

分类号: TM464

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330126



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 LCL 型并网逆变器控制策
略研究

论 文 作 者 李雅莉

校 内 导 师 葛愿 教授

校 外 导 师 林其友 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: 2024 年 5 月 31 日

单位代码: 10363

学 号:2210330126

LCL 型并网逆变器控制策

略研究

RESEARCH ON CONTROL STRATEGY OF LCL-

TYPE GRID-CONNECTED INVERTER

李雅莉

葛愿 教授

林其友 高级工程师

电子信息

控制工程与自动化技术

2024 年 5 月 19 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：李维新

日期：2024 年 5 月 31 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：

李维新

指导教师签名：

李维新

日期：2024年5月31日

日期：2024年5月31日

LCL 型并网逆变器控制策略研究

摘 要

针对现有 LCL 型并网逆变器自身谐振问题以及逆变器与逆变器之间和逆变器与电网之间谐波问题, 构建能够减轻谐振问题的 LCL 型单相并网逆变器有源阻尼控制模型。在并网逆变器运用正弦脉宽调制技术(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)的过程中, 由于功率器件的切换操作, 会引起谐波的干扰现象。随着逆变器数量的增加, 系统的谐振机制变得更加错综复杂。为此, 本文通过分析 LCL 型并网逆变器的谐振特性来研究 LCL 型并网逆变器有源谐振抑制策略。本文主要工作如下:

(一)、基于 IFOA-PI (Improved Fruit fly Optimization Algorithm, IFOA, Proportion Integration, PI)控制算法的 LCL 型单相并网逆变器自适应参数优化。首先, 分析 LCL 型单相逆变器控制系统; 其次, 采用 IFOA 算法调整 PI 控制器的参数, 将 K_p, K_i 的参数整定问题等效为二维空间中的参数寻优问题; 然后, 通过综合考虑时间与电流误差的绝对积分、总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)以及超调量, 作为评估 IFOA 算法收敛性的目标函数; 最后在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型, 进行仿真验证。

(二)、基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电压前馈控制策略研究。首先, 采用电网侧电流的二次微分作为反馈信号, 有源阻尼来抑制 LCL 型滤波器的固有谐振频率, 有效降低谐振峰值, 提高系统稳

定性；其次，引入延时补偿器解决时间延迟问题，预测并补偿系统响应，提高动态响应速度和稳定性；然后，采用电压前馈控制策略处理电网电压引起的谐波问题，通过测量电网电压作为参考信号，有效抑制谐波影响，提高逆变器输出电压质量；最后，通过仿真实验验证，改进措施可有效抑制 LCL 型滤波器的谐振频率，提高系统稳定性和输出电压质量。

(三)、弱电网下并网逆变器并联系统谐振分析及抑制策略。首先，在多台逆变器并联系统中采用第二部分所提控制策略并验证其可行性；其次，引入数字陷波器，融合基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电压前馈控制策略，通过混合有源阻尼技术，有效抑制谐振，并对基波信号进行精确的无静差控制；最后，在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型，通过仿真来对所提控制策略的稳定性以及并网效果进行验证。由结果可知本文提出的控制策略在提高逆变器相位裕度和幅值裕度以及抑制并网逆变器并联系统谐振方面具有优越性。

关键词：LCL 型滤波器，IFOA-PI，网侧电流控制，电压前馈控制，混合有源阻尼，谐振抑制

RESEARCH ON CONTROL STRATEGY OF LCL-TYPE GRID-CONNECTED INVERTER

ABSTRACT

In response to the inherent resonance issues of existing LCL grid-tied inverters, as well as the harmonic problems between inverters and between inverters and the grid, a model for LCL-type single-phase grid-tied inverters with active damping control to alleviate resonance issues is constructed. In the process of employing Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) technology in grid-tied inverters, harmonic interference phenomena arise due to the switching operations of power devices. With the increasing number of inverters, the resonance mechanisms of the system become more complex. Therefore, this paper investigates active resonance suppression strategies for LCL grid-tied inverters by analyzing their resonance characteristics. The main contributions of this paper are as follows:

(1) Adaptive parameter optimization for LCL-type single-phase grid-connected inverters based on the IFOA-PI (Improved Fruit fly Optimization Algorithm, IFOA, Proportion Integration, PI) control algorithm. First, the LCL type single-phase inverter control system is analyzed; Secondly, the IFOA algorithm is used to adjust the parameters of the PI controller,

and the parameter setting problem of K_p and K_i is equivalent to a parameter optimization problem in a two-dimensional space; Subsequently, by comprehensively considering the absolute integral of time and current errors, Total Harmonic Distortion (THD), and overshoot, as the objective function for evaluating the convergence of the IFOA algorithm. Finally, a simulation model is constructed in MATLAB/Simulink for validation purposes.

(2) Research on voltage feedforward control strategy of LCL grid-connected inverter based on virtual impedance. First, the second differential of the grid-side current is used as the feedback signal, and active damping is implemented to suppress the natural resonant frequency of the LCL filter, effectively reducing the resonance peak and improving system stability; Second, a delay compensator is introduced to solve the time delay problem. Predict and compensate the system response to improve the dynamic response speed and stability; Then, use the voltage feedforward control strategy to deal with the harmonic problems caused by the grid voltage. By measuring the grid voltage as a reference signal, the harmonic effects can be effectively suppressed and the quality of inverter output voltage; Finally, through simulation experiments, it is verified that the improvement measures effectively suppress the resonant frequency of the LCL filter and improve system stability and output voltage quality.

(3) Resonance analysis and suppression of grid-connected inverter

parallel system under weak grid. Firstly, the proposed control strategy in Part II is adopted in a parallel system with multiple inverters and its feasibility is verified; Secondly, by introducing a digital notch filter and integrating a voltage feedforward control strategy based on virtual impedance into the LCL-type grid-tied inverter, along with employing hybrid active damping techniques, we can effectively suppress resonance and achieve precise zero steady-state error control of the fundamental signal. Finally, a simulation model is built in MATLAB/Simulink to validate the stability of the proposed control strategies and their grid-tied effects. Results indicate the superiority of the proposed control strategy in enhancing inverter phase and magnitude margins, as well as suppressing grid-tied inverter and system resonance.

Yali Li (Electronic Information)

Supervised by Prof. Yuan Ge

KEY WORDS: LCL filter, IFOA-PI, grid side current control, voltage feedforward control, hybrid active damping, resonance suppression

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.1.1 研究背景.....	1
1.1.2 研究意义.....	2
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 LCL 型并网逆变器中控制器参数优化研究现状.....	5
1.2.2 LCL 型并网逆变器谐振机理分析及抑制方法研究现状.....	5
1.2.3 LCL 型并网逆变器多机并联谐振机理分析及抑制方法研究现状.....	6
1.3 本文的创新点.....	7
1.4 本文的章节安排.....	8
第 2 章 LCL 型并网逆变器的数学模型.....	10
2.1 并网滤波器数学模型.....	10
2.1.1 L 型并网滤波器数学模型.....	10
2.1.2 LC 型并网滤波器数学模型.....	11
2.1.3 LCL 型并网滤波器数学模型.....	11
2.2 滤波器的性能优缺点.....	12
2.2.1 LCL 型与 L 型滤波器的性能优缺点.....	12
2.2.2 LCL 型与 LC 型滤波器的性能优缺点.....	14
2.3 LCL 型并网逆变器系统阻抗建模与谐振特性分析.....	15
2.3.1 单 LCL 型逆变器输出阻抗模型.....	15
2.3.2 含多 LCL 型逆变器系统输出阻抗模型建立.....	17
2.3.3 LCL 型并网逆变器系统的谐振特性分析.....	18
2.4 本章小结.....	22
第 3 章 LCL 型并网逆变器的 PI 参数优化方法.....	23
3.1 智能优化算法.....	23

3.1.1 Z-N 整定算法.....	23
3.1.2 粒子群优化算法(PSO).....	25
3.1.3 遗传算法(GA).....	26
3.1.4 果蝇优化算法(FOA).....	28
3.2 基于 IFOA 的 LCL 型并网逆变器控制策略.....	29
3.2.1 PI 算法.....	31
3.2.2 改进的果蝇优化算法(IFOA).....	31
3.2.3 IFOA-PI 控制策略.....	33
3.3 仿真与实验验证.....	34
3.3.1 仿真模型.....	34
3.3.2 仿真结果分析.....	35
3.4 本章小结.....	37
第 4 章 LCL 型逆变器有源谐振抑制策略.....	39
4.1 单 LCL 型并网逆变器系统谐振抑制策略.....	39
4.1.1 传统阻尼谐振抑制方法.....	39
4.1.2 基于电网电流反馈的有源阻尼方法.....	41
4.1.3 电网电压前馈控制策略.....	46
4.2 LCL 型逆变器并网系统谐振抑制仿真分析.....	52
4.2.1 仿真模型的搭建.....	52
4.2.2 单逆变器的谐振抑制仿真.....	53
4.3 本章小结.....	56
第 5 章 多 LCL 型逆变器有源谐振抑制策略.....	57
5.1 多 LCL 型并网逆变器系统的有源谐振抑制策略.....	57
5.1.1 基于电网电流反馈的有源阻尼方法.....	57
5.1.2 混合有源阻尼方法.....	59
5.1.3 多 LCL 型并网逆变器系统混合有源阻尼策略稳定性分析.....	61
5.2 多 LCL 型逆变器并网系统谐振抑制仿真分析.....	63
5.2.1 仿真模型的搭建.....	63
5.2.2 多 LCL 型逆变器并网系统的有源谐振抑制仿真.....	64

5.3 本章小结.....	66
第 6 章 总结与展望.....	67
6.1 总结.....	67
6.2 展望.....	68
参考文献.....	69
攻读硕士学位期间成果.....	75

第 1 章 绪论

1.1 研究背景与意义

1.1.1 研究背景

在高新技术和产业快速发展的今天，全球对煤炭、石油等不可再生资源的渴求不断攀升。这种对能源极度扩张的行为造成了全球能源供应紧张的局面，并且对环境的污染也日益加重。近年来，风能和光伏等新能源由于其可再生和无污染的特性，已成为全球关注的焦点。世界各国纷纷加大新能源技术研究力度，以构建符合各自国情的新能源发展模式^[1]。在推动绿色低碳发展、加速能源结构转型、应对全球气候变化的背景下，提高终端电气化水平、加快新型电力系统的建设和可再生能源的大规模开发，已经取得了显著成效。这些进展不仅符合“碳达峰、碳中和”的工作目标，也是提升中国能源建设现代化水平的关键步骤^[2]。

根据国家能源局数据分析^[3]，截止 2023 年底，国内可再生能源发电装机量已经达到 51.9%，在世界上已经占到近 40%，已达到 15.16 亿千瓦，仅次于美国的 16.2 亿千瓦。同年，中国新增可再生能源发电装机规模为 3.05 亿千瓦，分别占全国和全球新增装机的 82.7%和 50%，这个数值是大于其他国家总和的。中国的可再生能源发电量已达到大约 3 万亿千瓦时，该数据占全国总用电量的三分之一。中国在可再生能源领域的投资也达到了历史最高水平，在 2023 年，主要项目的投资总额已经突破了 7697 亿元人民币，该数额占有所有电源工程投资总额的 80%；风电机组等关键零部件和光伏多晶硅、硅片、电池片和组件的产量，均占全球市场的 70%以上。

分布式发电的理念旨在灵活应用各类规模和类型的可再生能源，将其纳入可再生能源发电网络的关键组成部分。分布式发电系统区别于传统的大规模集中发电模式，其核心优势在于适度的发电容量、负荷接近性以及便捷的并网特性^[4]。作为一项先进的技术解决方案，它不仅能有效降低大型电力系统事故的风险，减少在电力传输过程中的损耗，还能提升整体的经济效益。此外，分布式发电为本地化使用可再生能源及其灵活接入电网创造了极为有利的条件。然而，分布式发

电在应用和并网方面依然面临一系列复杂的问题,其中包括运行控制、继电保护、谐波干扰和谐波谐振等方面的挑战。

在分布式发电系统中,电力电子技术的迅猛发展,使电力电子功率变换装置成为连接分布式电源和电网的核心设备。然而,这些功率变换装置的开关动作引发的谐波问题已成为一个备受关注的研究方向。谐波在电网中传播可能引发谐振,增加系统的不稳定性,甚至会影响电能质量^[5,6]。因此,抑制谐波成为确保分布式发电系统可靠性和稳定性的重要任务。在谐波抑制的研究中,滤波器的应用是一种有效的手段。然而,在大中型功率接口中,传统的 L 型或 LC 型滤波器会带来一系列问题,包括降低系统的动态响应性能,导致系统变得庞大。因此,针对这些问题,研究人员提出采用 LCL 型滤波器,该滤波器能够有效地抑制高频谐波,同时减少所需电感总值和体积,具有极高的应用价值。此外,随着光伏发电和逆变器功率等级的迅猛发展,单一逆变器会导致功率过大、电流过负荷,带来成本高、设计复杂、稳定性差等问题^[7]。为了应对这一挑战,可以采用并联技术。它能够通过模块化逆变器电源系统来满足大功率负载的需求,并突破功率开关管的容量限制。同时,该技术也存在一些难题,包括逆变器的内部谐振、不同器件之间以及器件与电网相互之间的耦合和谐振问题。这些技术难题会对电能的质量造成不利影响,导致过电压和过电流的问题,严重时损坏设备。

因此,本文深入探讨 LCL 型逆变器在单个及多个逆变器并行运行时的谐振原理及其抑制策略,以此来进一步增强分布式发电系统的可靠性与稳定性。智能优化算法在选择最佳参数方面的应用也是当前研究的热点之一。本研究旨在深入探讨这些问题,并提供相应的解决方案,为分布式发电系统的可持续发展和高效运行提供理论支持和技术指导。

1.1.2 研究意义

(1) LCL 型并网逆变器的 PI 参数优化的研究意义

在并网逆变器系统中,控制器的设计和优化是一个关键问题,它直接影响着系统的性能和稳定性。传统的 PI 控制器虽然简单易用,但是其控制精度不高,难以适应系统的参数变化。因此,在传统 PI 控制中引入智能优化算法。智能优化算法是一类基于自然现象或生物行为的启发式算法,具有全局搜索能力、自适

应性和鲁棒性，可以有效地解决复杂的非线性、多峰和多约束优化问题。在并网逆变器系统控制器设计中，智能优化算法可以用于寻找最优的控制参数，以提高控制器的性能和稳定性。智能优化算法的应用可以降低控制器的设计难度和工作量，同时也可以提高控制器的适应性和鲁棒性，使其能够应对系统的参数变化和外部干扰。

(2) 单 LCL 型逆变器谐振抑制的研究意义

分布式发电技术是新能源领域的重要研究方向，其中并网逆变器是分布式发电系统的核心设备。并网逆变器的性能取决于其并网电流的质量。在可再生能源的发展过程中，采用正弦脉宽调制（SPWM）技术的并网逆变器在分布式发电系统中发挥着关键作用。由于功率器件的开关动作引发的谐波问题成为研究和实践中的一个挑战，研究者在逆变器与电网的接口处采用了滤波器的方案。与传统的 L 型滤波器相比，LCL 型滤波器在抑制高次谐波方面表现更为出色。通过有效地减少高频谐波的传播，LCL 型滤波器不仅可以降低电感总值和体积，还能够降低并网逆变器的成本。然而，LCL 型滤波器作为一个无阻尼的三阶系统，可能会导致逆变器系统的谐振峰，影响系统的稳定性。

(3) 多逆变器并网系统的有源阻尼谐振抑制研究意义

清洁能源技术的快速发展使得微电网系统中多个并网逆变器并联运行的方法日益受到关注。因此，研究如何有效地解决多逆变器并网系统中的谐振问题，对于推动清洁能源技术在实际应用中的发展至关重要。公共耦合点的电网阻抗已经是多并联运行系统稳定性中重要的一环。随着并网逆变器数量的增加，弱电网中的并网系统将面临复杂的多重谐振问题，如 LCL 型滤波器的固有谐振、逆变器与电网及各逆变器间的谐振问题。与此同时，电网的等效阻抗也会增大，这就造成谐振频率点下移，谐振的风险就会上升，给多逆变器并网系统带来不利的影响。

1.2 国内外研究现状

在目前的并网逆变器控制技术中，往往通过调节逆变器的输出电压来间接控制其输出电流，或通过直接对输出电流进行控制。目前，直接电流控制更为常用，因为它具有响应速度快的优点^[8]。LCL 型并网逆变器采用逆变电流控制与电网侧

电流控制两种模式。前者系统稳定性优良，但功率因数偏低，难以有效抑制并网电流产生的谐波影响；相对而言，后者在控制精度上表现出色，但稳定性不足，容易引起共振现象^[9]。针对此问题，文献[10]以网侧电流的外环和逆变器电流的内环组成双闭环控制策略，旨在增强逆变器系统整体的稳定性，并显著提升功率因数。文献[11]提出一种综合控制方法，融合电容电流调节、电网侧有源抑制和电流加权控制，极大地增强了系统的鲁棒性。

在目前逆变器技术研究中，研究者们已经开发出了一系列先进的控制策略，包括但不限于比例积分(PI)控制、比例谐振(Proportion Resonant, PR)控制、自抗扰(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)控制以及模型预测(Model Predictive Control, MPC)控制等，它们各具优缺点和适用范围。本章将介绍这几种常见的控制策略进行原理和应用。

比例积分(PI)控制技术是目前最受关注的逆变控制技术之一^[9-13]。PI 控制由两个部分组成：比例环节能够依据误差幅度调整系统反应的速率，确保系统输出快速地趋向设定目标，有效降低超调现象；积分环节依据累计误差消除稳态误差，使系统输出无偏差地跟随参考信号。

比例谐振控制，简称 PR 控制，是在传统的比例积分控制(PI 控制)基础上演化而来。这种控制策略主要由两部分构成：比例环节和谐振环节。在设定的谐振频率上，谐振环节能够对信号提供极高的增益，而在其他频率上，其增益相对较低。这样的设计使得 PR 控制在特定频率上具有出色的跟踪和抑制性能^[14-16]。因此，通过在工频范围内设定调节器的谐振频率，有效抑制电网中的谐振及谐波^[17]。PR 控制常应用在三相交流系统中，自适应 PR 控制器的设计充分考虑电网频率波动的影响。正如文献[18]所述，这种控制器能够实时监测电网频率，并动态地调整其谐振频率，优化对频率变化的适应性。而文献[19]则提出一种结合 PR 控制与重复控制的多重 PR 控制策略，该策略通过对电网谐波周期性的深入分析，显著提升逆变器对谐波的抑制效果，充分展现了 PR 控制器在此领域的应用潜力。

预测控制作为前沿的控制技术，其控制系统的精髓在于创新设计电流预测模型和控制量评估函数。它将每个采样点的数据视为初始状态，并利用评估函数来计算一段有限时间内的最优开环控制量。继而将计算出的控制量，应用到随后的采样周期中^[20]。预测控制的显著特性在于，它不是基于一成不变的控制法则，而

是在每个采样周期都对控制系统进行实时调整,这一点与传统控制策略截然不同。预测控制技术的优势在于其能够同时满足多种控制目标、实现无差拍控制,并在低成本的情况下维持高性能^[21]。然而,这一策略虽然能够提高系统的预测性能,但它依赖于对系统模型的深刻理解。因此,它更适合已经有详细模型数据的系统。在文献[22]中,研究者们以不平衡电网条件下的并网逆变器数学模型为基础对正负序电流进行控制,提出电流预测控制策略,证实了该方法的有效性。

1.2.1 LCL 型并网逆变器中控制器参数优化研究现状

PI 控制器是一种常用的内环控制策略,它的参数选取直接影响着控制回路的稳定性和性能。为了使控制回路达到最优状态,需要对 PI 控制器的参数进行合理的整定^[23,24]。传统的 PI 控制器参数整定方法,如 Ziegler-Nichols 经验法^[25],虽然可以快速得到较好的参数,但是其适用范围有限,不能适应不同的工况。近年来,随着人工智能的发展,一些基于智能优化算法的参数整定方法也被提出,如粒子群算法(PSO)^[26,27],遗传算法(GA)^[28],果蝇算法(FOA)^[29-31]等。这些算法的优点是可以自适应地寻找最优的参数,且易于实现和理解,在学术和工业领域都有广泛的应用。然而,这些算法也有一些缺点,如粒子群算法容易陷入局部最优,遗传算法参数多且收敛慢,果蝇算法搜索精度低等。因此,需要对这些算法进行改进和优化,以提高 PI 控制器参数整定的效率。

1.2.2 LCL 型并网逆变器谐振机理分析及抑制方法研究现状

LCL 型滤波器在频率响应上表现出明显的谐振峰,并且对来自逆变器或电网的谐振频率下的谐波呈现零阻抗特性,导致逆变器系统不稳定。因此需要选取合适的控制方式使系统稳定。通常情况下,研究者们根据不同的控制对象,把控制方法分为间接电流控制法和直接电流控制法。Twining 和 Holmes^[32]提出了一种将电容电流反馈应用于阻尼共振的类似方法。Pan 等人^[33]提出了一种基于分裂电容法的控制策略。这些都属于间接电流控制,这种控制方式以单环反馈的形式实现系统的稳定性,但是他们都没有以电网电流为控制对象,这可能导致并网逆变器输出的电流波形出现失真,影响整体性能,并且功率因素较低的问题。在文献[34,35]中,研究者通过采用串联谐波滤波器技术,成功地实现了系统谐振频率的

零极点消除,有效地提高系统的稳定性和性能。该方法在直接电流控制方案中起到了关键作用。利用串联谐波滤波器,引入附加的零极点,有效地中和 LCL 型滤波器所产生的谐振峰。同时,有效地抑制系统在谐振频率处的不稳定性,提高系统的稳定性和动态响应性能。由于 LCL 型滤波器所固有的谐振峰问题,直接电流控制策略必须附加措施,以确保整个系统运行的稳定性。从抑制谐振峰的角度看,可以采用有源阻尼法。有源阻尼技术通过反馈滤波器中的电容电压或逆变器侧电感电流至控制系统,从而实现对系统稳定性的强化控制。与无源阻尼相比,有源阻尼技术不仅能避免能量损耗,还能提供更高的能效表现。然而,为了采用有源阻尼法,需要再加一个采集传感器的电路,用于测量滤波器中电容或电感的电压或电流。使传感器数量增加,导致系统的复杂性和成本上升。文献[36]中提出的基于虚拟阻抗的有源阻尼技术,通过将并网电流的二阶导数反馈至控制系统,实现了在滤波电容两端并联电阻上抑制 LCL 谐振峰的目的。这种方法无需增加额外的传感器,因此能够降低成本。然而,引入的并网电流二阶导数会受到电网电压的影响,进而可能导致并网电流的总谐波畸变率增加。

1.2.3 LCL 型并网逆变器多机并联谐振机理分析及抑制方法研究现状

有文献采用双闭环控制策略,表现出了较好的均流效果,但在逆变器输出功率对负载变化的动态响应方面存在一定局限性。此外,文献[37]考虑在弱电网环境的影响下,深入分析逆变器系统的动态响应、电能质量和稳定性是如何被电网阻抗变化与逆变器并联数量增加这些综合因素共同影响的。在多逆变器并联系统的研究中,文献[38]指出,逆变器数量的增多会导致系统的等效电网阻抗逐渐增高。在文献[39]中,作者通过改变逆变器的输出阻抗并建立了一个等效的数学模型,从而对并联电网系统中的耦合谐振现象进行了精确的定量研究。这一方法为理解和控制系统中的谐振提供了重要的理论基础。文献[40]指出,当两台逆变器并行工作但未实现同步时,不仅可以观察到由电网阻抗耦合引起的谐振峰,还能发现逆变器自身的固有谐振。同时,逆变器的数量对系统谐振频率具有一定的影响,成反比关系,逆变器数量越多,谐振频率越低,这就会导致在低频段容易出现谐振。在文献[41]中,研究者运用诺顿等效法对逆变器进行了新的表述:逆变器侧被模拟为一个受控电流源,与电导并联,电网侧简化为一个与电抗串联的电

压源。这种方法便于定性地理解逆变器与电网之间以及逆变器相互之间的耦合谐振行为。在文献[42]中,研究者详细探讨了逆变器互连时的谐振机制。他们将逆变器侧的电网电流拆分为两部分:一部分是逆变器之间的循环电流,另一部分是注入到电网中的电流。这种分解有助于深入理解电流的动态特性。文献[43]中,建立了基于节点导纳矩阵的系统模型,并应用 Thevenin 等效模型来反映系统结构和控制策略的综合影响。接着,通过模态分析技术,深入探讨了谐振频率、谐振中心点以及系统各节点的参与度。此外,还分析了逆变器的数量、传输距离和外部环境条件变化对这些参数的影响,有效地控制了谐波电流。在文献[44]中,通过将多比例谐振控制技术引入到电流环路中,以减小电网背景谐波对并联电流的影响。然而,由于电网频率的变化,使得电流环的控制效果受到很大的影响。为解决该问题,文献[45]提出一种新的比例谐振控制器,即准比例谐振控制器,以减小系统对电网频率的敏感度。该控制器通过补偿谐波电流的方式对谐波电流精确控制,有效地减少了电流中的谐波分量。此外,文献[46]研究了建立虚阻抗以防止多逆变器间互联谐振的两种方法。一种方法是在公共连接点进行电压前馈控制,通过构建虚拟阻抗来抑制因电网谐波而导致的电网阻抗网络谐振;另一种是通过提取电流信号的高频成分并实施负反馈控制,增强系统输出阻抗,进一步抑制了多逆变器系统中的谐振现象。

