湖南理工职业技术学院

刘偲艳同志评审高教系列

电气工程专业副教授职务

职称评审材料二

二〇二六年九月

CS 扫描全能王

评审材料目录（二）

年　月　日

序号	材　料　名　称	份数	页　码
1	专业技术职称评审表	2	单独装订
2	个人述职报告	1	1-11
3	个人述职评议情况表	1	12-18
4	奖励证书复印件	1	19-41
5	代表作（原件）	2	单独装订
6	其他论文原件（复印件）	1	42-174
7	科研项目及鉴定材料	1	175-193
8	服务基层材料	1	194-218
9	教案（评审教师系列需提供）	1	单独装订
10	教学考核材料（评审教师系列需提供）	1	单独装订
11	教学工作量（评审教师系列需提供）	1	220-232
12	综合材料	1	233-284
13	外语考试成绩单复印件	1	286
14	计算机考试证书复印件	1	286-287
15	继续教育学时认定单原件	1	288
16	其它材料	1	289-324
17	成果公报	1	325-338

CS 扫描全能王

详细目录

一、专业技术职称评审表（单独装订）.....1
二、个人述职报告.....1
三、个人述职评议情况表.....12
四、奖励证书复印件.....19
奖励证书汇总.....19
1、2023年获评湖南理工职业技术学院“骨干教师”，2024年获评湖南理工职业技术学院“教学名师”。.....20
2024年教学名师经费文件.....21
2、全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛一等奖.....21
3、2021年省级教学能力比赛选拔赛三等奖。.....23
4、2023年第六届教学比武三等奖。.....24
5、湖南理工职业技术学院“2022年度优秀教育工作者”。.....24
6、湖南理工职业技术学院2022年度绩效考核一等奖。.....25
7、湖南理工职业技术学院“2024年度优秀教育工作者.....27
8、湖南理工职业技术学院“2021年度优秀教育工作者”。.....28
9、湖南理工职业技术学院2021年度绩效考核一等奖。.....29
10、湖南理工职业技术学院“2021年优秀共产党员”。.....29
11、湖南理工职业技术学院“2020-2021学年优秀教师”。.....30
12、湖南理工职业技术学院“2020年进步一等奖”。.....31
13、湖南理工职业技术学院2020年度绩效考核一等奖。.....31
14、湖南理工职业技术学院“2019年度工会积极分子”.....33
15、湖南理工职业技术学院2023年度绩效考核二等奖.....34
16、湖南理工职业技术学院2024年度绩效考核一等奖.....34
17、湖南理工职业技术学院“2024年优秀共产党员”.....35
19、全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛一等奖.....36
20、《第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类》一等奖.....37
21、《第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类》三等奖.....38
22、第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类团体赛.....39

CS 扫描全能王

23、2024 年获 第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛 电子类 优秀指导老师 二等奖.....39
23、全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛“优秀指导老师”。.....40
24、2024 年湖南省大学生电子设计竞赛 二等奖.....40
五、代表作（原件分开装订）.....42
1、代表作 1：《不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制》，在电力系统及其自动化学报发表，中科协 T2。.....42
2、代表作 2：《基于 FDC 氢燃料电池堆在线智能监测系统》，在储能科学与技术发表，中科协 T2.....42
3、2025 版电气工程领域高质量科技期刊分级目录.....42
六、其他论文/专利/标准原件（复印件）.....46
其他论文汇总.....46
1、论文《氢燃料汽车双向 DC-DC 变换器改进模型预测控制》在中科协 T2/CSCD 期刊《储能科学与技术》发表.....47
2、论文《不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制》在中科协 T2/CSCD 期刊《电气工程学报》发表.....58
3、论文《基于分数阶 MARS 无传感器 PMSM 迭代学习控制》在中科协 T3 期刊《电气传动》发表.....70
4、论文《氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略》在中科协 T3 期刊《电气技术》发表.....79
5、论文《新型八开关三电平飞跨电容逆变器及其控制策略》在中科协 T3 期刊《电气技术》发表.....87
6、论文《基于不固定直流母线电压分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法》在国家级期刊《太阳能》发表.....91
7、论文《并网逆变器改进型模型预测直接功率控制》在国家级期刊《电工技术》发表 101
8、论文《PSIM 仿真在电源变换技术课程应用研究》在国家级期刊《外文科技期刊数据库（文摘版）教育科学》发表.....107
9、论文《Three- phase four- level inverter with capacitor voltage self- balancing and high DC- voltage conversion ratio》在 SCI 四区期刊《Journal of Power Electronics》发表.....110
10、论文《Model predictive flexible power control for grid-connected inverter under unbalanced network》在 SCI 二区期刊《IET Power Electronics》发表.....121
11、论文《双碳目标下 “电源变换技术”课程教学改革探讨》在国家级期刊《科技风》发表.....132

CS 扫描全能王

12、论文《“双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革》在国家级期刊《科研成果与传播》发表 138
15、对湖南职教品牌发展的探讨 150
16、“1+X”证书制度下高职院校光伏类专业“课证融合”的教学改革研究与实践 156
17、全国性团体标准《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》，公开发表 159
18、发明专利《一种混合储能光伏发电控制方法及系统》在国家知识产权局授权 168
七、科研项目及鉴定材料 175
科研项目汇总 175
1、主持湖南省自然科学研究项目：基于 FDC 氢燃料电池堆状态在线智能监测研究 176
2、主持湖南省教育教学改革项目：“双碳”目标下电源变换技术课程改革及实践 178
立项文件 178
3、基于新型电力电子器件的 5G 高性能通信电源研究 181
4、主持湖南省教育厅研究项目：氢燃料电池汽车系统中双向 DC-DC 变换电路研究 183
5、主持省工程实验室专项课题：基于模型预测控制并网逆变器三相电网电压不平衡研究。 185
6、主持院级教学教改课题：基于 PSIM 新能源电源变换技术教材仿真研究。 187
7、2024 年校级平台课题 189
10、参与湖南省教育厅科学研究项目：不平衡负载下孤岛微电网电压平衡控制策略研究，立项文件 191
11、参与湖南省教育厅科学研究项目：光储充一体化电站容量优化配置的研究，立项文件 192
12、参与湘潭市指导性科技计划项目：光储充一体化电站容量优化算法研究，立项文件 192
八、服务基层材料 194
基层服务项目汇总 194
1、参与横向项目 BIPV 组件参与 2024 年“楚怡”名师工作室（光伏智能运维工作室）建设项目及系统产品开发， 195
2、参与横向项目郴州市安仁县“十四五”新能源规划服务项目 197
3、蓝山粤电光伏组件功率与 EL 测试技术服务 200
4、鹤城区风光储充协同一体化发展课题研究项目 204
证明 204
5、混合储能光伏发电控制装置开发项目 207
6、基于 RT304AG100W 路灯电源开发项目 209
7、美缝剂生产线智能化升级项目 211

CS 扫描全能王

8、云煤 110kV 升压站扩建工程设计服务合同.....213
9、参与横向项目赫山区屋顶分布式光伏开发试点方案.....216
九、教案（评审教师系列需提供 单独装订）.....219
十、教学考核材料（评审教师系列需提供 单独装订）.....219
十一、教学工作量（评审教师系列需提供）.....220
1、2019 年上学期教学工作量表.....220
2、2019 年下学期教学工作量表.....220
3、2020 年上学期教学工作量表.....221
4、2020 年下学期教学工作量表.....222
5、2021 年上学期教学工作量表.....223
6、2021 年下学期教学工作量表.....224
7、2022 年下学期教学工作量表.....225
8、2023 年上学期教学工作量表.....226
9、2023 年下学期教学工作量表.....227
10、2024 年上学期教学工作量表.....228
11、2024 年下学期教学工作量表.....229
12、2025 年上学期教学工作量表.....230
13、2025 年下学期教学工作量表.....231
14、2026 年上学期教学工作量表.....232
十二、综合佐证材料.....233
平台建设、课程建设、专业建设项目汇总.....233
1、参与光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室 2019 年评价工作，2021 年评价工作，2023 年评评价工作.....234
2、光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室 CMA 资质建设项目，认定省级建设项目237
3、参与湖南省职业教育行动高水平教师队伍建设项目——“楚怡”工坊；.....243
4、参与光伏工程技术专业人才培养方案并获省级优秀.....247
5、参与湖南省职业教育专业教学资源库《光伏发电技术与应用教学》.....250
6、参与“楚怡”高水平专业群建设.....252
7、参与 2025 年湖南省职业教育行动高水平教师创新队伍建设项目风力发电；.....256
8、参与 2025 年湖南省职业教育创新团队建设项目光伏工程技术专业；.....258
9、参与 2024 年“楚怡”名师工作室（光伏智能运维工作室）建设项目.....260
10、主持《电源变换技术》院级精品在线开放课程培育项目.....262
8、主持《电源变换技术》院级课程思政培育项目.....264

CS 扫描全能王

9、2023 年《电源变换技术》认定为省级一流核心课程（线下）.....266
10、湖南省骨干教师建设项目.....269
11、参与《光伏产品设计与制作》省级精品课程建设.....271
12、参与《光伏产品设计与制作》省级精品课程建设.....272
13、《光伏产品设计与制作》教材主编.....274
14、经学校同意出版的教材《电源变换技术.第二版》校级资助项目立项文件.....284
十三、外语考试成绩单复印件.....286
十四、计算机考试证书复印件.....286
十五、继续教育学时认定单原件.....288
十六、其他材料 论文真实性查询材料.....289
真实性查询材料汇总表.....289
1、参评人员论文、专著、科研课题等材料的真实性查询证明.....290
2、论文《不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制》查重报告.....294
3、基于《FDC 氢燃料电池堆在线智能监测系统 》查重报告.....296
4、论文《氢燃料汽车双向 DC-DC 变换器改进模型预测控制》查重报告.....299
5、论文《不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制》查重报告.....303
6、论文《基于分数阶 MARS 无传感器 PMSM 迭代学习控制》查重报告.....306
7、论文<氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略>查重报告.....309
8、论文《新型八开关三电平飞跨电容逆变器及其控制策略》查重报告.....313
9、论文《基于不固定直流母线电压分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法》查重报告314
10、论文《并网逆变器改进型模型预测直接功率控制》查重报告.....316
11、论文《PSIM 仿真在电源变换技术课程应用研究》查重报告.....318
12、论文《双碳目标下“电源变换技术”课程教学改革探讨》查重报告.....320
13、论文《双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革》查重报告.....323
十七、成果公报.....326

CS 扫描全能王

四、奖励证书复印件

奖励证书汇总

序号	获奖名称	份数	页码
1	2023 年获评湖南理工职业技术学院“骨干教师”，2024 年获评湖南理工职业技术学院“教学名师”。	2	20-21
2	全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛一等奖	1	21-23
3	2021 年省级教学能力比赛选拔赛 三等奖	1	23
4	2023 年第六届教学比武 三等奖	1	24
5	湖南理工职业技术学院“2022 年度优秀教育工作者”	1	24
6	湖南理工职业技术学院 2022 年度绩效考核一等奖	1	25-26
7	湖南理工职业技术学院“2024 年度优秀教育工作者、2024 年度嘉奖	2	27
8	湖南理工职业技术学院“2021 年度优秀教育工作者	1	28
9	湖南理工职业技术学院 2021 年度绩效考核一等奖	1	29
10	湖南理工职业技术学院“2021 年优秀共产党员”	1	29
11	湖南理工职业技术学院“2020-2021 学年优秀教师”	1	30
12	湖南理工职业技术学院“2020 年进步一等奖”	1	31-32
13	湖南理工职业技术学院 2020 年度绩效考核一等奖”	1	31-32
14	湖南理工职业技术学院“2019 年度工会积极分子”	1	33
15	湖南理工职业技术学院 2023 年度绩效考核二等奖	1	34
16	湖南理工职业技术学院 2024 年度绩效考核一等奖	1	35
17	湖南理工职业技术学院“2024 年优秀共产党员”、工会积极分子	2	35
18	全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛一等奖	1	36
19	第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类 一等奖	1	37
20	第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类 三等奖	1	38
21	第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类团体赛	1	39
22	2024 年获 第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类 优秀指导老师 二等奖	1	39
23	全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛“优秀指导老师”	1	40
24	2024 年指导学生获 2024 年湖南省大学生电子设计竞赛 二等奖	1	40
25	中级双师	1	41

CS 扫描全能王

1、2023 年获评湖南理工职业技术学院“骨干教师”，2024 年获评湖南理工职业技术学院“教学名师”。

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2023〕78 号

关于 2023 年度校级骨干教师评选结果的通知

各部门、各单位：

为进一步加强我校师资队伍建设，优化师资队伍结构，保证教师队伍梯队的建设和发展，带动教师队伍整体水平的提高，建设一流师资队伍，充分发挥骨干教师的引领、示范和辐射作用，根据《湖南理工职业技术学院骨干教师认定与管理办法》（湘理职院〔2019〕35 号）规定，学校开展了 2023 年骨干教师评选工作。

经个人申报，教学单位推荐，资格审查，学校专业建设与教学指导专门委员会评审，校内公示无异议，2023 年 11 月 [illegible] 校长办公会审议通过，郭娜等 14 名教师为学校 2023 年度校级骨干

— 1 —

附件

湖南理工职业技术学院
2023 年度校级骨干教师名单

[illegible] 娜 周艳芳 胡争艳 姜 鹏 吴爱华 陈根能
肖秀荣 刘偲艳 汤秋芳 李 晖 杨 菲 黄国庆
成 青 赵 奇

湖南理工职业技术学院 组织人事部
复印件与原件一致

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2024〕58 号

关于公布 2024 年度校级教学名师和骨干教师遴选结果的通知

各部门、各单位：

为落实学校“四一两全”战略定位，持续加强师资队伍建设，传承发扬“爱国、求知、创业、兴工”的“楚怡”职业教育精神，充分发挥名优教师的引领、示范和辐射作用，根据《湖南理工职业技术学院教学名师认定和管理办法》（湘理职院〔2023〕56 号）和《湖南理工职业技术学院骨干教师认定与管理办法》（湘理职院〔2019〕35 号）文件要求，学校开展了 2024 年教学名师和骨干教师遴选工作，经个人申报、教学单位推荐、资格审查、学校专业建

— 1 —

附件

湖南理工职业技术学院
2024 年度校级教学名师和骨干教师名单

一、2024 年度校级教学名师名单

段文杰 刘偲艳 成 青 兰俊才

CS 扫描全能王

2024年教学名师经费文件

序号	项目编号	项目来源类型	项目名称	项目负责人	参加人员	建设年限	立项文号	学校建设经费金额（万元）
4	HBZY2401	湖南省职业教育“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目	“楚怡”教学名师	王建华	/	2024-2026	《湖南省教育厅关于公布2024年湖南省职业教育“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目遴选结果的通知》	3
5	HBCY2403	湖南省职业教育“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目	“楚怡”教学名师	葛 庆	/	2024-2026	《湖南省教育厅关于公布2024年湖南省职业教育“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目遴选结果的通知》	3
6	LGJXMS2401	湖南省“三高四新”“计划”高校优秀思想政治工作骨干培养项目	名师工作室	彭军林	/	2024-2027	湘教工委通〔2024〕20号	3
7	LGJXMS2401	湖南理工职业技术学院教学名师项目	校级教学名师	段文杰	/	2024-2027	湘理职院〔2024〕58号	1
8	LGJXMS2402	湖南理工职业技术学院教学名师项目	校级教学名师	刘德艳	/	2024-2027	湘理职院〔2024〕58号	1

2、全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛一等奖

本赛事成功纳入《全国普通高校教师教学竞赛分析报告（2012-2025年）》全国教师教学竞赛遴选清单，为B类赛事。

《全国普通高校教师教学竞赛分析报告（2012-2025年）》纳入竞赛清单

序号	赛事名称	主办单位
1	全国高校青年教师教学竞赛	中华全国总工会、教育部
2	全国高校思政课教学展示活动	教育部办公厅
3	全国高校辅导员素质能力提升骨干训练营	教育部思想政治工作司
4	全国普通高等学校美术教育专业教师基本功展示	教育部体育卫生与艺术教育司
5	全国普通高等学校音乐教育专业教师基本功展示	教育部体育卫生与艺术教育司
6	全国高校教师教学创新大赛	中国高等教育学会
7	“外教社杯”全国高校外语教学大赛	上海外国语大学
31	全国高校人工智能教师教学创意竞赛	中国人工智能学会
32	全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛	教育部高等学校电气类专业教学指导委员会、中国电工技术学会

扫描全能王

全国高校电气类专业
青年教师实践教学设计创新大赛

证　书

为表彰“第三届全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛决赛”获奖者，特颁发此证书。

赛项名称：新能源系统综合应用竞赛

获 奖 人：刘佩艳

学　　校：湖南理工职业技术学院

获奖等级：全国一等奖

证书编号：20243003-1

主办单位：
教育部高等学校电气类
专业教学指导委员会
中国电工技术学会

全国高校电气类专业青年教师
实践教学设计创新大赛组委会
2024年11月

全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛组委会

关于公布第三届全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛决赛获奖名单的通知

各参赛院校：

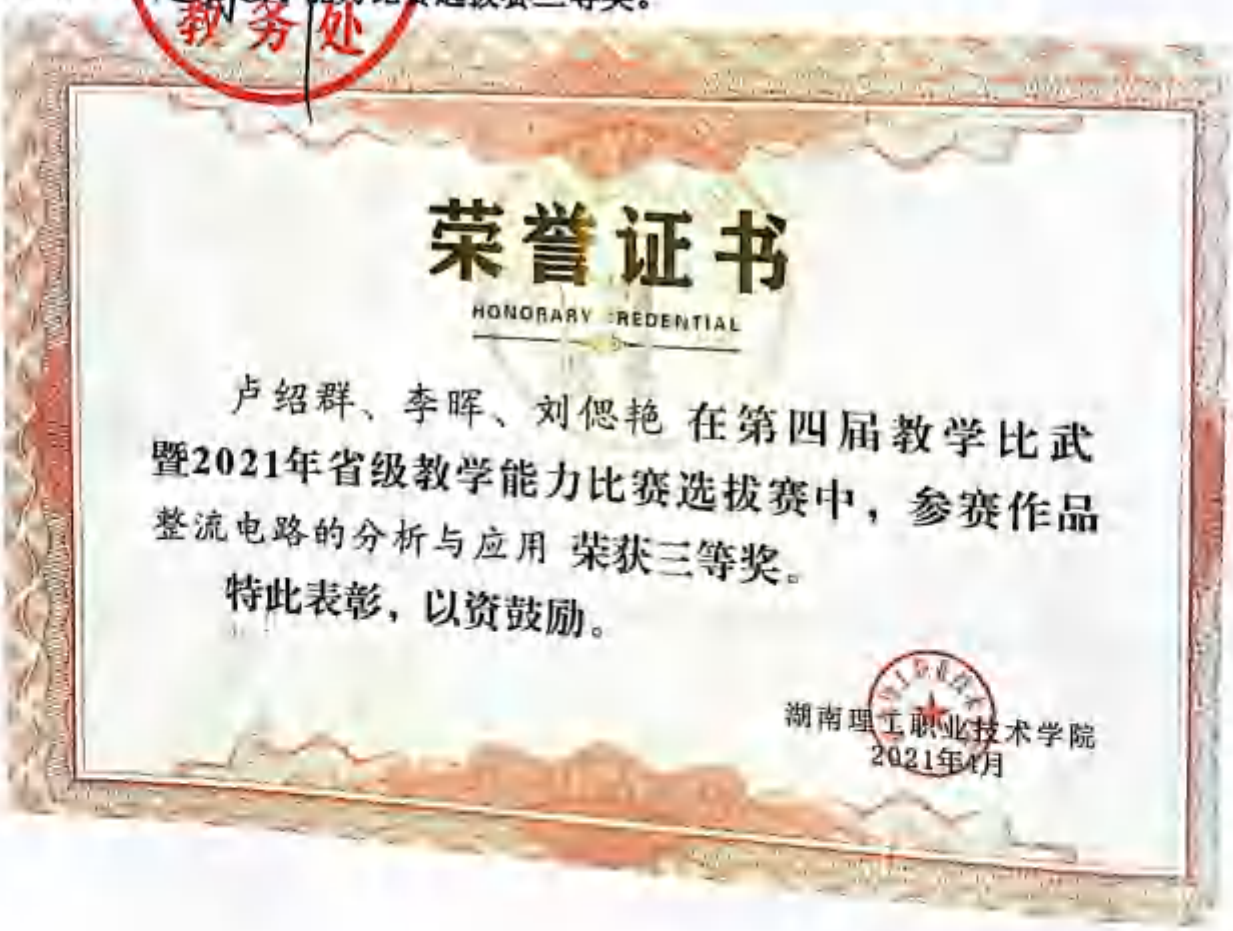
教育部高等学校电气类专业教学指导委员会与中国电工技术学会联合主办的第三届全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛决赛于2024年11月14日至17日圆满完成“电气自动化系统创新设计竞赛”、“电气控制系统综合应用竞赛”、“新能源系统综合应用竞赛”、“电工电子技术应用竞赛”、“电力电子技术工程应用竞赛”、“智能电气技术应用竞赛”和“数字化课程资源开发竞赛”七个赛项的比赛。经公示和大赛组委会审定，现将本届大赛决赛获奖选手名单予以发布并对作出突出贡献的单位予以表彰。名单如下：

CS 扫描全能王

赛项 2.2 新能源系统综合应用竞赛获奖名单

序号	获奖单位名称	获奖人	获奖等第
1	锡林郭勒职业学院	乌兰、李丹洋	一等奖
2	广东农工商职业技术学院	温锦辉、刘伟	一等奖
3	湖南理工职业技术学院	刘偲艳、刘阳京	一等奖
4	南通理工学院	许亚军、潘丽平	一等奖
5	单县职业中等专业学校	张璇、孙贺	一等奖
6	无锡宏源技师学院	王柯、陈咨淇	二等奖
7	南京理工大学紫金学院	张文雅、王彬彬	二等奖
8	徐州工程学院	常家森、韩成春	二等奖
9	南京理工大学紫金学院	李鑫、卢艺	二等奖

3、2021年省级教学能力比赛选拔赛三等奖。



荣誉证书

HONORARY CREDENTIAL

卢绍群、李晖、刘偲艳 在第四届教学比武暨2021年省级教学能力比赛选拔赛中，参赛作品整流电路的分析与应用 荣获三等奖。

特此表彰，以资鼓励。

湖南理工职业技术学院

2021年4月

扫描全能王

4、2023 年第六届教学比武三等奖。

获奖证书

汤秋芳、周唯、刘阳平、刘偲艳在第六届教学比武中，参赛作品光伏电站运行与维护荣获三等奖。

特发表彰，以资鼓励。

湖南理工职业技术学院

2023年3月

5、湖南理工职业技术学院“2022 年度优秀教育工作者”。

荣誉证书

HONORARY CREDENTIAL

刘偲艳同志：

被评为 2022 年度优秀教育工作者，特发此证，以资鼓励。

2023年3月1日

复印件与原件一致

6、湖南理工职业技术学院2022年度绩效考核一等奖。

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2023〕21号

关于2022年度绩效考核奖和考核评定结果的通报

各部门、各单位:

根据学校《绩效考核办法》(湘理职院〔2021〕96号)、《2022年绩效考评指标》(湘理职院〔2021〕96号)、《教师工作业绩考核办法(修订)》(湘理职院〔2021〕99号)、《辅导员工作考核办法》(湘理职院〔2021〕98号)和《专兼职研究人员考核办法》(湘理职院〔2020〕103号)等文件要求,及2022年绩效考核情况,经党委会审定,现对获得2022年度绩效考核奖的部门、单位和个人,获得2022年度记功、嘉奖的个人及考核评定结果予以通报。希望获得奖励的部门、单位和个人再接再厉,希望全体教职工向先进看齐,努力工作,为学校实现"四一两全"战略定位和目标任务作出更大的贡献。

特此通报。

附件:2022年度绩效考核奖及考核评定结果

湖南理工职业技术学院

2023年5月9日

CS 扫描全能王

（三）管辅人员

副科级：

一等奖：朱文明、胡　萍、李　慧

二等奖：张腾洲、朱菁菁、郭亚婧、张　麟、文　星、晏存育

三等奖：殷　符、李季甫、唐永兴、李珮华、刘　婵、张焱茜

科　员：

一等奖：曹　辉、焦　萍、沈　亚、宁林杰、李戈宁、曾大丁、
余圣芳、刘偲艳、杨　昉、肖　琨、谢　旺

二等奖：朱　莉、唐　娟、颜秀文、周　娜、李程畅、刘　灿、
张　扬、贺　铃、彭　旭、王　康、李　云、段小玲、
李　鑫、沈清波、王　娟

三等奖：赵　红、刘希悦、郭德川、彭文辉、刘蓝瑾、王祥斌、
肖　烨、刘文军、唐启贤、吴鸿红、李典皓、肖　珺、
周冠兰、彭理尚

（四）专任教师

一等奖：彭军林、田拥军、兰俊才、刘　堃、邹连方、邓京闻、
胡建强、刘阳京、廖慧娟、周　唯、陶　肖、杨　菲、
吴爱华、孙燕荣、胡　灿、胡　盼

二等奖：周　啸、易　铮、向云南、陈筱莉、成　青、黄国庆、
丁佳慧、唐建华、海　源、刘艳云、贺旖琳、陈揆能、
钟　永、姜　鹏、胡明先、刘石磊、贺　炜、谢　娟、
张晓玲、代　锋、黄　利、贾秀波、丁　琪、邱佳意、

湖南人职业技术学院 组织人事部
复印件与原件一致

CS 扫描全能王

7、湖南理工职业技术学院“2024年度优秀教育工作者”、2024年度嘉奖

荣誉证书

刘偲艳：

被评为2024年度优秀教育工作者，特发此证，以资鼓励。

湖南理工职业技术学院

2025年9月

刘偲艳同志：

在 2024年度 工作中做出突出贡献，给予嘉奖。

颁奖单位（盖章）

二〇二五年 月

8、湖南理工职业技术学院“2021年度优秀教育工作者。

荣誉证书

HONORARY CREDENTIAL

刘偲艳同志：

被评为2021年度优秀教育工作者，特发此证，以资鼓励。

2022年9月8日

湖南理工职业技术学院 组织人事部

复印件与原件一致

9、湖南理工职业技术学院 2021 年度绩效考核一等奖。

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2022〕30 号

湖南理工职业技术学院
关于 2021 年度绩效考核奖和考核评定结果的通报

各部门，各单位：

根据《绩效考核办法》（湘理职院〔2021〕96 号）文件，以及 2021 年绩效考核情况，经党委会审定，现对获得 2021 年度绩效考核奖的部门、单位和个人及考核评定结果予以通报，希望获得考核奖的部门、单位和个人再接再厉，希望全体教职工向先进看齐，努力工作，为学院实现“四个一流”目标作出更大的贡献。

特此通报。

（三）管辅人员

副科级：

一等奖：胡萍，李婷

二等奖：陈扬芳，杨小英，晏存育，文星，朱礼

三等奖：刘雨露，唐永兴，张焱茜，李丽莎，罗万，朱文明

科员：

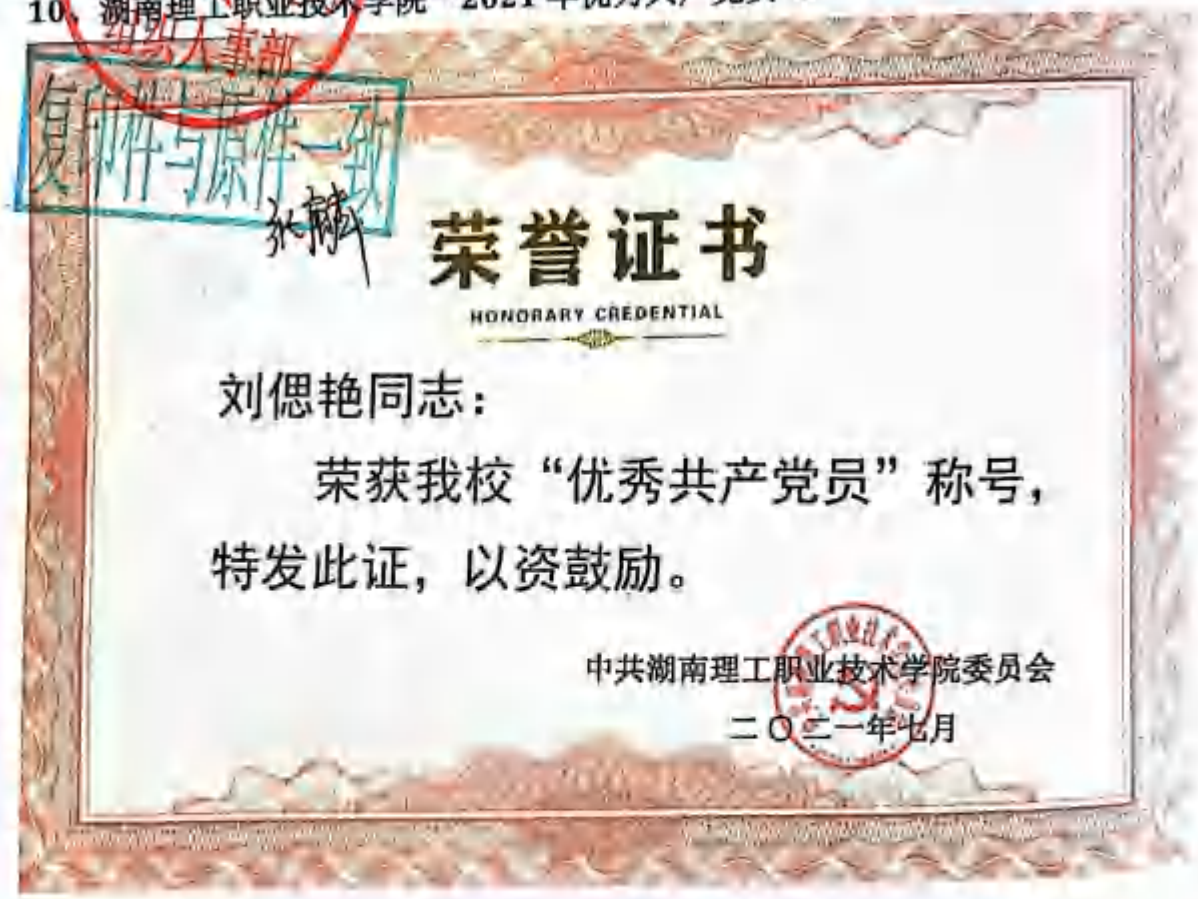
一等奖：肖珺，江源，刘杨静，杨梅芳，周娜，沈亚，郭亚婧，朱莉，彭理尚，余圣芳，刘偲艳，杨玲

二等奖：赵凯，谭强，李骐华，张扬，谢艳，赵红，肖尚庭，李云，张腾测，贺铃，李程畅，曾弋丁，颜秀文，朱帅，扶敏捷，王康，沈清波，马任兰

三等奖：彭旭，焦萍，戴承宗，许曦予，蒋金龙，李季甫，朱菁菁，刘乐，周冠兰，王卉，段小玲，黄冲，唐丹飞，仲诚诚，刘佳诗，王娟

（四）专任教师

10、湖南理工职业技术学院“2021 年优秀共产党员”。



CS 扫描全能王

11、湖南理工职业技术学院“2020-2021学年优秀教师”。

荣誉证书

HONORARY CREDENTIAL

刘偲艳同志：

被评为2020-2021学年优秀教师，特发此证，以资鼓励。

2021年9月10日

湖南理工职业技术学院 组织人事部

复印件与原件一致

张婵

CS 扫描全能王

12、湖南理工职业技术学院“2020年进步一等奖”。

13、湖南理工职业技术学院2020年度绩效考核一等奖。

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2021〕49号

湖南理工职业技术学院
关于表彰2020年度绩效考核奖的决定

各部门、各单位:

根据《绩效考核办法》(湘理职院〔2020〕66号)文件，以及2020年绩效考核情况，经党委会审定，现对获得2020年度绩效考核奖的部门、单位和个人予以表彰。希望受表彰对象再接再厉，希望全体教职工向先进看齐，努力工作，为学院实现“四个一流”目标作出更大的贡献。

特此通报。

— 1 —

附件：2020年度绩效考核奖名单

湖南理工职业技术学院

2021年6月24日

CS 扫描全能王

赵凯、王卉、王祥斌、刘文军、李珮华、徐娴、杨梅芳

平均奖：王鹏

（六）2020年度专任教师绩效考核奖

一等奖：田拥军、周艳芳、颜爱平、刘阳京、易铮、胡争艳、周斯婧、兰俊才、向云南、姜鹏、李雅倩、刘偲艳

二等奖：彭军林、黄国庆、邓总纲、海源、李艳、陈黎明、刘堃、刘艳云、周唯、杨菲、贾秀波、汤秋芳、贺旖琳、王续璋、郭清华、贺炜、吕爽、陈斯、尹晖、廖薇、高瑜琴、谭勇

三等奖：雷满丽、黄芝花、于琦、韩维敏、李晖、何锋、吴爱华、邓亚琼、朱琴、郭滔、李沐蕾、刘伟丽、孙燕荣、陈思超、邓昌亚、曾麒、何婷、杨正莲、邵磊森、黄利、谷臻奎

复印件与原件一致

（七）2020年度辅导员绩效考核奖

一等奖：张芳瑜、周远归、曹秀

二等奖：何素清、王栋、何芳凝、杨威、文茗、张洋

三等奖：李则君、黄静、胡靓婷、周真、彭芊、余银萍、肖琨

三、进步奖

（一）2020年部门、单位进步奖

二等奖：新能源学院

三等奖：工程实验室、党政办、团委、图书馆、思政教育工作部、招生就业处、财务处

（二）2020年个人进步奖

一等奖：戴承宗、肖尚庭、周斯婧、兰俊才、刘偲艳

CS 扫描全能王

14、湖南理工职业技术学院“2019年度工会积极分子”

中国教育工会湖南理工职业技术学院委员会文件

湘理职院工〔2020〕1号

关于表彰2019年度工会优秀干部、工会积极分子的决定

各分会:

2019年，院工会紧紧围绕党委中心工作，致力于幸福理工提升工程、师德师风建设、民主管理工作，在工会活动开展中，涌现出了一批优秀工会干部和积极分子。经民主推荐，院工会研究决定对王泳辉等8名工会优秀干部.阮筱棋等33名工会积极分子予以表彰，希望受表彰的同志再接再厉，积极发挥作用，在新的一年里取得更大的成绩，希望全体工会会员向优秀干部、积极分子学习，为建设民主、文明、幸福的理工之家添砖加瓦，为实现“四个一流”的目标努力奋斗。

附件：

2019年度工会优秀干部、积极分子名单

工会优秀干部：

王泳辉 肖建强 杨 昉 李姝娟 胡靓婷 赵 奇 陈庚仁 罗美霞

工会积极分子：

阮筱棋 雷 霞 葛 庆 朱文明 肖 珺 刘 浪 刘祎静 徐 娴 刘 乐 刘志国 曾 麒 贺 炜 陈筱莉 李季甫 谢小军 李 云 焦 萍 刘谋文 代 锋 姜 维 文 茗 周星岚 郭 滔 陈 斯 章 纯 刘偲艳 刘阳京 晏存育 李 慧 刘 婵 向云南 杨 威 周 游

15、湖南理工职业技术学院 2023 年度绩效考核二等奖

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2024〕9号

关于2023年度考核评定结果和绩效考核奖的通报

各部门、各单位：

根据《湖南理工职业技术学院绩效考核方案（2023 年修订版）》（湘理职院〔2023〕50号）、《专兼职研究人员考核办法》（湘理职院〔2020〕103号）等文件要求，学校组织实施了2023年年度绩效考核工作，对全校教职工和部门、单位进行了考核，经党委会审定，现将年度考核结果予以通报（见附件）。希望获得优秀的部门、单位和个人再接再厉，希望全体教职工向先进看齐，努力工作，为学校实现“四一两全”战略目标和“双高”目标任务

（五）辅导员

一等奖：周　真、王　栋、文　苔、[illegible]

二等奖：余银萍、何芳凝、李则君、朱　睿、[illegible]

三等奖：黄雅娟、蔡璐云、[illegible]

（六）专职研究员

二等奖：刘偲艳

湖南理工职业技术学院党政办公室　　2024年3月12日印发

16、湖南理工职业技术学院 2024 年度绩效考核一等奖

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2025〕12号

关于2024年度考核评定结果和绩效考核奖的通报

各部门、各单位：

根据学校《湖南理工职业技术学院绩效考核方案（2024 年修订版）》（湘理职院〔2024〕23 号）、《专兼职研究人员考核办法》（湘理职院〔2020〕103 号）、《湖南理工职业技术学院专职辅导员工作考核管理办法（试行）》（湘理职院〔2024〕15 号）等文件要求，学校组织实施了 2024 年年度绩效考核工作，对全校教职工和部门、单位进行了考核，经党委会审定，现将年度考核结果予以通报（见附件）。希望获得优秀的部门、单位和个人再接再厉，

（四）专任教师

一等奖：周迎春、杨　波、陈　芳、李　晖、姜　鹏、汤秋芳、胡明先、李雅倩、何　婷、杨　菲、张　倩、李炜钦

二等奖：周　啸、谢宇明、周　唯、[illegible]、邓京闻、刘　璇、刘阳京、贺施琳、[illegible]、贾秀波、[illegible]、胡华艳、杨正莲、谢　[illegible]、[illegible]、[illegible]、吴爱华、田　灿、郭伶俐、[illegible]、[illegible]

三等奖：文　立、冯　鸽、张晓玲、[illegible]、[illegible]、颜爱平、海　源、黄筱燕、[illegible]、[illegible]、邓昌亚、郭佳文、杨　[illegible]、刘艳云、[illegible]、[illegible]、代　静、肖权芳、林之楠、邱佳意、[illegible]

（五）辅导员

一等奖：朱　睿、王　栋、余银萍

二等奖：彭　平、[illegible]、何素清、陈蓓(新)、刘欣沛、张　洋

三等奖：吴雅婷、杨忠武、何芳凝、文思捷、周远归、胡靓婷

（六）专职研究员

一等奖：刘偲艳

CS 扫描全能王

17、湖南理工职业技术学院“2024年优秀共产党员”、2024年度工会积极分子

中共湖南理工职业技术学院委员会

湘理职院党〔2024〕28号

关于表彰2024年度优秀共产党员、优秀党务工作者、先进基层党组织的决定

各党总支、直属党支部：

为表彰先进，树立标杆，在全校营造崇尚先进、学习先进、争当先进、竞相出彩的浓厚氛围，激励各级党组织和广大党员牢记初心使命，接续努力奋斗。

经各党（总）支部推荐，学校党委研究，决定授予管理艺术学院党总支等3个基层党组织“先进基层党组织”称号；授予郭亚婧等34名教师党员、胡仕烽等7名学生党员“优秀共产党员”称号；授予朱青青等10名教师党员“优秀党务工作者”称号（具体名单见附件）。

希望受表彰的基层党组织和党员同志，珍惜荣誉、再接再厉，

附件

2024年度优秀共产党员、优秀党务工作者、先进基层党组织表彰对象名单

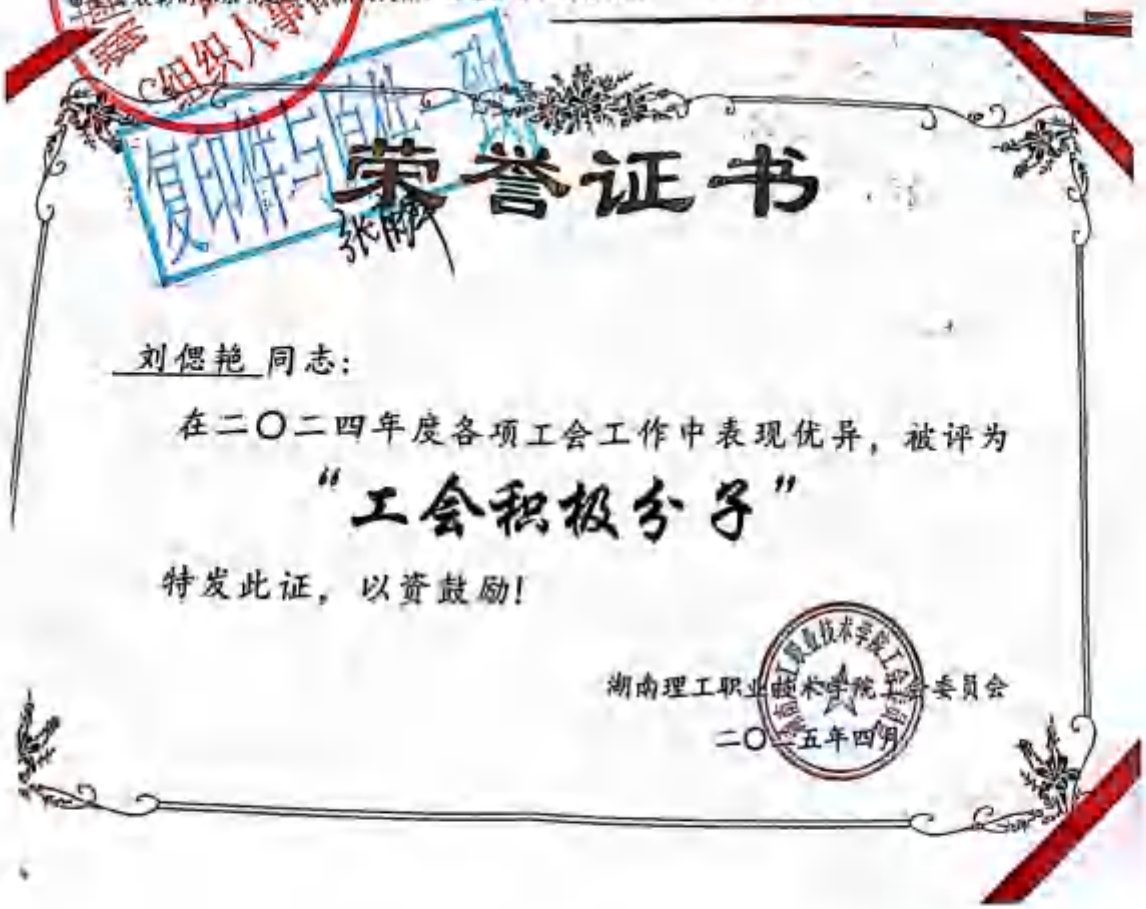
一、先进基层党组织（3个）

宣传统战部党支部、规划科研党支部、管理艺术学院党总支

二、优秀共产党员（41人）

1.教师（34人）

郭亚婧	雷霞	刘佳诗	张扬	扶敏福	易贞
刘乐	王康	胡洋	赵红	刘阳平	滕东
张俊茜	刘偲艳	汤秋芳	宁浪	韩维敏	吴爱华
刘正萍	姜存育	雷满丽	龙春	谢娟	郭峰
张倩	李炜钦	沈亚	易铮	邱贤茂	张文华
郭正群	曾凡盛	刘爱平	杨小华		



18、全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛一等奖

荣誉证书

兰宇涛 同学

在2019年全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛中荣获

一等奖

院校：湖南理工职业技术学院

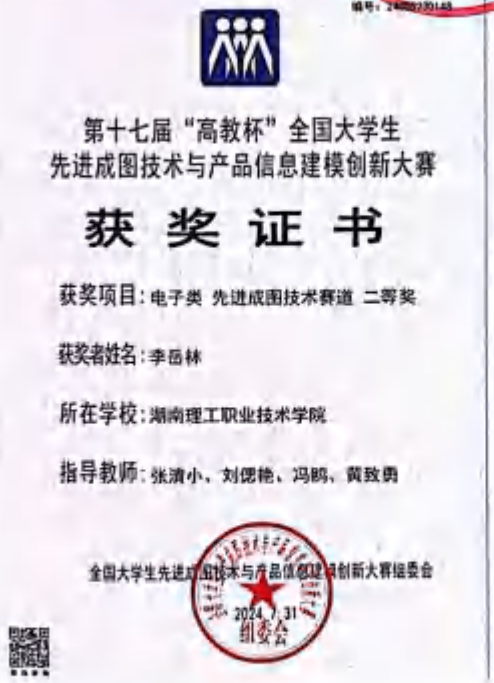
指导老师：刘偲艳 葛 庆

中国电力教育协会 2019年11月 日

全国电力职业教育教学指导委员会 2019年11月 日

湖南理工职业技术学院 组织人事部

19、李岳林 《第十七届"高教杯"全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类》二 等奖



第十七届"高教杯"全国大学生
先进成图技术与产品信息建模创新大赛

获 奖 证 书

获奖项目：电子类 先进成图技术赛道 二等奖

获奖者姓名：李岳林

所在学校：湖南理工职业技术学院

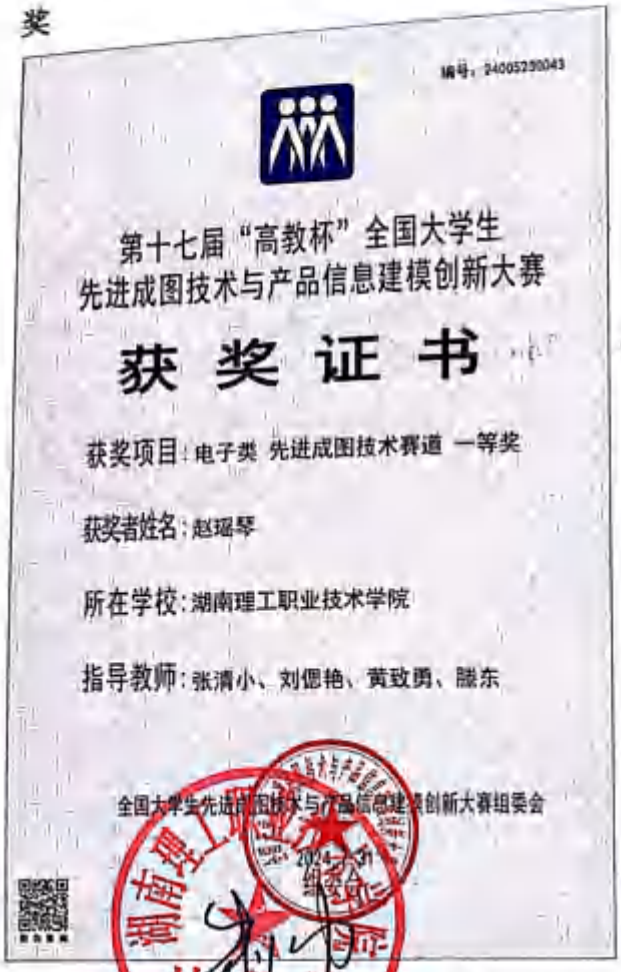
指导教师：张清小、刘偲艳、冯鹏、黄致勇

全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛组委会

2024.7.31

CS 扫描全能王

20、《第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类》一等奖



编号：24005220043

第十七届“高教杯”全国大学生
先进成图技术与产品信息建模创新大赛

获奖证书

获奖项目：电子类 先进成图技术赛道 一等奖

获奖者姓名：赵瑶琴

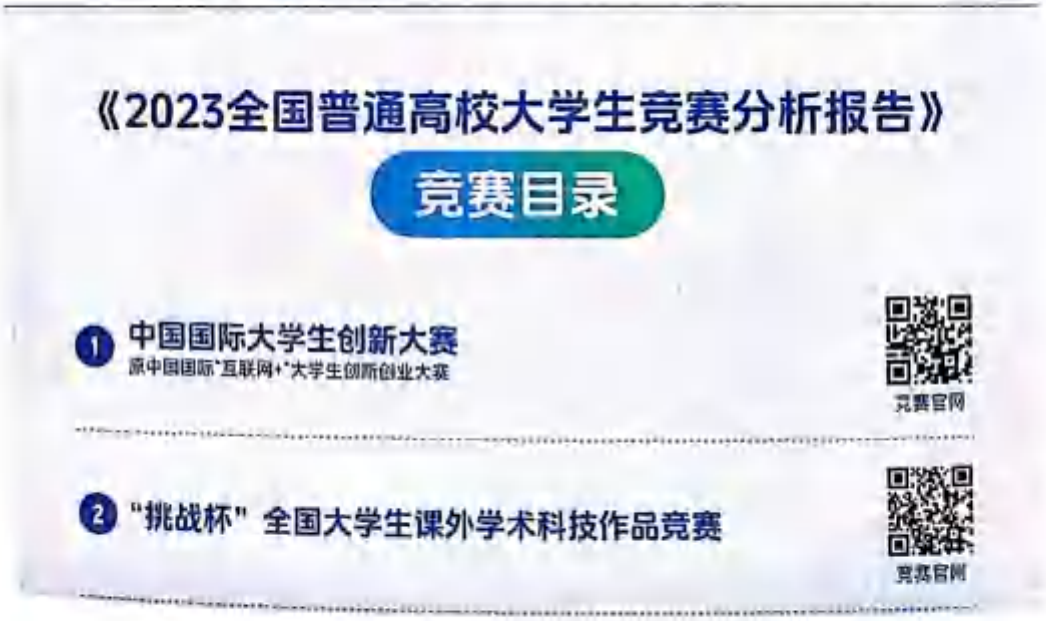
所在学校：湖南理工职业技术学院

指导教师：张清小、刘偲艳、黄致勇、滕东

全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛组委会

2024年3月

赛事纳入中国高等教育学会2024年3月发布《2023全国普通高校大学生竞赛分析报告》竞赛目录，属高校认定二类学科竞赛（电子类为该大赛官方子赛道，随大赛整体级别认定）。



《2023全国普通高校大学生竞赛分析报告》

竞赛目录

1 中国国际大学生创新大赛
原中国国际“互联网+”大学生创新创业大赛

竞赛官网

2 “挑战杯”全国大学生课外学术科技作品竞赛

竞赛官网

CS 扫描全能王

20 全国大学生市场调查与分析大赛

竞赛官网

21 全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛

竞赛官网

21、《第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类》三等奖

编号：24005230335

第十七届“高教杯”全国大学生
先进成图技术与产品信息建模创新大赛

获 奖 证 书

获奖项目：电子类 先进成图技术赛道 三等奖

获奖者姓名：谢四骥

所在学校：湖南理工职业技术学院

指导教师：刘偲艳、张清小、冯鸥、黄致勇

全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛组委会

2024 7 31

组委会

CS 扫描全能王

22、第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类团体奖

编号：24005000036

第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛

获 奖 证 书

获奖项目：电子类 团体 二等奖

获奖学校：湖南理工职业技术学院

参 赛 者：赵瑶琴、李岳林、粟威洋、谢四骥、熊博龙

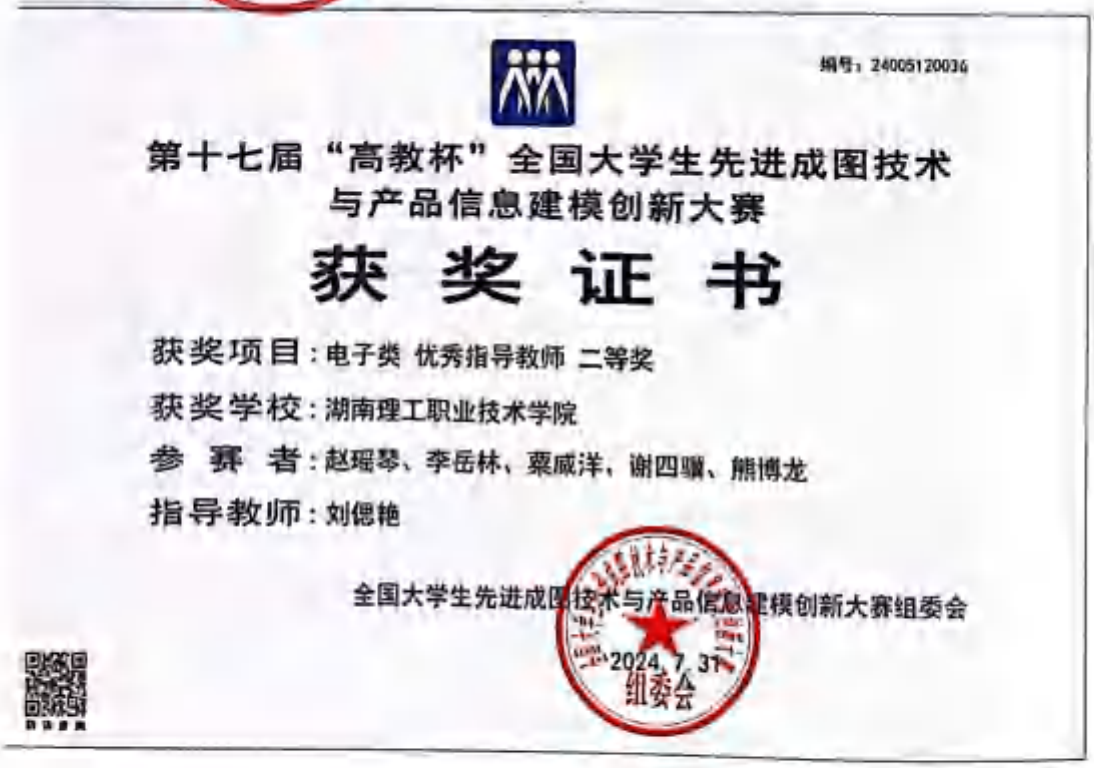
指导教师：张清小、刘偲艳、滕东、黄致勇、冯鸥

领 队：张清小

全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛组委会

2024.7.31

23、2024年获“第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术和产品信息建模创新大赛.电子类 优秀指导老师 二等奖



编号：24005120036

第十七届“高教杯”全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛

获 奖 证 书

获奖项目：电子类 优秀指导教师 二等奖

获奖学校：湖南理工职业技术学院

参 赛 者：赵瑶琴、李岳林、粟威洋、谢四骥、熊博龙

指导教师：刘偲艳

全国大学生先进成图技术与产品信息建模创新大赛组委会

2024.7.31

CS 扫描全能王

23、全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛“优秀指导老师”。

荣誉证书

刘偲艳 同志

在2019年全国高等职业院校学生智能微电网系统搭建与运维技能竞赛中荣获

优秀指导老师奖

获奖：湖南理工职业技术学院
参赛选手：兰宇调 罗 特 李 帅

中国电力教育协会 2019年11月 日

全国电力职业教育教学指导委员会 2019年11月 日

24、2024年湖南省大学生电子设计竞赛 二等奖

荣誉证书

HONORARY CERTIFICATE

学 生：
阳佳乐 杨淑妃 雷婷婷
（顺序不分先后）

荣获2024年湖南省大学生电子设计竞赛

指导教师：
陈扬芳 刘偲艳

赛 题：H

二等奖

湖南省教育厅
二〇二四年九月

CS 扫描全能王

25、中级双师

湖南省职业教育“双师型”教师证书

依据《湖南省职业教育“双师型”教师认定条件》规定，认定 刘偲艳 为湖南省 高等职业教育中级 “双师型”教师。

特发此证。

证书编号：GZ2025004301392300S9

身份证号：430523198709141125

任职学校：湖南理工职业技术学院

认证教专业：分布式发电与智能微电网技术

有效期至：2030年12月12日（有效期五年）

组织人事部

2025年12月12日

五、代表作（原件分开装订）

1、代表作 1：《不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制》，在电力系统及其自动化学报发表，中科协 T2。

2、代表作 2：《基于 FDC 氢燃料电池堆在线智能监测系统》，在储能科学与技术发表，中科协 T2

3、2025 版电气工程领域高质量科技期刊分级目录

电气工程领域高质量科技期刊分级目录（2025 版）

T1 级：24 本					
序号	刊名	ISSN	CN	语种	分类
1	电工技术学报	1000-6753	11-2188/TM	中文	电气工程综合
2	中国电机工程学报	0258-8013	11-2107/TM	中文	电气工程综合
3	电力系统自动化	1000-1026	32-1180/TP	中文	电力系统与综合能源
4	电力系统保护与控制	1674-3415	41-1401/TM	中文	电力系统与综合能源
5	电力自动化设备	1006-6047	32-1318/TM	中文	电力系统与综合能源
6	电网技术	1000-3673	11-2410/TM	中文	电力系统与综合能源
7	高电压技术	1003-6520	42-1239/TM	中文	电力系统与综合能源
8	太阳能学报	0254-0096	11-2082/TK	中文	电力系统与综合能源
9	APPLIED ENERGY	0306-2619		英文	电力系统与综合能源
10	CSEE Journal of Power and Energy Systems	2096-0042	10-1328/TM	英文	电力系统与综合能源
11	High Voltage	2397-7264	10-1725/TM	英文	电力系统与综合能源
12	IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY	0885-8977		英文	电力系统与综合能源
13	IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS	0885-8950		英文	电力系统与综合能源
14	IEEE Transactions on Smart Grid	1949-3053		英文	电力系统与综合能源
15	IEEE Transactions on Sustainable Energy	1949-3029		英文	电力系统与综合能源
16	Journal of Modern Power Systems and Clean Energy	2196-5625	32-1884/TK	英文	电力系统与综合能源
17	Protection and Control of Modern Power Systems	2367-2617		英文	电力系统与综合能源
18	电机与控制学报	1007-449X	23-1408/TM	中文	电能变换与装备
19	CES Transactions on Electrical Machines and Systems	2096-3564	10-1483/TM	英文	电能变换与装备
20	IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION	0885-8969		英文	电能变换与装备
21	IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS	0278-0046		英文	电能变换与装备
22	IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS	0885-8993		英文	电能变换与装备
23	IEEE Transactions on Transportation Electrification	2332-7782		英文	电能变换与装备
24	IEEE Transactions on Industrial Informatics	1551-3203		英文	自动化与控制技术
T2 级：26 本					
序号	刊名	ISSN	CN	语种	推荐分类
1	电工电能新技术	1003-3076	11-2283/TM	中文	电气工程综合
2	电气工程学报	2095-9524	10-1289/TM	中文	电气工程综合
3	华北电力大学学报（自然科学版）	0091-2512	13-1343/TM	中文	电气工程综合
4	Chinese Journal of Electrical Engineering	2096-1529	10-1382/TM	英文	电气工程综合

扫描全能王

序号	刊名	ISSN	CN	语种	推荐分类
5	TSINGHUA SCIENCE AND TECHNOLOGY	1007-0214	11-3745/N	英文	电气工程综合
6	Advanced Materials	0935-9648		英文	电工基础与材料
7	Energy Material Advances	2692-7640	10-1792/T	英文	电工基础与材料
8	IEEE TRANSACTIONS ON DIELECTRICS AND ELECTRICAL INSULATION	1070-9878		英文	电工基础与材料
9	IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS	0018-9464		英文	电工基础与材料
10	电测与仪表	1001-1390	23-1202/TH	中文	电力系统与综合能源
11	电力工程技术	2096-3203	32-1866/TM	中文	电力系统与综合能源
12	电力建设	1000-7229	11-2583/TM	中文	电力系统与综合能源
13	电力科学与技术学报	1673-9140	43-1475/TM	中文	电力系统与综合能源
14	电力系统及其自动化学报	1003-8930	12-1251/TM	中文	电力系统与综合能源
15	发电技术	2096-4528	33-1405/TK	中文	电力系统与综合能源
16	南方电网技术	1674-0629	44-1643/TK	中文	电力系统与综合能源
17	全球能源互联网	2096-5125	10-1550/TK	中文	电力系统与综合能源
18	智慧电力	2096-4145	61-1512/TM	中文	电力系统与综合能源
19	中国电力	1004-9649	11-3265/TM	中文	电力系统与综合能源
20	Energy	0360-5442		英文	电力系统与综合能源
21	Global Energy Interconnection	2096-5117	10-1551/TK	英文	电力系统与综合能源
22	iEnergy	2771-9197		英文	电力系统与综合能源
23	RENEWABLE & SUSTAINABLE ENERGY REVIEWS	1364-0321		英文	电力系统与综合能源
24	Renewable Energy	0960-1481		英文	电力系统与综合能源
25	储能科学与技术	2095-4239	10-1076/TK	中文	电能变换与装备
26	电源学报	2095-2805	12-1420/TM	中文	电能变换与装备
27	高压电器	1001-1609	61-1127/TM	中文	电能变换与装备
28	GREEN ENERGY AND INTELLIGENT TRANSPORTATION	2773-1537	10-1812/U	英文	电能变换与装备
29	IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics	2168-6777		英文	电能变换与装备
30	IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES	0018-9383		英文	电能变换与装备
31	IEEE TRANSACTIONS ON INTELLIGENT TRANSPORTATION SYSTEMS	1524-9050		英文	电能变换与装备
32	IEEE TRANSACTIONS ON RELIABILITY	0018-9529		英文	电能变换与装备
33	IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY	0018-9545		英文	电能变换与装备
34	电子测量与仪器学报	1000-7105	11-2488/TN	中文	自动化与测量技术
35	IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS	0093-9994		英文	自动化与测量技术

CS 扫描全能王

（续）

序号	刊名	ISSN	CN	期刊	推荐分类
36	IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT	0018-9456		英文	自动化与测量技术
T3 级：62 本					
序号	刊名	ISSN	CN	期刊	推荐分类
1	电气技术	1673-3800	11-5255/TM	中文	电气工程综合
2	东北电力大学学报	1005-2992	22-1375/TM	中文	电气工程综合
3	IEEE Access	2169-3536		英文	电气工程综合
4	半导体技术	1003-353X	13-1109/TN	中文	电工基础与材料
5	绝缘材料	1009-9239	45-1287/TM	中文	电工基础与材料
6	eScience	2667-1417	12-1468/O6	英文	电工基础与材料
7	IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems	2156-3357		英文	电工基础与材料
8	IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems	1932-4545		英文	电工基础与材料
9	IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS II-EXPRESS BRIEFS	1549-7747		英文	电工基础与材料
10	IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I-REGULAR PAPERS	1549-8328		英文	电工基础与材料
11	IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY	0018-9375		英文	电工基础与材料
12	IEEE TRANSACTIONS ON PLASMA SCIENCE	0093-3813		英文	电工基础与材料
13	Journal of Applied Physics	0021-8979		英文	电工基础与材料
14	Journal of Materials Processing Technology	0924-0136		英文	电工基础与材料
15	JOURNAL OF PHYSICS D-APPLIED PHYSICS	0022-3727		英文	电工基础与材料
16	Journal of Semiconductors	1674-4926	11-5781/TN	英文	电工基础与材料
17	PLASMA SCIENCE & TECHNOLOGY	1009-0630	34-1187/TL	英文	电工基础与材料
18	Plasma Sources Science and Technology	0963-0252		英文	电工基础与材料
19	SOLAR ENERGY MATERIALS AND SOLAR CELLS	0927-0248		英文	电工基础与材料
20	Superconductivity	2772-8307	31-2188/TM	英文	电工基础与材料
21	电力科技与环保	1674-8069	32-1808/X	中文	电力系统与综合能源
22	电力科学与工程	1672-0792	13-1328/TK	中文	电力系统与综合能源
23	电力信息与通信技术	2095-641X	10-1164/TK	中文	电力系统与综合能源
24	电力需求侧管理	1009-1831	32-1592/TK	中文	电力系统与综合能源
25	电网与清洁能源	1674-3814	61-1474/TK	中文	电力系统与综合能源
26	分布式能源	2096-2185	10-1427/TK	中文	电力系统与综合能源
27	供用电	1006-6357	31-1467/TM	中文	电力系统与综合能源
28	广东电力	1007-290X	44-1420/TM	中文	电力系统与综合能源
29	可再生能源	1671-5292	21-1469/TK	中文	电力系统与综合能源
30	热力发电	1002-3364	61-1111/TM	中文	电力系统与综合能源
31	山东电力技术	1007-9904	37-1258/TM	中文	电力系统与综合能源

扫描全能王

续表

序号	刊名	ISSN	CN	语种	推荐分类
32	现代电力	1007-2322	11-3818/TM	中文	电力系统与综合能源
33	浙江电力	1007-1881	33-1080/TM	中文	电力系统与综合能源
34	综合智慧能源	2097-0706	41-1461/TK	中文	电力系统与综合能源
35	ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH	0378-7796		英文	电力系统与综合能源
36	IEEE Systems Journal	1932-8184		英文	电力系统与综合能源
37	INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRICAL POWER & ENERGY SYSTEMS	0142-0615		英文	电力系统与综合能源
38	International Journal of Hydrogen Energy	0360-3199		英文	电力系统与综合能源
39	Solar Energy	0038-092X		英文	电力系统与综合能源
40	Sustainable Energy Grids & Networks	2352-4677		英文	电力系统与综合能源
41	变压器	1001-8425	21-1119/TM	中文	电能变换与装备
42	大电机技术	1000-3983	23-1253/TM	中文	电能变换与装备
43	电池	1001-1579	43-1129/TM	中文	电能变换与装备
44	电气避雷器	1003-8337	61-1129/TM	中文	电能变换与装备
45	电机与控制应用	1673-6540	31-1959/TM	中文	电能变换与装备
46	电力电容器与无功补偿	1674-1757	61-1468/TM	中文	电能变换与装备
47	电力电子技术	1000-100X	61-1124/TM	中文	电能变换与装备
48	电源技术	1002-087X	12-1126/TM	中文	电能变换与装备
49	电子元件与材料	1001-2028	51-1241/TN	中文	电能变换与装备
50	微电机	1001-6848	61-1126/TM	中文	电能变换与装备
51	CPSS Transactions on Power Electronics and Applications	2475-742X		英文	电能变换与装备
52	Electrochimica Acta	0013-4686		英文	电能变换与装备
53	Energy Storage Materials	2405-8297		英文	电能变换与装备
54	IEEE Industrial Electronics Magazine	1932-4529		英文	电能变换与装备
55	IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics	2687-9735		英文	电能变换与装备
56	IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS	0018-9200		英文	电能变换与装备
57	Journal of Energy Storage	2352-152X		英文	电能变换与装备
58	JOURNAL OF POWER SOURCES	0378-7753		英文	电能变换与装备
59	电气传动	1001-2095	12-1067/TP	中文	自动化与测量技术
60	机车电传动	1000-128X	43-1125/U	中文	自动化与测量技术
61	IEEE SENSORS JOURNAL	1530-437X		英文	自动化与测量技术
62	SENSORS AND ACTUATORS A-PHYSICAL	0924-4247		英文	自动化与测量技术

CS 扫描全能王

六、其他论文/专利/标准原件（复印件）

其他论文汇总

序号	内容	项目来源	排名	页码
1	氢燃料汽车双向 DC-DC 变换器改进模型预测控制	储能科学与技术/中科协 T2 期刊	合著第一	47-57
2	不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制	电气工程学报（中科协 T2 期刊）	独著	58-69
3	基于分数阶 MARS 无传感器 PMSM 迭代学习控制	电气传动/（中科协 T3 期刊）	独著	70-78
4	氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略	电气技术/中科协 T3 期刊	第一	79-86
5	新型八开关三电平飞跨电容逆变器及其控制策略	电气技术/中科协 T3 期刊	第一	78-90
6	基于不固定直流母线电压分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法	太阳能	独著	91-100
7	并网逆变器改进型模型预测直接功率控制	电工技术	独著	101-106
8	PSIM 仿真在电源变换技术课程应用研究	外文科技期刊数据库（文摘版）	第一	107-109
9	Three- phase four- level inverter with capacitor voltage self- balancing and high DC- voltage conversion ratio	Journal of Power Electronics (SCI 4 区)	参与第六	110-120
10	Model predictive flexible power control forgrid-connected inverter under unbalanced network	IET Power Electronics (SCI 2 区)	参与第四	121-131
11	双碳目标下"电源变换技术"课程教学改革探讨	科技风	第一	132-137
12	"双碳"背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革	科研成果与传播	第一	138-142
13	对湖南职教品牌发展的探讨	职业技术/国家级期刊	第三	143-145
14	一种混合储能光伏发电控制方法及系统	发明专利	第三	
15	"1+X"证书制度下高职院校光伏类专业"课证融合"的教学改革研究与实践	知识窗(教师版)	第三	157-158
16	考虑母线电压稳定的双向DC-DC变换器模型预测电流控制	电工技术	第二	163-169
17	构网型风光储变流器建模及仿真测试规范	全国团体标准	第一	168-167
18	一种混合储能光伏发电控制方法及系统	发明专利	第三	168-174

CS 扫描全能王

1、论文《氢燃料汽车双向 DC-DC 变换器改进模型预测控制》在中科协 T2/CSCD 期刊《储能科学与技术》发表

主管：中国石油和化学工业联合会 主办：化学工业出版社有限公司 中国化工学会 ISSN 2095-4239 CN 10-1076/TK

储能科学与技术

Energy Storage Science and Technology

2021年11月 Vol.10 No.6

中文核心期刊 中国科学引文核心 中国化工学会会刊 中国化工学会储能工程专业委员会会刊

储能科学与技术

CHUNENG KEXUE YU JISHU

（2012年9月创刊，双月刊）

中国科学引文核心数据库收录（CSCD）

中国科技核心期刊，中文核心期刊

2021年第10卷第6期（总第56期）

Vol.10 No.6 2021年11月5日出版

氢能与燃料电池专刊

特邀主编：王双印　田新龙

目　次

氢能与燃料电池专刊

用于配位析氧反应研究的原位表征技术
…… 杨家豪，施兆平，王意浓，葛君杰，刘长鹏，邢巍（1877）

共价有机框架材料（COFs）在氧电极电催化中的研究进展
…… 邹文平，蒋国星，杜丽（1891）

过渡金属基催化剂用于氯析出反应的研究进展
…… 宋雪建，郭思辰，高峰雷，俞磊（1906）

MXene基纳米材料在氧还原电催化中的应用
…… 李月霞，刘金昊（1918）

固体氧化物燃料电池镍基阳极积碳机理及性能提升策略研究进展
…… 韩峥峥，吴玉玺，滕子恒，王彦霞，张津津，薛玉敏，于方永，杨乃涛（1931）

固体氧化物燃料电池双极板材料发展综述
…… 韦守豪，李秀超，常修亮，陈兵，许华，张涛，郑莉莉，姚仲鉴（1943）

3D打印技术在固体氧化物燃料电池领域的研究进展
…… 郑莉莉，王文中，贾凯杰，邹少峰，朱浩原，于方永，王彦霞，张津津，杨乃涛（1952）

电化学氧还原反应合成H_2O_2碳基催化剂研究进展
…… 何婷，张静静，陈奕君，张建，王得丽（1963）

直接碳固体氧化物燃料电池研究进展：碳燃料和逆向Boudouard反应催化剂
…… 吴玉玺，韩峥峥，滕子恒，李娟，宋艳雯，梁加仓，张津津，于方永，杨乃涛（1977）

燃料电池汽车地方政策研究
…… 吴小贝，卢新宝，董春璇，汪云（1987）

质子导体固体氧化物电化学装置中氨的利用与合成
…… 杨文超，雷丽娟，梁晨，王超，魏磊，田志鹏，刘建平，杨华政，梁家健，关涛（1998）

析氢反应中氮掺杂石墨烯负载金属单/双原子催化活性起源
…… 张诗诗，秦钱阳，苏玉琼（2008）

二元氧化物修饰催化剂的制备及其自增湿性能
…… 张博雅，刘柏鸿，张迈航，刘欣，陈拉风，侯三英（2013）

固体氧化物电池$Sr_2Fe_{1.5}Mo_{0.5}O_{6-\delta}$氧电极材料的电化学性能
…… 李旺，孙超，齐慧，于则振，彭继华，彭平，安胜利（2020）

第三届《储能科学与技术》编委会

（以姓氏拼音为序）

顾问委员会

主任委员：陈立泉

副主任委员：衣宝廉

委　　员：陈　军　成会明　程时杰
吴　锋　杨裕生　周孝信

国际委员：ARMAND MICHEL
GUO Z X　WILLIAMS R A

荣誉主任委员：丁玉龙

编辑委员会

主任委员：黄学杰

常务副主任委员：陈海生　李　灿

副主任委员：艾新平　程晓敏　来小康
马紫峰　潘正安　阮殿波
王保国　魏　飞　温兆银
许晓雄　张华民　张宇峰

委　　员：曹高萍　曹余良　陈永翀
程方益　崔光磊　戴兴建
邓永红　樊栓狮　冯旭宇
冯自平　符显珠　郭向欣
郭玉国　何向明　胡勇胜
黄　云　黄云辉　纪效波
江　浩　蒋　凯　金　翼
李　骥　李　峰　李　瑞
李先成　李建林　李述signature
李灿余　李先锋　李永亮
梁成都　梁　青　凌　仲
刘庆军　马衍伟　麦立强
彭章泉　邱介山　施思齐
苏　锴　孙　杰　汤卫平
唐永炳　唐西胜　王　芳
王　亮　王　馨　王海丽
王庚超　王久林　王守相
王婷婷　王永刚　王振波
王予冬　谢子棉　吴　川
吴　鸣　吴兴隆　吴玉程
夏定国　向　晋　严川伟
严干贵　杨全红　杨勇伟
杨学林　姚霞银　尹鸽平
于　畅　余　彦　俞海龙
禹习谦　张　强　张凯旋
张桥保　张校刚　张信荣
张正国　赵海雷　赵金保
赵长颖　郑洪河　周　友
周　夏　周豪慎　周　震
朱　俊

主　　管：中国石油和化学工业联合会
主　　办：化学工业出版社有限公司，
　　中国化工学会
主　　编：黄学杰
常务副主编：陈海生，李　泓
本期特邀主编：王双印，田霖龙
编　　辑：《储能科学与技术》编辑部
出　　版：化学工业出版社有限公司
编辑部主任：郝向丽
责任编辑：郝向丽，崔小翠
通讯地址：北京市东城区青年湖南街13号
邮　　编：100011
电话/传真：（010）64519601/9602/9643
电子信箱：esst2012@cip.com.cn
　　esst_edit@126.com
微信公众号：esst2012
网　　址：www.energystorage-journal.com
印　　刷：北京科信印刷有限公司
发行范围：公开发行
国内订阅：全国各地邮政局（所）
邮发代号：80-732
国外总发行：中国国际图书贸易集团有限公司
国外发行代号：BM9110
广告经营许可证：京东市监广字20170106号
国际标准刊号：ISSN 2095-4239
国内统一刊号：CN 10-1076/TK
广告部电话：010-64519601
国内定价：98元/期
国外定价：98美元/期

购买本刊
淘宝购买
淘宝购买二维码

二维碳载Au,Pd,催化剂的构建及其电催化性能
…… 张申智，王立开，孙迎港，吕　位，杨子寅，
…… 2028）
整体煤气化固体氧化物燃料电池并网新系统
…… 李泽洋，陈翔卿，赵晓聪，王明强，宋　绍，朱初雄（2039）
氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进[illegible]控制
…… 刘[illegible]，[illegible]（2046）
质子交换膜燃料电池膜电极组件温度[illegible]
…… 李艺洁，[illegible]（2053）

储能材料与器件

碳化木耳多孔碳的制备及在锂正极中的应用
…… 孙春水，郭艳才，陈　剑（2060）
聚偏氟乙烯/聚偏氟乙烯磺酸锂/锂盐复合固态电解质的制备
及其性能 … 苏　月，刘旭华，曾苗苗，陆立荣，陈东方（2065）
PVDF-HFP基凝胶固态聚合物电解质的合成与锂离子电池性能
…… 刘如昊，高欣远，尹　伟，[illegible]（2074）
红柳基锂电池负极材料的制备及电化学性能
…… 苏少鹏，李　进，张福升，许　严，[illegible]（2082）
无溶剂制备锌空气电极及电池性能
…… 胡祥昌，周雪婧，黄雪娟，薛建军（2090）
钒液流电池石墨毡电极的MWCNTs-COOH-NS修饰
…… [illegible]，王保楠，孙　红（2097）
电极结构对锂离子电容器电性能的影响
…… 郭文敏，郭德超，保琳文，龙　超，何凤荣（2106）
硬碳的预锂化及其电化学性能 …… 赵泽江，张雪峰（2112）
固态电池复合电解质研究综述
…… 许　卓，郑丽辉，陈　昊，徐　勇，李修亮，韦雪冬，戴作强（2117）

新储能体系

钛酸氧化物用于锂离子电池负极的研究进展
…… 孙静旺，薛必恭，袁　涛，郑时有（2127）
非金属阳离子水系二次电池研究进展
…… 詹世豪，于东旭，陈　曲，杜　菲（2144）
生物高分子在锂离子电池隔膜中的研究进展
…… 刘文通，吴　强，何长杰，余　创，谢　佳，程时杰（2156）

储能系统与工程

基于逆变储能系统的混合储能技术研究现状
…… 夏　翔，金　亮，张　立，刘智忠，郭少朋（2169）
一种基于区内电池共享模式的主动配电网-孤岛微网协同
经济调度策略
…… 陈　彪，余　伟，方旭峰，李荣鑫，曹　鑫，潘　俊（2181）
锂离子电池热失控仿真研究进展
…… 贾修亮，胡莉莉，韦守和，张　涛，陈　兵，
许　卓，戴作强（2191）
基于改进K-means和MADDPG算法的风储联合系统日前优化调度
方法 …… 蔡秋雷，崔艳林，董　锴，孟子杰，潘　远，
孙振帆，王吉兴，孟勇占，余　洋（2200）
基于储能的无功补偿技术综述 …… 叶　晖，李爱魁，张　志（2209）
电动汽车大功率充电过程动力电池充电策略与热管理技术综述
…… 莫晓阳，张智昊，孙一利，张　锐，杜欣玉（2218）
计及微网储能系统多尺度不确定性容量协调优化
…… 卢丽琴（2235）

扫描全能王

不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制

刘思艳[1]，陈才学[2]
(1.光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室，湘潭 411100；
2.湘潭大学信息工程学院，湘潭 411100)

摘要：当电网电压不平衡时，并网逆变器输有功和无功功率波动，并网电流谐波显著增加。为解决该问题，提出一种新型的模型预测功率直接控制策略(MPDPC(model predictive direct power control))。在该控制策略中，采用电网电流，电网电压及其1/4周期延迟信号和电容电压差搭建功率模型，然后选择功率模型预测控制中最优的开关状态，有效地消除了逆变器输出有功功率2倍频脉动，电流谐波，实现给定有功功率和无功功率的精确跟踪。仿真和实验结果表明，该方法能消除电流谐波，实现三相电流基本平衡。

关键字：功率模型预测控制；电网不平衡；有功功率2倍频脉动消除；最优开关状态
中图分类号：TM464　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1003-8930(2021)02-0129-07
DOI：10.19635/j.cnki.csu-epsa.000434

Power Model Predictive Control of Grid-connected Inverter Under Unbalanced Grid

LIU Siyan[1], CHEN Caixue[2]
(1. Photovoltaic System Control and Optimization of Hunan Province Engineering Laboratory, Xiangtan 411100, China; 2. School of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411100, China)

Abstract: Under unbalanced grid voltage, the active/reactive power fluctuations and grid-connected current harmonics with a grid-connected inverter will increase significantly. To solve this problem, a novel model predictive direct power control (MPDPC) strategy is proposed, in which a power model is constructed by using the grid current, grid voltage together with its signal of 90° delay, and the difference in capacitor voltage. Afterwards, the optimal switching state under MPDPC is selected to effectively eliminate the double-frequency pulsation in the active power output from the inverter as well as current harmonics, thus realizing the accurate tracking of the given active power and reactive power. Simulation and experimental results show that the proposed method can eliminate current harmonics and realize a basic balance of three-phase current.

Keywords: power model predictive control; unbalanced grid; active power double-frequency pulsation elimination; optimal switching state

光伏并网逆变器作为交流电网与蓄电池、光伏电池板等直流设备之间能量交换的接口，在能量转换过程中起着至关重要的作用。当电网发生三相不平衡故障时，逆变器输出电流及有功功率都将产生明显畸变[1]。因此，不平衡电网电压下并网逆变器的稳定性研究，在实际应用中具有重要意义[2]。

电网稳定运行时，采用传统PI控制方法能取得良好的控制效果，实现高效并网运行[3]。当电网中有大功率不平衡负载的接入和大电机的起动时，电网电压产生不平衡状态[4]。此时，光伏并网逆变器的输出有功功率和无功功率将产生2倍电网频率的波动，若仍仅采用PI控制策略，并网电流将发生严重畸变，逆变器将会有过流等故障，导致并网不成功[5]。目前，国内外学者对电网电压不平衡并网逆变器控制有大量研究，早期研究较多的方案为直接功率控制、电网电压定向控制等[6-8]，这些控制方法都是通过对基准功率或电流进行跟踪以实现给定值的快速跟踪，具有结构简单、鲁棒性强等优点，但是只能实现单目标的控制，难以同时控制功率和电流[9-10]。

模型预测控制是一种基于模型，反馈校正的优化控制算法，具有建模简单，系统鲁棒性强，稳定性好和动态响应快等优点，近年来被广泛用于并网变换器的控制[11-13]。文献[9]提出了模型预测直接功率控制MPDPC(model predictive direct power control)，基于输入有功和无功功率误差的模糊逻辑的理论

收稿日期：2019-11-19；修回日期：2020-01-09　网络出版时间：2020-04-01 11:29:45

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

器，来确定施加电压矢量的占空比，实现了有功无功功率的精确跟踪，但其调制器设计复杂，电压矢量选取困难；文献[11-13]利用电网电压及其1/4周期延迟信号，电流参考值计算补偿功率，该方法省去正负分量提取、锁相环节，简化算法，但是功率跟踪精度有限；文献[11]提出了基于对称序列分量的广义功率控制策略，控制电压不平衡时发生的瞬间功率输出跳降，实现了平滑地调节振荡功率的相对幅度以及并网电流的峰值，但其有功无功独立控制参数调配困难，控制精度有限。

本文提出一种新型的基于模型预测控制电网不平衡抑制策略。该策略利用电网电压、电网电流及其1/4周期延迟信号搭建功率模型，通过选择MPDPC中最优的开关状态，同时消除逆变器输出有功功率的2倍频脉动及电流畸变，跟踪基准有功功率和无功功率。与传统预测控制方法对比，该方法省去了PLL锁相环节、PWM调制；能同时在电网正常运行及不平衡故障运行时取得良好的控制效果。

1 不平衡电网下并网逆变器功率分析

1.1 逆变器数学模型

图1为实验平台的三电平逆变器拓扑结构。图中，C_1、C_2为直流侧电容，S_a-S_{a1}、S_b-S_{b1}、S_c-S_{c1}为a、b、c三相功率变换开关，L为滤波电感，R为线路等效电阻，通过切换开关S的状态可以改变4相电压值。

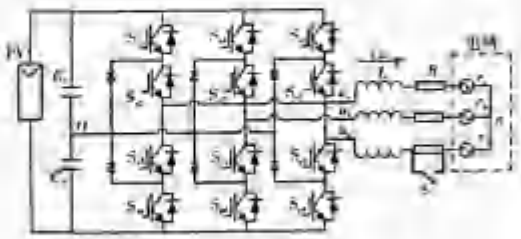


图1 三电平逆变器电路结构

Fig.1 Structure of three-level inverter circuit

经过abc/$\alpha\beta$坐标变换，可以得到两相静止$\alpha\beta$坐标轴下的并网逆变器数学模型，即

$$e=U-Ri-L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

式中，e、U为并网电压、逆变器输出电压。

定义直流母线差$u_d=u_{C_1}-u_{C_2}$，由文献[10]可得$k+1$时刻u_d为

$$u_d(k+1)=\frac{T_s}{C}|S_{abc}|^{\mathrm{T}}i_{abc}+u_d(k) \tag{2}$$

式中：S_{abc}为网侧逆变器第i个开关状态，$|S_{abc}|=[|S_a|\ |S_b|\ |S_c|]^{\mathrm{T}}\in\{-1,0,1\}$；$i_{abc}$为并网逆变器三相电流，$i_{abc}=[i_a\ i_b\ i_c]^{\mathrm{T}}$。

1.2 不平衡电网下正负序分量提取

在不平衡电网下，电压、电流均可用正负序分量表示为

$$\begin{cases}e=e_{\alpha\beta}^{+}+e_{\alpha\beta}^{-}=e_{\alpha\beta}^{+}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}+e_{\alpha\beta}^{-}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\\ i=i_{\alpha\beta}^{+}+i_{\alpha\beta}^{-}=i_{\alpha\beta}^{+}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}+i_{\alpha\beta}^{-}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\end{cases} \tag{3}$$

式中：$e_{\alpha\beta}^{+}$、$e_{\alpha\beta}^{-}$和e_{α}^{+}、e_{β}^{-}为并网侧电压在两相静止$\alpha\beta$坐标轴和同步旋转dq坐标轴下的正负序分量；$i_{\alpha\beta}^{+}$、$i_{\alpha\beta}^{-}$和i_{α}^{+}、i_{β}^{-}为并网侧电流在两相静止$\alpha\beta$坐标轴和同步旋转dq坐标轴下的正负序分量；ω为并网侧电压频率。

本文采用信号延时的方法提取正负序分量，e'表示延时1/4周期（$T/4$）后的并网侧电压，表示为

$$e'=e(t-\frac{T}{4})=e_{\alpha\beta}^{+}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega(t-\frac{T}{4})}+e_{\alpha\beta}^{-}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega(t-\frac{T}{4})}=-\mathrm{j}e_{\alpha\beta}^{+}+\mathrm{j}e_{\alpha\beta}^{-} \tag{4}$$

联立式3和式4，可以计算$e_{\alpha\beta}^{+}$、$e_{\alpha\beta}^{-}$，所以采用信号延时$T/4$的方法可提取正、负序分量。

1.3 不平衡电网下功率分析

在不平衡电网下，根据瞬时功率理论，电网侧复功率S表达式为

$$S=P_s+\mathrm{j}Q_s=\frac{3}{2}e_{\alpha\beta}i_{\alpha\beta}^{*}=1.5(e_{\alpha\beta}^{+}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}+e_{\alpha\beta}^{-}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t})(i_{\alpha\beta}^{+}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}+i_{\alpha\beta}^{-}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}) \tag{5}$$

式中，P_s和Q_s为并网侧的瞬时有功功率和瞬时无功功率。计算式(5)可得，有功、无功功率的瞬时表达式分别为

$$\begin{aligned}P_s&=P_{s0}+P_{sc2}\cos(2\omega t)+P_{ss2}\sin(2\omega t)\\ Q_s&=Q_{s0}+Q_{sc2}\cos(2\omega t)+Q_{ss2}\sin(2\omega t)\end{aligned} \tag{6}$$

式中，P_{s0}和Q_{s0}为并网侧的有功和无功基波；P_{sc2}和P_{ss2}为并网侧有功功率2倍频谐波余弦和正弦分量；Q_{sc2}和Q_{ss2}为并网侧无功功率2倍频谐波余弦和正弦分量。上述变量分别表示为

$$\begin{cases}P_{s0}=1.5\,\mathrm{Re}(i_{\alpha\beta}^{+}e_{\alpha\beta}^{+}+i_{\alpha\beta}^{-}e_{\alpha\beta}^{-})=1.5(i_{\alpha}^{+}\odot e_{\alpha}^{+}+i_{\beta}^{-}\odot e_{\beta}^{-})\\ P_{sc2}=1.5\,\mathrm{Re}(i_{\alpha\beta}^{+}e_{\alpha\beta}^{-}+i_{\alpha\beta}^{-}e_{\alpha\beta}^{+})=1.5(i_{\alpha}^{+}\odot e_{\alpha}^{-}+i_{\beta}^{+}\odot e_{\beta}^{-})\\ P_{ss2}=1.5\,\mathrm{Re}(\mathrm{j}i_{\alpha\beta}^{+}e_{\alpha\beta}^{-}-\mathrm{j}i_{\alpha\beta}^{-}e_{\alpha\beta}^{+})=1.5(i_{\alpha}^{+}\otimes e_{\alpha}^{-}-i_{\beta}^{+}\otimes e_{\beta}^{-})\\ Q_{s0}=1.5\,\mathrm{Im}(i_{\alpha\beta}^{+}e_{\alpha\beta}^{+}+i_{\alpha\beta}^{-}e_{\alpha\beta}^{-})=1.5(i_{\alpha}^{+}\otimes e_{\alpha}^{+}+i_{\beta}^{-}\otimes e_{\beta}^{-})\\ Q_{sc2}=1.5\,\mathrm{Im}(i_{\alpha\beta}^{+}e_{\alpha\beta}^{-}+i_{\alpha\beta}^{-}e_{\alpha\beta}^{+})=1.5(i_{\alpha}^{+}\otimes e_{\beta}^{-}+i_{\beta}^{+}\otimes e_{\alpha}^{-})\\ Q_{ss2}=1.5\,\mathrm{Im}(\mathrm{j}i_{\alpha\beta}^{+}e_{\alpha\beta}^{-}-\mathrm{j}i_{\alpha\beta}^{-}e_{\alpha\beta}^{+})=1.5(i_{\alpha}^{+}\odot e_{\beta}^{-}-i_{\beta}^{+}\odot e_{\alpha}^{-})\end{cases} \tag{7}$$

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

2　不平衡电压下模型预测功率控制

2.1　瞬时功率分析

为省去同步旋转坐标变换，需将瞬时功率转换至静止坐标轴，结合式(3)和式(4)，计算得到

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha}^{+} \\ e_{\beta}^{+} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} e^{j\omega t} & je^{-j\omega t} \\ e^{j\omega t} & -je^{-j\omega t} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} e \\ e' \end{bmatrix} \tag{8}$$

同理，计算得

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+} \\ i_{\beta}^{+} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} e^{-j\omega t} & je^{-j\omega t} \\ e^{j\omega t} & -je^{j\omega t} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i \\ i' \end{bmatrix} \tag{9}$$

将式8和式9代入式(7)，可得瞬时功率的新型表示方法，即

$$\begin{cases} P_{p0} = \frac{3}{4}(i\odot e + i'\odot e') \\ P_{p2} = \frac{3}{4}[A_1\cos(2\omega t) + A_2\sin(2\omega t)] \\ P_{c2} = \frac{3}{4}[A_1\sin(2\omega t) - A_2\cos(2\omega t)] \\ Q_{p0} = \frac{3}{4}(i\otimes e + i'\otimes e') \\ Q_{p2} = \frac{3}{4}[A_3\cos(2\omega t) + A_4\sin(2\omega t)] \\ Q_{c2} = \frac{3}{4}[A_3\sin(2\omega t) - A_4\cos(2\omega t)] \end{cases} \tag{10}$$

其中

$$\begin{cases} A_1 = i\odot e - i'\odot e' \\ A_2 = i\odot e' + i'\odot e \\ A_3 = i\otimes e - i'\otimes e' \\ A_4 = i\otimes e' + i'\otimes e \end{cases} \tag{11}$$

2.2　功率脉动抑制

本文控制目标为实现并网逆变器单位功率因数及有功功率脉动为0，所以设无功功率给定值为0，有功功率2倍频谱波为0，即

$$\begin{cases} A_1 = i\odot e - i'\odot e' = 0 \\ A_2 = i\odot e' + i'\odot e = 0 \\ P_{p0} = \frac{3}{4}(i\odot e + i'\odot e') = P_{p0}^{ref} \end{cases} \tag{12}$$

求解式(12)可以得到

$$\begin{cases} i_{\alpha}^{+} = -\dfrac{e_{\beta}(i\odot e) + e_{\beta}'(i\odot e')}{e\otimes e'} \\ i_{\beta}^{+} = \dfrac{e_{\alpha}(i\odot e) + e_{\alpha}'(i\odot e')}{e\otimes e'} \end{cases} \tag{13}$$

式(13)代入式(10)可得

$$P_{p0} = 1.5(i\odot e), P_{c} = 0$$

$$Q_{p0} = -\frac{0.75(i\odot e')(e^2 + e'^2)}{e\otimes e'}, Q_{c} = \frac{(e\odot e')}{e\otimes e'}P_{p0} \tag{14}$$

2.3　传统模型预测控制

传统模型预测控制通过设定目标函数，对电流进行滚动优化技术，使预测电流跟踪给定值。一般目标函数设计为

$$g = \left| x^{*}(k+1) - x(k+1) \right| \tag{15}$$

式中，$x^{*}(k+1)$、$x(k+1)$ 分别为 $k+1$ 次电流参考量、逆变器输出电流。控制框图如图2所示。

图 2　传统 MPPC 控制框图

Fig.2　Control block diagram of traditional MPPC

由图2可得，通过循环计算选择最小目标函数确定最优开关状态，进而控制并网逆变器。将传统模型预测控制应用于三电平并网逆变器，在电网电压不平衡时，由于其中点电压没有得到控制，影响其输出电能质量。

2.4　新型模型预测功率控制

设 P_{ref}、Q_{ref} 分别为有功、无功给定值，新型模型功率预测算法设计为

$$\begin{aligned} P_{p0}(k+1) + P_{c}(k+1) &= P_{p0}(k) + P_{c}(k) + f_{p}T_{s} \\ Q_{p0}(k+1) + Q_{c}(k+1) &= Q_{p0}(k) + Q_{c}(k) + f_{q}T_{s} \end{aligned} \tag{16}$$

将式(14)代入式(16)，可得

$$P_{p0}(k+1) = P_{p0}(k) + f_{p}T_{s}$$

$$Q_{p0}(k+1) + \frac{(e\odot e')}{e\otimes e'}P_{p0}(k+1) = Q_{p0}(k) + \frac{(e\odot e')}{e\otimes e'}P_{p0}(k) + f_{q}T_{s} \tag{17}$$

则定义功率预测控制目标函数为

$$J = \left[P_{ref} - P_{p0}(k+1)\right]^2 + \left[Q_{ref} + \frac{(e\odot e')}{e\otimes e'}P_{ref} - Q_{p0}(k+1) - \frac{(e\odot e')}{e\otimes e'}P_{p0}(k+1)\right]^2 + \lambda\left|u_{0}(k+1)\right| \tag{18}$$

式中，λ 为加权系数，λ 的选择需要综合考虑电流谐波和中点电压，采用分支定界法，逐渐增大 λ 值，最终确定选择 $\lambda = 0.01$。

当系统实现有功功率给定值跟踪时，$P_{p0}(k+1) = P_{ref}$，$P_{p0}(k) \approx P_{ref}$，所以 $P_{p0}(k+1) \approx P_{p0}(k)$，则式(17)和式(18)可化简为

$$P_{p0}(k+1) = P_{p0}(k) + f_{p}T_{s}$$

$$Q_{p0}(k+1) = Q_{p0}(k) + f_{q}T_{s}$$

©1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

$$J=|P_{ref}-P_{pre}(k+1)|^2+|Q_{ref}-Q_{pre}(k+1)|^2+\lambda|u_0(k+1)| \tag{19}$$

由文献[11]可得，不平衡电网下，电网电压 e 在 $\alpha\beta$ 坐标轴下的表达式为

$$\begin{cases} e_\alpha=\sqrt{2}U_1\cos(\omega t+\varphi_1) \\ e_\beta=\sqrt{2}U_2\sin(\omega t+\varphi_2) \end{cases} \tag{20}$$

式中，U_1、U_2和φ_1、φ_2分别为 α、β 轴电压的有效值和相位角。结合式4可得

$$\begin{cases} e_\alpha=\sqrt{2}U_1\cos(\omega t+\varphi_1-\dfrac{\pi}{2}) \\ e_\beta=\sqrt{2}U_2\sin(\omega t+\varphi_2-\dfrac{\pi}{2}) \end{cases}$$

将式(20)，式(21)代入式(14)可得

$$\begin{cases} P_{pre}=1.5(i\bigcirc e) \\ Q_{pre}=\dfrac{0.75(i\bigcirc e)(U_1^2+U_2^2)}{U_2U_1\cos(\varphi_1-\varphi_2)} \end{cases}$$

式(22)可简化为

$$\begin{cases} P_{pre}=1.5(i\bigcirc e) \\ Q_{pre}=1.5K(i\bigcirc e) \end{cases} \tag{23}$$

其中

$$K=-\frac{0.75(e^2+ie^{\perp})}{e\otimes e}=\frac{(U_1^2+U_2^2)}{2U_2U_1\cos(\varphi_1-\varphi_2)} \tag{24}$$

联合式(20)~式(22)，可得有功功率、无功功率基波分量的导数分别为

$$\begin{cases} f_{ip}=\dfrac{\mathrm{d}P_{pre}}{\mathrm{d}t}=1.5\left(\dfrac{e_\alpha u_\alpha+e_\beta u_\beta-e_\alpha^2-e_\beta^2}{L}\right)-1.5\omega Q_{pre} \\ f_{iq}=\dfrac{\mathrm{d}Q_{pre}}{\mathrm{d}t}=1.5K\left(\dfrac{e_\alpha u_\beta+e_\beta u_\beta-e_\alpha e_\alpha-e_\beta e_\beta}{L}\right)+1.5K\omega P_{pre} \end{cases} \tag{25}$$

式中：e_α、e_β为 $\alpha\beta$ 电网电压；u_α、u_β为 $\alpha\beta$ 逆变器输出电压。

根据式(25)可得 $k+1$ 时刻有功功率 P、新型无功功率 Q 的预测值，即

$$\begin{aligned} P_{pre}(k+1)&=P_{pre}(k)+f_{ip}t_s \\ Q_{pre}(k+1)&=Q_{pre}(k)+f_{iq}t_s \end{aligned} \tag{26}$$

式中，t_s为控制周期。

3 仿真与实验

通过 Matlab/Simulink 仿真软件和实验对本文所提出不平衡电网下光伏并网逆变器模型预测控制算法的有效性进行验证，如图3所示为MPDPC系统控制框图。根据图3的控制框图可得图4所示的MPDPC流程。通过循环计算最小目标函数 J 可选择最佳的开关状态，从而获得功率模型预测值和电容器电压差。

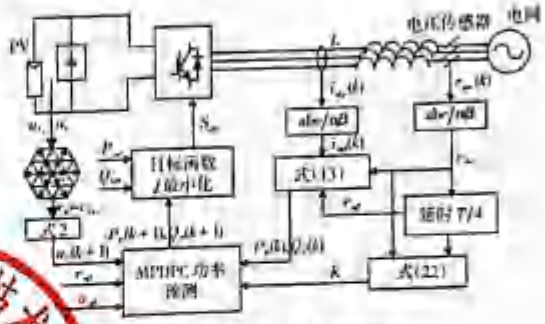


图 3 MPDPC 控制框图

Fig.3 Control block diagram of MPDPC

图 4 MPDPC 流程

Fig.4 Flow chart of MPDPC

表1为仿真及实训平台不平衡电网下并网逆变器系统参数。仿真参数设定如下：设定逆变器直流侧电压为430 V，死区时间为3 μs，有功功率给定值为3.8 kW，ABC三相相电压有效值为128 V，0.1 s时刻A相电压跌落20%，0.2 s时刻A相电压上升20%。

图5所示为电网电压、电网电流、有功功率的

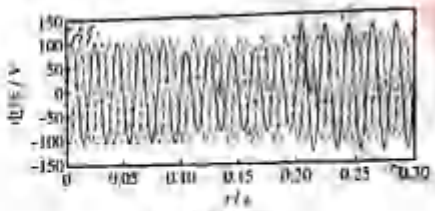
(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

波形。由图5可见，当电网电压不平衡时，采用新型MPDPC策略可以基本实现并网电流平衡，有功功率跟踪与有功功率给定，直流侧母线电容两端电压基本平衡。

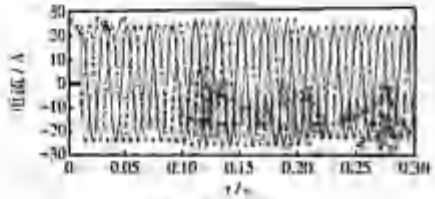
表1　并网逆变器平台参数

Tab.1　Parameters of grid-connected inverter platform

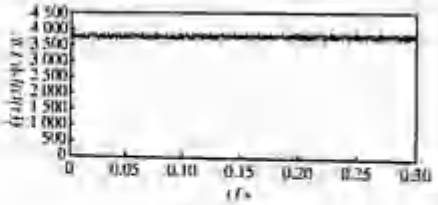
参数	数值
滤波电感 / mH	6
直流侧电容 / μF	1 680
直流侧电压 / V	430
电网频率 / Hz	50
采样频率 / kHz	10
死区时间 / μs	3



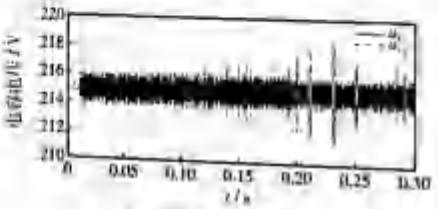
(a) 电网电压



(b) 并网三相电



(c) 有功功率



(d) 直流侧电容电压

图5　不平衡电网下新型MPDPC仿真结果

Fig.5　Simulation results under novel MPDPC strategy and unbalanced grid

3.8 kW实验平台参数设置为：直流母线电压430 V，给定有功功率3.8 kW、无功功率0 kvar。实验中通过改变图1所示开关的状态改变A相电阻值来实现单相电压的上升，当开关"S"断开时，ABC三相电网电压分别为128.0 V、128.3 V、128.1 V，当开关"S"闭合时，ABC三相电压分别为167.2 V、128.0 V、128.0 V，波形如图6所示。

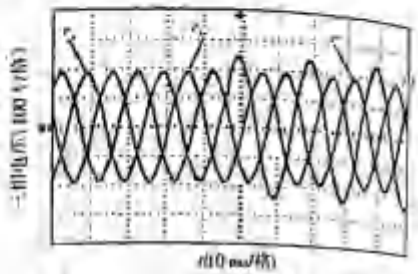
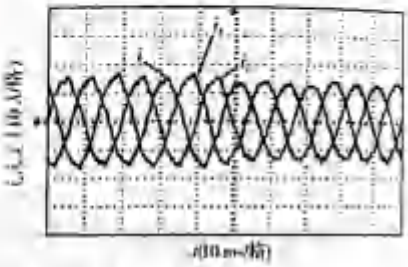


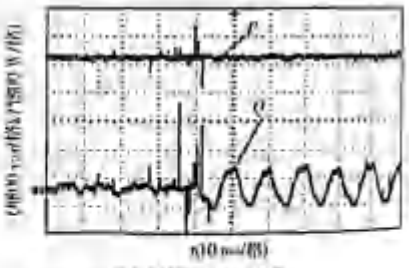
图6　不平衡电网下电网电压波形

Fig.6　Waveforms of grid voltage under unbalanced grid

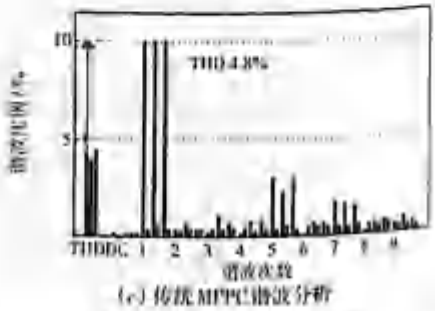
针对电网电压不平衡时，采用传统预测控制算法得到的电网电流和功率波形如图7所示。



(a) 传统MPPC电网电流



(b) 传统MPPC功率



(c) 传统MPPC谐波分析

图7　传统MPPC实验波形

Fig.7　Experiment waveforms under traditional MPPC strategy

采用本文所提控制策略进行三相不平衡时的实验波形如图8所示，其中，电网电流波形如图8(a)所示，电网功率波形如图8(b)所示

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

MPPC功率控制方法图7对比，图8(a)显示，新型MPDPC策略时电网电流畸变率明显改善，电流THD降为3.2%。此外，有功功率为3858 W，无明显纹波。验证了该方法的有效性。

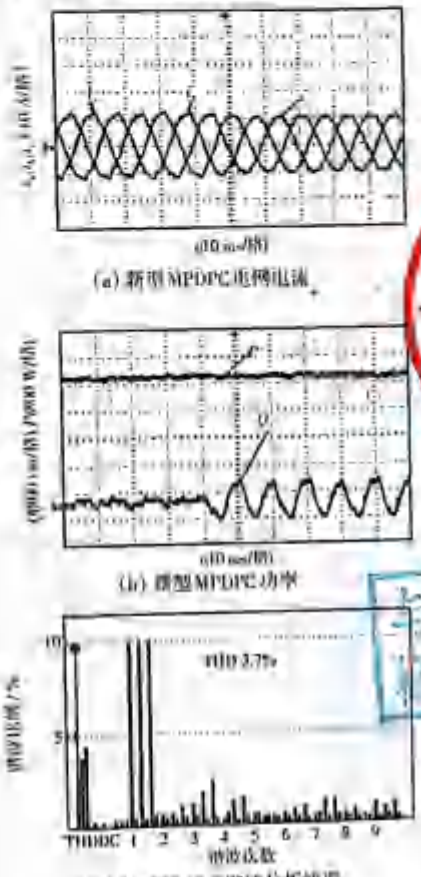


图 8 新型 MPDPC 实验波形

Fig.8 Experimental waveforms under novel MPDPC strategy

4 结 语

针对电网电压不平衡，并网逆变器出现功率波动、并网电流畸变、过流故障，谐波含量过高等一系列问题，本文提出一种新型的基于模型预测控制的不平衡抑制策略。该策略无需PLL锁相环节、PWM及电网电压正负序提取，且在电网正常运行和不平衡故障运行时均有良好的控制效果。从仿真和实验结果可得，当电网电压不平衡时，所提新型功率模型预测控制能有效抑制有功功率2倍频脉动，减小并网电流谐波含量，实现有功功率的精准跟踪。

参考文献：

[1] 金海，沈学宇，苏泰新，等(Jin Tao, Shen Xueyu, Su Taixin, *et al*). 不平衡电网下并网逆变器的模型预测电流限幅灵活控制(Flexible model predictive control with peak current limitation for grid-connected inverter under unbalanced grid voltage)[J]. 电工技术学报(Transactions of China Electrotechnical Society), 2019, 34(11): 2342-2353.

