

分类号: TM732

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2220320157



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 光伏并网发电系统低电压穿
越控制策略研究

论 文 作 者 胡添诚

校 内 导 师 张春 教授

校 外 导 师 余琼 高级工程师

专业学位类别 电子信息

研究方向 (领域) 控制工程与自动化技术

论文提交日期: 2025 年 5 月 8 日

分类号: TM732

单位代码: 10363

密级: 公开

学号: 2220320157

题 目 光伏并网发电系统低电压穿越控制策略研究

题 目 Research on Low Voltage Ride-Through Control Strategy
for Photovoltaic Grid-Connected Power Generation System

学 生 姓 名: 胡添诚

校 内 导 师: 张春 教授

校 外 导 师: 余琼 高级工程师

专业学位类别 : 电子信息

研究方向(领域): 控制工程与自动化技术

论文答辩日期: 2025 年 5 月 8 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：研象成

日期：2025年5月8日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 _____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：研象成

日期：2025年5月8日

指导教师签名：张春

日期：2025年5月8日

光伏并网发电系统低电压穿越控制策略研究

摘 要

随着化石能源储备的持续消耗和生态环境压力的加剧，光伏发电技术因其可再生特性和环境友好优势，受到了全球广泛关注。随着光伏并网发电系统装机容量和发电能力的持续增长，当电网发生故障时，光伏并网发电系统脱网运行会破坏电力系统的电压稳定性，甚至引发连锁性故障。针对这一问题，国内外电力行业已将其纳入并网技术标准体系，提出光伏并网发电系统必须具备低电压穿越(Low Voltage Ride-Through, LVRT)能力的要求。

本文以提升光伏并网发电系统低电压穿越能力为目标，深入研究三相对称故障及非对称故障工况下的低电压穿越控制策略，具体研究内容如下：

(1)介绍与分析光伏并网发电系统控制、低电压穿越控制及谐波产生与抑制机理的研究现状。对光伏阵列、最大功率点跟踪方法、前级 Boost 变换器、并网逆变器、双二阶广义积分器锁相环进行建模与仿真分析，为后续研究对称故障和非对称故障工况下低电压穿越控制策略做出铺垫。

(2)在电网发生三相对称故障时，针对故障恢复瞬间锁相环动态失稳引发并网电流冲击，以及由于故障期间电网具有弱电网特性，较小的电流波动经过电网等效阻抗放大后谐波抑制能力和动态性能较差等问题，提出了一种改进虚拟阻抗控制策略。首先，对并网逆变器电压电流双闭环中的电流内环控制器进行改进，设计了准比例谐振(Proportional Resonant, PR)控制器，以提高控制系统对谐波的抑制能力。其次，对传统虚拟阻抗控制策略进行改进，引入电网等效

阻抗估计值反馈回路，动态补偿电网等效阻抗对控制系统的影响。然后，研究了并网点电压跌落至额定电压的 20%~85%范围时低电压穿越控制过程。最后，在 Matlab/Simulink 仿真软件上对所设计的控制策略进行仿真分析，实验结果表明所提改进虚拟阻抗控制策略在对称故障低电压穿越控制策略中，能有效提高并网逆变器控制系统的动态性能和谐波抑制能力。

(3)在电网发生非对称故障时，针对传统有源阻尼控制策略动态性能较差、成本较高及非对称故障期间并网逆变器存在过流风险等问题，提出了一种改进有源阻尼控制策略。首先，采用电容电压前馈与逆变器电流反馈替代 LCL 滤波器上的寄生电阻，并重构其谐振频率，在故障暂态过程中实现系统动态性能提升与硬件成本优化。其次，研究了一种新型正负序电流限幅控制方法，有效约束故障期间并网电流幅值。同时，针对非对称故障引发的有功、无功功率二倍频振荡及负序电流问题，分别建立消除有功、无功功率二倍频振荡及负序电流的数学模型，并分析上述三种控制目标的控制策略的功率特性，选择平衡正序电流控制策略为低电压穿越时基础控制策略。最后，在 Matlab/Simulink 仿真软件上对所设计的控制策略进行仿真分析，实验结果表明所提改进有源阻尼控制策略在非对称故障低电压穿越控制策略中，并网逆变器控制系统的动态性能、谐波抑制能力以及逆变器电流限幅方面均表现出较好的可行性和优越性。

关键词：光伏发电系统，三相并网逆变器，对称故障，非对称故障，低电压穿越，虚拟阻抗，谐波抑制

RESEARCH ON LOW VOLTAGE RIDE-THROUGH CONTROL STRATEGY FOR PHOTOVOLTAIC GRID- CONNECTED POWER GENERATION SYSTEM

ABSTRACT

With the continuous depletion of fossil fuel reserves and increasing pressure on the ecological environment, Photovoltaic (PV) power generation has attracted worldwide attention due to its renewable nature and environmental friendliness. As the installed capacity and generation capability of grid-connected PV systems continue to grow, their disconnection from the grid during faults can compromise voltage stability in the power system and even trigger cascading failures. To address this issue, the power industry both domestically and internationally has incorporated this concern into grid connection standards, requiring that PV systems possess Low Voltage Ride-Through (LVRT) capability.

This paper aims to enhance the LVRT capability of grid-connected PV systems by conducting an in-depth study of LVRT control strategies under both three-phase symmetrical and asymmetrical fault conditions. The specific research contents are as follows:

(1) The current research status of control strategies for grid-connected PV systems, LVRT control, and the mechanisms of harmonic generation and suppression is introduced and analyzed. Modeling and simulation are conducted for the PV array, Maximum Power Point Tracking (MPPT)

methods, front-end Boost converter, grid-connected inverter, and the Second-Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop (SOGI-PLL), laying a solid foundation for the subsequent development of LVRT control strategies under both symmetrical and asymmetrical fault conditions.

(2) Under three-phase symmetrical fault conditions, an improved virtual impedance control strategy is proposed to address several challenges, including grid current surges caused by the dynamic instability of the PLL during fault recovery, as well as weakened harmonic suppression and degraded dynamic performance due to the weak grid characteristics during faults, where even small current fluctuations are amplified by the grid's equivalent impedance. First, the current inner-loop controller in the dual-loop voltage and current control of the grid-connected inverter is enhanced by designing a Proportional Resonant (PR) controller to improve the system's harmonic suppression capability. Next, the traditional virtual impedance control strategy is refined by introducing a feedback loop based on the estimated value of the grid's equivalent impedance, enabling dynamic compensation for its impact on the control system. Then, the LVRT process is investigated when the grid-side voltage at the Point of Common Coupling (PCC) drops to 20%–85% of its rated value. Finally, the proposed control strategy is validated through simulation in Matlab/Simulink. The results confirm that the improved virtual impedance control strategy significantly enhances the dynamic performance and harmonic suppression capability of the inverter control system under symmetrical fault LVRT conditions.

(3) Under asymmetrical fault conditions, an improved active damping control strategy is proposed to address the shortcomings of conventional approaches, including poor dynamic performance, high implementation costs, and the risk of overcurrent in grid-connected inverters during fault events. Firstly, the parasitic resistance in the LCL filter is replaced by a combination of capacitor voltage feedforward and inverter current feedback, and the resonant frequency is restructured to enhance system dynamic performance during transient faults while optimizing hardware costs. Secondly, a novel positive- and negative-sequence current limiting control method is developed to effectively constrain the magnitude of the grid current during faults. Additionally, to tackle issues such as double-frequency oscillations in active and reactive power, as well as the presence of negative-sequence current caused by asymmetrical faults, dedicated mathematical models are established for each phenomenon. Finally, the proposed control strategy is validated through simulations conducted in Matlab/Simulink. The simulation results demonstrate that the improved active damping control strategy offers strong feasibility and superior performance in terms of dynamic response, harmonic suppression, and inverter current limiting under asymmetrical fault LVRT conditions.

Hu Tiancheng(Electronic Information)

Supervised by_ Prof. Zhang Chun

KEY WORDS: Photovoltaic Power Generation System, Three-Phase Grid-Connected Inverter, Symmetrical Faults, Asymmetric Faults, Low Voltage Ride-Through, Virtual Impedance, Harmonic Suppression

目 录

摘 要	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题背景和研究目的及意义.....	1
1.2 光伏发电系统研究现状及发展趋势.....	2
1.2.1 光伏发电系统控制研究现状	2
1.2.2 光伏发电的发展趋势	3
1.3 低电压穿越控制及研究现状.....	4
1.3.1 低电压穿越控制标准	4
1.3.2 低电压穿越控制研究现状	5
1.4 光伏并网发电系统谐波产生机理与研究现状.....	6
1.4.1 光伏并网发电系统谐波产生机理	6
1.4.2 光伏并网发电系统谐波抑制研究现状.....	6
1.5 本课题主要研究内容	9
1.6 技术路线	11
第 2 章 光伏并网发电系统模型及控制策略	12
2.1 光伏并网发电系统拓扑结构.....	12
2.2 光伏阵列的等效输出模型与输出特性分析.....	13
2.3 最大功率点跟踪方法	16
2.3.1 恒电压控制法	16
2.3.2 扰动观察法	16
2.3.3 电导增量法	17
2.4 前级 Boost 变换器拓扑结构与控制策略.....	18
2.4.1 Boost 变换器拓扑结构	18
2.4.2 Boost 变换器电压电流双闭环控制策略	20
2.5 基于 LCL 滤波器的逆变器数学模型及调制方式	22
2.5.1 滤波器结构	23

2.5.2 基于 LCL 滤波器的三相两电平逆变器数学模型	24
2.5.3 SVPWM 调制方式	30
2.6 DSOGI-PLL 工作原理	32
2.7 光伏并网发电系统控制策略	35
2.7.1 电压电流双闭环控制策略	35
2.7.2 虚拟阻抗控制策略	40
2.7.3 仿真分析	43
2.8 本章小结	45
第 3 章 电网对称故障时低电压穿越控制策略研究	47
3.1 电网故障概述	47
3.2 对称故障下低电压穿越控制策略研究	49
3.2.1 准 PR 控制器设计	50
3.2.2 对称故障下 MPPT 控制	52
3.2.3 对称故障下逆变器控制	52
3.2.4 改进虚拟阻抗控制策略	53
3.2.5 故障期间 PCC 点电压抬升原理	55
3.2.6 低电压穿越控制流程	57
3.3 对称故障下低电压穿越仿真分析	59
3.3.1 基于准 PR 控制器的仿真分析	60
3.3.2 基于传统虚拟阻抗控制策略仿真分析	62
3.3.3 基于改进虚拟阻抗控制策略仿真分析	63
3.3.4 基于改进虚拟阻抗控制策略有功功率和无功功率仿真分析	64
3.4 本章小结	65
第 4 章 电网非对称故障时低电压穿越控制策略研究	66
4.1 非对称故障工况时低电压穿越控制策略	66
4.1.1 非对称故障时逆变器数学模型	66
4.1.2 改进有源阻尼控制	68
4.1.3 正负序电流限幅控制	71

4.1.4 抑制功率波动控制策略	72
4.1.5 抑制负序电流控制策略	74
4.2 非对称故障时低电压穿越仿真分析.....	76
4.2.1 未采用改进有源阻尼控制策略时仿真分析.....	77
4.2.2 采用改进有源阻尼控制策略时仿真分析.....	78
4.2.3 加入正负序电流限幅控制策略仿真分析.....	78
4.2.4 不同控制目标的控制策略仿真分析.....	79
4.2.5 基于 BPSC 控制策略下的有功功率和无功功率仿真分析	81
4.3 本章小结	82
第 5 章 总结与展望.....	83
5.1 总结	83
5.2 展望	84
参考文献.....	85
攻读学位期间发表的成果.....	89
攻读学位期间获得的奖励.....	89
致 谢	90

插图清单

图 1-1 中国光伏发电 2020 至 2024 年累计装机量	3
图 1-2 德国规定的光伏发电系统低电压穿越标准	4
图 1-3 中国规定的光伏发电系统低电压穿越要求	5
图 1-4 技术路线图	11
图 2-1 光伏发电系统基本拓扑结构图	12
图 2-2 光伏发电系统典型拓扑结构图	13
图 2-3 光伏电池的等效电路	14
图 2-4 标准条件下光伏电池的 I-V 特性曲线及 P-V 特性曲线	15
图 2-5 电导增量法控制流程图	17
图 2-6 Boost 电路拓扑图	18
图 2-7 Boost 电路 $G_{ud}(s)$ 传递函数 Bode 图	19
图 2-8 前级 Boost 电路双闭环控制结构图	20
图 2-9 Boost 电路电压电流双闭环控制环框图	20
图 2-10 比例系数和积分系数对 Boost 电路电流控制环开环传递特性的影响	21
图 2-11 比例系数和积分系数对 Boost 电路电压控制环开环传递特性影响	22
图 2-12 L 型、LC 型以及 LCL 型滤波器拓扑结构图	23
图 2-13 L 型、LC 型以及 LCL 型滤波器 Bode 图	24
图 2-14 光伏发电系统的拓扑结构	25
图 2-15 三相静止坐标系下逆变器的数学模型图	27
图 2-16 三种坐标系的空间矢量关系	27
图 2-17 三相 LCL 型逆变器解耦结构框图	30
图 2-18 三相 LCL 型逆变器全解耦后的结构框图	30
图 2-19 三相两电平电压矢量合成轨迹	31
图 2-20 DSOGI-PLL 结构框图	33
图 2-21 不同 k 值下 $H_1(s)$ 的 Bode 图	34
图 2-22 不同 k 值下 $H_2(s)$ 的 Bode 图	34
图 2-23 三相 LCL 型逆变器电压电流双闭环结构框图	35
图 2-24 电流内环控制框图	36
图 2-25 简化后的电流内环控制框图	36
图 2-26 电流内环传递函数 Bode 图	38
图 2-27 简化的电压外环控制框图	39
图 2-28 电压外环传递函数 Bode 图	40

图 2-29 六种无源阻尼 LCL 滤波器拓扑结构	41
图 2-30 六种无源阻尼 LCL 滤波器 i_g 对 u_l 的传递函数 Bode 图	42
图 2-31 基于有源阻尼的 LCL 滤波器控制框图	43
图 2-32 基于无源阻尼和有源阻尼的 LCL 滤波器 Bode 图	43
图 2-33 采用无源阻尼的 PCC 点电压和并网电流	44
图 2-34 采用有源阻尼的 PCC 点电压和并网电流	45
图 3-1 A~F 型电压跌落矢量图	48
图 3-2 准 PR 控制器 Bode 图	50
图 3-3 准 PR 控制器不同参数下的 Bode 图	51
图 3-4 故障工况下前级 Boost 变换器控制框图	52
图 3-5 基于传统虚拟阻抗的并网逆变器电流内环控制框图	53
图 3-6 不同 Z_g 下的 $G_{tr}(s)$ 开环 Bode 图	54
图 3-7 基于改进虚拟阻抗的并网逆变器电流内环控制框图	54
图 3-8 不同 Z_g 下的 $G_{ad}(s)$ Bode 图	55
图 3-9 电网故障期间 A 相线路阻抗等效原理图和向量图	56
图 3-10 低电压穿越控制流程图	59
图 3-11 电网发生对称故障时并网电压波形	60
图 3-12 采用 PI 控制器时并网电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析	61
图 3-13 采用准 PR 控制器的并网电压和电流波形和并网电流 FFT 分析	62
图 3-14 采用传统虚拟阻抗控制策略时 PCC 点电压和电流波形和并网电流 FFT 分析 ..	63
图 3-15 基于改进虚拟阻抗控制策略时并网电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析 ..	64
图 3-16 逆变器输出的有功和无功功率仿真波形	64
图 4-1 电容电压前馈和电感电流反馈有源阻尼控制框图	69
图 4-2 K_c 取不同值时开环传递函数 Bode 图	69
图 4-3 控制系统开环传递函数零极点图	70
图 4-4 两种情况下 i_d 到 v_{gd} 的开环传递函数 Bode 图	71
图 4-5 电流幅值计算框图	72
图 4-6 抑制有功功率二倍频波动的控制策略	73
图 4-7 抑制无功功率二倍频波动的控制策略	74
图 4-8 抑制并网电流负序分量控制框图	76
图 4-9 电网发生非对称故障时并网电压波形	77
图 4-10 未采用改进有源阻尼控制策略时并网电压和电流波形和并网电流 FFT 分析 ..	77
图 4-11 未采用改进有源阻尼控制策略时并网电压和电流波形和并网电流 FFT 分析 ..	78
图 4-12 正负序电流限幅后的并网电压和电流波形	79

图 4-13 基于 PNSC 控制策略的电网有功和无功功率波形.....	79
图 4-14 基于 AARC 控制策略的电网有功和无功功率波形.....	80
图 4-15 基于 BPSC 控制策略的电网有功和无功功率波形.....	81
图 4-16 基于 BPSC 控制策略的 d 轴和 q 轴负序电流波形	81
图 4-17 逆变器输出的有功和无功功率仿真波形	82

插 表 清 单

表 2-1 IEEE Std.1547 规定的逆变器进网电流质量指标.....	23
表 2-2 三相两电平逆变器控制矢量八种开关状态和合成电压矢量值.....	31
表 2-3 不同扇区开关切换顺序表	32
表 2-4 光伏主要参数	44
表 2-5 逆变器主要仿真参数	44
表 3-1 A~C 型三相电压矢量	48
表 3-2 D~F 型三相电压矢量.....	49
表 3-3 故障类型和电压跌落关系	49
表 3-4 光伏阵列与 Boost 电路主要仿真参数	59
表 3-5 逆变器和控制系统主要仿真参数	60
表 4-1 光伏阵列低电压穿越主要仿真参数.....	76
表 4-2 逆变器和控制系统主要仿真参数	76

第 1 章 绪论

1.1 课题背景和研究目的及意义

能源是人类生活的基础，是社会主义现代化发展的支柱，也是一个国家经济建设的命脉。自 2015 年《巴黎协定》通过以来，除了 2020 年新冠疫情引发的碳排放量下降之外，全球碳排放量每年都在增加。世界正处于能源转型中的“能源消费总量增长”阶段，低碳能源和化石能源的消耗量都在增加。根据 BP 新世界 2024 年《世界能源统计年鉴》，到 2035 年，风电和太阳能发电装机容量平均每年增加 400-800 吉瓦，分别是近几年增长速度的 1.5-3 倍，到 2050 年，风电和太阳能发电产能将增加 8-15 倍。根据《中华人民共和国 2023 年国民经济和社会发展统计公报》，水电、核电、风电、太阳能发电等清洁能源发电量 31906 亿千瓦时，比 2022 年增长 7.8%^[1]。由上可知，全球能源转型加速，低碳能源和化石能源消耗量增加，风电和太阳能发电容量大幅增长，清洁能源发电量持续上升。

光伏并网发电系统输出功率并非恒定不变，其值具有显著时变性。随着其规模化并网运行，非线性的光伏并网发电系统输出功率对电网电压稳定性产生较为明显影响。为确保电力系统的安全稳定运行，光伏并网发电系统必须具备应对越来越复杂的动态环境的能力。为此，国际社会对光伏并网发电系统低电压穿越、并网检测控制以及运行适应性等关键技术制定了严格的技术规范与控制要求。其中，光伏并网发电系统低电压穿越能力作为评估光伏并网发电系统大规模并网可行性的关键指标，已成为光伏并网技术研究的重点领域。这一技术要求光伏并网发电系统在电网故障导致的电网电压骤降时，不脱离电网运行，从而确保电网的稳定性和可靠性。

由于并网逆变器具有隔离效果，当电网出现故障时，光伏并网发电系统受到的影响较小，母线电压以及三相逆变器首当其冲。电网故障导致的电压跌落主要分为两个方面原因，一方面是雷击导致，另一方面是输电线路的短路故障导致^[2]。当故障发生时，若在控制策略以及拓扑结构上不加以控制，母线电压会由于网侧电压的骤降，导致其在短时间内快速升高，直至故障消失母线电压才会恢复，逆变器为了保持网侧和光伏侧功率的平衡，也会输出超过额定电流

的过电流。此时强制使逆变器并网运行不仅会损坏硬件系统，严重情况下会使得光伏并网发电系统脱网。为防止上述情况的出现，以及确保电力系统在电网出现故障时的可靠性和稳定性，国际社会提出严格技术规范，要求光伏并网发电系统必须具备 LVRT 能力，当电网由于故障导致电压暂降期间，光伏并网发电系统能维持并网运行状态，并通过动态无功补偿机制向公共连接点注入可控无功功率，以实现电网电压的快速恢复和防止光伏并网发电系统脱网。当电网故障被清除后，光伏并网发电系统需在规定的过渡时间内实现平滑恢复。光伏并网发电系统低电压穿越技术保证了电网故障时发电系统的安全运行，研究光伏并网发电系统低电压穿越技术对于推动大规模光伏并网发电系统的发展以及维护电力系统的稳定运行具有不可或缺的意义。

1.2 光伏发电系统研究现状及发展趋势

1.2.1 光伏发电系统控制研究现状

在光伏发电系统的控制研究中，主要围绕最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)控制和逆变侧控制两方面展开深入探讨。

光伏发电系统 MPPT 控制是提高光伏发电系统效率的关键。传统的 MPPT 算法虽然在实际应用中得到广泛使用，然而，随着光伏发电系统规模的增大，传统方法在复杂环境下的适应性和效率有所不足，因此，近年来一些学者提出了基于粒子群算法、神经网络和遗传算法等先进智能算法的 MPPT 控制策略，以提高系统的动态响应速度和稳态精度。文献[3-4]分别采用混合改进自适应粒子群和混合粒子群 MPPT 算法替代传统 MPPT 算法，显著提升 MPPT 在复杂阴影条件下的性能。文献[5]提出基于深度强化学习的自适应 MPPT 算法，在辐照度快速波动场景下有效提高 MPPT 的响应速度。

光伏发电系统逆变侧控制是光伏发电系统中不可或缺的一部分，直接影响到光伏发电系统的输出效率和稳定。随着技术的不断发展，逆变器的控制策略也在不断进步，越来越多的智能化、精准化控制方法正在被应用到实际系统中，这些方法不仅能提高系统的能源转换效率，还能增强系统的可靠性和适应性。文献[6]根据控制系统动态数学模型，提出了一种自适应调整比例制动系数的电流差动保护改进判据，在保证电流质量的同时提高控制系统的稳定性。文献[7]

提出一种自适应虚拟阻抗控制策略，有效抑制由于背景谐波而导致并网电流发生畸变的问题。文献[8-10]根据电压电流双闭环数学模型，对传统电压电流双闭环控制策略进行改进，在电压和负载变化情况下，提高控制系统的功率响应速度和电压、电流的稳定性。文献[11-12]提出将模型预测与 SVPWM 控制相结合的控制策略，在确保系统稳定性的同时，有效抑制谐波和提升系统效率。文献[13-14]采用基于虚拟电网磁链的定向控制策略，有效减少系统额外成本的同时，提高系统可靠性。

1.2.2 光伏发电的发展趋势

光伏发电技术的理论起源可追溯至 1839 年 E.Becquerel 光生伏特效应的发现，其规模化发展始于 2004 年德国实施的光伏补贴政策，而各国间技术规范与政策导向的异质性，导致行业发展呈现地域差异。

在 20 世纪 70 年代，我国太阳能光伏发电产业初露端倪。当时，太阳能电池及相关装置的生产量起步较为艰难，随着政策支持和技术创新的不懈推动，光伏发电产业经历 20 多年的发展，取得了显著的成果。

德国作为欧洲第一大经济体，2024 年，德国新增太阳能光伏发电装机容量达到 16.179 吉瓦。美国作为全球性的超级大国，在 2024 年部署 50 吉瓦的光伏装机容量。

中国作为全球最大的能源消费主体，其地理空间分布特征与气候资源禀赋为可再生能源开发提供了独特优势。统计数据显示，全国约 69% 的陆地面积年均太阳辐照时长超过 2200 小时，使得光伏能源技术在我国能源结构转型中具备显著的规模化开发潜力。我国在 2020 至 2024 年间光伏发电累计装机量如图 1-1 所示，光伏发电累计装机量和新增装机量呈现逐年增加的趋势。

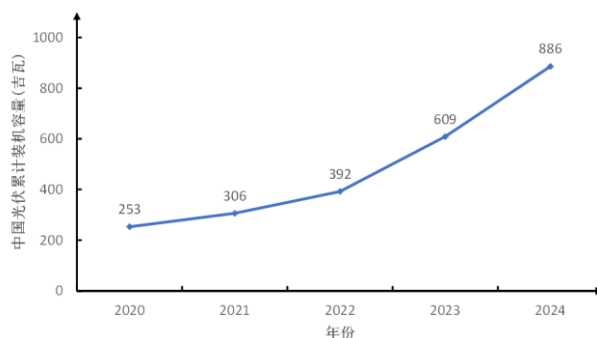


图 1-1 中国光伏发电 2020 至 2024 年累计装机量

我国的光伏发电已连续三年成为我国新增装机主力电源，目前已成为我国第二大电源，将在助力经济社会发展全面绿色转型、积极稳妥推进碳达峰碳中和中发挥更加重要的作用^[15]。

1.3 低电压穿越控制及研究现状

1.3.1 低电压穿越控制标准

国际电工委员会(International Electrotechnical Commission, IEC)颁布的 IEC61727 与 IEC62116 标准为光伏并网发电系统低压并网性能和孤岛保护性能提供了基本依据，但并未统一各国差异化的实际应用要求。其中，德国光伏并网发电系统以分布式发电为主，适应性较强，因此德国能源经济与水能管理协会制定的中压电网标准被广泛认可和应用于世界多个国家。在中国，集中式和分布式的光伏发电都得到了良好发展，中国针对分布式光伏发电制定了低压配电网的标准，即 GB/T 29319-2024。

图 1-2 为德国规定的光伏并网发电系统低电压穿越标准要求。

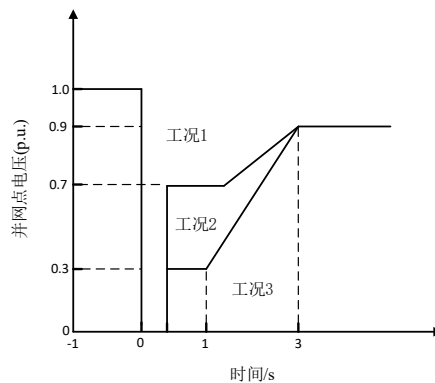


图 1-2 德国规定的光伏并网发电系统低电压穿越标准要求

图 1-2 中，纵坐标为并网点电压的标么值，横坐标为时间。从图 1-2 可知，德国将中压电网分为三种工况，当电网处在工况 1 时，即电网电压跌落在标称电压 70%以上，光伏并网发电系统保证正常并网运行；当电网处在工况 2 时，即电网电压跌落在标称电压 30%至 70%之间，逆变器向并网点注入无功功率，保证光伏并网发电系统不脱网；当电网处在工况 3 时，即电网电压跌落在标称电压 30%以下，对光伏并网发电系统不做要求。

图 1-3 为我国 GB/T 29319-2024 所规定的低电压穿越具体标准要求。

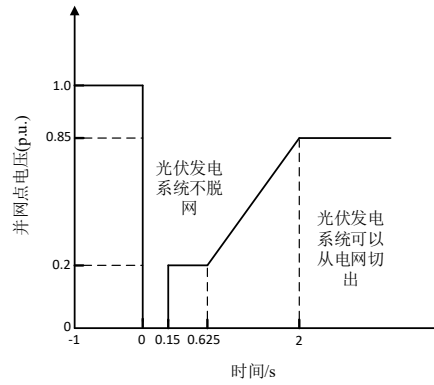


图 1-3 我国规定的光伏并网发电系统低电压穿越标准要求

图 1-3 中，纵坐标为并网点电压的标么值，横坐标为时间。由图 1-3 可知，光伏并网发电系统在并网点电压发生跌落时需满足在一定时间内不脱网运行。具体而言，当并网点电压降至零时，系统应具备至少 0.15s 的不脱网运行能力；当电压跌落至标称电压的 20% 时，不脱网运行时间需延长至 0.625s；若电压跌落范围在标称电压的 20% 至 85% 之间，系统则需保持持续不脱网运行状态。

1.3.2 低电压穿越控制研究现状

目前，关于光伏并网发电系统 LVRT 控制策略主要分为两类：外加硬件设备和改进光伏并网发电系统低电压穿越控制策略^[16]。其中，外加硬件设备主要分为增加耗能设备、增设储能装置以及增设无功补偿装置。文献[17]提出了一种基于直流卸荷电路的故障穿越策略，该策略在直流母线电压越限时，卸荷电路投入，抑制直流母线电压波动。文献[18]提出将无功补偿装置加入到电力系统中，当故障发生时，无功补偿装置会向并网点提供电压支撑，减小并网点电压波动。实际中，为降低成本，通常采用控制策略实现光伏 LVRT 而非外加硬件电路。目前常用的改进光伏并网发电系统低电压穿越控制策略主要包括限制直流母线过压和限制逆变器过流两类。文献[19]提出一种具备自适应调节能力的虚拟阻抗构造方法，故障程度越严重则虚拟阻抗越大，在任何场景下都能够将逆变器输出电流准确地限制到其极限值。文献[20]提出一种考虑低电压穿越的电流重构模型预测控制策略，根据无功补偿指令动态改变逆变器参考电流信号，使其满足代价函数最小的开关状态，防止逆变器过流的同时实现无功补偿。文献[21]提出一种改进的电网电压全前馈低电压穿越控制策略，该策略在建立三相光伏并网发电系统数学模型基础上，推导出带有电网电压前馈项的控制回

路表达式，消除电网电压项，从而防止由于电网故障导致的逆变器过流。文献[22-23]针对故障期间直流母线电压过压问题。分别采用改进自抗扰控制和滑模控制代替 PI 控制，在确保系统稳定性的前提下，提升了电压外环控制的动态响应。文献[24-25]通过实时监测直流母线电压的动态响应特性，依据故障期间直流母线电压的波动幅值，对前级 Boost 变换器的占空比采用自适应调节，有效抑制直流母线的过电压。