1.3 本文的创新点

本文着力于研究 LCL 型并网逆变器的控制策略。在电网电压背景谐波的前提下,选取应用电网电压前馈控制的 LCL 型并网逆变器作为研究对象,探讨如何有效抑制 LCL 型滤波器的系统谐振,消除系统延时,以及实现多台并联逆变器的全局谐振抑制。通过具有自适应控制参数调节功能、基于虚拟阻抗的完全电网电压前馈控制策略以及多机并联的前馈策略,增强系统的鲁棒性,并有效消除电网电压背景下的谐波干扰,抵消系统的延时,提高电能质量,保证系统的稳定性。具体研究内容由以下几部分组成:

(1) 基于 IFOA-PI 控制算法的 LCL 型单相并网逆变器自适应参数优化

针对 LCL 型并网逆变器在并网电流控制中,PI 控制器参数调整难以适应外部环境变化的问题进行研究。提出一种自适应的改进果蝇算法(IFOA)的 PI 控制

器参数整定方法。通过限制果蝇移动步长的方向以及选取适当的目标函数,对 K_p , K_i 参数进行优化选择。

(2) 基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电压前馈控制策略研究

针对由滤波器结构引起的系统谐振、电网电压背景下的谐波分量,以及系统延时带来的稳定性挑战,本文采用基于虚拟阻抗的有源阻尼解决方案。为了有效地抑制 LCL 型滤波器的谐振峰,将二阶低通滤波器与二次微分项串联,等效地替代电网电压和并网电流的二次微分项,从而有效降低系统的输出阻抗,增强系统的稳定性。同时,引入串联延时补偿模块,以抵消系统延时对性能的不良影响。

(3) 多逆变器并网系统的有源阻尼抑制策略研究

本文重点关注多机并联 LCL 型并网逆变器系统的谐振问题,特别是在弱电网环境下,对 LCL 型滤波器阻抗对多个并联光伏逆变器系统的谐振特性所产生的影响进行了深入探讨。本文对多并联逆变控制系统进行了建模,深入分析 LCL 型滤波器阻抗和并联逆变器数量对系统动态响应和运行稳定性的影响机理,并采用基于混合有源阻尼的并网电流反馈控制策略,有效地降低并联系统的谐振风险。

1.4 本文的章节安排

本文主要围绕 LCL 型并网逆变器的参数优化问题、单机逆变器系统自身谐振和网侧谐波问题以及多机并联的谐振问题这三个问题进行研究。共有六个章节,各章节内容如下:

第 1 章:绪论。首先,根据分布式发电的实用意义介绍了研究背景与研究意义;其次,分别从 LCL 型并网逆变器控制器参数优化、LCL 型并网逆变器谐振机理分析与抑制以及 LCL 型并网逆变器多机并联谐振机理分析与抑制三个方面介绍了国内外研究现状以及课题的研究背景和意义,同时列举了本文的创新点。

第 2 章:LCL 型并网逆变器的数学模型。首先本章建立了 L 型、LC 型和 LCL 型三种不同滤波器的模型,并且还对 LCL 型滤波器与 L 型滤波器、LC 型滤波器的性能优势和局限进行了比较分析,最后,构建了单一 LCL 型逆变器和并联逆变器系统的输出阻抗模型,并对所建立模型的谐振特性进行详细分析。

第 3 章:LCL 型并网逆变器的 PI 参数优化方法。本章首先介绍了几种常用

的智能优化算法,并在此基础上提出基于 IFOA 的 LCL 型并网逆变器控制策略,通过 MATLAB 仿真实验验证所提方法的优势。

第 4 章: LCL 型逆变器有源谐振抑制策略。针对单机 LCL 型并网逆变器存在的谐振问题,研究一种新型有源阻尼控制方法。在此基础上,利用 MATLAB/Simulink 对其进行建模,并进行仿真实验,验证所提方法的有效性。

第 5 章: LCL 型并网逆变器多机并联系统的有源谐振抑制策略。针对多台并联并网逆变器系统中的有源谐振问题,提出混合有源阻尼方法。同时本章对谐振抑制性能进行分析,利用 MATLAB/Simulink 对其进行建模,并进行仿真实验,验证所提方法的有效性。

第 6 章: 总结与展望。总结本文第 2、3 和 4 章中提出的方法和结果,并指出目前研究的不足之处,提出工作展望。

第 2 章 LCL 型并网逆变器的数学模型

LCL 型滤波器在单一逆变器系统中本身就存在谐振现象，而且受电网阻抗的影响，谐振特性会发生变化。当多台逆变器并联入网时，逆变器间以及电网间的相互耦合，使得系统的谐波特性更为复杂。在当今新能源电力系统发展的浪潮中，多逆变器并联运行的情况越来越普遍，因此深入探究多逆变器并联谐振的机理十分重要。本章首先建立了不同滤波器的数学模型，分析了不同滤波器的特性，并比较不同滤波器的性能优缺点。其次建立了单 LCL 型并网逆变器和多 LCL 型并网逆变器系统的阻抗模型。最后通过使用 MATLAB 来进行 LCL 型并网逆变器系统的谐振特性分析。

2.1 并网滤波器数学模型

2.1.1 L 型并网滤波器数学模型

L 型滤波器是较为常见的一阶系统，它的优点是结构简单，成本低廉；它的缺点是动态性能差，对高频信号滤波效果较差。为了保证太阳能光伏电站的稳定并网，改善当地电网的供电质量，建立其数学模型具有重要意义^[47]。同时，LC 型滤波器的数学模型的建立是在 L 型滤波器的数学模型的基础上完成。L 型滤波器^[48]的结构如图 2-1 所示：

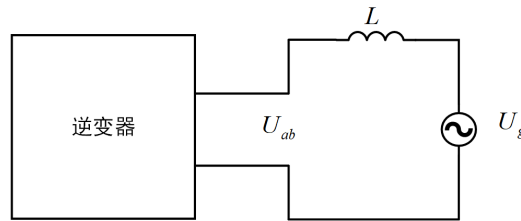


图 2-1 L 型滤波器结构

L 型滤波器是一种简单的低通滤波器，由一个电感 L 构成。由图中可知，L 型滤波器的传递函数为：

$$G_f(s) = \frac{1}{Ls} \quad (2-1)$$

根据式(2-1)知，要提高其高频抑制能力，只能通过增大电感 L 的值来实现。

然而，这会导致滤波器的体积和成本显著增加。在实际应用中，电感 L 的值受成本的限制，不能无限制地增大。为了提高 L 型滤波器的高频滤波性能，常用的策略是增加开关频率，更适合用于微型用户自用电路，但会增加开关损耗也会导致开关损耗，降低实用性。

2.1.2 LC 型并网滤波器数学模型

LC 型滤波器^[49]的结构如图 2-2 所示：

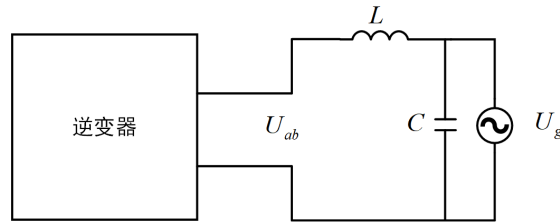


图 2-2 LC 型滤波器结构

LC 型滤波器由一个电感 L 和一个电容 C 组成。当逆变器与电网并联时，LC 型滤波器相当于并联在电网上。由于电容 C 的两端电压等于电网电压，而不是逆变器输出电压，所以电容 C 不能起到滤波的作用，只是作为电网的一个负载^[50]。因此，对并网电流起到滤波作用的器件是电感 L 。LC 型滤波器的传递函数可以写为：

$$G_f(s) = \frac{1}{Ls} \quad (2-2)$$

由式(2-2)知，LC 型滤波器并没有对高频谐波的抑制能力增强。这归因于滤波电容的滤波效能受到电网的削弱，限制了其在高频谐波方面的表现。

2.1.3 LCL 型并网滤波器数学模型

LCL 型滤波器在高频段对谐波电流具有卓越的抑制能力，其性能在同类设备中表现尤为突出^[51]。它是一个三阶系统，其特点是高频谐波信号的衰减斜率达到 -60dB/dec，在大功率场合是很常用的一种滤波器。LCL 型滤波器进行参数设计时，需要同时考虑电流控制器的性能和高频电流的抑制效果，相比 L 型和 LC 型滤波器更为复杂。为了深入研究 LCL 型滤波器的特性，参考 L 型和 LC 型的数学模型，建立 LCL 型滤波器的数学模型。LCL 型逆变器的基本结构如图 2-3 所示。

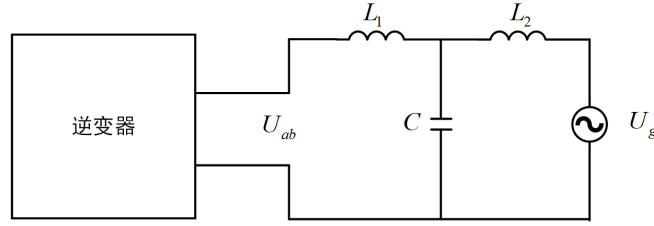


图 2-3 LCL 型滤波器结构

LCL 型滤波器的传递函数为：

$$G_f(s) = \frac{1}{L_1 L_2 s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (2-3)$$

由式(2-3)可知，LCL 型滤波器是一个三阶系统，由两个电感和一个电容串联组成，呈现 T 型结构。它的特点是电容不是直接与电网相连，而是通过电感隔离，这样可以有效地滤除高频谐波。LCL 型滤波器的一个显著优势在于，其所需的总电感量低于传统 L 型滤波器，因此可以降低成本和体积，适用于更多的场合。但是，这种方法的主要缺陷是，在谐振频率下，系统的幅值和频率会发生剧烈的变化，从而导致系统的稳定。为了克服这一问题，可以采用多种阻尼策略来抑制谐振尖峰。本文以 LCL 型滤波器为研究对象，分析其特性和控制方法。

2.2 滤波器的性能优缺点

2.2.1 LCL 型与 L 型滤波器的性能优缺点

根据 2.1.1 节和 2.1.3 节的介绍，可知 LCL 型滤波器和 L 型滤波器在结构上类似，但在系统阶数上不同，LCL 型是三阶系统，L 型是一阶系统。由 2.1.1 节和 2.1.3 节的分析可知，LCL 型滤波器相比 L 型滤波器，在结构设计和参数选取上更复杂，同时需要注意避免谐振的产生。逆变器系统之间只是在交流侧的滤波器结构上存在一些差异，在交流到直流的能量转换关系上是不变的，这是由于其工作方式和基本构造决定的。根据这两种滤波器的幅频特性，可以对其进行比较。图 2-4 表示了 L、LCL 两种类型滤波器的等效电路。在该图中，用 u_i 表示单相并网光伏逆变器的输出电压，而 L 型滤波器的电感值等于 LCL 型滤波器中两个电感的总和，即表示单相并网光伏逆变器的输出电压，而 L 型滤波器的电感值是由 LCL 型滤波器中的两个电感值相加而成，即 $L = L_1 + L_2$ 。逆变器侧用 i_i 表示，电网

侧用 i_2 表示。

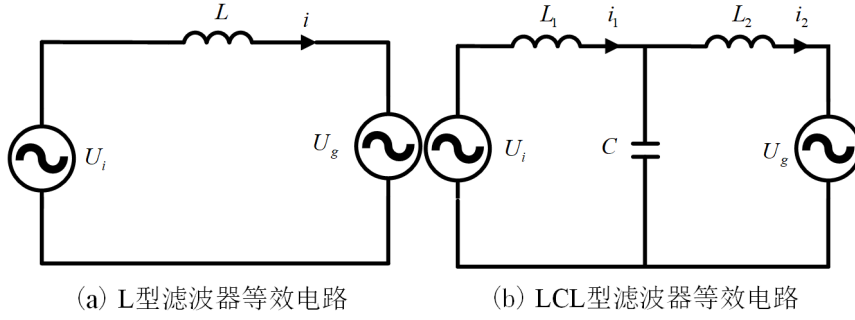


图 2-4 单相并网逆变器的等效电路

由式(2-2)和式(2-3)可得 L 型和 LCL 型滤波器对应的伯德图,如图 2-5 所示。

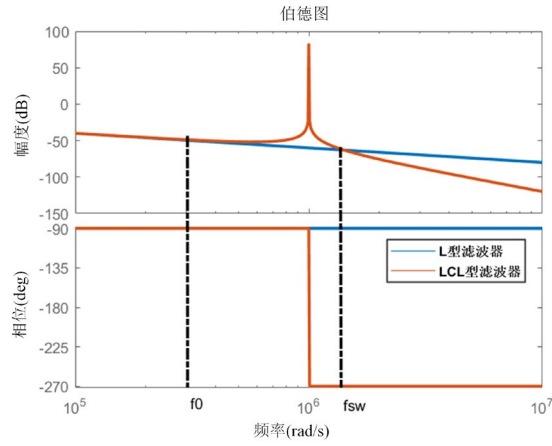


图 2-5 L 型和 LCL 型滤波器的伯德图

图 2-5 展示了 L 型滤波器与 LCL 型滤波器的幅频响应特性, 其中 f_0 为谐振频率, f_{sw} 为开关频率。可以看出, 在低频区域(频率小于 f_0), 两种滤波器都呈现 -20dB/dec 的衰减斜率, 说明两者的幅频特性相同; 在高频区域(频率大于 f_{sw}), LCL 型滤波器在幅频性能上比 L 型滤波器有显著提高, 其衰减斜率可达 -60dB/dec, 表明 LCL 型滤波器对高频信号的抑制能力更强。因此, 在分析光伏逆变器输出电流的基波成分时, 可以采用 L 型滤波器来近似替代 LCL 型滤波器; 考虑高频开关谐波的影响时, 应该选择 LCL 型滤波器, 利用其高频阻抗特性。然而, 由于 LCL 型滤波器在谐振频率处的幅频特性呈现尖峰, 且相位会经历 -180° 的突变, 因此若不采取恰当的阻尼措施, 便可能引起并网逆变器交流侧系统的不稳定性, 甚至影响电网的稳定性。因此, 设计能够有效抑制 LCL 型滤波器谐振峰的方案是非常重要的。

2.2.2 LCL 型与 LC 型滤波器的性能优缺点

图 2-6 所示为一种 LC 型滤波器的单相等效电路图。其中， u_i 为逆变器侧的电压， i_1 和 i_2 分别表示流经电感 L_1 和电网侧的电流。

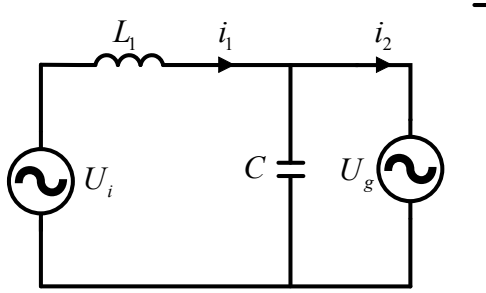


图 2-6 LC 型滤波器的等效电路

假设 LCL 型滤波器的两个电感之和等于 LC 型滤波器的电感, 即 $L = L_1 + L_2$ 。

由公式(2-2)可以推导出 LC 型滤波器传递函数, 逆变器侧电压 u_i 与电网侧电流 i_2 之间的函数关系。L、LC 两种类型的滤波器在并网运行过程中均表现出相近的频率特性。说明 LC 型滤波器中的电容 C 对电网谐波的抑制作用并不明显, 它实质上就是附加一个稳压元件的 L 型滤波器。该模块不仅会消耗大量的无功, 还会削弱其对高频次谐波的抑制效果, 从而降低系统的电能质量。根据 2.1.3 节所述, LCL 型滤波器对高频段的谐波具有较强的衰减能力, 从而能更好地抑制高频段的谐波。

根据文献^[52,53]的研究, LC 型滤波器既适用于并网也适用于独立工作的双模系统。LC 型滤波器在独立工作状态下具有很好的抑制高频谐波的能力, 可有效提高光伏发电系统的电能质量。当逆变电源接入电网后, 滤波电容器 C 起到稳定电压的作用, 使其变为无功负荷。在此条件下, LC 型滤波器具有与 L 型滤波器相同的滤波效果, 但滤波后的谐波抑制能力明显下降。因此, 本文选用 LCL 型滤波器作为并网逆变器的滤波器。

2.3 LCL 型并网逆变器系统阻抗建模与谐振特性分析

2.3.1 单 LCL 型逆变器输出阻抗模型

如图 2-7 所示，针对单相并网逆变器，本文选择 LCL 型滤波器作为研究对象。LCL 型滤波器是由逆变器侧的电感 L_1 、网侧电感 L_2 ，以及滤波电容 C 构成。其中， u_{inv} 表示光伏电池所输出的直流电压， u_1 表示逆变器输出的交流电压， U_g 表示微网电压， L_g 表示电网电缆的等效电感。 i_1 、 i_2 和 i_c 分别表示流经 L_1 、 L_2 和 C 的电流。为简化分析过程，本文未考虑滤波器中的寄生电阻。

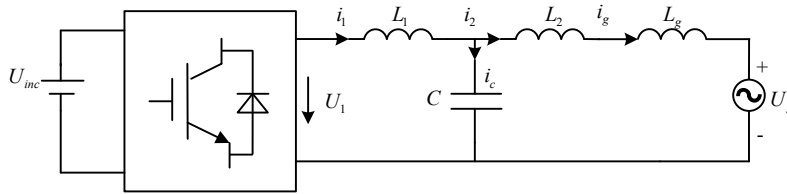


图 2-7 单相 LCL 型并网逆变器拓扑

为了控制单相逆变器的并网电流，常用 PI 或 PR 调节器构成闭环控制系统。PR 调节器能在谐波或基波频率上提高环路增益，从而消除网侧电流的谐波，实现无静差控制。但是，在微电网中，若同时使用多个 PR 调节器会使控制算法更加复杂。导致电网电压谐波频率接近系统截止频率，从而使 PR 调节器的相位裕量出现明显降低的情况，这种情况可能会引发系统稳定性的问题^[54]。PI 调节器能改善系统的误差响应和消除稳态误差，对低于截止频率的谐波亦具有补偿功能，但是这种方法无法实现无静差控制。图 2-8 为在没有采取任何阻尼手段的情况下，单个 LCL 型逆变器的控制策略示意图。

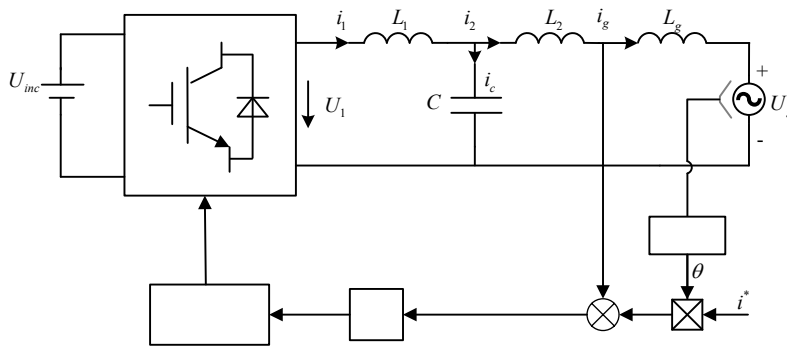


图 2-8 LCL 型并网逆变器网侧电流控制策略

本章采用锁相环对电网电压进行同步控制并获取其相位信息，从而达到实时

跟踪电网电流的目的。继而得到与电网电压同相的参考电流 i_g^* 。再得到电网的基准电流 i_g^* 和实测电网电流 i_g 的差，即电流偏差信号，并将其反馈给控制系统。用 PI 调节器调整电流偏差信号，消除稳态误差，保证网侧电流的精确控制。由图 2-8 可推出该系统控制框图，如图 2-9 所示。

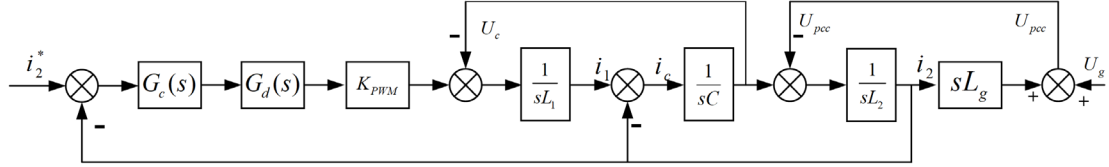


图 2-9 LCL 型并网逆变器网侧电流控制策略

其中， G_c 是外环的传递函数， G_d 代表时间延迟效应，由数字控制中的计算延迟和 PWM 延迟组成， K_{PWM} 是全桥逆变电路的增益。各项的表达式如下：

$$K_{PWM} = \frac{U_1}{U_{dc}} \quad (2-4)$$

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2-5)$$

$$G_d(s) = e^{-1.5Ts} \quad (2-6)$$

通过对图 2-9 控制系统框图化简，可得图 2-10 的等效控制框图：

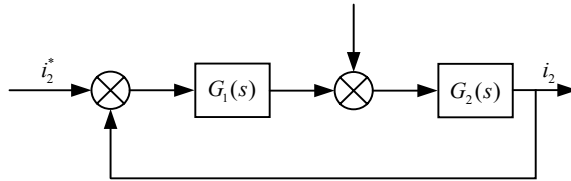


图 2-10 等效控制框图

其中：

$$G_1(s) = \frac{K_{PWM} G_c(s) G_d(s)}{L_1 C s^2 + 1} \quad (2-7)$$

$$G_2(s) = \frac{L_1 C s^2 + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (2-8)$$

由此可知，系统的开环增益为：

$$T(s) = G_1(s)G_2(s) = \frac{K_{PWM}G_c(s)G_d(s)}{L_1L_2Cs^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (2-9)$$

从 PCC 端来看，可以将逆变器的输出特性等效为受控的电流源。由图 2-11 所示，通过诺顿定理对其进行变换，可以等效为输出导纳 Y_o 和并联的受控电流源 $G_o i_g^*$ 。

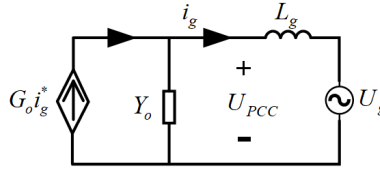


图 2-11 单相并网逆变器的诺顿等效模型

由图 2-11 可以推导出 Y_o 和 G_o 的传递函数：

$$Y_o(s) = \frac{-i_g}{u_{PCC}} \Big|_{i_g^*=0} = \frac{L_1Cs^2 + 1}{L_1L_2Cs^3 + (L_1 + L_2)s + K_{PWM}G_c(s)G_d(s)} \quad (2-10)$$

$$G_o(s) = \frac{i_g}{i_g^*} \Big|_{u_{PCC}=0} = \frac{K_{PWM}G_c(s)G_d(s)}{L_1L_2Cs^3 + (L_1 + L_2)s + K_{PWM}G_c(s)G_d(s)} \quad (2-11)$$

2.3.2 含多 LCL 型逆变器系统输出阻抗模型建立

如图 2-12 所示，多个光伏并网逆变器使用 LCL 型滤波器并联连接到电网。在理想电网条件下，即电网阻抗为零且各逆变器无耦合，PCC 电压与光伏逆变器的电压(U_g)相等。但在实际应用中，由于电网阻抗的影响，多个逆变器通过 PCC

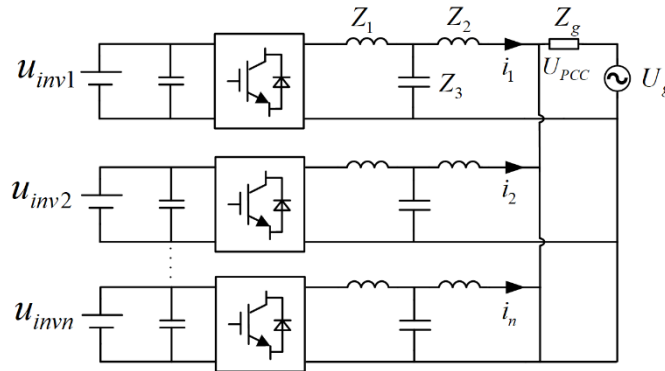


图 2-12 多台并联逆变器系统结构图

电压产生耦合，互相干扰。在图 2-12 中，用 i_n 来表示经过 LCL 滤波的第 n 个逆变器的电网侧输出电流；第 n 个逆变器的电压以 u_{invn} 表示；将各逆变器滤波电感 L_1 和 L_2 的感抗值设为 Z_1 、 Z_2 ；将滤波电容器 C 的容抗值设为 Z_3 ，将电网等效阻抗设为 Z_g ，即 $Z_1 = L_1 s$ ， $Z_2 = L_2 s$ ， $Z_3 = 1/C_3 s$ 。

通过图 2-12，得到每一条逆变器支路的电流与输出电压和电网电压之间的关系，即

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & \cdots & G_{1n} \\ G_{21} & G_{22} & \cdots & G_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{n1} & G_{n2} & \cdots & G_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{inv1} \\ u_{inv2} \\ \vdots \\ u_{invn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{g1} \\ G_{g2} \\ \vdots \\ G_{gn} \end{bmatrix} U_g \quad (2-12)$$