[2] 林永鹏，陶顺，肖湘宁(Lin Yongpeng, Tao Shun, Xiao Xiangning). 电压不平衡条件下并网逆变器的直流电压控制(DC voltage control of grid-connected inverters under unbalanced grid voltage)[J]. 电网技术(Power System Technology), 2015, 39(6): 1643-1649.

[3] 胡书举，孟宪林，李书林，等(Hu Shuju, Meng Yanlong, Li Fenglin, *et al*). 电网电压不平衡时逆变器无交流电压传感器控制策略(AC voltage sensorless control strategy of grid-connected inverter under unbalanced grid voltage)[J]. 电工技术学报(Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32(24): 146-152.

[4] 阳同光，桂卫华(Yang Tongguang, Gui Weihua). 电网不平衡情况下并网逆变器控制策略综述(An overview on control strategies of grid-connected inverter under unbalanced voltage condition)[J]. 电工技术学报(Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30(14): 241-246.

[5] 熊飞，吴俊勇，郝亮亮，等(Xiong Fei, Wu Junyong, Hao Liangliang, *et al*). 不对称电网电压跌落下逆变电源的多目标控制策略(Multi-objective control strategies of grid interface inverter under unbalanced voltage sags)[J]. 电工技术学报(Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32(1): 107-116.

[6] 陶顺，姚黎婷，廖坤玉，等(Tao Shun, Yao Liting, Liao Kunyu, *et al*). 光伏逆变器直流电压扰动引起的间谐波电流解析模型(Analysis model for inter-harmonic current caused by DC voltage disturbance of photovoltaic inverter)[J]. 电网技术(Power System Technology), 2018, 42(3): 878-885.

[7] 谭骞，徐永海，黄浩，等(Tan Qian, Xu Yonghai, Huang Hao, *et al*). 不对称电压暂降情况下光伏逆变器输出电流峰值的控制策略(A control strategy for peak output current of PV inverter under unbalanced voltage sags)[J]. 电网技术(Power System Technology), 2015, 39(3): 601-608.

[8] 单国威，齐旭宏，魏雅君，等(Shan Guoliang, Qi Hanhong, Wei Yaqun, *et al*). 基于复功率的电网电压不平衡条件下并网逆变器控制策略(Complex power based control strategy of grid-connected inverter under unbalanced grid voltage conditions)[J]. 电工技术学报(Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32(8): 229-236.

[9] Bozorgi A M, Ghalami-Kiashi H, Farasat M, *et al*. Model

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

predictive direct power control of three-phase grid-connected converters with fuzzy-based duty cycle modulation [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2018, 54(5): 4875-4885.

[10] Svelnock J, Geyer T, Madawala U K. Model predictive direct power control for grid-connected NPC converters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5319-5328.

[11] Wang Fei, Duarte Jorge L, Hendrix M A M. Pliant active and reactive power control for grid-interactive converters under unbalanced voltage dips[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2011, 26(5): 1511-1521.

[12] Bo Yin, Oruganti R, Panda S K, *et al*. An output-power-control strategy for a three-phase PWM rectifier under unbalanced supply conditions[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 2140-2151.

[13] Jin Nan, Hu Shiyang, Can Chun, *et al*. Finite states model predictive control for fault-tolerant operation of a three-phase bidirectional AC/DC converter under unbalanced grid voltages[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 819-829.

[14] Zhang Yongchang, Qu Changqi. Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4011-4022.

[15] 王洋，程志江，李永东(Wang Yang, Cheng Zhijiang, Li Yongdong). 三电平并网变换器的模型预测控制(Model predictive control of three-level grid-connected converter)[J]. 电力系统及其自动化学报(Proceedings of the CSU-EPSA), 2018, 30(10): 34-41.

作者简介：

刘德艳(1987—)，女，硕士，讲师，研究方向为光伏发电系统控制与优化。Email: excliusiyan@foxmail.com

陈才学(1979—)，男，博士，副教授，研究方向为能源互联网技术。Email: cyycx@126.com

关于外文字符的字体

1. 正体外文字母的常用场合

(1)计量单位和 SI 词头符号。

(2)数学式中的运算符号和缩写号，如：微分号 d，有限增量符号 Δ，变分号 δ，极限 lim，行列式 det，最大值 max 等。

(3)其值不变的数学常数符号：圆周率 π，自然对数的底 e，虚数单位 i(电工中常用 j)。

(4)量符号中为区别其他量而加的具有特定含义的非量符号和非变动性数字符号角标，如势能 E_p，宏观总截面 Σ_a；转置矩阵 A^T 等。

(5)仪器、元件、样品等的型号、代号。

2. 斜体外文字母的常用场合

(1)用字母代表的数、一般函数及统计学符号等，如：x，y；ΔABC；$f(x)$；概率 P，均数 $\bar{x}$。

(2)量符号和量符号中代表量或变动性数字或坐标符号的角标字母，如：体积 V，雷诺数 Re，能谱角截面砌 σ_{nE}，能量 $E_i(i=1,2,3)$，力的 x 方向分量 F_x。

(3)矢量和张量符号用黑斜体。

3. 化学元素符号均为正体，且首字母大写。

摘编于《中国高等学校自然科学学报编排规范》(修订版)

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

CS 扫描全能王

中储国能
Zhong-chu-guo-neng (Beijing) Technology Co., Ltd.
国际领先压缩空气
储能系统解决方案提供商
ISSN 2095-4239
9 772095 423217 11
中储国能（北京）技术有限公司
https://www.caes.store/wzsy
邮发代号：80-732 定价：98.00元

2、论文《不平衡电网下并网逆变器
气工程学报》发表

ISSN 2095-9524
CN 10-1289/TM

机工传媒 China Machine Media

中国科技核心期刊
中国科学引文数据库（CSCD）来源期刊

电气工程学报

JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING

封面文章：高峰均比脉冲功率独立电源系统关键技术研究综述
作　　者：张佐乾　吴红飞　杨帆　杜益如　余海涛　刘越　邢岩

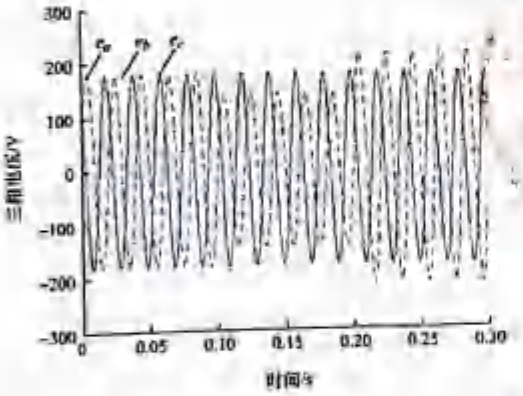
机械工业信息研究院 主办

18卷 1期 季刊
2023年3月

CS 扫描全能王

77 不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制

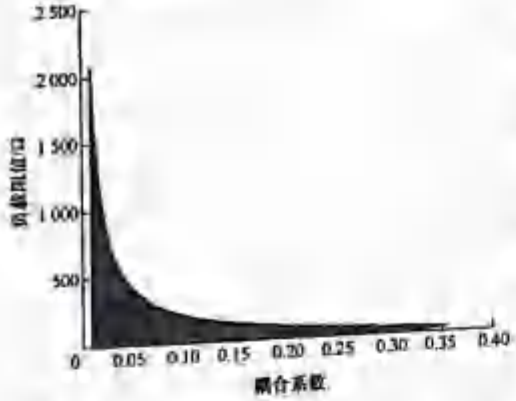
刘德艳



摘要：针对并网逆变器在电网电压不平衡故障时电网电流畸变过大，功率脉动大，直流侧电压不稳定等问题，提出一种多目标模型预测功率控制(Multi-objective model predictive power control，MOMPPC)降低电流总谐波失真，消除有功/无功功率脉动及平衡网侧电流。首先对不平衡电网时瞬时功率进行详细分析，得出网侧负序功率与无功功率；然后通过调节有功/无功功率基准，及负序网侧电压矢量，实现三个灵活控制目标；为避免增加开关切换频率，优化价值函数，增加开关切换次数，引入直流电压偏差权重因子，降低直流电压脉动。Matlab/Simulink 仿真和[illegible]试验对比显示 MOMPPC [illegible]三种目标的灵活控制，传统模型预测功率控制(Model predictive power control，MPPC)与所提 MOMPPC 控制[illegible]THD 分别为 4.8%、3.7%，结果表明 MOMPPC 策略的有效性。

86 双负载磁谐振 S-LCL 无线充电系统频率分叉分析

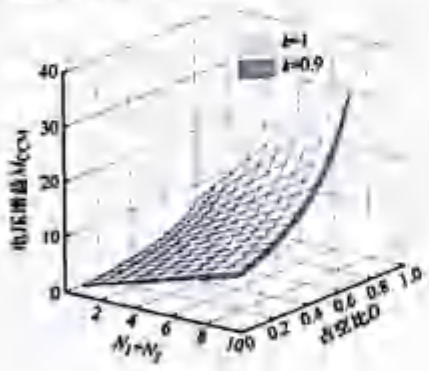
熊勇回　郭　健　熊自强　韩伯强



摘要：[illegible]现象，从而导致频率谐振点系统性能[illegible]电系统存在的[illegible]结构等基本拓扑进行研究，而缺少对 S-LCL 等复杂谐振结构频率分叉现象的研究，因此选择对双负载磁谐振 S-LCL 无线充电系统的频率分叉进行研究。首先分析了双负载系统输出特性随工作频率的变化情况。然后，利用谐振频率下的阻抗特征推导出双负载系统可以规避频率分叉现象的条件以及分叉谐振频率的表达式。仿真分析了耦合系数与负载阻值对双负载磁谐振 S-LCL 无线充电系统频率分叉临界点和输出特性的影响，得到了规避频率分叉现象的负载与耦合系数的取值范围。最后，搭建 Matlab 仿真模型和物理平台对所得结论进行验证。

94 含双倍压 DCM 结构的高增益 DC/DC 变换器

荣德生　刘　磊　孙瑄璠　胡学真



摘要：为了增加直流变换器的电压增益，减少开关管的电压应力，将耦合电感倍压单元与二极管-电容(Diode capacitor multiplier, DCM)单元进行组合，提出一种双倍压 DCM 结构，将该结构引入含输出二极管的非隔离变换器中，不仅能提升该类变换器的电压增益，有效降低器件的电压应力，同时利用结构中的二极管-电容支路作为无源钳位支路吸收漏感能量，提高变换器的效率。并以含双倍压 DCM 结构的 Sepic 变换器为例进行了工作模态和工作性能的分析，推导了电感电流临界的工作状态，与同类型变换器进行了对比分析，充分证明了该类变换器具有高增益、低应力的优势。最后，搭建了一个 60 W 的试验样机，验证了上述理论的正确性。

DOI：10.11985/2023.01.008

不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制*

(湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室 湘潭 411104)

摘要：针对并网逆变器在电网电压不平衡故障时并网电流畸变过大，功率脉动大，直流侧电压不稳定等问题，提出一种多目标模型预测功率控制(Multi-objective model predictive power control，MOMPPC)降低电流总谐波失真，消除有功/无功功率波动及平衡网侧电流。首先对不平衡电网时瞬时功率进行详细分析，得出瞬时有功/无功功率表达，改变其准系数矩阵，实现三个灵活控制目标；为避免逆变器频繁开关，优化设计成本函数，增加开关切换次数。直流侧中点电压加权函数，有效降低直流电压脉动。Matlab/Simulink 仿真和 3.8 kW 样机实验对比显示 MOMPPC 能实现三种目标的灵活控制，传统模型预测功率控制(Model predictive power control，MPPC)与所提 MOMPPC 控制策略网侧电流谐波 THD 分别为 4.8%、3.7%，结果表明 MOMPPC 策略的有效性。

关键词：有功/无功功率；三相逆变器；模型预测控制；电流谐波；中点电压

中图分类号：TM464

Multi-objective Model Predictive Control of Grid-connected Inverters in Unbalanced Grids

LIU Siyan

(Photovoltaic System Control and Optimization of Hunan Province Engineering Laboratory, Hunan Vocational Institute of Technology, Xiangtan 411104)

Abstract: Under unbalance grid voltage, grid-tie inverter have the problem of excessive grid current distortion, large power ripple, and DC side voltage instability. In order to solve these problems, a multi-objective model predictive power control(MOMPPC) is proposed to address the issue of the distorting grid current in grid-tied inverter. Firstly, the instantaneous power when the grid is unbalanced is detailed analyzed to obtain instantaneous active/reactive power; then adjust the active/reactive power reference and change the reference coefficient matrix to achieve three flexible control goals. In order to avoid frequent inverter switching, optimize the design of the cost function, increase the number of switching times, and the DC side midpoint voltage weighting function to effectively reduce the DC voltage ripple. The comparison of Matlab/Simulink simulation and 3.8 kW prototype experiment show that MOMPPC can achieve flexible control of three goals. The traditional MPPC and MOMPPC control current harmonics THD of the grid side are 4.8% and 3.7%, respectively. The results show the effectiveness of MOMPPC strategy.

Key words: Active and reactive power; three-level inverter; model predictive power control; grid current distortion; neutral point voltage

* 湖南省自然科学基金资助项目(2021JJ60052)；2021216 收到初稿，
20220617 收到修改稿

1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

1 引言

随着全球变暖和环境污染等问题日益严峻，各国政府制定一系列节能减排政策并提出碳中和概念。其中构建以新能源为主体的新型电力系统是我国“十四五”期间的重要任务。随着分布式发电等新能源发电系统占比的不断提高，使得接入电力系统的电力电子变换设备不断增加，大量非线性负载的接入对电网的电能质量有着重要影响[1-2]，最突出表现为增加电网的三相不平衡度，因此分析与掌握电网三相不平衡特性是控制电能质量的首要任务。国内外针对电网三相不平衡时并网逆变器的控制做了大量研究，常用控制方法有PI控制[3]、滑模控制[4]和模型预测控制(Model predictive control，MPC)[5-7]。

MPC因其简单的预测模型和快速的动态响应而被广泛应用于电力电子变换器[8-10]。模型预测控制根据控制目标的不同可分为模型预测电流控制(Model predictive current control，MPCC)和模型预测功率控制(Model predictive power control，MPPC)，MPCC在实现过程中必须增加锁相环(Phase locked loop，PLL)，增加控制算法复杂性[11]；MPPC因省去PLL环节而受到人们的关注和重视[12]，但是MPPC的上述优势在电网发生三相不平衡故障时不能体现出来，此时逆变器输出侧畸变电流增加，有功/无功功率振荡增大[13]。这些问题均会污染电网电能，造成电网电能质量下降，甚至损坏用电设备[14-15]。为解决这些问题，研究人员提出一系列改进MPPC算法，从而消除谐波电流以及有功/无功功率振荡。

文献[16]提出模型预测直接功率控制(Model predictive direct power control，MPDPC)，实现跟踪参考有功功率和平衡中性点电压；文献[17]提出一种新的成本函数和四步MPDPC(Four steps model predictive direct power control，FSMPDPC)方案，FSMPDPC以较低的电流总谐波失真(Total harmonic distortion，THD)和较低的纹波改善了逆变器的稳态性能；文献[18]提出一种基于双矢量作用时间的双向DC-DC变换器电流预测控制(MPPC with dual vectors，MPPCDV)，以实现平衡逆变器中点电压的目标，但是这些方法无法消除无功功率振荡且无法平衡电网电流，不能实现多目标灵活控制。文献[19]中模型预测电流限幅控制可以达到消除有功/无功功率振荡、负序电流分量的目标，但是控制器采用MPCC算法，在切换控制目标时参数调整不仅繁琐且需要定制。

本文在上述研究基础上，对不平衡电网下三电平并网逆变器功率进行分析，利用电网电流、电网电压及其四分之一周期延时信号搭建模型预测功率模型；然后建立MOMPPC系数矩阵，通过选择不同系数矩阵可以消除有功/无功功率振荡以及平衡网侧电流二个灵活控制目标；其次在设计成本函数时增加直流侧[illegible]；最后进行Matlab/Simulink仿真实验，验证MOMPPC[illegible]。

2 三[illegible]逆变器数学模型

三电平[illegible]结构如图1所示，e、i、u分别为网侧电压、网侧电流、逆变器侧电压；$e_{abc}=[e_a, e_b, e_c]^T$、$i_{abc}=[i_a, i_b, i_c]^T$、$u_{abc}=[u_a, u_b, u_c]^T$分别为网侧电压、网侧电流、逆变器侧电压abc三相分量；C_1、C_2为直流侧电容；$S_{a1}\sim S_{a4}$、$S_{b1}\sim S_{b4}$、$S_{c1}\sim S_{c4}$为abc三相功率变换开关；L、R分别为输出滤波器的电感值及其等效电阻值；不平衡电压可通过改变开关“S”[illegible]

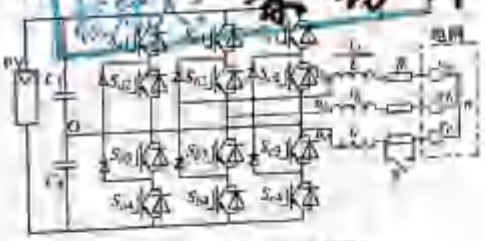


图1 并网逆变器拓扑结构

三电平并网逆变器两相静止$\alpha\beta$坐标轴数学模型为

$$e=u-Ri-L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

定义直流侧母线中点电压差$u_{dc}=u_{C1}-u_{C2}$，k+1时刻u_{dc}为

$$u_{dc}(k+1)=\frac{T_s}{C}\left|S_{abc}\right|^T i_{abc}+u_{dc}(k) \tag{2}$$

式中，$|S_{abc}|=[|S_a|,|S_b|,|S_c|]^T$，$S_{a(1\sim4),b,c}\in\{-1,0,1\}$；$S_{abc}$为并网逆变器第$i$个开关状态，$T_s$为第$i$个开关作用时间，$i_{abc}$为并网逆变器三相电流$I_{abc}=[i_a,i_b,i_c]^T$，$C$为直流侧电容$C_1$、$C_2$的电容值。定义逆变器abc三相开关切换次数为$n_a$、$n_b$、$n_c$，逆变器总切换次数为$n=n_a+n_b+n_c$。

1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

3 不平衡电网下逆变器功率分析

3.1 瞬时有功和无功功率

当电网电压不平衡时，根据电压矢量叠加原理，电网电压可表示为正序、负序和零序电压矢量之和。其中，零序分量可通过调配 SVPWM 的零电压矢量产生的零序电压比例进行抑制抵消，为简化分析，本文模型构建只考虑正、负序电压电流分量。

电网电压 e、电流 i 的正序、负序分量可表示为

$$\begin{cases} e=e^{+}+e^{-}=e_{\alpha\beta}^{+}+e_{\alpha\beta}^{-}=e_{m}^{+}\exp(j\omega t)+e_{m}^{-}\exp(-j\omega t) \\ i=i^{+}+i^{-}=i_{\alpha\beta}^{+}+i_{\alpha\beta}^{-}=i_{m}^{+}\exp(j\omega t)+i_{m}^{-}\exp(-j\omega t) \end{cases} \tag{3}$$

式中，$e_{\alpha\beta}^{+}$、$e_{\alpha\beta}^{-}$为 $\alpha\beta$ 坐标轴电网电压正序、负序分量；e_{dq}^{+}、e_{dq}^{-}为 dq 旋转坐标轴电网电压正序、负序分量；$i_{\alpha\beta}^{+}$、$i_{\alpha\beta}^{-}$为 $\alpha\beta$ 坐标轴电网电流正序、负序分量；i_{dq}^{+}、i_{dq}^{-}为 dq 旋转坐标轴电网电流正序、负序分量；ω 为电网频率。

$e_{\alpha\beta}^{+}$、$e_{\alpha\beta}^{-}$可表示为[20]

$$\begin{cases} e_{\alpha\beta}^{+}=\dfrac{1}{2}(e+je') \\ e_{\alpha\beta}^{-}=\dfrac{1}{2}(e-je') \end{cases} \tag{4}$$

式中，e'为并网侧电压 e 延时 $T/4$ 周期后的分量。

3.2 不平衡电网下功率分析

并网逆变器的复功率 S 为

$$S=\frac{3}{2}e\odot i^{*} \tag{5}$$

式中，'⊙' 表示点乘；i^{*}为网侧电流 i 的共轭复数；通过化简可表示为

$$S=P+jQ \tag{6}$$

式中，P、Q 为网侧瞬时有功、无功功率；e_α、e_β、i_α、i_β为网侧电压、电流 $\alpha\beta$ 轴分量。由文献[20]可得两者表达式为

$$\begin{cases} P=\dfrac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha+e_\beta i_\beta) \\ Q=\dfrac{3}{2}(e_\beta i_\alpha-e_\alpha i_\beta) \end{cases} \tag{7}$$

将式(3)代入式(5)，并结合式(6)、(7)可得瞬时有功功率和无功功率的表达式分别为

$$\begin{cases} P=P_0+P_{c2}\cos(2\omega t)+P_{s2}\sin(2\omega t) \\ Q=Q_0+Q_{c2}\cos(2\omega t)+Q_{s2}\sin(2\omega t) \end{cases} \tag{8}$$

式中，P_0、Q_0为有功、无功功率基波值；P_{c2}、P_{s2}为有功功率谐波余弦，正弦二倍频分量；Q_{c2}、Q_{s2}为无功功率谐波正弦、余弦二倍频分量；e_d、e_q、i_d、i_q为网侧电压、电流 dq 轴分量。六个分量分别为

$$\begin{cases} P_0=1.5(e_d^{+}i_d^{+}+e_q^{+}i_q^{+}+e_d^{-}i_d^{-}+e_q^{-}i_q^{-}) \\ P_{c2}=1.5(e_d^{-}i_d^{+}+e_q^{-}i_q^{+}+e_d^{+}i_d^{-}+e_q^{+}i_q^{-}) \\ P_{s2}=1.5(e_q^{-}i_d^{+}-e_d^{-}i_q^{+}-e_q^{+}i_d^{-}+e_d^{+}i_q^{-}) \\ Q_0=1.5(e_q^{+}i_d^{+}-e_d^{+}i_q^{+}+e_q^{-}i_d^{-}-e_d^{-}i_q^{-}) \\ Q_{c2}=1.5(e_q^{-}i_d^{+}-e_d^{-}i_q^{+}+e_q^{+}i_d^{-}-e_d^{+}i_q^{-}) \\ Q_{s2}=1.5(-e_d^{-}i_d^{+}-e_q^{-}i_q^{+}+e_d^{+}i_d^{-}+e_q^{+}i_q^{-}) \end{cases} \tag{9}$$

4 多目标模型预测功率控制

4.1 MOMPPC 功率基准

式(9)经化简可表示为

$$\begin{cases} P_0=0.75(i\odot e+i'\odot e') \\ P_{c2}=0.75(A_1\cos 2\omega t+A_2\sin 2\omega t) \\ P_{s2}=0.75(A_1\sin 2\omega t-A_2\cos 2\omega t) \\ Q_0=0.75(i\otimes e+i'\otimes e') \\ Q_{c2}=0.75(A_3\cos 2\omega t+A_4\sin 2\omega t) \\ Q_{s2}=0.75(A_3\sin 2\omega t-A_4\cos 2\omega t) \end{cases} \tag{10}$$

式中，'⊙'、'⊗' 分别表示点乘、叉乘；e'、i'分别为网侧电压、电流的 $T/4$ 周期延迟信号；A_1、A_2、A_3、A_4如式(11)所示

$$\begin{cases} A_1=i\odot e-i'\odot e' \\ A_2=i\odot e'+i'\odot e \\ A_3=i\otimes e-i'\otimes e' \\ A_4=i\otimes e'+i'\otimes e \end{cases} \tag{11}$$

(1) 当控制目标为消除有功功率振荡时，即 $A_1=0$，$A_2=0$，计算 i' 表达式为

$$\begin{cases} i'_\alpha=\dfrac{e_\beta(i\odot e)+e'_\beta(i\odot e')}{e\otimes e'} \\ i'_\beta=\dfrac{e_\alpha(i\odot e)+e'_\alpha(i\odot e')}{e\otimes e'} \end{cases} \tag{12}$$

将式(12)代入式(10)可得

1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

CS 扫描全能王

$$\begin{cases} P_0 = 1.5(i \odot e) \\ P = P_0 \\ Q_0 = -\dfrac{0.75(i \odot e')(e^2 + e'^2)}{e \otimes e'} \\ Q - Q_0 = 1.5(i \odot e)\dfrac{e \odot e'}{e \otimes e'} \end{cases} \tag{13}$$

(2) 当控制目标为消除无功功率振荡时，即A_3=0，A_4=0，计算i'表达式为

$$\begin{cases} i'_\alpha = \dfrac{e_\alpha(i \otimes e) + e'_\beta(i \otimes e')}{e \otimes e'} \\ i'_\beta = \dfrac{e_\beta(i \otimes e) + e'_\beta(i \otimes e')}{e \otimes e'} \end{cases} \tag{14}$$

将式(14)代入式(10)可得

$$\begin{cases} P_0 = 0.75\dfrac{(i \otimes e')(e^2 + e'^2)}{e \otimes e'} \\ P - P_0 = 0.75\dfrac{(i \odot e)(e \otimes e') - (i \otimes e')(e^2 + e'^2)}{e \otimes e'} \\ Q_0 = 1.5(i \otimes e) \\ Q = Q_0 \end{cases} \tag{15}$$

(3) 当控制目标为平衡网侧电流时，i'可以表示为

$$\begin{cases} i'_\alpha = i_\beta \\ i'_\beta = -i_\alpha \end{cases} \tag{16}$$

将式(16)代入式(10)可得

$$\begin{cases} P_0 = 0.75(i \odot e - i \otimes e') \\ P - P_0 = 0.75(i \odot e + i \otimes e') \\ Q_0 = 0.75(i \odot e' + i \otimes e) \\ Q - Q_0 = 0.75(i \otimes e' - i \odot e') \end{cases} \tag{17}$$

4.2 MOMPPC 控制目标

由式(13)~(15)与式(17)可得，有功功率和无功功率直流分量基准值为

$$\begin{cases} P_0 = \lambda_{11} i \odot e + \lambda_{12} i \odot e' + \lambda_{13} i \otimes e + \lambda_{14} i \otimes e' \\ Q_0 = \lambda_{21} i \odot e + \lambda_{22} i \odot e' + \lambda_{23} i \otimes e + \lambda_{24} i \otimes e' \end{cases} \tag{18}$$

式中，矩阵$A(\lambda_{11}, \lambda_{12}, \lambda_{13}, \lambda_{14}; \lambda_{21}, \lambda_{22}, \lambda_{23}, \lambda_{24})$为 MOMPPC 系数矩阵，通过选择不同的系数矩阵可灵活实现三种控制目标。

(1) 消除有功功率振荡目标，控制目标为消除有功功率振荡时，式(18)中系数矩阵$A(\lambda_{11}, \lambda_{12}, \lambda_{13}, \lambda_{14}; \lambda_{21}, \lambda_{22}, \lambda_{23}, \lambda_{24})$选择为

$$\begin{cases} \lambda_{11} = 1.5 \\ \lambda_{22} = -\dfrac{0.75(e^2 + e'^2)}{e \otimes e'} \\ \lambda_{12}, \lambda_{13}, \lambda_{14}, \lambda_{21}, \lambda_{23}, \lambda_{24} = 0 \end{cases} \tag{19}$$

(2) 消除无功功率振荡目标，控制目标为消除无功功率振荡时，式(18)中系数矩阵A可选择为

$$\begin{cases} \lambda_{12} = 0.75\dfrac{(e^2 + e'^2)}{e \otimes e'} \\ \lambda_{23} = 1.5(i \otimes e) \\ \lambda_{11}, \lambda_{13}, \lambda_{14}, \lambda_{21}, \lambda_{22}, \lambda_{24} = 0 \end{cases} \tag{20}$$

(3) 网侧电流平衡目标，控制目标为实现网侧电流平衡时，式(18)中系数矩阵A可选择为

$$\begin{cases} \lambda_{13} = 0.75 \\ \lambda_{14} = -0.75 \\ \lambda_{23} = 0.75 \\ \lambda_{24} = 0.75 \\ \lambda_{11}, \lambda_{12}, \lambda_{21}, \lambda_{22} = 0 \end{cases} \tag{21}$$

4.3 MOMPPC 功率预测模型

在式(18)中分别定义S_α、S_β、S_c、S_d为

$$\begin{cases} S_\alpha = i \otimes e \\ S_\beta = i \odot e' \\ S_c = i \otimes e \\ S_d = i \otimes e' \end{cases} \tag{22}$$

式(1)中假设线路等效电阻R=0，可得

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = \frac{u - e}{L} \tag{23}$$

电网电压的微分方程可表示为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t} = -\omega e' \\ \dfrac{\mathrm{d}e'}{\mathrm{d}t} = \omega e \end{cases} \tag{24}$$

对式(22)求导并代入式(23)、(24)可得

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}S_\alpha}{\mathrm{d}t} = \dfrac{u_\alpha e_\alpha + e_\beta u_\beta - e_\alpha^2 - e_\beta^2}{L} - \omega e'_\beta i_\beta - \omega i_\alpha e' \\ \dfrac{\mathrm{d}S_\beta}{\mathrm{d}t} = \dfrac{u_\alpha e'_\alpha + e'_\beta u_\beta - e'_\alpha e_\alpha - e'_\beta e_\beta}{L} + \omega e_\beta i_\beta + \omega i_\alpha e_\alpha \\ \dfrac{\mathrm{d}S_c}{\mathrm{d}t} = \dfrac{e_\beta u_\alpha - e_\alpha u_\beta}{L} + \omega i_\beta e'_\alpha - \omega i_\alpha e'_\beta \\ \dfrac{\mathrm{d}S_d}{\mathrm{d}t} = \dfrac{u_\alpha e'_\beta + e'_\alpha u_\beta - e'_\alpha e_\beta - e'_\beta e_\alpha}{L} + \omega e_\beta i_\alpha - \omega i_\beta e_\alpha \end{cases} \tag{25}$$

当第i个开关矢量作用在并网逆变器时，$\mathrm{d}S_\alpha/\mathrm{d}t$、$\mathrm{d}S_\beta/\mathrm{d}t$、$\mathrm{d}S_c/\mathrm{d}t$、$\mathrm{d}S_d/\mathrm{d}t$分别定义为$f_{\alpha i}$、$f_{\beta i}$、$f_{ci}$、$f_{di}$，在第$k$个采样时刻，式(22)中$S_\alpha$、$S_\beta$、$S_c$、$S_d$分别定

1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

义为 $S_a(k)$、$S_b(k)$、$S_c(k)$、$S_d(k)$，则在第 $k+1$ 个采样时刻，S_a、S_b、S_c、S_d 的预测值可以表示为

$$\begin{cases} S_a^p(k+1)=f_{sa}T_s+S_a(k) \\ S_b^p(k+1)=f_{sb}T_s+S_b(k) \\ S_c^p(k+1)=f_{sc}T_s+S_c(k) \\ S_d^p(k+1)=f_{sd}T_s+S_d(k) \end{cases} \tag{26}$$

在第 $k+1$ 个采样时刻时，有功/无功功率预测模型可分别表示为

$$\begin{cases} P_0^p(k+1)=\lambda_{11}S_a^p(k+1)+\lambda_{12}S_b^p(k+1)+ \\ \qquad \lambda_{13}S_c^p(k+1)+\lambda_{14}S_d^p(k+1) \\ Q_0^p(k+1)=\lambda_{21}S_a^p(k+1)+\lambda_{22}S_b^p(k+1)+ \\ \qquad \lambda_{23}S_c^p(k+1)+\lambda_{24}S_d^p(k+1) \end{cases} \tag{27}$$

当基准有功功率和无功功率分别为 P_{ref}、Q_{ref} 时，为保持中点电压平衡和降低因高开关切换频率引起的抖动，可以在目标函数中加入用于确定中点电压和开关变化次数的项 $\lambda_n|u_0(k+1)|$、$\lambda_s n$，目标函数设计为

$$J=[P_{ref}-P_0^p(k+1)]^2+[Q_{ref}-Q_0^p(k+1)]^2+ \lambda_n|u_0(k+1)|+\lambda_s n \tag{28}$$

式中，λ_n、λ_s 表示直流侧母线中点电压、开关切换次数加权系数；n 为开关状态 $S(a, b, c)$ 在 t_k 时刻到 t_{k+1} 时刻开关变化的次数。为使并网逆变器实现有功功率、无功功率跟踪参考功率，λ_n、λ_s 的取值很小；可采用分支定界法，通过逐渐增大 λ_n、λ_s 值来进行标定。

5　仿真与试验

基于以上所述，在不平衡电网下，本文所提并网逆变器 MOMPPC 系统控制框图如图 2 所示。根据图 2 可得图 3 所示的 MOMPPC 流程图。

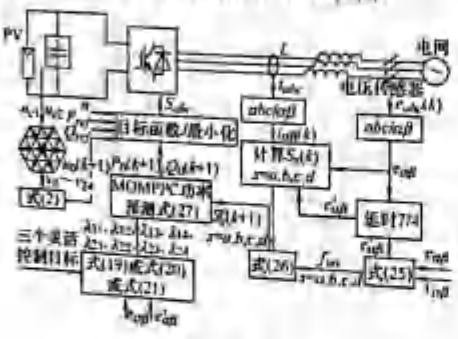


图 2　MOMPPC 控制框图

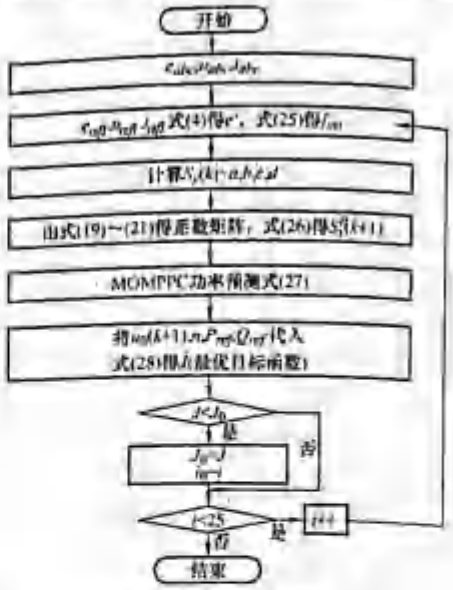


图 3　MOMPPC 流程图

5.1　Matlab 仿真验证

为验证该方法的有效性，搭建 Matlab 仿真平台和试验平台。表 1 为仿真和试验参数。

表 1　并网逆变器平台参数

参数	数值
滤波电感 L/mH	6
直流侧电容 C/μF	1 000
直流侧电压 u_s/V	350
电网频率 f/Hz	50
电网线电压 u/V	220
给定有功功率 P_{ref}/kW	2.5
给定无功功率 Q_{ref}/kVar	0
采样频率 f_s/kHz	10

由图 4 可以看出 t=0.1 s，a 相电压下降 20%导致电网电压发生不平衡故障。在 t=0.2 s 时，a 相电压上升 20%。

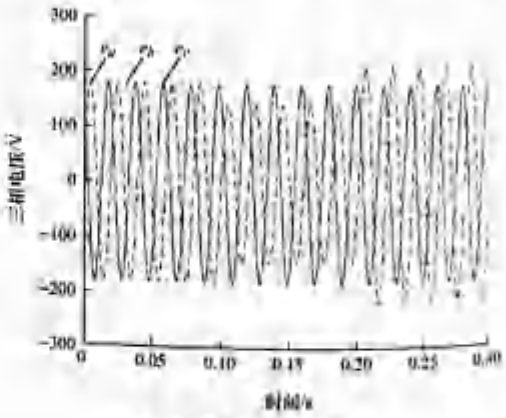


图 4　电网电压波形图

1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

当系数 A 设定为式(19)时，MOMPPC 在电网电压不平衡时仿真波形图如图 5 所示。

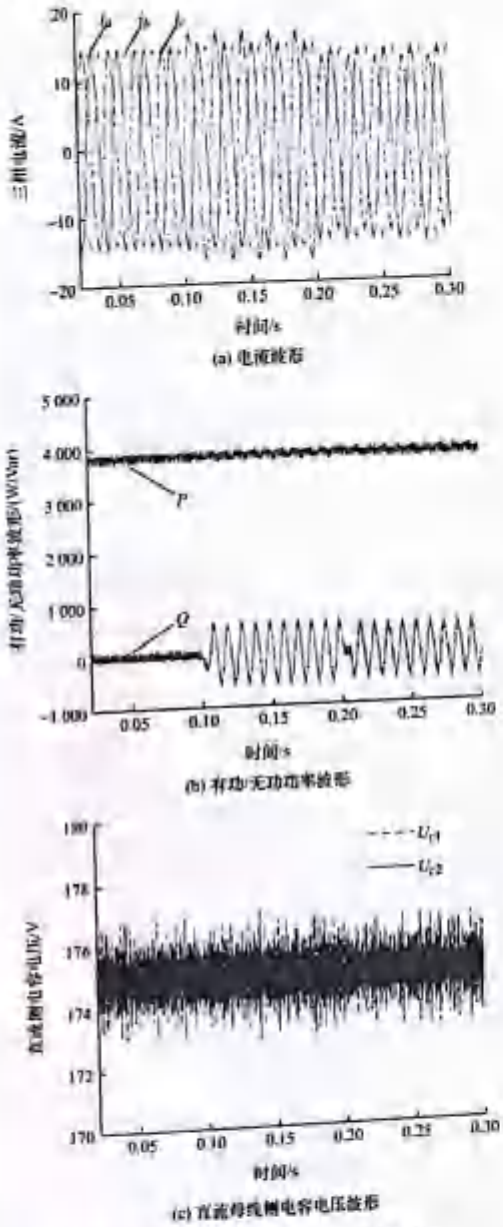


图 5 消除有功功率振荡的 MOMPPC 波形

由图 5 可以看出当 t=0.1 s 时，a 相电压下降 20%时，有功功率维持在 3.8 kW，没有振荡，无功功率从 0 增加到 0.7 kVar；t=0.2 s 时，a 相电压增加 20%时，有功功率维持在 3.8 kW，没有振荡，无功功率振荡为 0.6 kVar，实现消除有功功率振荡的灵活控制目标，直流侧电容电压基本维持恒定。

当系数 A 设定为式(20)时，MOMPPC 在电网电压不平衡时仿真波形图如图 6 所示。

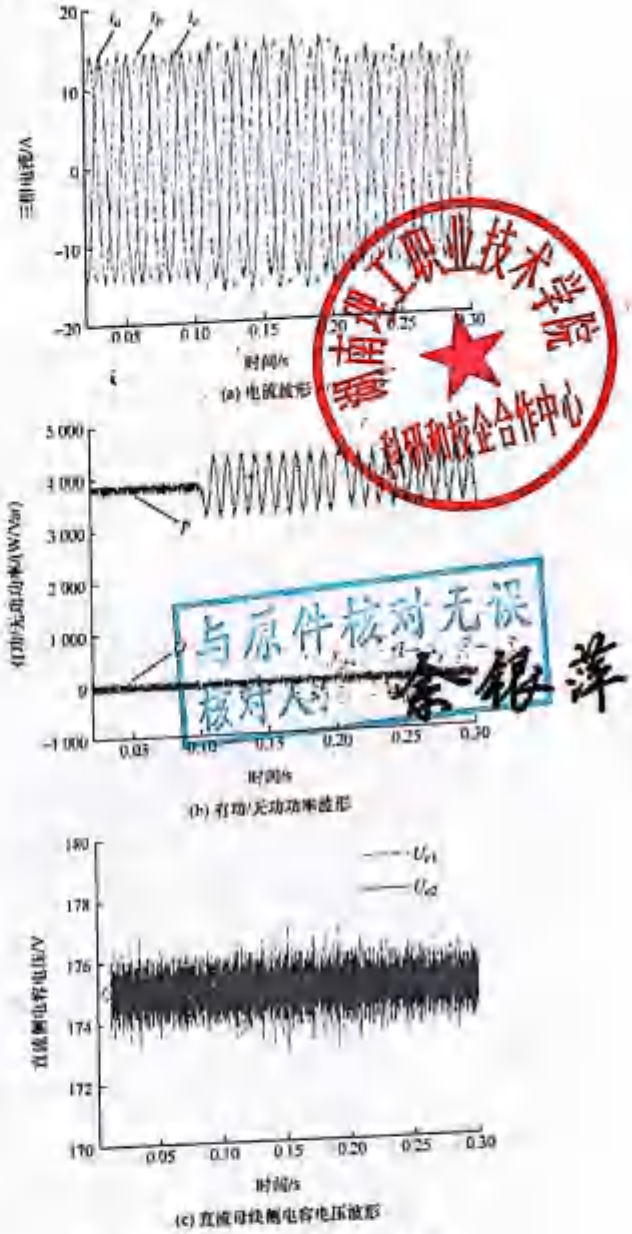


图 6 消除无功功率振荡的 MOMPPC 波形

由图 6 可以看出当 t=0.1 s 时，a 相电压下降 20%时，无功功率维持 0 kVar 没有振荡，有功功率振荡增大到 0.55 kW；t=0.2 s 时，a 相电压增加 20%时，无功功率维持 0 kVar 没有振荡，有功功率振荡增大到 0.55 kW。实现消除无功功率振荡的灵活控制目标，直流侧电容电压基本维持恒定。

当系数 A 设定为式(21)时，MOMPPC 在电网电

与原件核对无误 核对人 余银萍

?1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

压不平衡时仿真波形图如图 7 所示。

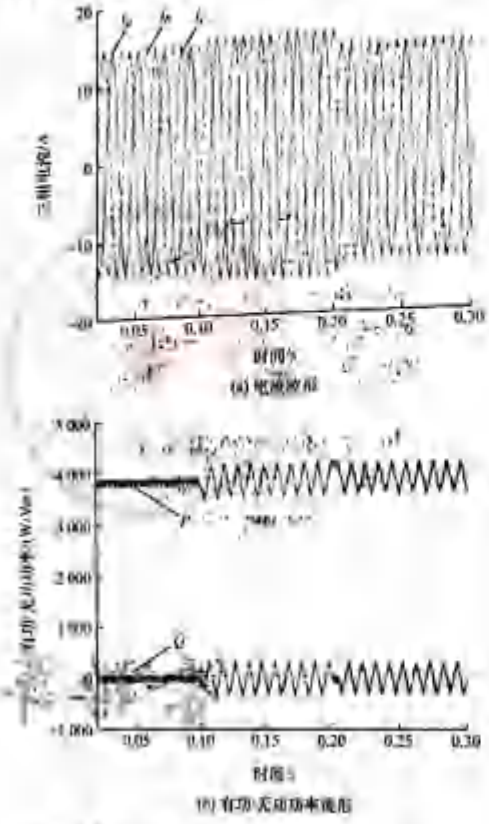


图 7　平衡网侧电流的 MOMPPC 波形

由图 7 可以看出当 t=0.1 s 时，a 相电压下降 20% 时，网侧电流三相平衡，有功/无功功率振荡分别为 0.33 kW/0.33 kVar，t=0.2 s 时，a 相电压增加 20% 时，网侧电流三相平衡，有功/无功功率振荡分别为 0.32 kW/0.3 kVar。实现消除网侧电流负序分量，平衡网侧电流的灵活控制目标，直流侧电容电压基本维持恒定。

5.2　试验验证

如图 1 所示，当改变开关“S”的通断改变时，c 相电压变化，从而实现三相电压不平衡故障，开关“S”断开时，abc 三相电压分别为 128.0 V、128.3 V、128.1 V；开关“S”闭合时，abc 三相电压分别为 128.3 V、128.0 V、167.2 V。

当通过式(19)计算矩阵 $\boldsymbol{A}$ 时，网侧电流以及功率波形如图 8 所示。

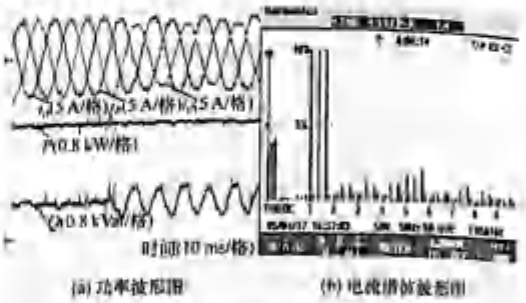


图 8　消除有功功率振荡的 MOMPPC 波形

由图 8 可以看出，当 c 相电压升至 167.2 V 时，有功功率振荡幅值维持为零，无功功率振荡幅值为 0.5 kVar，网侧电流 THD 为 4.1%，因此，MOMPPC 实现消除有功功率振荡的目标。

当通过式(20)计算矩阵 $\boldsymbol{A}$ 时，网侧电流以及功率波形如图 9 所示。当 c 相电压升至 167.2 V 时，无功功率振荡维持为零，有功功率振荡幅值为 0.62 kW，网侧电流 THD 为 3.9%。因此，不平衡电网下，MOMPPC 实现抑制无功功率振荡和网侧电流谐波的目标。

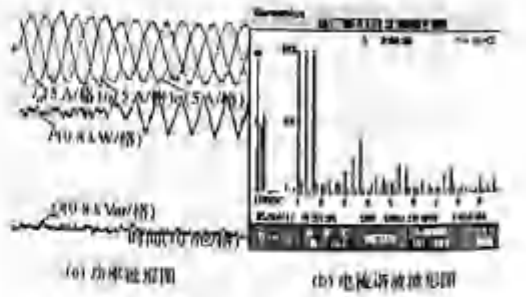
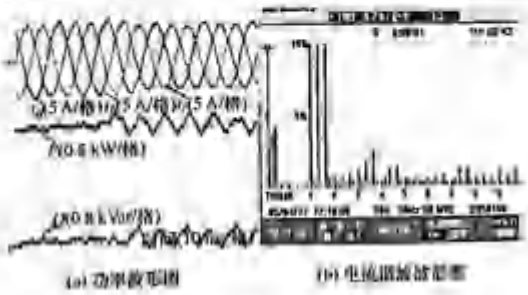


图 9　消除无功功率振荡的 MOMPPC 波形

当通过式(21)计算矩阵 $\boldsymbol{A}$ 时，网侧电流和功率波形如图 10 所示。当 c 相电压升至 167.2 V 时，三相电流的幅值分别从 10.3 A、10.5 A、10.3 A 变为 9.13 A、9.16 A、9.10 A，实现三相电流平衡。网侧电流 THD 从 4.6% 下降为 3.7%，有功/无功功率振荡分别为 0.35 kW/0.3 kVar。因此，不平衡电压下，MOMPPC 可以实现平衡网侧电流，且抑制电流谐波的目标。

1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net



(a) 功率波形图 (b) 电流谐波频谱图

图 10 网侧电流平衡的 MOMPPC 波形

由图 8～10 分析可得，本文所提 MOMPPC 能实现三种灵活目标的灵活控制。另外由图 10b 可得 MOMPPC 网侧电流谐波 THD 降为 3.7%，电流畸变改善明显，有功/无功振荡无明显纹波，验证了该方法的有效性。

6 结论

当电网发生不平衡故障时，并网逆变器存在电流畸变大、功率脉动大、直流侧电压脉动大等问题，因此必须对其并网电流谐波、有功/无功功率脉动、直流侧电压及开关切换等采用新型控制方法，改善逆变器稳定性和动态响应。根据不同应用场合需求，控制目标的灵活可控是未来逆变器控制的发展方向，本文提出一种多目标模型预测功率控制以降低电网电流 THD 并实现三个灵活控制目标，首先设计功率基准值，然后求出功率基准矩阵，通过改变矩阵系数实现灵活控制目标。通过仿真和试验得到如下结论。

(1) 改变系数矩可以精确地控制有功和无功振荡的幅值。

(2) 通过改变系数矩阵，可以改进并网电流的平衡度，降低电流谐波。

综上所述，该方法能实现对逆变器的灵活控制，如何实现三种目标协调控制将在下一步研究进行。

参 考 文 献

[1] EEDARA A, RAO R S, KORITALA C S. Simplified model predictive control of a three-phase T-type NPC inverter[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(8): 1919-1930.

[2] 路悦，江道灼，梁一桥，等. 一种抑制含光伏电源配电网电压越限的方法[J]. 电力建设，2020，41(11)：87-93.
LU Yi, JIANG Daoling, LIANG Yiqiao, et al. A method for suppressing voltage beyond limits in distribution network with photovoltaic power sources[J]. Electric Power Construction, 2020, 41(11): 87-93.

[3] 赵金鑫，苗虹，曾成碧. 基于改进虚拟同步发电机控制技术的低压微电网功率分配策略[J]. 电力建设，2020，41(7)：42-48.
ZHAO Jinxin, MIAO Hong, ZENG Chengbi. Microgrid power distribution strategy based on improved control strategy of virtual synchronous generator[J]. Electric Power Construction, 2020, 41(7): 42-48.

[4] DORIA-CEREZO A, SERRA J, [illegible], SOLSON M. Complex-gased controllers for a three-phase inverter with an LCL filter connected to unbalanced grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, [illegible]: 3899-3909.

[5] ALTIN N, OZDEMIR [illegible], et al. Sliding-mode control in natural frame with reduced number of sensors for three-phase grid-tied LCL-interfaced inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2903-2913.

[6] 刘思远，陈雪亚. 不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报，2021，33(2)：129-135.
LIU Siyuan, CHEN Cuixue. Power model predictive control of grid-connected inverters under unbalanced grids[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(2): 129-135.

[7] WANG Xiaodong, ZOU Jianxiao, MA Lan, et al. Model predictive control methods of leakage current elimination for a three-level T-type transformerless PV inverter[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(8): 1492-1498.

[8] YARAMASU V, WU B. Model predictive control of wind energy conversion systems[M]. John Wiley & Sons, 2016.

[9] YANG Guoliang, HAO Shuai, FU Chunfan, et al. Model predictive direct power control based on improved T-type grid-connected inverter[J]. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 252-260.

[10] 张骁，谭力，鲜家恒，等. LCL 并网逆变器侧电流控制算法[J]. 电工技术学报，2019，34(S1)：189-201.
ZHANG Xiao, TAN Li, XIAN Jiaheng, et al. Predictive current control algorithm for grid-connected inverter with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 189-201.

[11] 金涛，沈学宇，苏泰新，等. 三电平逆变器的改进无模型预测电流控制[J]. 电力自动化设备，2019，39(4)：86-91，113.
JIN Tao, SHEN Xueyu, SU Taixin, et al. Improved model-free predictive current control for three-level inverter[J].

Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4): 86-91, 113.

[12] ZHANG Zhenbin, FANG Hui, GAO Feng, et al. Multiple-vector model predictive power control for grid-tied wind turbine system with enhanced steady-state control performance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6287-6298.

[13] 张振彬，谷慎，李玮琰，等. 并网逆变器无电网电压传感器模型预测控制[J]. 电工技术学报，2020，35(12)：2613-2622.
GUO Leilei, JIN Nan, LI Yanyang, et al. Grid voltage sensorless model predictive control for grid-connected inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2613-2622.

[14] SEBAALY F, VAHEDI H, KANAAN H, et al. Novel current controller based on SVPC with fixed switching frequency operation for a grid-tied inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(8): 6198-6205.

[15] JIN Nan, HU Shiyang, GAN Chun, et al. Finite states model predictive control for fault-tolerant operation of a three-phase 4-wire bidirectional AC/DC converter under unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 814-824.

[16] YANG Weichen, MIAO Shihong, LIU Zhiwei, et al. Model predictive direct power control of grid-connected converters considering unbalanced filter inductance and grid conditions[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2021, 9(6): 1279-1288.

[17] DHARMASENA S, OLOWU T O, SARWAT A. A low-complexity FS-MPDPC with extended voltage set for grid-connected converters[J]. IET Energy Systems Integration, 2021: 1-14.

[18] ZHENG Zhihao, SUN Dan, WANG Mingze, et al. A dual two-vector based model predictive flux control with field-weakening operation for OW-PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(2): 2191-2200.

[19] 金涛，沈学宇，苏泰新，等. 不平衡电网下并网逆变器的模型预测电流限幅灵活控制[J]. 电工技术学报，2019，34(11)：2342-2353.
JIN Tao, SHEN Xueyu, SU Taixin, et al. Flexible model predictive control with peak current limitation for grid-connected inverter under unbalanced grid voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(11): 2342-2353.

[20] JIANG Weidong, MA Weicheng, WANG Jinping, et al. Deadbeat control based on current predictive calibration for grid-connected converter under unbalanced grid voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5479-5491.

作者简介：刘德艳(通信作者)，女，1987 年生，硕士，讲师，主要研究方向为电力电子变换技术在新能源领域应用。
E-mail: 690324826@qq.com

(上接第 76 页)

2016, 34(8): 1144-1150.

[19] 王罗林，张伯宣，韩丹清，等. 基于频域 RGA 原理的多并联三相逆变器间交互影响分析[J]. 高电压技术，2021，47(10)：1-14.
WANG Yihe, ZHANG Baifu, HAN Xiaoqing, et al. Analysis of interaction between multiple parallel three-phase inverters based on frequency domain RGA principle[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10): 1-14.

作者简介：周立，男，1963 年生，高级工程师，主要研究方向为电力电子电力传动技术与应用。
E-mail: 834661681@qq.com
刘一鸣(通信作者)，男，1997 年生，硕士研究生，主要研究方向为电力电子电力传动技术与应用，人工智能与高级算法。
E-mail: 934680047@qq.com
刘金鹏，男，1997 年生，硕士研究生，主要研究方向为电力电子电力传动技术与应用。
E-mail: 347308979@qq.com
李宏明，男，1994 年生，硕士研究生，主要研究方向为电力电子与电力传动。
E-mail: 541660984@qq.com

CS 扫描全能王

《电气工程学报》第二届编委会

主任委员	程　明				
副主任委员	赵文祥	熊　瑞	孙　凯	李　勇	
顾　　问	余贻鑫(院士)	夏长亮(院士)	顾国彪(院士)		
	程时杰(院士)	雷清泉(院士)	郭　锐		
委　　员	丁　明	丁立健	王　东	王成山(院士)	王高林
	尹　毅	成永红	毕天姝	朱孝勇	刘玉田
	刘进军	阮新波	杜伯学	李　剑	李武华
	李忠华	束洪春	肖　曦	吴广宁	何正友
	何怡刚	何湘宁	邹继斌	张　波	张凤阁
	张承慧	郑　萍	郑琼林	赵争鸣	赵剑锋
	徐殿国	高　勇	唐　炬	唐　巍	诸自强
	黄守道	黄学良	梅生伟	曹一家	蒋　凯
	韩民晓	鲁宗相	曾祥君	鲍晓华	鞠　平
青年委员	于全庆	马铭遥	王　伟	王　凯	邓富金
	李　进	李祥林	李楚杉	吴红飞	吴建东
	汪　飞	张成明	张桂东	张　犁	陈来军
	陈　前	金　石	孟国栋	胡海涛	姜　飞
	姚　伟	徐海亮	高国强	郭志强	曹国恩
	曾福平	蔡　晔	谭　益		

ISSN 2095-9524　国内邮发代号：80-506　国外发行代号：M3769

CN 10-1289/TM　国内定价：60元/期，240元/年

电气工程学报官方微信

ISSN 2095-9524

9 772095 952236 03

CS 扫描全能王

3、论文《基于分数阶 MARS 无传感器 PMSM 迭代学习控制》在中科协 T3 期刊《电气
发表

中国期刊方阵双效期刊　中国科技核心期刊　日本JST收录期刊
中国学术期刊(文摘版)、中国核心期刊(遴选)数据库、国家科技期刊开放平台全文收录
ISSN 1001-2095
CN 12-1067/TP

电气传动

20
2022年10月
第52卷第20期(总第418期)
半月刊

DIANQI CHUANDONG
ELECTRIC DRIVE

天津电气科学研究院有限公司　中国自动化学会

SEW EURODRIVE

SEW 为各行业客户提供全套驱动解决方案

德国 SEW 集团是一家专业生产电机、减速机、变频电子设备的跨国企业，技术水平和市场占有率均位世界领先地位。SEW 中国公司自 1995 年进入中国市场后，秉承追求卓越，精益求精的企业精神，多年来致力于把德国的先进制造技术、中国人的智慧和勤奋相结合，以制造、服务、本地化三大发展战略为主线，越做越大，越做越广，目前已发展成为中国[illegible]制造业的知名企业。

如今，SEW 中国公司在国内共拥有 3 家[illegible]中心、[illegible]配及技术服务中心、50 余个销售服务分公司，服务网络遍布全国各大中城市。SEW 产品广泛应用于轻工、化工、仓储、交通、[illegible]等行业，[illegible]、钢铁冶金、环境保护、煤炭矿业、汽车工业、港口建设等各大工业领域，成为多项国家重点工程项目的优选品牌。

科研和校企合作中心

与原件核对无误

核对人：

ISSN 1001-2095

广告　SEW官方网站

www.sew-eurodrive.cn

CS 扫描全能王

电气传动

DIANQI CHUANDONG

半月刊

2022年第52卷第20期
（总第418期）

中国科技核心期刊 中国期刊方阵 双效期刊
RCCSE准核心期刊 天津市优秀期刊 一级期刊

主　管　天津电气科学研究院有限公司
主　办　天津电气科学研究院有限公司
　　中国自动化学会
编辑出版　《电气传动》编辑部
地　址　天津市河东区津塘路174号
邮政编码　300180
电　话　(022)84376191(编辑部)
　　(022)84376192(广告部)
E-mail　mdc@tricd.com.cn(编辑部)
　　ad@tricd.com.cn(广告部)
投稿网址　www.au365.cn
印　刷　天津市云海科贸开发有限公司
发行范围　国内外公开发行
国内总发行　天津市邮政局
订 购 处　全国各地邮局
邮发代号　6-85
国外总发行　中国国际图书贸易集团有限公司
创　刊　1959年
出版日期　2022年10月20日
中国标准连续出版物号　ISSN 1001-2095 CN 12-1067/TP

编委会顾问　陈伯时　马小亮
编委会主任　刘国林
编委会学术主任　徐殿国
编委会委员　李永东　张承慧　谢顺依　刘甲林　杨贵　张兴　汪槱　刘国海　郭宏　高强　王跃　倚鹏　解仑　张和生　花为　蔡旭　王有云　杨明
主　编　王建峰
副 主 编　刘娟　刘舒慧
责任编辑　徐德树
广告联系人　韩旭
广告经营许可证　津工商广字1201024000025号

零 售 价　15.00元

官方微信号

目　次

＊综述与专论＊

多变流器并网系统小干扰稳定性分析综述 …… 王晓阳，赵争鸣，朱宇昕(3)

＊电气传动及其控制＊

不平衡负载下独立运行双馈发电系统的[illegible] …… [illegible](13)

同步电动机调速系统参数优化研究 …… 张成，韩存，任钰，[illegible](19)

基于分数阶MARS无传感器PMSM迭代学习控制 …… 刘德艳(25)

＊电力电子＊

一种零输入电流纹波高增益非隔离DC/DC变换器 …… 刘文琪，[illegible](31)

大电流下SiC MOSFET功率模块的驱动器研究 …… 温传新，宋金大，武迪，等(37)

便携式直流绝缘检测算法研究与应用 …… 黄两宏，黄煜烨，刘鑫(44)

＊综合能源与现代电网＊

基于改进电导增量法的变步长MPPT算法 …… 郭金智，潘于峨，袁绍军，等(50)

高比例新能源电力系统灵活性资源充裕性评估分析 … 蔡文斌，程晓磊，南家楠，等(57)

基于联盟区块链的新能源企业智能电动汽车充电系统 …… 王浩柱，谢秦，邓方明，等(63)

＊可靠性与诊断＊

新能源电力系统分布式模型预测负荷频率控制 …… 张怡，常鹏飞(70)

基于免疫机制的能源互联网变压器状态评估 … 陈凌汉，卢佳(76)

基于分数阶MARS无传感器PMSM迭代学习控制

刘德特

(光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室,湖南 湘潭 411104)

摘要:为实现永磁同步电机(PMSM)控制器速度估算的准确性及调速的精确性,首先设计新型分数阶模型参考自适应速度观测器。相比整数阶观测器,该策略增强控制器的可调自由度,改善观测器的精度,结合Popov超稳定性理论保证观测器的稳定性。在电流环设计一种增加辅助反馈项的新型PD迭代学习控制(PD-ILC),结合Lebesgue-p范数对系统误差进行分析,通过合理配置增益能改善系统收敛性;最后实现无速度传感器转速控制。仿真和实验表明,该策略能实现期望转速的精确跟踪,减小转矩脉动,具有良好的动态性能和静态性能。

关键词:永磁同步电机;模型参考自适应;无速度传感器;迭代学习控制;分数阶微积分

中图分类号:TM341 **文献标识码**:A **DOI**:10.19457/j.1001-2095.dqcd23140

Iterative Learning Control of PMSM Based on Fractional MARS Sensorless

LIU Siyun

(*Photovoltaic System Control and Optimization of Hunan Province Engineering Laboratory*, *Xiangtan* 411104, *Hunan*, *China*)

Abstract: In order to realize the speed estimation and speed regulation of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) controller, a new type of fractional-order model reference adaptive speed observer was designed. Compared with integer-order observers, this strategy enhanced the adjustable degrees of freedom of the controller and improved the accuracy of the observer. Using the Popov superstability theory to ensure the stability of the observer. In the current loop, a new type of PD iterative learning control (PD-ILC) with additional auxiliary feedback items was designed, combin with Lebesgue-p norm to analyze the system error, and the system convergence can be improved by reasonable configuration of the gain. Finally, the speed with speed sensorless control was realized. Simulations and experiments show that this strategy can achieve accurate tracking of the desired speed, reduce torque ripple, and has good dynamic and static performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM), model reference adaptive, speed sensorless, iterative learning control, fractional order calculus

水磁同步电机(PMSM)以其高功率密度、低转动惯量和高效率等显著优点,在现代工业领域及新能源领域具有广泛的应用[1]。某些高性能系统如新能源混合动力汽车、风力发电系统、航空航天等领域都广泛使用永磁同步电机,在进行电机驱动系统控制时离不开电机转速及位置信号的采集。目前常用的方法为安装高精度速度传感器,但是高精度速度传感器一方面增加驱动系统造价,另一方面增加系统故障风险。若传感器故障突然出现,轻则影响系统性能,重则造成重大事故及人员伤亡,所以该领域必须考虑传感器故障时电机驱动系统的容错控制。容错控制常用方法有备用高精度传感器和无速度传感器,无速度传感器为一种非硬件传感器,通过算法辨识电机转速、位置[2],适应速度范围宽,价格低,从而受到国内外众多学者的重视。

PMSM无速度传感器利用电机绕组中相关信息,通过适当方法估计电机转子的位置和转速

基金项目:湖南省自然科学基金(2021JJ60052)

作者简介:刘德特(1987—),女,硕士研究生,讲师,Email:690324828@qq.com

目前主要的方法有基于观测器法[2-3]、高频信号注入法[5-7]及模型参考自适应法[8-11]。文献[3]采用扩展滑模观测器无速度传感法，能准确地估算电机转速和位置，但是系统抖动没有明显改善；文献[4]提出滑模观测器采用分段指数型函数代替传统滑模观测器中的开关函数，开关抖振问题得到改善；文献[7]采用在高频注入信号叠加直流偏置的方法估算转速，该方法具有适应速度范围宽、估算精度较高等优点，但直流偏置信号的叠加增加系统控制难度；文献[9]采用模型参考自适应控制，但该方法的精确度依赖于电机参数的准确性；文献[10]转速环增加滑模环节，提高系统的鲁棒性。

为提高PMSM转速估算的精确度，本文采用分数阶模型参考自适应无速度传感器，能实现转速突变时的准确估算。相较于整数阶模型参考自适应控制方法，分数阶模型参考自适应控制方法增加了分数阶可调参数，控制器参数自由度，具有更优异的控制性能。

迭代学习控制适用于具有重复性能的控制系统，可实现有限时间内的完全跟踪，且不依赖PMSM精确的数学模型。迭代学习控制具有开环和闭环两种，开环学习控制不能及时反馈系统迭代信息，闭环学习控制能及时反馈系统迭代信息，但是采用PD型迭代学习控制时，相对阶为1的误差信号导数实现困难[12]。本文为克服开/闭环控制的缺点，实现有限时间内期望转速快速的完全跟踪，提出一种增加辅助反馈项的PD迭代学习控制，该方法在传统PD型迭代学习控制基础上增加当前次迭代信息的P项，能增强系统的收敛性。

综上，本文提出一种基于分数阶模型参考自适应PMSM新型PD迭代学习控制策略，当电机转速突变时，能实现转速的准确估算及期望转速的精确跟踪，系统具有良好的动态性能。最后，Matlab/Simulink仿真及实验说明了方法的可靠性。

1　PMSM数学模型

永磁同步电机(面贴式)同步旋转(d-q)坐标系电压方程为

$$\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=-\frac{R}{L}i_d+\omega_e i_q+\frac{1}{L}u_d \tag{1}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=-\frac{R}{L}i_q-\omega_e i_d-\frac{\Psi_f}{L}\omega_e+\frac{1}{L}u_q \tag{2}$$

式中：i_d，i_q为d，q轴定子电流；u_d，u_q为d，q轴定子电压；L，R分别为定子电感，电阻；ω_e为转子电角速度；Ψ_f为永磁体磁链。

永磁同步电机转矩方程为

$$T_{em}=\frac{3p}{2}\Psi_f i_q=k_t i_q \tag{3}$$

其中

$$k_t=(3p/2)\Psi_f$$

式中：T_{em}为电机负载转矩；k_t为转矩系数；p为电机极对数。

永磁同步电机动力学方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_q\\ i_d+\dfrac{\Psi_f}{L}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R}{L} & -p\omega\\ p\omega & -\dfrac{R}{L}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_q\\ i_d+\dfrac{\Psi_f}{L}\end{bmatrix}+\frac{1}{L}\begin{bmatrix}u_q\\ u_d-\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：ω为转子机械角速度。

2　分数阶模型参考自适应观测器

2.1　可调模型设计

联合式(1)、式(2)，非对称控制量、状态变量进行变换，PMSM电流模型可表述为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_d+\dfrac{\Psi_f}{L}\\ i_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R}{L} & p\omega\\ -p\omega & -\dfrac{R}{L}\end{bmatrix}$$

设$i_1=i_d+\Psi_f/L$，$i_2=i_q$，$u_1=u_d+\Psi_f R/L$，$u_2=u_q$，式(5)可简写为

$$\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t}=Ai_s+Bu_s \tag{6}$$

其中

$$i_s=\begin{bmatrix}i_1\\ i_2\end{bmatrix}\quad u_s=\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix}\quad B=\frac{1}{L}$$

$$A=\begin{bmatrix}-\dfrac{R}{L} & p\omega\\ -p\omega & -\dfrac{R}{L}\end{bmatrix}$$

将式(6)中电流、转速用电流观测值、转速观测值代替，可得：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\hat{i}_1\\ \hat{i}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R}{L} & p\hat{\omega}\\ -p\hat{\omega} & -\dfrac{R}{L}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_1\\ \hat{i}_2\end{bmatrix}+\frac{1}{L}\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix} \tag{7}$$

其中，$\hat{i}_1$，$\hat{i}_2$为i_1，i_2的观测值，$\hat{\omega}$为ω的观测值，式(7)简写为

$$\frac{\mathrm{d}\hat{i}_s}{\mathrm{d}t}=\hat{A}\hat{i}_s+Bu_s \tag{8}$$

2.2 分数阶模型参考自适应率

令永磁同步电机实际数学模型(式(6))为参考模型，观测模型(式(8))为可调模型，那么参考模型电流实际值和可调模型电流观测值之间的误差为

$$\begin{cases} e_d = i_d - \hat{i}_d \\ e_q = i_q - \hat{i}_q \end{cases} \tag{9}$$

令 $e=[e_d \ e_q]^{\mathrm{T}}$，将式(8)减去式(6)，可得：

$$\frac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t} = Ae - [\omega \quad \tilde{\omega}]\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \tag{10}$$

令

$$E = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$W = (\omega - \tilde{\omega})E\hat{i}_s$$

则式(10)模型方程可表示为

$$\frac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t} = Ae - W \tag{11}$$

设 $\tilde{\omega}$ 为如下分数阶PI形式：

$$\tilde{\omega} = {}_0D_t^{\alpha}\Phi_1(v,t,\tau) + \Phi_2(v,t) + \hat{\omega}(0) \tag{12}$$

其中

$$\Phi_1(v,t,\tau) = K_I e^{\mathrm{T}} E\hat{i}_s \quad K_I \geqslant 0$$

$$\Phi_2(v,t) = K_P e^{\mathrm{T}} E\hat{i}_s \quad K_P \geqslant 0$$

2.3 Popov超稳定性理论

定理1：应用Popov超稳定性理论分析系统稳定性，满足 $\lim_{t\to\infty} e(t)=0$，即所设控制系统稳定的充要条件为：线性环节传递矩阵为严格正实矩阵；$\eta(0,t)=\int_0^{t_0} V^{\mathrm{T}}W\,\mathrm{d}t \geqslant -\gamma_0^2$，$\gamma_0$ 为任意有限正数。

由文献[13]可得条件1成立，所以本文仅需对条件2进行证明。将 e、W 分别代入条件2，可得：

$$\eta(0,t) = \int_0^{t_0} e^{\mathrm{T}}(\tilde{\omega}-\omega)E\hat{i}_s\,\mathrm{d}t \tag{13}$$

式(12)代入式(13)可得：

$$\begin{aligned}\eta(0,t) &= \int_0^{t_0} E^{\mathrm{T}}\left[{}_0D_t^{\alpha}\Phi_1(v,t,\tau) + \Phi_2(v,t) + \hat{\omega}(0) - \omega\right]E\hat{i}_s\,\mathrm{d}t \\ &= \int_0^{t_0} E^{\mathrm{T}}\left[{}_0D_t^{\alpha}\Phi_1(v,t,\tau) + \hat{\omega}(0) - \omega\right]E\hat{i}_s\,\mathrm{d}t + \int_0^{t_0} E^{\mathrm{T}}\Phi_2(v,t)E\hat{i}_s\,\mathrm{d}t \\ &= \eta_1(0,t) + \eta_2(0,t)\end{aligned} \tag{14}$$

若满足 $\eta_1(0,t_0)\geqslant -\gamma_1^2$，$\eta_2(0,t_0)\geqslant -\gamma_2^2$，则条件2得证。

利用下列不等式：

$$\int_0^{t_0}\frac{\mathrm{d}f(t)}{\mathrm{d}t}kf(t) = \frac{k}{2}\left[f^2(t_0) - f^2(0)\right] \geqslant \frac{1}{2}kf^2(0) \geqslant 0 \tag{15}$$

其中

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}f(t)}{\mathrm{d}t} = e^{\mathrm{T}}E\hat{i}_s \\ kf(t) = \displaystyle\int_0^t \Phi_1(v,t,\tau)\,\mathrm{d}t + \hat{\omega}(0) - \omega \end{cases} \tag{16}$$

式(15)、式(16)代入式(13)可得：

$$\begin{aligned}\eta_{\Phi_1}(0,t_0) &= \int_0^{t_0} e^{\mathrm{T}}\left[\int_0^t \Phi_1(v,t,\tau)\,\mathrm{d}t + \hat{\omega}(0) - \omega\right]E\hat{i}_s\,\mathrm{d}t \\ &= \int_0^{t_0}\frac{\mathrm{d}f(t)}{\mathrm{d}t}K_I f(t)\,\mathrm{d}t \\ &= \frac{2}{K_I}\left[f^2(t_0) - f^2(0)\right] \\ &\geqslant \frac{1}{2}K_I f^2(0) \geqslant -\gamma_1^2\end{aligned} \tag{17}$$

同理取

$$\Phi_2(v,t) = K_P e^{\mathrm{T}}E\hat{i}_s \quad K_P \geqslant 0 \tag{18}$$

$$\eta_{\Phi_2}(0,t_0) = \int_0^{t_0}(e^{\mathrm{T}})^2\,(\hat{i}_s)^2\,\mathrm{d}t \geqslant -\gamma_2^2 \tag{19}$$

定理2：若 $f(t)$ 在 $(0,+\infty)$ 上连续，且 $[0,+\infty)$ 上可积分，对任意函数 $f(t)$ 进行分数阶积分，得 ${}_0D_t^{-\alpha}f(t)$，满足 $\alpha\geqslant 0$，$t_1\leqslant t_2$，那么则有 ${}_0D_{t_2}^{-\alpha}f(t)\int_{t_1}^{t_2}f(t)$ 的正、负号一致。

在控制器参数设定一致时，将分数阶取代整数阶积分，根据定理2，式(17)和式(19)可得：

$$\begin{cases} \eta_1(0,t_0) \geqslant -\gamma_1^2 \\ \eta_2(0,t_0) \geqslant -\gamma_2^2 \end{cases} \tag{20}$$

因此条件2成立，所设控制系统式(12)满足Popov积分不等式，系统稳定。将式(10)、式(16)、式(18)及矩阵 e^{T}、E、$\hat{i}_s$ 代入式(12)可得转速观测值为

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} &= {}_0D_t^{\alpha}\Phi_1(v,t,\tau) + \Phi_2(v,t) + \hat{\omega}(0) \\ &= {}_0D_t^{\alpha}K_I(\hat{i}_d\hat{i}_q - \hat{i}_q\hat{i}_d) + K_P(\hat{i}_d\hat{i}_q - \hat{i}_q\hat{i}_d) + \hat{\omega}(0)\end{aligned} \tag{21}$$

位置观测值为

$$\hat{\theta} = \frac{\mathrm{d}\tilde{\omega}}{\mathrm{d}t} \tag{22}$$

3 新型PD迭代学习控制

联合式(2)、式(3)搭建PMSM数学模型，i_q、ω 为状态变量，T_m 为输出量；经线性化之后可表示为下式：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & -\dfrac{p\Psi_f}{L} \\ \dfrac{3p\Psi_f}{2J} & -\dfrac{B}{J} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L}u_q \\ -\dfrac{T_L}{J} \end{bmatrix} \tag{23}$$

其中

$$x_1 = i_q \quad x_2 = \omega$$

27

联合式(23)和式(4)，PMSM动态方程表达式可表示为

$$\begin{cases}\dot{x}_{k+1}(t)=A_1x_{k+1}(t)+B_1u_{k+1}(t)\\ y_{k+1}(t)=C_1x_{k+1}(t)\end{cases}\tag{24}$$

令$y_d(t),t\in[0,T_0]$为目标输出，构造带辅助反馈增益的新型PD型ILC如下：

$$i_{sd,k+1}(t)=i_{sd,k}(t)+\Gamma_{pl}e_{k+1}(t)+\Gamma_pe_k(t)+\Gamma_d\dot{e}_k(t)\tag{25}$$

其中　　$t\in[0,T_0]$　$k=1,2,3,\cdots$

$$e_{k+1}(t)=\omega^*-\omega_{k+1}$$

$$e_k(t)=\omega^*-\omega_k$$

式中：$e_{k+1}(t)$为转速闭环误差；$e_k(t)$为转速开环误差；下标k为第k次迭代次数；Γ_p、Γ_d分别为比例、微分增益；Γ_{pl}为辅助反馈增益。

算法收敛条件计算：

$$\begin{aligned}e_{k+1}(t)&=y_d(t)-y_{k+1}(t)=[y_d(t)-y_k(t)]-[y_{k+1}(t)-y_k(t)]\\&=e_k(t)-[y_{k+1}(t)-y_k(t)]\\&=e_k(t)-C_1\int_0^t\exp[A_1\cdot(t-\tau)]B_1\Gamma_{pl}e_{k+1}(\tau)+\\&\quad\Gamma_pe_k(\tau)d\tau-C_1\int_0^t\exp[A_1\cdot(t-\tau)]B_1\Gamma_d\mathrm{d}[e_k(\tau)]\\&=e_k(t)-C_1\int_0^t\exp[A_1\cdot(t-\tau)]B_1\Gamma_{pl}e_{k+1}(\tau)d\tau-\\&\quad C_1\int_0^t\exp[A_1\cdot(t-\tau)](B_1\Gamma_p+A_1B_1\Gamma_d)e_k(\tau)d\tau-\\&\quad C_1\exp[A_1\cdot(t-\tau)]B_1\Gamma_de_k(\tau)\Big|_{\tau=0}^{\tau=t}\end{aligned}\tag{26}$$

因为$e_k(0)=y_d(0)-y_k(0)=0$，则式(26)化简为

$$\begin{aligned}&[1-C_1\int_0^t\exp[A_1\cdot(t-\tau)]B_1\Gamma_{pl}]e_{k+1}(t)=(1-C_1B_1\Gamma_d)e_k(t)-\\&\quad C_1\int_0^t\exp[A_1\cdot(t-\tau)](B_1\Gamma_p+A_1B_1\Gamma_d)e_k(\tau)d\tau\end{aligned}\tag{27}$$

对式(27)等式两边分别取Lebesgue-p范数，并应用广义Young不等式可得：

$$\|e_{k+1}(\cdot)\|_p\leqslant\frac{\|1-C_1B_1\Gamma_d\|+\|C_1\exp[A_1\cdot(\cdot)](B_1\Gamma_p+A_1B_1\Gamma_d)\|_1}{\|1-C_1\exp[A_1\cdot(\cdot)B_1\Gamma_{pl}]\|}\|e_k(\cdot)\|_p\tag{28}$$

令

$$\rho=\frac{\|1-C_1B_1\Gamma_d\|+\|C_1\exp[A_1\cdot(\cdot)](B_1\Gamma_p+A_1B_1\Gamma_d)\|_1}{\|1-C_1\exp[A_1\cdot(\cdot)B_1\Gamma_{pl}]\|}\tag{29}$$

即可得：

$$\|e_{k+1}(\cdot)\|_p\leqslant\rho\|e_k(\cdot)\|_p\quad k=1,2,3\cdots\tag{30}$$

当$\lim_{k\to\infty}\|e_k(t)\|=0$时，系统收敛，所以系统收敛的充分条件为：$\rho<1$。

图1所示为迭代学习控制误差的Lebesgue-p范数，图1a为本文所提带反馈增益控制图，图1b为传统PI迭代学习控制图，由图可知PD-ILC收敛速度快。

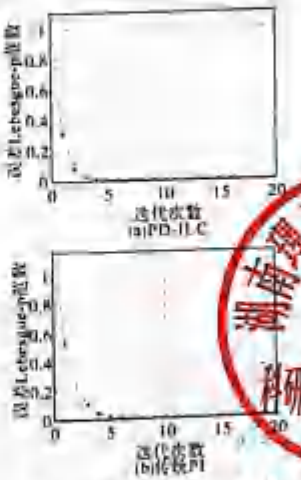


图1　误差的Lebesgue-p范数

Fig.1　Lebesgue-p norm of error

4　仿真及实验验证

本文采用基于分数阶模型参考自适应PMSM新型PD-ILC控制策略结构框图如图2所示，[illegible]步电机参数如下：定子电阻$R=0.56\ \Omega$，极对数$p=3$，转动惯量$J=0.002\ 1\ \mathrm{kg\cdot m^2}$，永磁磁链$\Psi_f=0.82$ Wb，定子电感$L=0.015\ 3$ H，黏滞摩擦系数$B=0.000\ 1$。

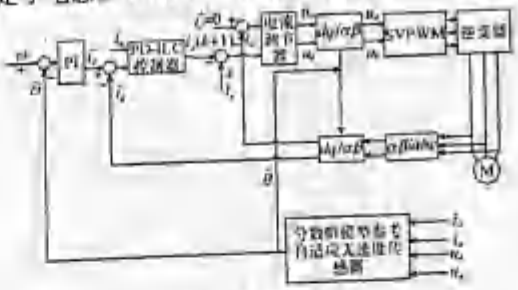


图2　系统控制框图

Fig.2　Control block diagram system

1)定义最优性能(ITAE)指标函数为

$$J=\int_0^t t[e(t)]dt\tag{31}$$

利用ITAE最小准则原理，通过寻优法可得其与在$\alpha(0,1)$的变化关系。当电机期望速度为500 r/min时，逐渐增大α值，$\alpha=0.9$时，ITAE指标最优。

2)主要验证所设计分数阶模型参考自适应观测器的有效性。控制器采用PI控制，观测器分别采用整数阶($\alpha=1$)和分数阶($\alpha=0.9$)模型参考

原件核对无误

自适应观测器进行仿真对比。

仿真试验条件设置：电机初始时刻期望速度为600 r/min，0.1 s时加12 N·m负载，调整其他参数一致。仿真结果如图3、图4所示。

图3为α=0.9，α=1时的转速观测曲线对比图，图中可以得出整数阶、分数阶模型参考自适应观测器均能稳定运行，且响应速度快，分数阶模型参考自适应观测器转速观测误差小于整数阶模型参考自适应观测转速观测误差，观测准确度更高。

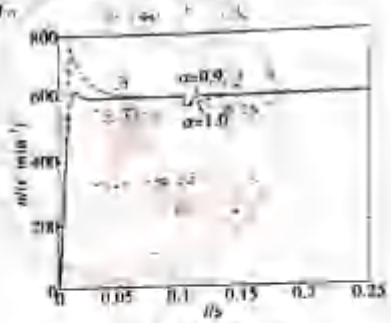
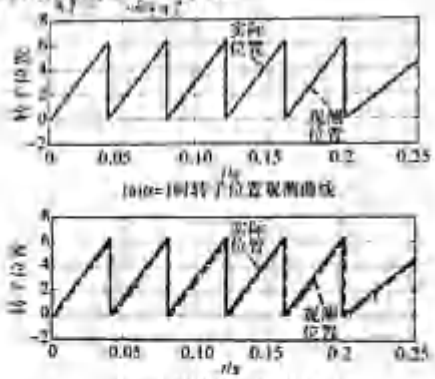


图3 电机输出对比图

Fig.3 Comparison of motor output

图4a、图4b分别表示α=1，α=0.9时的转子位置观测曲线。对比分析图4a、图4b中数据显示可得，α=0.9时误差明显减小。



(a)α=1时转子位置观测曲线

(b)α=0.9时转子位置观测曲线

图4 转子位置观测对比图

Fig.4 Comparison chart of rotor position estimation

3)确定分数阶模型参考自适应有效性后，控制器分别采用PI控制和新型PD-ILC控制进行仿真对比分析。

变速仿真：系统初始0~0.1 s运行速度为600 r/min，0.1~0.25 s运行在1 000 r/min，在仿真试验中可调模型参数设计为：K_p=4，K_i=0.2，α=1，初始值为0；迭代控制器参数设定为：Γ_p=0.8，Γ_d=0.01，Γ_μ=0.3。图5为分别采用PI控制器和PD-ILC控制器速度响应曲线对比图。

4)实验平台电机参数如表1所示。

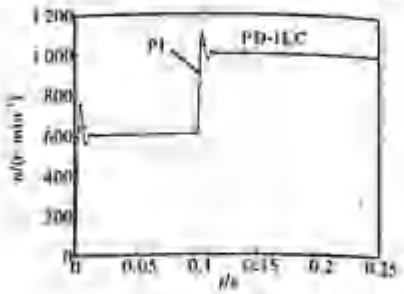


图5 速度响应曲线对比图

Fig.5 Comparison chart of speed response

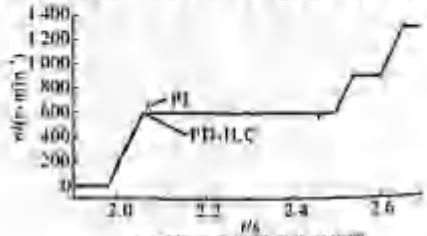
表1 实验平台电机参数

Tab.1 Experimental platform motor parameters

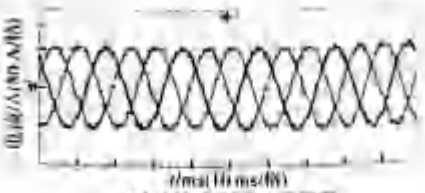
直流电机参数	数值	PMSM电机参数	数值
额定电压/V	440	额定电压/V	380
额定电流/A	11.3	额定功率/kW	3
额定功率/kW	4	额定电流/A	4.4
励磁电压/V	180	额定转速/(r·min⁻¹)	1 500
励磁电流/A	1.62	额定转矩/(N·m)	19

为验证PMSM低速、中速及高速运行性能，以及对于验证PD-ILC的变速性能，进行实验验证。图6a为电机变速运行时转子转速监测曲线，分别为采用PI控制方法和PD-ILC控制方法时转速曲线。当t=1.9 s时启动电机，给定转速600 r/min；t=2.45 s时加12 N·m负载；t=2.5 s时给定转速增至900 r/min；t=2.6 s时给定转速增至1 300 r/min。图6b所示为转矩增加时电流波形图，当转矩增加时，电机相电流维持平衡且为正弦波，毛刺小，输出电能质量高。

由图6可看出，PD-ILC控制策略对比PI控制策略在低、中、高速均能实现无超调给定转速跟踪，且当负载变换时，PD-ILC稳定性更好。



(a)系统变速运行实验对比图



(b)转矩增加时电流波形图

图6 系统实验图

Fig.6 Diagram of system experiment

5 结论

本文主要对永磁同步电机无速度传感器估算准确度，调速精度问题进行了研究，研究结论如下：

1)提出了一种分数阶模型参考自适应无速度观测器，确保观测器稳定的同时，有效地解决整数阶观测精度不高的问题，提高观测器的估算准确度；

2)设计基于分数阶MARS无传感器带辅助反馈项PD-ILC控制策略，在不依赖精确PMSM数学模型情况，实现高精度的转速跟踪。

参考文献

[1] Jahns T M, Soong W L. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives—a review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996, 43(2): 321-330.

[2] 杜思宾，全力，朱孝勇，等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制[J]. 中国电机工程学报，2019，39(10)：3038-3047.
Du Sibin, Quan Li, Zhu Xiaoyong, *et al*. Fault-tolerant control of position sensor failure for PMSM at zero and low speed based on high frequency injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10): 3038-3047.

[3] 申永鹏，刘安康，崔光照，等. 扩展滑模观测器永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 电机与控制学报，2020，24(8)：51-57，66.
Shen Yongpeng, Liu Ankang, Cui Guangzhao, *et al*. Sensorless field oriented control of permanent magnet synchronous motor based on extend sliding mode observer[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 51-57, 66.

[4] 张立伟，李行，宋佩佩，等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报，2019，34(18)：70-78.
Zhang Liwei, Li Hang, Song Peipei, *et al*. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 70-78.

[5] 王兴亮，郭露露，顾华，等. 永磁同步电机分数阶改进快速终端滑模控制[J]. 电力系统及其自动化学报，2021，12：110-116.
Wang Xingliang, Qiu Lulu, Gu Hua, *et al*. Improved fast terminal sliding mode control based on fractional order calculus for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 12: 110-116.

[6] 李婧源，张兴，杨淑英，等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报，2018，33(12)：2653-266.
Li Haoyuan, Zhang Xing, Yang Shuying, *et al*. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2653-266.

[7] 王爽，崔淑梅，杨毅，等. 正负高频脉冲电压注入的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报，2020，35(S1)：164-171.
Wang Shuang, Cui Dongyi, Yang Yang, *et al*. Sensorless control of PMSM with positive and negative high frequency pulsating voltage signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 164-171.

[8] 林飞，李镇峰，姜辰，等. 基于滑模模型[illegible]自适应状态观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工[illegible]学报，2017，32(6)：156-163.
Lin Mao, Li Yinghua, Wu Chen, *et al*. A model [illegible] predictive system based sliding mode observer [illegible] position-controlled permanent magnet synchronous motor [illegible][J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 156-163.

[9] Laribi M, Roufaida A, Nawal A A M. Sensorless control of PMSM with fuzzy model reference adaptive system[J]. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 2019, 10(4): 1772.

[10] He Yelong, Kang Lanyan, Cheng Jianwei, *et al*. Integrated [illegible] time compensation and elimination approach for [illegible] model predictive power control with fixed switching frequency[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(5): 1225-1228.

[11] 何叶龙，康兰雁，王金海，等. 永磁同步电机模型参考自适应转速观测[J]. 电气传动，2020，50(10)：16-22.
He Yaolong, Wang Zhenyan, Wang Jinxia, *et al*. Speed observation for high-speed permanent magnet synchronous motor with model reference adaptive system[J]. Electric Drive, 2020, 50(10): 16-22.

[12] 王晶，胡楠，王鹿，等. 随机变批次长度的反馈辅助PD型最优迭代学习控制[J]. 控制与决策，2021，36(10)：2569-2576.
Wang Jing, Zhou Nan, Wang Lu, *et al*. Feedback-assisted PD-type quantized iterative learning control with randomly iteration varying length[J]. Control and Decision, 2021, 36(10): 2569-2576.

[13] 钟耀础，金孟加，沈建新. 基于分段PI调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报，2018，38(4)：1203-1211，1297.
Zhong Zhaofeng, Jin Mengjia, Shen Jianxin. Full speed range sensorless control of permanent magnet synchronous motor with phased PI regulator-based model reference adaptive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1203-1211, 1297.

