

Y1213607

浙江大学

博士学位论文



论文题目 光伏并网发电系统MPPT及孤岛检测新技术的研究

作者姓名 张超

指导教师 何湘宁教授

学科(专业) 电力电子与电力传动

所在学院 电气工程学院

提交日期 2006年9月

摘 要

随着经济全球化进程的加速和工业经济的迅猛发展,世界范围内的能源短缺和环境污染已成为制约人类社会可持续发展的两大重要因素。光伏发电因发电过程中无污染、无噪音、维护简单、无需生产原料等优点而逐步显示出其无比广阔的发展空间和应用前景。因此,大力发展光伏发电技术和产业已成为当务之急。

本文以光伏并网发电系统为研究对象,对光伏并网发电系统中的最大功率点跟踪控制、孤岛效应的检测、交流光伏模块系统新型拓扑等问题进行了深入系统的研究。在此研究的基础上,分别提出了非对称模糊最大功率点跟踪控制和双模式最大功率点跟踪控制两种新的最大功率点跟踪控制方法、周期性扰动正反馈有源频率漂移孤岛检测方法和一种用于交流光伏模块系统的新型拓扑:BBHF逆变器。

针对光伏发电系统中光伏器件的输出功率易受外部环境影响而降低了光伏发电系统效率的问题,本文提出了两种新的最大功率点跟踪控制方法:非对称模糊最大功率点跟踪控制和双模式最大功率点跟踪控制。这两种方法均能使光伏发电系统输出功率快速跟踪外部环境的变化,同时可有效消除或减弱光伏器件在最大功率点附近的功率振荡现象,从而提高了光伏器件的利用率。上述两种方法均通过实验得到了验证。

光伏发电系统并网工作时,电网停电造成的孤岛效应会导致用电设备损坏和人身伤亡事故,因此必须及时检测出孤岛效应的发生并切断系统与电网的连接。针对孤岛效应检测中,有源频率漂移法检测盲区较大的缺陷,本文提出了周期扰动正反馈有源频率偏移法。通过仿真及实验验证,该方法在电网出现故障时,检测速度更快,具有更小的检测盲区,能够迅速切断电网与光伏发电系统的连接,从而避免孤岛效应造成的设备和人员损伤。

为了验证以上所提方法的有效性和优越性,本文基于DSP设计了一套单相两级式光伏并网发电系统。该电路由最大功率点跟踪电路、

逆变器、滤波电路、保护和控制电路构成。其具有独立运行和并网运行两种工作模式，可以根据用户的需要进行切换。实验结果表明：该电路运行可靠，保护功能完善，并在实验过程中为后续的研究工作积累了大量的实验数据和经验。

最后，针对交流无损耗逆变器和反激式交流光伏模块系统存在系统运行过程中光伏器件最大功率点易受电路运行干扰的缺点，本文提出了一种用于交流光伏模块系统的新型逆变器拓扑结构：BBHF 逆变器。实验表明：该电路不仅实现了最大功率点控制电路与后级逆变器的解耦，确保了光伏器件稳定工作在最大功率点，且电路中部分功率器件工作频率为工频，能够减少开关损耗，部分提高系统效率。

关键词：光伏发电，并网，最大功率点跟踪，孤岛效应，逆变器，电流控制，交流光伏模块

Abstract

In recent years, there has been an increase in the use of renewable energy due to the growing concern for the pollution caused by fossil-fuel-based energy. On-site power generation using sources like photovoltaic (PV) arrays can be used to reduce the dependence on energy from the grid as well as provide back up power for critical systems during grid outages.

This thesis proposed a PV grid-connected power generation system that can be used in stand-alone mode and grid-connected mode, to convert the DC power output of the PV arrays to the more useful 220V AC. The operation and design of the various stages of the system are discussed. During the processes of developing PV energy generation system, maximum power point tracking, anti-islanding equipment, novel topology for AC photovoltaic module system and the control of inverter are researched. And some valuable results are obtained.

In the first part of this paper, to extract more power from PV arrays, two novel MPPT methods are presented: asymmetric fuzzy maximum power point tracking (MPPT) method and two-mode maximum power point tracking method. Simulation and experimental results show that the PV power generation system has good steady state and transient characteristics with the control of the two proposed MPPT control methods.