上述文献从硬件和控制策略两个方面较好地改善了光伏并网发电系统的低电压穿越能力，但是在电网故障时系统的动态性能方面仍然具有较大优化空间。针对上述问题，本文采用改进并网逆变器控制策略来提高光伏并网发电系统的低电压穿越能力。

1.4 光伏并网发电系统谐波产生机理与研究现状

1.4.1 光伏并网发电系统谐波产生机理

由于光伏并网发电系统的随机性和波动性，在电网的交互过程中，光伏并网逆变器非线性调制特性与死区效应会引发电能质量劣化问题，同时在电网发生三相短路故障瞬间，电网电压突变引起并网电流中含有直流衰减的基波分量突然增大，在该直流分量引入控制环节后，会引发二次谐波分量^[26]。此外在故障发生与恢复时，控制系统会在电流内环 d 轴参考电流中产生新的谐波扰动分量，此扰动分量与直流衰减分量在控制环节中引发的二次谐波分量相互作用，形成更为复杂的谐波分量。

1.4.2 光伏并网发电系统谐波抑制研究现状

目前，最常用的谐波抑制方法为在光伏并网发电系统网侧增加 LCL 滤波器，这会使得电力电子元器件产生的畸变波形得到一定程度改善，根据文献[27]可知，LCL 滤波器存在明显缺陷，其一，在高频段时会出现明显的谐振尖峰，在系统出现扰动时，在谐振尖峰的作用下，扰动会被放大，严重影响系统运行；其二，传统的 LCL 滤波器的谐振频率与截止频率是固定不变的，当电网发生故障与恢复时，不能根据电网电压和电流参数实时调节谐振频率与截止频率，故其不能很好抑制电网出现故障时扰动对系统的影响。近年来，由于 LCL 滤波器的广泛应用与改进，关于谐振峰的抑制方法有很多，但主要可以分为两类：

(1)无源阻尼

无源阻尼的基本原理是通过引入适当的无源元件，如电阻、电容或电感，来消耗谐振能量，从而抑制系统振荡。在并网逆变器系统中，无源阻尼可以通过改变系统阻抗特性或增加谐振路径的阻尼来实现谐振抑制。

常见的无源阻尼方法是在 LCL 滤波器的电容或电感上串联或并联适量的电阻、电感或电容元件。通过在滤波电容或电感上串、并联电阻来增加谐振路径的阻尼^[28]。尽管这种方法实现简单，但会增加功率损耗并加剧系统动态响应特性恶化；在滤波电感上串、并联电感可以在不显著增加功率损耗的情况下提高阻尼效果；在滤波电容上串、并联电感两端并联一个 RC 支路，通过调整 RC 参数来改变系统阻抗特性，从而实现谐振抑制。

(2)有源阻尼

有源阻尼技术的基本原理是通过引入额外的控制环路，模拟虚拟电阻的作用，从而增加系统的阻尼，抑制谐振。与传统的无源阻尼方法相比，有源阻尼技术不需要额外的物理电阻，因此可以避免功率损耗和发热问题。同时，有源阻尼技术具有更好的动态性能，可以根据系统运行状态自动调整阻尼效果。

有源阻尼的实现方法主要包括虚拟电阻法和状态反馈法。虚拟电阻法指通过在控制环路中引入虚拟电阻项，模拟实际电阻的阻尼效果。这种方法实现简单，但可能影响系统的动态响应。状态反馈法则通过反馈系统的状态变量，如电容电压或电感电流来构造阻尼项。这种方法可以更精确地控制阻尼效果，但需要额外的传感器或观测器，增加了系统复杂度。

近年来，并网逆变器有源阻尼技术的研究主要集中在控制策略的改进和拓扑结构的优化两个方面。在控制策略方面，研究人员提出了多种改进方法以提高有源阻尼的性能。文献[29]首次提出一种融入虚拟阻抗思想的有源阻尼策略，通过采集电感电压或电容电流以构建虚拟电阻实现反向谐振抑制效果。文献[30]提出将电容电流经一阶高通滤波器前馈至参考电压构成并联阻尼回路，提高系统的动态性能及谐波补偿能力。文献[31]提出了一种基于数字陷波滤波器的有源阻尼方法，用于抑制 LCL 滤波器的谐振问题。通过设计数字陷波滤波器，该方法能够在不影响系统动态性能的情况下，有效抑制特定频率的谐振。文献[32]提出了一种自适应有源阻尼控制策略，能够应对电网阻抗的宽范围变化。通过

实时估计电网阻抗并调整虚拟电阻值，该方法在弱电网和强电网条件下均表现出良好的谐振抑制效果。文献[33]提出了一种基于模型预测控制的新型有源阻尼方法。通过预测系统的未来状态并优化控制输入序列来实现系统稳定，该方法能够有效抑制 LCL 滤波器的谐振问题，同时提高系统的动态响应速度，此外还对比了传统 PI 控制与模型预测控制的性能，证明了模型预测控制在谐振抑制方面的优势。文献[34]提出了一种基于人工神经网络的有源阻尼方法。通过训练人工神经网络模型实时估计系统参数，该方法能够动态调整虚拟电阻值，实现精确的谐振抑制。文献[35]提出了一种基于深度强化学习的有源阻尼方法。通过训练深度强化学习模型实时调整虚拟电阻值，该方法能够在复杂电网条件下实现自适应谐振抑制。

综上所述，通过采用虚拟阻抗谐波抑制方法，在保证不改变传输功率的同时，能有效抑制由非线性负载引起的并网点电流谐波增多问题，在节省成本的基础上，提升并网逆变器的使用效率。但目前少有文献提及有源阻尼在低电压穿越中的作用。

在传统光伏并网发电系统低电压穿越控制中，主要通过 LCL 滤波器中的滤波电容和滤波电感上串、并联电阻，达到抑制谐振尖峰和电流谐波的效果，这种无源阻尼的方式具有实现简单且不受开关频率限制的特点，但是实际电阻的引入不仅会增加系统成本以及散热难度，同时当电网电压出现大扰动时，并网电流谐波不能很好被抑制。有源阻尼通过实时前馈和反馈电网信号，重构谐振频率，可以更为灵活地抑制谐振尖峰和由于电网扰动所导致的并网电流谐波。

本文针对在电网故障期间系统动态性能差以及并网电流谐波含量增多的问题，在对称故障工况下，当电网电压出现较大程度跌落时，故障期间电网会呈现弱电网特性，若采用传统虚拟阻抗控制策略，此时较小的电流波动在经过电网等效阻抗注入控制系统后，会较大程度地影响控制系统的稳定性。且在故障发生与恢复时，采用传统虚拟阻抗控制策略的动态性能较差。因此，针对这一问题，本文在传统虚拟阻抗控制策略基础上引入了电网等效阻抗反馈回路以及电容电压反馈回路，尽可能地消除电网等效阻抗对系统的影响。在非对称故障工况下，研究了一种改进有源阻尼低电压穿越控制策略，该策略首先将电容电压和逆变器电流实时值分别通过前馈和反馈到控制环路中，取代 LCL 滤波器电

容和电感上的串联电阻，重构谐振频率，有效抑制在电网故障期间电流谐波，提高系统的动态性能。

1.5 本课题主要研究内容

本课题针对光伏并网发电系统在电网电压跌落时低电压穿越控制策略展开研究。在对称故障工况下，当电网电压跌落较低时，电网呈现弱电网特性，较小的电流波动在经过电网等效阻抗注入控制系统后，会对控制系统的稳定性造成干扰。此外，在故障发生与恢复瞬间，对控制系统的动态性能要求较高。在非对称故障工况下，传统低电压穿越控制策略不能很好地抑制故障发生期间的并网电流谐波以及对并网电流的限幅。针对上述问题，本课题结合低电压穿越控制技术标准，对传统低电压穿越控制策略进行改进研究。本文的章节安排如下：

第 1 章介绍了本课题的研究背景与意义，对现阶段国内外光伏发电系统发展及研究现状进行分析，总结了低电压穿越控制技术标准及低电压穿越控制研究现状，指出了光伏并网发电系统低电压穿越控制的必要性，分析了光伏并网发电系统谐波产生机理与研究现状，最后确定了本文的研究内容。

第 2 章分析了光伏并网发电系统数学模型以及并网策略。首先介绍了光伏并网发电系统拓扑结构，并通过计算光伏阵列的等效输出模型，研究了其输出特性，对三种最大功率点跟踪方法进行了对比与选择。在此基础上，对 Boost 变换器进行小信号建模分析，并对其电压电流双闭环控制策略的参数进行了整定设计。对于光伏并网发电系统的逆变器部分，首先建立基于 LCL 三相并网逆变器数学模型，介绍 SVPWM 调制方式，分析 DSOGI-PLL 数学模型。最后对光伏并网逆变器并网运行控制策略以及虚拟阻抗控制策略进行仿真分析。

第 3 章对电网对称故障工况下光伏并网发电系统低电压穿越控制策略进行研究。首先对电网故障发生原因和类型进行概述。为了提高控制系统对谐波的抑制能力，将电流内环 PI 控制器进行改进，采用准 PR 控制器。此外，当电网电压发生较大程度跌落时，故障期间电网具有弱电网特性，此时较小的电流波动在经过电网等效阻抗注入控制系统后，会对控制系统造成较为明显的影响，以及故障发生与恢复瞬间对控制系统的动态性能要求较高。为抑制电网等效阻

抗对控制系统的影响，提高控制系统的动态性能，在传统虚拟阻抗控制策略基础上，提出了一种改进虚拟阻抗控制策略。通过仿真分析当电网电压对称跌落至 30%时，本文所提改进虚拟阻抗控制策略在三相对称故障低电压穿越策略中的可行性和优越性。

第 4 章对电网非对称故障工况下的光伏并网逆变器低电压穿越控制策略进行研究。为了提高控制系统的动态性能以及对谐波的抑制能力，提出了一种改进电容电压前馈和电感电流反馈的有源阻尼控制策略。同时，为保证并网电流不会超过逆变器最大限制过流能力，研究了一种正负序电流限幅方法。依次建立消除有功功率振荡、无功功率振荡以及负序并网电流这三种控制目标下控制策略数学模型。最后，通过仿真分析在 A 相电网电压跌落至 30%，B 相和 C 相电网电压不跌落的非对称故障工况下，本文所提改进有源阻尼控制策略在三相对称故障低电压穿越策略中的可行性和优越性。

第 5 章对全文所做的工作和取得的成果进行了总结，并指出本文当前存在的不足以及需要改进之处。

1.6 技术路线

本文研究的技术路线如图 1-4 所示。

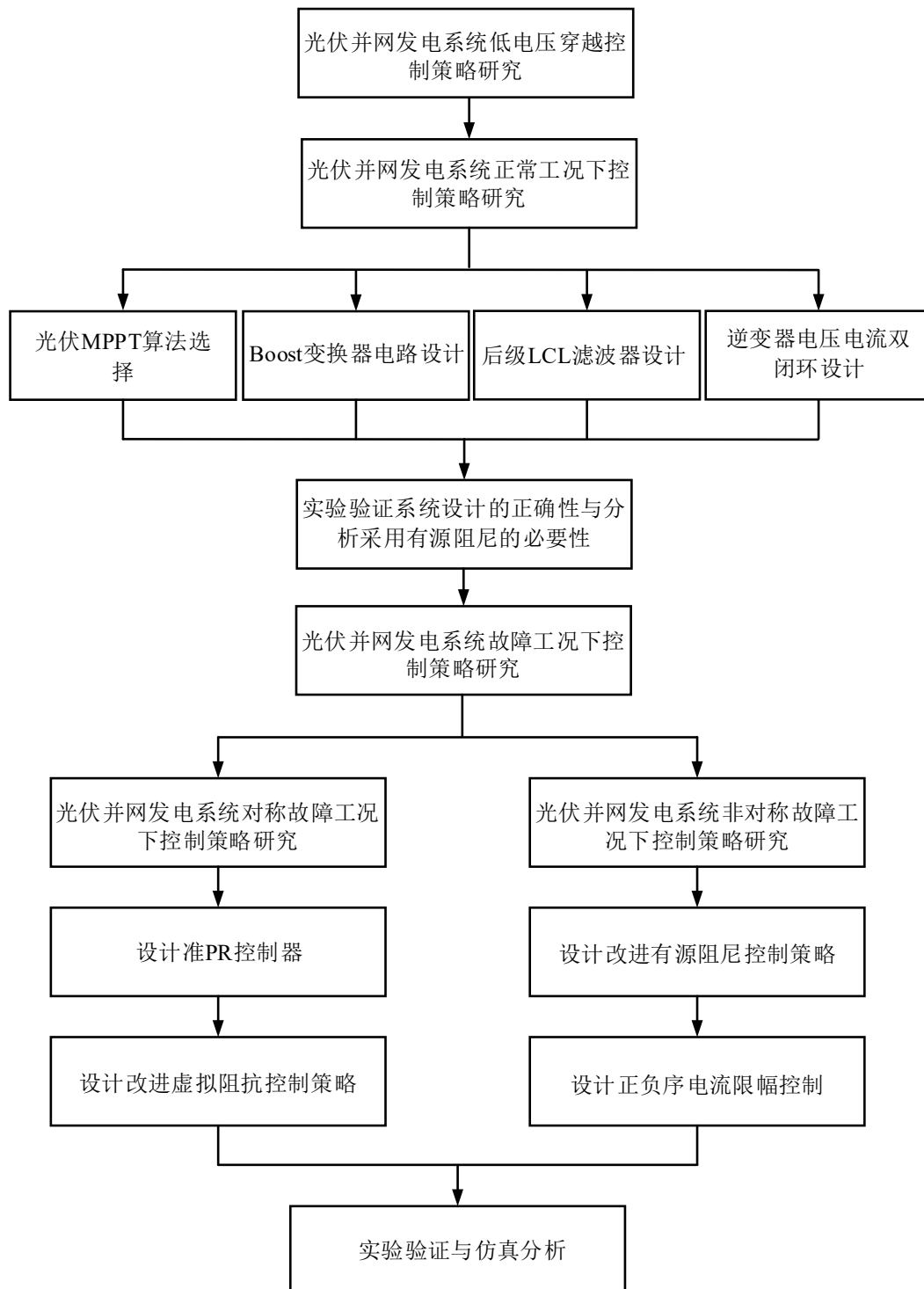


图 1-4 技术路线图

第2章 光伏并网发电系统模型及控制策略

光伏发电系统可根据应用场景分为集中式和分布式系统，其中集中式光伏发电系统一般接入公共电网，生成的电能输送到电网，供给周围区域或城市^[36]；分布式光伏发电系统一般用于家庭或商业等场景。根据光伏发电系统与电网的连接方式，可划分为离网与并网两类，其中，光伏离网系统采用直流母线与储能单元耦合的孤岛式供电方案；光伏并网系统则通过逆变器接入公共电网，具备可再生能源规模化消纳能力。随着我国电网建设的不断加强，特别是智能电网的推广，光伏并网发电系统具有更好的发展前景^[37]。因此，研究光伏并网发电系统具有极为重要的意义。

2.1 光伏并网发电系统拓扑结构

光伏并网发电系统主要由以下几个核心部分组成，分别为光伏阵列、逆变器、滤波器以及电网，基本拓扑结构如图 2-1 所示。

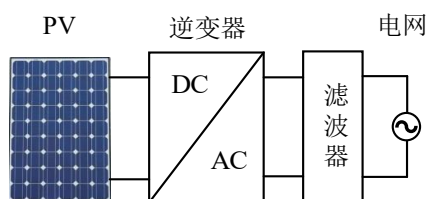
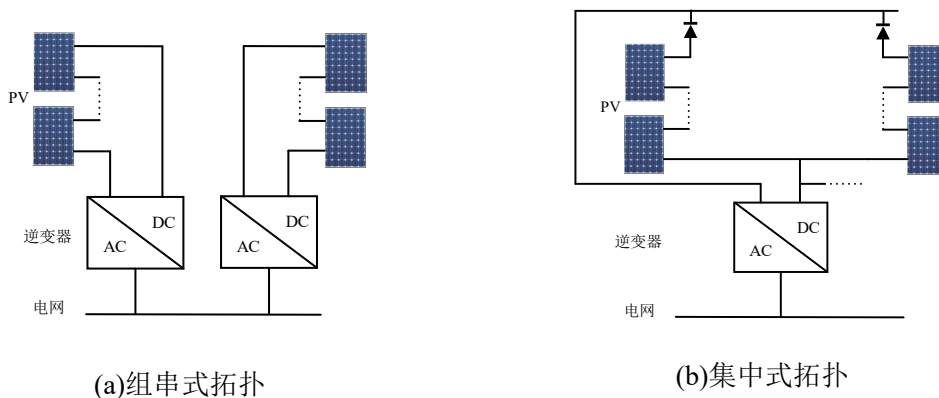


图 2-1 光伏并网发电系统基本拓扑结构图

根据光伏阵列的排列顺序不同以及不同场景下所需的功率差异可以将光伏并网发电系统拓扑结构分为以下四类：组串式拓扑、集中式拓扑、主从式拓扑以及模块化多电平拓扑，如图 2-2 所示。



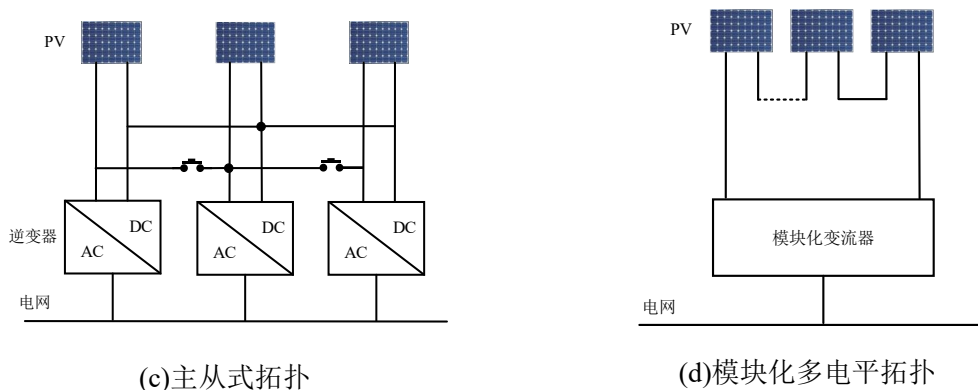


图 2-2 光伏并网发电系统典型拓扑结构图

从图 2-2(a)可知，组串式拓扑就是将多个光伏组件串联在一起，通过逆变器并入电网，其适用于功率范围为 1kW 至 1MW 中小型功率场景，例如户用和商业分布式系统；从图 2-2(b)可知，集中式拓扑就是将大量光伏组件并联后形成大容量直流母线，通过集中式逆变器统一转换为交流电后并入电网，其适用于功率范围为 1MW 以上的大功率场景，例如地面电站和大型工商业系统；从图 2-2(c)可知，主从式拓扑就是在系统中设置一个主光伏并网发电系统和多个从光伏并网发电系统，根据光照波动或负载等场景，调节组开关从而满足场景需求，其适用于功率范围为 50kW 至 10MW 的中大型功率场景，例如大型工商业屋顶系统；从图 2-2(d)可知，模块化多电平拓扑就是将多个光伏组件串联后通过模块化多电平换流器并入电网，其适用于功率范围为 1GW 级以上的超大功率场景，例如海上光伏并网和跨区域能源输送。

2.2 光伏阵列的等效输出模型与输出特性分析

光伏电池的主要材料包括硅半导体、薄膜材料、染料敏化太阳能电池和钙钛矿材料，但由于硅半导体具有较低的发电成本和较高的效率，因此在市场上通常采用硅半导体作为主要光伏材料，其中，多晶硅和单晶硅光伏电池占太阳能电池的 90%^[38]。

光伏电池的等效电路如图 2-3 所示。

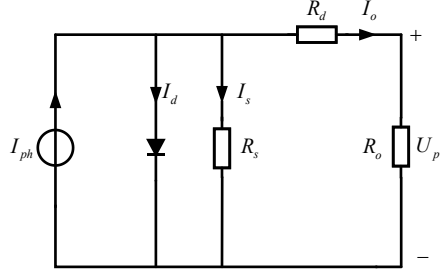


图 2-3 光伏电池的等效电路

图中， I_{ph} 为光生电流，是指在标准条件下光伏电池输出端短路时流过光生电池的电流， I_d 为流过二极管的电流， I_o 为流过负载电阻 R_o 的电流， R_d 为等效串联电阻， U_{pv} 为负载电阻 R_o 两端电压， R_s 为旁路电阻。

根据基尔霍夫电流定律，光伏电池流过负载的电流为：

$$I_o = I_{ph} - I_d - I_s \quad (2.1)$$

由于旁漏电阻 R_s 的值很大，故流过 R_s 的电流 I_s 很小，可以忽略不计，从而得到：

$$I_o = I_{ph} - I_d = I_{ph} - I_{rsc} \left\{ \exp \left[\frac{qU + I_o R_d}{nkT} \right] \right\} \quad (2.2)$$

式中， I_{rsc} 为反向饱和电流，值一般为 10^{-4} A； q 为电子电荷，值为 1.602176×10^{-19} C； n 为二极管常数因子； K 为玻尔兹曼常数，值为 $1.3806503 \times 10^{-23}$ J/K； T 为光伏电池温度^[39]。

在式(2.2)的基础上，设光生电流 I_{ph} 等于短路电流 I_{sc} ，以及定义在开路状态下，输出电压 U_{pv} 等于开路电压 U_{oc} ；最大功率点处，输出电压 U_{pv} 等于最大功率点电压 U_m ，输出电流 I_o 等于最大功率点电流 I_m 。

则光伏电池输出特性方程为：

$$I_o = I_{sc} \left[1 - A_1 \left(e^{\frac{U_{pv}}{A_2 U_{oc}}} - 1 \right) \right] \quad (2.3)$$

式中， A_1 和 A_2 为待定系数。

根据开路电压 U_{oc} ，最大功率点电压 U_m ，最大功率点电流以及短路电流可以求出 A_1 和 A_2 如式(2.4)和式(2.5)所示：

$$A_1 = \left(1 - \frac{I_m}{I_{sc}} \right) \exp \left(\frac{-U_m}{A_2 U_{oc}} \right) \quad (2.4)$$

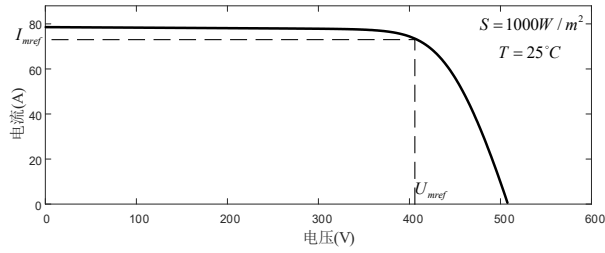
$$A_2 = \frac{\left(\frac{U_m}{U_{oc}} - 1\right)}{\ln\left(1 - \frac{I_m}{I_{sc}}\right)} \quad (2.5)$$

在实际中，由于有天气、环境等因素的影响，光照强度以及温度会被天气、环境等因素的影响而不断改变。因此，需建立光伏电池输出特性与光照强度、温度等环境变量的动态耦合关系。这样可以得到修正后的电压电流表达式为：

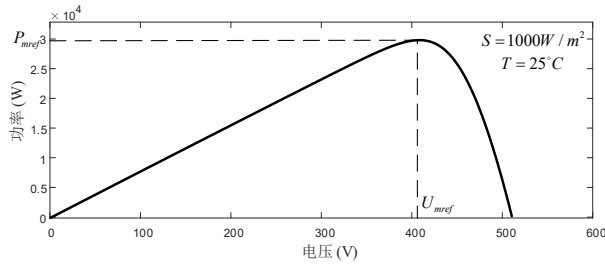
$$\begin{cases} I_{sc} = I_{scref} \frac{S}{S_0} (1 + a\Delta T) \\ I_m = I_{mref} \frac{S}{S_0} (1 + a\Delta T) \\ U_{oc} = U_{ocref} \ln(e + b\Delta S)(1 - c\Delta T) \\ U_m = U_{mref} \ln(e + b\Delta S)(1 - c\Delta T) \end{cases} \quad (2.6)$$

式中， T_0 和 S_0 分别代表标准条件下的光照强度和电池温度， $\Delta T = T - T_0$ ， $\Delta S = S - S_0$ ， $T_0 = 25^\circ\text{C}$ ， $S_0 = 1000\text{W}/\text{m}^2$ ； I_{scref} 和 U_{ocref} 分别为标准条件下光伏电池的短路电流和开路电压； I_{mref} 和 U_{mref} 分别为最大功率点处光伏电池的电流和电压； a ， b ， c 均为常数系数， $a = 0.0025$ ， $b = 0.5$ ， $c = 0.00288$ 。

根据光伏电池的数学模型，可以得到标准条件下的 I-V 和 P-V 特性曲线，如图 2-4 所示。



(a)I-V 特性曲线



(b)P-V 特性曲线

图 2-4 标准条件下光伏电池的 I-V 特性曲线及 P-V 特性曲线

从图 2-4 可以看出, I-V 特性曲线是典型的非线性曲线, 输出电流在最大功率点电压 U_{mref} 之前, 都近似恒定, 最终在接近 U_{mref} 时, 电流迅速下降直到为 0^[40]。可知光伏电池是一种非线性直流电源。从 P-V 特性曲线中可以看出, 每个工作电压都对应唯一的输出功率。当工作电压在 U_{mref} 左侧时, 输出功率随着电压的增加而增大; 当工作电压在 U_{mref} 右侧时, 输出功率随着电压的增加而减小^[41]。

2.3 最大功率点跟踪方法

由图 2-4 可知, 光伏电池属于非线性电源, 但每个工作点电压都对应唯一的输出功率。因此, 通过实时调整光伏电池工作点, 即 MPPT 方法, 使其在提高最大输出功率和系统整体效率的同时确保光伏电池在最大功率点附近持续运作。根据当前研究, 常用的 MPPT 算法有恒电压控制法(Constant Voltage Tracking, CVT)、扰动观察法(Perturb & Observe algorithms, P&O)以及电导增量法(Incremental Conductance, INC)^[42]。下面将对上述三种 MPPT 算法进行分析。

2.3.1 恒电压控制法

根据光伏电池的特性可知, 温度变化对最大工作点电压的影响要大于光照强度对最大工作点电压的影响。恒电压控制法以标准条件下的最大功率点电压为基准, 让控制目标尽可能地维持在该基准点电压附近, 此时默认光伏电池工作在最大功率点^[43]。通常来说, 恒电压控制法就是把 MPPT 控制简化为稳压控制。

该方法虽然控制简单且容易实现, 但在早晚温差较大以及四季温度变化剧烈的地区, 其控制精度较差, 在环境恶劣时, 必须人工干预才能良好运行。故本文不采用恒电压控制法^[44]。

2.3.2 扰动观察法

扰动观察法的基本工作原理是对 $k-1$ 时刻工作电压 $u(k-1)$ 增加扰动 Δu , 再将此时的值作为 k 时刻的值 $u(k)$ 。同时, 再检测出 k 时刻的电流值 $i(k)$, 根据功率公式计算出 k 时刻的输出功率值 $p(k)$, 并将 $p(k)$ 和 $p(k-1)$ 相比较。若 $p(k) > p(k-1)$, 功率增加, 则表示扰动方向正确; 若 $p(k) < p(k-1)$, 功率减小, 则表示扰动方向错误, 需要向相反的方向扰动。

和恒电压控制法相比，扰动观察法具有更好的灵活性，并且其控制回路简单，较为容易实现。但由于其初始值以及给定的跟踪步长，导致跟踪精度和响应速度无法兼顾^[45]。因此本文不采用扰动观察法。

2.3.3 电导增量法

电导增量法是目前最常用的 MPPT 算法之一。其基本原理是通过比较光伏阵列的增量电导和瞬时电导来实现最大功率点的跟踪。电导增量法控制流程图如图 2-5 所示。

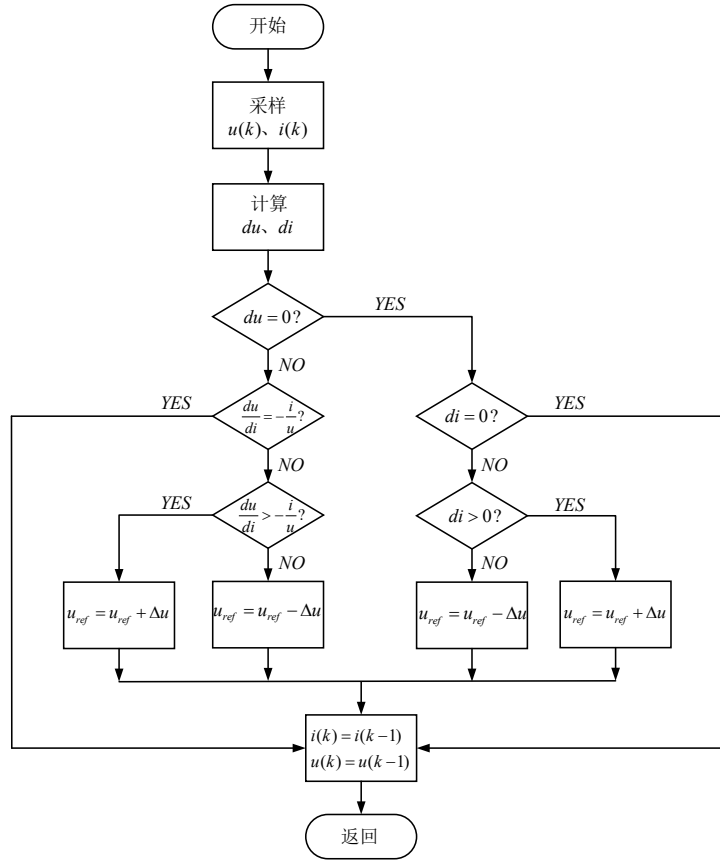


图 2-5 电导增量法控制流程图

由图 2-4(b)可知，光伏电池工作在最大功率点处时，此时的斜率为 0。因此，可以用功率公式 $p = vi$ 对电压 v 求导，可得：

$$\frac{dp}{dv} = i + v \frac{di}{dv} = 0 \quad (2.7)$$

对式(2.7)进行变换可得：

$$\frac{di}{dv} = -\frac{i}{v} \quad (2.8)$$

结合图 2-4(b)可以将式(2.8)分为以下三种工作情况：

- (1)当 $di/dv = -i/v$ 时，此时光伏电池工作在最大功率点附近，不需要改变此时的 u_{ref} ；
- (2)当 $di/dv > -i/v$ 时，此时光伏电池工作在最大功率点的左边，需要增大此时的 u_{ref} ；
- (3)当 $di/dv < -i/v$ 时，此时光伏电池工作在最大功率点的右边，需要减小此时的 u_{ref} 。