收稿日期：2021-03-02
修改稿日期：2021-04-06

天津电气科学研究院有限公司(原天津电气传动设计研究所)是原国家机械工业部直属研究所,现为中国机械工业集团有限公司所属、中国机械设备工程股份有限公司托管的科技型企业。

公司主要从事智能控制设备的研发及应用,在高端装备电气控制系统方面拥有丰富的工程实践经验。提供重型装备系统工程、智能装备系统工程、水力发电工程、变频器产品、储能及微网产品、电控设备检测等领域的系统解决方案。

TAC1系列低压变频(逆变)器

ZX1C系列全数字直流调速装置

ZXD系列全数字直流调速装置

中压三电平大功率变频器

储能变流器(PCS)

地址:天津市河东区津塘路174号
电话:022-84376321
网址:www.tried.com.cn

广告

CN 12-1067/TP 邮发代号:6-85 零售价:15.00元

CS 扫描全能王

4、论文《氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略》在中科协 T3 期刊《电气技术》发表

ISSN 1673-3800
CN 11-5255/TM

中国电工技术学会 主办

电气技术 9

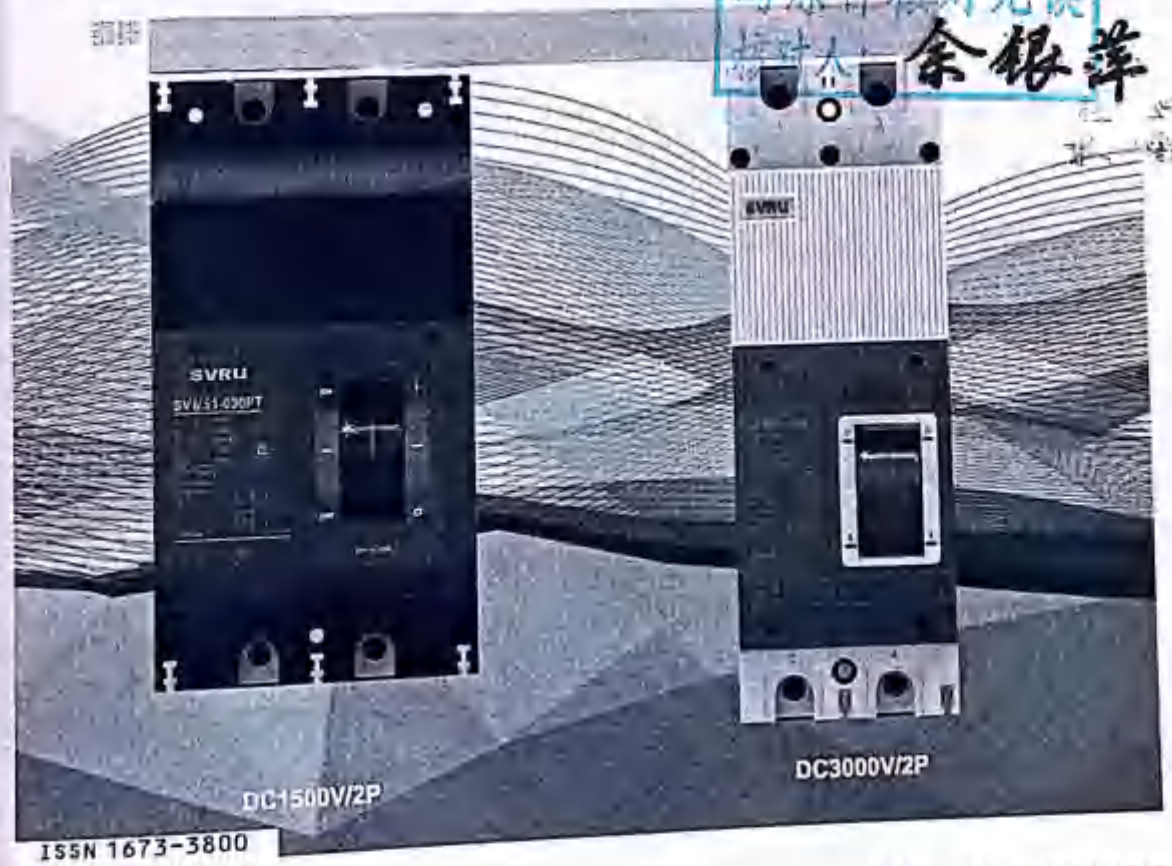
2024
第25卷 第9期
(总第300期)

ELECTRICAL ENGINEERING

河南省工业技术学会
科研和校企合作中心

电气技术
第二十五卷 第九期 二〇二四年九月
中国电工技术学会

储能用 零飞弧
余银萍



真空型直流断路器

ISSN 1673-3800

SVRU 天津首瑞智能电气有限公司

CS 扫描全能王

电气技术

ELECTRICAL ENGINEERING

第 25 卷第 9 期 （总第 300 期） 2024 年 9 月 15 日出版

目次

研究与开发

1 基于能量函数和改进虚拟同步控制的低频振荡抑制策略 …… 刘 伟 刘钱钦

9 基于变分模态分解-门控循环单元-麻雀搜索算法的电能质量稳态指标预测 …… 黄华鸿

14 基于多策略融合粒子群算法的油纸绝缘参数辨识 …… 徐晨辰 刘庆珍

22 氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略 …… 刘德艳 葛 庆

27 基于智能软开关的配电网故障恢复研究 …… 刘 磊

33 局部阴影条件下的新型光伏阵列混合重构方法 …… 李 健 姜 豪

38 自适应高效混合输出切换电路 …… 钱秋晓 陈美喜 郭 睿 钱秋亮

42 不同形貌 Co_3O_4 对氧化锌压敏电阻器电性能的影响 …… 马雪丽 何 欣

技术与应用

46 基于 PVsyst 的乡镇光伏车棚设计及仿真研究 …… 肖 伟 张 承

51 基于磁记忆的耐张线夹钢芯断裂检测技术 …… 滕玉林 吕岩婷 李 军 谢金凯

56 基于历史数据驱动的厂站接线图自动生成 …… 陈连杰 司 鹏 高 源 苏运光 彭 辉

65 城市轨道交通数据采集与监控系统拓扑着色与二次逻辑可视化方法研究 …… 谢文君 刘 猛 谢金莲 唐伯钰

71 智能变电站安全措施自动布设系统的研制与应用 …… 张 龙 黄 亭 李建华 魏小松

76 输电线路杆塔脚钉专用防坠器的研制 …… 崔 浩 陈育淦 宋凯歌 杜泉龙 吴善智

80 一起绝缘油老化导致变压器绝缘电阻降低案例分析 …… 陈 钠 徐 浩 丁嘉乐 贾倩倩 李建成

CS 扫描全能王

氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略

刘思源 葛 庆
（光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室，湖南 湘潭 411104）

摘要 针对传统等效氢能耗管理下混合动力系统面临的燃料电池电流输出随机，系统耐久性降低等问题，提出一种基于模型预测控制的多目标能量管理优化策略。首先，结合燃料电池、动力电池特性对其进行精确建模；然后，以最小化燃料电池输出电流、电流变化率及动力电池荷电状态波动为目标设计多目标能量管理优化策略，通过对性能指标采用加权函数法进行系统成本函数的优化设计，得出最佳功率分配。仿真结果显示，该优化策略可以降低氢燃料电池损耗14%，降低氢燃料电池输出电流脉动及动力电池荷电状态波动，提升系统耐久性。

关键词：氢燃料电池；电动汽车混合动力；能量管理；加权函数；功率分配

Energy management optimization strategy for hydrogen fuel vehicle hybrid power system

LIU Siyan GE Qing
(Photovoltaic System Control and Optimization of Hu'nan Province Engineering Laboratory, Xiangtan, Hu'nan 411104)

Abstract A multi-objective energy management optimization strategy based on model predictive control is proposed to address the issues of random fuel cell current output and reduced system durability faced by hybrid power systems under traditional equivalent hydrogen energy consumption management. Firstly, the hybrid power system is accurately modelled by combining the characteristics of fuel cells and power batteries. Then, a multi-objective energy management strategy is designed with the main control objectives of minimizing fuel cell current, current change rate, and power battery state of charge pulsation. By using the weighted function method to optimize the design of the system cost function for performance indicators, the optimal power allocation is obtained. The simulation results show that the proposed multi-objective energy management strategy can reduce the losses of hydrogen fuel cells by 10%, reduce the output current ripple of hydrogen fuel cells and the state of charge ripple of power cells, and improve the service life of the system.

Keywords: hydrogen fuel cell; electric vehicle hybrid power; energy management; weighted function; power allocation

0 引言

氢燃料电池汽车具有高效率、零污染、长里程及快速响应等优点，具有长足的发展前景[1-2]。为实现制动环节的能量回馈，以及汽车在加速、爬坡等加载情况下的瞬时功率供给，燃料电池/动力电池组合而成的混合动力系统得到应用[3]。但是，多种储能方式组合使系统能量管理策略更为复杂，设计合理的能量管理策略能提高混合动力系统的耐久性，降低混合动力系统的使用成本，因此针对混合动力系统进行能量管理优化策略研究具有重要意义[4-5]。

混合动力系统能量管理策略主要可归纳为两大类：基于规则的控制策略和基于“预测+优化”的控制策略，基于规则的控制策略主要有模糊逻辑控制、自适应控制[6-7]等。文献[6]通过采用微小变量模糊逻辑控制的能量管理策略，提升了整车的动力性和经济性；文献[7]采用一种具有模糊逻辑参数调整的自适应控制方法，使电池充电状态保持在理想水平，

湖南省教育厅科学研究课题（22C0997）
湘潭市指导性科技计划项目重点项目（ZP-ZDJH2022043）
氢燃料汽车混合动力系统能量管理的优化研究（2024HNVITZK002）

中国知网 https://www.cnki.net

同时满足动态约束。然而，这类方法的性能很大程度上取决于参数的精度及设计经验，且不能实现最优功率分配。与基于规则的控制策略相比，基于"预测+优化"的控制策略通过滚动优化的思想能够实现最优功率分配，主要有动态规划、模型预测控制等[10-13]。吕祐阳等[9]针对汽车起停变化对燃料电池性能衰退的影响，提出基于改进动态规划的能量管理策略，有效提升了耐久性，降低了性能衰退速度[9]；杨青涛等提出基于模型预测控制的滚动优化方法[10]；李奇等提出一种考虑燃料电池效率区间优化的混合动力系统双模式能量管理方法[11]；于坤杰等提出一种基于多目标优化方法的能量管理策略[12]。这些方法均能提升混合动力系统性能，降低等效氢耗，但算法复杂。为进一步提升燃料电池的经济性并简化算法，高铁阳等提出一种基于外部能耗最大化的策略[13]，但是该策略未考虑动力电池荷电状态的脉动，动力电池耐久性有待提升。

针对上述研究存在的不足，本文基于"预测+优化"控制思路，通过对混合动力系统精确建模，提出一种基于模型预测控制的多目标能量管理优化策略，综合考虑燃料电池输出电流、电流变化率及动力电池荷电状态波动三个控制目标，在设计成本函数时增加性能指标的加权函数法。最后，通过 Matlab/Simulink 仿真验证所提策略的有效性。

1　氢燃料电池汽车混合动力系统

1.1　氢燃料电池等效模型

质子交换膜燃料电池因起动速度快等优点被广泛应用于氢燃料电池电动汽车，搭建燃料电池等效电路模型如图 1 所示。

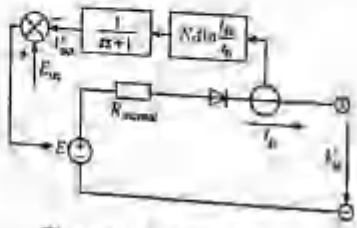


图 1　燃料电池等效电路模型

图 1 中，N 为电池总量，A 为 Tafel 斜率，i_n 为燃料电池交换电流，i_{fc} 为燃料电池输出电流，E 为燃料电池标称电压，V_{fc} 为燃料电池输出电压，$R_{internal}$ 为燃料电池堆内阻，τ 为动态响应时间常数，E_{oc} 为燃料电池开路电压，V_{act} 为极化电压降。A、i_n 表达式分别如式（1）、式（2）所示，燃料电池实际输出电压如式（3）所示。

$$A=\frac{RT}{z\partial F} \tag{1}$$

$$i_n=\frac{zFk\left(P_{H_2}+P_{O_2}\right)}{Rh}\exp\left(\frac{-\Delta G}{RT}\right) \tag{2}$$

$$V_{fc}=E-u_{act}-u_{ohm} \tag{3}$$

式中：R 为气体常数（8.314 47J/(mol·K)）；T 为绝对温度；z 为转移电子数；∂ 为电荷转移系数；F 为法拉第常数（96 487C/mol）；k 为玻耳兹曼常数；P_{H_2} 为氢气在阳极/阴极的分力；P_{O_2} 为氧气在阳极/阴极的分力；h 为普朗克常数；ΔG 为吉布斯自由能；u_{act} 为激活极化电压差；u_{ohm} 为欧姆极化电压差。E、u_{act}、u_{ohm} 的数学模型分别为

$$\begin{cases}E=K_e\left[E_0+(T-298)\dfrac{-44.43}{zF}+\dfrac{RT}{zF}\ln\left(P_{H_2}P_{O_2}^{\frac{1}{2}}\right)\right]\\ u_{act}=\dfrac{1}{\tau s+1}NA\ln\dfrac{i_{fc}}{i_0}\\ u_{ohm}=i_{fc}R_{internal}\end{cases} \tag{4}$$

式中：K_e 为电压常数；E_0 为标准压力下的电动势。

由文献[13]可得，当燃料电池的电流密度达到一定程度时，激活损耗可忽略，系统主要损耗为欧姆损耗，燃料电池实际输出电压如式（5）所示，燃料电池输出功率 P_{fc} 如式（6）所示。

$$V_{fc}(t)=E-i_{fc}(t)R_{internal} \tag{5}$$

$$P_{fc}(t)=Ei_{fc}(t)-R_{internal}i_{fc}^2(t) \tag{6}$$

1.2　动力电池等效模型

动力电池模型采用等效电路模型搭建，等效电路由电源与内阻串联组成，根据电路原理模型可表示为

$$U_{BAT}=U_{oc}-I_{BAT}R_B \tag{7}$$

$$I_{BAT}=\frac{U_{oc}-\sqrt{U_{oc}^2-4R_BP_{BAT}}}{2R_B} \tag{8}$$

式中：U_{BAT} 为电池输出电压；U_{oc} 为电池开路电压；I_{BAT} 为电池输出电流；R_B 为电池内阻；P_{BAT} 为电池输出功率。

动力电池荷电状态 $S_{OC_{BAT}}$ 用来反映电池的

中国知网　https://www.cnki.net

电量；$S_{OCBATmax}$、$S_{OCBATmin}$分别表示动力电池S_{OCBAT}的上、下限值。S_{OCBAT}表达式为

$$S_{OCBAT}=\frac{Q}{Q_C} \tag{9}$$

式中：Q为电池实际电量；Q_C为电池满充时电量。

电池等效模型S_{OCBAT}采用安时法求解，有

$$S_{OCBAT}=S_{OCBATinitial}-\frac{1}{3600Q_C}\int_0^t I_{BAT}\,dt \tag{10}$$

式中：$S_{OCBATinitial}$为动力电池初始荷电状态。

由此可得，动力电池输出功率与荷电状态的关系式为

$$S_{OCBAT}=S_{OCBATinitial}-\frac{1}{3600Q_C}\int_0^t\frac{U_{oc}-\sqrt{U_{oc}^2-4R_BP_{BAT}}}{2R_B}\,dt \tag{11}$$

$$P_{BAT}=aI\left(aR_BI-U_{oc}\right) \tag{12}$$

其中：系数$a=3600Q_C\left(S_{OCBATinitial}-S_{OCBAT}\right)$。

2 整车混合动力系统模型

氢燃料电池汽车混合动力系统拓扑如图2所示，动力系统主要包括燃料电池堆，动力电池、燃料电池控制单元（fuel cells control units, FCU），电池管理系统（battery management system, BMS）及DC-DC变换器。系统主动力源为燃料电池堆，动力电池作为第二辅助电源。

图2 混合动力系统拓扑

动力系统满足的功率平衡关系为

$$P_{load}=P_{fc}+P_{BAT} \tag{13}$$

式中，P_{load}为整车功率需求。

3 多目标能量管理优化策略

由于氢燃料电池的输出特性受工况影响大，车载状态燃料电池耐久性问题为主要控制目标。根据燃料电池极化曲线可知，燃料电池耐久性问题主要取决于电池的输出电流及电流变化率，因此最小化燃料电池脉动为第一个控制目标。同时，在燃料电池汽车起停、加载、重载等状态下，为减少燃料电池的起停变化，在约束条件范围内极小化燃料电池的输出电流。

由式（5）可得燃料电池输出电流模型为

$$I_{fc}(k+1)=\frac{1}{R_{internal}}\left(E-V_{fc}(k+1)\right) \tag{14}$$

设燃料电池耐久性成本函数为

$$J_1=\left(i_{fcref}-i_{fc}(k+1)\right)^2+\lambda\Delta i_{fc}^2(k)$$

式中：i_{fcref}为燃料电池输出电流期望值；$\Delta i_{fc}(k)$为燃料电池输出电流增量；λ为控制增量权重因子，可采用分支定界法，通过逐渐增大λ的取值进行寻优。

由于动力电池荷电状态必须严格控制在允许范围内，在满足功率供给情况下，极小化动力电池荷电状态波动，设动力电池荷电状态期望值为$S_{OCBATref}$，

由式（10）可得动力电池荷电状态预测模型为

$$S_{OCBAT}(k+1)=\frac{1}{3600Q_C}I_{BAT}(k)+S_{OCBAT}(k) \tag{16}$$

动力电池耐久性成本函数设定为

$$J_2=\left[S_{OCBATref}-S_{OCBAT}(k+1)\right]^2$$

约束条件为

$$\begin{cases}S_{OCBATmin}<S_{OCBAT}<S_{OCBATmax}\\P_{fcmin}<P_{fc}<P_{fcmax}\\P_{load}=P_{fc}+P_{BAT}\end{cases}$$

式中：$S_{OCBATmin}$、$S_{OCBATmax}$分别为动力电池S_{OCBAT}的下限、上限值；P_{fcmin}、P_{fcmax}分别为燃料电池输出功率的最小、最大值。

考虑三个控制目标：燃料电池输出电流、燃料电池输出电流变化率及动力电池荷电状态脉动。优化设计成本函数为

$$J=\left[i_{fcref}-i_{fc}(k+1)\right]^2+\left[S_{OCBATref}-S_{OCBAT}(k+1)\right]^2+\lambda\Delta i_{fc}^2(k) \tag{18}$$

4 仿真研究

氢燃料电池汽车混合动力系统多目标能量管理优化控制框图如图3所示，仿真参数设置见表1。

中国知网 https://www.cnki.net

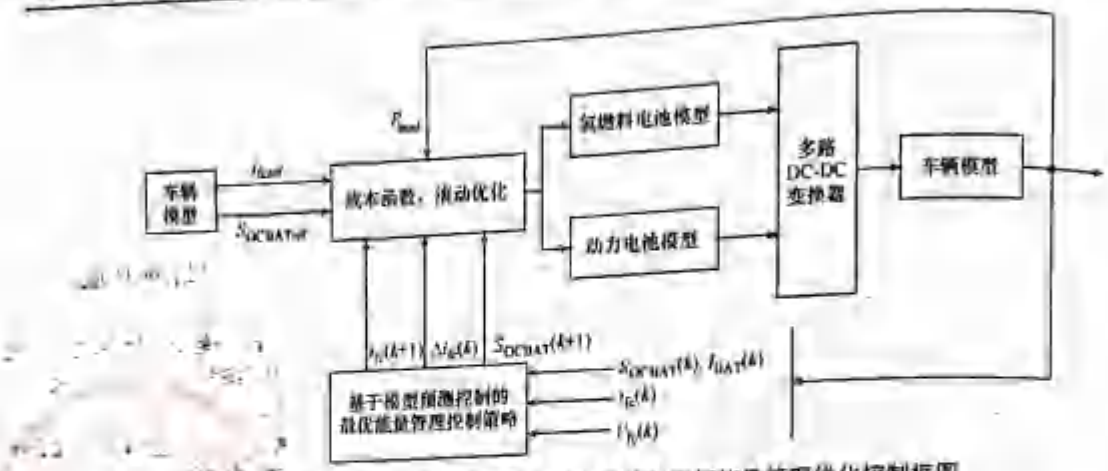


图 3　氢燃料电池汽车混合动力系统多目标能量管理优化控制框图

表 1　仿真参数设置

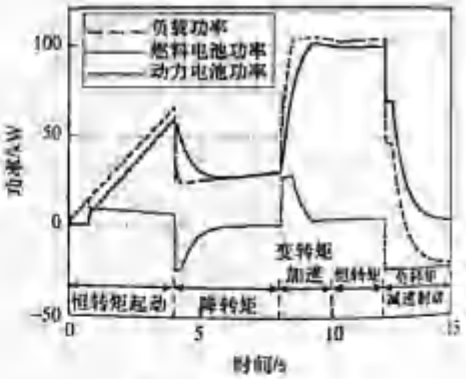
参数	数值
燃料电池开路电压/V	400
燃料电池内阻/Ω	0.06
燃料电池输出电流最大值/A	400
燃料电池输出电流最小值/A	50
动力电池额定电压/V	336
动力电池电容量/A	13.9
动力电池内阻/Ω	0.2

按照图 2 所示混合动力系统拓扑搭建氢燃料电池汽车仿真平台。在建模过程中，为降低计算复杂度并提高仿真效率，采用简化的氢燃料电池模型与动力电池模型。实际应用中的温升变化、电池老化及设计差异等干扰因素只影响最终结果如输出功率大小，不影响控制策略优化过程，故在仿真过程中忽略上述干扰。仿真过程中，为确保仿真结果与实际情况更接近，使用实际测量的实验数据进行电池运行参数拟合，选取常温 25℃条件下的氢燃料电池参数作为仿真参数。

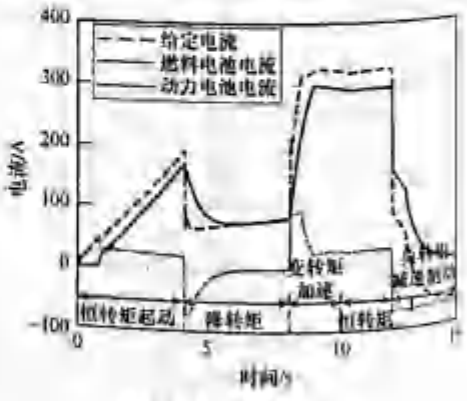
系统参数按表 1 设置，模拟汽车恒转矩起动、降转矩运行、变转矩加速、恒转矩运行及负转矩减速制动的整个动态过程。仿真结果如图 4 所示，图 4（a）为多目标控制策略下仿真过程中混合动力系统的功率分配，图 4（b）所示为多目标控制策略下仿真过程中混合动力系统的电流输出。

由图 4 可知，在汽车加速、加载时优先起动动力电池，有利于降低燃料电池的输出电流变化率。起动、加速过程的功率变化对应图 4（b）中氢燃料电池输出电流的变化，不同策略下氢燃料电池的消耗对比如图 5 所示，以图 5 中起动阶段为例，燃料电池输出功率变化由传统控制策略下的 0～70kW 降低为多目标控制策略下的 0～60kW，对应电流变化率由 33A/s 降低为 27A/s，满足燃料电池输出电流的系统优化设计要求。图 4（c）为动力电池荷电状态，由图可知动力电池荷电状态在 49.5%～50.5%之间波动，波动范围小。

传统单目标控制策略的规则算法固定，缺乏灵活性，无法应对复杂系统变化，在复杂系统中

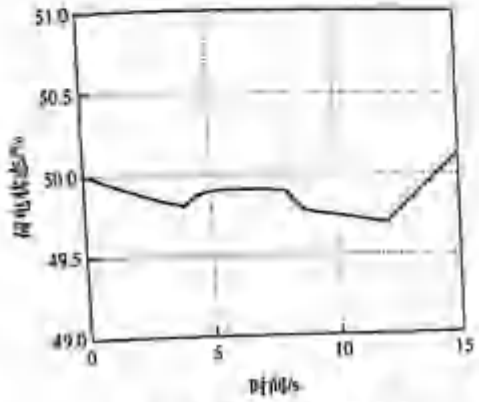


（a）仿真过程功率分配



（b）仿真过程电流输出

中国知网　https://www.cnki.net



(c) 仿真过程动力电池荷电状态

图4 混合动力系统仿真结果

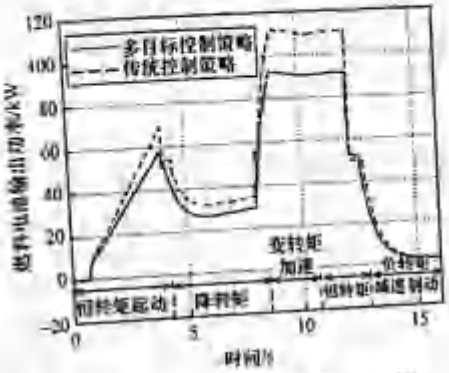


图5 不同策略下氢燃料电池消耗对比

能无法达到最优解，导致能量利用率不佳或能量消耗较高。由图5可知，在低功耗阶段，多目标控制策略的提升效果相对较小；在高功耗阶段，多目标控制策略的优化效果明显，氢燃料电池的最大输出功率由传统单目标控制策略下的108kW降低为多目标控制策略下的93kW。在整个过程中，与采用传统控制策略相比，采用多目标控制策略使氢能的消耗降低约14%。

5 结论

本文针对氢燃料电池汽车混合动力系统能量管理问题，提出了一种基于模型预测控制的多目标能量管理优化策略，并基于Matlab/Simulink搭建氢燃料电池汽车仿真平台进行汽车动态过程仿真，得出如下结论：

1）采用多目标能量管理优化策略能有效控制燃料电池输出电流，降低燃料电池输出电流变化率，以及降低动力电池荷电状态波动率。

2）与采用传统控制策略相比，采用多目标能量管理优化策略能使氢能损耗降低约14%。

参考文献

[1] 余佩雯，杨亚南，雷淳宇，等. 相关向量机预测锂离子电池剩余有效寿命[J]. 电气技术，2023，24(2)：1-5.

[2] 李建龙，陈会泉，章桐，等. 车用燃料电池系统控制策略综述[J/OL]. 汽车工程学报，1-20 [2024-05-24]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/50.1206.U.20230927.2323.004.html.

[3] 熊浩，杨关峰，张剑，[illegible]燃料电池汽车动力[illegible]的方案设计[J]. 机电工程技术，2022，51(6)：72-[illegible].

[4] 于仲安，马静瑶，含风电耦合制氢的[illegible]城综合能源系统协调调度[illegible]电气技术，2023，24(7)：1-10.

[5] 杨新华，张景帆. 交直流多端口户用型能量路由器协调控制策略[J]. 电气技术，2022，23(5)：31-38.

[6] 王鑫，李顶根，苗华春. 基于模糊逻辑控制的燃料电池汽车能量管理控制策略研究[J]. 汽车工程，2019，41(12)：1347-1355.

[7] CHEN Jian, XU Chenfeng, WU Chengshuai, et al. Adaptive fuzzy logic control of fuel-cell/battery hybrid systems for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(1): 292-300.

[8] 刘小龙，李旅然，孟姬，等. 高网状态储能/燃气机分层协调频率控制策略[J]. 电工技术学报，2023，38(17)：4800-4810.

[9] 吕沁阳，潘腾，张宝迪，等. 增程式燃料电池车经济性与耐久性优化控制策略[J]. 哈尔滨工业大学学报，2021，53(7)：126-133.

[10] 杨海涛，江晶晶，赵敏，等. 基于模型预测控制的区域综合能源系统运行优化方法[J]. 电气技术，2022，23(4)：7-13.

[11] 肖锐，李奇，江滨舟，等. 考虑燃料电池效率区间优化的混合动力系统双模式能量管理方法[J]. 中国电机工程学报，2021，41(20)：7027-7039.

[12] 于海杰，王思雨，杨朵，等. 基于多目标优化的燃料电池汽车实时能量管理策略[J]. 郑州大学学报(工学版)，2024，45(2)：80-88.

[13] 高静阳，张彩然，王文祥，等. 氢燃料电池有轨电车混合储能系统的节能运行优化[J]. 电工技术学报，2022，37(3)：686-696.

收稿日期：2024-03-28
修回日期：2024-05-13

作者简介
刘俊艳（1987—），女，硕士，讲师，研究方向为电力电子技术在储能、新能源并网领域的应用，

科研和校企合作中心
中国知网 https://www.cnki.net

常熟開關

CM6系列
塑料外壳式断路器

品质匠心 全新演绎

- 全系列Ui达1000V，加强绝缘设计，隔离功能增强；
- 体积小巧，分断能力增强，相比上一代体积减少25%，I^2t减少20%；
- CM6/CM6Z/CM6L 标准化安装尺寸，附件多，可视化；
- 智能互联、标配USB,可选各类数字模块，功能丰富。

常熟开关制造有限公司（原常熟开关厂）

CHANGSHU SWITCHGEAR MFG. CO., LTD. (FORMER CHANGSHU SWITCHGEAR PLANT)

更多信息敬请关注：www.riyue.com.cn

CS 扫描全能王

6、论文《基于不固定直流母线电压分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法》在国家级期刊《太阳能》发表

目次

科技人物
李美成：五力合一，助推新能源科技发展……李鹏 (5)

行业观察
2021–2030 年我国光伏组件市场的供需关系预测……江华 (8)
"双碳"目标下我国太阳能利用技术的发展现状与展望
……李美成 高中亮 王龙泽 耿奇 李英峰 崔鹏 纪军 黄浩 (13)

学术研究
界面光热蒸发器的研究进展……江代君 郑骏 吴炎琳 吴琳 王军 (19)
浅析太阳能热发电站的厂用电率与外购电量的计算方法……冯永刚 张莹 白雪松 程伟科 陆浩 (29)
太阳电池平行间隙焊接工艺的稳定性研究……雷刚 王志超 范襄 沈一 沈静曼 金超 (36)

技术应用
整县屋顶分布式光伏发电系统应用的技术要点分析
……边萌萌 张昕宇 李博佳 何涛 黄祝连 王聪辉 (41)
光伏支架对油用牡丹生长特性影响的研究……田介花 王小睿 陆炜 (48)
风电场一次调频能力的深度挖掘研究及应用……周磊 张谦 霍红岩 齐军 (55)
以广州市为例的城市建筑屋顶光伏利用潜力的多元评价……陈子龙 王芳 冯艳芬 (64)
基于不固定直流母线电压分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法……刘偲艳 (75)
基于希尔伯特变换的双馈式风电机组中发电机的碳刷—滑环早期故障诊断研究
……余清清 钱赫 许国东 黄干松 王潇 任静 (83)

期刊简介

本刊创刊于 1980 年，是由中国科协主管、中国可再生能源学会（原中国太阳能学会）主办、国内外公开发行的国家级可再生能源类专业科技期刊，是中国新能源与可再生能源行业的主流媒体。

本刊办刊宗旨为"加强学术交流，推动太阳能科技创新，促进实现太阳能产业化、市场化应用发展"；内容定位于"广义太阳能"，服务于可再生能源产学研领域广大科技工作者及其他各界人士。期刊接收可再生能源方面综述类、产经类、研究类、应用与工程技术类且未正式发表过的原创论文。写作要求论点明确，论据可靠，结构合理，格式规范，理论联系实际，具有较高学术水平和较强创新性，有一定应用或参考价值。

CS 扫描全能王

NOVEL DC/DC CURRENT FEEDFORWARD CONTROL METHOD BASED ON UNFIXED DC BUS VOLTAGE SECTION CONTROL

Liu Siyan

(*Photovoltaic System Control and Optimization of Hunan Province Engineering Laboratory, Xiangtan 411104, China*)

Abstract: In view of the high switching frequency and high loss of the front-stage high frequency DC/DC converter circuit, this paper proposes a more efficient unfixed DC bus voltage section control strategy. This strategy controls the working modes of DC/DC converter circuit by judging the relationship between the input voltage on the DC side and the output voltage on the AC side, thereby reducing the number of power control switches and time that work in a high frequency state in the same time. In order to reduce the current harmonic of the non-isolated circuit system, based on the section control strategy of unfixed DC bus voltage, the topological structure of the back-stage inverter circuit is improved. A novel DC/DC current feedforward control method is proposed in which series virtual resistance of boost inductance branch and parallel virtual resistance of DC bus capacitance branch. Using the transfer function equivalent transformation principle and the circuit system amplitude-frequency characteristics to obtain the optimal virtual resistance value, it can well suppress the DC side harmonics and optimize the total harmonic content (THD) of the grid-connected current. Simulation and experimental results show that the proposed control strategy can improve the power conversion efficiency of the grid-connected inverter and suppress the second harmonic of DC bus current.

Keywords: two-stage non-isolated inverter; front-stage high frequency DC/DC conversion circuit; section control; second harmonic; virtual resistance

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

太 阳 能
SOLAR ENERGY
文章编号：1003-0417(2021)11-75-08
DOI:10.19911/j.1003-0417.tyn20201022.02

基于不固定直流母线电压分段控制的新型DC/DC电流前馈控制方法

刘偲艳
（光伏发电系统[illegible]优化湖南省工程实验室，湘潭 411104）

摘 要：针对前级高频DC/DC变换电路的高开关频率和高损耗问题，本文提出了一种更高效的不固定直流母线电压分段控制策略，该策略通过判断直流侧输入电压与交流侧输出电压的关系来控制DC/DC变换电路的工作模式，从而减少同一时间内在高频状态下的功率控制开关的数量和时间，为降低非隔离型电路系统的电流谐波，在不固定直流母线电压分段控制策略的基础上，改进了后级逆变电路的拓扑结构，提出了在升压电感支路串联虚拟电阻和直流母线电压支路并联虚拟电阻的新型DC/DC电流前馈控制方法，该方法可利用传递函数等效变换原理结合[illegible]特性对电压和[illegible]虚拟电阻值，能很好地抑制直流侧谐波，优化并网电流总谐波含量（THD），通过仿真和实验结果表明，本文所提出的控制策略能提高并网逆变器的功率转换效率，并可以抑制直流母线电压二次谐波。

关键词：两级式非隔离并网逆变器；前级高频DC/DC变换电路；分段控制；二次谐波；虚拟电阻
中图分类号：TM464 [illegible] **文献标志码**：A

0 引言

并网逆变器作为交流电网与光伏电站之间能量转换的关键设备，对光伏发电系统的工作效率、输出侧电能质量起着至关重要的作用。近年来，两级式非隔离并网逆变器得到了广泛应用，其前级为高频DC/DC变换电路，可实现[illegible]的调节；后级为DC/AC全桥逆变电路，用于控制并网电流与电网电压同频同相[1]。在该类并网逆变器现有的控制策略中，大部分是采用固定母线电压的方式，也就是使前级高频DC/DC变换电路、后级DC/AC全桥逆变电路均工作在高频状态，但这样既会增加非隔离型电路系统的开关频率，也会增加电路系统的开关损耗[2]。

针对前级高频DC/DC变换电路的高开关频率和高开关损耗问题，研究学者提出了多种解决方法。文献[3]提出了一种动态体眠控制策略，能较好地降低开关损耗，并延长开关器件的[illegible]寿命；文献[4]采用软开关控制方式提升了光伏发电系统的工作效率；文献[5-7]均为采用固定母线电压的方式，较好地提升了光伏发电系统的工作效率；文献[8]对光伏逆变器的效率提升[illegible]式进行了综述；文献[9-10]采用固定母线电压[illegible]方法，并采用分段法对变换器进行了控制。

当直流侧电流的谐波含量较高时，容易导致太阳电池在最大功率点附近出现功率波动，影响最大功率点跟踪（MPPT）的跟踪作用，会增加非隔离型电路系统损耗。为了减小直流侧DC/DC电流的谐波含量，文献[12]采用了增大直流母线电容值的方法，但该方法一方面会增加非隔离型电路系统的成本，另一方面容易因为电解电容体积的增大，而缩短电解电容的寿命，并且该方法对于电流的二次谐波抑制效果有限。文献[13]

收稿日期：2020-10-22
基金项目：湖南省教育厅科学研究项目（19C0873）
通信作者：刘偲艳（1987—），女，硕士，主要从事电力电子变换技术在新能源领域的应用方面的研究。cxcliusiyan@foxmail.com

采用了提高二倍频($2f_0$)处环路增益的方法，该方法对于直流侧脉动起到了较好的抑制效果。文献[14]通过选择合适的控制参数提高了抑制谐波的能力，但改善效果有限。文献[15]采用了电感电流前馈的控制方法，该方法能较好地抑制电流的二次谐波，但DC/DC变换器的动态性能较差。

综上所述，为减少前级高频DC/DC变换电路中工作在高频状态下功率控制开关的数量和时间，本文提出了一种不固定直流母线电压分段控制策略。该策略是根据直流侧输入电压与交流侧输出电压的关系来改变非隔离型电路系统的工作模式，即采用升压斩波工作模式或全桥逆变工作模式，每种工作模式只有一级（前级或后级）工作在高频状态，另外一级工作在工频状态，如此可以大幅减少开关损耗，并提高光伏发电系统的工作效率。在此基础上，基于抑制直流母线电流的二次谐波和改善非隔离型电路系统动态性能的双重目标，本文还提出了串并联虚拟电阻的新型DC/DC电流前馈控制方法。该方法可以使前级高频DC/DC变换电路的输出阻抗在$2f_0$处呈高阻状态，同时在非$2f_0$处呈低阻状态，具有良好地电流谐波抑制效果，同时可以改善电路系统的动态性能。

1 电路的拓扑结构及原理分析

本文所设计的非隔离型电路系统的电路拓扑图如图1所示，前级为带旁路二极管的Boost电路，后级为H6电路拓扑结构。图中：L_B为Boost电路的升压电感；D_B为二极管；D_p为旁路二极管；C_1为直流侧电容；SW_B为高频控制开关；SW_1～SW_4均为功率变换开关；SW_5、SW_6均为续流开关；L_{f1}、L_{f2}分别为低通滤波器的2个分离电感；C_f为滤波电容；D_1、D_2均为续流二极管；PV为光伏阵列。

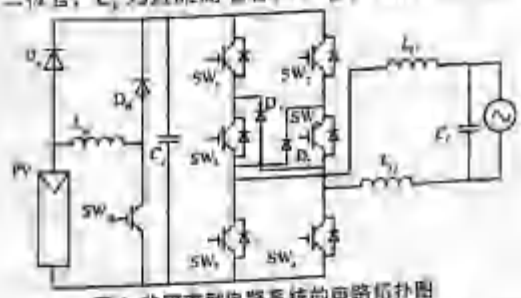


图1 非隔离型电路系统的电路拓扑图

Fig.1 Circuit topology diagram of non-isolated circuit system

1.1 不固定直流母线电压分段控制策略

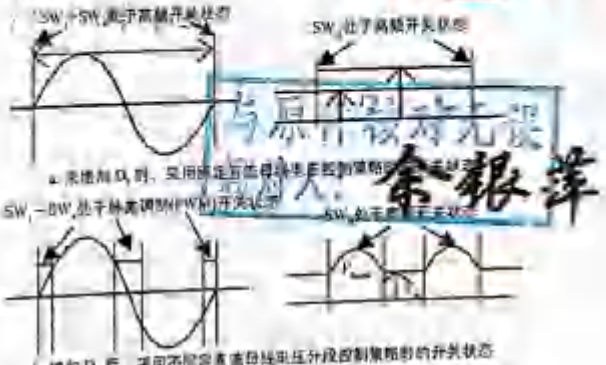
本文提出的不固定直流母线电压分段控制策略的工作原理为：

1）在极限情况下，当直流侧电容的输入电压U_{dc}＞交流侧理想的正弦输出电压最大值V_{acmax}始终成立时，与常规控制一样，SW_1～SW_4均工作在高频开关状态，SW_5、SW_6均处于半个周期高频，半个周期工频的状态，SW_B始终处于断开状态，此时非隔离型电路系统处于高频全桥逆变工作模式。

2）当交流侧理想的正弦输出电压最小值V_{acmin}≤U_{dc}≤V_{acmax}时，在U_{dc}＞交流侧理想的正弦输出电压V_{ac}阶段，SW_1～SW_4工作在高频逆变状态，SW_B始终处于断开状态；在U_{dc}≤V_{ac}阶段，SW_B处于高频升压状态，SW_1～SW_4处于工频状态，此时非隔离型电路系统处于升压斩波工作模式。

[illegible]职业技术学院 创新创业综合实训中心 [illegible]

[illegible]有、无D_p的情况下，分别采用固定直流母线电压控制策略与不固定直流母线电压[illegible]制策略时非隔离型电路系统的开关状态图如图2所示。图中：P_m为直流侧输入电[illegible]母线的电压；V_{ac}为升压变换电路的输出电压。



a. 未接入D_p时，采用固定直流母线电压控制策略时非隔离型电路系统的开关状态

b. 接入D_p后，采用不固定直流母线电压分段控制策略时的开关状态

图2 有、无D_p的情况下，分别采用固定直流母线电压控制策略与不固定直流母线电压分段控制策略时的开关状态图

Fig.2 Switching state diagram of fixed DC bus voltage control strategy and unfixed DC bus voltage section control strategy with or without D_p

CS 扫描全能王

对比图 2a 与图 2b 可知，不固定直流母线电压分段控制策略可以极大地减少功率控制开关处于高频工作状态的数量和时间。

1.2 不固定直流母线电压分段控制策略的 MPPT 工作过程

根据光伏阵列的 P-V 特性曲线，当光伏逆变器工作在最大功率点 (MPP) 时，$dP/dV_{pv}=0$(P 为光伏阵列的输出功率，V 为光伏阵列的输出电压)；当光伏逆变器工作在 MPP 左侧时，$dP/dV_{pv}>0$；当光伏逆变器工作在 MPP 右侧时，$dP/dV_{pv}<0$。

根据前文所述的不固定直流母线电压分段控制策略的工作原理，假设光伏阵列的开路电压为 V_{pv_open}，当 SW_n 不工作时，通过 DC/AC 侧 SW_1～SW_6 调制，可使光伏阵列工作在 MPP；当 SW_1～SW_6 不工作时，通过 SW_n 调制，可使光伏阵列工作在 MPP；理论上来说，V_{pv} 可在 0～V_{pv_open} 之间变化。因此，常规 MPPT 算法在本文提出的不固定直流母线电压分段控制策略中仍有效[13]。

1.3 高频全桥逆变工作模式

处于高频全桥逆变工作模式时的非隔离型电路系统的等效电路工作原理图如图 3 所示。

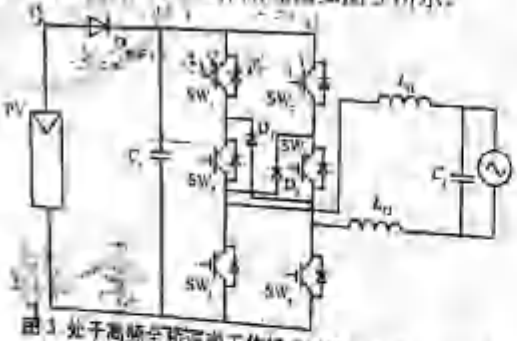


图 3 处于高频全桥逆变工作模式时非隔离型电路系统等效电路的工作原理图

Fig. 3 Working principle diagram of equivalent circuit of non-isolated circuit system in high frequency full bridge inverter working mode

从图 3 可以看出，当 SW_n 处于常开状态时，后级 DC/AC 变换电路处于高频全桥逆变工作模式，此时直流侧小信号模型在增加 D_n 后，前级高频 DC/DC 变换电路可以等效为一个简单的 1 阶电路系统[14]，此时不但降低了非隔离型电路系统损耗，也使电路系统更容易实现闭环补偿控制。

1.4 升压斩波工作模式

处于升压斩波工作模式时非隔离型电路系统等效电路的工作原理图如图 4 所示。图中：i_{in} 为电网的电流；i_{Lf} 为滤波电感的电流；i_{Lin} 为升压电感的电流。

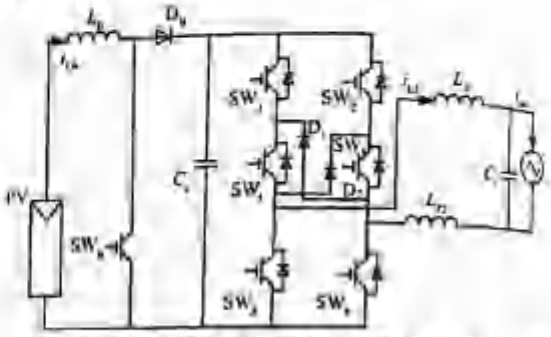


图 4 处于升压斩波工作模式时非隔离型电路系统等效电路的工作原理图

Fig. 4 Working principle diagram of equivalent circuit of non-isolated circuit system in boost chopper working mode

从图 4 可以看出，当非隔离型电路系统处于升压斩波工作模式时，可采用小信号模型对直流侧进行等效分析。直流侧的升压电路常采用电网电流反馈法[15]进行电路控制，该控制策略中采用 i_{in} 作为控制量来控制直流侧升压电路，这样后级 DC/AC 变换电路输出的电流中存在的二次谐波易传播至前级高频 DC/DC 变换电路，导致直流侧的能量转换效率降低，还会造成并网逆变器的使用寿命缩短。

2 新型 DC/DC 电流前馈控制方法

基于抑制直流母线电流二次谐波和改善非隔离型电路系统动态性能的双重目标，根据前文所述情况，本文提出了一种基于串并联虚拟电阻的新型 DC/DC 电流前馈控制方法。串并联虚拟电阻即为升压电感支路串联虚拟电阻和直流母线电容支路并联虚拟电阻。

串并联虚拟电阻的新型 DC/DC 电流前馈控制方法的等效电路工作原理图如图 5 所示。该电路图忽略了并网逆变器输出高频脉动，将输出侧方

网逆变器等效为电流源模型。图中：I_{dc} 为直流源；I_{2nd} 为二次谐波电流源；r_L 为直流侧电感等效内阻；$Z_{in}(s)$ 为直流侧的等效输出阻抗；$Z_x(s)$ 为升压电感支路的串联虚拟电阻，其目的是增加前级高频 DC/DC 变换电路在 $2f_0$ 处的输出阻抗；$G_N(s)$ 为中心频率为 $2f_0$ 的带阻滤波器的值；I_{cf} 为滤波电容电流；$Z_p(s)$ 为直流母线电容支路的并联虚拟电阻。

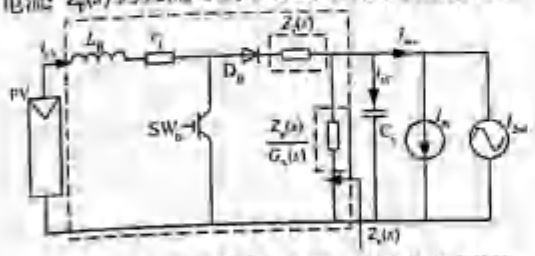


图 5 基于串并联虚拟电阻的新型 DC/DC 电流前馈控制方法的等效电路工作原理图

Fig. 5 Working principle diagram of equivalent circuitof novel DC/DC current feedforward control method based on series-parallel virtual resistance

为改善非隔离型电器系统的动态性能，需要使系统在非 $2f_0$ 处呈低阻状态，即设计在电容两端并联形式为 $\frac{Z_p(s)}{G_N(s)}$ 的虚拟电阻。

$G_N(s)$ 的传递函数表达式为：

$$G_N(s)=\left[\left(\frac{s}{2\pi\cdot 2f}\right)^2+1\right]\cdot\left[\left(\frac{s}{2\pi\cdot 2f}\right)^2+\frac{s}{Q\cdot 2\pi\cdot 2f}+1\right]^{-1} \tag{1}$$

式中：s 为拉普拉斯变换；f 为频率。

串并联虚拟电阻的等效控制框架图如图 6 所示。图中：$G_v(s)$ 为电压调节器的值；K_{PWM} 为脉宽调制器的值；$H_v(s)$ 为直流母线的电压增益；u_{ref} 为给定的电压；L_b 为升压电感；D 为升压占空比；i_D 为升压二极管的电流；u_d 为滤波电容的电压。

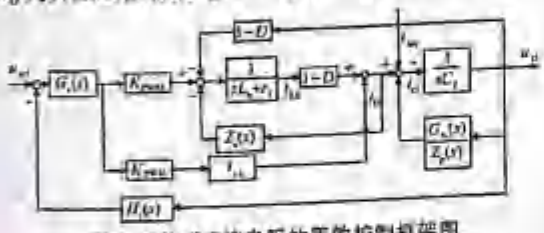


图 6 串并联虚拟电阻的等效控制框架图

Fig. 6 Equivalent control block diagram of series-parallel virtual resistance

对图 6 进行等效变换，即将电感电流反馈、电容电压反馈控制方法移至电压调节器输出端，即可得到等效变换后的串并联虚拟电阻的控制框架图，如图 7 所示。图中：L_f 为滤波电感的总值；r_x 为虚拟电阻。

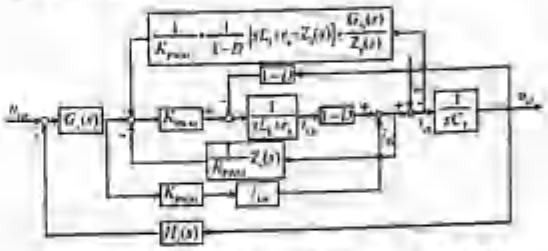


图 7 等效变换后的串并联虚拟电阻的控制框架图 1

Fig. 7 Control block diagram 1 of series-parallel virtual resistance after equivalent transformation

设 $Z_x(s)=r_1G_{BPF}(s)$，其中：r_1 为 $2f_0$ 处的虚拟电阻幅值；$G_{BPF}(s)$ 是中心频率为 $2f_0$ 的带通滤波器的值。

$G_{BPF}(s)$ 的传递函数表达式为：

$$G_{BPF}(s)=\frac{s}{Q\cdot 2\pi\cdot 2f}\cdot\left[\left(\frac{s}{2\pi\cdot 2f}\right)^2+\frac{s}{Q\cdot 2\pi\cdot 2f}+1\right]^{-1} \tag{2}$$

式中：Q 为带通和带阻滤波器的值。

将 $Z_x(s)=r_1G_{BPF}(s)$ 代入图 7，将图 7 中电感电流反馈、电容电压反馈控制方法改为电容电流反馈控制方法，即可得到新的控制框图，如图 8 所示。

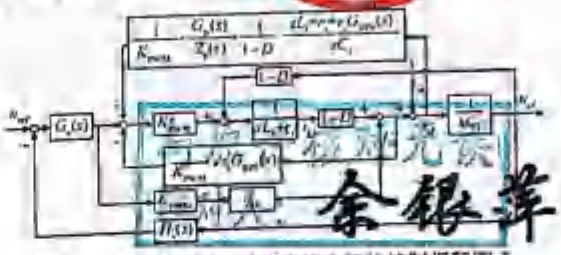


图 8 等效变换后的串并联虚拟电阻的控制框架图 2

Fig. 8 Control block diagram 2 of series-parallel virtual resistance after equivalent transformation

根据式 (1)、式 (2) 可得到：

$$G_N(s)=1-G_{BPF}(s) \tag{3}$$

令：

$$\frac{Z_p(s)}{G_u(s)}=\frac{sL_b+r_l+r_fG_{BPF}(s)}{sr_f+G_u(s)} \tag{4}$$

将图8的电容电流反馈控制方法改为电网电流反馈控制方法，则可以得到如图9所示的新的控制框架图。

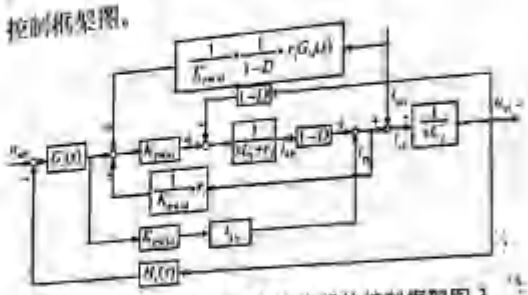


图9 等效变换后的串并联虚拟电阻的控制框架图3

Fig. 9 Control block diagram 3 of series-parallel virtual resistance after equivalent transformation

由于 $Z_c(s)=r_fG_{BPF}(s)$，所以前级高频DC/DC变换电路在 $2f_0$ 处呈高阻状态，因此对电流的二次谐波具有较好的抑制作用。同时，通过式(4)可以得到：

$$\frac{Z_p(s)}{G_u(s)}=\begin{cases}\infty, s=2\pi*2f_0\\ \dfrac{sL_b+r_l}{sC_fr_f}, s\neq 2\pi*2f_0\end{cases} \tag{5}$$

由式(5)可知，直流母线电容支路并联虚拟电阻在 $2f_0$ 处呈开路状态，$Z_0(s)$ 不会减小；而其在非 $2f_0$ 处呈低阻状态，$Z_0(s)$ 会减小，非隔离型电路系统的动态性能得到了改善。

由图9可推导出 $Z_0(s)$，其可表示为：

$$Z_0(s)=\frac{sL_f+r_f+r_fG_{BPF}(s)}{(1-D)^2+H_v(s)*K_{PWM}*G_v(s)+sC_fr_fG_u(s)} \tag{6}$$

未引入虚拟电阻时和引入虚拟电阻后 $Z_0(s)$ 的幅频特性曲线对比图如图10所示，计算过程中需要用到的参数如表1所示。

从图10中的特性曲线对比可以看出，在 $2f_0$ 处，引入虚拟电阻后的 $Z_0(s)$ 比未引入虚拟电阻时的 $Z_0(s)$ 高，这说明引入虚拟电阻后电流的二次谐波抑制效果较未引入虚拟电阻时的抑制效果好。

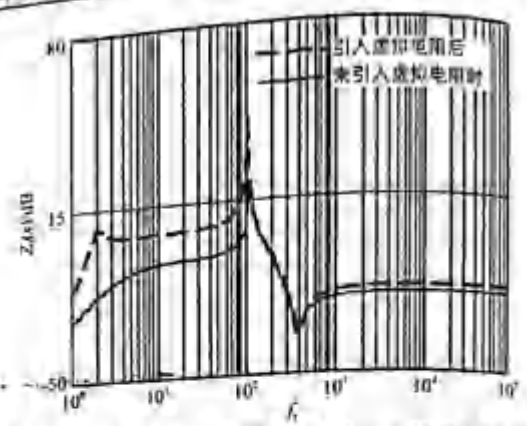


图10 未引入虚拟电阻时和引入虚拟电阻后 $Z_0(s)$ 的幅频特性曲线对比图

Fig. 10 Comparison diagram of amplitude-frequency characteristic curve of $Z_0(s)$ without and after introducing virtual resistance

表1 计算过程中需要用到的参数

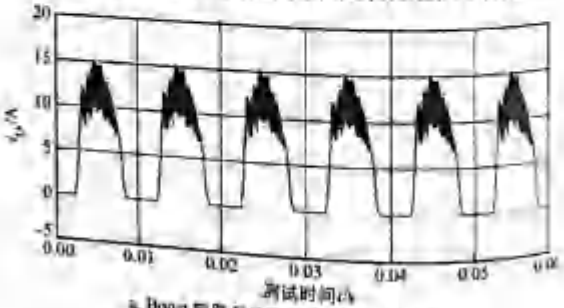
Table 1 Parameters needed in calculation

参数	数值
V_{in}/V	350
交流输出电压 V_{out}/V	220
采样频率 f_s/kHz	10
L_b/mH	1
C_c/μF	2.2
C_f/μF	10
L_{f1}/mH	0.75
L_{f2}/mH	0.75
Q	2

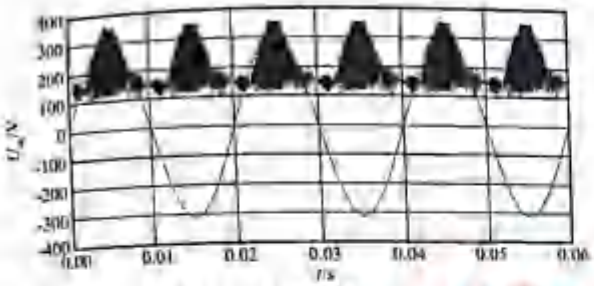
3 仿真与实验验证

对非隔离型电路系统的控制方法及仿真参数进行设计，所采用的电压调节器 $G_v(s)$ 的取值为 $0.2+\frac{27}{s}$；r_f=5.6 Ω、$H_v(s)$=0.02。其他系统参数如表1所示。

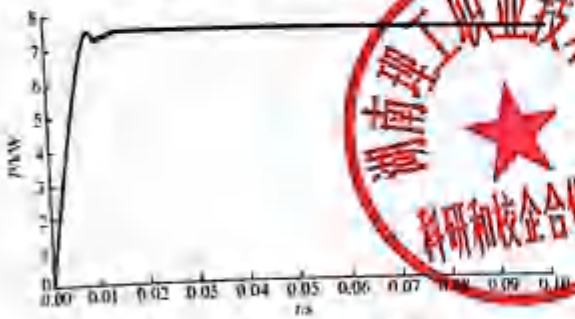
直流侧输出波形的仿真结果如图11所示。



a Boost电路升压电感 L_b 的电流波形图



b. 直流侧电容 C 的输入电压波形图



c. MPPT 仿真过程中的功率变化曲线

图 11 直流侧输出波形的仿真结果

Fig. 11 Simulation results of DC side output waveform

如图 11a、11b 所示，当 $U_{dc} \leqslant V_{out}$ 时，Boost 电路工作在高频 SPWM 模式下，并网逆变器处于全桥逆变工作模式，只有一级工作在工频状态。当 $U_{dc} > V_{out}$ 时，Boost 电路不工作，并网逆变器处于全桥逆变工作模式，只有一级工作在高频状态。图 11c 的 MPPT 仿真过程中并网逆变器的输出功率变化曲线证明了本文提出的不固定直流母线电压分段控制策略不影响 MPPT 工作。

不固定直流母线电压分段控制策略与固定直流母线电压控制策略下并网逆变器的功率转换效率对比图如图 12 所示。

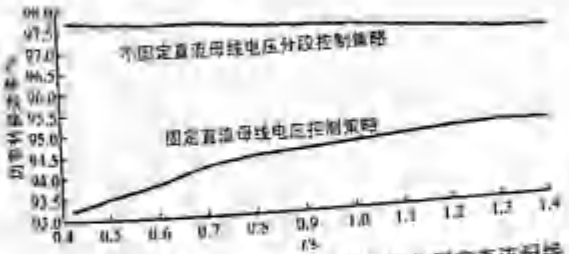


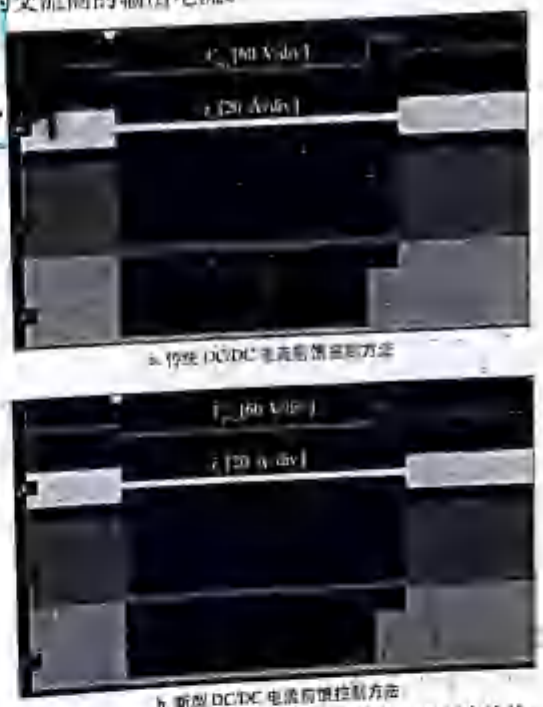
图 12 不固定直流母线电压分段控制策略与固定直流母线电压控制策略下并网逆变器的功率转换效率对比图

Fig. 12 Comparison of power conversion efficiency of grid inverter between unfixed DC bus voltage section control strategy and fixed DC bus voltage control strategy

从图 12 可以看出，采用不固定直流母线电压分段控制策略时并网逆变器的功率转换效率高于采用固定直流母线电压控制策略时并网逆变器的功率转换效率，特别是在并网逆变器输出功率低时，采用不固定直流母线电压分段控制策略的并网逆变器具有更高的功率转换效率。

采用 2 kW 并网逆变器实验平台对本文提出的新型 DC/DC 电流前馈控制方法的效果进行验证。

为了便于分析并网逆变器功率的突变情况，将 2 kW 并网逆变器实验平台的测试在 $U_{dc} > V_{out}$ 情况下进行，设定直流母线电压为 350 V，其他参数设置如前文表 1 所示，死区时间设置为 3 μs。功率突变时，采用传统 DC/DC 电流前馈控制方法和新型 DC/DC 电流前馈控制方法时直流母线电压的变化情况对比图如图 13 所示。图中：i_g 为交流侧的输出电流。



a. 传统 DC/DC 电流前馈控制方法

b. 新型 DC/DC 电流前馈控制方法

图 13 功率突变时，2 种 DC/DC 电流前馈控制方法的直流母线电压变化的对比

Fig. 13 Comparison of DC bus voltage variation of two kinds of DC/DC current feedforward control methods in case of abrupt power change

从图 13 可以看出，功率突变时，采用传统

DC/DC 电流前馈控制方法的直流母线电压上升了 26 V，采用新型 DC/DC 电流前馈控制方法的直流母线电压上升了 8.5 V。

功率突变时，2 种 DC/DC 电流前馈控制方法下的输入电流侧的二次谐波含量的对比如图 14 所示。

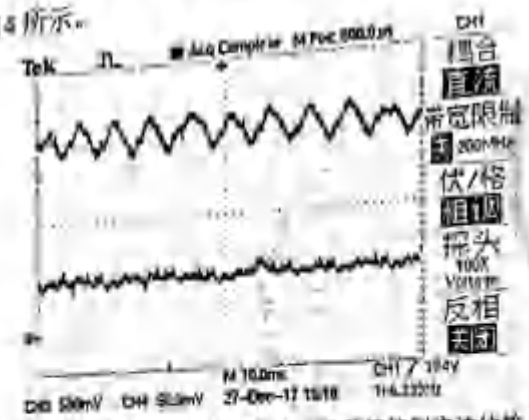


图 14 功率突变时，2 种 DC/DC 电流前馈控制方法的输入电流侧二次谐波含量的对比

Fig. 14 Comparison of second harmonic content at input current side of two kinds of DC/DC current feedforward control methods in case of abrupt power change

从图 14 的对比可以看出，传统 DC/DC 电流前馈控制方法下输入电流侧的二次谐波含量为 5%，新型 DC/DC 电流前馈控制方法下输入电流侧的二次谐波含量为 1.8%。

4 结论

针对前级高频DC/DC变换电路高开关频率、高损耗的问题，本文提出了一种不固定直流母线电压分段控制策略，通过减少同一时间内高频状态下功率控制开关的数量，提高了光伏发电系统的工作效率；然后在不固定直流母线电压分段控制策略的基础上，还提出了在直流母线电容支路并联虚拟电阻、升压电感支路串联虚拟电阻的新型 DC/DC 电流前馈控制方法。该方法可使前级高频DC/DC变换器输出阻抗在 $2f_0$ 处呈高阻状态，同时在非 $2f_0$ 处呈低阻状态，能很好地抑制电流的谐波含量，并改善非隔离电路系统的动态性能。

[参考文献]

[1] 曾祥斌，李虹，邓焰林，等. 单相非隔离光伏并网逆变器的扰动相位通性及消化规律[J]. 中国电机工程学报，2017, 37(22): 6681-6690, 6781.

[2] 张志，周唐，崔鸿，等. 三相六开关的两级式T型光伏并网逆变器研究[J]. 太阳能学报，2019, 40(5): 1253-1261.

[3] 王朝强，曹太强，郭继昭，等. 三相交错并联双向DC-DC变换器动态体积控制策略[J]. 电工技术学报，2020, 35(15): 3214-3223.

[4] MOORTHY R S K, RATHORE A K. Soft-switching non-isolated current-fed inverter for PV/fuel cell applications[C]// 2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy System (PEDES), December 16-19, 2014, Mumbai, India.

[5] LIU Y C, KUO Y F, LIN J C. The design of DC/DC converter with an automatic dual-mode switching controller[C]//2018 IEEE 7th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE), October 9-12, 2018, Nara, Japan.

[6] 李安庆，吴春华，李智华，等. 一种单相高频光伏并网逆变器的研究[J]. 太阳能学报，2020, 41(6): 247-255.

[7] 马骁，孙凯，TEODORESCU R，等. 高效率中点钳位型光伏逆变器拓扑比较[J]. 电工技术学报，2011, 26(2): 108-114.

[8] 张兴，朱俊，赵为，等. 高效光伏逆变器综述[J]. 电源技术，2016, 40(4): 931-934.

[9] 黄晶晶，许元国，何如雨，等. 基于变换器的分段式直流功率控制[J]. 电工技术学报，2016, 31(14): 176-182.

[10] 雷斌，徐红兵，陈凯，等. 两级式光伏并网逆变器效率优化算法研究[J]. 电力系统保护与控制，2013, 41(15): 30-35.

[11] 鲁依民，杜帅，侯鹏飞，等. 单相光伏逆变器自适应前馈消除电流控制策略[J]. 电子科技大学学报，2018, 47(5): 705-713.

[12] CHEN Y M, WU H C, CHEN Y C. DC bus regulation strategy for grid-connected PV power generation system[C]//2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET), November 24-27, 2008, Singapore, Singapore.

[13] XIN Z, MATTAVELLI P, YAO W L, et al. Mitigation of grid-current distortion for LCL-filtered voltage-source inverter with inverter-current feedback control[J]. Transactions on power electronics, 2018, 33(7): 6248-6261.

[14] 马慧艳，段青，沙广林，等. 控制参数对电压控制型变器谐波特性的影响[J/OL]. 电力系统及其自动化学报，2021, 33(1): 130-135.

[15] 曹文洁，杨民晓，谢立强，等. 基于耗动规则器的三相型逆变器负载电流前馈控制及参数设计方法[J]. 电工技术学报，2020, 35(4): 862-873.

7、论文《并网逆变器改进型模型预测直接功率控制》在国家级期刊《电工技术》

服务·品牌·创新
中国核心期刊(遴选)数据库 CNKI中国学术期刊网络出版总库 中文科技期刊数据库 中国期刊方阵期刊
ISSN1002-1388
CN50-1072/TM

电工技术

ELECTRIC ENGINEERING

2020/2

温州职业技术学院
科研和校企合作中心

CHINT

70%~120%
吸合电压
无惧电压起伏
稳定运行更可靠

正泰昆仑系列
电动机控制与保护
领先每一步 可靠新高度
浙江正泰电器股份有限公司 股票代码:601877 400-817-7777 www.chint.net/kunlun

59 一种新能源电站功率预测子站的前耦合Web通信架构 张铁男 朱 [illegible]
63 并网逆变器改进型模型预测直接功率控制* [illegible]
67 插电混动汽车最优充电的动态规划方法 刘 成 [illegible]
71 大规模风电无功分配策略研究综述 王俊乌

电力自动化

74 城区无主分布式网络备自投实例 陈 颖 王 [illegible] 张 [illegible]等
77 220 kV REB103型母差保护校验全过程解析 张 浩 宁维枫 钱廷锋等
80 变电站直流系统的智能备自投 王 晓 曹 国 杨 [illegible]等
82 10 kV配电网施工质量控制 [illegible]志
84 变电站智能工器具管理系统的设计与应用 余 强 [illegible]
86 配电网OMS调度智能成票系统的设计与应用研究 刘玉文 郭 敏 白元锋等
90 配网抢修指挥中快速研判故障方法分析 于海平 徐 [illegible]
92 一种新型恒压型ICPT系统 胡耀明 杨鑫鑫 刘 晓
94 提高配电网零序电流保护灵敏度的方法 雷文东 李晓明 夏小军等
96 提高变电运维操作安全性的管理策略 王 [illegible]
98 现代移动巡检系统的应用及分析 赵宪中 颜恒生 侯林涛等
100 绝缘固定杆在10 kV配电线路带电断、接引流线技术的应用 仓国斌 陈文志
102 一种多端柔性直流输电系统与交流主网运行方式的配合策略 林 [illegible]
104 广东电网负荷预测误差因素分析 丁 东 杨璧瑜 丁毅恒

电力设备

107 APS改造中的设备创新应用 赵 峰 鹿海宁 秦 伟等
109 M701F4型联合循环发电机组CCS负荷指令突变问题的研究 冯 洋
111 一起SF_6断路器分闸状态下绝缘击穿故障原因分析 张 婷 刘福春
113 换流站交流滤波器电容器异常分析及改善 古智鹏 游俊良 付 冲等
116 断路器控制线圈匝间绝缘故障检测仪的研发及应用 王朝雷 赵士进
118 2015－2018年西北电网750 kV交流断路器运行情况分析 宋朝晖 李文浩 丁刚等
122 电力系统两相接地故障继电保护装置调试及分析 孟 夏 金光明 张联春等
125 模块化组装方式下的农配电线路快速抢修恢复装置的应用 刘 成 徐向圣 孙涛等
127 光纤连接器按插工具的设计及运用 施武作 [illegible] 翼 王 涛等
129 新型10 kV铠装式开关柜CT更换小车在变电检修工作的应用 胡陆莹 张志强 郭世明等
131 基于红外测温技术的电力变压器过热故障在线监测系统 吴 斌 沈正华
134 变电一次设备的全寿命周期技术经济模型分析 张 [illegible]

系统解决方案

137 电加热器故障原因分析及改进方案 闫振华
139 电力建设项目设计阶段成本控制问题与对策研究 [illegible]世鑫
141 AHP在电力建设项目风险评价中的应用 王振宇
143 电厂脱硝CEMS系统优化与改造 李 [illegible] 杨 [illegible]

CS 扫描全能王

并网逆变器改进型模型预测直接功率控制*

刘思轵
(光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室，湖南 湘潭 411104)

摘　要：文章提出一种用于三相并网逆变器的改进型模型预测直接功率控制（MPDPC）。该方法在控制周期内施加电压矢量对，然后利用 Lyapunov 函数选择满足闭环稳定性标准的电压矢量对，再将电压矢量对能加在下一控制周期。较传统 MPDPC 方法，该方法能降低平均开关频率及开关损耗，同时降低计算量，通过仿真和实验验证了该方法的有效性。

关键词：模型预测直接功率控制；并网逆变器；Lyapunov 稳定性
中图分类号：TM464　　DOI：10.19768/j.cnki.dgjs.2020.02.024

Improved Model Predictive Direct Power Control for Grid-Connected Inverter*

LIU Siyan
(Hunan Province Engineering Laboratory of Photovoltaic Power Generation System Control and Optimization, Xiangtan 411104, China)

Abstract: This paper presents an improved model predictive direct power control (MPDPC) for three-phase grid-connected inverters. This method applies voltage vector pairs during the control period, then uses the Lyapunov function to select voltage vector pairs that satisfy the closed-loop stability criterion, and applies the voltage vector pairs to the next control period. Compared with the traditional MPDPC method, this method can reduce the average switching frequency and switching loss while reducing the amount of calculation. The effectiveness of the method is verified by simulation and experiment.

Key words: MPDPC; grid-connected inverter; Lyapunov stability

0 引言

近年来，模型预测直接功率控制（MPDPC）因其控制的简单和性能的优越而得到广泛的研究，并被广泛应用于能源控制系统。MPDPC 利用系统模型预测系统未来状态，然后通过预定义的性能优化函数的最小化来选择开关状态作用在下一控制周期[1-2]。MPDPC 方法中，每个控制周期内开关状态是有限的，通过计算所有开关状态对应的性能优化函数，然后选择最优状态，并作用在下一周期。由于开关状态完全由性能函数确定，且作用整个周期，因此传统 MPDPC 具有开关频率不固定，开关损耗高及谐波含量高等缺点[3]。

针对传统 MPDPC 所存在的缺点，很多改进型 MPDPC 被研究提出。文献[4]通过增加数字滤波器的方法来解决这个问题，减小电流谐波。文献[5-7]采用电压矢量对的方法，能降低有效电压矢量作用时间，降低开关损耗，但是在零矢量作用时间段会使有功功率失真。文献[8-9]提出改进型 MPDPC，通过占空比调制合理控制有效电压矢量和零矢量的作用时间来改善这个问题。但是这些方法中开关状态的选择依据仅仅是性能优化函数最小化，没有考虑控制系统的稳定性，而且开关状态选取时需要计算所有的可能，增加系统的计算复杂性。

本文提出改进型 MPDPC，在每个采样周期中仅采用两个开关矢量，即有效矢量后接零或有效电压矢量，以实现低电流失真、功率纹波和平均开关频率。然后，选择满足 Lyapunov 稳定性标准的电压矢量对，用于逆变器的并网操作。如果多个电压矢量对满足 Lyapunov 稳定性要求，则选择最小化预定义性能优化函数的最佳对，并将相应的开关状态应用于逆变器。

1 三相并网逆变器的连续状态空间方程

三相并网逆变器的拓扑结构如图 1 所示，v_{ga}、v_{gb}、v_{gc} 表示三相电网电压，i_a、i_b、i_c 表示电流，u_a、u_b、u_c 表示逆变器输出电压，L 表示滤波电感，R 表示等效串联电阻。

三相逆变器在 $\alpha\beta$ 坐标系下电压方程为：

$$u_{\alpha\beta}=v_{g\alpha\beta}+R\times i_{\alpha\beta}+L\frac{\mathrm{d}i_{\alpha\beta}}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

式中，$i_{\alpha\beta}$、$v_{g\alpha\beta}$ 和 $u_{\alpha\beta}$ 分别是网侧电流、电压和逆变器

基金项目：基于模型预测控制并网逆变器三相电网电压不平衡研究(编号 Lgy17gs002)
收稿日期：2019-10-10
作者简介：刘思轵(1987—)，研究方向为光伏发电系统控制与优化。

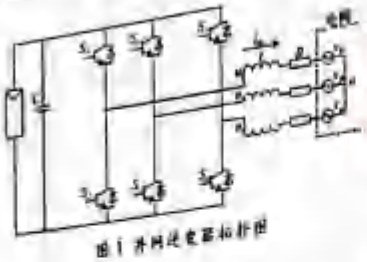


图 1 并网逆变器拓扑图

交流输出电压在静止参考系 $\alpha\beta$ 的分量，

逆变器输出电压的 $\alpha\beta$ 分量可以计算如下[9]：

$$\begin{cases} u_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc}\left(S_a - 0.5(S_b + S_c)\right) \\ u_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} U_{dc}(S_b - S_c) \end{cases} \tag{2}$$

其中，U_{dc} 是直流侧电压，$S_i = 1$（$i = a, b, c$）上下桥臂互补导通 S_{i1} 关断；$S_i = 0$，S_{i2} 导通 S_{i1} 关断。上下桥臂互补导通时止直流侧短路和逆变器输出电流中断。开关共有 8 个状态，可以使用式(2)计算逆变器的对应电压矢量，等效作用矢量范围如图 2 所示，其中有 6 个有效矢量，2 个零矢量。

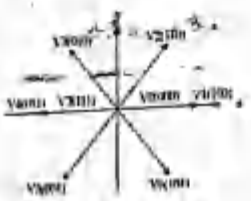


图 2 等效作用矢量范围

根据文献[10]可得，电网电压在 $\alpha\beta$ 轴分量 $u_{s\alpha}$、$u_{s\beta}$ 可表示为：

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = V_m \sin(\omega t) \\ u_{s\beta} = -V_m \cos(\omega t) \end{cases} \tag{3}$$

式中，V_m 表示电网相电压幅值，ω 表示电压频率。对式(3)求时间导数，可得电压分量的瞬时量，联合式(1)可得三相并网逆变器数学模型：

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L} I - \frac{1}{L} I u_{s\alpha\beta} \\ \omega J u_{s\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} j u_{s\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4}$$

逆变器并网瞬时功率可通过下式计算，

$$S = u_{s\alpha\beta} \times i_{s\alpha\beta}^* = (u_{s\alpha} \times i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}) + j(u_{s\beta} \times i_{s\alpha} - u_{s\alpha} i_{s\beta}) = P + jQ \tag{5}$$

式中，$*$ 表示复共轭，P、Q 分别表示有功功率和无功功率。

$$\frac{dS}{dt} = \frac{du_{s\alpha\beta}}{dt} i_{s\alpha\beta}^* + u_{s\alpha\beta} \frac{di_{s\alpha\beta}^*}{dt} \tag{6}$$

联立式(1)和式(6)，并代入式(5)，可得，

$$\frac{dP}{dt} = \frac{1}{L}(u_\alpha v_{s\alpha} + u_\beta v_{s\beta} - v_{s\alpha}^2 - v_{s\beta}^2) - \frac{r_1}{L} P - \omega Q \tag{7}$$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{1}{L}(u_\alpha v_{s\beta} - u_\beta v_{s\alpha}) - \frac{r_1}{L} Q + \omega P \tag{8}$$

2 模型预测直接功率控制

2.1 传统 MPDPC

令第 k 次采样 P、Q 值分别为 P^k、Q^k，可以预测第 $k+1$ 次采样 P^{k+1}、Q^{k+1} 分别为：

$$\begin{aligned} P^{k+1} &= P^k + \frac{dP}{dt} T_s \\ Q^{k+1} &= Q^k + \frac{dQ}{dt} T_s \end{aligned} \tag{9}$$

由式(9)可得，有功功率、无功功率的预测值与 dP/dt、dQ/dt 相关，由式(7)和式(8)可得 dP/dt、dQ/dt 与 u_α、u_β 直接相关，由式(2)可得 u_α、u_β 仅由开关状态决定，所以有功功率、无功功率预测值 P^{k+1}、Q^{k+1} 和开关状态直接相关。即传统 MPDPC 理论，不同的开关状态作用，可得下一时刻的功率值不同。

通过式(9)可预测 7 个电压矢量的有功、无功功率，并且选择导致性能优化函数最小值的电压矢量（初提状态）。并且在下一个采样周期中将相应的切换状态应用于逆变器。本文定义性能优化函数 J 为：

$$J = (P_{ref} - P^{k+1})^2 + (Q_{ref} - Q^{k+1})^2 \tag{10}$$

2.2 本文所提 MPDPC

传统 MPDPC 控制中，整个控制周期均施加电压矢量，选择容易导致开关频率变化，增加开关损耗并且产生电流谐波，为使性能优化函数值 J 最小，可以采用矢量对的方法，可以是有效电压矢量与零矢量组合，也可以是两个有效电压矢量的结合，只是这样增加了计算负担。

本文采用预先检测好 12 个不同的电压矢量对的方法，前 6 对由一个有效电压矢量和一个零电压矢量组成，即（V1，V0）；（V2，V7），……，（V5，V0），（V6，V7），另外 6 对由两个连续的有效电压矢量组成，即（V1，V2），（V2，V3），……，（V5，V6），（V6，V1）。选择两个连续有效电压矢量的原因是为了最小化每一个控制周期的开关转换次数，其控制框图如图 3 所示。

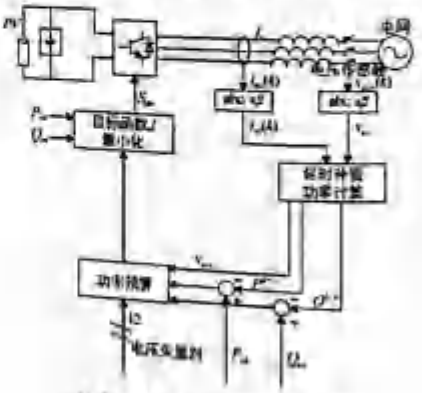


图 3 改进型 MPDPC 控制框图

3 所提 MPDPC 方法

3.1 稳定性分析

为保证控制系统的闭环稳定性，在选取电压矢量前需检查其是否满足 Lyapunov 稳定性。基于 Lyapunov 稳定性理论，如果 Lyapunov 函数 $V(x)$ 满足以下标准，则保证非线性系统的全局渐近稳定性：

$$\begin{cases} V(0)=0 \\ V(x)>0, x\neq 0 \\ V(x)\to\infty, x\to\infty \\ \dot{V}(x)<0, x\neq 0 \end{cases} \tag{11}$$

定义 Lyapunov 函数为：

$$V(\tilde{P})=\frac{1}{2}K\tilde{P}^2 \tag{12}$$

式中，$\tilde{P}=P-P_{ref}$，表示有功功率误差，K 为正常数。所以 Lyapunov 函数若满足时间倒数负定，则可以实现全局渐近稳定性。对式(12)求导并代入式(7)可得：

$$\frac{dV}{dt}=\frac{\partial V}{\partial \tilde{P}}\frac{\partial \tilde{P}}{dt}=\frac{\partial V}{\partial \tilde{P}}\left[\frac{\partial P}{dt}-\frac{\partial P_{ref}}{dt}\right]=$$

$$K\tilde{P}\left[\frac{1}{L}(u_\alpha v_{s\alpha}+u_\beta v_{s\beta}-v_{s\alpha}^2-v_{s\beta}^2)-\frac{r_1}{L}P-\omega Q-\frac{\partial P_{ref}}{dt}\right] \tag{13}$$

若检查的电压矢量时满足式(14)，则式(12)时间常数负定，系统稳定。

$$u_\alpha v_{s\alpha}-u_\beta v_{s\beta}-v_{s\alpha}^2-v_{s\beta}^2=-L\tilde{P}+r_1P+L\omega Q+L\frac{\partial P_{ref}}{dt} \tag{14}$$

则 $\frac{dV}{dt}=-K\tilde{P}^2\leqslant 0$。

3.2 开关切换模式

开关状态（SS）的变化次数，受以下因素影响：在一个控制周期内 SS 的变化次数；从一个 I 函数值转换到另一个 I 函数值时 SS 的变化次数。它将直接影响逆变器的开关损耗。因此，选择有效开关切换模式可以降低开关损耗。所提 MPDPC 方法中，选择的矢量对为两相邻矢量，同一周期仅发生一次切换，并且在选择零矢量时，选择需要 SS 的变换次数最少。所以，有效矢量为(V1，V3，V5)或(V2，V4，V6)，则选定的零电压向量必须分别为 V0 或 V7。

通过该开关切换模式可以使 SS 在一个控制周期内只变换一次。在两个预先选择的电压矢量对中，首先应用开关转换次数最小的电压矢量。

两种切换模式的开关转换次数对比图如图 4 所示。图 4(a)中表示第二矢量仅为零矢量时的开关切换情况，该情况下，在两次连续采样周期开关切换四次；图 4(b)表示第二矢量为零矢量或有效矢量时的切换情况，该情况下，当只需要选择一个活动矢量作为第二矢量，两次连续采样周期开关切换两次。与传统 MPDPC 相比，所提 MPDPC 可降低平均开关频率，从而降低开关损耗。

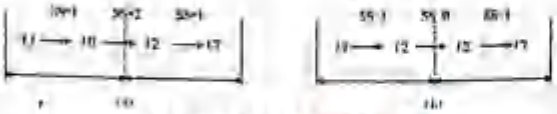
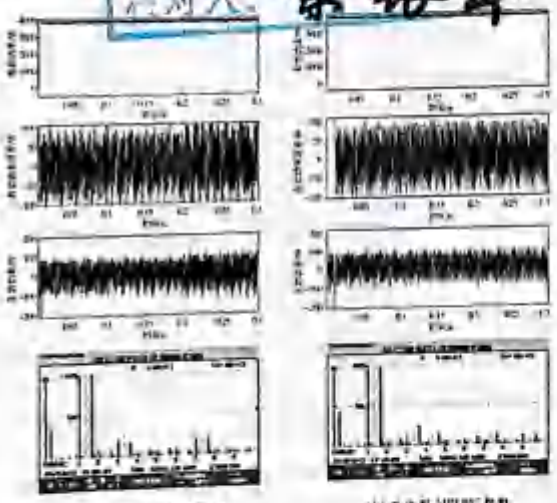


图 4 两种切换模式开关转换次数对比图

4 仿真和实验

系统及控制系统参数设置见表 1。

逆变器给定参考功率 $P_{ref}=5000$ W，$Q_{ref}=0$ Var，功率因数为 1。图 5(a)、(b)分别表示并网逆变器在传统 MPDPC 和文本所提改进型 MPDPC 控制下的仿真波形图。图 5(a)和(b)谐波含量分别为 4.7%、3.2%，其得的平均开关频率分别为为 20 kHz 和 16.2 kHz。这验证了所提出的开关模式在减少开关切换次数方面的有效性。



(a) 传统 MPDPC 控制　　(b) 改进型 MPDPC 控制

图 5 系统仿真波形图

5 kW 实验平台参数设置为：直流母线电压 400 V，给定有功功率 5 kW，0 kvar，其他参数见表 1。并网逆变器在传统 MPDPC 和本文所提出改进型 MPDPC 控制下的实验波形对比图如图 6 所示，由对比可得，传统 MPDPC 控制下有功功率谐波为 4.8%，改进型 MPDPC 控制下有功功率谐波为 2.3%。

5 结语

提出了一种改进型 MPDPC 控制方法，该 MPDPC 在一

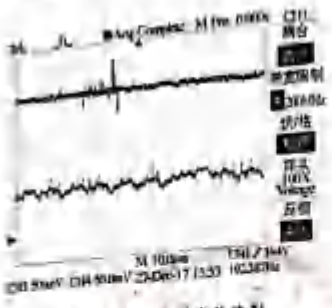


图6 并网逆变器实验波形

个控制周期内施加两个电压矢量。通过选择满足Lyapunov稳定性标准的电压矢量，可以保证所提出的MPDPC的闭环稳定性。通过在建议的（开关）模式中应用稳定电压矢量，可以降低平均开关频率。通过MATLAB仿真和实验，比较了使用传统的和本所提出的MPDPC的5 kVA三相并网逆变器的性能。所测得的电流THD以及有功和无功功率纹波证实，与传统MPDPC相比，所提出的方法可产生更高质量的电流和功率，同时降低了开关频率。

参考文献

[1]张晓，谭方，郑嘉旺，等.LCL并网逆变器预测电流控制算法[J].电工技术学报，2018，33(S1)：199-204.

[2]高仕斌，杜强，乔在一，等.动车辆的三相光伏并网逆变器模型预测控制[J].太阳能学报，2017，38(9)：2368-2376.

[3]CORTES P，RODRIGUEZ J，ANTONIEWICZ P，et al. Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2008，23(5)：2516-2523.

[4]周钢，王耀雪，熊志鑫，等.并联有源电力滤波器电流预测控制及误差分析[J].电力电子技术，2018，52(12)：116-118.

[5]VAZQUEZ S，MARQUEZ A，AGUILERA R，et al. Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid-Connected Power Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2015，62(4)：2010-2020.

[6]ZHANG Z，FANG H，GAO F，et al. Multiple-Vector Model Predictive Power Control for Grid-Tied Wind Turbine System with Enhanced Steady State Control Performances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2017，64(8)：6287-6298.

[7]郭鑫鑫，姜楠，申永鹏.一种基于优化电压矢量选择的电压源逆变器模型预测并网电压控制方法[J].电工技术学报，2018，33(6)：1347-1355.

[8]郑征，张捐朝，陶慧.基于调制函数模型预测直接功率控制的单相PWM整流器[J].电源学报，2018(8)：1-13.

[9]宋文胜，郑加先.单相PWM整流器定频模型预测功率控制算法[J].电机与控制学报，2016，20(4)：93-100.

[10]曾晓冬，谭国俊，王从刚，等.三电平PWM整流器多矢量模型预测控制方法[J].电工技术学报，2014，29(8)：142-150.

（上接第53页）

图9 腿关节几何模型示意图

4 结语

本文结合人类行走姿态的特点，设计了具有10个自由度的双足机器人下肢结构，采用D-H法建立了运动学模型，采用三次样条插值方法，利用MATLAB仿真得到了机器人前向运动平面内踝关节和髋关节的平滑运动轨迹，并且运用几何方法推导出了膝关节的坐标。同时，MATLAB的仿真结果表明，本文所设计的步态规划是合理可行的，为下一步机器人样机的研究奠定了基础。

参考文献

[1]许小勇，仲太勇.三次样条插值函数的构造与Matlab实现[J].兵工自动化，2006，25(11)：76-78.

[2]张伟，杜惟宏.双足步行机器人的步态规划[J].计算机工程与应用，2002(13)：214-216.

[3]胡供志，马宏绪.一种双足步行机器人的步态规划方法[J].机器人技术与应用，2002(3)：16-17.

[4]李奔.基于虚拟样机技术的小型仿人机器人的设计与研究[M].哈尔滨：哈尔滨工业大学出版社，2005.

[5]刘志远.双足机器人动态行走研究[D].哈尔滨：哈尔滨工业大学，1991.

[6]高飞，王玉杰，吴军，等.双足行走机器人多轮机控制及动态平衡研究[J].高校实验室工作研究，2012(1)：118-119.

[7]John J Craig. Introduction to Robotics：Mechanics and Control Third Edition[M]. Beijing：China Machine Press，2006.

[8]蔡自兴.机器人学(第二版)[M].北京：清华大学出版社，2009.

[9]霍金波.双足机器人步态规划与运动学仿真研究[J].机械与电子，2011(7)：66-69.

CS 扫描全能王

8、论文《PSIM 仿真在电源变换技术课程应用研究》在国家级期刊《外文科技期刊数据库（文摘版）教育科学》发表

Exploration of the Optimization Strategy of Chinese Reading Teaching in Primary Schools ——XIAMUZHUER Ambre 44
Exploration and Practice of Innovative Talents Training Mode under the New Engineering Background —— Take Hubei University of Engineering as an Example ——LIU Xiaoyan, DAO Fei,LIANG Shaoming,JIUANG Guanpeng,LIU Hongli 48
Investigation and Research on the Application and Development of Mathematic Teaching in Senior High School-Take Yimen District of Xi'an as an Example ——YANG Xiaolei, REN Hongbing,HE Yaying,TANG Yongxiang,ZHAO Fan 52
My Opinions on the Training of Children's Language Ability ——WU Fangfang 61
Open the Vision of Composition Teaching and Improve Students' Writing Ability ——QIU Haihua 63
On the Application of Creative Reading in Primary School ——
PSIM Simulation in the Teaching of "Power Transformation Technology" ——LIU Xiyan,GE Qing,ZHONG Ying 81
the Talent Training System ——LIU Tuanjie 98
Research on Training Issues of Computer Specialty in Colleges and Universities Based on Big Data ——MENG Jianbing, YANG Fu 105
Reform of the Curriculum Teaching Mode of Biochemistry under the Concept of Mixed Teaching ——ZANG Mingli,YU Qingyun 106
Research on the Exploration of College Education and Teaching Reform under the Background of "Double Innovation" ——YANG Chengming 111
Strategies of Cultivating Students' Innovative Thinking in Junior High School Chemistry Classroom Teaching ——LIU Ling 114
Study on Junior Middle School English Smallfox Teaching Strategy ——GAO Anqing 120
Teaching Exploration of Improving the Quality of Financial Accounting Talents Undergraduate Colleges under the Big Data ——LIU Ying 123
The Practical Teaching Exploration of the Integration of Data Science and Big Data Technology with the Course of Ideological and Political Education ——YUH Fenglin, LIYU Yichuan, WANG Zaolan 129

科研和校企合作中心

中文译文

PSIM 仿真在“电源变换技术”课程教学中应用

吕德松 葛 兵 付 东
湖南理工职业技术学院，湖南 湘潭 411104
通讯作者：刘德松

摘要：电源变换技术是电类专业核心课程，在一门理论性很强的、抽象的课程上，引入仿真软件进行教学，可以使学生对电力电子技术的理解更加直观，更加形象，更加深刻。本文以 PSIM 仿真软件为例，介绍了仿真软件在“电源变换技术”课程教学中的应用，并给出了仿真实例。

关键词：PSIM 软件；仿真；电源变换技术
中图分类号：TM910.72　　文献标识码：A

“电源变换技术”是电类专业的核心课程，该门课程是一门理论性很强的、抽象的课程，它的特点是概念多、公式多、电路多、波形多、器件多，如果教师在教学过程中，仅仅采用传统的“一支粉笔加一张嘴”的教学方法，学生很难理解和掌握课程的内容。为了改变这种现状，我们在教学过程中，引入了仿真软件，将抽象的概念、复杂的公式、难懂的电路、复杂的波形，通过仿真软件，形象地展现在学生面前，使学生更加容易理解和掌握课程的内容。

1 仿真软件简介

PSIM 是一款专门用于电力电子和运动控制领域的仿真软件，它具有用户界面友好、仿真速度快、收敛性好、波形后处理功能强大等优点。PSIM 软件包括 PSIM 主程序、电路图绘制程序 SIMCAD、波形后处理程序 SIMVIEW、电机模型设计程序 MOTOR 和数字控制模块 SIMCODE 等。PSIM 主程序用于电路的仿真，SIMCAD 用于电路图的绘制，SIMVIEW 用于仿真结果的后处理，MOTOR 用于电机模型的设计，SIMCODE 用于数字控制模块的设计。

2 仿真软件在“电源变换技术”课程教学中的应用

2.1 仿真软件在课堂教学中的应用

“电源变换技术”课程教学内容包括：电力二极管、晶闸管、GTO、GTR、电力 MOSFET、IGBT 等电力电子器件的特性；单相可控整流电路、三相可控整流电路、有源逆变电路、直流斩波电路、交流调压电路、PWM 控制技术、软开关技术、无源逆变电路等。

在课堂教学中，我们使用 PSIM 软件对电力电子器件的特性、单相可控整流电路、三相可控整流电路、有源逆变电路、直流斩波电路、交流调压电路、PWM 控制技术、软开关技术、无源逆变电路等进行了仿真。

2.2 仿真软件在实验教学中的应用

实验教学是电类专业教学的重要组成部分，实验教学的目的是为了验证理论教学的正确性，加深学生对理论教学的理解，培养学生的实验技能，提高学生的综合素质。

在实验教学中，我们使用 PSIM 软件对电力电子器件的特性、单相可控整流电路、三相可控整流电路、有源逆变电路、直流斩波电路、交流调压电路、PWM 控制技术、软开关技术、无源逆变电路等进行了仿真。

2.3 仿真软件在实训教学中的应用

实训教学是电类专业教学的重要组成部分，实训教学的目的是为了培养学生的实际操作能力，提高学生的综合素质。

在实训教学中，我们使用 PSIM 软件对电力电子器件的特性、单相可控整流电路、三相可控整流电路、有源逆变电路、直流斩波电路、交流调压电路、PWM 控制技术、软开关技术、无源逆变电路等进行了仿真。

3 仿真实例

余银华

CS 扫描全能王

模型参数设置：仿真实践 0.1s；交流电源峰值电压 55V，频率 50Hz，一次延迟 120°；负载为纯电阻负载 R=1Ω；脉冲设置频率 50Hz，α=0° 时，触发脉冲 uG 从正半周过零点开始，即第一个自然换向点，距离坐标原点 30°，VT1、VT2、VT3、VT4、VT5、VT6 依次间隔 60°，每个触发脉冲宽度为 90°，仿真波形如图 5 所示。

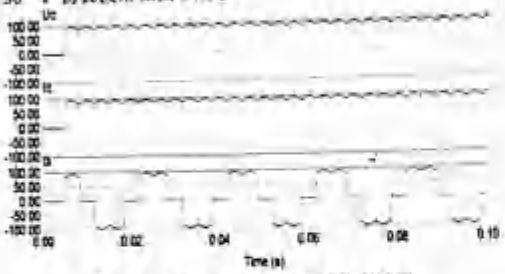


图 5 R=1Ω，L=0H，α=0° 时仿真波形

α=60° 时，VT1、VT2、VT3、VT4、VT5、VT6 脉冲设置角度均增加 60°，输出仿真波形如图 6 所示。

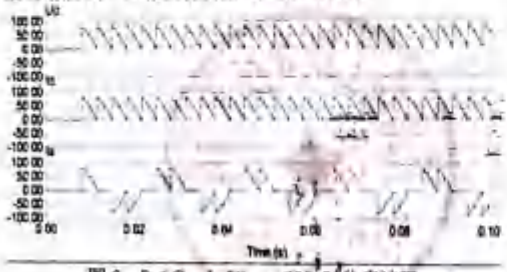


图 6 R=1Ω，L=0H，α=60° 时仿真波形

4 结论

在“电源变换技术”课程中，针对课程的学习重点和难点教师通过结合学习通平台和 PSIM 软件对仿真实验进行讲解及录制操作演示视频，之后学生自行仿真，再上传至学习通，课中教师对学生在仿真实验时遇到的难点和错误一一进行作答，加强了学生动手能力并提高了学习兴趣。另外学生通过示波器波形的观测及分析加强学生对波形的理解，方便学生更直观的理解电路。课堂教学验证课前、课中、课后的结合，理论教学与软件仿真结合的多元教学模型能大大提高学生的学习积极性，提高教学和实验效率。

基金项目：2021 年湖南理工职业技术学院教育教学改革课题（2021JG004，基于 PSIM 新能源电源变换技术教材仿真研究）。

参考文献

[1]史敬灼，张亚楠.“电力电子技术”课程实验教学改革[J].电气电子教学学报，2021，43(2)：169-173.
[2]韩涛，肖戎，詹习生，等.基于 MATLAB 的电力电子技术实验教学改革[J].湖北师范大学学报（自然科学版），2021，41(4)：103-107.
[3]刘恒娟.基于 MATLAB 的电力电子电路仿真实验平台[J].实验室研究与探索，2020，39(8)：134-200.
[4]王媚，吴艳萍，郑丹.基于 PSIM 仿真的电力电子课程设计[J].实验技术与管理，2013，30(12)：108-110.
[5]刘景艳，李玉东.Multisim 仿真软件在电工电子实验教学中的应用[J].中国现代教育装备，2018(19)：36-39.
[6]刘洋，杜玉晓，蔡梦婵，等.基于 PSIM 的独立光伏发电系统仿真与实验教学设计[J].实验室研究与探索，2021，40(7)：80-95.
[7]Ekhlas,Kedhum,Widad,et al.SYSTEM DESIGN OF BERT BASED ON FPGA/DSP HARDWARE IMPLEMENTATION[J].The mediterrnean journal of electronics and communications，2013，9(1)：477-484.
[8]潘志宇，戴锋.电力电子 PSIM 仿真与应用[M].北京：清华大学出版社，2020.
[9]张海顺.PSIM 仿真技术在电力电子技术教学中的应用[J].科学时代，2012(22)：32.
[10]潘建，孙红兵，李清波.PSIM 仿真在电力电子技术课程教学中的应用[J].产业与科技论坛，2020(13)：2.

作者简介：刘倩艳（1987—），女，汉族，湖南邵阳人，硕士研究生/讲师，研究方向为电力电子技术应用。

CS 扫描全能王

VIP维普网
WWW.CQVIP.COM

职称评审材料包下载：打开维普官网（WWW.CQVIP.COM）搜索文章进入详情页下载

包含材料：封面封底 目录 文章全文 检索报告 维普网收录证书
国家新闻出版署期刊详情页面

河南理工职业技术学院
科研和校企合作中心
与原件核对无误
核对人：余银萍

官网电话：400-638-5550 \ 官网QQ：4006385550
本网站所提供的材料资源均仅供学习、研究、参考之用

CS 扫描全能王

9、论文《Three- phase four- level inverter with capacitor voltage self- balanc and high DC- voltage conversion ratio》在SCI 四区期刊《Journal of Power Electroni 发表

Journal of Power Electronics
https://doi.org/10.1007/s43236-022-00574-z

ORIGINAL ARTICLE

Three-phase four-level inverter with capacitor voltage self-balancing and high DC-voltage conversion ratio

Bihua Hu[1] · Fa Wang[1] · Jiang Zhu[2] · Wenlang Deng[1] · Zhaohong Wang[1] · Siyan Liu[2]

Received: 29 June 2022 / Revised: 28 November 2022 / Accepted: 28 November 2022
© The Author(s) under exclusive licence to The Korean Institute of Power Electronics 2022

Abstract
Multilevel inverters are widely employed in industry application due to their low voltage-variation rate and little current distortion. However, capacitor-voltage regulation adds the complexity of their modulation, and the low DC-voltage conversion ratio restricts their application in some specific occasions. Here, a new three-phase four-level inverter with switched-capacitor circuits and full-bridge circuits is proposed to address the above issues. In addition, a corresponding space-vector diagram is proposed to control the power switches of the inverter. In this space-vector diagram, each subsector includes only a switching sequence, which is simpler than the conventional one. Then, simulation and experimental platforms are established to demonstrate the validity of the proposed inverter. The obtained results show that the proposed inverter can meet the expected design requirements.

Keywords Capacitor voltage self-balancing · High DC-voltage conversion ratio · Multi-level inverter · Switched capacitor

1 Introduction

Nowadays, multilevel inverters are being widely used in PV power generation systems [1, 2], electric vehicle AC driver systems, and battery energy storage systems [3–5]. When compared with two-level inverters, multilevel inverters possess two merits. First, the output voltage of a multi-level inverters is closer to a sinusoidal waveform and contains less harmonic distortion [6]. Second, its power switches suffer fewer voltage stress and its output voltage has a lower variation rate (dv/dt), which diminishes electro-matic interference [7, 8].

In industry applications, typical multilevel inverters include diode neutral point clamped (NPC) inverters [3, 4, 9], flying capacitor (FC) inverters [2], active NPC (ANPC) inverters [10], modular multilevel inverters (MMI), and T-type NPC (TNPC) inverters [5, 11]. Each type of multilevel inverter has its own advantages and drawbacks. For example, the TNPC multilevel inverter has less conductive loss, and an equal loss distribution among the power switches; while the power switches of the bridge leg bear double voltage stress [12]. Overall, two major shortcomings have been discovered in above multilevel inverter. It has a low DC-voltage conversion ratio and extra capacitor voltage regulation [13, 14].

