

中图分类号：TM464
学科分类号：080804

论文编号：1028703 13-S151

硕士学位论文

微网逆变器的下垂控制策略研究

研究生姓名	张中锋
学科、专业	电力电子与电力传动
研究方向	功率电子变换技术
指导教师	陈新 副教授

南京航空航天大学

研究生院 自动化学院

二 一三年三月

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics

The Graduate School

College of Automation Engineering

Research on Droop Control Strategy for Microgrid Inverter

A Thesis in

Electrical Engineering

by

Zhang Zhongfeng

Advised by

Associate Professor Chen Xin

Submitted in Partial Fulfillment

of the Requirements

for the Degree of

Master of Engineering

March, 2013

承诺书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，可以将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、缩印或其他复制手段保存论文。

（保密的学位论文在解密后适用本承诺书）

作者签名：_____

日 期：_____

摘 要

随着能源与环境问题的日益凸显，分布式发电技术不断发展。尽管分布式发电优点众多，但其本身仍然存在很多问题，例如：单机接入成本高、控制困难。另外，分布式电源相对电网来说是一个不可控的电源，会对电网的稳定运行造成一定的负面影响。为了协调电网与分布式电源间的矛盾，更好地促进分布式发电大规模的整合与应用，微网的概念被提出。微网逆变器作为微网中的基本电力电子接口单元，对其进行合理有效的控制直接关系到微网的安全稳定运行。

针对微网逆变器需要实现孤岛并网双模式稳定运行及模式间平滑切换的要求，本文对微网逆变器的下垂控制策略开展研究。文中首先推导了基于下垂控制的三相电压源型微网逆变器的数学模型，完成了电压电流双闭环控制系统的设计，研究了功率环控制的基本原理和功率环参数的设计方法；然后分析了下垂控制微网逆变器在孤岛和并网两种模式下的运行特性，并且提出了一种并网预同步控制策略，实现了微网逆变器由孤岛到并网模式的平滑切换；此外，论文在 Matlab/Simulink 环境下搭建了微网仿真模型，验证了基于下垂控制的微网逆变器控制策略的有效性；论文最后设计并搭建了一台基于 TMS320F2812 全数字控制的三相微网逆变器实验平台，给出了微网逆变器在孤岛并网双模式稳态运行以及两种运行模式间平滑切换的实验结果，实验验证了下垂控制策略的有效性。

关键词：微网逆变器，下垂控制，双模式运行，平滑切换

Abstract

With the energy crisis and environmental problem getting worse, the distributed power generation (DG) is undergoing a significant development all around the world. Although the distributed power generation has many advantages, there are still a lot of problems, for example: the high cost of stand-alone access and control difficulties. In addition, as an uncontrollable power interface, the DG unit will produce some negative effects on the stable operation of the grid. Microgrid is proposed in this case, aiming to solve the contradiction between the grid and distributed power, and take advantage of distributed generation systems in large-scale. As a basic power electronic interface unit in microgrid, the reasonable and effective control of the microgrid inverter determines directly the safe and stable operation of the microgrid.

According to the requirement that the microgrid need to not only operate in both island mode and grid connected, but also transfer smoothly between these two modes. The droop control based microgrid inverter control strategy is studied in the thesis. The mathematical modeling of three phase voltage source microgrid inverter based on droop control has been derived firstly, and the double close control loops including outer voltage loop and inner inductor current loop in the control system are designed. The operation principle and the design method of the control parameter of the power control loop are also introduced, and the stability of power loop is analyzed in quantity by mathematic modeling. Then the operating characteristic in both island and grid-connected modes of microgrid inverter are depicted, and a novel pre-synchronizing control strategy is proposed for the microgrid inverter to transfer smoothly between two different modes. Finally, based on Matlab/Simulink software, the simulation model of microgrid is built to verify the effectiveness of droop control strategy for microgrid inverter. Finally, an experimental platform of three-phase microgrid inverter based on digital controller TMS320F2812 is designed and built, and a variety of experimental results are presented and analyzed so as to evaluate the design of droop control based microgrid control strategy, including the stable operation of microgrid in both island mode and grid-connected mode, and the seamless shifting process between two modes.

Keywords: Microgrid Inverter, Droop Control, Operation in Two Modes, Smooth Transferring

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究背景及意义	1
1.2 微网中接口逆变器的基本控制策略	2
1.2.1 PQ 控制策略	2
1.2.2 恒压恒频 (V/F) 控制策略	4
1.2.3 下垂 (droop) 控制策略	5
1.3 微网逆变器双模式运行及平滑切换控制技术研究	6
1.4 本文研究的主要内容	8
第二章 基于下垂控制的三相全桥逆变器建模分析	10
2.1 基于下垂控制三相全桥逆变器	10
2.2 三相电压源型逆变器数学模型	11
2.2.1 三相静止坐标系下的数学模型	11
2.2.2 两相静止坐标系下的数学模型	12
2.2.3 dq 两相旋转坐标下的数学模型	13
2.2.4 基于 dq 旋转坐标下的电压电流解耦控制	14
2.3 逆变器电压电流双闭环控制系统设计	18
2.3.1 电流环设计	18
2.3.2 电压环设计	20
2.4 功率环设计	21
2.5 本章小结	24
第三章 基于下垂控制的微网逆变器双模式运行研究	25
3.1 微网逆变器不同工作模式的平滑切换	25
3.1.1 孤岛切换至并网	25
3.1.2 并网切换至孤岛	27
3.2 微网运行模式控制的仿真分析	28
3.2.1 微网组网原理和基本结构	28
3.2.2 微网仿真模型	28
3.2.3 微网运行仿真分析	30
3.3 本章小结	36

第四章 微网逆变器系统设计与实验验证	37
4.1 系统设计指标和总体结构	37
4.2 系统硬件设计	38
4.2.1 主电路设计	38
4.2.2 控制电路设计	40
4.3 系统软件设计	42
4.3.1 主程序	42
4.3.2 定时器中断程序	42
4.3.3 数字 PI 调节器子程序	43
4.3.4 开机缓启动子程序	45
4.3.5 预同步控制子程序	45
4.3.6 并网模式下输出功率缓变子程序	46
4.3.7 故障处理保护子程序	46
4.4 实验样机实物图	47
4.5 实验结果及分析	47
4.5.1 孤岛运行	47
4.5.2 孤岛运行切换至并网运行	49
4.5.3 并网运行	50
4.5.4 并网运行切换至孤岛运行	51
4.6 本章小结	52
第五章 总结与展望	53
5.1 全文工作总结	53
5.2 后续工作展望	53
参考文献	54
致 谢	58
在学期间发表的论文及参与完成的项目	59

图表清单

图 1.1 CERTS 提出的微网结构	2
图 1.2 PQ 控制原理图	3
图 1.3 采用 PQ 控制的微网逆变器结构	3
图 1.4 PQ 控制器结构图	4
图 1.5 采用 V/F 控制的微网逆变器结构	5
图 1.6 下垂控制原理图	5
图 1.7 采用下垂控制的微网逆变器结构	6
图 1.8 采用 PQ-V/F 控制的双模式运行逆变器结构	7
图 1.9 采用下垂控制的双模式运行逆变器结构	7
图 2.1 下垂控制三相全桥逆变器系统总体结构图	10
图 2.2 三相电压源型逆变器拓扑结构图	11
图 2.3 abc 两相静止坐标系与 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系关系图	12
图 2.4 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系与 dq 两相旋转坐标系关系图	13
图 2.5 电流环解耦控制原理框图	15
图 2.6 dq 坐标系下电流环控制框图	16
图 2.7 电压环解耦控制原理框图	17
图 2.8 dq 坐标系下的电压环控制框图	18
图 2.9 电流环控制结构框图	18
图 2.10 电流环补偿前后的波特图	20
图 2.11 电压环控制结构框图	20
图 2.12 电压环补偿前后的波特图	21
图 2.13 逆变器输出等效电路图	22
图 2.14 下垂特性曲线	24
图 3.1 基于下垂控制的并网预同步控制策略结构图	26
图 3.2 三相电网电压软件锁相环 (SPLL)	26
图 3.3 微网逆变器输出电压对电网电压的同步追踪示意图	27
图 3.4 微网结构示意图	28
图 3.5 微网 simulink 仿真模型	29
图 3.6 下垂控制模块	29

图 3.7 下垂控制 DG1 输出.....	31
图 3.8 PQ 电流控制 DG2 输出.....	31
图 3.9 下垂控制 DG1 输出.....	31
图 3.10 PQ 电流控制 DG2 输出.....	31
图 3.11 并网模式下指定输出功率变化过程的仿真波形.....	32
图 3.12 三相电网电压及其锁相角仿真波形.....	33
图 3.13 预同步过程仿真波形.....	34
图 3.14 孤岛模式到并网模式切换过程的仿真波形.....	34
图 3.15 并网模式到孤岛模式切换过程的仿真波形.....	35
图 4.1 三相微网逆变器的总体结构框图.....	38
图 4.2 FF450R12ME3 内部结构图.....	39
图 4.3 2SD316EI-12 及 basic board 结构图.....	41
图 4.4 主程序流程图.....	42
图 4.5 定时器中断子程序流程图.....	43
图 4.6 具有输出限幅和抗积分饱和的 PI 算法.....	43
图 4.7 数字 PI 调节器算法流程图.....	44
图 4.8 开机缓启动程序流程图.....	45
图 4.9 预同步控制程序流程图.....	46
图 4.10 实验样机实物图.....	47
图 4.11 孤岛模式稳态运行实验波形.....	48
图 4.12 孤岛模式本地负载突加突卸动态实验波形.....	48
图 4.13 三相电网电压及其锁相角波形.....	49
图 4.14 微网逆变器输出电压对电网电压的追踪同步波形.....	49
图 4.15 孤岛模式到并网模式切换过程的实验波形.....	50
图 4.16 并网模式稳态运行实验波形.....	50
图 4.17 并网模式下本地负载突加突卸实验波形.....	51
图 4.18 并网模式下指定输出功率变化实验波形.....	51
图 4.19 并网模式到孤岛模式切换过程的实验波形.....	52
表 3.1 微网仿真基本参数配置.....	29
表 4.1 三相全桥微网逆变器实验平台参数.....	37

注释表

缩写	英文全称	中文名称
DG	Distributed Generation	分布式发电
MG	MicroGrid	微型电网
CHP	Combined Heat and Power Generation	热电联产
STS	StaticTransfer Switch	静态开关
PCC	Point of Common Connecting	公共连接点
DC/AC	Direct Current / Alternating Current	直交变换
PWM	Pulse Width Modulation	脉宽调制
SPWM	Sine Pulse Width Modulation	正弦脉宽调制
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation	空间矢量脉宽调制
SPLL	Software Phase Locked Loop	软件锁相环
VSI	Voltage Source Inverter	电压源型逆变器
THD	Total Harmonic Distortion	总谐波失真度
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
A/D	Analog to Digital	模数转换
D/A	Digital to Analog	数模转换
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor	绝缘栅双极晶体管

第一章 绪论

1.1 研究背景及意义

能源是社会和经济发展的重要物质基础，电能作为最清洁便利的能源形式，是国民经济的命脉。电网的安全稳定和经济运行与人民生活息息相关，同时也是关系到国家安全与社会稳定的重大问题。在过去几十年里，电力系统已发展成为大容量机组集中发电、超高压远距离输电的大型互联系统，大型电力系统具有发电输电效率高等优点，同时通过系统互联实现了经济运行，然而，随着电网规模的不断扩大，超大规模电力系统也日益暴露出一些弊端，诸如运行成本高，难度大，难以适应用户多样化的供电需求，近几年世界范围内发生的几次大规模停电事故也暴露出电网在运行安全性和可靠性方面的弱点^[1]。另一方面，随着全球能源供应越发紧张，煤炭、石油等价格持续上涨，而传统化石燃料的过量使用也导致了愈发严重的环境危机^[2]。

资源紧缺、环保问题、电网安全与可靠性要求的多重压力下，世界各国纷纷开始关注环保、高效和灵活的发电方式——分布式发电(Distributed Generation, DG)^[3]。分布式发电是指将相对小型的发电装置分散布置在负荷现场或邻近地点实现发电供能的方式。分布式发电位置分散、灵活，能够很好地适应用户需求以及资源的分散性特点，因而可以延缓输配电网升级换代的进程，分布式发电一般还具有污染少、能源利用率高、安装灵活等优势。

尽管分布式发电优点突出，但其本身仍然存在很多问题^[4]，例如：单机接入成本高、控制困难。另外，分布式发电相对电网来说是一个不可控源，为了减小其对电网造成的冲击和负面影响，电网往往采取限制、隔离的方式来处理分布式电源。IEEE1547 标准就对分布式发电的接入作出了以下规定：当主电网发生故障时，分布式发电单元必须马上退出运行，这就大大地限制了分布式发电充分发挥其效能。

为了协调电网与分布式发电间的矛盾，充分挖掘分布式发电为电网和用户所带来的效益，更好地促进大规模 DG 的整合与应用，本世纪初西方的一些学者提出了微型电网 (MicroGrid, 简称微网) 的概念^{[5][6][7]}。微网是指由微电源、储能装置、负荷和监控、保护装置汇集而成的小型发配电系统，是一个能够实现自我控制、管理和保护的自治系统。微网内部的电源 (简称“微源”) 由可再生能源辅以其他能源构成，可以包括燃气轮机、燃料电池、生物质能发电、风力发电、光伏发电等，储能装置可以包括蓄电池、超级电容器、飞轮储能系统等；微网中的 DG 和储能装置主要通过电力电子装置接口，联合向负载提供电能或实现热电联产(Combined Heat and Power Generation, CHP)，并能根据用户需求提供多样化的供电质量。微网对外表现为一个单一可控单元，通过公共耦合点(Point Of Common Connecting, PCC) 处的静态开关(Static Transfer Switch, STS) 连入电网，因此微网的入网标准只针对微网与电网的公共连接点 (PCC)，而不针

对微网内各个具体的微源，降低了分布式发电多点并网给电网造成的影响^{[8][9]}，解决了大规模 DG 的接入问题，有助于实现不同 DG 的优势互补和优化利用。

美国电气可靠性技术解决方案联合会 CERTS 提出的微网典型结构如图 1.1 所示^{[10][11][12]}。微网在 PCC 处通过静态开关实现与大电网的连接和断开，网络内部呈辐射状结构，含有 A、B、C 三条馈线及本地负载，正常情况下微网与电网并网运行，当电网发生故障或电能质量不能满足负载要求时，断开静态开关，微网转入孤岛模式运行，保证本地重要负载的不间断供电。当电网恢复正常以后，微网又可与之重连，恢复并网运行。微网中还配备了能量管理器，以实现对整个微网的综合控制和优化调度，可以达到能源高效利用、提高供电可靠性等目的。当负荷变化时，各微源自行调节其功率输出，以维持微网系统的能量供需平衡。微网还可针对三类具有不同供电质量要求的负载即敏感负载、重要负载、普通负载，提供个性化的负载管理功能。

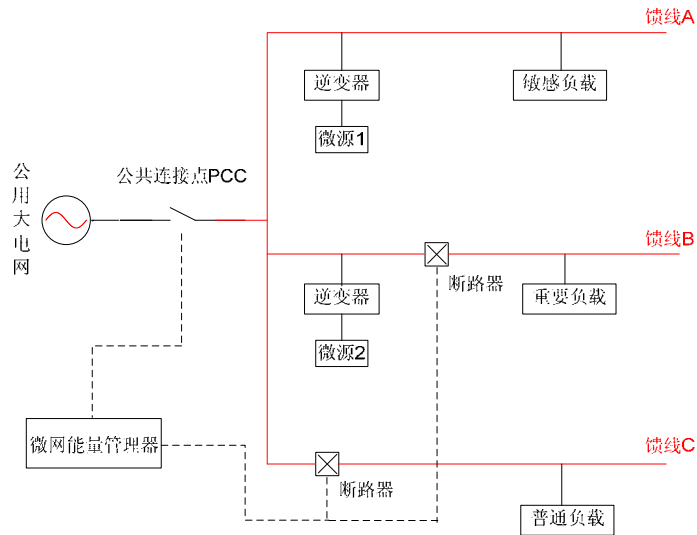


图 1.1 CERTS 提出的微网结构

并网和孤岛双模式运行能力是微网实现灵活控制和具备经济性优势的关键特点，当电网发生故障时，微网应迅速断开与电网的连接，转入孤岛运行模式；当电网供电恢复正常时，微网需重新联入电网运行。与传统电力系统中发电单元均采用 50/60 Hz 的同步机不同，微网系统中的大部分微源都通过电力电子接口逆变器接入微网，因此，微网是否能够稳定运行的一个关键就是其接口逆变器的控制性能的好坏^[13]。

1.2 微网中接口逆变器的基本控制策略

目前微网中接口逆变器的控制，主要有以下三种常见的控制策略：PQ 控制^[14]，恒压恒频（V/f）控制^[15]，下垂（Droop）控制^[16]。

1.2.1 PQ 控制策略

采用PQ控制(恒功率控制)的主要目的是使分布式发电按照参考输出指定的有功功率和无

有功功率，即当并网逆变器所连接交流母线的频率和电压在一定范围内变化时，分布式发电输出的有功功率和无功功率保持不变^{[17][18]}。PQ控制的原理如图1.2所示：

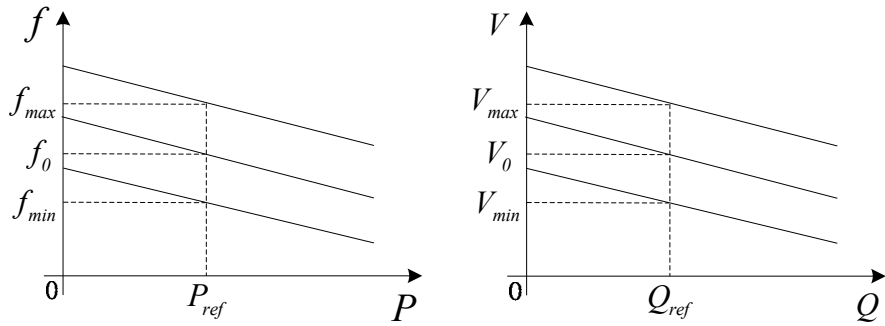


图 1.2 PQ 控制原理图

当微网系统母线频率在允许的范围内 ($f_{min} \leq f \leq f_{max}$) 变化时，逆变电源输出的有功功率维持在给定的参考值 P_{ref} ；当微网系统母线电压幅值在允许的范围内 ($V_{min} \leq V \leq V_{max}$) 变化时，逆变器输出的无功功率维持在给定的参考值 Q_{ref} 。

微网系统中采用 PQ 控制的逆变器的电路结构如图 1.3 所示。主电路为三相全桥电路，逆变器输出采用 LCL 滤波器。控制部分包括功率测量模块、三相软件锁相环(SPLL)模块、PQ 控制器模块、和 PWM 调制模块。功率测量模块通过采样逆变器输出端的三相电压 (v_{oabc}) 和电流 (i_{oabc}) 计算出逆变器输出的有功功率 (P) 和无功功率 (Q)；三相锁相环获得微网母线电压的相位信息 (\sin_cos)，用以实现逆变器输出电流与微网母线电压的同步；PQ 控制器模块产生的调制信号送给 PWM 调制模块，产生三相逆变桥的驱动信号。

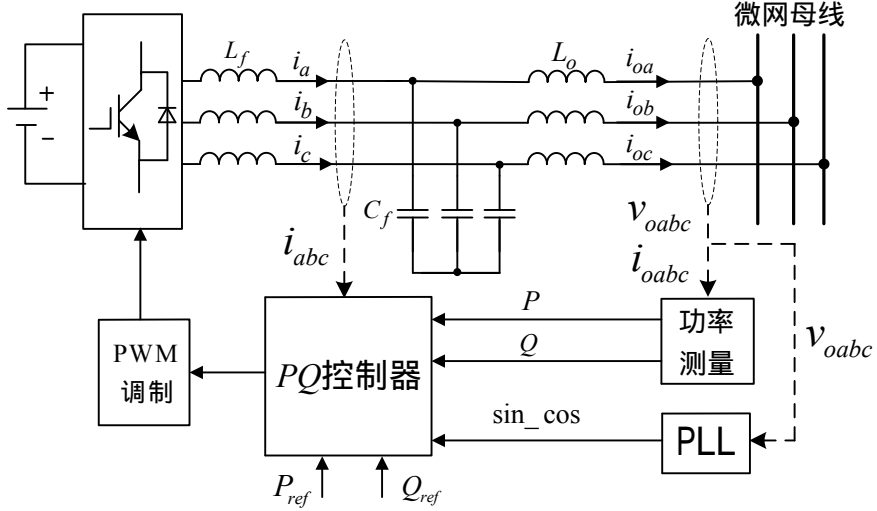


图 1.3 采用 PQ 控制的微网逆变器结构

图1.4为PQ控制器结构，包括功率控制和电流控制两个部分。功率测量模块计算得到的功率 P 和 Q ，与给定的参考功率 P_{ref} 与 Q_{ref} 进行比较，并对误差进行PI控制，PI调节器的输出作为电流内环控制器的参考给定 i_{dref} 与 i_{qref} ；三相电流 i_a, i_b, i_c 经过PARK变换得到 i_d 和 i_q 分别与 i_{dref} 、

i_{qref} 做差进行PI闭环调节，生成调制信号送给PWM调制模块。

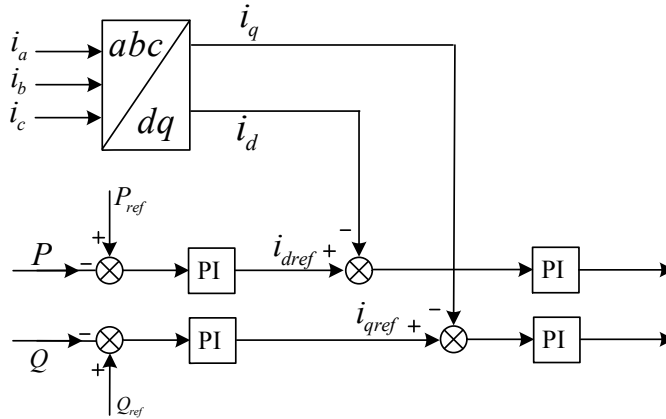


图 1.4 PQ 控制器结构图

由PQ控制器结构可以看出，PQ控制策略通过对有功电流和无功电流的解耦控制，实现了系统输出有功功率和无功功率的解耦控制。其本质上是一种输出电流型控制。

在微网里，对于风力发电和光伏发电之类的分布式发电，其输出功率的大小受天气环境变化影响较大，发电具有明显的波动性和间歇性，如果要求此类分布式发电根据负荷需求调整发电量，则需要配备较大容量的储能装置，这是很不经济的，这些电源的控制目标应该是保证可再生能源的最大利用率，为此一般采用PQ控制策略时，有功功率和无功功率的参考由最大功率跟踪算法给出。

