

分类号: TM464

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330132



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 兼具有源滤波功能的光伏
并网逆变器研究

论 文 作 者 危军球

校 内 导 师 陈其工

校 外 导 师 陈任峰

专业学位类别 电子信息

研究方向(领域) 智能微电网

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：TM464

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2210330132

题 目 兼具有源滤波功能的光伏并网逆变器研究

题 目 Research on Photovoltaic Grid-connected
Inverter with Source Filtering Function

学生姓名： 危军球

指导教师： 陈其工教授

专 业： 电子信息

研究方向： 智能微电网

论文答辩日期：

2024/5/19

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： 

日期： 2024 年 5 月 27 日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

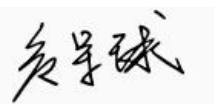
学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

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：



指导教师签名：



日期： 2024 年 5 月 27 日

日期： 2024 年 5 月 27 日

兼具有源滤波功能的光伏并网逆变器研究

摘要

太阳能作为一种可持续利用、清洁无污染的新兴能源被广泛应用于并网发电，但光伏并网发电存在不稳定、相关设备昂贵及利用率不高等因素，在一定程度上制约着其发展；另一方面，接入电网的非线性负载过多会导致谐波电流明显增加，严重影响了电网的电能质量。为解决上述问题，本文深入研究了光伏并网逆变器和有源滤波器在结构和控制方法层面的共通之处，在此基础上将二者有效结合提出了统一控制策略，使光伏并网系统实现并网发电的同时具备了有源滤波的功能，降低了应用成本，提高了系统运行的经济效益。本文具体研究内容如下：

首先，本文对各种光伏发电系统的结构及工作原理进行研究，通过对比分析，明确了本文选用两级式非隔离型光伏并网系统为研究对象，为实现光伏模块的最大功率输出，提高电能的利用率，采用了扰动观察法。然后对三种有源滤波器的结构和优缺点进行了总结，重点研究了并联型有源滤波器的工作原理，并将本文采用的光伏并网系统和并联型有源滤波器进行比较分析，在理论上得出二者可实现统一控制的结论，从而确立了本文系统的整体结构和控制方案。

其次，为实现系统对谐波的精确检测，本文研究了基于瞬时无功功率理论 $p-q$ 和 i_p-i_q 谐波检测法。针对 i_p-i_q 谐波检测法在电网电压畸变时，锁相环获取电网电压相位信息存在误差的问题，本文将双二阶广义积分器和传统锁相环结合，以此为基础对传统 i_p-i_q 谐波检测法进行了改进，使得在电网电压畸变时获取的相位和频率信息更为准确，有效提高系统的谐波检测精确度。通过在 Matlab/Simulink

中进行仿真实验，实验结果表明改进 i_p - i_q 谐波检测法在电网电压畸变时获取的电网电压相位信息更为准确，检测的谐波更加精确。

再次，为实现本文提出的统一控制策略，采用了电压电流双闭环控制。对于直流侧电压外环控制，利用 PI 控制器的精确调节特性，使直流侧电压稳定在参考值附近，保证了系统的稳定运行。为确保系统在不同模式下完成对指令电流的准确跟踪控制，提出了指令电流的合成方案，在此基础上采用了 dq 坐标系下 PI-RC 控制的方法对指令电流进行跟踪控制，接着应用 SVPWM 调制技术，控制逆变器的开关管的开通和闭合使逆变器输出与指令电流相匹配的电流，从而实现本文提出的统一控制策略。

最后，使用 Matlab/Simulink 平台建立了系统的仿真实验模型，对所提出的三种不同工况分别进行了验证，仿真结果证实了本文控制策略的可行性。

关键词：光伏并网，有源滤波，逆变器，谐波检测，电流跟踪控制，谐波补偿

RESEARCH ON PHOTOVOLTAIC GRID-CONNECTED INVERTER WITH SOURCE FILTERING FUNCTION

ABSTRACT

In recent years, with the increasing prominence of energy crisis and environmental pollution, solar energy has been widely used in grid-connected power generation as a sustainable use, clean and pollution-free emerging energy source, but there are factors such as unstable photovoltaic grid-connected power generation, expensive related equipment and low utilization rate, which restrict its development to a certain extent; on the other hand, too many nonlinear loads connected to the power grid will lead to a significant increase in harmonic current, which seriously affects the power quality of the power grid. This paper deeply studies the commonalities between the structure and control method of photovoltaic grid-connected inverter and active filter, and on this basis, a unified control strategy is proposed by combining the two, so that the photovoltaic grid-connected system can achieve grid-connected power generation while having the function of source filtering, reduce the application cost, and improve the economic benefits of system operation. The specific research contents of this paper are as follows:

Firstly, the structure and working principle of various photovoltaic power generation systems are studied, and through comparative analysis, it is clarified that the topology of the two-stage non-isolated photovoltaic grid-connected system is selected in this paper, and the disturbance observation method is adopted to achieve the maximum power output of photovoltaic modules and improve the utilization rate of electric energy.

Then, the structure, advantages and disadvantages of the three active filters are summarized, the working principle of the parallel active filter is emphatically studied, and the photovoltaic grid-connected system and the parallel active filter used in this paper are compared and analyzed, and the conclusion that the two can achieve unified control is theoretically obtained, so as to establish the overall structure and control scheme of the system in this paper.

Secondly, in order to realize the accurate detection of harmonics in the system, the $p-q$ and i_p-i_q harmonic detection methods based on the instantaneous reactive power theory are studied. In order to solve the problem of the error of the i_p-i_q harmonic detection method in obtaining the phase information of the grid voltage when the grid voltage is distorted, this paper combines the bi-second-order generalized integrator with the traditional phase-locked loop to improve the traditional i_p-i_q harmonic detection method, so that the phase and frequency signals obtained during the grid voltage distortion are more accurate, and the harmonic detection accuracy of the system is effectively improved. Through the simulation experiments in Matlab/Simulink, the experimental results show that the improved i_p-i_q harmonic detection method is more accurate when the grid voltage is distorted, and the grid voltage phase information is more accurate, and the harmonics detected are more accurate.

Thirdly, in order to realize the unified control strategy proposed in this paper, the dual closed-loop control of voltage and current is adopted. For the DC side voltage outer loop control, the precise adjustment characteristics of the PI controller are used to stabilize the DC side voltage near the reference value, which ensures the stable operation of the system. In order to ensure that the system completes the accurate tracking and control of the command current in different modes, a synthesis

scheme of the command current is proposed, on this basis, the PI-RC control method in the dq coordinate system is used to track and control the command current, and then the SVPWM modulation technology is used to control the opening and closing of the switch tube of the inverter so that the current that matches the output of the inverter and the command current, so as to realize the unified control strategy proposed in this paper.

Finally, the simulation experimental model of the system is established using the Matlab/Simulink platform, and the three different working conditions proposed are verified separately, and the simulation results confirm the feasibility of the control strategy in this paper.

Wei Jun Qiu (Electronic and Information Engineering)
Supervised by Professor Chen Qi Gong

KEY WORDS: PV grid-connected, active filtering, grid-connected inverter, harmonic detection, current tracking control, harmonic compensation

目录

摘 要	I
ABSTRACT	III
目 录	VI
第 1 章 绪论	1
1.1 课题研究的背景及意义	1
1.2 光伏并网逆变器国内外研究现状	3
1.3 谐波的检测与治理研究现状	4
1.3.1 谐波污染概述	4
1.3.2 谐波检测方法研究现状	4
1.3.3 谐波治理方法研究现状	5
1.4 兼具有源滤波功能的光伏并网逆变器研究现状	6
1.5 本文主要研究内容	7
第 2 章 统一控制原理分析	9
2.1 光伏并网发电系统结构及原理	9
2.2 Boost 升压电路及 MPPT 控制	11
2.2.1 Boost 升压电路工作原理	11
2.2.2 MPPT 控制	13
2.3 APF 结构及工作原理	15
2.4 光伏并网逆变器与 APF 对比	17
2.5 光伏并网逆变器与 APF 统一控制原理分析	18
2.6 本章小结	19
第 3 章 谐波检测方法 with 改进	20
3.1 常见的谐波检测方法	20
3.1.1 瞬时无功功率理论定义	20
3.1.2 基于瞬时无功功率理论的 $p-q$ 和 i_p-i_q 谐波检测法	21
3.2 改进谐波检测方法	24
3.2.1 锁相环原理分析	24
3.2.2 二阶广义积分器原理分析	25

3.2.3 改进锁相环	26
3.3 改进 i_p - i_q 谐波检测法及仿真验证	28
3.4 本章小结	32
第 4 章 系统控制策略研究	33
4.1 直流侧电压闭环控制	33
4.2 工作模式设置及指令电流合成	34
4.3 电流跟踪控制	36
4.3.1 PI 控制	36
4.3.2 三角波比较控制	37
4.3.3 RC 控制	37
4.4 dq 坐标系下逆变器控制策略	39
4.5 脉宽调制算法	41
4.6 本章小结	42
第 5 章 系统建模与仿真分析	43
5.1 系统仿真模型建立	43
5.2 仿真结果分析	44
5.2.1 完全光伏并网发电模式	44
5.2.2 完全有源滤波模式	45
5.2.3 光伏并网与有源滤波统一控制模式	50
5.3 本章小结	54
第 6 章 总结与展望	55
6.1 总结	55
6.2 展望	56
参考文献	57
攻读硕士期间取得的学术成果	63

第 1 章 绪论

1.1 课题研究的背景及意义

能源是社会发展和进步的坚实后盾和基石，在促进国家经济的持续繁荣和提高民众生活品质方面，扮演着举足轻重的角色，拥有不可忽视的地位。我国的能源结构主要依赖于一次能源，这些一次能源包括煤炭、石油和天然气等关键资源，但是其对环境污染很大，且不可再生。随着这些能源的过度开采和利用，使环境越来越恶劣，过度 CO_2 气体的排放导致温室效应破坏了生态环境，再加上工业化和城市化的加速发展，对一次能源的使用量急剧增大，导致部分有害物质的排放，使得气候越来越差，例如酸雨、雾霾接踵而来，对人类健康产生了严重威胁^[1-3]。面对这一现实，亟待采取行动来减缓能源的使用给环境带来的压力。为了应对这一挑战，需要积极推动并深化可再生且无污染能源的开发和利用。可再生能源的分类如图 1-1 所示，其中风能、太阳能、潮汐能等新能源蕴含着巨大的发展潜力和广阔的应用前景，它们不仅储量丰富、可持续利用，而且环保清洁^[4]。其中太阳能以其庞大的储量、无污染的特性以及广泛的应用领域等众多显著优势，吸引了众多专家学者们的密切关注和深入研究。

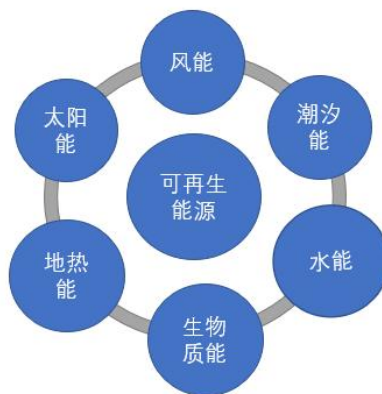


图 1-1 可再生能源分类

随着科学技术不断更新和迅猛发展，加上对光伏发电技术研究经验的累积和深化，基于前人的不断探索和当今研究人员的不懈努力，使得其已趋向于成熟化，与此同时，随着生产工艺的改进和规模效应的显现，光伏发电的开发成本也显著下降，不再是过去那种令人望而却步的高昂投资，如今，光伏发电已经成为一种更具经济竞争力，符合时代发展的能源持续利用解决方案，为全球

的能源转型和可持续发展贡献着重要力量，图 1-2 为 2010 到 2023 年可再生能源的发电成本图。

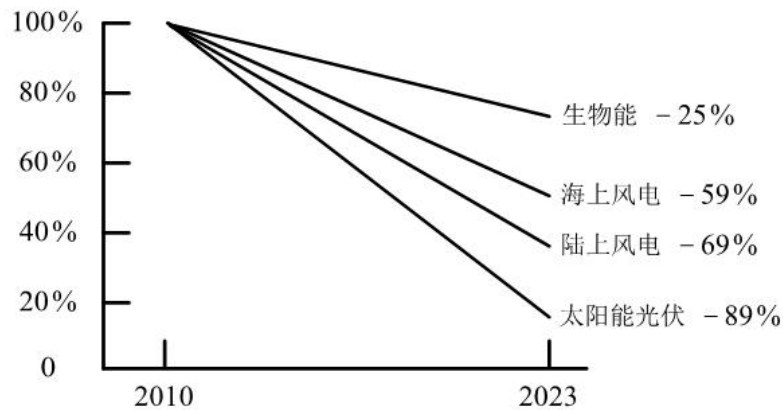


图 1-2 可再生能源发电成本

由图 1-2 可知光伏发电的成本已下降了 89%，使得光伏发电成本低于传统火力的价格。在 2024 年同样的成本可安装容量增加到了 1500kW，有专家预测截止 2030 年，全球的光伏装机容量将会增加到一个更高的水平，光伏发电的应用成本会进入一个更低的水平^[5]。

但在日常应用中光伏发电技术易受到外界环境变化的干扰，进而影响整个能源系统的效率和可靠性^[6-8]。由于光伏并网系统的利用率增加，所需要的电力电子器件和非线性负载也得到了大量使用，随着它们接入电网，会在电网中产生谐波。伴随着这些谐波的存在，会影响电网的电能质量和运行过程，使电网输出的电压电流不满足要求，可能导致设备损坏、功率损失以及电能质量下降等问题，因此需要应用相应的方法来减少这种影响。为了降低电网的谐波含量，可利用有源滤波器(Active Power Filtre, APF)对电网的谐波进行处理，但其单一的功能，高昂成本，无疑会增加系统的投入成本，由于光伏并网逆变器和 APF 在拓扑结构和控制及原理上相似性很大^[9]。故本文将光伏并网系统和有源滤波器相结合，实现两种功能有效融合，研究出兼具有源滤波功能的光伏并网系统^[10-12]，在白天光照充足的情况下使光伏系统实现并网，并对非线性负载引起的谐波进行补偿；在夜晚时逆变器发挥有源滤波功能，对系统中的谐波进行补偿。在此控制策略下，不仅使逆变器的利用效率得到了提升，还改善了电网的电能质量，实现了一机多用，本课题对光伏并网发电的发展和电能质改善的研究都具有一定的现实意义和应用价值。

1.2 光伏并网逆变器国内外研究现状

光伏发电并网系统的运行机制是首先依赖于光伏电池的光电转换效应，这一效应使得光伏电池能够将吸收的太阳能转换为电能。然后，这些直流电通过逆变器和滤波器进行转换和处理。最终转换为满足并网条件的交流电，从而实现了与电网的连接^[13]。在此过程中最重要的逆变器控制一直被广泛关注，逆变器控制的效果决定了其能否输出满足并网要求的电流^[14]。

如何确保逆变器高效稳定地并网一直是一个热门话题，受到国内外学者的广泛关注和研究。逆变器的控制可以划分为两大方面：一是电压控制，二是电流控制^[15]，当使用电压控制时，需要采用准确性和稳定性良好的锁相环精确获取电网的相位、频率信息，从而使逆变器的输出电压具有满足并网要求^[16]；对于电流控制型的逆变器，则要满足输出电流准确跟踪电压即可^[17]。文献[18]为了解决开关频率调制变化带来的损耗，设计出一种自适应滞环控制算法，根据不同的工作状态自适应调节滞环带宽，减小了开关损耗。对于逆变器控制系统中，直流侧电压控制是极其重要的一个环节，直流侧电压的稳定影响着逆变器输出电能质量^[19]。PI 控制器不仅应用于直流侧电压控制，因其具有良好的稳定性，控制和结构简单在电流内环控制中也被广泛采用^[20]。为了使逆变器电流跟踪控制在电网频率变化时能稳定，可通过改进型 PR 控制器实现系统自适应频率变化，准确跟踪电网频率^[21]。文献[22]通过对 PI 控制器进行改进，生成自适应动作来补偿 PI 可有效地跟踪参考电流。为了更准确地跟踪并网逆变器输出电流，文献[23]提出了一种可变 PI 控制器，与使用普通 PI 控制器时相比，逆变器输出电流正弦形状畸变减小，但此种方法系统过于复杂。为使提高逆变器的稳态精度以及动态响应速度，文献[24]对重复控制(Rrepetitive Control, RC)器进行参数优化，使逆变器并网电能质量得到了有效提升。

在逆变器的调制方法上，主要有正弦脉宽调制(Sine Pulse Width Modulation, SPWM)和空间矢量调制(Space Vector Modulation, SVPWM)^[25]，文献[26]在传统 SVPWM 调制的基础上，提出了基于单载波 SVPWM 算法，使调制速度和精度得到了改善。传统的调制方法随着开关频率的增大会导致其损耗变高，针对此现象，文献[27]提出了多调制波的脉宽调制方法，降低了开关损耗，延长了开关管的使用寿命。文献[28]提出了一种双开关频率调节，将高频脉宽调制和低

频脉宽调制结合，有效降低了开关损耗。

1.3 谐波的检测与治理研究现状

1.3.1 谐波污染概述

当电力电子设备和非线性负载接入电网时，会产生相应谐波电流^[29]，并且由于逆变器的死区效应，直流侧电压波动也会带来谐波^[30]，由于在理想工况下不考虑线路阻抗的存在，但在实际电路中线路阻抗是不可忽略的，随着电流谐波的产生会在线路上形成一定的压降，对电力设备安全使用产生了威胁，降低了电网的电能质量。低压电网系统具有高谐波电流，由于电网阻抗的存在，它们会在公共耦合点(Point of Common Coupling, PCC)处会造成电压失真。如果非线性负载的位置远离分布式变压器这种影响会更强烈^[31]。由于谐波对电力系统的影响是长久、不易发现的^[32]，故为了电网的安全稳定运行，保证电网的电能质量，用电设备的正常使用，亟待采取相关措施对电网中出现的谐波进行消除。

由于谐波的存在会带来的危害有：

(1)谐波的存在会使电网输出的电压和电流发生畸变，导致用电设备无法正常工作^[33]；

(2)由于谐波的干扰，使通讯设备输出、采集的信息不准^[34]；

(3)当谐波产生时，会造成电网容量减小，线路损耗更严重；

(4)当电网中存在谐波时，会对继电保护的正常工作产生较大影响，从而对配电网的安全运行构成了很大的威胁；

(5)当电网谐波超出标准时，其在电容器设备上产生的损耗会相应的增大，如此以往使电容器的使用年限达不到应有的标准，增加了电网维护的成本。

1.3.2 谐波检测方法研究现状

谐波检测是对谐波有效治理的基础，只有对谐波分量的准确提取，才能应用相应的方法对谐波处理^[35]。常见的谐波检测方法通常可分为时域检测法和频域检测法两种方式。这些方法包括快速傅里叶变换法(Fast Fourier Transform, FFT)、小波变换法^[36]、基于希尔伯特-黄变换检测法、基于人工神经网络和瞬时无功功率理论检测法^[37]等方法。

文献[38]提出了时域对称分量变换法能在谐波畸变不对称系统中准确快速的检测谐波分量，文献[39]提出了一种基于傅里叶变换的阈值比较谐波检测方法

法, 可通过设置阈值提高了谐波检测的精度。为了减小谐波检测过程中存在的误差, 文献[40]提出了一种改进型加窗插值算法的谐波检测技术, 通过加窗值函数, 提高了谐波检测精度。随着人工智能技术的快速发展, 基于神经网络的谐波检测技术也得到了广泛的推广, 文献[41]提出了一种基于全相位快速傅里叶变换和人工神经网络的谐波测量组合优化算法, 拓展了谐波检测方法的应用范围, 使其抗干扰能力更强。为了避免噪声对谐波检测的干扰, 文献[42]改进小波变换法, 实现了各次谐波和基波的分离的同时能自适应分解多频段信号。文献[43]提出了一种基于小波变换的并联有源滤波器的谐波检测法, 具有快速的瞬态响应能力和处理信号能力。由瞬时无功功率理论发展的谐波检测法是一种经典而有效的检测谐波方法, 具体可分为两种方法, 分别是 $p-q$ 谐波检测法和 i_p-i_q 谐波检测法^[44]。其中 i_p-i_q 谐波检测法为广泛学者和研究人员所青睐, 但其检测精度会受到电网电压的影响, 许多研究者对其进行了改进。文献[45]通过改进低通滤波器参数, 避免了谐波检测的准确度不被内部参数和外部扰动变化带来的影响。由于 i_p-i_q 法易受到锁相环和低通滤波器的影响, 文献[46]提出采用滑动平均滤波器应用于直流量的提取, 有效提高了检测的速度和精度。

1.3.3 谐波治理方法研究现状

为了有效地抑制电网中出现的谐波, 通常会采取主动治理和被动治理两种方法^[47,48], 主动型谐波治理方法常常主要是从源头上对谐波进行抑制, 通过相应的手段, 使设备产生的谐波有效降低甚至不产生谐波, 目前主要的抑制方法是通过控制变流器的工作状态或采用调制技术来减少谐波的产生^[49], 但此种方法投入成本高, 对谐波抑制抑制效率不高, 在实际工程中并未得到广泛使用。