Some improved topologies have been proposed to gain a high DC-voltage conversion ratio. In [13], a boosting circuit is integrated into the inverter with a flexible voltage gain. In this inverter, a larger inductor is required to increase the DC-link voltage and reduce the power density of the system. In [15], an inverter with two stages was proposed to increase the DC-voltage conversion ratio. The first stage is assigned to step up the DC-link voltage and the second stage converts the DC into AC. However, the two stages of this inverter are controlled separately which adds to the complexity of the control algorithm. In [16], a switched-capacitor (SC) inverter is utilized to increase the DC-voltage conversion ratio of the inverter. In the high modulation of space vector pulse width modulation (SVPWM), the current distortion is larger than that of the conventional three-level inverter due to the lack of a middle vector.

In conventional multilevel inverters, many capacitors are needed to supply different voltage level and their modulation strategy chooses a suitable switching sequence to balance the capacitor voltage and the output voltage [14, 17, 18]. The

✉ Jiang Zhu
zhu_jiang@xtu.edu.cn

1 School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University, Xiangtan, China

2 New Energy Institute, Hunan Vocational Institute of Technology, Xiangtan, China

Published online: 06 December 2022

modulation strategy is very complex due to the need for an extra circuit to sample the capacitor voltage. Then the SC circuit was employed to construct multilevel inverters with capacitor voltage self-balancing [19, 20]. By paralleling with the DC source, the voltage of the capacitors is restricted to near the DC-source voltage. The SC circuit is normally utilized to construct single-phase multilevel inverters [20, 21], but there are a very few SC circuits used in three-phase inverters.

With these factors in mind, a three-phase four-level inverter with a high DC-voltage conversion ratio and a self-balancing capacitor voltage is proposed in this paper. The main contributions of this paper are given as follows. First, a new three-phase four-level inverter topology is proposed to boost the AC voltage. Second, a corresponding space vectors diagram is proposed to cooperate with the three-phase four-level inverter. When compared with conventional four-level inverters like the diode nearest neutral point clamped (NNPC) inverter, the proposed inverter increases the DC-voltage conversion ratio to three times and balances the capacitor voltage automatically.

The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 introduces the proposed four-level inverter topology and the corresponding space vector diagram, along with analyses of the capacitor voltage and the DC-voltage conversion ratio. Section 3 provides the parameter selection of the capacitors and power switches in proposed inverter. A comparison of the proposed inverter with other four-level inverters is given in Sect. 4. In Sect. 5, simulation and experimental prototypes are built to test the effectiveness of proposed inverter. Some conclusions are summarized in Sect.6.

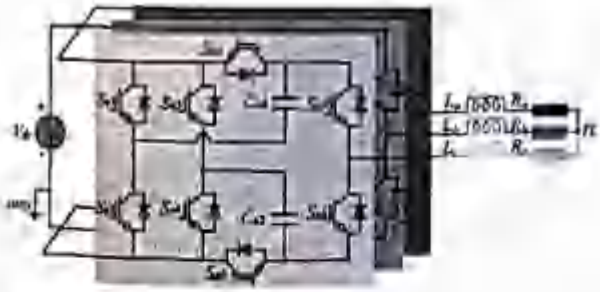


Fig. 1 Three-phase four-level inverter

2 Proposed topology and modulation strategy

In Fig. 1, three identical basic circuits form the proposed inverter, and the x-phase ($x = a, b, c$) basic circuit requires eight power switches (S_{x1}–S_{x8}) and two capacitors (C_{x1}, C_{x2}). For simplification, the a-phase basic circuit is chosen to describe the operating principle of the proposed inverter.

2.1 Operation principle

In the a-phase basic circuit shown in Fig. 1, the positive gate signal of the power switch is defined as "1", the negative gate signal is "0", the DC-source voltage is V_{dc}, and the voltages of the two capacitors (C_{a1} and C_{a2}) are V_{Ca1} and V_{Ca2}. The direction of phase current from the inverter to the load is defined as positive polarity. Meanwhile, the negative terminal of the DC source is selected as the reference node, and the basic circuit output voltage V_a with different switching states are given in Table 1. By choosing suitable switching states, the a-phase circuit can output $-V_{dc}$, 0, V_{dc}, and $2V_{dc}$.

According to Table 1, there are four operation modes for the a-phase basic circuit in Fig. 2. The charging/discharging current paths for the two capacitors are marked in thick black lines. The red/blue dotted lines are employed to exhibit the paths of positive/negative phase currents, respectively. Then the following assumptions are made to simplify the analysis for the current paths of the four operation modes. First, the inverter has entered the steady state. Second, the power switches are ideal components (their on-state resistances and forward voltage drops are zero). Third, the capacitances of the two capacitors is large enough. Then the analysis of the proposed inverter is as follows.

Mode 1: ($V_a = -V_{dc}$).

In Fig. 2a, the capacitor C_{a1} is in parallel with the DC source through the power switches S_{a5} and S_{a2}, and the voltage of C_{a1} is restricted to V_{dc}. Meanwhile, the output terminal connects the reference node though two power switches (S_{a4}, S_{a8}) and a capacitor C_{a2}. Then the output voltage is the reverse voltage of the capacitor C_{a2}.

Mode 2: ($V_a = 0$).

In Fig. 2b, both capacitors (C_{a1} and C_{a2}) connect the DC-source in parallel, and their voltage is charged to V_{dc}.

Table 1 Inverter switching states and capacitor situations

S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}	V_{Ca1}	V_{Ca2}	V_a
0	1	0	1	1	0	0	1	Parallel with DC source	Charging ($i_a > 0$) Discharging ($i_a < 0$)	$-V_{dc}$
0	1	1	0	1	1	0	1	Parallel with DC source	Parallel with DC source	0
0	1	1	0	1	1	1	0	Parallel with DC source	Parallel with DC source	V_{dc}
1	0	1	0	0	1	1	0	Discharging ($i_a < 0$)	Parallel with DC source	$2V_{dc}$

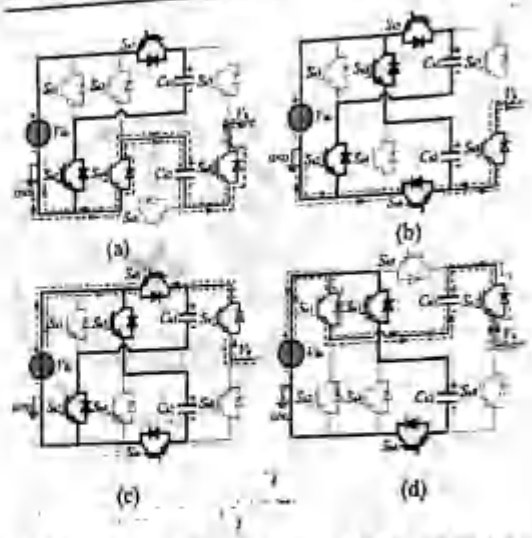


Fig. 2 Current paths for different operation mode of an a-phase basic circuit: a Mode 1; b Mode 2; c Mode 3; d Mode 4

The output terminal is linked to the reference node by the power switches S_{a6} and S_{a8}, and the output voltage is 0.

Mode 3: ($V_a = V_{dc}$).

In Fig. 2c, both capacitors (C_{a1} and C_{a2}) are in parallel with the DC source. The phase current flows from the output terminal to the reference node though the power switches (S_{a5} and S_{a7}), and the basic circuit outputs the voltage of the DC source.

Mode 4: ($V_a = 2V_{dc}$).

In Fig. 2d, the capacitor C_{a2} connects the DC source through the power switches S_{a3} and S_{a8}. The output terminal links the positive terminal of the DC source though the power switches (S_{a1} and S_{a7}) and the capacitor C_{a1}. Thus, the basic circuit outputs the summation voltage of the capacitor C_{a1} and the DC source.

The states of the different output voltage ($-V_{dc}$, 0, V_{dc}, and $2V_{dc}$) are defined as (-1, 0, 1, and 2), respectively. Then the states of the three-phase circuit make up 64 vectors. In Fig. 2, the voltage between the output terminal $x(x = a,b,c)$ and the neutral point n is defined as u_{xn} which is called the phase voltage. Then u_{xn} can be calculated by

$$\begin{pmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{Bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{Bmatrix}\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

In static $\alpha\beta$ coordinates, the voltage $u_{\alpha\beta}$ is gained from (1) by a Clarke transformation and expressed as:

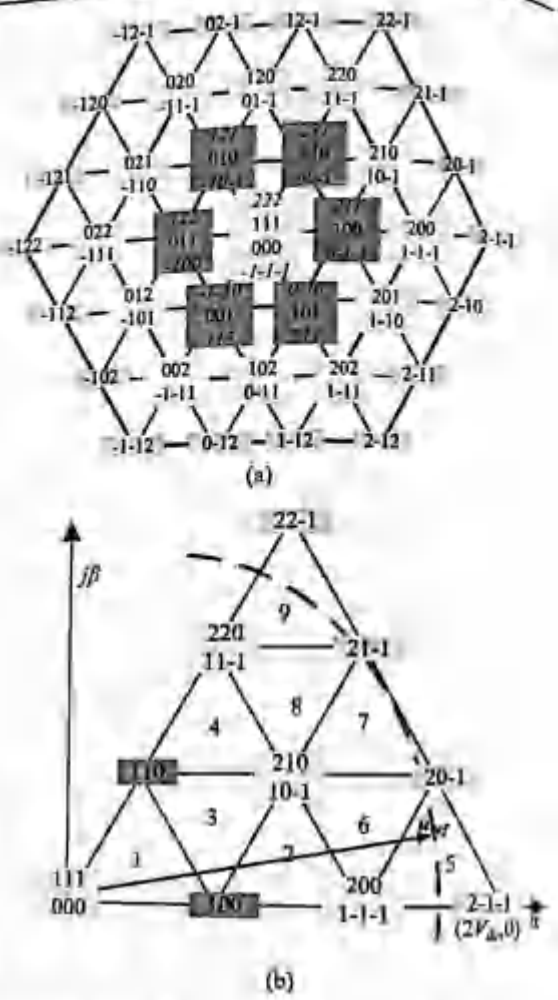


Fig. 3 Space vectors diagram for the proposed inverter: a overall; b sector I

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3}\begin{Bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{Bmatrix}\begin{pmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

2.2 Space vector pulse width modulation (SVPWM) for the proposed inverter

Based on the voltage $u_{\alpha\beta}$ of the 64 vectors, the corresponding space-vectors diagram is given in Fig. 3. The vectors located in different size hexagons are referred to as zero vectors, short vectors, middle vectors, and long vectors. In Fig. 2a, d, when the output voltage of the basic circuit is $-V_{dc}$ or $2V_{dc}$, the voltage of only the capacitor is restricted to V_{dc}, and the phase current charges or discharges another capacitor, which changes the capacitor voltage. The states

with an output voltage of $-V_{dc}$ and $2V_{dc}$ are "2" and "−1", respectively. Therefore, the vectors with the states ("2" and "−1") are reduced to stabilize the capacitor voltage. Then in Fig. 3, the zero vectors (222, −1−1−1) and the short vector (211/0-1-1, 221/00-1, 121/-10-1,122/−100, −1−10/112, 0−10/212) marked in red italic are deleted, and sector 1, which is composed of nine subsectors, is depicted in Fig. 3b.

Here, a switching sequence including four vectors is utilized to synthesize the output voltage u_{ref} ($u_{\alpha ref}$, $u_{\beta ref}$) and it must satisfy the following two rules. First, the switchover between difference vectors is successfully accomplished by changing the states of a power switch to decrease the switching loss. Second, during the switching interval, each of the phase basic circuits should have some time with an output voltage of V_{dc} or 0 to automatically balance the capacitor voltage. Then, each subsector has a switching sequence and the switching sequence of sector 1 is provided in Table 2. The modulation strategy is divided into the switching-sequence selection and the vector-application-time calculation.

The Linear programming method is absorbed to gain the location of u_{ref}. For example, when the location is in sector 1 subsector 5, u_{ref} satisfies:

$$\begin{cases} u_{\beta ref} \geq 0 \\ u_{\beta ref} + \sqrt{3}u_{\alpha ref} < 2\sqrt{3}V_{dc} \\ u_{\beta ref} - \sqrt{3}u_{\alpha ref} < -\dfrac{4\sqrt{3}V_{dc}}{3} \end{cases} \tag{3}$$

The selected switching sequence is 200–20–1–2–1–1–1–1–1. According to (1–2), the voltages of vectors (200, 20–1, 2–1– 1) are $u_1(4/3V_{dc},0)$, $u_2(5/3V_{dc},\sqrt{3}/3V_{dc})$, and $u_3(2V_{dc},0)$, respectively. The vectors (200) and (1–1–1) share the voltage vector $u_1(4/3V_{dc},0)$, and their application times are set the same. Then the application time of four vectors are defined as t_1,t_2,t_3,t_4 and u_{ref} can be synthesized as

$$\begin{cases} u_{ref}T_s = u_1(t_1 + t_4) + u_2t_2 + u_3t_3 \\ T_s = t_1 + t_4 + t_2 + t_3 \\ t_1 = t_4 \end{cases} \tag{4}$$

where T_s is the switching interval. By solving Eqs. (4), the application time of the vectors in the switching sequence (200–20–1–2–1–1–1–1–1) are

$$\begin{cases} t_1 = t_4 = \left(\dfrac{6V_{dc} - 3u_{\alpha ref} - \sqrt{3}u_{\beta ref}}{4V_{dc}} \right) T_s \\ t_2 = \dfrac{\sqrt{3}u_{\beta ref}}{V_{dc}} T_s \\ t_3 = \left(\dfrac{3u_{\alpha ref} - \sqrt{3}u_{\beta ref} - 4}{2V_{dc}} \right) \end{cases} \tag{5}$$

2.3 Capacitor voltage balance and ripple calculation

When the voltage reference is in the small hexagon, the switching sequence only includes zero and short vectors. In the zero or short vectors of Fig. 3, the states include "0" and "1", and the output voltages of the three basic circuits are 0 or V_{dc}. According to Fig. 2b, c_1 as capacitors are paralleled with the DC source and their voltages change or discharge to V_{dc}. Therefore, in the small hexagon, the capacitor voltage is very low, limited to V_{dc}, and the capacitor-voltage ripple is very low.

When the location of u_{ref} is between the small and middle hexagons, both the small and middle vectors are utilized to construct the switching sequence (see Fig. 3). In the short vector, six capacitors are in parallel with the DC source and their voltages are equal to V_{dc}. As shown in Fig. 3, each of the middle vectors has a fellow one with the same phase voltage and different effects on the capacitor voltage. For example, in the middle vector 200, the a-phase current changes the voltage of the capacitor C_{a1} and the other five capacitors (C_{a2}, C_{b1}, C_{b2}, C_{c1}, and C_{c2}) are in parallel with the DC source. On the other hand, for another middle vector 1-1-1, the four capacitors (C_{a1}, C_{a2}, C_{b1}, and C_{c1}) are in parallel with the DC source, and the b-phase and c-phase currents shift the voltage of the two capacitors (C_{b2} and C_{c2}). Then in Table 2, the double middle vectors such as 200/1-1-1 is integrated into the switching sequence to suppress the capacitor-voltage ripple. Therefore, when the location of u_{ref} is between the small and middle hexagons, the switching sequence can automatically balance the capacitor voltage.

When the location of u_{ref} is between the middle and larger hexagons, the long and middle vectors construct the switching sequence. As mentioned above, the pair of middle vectors

Table 2 Inverter switching sequence in sector I

Subsector	Switching sequences
1	111—110—100—000—100—110—111
2	210—200—100—10-1—100—200—210
3	210—110—100—10-1—100—110—210
4	220—210—110—11-1—110—210—220
5	200—20-1—2-1-1—1-1-1—2-1-1—20-1—200
6	200—20-1—10-1—1-1-1—10-1—20-1—200
7	210—21-1—20-1—10-1—20-1—21-1—210
8	210—21-1—11-1—10-1—11-1—21-1—210
9	220—22-1—21-1—11-1—21-1—22-1—220

(2)0/10-1) can balance the capacitor voltage. However, the long vector shown in Fig. 3 cannot balance the six capacitors voltage. For example, when the long vector 21-1 is used to turn on/off the power switches of the proposed inverter, the a-phase and c-phase current discharges or charges the capacitors C_{a1} and C_{c2} and changes their voltage.

Then the voltage of the capacitor C_{a1} is taken as an example to discuss the self-balanced capacitor voltage of the proposed inverter. At the sampling instant k interval, the time of the a-phase basic circuit capacitor with $2V_{dc}$ is assumed as $t_a(k)$, and the time when the a-phase basic circuit is in parallel with the DC source is $t_p(k)$. According to Fig. 2d, the capacitor voltage variation of C_{a1} caused by $2V_{dc}$ is

$$\delta V_{ca1}(k) = \frac{\int_0^{t_a} i_a dt}{C} = \frac{i_a(k)t_a(k)}{C}. \tag{6}$$

Then in Fig. 2a–c, when the inverter outputs the other voltages V_{dc}, 0, $-V_{dc}$, the capacitor C_{a1} is in parallel with the DC source and the capacitor voltage of C_{a1} charges or discharges V_{dc}. When the conduction resistor of the power switches is assumed as R_{on}, and the parasitic resistance of capacitors is R_c, at the sampling instant k, the capacitor voltage $u_{ca1}(k)$ of the capacitor C_{a1} is calculated as follows:

$$u_{ca1}(k) = V_{dc} + \left[u_{ca1}(k-1) - V_{dc} - \delta V_{ca1}(k)\right] e^{-\frac{t_p(k)}{(2R_{on}+R_c)C}}. \tag{7}$$

In the left part of the space vector diagram (see Fig. 3), the a-phase state of the vector does not include "2" and C_{a1} is in parallel with the DC source (see Fig. 2b, c, d). Therefore, t_p in (7) is larger than half of the period of u_{ref}.

In (7), when $t_p > 5(2R_{on}+R_c)C$ (e^{-5} is 0.0067), $u_{ca1}(k)$ has entered the steady state and is approximately equal to V_{dc}. Generally, in (7), R_{on} is several hundred mΩ, R_c is a few mΩ, and C is only a few mF, t_p (several ms) is much larger than $5(2R_{on}+R_c)C$ (several hundred μs) and the capacitor voltage of C_{a1} can be automatically balanced. Similarly, the other five capacitors can also automatically balance their voltage.

In (7), $u_{ca1}(0)$ is the starting value of the capacitor voltage and can be considered to be equal to V_{dc}. Combining (6) with (7) yields:

$$u_{ca1}(k) = V_{dc} - \frac{1}{C}\sum_{i=1}^{k} i_a(i)t_a(i) e^{-\frac{1}{(2R_{on}+R_c)C}\sum_{j=i}^{k} t_p(j)}. \tag{8}$$

Then during the sampling interval k, when the capacitor C_{a1} is in parallel with the DC source, the capacitor-voltage ripple gains it maximum value $\Delta u_{ca1}(k)$, which is

$$\Delta u_{ca1}(k) = V_{dc} - \left[u_{ca1}(k-1) - \delta V_{ca1}(k)\right] = \frac{i_a(k)t_a(k)}{C} + \frac{1}{C}\sum_{i=1}^{k-1} i_a(i)t_a(i) e^{-\frac{1}{(2R_{on}+R_c)C}\sum_{j=i}^{k-1} t_p(j)}. \tag{9}$$

2.4 DC voltage conversion ratio

In Fig. 3, when the circle of u_{ref} is inscribed with the large hexagon, the output voltage amplitude takes the maximum. By substituting the output voltage $(2V_{dc}, -V_{dc}, -V_{dc})$ into (1) and (2), the output voltage vector is gained as $(2V_{dc}, 0)$. According to Fig. 3b, the max amplitude U of u_{ref} is

$$U = \sqrt{u_{\alpha ref}^2 + u_{\beta ref}^2} = 2V_{dc}\frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3}V_{dc}. \tag{10}$$

Then the DC voltage conversion U/V_{dc} of the proposed inverter is triple that of conventional four-level inverters such as the NPC multilevel inverter, the FC multilevel inverter, and the APNC multilevel inverter.

3 Design guidelines

To guarantee the safe operation of the proposed converter, the parameters of the power switches and capacitors are carefully designed. The parameters selection is given as follows.

3.1 Capacitor design

In Mode 1 and Mode 4 of Fig. 2, the inverter outputs the reverse voltage of the capacitor C_{a2}, the summation voltage of capacitor C_{a1}, and the DC source, respectively. Then the capacitor voltage determines the output voltage of the proposed inverter.

Obviously, Eq. (9) cannot calculate the exact maximum of the capacitor-voltage ripple. However, at the sampling interval k, Eq. (9) exhibits that $\Delta u_{ca1}(k)$ has a proportional relationship with $\delta V_{ca1}(k)$ in (6). Therefore, $\Delta u_{ca1}(k)$ can be approximately estimated as

$$\Delta u_{ca1}(k) = \eta \max\left(\frac{i_a(k)t_a(k)}{C}\right), \tag{11}$$

where η is the constant, and can be properly adjusted according to the actual $\Delta u_{ca1}(k)$.

By considering (11), the capacitance of C_{a1}–C_{a2} ($x = a,b,c$) can be designed as:

$$C = \eta\frac{I_m T_s}{\Delta u_c} = \eta\frac{UT_s}{R\Delta u_c}, \tag{12}$$

CS 扫描全能王

where I_m is the peak value of the output current, Δu_c is the tolerable capacitor-voltage ripple, and R is the resistance of the AC load.

In the four modes of Fig. 2, the voltage stress of the capacitors C_{a1} and C_{a2} is V_{dc}. Then the rated voltage of the capacitors is larger than $1.5V_{dc}$.

3.2 Power switch selection

The power switches are key electronic components and ensure the safe operation of the proposed inverter. The selection of power switches is another important step to build the inverter.

In Fig. 2a (Mode 1), the collector–emitter current I_{ce} of S_{a2} and S_{a5} is:

$$I_{ce} = \frac{V_{dc} - V_{ce1}}{2R_{on} + R_c}. \tag{13}$$

Considering (13), the current stress of two power switches is

$$I_{ce} = \frac{\Delta u_c}{2R_{on} + R_c}. \tag{14}$$

Meanwhile, the collector–emitter current of S_{a4} and S_{a8} is the phase current i_a, and their current stresses are I_m. Then in modes 2, 3, and 4, the current stresses of the power switches S_{a1}–S_{a8} are I_m, I_{ce}, I_{ce}, I_m, $I_{ce}+I_m$, $I_{ce}+I_m$, I_m, and I_m, respectively.

Obviously, according to Fig. 2, the voltage stress of S_{x1}–S_{x6} $(x=a,b,c)$ and S_{x7}–S_{x8} $(x=a,b,c)$ are V_{dc} (DC-source voltage) and $2V_{dc}$, respectively.

4 Comparison with other four-level inverters

As shown in Table 3, different four-level inverters are compared in terms of switch and power diode count, DC-voltage conversion ratio, DC-source and capacitor count, efficiency, current THD, and voltage sampling circuits count. The proposed inverter is found to have the following merits.

In Table 3, the DC-voltage conversion ratio of the four-level inverters is only $\sqrt{3}/3$, and that of the proposed inverter is $\sqrt{3}$. Therefore, the proposed inverter increases the DC-voltage conversion ratio three times without using an additional circuit.

In the conventional four-level inverter, the capacitor voltage is regulated by choosing different switching sequences, and each capacitor requires a special circuit to sample its voltage. However, in the proposed inverter, the space vectors diagram of Fig. 3 can automatically balance the capacitor voltage, which avoids the extra voltage sampling circuit and simplifies the modulation strategy.

The voltage-level count and the capacitor-voltage ripple determine the current THD of the inverter [19–21]. The inverters in Table 3 have four voltage levels and can effectively suppress the capacitor-voltage ripple. Then their current THDs are close to each other.

In the conventional multilevel inverter [22–27], the capacitor voltage is regulated by the current of the AC load. In Fig. 2, the proposed inverter requires extra current to balance the capacitor voltage, and this extra current adds power loss. However, under the same [illegible] voltage ratio, the conventional inverter needs an extra circuit to [illegible] the link voltage and this extra circuit decreases the efficiency of multilevel-inverter systems.

When compared with the other four-level inverters, the proposed inverter possesses a high DC-voltage conversion ratio and achieves capacitor voltage self-balancing.

Table 3 Comparison with other three-phase four-level inverters

Type	Switch count	diode count	DC-voltage conversion ratio	DC-source count	Capacitor count	Voltage sampling circuit count	Efficiency	Current THD
Diode NNPC inverter in [22]	18	6	$\sqrt{3}/3$	1	6	6	Middle	Low
T-type NNPC inverter in [23]	18	0	$\sqrt{3}/3$	1	6	6	High	Low
Hybrid clamped inverter in [24]	24	0	$\sqrt{3}/3$	1	6	6	Middle	Low
APNC inverter in [25]	24	0	$\sqrt{3}/3$	1	3	3	Middle	Low
Modular multilevel in [26]	24	0	$\sqrt{3}/3$	1	6	6	Middle	Low
Flying capacitor inverter in [27]	18	0	$\sqrt{3}$	1	6	6	Middle	Low
Proposed inverter	24	0	$\sqrt{3}$	1	6	0	Low	Low

CS 扫描全能王

Table 4 System parameters

Parameter	Value
DC-source voltage	60 V
Fundamental frequency of output voltage	50 Hz
Deadtime	3 μs
Switching frequency	10 kHz

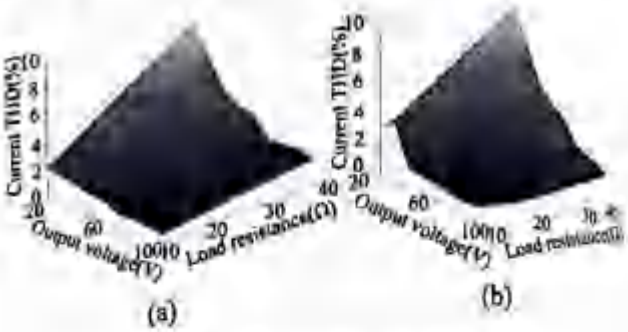


Fig. 5 Current THD: a NNPC inverter; b proposed inverter

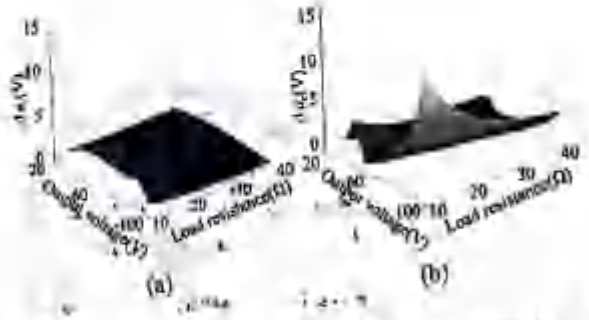
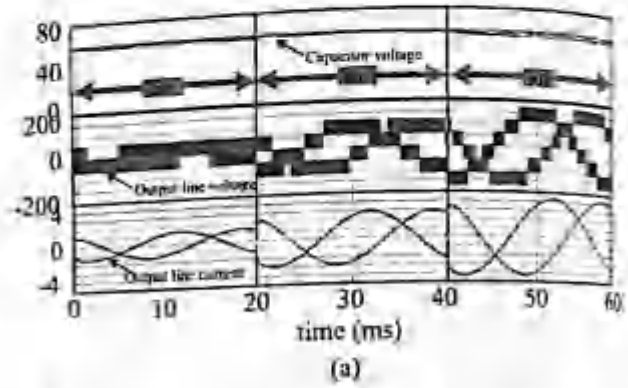


Fig. 4 Max ripple of the capacitor voltage: a NNPC inverter; b proposed inverter



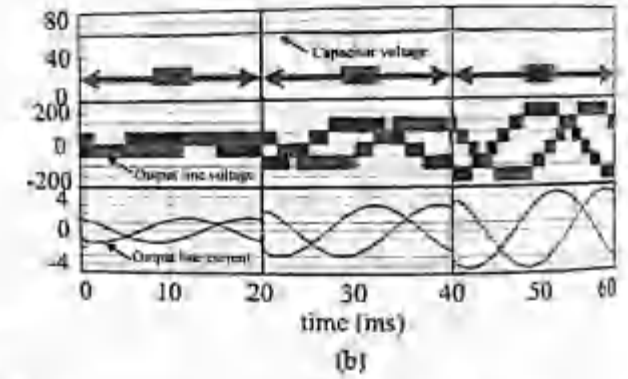


Fig. 6 Simulation waveforms with 4mH and 20Ω: a proposed inverter; b NNPC inverter

5 Simulations and experiments

Simulation and experimental platforms are established to demonstrate the validity of proposed topology. The parameters of the multilevel inverter are given in Table 4.

5.1 Simulation results

Based on MATLAB/Simulink, a simulation platform is established to compare the static performance of the proposed inverter and the diode NNPC inverter. The DC-source voltage of the NNPC inverter is 180 V. In the simulation platform, the resistance of the load ranges from 10 to 40Ω, the inductance is 4mH and the DC-source voltage of the NNPC inverter is set as 180 V. Meanwhile, the amplitude of the output voltage ranges from 20 to 100 V. The conducting resistance of the power switches is assumed to be 0.19Ω (FDA24N50 at 40 °C).

In Fig. 4, the max capacitor-voltage ripple Δu_c of the NNPC is lower than that of the proposed inverter. When the resistance is 10Ω and the amplitude of the output voltage is 100 V, Δu_c gets its max value because the application time (t_1 and t_3 in (3)) of the middle vector is short, and the middle vector does not have enough time to suppress the capacitor voltage variation caused by the long vector. Meanwhile, by analyzing the data in Fig. 4b, at certain output voltages (e.g., 100 V), the result with multiplying the load resistance by Δu_c is close to constant (146V²/A), which demonstrates the rationality of (12).

In Fig. 5, in most instances, the current THD of the proposed inverter is very close to that of the NNPC inverter. However, when the load and output voltage are close to (10Ω, 100 V), the current THD of the proposed inverter is larger than that of the NNPC inverter due to the adverse effect of the capacitor-voltage ripple, as can be seen in Fig. 4b. Considering the DC-source voltage of 60 V (one-third that of the NNPC inverter) and the self-balancing capacitor voltage, the proposed topology is still a very useful inverter to convert DC to a high AC.

As shown in Fig. 6, waveforms of the two inverters with the same output voltage are close to each other. For example, when the amplitude of the output voltage reference (u_{ref}) is 60 V, the current THDs of the two inverters are 1.75 and 1.91%, respectively. Meanwhile, the root mean square (RMS) of their currents is 2.92A and 2.90A, respectively. However, in the proposed inverter, the DC-source voltage is only 60 V and its modulation strategy can automatically balance the capacitor voltage.

5.2 Experimental result

Then an experimental platform is built to test the effectiveness of the proposed inverter. As shown in Fig. 7, the main parts of platform are a control board and a power board. The control board includes a digital signal processor (TMS320F28335) and a field-programmable gate array (EP4CE6F17C8). The TMS320F28335 is designed to accomplish the SVPWM of Fig. 3, and the EP4CE6F17C8 decodes the vector from the TMS320F28335 into a drive signal. The power board includes a power circuit and a drive circuit. The power switches of the power circuit are FDA24N50 type metal–oxide–semiconductor field-effect transistors. The drive circuit is also placed in the power board and employs an optocoupler chip (TLP350) to achieve electrical isolation. The load includes a resistor (20Ω) and an inductor (4mH).

According to (1) and (2), when the amplitude of the output voltage reference (u_{ref}) is 90 V (1.5 times V_{dc}), u_{ref} is between a large and middle hexagon, and the corresponding waveforms are provided in Fig. 8. The capacitor voltage can be automatically balanced and the max voltage ripple of the capacitors C_{a1} and C_{a2} is 5 V (8.3% of the DC-source voltage). Meanwhile, the line voltage (u_{ab}) has seven voltage levels and its RMS is measured as 36.4 V. Then the amplitude of the phase voltage is 89.2 V, and can accurately track the voltage reference u_{ref}. The current RMS is 2.7A and its THD is at very low level (2.6%).

Fig. 7 Photo of the experimental setup

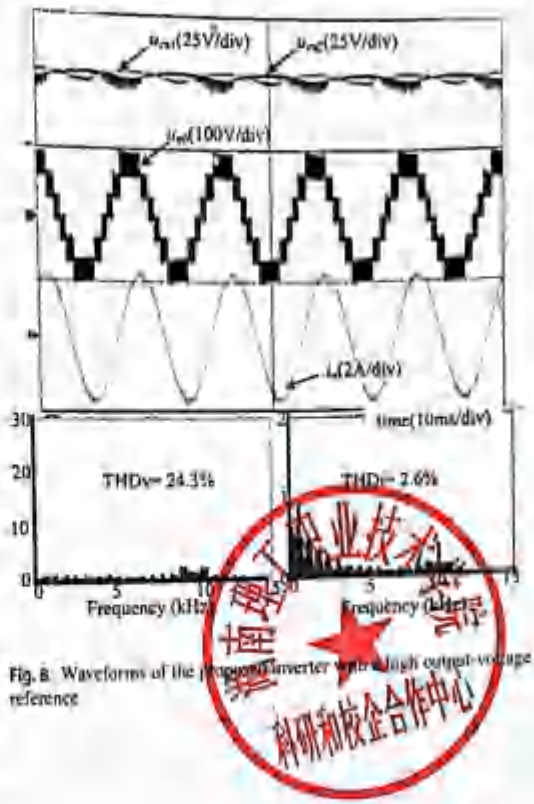


Fig. 8 Waveforms of the proposed inverter with a high output-voltage reference

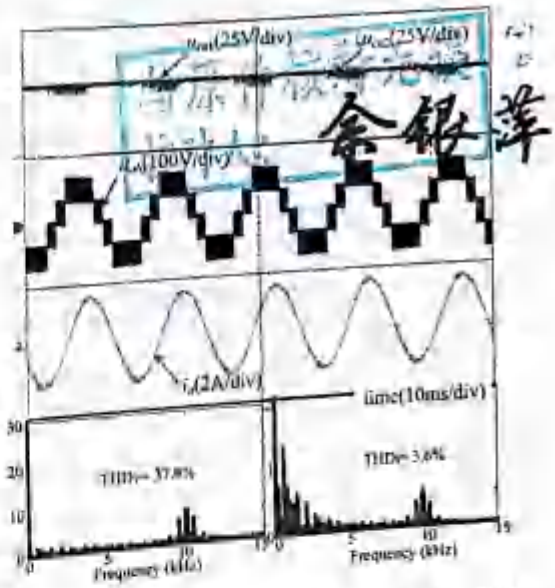


Fig. 9 Waveforms of the proposed inverter with a middle output-voltage reference

As shown in Fig. 9, when the amplitude of u_{ref} is designed as 60 V, u_{ref} is between a middle and small hexagon, and the line-voltage levels decrease to five. The voltage of two capacitors is stable at around 60 V and the capacitor-voltage ripple of the capacitors (C_{a1} and C_{a2}) is reduced to 2 V (3.3% of the DC-source voltage). Then the RMS of the phase voltage and current are measured at 39.5 V and 1.9A, respectively. Meanwhile, the THD of the line voltage and current are 37.9 and 3.6%, respectively.

When the amplitude of u_{ref} is 30 V, the line-voltage levels are reduced to three, and the voltage of the two capacitors (C_{a1} and C_{a2}) are nearly equal, as can be seen in Fig. 10. Then the RMS of the phase voltage and current are measured as 18.9 V and 0.9A, respectively. Meanwhile, the THD of the line voltage and current are 73.7 and 5.5%, respectively.

In Fig. 11, the output-voltage reference steps from 30 to 60 V, from 60 to 90 V, from 90 to 60 V, and from 60 to 30 V to test the dynamic process of the proposed inverter. When the output-voltage reference changes, the output voltage can trace the reference quickly and accurately. Besides, during adjustment, there is no shock response in output voltage or current.

Therefore, the simulation and experimental results demonstrates that the proposed inverter can automatically stabilize the capacitor voltage with a lower ripple (lower than 10%), and increase the DC-voltage conversion ratio.

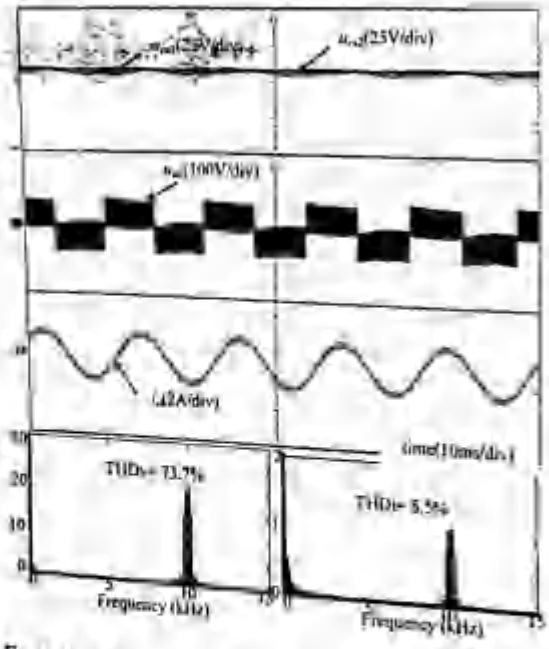


Fig. 10 Waveforms of the proposed inverter with a low output-voltage reference

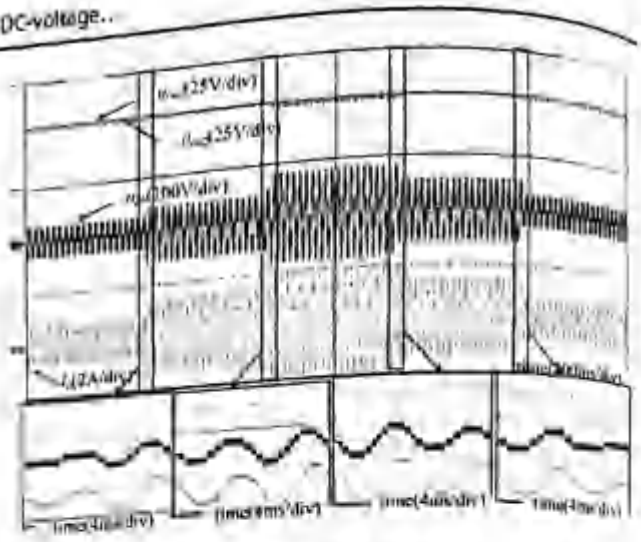


Fig. 11 Waveforms of the proposed inverter with a stepping output-voltage reference

6 Conclusion

A new scheme to overcome the shortcoming of the conventional four-level inverter was proposed in this paper. First, a new four-level inverter topology was proposed to increase the DC-voltage conversion ratio. Second, a novel space vector diagram was employed to cooperate with the proposed topology to automatically balance the capacitor voltage. Then simulation and experimental platforms were established to demonstrate the validity of proposed scheme. The obtained results show that the proposed inverter can achieve capacitor voltage self-balancing, output a multilevel voltage, and boost the output AC voltage.

Acknowledgements This work was supported in part by the Hunan Natural Science Foundation under Grant 2021JJ30670, 2021JJ30668 and 2021JJ60052, and in part by Scientific Research Foundation of Hunan Provincial Education Department under Grant 21C0066, and in part by the Science and Technology Innovation Program of Hunan Province under Grant 2022GK2050.

Data availability The authors declare that they have no known competing financial interests or personal relationships that could have appeared to influence the work reported in this paper.

Declaration

Conflict of interest The authors declare that they have no conflicts of interest.

References

1. Alsofyani, I.M., Lee, K.B.: Three-level inverter-fed model predictive torque control of a permanent magnet synchronous motor with discrete space vector modulation and simplified

neutral point voltage balancing. J. Power Electron. 22, 23–30 (2022)
2. Le, D.D., Lee, D.C., Kim, H.G.: Three-phase flying-capacitor MMC with six coupled inductors. J. Power Electron 20, 916–925 (2020)
3. Gu, M., Wang, Z., Yu, K., et al.: Interleaved modal predictive control for three-level neutral-point-clamped dual three-phase PMSM drives with low switching frequencies. IEEE Trans. Power Electron. 36, 11618–11630 (2021)
4. Guo, F., Yang, T., Li, C., et al.: Active modulation strategy for capacitor voltage balancing of three-level neutral-point-clamped converters in high-speed drives. IEEE Trans. Industr. Electron. 69, 2276–2287 (2022)
5. Xu, Y., Zhang, Z., Wang, G., et al.: Modular multilevel converter with embedded energy storage for bidirectional fault isolation. IEEE Trans. Power Deliver. 37, 105–115 (2022)
6. Wang, Y., Wang, Z., Liu, W., et al.: Step-up switched-capacitor multilevel inverter employing multiple inputs with reduced switches. J. Power Electron. 21, 986–997 (2021)
7. Qanbari, T., Tousi, B.: Single-source three-phase multilevel inverter assembled by three-phase two-level inverter and two single-phase cascaded H-bridge inverters. IEEE Trans. Power Electron. 36, 5204–5212 (2021)
8. Siddique, M.D., Mekhilef, S., Shah, N.M., et al.: New switched-capacitor-based boost inverter topology with reduced switch count. J. Power Electron. 20, 926–937 (2020)
9. Khan, A.A., Khan, U.A., Ahmed, H.F., et al.: Improved NPC inverters without short-circuit and dead-time issues. IEEE Trans. Power Electron. 37, 2180–2190 (2022)
10. Sung, M.G., Kim, S.M., Lee, K.B.: Independent switching technique to remove abnormal output voltage in hybrid active NPC inverters. J. Power Electron. 21, 85–93 (2021)
11. Hu, B., Kang, L., Liu, J., et al.: Model predictive direct power control with fixed switching frequency and computational amount reduction. IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. 7, 956–966 (2019)
12. Schweizer, M., Kolar, J.W.: Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications. IEEE Trans. Power Electron. 28, 899–907 (2013)
13. Wang, L., Zhang, L., Xiong, Y., et al.: Low-frequency suppression strategy based on predictive control model for modular multilevel converters. J. Power Electron. 21, 1407–1415 (2021)
14. Chen, M., Yang, Y., Loh, P.C., et al.: A cascaded half-bridge three-level inverter with an inductive DC-link for flexible voltage boosting. IEEE Trans. Industr. Electron. 69, 4901–4913 (2022)
15. Arshadi, S.A., Poorali, B., Adib, E., et al.: High step-up DC–AC inverter suitable for AC module applications. IEEE Trans. Industr. Electron. 63, 832–839 (2016)
16. Ianabi, A., Wang, B.: Switched-capacitor voltage boost converter for electric and hybrid electric vehicle drives. IEEE Trans. Power. Electron. 35, 5615–5624 (2020)
17. Li, Y., Yang, X., Chen, W., et al.: Neutral-point voltage analysis and suppression for NPC three-level photovoltaic converter in LVRT operation under imbalanced grid faults with selective hybrid SVPWM strategy. IEEE Trans. Power Electron. 34, 1334–1355 (2019)
18. Li, W., Wen, X., Zhang, J., et al.: Neutral point voltage balance and surge voltage reduction for three-level converters in PMSM starting process based on narrow pulse suppression. J. Power Electron. 22, 1033–1046 (2022)
19. Khan, M.N.H., Forouzesh, M., Siwakoti, Y., et al.: Switched capacitor integrated (2n+1)-Level step-up single-phase inverter. IEEE Trans. Power Electron. 35, 8248–8260 (2020)
20. Wang, Y., Zhang, H., Lai, J., et al.: Extendable space-type switched-capacitor multilevel inverter with fault-tolerant capability. J. Power Electron. 22, 923–934 (2022)
21. Ye, Y., Zhang, C., Wang, X., et al.: Self-Balanced switched-capacitor thirteen-level inverters with reduced capacitors count. IEEE Trans. Industr. Electron. 69, 1070–1076 (2022)
22. Narimani, M., Wu, B., Cheng, Z., et al.: A new nested neutral point clamped (NNPC) converter for medium-voltage (MV) power conversion. IEEE Trans. Power Electron. 29, 6375–6382 (2014)
23. Bahrami, A., Narimani, M.: A sinusoidal pulsewidth modulation (SPWM) technique for capacitor voltage balancing of a nested T-Type four-level inverter. IEEE Trans. Power Electron. 34, 1008–1012 (2019)
24. Wu, M., Wang, K., Yang, X., et al.: Unified selective harmonic elimination control for multilevel hybrid-clamped inverters. IEEE Trans. Power Electron. 35, [illegible] (2020)
25. Wang, K., Zheng, Z., Li, Y.: Topology and control of a four-level ANPC inverter. IEEE Trans. Power Electron. 35, 2342–2352 (2020)
26. Chen, P., Xiao, F., Liu, Z., et al.: Balanced control strategy featuring increased [illegible] modulation voltage for modular multilevel converter–multiterminal DC–DC converter. J. Power Electron. 22, 750–763 (2022)
27. Ye, Z., Lei, Y., Liu, Z., et al.: Investigation of capacitor voltage balancing in practical implementations of flying capacitor multilevel converters. IEEE Trans. Power Electron. 37, 2921–2935 (2022)

Springer Nature or its licensor (e.g. a society or other partner) holds exclusive rights to this article under a publishing agreement with the author(s) or other rightsholder(s); author self-archiving of the accepted manuscript version of this article is solely governed by the terms of such publishing agreement and applicable law.

Bo Hu received the B.S. degree in Automation and the M.S. degree in Power Engineering from Xiangtan University, Xiangtan, China, in 2011 and 2014, respectively. He received his Ph.D. degree in Power Electronics and Drives from the South China University of Technology, Guangzhou, China, in 2019. Since August 2019, he has been working as a Lecturer in the School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University. His current research interests include energy storage multilevel converters, and the application of power electronics in renewable energy systems.

Fa Wang was born in Hubei, China, in 1996. He received his B.S. degree in Electrical Engineering from Hubei Engineering University, Xiaogan, China, in 2019. He is presently working towards his M.S. degree in Power Electronics in the School of Automation and Electronics Information, Xiangtan University, Xiangtan, China. His current research interests include multilevel converter topologies, modulation strategy analysis, and energy storage application in power electronics.

Jiang Zhu received his M.S. and Ph.D. degrees in Control Science and Engineering from Hunan University, Changsha, China, in 2005 and 2011, respectively. He is presently working as an Associate Professor in the School of Automation and Electronics Information, Xiangtan University, Xiangtan, China. His current research interests include power electronics, pattern recognition, and parallel distributed systems.

Wenlang Deng received her M.S. degree in Computer Applications from Xiangtan University, Xiangtan, China, in 2001; and her Ph.D. degree in Pattern Recognition Applications from Central South University, Changsha, China, in 2007. Since September 2007, she has been working as a Professor in the School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University. Her current research interests include matrix converters and bi-directional DC/DC converters as well as their control strategies.

Zhaohong Wang received his B.S. degree in Electrical Engineering and Automation from the South China University of Technology, Guangzhou, China, in 2009; his M.S. degree in Electrical Engineering and Automation from Xiangtan University, Xiangtan, China, in 2014; and his Ph.D. degree in System Information Science from Kagoshima University, Kagoshima, Japan, in 2020. Since August 2019, he has been working as a Lecturer in the School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University. His current research interests include networked control systems, power electronics, control algorithm, etc.

Siyan Liu received her B.S. degree in Automation from the Hunan University of Science and Technology, Xiangtan, China, in 2011; and her M.S. degree in Electrical Engineering from Xiangtan University, Xiangtan, China in 2016. Since August 2016, she has been working as a Lecturer of New Energy Information at the Hunan Vocational Institute of Technology, Xiangtan, China. Her current research interests include power electronic transformation technology and its application in renewable energy systems.

CS 扫描全能王

10- 论文《Model predictive flexible power control for grid-connected inverter under unbalanced network》在 SCI 二区期刊《IET Power Electronics》发表

IET Power Electronics

Research Article

IET Journals
The Institution of Engineering and Technology

Model predictive flexible power control for grid-connected inverter under unbalanced network

ISSN 1755-4535
Received on 28th February 2020
Revised 17th July 2020
Accepted on 3rd August 2020
doi: 10.1049/iet-pel.2020.0242

Bihua Hu[1], Zhiyong Chen[1], Zhi Zhang[2] ✉, Siyan Liu[3], Wenlang Deng[1]
[1]School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University, Xiangtan, People's Republic of China
[2]School of Electrical Engineering, Dongguan University of Technology, Dongguan, People's Republic of China
[3]New Energy Institute, Hunan Vocational Institute of Technology, Xiangtan, People's Republic of China
✉ E-mail: zhangz@dgut.edu.cn

Abstract: Model predictive power control (MPPC) is considered as a promising algorithm suitable for grid-connected inverter due to its fast dynamic response, simple control structure and multi-objective optimisation. However, under unbalanced network, the grid current with excessive distortion troubles the application of MPPC. Based on the conventional MPPC, the study proposes a model predictive flexible power control (MPFPC) to reduce the current total harmonic distortion and achieve three flexible targets, including the cancellation of the active- and reactive-power oscillation and the negative-sequence grid current. In this algorithm, the power references are divided into two parts, which are used as reference values for the instantaneous active power control (IAPC) and the instantaneous reactive power control (IRPC), respectively. The three flexible targets are achieved by regulating the ratio of the two parts of power reference. Meanwhile, the grid current of MPFPC is the sum of IAPC and IRPC. Therefore, the grid current distortion can be suppressed effectively. Simulation and experimental platform constructed by a three-level inverter are established to validate the effectiveness of MPFPC, and the results exhibit that the MPFPC meets the above expectations.

1 Introduction

Grid-connected inverters as one group of power-electronic interfaces transferring electric energy from the primary sources to the power grids, are the critical devices [1–3]. The steady performances and dynamic responses of these inverters have a significant influence on their power qualities [4, 5]. Commonly, the control algorithms, guaranteeing grid integrations friendly, include PI control [6, 7], proportional–integral–resonance (PIR) control [8], sliding mode control [9] and model predictive control (MPC) [5, 10].

The MPC attracts considerable attention because of their simplicity in concepts, rapidity in dynamic response and flexibility in multi-objective optimisation [5, 10]. Two distinct control objectives – namely, model predictive current control [5, 11] and model predictive power control (MPPC) [12–14] – could be employed in the grid-connected inverters. The latter, while, dispensing with the phase-locked loop, win popularity with the practical applications.

However, the aforesaid advantages of the MPPC fail to exhibit in the unbalanced network conditions. Specifically, the inverters would emit unwanted harmonic currents which could pollute the grid [15]. To surmount these impediments, many researchers have proposed a series of MPPC variants. To reduce the harmonics and eliminate the power oscillation simultaneously, in [16], Jin and co-workers proposed an MPPC with adjustable power compensations. Likewise, in [17], Zhou and co-workers provided a multi-vector MPPC (MV-MPPC) to achieve the same control goals. The aforesaid two algorithms, however, fail to regulate the reactive power because their corresponding references are required to be set to zero. Besides, in [18, 19] to spontaneously annihilate active power oscillation, Zhang and co-workers made a new definition for the control of the instantaneous reactive power. Still, the reactive-power oscillation and the negative-sequence grid current could not be removed.

The three flexible control goals, which we expect an ideal MPPC for the inverters could achieve include (i) mitigating negative sequence currents; (ii) eliminating active power oscillation and (iii) eliminating reactive power oscillation. Either we could arbitrarily achieve one of these three functions by switching different mode, or we could simultaneously relieve these three power-quality items by making a trade-off between the three modes.

So far, however, little published literature has reported that any MPPC variant could fulfil the aforesaid three flexible control goals. Contrarily, other methods, such as the PIR controller [20] and the flexible active power control [21], could achieve the goals. The former, nonetheless, the parameter tune of the PIR controllers are not only tedious but also customised; additionally, the steady-state and dynamic performance of the system severely rely on their customised parameter [22]. The latter, in [21], the grid current reference, which is derived from the grid voltage, could introduce the unpleasantly high-frequency power ripples resulting from the voltage sampling delay [23].

To achieve the aforementioned flexible control goals, we set forth a model predictive flexible power control (MPFPC) for the grid-connected inverters. The innovations and contributions of this paper are summarised as follows:

(i) The inverters by using the MPFPC could provide the reactive power support for the grid because their corresponding reference does not need to be set to zero.
(ii) We discover that the output-power reference for the negative-sequence current elimination is a linear combination of the power references of instantaneous active power control (IAPC) and instantaneous reactive power control (IRPC); this discovery enables us to accurately mitigate the negative sequence current by flexibly regulating the two instantaneous power references.
(iii) Under unbalanced network, by choosing the appropriate parameters of the control program, we can comprehensively regulate the amplitude of active- and reactive-power oscillation and the peak value of the negative-sequence grid current so that the grid-connected system meets the distinct requirement.

Under the unbalance network, the performance of the grid-connected inverter with different MPC is provided in Table 1. The performance of different MPC is evaluated through the active- and reactive-power oscillation, the negative-sequence current, the

Q3 Table 1 Comparison of different MPC

Different MPC	Active power oscillation	Reactive power oscillation	Negative-sequence current	Restriction of reactive power	THD of grid current
[16]	can be eliminated	can be eliminated	cannot be eliminated	yes	low
[17]	can be eliminated	cannot be eliminated	not mentioned	yes	low
[18, 19]	can be eliminated	cannot be eliminated	cannot be eliminated	yes	low
[24]	can be eliminated	can be eliminated / cannot be eliminated	not mentioned	no	high
[25]	cannot be completely eliminated		can be eliminated	yes	low
MPFPC	can be eliminated	can be eliminated	can be eliminated	no	low

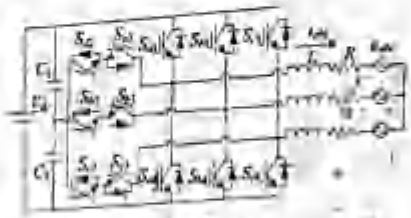



Fig. 1 *Topology of the grid-connected system*

restriction of reactive power and the total harmonic distortion (THD) of grid current.

As shown in Table 1, under unbalance network and ensuring the grid current distortion at a low level, the MPFPC can not only achieve the three flexible goals but also break through the restriction of zero-reactive power. The performance of MPFPC is more brilliant than the other MPC.

The remainder of this paper is organised as follows. Section 2 introduces MPFPC including the instantaneous power, the power predictive models, the power references and the cost function. Section 3 summarises MPFPC and analyses its performance. In Section 4, both simulation and experimental results demonstrate the validity of MPFPC. The conclusions are summarised in Section 5.

2 Proposed approach

This section exhibits the key implementation process of MPFPC and gives detailed mathematical derivation.

2.1 Instantaneous active and reactive power

As shown in Fig. 1, the three-level inverter for grid-connected system adopts the T-type inverter on account of the less conduction loss and equal loss distribution among power switches [1, 2]. e_{abc} and i_{abc} refer to the grid voltage and the grid current in abc coordinates, respectively; both C_1 and C_2 are the dc-link capacitors; L and R are the inductance of the output filter and its equivalent resistance, respectively. V_{dc} refers to the dc-link voltage.

In the T-type inverter, by turning on different power switches, the output voltage of each leg can be V_{dc}, $V_{dc}/2$ and 0, respectively. Then, the different switching states of the three legs can be combined into 27 vectors. The output voltage of T-type inverter is regulated by choosing different vectors [5].

For the grid voltage e, it positive- and negative-sequence components have the following relationship:

$$e = e_{\alpha\beta}^{+} + e_{\alpha\beta}^{-} = e_{dq}^{+} e^{j\omega t} + e_{dq}^{-} e^{-j\omega t}. \tag{1}$$

where $e_{\alpha\beta}^{+}$ and $e_{\alpha\beta}^{-}$ denote the positive- and negative-sequence component of the grid voltage in static $\alpha\beta$ coordinates. In rotating dq coordinates, e_{dq}^{+} and e_{dq}^{-} are the positive- and negative-sequence component grid voltage, respectively. ω refers to the grid angular velocity. $e_{\alpha\beta}^{+}$ and $e_{\alpha\beta}^{-}$ can obtained by [22]

$$\begin{cases} e_{\alpha\beta}^{+} = \frac{1}{2}(e + je') \\ e_{\alpha\beta}^{-} = \frac{1}{2}(e - je') \end{cases} \tag{2}$$

where e' denotes the quadrature component of e, i.e. lagging by $\pi/2$.

For the grid current i, the positive- and negative-sequence components have the following relationship:

$$i = i_{\alpha\beta}^{+} + i_{\alpha\beta}^{-} = i_{dq}^{+} e^{j\omega t} + i_{dq}^{-} e^{-j\omega t}, \tag{3}$$

where $i_{\alpha\beta}^{+}$ and $i_{\alpha\beta}^{-}$ are the positive- and negative-sequence component of the grid current in static $\alpha\beta$ coordinates. In rotating dq coordinates, i_{dq}^{+} and i_{dq}^{-} are the positive- and negative-sequence currents, respectively. The complex power is calculated by

$$S = \frac{3}{2} e \cdot i^{*}, \tag{4}$$

Where '$\cdot$' represents the dot product and i^{*} is the complex conjugate of i. We can rearrange the complex power and it can be written as

$$S = P + jQ, \tag{5}$$

where P and Q are the active and reactive power, respectively, both of which are expressed as [16]

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \\ Q = \frac{3}{2}(e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta) \end{cases} \tag{6}$$

Substituting (1), (3) into (4), and considering the form of (5), then, we could obtain the alternative expressions for P and Q, both of which are listed below

$$\begin{cases} P = P_0 + P_c\cos(2\omega t) + P_s\sin(2\omega t) \\ Q = Q_0 + Q_c\cos(2\omega t) + Q_s\sin(2\omega t) \end{cases} \tag{7}$$

where P_0 and Q_0 are the DC-component of P and Q, respectively; P_c and P_s are the double-frequency oscillation of P; Q_c and Q_s are the double-frequency oscillation of Q. The aforesaid six terms are

© The Institution of Engineering and Technology 2020

$$\begin{cases} P_o = \frac{3}{2}(e_\alpha^+ i_\alpha^+ + e_\beta^+ i_\beta^+ + e_\alpha^- i_\alpha^- + e_\beta^- i_\beta^-) \\ P_r = \frac{3}{2}(e_\alpha^- i_\alpha^+ + e_\beta^- i_\beta^+ + e_\alpha^+ i_\alpha^- + e_\beta^+ i_\beta^-) \\ P_s = \frac{3}{2}(e_\beta^- i_\alpha^+ - e_\alpha^- i_\beta^+ - e_\beta^+ i_\alpha^- + e_\alpha^+ i_\beta^-) \\ Q_o = \frac{3}{2}(e_\beta^+ i_\alpha^+ - e_\alpha^+ i_\beta^+ + e_\beta^- i_\alpha^- - e_\alpha^- i_\beta^-) \\ Q_r = \frac{3}{2}(e_\beta^- i_\alpha^+ - e_\alpha^- i_\beta^+ + e_\beta^+ i_\alpha^- - e_\alpha^+ i_\beta^-) \\ Q_s = \frac{3}{2}(-e_\alpha^- i_\alpha^+ - e_\beta^- i_\beta^+ + e_\alpha^+ i_\alpha^- + e_\beta^+ i_\beta^-) \end{cases} \quad (8)$$

2.2 Power predictive model

According to (6), the derivatives of the output powers are

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{3}{2}\left(e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{de_\alpha}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{de_\beta}{dt}\right) \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2}\left(e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{de_\beta}{dt} - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - i_\beta \frac{de_\alpha}{dt}\right) \end{cases}$$

If we neglect the equivalent resistance R from the output filter in Fig. 1. Then, taking the derivative of the grid current i, we may obtain

$$\frac{di}{dt} = \frac{u - e}{L}. \quad (10)$$

where u is the output voltage vector of the inverter and can be expressed as (u_α, u_β).

According to [18, 19], the derivative of grid voltage is obtained as

$$\frac{de}{dt} = -\omega e'. \quad (11)$$

Substituting (10) and (11) into (9), yields

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{3}{2}\left(\frac{u_\alpha e_\alpha + e_\beta u_\beta - e_\alpha^2 - e_\beta^2}{L} - \omega e' {}_\beta i_\beta - \omega i_\alpha e' {}_\beta\right) \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2}\left(\frac{e_\beta u_\alpha - e_\alpha u_\beta}{L} + \omega i_\beta e' {}_\alpha - \omega i_\alpha e' {}_\beta\right) \end{cases} \quad (12)$$

When the ith vector is utilised to control power switches of the three-level inverter, the output-voltage vector (u_α, u_β) of the inverter in (12) is replaced by u_i $(u_{\alpha i}, u_{\beta i})$ and the derivatives of the output powers are defined as (f_{pi}, f_{qi}).

When MPPC chooses an optimal-switching sequence (multi-vectors) to control the output power of inverter, the steady performance is more outstanding than that with only one vector [5, 13, 23]. In each sample time interval, for the sake of gaining better steady performance, the MPFPC chooses an optimal-switching sequence (three-vectors) to regulate the output power. At the time instant k, the active power $P(k)$ and reactive power $Q(k)$ are gained by (6). Then, at the time instant $k+1$, the output powers are predicted by [13, 23]

$$\begin{cases} P^p(k+1) = \sum_{i=1}^{3} f_{pi} d_i + P(k) \\ Q^p(k+1) = \sum_{i=1}^{3} f_{qi} d_i + Q(k), \\ T_s = \sum_{i=1}^{3} t_i \end{cases} \quad (13)$$

where $f_{pi}(i = 1\text{–}3)$ and $f_{qi}(i = 1\text{–}3)$ are the active and reactive powers derivatives of three vectors in the selected switching sequence, and $t_i(i = 1\text{–}3)$ are their executing time. T_s is the sample interval.

2.3 Power reference

Under the unbalanced network condition, the main control objective of MPFPC is to make DC-component of the output powers of the inverter trace the reference value. Then, in IAPC, the oscillation on active power is eliminated and (7) and (8) are rewritten as

$$\begin{cases} P_o = P_{ref} \quad Q_o = Q_{ref} \\ P_r = 0 \quad P_s = 0 \end{cases} \quad (14)$$

where P_{ref} and Q_{ref} are the active and reactive power reference, respectively. After combining (8) with (9), (14) is rewritten as

$$\begin{cases} P_{ref} = \frac{3}{2}(e_\alpha^+ i_\alpha^+ + e_\beta^+ i_\beta^+ + e_\alpha^- i_\alpha^- + e_\beta^- i_\beta^-) \\ Q_{ref} = \frac{3}{2}(e_\beta^+ i_\alpha^+ + e_\beta^- i_\beta^+ + e_\beta^+ i_\alpha^- + e_\beta^- i_\beta^-) \\ 0 = \frac{3}{2}(e_\alpha^- i_\alpha^+ - e_\beta^- i_\beta^+ - e_\alpha^+ i_\alpha^- + e_\beta^+ i_\beta^-) \\ 0 = \frac{3}{2}(e_\beta^- i_\alpha^+ - e_\alpha^- i_\beta^+ + e_\beta^+ i_\alpha^- - e_\alpha^+ i_\beta^-) \end{cases} \quad (15)$$

By solving (15), the grid current is

$$\begin{cases} i_\alpha^+ = \frac{2P_{ref} e_\alpha^+}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} - \frac{2Q_{ref} e_\beta^+}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} \\ i_\beta^+ = \frac{2P_{ref} e_\beta^+}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} + \frac{2Q_{ref} e_\alpha^+}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} \\ i_\alpha^- = \frac{2P_{ref} e_\alpha^-}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} + \frac{2Q_{ref} e_\beta^-}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} \\ i_\beta^- = \frac{2P_{ref} e_\beta^-}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} - \frac{2Q_{ref} e_\alpha^-}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} \end{cases} \quad (16)$$

where E^- and E^- are the peak values of the positive- and negative-sequence voltage, respectively. They are obtained by

$$\begin{cases} E^+ = \sqrt{(e_\alpha^+)^2 + (e_\beta^+)^2} = \sqrt{(e_\alpha^-)^2 + (e_\beta^-)^2} \\ E^- = \sqrt{(e_\alpha^-)^2 + (e_\beta^-)^2} = \sqrt{(e_\alpha^+)^2 + (e_\beta^+)^2} \end{cases} \quad (17)$$

Substituting (3) into (16), yields the following:

$$\begin{cases} i_\alpha^+ = \frac{2Q_{ref} e_\beta^+}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} - \frac{2P_{ref} e_\alpha^+}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} \\ i_\beta^+ = -\frac{2Q_{ref} e_\alpha^+}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} - \frac{2P_{ref} e_\beta^+}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} \\ i_\alpha^- = \frac{2Q_{ref} e_\beta^-}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} + \frac{2P_{ref} e_\alpha^-}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} \\ i_\beta^- = -\frac{2Q_{ref} e_\alpha^-}{3[(E^+)^2 + (E^-)^2]} + \frac{2P_{ref} e_\beta^-}{3[(E^+)^2 - (E^-)^2]} \end{cases} \quad (18)$$

Then, by combining (18) with (6), the output powers are

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 2\frac{e_\alpha^- e_\beta^+ - e_\alpha^+ e_\beta^-}{(E^-)^2 - (E^+)^2} & 1 + 2\frac{e_\alpha^- e_\alpha^+ + e_\beta^- e_\beta^+}{(E^-)^2 + (E^+)^2} \end{vmatrix} \begin{pmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{pmatrix}. \quad (19)$$

© The Institution of Engineering and Technology 2020

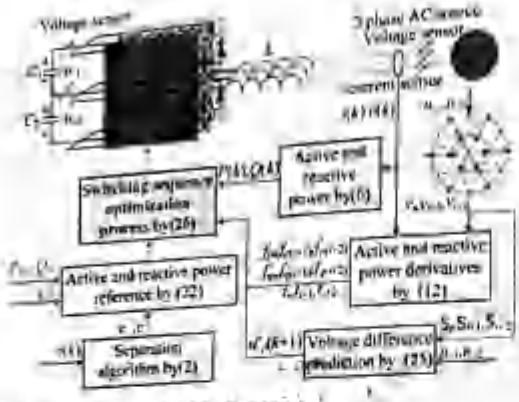


Fig. 2 *Schematic diagram of the MPFPC*

Under the unbalanced network, when the MPFPC is assigned to remove the active-power oscillation, the output power of the inverter satisfies (19)

Similarly, when the oscillation on reactive power is eliminated, the grid current is expressed as

$$\begin{cases} i_\alpha^* = \dfrac{2P_{ref}e_\alpha^+}{3[(E^+)^2+(E^-)^2]} - \dfrac{2Q_{ref}e_\beta^-}{3[(E^+)^2-(E^-)^2]} \\ i_\beta^* = \dfrac{2P_{ref}e_\beta^+}{3[(E^+)^2+(E^-)^2]} + \dfrac{2Q_{ref}e_\alpha^-}{3[(E^+)^2-(E^-)^2]} \\ i_\alpha^- = \dfrac{2P_{ref}e_\alpha^-}{3[(E^+)^2+(E^-)^2]} + \dfrac{2Q_{ref}e_\beta^+}{3[(E^+)^2-(E^-)^2]} \\ i_\beta^- = \dfrac{2P_{ref}e_\beta^-}{3[(E^+)^2+(E^-)^2]} - \dfrac{2Q_{ref}e_\alpha^+}{3[(E^+)^2-(E^-)^2]} \end{cases} \tag{20}$$

By substituting (20) into (6), the output power is

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1+2\dfrac{e_\alpha^+e_\alpha^- + e_\beta^+e_\beta^-}{(E^+)^2+(E^-)^2} & 2\dfrac{e_\alpha^+e_\beta^- - e_\alpha^-e_\beta^+}{(E^+)^2-(E^-)^2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{pmatrix} \tag{21}$$

Then, the active power references P_{ref} is divided into χP_{ref} and $(1-\chi)P_{ref}$. Meanwhile, the reactive power reference Q_{ref} is taken apart into γQ_{ref} and $(1-\gamma)Q_{ref}$. They are used as the power reference of the IAPC and IRPC, respectively. χ is the ratio of active power reference in IAPC and satisfies $0 \le \chi \le 1$. Similarly, γ denotes the ratio of reactive power reference in IAPC and satisfies $0 \le \gamma \le 1$. By combining (19) with (21), the output power of MPFPC can be expressed as

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1+2(1-\chi)\dfrac{e_\alpha^+e_\alpha^- + e_\beta^+e_\beta^-}{(E^+)^2+(E^-)^2} & 2(1-\chi)\dfrac{e_\alpha^+e_\beta^- - e_\alpha^-e_\beta^+}{(E^+)^2-(E^-)^2} \\ 2\gamma\dfrac{e_\alpha^-e_\beta^+ - e_\alpha^+e_\beta^-}{(E^+)^2-(E^-)^2} & 1+2\gamma\dfrac{e_\alpha^+e_\alpha^- + e_\beta^+e_\beta^-}{(E^+)^2+(E^-)^2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{pmatrix} \tag{22}$$

Equation (22) shows that the oscillation on active and reactive power can be regulated by choosing different χ and γ. When χ and γ are zero, the oscillation on reactive power of MPFPC is removed. When χ and γ are one, the oscillation on active power is eliminated. Combining (18) with (20), we conclude the grid current is

$$\begin{cases} i_\alpha^* = \dfrac{2}{3}\left[\dfrac{\gamma Q_{ref}e_\beta^- + (1-\chi)P_{ref}e_\alpha^+}{(E^+)^2+(E^-)^2} - \dfrac{(1-\gamma)Q_{ref}e_\beta^+ + \chi P_{ref}e_\alpha^-}{(E^+)^2-(E^-)^2}\right] \\ i_\beta^* = \dfrac{2}{3}\left[\dfrac{(1-\chi)P_{ref}e_\beta^+ - \gamma Q_{ref}e_\alpha^-}{(E^+)^2+(E^-)^2} + \dfrac{(1-\gamma)Q_{ref}e_\alpha^- - \chi P_{ref}e_\beta^+}{(E^+)^2-(E^-)^2}\right] \\ i_\alpha^- = \dfrac{2}{3}\left[\dfrac{(1-\chi)P_{ref}e_\alpha^- + \gamma Q_{ref}e_\beta^+}{(E^+)^2+(E^-)^2} + \dfrac{(1-\gamma)Q_{ref}e_\beta^+ + \chi P_{ref}e_\alpha^-}{(E^+)^2-(E^-)^2}\right] \\ i_\beta^- = \dfrac{2}{3}\left[\dfrac{(1-\chi)P_{ref}e_\beta^- - \gamma Q_{ref}e_\alpha^-}{(E^+)^2+(E^-)^2} + \dfrac{\chi P_{ref}e_\beta^- - (1-\gamma)Q_{ref}e_\alpha^-}{(E^+)^2-(E^-)^2}\right] \end{cases} \tag{23}$$

2.4 Cost function

As a control algorithm for three-level inverter, the neutral point voltage balance is another essential control objective [5, 6]. In Fig. 1, the voltage difference derivative between C_1 and C_2 is [5]

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}|S_{iabc}|^T i_{abc} \tag{24}$$

where u_c is the voltage difference between two DC-link voltage and $u_c = u_{c2} - u_{c1}$. u_{c1} and u_{c2} are the voltages of C_1 and C_2 in Fig. 1. S_{iabc} is the ith switching state and $|S_{iabc}| = [|S_{ia}|,|S_{ib}|,|S_{ic}|]^T$, where $S_{ij}(x = a,b,c) \in \{-1,0,1\}$. i_{abc} denotes the three-phase grid current, i.e. $i_{abc} = [i_a, i_b, i_c]^T$. C is the capacitance of C_1 and C_2. At time instant $k+1$, the predictive value of u_c is [23]

$$u_c^p(k+1) = \frac{1}{C}\sum_{i=1}^{2}\left(t_s|S_{iabc}|^T i_{abc}\right) + u_c(k). \tag{25}$$

where $u_c(k)$ is u_c at time instant k. The main control objective of MPFPC is to make the output power trace the reference value and balance the neutral point voltage. Thus, the cost function is

$$J = \left| \begin{matrix} P_{ref} + 2(1-\chi)\dfrac{e_\alpha^+e_\alpha^- + e_\beta^+e_\beta^-}{(E^+)^2+(E^-)^2}P_{ref} \\ +2(1-\gamma)\dfrac{e_\alpha^-e_\beta^+ - e_\alpha^+e_\beta^-}{(E^+)^2-(E^-)^2}Q_{ref} - P^p(k+1) \end{matrix} \right|^2 + \left| \begin{matrix} Q_{ref} + 2\chi\dfrac{e_\alpha^-e_\beta^+ - e_\alpha^+e_\beta^-}{(E^+)^2-(E^-)^2}P_{ref} \\ +2\gamma\dfrac{e_\alpha^-e_\alpha^+ + e_\beta^+e_\beta^-}{(E^+)^2+(E^-)^2}Q_{ref} - Q^p(k+1) \end{matrix} \right|^2 + \lambda\left|u_c^p(k+1)\right|, \tag{26}$$

where λ is the weighting factor.

3 Summary and analysis

From the above analysis and discussion, the schematic diagram of the MPFPC is provided in Fig. 2. The output power of the inverter is regulated by choosing different switching sequence $(S_a S_b S_c)$. According to (26), we select the optimal-switching sequence to make the output power trace the power reference calculated by (22).

Considering the computational burden and the steady-state performance, the switching-sequence optimisation process of MPFPC absorbs the merits of the four steps model predictive direct power control (FSMPDPC) in [23]. Then, the cost function in (26) is divided into two cost functions.

The first cost function is utilised to select the subsector containing the optimal-switching sequence and regulate the output power of the inverter. Then, the first cost function is expressed as

© The Institution of Engineering and Technology 2020

$$J' = \left| P_{ref} + 2(1-\chi)\frac{e_\alpha^+ e_\alpha^- + e_\beta^+ e_\beta^-}{(E^-)^2 + (E^+)^2} P_{ref} + 2(1-\gamma)\frac{e_\alpha^+ e_\beta^- - e_\alpha^- e_\beta^+}{(E^-)^2 - (E^+)^2} Q_{ref} - P^n(k+1) \right|^2 + \left| Q_{ref} + 2\chi\frac{e_\alpha^- e_\beta^+ - e_\alpha^+ e_\beta^-}{(E^-)^2 - (E^+)^2} P_{ref} + 2\gamma\frac{e_\alpha^- e_\alpha^+ + e_\beta^+ e_\beta^-}{(E^-)^2 + (E^+)^2} Q_{ref} - Q^n(k+1) \right|^2 \quad (27)$$

The second cost function is employed to choose the optimal-switching sequence in the selected subsector so as to balance the neutral point voltage. The second cost function is

$$J'' = \left| \frac{1}{C}\sum_{j=1}^{3} (i_j[S_{index}]^T \bar{t}_{index}) + u_c(k) \right|. \quad (28)$$

As shown in Fig. 2, according to (26), the values of χ and γ are designed to achieve the three flexible targets.

The power predictive model of MPFPC is provided in (12) and (13) and different from that of the FSMPDPC because of the adverse effect of unbalanced grid voltage.

When the negative-sequence current of the grid-connected inverter with MPFPC is eliminated, (23) is rewritten as

$$\begin{cases} 0 = \dfrac{2[(1-\chi)P_{ref}e_\alpha^- + \gamma Q_{ref}e_\beta^-]}{3[(E^-)^2 + (E^+)^2]} + \dfrac{2[(1-\gamma)Q_{ref}e_\beta^+ + \chi P_{ref}e_\alpha^-]}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \\ 0 = \dfrac{2[(1-\chi)P_{ref}e_\beta^- - \gamma Q_{ref}e_\alpha^-]}{3[(E^-)^2 + (E^+)^2]} + \dfrac{2[\chi P_{ref}e_\beta^+ - (1-\gamma)Q_{ref}e_\alpha^+]}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \end{cases} \quad (29)$$

Solving (29), yields

$$\begin{cases} \chi = \dfrac{(E^+)^2 - (E^-)^2}{2(E^+)^2} \\ \gamma = \dfrac{(E^+)^2 + (E^-)^2}{2(E^+)^2} \end{cases}. \quad (30)$$

Then, when the power references of the MPFPC are P_{ref} and Q_{ref}. (30) demonstrates that the power reference with negative-sequence current cancellation is

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 2\dfrac{e_\alpha^+ e_\beta^- - e_\alpha^- e_\beta^-}{(E^-)^2 - (E^+)^2} & 1 + 2\dfrac{e_\alpha^+ e_\alpha^- + e_\beta^+ e_\beta^-}{(E^-)^2 + (E^+)^2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \dfrac{[(E^+)^2 - (E^-)^2]P_{ref}}{2(E^+)^2} \\ \dfrac{[(E^+)^2 + (E^-)^2]Q_{ref}}{2(E^+)^2} \end{vmatrix}}_{\text{IAPC}} + \underbrace{\begin{vmatrix} 1 + 2\dfrac{e_\alpha^- e_\alpha^+ + e_\beta^+ e_\beta^-}{(E^-)^2 + (E^+)^2} & 2\dfrac{e_\alpha^- e_\beta^+ - e_\alpha^+ e_\beta^-}{(E^-)^2 - (E^+)^2} \\ 1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \dfrac{[(E^+)^2 + (E^-)^2]P_{ref}}{2(E^+)^2} \\ \dfrac{[(E^+)^2 - (E^-)^2]Q_{ref}}{2(E^+)^2} \end{vmatrix}}_{\text{IRPC}} \quad (31)$$

When MPFPC needs to eliminate the negative-sequence grid current, the output power of the inverter is gained as

$$\begin{cases} P = P_{ref} + \dfrac{e_\alpha^+ e_\alpha^- + e_\beta^+ e_\beta^-}{(E^+)^2} P_{ref} + \dfrac{e_\alpha^+ e_\beta^- - e_\alpha^- e_\beta^+}{(E^+)^2} Q_{ref} \\ Q = Q_{ref} + \dfrac{e_\alpha^- e_\beta^+ - e_\alpha^+ e_\beta^-}{(E^+)^2} P_{ref} + \dfrac{e_\alpha^+ e_\alpha^- + e_\beta^+ e_\beta^-}{(E^+)^2} Q_{ref} \end{cases} \quad (32)$$

Equations (19), (21), (29) exhibits that three flexible targets of MPFPC can be achieved by regulating χ and γ. In MPFPC, the mathematical relationship between grid voltage and current in (23) is a linear function. Therefore, the harmonics of grid current rely on the harmonics of grid voltage and the harmonic of the current is at a very low level.

Under the unbalanced network, the grid voltages are assumed as

$$\begin{cases} e_\alpha = E^+\cos(\omega t + \varphi^+) + E^-\cos(\omega t + \varphi^-) \\ e_\beta = E^+\sin(\omega t + \varphi^+) + E^-\sin(\omega t + \varphi^-) \\ e_\alpha^+ = E^+\cos(\omega t + \varphi^+) \\ e_\beta^+ = E^+\sin(\omega t + \varphi^+) \\ e_\alpha^- = E^-\cos(\omega t + \varphi^-) \\ e_\beta^- = E^-\sin(\omega t + \varphi^-) \end{cases} \quad (33)$$

where φ^+ and φ^- are the initial phase of the positive- and negative-sequence components in three-phase grid voltage, respectively. Substituting (32) into (29), yields

$$\begin{cases} P = P_{ref} + 2(1-\chi)\dfrac{E^-E^+\cos(2\omega t + \varphi^+ - \varphi^-)}{(E^-)^2 + (E^+)^2} P_{ref} + 2(1-\gamma)\dfrac{E^-E^+\sin(2\omega t + \varphi^+ - \varphi^-)}{(E^-)^2 - (E^+)^2} Q_{ref} \\ Q = Q_{ref} - 2\chi\dfrac{E^-E^+\sin(2\omega t + \varphi^+ - \varphi^-)}{(E^-)^2 - (E^+)^2} P_{ref} + 2\gamma\dfrac{E^-E^+\cos(2\omega t + \varphi^+ - \varphi^-)}{(E^-)^2 + (E^+)^2} Q_{ref} \end{cases} \quad (34)$$

The active-power oscillation amplitude δP and reactive-power oscillation amplitude δQ are defined as

$$\begin{cases} \delta P = \dfrac{(P_p - P_v)}{2} \\ \delta Q = \dfrac{(Q_p - Q_v)}{2} \end{cases} \quad (35)$$

where P_p and P_v are the peak and valley values of the active power, respectively. Meanwhile, Q_p and Q_v are the peak and valley values of the reactive power, respectively. Combining (34) with (35), yields

$$\delta P = 2E^-E^+\sqrt{\left|\frac{(1-\chi)P_{ref}}{(E^-)^2 + (E^+)^2}\right|^2 + \left|\frac{(1-\gamma)Q_{ref}}{(E^-)^2 - (E^+)^2}\right|^2}. \quad (36)$$

Similarly, δQ is expressed as

$$\delta Q = 2E^-E^+\sqrt{\left|\frac{\chi P_{ref}}{(E^-)^2 - (E^+)^2}\right|^2 + \left|\frac{\gamma Q_{ref}}{(E^-)^2 + (E^+)^2}\right|^2}. \quad (37)$$

According to (23) and (17), the peak value of the negative sequence current is

$$I^- = \sqrt{(i_\alpha^-)^2 + (i_\beta^-)^2} = \frac{2E^-}{3}\sqrt{\frac{2(\gamma Q_{ref}^2 + \chi P_{ref}^2 - \gamma^2 Q_{ref}^2 - \chi^2 P_{ref}^2)}{[(E^-)^2 - (E^+)^2]} + \frac{[(1-\chi)^2 P_{ref}^2 + \gamma^2 Q_{ref}^2]}{[(E^+)^2 + (E^-)^2]^2} + \frac{[(1-\gamma)^2 Q_{ref}^2 + \chi^2 P_{ref}^2]}{[(E^-)^2 - (E^+)^2]^2}} \quad (38)$$

Table 2 System parameters

Parameter	
inductance of filter	6 mH
DC-link capacitor	1000 μF
DC-link voltage	450 V
grid frequency	50 Hz
sampling frequency	10 kHz
dead time	3 μs
active power reference	3.0 kW
reactive power reference	2.0 kVAR

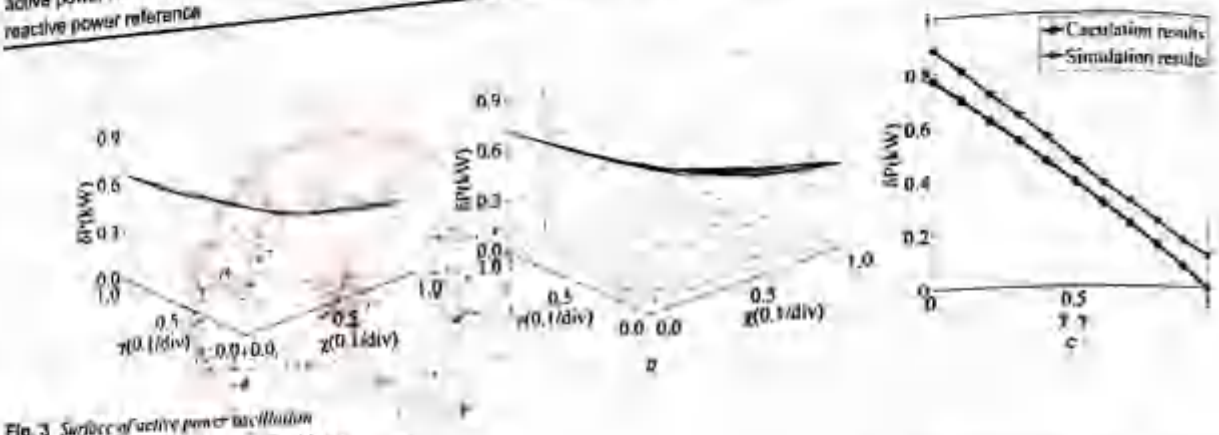


Fig. 3 *Surface of active power oscillation*
(a) Calculation results, (b) Simulation results, (c) $\chi = \gamma$

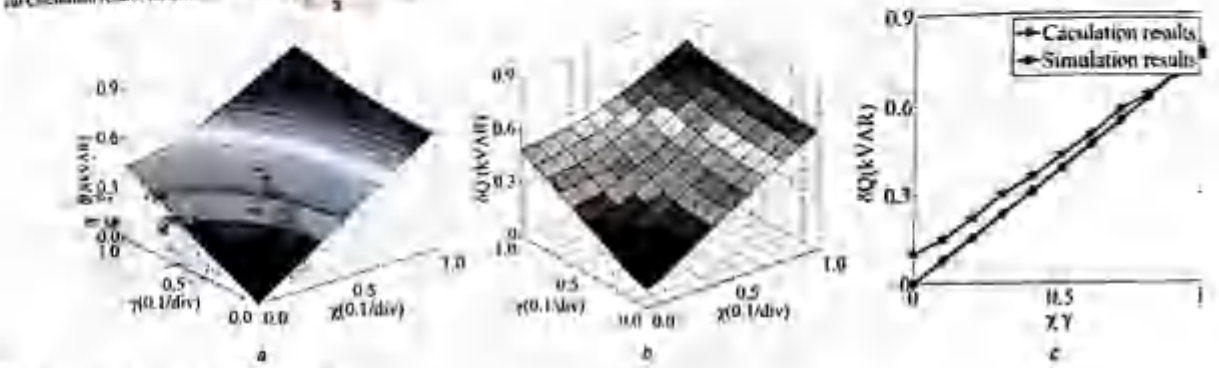


Fig. 4 *Surface of reactive power oscillation*
(a) Calculation results, (b) Simulation results, (c) $\chi = \gamma$

In (36)–(38), when the power reference is obtained by (22), the amplitude of active- and reactive-power oscillation and the peak value of negative-sequence grid current can be regulated comprehensively by choosing optimal χ and γ so as to meet the designed requirements.

4 Simulation and experiment

In this section, a simulation and an experimental platform are built to validate the effectiveness of the MPFPC. The grid-connected system parameters are provided in Table 2. Learning the method in [18, 19], the unbalanced grid voltage is obtained by adding a 5 Ω resistor in series with phase C.

4.1 Simulation results

In the simulation platform based on MATLAB/Simulink, when we change the χ and γ of MPFPC from 0 to 1, the amplitude of active- and reactive-power oscillation and the peak value of negative-sequence current are measured to test the accuracy of (36)–(38). According to (23) and the simulation platform, the grid voltage of phase C varies with χ and γ. In the simulation, E^- varies from 195.5 to 196.5 V; meanwhile, E^- is from 19 to 23 V. Then, in the calculation process, E^+ and E^- are assumed to be equal to 196 and 21 V, respectively.

As shown in Figs. 3*a* and *b*, the calculation surface of active power oscillation is very close to the simulation surface. Thus, Figs. 3*a* and *b* demonstrate that (35) can depict the amplitude of active-power oscillation precisely. There is a slight error between the calculation results and simulation results because of the variation in grid voltage and the high-frequency active-power ripple. Then, χ is equal to γ, the calculation results and simulation results of the active-power oscillation amplitude are given in Fig. 3*c*. As χ and γ increase (see Fig. 3*c*), the amplitude on active-power oscillation declines. When both χ and γ are one, the active-power oscillation is almost eliminated.

In Figs. 4*a* and *b*, neglecting the variation in the grid voltage and the high-frequency reactive power ripple, the calculation of surface of reactive power oscillation is also very close to the simulation surface. Fig. 4*c* exhibits that the increasing χ and γ adds the amplitude on reactive-power oscillation. When χ and γ are set to zero in MPFPC, the double-frequency reactive-power oscillation is removed.

Under the unbalanced network, the grid current balancing is another important control target in MPFPC. The imbalance degree of grid current can be assessed by the peak value of the negative-sequence component. In Figs. 5*a* and *b*, within the error range, the surface of the negative-sequence current of simulation result is equal to that of the calculated result. As shown in Fig. 5*c*, the mathematic relationship between the peak value of the negative-sequence current and the χ and γ is not monotonic, and there is an

© The Institution of Engineering and Technology 2020

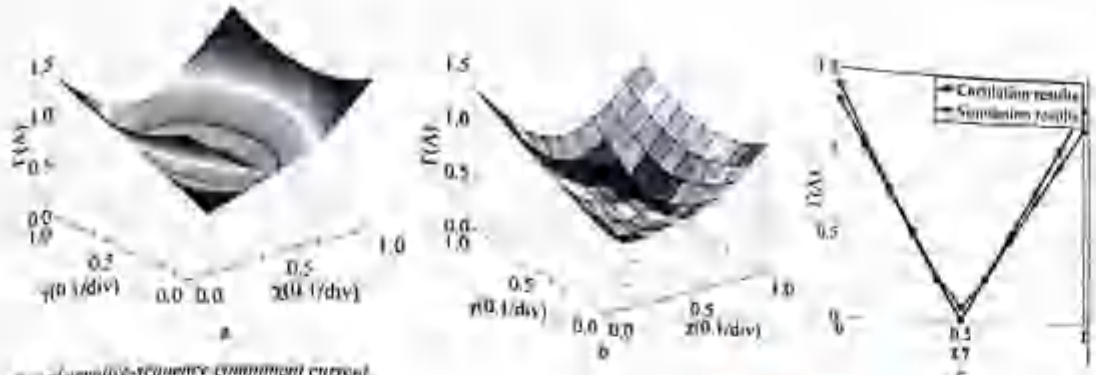


Fig. 5 *Surface of negative-sequence component current*
(a) Calculation results (b) Simulation results, (c) $\chi=\gamma$

Fig. 6 *Experimental setup*

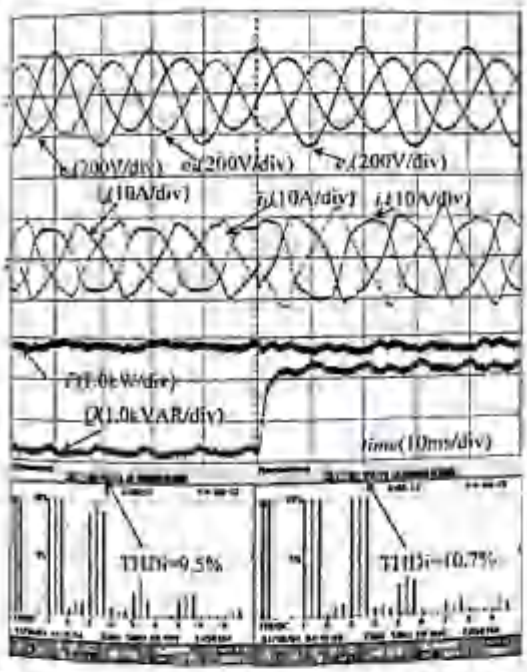


Fig. 7 *Waveforms of FSMPDPC without considering unbalanced network condition*

extreme value where the peak value of the negative-sequence current gets its minimum. In Fig. 5, the extreme values of χ and γ are close to 0.5, which satisfies (31).

4.2 Experimental results

To further demonstrate the validity of the MPFPC, an experimental platform is established (see Fig. 6). The system parameters are also provided in Table 2. The structure of the three-level converter includes a controlling board, a sampling board, a power board and

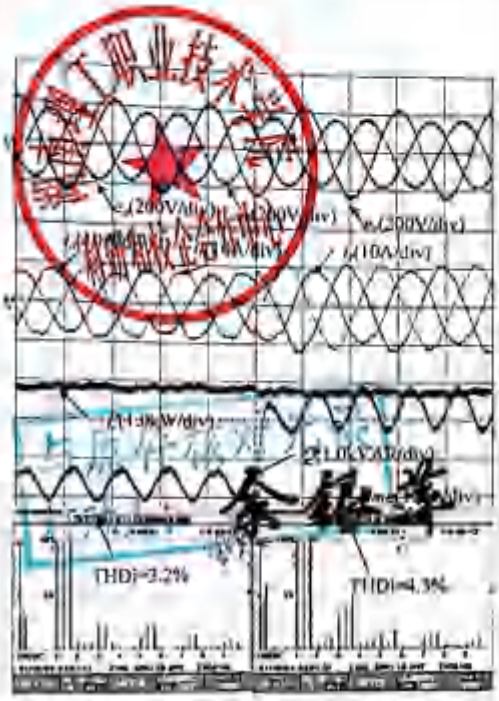


Fig. 8 *Waveforms of MV-MPPC*

a driver board, and their functions are given as follows. On the controlling board, two microchips are used to accomplish the control algorithm: digital signal processor (TMS320F28335) and complex programmable logic device (CPLD, EPM570T144C5). The sampling board converts the signals of the DC-link voltage, the grid voltage and current into the voltage which are compatible with the input interface of the controlling board. The main circuit of the three-level converter is placed on the power board and its power switches are IGBTs (IKW50N60T). The driver signals from the controlling board are adjusted to −5 V or +15 V by the driver board to turn on/off the IGBTs.

Under unbalance network condition, when the three-level inverter employs three different control algorithm, the waveforms of the grid current and the output power are given as in Figs. 7–9. Both χ and γ of MPFPC in Fig. 9c are set as one so as to remove the active power oscillation and prove its superiorities. On the left side of Figs. 7–9, we set the power references as 3 kW and 0 kVAR, respectively. On the right side of Figs. 7–9, the reactive power reference is increased to 2 kVAR.

In Fig. 7, the FSMPDPC without considering unbalanced network condition can eliminate the power oscillation. However, there are obvious distortions in the grid current. Therefore, the FSMPDPC is not a suitable choice to control the grid-connected inverter in unbalance grid voltage.

When the reactive power reference is 0 kVAR on the left side of Fig. 8, the MV-MPPC can remove the active power oscillation and suppress the grid current distortion. Whereas, when the reactive

© The Institution of Engineering and Technology 2020

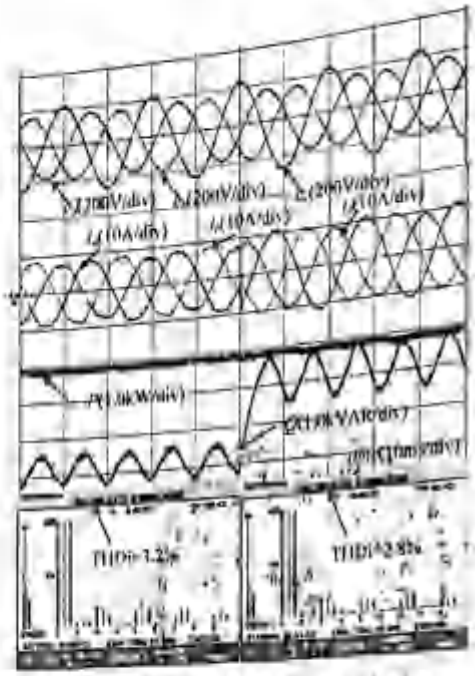


Fig. 9 *Waveforms of MPFPC when both γ and γ are reset to zero*

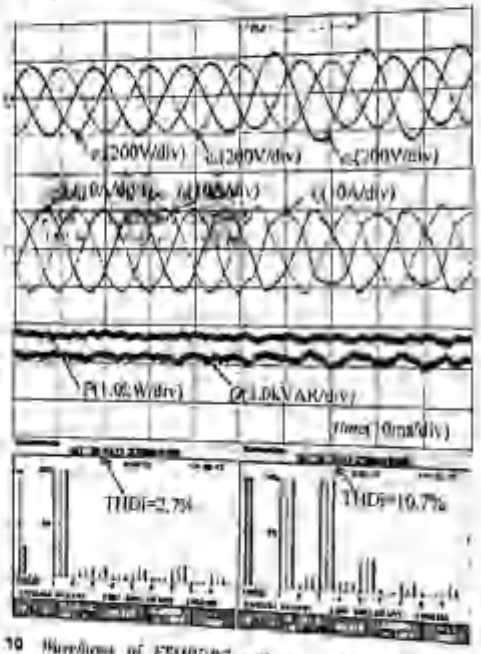


Fig. 10 *Waveforms of FSMPDPC without considering unbalanced network condition*

power reference is changed into 2 kVAR, the grid current THD increases from 3.2 to 4.5%. That is because the MV-MPPC does not consider the reactive power effect on the grid current. Thus, the MV-MPPC is only suitable for the converter with unity power factor, such as rectifier.

Under the unbalanced network, Fig. 9 exhibits that grid-connected inverter with MPFPC has the best performance of all. Whether the reactive-power reference is 0 or 2 kVAR, the grid current THD of the grid-connected system is at a very low level and the wave-power oscillation is eliminated. When the reactive power reference of the grid-connected inverter is non-zero, the steady-state performance of MPFPC is better than that of MV-MPPC.

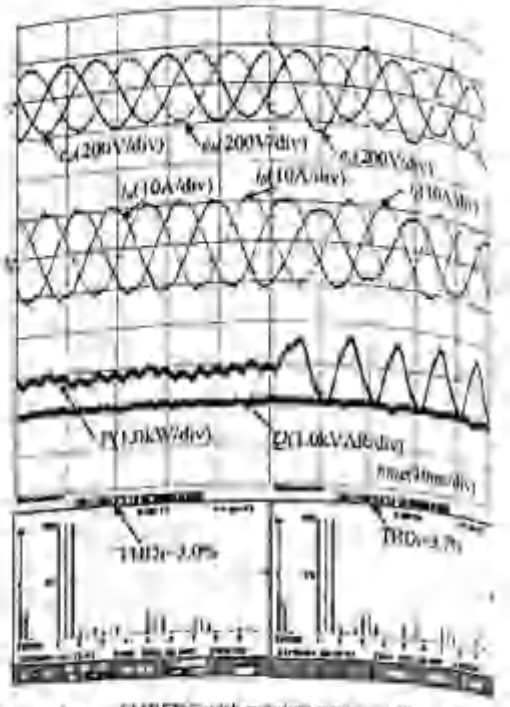


Fig. 11 *Waveforms of MPFPC with reactive power oscillation eliminated*

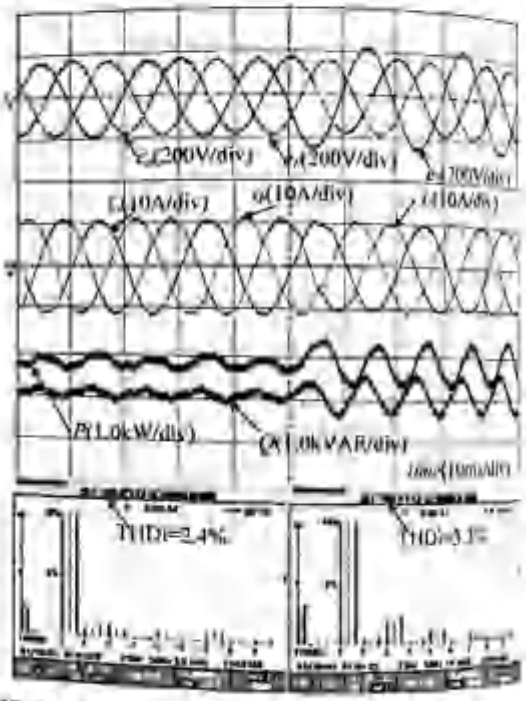


Fig. 12 *Waveforms of MPFPC with grid current balanced*

Furthermore, under unbalanced and balanced network condition, the waveforms of MPFPC and FSMPDPC are provided to demonstrate the effectiveness of MPFPC in Figs. 10–12, the all waveforms are measured under the balance network, and the other part is gained under unbalanced network.

