化控制策略 [J]. 高压电器, 2024, 60(12): 213-222.
 - 16 王子骏, 庄可好, 辛焕海, 等. 虚拟同步直驱风机低频振荡机理分析及阻尼补偿控制 [J]. 电力系统自动化, 2024, 48(2): 95-104.
 - 17 范宸琿, 秦晓辉, 齐磊, 等. 构网型下垂控制中虚拟阻抗的作用、改进及研究前景分析 [J]. 电网技术, 2024, 48(06): 2237-2250.

作者简介

吴超：上海交通大学副教授，博士生导师，IEC 8A 构网标准专家组成员，连续三年入选斯坦福大学发布的全球前 2% 顶尖科学家榜单，“方太博约教育基金”获得者。吴老师的研究工作集中于风光储新能源并网建模、稳定和控制研究，主持国家自然科学基金 2 项，目前已发表 SCI 论文 50 余篇，Google scholar 引用超过 2600。

基于物理信息神经网络的超磁致伸缩材料多场耦合特性表征研究

Research on Characterization of Multifield Coupling Characteristics of Giant Magnetostrictive Materials Based on Physics-Informed Neural Networks

湖南大学 徐修贤 高 兵 徐千鸣 黄忠胜 余应森

摘要: 超磁致伸缩材料 (GMM) 在预应力、温度和频率等多场耦合作用下表现出复杂的非线性磁滞特性, 传统参数辨识方法因缺乏物理约束, 存在泛化能力不足和易陷入局部最优等问题。针对这一问题, 本文搭建了多物理场磁滞测试平台, 获取了极端耦合工况下的实验数据, 并提出一种基于物理信息神经网络 (PINN) 的多场耦合磁滞特性表征方法。该方法将 Jiles-Atherton 磁化动力学方程及参数演化边界嵌入网络损失函数, 并结合全局梯度裁剪和两阶段渐进式优化策略, 提高了参数反演的稳定性。实验结果表明, 所提方法可实现 GMM 磁滞特性的高精度动态预测, RMSE 较传统数据驱动模型最高降低约 84.4%, 最大相对误差控制在 1.25% 以内, 为大功率超磁致伸缩换能器的数字化设计与性能评估提供了理论依据。

Abstract: Giant magnetostrictive materials (GMMs) exhibit complex nonlinear hysteresis characteristics under the coupled effects of prestress, temperature, and frequency. Conventional parameter identification methods generally suffer from poor generalization and susceptibility to local optima due to the lack of physical constraints. To address this issue, a multiphysics hysteresis testing platform is established to obtain experimental data under extreme coupled operating conditions, and a physics-informed neural network (PINN)-based method is proposed for characterizing multifield-coupled hysteresis behavior. In this method, the Jiles-Atherton magnetization dynamics equation and parameter evolution boundaries are embedded into the neural network loss function, while global gradient clipping and a two-stage progressive optimization strategy are introduced to improve the stability of parameter inversion. Experimental results show that the proposed method achieves high-accuracy dynamic prediction of GMM hysteresis characteristics, reducing the RMSE by up to approximately 84.4% compared with traditional data-driven models and limiting the maximum relative error within 1.25%. This provides a theoretical basis for the digital design and performance evaluation of high-power giant magnetostrictive transducers.

关键词: 超磁致伸缩材料; 磁滞特性; 物理信息神经网络; 多场耦合; Jiles-Atherton 模型

Keywords: giant magnetostrictive materials; hysteresis characteristics; physics-informed neural network; multifield coupling; Jiles-Atherton model

1 引言

超磁致伸缩材料 (Giant Magnetostrictive Material, GMM) 凭借其室温下应变大、能量密度高及响应速度快等优异特性, 已成为水下大功率超磁致伸缩电声换能器的核心激励元件^[1,2]。然而, 在实际服役过程中, 作为核心元件的 GMM 面临着极其复杂的多物理场运行工况: 不仅承受机械偏置预应力, 还长期暴露于由高频能量耗散引起的非稳态温升与宽频动态磁场的强耦合叠加环境。在复杂多物理场协同作用的驱动, GMM 表现出极其复杂的非线性磁滞特性^[3-5]。这种显著的非线性行为不仅导致换能器输出波形畸变与动态力学性能衰减, 更成为了制约大功率超磁致伸缩电声装备高保真控制与精准服役评估的工程瓶颈。

究其物理本质, GMM 复杂的宏观磁滞非线性, 本质上是其内部微观磁畴在“力-热-磁”多场深度耦合作用下的动态演化显现。预应力的施加改变了材料内部的磁弹性能

量分布, 直接影响磁畴偏转与畴壁位移的能量阈值, 导致宏观磁滞回线的矫顽力与剩磁发生显著偏移; 温度的升高则加剧了磁畴的热振动, 削弱了磁矩间的交换耦合作用, 使得饱和磁化强度 (M_s) 等核心参数发生严重的热漂移^[6]; 此外, 宽频交变激励引发的宏观涡流效应与微观异常损耗, 进一步加剧了动态磁滞回线的非线性增宽^[7,8]。多场耦合的协同演化, 使得描述材料磁化规律的底层物理参数不再是静态常数, 而是随多维工况空间剧烈演变的非线性函数。因此, 如何在极其复杂的耦合工况下实现磁滞特性的精准表征与参数演化追踪, 是当前该领域亟待突破的核心难点。

为深入揭示力-热-磁多物理场对磁化过程的底层驱动机制, 本文采用严格基于磁畴壁位移与钉扎理论构建的 Jiles-Atherton (J-A) 模型^[9], 其参数 (如畴壁钉扎系数 k 、磁畴耦合系数 α 等) 能够直接映射材料的微观物理本性, 是进行多场耦合特性深度表征的

理想框架^[10,11]。然而，经典 J-A 模型在实际应用中面临一个极其严峻的挑战：其高维参数（ M_s, a, k, α, c ）的多场动态辨识极具挑战性。目前，针对磁滞参数的反演，国内外学者多采用遗传算法（GA）、粒子群优化（PSO）等启发式算法^[12-14]。尽管这类方法在单一静态工况下具备较好的拟合精度，但在面对连续变工况的多场耦合问题时，其庞大的迭代计算开销与易陷入局部最优的寻优特性，严重限制了其在全域工况下的泛化应用。

近年来，基于纯数据驱动的深度学习模型凭借强大的高维非线性映射能力，有效规避了复杂微分方程求解，被广泛引入磁滞建模领域^[15]。然而，此类剥离底层物理法则的“黑箱”模型本质上仅为数值拟合，在多场强耦合背景下面临两大致命痛点：一是模型极其依赖海量的高质量实验数据，而在极端变载荷工况（如高温、大预应力）下，高保真数据的获取成本极其高昂；二是严重缺乏物理可解释性与外推泛化能力。由于缺失物理学定律与磁化演化边界的硬性钳制，网络在面对未见的交叉变工况时，极易输出动态回线异常交叉、局部反向延伸等违背物理常识的失真结果。因此，缺失微观机制支撑的数据驱动模型，难以胜任超磁致伸缩材料在多维复杂变载荷下的高可靠磁滞表征需求。

针对纯数据驱动模型的“物理失真”与传统启发式算法的“泛化瓶颈”，本文引入物理信息神经网络（Physics-Informed Neural Networks, PINN）^[16,17]，提出一种超磁致伸缩材料多场耦合磁滞参数反演与建模方法。在发挥深度网络高维非线性映射优势的同时，以严密的物理边界规约寻优梯度，确保预测结果严格遵从底层磁化规律。然而，J-A 理论中高度非线性的朗之万双曲余切项，在接近磁化饱和或换向奇异点处极易引发数据与物理损失间的梯度病态及计算发散^[18,19]。因此，要实现多物理场耦合磁滞特性的高保真表征，必须法架构上攻克这一多物理约束寻优的数值收敛瓶颈。

针对上述理论瓶颈并为实现全域工况的高精度表征，本文的主要创新与具体工作如下：首先，搭建了涵盖受控预应力、变温环境与宽频交变激励的多物理场磁滞测试平台，获取了极端耦合工况下的高保真动态磁滞回线数据；其次，构建了融合数据一致

性、J-A 物理残差与边界约束的 PINN 联合损失函数，并创新性地引入了全局梯度裁剪与先验误差阈值触发的两阶段渐进式优化策略^[20]，彻底攻克了非线性奇异点处的梯度爆炸难题，保障了模型在全域工况下的数值收敛稳定性；最后，基于该模型实现了宽频全域多场耦合工况下宏观磁滞响应的高精度重建。相比于传统纯数据驱动模型，所提方法将全域磁感应强度预测 RMSE 降低了约 84.4%，并在未参与训练的极端交叉工况下，将最大相对误差严格控制在 1.25% 以内，实现了 J-A 核心物理参数在多维工况空间内的高保真连续反演。综上所述，本文研究不仅从微观层面深度揭示了变载荷下畴壁钉扎与磁弹效应的动态机制，更在宏观工程层面为大功率超磁致伸缩换能器的数字化优化设计与极限服役评估提供了极其关键的底层表征工具^[21]。

2 GMM 多物理场耦合磁滞测试平台与特征分析

2.1 GMM 实验样件与核心物理参数

本文选用的超磁致伸缩材料为铽镝铁合金（ $\text{Tb}_{1-x}\text{Dy}_x\text{Fe}_2$ ， $0.68 \leq x \leq 0.73$ ，商用名 Terfenol-D）圆柱形棒材。为确保多物理场耦合测试过程中内部磁畴翻转的均一性与宏观磁滞响应的对称性，该试样沿晶体易磁化

表 1 GMM 试样核心物理参数

参 数	数 值
饱和伸缩系数	1500-2000
能量密度/(kJ/m ³)	14-25
磁机耦合系数	0.7-0.75
杨氏模量/(GPa)	25-40
声速/(m/s)	1720
密度/(kg/m ³)	9200
相对磁导率	4-11

轴 (111) 方向进行定向晶粒生长。试样的宏观几何尺寸加工为直径 $\Phi = 30 \text{ mm}$ ，长度 $L = 55 \text{ mm}$ 。多物理场耦合条件下的磁滞动力学演变高度依赖于材料的本征物理属性，表 1 列出了该 GMM 试样的核心物理参数。这些基础物性参数不仅决定了多场联合测试平台的激励阈值，更构成了后续第 2 章构建 PINN 物理损失函数、以及设定 J-A 模型核心参数演化边界的先验物理约束基准。

2.2 热-力-磁多物理场联合测试平台与实验方案

为获取多场耦合工况下 GMM 的高保真动态磁化数据,本文搭建了如图 1 所示的热-力-磁多物理场联合测试平台,旨在实现复杂耦合边界条件下多参量的精准施加与高频动态响应的无损采集。

在机械边界模拟与应力解耦方面,初始偏置预应力(σ)由高精度液压系统经由上下导磁极头垂直施加于 GMM 试样端面。然而高频交变磁场激励下,GMM 棒材的高频磁致伸缩振动极易诱发局部预应力剧烈波动,针对这一“力-磁”耦合扰动难题,本平台设计了主动保压缓冲装置,可实时吸收并平抑材料瞬态形变引起的应力波动,确保动态激励周期内恒定预应力边界条件的稳态控制。在热场环境控制方面,研制了紧密包覆于试样外围的恒温加热腔室,以实现目标环境温度(T)的连续精准控制,为探明不同温度下 GMM 磁滞非线性演化提供了极其可靠的热学解耦边界。在宽频交变磁场激励方面,针对高频动态磁化过程中的高系统阻抗与涡流发热问题,闭合磁路采用兼具高磁导率与低高频铁损的冷轧硅钢片(牌号 20JNEX1200)叠压而成。在动态信号的高保真拾取方面,紧密缠绕于 GMM 试样中部的感应线圈(B 线圈)用于实时捕捉内部瞬态磁通变化,紧密布放于试样表面的感应线圈(H 线圈)用于实时捕捉瞬态磁场强度变化。其输出的感应电压信号由数据采集卡进行高频模数转换,并同步汇入高速数据存储记录仪实现数据保存。最终,基于法拉第电磁感应定律,对采集的电压序列进行离散数值积分,实现 GMM 内部宽频交流磁通密度与表面有效磁场强度的精确获取,如式(1)所示。

$$\begin{cases} B(t) = \frac{1}{NS} \int e_1(t) dt \\ H(t) = \frac{1}{\mu_0 ns} \int e_2(t) dt \end{cases} \quad (1)$$

式中, N 为 B 线圈的匝数; S 为 B 线圈的有效面积, m^2 ; $e_1(t)$ 为 B 线圈的感应电压, V ; $B(t)$ 为实时磁感应强度, T ; n 为 H 线圈的匝数; s 为 H 线圈的有效面积, m^2 ; μ_0 为

真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$; $e_2(t)$ 为 H 线圈的感应电压, V ; $H(t)$ 为实时磁场强度, kA/m 。

基于该实验平台,本文设计了覆盖 GMM 典型服役区间的连续变载荷测试工况矩阵: 预应力 $\sigma \in \{0, 5, \dots, 30\}$ MPa, 环境温度 $T \in \{20, 40, \dots, 100\}$ °C, 宽频交变激励频率 $f \in \{100, 200, \dots, 1500\}$ Hz。在获取各工况下的高保真动态 B-H 磁滞回线信号后,采用零相移带通滤波算法对采集到的电压序列进行降噪重构。在不改变物理相位的前提下,确保了宏观磁滞回线轨迹的物理平滑性。至此,获取了全域工况下高质量的动态磁化数据集,为后续复杂参数的反演与机理建模提供了极其可靠的物理基准。

2.3 多物理场强耦合下宏观磁滞非线性演化特征

依托前述搭建的热-力-磁联合测试平台,本文获取了 GMM 试样在连续变载荷空间内的动态响应曲线,可以清晰地观测到 GMM 在耦合工况下呈现出的复杂的宏观磁滞非线性演化特征。