电导增量法需要实时计算电导增量与瞬时电导，实现起来相对复杂。但其在光照变换较快的条件下，对于最大功率点的追踪与精确定位要优于恒电压控制法和扰动观察法^[46]。因此本文采用电导增量法。

2.4 前级 Boost 变换器拓扑结构与控制策略

在光伏并网发电系统中，光伏阵列的输出电压通常低于直流母线电压稳定运行的电压阈值，此时，需要利用 Boost 型 DC/DC 变换器(以下简称“Boost 变换器”)升压^[47]。下面将从 Boost 变换器的拓扑结构以及 Boost 变换器双闭环控制策略两个方面进行分析。

2.4.1 Boost 变换器拓扑结构

Boost 变换器的基本原理是通过 PWM 控制功率开关器件的导通和关断，实现升压电感的储能与释放，从而将光伏侧输出电压 U_{pv} 升高到所需要的值。Boost 变换器主要由电源、升压电感、滤波电容以及负载构成，其拓扑图如图 2-6 所示。

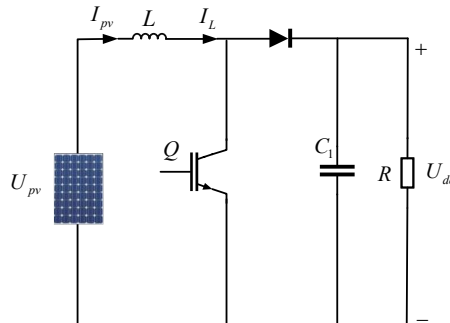


图 2-6 Boost 变换器拓扑图

根据图 2-6 以及结合 Boost 变换器的原理，可得电感电流平均数学模型以及输出电压平均数学模型为：

$$L \frac{dI_L}{dt} = U_{pv} - (1-D)U_{dc} \quad (2.9)$$

$$C_1 \frac{dU_{dc}}{dt} = (1-D)I_L - \frac{U_{dc}}{R} \quad (2.10)$$

式中， D 为开关管导通占空比，且 $D \in (0,1)$ 。

将式(2.9)与式(2.10)线性化得：

$$sL \hat{I}_L = \hat{U}_{pv} - (1-D)\hat{U}_{dc} \quad (2.11)$$

$$sC_1 \hat{U}_{dc} = (1-D)\hat{I}_L + I_L \hat{D} - \frac{\hat{U}_{dc}}{R} \quad (2.12)$$

式中， $\hat{I}_L = I_L + \tilde{i}_L$ ； $\hat{U}_{pv} = U_{pv} + \tilde{u}_{pv}$ ； $\hat{U}_{dc} = U_{dc} + \tilde{u}_{dc}$ ； $\hat{D} = D + \tilde{d}$ 。

由式(2.11)和(2.12)可得输出电压 $\hat{U}_{dc}$ 与占空比 $\hat{D}$ 的传递函数为：

$$G_{ud}(s) = \frac{\hat{U}_{dc}}{\hat{D}} = \frac{I_L L s + U_{dc}(1-D)}{LC_1 s^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad (2.13)$$

式(2.13)的 Bode 图如图 2-7 所示。

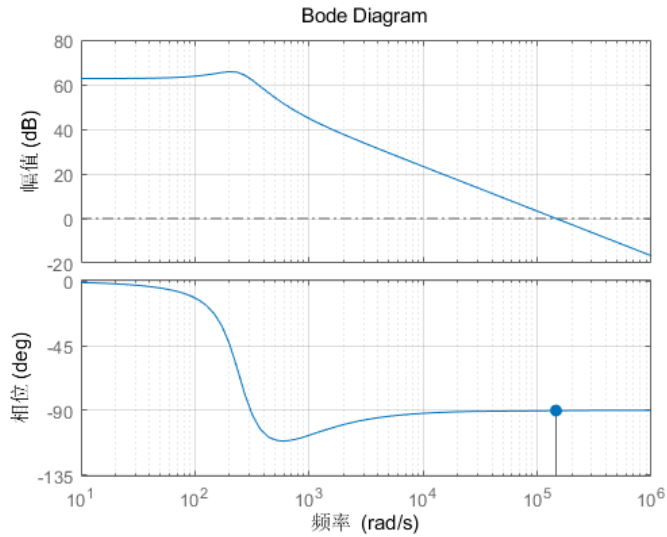


图 2-7 Boost 变换器 $G_{ud}(s)$ 传递函数 Bode 图

从图 2-7 可以看出, 当升压电感为 $L=3\times 10^{-6}H$ 、滤波电容 $C_1=0.5\times 10^{-3}F$ 、占空比 $D=0.4$ 、 $U_{dc}=750V$ 时, Boost 变换器具有正的增益裕度以及 89.9° 的相位裕度, 故可以判断系统是稳定的。

2.4.2 Boost 变换器电压电流双闭环控制策略

忽略 Boost 变换器中各元件的损耗, 可以得到 Boost 变换器输入电压 U_{pv} 和输出电压 U_{dc} 的关系为:

$$U_{pv} = (1-D)U_{dc} \quad (2.14)$$

从式(2.14)可知, 在光伏电池输出电压 U_{pv} 不变的情况下, 要想改变输出电压 U_{dc} 的大小, 则只需要改变占空比 D 。本文采用了一种基于最大工作点电压和电感电流的双闭环控制策略, 其结构图如图 2-8 所示。

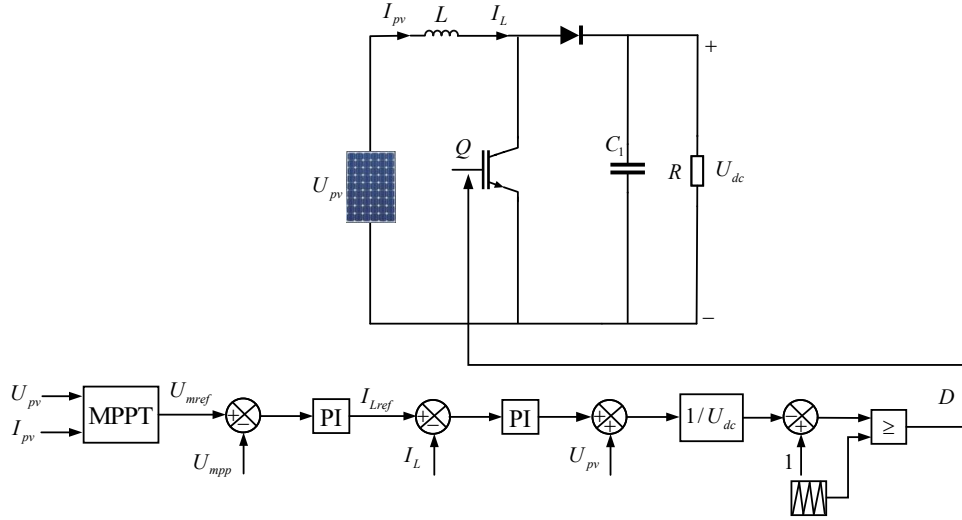


图 2-8 前级 Boost 变换器双闭环控制结构图

由图 2-8 可以得到电压电流双闭环的控制环框图如图 2-9 所示。

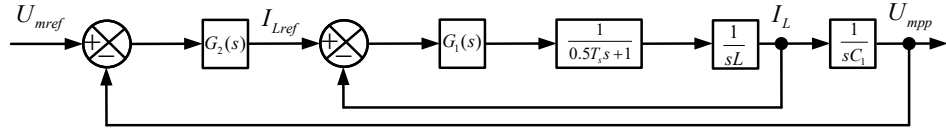


图 2-9 Boost 变换器电压电流双闭环控制环框图

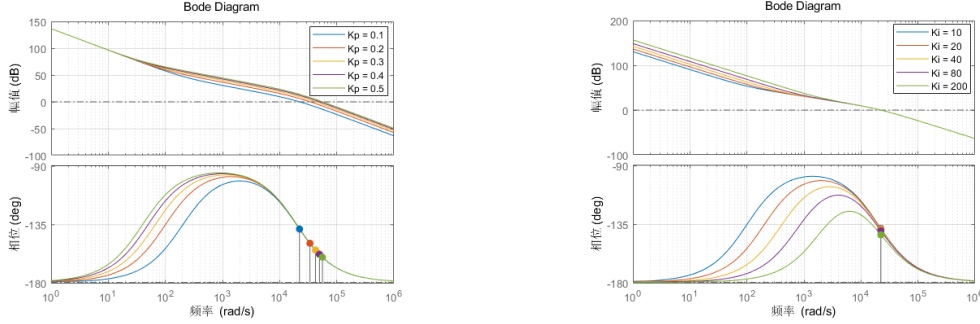
图中, 电流环 PI 表达式为 $G_1(s)=K_{p1}+K_{i1}/s$, 电压环 PI 的表达式为 $G_2(s)=K_{p2}+K_{i2}/s$, T_s 为采样延时。

根据图 2-9 可以得到电流控制环的开环传递函数为:

$$G_{oi_Boost}(s) = \frac{K_{p1}s + K_{i1}}{0.5T_s s^3 L + s^2 L} \quad (2.15)$$

由于电流控制环中的 PI 参数主要通过电流控制环传递函数的 Bode 图以及穿越频率和相位裕度能否满足系统需求来确定。

根据式(2.15)，可绘制电流控制环开环时在不同比例系数和积分系数的 Bode 图如图 2-10 所示。



(a)比例系数改变、积分系数不变时 Bode 图 (b)积分系数改变、比例系数不变时 Bode 图

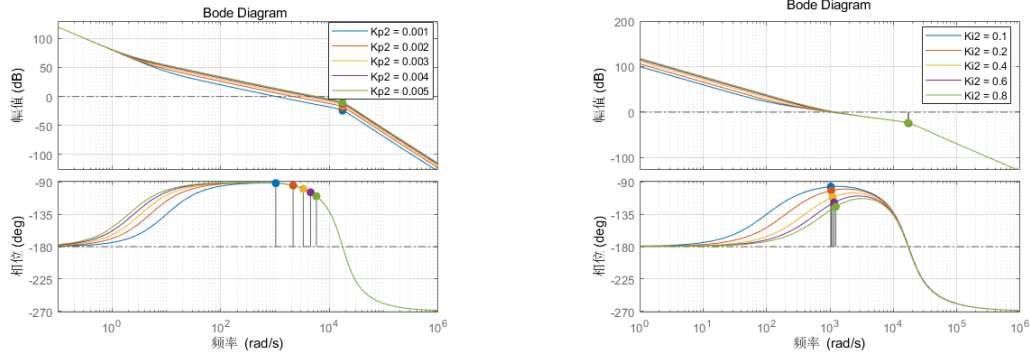
图 2-10 比例系数和积分系数对 Boost 电路电流控制环开环传递特性的影响

从图 2-10 可知，采用控制变量法，能够得到式(2.15)对应不同比例系数和积分系数的开环传递函数 Bode 图，进而系统性分析 Boost 控制器参数对系统开环传递特性的影响。从图 2-10(a)可知，当积分系数不变，比例系数分别取 0.1、0.2、0.3、0.4 以及 0.5 时，随着比例系数的增大，在低频段，幅频增益几乎不变，相位裕度逐渐降低；在高频段，随着比例系数的增大，幅频增益略微升高，相位裕度降低。为了保证系统的稳定性，本文选择 $K_{p1} = 0.2$ 。在确定比例系数的基础上，通过改变积分系数可以得到图 2-10(b)，从图中可知，积分系数分别取 10、20、40、80 以及 100 时，随着积分系数的增大，在低频段，幅频增益逐渐升高，相位裕度有着明显降低；在高频段，幅频增益和相位裕度几乎不变。因此，为了防止相位裕度过大而导致的系统响应慢，以及考虑系统消除静差的能力，本文选择 $K_{i1} = 80$ 。

根据图 2-9 可以得到电压控制环的开环传递函数为：

$$G_{ou_Boost}(s) = \frac{(K_{p1}s + K_{i1})(K_{p2}s + K_{i2})}{(0.5T_s s^3 L + s^2 L + K_{p1}s + K_{i1})sC_1} \quad (2.16)$$

根据式(2.16)，可得到电压控制环开环时在不同比例系数和积分系数的 Bode 图如图 2-11 所示。



(a)比例系数改变、积分系数不变时 Bode 图 (b)比例系数不变、积分系数改变时 Bode 图

图 2-11 比例系数和积分系数对 Boost 电压控制环开环传递特性的影响

从图 2-11 可知，采用控制变量法，能够得到式(2.16)对应不同比例系数和积分系数的开环传递函数 Bode 图，进而系统性分析控制器参数对系统开环传递特性的影响。从图 2-11(a)可知，当积分系数不变，比例系数分别取 0.001、0.002、0.003、0.004 以及 0.005 时，随着比例系数的增大，在低频段，幅频增益几乎不变，相位裕度逐渐降低；在高频段，随着比例系数的增大，幅频增益略微降低，相位裕度保持一致。为了保证系统的稳定性以及响应速度，本文选择 $K_{p2} = 0.005$ 。在确定比例系数的基础上，通过改变积分系数可以得到图 2-11(b)，从图中可知，积分系数分别取 0.1、0.2、0.4、0.6 以及 0.8 时，随着积分系数的增大，在低频段，幅频增益逐渐升高，相位裕度有着明显降低；在高频段，幅频增益和相位裕度几乎不变。因此，为了防止相位裕度过大而导致的系统响应慢，以及考虑系统消除静差的能力，本文选择 $K_{i2} = 0.8$ 。

2.5 基于 LCL 滤波器的逆变器数学模型及调制方式

光伏并网逆变器的核心机理在于将光伏侧发出的直流电，通过高频电力电子变换与实时同步控制，转化为电网中的交流电，从而实现能量转换^[48]。逆变器是光伏转换的核心设备，主要作用是将光伏侧发出的直流电在空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)的控制下转换为交流电，并通过 LCL 滤波器抑制高频谐波，确保三相交流电满足电网要求。其次，当电网发生故障的时候，逆变器承担着向 PCC 点输出无功功率支撑，保证光伏并网发

电系统不离网^[49]。因此，对光伏并网逆变器的动态特性数学模型和控制策略进行深入研究，是实现低电压穿越控制策略研究的重要前提。

2.5.1 滤波器结构

为了滤除由于功率开关器件的通断以及光伏侧电压波动而产生的电压谐波，逆变器并网电流能满足 IEEE Std.1547^[50]中规定的电流质量指标，如表 2-1 所示。

表 2-1 IEEE Std.1547 规定的逆变器进网电流质量指标

奇次谐波	占额定电流比例	偶次谐波	占额定电流比例	总谐波畸变比例	功率因数
$h < 11$	4%	$h < 12$	1.5%		
$11 \leq h < 17$	2%	$12 \leq h < 18$	0.5%		
$17 \leq h < 23$	1.5%	$18 \leq h < 24$	0.375%	5%	$\cos \theta \geq 0.85$
$23 \leq h < 35$	0.6%	$24 \leq h < 36$	0.15%		
$35 \leq h$	0.3%	$36 \leq h$	0.075%		

针对上述谐波通常在三相逆变器和电网之间接入滤波器进行滤除，常用的滤波器结构有 L 型、LC 型以及 LCL 型，拓扑结构如图 2-12 所示。

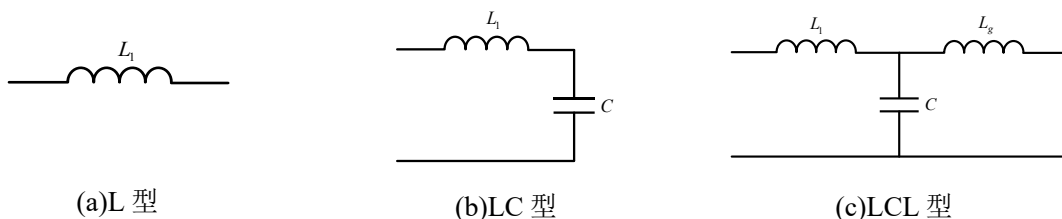


图 2-12 L 型、LC 型以及 LCL 型滤波器拓扑结构图

为了便于分析上述三种滤波器的特性，下面将建立它们的数学模型，并通过 Bode 图对上述三种滤波器的特性进行分析。

L 型滤波器的传递函数为：

$$G_L(s) = sL_1 \quad (2.17)$$

LC 型滤波器的传递函数为：

$$G_{LC}(s) = \frac{1}{L_1 C s^2 + 1} \quad (2.18)$$

LCL 型滤波器的传递函数为：

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1 L_g C s^3 + (L_1 + L_g) s} \quad (2.19)$$

上述三种滤波器的 Bode 图如图 2-13 所示。

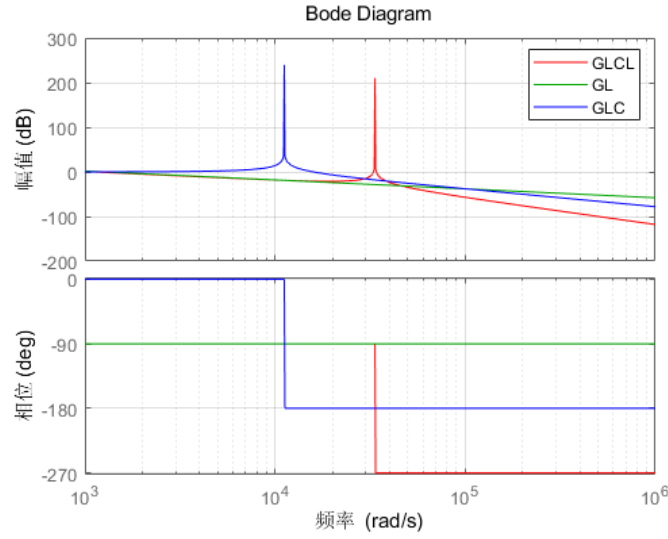


图 2-13 L 型、LC 型以及 LCL 型滤波器 Bode 图

从图 2-13 可以看出，在低频段，L 型和 LCL 型滤波器都是以 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 的速度衰减，LC 型滤波器趋近于 0dB ；在高频段，L 型滤波器仍然以 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 的速度衰减，LC 型滤波器以 $-40\text{dB}/\text{dec}$ 的速度衰减，而 LCL 型滤波器以 $-60\text{dB}/\text{dec}$ 的速度衰减。综上可知，LCL 型滤波器无论对低频谐波以及高频谐波的滤除能力在上述三种滤波器中表现最好，LC 型滤波器表现其次，L 型滤波器表现最差^[51]。因此，本文研究的光伏并网发电系统逆变器输出侧采用 LCL 型滤波器。

2.5.2 基于 LCL 滤波器的三相两电平逆变器数学模型

本文研究的光伏并网发电系统结构如图 2-14 所示。该结构由光伏电池串并联组成的光伏阵列、Boost 变换器、逆变器、LCL 滤波器和电网五部分组成。其中， C_1 为滤波电容， L 为升压电感， L_1 、 L_g 以及 C 为 LCL 滤波器的滤波电感和滤波电容， U_{dc} 为直流母线电压， i_{dc} 为直流母线电流， i_{inva} 、 i_{invb} 以及 i_{invc} 为逆变侧电流， i_a 、 i_b 以及 i_c 为并网电流， e_a 、 e_b 以及 e_c 三相电网电压，VT1~VT6 为三相桥式逆变器的逆变开关。

系统工作原理为：光伏阵列输出直流电，经过直流侧电容 C_1 滤波以及 Boost 变换器升压，再通过逆变器将直流电转变为交流电，最后将逆变得到的交流电通过 LCL 滤波器滤波后，并入三相交流电网。

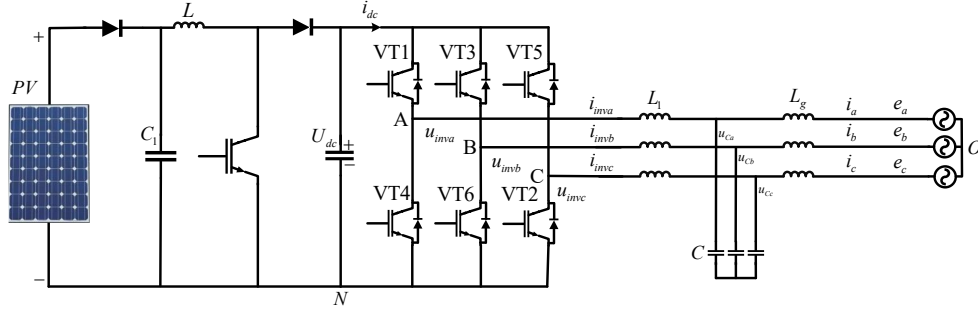


图 2-14 光伏并网发电系统的拓扑结构

由基尔霍夫电压定律可得 LCL 滤波器上的电容电压为：

$$\begin{cases} u_{Ca} = L_g \frac{di_a}{dt} + e_a \\ u_{Cb} = L_g \frac{di_b}{dt} + e_b \\ u_{Cc} = L_g \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (2.20)$$

式中， u_{Ca} 、 u_{Cb} 、 u_{Cc} 分别为 LCL 滤波器 A 相、B 相、C 相上的电容电压。

逆变器侧输出电压由基尔霍夫电压定律可得：

$$\begin{cases} u_{inva} = L_1 \frac{di_{inva}}{dt} + u_{Ca} \\ u_{invb} = L_1 \frac{di_{invb}}{dt} + u_{Cb} \\ u_{invc} = L_1 \frac{di_{invc}}{dt} + u_{Cc} \end{cases} \quad (2.21)$$

式中， u_{inva} 、 u_{invb} 、 u_{invc} 为逆变器侧 A 相、B 相、C 相输出电压。

同时 u_{inva} 、 u_{invb} 、 u_{invc} 也可表示为：

$$\begin{cases} u_{inva} = u_{ON} + u_{Na} \\ u_{invb} = u_{ON} + u_{Nb} \\ u_{invc} = u_{ON} + u_{Nc} \end{cases} \quad (2.22)$$

式中， u_{Na} 、 u_{Nb} 以及 u_{Nc} 分别为直流母线接地端到逆变器三相桥臂中点电压； u_{ON} 为中性点偏移电压。

定义开关函数：

$$D_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通，下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断，下桥臂导通} \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (2.23)$$

下面以 A 相为例，根据图 2-14 分析可知：

当 $D_k=1$ 时，A 相上桥臂导通，下桥臂关断，根据基尔霍夫电压定律可得：

$$u_{inva} = u_{ON} + u_{Na} = U_{dc} + u_{NO} \quad (2.24)$$

当 $D_k=0$ 时，A 相上桥臂关断，下桥臂导通，根据基尔霍夫电压定律可得：

$$u_{inva} = u_{ON} + u_{Na} = 0 + u_{NO} \quad (2.25)$$

根据式(2.24)和式(2.25)，可将 A 相逆变器输出电压用开关函数表示为：

$$u_{inva} = u_{NO} + D_a U_{dc} \quad (2.26)$$

则直流母线接地端到逆变器 A 相桥臂中点电压为：

$$u_{kN} = D_k U_{dc} (k = a, b, c) \quad (2.27)$$

假设电网电压为三相对称的理想电压，则有：

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_{inva} + i_{invb} + i_{invc} = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2.28)$$

联立式(2.23)-式(2.27)可得：

$$u_{NO} = -\frac{1}{3}(u_{aN} + u_{bN} + u_{cN}) = -\frac{1}{3}U_{dc}(D_a + D_b + D_c) \quad (2.29)$$

由基尔霍夫电流定律可得三相滤波器电容电流为：

$$\begin{cases} i_{Ca} = i_{inva} - i_a \\ i_{Cb} = i_{invb} - i_b \\ i_{Cc} = i_{invc} - i_c \end{cases} \quad (2.30)$$

又根据电容电流和电容电压的关系可以得到：

$$\begin{cases} i_{Ca} = C \frac{du_{Ca}}{dt} \\ i_{Cb} = C \frac{du_{Cb}}{dt} \\ i_{Cc} = C \frac{du_{Cc}}{dt} \end{cases} \quad (2.31)$$

联立式(2.30)和式(2.31)可以得到：

$$\begin{cases} \frac{di_{invk}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_1}u_{ck} + \frac{1}{L_1}u_k \\ \frac{di_k(t)}{dt} = -\frac{1}{L_g}u_{ck} - \frac{1}{L_g}e_k \\ \frac{du_{ck}(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_{invk} - \frac{1}{C}i_k \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (2.32)$$

将式(2.32)经拉普拉斯变换可得：

$$\begin{cases} i_{invk}(s) = \frac{u_k(s) - u_{ck}(s)}{L_1 s} \\ i_k(s) = \frac{u_{ck}(s) - e_k(s)}{L_g s} \\ u_{ck}(s) = \frac{i_{invk}(s) - i_k(s)}{sC} \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (2.33)$$

根据式(2.33)可得三相静止坐标系下逆变器的结构框图如图 2-15 所示。

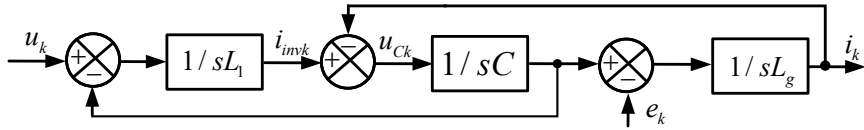


图 2-15 三相静止坐标系下逆变器的结构框图

虽然逆变器在静止坐标系下的数学模型形式最为简洁，但由于交流变量之间存在相互耦合且随时间变化等问题，使控制设计较为复杂，因此需利用磁动势守恒原理，通过坐标变换将 abc 坐标数学模型依次转化为 $\alpha\beta$ 坐标系及 dq 坐标系下的数学模型^[52]，各坐标系空间矢量关系如图 2-16 所示。

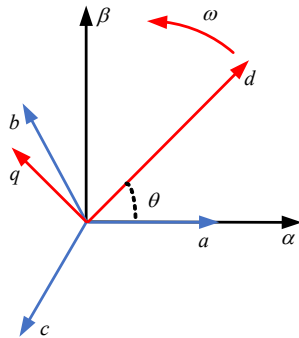


图 2-16 三种坐标系的空间矢量关系

图 2-16 中， dq 坐标系的旋转角速度与电网角速度一致，因此电网电流在 dq 轴呈现为直流量，有利于简化控制环路的设计^[53]。定义静止坐标系中 a 轴与 α 轴同相，则二者的转换关系为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} T_{abc/\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

其中，

$$T_{abc/\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

通过式(2.35)可将 abc 坐标系转换为 $\alpha\beta$ 坐标系，其中 $\alpha\beta$ 坐标系下控制变量为交流量，通常采用 PR 控制器实现无静差跟踪，但 PR 控制器非基频抗扰性不足^[54]；因此需借助 Park 变换将交流量转化为 dq 坐标系下的直流量，便于采用 PI 控制器实现电流的无静差跟踪^[53]。根据图 2-16 可知， dq 坐标系相对 $\alpha\beta$ 坐标系逆时针旋转角度为 θ ，其转换关系为：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{abc/dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

其中，

$$T_{abc/dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

联立式(2.34)、式(2.35)、式(2.36)和式(2.37)，得到从 abc 坐标系转换至 dq 坐标系的矩阵为：

$$T_{abc/dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \\ \cos \omega t & \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

式中， ω 为电网电压角频率。

通过式(2.38)将电网电压 e_a 、 e_b 以及 e_c 从 abc 坐标系转换到 dq 坐标系，得到电网电压的直轴分量 e_d 和交轴分量 e_q 为：

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \\ \cos \omega t & \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

同理，电网电流的直轴分量 i_d 和交轴分量 i_q ，以及逆变侧电流的直轴分量 i_{invd} 和交轴分量 i_{invq} 分别为：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \\ \cos \omega t & \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$\begin{bmatrix} i_{invd} \\ i_{invq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t & -\frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \\ \cos \omega t & \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{inva} \\ i_{invb} \\ i_{invc} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

由式(2.36)、式(2.40)、式(2.41)得到 dq 坐标系下并网逆变器状态方程为：

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{invd}(t)}{dt} \\ \frac{di_{invq}(t)}{dt} \\ \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_q(t)}{dt} \\ \frac{du_{Cd}(t)}{dt} \\ \frac{du_{Cq}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \omega & \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{invd} \\ i_{invq} \\ i_d \\ i_q \\ u_{Cd} \\ u_{Cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

式中， u_d 和 u_q 分别表示 $u_k (k = a, b, c)$ 在 dq 坐标系的直轴分量与交轴分量。

根据式(2.42)，将三相交流量转换为两相直流量后，虽然并网逆变器的控制简化，但此时 dq 轴上 L_1 、 L_g 的电感电流及 C 的电容电压三组直流分量间存在耦合，导致无法独立控制 d 轴和 q 轴，并且耦合效应会降低控制系统的性能。此外，在电网故障出现与恢复瞬间， d 轴和 q 轴的相互作用可能导致系统响应速度降低或者过度振荡。为了克服 dq 轴耦合带来的不利影响，本文采取在 dq 坐标轴下对系统进行解耦。逆变器的解耦结构框图如图 2-17 所示。