1.2.2 恒压恒频（V/F）控制策略

采用恒压恒频（V/F）控制策略的目的是不论逆变电源输出的功率如何变化，其输出电压的幅值和频率维持不变，采用此种控制策略的接口逆变器可以为孤岛模式运行的微网提供强有力的电压和频率支撑，并具有一定的负荷功率跟随特性。

微网系统中采用V/F控制的逆变器的电路结构如图1.5所示^[19]。主电路为三相全桥电路，逆变器输出采用LC滤波器。控制回路完成对逆变器输出电压的闭环控制。图中， f_{ref} 是逆变器输出电压的频率参考，其乘以 2π ，然后经过一个积分环节，即可得到输出电压的参考相位 θ ，此处生成的参考相位将作用于电压的park变换及反park变换； V_{ref} 是输出电压的幅值参考。逆变器三相输出电压 v_{oabc} 经过park变换得到 v_{od} 和 v_{oq} 分量，分别与电压参考 V_{ref} 和0进行比较，并对误差进行PI调节，PI调节器的输出经过反park变换，及SVPWM调制环节，生成开关管的驱动信号。

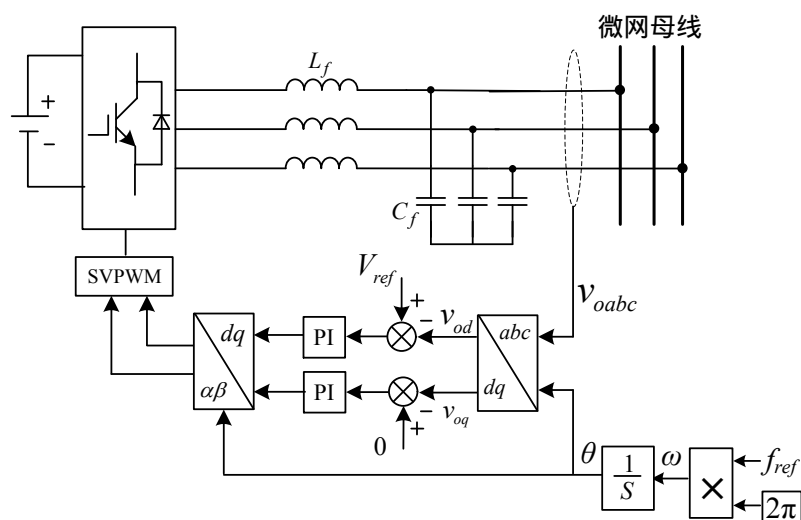


图 1.5 采用 V/F 控制的微网逆变器结构

在微网系统中，对于燃汽轮机、燃料电池等分布式发电及蓄电池等储能装置，由于其可以根据负荷需求调节自身的功率输出，因此常作为微网孤岛模式下的支撑电压源工作，以维持微网系统的功率平衡。对于这类微源逆变器，在微网孤岛模式下运行时，适合采用 V/f 控制策略。

1.2.3 下垂（droop）控制策略

下垂控制（Droop control）是通过模拟传统电力系统中同步发电机下垂外特性对逆变器实施控制的一种方法^{[20][21]}。

下垂特性曲线如图 1.6 所示：

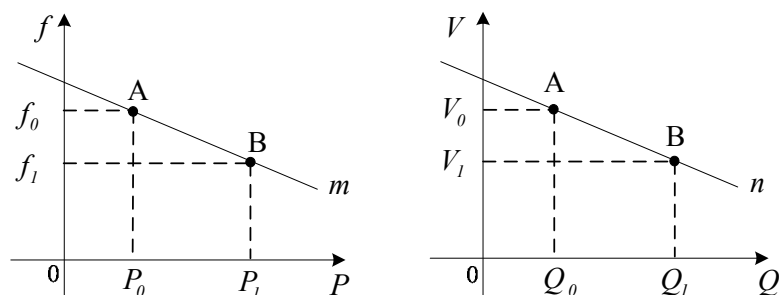


图 1.6 下垂控制原理图

如上图所示逆变电源输出有功功率和频率呈线性关系而无功功率和电压幅值成线性关系。例如，当逆变电源输出有功功率为 P_0 和无功功为 Q_0 时，逆变电源输出电压的频率为 f_0 ，幅值为 V_0 ，即运行于下垂特性曲线的额定运行点 A 点；当逆变电源输出有功功率为 P_l 和无功功为 Q_l 时，逆变电源输出电压的频率为 f_l ，幅值为 V_l ，即运行于下垂特性曲线的 B 点；可以看出当逆变器输出的有功功率和无功功率变化时，逆变器输出电压的频率和幅值按照下垂特性曲线线性变化。

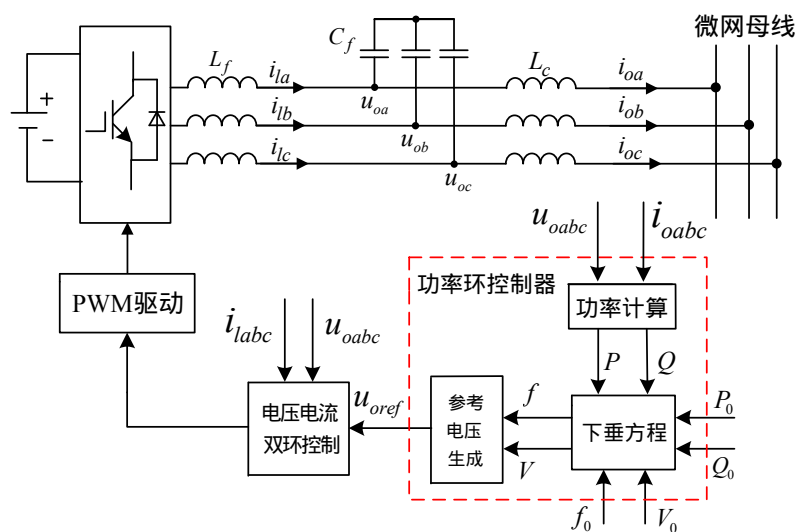


图 1.7 采用下垂控制的微网逆变器结构

微网系统中采用下垂控制的逆变器的电路结构如图 1.7 所示^[22]。主电路为三相全桥电路，逆变器输出采用 LC 滤波器，外加连线电感 L_c 用以确保等效线路阻抗成感性以减少传输有功和无功功率的耦合程度^[23]。系统控制环路主要包括功率环控制和电压电流双环控制两部分。功率环控制部分，首先通过采样逆变器输出端的三相电压 (v_{oabc}) 和电流 (i_{oabc}) 计算出逆变器输出的有功功率 P 和无功功率 Q ，将其代入 P - f 和 Q - V 下垂方程，从而得到逆变器输出电压的参考频率和参考幅值，然后通过电压电流双环控制实现对逆变器输出电压的调节。

综上，下垂控制是通过调节微网逆变器输出电压的相位和幅值来调节其输出的有功功率和无功功率的。

1.3 微网逆变器双模式运行及平滑切换控制技术研究

由于微网具有联网和孤岛两种运行模式，其接口逆变器作为微网的基本组成单元，必须具备能够在并网，孤岛双模式下稳定运行及两种模式之间的平滑切换的能力^{[24][25]}。

文献[26]由提出对于微网中的风力发电和光伏发电单元采用PQ电流型控制，其接口逆变器可以等效为一个受控电流源，当其并网运行时，其输出电压被箝位为电网电压，通过锁相环技术可以实现并网电流与电网电压的同步，但是当微网切换到孤岛模式下运行时，由于失去了电网电压和频率支撑，采用此PQ电流型控制的逆变器不能单独运行，微网中必须含有其他维持电压和频率稳定的单元为其提供频率和电压支持；文献[14]提出将蓄电池储能系统通过采用V/F控制的双向逆变器接入微网，由于采用V/F控制的接口逆变器可以等效为一个可控电压源，双向逆变器通过对蓄电池的充放电来维持微网功率平衡，进而支撑微网的电压和频率稳定，但是V/F控制策略并不适合在并网模式下应用。所以，文献[27][28]提出一种双模式运行逆变器，并网模式下采用PQ电流型控制，通过三相软件锁相环技术实现并网电流与电网电压的同步，并且通过有功电流和无功电流的解耦控制实现并网有功功率和无功功率的解耦控制；孤岛模式下由于失

去了电网的支撑作用，逆变器单元必须担负起微网电压和频率的调整任务，即在进入孤岛模式运行后，逆变器采用V/f电压型控制，从而支撑微网电压，保证本地负载的不间断供电。其结构如图1.8所示。

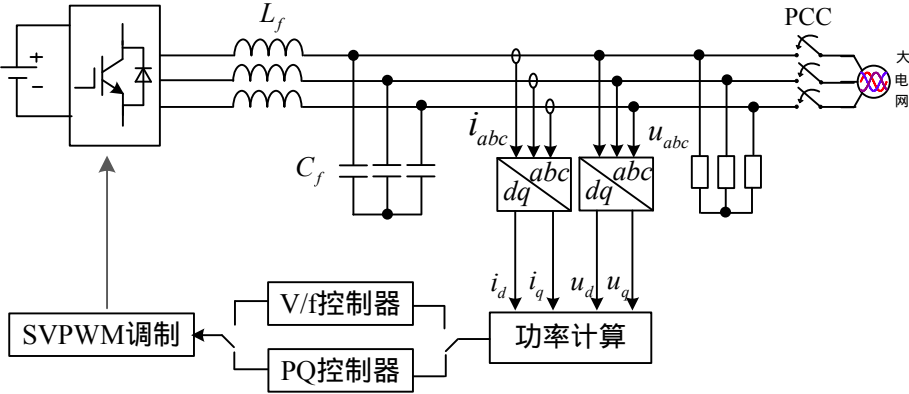


图 1.8 采用 PQ-V/f 控制的双模式运行逆变器结构

可以看出，将PQ和V/f两种控制策略结合起来应用，符合微网逆变器双模式运行需要，但是，当微网运行模式切换时，逆变器需要在电流控制与电压控制之间切换，存在切换失败的风险。特别是微网发生非计划孤岛时，如果微网逆变器不能及时检测到孤岛效应并把控制策略由PQ电流型控制切换到V/f电压型控制，将会导致微网电压的失控，可以看出此种双模式控制策略对动态切换过程的实时性要求比较高。

因此从微网运行模式可靠平滑切换的角度出发，孤岛模式下，采用输出电压型控制的微网逆变器，在并网模式下，最好也采用输出电压型控制，从而保持控制策略上的连续性。

文献[29]提出采用下垂控制的双模式运行逆变器，其结构如图1.9所示，孤岛和并网两种模式下微网逆变器均采用下垂控制策略，在微网运行模式切换时不需要进行控制策略的切换，控制上的连续性有利于实现微网运行模式的平滑切换。

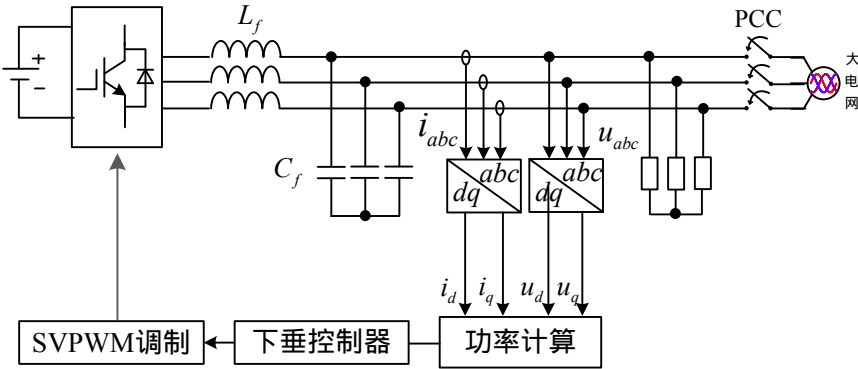


图 1.9 采用下垂控制的双模式运行逆变器结构

文献[30]详细介绍了基于CERTS微网理念的DG并网接口的设计、建模与控制方法，采用基P-f和Q-V的下垂控制实现逆变器并联运行的无互联线均流，以实现“对等控制”的理念。结果

表明,下垂控制能够有效地实现有功负载合理分配,在微网由并网运行向孤岛运行切换的过程中微电源无需改变控制方式,微网电压和频率能够维持稳定。孤岛运行情况下的增减负荷、改变电源设定值等运行工况的实验表明所提出的控制方法具有一定的鲁棒性,但是试验中仅有运行模式从并网向孤岛的切换测试,没有涉及微网由孤岛向并网模式的切换过程。

文献[31]提出基于下垂控制的微网逆变器其输出呈现电压源特性,孤岛模式下运行可以支撑微网电压和频率,并网运行时 P - f 和 Q - V 下垂特性模拟了传统电力系统中同步发电机的下垂外特性,正好符合电网需求,当电网有功不足导致频率降低时,逆变器增发有功有助于电网频率的回升,同理,当电网无功不足导致电压幅值跌落时,逆变器增发无功有助于电网电压幅值的回升,可以充当起电网中的“模范公民”,因此基于下垂控制的微网逆变器也能够并网模式下运行。

文献[32]提出一种根据不同类型微电源的功率可控性,以下垂控制的电源为主控单元、PQ控制的电源为从单元的主从控制方法。此种方法符合实际需要,但没有考虑由孤岛向并网转换过程中的同步问题,引起了较大的冲击电流,并网冲击电流不仅威胁设备安全,也会对下垂控制的稳定性造成影响。

文献[33]针对采用下垂控制的微网逆变器由孤岛模式到并网模式的平滑切换问题,提出一种基于两相静止坐标系的并网预同步控制方法,较好的避免了并网过程的电流冲击,但此种控制方法并不能在dq同步旋转坐标下直接获得应用。

微网具备孤岛和并网双模式运行的能力,这是微网区别于传统分布式发电技术的重要优势,平滑的运行模式切换是安全稳定运行的基本要求。微网逆变器作为微网的基本组成单元,对其进行良好的控制是保证微网安全平稳运行的重要条件。本文选择采用下垂控制的微网逆变器作为研究对象,研究其在并网、孤岛两种模式下的运行特性以及其在两种运行模式间平滑切换的控制技术。

1.4 本文研究的主要内容

本文以三相电压源型输出全桥逆变器为研究对象,对下垂控制策略进行了研究,通过仿真和实验来验证下垂控制策略应用于微网逆变器控制中的可行性和实用性,论文各部分内容概述如下:

第一章介绍了课题的研究背景及意义,阐述了微网中接口逆变器的三种基本控制策略,分别为PQ控制,V/F控制以及下垂控制,从微网运行特性要求的角度出发,选择下垂控制策略作为研究对象,并介绍了国内外关于下垂控制已取得的研究成果。

第二章首先推导了基于下垂控制的三相电压源型逆变器的数学模型,然后基于此数学模型进行了电压电流双闭环控制系统的设计,最后阐述了功率环控制的基本原理和功率环参数的设计方法。

第三章首先阐述了基于下垂控制的微网逆变器在孤岛和并网两种模式下的运行特性，然后提出一种并网预同步控制策略，保证了微网由孤岛到并网模式的平滑切换。最后在 Matlab/Simulink 环境下搭建了微网仿真平台，验证了下垂控制策略的合理性和有效性。

第四章介绍了基于 TMS320F2812 全数字控制的三相微网逆变器实验平台的硬件设计和软件设计，给出并分析了实验结果，从而验证了下垂控制策略的有效性。

第五章是对全文工作的总结和对后续工作的展望。

第二章 基于下垂控制的三相全桥逆变器建模分析

三相全桥逆变器拓扑在电力系统中存在着广泛的应用，本章将针对基于下垂控制的三相全桥逆变器进行建模分析，为后续章节的研究奠定理论基础^[34]。文中首先推导了输出呈现电压源型三相全桥逆变器的数学模型，然后基于此数学模型进行了电压电流双闭环控制系统的设计，最后阐述了功率环控制的基本原理和功率环参数的设计方法。

2.1 基于下垂控制三相全桥逆变器

采用下垂控制的三相全桥逆变器的系统总体结构图如图 2.1 所示。主功率电路为三相全桥拓扑， V_{dc} 为直流输入电压，桥臂中点接 LC 滤波器， L_c 为确保逆变器输出呈感性而外接的连线电感；逆变器输出电压为滤波电容端电压 v_o ，三相滤波电感电流为 i_L ，流入微网母线的逆变器输出电流为 i_o 。系统控制环路主要包括功率环和电压电流双环两部分。功率环控制器通过采样得到逆变器输出电压 v_o 和输出电流 i_o ，计算得到逆变器输出的有功功率 P 和无功功率 Q ，然后依照 P - f 和 Q - V 下垂特性方程，生成内环控制器的参考电压 v_o^* ；内环控制器采用电压电流双闭环控制，参考电压 v_o^* 和输出电压反馈 v_o 经过电压环调节器，生成电流环的参考 i_L^* ，此参考与滤波电感电流反馈 i_L 经过电流环调节器，生成六路 PWM 驱动信号驱动逆变器桥臂开关管通断。可以看出系统电压电流双闭环设计的目标是使逆变器输出呈现良好的电压源外特性，电压环控制使逆变器输出电压能够快速准确的跟踪功率环生成的参考电压给定，电流控制进一步提高了系统的动态响应特性。

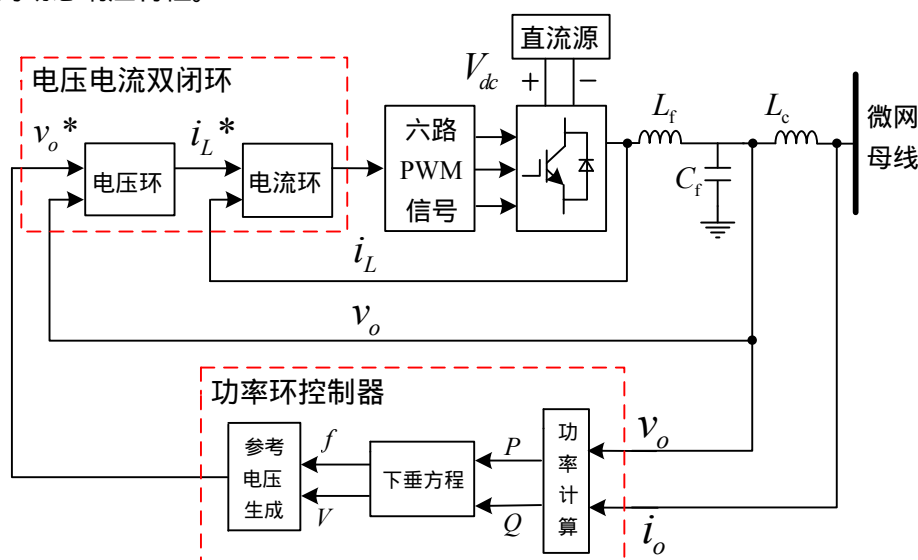


图 2.1 下垂控制三相全桥逆变器系统总体结构图

2.2 三相电压源型逆变器数学模型

三相电压源型逆变器采用三相全桥拓扑^[35]，其详细结构如图 2.2 所示。逆变器的三个桥臂中点接 LC 滤波器，三相输出电压为滤波电容上的端电压^[36]。

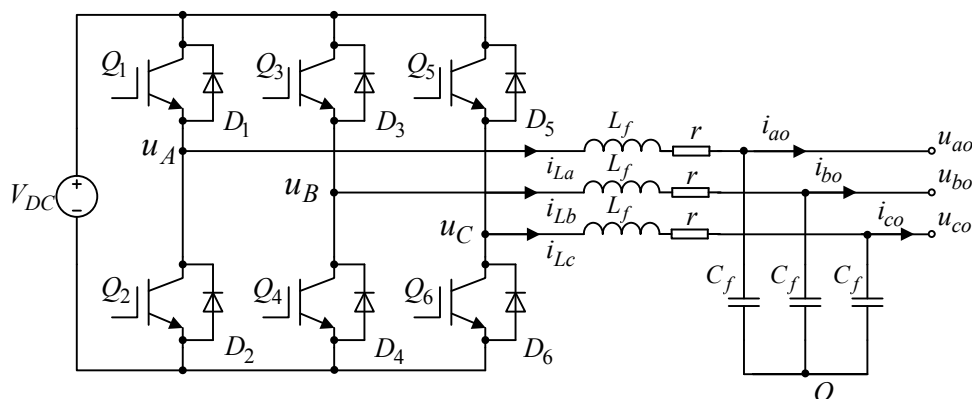


图 2.2 三相电压源型逆变器拓扑结构图

图中， V_{DC} 为直流输入电压， L_f 为滤波电感， r 为滤波电感等效电阻， C_f 为滤波电容，从左往右依次定义 A, B, C 三相逆变桥桥臂；逆变器桥臂中点电压为 u_A , u_B , u_C ；输出端三相滤波电容为星形接法， O 为滤波电容中点；逆变器输出电压为电容端电压 u_{ao} , u_{bo} , u_{co} ；三相电感电流分别为 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} ；逆变器负载侧三相输出电流为 i_{ao} , i_{bo} , i_{co} 。

建立三相全桥电压源型逆变器的数学模型是对其进行理论分析的基础，是设计合理的控制参数的前提。为了简化模型，方便研究，做如下假设：

- (1) 所有开关器件均为理想器件，忽略死区时间；
- (2) 开关频率远大于输出电压频率，在相邻几个开关周期内输入电压和输出电压均保持不变；
- (3) 滤波电感为线性的，不考虑饱和；滤波电容为理想电容，忽略寄生电感和寄生电阻。

2.2.1 三相静止坐标系下的数学模型

忽略高次谐波，逆变器输出电压的基波分量为工频正弦波。选取三相滤波电感电流和三相滤波电容电压为状态变量，对滤波电感和滤波电容分别列写状态方程，根据基尔霍夫电压电流定律可得^[37]：

$$\begin{cases} u_A - u_{ao} = L_f \frac{di_{La}}{dt} + ri_{La} \\ u_B - u_{bo} = L_f \frac{di_{Lb}}{dt} + ri_{Lb} \\ u_C - u_{co} = L_f \frac{di_{Lc}}{dt} + ri_{Lc} \\ i_{La} - i_{ao} = C_f \frac{du_{ao}}{dt} \\ i_{Lb} - i_{bo} = C_f \frac{du_{bo}}{dt} \\ i_{Lc} - i_{co} = C_f \frac{du_{co}}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