在环境温度与激励频率保持恒定的前提下,机械预应力的显著增加彻底改变了 GMM 内部的磁弹能量分布。如图 2(a)所示,随着预应力从 0MPa 递增至 30MPa,材料沿轴向的初始磁化率急剧下降,宏观 B-H 回线发生剧烈的“顺时针倾斜与显著展宽”。在维持峰值磁感应强度不变的情况下,驱使材料达到该磁化状态所需的外部磁场强度从约 10kA/m 剧增至接近 40kA/m,且矫顽力大幅增加。这在微观机制上归因于外部压应力诱发了强烈的磁畴壁钉扎效应,导致磁矩克服畴壁跃迁所需的临界磁场势垒大幅攀升。当环境温度升高时,热运动的加剧对磁滞非线性产生了极其显著的调制作用。如图 2(b)所示,随着环境温度自 20°C 升高至 100°C,材料回线呈现出明显的“窄化”趋势。尽管峰值磁场下的磁感应强度并未发生断崖式衰减,但回线的矫顽力向内发生明显漂移,整体磁滞包络面积随温升而逐步减小。这种跨温区的磁滞窄化现象,直观反映了经典 J-A 模型底层物理参数随温度梯度的剧烈时变特性。而在固定预应力与环境温度的前提下,进一步施加大功率宽频激励后,系统的动态响应

愈发复杂。如图 2(c)所示,随着激磁频率自 300Hz 攀升至 800Hz, B-H 回线包络面积显著膨胀, 矫顽力向外剧烈扩张。这一动态拓

宽效应标志着高频涡流损耗与异常损耗在能量耗散中的比重急剧上升, 基于准静态假



图 1 超磁致伸缩材料热-力-磁多物理场联合测试平台

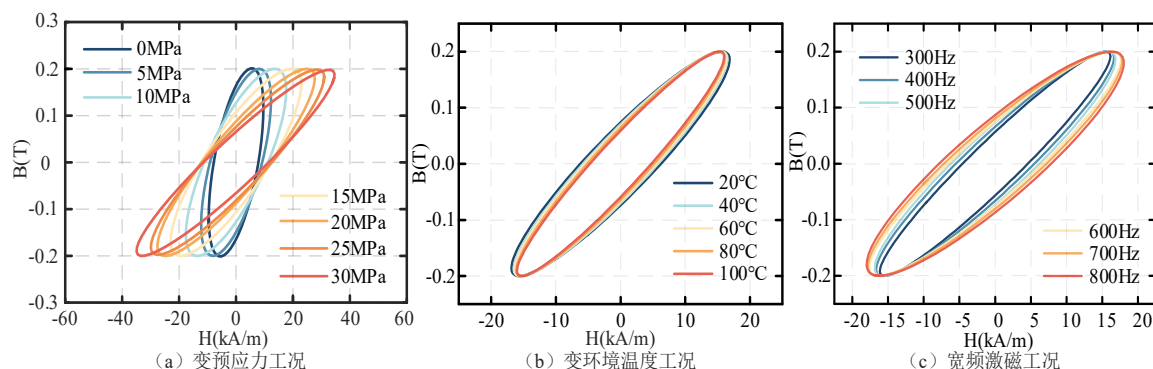


图 2 多物理场强耦合边界下 GMM 宏观动态磁滞演化特征

设的经典磁滞表征方法在此高频耦合工况下已彻底失效。

综上所述, 在力-热-磁多物理场极端交叉边界条件下, GMM 的宏观磁化行为绝非单因素物理效应的简单线性叠加, 而是呈现出极其强烈的非线性多维耦合畸变。这种复杂的动态演化特征意味着: 描述材料磁化规律的核心物理参数已不再是静态常数, 而是

高度依赖于当前工况状态的高维非线性数据。面对大量且高度非线性的多场实测数据, 传统依赖于粒子群算法的离散参数辨识方法, 不仅面临着计算成本呈指数级爆炸的“维度灾难”, 更极易陷入局部最优, 彻底丧失了连续变工况空间内的泛化预测能力。因此, 要突破超磁致伸缩材料磁滞特性的表征瓶颈, 亟需引入具备高维非线性映射与物

理定律硬约束能力的先进手段,以实现多物理场耦合磁滞特性的高保真重构。

3 基于 PINN 的多物理场耦合磁滞参数反演与建模

3.1 多物理场下 J-A 磁化动力学模型的物理重构

经典 J-A 磁滞动力学模型立足于微观磁畴壁的弯曲与位移机制,是宏观非线性磁化表征最具物理基础的理论之一。在无应力、恒温的理想状态下, GMM 内部的有效磁场强度 H_e 可由外加激励磁场 H 与材料内部磁化强度 M 的相互作用表征:

$$H_e = H + \alpha M \quad (2)$$

式中, α 为量化微观磁畴间相互作用强度的无量纲耦合系数。而基于玻尔兹曼热力学统计分布原理,材料在无任何畴壁钉扎阻力下的理想无磁滞磁化强度 M_{an} , 可通过高度非线性的朗之万函数精确描述:

$$M_{an} = M_s \left(\coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right) \quad (3)$$

式中, M_s 为材料的饱和磁化强度; a 为决定无磁滞磁化曲线形状的有效物理参数,其宏观上表征了材料的热力学能量密度。在实际动态激励过程中,宏观总磁化强度 M 包含可逆磁化分量 M_{rev} (对应磁畴壁的可逆弯曲) 与不可逆磁化分量 M_{irr}

(对应磁畴壁克服杂质与内应力钉扎的不可逆跃迁)。引入表征能量损耗的钉扎系数 k 与可逆磁化系数 c , 经典 J-A 模型的总磁化动力学偏微分方程可联立构建为:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{(1-c)(M_{an} - M)}{(1-c)k\delta - \alpha(M_{an} - M)} + c \frac{dM_{an}}{dH} \quad (4)$$

式中, $\delta = \text{sign}(dH/dt)$ 为方向系数,用于表征交变磁场处于加载 (+1) 或卸载 (-1) 的动态阶段。最终,宏观磁感应强度 B 可通过本构关系 $B = \mu_0(H + M)$ 获取,其中 μ_0 为真空磁导率。

在传统的准静态或单一物理场建模中, J-A 模型的核心物理参数集 $\Theta = [a, k, c, \alpha, M_s]^T$ 通常被理想化为一组静态常数向量。然而,当 GMM 暴露于力-热-磁强耦合运行边界时,机械压应力不仅深刻重

塑了材料的磁弹各向异性性能,引发严重的磁畴壁钉扎效应(导致 k 与 a 剧变);同时,非稳态温升加剧了磁畴热振动(导致 M_s 发生非线性热衰减);此外,宽频激励引入的高频涡流场进一步造成了内部有效磁场的深度畸变。因此,在极端变载荷工况下,上述经典物理参数已不再是常数,而是严格映射为依赖于多物理场边界条件 (σ, T, f) 的高维非线性隐函数空间:

$$\Theta(\sigma, T, f) = [a(\sigma, T, f), k(\sigma, T, f), c(\sigma, T, f), \alpha(\sigma, T, f), M_s(\sigma, T, f)]^T \quad (5)$$

面对这组极度复杂、且缺乏显式解析表达的高维多场耦合参数集,传统启发式辨识算法彻底陷入了“维度灾难”与“离散孤岛”。因此,有必要引入深度神经网络的高维非线性泛化表征能力,以实现多物理场相空间到 J-A 参数空间的连续精准映射。

3.2 PINN 拓扑架构设计

经典 J-A 动力学模型中,激励磁场强度 H (10^4 A/m 量级) 与磁感应强度 B (10^{-1} T 量级) 存在跨越数个数量级的量纲鸿沟。若将原始物理量直接馈入神经网络,极易引发网络映射空间内损失函数地形的极度病态,进而导致反演寻优过程中的梯度尺度失衡与网络发散。因此,本文在网络输入端引入了严格的 Min-Max 线性映射策略,将多场环境变量 (σ, T, f) 、激励磁场 H 以及目标响应量统一归一化至 $[-1, 1]$ 的无量纲标准空间内。这一前置机制彻底消除了多目标物理寻优时的量级干扰,为后续网络权重的稳定更新奠定了数值基础。

基于上述无量纲化空间,本文设计了如图 3 所示的 PINN 深度网络拓扑架构。该架构由多维输入层、全连接隐藏层与解耦的双支路输出层共同构成:(1)多维特征输入层:网络接收离散的多物理场边界条件与动态激励序列,即输入特征向量 $X = [\sigma, T, f, H]^T$ 。这使得网络具备了感知不同交叉服役工况的全局视野。(2)非线性隐式映射层:隐藏层作为高维特征的非线性映射引擎,采用多层神经元阵列逐层提取“力-热-磁”深度耦合下的隐式关联特征。为

满足后续自动微分（Automatic Differentiation, AD）对二阶导数连续性的严苛要求，隐藏层摒弃了传统的 ReLU 函数，选用具备全局平滑特性的 tanh（双曲正切）作为非线性激活函数。（3）“状态-参数”双支路输出层：网络的输出端被精巧地解耦为两

条并行支路。其中，主支路直接输出宏观磁化状态的预测值（如预测磁化强度 M_{pred} ）；而参数支路则动态输出表征底层物理机制的 J-A 模型五维核心参数集 $\Theta_{pred} = [a, k, c, \alpha, M_s]^T$ 。这种创新

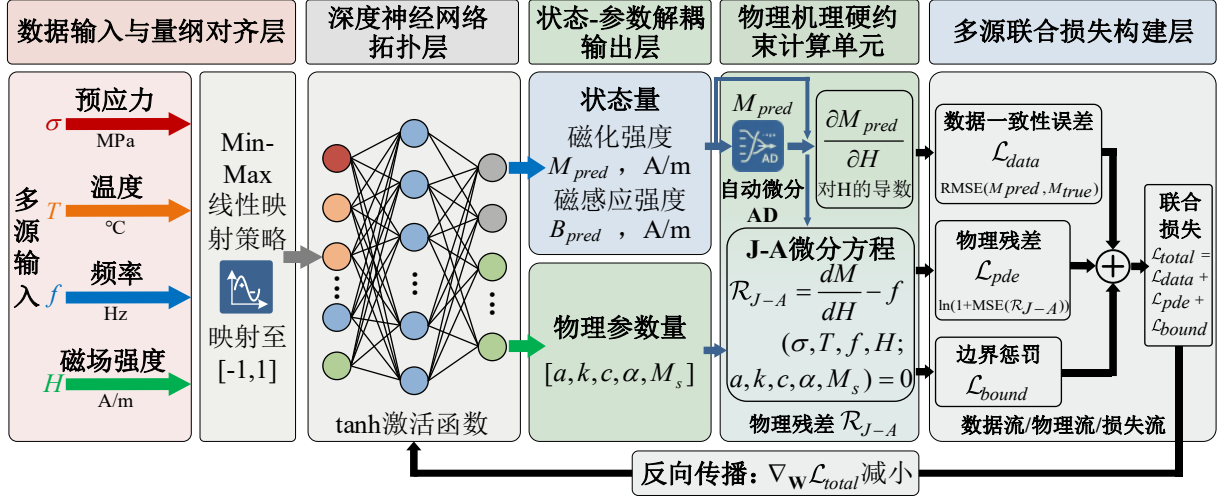


图 3 GMM 多场耦合磁滞参数反演 PINN 拓扑架构

的双支路拓扑架构，使得网络在正向传播阶段，不仅能够重构出宏观的磁滞回线演化轨迹，更能够高保真地输出符合当前多场工况的高维物理参数流形。这为后续将偏微分方程强行嵌入网络、构建多约束联合损失函数提供了完备的实体网络支撑。

3.3 多约束联合损失函数的物理正则化

传统纯数据驱动的深度神经网络本质上是一个缺乏物理常识的高维黑盒映射器。在面对 GMM 复杂的“力-热-磁”多场耦合强非线性映射时，极易发生严重的过拟合现象，甚至输出完全违背热力学定律与磁化规律的非物理预测值。为此，本文提出构建的 PINN 全局联合损失函数 $\mathcal{L}_{total}$ 融合了多重物理先验知识，利用惩罚机制将 J-A 磁化动力学方程强行嵌入至网络的优化梯度中：

$$\mathcal{L}_{total} = \omega_{data} \mathcal{L}_{data} + \omega_{pde} \mathcal{L}_{pde} + \omega_{bound} \mathcal{L}_{bound} \quad (6)$$

式中， ω_{data} 、 ω_{pde} 和 ω_{bound} 分别对应数据一致性损失、微分方程物理残差损失以及参数边界惩罚损失的平衡权重。

数据一致性损失 $\mathcal{L}_{data}$ 用于锚定宏观表象，迫使网络输出的磁感应强度逼近真实测量的物理边界。假设在一个训练批次内采集了 N_{data} 个离散实验数据点，则其均方误差（MSE）定义为：

$$\mathcal{L}_{data} = \sqrt{\frac{1}{N_{data}} \sum_{i=1}^{N_{data}} (B_{pred}^{(i)}(\sigma, T, f, H) - B_{true}^{(i)})^2} \quad (7)$$

其中， B_{pred} 与 B_{true} 分别代表网络正向传播预测的磁感应强度和实测数据。

物理方程残差损失 $\mathcal{L}_{pde}$ 是打通数据驱动与物理机理的底层纽带。本文借助深度学习框的自动微分技术，在无网格化的前提下精确计算网络输出量对输入磁场的偏导数 $\partial M_{pred} / \partial H$ 。在此基础上，我们将公式（4）移项，构建出表征物理守恒定律违背程度的残差方程 $\mathcal{R}_{J-A}$ ，通过在定义域内随机生成 N_{col} 个物理配置点，物理残差损失函数如式（9）：

$$\mathcal{R}_{J-A} = \frac{\partial M_{pred}}{\partial H} - \left[\frac{(1 - c_{pred})(M_{an} - M_{pred})}{(1 - c_{pred})k_{pred}\delta - \alpha_{pred}(M_{an} - M_{pred})} + c_{pred} \frac{\partial M_{an}}{\partial H} \right] \quad (8)$$

$$\mathcal{L}_{pde} = \ln(1 + \frac{1}{N_{col}} \sum_{j=1}^{N_{col}} \|\mathcal{R}_{J-A}^{(j)}\|_2^2) \quad (9)$$

当且仅当网络输出的 5 个核心参数 $[a, k, c, \alpha, M_s]$ 能够完美契合磁畴动力学规律时, $\mathcal{L}_{pde}$ 才会趋近于 0。该项为高维参数的反演寻优提供了一个“锚定”的先验物理梯度导向。

参数物理边界与单调性惩罚损失 $\mathcal{L}_{bound}$ 是为避免网络在反演寻优过程中的数值逃逸现象, 必须对 J-A 核心参数的取值空间施加强硬性物理隔离。根据磁弹耦合定律与热力学耗散原理, 形状参数 a 、钉扎损耗系数 k 、可逆磁化率 c 等均具有严格的非负物理属性(即 $\Theta_k > 0$)。因此, 本文设计了基于 ReLU 激活机制的非对称边界惩罚项:

$$\mathcal{L}_{bound} = \sum_{m=1}^5 \max(0, \epsilon - \Theta_{pred,m})^2 \quad (10)$$