When the inverter adopts the FSMPDPC without considering the unbalanced network condition, the waveforms of the inverter are given in Fig. 10. When the grid becomes unbalanced, the grid current THD measured by Fluke435 increases from 2.7 to 10.7% and the grid current distortion becomes apparent (see Fig. 10).

When both γ and γ are set as zero, the waveforms of MPFPC are given as Fig. 11. When the root-mean-square (RMS) of the phase C voltage changes from 126.5 to 162.7 V, the current THD increase from 3.0 to 3.7% and there is no oscillation in control power. At the same time, the amplitude of active power

© The Institution of Engineering and Technology 20

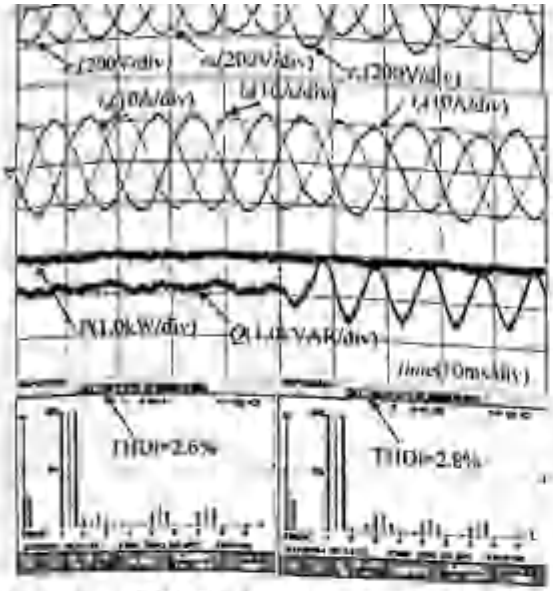


Fig. 12 *Waveforms of MPFPC with active power oscillation elimination*

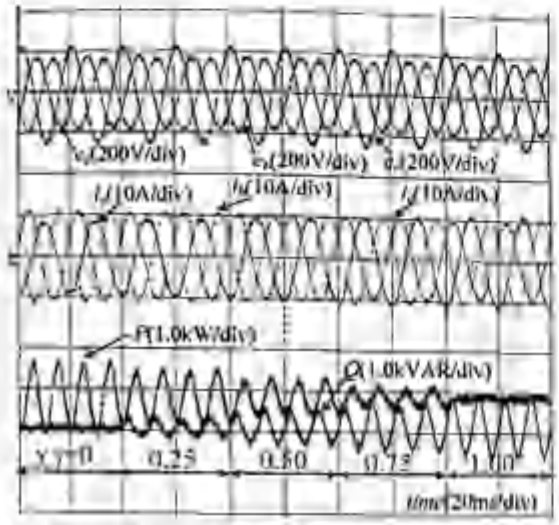


Fig. 14 *Waveforms of MPFPC with increasing of the χ and γ*

increase from 0 kW to 0.7 kVAR. Therefore, when χ and γ are set to zero, the flexible target with reactive power oscillation cancellation is achieved by MPFPC.

When χ and γ are calculated by (30), the waveforms of MPFPC are provided in Fig. 12. Under the unbalanced network, the RMS values of three-phase grid current are measured as 9.16, 9.14 and 9.27 A, which proves that the MPFPC with suitable χ and γ can balance the grid current. The RMS values of three-phase grid voltage are measured as 125.1, 126.3 and 162.3 V, and then E^+ and E^- are calculated as 195.0 and 17.3 V, respectively. Substituting E^- and E^+ into (30), χ is 0.496 and γ is 0.504.

Through (35) and (36), δP is calculated as 0.32 kW and δQ is 0.32 kVAR, which is close to the experimental results in Fig. 12. Therefore, under unbalance network, when the χ and γ of MPFPC are obtained by (30), the MPFPC remove the negative-sequence grid current, that is, balance the grid current.

When both χ and γ are equal to one, the waveforms of MPFPC are exhibited in Fig. 13. When grid voltage becomes unbalance, the grid current THD is slightly increased from 2.6 to 2.8%. Under the unbalanced network, the reactive power oscillation amplitude is

When both χ and γ of MPFPC are set as 0, 0.25, 0.5, 0.75 and 1.00 successively, the waveforms of the grid-connected system are provided in Fig. 14. When χ and γ are equal to 0, the reactive power oscillation is removed. When χ and γ are 0.5, the peak values of the three-phase grid current are very close. When χ and γ are set as one, the active power oscillation is eliminated. When the grid-connected inverter employs the MPFPC, we can adjust the amplitude of the active- and reactive-oscillation and the peak value of the negative sequence grid current comprehensively by choosing optimal χ and γ so as to meet the design requirements.

Under the unbalanced network, the simulation and experimental results demonstrate the following conclusions. First, when the reactive power reference is non-zero, comparing with MV-MPPC, the MPFPC can more effectively suppress the grid-current distortion of the grid-connected inverter. Second, when both χ and γ of MPFPC are equal, the active power oscillation can be removed. Third, when χ is $[(E^+)^2 - (E^-)^2]/2(E^-)^2$ and γ is $[(E^+)^2 - (E^-)^2]/(E^+)^2$, the MPFPC can balance the grid current of inverter well. Fourth, when both χ and γ are one, the MPFPC eliminate the active power oscillation. Fifth, by choosing optimal χ and γ, we can comprehensively regulate the amplitude of power oscillation and the peak value of negative-sequence grid current.

5 Conclusions

Here, under unbalanced network, the MPFPC is proposed to reduce grid current THD and achieve three flexible targets. In this algorithm, the power reference is divided into two parts. The first part of power reference is used as the power reference of IAPC. Meanwhile, another part of power reference is regarded as the power reference of IRPC. The effectiveness of MPFPC is verified by simulation and experiment. The simulation results exhibit that the amplitude of the active- and reactive-power oscillation and the peak value of the negative-sequence grid current can be controlled precisely by regulating the ratio of power reference in IAPC.

The experimental results show that the MPFPC with certain ratio can remove the active or reactive power oscillation or negative-sequence current, respectively. Meanwhile, the MPFPC suppresses the current THD of the grid-connected inverter effectively. Besides, we can choose different χ and γ to regulate the active- and reactive-power oscillation and the peak value of the negative sequence grid current comprehensively.

Additionally, as shown in Figs. 3–5 and 14, there is a mathematical relationship between the ratio of power reference in IAPC, and the amplitude of power oscillation and the peak value of the negative-sequence grid current. Thus, we will pay more attention to gain the optimal ratio of power reference in IAPC. The research achievements will be presented in future papers.

6 Acknowledgments

This work was supported in part by the National Natural Science Foundation of China under grant no. 51807055 and the China Postdoctoral Science Foundation under grant no. 2017M622572.

7 References

[1] Xiaodong, W., Jianning, Z., Lan, M. *et al.*: 'Model predictive control methods of leakage current elimination for a three-level T-type transformerless PV inverter', *IET Power Electron.*, 2018, 11, (8), pp. 1492–1498

[2] Aswani Kumar, E., Srinivasa Rao, R., Chandra Sekhar, K., *et al.*: 'Simplified model predictive control of a three phase T-type NPC inverter', *IET Power Electron.*, 2019, 12, (8), pp. 1917–1930

[3] Yaramasu, V., Wu, B.: *'Model predictive control of wind energy conversion systems'* (Wiley-IEEE Press, 2017)

[4] Sandeep, N., Ooi Kumar, R. V.: 'Design and implementation of active neutral point-clamped multilevel reduced device count inverter an application to grid integrated renewable energy sources', *IET Power Electron.*, 2018, 11, (14), pp. 2–41

[5] Li, B., Kang, L., Chang, J., *et al.*: 'Integrated dead-time compensation and elimination approach for model predictive power control with fixed switching frequency', *IET Power Electron.*, 2019, 12, (5), pp. 1220–1228

[6] Han, Y., Chen, H., Li, Z., *et al.*: 'Stability analysis for the grid-connected single-phase asymmetrical cascaded multilevel inverter with SRF-PI current

© The Institution of Engineering and Technology 2020

control under weak grid conditions', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, 34, (3), pp. 2052–2069

[7] Dávia-Cerezo, A., Serra, F.M., Bodson, M.: 'Complex-gased controller for a three-phase inverter with an LCL filter connected to unbalanced grids', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, 34, (4), pp. 3899–3909

[8] Kan, S., Ruan, X., Dang, H., *et al.*: 'Second harmonic current reduction in front-end DC-DC converter for two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, 34, (7), pp. 6399–6410

[9] Altin, N., Ozdemir, S., Komurcugil, H., *et al.*: 'Sliding-mode control in natural frame with reduced number of sensors for three-phase grid-tied LCL-interfaced inverters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2019, 66, (4), pp. 2903–2913

[10] Yang, G., Hao, S., Fu, C., *et al.*: 'Model predictive direct power control based on improved T-type grid-connected inverter', *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2019, 7, (1), pp. 252–260

[11] Schaaly, F., Vahedi, H., Kanaan, H.Y., *et al.*: 'Novel current controller based on MPC with fixed switching frequency operation for a grid-tied inverter', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2018, 65, (8), pp. 6198–6205

[12] Yang, G., Hao, S., Fu, C., *et al.*: 'Model predictive direct power control based on improved T-type grid-connected inverter', *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2019, 7, (1), pp. 252–260

[13] Zhang, Z., Yang, H., Gao, F., *et al.*: 'Multiple-vector model predictive power control for grid-tied wind turbine system with enhanced steady-state control performance', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2017, 64, (8), pp. 6287–6298

[14] Zhang, Y., Peng, Y., Qu, C., 'Model predictive control and direct power control for PWM rectifiers with active power ripple minimization', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2016, 52, (6), pp. 4909–4918

[15] Fang, J., Li, X., Yang, X., *et al.*: ' an integrated trap-LCL filter with reduced current harmonics for grid-connected converters under weak grid conditions', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2017, 32, (11), pp. 8446–8457

[16] Jin, N., Hu, S., Gan, C., *et al.*: ' finite states model predictive control for fault-tolerant operation of a three-phase bidirectional AC/DC converter under unbalanced grid voltages', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2018, 65, (1), pp. 824–829

[17] Zhou, D., Tu, P., Tang, Y.: 'Multivector model predictive power control of three-phase rectifiers with reduced power ripples under nonideal grid conditions', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2018, 65, (9), pp. 6850–6859

[18] Zhang, Y., Qu, C., 'Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, 62, (7), pp. 4011–4022

[19] Zhang, Y., Gao, J., Qu, C.: 'Relationship between two direct power control methods for PWM rectifiers under unbalanced network', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2017, 32, (5), pp. 4084–4094

[20] Nian, H., Shenand, Y., Yang, H., *et al.*: 'Flexible grid connection technique of voltage-source inverter under unbalanced grid conditions based on direct power control', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2015, 51, (5), pp. 4041–4050

[21] Rodriguez, P., Timbus, A.V., Teodorescu, R., *et al.*: ' flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2007, 54, (5), pp. 2583–2592

[22] Jiang, W., Ma, W., Wang, J., *et al.*: 'Deadbeat control based on current predictive calibration for grid-connected converter under unbalanced grid voltage', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2017, 64, (7), pp. 5479–5491

[23] Hu, B., Kang, L., Liu, J., *et al.*: 'Model predictive direct power control with fixed switching frequency and computational amount reduction', *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2019, 7, (2), pp. 956–966

[24] Jin, N., Gan, C., Guo, L., *et al.*: 'Predictive control of bidirectional voltage source converter with reduced current harmonics and flexible power regulation under unbalanced grid', *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2018, 33, (3), pp. 1118–1131

[25] Mohapatra, S.R., Agarwal, V.: 'Model predictive control for flexible reduction of active power oscillation in grid-tied multilevel inverters under unbalanced and distorted microgrid conditions', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2020, 56, (2), pp. 1107–1115

扫描全能王

Author Queries

Q	Please make sure the supplied images are correct for both online (colour) and print (black and white). If changes are required please supply corrected source files along with any other corrections needed for the paper.
Q1	IET style for matrices and vectors is to use bold italics. Please check that we have identified all instances.
Q2	Please provide the location of the publisher (country) in Ref. [3].
Q3	Colours have been deleted in Table 1, as there is no significance given.
Q4	Main captions of figures 7 and 10 are same. Same captions are not permitted under house style. Please check and supply new captions for figures 7 and 10

科研和校企合作中心

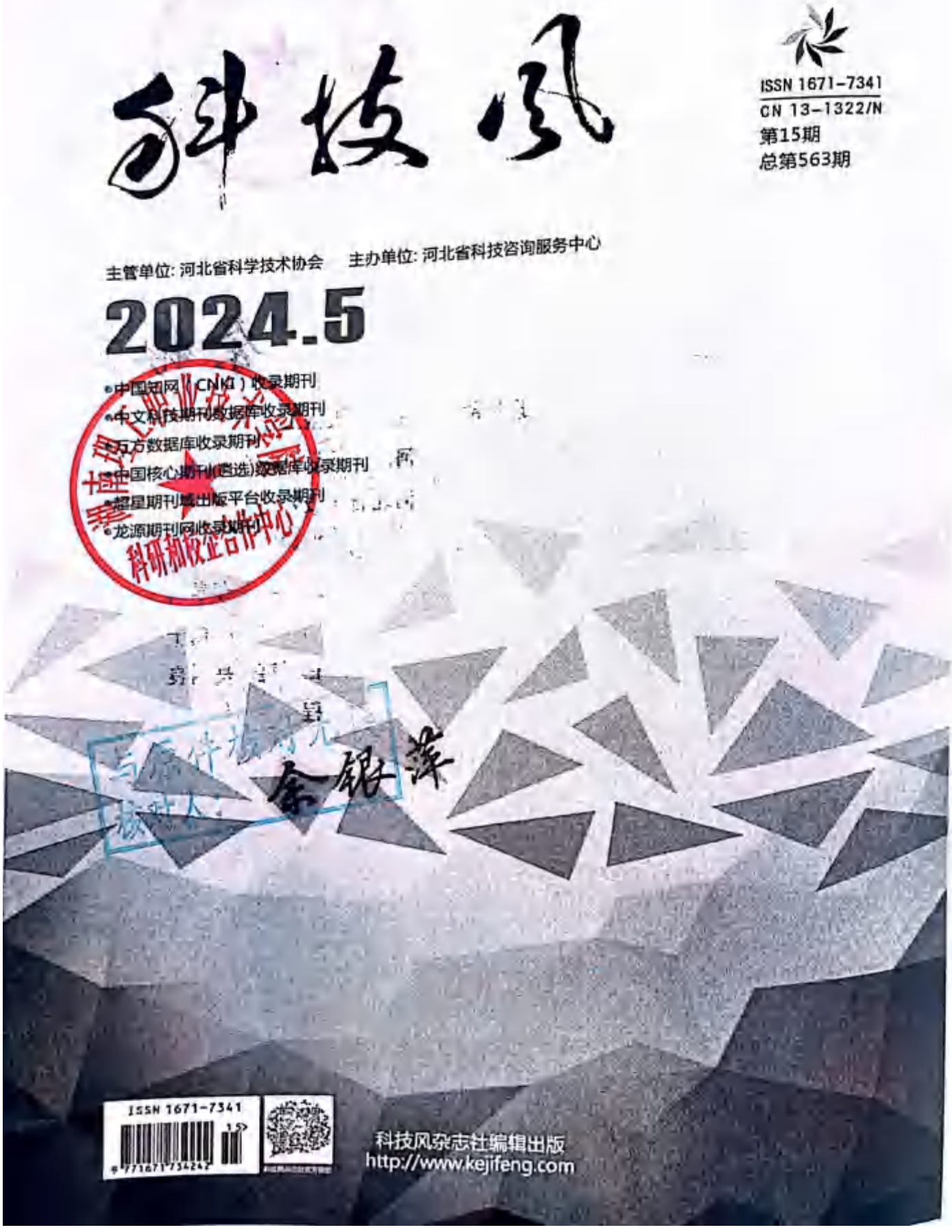
与原件核对无误
核对人：余银萍

© The Institution of Engineering and Technology 2020

CS 扫描全能王

11、论文《双碳目标下 “电源变换技术”课程教学改革探讨》在国家级期刊《科技风》

表



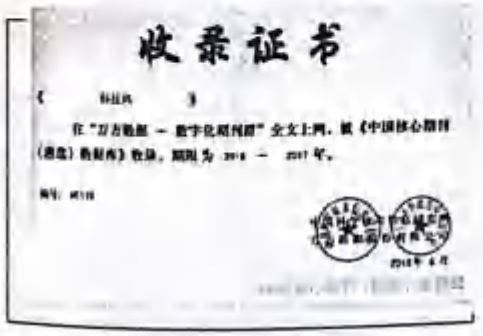
CS 扫描全能王

传播科技创新理念　促进科技创新发展

《科技风》是经国家新闻出版总署批准，河北省科学技术协会主管，河北省科技咨询服务中心主办的国内公开发行的大型综合类科技期刊。

国际标准连续出版物号：ISSN 1671-7341

国内统一连续出版物号：CN 13-1322/N



理事单位：河北省机械工业企业管理协会
河北省计算机协会
河北省科技咨询业协会
顾　　问：李宗民　郑丽萍
编　　委：陈兰图　王　军　郑学明
岳彦芳　郭建明　魏振平
王建宇　崔泽英　[illegible]
索双富　[illegible]煜　何忠伟
王建楼　李世杰

本刊声明

稿件凡经本刊使用，即视作者已经郑重声明所刊稿件为原创作品，且同意授权本刊代理其作品以数字化方式复制、汇编、发行、信息网络传播，并且本刊有权授权第三方如中国知网等进行数字化方式复制、汇编、发行、信息网络传播。如有异议，请在投稿时说明，本刊将稿送当处理。

59 基于整体观思维导图及 PBL 教学法在生理学局部整合教学中的应用
/王丽凤 崔冬玉 迪力夏提·吾布力 等
蒙克嘎勒 李静 魏媛媛

机械化工

62 机电一体化技术在智能制造中的运用/高琨
65 不同施加电压下电解脱除湿模块温度特性分析/李杜鹃
68 超长服役泥浆泵进行大位移井作业的能力评估与机组改造建议/王全亮

环境科学

71 "双碳"目标下相变储热技术课程的教学改革探索/任云秀
74 退役动力电池梯次利用技术及应用课程案例教学创新研究/孟高军 刘海清
77 [illegible]大气环境影响评价技术分析/[illegible]

创新教学

80 "纸杯一[illegible]"综合性实验案例分析与研究性创新能力培养
/[illegible] 史晨媛
83 新工科背景下面向对象程序设计课程教学改革探索/梁晓萍 俞春强
86 光学教学中计算机辅助教学的实践探究/王利强
89 "双高"建设背景下"互联物联网技术"课程的改革和实践/李文闯 李龙
92 "金属切削原理与[illegible]"课程改革研究/周俊俊 赵俊岭 郭宝亭
95 新工科背景下工科院校人文通识课程创新发展路径研究/乐进
98 新工科背景下融合现代信息技术的工程图学教学模式探索/李炳强 叶福民 吴巨龙 刘全键 唐超
101 融入 WolframAlpha 信息化手段的高职数学教学研究/邢亚楠
104 地方高校"物理学"专业的"高等数学"课程改革初探/邹建新 潘记四 牛亚兰 刘正奇
107 管理类专业微观经济学课程教学改革探究——以华南农业大学为例/胡焕玲
110 专业竞赛视角下"国际贸易实务"课程改革探究——以全国高校商业精英挑战赛(国际贸易竞赛)为例/袁怡婷 王晨
113 立足为战育人的"军用机械基础"课程教学改革与实践/张艳 朱世凡 方文敬
116 应用型本科"机械工程材料"课程教学改革/田宁
119 双碳目标下"电源变换技术"课程教学改革探讨/刘娜艳 嘉庆 张要锋 刘阳京
122 "化工机械基础"在食品专业学科的课程建设与改革实践
/谢伊莎 赵康妤 黄宇新 陈佳新 袁永俊
126 思维导图在环境仪器分析课程教学改革中的应用/宫迎增 仪名凯
129 基于科研驱动为目标的"实验设计与数据分析"课程教学改革与实践
/丁昌江 宋智青 陈浩 贾云
132 基于建构主义的"环境监测"课程教学改革/万均 李玲玲 孔晓伟 王磊
135 应用型高校专业基础课的教学模式改革与实践——以"数字信号处理"课程为例/武晔 万永革 顾观文 孙守才
138 基于调查研究的高职院校课程教学方法改进的思路探讨/张宗峰

理论研究

141 关于中药药剂研发工艺的优化和发展探究/田宇佳 段聪颖
144 电子信息专业学位研究生双导师培养模式探究/李涓 房玉 郭奕 江宽
147 密闭空间内电解除湿模块的性能分析/李杜鹃
150 基于大脑创造力测评的新商科教育研究/王欣 庞玉兰
153 大数据背景下高职院校大学生心理健康教育研究/王丽豪 李娜 沈睿媛
155 新常态下关于加强科技馆工作的几点思考/张莉
158 中高职贯通教育服务地方产业经济——以现代物流管理专业为例/于文玲
161 基于转型背景下的中外合作办学质量保障体系研究/李莉
164 高职院校开展学生生命教育状况分析/李维丽
167 积极心理学视域下的大学生心理健康/齐鑫蕊

DOI:10.19392/j.cnki.1671-7341.202415040

双碳目标下“电源变换技术”课程教学改革探讨

刘艳艳　高庆　张要强　刘阳京

光伏发电系统控制与仿真湖南省工程实验室　湖南湘潭　411104

摘　要：电源变换技术作为光伏工程技术专业核心课，是获高新能源类的及储存能力的关键支撑技术。“双碳”战略目标的提出对岗位技能需求、人才培养需求以及技术标准等提出新的要求，所有课程体系及传统教学模式亟需从“双碳”背景下人才培养目标。针对这一问题，开展课程教学改革探讨及实践。以长沙学院光伏工程技术专业“电源变换技术”课程教学现状，从教学模式、教学目标、课堂教学及教学评价四个方面进行改革探索，旨在提升课堂教学质量，改善教学效果，为碳时代培养社会和国家需要的科技创新人才。

关键词：双碳目标；教学目标；课堂教学；教学模式；评价方式

中图分类号：G712　　文献标识码：A

置于全社会正处于“双碳”战略目标建设初期，需要全社会参与并践行低碳绿色理念及“双碳”目标意识，同时培养既懂专业知识又懂相关领域和行业碳排放的复合型创新型技术技能人才。因此对新能源类专业课程进行改革及实践显得尤为重要。

近年来，国内高校许多教师在“双碳”战略目标和课程教学改革相互结合方面开展颇具意义的探索及实践。参考文献[1-3]从课程内容设计及课程授课模式方向进行探讨，通过在课程教学内容设计中融入绿色低碳理念，从而满足“双碳”目标对课程教学所提出的新要求；参考文献[4]基于线上学习平台制定多元评价体系，通过提升课程教学质量实现教学实践过程中符合当前“双碳”类课程内涵要义。以上研究虽然对“双碳”建设目标和课程教学进行改革探索，但大多从单方面进行改革，如从手段和内容上进行优化调整，课程改革效果不明显。

因此对“电源变换技术”课程进行改革，应在课程教学目标、教学手段及内容、教学方法等多方面进行改革实践，将“双碳”战略目标融入课程教学全过程，有效培养符合国家“双碳”战略目标创新型技术技能人才，满足碳时代社会和国家新人才需求。

1 课程教学现状及存在的问题

“电源变换技术”课程是光伏工程技术专业核心课，该课程是一门综合性课程，应用性、实践性都很强，知识内容涵盖广，包括前期学习的“电子技术”“电工技术”“单片机应用技术”等专业基础课，学生已对常见电子器件特性、电路工作原理、电路焊接以及驱动信号产生机理等基础知识有所掌握，为学习“电源变换技术”提供理论和实践支持。然而该课程传统教学存在教学模式单向、教学内容融合度低、教学评价单一等问题，教学效果难以满足“双碳”背景下人才培养目标。

1.1 教学模式单向

“电源变换技术”课程教学知识目标为掌握电源变换技术及其在新能源领域中的应用和相关知识；掌握四大电力变换电路的组成、工作原理、数量分析特点和适用范围。知识内容广而难，学生对电路工作原理、输出波形及输出计算上存在太多问题，因此在教学过程中多从知识点（如原理、输出波形、参数计算）方面进行。实际教学中学生学的单向模式开展，学生被动接受相关知识，这样就形成了教师在重难点的讲解，分析及应用为主缺乏针对性的引导，学生学习兴趣不高，课堂参与度低及教学效果不佳。

1.2 教学内容融合度低

“电源变换技术”课程教学内容多从电力电子器件、电力电子四大变换拓扑结构及其波形分析、电力电子控制技术三个维度开展，传统教学主要有理论分析、实践验证的模式。课程内容没有融入碳时代科技前沿知识，课程内容陈旧；课程教学流程主要为先完成理论分析后进行实践验证，受实验实现难、实验耗材、实验课时等因素的限制，使得理论与实践融合度不高，难以传统课程教学内容难以满足“双碳”背景下人才培养目标。

1.3 教学评价单一

课程是教育教学活动的核心，对课程教学的评价可直接反映课程结构的合理性，课程教学评价的建构进一步引导课程教学贯彻课程理念的落实。传统课程教学评价以终结性考核为主，主要分为三个方面：课中表现+实习实训情况+期末考试。“碳时代”背景下要求课程教学过程应精以学生为主体，构建多元化、多样化的评价方式，从而促进学生的全面发展，终结性教学评价方式忽略对学生素养、能力的培养，缺乏对学生自主学习能力的引导，学生学习积极性不高，课程教学效果不佳。

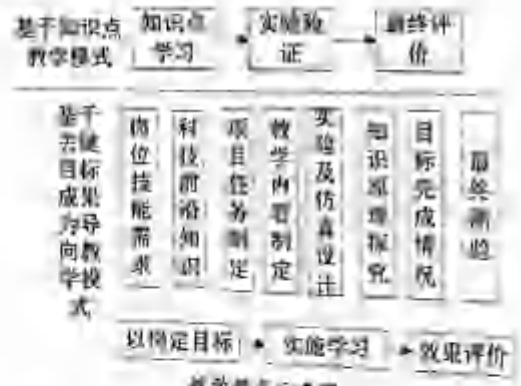
2 以关键目标成果为导向的教学模式

“双碳”战略目标对高职院校人才培养目标提出新的

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

要求，要求培养素养高、技能高、主动学习能力高、创新应用能力高的“四高”人才，传统基于知识点的教学模式侧重知识点的讲解及其相互联系的理解掌握，从各个分散的知识点入手，易经完成课程内容的教学，在理论知识学习完后辅以验证性试验，加深学生的理解，最后通过试卷形式的考核对学生学习效果进行评价。在这种单向输入性教学模式下，学生学习兴趣低，主动性差，难以实现“四高”人才的培养。

而以关键目标成果为导向的教学模式包括三个过程，首先需要激发学生的学习兴趣和积极动性，通过岗位的分析及科技前沿知识的引入，让学生有真实的岗位意识，从而提升学习主动性，再根据学生的学情制定项目任务，并依次进行教学内容学习，通过仿真及实验的调试测验，让学生发现问题，再进行相关理论知识的探究学习，这方法能激发学习热情和兴趣；最后对学生全过程进行评价，包括课前导学评价、课中目标完成评价、课后能力素养评价，以关键目标成功为导向的教学模式考核方式多样，相比传统试卷测验，课方法包含学生全过程评价，并设计合理权重对学生进行考核评价。教学模式示意图如下图所示。



教学模式示意图

3 课程教学内容建设

3.1 构建具有时代特征和思政育人相融合的项目化课程体系

该课程主要针对新能源类专业开设，是能源绿色低碳转型的支撑技术，紧扣“双碳”目标，因此在课程内容设计上打破传统四大实验的结构，课程内容以项目化、任务化的形式开展，以新能源类电力变换设备“风电变流器”“控制器”“光伏逆变器”为项目案例背景，主要选取项目有——“功率半导体器件识别及应用，可控整流电路分析及制作，DC-DC 变换电路分析及应用，逆变电路分析及应用，新能源变换设备应用”。课程教学过程主要针对光伏发电，风力发电，新能源汽车等新能源技术岗位所需的知识、技能，并对课程内容进行任务分解。课程主要任务包括功率半导体器件识别与选用，功率半导体器件驱动，保护电路分析，实用脉光电路制作，可控整流电路仿真测试及分析，直流变换电路仿真测试及分析，实用光伏型储能电路分析，太阳能 LED 驱动电路制作，逆变电路仿真测试及分析，小型光伏逆变器制作，光伏逆变器认知、故障诊断及风电变流器认知及故障诊断等。

课程紧跟“双碳”目标，针对“双碳”目标对课程要求的新要求，通过将“双碳”意识与课程思政目标有机融合，帮助学生养成可持续发展的理念及低碳环保的生活方式，以及帮助学生树立正确的价值观。不同任务学习阶段分别融入不同的思政要点，目标。每个任务在实施过程中考虑三个目标，即理论学习目标，实践操作目标和思政目标，其中思政融入任务核心思路为培养学生的“有德”意识，从五个维度进行，即“行业认同”“社会责任”“工匠精神”“守正创新”“持续学习”，分五个融入点，目技前沿知识，课前一分钟，行业企业，行为规范，榜样作用，在教学过程中贯穿始终，达到专业学习与思政融入相辅相成、德技并修的效果。

3.2 实施“理虚实一体化”教学改革策略

电力变换技术课程实验涉及电力变换电路的调试及故障排除，受实验实现率、实验耗材、实验课时等因素的限制，导致理论学习与实践操作脱节。因此课堂实施采用项目化、任务化教学，开展“理虚实一体化”教学改革，教学改革主要包括“课前探索、仿真练习、理论学习、电路制作、电路调试、效果评估”六个步骤，采用线上线下混合式教学方法等多样化教学手段攻克教学重难点。

3.2.1 “探”——课前探索

课前，教师利用录屏软件制作教学视频，对本次课学习目标、学习内容进行概述，基于学习通网络平台发布课前任务；课前学习任务书，微课视频任务点以及知识点测试；学生预览课前任务书并观看微课视频自主学习，完成知识点测试，各工作小组按照要求完成任务。让学生了解任务基本理论，培养学生自主学习习惯。教师通过学习通平台与学生互动，解惑答疑，收集学生课前探索时遇到的问题，困难，聚焦教学难点，有针对性地调整教学策略。

3.2.2 “仿”——电路仿真

以 DC-DC 变换电路仿真测试为例，教师先录制 DC-DC 变换电路仿真模型的搭建、调试、模型常见故障及排除方法视频，学生课前接收任务并进行学习，自主搭建仿真电路模型并测试。课中教师发布本次课仿真测试任务，教师对课前情况进行总结分析，聚焦教学重难点，有针对性地开展教学过程。

学生接收仿真测试任务，并根据任务书要求使用 PSIM 仿真软件完成电路模型的搭建及电路调试。教师巡查，对仿真操作中学生问题较多的地方，如脉冲信号电压，脉冲设置，触发导通角等模型参数设置，示波器波形分析进行讲解及示范。教师查看学生的实际操作及任务完成情况，邀请任务完成情况好的学生进行演示汇报，分析，引导学生主动发现和解决仿真操作过程中遇到的

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.

12、论文《“双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革》在国家级期刊《科研成果与传播》发表

目 次

教学与管理

基础教育研究

提供转位，幸福收获——幼儿园小班幼儿种植活动探究 …… 李丽丽 1
乡村振兴背景下农村中小学校长专业发展路径探索——以T区名校长工作室成长为例 …… 李静辰 郭 帆 8
小学语文教学小组合作成长式评价的研究 …… 白 丽 9
高中项目式课程开发与设计——以宠机器驻太阳能电池为例 …… 景 娟 马喜井 付丽佳 13
探讨处理问题解决过程中高中生元认知能力培养 …… 贾鹏鹏 17
小学信息素养培养的重要性及方法探讨 …… 付成国 21
学习任务群结构下小学语文高段单元习作教学实践初探 …… 刘军艳 25
小学科学课程构建高效实验课堂的路径探索 …… 杨香欢 29
体验式学习在小学数学教学中的应用探究 …… 何星彤 33
小学美术教学中创新思维的培养 …… 马 鹏 37
“教一学一评”一体化下的小学英语课堂教学策略 …… 廖如雪 41
基于数字资源的山区小学数学分层作业设计与实施效果分析 …… 喻欣华 45
核心素养框架下的小学数学大单元教学策略 …… 蒋世文 49
核心素养培养背景下的初中物理教学创新策略探析 …… 钟引兰 53
中小学信息技术课堂培养学生编程素养的教学实践研究 …… 邢 睿 57
人工智能背景下构建小学语文智慧课堂的策略研究 …… 孙 媛 60
小学信息技术课程与学科融合的教学实践研究 …… 刘树林 64
新课改背景下高中语文任德育工作理念及方法探究 …… 魏丽丽 68
新课标下小学语文生活化教学的思考 …… 魏玲玲 72
核心素养视域下高中英语散文阅读教学策略探索 …… 朱会霞 75
基于深度学习理论下的高中物理教学探讨——以楞次定律为例 …… 刘振北 徐 亮 李 艳 79
让活动课应小学数学课堂教学中的创设与应用 …… 邓小荷 82
核心素养背景下小学英语阅读教学的优化方法 …… 张红玲 86
让运动更自主，优化户外区域运动的实践研究 …… 何 敏 90

职业教育研究

工程造价专业综合实训实施总结 …… 刘
色彩构成在建筑装饰工程技术专业教学中的存在问题 …… 王
中职英语核心素养导向下课程思政教学策略探索 …… 韩
“双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革 …… 刘伯艳 高 洁 刘
建筑视域下班主任提升中职学生心理健康教育实效的策略 …… 伊
以技能比赛引领中职网络与信息安全专业课程改革的探索 …… 伊
马克思主义基本原理课程专题式教学改革的探索与实践 …… 曹
统筹思政元素融入计算机专业课程教学路径的探究 …… 李
地方文化与课程思政融合的创新研究——以陕南道教文化为例 …… 王紫娟 武 鹿 马雨洁 李
“五育并举”背景下高职院校大学生具身性劳动教育的实践分析——以麻醉类高职院校为例 …… 刘
中职畜禽生产技术专业与区域产业结构协同发展研究 …… 贾
技能大赛中高职英语口语教学改革探析 …… 张
新时代背景下高职院校学生宿舍教育管理的挑战与对策 …… 曹
高等教育研究

深度学习理念下的物理示范性实验教学策略——以“推动变阻器”为例 …… 王
新文科背景下基于高校外语教材文化分析的课程思政策略研究 …… 曹
数字教育新形势下《区块链金融》课程教学优化思考 …… 甘
融知识图谱和课程思政的材料专业教育云平台的构建探究 …… 薛晓杰 蒋正武 张玲燕 张晓宾 赵
如何借助情境教学法开展高中英语课堂教学 …… 张
智能制造背景下技师学院教师能力提升与教学团队建设研究 …… 曹
艺术与德育交融——高校美育基础教学中的“课程思政”探索 …… 张
基于项目学习的数控编程与加工课程教学改革 …… 王

“双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革

刘德艳 葛 庆 刘阳京
湖南理工职业技术学院，湖南 湘潭 411104

摘要：“双碳”时代高质量发展对科技创新人才的需求迫使高职院校加速推进并深化“双碳”类课程的建设及改革，《电源变换技术》课程是光伏工程技术专业的核心必修课，针对“双碳”目标对人才能力提出的新要求，对《电源变换技术》课程开展项目化教学改革，以关键成果目标为导向，采用项目驱动重构教学内容，优化教学设计，改进教学评价，以激发学生的学习兴趣，改善课堂的教学效果，提升学生的工程实践能力。

关键词：双碳；电源变换技术；教学改革；课程融合；实践教学
中图分类号：G712

“双碳”时代高质量发展对科技创新人才的需求迫使高职院校加速推进并深化“双碳”类课程的建设及改革，同时提升人才培养质量[1-2]。如何通过深化课程融合、改进实践教学使学生从传统的被动模仿式学习转换为主动构建式学习，成为亟待解决的问题[3]。项目化教学坚持以学生为主体，以实践为教学内容，以任务为驱动的教学方法和手段，充分调动学生的积极性[4]。

《电源变换技术》课程是我校光伏工程技术专业的核心必修课。“双碳”背景下，人才培养方案对课程能力目标提出新要求，要求学生通过该课程的学习，能完成功率半导体器件性能测试及选型，能进行电源变换电路主电路的接线和测试，能初步设计电源变换装置系统电路并进行调试和测试，为将来从事相关工作打下坚实基础。但根据该课程调研及历年来学情反馈，学生对该课程的学习始终存在一定问题，因此，依托我校光伏发电系统控制与优化省级工程实验室平台，对该课程进行教学改革迫在眉睫。

1 课程教学现状

针对“双碳”背景下人才培养目标新要求，该课程传统教学过程中尚存在一些不足，主要表现在如下几个方面。

1.1 教学内容无法衔接企业岗位工作

光伏工程技术专业《电源变换技术》课程对接的工作岗位主要包括电源变换类产品设计、生产和光伏发电系统组建、调试与维护等，这些岗位均要求学生有较强的实践动手操作技能。但是该课程传统教学内容主要以理论知识为主，辅以验证性实验，课程标准的制定缺乏对企业相关岗位[illegible]，无法很好地定位课程教学的素养目标、知识目标以及能力目标，无法很好地衔接实际工作岗位。

1.2 教学过程无法匹配岗位工作过程

传统教学过程主要为教师讲授的教学模式，教师先根据教材的内容进行备课，然后通过讲授的方式传授给学生，虽然课堂中有学生实践[illegible]，但是这种方式下产生的多为被动模仿式学习，学生模仿教师完成相关任务，同时教学内容侧重学科知识，与行业工作过程不匹配，这样导致的结果就是学生学习没有主动性，迷茫无知，对自己的学习目标不明确。

1.3 课程考核与课程教学缺乏有机结合

课程考核应该是激励学生学习兴趣的一种手段，但是传统课程考核主要由期末考试成绩及平时课堂表现决定，大部分为6∶4的比例，其中平时成绩主要构成有课堂出勤率+平时作业。这种考核方式难以全面地考查学生知识目标的掌握情况，能力目标的实现情况，从而使得学生在学习过程中课堂参与度不够，大部分学生选择考试前突击复习。这种考核方式没有充分激发学生的学习积极性，也很难从多角度对学生的学习情况进行评价。

2 课程项目化教学改革

2.1 开发项目化教学标准

通过对光伏行业类相关岗位需求及岗位职业能力

要求进行走访调研，对课程任务、课程教学目标进行重新定位。课程任务由简单的单节教学任务转换为以项目为单位以岗位技能需求为标准的任务，课程目标在原有课程教学目标的基础上，对课程技能目标提出新要求，确定了具体的教学目标，通过项目化教学促进素养、知识、技能的养成。课程教学目标主要包括素养目标，知识目标和技能目标。

素养目标：TS职业素养、爱岗敬业、勇于创新的意识、综合应用能力、高效的合作精神。

知识目标：半导体器件认知四大变换电路原理、PSIM软件使用、电路制作工艺、电路设计理念。

技能目标：器件测试选型、电路模型搭建、电路设计、电路焊接及调试、系统调试。

2.2 重构项目化教学内容

课程教学内容打破传统的以教材内容为依据的局限，通过深入探究课程在电源变换类产品设计、生产、光伏发电系统集成、调试与维护等岗位的具体技能要求，根据岗位技能及综合素养要求设计教学项目，并以此为基础选取能满足学生岗位技能要求的教学内容。因此教学内容的设计突破传统教材以四大电力变换电路结构、工作原理、波形分析及数量计算为主线的传统结构，以项目化、任务化的形式开展，坚持以学生为主体，加强学生实践能力培养。课程项目化教学任务主要包含五大项目、26个子任务。

项目一：功率半导体器件识别及应用

晶闸管识别及应用、电力晶体管识别及应用、MOSFET管识别及应用、绝缘栅双极晶体管识别及应用。

项目二：可控整流电路制作及分析

晶闸管调光灯电路制作及分析、单相半波可控整流电路仿真及分析、单相可控整流电路仿真及分析、三相半波可控整流电路仿真及分析、三相桥式可控整流电路仿真及分析。

项目三：直流变换电路制作及分析

光伏手机充电器制作及分析、降压斩波电路仿真及分析、升压斩波电路仿真及分析、降升压斩波电路仿真及分析、复合型 DC-DC 变换电路仿真及分析、正激式变换电路仿真及分析、反激式变换电路仿真及分析。

项目四：变电路制作及分析

小型逆变电路制作及分析、单相电压型逆变电路仿真及分析、三相电压型逆变电路仿真及分析。

项目五：电源变换电路应用及分析

风电变流器应用及分析、微网变换器应用及分析、储能逆变器应用及分析。

2.3 构建课程教学资源

课程教师团队由专业教师、思政教师共同组成，基于电源变换类产品设计员岗位，按照实际企业工作岗位流程（产品性能分析、功能电路设计、电路模型仿真、电路制作）四个阶段融入课程思政，建立项目化课程资源体系。课程体系依托“学银在线”信息化教学平台，构建《电源变换技术》在线开放课程，教师团队制作优质的微课视频，师生共同构建课程习题库，按任务添加精彩的课程资源。线上课程资源以任务为单位，每个任务包含探、仿、析、制、调、验、赛7个流程，实现知识、技能和素养的融合。

2.4 优化教学实施过程

课程采用三段一七步线上线下混合式教学模式，课前任务探析、课中任务导学、课后任务拓展三个阶段，以“引、仿、析、制、调、验、赛”七个步骤展开教学，结合“学银在线”网络空间课程，借助PSIM虚拟仿真测验、合作探析原理、动手设计制作、调试测验产品、趣味讨论大比拼等多样化教学手段攻克教学重难点。

第一，课前任务探析。教师上课前通过“学银在线”教学平台发布任务教学目标，开放网络课程资源及相关学习资源。学生领取并探析课前任务，学习查看课程导学模块视频，按要求完成相关知识型作业，资源的学习，并完成课前知识测验、讨论、作业，为课中任务导学做好准备。同时教师发布课前问卷调查，了解学生课前学习情况及时调整教学策略。

第二，课中任务导学。课堂上教师根据学生的实际学情，针对项目任务的重难点内容，以学生为主体，教师为主导，重在引导学生积极参与课堂。借助PSIM虚拟仿真测验、合作探析原理、动手设计制作、调试测验产品、趣味讨论大比拼等多样化教学手段，通过“引、仿、析、制、调、验、赛”七个步骤展开教学，

调动学生积极性，增强学生学习信心。课堂中利用学习通网络移动平台的多种交互式手段（选人、抢答、讨论、测验等）活跃课堂气氛、增强学生课堂参与度。

①引：项目任务引出。教师通过创设情境，发布问卷调查，融入思政、德育元素引出课堂教学任务、确定课堂教学目标。

②仿：学生根据仿真测试任务，利用PSIM仿真软件完成电路模型的搭建及调试分析。

③析：学生根据仿真分析现象反向推导现象产生的原因，培养学生分析问题、解决问题的综合应用能力。教师引导提供不同方案，各组讨论并实践，根据结果确定合适的方案。

④制：学生根据引导性实践任务，根据任务要求分组或独立完成任务目标。

⑤调：学生根据测试现象反向推导现象产生的原因，教师引导分析，并提出供参考的解决方案，各种实践并根据结果确定方案。该过程比较烦琐，重在培养学生克服困难、勇于创新的精神。

⑥验：各小组根据任务要求，相互观测或验证。开展小组互评，教师点评，培养学生公正的价值观。

⑦赛：各小组对自己的任务完成过程及问题解决过程进行解说及视频录制，上传至任务讨论区域。

2.5 创新考核评价方式

创新课程教学评价方式，由传统终结性评价考核方式转换为多元参与、形成性评价与终结性评价相结合的课程教学评价方式。课程根据五个项目、26个任务进行考核，不同任务对应的赋值权重不一样，分别在课前、课中、课后开展评价，实现课程考核方式与课程教学过程的有机结合。

3 课程教学效果

3.1 采用项目化教学，达成知识目标

通过项目化教学设计、任务驱动、情境模拟、分组讨论教学等多种教学方法，结合虚拟仿真、交互式动画等信息化技术手段，将知识技能的学习进行碎片化分解，让学生通过教学活动，逐步掌握知识技能，达成知识目标。

3.2 实施多项举措，训练学生能力

通过利用虚拟仿真技术，融入多种教学手段，引入企业真实项目案例，按照工作过程组织教学，实现“做中学、做中教”，增强学生职业体验，提高岗位胜任力，圆满达成能力目标。

3.3 融入课程思政，提升学生素质

对课程进行“双碳”目标下的改革及实践，旨在提升课程教学质量，改善教学效果，为碳时代培养社会和行业需要的技能创新人才。通过课程学习后，学生对专业有了很好的认识，对专业发展前景比较看好的学生占比100%，毕业后有意向从事光伏专业相关工作的学生人数占比达到了80%，致力于为祖国“碳达峰碳

科研和校企合作中的

4 结语

课程教学是高职院校人才培养的关键，针对“双碳”目标人才提出的新要求，以光伏工程技术专业核心课程《电源变换技术》为落脚点，从课程教学标准的制定、课程内容的项目设计、课程资源的构建、课程的实际实施、课程评价等方面进行改进创新出发，分析该课程的项目化教学设计，并落实到课程教学。实现学生从传统被动模仿式学习向主动构建式学习的转变，培养符合时代需求的专业人才。

余银峰

参考文献

[1]王如志，夏素萍，聂许仁．“双碳”目标视角下“四位一体”本科教育模式创新[J]．中国大学教学，2022(4)：14-18．

[2]徐斌，杜晨吉，丁守尚，薛达峰．碳中和赋能高质量发展：内在逻辑与实现路径[J]．经济学家，2021(11)：62-71．

[3]杜梦．高职院校开展项目化教学的实施路径探究[J]．职业技术教育，2022，43(5)：24-28．

[4]王佳，赵耕玉．基于OBE理念的单片机课程项目化教学改革探索[J]．汽车实用技术，2022，47(23)：211-214．

[5]库在强，叶雷，田茂标．数学建模项目化教学的实践与探索[J]．数学建模及其应用，2023，12(4)：56-63．

CS 扫描全能王

[6]刘丽娜,漆新华,孙妍,等.新工科与“双碳”背景下生物质能源转化与利用技术课程教学改革[J].高教学刊,2021,7(51):121-122.

作者简介:刘偲艳(1987—),女,汉族,硕士研究生,讲师。研究方向:电力电子技术在储能、新能源应用领域应用研究。

通讯作者:葛庆,副教授,研究方向:电力电子技术在储能、新能源应用领域应用研究。

基金项目:湖南省教育教学改革研究项目(项目编号:ZJGB2022604)、(项目编号:ZJGB2022787)。

中文科技期刊数据库 中国期刊方阵期刊
CN50-1072/TM

电工技术

ELECTRIC ENGINEERING

2023/18

重庆工业职业技术学院
科研和校企合作中心

ChNT
正泰仪表

4大提升
计量更精准
观感更顾
安装更便捷
节能

电能表/数显表/导轨表

正泰昆仑仪表系列产品
领先每一步
可靠新高度

浙江正泰仪器仪表有限责任公司 400-817-7777 http://im.chint.com

欢迎关注正泰仪表官方微信

ISSN 1002-1388

扫描全能王

80 基于载波移相SPWM技术的制氢电源研究 党瑞 侯丹 任军强
84 考虑母线电压稳定的双向DC-DC变换器模型预测电流控制* 陈耀春 刘旭 钟龙

电力设备

89 RS-485通信在电力计量系统中的应用设计 陈刚 徐京生 卢晓锋
93 接触网防融冰装置设计及研究 向磊
97 安全稳定控制装置在风电集中接入电网中的应用 夏玉坤 钱名军 陆炜
100 电力通信机柜温度自适应控制装置的研究与设计 曹瑞 杨清德
102 基于电网故障录波图判断变压器重瓦斯保护跳闸原因的方法 王世伟
105 变压器有载分接开关测试仪校准装置的研究 林芳
107 1000 kV高抗保护零序电流突变量越限的原因分析及处理 王晨宇 邵红艳 曾非
110 智能化移动设备在变电运检作业中的应用 许超
113 某抽水蓄能电站主变直流偏磁现象及抑制措施研究* 姜伦杰 余浔 李勇
117 智能变电站稳定控制装置数字采样的设计与实现 周玉荣
121 高可靠性厂用电保护装置的研制 张旭 钱厚军 王东辉

电力自动化

123 新型配电网故障检测与定位技术研究 张国清 马波 王奔超
128 继电保护控制系统的可视化开发和管理 向前军 苏小雷 张泽江
132 适应新型配电网多变运行方式的终端定值管理闭环方法与系统 王永青 解凯 许超
135 基于改进灰狼算法的配电网多目标优化调度 冯国坤 廖鹏飞 余小涛
138 基于文本挖掘的倒闸操作票智能校核方法及应用 吴振坚 唐清涛 刘志欣
141 连续离散化算法对电力系统无功优化 刘绵高 陈权 赵高
144 智能变电站自动成图技术实现与应用 刘友 刘文超 祝俊
150 基于DCS的发电厂电气设备状态在线监测方案的研究 李丽
153 综合能源系统多时间尺度优化调度* 高艺洋 杨培宏 范鹏翔
157 基于能量分析的煤矿关键变频设备低电压穿越方法 张金杰 丁剑 陈勇和
162 基于云技术的电网技改大修项目管理数据可视化平台构建 王宇超 鲁芳 孙嘉昌
165 变电站的网络化备自投和自动序位甩负荷研究 王刚 李志谋 杨金武

系统解决方案

169 基于微电网的单电源进线站用电可靠性研究 史清芳 吴世航 刘欣月
173 110 kV高压电缆敷设施工方案与技术措施研究 吴仲恺
176 城市轨道交通线网级能源管理系统研究 郝翔宇
179 EPC模式在变电项目管理中的应用 孟奇
182 新型电力系统二次设备模型的创建 陈飞 朱杰 徐佳宇
185 基于单目多视图的储煤场三维重建及体积测量 陆建正 刘远能 梁龙
188 电力企业员工培训效果多级别自动评估体系构建 郭文锋
192 电磁式电压互感器铁磁谐振的消谐措施 丁琪 徐楠 李佳佳
195 基于智能化泵站集群平台的水利系统运行研究 戴慧 徐书洋 倪杰
197 特高压换流站晶闸管控制单元回检信号异常问题分析 杜晓丹 吴敏广
200 一起失磁造成135 MW发电机组跳闸事故的分析及改进实施 周荔
202 电力时间同步系统防欺骗和抗干扰设备试验研究 李海彬 李文强 何晓阳
207 110 kV电力线路单相断线故障分析及保护方法研究 曾佳俊
210 电力系统电压暂降治理措施综述* 何晨 王林玲 郭威

CS 扫描全能王

考虑母线电压稳定的双向DC-DC变换器模型预测电流控制

陈雄春[1]，[illegible]，钟 永[2]
(1.威胜能源技术股份有限公司，湘潭 411104；
2.光伏发电系统控制与优化运行湖南省工程实验室，湘潭 411100)

摘 要：针对氢燃料电池汽车在负载突变情况下动态响应慢、直流输出电压不稳定等问题，提出一种交错并联双向DC-DC变换器（BDC）方案及一种考虑母线电压稳定的改进模型预测电流控制方法。首先对BDC变换器工作原理进行详细分析，得出传递函数并对传递函数进行z变换。然后考虑系统电压、电流跟踪情况对成本函数进行优化设计，通过求解最优控制变量实现提高系统响应速度和降低输出电流纹波以及平衡母线电压的控制目标。MATLAB/Simulink仿真及15 kW样机实验对比显示，PI控制与所提出的控制方法响应时间分别为0.05 s、0.01 s，电压超调分别为12.5 V、1.5 V，表明所提出的控制方法能很好地改善系统动态响应和输出性能。

关键词：氢燃料电池；双向DC-DC变换器；模型预测控制；直流母线[illegible]
中图分类号：TM464 DOI：10.19768/j.cnki.dqjs.2023.18.024

Model Predictive Current Control of Bidirectional DC-DC Converter Considering Bus Voltage Stability*

CHEN Xiongchun[1], LIU Siyan[2], ZHONG Yong[2]
(1.Weision Energy Technology Co., Ltd., Xiangtan 411104, China;
2.Photovoltaic System Control and Optimization Engineering Laboratory of Hunan Province, Xiangtan 411100, China)

Abstract: When experiencing sudden load changes, fuel cell electric vehicle has the problems of slow dynamic response and unstable DC output voltage. In consideration of this, a scheme of interleaved bidirectional DC-DC converter (BDC) and an improved model predictive current control method considering bus voltage stability are proposed. Firstly, the working principle of the BDC converter is analyzed in detail, and the transfer function is obtained, of which the z-transformation is carried out. Then, by comprehensively considering the system voltage and current tracking situation, the cost function is optimized. And by solving the optimal control variable, the system response speed is improved, the output current ripple is reduced and the bus voltage is balanced. Finally, the comparison of MATLAB/Simulink simulation and 45 kW prototype experiment shows that the response time of the traditional current control and the proposed control method are 0.05 s and 0.01 s, and voltage overshoot is 12.5 V and 1.5 V respectively. The results show that the proposed control greatly improves the dynamic response and output performance of the system, which proves the effectiveness of the method.

Key words: hydrogen fuel cell; bidirectional DC-DC converter; model predictive control; DC bus voltage; current ripple

0 引言

随着全球变暖问题和环境污染问题的日益严峻，各国已制定出一系列节能减排政策及碳中和愿景。其中汽车能源的更新换代首当其冲，纯电动汽车、混合动力汽车、燃料电池电动汽车作为新能源汽车三个主要方向，近年来受到广泛关注[1-5]，氢燃料电池电动汽车解决纯电动汽车续航短、充电时间长等缺陷，未来发展空间巨大。双向DC-DC变换器作为直流母线之间接口，是整个系统的核心部件，双向交错并联DC-DC变换器（BDC）具有结构简单，输出电流纹波低，功率密度高，实现能量回馈利用等特点，在微网储能、电动汽车等领域应用广泛[6]，依功能、效率等差异，拓扑结构及控制算法存在差异，但本质都是实现不同电压等级间能量双向流动。

氢燃料电池汽车中，为实现电压、电流的平滑调节，国内外学者对BDC变换器进行了大量研究，常用控制方法为电压、电流双闭环PI控制[7]，该策略具有良好的稳

基金项目：湖南省自然科学基金项目（编号 2021JJ60052）；湖南省湘潭市科技局课题（编号 CG-YB2021032）
收稿日期：2023-03-03
作者简介：陈雄春（1987—），硕士，从事电力电子技术在储能、新能源应用领域应用研究工作。

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

实性且易于实现，但是当汽车突然加速或急停时，容易采用 PI 控制策略，则容易导致电压、电流超调过大，甚至增加。文献[10]针对母线电压波动采用滑模控制策略，可提高系统动态性能，但未对电流进行控制。模型预测控制(MPC)因具有动态响应迅速，简单易实现[11-12]等优点而被广泛应用于变换器[13-14]、永磁同步电机[15]等领域。文献[16]提出一种非线性模型预测控制算法，该策略具有良好的动态性能且解决了电压偏离的问题。但开关频率不固定，引起电流拉流。Maksym Khomenko 等在对双向 DC-DC 变换器研究时采用模型预测控制，并优化其价值函数，取得相应效果；杨恩等针对负荷投切引起直流母线电压波动提出一种矢量作用时间模型预测控制，通过固定开关频率减小电路拉流，但该策略针对简单 DC-DC 变换电路，不适用于直燃料电池汽车[17]。文献[19]以全桥 DC-DC 变换器为对象，提出一种模型预测控制策略对其功率指令进行控制，取得良好效果。然而对燃料电池汽车双向 DC-DC 变换电路的母线电压控制文献较少。

针对上述研究局限，本文提出一种考虑母线电压稳定的改进模型预测电流控制策略，利用传递函数方法建立 BDC 变换器预测模型，通过优化执行成本函数，对母线电压，输出电流动态特性进行控制。最后结合仿真和实验结果证明该方法的有效性。

1 直燃料电池汽车系统结构

直燃料电池汽车复合电源系统引入锂电池作为第二电源，结构如图 1 所示。BDC 变换器连接系统高压侧和低压侧，BDC 输入侧为锂电池输出侧。BDC 输出侧连接配件及高速空压机，BDC 工作在 Buck 状态时，实现能量由输入端的输出侧；BDC 工作在 Boost 状态时，实现能量由输出端向输入。BDC 模块实现能量的双向控制，是系统的关键核心部件。

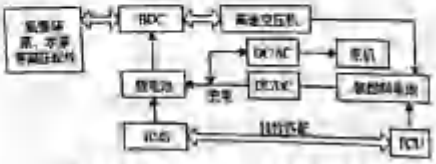


图 1 直燃料电池汽车复合电源系统结构

2 双向交错并联 DC-DC 变换器

2.1 电路工作原理

双向交错并联 DC-DC 变换器拓扑结构如图 2 所示，其中：S_1～S_4 为功率开关；D_1～D_4 为续流二极管；L_1、L_2 为耦相电感值；i_{L1}、i_{L2} 为耦相电感电流；i_o 为电感输出电流和；i_{in} 为输入电流；i_o 为输出电流；u_i 为锂电池电压；u_o 为输出电压；M 为高速交直机；R 为等效电阻；C_1、C_2 为输入、输出电容值。

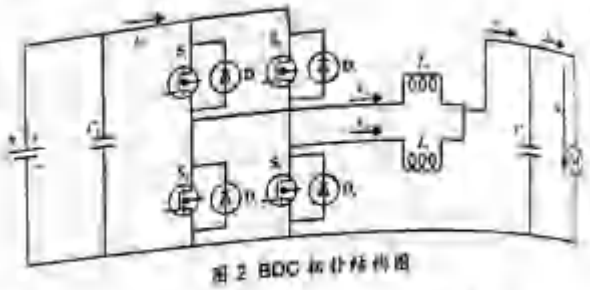


图 2 BDC 拓扑结构图

根据 BDC 功能需求可将其工作状态分为两种情况。当处于电动情况实现功率支撑时 BDC 变换器工作在 Boost 模式，此时锂电池作为输入电源，通过 BDC 变换器将能量，开关管 S_1、S_2 交错导通，开关管 S_3、S_4 断开，二极管 D_3、D_4 实现续流作用；当处于制动情况实现能量回时回馈时 BDC 变换器工作在 Buck 模式，此时锂电池作为能量接收端，通过 BDC 变换器实现能量回馈，开关管 S_3、S_4 交错导通，开关管 S_1、S_2 断开，二极管 D_1、D_2 实现续流作用。

下面分析 Buck 模式工作过程，设开关占空比小于 0.5，假设 S_3 和 S_4 占空比相等，定义其占空比为 d，

开关周期 T 内，时间段 (t_0,t_1) 等效电路图如图 3(a)所示，此时 L_1 支路开关管 S_3 导通，电感 L_1 储能，L_2 支路 S_4 断开，D_4 为续流二极管，电感 L_2 放电，(t_1,t_2) 等效电路图如图 3(b)所示。此时 L_1 支路开关管 S_3 断开，D_3 为续流二极管，电感 L_1 放电；L_2 支路 S_4 断开，D_4 为续流二极管，电感 L_2 放电。(t_2,t_3) 等效电路图如图 3(c)所示，此时 L_1 支路开关管 S_1 断开，D_3 为续流二极管，电感 L_1 放电；L_2 支路 S_2 闭合，电感 L_2 储能。(t_3,t_4) 等效电路图如图 3(d)所示。此时 L_1 支路开关管 S_1 断开，D_3 为续流二极管，电感 L_1 放电；L_2 支路 S_2 断开，D_2 为续流二极管，电感 L_2 放电，所以 (t_1,t_2) 等效电路图和 (t_3,t_4) 等效电路图相似，两相均处于续流环节。

2.2 BDC 变换器 Buck 模式建模

为简化 BDC 变换器数学模型分析，令 $L_1=L_2=L$，该变换器稳态占空比 $D=d$。由文献[20]可得 BDC 变换器在 Buck 模式下电感电流到占空比、输出电压到电流的传递函数 $G_{id}(z)$、$G_{vi}(z)$分别为：

$$G_{id}(z)=\frac{\hat{i}_L(z)}{\hat{d}(z)}\Big|_{\hat{v}_i(z)=0}=\frac{u_iC_1z}{LC_1z^2+2RC_1z+2} \tag{1}$$

$$G_{vi}(z)=\frac{\hat{u}_o(z)}{\hat{i}_o(z)}\Big|_{\hat{d}(z)=0}=\frac{RC_1z+2}{C_1z} \tag{2}$$

式中：$\hat{u}_o(z)$、$\hat{u}_i(z)$、$\hat{i}_L(z)$、$\hat{d}(z)$ 分别为 u_o、u_i、i_L、d 的小信号量，对式(1)进行 z 变换离散化处理得：

$$G_{id}(z)=\frac{\hat{i}_L(z)}{\hat{d}(z)}\Big|_{z=e^{sT}}=(u_iC_1T-u_iC_1T\cdot z^{-1})/(2RC_1+2T-2(LC_1+2RC_1)z^{-1}+(LC_1-2RC_1)z^{-2}) \tag{3}$$

$$[C_2z^{-1}]=\frac{I_0+I_{L2}z^{-1}}{1-f_{11}z^{-1}-f_{12}z^{-2}}$$

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

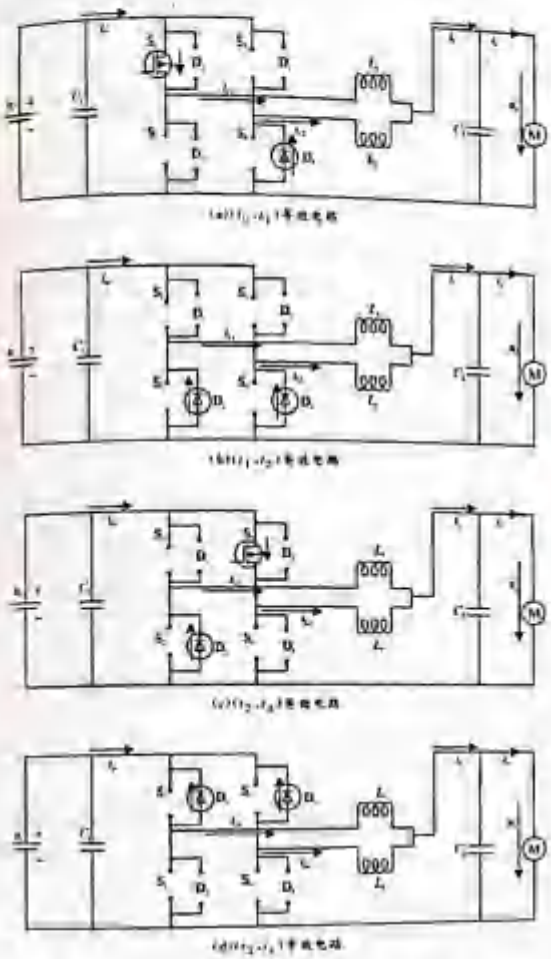


图 3 d<0.5 时 BDC 变换器 Buck 模式工作过程图

式中，$f_{i1}=\frac{u_oC_1T}{LC_2+2RC_2+2T^2}$，$f_{i2}=-f_{i1}$，$f_{i3}=\frac{LC_2+2RC_2}{LC_2+2RC_2+2T^2}$，$f_{i4}=-\frac{LC_2}{LC_2+2RC_2+2T^2}$。

所以，式(3)用时域表示为：

$$i_L(k+1)=f_{i1}i_L(k)+f_{i2}i_L(k-1)+f_{i3}[d(k)-d(k-1)] \tag{4}$$

同理，可求得式(2)的时域表达式为：

$$u_o(k+1)=u_o(k)+(R+\frac{2T}{C_2})i_L(k+1)+RC_2i_L(k) \tag{5}$$

2.3 BDC 变换器 Boost 模式建模

同理可得 BDC 变换器在 Boost 模式下电感电流到占空比、输出电压到电流的传递函数 $G_{id}(s)$、$G_{vi}(s)$ 分别为：

$$G_{id}(s)=\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\Big|_{\hat{u}_i=0}=\frac{u_oC_2s+\frac{2u_o}{R}}{LC_2s^2+\frac{L}{R}s+2(1-D)^2} \tag{6}$$

$$G_{vi}(s)=\frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_o(s)}\Big|_{\hat{d}=0}=\frac{2(1-D)^2R-Ls}{C_2R(1-D)s+2(1-D)} \tag{7}$$

对式(6)进行 z 变换离散化处理得：

$$G_{id}(z)=\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\Big|_{s=\frac{1-z^{-1}}{T}}=(u_oC_2T-u_oC_2Tz^{-1}+u_oT^2)/([RLC_2+2RC_2T^2(1-D)^2+TL]-2(RLC_2+T)z^{-1}+RLC_2z^{-2})=\frac{f_{i0}+f_{i1}z^{-1}}{1-f_{i2}z^{-1}-f_{i3}z^{-2}} \tag{8}$$

式中，

$$f_{i0}=\frac{u_oC_2T+u_oT^2}{RLC_2+2RC_2T^2(1-D)^2+TL}$$

$$f_{i1}=\frac{-u_oC_2T}{RLC_2+2RC_2T^2(1-D)^2+TL}$$

$$f_{i2}=\frac{2(RLC_2+T)}{RLC_2+2RC_2T^2(1-D)^2+TL}$$

$$f_{i3}=\frac{RLC_2}{RLC_2+2RC_2T^2(1-D)^2+TL}$$

所以，式(8)用时域表示为：

$$i_L(k+1)=f_{i0}i_L(k)+f_{i1}i_L(k-1)+f_{i2}d(k)-f_{i3}d(k-1) \tag{9}$$

同理，可求得式(7)的时域表达式为：

$$u_o(k+1)=f_{v0}u_o(k)+f_{v1}i_L(k+1)+f_{v2}i_L(k) \tag{10}$$

式中，$f_{v1}=\frac{C_2R}{C_2R+2T}$，$f_{v0}=\frac{2(1-D)^2RT-L}{(C_2R+2T)(1-D)}$，$f_{v2}=\frac{L}{(C_2R+2T)(1-D)}$。

3 考虑母线电压稳定的模型预测电流控制

BDC 变换器 Buck 模式下电压、电流预测模型为：

$$u_o(k+1)=u_o(k)+(R+\frac{2T}{C_2})i_L(k+1)+RC_2i_L(k) \tag{11}$$

$$i_L(k+1)=f_{i0}i_L(k)+f_{i2}i_L(k-1)+f_{i3}[d(k)-d(k-1)] \tag{12}$$

考虑电感输出电流跟踪情况，母线电压稳定情况 2 个控制目标，优化设计成本函数为：

$$J=[u_{out}-u_o(k+1)]^2+[i_{Lref}-i_L(k+1)]^2 \tag{13}$$

根据式(11)~(13)，同理可得 Boost 模式下电压、电流预测模型为：

$$u_o(k+1)=f_{v1}u_o(k)+f_{v0}i_L(k+1)+f_{v2}i_L(k) \tag{14}$$

$$i_L(k+1)=f_{i0}i_L(k)+f_{i1}i_L(k-1)+f_{i2}d(k)-f_{i3}d(k-1) \tag{15}$$

定义该方法成本函数为：

$$J=[u_{out}-u_o(k+1)]^2+[i_{Lref}-i_L(k+1)]^2 \tag{16}$$

系统控制框图及其工作流程图如图 4 所示。

4 仿真与实验验证

搭建 MATLAB/Simulink 仿真模型、仿真与实验平台系统参数见表 1。分别采用本文方法与 PI 控制算法进行仿真，图 5 为 Buck 模式下变换器加载/减载时母线电压动态特性仿真对比图，可以看出 2 种方法在加、减载时最终都

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

能维持直流母线电压稳定，但是与 PI 算法相比，本文控制方法电压脉动小，且恢复稳定时间短，动态响应更快，见表 2。

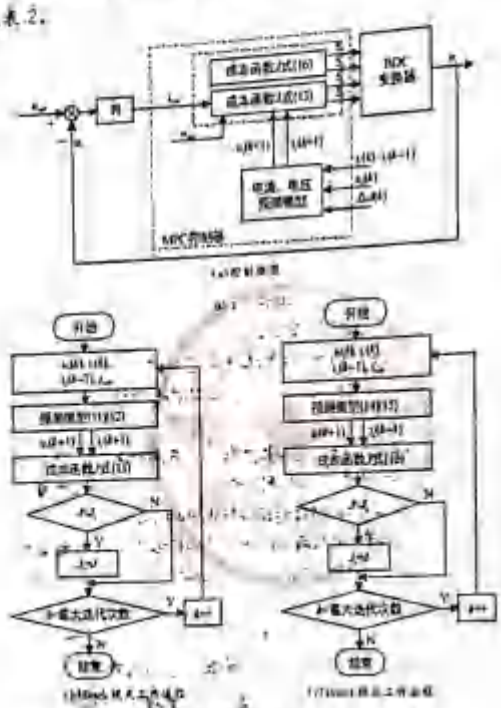


图 4 考虑母线电压稳定的 BDC 变换器控制策略图

表 1 BDC 变换器平台参数

控制器参数	数值

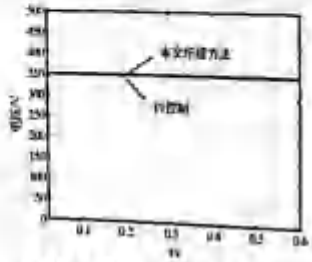


图 5 母线电压动态特性仿真对比图

表 2 输出动态特性数据对比

控制方法	跌落/V	动态时间/s

BDC 实验平台，采用 TI 公司独立高性能双核 CPU，时钟频率高达 200 MHz，实验平台输入额定功率为 45 kW，输入电压为 450～750 V，输出电压为 300～400 V，功率管选用 SiC MOS 功率模块，该模块具有开关损耗低，速度快，功率密度高等优点。实验过程应用科威尔电源设备代替电池储能装置。

设定实验参数，电感电流初始值为 50 A，加载时设定基准电流为 100 A，减载时设定基准电流为 55 A，图 6 所示为实验波形。图 6(a)为 BDC 变换器应用本文控制方法时加减载实验波形，图 6(b)为 PI 控制时加减载实验波形，图 6(c)为系统稳定运行时电压、电流实验波形对比图，由图 6(a)可得，采用本文控制方法，在加载时系统电压、电流超调和动态时间分别为 1.5 V、0.5 A、0.01 s，减载时系统超调和动态时间分别为 2 V、0.8 A、0.01 s；由图 6(b)可得，采用 PI 控制，在加载时系统超调和动态时间分别为 28 V、15 A、0.05 s，减载时系统超调和动态时间分别为 12.5 V、20 A、0.02 s；图 6(c)表明稳定运行时应用本文控制方法电压、电流特性明显优于 PI 控制。

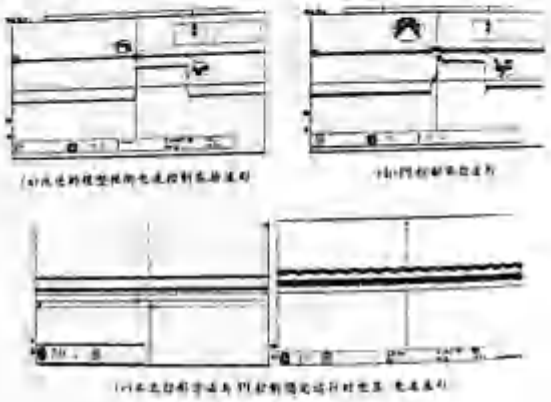


图 6 变换器加减载实验波形对比

5 结语

本文通过详细分析系统工作过程，利用系统传递函数搭建电压、电流预测模型，综合考虑 3 个控制目标及增加权重函数，并对成本函数进行优化设计，最后通过仿真和实验，对改进模型预测电流控制和 PI 控制在加载、减载过程中的输出特性，动态响应及其稳定特性进行对比分析，验证了改进模型预测电流控制的有效性和优越性。

参考文献

[1]郭凯.插电式氢燃料电池汽车研究现状及未来发展趋势[J].汽车实用技术,2020,45(16):6-8.

[2]郭雷开.氢能产业发展助推能源革命,我国燃料电池技术将迎来突破[J].汽车纵横,2020(9):52-53.

[3]王秋飞,曹伟,李明佳,等.碳中和背景下新能源汽车基于任务剖面的可靠性研究现状及发展趋势[J].科学通报,2021,66(32):4117-4128.

[4]王飞,陶利霞,高锦阳.混合动力电动车用高效双向直流变换器的设计[J].电测与仪表,2020,57(7):134-140.

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

[5]Nonabe, Yasuhiro. Development of the fuel cell vehicle mirai [J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2017, 12(1): 5-9.

[6]韩惠, 龙凯悦, 孙向东, 等. 基于开关序列的光伏储能双向 DC-DC 变换器预测电流控制方法[J]. 电网技术, 2019, 43(1): 300-307.

[7]肖智明, 陈启宏, 张立炎. 电动汽车双向 DC-DC 变换器的点模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 403-408.

[8]张勤进, 辛霜, 刘彦呈, 等. 储能双向 DC/DC 变换器自适应死区电流缺切换策略[J]. 电测与仪表, 2023, 60(2): 188-195.

[9]王建, 肖刚, 刘郑云, 等. 用于电池储能装置的双向 DC-DC 变换器设计[J]. 电子测量技术, 2019, 42(6): 62-66.

[10]杨博, Thidar S, 钟林恩, 等. 并网光伏逆变器奇异摄动积分滑模控制设计[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(2): 374-386.

[11]柳志飞, 杜贵平, 杜亮达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 56-69.

[12]Hu B, Chen Z, Zhang Z, et al. Model predictive flexible power control for grid-connected inverter under unbalanced network[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(16): 3580-3589.

[13]刘世艳, 陈青等. 不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(2): 129-135.

[14]胡石阳, 李晋, 金楠, 等. 双向 AC/DC 容错变换器模型预测直接功率控制[J]. 电测与仪表, 2019, 56(22): 89-94.

[15]Jin H, Zhao X, Wang T. Modified complementary sliding mode control with disturbance compensation for permanent magnet linear synchronous motor servo system[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(2): 2128-2135.

[16]Saeed J, Hasan A. Unit prediction horizon binary search-based model predictive control of full-bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(2): 463-471.

[17]Khomenko M, Veligorskyi O, Husev O, et al. Model predictive control of photovoltaic bidirectional DC-DC converter with coupled inductors[C]. 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). IEEE, 2017.

[18]韩惠, 龙凯悦, 孙向东, 等. 光伏储能系统中的双向 DC-DC 变换器预测电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 70-80.

[19]安峰, 李[illegible]. 电子变压器的优化设计及在 DC-DC 变换器[illegible]中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2018, [illegible].

[20]魏洪涛, 是[illegible]. 并联型[illegible]并联输出的宽范围双向隔离 DC/[illegible]变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 13-21.

(上接第 18 页)

步骤 3：比较相应统计时间段 TSN 或 TEW 中 2 个相反方向车道上的最大车辆数，以及东西向车道上的最大车辆数 CEW=Max(CE, CW)、南北向车道上的最大车辆数 CSN=Max(CS, CN)。

比较东西向车道上的最大车辆数和南北向车道上的最大车辆数，具体如下。

如果 CEW≥2CSN，并且 TEW<60 s，TSN>10 s，那么调整下一个交通信号灯的持续时间 TEW=TEW+10 s，TSN=TSN−10 s。

如果 CEW≥2CSN，并且 TEW=60 s，TSN=10 s，那么下一个交通信号灯的时间 TEW=80 s，TSN=40 s。

如果 CSN≥2CEW，并且 TSN<60 s，TEW>10 s，那么调整下一个交通信号灯的持续时间，TSN=TSN+10 s，TEW=TEW−10 s。

如果 CSN≥2CEW，TSN=80 s，TEW=40 s，那么下一个交通信号灯的持续时间 TSN=60 s，TEW=40 s。

否则，下一个交通信号灯的持续时间无改变，TSN=60 s，TEW=60 s，转到步骤 2。

3.4 紧急情况处理程序

智能交通灯系统运用单片机的中断功能实现对紧急情况的处理，当路口出现车辆等突发情况时，为了避免交通拥堵，交警可以按下红绿灯设置的急停按钮，下位机接到外部中断信号后，使开始执行中断处理程序：控制红色交通灯处于双闪状态，并将事故路况信息传输至上位机，直至紧急按钮状态恢复，才继续执行原程序。

参考文献

[1]刘浩儒, 曹妍, 袁涛, 等. 基于深度学习的智能交通灯控制方法设计[J]. 电脑编程技巧与维护, 2020(1): 124-125.

[2]黄明霞, 许泽恩, 李如仁, 等. 基于 FPGA 的智能交通信号灯的设计[J]. 现代电子技术, 2021(16): 179-182.

[3]谷山杰, 陈俊雷, 张之云. 基于深度学习的车辆目标检测算法综述[J]. 汽车文摘, 2022(5): 14-23.

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

中国核心期刊（遴选）数据库收录

ISSN1672-0601
CN23-1509/TU

职业技术

VOCATIONAL TECHNOLOGY

湖南省人职业技术学院

对湖南职教品牌发展的探讨 (周 唯)

基于PDCA理论的高职高专办学理念改进研究 (林杨芳)

高职院校宿舍文化建设的实践与体会 (许 路)

高职学生自主学习能力培养的调查与分析 (桂文龙)

扫一扫关注我们

2019.1

第18卷 第1期 Vol.18 No.1

职业技术

二〇一九年一月（第十八卷 第一期）

扫描全能王

目　次

职业教育研究

对湖南职教品牌发展的探讨 …… 邓京阳，刘偲艳，尹结健(1)

应用型韩国语专业人才职业素养研究 …… 张与伟，[illegible]进财(4)

基于 PDCA 理论的高职高专办学理念改进研究

——以某医学高等专科学校为例 …… 林杨芳(11)

高职院校宿舍文化建设的实践与体会

——以无锡卫生高等职业技术学校为例 …… 许　路，朱建军，左　军，刘[illegible]，[illegible](15)

"互联网＋"江苏环保产业职教联盟的构建与思考

…… 闫生荣，杜中英，杨春和，顾卫兵，段　芳，施冬健，陈明清(21)

新常态下职业教育关键能力的培养 …… 周建强，许梅雨，[illegible](25)

产教融合研究

校企合作人才模式的应用策略 …… 郑彦云，付晓春，蒋　平(29)

教师与学生

影响高校教师工作绩效因素的调查与分析 …… 肖贻杰(33)

高职学生自主学习能力培养的调查与分析

——以某高职院校为例 …… 桂文龙，胡新岗，苏治国(38)

新时代中小学音乐教师的自我设计与塑造 …… 于春萍(43)

高职院校学生学习倦怠现状调查与对策分析

——以苏州健雄职业技术学院为例 …… 左元武(48)

南通工职业技术学院
科研和校企合作中心
与原件核对无误

CS 扫描全能王

DOI 10.19552/j.cnki.issn1672-0601.2019.01.001

对湖南职教品牌发展的探讨

周 伟，邓京闻，刘偲艳，卢绍群
（湖南理工职业技术学院，湖南 湘潭 411101）

摘 要：职业教育是新时代湖南省经济发展的重要力量，若职业教育特点不够鲜明，品牌化程度不够高，很难提升湖南职教的影响力。基于湖南省职业教育现状的调研，找出湖南省职业教育的优缺点，从湖南职教整体发展提出宏略建议，结合湖南本土文化特点和经济发展背景提出改革措施，促进湖南省职业教育具有鲜明特色。

关键词：高职院校；模式；职业教育
中图分类号：G718.5　　文献标识码：B　　文章编码：1672-0601(2019)01-0001-04

Discussion on Brand Development of Vocational Education in Hunan

ZHOU Wei, DENG Jingwen, LIU Siyan, LU Shaoqun
(Hunan Vocational Institute of Technology, Xiangtan 411101, China)

Abstract: Vocational education is an important force in the economic development of Hunan province in the new era. If the characteristics of vocational education are not clear enough and the degree of brand is not high enough, it is difficult to enhance the influence of Hunan vocational education. Based on the investigation of the current situation of vocational education in Hunan province, find out the advantages and disadvantages of vocational education in Hunan province, put forward strategic suggestions from the overall development of vocational education in Hunan province, and propose reform measures in combination with the local cultural characteristics and economic development background of Hunan province, so as to promote distinct characteristics of vocational education in Hunan province.

Keywords: higher vocational college; mode; vocational education

0 引言

在经济全球化、人才国际化的大背景下，湖南职业教育如何在竞争如此激烈的国内外教育市场赢得一席之地，最重要的途径就是打造有地方特色的职教品牌，提升核心竞争力。湖南省职教优劣势并存：职教基础相对雄厚，办学规模较大；但是凝聚力不够、战斗力不足、影响力不强这三大弱点仍然严重制约着湖南职教的发展。因此需要思考，如何挖掘湖南职教内在发展潜力，打造特色职教湘军助推湖南经济发展。

1 职教湘军有大意义

做强湖南省职业教育，助力湖南省高质量发展，打造不言而明的职教新湘军，是湖南省助推产业转型升级、吸引全国优质生源、实现产教深度融合的内在需求。

1.1 推动产业转型的需要

产业转型关键在人才和技术。目前，湖南省经济处于高质量发展的新时期，而高质量经济发展的重点是产业转型升级，产业转型升级迫切需要高素质技能型人才的支撑，可以说没有高素质技能型人才就没有湖南制造、没有中国制造。创新是产业转型升级的第一动力。经调研显示，湖南省高职院校专业对口率和就业满意度有待提高，企业"用工荒"现象频发，这皆由人才供给侧与产业需求侧不配套引发。打造湖南省职教新湘军就是要让职教的"鞋"合产业的脚，以市场需求为航线，做到与时俱进，对接产业转型人才需求。

1.2 吸引优质生源的需要

吸引优质生源关键在于品牌影响力。目前高职生源的困境主要体现在质量而不是数量上，生

收稿日期：2018-11-01
作者简介：周伟（1983—），硕士，讲师，主要研究方向：信息技术，职业教育。

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

和高职教育在教育体系中的定位有一定的关系，民众普遍对于高职的理解还是不得已而为之的无奈选择，要打破这种印象怪圈的方法就是整体提升职教水平，打造有全国影响力的职教品牌。吸引优质的生源需要优秀的职教大环境支撑，而优秀的职教环境又需要优秀的人才不断巩固与提升，两者相辅相成、互相促进。打造职教湘军这个中国高职教育品牌才能给予学生更高的教育回报率，从而吸引全国大批优质生源来湘学习深造。

1.3 解决产教融合的需要

产教融合关键在于社会参与。十九大工作报告中明确提出"深化产教融合、促进校企合作"，提出了产教融合是现代职业教育发展的主要方向，其重心就在于强化企业在人才培养过程中的主体作用。产教融合应是学科与产业的融合，专业与企业的融合，需要创新办学模式，引学区入园区，引企业进专业，引工程师进课堂，使学生顺利完成从学校到企业的"最后一公里"角色转换。打造职教湘军就是从学校层面入手，提升学校人才和技术服务能力，让校企利益互增互补，消除学校单方面依附企业，企业被动应付学校的尴尬处境。

2 职教湘军有强实力

湖南省高职高专院校以卓越校、示范校和特色专业群建设为引领，以产教融合为主线，从供给侧和需求侧两端发力，在做优、做强、做活职业教育方面取得了一定的成效，为打造具备凝聚力、战斗力、影响力的职教湘军，推动湖南高职教育特色发展奠定了良好的基础。

2.1 职教湘军底蕴深厚

创建湘军建设底气，需正视自身。湖南省高职院校主要特点是：学校和学生数量众多、办学规模庞大、专业覆盖面广阔、师资力量雄厚，为职教湘军的建立打下了坚实的基础。全省招生的高职高专院校现有70所，2017年全日制在校生、注册新生、应届毕业生分别为51.83万、20.27万、14.77万，相比上年度增长8.7%、7.0%、9.7%，全省共计362个专业，涵盖292个专业群，其中有79个为省级示范特色专业群，占总专业群数的27%。全省各高职院校专任教师中"双师素质"教师比例、硕士及以上学位教师比例、高级职称比例均呈上升趋势，2017年，新增博士15人，教授88名，从企业引进53名专业带头人，新增名师（大师）工作室156个。真可谓兵强马壮，人才济济，在如此有利的条件下，湖南职教应该在发展自身的同时提高品牌意识，不断加强品牌内涵建设和宣传工作。

2.2 职教湘军态势优良

在强调自身底子好的同时还需要在人前显实力。湖南省在人才培养质量方面取得了阶段性的成果，全省高职院校在全国职业院校技能大赛中连续三年取得佳绩，2018年全国职业院校技能大赛中，高职组一等奖数比2017年增加了13项，增长65%，有望在去年排名全国第五的基础上冲进前三甲。专业特色发展格局基本形成，2017年全省高职院校立项[illegible]示范专业点23个，累计达到35个，[illegible]和省级立项数均排全国第[illegible]位。[illegible]集优势在[illegible]，一批国内一流有一定国际水准的专业群（集）正在形成，稳步[illegible]代学徒制[illegible]，已经覆盖[illegible]所高职院校的[illegible]家企业，[illegible]有4761名学生参与。产教融合平台作用日益[illegible]，[illegible]院校与相关行业企业进行联[illegible]作，已共建59个二级学院，121个生产性实训基地，112个研发中心。如此强势是每个湖南职教人不可[illegible]。[illegible]发[illegible]拼[illegible]出来的，展示了湖南职教人的决心和风采，提升了职教湘军的影响力，给每个湖南职教参与者带来了极大的荣誉和信心。

2.3 职教湘军特色鲜明

湖南职教[illegible]不[illegible]自全国各地，甚至全世界[illegible]的[illegible]和职教模式，一直在探索如何全面提升职教水平。以理工职院为代表的一批高职院校，引入更开放的办学理念，组建了非洲劲力学院，这一模式打破了传统的职教办学格局，真正实现了校园无边界、园区在哪、学校延伸到哪、注重为我用、不求为我有。切实做到了专业无边际，产业需求在哪，专业供给在哪，注重小而精，不求大而全，在管理方面提倡了理工九条，理工情怀等一批特色理念，还到南非无边缘，用现地的，用文化育人，注重刚柔相济，注重因材施教，不求整齐划一，这是新时代举校推动职教高质量发展的一次尝试，是政行校企开成合作育人、互利共赢办学的一次探索，紧密对接园区主打产业，因需施教，引进德国双元制教学模式，也是学校努力建设湖南职教新湘军，探索"有校无边"新模式迈出的关键一步，创新引领，特色发展，结合湖南省的实际情况，为湖南职业教育发展探索出的新道路，打造有湖南特色的职教湘军品牌契机正在日趋成熟。

3 职教湘军有好梦想

湖南职教成长是迅速的，成绩是喜人的，但是仍需正视自己的不足，需要从多方面采取有效措

©1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

CS 扫描全能王

建，精心谋划，做到优中更优，独秀于林，这样的职教才能称得上是品牌。

3.1 要建立健全职业教育保障机制，优化职教资源配置

对待湖南省的高职教育资源要像下供一样，全篇谋局、统筹规划，彻底解决资源整力不够问题，统筹先从建立保障机制和优化资源配置开始，建议从以下四个方面来实施：一是构建职教改革发展专项机构：协调发挥湖南省作为区职业教育改革发展领导机构组织作用，建立湖南省职业教育联席会议制度，针对职业发展中的重点任务和问题，各政府部门、各主要行业组织和职业院校应定期召开会议并及时研究和解决；二是加大职业教育经费投入。政府应提高财政预算内教育经费用于职业教育的比重，政府统筹并监督经费的投入和使用，强化各高职学校每年的考核任务，制定奖优罚劣政策，用经费来刺激学校发展成长，让学校主动找方法寻出路求变化；三是优化整合职教资源，组建专项管理机构，根据湖南省产业发展方向，全面规划设计湖南省的职教发展布局，充分发挥两级示范职业院校的引领示范作用，提高优质职业教育资源的办学效益；四是建立产业结构调整驱动专业改革机制，把湖南战略性产业和传统支柱产业相关的专业作为核心发展对象，让行政干预手段能够及时调整办学方向，集中优势资源，攻坚克难，实现有规划、有保障、有智慧、有远见的湘有办学。

3.2 要实施“三名”工程，形成梯级培养机制

从职教湘军的核心构成来看，名校、名师、名校是必不可少的组成部分，也是职业实力的最核心要素。所以非常有必要实施“三名”工程，建立梯级培养机制，一是实施职教湘军名校工程，推进高职双一流学校建设，重点扶持建设50所办学条件优良、办学水平优越、改革示范作用明显的职业院校，打造成国内领先的职院名校。二是实施职教湘军名师工程，培育一批教学技能名师，支持各院校引进、培育师德高尚、专业精湛、教学优秀，具有行业影响力的名师，制定层级选拔机制，从校级、区级、市级、省级，层层递进选拔名师工匠，也为湖南省建立优秀教育人才储备库。三是实施职教湘军名能工程，利用各级职业技能竞赛全省铺开层级选拔，建立工匠名能人才库，助推湖南职教走向技能巅峰。行政职能部门做好顶层设计，各高职院校严格按照三名工程方案实施，遴选一批职教湘军工匠优秀代表，并做好弘扬职教湘军精神的宣传工作，让职教湘军理念入人心。

3.3 要优化创新职教人才培养模式，提升高职院校服务社会能力

经过多年的探索和验证，湖南省在人才培养方面总结出了具有地方特色的模式和方法，但是提升高职院校社会服务能力是当务之急，一是创建鼓励创新的保障体系，加大创新人才培养激励措施，细分人才培养管理机构责任，统筹人才培养机制创新工作；加大政策扶持及投入力度，激励和保障教师积极开展人才培养机制的创新；建立人才培养机制创新考核奖励制度，创新工作考核评价体系内容要涵盖齐全，评价指标要量化，评价要公平公正。二是完善产教融合、校企合作机制，以现有职教集团为基础，推动部门行业牵头成立专业联盟，打造一批产教融合示范基地；根据国家相关文件精神，湖南省应尽快出台适合自身职教情况的校企合作法规制度，以制度来规范引导校企合作；重视职教地区发展差异，有针对性地为地方高职院校制定实施产教融合的方案，提供政策、经费和人员保障来促进职教均衡发展。“一花独放不是春，万紫千红春满园”，只有湖南职教整体做强了，职教湘军才能名副其实。三是找准战略方向，强化政策落地。紧扣“中国制造2025”，提升高职承接技术转移能力，要认真研究产业转型升级指向的前沿技术、工艺标准、人才需求，积极承接技术研发和技术培训项目；紧扣精准扶贫国家战略，贫困地区和农村非常需要高职院校提供农业技术支持、技能培训、发展规划等服务项目，开发专门针对高职的专业教学标准，对人才培养的软硬件条件都具体量化，并向社会公布，所有职业教育省级标准库，统一下发到市、区教育局等部门，使用强有力的政治推手落实标准执行。另外将行政手段和学术手段结合运用，完善考核评估、学术交流、舆论监督等具体措施，确保职业教育标准化体系的有效性和创新性。

3.4 要与国际接轨，提升职业教育国际化水平

办学不能故步自封，不求进取，需博采众长，多走出去与先进为伍，与国际接轨，提升职业教育国际化水平。一是深度参与国际合作，提升职业教育国际化水平，积极拓展教育国际交流平台，支持职业院校与境外高水平院校、行业协会、跨国企业建立合作关系。二是携手企业主动出击，定向定制海外湘军人才。启动与湘湖企业海外园区计划，联合已经向外迈出步伐的湖湘企业共建一批海外技术技能人才培养培训中心、工程技术创新中心、文化传播中心，培养一大批通晓国际化

（下转第30页）

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

的形式来表现，台上台下都有较为浓厚的兴趣。为了提高活动质量，还要注重活动之前的专业指导。很多活动学生有兴趣，但是只知皮毛，不敢轻易尝试。因此，我们在摄影比赛前举办摄影知识讲座，在职业礼仪展示赛前请校礼仪社团进行辅导，在古诗词诵读演唱大会前由校古风社团进行汉服专场讲座与展示，学生通过了解，加深了认识，展现出更好的比赛效果。高质量的活动进一步提升了学生的自信心，提高了学生参与的积极性。

6.3 宿舍文化建设要充分体现以人为本

教育的对象是人，毫无疑问，宿舍文化的核心也必须充分体现"以人为本"，否则将成为无源之水，无本之木。因此，宿舍环境的设计、制度的修订、活动的策划等，都要站在学生的角度进行考量，要使学生感受到温暖和关爱，而非冰冷的设施、死板的规定、形式的活动。要经常与学生沟通，让学生认识到宿舍的各项规章制度是为了规范行为，养成良好的行为习惯，确保安全的生活秩序。要为学生尽可能多地提供生活上的帮助，为学生搭建展示风采的舞台。同时，要树立先进典范并进行宣传，用榜样的力量影响周边同学，形成积极向上乐于争先的正能量，促进学生身心健康，全面发展。

7 结语

我校通过宿舍文化建设，使学生的宿舍生活变得有意义，团队的合作增强了凝聚力，加深了友谊；高雅的文化陶冶了情操，培育了气质，榜样的力量树立了信心，明确了目标；积极健康向上的宿舍文化使学生形成了乐观、正面的精神状态，因此，高职院校应注重文化的渗透作用，通过宿舍文化建设，使个体的行为受到集体行为的影响，促成学生的健康人格，促进学生在高职校园里健康成长。

参考文献

[1] 谢欣.宿舍文化发展历程[M].长春：长春出版社，

[2] 张新从.高职院校宿舍文化建设探索与实践[J].长沙民政职业技术学院学报，2017，(2)：133－135.

[3] 王跃辉.大学生宿舍文化建设现状及存在问题分析[J].赤峰学院学报，2017，(5)：164－167.

[4] 李庆志，王晓明，沈建平.学生宿舍文化与育人作用[J].[illegible]，2000，[illegible]：87－88.

[5] 王跃.关于[illegible]职[illegible]思考[J].辽宁高职学报，2017，[illegible]：105－107.

（编辑 刘若沅）

（上接3页）

则，熟练掌握相关先进技术的高端技术技能人才。三是利用信息技术搭建在线学习平台，让教学资源和教学方法跟上国际化步伐。未来教育的发展趋势就是网络化、碎片化和便捷化。通过搭建这样的平台，开放学习国内外最新最优的教育资源，让人才能够更快捷地交流学习。

4 结语

综合湖南省高职发展情况，打造职教湘军的基础已经具备，教育品牌化战略的实施也是大势所趋，但是促进湖南省职教品牌形成，要解决的问题还有很多，要经历的过程还很长，作为湖南职教参与者的我们只有坚持创新发展规律，坚持面向市场需求，坚持不忘教育初心，湖南职教发展就能够有新的突破。

参考文献

[1] 莫玉婉.高职教育国际化：内涵、实践及改革趋势[J].职业技术教育，2017(16)：24－28.

[2] 谢玉琳.关于我国高职教育国际化现状的思考[J].教育与职业，2015(10)：107－109.

[3] 莫玉婉."走出去"办学：高职院校国际化发展路径简论[J].职业技术教育，2016，37(1)：13－17.

[4] 王伟.一流高职院校办学定位若干基本问题研究[J].职教论坛，2017(5)：52－57.

[5] 崔利萍.中国特色社会主义文化自信的三重逻辑[J].思想教育研究，2017(7)：37－41.

[6] 于志晶.从职教大国迈向职教强国——中国职业教育2030研究报告[J].职业技术教育，2016(6)：64－66.

[7] 本刊编辑部.《中国教育改革大系：职业教育卷》[J].职业技术教育，2017，38(3)：59.

[8] 湖南省高等职业教育质量年度报告(2018).