其中，

$$G_{ij} = \left(1 - \frac{G_{eqi}}{\sum_{k=1}^n G_{eqk} + G_g} \right) \cdot \frac{G_{eqi} G_{li}}{G_{li} + G_{Ci}}, i = j \quad (2-13)$$

$$G_{ij} = - \frac{G_{eqi}}{\sum_{k=1}^n G_{eqk} + G_g} \cdot \frac{G_{eqi} G_{li}}{G_{li} + G_{Ci}}, i \neq j \quad (2-14)$$

$$G_{gi} = \frac{G_{eqi} G_g}{\sum_{k=1}^n G_{eqk} + G_g} \quad (2-15)$$

其中， $G_{li} = 1/Z_{li}$ ， $G_{2i} = 1/Z_{2i}$ ， $G_{Ci} = 1/Z_{Ci}$ ， $G_g = 1/Z_g$ ， $G_{eqi} = \frac{G_{2i}(G_{li} + G_{Ci})}{G_{li} + G_{2i} + G_{Ci}}$ 。

2.3.3 LCL 型并网逆变器系统的谐振特性分析

(1) LCL 型单并网逆变器系统的谐振特性分析

由奈奎斯特稳定判据可知，当电流小回路增益 T_m 的奈奎斯特图不包围临界点 $(-1, 0j)$ 时，无源性并网逆变器才能保持稳定。由于包围临界点的必要条件是 T_m 的相位小于 180° ，因此本章节关注 T_m 的相位变化。根据无源性的定义，逆变器

的等效导纳 Y_o 和 Y_g 的相位必须在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内，从而保证 T_m 的相位不会小于 -180° 。因此，无源性能够有效地避免电流小回路的不稳定，提高逆变器的可靠性。

$$T_m = \frac{Y_o}{Y_g} \quad (2-16)$$

令式(2-10)的 $s = j\omega$ ，则改写后的 Y_o 实部为：

$$\text{Re}(Y_o) = \frac{(1 - L_1 C \omega^2) K_p \cos(1.5T\omega)}{A^2 + B^2} \quad (2-17)$$

$$A = K_p \cos(1.5T\omega) \quad (2-18)$$

$$B = L_1 \omega + L_2 \omega - L_1 L_2 \omega^3 - K_p \sin(1.5T\omega) \quad (2-19)$$

根据式(2-17)，无源性并网逆变器的等效导纳 Y_o 的实部是否为负由分子决定，且其取值范围为 $(f_{L_1 C}, 1/6fs)$ 。由电流小回路增益 T_m 的奈奎斯特图可见 T_m 不包围临界点 $(-1, 0i)$ 也不能说明系统是不稳定的。当 Y_o 不满足无源性条件时，有一部分频率使得 Y_o 与网侧导纳 Y_g 的相位差大于 180° ，导致 T_m 的相位小于 -180° 。此时， T_m 的奈奎斯特图会穿过负实轴，且幅值大于 1，包围临界点，使系统失稳。

因此本文利用公式(2-20)给 K_p 选择 45° 相位裕度。

$$K_p = \frac{\pi(L_1 + L_2)}{6T} \quad (2-20)$$

为了验证无源性并网逆变器的稳定性，本文绘制出等效导纳 Y_o 和电网导纳 Y_g 的波特图，如图 2-13(a)所示，其中网侧电感 $L_g = 0.2mH$ 。在无源性区域之外， Y_g 的幅值始终大于 Y_o 的幅值，因此电流小回路增益的幅值 T_m 始终小于 1，表明 T_m 的奈奎斯特图不会包围临界点 $(-1, 0i)$ ，如图 2-13(b)所示。当 L_g 增加到 $0.5mH$ 时，电网变得较弱， Y_g 的幅值减小，与 Y_o 相交，如图 2-14(a)所示。这意味着 T_m 的幅值有可能大于 1，从而穿越负实轴。然而，由于相交点位于 Y_o 的非无源性区域，

Y_o 与 Y_g 的相位差不会超过 180° ，因此 T_m 的相位不会小于 -180° 。因此， T_m 的奈奎斯特图仍然不会包围临界点，如图 2-14(b)所示。

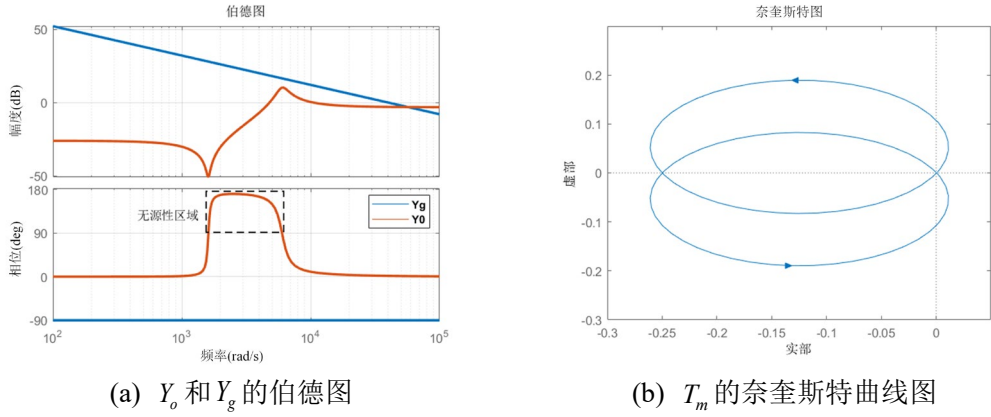


图 2-13 $L_g = 0.2mH$ 时的伯德图及奈奎斯特曲线图

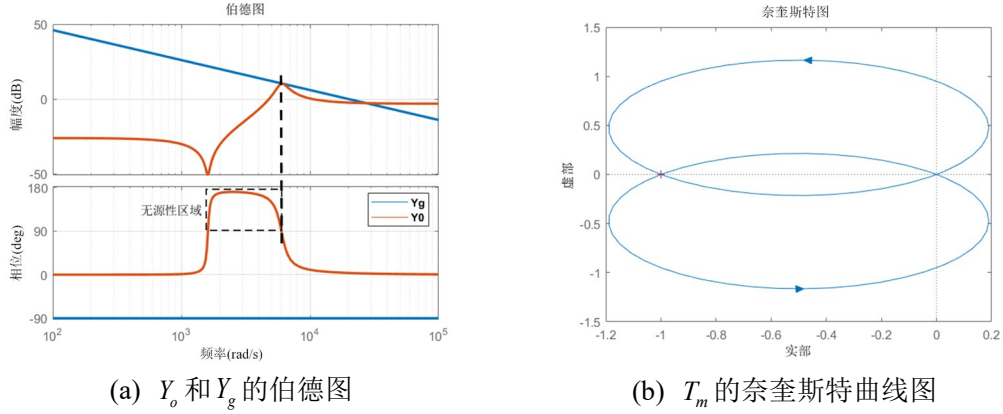


图 2-14 $L_g = 0.5mH$ 时的伯德图及奈奎斯特曲线图

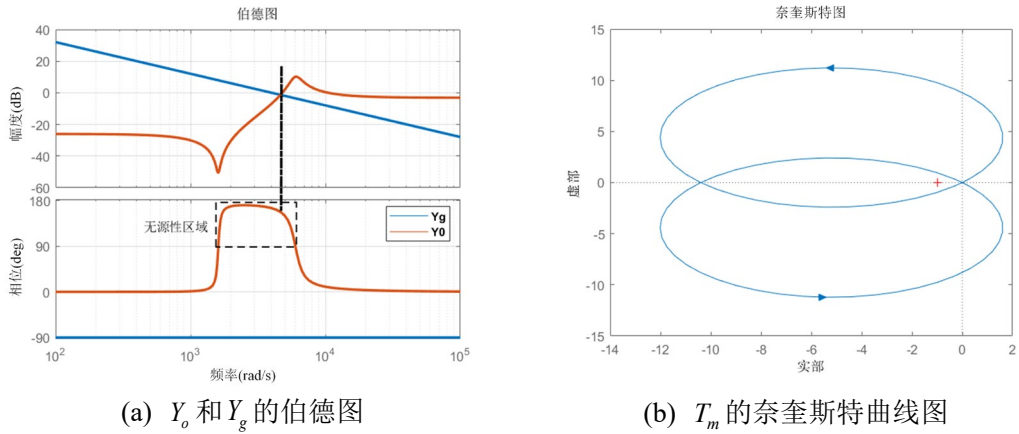


图 2-15 $L_g = 1.5mH$ 时的伯德图及奈奎斯特曲线图

当电网侧电感 L_g 为 $1.5mH$ 时，系统随之出现稳定性的变化。由图 2-15(a)可

知，电网导纳 Y_g 在幅值降低的同时与等效导纳 Y_o 的交点位于 Y_o 的非无源性区域，可以观察到电流小回路增益 T_m 的相位已经超过 180° ，且其幅值也超过 1。在图 2-15(b)中， T_m 的奈奎斯特图会包围临界点 $(-1, 0i)$ ，导致系统的不稳定。综上所述，无源性并网逆变器的稳定性受电网侧参数的影响。所以，必须满足无源性条件，即系统的等效导纳 Y_o 必须在实部为正的区域内，确保没有负阻抗的存在。同时，闭环传递函数应避免有任何不稳定的极点。

(2) LCL 型多并网逆变器系统的谐振特性分析

逆变器单独运行时，其谐振现象主要是由自身的特性所决定的。而当多个逆变器并联工作时，它们之间的相互作用使引发谐振的主要因素，并且由于逆变器与主电网之间连接的等效阻抗，也会产生串联谐振。在弱电网的背景下，串联阻抗是不可以忽略的。为了简化分析过程，假设逆变器参数一致，结构对称，则 $G_{11} = G_{22} = \dots = G_{nn}$ ， $G_{ij} (i \neq j)$ 取值相等， $G_{g1} = G_{g2} = \dots = G_{gn}$ ， $i_1 = i_2 = \dots = i_n$ ， $u_{inv1} = u_{inv2} = \dots = u_{invn}$ ，则式(2-12)可以表示为：

$$i = [G_{11} + (n-1)G_{12}]u_{inv} + G_g U_g \quad (2-21)$$

因此并网电流到逆变器电压的开环传递函数 G 为：

$$G = \frac{1}{L_1(L_2 + nL_g)Cs^3 + (L_1 + L_2 + nL_g)s} \quad (2-22)$$

其中， L_1, L_2 代表了位于逆变侧与网侧的滤波电感元件。

在包含 n 台 LCL 型并网逆变器的系统中，每台逆变器的输出电流都受到其他逆变器的影响，这会改变系统的等效电网阻抗。为了分析这种影响，本章使用闭环传递函数法来构建单台逆变器的诺顿等效模型，并推导出系统中单台逆变器并联运行时的谐振频率 f_{res} 的表达式，如下所示：

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + nL_g}{L_1(L_2 + nL_g)C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{L_1}{L_2 + nL_g} + 1}{L_1 C}} \quad (2-23)$$

其中， L_1 和 L_2 分别是并网逆变器在逆变侧和网侧的滤波电感， C 为滤波电容， n

为并联逆变器的数量。从上式可以看出，谐振频率 f_{res} 与并联逆变器的数量 n 成反比，即并联逆变器的数量越多，谐振频率越低。这表明随着并联逆变器数量的增加，系统稳定性会受到影响，因此必须采用有效的控制策略来抑制谐振现象。

图 2-16 所示为并联逆变器系统中单个逆变器的伯德图。该图显示，逆变器数量的增多导致系统的谐振频率点向低频区域迁移。

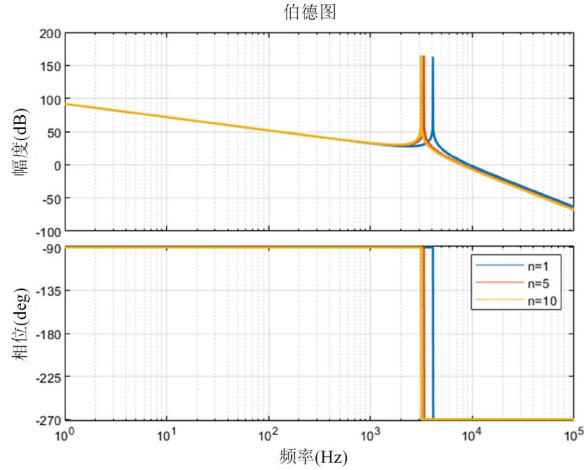


图 2-16 并联逆变器系统中单台逆变器的伯德图

2.4 本章小结

本章的研究重点是 LCL 型单相并网逆变器，首先研究 LCL 型单相并网逆变器的基本组成及其控制方法，给出网侧电流控制框图，并利用常规的框图化简方法对其数学模型进行简化。其次，通过诺顿原理的启发，建立单台 LCL 型逆变器的输出阻抗模型，并从逆变器输出侧推导了逆变器的输出阻抗模型。最后，本章采用无源性分析方法来解决逆变器的谐振问题，利用奈奎斯特图深入分析了输出阻抗模型中等效导纳与电网阻抗之间的三种不同关系。此外，还分析了多并网逆变器系统中，逆变器并联数量如何影响系统的频率响应特性。通过伯德图的详细展示，可以观察到随着逆变器数量的增加，系统的谐振峰是如何向低频区域移动的。

第 3 章 LCL 型并网逆变器的 PI 参数优化方法

LCL 型单相并网逆变器系统中传统 PI 控制器的控制精度不高，通常难以应对参数变化。本章提出了一种基于 IFOA 与传统 PI 控制策略结合的智能控制算法，用于提高 PI 控制器的优化性能。首先，分析 LCL 型单相并网逆变器控制系统，在 Simulink 中设计整体电路模型，利用 MATLAB 中的脚本文件进行算法设计，接入 Simulink 仿真中实现联合仿真；其次，采用 IFOA 算法调整 PI 控制器的参数，将 K_p, K_i 的参数整定问题等效为二维空间中的参数寻优问题；最后，采用时间与电流误差的绝对积分函数、总谐波畸变函数(THD)以及超调量作为目标函数来共同评价 IFOA 算法的收敛性，并将 IFOA-PI 控制器优化后的系统阶跃图分别与使用 PSO-PI (Particle Swarm Optimization, PSO)、GA-PI (Genetic Algorithm, GA)、常规 Z-N 整定 PI 以及传统 FOA-PI (Fruit Fly Optimization Algorithm, FOA) 的结果进行对比。通过调节时间、超调量以及迭代速度这几个维度对所提方法进行实验验证与分析。

3.1 智能优化算法

3.1.1 Z-N 整定算法

(1) 临界比例度法

Ziegler-Nichols 临界比例度法是一种基于闭环系统的 PID 参数整定方法，由 Ziegler 和 Nichols 于 1942 年提出。这一方法用系统的临界振荡数据(临界比例增益 K_m 和临界振荡周期 T_m)来计算 PID 控制器的参数(比例增益 T_p ，积分时间常数 T_i 和微分时间常数 T_d)。步骤如下：

1) 在进入或趋近稳定状态后，把 PID 控制器转换成纯比例控制，也就是去掉了积分与微分动作，或将积分时间和微分时间置零，再设置比例增益 K_p 为一个较小的数值，以达到闭环效果。

2) 在对系统进行调节的过程中，将逐步增大比例增益 K_p 。在其每一次升高

之后，都会做一些小的设置，观察被控制的变量是否偏离它的初始设置。这一操作一直持续到闭环系统响应呈现等幅度振荡为止。如果响应曲线呈现增幅振荡，说明比例增益过大，需要适当降低，直到曲线呈现等幅振荡。

3) 在等幅振荡状态下，记录比例增益 K_p 和振荡周期 T ，用 K_m 表示临界比例增益，用 T_m 表示临界振荡周期。依据表 3-1 给出的整定公式，通过不同的控制方案，求出 PID 控制系统的比例增益 K_p ，积分时间 T_i 和微分时间 T_d 。

表3-1 临界比例度法参数整定公式表

	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_m$		
PI	$0.45K_m$	$0.85T_m$	
PID	$0.6K_m$	$0.5T_m$	$0.125T_m$

4)为了检验调整后的 PID 控制器是否达到设计的性能要求，将其接入被控系统，并给系统施加小幅度的设定值变化，监测系统的闭环响应曲线，以验证是否符合预期的性能标准。若达到要求，则整定成功，系统可正常运行；若不符合预期，则需根据实际情况微调或优化 PID 控制器的参数。

(2) 经验公式法

Ziegler-Nichols 经验公式法是一种基于实验测试的 PID 参数整定方法，由 Ziegler 和 Nichols 于 1942 年提出。这个方法的目标是使被控系统的阶跃响应具有约 25%的超调量。这个数值是根据不同类型的系统实验得到的经验值，一般在 10%到 60%之间变化。Ziegler-Nichols 经验公式法的优点在于其操作简单、易于实施，适用范围广泛，对于一阶滞后型的被控对象具有较好的适用性，因而在工业控制领域被广泛采用。然而，该方法也存在一些缺陷，其中最明显的问题是在控制过程中可能出现较大的超调量，这可能导致系统的动态性能不够理想。在实际应用中，需要在获得初步参数后，通过对系统响应的观察和分析，进行进一步的微调和优化，以确保 PID 控制器的性能能够满足实际工程的要求。因此一般只作为 PID 参数的初步整定，还需要根据实际情况进行微调或优化。

该方法适用于一阶滞后系统，即传递函数为 $G = \frac{K}{Ts+1}e^{-\tau s}$ ($\rho = \frac{1}{K}$) 的形式，其中 K 是比例系数， T 是惯性时间常数， τ 是纯延迟时间常数。首先利用阶跃响应求出所提特征参数，其次判断 τ/T 与 0.2 的关系，继而可以根据表 3-2 公式求出

PID 的各参数。

表3-2 经验公式法参数整定公式表

	$\tau/T \leq 0.2$			$0.2 \leq \tau/T \leq 1.5$		
	$\frac{1}{K_p}$	T_i	T_d	$\frac{1}{K_p}$	T_i	T_d
P	$\frac{\tau}{\rho T}$	-	-	$\frac{2.6}{\rho} \frac{\frac{\tau}{T} - 0.08}{\frac{\tau}{T} + 0.6}$	-	-
PI	$\frac{1.1\tau}{\rho T}$	3.3τ	-	$\frac{2.6}{\rho} \frac{\frac{\tau}{T} - 0.08}{\frac{\tau}{T} + 0.6}$	$0.8T$	-
PID	$\frac{0.85\tau}{\rho T}$	2τ	0.5τ	$\frac{2.6}{\rho} \frac{\frac{\tau}{T} - 0.08}{\frac{\tau}{T} + 0.6}$	$0.81T + 0.19T$	$0.25T_i$

3.1.2 粒子群优化算法(PSO)

美国学者 Kennedy 和 Eberhart 在 1995 年提出粒子群算法(PSO)，这是一种群体智能算法，其灵感源自对鸟群觅食行为的数学模拟。该算法的基本思想是：假设在某个区域内存在不同密度的食物分布，鸟群的任务是寻找密度最高的食物源。每只鸟只能感知到自己当前位置的食物密度，但可以通过鸣叫与其他鸟进行信息交流。在搜索过程中，每只鸟会根据自己历史上找到的最佳位置和鸟群中找到的最佳位置，调整自己的飞行方向和速度，逐渐向最佳位置靠近，并在其附近进行细致的探索，最终使得整个鸟群都汇聚在最佳位置处。

粒子群算法是一种模拟鸟群觅食行为的优化方法，用于解决复杂问题。在该算法中，每个鸟被视为一个无质量、不碰撞的理想粒子，区域被抽象为问题的解空间，鸟的位置代表问题的一个可行解，而食物密度则对应解的适应度。粒子群算法的第一步是在解空间中随机初始化一定数量的粒子，并为它们分配随机的初始速度。接着，对每个粒子计算初始适应度，并选出全局最佳适应度以及对应的位置。同时，每个粒子也会记录自己的历史最佳适应度和位置。粒子群算法在迭代过程中，每个粒子会根据自身的历史最佳位置和全局最佳位置，更新速度和位置，并重新计算适应度。初始阶段，粒子分布在解空间的广阔区域，能够进行全局搜索；随着迭代的进行，粒子逐渐聚集在解空间的最优区域，能够进行局部搜索；最终，粒子群算法能够找到问题的最优解或近似最优解。

粒子群算法的数学模型如下所示：

当涉及到待优化问题的解空间为 d 维时，可以初始化一个包含 m 个粒子的粒子群，其中每个粒子代表一个候选解。第 i 个粒子的位置向量可以表示如下：

$$X_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{id})^T \quad (3-1)$$

每个粒子的位置向量的每个元素都必须在相应维度的解空间范围内，即每个粒子的位置都必须是可行解。用 X 表示粒子群的位置信息集合，即：

$$X = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_m) \quad (3-2)$$

第 i 个粒子的速度为：

$$V_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{id})^T \quad (3-3)$$

为了保证粒子的搜索范围不超过解空间的边界，粒子的速度需要在一定的范围内控制，即 $[V_{\min}, V_{\max}]$ ，其中 $V_{\min}$ 和 $V_{\max}$ 分别是速度的最小值和最大值。粒子的速度大小反映了粒子的搜索能力，速度越大，粒子每次迭代能够到达的位置就越远，有利于进行全局搜索，跳出局部最优；速度越小，粒子每次迭代能够到达的位置就越近，有利于进行局部搜索，提高收敛精度。

第 i 个粒子在 k 次迭代中的最佳位置：

$$gbest(k) = (g_1(k), g_2(k), g_3(k), \dots, g_d(k))^T \quad (3-4)$$

粒子的速度和位置在每次迭代中按下列公式进行：

$$V_{id}(k+1) = V_{id}(k) + c_1 r_1 (Pbest_i(k) - X_{id}(k)) + c_2 r_2 (gbest_i(k) - X_{id}(k)) \quad (3-5)$$

$$X_{id}(k+1) = X_{id}(k) + V_{id}(k+1) \quad (3-6)$$

在上式中，当前的迭代次数为 k ， r_1 和 r_2 是 $[0,1]$ 区间内的随机数。 $V_{id}(k+1)$ 和 $X_{id}(k+1)$ 分别表示第 i 个粒子在第 $k+1$ 次迭代后的速度和位置。如果速度或位置超出了预设的上下界，就将其设为边界值。 c_1 和 c_2 是大于 0 的常数，分别称为学习因子，控制粒子对自身历史经验和群体全局经验的学习程度。

3.1.3 遗传算法(GA)

遗传算法是一项仿效自然进化过程中的自然选择和遗传机制的搜索优化方

法。该算法使用简单的编码技术对问题解空间进行表示,接着对一组编码进行基本的遗传操作,如复制、交叉和变异,以及基于适应度的选择,从而实现对问题的学习和搜索。遗传算法采用种群的形式进行并行搜索,能够同时探索解空间的多个区域,适合处理大规模和复杂的优化问题,尤其是那些常规方法难以解决的问题。

基本思想为:从一个初始种群开始,通过随机选择、交叉和变异等遗传操作,产生一些更适应问题环境的个体,使种群向搜索空间中的优良区域进化,经过多次的迭代,最终收敛到一些最优或近似最优的个体,从而求得问题的最优解或近似最优解。它的核心包括:对个体进行编码表达,建立初始解的群体,对群体中的适应度进行评估,利用选择机制淘汰弱者,通过交叉和变异等方法生成新的个体。下面对这些步骤进行简要的介绍。

(1) 编码:在遗传算法中,编码是将问题的解空间映射到搜索空间的过程。具体而言,编码将问题的可行解表示为遗传算法的基因型串。遗传算法在搜索之前需要先对问题的解进行编码,不同的编码方式会影响遗传算法的性能和效率。

(2) 初始群体的生成:初始群体是遗传算法的起始点,它是由随机生成的 N 个基因型串组成的,每个基因型串称为一个个体,代表一个候选解。遗传算法的实现中,需要设定一个进化代数计数器 t ,用于追踪当前的迭代次数,同时设置一个最大进化代数 T ,作为终止条件。初始时, $t=0$,随机生成 N 个个体作为初始群体 $P(0)$ 。

(3) 适应度值评价检测:适应度函数是用来评价个体或解的优劣的函数,它反映了个体对问题环境的适应程度。不同的问题需要定义不同的适应度函数,通常适应度函数的值越大,表示个体的质量越高。在算法中,为了有效执行后续的遗传操作,需要对现有群体 $P(t)$ 的每一个成员进行适应度评估。

(4) 选择:选择操作是从当前群体中按照一定的概率选择一些个体,作为下一代群体的父代。选择操作的目的是保留优良的个体,淘汰劣质的个体,增加群体的平均适应度。选择操作的概率通常与个体的适应度值成正比,即适应度值越高的个体被选择的概率越大。

(5) 交叉:交叉操作是对选择出的父代个体进行基因重组的过程,它模拟了生物的交配繁殖过程,可以产生新的个体,增加群体的多样性。交叉操作以一定

的交叉概率 P_c 随机地选择两个父代个体, 然后在它们的基因型串上随机地选择一个或多个交叉点, 交换交叉点两侧的基因段, 从而生成两个子代个体。

(6) 变异: 变异操作是对交叉后的子代个体进行基因突变的过程, 它模拟了生物的基因突变现象, 可以引入新的基因, 打破局部最优, 扩大搜索范围。变异操作以一定的变异概率 P_m 随机地选择一个或多个子代个体, 然后在它们的基因型串上随机地选择一个或多个基因位, 改变基因位的值, 从而生成新的个体。