式中, $\Theta_{pred,m}$ 为网络预测的第 m 个物理参数; ϵ 为防止参数趋于绝对零度的微小正数阈值。一旦网络预测出违背物理常识的负值, 该项将引发极其巨大的梯度惩罚, 强制将网络拉回合理的物理相空间内。

3.4 寻优梯度规约与自适应数值收敛机制

将 J-A 模型高度非线性的微分方程硬性嵌入深度神经网络时, 极易诱发损失函数空间内的数值刚性与梯度病态问题。若采用常规的静态权重反向传播策略, 网络极易陷入局部最优或直接发散。为此, 本文提出融合局部奇点的泰勒规约、全局梯度裁剪与两阶段渐进式权重平衡的综合收敛机制, 以保障物理反演的稳定性。

J-A 物理残差 $\mathcal{L}_{pde}$ 的核心计算高度依赖于朗之万函数 $M_{an} = M_s(\coth(x) - 1/x)$, 其中 $x = H_e/a$ 。在交变磁化穿越原点区域(即 $H_e \rightarrow 0$)时, 计算机浮点运算极易引发零除溢出($\infty - \infty$), 产生 NaN 错误并导致全网梯度瞬间爆炸。为从底层计算图上彻底抹除该数值奇点, 本文在自动微分(AD)的计算路径中引入了自适应泰勒展开规约策略。不仅在数学上保证了函数值与一阶、二阶偏导数的绝对连续性, 更从根本上截断了零点附近的病态反向传播梯度。当无量纲变量 $|x| < \xi$

(ξ 为极小数值阈值, 本文取 10^{-3}) 时, 激活截断泰勒级数替代原朗之万函数:

$$M_{an} \approx M_s \left(\frac{x}{3} - \frac{x^3}{45} + \frac{2x^5}{945} \right), \quad |x| < 10^{-3} \quad (11)$$

然而, 鉴于 J-A 微分方程本身具有极强的非线性正反馈特征, 在网络训练的初始阶段, 物理参数的随机初始化极易导致微分方程分母趋于病态, 进而引发瞬时的全局梯度爆炸。为此, 本文在泰勒规约的基础上, 进一步构建了基于全局 L_2 范数的梯度约束机制。通过硬性设定梯度截断阈值 γ , 强制要求单次反向传播的梯度总范数 $\|\nabla_{\mathbf{w}} \mathcal{L}_{total}\|_2 \leq \gamma$ 。该机制相当于在损失函数的高维非线性分布中, 强行施加了局部的 Lipschitz 连续性平滑条件, 彻底阻断了早期寻优阶段网络权重的剧烈震荡, 为后续自适应权重的精细化收敛提供了极其稳定的参数。

在多约束联合损失函数 $\mathcal{L}_{total}$ 的优化过程中, 数据一致性项 ($\mathcal{L}_{data}$) 与物理机理项 ($\mathcal{L}_{pde}$) 的损失梯度量级往往存在巨大差异。鉴于 J-A 微分方程具有极其强烈的非线性耦合与正反馈特征, 若在训练初期盲目引入物理约束, 随机初始化的网络极易在病态的物理参数空间中游走, 进而引发严重的梯度爆炸或陷入局部死区, 导致物理反演彻底崩溃。为解决这一 PINN 领域的固有难题, 本文提出了一种基于先验误差阈值触发的两阶段渐进式优化策略。该机制通过实时监测数据损失的收敛状态, 对物理损失的惩罚权重 ω_{pde} 实施动态硬切换:

$$\omega_{pde} = \begin{cases} 0, & \mathcal{L}_{data} > \epsilon_{th} \\ \omega_{phys}, & \mathcal{L}_{data} \leq \epsilon_{th} \end{cases} \quad (12)$$

式中, ϵ_{th} 为预设的波形先验拟合阈值; ω_{phys} 为第二阶段激活的常数物理权重。该自适应优化机制将极其困难的高维反演任务巧妙解耦: 在第一阶段(阶段寻优, $\omega_{pde} = 0$), 网络作为纯数据驱动的拟合器, 利用较大的初始学习率快速捕捉外部磁滞回线的全局几何形态, 从而将网络输出的高维参数 $[a, k, c, \alpha, M_s]$ 隐式地拉入一个物理合理的局部邻域中。当数据拟合误差 $\mathcal{L}_{data}$ 满足阈值条件 ϵ_{th} (本文设定为 2000 A/m, 等效磁

感应强度误差约为 2.5mT) 时, 算法自动触发第二阶段 (物理微调, $\omega_{pde} = \omega_{phys}$): 在瞬间激活物理微分方程约束的同时, 同步下调全局优化器的学习率以避免参数剧烈跳变。结合前文构建的 $\ln(1+x)$ 对数平滑残差机制, 不仅完美规避了训练初期的非线性物理梯度奇点, 更在寻优后期施加了平稳且严苛的物理守恒约束。这为 GMM 高维非线性参数的稳定、高保真反演提供了极致的数值收敛保障。

4 PINN 反演结果分析与多场耦合磁滞模型验证

为验证所提 PINN 算法在多场耦合环境下的有效性与反演精度, 考虑到本研究的核心目标为高维物理参数的全局精确反演, 而非单纯的数据驱动预测, 本文摒弃了传统机器学习中割裂数据的离散划分方法。将涵盖不同应力、温度与频率边界条件的 350 组实测数据, 作为一个完整的数据集输入到 PINN 网络中进行多约束联合寻优。这种全样本同化策略最大程度地保留了多物理场

边界条件的完整性, 确保了网络在交叉工作空间内寻找到契合 J-A 磁滞动力学规律的全局最优物理参数。

4.1 物理约束网络的自适应训练与收敛性分析

根据 2.2 节的拓扑设计, 本文构建的深度物理约束网络包含 3 个隐藏层, 每层配置 64 个全连接神经元, 并统一采用 $\tanh$ 作为非线性激活函数以保障自动微分算子的二阶连续性。在反向传播寻优阶段, 选用具备自适应动量估计特性的 Adam 优化器。初始学习率设定为 10^{-3} , 并跟随 2.4 节两阶段渐进式优化策略, 以避免寻优后期在损失函数极小值谷底发生高频震荡。单次迭代的批次大小设定为 32, 全局最大训练轮数 (Epochs) 上限设为 2000 轮。

多约束联合损失函数的演化曲线如图 4 所示, 可以清晰地观察到本文提出的基于误差阈值触发的两阶段渐进式优化策略, 完美实现了 GMM 高维非线性参数的稳定收敛。整个训练过程可明确划分为以下两个阶段:

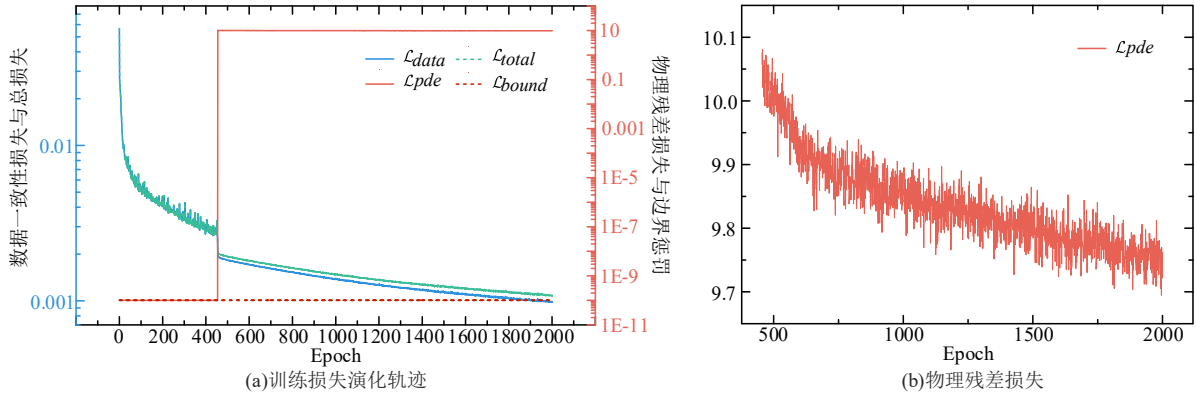


图 4 训练损失随迭代次数的动态演化轨迹

第一阶段: 纯数据驱动下的波形先验拟合 (Epoch 0 - 454)。在训练初期, 物理约束处于休眠状态 (位于设定的工程下界 10^{-10})。数据损失与总损失完全重合, 呈现出极快的指数级下降趋势, 从初始的 0.056T 迅速下探至阈值边界。此时网络利用较大的初始学习率, 快速捕捉外部磁滞回线的全局几何形态。这一阶段避免了盲目引入强非线性 J-A 微分方程导致的梯度奇点, 为后续的高维物理参数反演提供一个物理合理邻域。

自适应切换点 (Epoch 454): 当数据拟合误差首次触及预设的波形先验阈值时, 算法精准触发硬切换机制。此时不仅瞬间激活物理 PDE 约束, 同时算法同步下调学习率, 防止引入物理残差瞬间造成的权重崩溃。

第二阶段: 物理规律主导的高保真微调 (Epoch 454 - 2000)。在开启物理约束后, 总损失在数据损失之上维持着一个稳定的间隔。随后, 两者继续保持着极其平滑的下降趋势, 在 Epoch 2000 逼近 10^{-3} T 的极高拟合精度。这

充分证明了 $\ln(1+x)$ 平滑机制有效吸收了物理方程的病态梯度。网络在 J-A 磁滞模型的严苛约束下，没有退化为单纯的数据记忆器，而是稳步收敛至满足多场耦合能量守恒的全局最优解。

4.2 多场交叉边界下宏观 B-H 回线的高保真重构

基于上述模型收敛性分析，本节重点验证所提 PINN 算法在力-热-磁多物理场强耦合边界下对 GMM 宏观磁化状态的泛化预测精度。通过提取多组典型交叉工况，将网络正向推断的连续 B-H 磁滞回线与实验平台获取的实测离散数据进行对比。

在环境温度保持恒定的条件下，图 5 给出了不同机械预应力（ $\sigma=0\sim30\text{ MPa}$ ）下 GMM 宏观 B-H 回线的模型重构结果。由图可知，PINN 预测曲线与实测数据点实现了高度吻合。针对预应力显著增加所诱发的初始磁化率锐减及回线顺时针倾斜现象，该模型实现了精准跟踪。特别是在趋近磁化饱和区与矫顽力临界点时，模型预测误差被严格控制，这表明嵌入网络底层的 J-A 物理残差约束有效引导模型学习到了宏观力磁耦合下的能量耗散规律。针对不同环境温度（ $20\sim100^\circ\text{C}$ ）引入的参数漂移现象，图 6 对

比了模型的预测结果与实测数据。随着环境温度升高，材料内部磁畴热振动加剧，导致宏观 B-H 回线呈现窄化与矫顽力内缩趋势。在此边界条件下，PINN 依托 J-A 热力学演化方程的底层物理约束，准确跟踪了磁滞收缩的动态轨迹，饱和磁感应强度的热衰减量预测值与实验值保持高度一致，有效规避了纯数据驱动模型在高温区极易出现的预测包络面积越界问题。

在叠加宽频交变磁场（ $100\sim1500\text{ Hz}$ ）的动态边界下，系统涡流损耗与反常损耗占比上升。图 5 和图 6 给出了 PINN 对频率空间的泛化预测验证结果。网络重现了 B-H 回线包络面积随激磁频率增加而膨胀的动态拓宽效应。在高频大磁化相角区域，预测曲线平滑且未出现高频数值震荡，验证了模型在突破传统准静态参数辨识高频限制方面的有效性

在涵盖上述所有交叉工况的全局验证集中，PINN 模型对磁感应强度预测的最大均方根误差（RMSE）为 0.0066 mT ，最小 RMSE 为 0.0011 mT ，且单次前向推断耗时约 0.492 ms 。该结果验证了模型在兼顾高保真重构精度与实时推断效率方面的综合优势。

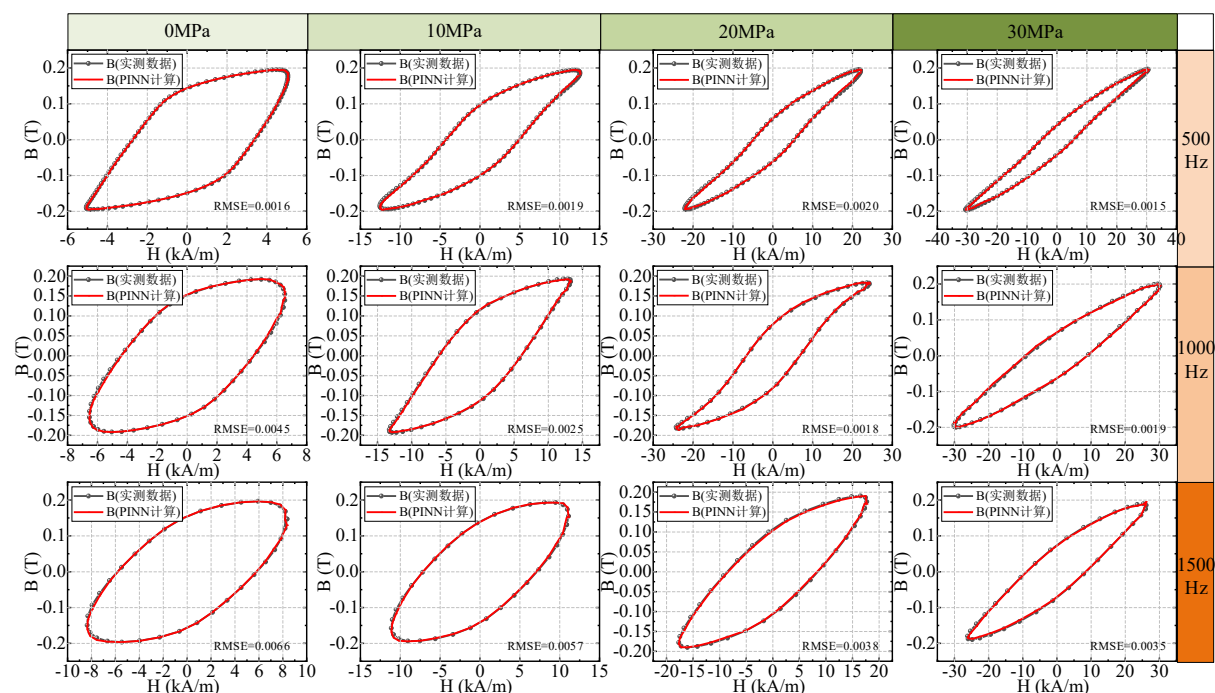


图 5 变预应力工况下 GMM 磁滞回线预测与实测对比(60°C)