[9] 同心同向 砥砺奋行 全面推动湖南高等职业教育特色发展工作报告

（编辑 文新梅）

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

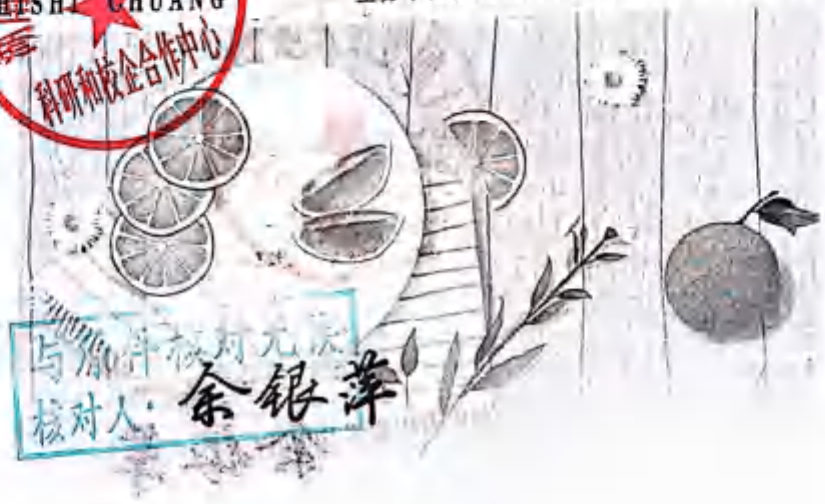
16、“1+X”证书制度下高职院校光伏类专业“课证融合”的教学改革研究与实践

知识窗

2023
JUL
07
下半月

主办单位：江西科学技术出版社有限责任公司

ZHISHI CHUANG
科研和校企合作中心
核对人：余银萍



大学生网络行为异化的现状及预防机制研究

高职院校“引融输建”国际交流合作体系构建研究与实践

基于产业学院的校企协同育人模式的探究——高职院校三方评教实施策略分析

乡村教育数字化转型的内涵、困境与路径

人工智能时代高职高等数学课程考核评价体系探究

ISSN 1006-2432

9 771006 243234 14

邮发代号：44-20

CS 扫描全能王

目次

主编 邓胜裕
副主编 邓 莉
编辑部主任 毛晓庆
编辑部副主任 李行怡
责任编辑
邓 莉 毛晓庆 李行怡 姚 雪
胡星萍 邱 悦 杨苏辰
新媒体发展部主任 姚 雪
美术设计 同异文化传媒

主管单位/中文天地出版传媒集团股份有限公司
主办单位/江西科学技术出版社有限责任公司
出版单位/《知识窗》杂志社
地址/南昌市新洲街2号附1号科技出版大厦
邮政编码/330009
国际标准连续出版物号/ISSN 1006-2432
国内统一连续出版物号/CN 36-1072/G0
发行范围/国内外公开发行
发行方式/全国各地邮局
发行单位/《知识窗》杂志社
邮发代号/44-20
国外发行/中国国际图书贸易总公司
国外代号/M1133
广告发布登记编号/赣市监广登013
印刷单位/江西新华印刷发展集团有限公司
创刊年份/1979年
出版日期/7月31日
定价/20.00元
单层定期订阅价20.00元

学术研究

高职院校“引融输进”国际交流合作体系构建研究与实践……杨雪莱 /3
人工智能时代高职高等数学课程考核评价体系探究……梁从文 /9
“双高”背景下职业院校社区教育模式与实施路径研究……葛玉洁 /15
学习型社会背景下护理本科继续教育的新路径……李 琼 罗惠娟 李 芹 /24
立德树人视域下新工科人才“四位一体”实践育人体系研究……吴 爱 /30
新时期劳动教育融入高职院校专业课程的研究……杜文妍 /36
关怀伦理视角下教师语言失范的困境与突围……于祎晗 /42
高职院校学生团队协作能力培养探析……孔玉芳 /45
增强高职学前教育专业学生职业认同感的意义……吴婷婷 /48
牧区幼儿师资队伍建设现状与对策研究……陈新云 /57
论和文化精神对于高校古代文学教学的启示意义…王爱军 /60
乡村教育数字化转型的内涵、困境与路径……崔艳叶 梁翊昊 /66
高职院校计算机专业现代学徒制人才培养模式探究……孙振坤 顾玉琼 /72
新媒体环境下英语教育中的中国文化对外传播能力培养……聂洪敏 /75
基于产业学院的校企协同育人模式的探究……王 马 /87
工匠精神融入服务类专业一体化课程现状分析……[illegible] /90
“双减”政策下家校社协同育人的劳动教育推进路径……张 晖 /114
大学生网络行为异化的现状及预防机制研究……李 佳 何小娟 /120
高职院校三方评教实施策略分析……[illegible] /123

教改实践

电力设计电课程由“一体一业”[illegible]探索……[illegible]
“1+X”证书制度下高职院校光伏类[illegible]的教学改革研究与实践……张爱华 段文杰 刘恒超 /12

南昌工职业技术学院 科研和综合合作中心

CS 扫描全能王

“1+X”证书制度下高职院校光伏类专业“课证融合”的教学改革研究与实践

○朱爱锋，张建杰，刘倬艳

摘要：文章论述了[illegible]高职[illegible]光伏人才的重要意义，分析“1+X”证书制度下光伏类专业[illegible]“课证融合”[illegible]存在问题和原因，提出创新教学模式、重塑教学内容、完善考评机制、[illegible]的实践，打造“模块化、标准化、多元化、信息化”的“课证融合”[illegible]。

关键词：“1+X”证书；课证融合；高职院校；光伏类专业

一、实施背景与意义

2022年4月，教育部印发《加强职业教育和高等教育人才培养体系建设工作方案》，提出应加强绿色低碳教育，推动专业转型升级，加快[illegible]缺人才培养，深化产教融合协同[illegible]。

光伏产业发展是实现我国双碳目标的重要途径之一，所以高职院校可以将绿色低碳理念纳入专业教学体系。目前，光伏类专业的“1+X”证书还很单一，仅有光伏电站运维职业技能证书。在“1+X”证书制度下的“课证融合”教育实施过程中，企业、高职院校、教师、学生的评价不一。基于此，课题组根据高职院校光伏类专业“课证融合”的教学现状，提出相应的对策。

二、“1+X”证书制度下“课证融合”存在的问题和产生的原因

（一）证书与企业需求有差距

课题组通过走访、调研光伏电站运维企业发现，多数大中型运维企业对目前学生在校考取的光伏电站运维职业技能证书认可度不高，这些企业认为，第一，证书考核内容简单，学习知识点分散，职业技能证书考试契合度不高。为了增加“1+X”光伏电站运维职业技能考试的通过率，高职院校在考证前临时增加考证培训单元，对考试学生进行强化训练，部分考试学生需要请假上课，在一定程度上扰乱了学校的教学秩序。此外，“1+X”考证考试内容较简单，但高职院校未按照考核内容与典型的实际项目案例制订设计课程内容，没有融合运维工作的典型岗位需求，考证培训和课程授课存在重复讲授部分知识点的现象。不仅如此，教材开发还处于传统校方单方开发阶段，缺乏校企双通联动教学课程，教学内容对新技术、新标准、新工艺引入不完整。

（三）评价体系与激励机制待完善

通过对已取得“1+X”证书的学生进行调研，课题组发现，高职院校的“1+X”光伏电站运维职业技能的考证实训场地条件简单，考核重点为机房实操，与实际室外设备操作有差别，考核内容对接产业需求不强，证书评价由第三方平台的考核标准形成，且在评价体系中，行业、企业、学校的参与深度不够，不能有效解决就业和学分互换问题

17、全国性团体标准《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》，公开发表

中国国际科技促进会标准化工作委员会

参编证明

兹有湖南理工职业技术学院刘偲艳同志参加中国国际科技促进会组织的团体标准项目，担任《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》（项目计划编号为CI 2025464）团体标准主要起草单位。

特此证明

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心

原件核对无误 经办人：余银萍

中国国际科技促进会标准化工作委员会

2026年3月21日

CS 扫描全能王

团体标准
《构网型风光储变流器建模与仿真测试规范》
编制说明

2026年6月

时，现有新能源模型参数测试与控制标准主要面向跟网型设备，构网型建模和仿真领域的专项标准存在空白，难以匹配设备研发、第三方检测、电网调度部门开展电磁暂态仿真安全稳定计算的实际需求的实际技术需求。因此制定统一的构网型风光储变流器建模及仿真测试规范，是填补行业标准空白，适配新型电力系统建设，推动构网型技术工程化应用的必然要求。

2.意义

本文件的制定与实施，为设备制造商、建模机构、电站投资方和电网调度部门提供构网型风光储变流器建模与仿真测试的统一技术依据，规范模型要求、仿真测试流程及模型校验方法，破解模型参数不透明、测试结果不可比的行业痛点；在技术层面，本文件明确了机电暂态模型的结构和参数辨识方法、电磁暂态封装模型的端口和方波参数要求，提升仿真模型的可信度与可移植性，本标准的实施将有效降低产业对全尺寸实物测试的依赖与成本风险，为电网开展短路电流计算、大扰动暂态稳定及宽频振荡分析提供坚实可信的模型底座，为新型电力系统建设和“双碳”目标实现提供扎实的技术支撑。

三、主要工作过程

1.起草阶段：

（1）成立标准制定工作组。按照《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》编制需要，XXXXX等机构相关专家成立标准制定工作组。

（2）形成标准草案。根据工作计划及分工安排，在系统参考、学习已有标准及研究的基础上，标准制定工作组完成构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》各部分内容，并于2026年3月31日汇总形成标

《构网型风光储变流器建模与仿真测试规范》
编制说明

一、工作简况

1.任务来源

2025年12月31日，由新疆大学申请团体标准的立项，根据《中国国际科技促进会标准化工作委员会团体标准管理办法》下达2025年度团体标准修订项目计划，经中国国际科技促进会标准化工作委员会组织相关专家技术审核通过，批准《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》团体标准的制定，项目计划编号CI2025016I。

2.起草单位：XXXXX。

3.主要起草人：XXXXX。

二、制定标准的必要性和意义

1.必要性

构网型变流器是支撑新型电力系统构建、实现高比例风光发电消纳的核心设备。近年来，《关于组织开展可再生能源发展试点示范的通知》（国能发新能〔2023〕66号）、《加快构建新型电力系统行动方案（2024—2027年）》等国家文件明确提出重点支持构网型储能、构网型风电光伏的技术研发与工程示范，对配套标准体系提出了迫切要求。当前行业内缺乏针对构网型风光储变流器的统一建模仿真测试规范，存在模型“黑箱化”、接口不统一、测试工况与评价方法各异等问题，导致仿真模型可移植性差、测试结果缺乏可比性，无法为电力系统级仿真分析、电网安全规划提供可靠的模型基础，及

准草案。

（3）拟定于2026年6月28日，通过腾讯会议线上召开了《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》团体标准第一次讨论会。会上，标准编制组就该标准立项背景和标准框架分别进行了介绍，与会专家和代表就标准名称、框架结构、定义、范围、技术指标、试验方法等内容进行了深入讨论，明确了该标准编制工作方向，并提出了一系列标准内容的完善措施和修改意见、建议。在第一次讨论会结束后标准编制工作组根据与会专家及参会代表的意见和建议，对标准初稿进行了修改完善，形成了第二稿。

（4）形成标准征求意见稿和编制说明：经过上述会议和会后进一步修改和整理，在工作组内再次征求意见后，形成了标准征求意见稿和编制说明。

2.征求意见阶段：

拟定于2026年6月30日，本文件由中国国际科技促进会标准化工作委员会面向社会进行为期一个月的公示，同时由编制工作组对相关单位进行定向征求意见。定向向包括参编在内的XX家单位征求意见，共提得意见XX条，其中采纳XX条，未采纳XX条，具体见《征求意见汇总表》。

3.审查阶段：

标准编制组根据征得的意见，结合标准制定的实际情况，对标准文本进行调整与修改，形成标准送审稿。拟定于2026年7月10日，由中国国际科技促进会标准化工作委员会组织召开的《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》团体标准审定会在腾讯会议线上召开，

CS 扫描全能王

家对《构网型风光储变流器建模及仿真测试规范》团体标准送审稿、编制说明和征求意见汇总表进行了细致的审查，并提出共XX条修改意见。最后，专家认为该标准体系及内容符合团体标准制修订要求，相关文件齐备，一致通过该标准的审查。

4.报批阶段：

标准编制组根据评审会上专家的意见，结合标准实际编制情况，对标准文本进行进一步调整与完善，形成标准报批稿，拟定于2026年3月提交中国国际科技促进会标准化工作委员会申请报批发布。

四、制定标准的原则和依据，与现行法律、法规、标准的关系

1.原则

本文件遵守现有相关的法律、条例、标准和规范的，编写格式和规则符合GB/T 1.1-2020《标准化工作导则第 1 部分：标准化文件的结构和起草规则》的规定。

（1）兼容性原则。本标准在编写时，确保了与现行国家、行业、团体标准的有效兼容。

（2）适用性原则。本标准立足构网型风光储变流器建模与仿真测试发展现状，针对电力系统仿真软件环境，对建模要求和仿真测试方法作出规定。

（3）完整性原则。本文件规定了构网型风光储变流器的机电暂态模型和电磁暂态模型的模型结构、接口规范，对仿真测试及设备测试的项目和步骤做出规定，并给出了模型校验的要求。

2.依据

六、重大意见分歧的处理依据和结果

无。

七、贯彻标准的措施建议

建议由电力行业、新能源领域相关标准化管理机构利用各种活动（如工作组活动、行业协会的管理与活动，专家培训、标准化技术刊物、行业信息平台等），向构网型风光储变流器设备制造商、第三方检测机构、电网运营企业、电力设计单位、科研院所等相关单位和机构贯彻本标准。

八、本文件是否包含专利

否。

当前我国已发布或即将发布的构网型变流器相关标准，多聚焦于设备通用技术要求，并网性能测试、安全规范等方向，针对构网型变流器这一新型并网主体的专项建模规范，仿真测试方法、模型验证准则的细分标准仍存在空白。

3.与现行法律、法规、标准的关系

本标准不存在任何违背现行法律、法规和强制性国家标准的条款。

五、标准主要内容

标准内容和章节安排如下：

（1）第1章范围，规定了主要内容和适用范围；

（2）第2章规范性引用文件，列出了本文件所引用的标准、技术规范和规程；

（3）第3章术语和定义，规定了本文件中所涉及到的术语定义；

（4）第4章一般要求，规定了适用于本文件资料收集、建模要求、仿真测试、模型校验的通用要求；

（5）第5章变流器测试，规定了构网型风光储变流器测试的测试系统、测试项目、测试步骤；

（6）第6章建模要求，规定了构网型风光储变流器机电暂态模型和电磁暂态模型的模型结构、模型接口，以及机电模型的参数辨识方法；

（7）第7章模型校验，规定了机电模型和电磁模型的仿真测试项目和校验要求。

本标准中技术指标说明如下：

（1）[illegible]

（2）[illegible]

与原件核对无误
核对人：余银萍

ICS 27.180
CCS F19

团 体 标 准

T/CI 2025464-2026

理工职业技术学院 科研和校企合作中心

构网型风光储变流器建模及仿真测试规范

Modeling and simulation test specification for grid-forming converters of wind turbine, photovoltaic and energy storage

与原件核对无误
核对人：余银萍

重要提示：如您识别到本文件中有涉及专利的内容，烦请您告知我们，谢谢！

中国国际科技促进会 发布

CS 扫描全能王

目 次

前 言 III
1 范围 1
2 规范性引用文件 1
3 术语和定义 1
4 一般要求 2
5 构网型风光储变流器模型参数测试 3
6 构网型风光储变流器建模要求 10
7 模型校验 11

构网型风光储变流器建模及仿真测试规范

1 范围

本文件规定了构网型全功率风电机组变流器、构网型光伏变流器、构网型储能变流器（以下统称“构网型风光储变流器”或“构网型变流器”）的测试、建模、校验等技术要求。

本文件适用于交流端口电压在 35kV 及以下构网型风光储变流器的测试、建模与校验工作。

2 规范性引用文件

下列文件中的内容通过文中的规范性引用而构成本文件必不可少的条款。其中，注日期的引用文件，仅注日期的版本适用于本文件；不注日期的引用文件，其最新版本（包括所有的修改单）适用于本文件。

GB/T 32826 光伏发电系统建模导则

GB/T 32892 光伏发电系统模型及参数测试规程

GB/T 36237 风能发电系统 通用电气仿真模型

GB/T 42716 电化学储能电站建模导则

GB/T 44117 电化学储能电站模型参数测试规程

NB/T 11344 光伏发电站阻抗特性评估技术规范

NB/T 31057 风电机组电气仿真模型验证规程

NB/T 31066 风电机组电气仿真模型建模导则

3 术语和定义

下列术语和定义适用于本文件。

3.1

构网型变流器 grid-forming converter; GFM

通过内部控制自主生成输出电压的幅值、相位与频率，并在[illegible]主动为电网提供惯量支撑、电压支撑与阻尼调节的电力电子变换装置。

3.2

构网型储能变流器 grid-forming power conversion system

以电化学电池为储能载体，具备构网运行能力的双向储能变流器，也称为储能构网型变流器。

3.3

构网型全功率风电机组变流器 grid-forming full-power wind turbine converter

[illegible]工程技术学会 推荐 团体标准 [illegible]

与直驱或下直驱风力发电机组配套，采用全功率变流拓扑结构，具备构网运行能力的风电变流器，以下简称风机变流器。

3.4

构网型光伏变流器 grid-forming photovoltaic converter

与光伏阵列配套，具备构网运行能力的光伏并网变流器，以下简称光伏变流器。

3.5

机电暂态建模 electromechanical transient modeling

针对电力系统机电暂态过程（时间尺度毫秒级至秒级）：对构网型变流器的核心外特性、控制逻辑与动态响应进行建模。

3.6

电磁暂态建模 electromagnetic transient modeling

针对电力系统电磁暂态过程（时间尺度微秒级至毫秒级）：对构网型变流器的功率电路、开关特性、高级控制、暂态响应与宽频特性进行精细化建模。

3.7

短路比 short-circuit ratio; SCR

构网型变流器并网点系统短路容量与变流器额定容量之比，用于表征电网强度。

4 一般要求

4.1 本文件针对构网型风光储变流器开展单机模型的建模、测试与校验工作，建模包括机电暂态单机建模和电磁暂态单机建模。

4.2 模型应基于电力行业主流仿真软件搭建，可直接用于电力系统机电暂态、电磁暂态仿真分析。模型接口符合通用仿真平台的技术规范。

4.3 设备供应商应提供构网型变流器完整的技术参数表，包含设备参数、控制策略、保护定值三类，参数应与实际设备出厂参数一致。

5 构网型风光储变流器模型参数测试

5.1 一般原则

5.1.1 构网型风光储变流器模型参数测试包括测试试验和辨识两部分构网型模型参数辨识两部分。

5.1.2 测试试验可采用现场测试或离线混合仿真测试。

5.1.3 测试结果标幺值应保存，基准容量取变流器额定功率，交流侧基准电压取变流器额定电压。

与原件核对无误
核对人：余银萍

5.2 测试系统

测试系统按照图 1 所示连接

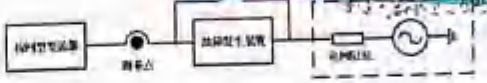


图 1 测试系统结构

5.2.1 电网模拟装置

电网模拟装置应能根据测试场景与工况的不同改变电网电压相位、频率，并且能模拟电网强度，具体要求如下：

a）通过调节电网阻抗大小可调整电网强度；

b）阻抗相位在-60°～+60°之间的调节；

c）频率调整区间应满足 45-55Hz，且能实现阶跃变化或斜坡变化。

5.2.2 故障发生装置

故障发生装置应具备模拟三相对称及不对称电压跌落与抬升的功能，低电压跌落深度应能覆盖至 10%Un，高电压抬升幅度应能覆盖至 130%Un，且故障持续时间及故障类型应可设置。

5.2.3 检测设备

电压传感器、电流传感器和数据采集装置的精度和动态性能应至少满足表 1 的要求。

表 1 检测设备精度要求

CS 扫描全能王

设备名称	精度	动态性能
电压传感器	0.2 级	响应时间不大于 10μs，带宽不小于 100kHz
电流传感器	0.2 级	响应时间不大于 10μs，带宽不小于 100kHz
数据采集装置	0.2 级	暂态测试采样频率不小于 10kHz

5.3 测试步骤

5.3.1 测试工况

测试工况应满足以下要求：

a）强电网短路比设置为 10，弱电网短路比设置为 1.1；

b）构网型变流器带轻载输出功率设置为 10%~30%额定功率（轻载），重载输出功率设置为 70%~100%额定功率（重载），储能变流器还应包括充电和放电工况；

c）变流器应默认运行在构网模式下。

5.3.2 有功功率控制测试

有功功率控制测试按如下步骤进行：

a）电网模拟装置设置为强电网；

b）按照图 2 设置构网型变流器有功功率给定；

c）电网模拟装置设置为弱电网，重复步骤 a-b）；

d）从测量点处记录三相电压、三相电流瞬时值；

e）构网型储能变流器分别在充电和放电工况重复以上操作。

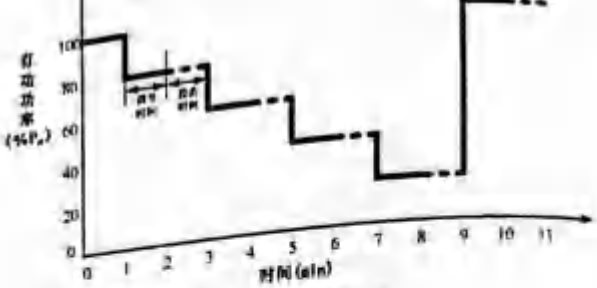


图 2 有功功率控制曲线

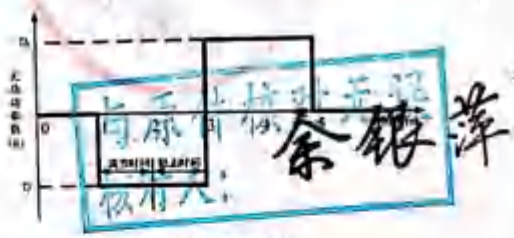


图 3 恒无功功率控制曲线

5.3.3 功率因数控制测试

功率因数控制测试应按如下步骤进行：

a）设定构网型变流器运行在功率因数控制模式；

b）电网模拟装置设置为强电网且构网型变流器交流端口有功功率为额定功率；

c）按照图 4 设置构网型变流器交流端口功率因数；

d）从测量点处记录三相电压、三相电流瞬时值。

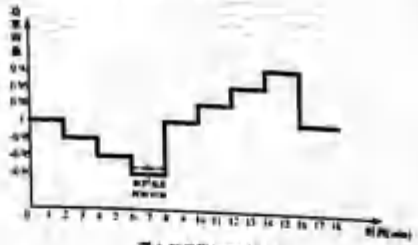


图 4 功率因数控制曲线

5.3.4 一次调频测试

一次调频测试应按如下步骤进行：

a）电网模拟装置设置为弱电网；

b）设置构网型变流器运行在轻载工况；

c）投入一次调频功能；

5.3.3 无功功率控制测试

5.3.3.1 电压/下垂控制测试

电压/下垂控制测试按如下步骤进行：

a）设定构网型变流器运行在电压/无功下垂控制模式；

b）电网模拟装置设置为强电网且构网型变流器交流端口有功功率为额定功率；

c）调节电压给定变化±5%额定电压；

d）从测量点处记录三相电压、三相电流瞬时值。

5.3.3.2 恒无功功率控制测试

恒无功功率控制测试按如下步骤进行：

a）设定构网型变流器运行在恒无功功率控制模式；

b）电网模拟装置设置为强电网且构网型变流器交流端口有功功率为额定功率；

c）按照图 3 设置无功功率给定；

d）从测量点处记录三相电压、三相电流瞬时值。

d）调节电网模拟装置输出频率从 50Hz 开始，按步长 0.005Hz 依次逐渐减小，直至有功功率开始往正向方向进行调节，记录一次调频死区正值和负值；

e）调节电网模拟装置施加频率为±0.05、±0.1、±0.2、±0.3、±0.5 的阶跃扰动，恢复至 50Hz；

f）从测量点处记录三相电压、三相电流瞬时值；

g）电网模拟装置设置为强电网，重复步骤 a-c）；

h）构网型储能变流器分别在充电和放电 C况下重复以上操作。

5.3.5 惯量特性测试

惯量特性按如下步骤进行：

a）电网模拟装置设置为弱电网；

b）设置构网型变流器运行在轻载工况；

c）退出一次调频功能；

d）以 0.5Hz/s 的变化率施加频率斜坡扰动从 50Hz 变化至 48.5Hz，再以同样的变化率恢复至 50Hz，并记录三相电压、三相电流瞬时值；

e）以 0.5Hz/s 的变化率施加频率斜坡扰动从 50Hz 变化至 51.5Hz，再以同样的变化率恢复至 50Hz，并记录三相电压、三相电流瞬时值；

f）电网模拟装置设置为强电网，重复步骤 b-c）；

g）构网型储能变流器分别在充电和放电工况下重复以上操作。

5.3.6 阻尼特性测试

阻尼特性按如下步骤进行：

a）电网模拟装置设置为弱电网；

b）构网型变流器交流端口带交流负载运行；

c）通过切除/投入交流负载，使构网型变流器交流端口产生不低于 10%额定功率的有功功率扰动；

d）从测量点处记录三相电压、三相电流瞬时值；

e）电网模拟装置设置为强电网，重复步骤 a-d）；

f）构网型储能变流器分别在充电和放电工况下重复以上操作。

5.3.7 电压扰动测试

电压扰动测试按如下步骤进行：

a）电网模拟装置设置为弱电网；

b) 设置构网型变流器运行在轻载工况；

c) 调节故障发生装置使构网型变流器交流端口电压发生低电压对称扰动、低电压不对称扰动和高电压对称扰动，扰动电压试验点按表 2 设置，低电压不对称扰动类型应在表 3 中选取一种；

d) 从测量点处记录三相电压、三相电流瞬时值，并重点提取扰动瞬间（5ms 内）的暂态电流量初始值，用于计算等效暂态阻抗；

e) 电网模拟装置设置为强电网，重复步骤 a-d；

f) 设置构网型变流器运行在重载工况，重复步骤 a-e；

g) 构网型储能变流器分别在充电和放电工况下重复以上操作。

表 2 电压扰动试验点

低电压扰动	0%，20%，30%~50%，50%~70%，70%~80%，95%
高电压扰动	105%，110%~120%，120%~125%，130%

表 3 低电压不对称扰动类型

故障类型	故障相		
单相接地短路	A 相	B 相	C 相
两相相间短路	AB 相间	BC 相间	CA 相间
两相接地短路	AB 两相	BC 两相	CA 两相

5.3.8 相角跳变测试

相角跳变按如下步骤进行：

a) 电网模型设置为弱电网；

b) 构网型变流器模型负载设置为轻载；

c) 调节电网模型，使电压相角分别阶跃±5°、±10°、±15°、±30°、±60°，分别记录三相电压、三相电流瞬时值；

d) 变流器负载设置为重载，重复步骤 a-c；

e) 电网模型设置为强电网，重复步骤 a-d；

f) 构网型储能变流器模型分别在充电和放电工况下重复以上操作。

5.3.9 宽频阻抗特性测试

宽频阻抗特性测试系统如图 5 所示，测试按如下步骤进行：

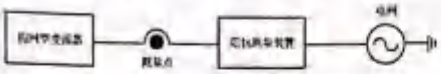


图 5 宽频阻抗测试模型

a) 如图 5 所示连接仿真模型；

b) 构网型变流器输出功率按表 4 中设置；

c)阻抗测量装置注入幅值为 5%的正序扰动电压，频率范围 1~10Hz 步长 0.1Hz，10~100Hz 步长 1Hz，100~1000Hz 步长 10Hz，每个频率点持续 5~10 个周期并记录三相电压、三相电流瞬时值；

d)使用快速傅里叶变换提取正序电压扰动分量 $\Delta u_p(f_p)$ 及正序电流响应分量 $\Delta i_p(f_p)$；

e) 根据公式（1）计算正序阻抗 Z_p：

$$Z_p(f_p)=\frac{\Delta u_p(f_p)}{\Delta i_p(f_p)} \quad (1)$$

f)阻抗测量装置注入幅值为 5%的负序扰动电压，频率范围 1~10Hz 步长 0.1Hz，10~100Hz 步长 1Hz，100~1000Hz 步长 10Hz，每个频率点持续 5~10 个周期；

g)使用快速傅里叶变换提取负序电压扰动分量 $\Delta u_n(f_n)$ 及负序电流响应分量 $\Delta i_n(f_n)$；

h) 根据公式（2）计算负序阻抗 Z_n：

$$Z_n(f_n)=\frac{\Delta u_n(f_n)}{\Delta i_n(f_n)} \quad (2)$$

i) 构网型储能变流器分别在充电和放电工况下重复以上步骤。

表 4 宽频阻抗特性测试功率设置

有功功率	无功功率
10%、30%、50%、70%、90%	对应有功功率下感性极大性
	功率因数 1.0
	对应有功功率下容性极大性
	无功功率

5.4 机电暂态模型参数辨识

与原件核对无误
核对人：余银萍

机电暂态模型的参数辨识以参数测试结果为基准开展，方法如下：

a）可采用最小二乘法，直接计算法或其它合适的方法进行参数辨识；

b）对于需要辨识的参数，选取多组合适的试验数据进行辨识，对多组辨识结果加权平均，确定合适的参数值；

c）根据5.3.2的测试数据，辨识有功控制环节参数；根据5.3.3的测试数据，辨识无功控制环节参数；根据5.3.4的测试数据，辨识一次调频环节参数；根据5.3.5的测试数据，辨识虚拟惯性时间常数；根据5.3.6的测试数据，辨识虚拟阻尼系数；根据5.3.7的测试数据，辨识暂态等效阻抗参数。

6 构网型风光储变流器建模要求

6.1 机电暂态建模要求

6.1.1 构网型风光储变流器机电暂态仿真模型适用于高比例新能源并网的系统级仿真计算，可涵盖功角稳定、电压稳定、频率稳定及大扰动暂态等电力系统稳定分析场景，其计算步长宜为1ms至10ms。

6.1.2 构网型风光储变流器的通用机电暂态模型应包含风光储等效模型、功率指令限制模型、控制模型、并网接口模型。

6.1.3 风光储等效模型按照构网型变流器直流侧能量形式的不同使用锂电池模型、全功率风机模型、光伏阵列模型三种其中一种，储能电池模型应符合GB/T 42716的要求，全功率风机模型应符合GB/T 36237的要求，光伏阵列模型应符合GB/T 32826的要求。

6.1.4 功率指令限制模型应接收按站级功率控制指令和风光储等效模型的输出功率限制指令，功率参考值传给控制模型。

6.1.5 控制模型应体现构网型变流器的电压源特性、惯量、一次调频、虚拟惯量、无功调压、过流限制等功能。

6.1.6 并网接口模型可采用适用于电力系统机电暂态仿真的等效电流源与等效导纳并联模型。

6.2 电磁暂态建模要求

6.2.1 电磁暂态模型应能模拟包括变流器控制时间尺度的暂态特性，适用于开关模型的设备级仿真，计算步长不宜大于20μs；适用于均值模型的系统级电磁暂态仿真，计算步长不宜大于50μs。

6.2.2 电磁暂态模型的电路部分应能详细表征变流器的拓扑结构及其与电网侧提供的控制部分应采用封装模型形式。

6.2.3 电磁暂态模型中的变流桥用于设备级仿真宜设为开关模型，系统级仿真宜设为平均模型。

6.2.4 设备供应商应提供控制系统的电磁暂态封装模型，封装模型应满足以下要求：

a）模型应以动态链接库的形式存在，完整复现变流器设备实际控制器的功能，并可被电力系统仿真软件调用。

b）模型应留出输入接口以便在仿真软件中接受指令，输入接口至少应包括启停机、一次调频投切、有功给定、无功控制模式、无功给定、电压给定。

c）模型应留出电气测量输入接口，至少应包括：并网点三相电压、三相电流、频率等。

d）模型应留出内部状态量输出接口，用于观测与调试，至少应包括：内部虚拟电势幅值与相角、输出有功/无功功率计算值、锁相环（如有）输出角度、控制模式状态字、保护动作信号等。

e）模型的控制参数应开放并能修改，至少包括一次调频系数、调频死区、调频限幅、惯性时间常数、阻尼系数、无功调压系数、无功控制系数、电压电流控制系数、虚拟阻抗、虚拟导纳、锁网模式下的锁相环参数等。

7 模型校验

7.1 模型校验内容

7.1.1 模型开展仿真测试，将仿真测试与变流器现场测试或数模混合测试的结果曲线对比并计算偏差，依据偏差允许范围，判定模型是否通过校验。

7.1 模型校验项目

机电暂态模型和电磁暂态模型应根据校验项目进行仿真测试，具体项目如表5所示：

表5 仿真测试项目

项目	机电暂态模型	电磁暂态模型
5.3.2 有功功率控制	√	√
5.3.3 无功功率控制	√	√
5.3.4 一次调频	√	√
5.3.5 惯量特性	√	√
5.3.6 阻尼特性	√	√
5.3.7 电压扰动	√	√

核对人：余银萍

扫描全能王

5.3.8 相角跳变	√	√
5.3.9 宽频阻抗特性	/	√

7.2 数据处理

7.2.1 根据记录的三相电压瞬时值和三相电流瞬时值进行计算，得到电压、电流正序基波分量、有功电流分量、无功电流分量、有功功率、无功功率、频率等。

7.2.2 模型仿真数据与实验数据的量纲、时标、分辨率应相同，时间序列应同步。

7.3 电压扰动和功率控制校验

7.3.1 构网型光伏变流器的电压扰动和功率控制偏差值应符合 GB/T 32892 的要求。

7.3.2 构网型全功率风机变流器的电压扰动和功率控制偏差值应符合 NB/T 31053 的要求。

7.3.3 构网型储能变流器的电压扰动和功率控制偏差值应符合 GB/T 44117 的要求。

7.4 一次调频和惯量特性校验

7.4.1 阶跃响应特性定义：

a）上升时间：从阶跃量加入开始到被控量变化至 90%阶跃量所需时间。

b）峰值时间：从阶跃量加入开始到被控量达到最大值所需时间。

c）稳定时间：从起始时间开始，到被控量与最终稳态值之差的绝对值始终不超过 5%阶跃量的最短时间。

d）超调量：被控量的最大值与最终稳态值的差值与阶跃量之比的百分数。

7.4.2 一次调频和惯量特性校验应满足超调量偏差小于±10%，上升时间偏差小于±0.1s，峰值时间偏差小于±0.2s，稳定时间偏差小于±1s。

7.5 阻尼特性和相角跳变校验

7.5.1 曲线特征定义：

a）振荡峰值：从扰动发生时刻起，曲线偏离初始稳态值的最大绝对值；

b）振荡峰值时间：从扰动发生时刻起，至有功功率达到暂态振荡极值所需的时间；

c）振荡衰减时间：从扰动发生时刻起，至振荡波形进入并持续保持在初始稳态值±5%误差带内所需的最短时间。

7.5.2 阻尼特性和相角跳变校验应满足振荡极值相对偏差小于±10%，振荡峰值时间偏差小于±0.2s，振荡衰减时间偏差小于正负 1s。

7.6 宽频阻抗特性校验

7.6.1 宽频阻抗特性校验应满足幅值偏差小于±10dB，相位偏差小于±10°。

与原件核对无误
核对人：余银洋

18、发明专利《一种混合储能光伏发电控制方法及系统》在国家知识产权局授权

证书号第7733634号

专利公告信息

发明专利证书

发明名称：一种混合储能光伏发电控制方法及系统

专利权人：湖南理工职业技术学院

地　　址：411100 湖南省湘潭市河东大道10号

发 明 人：葛庆;胡正梅;刘倪艳

专　利　号：ZL 2024 1 1334024.0　　授权公告号：CN 118842103 B

专利申请日：2024年09月24日　　授权公告日：2025年02月14日

申请日时申请人：湖南理工职业技术学院

申请日时发明人：葛庆;胡正梅;刘倪艳

国家知识产权局依照中华人民共和国专利法进行审查，决定授予专利权，并予以公告。

专利权自授权公告之日起生效。专利权有效性及专利权人变更等法律信息以专利登记簿记载为准。

局长
申长雨

国家知识产权局
2025年02月14日

第1页(共1页)

CS 扫描全能王

(19)国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 119482103 B
(45)授权公告日 2025.02.11

(21)申请号 202411334024.0
(22)申请日 2024.09.24
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 119482103 A
(43)申请公布日 2024.10.25
(73)专利权人 湖南理工职业技术学院
地址 411100 湖南省湘潭市河东大道10号
(72)发明人 [illegible]
(74)专利代理机构 长沙[illegible]事务所(普通合伙) 43283
专利代理师 [illegible]
(51)Int.Cl.
H02J 3/46(2006.01)
H02J 3/38(2006.01)
H02J 3/28(2006.01)

H02J 3/00(2023.01)

(56)对比文件
CN 116260172 A,2023.06.13
CN 116345565 A,2023.06.27

审查员 [illegible]

(54)发明名称

一种混合储能光伏发电控制方法及系统

(57)摘要

本公开涉及一种混合储能光伏发电控制方法及系统，涉及储能技术领域：基于前一发电周期的负荷变化数据，确定储能利用率，基于供能利用率，确定出多个可配置容量，结合预设的粒子群算法，从多个可配置容量中，确定出目标光伏发电单元容量和目标储能单元容量，进而根据目标光伏发电单元容量和目标储能单元容量对下一发电周期的光伏发电单元和储能单元进行容量配置，容量配置匹配实际的发电情况，利用粒子群算法来求取最佳容量的组合，提高容量求解的精准性和精度，因此，依托本方案可以实现光伏发电单元和储能单元的高效且精准的容量配置，进而提高混合储能光伏发电的可靠性，稳定性和经济性。

1.一种混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，包括：

获取前一发电周期对应的负荷变化数据，所述负荷变化数据包括多个时间点分别对应的光伏发电单元容量和储能单元容量，所述光伏发电单元和所述储能单元分别用于各发电周期内负荷供电提供电能；

根据所述负荷变化数据，确定所述前一发电周期对应的能源利用率；

根据所述前一发电周期对应的能源利用率，所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量，所述储能单元容量和第一预设能源利用率，确定多个可配置容量；

根据预设的粒子群算法，从所述多个可配置容量中，确定出目标光伏发电单元容量和目标储能单元容量；

根据所述目标光伏发电单元容量和所述目标储能单元容量，对所述光伏发电单元和所述储能单元进行下一发电周期的容量配置；

所述根据所述前一发电周期对应的能源利用率，所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量，所述储能单元容量和第一预设能源利用率，确定多个可配置容量，包括：

若所述前一发电周期对应的能源利用率大于或者等于所述第一预设能源利用率，对所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量和储能单元容量进行随机采样，得到随机采样的多个容量；

若所述前一发电周期对应的能源利用率小于所述第一预设能源利用率，对所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量和储能单元容量按照预设时间点条件进行采样，得到条件采样的多个容量，其中，所述预设时间点条件用于限定采样的容量对应的时间点需满足的条件；

根据所述多个容量，确定所述多个可配置容量；

2.根据权利要求1所述的混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，所述根据所述负荷变化数据，确定所述前一发电周期对应的能源利用率，包括：

根据所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量，确定第一容量消耗值；

根据所述多个时间点分别对应的储能单元容量，确定第二容量消耗值；

根据所述第一容量消耗值和所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量中的最大容量，确定第一能源利用率；

根据所述第二容量消耗值和所述多个时间点分别对应的储能单元容量中的最大容量，确定第二能源利用率；

根据所述第一能源利用率和所述第二能源利用率，确定所述能源利用率；

3.根据权利要求2所述的混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，所述根据所述第一能源利用率和所述第二能源利用率，确定[illegible]能源利用率，包括：

根据所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量中的最大容量和[illegible]个时间点分别对应的储能单元容量中的最大容量，确定[illegible]；若所述第一权重为[illegible]，所述第二权重为[illegible]；若所述第一能源利用率和所述第二能源利用率[illegible]，其中，若所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量中的最大容量大于或者等于[illegible]储能单元容量中的最大容量，则，所述第一权重[illegible]；若所述多个时间点分别对应的光伏发电单元容量中的最大容量小于所述多个时间点分别对应的储能单元容量中的最大容量，则，所述第一权重大于所述第二权重；

[illegible]职业技术学院 [illegible]证专用章

原件核对无误
核对人：余银萍

1. 一种混合储能光伏发电控制方法及系统

2. 根据权利要求1所述的混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，所述混合储能光伏发电控制方法，包括：

获取预测投资成本和预测运营收益；

根据所述预测投资成本和预测运营收益，确定多个可配置容量，包括：

根据所述预测投资成本和预测运营收益进行比较，得到比较结果；

根据所述比较结果，确定对所述多个容量进行汇聚，得到多个可配置容量；

根据所述多个可配置容量，确定多个可配置运行策略；

根据所述多个可配置容量和所述多个可配置运行策略，确定目标配置容量和目标运行策略；

根据所述目标配置容量和所述目标运行策略，对混合储能光伏发电单元进行配置和运行。

3. 根据权利要求2所述的混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，所述根据所述预测投资成本和预测运营收益，确定多个可配置容量，包括：

根据所述预测投资成本和预测运营收益，确定多个可配置容量和多个可配置运行策略；

所述根据所述多个可配置容量和所述多个可配置运行策略，确定目标配置容量和目标运行策略，包括：

根据所述多个可配置容量和所述多个可配置运行策略，对混合储能光伏发电单元进行配置和运行，得到多个运行结果；

根据所述多个运行结果，确定目标配置容量和目标运行策略。

4. 根据权利要求1所述的混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，所述获取预测投资成本和预测运营收益，包括：

获取历史多个历史发电时期分别对应的容量发电数据；

根据所述多个历史发电时期分别对应的容量发电数据，确定预测投资成本和预测运营收益。

5. 根据权利要求1所述的混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，所述根据所述多个可配置容量，确定多个可配置运行策略，包括：

根据所述多个可配置容量，确定多个可配置运行策略和多个运行结果；

根据所述多个运行结果，确定目标运行策略。

6. 根据权利要求1所述的混合储能光伏发电控制方法，其特征在于，所述根据所述目标配置容量和所述目标运行策略，对混合储能光伏发电单元进行配置和运行，包括：

根据所述目标配置容量和所述目标运行策略，对光伏发电单元进行配置和运行；

根据所述目标配置容量和所述目标运行策略，对储能单元进行配置和运行。

7. 一种混合储能光伏发电控制系统，其特征在于，包括：

光伏发电单元，与所述光伏发电模块连接，用于根据配置的容量和所述控制策略进行发电；

储能单元，与所述光伏发电单元和所述光伏发电单元分别连接，用于根据配置的容量和所述控制策略进行充电和放电；

控制单元，与所述光伏发电单元和所述储能单元分别连接，用于根据权利要求1-6任一项所述的混合储能光伏发电控制方法，

一种混合储能光伏发电控制方法及系统

[0071] ……

[0072] ……

[0073] ……

[0074] ……

[0075] ……

[0076] ……

[0077] ……

[0078] ……

[0079] ……

[0080] ……

[0081] ……

[0082] ……

[0083] ……

[0084] ……

[0085] ……

[0086] ……

[0087] ……

[0088] ……

[0089] ……

[0090] ……

模板版权归公司所有

[0096] 本公开可以是例如，基于当前一个充电周期的容量，由于没有参考充电周期的数据，

[0097] 通过上述技术方案，基于当前一充电周期的实际容量性能数据，确定调节利用率，基于调节利用率，确定出多个可配置容量，然后结合当前充电状态，从多个可配置容量中，确定出目标充电容量和目标储能单元容量，进而根据目标充电容量和目标储能单元容量对下一充电周期的充电容量和储能单元进行容量配置，一方面，利用同一充电周期的实际容量数据，确定调节利用率，进而满足下一充电周期的调配容量，使得容量配置的充电容量与实际充电情况，另一方面，利用粒子群算法实现最优容量的求解，提高容量配置的准确度，同时，该技术方案可以实现光伏充电单元和储能单元的高效且精准的容量配置，进而提高整个储能光伏充电桩可靠性、稳定性和经济性。

[0098] 图2是根据一示例性实施例示出的一种提高储能光伏充电桩容量利用率的流程图，如图所示，该方法包括：

[0099] 获取模块501，被配置为，获取前一充电周期对应的容量变化数据，所述容量变化数据包括多个时间点分别对应光伏充电单元容量和储能单元容量，所述光伏充电单元和储能单元用于为充电桩提供的充电桩的电能。

[0100] 容量配置模块502，被配置为，根据所述容量变化数据，确定所述前一充电周期对应的光伏充电单元容量，所述储能单元容量和第一预设储能利用率，确定多个可配置容量，根据预设粒子群算法，从所述多个可配置容量中，确定出目标光伏充电单元容量和目标储能单元容量，根据所述目标光伏充电单元容量和所述目标储能单元容量，对所述光伏充电单元和储能单元进行下一充电周期的容量配置。

[0101] 关于上述实施例中的装置，其中各个模块执行操作的具体方式已经在有关该方法的实施例中进行了详细描述，此处将不做详细阐述说明。

[0102] 图3是根据一示例性实施例示出的一种电子设备600的框图，该电子设备600可作为移动的终端，如图所示，该电子设备600可以包括：处理器601，存储器602，该电子设备600还可以包括多媒体组件603，输入/输出(I/O)接口604，以及通信组件605中的一者或多者。

[0103] 其中，处理器601用于控制该电子设备600的整体操作，以完成上述的提高储能光伏充电桩容量利用率方法中的全部或部分步骤。存储器602用于存储各种类型的数据以支持在该电子设备600的操作，这些数据例如可以包括用于在该电子设备600上操作的任何应用程序或方法的指令，以及应用程序相关的数据，例如联系人数据、收发的消息、图片、音频、视频等等。该存储器602可以由任何类型的易失性或非易失性存储设备或者它们的组合实现，例如静态随机存取存储器(Static Random Access Memory，简称SRAM)，电可擦除可编程只读存储器(Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory，简称EEPROM)，可擦除可编程只读存储器(Erasable Programmable Read-Only Memory，简称EPROM)，可编程只读存储器(Programmable Read-Only Memory，简称PROM)，只读存储器(Read-Only Memory，简称ROM)，磁存储器，快闪存储器，磁盘或光盘。多媒体组件603可以包括屏幕和音频组件。其中屏幕例如可以是触摸屏，音频组件用于输出和/或输入音频信号。例如，音频组件可以包括

图1

一个麦克风，麦克风用于接收外部音频信号。所接收的音频信号可以被进一步存储在存储器602或通过通信组件605发送。音频组件还包括至少一个扬声器，用于输出音频信号。I/O接口604为处理器601和其他接口模块之间提供接口，上述其他接口模块可以是键盘，鼠标，按钮等。这些按钮可以是但不限于：主页按钮、音量控制按钮、启动按钮、锁定按钮。通信组件605用于电子设备600与其他设备之间进行有线或无线通信。无线通信，例如Wi-Fi，蓝牙，近场通信(Near Field Communication，简称NFC)，2G或3G，或它们中的一种或几种的组合，因此相应的通信组件605可以包括：Wi-Fi模块，蓝牙模块，NFC模块。

[0125] 在一示例性实施例中，电子设备600可以被一个或多个应用专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit，简称ASIC)，数字信号处理器(Digital Signal Processor，简称DSP)，数字信号处理设备(Digital Signal Processing Device，简称DSPD)，可编程逻辑器件(Programmable Logic Device，简称PLD)，现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array，简称FPGA)，控制器，微控制器，微处理器或其他电子元件实现，用于执行上述的提高储能光伏充电桩容量利用率方法。

[0126] 在另一示例性实施例中，还提供了一种包括程序指令的计算机可读存储介质，该程序指令被处理器执行时实现上述的提高储能光伏充电桩容量利用率方法的步骤。例如，该计算机可读存储介质可以为上述包括程序指令的存储器602，上述程序指令可由电子设备600的处理器601执行以完成上述的提高储能光伏充电桩容量利用率方法。

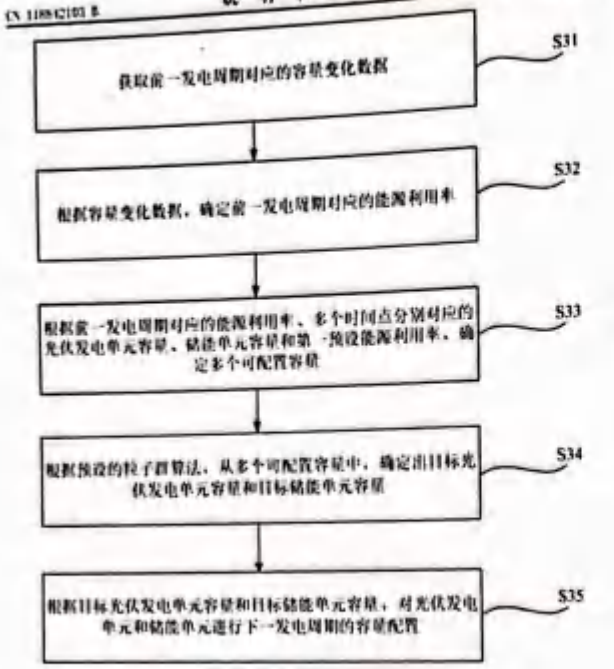
[0127] 在另一示例性实施例中，还提供一种计算机程序产品，该计算机程序产品包含能够由可编程的装置执行的计算机程序，该计算机程序具有在被该可编程的装置执行时用于上述的提高储能光伏充电桩容量利用率方法的代码。

[0128] 以上结合附图详细描述了本公开的优选实施方式，但是，本公开并不限于上述实施方式中的具体细节，在本公开的技术构思范围内，可以对本公开的技术方案进行多种简单变型，这些简单变型均属于本公开的保护范围。

[0129] 另外需要说明的是，在上述具体实施方式中所描述的各个具体技术特征，在不矛盾的情况下，可以通过任何合适的方式进行组合，为了避免不必要的重复，本公开对各种可能的组合方式不再另行说明。

[0130] 此外，本公开的各种不同的实施方式之间也可以进行任意组合，只要其不违背本公开的思想，其同样应当视为本公开所公开的内容。

图2



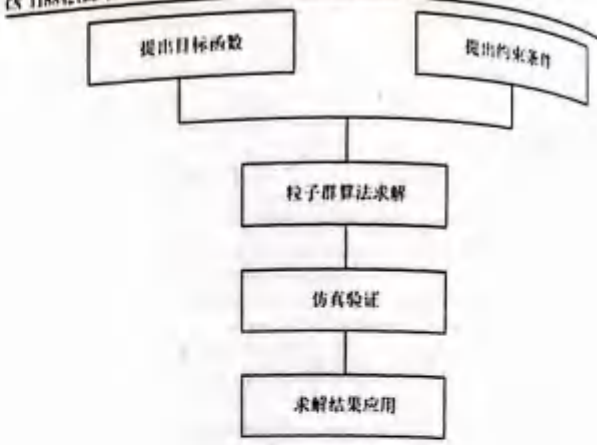


图4

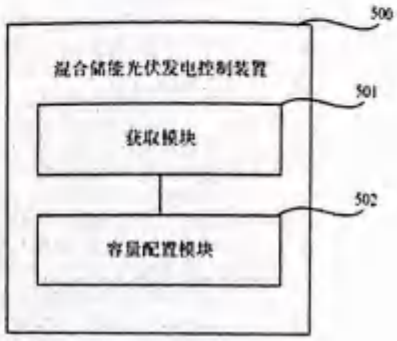


图5

河南建工职业技术学院
科研和校企合作中心

与原件核对无误
核对人：余银萍

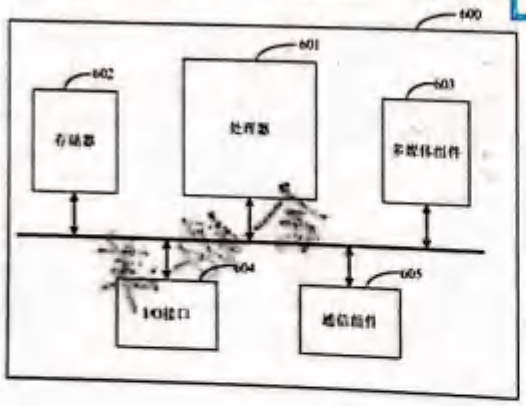


图6

扫描全能王

七、科研项目及鉴定材料

科研项目汇总

序号	类别	内容	项目来源	排名	页码
1	纵向课题	基于FDC氢燃料电池堆状态在线智能监测研究	湖南省自然科学研究项目	主持	176-177
2		“双碳”目标下电源变换技术课程改革及实践	湖南省教育教学改革项目	主持	178-180
3		氢燃料电池汽车系统中双向DC-DC变换电路研究	湖南省教育厅研究项目	主持	183-184
4		基于新型电力电子器件的5G高性能通信电源研究	湖南省教育厅青年项目	主持	181-182
5		基于模型预测控制并网逆变器三相电网电压不平衡研究	省工程实验室专项课题	主持	185-186
6		氢燃料汽车混合动力系统能量管理的优化研究	省工程实验室专项课题	主持	189-190
7		基于PSIM新能源电源变换技术教材仿真研究	院级教学教改课题	主持	187-188
8		《电源变换技术》院级课程思政示范课程	院级课程思政建设	主持	
9		《电源变换技术》院级精品在线开放课程	院级精品课程	主持	
10		不平衡负载下孤岛微电网电压平衡控制策略研究	湖南省教育厅科学研究项目	参与第一	191
11		光储充一体化电站容量优化配置的研究	湖南省教育厅科学研究项目	参与	192
12		光储充一体化电站容量优化算法研究	湘潭市指导性科技计划项目	参与	

CS 扫描全能王

1、主持湖南省自然科学研究项目：基于 FDC 氢燃料电池堆状态在线智能监测研究

立项文件

湖南省自然科学基金委员会文件

湘基金委〔2021〕1号

关于2021年度湖南省自然科学基金项目立项的通知

各市州科技局，省直管试点县科技行政主管部门，国家高新区管委会，省属本科院校，省直有关部门，中央驻湘高校和科研院所，各有关单位：

根据《湖南省自然科学基金委员会章程》《湖南省自然科学基金项目管理办法》，经申报、受理、评审、审定、公示等程序，决定对2021年度省自然科学基金2943个项目予以立项，其中杰出青年科学基金78项，优秀青年科学基金95项，面上项目1169项，青年基金1095项，省市联合基金161项，科教联合基金100项，科卫联合基金154项，科药联合基金90项。请你们督促项目负责人根据项目申报书的内容认真开展各项目类型的研究工作，按时提交计划任务书，随时资助项目实施情况

41	2021JJ60041	MnO2/RGO@PDDA 复合修饰电极制备及应用检测啤酒中酪氨酸研究	湖南化工职业技术学院	罗跃中	2021-2023
42	2021JJ60042	多层黄精叶绒病病原菌鉴定及防治研究	湖南环境生物职业技术学院	李静纳	2021-2023
43	2021JJ60043	沙眼衣原体持续性感染相关 lncRNA 的筛选及抗凋亡作用机制研究	湖南环境生物职业技术学院	罗芳贞	2021-2023
44	2021JJ60044	中药材玉竹机械化收获柔性果土分离减损机理研究	湖南机电职业技术学院	代振强	2021-2023
45	2021JJ60045	基于有界控制的不确定积分器全局有限时间镇定研究	湖南机电职业技术学院	刘俊	2021-2023
46	2021JJ60046	基于人工智能和声发射技术的混凝土研梁损伤识别与评估	湖南交通职业技术学院	刘昀	2021-2023
47	2021JJ60047	教学模式对本专科层次大学生就业力的提升研究对比—以获取能力为中介变量	湖南交通职业技术学院	刘智峰	2021-2023
48	2021JJ60048	后疫情背景下面向在线课程教学评论的情感分析研究	湖南科技职业学院	杨[illegible]	2021-2023
49	2021JJ60049	智慧教育中教育知识图谱构建的关键技术研究	湖南科技职业学院	刘[illegible]	2021-2023
50	2021JJ60050	LLC 谐振变流器在车载充电应用中的参数优化研究	湖南理工职业技术学院	李小波	2021-2023
51	2021JJ60051	基于移动物体的微弧加[illegible]检测改善方法研究	湖南理工职业技术学院	蔡海波	2021-2023
52	2021JJ60052	基于 FDC 氢能料电池堆状态在线智能监控研究	湖南理工职业技术学院	余银萍	2021-2023
53	2021JJ60053	采用空间滤波与神经网络的[illegible]产线及主动降噪应用研究	湖南理工职业技术学院	刘[illegible]	2021-2023
54	2021JJ60054	面向成组寿命最大化的锂电池一致性重化成体系均衡策略研究	湖南汽车工程职业学院（原株洲职业技术学院）	周[illegible]	2021-2023
55	2021JJ60055	基于机器视觉的大花猪表面质量缺陷检测关键技术研究	湖南汽车工程职业学院（原株洲职业技术学院）	谭立志	2021-2023

湖南理工职业技术学院 科研处
2021
与原件核对无误
核对人：余银萍

经费文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2021〕87号

湖南理工职业技术学院
关于下达2021年第二批纵向科研项目配套经费的通知

各部门、各单位：

根据各级纵向科研项目相关文件要求和《纵向科研经费管理办法（试行）》（湘理职院〔2020〕100号）文件精神，对2021年度第二批13项纵向科研项目给予相应配套经费资助（见附件1、附件2），请各项目负责人严格遵守有关文件规定，按照经费划拨计划，规范合理使用项目经费，确保项目研究如期圆满完成。

CS 扫描全能王

附件 1

2021 年第二批纵向科研项目配套经费安排表

类别编号	项目来源类型	项目编号	项目名称	项目负责人	参加人员	研究年限	上级立项文号	上级资助金额（万元）	配套金额（万元）
202123028	2021 省自然科学基金项目	2021JJ50030	螺旋锥齿轮冲程铜复合成形机理及形性协同控制研究	何 琪	李桂坤，刘 刚，向云海，杨益坤，李 慧，胡建强，刘立刚，尹 辉	2021.01-2023.12	湘财教指〔2021〕35 号	10	15
202123029	2021 省自然科学基金项目	2021JJ60050	LLC 谐振变流器在车载充电应用中的参数优化研究	曾小牧	田柳军，莫 庄，卢永辉，陶 伟，袁 亮，周 前，姜 鹏	2021.01-2023.12	湘基金委〔2021〕1 号	5	7.5
202123030	2021 省自然科学基金项目	2021JJ60051	基于移动物体的图像加密均匀性改善方法研究	贺秀钗	张清小，张爱锋，杨 阳，钟坤贵，胡晓星	2021.01-2023.12	湘基金委〔2021〕1 号	5	7.5
202123031	2021 省自然科学基金项目	2021JJ60052	基于 FDC 氢燃料电池堆状态在线智能监控研究	刘偲艳	钟银香，莫 庄，张爱锋，文 立，卢旺辉	2021.01-2023.12	湘基金委〔2021〕1 号	5	7.5
202123032	2021 省自然科学基金项目	2021JJ60053	受限空间高压通风机的声场及气动降噪应用研究	卜 坤	张 华、陈世勋、张任强、陈方兴	2021.01-2023.12	湘基金委〔2021〕1 号	5	7.5

结项文件

湖南省科技创新计划项目验收证书

湖南理工职业技术学院：

你单位承担的 2021 年度湖南省科技计划项目基于FDC氢燃料电池堆状态在线智能监控研究（计划文号：湘基金委〔2021〕1号 项目编号：2021JJ60052 项目负责人：刘偲艳）已通过验收。

特发此证。

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心

此证书仅为项目通过验收证明，如需查询详细信息及核对真伪，请扫描二维码进口验证

湖南省科学技术厅
2024年2月01日
项目验收专用章

与原件核对无误
核对人：余银萍

CS 扫描全能王

2、主持湖南省教育教学改革项目："双碳"目标下电源变换技术课程改革及实践

立项文件

湖南省教育厅

湘教通〔2023〕144号

关于公布2022年湖南省职业院校教育教学改革研究项目立项名单的通知

各市州教育（体）局，湘江新区教育局，各高等职业学校，有关单位：

根据《关于做好2022年湖南省职业院校教育教学改革研究项目申报工作的通知》（湘教通〔2022〕307号），经各地各校推荐，我厅组织专家评审并公示，确定2022年湖南省职业院校教育教学改革研究项目792项，其中高职一般项目449项（含奖励性项目），中职一般项目280项（含奖励性项目），社区教育项目33项，高职英语项目30项。现将立项名单予以公布（见附件），并就有关事项通知如下：

1. 各项目负责人所在单位应认真按照《湖南省职业院校教育教学改革研究项目管理办法（试行）》有关要求，结合我省职业院校教育教学改革实际对立项项目的研究和实施情况进行指导、监督和管理。各地各校项目研究经费应从省级专项经费和自有资金中统筹。中等职业学校的研究项目由所在市州统筹管理。

序号	立项编号	二级管理单位	申报类型	项目名称	项目主持人	项目组成员
240	ZJGB2022824	湖南生物机电职业技术学院	高职一般项目	高职《电气控制与PLC应用》课程"岗课赛证"融通的改革研究与实践	张赵娟	于永华、刘长春、颜国强、[illegible]
241	ZJGB2022917	湖南生物机电职业技术学院	高职一般项目	高职园艺专业现代学徒制培养模式研究与实践	成海月	彭爱香、贺芳、吴鑫、[illegible]
242	ZJGB2022785	湖南生物机电职业技术学院	高职一般项目	基于[illegible]背景下的技术技能型社会组合人模式研究与实践	刘仲春	谢教芳、徐涛、刘红梅、[illegible]
243	ZJGB2022516	湖南理工职业技术学院	高职一般项目	高职院校工业机器人技术专业"课程思政"体系的建设与实践研究	高亮	曹小强、吴静、陈[illegible]、[illegible]
244	ZJGB2022604	湖南理工职业技术学院	高职一般项目	"双碳"目标下电源变换技术课程改革及实践	刘丽艳	张清小、钟毅、曹辉、[illegible]丁
245	ZJGB2022787	湖南理工职业技术学院	高职一般项目	高职院校智能制造专业"岗课赛证融通"人才培养模式创新研究	易庆	张清小、钟毅、曹辉、[illegible]
246	ZJGB2022826	湖南理工职业技术学院	高职一般项目	"院校-学校-企业"三维融合高职艺术类专业课程创新育人模式研究	刘智	周艳芳、邓健、肖美云、[illegible]
247	ZJGB2022311	湖南现代物流职业技术学院	高职一般项目	高质量发展视域下物流高技能人才培养培训资源建设研究	彭雨婷	于娟、李春香、谢宏宏、李志辉
248	ZJGB2022326	湖南现代物流职业技术学院	高职一般项目	产教融合视域下高职院校现代物业管理专业人才培养体系研究	谭新初	卜珠、罗春洋、刘小[illegible]
249	ZJGB2022462	湖南现代物流职业技术学院	高职一般项目	MOOC+SMCP 双平台在线资源开发建设与应用研究	谢艳辉	朱玉娟、钟晓峰、王欢、王[illegible]
250	ZJGB2022521	湖南现代物流职业技术学院	高职一般项目	高职物流管理专业人才协同创新培养模式研究	向和川	谢利娟、肖丹、曹育萍、[illegible]
251	ZJGB2022664	湖南现代物流职业技术学院	高职一般项目	湖南非遗文化融入高职课程思政的路径探究——以《食品创新与[illegible]》课程为例	高雨东	李丹、林鑫、赵新荣、[illegible]

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心

与原件核对无误 核对人：余银萍

经费文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2023〕27号

关于下达2022年第四批纵向科研项目配套经费的通知

各部门、各单位：

根据各级纵向科研项目相关文件要求和《纵向科研经费管理办法（试行）》（湘理职院（2020）100号）文件精神，对2022年度第四批7项纵向科研项目给予相应配套经费资助（见附件1、附件2）。请各项目负责人严格遵守有关文件规定，按照经费划拨计划，规范合理使用项目经费，确保项目研究如期圆满完成。

附件：1.2022年第四批纵向科研项目配套经费安排表

与原件核对无误

2022年第四批纵向科研项目配套经费安排表

账务账号	项目来源类型	项目编号	项目名称	项目负责人	参加人员	研究年限	立项文号	上级资助金额（万元）	配套经费（万元）
2022ZX034	湘潭市指导性科技计划项目	ZP-ZDJH2022043	光储充一体化电站容量优化算法研究	葛庆	钟永、周唯、曹辉、刘德艳、曾小波	2022.12-2024.12	潭科发〔2022〕14号		
2022ZX035	湘潭市指导性科技计划项目）	ZP-ZDJH2022044	基于氮化镓功率器件在光伏逆变器中的应用研究	李晖	汤秋芳、周唯	2022.12-2024.12	潭科发〔2022〕14号		
2022ZX036	湘潭市指导性科技计划项目	ZP-ZDJH2022045	吸水性钢渣用于城市路面保水性研究	张治国	谢[illegible]、[illegible]、侯文静	2022.12-2024.12	潭科发〔2022〕14号		
2022ZX037	湖南省教育教学改革研究项目（高职一般项目）	ZJGB2022516	高职院校工业机器人技术专业“课程思政”体系构建与实践研究	袁[illegible]	曾小波、[illegible]、[illegible]	2022.4-2025.4	湘教通〔2022〕144号		
2022ZX038	湖南省教育教学改革研究项目（高职一般项目）	ZJGB2022804	“双碳”目标下电源变换技术课程改革及实践	刘德艳	张清小、[illegible]香、卢绍群、李晖	2022.12-2025.12	湘教通〔2022〕144号		

科研和校企合作中心

CS 扫描全能王

五、项目主持人所在单位相关管理部门审核意见

内容提示：是否同意验收？成果是否达到验收要求？成果是否属实？项目管理和经费使用是否符合规定？
报送材料齐全；课题研究内容已完成；成果质量符合结题、鉴定要求；课题管理和经费使用符合规定。同意验收。 公章 负责人（签章）：蒿庆 2026年5月12日　　2026年5月26日

六、验收意见

	姓名	职称（务）	单　　位	专业	职责
验收组专家名单	李炳煌	教授	湖南科技大学	教育学	专家组组长
	黄中华	教授	湖南工程学院	机械工程	
	王柯	教授	湖南城建职业技术学院	电子学	
	李强	副教授	湖南城建职业技术学院	测量工程	
	郭旭	教授	湘潭医卫职业技术学院	护理学	

验收意见

（验收意见分通过、不通过两种，均需根据验收情况陈述对项目研发的具体意见和建议。）

根据学校科研管理部门组织安排，专家组采用现场评审方式，对刘倡艳老师主持的湖南省职业院校教育教学改革项目《“双碳”目标下电源变换技术课程改革及实践》（ZJGB2022604）研究成果材料进行了认真评审，通过课题组汇报，专家组研读，分析项目验收报告书及其他相关成果资料，形成初步评价意见如下：

1. 研究过程完整，管理规范。项目开题论证、中期检查、成果验证与推广等过程材料归纳整理较为规范，经费使用合理。聚焦“双碳”战略对课程内容进行创新建设。项目紧密对接“双碳”目标下电源技术领域的新需求，对《电源变换技术》课程内容进行了系统重构。完成该课程线上课程的建设，并认定为省级一流核心课程。

2. 研究工作扎实，成果形式较为丰富，注重成果凝练，并发表相关论文。项目团队围绕课程改革实践发表了2篇高质量教学研究论文，系统阐述了“双碳”目标融入课程设计、教学模式重构等核心问题。

3. 成果应用推广有成效。以实践改革为导向，进行教学改革。依托校企协同与实验平台建设，项目创新开展了基于典型工程任务的实践教学改革。

希望继续对课程进行实践类改革研究，加强校企合作。

综上所述，项目研究达成预期目标，专家组一致同意该项目验收结论为“通过”。

专家组组长签字：

2026年5月14日

与原件核对无误
核对人：余银萍

3、基于新型电力电子器件的5G高性能通信电源研究

立项文件

湖南省教育厅

湘教通〔2024〕251号

关于公布2024年湖南省教育厅科学研究项目立项结果的通知

各普通高等学校：

根据《关于申报2024年度湖南省教育厅科学研究项目的通知》要求，按照“学校推荐、限额申报、择优立项”的原则，经个人申报、学校推荐并公示、专家评审，我厅审定，同意2024年立项湖南省教育厅科学研究项目共计3462项，其中重点项目795项，优秀青年项目1209项，一般项目1458项。现将立项名单予以公布（详见附件）。

请各高校认真落实《湖南省教育厅科学研究项目管理办法》要求，严格加强项目管理，落实经费保障，确保项目研究质量。

附件：2024年度湖南省教育厅科学研究项目立项项目一览表（分校发）

与原件核对无误 余靓澎

湖南省教育厅

2024年11月30日

（此件依申请公开）

2024年度湖南省教育厅科学研究项目立项项目一览表

所属学校：湖南理工职业技术学院

项目编号	项目负责人	项目名称	项目类型	参与人员
24B1022	罗万	一带一路视域下基于共享发展理念的“职教出海”路径研究	优秀青年项目	罗万,曾铺,李琼华,曾桂珠
24B1023	刘偲艳	基于新型电力电子器件的5G高性能通信电源研究	优秀青年项目	刘偲艳,钟报香,钟永辉,周超,胡
24C0945	李晖	新能源电动汽车PMSM驱动系统开路故障诊断研究	一般项目	刘偲艳,钟报香,钟永辉,周超,胡
24C0946	李炜钦	马克思社会有机体理论视域下新时代湖南乡村治理共同体构建研究	一般项目	李晖,王启旭,[illegible]
24C0947	刘湘晖	高职学院大学生思想政治教育个性化培养模式研究	一般项目	李炜钦,陈筱莉,邹[illegible]雅倩,胡灿,张[illegible]
24C0948	周唯	小型风光互补发电集成模块研究	一般项目	刘湘晖,何求洁,[illegible]
24C0949	兰俊才	数智时代大学生价值观嬗变及其引导研究	一般项目	周唯,李晖,[illegible]
24C0950	武志伟	基于无人机的露天矿山重大事故隐患智能识别研究	一般项目	兰俊才,杨菲,李雅伟,[illegible]
			一般项目	武志伟,刘石磊,[illegible]

CS 扫描全能王

经费文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2024〕73号

关于下达2024年第二批纵向科研项目配套经费的通知

各部门、各单位：

根据各级纵向科研项目相关文件要求和《湖南理工职业技术学院纵向科研经费管理办法（2024年修订）》（湘理职院〔2024〕22号）文件精神，对2024年度第二批36项纵向科研项目给予相应配套经费资助（见附件1，附件2），如遇上级资助经费有变动以当年实际上级拨款为准。请各项目负责人严格遵守有关文件规定，按照经费划拨计划规范、合理使用项目经费，确保项目研究如期圆满完成。

与原件核对无误
核对人：金银萍

账务账号	项目来源类型	项目编号	项目名称	项目负责人	参加人员	研究年限	立项文号	上级资助金额（万元）	配套金额（万元）
2024ZX035	湖南省职业院校教育教学改革研究项目	ZJGB2024459	高职学生"五育融合"综合素质评价体系构建策略	易 铮	王凤斌、欧义瑞、李 强、彭芳莹	2024.11-2027.11	关于公布2024年湖南省职业院校教育教学改革研究项目立项名单的通知	2	2.2
2024ZX036	湖南省职业院校教育教学改革研究项目	ZJGB2024573	大数据时代高职院校体育翻转课堂课前自学效果及提升策略研究	曾 炜	李治国、邓昌亚、曾雄燕、彭芳莹	2024.11-2027.11	关于公布2024年湖南省职业院校教育教学改革研究项目立项名单的通知	2	2.2
2024ZX037	湖南省职业院校教育教学改革研究项目	ZJGB2024315	产业转型升级视域下新能源发电类职业本科教育教学标准研究	向 销	钟根香、钟 永、肖玉洁	2024.11-2027.11	关于公布2024年湖南省职业院校教育教学改革研究项目立项名单的通知	2	2.2
2024ZX038	教育厅科学研究项目（青年项目）	24B1022	一带一路视域下基于共享发展理念的"职教出海"路径研究	罗 万	曾 娟、陈柏舟、李耀华、曾靖瑞	2024.12-2027.12	湘教通〔2024〕251号	5	2
2024ZX039	湖南省教育厅科学研究项目（青年项目）	24B1023	基于新型电力电子器件的5G高性能通信电源研究	刘思艳	钟根香、钟 永、陈思超、胡伟龙	2024.12-2027.12	湘教通〔2024〕251号	5	2

科研和校企合作中心

CS 扫描全能王

4、主持湖南省教育厅研究项目：氢燃料电池汽车系统中双向 DC-DC 变换电路研究经费文件

湖南理工职业技术学院文件

湘理职院〔2020〕15号

湖南理工职业技术学院
关于下达2019年度院级科研项目及部分省厅级科研项目配套经费的通知

各部门、各单位：

根据《湖南理工职业技术学院科研经费管理办法（修订）》（湘理职院〔2018〕3号）和各级纵向科研项目相关文件要求，经院长办公会研究决定，对成许等同志立项的2019年度20项院级科研项目和田野等8位同志的省、厅级科研项目给予相应配套经费资助。请各项目负责人严格按照有关文件，规范合理使用项目经费，确保项目研究如期圆满完成。

余银萍

附件2：

2019年度部分省、厅级科研项目配套经费安排表

财务帐号	项目来源类型	项目编号	项目名称	项目负责人	参加人员	研究年限	上级立项文号	上级资助金额（万元）	学院配套金额及分年度计划（万元）			
									配套金额	2020年	2021年	2022年
20192310	省十三五规划专项课题课题	PZ194332	“千里马”留学—新时代高职院校发展型创新育人模式研究	田野	耘霖俄、胡上[illegible]唐水兵、胡洁[illegible]赵奇、欧义国[illegible]	2019.12-2021.12	湘教科通[illegible]	1	1	0.2	0.5	0.3
20192341	教育厅科学研究项目	19C0873	氢燃料电池汽车系统中双向DC-DC变换电路研究	刘艳艳	胡芳、冯鹏锋永	2019.12-2021.12	湘教通[2019]353号	1	1	0.2	0.5	0.3
20192342	教育厅科学研究项目	19C0874	非结构调研实体幕墙节能计算模型的构建研究	张智锋	党银平、吕[illegible]刘田华、王[illegible]讯	2019.12-2021.12	湘教通[2019]353号	1	1	0.2	0.5	0.3
20192343	教育厅科学研究项目	19C0875	价值驱动视角下大学生网络一微创业3商业模式研究	陈芳	罗美霞、赵[illegible]袁园、周佳[illegible]宋娟、周艳芳	2019.12-2021.12	湘教通[2019]353号	1	1	0.2	0.5	0.3
20192344	教育厅科学研究项目	19C0876	自适应混沌蜂群算法的优化[illegible]研究	杨海斌	刘恒云、曹[illegible]胡晓峰	2019.12-2021.12	湘教通[2019]353号	1	1	0.2	0.5	0.3
20192345	教育厅科学研究项目	19C0877	机床零部件机加工工艺中能耗数据环境系统研究	尹辉	邹爱平、周[illegible]廖[illegible]、刘[illegible]晚	2019.12-2021.12	湘教通[2019]353号	1	1	0.2	0.5	0.3

湖南省教育厅

湘教通〔2022〕125号

关于公布2021年下半年省教育厅科学研究项目结题情况的通知

与原件核对无误
核对人：余锦萍

各普通高等学校：

我厅组织专家对各高校2021年12月份提交的科学研究项目结题材料进行了审核。本次共受理审核项目621项，其中重点项目256项，优秀青年项目297项，创新平台开放基金项目68项；受理报我厅备案的一般项目1169项，我厅随机抽取了353项备案项目进行审核。

经专家审核，我厅同意249项重点项目、275项优秀青年项目、65项创新平台开放基金项目予以结题，1167项一般项目予以结题备案（见附件1）；25个项目暂缓结题，9个项目予以撤项（见附件2）。现将准予结题项目和撤项项目予以公布。

附件：1. 2021年下半年通过专家结题审核项目一览表

扫描全能王

2. 2021 年下半年予以撤项项目一览表

湖南省教育厅

2022 年 5 月 19 日

与原件核对无误
核对人：余银萍

2021年下半年通过专家结题审核项目一览表

序号	项目编号	项目名称	项目负责人	单位名称
1	19C0875	价值创造视角下大学生网络“微创业”商业模式研究	陈芳	湖南理工职业技术学院
2	19C0874	非晶硅薄膜光伏幕墙节能计算模型的构建研究	张要锋	湖南理工职业技术学院
3	19C0878	基于红外测温的钢包全方位连续成像监测系统研究	朱琴	湖南理工职业技术学院
4	19C0873	氢燃料电池汽车系统中双向DC-DC变换电路研究	刘偲艳	湖南理工职业技术学院
5	18C1447	P型晶体硅太阳能电池组件长期光致衰减（LID）分析及优化研究	钟根香	湖南理工职业技术学院
6	18C1444	Fano共振在传感中的机理研究	曾礼丽	湖南理工职业技术学院
7	18C1446	基于电磁超表面的太阳能光热薄膜优化设计研究	贾秀波	湖南理工职业技术学院
8	18C1445	基于深度学习的光伏组件EL图像缺陷检测研究	郭清华	湖南理工职业技术学院
9	19C0876	自适应滤波器权系数简化更新策略研究	杨海斌	湖南理工职业技术学院

与原件核对无误
核对人：余银萍

CS 扫描全能王

结题证书

结题证书

项目编号：19C0873

项目来源：湖南省教育厅科学研究课题/一般课题

项目名称：氢燃料电池汽车系统中双向DC-DC变换电路研究

主持人：刘偲艳

课题组：刘偲艳 唐芳

本项目已完成，经审核准予结题，特发此证。

湖南理工职业技术学院

2021年12月22日

证书编号：20211222000318

5、主持省工程实验室专项课题：基于模型预测控制并网逆变器三相电网电压不平衡研究，

立项+经费文件

湖南理工职业技术学院文件

湘理职院〔2018〕11号

湖南理工职业技术学院
关于2017年度校级资助课题立项的通知

各部门，各单位：

根据《湖南理工职业技术学院科学研究基金管理办法》与《关于组织申报2017年度校级科研课题的通知》要求，经个人申报，部门推荐，专家评审和结果公示，确定刘炳良、田灿等23位老师申报的科研课题被立项为2017年度校级重大招标课题、工程实验专项课题和校级一般资助课题。其中校级重大招标课题2项、工程实验室专项课题6项、一般资助课题15项。现将立项课题名单及科研经费安排予以公布。请各课题负责人所在部门给予支持。

附件2

2017年度工程实验室专项课题立项及经费安排一览表

课题编号	课题负责人	课题参加人	申报部门	课题名称	课题类型	研究年限	经费（元）
Lgy17gz001	张海小	王美丽，刘炳良，[illegible]，[illegible]，[illegible]	新能源学院	光伏队伍电站智能监控系统的应用研究	工程实验室专项课题	2017.12-2019.12	30000
Lgy17gz002	刘炳良	[illegible]，陈才学，[illegible]，[illegible]	新能源学院	基于模型预测控制并网逆变器三相电网电压不平衡研究	工程实验室专项课题	2017.12-2019.12	20000
Lgy17gz003	黄超平	易跃，段文杰，易磊，刘灿	新能源学院	智能微电网能源监控平台研究	工程实验室专项课题	2017.12-2019.12	20000
Lgy17gz004	钟坤志	黄建乐，刘炳良，黄超平，李辉	新能源学院	基于分布式光伏电站的电能质量检测方法研究	工程实验室专项课题	2017.12-2019.12	20000
Lgy17gz005	卢创新	田灿军，钟坤志，陈建能，刘凯	新能源学院	基于智能微网下负载不平衡的电压平衡控制研究	工程实验室专项课题	2017.12-2019.12	20000
Lgy17gz006	李锐	刘凯，汤桂芳，周峰，刘超	新能源学院	基于电子负载逆变器防孤岛能力检测技术研究	工程实验室专项课题	2017.12-2019.12	20000

CS 扫描全能王

结题证书

与原件核对无误
核对人：余银萍

CS 扫描全能王

6、主持院级教学教改课题：基于 PSIM 新能源电源变换技术教材仿真研究，立项+经费文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2021〕24 号

湖南理工职业技术学院
关于 2021 年院级职业教育教改研究项目及国家规划教材奖励项目立项的通知

各部门、各单位：

根据《纵向科研经费管理办法（试行）》《关于做好 2021 年院级教育教学改革研究项目申报工作的通知》文件精神，经个人申报、部门推荐、专家评审、结果公示，学院纪委全程监控，决定立项 15 个项目。其中，重点资助项目 3 项，研究期限 3 年，一般资助项目 12 项，研究期限 2 年。现将立项名单及项目经费安排予以公布（见附件 1）。

附件 1

2021 年度院级职业教育教改研究项目立项及经费安排一览表

财务账号	项目编号	课题名称	主持人	类型	参加人员	研究年限	资助金额及分年度计划（万元）			
							资助金额	2021	2022	2023
		主体性视野下高校课程思政与双创教育的有效融合研究				2021.03-2023.06	2	0.6	0.8	0.6
		“双创”视域下高职设计专业双师工作室实践教学与运保究				2021.03-2023.06	2	0.6	0.8	0.6
		基于混合式教学的新形态一体化教材建设研究——以《会计实训》为例				2021.03-2023.06	2	0.6	0.8	0.6
		基于 PSIM 新能源电源变换技术教材仿真研究				2021.03-2023.06	2	0.6	0.8	0.6
		高职公共基础课混合式教学改革研究——以《财务管理实务》课程教学改革研究与实践				2021.03-2022.06	1	0.5	0.5	
		新时代背景下习近平生态文明教育的思政课教学改革创新研究与实践				2021.03-2022.06	1	0.5	0.5	
		“课程思政”视域下高职计算机公共课程教学改革研究				2021.03-2022.06	1	0.5	0.5	
		新时代中华传统美德融入大学生思想政治教育教材研究				2021.03-2022.06	1	0.5	0.5	

结题证书

结题证书

项目编号：HVIT21yb001

项目来源：院级科研项目/立项（一般）

项目名称：基于 PSIM 新能源电源 变换技术教材仿真研究

主持人：刘偲艳

课题组：刘偲艳 葛庆 钟杰 卢凯旺 汤秋芳

本项目已完成，经审核准予结题，特发此证。

海南理工职业技术学院

科研科技处印制

2023年02月22日

证书编号：20230222001442

与原件核对无误

核对人：余银萍

7、2024年校级平台课题氢燃料汽车混合动力系统能量管理的优化研究经费文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2024〕42号

关于下达2024年度校级纵向科研项目经费配套的通知

各部门、各单位：

根据《纵向科研经费管理办法（修订）》（湘理职院〔2024〕22号）《关于做好2024年度校级科研课题申报工作的通知》（湘理职院〔2024〕27号）文件精神，经个人申报、专家盲审、结果公示、学校纪委全程监控，决定立项32个项目。

其中，自然科学研究项目（含平台开放课题、重大招标课题）4个，研究期限3年；社科重点资助项目1个，研究期限2年；社科一般项目(含就业创业专项、辅导员职业能力专项)15个，教

校对人：余银萍

2024年度校级纵向科研项目（自科）立项及经费安排一览表

账务账号	项目编号	项目名称	项目负责人	类型	参加人员	研究年限	资助金额及分年度计划（万元）			
							资助金额	2024	2025	2026
2024XJ001	2024HNV1TZK001	基于数学建模-单招考试系统开发研究	石双元	重大招标项目	王洪辉、邓林利	3	3	1.5	0.9	0.6
2024XJ002	2024HNV1TZK002	氢燃料汽车混合动力系统能量管理的优化研究	刘恩艳	自然科学研究项目平台开放课题	刘恩艳、钟坤炎	3	1	0.4	0.35	0.25
2024XJ003	2024HNV1TZK003	基于无人机倾斜摄影的露天矿山动态监测研究	武志伟	自然科学研究项目平台开放课题	刘海波、廖文凯、胡石磊、李培云	3	1	0.4	0.35	0.25

湖南理工职业技术学院 科研校企合作中心

湖南理工职业技术学院
HUNAN VOCATIONAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY

结题证书

项目编号：2024HNV1TZK002

项目来源：纵向科研项目/校级课题

项目名称：氢燃料汽车混合动力系统能量管理的优化研究

主持人：刘偲艳

课题组：刘偲艳 刘阳京 胡铮宏

本项目已完成，经审核准予结题，特发此证。

湖南理工职业技术学院

2026年04月21日

证书编号：20260421002147

扫描全能王

10、参与湖南省教育厅科学研究项目：不平衡负载下孤岛微电网电压平衡控制策略研究，立项文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2022〕19号

湖南理工职业技术学院
关于下达2021年第三批纵向科研项目配套经费的通知

各部门、各单位：

根据各级纵向科研项目相关文件要求和《纵向科研经费管理办法（试行）》（湘理职院（2020）100号）文件精神，对2021年度第三批26项纵向科研项目给予相应配套经费资助（见附件1、附件2）。请各项目负责人严格遵守有关文件规定，按照经费划拨计划，规范合理使用项目经费，确保项目研究如期圆满完成。

账务帐号	项目来源类型	项目编号	项目名称	项目负责人	参加人员	研究年限	立项文号	金额（万元）	金额（万元）
2021ZX054	省教育厅科学研究项目（一般）	21C1202	基于软开关变流技术电动汽车充电系统研究	曾小波	海 肖，袁 亮，姜 鹏，贺晓旗，赵璇宇	2021.12-2023.12	湘教通〔2021〕352号	1	1.2
2021ZX055	省教育厅科学研究项目（一般）	21C1203	基于BIM的安居工程全过程造价管理影响因素及对策研究	邓宜何	王建春，唐春晖，王 乐，陈 振，[illegible]	2021.12-2023.12	湘教通〔2021〕352号	1	1.2
2021ZX056	省教育厅科学研究项目（一般）	21C1204	电驱动两挡校车主动升档补偿控制系统研究	廖 勇	[illegible]	[illegible]	[illegible]	1	1.2
2021ZX057	省教育厅科学研究项目（一般）	21C1205	基于物联网的光伏水肥一体智能滴灌控制系统研究	刘朝阳	[illegible]	[illegible]	[illegible]	1	1.2
2021ZX058	省教育厅科学研究项目（一般）	21C1206	不平衡负载下孤岛微电网电压平衡控制策略研究	卢信群	刘晓艳，[illegible]	2021.12-2023.12	[illegible]	1	1.2
2021ZX059	省教育厅科学研究项目（一般）	21C1207	新型分布式光伏并网逆变控制装置研究	周 敏	[illegible]	2021.12-2023.12	[illegible]	1	1.2
2021XX060	湘潭市科技计划项目	GG-YB2021103-32	微电网中混合储能的容量配置方法	钟 永	易 庆，周 明	2021.12-2022.12	潭财教〔2021〕65号	5	0

11、参与湖南省教育厅科学研究项目：光储充一体化电站容量优化配置的研究，立项文件
12、参与湘潭市指导性科技计划项目：光储充一体化电站容量优化算法研究，立项文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2023〕27号

关于下达2022年第四批纵向科研项目配套经费的通知

各部门、各单位:

根据各级纵向科研项目相关文件要求和《纵向科研经费管理办法（试行）》（湘理职院（2020）100号）文件精神，对2022年度第四批7项纵向科研项目给予相应配套经费资助（见附件1、附件2）。请各项目负责人严格遵守有关文件规定，按照经费划拨计划、规范合理使用项目经费，确保项目研究如期圆满完成。

附件：1.2022年第四批纵向科研项目配套经费安排表

CS 扫描全能王

附件 1

2022 年第四批纵向科研项目配套经费安排表

账务账号	项目来源类型	项目编号	项目名称	项目负责人	参加人员	研究年限	立项文号	上级资助金额（万元）	配套金额（万元）
2022ZX034	湘潭市指导性科技计划项目	ZP-ZDJH2022043	光储充一体化电站容量优化算法研究	葛 庆	张清小、周 唯、曾 辉、刘思胜、曾小波	2022.12-2024.12	潭科发〔2022〕14号		5
2022ZX035	湘潭市指导性科技计划项目）	ZP-ZDJH2022044	基于氮化镓功率器件在光伏逆变器中的应用研究	李 晖	杨秋芳、周 唯	2022.12-2024.12	潭科发〔2022〕14号		5
2022ZX036	湘潭市指导性科技计划项目	ZP-ZDJH2022045	吸水性回船用于城市路面保水机研究	王治国	谭 勇、吕 典、侯文静	2022.12-2024.12	潭科发〔2022〕14号		5
2022ZX037	湖南省教育教学改革研究项目（高职一般项目）	ZJGB2022516	高职院校工业机器人技术专业"课程思政"体系构建与实践研究	袁 亮	曾小波、姜 鹏、贺 静、陶 肖	2023.4-2025.4	湘教通〔2023〕144号	1	1.2
2022ZX038	湖南省教育教学改革研究项目（高职一般项目）	ZJGB2022604	"双碳"目标下电源变换技术课程改革及实践	刘慰艳	张清小、钟银香、卢绍群、李 晖	2022.12-2025.12	湘教通〔2023〕144号	1	1.2
2022ZX039	湖南省教育教学改革研究项目（高职一般项目）	ZJGB2022787	高职院校新能源专业产教融合课程建设模式创新研究	葛 庆	张清小、钟 永、曾 辉、肖曙子	2022.12-2025.12	湘教通〔2023〕144号	1	1.2
2022ZX040	湖南省教育教学改革研究项目（高职一般项目）	ZJGB2022826	岗位-学校-专业"三环融合高职艺术类专业课程思政育人模式研究	刘 慧	周艳芳、郭 璐、黄喜云、廖慧娟	2022.12-2025.12	湘教通〔2023〕144号	1	1.2

科研科技合作中心

余银萍

八. 服务基层材料

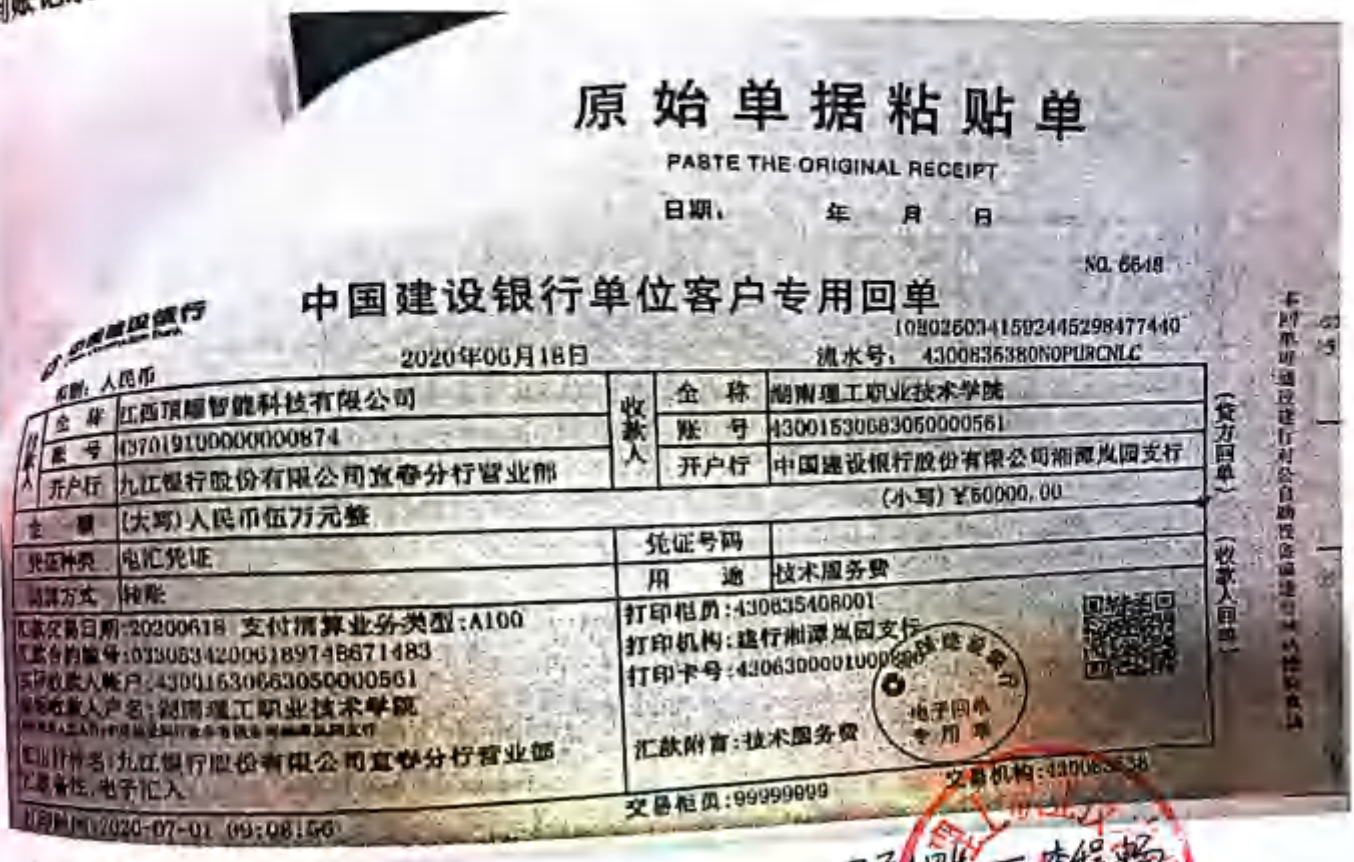
基层服务项目汇总

序号	类别	内容	项目来源	排名	页码
1	横向课题	BIPV 组件及系统产品开发（5 万）	江西顶耀智能科技有限公司	第三	195-196
2		郴州市安仁县“十四五”新能源规划服务项目（28 万）	安仁县政府	第三	197-199
3		蓝山粤电光伏组件功率与 EL 测试技术服务	蓝山粤风新能源有限公司	第三	200-203
4		鹤城区风光储充协同一体化发展课题研究项目	鹤城区风光电储充协同一体化发展课题研究	第四	204-206
5		混合储能光伏发电控制装置开发项目	湖南大腾伟业科技有限公司	第三	207-208
6		基于 RT304AG100W 路灯电源开发项目	湖南大腾伟业科技有限公司	第三	209-210
7		美缝剂生产线智能化升级项目	中山市卡施力顿建材有限公司	第四	211-212
8		云煤 110kV 升压站扩建工程设计服务合同	湖南首元工程技术有限公司	第三	213-215
9		赫山区屋顶分布式光伏式光伏开发试点方案（2 万）	湖南省国际咨询中心有限公司	第三	216-218

CS 扫描全能王

1、参与横向项目 BIPV 组件项目及系统产品开发

到账记录



原始单据粘贴单

PASTE THE ORIGINAL RECEIPT

日期： 年 月 日

NO. 6648

中国建设银行单位客户专用回单

10802603415924452984774 40

2020年06月18日 流水号：43008363380N0PURCNLC

付款人	全称	江西顶顺智能科技有限公司	收款人	全称	湖南理工职业技术学院
	账号	437019100000000874		账号	43001530663050000561
	开户行	九江银行股份有限公司宜春分行营业部		开户行	中国建设银行股份有限公司湘潭岳园支行
金额	(大写)人民币伍万元整			(小写)¥50000.00	
货币种类	电汇凭证		凭证号码		
结算方式	转账		用途	技术服务费	

汇款交易日期:20200618 支付清算业务类型:A100
汇总合约编号:0330534200618974867148 3
汇款人账户:437019100000000874
汇款人户名:江西顶顺智能科技有限公司
收款人账户:43001530663050000561
收款人户名:湖南理工职业技术学院
汇出行行名:九江银行股份有限公司宜春分行营业部
汇款备注:电子汇入

打印柜员:430635408001
打印机构:建行湘潭岳园支行
打印卡号:4306300001000[illegible]
汇款附言:技术服务费

交易柜员:99999999 交易机构:430063538

记账时间:2020-07-01 09:08:56

（贷方回单） （收款人回单）

卡附单请到建行对公自助设备进行对比确认真伪

抬头：

证明

证明书

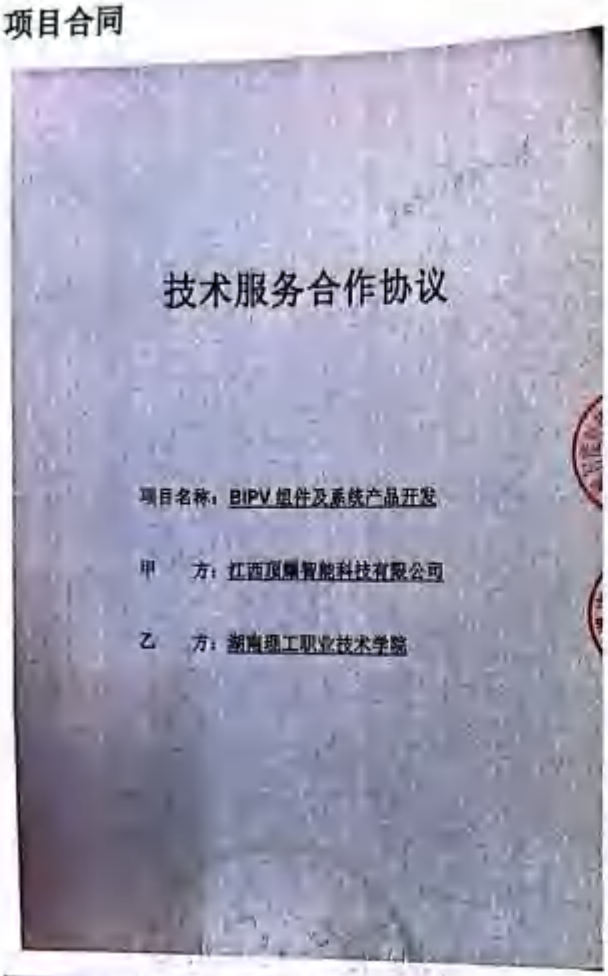
兹证明，新能源学院刘偲艳同志参与 2020 年 BIPV 组件及系统产品开发项目，排名第三，项目经费 5 万元。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：

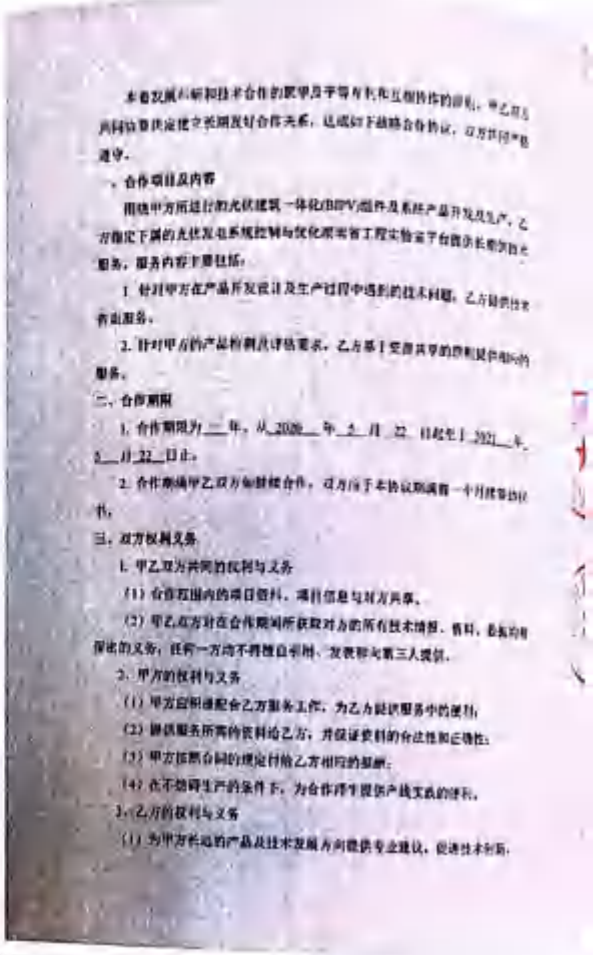


技术服务合作协议

项目名称：BIPV 组件及系统产品开发

甲　方：江西顶耀智能科技有限公司

乙　方：湖南理工职业技术学院



本着发展长期科技合作的原则及平等互利和互相协作的原则，甲乙双方共同协商达成建立长期友好合作关系，达成以下战略合作协议，双方共同严格遵守。

一、合作项目及内容

围绕甲方所进行的光伏建筑一体化BIPV组件及系统产品开发及生产，乙方指定下属的光伏发电系统控制与优化探索实验室于合同约长期技术服务，服务内容主要包括：

1. 针对甲方在产品开发设计及生产过程中遇到的技术问题，乙方提供技术咨询服务。

2. 针对甲方的产品检测及评估要求，乙方基于资源共享的原则提供相应的服务。

二、合作期限

1. 合作期限为 一 年，从 2020 年 5 月 22 日起至 2021 年 5 月 22 日止。

2. 合作期满甲乙双方如继续合作，双方应于本协议期满前一个月续签协议书。

三、双方权利义务

1. 甲乙双方共同的权利与义务

（1）合作范围内的项目资料，项目信息与对方共享。

（2）甲乙双方对在合作期间所获取对方的所有技术情报、资料，负有如有保密的义务，任何一方均不得擅自引用、发表给与第三人提供。

2. 甲方的权利与义务

（1）甲方应积极配合乙方服务工作，为乙方提供服务中的便利；

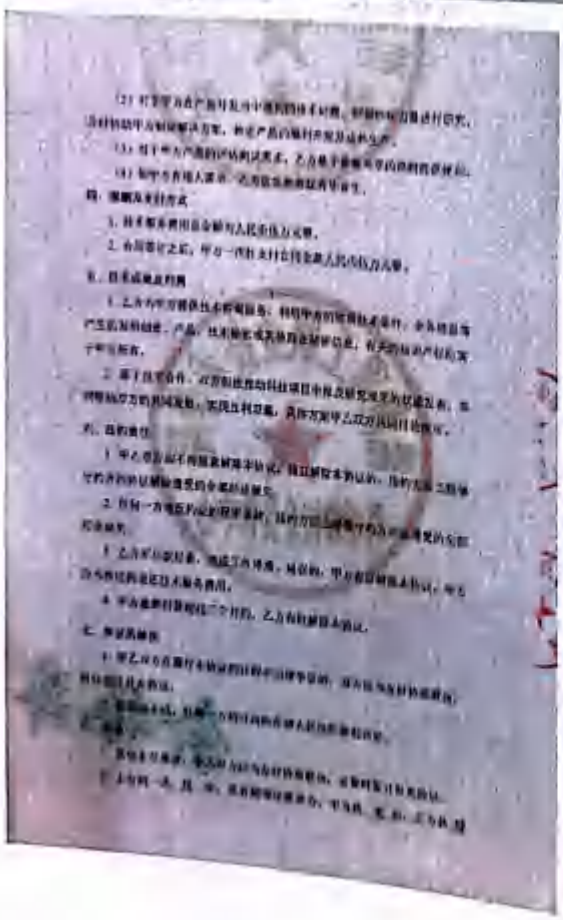
（2）提供服务所需的资料给乙方，并保证资料的合法性和正确性；

（3）甲方按照合同的规定付给乙方相应的报酬；

（4）在不影响生产的条件下，为合作研究提供产线实践的便利。

3. 乙方的权利与义务

（1）为甲方长远的产品及技术发展方向提供专业建议，促进技术创新。



（2）对甲方在产品开发中遇到的技术问题，积极协助进行研究，及时协助甲方制定解决方案，确定产品的最终开发及成本生产。

（3）对于甲方产品的评估测试要求，乙方基于资源共享的原则提供便利。

（4）如甲方有进入要求，乙方应当积极提供便利。

四、服务及支付方式

1. 技术服务费用总金额为人民币伍万元整。

2. 合同签订之后，甲方一次性支付给乙方全部人民币伍万元整。

五、技术成果归属

1. 乙方为甲方提供技术咨询服务，利用甲方的资料技术条件，业务项目等产生的发明创造、产品、技术秘密或其他商业秘密信息，有关的知识产权归属于甲方所有。

2. 基于此项合作，双方积极推动科技项目申报及研究成果为权威发表，并同等地享有双方的共同发现，实现互利双赢，具体方案甲乙双方共同行协商决定。

六、违约责任

1. 甲乙双方应当不得违反本协议，擅自解除本协议，给对方造成损失的，应当赔偿对方的全部经济损失。

2. 任何一方违反本协议的保密条款，给对方造成损失的，应当赔偿对方的全部损失。

七、合同的生效

1. 乙方对甲方的服务，完成了合同项目，经甲方验收通过后，甲方应当及时支付乙方合同约定的技术服务费用。

2. 本合同的甲乙双方代表签字并经双方单位加盖公章后生效。

甲方：

江西顶耀智能科技有限公司

法定代表人：

委托代表人：

2020 年 5 月 22 日

乙方：

湖南理工职业技术学院

法定代表人：

委托代表人：

地址：江西省宜春市宜春经济技术开发区内

地址：湖南省岳阳市

开户名称：

江西顶耀智能科技有限公司

开户银行：

九江银行股份有限公司宜春分行

开户名称：

湖南理工职业技术学院

开户银行：

建行岳阳市分行

账号：457010[illegible]

联系人：

联系电话：

账号：

联系人：

联系电话：

3、参与横向项目郴州市安仁县“十四五”新能源规划服务项目到账记录

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20220427　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：18113-450085580000PE70655

付款人	全称 安仁县国库集中支付中心预算内资金零余额户	收款人	全称 湖南理工职业技术学院
	账号 19110280290374960495		账号 4500153000360000601
	开户行 中国工商银行股份有限公司安仁支行		开户行 中国建设银行股份有限公司湘潭岳园支行
大写金额	壹拾万元整	小写金额	100,000.00
用途	安仁县发改局支付项目规划编制费(451028202202010008489中国好租治专项资金管理办)安仁县发改局支付项目规划编制费(451028202225201	钞汇标志	钞
备注	电子转账		

重要提示：银行受理成功，本回执不作为收、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20220901　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：15470-450085580000PJ207

付款人	全称 安仁县发展和改革局	收款人	全称 湖南理工职业技术学院
	账号 19110280090228801408		账号 4500153000360000601
	开户行 中国工商银行股份有限公司安仁支行		开户行 中国建设银行股份有限公司湘潭岳园支行
大写金额	贰拾捌万元整	小写金额	280,000.00
用途	发改局支付咨询费	钞汇标志	钞
备注	电子汇入		

重要提示：银行受理成功，本回执不作为收、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

证明

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与2021年郴州市安仁县“十四五”新能源规划服务项目，排名第三，项目总经费28万。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：2026年9月6日

安仁县“十四五”新能源规划咨询合同

甲方：安仁县发展和改革局

乙方：湖南理工职业技术学院

安仁县发展和改革局（以下简称“甲方”）与湖南理工职业技术学院（以下简称“乙方”）经过友好协商一致，签订本合同。

一、甲方委托乙方的工作服务概况如下：

1、项目名称：郴州市安仁县“十四五”新能源规划咨询项目

2、项目地点：郴州市安仁县

3、服务项目：（有选项的，请在需要的事项前打“√”）

□可行性研究报告；

□项目建议书；

□项目申请报告；

□资金申请报告；

√规划；

□实施方案；

□评估咨询；

□验收、后评价咨询；

□节能报告编制及评估

□环境影响报告（□类型；□书 □表）；

□其他，

4、服务内容：郴州市安仁县“十四五”新能源规划咨询项目，服务内容主要包括：总则、现状分析、发展目标、指导方针、主要任务、重点工程以及保障措施等。

二、乙方的义务

1、乙方按照湖南省发展和改革委员会《关于开展全省“十四五”规划前期研究工作的通知》，湖南省“十四五”规划、郴州市“十四五”规划编制工作的通知，结合安仁县当地的风光资源和已有的发展基础，对安仁县“十四五”新能源发展进行规划，编制安仁县“十四五”新能源发展规划咨询报告。

2、乙方应认真履行其应尽的服务。

3、乙方在履行服务义务时，要认真贯彻国家有关法律、法规和政策，维护甲方和客户的合法利益。

三、甲方的义务

1、甲方应及时向乙方提供可能涉及规划编制需要的相关资料和数据，规划资料和数据的提供并保证提供资料的准确性和完整性，以利乙方开展规划工作。

2、甲方在收到乙方提交的规划报告书后之内，会同相关单位，召开规划评审会，组织甲方委托规划咨询成果规划报告的交付时间，乙方不得拒绝。

3、甲方必须按合同约定支付咨询费用。

四、费用和酬金

1、费用构成

本合同项目咨询费用，甲乙双方协商确定为：

2、酬金和支付

1、酬金支付方式

按甲方分次，按人民币为 [illegible] 元人民币，采取银行转账，分期支付方式支付。

2、支付时间：甲方通过银行转账，一次性支付咨询总费。

五、合同的有效期及变更

1、本合同于签署之日起时开始履行。

2、乙方应于开始履行本合同后 30 个工作日提交规划报告，[illegible] 的延误，可协商延期。

3、咨询成果交付：乙方以书面形式提交正式规划报告 5 本至甲方。

七、争端的解决

本合同签订于郴州市安仁县，甲、乙双方在执行本合同时发生[illegible]，协商解决，协商双方协商仍无法达成一致的，双方均可向[illegible]

八、其他

1、未经对方书面同意，甲乙双方均不得转让本合同项下的[illegible]

2、乙方对提供的所有成果，文件拥有版权，甲方仅享有[illegible]，此时甲方不需要得到乙方的许可，但需在[illegible]，否则乙方有权[illegible]，甲方使用前期的，[illegible]

3、本合同未尽事宜，双方可另行签订补充协议，[illegible]

4、本合同一式[illegible]

5、本合同经双方[illegible]

（此页无正文）

甲方：

安仁县发展和改革局

法定代表人或授权代表人（签章）：

乙方：

湖南理工职业技术学院

法定代表人或授权代表人（签章）：

地址：

开户名称：

开户银行：

帐号：

统一社会信用代码：

联系人：

联系电话：

邮编：

地址：湘潭市河东大道10号

开户名称：

湖南理工职业技术学院

开户银行：

建行湘潭市岳圆支行

帐号：4300 1530 6630 5000 0561

统一社会信用代码：

124300004453440331.