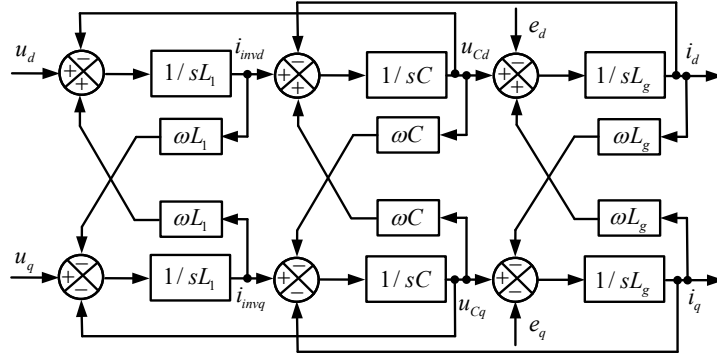


图 2-17 三相 LCL 型逆变器解耦结构框图

将电感 L_1 、 L_g 和电容 C 的解耦项加在 PI 控制器输出端即可实现三相 LCL 逆变器 dq 轴的完全解耦，全解耦后的结构框图如图 2-18 所示。

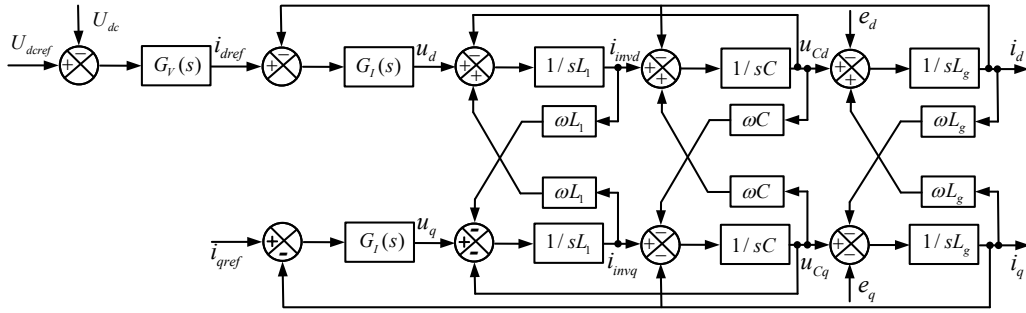


图 2-18 三相 LCL 型逆变器全解耦后的结构框图

2.5.3 SVPWM 调制方式

逆变器的原理是通过控制系统输出调制波电压，再将该调制波信号进行脉宽调制，最后将调制后的输出信号控制开关管的通断，从而实现将直流电压逆变成交流电压。因此，PWM 调制是影响逆变器控制性能的主要因素之一。本文光伏并网发电系统采用两电平 SVPWM 调制。下面从原理以及数学模型对 SVPWM 调制^[56-58]进行分析。

SVPWM 调制技术通过组合六个非零电压矢量和两个零电压矢量实现，在一个开关周期内合成期望的电压矢量，其作用时间由基础电压矢量的时间决定，使得合成电压空间矢量趋近于圆形轨迹。该过程通常在静止坐标系下进行，包括扇区判断、开关矢量选择、作用顺序确定及各矢量作用时间计算等^[55]。

根据式(2.23)-式(2.25)可知三相两电平逆变器有八种开关组合。在采用 SVPWM 调制时, 需要将开关管每种工作状态下的输出电压合成一个等效的电压矢量, 具体如表 2-2 所示。

表 2-2 三相两电平逆变器控制矢量八种开关状态和合成电压矢量值

D_a	D_b	D_c	矢量标号	电压矢量值
0	0	0	$\vec{V}_0$	0
0	0	1	$\vec{V}_1$	$2/3U_{dc}e^{j\frac{0\pi}{3}}$
0	1	0	$\vec{V}_2$	$2/3U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	1	$\vec{V}_3$	$2/3U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
1	0	0	$\vec{V}_4$	$2/3U_{dc}e^{j\pi}$
1	0	1	$\vec{V}_5$	$2/3U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	1	0	$\vec{V}_6$	$2/3U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	$\vec{V}_7$	0

从表 2-2 可以看出, 随着开关管开关状态的改变, 除了 $\vec{V}_0$ 和 $\vec{V}_7$ 两个状态, 其余六种状态下, 电压合成矢量的模值均为 $2/3U_{dc}$, 且各相的电压合成矢量均相差 60° 。将 $\vec{V}_2 \sim \vec{V}_6$ 各非零电压矢量依次首尾相连, 可得到一个封闭且规则的正六边形。沿着该六边形的边绘制一个内切圆, 该内切圆的半径就为最大不失真的电压矢量的幅值, 即 $2/3U_{dc}$, 此时对应的调制比为 1^[55]。三相两电平电压矢量合成轨迹图如图 2-19 所示。

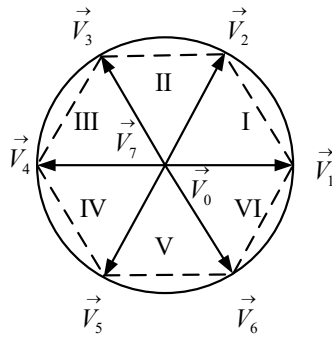


图 2-19 三相两电平电压矢量合成轨迹

由图 2-19 可知, 当确定需要的电压矢量所在的扇区, 则可以通过该扇区边界两个相邻的非零电压矢量以及零电压矢量进行合成。在合成过程中通过灵活地安排 $\vec{V}_0$ 和 $\vec{V}_7$ 在矢量合成中的位置, 来降低开关管的开关次数, 从而降低开关

损耗以及由于开关管通断而导致的电流谐波。不同扇区的开关切换顺序如表 2-3 所示。

表 2-3 不同扇区开关切换顺序表

扇区号	开关切换顺序
I 区	0-1-2-7-7-2-1-0
II 区	0-3-2-7-7-2-3-0
III 区	0-3-4-7-7-4-3-0
IV 区	0-5-4-7-7-4-5-0
V 区	0-5-6-7-7-6-5-0
VI 区	0-1-6-7-7-6-1-0

根据表 2-3 可知，SVPWM 调制方式通过开关管的通断分为 8 种开关组合，且不同的开关组合分别对应六个扇区。在实际应用中，在确定期望得到的电压矢量所在扇区后，根据合成电压矢量的开关持续时间得到开关切换顺序表，从而可以求出所需要的电压矢量值。此外，和传统的 PWM 调制方式相比，SVPWM 调制在每次开关状态变化时，只改变其中一相的开关状态，可以明显减少谐波的产生。综上所述，本文选择 SVPWM 调制方式。

2.6 DSOGI-PLL 工作原理

在正常并网中，需要保证逆变器的相位与电网同步，以便实现无缝并网，确保光伏并网发电系统的稳定性和高效性。目前常用的锁相控制主要有双二阶广义积分器锁相环(Double Second-Order Generalized Integrator Phase-locked Loop, DSOGI-PLL)和传统的单同步参考坐标系锁相环(Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop, SRF-PLL)^[59]。相比较于 SRF-PLL，DSOGI-PLL 能对电网电压进行精确的实时检测，为控制系统提供准确的电网频率和相位信息；另外在电网质量较差的情况下，DSOGI-PLL 仍能有较好的鲁棒性，而 SRF-PLL 由于抗干扰能力较弱，可能会出现同步错误以及产生延迟等现象。因此，本文采用 DSOGI-PLL 控制。

DSOGI-PLL 的原理是三相电网电压在经过 CLARK 变换后，得到静止坐标系下的 α 和 β 轴电压，再将得到的电压经过两个二阶广义积分器(Second Order

Generalized Integrator, SOGI)以及正负序分量计算模块(Positive/negative Sequence Calculator, PNSC), 计算 α 和 β 轴的正负序电压, 最后将分离出来的电压基波正序分量经过传统的单同步参考坐标系锁相环 SRF-PLL 进行锁相^[60]。DSOGI-PLL 结构框图如图 2-20 所示。

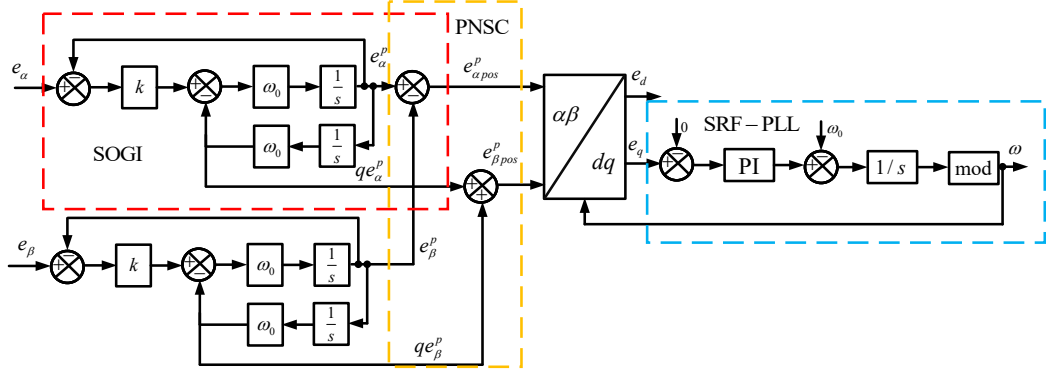


图 2-20 DSOGI-PLL 结构框图

图 2-20 中, 红色虚框中的模块为 SOGI 模块, 黄色虚框中的模块为 PNSC 模块, 蓝色虚框中的模块为 SRF-PLL 模块, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 50 \text{ Hz}$ 。

由于 DSOGI-PLL 在光伏并网发电系统中充当重要角色, 因此下面对其进行详细的理论推导。

首先, 对二阶广义积分器有:

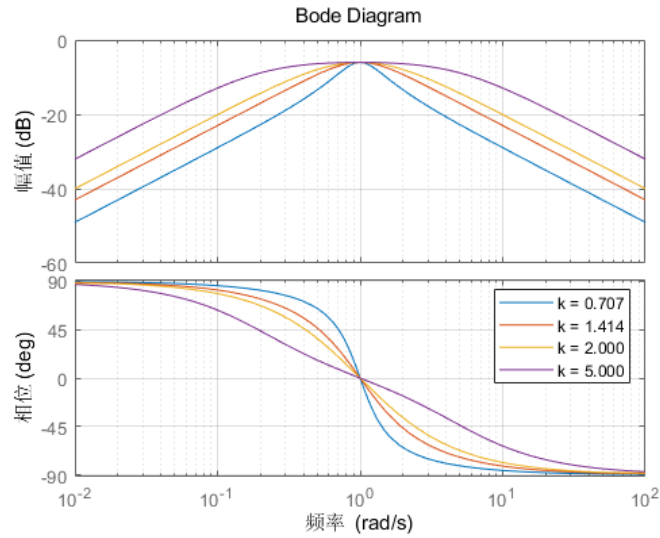
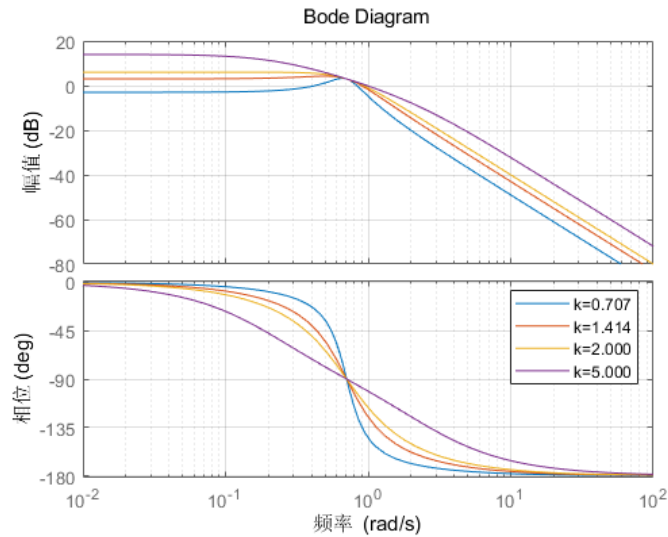
$$\begin{cases} e_{\alpha pos}^p = 0.5(e_{\alpha}^p - qe_{\beta}^p) = H_1(s)e_{\alpha} - H_2(s)e_{\beta} \\ e_{\beta pos}^p = 0.5(e_{\beta}^p + qe_{\alpha}^p) = H_2(s)e_{\alpha} + H_1(s)e_{\beta} \end{cases} \quad (2.43)$$

式中, $H_1(s)$ 为 e_{α}^p 到 e_{α} 的传递函数; $H_2(s)$ 为 qe_{α}^p 到 e_{α} 的传递函数。

$H_1(s)$ 和 $H_2(s)$ 的表达式为:

$$\begin{cases} H_1(s) = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \\ H_2(s) = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \end{cases} \quad (2.44)$$

为选择合适的 k 值, 根据公式(2.44)绘制 $H_1(s)$ 和 $H_2(s)$ 在不同 k 值下的 Bode 图, 分别如图 2-21 和图 2-22 所示。

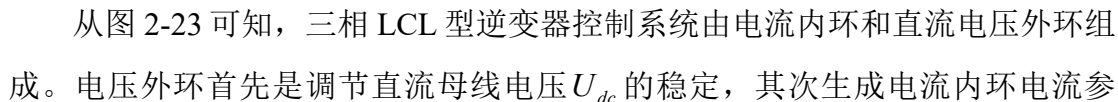
图 2-21 不同 k 值下 $H_1(s)$ 的 Bode 图图 2-22 不同 k 值下 $H_2(s)$ 的 Bode 图

由图 2-21 可知, $H_1(s)$ 具有带通滤波器特性, 即对某个频率范围的信号有较好的通过性, 而对其他频率范围的信号进行衰减。参数 k 的值决定传递函数的带宽。从图中可以看出, 当 $k < 1$ 时, 系统对除 50Hz 以外的信号衰减速度增加, 但是响应速度变慢; 当 $k > 1$ 时, 随着 k 值的依次增大, 系统对除 50Hz 以外的信号衰减速度逐渐变慢, 且 k 值越大低频信号的幅频增益越大, 从而导致直流分量的幅值增大。综上, 为了提高系统的滤波性能以及响应速度, 选择 $k = 0.707$ 。

对光伏并网发电系统进行控制主要是为了确保光伏并网发电系统能够稳定、高效地与电网连接，并在不同工况下实现电网安全运行。根据对光伏并网发电系统的特性研究，三相两电平逆变器常用的控制方法为电压电流双闭环控制，从而实现逆变器向电网输出的电流为正弦信号，且其频率和相位始终保持与电网一致。

电压电流双闭环控制是光伏并网逆变器中一种常见的控制方法。其中，电流环具有较高的带宽和快速响应速度，电压环虽然反应比较慢，但其有助于维持稳定的输出电压。下面将对电压电流双闭环控制策略进行数学分析设计。

在图 2-17 三相 LCL 型逆变器解耦结构控制框图基础上，通过引入直流侧电压外环控制环节，可得电压电流双闭环控制框图如图 2-23 所示。图中， $G_I(s) = K_{pi} + K_{ii} / s$ ， $G_V(s) = K_{pv} + K_{iv} / s$ 。



考值 i_{dref} 。因此，能通过调节电压外环的 PI 值，从而实现对交流侧输送的有功功率调节；电流内环需要结合 abc/dq 坐标变换实现，首先将 i_a 、 i_b 和 i_c 转换为有功电流分量 i_d 和无功电流分量 i_q ，然后将 i_d 与 i_{dref} 、0 与 i_q 作差得到误差信号，再经过 PI 控制，实现对 i_d 和 i_q 的无静差控制，保证光伏并网发电系统以单位功率因数运行。

综上，可得电流内环控制框图如图 2-24 所示。

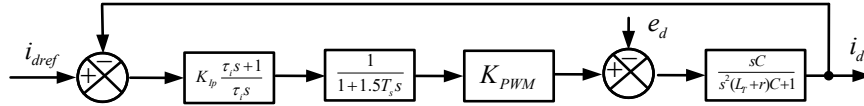


图 2-24 电流内环控制框图

图 2-24 中，为方便后续分析，令 $L_1 + L_g = L_T$ ， K_{PWM} 为逆变器增益， T_s 为电流内环的电流采样周期。

由于有功电流内环与无功电流内环的调节方式一样，且参数相等，所以只对有功电流调节参数进行分析。

从图 2-24 可以看出，被控对象为电感和电容串联，传递函数为 $sC / (s^2(L_T + r)C + 1)$ ，但由于高频段的噪声可以由 LCL 滤波器滤除，因此只需要考虑低频段的稳定性，而电容阻抗 $1/sC$ 在低频段时相当于一个开路，所以可以忽略，在实际中，电感表示为理想电感和寄生电阻 r 的串联。故简化后的电流内环控制框图如图 2-25 所示。

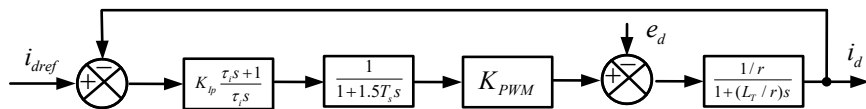


图 2-25 简化后的电流内环控制框图

利用 PI 零极点对消可得：

$$\begin{cases} K_{pl} = \tau_i K_{il} \\ \tau_i = \frac{L_T}{r} \end{cases} \quad (2.45)$$

图 2-25 开环传递函数为：

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{pl} K_{PWM}}{r \tau_i s (1 + 1.5 T_s s)} \quad (2.46)$$

电流内环的闭环传递函数为：

$$G_{ci}(s) = \frac{K_{pl}K_{PWM}}{1.5r\tau_iT_s s^2 + r\tau_i s + K_{pl}K_{PWM}} \quad (2.47)$$

将式(2.47)转化为典型二阶系统传递函数标准形式为：

$$G_{ci}(s) = \frac{1}{\frac{1.5r\tau_iT_s}{K_{pl}K_{PWM}}s^2 + \frac{r\tau_i}{K_{pl}K_{PWM}}s + 1} \quad (2.48)$$

则系统的自然频率为：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{pl}K_{PWM}}{1.5r\tau_iT_s}} \quad (2.49)$$

系统阻尼比为：

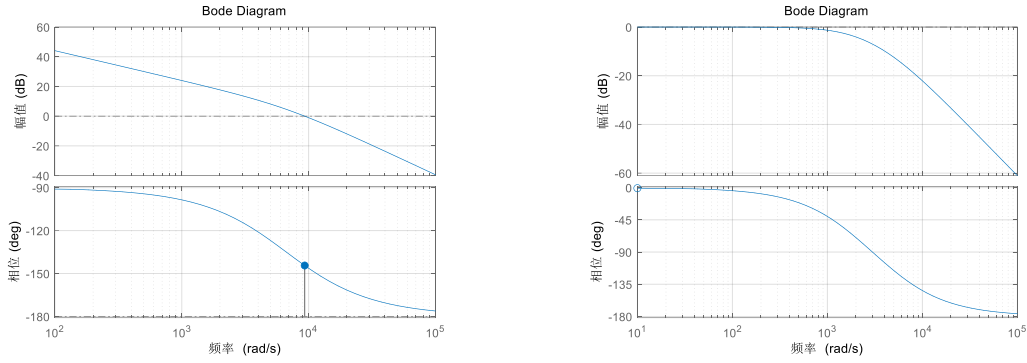
$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{1.5T_s \cdot \frac{K_{pl}K_{PWM}}{r\tau_i}}} \quad (2.50)$$

根据 $G_0(s) = K / s(Ts + 1)$ 的开环传递特性可知，为了保证系统的稳定性，需要满足 $KT < 1$ 以及 $0.5 < \zeta < 1$ 。此外，由于典型 I 型系统开环传递函数 $G_0(s)$ 的阻尼比为 $\zeta = 1/2\sqrt{KT}$ ，根据经典二阶线性系统的时域分析可知，当阻尼比 $\zeta = 0.707$ 时系统响应速度最快，超调量最小，再将 $\zeta = 0.707$ 代入 $\zeta = 1/2\sqrt{KT}$ ，可知 $KT = 0.5$ 。将 $\zeta = 0.707$ 和 $KT = 0.5$ 代入式(2.46)可得：

$$K_{pl} = \frac{r\tau_i}{3T_s K_{PWM}} \quad (2.51)$$

$$K_{il} = \frac{r}{3T_s K_{PWM}} \quad (2.52)$$

根据式(2.51)和式(2.52)可以计算出电流环 PI 参数，本文取 $K_{pl} = 20$ ， $K_{il} = 333.3$ 。则电流内环的传递函数 Bode 图如图 2-26 所示。



(a)开环传递函数 Bode 图

(b)闭环传递函数 Bode 图

图 2-26 电流内环传递函数 Bode 图

从图 2-26(a)电流内环开环传递函数 Bode 图可以看出，在低频段，控制系统具有较高的幅频增益，且随着频率的升高，幅值衰减较为平缓，每十倍频下降约 20dB，且相位裕度为 35.6° ，控制系统具有较好的动态响应速度；从图 2-26(b)电流内环闭环传递函数 Bode 图可以看出，在低频段，控制系统能够很好地跟踪输入信号，在高频段，系统具有良好的抗干扰性能。

(2)电压外环控制

直流电压外环控制的目的是为了调节和稳定母线电压，从而达到调节光伏阵列输出电压的目的。由图 2-14 可得：

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \quad (2.53)$$

稳态时， $u_{dc}(t^+) = u_{dc}(t^-) = U_{dc}$ ，此时由式 (2.53) 可得 d 轴电流与母线电压的关系为：

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3e_d i_d}{2U_{dc}} - i_L \quad (2.54)$$

忽略电感电流 i_L 对负载的影响，可得频域下 d 轴电流与母线电压的传递函数为：

$$\frac{U_{dc}(s)}{I_d(s)} = \frac{3e_d i_d}{2U_{dc}} \cdot \frac{1}{sC} \quad (2.55)$$

式中， $3e_d i_d / 2U_{dc}$ 为系统稳态后的常量。

在式(2.55)的基础上，引入 PI 调节，控制方程为：

$$G_{u_{dc}}(s) = (K_{pV} + \frac{K_{iV}}{s})(U_{dcref} - U_{dc}) \quad (2.56)$$

经变换可得：

$$G_{u_{dc}}(s) = (K_{pV} \frac{\tau_v s + 1}{\tau_v s})(U_{dcref} - U_{dc}) \quad (2.57)$$

式中， $K_{iV} = K_{pV} / \tau_v$ 。

图 2-27 为简化的电压外环控制框图，图中 $4T_s$ 为电压环采样延迟。

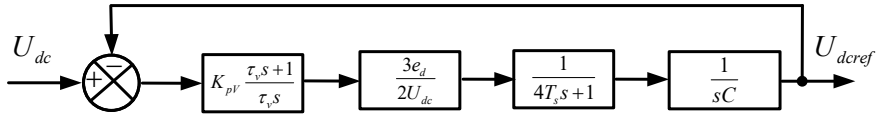


图 2-27 简化的电压外环控制框图

图 2-27 的开环传递函数为：

$$G_{ov}(s) = \frac{K_{pV} \cdot 3e_d \cdot (\tau_v s + 1)}{2U_{dc} \cdot \tau_v \cdot Cs^2 \cdot (4T_s s + 1)} \quad (2.58)$$

按典型 II 型系统设计，取中频带宽 $h = 5$ ，则有：

$$\frac{\tau_v}{4T_s} = 5 \quad (2.59)$$

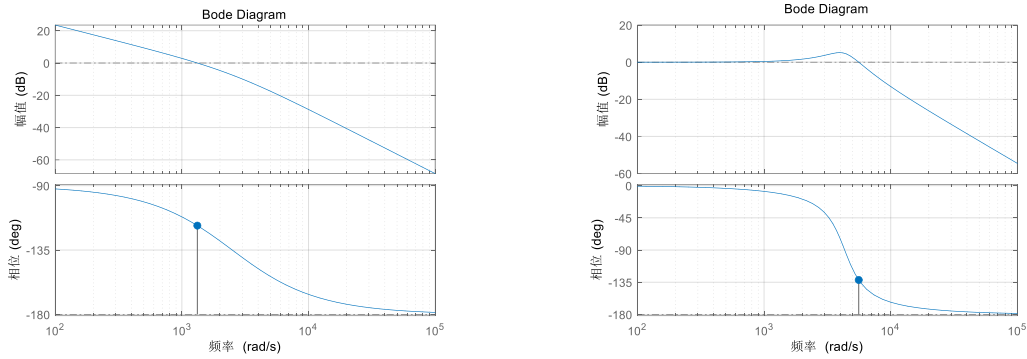
$$\frac{K_{pV} \cdot 3e_d}{U_{dc} \cdot \tau_v \cdot C} = \frac{3}{\tau_v^2} \quad (2.60)$$

从而得：

$$K_{pV} = \frac{CU_{dc}}{10T_s e_d} \quad (2.61)$$

$$K_{iV} = \frac{K_{pV}}{20T_s} \quad (2.62)$$

根据式(2.61)和式(2.62)可以计算出电压外环 PI 参数，本文取 $K_{pV}=0.012$ ， $K_{iV}=6.02$ 。则电压外环传递函数 Bode 图如图 2-28 所示。



(a)开环传递函数 Bode 图

(b)闭环传递函数 Bode 图

图 2-28 电压外环传递函数 Bode 图

从图 2-28(a)电压外环开环传递函数 Bode 图可以看出在低频段，控制系统具有较高的幅频增益，随着频率的升高，幅值衰减较为平缓，每十倍频下降约 20dB，且其相位裕度为 62.1° ，控制系统具有较好的动态响应速度；从图 2-28(b)电压外环闭环传递函数 Bode 图可以看出，在低频段系统能够很好地跟踪输入信号；在高频段，系统具有良好的抗干扰性能。

2.7.2 虚拟阻抗控制策略

在光伏并网发电系统中，三相并网逆变器需要适应不同的电网条件，包括弱电网和电网故障等。虚拟阻抗控制策略通过在逆变器输出阻抗中引入虚拟电阻、电容或者电感，从而有效调整并网逆变器的输出阻抗，提高电流控制的动态响应以及抑制谐波的能力，最终达到提高系统稳定性的目的。目前常用传统虚拟阻抗的引入方法是在 LCL 滤波器上引入虚拟电阻，起到抑制谐振峰的作用。近年来，由于 LCL 滤波器的广泛应用与改进，关于谐振峰的抑制方法有很多，但主要可以分为两类，即无源阻尼法和有源阻尼法。

(1)无源阻尼法

常见的无源阻尼方法是在 LCL 滤波器的电容或电感上串联或并联适量的电阻、电感或电容元件，重构 LCL 滤波器的频率特性，从而对谐振尖峰起到抑制或减小效果。下面对六种无源阻尼法的谐波抑制能力进行分析，六种无源阻尼的拓扑结构如图 2-29 所示。

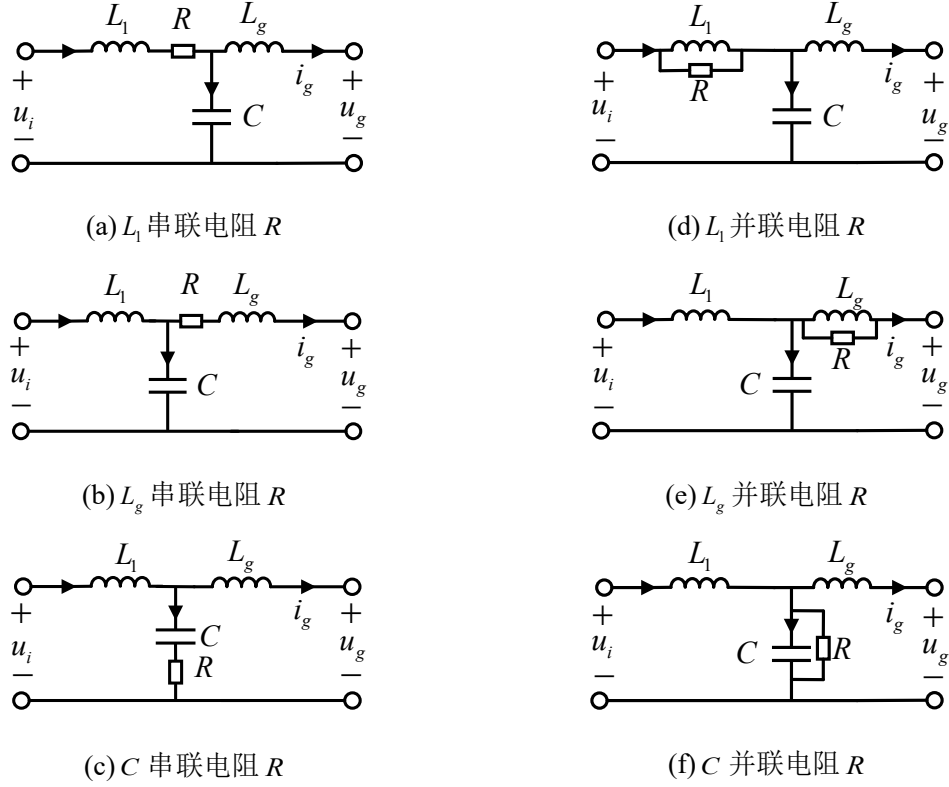


图 2-29 六种无源阻尼 LCL 滤波器拓扑结构

上述六种拓扑结构 i_g 对 u_i 的传递函数分别如式(2.63)-式(2.68)，其中 i_g 对 u_i 的传递函数主要用于直接反映输入对系统输出的驱动能力和谐波抑制能力。

图 2-29(a)中， i_g 对 u_i 的传递函数为：

$$G_1(s) = \frac{i_g(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{s^3 CL_g L_1 + s^2 RCL_g + s(L_1 + L_g) + R} \quad (2.63)$$

图 2-29(b)中， i_g 对 u_i 的传递函数为：

$$G_2(s) = \frac{i_g(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{s^3 L_g L_1 C + s^2 RCL_g + s(L_1 + L_g) + R} \quad (2.64)$$

图 2-29(c)中， i_g 对 u_i 的传递函数为：

$$G_3(s) = \frac{i_g(s)}{u_i(s)} = \frac{1 + sRC}{s^3 L_g L_1 C + s^2 C(L_1 + L_g) + s(L_1 + L_g)} \quad (2.65)$$

图 2-29(d)中， i_g 对 u_i 的传递函数为：

$$G_4(s) = \frac{i_g(s)}{u_i(s)} = \frac{1 + sL_2 / R}{s^3 L_g L_1 C + s^2 L_1 L_g / R + s(L_1 + L_g)} \quad (2.66)$$