被动型谐波抑制方法主要是通过无源滤波器、有源滤波器对谐波信号进行补偿, 以此达到谐波治理的目的。

无源滤波器是指由电容器、电阻、电抗器组成的一种抑制谐波的装置^[50], 由于其结构简单, 投入成本较小逐渐被使用, 但其缺点也比较明显, 无源滤波器无法全面滤除所有频段的谐波, 只能有限地滤除特定频率的谐波, 而且滤波器参数设计较复杂易受到电网的影响, 会产生一定的谐振现象, 无法使设备运行在正常状态。

上个世纪 80 年代有源滤波器的问世, 为谐波的抑制提供了一条新的途径^[51], 在之后的时间里, 世界各国对有源滤波器的研究更加深入, 成立了许多相关产

品的知名公司^[52]，促进了有源滤波器的推广和 market 价值。有源滤波器具有补偿谐波频段更宽广的特点，当系统中存在不同频次的谐波时，可利用一台有源滤波器实现全频段的谐波补偿^[53]，节约谐波处理的成本，且动态补偿效果好响应速度快。对于系统中存在不断变化的谐波，单一的无源滤波器无法实现动态补偿的目的，可通过接入有源滤波器自动跟踪谐波实现实时补偿的效果，且不易受系统阻抗变化带来的影响，使其应用价值得到了相应提升^[54]。

通过以上对比分析可知，有源滤波器相比较无源滤波器的实用性更好，工程应用价值更高，对谐波的处理能力更强。其作为一种谐波补偿装置，具有长远的发展前景，我国虽在此方面的研究较日本和美国等国家较晚，但随着大量的研究人员的努力，我国在这方面的技术也得到有效提升，但还需要进一步深入研究，取得更大的突破。

1.4 兼具有源滤波功能的光伏并网逆变器研究现状

实际光伏并网系统常遇到大量非线性负载引发的谐波问题，若单独投入有源滤波器等设备以此来处理电网中的谐波，确实会对谐波进行有效抑制，提高了电网能质量，但同时会使得系统运行的成本增大。

考虑到光伏并网逆变器在拓扑结构和控制原理上有很大的相似性^[55]，可通过将二者有效结合，在进行光伏并网的同时进行谐波补偿，实现了一机多用的功能^[56]。

文献[57]提出了一种多功能并网逆变器预测电流控制策略，实现了系统在光照变化和负载切换过程中，能进行稳定的光伏并网的同时对非线性负载带来的谐波有效补偿。文献[58]考虑光伏并网系统的不同工作状态下的电能质量动态优化方法，利用自适应蚁群算法求解三级优化方法的目标函数，实现系统最大功率点追踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)控制，完成了高效光伏并网目标，并充分利用光伏并网系统的剩余容量实现了谐波补偿，大大提高逆变器的利用效率，降低了光伏并网系统电能质量控制装置(如 APF)的投资和运行成本。文献[59]提出了一种基于多功能光伏并网逆变器的扩容和选址优化的控制策略，使光伏并网系并网统兼顾有功输出的同时进行谐波补偿。文献[60]采用动态调整步长更新步长函数取值法，使系统具有更快速，精度更好谐波补偿效果。并使用了基于准 PR 控制多重算法，实现对基波分量和主要次谐波分量

的精准跟踪,达到了统一控制的目的。文献[61]分析了光伏并网逆变器在不同状态下的出力情况,提出了三层优化策略,实现了光伏并网逆变器的统一控制。文献[62]为了充分利用逆变器的所剩容量,提出了多目标粒子群优化的算法,实现了对谐波的有效抑制。文献[63]为了实现光伏并网逆变器在输出有功的同时,对电网谐波进行补偿,在 PQ 控制基础上加入有源滤波的作用,采用多谐振控制对不同频段的谐波分别补偿,实现了对电网中存在的谐波有效抑制。文献[64]为了优化电网的电能质量,提出了基于三相多功能并网逆变器的控制策略实现了多频段谐波的抑制效果,对电网的电能质量进行了有效改善。

通过上述文献的研究方法和结果可知,将光伏并网和有源滤波进行统一控制这一方向上,具有很大的研究价值和实际意义,但在如何使二者统一控制的过程更稳定,系统响应速度更快,能量利用率更高等这些方面有待进一步挖掘深究。

1.5 本文主要研究内容

针对光伏并网逆变器利用率低及光伏并网系统中出现的谐波问题,本文通过对光伏并网逆变器和有源滤波器的分析可知二者运行方式和结构组成上相似程度大,故本文提出了一种能够实现二者统一控制的策略,使光伏并网系统在不同的环境下可运行在三种工作模式:完全光伏并网、完全有源滤波、光伏并网的同时进行有源滤波,从而实现了系统中的逆变器的功能拓展和多目标控制,节省了成本投入。本文主要内容和重点如下:

第 1 章阐述了本课题的背景及意义,然后概述了光伏发电的原理和逆变器主要控制策略,紧接着对谐波的来源及危害展开了介绍,并对几种常见的谐波检测方法和治理方法进行了比较分析,接着对兼具有源滤波功能的光伏并网逆变器的研究现状进行了介绍。

第 2 章对比了各种类型的光伏并网系统,确定了本文所选取的两级式非隔离型光伏并网系统为研究对象,以此为基础对 Boost 升压电路和 MPPT 控制算法进行了简要概括,通过仿真分析了本文所选取的扰动观察法在光照突变时,具有良好最大功率跟踪能力。接着对有源滤波器的结构和工作原理进行了分析并将其和并网逆变器在结构、控制方法上做了比较,为实现二者的统一控制使系统具有光伏并网和有源滤波两种功能奠定了理论基础。

第 3 章研究了基于瞬时无功功率理论的 $p-q$ 和 i_p-i_q 两种经典谐波检测法,针对锁相环易受到畸变电压的影响从而使得谐波检测存在误差,本文给予了一种基于二阶广义积分器的改进锁相环,并和 i_p-i_q 检测法相结合,对谐波检测方法进行了改进,实现了在电网电压含有谐波和负序分量时依旧能准确获取相位信息,进而提高了谐波检测精度,通过仿真验证了该方法的合理性和准确性,为谐波得到精准补偿打下了基础。

第 4 章为实现系统的稳定运行,采用 PI 控制器对直流侧电压稳定控制,使其稳定在参考值附近。接着对系统在三种不同工作模式下指令电流的合成过程和组成成分进行深入研究,为实现指令电流的准确跟踪控制,本文采用了 dq 坐标系下基于 PI-RC 制器对电流进行跟踪控制,最后利用 SVPWM 调制方法,控制逆变器的开关管的开通和闭合使逆变器输出相应的电流,从而实现本文的控制策略。

第 5 章在 Matlab/Simulink 平台搭建了仿真模型进行了实验,分别对完全光伏并网、完全有源滤波、光伏并网的同时进行有源滤波三种不同的模式进行仿真分析,最后验证了本文所设计的控制策略的可行性。

第 6 章总结了本文所展开的工作,并对下一步的研究进行了深入规划与展望。

第 2 章 统一控制原理分析

当电网接入非线性负载时，所带来的谐波电流会严重影响电网的电能质量，APF 作为一种谐波补偿工具，具有良好的谐波抑制效果，但由于 APF 功能单一，单独投入 APF 来达到谐波抑制的目的时，使得系统造价昂贵且无法满足多样化系统控制的要求。随着分布式光伏并网系统利用率的增加，可通过对光伏并网逆变器的能量多功能利用，在进行光伏并网的同时进行谐波补偿。本章的主要任务是，对比分析光伏并网逆变器和 APF 的结构和工作原理，探究两者在结构和控制原理上有相同之处，在光伏并网系统中将并网逆变器通过相应的控制策略，设计为在进行光伏并网的同时且具有有源滤波的功能，提高电网的电能质量和减少经济投入成本。

2.1 光伏并网发电系统结构及原理

在光伏并网系统中，并网逆变器扮演着重要角色，是系统不可或缺的一部分，太阳能光伏阵列产生的直流电需要经过升压电路进行提升处理，再通过光伏逆变器进行转换为满足并网要求的交流电输出，从而实现光伏系统与电网的顺利并网。

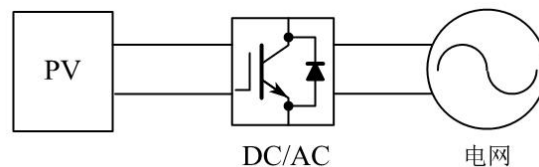


图 2-1 单级式光伏并网系统结构图

并网逆变器划分标准有很多种，若以其对电能的变换级数为标准，可将并网逆变器划分为两种形式的结构。如图 2-1 为结构相对简单的单级式并网逆变器，光伏阵列通过光电效应产生的电能，只需要经过一级 DC/AC 变换电路就能完成直流到交流的转化，随后便可输出与电网兼容的交流电，实现直接并网。虽然前级侧的光伏阵列能将太阳能转化为电能，但受外界环境不稳定因素的影响，包括变化的光照强度及温度，光伏电池的输出功率会处于一种不稳定状态。为了确保光伏阵列输出的功率稳定，故在此结构中加入了 DC/DC 模块，共同构成了两级式光伏并网系统，其中 DC/DC 模块作用是稳定光伏阵列的输出功率，然后利用 DC/AC 模块通过逆变处理，输出满足并网的交流电，以此达到并网的

要求。

另一个划分逆变器类型的标准是，系统中是否含有隔离变压器，按照这种标准来划分，可将光伏并网系统划分为隔离型和非隔离型两种形式。

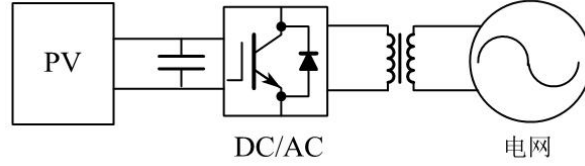


图 2-2 隔离型光伏并网系统结构图

如图 2-2 所示，为了确保光伏并网系统能高效、稳定且安全地运行，可通过采取在电网和光伏发电模块加入隔离变压器的方法，将这两个部分进行电气隔离，确保在恶劣环境下当光伏发电模块不稳定时，由于隔离变压器的存在，避免其对电网产生一定的危害。虽然隔离型光伏并网系统有上述优点，但此种结构存在能量传输过程中损耗较大、电能利用率不高等一系列问题，从各方面考虑，本文决定选择以非隔离型两级式光伏并网系统为模型，进行本课题的相关研究。

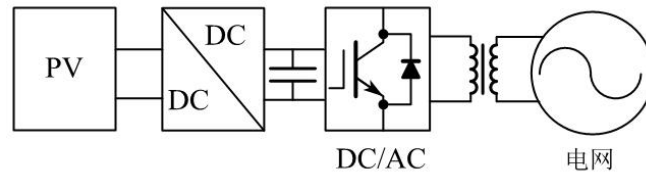


图 2-3 非隔离型两级式光伏并网系统结构图

根据上文分析，本文决定选用如图 2-3 所示的两级式非隔离型光伏并网系统为研究对象，其主要工作原理为：首先，若光伏电池在前级侧受到充足的太阳光照射后，基于电池效应，光能可高效地被转化为所需要的电能，然而通过此种方式输出的电能，在时刻变化的外界环境中，如若不加处理会使其输出的电压电流受到相应的影响，而变得并不稳定，为了使其输出电压更稳定，可采用 DC/DC 模块对输出电压进行升压，以此得到达到满足要求的直流电，接着利用 DC/AC 对其逆变，然后利用滤波器进行滤波，最后将有功能量输入电网，以此达到并网的目的。

图 2-4 为两级式非隔离型光伏并网系统的结构图，前级由光伏阵列和升压电路组成，其作用是实现 MPPT 控制提高光伏电池的输出效率，后级主要组成部分是三相全桥结构的逆变电路和滤波电路，主要作用是进行电流的转换向电网输送电能^[65]。

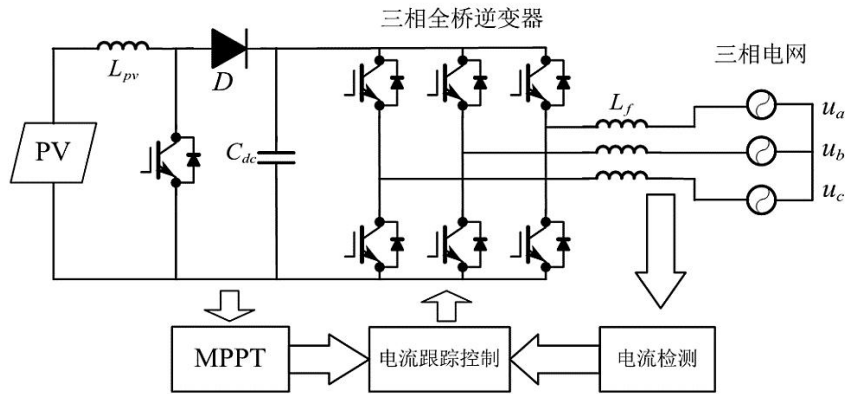


图 2-4 光伏并网系统拓扑图

在不同环境下，系统工作在不同的状态，在白天，当温度高且光照强烈时，光伏阵列正常工作，但由于外界环境因素，温度和光照无法稳定在某个确定的值，此时系统便启动最大功率点追踪模块，精确地追踪太阳能光伏列阵的最大功率输出点。通过这一机制，确保光伏系统的输出功率始终保持为最大值，从而最大化地利用太阳能进行发电。为了使系统更高效且稳定地输出最大功率，可通过设计具有良好性能的电流感测模块，实时监测电网电流与获得到的最大功率输出的有功电流进行对比处理，合成相应的指令电流，使逆变器输出与电网幅值、频率、相位一致的交流电，以此达到单位功率因数并网的目的。当系统处于夜晚时，光伏阵列不工作，光伏并网系统并不进行有功输出，逆变器不再处于光伏并网工作状态。

2.2 Boost 升压电路及 MPPT 控制

当面对外界环境变化带来的光照强度和温度不稳定时，光伏电池的电压和电流输出会出现波动的情况，可采用相应的 MPPT 控制算法来解决。本节主要对 Boost 升压电路的工作原理进行介绍，并将其和 MPPT 控制相结合，以确保光伏电池最大功率输出。

2.2.1 Boost 升压电路工作原理

Boost 升压电路是一种常用的直流-直流转换器，主要用于将一个电源的电压提升到更高的电压级别，在本文设计的系统中同样适用，其电路原理如图 2-5 所示。

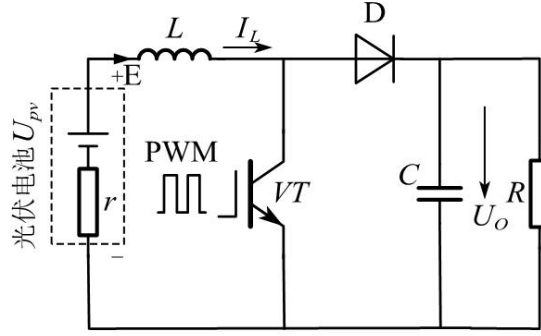


图 2-5 Boost 升压电路

电路由充当为直流源的光伏电池，用于储存能量的电容 C 和电感 L ，以及充当开关作用的功率开关管 VT 和二极管 D 组成，在理想工况下其工作原理为：通过 PWM 脉冲信号控制可控型功率开关管的通断，使电路中的储能元件电容 C 和电感 L 进行充电和放电，以此来改变其输出的电压，使其变大。当开关管 VT 处于导通状态时，由于开关充当导线作用，其两端压降为 0，电容属于储能元件会存在一定的电压，由于电路中二极管 D 的存在，并且其有反向截至功能，负载此时会受到电容的供电；相反，开关管 VT 闭合时，通过楞次定律对电感电流电压进行分析，其电压会从原先的左正右负，变为相反状态，并且电流的大小会变小。

在理想条件下，令开关管完成一次开通和闭合的时间为 T ，其中开关管开通状态时间 t_{on} ，关断状态时间为 t_{off} ，在此期间，对于电感而言其能量的释放和吸收是相等的，故在 t_{on} 和 t_{off} 这两个时间段内，不考虑其他因素电感在一个周期内的能量吸收量和其输出量是相等的，由此可得：

$$U_{PV} I_L t_{on} = (U_o - U_{PV}) I_L t_{off} \quad (2-1)$$

在上式中， U_{PV} 代表光伏电池的端电压 U_o 表示实际输出电压， I_L 是电感输出电流，通过化简式(2-1)可得 U_o 的表达式：

$$U_o = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} U_{PV} = \frac{T}{t_{off}} U_{PV} \quad (2-2)$$

通过对式(2-2)进行分析可知，开关管的一个工作周期 T 大于关断时间 t_{off} ，那么其比值是大于 1 的，经过 Boost 输出的电压会大于光伏电池两端的电压，令占空比为 $\eta = t_{on}/T$ ，故上式可改写为：

$$U_o = \frac{1}{1 - \eta} U_{PV} \quad (2-3)$$

不考虑电能传输的过程中会产生一定的损耗，在理想状况下电阻 R 所消耗的能量即为光伏电池输出的能量。假设光伏电池所带的负载为 R ，那么通过欧姆定律可知：

$$R = \frac{E}{I_L} = \frac{(1-\eta)U_o}{I_L / (1-\eta)} = (1-\eta)^2 \frac{U_o}{I_L} = (1-\eta)^2 r \quad (2-4)$$

通过以上分析可知，最大功率输出的实现方法是通过调节占空比，实现阻抗变换，当电阻 R 和光伏电池内阻 r 匹配时，即二者相等。但是由于外界环境变化对光伏电池的内阻会产生很大的影响，当设置相应的跟踪控制算法使得 R 和光伏电池的内阻 r 相等时，即可完成最大功率跟踪控制。

2.2.2 MPPT 控制

本文决定选用扰动观察法作为实现 MPPT 控制的有效手段。扰动观察法的实现原理是：首先对光伏电池的两个关键输出量电压和电流，采用提前设定好的采样时间对其不间断地采样。然后设置好相应的采样周期，对每个采样周期的光伏电池输出电压施加一定的扰动，由于输出电压扰动的出现，会对其输出的功率产生一定的影响，发生一定的变化。观察输出功率的变化趋势，来判断所施加扰动量的大小，依次循环可以使光伏电池的输出功率逐渐接近最大输出值。其实现过程如图 2-6 所示。

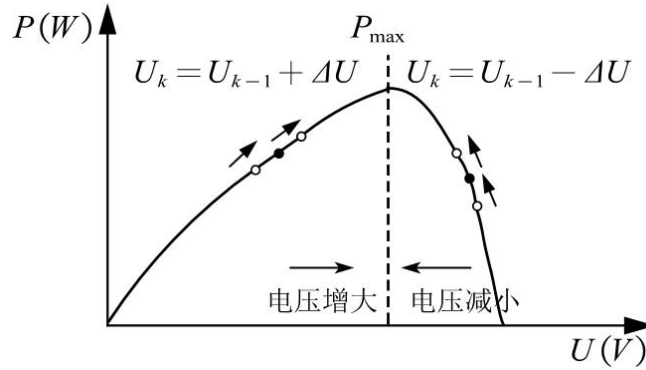


图 2-6 扰动观察法

为了更精确快速地获取光伏阵列输出电压电流数据，采样电路的设计显得尤为关键，为了采样方便，首先必须设定一个参考电压 U_{ref} ，当光伏模块输出电压为 U_{ref} ，此时其对应的输出功率为 $P(k-1)$ 。接着再对光伏输出电压施加一个正向的扰动电压信号 ΔU ，通过计算得出输出电压是扰动电压和参考电压之和， $U(k)=U(k-1)+\Delta U$ ，此时光伏电池的输出功率为 $P(k)$ ，通过将 $P(k)$ 与 $P(k-1)$ 进行做差比较，若 $P(k)$ 的值大于 $P(k-1)$ 时，说明此时光伏电池输出的功率并不是最

大，需要继续添加扰动分量。反之，则通过继续施加一个反向扰动电压保证光伏电池输出最大功率。算法的具体实现过程如图 2-7 所示。

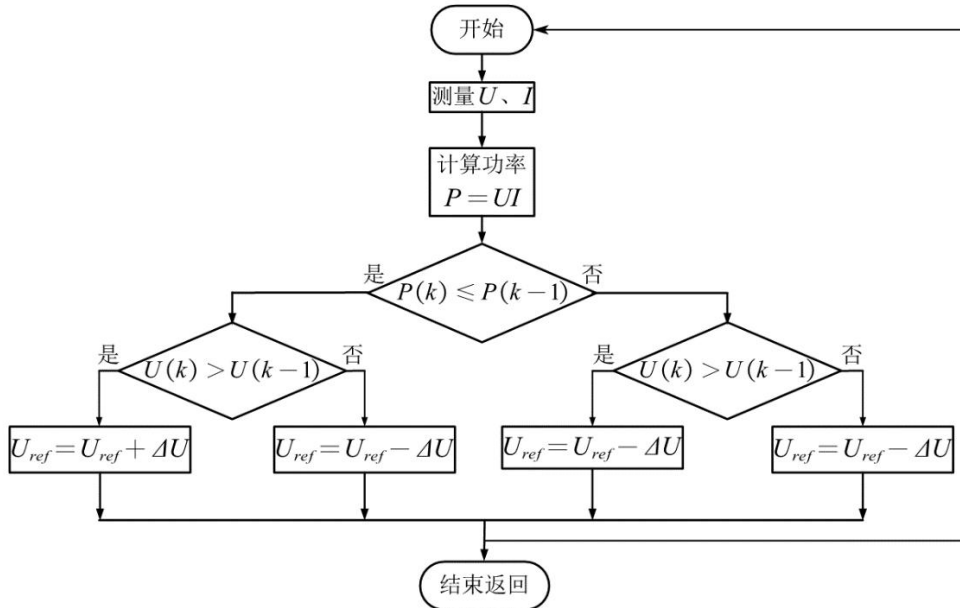


图 2-7 扰动观察法流程图

综上所述，利用扰动观察法对光伏电池的输量进行调节，能够实现对光伏电池的最大功率跟踪控制。由于该算法简便易实现，在 MPPT 控制中被广泛使用，本文搭建的扰动观察法模型如图 2-8 所示。