联系人：

联系电话：

邮编：411104

本合同签订于：2021年07月08日

科研和校企合作中心

与原件核对无误

核对人：余银萍

3、蓝山粤电光伏组件功率与 EL 测试技术服务

到账记录

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：2025/05　凭证号：

付款人：全称 蓝山粤风新能源有限公司；账号 19100211092001901B3；开户行 中国工商银行股份有限公司蓝山支行

收款人：全称 湖南理工职业技术学院；账号 43001530063050000561；开户行 中国建设银行股份有限公司湖南省分行

大写金额：肆万贰仟肆佰捌拾陆元柒角玖分　小写金额：42,486.79

用途：05-预付款05-预付款　钞汇标志：钞

摘要：电子汇入

重要提示：银行受理成功，回执不作为收付款方交易依据和凭证，正式回单请在交易成功第二日打印。

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：2025/05/23　凭证号：

付款人：全称 蓝山粤风新能源有限公司；账号 19100211092001901B3；开户行 中国工商银行股份有限公司蓝山支行

收款人：全称 湖南理工职业技术学院；账号 43001530063050000561；开户行 中国建设银行股份有限公司湖南省分行

大写金额：壹拾柒万零柒佰肆拾柒元壹角贰分　小写金额：170,747.12

用途：05-预付款05-预付款　钞汇标志：钞

摘要：电子汇入

重要提示：银行受理成功，回执不作为收付款方交易依据和凭证，正式回单请在交易成功第二日打印。

证明 已到帐 一本证书

证明书

兹证明，新能源学院刘偲艳同志参与 2025 年蓝山粤电光伏组件功率与 EL 测试技术服务项目，负责该项目光伏组件的 EL 测试及 EL 测试报告材料的整理，排名第四，项目经费 [illegible] 万元。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：　年　月

检 验 报 告

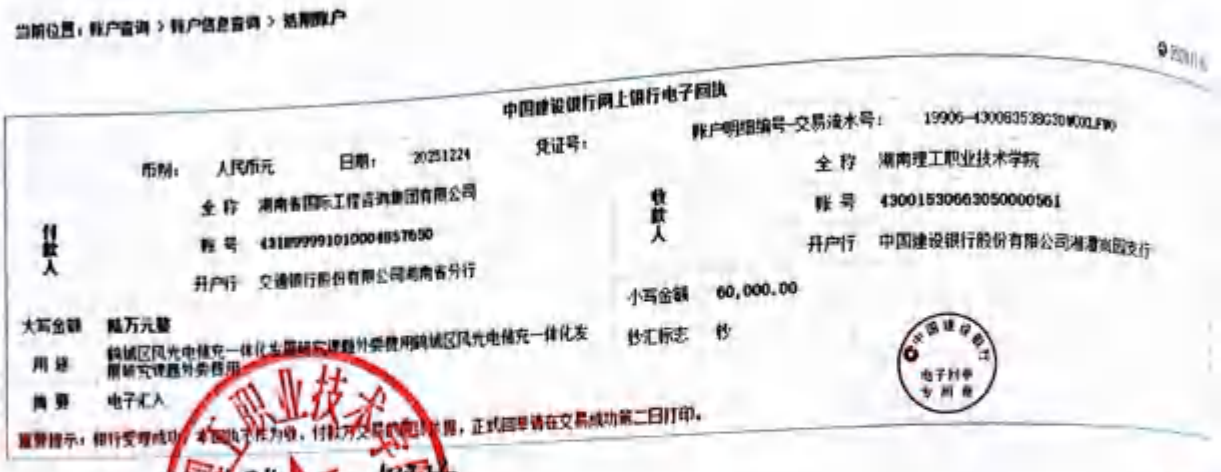
XX JNLGJC2025001

项目名称	蓝山楠市农光互补项目光伏组件功率和EL试验测试	型号规格	200MWp
委托单位	蓝山粤风新能源有限公司	联系人及联系方式	李佳酿 15608405883
受检单位	湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	检验类别	委托检验
施工单位	中国电建集团中南勘测设计研究院有限公司	样品数量	400个
动样者	张要锋、胡铮龙	抽样日期	2025年4月9和4月26日
抽样地点	湖南蓝山县楠市农光互补项目现场	抽样基数	200MWp
检验日期	2025年4月10日—5月7日	原编号或生产日期	/
检验地点	湖南蓝山县楠市农光互补项目现场、湘潭市福星中路223号新能源大楼	检测人员	刘偲艳、钟坤炎、刘阳京、张要锋
样品状况	正常		
检验依据	《光伏发电站现场组件检测规范》NB/T 32034-2016 《地面用晶体硅光伏组件设计鉴定和定型》GB/T9535-2005		
检验项目	见第3页“检验内容一览表”		
检验结论	根据NB/T 32034-2016 、GB/T9535-2005对蓝山楠市农光互补项目光伏组件功率和EL试验测试，包括组件外观检查、光伏组件功率（I-U特性测试）、组件EL成像3个检验项目的10个分项，分项中第1、2、5、8项查出1块组件存在相关问题，分项占比数低于总量的千分之三，其他项符合要求。 综合结论：合格。 签发日期：2025年5月4日		
备注	检验地点及其环境条件： 检验地点：湖南蓝山县楠市农光互补项目现场、湘潭市福星中路223号新能源大楼　辐照度：700W/m² 环境温度：23℃　相对湿度：75.5%Rh		

编制：刘偲艳、钟坤炎　审核：张要锋　批准：钟根香

4、鹤城区风光储充协同一体化发展课题研究项目

到账记录



当前位置：账户查询 > 账户信息查询 > 活期账户

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20251224　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：19906-430083538030W00LFW0

付款人	全称	湖南省国际工程咨询集团有限公司	收款人	全称	湖南理工职业技术学院
	账号	43105999910100048570S0		账号	43001530663050000561
	开户行	交通银行股份有限公司湖南省分行		开户行	中国建设银行股份有限公司湘潭岳园支行

大写金额　陆万元整　小写金额　60,000.00

用途　鹤城区风光电储充一体化发展研究课题外委费用　钞汇标志　钞

摘要　电子汇入

重要提示：银行受理成功，本回执不作为收、付款方交易成功的证明，正式回单请在交易成功第二日打印。

证明

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与2024年鹤城区风光储充协同一体化发展课题研究项目，排名第三，项目总经费6万。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：2026 年 1 月 6

与原件核对人：

合同

合同编号：

技术咨询服务合同

（合作咨询）

项目名称：鹤城区风光电储充协同一体化发展课题研究

甲　方：湖南省国际工程咨询集团有限公司

乙　方：湖南理工职业技术学院

工程咨询服务合同

委托方 湖南省国际工程咨询集团有限公司 （以下简称"甲方"）与受托方 湖南理工职业技术学院 （以下简称"乙方"），依据《中华人民共和国合同法》等现行法律法规，经过双方平等协商一致，签订本合同。

一、甲方委托乙方技术服务项目概况如下：

1、项目名称：鹤城区风光电储充协同一体化发展课题研究

2、项目性质及规模：/

3、项目地点：怀化市鹤城区

4、计划投资额：/

5、服务类型和内容：报告编制

二、乙方的义务

1、乙方应根据工作服务范围及类型，在委托方提供的项目资料的基础上，按照国家相关规定、合同约定的技术服务质量及进度要求，完成技术服务工作。

2、乙方应认真尽责并依法提供技术服务

a）乙方在履行技术服务义务时，要认真贯彻国家有关法律、法规和政策，维护国家的利益和顾客的合法利益。

b）乙方应作为独立的专业机构或技术团队，运用自身的专业技能和经验，客观、公正、科学地提供技术服务。

c）乙方提供的技术服务应满足甲方需要，并通过相应的专家评审。

d）乙方应当保证具备提供本合同约定项下咨询服务的相关资格或能力。

3、乙方应对甲方提供的文件资料保密，当服务完成或终止时，乙方应根据甲方要求将甲方提供的内部资料或使用的技术说明的全部财产及文件资料移交甲方。非经甲方书面同意，乙方不得在服务过程中将提供给甲方的资料、项目情况及甲方提供的任何文件资料内容告知第三方。

三、甲方的义务

1、提供必要的资料交甲方

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心

与原件核对无误
核对人：余银

CS 扫描全能王

甲方应于合同签订后两周内将有关原始资料和技术资料提交乙方。

2. 甲方应对乙方以书面形式提交的一切事宜，在 7 日内作出答复，如因甲方迁延（包括但不限于不及时作出答复或答复意见违背乙方提交事宜者）造成服务工作的误延，乙方可以相应延长报告完成时间。

3. 为配合乙方的技术服务工作，甲方应积极为乙方创造检查的工作条件，并明确指定人。

4. 按合同约定支付技术服务费用。

四、合同的开始及完成

1. 本合同于甲乙双方签章之日起开始履行。

2. 乙方应于开始履行本合同后 20 个工作日完成技术服务成果，但因双方补充协议延期的除外。

乙方逾期履行导致完成的，每逾期一日按合同总金额的千分之一支付违约金；乙方逾期支付或拖延 15 日的，甲方有权解除合同，乙方应退还全部已收取的费用，并按合同约定向甲方支付违约金。

3. 成果交付：乙方提供的本协议成果应当为可修订格式的电子稿，并提交书面本技术服务成果文本 _1_ 份给甲方，乙方应响应甲方要求，在甲方时间内免费提供修改服务。

五、费用和支付

1. 技术服务费用

经双方协商同意，本次技术服务合同金额为人民币 [illegible] 万元（大写）[illegible]，计税及方式支付。

2. 支付时间

本合同约定的专项服务项目为甲方申报的项目单位委托省级服务项目的组成部分时，本合同款支付以甲方收到相应项目单位省级服务费为前提。

具体支付时间：乙方完成技术服务工作，提交满足甲方要求的技术成果，甲方收到乙方开具合法的增值税发票后，甲方一次性支付本协议技术服务费（大写：[illegible]），如甲方未收到相应单位专项资助经费，则付款时间相应顺延。

六、责任和赔偿

1. 在合同履行期间，乙方应对其工作人员在合同履行过程中的安全负责，如因乙方工作人员采取的安全措施不当，违反有关安全规程、规定所造成的一切事故或伤害，造成损失的，均由乙方承担一切经济损失及法律责任。

2. 在合同履行期间，甲方要求终止或解除合同，应赔偿乙方已进行的实际工作量的乙方支付费用。

3. 赔偿的限额

合同任何一方向另一方支付赔偿的最大数额为：本合同金额。

4. 责任期限

提出索赔的一方应在对方违约事件发生后 14 日内向对方出索赔通知，在通过协提出详细的索赔依据和具体要求。

七、争端的解决

本合同签订于长沙市芙蓉区，甲、乙双方在执行本合同时发生争议，可通过双方友好协商解决，若经双方协商仍无法达成一致的，双方均可向本合同签订地法院起诉解决。

八、其他

1. 非经对方书面同意，甲乙双方均不得转让本合同约定的义务。

2. 乙方提交的技术服务工作成果的知识产权归甲方所有。甲方利用乙方提交的服务工作成果所完成的新的技术成果的知识产权，[illegible]双方与相应项目单位合同约定，[illegible]

3. 鉴于双方互相提供的文件资料[illegible]，[illegible]。其一方不得用于本合同[illegible]项目外的其他用途，[illegible]。[illegible]之前的[illegible]。[illegible]的，[illegible]的相关开发团队负责[illegible]，[illegible]进入公共领域的信息，[illegible]。

4. 其他特约事项：[illegible]

5. 本合同未尽事宜，[illegible]可另行签订补充协议作为[illegible]。[illegible]协议与本合同有不一致之处以补充协议为准，补充协议与本合同具有同等效力。

6. 本合同一式 [illegible] 份，甲方执 [illegible] 份，乙方执 [illegible] 份。

7. 本合同经双方[illegible]后生效，[illegible]。

（以下无正文）

甲方：

[illegible]

法定代表人（或委托代理人）：[illegible]

地址：长沙市二环一段 1139 号湖南国际商务中心二楼

开户名称：
湖南省国际工程咨询集团有限公司

开户银行：
交通银行八一路支行

账号：431899991010004857630

统一社会信用代码：
91430000329487994

联系人：

联系电话：

邮编：410016

网址：www.hnicc.cn

[illegible]

乙方：

[illegible]

法定代表人（或委托代理人）：[illegible]

地址：湘潭市河东龙堤 10 号

开户名称：
湖南理工职业技术学院

开户银行：
建行湘潭市昭山支行

账号：4500 1530 6030 5600 0561

统一社会信用代码：
12430000445344113L

联系人：

联系电话：

邮编：

网址：

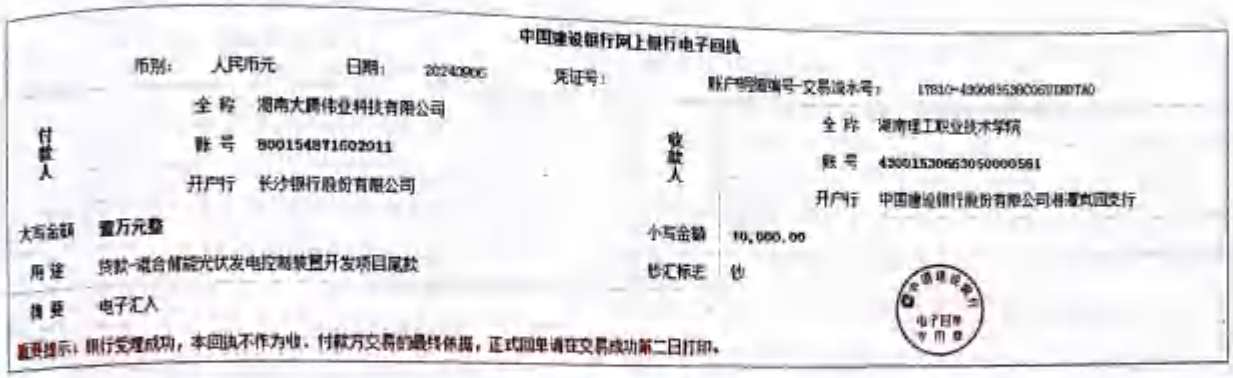
[illegible]

[illegible]

[illegible]

5、混合储能光伏发电控制装置开发项目

到账记录



中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20240906　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：17B1C-430091539C067DBDTA0

付款人		收款人	
全称	湖南大鹏伟业科技有限公司	全称	湖南理工职业技术学院
账号	800154871602011	账号	43001530663050000561
开户行	长沙银行股份有限公司	开户行	中国建设银行股份有限公司湘潭岳园支行

大写金额　壹万元整　小写金额　10,000.00

用途　货款-混合储能光伏发电控制装置开发项目尾款　钞汇标志　钞

摘要　电子汇入

重要提示：银行受理成功，本回执不作为收、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20240905　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：17B1C-430091539B0TEITY6QZ

付款人		收款人	
全称	湖南大鹏伟业科技有限公司	全称	湖南理工职业技术学院
账号	800154871602011	账号	43001530663050000561
开户行	长沙银行股份有限公司	开户行	中国建设银行股份有限公司湘潭岳园支行

大写金额　肆万元整　小写金额　40,000.00

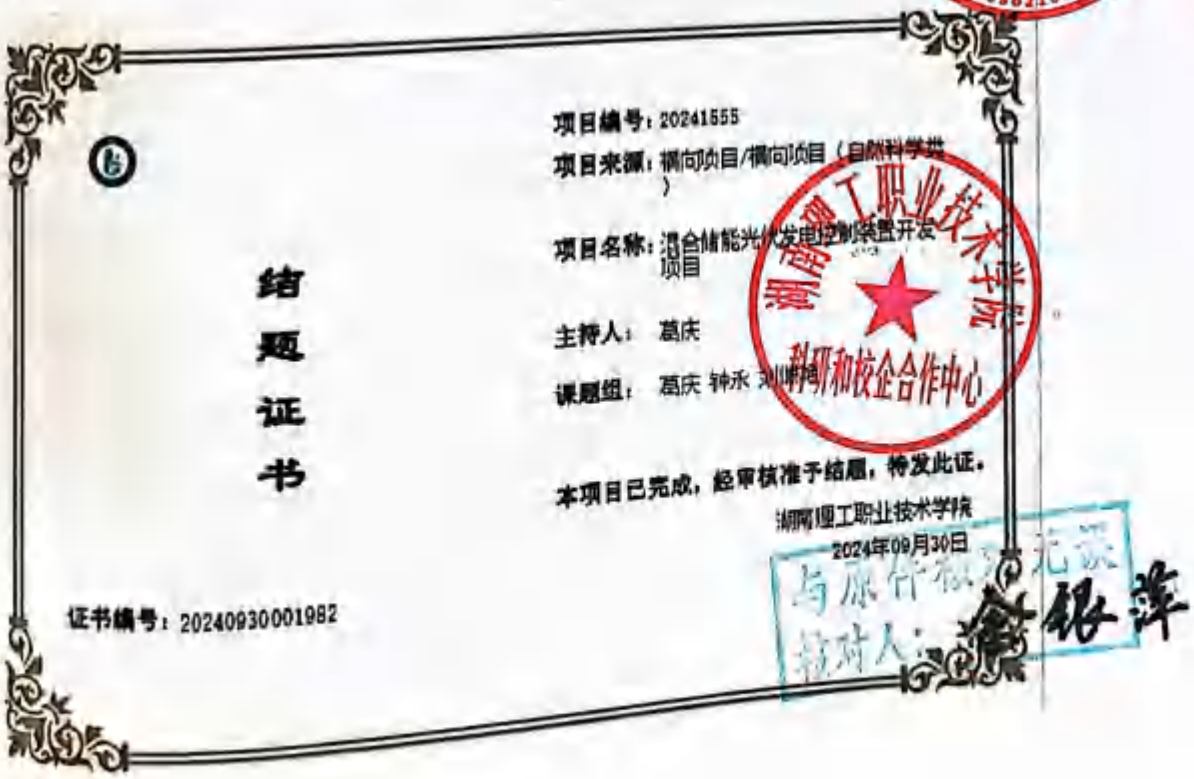
用途　项目开发费用-混合储能光伏发电控制装置开发项目　钞汇标志　钞

摘要　电子汇入

重要提示：银行受理成功，本回执不作为收、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

已到账 李程物

证明



结题证书

项目编号：20241555

项目来源：横向项目/横向项目（自然科学类）

项目名称：混合储能光伏发电控制装置开发项目

主持人：葛庆

课题组：葛庆 钟永 刘[illegible]

本项目已完成，经审核准予结题，特发此证。

湖南理工职业技术学院

2024年09月30日

证书编号：20240930001982

合同

合同编号：

技术开发（委托）合同

项目名称：混合储能光伏发电控制装置开发项目

委托方（甲方）：湖南大腾伟业科技有限公司

受托方（乙方）：湖南理工职业技术学院

签订时间：2024 年 8 月 5 日

签订地点：湖南省 湘潭市

有效期限：2024 年 08 月至 2025 年 08 月

中华人民共和国科学技术部印制

填写说明

一、本合同为中华人民共和国科学技术部印制的技术开发（委托）合同示范文本，各技术合同认定登记机构可推介技术合同当事人参照使用。

二、本合同书适用于一方当事人委托另一方当事人进行新技术、新产品、新工艺或者新材料及其系统的研究开发所订立的技术开发合同。

三、签约一方为多个当事人的，可按各自在合同关系中的作用等，在"委托方"、"受托方"项下（增页）分别排列为共同委托人或共同受托人。

四、本合同书未尽事项，可由当事人附页另行约定，并可作为本合同的组成部分。

五、当事人使用本合同书时约定无需填写的条款，应在该条款处注明"无"等字样。

技术开发（委托）合同

委托方（甲方）：湖南大腾伟业科技有限公司

住 所 地：湖南湘江新区麓谷街道宏山路 18 号中电软件园二期 B2 栋 508

法定代表人：胡正海

项目联系人：胡正海

联系方式：13142106808

通讯地址：湖南湘江新区麓谷街道宏山路 18 号中电软件园二期 B2 栋 508

电话：18942522585 传真：\

电子信箱：313144130@qq.com

受托方（乙方）：湖南理工职业技术学院

住 所 地：湖南省湘潭市岳塘区河东大道 10 号

法定代表人：李科

项目联系人：易庆

联系方式：13898539086

通讯地址：湖南省湘潭市岳塘区河东大道 10 号

电话：0731-52518133 传真：0731-52554202

电子信箱：[illegible]

本合同甲方委托乙方研究开发混合储能光伏发电控制装置，并支付研究开发经费和报酬；乙方接受委托并进行此项研究开发工作。双方经过平等协商，在真实、充分表达各自意思的基础上，根据《中华人民

1. 技术背景资料：本栏无内容；

第二十七条 双方约定本合同其他相关事项为：本栏无内容。

第二十八条 本合同一式八份，甲方二份，乙方六份，具有同等法律效力。

第二十九条 本项目组成员包含以下人员。

1.姓名：易庆（项目负责人）

身份证号码：432422197304025535

单位：湖南理工职业技术学院。

2.姓名：钟永

身份证号码：431027198905153114

单位：湖南理工职业技术学院。

3.姓名：刘熙艳

身份证号码：430523198709141125

单位：湖南理工职业技术学院。

第三十条 本合同经双方签字盖章后生效。

甲方：_____（盖章）

法定代表人/委托代理人：_____（签名）

2024 年 8 月 6 日

乙方：_____（盖章）

法定代表人/委托代理人：_____（签名）

2024 年 8 月 6 日

6、基于 RT304AG100W 路灯电源开发项目

到账记录

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20240906　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：17909-430083538[illegible]

付款人	全称 湖南大腾伟业科技有限公司	收款人	全称 湖南理工职业技术学院
	账号 800154871602011		账号 43001530663050000561
	开户行 长沙银行股份有限公司		开户行 中国建设银行股份有限公司湘潭岳塘支行
大写金额	捌仟元整	小写金额	8,000.00
用途	货款-基于RT7304AG100W路灯电源开发项目尾款	钞汇标志	钞
摘要	电子汇入		

重要提示：银行受理成功，本回执不作为收、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20240813　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：17713-430083538[illegible]

付款人	全称 湖南大腾伟业科技有限公司	收款人	全称 湖南理工职业技术学院
	账号 800154871602011		账号 43001530663050000561
	开户行 长沙银行股份有限公司		开户行 中国建设银行股份有限公司湘潭岳塘支行
大写金额	伍万元整	小写金额	50,000.00
用途	货款-基于RT7304AG100W路灯电源开发项目	钞汇标志	钞
摘要	电子汇入		

重要提示：银行受理成功，本回执不作为收、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心

证明

已到账一笔税款

湖南理工职业技术学院 财务处 4300302100162

与原件核对无误 核对人：[illegible]

项目编号：20241551

项目来源：横向项目/横向项目（自然科学类）

项目名称：基于RT7204AG100W路灯电源开发项目

主持人：葛庆

课题组：葛庆 钟永 刘傲艳

本项目已完成，经审核准予结题，特发此证。

湖南理工职业技术学院

2024年09月30日

结题证书

证书编号：20240930001981

CS 扫描全能王

合同

合同编号：2024151

技术开发（委托）合同

项目名称：基于 RT7304AG100W 路灯电源开发项目

委托方（甲方）：湖南大腾伟业科技有限公司

受托方（乙方）：湖南理工职业技术学院

签订时间：2024 年 7 月 31 日

签订地点：湖南省 湘潭市

有效期限：2024 年 7 月至 2025 年 07 月

中华人民共和国科学技术部印制

技术开发（委托）合同

委托方（甲方）：湖南大腾伟业科技有限公司

住 所 地：湖南湘江新区麓谷街道尖山路 18 号中电软件园二期 B2 栋 508

法定代表人：胡正梅

项目联系人：胡正梅

联系方式：13142106808

通讯地址：湖南湘江新区麓谷街道尖山路 18 号中电软件园二期 B2 栋 508

电话：18942522585 传真：\

电子信箱：313144130@qq.com

受托方（乙方）：湖南理工职业技术学院

住 所 地：湖南省湘潭市岳塘区河东大道 10 号

法定代表人：李科

项目联系人：蒋庆

联系方式：15898539086

通讯地址：湖南省湘潭市岳塘区河东大道 10 号

电话：0731-52518133 传真：0731-52554202

电子信箱：469130047@qq.com

本合同甲方委托乙方研究开发基于 RT7304AG100W 路灯电源开发项目，并支付研究开发经费和报酬，乙方接受委托并进行此项研究开发工作。双方经过平等协商，在真实、充分地表达各自意愿的基础上，根

2.姓名：钟永

身份证号码：431027198905153114

单位：湖南理工职业技术学院。

3.姓名：刘倩艳

身份证号码：430523198709141125

单位：湖南理工职业技术学院。

第三十条 本合同经双方签字盖章后生效

甲方：_____（盖章）

法定代表人/委托代理人：_____（签名）

2024 年 7 月 31 日

乙方：_____（盖章）

法定代表人/委托代理人：_____（签名）

2024 年 7 月 31 日

CS 扫描全能王

7、美缝剂生产线智能化升级项目

到账记录

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20240903　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：17717-430000000000000000

付款人：全称 中山市卡能力精建材有限公司；账号 800200000169799486；开户行 中山农村商业银行股份有限公司三角支行

收款人：全称 湖南理工职业技术学院；账号 430015306030500000651；开户行 中国建设银行股份有限公司湘潭凤凰支行

大写金额：伍万元整　小写金额：50,000.00

用途：美缝剂生产线智能化升级项目　钞汇标志：钞

摘要：电子汇入

重要提示：银行受理成功，本回执不作为处、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

中国建设银行网上银行电子回执

币别：人民币元　日期：20240914　凭证号：　账户明细编号-交易流水号：17717-430000000000000000

付款人：全称 中山市卡能力精建材有限公司；账号 800200000169799486；开户行 中山农村商业银行股份有限公司三角支行

收款人：全称 湖南理工职业技术学院；账号 430015306030500000651；开户行 中国建设银行股份有限公司湘潭凤凰支行

大写金额：壹拾伍万元整　小写金额：150,000.00

用途：美缝剂生产线智能化升级项目三　钞汇标志：钞

摘要：电子汇入

重要提示：银行受理成功，本回执不作为处、付款方交易的最终依据，正式回单请在交易成功第二日打印。

证明

已到账 李程鹏

湖南理工职业技术学院 财务处 4301021001624

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心

项目编号：20241553

项目来源：横向项目/横向项目（自然科学类）

项目名称：美缝剂生产线智能化升级项目

主持人：葛庆

课题组：葛庆 曾小波 袁亮 刘德艳

本项目已完成，经审核准予结题，特发此证。

湖南理工职业技术学院

2024年09月28日

证书编号：20240928001983

与原件核对无误 核对人：余银萍

结题证书

CS 扫描全能王

合同

合同编号：

技术开发（委托）合同

项目名称：柔缝剂生产线智能化升级项目

委托方（甲方）：中山市卡施力顿建材有限公司

受托方（乙方）：湖南理工职业技术学院

签订时间：2024 年 7 月 8 日

签订地点：湖南省 湘潭市

有效期限：2024 年 7 月至 2025 年 07 月

中华人民共和国科学技术部印制

填写说明

一、本合同为中华人民共和国科学技术部印制的技术开发（委托）合同示范文本，各技术合同认定登记机构可推介技术合同当事人参照使用。

二、本合同书适用于一方当事人委托另一方当事人进行新技术、新产品、新工艺或者新材料及其系统的研究开发所订立的技术开发合同。

三、签约一方为多个当事人的，可按各自在合同关系中的作用等，在“委托方”、“受托方”项下（增页）分别排列为共同委托人或共同受托人。

四、本合同书未尽事项，可由当事人附页另行约定，并可作为本合同的组成部分。

五、当事人使用本合同书时约定无需填写的条款，应在该条款处注明“无”等字样。

技术开发（委托）合同

委托方（甲方）：中山市卡施力顿建材有限公司

住 所 地：中山市三角镇福源路 17 号 A2 栋第二楼 A 面

法定代表人：贺家连

项目联系人：朱颖

联系方式：18125365145

通讯地址：中山市三角镇福源路 17 号 A2 栋第二楼 A 面

电话：400 6983 118 传真：000852-35902333

电子信箱：157059496@qq.com

受托方（乙方）：湖南理工职业技术学院

住 所 地：湖南省湘潭市岳塘区河东大道 10 号

法定代表人：李科

项目联系人：葛庆

联系方式：15898539086

通讯地址：湖南省湘潭市岳塘区河东大道 10 号

电话：0731-52518133 传真：0731-52554202

电子信箱：469130047@qq.com

本合同是甲方委托乙方就柔缝剂生产线智能化升级项目进行研究开发的专项技术合同，并支付研究开发经费和报酬，乙方接受委托并进行此项研究开发工作，双方经过平等协商，在真实、充分地表达各自意愿的基础上，根据《中华人民共和国民法典》的规定，达成如下协议，并由双方共同恪守。

第三十条 本合同经双方签字盖章后生效。

甲方：_____（盖章）

法定代表人/委托代理人：_____（签名）

2024 年 8 月 8 日

乙方：_____（盖章）

法定代表人/委托代理人：_____（签名）

2024 年 8 月 8 日

CS 扫描全能王

8、云煤 110kV 升压站扩建工程设计服务合同

到账经费

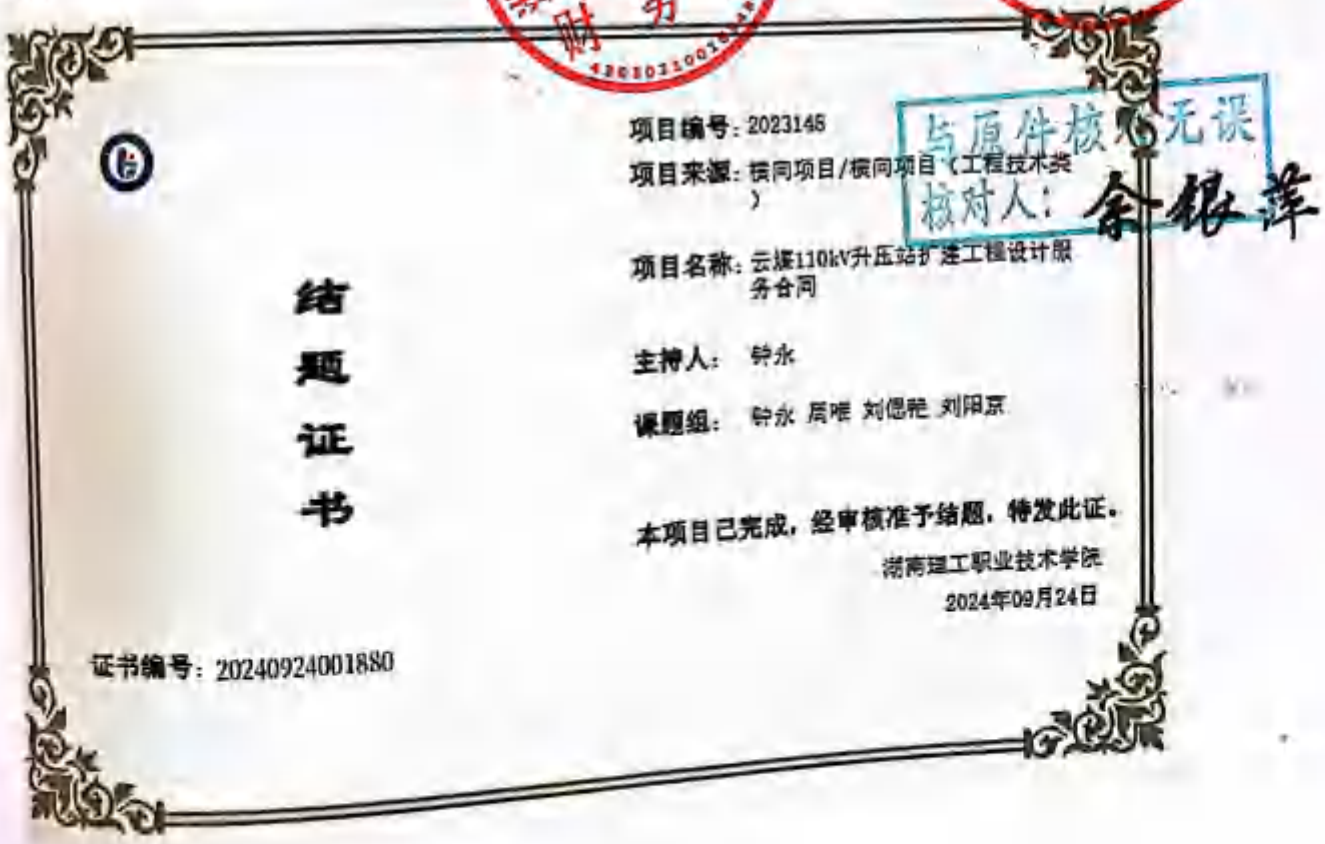
电子回单号码：0076-5232-2667-1100

打印日期：2024年9月27日

付款人	户　名	湖南首元工程技术有限公司	收款人	户　名	湖南理工职业技术学院
	账　号	1901101309200070096		账　号	43001530663050000561
	开户银行	工行长沙跃进路支行		开户银行	中国建设银行总行
金　额		¥30,000.00元	金额（大写）		人民币 叁万元整
摘　要		货款	业务（产品）种类		网银互联
用　途		货款			
交易流水号		03809837	时间戳		2024-09-27-10.12.10.251458
中国工商银行 电子回单专用章		备注：云煤110kV升压站扩建工程 附言:云煤110kV升压站扩建工程 指令编号:HQP901855973833 提交人:w0920007009600001.c.1901 最终授权人:			
		验证码：YFNAgXkI+dNHet3YLWkv9MHMIO8=			
记账网点	01013	记账柜员	00012	记账日期	2024年09月27日

证明

已到账 [illegible]



结题证书

项目编号：2023145

项目来源：横向项目/横向项目（工程技术类）

项目名称：云煤110kV升压站扩建工程设计服务合同

主持人：钟永

课题组：钟永 周唯 刘德艳 刘阳京

本项目已完成，经审核准予结题，特发此证。

湖南理工职业技术学院

2024年09月24日

证书编号：20240924001880

与原件核对无误

核对人：余银萍

合同

合同编号：2023HG

云煤 110kV 升压站扩建工程设计服务合同

项目名称：云煤 110kV 升压站扩建工程

甲　方：湖南首元工程技术有限公司

乙　方：湖南理工职业技术学院

云煤 110kV 升压站扩建工程 设计服务合同

甲方：湖南省九工程技术有限公司（以下简称"甲方"）与服务方 湖南理工职业技术学院（以下简称"乙方"）经过充分协商一致，签订本合同。

1. 项目概况

（1）项目名称：云煤 110kV 升压站扩建工程；

（2）建设地点：云南省安宁市；

（3）电压等级：110kV；

（4）主要规模：2x50MVA（具体主变容量以最终设计方案为准）；

（5）项目范围：110kV 变电站间隔扩建施工图设计（含确认厂家图纸、竣前部分、110kV 配电装置、电缆敷设等）、会议评审、施工蓝图出版。

2. 合同标的及金额（后附技术参数）

本项目主要设备内容：

序号	标的名称	数量/套	价格/元	备注
1	技术服务（升压站间隔扩建施工图设计，会议评审，蓝图出版）	1	30000	含电子CAD图纸

合同金额小写：30000 元

大写：叁万元整

3. 履行合同的时间、地点及方式：

（1）本合同约设计工期为 30 天。

甲方：	湖南省九工程技术有限公司	乙方：	湖南理工职业技术学院
地址：	长沙市岳麓区金星中路 [illegible] 号	地址：	[illegible] 金通路 10 号
法定代表人：		法定代表人：	
委托代理人：		委托代理人：	
电话：		电话：	[illegible]
开户名称：	湖南省九工程技术有限公司	开户名称：	湖南理工职业技术学院
开户银行：	工商银行长沙泉塘路支行	开户银行：	建行湘潭市岳塘支行
账号：	1901191309200070996	账号：	4300 1530 6630 5000 0561
统一社会信用代码：	91430104MA4Q8 W1D84	统一社会信用代码：	12430000145344033L
时间：	2023 年 6 月 29 日	时间：	2023 年 7 月 1 日

附件与原件核对无误
核对人：余银萍

9、参与横向项目赫山区屋顶分布式光伏开发试点方案

到账记录

3、赫山区屋顶分布式光伏开发试点方案 2 万入账凭证

经费到账证明

岳阳湘阴县光伏扶贫电站复检院级横向科研项目（合同序号：2020-HX-005）今已到账金额贰万贰佰伍拾元整（2.025 万元）。

特此证明。

财务部门：（盖章）

日期：2020.6.10

证明

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与 2021 年赫山区屋顶分布式光伏开发试点方案，排名第三，项目经费 2 万元。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位意见：

日期：2021 年 10 月 07 日

CS 扫描全能王

合同编号：B03-2021-040-2021-06

工程咨询服务合同

（合作咨询）

项目名称：赫山区屋顶分布式光伏开发试点方案

甲　方：湖南省国际工程咨询中心有限公司

乙　方：湖南理工职业技术学院

第1页，共8页

甲方应于 2021 年 7 月 15 日前将有关基础资料和技术资料提交乙方。

2. 甲方应对乙方以书面形式提交的一切事宜，在 15 日内作出答复，如因甲方对乙方（包括但不限于不及时书面答复或答复无法解决乙方提交事宜等）造成服务工作的进度拖延，乙方可以相应顺延报告完成时间。

3. 为配合乙方的技术服务工作，甲方应积极为乙方创造场地的工作条件，并明确项目联系人。

4. 按合同约定支付技术服务费用。

四、合同的开始及完成

1. 本合同于甲乙双方盖章之日起开始履行。

2. 乙方应于开始履行本合同后 10 个工作日完成技术服务成果，经甲乙双方补充协议延期的除外。

乙方逾期交付咨询成果的，每逾期一日按合同总金额的千分之一支付违约金；乙方逾期交付成果达 15 日的，甲方有权解除合同，乙方应退还全部已收取的费用，并按合同约定向甲方支付违约金。

3. 成果交付：乙方提供的全部咨询成果应当为可修订格式的电子版，并在交付第三次技术服务成果文本 3 份给甲方。乙方应响应甲方要求，在平时时间内免费提供修改服务。

五、报酬和支付

1. 报酬和支付方式

经双方协商同意，本次技术服务合同金额为人民币贰万元整（大写）（¥ 2 万元），以转账方式支付。

2. 支付时间

本合同约定的咨询服务项目为甲方承担的项目单位委托咨询服务项目的组成部分时，本合同款支付以甲方收到相应项目单位咨询服务费为前提。

具体支付时间：乙方完成技术服务工作，甲方收到乙方开具合法的增值税专用发票（3 份合同额 2 万元）。**如甲方未收到相应项目单位咨询服务费，则付款时间相应顺延。如项目报告需要重新编制或内容改动较大，需乙方作出较大改动，可依据实际工作量，追加相应支付费用，具体金额以双方签字盖章的补充协议为准。**

第2页，共8页

工程咨询服务合同

委托方：湖南省国际工程咨询中心有限公司（以下简称"甲方"）与受托方：湖南理工职业技术学院（以下简称"乙方"），依据《中华人民共和国民法典》等相关法律法规，经双方平等协商一致，签订本合同。

一、甲方委托乙方技术服务项目概况如下：

1. 项目名称：赫山区屋顶分布式光伏开发试点方案
2. 项目所属行业：新建
3. 项目所在：赫山区
4. 计划投资额：/
5. 服务类型和内容：编制技术方案及专题等章节

二、乙方的义务

1. 乙方应按照工作服务范围或要求，在甲方提供的项目资料的基础上，按照国家相关规定，合同约定的技术服务质量及进度要求，完成技术服务工作。

2. 乙方应认真及负责任地提供技术服务

a）乙方在履行技术服务义务时，要以高度的国家有关法律、法规和规章，维护国家的利益和顾客的合法利益。

b）乙方应作为独立的专业机构或技术团队，运用自身的专业技能和经验，客观、公正、科学地提供技术服务。

c）乙方提供的技术服务应符合[illegible]，并对相应的专家评审、

d）乙方应当保证在[illegible]相关技术服务[illegible]相关资格或能力。

3. 乙方应对甲方[illegible]的技术[illegible]，乙方应[illegible]。乙方应根据甲方要求将甲方提供的[illegible]的成果[illegible]的全部资产及其[illegible]。[illegible]甲方并返回给甲方。乙方不得[illegible]及[illegible]的甲方情况、项目情况[illegible]甲方文件资料内容告知第三方。

三、甲方的义务

1. 提供[illegible]

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心
与原件核对无误
核对人：[illegible]

CS 扫描全能王

六、责任和赔偿

1. 在合同履行期间，乙方应对其工作人员在合同履行过程中的安全负责，如因乙方工作人员采取的安全措施不当，违反有关安全规程，规定所造成的一切事故或给第三方造成损失的，均由乙方承担一切经济损失及法律责任。

2. 在合同履行期间，甲方要求终止或解除合同，应根据乙方已进行的实际工作量向乙方支付费用。

3. 赔偿的限额

合同任何一方向另一方支付赔偿的最大数额为：本合同金额。

4. 责任期限

提出索赔的一方应在对方造成的事件发生后 14 日内向对方发出索赔通知，在 28 日内提出详细的索赔依据和具体要求。

七、争端的解决

本合同签订于长沙市芙蓉区，甲、乙双方在执行本合同时发生争议，可通过双方友好协商解决，若经双方协商仍无法达成一致的，双方均可向本合同签订地法院提起诉讼。

八、其他

1. 非经对方书面同意，甲乙双方均不得转让本合同约定的义务。

2. 乙方提交的技术服务工作成果的知识产权归甲方所有。甲方利用乙方提交的技术服务工作成果所完成的新的技术成果的知识产权，依甲方与相应项目单位合同约定。

3. 当事双方及相关提供的文件资料需严格保密，未经许可，另一方不得用于本合同约定项目外的其他用途，任意一方违反上述约定使用相关文件资料的，应赔偿给对方造成的损失并承担相应法律责任。已进入公共领域的信息不属于保密信息。

4. 其他特殊约定：无。

5. 本合同未尽事宜，双方可另行签订补充协议作为附件，补充协议与本合同有冲突之处以补充协议为准。补充协议与本合同具有同等效力。

6. 本合同一式 陆 份，具有同等法律效力，甲方执 贰 份，乙方执 肆 份。

7. 本合同经双方授权代表签字并经双方单位加盖公章后生效。

（此页无正文）

甲方：

湖南省国际工程咨询中心有限公司

法定代表人
或授权代表人（签字）：

地址：长沙市东二环一段 1139 号湖南国际商务中心二楼

开户名称：
湖南省国际工程咨询中心有限公司

开户银行：
交通银行八一路支行

帐号：431899991010004857650

统一社会信用代码：
91430000329487299A

联系人：

联系电话：

邮编：410016

网址：www.hiecc.cn

质量反馈：0731-84442032

____年____月____日

乙方：

湖南理工职业技术学院

法定代表人
或授权代表人（签字）：

地址：湘潭市河东文道 10 号

开户名称：
湖南理工职业技术学院

开户银行：
建行湘潭市建国支行

帐号：43001530663050000561

统一社会信用代码：
12430000185341033L

联系人：张要锋

联系电话：15967182891

邮编：411100

网址：

质量反馈：

2021 年 12 月 09 日

CS 扫描全能王

十二、综合佐证材料

平台建设、课程建设、专业建设项目汇总

序号	名称	页码
1	参与光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室 2019 年评价工作，2021 年评价工作，2023 年评评价工作	234-236
2	参与光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室资质建设项目，获评 CMA 资质单位，2021 年认定省级建设项目	237-242
3	参与湖南省职业教育行动高水平教师队伍建设项目——“楚怡”工坊	243-246
4	参与光伏工程技术专业人才培养方案并获省级优秀	247-248
5	参与湖南省职业教育专业教学资源库《光伏发电技术与应用教学》	249-251
6	参与“楚怡”高水平专业群建设	252-255
7	参与 2025 年湖南省职业教育行动高水平教师创新队伍建设项目风力发电	256-257
8	参与 2025 年湖南省职业教育创新团队建设项目光伏工程技术专业	258-259
9	2023 年《电源变换技术》认定为省级一流核心课程（线下）	260-268
10	湖南省骨干教师建设项目	269-270
11	参与《太阳能光热发电技术》省级精品课程建设	271-272
12	《光伏产品设计与制作》教材主编	274-283
13	经学校同意出版的教材《电源变换技术.第二版》	284-285
14、	《电源变换技术》院级课程思政示范课	264-265
15	《电源变换技术》院级精品在线开放课	262-263
16	“楚怡”名师工作室（光伏智能运维工作室）	286-261

CS 扫描全能王

1、参与光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室2019年评价工作，2021年评价工作，2023年评评价工作

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室平台2019年、2021年、2023年评价工作，排名第三。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：2023年10月07日

CS 扫描全能王

评价材料清单					任务分工
资料清单				支持部门	
1	研究与试验发展人员数	附表 1	1、人员统计表，依托单位人事部门盖章 2、增加所属人员时的文件，任命或合同	人事处	胡铮龙
2	高级专家统计表	附表 2	1、统计清单 2、认定高级专家文件的复印件或人事部门盖章出具的说明	人事处	
3	博士人数	附表 3	1、清单 2、学位证书复印件		
4	来工程研究中心从事研发工作的外部专家人数	附表 4	1、专家清单（含联系方式，便于核实）		
5	参加制定的国际、国内和行业标准数。	附表 5	1、统计清单 2、标准首页以及编写组名单页复印件		
6	通过国家（国际组织）认证的实验室和检测机构数	附表 6	1、统计表 2、认证实验室和检测机构的批复文件		
7	评价期内被受理的发明专利申请数	附表 7	统计清单	科研	钟坤炎
8	拥有的全部有效发明专利数	附表 8	专利清单：含发明人、专利号、授权公告日等	科研	
9	评价期内发表的论文数量	附表 9	文章清单	科研	
10	独立办公建筑面积		证明材料为房屋产权证明、使用权证明或房屋租赁合同，能证明工程研究中心拥有或使用该建筑面积	后勤	
11	获国家和省自然科学、技术发明、科技进步奖项数。	附表 11	1、统计清单； 2、证书复印件	科研	
12	全部在研项目数		1、统计清单 2、项目合同、项目立项报告和任务书等有效原始材料	科研	
13	国家和省部级科技项目数		合同、任务书、明细账等有效原始材料。	科研	

CS 扫描全能王

14	国家和省部级单位委托任务经费		合同、任务书、明细账等有效原始材料	科研	刘偲艳
15	技术性收入		合同、明细账、往来票据等。	财务	
16	专利所有权转让及许可收入		合同、明细账、往来票据等。	财务	
17	研究与试验发展经费支出	附表12	1、附表12的统计表； 2、合同、任务书、明细账等有效原始材料。	财务	
18	仪器和设备原值	附表13	1、统计清单 2、购买合同、资产明细账等有效原始材料。	国资、学院	
评价报告正文					
	一、基本情况				张要锋
	二（一）对攻克产业关键核心技术的贡献				
	二（二）对支撑重要战略任务和重点工程实施的贡献				钟根香
	二（三）对推动技术成果应用和带动产业发展的贡献				

CS 扫描全能王

2、光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室 CMA 资质建设项目，认定省级建设项目

检验检测机构
资质认定证书

证书编号：211821342195

名称：湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室

地址：湘潭市岳塘区河东大道 10 号

经审查，你机构已具备国家有关法律、行政法规规定的基本条件和能力，现予批准，可以向社会出具具有证明作用的数据和结果，特发此证。资质认定包括检验检测机构计量认证。

你机构对外出具检验检测报告或证书的法律责任由湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室承担。

许可使用标志

CMA

211821342195

发证日期：2021 年 04 月 08 日

有效期至：2027 年 04 月 07 日

发证机关：

本证书由国家认证认可监督管理委员会监制，在中华人民共和国境内有效。

CS 扫描全能王

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室平台 CMA 资质建设项目，并于 2021 年 4 月获 CMA 资质认定证书，排名第三，该项目 2021 年科研处认定为省级项目。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：2022年10月07日

与原件核对无误
核对人：金银萍

CS 扫描全能王

期间核查程序

受控

副本

文件编号：HNLG/CX-10

拟制：刘偲艳　　日期：2019 年 9 月 28 日

审核：钟根香　　日期：2019 年 9 月 29 日

批准：钟根香　　日期：2019 年 9 月 30 日

2019 年 11 月 20 日发布　　2019 年 11 月 20 日实施

湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南工程实验室　发布

CS 扫描全能王

受控

文件控制程序

副本

文件编号：HNLG/CX-11

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作中心

拟制：刘偲艳　　日期：2019年9月28日

审核：钟根香　　日期：2019年9月29日

批准：钟根香　　日期：2019年9月30日

与原件核对无误 核对人：余银萍

2019年11月20日发布　　2019年11月20日实施

湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南工程实验室　发布

CS 扫描全能王

合同评审程序

受控

副本

文件编号：HNLG/CX-12

拟制：刘偲艳　　日期：2019 年 9 月 28 日

审核：钟根香　　日期：2019 年 9 月 29 日

批准：钟根香　　日期：2019 年 9 月 30 日

2019 年 11 月 20 日发布　　2019 年 11 月 20 日实施

湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南工程实验室　发布

CS 扫描全能王

3、参与湖南省职业教育行动高水平教师队伍建设项目——“楚怡”工坊：

关于2022年湖南省职业教育“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目遴选结果的公示

根据《关于开展2022年湖南省职业教育“楚怡”工坊、名班主任工作室申报工作的通知》（湘教通〔2022〕327号）《关于开展2022年湖南省职业教育“楚怡”教学创新团队、名师（大师）工作室、教学名师申报工作的通知》（湘教通〔2022〕330号）等通知要求，经各地各校申报，我厅组织评审，拟立项高职“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目386项、培育项目10项；立项中职“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目270项、培育项目4项，现予公示（具体名单见附表），公示时间为2023年5月5日至5月10日。

公示期内，单位或个人如有异议，请以书面形式向我厅职业教育与成人教育处反映，反映问题须提供必要的证据材料，以便核实查证。单位提出异议，材料须加盖公章。个人提出异议须提供本人真实姓名（签名）、身份证号码及联系电话等有效联系方式。凡匿名、冒名或超出期限等不符合要求的异议不予受理。

联系电话：刘来、王宇，0731-88882736

地 址：长沙市芙蓉区东二环二段238号湖南省教育厅职成处908室

邮 编：410016

湖南省教育厅

2023年5月5日

CS 扫描全能王

序号	学校代码	单位名称	项目负责人	备注
29	12846	湘潭医卫职业技术学院	蒋求生	
30	12847	郴州职业技术学院	陈婵娟	
31	12848	娄底职业技术学院	聂进	
32	12848	娄底职业技术学院	祝青	
33	12849	张家界航空工业职业技术学院	宋斌	
34	13031	长沙环境保护职业技术学院	曹喆	
35	13031	长沙环境保护职业技术学院	杨健	
36	13033	湖南机电职业技术学院	贺柳操	
37	13033	湖南机电职业技术学院	吴正乾	
38	13036	长沙职业技术学院	严爱芳	
39	13038	岳阳职业技术学院	孙鹏	
40	13038	岳阳职业技术学院	邱志军	
41	13039	常德职业技术学院	步洪凤	
42	13039	常德职业技术学院	王宪庆	
43	13043	湖南化工职业技术学院	廖红光	
44	13043	湖南化工职业技术学院	罗跃中	
45	13044	湖南城建职业技术学院	徐运明	
46	13044	湖南城建职业技术学院	谢复兴	
47	13045	湖南石油化工职业技术学院	王彪	
48	13804	湖南民族职业学院	柴彬彬	
49	13804	湖南民族职业学院	郭杰	
50	13807	湖南财经工业职业技术学院	唐永军	
51	13807	湖南财经工业职业技术学院	郝倩	
52	13921	湖南工艺美术职业学院	张绍荣	
53	13921	湖南工艺美术职业学院	邢志鹏	
54	13923	湖南理工职业技术学院	曾小波	
55	13923	湖南理工职业技术学院	张亚锋	
56	13937	湖南汽车工程职业学院	罗洋坤	
57	13937	湖南汽车工程职业学院	童大权	

复印件与原件一致

CS 扫描全能王

附件 1－3

“楚怡”工坊申报书

（高等职业学校）

申报单位：湖南理工职业技术学院

项目名称：光伏绿能工坊

项目负责人：张要锋

联系电话：15967182891

申报时间：2022.12.20

湖南省教育厅 制

成员情况	成员总数（不含主持人）	职称情况			职业资格等级			兼职人员		参加单位数
		高级职称	中级职称	初级职称	高级技师	技师	其它	兼职教师	企业人员	中和绿能科技集团
	9	4	3	1			1		1	1

工坊成员（不含主持人）	序号	姓名	职务/职称	任教专业	任教课程	是否为"双师型"教师	是否有行业企业工作经历	工坊任务分工
	2	赵继承	高工	光伏发电工程技术	光伏电站规划与设计	否	有	校外指导，负责产教融合联合培养
	3	钟根香	副教授 高工	光伏发电工程技术	硅片加工工艺	是	有	负责光伏发电系统优化设计
	4	向钠	副教授	光伏发电工程技术	薄膜电池技术	是	无	负责电站质量检测与运维
	5	刘阳京	副教授	光伏发电工程技术	光伏产品设计与开发	是	无	负责光伏产业核心技术攻关开发
	6	段文杰	讲师	光伏发电工程技术	光伏组件制备工艺	是	无	参与光伏发电系统优化设计
	7	刘偲艳	讲师	光伏发电工程技术	智能微电网技术	是	有	参与光伏电站质量检测与运维
	8	周唯	讲师	光伏发电工程技术	智能微电网技术	是	有	参与光伏电站质量检测与运维
	9	钟永	助工	光伏发电工程技术	分布式电站电力系统	是	有	参与光伏发电系统优化设计
	10	滕东	无	光伏发电工程技术	光伏发电概论	否	有	参与光伏产业核心技术攻关开发

CS 扫描全能王

4、参与光伏工程技术专业人才培养方案并获省级优秀

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与光伏工程技术专业人才培养方案建设项目，并与 2022 年认定为省级优秀人才培养方案。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章

新能源学院

日期：2023 年 10 月 7 日

2022年度绩效考核加分公示（其他突出贡献）

人员类别	姓名	加分项目	分值	说明
专任教师	黄利	湖南省技术能手荣誉称号	0.5	参照2021年度绩效考核加分项目。省级及以上荣誉0.5分，市级荣誉0.1分，区级荣誉0.05分。
专任教师	胡盼	湖南省技术能手荣誉称号	0.5	
专任教师	文立	湘潭市名师工作室（光伏工程技术）	0.1	
专任教师	兰俊才	2022年度湖南省普通高校青年骨干教师	0.5	
专任教师	陶肖	2022年度湖南省普通高校青年骨干教师	0.5	
专任教师	周唯	2022年度湖南省普通高校青年骨干教师	0.5	
专任教师	王建春	2022年度全国职业院校技能竞赛先进工作者	0.5	
专任教师	刘炳良	2022年度全国职业院校技能竞赛先进工作者	0.5	
专任教师	张清小	湖南省双带头人标兵	0.5	
专任教师	贺炜	湖南省体育局体育云动会“年度体育育人奖”	0.5	
辅导员	王栋	湘潭市岳塘区“优秀共青团干部”称号	0.05	
辅导员	王栋	“芷江侗族自治县碧涌镇乡村振兴文化振兴顾问”称号	0.05	
辅导员	彭宇	湘潭市岳塘区“优秀共青团干部”称号	0.05	
专任教师	周唯	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.1	总分值2分，由二级学院自行分配分值
专任教师	钟永	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.6	
专任教师	曾礼丽	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.1	
专任教师	文立	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.2	
专任教师	刘阳京	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.15	
专任教师	汤秋芳	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.15	
专任教师	卢绍群	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.1	
专任教师	李晖	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.1	
科研人员	刘倩艳	湖南省优秀人才培养方案——光伏工程技术	0.1	
专任教师	彭军林	省级教学成果奖三等奖（总分1分，6人分配）	0.3	总分值1分，由二级学院自行分配分值
专任教师	张清小	省级教学成果奖二等奖（总分2分，8人分配）	0.2	总分值2分，由二级学院自行分配分值
专任教师	刘阳京	省级教学成果奖二等奖（总分2分，8人分配）	0.1	
专任教师	文立	省级教学成果奖二等奖（总分2分，8人分配）	0.1	
专任教师	田拥军	省级教学成果奖二等奖（总分2分，8人分配）	0.05	
专任教师	钟根香	楚怡高水平专业群A档（总分2分，12人分配）	0.2	总分值2分，由二级学院自行分配分值
专任教师	谭玛丽	楚怡高水平专业群A档（总分2分，12人分配）	0.1	
专任教师	钟永	楚怡高水平专业群A档（总分2分，12人分配）	0.2	
专任教师	曾礼丽	楚怡高水平专业群A档（总分2分，12人分配）	0.2	
专任教师	张清小	楚怡高水平专业群A档（总分2分，12人分配）	0.2	
专任教师	胡建强	楚怡高水平专业群A档（总分2分，14人分配）	0.15	总分值2分，由二级学院自行分配分值
专任教师	陶肖	楚怡高水平专业群A档（总分2分，14人分配）	0.15	
专任教师	刘石磊	楚怡高水平专业群A档（总分2分，14人分配）	0.15	
专任教师	邵磊森	楚怡高水平专业群A档（总分2分，14人分配）	0.05	
专任教师	陶肖	2022年国家智慧教育平台“太阳长技”试点项目	0.3	总分2分，由二级学院自行分配
专任教师	刘石磊	2022年国家智慧教育平台“太阳长技”试点项目	0.3	

CS 扫描全能王

湖南理工職業技術學院
Hunan Vocational Institute of Technology

电源变换技术课程标准

所属专业：光伏工程技术

专业代码：430301

所属专业群：光伏工程技术专业群

所属学院：新能源学院

执 笔 人：刘偲艳

制定时间：2022年5月

修订时间：2022年9月

CS 扫描全能王

5、参与湖南省职业教育专业教学资源库《光伏发电技术与应用教学》

证明书

兹证明，本部分刘偲艳同志参与2020年湖南省职业教学专业教学资源库《光伏发电技术与应用教学》项目建设。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章

日期2021年10月7日

电源变换技术
电源变换技术
主讲教师：刘偲艳
教师团队：共 8 位
第1期
编辑本页
设置
课程统计
课程评价
5.0
课程访问量(PV值)：353539
学校：湖南理工职业技术学院
开课院系：
专业大类：
开课专业：光伏工程
课程负责人：
学分：3.5
课时：64

CS 扫描全能王

6、参与“楚怡”高水平专业群建设

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与 2022 年、2023 年光伏工程技术湖南省楚怡高水平专业群项目。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：2023年10月7日

光伏工程技术专业群 2023 年双高建设月度推进计划表

六、技术技能平台 2023 年双高建设月度推进计划表

月份	四级建设任务	执行人（团队成员）	责任领导
5月-6月	6.1.1.1. 完善 10-15 人的低碳咨询团队	钟根香、胡铮龙	钟根香
	6.1.1.2. 围绕碳核查核算开展服务 1 项	党银宁	张要锋
	6.2.1.1.围绕碳排放核算开展课题研究	党银宁、杨阳	张要锋
	6.1.1.5.基于双碳发展，围绕碳排放核查核算、能源双控、绿色能源发展等方向承接咨询服务项目（1 项）	刘偲艳	钟根香
	6.2.1.1.开展多能互补综合应用技术等应用研究（1 项）	胡铮龙、向钠、钟永、	钟根香
	6.2.1.2. 申请专利（1 项）	刘阳平	钟根香
	6.3.1.2. 开展技术服务及横向课题 20 万元，培训 50 人次以上（每教师 3 万）	全体人员	钟根香、张要锋

CS 扫描全能王

7月—8月	6.1.1.4. 围绕碳排放核算开展课题1项（省级）	党银宁、杨阳	张要锋
	6.2.1.2. 申请专利（1项）	周唯、钟永	钟根香
	6.2.1.3. 发表高质量论文（3项 每人一篇）	周唯、曾礼丽、唐芳	钟根香
	6.2.1.4. 申请省级课题（3项 每人一个）	周唯、刘偲艳、钟永	钟根香
	6.3.1.2. 开展技术服务及横向课题30万元，培训50人次以上（每人3万）	全体人员	钟根香、张要锋
9月-12月	6.1.1.2. 围绕碳核查核算开展服务1项	钟根香	张要锋
	6.1.1.3. 完成低碳建筑核准1项	钟坤炎、党银宁	张要锋
	6.1.1.5. 基于双碳发展，围绕碳排放核查核算、能源双控、绿色能源发展等方向承接咨询服务项目（1项）	张要锋	钟根香
	6.2.1.1. 开展多能互补综合应用技术等应用研究（1项）	钟永、周唯、曾礼丽、唐芳	钟根香
	6.2.1.2. 申请专利（6项）	杨波、王治淇、卢绍群、李晖、钟坤炎、刘偲艳	钟根香
	6.2.1.3. 发表高质量论文（2项每人一篇）	贾秀波、郭佳文	钟根香
	6.2.1.4. 申请省级课题（3项每人一个）	张要锋、向钠、刘阳平、唐芳	钟根香
	6.3.1.1. 改为拓展CMA认可资质扩项	张要锋、胡铮龙、刘偲艳	钟根香
	6.3.1.2.开展技术服务及横向课题50万元（每教师3万）	全体人员	钟根香、张要锋

七、社会服务2023年双高建设月度推进计划表

月份	四级建设任务	执行人（团队成员）	责任领导
5月	7.1.2.1. 每年开展双创主题活动	胡靓婷	唐洪江
	7.2.1.2. 引入企业资金	张清小	张要锋
	7.3.1.1. 开展培训50人次	周唯、刘阳京、汤秋芳、杨阳、李晖、卢绍群、陈思超	张要锋
	7.3.1.2. 科普基地开展科普教育200人次	周唯、刘阳京、杨阳	张要锋
6月-7月	7.2.1.2. 引入企业资金	刘偲艳、党银宁、杨阳、钟坤炎	张要锋
	7.1.2.2. 大学生双创项目孵化	张要锋、卢绍群、刘阳平	唐洪江
	7.1.1.1. 专业群每年培养学生460人，毕业生留湘率达60%	张清小、钟永、冯玉洁、刘阳平	向钠
	7.1.2.3. 组织学生参加创新创业大赛	刘偲艳、胡铮龙、周唯、钟永、李晖	唐洪江

CS 扫描全能王

	7.2.1.1. 完成科研成果转化（10 万元）	刘偲艳、党银宁、杨阳、钟坤炎	张要锋
	7.4.1.1. 智库方案向推广 1 个园区；	张要锋、卢绍群、刘阳平	向钠
8 月-10 月	7.1.3.1. 新能源行指委每年召开 1 次及以上会议	向钠	向钠
	7.1.3.2. 为中高职院校提供新能源类专业指导	文立、向钠、钟根香	向钠
	7.2.1.1. 完成科研成果转化（10 万元）	刘偲艳、党银宁、杨阳、钟坤炎	张要锋
	7.3.1.2. 科普基地开展科普教育 800 人次	刘偲艳、党银宁、杨阳、钟坤炎	张要锋
11 月-12 月	7.2.1.2. 引入企业资金	刘偲艳、党银宁、杨阳、钟坤炎	张要锋
	7.2.1.3. 完成真实生产项目	刘偲艳、党银宁、杨阳、钟坤炎	张要锋
	7.3.1.1. 开展培训 450 人次	周唯、刘阳京、汤秋芳、杨阳、李晖、卢绍群、陈思超	张要锋
	7.3.1.2. 科普基地开展科普教育 100 人次	周唯、刘阳京、杨阳	张要锋
	7.3.1.3. 开展 1+X 技能等级和技能资格考证专业 2 个	钟永、刘阳平、冯玉洁、张清小	张要锋
	7.4.1.1. 智库方案向全国推广 3 家；推广企业 1 家	张要锋、卢绍群、刘阳平	向钠

八、国际交流与合作 2023 年双高建设月度推进计划表

月份	四级建设任务	执行人（团队成员）	责任领导
5 月-6 月	8.1.1.2. 建设双语教学课程 1 门（光伏理化基础）	刘阳京、段文杰、汤秋芳、张要锋	张要锋
	8.1.1.3. 输出专业教学标准	张要锋	张要锋
	8.1.1.4. 完成在线版国际专业核心课程建设	刘阳京、段文杰、汤秋芳、张要锋	张要锋
	8.2.1.1.培训海外新能源项目建设的学生 50 人以上	钟永、曾礼丽、刘偲艳	钟根香
7 月-8 月	8.1.1.4. 完成在线版国际专业核心课程建设	刘阳京、段文杰、汤秋芳、张要锋	张要锋

CS 扫描全能王

7、参与2025年湖南省职业教育行动高水平教师创新队伍建设项目风力发电：

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与2025年湖南省职业教育行动高水平教师创新队伍建设项目“风力发电”团队项目建设。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：2026年9月2日

复印件与原件一致

风力发电创新团队成果统计表

成果名称	成果类型	成员	获取日期
2024年第十一届挑战杯创新创业铜奖	技能竞赛	钟永	
横向课题到账3万元	横向课题	钟永	2
2025年楚怡杯湖南省职业技能竞赛新型电力系统技术及应用 省二等奖	技能竞赛	钟永	
2025年楚怡杯湖南省职业技能竞赛新型电力系统技术及应用 省三等奖	技能竞赛	钟永	
第三届全国高校电气类专业青年教师实践教学设计创新大赛一等奖	竞赛	刘偲艳	
“楚怡”杯湖南职业院校教师教学能力竞赛一等奖	竞赛	成霄	
2024年学校“双高建设”典型案例评选三等奖		成霄	
立项校级在线精品课程《大学语文》	课程建设	成霄	
立项校本教材《传统文化智慧与职业素养培育》	教材	成霄	
校级教学名师	荣誉	成霄	
2024湖南省普通话视频测试员骨干培训班（培训单位，湖南省语委）	培训	成霄	
2024暑假教师教师研修专题培训（国家职业教育智慧平台线上培训）		成霄	
2024暑假教学管理骨干育人能力培训（培训单位，湖南理工职院）	培训	成霄	
基于PDC氢燃料电池堆在线智能监测系统	论文	刘偲艳	
氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略	论文	刘偲艳	
湖南省教育厅科学研究项目	科研项目	刘偲艳	
立项校本教材《工程流体力学与流体输送设备》	教材	刘阳宇	
湖南省职业教育与成人教育学会优秀论文奖《历史主动精神融入高校思政课教学的实践路径》荣获一等奖	科研	兰俊才	
湖南省社会科学成果评审委员一般自筹课题，“历史自信教育”融入高职思政课实践教学多维路径研究	科研项目	兰俊才	
湖南省教育厅科学研究项目，“数智时代”大学生价值观衍变及其引导研究	科研项目	兰俊才	

CS 扫描全能王

湖南省教育厅

湖南省教育厅关于公布2024年湖南省职业教育“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目遴选结果的通知

各市州教育（体）局，高等职业院校，有关单位：

根据《湖南省教育厅关于开展2024年湖南省职业教育“楚怡”教师教学创新团队、名师（名匠）工作室、教学名师申报遴选工作的通知》（湘教通〔2024〕168号）要求，经项目评审和公示，现确定立项2024年湖南省职业教育“楚怡”行动高水平教师队伍建设项目487个，其中，中职“楚怡”教师教学创新团队项目50个，中职“楚怡”名师（名匠）工作室项目63个，中职“楚怡”教学名师项目50个，高职“楚怡”教师教学创新团队项目93个，高职“楚怡”名师（名匠）工作室项目（含全国重点职业教育师资培养培训基地）131个，高职“楚怡”教学名师项目100个。现予公布立项名单（具体名单见附件）。

请各地各校高度重视职业教育“楚怡”教师项目建设，明确专门管理机构，出台支持政策，安排专项经费，加强过程管理与监督评价，为项目建设工作提供基础保障。各项目单位要进一步

序号	单位名称	依托专业	负责人	团队成员
70	长沙南方职业学院	空中乘务	王晓琳	王晓，杨敏，段小冰，曾慧，周晓华，熊晓红，王紫，苏云松，胡清，钟林芳，李琳，尹晓雪，谭源湖，何锋，谢敏
71	湖南石油化工职业技术学院	分析检验技术	方坤	刘文龙，[illegible]，彭钢，曾林毅，张艳娟，肖雪萍，[illegible]，李昊，何羽，朱丽，贺湘锋，郭云飞，周锋，[illegible]
72	湖南石油化工职业技术学院	化工装备技术	王能	[illegible]，张明，[illegible]，肖灵，张彦宇，满莉莉，赵晓东，[illegible]，张正红，何湘龙，余功成，彭芹，正龙，刘宇，吴增华
73	湘西民族职业技术学院	旅游管理	张帅	[illegible]，刘芳，刘亮，田维，张雪萍，唐华，[illegible]，[illegible]，李艳娟，文彤，李沐洁，马小莹，彭[illegible]，[illegible]
74	湖南理工职业技术学院	风力发电工程技术	陈彪	杨波，何双忠，赵巧红，钟坤兵，兰俊才，成青，汤[illegible]，[illegible]，冯玉洁，周阳平，陈思超，刘俊艳，杨阳
75	湖南安全技术职业学院	安全智能监测技术	[illegible]	[illegible]，[illegible]，[illegible]，[

8、参与2025年湖南省职业教育创新团队建设项目光伏工程技术专业：

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与2025年湖南省职业教育创新团队建设项目“光伏工程技术专业”项目建设。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

复印件与原件一致

日期：2026年 9月 2日

省级职业教育教师创新团队建设任务分工表

序号	内容	负责人
1	教育家精神铸魂强师	汤秋芳
2	团队建设与运行机制	曾礼丽
3	团队教师能力建设	周唯
4	课程体系与教学模式	刘阳京、刘偲艳
5	科学研究与社会服务	钟根香
6	国际交流与合作	张要锋
7	特色任务	张要锋

复印件与原件一致

CS 扫描全能王

湖南省教育厅

关于公布2025年湖南省职业教育教师创新团队立项建设单位的通知

各市州教育（体）局，各高等职业院校：

根据我厅《关于开展省级职业教育教师创新团队建设的通知》精神，经各市州教育（体）局、高等职业学校推荐，资格审核，专家评审和网上公示等程序，共遴选确定省级职业教育教师创新团队建设单位41个，其中中等职业学校团队7个，高等职业学校团队34个。在建的13个国家级职业教育教师创新团队同步纳入湖南省职业教育教师创新团队继续支持建设。现将省级职业教育教师创新团队名单予以公布（见附件）。

各地各校要切实把团队建设作为职业教育“双高计划”“双优计划”和教师队伍建设的切入点和重要抓手，将创新团队建设纳入教育教学改革和学校发展规划，加强支持保障。各立项建设单位作为第一责任主体，要高度重视团队建设工作，建立工作机制，明确负责部门和分管领导，出台支持政策，安排专项经费，建立奖惩机制，支持创新团队开展教育教学改革研究与实践。各团队要进一步完善团队建设方案，对照建设要求，明确目标，突出重点，大胆创新，开展为期三年的建设工作，确保如期按质完成建设任

序号	学校类别	专业大类	学校	专业
1	中职	电子与信息大类	长沙市电子工业学校	人工智能技术与应用
2	中职	电子与信息大类	邵阳市职业中等专业学校	电子信息技术
3	中职	交通运输大类	长沙汽车工业学校	汽车运用与维修
4	中职	农林牧渔大类	汨罗市职业中专学校	作物生产技术
5	中职	医药卫生大类	株工业卫生学校	护理
6	中职	装备制造大类	长沙航天学校	数控技术应用
7	中职	装备制造大类	宁乡市职业中专学校	焊接技术应用
8	高职	财经商贸大类	湖南商务职业技术学院	大数据与财务管理
9	高职	财经商贸大类	湖南外贸职业学院	国际经济与贸易
10	高职	财经商贸大类	湖南财经工业职业技术学院	业财数据应用与管理
11	高职	电子与信息大类	湖南邮电职业技术学院	现代通信技术
12	高职	电子与信息大类	湖南科技职业学院	人工智能技术应用
13	高职	电子与信息大类	湖南大众传媒职业技术学院	计算机网络技术
14	高职	电子与信息大类	湖南铁道职业技术学院	物联网应用技术
15	高职	公安与司法大类	湖南司法警官职业学院	刑事执行
16	高职	公共管理与服务大类	长沙民政职业技术学院	现代殡葬技术与管理
17	高职	交通运输大类	湖南铁道职业技术学院	城市轨道车辆应用技术
18	高职	旅游大类	长沙商贸旅游职业技术学院	烹饪工艺与营养
19	高职	旅游大类	长沙商贸旅游职业技术学院	旅游管理
20	高职	能源动力与材料大类	湖南理工职业技术学院	光伏工程技术
21	高职	农林牧渔大类	湖南生物机电职业技术学院	动物医学

CS 扫描全能王

9、参与2024年“楚怡”名师工作室（光伏智能运维工作室）建设项目

证明书

兹证明，本部门刘偲艳同志参与2024年“楚怡”名师工作室（光伏智能运维工作室）建设项目建设。

情况属实，特此证明。

证明人：

单位盖章：

日期：2026年9月2日

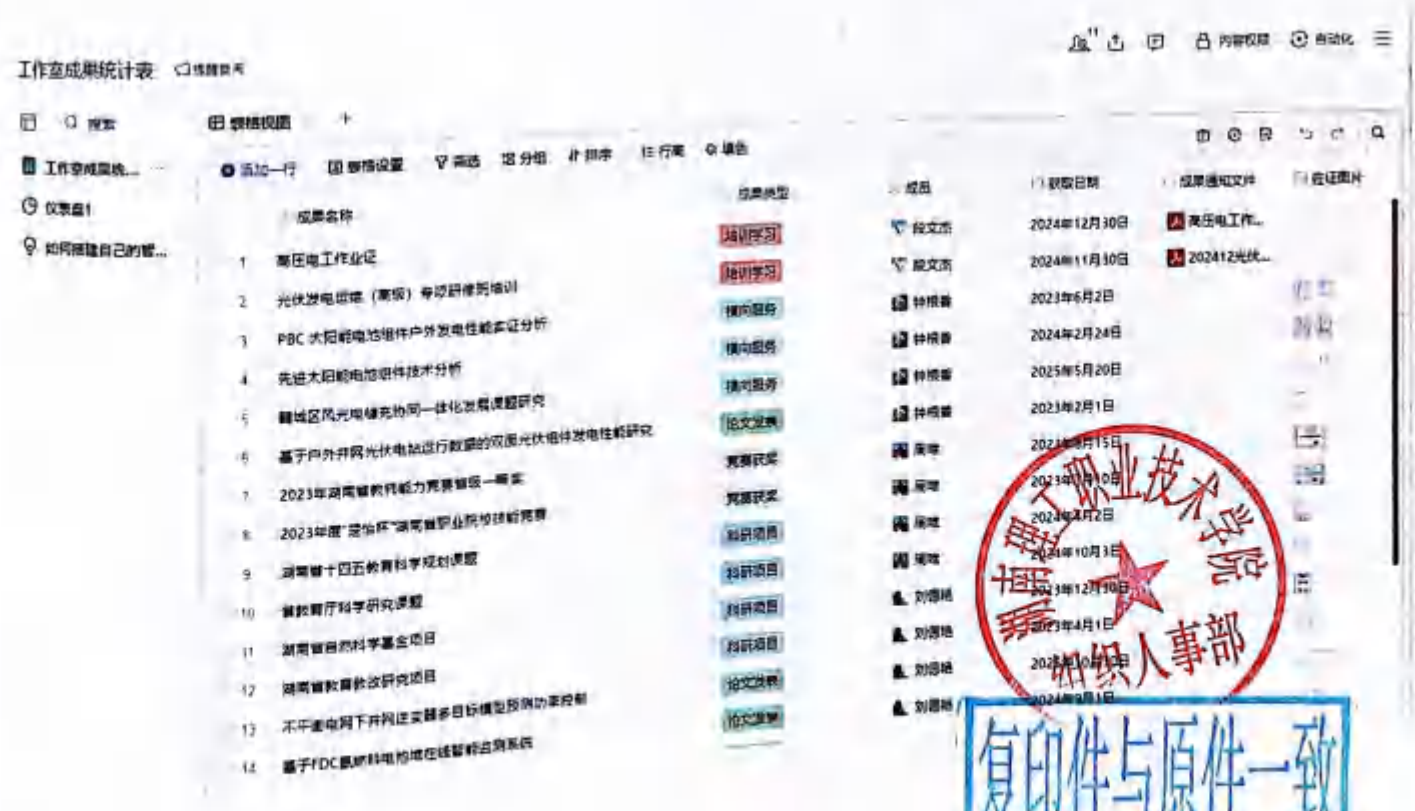


表5 “楚怡”名师（名匠）工作室
（高职、全国重点职业教育师资培养培训基地）

序号	单位名称	负责人	备注
84	湖南理工职业技术学院	段文杰	
85	湖南理工职业技术学院	肖慧慧	
86	湖南安全技术职业学院	蒋海波	
87	湖南安全技术职业学院	刘海妹	
88	湖南三一工业职业技术学院	王　魁	
89	湖南三一工业职业技术学院	宁艳梅	
90	湖南食品药品职业学院	潘伟男	
91	长沙卫生职业学院	彭　电	
92	湖南中医药高等专科学校	黄宇辉	
93	益阳医学高等专科学校	邓凤君	
94	湖南幼儿师范高等专科学校	刘映含	
95	长沙幼儿师范高等专科学校	阳艳波	
96	长沙幼儿师范高等专科学校	吴佳蒂	
97	株洲师范高等专科学校	石纪虎	
98	湘潭科技职业学院	苏石龙	

CS 扫描全能王

10、主持《电源变换技术》院级精品在线开放课程培育项目立项文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院教〔2023〕2号

关于公布2023年度校级精品在线开放课程培育名单的通知

各部门、各单位：

根据《关于印发<湖南理工职业技术学院精品在线开放课程建设与管理办法>》（湘理[redacted]57号）、《关于开展2023年校级精品在线开放课程申报遴选的通知》（理工教务〔2023〕8号）文件要求，学校组织开展了2023年度校级精品在线开放课程申报遴选工作，经各部门推荐、专家评审，现将2023年校级精品在线开放课程培育名单予以公布。

各课程负责人要认真组织课程团队做好课程建设工作，加快课程建设进度，提高课程建设质量，确保课程按时按质完成建设并投入使用。

各教学单位要对培育课程加强管理与监督，教务处将定期对培育课程组织中期检查和验收评审，检查结果和评审结论作为以后申请教学类项目的重要依据，纳入教师个人、专业教学团队及教学单位年度考核。

附件

2023年度校级精品在线开放课程培育名单

项目编号	课程名称	课程负责人
2023JPKC001	电源变换技术	刘盛纲
2023JPKC002	建筑结构基础与识图	舒文图
2023JPKC003	工程招投标与合同管理	王乐
2023JPKC004	工程材料及工程力学	唐建华
2023JPKC005	汽车机械制图与CAD技术	张清小
2023JPKC006	汽车单片机应用技术	冯鹞
2023JPKC007	新能源汽车电池及管理系统检修	党银宁
2023JPKC008	新能源汽车电机及控制系统检修	贾秀波

结题文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院教〔2025〕1号

关于公布校级精品在线开放课程、课程思政示范项目（2021-2023年）验收结果的通知

各部门、各单位：

根据《湖南理工职业技术学院精品在线开放课程建设与管理办法》（湘理职院〔2023〕57号）、《关于开展校级精品在线开放课程、课程思政示范课程等项目验收的通知》（理工教务〔2024〕21号）等文件要求，学校组织开展了2021-2023年立项的校级精品在线开放课程、课程思政示范课程、课程思政优秀专业、课程思政示范教学团队等项目的验收评审工作。经专家评审，校长办公会审议并公示，现将验收结果予以公布（详见附件）。

附件1

精品在线开放课程验收结果

序号	课程名称	课程负责人	立项时间	验收结果	备注
1	智能微电网技术	钟永	2021年	合格	
2	财务管理实务	陈娜	2022年	合格	
3	Excel在会计和财务中的应用	黄芝花	2022年	合格	
4	太阳能热利用技术基础	唐芳	2022年	合格	
5	建筑构造与识图	吕爽	2022年	合格	
6	零件手动加工	吴爱华	2022年	合格	
7	销售礼仪与沟通技巧	周星岚	2022年	合格	
8	中级财务会计	袁园	2022年	合格	
9	体育与健康	彭芳莉	2022年	合格	
10	BIM造价应用	郭洁	2022年	合格	
11	电源变换技术	刘思艳	2023年	合格	

扫描全能王

8、主持《电源变换技术》院级课程思政培育项目立项文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院教〔2023〕4号

关于公布2023年校级课程思政示范项目立项结果的通知

各部门、各单位：

为落实学校“四一两全”发展战略，根据《中共湖南理工职业技术学院委员会课程思政建设实施方案》（湘理职院党〔2022〕15号）文件精神，学校组织开展了2023年第一批、第二批校级课程思政示范课程、优秀专业、示范团队及典型案例申报遴选工作。经各教学单位推荐、专家评审，校长办公会研究并公示，决定立项《电机与电气控制技术》等23门课程为课程思政示范课程（附件1、附件2）、“工业机器人技术”等4个专业为课程思政优秀专业（附件3）、“数控机床与加工技术”课程团队等4个团队

附件1

2023年第一批校级课程思政示范课程立项名单

序号	项目编号	课程名称	课程负责人	课程团队成员
1	2023KCSZ001	电机与电气控制技术	肖慧慧	崔　薇、周迎春、陈挺能、韩维敏、林之楠、彭军林
2	2023KCSZ002	汽车机械制图与CAD技术	张清小	滕　东、文　旦、黄致勇
3	2023KCSZ003	工业组态与PLC控制技术	袁　亮	贺临琳、曾小波、李雅倩、余圣芳
4	2023KCSZ004	会计英语	雷　霞	夏红雨、袁园、[illegible]、周　秀、江　源
5	2023KCSZ005	建筑Autocad绘图基础	郭　娜	周艳芳、[illegible]、[illegible]、[illegible]、彭艳丽、[illegible]
6	2023KCSZ006	中级财务会计	袁　园	谢　[illegible]、[illegible]、[illegible]
7	2023KCSZ007	电源变换技术	刘德恺	葛　庆、刘德恺、钟　水
8	2023KCSZ008	电子商务数据分析	赵　斌	谭　富、陈　芳

验收文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院教〔2025〕1号

关于公布校级精品在线开放课程、课程思政示范项目（2021-2023年）验收结果的通知

各部门，各单位：

根据《湖南理工职业技术学院精品在线开放课程建设与管理办法》（湘理职院〔2023〕57号），《关于开展校级精品在线开放课程、课程思政示范课程等项目验收的通知》（理工教务〔2024〕21号）等文件要求，学校组织开展了2021-2023年立项的校级精品在线开放课程、课程思政示范课程、课程思政优秀专业、课程思政示范教学团队等项目的验收评审工作。经专家评审、校长办公会审议并公示，现将验收结果予以公布（详见附件）。

附件2

课程思政示范课程验收结果

序号	课程名称	课程负责人	立项时间	验收结果	备注
1	光伏理化基础	段文杰	2022年	合格	
2	财务会计	谢娟	2022年	合格	
3	大学英语	海源	2022年	合格	
4	大学生心理健康教育	张晓玲	2022年	合格	
5	体育与健康	彭芳莹	2022年	合格	

序号	课程名称	课程负责人	立项时间	验收结果	备注
26	零件手动加工	吴爱华	2022年	合格	
27	电机与电气控制技术	闫慧慧	2023年	合格	
28	汽车机械制图与CAD技术	张清小	2023年	合格	
29	工业组态与PLC控制技术	袁亮	2023年	合格	
30	会计英语	雷霞	2023年	合格	
31	建筑Autocad绘图基础	张婵	2023年	合格	
32	中级财务会计	袁园	2023年	合格	
33	电源变换技术	刘[illegible]	2023年	合格	

CS 扫描全能王

9. 2023年《电源变换技术》认定为省级一流核心课程（线下）

湖南省教育厅

湘教通〔2023〕344号

湖南省教育厅关于公布加快推进现代职业教育体系建设改革重点任务认定（建设）项目评审结果的通知

各市州教育（体）局、高等职业学校，有关单位：

根据《教育部办公厅关于加快推进现代职业教育体系建设改革重点任务的通知》（教职成厅函〔2023〕20号）和省教育厅《关于做好职业教育一流核心课程、优质教材、校企合作典型生产实践项目以及具有国际影响力的职业教育标准、资源和装备建设等改革重点任务工作的通知》《关于做好行业产教融合共同体等现代职业教育体系改革重点任务建设工作的通知》等文件要求，经各地各校申报、专家评审和公示等程序，现予公布省级认定（建设）项目评审结果，并就有关事项通知如下。

一、职业教育一流核心课程（线下）项目

（一）评审结果

确定321门课程认定为湖南省职业教育一流核心课程（线下）。其中，260门课程认定为湖南省高等职业教育一流核心课程（线下）（见附件1），61门课程认定为湖南省中等职业教育一流核心课程

序号	单位名称	课程名称	课程负责人
185	益阳职业技术学院	直播电商	王静萍
186	益阳职业技术学院	网络客服与管理	龚凤梅
187	湖南工艺美术职业学院	园林景观电脑表现（SU+PS）	胡隆文
188	湖南工艺美术职业学院	服装品牌设计与企划	张雅荣
189	湖南工艺美术职业学院	服装CAD	马万林
190	湖南工艺美术职业学院	手绘表现技法	周辉煌
191	湖南工艺美术职业学院	陶瓷古彩艺术	陈凌
192	湖南理工职业技术学院	电机与电气控制技术	肖慧慧
193	湖南理工职业技术学院	电源变换技术	葛庆
194	湖南理工职业技术学院	光伏电站运行与维护	张要锋

CS 扫描全能王

附件 2

2023 年职业教育一流核心课程推荐书

课程名称：电源变换技术

专业名称和代码：光伏工程技术　430301

课程负责人：葛庆

联系电话：15898539086

报送单位：

推荐单位：湖南理工职业技术学院

填表日期：2023 年 9 月

二、授课教师（课程团队）

主要成员（序号 1 为课程负责人，总人数限 4 人之内）								
序号	姓名	出生年月	单位	职务	职称	手机号码	电子邮箱	授课任务
1	葛庆							课程整体框架规划及课程应用
2	刘思辉	198709	湖南理工职业技术学院	教师	讲师	15273289995	690324828@qq.com	课程建设思路及课程资源更新
3	卢绍群	198808	湖南理工职业技术学院	教师	讲师	13637322561	409077288@qq.com	课程资源更新
4	罗紫怡	200002	湘潭大学	教师	助教	18873019576	1320997833@qq.com	课程资源更新

扫描全能王

课程负责人或团队主要成员教学情况（500字以内）

（近5年来在承担该门课程开展教学研究、获得教学奖励方面的情况）

教学研究

1、葛庆主持省级教育规划课题《中高职衔接专业教学标准开发与研究》，结题；

2、葛庆主持省教育厅科学研究项目《光储充一体化电站容量优化配置的研究》，在研；

3、葛庆主持湘潭市指导性科技计划项目《光储充一体化电站容量优化算法研究》，在研；

4、葛庆主持分布式发电与微电网技术专业标准建设；

5、葛庆主编《新能源电源变换技术》教材出版，出版社中国铁道出版社有限公司；

6、刘偲艳主持省自然科学研究项目《基于FDC氢燃料电池堆状态在线智能监测研究》，在研；

7、刘偲艳主持省教育教学改革项目《“双碳”目标下电源变换技术课程改革及实践》，在研；

8、刘偲艳主持省教育厅研究项目《氢燃料电池汽车系统中双向 DC-DC 变换电路研究》，结题；

湖南理工职业技术学院
Hunan Vocational Institute of Technology

湖南理工职业技术学院
Hunan Vocational Institute of Technology

电源变换技术课程标准

所属专业：光伏工程技术

专业代码：430301

所属专业群：光伏工程技术专业群

所属学院：新能源学院

执笔人：刘偲艳

制定时间：2022年5月

修订时间：2023年9月

电源变换技术课程教案

所属专业：光伏工程技术

专业代码：430301

所属专业群：光伏工程技术专业群

所属学院：新能源学院

执笔人：刘偲艳

制定时间：2022年5月

修订时间：2023年9月

CS 扫描全能王

10、湖南省骨干教师建设项目

湖南省教育厅

湖南省教育厅关于公布2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象等情况的通知

各普通高校：

根据省教育厅《关于做好2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养工作的通知》精神，经组织专家遴选、审核、网上公示等程序，确定陈佳睿等550名教师为2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象(见附件1)；同意往年立项培养的464名青年骨干教师验收合格，同时终止兰照等18名培养对象资格(见附件2)；同意省内变更工作单位的4名培养对象在调入学校继续培养(见附件3)，现一并予以公布，并就有关事项通知如下。

一、2025年度青年骨干教师培养对象此次确定期自2026年1月1日起，培养期为三年。省内调动单位的培养对象继续按原培养周期执行。各高校要逐一为培养对象制定系统培养计划并签订《培养合同书》，进一步明确培养目标任务，落实支持保障措施，并按照管理办法统筹安排好培养经费，确保培养质量与效果。请各高校于9月30日前将所签订的《培养合同书》(见附件4，PDF