经过整理可得三相电压源型逆变器在 abc 三相静止坐标系下的状态方程为：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{L_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ao} \\ i_{bo} \\ i_{co} \\ u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

式(2.2)即为三相电压源型逆变器在 abc 三相静止坐标系下的数学模型。

2.2.2 两相静止坐标系下的数学模型

在 abc 三相静止坐标系下，需要对三个变量分别进行分析，实际上三相对称系统中，三个变量中只有两个变量是完全独立的。为了减少变量个数，简化分析，常常将最初应用于电机控制中的 Clark 变换引入到三相逆变器的分析中。Clark 变换是将 abc 三相静止坐标系下的三变量变换到 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的两变量^[38]，其原理如图 2.3 所示。

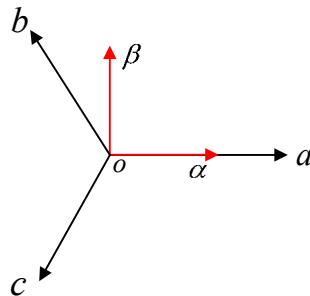


图 2.3 abc 两相静止坐标系与 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系关系图

图中定义 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系的 α 轴与 abc 三相静止坐标系的 A 相坐标轴重合，根据等幅变

换原则，其变换矩阵为：

$$T_{abc-\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

由 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系到 abc 三相静止坐标系的变换称为Clark反变换，其变换矩阵为：

$$T_{\alpha\beta-abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

将式(2.2)左右两边同时乘以Clark变换矩阵后，经过整理可得三相电压源型逆变器在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的状态方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \\ u_{o\alpha} \\ u_{o\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \\ u_{o\alpha} \\ u_{o\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \\ u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

式(2.5)即为三相电压源型逆变器在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的数学模型。

2.2.3 dq 两相旋转坐标下的数学模型

由式(2.5)可知，经过Clark变换，三相静止坐标系下的三变量变为两相静止坐标系下的两变量，变量数目得以减少，但是变换后的控制变量仍为交流量。根据自动控制原理，在采用传统PI控制时，对交流量的控制始终是有静差的，为了取得无静差的控制效果，必须通过Park变换将 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的交流量变换为dq两相旋转坐标系下的直流量，Park变换原理如图2.4所示。dq两相旋转坐标系相对于 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系以角速度 ω 逆时针同步旋转，其中 ω 为静止坐标系下交流量的自身角频率， θ 为 d 轴与 α 轴相角差。

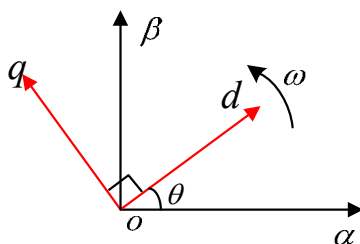


图 2.4 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系与 dq 两相旋转坐标系关系图

根据等幅变换原则， $\alpha\beta$ 两相静止坐标系到 dq 两相旋转坐标系的 Park 变换矩阵为：

$$T_{\alpha\beta-dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

同样的，由 dq 两相旋转坐标系到 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系的变换称为 Park 反变换，变换矩阵为：

$$T_{dq-\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

将式(2.5)左右两边同时乘以Park变换矩阵后，经过整理可得三相全桥电压源型逆变器在dq两相旋转坐标系下的状态方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{od} \\ u_{oq} \\ i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{1}{C_f} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{r}{L_f} & \omega \\ 0 & -\frac{1}{L_f} & -\omega & -\frac{r}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{od} \\ u_{oq} \\ i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} i_{od} \\ -\frac{1}{C_f} i_{oq} \\ \frac{u_d}{L_f} \\ \frac{u_q}{L_f} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

式(2.8)即为三相电压源型逆变器在 dq 两相旋转坐标系下的数学模型。设三相交流量为：

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos(\omega t) \\ u_b = U_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = U_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2.9)$$

式中 U_m 为三相交流电压幅值，经过上述 Clark 和 Park 变换后得到：

$$\begin{cases} u_d = U_m \\ u_q = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

2.2.4 基于 dq 旋转坐标下的电压电流解耦控制

由式(2.8)可知，三相电压源型逆变器在 dq 两相旋转坐标系下的电感电流的状态方程，可以改写成微分方程^[39]：

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{Ld}}{dt} &= u_d - u_{od} + \omega L_f i_{Lq} - r i_{Ld} \\ L_f \frac{di_{Lq}}{dt} &= u_q - u_{oq} - \omega L_f i_{Ld} - r i_{Lq} \end{aligned} \quad (2.11)$$

其中 $u_d = K_{PWM} \cdot m_d$ ， $u_q = K_{PWM} \cdot m_q$ ； K_{PWM} 为三相全桥电路的增益， m_d 和 m_q 为 PWM 调制信号。

由上式可以看出，这是一个耦合的系统，电流 d 轴分量和 q 轴分量相互耦合，因此需要对 d 轴 q 轴电流进行解耦控制。为了实现解耦控制，令：

$$\begin{aligned} m_d &= \frac{1}{K_{PWM}}(u_{id} + u_{od} - \omega L_f i_{Lq}) \\ m_q &= \frac{1}{K_{PWM}}(u_{iq} + u_{oq} + \omega L_f i_{Ld}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

其中 u_{id} 和 u_{iq} 为电流环 PI 调节器的输出，即：

$$\begin{aligned} u_{id} &= (K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s})(i_{Ldref} - i_{Ld}) \\ u_{iq} &= (K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s})(i_{Lqref} - i_{Lq}) \end{aligned} \quad (2.13)$$

上式中 K_{ip} 和 K_{ii} 分别为电流环 PI 调节器的比例系数和积分系数， i_{Ldref} ， i_{Lqref} 为 d 轴和 q 轴的参考电流。

根据式(2.12)的解耦控制方案，可以获得如图 2.5 所示的电流环解耦控制的原理框图：

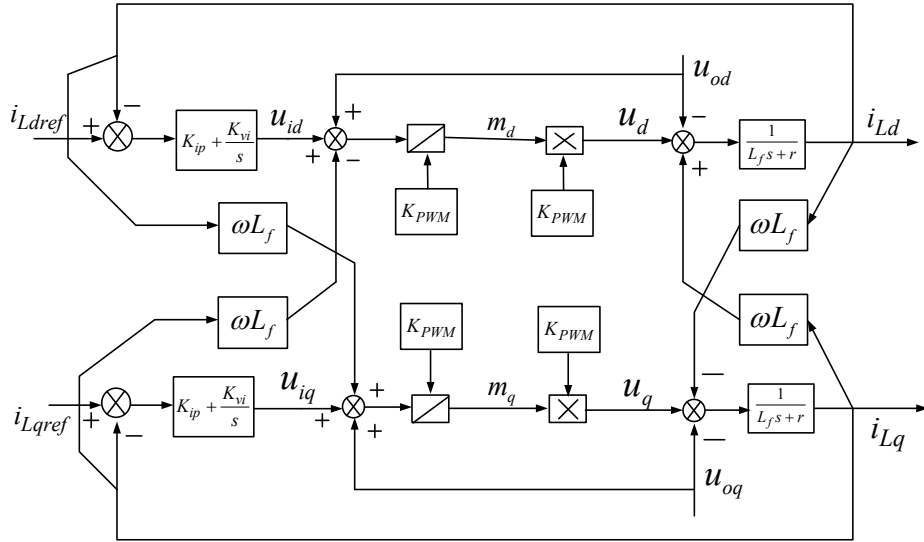


图 2.5 电流环解耦控制原理框图

经过该解耦控制后，可以得到电感电流的微分方程如下：

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{Ld}}{dt} &= u_{id} - r i_{Ld} \\ L_f \frac{di_{Lq}}{dt} &= u_{iq} - r i_{Lq} \end{aligned} \quad (2.14)$$

这样就可以对上述控制框图进行简化，简化后的电流环控制框图如下图所示：

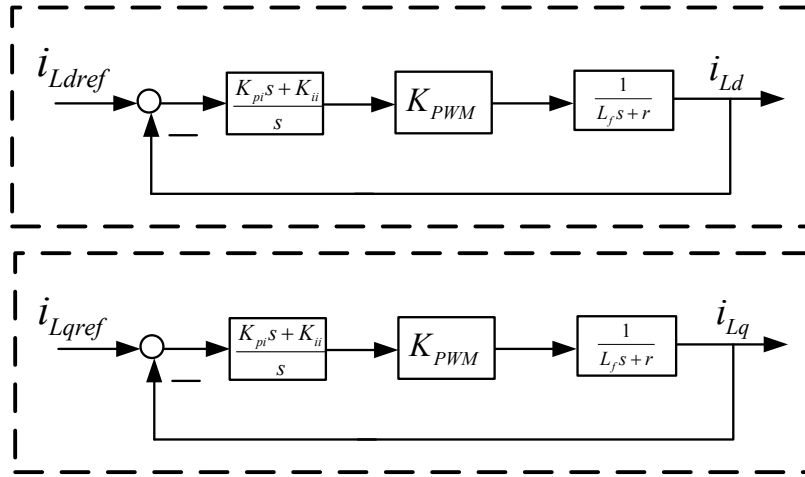


图 2.6 dq 坐标系下电流环控制框图

由此可以得到电流环的开环增益函数 $l(s)$:

$$l(s) = \frac{K_{PWM} \cdot G_{pi}(s)}{(L_f s + r)} \quad (2.15)$$

由下面 2.3.1 章节内容可知，通过合理的 PI 参数设计，最终可以使电流环的闭环传递函数等效为一个一阶惯性环节：

$$G_i(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (2.16)$$

其中 τ_i 是需要设计的时间常数，该值大小可以影响系统的动态响应速度。

根据电流环解耦控制的思路，同理可以分析电压环，由式 (2.8) 可知，三相电压源型逆变器在 dq 两相旋转坐标系下的电容电压的状态方程，可以改写成微分方程：

$$\begin{aligned} C_f \frac{du_{od}}{dt} &= i_{Ld} - i_{od} + \omega C_f u_{oq} \\ C_f \frac{du_{oq}}{dt} &= i_{Lq} - i_{oq} - \omega C_f u_{od} \end{aligned} \quad (2.17)$$

容易发现，电压 d 轴分量和 q 轴分量相互耦合，因此需要对 d 轴 q 轴电压进行解耦控制，令电流环的参考为：

$$\begin{aligned} i_{Ldref} &= u_{vd} - C_f(\omega u_{oq}) + i_{od} \\ i_{Lqref} &= u_{vq} + C_f(\omega u_{od}) + i_{oq} \end{aligned} \quad (2.18)$$

其中 u_{vd} ， u_{vq} 为电压环 PI 调节器的输出，即：

$$\begin{aligned} u_{vd} &= (K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s})(u_{odref} - u_{od}) \\ u_{vq} &= (K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s})(u_{oqref} - u_{oq}) \end{aligned} \quad (2.19)$$

上式中 K_{vp} 和 K_{vi} 分别为电压环 PI 调节器的比例系数和积分系数， u_{odref} ， u_{oqref} 为 d 轴和 q 轴的参考电压。

根据式(2.18)的解耦控制方案，可以获得如图 2.7 所示的电压环解耦控制的原理框图：

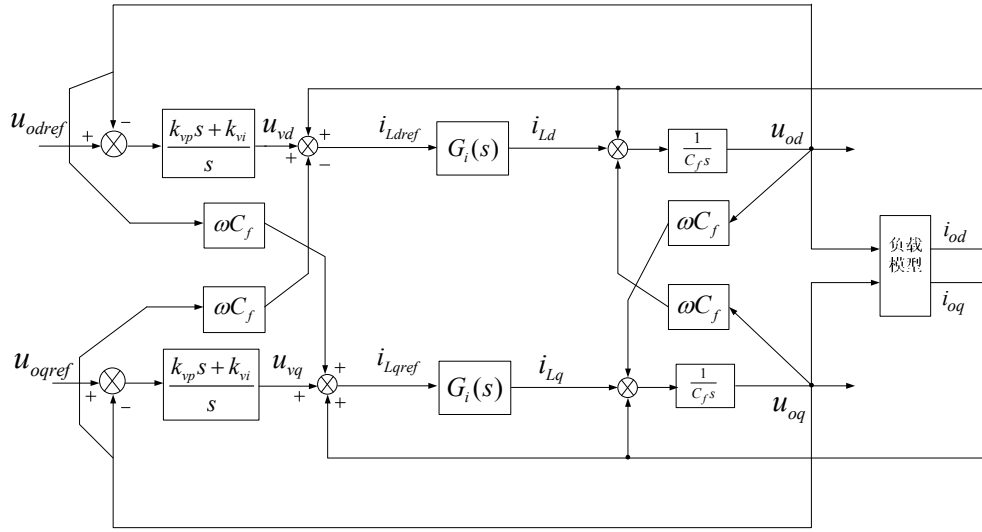


图 2.7 电压环解耦控制原理框图

上图中， $G_i(s)$ 为电流环的闭环传递函数即：

$$\begin{aligned} I_{Ld}(s) &= G_i(s)I_{Ldref}(s) \\ I_{Lq}(s) &= G_i(s)I_{Lqref}(s) \end{aligned} \quad (2.20)$$

将拉式变换后的式(2.18)代入式(2.20)，可得：

$$\begin{aligned} I_{Ld}(s) &= G_i(s)[U_{vd}(s) - C_f L \{\omega u_{oq}\} + I_{od}(s)] \\ I_{Lq}(s) &= G_i(s)[U_{vq}(s) + C_f L \{\omega u_{od}\} + I_{oq}(s)] \end{aligned} \quad (2.21)$$

将式(2.21)代入式(2.17)的拉式变换中，可以得到：

$$\begin{aligned} C_f s U_{od}(s) &= G_i(s)U_{vd}(s) + C_f [1 - G_i(s)]L \{\omega U_{oq}\} - [1 - G_i(s)]I_{od}(s) \\ C_f s U_{oq}(s) &= G_i(s)U_{vq}(s) - C_f [1 - G_i(s)]L \{\omega U_{od}\} - [1 - G_i(s)]I_{oq}(s) \end{aligned} \quad (2.22)$$

由式(2.16)可以推导出：

$$1 - G_i(s) = \frac{\tau_i s}{\tau_i s + 1} \quad (2.23)$$

由于电流环的时间常数 τ_i 很小， $1 - G_i(s)$ 在很宽的频率范围内都可以近似为零，于是式(2.22)可以简化为：

$$\begin{aligned} U_{od}(s) &\approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \cdot U_{vd}(s) \\ U_{oq}(s) &\approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \cdot U_{vq}(s) \end{aligned} \quad (2.24)$$

从式(2.24)可以看出，此时逆变器输出电压的 d 轴和 q 轴分量完全实现了解耦，根据该式即可以获得电压环的简化控制框图：

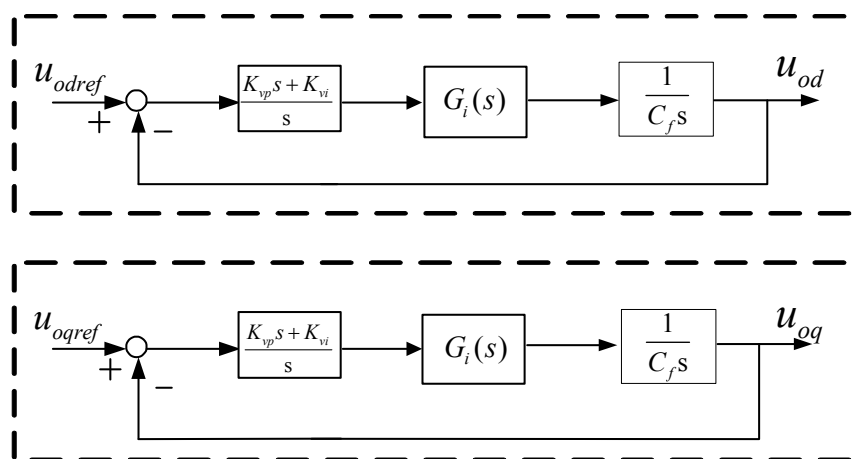


图 2.8 dq 坐标系下的电压环控制框图

通过上面的分析可知,解耦控制的过程实际上就是在各轴 PI 调节器输出中注入含有其它轴信息的分量,注入分量与被控对象产生的耦合量大小相等、方向相反,从而抵消掉耦合量的影响。

2.3 逆变器电压电流双闭环控制系统设计

通过上节分析,我们得到了三相电压源型逆变器在 dq 两相旋转坐标系下经过解耦控制后的数学模型。本节我们将以此数学模型为基础展开逆变器电压电流双闭环控制系统的设计。电压外环使得逆变器输出电压跟踪功率环输出的参考给定;电流内环提高系统的动态响应特性,增强系统的抗扰动能力,并提供过流保护功能。

由于微网逆变器采用全数字控制,因而设计电压电流双环控制器参数的时候,需要考虑信号采样延迟^[40]和 PWM 控制的小惯性延时等环节^[41]。

2.3.1 电流环设计

图 2.9 为电流环的控制结构框图:

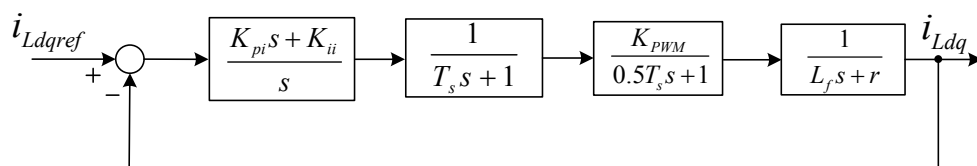


图 2.9 电流环控制结构框图

上图中, K_{PWM} 代表逆变器的等效增益,取 $K_{PWM} = 700 / \sqrt{3} = 404.145$, $1/T_s s + 1$ 表示电流信号采样的延迟, $1/0.5T_s s + 1$ 表示 PWM 控制的小惯性环节, $1/L_f s + r$ 为滤波电感的传递函数,其中 r 表征滤波电感的寄生电阻,为简化分析,可以将小时间常数 T_s 与 $0.5T_s$ 合并, T_s 为电流信号的采样周期,即 PWM 变换器的开关周期,由于逆变器开关频率取为 5KHz,所以 $T_s = 0.2\text{ms}$ 。电感参数采用第四章中硬件电路设计部分得到的参数: $L_f = 1.6\text{mH}$, $r = 0.01\Omega$ 。

可得，补偿前电流环的开环传递函数为：

$$G_{c0}(s) = \frac{K_{\text{PWM}}}{(1.5T_s s + 1)(L_f s + r)} \quad (2.25)$$

系统具有两个开环极点，其幅频特性的转折频率分别为 1Hz 和 530Hz。系统开环直流增益为 $20\lg|G_{c0}(0)| = 92.13\text{dB}$ 。

设补偿网络的传递函数为

$$H1(s) = \frac{K_{ip}s + K_{ii}}{s} \quad (2.26)$$

因系统开关频率为 5KHz，取补偿后电流内环的穿越频率为 1/10 的开关频率，即为 500Hz。则有：

$$|G_{c0}(j2\pi 500)| = \frac{1}{|H1(j2\pi 500)|} \quad (2.27)$$

此外通常把 PI 调节器的零点设计在补偿前开环传递函数的主导极点处，即 1Hz 处，即有：

$$\frac{K_{ip}}{K_{ii}} = \frac{L_f}{r} \quad (2.28)$$

此时补偿网络在穿越频率处斜率为零，补偿后系统传递函数的幅频特性曲线将以 -20dB/dec 穿过 0dB 线，从而满足变换器对相位裕量的要求。

联立(2.27)及(2.28)可得电流环的 PI 参数

$$\begin{aligned} K_{ip} &= 0.017 \\ K_{ii} &= 0.106 \end{aligned} \quad (2.29)$$

联立(2.25)及(2.26)得到经过 PI 补偿后的系统电流环的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{K_{\text{PWM}}(K_{ip}s + K_{ii})}{s(1.5T_s s + 1)(L_f s + r)} \quad (2.30)$$

由上式可以得到经过 PI 补偿后系统电流环的闭环传递函数为

$$G_{cl}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{\frac{K_{\text{PWM}}(K_{ip}s + K_{ii})}{s(1.5T_s s + 1)(L_f s + r)}}{1 + \frac{K_{\text{PWM}}(K_{ip}s + K_{ii})}{s(1.5T_s s + 1)(L_f s + r)}} = \frac{1}{\frac{1.5L_f T_s}{K_{ip} K_{\text{PWM}}} s^2 + \frac{L_f}{K_{ip} K_{\text{PWM}}} s + 1} \quad (2.31)$$

由于系统开关频率比较高，即采样时间 T_s 很小的情况下， s^2 项的系数可以忽略，因此式(2.31)可以简化为

$$G_{cl}(s) = \frac{1}{As + 1} \quad A = \frac{L_f}{K_{ip} K_{\text{PWM}}} = 2.3 \times 10^{-4} \quad (2.32)$$

画出补偿前系统电流环的开环传递函数、补偿网络、以及补偿后系统电流环的开环传递函数的 Bode 图如下图所示：

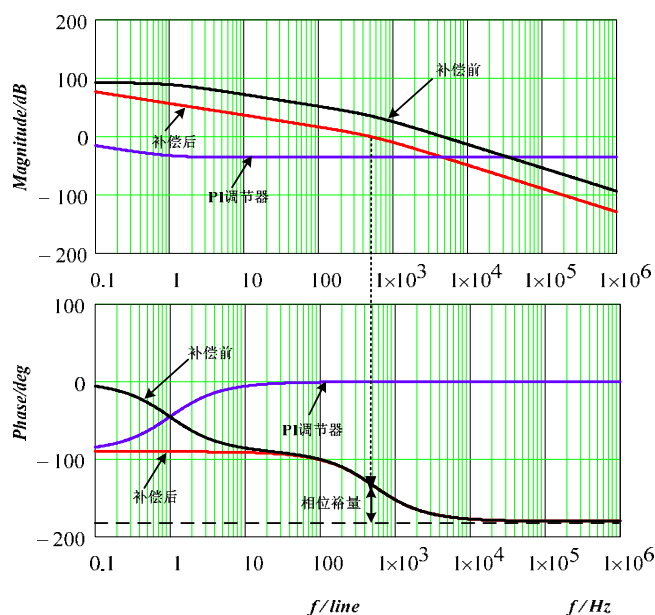


图 2.10 电流环补偿前后的波特图

可以看出，补偿前系统开环传递在低频段 $G_{c0}(s)$ 增益为 92.13dB，穿越频率为 4600Hz，相位裕量仅为 6.59° ；加入补偿网络之后，系统开环传递函数的幅频特性曲线在 500Hz 处以 -20dB/dec 斜率通过 0dB 线，相位裕量为 46.7° ，可见，补偿后系统电流环的稳定性大大增强。