图 2-29(e)中, i_g 对 u_i 的传递函数为:

$$G_5(s) = \frac{i_g(s)}{u_i(s)} = \frac{1 + sL_2 / R}{s^3 L_g L_1 C + s^2 L_1 L_g / R + s(L_1 + L_g)} \quad (2.67)$$

图 2-29(f)中, i_g 对 u_i 的传递函数为:

$$G_6(s) = \frac{i_g(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{s^3 L_g L_1 C + s^2 L_1 L_g / R + s(L_1 + L_g)} \quad (2.68)$$

图 2-30 为六种无源阻尼 LCL 滤波器 i_g 对 u_i 的传递函数 Bode 图。

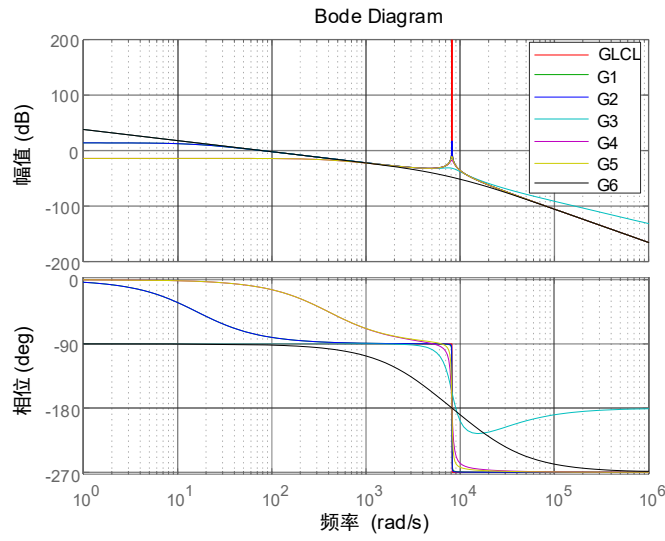


图 2-30 六种无源阻尼 LCL 滤波器 i_g 对 u_i 的传递函数 Bode 图

图 2-30 中, GLCL 为式(2.19)所对应的 Bode 图, 即没有加入无源阻尼的 LCL 滤波器 Bode 图。从上述 Bode 图可以看出, 加入无源阻尼后, LCL 滤波器的谐振尖峰都得到抑制。且从 $G_6(s)$ 所对应的 Bode 图可以看出, 在滤波电容上并联电阻, 构成 RC 无源阻尼网络, 此时 LCL 滤波器的谐振尖峰能被最大程度抑制。

(2)有源阻尼法

与无源阻尼法不同的是, 有源阻尼法不用在电路中接入电阻, 而是通过改变控制策略来实现, 主要是在传统控制策略的基础上通过增加反馈或者前馈回路的方式增加控制系统的阻尼。反馈或前馈回路的变量有很多, 一般而言可以选择电容电压、电容电流、PCC 点电压、PCC 点电流以及电感电流。为分析有源阻尼策略的优越性, 以 PCC 点电压作为前馈变量, 取代传统的无源阻尼, LCL 滤波器控制框图如图 2-31 所示。

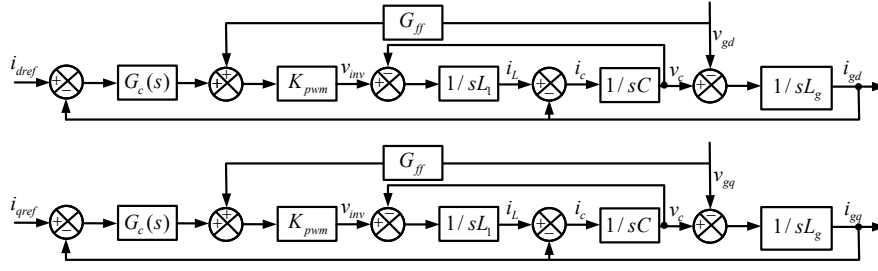


图 2-31 基于有源阻尼的 LCL 滤波器控制框图

图中， G_{ff} 为 PCC 点电压前馈系数， K_{pwm} 为逆变器的增益。

$$G_{LCL_ff}(s) = \frac{1}{L_1 L_g C s^3 + K_{PWM} G_{ff} L_g C s^2 + (L_1 + L_g) s} \quad (2.69)$$

根据式(2.68)和式(2.69)，可以绘制出滤波电容并联电阻的无源阻尼和有源阻尼的 LCL 滤波器 Bode 图，如图 2-32 所示。

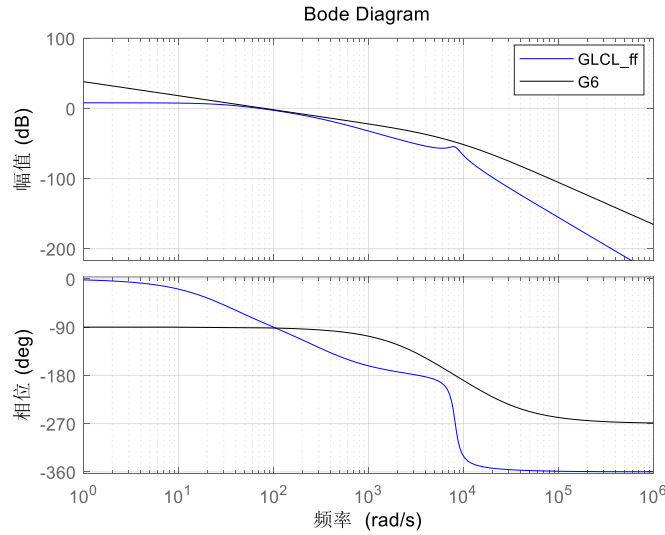


图 2-32 基于无源阻尼和有源阻尼的 LCL 滤波器 Bode 图

从图 2-32 可以看出，在 LCL 滤波器控制系统中引入有源阻尼后，不仅能很好地抑制谐振峰，在高频部分，基于有源阻尼的 LCL 滤波器对谐波的抑制能力更好，因此本文采用有源阻尼法。

2.7.3 仿真分析

为了验证光伏并网发电系统设计的可行性以及采用虚拟阻抗的有效性，在 Matlab/Simulink 平台搭建两级式光伏并网系统，部分仿真参数分别如表 2-4 和表

2-5 所示。仿真时间为 0.9s，为便于观察，本文选取 0.01~0.11s 时间段进行观察与分析。

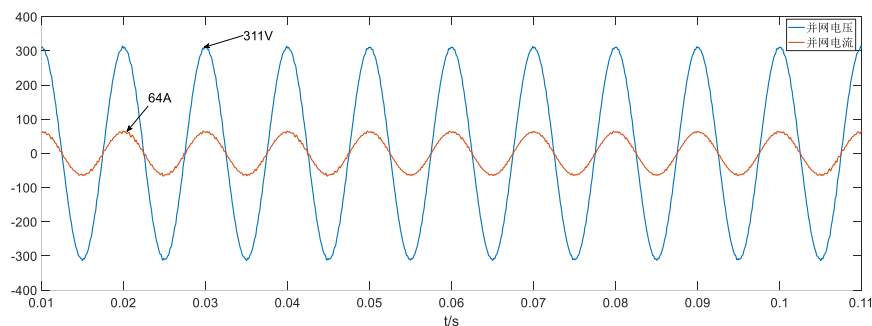
表 2-4 光伏阵列主要参数

参数	数值
开路电压/V	508.2
最大功率点电压/V	406
最大输出功率/W	29840
Boost 电路电容/ μF	260.7
Boost 电路电感/mH	2.5

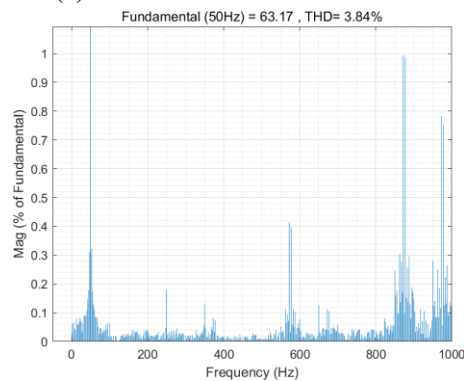
表 2-5 逆变器主要仿真参数

参数	数值
逆变侧滤波电感/mH	5
滤波电容/ μF	5
网侧滤波电感/mH	1.5
电网电压有效值（线电压）/V	380
输出电流额定值/A	64
开关频率/kHz	20

图 2-33 为采用无源阻尼的 PCC 点电压和并网电流及其 THD 图，图 2-34 为采用有源阻尼的 PCC 点电压和并网电流及其 THD 图。

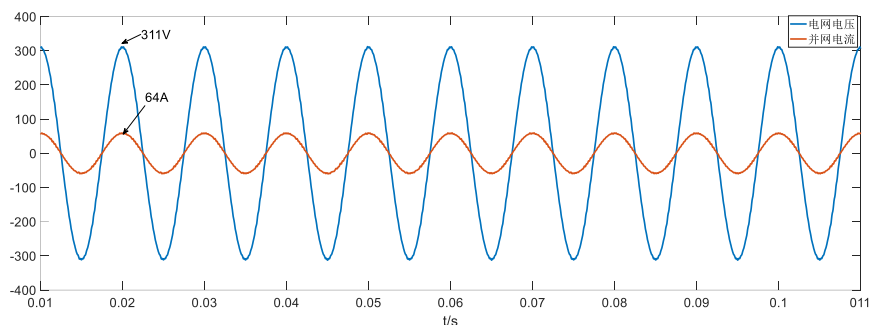


(a)PCC 点电压和并网电流波形

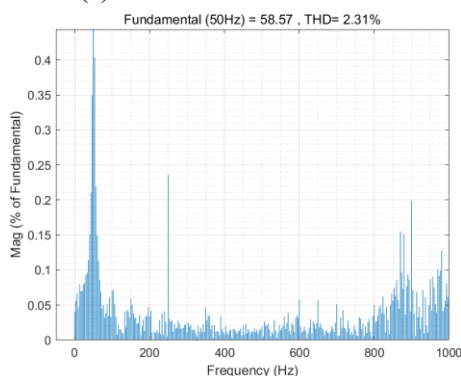


(b)并网电流 THD

图 2-33 采用无源阻尼的 PCC 点电压和并网电流波形



(a)PCC 点电压和并网电流



(b)并网电流 THD

图 2-34 采用有源阻尼的 PCC 点电压和并网电流波形

从图 2-33 和图 2-34 可以看出, 无论采用无源阻尼或者有源阻尼控制, 光伏并网发电系统都能保持单位功率因数运行, 且并网电流的 THD 都小于 5%, 符合并网要求, 故系统设计合理。此外, 通过对图 2-33(b)和图 2-34(b)分析可知, 采用有源阻尼可以在节省成本的基础上, LCL 滤波器具有更好的滤波效果, 因此, 采用有源阻尼进行谐波抑制效果更好。

2.8 本章小结

本章对光伏并网发电系统前级和后级做出了详细的分析。对于光伏并网发电系统前级部分, 首先, 介绍了光伏并网发电系统拓扑结构, 分析了光伏阵列的等效输出模型和输出特性, 并对三种最大功率点跟踪方法进行了对比与选择。其次, 对 Boost 变换器进行了小信号建模分析, 并对其电压电流双闭环控制策略的参数进行了整定设计。对于光伏并网发电系统后级部分, 首先对基于 LCL 三相并网逆变器的拓扑结构进行分析, 介绍了 SVPWM 调制方法, 分析了 DSOGI-PLL 数学模型, 为后文研究电网故障工况下的低电压穿越控制策略奠定基础。

最后，对光伏并网逆变器并网运行控制策略以及引入虚拟阻抗控制策略在 Matlab/Simulink 仿真软件上进行仿真分析，验证了系统设计的合理性和可靠性。

第3章 电网对称故障时低电压穿越控制策略研究

三相对称故障工况下由于不需要考虑负序分量的影响,光伏并网发电系统的数学模型和正常运行工况相同,故本章将不对其数学模型进行分析,主要从光伏并网逆变器控制角度出发,为了提高控制系统对谐波的抑制能力,对电流内环控制器进行改进,采用准PR控制器,此外,为了消除电网电压出现较大程度跌落时电网等效阻抗对传统虚拟阻抗控制系统的影响和提升控制系统的动态性能,提出了一种改进虚拟阻抗控制策略。

3.1 电网故障概述

电网故障是指电力系统中由于某些原因发生的电气故障,使电力的正常输送或分配受到影响,从而导致出现电力中断、设备损坏、系统不稳定等现象。电网故障可能发生在任何一个电力系统环节,包括发电、输电、配电等环节,并且任何环节故障将影响整个电力系统的安全和稳定。

造成电网故障的原因有:

(1)短路故障。引起短路故障的原因是由于电力系统中的电气设备损坏、线路破坏等原因。短路故障会引发电压骤降、电流急剧增大,甚至可能导致电力设备损坏、电气火灾等严重后果^[61]。电网短路故障分为单相接地短路、两相接地短路、两相短路以及三相短路故障。其中,三相短路故障为对称故障,共地短路故障为非对称故障。短路故障约占导致电网电压故障原因总数的80%,故短路故障是造成电压跌落的主要原因。

(2)气候或环境因素。由于电力系统的绝大部分都在室外,在一些极端天气下,如暴风雪、雷击等,可能会导致电力设备损坏。

(3)人为因素。电力系统操作人员的失误或不当操作,如错误切断电源、误投运设备等,可能导致电网故障。

电压跌落是最典型的电网故障特征,在电网故障时,电压跌落的四个特征向量为^[62]:

(1)幅值。幅值描述了电压跌落的严重程度,即故障发生时电压的下降幅度,亦可称为电压跌落深度。

(2)持续时间。持续时间表示电压跌落维持的时间长度，即从电压开始下降到恢复至正常值所需的时间。持续时间越长，电网设备所承受的影响越大。

(3)相位。对称故障下，相位的变化保持对称，而非对称故障下，相位角可能会发生偏移，并导致电网系统出现不平衡。

(4)恢复时间。恢复时间是指电压从跌落状态恢复到正常水平所需要的时间，反映了电网恢复正常供电的速度。恢复时间的长短影响系统的稳定性，尤其是在频繁发生电压跌落的情况下，恢复时间过长可能会引起设备的误操作或不稳定，影响电网的可靠性。

下面通过 ABC 分析法^[63]分析电网电压跌落。不同电网电压跌落类型对应的矢量图如图 3-1 所示。

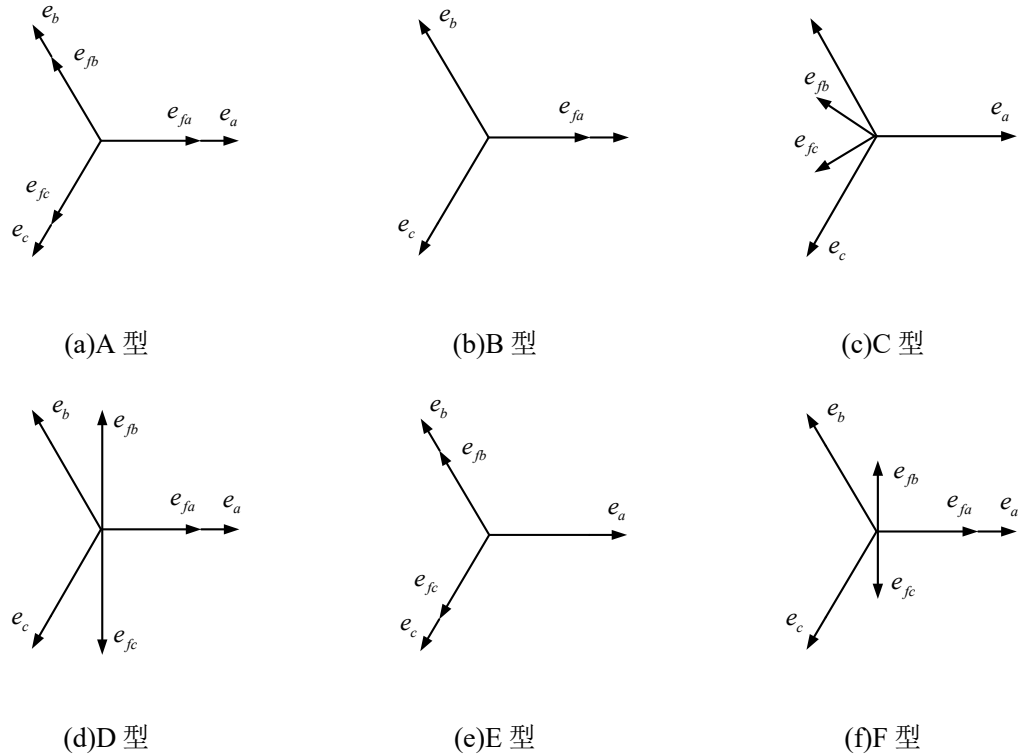


图 3-1 A~F 型电压跌落矢量图

由图 3-1 可知，上述 A~F 六种电压跌落三相电压矢量如表 3-1 和表 3-2 所示。其中， e_m 为对称跌落时的电压幅值， e_g 为非对称跌落时的电压幅值， e_{fa} 为 A 相跌落时的电压幅值， e_{fb} 为 B 相跌落时的电压幅值， e_{fc} 为 C 相跌落时的电压幅值。

表 3-1 A~C 型三相电压矢量

A 型	B 型	C 型
$e_{fa} = e_m$	$e_{fa} = e_m$	$e_{fa} = e_g$
$e_{fb} = -\frac{1}{2}e_m - j\frac{\sqrt{3}}{2}e_m$	$e_{fb} = -\frac{1}{2}e_g - j\frac{\sqrt{3}}{2}e_g$	$e_{fb} = -\frac{1}{2}e_g - j\frac{\sqrt{3}}{2}e_g$
$e_{fc} = -\frac{1}{2}e_m + j\frac{\sqrt{3}}{2}e_m$	$e_{fc} = -\frac{1}{2}e_g + j\frac{\sqrt{3}}{2}e_g$	$e_{fc} = -\frac{1}{2}e_g + j\frac{\sqrt{3}}{2}e_g$

表 3-2 D~F 型三相电压矢量

A 型	B 型	C 型
$e_{fa} = e_m$	$e_{fa} = e_g$	$e_{fa} = e_g$
$e_{fb} = -\frac{1}{2}e_m - j\frac{\sqrt{3}}{2}e_m$	$e_{fb} = -\frac{1}{2}e_m - j\frac{\sqrt{3}}{2}e_m$	$e_{fb} = -\frac{1}{2}e_m - j(\frac{\sqrt{3}}{3}e_g + \frac{\sqrt{3}}{6}e_m)$
$e_{fc} = -\frac{1}{2}e_m + j\frac{\sqrt{3}}{2}e_m$	$e_{fc} = -\frac{1}{2}e_m + j\frac{\sqrt{3}}{2}e_m$	$e_{fc} = -\frac{1}{2}e_m + j(\frac{\sqrt{3}}{3}e_g + \frac{\sqrt{3}}{6}e_m)$

结合电网故障类型和 ABC 分析法，可知故障类型对应的电网电压跌落类型导致的故障类型，如表 3-3 所示。

表 3-3 故障类型和电网电压跌落类型关系

故障类型	电网电压跌落类型
三相对称故障	A 型
单相接地故障	B、C 型
两相接地短路故障	E、F 型
两相短路故障	C、D 型

在电力系统中，三相对称故障发生的可能性最小，但造成的危害最大；单相接地故障发生的机率最高，其次是两相接地短路故障和两相短路故障，故本文主要针对三相对称故障和单相接地故障造成电压跌落时的低电压穿越控制策略进行研究。

3.2 对称故障下低电压穿越控制策略研究

在发生概率较低、但危害程度更大的三相对称故障工况中，电网电压可能会大幅度跌落，影响光伏并网发电系统的稳定运行。在此情况下，需要向并网点提供无功支撑，以抑制电压跌落并增强系统的低电压穿越能力，防止光伏并网发电系统脱网。目前已经有不少文献对低电压穿越技术进行了研究，但它们的研究对象大多数为单相逆变器^[65]。本文对电压电流双闭环控制中的电流内环控制器进行改进，设计了准 PR 控制器，在此基础上研究了改进虚拟阻抗控制策略。

3.2.1 准 PR 控制器设计

当电网发生对称故障时，为了精准地补偿负序分量和消除谐波，本文对并网逆变器电压电流双闭环中的电流环控制器进行改进，采用准 PR 控制器。准 PR 控制器是一种弥补理想 PR 控制器缺点、并且更加容易实现的一种比例谐振控制器^[68]，其传递函数为：

$$G_{QPR}(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (3.1)$$

式中， ω_c 为准 PR 控制器的截止频率； ω_0 为基准频率； K_p 为比例增益； K_r 为共振增益。

在 Matlab 中绘制准 PR 控制器的 Bode 图，如图 3-2 所示。

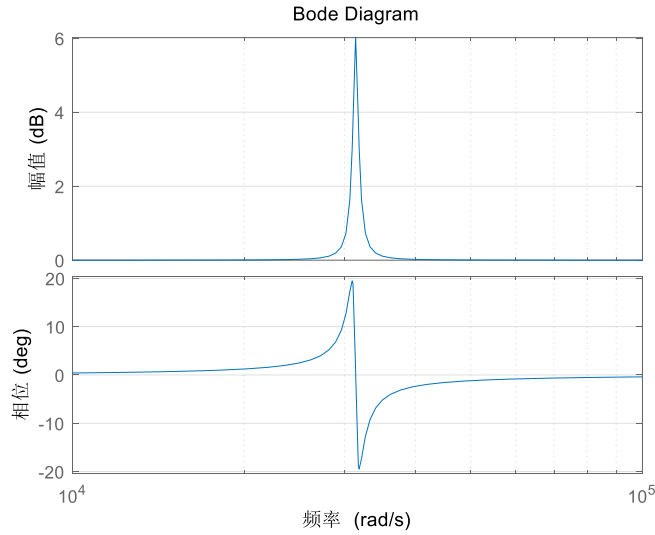


图 3-2 准 PR 控制器 Bode 图

由式(3.1)可知，准 PR 控制器包含 3 个设计参数 ω_c 、 K_p 和 K_r ，为了便于分析，通过控制变量法，保持其中两项不变，研究第三项对系统的影响。

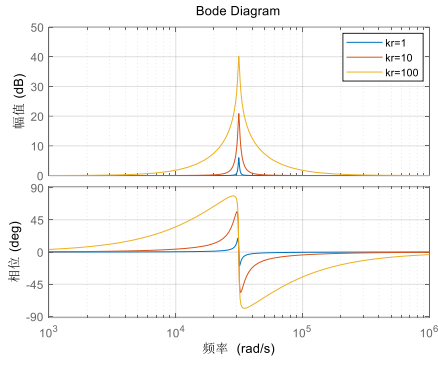
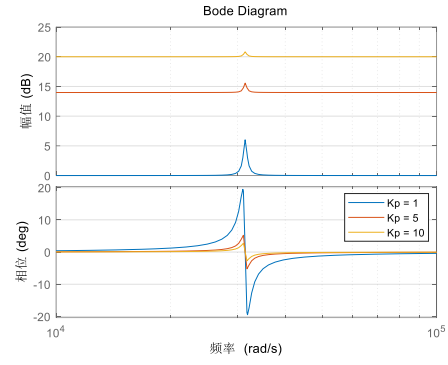
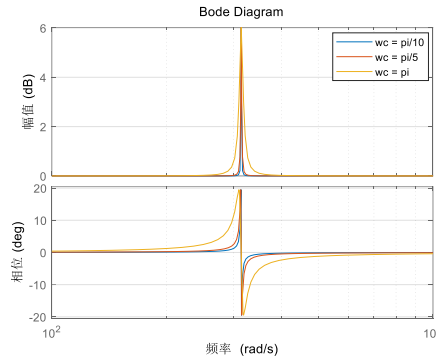
(a) K_p 和 ω_c 不变, K_r 改变(b) K_r 和 ω_c 不变, K_p 改变(c) K_r 和 K_p 不变, ω_c 改变

图 3-3 准 PR 控制器不同参数下的 Bode 图

根据图 3-3(a)的频域特性分析结果,可知参数 K_r 决定控制器在基频处的增益,且增益与 K_r 成正比。根据图 3-3(b)的频域特性分析结果,可知参数 K_p 的取值与系统的动态响应特性及稳定性存在显著关联。随着参数 K_p 的增大,系统在中低频段和高频段的增益特性显著提升,这有助于改善暂态过程的响应速度。然而,增益的提升会同步削弱系统的相位裕度,导致稳定性裕量降低。根据图 3-3(c)的频域特性分析结果,可知调节参数 ω_c 可改变系统的通频带特性,其数值提升将扩展工作频带范围,有效抑制电网基波频率偏移引发的增益波动。综上,准 PR 控制器的参数配置对系统性能具有多维度的调控作用。具体而言,通过调节参数 K_r 、 K_p 和 ω_c 可在提升动态响应能力与维持稳定裕度之间实现最优平衡,确保控制系统兼具快速跟踪特性和鲁棒性。

3.2.2 对称故障下 MPPT 控制

正常工况下，光伏并网逆变器会尽可能多地向电网中输送有功功率，此时，前级 Boost 变换器在电压电流双闭环控制下，工作在 MPPT 工况下。相比较于单电压环控制，双闭环控制既加快了系统的动态响应速度，又提升了控制系统的鲁棒性。而在故障工况下，由于网侧电压突然跌落，为防止直流母线电压过压，需要将前级 Boost 变换器从 MPPT 工况下断开，切换为恒压控制。前级 Boost 变换器控制框图如图 3-4 所示。

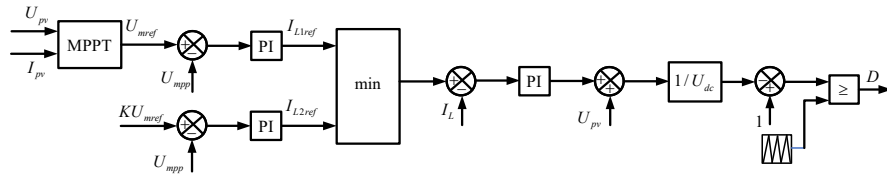


图 3-4 故障工况下前级 Boost 变换器控制框图

图中， K 为常数项，其取值范围为 $1 < K < 1.05$ 。当故障发生后需要立即断开 MPPT 控制，并采用恒电压控制，但直接切换控制策略的响应速度不够。因此，需要将两种控制方法相结合。当 $I_{L2ref} < I_{L1ref}$ 时，代表网侧发生故障，从而自动切换为恒压控制；当 $I_{L2ref} > I_{L1ref}$ 时，代表网侧故障已经恢复，前级 DC/DC 电路重新采用 MPPT 控制。

3.2.3 对称故障下逆变器控制

本文逆变器采用电压电流双闭环控制策略，正常工况下，逆变器的直流母线电压通过电压外环控制，以实现母线电压的稳定运行。但当三相对称故障发生时，根据功率公式 $p=ui$ 可知，在故障期间由于逆变器的输出功率减小，导致母线电压逐渐上升，此时逆变器输出的最大有功功率要小于光伏侧所能输出的最大工作点功率，从而导致电压外环控制器饱和，逆变器失去对直流母线电压的控制，最终导致光伏并网发电系统脱网。为了防止这一现象，需要逆变器在电网发生三相对称故障时，断开电压外环，并根据电压跌落情况向电网注入给定有功参考电流。同时不再保持单位功率因数运行，根据电网跌落指令向电网注入无功电流，为并网点提供无功支撑，确保光伏并网发电系统不会脱网以及加快电网恢复。

3.2.4 改进虚拟阻抗控制策略

三相并网逆变器若采用传统虚拟阻抗电压电流双闭环控制策略，当三相对称故障不严重时，此时传统并网逆变器具有较好的动态性能，但当三相对称故障较为严重时，传统并网逆变器控制策略不具有较好的动态性能，在故障发生与恢复时，由于电网电压的瞬间跌落，锁相环将存在瞬间失稳，此时并网侧电流会存在较为明显的冲击。此外，当电网电压跌落至较低时，电网具有弱电网特性，较小的电流波动在经过电网等效阻抗注入控制系统后，会产生更多谐波，严重情况下甚至会导致控制系统失稳，从而使得光伏并网发电系统脱网。

传统虚拟阻抗并网逆变器电流内环控制框图如图 3-5 所示。该电流内环控制相比较于传统无源阻尼控制，采用了准 PR 控制器，以及增加并网电流前馈回路来起到虚拟阻抗的作用。具体来说，准 PR 控制器能够在系统中精确地调节与频率相关的谐振行为，从而改善系统的动态性能并增强稳定性。同时，结合并网电流前馈回路能够有效地补偿并网电流的波动对控制系统的影响。图 3-5 中， Z_g 为电网等效阻抗。

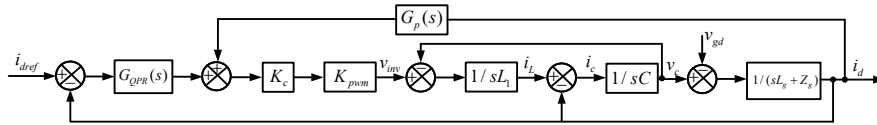
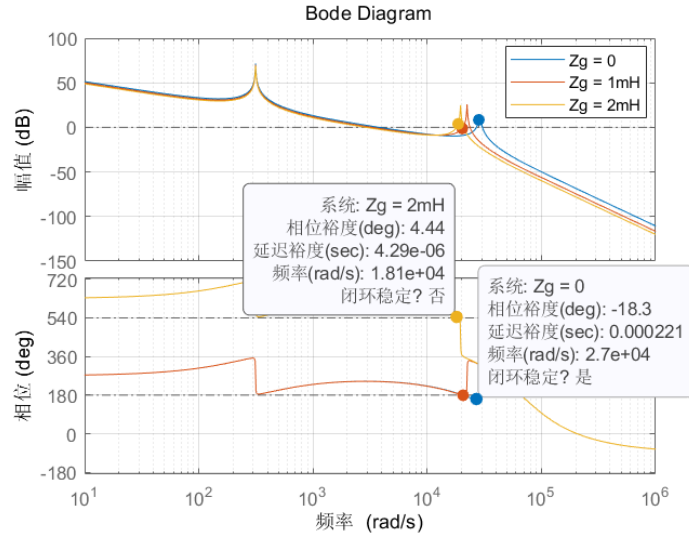