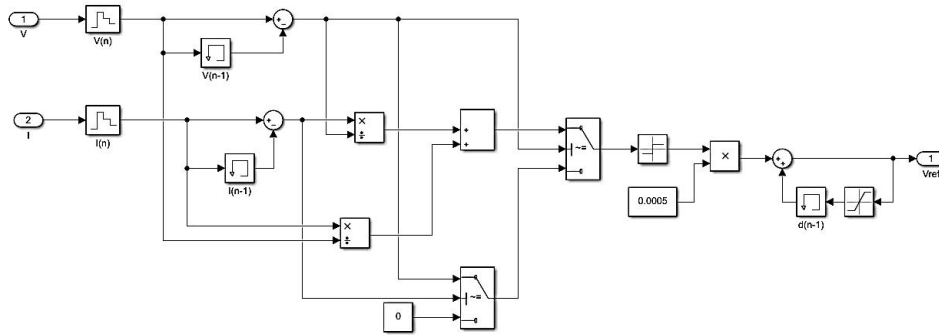


图 2-8 扰动观察法模型

图 2-9 为 MPPT 的输出功率波形图，此时光照为 1000 W/m^2 由图可知系统在 0.04s 时实现了 MPPT 控制，反映了采用的扰动观察法具有良好的动态响应能力；为了进一步考察此种方法的稳定性，在 0.4 秒时将光照强度从 1000W/m^2 减小到 500W/m^2 ，由图 2-9 可知系统立即实现了最大功率跟踪，光伏阵列的输出功率系统能快速作出响应，且能立即追踪到最大功率点，通过仿真实验可知，本文采用的扰动观察法，在光照突变时系统通过扰动观察法，能快速准确地实现 MPPT 控制，由此可得，扰动观察法能准确实现 MPPT 控制，适用于本文系

统要求为后文进一步研究如何高效稳定地进行光伏并网奠定了基础。

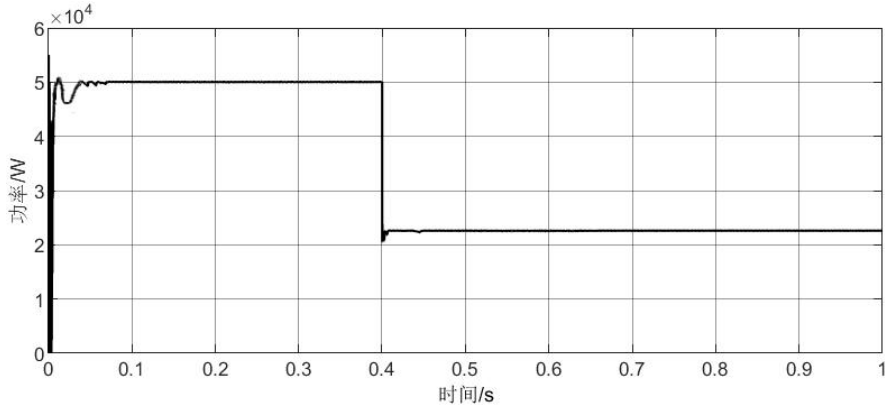


图 2-9 光伏电池输出功率

2.3 APF 结构及工作原理

对于有源滤波器(APF), 根据其与电网的不同连接方式, APF 可以被划分为三种结构: 并联型、串联型和串并联混合型^[66]。

如图 2-10 所示, 串联型 APF 通过串联的形式和电网进行连接, 本质上是将一个受控型的电压源和电网相连, 其主要用途是当电网接入非线性负载, 会带来一定的电压谐波, 从而对电网造成一定的危害时, 可通过串联 APF, 使电网中的电压谐波得到补偿。但此种连接方式存在一定的弊端, 由于其连接在非线性负载和电网二者之间, 导致流过 APF 的电流是非线性负载带来的谐波电流, 会对 APF 造成太大的损耗。

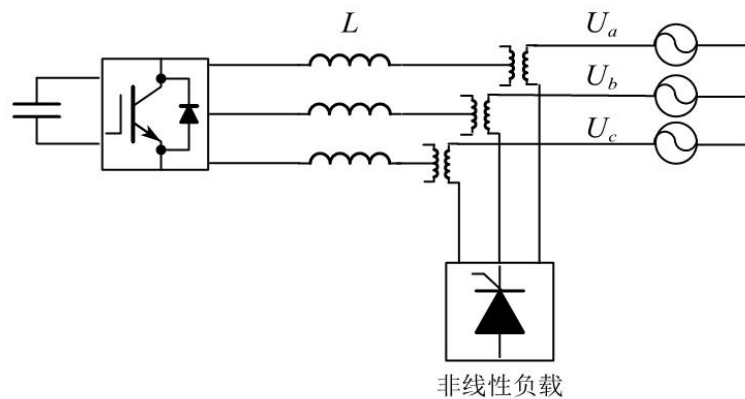


图 2-10 串联型 APF 结构图

并联型 APF, 是通过将 APF 和电网进行并联, 在原理上是将一个可控的电流源和电网并联, 非线性负载接入电网会导致大量的谐波电流产生, 此时可利

用并联的逆变器，输出补偿电流对电网中的谐波进行消除，其结构图如图 2-11 所示。

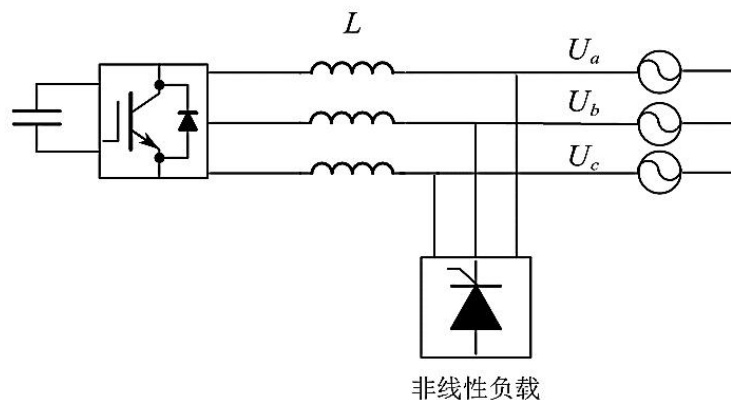


图 2-11 并联型 APF 结构图

在并联 APF 的基础上加入串联型 APF，则形成了混合型 APF，其结构如图 2-12 所示。串并联混合型 APF 虽然具备了上述两种 APF 的优点，在应用效果上和上面两种 APF 相比较好，但由于在结构上混合型 APF 的结构比串联型 APF 和并联型 APF 复杂，故其应用成本较高。

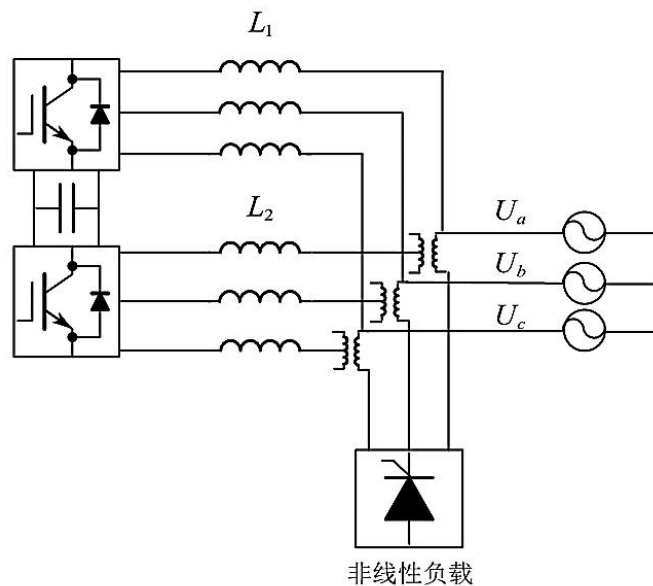


图 2-12 串并联混合型 APF 结构图

由于本文在光伏并网系统所选的逆变器为三相全桥型并网逆变器，再加上主要对谐波电流进行补偿，从系统逆变器结构的相似性和控制目标的角度考虑，本文决定选用并联型 APF，作为消除非线性负载带来的谐波的有效手段。其主要组成部分有：由功率开关组成的三相全桥结构的逆变模块，用于检测非线性负载带来的谐波检测模块，给逆变器发送指令信号的指令电流计算和合成

模块以及需要准确跟踪输出信号的指令电流跟踪和模块。其具体结构如图 2-13 所示。

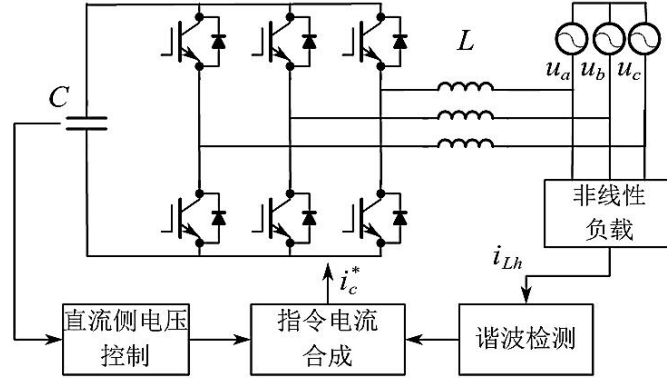


图 2-13 并联型 APF 拓扑结构及工作原理图

当电网中含有谐波时，首先通过谐波检测模块提取出谐波分量 i_{Lh} ，并送入指令电流运算模块输出对应的指令电流 i_c^* ，接着由 i_c^* 控制驱动电路输出对应的 PWM 信号，使逆变器输出与 i_{Lh} 幅值相等方向相反的补偿电流 i_c ，以此达到谐波补偿的目的。若负载电流中包含的基波电流为 i_{Lf} 。则未补偿前的电网电流 i_s 为：

$$i_s = i_L = i_{Lf} + i_{Lh} \quad (2-5)$$

其中逆变器输出的补偿电流 i_c 为：

$$i_c = i_c^* = -i_{Lh} \quad (2-6)$$

当并网电流输入电网时谐波被抵消，此时电网电流中只含有 i_{Lf} ，将谐波有效消除

$$i_s = i_{Lf} + i_{Lh} + i_c = i_{Lf} \quad (2-7)$$

2.4 光伏并网逆变器与 APF 对比

通过对 APF 和光伏发电系统控制结构分析可知，虽然两者应用场景不同，功能不同，并且工作过程并不完全一致，但实际上两者拓扑结构一样，都属于逆变电路，都是受指令电流控制开关管的关断，向电网中输入能量。由此进行分析可知，二者有很多共同之处：

(1) 控制方法上，光伏并网逆变器和 APF 都含有电流跟踪控制、直流侧电压闭环控制和锁相技术，并且控制方法相同；

(2) 光伏并网逆变器和 APF 拥有相同的拓扑结构，均属于电压源型逆变器，

与电网连接的方式是一致的，都依赖于电容作为储能元件，在直流侧稳压控制方面，两者也采用了相同的方法，即通过差值进行 PI 调节，确保直流侧电压的稳定性；

(3)二者在工作原理上相似，都是受控电流源，在逆变器输出部分二者都是按照指令电流给定信号输出并网电流或谐波补偿电流，不同的是两者在指令信号的来源存在差异。

2.5 光伏并网逆变器与 APF 统一控制原理分析

通过上文对光伏并网逆变器和 APF 的对比分析，可通过采用相应的统一控制策略，以此来实现本文的研究目标：以 2.1 节已确定选取两级式非隔离型光伏并网系统为研究对象，在原有的光伏并网逆变器的基础上不添加 APF 装置，实现的具备 APF 功能的光伏并网系统，系统整体结构图如 2-14 所示。

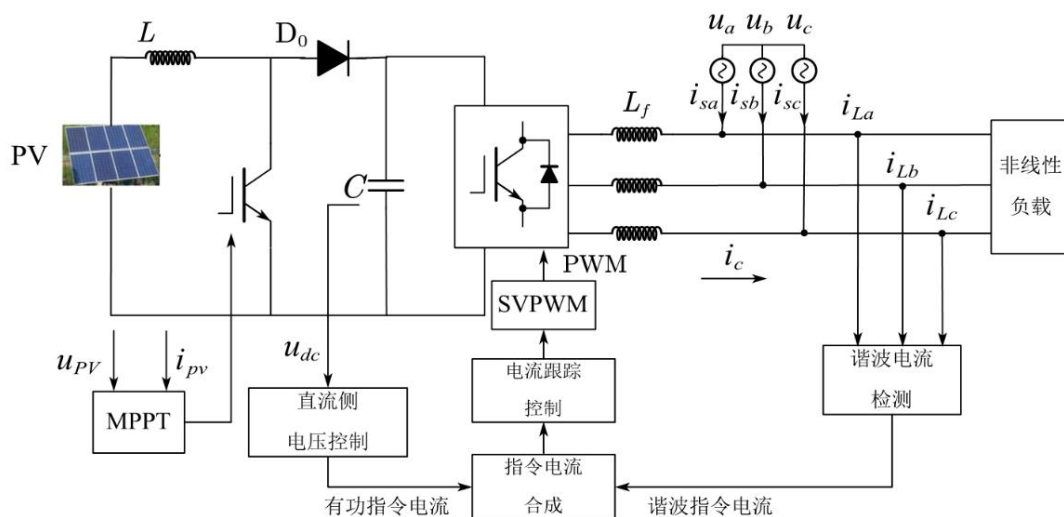


图 2-14 统一控制原理框图

系统的前级侧主要由光伏(PV)电池、Boost 升压电路组成,这两个部分的存在是系统实现 MPPT 控制,提供合适直流母线电压的关键,为了进一步达到并网的要求,利用系统中的 DC/AC 转换器,将光伏电池的直流输出电能转变为交流电,接着经过滤波器 L_f 后就可输出满足要求的并网电流。谐波检测模块的主要任务是在电网接入非线性负载时,利用相应的谐波检测方法提取出谐波分量,为谐波补偿提供服务;当系统运行在不同的环境下,指令电流的成分也会不同,指令电流合成模块的任务是合成电流跟踪控制的输入信号,并通过驱动电路来产生 PWM 信号,以控制逆变器的开关通断,从而实现系统进行谐波补偿或光

伏并网及二者统一控制。

系统统一控制的主要目的是实现以下工作模式：当白天光照充足时，系统根据电网谐波含量，可工作在完全光伏并网模式或光伏并网的同时进行有源滤波统一模式。在系统工作在完全并网模式下时，指令电流只是控制光伏并网逆变器实现并网功能的有功电流；随着非线性负载的大量接入电网使电网谐波含量变高，系统既既要进行光伏并网，还要对通过谐波检测模块检测到的谐波进行补偿，指令电流合成模块，将并网有功电流和谐波电流进行合成，形成了包含并网有功电流和谐波电流的指令电流。在夜晚时，由于没有光照光伏阵列并不工作，系统单独工作在有源滤波模式，此时指令电流只包含谐波补偿信号。上述不同的工作模式下合成的指令电流，通过指令电流跟踪模块控制驱动电路输出相应的驱动信号，用于控制逆变器的输出电流，实现光伏并网和有源滤波的统一控制。这种方法提升了逆变器的利用效率，同时也改善了电网的电能质量。

2.6 本章小结

本章简单介绍了光伏发电和 APF 工作原理，然后介绍了本文所采用的基于扰动观察法的 MPPT 控制。随后进行了光伏并网系统和 APF 的对比研究，发现二者在控制方法上都是受指令电流控制，并且在结构上具有很大的相似性，均需要采取措施使直流侧电压处于稳定状态，区别是光伏并网系统和 APF 的指令电流来源不同，但控制对象相同，二者具有潜在的互补性，故可通过设计出合适的控制策略使光伏并网系统兼具有源滤波的功能。

3.1 常见的谐波检测方法

3.1.1 瞬时无功功率理论定义

图 3-1 $\alpha\beta$ 坐标系下电压、电流矢量图

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

20

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

同理将 i_a 、 i_b 、 i_c 进行坐标变换得到 i_α 、 i_β ，其表达式为(3-3)

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

通过图 3-1 可得到电压矢量 $\mathbf{e}$ 和电流矢量 $\mathbf{i}$ 表达式为：

$$\begin{cases} \mathbf{e} = e_\alpha + e_\beta = |e| \angle \varphi_e \\ \mathbf{i} = i_\alpha + i_\beta = |i| \angle \varphi_i \end{cases} \quad (3-4)$$

其中 $|e|$ 和 $|i|$ 为模值， φ_e 、 φ_i 为幅值角度。

由图 3-1 可得瞬时无功电流 i_q 和瞬时有功电流 i_p 的表达式为：

$$\begin{cases} i_p = i \cdot \cos(\varphi_e - \varphi_i) \\ i_q = i \cdot \sin(\varphi_e - \varphi_i) \end{cases} \quad (3-5)$$

通过对瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 的定义，再结合式(3-4)、(3-5)可得出式(3-6)、(3-7)：

$$p = |e| \cdot i_p \quad (3-6)$$

$$q = |e| \cdot i_q \quad (3-7)$$

再将他们进行整合可得到 p 、 q 表达式为：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

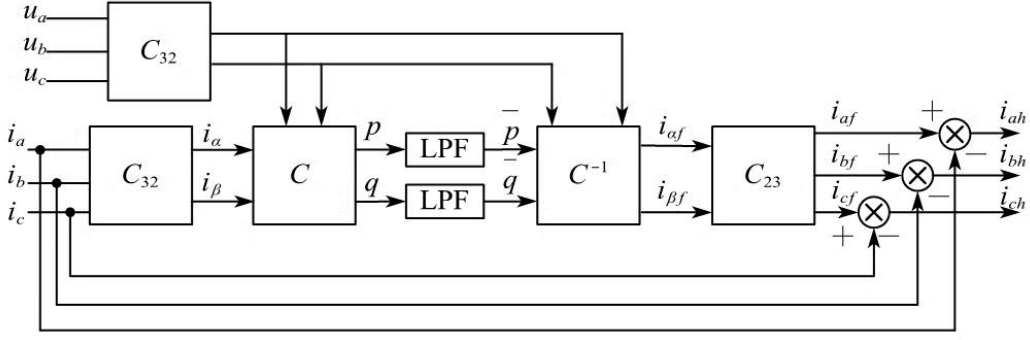
将式(3-1)、(3-3)带入式(3-8)可得：

$$\begin{cases} p = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c] \end{cases} \quad (3-9)$$

3.1.2 基于瞬时无功功率理论的 p - q 和 i_p - i_q 谐波检测法

(1) p - q 谐波检测法

基于上文分析， p - q 谐波检测法基本原理如图 3-2 所示。


 图 3-2 p - q 谐波检测法

第一步是对采集到的三相电网电压和电流进行坐标变换，以获取到在 $\alpha\beta$ 坐标系下的瞬时电网电压和电流。接下来，按照前文所述的瞬时功率计算方法，就可以得出相应的有功功率和无功功率 p 、 q ，为获得直流分量 $\bar{p}$ 和 $\bar{q}$ ，需要将 p 和 q 输入到低通滤波器(Low-Pass Filter, LPF)。最后通过两次逆变换处理得到的 $\bar{p}$ 和 $\bar{q}$ ，就能得基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} ，其表达式为：

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} C^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

其中 C_{23} 、 C 和表达式如下所示，其中 C^{-1} 为 C 的逆矩阵：

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

$$C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

将得到 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 和 i_a 、 i_b 、 i_c 做差，通过相减所得差值即为所检测的谐波分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。由图 3-2 可推出谐波分量的表达式为：

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - C_{23} C^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{u^2} C_{23} C^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

由于 p - q 检测算法能精准提取谐波的前提是三相电网电压 u_a 、 u_b 、 u_c 在运行过程中不会出现三相不平衡并且不含有畸变电压，但是在实际系统运行过程中，这种理想状态是很难做到的，若应用 p - q 检测算法，所检测到的基波有功电流

的准确度有一定的误差，相应地会影响谐波检测的精度和系统补偿效果。

(2) i_p - i_q 谐波检测法

由上述分析可知 p - q 检测算法在电网电压不理想状态下，谐波的检测精度存在一定的弊端，故在 p - q 检测算法的基础上提出了 i_p - i_q 谐波检测法，可提高谐波检测的准确度^[67]。其工作原理如图 3-3 所示。