3.1.4 果蝇优化算法(FOA)

果蝇优化算法(FOA)是 W.C.Pan 从果蝇觅食行为中找到的灵感, 这是一种仿生学相关的应用, 果蝇寻找食物的过程, 是以嗅觉为主, 视觉为辅的方式进行的。首先果蝇可以在距离食物非常远的地方, 通过嗅觉发现食物的大致方位, 然后果蝇飞到食物附近, 再通过视觉去观察食物的具体位置, 同时向食物源飞去, 直至找到食物。果蝇和食物的相对位置取决于果蝇嗅到食物味道的强度, 即果蝇越接近食物, 食物的香味就越浓烈。果蝇群体在迭代优化过程中呈现如图 3-1 所示的动态演化:

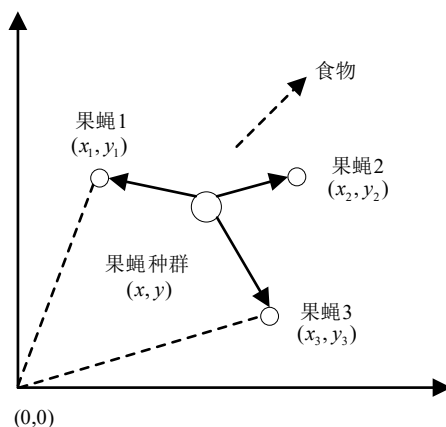


图 3-1 果蝇群体迭代寻找食物示意图

果蝇优化算法具体实现的寻优步骤如下:

- (1) 果蝇种群初始化, 初始位置表示为 (x, y) 。
- (2) 给出随机方向和距离 (x_i, y_i) 。

$$\begin{aligned} x_i &= x + \alpha \\ y_i &= y + \alpha \end{aligned} \quad (3-7)$$

式中, α 为随机值。

(3) 为了寻找未知的食物源, 每只果蝇个体都要根据自己与参考点 (原点) 的距离 D_i 来估算味道浓度的判定值 S_i , 距离越近, 判定值越大。

$$\begin{aligned} D_i &= \sqrt{x_i^2 + y_i^2} \\ S_i &= 1/D_i \end{aligned} \quad (3-8)$$

(4) 适应度函数 $F(S_i)$ 是基于味道浓度的判定值 S_i 的, 由其确定不同位置的味道浓度 $Smell_i$ 。

$$Smell_i = F(S_i) \quad (3-9)$$

(5) 模拟果蝇飞行的方向更新策略, 根据当前果蝇的位置和最佳浓度, 调整果蝇的飞行方向。

$$[bestSmell \ bestIndex] = \min(Smell_i) \quad (3-10)$$

(6) 根据更新后的飞行方向, 更新果蝇的位置 (x, y) , 模拟果蝇在搜索空间中的移动。

$$\begin{aligned} Smell_{best} &= bestSmell \\ x &= x(bestIndex) \\ y &= y(bestIndex) \end{aligned} \quad (3-11)$$

(7) 依次迭代第 2 步到第 5 步, 当最佳浓度值变化不再明显, 停止迭代, 并输出最佳结果。

3.2 基于 IFOA 的 LCL 型并网逆变器控制策略

如图 3-2 拓扑所示, 通过 H 全桥和 LCL 滤波器构成单相 LCL 型并网逆变器的主电路, 其中逆变器侧电感 L_1 、网侧电感 L_2 和滤波电容 C 共同构成 LCL 型滤波器^[55-60]。

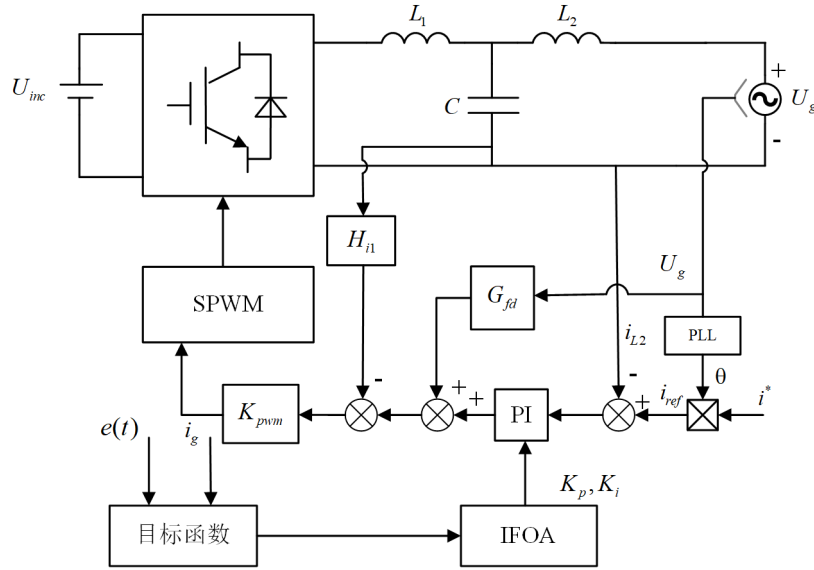


图 3-2 LCL 型并网逆变器控制拓扑图

在图 3-2 中，首先， U_{inc} 代表直流侧电压；其次， H_{il} 是电容电流的反馈系数；为了使电网电压与并网电流相位保持一致，利用锁相环(PLL)来调整电网电压的相位信息，并传递给并网电流；最后， $G_i(s)$ 为作为并网电流调节器，采用 PI 控制器来实现并网电流的跟踪控制。 G_{fd} 为电压全前馈函数，用于抑制电网电压谐波引起的注入电流畸变。 K_{pwm} 为 PWM 逆变器的增益。

由图 3-2 拓扑图可得到基于电网电压全前馈的双环控制策略框图，如图 3-3 所示：

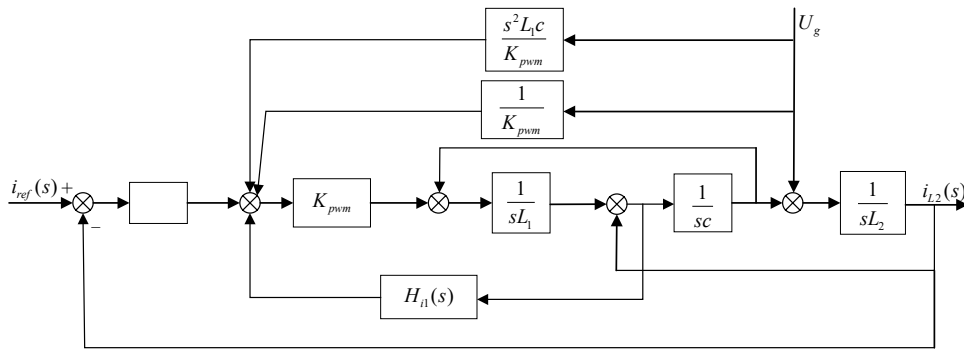


图 3-3 电网电压全前馈双环控制策略框图

由图 3-3 所示，通过化简，可得 LCL 滤波器的传递函数为：

$$G_{LCL}(S) = \frac{1}{S^3 L_1 L_2 C + S(L_1 + L_2)} \quad (3-12)$$

其中， $L_1 = 600\mu H$ ， $L_2 = 200\mu H$ ， $C = 10\mu F$ 。在图 3-3 中， $G_i(S)$ 采用了 PI 控制

器，目的是为了使反馈信号与命令信号接近，使其误差尽量为 0。

3.2.1 PI 算法

PI 控制器由两部分组成，分别是比例和积分环节。比例环节根据系统偏差的比例进行调节，系统偏差越大，比例调节作用越强。比例调节能减小偏差，提高调节速度，但比例过大会导致系统不稳定。积分调节能消除稳态误差，达到零差度，但积分过强会延长动态响应时间。积分调节的强度取决于积分时间常数 t ， t 越小，积分作用越强，反之越弱。因此，需要合理选择比例和积分参数，以保证系统的稳定性和动态性能。传递函数的时域表达式如下：

$$u_{out}(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3-13)$$

其中， K_p ， K_i 分别为比例控制系数和积分控制系数， $e(t)$ 为输入和输出的误差函数，通过拉普拉斯变换，式（3-13）可变换为：

$$G_i(S) = \frac{U_{out}(S)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3-14)$$

3.2.2 改进的果蝇优化算法(IFOA)

果蝇优化算法(FOA)具有很好的全局搜索能力，能够很快完成目标区域的定位，但是由于原始 FOA 算法定步长搜索的特性，在搜索后期的局部寻优能力就会变差，容易过早熟。为了解决原始 FOA 算法中搜索步长完全随机、难以确定果蝇移动方向和距离的问题，本章对 FOA 算法中的搜索步长进行了改进。改进后的方法使得果蝇可以定向地调整移动步长，从而更加有效地探索搜索空间。式 (3-15) 为改进公式：

$$\begin{aligned} Dir_m &= \frac{Dir[bestIndex]}{|Dir[bestIndex]|} \\ x_i &= x + Dir_m \times rand(0, 4) \\ y_i &= y + Dir_m \times rand(0, 4) \end{aligned} \quad (3-15)$$

在该式中， Dir_m 表示味道浓度达到最大值时果蝇移动的方向， $Dir[bestIndex]$ 则表示味道浓度达到最大值时果蝇移动的步长。改进的 FOA 算法流程如下：

- (1) 果蝇种群初始化并赋值初始位置为 (x, y) 。

(2) 首先，运行一次 FOA，分别利用 Dir_x 和 Dir_y 记录每一只果蝇的步长，并在味道浓度达到最大值时，记录果蝇在 x 和 y 方向上的步长。

$$\begin{aligned} BestDir_x &= Dir_x[bestIndex] \\ BestDir_y &= Dir_y[bestIndex] \end{aligned} \quad (3-16)$$

(3) 给出改进的果蝇 (x, y) 的随机方向和距离 (x_i, y_i) 。

$$\begin{aligned} x_i &= x + \frac{BestDir_x}{|BestDir_x|} * rand(0, 4) \\ y_i &= y + \frac{BestDir_y}{|BestDir_y|} * rand(0, 4) \end{aligned} \quad (3-17)$$

(4) 记录并保存此次果蝇在 x 和 y 方向上的移动步长。

$$\begin{aligned} Dir_x &= x_i - x \\ Dir_y &= y_i - y \end{aligned} \quad (3-18)$$

(5) 由果蝇个体与原点的距离 D_i ，推导味道浓度的判定值 S_i 。

$$\begin{aligned} D_i &= \sqrt{x_i^2 + y_i^2} \\ S_i &= 1/D_i \end{aligned} \quad (3-19)$$

(6) 味道浓度 $Smell_i$ 由适应度函数 $F(S_i)$ 得出。

$$Smell_i = F(S_i) \quad (3-20)$$

(7) 寻找味道浓度最优个体及其浓度。

$$[bestSmell \ bestIndex] = \min(Smell_i) \quad (3-21)$$

(8) 根据更新后的飞行方向，更新果蝇的位置 (x, y) ，模拟果蝇在搜索空间中的移动。

$$\begin{aligned} Smell_{best} &= bestSmell \\ x &= x(bestIndex) \\ y &= y(bestIndex) \end{aligned} \quad (3-22)$$

(9) 依次迭代第 2 步到第 7 步，当最优浓度值变化不再明显，停止迭代，并输出最佳结果。

通过对果蝇移动的方向进行限定，就可以适当地放开对步长的限制，加快果

蝇寻找最优解的搜索速度。

3.2.3 IFOA-PI 控制策略

为了使 LCL 型单相并网逆变器系统中的控制器达到预期的效果，本章通过 IFOA 算法对控制器的 K_p, K_i 参数进行智能寻优，将控制器参数整定问题转化为二维空间中果蝇个体寻优问题。IFOA-PI 控制原理如图 3-4 所示：

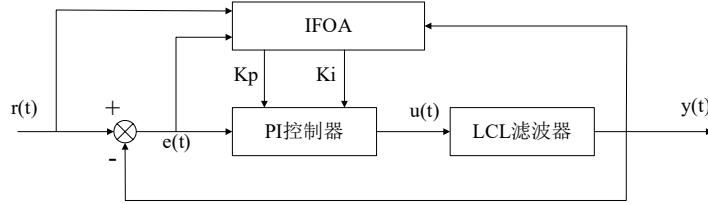


图 3-4 IFOA-PI 控制框图

通过避免过大超调，在优化逆变器系统控制参数时以降低低次谐波含量为目标，提高系统的动态响应能力。本章的目标函数包含系统超调量、总谐波畸变率以及误差绝对值乘时间积(ITAE)，如式(3-23)所示：

$$F = a * \int_0^{\infty} |e(t)| dt + b * \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n u_{zon}^2}}{u_{z01}} * 100\% + c * |e(t)| \quad (3-23)$$

式中， $e(t)$ 为系统输入量与输出量的误差值； u_{zon} 为各次谐波幅值； u_{z01} 为基波幅值； a 、 b 和 c 为常量权系数，且满足 $a+b=1, c \gg a$ 。

IFOA-PI 控制过程如下：

- (1) 首先初始化果蝇个体位置 X ，由比例和积分这两个控制参数组成果蝇个体的位置：

$$X = [K_p \ K_i] \quad (3-24)$$

- (2) 更新果蝇个体使用嗅觉来寻找食物的位置、方向和距离，如式(3-17)所示。
- (3) 由公式(3-17)和(3-23)计算出气味浓度的适应度值。
- (4) 根据改进的 FOA 算法的步骤(7)-(9)，输出最佳个体气味浓度适应度值

$Smellbest$ 和 PI 最优参数 $C = 10\mu F$ 。IFOA-PI 算法流程图如图 3-5 所示：

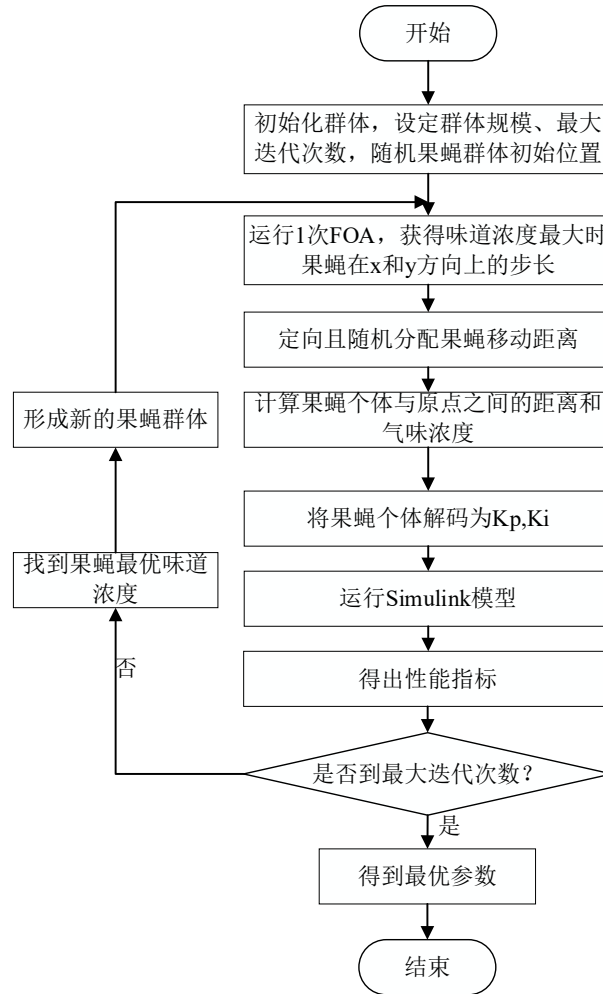


图 3-5 IFOA-PI 算法流程图

3.3 仿真与实验验证

3.3.1 仿真模型

表 3-3 IFOA 仿真实验参数

符号	含义	数值	符号	含义	数值
Dim	维度	2	L_2	网侧电感值	200 μ H
Ps	种群大小	30	C	电容值	10 μ F
Noi	迭代次数	100	Ul	最高限制	[100 1]
L_1	逆变侧电感值	600 μ H	Ll	最低限制	[0 0]

为了验证本文提出的 IFOA 算法在 LCL 型单相并网逆变器的并网电流调节器中的应用效果, 设计了两组组仿真实验, 通过 IFOA-PI 与 GA-PI、常规 Z-N 整

定的 PI、PSO-PI 以及 FOA-PI 进行对比，分析 PI 控制器输出并网电流信号的变化情况。IFOA 相关参数的设定如表 3-3 所示。

根据 LCL 型单相并网逆变器的原理，可在 Simulink 中建立 LCL 型单相并网逆变器的电气模型，如图 3-6(a)、(b)所示。

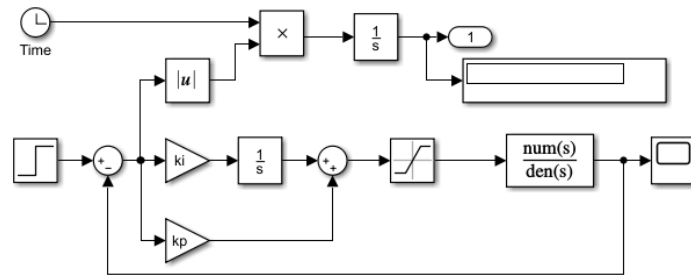
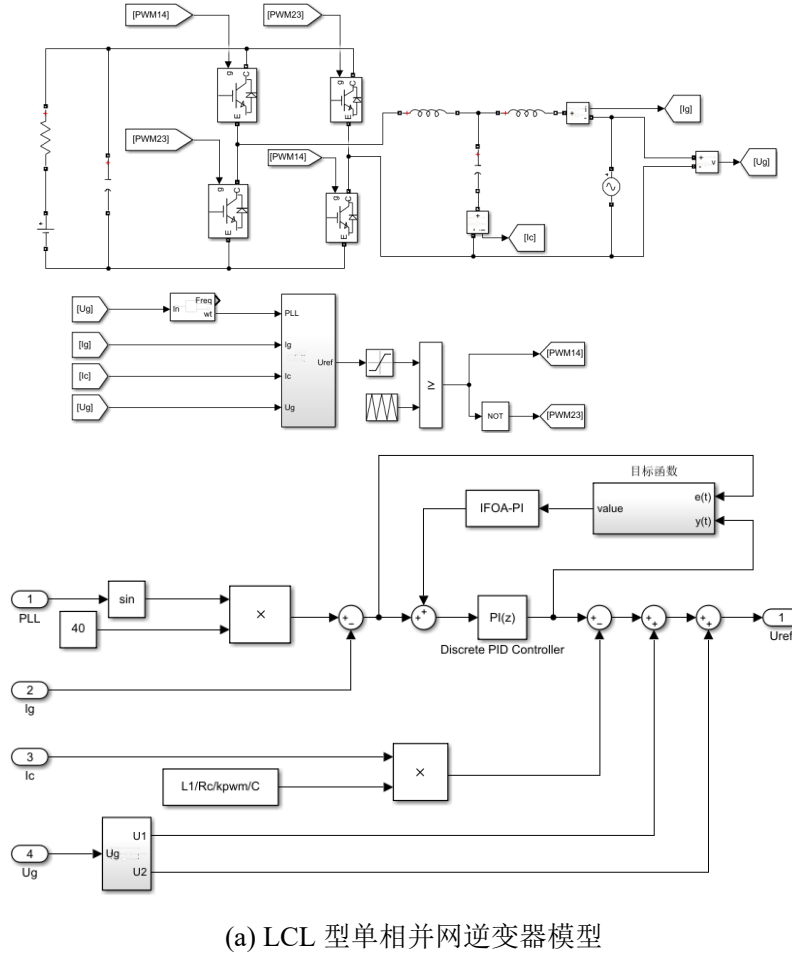


图 3-6 IFOA 控制模型

3.3.2 仿真结果分析

在本章中，设定直流输入电压为 360V，并网电压为 220V，仿真时间为 0.1s，

LCL 型单相并网逆变器系统模型的仿真实验在 MATLAB 和 Simulink 中进行，分析五种不同优化方法对 LCL 型单相并网逆变器系统性能的影响，MATLAB 仿真结果如下图所示。

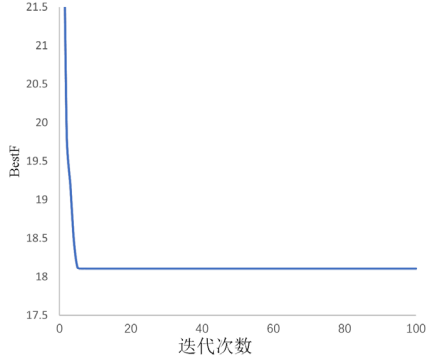


图 3-7 IFOA-PI 的最佳指标 BestF

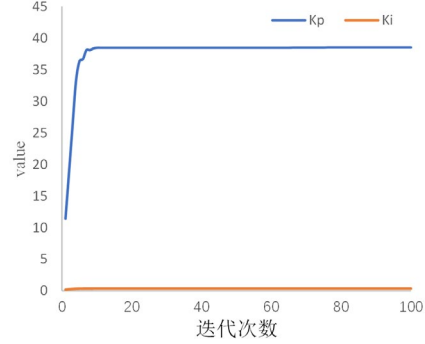


图 3-8 K_p, K_i 优化曲线

图 3-7 为 IFOA-PI 控制器的目标函数值随着迭代次数的变化趋势，可以得到，大约在迭代 6 次后，IFOA 算法找到了全局最优 BestF，图 3-8 显示了 K_p, K_i 两个参数随着迭代而发生的变化趋势，可以很明显的看出，大约在迭代 6 次后，IFOA 算法找到了最优的 K_p, K_i ，分别为 $K_p = 38.66$ ， $K_i = 0.34$ 。为了证明 IFOA 优化 PI 控制器的优越性，将 LCL 型单相并网逆变器系统中的并网电流分别与常规 Z-N 整定 PI、GA 优化 PI、PSO 优化 PI 和传统 FOA 优化 PI 的仿真结果进行深入的对比，并网电流的响应曲线如图 3-9 所示。

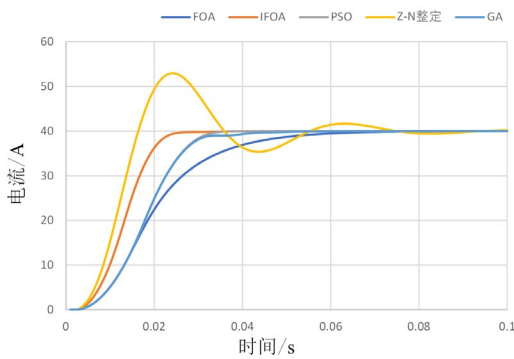


图 3-9 并网电流响应

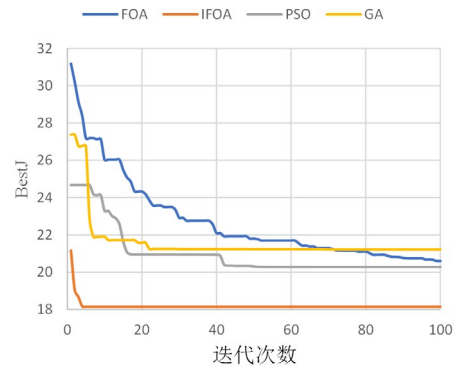


图 3-10 最佳指标对比

在图 3-9 和图 3-10 中，通过并网电流响应曲线以及最佳指标曲线可得：采用常规 Z-N 整定 PI 控制，并网电流峰值为 52.959A，调整时间为 0.17s，系统超调量为 32.4%，振荡次数多，超调量较大；采用 GA-PI 控制，并网电流峰值为 40.012A，调整时间为 0.31s，系统超调量为 0.03%，且振荡次数相比于采用 Z-N 整定 PI 控制时得以减小；采用 PSO-PI 控制，并网电流峰值为 40A，调整时间为 0.31s，系

统超调量为 0，但调节时间较长，迭代次数也比较多；采用 FOA-PI 控制，并网电流峰值为 40.002A，调整时间为 0.49s，系统超调量为 0.005%，系统超调量较低，但调节时间最长，迭代次数也最长；相对于 Z-N 整定的 PI、GA-PI、PSO-PI 和 FOA-PI，IFOA-PI 控制的并网电流峰值分别下降了 32.4%、0.03%、0 和 0.005%，相对于 GA-PI、PSO-PI 和 FOA-PI，IFOA-PI 控制的调整时间分别下降 25.8%、25.8%和 53%，系统超调量分别下降了 32.4%、0.03%、0 和 0.005%，通过数据可以看出，IFOA-PI 控制和 PSO-PI 控制在系统超调量指标上表现是最优的，但是 IFOA-PI 的调节时间和迭代次数远优于 PSO-PI，Z-N 整定的 PI 控制的调节时间在对比的所有控制方式中是最短的，IFOA-PI 仅次于 Z-N 整定的 PI 控制，但是 IFOA-PI 的超调量远小于 Z-N 整定的 PI 控制，并且适应性也更强，因此，IFOA-PI 控制策略在综合系统超调量，调节时间以及计算速度指标的情况下，对于适应并网电流调节器的控制效果是最好的，能够满足其快速，稳定的运行要求。