序号	学校名称	姓　　名
96	长沙南方职业学院	滕煜晟、曾静、徐远琴
97	湘潮职业学院	陈文涛、喻馨怡
98	湖南石油化工职业技术学院	张娟娟、饶维
99	湘西民族职业技术学院	杨寒露、胡元西
100	益阳职业技术学院	李源、庆安兵、郭娇
101	湖南九嶷职业技术学院	伍楚楚、李闻、陈芳
102	湖南理工职业技术学院	刘熙艳、邹娜
103	长沙卫生职业技术学院	周灿、杨雨薇
104	湖南安全技术职业学院	刘湘黔、张艾男
105	湖南外国语职业学院	郭素环、李曼斯、彭晓珍、雷任任、罗丽芝、彭清、杨娟
106	湖南电子科技职业学院	胡钢、王开玲、苏妮、付明威、周亚
107	湖南高尔夫旅游职业学院	黎人萍、唐钦一、刘晶、岳华
108	湖南三一工业职业技术学院	盛安、龚技、张武金、盛家兵、李恒发
109	长沙卫生职业学院	陈宗平、罗小琴、谭明雅
110	湖南食品药品职业学院	刘丹、张倩、林云、杨结

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2026〕9号

关于下达2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象项目、2025年高校优秀思想政治工作者项目、2025年校级教学名师经费的通知

各部门、各单位：

根据湖南省教育厅《关于公布2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象等情况的通知》、湖南省教育厅关于公布2023、2024、2025年度《湖南省普通高校青年骨干教师培养对象等情况的通知》《关于公布2025年度校级教学名师遴选结果的通知》，结合《湖南理工职业技术学院教学名师认定与管理办法》（湘理职院〔2023〕56号）《湖南理工职业技术学院骨干教师认定与管理办法》（湘理职院〔2019〕35号）等项目经费标准要求，经

序号	项目编号	项目来源类型	项目名称	项目负责人	建设年度	立项文号	经费	2026年	2027年	2028年
5	2024QNGG001	2024年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象项目	青年骨干	陈楚能	2025-2027	《湖南省教育厅关于公布2024年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象等情况的通知》	3	2	1	
6	2024QNGG002	2024年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象项目	青年骨干	杨菲	2025-2027	《湖南省教育厅关于公布2024年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象等情况的通知》	3	2	1	
7	2025QNGG001	2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象项目	青年骨干	郭娜	2026-2028	《湖南省教育厅关于公布2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象等情况的通知》	3	1	1	1
8	2025QNGG002	2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象项目	青年骨干	刘偲艳	2026-2028	《湖南省教育厅关于公布2025年度湖南省普通高校青年骨干教师培养对象等情况的通知》	3	1	1	1

复印件与原件一致

湖南理工职业技术学院 组织人事部

CS 扫描全能王

11、参与《太阳能光热发电技术》省级精品课程建设

师资团队

陈思超 讲师

所属单位：湖南理工职业技术学院

唐芳 讲师

所属单位：湖南理工职业技术学院

陈筱莉 副教授

所属单位：湖南理工职业技术学院

湖南省教育厅

关于公布2024年职业教育省级精品在线开放课程认定（验收）结果的通知

各市州教育（体）局，各高等职业学校：

根据我厅《关于做好2024年职业教育省级精品在线开放课程认定（验收）工作的通知》，经各地各校申请，我厅组织专家评审，现予公布2024年职业教育省级精品在线开放课程认定（验收）结果，并就做好2025年认定（验收）有关事项通知如下。

一、认定（验收）结果

1.认定长沙民政职业技术学院罗清平主持的《老年服务礼仪与沟通技巧》、湖南省工业贸易学校钱文主持的《汽车电气设备构造与维修》等315门课程为省级精品在线开放课程，其中高职精品在线开放课程182门，中职精品在线开放课程133门。

2.湖南体育职业学院杨启主持的《羽毛球》、浏阳市职业中专夏佳武主持的《服装工艺基础》等11门课程2024年验收不合格。考虑到以上项目仍在建设周期内，须参加2025年验收。

3.湖南省湘北职业中专学校覃事瑞主持的《计算机网络》等4门课程验收不合格。岳阳市网络工程职业技术学校陈艳芳主持的《PhotoShopCS5平面设计教程》等14门课程在项目建设期满后

序号	课程名称	教育层次	学校名称	立项年度	课程负责人	评审结论
109	婴幼儿回应性照料	高等职业教育	湖南民族职业学院	2023	赖莎莉	验收认定
110	图形图像设计与制作	高等职业教育	湖南民族职业学院	2023	徐　频	验收认定
111	网页设计与制作	高等职业教育	湖南财经工业职业技术学院	2023	唐永军	验收认定
112	短视频编辑与制作	高等职业教育	湖南财经工业职业技术学院	2023	汤飞飞	验收认定
113	可编程控制技术	高等职业教育	益阳职业技术学院	2023	夏晓谦	验收认定
114	网络营销	高等职业教育	益阳职业技术学院	2023	刘小娇	验收认定
115	服装CAD	高等职业教育	湖南工艺美术职业学院	2023	马万林	验收认定
116	大学语文	高等职业教育	湖南工艺美术职业学院	2023	武娜	验收认定
117	应用写作	高等职业教育	湖南工艺美术职业学院	2023	范果	验收认定
118	财务会计	高等职业教育	湖南理工职业技术学院	2023	谢娟	验收认定
119	光伏电站建设与施工管理	高等职业教育	湖南理工职业技术学院	2023	汤秋芳	验收认定
120	财务大数据分析	高等职业教育	湖南理工职业技术学院	2023	胡争艳	验收认定
121	太阳能光热发电技术	高等职业教育	湖南理工职业技术学院	2023	陈思超	验收认定

CS 扫描全能王

12、《光伏产品设计与制作》教材主编

教 育 部 办 公 厅

教职成厅函〔2023〕19号

教育部办公厅关于公布首批“十四五”职业教育国家规划教材书目的通知

各省、自治区、直辖市教育厅（教委），新疆生产建设兵团教育局，部属各高等学校，有关直属单位：

为落实党中央、国务院关于教材建设的决策部署和新修订的职业教育法，根据《“十四五”职业教育规划教材建设实施方案》和《教育部办公厅关于组织开展“十四五”首批职业教育国家规划教材遴选工作的通知》要求，经有关单位申报、形式审查、专家评审、专项审核、专家复核、面向社会公示等程序，共确定7251种教材入选首批“十四五”职业教育国家规划教材（以下简称“十四五”国规教材），涵盖全部19个专业大类、1382个专业。现对入选教材予以公布（见附件1，其中314种首届全国教材建设奖职业教育类获奖教材和44种127册立项建设的中职七门公共基础课程教材名单不再重复公布），并就有关事项通知如下。

一、落实要求，抓好教材选用。各省级教育行政部门要严格落实《职业院校教材管理办法》，加强对本地区职业院校教材选

用使用工作的管理。各职业院校要按有关规定落实教材选用要求，优先选用“十四五”国规教材，确保优质教材进课堂，并做好教材选用备案工作。

二、明确要求，规范标识使用。有关出版单位须按照要求规范使用“十四五”国规教材专用标识（见附件2），严禁未入选的教材擅自使用“十四五”国规教材专用标识，或使用可能误导教材选用的相似标识及表述，如使用造型、颜色高度相似的标识，标注主体或范围不明确的“规划教材”“示范教材”等字样，或擅自标注“全国”“国家”等字样。

三、紧跟产业，及时修订更新。各教材编写单位、主编和出版单位要根据经济社会和产业升级新动态，及时吸收新技术、新工艺、新标准，对入选的首批“十四五”国规教材内容进行动态更新完善，并不断丰富相应数字化教学资源。教材修订更新要严格按国规教材评审要求做好内容审核把关，及时向教育部职业教育与成人教育司或其委托的单位报送教材修订情况报告，切实做好“十四五”国规教材的修订备案工作。

四、示范引领，巩固建设成效。各省级教育行政部门、行业（教育）指导委员会，职业院校和有关出版单位要以本次“十四五”国规教材公布为契机，积极发挥优质教材的示范引领作用，强化职业教育新形态、数字化等教材开发建设力度，加快推进省级规划教材建设。

附件：1.首批“十四五”职业教育国家规划教材书目

2.“十四五”职业教育国家规划教材标识及使用要求

教育部办公厅

2023年6月19日

396	高职专科	能源动力与材料大类	风光发电技术及应用	罗宇强	广西水利电力职业技术学院	中国水利水电出版社有限公司
397	高职专科	能源动力与材料大类	风光互补发电系统安装与调试	胡章	天津轻工职业技术学院	化学工业出版社有限公司
398	高职专科	能源动力与材料大类	风力发电机组运行维护与调试（第三版）	邵联合	保定电力职业技术学院	化学工业出版社有限公司
399	高职专科	能源动力与材料大类	发电厂技术（第二版）	伍家忠	重庆电力高等专科学校	中国电力出版社有限公司
400	高职专科	能源动力与材料大类	工业炉窑[redacted]设计与安全（第2版）	杨建社	兰州石[redacted]理工大学	[redacted]出版社有限公司
401	高职专科	能源动力与材料大类	光伏产品设计与制作	刘阳东	湖南理工职业技术学院	中国铁道出版社有限公司
[redacted]	[redacted]	[redacted]	[redacted]	[redacted]	[redacted]	[redacted]
403	高职专科	能源动力与材料大类	光伏电子产品的设计与制作	魏新生	郑州工业职业技术学院	机械工业出版社有限公司
404	高职专科	能源动力与材料大类	锅炉设备及运行（第三版）	姜国伦	郑州电力高等专科学校	中国电力出版社有限公司
405	高职专科	能源动力与材料大类	建材化学分析（第二版）	孟庆红	河北建材职业技术学院	化学工业出版社有限公司
406	高职专科	能源动力与材料大类	建筑材料	陈民志	黑龙江建筑职业技术学院	天津大学出版社有限责任公司
407	高职专科	能源动力与材料大类	建筑材料（第4版）	王秀花	内蒙古建筑职业技术学院	机械工业出版社有限公司
408	高职专科	能源动力与材料大类	金属材料及热处理	王晓丽	包头钢铁职业技术学院	机械工业出版社有限公司
409	高职专科	能源动力与材料大类	金属塑性实用技术教程	许磊	山西工程职业学院	冶金工业出版社有限公司
410	高职专科	能源动力与材料大类	连续铸钢生产	曾晨	河北工业职业技术大学	冶金工业出版社有限公司
411	高职专科	能源动力与材料大类	炼钢设备维护（第2版）	时彦林	河北工业职业技术大学	冶金工业出版社有限公司
412	高职专科	能源动力与材料大类	配电电缆施工运行与维护	汤昕	长沙电力职业技术学院	重庆大学出版社有限公司
413	高职专科	能源动力与材料大类	配电网自动化技术（第二版）	杨思思	福建水利电力职业技术学院	中国电力出版社有限公司
414	高职专科	能源动力与材料大类	配电线路运行与维修	李晓鑫	长沙电力职业技术学院	重庆大学出版社有限公司

CS 扫描全能王

"十四五"职业教育国家规划教材

"十五五"高等职业教育能源类专业新形态系列教材

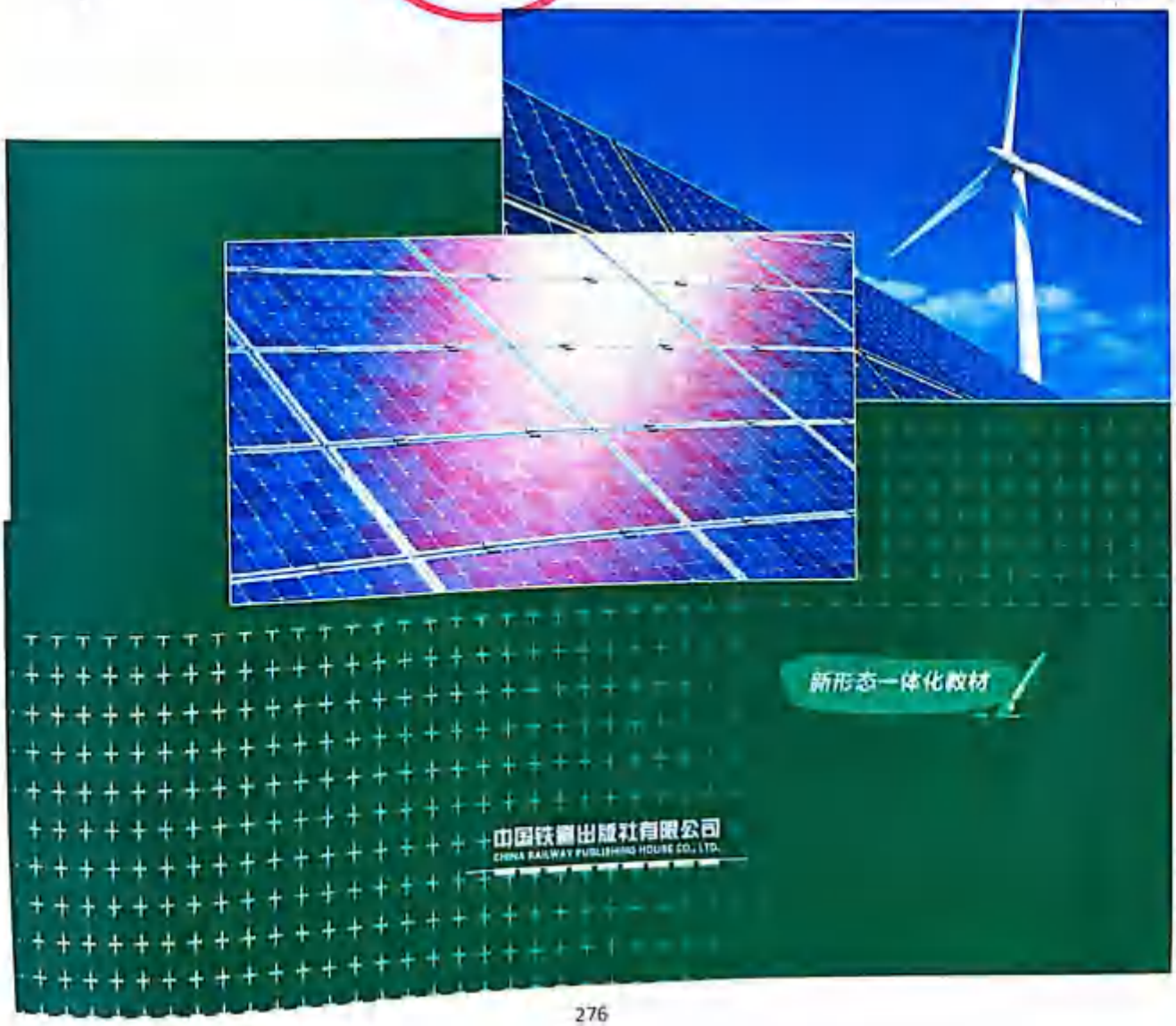
光伏产品设计与制作

GUANGFU CHANPIN SHEJI YU ZHIZUO

湖南理工职业技术学院 科研和校企合作处

与原（第二版）
核对人：余银萍

主编◎刘阳京　刘偲艳　鄢庆



新形态一体化教材

中国铁道出版社有限公司
CHINA RAILWAY PUBLISHING HOUSE CO., LTD.

CS 扫描全能王

内容简介

本书为“十四五”职业教育国家规划教材，“十五五”高等职业教育能源类专业新形态系列教材之一，书中内容紧扣国家“双碳”发展战略部署，立足光伏产业行业发展实际需求。

全书采用八段式项目化架构，以四类典型光伏产品为教学载体，涵盖光伏灯的设计与制作、光伏充电器的设计与制作、光伏小车的设计与制作、光伏逆变器的设计与制作。教材延续德技并修育人理念，将绿色低碳、自主创新、敢闯敢创、科技报国四大思政主线，以及职业素养、行业规范要求贯穿教学全程，深度落实岗课赛证融通与理实一体化教学。

本教材配套工程源码、设计图纸、习题解析、微课视频等数字化教学资源，读者可扫描书中二维码随时调取学习资源，属于融媒体新形态一体化教材。

本书适合作为高等职业院校光伏工程技术专业的教材，也可供中职新能源相关专业师生及行业从业者参考。

图书在版编目（CIP）数据

光伏产品设计与制作（第二版）/刘阳京，刘偲艳，葛庆主编。—北京：中国铁道出版社有限公司，2026.8

“十四五”职业教育国家规划教材，“十五五”高等职业教育能源类专业新形态系列教材之一。ISBN 978-7-113-33853-4

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2021）第 134533 号

书　　名：光伏产品设计与制作（第二版）
作　　者：刘阳京　刘偲艳　葛　庆

策　　划：曾露平　　编辑部电话：(010)63560043
责任编辑：曾露平　绳　超
封面设计：付　魏
封面制作：刘　颖
责任校对：焦桂荣
责任印制：赵星辰

出版发行：中国铁道出版社有限公司(100054,北京市西城区右安门西街 8 号)
网　　址：https://www.tdpress.com/51eds
印　　刷：
版　　次：2019 年 9 月第 1 版　2025 年 8 月第 2 版　2026 年 8 月第 1 次印刷
开　　本：787 mm×1 092 mm　1/16　印张：18　　字数：271 千
书　　号：ISBN 978-7-113-33853-4

定　　价：49.80 元

版权所有　侵权必究
凡购买铁道版图书，如有印制质量问题，请与本社教材图书营销部联系调换。电话：(010)63550836
打击盗版举报电话：(010)63549461

扫描全能王

前　言

目　录

项目一　光伏灯的设计与制作 …… 1
项目导入：产品背后的故事——中国电建西北院的发展历程 …… 2
项目描述 …… 3
一、项目要求 …… 3
二、项目实施 …… 3
项目准备 …… 6
一、光伏产品的认识 …… 6
二、基础元件的识别与检测 …… 11
三、焊接电路设计——点触型声光电路设计 …… 35
四、印制电路板（PCB）基础知识 …… 42
项目设计 …… 42
一、产品电路设计 …… 42
二、光伏控制器设计 …… 64
三、产品结构与外观设计 …… 71
项目制作 …… 72
一、印制电路板光伏控制器制作 …… 72
二、单面印制板的制作 …… 88
三、单面印制板的制作 …… 91
四、外观与壳体制作 …… 94
五、产品组装与调试 …… 95
项目交付 …… 97
一、产品产品说明书 …… 97
二、制作总结报告 …… 99
三、项目答辩总结 …… 100
项目评价 …… 104
拓展任务：光伏照明的拓展创意 …… 104
一、各种各样的光伏照明产品 …… 104
二、光伏手电筒 …… 105
三、光伏草坪灯 …… 106

项目二　光伏实训台的设计与制作 …… 108
项目导入：产品背后的故事——中国电建西北院的发展历程 …… 111
项目描述 …… 111

科研测绘企合作中心

CS 扫描全能王

二、项目实施流程 …… 112
项目准备 …… 113
一、DC-DC 转换芯片的识别及检测 …… 113
二、电容的识别及检测 …… 116
三、电感的识别及检测 …… 120
四、USB Type-A 母座的识别及检测 …… 123
项目设计 …… 126
一、产品电路设计 …… 126
二、光伏组件版型设计 …… 143
三、产品结构与外观设计 …… 144
项目制作 …… 146
一、6 V/15 W 光伏组件制备与检验 …… 146
二、光伏充电器双面 PCB 的获取 …… 147
三、光伏充电器 PCBA 的制作 …… 148
四、光伏充电器结构与外观制作 …… 150
五、光伏充电器产品总装与调试 …… 151
项目交付 …… 153
一、编制产品说明书 …… 154
二、整理交付套件 …… 154
三、执行签收确认 …… 154
项目评估 …… 155
创客舞台：光伏充电器的那些创意 …… 157
一、各种不同的光伏充电器产品 …… 158
二、基于 CN3791 的小功率 MPPT 光伏充电器 …… 159
三、基于 LT8705 的高性能光伏充电器 …… 160
项目3 光伏小车的设计与制作 …… 166
项目导入：产品背后的故事—中国太阳能汽车的发展历程 …… 166
项目描述 …… 169
项目准备 …… 170
一、基础元件的识别及检测 …… 170
二、模块电路设计——电压比较电路设计 …… 184
项目设计 …… 187
一、产品电路设计 …… 187
二、光伏组件版型设计 …… 215
三、产品结构与外观设计 …… 216
项目制作 …… 217
一、5.5 V/1.3 W 光伏组件制备与检验 …… 218
二、光伏小车双面 PCB 的获取 …… 218
三、光伏小车 PCBA 的制作 …… 219
三、光伏小车结构和外观制作 …… 222
四、光伏小车产品总装与调试 …… 224
项目交付 …… 227
一、编制产品说明书 …… 227
二、整理交付套件 …… 227
三、执行签收确认 …… 228
项目评估 …… 228
创客舞台：那些不一样的小车 …… 231
一、昨天空行走的光伏小车 …… 231
二、光伏玩具小车 …… 233
三、基于 STC89C52 的光伏智能避障小车 …… 234
项目4 光伏逆变器的设计与制作 …… 241
项目导入：产品背后的故事—中国光伏逆变器的发展历程 …… 241
项目描述 …… 244
一、项目要求 …… 244
项目准备 …… 245
一、基础元件的识别及检测 …… 245
二、模块电路设计 …… 252
项目设计 …… 262
一、产品电路设计 …… 262
二、产品结构与外观设计 …… 281
项目制作 …… 282
一、光伏逆变器双面 PCB 的获取 …… 282
二、光伏逆变器 PCBA 的制作 …… 283
三、光伏逆变器结构和外观制作 …… 286
四、光伏逆变器产品总装与调试 …… 287
项目交付 …… 289
一、编制产品说明书 …… 289
二、整理交付套件 …… 289
三、执行签收确认 …… 290
项目评估 …… 290
创客舞台：那些不一样的光伏逆变器 …… 293
一、各种不同的光伏逆变器产品 …… 293
二、基于 CD4047 的简易光伏逆变器 …… 295
三、基于 UC1002D 的车载光伏逆变器 …… 297
附录 A …… 303

扫描全能王

项目1

光伏灯的设计与制作

学习目标

一、技术知识目标

1)了解光伏产品的基本特点与应用场景

2)掌握光伏灯的工作原理与功能要求

3)熟悉光控组件、蓄电池、首颜基二极管、发光二极管、电阻、三极管等元器件的识别检测方法

4)了解印制电路板分类、结构和各层功能

5)掌握光伏产品电路设计的基本流程和方法

6)理解三极管开关电路工作原理和设计方法

7)掌握使用 Altium Designer 软件绘制电路原理图与 PCB 图的基本技能

8)了解典型封装光伏组件的版型设计与制作工艺

9)熟悉单面 PCB 的制作流程与工艺规范

10)掌握光伏灯电路的安装、调试与功能验证方法

二、职业能力目标

1)能正确识别与检测光伏组件、蓄电池、首颜基二极管、发光二极管、电阻、三极管等元器件

2)能根据功能需求,设计并搭建三极管开关电路

3)能根据光伏产品电路设计流程进行光伏灯功能电路设计

4)能使用 Altium Designer 软件完成原理图与 PCB 图的绘制

5)能根据光伏组件参数要求,完成典型封装光伏组件的版型设计与制作

6)能使用面包板搭建光伏灯验证电路,进行功能调试与单机测量

7)能按照工艺规范,完成典型封装光伏组件的制作与测试

8)能独立完成光伏灯单面 PCB 的制作,元器件的焊接与安装

9)能独立完成光伏灯整机的规范调试,确保"自动光控"功能达标

10)能创新设计光伏灯产品外观,并完成整机组装与功能验证

11)能根据光伏灯项目成果,完成安装交付文档的编制与管理

三、职业素质目标

1)树立强色能源、低碳环保的职业理念,增强对光伏行业的认同感与使命感

2)培养严谨细致、注重品质的工匠精神,确保产品的可靠性与安全性

3)具备团队协作意识,善于沟通,能与他人高效配合完成项目任务

4)养成规范操作、安全生产、文明施工的职业素养

项目导入

产品背后的故事——中国光伏组件的发展历程

从 19 世纪法国科学家发现光伏效应算起,光伏应用已历经近 180 年。1954 年,世界上第一块光伏组件在美国贝尔实验室诞生,如图 1-1 所示,开启了人类利用光能发电的历史。70 年后,中国也踏上了这条追光之路。

一、从无到有:从"上天"到"落地"

1958 年,中国研制出了首块光伏组件,如图 1-2 所示,这是行业一切故事的起点。

1969 年,中国电子科技集团公司第十八研究所(天津中环)成立,三号、四号基地相继投产,建成了早期研制生产光伏电池,如图 1-3 所示。这标志着中国光伏产业从"0"到"1"的起步。

20 世纪 70 年代,光伏开始从"上天"走向"落地"。1978 年,宁波海曙建成了光伏电源厂,可给无线电池厂生产的光伏组件,解决边远地区通信供电问题。1979 年,中国光伏电源产量达 20 千瓦,主要应用在卫星上。这一时期中国光伏产业——这个当时只有千瓦、甚至只有瓦级的产业,是从"为国争光"的使命感中诞生的。

科研和校企合作中心

秦银萍

二、追赶跨越:短短 15 年的奇迹

2002 年 9 月,无锡尚德第一条 10 MW 光伏电池生产线投产,这个数字在今天看来微不足道,在当时却让中国与国际光伏产业的差距一下缩短了 15 年。

此后十年,中国光伏进入快车道。以尚德、天合、晶科为代表的企业,凭借规模效应和技术迭代,把组件价格从全球领先的光伏组件封装制造体系。到 2007 年,中国光伏电池产量已占全球的"三分之一",光伏组件产量则早超过全球"一成",成为名副其实的全球第一大光伏组件生产国。

从追赶到领跑,中国光伏只用了五年。但这只是故事的开始——此时的对手,还是产在"制造链条"之上,真正的技术自主与产业链主导权,仍在别人手中。

三、弯道超车:从"双反"重挫到发展壮大

2009 年起,国家陆续启动光电建筑应用示范、金太阳示范工程、大型光伏电站特许权招标等项目,国内市场的打开,让光伏组件企业得以"一边产"、一边积累经验。要知道,在此之前,2002 年,美国刚起诉韩国和台湾地区"一般产",这两地后续对华一样最终落马下。中国光伏产业迎来重要机遇,大批企业涌现。

然而好景不长,国家电网发布《关于加快推进太阳能发电有关问题的通知》等多项扶持政策发展的若干意见》《关于发挥价格杠杆作用促进光伏产业健康发展的通知》等多项扶持政策,加大了对光伏应用的支持力度。市场急剧回暖,光伏组件生产企业迎来爆发。

四、全面领跑:从产量第一到技术前沿

2019 年至 2023 年,全球光伏组件出货量前十名榜单中,国内以下至中国企业,榜单如下表所示(数据来源:中国企业光伏组件出货量排名)。

表 1-1 2019—2023 年全球光伏组件出货量前十名

排名	2019 年	2020 年	2021 年	2022 年	2023 年	2024 年	2025 年
1	晶科	隆基	隆基	隆基	晶科	晶科	隆基绿能科技
2	天合	晶科	晶科	晶科	隆基	隆基	晶科能源
3	晶澳	天合	天合	天合	天合	天合	天合光能
4	阿特斯	晶澳	晶澳	晶澳	晶澳	晶澳	晶澳
5	隆基	阿特斯	阿特斯	阿特斯	通威	通威	通威
6	韩华	韩华	韩华	韩华	阿特斯	阿特斯	阿特斯
7	东方日升	东方日升	东方日升	东方日升	韩华	韩华	韩华

项目导入

产品背后的故事——中国光伏组件的发展历程

从 19 世纪法国科学家发现光伏效应算起,光伏应用已历经近 180 年。1954 年,世界上第一块光伏组件在美国贝尔实验室诞生,如图 1-1 所示,开启了人类利用光能发电的历史。70 年后,中国也踏上了这条追光之路。

一、从无到有:从"上天"到"落地"

1958 年,中国研制出了首块光伏组件,如图 1-2 所示。这是行业一切故事的起点。

1969 年,中国电子科技集团公司第十八研究所(天津中环)成立,三号、四号基地相继投产,建成了早期研制生产光伏电池,如图 1-3 所示。这标志着中国光伏产业从"0"到"1"的起步。

20 世纪 70 年代,光伏开始从"上天"走向"落地"。1978 年,宁波海曙建成了光伏电源厂,可给无线电池厂生产的光伏组件,解决边远地区通信供电问题。1979 年,中国光伏电源产量达 20 千瓦,主要应用在卫星上。这一时期中国光伏产业——这个当时只有千瓦、甚至只有瓦级的产业,是从"为国争光"的使命感中诞生的。

科研和校企合作中心

秦银萍

二、追赶跨越:短短 15 年的奇迹

2002 年 9 月,无锡尚德第一条 10 MW 光伏电池生产线投产,这个数字在今天看来微不足道,在当时却让中国与国际光伏产业的差距一下缩短了 15 年。

此后十年,中国光伏进入快车道。以尚德、天合、晶科为代表的企业,凭借规模效应和技术迭代,把组件价格从全球领先的光伏组件封装制造体系。到 2007 年,中国光伏电池产量已占全球的"三分之一",光伏组件产量则早超过全球"一成",成为名副其实的全球第一大光伏组件生产国。

从追赶到领跑,中国光伏只用了五年。但这只是故事的开始——此时的对手,还是产在"制造链条"之上,真正的技术自主与产业链主导权,仍在别人手中。

三、弯道超车:从"双反"重挫到发展壮大

2009 年起,国家陆续启动光电建筑应用示范、金太阳示范工程、大型光伏电站特许权招标等项目,国内市场的打开,让光伏组件企业得以"一边产"、一边积累经验。要知道,在此之前,2002 年,美国刚起诉韩国和台湾地区"一般产",这两地后续对华一样最终落马下。中国光伏产业迎来重要机遇,大批企业涌现。

然而好景不长,国家电网发布《关于加快推进太阳能发电有关问题的通知》等多项扶持政策发展的若干意见》《关于发挥价格杠杆作用促进光伏产业健康发展的通知》等多项扶持政策,加大了对光伏应用的支持力度。市场急剧回暖,光伏组件生产企业迎来爆发。

四、全面领跑:从产量第一到技术前沿

2019 年至 2023 年,全球光伏组件出货量前十名榜单中,国内以下至中国企业,榜单如下表所示(数据来源:中国企业光伏组件出货量排名)。

表 1-1 2019—2023 年全球光伏组件出货量前十名

排名	2019 年	2020 年	2021 年	2022 年	2023 年	2024 年	2025 年
1	晶科	隆基	隆基	隆基	晶科	晶科	隆基绿能科技
2	天合	晶科	晶科	晶科	隆基	隆基	晶科能源
3	晶澳	天合	天合	天合	天合	天合	天合光能
4	阿特斯	晶澳	晶澳	晶澳	晶澳	晶澳	晶澳
5	隆基	阿特斯	阿特斯	阿特斯	通威	通威	通威
6	韩华	韩华	韩华	韩华	阿特斯	阿特斯	阿特斯
7	东方日升	东方日升	东方日升	东方日升	韩华	韩华	韩华

三免费提供三
教材配套教学资源
铁道教育
铁道教育
中国铁道出版社教育资源数字化平台：https://www.tdpress.com/51eds
提供资源下载、电子书阅览、在线课程学习
"铁道教材云服务"小程序
提供教材查询与样书申请服务
铁道教材服务
QQ群16425657

- 新能源系统概论
- 新能源电源变换技术
- 光伏产品设计与制作（第二版）
- 光伏发电系统规划与设计（第二版）
- 光伏电站智能化运维技术
- 光伏电站建设与施工技术（第三版）
- 光伏电站运行与维护（第二版）
- 光伏组件生产加工技术
- 智能微电网应用技术（第二版）
- 工程流体力学与流体输送设备

责任编辑：曾露平
封面制作：刘　颖

中国铁道出版社
官方微信
中国铁道出版社
天猫旗舰店
更多教材推荐
扫码关注有福利
江西新余矿业

ISBN 978-7-113-33853-4
9 787113 338534 >
定价：59.80 元

CS 扫描全能王

中国铁道出版社有限公司

出版合同

（通用）

甲方：刘阳东　　地址：[illegible]

联系人：[illegible]　　电话：010-[illegible]

[illegible]

乙方（出版方）：中国铁道出版社有限公司　　地址：北京市西城区右安门西街8号

联系人：[illegible]　　电话：

[illegible]

甲乙双方自愿平等、互利的原则，就甲方作品在乙方出版事宜达成如下协议：

第一条 作品基本情况

作品名称：主流软件高级设计与制作（第二版）上

作品署名：刘阳东，刘德艳，[illegible]，王强

作品别名：刘阳东，刘德艳，[illegible]，[illegible]

作品规模：文字 290 千字，图片 0 幅，其他 /

第二条 作品授权

1.甲方授权乙方在[illegible]内，以 图书外各地区 以 各种语言

[illegible]（含纸介出版、[illegible]电子出版、有声读物、数字阅读出版及其他作品形式）出版发行

本作品。[illegible]甲方保留以上权利，此外，甲方授予乙方本作品以下排他性财产权的专有许可使用权：

[illegible]出版权、出租权、展览权、[illegible]权、放映权、广播权、[illegible]权、翻译权、汇编权、改编权[illegible]；

2.[illegible]甲方保留本协议[illegible]授予乙方的权利。[illegible]证上述作品（含作品中甲方提供的图片、[illegible]

[illegible]作品[illegible]其他第三方的包括但不限于著作权、肖像权、姓名权、名誉权、隐私权、商

业秘密[illegible]的合法权利。不得在未经甲方书面许可的情形下[illegible]

3.[illegible]未经甲方书面许可或授权第三人以影响乙方经营的形式使用作品全部内容，甲方可授权[illegible]以

外的[illegible]不得给乙方产品的销售造成严重不利影响。

4.[illegible]甲方在本合同中[illegible]禁止，乙方可以将[illegible]本合同获得的权利许可给第三方使用，乙方在

给第三方[illegible]提供[illegible]相关证明材料的，甲方应配合提供。

第五条 出版发行

1.乙方收到[illegible]作品[illegible]要求的稿件后，应于 2026-08-30 前或 / 日内完成出版，甲

方收稿[illegible]修改[illegible]的，乙方出版[illegible]顺延，乙方不能按时出版的，应在出版期限届满前 30 日

通知甲方，双方另行约定出版时间。

2.甲方可以确定作品[illegible]形式，乙方根据出版市场情况完成[illegible]加工工作，如需变

更作品[illegible]，[illegible]甲方应在对作品内容进行[illegible]修改[illegible]，对[illegible]甲方同意。

3.乙方编辑加工完成后制作初样书，送甲方审核，甲方应在 7 日内完成审核并提出修

改意见；乙方对初校样[illegible]完毕后 即[illegible]制作付印样送甲方审校，甲方审核付印样的，应在 / 个

日内提出书面意见，甲方可在乙方提供的[illegible]上签字。也可以[illegible]其他[illegible]方式反馈[illegible]

[illegible]意见，甲方逾期不反馈意见的，视同同意，乙方可直接[illegible]下一加工[illegible]。

4.甲方反馈的修改意见存在知识性、理解性、语法性[illegible]或存在[illegible]违反法律、违反公序

良俗[illegible]的内容，乙方有权拒绝。

5.[illegible]甲方修改造成版面改动超过 5.00 张[illegible]的版面，甲方承担[illegible]费用，[illegible]

[illegible]的责任（费用甲方另行或乙方从其稿酬内扣除），作品交付印刷厂之日起，甲方不应再提

出修改意见。

6.甲方应妥善留存底稿，除有约定外，[illegible]作品[illegible]乙方即行[illegible]。

7.甲方应妥善留存底稿，除有约定外，作品出版后所发稿件[illegible]乙方即行[illegible]。

7.作品[illegible]后，乙方应向甲方赠样书 6 册，每[illegible]发[illegible]增加[illegible]；乙方[illegible]向甲

方[illegible]样书 2 册。

8.为保证本作品的销量，乙方可以[illegible]本作品[illegible]开展[illegible]对作品进行宣传，也可[illegible]

[illegible]的[illegible]参与各种[illegible]上心市，甲方应给予必要的配合。

9.作品出版 3 年内，乙方可以自行决定重印，在[illegible]乙方重印后[illegible]与甲方，如甲方

[illegible]对作品[illegible]进行[illegible]，应于收到[illegible]后 7 日内[illegible]乙方，否则乙方可[illegible]

[illegible]后的修订版方案[illegible]，双方协商[illegible]合同[illegible]。

第六条 作品配套资料（[illegible] 作家 ）

为丰富作品内容和[illegible]，双方同意在作品中以 二维码 方式[illegible]配套资料[illegible]

[illegible]文字、平面图[illegible]、PPT、音视频、动画等各种[illegible]的作品配套资料，[illegible]需要下列[illegible] 2 种

方式[illegible]：

甲方同意乙方在甲方作品的基础上进行[illegible]创作各种形式的[illegible]资料[illegible]在[illegible]作品中[illegible]与作品配套

[illegible]，[illegible]的[illegible][illegible]归乙方所有，乙方对[illegible]的[illegible][illegible]使用不[illegible]甲方[illegible]。

3

4. 甲方授权乙方（[illegible]乙方完成[illegible]）[illegible]作品[illegible]，[illegible]甲方[illegible]（包括但不限于[illegible]

[illegible]）[illegible]使用，乙方[illegible]应当[illegible]第三方[illegible]一切必要[illegible]手续（[illegible]

[illegible]、授权、许可、协商、[illegible]等）进行[illegible]并自负[illegible]费用。[illegible]成本（[illegible]

[illegible]费、[illegible]费、[illegible]律师费等支出）由乙方承担，[illegible][illegible][illegible]归乙方所有；

5.《[illegible]》 适用 ，甲方在[illegible]作品中[illegible]甲方[illegible]享有[illegible]的图片（[illegible]

[illegible]照片、[illegible]插画、[illegible]图片、[illegible]摄影等）的[illegible]乙方图片[illegible]，[illegible]乙方[illegible]应以下[illegible]

[illegible]作品的[illegible]图片[illegible]

乙方使用图片[illegible]协助甲方宣传、展示、销售上述图片，乙方许可第三方使用[illegible]图片[illegible]

[illegible]。

7.本合同有效期为[illegible]之日起[illegible]年。[illegible]期满[illegible]甲方[illegible][illegible]乙方[illegible]

[illegible]的同[illegible]一等、以[illegible]优惠。[illegible]期满后乙方[illegible][illegible]上述作品[illegible]，[illegible]

[illegible]甲方[illegible][illegible]的[illegible]

[illegible]

第三条 作品内容要求

甲方保证作品不[illegible]有下列[illegible]违反国家法律法规的内容：

（1）反对[illegible][illegible]的基本原则的；

（2）危害国家统一、主权和领土完整的；

（3）泄露国家秘密，危害国家安全或者损害国家荣誉和利益的；

（4）煽动民族仇恨、民族歧视，破坏民族团结，或侵害民族风俗，习惯的；

（5）宣扬邪教、[illegible]的；

（6）扰乱社会秩序，破坏社会稳定的；

（7）宣扬淫秽、赌博、暴力或者教唆犯罪的；

（8）侮辱或者诽谤他人，侵害他人合法权益的；

（9）危害社会公德或者民族优秀文化传统的；

（10）法律、[illegible]规定禁止的其他内容；[illegible]作品[illegible]违反公序良俗的行为的，或者含有危险、有碍

[illegible]健康等[illegible]人身、财产[illegible]的；

（11）[illegible]法律、行政[illegible]、国家规定禁止的其他[illegible]内容。

第四条 作品[illegible]

甲方应于 2026年8月1日 前将作品的[illegible]（ 光盘 ）的 各1份 [illegible]

/ 一起[illegible]乙方，甲方不能[illegible]交稿的，[illegible]应[illegible]顺延[illegible] 1 个月[illegible]，乙方[illegible]

[illegible]可[illegible]作[illegible]其他处理。

5.作品的内容、[illegible]、结构、[illegible]、[illegible]等[illegible]应符合国家法律[illegible]乙方的[illegible]要求，甲方交

付的[illegible]作品有[illegible]甲方的[illegible]，[illegible][illegible]甲方[illegible]

6.甲方[illegible]的[illegible]不[illegible]利[illegible]的事项，乙方[illegible]甲方[illegible]

7.甲方[illegible]

第五条 出版发行

1.甲方应[illegible]稿[illegible]，由乙方[illegible]行[illegible]审核[illegible]后，[illegible][illegible]后[illegible]作品中[illegible]出

作品配套[illegible]，甲方授予乙方[illegible]资料 非[illegible]使用权 ，甲方[illegible][illegible]资料[illegible]的[illegible]不[illegible][illegible]

授权内容；[illegible]期[illegible]本合同[illegible][illegible]不[illegible]，甲方[illegible][illegible]的[illegible][illegible]不[illegible][illegible]第三方[illegible]，[illegible]乙方[illegible][illegible]

[illegible]作品[illegible]的[illegible]许可[illegible]。配套[illegible]甲方[illegible]

（1）[illegible]乙方[illegible]。

（2）[illegible]甲方[illegible]保护的[illegible]，[illegible]，[illegible]乙方[illegible]，[illegible]

[illegible]，甲方[illegible]

第七条 [illegible]

1.乙方采用下列方式及[illegible]之 (2) 向 甲方 支付稿酬：

（1）基本稿酬[illegible]

首印：基本稿酬：[illegible] / [illegible]，即[illegible]稿酬：基本稿酬的[illegible]/千册，[illegible]

/ 日内支付。

重印：作品重印后 / 日内[illegible]基本稿酬的[illegible]/千册的[illegible]支付[illegible]

（2）一次性付酬：

作品出版后 / 日内支付 / 元 / 千字，[illegible]元/千字，[illegible]

（3）版权：版权[illegible]转让[illegible]方式[illegible]甲方[illegible]

[illegible]的[illegible]，[illegible]的[illegible][illegible]

[illegible]

[illegible]

3. 作品如系多人合作，稿酬由甲方代表 / 负责分配，乙方不加干预，著作权人之间因稿酬分配的纠纷与乙方无关。甲方应出具书面稿酬分配和领取方案，稿酬领取人身份信息及联系方式、授权书等必要信息。

4. 乙方按甲方要求向单位支付稿酬的，单位应当开具等额增值税发票，向自然人支付稿酬时，由乙方依法代扣代缴个人所得税。

第八条 出版帮助

甲方自愿为上述作品的出版按下列方式之 / 提供帮助：

（1）出版费 0.00 元（大写 / ），其中，不含税价 / 元，税率 / %，增值税 / 元，甲方于 / 前（如遇出版时间顺延，付款时间可相应顺延）汇入乙方指定账户，乙方开具等额增值税发票。

（2）以 / 元（大写：/ ），或图书定价的 / 折购买图书 / 册，其中，不含税价 / 元，税率 / %，增值税 / 元，甲方于 / 前汇入乙方指定账户，乙方于图书出版后 / 内以 / 形式将图书交付甲方。

（3）其他 /

第九条 保密

任何一方对在交易过程中知晓的有关对方的商业秘密（包括但不限于作者信息、选题信息、书稿内容、营销策略、价格政策、合作方信息等）有保密义务，应当采取合理措施予以保护，不得向第三方公开或擅自自行使用。违反保密义务给对方造成损失的，应当赔偿。该保密义务及至该商业秘密因非乙方原因成为公开信息，不因本合同终止而免除。

第十条 违约责任

1. 因甲方不能按时交稿，或甲方拒绝按乙方的要求修改，或在修改期限内无故不思回修改意见，或反复修改仍未达到出版要求等甲方自身原因造成作品不能出版的，乙方有权书面通知甲方解除合同，并有权要求甲方赔偿乙方的直接损失。

2. 作品符合出版要求后，因乙方出版方向、出版计划调整或工作安排等自身原因不能出版或不能按双方商定的时间出版的，双方均有权书面通知对方解除合同，乙方应按 5.00 元/千字（以实际编写字数为准；实际编写字数超过签约字数时，以签约字数为准）向甲方支付稿酬。

3. 如本合同约定了出版帮助，甲方未按承诺支付出版费用的，乙方有权暂停出版工作，并要求甲方按逾期费用的万分之三/日支付违约金，出版费用支付迟延超过60日的，乙方有权解除合同并要求甲方赔偿乙方为该作品已经发生的直接成本；甲方及甲方承诺的第三方未按第八条约定采购出版物的，乙方有权要求按甲方承诺采购图书的码洋（图书定价*销数）的10%承担违约责任。双方约定稿酬的，甲方有上述违约行为的，乙方有权在应付稿酬中直接抵扣，稿酬不足以抵扣的，甲方按照本条款约定补足。

4. 甲方违反本合同第二条第2、3款，第三条、第六条的保证，所产生的全部民事责任、行政责任和其他责任由甲方承担，乙方有权单方解除合同，给乙方造成损失的，甲方应当赔偿。

5. 如甲方违反本协议第二条第 2 款、第三条约定导致作品出现纠纷的，甲方应主动出面解决并承担所有责任和费用，并赔偿由此给乙方造成所有损失，包括但不限于和解款、赔偿金、诉讼费、律师费等一切费用。如甲方拒不与维权方协商解决或者在乙方通知甲方之日起15日内无法与维权方协商一致，乙方有权与维权方达成和解或自行应诉。乙方与维权方和解或应诉后，有权直对甲方的应付稿酬中直接扣除乙方遭受的损失额或采取其他措施向甲方追偿损失。甲方不得以和解等未经甲方同意作为抗辩。

第十一条 不可抗力

合同履行结束之前任何时候，如发生合同签订时双方无法预见、不可避免且不可克服的客观情况，包括自然灾害、政府重大政策变化和战争骚乱、重大社会事件等不可抗力情形，导致一方无法履行本合同项下义务，受不可抗力影响的一方应及时书面通知对方，提供相关证明，双方应积极采取有效的减损措施，因不可抗力导致无法履行合同，不承担违约责任。

第十二条 争议解决

所有因本合同引起的或与本合同有关的任何争议，向乙方所在地人民法院提起诉讼解决，争议解决期间，不影响本合同无争议部分的履行。

第十三条 其他

1. 本合同经双方签字盖章后生效，合同一式 4 份，甲方 1 份，乙方 3 份。

2. 对本合同作出的任何修改和补充均应签订补充协议，与本合同有关的甲方书面通知，确认通过本合同首部的双的联系人、联系地址或网络联系方式发送有效。

3. 双方联系方式、联系人变更，应提前书面通知对方，因未提前通知导致信息沟通不畅所产生的责任由未通知方承担。

4. 双方发生企业名称、企业形式、法定代表人等变更时，应及时书面通知对方，上述变更不影响本合同效力，本合同双方权利义务由变更后的企业承继。

5. 甲方、著作权人为自然人的，应向乙方提供身份证复印件及联系方式。

扫描全能王

13、经学校同意出版的教材《电源变换技术.第二版》校级资助项目立项文件

湖南理工职业技术学院

湘理职院〔2021〕7号

湖南理工职业技术学院
关于下达2020年教材出版项目资助经费的通知

各部门、各单位:

根据《学术著作与教材出版基金管理办法（试行）》和《关于申报2020年度院级学术著作和教材出版基金的通知》的要求，经个人申报、资格审查、专家评审和结果公示，确定张清小等3位教师申报的教材出版资助和刘阳京等3位教师申报的教材立项资助被立项为2020年教材著作出版基金项目。根据《学术著作与教材出版基金管理办法（试行）》（湘理职院〔2020〕43号）规定，所有教材项目出版时应在著作的扉页注明“湖南理工职业技

附件

2020年院级教材立项及资助经费一览表

序号	财务账号	项目编号	著作名称	项目主持人	参与编写人员	出版社	出版周期	类型	资助经费（万元）
1	2020ZG015	2020JC001	机械制造基础	王建春	赵爱平，肖玉洁，[illegible]	[illegible]出版社	[illegible]2020.12-2021.12	出版资助	2
2	2020ZG016	2020JC002	光伏电站智能化运维技术	张清小	葛 庆	中国[illegible]出版社	2020.12-2021.12	出版资助	2
3	2020ZG017	2020JC003	智能微电网应用技术（第二版）	张清小	葛 庆，张爱静，卢绍辉，康 标	中国[illegible]出版社	2020.12-2021.12	出版资助	2
4	2020ZG018	2020JC004	新能源电源变换技术（第二版）	葛 庆	张清小，刘绍伯，[illegible]钟 永	[illegible]出版社	2020.12-2021.12	立项资助	0.8
5	2020ZG019	2020JC005	机械零件手动加工	吴爱华	[illegible]，[illegible]，[illegible]刘 婷	中国铁道出版社	2020.12-2021.12	立项资助	0.6
6	2020ZG020	2020JC006	光伏产品设计与制作	刘阳京	葛 庆，汤秋芳，周 [illegible]前新财	中国铁道出版社	2020.12-2021.12	立项资助	0.6
共计（7万元）									7.9

CS 扫描全能王

十三、外语考试成绩单复印件

姓　名：刘倩艳

性　别：

身份证号：430523198709141125

语　种：英语·理工

等　级：A级

持有人参加二〇一二年度全国职称外语等级考试，考试成绩为捌拾叁分。

管理号：12814310203011927

编　号：00740854

签发单位（章）湘潭市人力资源考试院

签发日期：二〇一二年四月七日

十四、计算机考试证书复印件

本证书表明持证人已通过人力资源和社会保障部组织的全国专业技术人员计算机应用能力考试的相应科目，此证书作为评聘相应专业技术职务计算机应用能力要求的凭证。

姓　名：刘倩艳

性　别：女

身份证号：430523198709141125

序号	合格科目名称	通过时间
1	Word 2003	2012-04-18
2	空　白	
3	空　白	
4	空　白	
5	空　白	
6	空　白	
7	空　白	

证书编号：430301201204230023

档　案　号：430301000018269

印制序号：

发证单位：湘潭市人力资源考试院

发证日期：2012-04-23

湘潭职业技术学院 组织人事部

CS 扫描全能王

本证书表明持证人已通过人力资源和社会保障部组织的全国专业技术人员计算机应用能力考试的相应科目，此证书作为评聘相应专业技术职务计算机应用能力要求的凭证。

姓　　名：刘德艳

性　　别：女

身份证号：430523198709141125

序号	合格科目名称	通过时间
1	Windows XP	2012-05-10
2	PowerPoint 2003	2012-05-10
3	空　白	
4	空　白	
5	空　白	
6	空　白	
7	空　白	

证书编号：430301201206060097

档　案　号：430301000018269

印制序号：

发证单位湘潭市人力资源考试院

发证日期2012-06-06

湘潭工职业技术学院 组织人事部

原件与复印件一致

陈扬青

CS 扫描全能王

十五、继续教育学时认定单原件

湖南省专业技术人员继续教育学时认定单

(2026)00027972

根据《专业技术人员继续教育规定》（人社部令第25号）精神，刘偲艳同志，硕士研究生学历，申报电气工程专业副高级职称，自2021年至2025年（近5年）参加继续教育培训，培训学时达到《专业技术人员继续教育规定》学时。

湖南省人力资源和社会保障厅 专业技术人员继续教育 专用章

2026年1月5日

十六、其他材料 论文真实性查询材料

真实性查询材料汇总表

序号	名称	页码
1	参评人员论文、专著、科研课题等材料的真实性查询证明	290 293
2	不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制 查重报告	294
3	基于 FDC 氢燃料电池堆在线智能监测系统 查重报告	296
4	氢燃料汽车双向 DC-DC 变换器改进模型预测控制 查重报告	299
5	不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制 查重报告	303
6	基于分数阶 MARS 无传感器 PMSM 迭代学习控制 查重报告	306
7	氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略 查重报告	309
8	新型八开关三电平飞跨电容逆变器及其控制策略 查重报告	312
9	基于不固定直流母线电压分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法 查重报告	313
10	并网逆变器改进型模型预测直接功率控制 查重报告	315
11	PSIM 仿真在电源变换技术课程应用研究 查重报告	317
12	双碳目标下“电源变换技术”课程教学改革探讨 查重报告	319
13	“双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革 查重报告	322
14	考虑母线电压稳定的双向 DC-DC 变换器模型预测电流控制 查重报告	325

CS 扫描全能王

1、参评人员论文、专著、科研课题等材料的真实性查询证明

参评人员论文、专著、科研课题等材料的真实性查询证明

单位 湖南理工职业技术学院　　姓名 刘偲艳　　申报职务 副教授　　学科（专业） 电气工程

一、参评职称提交的论文

序号	论文名称	发表时间	发表期刊名称	“CN”和“ISSN”刊号	期刊主办单位名称	合作情况		署名单位	论文类型（本专业或教育教改）	查询方式
						独著	合等排名			
1	不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制	2023.03	电气工程学报	10-1289/TM 2095-9524	机械工业信息研究院	独著		湖南理工职业技术学院光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	中科协T2期刊 CSCD期刊	中国知网
2	基于FDC氢燃料电池堆在线智能监测系统	2024.06	储能科学与技术	10-1076/TK 2095-4239	化学工业出版社有限公司		合著第一	光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	中科协T2期刊 CSCD核心刊	中国知网
3	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制	2021.10	储能科学与技术	10-1076/TK 2095-4239	化学工业出版社有限公司		合著第一	光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	中科协T2期刊 CSCD核心刊	中国知网
4	不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制	2021.02	电力系统及其自动化学报	12-1251/TM 1003-8930	天津大学		合著第一	光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	中科协T2期刊 CSCD核心刊	中国知网
5	基于分数阶MARS无传感器PMSM迭代学习控制	2022.10	电气传动/国家级WJCI	12-1067/TP 1001-2095	天津电气科学研究院有限公司		独著	光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	中科协T3期刊	中国知网
6	氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略	2024.09	电气技术	11-5255/TM/1673-3800	中国电工技术学会		合著第一	光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	中科协T3期刊	中国知网
	双碳目标下“电源变换技术”课程教学改革探讨	2024.06	科技风	13-1322/N/1671-7341	河北省科技咨询服务中心		合著第一	湖南理工职业技术学院	国家级期刊	中国知网
8	基于不固定直流母线电压	2011.11	太阳能	11-1660/TK	中国可再生能源学		独著	光伏发电系统控制	国家级期刊	中国知

CS 扫描全能王

	分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法			1003-0417	会			与优化湖南省工程实验室		网
9	并网逆变器改进型模型预测直接功率控制	2020.01	电工技术	50-1072/TM 1002-1388	重庆西南信息有限公司		独著	光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室	国家级期刊	中国知网
10	Three-phase four-level inverter with capacitor voltage self-balancing and high DC-voltage conversion ratio	2023.	Journal of Power Electronics	1882-0743	The Korean Institute of Power Electronics		合著第六	湖南理工职业技术学院	SCI 四区	
11	Model predictive flexible power control for grid-connected inverter under unbalanced network	2020.10	IET Power Electronics	1755-4543	THE INSTITUTION OF ENGINEERING AND TECHNOLOGY		合著第四	湖南理工职业技术学院	SCI 四区	
12	PSIM 仿真在电源变换技术课程应用研究	2022.08	外文科技期刊数据库（文摘版）教育科学	50-9228/G 1671-5764	科技部西南信息中心		合著第一	湖南理工职业技术学院		维普网
13	对湖南职教品牌发展的探讨	2019.01	职业技术	23-1509/TU 1672-0601	黑龙江旅游职业技术学院		合著第三	湖南理工职业技术学院		中国知网
14	“双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革	2024. 01	科研成果与传播	11-9375/N120 96-6396 /	北京卓众出版有限公司		合著第一	湖南理工职业技术学院		维普网
15	“1+X”证书制度下高职院校光伏类专业“课证融合”的教学改革研究与实践	2023. 07	知识窗(教师版)	36-1072/G0/ 1006-2432	江西科学技术出版社有限责任公司		合著第三	湖南理工职业技术学院		中国知网
16	一种混合储能光伏发电控制方法及系统	2025. 12	发明专利		中国知识产品局		合著第三	湖南理工职业技术学院		中国知网

注：论文类型栏填写以下内容：“CSCD 核心”、“CSCD 扩展”、“CSSCI 核心”、“CSSCI 扩展”、“EI 检索”、“会议论文集 EI 检索”、“SCI 检索”、“SSCI 检索”、“AHCI 检索”、“ISTP 检索”、“人大复印”、“新华文摘（全文或摘录）”、“中国社会科学文摘（全文或摘录）。不属于所列类型的此栏不填，属于多个类型的可以重复填写。

CS 扫描全能王

二、参评职称提交的著作

序号	著作名称	本人排名	本人写作字数	出版社名称	书号	出版			著作类型	CIP 核字号
						印数	版次	印次		
1	光伏产品设计与制作	主编	53538	中国铁道出版社	978-7-113-33853-4		2		教材	

注：著作类型填写以下内容："专著"、"编著"、"译著"、"教材"。

三、参评职称提交的科研项目、研究成果

序号	项目或成果名称	项目性质	项目编号	批准立项部门	立项时间	本人排名		完成情况
						主持	参研排序	
1	基于 FDC 氢燃料电池堆状态在线智能监测研究	湖南省自然科学基金一般项目	2021JJ60052	湖南省科技厅	2021 年 7 月	主持		在研
2	"双碳"目标下电源变换技术课程改革及实践	湖南省教育教学改革一般项目	ZJGB2022604	湖南省教育厅	2023 年 4 月	主持		在研
3	氢燃料电池汽车系统中双向 DC-DC 变换电路研究	湖南省教育厅研究一般项目	19C0873	湖南省教育厅	2019 年 12 月	主持		结题
4	基于模型预测控制并网逆变器三相电网电压不平衡研究	平台专项课题重点项目	Lgy17gz002	湖南理工职业技术学院	2017 年 12 月	主持		结题
5	基于 PSIM 新能源电源变换技术教材仿真研究	院级教学教改课题一般项目	HVIT21yb001	湖南理工职业技术学院	2021 年 3 月	主持		结题
6	不平衡负载下孤岛微电网电压平衡控制策略研究	湖南省教育厅研究项目一般项目	21C1206	湖南省教育厅	2021 年 12 月		参研第一	在研
7	光储充一体化电站容量优化配置的研究	湖南省教育厅研究项目	22C0997	湖南省教育厅	2022 年 12 月		参研第四	在研
8	光储充一体化电站容量优化算法研究	湘潭市指导性科技计划项目重点项目	ZP-ZDJH2022043	湘潭市科技局	2022 年 12 月		参研第三	在研
9	光伏扶贫电站智能监控系统的应用研究	平台专项课题重点项目	Lgy17gz001	湖南理工职业技术学院	2017 年 12 月		参研第二	结题
10	基于自适应虚拟同步机的	平台专项课题重	2022HNVI	湖南理工职业技	2022 年年 8		参研第一	在研

CS 扫描全能王

	MMC 互联变换器控制策略研究	点项目	TZK001	术学院	月			
11	热斑效应对不同类型光伏组件I-V特性影响的研究	平台专项课题重点项目	2022HNVITZK005	湖南理工职业技术学院	2022年年8月		参研第二	在研
12	新型高速电力电子器件的优化控制算法研究	平台专项课题重点项目	2023HNVITZK003	湖南理工职业技术学院	2023年6月		参研第二	在研
13	BIPV组件及系统产品开发	横向项目	2020-HX-006	江西顶耀智能科技有限公司	2020年5月		参研第二	结题
14	郴州市安仁县“十四五”新能源规划服务项目	横向项目	HVIT21KJ09005	安仁县发展与改革局	2021年9月		参研第四	结题
15	赫山区屋顶分布式光伏式光伏开发试点方案	横向项目	HVITKJ12008	湖南省国际咨询中心有限公司	2021年12月		参研第四	结题

注：项目性质填写：“重点项目”、“青年项目”、“一般资助项目”、“一般项目”、“委托项目”、“面上项目”等能说明项目立项性质的名词。批准立项部门填写：批准立项的行政管理部门。完成情况填写：“在研”、“结题”。本人排名的认定：已结题的科研项目排名以结题（鉴定）证书为准，未结题的以项目合同书或立项技术文件为准。

本表参评人员本人填写，学校科研部门核实。

主管副校长签字：何女英

学校盖章：湖南理工职业技术学院 4303021007841S

CS 扫描全能王

文本复制检测报告单(全文标明引文)

NO:ADBD2019R_20191111110335201911191654513069237133 75　　检测时间:2019-11-19 16:54:51

检测文献:　不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制

作者:　刘偲艳

检测范围:
中国学术期刊网络出版总库
中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库
中国重要会议论文全文数据库
中国重要报纸全文数据库
中国专利全文数据库
互联网资源(包含贴吧等论坛资源)
英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)
港澳台学术文献库
优先出版文献库
互联网文档资源
图书资源
个人比对库

时间范围:　1900-01-01至20[illegible]

湖南工业职业技术学院 科研和校企合作中心

与原件核对无误 核对人：余银萍

检测结果

去除本人已发表文献复制比：[illegible]　跨语言检测结果：0%

去除引用文献复制比：1%　总文字复制比：1%

单篇最大文字复制比：1%（基于H_∞和重复控制的三相四线制PV-AF系统）

重复字数：	[59]	总段落数：	[1]
总字数：	[6140]	疑似段落数：	[1]
单篇最大重复字数：	[59]	前部重合字数：	[0]
疑似段落最大重合字数：	[59]	后部重合字数：	[59]
疑似段落最小重合字数：	[59]		

■文字复制部分 1%
■引用部分 0%
■无问题部分 99%

指　标：✓疑似剽窃观点　疑似剽窃文字表述　疑似自我剽窃　疑似整体剽窃　过度引用

表　格：0　　公　式：没有数据　　疑似文字的图片：0　　脚注与尾注：0

（注释：■ 无问题部分　■ 文字复制部分　■ 引用部分）

疑似剽窃观点　(1)

不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制

1、本文提出一种新型的基于模型预测控制电网不平衡抑制策略。

1 不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制　　总字数：6140

相似文献列表

去除本人已发表文献复制比：1%(59)　文字复制比：1%(59)　疑似剽窃观点：(0)

1	基于H_∞和重复控制的三相四线制PV-AF系统	1.0%（59）
	耿乙文;伍小杰;徐立华;柏洁峰;乔树通; -《中国电机工程学报》-2013-08-25	是否引证：否

原文内容

不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制

刘偲艳1；陈才学2
1、光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室，湖南省湘潭 411100
2、湘潭大学信息工程学院，湖南省湘潭 411100

摘要：当电网电压不平衡时，并网逆变器侧有功/无功功率波动、并网电流谐波显著增加。为解决该问题，提出一种新型的功率模型预测控制策略（MPDPC）。在该控制策略中，采用电网电流、电网电压及其四分之一周期延迟信号和电容电压息居逆功率模型；然后选择功率模型预测控制中最优的开关状态，有效地消除了逆变器输出有功功率二倍频脉动，电流谐波，实现给定有功功率和无功功率的精确跟踪。仿真和实验结果表明，该方法能消除电流谐波，实现三相电流基本平衡。

294

CS 扫描全能王

文章编号：1000-054X(2016)04-0000-00
中图分类号：TM464
文献标志码：A

Power Model Predictive Control of Grid-Connected Inverter Under Unbalanced Grids

LEI Siyang*, CHEN Cairui

(1. Photovoltaic system control and optimization of henan province engineering laboratory, Hanguan, Henan 471100, China;
2. Hanguan University School of Information Engineering, Hanguan, Henan 471100, China)

Abstract: When the unbalanced grid voltage appears, the active/ reactive power fluctuations and the grid-connected current harmonics with grid-connected inverter will increase significantly. To solve the problem, a new power model predictive control strategy (MPCPC) is proposed in the control strategy. The power model is constructed by using the grid current, the grid voltage and with its 90° delay. Then the optimal switching state in the power model predictive control is searched to eliminate the inverter output active power double frequency pulsation, current harmonics and trace the given active power and reactive power. Simulation and experimental results show that the method can eliminate current harmonics and achieve static control of three-phase current.

Keywords: Power model predictive control; unbalanced grid voltage; active power ripple inhibition; optimal switching state

0引言

无状态网络变换器作为交流电网与直流电流，半导体为能源直流设备之间电能交换的接口，在能量转换过程中起着至关重要的作用。当电网发生三相不平衡故障时，逆变器输出电流及有功功率都会产生明显的波动。因此，不平衡电网电压下并网逆变器的稳定性研究，在实际应用中具有重要意义[1-3]。

电网稳定运行时，并网逆变器的控制方法能够很好的控制效果，在电源或者电网运行时，当电网中有大功率不平衡负载时，电网电压产生不平衡状态[4-5]。此时，在这种网络逆变器的输出端会出现明显的脉动，并网电流将发生严重畸变，甚至损坏设备或造成电网故障[6-7]。目前，国内外专家针对电网电压不平衡并网逆变器控制有大量研究，常规研究在多种方法被提出或使用。电网电压包含正序分量[8]，且在控制方法都是通过对基准电流进行调整以实现输出逆变器的快速跟踪，具有较好稳态，暂时性能等优点，但会造成直流侧电压波动[9-10]。

模型预测控制是一种基于模型，多变量控制的优化控制算法，具有直观简单，易于理解等优点，现已经在多种实际系统中得到广泛应用[11-12]。文献[13]提出了静止两相坐标系下的PCC（MPCPC），基于输入有功和无功功率误差的瞬时值建立的预测模型，采用定频加电压矢量的占空比，控制了有功无功功率的瞬时值跟踪，但其无法选择最优[14]；文献[15-16]将电网电压矢量分解为正序和负序分量，电流参考值计算补偿负序，使其在静止坐标系下实现了无静差跟踪，但其缺点，电压波动，电流谐波畸变率较高等缺点，文献[17]提出了基于功率序列分量的广义功率控制策略，把瞬电压下不稳时并网电流控制在给定范围，实现了不平衡电网下能量的平衡控制，但其电压下不稳时并网电流谐波含量较高，控制效果差。

本文提出一种新型的基于滑模变结构控制的两下平衡控制策略。该策略利用电网电压，电网电流及直流母线上一周期脉宽调制信号的瞬时值，预测逆变器MPCPC中最优的开关状态，同时消除逆变器输出有功功率的二倍频脉动及电流谐波。提出新型有效的无功功率，与传统预测控制方法对比，该方法减小了PWM调制，电网对称电网电压条件下并网逆变器实时控制效果提高很的控制效果。

1不平衡电网下并网逆变器数学模型

1.1 逆变器数学模型

如图1所示为采用三电平逆变器的拓扑结构。

图1 三电平逆变器电路拓扑

Fig.1 Circuit of Three-level inverter structure

$C1$、$C2$——直流侧电容，$Sa1$~$Sa4$、$Sb1$~$Sb4$、$Sc1$~$Sc4$——ABC三相功率变换开关，L——逆变电感，N——逆变器中性点。通过对逆变开关状态的控制可以得到逆变器电压值。

根据Kirchhoff电压定律，可以得到两电路在临界状态下的开关状态数据等模型。

$$\begin{cases} u_{an}=u_{a0}+u_{n0} \\ u_{bn}=u_{b0}+u_{n0} \\ u_{cn}=u_{c0}+u_{n0} \end{cases} \tag{1}$$

式中，u_{an}——并网电压，逆变器输出电压，L——逆变电感，R——线路等效电阻。定义逆变器输出u_{dc} i_{ac}，则交换[1]可得$k=1$的输出为

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{2}$$

式中S_{abc}为两逆变器第i个开关状态，开关状态表示为，S_{abc}为两逆变器开关状态[2]。

1.2 不平衡电网下三电平逆变器

当不平衡电网下，电压，电流均含有正负序分量[3]。

$$\begin{cases} u_{an}=u_{a0}+u_{n0} \\ u_{bn}=u_{b0}+u_{n0} \\ u_{cn}=u_{c0}+u_{n0} \end{cases} \tag{3}$$

式中u_{an}、u_{bn}、u_{cn}——为两逆变器在静止坐标系下的电压矢量；u_{a0}、u_{b0}、u_{c0}——为两逆变器直流侧中点电压到逆变器的参考电压矢量，u_{n0}——两逆变器中点电压。

逆变器有效状态为五电平逆变器正负序分量，在任意时刻有两逆变器的开关状态[4]。

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{4}$$

1.3 两逆变器不同开关状态

在不平衡电网下，根据两相功率模型，电网的复功率S由负序分量和正序[11]

$$\begin{cases} P=P_0+P_{2c}\cos 2\omega t+P_{2s}\sin 2\omega t \\ Q=Q_0+Q_{2c}\cos 2\omega t+Q_{2s}\sin 2\omega t \end{cases} \tag{5}$$

式中，P_0、Q_0——两逆变器有功、无功直流分量；P_{2c}、P_{2s}——两逆变器有功负序余弦、正弦分量；Q_{2c}、Q_{2s}——两逆变器无功负序余弦、正弦分量。

2 电网电压矢量

2.1 基础开关状态

为逆变器开关状态矢量，表示逆变器开关状态矢量，电压矢量[5]。

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{6}$$

2.2 电网电压矢量

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{7}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{8}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{9}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{11}$$

2.3 电网电压矢量

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{12}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{13}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{14}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{15}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{16}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{17}$$

2.4 电网电压矢量

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{18}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{19}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{20}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{21}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{22}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{23}$$

$$\begin{cases} u_{a0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_a \\ u_{b0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_b \\ u_{c0}=\dfrac{u_{dc}}{2}S_c \end{cases} \tag{24}$$

3仿真与分析

为了验证本文所提出的基于滑模变结构控制的两下平衡控制策略的有效性，在MATLAB/Simulink仿真软件环境下搭建了仿真模型，仿真参数如表1所示。

表1 两逆变器平台参数

Table 1 Platform parameters of grid-connected inverter

参数名称	数值
逆变电感 L/mH	
直流母线 C/μF	1000
直流电压 U_{dc}/V	450
电网频率 f/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	10
死区时间 T_d/μs	3

仿真参数设置如下：设定逆变器直流侧电压为450 V，死区时间为3 μs，两台逆变器直流侧电压为450 V。ABC三相电压峰值参数为220 V，0.1 s时刻A相电压跌落20%，0.2 s时刻A相电压上升20%。图5所示为两电压、电流波形。由图5可知，当电网电压不平衡时，采用参数MPCPC策略可以基本实现两台逆变器的稳定运行，逆变器输出电压波形平衡。

（a）电网电压波形图

（b）两台逆变器波形

（c）两台逆变器电压

（d）直流侧电容电压

图5 不平衡电网下新型MPCPC仿真结果

Fig.5 Simulation results of the proposed MPCPC in unbalanced Power Grid

3.5 kW实验平台参数设置为：逆变器额定电压400 V，额定容量3 kW，0.5 Ω。参数如表2所示。

在空间矢量脉宽调制策略下，逆变器输出电压上升，逆变器为"断开"，ABC三相电网电压分别为187.3 V、128.3 V、188.6 V，逆变器输出电压。

图6 不平衡电网下电网电压波形

Fig.6 Diagram of Voltage in Unbalanced Power Grid

针对电网电压不平衡时，电网电流出现的明显不平衡问题，如果逆变器输出电压（d）、（e）所示。

（a）新型MPCPC电网电流波形 （b）新型MPCPC负序波形

（c）新型MPCPC电压波形 （d）传统MPCPC负序波形

（e）传统MPCPC电压波形

图7 传统MPCPC两台逆变器

Fig.7 Experiment waveforms of traditional MPCPC

从图7可以看出，传统MPCPC两台逆变器输出电流谐波含量较高，电流畸变率为12%，远大于新型MPCPC控制方法的3.5%。

（a）新型MPCPC电网电流波形 （b）新型MPCPC负序波形

（c）新型MPCPC电压波形

图8 新型MPCPC两台逆变器

Fig.8 Experiment waveforms of new MPCPC

4 结论

针对电网电压不平衡，并网逆变器控制策略复杂，负载电流畸变，控制策略，该新型基于滑模变结构控制的两下平衡控制策略，与传统预测控制方法对比，该方法减小了PWM调制，电网对称电网电压条件下并网逆变器实时控制效果提高很的控制效果。

3、基于《FDC氢燃料电池堆在线智能监测系统》查重报告

科研·人事论文诚信档案管理系统

文本复制检测报告单(去除本人文献)

№:ADBD2026R_2021112616362720260826150713319228866388　　检测时间：2026-08-26 15:07:13

篇名：基于FDC氢燃料电池堆在线智能监测系统

作者：刘偲艳

检测机构：湖南理工职业技术学院

提交论文IP：218.***.***.***

文件名：基于FDC氢燃料电池堆在线智能监测系统

检测系统：科研人事论文诚信档案管理系统

检测类型：科研人事论文

检测范围：中国学术期刊网络出版总库
中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库
中国重要会议论文全文数据库
中国重要报纸全文数据库
中国专利全文数据库
互联网资源(包含贴吧等论坛资源)
英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)
港澳台学术文献库
优先出版文献库
互联网文档资源
图书资源
机构自建比对库

时间范围：1900-01-01至2026-08-26

去除本人已发表文献复制比：0%

重复字数：[0]　总字数：[11020]　疑似段落最大重合字数：[0]

总段落数：[1]　前部重合字数：[0]　疑似段落最小重合字数：[0]

疑似段落数：[0]　后部重合字数：[0]

跨语言检测结果：0%

指　标：疑似剽切观点　疑似整体剽切　疑似剽切文字表述

过度引用

相似表格：0　相似公式：没有数据

(注释：无问题部分　文字复制比部分)

总字数：11020

1. 基于FDC氢燃料电池堆在线智能监测系统

文字复制比：0%　(0)　(0)

与原件核对无误
核对人：余银萍

科研和校企合作中心

296

CS 扫描全能王

摘要

基于FDC多参数特性的燃料电池智能监测系统

[redacted]

[redacted]

摘要： 在氢燃料电池汽车中，Fuel Cell DC/DC变换器（FDC）往往面临负载突变（快速）和动态复杂工况的挑战，[redacted]。本论文提出一种基于FDC多参数特性的燃料电池智能监测系统，[redacted]。

关键词： 氢燃料电池；DC-DC变换器；[redacted]；[redacted]；[redacted]

中图分类号： TM911.3 **文献标志码：** A

Hydrogen fuel cell stack On-line intelligent monitoring system based on FDC

LIU Siyan, ZHUANG Qunming, GE Qing

Research on electric system control and optimization of Hunan Province engineering laboratory, Guangzhou, Hunan 411101

Abstract: In hydrogen fuel cell vehicles, the Fuel Cell DC-DC converter (FDC) is a key interface between the hydrogen fuel cell stack (hydrogen object) and the inverter, and the stability of its output DC bus voltage is of key importance to ensure the normal operation of power such as the motor. So, a new type of analog-digital predictive control is proposed in this article. Firstly, the topology of FDC is improved and a predictive model based on pulsing mode is established. Then, a sliding mode surface value function is designed to improve the tracking accuracy of FDC. On this basis, in order to achieve online intelligent monitoring of the hydrogen reactor, the variable step linear interpolation lookup table method is used to accurately estimate the dynamics of the hydrogen reactor value. Finally, the FDC is digitally controlled in gateware-based networkable hardware with simulink together with the study frequency impedance value of the hydrogen reactor is estimated 3 times on the input voltage and current sampling of the FDC. Then, the variable step linear interpolation lookup table method is used to compute the estimated impedance value with the design standard value, evaluate the current state of the hydrogen reactor, and achieve online intelligent monitoring of the hydrogen reactor. Finally, simulation and experimental verification will be conducted. The results show: 1) When the overshoot and reference current is set to 100A, The system's current overshoot and recovery time under the load Pt sample are 20A and 15mA, respectively. In contrast, the given current overshoot and recovery time under sliding mode prediction control are 1.5A and 2.2ms, respectively; 2) The tracking accuracy of FDC for self-generated harmonics can be controlled within 2%; 3) The variable step linear interpolation lookup algorithm can achieve accurate estimation of fuel cell impedance. Verify the effectiveness of the algorithm.

Keywords: Hydrogen fuel electric reactor; DC-DC converter; Equivalent impedance; Sliding Mode Predictive Control; Variable step linear table lookup method

随着氢能在能源结构中的[redacted]，[redacted]。[redacted]，[redacted]。[redacted]，[redacted]。

4、论文《氢燃料汽车双向 DC-DC 变换器改进模型预测控制》查重报告

文本复制检测报告单(全文标明引文)

No:ADBD2021R_20150217095629202112010955212528074576 73 检测时间：2021-12-01 09:55:21

检测单位：-

检测文献：氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制

作者：刘伟超

检测范围：

中国学术期刊网络出版总库

中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库

中国重要会议论文全文数据库

中国重要报纸全文数据库

中国专利全文数据库

互联网资源(包含贴吧等论坛资源)

英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)

港澳台学术文献库

优先出版文献库

互联网文档资源

图书资源

CNKI大成编客-原创作品库

个人对比库

时间范围：1900-01-01至2021-12-01

检测结果

总文字复制比：: 3.8% 跨语言检测结果： 0%

引 去除引用文献复制比：3.8% 本 去除本人已发表文献复制比：3.8%

本 单篇最大文字复制比： 0.6% (基于Y/>▿平衡变压器的新型电铁电能质量综合补偿系统 Novel Integrated Compensation System for Electrified Railway Power Quality Based on Y/>▿Balanced Transformer)

重复字数： [405]	总字数： [10736]	单篇最大重复字数： [67]	
总段落数： [10]	前部重合字数：[284]	疑似段落最大重合字数：[156]	
疑似段落数：[6]	后部重合字数：[121]	疑似段落最小重合字数：[32]	

指 标：● 疑似剽切观点 ● 疑似剽切文字表述 ● 疑似自我剽窃 ● 一稿多投 ● 过度引用 ● 疑似整体剽窃 ● 重复发表

61.4%	(62)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第1部分（总101字）
6.4%	(57)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第2部分（总887字）
0%	(0)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第3部分（总1610字）
0%	(0)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第4部分（总808字）
5.9%	(36)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第5部分（总228字）
7.6%	(62)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第6部分（总610字）
7.7%	(156)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第7部分（总812字）
19.6%	(32)	氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第8部分（总2026字）
		氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制_第9部分（总163字）

扫描全能王

5、论文《不平衡电网下并网逆变器多目标模型预测功率控制》查重报告

长沙理工职业技术学院 科研和校企合作中心

文本复制检测报告单(全文标明引文)

NO:ADBC20218_20210111110[illegible]5202101081151143090841621O8　　检测时间:2021-01-08 11:51:14

检测文献:　不平衡电网下并网逆变器模型预测柔性功率控制

作　　者:　刘德艳

检测范围:　中国学术期刊网络出版总库

中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库

中国重要会议论文全文数据库

中国重要报纸全文数据库

中国专利全文数据库

互联网资源(包含贴吧等论坛资源)

英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)

港澳台学术文献库

优先出版文献库

互联网文档资源

图书资源

个人比对库

时间范围:1900-01-01至2021-01-08

检测结果

[illegible]人:余银萍

去除本人文献复制比:　0.6%　　跨语言检测结果:/

去除引用文献复制比:　0.1%　　总文字复制比:　13.8%

单篇最大文字复制比:　13.5%(不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制)

重复字数:	[1067]	总段落数:	[1]
总字数:	[7751]	疑似段落数:	[1]
单篇最大重复字数:	[1043]	前部重合字数:	[207]
疑似段落最大重合字数:	[1067]	后部重合字数:	[860]
疑似段落最小重合字数:	[1067]		

■文字复制部分 0.1%
■引用部分 13.7%
■无问题部分 86.2%

指　标:　疑似剽窃观点　疑似剽窃文字表述　疑似自我剽窃　疑似整体剽窃　过度引用

表　格:0　　公　式:没有数据　　疑似文字的图片:0　　脚注与尾注:0

(注释:■ 无问题部分　■ 文字复制部分　■ 引用部分)

1、不平衡电网下并网逆变器模型预测柔性功率控制

总字数:7751

相似文献列表

去除本人文献复制比:0.6%(45)　　文字复制比:13.8%(1067)　　疑似剽窃观点:(0)

1	不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制 刘德艳;陈才学; - 《电力系统及其自动化学报》 - 2020-04-01 11:20	13.5%(1043) 是否引证:是
2	电网电压不平衡情况下双馈风力发电变流器控制 雷为民;苗友忠;罗琦;陈燕生;艾欣; - 《沈阳工业大学学报》 - 2017-10-25 2	0.6%(45) 是否引证:否

原文内容

不平衡电网下并网逆变器模型预测柔性功率控制

刘德艳1，胡华东2

1、光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室，湖南省湘潭 411101；

2、湘潭大学自动化与电子信息学院，湖南省湘潭 411105

摘要：电网电压不平衡状态时，传统模型预测功率控制（MPPC）因电网电流畸变过大，严重影响其应用。为解决这一问题，该文在传统MPPC基础上，提出一种模型预测柔性功率控制（MPFPC）降低电流总谐波失真，消除有功/无功功率振荡及平衡网侧电流。该策略利用MPPC调节有功/无功功率基准，通过改变基准系数矩阵，实现三个柔性控制目标；同时，成本函数增加直流侧中点电压加权函数，有效降低直流电压脉动。仿真和实验结果表明，MPFPC可降低电网电流谐波，实现三个柔性控制期望。

关键字：不平衡电网电压；　并网逆变器；　模型预测功率控制；　电网电流畸变；　有功/无功功率振荡

CS 扫描全能王

6、论文《基于分数阶 MARS 无传感器 PMSM 迭代学习控制》查重报告

文本复制检测报告单(全文标明引文)

人职业技术学院 论文检测专用章

与原件核对无误
核对人：余银萍

№:ADBD2021R_202012071457372021012214113000909133511660 检测时间：2021-01-22 14:11:30

检测文献：基于分数阶模型参考自适应PMSM新型PD迭代学习控制

作者：刘倍艳

检测范围：
中国学术期刊网络出版总库
中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库
中国重要会议论文全文数据库
中国重要报纸全文数据库
中国专利全文数据库
互联网资源(包含贴吧等论坛资源)
港澳台学术文献库
优先出版文献库
图书资源
个人比对库

时间范围：1900-01-01至2021-01-22

总文字复制比： 3.3%　去除引用文献复制比：3.3%　去除本人已发表文献复制比：1.3%
单篇最大文字复制比：1.9%

重复字数：	[191]	总字数：	[5703]
总段落数：	[1]	前部重合字数：	[0]
疑似段落数：	[1]	后部重合字数：	[191]
单篇最大重复字数：	[107]		
疑似段落最大重合字数：	[191]		
疑似段落最小重合字数：	[191]		

跨语言检测结果：0%

指　标：疑似剽窃观点　疑似自我剽窃　一稿多投　过度引用　疑似整体剽窃　重复发表　疑似剽窃文字表述

表格：0　脚注与尾注：0

（注释：无问题部分　文字复制比部分　引用部分）

1. 基于分数阶模型参考自适应PMSM新型PD迭代学习控制　总字数：5703

文字复制比：3.3%　(191)　(0)　1.9%

1 永磁同步电机二阶迭代学习控制　是否引证：否
陈才学;刘倍艳;兰永红; -《电气传动》- 2016-05-20 1　1.3%

2 基于自适应算法的IPMSM无速度传感器研究　是否引证：否
涂伟;江卫华;胡为兵;崔琳铝; -《自动化与仪表》- 2020-03-25

原文内容

基于分数阶模型参考自适应PMSM新型PD迭代学习控制

刘倍艳
(光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室，湖南湘潭 411104)

CS 扫描全能王

7、论文<氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略>查重报告

科研·人事论文诚信档案管理系统

文本复制检测报告单(全文标明引文)

№:ADBD2024R_20230520161508202403281141143149322369S1　　检测时间：2024-03-28 11:41:14

篇名：氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略

作者：刘佩希

检测机构：[illegible]职业技术学院图书馆

提交论文ID：111.***.***.***

文件名：氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略

检测系统：科研人事论文诚信档案管理系统

检测类型：科研人事论文

检测范围：中国学术期刊网络出版总库
中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库
中国重要会议论文全文数据库
中国重要报纸全文数据库
中国专利全文数据库
互联网资源(包含[illegible])
英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)
港澳台学术文献库
优先出版文献库
互联网文档资源
图书资源
CNKI大成编客-原创作品库
机构自建比对库

时间范围：1900-01-01至2024-03-28

总文字复制比：	6.9%	去除引用文献复制比：4.5%	去除本人已发表文献复制比：3.6%
		单篇最大文字复制比：2.6%	
重复字数：	[356]	总字数：	[5179]
总段落数：	[1]	前部重合字数：	[26]
疑似段落数：	[1]	后部重合字数：	[330]
		单篇最大重复字数：	[137]
		疑似段落最大重合字数：	[356]
		疑似段落最小重合字数：	[356]

跨语言检测结果：-

指　标：☐ 疑似剽窃观点
☐ 过度引用　☐ 疑似整体剽窃　☐ 疑似剽窃文字表述

相似表格：0　　相似公式：没有数据

(注释：▮ 无问题部分　▮ 文字复制比部分　▮ 引用部分)

1. 氢燃料汽车混合动力系统能量管理优化策略

总字数：5179

CS 扫描全能王

8、论文《新型八开关三电平飞跨电容逆变器及其控制策略》查重报告

知网查重服务报告单(简洁)

报告编号:BC2026041515375[illegible]6805　　检测时间:2026-04-15 15:37:54

篇名：新型八开关三电平飞跨电容逆变器及其控制策略研究

作者：刘德艳；[illegible]

检测类型：学术出版

比对截止日期：2026-04-15

检测结果

去除本人文献复制比：3.1%　　去除引用文献复制比：2.1%　　总文字复制比：3.1%

单篇最大文字复制比：0.9%（双三电平逆变器驱动系统中关键问题研究）

重复字符数：[364]　　单篇最大重复字符数：[108]　　总字符数：[11588]

1. 新型八开关三电平飞跨电容逆变器及其控制策略研究

总字符数：11588

相似文献列表

去除本人文献复制比：3.1%(364)　　去除引用文献复制比：2.1%(242)　　文字复制比：3.1%(364)

1	双三电平逆变器驱动系统中关键问题研究 苏良成;陈勇;朱德亮;曾伟华;包文俊; - 《电气传动》 - 2020-12-20	0.9%（108） 是否引证：否
2	智能轨道列车动态无线供电系统无源控制研究 刘华东;赵方平;张文韬;谭平安;麦瑞坤; - 《工程科学与技术》 - 2023-08-17 15:28	0.8%（90） 是否引证：否
3	基于开关电容的三重两电平逆变器拓扑结构及调制策略研究 张梦雨(导师：胡华华) - 《湘潭大学硕士论文》 - 2024-06-01	0.6%（68） 是否引证：否
4	一种低漏电流HERIC非隔离单相光伏并网逆变器 陈才学;刘宗元;张路成; - 《电源学报》 - 2023-02-16 12:56	0.7%（79） 是否引证：否
5	光伏发电三相三电平并网逆变器新型调制算法 谢恒锦;黄文东;汪远;李红星;杨思强;吴飞; - 《山东化工》 - 2020-10-23	0.7%（78） 是否引证：否

说明：1.总文字复制比：被检测文献总重复字符数在总字符数中所占的比例

2.去除引用文献复制比：去除系统识别为引用的文献后，计算出来的重合字符数在总字符数中所占的比例

3.去除本人文献复制比：去除系统识别为作者本人其他文献后，计算出来的重合字符数在总字符数中所占的比例

4.单篇最大文字复制比：被检测文献与所有相似文献比对后，重合字符数占总字符数比例最大的那一篇文献的文字复制比

5.复制比按照“四舍五入”规则，保留1位小数；若您的文献经查重检测，复制比结果为0，表示未发现重复内容，或可能存在的个别重复内容较少不足以作为判断依据

6.红色文字表示文字复制部分；绿色文字表示引用部分(包括系统自动识别为引用的部分)；棕黄色文字表示系统依据作者姓名识别的本人其他文献部分

7.系统依据您选择的检测类型(或检测方式)、比对截止日期(或发表日期)等生成本报告

CS 扫描全能王

9、论文《基于不固定直流母线电压分段控制的新型 DC/DC 电流前馈控制方法》查重报告

文本复制检测报告单(全文标明引文)

No:AIGC2020[illegible]20191111103352[illegible]45527308814740776　　检测时间:2020-11-30 11:55:27

检测文献:[illegible]

作者:[illegible]

检测范围:[illegible]

中国学术期刊网络出版总库

中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库

中国重要报纸全文数据库

中国专利全文数据库

互联网资源(包含贴吧等论坛资源)

英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)

港澳台学术文献库

保定出版文献库

先进科文信息源

自建资源

个人比对库

时间范围:1900-01-01至2020-[illegible]

检测人:余银萍

检测结果

去除本人文献复制比:[illegible]1%

去除引用文献复制比:1%

单篇最大文字复制比:0.4%(光伏发电系统并网控制策略研究)

跨语言检测结果:-

总文字复制比:1%

重复字数:	[65]	总段落数:	[1]
总字数:	[6819]	疑似段落数:	[1]
单篇最大重复字数:	[30]	前部重合字数:	[0]
疑似段落最大重合字数:	[65]	后部重合字数:	[65]
疑似段落最小重合字数:	[65]		

■文字复制部分 1%
■引用部分 0%
■无问题部分 99%

指　标:　疑似剽窃观点　疑似剽窃文字表述　疑似自我剽窃　疑似整体剽窃　过度引用

表　格:0　　公　式:没有数据　　疑似文字的图片:0　　脚注与尾注:0

(注释:■ 无问题部分　■ 文字复制部分　■ 引用部分)

1. 基于不固定母线电压DC

相似文献列表　　总字数:6819

去除本人文献复制比:1%(65)　　文字复制比:1%(65)　　疑似剽窃观点:(0)

1	光伏发电系统并网控制策略研究 李建华(导师:党存禄) - 《兰州理工大学硕士论文》- 2018-06-01	0.4%(30) 是否引证:否
2	混合移相控制全桥变换器的研究 王子健(导师:张东来) - 《哈尔滨工业大学硕士论文》- 2016-07-01	0.1%(29) 是否引证:否

原文内容

基于不固定母线电压DC-DC新型电流前馈控制

刘恩德

(光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室 湖南湘潭 411104)

摘要:针对前级DC-DC变换电路高开关频率和高损耗的问题,文章提出一种更高效率不固定母线电压分段控制策略,该策略通过判断直流侧电压与交流输出侧电压的关系,控制DC-DC变换电路处于不同工作模式,从而减少周期内工作在高损状态的开关管个数和时间。为降低系统电流谐波,文章改进后级逆变电路拓扑结构,并提出在升压电感支路串联虚拟电容和直流母线电容支路并联虚拟电阻的新型电流前馈控制方法,利用传递函数等效变换原理结合系统幅频特性得出最优虚拟阻值,能很好的抑制直流侧谐波,优化并网电流的THD(电流总谐波含量)。最后,仿真和实验结果表明,所提控制策略能提高系统转换效率,抑制直流母线二次谐波电流。

CS 扫描全能王

10、论文《并网逆变器改进型模型预测直接功率控制》查重报告

文本复制检测报告单(全文标明引文)

No:ADBD2019R_20191018160840201910181035054154979662B8　　检测时间：2019-10-18 10:35:05

检测单位：

检测文献：2_刘偲艳_并网逆变器改进型模型预测功率控制

作者：刘偲艳

检测范围：

中国学术期刊网络出版总库

中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库

中国重要会议论文全文数据库

中国重要报纸全文数据库

中国专利全文数据库

图书资源

优先出版文献库

互联网资源(包含贴吧等论坛资源)

英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的外文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis期刊数据库等)

港澳台学术文献库

互联网文档资源

CNKI大成编客-原创作品库

个人比对库

时间范围：1900-01-01至2019-10-18

⚠可能已提前检测，检测时间：2019/10/17 14:23:02，检测结果：0%

检测结果

去除本人已发表文献复制比：0%　　跨语言检测结果：0%

去除引用文献复制比：0%　　总文字复制比：0%

单篇最大文字复制比：0%( )

重复字数：	[0]	总段落数：	[1]
总字数：	[4367]	疑似段落数：	[0]
单篇最大重复字数：	[0]	前部重合字数：	[0]
疑似段落最大重合字数：	[0]	后部重合字数：	[0]
疑似段落最小重合字数：	[0]		

指　标：疑似剽窃观点　疑似自我剽窃　疑似剽窃文字表述

一稿多投　过度引用　疑似整体剽窃　重复发表

表格：0　脚注与尾注：0

（注释：无问题部分　文字复制比部分　引用部分）

1. 2_刘偲艳_并网逆变器改进型模型预测功率控制

总字数：4367

11、论文《PSIM 仿真在电源变换技术课程应用研究》查重报告

AMLC

CNKI 中国知网 www.cnki.net

文本复制检测报告单(去除本人文献)

检测时间:2022-09-23 09:19:39

No:ADBD2022R_20191_1111033520220923091939312027390657

检测文献: PSIM仿真在电源变换技术课程教学中应用

作者: 刘思雅

检测范围:

中国学术期刊网络出版总库

中国学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库

中国重要会议论文全文数据库

中国重要报纸全文数据库

中国专利全文数据库

互联网资源(包含贴吧等论坛资源)

英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)

港澳台学术文献库

优先出版文献库

互联网文档资源

图书资源

个人比对库

时间范围: 1900-01-01至2022-09-23

湖南职业技术学院 检测专用章 与原件核对无误 核对人:余银萍

检测结果

去除本人文献复制比: 0.8%

重复字数:	[29]	总段落数:	[1]
总字数:	[3525]	疑似段落数:	[1]
疑似段落最大重合字数:	[29]	前部重合字数:	[0]
疑似段落最小重合字数:	[29]	后部重合字数:	[29]

■文字复制部分 0.8%
■无问题部分 99.2%

指 标: 疑似剽窃观点 疑似剽窃文字表述 疑似整体剽窃 过度引用

表 格: 0 公 式: 没有数据 疑似文字的图片: 0 脚注与尾注: 0

(注释: ■ 无问题部分 ■ 文字复制部分)

1. PSIM仿真在电源变换技术课程教学中应用

总字数: 3525

相似文献列表

去除本人文献复制比: 0.8%(29) 文字复制比: 0.8%(29) 疑似剽窃观点: (0)

1	线上线下混合式教学在机能实验教学中的应用	0.8% (29)
	马加庆;叶青妍;张颖;李雪冬;刘晓萌;张月亮; - 《科技风》 - 2022-01-10	是否引证: 否

原文内容

PSIM仿真在“电源变换技术”课程教学中应用

刘思雅段仪锋永

湖南职业技术学院,湖南省湘潭 411104;

摘要:电源变换技术是新能源类专业必修课,是一门综合性课程,传统教学模式下学生对波形没概念,给教学和实验带来很多困难,针对该问题提出一种基于PSIM仿真的电源变换技术课程改革方法,课前通过在学习通发布搭建仿真模型的任务,学生通过自己搭建模型,调试波形,大大提高了学习积极性;课中针对学生在搭建模型时遇到的问题进行解答,然后引出课程知识点,这样既可以弥补实验设施不足的缺陷同时可以激发学生的学习兴趣,课堂教学实践表明该方法能有效提高教学及实验效率。

关键字:PSIM软件仿真电源变换技术

中图分类号: 文献标志码: 文章编号:

Application of PSIM in the Teaching of "Power Conversion Technology" Course

LIU Siyan GE Qing ZHONG Yong

Hunan Vocational Institute of Technology, xiangtan ,hunan, 411104

Abstract: Power conversion technology is a compulsory course for new energy majors. It is a comprehensive

CS 扫描全能王

12、论文《双碳目标下“电源变换技术”课程教学改革探讨》查重报告

科研·人事论文诚信档案管理系统

文本复制检测报告单(全文标明引文)

№:ADBD2023R_20231026161508202310263000413814169160951　　检测时间：2023-10-26 10:00:41

篇名：双碳目标下电源变换技术课程教学改革探讨

作者：刘[illegible]

检测机构：湖南理工职业技术学院图书馆

提交论文IP：58.[illegible]

文件名：双碳目标下电源变换技术课程教学改革探讨

检测系统：科研人事论文诚信档案管理系统

检测类型：科研人事论文

检测范围：中国学术期刊网络出版总库
中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库
中国重要会议论文全文数据库
中国重要报纸全文数据库
中国专利全文数据库
互联网资源(包含贴吧等论坛资源)
英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)
港澳台学术文献库
优先出版文献库
互联网文档资源
图书资源
CNKI大成编客-原创作品库
机构自建比对库

时间范围：1900-01-01至2023-10-26

总文字复制比：2.6%　去除引用文献复制比：0.8%　去除本人已发表文献复制比：2.6%

单篇最大文字复制比：1.7%

重复字数：	[153]	总字数：	[5922]
总段落数：	[1]	前部重合字数：	[33]
疑似段落数：	[1]	后部重合字数：	[120]
		单篇最大重复字数：	[102]
		疑似段落最大重合字数：	[153]
		疑似段落最小重合字数：	[153]

跨语言检测结果：-

指　标：疑似剽窃观点

过度引用　　疑似整体剽窃　　疑似剽窃文字表述

相似表格：0　　相似公式：没有数据

(注释：无问题部分　文字复制比部分　引用部分)

1. 双碳目标下电源变换技术课程教学改革探讨

总字数：5922

CS 扫描全能王

13、论文《双碳”背景下《电源变换技术》课程项目化教学改革》查重报告

科研·人事论文诚信档案管理系统

文本复制检测报告单(全文标明引文)

№:ADBD2024R_20211126165627[illegible]4314839132281　　检测时间：2024-03-04 09:38:44

篇名："双碳"背景下《电源变换技术》课程项目化教学分析

作者：刘偲艳

检测机构：湖南理工职业技术学院图书馆

提交论文IP：183.***.***.***

文件名："双碳"背景下《电源变换技术》课程项目化教学分析

检测系统：科研人事论文诚信档案管理系统

检测类型：科研人事论文

检测范围：中国学术期刊网络出版总库
中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库
中国重要会议论文全文数据库
中国重要报纸全文数据库
中国专利全文数据库
互联网资源(包含贴吧等论坛资源)
英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)
港澳台学术文献库
优先出版文献库
互联网文档资源
图书资源
机构自建比对库

时间范围：1900-01-01至2024-03-04

核对无误 核对人：[illegible]

总文字复制比：0%　去除引用文献复制比：0%　去除本人已发表文献复制比：0%

单篇最大文字复制比：0%

重复字数：[0]　总字数：[5123]　单篇最大重复字数：[0]

总段落数：[1]　前部重合字数：[0]　疑似段落最大重合字数：[0]

疑似段落数：[0]　后部重合字数：[0]　疑似段落最小重合字数：[0]

跨语言检测结果：0%

指　标：疑似剽窃观点　疑似整体剽窃　疑似剽窃文字表述

过度引用

相似度格：0　相似公式：没有数据

(注释：无问题部分　文字复制比部分　引用部分)

1、"双碳"背景下《电源变换技术》课程项目化教学分析　总字数：5123

0%　(0)　(0)

CS 扫描全能王