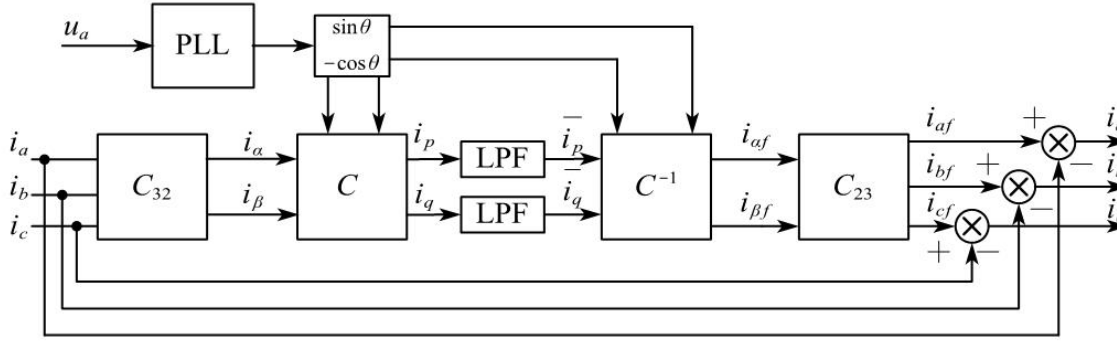


图 3-3 i_p - i_q 谐波检测法

与上文所述的 p - q 检测法相比较， i_p - i_q 谐波检测法不再需要对三相电网电压进行采样计算功率信息。因为引入了电网电压的锁相环和正弦—余弦发生电路这两个关键环节，只需对 a 相电网电压进行锁相处理，就可得到所需要的电网电压的相位信息，然后将 i_a 、 i_b 、 i_c 和矩阵 C_{32} 相乘就可得到 i_α 、 i_β ，如式(3-14)所示：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

此时 $\bar{i}_p$ 和 $\bar{i}_q$ 的获取方法和 p - q 谐波检测法相同，都是通过 LPF 滤除电路中存在交流分量，其表达式为：

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

最后为得到所需要的谐波电流 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} ，方法同 p - q 检测法一样，将 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 和被检测的三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 相减即可，其表达是为：

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

3.2 改进谐波检测方法

为使得 i_p-i_q 谐波检测法在电网电压含有谐波和负序分量下仍能准确提取出系统的谐波分量，本节主要对锁相环进行改进，采用双二阶广义积分器锁相环来获取电网电压相位、频率信息，以此提高 i_p-i_q 谐波检测法的谐波检测精度，为后文的谐波补偿提供正确的思路。

3.2.1 锁相环原理分析

通过对图 3-4 所示的三相锁相环的原理进行分析可知，其关键步骤在于进行坐标变换，确保在 dq 坐标系下使电压矢量和 d 轴维持共同的相位，实现对电网电压相位信息的获取。当系统工作在理想状态下时，锁相环能快速准确地得到电网电压相位信息。

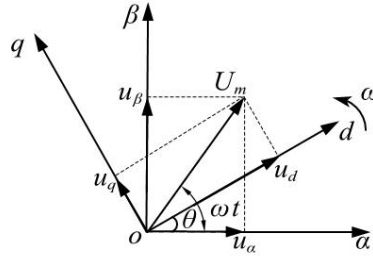


图 3-4 电压坐标转换矢量图

三相电压综合矢量定义式为^[68]:

$$\vec{u} = \frac{2}{3} \left(u_a \cdot e^{j0} + u_b \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + u_c \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = U_m (\cos \omega t + j \sin \omega t) \quad (3-17)$$

在电网电压三相对称且没有谐波时，三相电网电压的表达式如(3-18)所示

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos(\omega t) \\ u_b = U_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ u_c = U_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3-18)$$

其中 U_m 为三相电压幅值，电网电压的具体坐标变换过程如图 3-4 所示，不同坐标系下电网电压表达式如(3-19)和(3-20)所示：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

由图 3-4 可知，在两相旋转坐标系在进行动态旋转的过程中， d 轴与 α 轴由于不会重合，会相差 θ 的角度，此时可对 U_m 进行矢量分解，通过其在 dq 轴上的分量 u_d 和 u_q 的相角分析出 dq 和电压矢量的位置关系。以 u_q 的值为判断依据，若 u_q 大于 0 时，说明此时 d 轴是处于落后状态的，相反当 u_q 的值小于 0 时，则说明电压矢量落后于 d 轴，只有当 u_q 的值为 0 时，二者才会处于重合状态。通过反馈控制，将 u_q 定义为反馈量，角频率 ω 为控制量，可设计出锁相环的模型如图 3-5 所示。

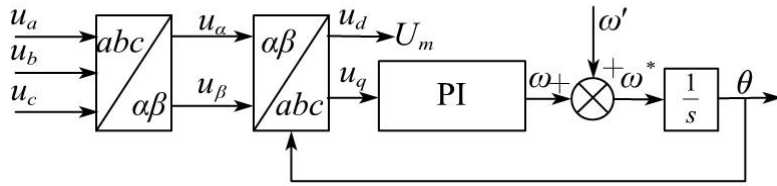


图 3-5 三相锁相环原理图

此种结构锁相环的输出量分为两个，分别为 d 轴输出量和 q 轴输出量对应的三相电压幅值 U_m 和经过处理的电网电压的角度值 θ 。

3.2.2 二阶广义积分器原理分析

采用 i_p-i_q 谐波检测法可以有效地避免电网电压畸变对检测效果的影响，但是系统中电网电压不平衡或者谐波谐波含量过高时，会增大锁相环的误差值，影响谐波的检测精度。为了避免此种情况的出现，可将具有滤波效果的二阶广义积分器取代传统锁相环^[69]，二阶广义积分器结构如图 3-6 所示。

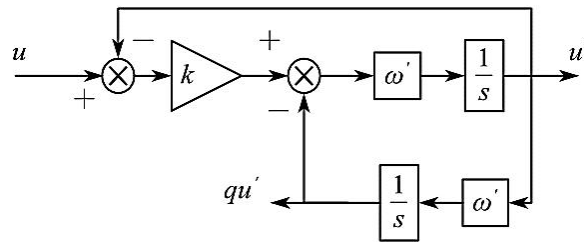


图 3-6 二阶广义积分器原理图

其中： u 和 u' 分别为电压输入和输出信号， qu' 为输出的正交电压信号， k 和 ω' 分别为系统增益和谐振频率。由此可推导出二阶广义积分器的闭环传递函数 $G(s)$ 和品质因数 $Q(s)$ 传递函数表达式，如下所示：

$$G(s) = \frac{u'(s)}{u(s)} = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (3-21)$$

$$Q(s) = \frac{qu'(s)}{u(s)} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (3-22)$$

通过波特图可分析出 $G(s)$ 和 $Q(s)$ 的幅频特性和相频特性，如图 3-7(a) 和 (b) 所示。

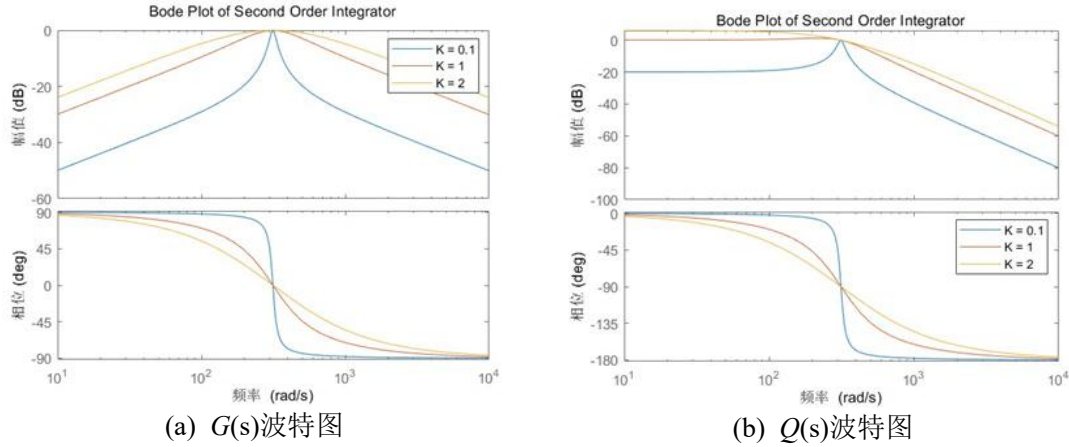


图 3-7 波特图

设谐振频率 ω' 为 314 rad/s，系统增益值分别取 0.1、1 和 2，通过对图 3-7 分析可知，当系统取的增益值不断增大时，二阶广义积分器的带宽也会相应变大。当输入信号的频率逐渐接近谐振频率时，其对谐波频率的抑制效果越弱，故为了得到良好的谐波抑制效果，并满足系统的快速响应要求，需选择合适 k 值，以此来实现系统的良好动态性能和稳态性能，一般情况下取 k 为 $\sqrt{2}$ 。

3.2.3 改进锁相环

由上文分析可知二阶广义积分器不仅具有滤除谐波效果，其正交特性还可实现对电网电压基波跟踪。在电网运行的过程中，不仅会出现谐波，还会出现电网电压三相不平衡引入负序分量的情况。要使获得的相位信息满足要求，最关键的一步是正负序分离，然后将所得基波分量通过锁相环模块获取相位信息，为谐波检测环节提供精准的相位信息，提高检测精度。

当电网出现负序分量时：

$$u_{\alpha\beta} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \cos(-\omega t) \\ \sin(-\omega t) \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha p} \\ u_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha n} \\ u_{\beta n} \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

其中 U_p 、 U_n 分别为正序分量和负序分量，表达式为：

$$U_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha p} \\ u_{\beta p} \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

$$U_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha n} \\ u_{\beta n} \end{bmatrix} = U_n \begin{bmatrix} \cos(-\omega t) \\ \sin\left(-\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

由式(3-25)和式(3-26)可知 U_p 、 U_n 的相位在坐标系上，都是相差 $\pi/2$ 的，由此可将正负序分量进行分离，具体表达式为：

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha p} \\ u_{\beta n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha n} \\ u_{\beta p} \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

由于二者存在耦合关系，故可利用二阶广义积分器具有正交作用，将双二阶广义积分器并联对其解耦控制，解耦后的表达式为：

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha p} \\ u_{\beta n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - q \begin{bmatrix} u_{\alpha n} \\ u_{\beta p} \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

通过以上分析可知当电网电压存在正负序分量时，需要进行解耦分离才能得到正确的基波信号，为此可利用二阶广义积分器的正交功能实现三相不平衡电压中正序信号和负序信号的解耦分离，故可基于双二阶广义积分器设计出如图 3-8 所示的锁相环。

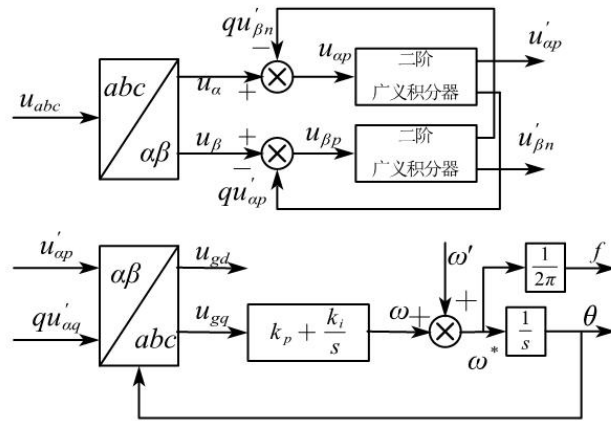


图 3-8 改进锁相环结构图

由图 3-8 可知当三相电网电压输入改进锁相环时，需要先经过坐标变换模块，将三相电网电压从 ABC 标系下变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下，再将 u_{α} 、 u_{β} 分别输入二阶广义积分器中，之后通过解耦处理输出信号得到输出信号只含有正序基波分量，在此之后利用锁相环对输出的基波正序分量进行锁相处理，此过程在上文已详细分析此处不再叙述。最后得到的相位信息和频率信息即为谐波检测过程

需要的关键部分，此种锁相结构不仅可以滤除三相电网电压中含有的谐波，避免产生一定的干扰，还能在三相电网电压不平衡存在负序分量时对基波的准确提取，从而获取更准确的频率和相位信息，使得谐波检测的精度得到有效提升。

3.3 改进 i_p-i_q 谐波检测法及仿真验证

将前文所述的 i_p-i_q 谐波检测法和改进锁相环相融合，设计出改进的 i_p-i_q 谐波检测法，其原理如图 3-9 所示。为了避免电网电压畸变和不平衡时，对锁相环获取的电网电压相位及频率信息带来的影响，进而使谐波提取产生一定的误差，本文应用改进锁相环进行锁相，并在此基础上使用改进的 i_p-i_q 谐波检测法对非线性负载产生的谐波进行提取。

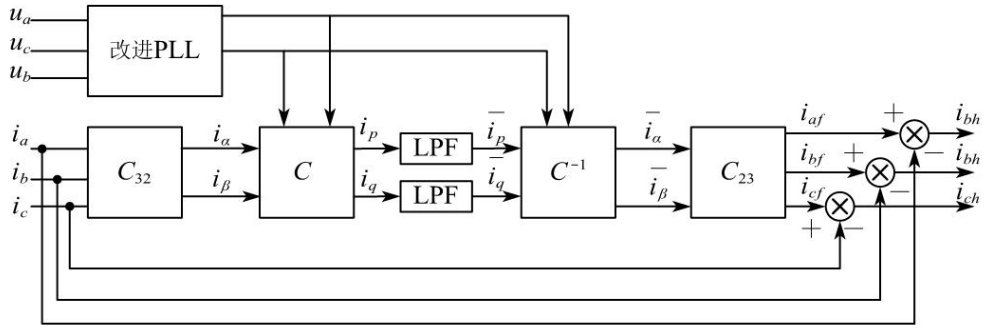


图 3-9 改进 i_p-i_q 谐波检测

由图 3-9 可知：改进 i_p-i_q 谐波检测法谐波的提取过程和传统 i_p-i_q 谐波检法相同，但在电网电压相位和频率信息的获取方法上有所不同。其具体计算过程为：

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{K=1}^{\infty} I_K \cos[(1 \pm K)\omega t \pm \phi_K] \\ \sum_{K=1}^{\infty} I_K \sin[(1 - K)\omega t - \phi_K] \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_1 \cos(-\phi_1) \\ I_1 \sin(-\phi_1) \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

三相电流的基波表达式如(3-31)所示：

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} C \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_1 \sin \omega t + \phi_1 \\ \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t - 120^\circ + \phi_1) \\ \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t - 120^\circ + \phi_1) \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

其中 I_K 是三相基波电流的 K 次倍的有效值，矩阵 C_{23} 、 C 的表达式如(3-32)

和(3-33)所示：

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

$$C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

谐波电流分量表达式为：

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

经以上分析，本文基于 Matlab/Simulink 平台搭建了改进 i_p - i_q 谐波检测法的仿真模型，如图 3-10 所示，通过仿真验证改进 i_p - i_q 谐波检测法的相较传统 i_p - i_q 谐波检测法具有更好的准确性和实用性。

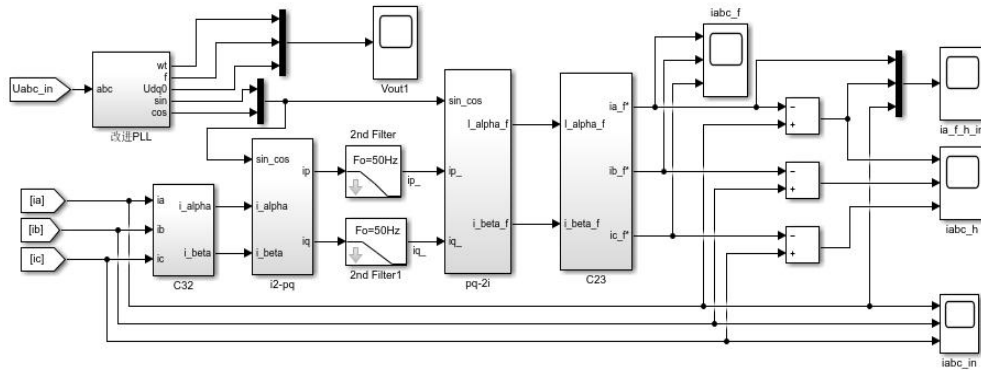


图 3-10 改进 i_p - i_q 谐波检法仿真模型

表 3-1 系统仿真参数

参数	数值
电网电压 U	380V
电网频率 f_s	50Hz
滤波电感 L	2mH
非线性负载	$R=6\Omega$ $L_a=2e^{-3}H$

为了验证本文采用的改进锁相环在电网电压非正常工况下，具有对电网电压的相位和频率信息能准确获取的能力，进而提高改进 i_p - i_q 谐波检测法的检测精度，通过同时向电网电压中加入 0.2 标幺值的 5 次谐波分量和 7 次谐波分量，以及 0.03 标幺值的负序基波分量，然后比较两种检测方法在获取的相位、频率、基波上的差异。如图 3-11 所示，即为加入谐波和负序基波分量后的电网电压波

形图。

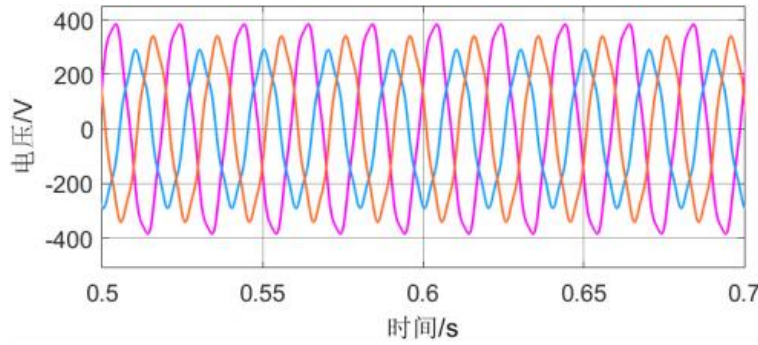
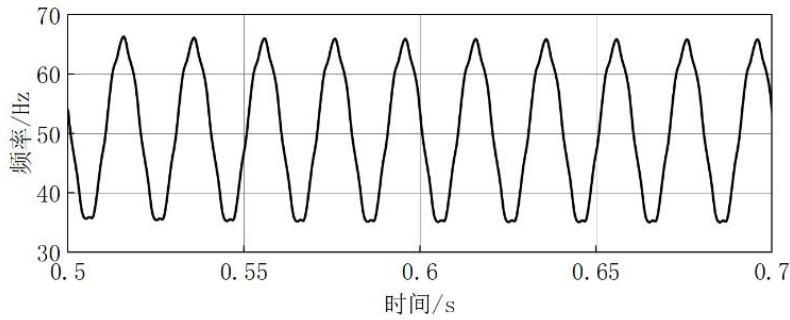
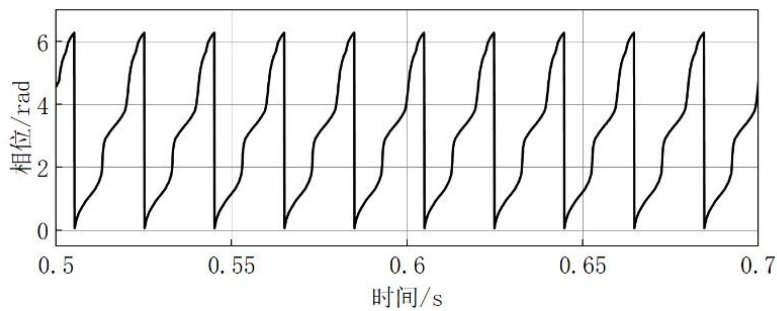


图 3-11 非理想工况电网电压

由图 3-12(a)可知，由于电网电压中含有谐波和负序分量导致锁相环在锁定电网电压频率时出现很大的波动。图 3-12(b)为电网电压含有谐波和负序分量时传统锁相环的相位输出，由图可知，其相位输出抖动性较大且不平稳。仿真结果说明在电网电压含有谐波和负序分量此种非理想状态下，使得锁相环获取的频率和相位信息存在较大的误差。



(a) 频率



(b) 相位

图 3-12 传统锁相环仿真波形

为了验证本文设计的改进锁相环的可行性，在上述同样的工况下采用改进锁相环对电网电压进行锁相。由图 3-13(a)和 3-13(b)可知，改进的锁相环在非理想电网电压工况下，相较于传统锁相环提取的电网电压频率更稳定，相位输出没有明显的波动呈现出稳定的线性状，说明此种锁相环具有一定的滤波效果和