本章在 IFOA-PI 控制方法的设计中，对目标函数的选取做出了改进，在 ITAE 的基础上，加入了总谐波畸变率来辅助控制，保证并网电流的 THD 较小，降低交流量的谐波含量，提升并网电流的电能质量。如图 3-11 所示，由加入算法前后并网电流的 THD 的测量结果可知，改进的目标函数在限制交流谐波含量的控制上起到了一定的效果，并网电流的 THD 从改进前的 4.48%降低到 1.72%，因此证明了算法的有效性。

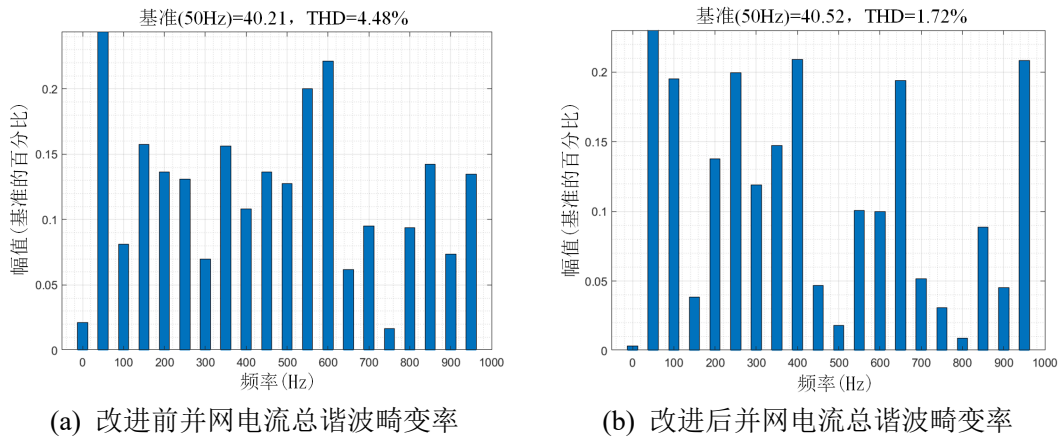


图 3-11 目标函数改进前后并网电流总谐波畸变率

3.4 本章小结

本章以 LCL 型单相并网逆变器的电流内环控制系统为研究对象，分析并网

电能质量的影响因素,给出 LCL 型单相并网逆变器的控制模型,提出基于 IFOA-PI 的 LCL 型单相并网逆变器控制策略。针对并网电流容易受到不确定因素影响,造成控制器参数难以调节的问题,本章使用 MATLAB/Simulink 进行仿真,对 LCL 型单相并网逆变器系统进行深入研究,并与常规 Z-N 整定 PI、GA 优化 PI、PSO 优化 PI 和传统 FOA 优化 PI 控制对比,从并网电流的峰值、调整时间和超调量等方面对系统进行深入分析。实验结果表明,基于 IFOA-PI 控制的 LCL 型单相并网逆变器系统具有更好的控制效果,能够在电路系统中滤波器、负载等不确定参数改变的情况下,做出快速,准确的控制,使输出的并网电流保持准确,稳定。由于控制系统具有较小的调整时间、超调量和 THD,使得并网电流的控制效果得到很好的提升,也使并网电能质量得到良好的提升。

第 4 章 LCL 型逆变器有源谐振抑制策略

第 2 章中对 LCL 型并网逆变器系统的谐振机理分析表明, 电能质量的关键指标为并网电流的质量。在并网逆变器运用正弦脉宽调制技术(SPWM)的过程中, 由于功率器件的切换操作, 会引起谐波的干扰现象, 因此需要在逆变器和电网之间加入 L 型或 LCL 型滤波器以消除谐波。与 L 型滤波器相比, LCL 型滤波器具有更强的高频谐波抑制能力, 并且采用更小的滤波电感, 可以实现更低成本使滤波器体积更小。但是 LCL 型滤波器依然存在一个不可忽视的缺点, 由于其无阻尼三阶特性, 会在系统中引起谐振峰。为了解决 LCL 型逆变器系统中的一系列谐振问题, 本章从单一 LCL 型并网逆变器系统的角度出发, 提出了基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电压前馈控制策略, 并在 MATLAB/Simulink 中进行了仿真验证。

4.1 单 LCL 型并网逆变器系统谐振抑制策略

4.1.1 传统阻尼谐振抑制方法

(1) 无源阻尼谐振抑制方法

在 LCL 型滤波器中, 通过在其支路上加装电阻实现有效的无源阻尼技术。该技术能够很好地抑制滤波器的谐振效应, 但是它也会带来一定的功率损失。根据电阻在电路中的位置和连接方式的差异, 这种无源阻尼技术可以被划分为六种形式, 包括电感 L 的串联和并联电阻、电容 C 的串联和并联电阻, 以及电感 L 和电容 C 的串联和并联电阻。但由于电感 L 和电容 C 在电路中具有相似的功能, 本章可以将它们视为在电路的同一节点上起作用, 因此, 这些阻尼形式实际上可以被简化为四种基本的阻尼类型。对于这四类阻尼方式, 可以进行如下的分析。

串联电感 L 的电阻: 通过这种方法, 可以提高电感支路在低频时的阻抗, 进而减少系统在低频下的增益, 这一变化对系统的动态响应能力产生了影响。然而, 它并不会改变电感支路的高频阻抗, 因此, 该方法对于电流中的高频谐波具有显著的抑制作用, 有效地提升了电流质量; 并联电感 L 的电阻: 采用这种方式不会改变电感支路的低频阻抗, 使系统低频增益恒定。然而, 在电阻较小的情况下,

无源阻尼技术会降低电感支路的高频阻抗，尽管它对谐振的抑制效果较好；电容 C 串联电阻：这种方式不会影响电容支路的低频阻抗，在低频段，由于电容的容抗较大，串联电阻可以被忽略。然而，在高频段，由于电容的容抗降低，串联电阻开始发挥主导作用，增加了电容支路的高频阻抗。这会导致电容分流谐波电流的能力下降，降低滤波器对高频信号的滤除效果。电容 C 与电阻并联时，高频时电容的容抗很低，电阻的影响可以忽略不计。但是会增加电容支路的低频阻抗，因为在低频段，电感的感抗很小，相当于短路，电容支路的阻抗主要由并联电阻决定。这样会增加电容对基波电流的分流能力，降低逆变器的功率因数。而且，一般在选取网侧电感时会选择比较小的电感，在这种情况下，电容支路的电压就可以等效成电网电压，这样电网功率损耗的增大就不可避免。

由上分析可知，无源阻尼法是工程中比较常用的方法，因为这种方式不会影响系统的低频动态性能，也不会增加电网功率损耗，只会稍微降低滤波器的高频滤波性能，但是仍然可以保证滤波器的谐振抑制效果。

(2) 有源阻尼谐振抑制方法

有源阻尼法是一种通过反馈适当的状态变量，不增加元件的基础上，通过控制手段构成虚拟电阻，来实现与无源阻尼相同的效果的方法。这种方法可以将 LCL 型滤波器的传递函数 $G_{lcl}(s)$ 转化为 $G_{lcl_d}(s)$ 。如图 4-1 所示，当采用电网电流反馈的方式进行有源阻尼时，可以得到如图 4-2 所示的数学模型。

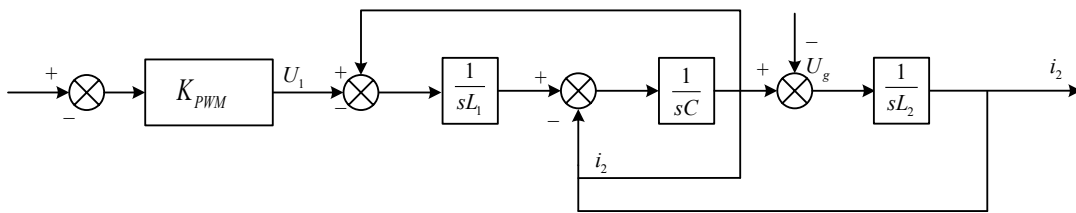


图 4-1 电容并联电阻法结构框图

首先将 U_g 的反馈点后移，变为电网电流的反馈量 i_2 ，随后再将电感前的比较点前移至 K_{PWM} 模块之前，转换后的框图 4-2 与图 4-1 是等效的，因此可以利用电网电流反馈实现在滤波电容上并联一个虚拟电阻。

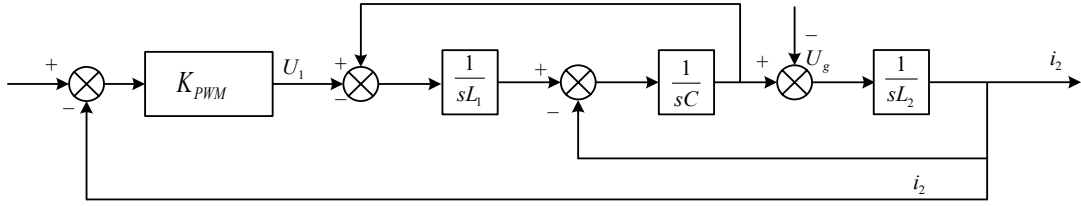


图 4-2 网侧电流反馈法结构框图

4.1.2 基于电网电流反馈的有源阻尼方法

图 4-3 展示了带有 LCL 型滤波器的单相并网逆变器系统。在图中， U_{inv} 代表直流输入电压。LCL 型滤波器由电感 L_1 、电容 C 和电感 L_2 构成。全桥逆变电路由 4 个 MOS 晶体管组成， i_{L1} 、 i_c 和 i_{L2} 分别表示逆变器端电流、电容端电流、和电网侧电流。

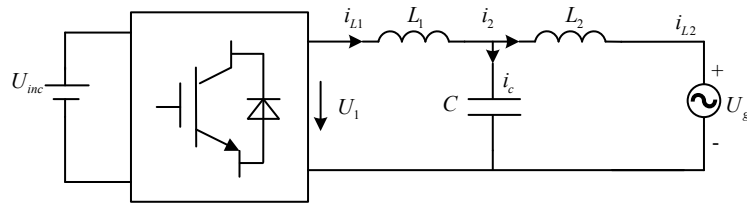


图 4-3 单相 LCL 并网逆变器电路图

并网逆变器的控制策略旨在有效控制电流注入电网，确保其与电网电压保持同步，并具备振幅可调的特性。为了应对 LCL 型滤波器所带来的谐振问题，单一电流回路的控制并不能确保系统的稳定性。因此，通常会采用内环控制策略，其中包含并网侧电流反馈。通过将内环控制与外环控制(即电流注入回路)相互连接，形成一种双环控制策略。这种控制策略可以有效解决并网逆变器系统的稳定性问题，并实现电流注入电网的精确控制。图 4-4 为双环控制策略的控制框图，其中 i_{ref} 是外环注入的参考电流， G_{ad} 是网侧电流反馈回路中实现阻尼性能的 AD 控制器， G_c 是外环的传递函数， $G_c(s)$ 是用比例谐振(PR)控制器实现的电流调节器，其表示为：

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_r \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4-1)$$

其中 k_p 是比例增益， k_r 是谐振增益， ω_0 是电网基本角频率。 k_{PWM} 是全桥逆变电

路的增益。

$G_d(s)$ 代表时间延时效应，由数字控制中的计算延迟和 PWM 延迟组成。在同步采样方案下，计算延迟持续一个采样周期，而 PWM 延迟归因于零阶保持(Zero-Order Holder, ZOH)效应，该效应可以近似为采样周期的一半。因此，可以将延时效应 $G_d(s)$ 表示为：

$$G_d(s) = e^{-1.5T_s s} \quad (4-2)$$

其中 T_s 是采样周期。

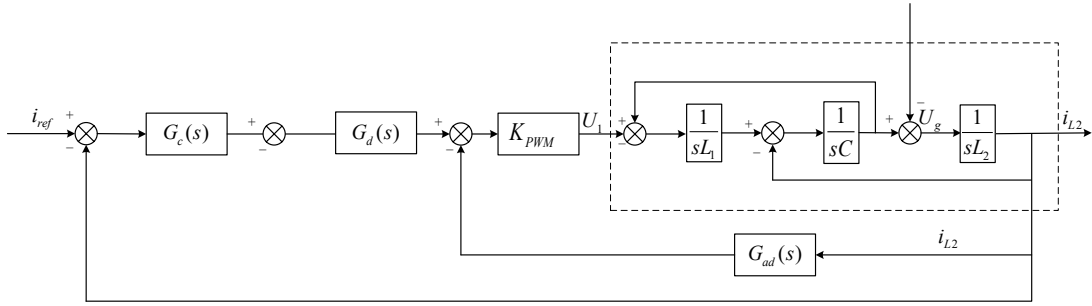


图 4-4 基于虚拟阻抗的并网逆变器传递函数框图

本章选取并网电流 i_{L2} 作为被控对象，为了方便后续的推导，首先将图 4-4 等效转换成图 4-5(a)， G_p 表示从 U_{in} 到 i_{L2} 的传递函数，可以看作滤波器函数。由图 4-4， $G_p(s)$ 为：

$$\begin{aligned} G_p(s) &= \frac{i_2(s)}{v_0(s)} = \frac{1}{s(L_1 L_2 C_f s^2 + L_1 + L_2)} \\ &= \frac{1}{sL_1} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \end{aligned} \quad (4-3)$$

其中 ω_r 为滤波器的谐振频率， ω_{res} 是反谐振角频率。如下式所示：

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (4-4)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_f}} \quad (4-5)$$

为了强调 AD 对滤波器函数的影响，本小节进一步将等效框图变换应用到图 4-5(a)中。将求和节点从 $G_c(s)$ 的输出处移动到 $G_d(s)$ 输出后的右边。得到图 4-5(b)

所示的等效图。

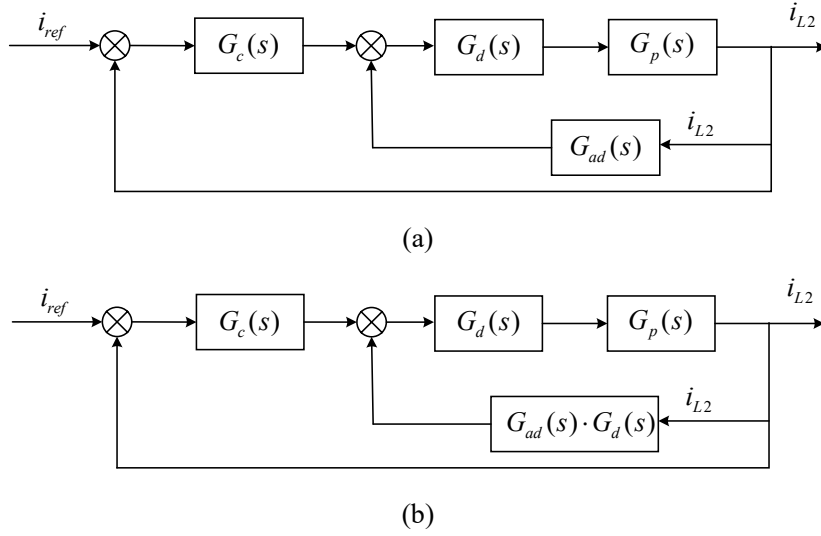


图 4-5 电网侧电流控制等效图

由图 4-5(b)可得由 AD 修改的滤波器函数 G_{p_m} ，其表达式为：

$$G_{p_m}(s) = \frac{i_2(s)}{v_o(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s) \cdot G_{ad}(s) \cdot G_d(s)} \quad (4-6)$$

由式(4-6)可以推导出 G_{ad} 的决定式

$$G_{ad}(s) = \frac{1}{G_d(s)} \cdot \left(\frac{1}{G_{p_m}(s)} - \frac{1}{G_p(s)} \right) \quad (4-7)$$

为了实现最简单有效的谐振阻尼方法，将虚拟电阻连接到 LCL 型滤波器中，从而形成一个等效电路。本章以并联连接的 R_v 和滤波电容作为示例，来推导出 G_{p_m} 。该示例旨在说明实现谐振阻尼的方法。由此可以确定 $G_{p_m}(s)$ 的特性。图 4-6 为 LCL 型滤波器对应的等效电路图。

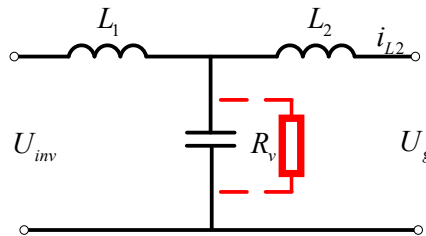


图 4-6 LCL 滤波器等效电路

由此可得 $G_{p_m}(s)$ 的表达式为：

$$G_{p_m}(s) = \frac{R_v}{s[C_f L_1 L_2 R_v s^2 + L_1 L_2 s + (L_1 + L_2)R_v]} \quad (4-8)$$

再将式(4-3)和式(4-8)代入式(4-7)，可得 $G_{ad}(s)$ 的表达式为：

$$G_{ad}(s) = \frac{1}{G_d(s)} \cdot \frac{L_1 L_2 s^2}{R_v} \quad (4-9)$$

而此时 $G_{ad}(s)$ 中存在二阶微分项，这就有噪声放大的可能，则该项可能无法直接实现阻尼性能。因此需要利用一个和二阶微分项 s^2 具有相似频率响应的相似项来替代 s^2 项，本章引入一个新的二阶传递函数 $G_1(s)$ ，其表达式为：

$$G_1(s) = \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (4-10)$$

其中 ω_c 是 $G_1(s)$ 具有无限增益的临界频率， ξ 为阻尼系数。根据式(4-9)和式(4-10)，可以得到新的 AD 控制器表达式为：

$$G_{ad_1}(s) = \frac{1}{G_d(s)} \cdot \frac{L_1 L_2}{R_v} \cdot \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (4-11)$$

由式(4-11)可以看出， $G_{ad_1}(s)$ 中是包含延时项的，这会使 $G_{ad_1}(s)$ 的形式变得更加复杂。在理想情况下， $G_d(s)$ 应该被完全补偿，进而忽略 $G_d(s)$ ，以达到开关频率和谐振频率之间的高比率。然而实际中不可能达到理想补偿，因此仅考虑能够在谐振频率周围实现合适的补偿效果。参考文献^[61]中的工作，先假设 $G_d(s)=1$ 来得到 $G_{ad_1}(s)$ 的最终形式，由上面的推导可得表达式为：

$$G_{ad_1}(s) = \frac{L_1 L_2}{R_v} \cdot \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (4-12)$$

由式(4-9)和式(4-12)可得 $G_{ad}(s)$ 和 $G_{ad_1}(s)$ 的频率响应如图 4-7 所示

一般情况下，当 $\xi = 0.7$ ， ω_c 为 LCL 型滤波器谐振频率的四倍左右时， $G_1(s)$ 可以做到 s^2 相似的效果，以此来保证共振阻尼效果。由于 LCL 型滤波器的谐振频率 f_{res} 约为 1.2kHz，因此本文中选取 $\omega_c = 3 \times 10^4 \text{ rad/s}$ 。

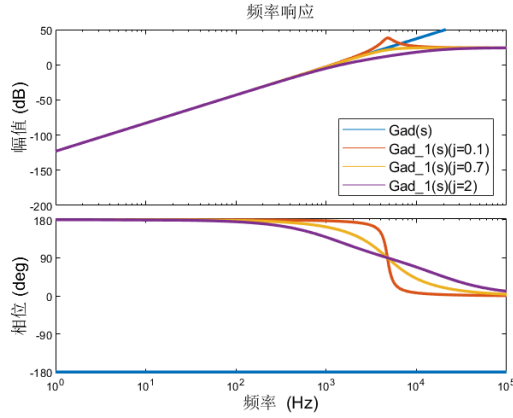


图 4-7 初始 AD 控制器 $G_{ad}(s)$ 与具有三个不同 ξ 并替换二阶传递函数的 AD 控制器 $G_{ad_1}(s)$ 的频率响应

另一个需要解决的问题是延时对虚拟阻抗的影响。通过已有研究的证明，延时将导致虚拟电阻 R_v 随频率变化，这会导致在高频范围内出现负的虚拟电阻。如果谐振频率位于该频率范围内，就会出现负的虚拟电阻，导致 AD 方案失去有效性并可能引发意想不到的谐振现象。因此，为了在更广泛的频率范围内获得正的虚拟电阻效果，需要适当地补偿延时。这个结论同样适用于所提出的电网侧电流反馈 AD 方法。

需要特别注意的是，在推导 AD 控制器时，通常会忽略延时的影响。然而，所提出的电网侧电流反馈 AD 方法的有效性实际上依赖于所采用的延时补偿器的补偿性能。近年来延时补偿引起了广泛的关注，并涌现出许多能够提供令人满意的补偿效果的解决方案。因此，在大多数情况下，可以较为可靠地保证所提出的 AD 方法的有效性。本章采用文献^[42]中所研究的延时补偿器，这是一种具有相位超前特性的一阶数字滤波器，其离散表达式如下：

$$G_{d-c}(z) = \frac{(1 + \alpha + \beta) - \beta \cdot z^{-1}}{1 + \alpha \cdot z^{-1}} \quad (4-13)$$

其中补偿系数为 α 和 β 。由文献^[62]中可知， α 和 β 的取值可分别取为 0.95 和 0.5。

图 4-8 展示了加入延时补偿器的系统框图，其中 $G_{d-c}(z)$ 用来补偿延时对虚拟阻抗的影响。参照上述改进设计，电路的主要参数^[12]在表 4-1 中展示。在本章的工作中，对 LCL 型并网逆变器系统搭建了仿真模型，并对系统中有无延时的情况进行了仿真，具体结果如图 4-9 所示。

表 4-1 系统主要电路参数

参数	数值	参数	数值
直流侧电压 U_{inv} / V	360	LCL 谐振频率 f_{res} / kHz	1.2
电网电压有效值 U_g / V	220	虚拟阻抗 R_v / Ω	10
开关频率 f_{sw} / kHz	10	逆变器侧电感 L_1 / mH	2.6
逆变器额定功率 P_0 / kW	6	滤波电容 $C / \mu F$	8
采样频率 f_s / kHz	10	网侧电感 L_2 / mH	0.7

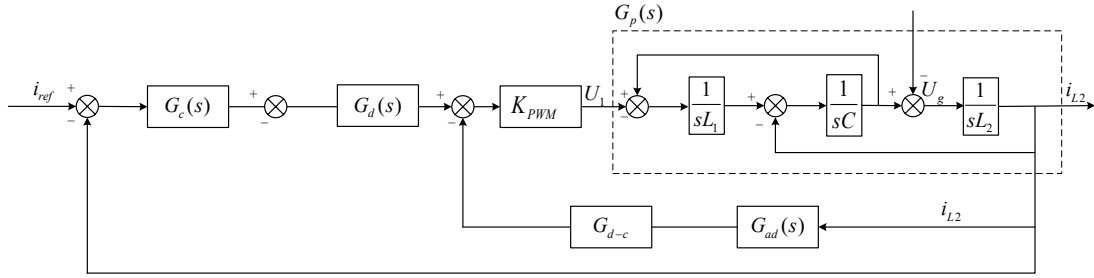
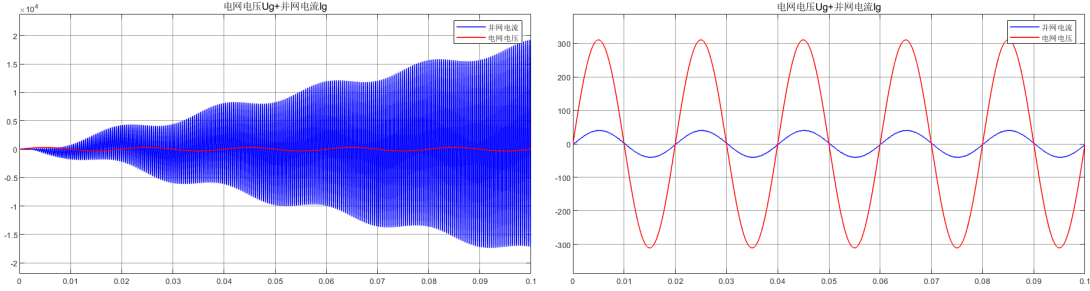