In the second part of this paper, the active frequency drift with periodical disturbance and positive feedback method is provided to detect islanding based on the active frequency drift (AFD) anti-islanding method. This new anti-islanding method can reduce the non-detection zone (NZD) and increase the speed of anti-islanding detection compare to the AFD method.

In the third part of this paper, a PV grid-connected power generation system is designed based on the above work. It is composed of a MPPT circuit, an inverter, filter, control circuits and protection circuits. It can work under the stand-alone mode and the grid-connected mode according to the choice of user. The PV power generation system sets up a good base for the next work.

At last, a novel topology for ACM(AC photovoltaic module) system is presented. The new topology consists of a BUCK-BOOST converter and a current source inverter. The BUCK-BOOST circuit implements maximum power point tracking of PV array well due to eliminateing the power perturbation from inverter. The current source inverter transforms this DC power into the 220V and 50Hz AC power at last. The effectiveness of the proposed inverter is confirmed experimentally and through simulation results.

Keywords: Photovoltaic Module (PV), grid-connected, MPPT, anti-islanding, inverter, current control, AC photovoltaic modules(ACM)

第一章 绪论

1.1 光伏发电的背景与意义

能源是国民经济发展和人民生活水平提高的重要物质基础。随着经济全球化进程的不断加速和工业经济的迅猛发展，世界范围内的能源短缺和环境污染已成为制约人类社会可持续发展的两大重要因素，大力发展新的可替代能源已成为当务之急。太阳能发电作为一种新的电能生产方式，以其无污染、无噪音、维护简单等特点显示出无比广阔的发展空间和应用前景。光伏并网发电作为太阳能发电的主要形式之一，也越来越受到关注。因此深入研究光伏并网发电系统，对于缓解能源危机、保护环境、维护社会稳定、促进经济的可持续发展等都具有深远而重大的理论和现实意义。

1.1.1 太阳能发电的必要性

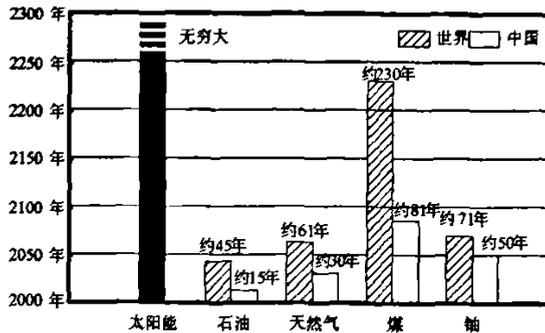


图 1.1 世界及中国能源状况

一次能源面临枯竭的危机是大力发展太阳能发电的主要原因之一。图 1.1 为世界及中国能源可用量的推测情况，从图中可以看出，根据目前能源的消耗速度，世界一次能源最多只能再用 200 年左右。传统获得电能的主要方式需燃烧大量煤炭、石油等石化材料。随着现代社会发展对能源需求的不断增加，可供利用的煤炭、石油等一次能

源越来越少，而人类消耗能源的速度却越来越快。如不加快开发其它可替代能源，不久的将来人类将不得不面临无电可用的危机。

一次能源造成环境污染加剧也是大力发展太阳能发电的重要因素之一。发电过程中燃烧的煤炭、石油会产生大量的废气和废物，其中 CO_2 、 SO_2 等对自然环境具有极大的危害性，它们对日益加剧的温室效应及酸雨现象的产生具有不可推卸的责任。

1.1.2 太阳能发电的优点和存在的问题

太阳能发电的研究及实验结果表明：太阳能发电具有充分的清洁性、绝对的安全性、资源的相对广泛性和充足性、长寿性和免维护性等其它常规能源所不具备的优点。以 30kW 光伏电站为例，它每年可发电 3 万度左右，与火电站相比它每年可节约标准煤 12.5 吨，减排灰渣 3 吨，减少二氧化碳排放约 31.5 吨^[1]。上述数据表明，发展光伏发电具有巨大的经济意义和社会意义。