2.3.2 电压环设计

系统电压环的控制结构框图如下图所示：

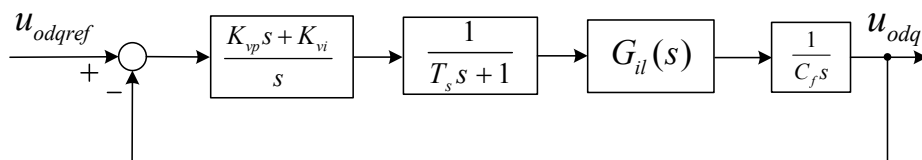


图 2.11 电压环控制结构框图

图中， $G_{il}(s)$ 表征电流内环的闭环传递函数， $1/T_s s + 1$ 表示电压信号采样的延迟， $1/C_f s$ 为滤波电容的传递函数，滤波电容的容值采用第四章中硬件电路设计部分得到的参数 $C_f = 40\mu\text{F}$ 。

可得，补偿前系统电压环的开环传递函数为

$$G_{vo}(s) = \frac{1}{s \cdot C_f (As + 1)(T_s s + 1)} \quad (2.33)$$

系统的转折频率为 692Hz，796Hz。

电压环的补偿网络亦采用 PI 调节器，其传递函数如下：

$$H2(s) = \frac{K_{vp}s + K_{vi}}{s} \quad (2.34)$$

取补偿后电压外环的带宽为电流内环带宽的 1/5，即系统电压环的穿越频率应该为 100Hz。

则有：

$$|G_{v0}(j2\pi 100)| = \frac{1}{|H2(j2\pi 100)|} \quad (2.35)$$

此外，由于 $G_{v0}(s)$ 的幅频特性在穿越频率处已经按照 -20dB/dec 斜率衰减，因此设计得到的 PI 调节器的零点所对应的频率应小于穿越频率，此处定为 30Hz，则有：

$$\frac{K_{vp}}{K_{vi}} = \frac{1}{2\pi \cdot 30} \quad (2.36)$$

根据式(2.35)和式(2.36)，可得到电压环的 PI 参数为：

$$\begin{aligned} K_{vp} &= 0.025 \\ K_{vi} &= 4.71 \end{aligned} \quad (2.37)$$

画出补偿前系统电压环的开环传递函数、补偿网络、以及补偿后系统电压环的开环传递函数的 Bode 图如下图所示：

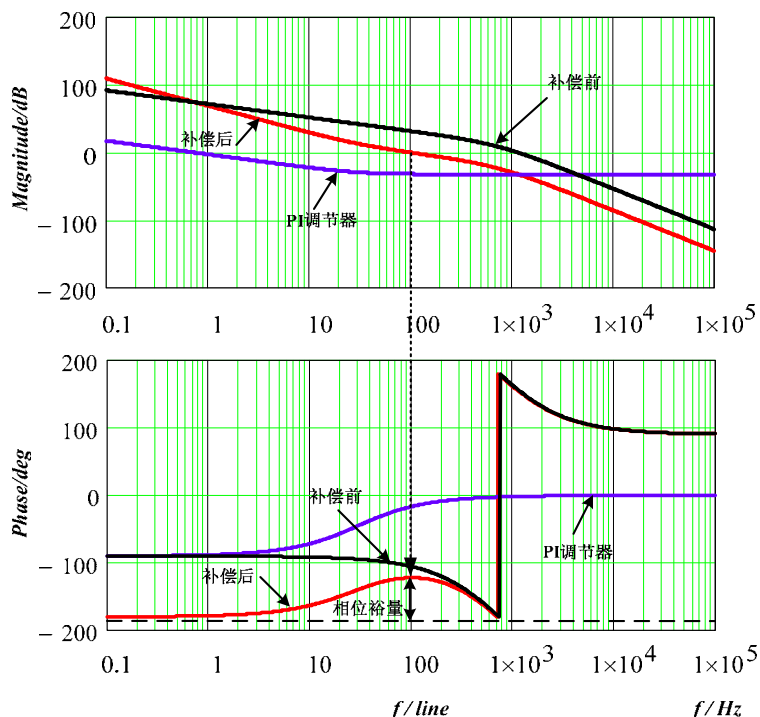


图 2.12 电压环补偿前后的波特图

可以看出，补偿前系统系统开环传递穿越频率为 1200Hz；加入补偿网络之后，系统在低频段增益变大，系统幅频特性曲线在 100Hz 处以 -20dB/dec 斜率穿过 0dB 线，相位裕量为 57.9° 。因此，补偿后的系统具有良好的稳态和动态特性。

当然，在实验过程中，PI 参数要进行适当地调整，以找到对于系统最优化的一组补偿参数。

2.4 功率环设计

通过上节电压电流双闭环控制系统的设计，使逆变器输出具备了良好的电压源外特性，从

而能够快速准确的跟踪功率环输出的电压参考给定，本节将主要阐述功率环控制器的基本原理及参数设计方法^[42]。

微网系统中，逆变器输出等效电路如图 2.13 所示^[43]：图中， $V_n \angle \varphi_n$ 代表逆变器输出电压， $Z_n \angle \varphi_{zn}$ 设为逆变器输出阻抗，包括连线阻抗， $V_{com} \angle 0^\circ$ 代表微网母线电压，定义其相位角为参考相位角 0° 。

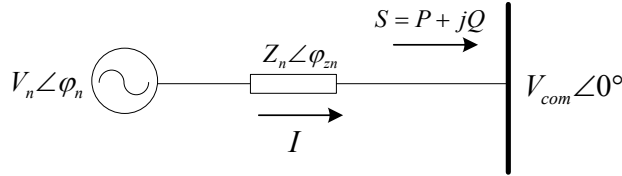


图 2.13 逆变器输出等效电路图

逆变器的输出电流为：

$$I = \frac{V_n \angle \varphi_n - V_{com} \angle 0^\circ}{Z_n \angle \varphi_{zn}} \quad (2.38)$$

逆变器输出复功率为：

$$\bar{S} = P_n + jQ_n = \dot{V}_n \dot{I}^* \quad (2.39)$$

其中 P_n 为逆变器的输出有功功率， Q_n 为逆变器的输出无功功率。由式(2.38)、(2.39)可得：

$$\bar{S} = \frac{V_n^2}{Z_n} e^{j\varphi_{zn}} - \frac{V_n V_{com}}{Z_n} e^{j(\varphi_n + \varphi_{zn})} \quad (2.40)$$

则有功功率 P_n 和无功功率 Q_n 分别为：

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{V_n^2 \cos \varphi_{zn} - V_n V_{com} \cos(\varphi_n + \varphi_{zn})}{Z_n} \\ Q_n &= \frac{V_n^2 \sin \varphi_{zn} - V_n V_{com} \sin(\varphi_n + \varphi_{zn})}{Z_n} \end{aligned} \quad (2.41)$$

当微网逆变器输出阻抗和连线阻抗主要呈感性时，即有 $\varphi_{zn}=90^\circ$ 时，上式可以简化成：

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{V_n V_{com} \sin \varphi_n}{Z_n} \\ Q_n &= \frac{V_n^2 - V_n V_{com} \cos \varphi_n}{Z_n} \end{aligned} \quad (2.42)$$

由于逆变器输出电压与微网母线电压的相位差 φ_n 很小，近似有 $\sin \varphi_n \approx \varphi_n$ ， $\cos \varphi_n \approx 1$ ，上式可以进一步简化为：

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{V_n V_{com} \varphi_n}{Z_n} \\ Q_n &= \frac{V_n (V_n - V_{com})}{Z_n} \end{aligned} \quad (2.43)$$

分别对有功和无功求偏微分：

$$\begin{aligned}
\frac{\partial P_n}{\partial \varphi_n} &\approx \frac{V_n V_{com}}{Z_n} \\
\frac{\partial P_n}{\partial V_n} &\approx 0 \\
\frac{\partial Q_n}{\partial \varphi_n} &\approx 0 \\
\frac{\partial Q_n}{\partial V_n} &\approx \frac{2V_n - V_{com}}{Z_n}
\end{aligned} \tag{2.44}$$

由上述偏微分结果可得：逆变器输出的有功功率 P_n 主要取决于输出电压相角 φ_n ；无功功率 Q_n 主要取决于逆变器输出电压的幅值 V_n 。因此就可以通过解耦有功功率-频率（ P - f ）和无功功率-电压幅值（ Q - V ）之间的关系进行逆变器输出电压频率和幅值的调节^[44]。

由于相位和角频率存在如下关系：

$$\omega_n = \frac{d\varphi_n}{dt} \tag{2.45}$$

因此可以将对逆变器输出电压相角 φ_n 的控制转化为对逆变器输出电压角频率 ω_n 的控制，即下垂特性^[45]：

$$\begin{aligned}
\omega_n &= \omega_0 - m(P_n - P_0) \\
V_n &= V_0 - n(Q_n - Q_0)
\end{aligned} \tag{2.46}$$

式中， ω_0 为电网额定角频率， V_0 为电网额定电压幅值； P_0 和 Q_0 为微网逆变器在额定电网电压频率和幅值情况下对应的指定有功功率和无功功率输出；参数 m ， n 分别为有功-频率、无功-电压下垂系数。

微网运行时，逆变器单元既不能过载运行，又必须要满足负载的电能质量指标要求，下垂系数 m ， n 可以按照下式求得^[46]：

$$\begin{cases} m = \frac{\omega_0 - \omega_{min}}{P_{max} - P_0} \\ n = \frac{V_0 - V_{min}}{Q_{max} - Q_0} \end{cases} \tag{2.47}$$

式中， P_{max} 为微网逆变器在频率下降时输出的最大有功功率； ω_{min} 为微网逆变器输出最大有功功率时允许的最小角频率； Q_{max} 为微网逆变器达到电压下降最大允许值时输出的无功功率； V_{min} 为微网逆变器输出最大无功功率时允许的最小电压幅值。根据中华人民共和国国家标准-《电能质量-电力系统频率幅值偏差》，第 3.1 条规定：电网电压频率变化 $\Delta\omega$ 应不大于 1%，幅值变化 ΔV 应不大于 5%，如图 2.14 所示：

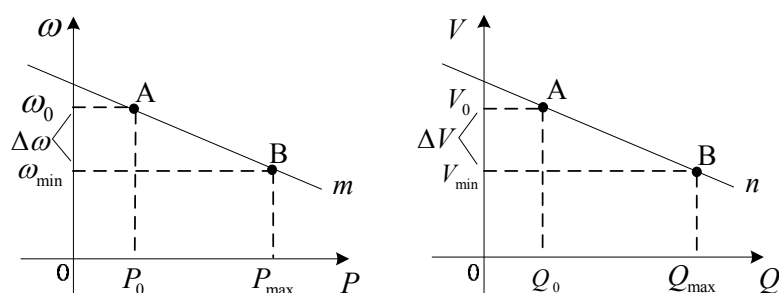


图 2.14 下垂特性曲线

本课题微网逆变器最大允许输出有功 $P_{max}=20\text{kW}$ ，无功 $Q_{max}=15\text{kVar}$ ；并网情况下，指定输出有功功率 $P_0=14\text{kW}$ ，无功功率 $Q_0=0\text{kVar}$ ；电网额定角频率 $\omega_0=314\text{rad/s}$ ，电网额定电压幅值 $V_0=311\text{V}$ ；逆变器输出允许的最小角频率 $\omega_{min}=310.86\text{rad/s}$ ，最小电压幅值 $V_{min}=295.45\text{V}$ ；将以上参数代入式(2.47)可得下垂系数： $m=5.23e-4$ ， $n=1.1e-3$ 。

2.5 本章小结

本文所研究的基于下垂控制的微网逆变器采用三相全桥拓扑，为电压源型输出，所以本章首先推导了三相电压源型逆变器在三相静止坐标系、两相静止坐标系以及两相旋转坐标系下的数学模型，并在 dq 旋转坐标系下采取了解耦控制，然后基于此数学模型进行了电压电流双闭环控制系统的设计，从而使逆变器输出呈现良好的电压源外特性，最后阐述了功率环控制的基本原理和功率环参数的设计方法。

第三章 基于下垂控制的微网逆变器双模式运行研究

微网存在并网和孤岛两种运行模式。微网逆变器作为微网的基本组成单元，必须具备双模式稳定运行及在两种模式间平滑切换的能力。本章首先阐述了基于下垂控制的微网逆变器在孤岛和并网两种模式下的运行特性，然后论述了微网逆变器运行模式平滑切换的控制策略，针对微网逆变器由孤岛切换至并网运行，提出一种并网预同步控制策略，保证了微网由孤岛到并网模式的平滑切换。最后在 MATLAB 下搭建了微网仿真平台，在微网运行模式切换及负荷、微源输出变化等工况下，验证了下垂控制策略的有效性和正确性。

3.1 微网逆变器不同工作模式的平滑切换

微网存在并网和孤岛两种典型工作模式。微网大部分情况下，与公共电网并网运行，此时微网的电压和频率将由电网直接决定，基于下垂控制的微网逆变器直接采用电网频率和电压作为调节基础，按照参考值进行指定有功功率和指定无功功率的输出，微网中的负荷波动导致的功率不平衡将由电网承担。

当微网根据情况需要独立运行或当电网发生故障、扰动及电能质量不满足负荷要求时，微网将迅速与电网断开并转入孤岛模式运行，进而保证微网中重要负荷的不间断供电。基于下垂控制的微网逆变器输出呈现电压源特性，能够为孤岛运行模式下的微网提供电压和频率支撑，并且能够根据微网中的负荷波动自动调节自身功率输出，确保微网内部的能量供需平衡。

在孤岛与并网两种运行模式之间平滑切换是微网运行的关键技术之一。所谓平滑切换，即是要求模式切换前后，微网电压相位、幅值和频率不会发生突变，微网内负荷能够获得不间断高质量电能，对电网亦不会造成过大的电流冲击。由于采用下垂控制的微网逆变器在微网运行模式切换时无需改变其控制策略，因此有助于实现微网运行模式的平滑切换。

3.1.1 孤岛切换至并网

当电网由故障状态恢复正常供电时，处于孤岛运行模式的微网需要重新联入电网运行。但由于微网孤岛运行时，其中起支撑作用的电压源型逆变器按照下垂特性工作，使微网电压与电网电压产生了偏离，直接重合闸并网可能引起巨大的冲击电流，造成设备损坏，所以微网并网前，必须考虑采取一定的预同步控制措施，保证微网电压与电网电压的同步^[47]。文献[48]建立了微网运行模式切换时刻的数学模型，分析得出并网时刻微网和电网两者电压的相位差是导致并网电流冲击的主要原因。本文立足于三相电压源型逆变器拓扑结构，在 dq 同步旋转坐标系下，提出了一种基于下垂控制的微网逆变器并网预同步控制策略，以实现微网逆变器输出电压对电网电压的相位追踪与同步，保证了微网逆变器由孤岛运行模式到并网运行模式的平滑切换。其

控制策略结构如图 3.1 所示：

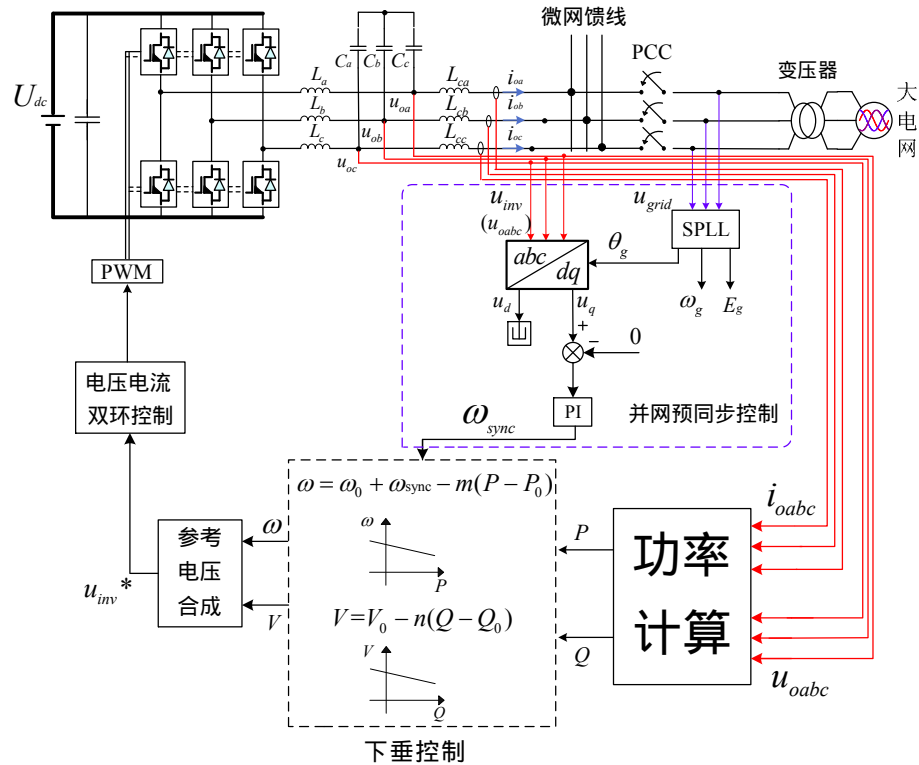


图 3.1 基于下垂控制的并网预同步控制策略结构图

并网预同步控制单元如图 3.1 虚线框中所示：首先通过三相软件锁相环（SPLL）技术获得电网电压相位 θ_g ，角频率 ω_g ，幅值 E_g ，此处所得电网电压相位、角频率和幅值信息还可以在系统其它功能算法中获得应用。三相电网电压软件锁相环原理如图 3.2 所示：

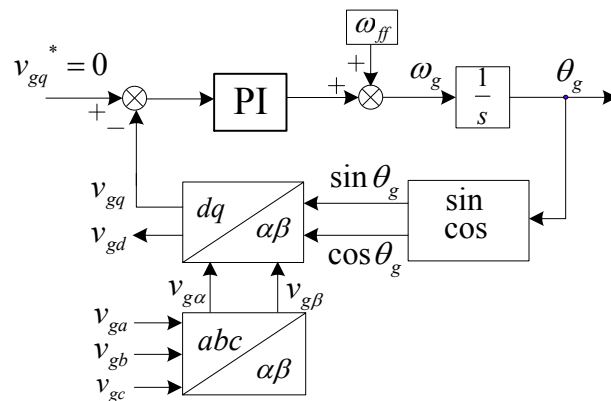


图 3.2 三相电网电压软件锁相环原理图

三相软件锁相环是一个能够自动跟踪输入信号频率与相位的闭环控制系统^[49]，其原理为：三相电网电压 v_{ga} v_{gb} v_{gc} 先后经过 CLARK 变换和 PARK 变换得到两相旋转坐标系下的电压 v_{gd} 和 v_{gq} ，其中 PARK 变换使用的参考相位为锁相环的输出相位 θ_g ，然后将 PARK 变换得到的 q 轴分量 v_{gq} 与零参考做 PI 调节，PI 调节器的输出角频率与固有角频率 ω_{ff} （一般取为电网电压额

定角频率 100π) 相加得到输出角频率 ω_g , 再经过一个积分环节后即可得到最终的输出相位 θ_g , 经过如上所述的负反馈调节, 最终得到锁相环输出相位角 θ_g 与输入信号的完全同步, 实现对电网电压的精确锁相。

在上述电网电压锁相的基础上, 微网逆变器输出电压对电网电压的同步追踪过程如图 3.3 所示。图中 θ_g 和 ω_g 为电网电压的相位和角频率, θ 和 ω 为微网逆变器输出电压的相位和角频率, $\Delta\theta$ 为两者之间的相位差, dq 坐标系以电网电压角频率 ω_g 旋转。同步追踪过程就是通过调整微网逆变器输出电压的角频率, 使微网逆变器输出电压和电网电压之间的相位差 $\Delta\theta$ 不断趋向于零。当两者完全实现同步时, 则 $\Delta\theta$ 等于零, 此时微网逆变器输出电压在 q 轴分量上的投影为零, 因此可以通过控制 $v_q=0$ 来实现两者的同步。

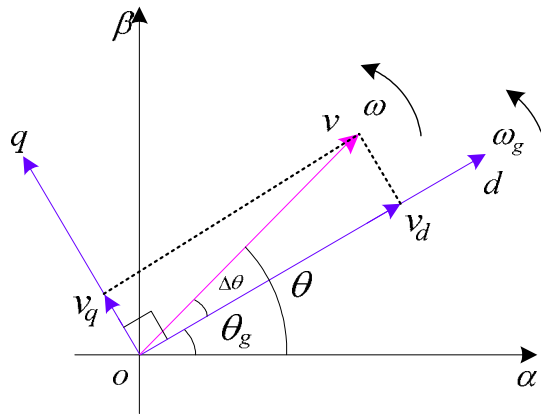


图 3.3 微网逆变器输出电压对电网电压的同步追踪示意图

v_q 可以通过对微网逆变器三相输出电压按照式(3.1)做同步坐标变换得到, 其中 v_{oa} 、 v_{ob} 、 v_{oc} 为微网逆变器的 abc 三相输出电压, θ_g 为上述三相电网电压锁相环的输出相位。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \cos\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_g & -\sin\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

将上述同步坐标变换得到的 q 轴分量 v_q 与零参考进行 PI 调节, PI 调节器的输出 ω_{sync} 即为同步补偿角频率, 将此同步补偿角频率与下垂控制的生成的角频率按照式(3.2)叠加, 作为微网逆变器输出电压的参考角频率。

$$\omega = \omega_0 + \omega_{sync} - m(P - P_0) \quad (3.2)$$

此外为防止预同步过程中微网逆变器输出电压频率发生剧烈波动, 影响电能质量, 应对 PI 调节器的输出进行限幅。

3.1.2 并网切换至孤岛

微网需要由并网运行切换至孤岛运行有两种情况, 一种是出于运行或检修需要的主动切换, 另一种是由于电网故障引起的被动切换。在并网运行时, 基于下垂控制的微网逆变器工作于电

压源并网模式，其输出电压的频率和幅值与电网一致，当微网由并网模式切换到孤岛模式运行时，微网逆变器继续按照下垂特性工作，其输出电压的频率和幅值只会发生微小的变动，相位上亦不会发生突变，从而实现了微网由并网到孤岛模式的平滑切换。