图 4-8 具有延时补偿的 LCL 型并网逆变器控制框图


 (a) 延时 $G_d(s)$ 未补偿时的并网系统输出

 (b) 延时 $G_d(s)$ 补偿后的并网系统输出

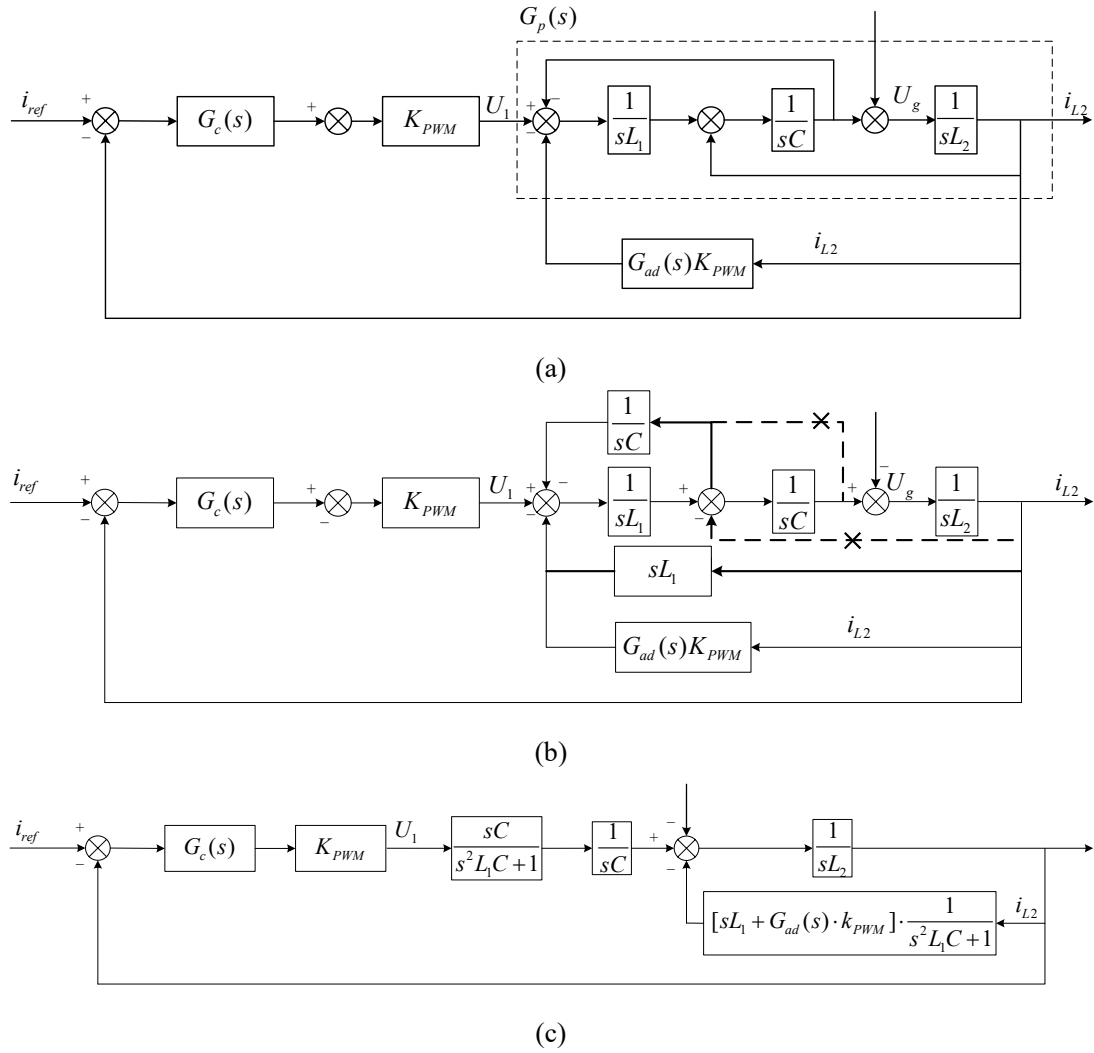
图 4-9 有无延时补偿的 LCL 型并网逆变器系统输出

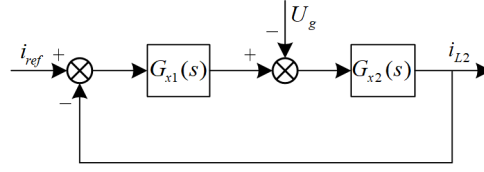
由上图结果可以看到，LCL 型并网逆变器系统中保留延时的情况下，整个系统是发散的，不稳定的。而通过使用上述提到的延时补偿器来对系统的延时进行补偿之后，可以看到延时的影响消除了，系统恢复稳定。

4.1.3 电网电压前馈控制策略

双环控制系统的设计相对来说比较复杂。控制系统中内环与 LCL 型滤波器相互作用，而 LCL 型滤波器为三阶系统，加大了系统设计的难度。因此需要对图 4-4 系统进行解耦，得到一个包含解耦调节循环的等效模型，通过理论上研究电网电压对并网电流的影响机制。在图 4-10 中给出了系统传输功能框图的转换步骤。第一步，在系统延时得到充分补偿之后，延时环节和补偿环节便可看作两个增益为 1 的比例环节。并且把 i_{L2} 反馈回路组成的有源阻尼的反馈点进行了后移，变换后的传递函数框图如图 4-10(a)所示；第二步，在图 4-10(a)的基础上，

将 i_{L2} 的内部反馈节点从传递函数 $\frac{1}{sL_1}$ 的输出端移动到 k_{PWM} 的输出端，并将 V_c 反馈回路的引出点提前到传递函数 $\frac{1}{sL_1}$ 的输出端，得到如图 4-10(b) 的实线部分；第三步，将传递函数 $\frac{1}{sL_1}$ 和传递函数 $\frac{1}{sC}$ 看成一个反馈回路，再利用闭环传递函数公式进行化简，并且将 i_{L2} 处引出的反馈信号进行合并，再将反馈点后移到传递函数 $\frac{1}{sC}$ 的输出端，由此得到如图 4-10(c) 的控制框图；最后以传递函数 U_g 为中心，简化框图，简化后的框图如图 4-10(d) 所示。





(d)

图 4-10 系统等效变换框图

其中

$$G_{x1}(s) = \frac{G_c(s)k_{PWM}}{s^2 L_1 C + 1} \quad (4-14)$$

$$G_{x2}(s) = \frac{G_c(s)k_{PWM}}{1 + sL_2[(G_{ad}k_{PWM} + sL_1) \cdot \frac{1}{s^2 L_1 C + 1}]} \quad (4-15)$$

从图 4-10(d)中可以看到，系统的环路增益 T 如下所示：

$$T = G_{x1}(s)G_{x2}(s) \quad (4-16)$$

因此，输入输出的关系可以表示如下：

$$i_{L2} = \frac{1}{1+T} i_{ref} - \frac{G_{x2}}{1+T} U_g \quad (4-17)$$

从式(4-17)中可以看出， i_{L2} 的稳态误差是由两个部分决定的，分别为静态跟踪误差和 U_g 变化引起的误差。静态跟踪误差可以通过使用传统调节器的方法来减少，而 U_g 变化引起的误差可能会变得更为明显。为了解决 U_g 变化带来的影响，本文利用电网电压前馈的方法来抑制 U_g 的影响。从式(4-17)中可以看到，并网电流 i_{L2} 受到 U_g 影响的函数为 $-G_{x2}/(1+T)$ ，这可以看作他们之间的导纳。因此可以引入额外的路径，来消除 U_g 这一项的影响，如图 4-11(a)所示。将前馈节点从传递函数 G_{x2} 的输出端前移到传递函数 G_{x1} 的输出端，得到等效框图 4-11(b)。再将图 4-11(b)中的前馈节点从传递函数 G_{x1} 的输出端前移到传递函数 G_{x1} 的输入端，并调整前馈函数，得到等效框图 4-11(c)。由图 4-11(c)可以看到， U_g 的前馈将消除 U_g 对 i_{L2} 的影响。对图 2 的控制框图进行重新设计，如图 4-12(a)所示。由于传递

函数 $\frac{1}{G_{x1}}$ 中是包含 $G_c(s)$ 的, 因此通过将前馈点后移到传递函数 $G_c(s)$ 的输出端, 就可将前馈函数中的 $G_c(s)$ 消掉, 等效框图如图 4-12(b)所示。将式(4-14)代入图 4-12(b)中, 得到最终的等效框图 4-12(c)。

其中, 电压前馈传递函数 $G_f(s)$ 可以表达为:

$$G_f(s) = \frac{1+s^2L_1C}{k_{PWM}} \quad (4-18)$$

上述提出的控制策略实现图如图 4-13 所示, 其中 i_{ref} 是注入电网的参考电流, 其相位通过锁相环(Phase lock loop, PLL)算法进行锁定, 以此来保证注入电网的电流是高质量电流。

对上述实际问题设计完成解决方案后, 分析在离散域系统补偿前后的稳定性。为了推导出所提方法的离散模型, 本章对图 4-12(c)进行化简以及离散化, 并将图 4-12(c)中的框图进行分类, 如图 4-14 所示。

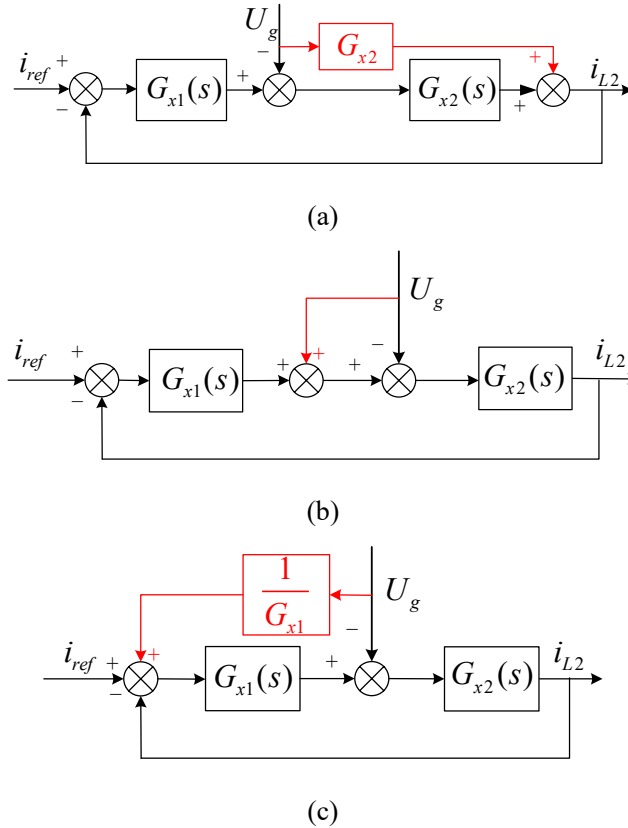


图 4-11 前馈方案框图

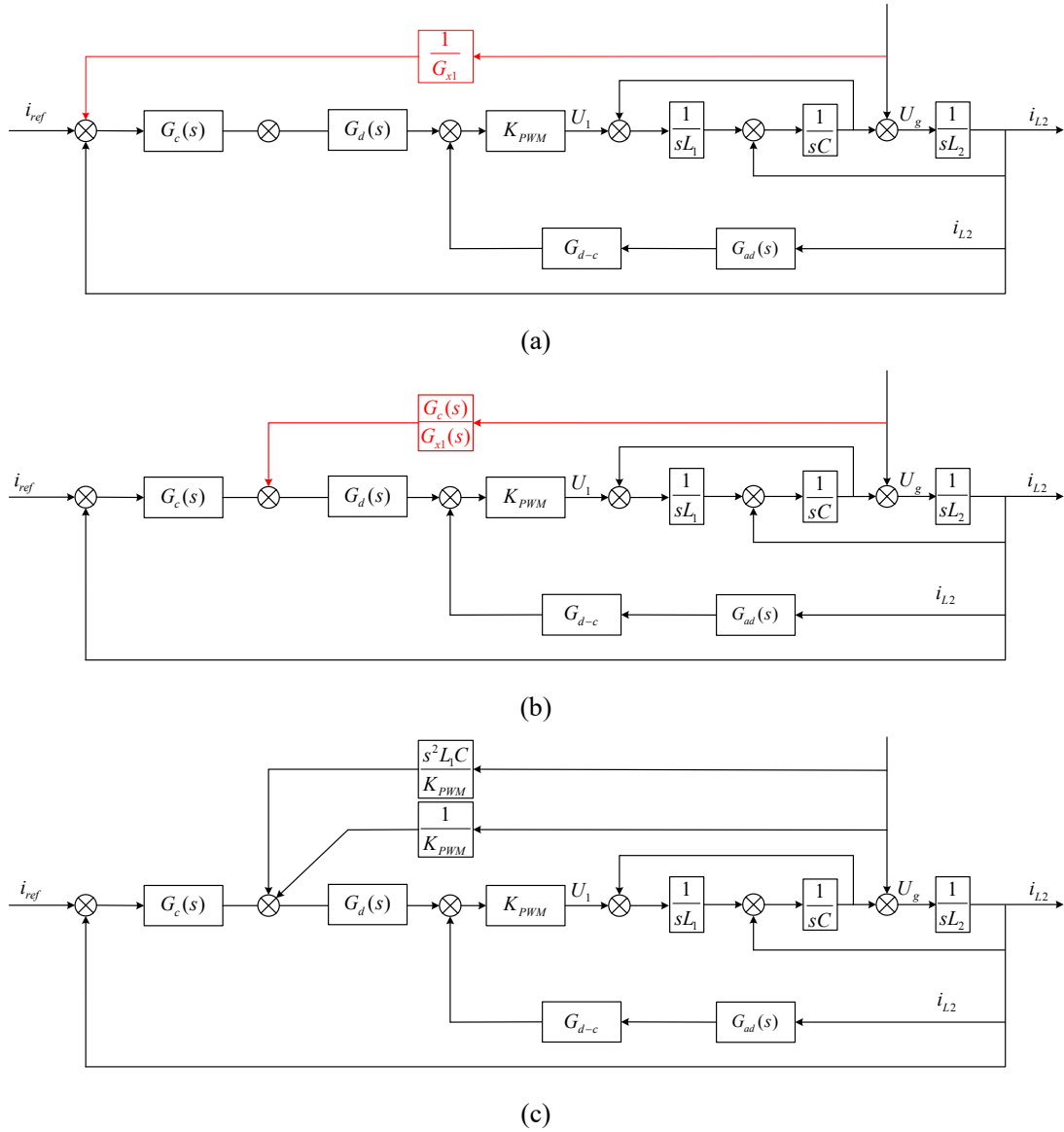


图 4-12 前馈电网电压的双环控制策略框图

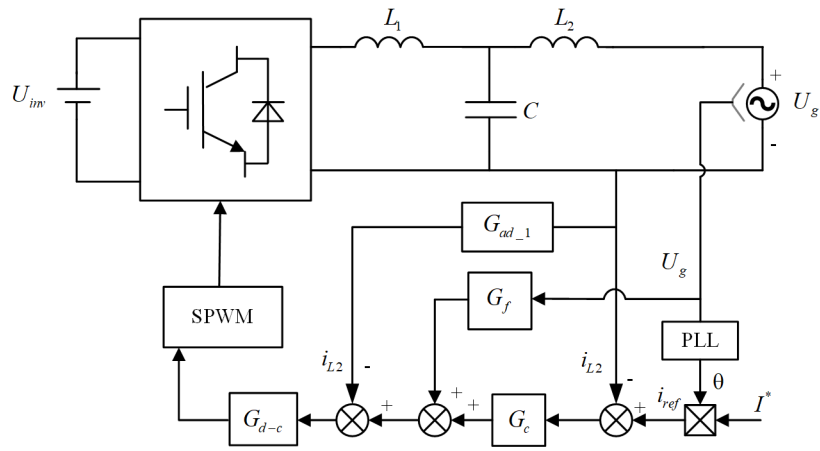


图 4-13 并网逆变器原理图

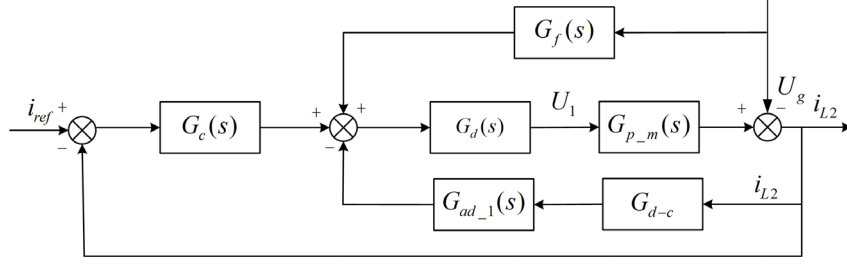


图 4-14 具有虚拟阻抗的电网前馈逆变器控制框图等效图

在转换为 z 域时，利用 $s = (1 + z^{-1})/T_s$ 进行推导，并把 T_s 设置为 $50 \mu s$ 。利用双线性变换来离散化 $G_c(s)$ ，并利用零阶保持器变换来离散化 $G_{p_m}(s)$ 。则图 4-14 中各组件的离散形式为：

$$G_c(z) = k_p + \frac{k_r \cdot \sin(\omega_0 T_s)}{2\omega_0} \cdot \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_0 T_s) + 1} \quad (4-19)$$

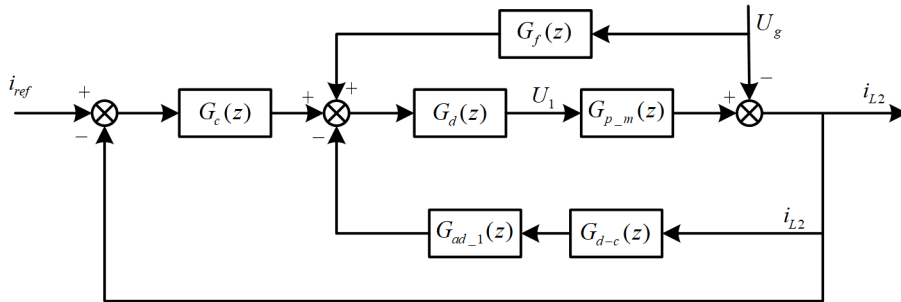
$$G_{p_m}(z) = \frac{T_s}{(L_1 + L_2)(z - 1)} \cdot \frac{(z - 1) \sin(\omega_{res} T_s)}{\omega_{res} (L_1 + L_2) [z^2 - 2z \cos(\omega_{res} T_s) + 1]} \quad (4-20)$$

$$G_{ad_1}(z) = \frac{L_1 L_2}{R_v} \cdot \frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{\left(\frac{T_s^2}{4} + \frac{\zeta T_s}{2\omega_c^2} + \frac{1}{\omega_c^2}\right) + \left(\frac{T_s^2}{2} - \frac{2}{\omega_c^2}\right)z^{-1} + \left(\frac{T_s^2}{4} + \frac{\zeta T_s}{2\omega_c^2} + \frac{1}{\omega_c^2}\right)z^{-2}} \quad (4-21)$$

$$G_f(z) = \frac{(L_1 C + T_s^2) - 2L_1 C z^{-1} + L_1 C z^{-2}}{k_{PWM} \cdot T_s^2} \quad (4-22)$$

$$G_d(z) = z^{-1.5} \quad (4-23)$$

由各个离散化的组件可以得到 z 域中的具有虚拟阻抗的电网侧电流反馈控制等效框图，如图 4-15 所示


 图 4-15 z 域中的具有虚拟阻抗的电网侧电流反馈控制等效框图

因此，电流控制环路增益 $T_i(z)$ 推导为：

$$T_i(z) = \frac{G_f(z) G_d(z) G_{p_m}(z) - 1}{1 + G_c(z) G_d(z) G_{p_m}(z) + G_d(z) G_{p_m}(z) G_{d-c}(z) G_{ad_1}(z)} \quad (4-24)$$

当载波幅值 $U_{ri} = 3V$ 时，全桥逆变电路的增益 k_{PWM} 为 120。

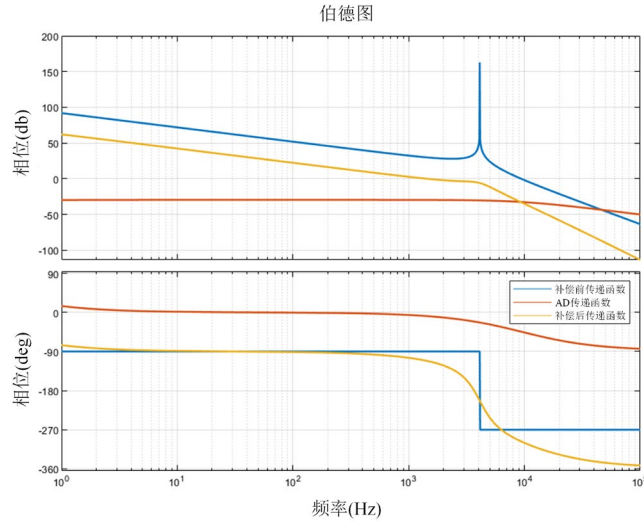


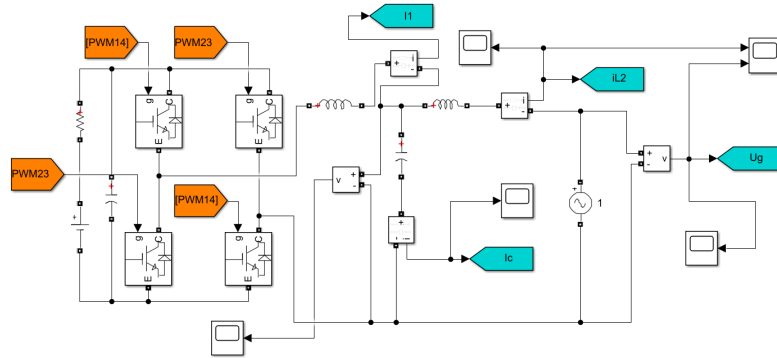
图 4-16 具有 AD 控制器的虚拟阻抗回路补偿前后的电网侧电流反馈控制系统伯德图

根据表 4-1 中的参数和式(4-24)，画出伯德图，如图 4-16 所示。蓝色曲线是没有 $G_{ad_1}(s)$ 反馈回路系统的伯德图，可以看到此时系统处于不稳定的状态，并且回路增益的幅度具有较大的谐振峰；从黄色曲线中可以看到，当加入 $G_{ad_1}(s)$ 反馈之后，系统是稳定的，并且谐振峰被有效地抑制。

4.2 LCL 型逆变器并网系统谐振抑制仿真分析

4.2.1 仿真模型的搭建

根据 LCL 型单相并网逆变器的原理，可在 Simulink 中建立单 LCL 型并网逆变器系统的电气模型，该模型主要包括两部分，分别为主电路和控制电路，如图 4-17(a)、(b)所示。图 4-17(c)是谐振抑制算法的电气模型。参数如表 4-1 所示。



(a) 单 LCL 型并网逆变器系统主电路

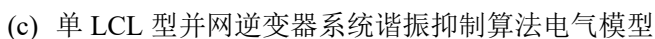
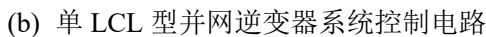


图 4-17 单 LCL 型并网逆变器系统仿真模型

(1) 稳态性能比较

表 4-2 各方案稳态性能对比

方案	传感器数量/个	误差电流/A	并网电流的 THD/%
方案 A	2	0.17±0.05	1.59
方案 B	3	0.4±0.05	1.90

从表 4-2 可以看到, 两种方案的误差电流都在 0.5A 之内, 均拥有良好的稳态性能。根据表 4-2 中数据显示, 本章所提方案 A 拥有更小的误差电流, 控制精

度更高，并且方案 A 使用了更少的传感器，降低了成本，方案 A 的总谐波畸变率也更低。因此本章所提方案 A 是更好的方案。

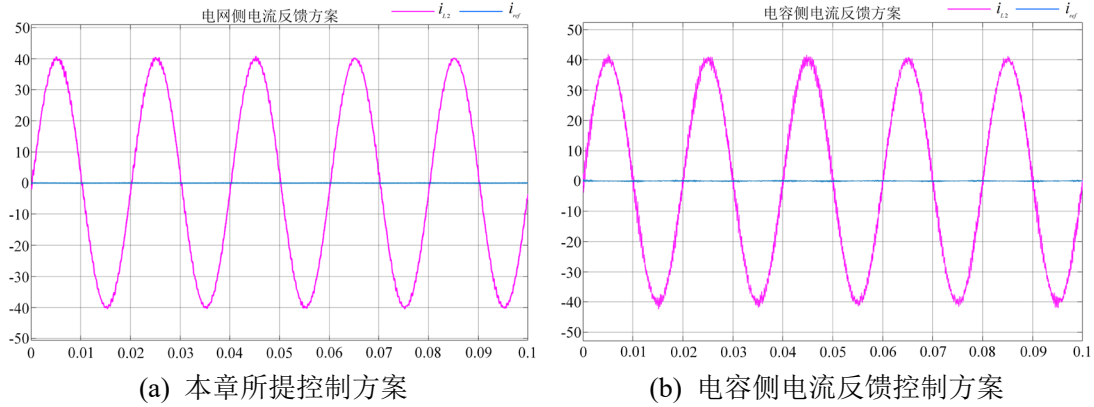


图 4-18 稳定运行时各方案并网电流 i_{L2} 和误差电流 i_{ref} 的波形

(2) 动态性能比较

为了验证本章所提的控制系统的动态性能，利用两项测试进行对比。首先设计电网电压产生突变的情况，分别在节点 1 和节点 2 处使其变为正常设定电压的 90% 和 110%。从图 4-19 中可以看到，当电网电压的幅值改变时，并网电流并没有受到过多的影响，依然可以较为稳定的运行。其次设计逆变器系统中负载发生变化的情况，如图 4-20 所示，在节点 1 处从满载变化为半载，又在节点 2 处使其恢复到满载。从图中可以看到，在负载两次变化的瞬间，并网电流都有微小的波动，但是在不到半个周期的时间里迅速恢复到稳定状态。从这两项测试中可以看出本章所提系统的动态特性是比较优秀的，在外部环境产生变化的情况下，也可以迅速恢复稳定状态。