图 3-5 基于传统虚拟阻抗的并网逆变器电流内环控制框图

根据图 3-5 可以得出基于传统虚拟阻抗的并网逆变器电流内环开环传递函数为：

$$G_{tr}(s) = \frac{G_{QPR}(s)K_cK_{pwm}}{s^3L_1L_gC + s^2L_1CZ_g + sL_1 + sL_g + Z_g - G_P(s)K_cK_{pwm}} \quad (3.2)$$

强电网下，即无电网等效阻抗，此时 $Z_g = 0$ ，当电网电压发生对称跌落时，电网呈现弱电网特性，且随着电网电压跌落幅度的增大，电网等效阻抗 Z_g 也随之增大。若考虑电网等效阻抗为纯感性，令式(3.2)中 Z_g 分别为 0、1mH 以及 2mH，分别绘制基于传统虚拟阻抗的并网逆变器电流内环开环传递函数 Bode 图如图 3-6 所示。


 图 3-6 不同 Z_g 下的 $G_{tr}(s)$ 开环 Bode 图

从图 3-6 可以看出, 随着电网等效阻抗 Z_g 的增大, 传统控制系统的相位裕度逐渐降低, 当 $Z_g = 2\text{mH}$ 时, 系统不再稳定。

针对此种问题, 本文在传统虚拟阻抗基础上研究了一种改进虚拟阻抗控制策略, 其控制框图如图 3-7 所示。与图 3-5 相比, 改进虚拟阻抗控制策略在并网电流前馈回路的基础上引入了并网电流反馈机制, 旨在消除电网等效阻抗对控制系统性能的影响^[67]。这一改进通过引入反馈环节, 有效地补偿了电网等效阻抗变化对系统动态响应的干扰, 从而提高了控制系统的稳定性和精度。此外, 本文还引入了一条电容电压反馈通路, 在不改变控制系统稳定性的前提下, 进一步增强了控制系统的鲁棒性。这一设计使得系统能够更好地应对外部扰动和参数变化, 提高了在复杂运行条件下的适应能力和可靠性。

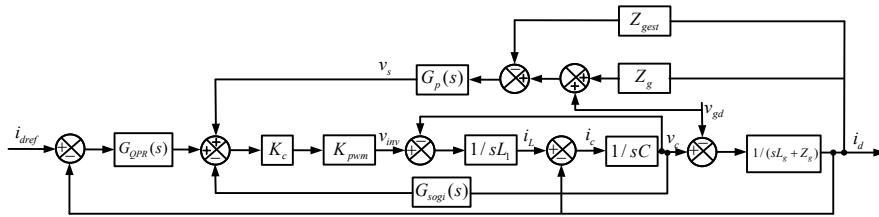


图 3-7 基于改进虚拟阻抗的并网逆变器电流内环控制框图

图中, Z_{gest} 为电网等效阻抗的估计值, $G_{sogi}(s)$ 为比例反馈系数, $G_{sogi}(s) = -2H\xi\omega_n s / (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)$, $G_p(s)$ 为比例前馈系数, $G_p(s) = 1/K_c K_{pwm}$ 。

当 $Z_g = Z_{gest}$, 根据图 3-7 可以得到其开环传递函数为:

$$G_{ad}(s) = \frac{K_c K_{pwm} G_{QPR}(s)}{H(s)} \quad (3.3)$$

$$H(s) = s^3 L_1 L_g C + s^2 L_1 C Z_g + s L_1 + s L_g + Z_g + K_c K_{pwm} (s L_g + Z_g) G_{sogi}(s) + K_c K_{pwm} G_{QPR}(s) \quad (3.4)$$

分别取式(3.3)中 Z_g 为 0mH、1mH 以及 2mH，可得到 Z_g 不同时基于改进虚拟阻抗的逆变器电流内环开环传递函数 Bode 图如图 3-8 所示。

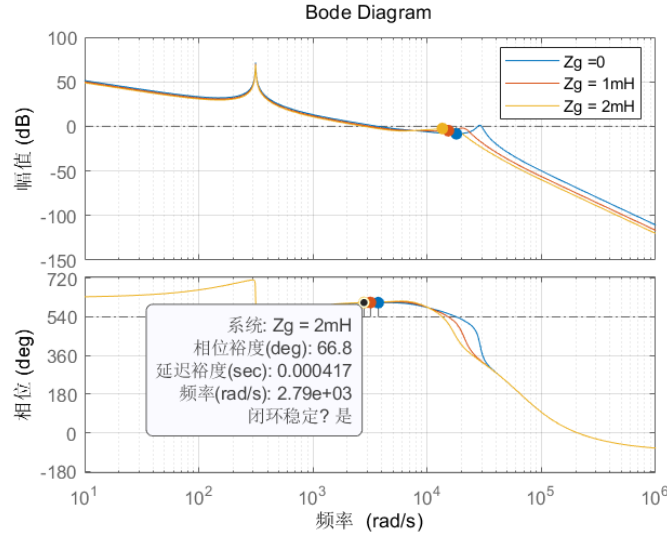


图 3-8 不同 Z_g 下 $G_{ad}(s)$ 的 Bode 图

从图 3-8 可以看出，采用改进虚拟阻抗控制策略后，当电网等效阻抗 Z_g 分别为 0mH、1mH 以及 2mH 时，控制系统均具有较好的动态性能，且在 $Z_g = 2$ mH 时，控制系统的相位裕度为 66.8° ，系统不再失稳。

3.2.5 故障期间 PCC 点电压抬升原理

当电网发生故障时，为防止 PCC 点电压跌落导致光伏并网发电系统脱网，以及缩短电网故障后的电网电压恢复时间和确保光伏并网发电系统在电网故障后能够平稳并网，逆变器需要在故障期间向 PCC 点注入无功功率，抬升 PCC 点电压，实现低电压穿越。下面具体分析 PCC 点电压和逆变器输出的有功功率以及无功功率之间的关系，从而分析故障期间 PCC 点电压抬升原理。电网故障期间线路阻抗等效模型和向量图如图 3-9 所示。

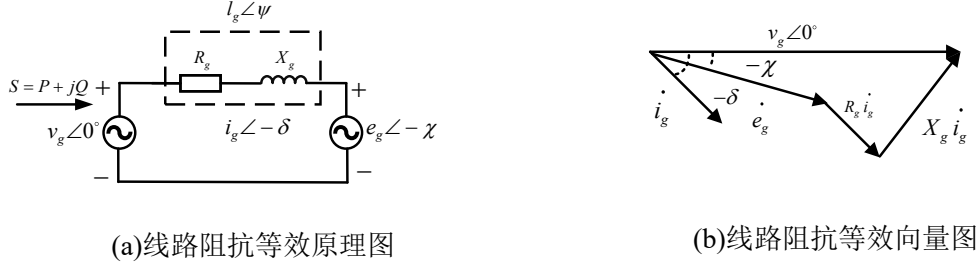


图 3-9 电网故障期间 A 相线路阻抗等效原理图和向量图

图中，设 PCC 点电压为 $v_g \angle 0^\circ$ ，其中， v_g 为 PCC 点电压幅值；电网电压为 $e_g \angle -\chi$ ， e_g 为电网电压幅值， $-\chi$ 为电网电压相角；线路阻抗为 $l_g \angle \psi = R_g + jX_g$ ，其中， R_g 为线路电阻， X_g 为线路电感， ψ 为线路阻抗相位角；并网电流为 $i_g \angle -\delta$ ，其中， i_g 为并网电流幅值， $-\delta$ 为并网电流相角。

根据图 3-9(a) 分析可得流过线路阻抗的复功率为：

$$S = P + jQ = v_g i_g^* = v_g \left(\frac{v_g - e_g}{l_g} \right)^* = v_g \left(\frac{v_g - e_g e^{j\chi}}{l_g e^{-j\psi}} \right)^* \quad (3.5)$$

式(3.5)中 * 代表共轭，将式(3.5)展开可得：

$$\begin{cases} P = \frac{v_g^2}{l_g} \cos \psi - \frac{v_g e_g}{l_g} \cos(\psi + \chi) \\ Q = \frac{v_g^2}{l_g} \sin \psi - \frac{v_g e_g}{l_g} \sin(\psi + \chi) \end{cases} \quad (3.6)$$

令 $\cos \psi = R_g / l_g$ ， $\sin \psi = X_g / l_g$ ，代入式(3.6)中得：

$$\begin{cases} P = \frac{v_g}{l_g^2} [X_g e_g \sin \psi + R_g (v_g - e_g \cos \psi)] \\ Q = \frac{v_g}{l_g^2} [-R_g e_g \sin \psi + X_g (v_g - e_g \cos \psi)] \end{cases} \quad (3.7)$$

则：

$$\begin{cases} e_g \sin \psi = \frac{X_g P - R_g Q}{v_g} \\ v_g - e_g \cos \psi = \frac{R_g P + X_g Q}{v_g} \end{cases} \quad (3.8)$$

由于光伏并网发电系统的 PCC 点电压与电网电压相位同步或接近同步，此时有 $\cos \psi = 1$ ，则：

$$v_g - e_g = \frac{R_g P + X_g Q}{v_g} \quad (3.9)$$

将 $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ 代入式(3.9)可得:

$$v_g - e_g = \frac{R_g P + X_g \sqrt{S^2 - P^2}}{v_g} \quad (3.10)$$

将式(3.10)中的 P 求偏导可得:

$$\frac{\partial(v_g - e_g)}{\partial P} = \frac{R_g}{v_g} - \frac{X_g P}{v_g \sqrt{S^2 - P^2}} = \frac{R_g Q - X_g P}{v_g Q} = 0 \quad (3.11)$$

将式(3.11)变换可得:

$$\frac{P}{Q} = \frac{R_g}{X_g} \quad (3.12)$$

从式(3.12)可以看出, 电网故障期间逆变器向 PCC 点注入的无功功率和线路阻抗的阻感性有关, 当线路阻抗为纯感性时, 逆变器注入无功功率可有效提升 PCC 点电压; 当线路阻抗为纯阻性时, 注入无功功率无法抬升 PCC 点电压; 当线路阻抗为阻感性时, 需要注入适量的有功与无功功率以提高 PCC 点电压。在目前光伏并网发电系统的研究中, 并网线路阻抗普遍具有显著感性特征。基于此特性, 通过调节并网逆变器输出的无功分量实现电网故障期间对 PCC 电压的无功支撑。

3.2.6 低电压穿越控制流程

在电网未发生故障时, 光伏并网发电系统以单位功率因数运行, 此时无功电流参考值为 0。当电网发生对称故障时, 前级 Boost 变换器需要从 MPPT 控制切换为恒压控制, 此时, 逆变器电压电流双闭环控制需要断开电压外环。

为了保证故障期间光伏并网发电系统不脱网, 逆变器需要向并网点提供无功电流, 此时光伏并网发电系统不再以单位功率因数运行, 根据 GB/T 29319-2024 可知具体无功电流参考值如下:

$$i_{qref} = K_1(0.85 - U_t)I_N, (0 \leq U_t \leq 0.85) \quad (3.13)$$

式中, K_1 为光伏并网发电系统动态无功电流比例系数, 其值一般取为 1.5~3; U_t 为并网点电压标幺值; I_N 为光伏并网发电系统额定电流, 且在故障期间, 并网逆变器提供的无功电流支撑不低于光伏并网发电系统额定电流的 1.05 倍。

为防止并网逆变器过流而导致光伏并网发电系统脱网, 限定交流侧电流在电压跌落时不超过额定电流的 1.1 倍, 即 $(i_d)^2 + (i_q)^2 \leq (1.1I_N)^2$, 当电压跌落至光

伏并网发电系统能保持并网运行最恶劣工况，即并网点电压跌落至 20%时，并网逆变器输出全部为无功电流。此时根据式（3.13）可计算出输出的无功电流为：

$$i_{qref} = 0.65K_1 I_N \quad (3.14)$$

则交流侧电流限制条件为：

$$0.65K_1 I_N \leq 1.1I_N \quad (3.15)$$

$$1.5 \leq K_1 \leq 1.69 \quad (3.16)$$

当并网逆变器有功电流为 $i_d = I_N$ 时，即并网逆变器输出电流为额定电流，根据交流侧电流限制条件可得允许输出的最大无功电流为：

$$(I_N)^2 + (i_q)^2 \leq (1.1I_N)^2 \quad (3.17)$$

$$i_q = 0.45I_N \quad (3.18)$$

此时，取 $K_1 = 1.69$ ，在不降低并网逆变器有功电流的情况下，允许并网点电压最大跌落深度为 $0.266U_i$ ，即当电压跌落至 $0.584U_i$ 以上时，为了使得并网逆变器尽可能输出无功电流，则需要固定有功输出电流为光伏并网发电系统额定输出电流。

根据上面分析可知，低电压穿越步骤为：在并网点电压跌落为额定电压 20%~85%的范围内时，需要将直流侧 MPPT 控制切换为恒压控制，并断开电压外环，并网逆变器需要向并网点注入无功电流，保证光伏并网发电系统不脱网。具体控制流程图如图 3-10 所示。

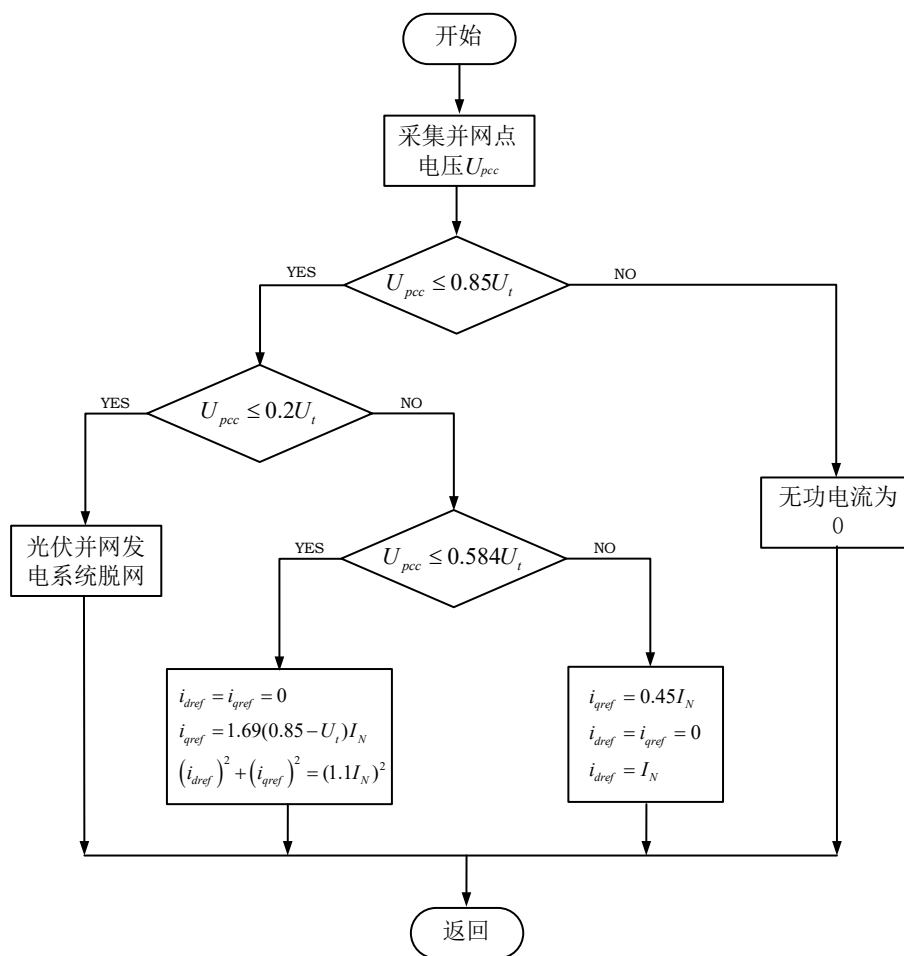


图 3-10 低电压穿越控制流程图

3.3 对称故障下低电压穿越仿真分析

为了验证电网发生对称故障时，采用改进虚拟阻抗控制策略能提高控制系统的鲁棒性和可靠性，本文在 Matlab/Simulink 仿真软件中建立如图 2-14 所示的 LCL 型并网逆变主电路仿真模型，研究了光伏并网发电系统动态无功电流比例系数 $K_1 = 1.69$ 、电网发生对称故障电压跌落至 30%时的并网电流和公共连接点电压的稳定性。光伏阵列与 Boost 变换器主要仿真参数、逆变器和控制系统主要仿真参数分别如表 3-4 和表 3-5 所示。

表 3-4 光伏阵列与 Boost 变换器主要仿真参数

参数	数值
开路电压/V	508.2
最大功率点电压/V	406
最大输出功率/W	29840
Boost 电路电容/ μF	260.7
Boost 电路电感/mH	2.5

表 3-5 逆变器和控制系统主要仿真参数

参数	数值
逆变侧滤波电感/mH	5
滤波电容/ μF	5
网侧滤波电感/mH	1.5
电网电压有效值（线电压）/V	380
逆变器输出电流额定值/A	64
逆变器开关频率/kHz	20
准 PR 控制器参数 K_p	1
准 PR 控制器参数 K_r	150
准 PR 控制器参数 K_c	0.005
$G_{sogt}(s)$ 参数 ξ	0.707
$G_{sogt}(s)$ 参数 H	0.05

设仿真时长为 0.9s，在 0.2~0.5s 时间段内，电网电压跌落至 30%，电网电压波形如图 3-11 所示。

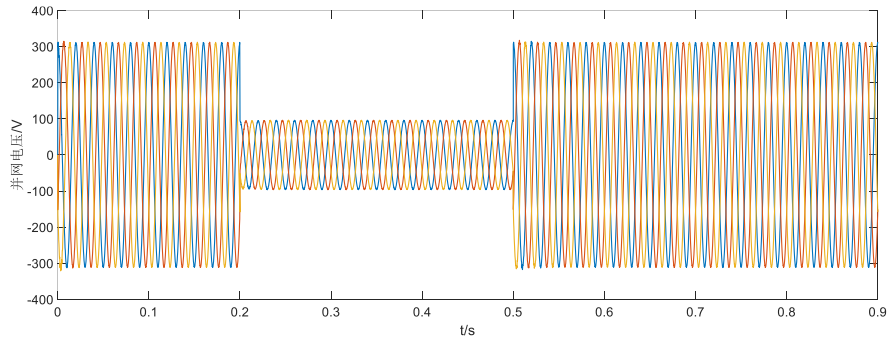
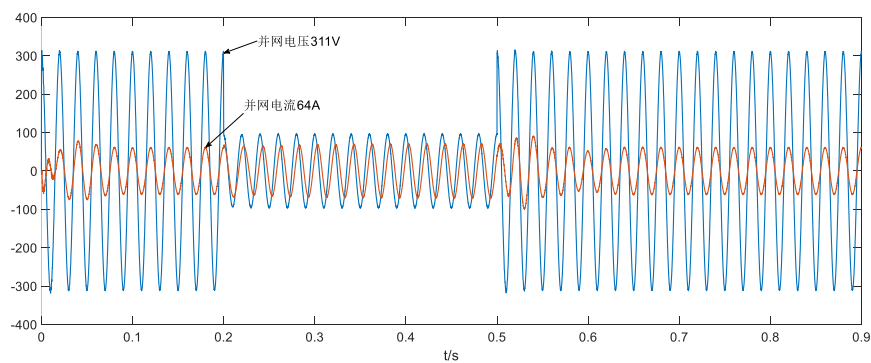


图 3-11 电网发生对称故障时电网电压波形

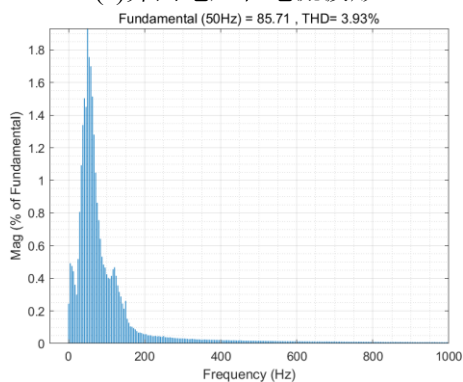
3.3.1 基于准 PR 控制器的仿真分析

当电流内环采用准 PR 控制策略，电压外环采用 PI 控制器时，根据 3.2.1 节分析可知，采用准 PR 控制器后，控制系统的鲁棒性得到提升。为验证本文采用准 PR 控制器的优越性，本文对采用 PI 控制器和准 PR 控制器两种控制策略下的并网电流进行分析。

采用 PI 控制器时并网电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析如图 3-12 所示。



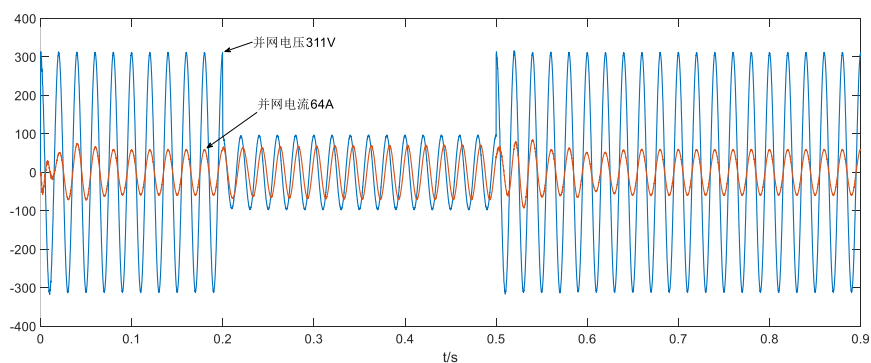
(a)并网电压和电流波形



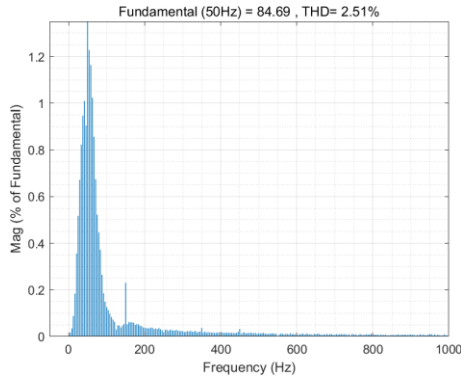
(b)并网电流 FFT 分析

图 3-12 采用 PI 控制器时并网电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析

采用准 PR 控制器时并网电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析如图 3-13 所示。



(a)并网电压和电流波形



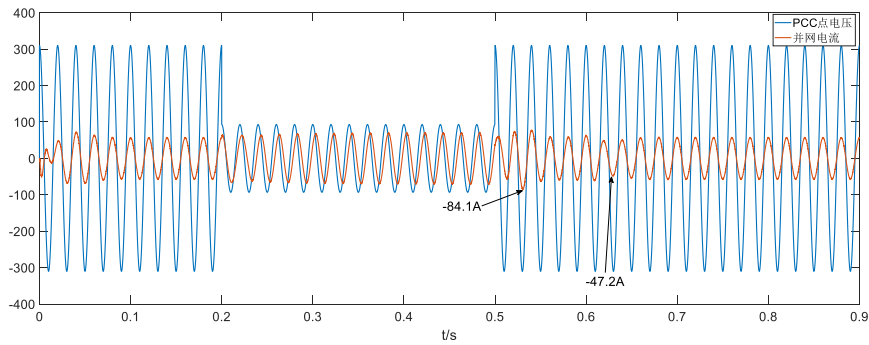
(b)并网电流 FFT 分析

图 3-13 采用准 PR 控制器的并网电压和电流波形和并网电流 FFT 分析

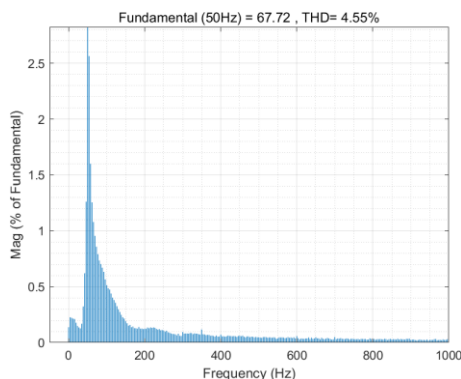
对比图 3-12 和图 3-13 可以看出, 采用 PI 和准 PR 控制器, 并网电压和电流均能保持单位功率因数运行, 且并网电流谐波含量都少于 5%, 符合并网要求。但采用准 PR 控制器后, 能较好地抑制中频段的谐波, 并网电流谐波含量减少 1.42%, 故采用准 PR 控制器能进一步减少并网电流中的谐波。

3.3.2 基于传统虚拟阻抗控制策略仿真分析

当采用基于传统虚拟阻抗控制策略时, PCC 点电压和并网电流以及并网电流 FFT 分析如图 3-14 所示。



(a)PCC 点电压和并网电流



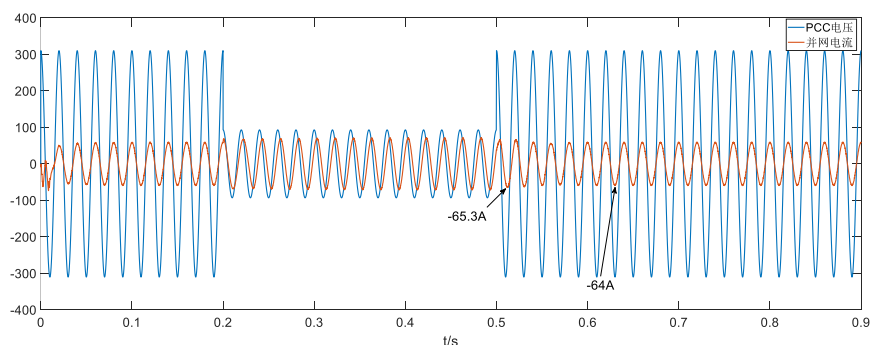
(b)并网电流 FFT 分析

图 3-14 采用传统虚拟阻抗控制策略时 PCC 点电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析

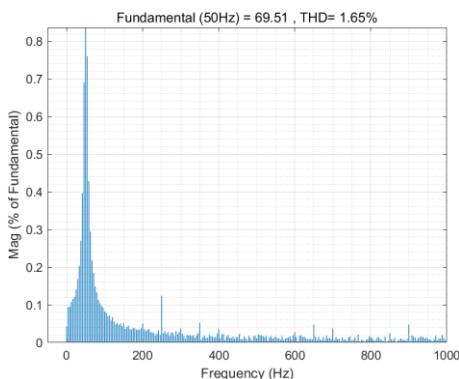
从图 3-14(a)可知, 采用传统虚拟阻抗控制策略时, 在 0.5 秒故障恢复时, 系统的动态性能较差, 0.53 秒时并网电流高达-84.1A, 超过并网逆变器额定电流的 1.1 倍, 0.629 秒时, 并网电流降到-47.2A, 不能维持电网未发生对称故障时的并网逆变器额定电流 64A; 从图 3-14(b)可知, 对称故障期间并网电流的 THD 值为 4.55%, 接近国标要求的 5%。综上, 采用传统虚拟阻抗控制策略时, 光伏并网发电系统不具备较好的动态性能, 不能很好抑制由于电网发生对称故障时电压跌落而产生的电网等效阻抗对控制系统的影响。

3.3.3 基于改进虚拟阻抗控制策略仿真分析

当采用基于改进虚拟阻抗的电压电流双闭环控制时, PCC 点电压和并网电流以及并网电流 THD 分析如图 3-15 所示。



(a)PCC 点电压和并网电流



(b)并网电流 FFT 分析

图 3-15 基于改进虚拟阻抗控制策略时并网电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析

从图 3-15(a)可知,采用改进虚拟阻抗控制策略时,在 0.5 秒故障恢复时,控制系统的动态性能较好,0.53 秒时并网电流为-65.3A,在并网逆变器额定电流的 1.1 倍范围内,0.629 秒时,并网电流达到并网逆变器额定电流-64A;从图 3-15(b)可知,对称故障期间并网电流的 THD 值为 1.65%,远小于国标要求的 5%。综上,采用改进虚拟阻抗控制策略时,控制系统具备较好的动态性能,能很好抑制由于电网发生对称故障时电压跌落而产生的等效电网阻抗对控制系统的影响。

3.3.4 基于改进虚拟阻抗控制策略有功功率和无功功率仿真分析

当 A、B、C 三相电压对称跌落至 30%的故障工况时,采用改进虚拟阻抗控制策略时,并网逆变器输出的有功功率和无功功率如图 3-16 所示。

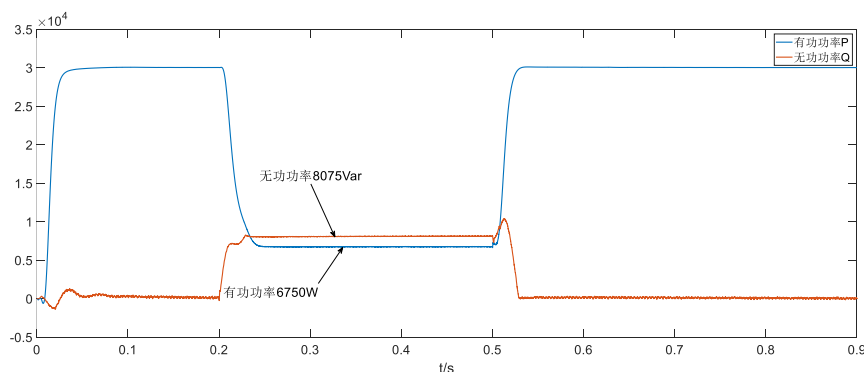


图 3-16 并网逆变器输出的有功和无功功率仿真波形

从图 3-16 可知,在 0.2s~0.5s,电网发生对称故障,为了防止光伏并网发电系统脱网,并网逆变器向并网点注入无功电流。从图可知,有功功率从 29840W 降到 6750W;无功功率从正常运行时的 0Var 升至 8075Var。综上可知,在故障