3.2 微网运行模式控制的仿真分析

3.2.1 微网组网原理和基本结构

为了验证微网逆变器下垂控制策略的有效性。论文搭建了基于下垂控制的微网逆变器（DG1）作为支撑电压源的微网仿真平台，此外平台中还包含一个采用 PQ 电流型控制的微源逆变器（DG2）和本地负载，微网通过公共连接点 PCC 处的并网开关控制与电网的连接和断开。其结构如下图所示：

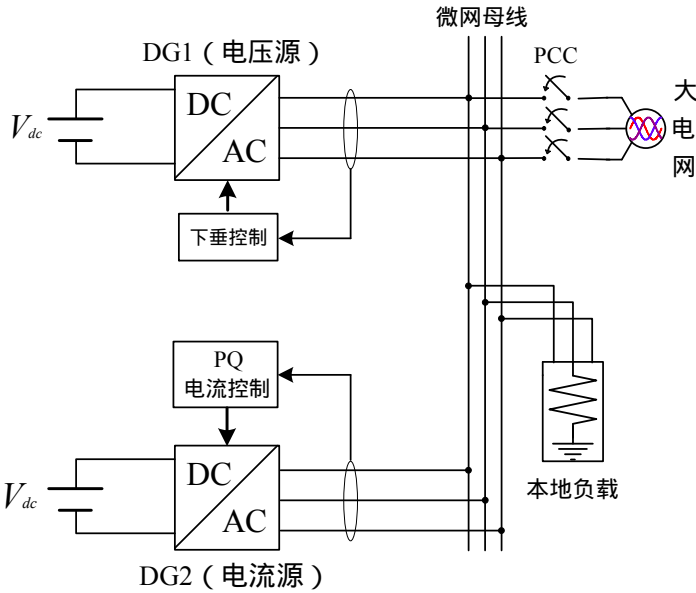


图 3.4 微网结构示意图

采用下垂控制的微网逆变器 DG1，模拟传统电力系统中同步发电机的外特性，工作在电压源输出模式，可以支撑微网内的电压和频率；采用 PQ 电流型控制的微网逆变器 DG2，通过锁相环技术，获得电压、频率参考，工作在电流源输出模式，根据参考向微网输送给定有功功率和无功功率。PQ 电流型控制策略已在绪论章节中做介绍，由于这不是本文的研究重点，所以此处不再做详细的分析。

3.2.2 微网仿真模型

本文在 Matlab/simulink 环境下搭建了微网仿真模型，对基于下垂控制的微网逆变器在微网孤岛、并网以及运行模式切换等若干工况下的运行特性进行了仿真分析。Simulink 仿真模型如图 3.5 所示，微网由采用下垂控制的电压源型逆变器（DG1）和采用 PQ 电流控制的电流源型逆

变器（DG2）以及本地负载组成，微网通过公共连接点 PCC 处的并网开关控制与公用大电网的连接和断开，微网逆变器主要由功率主电路和控制电路两部分组成。图 3.6 为 DG1 下垂控制系统子模块，主要由功率计算、下垂方程、电压电流双闭环、预同步及 PWM 驱动生成模块组成。

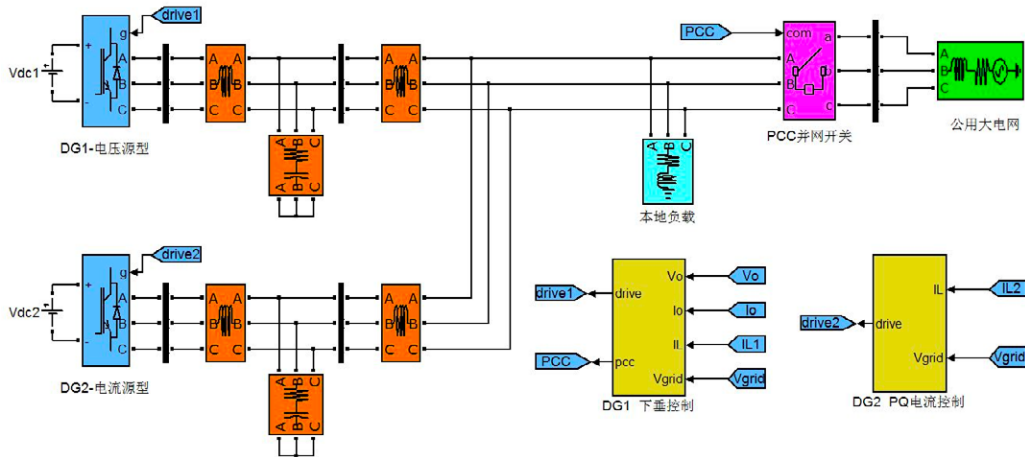


图 3.5 微网 simulink 仿真模型

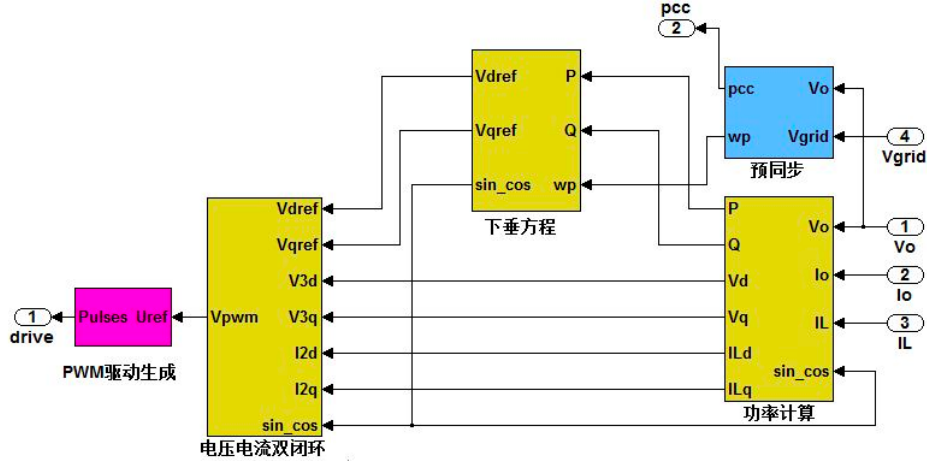


图 3.6 下垂控制模块

仿真基本参数配置情况见表 3.1：

表 3.1 微网仿真基本参数配置

项目	参数
电压源 DG1	直流侧电压:Vdc=700V
	开关频率：5KHz
	滤波参数：L _f =1.6mH，C _f =40uF
	连线电感：L _c =1mH
	下垂设定值：P ₀ =14KW，Q ₀ =0KVar，V ₀ = 311V，f ₀ =50Hz

电流源 DG2	直流侧电压: $V_{dc}=700V$ 开关频率: $5KHz$ 滤波参数: $L_1=1.2mH$, $C=20\mu F$, $L_2=0.8mH$ 功率因数: $Q=1$ 其输出功率, 可以动态切换
本地负载	其负荷可以根据仿真需要动态切换
公用大电网额定电压、频率	380V/50HZ

3.2.3 微网运行仿真分析

3.2.3.1 孤岛模式运行

仿真工况：

微网孤岛模式运行，微源逆变器 DG1 和 DG2 共同为本地负载供电。通过负载动态切换和微源逆变器 DG2 输出功率的动态切换，模拟微网实际孤岛运行工况，进而验证采用下垂控制的逆变器 DG1 对微网的电压频率支撑作用以及维持微网功率平衡的性能。

仿真控制流程：

$t=0-0.4s$ ：本地负载 $15kW$ ， $5kVar$ ；微源 DG2 输出有功功率 $5kW$ ， $0kVar$ ；微网启动并达到稳态运行；

$t=0.4s$ ：本地负载有功突降 $5kW$ ，无功突降 $3kVar$ ；

$t=0.8s$ ：微源 DG2 输出有功从 $5kW$ 增加到 $12kW$ ，无功增加 $0kVar$ 。

仿真结果：

在 $t=0.4s$ 负载动态切换前后时刻，采用下垂控制的微源逆变器 DG1 输出电压，输出电流，输出功率，如图 3.7 所示；采用 PQ 电流控制的微源逆变器 DG2 输出电压，输出电流，输出功率，如图 3.8 所示。

当 $t=0.8s$ 时，采用 PQ 电流控制的 DG2 输出功率变化前后时刻，采用下垂控制的微网逆变器 DG1 的输出电压、输出电流、输出功率如图 3.9 所示；采用 PQ 电流控制的逆变器 DG2 输出电压、输出电流、输出功率如图 3.10 所示。

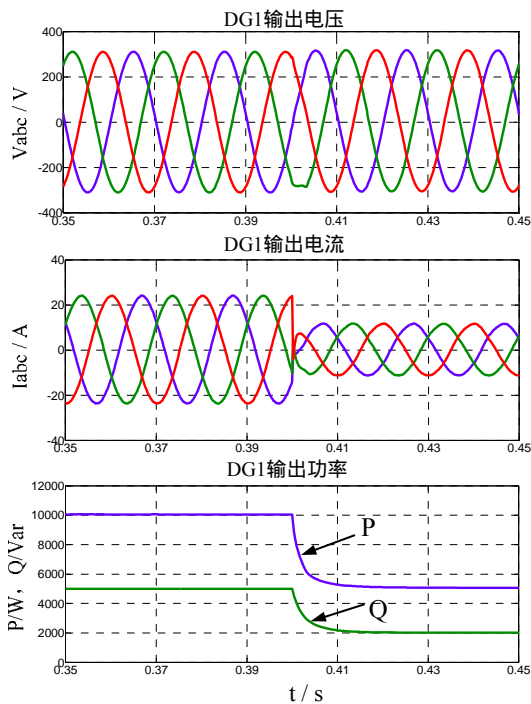


图 3.7 下垂控制 DG1 输出

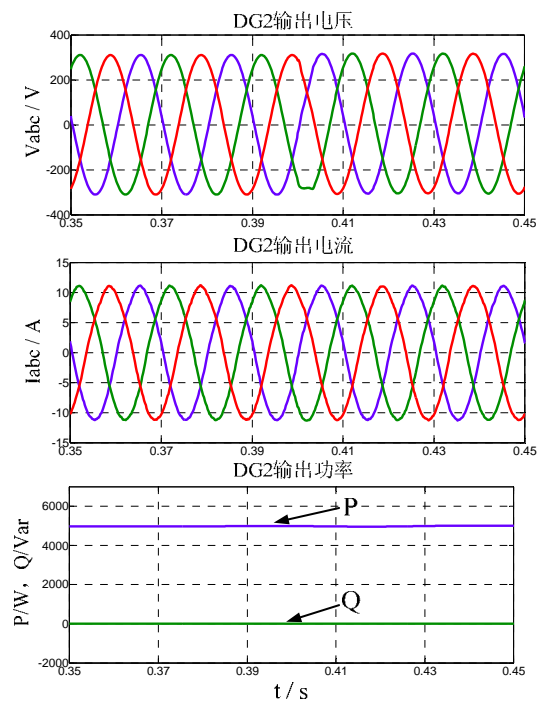


图 3.8 PQ 电流控制 DG2 输出

如图所示，本地负载在 0.4s 发生突降时，DG1 输出功率随负载变化而减小，DG2 的工作没有受到负载波动影响而维持输出功率不变，可以看出，负荷的波动完全由采用下垂控制的 DG1 承担。此外，在负载切换前后，微网电压没有发生突变，基于下垂控制的微网逆变器 DG1 表现出良好的支撑能力。

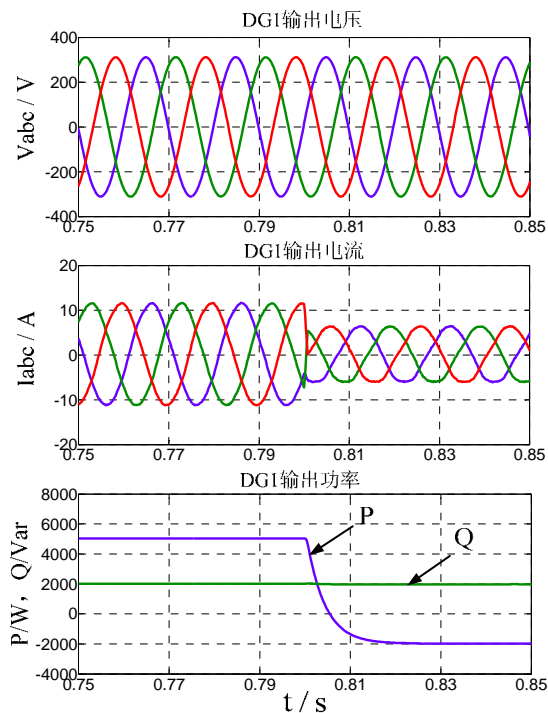


图 3.9 下垂控制 DG1 输出

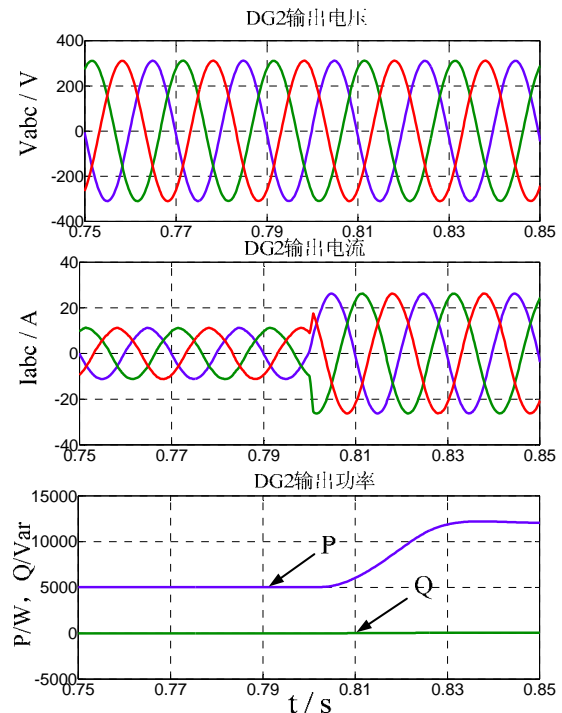


图 3.10 PQ 电流控制 DG2 输出

如图所示,采用 PQ 电流型控制的微源逆变器 DG2 在 0.8s 输出有功功率从 5kW 增至 12kW,由于本地有功负载只有 10kW,所以 DG1 反向吸收 2kW 的功率,由于 DG2 输出无功不变,所以无功负荷仍由 DG1 承担,综上所述可以看出基于下垂控制的微网逆变器 DG1 维持了微网的功率平衡。此外,在微源输出功率变化前后,微网电压没有发生突变,基于下垂控制的微网逆变器 DG1 对微网电压频率表现出良好的支撑能力,且具备双向功率动态平衡的调节能力。

3.2.3.2 并网模式运行

仿真工况:并网运行模式下,通过改变微网逆变器的指定输出功率,观察微网功率的变化,验证基于下垂控制的微网逆变器在并网运行状态下的特性。

由于在并网模式下,微网电压被电网电压箝位,所以微网中基于 PQ 电流控制的逆变器 DG2 的运行特性,就是常规电流源并网的运行特性,相关的研究已经比较成熟,所以本节的仿真中将对微网的模型进行简化,即微网由基于下垂控制的微网逆变器 DG1 和本地负载组成,通过公共连接点 PCC 处的并网开关控制与电网的连接和断开。

仿真控制流程:

$t=0-0.8s$:微网逆变器 DG1 输出指定有功功率 14kW,输出指定无功功率 0kVar,本地负载 10kW, 3kVar,微网并网模式下稳态运行;

$t=0.8s$:微网逆变器 DG1 输出指定有功功率从 14kW 变为 11kW 输出指定无功功率从 0kVar 变为 2kVar;

$t=0.8-1.2s$:本地负载 10kW, 3kVar,微网并网模式下稳态运行。

仿真结果:

并网模式下运行的微网逆变器在 $t=0.8s$ 输出指定功率变化时刻,其输出电压、输出电流、输出功率以及馈网电流的仿真波形如图 3.11 所示:

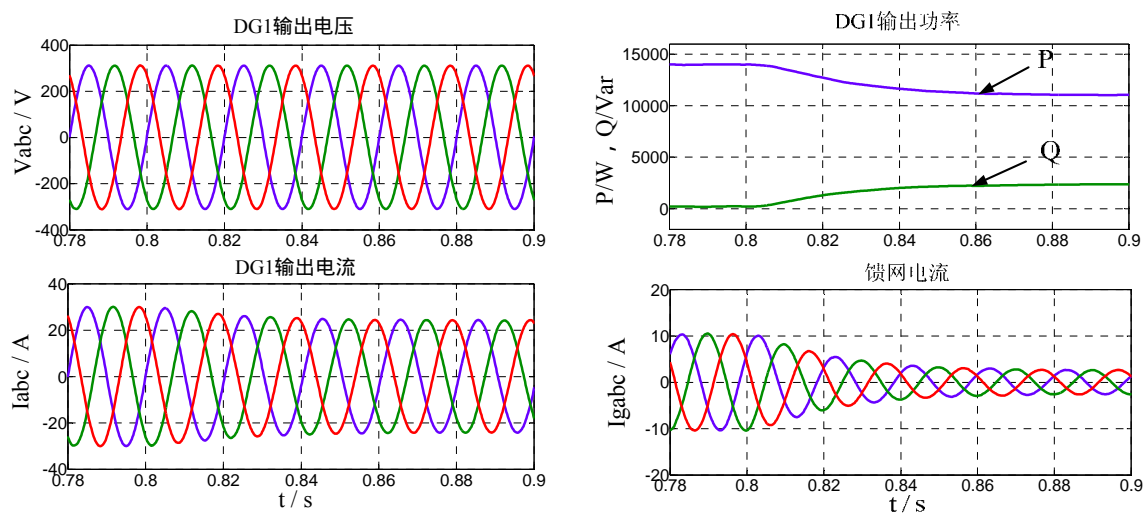


图 3.11 并网模式下指定输出功率变化过程的仿真波形

由仿真波形可知，0.8s 前，微网逆变器输出有功功率 14kW，无功功率 0kVar；0.8s 后，输出有功功率 11kW，无功功率 2kVar，可以看出微网逆变器在并网模式下的输出功率随参考指定变化而变化，逆变器输出功率变化时，由于本地负载需求不变，所以多余的或者不足的能量将由大电网来承担，这也体现了并网模式下，大电网的支撑作用。此外，由于仿真中加入功率缓变模块，可以看出，功率指令变化时，微网逆变器输出功率变化平缓，没有产生跳变和震荡。

3.2.3.3 孤岛模式到并网模式的动态切换

仿真工况：微网孤岛模式稳态运行，经过预同步控制后，切换至并网运行，以验证本文提出的预同步控制算法的有效性。并网运行模式下，通过改变微网逆变器的指定输出功率，观察馈网功率的变化，验证基于下垂控制的微网逆变器在并网运行状态下的特性。

仿真控制流程：

$t=0-0.3s$ ：本地负载 10kW，3kVar；微网孤岛启动并达到稳态运行；

$t=0.3s$ ：微网逆变器 DG1 启动预同步控制，当预同步完成后，由孤岛切换至并网运行；

$t=0.4s-0.8s$ ：并网运行模式下，微网逆变器 DG1 指定输出有功功率 14kW，指定输出无功功率 0Kvar。

仿真结果：

0.3s 启动预同步控制后，首先需要对电网电压进行锁相。图 3.12 给出了三相电网电压及其锁相角的仿真波形。

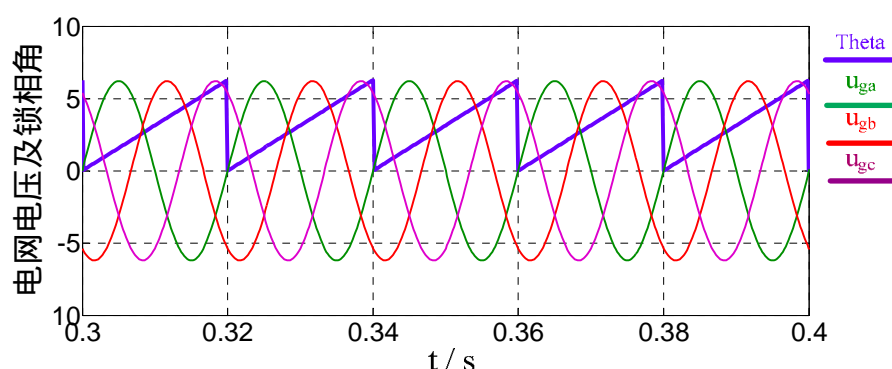


图 3.12 三相电网电压及其锁相角仿真波形

由仿真波形可以看出，三相电网电压的相序为 A 相超前 B 相超前 C 相，通过三相软件锁相环（SPLL）算法得到的电网电压锁相角在 0 到 2π 之间变化，准确的跟踪了三相电网电压的相位，从而验证了本文所采用的三相软件锁相环算法的有效性。

以上述三相电网电压锁相环算法得到的锁相角对微网逆变器输出电压做同步坐标变化，通过将 q 轴分量与零参考做 PI 调节，实现微网逆变器输出电压与电网电压的同步。预同步过程仿真波形如图 3.13 所示。

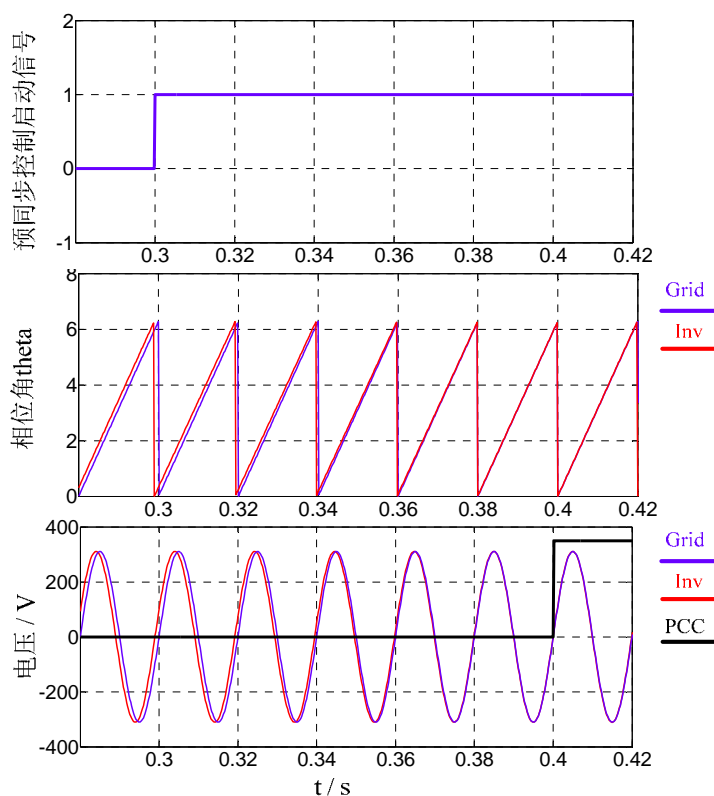


图 3.13 预同步过程仿真波形

由仿真波形可以看出 0.3s 时刻预同步启动信号置 1，开始执行预同步控制算法，预同步过程中微网电压和电网电压之间的相位差不断缩小，两者在 0.4s 时实现完全同步，PCC 处并网开关闭合信号置 1，微网逆变器由孤岛模式转入并网模式运行。