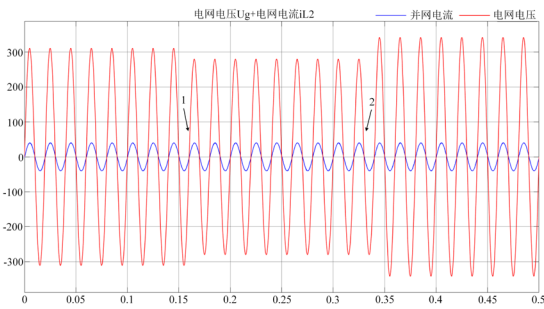


图 4-19 电网电压幅值变化

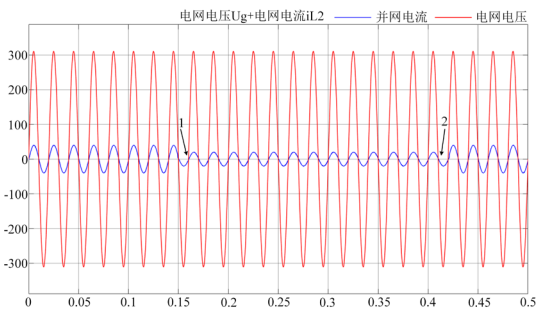


图 4-20 逆变器负载变化

(3) 抗干扰能力

本章建立两种实验工况，工况一为向 U_g 中注入 3 次谐波，其幅度为 U_g 的 10%；工况二为向 U_g 中注入 3 次、5 次、7 次、9 次、11 次和 13 次谐波，其幅度分别

为 U_g 的10%、5%、3%、2%和2%。把不使用前馈控制的方案C作为参照组，并将两种实验工况分别用于两个系统进行对比，实验结果如图4-21、4-22所示。

计算了方案A和方案C系统输出的并网电流 i_{L2} 的总谐波畸变率，结果如表4-3所示。

表 4-3 各方案分别接入不同工况的并网电流总谐波畸变率

方案	工况一	工况二
方案 A	1.74%	1.78%
方案 C	11.36%	14.95%

从图4-21和4-22中可以看到，未使用电压前馈控制的系统很难处理外部谐波的注入，并网电流 i_{L2} 的输出波形出现了很明显的失真现象。而加入电压前馈控制后的系统，不论是注入低次谐波还是高次谐波，并网电流 i_{L2} 都不会受到太大的影响。通过抗干扰实验的结果，可以明显观察到，电网电压前馈控制完全具备消除电网电压中谐波对并网电流影响的能力。

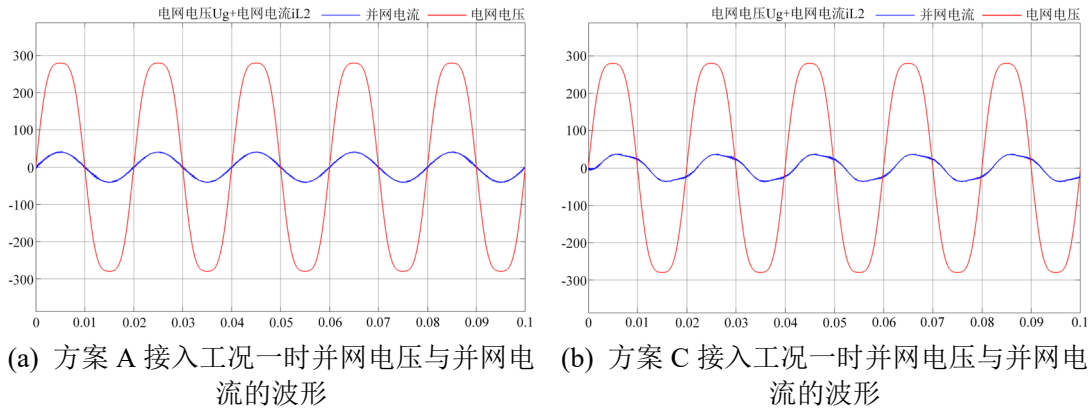


图 4-21 两个系统分别接入工况一时并网电压与并网电流的波形

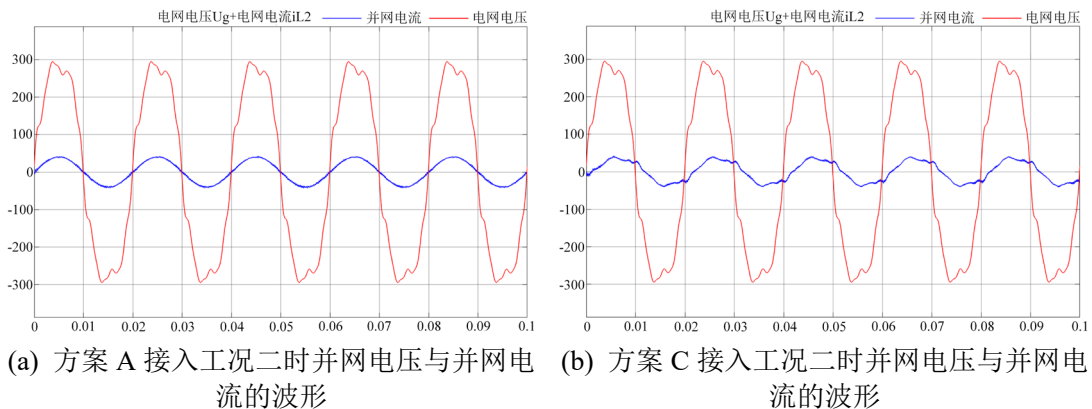


图 4-22 两个系统分别接入工况二时并网电压与并网电流的波形

4.3 本章小结

本章主要对 LCL 型逆变器有源谐振抑制问题展开了讨论和设计，以达到满足需求的并网电能质量。考虑到电网中有谐波时，对系统稳定的影响，本章从单 LCL 型并网逆变器系统的角度，提出了基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电压前馈控制策略，反馈信号是基于二次微分的网侧电流，采用有源阻尼来抑制 LCL 型滤波器的固有谐振频率，有效降低谐振峰值，提高系统稳定性；引入延时补偿器解决时间延迟问题，预测并补偿系统响应，提高动态响应速度和稳定性；采用电网电压前馈控制策略处理电网电压引起的谐波问题，通过测量电网电压作为参考信号，有效抑制谐波影响，提高逆变器输出电压质量，并进行仿真验证。

第 5 章 多 LCL 型逆变器有源谐振抑制策略

根据对 LCL 型并网逆变器系统的谐振机理的第 2 章分析,可以得知,在多台并联运行的情况下,系统将面临多方面的挑战。不仅要解决逆变器自身的谐振难题,还要应对逆变器之间,以及逆变器与电网之间相互作用时产生的复杂谐振问题。因此,设计可以避免谐振影响的逆变器控制系统是十分重要的。本章针对 LCL 型逆变器系统的一系列谐振问题,从多 LCL 型并网逆变器系统的角度,利用数字陷波器与基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电压前馈控制策略融合的混合有源阻尼方法。最后进行了仿真验证。

5.1 多 LCL 型并网逆变器系统的有源谐振抑制策略

5.1.1 基于电网电流反馈的有源阻尼方法

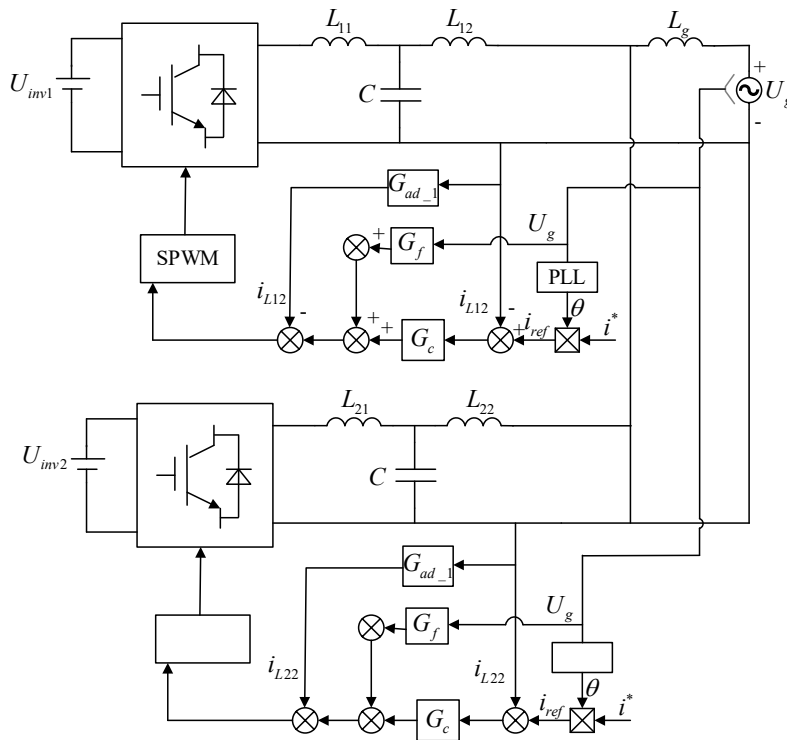


图 5-1 两个并网逆变器并联运行系统模型

为了解决 LCL 型并网逆变器并联系统中的谐振尖峰问题,本章首先采用了第 4 章中的谐振抑制策略相同的方法。传统 LCL 型并网逆变器因其阻抗特性而极易发生谐振,特别是当逆变器数量增多时,该问题更为突出。为了应对这一挑

战，本章引入有源阻尼的概念，并通过电网电流的反馈机制，主动干预系统的动态响应，以抑制潜在的谐振尖峰。有源阻尼的原理是通过引入适当的电流反馈控制，调整逆变器的输出，在系统中注入有源电流，从而实现对谐振频率的主动调控。而电网电流中一般也会存在谐波分量，因此考虑加入电网电压前馈的方式来降低网压谐波的影响。这种方法不仅能够抑制谐振尖峰的产生，还能提高系统的稳定性和动态性能。本章建立了两个逆变器并联的系统，具体原理如图 5-1 所示。

其中 i_{ref} 是注入电网的参考电流， G_c 是外环的传递函数， $G_c(s)$ 是用比例谐振(PR)控制器实现的电流调节器，其表示为：

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_r \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5-1)$$

其中 k_p 是比例增益， k_r 是谐振增益， ω_0 是电网基本角频率。 k_{PWM} 是全桥逆变电路的增益。 $G_{ad_1}(s)$ 是改进的电网电流反馈回路中实现阻尼性能的 AD 控制器，其表示为：

$$G_{ad_1}(s) = \frac{L_1 L_2}{R_v} \cdot \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5-2)$$

其中 ω_c 是具有无限增益的临界频率， ξ 为阻尼系数，一般设为 0.7。而 $G_f(s)$ 是电压前馈传递函数，其表达式为：

$$G_f(s) = \frac{1 + s^2 L_1 C}{k_{PWM}} \quad (5-3)$$

为了应对 LCL 型滤波器所带来的谐振问题，单一电流回路的控制并不能确保系统的稳定性。因此，通常会采用内环控制策略，其中包含电网侧电流反馈。通过将内环控制与外环控制(即电流注入回路)相互连接，形成了一种双环控制策略，极大程度地解决了 LCL 型并网逆变器系统的稳定性问题，并实现电流注入电网的精确控制。考虑到传统 AD 控制器的二阶微分项有噪声放大的可能，使得 AD 控制器无法直接实现阻尼性能，因此本章利用新的二阶函数来改进 $G_{ad_1}(s)$ ，改进后的控制策略如图 5-2 所示。

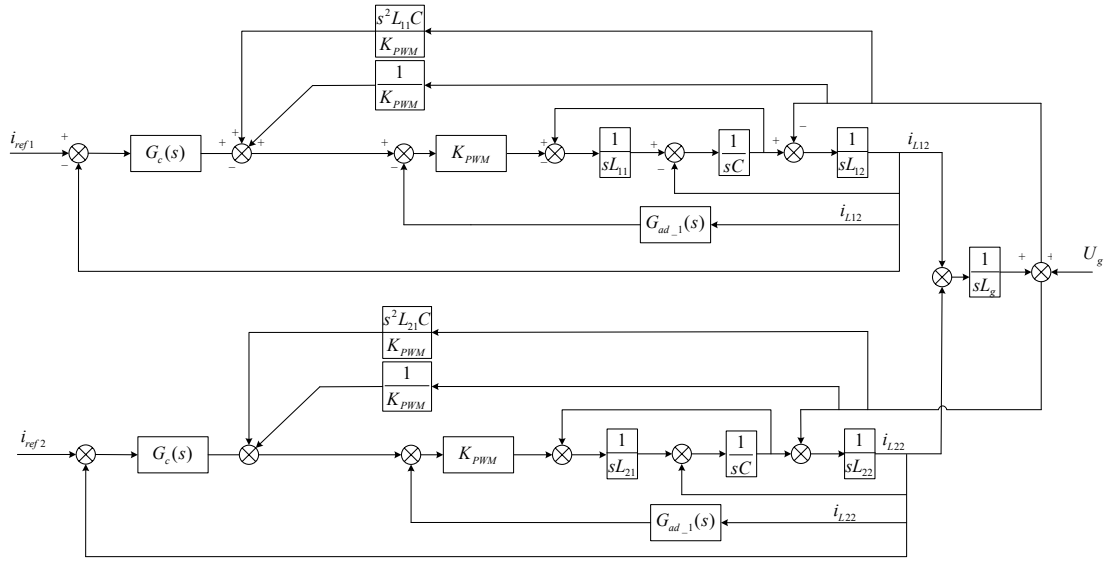
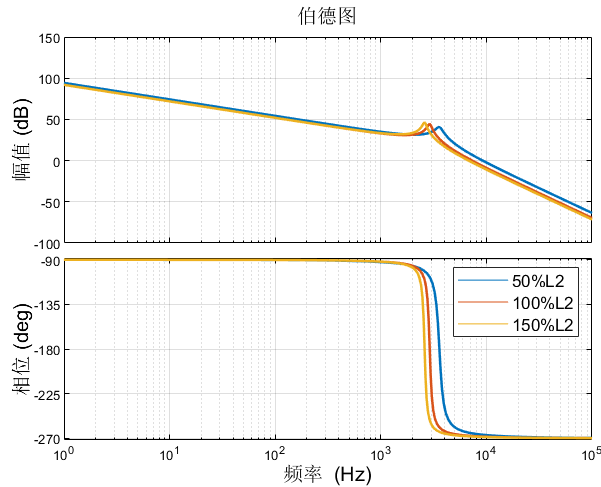


图 5-2 改进的电网电流反馈控制策略

在改进的电网电流反馈控制策略下，通过对其中一台逆变器进行分析，保持其他变量不变的情况下，只改变电网侧电感 L_2 (从 50%变化到 150%)，结果如图 5-3 所示。


 图 5-3 电网侧电感值 L_2 为 50%~150%时开环特性伯德图

如图 5-3 所示本章改进方法对系统的影响，使得系统的相位裕度和幅值裕度分别保持在 90° 左右和 10dB 左右，对并联谐振起到一定的抑制作用。

5.1.2 混合有源阻尼方法

本章针对基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电压前馈控制策略无法解决并联逆变器中逆变器间以及逆变器与电网间的多谐振问题，提出了一种基于网侧电

流反馈的混合有源阻尼前馈控制策略，该方法的创新点在于引入了数字陷波器，并根据交互谐振点的位置进行了专门设计，与电流环控制器相结合，有效抑制系统中的交互谐振，为解决多谐振问题提供了新的思路。如图 5-4 所示，是改进后的系统控制框图。该框图中，电压电流双环控制策略与陷波器控制共同构成了混合有源阻尼控制策略，以这种方法提高并联系统的稳定性和抗干扰能力。系统中的共振点发生变化，可以通过电网电流反馈调节阻尼。当数字陷波器的陷波频率等于交互谐振频率时，就能产生一个反向的峰值，抵消系统的谐振峰值。数字陷波器只在陷波频率起作用，不影响系统的其他频率响应。结合数字陷波器、电网电流反馈和电网电压前馈，可以有效抑制系统的交互谐振和共振。

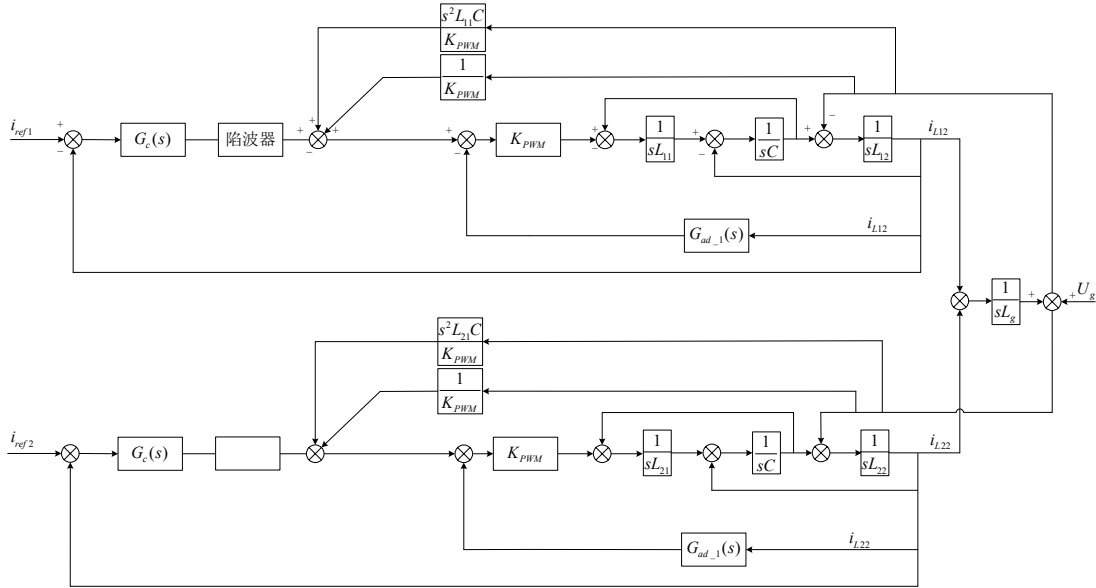


图 5-4 基于数字陷波器的电网电流反馈控制框图

本章使用了一种二阶数字陷波器，该陷波器在频率选择上表现出色，能够有效地滤除特定频率的干扰，其传递函数为：

$$G_x(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5-4)$$

其中，陷波器的核心参数有两个，其一是中心角频率 ω_n ，如式(5-5)所示；其二是阻尼系数 ζ ，它是决定陷波器抵抗干扰能力的关键因素。为了保证系统的稳定性和响应速度，选择工程实践中认为最理想的阻尼比 ζ ，即 0.707。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{L_{11} + L_{12}}{L_{11}L_{12}C_1}} \quad (5-5)$$

本节以两组功率相等的逆变器并联运行为例，采用表 4-1 的参数。这些逆变器都是单相全桥结构，控制方式为正弦脉宽调制(SPWM)。此时，参数 K_{PWM} 的近似值为：

$$K_{PWM} = U_M / 2U_{tri} \quad (5-6)$$

式中， U_M 为调制波， U_{tri} 为三角载波的幅值。

两组容量为 6kW 的逆变器并联时，数字陷波器的谐振角频率为 $\omega_n = 15055 \text{ rad/s}$ ，采样时间为 $T = 10^{-4} \text{ s}$ ，用双线性变换法离散陷波器传递函数，得到

$$G_1(z) = G_1(s) \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T(z+1)}} = \frac{18.27z^2 - 27.47z + 18.27}{26.78z^2 - 27.47z + 9.75} \quad (5-7)$$

式中， z 为变换因子。

5.1.3 多 LCL 型并网逆变器系统混合有源阻尼策略稳定性分析

本章中提出的混合有源阻尼策略，应用于具有一致参数和控制参数的多台 LCL 型逆变器并联系统时，可以通过第二章所建立的多电机系统数学模型观察到，第 i 台逆变器注入并网点电流表达式，可以等效转换为：

$$\begin{aligned} i_{ig} &= \left(1 - \frac{Y_{p-1}}{\sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + Y_g}\right) G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_{p-i}}{\sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + Y_g} \sum_{t=1, t \neq i}^n G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_{p-i}}{\sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + Y_g} U_g \\ &= G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_p}{\sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + Y_g} \sum_{t=1}^n G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_{p-i} Y_g}{\sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + Y_g} U_g \\ &= G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_p}{\sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + 1/Z_g} \sum_{t=1}^n G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_{p-i}/Z_g}{\sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + 1/Z_g} U_g \\ &= G_{ik} i_{igref} - \frac{Z_g Y_p}{Z_g \sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + 1} \sum_{t=1}^n G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_{p-i}}{Z_g \sum_{\mu=1}^n Y_{p-\mu} + 1} U_g \\ &= G_{ik} i_{igref} - \frac{Z_g Y_p}{1 + n Z_g Y_p} \sum_{t=1}^n G_{ik} i_{igref} - \frac{Y_p}{1 + n Z_g Y_p} U_g \end{aligned} \quad (5-8)$$

由此可知，多 LCL 型并网逆变器系统的总电网电流数学表达为：

$$i_g(s) = ni_{ig}(s) = (nG_{ik}(s)i_{igref}(s) - \frac{nU_g}{Z_p(s)}) \frac{1}{1 + nZ_g(s)/Z_p(s)} \quad (5-9)$$

根据式(5-9)，当 n 台相同的逆变器并联入电网时，每台逆变器感应到的等效阻抗是电网阻抗的 n 倍。如图 5-5 所示，展现了系统内每台逆变器的等效电路图。

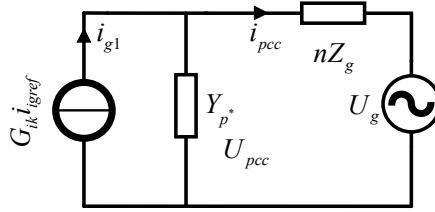


图 5-5 多 LCL 型逆变器并联系统中单个逆变器等效电路

多台逆变器并联系统中的谐振有多种情况，除了逆变器自身带来的谐振问题，还有逆变器间以及逆变器与电网间的交互谐振问题。在式(5-8)和(5-9)中，当涉及到分析多逆变器系统的外部耦合特性时，通常只关注一个参数，即 $T_n = nZ_g/Z_p$ ，它表示电网阻抗与 n 倍逆变器等效阻抗的比值。该参数是逆变器相互之间，以及逆变器与电网连接时的耦合增益效应。首先，确保每台逆变器本身是稳定的，即其内部传输函数 G_{ik} 和 Y_p 都是稳定的。接下来，检查 T_n 是否稳定，以确保它没有正实部的零点，并且其奈奎斯特图不包围复平面上的点 $(-1, j0)$ 。这是保持并联系统稳定的关键条件。由于电网阻抗 Z_g 和逆变器等效阻抗 Z_p 都没有正实部的极点，因此只需分析耦合增益的奈奎斯特曲线，即可判断整个系统的稳定性。

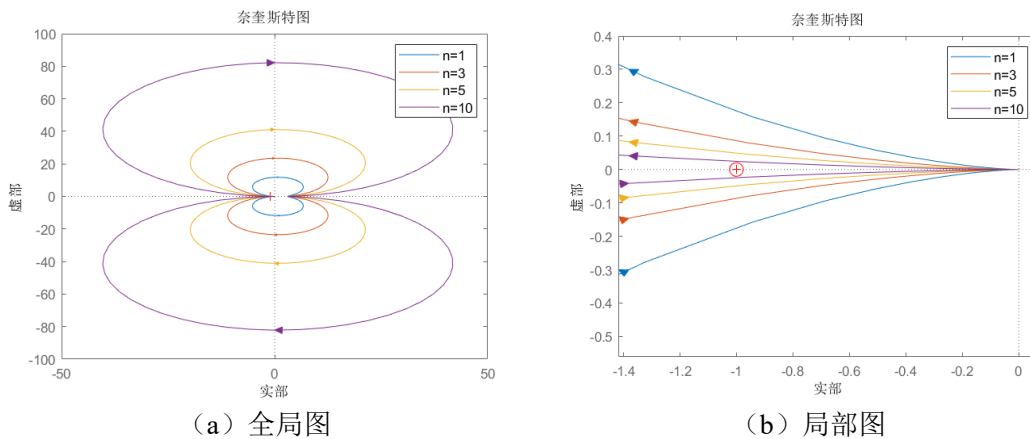


图 5-6 耦合增益 T_n 奈奎斯特曲线图

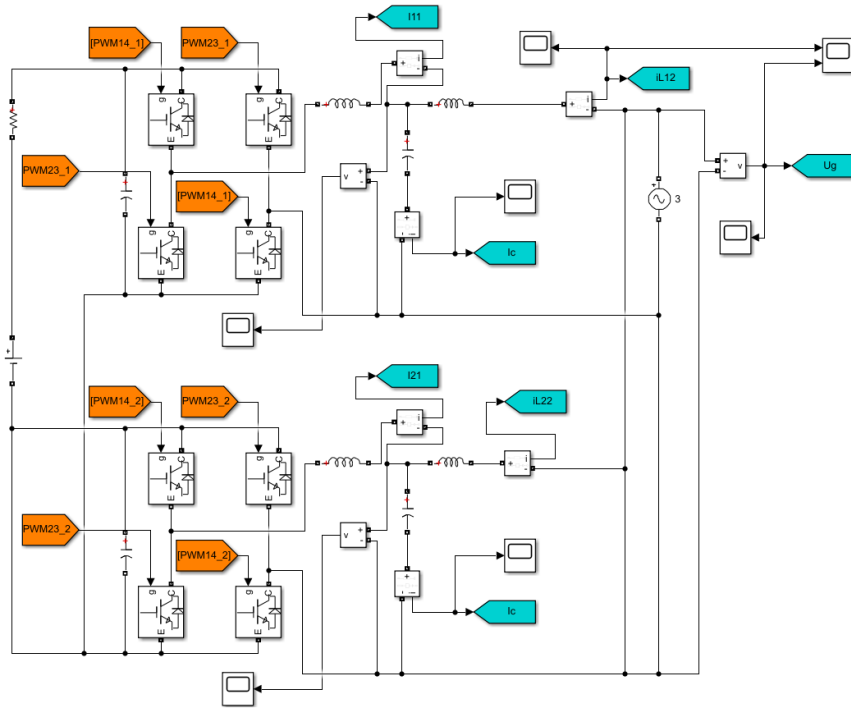
当涉及到多逆变器系统时，本章采用了混合有源阻尼策略。图 5-6 展示了不同逆变器并联数量 n 时的耦合增益 T_n 的奈奎斯特曲线。当采用混合有源阻尼策略