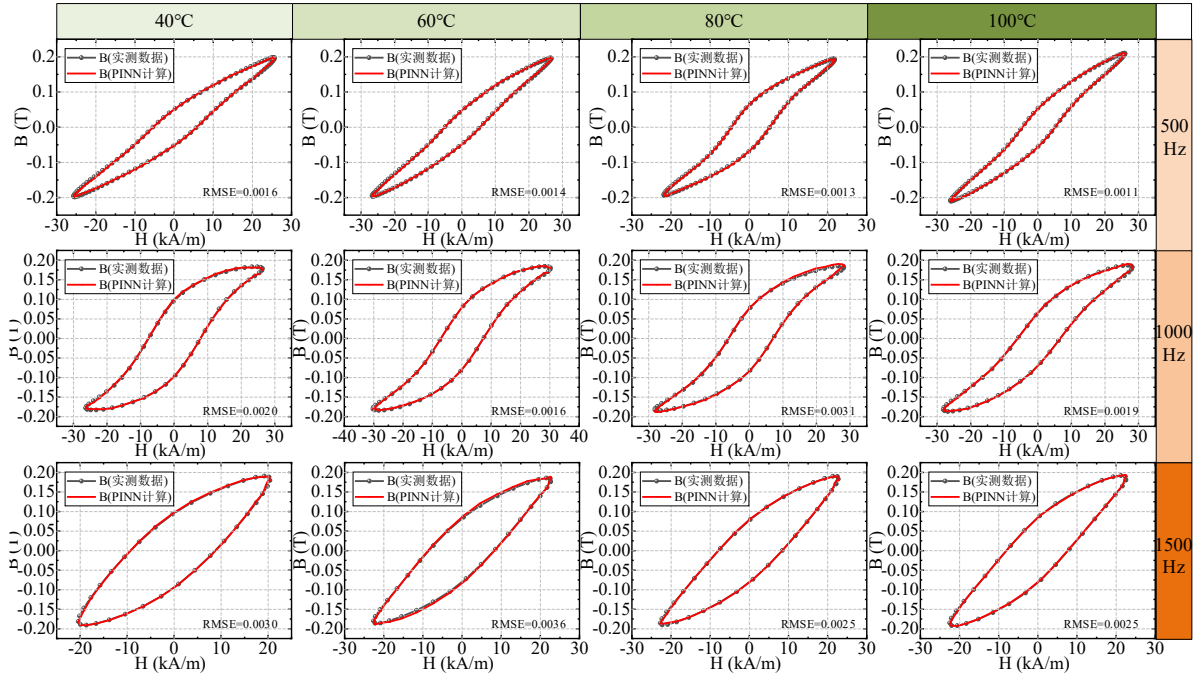


图6 不同环境温度下 GMM 磁滞特征预测对比(25MPa)

4.3 J-A 物理参数的高维流形反演与机理剖析

与常规数据驱动模型仅能输出宏观磁化状态不同, 本文所提 PINN 模型的参数辨识双支路可实现对底层物理参数的反向映射。图 7 给出了多物理场空间内 5 个 J-A 核心参数的三维演化流形, 各参数曲面呈现出截然不同的非线性拓扑特征, 彻底打破了传统 J-A 理论中静态常数的局限性。

图 7(a)刻画了钉扎系数 k 的热-力耦合演化规律。曲面呈现出高度平滑的温度主导衰减特征。这从微观尺度完美契合了热激活机制: 随温度升高, 系统热涨落能量显著增加, 有效降低了磁畴壁不可逆位移时跨越晶格缺陷势垒所需的临界能量, 宏观表现为磁滞损耗参数 k 的单调递减。

图 7(b)为饱和磁化强度 M_s 的演化, 在传统的驱动反演中, M_s 极易与有效场参数 a 发生数值补偿效应, 从而产生非物理暴涨。本文所提算法通过在物理损失中强制注入 $\partial M_s / \partial T \leq 0$ 的先验单调性惩罚边界, 成功打破了这一高维参数纠缠。 M_s 的演化曲面整体波动率被压制在 2.5% 以下, 表现出对复杂多场环境极强的鲁棒性与恒定性。

图 7(c)展示了可逆磁化系数 c 的演化流形。整体而言, c 值的波动被极大地限制在 0.1005~0.1015 的极窄区间内, 表现出对外部温力场的高度稳定性。其在中等应力与温度交叉区呈现出的微弱“盆地”状凹陷, 揭示了在该区间内, 宏观磁化反转更倾向于通过磁畴壁的不可逆位移来完成, 可逆的弹性弯曲机制受到了一定程度的微弱抑制。

与此同时, 畴间耦合系数 α (图 7d) 与有效形状参数 a (图 7e) 则在宽温域与变载荷边界下展现出强烈的非线性起伏, 呈现出典型的“山丘”与“断崖”拓扑特征。这深刻揭示了在 M_s 受到严苛物理约束的前提下, GMM 材料内部的宏观磁化演变主要依赖于磁弹各向异性与热振动能量之间的动态竞争与再平衡。上述结果不仅赋予了反演参数极强的物理可解释性, 更验证了本文所提引入偏导数惩罚的解耦 PINN 在求解逆问题时的卓越保真能力。

4.4 连续变工况下的泛化预测与算法优越性对比

为了验证引入偏微分物理方程在抑制模型过拟合及提升复杂工况外推能力方面的核心优势, 本文在相同的网络规模与测试集留出策略下, 对比了纯数据驱动的深度神经网络 (DNN) 与本文所提 PINN 模型的预

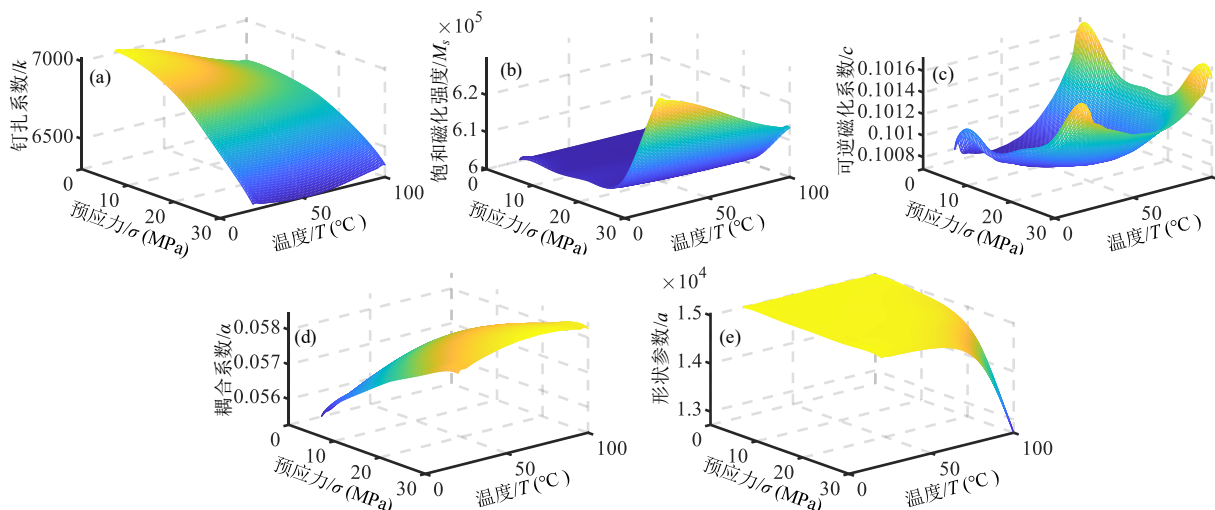


图 7 多场耦合空间内 J-A 物理参数的三维流形反演结果

Fig.7 The three-dimensional manifold inversion results of J-A physical parameters in multi-field coupled space
测性能。图 8 展示了模型在四组未见工况下的 $B-H$ 磁滞回线预测对比结果。

首先，图 8(a) (25MPa, 40°C, 1000Hz) 展示了在相对温和边界下的插值预测表现。在此工况下，纯 DNN 模型凭借其数据拟合本能，较好地勾勒出了磁滞回线的大致轮廓。然而，在回线趋近饱和区的“膝部”，DNN 预测曲线出现了生硬的转折与非自然的切角误差；相比之下，PINN 模型的渐进过渡极其顺滑 (RMSE 低至 0.0018T)。这表明，即使在数据特征相对简单的区域，PINN 内部嵌入的 Langevin 饱和机理也能在隐空间中提供平滑指引，精准刻画符合磁化动力学规律的微观精细特征。

随着环境温度升高，材料磁滞非线性急剧增加，纯数据驱动模型的泛化缺陷在图 8(b)与图 8(c)中更加显著。面对极端外推工况，DNN 的预测曲线发生了严重的非物理畸变：不仅在局部区域出现了异常的高频震荡与过度平滑，其上升支与下降支的演化轨迹严重偏离了实测数据，导致磁滞回线的包络面积发生明显畸变。在物理层面，磁滞回线的包络面积直接表征磁畴壁克服钉扎势垒所产生的能量损耗。DNN 预测面积的失真，意味着其从根本上违背了能量耗散与守恒的客观规律。反观 PINN 模型，得益于 J-A 磁滞动力学方程在损失函数层面的强效物理正则化，其完美捕捉了复杂工况下的磁滞非线性特征，预测误差稳定控制在 0.0017~0.0025T，较 DNN 模型最大均方根误差降低了约 84.4%。

图 8(d)所呈现的高温高频工况，纯 DNN 模型的预测误差 (0.0045T) 在数值上虽未表现出如前述工况般的灾难性发散，但将其与 PINN (0.0018T) 的预测性能进行深层机制对比，即可揭示二者在隐空间寻优策略上的本质差异。作为纯数据驱动的高维函数逼近器，DNN 倾向于在不受限的参数空间内，通过构建高度复杂的非线性映射来极小化经验风险。这种机制极易导致网络在缺乏物理边界的非可行域内调整权重，从而在特定预测样本上陷入非物理的局部最优。因此，DNN 在该点表现出的相对收敛，本质上是缺乏先验物理约束下的过拟合现象与数值病态逼近。相反，PINN 的训练机制构建了一个融合数据保真度与物理泛化偏微分残差的联合优化框架。为确保模型在连续的力-热-磁多场耦合平面内严格满足 J-A 磁滞耗散机理，PINN 有效规避了单纯拟合离散孤立数据点所引发的过拟合陷阱。其在所有预测集中展现出的高度一致且极低的预测误差表明，PINN 的外推稳健性源于对底层物理因果关系的精准刻画，而非高维参数空间的随机拟合。

综上所述，缺乏物理先验约束的黑盒深度学习模型在求解高维强耦合逆问题时，极易收敛至违背热力学准则的非物理伪最优解；而本文所提的 PINN 框架，通过引入严密的 PDE 约束，不仅显著提升了模型在极端未见工况下的外推预测精度，更从根本上赋予了反演结果物理可靠性与热力学一致性。

此外，传统离散启发式算法本质上局限于特定测试条件下的单点静态参数反演，无

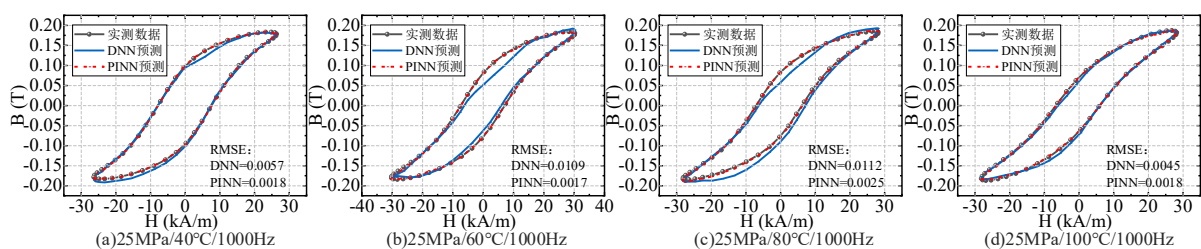


图8 耦合工况下多算法磁滞回线泛化预测结果对比

法构建参数与多物理场之间的连续映射,因此难以将其结果直接外推至其他未见工况。加之在面对由多场耦合引发的高维非线性多峰值寻优问题时,这类算法极易陷入局部最优解,导致其在变工况或极端激励条件下的辨识误差显著放大。除预测精度外,响应速度也是制约其应用的核心瓶颈。如粒子群算法在面对任何一组新的边界条件时,均需从零开始进行成百上千次的种群迭代演化与偏微分方程数值积分,其单次工况参数辨识耗时通常高达 10^3 秒量级(4.25×10^3 s)。与之形成对比,PINN框架将极其耗时的物理寻优过程全部前置离线训练阶段,在完成网络权重的固化后,PINN的在线正向推断仅涉及一系列高度并行化的基础矩阵乘法与激活函数映射。测试表明,PINN的单次工况预测耗时被严格压缩至0.5毫秒量级(0.492ms)。证明了所提算法在多物理场实时表征计算瓶颈方面具有决定性优势。

5 结论

针对超磁致伸缩材料在复杂耦合工况下的强非线性表征难题,本文提出了一种融合J-A物理机理与深度神经网络的PINN磁滞参数反演与正向推断架构。主要结论如下:

1) 引入局部泰勒规约与先验误差阈值触发的两阶段渐进式优化策略,彻底消除了偏微分方程极小值区域的梯度病态。模型单次正向推断耗时仅为0.492ms,较传统离散启发式算法(耗时约4250s)计算效率提升近6个数量级,突破了换能器实时数字孪生的算力限制。

2) 依托物理全局梯度导向,PINN有效规避了纯数据驱动模型的外推震荡。在未见

泛化验证集上,预测回线的最大RMSE低至2.5mT,最大相对误差小于1.25%,精准复现了回线随预应力增大的倾斜演化与高频动态拓宽趋势。

3) 借助“状态-参数”双支路拓扑,从宏观外特性中反演解耦了5个J-A参数的3维演化曲面。定量证明了磁畴钉扎系数 k 随压应力呈强非线性减小,以及饱和磁化强度 M_s 的温度主导衰减特征,从微观机理上打破了传统模型的静态常数假设。