微网逆变器 DG1 在 0.4s 时刻由孤岛运行切换至并网运行过程中，其输出电压、输出电流、输出功率以及馈网电流的仿真波形如图 3.14 所示：

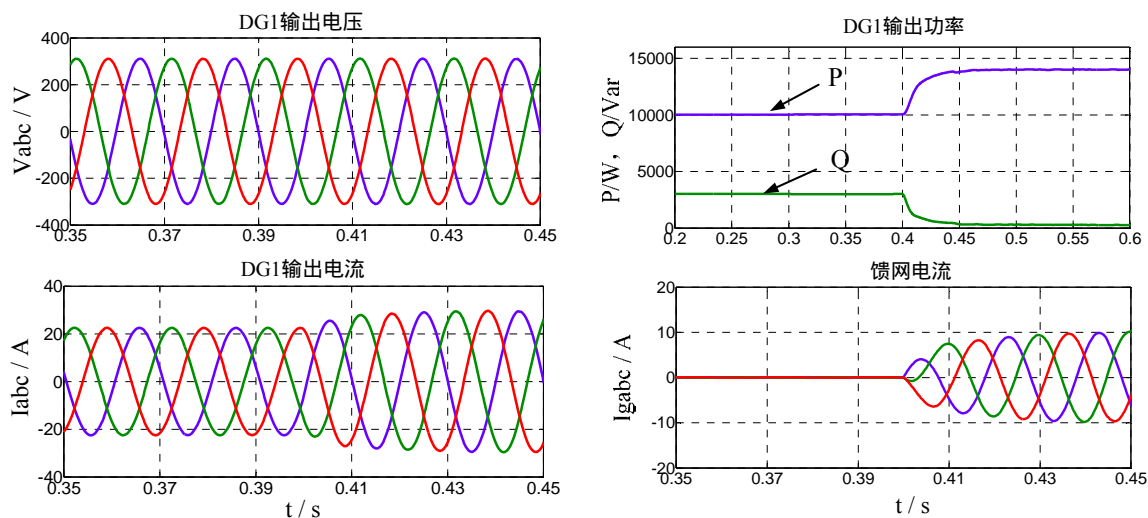


图 3.14 孤岛模式到并网模式切换过程的仿真波形

由仿真波形可以看出运行模式切换瞬间，微网逆变器输出电压没有发生突变，也没有产生

大的并网电流冲击，系统实现了由孤岛模式到并网模式的平滑切换。

微网逆变器孤岛模式下按照本地负载需求输出有功功率 10kW，无功功率 3kVar；切换到并网模式以后，微网逆变器输出有功功率变为 14kW，输出的无功功率变为 0.2kVar，可以看出并网模式下的有功输出等于参考指令值 P_0 ，无功功率输出略高于参考指令值 Q_0 ，这是由于有功-频率调节是积分调节方式，属于无差调节，而无功-电压调节方式是比例调节方式，属于有差调节。微网逆变器在并网模式下运行时，除了为本地负载供电还将和电网间进行功率交换，本仿真算例中微网逆变器在并网模式下输出的功率大于本地负载实际需要，所以多余的能量馈入电网。

3.2.3.4 并网模式至孤岛模式的动态切换

仿真工况：微网并网运行时，PCC 处开关跳闸，微网被动转入孤岛模式运行，继续为本地负载供电，从而验证基于下垂控制的微网逆变器由并网模式到孤岛模式的平滑切换性能。

仿真控制流程：

$t=0-0.4s$ ：微网并网运行，基于下垂控制的微网逆变器 DG1 输出指定有功功率 14kW，指定无功功率 0kVar；

$t=0.4s$ ：PCC 处并网开关跳闸断开，微网由并网模式转入孤岛模式运行；

$t=0.4-0.8s$ ：微网孤岛模式运行，本地负载 10kW，3kVar。

仿真结果：

微网由并网模式切换至孤岛模式运行过程中，基于下垂控制的微网逆变器 DG1 输出电压，输出电流，输出功率以及馈网电流的仿真波形如图 3.15 所示：

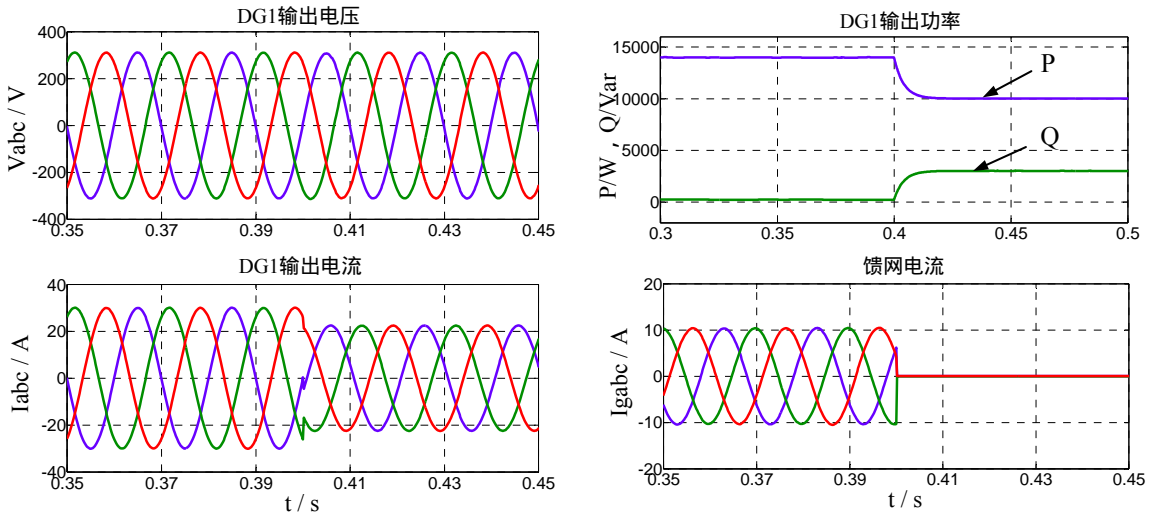


图 3.15 并网模式到孤岛模式切换过程的仿真波形

由仿真波形可以看出，PCC 处并网开关在 0.4s 跳闸瞬间，馈网电流立即降为零，模式切换过程中，微网逆变器输出电压没有发生突变，微网系统实现了由并网模式到孤岛模式的平滑切

换。微网逆变器并网模式下按照参考指定输出有功功率 14kW，无功功率 0kVar；切换到孤岛运行模式以后，微网逆变器按照本地负载需求输出有功功率 10kW，无功功率 3kVar。微网由并网模式切换到孤岛模式运行以后，失去了大电网的支撑，基于下垂控制的微网逆变器输出呈现电压源特性，继续支撑微网的运行。

3.3 本章小结

本章首先阐述了基于下垂控制的微网逆变器在孤岛和并网两种模式下的运行特性，然后论述了微网逆变器运行模式平滑切换的控制策略，针对微网逆变器由孤岛切换至并网运行，提出一种预同步控制，保证微网由孤岛到并网模式的平滑切换。最后在 Matlab/Simulink 环境下搭建了微网仿真平台，在微网运行模式切换及微源输出变化等工况下，验证了下垂控制策略的有效性和正确性。

第四章 微网逆变器系统设计与实验验证

本章将给出系统的硬件和软件设计，硬件设计部分主要包括了主电路和控制电路的设计，软件部分采用模块化的编程思想，给出了主要程序的算法流程图，并在此设计基础上搭建了基于 TMS320F2812 全数字控制的三相微网逆变器实验平台，对系统控制策略进行了实验验证。

4.1 系统设计指标和总体结构

本文以三相全桥微网逆变器实验平台为基础，在此平台上对下垂控制策略进行了实验验证，表 4.1 列出了实验平台参数。

表 4.1 三相全桥微网逆变器实验平台参数

直流输入电压 V_{in}	680 V ~ 720 V
额定功率 S_n	50kVA
交流输出电压有效值	220 V \pm 10%
交流输出电压频率	50 \pm 0.5 Hz
开关频率 f_s	5 kHz
滤波电感 L_f	1.6 mH
滤波电容 C_f	40 μ F
输出连线电感 L_c	1 mH

下垂控制微网逆变器系统以常用的三相全桥电路为主电路拓扑，采用全数字控制。系统数字控制器采用北京合众达公司的 SEED-DSP2812Mv2，该开发板是基于 TI 公司的 TMS320F2812 芯片开发的一款专门针对电力电子应用的型号^[50]。

系统总体结构框图如图 4.1 所示。辅助电源确保系统控制板的可靠供电。直流侧电压电流信号，交流侧电压电流信号经电压电流传感器采样后，经外扩 A/D，模拟信号转化成数字信号送入 DSP，然后 DSP 对采样得到的信号进行计算处理，产生相应的保护控制和 PWM 驱动信号，控制整个系统的正常运行以及执行相应的故障处理保护动作，同时为了方便实验调试，外扩了 D/A 功能，通过继电器控制并网交流接触器的通断从而实现微网逆变器孤岛和并网两种模式的切换。

由于系统功率较大，为了提高系统的抗干扰性能，本系统采用了全隔离设计。各电压电流信号均采用 LEM 隔离采样；IGBT 的驱动电路采用带磁隔离变压器的驱动模块；调理所故障时的保护信号均采用光耦隔离。此外为了保证系统的安全运行，设计了输入过压过流、输出过压过流、柜门开启、驱动电路故障等保护方案，采用硬件保护和软件保护相结合的方法尽可能地提高系统的安全性和可靠性。

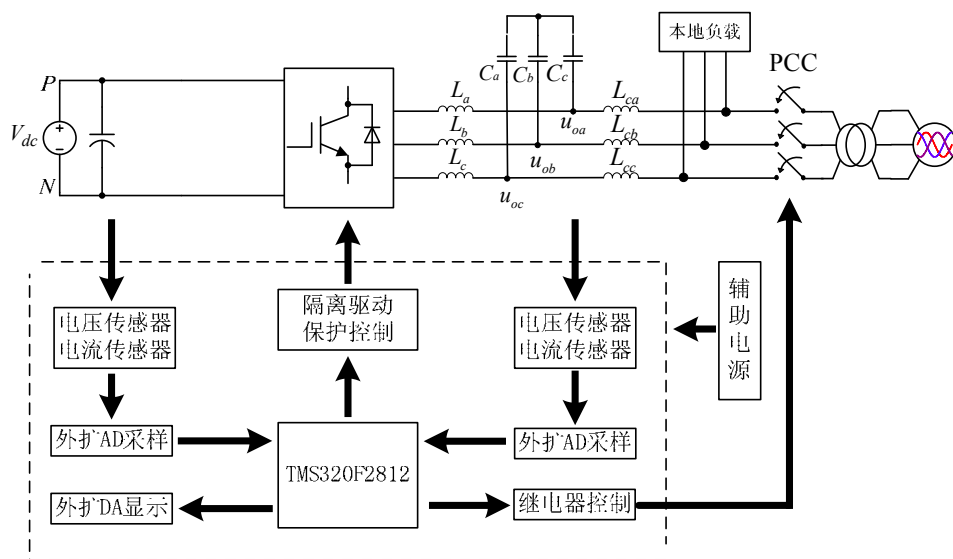


图 4.1 三相微网逆变器实验平台的总体结构框图

4.2 系统硬件设计

本系统的硬件设计主要为功率主电路的设计和控制系统的设计。

4.2.1 主电路设计

本节将主要介绍功率器件 IGBT 的选取，直流侧滤波电容和交流侧 LC 滤波器参数的设计。

4.2.1.1 功率器件 IGBT 的选取

由于逆变器系统的功率等级比较大，为了减小开关损耗，开关频率不能太高，因此从经济性和可靠性两方面考虑，本系统主电路功率器件选用 IGBT。

根据本系统的设计参数可得 IGBT 两端承受的最大电压应力为：

$$V_{dc} = 720V \quad (4.1)$$

因此所选取 IGBT 的电压定额为：

$$V_{CEmax} > 1.5V_{dc} = 1.5 \times 720 = 1080V \quad (4.2)$$

IGBT 的电流即为系统输出电流的峰值，考虑到 15% 的电流纹波，则

$$I_{CE} = 1.15I_{gmax} = 1.15 \times 75.76 \times \sqrt{2} = 123.2A \quad (4.3)$$

因此，选取 IGBT 的电流定额为：

$$I_{CEmax} > 1.5I_{CE} = 184.8A \quad (4.4)$$

考虑到系统的实际过载能力，选用英飞凌公司的 FF450R12ME3，其结构如图 4.2 所示。每个模块封装了两只串联的 IGBT，因此一个模块即可构成逆变器系统的一个桥臂。IGBT 额定电压为 1200V，额定电流为 450A，导通时间 0.3μs，关断时间 0.65μs。此模块内部还集成了一个热敏电阻，即为图中引脚 5、6 之间的电阻，此热敏电阻可以用于 IGBT 的过温保护。

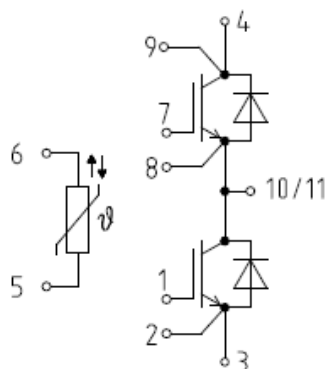


图 4.2 FF450R12ME3 内部结构图

4.2.1.2 直流侧电容

直流侧电容的作用是：保证直流电压的稳定，减小纹波电压以及负载动态变化时保证尽量小的直流电压跌落。根据直流侧电容储存的能量全部用来支撑逆变器最大负载变化时的响应时间来进行设计。

逆变器所承担的最大负载变化即为从空载到满载的变化，假设其响应时间为 $T_r=80\text{ms}$ ，则直流侧电容上储存的能量 W_{dc} 应当至少为：

$$W_{dc} = T_r \times P_n = 4000J \quad (4.5)$$

而直流侧电容储存的能量和其容值存在如下关系：

$$W_{dc} = \frac{1}{2} C V_{dc}^2 \quad (4.6)$$

因此可以推出直流侧电容容值为：

$$C = 16327\mu\text{F} \quad (4.7)$$

本系统实际取 $17000\mu\text{F}$ ，采用 2 个 $6800\mu\text{F}/450\text{V}$ 的电解电容先串联，然后再 5 组并联得到。

4.2.1.3 LC 滤波器设计

由于三相全桥逆变器桥臂中点输出电压在开关频率处存在大量谐波，因此必须设计效果良好的滤波器将这些谐波滤除，实际工程中往往采用 LC 无源滤波器^[51]。三相电压源型逆变器的 LC 滤波器由三相滤波电感与三相滤波电容组成，滤波器的性能主要由电感和电容的谐振频率决定，LC 滤波器的谐振频率为：

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.8)$$

逆变器桥臂中点电压主要由基波频率及其倍数频段、开关频率及其倍数频段的谐波构成。为了降低输出电压总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)，同时又不会导致谐振，谐振频率必须要远小于逆变器桥臂中点电压中所含有的最低次谐波频率，同时又要远大于基波频率。考虑到十倍基波频率到五分之一开关频率左右范围内的谐波相对较少，因此一般将谐振频率设计在此范围内，即：

$$10f_b \leq f_{res} \leq \frac{1}{5}f_s \quad (4.9)$$

上式中 f_b 为输出电压的基波频率， f_s 为开关频率。

本课题中微网逆变器的输出电压基波为 50 Hz 工频，开关频率为 5 kHz，按照式(4.9)进行设计，LC 滤波器的谐振频率 f_{res} 的取值范围应为 $500\text{Hz} \leq f_{res} \leq 1000\text{Hz}$ 。此时，LC 滤波器对输出电压中的开关频率及其倍数频段的谐波有 -40dB 的衰减作用，完全满足对输出电压 THD 的要求。

在工程设计中，一般经验算法要求电感电流的纹波为输出电流峰值的 15%~25%，本文选取 20%。由三相 VSI 电感设计可知^[52]，同时满足电流快速跟踪要求以及较强的谐波抑制能力的滤波器电感计算公式为：

$$\frac{(2v_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2v_{dc} \Delta i_{\max}} \leq L_f \leq \frac{2v_{dc}}{3I_m \omega} \quad (4.10)$$

式中， v_{dc} 为直流母线电压， T_s 为开关周期， E_m 为交流电压幅值， I_m 为电感电流峰值， Δi_{\max} 为滤波电感电流的最大纹波脉动量， ω 为输出电压的基波角频率。结合论文所设计的微网逆变器设计要求， $v_{dc} = 700\text{V}$ ； $T_s = 0.0002\text{s}$ ； $E_m = 311\text{V}$ ； $I_m = 107\text{A}$ ； $\Delta i_{\max} = 20\%I_m = 21\text{A}$ 。将以上数据代入式(4.10)得：

$$1\text{mH} \leq L_f \leq 13\text{mH} \quad (4.11)$$

本文取 $L_f = 1.6\text{mH}$ 。

对于滤波电容的设计，一般原则为滤波电容上消耗的无功功率低于逆变器额定容量的 5%，因此可得：

$$C_f \leq 5\% \times \frac{P_n}{3 \times 2\pi f U^2} \quad (4.12)$$

式中，微网逆变器额定容量 $P_n = 50\text{kW}$ ，输出电压基波频率 $f = 50\text{Hz}$ ，输出电压基波有效值 $U = 220\text{V}$ ，将上述参数值代入可得： $C_f \leq 50\mu\text{F}$ ，本文选取 $C_f = 40\mu\text{F}$ 。

根据上面设计的滤波电感的感值和滤波电容的容值，可以求得本文所设计 LC 滤波器的谐振频率 $f_{res} = 629\text{Hz}$ ，满足 $500\text{Hz} \leq f_{res} \leq 1000\text{Hz}$ 的要求。

4.2.2 控制电路设计

三相并网逆变器系统的数字控制器选用合众达公司的 SEED-DPS2812Mv2 开发板，该开发板的主要特点是：外扩 2 片 AD7656 实现 12 通道、16 位分辨率、每通道最高采样率 250KSPS 的 AD 信号输入通道，输入信号范围为 -10V~+10V；外扩 1 片 DAC7744 实现 4 通道、16 位分辨率、建立时间 10 μs 的 DA 信号输出通道；50 路 I/O 兼容 3.3V 和 5V 电压，输出最大电流 4mA，从而可以大大简化外围控制电路设计，同时可以节省一路 3.3V 的辅助电源。

本系统的控制电路主要包括电压电流的采样电路、驱动电路以及各种保护电路。

4.2.2.1 电压电流采样电路

为了提高系统的抗干扰能力同时保证采样精度，整个系统的电压电流采样均是采用 LEM 隔离采样。由于本文所使用的 SEED-DSP2812Mv2 开发板上外扩了 12 路输入范围为 $-10\text{V}\sim+10\text{V}$ 的 AD 采样通道，因此设计电压电流采样电路时只需根据 LEM 型号选取合适的采样电阻，使得采样电路输出信号的电平范围为 $-10\text{V}\sim+10\text{V}$ ，然后直接送入开发板的 AD 采样通道即可。

4.2.2.2 驱动电路

为了能在较大功率条件下实现控制电路、驱动电路以及主电路之间的严格隔离，并提供合适的栅极驱动信号实现 IGBT 的可靠开通和关断，本系统选用了 CONCEPT 公司专门针对 FF450R12ME3 而设计的驱动模块 2SD316EI-12，该驱动模块能同时驱动一个桥臂上的两个开关管，并且能够在发生故障时返回保护信号。此外，此驱动模块还需配备相应的基板（basic board），基板主要由驱动电阻、稳压二极管等组成。其结构图如图 4.3 所示^[53]：

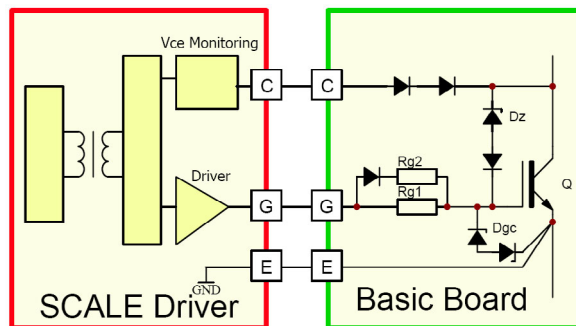


图 4.3 2SD316EI-12 及 basic board 结构图

其中，2SD316EI-12 内部通过隔离变压器实现输入输出隔离。同时通过采样 IGBT 的集电极和发射极之间的电压，实现短路过流保护的功能。 R_{g1} 和 R_{g2} 并联作为开通时的驱动电阻， R_{g1} 单独作为关断时的驱动电阻，从而实现了 IGBT 的快开慢关。 D_{gc} 由两个反向串联的稳压二极管组成，用来箝位栅极和发射极间电压，防止栅极击穿。 D_z 为二极管和稳压二极管串联，用来限制集电极和发射极间电压的开关尖峰。

4.2.2.3 保护电路

故障检测与保护功能是一个系统必不可少的部分，尤其对于较大功率逆变器系统，发生故障时要求能够及时的检测并快速进行保护动作，否则会引起器件损坏甚至系统的崩溃。为了提高系统的安全性，本系统设计了多种保护方案，主要有：直流过压过流、交流过压过流、IGBT 过温、急停、柜门开启以及驱动故障保护。

为了提高系统保护的可靠性，采用硬件保护和软件保护并行设计、同时动作。由于故障保护类型较多，所有的故障信号需要经过汇总后进入总故障保护电路，然后将总故障信号送入 DSP 的功率保护引脚 PDPINTA。因此，一旦发生系统故障，故障信号经过锁存之后将同时触发硬件