时, $(-1, j0)$ 点始终位于所有 T_n 的奈奎斯特曲线之外, 从而确保系统的高度稳定性。

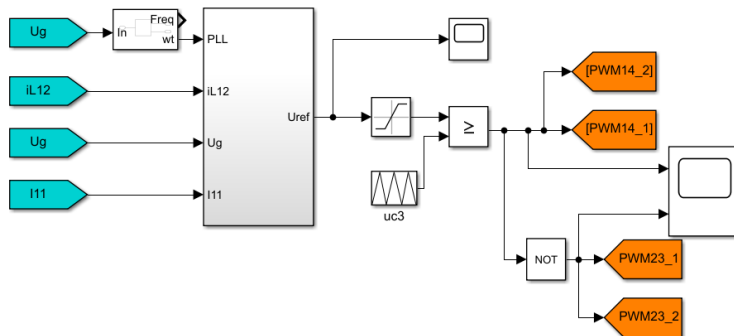
5.2 多 LCL 型逆变器并网系统谐振抑制仿真分析

5.2.1 仿真模型的搭建

为验证多个 6kW 额定功率的 LCL 型并网逆变器混合有源阻尼方法的有效性, 本章在 MATLAB/Simulink 中建立了相同控制参数的两台逆变器仿真模型, 如图 5-7(a)所示, 其中一台逆变器的控制电路和谐振抑制算法电气模型分别如图 5-7(b)和 5-7(c)所示, 该系统的参数如表 4-1 所示。



(a) 多 LCL 型并网逆变器系统主电路



(b) 多 LCL 型并网逆变器系统主电路

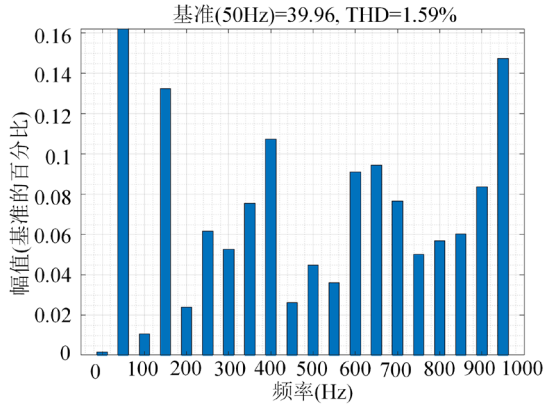


图 5-11 改进后双机并网电流 THD

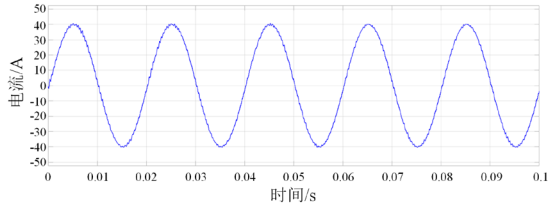


图 5-10 改进后双机并网稳态电流仿真波形图

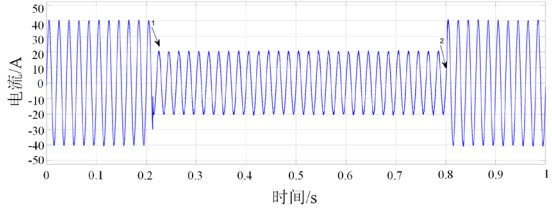
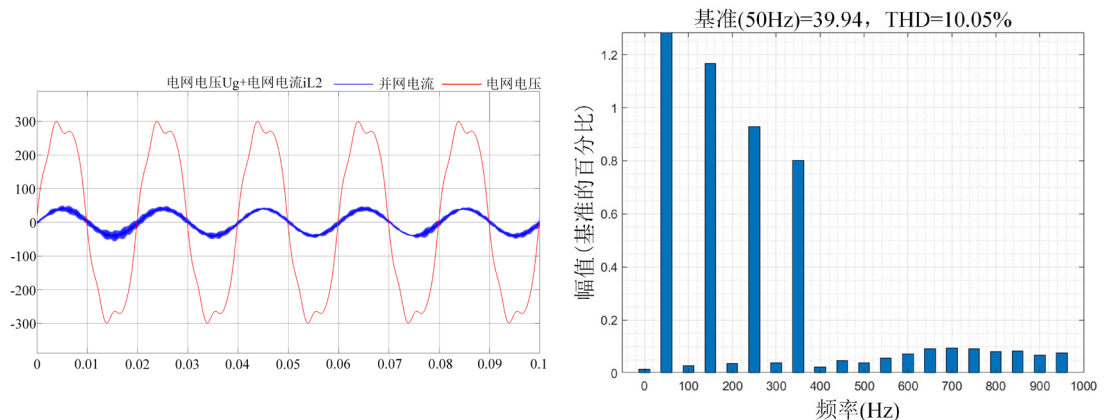


图 5-12 改进后双机并网动态电流仿真波形图

图 5-10 为本章改进后的双机并网电流仿真实验图，可以看到并网电流的质量得到了很大的改善，较好地抑制了谐振电流。由图 5-11 可以看到，并网电流的 THD 也得到了很大的改善，可以满足并网的需求。在图 5-12 中，当参考电流在 1 处从 40A 突变到 20A，在 2 处从 20A 再增长到 40A 时，并网电流表现出很好的动态特性，验证了所提改进方法的有效性。

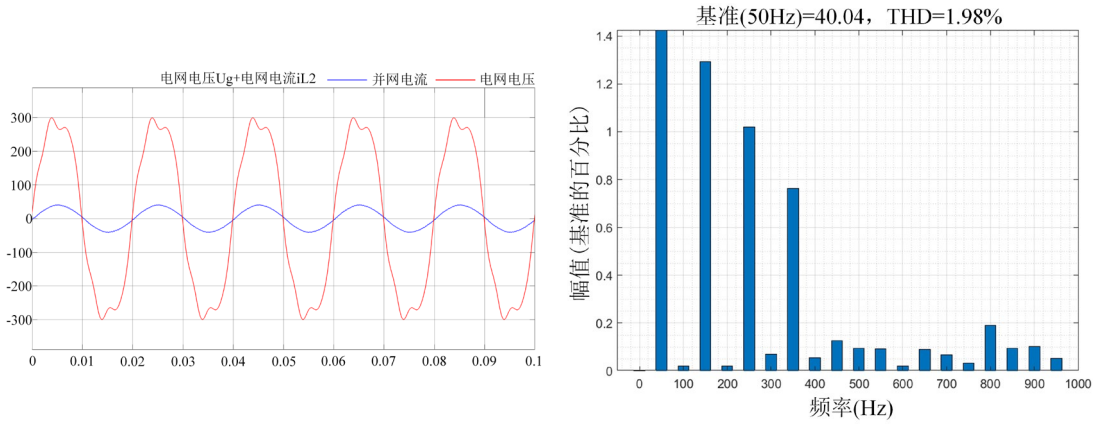
将 10% 的 3 次谐波、5% 的 5 次谐波及 3% 的 7 次谐波加入到双机并联系统中，以验证该方法的正确性。图 5-13(a) 展示了仅使用电网电流反馈的有源阻尼方法和电网电压全前馈控制策略的并网电压和电流波形，图 5-13(b) 展示了该方法的电流畸变率 THD，可以观察到电网电流存在明显的畸变，总谐波畸变率达到 10.05%。电能质量问题的改善对于双机并联系统而言，已经变得更加复杂。原因在于电网电压谐波通过电网阻抗引起谐波电流，导致并网电流谐振。因此，即使使用与单机逆变器相同的控制方法，也无法有效改善电能质量。



(a) 电网电压存在谐波时的电网电压与电流仿真波形图

(b) 电网电压存在谐波时的总谐波畸变率 THD

图 5-13 基于电网电流反馈的有源阻尼方法的并网仿真波形图与 THD 分析图



(a) 电网电压存在谐波时的电网电压与电流仿真波形图 (b) 电网电压存在谐波时的总谐波畸变率 THD
图 5-14 采用混合有源阻尼方法的并网仿真波形图与 THD 分析图

图 5-14(a)展示了采用混合有源阻尼方法的并网电压和电流波形图,图 5-14(b)展示了该方法的电流畸变率 THD,从图中可以明显看出,本节方法有效抑制了电网电流谐振问题,使得电流总谐波畸变率仅为 1.98%。这是因为采用的方法成功地修正了系统相位裕度不足的问题。此时的系统已经满足并网要求,这也表明该方法在平衡电网谐波抑制和系统稳定效果方面具有显著效果,符合预期分析。

5.3 本章小结

本章主要对多 LCL 型逆变器有源谐振抑制问题展开讨论和设计,以达到满足需求的并网电能质量。针对电网谐波对系统稳定性的影响问题,本章从多 LCL 型并网逆变器系统的角度出发,设计数字陷波器,引入到基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电网电压前馈控制策略中实现混合有源阻尼谐振抑制方法,该系统成功实现了对基波信号的无静差控制,确保满足并网运行的系统要求。最后进行了仿真验证。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

在分布式发电系统中,逆变器扮演着至关重要的角色,其控制技术对于系统性能和稳定性具有重要影响。逆变器负责将分布式能源(如太阳能光伏、风能等)产生的直流电转换为交流电,以供电网或负载使用。随着分布式发电系统规模的扩大,单个逆变器在处理大功率方面的限制开始成为瓶颈。这一挑战催生了对多逆变器并联控制技术的深入研究,通过技术创新来克服现有的限制,进一步提升系统的整体性能和可靠性。本文以 LCL 型逆变器系统为基础,对其在单个及多个逆变器并联配置下的谐振特性进行了深入分析,并探讨了有效的谐振抑制策略。以下是主要内容的总结:

(1) 本文以 LCL 型单相并网逆变器的电流内环控制系统为研究对象,根据对并网电能质量的影响因素的分析,给出了 LCL 型单相并网逆变器的控制模型,提出基于 IFOA-PI 的 LCL 型单相并网逆变器控制策略。针对并网电流容易受到不确定因素影响,造成控制器参数难调节的问题,本文使用 MATLAB/Simulink 进行仿真,对 LCL 型单相并网逆变器系统进行深入研究,并与常规 Z-N 整定 PI、GA 优化 PI、PSO 优化 PI 和传统 FOA 优化 PI 控制对比,从并网电流的峰值、调整时间和超调量等方面对系统进行深入分析。实验结果表明,基于 IFOA-PI 控制的 LCL 型单相并网逆变器系统具有更好的控制效果,能够在电路系统中滤波器、负载等不确定参数改变的情况下,做出快速,准确的控制,使输出的并网电流保持准确,稳定。

(2) 本文以 LCL 型单相并网逆变器双环控制系统为研究对象,通过分析基于电网侧电流反馈的虚拟阻抗的逆变器系统结构,推导出适用于该系统的电压前馈控制策略以改善电网电压中谐波对电网电流的影响。同时设计了延时补偿模块、谐振抑制模块和电流控制模块。本文设计了一台额定功率为 6kW 的单相并网逆变器,在 MATLAB/Simulink 进行仿真。对比电容电流反馈有源阻尼的控制方案,分析系统参考电流与并网电流之间的误差电流来验证稳态性能。同时还对系统的动态性能和抗干扰能力进行实验验证。实验结果表明,引入的电压前馈极大程度

地抑制电网电压中的谐波，系统在稳态性能、动态性能和抗干扰能力等指标上表现出了良好的性能。

(3) 本文以 LCL 型并网逆变器并联系统为研究对象,通过分析基于有源阻尼电网侧电流反馈的逆变器系统结构,推导出适用于该系统的控制策略以改善 LCL 型滤波器自身谐波与并联系统之间的谐振对电网电流的影响。并设计了利用数字陷波器与基于虚拟阻抗的 LCL 型并网逆变器电网电压前馈控制策略融合的混合有源阻尼方法来解决逆变器之间和逆变器与电网间的谐振交互问题。通过在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型,进行仿真,分析并联系统改进前后的稳定性,并验证了所提控制策略在提高逆变器相位裕度和幅值裕度的可行性以及抑制并网逆变器并联系统谐振问题的优越性,可以用到并联逆变器系统中。

6.2 展望

本文深入探讨了 LCL 型单相并网逆变器在独立运行及多机并联配置中的谐振现象及其抑制技术。因时间与条件有限,本文的研究仅作为初步探索的结果,仍需进一步研究:

(1) 在理想模型条件下,本文对相关内容进行了推导,实际系统中还存在很多非线性的情况,这会使系统的数学模型发生变化,因此后续需继续探索此类问题。

(2) 在多机并联系统的讨论与验证中,本文仅考虑了两台相同型号相同参数的逆变器并联情况,实际中逆变器的型号不一定都相同,因此后续可从这个角度继续探索。

参考文献

- [1] 巢清尘, 张永香, 高翔, 等. 巴黎协定——全球气候治理的新起点[J]. 气候变化研究进展, 2016, 12(1): 61-8.
- [2] 高世楫, 俞敏. 中国提出“双碳”目标的历史背景, 重大意义和变革路径[J]. 新经济导刊, 2021, 2: 4-8.
- [3] 国家能源局组织召开 2024 年 1 月份全国可再生能源开发建设形势分析会 [EB/OL]. [2024]. https://www.nea.gov.cn/2024-02/07/c_1310763838.htm
- [4] Bouzid A M, Guerrero J M, Cheriti A, et al. A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications[J]. Renewable Sustainable Energy Reviews, 2015, 44: 751-66.
- [5] Blasko V, Kaura V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 542-50.
- [6] Kazmierkowski M P, Malesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 691-703.
- [7] Lindgren M, Svensson J. Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filtering[C]. Proceedings of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998: 229-35.
- [8] 马田源. 弱电网建模与光伏渗透率提高方法研究[D]. 哈尔滨; 哈尔滨工业大学, 2016.
- [9] 白志红, 阮新波, 徐林. 基于 LCL 滤波器的并网逆变器的控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(S1): 118-24.
- [10] 黄挚雄, 徐保友, 沈玲菲, 等. LCL 并网逆变器新型电流双闭环控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(17): 1-5.
- [11] 许津铭, 谢少军, 黄如海. LCL 滤波并网逆变器的鲁棒电流控制[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(19): 99-104.
- [12] 鲍陈磊, 阮新波, 王学华, 等. 基于 PI 调节器和电容电流反馈有源阻尼的

- LCL 型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 133-42.
- [13] 曹子恒, 肖先勇, 马俊鹏, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3781-90.
- [14] Rahman Z U. 基于光伏并网发电系统的阻尼 PR 控制器研究[D]. 上海; 上海交通大学, 2018.
- [15] 胡巨, 赵兵, 王俊, 等. 三相光伏并网逆变器准比例谐振控制器设计[J]. 可再生能源, 2014, 32(2): 152-7.
- [16] 马琳, 金新民, 唐芬. 三相并网逆变器比例谐振控制及其网压前馈问题分析[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 56-63.
- [17] 谢永流, 李永东, 程志江, 等. 基于 LCL 型三相并网逆变器的改进 PR 控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(21): 74-8.
- [18] 韩超. 基于频率自适应 PR 控制器的单相并网逆变器研究[D]. 南宁; 广西大学, 2019.
- [19] 陈建国, 曾斌. 基于多重 PR 控制的 LCL 型逆变器谐波抑制[J]. 电力电子技术, 2015, 49(4): 91-3.
- [20] 金楠, 胡石阳, 崔光照, 等. 光伏并网逆变器有限状态模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, (S1): 190-6.
- [21] 杨勇, 阮毅, 叶斌英, 等. 三相并网逆变器无差拍电流预测控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, (33): 40-6.
- [22] 年珩, 於妮飒, 曾嵘. 不平衡电压下并网逆变器的预测电流控制技术[J]. 电网技术, 2013, 37(5): 1223-9.
- [23] Chu H, Yue D, Dou C, et al. Adaptive PI control for consensus of multiagent systems with relative state saturation constraints[J]. IEEE transactions on Cybernetics, 2019, 51(4): 2296-302.
- [24] Lin T-C, Simachew B. Intelligent tuned hybrid power filter with fuzzy-PI control[J]. Energies, 2022, 15(12): 4371-89.
- [25] Patel V V. Ziegler-Nichols Tuning Method: Understanding the PID Controller[J]. Resonance, 2020, 25(10): 1385-97.
- [26] Jia L, Zhao X. An improved particle swarm optimization (PSO) optimized

- integral separation PID and its application on central position control system[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(16): 7064-71.
- [27] Purnama H S, Sutikno T, Alavandar S, et al. Intelligent control strategies for tuning PID of speed control of DC motor-a review[C]. Proceedings of the 2019 IEEE Conference on Energy Conversion, 2019: 24-30.
- [28] Yusuf L A, Magaji N. GA-PID controller for position control of inverted pendulum[C]. Proceedings of the IEEE 6th International Conference on Adaptive Science & Technology (ICAST), 2014: 1-5.
- [29] Wei L S, Wu X, Niu M Q, et al. FOA based PID controller for human balance keeping[J]. Applied Mechanics Materials, 2014, 494: 1072-5.
- [30] Zhang X, Chen G, Jia S. Parameters optimization of PID controller based on improved fruit fly optimization algorithm[C]. Proceedings of the Advances in Swarm Intelligence: 9th International Conference, 2018: 421-31.
- [31] 嵇祥瑞. 基于改进果蝇算法的无线传感器网络节点定位的研究[D]. 大连; 大连海事大学, 2023.
- [32] Twining E, Holmes D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-95.
- [33] Pan D, Ruan X, Wang X, et al. A highly robust single-loop current control scheme for grid-connected inverter with an improved LCCL filter configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(10): 8474-87.
- [34] Pena-Alzola R, Liserre M, Blaabjerg F, et al. A self-commissioning notch filter for active damping in a three-phase LCL-filter-based grid-tie converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6754-61.
- [35] 许津铭, 谢少军, 唐婷. 弱电网下 LCL 滤波并网逆变器自适应电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4031-9.
- [36] Liu T, Liu J, Liu Z, et al. A study of virtual resistor-based active damping alternatives for LCL resonance in grid-connected voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(1): 247-62.

- [37] 严干贵, 常青云, 黄亚峰, 等. 弱电网接入下多光伏逆变器并联运行特性分析[J]. 电网技术, 2014, 38(4): 933-40.
- [38] Agorreta J L, Borrega M, López J, et al. Modeling and control of N -paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 26(3): 770-85.
- [39] Yu C, Zhang X, Liu F, et al. Modeling and resonance analysis of multiparallel inverters system under asynchronous carriers conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(4): 3192-205.
- [40] 余畅舟. 组串式光伏并网逆变器谐振特性及其抑制策略的研究[D]. 合肥; 合肥工业大学, 2016.
- [41] Wang F, Duarte J L, Hendrix M A, et al. Modeling and analysis of grid harmonic distortion impact of aggregated DG inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 26(3): 786-97.
- [42] Lu M, Wang X, Loh P C, et al. Resonance interaction of multiparallel grid-connected inverters with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(2): 894-9.
- [43] 陈维荣, 王璇, 李奇. 单级光伏并网多逆变器系统并联交互影响分析[J]. 西南交通大学学报, 2020, 55(4): 811-9.
- [44] Li W, Ruan X, Pan D, et al. Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase LCL-type grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(6): 2237-50.
- [45] Micallef A, Apap M, Spiteri-Staines C, et al. Reactive power sharing and voltage harmonic distortion compensation of droop controlled single phase islanded microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(3): 1149-58.
- [46] 谢志为, 陈燕东, 伍文华, 等. 弱电网下多逆变器并网系统的全局高频振荡抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 885-95.
- [47] 宣文华, 牛益国, 谢小英, 等. 基于频域分析和低通滤波的光伏并网逆变器谐振抑制研究[J]. 燕山大学学报, 2015, 39(4): 347-51.
- [48] 王红艳. LCL 型滤波器在并联 APF 中的应用研究[J]. 可再生能源, 2016, (9): 1301-7.

- [49] 谢永流, 程志江, 李永东, 等. 基于 LC 滤波并网逆变器的电流跟踪型控制策略[J]. 电气应用, 2015, (1): 60-3.
- [50] Okur B, Zengeroglu E, Seker M, et al. Nonlinear robust control of 3 phase inverter with output lc filter[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2014, 47(3): 529-33.
- [51] 王要强, 吴凤江, 孙力, 等. 带 LCL 输出滤波器的并网逆变器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 34-9.
- [52] 胡勇. LCL 型光伏并网逆变器谐振抑制及锁相方法的研究[D]. 秦皇岛; 燕山大学, 2014.
- [53] 刘飞. 三相并网光伏发电系统的运行控制策略[D]. 武汉; 华中科技大学, 2008.
- [54] 满灿, 王宝华. LCL 型三相并网逆变器自适应控制策略及其参数设计[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(14): 134-42.
- [55] Ahmad N S, Tsai T-W, Chen Y-M. Single-phase grid-connected inverters with simplified SPWM control[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2020, 1: 170-9.
- [56] Estévez-Bén A A, Alvarez-Diazcomas A, Macias-Bobadilla G, et al. Leakage current reduction in single-phase grid-connected inverters—A review[J]. Applied Sciences, 2020, 10(7): 2384-410.
- [57] Ma J, Wang X, Blaabjerg F, et al. Multisampling method for single-phase grid-connected cascaded H-bridge inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(10): 8322-34.
- [58] 曾森才. 弱电网条件下无锁相环 LCL 并网变流器的控制与稳定性分析[D]. 南宁; 广西大学, 2023.
- [59] 陈炜彬. 逆变器侧电流反馈 LCL 并网逆变器的电容电压前馈方法研究[D]. 重庆; 重庆大学, 2022.
- [60] 韦友龙. LCL 型并网逆变器的谐振分析及控制策略研究[D]. 合肥; 合肥工业大学, 2022.
- [61] Chen H-C, Cheng P-T, Wang X, et al. A passivity-based stability analysis of the active damping technique in the offshore wind farm applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5074-82.

- [62] Lu M, Wang X, Loh P C, et al. Graphical evaluation of time-delay compensation techniques for digitally controlled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3): 2601-14.
- [63] 许津铭, 谢少军, 张斌锋. 分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4153-66.

攻读硕士学位期间成果

- [1] Li Y, Ge Y, Lin Q, et al. Adaptive parameter optimization based on LCL single-phase grid-connected inverter[C]. Proceedings of the 35th Chinese Control and Decision Conference, 2023: 307-312.
- [2] Lin Q, Li Y, Chang T, et al. Resonance Analysis and Suppression of Grid-connected Inverter Parallel System in Weak Grid[C]. Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering and Control Science, 2024: 1352-1355.

致谢

时光如白驹过隙，转眼三年的研究生生活即将结束，回首三年时光我收获了很多。值此论文完成之际，我谨向所有在我研究生生涯中关心、支持和帮助我的人们表达最诚挚的感谢和最美好的祝愿。

桃李不言，下自成蹊。感谢我的导师葛愿教授，我在硕士期间取得的所有研究成果都离不开葛愿教授的悉心指导。从论文选题、研究内容和方法的确定到论文的撰写、修改和定稿都层层把关，给予了我许多帮助。在这三年间，导师严谨治学的科研态度、一丝不苟的科研精神，让我受益良多。

同学少年，相聚是缘，感谢我的同门王洁、王静品、汪鹏程、黄跃祖、昌婷婷在课题和生活上给予我的帮助和支持，同时，感谢我的师兄师姐以及师弟师妹们的帮助。大家在一起学习研讨的过程中建立下深厚的友谊，一起朝着自己努力的目标继续奋斗，和一群志同道合的朋友相互成长是一件有意义的事情，平生感知己，方寸岂悠悠，希望我们一起奔向未来，星辰大海，奔赴山海，在更高更远更宽处再见。

父母关爱，倾囊以报，特别感谢我的父母二十余载对我的培样，在学业上对我全力的支持和帮助。同时，感谢一直在我身边陪伴我鼓励我的男朋友轩家银，你们永远是我一路前行的动力！

山水一程，三生有幸，千言万语也难以言表。感谢所有曾经与我交流、分享、协助的人们，是你们共同构筑了我的研究生生活。愿我们在未来的人生旅途中继续携手前行，共同创造更加美好的明天。