正负序分离作用，在电网电压发生相应的畸变时，使得获取的频率和相位信息更为准确。

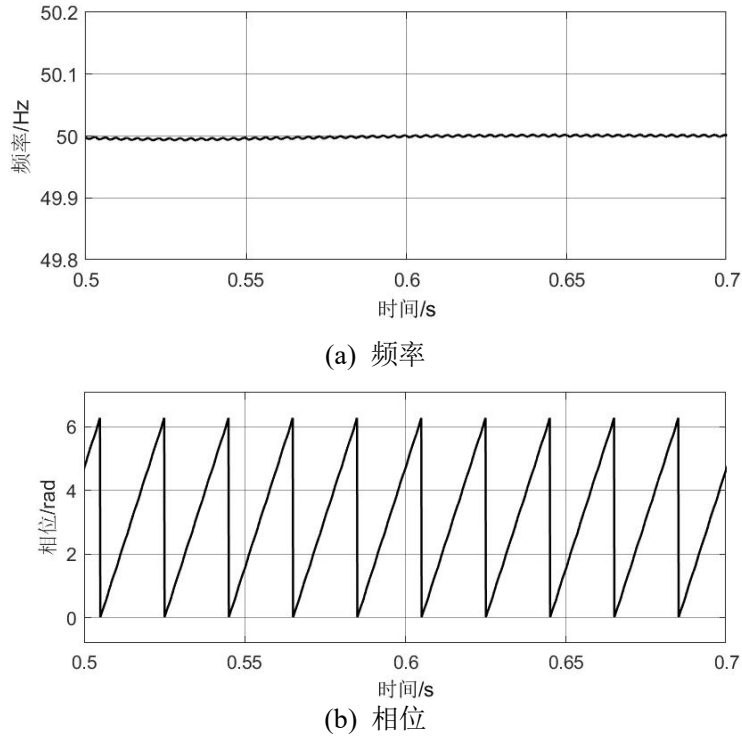


图 3-13 改进锁相环仿真波形

为进一步验证改进谐波检测算法的准确性，将上述的改进 i_p-i_q 谐波检测方法和传统 i_p-i_q 谐波检测方法所提取的基波进行对比分析。当电网电压工作在上述非理想状态时，如图 3-14 为改进 i_p-i_q 谐波检测法提取的基波电流，其呈现出良好的正弦形式。

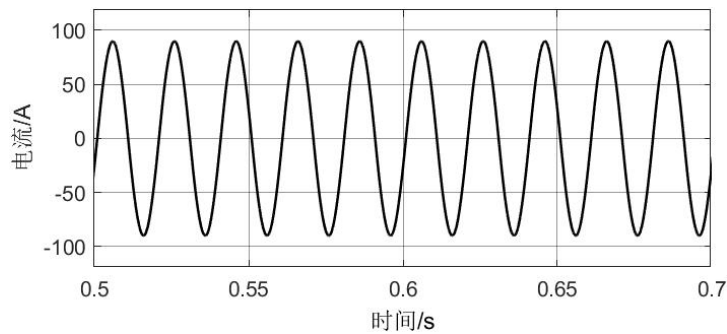
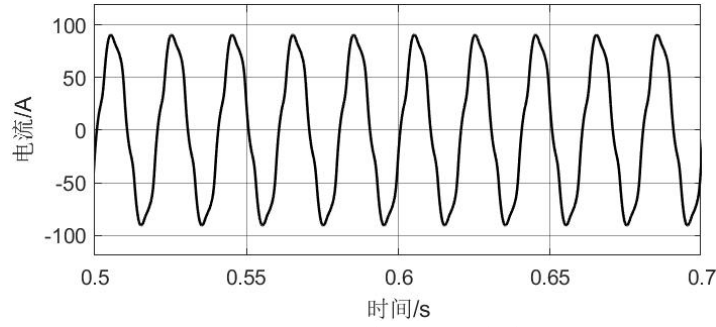


图 3-14 改进 i_p-i_q 法提取基波波形图

由图 3-15 可直观地看出此时提取的基波电流与改进 i_p-i_q 谐波检测法提取的基波相比畸变率较大，通过对上述谐波提取过程分析可知当提取基波存在较大的畸变时，会导致检测的谐波精度出现较大的误差。


 图 3-15 传统 i_p-i_q 法提取基波波形图

为了进一步证明采用改进 i_p-i_q 谐波检测法具有比传统 i_p-i_q 谐波检测法更好的性能,对两者进行 FFT 分析。

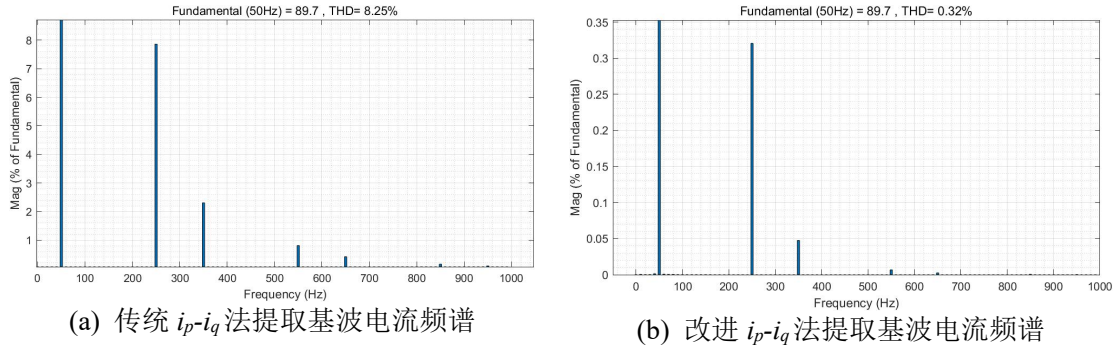


图 3-16 提取基波频谱图

如图 3-16(a)所示为传统 i_p-i_q 谐波检测法提取的基波频谱图,此时由于电网电压畸变导致的锁相环获取的相位和频率存在较大的误差,使得基波电流提取存在 8.25%的畸变率。当使用改进 i_p-i_q 谐波检测法对基波电流进行提取时,如图 3-16(b)所示此时基波电流畸变率下降到 0.32%,其中 5 次、7 次谐波含量明显减小。

3.4 本章小结

本章首先对基于顺时无功功率理论的 $p-q$ 法、 i_p-i_q 法作了阐述,并对这两种方法的原理和优缺点进行了深入研究,考虑到在实际电网运行过程中,会存在电网电压畸变不理想工况的出现,导致锁相环获取的电网电压相位信息会有误差,故通过采用双二阶广义积分器对锁相环进行改进,在此基础上提出了改进 i_p-i_q 谐波检测法,并在电网电压存在谐波分量和负序分的背景下,利用 MATLAB/Simulink 平台进行了仿真实验,实验验证了改进的 i_p-i_q 谐波检测法可更准确地提取基波电流,从而提高了谐波检测精度。

第 4 章 系统控制策略研究

前文主要对谐波检测方法进行了改进，并通过仿真验证了采用改进 i_p-i_q 谐波检测法能实现对系统中的谐波电流更为精确地检测。本章核心任务是对系统的控制策略进行研究，主要对直流侧电压的稳定控制，指令电流的合成过程及如何实现对其准确跟踪控制进行了深入探讨，系统的优化设计与控制提供理论依据与实践指导。

4.1 直流侧电压闭环控制

在 2.4 节已研究过，无论是对电网中的谐波进行补偿，还是实现光伏系统的并网，其中的关键步骤是精确、稳定地对直流侧电压的进行控制，使其波动小，满足控制要求，这个过程主要是通过控制电容和电网之间的能量流动实现的。具体来说，首先需要设置直流侧电压参考值，其作用是和直流侧电压实际值进行对比，通过所得到的差值的大小来判断能量的流动方向。当直流侧实际电压值高于参考电压值时，通过指令电流向电网输送信号，使电网处于吸收能量的状态；当检测到直流侧电压低于参考电压时，电容处于充电状态，以确保直流侧电压能够处于稳定在设定的参考值上。直流侧电压的稳定是逆变器能否进行有源滤波的关键，若直流侧电压过小将导致谐波补偿效果不好，无法达到谐波抑制的效果。同时直流侧电压也不宜过大，否则会向电网输出过多的谐波补偿分量，造成电网谐波过高，并且兼具有源滤波功能的同时，光伏逆变器能否实现并网也依赖于对直流侧电压的稳定控制，二者在目标的实现上具有一致性。

为了实现这一控制目标，本文采用了 PI 控制器，PI 控制是一种常用的控制方法，它结合了比例控制和积分控制，能够快速而准确地响应系统直流侧的电压的变化。在稳定直流侧电压的过程中，首先需要定义直流电压误差 ΔU_{dc} ，它表示当前直流电压 U_{dc} 与系统给定参考值 U_{dc}^* 之间的差值，通过对直流电压误差 ΔU_{dc} 的控制以此来维持系统的直流侧电压稳定，在这一过程中是利用 PI 控制算法对这一误差进行控制，得到所需要的并网电流信号 Δi ，接着利用电流控制环节实现对直流侧电压的控制，使得直流侧电压逐渐趋近于设定的参考值。具

体实现原理如图 4-1 所示。

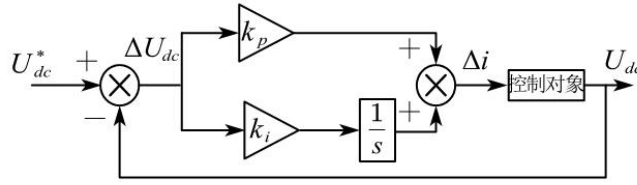


图 4-1 直流侧电压控制原理图

由上图可得电压调节信号 Δi 的表达式为：

$$\Delta i = (k_p + \frac{k_i}{s}) \Delta U_{dc} \quad (4-1)$$

其中， k_p 和 k_i 分别为比例系数和积分系数。

4.2 工作模式设置及指令电流合成

由于本系统设定的工作环境受户外时刻变化光照和温度影响，故需要考虑到外部环境的不同条件，设定逆变器处于相应的工作模式，然后根据系统的运行状态对指令电流进行细致分析，为后续指令电流的跟踪控制打下基础提供一个正确的思路。

由于外界环境变化，系统需要工作在不同的工况下，通过对外界的光照强度电网和所接负载的类型，可将系统分为三个不同的工作状态模式，模式 1：系统工作在白天模式，此时光照充足，并且电网中谐波含量较低。逆变器只进行有功输出，系统只工作在光伏发电模式。模式 2：夜间模式，由于没有光照，系统中光伏阵列并不工作，但此时处于用电高峰期，电网会接入大量非线性负载，造成谐波的含量会随之增加，不仅会对电网带来一定的危害，还会对用电设备使用带来一定的安全隐患，故亟待对其进行补偿。模式 3：受外界环境影响，当光照充足时，并且电网中存在大量谐波时，系统不仅要实现并网功能还要进行谐波补偿。

要想实现系统在三种模式下正常工作，指令电流的合成尤为重要。本文将光伏并网结合有源滤波功能，实现三种模式下系统能稳定工作，并对非线性负载带来的谐波进行补偿，其中指令电流在不同模式下，合成的过程及组成成分也不同。在模式 1 时指令电流为并网有功电流部分，其主要作用是实现光伏并网进行有功输出；在模式 2 时指令电流为检测到的谐波电流；在模式 3 时指令

电流为控制逆变输出有功并网电流和检测到的谐波电流分量之和。指令电流具体合成过程如图 4-2 所示。

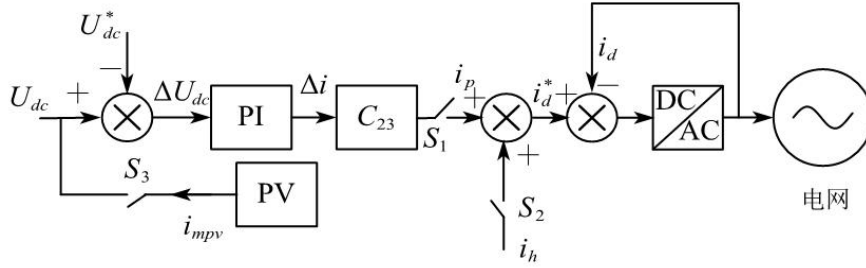


图 4-2 指令电流合成原理图

由图 4-2 可知当白天光照充足且电网谐波含量低时，此时系统并不需要谐波治理，逆变器处于模式 1。对应的开关 S_3 和 S_1 闭合，光伏阵列输出有功电流，并由 Boost 升压电路中的 MPPT 算法控制其输出 i_{mpv} ，然后随着 i_{mpv} 注入直流侧电容，对电容进行充电使得直流侧电压升高，但为了维持系统的稳定性，使逆变器能实现光伏并网，需要维持直流侧电压的稳定。此时可通过式(4-1)对直流侧电容电压进行调节，具体分析过程可通过式(4-1)可知。由上式可得出 PI 调节器输出的电压调节信号 Δi ，然后坐标变换得到三相瞬时有功电流 i_{pa} 、 i_{pb} 、 i_{pc} 的表达式：

$$\begin{cases} i_{pa} = \Delta i \cos(\theta) \\ i_{pb} = \Delta i \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{pc} = \Delta i \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4-2)$$

此时可得出模式 1 的指令电流 i_{abc}^* 为：

$$i_{abc}^* = \begin{cases} i_{pa} = \Delta i \cos(\theta) \\ i_{pb} = \Delta i \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{pc} = \Delta i \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4-3)$$

在夜晚时由于没有光照光伏阵列不工作，并不输出有功能量，此时处于用电高峰期，大量非线性负载的使用会带谐波电流，对电网的电能质量有一定的影响。此时逆变器只工作在有源滤波状态，系统工作在模式 2，开关 S_1 、 S_3 断

开 S_2 闭合。通过谐波检测模块得到检测到的谐波 i_{abch} ，此时指令电流信号 i_{abc}^* 如式(4-5)所示：

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - C_{23} C^{-1} \begin{bmatrix} \overline{i_p} \\ \overline{i_q} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

当系统工作白天时，光照充足但由于非线性负载的存在，通过谐波检测模块发现电网谐波含量较高，系统在光伏并网的同时进行谐波补偿，系统工作在模式 2。对应图 4-2 中开关 S_1 、 S_3 和 S_2 全部闭合，指令电流是光伏并网有功电流和谐波补偿电流之和，其表达式为：

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_a \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

系统能在上述三种模式下能正常工作的关键在于指令电流的跟踪环节，指令电流的跟踪精度决定了逆变器输出电流的质量和谐波补偿的准确度，对系统的稳定运行有很大的影响。下文主要对指令电流的跟踪控制进行了研究。

4.3 电流跟踪控制

要想实现逆变器光伏并网的同时进行有源滤波，则要求指令电流的跟踪环节具有良好准确度和稳定性，以此才能得到想要的控制效果。本文主要对几种常见的电流跟踪控制策略进行了介绍和研究，以此为基础提出了本文采用的指令电流跟踪控制方法。

4.3.1 PI 控制

采用基于 PI 控制的指令电流跟踪控制，因其系统结构控制相对简单，参数设计便捷，响应速度快，在逆变器控制中应用较为广阔。通过坐标变换将三相静止坐标系 ABC 变换到 dq 坐标系，此时基波电流从 ABC 坐标系下的交流分量变为 dq 坐标系下的直流分量，实现了电流的无静差跟踪。由于本文的模式 1 是通过直流侧电压偏差量控制输出的有功电流，故可利用 PI 控制器实现本文的指

令电流跟踪控制的目的。如式(4-7)所示为 PI 控制器的传递函数。

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4-7)$$

在基波 PI 控制的增益为式(4-8)：

$$|G_{PI}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + (k_i / \omega_0)^2} \quad (4-8)$$

通过上文对指令电流合成过程分析可知，要想实现本文的控制目标，系统需要运行在上述三种工作模式下，并且指令电流信号较为复杂。当系统使用 PI 控制器时，可实现对不同的频率分量的谐波电流在同步坐标系下进行相应的频率变换。然而，在进行坐标系变换时，受控制器限制，要想实现全频段的电流变换显得尤为困难，进而导致了其他频率下的目标电流未得到应有的处理，依然表现为交流分量的形式。因此，若仅仅利用 PI 控制器进行指令电流跟踪控制，将会使系统稳态补偿精度很难达到预期的要求，同时对实现统一控制的效果有所影响。

4.3.2 三角波比较控制

三角波比较控制的原理如图 4-3 所示，控制器前级侧原理是通过将参考信号 i_c^* 和系统实际输出信号 i_c 进行相减做差，然后将得到的误差电流信号 Δi_c 通过 PI 控制器处理后输出相应的控制信号，再利用三角波和其进行比较输出 PWM 驱动信号以此来控制逆变器输出补偿电流，实现对电流信号的实时跟踪。

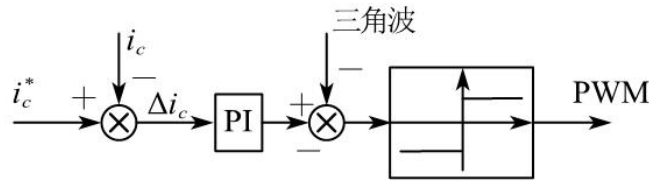


图 4-3 三角波比较控制原理图

三角波比较控制虽工作原理简单易于实现，具有良好的实时性和响应速度且抗干扰能力强，但是受到三角波和参考信号频率的限制，对于检测精度要求高时此种方法并不能满足，当系统中存在噪声时检测的稳定性容易受到干扰，导致输出的信号不稳定。

4.3.3 RC 控制

基于内模原理的 RC 控制被广泛应用，是一种先进的控制方法。其核心理念是在系统运行的一个周期内，在相同时间段将误差信号输送到下一个周期的

输入信号上，因此历史时间段内所有误差信号将全部输送到系统的输入侧，此种方式可等效为系统利用多个积分器在一个运行周期内只进行了一次积分运算。以此消除了系统中出现的误差信号。由于本文的系统中包含周期性出现的谐波指令电流信号，为了实现对其准确跟踪控制，通常需要在控制回路中引入一个对应于待跟踪信号频率的内膜。内膜的作用类似于一个虚拟的振荡器，它可以响应特定频率的信号并提供相应的控制调节。这种控制器中的内膜部分与待跟踪信号的频率相匹配，使得控制系统能够更加有效地跟踪该频率的信号变化。

如式(4-9)和(4-10)分别为连续形式和离散形式下的内膜表达式：

$$G(s) = \frac{1}{1 - e^{-Ts}} \quad (4-9)$$

$$G(z) = \frac{1}{1 - z^{-N}} \quad (4-10)$$

上式中的 e^{-Ts} 为连续形式下的延迟函数，其中 T 为延迟的时间，在离散延迟函数中 N 表示， N 代表基波周期内控制系统采样点数，取决于逆变器开关频率与基波频率比值。 N 增加，采样点增多，提高信号捕捉精度；反之，减少 N 导致系统响应变粗糙。综合考虑开关频率、基波频率和采样点数，确保系统稳定、高效地运行。在模拟器件中，延迟函数存在难以实现的问题，常常采用离散形式的延迟函数通过数字电子技术对其进行实现。为了提高 RC 控制器的抗干扰能力，可通过加入 $Q(z)$ 模块，其值一般为 0.98。由于 $Q(z)$ 模块的衰减特性，提高了控制器的稳定性改进后的控制器内部输出表达式也经过优化，以更好地抵御外界干扰和建模不精确等负面影响，由此可得出改进后的内膜表达式为：

$$G(z) = \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (4-11)$$

图 4-4 为 RC 控制的原理图：

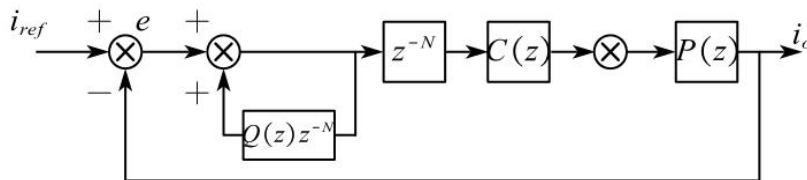


图 4-4 RC 控制原理图

在图 4-4 中， i_{ref} 和 i_o 分别为输入的指令电流信号的参考值和实际值， e 为 RC 控制器的输入信号， $P(z)$ 为控制目标， $C(z)$ 为补偿器，主要用于补偿系统的

相位和幅值，其表达式为：

$$C(z) = k_r Z^k S(z) \quad (4-12)$$

k_r 为补偿器的比例系数，一般取常数 0~1； Z^k 表示补偿器主要用于补偿相位； $S(z)$ 为滤波器，主要用于维持低频段增益以及抑制高频段发生的谐振尖峰现象。

4.4 dq 坐标系下逆变器控制策略

由于本文设计的系统需要工作在三种模式，在进行光伏并网的同时还要达到有源滤波的效果。由于控制过程的复杂性，为了简化系统设计，采用了 dq 坐标系解耦控制方法。这种方法通过坐标变换，以实现将交流分量转变为直流分量。

此时光伏并网逆变器的数学模型：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - Ri_d + \omega Li_q - e_d \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - Ri_q - \omega Li_d - e_q \end{cases} \quad (4-13)$$

将三相光伏并网逆变器在 ABC 坐标系中的表达式，可经过坐标变换后转换到两相 dq 坐标系中，但是通过对式(4-13)分析发现，当电感电流作为控制变量时，在 dq 坐标系中会出现耦合现象，这时 q 轴电流以 ωLi_q 的形式耦合到 d 轴的电压上，随着耦合量的出现会时刻影响着 u_d ，同样，dq 轴上的电压 u_q 也会受到 d 轴电流 i_d 以 $-\omega Li_d$ 形式的电压的影响。因此，在这种计算形式下，需要解耦 dq 轴上的相互耦合量，才能分别控制两个坐标系下的电流。以式(4-13)中 i_d 、 i_q 为控制目标，对其进行改写可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = u_d + \omega Li_q - e_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = u_q - \omega Li_d - e_q \end{cases} \quad (4-14)$$