和软件保护，立即拉低六路驱动信号，同时使微网逆变器的三相交流接触器断开，系统退出运行。

4.3 系统软件设计

基于下垂控制的三相微网逆变器，采用全数字控制，系统软件部分主要由数字信号处理器 DSP 完成，控制芯片采用 TI 公司的 TMS320F2812。系统软件采用模块化设计方法，整个系统是通过接收中断处理和调用子程序来实现控制的，程序主要包括以下几个模块：主程序；定时器周期中断程序；数字 PI 调节器子程序；开机缓启动子程序；预同步控制子程序；并网模式下输出功率缓变子程序；故障处理保护子程序。各模块的功能详细介绍如下。

4.3.1 主程序

主程序主要完成 DSP 系统的初始化设置，然后进入循环等待中断状态，其流程图如图 4.4 所示。进入主程序后，首先关闭所有中断，然后对中断向量表、EV 事件管理器、ADC 转换、GPIO 口及系统变量进行初始化。为了防止主电路发生误动作，需要屏蔽六路驱动信号，最后开中断，并循环等待中断的发生。

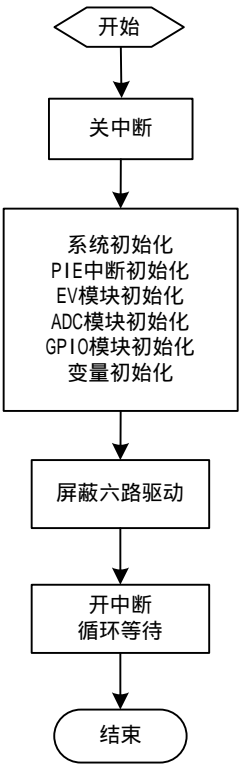


图 4.4 主程序流程图

4.3.2 定时器中断程序

该中断子程序主要执行外部信号的采集与处理，包括直流电压、直流电流、三相输出电压、

三相输出电流、三相滤波电感电流、预同步启动信号及故障信号等，然后进行计算处理并最终产生 PWM 波形，包括 Park 变换、功率计算、低通滤波、下垂方程、预同步、电压电流双环 PI 调节、驱动生成等子程序。图 4.5 是其流程图。

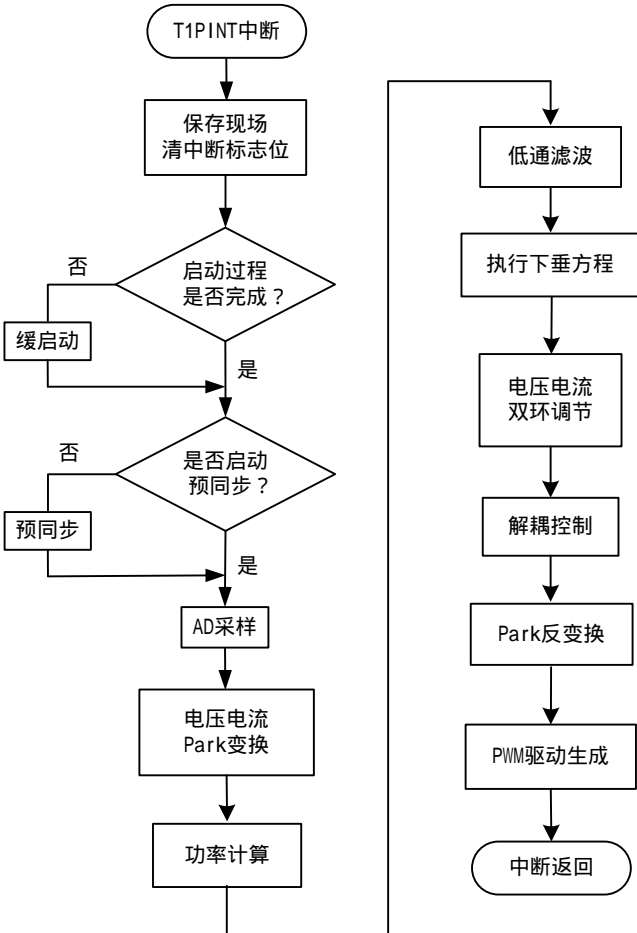


图 4.5 定时器中断子程序流程图

4.3.3 数字 PI 调节器子程序

本系统中电压电流双闭环控制采用 PI 控制，程序中应用的数字 PI 调节器为 TI 公司自带的 pid_reg3 程序模块^[54]，其具有输出限幅和抗积分饱和的作用，其算法控制框图如图 4.6 所示。

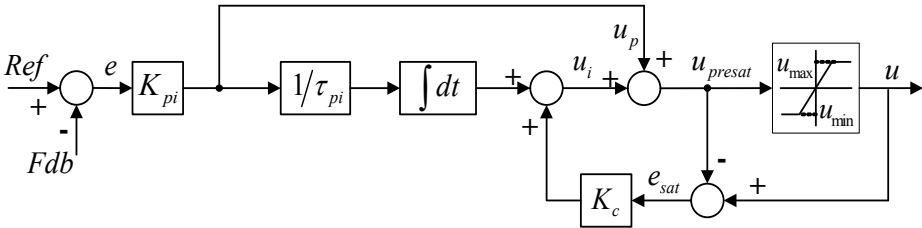


图 4.6 具有输出限幅和抗积分饱和的 PI 算法

未经过限幅的 PI 调节器输出为：

$$u_{presat}(t) = u_p(t) + u_i(t) \quad (4.13)$$

其中比例控制输出为：

$$u_p(t) = K_{pi}e(t) \quad (4.14)$$

带抗饱和作用的积分项输出为：

$$u_i(t) = \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \int_0^t e(t)dt + K_c [u(t) - u_{presat}(t)] \quad (4.15)$$

其中： $e(t)$ 为参考与反馈之间的误差； $u(t)$ 为 PI 调节器经过限幅后的输出； $u_{presat}(t)$ 为未经过限幅的 PI 调节器输出； K_{pi} 为比例系数； τ_{pi} 为积分时间常数； K_c 为抗饱和系数。

将连续域表达式(4.13)、(4.14)和(4.15)采用后向差分近似法离散后可得：

未经过限幅的数字 PI 调节器输出为：

$$u_{presat}(k) = u_p(k) + u_i(k) \quad (4.16)$$

其中比例控制输出为：

$$u_p(k) = K_{pi}e(k) \quad (4.17)$$

带抗饱和作用的积分项输出为：

$$u_i(k) = u_i(k-1) + \frac{K_{pi} \cdot T_s}{\tau_{pi}} e(k) + K_c [u(k) - u_{presat}(k)] \quad (4.18)$$

式(4.18)即为数字 PI 调节器的表达式，其中式(4.16)(4.17)(4.18)中 k 取值为 1,2,3,4.....。

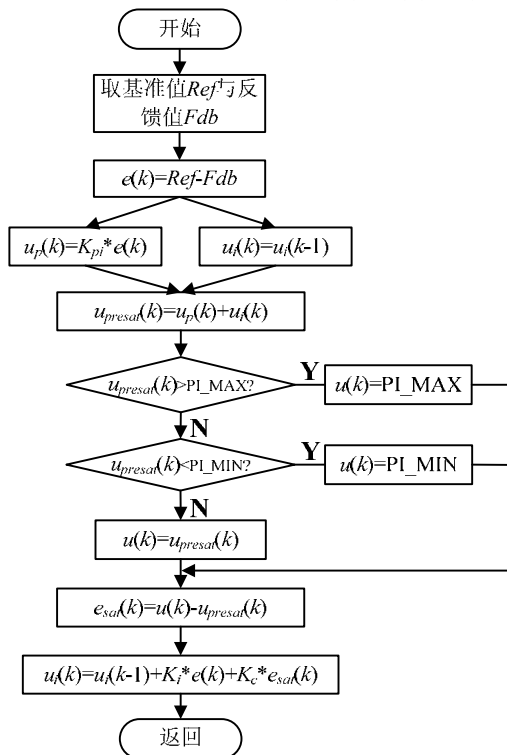


图 4.7 数字 PI 调节器算法流程图

本文所使用数字 PI 调节器的算法流程图如图 4.7 所示,此数字 PI 调节器具有输出限幅功能,可以在系统启动时通过限幅避免大的冲击,还可以在算法出现错误时将控制量限制在一定的范围内,由于本程序应用中,电压环输出为电流环参考,所以可以通过对电压环输出的限幅实现限流作用;同时,此数字 PI 调节器还具有抗饱和功能,当参考和反馈值长时间出现偏差较大时,容易导致积分项的饱和,使用这种抗饱和算法可以快速去饱和。

4.3.4 开机缓启动子程序

系统上电启动按照先加控制电,后加主电的顺序执行。为了避免开机瞬间的冲击,我们在系统控制程序中加入开机缓启动子程序,其程序流程图如图 4.8 所示。

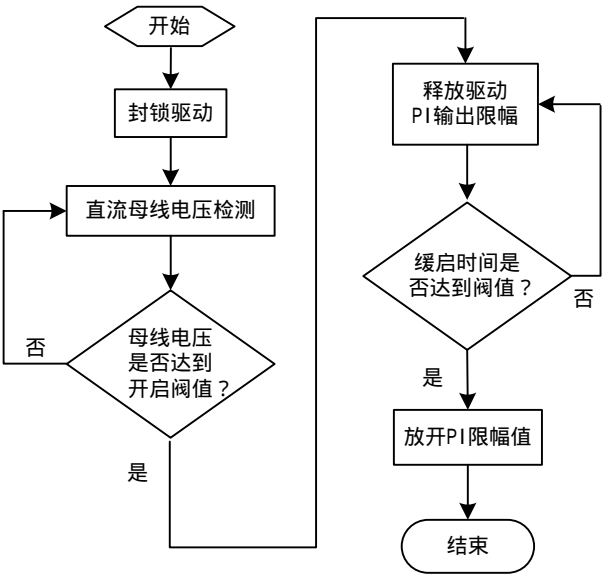


图 4.8 开机缓启动程序流程图

实验中,将三相电网电压经过三相隔离调压柜隔离变压后,再经过三相整流桥整流后作为系统的直流源,旋动隔离调压柜调节按钮缓慢加主电的过程中,需要检测到直流母线电压达到一定阈值后才能放开驱动,驱动放出瞬间,需要对电压、电流 PI 调节器的输出进行限幅,避免开机瞬间开关管饱和占空比导通引起的开机电流尖峰,系统开启一段时间后,再放开此限幅值。

4.3.5 预同步控制子程序

当微网逆变器需要由孤岛模式运行切换到并网模式运行时,需要启动预同步控制,其流程为首先通过三相软件锁相环 (SPLL) 技术获得电网电压相位信息,然后以此相位信息对逆变器输出电压做 PARK 变换,将变换得到的 q 轴分量与零参考做 PI 调节,PI 调节器输出的同步补偿角频率叠加到下垂生成角频率上作为微网逆变器输出电压的参考角频率,从而实现微网逆变器输出电压对电网电压的追踪同步。其程序流程图如图 4.9 所示。

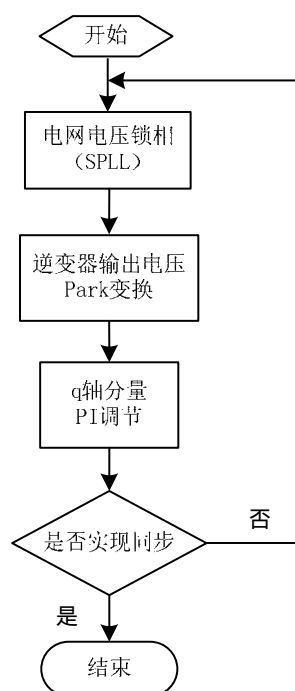


图 4.9 预同步控制程序流程图

4.3.6 并网模式下输出功率缓变子程序

并网模式下，微网逆变器按照参考给定输出指定功率，为了避免给定功率突变时引起的输出电流突变和震荡，在程序算法中加入了输出功率缓变子程序，主要是通过给定基准的渐变实现的。当需要增大输出功率时，在程序中将指定输出功率的基准给定从当前值逐渐增加，每隔 2 个电网周期增加 1kVA 直至达到新的基准给定值；当需要减小输出功率时，在程序中将指定输出功率的基准给定从当前值逐渐减小，每隔 2 个电网周期减小 1kVA 直至达到新的基准给定值。

4.3.7 故障处理保护子程序

故障处理保护子程序主要实现对整个系统的硬件和软件故障信号的检测、判断、报警及发出故障保护动作信号。当系统发生硬件故障时，各路故障信号经过汇总后被送入 DSP 的 PDPINTA 引脚，触发硬件功率保护；而软件故障信号是 DSP 程序通过对各电压电流信号的采样量的计算处理来实现的，例如当电流采样值大于系统所允许的最大阈值时，触发软件保护。当程序检测到上述硬件和软件故障后，执行的保护动作主要包括封锁开关管驱动；断开三相交流接触器，从而将系统与电网脱开，达到保护系统和电网的目的；同时发出声光报警信号，实现良好的人机互动。

4.4 实验样机实物图



图 4.10 实验样机实物图

图 4.10 所示为原理样机实物图，其中左半部分为原理样机柜前布局图，右半部分为原理样机柜后布局图，并且图中给出了围绕样机搭建的实验平台。

4.5 实验结果及分析

实验平台采用 100kVA 的三相交流调压柜外接整流桥作为微网逆变器的直流输入源；微网逆变器的三相交流输出端连接最大负荷 15kVA 的阻性负载箱作为本地负载；另外，选用 ABB 公司的交流接触器作为 PCC 处并网开关，通过程序控制其通断，从而使微网逆变器在孤岛和并网模式间进行切换；电网端通过 30kVA 的 Y/ 的隔离变压器进行并网。实验中，微网逆变器孤岛模式下带本地负载启动，当机柜面板上的预同步启动按钮被按下时，系统开启预同步，当程序检测到微网逆变器输出电压和电网电压达到同步时，发出控制指令闭合 PCC 处交流接触器，微网逆变器将转入并网模式运行，当程序使交流接触器断开时，系统将由并网模式切换到孤岛模式运行。由于现有实验条件的限制，该逆变器平台的输出功率实验暂时只做到 20kW。下面将给出微网逆变器在孤岛运行模式，并网运行模式以及两种运行模式之间切换时的实验结果。

4.5.1 孤岛运行

孤岛模式下，基于下垂控制的微网逆变器输出呈现电压源特性，工作在微网支撑模式，其

输出功率由负载决定。图 4.11 所示为微网逆变器孤岛模式稳态运行的实验波形。其中， P 和 Q 分别为微网逆变器输出有功功率和无功功率， u_a 为微网逆变器的 a 相输出电压， i_a 为微网逆变器 a 相输出电流。实验波形中观测到的有功功率和无功功率，均为 DSP 程序中的瞬时功率值经折算处理后再通过 D/A 转换芯片 DA7744 输出显示的，由于实验过程中外扩 DA 的工作受到干扰，所以 DA 输出波形存在很多毛刺，由于 DA 主要用于在实际调试中将 DSP 内部变量实时显示出来，只起到观测作用，这并不影响系统的运行。由实验波形可以看出，微网逆变器输出电压波形为 220V/50Hz 正弦波，输出电流有效值为 17A，输出有功功率 12kW，无功功率 1kVar，由此可见，孤岛模式下，微网逆变器具有良好的稳态运行特性。

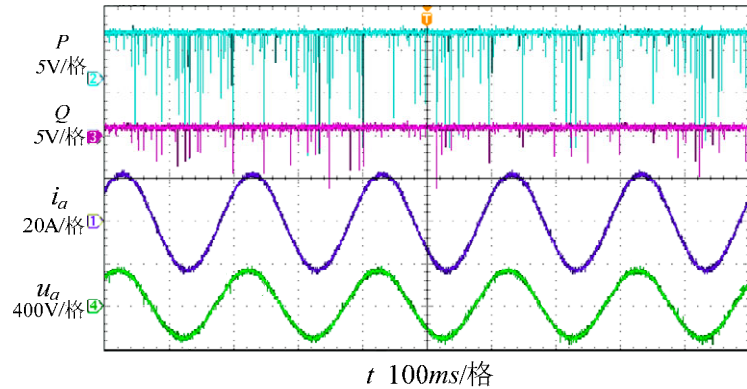


图 4.11 孤岛模式稳态运行实验波形

图 4.12 给出了孤岛模式下，本地负载突加突卸过程的动态实验波形，图中， P 和 Q 分别为微网逆变器输出有功功率和无功功率， i_a 为微网逆变器的 a 相输出电流， u_a 为微网逆变器的 a 相输出电压，实验过程中为阻性负载的突加突卸，所以体现在功率波形上为有功功率的变化。

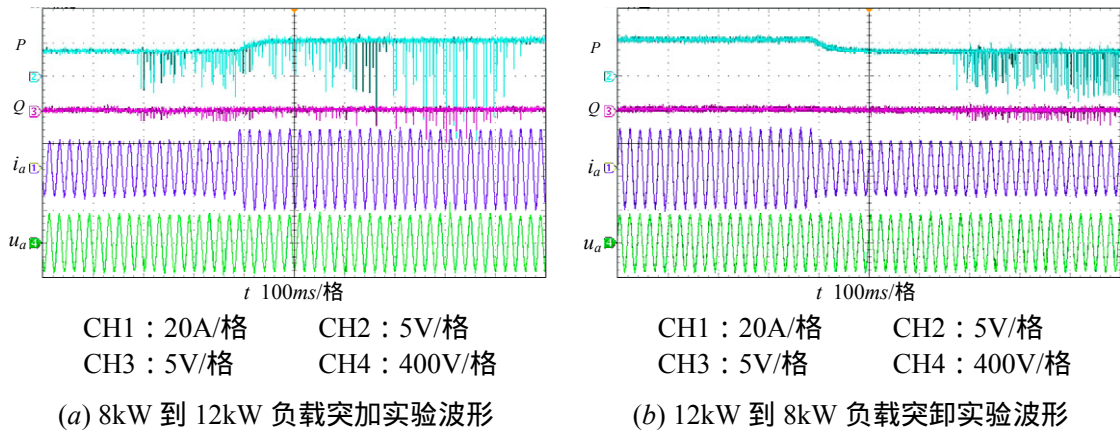


图 4.12 孤岛模式本地负载突加突卸动态实验波形

图 4.12 中 (a) 和 (b) 分别给出了 8kW 到 12kW 负载突加和 12kW 到 8kW 负载突卸过程的动态实验波形。由波形可以看出，孤岛模式下微网逆变器输出功率随负载变化而变化，实现了系统功率的动态平衡，满足了微网孤岛模式运行的要求，同时在突加载和突卸载过程中，微网逆变器输出电压没有出现明显的跌落和上升，系统表现出良好的动态特性。

4.5.2 孤岛运行切换至并网运行

微网逆变器需要由孤岛模式切换到并网模式运行时，为了避免由于微网逆变器输出电压和电网电压的不同步导致的大的并网电流冲击，需要执行并网预同步控制。预同步控制首先需要锁相电网电压，图 4.13 给出了并网预同步过程中三相电网电压及其锁相角的波形。

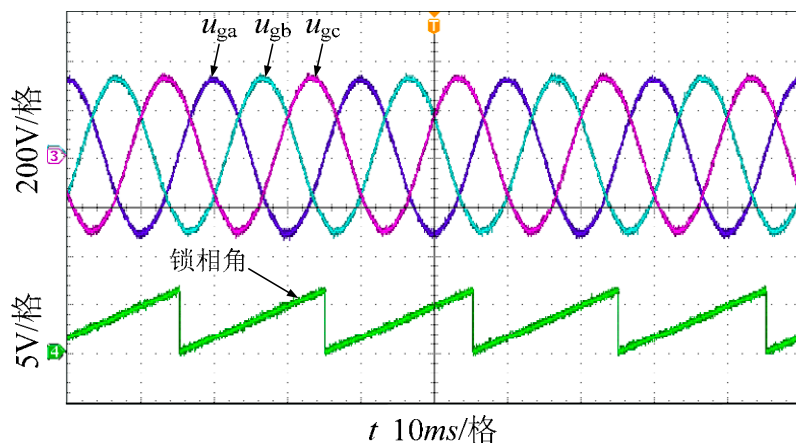


图 4.13 三相电网电压及其锁相角波形

由波形可以看出，三相电网电压的相序为 A 相超前 B 相，B 相超前 C 相，锁相角在 0 到 2π 之间变化，并且能准确跟踪电网电压的相位。

以电网电压锁相环得到的电网电压相位对微网逆变器输出电压做同步坐标变化，通过将 q 轴分量与零参考做 PI 调节，实现微网逆变器输出电压与电网电压的同步。图 4.14 给出了预同步过程中微网逆变器输出电压对电网电压的追踪同步波形，图中 u_{oa} 为微网逆变器 a 相输出电压， u_{ga} 为 a 相电网电压。

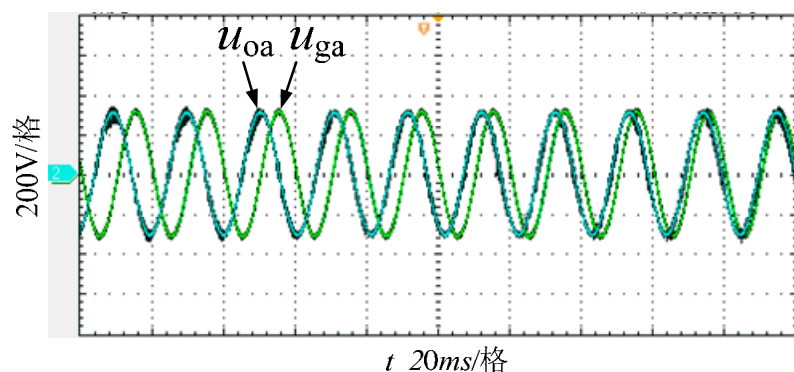


图 4.14 微网逆变器输出电压对电网电压的追踪同步波形

由实验波形可以看出并网预同步过程中微网逆变器输出电压和电网电压的相位差不断缩小，并最终实现同步，从而通过实验验证了本文所提出的预同步控制算法的有效性。

实验过程中，设定微网逆变器并网模式下指定输出有功功率 11kW，本地负载功率为 8kW。图 4.15 给出了微网逆变器由孤岛模式到并网模式切换过程的实验波形，图中 P 和 Q 为逆变器