参考文献

- 1 Dapino M J, Smith R C, Flatau A B. Structural magnetic strain model for magnetostrictive transducers[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(3): 545-556.
- 2 Zheng X J, Liu X E. A nonlinear constitutive model for Terfenol-D rods[J]. Journal of Applied Physics, 2005, 97(5).
- 3 赵小军, 张凌云, 刘洋, 等.机械应力对取向硅钢片综合磁性能影响的实验研究[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5776-5787.
- 4 Zhao Xiaojun, Zhang Lingyun, Liu Yang, et al. Experimental Study on the Effect of Mechanical Stress on the Comprehensive Magnetic Properties of the Grain-Oriented Silicon Steel[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(22): 5776-5787.
- 5 刘圳, 唐伟, 徐伟宏, 等.铁心硅钢磁滞与磁致伸缩耦合特性的测量与模拟[J]. 电工电能新技术, 2024, 43(05): 1-9.
- 6 Liu Zhen, Tang Wei, Xu Weihong, et al. Measurement and modeling of coupled magnetic hysteresis and magnetostrictive properties in core silicon steel[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 43(05): 1-9.
- 7 闫洪波, 黄海涛, 汪建新, 等.超磁致伸缩材料在不同外部条件下的磁滞模型预测[J]. 物理学报, 2024, 73(22): 263-273.
- 8 Yan Hongbo, Huang Haitao, Wang Jianxin, et al. Prediction of hysteresis model at different external conditions for giant magnetostrictive materials[J]. Acta Physica Sinica, 2024, 73(22): 263-273.
- 9 张希蔚, 李琳.改进的热力学磁滞模型与软磁材料动态损耗计算[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7641-7651.
- 10 Zhang Xiwei, Li Lin. Modified thermodynamic hysteresis model and calculation of soft magnetic materials' dynamic losses[J]. Proceedings of the CSEE,

- 2022, 42(20): 7641-7651.
- 11 陶孟仑, 陈定方, 卢全国, 等.超磁致伸缩材料动态涡流损耗模型及试验分析[J]. 机械工程学报, 2012, 48(13): 146-151.
 - 12 Tao Menglun, Chen Dingfang, Lu Quanguo, et al. Eddy current losses of giant magnetostrictors: modeling and Experimental Analysis[J]. Journal of mechanical engineering, 2012, 48(13): 146-151.
 - 13 Guo P, Huang W, Liu Z, et al. High frequency magnetic loss characteristic analysis and calculation of magnetostrictive Tb-Dy-Fe alloys under multivariable comprehensive operation conditions[J]. Journal of Alloys and Compounds, 2023, 966: 171591.
 - 14 Jiles D C, Atherton D L. Theory of ferromagnetic hysteresis[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1986, 61(1): 48-60.
 - 15 Liu Y, Gao X, Li Y. Giant magnetostrictive actuator nonlinear dynamic Jiles-Atherton model[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2016, 250: 7-14.
 - 16 刘任, 顾朝阳, 孙江东, 等. Jiles-Atherton 磁滞模型的改进与非正弦激励下软磁材料复杂磁滞准确模拟[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(05): 2016-2027.
 - 17 Liu Ren, Gu Chaoyang, Sun Jiangdong, et al. Modified Jiles-Atherton hysteresis model and accurate simulation of complex hysteresis characteristics of soft magnetic materials under non-sinusoidal excitation[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(05): 2016-2027.
 - 18 Chwastek K, Szczyglowski J. Identification of a hysteresis model parameters with genetic algorithms[J]. Mathematics and Computers in Simulation, 2006, 71(3): 206-211.
 - 19 Toman M, Stumberger G, Dolinar D. Parameter Identification of the Jiles-Atherton Hysteresis Model Using Differential Evolution[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(6): 1098-1101.
 - 20 Liu Q, Zhou J, Chu J, et al. Identification of Jiles-Atherton Model Parameters Using Improved Genetic Algorithm[C]. 2020 IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE), 2020: 1-6.
 - 21 Jia X, Meng J. Dynamic Hysteresis Modelling of Giant Magnetostrictive Actuators Based on NGO-BRNARX[C]. 2024 International Conference on Electrical Power Systems and Intelligent Control (EPSIC), 2024: 86-91.
 - 22 Raissi M, Perdikaris P, Karniadakis G E. Physics-informed neural networks: A deep learning framework for solving forward and inverse problems involving nonlinear partial differential equations[J]. Journal of Computational Physics, 2019, 378: 686-707.
 - 23 Karniadakis G E, Kevrekidis I G, Lu L, et al. Physics-informed machine learning[J]. Nature Reviews Physics, 2021, 3(6): 422-440.
 - 24 Krishnapriyan A S, Gholami A, Zhe S, et al. Characterizing possible failure modes in physics-informed neural networks[C]. Proceedings of the 35th International Conference on Neural Information Processing Systems, 2021: Article 2033.
 - 25 Wang S, Teng Y, Perdikaris P. Understanding and Mitigating Gradient Flow Pathologies in Physics-Informed Neural Networks[J]. SIAM Journal on Scientific Computing, 2021, 43(5): A3055-A3081.
 - 26 Mcclenny L D, Braga-Neto U M. Self-adaptive physics-informed neural networks[J]. Journal of Computational Physics, 2023, 474: 111722.
 - 27 Roy A, Chatterjee T, Adhikari S. A physics-informed neural network enhanced importance sampling (PINN-IS) for data-free reliability analysis[J]. Probabilistic Engineering Mechanics, 2024, 78: 103701-103701.

作者简介

徐修贤: 男, 1995 年生, 博士研究生, 研究方向为多物理场计算、磁滞模型表征和大功率电声换能器系统。

高 兵: 男, 1987 年生, 副教授, 研究方向为多物理场计算和电声换能器等。

基于预训练基础模型的复杂激励下高频变压器磁芯损耗估计研究

Prediction Accuracy Enhancement of Transformer Core Loss under Complex Excitation based on Pre-trained Foundation Model

清华大学 苏博文 Email: subw24@mails.tsinghua.edu.cn

清华大学 应嘉华 Email: yingjh21@mails.tsinghua.edu.cn

清华大学 陈欢 Email: chenh18@tsinghua.org.cn

曲阜师范大学 刘波 Email: liuboee@foxmail.com

清华大学 孙凯 Email: sun-kai@mail.tsinghua.edu.cn

摘要：磁性元件在现代电力电子系统中扮演着至关重要的角色，准确预测磁芯损耗能够显著提升系统的功率密度与效率。然而，现有的基于模型的磁芯损耗估算方法往往精度较低。另一方面，数据驱动方法通常局限于特定材料，导致其泛化能力和向其他材料迁移的能力受限。为此，本文提出了一种基于 Mamba 基础模型的双向时间序列回归模型。通过在大型数据集上对该模型进行预训练，其泛化能力得到显著提升，仅需少量微调即可实现高精度的跨材料迁移预测。通过与多种现有基准模型进行对比，本文验证了所提方法的优越性能。该模型在复杂激励条件下的迁移学习中展现出高度的有效性，充分彰显了预训练基础模型在磁芯损耗预测领域的巨大潜力。

Abstract: Magnetic components are crucial in modern power electronic systems, and accurately predicting magnetic core losses can significantly enhance both the power density and efficiency of these systems. However, current model-based methods for estimating magnetic core losses often suffer from low accuracy. On the other hand, data-driven approaches typically focus on specific materials, limiting their ability to generalize and transfer to other materials. This article introduces a bidirectional time series regression model built upon the Mamba foundation model. By pre-training the model on a large dataset, we can significantly improve its generalization ability, enabling accurate material transfer predictions with minimal fine-tuning. Through comparisons with several existing baseline models, we demonstrate the superior performance of the proposed approach. The model proves highly effective for transfer learning under complex excitation conditions, highlighting the full potential of pre-trained foundation models in magnetic core loss prediction.

关键词：大功率磁技术，磁芯损耗，深度学习，迁移学习，基础模型

Keywords: power magnetic, core loss, deep learning, transfer learning, foundation model

1 研究背景

磁性元件（包括变压器和高频电感等）在电力电子系统中至关重要，特别是随着行业向高频和高功率密度设计迈进[1]，如图 1 所示。然而，与这些元件相关的体积和损耗通常会限制整体设备的功率密度和效率[2]。因此，准确预测磁性元件的磁芯损耗，对于更好地设计磁性元件以及整体电力电子系统具有重要意义[3]。

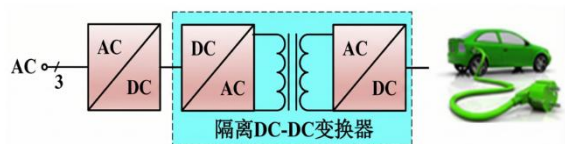


图 1 磁性元件典型应用场景

然而，现有的磁芯损耗预测方法仍存在诸多不足，这主要是由于磁性元件具有强非线性，且不同的制造工艺会在不同磁性材料之间引入较大的差异。目前广泛使用的磁芯损耗预测方法基于斯坦梅茨方程（Steinmetz Equation, SE）[4]，这是一种经验公式，用于计算正弦激励波形下单位体积的总磁芯损耗。尽管原始的 SE 经历了多次改进，衍生出如改进的广义斯

坦梅茨方程（iGSE）[5] 以及进一步改进的广义斯坦梅茨方程（i²GSE）[6] 等，但这些基于曲线拟合的方法在预测精度上依然存在局限性。斯坦梅茨参数在磁性元件的整个工作范围内可能会发生显著变化。此外，随着功率损耗的增加，磁性材料的温度也会随之升高，这会进一步改变斯坦梅茨参数，从而导致预测误差增大。

表 12 代表性数据驱动磁芯损耗预测方法

方法类别	方法	训练材料	激励波形
机器学习	FNN[7]	N87	三角波
	LSTM[8]	N87	混合
深度学习	MLP + Encoder[9]	N87	混合

近年来，基于机器学习和深度学习的磁芯损耗预测方法取得了快速进展。这些方法利用模型强大的非线性建模能力，来捕捉工作条件与磁芯损耗之间的关联关系，如表 1 所示。然而，目前的大多数方法主要针对特定材料制成的磁性元件进行训练与推理，当应用于其他材料时往往需要重新训练。这使得现有模型难以

直接进行跨材料迁移,从而限制了它们的泛化能力[7]。因此,现有的预测精度仍有巨大的提升空间,特别是在少样本(few-shot)或零样本(zero-shot)场景下。

在自然语言处理领域,为了提高模型的泛化能力,迁移学习中的“预训练-微调”范式已得到广泛应用。通过在海量数据上对基础模型进行预训练,可以显著增强其捕捉数据依赖关系的能力。因此,在下游任务应用中,仅需少量数据进行微调即可取得良好的效果。目前已有部分将其应用于磁芯损耗预测的相关研究,但其涉及的工况与激励波形相对单一[8]。本文针对复杂激励波形场景,实现了高效的迁移学习。

具体而言,本文提出了一种基于 Mamba 基础模型的双向时间序列回归模型,结合十种磁性材料的数据进行预训练,并通过在单一材料上进行微调,有效提升了模型的泛化能力与预测精度。此外,本文还开展了与 RNN 和 LSTM 等基准模型的对比研究,旨在提供一个鲁棒且高精度的预测模型。

本文的其余部分安排如下:第二节介绍了所提模型的总体结构与核心模块;第三节展示了实验结果及相关分析,并探讨了所提方法的优缺点;第四节给出了最终结论,并对未来的研究工作进行了展望。

2 研究方法

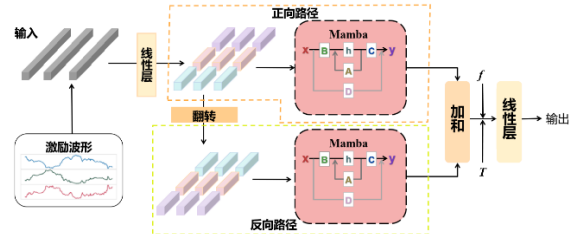


图 2 所提模型总体结构

模型的整体结构如图 2 所示。其输入为磁性材料的激励波形(即磁通密度波形),以及激励频率和工作温度。

在该方法中,离散采样的激励波形直接作为初始输入,共包含 1048 个离散浮点数。然而,固定长度的输入序列限制了模型规模,不利于对不同激励条件下的波形进行精确建模。因此,本文采用多层感知机(MLP)作为线性输入层,将输入波形中的单个采样点从单一浮点数转换为多维向量,以进行特征提取。

模型的主体采用 Mamba 架构[10]。由于其内部包含的 SSM(状态空间模型)结构,该架构能够以线性复杂度捕获输入时间序列

中的长程依赖关系,从而避免了 Informer 等其他基础模型通常面临的高计算复杂度问题。Mamba 模块的结构如图 3 所示。其中,卷积层代表序列卷积,它利用卷积核对序列进行压缩,并有效地从不同维度提取序列特征。线性层主要由前馈神经网络组成,用于改变输入数据的维度。函数 σ 为激活函数,它对输入数据进行非线性变换,以增强模型的表达能力。

SSM 模块是 Mamba 架构的核心功能模块,其数学表达式如下:

$$h_t = Ah_{t-1} + Bx_t \quad (1)$$

$$y_t = Ch_t \quad (2)$$

式中, h_t 表示时间步 t 的隐藏层状态, x_t 表示时间步 t 的输入, y_t 表示时间步 t 的输出, A, B, C 和 D 均为随着训练过程动态更新的权重矩阵。

隐藏层状态 h_t 可通过状态方程计算得出,该方程映射了当前状态与当前输入到下一状态的函数关系;而输出方程则映射了当前状态与当前输出之间的关系。因此,通过状态方程可以直接构建输出与输入之间的线性关系,从而极大提升模型的运行速度。此外,由于 SSM 是一种线性运算公式,结合序列卷积层,它为序列的并行训练提供了可能,进一步加速了模型的训练与推理过程。

得益于 Mamba 中的 SSM 结构赋予了整体模型并行训练的能力, Mamba 能够应用于长序列和海量序列数据的训练场景。因此,通过增加模型参数,可以在大型数据集上对模型进行训练,随后针对特定的下游任务进行微调,从而实现高效的迁移学习。目前, Mamba 架构已在交通流量预测和新能源发电预测等领域得到广泛应用并取得了优异成果。基于此,本文主要选择 Mamba 架构作为模型基础。

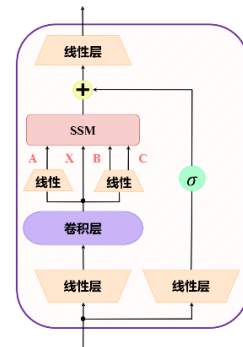


图 3 Mamba 模块结构

与此同时，由于复杂的激励波形中存在大量谐波，整体波形的建模难度较大，仅依靠传统的单向序列计算难以取得理想效果。为此，本文提出了一种双向时间序列建模路径，即通过翻转模块将输入波形反转以进行双向建模。最终的输出结果由正向和反向路径的结果加权求和得出。