令：

$$\begin{cases} u'_d = u_d + \omega Li_q - e_d \\ u'_q = u_q - \omega Li_d - e_q \end{cases} \quad (4-15)$$

此时由式(4-14)和式(4-15)可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = u'_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = u'_q \end{cases} \quad (4-16)$$

由式(4-16)可知，实现了对 d 、 q 轴的解耦控制，其中 u'_d 、 u'_q 分别为 PI 调节器输出得到的，其表达是为：

$$\begin{cases} u'_d = K_p (1 + 1/K_i s) (i_d^* - i_d) \\ u'_q = K_p (1 + 1/K_i s) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (4-17)$$

式中 K_p 和 K_i 分别为 PI 调节器的系数， i_d^* 、 i_q^* 分别为经过坐标变换后的指令电流，由此可得 u_d 、 u_q 的控制方程表达式为：

$$\begin{cases} u_d = K_p (1 + 1/K_i s) (i_d^* - i_d) - \omega L i_q + e_d \\ u_q = K_p (1 + 1/K_i s) (i_q^* - i_q) + \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (4-18)$$

最后可得出解耦下的三相并网逆变器在两相 dq 旋转坐标系下的数学模型表达式为：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = K_p (1 + 1/K_i s) (i_d^* - i_d) \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = K_{pi} (1 + 1/K_i s) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (4-19)$$

为实现解耦控制，由上式(4-19)的变化处理可知，可将电流反馈分量分别输入对应的 dq 轴上，具体实现过程如图 4-5 所示。

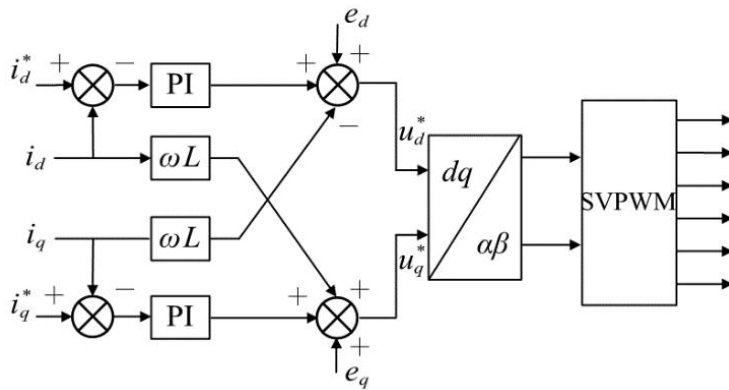


图 4-5 电流解耦控制原理图

逆变器并网控制的关键步骤包括坐标变换，偏差检测，PI 控制，解耦处理，坐标变换与脉宽调制。首先，逆变器输出指令电流信号 i_d^* 、 i_q^* 进行坐标变换到 dq 坐标系下，通过 PI 控制器调节输出电压，使输出电流逐步接近参考值。解耦

处理消除不同分量间的耦合影响，提高控制精度。然后，运用坐标变换对电压参考信号进行处理，并利用空间矢量脉宽调制（SVPWM）技术输出可以控制开关管的信号。最终，通过逆变器的逻辑控制实现对输出电流的并网控制。这一精确的控制确保逆变器稳定、准确地实现并网电流要求，保障整个系统正常运行和稳定性。

由于本文控制系统要求逆变器工作在三种模式下，在进行光伏并网的同时进行谐波抑制，指令电流单独依靠 PI 控制器对进行跟踪控制无法满足对谐波指令电流的有效跟踪。因此需要设计出具有良好跟踪效果的控制器对其跟踪控制。由上文分析可知 RC 控制器在调节交流变量方面有明显优势，但其基于周期性累积误差形成机制限制了动态响应性能，需经多周期调节才能达到稳定。这限制了其调节速度，特别在对快速响应性能要求高的系统中，其响应速度可能不足。由于 PI 控制器具有快速的动态响应和谐波补偿能力，故本文选用 PI-RC 控制器来对指令电流进行跟踪^[70]。其具体控制原理框图如图 4-6 所示。

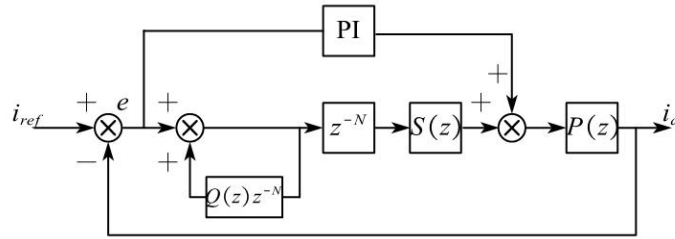


图 4-6 PI-RC 控制结构图

PI-RC 控制的传递函数为：

$$D(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{1}{1 - 0.98e^{Ts}} \quad (4-20)$$

为了使系统具有良好的响应速度和更好的稳定性，取衰减模块 $Q(z)$ 的值为 0.98；补偿器 $C(z)$ 主要补偿系统幅值和相位，补偿器比例系数为 1，比例系数超前环节 Z^k 取 Z^6 ，其中 $S(z)$ 可被设计为二阶低通滤波器，其表达式为：

$$S(z) = \frac{0.0701z + 0.0623}{z^2 - 1.0325z + 0.4452} \quad (4-21)$$

4.5 脉宽调制算法

在逆变器控制过程中，脉宽调制是不可或缺的一部分，而其中运用最广泛的方法有正弦脉冲调制(SPWM)和空间矢量脉宽调制(SVPWM)两种^[71]。目前

SPWM 技术的研究已很成熟，因此 SPWM 已被广泛采用，其主要的工作原理是将脉冲宽度进行相应调整，以正弦波为调制标准，通过控制逆变电路中的开关器件，以确保输出的脉冲电压与期望的正弦波形相匹配。它是在 PWM 基础上改变了调制的方式，采用 SPWM 波形可以实现对开关器件的通断控制，从而保证输出脉冲的面积与正弦波的目标输出在相应区间内的面积相等，从而实现了电能转换的高效性。

空心定子的基准是 SVPWM 的核心概念，它视为三相对称电机在正常运转时所需的磁链圆。系统会根据逆变器内部不同的开关模式切换来生成 PWM 波形，在适当的时机生成这种波形，可准确跟踪实际磁链矢量，实现对磁链圆的准确控制。通过精细调整开关状态，SVPWM 可灵活适应不同工作情况，输出相应的 PWM 波，从而控制逆变器在不同工作模式下输出所需的电流分量。这一方法简洁高效，输出波形的谐波含量低，功率损耗较小，并且易于数字处理器实现。综上所述，本文采用 SVPWM 调制方式，使系统满足上述不同的工作模式下能稳定运行。

4.6 本章小结

本章首先介绍了系统直流侧电压的控制方案，为稳定直流侧电压，本文采用 PI 控制器对电压误差进行调控，使其稳定在参考值附近。接着对系统的三种工作模式进行了详细分析，以此推导出不同的工作模式下对应的指令电流，为了准确追踪和控制指令电流，对几种常见的电流跟踪控制方法做了简要分析比较，重点研究了使用 PI 控制和 PI-RC 控制下对谐波补偿效果和控制器的响应能力上的差异，以此确定了使用 PI-RC 控制器对指令电流进行跟踪控制。最后采用 SVPWM 调制方式，控制逆变器在不同模式下输出对应的电流，为实现本文控制策略的仿真验证做了理论铺垫。

第 5 章 系统建模与仿真分析

本章基于 Matlab/Simulink 平台分别对系统的完全光伏并网、完全有源滤波、光伏并网和有源滤波统一控制这三种模式进行仿真，并将这三种不同运行模式的电网电流通过 FFT 进行对比分析以此验证系统具有有源滤波功能。此外，对不同电流跟踪控制器下的谐波补偿效果进行了比较，由此来确定本文提出的控制策略是否达到预期目标和控制要求。

5.1 系统仿真模型建立

本文设计的系统主要由光伏电池及 MPPT 模块、L 型滤波器、非线性负载模块、光伏并网逆变器及和电网组成。系统主要参数设置如表 5-1 所示，系统仿真模型如图 5-1 所示。

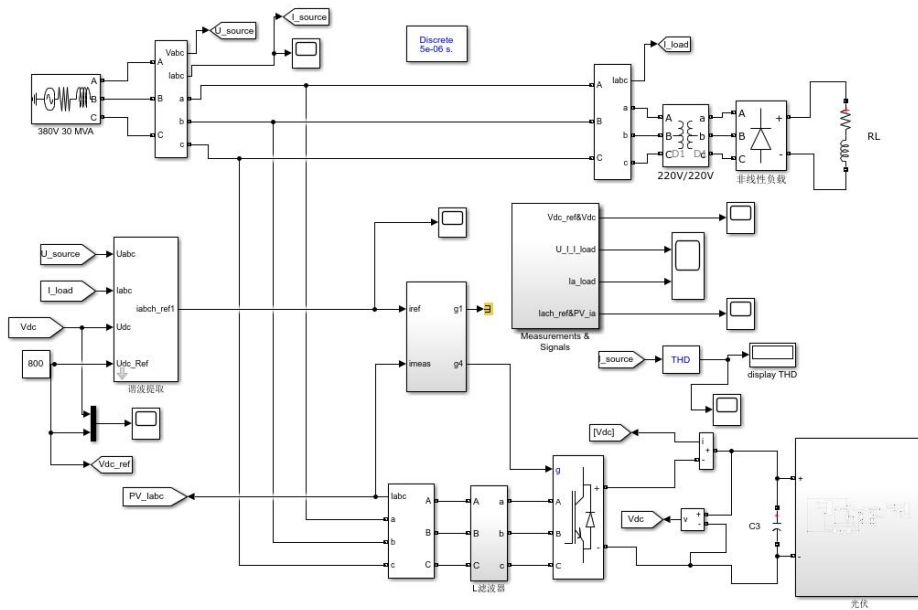


图 5-1 三相光伏并网系统仿真模型

表格 5-1 系统主要参数

参数	数值
光照 S	1000W/m^2
温度 T	25°C
电网电压 U	380V
电网频率 f_s	50Hz
开关频率 f	10kHz
直流侧电压 U_{dc}	800V
直流侧电容 C_{dc}	3mF
非线性负载	$R=3\Omega, L_a=2\text{mH}$

5.2 仿真结果分析

5.2.1 完全光伏并网发电模式

当系统工作在白天时光伏并网逆变器只进行有功输出，由第 4 章对指令电流的分析可知，系统工作在模式 1(完全光伏并网)，指令电流只含有进行光伏并网的有功电流信号。当系统带负载为阻性负载时，设置系统为 25℃ 不变，通过将光照从 0.4 秒的 1000W/m² 减小为 500W/m²，图 5-2 为光伏阵列输出的电流。

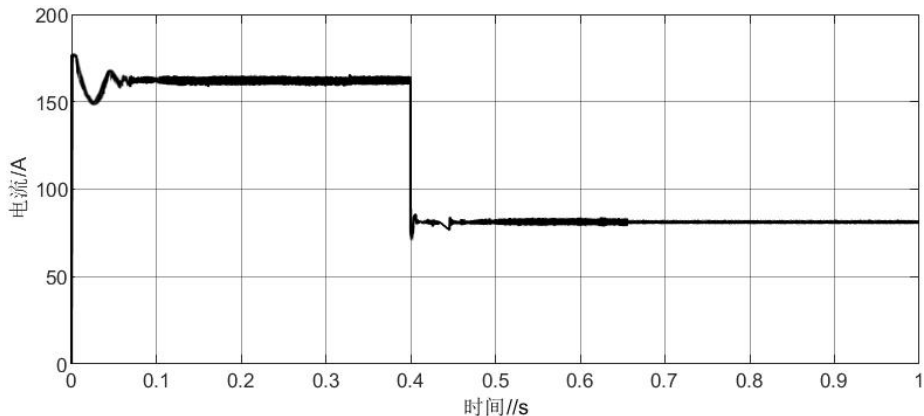


图 5-2 光伏阵列输出电流

此时随着光照强度减小，光伏阵列输出电流在 0.4s 时从 162.8A 减小到 82.3A。

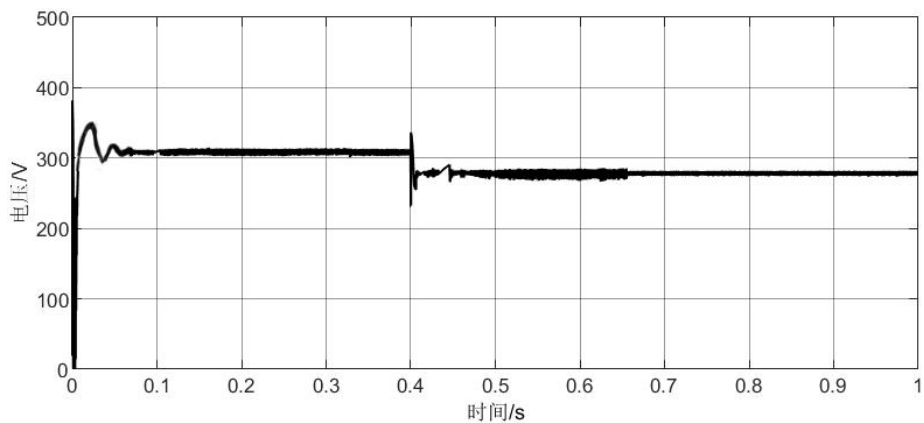


图 5-3 光伏阵列输出电压

如图 5-3 所示，光伏阵列输出的电压由于光照的骤减，在 0.4 秒时从 311.5V 减小为 281.6V，图 5-2 和 5-3 说明了在光照突变时，系统运用的扰动观察法 MPPT 算法都能以最快的速度响应光照的变化，虽光照变化的会对光伏阵列的输出功率产生一定的影响，但由于应用了扰动观察法，光伏系统在光照变化前后都能以最大功率输出。

图 5-4 为电网电压和并网电流波形图，通过对其分析可知：

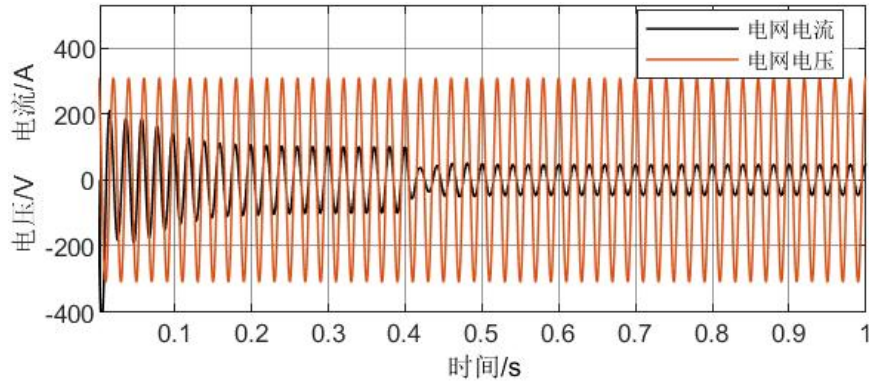


图 5-4 并网电流和电网电压波形图

在光照突变之前电网电流为 100.5A ，光照突变后并网电流为 46.35A ，在进行光照切换过程中电网电流并未出现明显畸变，说明系统具有一定的稳定性，且通过对电网电流和电网电压的对比发现，二者的相位一致电流时刻跟踪电压，说明此时功率因数为 1。

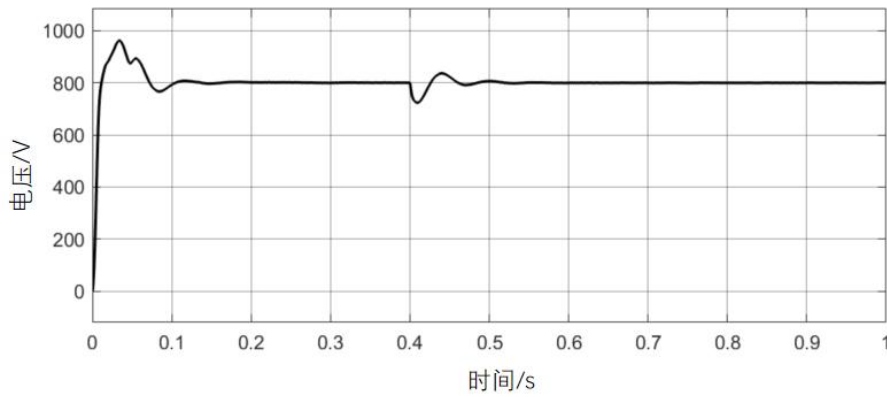


图 5-5 直流侧电压波形图

图 5-5 为 PI 控制器下的直流侧电压输出波形图，在 0.4s 前光照为 $1000\text{W}/\text{m}^2$ ，由图可知在 0.1s 时直流侧电压稳定在参考电压值附近，在 0.4s 时光照减小为 $500\text{W}/\text{m}^2$ 电压同样在极短的时间内稳定在参考值处，由此可知在 PI 控制器下，直流侧电压外环控制效果较好。

5.2.2 完全有源滤波模式

本文的控制策略是基于光伏并网系统为背景实现的，受外界环境不可控因素的影响，系统需要运行在不同的条件下，尤其是在阴雨天气或夜晚时由于没有光照，光伏阵列并不能实现光伏发电的作用，此时逆变器不在进行电能转换，但随着非线性负载的接入，会产生谐波电流。系统通过合成只含有谐波信号的指令电流信号，只需控制逆变器对谐波进行补偿，在本文第 4 章已深入研究，此时系统工作在模式 2(完全有源滤波)。为了模拟非线性负载接入电网，本文采

用不可控整流桥后接阻感负载进行仿真，如图 5-6 为未进行有源滤波时 A 相负载电流，即为电网电流。

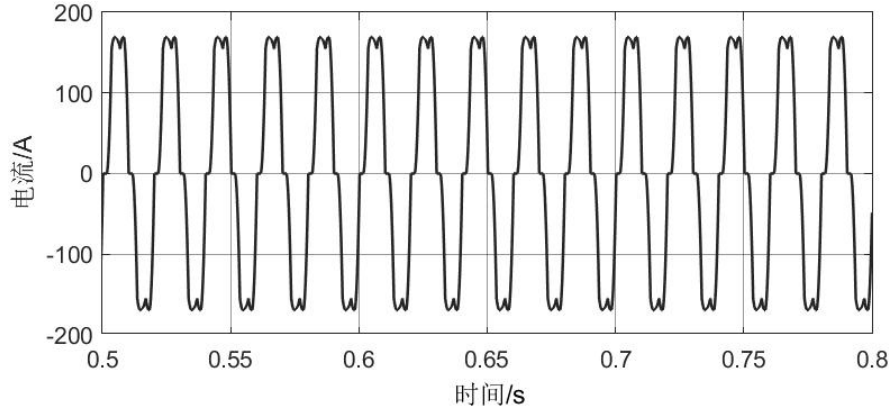


图 5-6 有源滤波前 A 相电网电流波形图

由图 5-6 可知此时的电网电流呈现非正弦形状，说明当电网接入非线性负载，会使电网电流产生畸变，电网电流的大小和非线性负载电流大小相等，其幅值为 169.2A。

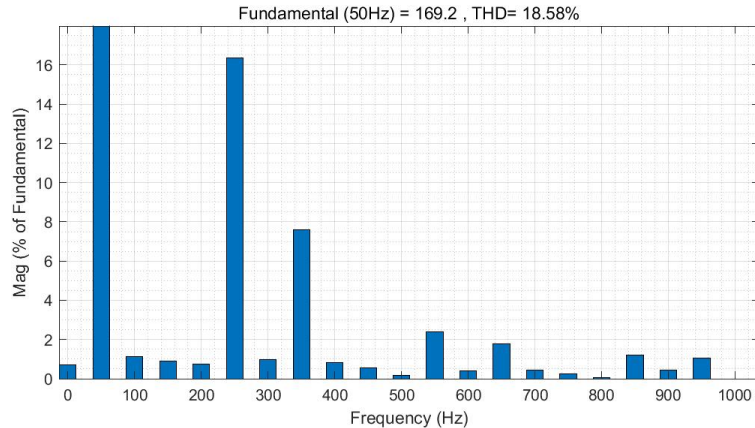


图 5-7 有源滤波前电网 A 相电流频谱

通过 FFT 对电网电流畸变率进一步分析，可得到如图 5-7 所示电网电流频谱图，此时电网电流的 $THD=18.58\%$ ，远大于《电能质量国家标准》规定的 $THD \leq 5\%$ ，且由图可知，其中谐波主要分布在 5、7、11、13、17、19 次上，为了对其进行治理减少谐波含量，故将具有有源滤波功能的逆变器投入使用，发挥其有源滤波功能，使系统中由于非线性负载的存在而导致的谐波电流谐波得到补偿。

图 5-8 为系统基于 PI-RC 控制器下，通过对指令电流的跟踪控制，使逆变器输出谐波补偿电流后，达到了对谐波补偿目的后的 A 相电网电流的波形。直观的可看出与补偿前相比此时的 A 相电网电流呈现较好的正弦形式，并无明显的畸变。