期间，并网逆变器未脱网，且向并网点提供无功功率支撑符合低电压穿越技术的要求。

3.4 本章小结

本章主要研究了光伏并网发电系统在对称故障工况下的低电压穿越控制策略。针对对称故障工况下电网等效阻抗对控制系统的影响和为了提高并网逆变器控制系统的动态性能和谐波抑制能力，对电流内环控制策略进行改进采用准PR控制器，并研究了一种改进虚拟阻抗控制策略。最后，在 Matlab/Simulink 仿真软件上对电网电压发生三相跌落至 30%时的对称故障工况进行仿真分析，验证了所提出的改进虚拟阻抗控制策略的正确性和优越性。

第4章 电网非对称故障时低电压穿越控制策略研究

由3.1节分析可知，电网最常出现的故障是非对称故障。当电网负荷是非线性或者由于自然因素以及设备故障导致线路短路时，原本符合对称条件的工频电压波形将发生谐波畸变现象，这种畸变过程本质上破坏了克希荷夫定律约束下的三相电压平衡关系，从而导致电网三相不对称故障。此外，在电网非对称故障工况下，由负序电流分量与负序电压分量引发的动态耦合效应会导致控制系统产生二次谐波扰动，其引发的功率振荡可能恶化并网逆变器双闭环调节特性，甚至突破控制回路的稳定性裕度边界。本章重点研究当电网发生单相接地非对称故障时，光伏并网发电系统低电压穿越控制策略。

4.1 非对称故障工况时低电压穿越控制策略

4.1.1 非对称故障时逆变器数学模型

在三相电网电压不平衡跌落时，电压和电流可依据对称分量原理分解为正序、负序和零序分量。然而，由于三相两电平逆变器无零线，故不存在零序分量^[64]。

设三相不平衡电网电压方程为：

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = e_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + e_N \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

式中，第一项表示正序分量，第二项表示负序分量； e_p 、 e_N 分别为正序分量幅值、负序分量幅值； ω 为基波频率。

将式(4.1)转化为 $\alpha\beta$ 坐标系下，可得电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下 e_α 和 e_β 方程为：

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_p^\alpha \\ e_p^\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_p) \\ \sin(\omega t + \theta_p) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_N^\alpha \\ e_N^\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_N) \\ \sin(\omega t + \theta_N) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

式中， θ_p 、 θ_N 分别为正序分量相角、负序分量相角。

当电网电压是非理想三相电压时，正序和负序分别以角速度 ω 的速度顺时针和逆时针旋转。再将式(4.2)转换到 dq 坐标系下，可得电压在 dq 坐标系下 e_d 和 e_q 方程为：

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^P \\ e_q^P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_P - \phi_P) \\ \sin(\omega t + \theta_P - \phi_P) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d^N \\ e_q^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_N - \phi_N) \\ \sin(\omega t + \theta_N - \phi_N) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

式中， ϕ_P 为 ϕ_N 分别为正序和负序分量在坐标变换时的初始相位差。

电网电流的分析思路和电压相同，故电流在 dq 坐标系下的 i_d 和 i_q 方程为：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^P \\ i_q^P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_P - \phi_P) \\ \sin(\omega t + \theta_P - \phi_P) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_N - \phi_N) \\ \sin(\omega t + \theta_N - \phi_N) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

设理想状态下初始相位不存在相位差，故由式(4.3)和(4.4)可得 dq 坐标系下电网电压和并网电流的正负序关系为：

$$\begin{cases} e_d = (e_d^P + e_d^N) \cos \omega t + (e_q^P - e_q^N) \sin \omega t \\ e_q = (e_d^P + e_d^N) \sin \omega t + (e_q^P - e_q^N) \cos \omega t \\ i_d = (i_d^P + i_d^N) \cos \omega t + (i_q^P - i_q^N) \sin \omega t \\ i_q = (i_d^P + i_d^N) \sin \omega t + (i_q^P - i_q^N) \cos \omega t \end{cases} \quad (4.5)$$

式中， e_d^P 为 PCC 电压的 d 轴正序分量， e_d^N 为 PCC 电压的 d 轴负序分量， e_q^P 为 PCC 电压的 q 轴正序分量， e_q^N 为 PCC 电压的 q 轴负序分量； i_d^P 为并网电流的 d 轴正序分量， i_d^N 为并网电流的 d 轴负序分量， i_q^P 为并网电流的 q 轴正序分量， i_q^N 为并网电流的 q 轴负序分量。

并网逆变器输出有功功率和无功功率可以表示为 P_g 和 Q_g ：

$$\begin{cases} P_g = P_0 + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t) \\ Q_g = Q_0 + Q_{c2} \cos(2\omega t) + Q_{s2} \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (4.6)$$

其中，

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P_{c2} \\ P_{s2} \\ Q_0 \\ Q_{c2} \\ Q_{s2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_d^P & e_q^P & e_d^N & e_q^N \\ e_q^N & -e_d^N & -e_q^P & e_d^P \\ e_d^N & e_q^N & e_d^P & e_q^P \\ e_q^P & -e_d^P & e_q^N & -e_d^N \\ -e_d^N & -e_q^N & e_d^P & e_q^P \\ e_q^N & -e_d^N & e_q^P & -e_d^P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^P \\ i_q^P \\ i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

式中, P_0 为有功功率直流分量, P_{c2} 为有功功率二次余弦分量, P_{s2} 为有功功率二次正弦分量; Q_0 为无功功率直流分量, Q_{c2} 为无功功率二次余弦分量, Q_{s2} 为无功功率二次正弦分量。

从式(4.7)可以看出, 当网侧发生非对称故障时, PCC 点电压和并网电流中均含有二倍频波动。因此为了达到并网国标要求, 需要对上述二倍频进行控制。最理想的控制结果为 $P_{c2} = P_{s2} = Q_{c2} = Q_{s2} = 0$, 但输出功率变量有 P_0 、 P_{c2} 、 P_{s2} 、 Q_0 、 Q_{c2} 以及 Q_{s2} 六个, 而可控变量只有 i_d^P 、 i_q^P 、 i_d^N 以及 i_q^N 四个, 因此无法实现同时控制六个。

目前, 当网侧出现非对称故障时, 常采用的控制目标有三个, 分别为:

(1)抑制有功功率二倍频波动, 即令 $P_{c2} = P_{s2} = 0$, 此时有功功率的二倍频波动能被有效抑制, 但无功功率二倍频将得不到控制;

(2)抑制无功功率二倍频波动, 即令 $Q_{c2} = Q_{s2} = 0$, 此时无功功率的二倍频波动能被有效抑制, 但有功功率二倍频波动将得不到控制^[65];

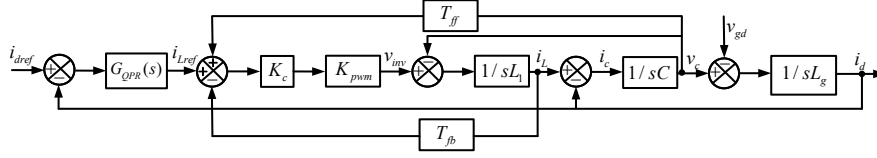
(3)抑制逆变器侧输出的负序电流, 即令 $i_d^N = i_q^N = 0$ 。

光伏并网发电系统在网侧出现非对称故障时, 对于抑制有功功率二倍频波动正负序电流常采用正序负序电流控制(Positive and Negative Sequence Current, PNSC)策略; 抑制无功功率二倍频波动的正负序电流常采用平均有功无功电流控制(Average Active Reactive Current, AARC)策略; 抑制负序电流则常采用平衡正序电流控制(Balanced Positive Sequence Current, BPSC)策略。

下文在上述三种正负序电流计算的基础上, 详细分析上述三种控制策略的原理。此外, 由于电网非对称故障期间, 并网电流会升高, 因此, 在非对称故障低电压穿越控制策略的基础上, 需要加入正负序限流控制限制并网电流超过逆变器额定电流的 1.1 倍, 以及采用准 PR 控制器提升控制系统的鲁棒性。

4.1.2 改进有源阻尼控制

由于 d 轴和 q 轴具有对称性, 本文仅以 d 轴为例引入改进有源阻尼控制策略设计控制回路, 该控制回路采用准 PR 控制和电容电压前馈以及电感电流反馈控制, 相比较于传统有源阻尼控制策略, 改进有源阻尼控制策略具有动态性能更好、响应速度更快以及鲁棒性更好等特点^[69]。具体控制框图如图 4-1 所示。


 图 4-1 d 轴改进有源阻尼控制策略控制框图

图中， T_{fb} 为反馈增益， T_{ff} 为前馈增益。

从图 4-1 可知，并网电流 i_d 和参考电流 i_{dref} 的偏差，经过准 PR 控制，得到电感参考电流 i_{Lref} ，并实现电容电压前馈和电感电流反馈有源阻尼。

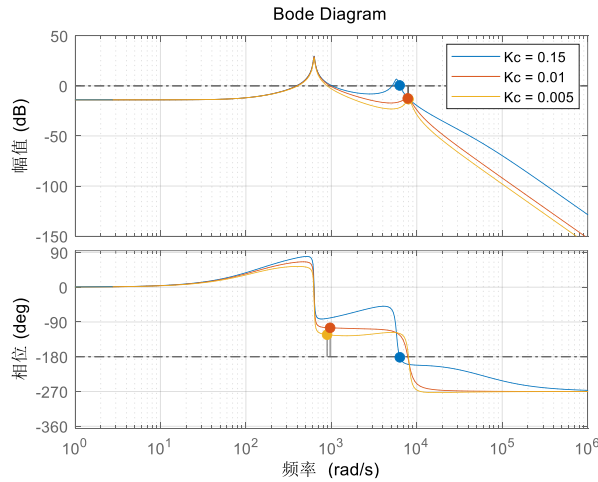
图 4-1 中由 i_d 到 i_{dref} 开环传递函数为：

$$G_{k1}(s) = \frac{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}{B_5 s^5 + B_4 s^4 + B_3 s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0} \quad (4.8)$$

式中，

$$\begin{cases} A_2 = K_c K_{pwm} K_p \\ A_1 = 2K_c K_{pwm} K_p \omega_c + 2K_c K_{pwm} \omega_c K_r \\ A_0 = K_c K_{pwm} K_p \omega_0^2 \\ B_5 = L_1 L_g C \\ B_4 = K_c K_{pwm} T_{fb} L_g C + 2\omega_c L_1 L_g C \\ B_3 = (L_1 + L_g) - K_c K_{pwm} T_{ff} L_g + 2\omega_c K_c K_{pwm} T_{ff} L_g \\ B_2 = K_c K_{pwm} T_{fb} + 2(L_1 + L_g) \omega_c - 2\omega_c K_c K_{pwm} T_{ff} L_g \\ B_1 = 2\omega_c K_c K_{pwm} T_{fb} \\ B_0 = K_c K_{pwm} T_{fb} \omega_0^2 \end{cases} \quad (4.9)$$

根据式(4.8)和(4.9)，可以绘制出 d 轴电流内环比例系数 K_c 取不同值时开环传递函数的 Bode 图，如图 4-2 所示。


 图 4-2 K_c 取不同值时 d 轴电流内环开环传递函数 Bode 图

由图 4-2 可知，当 K_c 取 0.15 时，电流内环控制系统失稳；当 K_c 取 0.01 时，控制系统稳定，但此时相位裕度为 74.9° ，大于 60° ，不符合要求；当 K_c 取 0.005 时，控制系统稳定，且相位裕度为 57.1° ，符合设计要求。

图 4-3 为 $K_p = 1.5$ ， $K_r = 200$ ， $K_c = 0.005$ 时的 d 轴电流内环控制系统开环零极点图。

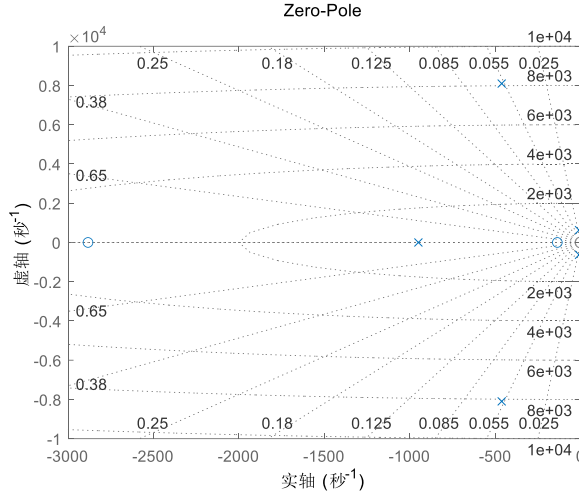


图 4-3 d 轴电流内环控制系统开环传递函数零极点图

从图 4-3 可知零点和极点均位于左半复平面，故电流内环控制控制系统稳定。

结合图 4-1，考虑电网电压波动时，需要根据控制系统的鲁棒性和谐波抑制能力做出判断，因此在忽略并网参考电流 i_{dref} 的基础上，计算出 i_d 到 v_{gd} 的开环传递函数。

第一种情形，引入电容电压前馈和电感电流反馈时， i_d 到 v_{gd} 的传递函数为：

$$G_{k2}(s) = \frac{K_c K_{pwm} T_{ff} - sCT_{fb} K_c K_{pwm} - s^2 L_1 CK_c K_{pwm} - 1}{(s^3 L_1 L_g C + sL_1 + sL_g - sL_g T_{ff} + s^2 L_g CT_{fb} + T_{fb}) K_c K_{pwm}} \quad (4.10)$$

第二种情形，不引入电容电压前馈和电感电流反馈时， i_d 到 v_{gd} 的传递函数为：

$$G_{k3}(s) = \frac{-(s^2 L_1 C + 1)}{s^3 L_1 L_g C + sL_1 + sL_g} \quad (4.11)$$

根据式(4.10)和(4.11)可以绘制出两种情况下的 i_d 到 v_{gd} 的开环传递函数 Bode 图，如图 4-4 所示。

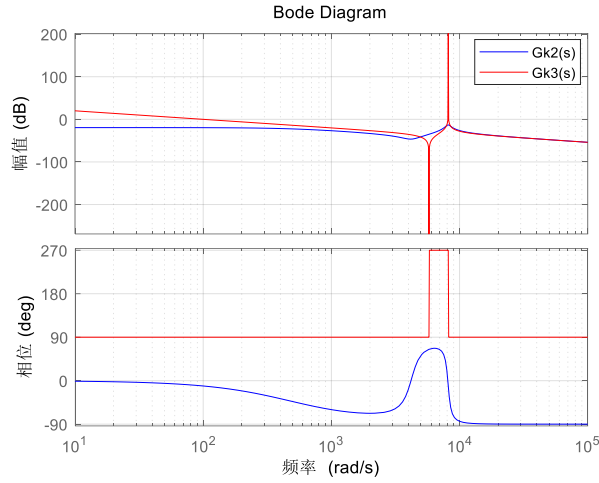


图 4-4 两种情况下 i_d 到 v_{gd} 的开环传递函数 Bode 图

从图 4-4 可以看出，在低频段，采用电容电压前馈和电感电流反馈时的幅频增益一直在未采用电容电压前馈和电感电流反馈时的幅频增益下方，即表示采用改进有源阻尼控制策略时，控制系统的幅频增益在 10^4 rad/s 附近有一个非常明显的峰值。因此，采用改进有源阻尼控制策略时控制系统能较好地抑制该峰值，即当电网出现扰动时，控制系统具有更好的鲁棒性。此外，从相位裕度可以看出，采用改进有源阻尼控制策略时控制系统响应速度要远快于未采用改进有源阻尼控制策略时的响应速度。

4.1.3 正负序电流限幅控制

当电网发生非对称故障时，由于功率指令不变，电网电压突然跌落，会导致指令电流值突增。然而，并网逆变器最大过流能力仅为额定电流的 1.1 倍，因此当电网发生非对称故障时并网逆变器电流要小于额定电流的 1.1 倍，从而防止因并网逆变器的损坏而导致光伏并网发电系统脱网。

目前常见的限流方法为有效值限幅，但由于有效值限幅存在一个周期的延时，因此本文研究一种等比例限流法。根据式(4.1)可以得三相不平衡电流为：

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = i_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + i_N \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

式中, i_p 、 i_N 分别为正序和负序电流。

为了方便推导, 假设三相不平衡电流在时域下的通式为:

$$I(t) = a \cos(\omega t + \delta) \quad (4.13)$$

$$\frac{dI(t)}{dt} = -a\omega \sin(\omega t + \delta) \quad (4.14)$$

根据快速求解器原理, 电流幅值 I_A 表达式为:

$$I_A = \left[I^2(t) + \left(\frac{dI(t)}{dt} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.15)$$

则:

$$I_A = \left[a^2 \cos^2(\omega t + \delta) + a^2 \sin^2(\omega t + \delta) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.16)$$

根据式(4.16)可以搭建出幅值计算框图, 如图 4-5 所示。

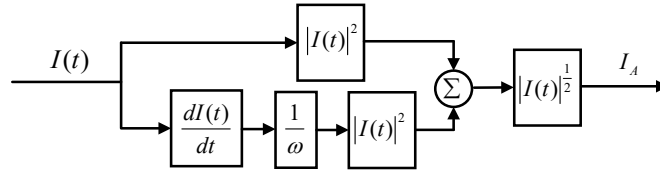


图 4-5 电流幅值计算框图

将幅值电流计算出来后, 使用等比例限流方法限流, 如式(4.17)所示:

$$I_{ref} = \begin{cases} I(t) & , I_A < I_{th} \\ \frac{I_{th}}{I_A} \cdot I(t) & , I_A \geq I_{th} \end{cases} \quad (4.17)$$

式中, I_{th} 为电流上限; I_A 为电流幅值。

4.1.4 抑制功率波动控制策略

当采用 PNSC 策略来抑制有功功率二倍频波动时, 根据式(4.7), 令 $P_{c2} = P_{s2} = 0$, 可得:

$$\begin{bmatrix} P_{ref} \\ 0 \\ 0 \\ Q_{ref} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_d^P & e_q^P & e_d^N & e_q^N \\ e_q^N & -e_d^N & -e_q^P & e_d^P \\ e_d^N & e_q^N & e_d^P & e_q^P \\ e_q^P & -e_d^P & e_q^N & -e_d^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^P \\ i_q^P \\ i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

式中, P_{ref} 和 Q_{ref} 分别为有功功率和无功功率参考值。

将式(4.18)整理可得:

式中, E_1 和 E_2 分别为有功功率和无功功率的系数表达式为:

$$E_2 = (e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 + (e_d^N)^2 + (e_q^N)^2 \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} Q_c \\ Q_s \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} \frac{e_d^P e_q^N - e_d^N e_q^P}{E_1} & \frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_2} \\ -\frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_1} & \frac{e_d^P e_q^N - e_d^N e_q^P}{E_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

当采用 AARC 策略抑制无功功率二倍频波动时, 根据式(4.7), 令 $Q_{c2} = Q_{s2} = 0$, 可得:

73

将式(4.23)整理可得:

$$\begin{bmatrix} i_{dref}^P \\ i_{qref}^P \\ i_{dref}^N \\ i_{qref}^N \end{bmatrix} = \frac{2P_{ref}}{3E_1} \begin{bmatrix} e_d^P \\ e_q^P \\ -e_d^N \\ -e_q^N \end{bmatrix} + \frac{2Q_{ref}}{3E_2} \begin{bmatrix} e_q^P \\ -e_d^P \\ e_q^N \\ -e_d^N \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

在该策略中, 由于抑制无功功率纹波为 0, 则有功功率纹波一定不为 0, 此时其值为:

$$\begin{bmatrix} P_c \\ P_s \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} \frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_2} & \frac{e_d^N e_q^P - e_d^P e_q^N}{E_1} \\ \frac{e_d^P e_q^N - e_d^N e_q^P}{E_2} & \frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

当逆变器正常并网时, 要满足单位功率因数并网运行, 此时无功功率 $Q_{ref} = 0$ 。抑制无功功率二倍频波动的控制框图如 4-7 所示。

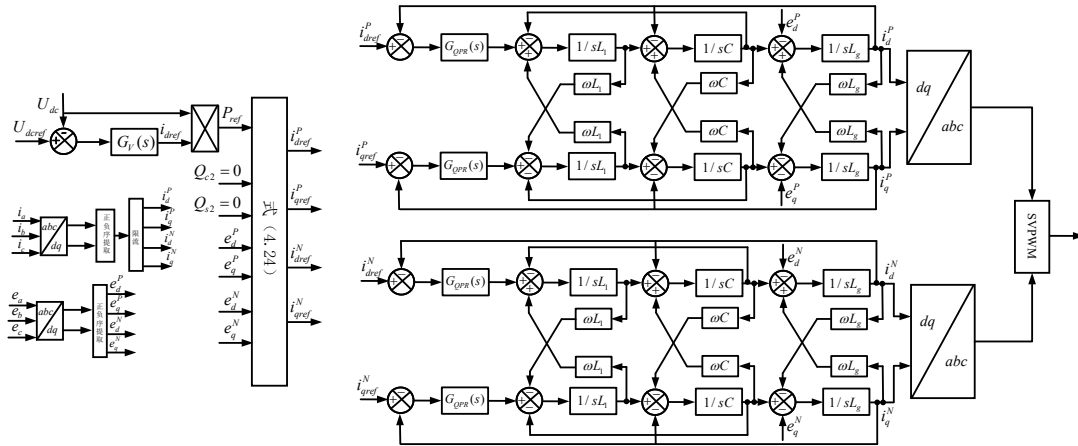


图 4-7 抑制无功功率二倍频波动的控制策略

4.1.5 抑制负序电流控制策略

根据 4.1.1 节的分析可知, 为了保证光伏并网逆变器在电网非对称故障时能够安全稳定地运行, 需要消除并网电流中的负序分量。为了达到这一标准, 引入消除负序并网电流的限制条件为:

$$\begin{cases} i_d^N = 0 \\ i_q^N = 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

将式(4.26)代入式(4.7)得到抑制负序电流的表达式为:

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P_{c2} \\ P_{s2} \\ Q_0 \\ Q_{c2} \\ Q_{s2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_d^P & e_q^P & e_d^N & e_q^N \\ e_q^N & -e_d^N & -e_q^P & e_d^P \\ e_d^N & e_q^N & e_d^P & e_q^P \\ e_q^P & -e_d^P & e_q^N & -e_d^N \\ -e_d^N & -e_q^N & e_d^P & e_q^P \\ e_q^N & -e_d^N & e_q^P & -e_d^P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^P \\ i_q^P \\ i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

将式(4.27)整理得:

$$\begin{bmatrix} i_d^P \\ i_q^P \\ i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} = \frac{2}{3E_3} \begin{bmatrix} e_d^P & e_q^P \\ e_q^P & -e_d^P \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

其中,

$$E_3 = (e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 \quad (4.29)$$

在该控制策略中, 无法被控的有功功率和无功功率纹波为:

$$\begin{bmatrix} P_c \\ P_s \\ Q_c \\ Q_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_3} & \frac{e_d^N e_q^P - e_d^P e_q^N}{E_3} \\ \frac{e_d^P e_q^N - e_d^N e_q^P}{E_3} & \frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_3} \\ \frac{e_d^P e_q^N - e_d^N e_q^P}{E_3} & \frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_3} \\ -\frac{e_d^N e_d^P + e_q^N e_q^P}{E_3} & \frac{e_d^P e_q^N - e_d^N e_q^P}{E_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

从式(4.30)可知, 令 $i_d^N = i_q^N = 0$ 时能消除负序并网电流对控制系统的影响, 保证电网在故障条件下安全稳定地运行。且当电网发生不对称故障时, PCC 点电压在 dq 轴上的负序分量不为 0, 此时 P_{s2} 、 P_{c2} 、 Q_{s2} 以及 Q_{c2} 都不为 0。由此可知抑制并网电流中负序分量的控制框图如 4-8 所示。

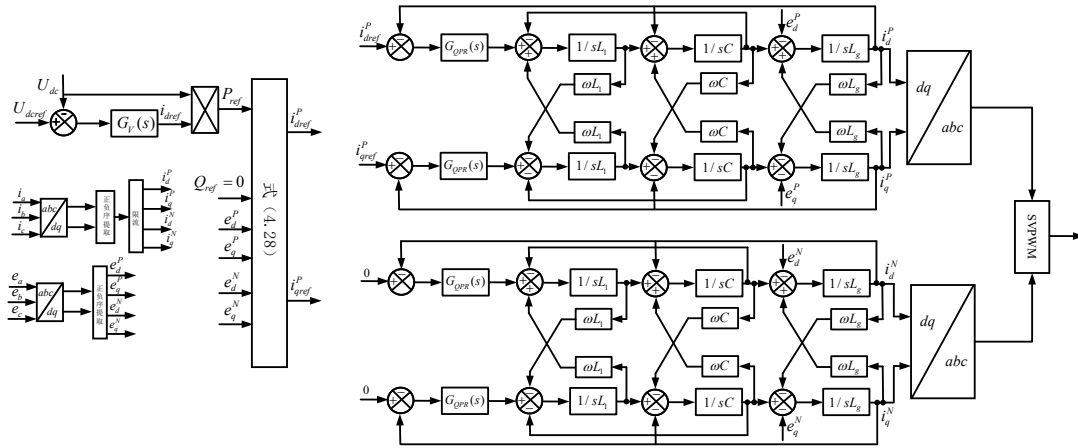


图 4-8 抑制并网电流负序分量控制框图

4.2 非对称故障时低电压穿越仿真分析

为了验证电网非对称故障时加入正负序限流控制的改进有源阻尼控制策略在提高控制系统的鲁棒性方面的优越性，本文利用 Matlab/Simulink 仿真软件建立图 2-14 所示的基于 LCL 型并网逆变器仿真模型进行研究。光伏阵列、逆变器和控制系统主要仿真参数如表 4-1 和表 4-2 所示。

表 4-1 光伏阵列主要仿真参数

参数	数值
开路电压/V	508.2
最大功率点电压/V	406
最大输出功率/W	29840
Boost 电路电容/ μF	260.7
Boost 电路电感/mH	2.5

表 4-2 逆变器和控制系统主要仿真参数

参数	数值
逆变侧滤波电感/mH	5
滤波电容/ μF	5
网侧滤波电感/mH	1.5
电网电压有效值（线电压）/V	380
逆变器输出电流额定值/A	64
逆变器开关频率/kHz	20
准 PR 控制器参数 K_p	1.5
准 PR 控制器参数 K_r	200
准 PR 控制器参数 K_c	0.005

设仿真时长为 0.9s，在 0.2~0.5s 时间段内，A 相跌落至 30%，B 相和 C 相不跌落，电网电压波形如图 4-9 所示。

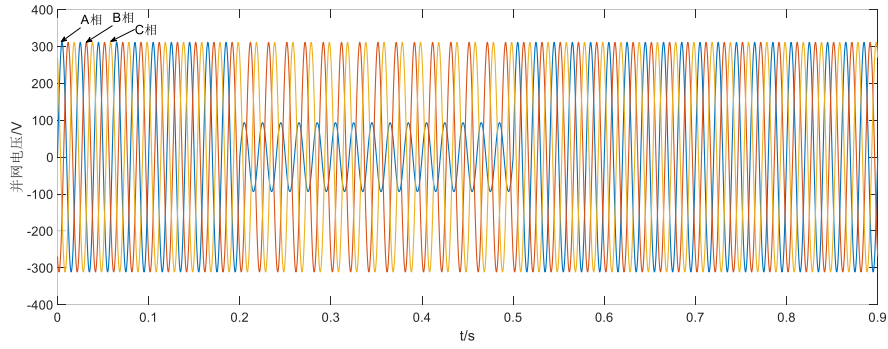
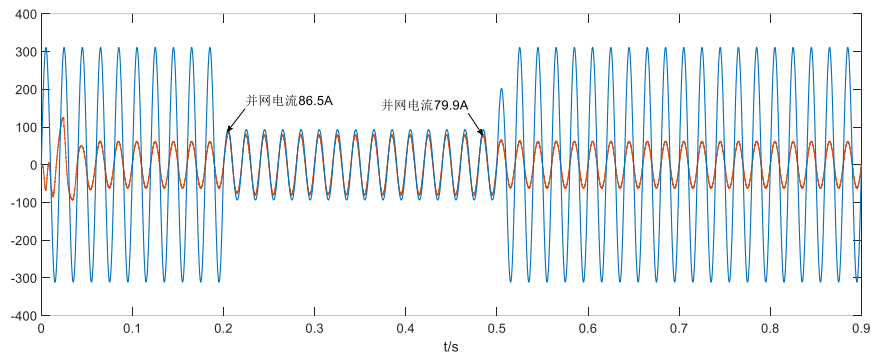


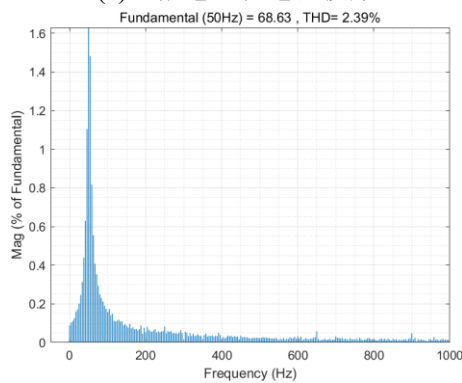
图 4-9 电网发生非对称故障时电网电压波形

4.2.1 未采用改进有源阻尼控制策略时仿真分析

未采用改进有源阻尼控制策略时，A 相电压和电流以及并网电流 FFT 分析如图 4-10 所示。



(a)A 相电压和电流波形



(b)并网电流 FFT 分析

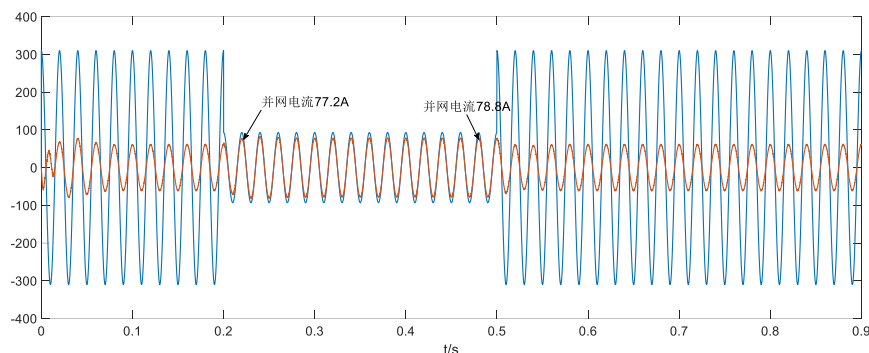
图 4-10 未采用改进有源阻尼控制策略时 A 相电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析