输出的有功功率和无功功率， u_a 为微网逆变器 a 相输出电压， i_{ga} 为 a 相馈网电流。

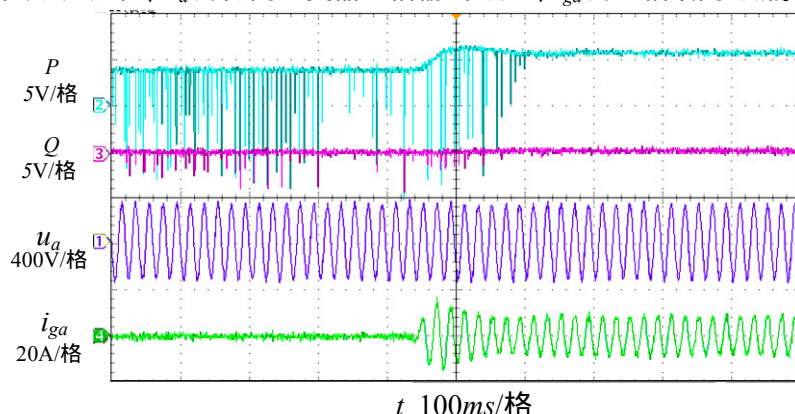


图 4.15 孤岛模式到并网模式切换过程的实验波形

由波形可以看出并网瞬间，微网逆变器输出电压幅值及相位均没有发生突变，也没有产生大的并网电流冲击，系统实现了由孤岛模式到并网模式的平滑切换。同时可以看出，切换到并网运行模式以后，微网逆变器按照指定输出有功功率 11kW，其中 8kW 供给本地负载，多余的能量馈入电网，由此可见，实验结果与理论分析是一致的。

4.5.3 并网运行

微网逆变器在并网模式下按照指定功率输出，图 4.16 所示为微网逆变器并网模式稳态运行的实验波形。其中， P 和 Q 分别为微网逆变器输出有功功率和无功功率， u_a 为微网逆变器 a 相输出电压， u_{ga} 为 a 相电网电压。由实验波形可以看出，并网模式下，微网逆变器输出电压和电网电压保持同步，两者间通过微小的相位差和幅值差，实现指定有功功率和无功功率的传输。

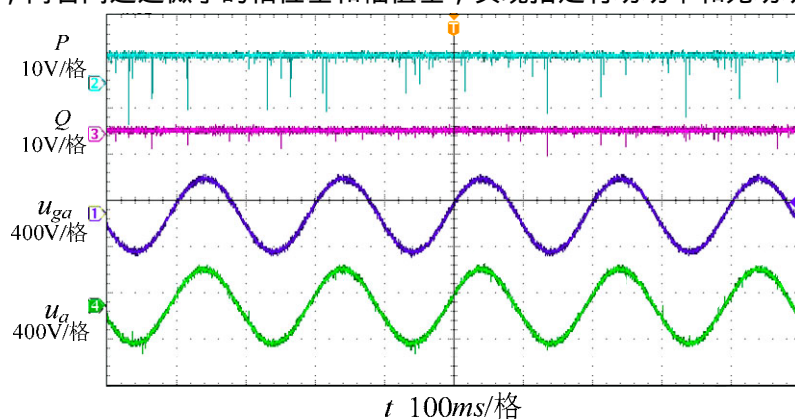


图 4.16 并网模式稳态运行实验波形

实验过程中，设定微网逆变器指定输出有功功率为 14kW，图 4.17 给出了并网模式下，本地负载突加突卸过程的动态实验波形，图中， P 和 Q 分别为微网逆变器输出有功功率和无功功率， i_{la} 为流入本地负载的 a 相电流， i_{ga} 为 a 相馈网电流。

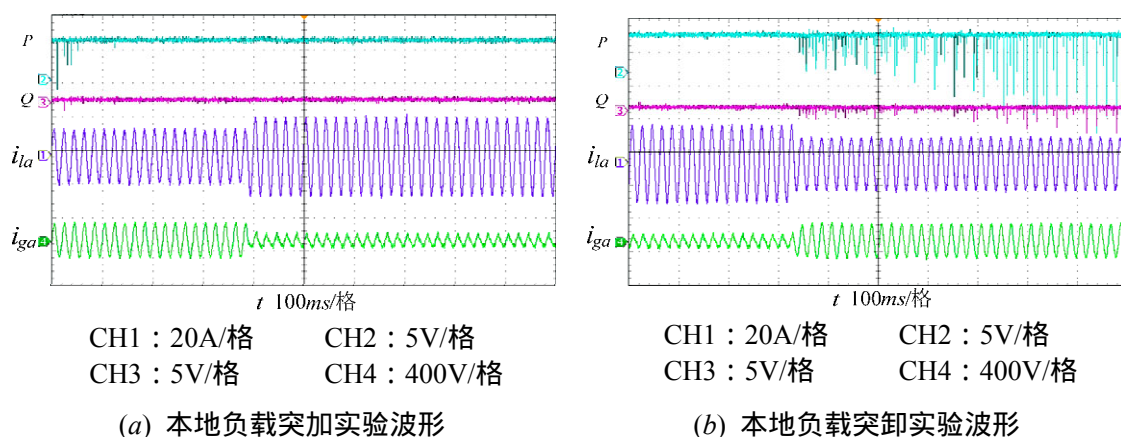


图 4.17 并网模式下本地负载突加突卸实验波形

从实验波形可以看出，微网逆变器在并网模式下，按照指定输出有功功率 14kW，一部分能量供给本地负载，一部分能量馈向电网。由图 4.17 (a) 可以看出，本地负载由 8kW 突增至 12kW 时，馈送到电网的功率由 6kW 减小为 2kW；由图 4.17 (b) 可以看出，本地负载由 12kW 突卸至 8kW 时，馈送到电网的功率由 2kW 增大为 6kW。并网模式下，本地负载突加突卸过程中，微网逆变器输出功率始终维持在 14kW，负载变化由大电网来承担，大电网维持了系统的功率平衡，可见实验结果与理论分析一致。

图 4.18 给出了并网模式下，微网逆变器输出功率按照指令变化时的实验波形，图中， P 和 Q 分别为微网逆变器输出有功功率和无功功率， i_a 为逆变器 a 相输出电流， u_a 为微网逆变器 a 相输出电压。实验过程中，设定微网逆变器的指定输出功率由 15kW 平缓变化到 11kW。

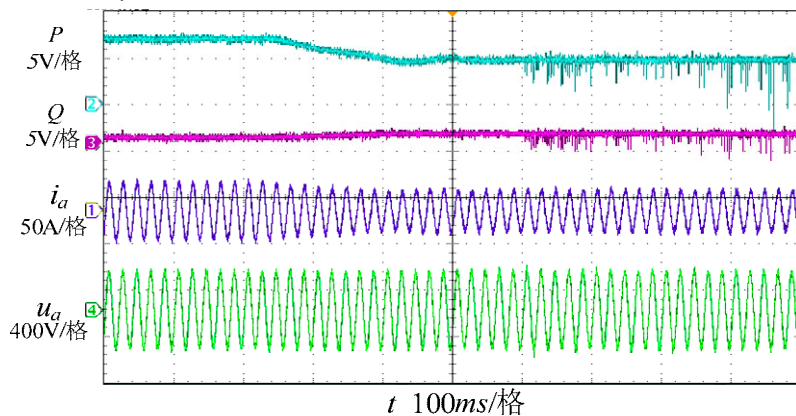


图 4.18 并网模式下指定输出功率变化实验波形

由实验波形可以看出，微网逆变器输出功率随指定由当前值 15kW 平缓变化到新的指定值 11kW。由于程序中加入功率缓变子程序，所以功率变化过程中没有产生跳变和震荡。

4.5.4 并网运行切换至孤岛运行

实验过程中，设定微网逆变器并网模式下指定输出有功功率 14kW，本地负载功率为 10kW。图 4.19 给出了微网逆变器由并网模式到孤岛模式切换过程的实验波形，其中 P 和 Q 为逆变器

输出的有功功率和无功功率， u_a 为微网逆变器 a 相输出电压， i_{ga} 为 a 相馈网电流。

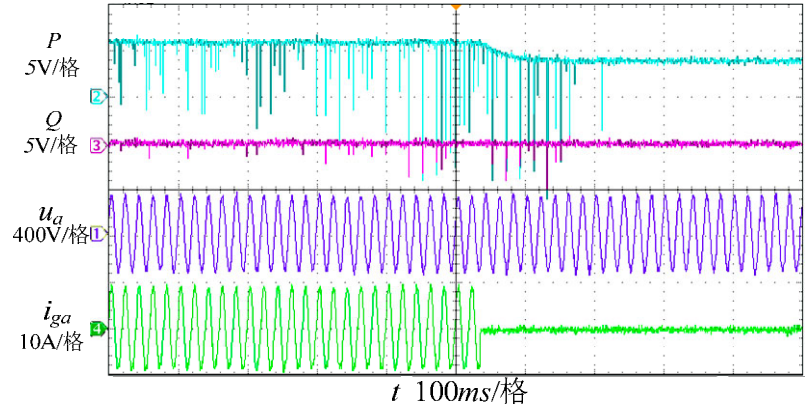


图 4.19 并网模式到孤岛模式切换过程的实验波形

由实验波形可以看出微网逆变器由并网模式到孤岛模式切换瞬间，馈网电流立即降为零，微网逆变器的输出功率由并网模式下的指定 14kW 变为孤岛模式下本地负载需求的 10kW，并且切换过程中，微网逆变器输出电压的幅值和相位均没有发生突变，保证了本地负载的不间断供电，系统实现了由并网模式到孤岛模式的平滑切换。

4.6 本章小结

本章主要介绍了基于 TMS320F2812 控制的 50kVA 三相微网逆变器实验平台的设计，详细介绍了系统的硬件设计和软件设计，硬件设计部分主要包括了主电路和控制电路的设计，软件设计采用了模块化编程的思想，给出了主要程序的算法流程图。最后给出了微网逆变器在孤岛模式、并网模式以及两种模式间切换的运行实验结果，实验验证了下垂控制策略的有效性。

第五章 总结与展望

5.1 全文工作总结

本文主要研究的是基于下垂控制的微网逆变器控制策略，具体工作内容可以总结如下：

(1) 建立了基于下垂控制的三相电压源型微网逆变器在 abc 三相静止坐标系、 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系以及 dq 两相同步旋转坐标系下的数学模型，并在 dq 旋转坐标系下阐述了电压电流的解耦控制策略，然后基于此数学模型进行了电压电流双闭环控制系统的设计，最后阐述了功率控制的基本原理和功率环参数的设计方法。

(2) 阐述了基于下垂控制的微网逆变器在孤岛和并网两种模式下的运行特性，然后论述了微网逆变器运行模式平滑切换的控制策略，针对微网逆变器由孤岛切换至并网运行，提出一种并网预同步控制策略，保证了微网由孤岛到并网模式的平滑切换，最后在 Matlab/Simulink 环境下搭建了微网仿真模型，仿真结果验证了下垂控制策略的有效性和正确性。

(3) 设计并搭建了基于 DSP 全数字控制的三相微网逆变器实验平台，系统设计包括了硬件设计部分和软件设计部分。硬件设计部分主要包括了主电路和控制电路的设计；软件设计采用了模块化编程的思想，给出了主要程序的算法流程图。最后给出了微网逆变器在孤岛模式、并网模式以及两种模式间切换的运行实验结果，实验验证了下垂控制策略的有效性。

5.2 后续工作展望

由于学识水平、实验条件的限制，以及前期相关课题方面的技术积累较少，本文对微网逆变器下垂控制的研究尚有很多需要不断完善和改进的地方，在以下几方面还需要进一步研究：

(1) 深入研究基于下垂控制的微网逆变器在双向功率运行条件下的工作情况，并进行实验验证。

(2) 深入研究下垂控制在微网逆变器并联运行技术中的应用，在两台甚至多台微网逆变器并联运行的情况下，通过下垂控制实现负载在各逆变器间的动态合理分配。

(3) 针对实际微网中存在着大量非线性负载，从而引起谐波电流，导致微网逆变器的输出电压发生畸变的问题，研究能够抑制微网逆变器输出电压畸变的控制策略。

参考文献

- [1]胡学浩. 2003 年国外(美加、意大利、瑞典和英国)大停电事故经验及教训. 电力系统安全及其战略防御高级学术研讨会论文集, 2003: 74~77.
- [2]朱永强. 新能源与分布式发电技术. 北京: 北京大学出版社, 2010.
- [3]W. El-Khattam, M. Salama. Distributed Generation Technologies, Definitions and Benefits. Electric Power Systems Research, 2004, 71(2): 119-128.
- [4]鲁宗相, 王彩霞. 微电网研究综述. 电力系统自动化, 2007, 32(19): 100-106.
- [5]R. Lasseter. MicroGrids. IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference, New York, United states, 2002: 305-308.
- [6]B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise. Making Microgrids Work. IEEE Power and Energy Magazine, 2008, 6(3): 40-53.
- [7]F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziaargyriou, A. Dimeas. Microgrids Management. IEEE Power and Energy Magazine, 2008, 6(3): 54-65.
- [8]彭方正. 变流技术在分布式发电和微电网上的应用. 变流技术与电力牵引, 2006, 1(2): 23-27.
- [9]G. Venkataramanan, C. Marnay. A Larger Role for Microgrid. IEEE Power and Energy Magazine, 2008, 6(3): 78-82.
- [10]赵宏伟, 吴涛涛. 基于分布式电源的微网技术. 电力系统自动化, 2008, 20(1): 121-128.
- [11]R. Lasseter, G. Venkataramanan. Microgrids Operation and Control. Power Systems Engineering Research Center, 2001: 405-408.
- [12]G. Venkataramanan, R. Lasseter. Operation and Control of a Microgrid for feeding sensitive loads. Electric Distribution Transformation Program 2004 Annual Program and Peer Review Meeting, California United States, 2003: 806-812.
- [13]Y. A. R. I. Mohamed. New Control Algorithms for the Distributed Generation Interface in Grid-Connected and Micro-grid Systems, [The University of Waterloo Dissertation for the Doctoral Degree], 2008: 1-130.
- [14]杨占刚. 微网实验系统, [博士学位论文]. 天津: 天津大学, 2010.
- [15]J. A. Peaslopes, C. L. Moreira. Control Strategies for MicroGrids Black Start and Islanded Operation. International Journal of Distributed Energy Resources. 2005, 15(3): 1614-1622.
- [16]S. Barsali, M. Ceraolo, P. Pelacchi. Control Techniques of Dispersed Generators to Improve The Continuity of Electricity Suppl. Proceedings of Power Engineering Society Winter Meeting. New

York, New York, United states,2002 : 789-794.

- [17]蒋伟. 微网接入配电网的保护控制关键问题研究, [硕士学位论文]. 成都: 西南交通大学, 2011.
- [18]V. Galdi, A. Piccolo, P. Siano. Dynamic Performances and Control of Dispersed Generators Connected through Inverter, 2005
- [19]R. Caldon, F. Rossetto. Analysis of Dynamic Performance of Dispersed Deneration connected through inverters to distribution networks. Electricity Distribution Barcelona, Spain, May 12-15,2003.
- [20]肖朝霞. 微网控制及运行特性分析, [博士学位论文]. 天津: 天津大学, 2008.
- [21]F. Katiraei, M.R.Iravani. Power Management Strategies for a Microgrid With Multiple Distributed Generation Units. IEEE Transactions on Power Systems, 2006, 21(4): 1821-1831.
- [22]N. Pogaku, M. Prodanovic , T. C. Green. Modelling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of An Inverter-based MicroGrid. IEEE Transactions on power electronics, 2007, 22(2): 613-625.
- [23]Y. Li , M. Viathgamuwa. Design, Analysis and Real-time Testing of A Controller for Multi-bus MicroGrid system. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5): 1195-1204.
- [24]王成山, 王守相. 分布式发电供能系统若干问题研究. 电力系统自动化, 2008, 32(20): 1-4.
- [25]盛鸥, 孔力. 新型电网——微电网(Microgrid)研究综述. 继电器,2007,35(12): 75-81.
- [26]杨占刚, 王成山, 车延博. 可实现运行模式灵活切换的小型微网实验系统.电力系统自动化, 2009, 33(14): 89-92.
- [27]王赞, 肖岚, 姚志垒. 并网独立双模式控制高性能逆变器设计与实现. 中国电机工程学报,2007,27(1): 54-59.
- [28]鲁鸿毅, 应鑫龙, 何奔腾. 微型电网联网和孤岛运行控制方式初探. 电力系统保护与控制,2009,37(1): 28-31.
- [29]Lassetter R,Akhil A. Integration of Distributed Energy Resources: The CERTS Microgrid Concept.2002.04.<http://certs.lbl.gov/certs-der-pubs.html>.
- [30]Paolo Piagi. Microgridcontrol. University of Wisconsin-Madison,2005.
- [31]张纯. 微网双模式运行的控制策略研究, [硕士学位论文]. 重庆: 重庆大学, 2011.
- [32]王成山, 肖朝霞, 王守相.微网综合控制与分析. 电力系统自动化,2008,32(7): 98-103.
- [33]Juan C. Vasquez, Josep M. Guerrero, Mehdi Savaghebi. Modeling, Analysis, and Design of Stationary Refrence Frame Droop Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters . IEEE Trans on Volume, 2012, 33(8): 1-10.

- [34]徐德鸿. 电力电子系统建模及控制. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [35]张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [36] X. Wu, S. K. Panda, J. Xu. Effect of Pulse-Width Modulation Schemes on the Performance of Three-Phase Voltage Source Converter. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2007:168-173.
- [37]华明. 三相逆变器冗余并联运行关键技术及应用, [博士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
- [38]郭小强. 分布式发电系统中三相并网逆变器控制技术研究, [博士学位论文]. 秦皇岛: 燕山大学, 2009.
- [39]魏星. 基于 LCL 滤波器的三相并网逆变器的研究, [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
- [40] 黄立丽. 大功率 PWM 变换器的关键控制技术研究, [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
- [41]D.N. Zmood, D.G.Holmes. Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2001, 37(2):601-610.
- [42]张明锐, 黎娜. 基于小信号模型的微网控制参数选择与稳定性分析. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 9-19.
- [43]Guan Yajuan, Wu Weiyang. An Improved Droop Controller for Grid-Connected Voltage Source Inverter in Microgrid. IEEE international symposium on power electronics for distributed generation systems,2010: 823-828.
- [44]廖华. 基于无互连线下垂控制逆变器组网的自治微电网运行特性的研究, [博士学位论文]. 中国科学院研究生院, 2011.
- [45]U.Borup, F.Blaabjerg, P. N. Enjeti. Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1817-1823.
- [46]N.Pogaku, M.Prodanovic', T. C. Green. Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 613-625.
- [47]张纯, 陈民轴, 王振存. 微网运行模式无缝切换的控制策略研究. 电力系统保护与控制, 2011, 39(20): 1-5.
- [48]M. J. Yang, F. Zhuo, X.W. Wang. Research of Seamless Transfer Control strategy of microgrid system. 8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, 2011 :2059 -2066.
- [49]王福昌, 鲁昆生. 锁相技术. 武汉: 华中科技大学出版社, 1997.
- [50] SEED-DPS2812M 用户指南. SEED ELECTRONIC TECHNOLOGY. 2006.

- [51]王崇武, 任章, 李宏. PWM 逆变电路输出波滤波器的分析与设计. 西安工程科技学院学报, 2002, 16(3): 247-250.
- [52]王长勇, 张寅孩, 张仲超. 有源滤波器中 LC 滤波器的特性及其设计. 电源技术, 2000, 4(3):12-14.
- [53] 2SD316EI Application Manual. Concept. <http://www.IGBT-Drive.com>.
- [54] PID_REG3 PID Controller with Anti-windup. Texas Instrument. <http://www.ti.com.cn>.

致 谢

在我硕士论文即将完成之际，谨向我的导师陈新老师表示衷心的感谢与深深的敬意。感谢陈老师一直以来在学术上的悉心指导和生活上的关怀，感谢陈老师在课题研究过程中给予我的无私帮助，教会我分析问题和解决问题的方法，提高了我的实践和动手能力。陈老师严谨的治学态度，务实的工作作风，广博的理论知识，丰富的工作经验，使我受益匪浅。在此，我再次对陈老师表示最衷心的感谢。

同时还要感谢同教研室的龚春英、王慧贞、张方华、秦海鸿、陈杰等老师的热心指导和帮助。感谢博士生陈家伟、韦徵、陈轶涵、刘硕、赵耀、王赟成的指导和帮助。感谢已经毕业的师兄师姐蒋真、黄立丽、程林、周建、宋卫平、王璐、李晨松、李姣丽，谢小威、倪建军等给予的帮助。感谢同届的姬秋华、王峰、赵国庆、王雪钰、陈伟鹏、周峰、邹萍萍、姚磊、陈康、辛玉宝、王旭东、李双刚、陈素斌、马婷、韩海云等给予的帮助，两年多来共同奋斗的日子将是我人生中难忘的回忆，感谢你们在生活和学习上无私的帮助和真诚的友谊，衷心祝愿你们一切顺利、身体健康，同时感谢刘一希、刘飞、华森杰、徐怡、谢维、张旻、陈姝慧、房玲、王颖、樊轶、张梦琪、郑慷等师弟师妹给予的帮助和支持，衷心祝愿你们学业有成。

感谢舍友赵国庆、刘星、赵健伍在生活和学习上给予的帮助和支持，感谢我们一起度过的研究生时光，因为有你们的相伴，生活中充满了欢声笑语，认识你们是我一辈子的财富。同时感谢同学和好友张君君、秦显慧、胡望森、徐明、张浩、周子胡、陈森、蒋浩、华春、蒋磊磊，吴海等给予的帮助和支持。

感谢含辛茹苦养育我的父母对我无私的爱！感谢在这么多年求学道路上给予我支持的所有亲属。你们给予的关怀、鼓励和支持是我学习和奋斗的动力。

感谢所有关心我的老师、同学、朋友和亲人们！

最后，向审阅本文的专家、教授致敬！

张中锋

2013年3月

在学期间发表的论文及参与完成的项目

一、发表的论文

- [1] 张中锋, 姬秋华, 刘一希, 陈新. 基于下垂控制的微电网并网预同步控制策略. 中国电工技术学会电力电子学会第十三届学术年会, 合肥, 2012.

二、申请专利

- [1] 张中锋, 陈新. 《基于下垂控制的微网逆变器的并网预同步控制方法》
国家技术发明专利, 公开号: CN102723741A ;

三、参与完成的科研项目

- [1] 微网逆变器的下垂控制策略研究, 完成原理研究、算法推导, 并在样机上进行实验验证。
- [2] 基于数字控制的 3KW 单相光伏并网逆变器的设计与研制, 合作完成硬件调试和软件编程。
- [3] 参与完成基于数字控制的大功率双向 DC-DC 变换器的设计与调试。