上述建模过程主要聚焦于磁芯激励波形。然而在实际工程中，不同的工况会对磁性材料的物理特性产生显著影响。因此，在本方法中，反映工作状态的激励频率和工作温度作为附加信息被引入模型中。其中，工作温度为采样期间的平均温度，且激励频率和工作温度均为单一浮点数。

3 实验

为了验证所提模型的有效性，本文在 MagNet 数据库[11]-[12]上对模型进行了训练与测试。该数据库是一个开源数据库，提供了多种材料在各种激励波形下的海量数据。本文选取了十种不同的铁氧体材料作为预训练与微调的总数据集。如图 4 所示，共计采用 149,406 个不同激励下的波形数据对模型进行训练，3500 个数据用于微调模型，最终 1500 个数据用于测试。

文献[8]提出了一个假设：决定材料磁芯损耗的物理机制在相似材料之间是具有类比性的。因此，利用特定波形或材料所获取的磁特性先验知识，可以作为表征相似材料和/或不同波形特性的基础。此外，通过迁移学习方法，可以在物理性质相似的材料之间搭建起桥梁；换言之，使用相同的模型，仅需在新材料上利用少量数据进行训练，即可获得精确的预测结果。

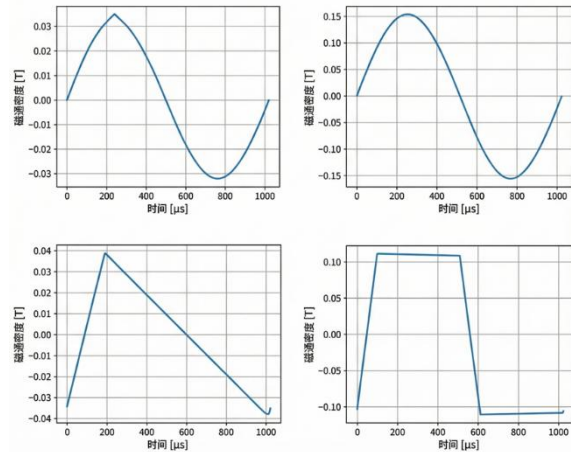


图 4agNet 数据集波形示例

所提模型的训练轮次 (epochs) 设为 60，批大小 (batch-size) 为 256，并采用 Adam 优化器[13]，其参数设置为 $\beta_1 = 0.9$ ， $\beta_2 = 0.999$ 以及 $\varepsilon = 1e-9$ 。在训练过程中，我们根据以下周期性学习率公式动态调整了学习率：

$$Lr_t = Lr_{\max} * \min(1, \sqrt{\frac{t}{T}}) \quad (3)$$

式中， Lr_t 表示训练步 t 时的学习率；

$Lr_{\max}$ 表示预设的最大学习率超参数，该参数在训练过程开始前设定； T 表示总的训练步数。

这种学习率调整方案并非在训练过程中使学习率单调递减，而是让其在设定的最大值与最小值之间来回波动。因此，在训练中提升学习率的过程，有助于帮助损失函数跳出鞍点。由于最优学习率必然位于设定的最大值与最小值之间，且模型在整个训练过程中会不断使用接近该最优值的学习率，从而有效优化了整体的训练过程。

在测试阶段，本文采用平均绝对误差 (MAE) 作为评估指标。十种材料的测试结果如表 II 所示。本文将文献[8]中提出的 FNN 模型以及另外两种深度学习模型作为对比基准模型，它们在针对铁氧体材料 3C90 进行微调过程中的损失变化情况如图 5 所示。

表 1 测试 MAE 结果对比汇总表

方法	FNN	LSTM	RNN	所提模型
材料				
3C90	0.191	0.396	0.083	0.083
3C94	0.193	0.441	0.073	0.073
3E6	0.196	0.439	0.091	0.088
3F4	0.112	0.285	0.085	0.083
77	0.198	0.494	0.085	0.088
78	0.188	0.534	0.086	0.085
N27	0.192	0.455	0.086	0.081
N30	0.201	0.359	0.064	0.054
N49	0.165	0.441	0.123	0.121
N87	0.170	0.390	0.078	0.076

通过对比可以看出，所提模型在经历预训练后，对大多数材料均展现出良好的预测精度，这充分证明了其优异的泛化能力。同时，在微调过程中，所提模型的损失迅速下降并收敛至最终稳定值，这表明该模型具有良好的可迁移

性, 仅需极少量的微调数据即可在下游任务中取得优异表现。

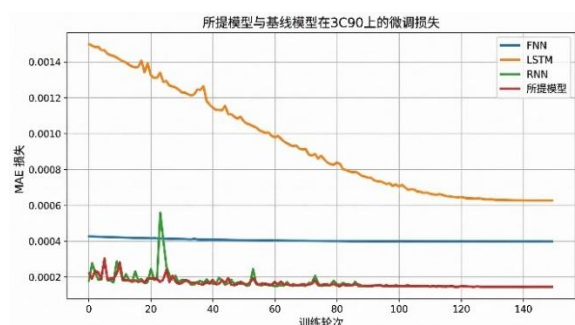


图 5 C90 材料微调损失对比

4 结论及展望

本文提出了一种用于复杂激励波形下磁芯损耗预测的双向时间序列回归模型。通过在大量实测数据上进行预训练, 该模型仅需极少量的微调数据, 即可预测不同磁性材料的磁芯损耗, 且具备良好的预测精度。通过与 FNN、LSTM 和 RNN 等基准模型的结果进行对比, 证明了所提模型在准确性上具有显著优势。

在未来的工作中, 我们将深入探索模型的关键参数, 并通过对比模型在不同参数设置下的预测精度来验证其有效性。此外, 当前模型尚未实现生成式预训练, 即未对时间序列本身进行自回归建模。未来的研究将对此方面展开详细探讨, 以期进一步提升模型的泛化能力与鲁棒性。

参考文献

- 1 C. R. Sullivan, B. A. Reese, A. L. F. Stein and P. A. Kyaw, "On size and magnetics: Why small efficient power inductors are rare," *2016 International Symposium on 3D Power Electronics Integration and Manufacturing (3D-PEIM)*, pp. 1-23, 2016.
- 2 D. J. Perreault et al., "Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion," 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC, USA, 2009, pp. 1-14.
- 3 Z. Yi, Z. Liu, K. Sun and B. Su, "A Simple Power Loss Evaluation Method for High-Frequency Transformers Based on Surface Temperature Measurement Within Wide Operation Range," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 5437-5451, Dec. 2024.
- 4 C. Steinmetz, "On the law of hysteresis," *Proceeding of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197-221, 1984.
- 5 K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings.*, pp. 36-41, 2002.
- 6 J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar and A. Ecklebe, "Improved Core-Loss Calculation for Magnetic

Components Employed in Power Electronic Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 964-973, Feb. 2012.

- 7 M. Chen, H. Li, S. Wang et al., "MagNet Challenge for Data-Driven Power Magnetics Modeling," in *IEEE Open Journal of Power Electronics*.
- 8 H. Li, D. Serrano, T. Guillod et al., "How MagNet: Machine Learning Framework for Modeling Power Magnetic Material Characteristics," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 12, pp. 15829-15853, Dec. 2023.
- 9 B. Su, K. Sun, M. Yang, Y. Xiao, K. Zhang and B. Liu, "A Core Loss Estimation Method Based on Data-driven Technology with Multi-head Attention Mechanism," *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*, Chengdu, China, 2024, pp. 3992-3996.
- 10 Y. He, B. Tu, B. Liu, J. Li and A. Plaza, "3DSS-Mamba: 3D-Spectral-Spatial Mamba for Hyperspectral Image Classification," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 62, pp. 1-16, 2024.
- 11 D. Serrano, H. Li, S. Wang et al., "Why MagNet: Quantifying the Complexity of Modeling Power Magnetic Material Characteristics," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 11, pp. 14292-14316, Nov. 2023.
- 12 H. Li, D. Serrano, S. Wang and M. Chen, "MagNet-AI: Neural Network as Datasheet for Magnetics Modeling and Material Recommendation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 12, pp. 15854-15869, Dec. 2023.
- 13 K. He, X. Zhang, S. Ren and J. Sun, "Deep Residual Learning for Image Recognition," 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), Las Vegas, NV, USA, 2016, pp. 770-778, doi: 10.1109/CVPR.2016.90.

作者简介

苏博文: 男, 2002 年 3 月生, 博士生。研究方向为电力电子自动设计及高频变压器建模。

应嘉华: 男, 2003 年 7 月生, 博士生。研究方向为电力电子自动设计及高频变压器建模。

陈欢: 男, 1994 年 12 月生, 助理研究员。研究方向为基于人工智能的电力电子装备自动设计和基于多智能体系统的多能源微网优化运行管理。

刘波: 男, 1990 年 5 月生, 讲师。研究方向为新能源场站智慧化运维和光储微电网协同控制。

孙凯: 男, 1977 年 11 月生, 教授。研究方向为新能源与微电网系统电力电子技术、电力电子与人工智能等。

SiC 功率器件 DRB 测试中漏源电压 斜率畸变机理分析与建模

Mechanism Analysis and Modeling of Drain-Source Voltage Slope Distortion in DRB Testing of SiC Power Devices

上海大学 童紫扬 Email: 1656685954@qq.com

摘要：主动式动态反向偏置（Dynamic Reverse Bias, DRB）测试是 AQG324(2025)车规标准明确规定的 SiC MOSFET 可靠性考核手段，但测试中存在 V_{ds} 上升沿斜率畸变现象，导致动态应力失真。本文基于双频率振荡理论建立双时间尺度回路解耦模型，考虑 SiC MOSFET 输出电容（ C_{oss} ）强非线性特性，揭示了畸变的物理本质：去耦电容引入的双回路完全解耦导致高频回路 RLC 欠阻尼振荡，充电电流提前衰减，叠加 C_{oss} 非线性位移电流的抵消效应，共同造成 V_{ds} 斜率骤降。本文推导了畸变拐点电压的解析表达式，系统分析了母线电压、去耦电容容值及高频回路寄生电感对畸变程度的影响规律。通过 LTspice 仿真验证了模型准确性，对比表明适当增加高频回路寄生电感可在不降低 dV/dt 的前提下消除畸变。本文研究为 DRB 测试平台的规范化设计提供了理论依据。

Abstract: Active Dynamic Reverse Bias (DRB) testing is a reliability assessment method specified in the AQG324-2025 automotive-grade standard for SiC MOSFETs. However, during testing, distortion in the V_{ds} rising edge slope occurs, leading to dynamic stress inaccuracies. Based on the dual-frequency oscillation theory, this paper establishes a dual-time-scale loop decoupling model that takes into account the strong nonlinearity of the SiC MOSFET output capacitance (C_{oss}). The study reveals the physical nature of the distortion: the complete decoupling of the dual loops introduced by the decoupling capacitor results in underdamped RLC oscillations in the high-frequency loop, causing the charging current to decay prematurely. This effect, combined with the canceling effect of the nonlinear displacement current from C_{oss} , leads to a sharp drop in the V_{ds} slope. The paper derives an analytical expression for the distortion inflection point voltage and systematically analyzes the influence of bus voltage, decoupling capacitor value, and parasitic inductance in the high-frequency loop on the degree of distortion. The accuracy of the model is verified through LTspice simulations. A comparative analysis shows that appropriately increasing the parasitic inductance in the high-frequency loop can completely eliminate the distortion without reducing dV/dt . This research provides a theoretical basis for the standardized design of DRB testing platforms.

关键词：SiC MOSFET；动态反向偏置测试；斜率畸变；双回路解耦； C_{oss} 非线性

Keywords: SiC MOSFET; Dynamic Reverse Bias Testing; Slope Distortion; Dual-Loop Decoupling; C_{oss} Nonlinearity

1 引言

碳化硅（SiC）金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）凭借宽禁带、高击穿场强、低开关损耗、高导热系数的优异特性，已成为新能源汽车高压电驱动系统、储能变流器、轨道交通功率模块等高端电力电子装备的核心功率器件^[1]。随着车规级 SiC 器件向高电压、高开关速度（ $dV/dt \geq 50V/ns$ ）、高功率密度方向发展，其栅氧可靠性与多芯片并联均流特性成为制约器件长期稳定运行的关键瓶颈。SiC/SiO₂界面存在的原生缺陷的易被高速开关过程中的动态应力激活，引发栅氧早期击穿，直接导致功率模块失效，严重威胁整车及电力装备的安全运行^[2]。

主动式动态反向偏置（Dynamic Reverse Bias, DRB）测试是 AQG324 标准明确规定的 SiC 功率器件可靠性考核项目，与高温反偏（High Temperature Reverse Bias, HTRB）测试仅通过外部设备施加静态反向偏置不同^[3,4]，主动式 DRB 通过被测器件自身的开关动作产生动态应力，更贴近实际工程应用工况^[5-7]。其测试目的主要包括两方面：一是通过高速动态电压变换（高 dV/dt ）对芯片内部钝化层、终

端结构施加动态应力，加速激活栅氧与界面缺陷，筛选出早期失效器件；二是考核多芯片并联模块在动态应力下的电流均匀性，避免因芯片间应力不均导致的模块局部过热、提前失效^[8-10]。

然而在实际测试中发现，部分 SiC 功率模块在 DRB 测试时会出现 V_{ds} 上升沿动态应力非均匀畸变，表现为电压上升速率先陡升后骤降，应力施加不连续。该现象与被测模块的固有参数及测试平台配置强相关：不同厂商、不同批次的模块在同一平台测试时，畸变程度差异显著；同一模块在不同母线电压、去耦电容配置下，畸变特性也会发生明显变化。这种应力波形畸变会导致实际施加的平均 dV/dt 低于标准要求，造成弱缺陷漏筛，同时破坏测试一致性，可能引发过筛或漏筛风险。

目前业内对 DRB 测试的研究多集中于应力参数优化与失效机理分析，普遍基于开关波形理想的假设，直接套用带载双脉冲测试的开关模型，无法解释空载 DRB 工况下的畸变现象。目前尚未有公开文献系统揭示 DRB 工况下该动态应力非均匀畸变的物理本质，也未建立可量化预测畸变特征的工程化模型。因此，深入研究其产生机理，对于提升 DRB 测试准