从图 4-10(a)可知，未采用改进有源阻尼控制策略时，在 0.03 秒时，并网电流有比较明显的冲击，且在非对称故障发生瞬间，并网电流达到 86.5A，随后才恢复至 79.9A。从图 4-10(b)可知，非对称故障期间并网电流的 THD 值为 2.39%，符合国标要求的 5%。综上，未采用改进有源阻尼控制策略时，并网系统具备对

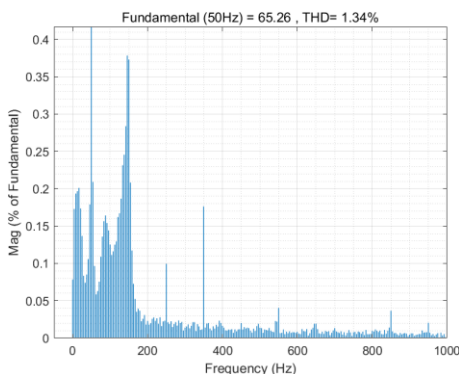
谐波的抑制能力，但动态性能差，不能很好抑制电网非对称故障时电压跌落对控制系统的影响。

4.2.2 采用改进有源阻尼控制策略时仿真分析

当采用改进有源阻尼控制策略时，A 相电压和电流以及并网电流 FFT 分析如图 4-11 所示。



(a)A 相电压和电流波形



(b)并网电流 FFT 分析

图 4-11 采用改进有源阻尼控制策略时 A 相电压和电流波形以及并网电流 FFT 分析

从图 4-11(a)可知，在非对称故障发生瞬间，并网电流为 77.2A，随后才恢复至 78.8A。从图 4-11(b)可知，非对称故障期间并网电流的 THD 值为 1.34%，符合国标要求的 5%。综上，采用改进有源阻尼控制策略时，控制系统对谐波具有较好的抑制能力，并且动态性能好，能较好抑制电网非对称故障时电压跌落对控制系统的影响。

4.2.3 加入正负序电流限幅控制策略仿真分析

由 4.1.3 节分析和表 4-2 可知，当采用改进有源阻尼控制策略时，正常工况下并网电流为 64A，逆变器的最大过流能力为额定电流的 1.1 倍，即 70.4A，但

非对称故障期间并网电流在 77.2A 至 78.8A 之间，已经超过并网逆变器最大过流能力。因此，必须对并网电流进行限幅，限幅后的并网电压和电流波形如图 4-12 所示。

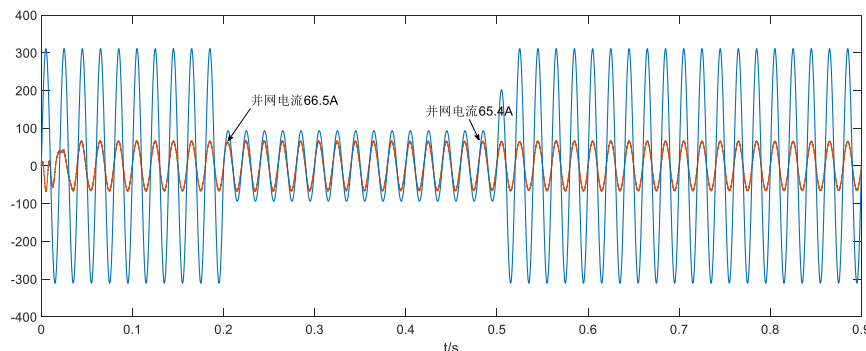


图 4-12 正负序电流限幅后的并网电压和电流波形

从图 4-12 可以看出，采用正负序限幅后，当电网发生故障以及故障恢复时，并网电流都能很好地被限制在 70.4A 之内，小于 1.1 倍额定电流，符合并网要求。

4.2.4 不同控制目标的控制策略仿真分析

由 4.1.4 和 4.1.5 节分析可知，在非对称故障工况下，低电压穿越控制三种控制目标分别为抑制有功功率波动、抑制无功功率波动以及抑制负序电流。下面本文将对这三种控制目标进行仿真分析。

(1) 基于 PNSC 控制策略的抑制有功功率波动仿真分析

根据 4.1.4 节分析可知，所谓抑制有功功率二倍频波动就是令 $P_{c2} = P_{s2} = 0$ ，通过仿真可得基于 PNSC 控制策略的电网非对称故障期间有功功率和无功功率波形图如图 4-13 所示。

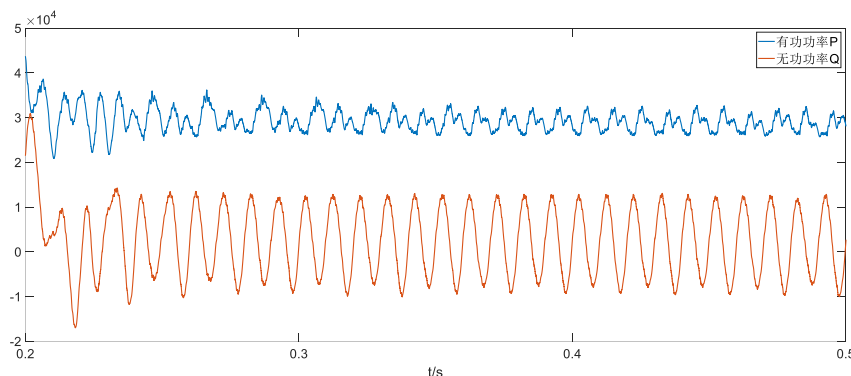


图 4-13 基于 PNSC 控制策略的电网有功和无功功率波形

从图 4-13 可以看出，当采用 PNSC 控制策略后，有功功率的纹波被很好地抑制，但由于无功功率纹波不可控，且根据式(4.22)可以计算得到此时的无功功率波动幅值高达 13.56kVar。根据上述分析可知，在电网非对称故障期间采用 PNSC 控制策略，虽然可以抑制有功功率纹波，但同时需要向电网注入大量负序电流，总电流幅值可能超过设备的耐受极限，这会严重威胁并网逆变器的安全，此外，抑制有功功率的同时，会加剧无功功率波动。因此本文不采用 PNSC 控制策略。

(2)基于 AARC 控制策略的抑制无功功率波动仿真分析

根据 4.1.4 节分析可知，所谓抑制无功功率二倍频波动就是令 $Q_{c2} = Q_{s2} = 0$ ，通过仿真可得基于 AARC 控制策略的电网非对称故障期间有功功率和无功功率波形图如图 4-14 所示。

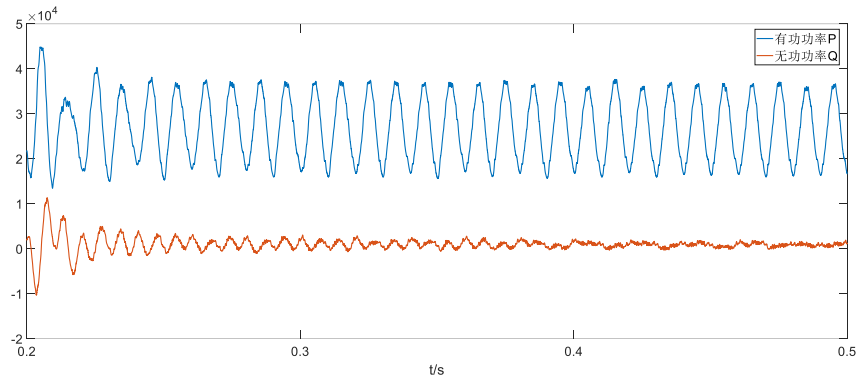


图 4-14 基于 AARC 控制策略的电网有功和无功功率波形

从图 4-14 可以看出，当采用 AARC 控制策略后，无功功率的纹波被很好地抑制，但由于有功功率纹波不可控，且根据式(4.25)可以计算得到此时的有功功率波动幅值为 10.26kW。通过上述分析可知，在电网非对称故障期间采用 AARC 控制策略，虽然可以抑制有功功率纹波，但同时需要向电网注入大量负序电流，总电流幅值可能超过设备的耐受极限，这会严重威胁并网逆变器的安全，此外，抑制无功功率的同时，会加剧有功功率波动。因此本文不采用 AARC 控制策略。

(3)基于 BPSC 控制策略抑制负序电流仿真分析

根据 4.1.5 节分析可知，所谓抑制负序电流就是令 $i_d^N = i_q^N = 0$ ，通过仿真可得基于 BPSC 控制策略的电网非对称故障期间有功功率和无功功率波形图和 dq 轴负序电流图如图 4-15 和图 4-16 所示。

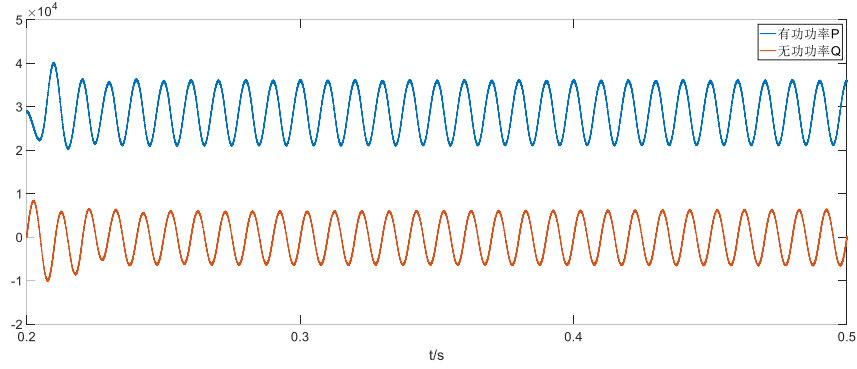
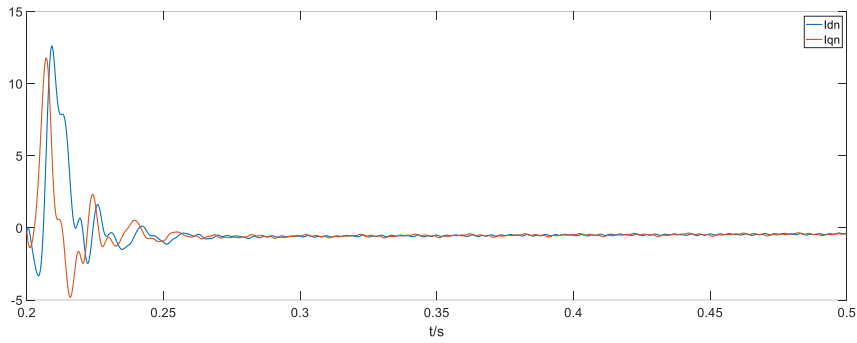


图 4-15 基于 BPSC 控制策略的电网有功和无功功率波形

图 4-16 基于 BPSC 控制策略的 d 轴和 q 轴负序电流波形

由图 4-15 可知，当采用抑制负序电流控制策略时，有功功率和无功功率二倍频都会得不到抑制，根据式(4.30)可以计算得到有功功率波动峰值为 6.2kW，无功功率峰值为 6kVar。且通过图 4-16 可知， dq 轴电流能很好地被抑制在 0 附近。

根据上述分析可知，在电网非对称故障期间采用 BPSC 控制策略时，虽然有功功率和无功功率中的二次纹波没有被抑制，但其有功功率波动幅值要比采用 AARC 控制策略减少 4.06kW；其无功功率波动幅值要比采用 PNSC 控制策略减少 7.56kVar。且采用 BPSC 控制策略可以很好抑制负序电流，能更好保证并网逆变器的安全。因此，本文采用 BPSC 控制策略。

4.2.5 基于 BPSC 控制策略下的有功功率和无功功率仿真分析

本文以 A 相电网电压跌落至 30%、B 相和 C 相电网电压不跌落的非对称故障工况为例，对基于 BPSC 控制策略下的有功功率和无功功率进行分析。在 3.2.6 节的基础上，采用改进有源阻尼控制策略，令 $i_d^N = i_q^N = 0$ 消除负序电流的影响，并在故障期间令 $i_{qref}^P = 0.45I_N$ ，对 PCC 点提供无功功率支撑，从而实现低电压穿越。并网逆变器输出的有功功率和无功功率如图 4-17 所示。

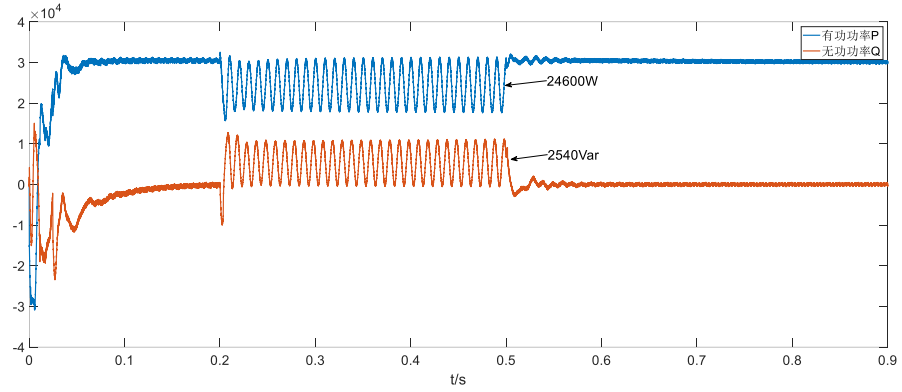


图 4-17 并网逆变器输出的有功和无功功率波形

由图 4-17 可知，在 0.2s-0.5s 期间，电网发生非对称故障，为了防止光伏系统脱网，并网逆变器向并网点注入无功电流。由图可知，有功功率从 29840W 降到 24600W；无功功率从正常运行时的 0Var 升至 2540Var。综上可知，在故障期间，并网逆变器未脱网，且向并网点提供无功功率支撑符合低电压穿越技术的要求。

4.3 本章小结

本章主要研究了光伏并网发电系统在非对称故障工况下的低电压穿越控制策略。针对非对称故障工况下并网逆变器产生的有功功率振荡、无功功率振荡以及负序并网电流等电能质量问题，依次建立抑制有功功率二倍频波动、抑制无功功率二倍频波动以及抑制负序电流控制的数学模型。为了提高并网逆变器控制系统的动态性能和谐波抑制能力，提出了一种加入正负序电流限幅控制的改进有源阻尼控制策略。最后，在 Matlab/Simulink 仿真软件上对 A 相电网电压跌落至 30%，B 相和 C 相电网电压不发生跌落工况时进行仿真分析，验证所研究的改进有源阻尼控制策略的正确性和优越性。

第 5 章 总结与展望

5.1 总结

随着低碳能源和化石能源日益枯竭，水电、核电、风电、太阳能发电等清洁能源日益被重视，光伏发电在能源结构中的占比持续提升。本文以三相光伏并网逆变器为研究对象，分析其在对称故障工况下和非对称故障下的低电压穿越控制策略。具体内容如下：

(1)阐述本课题的研究背景与意义，系统分析国内外光伏并网发电系统的发展动态及研究现状。接着，介绍低电压穿越控制技术的国内外标准及相关研究进展，深入探讨光伏并网发电系统中谐波的产生机理及其抑制方法。

(2)对基于 LCL 型三相并网逆变器前后级展开详细分析。首先介绍光伏并网发电系统拓扑结构，并通过光伏阵列的等效输出模型研究其输出特性，对三种最大功率点跟踪方法进行对比与选择。对 Boost 变换器拓扑结构的小信号模型进行建模分析，并对其电压电流双闭环控制策略的参数进行整定设计。建立基于 LCL 三相并网逆变器数学模型，介绍 SVPWM 调制方式，分析 DSOGI-PLL 数学模型。在 Matlab/Simulink 仿真软件上对光伏并网逆变器并网运行控制策略以及虚拟阻抗控制策略进行仿真分析，验证研究虚拟阻抗的必要性。

(3)在对称故障工况下，针对电网电压跌落较低时，故障期间电网具有弱电网特性，为了消除电网等效阻抗对控制系统的影响以及提高控制系统的动态性能，对电流内环控制器进行改进，采用准 PR 控制器，并提出一种改进虚拟阻抗控制策略。在 Matlab/Simulink 仿真软件上对提的改进虚拟阻抗控制策略进行仿真分析，得出本文提出的改进虚拟阻抗控制策略的优越性。

(4)在非对称故障工况下，研究了一种加入正负序电流控制的改进电压前馈和电感电流反馈有源阻尼控制策略。建立抑制无功功率二倍频波动、抑制有功功率二倍频波动以及抑制负序电流这三种控制目标下的控制策略数学模型。在 Matlab/Simulink 仿真软件上对上述三种控制目标下的控制策略进行仿真验证，得出抑制负序电流的控制策略效果最好，验证了本文提出的改进有源阻尼控制策略的可行性。

5.2 展望

本文对 LCL 型两级式并网逆变器在对称故障和非对称故障工况下低电压穿越控制策略进行研究，尽管验证了一些理论，但由于个人能力和时间有限，很多问题仍然有待进一步拓展。具体如下：

(1)本文在非对称故障和对称故障两种工况下研究的虚拟阻抗，都需要采样电压和电流，相比较于传统虚拟阻抗，增加了传感器的数量以及更依赖电网参数估计，使得控制系统复杂度增加，对电网参数敏感性及鲁棒性要求更高。

(2)本文只研究了单机光伏并网发电系统低电压穿越控制策略的可行性，未能研究多级并联等复杂工况。

(3)本文分别研究了针对三相对称故障和单相故障工况下两种不同的控制策略，但在实际中故障的发生具有随机性，无法预测故障的类型，而本文所做的研究不仅基于明确故障工况，还未涉及两相短路等复杂故障工况，因此并网逆变器的控制策略不具备自适应能力。

(4)在电网电压发生对称故障时，本文只研究了电网电压跌落在 20%-85%这一工况的控制策略，未能研究当电网电压跌落至 20%额定电压以下时，光伏并网发电系统仍需要持续运行 0.15s 这一工况的控制策略。

(5)本文未能在光伏并网发电系统平台验证所研究控制策略的可行性。

参考文献

- [1] 陈星琳, 刘金华, 卢兵, 等. 电气自动化技术在太阳能发电中的应用[J]. 中国科技信息, 2024, (24): 45-47.
- [2] 王立新, 孙伟明, 郑晓东. 电网电压暂降成因分析及监测方法研究进展[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(3): 178-189.
- [3] 樊立萍, 姚凌颖. 基于混合改进自适应粒子群算法的光伏 MPPT 控制[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2024, 38(10): 261-266.
- [4] 艾久超. 基于混沌粒子群算法的光伏并网系统自动控制方法[J]. 黑龙江电力, 2025, 47(01): 30-33.
- [5] Kumar, S., et al. Reinforcement Learning-Based MPPT for Fast-Varying Solar Irradiance Conditions [J]. Solar Energy, 2024, 228, 89-102.
- [6] 陈水耀, 徐峰, 潘武略, 等. 适应高比例光伏接入的有源配电网自适应电流差动保护[J]. 浙江电力, 2025, 44(01): 34-43.
- [7] 程静, 赵苑岑, 胡健雄, 等. 基于自适应虚拟阻抗的光储并网系统谐波抑制策略[J]. 电力电子技术, 2025, 59(02): 59-63.
- [8] 杨雨婷, 杨敬之. 基于快速功率控制方法的光伏发电系统逆变器并网运行研究[J]. 电工技术, 2024, (22): 1-3.
- [9] 王立伟, 张明远. 基于模型预测控制的光伏逆变器动态功率补偿策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(15): 45-50.
- [10] Li, X., & Wang, H. Fast Power Regulation in PV Inverters Using Sliding Mode Control [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2023 14(4), 2105-2115.
- [11] Müller, T., & Schmidt, F. SVPWM-Based Dead-Time Compensation for High-Frequency Inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(3): 2546-2555.
- [12] Kim, H., et al. Hybrid SVPWM Strategy for Dual-Active-Bridge Converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6861-6872.
- [13] 张泽, 余枫枫. 基于虚拟磁链的变系数降频模型预测控制[J]. 中国新技术新产品, 2024, (19): 4-7.
- [14] 荆江平, 余小婵, 刘元. 三相虚拟磁链观测并网逆变器预测技术[J]. 电力科学与技术学报, 2022, 37(06): 157-164.
- [15] 司俊龙, 艾琳, 邱辰. 2023 年中国光伏发电发展现状与展望[J]. 水力发电, 2024, 50(11): 1-4.
- [16] 赵波著. 大规模分布式光伏电源接入配电网运行与控制[M]. 北京: 科学出版社, 2017.
- [17] 刘素梅, 毕天姝, 王晓阳, 等. 具有不对称故障穿越能力逆变型新能源电源故障电流特性[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(03): 66-73.

- [18] 肖远逸, 王珺, 翟立唯, 等. 基于 STATCOM 的光伏低电压穿越技术的应用研究[J]. 电力学报, 2017, 32(02): 116-122.
- [19] Fariborz Z S, Hossein M, Amin G M, Blaabjerg F. Reinforcing Fault Ride Through Capability of Grid Forming Voltage Source Converters Using an Enhanced Voltage Control Scheme [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(5): 1827-1842.
- [20] 吴松, 徐斌, 魏巍, 等. 并网逆变器电流重构低电压穿越模型预测控制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(04): 84-86+95.
- [21] 顾浩瀚, 蔡旭, 李征. 基于改进型电网电压前馈的光伏电站低电压穿越控制策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(07): 13-19+31.
- [22] 周雪松, 郭帅朝, 马幼捷, 等. 基于改进自抗扰的变流系统直流母线电压波动抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(03): 68-78.
- [23] Mojallal A and Lotfifard S. Enhancement of grid connected pv arrays fault ride through and post fault recovery performance [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 546-555.
- [24] 张哲, 张磊, 王波, 等. 两级式三相并网逆变器 LVRT 控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2017, 51(12): 73-75.
- [25] Ding G Q, Gao F, Tian H, et al. Adaptive DC-Link Voltage Control of Two-Stage Photovoltaic Inverter During Low Voltage Ride-Through Operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4182-4194.
- [26] 郑涛, 黄予园, 宗伟, 等. 光伏并网系统故障二次谐波产生机理及其对变压器保护的影响[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(12): 13-22.
- [27] Zhang, X., et al. Passive damping methods for LCL filters in grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5), 4321-4332.
- [28] 黄玉和, 郑寿森, 何来沛. 基于虚拟阻抗的并网逆变器前馈控制策略研究[J]. 中山大学学报(自然科学版)(中英文), 2022, 61(02): 90-99.
- [29] Wu W, He Y, Tang T, et al. A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4339-4350.
- [30] 谷昕鹏. 光伏并网逆变器集群谐振有源阻尼抑制方法研究[D]. 株洲: 湖南工业大学, 2021.
- [31] Wang X, Li Y. Active damping of LCL-filter resonance based on digital notch filters for grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6), 7427-7445.
- [32] 余蕾. 弱电网下 LCL 型并网逆变器适应性研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2021.
- [33] Zhang X, Wang Y. A novel active damping method based on model predictive control for LCL-filtered grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5), 5782-5796.
- [34] Zhang X, Li Y. Active damping of grid-connected inverters using artificial neural networks for parameter estimation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 40(5), 1432-1449.

- [35] Y Zhang, X Li. Active Damping of Grid-Connected Inverters Using Deep Reinforcement Learning [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2023, 32(6), 7416-7432.
- [36] 王春平. 基于光伏功率预测的分布式能源系统优化[D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
- [37] 杜玮. 光伏并网发电系统低电压穿越控制技术探究[J]. 机电产品开发与创新, 2023, 36(01): 104-107.
- [38] 何丽君. 两级式光伏并网逆变系统控制策略研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2015.
- [39] 汤寅琪. LCL 型光伏并网逆变器控制策略研究[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2023.
- [40] 杨元培, 杨奕, 王建山, 等. 光伏发电系统电池最大功率跟踪控制仿真[J]. 计算机仿真, 2018, 35(06): 116-121.
- [41] 张乐. 光伏阵列重构算法的设计与研究[D]. 南京: 东南大学, 2018.
- [42] 朱伟伟. 光伏发电系统最大功率点跟踪技术研究[D]. 西安: 西安科技大学, 2019.
- [43] S. K. Cherukuri. Power Enhancement in Partial Shaded Photovoltaic System Using Spiral Pattern Array Configuration Scheme [J]. IEEE Access, 2021, 9(3), 123103-123116.
- [44] 吴建春. 光伏发电系统建设实用技术[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2015.
- [45] 王思航. 基于混合策略的光伏 MPPT 及并网逆变的控制研究[D]. 大庆: 东北石油大学, 2024.
- [46] 陈志强, 刘海涛, 孙立新. 基于扰动观察法的光伏系统最大功率点跟踪策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3): 891-902.
- [47] Wang L. Advanced control strategies for Boost converters in photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8), 7427-7445.
- [48] 刘海洋. LCL 型三相并网逆变器电流谐波抑制及鲁棒性优化策略研究[D]. 郑州: 郑州大学, 2021.
- [49] 李展辉. 光伏系统网侧故障低电压穿越控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
- [50] Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces [S]. IEEE Std.1547-2018. 2018.
- [51] 杨泓莹. 基于有源阻尼的 LCL 型光伏并网逆变器并网电流鲁棒控制研究[D]. 兰州: 兰州交通大学, 2023.
- [52] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [53] 赵争鸣, 刘建政. 电力电子系统中的控制理论及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2011.
- [54] 张伟. PR 控制器在 $\alpha\beta$ 坐标系中的应用及其抗干扰能力研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2018.
- [55] C. Nguyen. Implementation Decentralized Space Vector PWM Method for Multilevel Multiphase Converters [J]. IEEE Access, 2024, 12(3), 20663-20678.

- [56] 郝潮海. 无互联单相逆变器并联环流抑制策略研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2024.
- [57] 额金夫. LCL 型光伏并网逆变器谐波抑制研究[D]. 太原市: 中北大学, 2024.
- [58] 陆超. 两级式非隔离型逆变器离网运行控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2023.
- [59] 程云川. 电网非理想工况下分布式并网系统同步信号提取技术[D]. 重庆: 重庆大学, 2020.
- [60] 周家宇. 不平衡工况下三相并网变流器的有源功率解耦方法研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2019.
- [61] 杨杰. 基于 HDS 的电力电缆故障诊断及定位方法研究[D]. 淮南: 安徽理工大学, 2024.
- [62] 张牧烨. 电力电缆故障定位和故障诊断方法研究[D]. 济南: 山东大学, 2022.
- [63] 耿华, 刘淳, 张兴, 等. 新能源并网发电系统的低电压穿越[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- [64] P. K. Behera. Hybrid Energy Storage Integrated Wind Energy Fed DC Microgrid Power Distribution Control and Performance Assessment [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2024, 15(3), 1502-1514.
- [65] 彭特. 弱电网下 LCL 型三相光伏并网逆变器控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.
- [66] 杨旭. 电网电压不平衡下双馈风力发电机的模型预测控制[D]. 太原: 太原理工大学, 2021.
- [67] 曹子恒, 肖先勇, 李媛, 等. 弱电网下 LCL 型并网逆变器的自适应改进前馈控制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(05): 1560-1570.
- [68] 王志腾. 并网逆变电路的控制器设计与故障诊断[D]. 吉林: 东北电力大学, 2023.
- [69] W. Chen, Y. Zhang. Unified Active Damping Strategy Based on Generalized Virtual Impedance in LCL-Type Grid-Connected Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8), 8129-8139.

攻读学位期间发表的成果

- [1] **第一作者**.LVRT Control Strategy for Photovoltaic Grid Connected Inverter Based on Improved Virtual Impedance [C]//The 39th Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC2024), DaLian, China,7-9 June, 2024: 2024:2135-2140. (EI: 20243316866411)
- [2] **第一作者**. 基于改进虚拟阻抗的光伏并网逆变器低电压穿越控制方法.(发明专利, 专利号: KF011375, 目前处在实质审查阶段)
- [3] **第三作者**.基于模糊自抗扰的光储预同步 VSG 并网策略[J].发电技术.(CSCD, 已收录未发表)

攻读学位期间获得的奖励

- [1] 获得 2022-2023 学年研究生**二等奖学金**
- [2] 获得 2023-2024 学年研究生**二等奖学金**
- [3] 获得 2024-2025 学年研究生**二等奖学金**

致 谢

行文至此，落笔为终。2022年至2025年，三年时间转眼即逝，回望这段充满挑战、欢笑与泪水的求学岁月，心中满是感激与不舍。

首先，我要由衷感谢的是恩师张春教授和校外导师余琼高级工程师。张老师博闻强识，和蔼可亲，无论是学习上或生活上的问题，他都愿意给我提供切实的帮助。三年来，张老师如父亲般呵护我们的成长。记得在研二写小论文的时候以及大论文定稿之前，张老师不厌其烦地修改我的论文，大到理论概念是否混淆，小到标点符号是否使用正确。在生活上，张老师时常叮嘱我要多锻炼，把身体健康放第一位。平常逢年过节之前，张老师会把我们聚在一起，一起吃饭聊生活以及学习，增进大家之间的感情。师长易遇，人师难求。很庆幸研究生三年遇到张老师，很庆幸研一导师双选会时，没有因为专业不符就错过张老师。最后，衷心祝愿张老师万事如意，桃李满天下。

此外，还要感谢 A 座 509 实验室的同窗好友泰哥，聪姐，祥子，欧阳以及阿涛。三年时间我们之间经历了很多很多事，一起学习，一起聚餐，一起爬山……非常感谢大家在学习上和生活上对我的帮助和支持。星光不负赶路人，愿大家都能学业有成，前程似锦。

在此，我还要感谢我的父母。作为家里的第一代研究生，我的求学生涯充满坎坷，小学留级，高中复读，考研二战。倘若没有父母的无私付出，就不会有现在的我。最后，还要感谢各位审稿老师百忙之中辛苦审稿，感谢答辩组老师为学生的论文提出宝贵建议。

胡添诚

电气工程学院

二〇二五年三月

尚德敏学 唯实惟新