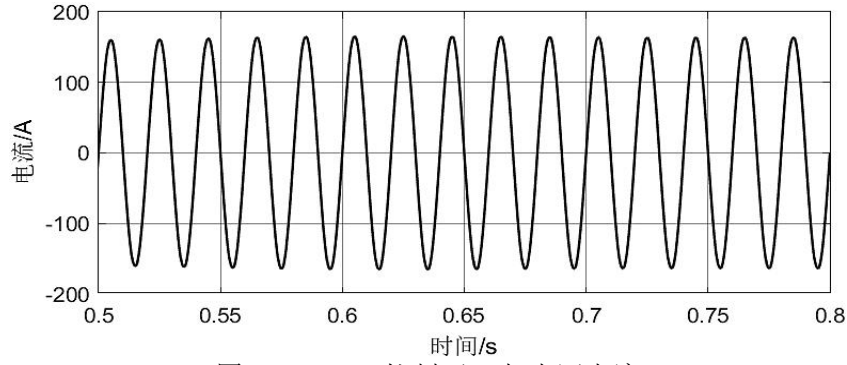


图 5-8 PI-RC 控制下 A 相电网电流

为了进一步对补偿效果量化，对补偿后的 A 相电网电流进行 FFT 分析。

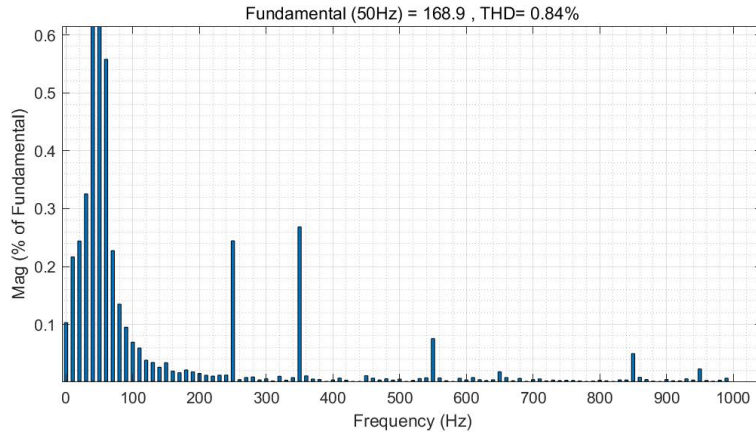


图 5-9 A 相电网电流频谱

图 5-9 为系统投入逆变器，发挥其有源滤波作用补偿电网中出现的谐波后的 A 相电网电流频谱图，其中影响最大 5、7 次谐波得到了有效补偿，此时电网的 THD 从原先的 18.58%减小为 0.84%，由此可知，系统实现了有源滤波功能。

如图 5-10 为完全有源滤波模式下逆变器输出的 A 相电流，其主要作用是补偿电网中出现的谐波电流，使电网电流畸变率减小。

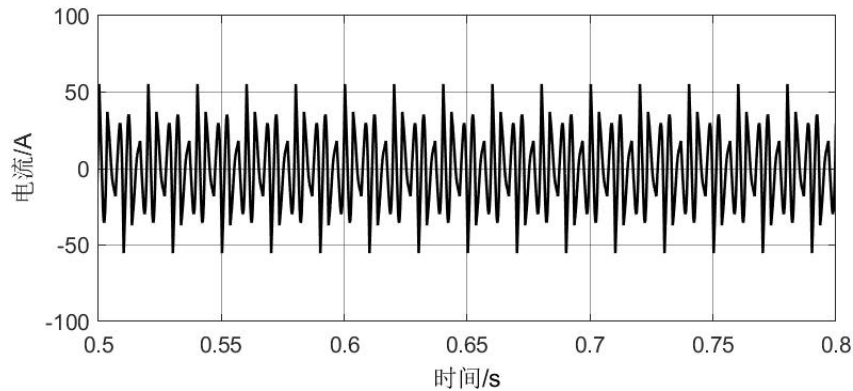


图 5-10 逆变器 A 相输出电流

如图 5-11 为指令电流跟踪逆变器输出 A 相补偿电流，由图可知在 PI-RC 控制器下，两者几乎重合，实现了指令电流准确跟踪目的。

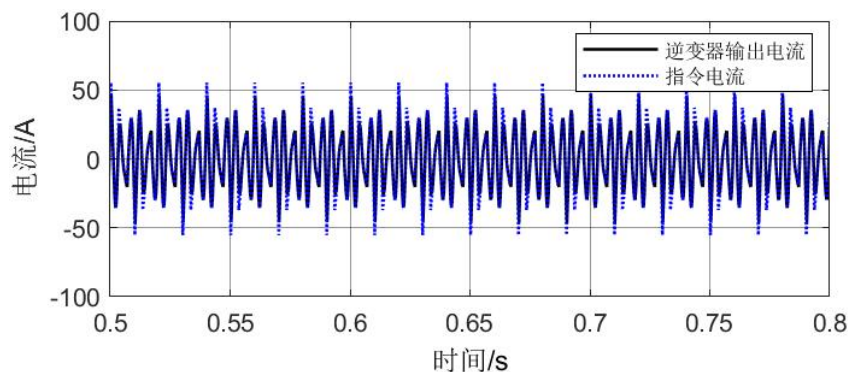


图 5-11 指令电流跟踪波形图

为了进一步验证系统的稳定性，设置负载切换工况，将负载减小，对电网电流进行分析，以此来验证系统具有良好的动态补偿效果。

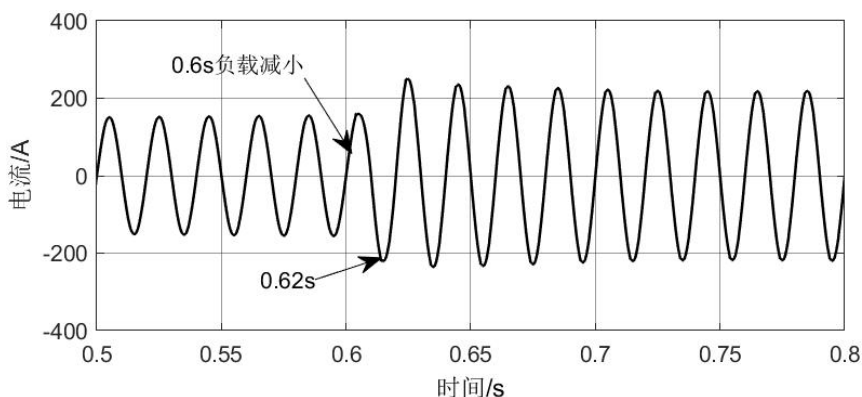


图 5-12 负载切换过程中 A 相电网电流

如图 5-12 所示，在 0.6s 时减小负载，面对负载的切换系统在 0.62s 时达到稳定状态，电流幅值由原先的 169.5A 增大到 228.3A 且电流幅值不再波动，说明系统在负载变化工况下时具有良好快速响应能力和稳定性。

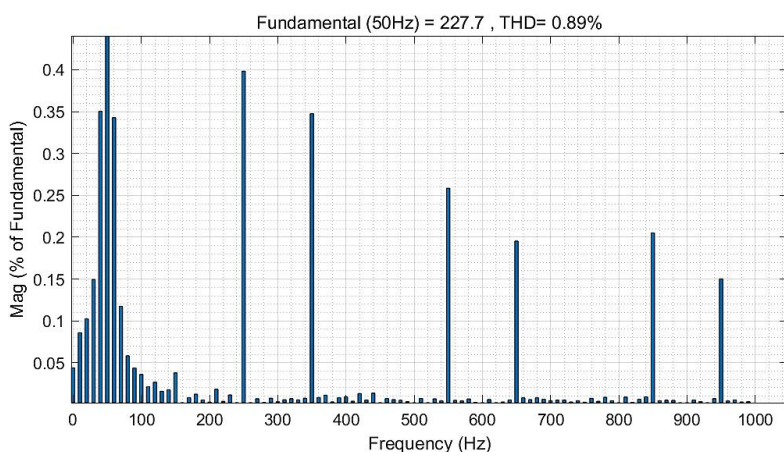


图 5-13 负载减小后 A 相电网频谱

图 5-13 为负载减小后的电网电流的频谱图，由图可知负载减小后，电网电流幅值相应增大，此时电网电流谐波总含量为 0.89%，与负载减小前差距较小，由此证明了该系统在负载变化的工况下具有较好的抗干扰能力和稳定的动态补

偿性能。

为了进一步验证本文采用的 PI-RC 控制器对谐波的补偿效果更好，将单独 PI 控制器下补偿后的 A 相电网电流和其对比分析，如图 5-14 所示，在单独 PI 控制下补偿后的 A 相电网电流出现轻微畸变，电流呈现的正弦状态不够理想。

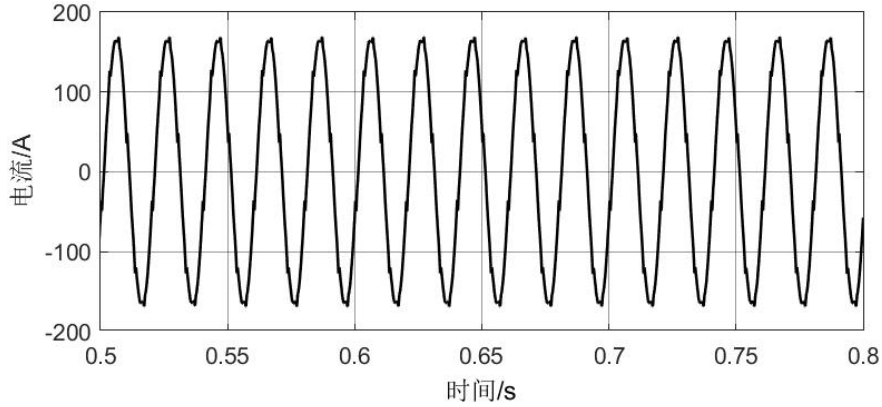


图 5-14 单独 PI 控制补偿后 A 相电网电流

为了进一步准确定量地比较二者在补偿效果的不同，对此时电网电流进行 FFT 分析，由图 5-15 可知在单独 PI 控制器下电网 A 相电流被补偿后，THD 虽明显减小，总含量为 4.19%，但和基于 PI-RC 控制器下补偿后的电流相比，PI 控制器对谐波的补偿能力欠佳，尤其在 5、7、11、13、17、19 次谐波上补偿效果有待提高。

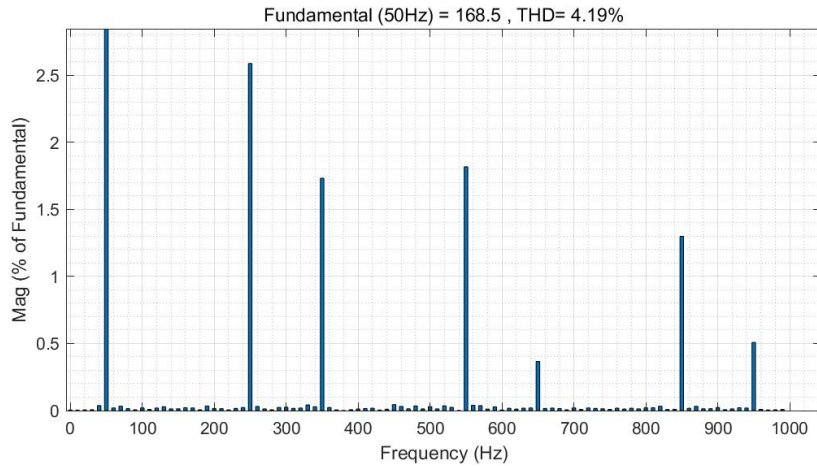


图 5-15 PI 控制补偿后 A 相电网电流频谱

通过上述仿真结果可知系统工作在模式 2（完全有源滤波）时，能有效补偿电网中由于非线性负载带来的谐波，并且在负载突变时，系统能快速响应并稳定地运行，同时对系统中出现的谐波进行有效补偿，因此仿真结果验证了，在该控制策略下系统具有良好的动态响应性能和稳定性。接着通过对比 PI-RC 和 PI 两种控制器下谐波的补偿效果可知，本文采用的 PI-RC 控制器具有更好的

补偿效果。

5.2.3 光伏并网与有源滤波统一控制模式

当系统工作在光照充足($1000\text{W}/\text{m}^2$)且有非线性负载的存在时,逆变器在进行光伏并网的同时对电网中出现的谐波进行补偿,此时系统工作在模式 3(在进行光伏并网的同时进行有源滤波)。非线性负载不变,当逆变器未接入使用时,电网电流即为负载电流,如上文中的图 5-6 所示,电网电流会发生畸变。当逆变器投入使用输出并入电网电流时,其输出电流不仅含有光伏电池发电部分的有功电流还有补偿谐波的电流,故其输出电流呈现出非正弦形式,如图 5-16 所示。

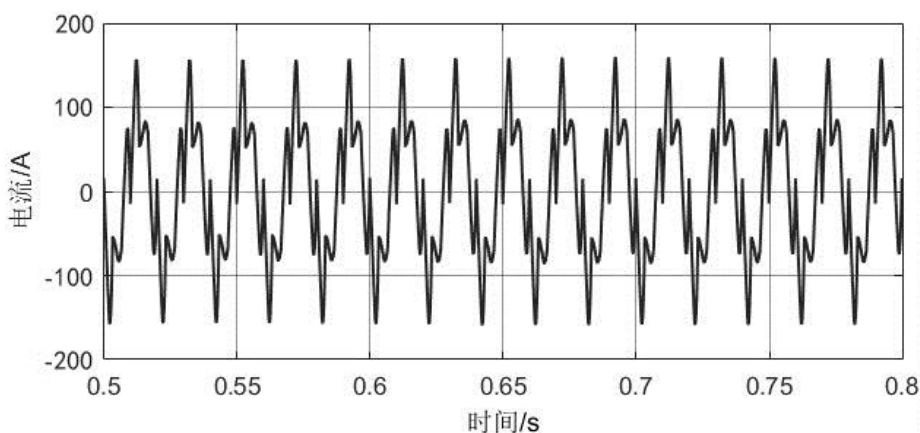


图 5-16 逆变器输出 A 相电流

图 5-17 为模式 3 下指令电流跟踪逆变器输出电流的波形图,由图可知采用 PI-RC 控制器实现了指令电流的准确跟踪,由于当前时刻的逆变器输出电流包含了光伏电池输出的有功电流和补偿谐波电流,故指令电流和模式 2 下的指令电流相比会相应增大,并且此时指令电流包含了补偿谐波电流和并网有功电流的叠加量,故相较于模式 2 下的指令电流,其形状也会发生相应的变化。

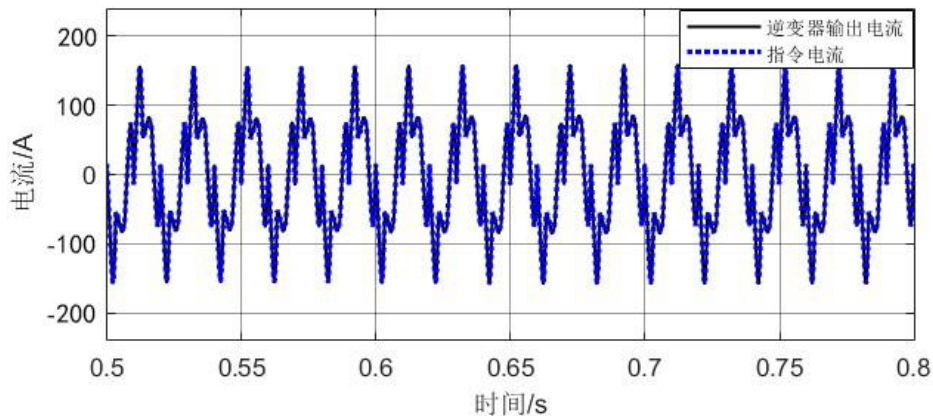


图 5-17 指令电流跟踪逆变器输出 A 相电流

由图 5-18 可知当系统工作在模式 3 时，电网电流从完全有源滤波模下的 168.9A 减小为 122.8A，说明了此时由于外界光照充足光伏模块正常工作，通过系统前级侧输出了有功电流，实现了光伏并网功能，此时光照为 1000W/m^2 温度为 25 摄氏度，光伏模块输出的电流电压为图 5-2 和 5-3 所示的 0.4s 之前的电流和电压，并且随着光伏并网功能的实现，逆变器将光伏阵列产生的有功电流转换为满足要求的并网电流为负载提供了一定的电能，使得电网电流变小。虽电网接入非线性负载，但由于系统中逆变器具有源滤波功能，故此时 A 相电网电流具有较好的正弦波形式。

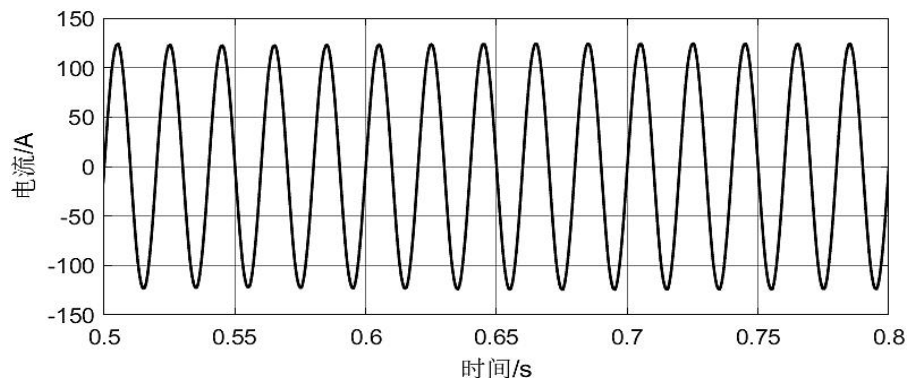


图 5-18 统一控制下 A 相电网电流

为了进一步了解在统一控制下系统的谐波补偿效果，通过 FFT 对 A 相电网电流畸变率进行分析。

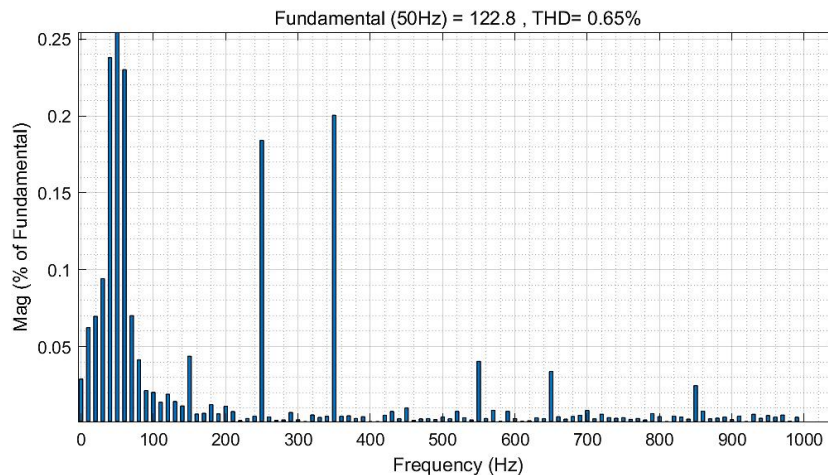


图 5-19 统一控制下 A 相电网电流频谱

由图 5-19 可知在此时 A 相电网电流的谐波含量为 0.65%，完全达到了规定的 THD 小于 5% 的标准。其中 5、7、11、13、17、19 次谐波得到了有效补偿，实现了模式 3 下的控制目标。

为了验证系统在统一控制系统下具有良好的稳定性和动态补偿能力，通过设置负载切换工况以此来分析系统动态稳定性能，在 0.6s 时将负载减小观察 A 相电网电流的变化，仿真结果如图 5-20 所示。负载减小后 A 相电网电流幅值明显变大，0.02s 内达到了稳定且幅值波动较小，说明系统在动态过程中，具有良好的动态响应能力和稳定性。为了进一步分析负载减小后对系统谐波补偿性能的影响，通过对比负载切换前后 A 相电网电流的 THD 值，以此来反映系统的动态补偿谐波能力。

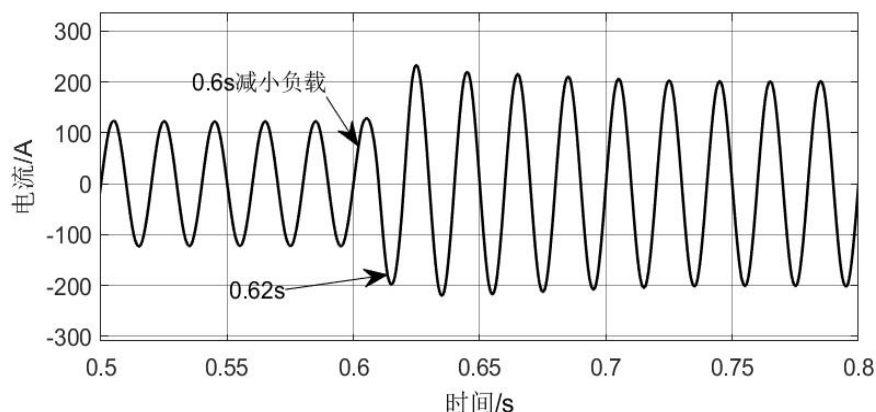


图 5-20 负载切换过程中 A 相电网电流

由图 5-21 可知将负载减小后，A 相电网电流的幅值增大到 202.8A，其 THD 值为 0.66% 和负载切换前的 A 相电网电流的 THD 值 0.65% 相差很小，故系统在动态过程中的有源滤波功能具有较好的稳定性。