确性、保障车规 SiC 器件可靠性具有重要的理论意义与工程价值。

2 主动式 DRB 测试原理与漏源电压畸变现象分析

2.1 DRB 测试拓扑与工作原理

本文研究的主动式 DRB 测试采用半桥拓扑结构，其等效电路如图 1 所示，上、下管互为辅助开关管。

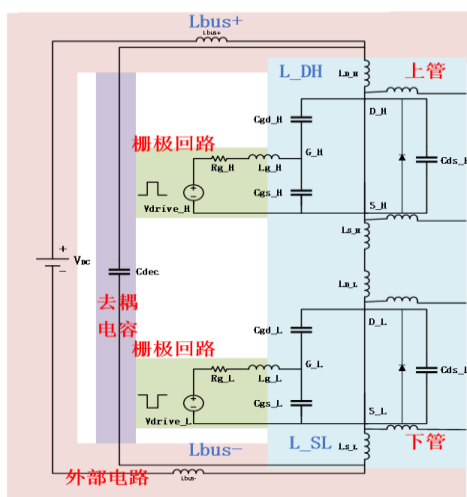


图 1 DRB 测试等效电路示意图

直流母线两端并联高频去耦电容 C_{dec} ， C_{dec} 用于抑制开关暂态的电压过冲、提供瞬时充电电流，隔离母线寄生参数。电路中各寄生电感包括器件内部寄生电感 L_{int} （含漏极、源极寄生电感）、母线寄生电感 L_{bus} （含正、负母线寄生电感）。

若以半桥下管为待测管进行分析，主动式 DRB 测试的完整循环流程分为四个阶段，全程为 AQG324 标准规定的空载工况，无外部负载电感，具体如下：

①开通阶段：被测下管（DUT）栅极施加开通信号，管沟道导通，漏源极电压 V_{ds} 快速降至接近 0V，此时辅助上管处于关断状态，电流主要流经下管，完成放电过程；

②关断阶段：被测下管栅极施加关断信号，下管沟道关断，漏源极电压 V_{ds} 开始缓慢上升，进入死区时间前，电流逐渐衰减至 0A；

③死区阶段：上下管均处于关断状态，半桥中点完全悬浮，被测管 V_{ds} 保持在较低电压水平，无明显变化，此阶段无续流电流；

④反向偏置阶段：死区结束后，辅助上管沟道开通，形成下管输出电容 C_{oss} 充电路径，直流电压源通过上、下管 C_{oss} 及去耦电容形

成高频谐振回路，被测管 V_{ds} 在高频电流驱动下快速上升，最终稳定在母线电压附近，完成一次动态应力施加。

2.2 漏源电压 V_{ds} 斜率非均匀畸变现象分析

为了精准捕捉畸变特征，本文搭建了如图 2 所示的 DRB 测试平台，并进行了实测试验证。实验所用 SiC MOSFET 单管为 Infineon 商用 1200V/55A 单管，型号为 IMZA120R040M1H。栅极电压为 +18V/-5V，栅极驱动电阻 $R_{g,on}$ 、 $R_{g,off}$ 均为 11Ω，去耦电容总容值 500nF，测试环境温度 25℃。

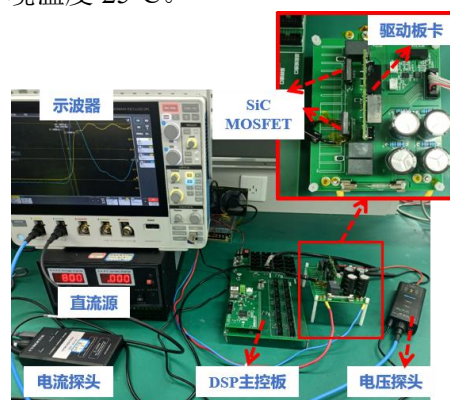
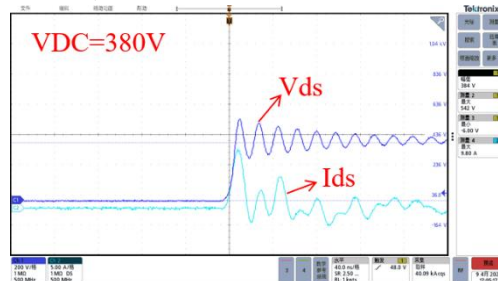
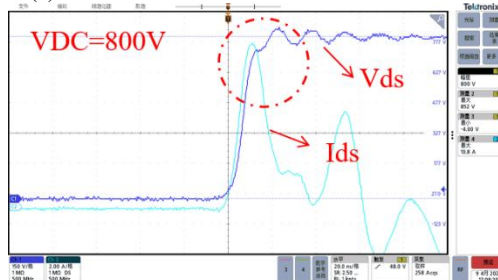


图 2 DRB 测试平台实物图

如图 3 所示，分别是 380V、800V 母线电压下的下管 V_{ds} 与 I_{ds} 实测波形。



(a)VDC=380V 时下管的 V_{ds} 波形与 I_{ds} 波形



(b)VDC=800V 时下管的 V_{ds} 波形与 I_{ds} 波形

图 3 不同母线电压时下管 V_{ds} 与 I_{ds} 实测波形

母线电压 V_{DC} 较低时，波形表现为理想的单斜率上升， V_{ds} 与 I_{ds} 相位一致，无明显斜率突变，应力施加连续。随着母线电压增大，波形发生显著畸变， V_{ds} 上升沿出现明显的动态应力非均匀现象，表现为电压上升速率先快

后慢。在 V_{ds} 达到峰值前，斜率明显放缓，形成一段平缓的斜坡（红圈区域），随后趋于稳定。漏源电流 I_{ds} 在达到峰值后迅速衰减，甚至出现反向震荡。

3 基于双频率振荡理论的双回路非线性建模

3.1 去耦电容的作用与双回路的形成

直流母线两端并联高频去耦电容 C_{dec} 是主动式 DRB 测试平台不可或缺的元器件，其核心作用贯穿于测试的全过程，同时也是双回路结构形成的物理基础，直接决定了 V_{ds} 上升沿的波形特征与畸变的发生可能性。图 4 为 DRB 测试双回路结构示意图。

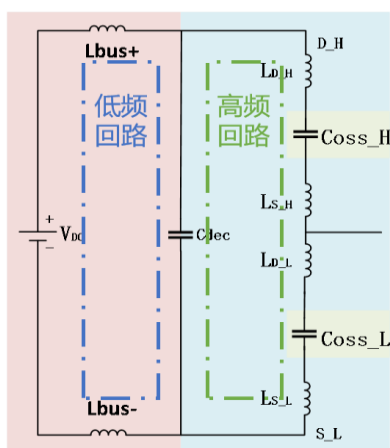


图 4 DRB 测试双回路结构示意图

去耦电容承担着抑制关断电压过冲的核心功能，1200V 耐压的 SiC MOSFET 器件在高速关断过程中，回路中的寄生电感会产生较大的关断电压尖峰。若未配置去耦电容，总换流电感将包含整个直流母线的寄生电感，电压尖峰将远高于器件的额定击穿电压，必然导致器件雪崩击穿损坏。去耦电容通过紧邻功率模块布置，将高频换流路径缩短，总换流电感降低，从而将关断电压尖峰限制在 AQG324 标准规定的 0.8~0.95 倍额定电压范围内，保证测试的安全性。

此外，去耦电容是保证 dV/dt 应力一致性的关键元件。大容量母线电解电容的等效串联电感通常在数百 nH 量级，高频响应特性极差，无法提供 ns 级开关暂态所需的大电流。若仅依靠母线电容供电，开关瞬间母线电压会出现显著跌落，导致不同测试循环的 dV/dt 应力存在较大差异，严重影响 DRB 测试的重复性与可靠性。高频去耦电容的等效串联电感通常较

小，能够在开关瞬间提供瞬时大电流，抑制母线电压跌落，满足 DRB 测试的一致性要求。去耦电容将模块内部的高频换流过程与外部母线的寄生参数隔离开，使得不同测试平台的高频特性趋于一致，保证了 DRB 测试结果的可比性。

3.2 双回路解耦的量化判据

为了定量描述两个振荡回路之间的相互作用关系，定义高频内回路与低频外回路的固有谐振角频率分别为：

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{L_{int} \cdot C_{oss,ser}(v_{ds})}} \quad (1)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{(L_{bus+} + L_{bus-}) \cdot C_{dec}}} \quad (2)$$

式(1)、(2)中， ω_H 为高频内回路固有谐振角频率， ω_L 为低频外回路固有谐振角频率， $C_{oss,ser}(V_{ds})$ 为上下管输出电容的串联等效电容，其值随漏源极电压 V_{ds} 动态变化。 $L_h = L_{int}$ （高频内回路总寄生电感）； $L_{out} = L_{bus+} + L_{bus-}$ （低频外回路总母线寄生电感）。

两个回路的频率比为：

$$k = \frac{\omega_H}{\omega_L} = \sqrt{\frac{L_{out} C_{dec}}{L_h C_{oss,ser}}} \quad (3)$$

低频外回路对总充电电流的贡献为 $I_L/I_H \approx (\omega_L/\omega_H)^2 = 1/k^2$ ，当 $k \geq 10$ 时， $I_L/I_H \leq 1\%$ ，外回路电流可忽略，工程上可以认为两个回路完全解耦。此时外回路近似开路，开关初始暂态过程完全由高频内回路独立主导。

当 $k \geq 10$ 时，两个回路实现完全的频段解耦。若 $k < 10$ ，双回路将处于强耦合状态，低频外回路会及时为高频内回路补充充电能量，电流不会出现提前衰减的现象，因此不会产生斜率畸变。但此时去耦电容的容值过小或母线寄生电感过大，会导致关断电压尖峰严重超标，无法满足 AQG324 标准的要求。

3.3 考虑 C_{oss} 非线性的畸变机理与决定因素分析

SiC MOSFET 的输出电容 C_{oss} 是漏源极瞬时电压 $V_{ds}(t)$ 的强非线性函数，其容值随 V_{ds} 的升高呈幂函数规律骤降。现有研究中普遍采用线性近似的方法，将 C_{oss} 视为常数，这会导致理论计算与仿真结果存在显著偏差。基于电容的电荷存储本质，非线性电容的电流不能简单地表示为电容与电压变化率的乘积，

而应该是电荷对时间的全微分：

$$\begin{aligned} i_{ds}(t) &= \frac{dQ_{oss}(v_{ds})}{dt} \\ &= C_{oss}(v_{ds}) \cdot \frac{dv_{ds}}{dt} + v_{ds} \cdot \frac{dC_{oss}(v_{ds})}{dv_{ds}} \cdot \frac{dv_{ds}}{dt} \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)中，第一项为线性传导电流项，用于抬升 V_{ds} 电压；第二项为非线性位移电流项，对于 SiC MOSFET，位移电流项为负值，会抵消一部分用于抬升 V_{ds} 的充电电流，是波形畸变的核心放大因素，也是现有线性模型忽略的关键部分。本文采用通用幂函数模型描述 C_{oss} 的非线性特性：

$$C_{oss}(v_{ds}) = C_{oss,0} \cdot \left(1 + \frac{v_{ds}}{V_{th,c}}\right)^{-m} \quad (5)$$

式(5)中， $C_{oss,0}$ 为 $V_{ds}=0V$ 时的 C_{oss} 值， $V_{th,c}$ 为电容阈值电压， m 为非线性系数，可精准描述 C_{oss} 随 V_{ds} 的变化规律。

双回路完全解耦后，高频内回路的 KVL 方程为：

$$L_{int} \cdot \frac{di_H(t)}{dt} + R_{total} \cdot i_H(t) + v_{ds}(t) = V_{DC} \quad (6)$$

式(6)中， $i_H(t)$ 为高频内回路电流， R_{total} 为高频内回路总阻尼（含器件导通电阻与线路电阻）， V_{DC} 为直流母线电压。结合非线性电容电流表达式，定义非线性等效电容：

$$\begin{aligned} C_{eq}(v_{ds}) &= \\ C_{oss,ser}(v_{ds}) + v_{ds} \cdot \frac{dC_{oss,ser}(v_{ds})}{dv_{ds}} \end{aligned} \quad (7)$$

可得 V_{ds} 上升斜率与电流的核心关系：

$$\frac{dv_{ds}(t)}{dt} = \frac{i_H(t)}{C_{eq}(v_{ds})} \quad (8)$$

式(8)表明， V_{ds} 的上升斜率不仅与高频内回路电流 $i_H(t)$ 成正比，还与等效电容 $C_{eq}(V_{ds})$ 成反比，而 $C_{eq}(V_{ds})$ 随 V_{ds} 动态变化，因此 V_{ds} 斜率会随 V_{ds} 上升发生非线性变化。

对 V_{ds} 斜率的核心关系式两边求导，可得 V_{ds} 斜率的变化率：

$$\begin{aligned} \frac{d^2 v_{ds}(t)}{dt^2} &= \frac{1}{C_{eq}(v_{ds})} \cdot \frac{di_H(t)}{dt} \\ &- \frac{i_H(t) \cdot \frac{dC_{eq}(v_{ds})}{dv_{ds}} \cdot \frac{dv_{ds}(t)}{dt}}{C_{eq}^2(v_{ds})} \end{aligned} \quad (9)$$

结合高频内回路 KVL 方程，当高频内回

路电流 $i_H(t)$ 达到峰值时， $di_H(t)/dt=0$ ，此时 V_{ds} 斜率的变化率为负值，即 V_{ds} 斜率开始减小，形成斜率畸变。因此， V_{ds} 斜率畸变的物理本质可总结为：双回路完全解耦后， C_{oss} 的充电过程仅由高频内回路的 RLC 欠阻尼振荡提供能量；高频内回路电流在达到峰值后开始衰减，同时 C_{oss} 的非线性导致等效电容 $C_{eq}(V_{ds})$ 随 V_{ds} 上升而减小，进一步加剧 V_{ds} 斜率的下降，最终形成斜率畸变。

因此，高频内回路 RLC 欠阻尼振荡引发的电流提前衰减是畸变的根本原因， C_{oss} 非线性位移电流的抵消效应是斜率畸变的放大因素。

为明确畸变位置的确定因素，需要推导畸变拐点电压（即 V_{ds} 斜率开始骤降的电压）的解析表达式。高频内回路 RLC 欠阻尼振荡的电流表达式为：

$$i_H(t) = I_{peak} \cdot e^{-\zeta_{eq}\omega_d t} \cdot \sin(\omega_d t + \varphi) \quad (10)$$

式(10)中， I_{peak} 为高频内回路电流峰值， ζ_{eq} 为等效阻尼比， ω_d 为阻尼振荡角频率， φ 为初相位。

当达到电流拐点时刻 $t=t_{knee}$ 时， $di_H(t)/dt=0$ ，此时电流达到峰值， V_{ds} 斜率开始骤降，代入 KVL 方程与 V_{ds} 斜率关系式，推导出畸变拐点电压的解析表达式：

$$v_{ds,knee} = V_{dc} \cdot \left(1 - e^{-\pi\zeta_{eq}(v_{ds,knee})}\right) \quad (11)$$

式(11)中， $\zeta_{eq}(v_{ds,knee})$ 为拐点电压处的等效阻尼比，随 V_{ds} 实时变化，是决定斜坡相对位置的核心参数。

C_{oss} 的强非线性与双回路解耦的协同作用，导致斜率畸变位置通常出现在 V_{ds} 上升沿的中间位置，具体可分为三个阶段。根据 C_{oss} 的非线性变化特性，母线电压低时， C_{oss} 容值极大，等效阻尼比 ζ_{eq} 较高，高频内回路电流持续上升， V_{ds} 斜率同步增大，无斜率突变，此阶段无畸变，波形平滑。随着母线电压持续增大， C_{oss} 容值骤降，等效阻尼比 ζ_{eq} 同步减小，双回路逐渐完全解耦，高频内回路电流达到峰值并开始衰减， V_{ds} 斜率同步达到峰值后骤降，斜率畸变出现。母线电压较高时， C_{oss} 容值降至最小值并趋于稳定，等效阻尼比 ζ_{eq} 保持在较低水平，双回路深度解耦，高频内回路电流持续衰减， V_{ds} 保持低斜率缓慢上升。

4 仿真验证与抑制方案对比分析

为验证本文建立的双回路非线性模型的

准确性，基于 LTspice 仿真模型复现了 V_{ds} 上升沿动态应力非均匀畸变现象，系统分析了关键参数对畸变程度的影响规律，并对比了不同抑制方案的优劣势与工程约束。

4.1 仿真平台搭建与双回路解耦机理验证

本文基于 Wolfspice 商用 SiC MOSFET SPICE 模型搭建仿真平台继续验证，图 5 为仿真电路图。母线电压设置为 960V，正负半母线寄生电感均设置为 20nH，去耦电容容值为 500nF，栅极驱动电压为+18V/-5V。

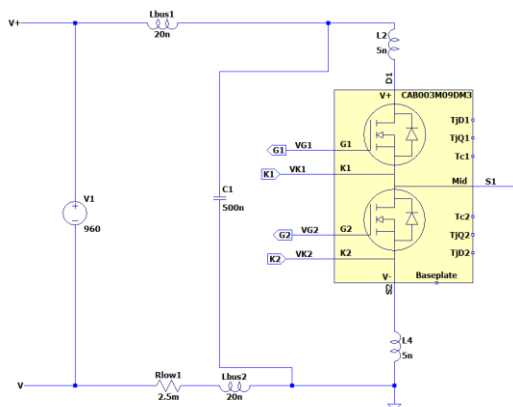


图 5 LTspice 仿真电路图

图 6 清晰地展示了双时间尺度解耦的物理过程。高频内回路电流在 15.10 μ s 左右达到峰值并迅速衰减，主导 ns 级的开关初始暂态，直接决定 V_{ds} 的上升斜率。低频外回路电流则缓慢上升，仅主导 μ s 级的稳态能量补充，对 V_{ds} 上升沿的 ns 级暂态无明显贡献；

二者在时间尺度上完全分离，验证了前文提出的双回路完全解耦理论，也证明了高频内回路 RLC 欠阻尼振荡引发的电流提前衰减是 V_{ds} 斜率畸变的根本原因。

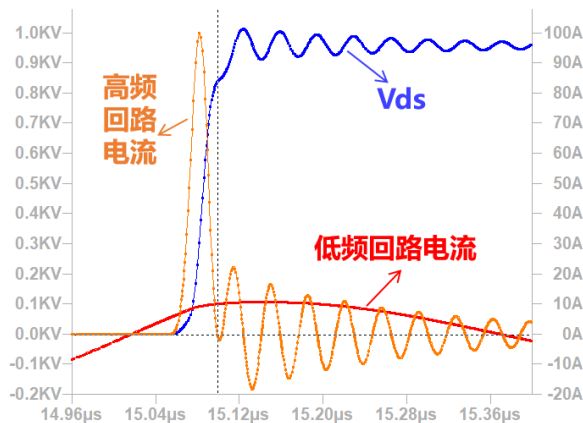


图 6 双回路电流分解与 V_{ds} 波形

4.2 关键参数敏感性分析

基于验证后的仿真模型，本文系统分析了母线电压、去耦电容容值、高频回路寄生电感对畸变程度的影响规律，验证前文的机理分析结论。

利用参数扫描功能，保持其他参数不变的情况下，分别仿真 $V_{DC}=300V$ 、 $400V$ 、 $500V$ 、 $600V$ 、 $700V$ 、 $800V$ 、 $900V$ 、 $960V$ 时的 V_{ds} 波形，结果如图 7 所示。

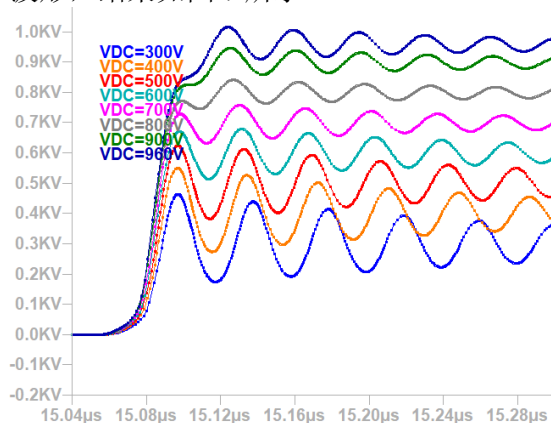


图 7 不同母线电压下的 V_{ds} 仿真波形

仿真结果表明，母线电压是影响畸变程度的最敏感参数，畸变随电压升高呈现出明显的临界触发特性：

当 $V_{DC} \leq 600V$ 时，双回路强耦合， V_{ds} 呈理想单斜率上升，无明显畸变；

当 $V_{DC} = 700V$ 时，进入临界过渡区， V_{ds} 上升末端出现轻微斜率变化；

当 $V_{DC} \geq 800V$ 时，双回路完全解耦，畸变显著出现，且电压越高，拐点电压相对位置越靠前，振荡幅度越大，畸变越严重。

保持 $V_{DC}=960V$ 不变，分别仿真不同 L_{int} 时的 V_{ds} 波形，结果如图 8 所示。

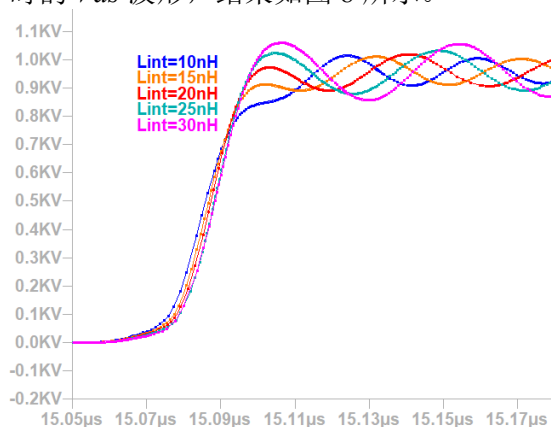


图 8 不同高频回路寄生电感的 V_{ds} 仿真波形

仿真结果表明，高频回路寄生电感是抑制畸变最有效的参数，增大 L_{int} 可显著消除 V_{ds}

斜率畸变。同时,仿真结果显示,当 $L_{int}=30\text{nH}$ 时,关断电压尖峰为 1110V 左右,符合AQG324标准要求。因此,虽然调整高频回路寄生电感能够有效延后高频电流拐点,并且不会导致 V_{ds} 变化率 dV/dt 降低,但存在电压过冲超限的风险,需在设计中严格控制电感的取值范围。

同样,保持 $V_{DC}=960\text{V}$ 不变,分别仿真不同 C_{dec} 时的 V_{ds} 波形,结果如图9所示。

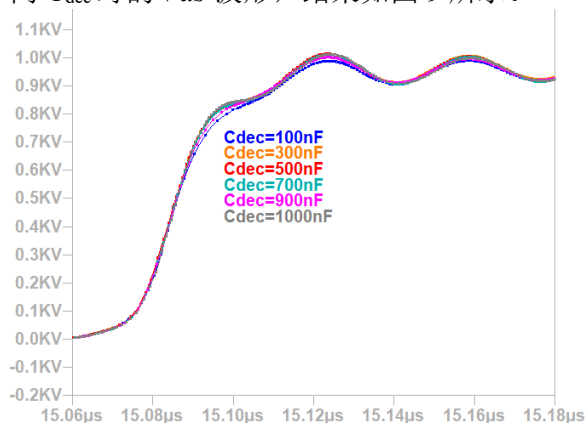


图9 不同容值 C_{dec} 的 V_{ds} 仿真波形

仿真结果表明,当去耦电容容值大于临界值时,改变容值对 V_{ds} 波形畸变无显著影响;当容值小于临界值时,频率比 $k<10$,双回路进入强耦合状态,畸变会完全消失,但此时关断电压尖峰将超过 1200V ,不符合AQG324标准要求。

此外,为了改变高频回路的阻尼比,延后高频电流的衰减时间,尝试在高频回路串联阻尼,即串联了 0.5Ω 的电阻,仿真结果如图10所示。

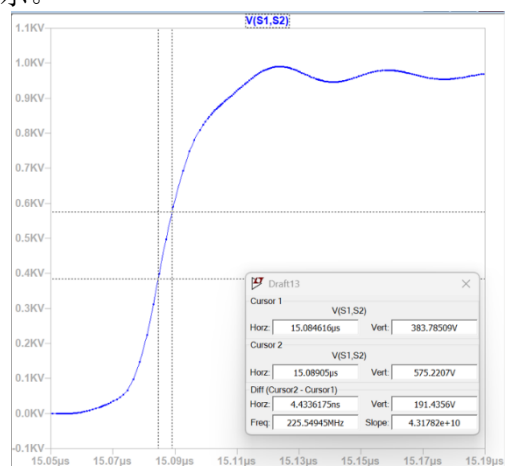


图10 高频回路串联 0.5Ω 电阻后的 V_{ds} 仿真波形

仿真结果显示,串联阻尼电阻方案虽然工程实现简单,消除了畸变,但会显著降低 V_{ds} 斜率。串联了 0.5Ω 的电阻前后,

$40\%V_{DC}\sim 60\%V_{DC}$ 区间内的 dV/dt 由 48.5V/ns 降低至 43.2V/ns ,不符合DRB测试的要求。

5 结论与展望

本文针对主动式DRB测试中 V_{ds} 上升沿斜率畸变问题,建立了考虑 C_{oss} 强非线性的双回路解耦模型,揭示了畸变产生的物理机制,量化分析了关键参数的影响规律,并通过仿真验证了理论分析的正确性。主要结论如下:

①去耦电容引入的双回路完全解耦是畸变发生的必要前提。当频率比 $k\geq 10$ 时,低频外回路对高频暂态无贡献, C_{oss} 充电仅由高频回路RLC欠阻尼振荡提供能量,电流提前衰减导致 V_{ds} 斜率骤降。 C_{oss} 的强非线性特性会显著放大这一效应,使畸变出现在 V_{ds} 上升沿的中间位置。

②母线电压是影响畸变的最敏感参数,畸变随电压升高呈现临界触发特性。当母线电压超过一定值时, C_{oss} 容值骤降,双回路进入完全解耦状态,畸变显著出现。高频回路寄生电感是抑制畸变最有效的参数,将其控制在合理范围内,可在满足关断过冲要求的同时,有效消除 V_{ds} 斜率畸变。

③本文对比了不同抑制方案,适当增加高频回路寄生电感是在关断电压尖峰满足标准要求的前提下能够实现不降低 dV/dt 、不引入额外损耗的解决方案。

本文明确了DRB测试中 V_{ds} 斜率畸变的产生机理,为解决可靠性测试中的应力一致性问题提供了理论支撑。后续将通过DRB实验平台完成实验验证,并进一步研究多芯片并联模块中的波形畸变与动态均流特性。

参考文献

- 曲泽龙,孙鹏,程旭,等.集成并联多芯片电流分布测量的SiC半桥功率模块[J].中国电机工程学报,2026,46(04):1551-1561.
- 张浩涵,邓二平,吴立信,等.SiC MOSFET动态栅极应力高精度测量技术[J/OL].半导体技术,1-10[2026-04-11].
- Z. Xia, et al. SiC MOSFET Gate-Oxide and SiC/SiO₂ Interface Defect Charge Movement Based on the Hi-Lo CISS-VG Method Under HTGB Stress[J]. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, vol. 26, no. 1, pp. 24-30, March 2026.
- 杜泽晨,吴沛飞,桑玲,等.高温可靠性试验对SiC MOSFET特性参数的影响[J].半导体技术,2021,46(04):330-336.
- 左璐巍,辛振,蒙慧,等.动态高温反偏应力下的SiC MOSFET测试平台及其退化机理研究[J].电源学报,2024,22(03):211-219.
- V. Mulpuri, et al. Dynamic Reverse Bias Reliability

- Testing of SiC MOSFETs, 2025 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS), Monterey, CA, USA, 2025, pp. 1.
- 7 L. Kong et al. 1200V SiC MOSFETs Under Dynamic Reverse Bias Testing in High-Temperature and High-Frequency Environments, 2025 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), Beijing, China, 2025, pp. 1-5.
 - 8 ECPE. Qualification of power modules for use in power electronics converter units in motor vehicles: AQG 324: 2025 [S/OL]. (2025-03-31) .
 - 9 Z. Wei et al. Capacitance Degradation of SiC MOSFETs Under Dynamic Reverse Bias Stress: Displacement Current-Induced Charge Injection and JFET Design Optimization, 2025 37th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), Kumamoto, Japan, 2025, pp. 601-604
 - 10 H. Yu et al. Repetitive-Avalanche-Induced Degradation in 1.2-kV SiC Trench-Gate MOSFETs and a Practical R-UIS-Based Screening Method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 41, no. 6, pp. 8857-8868, June 2026.

作者简介

童紫扬：男，2000 年 12 月生，博士生。研究方向为功率半导体可靠性。