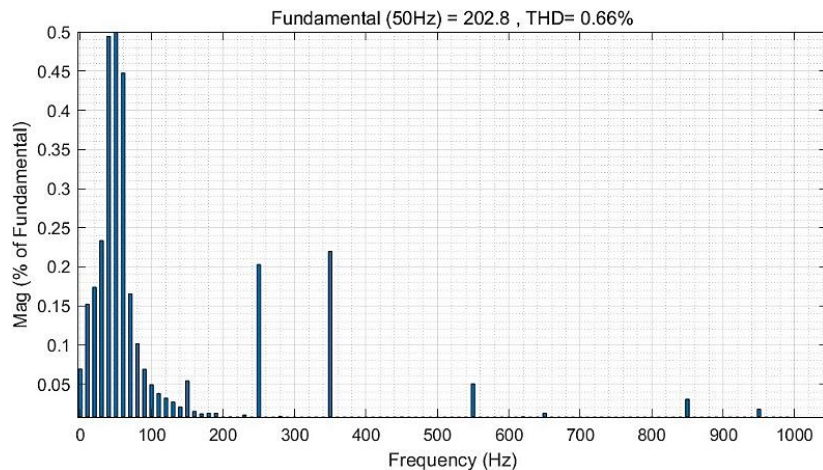


图 5-21 负载切换后 A 相电网电流频谱

为了验证本文采用的 PI-RC 控制器在统一控制模式下比单独 PI 控制器具有更好的谐波补偿效果，采用了单独 PI 控制器在统一模式下，对指令电流进行跟踪控制，如图 5-22 所示为统一模式下采用单独 PI 控制器进行电流跟踪时，A 相电网电流波形图，可发现此时电网电流呈现较好的正弦状态，但与采用 PI-RC 控制器下的电网电流相比，有些许毛刺，为了进一步比较二者的补偿效果，对图 5-22 的 A 相电网电流进行 FFT 分析，由图 5-23 可知其畸变率达到了 3.99%，与使用 PI-RC 控制器相比，对谐波的补偿效果欠佳。

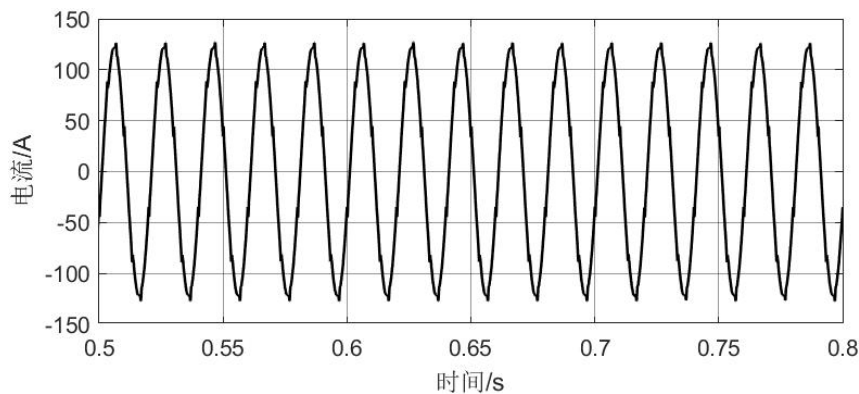


图 5-22 单独 PI 控制补偿后 A 相电网电流

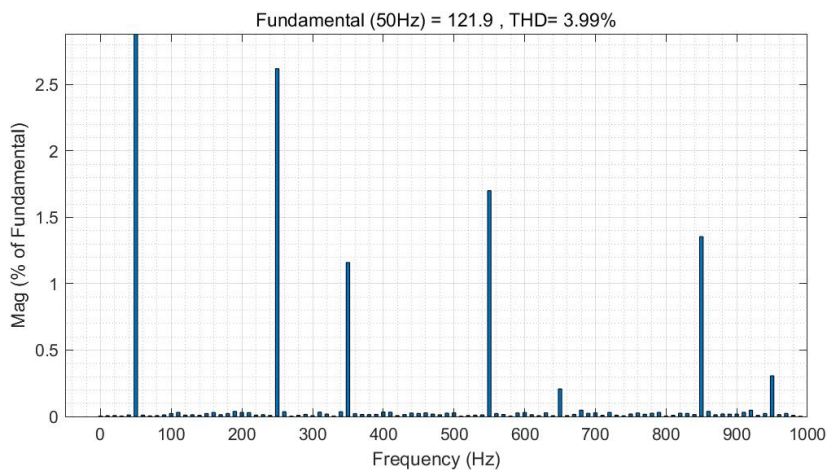


图 5-23 单独 PI 控制补偿后 A 相电网电流频谱

5.3 本章小结

本章主要任务是基于 Matlab/Simulink 搭建了仿真，对系统在三种工作模式下分别进行了仿真分析，验证了本文所提控制策略能有效实现系统在三种不同模式下的稳定运行，并通过对比 PI 和 PI-RC 两种控制器下的电流谐波的补偿精度差异，证明了采用 PI-RC 控制具有更好的补偿效果，实现了本文的控制目标。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

随着传统能源的过度开采和环境污染严重等现象的出现，太阳能以其具有取之不尽用之不竭且无污染的特点应运而生，成为了当前重要电能来源之一，本文针对光伏并网系统工作在外界复杂环境下导致的利用效率不高，及非线性负载的大量接入电网带来的谐波污染问题，采用了一种兼具有源滤波功能的光伏并网逆变器控制策略，实现了在同一台逆变器上即可光伏并网又能有源滤波的统一控制。在面对外界环境变化时，系统可实现完全光伏并网，完全有源滤波、光伏并网和有源滤波统一控制三种模式。本文主要工作总结如下：

首先，确定了本文选取的两级式非隔离型光伏并网系统为研究对象，以此为基础对 Boost 升压电路和 MPPT 控制算法进行分析，通过仿真验证了本文所选取的扰动观察法在光照突变时，具有良好最大功率跟踪能力。接着主要对并联型有源滤波器的结构和工作原理进行了介绍，并将其和并网逆变器在结构、控制方法上做了比较，为系统能进行统一控制使系统具有光伏并网和有源滤波两种功能奠定了理论基础。

其次，分析了电网电压在非理想状态下，使用传统 $p-q$ 检测法会带来一定的误差，虽相比较使用 i_p-i_q 检测法时精度有所提高，但是其在检测过程锁相环易受到畸变电压带来的影响，从而使得检测效果有进一步提升的空间。本文给予了一种改进二阶广义积分器的锁相环和 i_p-i_q 检测法相结合的谐波检测方法，实现了在电网电压有谐波和负序分量时依旧能准确获取相位信息，提高了谐波检测精度，并通过仿真结果论证了改进谐波检测法的可行性和正确性。

然后为了使直流侧电压稳定在参考值附近，应用了 PI 控制器对直流侧电压控制。由于系统需在三种不同工作模式下对指令电流的准确跟踪，本文采用了 PI-RC 控制器对其进行跟踪控制，并应用 SVPWM 调制方法输出的 PWM 信号控制逆变器的开关管的开通和闭合，使逆变器输出相应模式下的电流，从而实现本文的控制策略。

最后，基于以上分析论述本文在 Matlab/Simulink 平台搭建了系统模型，分别对完全光伏并网、完全有源滤波、光伏并网的同时进行有源滤波三种不同的

模式进行仿真分析，结果验证了本文所设计的控制策略的正确性和可行性，实现了在同一台光伏并网逆变器上，将有源滤波和光伏并网两种功能进行统一控制，在改善电网电能质量的同时提高了逆变器的利用效率，在工程上满足了系统的多样化需求，减少了成本的投入。

6.2 展望

兼具有源滤波功能的光伏并网逆变器具有广阔的应前景和极高的市场价值，但其控制过程较复杂，由于本人时间不足，学识和科研能力有限，虽初步实现了系统的统一控制，但还有以下问题需要进一步研究改善：

（1）本文设计的系统是以分布式光伏并网系统为背景，但在实际运行过程中会存在孤岛模式，本文在此方面有待进一步研究。

（2）在交流侧滤波器方面，本文选取的是 L 型滤波器，后续可改使用 LCL 型滤波器，提高系统对高次谐波滤除效果。

（3）由于本文的系统是基于具单台有源滤波器的光伏并网系统设计的，但在实际光伏并网系统中会存在多台并网逆变器并联运行，此方向值得进一步研究。

参考文献

- [1] 张丹, 王杰. 国内微电网项目建设及发展趋势研究[J]. 电网技术, 2016, 40(2): 451-458.
- [2] 戴宝华, 王德亮, 曹勇, 等. 2023 年中国能源行业回顾及 2024 年展望[J]. 当代石油石化, 2024, 32(1): 1-7.
- [3] Das R C, Chatterjee T, Ivaldi E. Co-movements of income and urbanization through energy use and pollution: An investigation for world's leading polluting countries[J]. Ecological Indicators, 2023, 153: 110381.
- [4] 张娜, 米倩玉, 邓嘉伟, 等. 新能源崛起对中国新能源产业战略的影响[J]. 中国软科学, 2024(2): 1-8.
- [5] Tan C, Tan Z, Yin Z, etc. Study on grid price mechanism of new energy power stations considering market environment[J]. Renewable Energy, 2023, 203: 177-193.
- [6] Bošnjaković M, Santa R, Crnac Z, etc. Environmental Impact of PV Power Systems[J]. Sustainability, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2023, 15(15): 11888.
- [7] 陈斌. 光伏发电最大功率点跟踪及并网控制策略研究[D]. 山东理工大学, 2023.
- [8] 杨天锋, 陈金利, 杨嘉敏, 等. 基于太阳能布雷顿循环的多能互补发电系统动态特性研究[J]. 太阳能学报, 2021, 42(11): 193-200.
- [9] Akbari E, Zare Ghaleh Seyyedi A. Power quality enhancement of distribution grid using a photovoltaic based hybrid active power filter with three level converter[J]. Energy Reports, 2023, 9: 5432-5448.
- [10] Flores P, Dixon J, Ortuzar M, etc. Static Var Compensator and Active Power Filter With Power Injection Capability, Using 27-Level Inverters and Photovoltaic Cells[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(1): 130-138.
- [11] Chilipi R, Al Sayari N, Alsawalhi J Y. Control of Single-Phase Solar Power Generation System With Universal Active Power Filter Capabilities Using Least Mean Mixed-Norm (LMMN)-Based Adaptive Filtering Method[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2020, 11(2): 879-893.
- [12] 马汇海, 杜鹃, 孟彦京. 带有源滤波功能的三相四桥臂并网逆变器仿真研究[J].

- 陕西科技大学学报, 2019, 37(3): 146–152.
- [13] 陈炜, 艾欣, 吴涛, 等. 光伏并网发电系统对电网的影响研究综述[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(2): 26-32+39.
- [14] 刘东冉, 陈树勇, 马敏, 等. 光伏发电系统模型综述[J]. 电网技术, 2011, 35(8): 47-52.
- [15] 张兴, 李明, 郭梓暄, 等. 新能源并网逆变器控制策略研究综述与展望[J]. 全球能源互联网, 2021, 4(5): 506-515.
- [16] Saravana Prakash P, Kalpana R, Singh B. Third Harmonic Current Injection Based Front-End AC-DC Converter for Power Quality Improvement in DC Distribution Systems[C]//IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy. Beijing, China, 2020: 1-6.
- [17] 顾和荣, 杨子龙, 邬伟扬. 并网逆变器输出电流滞环跟踪控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2006(9): 108–112.
- [18] 戴训江, 晁勤. 一种新颖的并网逆变器自适应电流滞环控制策略[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9): 85-89+100.
- [19] 周雪松, 刘乾, 马幼捷, 等. 基于改进自抗扰的光伏并网逆变器直流母线电压控制[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10): 65-72.
- [20] 舒为亮, 张昌盛, 段善旭, 等. 逆变电源 PI 双环数字控制技术研究[J]. 电工电能新技术, 2005(2): 52-54+59.
- [21] 谭超, 李兴林, 吴晨光, 等. 适用于单相并网逆变器的改进型谐振控制方法研究[J]. 现代电子技术, 2021, 44(17): 130-135.
- [22] Malla N, Tamrakar U, Shrestha D, etc. Online learning control for harmonics reduction based on current controlled voltage source power inverters[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2017, 4(3): 447-457.
- [23] Bielskis E, Baskys A, Valiulis G. Controller for the Grid-Connected Microinverter Output Current Tracking[J]. Symmetry, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2020, 12(1): 112.
- [24] 梁欢, 张琦, 唐雨, 等. 用于并网逆变器谐波抑制的重复控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(9): 5-7+11.
- [25] 李国华, 陈钰, 汪玉凤. 三相逆变器随机空间矢量脉宽调制选择性电压谐波消除方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(14): 3041-3049.

- [26] 叶永卫. 三电平逆变器空间矢量脉宽调制算法及中点电位平衡控制方法的改进[J]. 山东农业大学学报(自然科学版), 2020, 51(6): 1126-1131.
- [27] 王剑, 张芮, 刘洋, 等. 一种 QZS-CHI 的多调制波移相正弦脉宽调制方法及其输出电压分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(16): 3470-3477.
- [28] Mohammadi M, Moghani J S, Milimonfared J. A Novel Dual Switching Frequency Modulation for Z-Source and Quasi-Z-Source Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 5167-5176.
- [29] 魏凯. 微电网中多功能并网逆变器电能质量治理策略研究[D]. 燕山大学, 2020.
- [30] 邵振国, 许昊铂, 肖颂勇, 等. 新能源电网中的谐波问题[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(4): 178-187.
- [31] Srita S, Somkun S. Implementation of Harmonic Compensation for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converter Under Grid Voltage Distortion[C]// 19th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. Prachuap Khiri Khan, Thailand, 2022: 1-5.
- [32] 康鹏, 郭伟, 黄伟钢, 等. 区域电网电能质量问题及治理关键技术综述[J]. 电测与仪表, 2020, 57(24): 1-12.
- [33] Sano K, Xing W. Harmonic Analysis of Grid-Connected Inverters Based on Symmetrical Components[C]//IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia). Singapore, 2022: 91-95.
- [34] Medina A, Segundo-Ramirez J, Ribeiro P, etc. Harmonic Analysis in Frequency and Time Domain[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1813-1821.
- [35] 胡卫丰, 周宇, 周洪益, 等. 考虑分布式光伏并网的电能质量治理方法研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2021, 42(5): 245-250.
- [36] 陈和洋, 吴文宣, 郑文迪, 等. 电力系统谐波检测方法综述[J]. 电气技术, 2019, 20(9): 1-6.
- [37] 童涛, 张新燕, 刘博文, 等. 基于傅里叶同步挤压变换和希尔伯特变换的谐波间谐波检测分析[J]. 电网技术, 2019, 43(11): 4200-4208.
- [38] 李希年, 庞清乐, 孙静. 计及谐波影响的不对称系统基波序分量快速检测[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(7): 182-188.

- [39] Zeytinoglu M, Wong K M. Detection of harmonic sets[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(11): 2618–2630.
- [40] 张成林, 张新燕. 改进型加窗插值法对谐波检测精度提升的研究[J]. 现代电子技术, 2021, 44(23): 138-142.
- [41] 欧阳瑾, 王钢, 曾德辉. 基于全相位快速傅里叶变换和人工神经网络的电网谐波检测组合优化算法[J]. 广东电力, 2021, 34(3): 98–105.
- [42] 吴建章, 梅飞, 陈畅, 等. 基于经验小波变换的电力系统谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(6): 136–143.
- [43] Maurya I, Gupta S K, Maurya P. An efficient harmonic detection approach for shunt active filter based on wavelet transform[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2018, 9(4): 2833–2839.
- [44] 李圣清, 朱英浩, 周有庆, 等. 电网谐波检测方法的综述[J]. 高电压技术, 2004(3): 39-42.
- [45] 崔浩, 舒朝君, 陈言. 基于瞬时无功功率理论的谐波检测和抑制的模型参考自适应控制系统[J]. 电测与仪表, 2017, 54(4): 6-10+62.
- [46] 王振尚, 傅鹏, 黄连生, 等. 基于 ip-iq 理论的改进谐波检测方法[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31(5): 97-102.
- [47] 李翔. 有源电力滤波器谐波检测与抑制方法研究[D]. 西安科技大学, 2021.
- [48] 邵思语. 交流故障下基于谐波分析的 HVDC 换相失败风险评估及抑制策略研究[D]. 华南理工大学, 2021.
- [49] 黄惠东. 三电平逆变器 PWM 谐波高效抑制策略研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2021.
- [50] 伍思孟. 具有有源滤波功能的分布式光伏并网逆变器控制策略研究[D]. 贵州大学, 2022.
- [51] 陈仲. 并联有源电力滤波器实用关键技术的研究[D]. 浙江大学, 2006.
- [52] 王维. 有源电力滤波器与光伏并网逆变器的统一控制研究[D]. 太原理工大学, 2016.
- [53] Haddad M, Ktata S, Rahmani S, etc. Real time simulation and experimental validation of active power filter operation and control[J]. Mathematics and Computers in Simulation, 2016, 130: 212-222.
- [54] Bosch S, Staiger J, Steinhart H. Predictive Current Control for an Active Power

- Filter With LCL-Filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4943-4952.
- [55] Kumar A N, Raglend I J. Multi-objective Control of Multi-Operational Grid-Integrated Inverter for PV Integration and Power Quality Service[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2021, 12(3): 2859-2874.
- [56] 武旭. 光伏多功能并网逆变器电能质量治理策略与优化方法研究[D]. 兰州交通大学, 2024.
- [57] Boukezata B, Gaubert J-P, Chaoui A, etc. Predictive current control in multifunctional grid connected inverter interfaced by PV system[J]. Solar Energy, 2016, 139: 130-141.
- [58] Guo W, Xu W. Research on optimization strategy of harmonic suppression and reactive power compensation of photovoltaic multifunctional grid connected inverter[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2023, 145: 108649.
- [59] 张雪瑞. 多功能并网逆变器谐波治理优化配置研究[D]. 燕山大学, 2023.
- [60] 梁伟宁. 含有源滤波功能的三相光伏并网逆变器研究[D]. 陕西理工大学, 2023.
- [61] 王果, 武旭, 李龙, 等. 光伏多功能并网逆变器不同出力状态下无功和谐波优化方法[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(1): 80-87.
- [62] 宋振浩, 吕志鹏, 刘志涵, 等. 多功能并网逆变器电能质量优化控制策略[J]. 中国科技论文, 2022, 17(3): 339-347.
- [63] 黄鹏, 戴威, 张莹, 等. 兼具有源电力滤波器功能的多功能并网逆变器控制[J]. 电力工程技术, 2021, 40(1): 107-114.
- [64] 孙广宇. 基于三相多功能并网逆变器的微电网电能质量治理研究[D]. 天津大学, 2021.
- [65] Mahela O P, Shaik A G. Comprehensive overview of grid interfaced solar photovoltaic systems[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 68: 316-332.
- [66] 邓佳, 李泽文. 有源电力滤波器研究现状综述[J]. 电工材料, 2023(5): 35-39.
- [67] 杨君, 王兆安. 三相电路谐波电流两种检测方法的对比研究[J]. 电工技术学报, 1995(2): 43-48.
- [68] 韩啸一. 基于空间电压矢量控制的三相电压型 PWM 整流器的研究[D]. 北京

交通大学, 2011.

[69] 张建武, 陈权, 李国丽, 等. 非理想电网下改进二阶广义积分器锁相环研究[J].

电力电子技术, 2021, 55(7): 7-11.

[70] 丁旭. 基于 PI 控制和重复控制的光伏三相并网逆变器的研究[D]. 宁夏大学,

2021.

[71] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.

攻读硕士期间取得的学术成果

[1]Research on Photovoltaic Grid-connected Inverter with Source Filtering Function[C]// 2024 3rd International Conference on Smart Grid and Green Energy (ICSGGE). Chengdu, China, 2024.

致谢

论文至此即将画上句号，这篇论文得以坎坷完成。即将告别这三年的学习生活，感谢在此期间帮助过我的人。

首先是我的导师陈其工教授。开始接触到课题的学习研究中，才发觉自己的愚钝与浅薄，而对自己基础知识的薄弱，陈老师从未放弃过我，而是悉心的为我制定学习计划，从最基础的开始学起。每一次组会都会耐心指导我最基础的知识。

论文从选题到送审，陈老师不厌其烦的教导我论文中的每一处细节。在这三年的学习生活中，对陈老师的敦敦教诲学生深感惭愧，自己才疏学浅，承蒙老师孜孜不倦的教导才能完成此篇论文。

另外我还要感谢学习其间授课的各位导师与在开题到答辩对我的论文给出宝贵的修改意见的各位老师，感谢各位老师的不吝赐教。我还要感谢我的同门与朋友，他们在我学习生活与论文写作中给予我无私的帮助

最后我还要感谢自己的父母，感谢他们给予我的教育，对我的嘘寒问暖，在求学道路上给我坚定的支持，父母永远是我坚实的后盾。