光伏发电虽然具有上述优势，但是实际应用中还存在下列问题：

首先，光伏发电成本过高。与煤电相比，光伏发电的成本是其 11~18 倍，如果没有相关政策支持，光伏发电难以推广普及，整个产业难以壮大。从目前光伏发电利用比较好的国家看，他们无一不对光伏产业给予各项优惠政策和补贴。因此成本、市场和政策成为太阳能发电产业面临的三大障碍^[2]。

其次，光伏发电受地理位置、日照强度、光伏电池特性等因素的制约。目前光伏器件的光电转换效率水平还比较低，为了充分发挥光伏器件的效能，光伏发电系统需要增加辅助电路，控制难度也相对增加，这也制约了光伏发电产业的发展。

此外，整个光伏发电系统较为复杂，系统运行时存在诸多问题。如输出电能易受外部环境影响，孤岛效应检测盲区大等问题，都严重阻碍着光伏发电的发展水平和广泛应用^[3]。

随着光伏器件价格的不断下降和国家对光伏产业的政策扶持，光伏发电必将会成为能源结构中的重要组成因素。光伏并网发电系统的

研究也必将对光伏产业的发展起到积极的推动作用^[4]。因此,积极的研究和发展太阳能发电技术已成为目前国内外学术界和工业界研究的热点。这种研究的深入也必将为开拓广阔的光伏发电市场和掌握相关领域的先进技术提供更多的理论和现实依据。

1.2 光伏发电的发展和现状

太阳能是资源最为丰富的可再生能源之一,具有独特的优势和巨大的开发利用潜力。在光伏电池发明以前,人类对太阳能的利用主要是光和热。1939年法国科学家贝克雷尔发现,光照能使半导体材料不同部位之间产生电位差,这种现象即被称之为“光伏效应”。1954年美国贝尔实验室两位研究人员恰宾和皮尔松,根据这一原理首次研制成功实用的光电转换效率为6%的单晶硅太阳能电池,人类从此进入了将太阳能直接转换为电能的光伏发电历程^[5,6]。由于早期光伏电池价格昂贵且光电转换效率低,因此光伏电池的应用主要局限于科学研究及航空、军事等特殊领域。

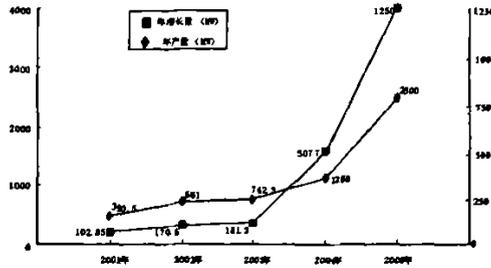
上个世纪70年代,由于两次石油危机的影响,光伏发电在发达国家受到高度的重视。光伏电池开始实现商品化生产,其生产规模和应用范围也不断扩大。随着光伏发电研究的不断深入,至今光伏发电已逐渐从特殊领域供电,如通信、边远地区居民生活用电,发展成为电网电能的一种重要补充形式。

进入20世纪90年代中期,光伏模块组件产量平均每年增长率约为30%。根据国际权威机构预测,到21世纪50年代,全球直接利用太阳能的比例将会发展为世界能源结构中的13%~15%,而整个可再生能源在能源结构中的比例也将大于50%。太阳能将成为21世纪最重要的能源之一。根据可持续发展战略和环境保护的需要,在不久的将来,光伏发电必将部分取代常规能源,成为电网电能的重要组成部分。

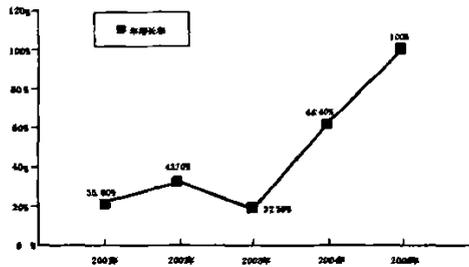
图1.2是2001年到2005年五年间与光伏器件有关的一些数据。由图可知:光伏产品需求量剧增,它的年产量已由2001年的287.65MW上升到2005年的2500MW。光伏产品的年增长率基本呈上升趋势,尤

其近两年增长幅度更是超过 50%的。目前光伏产业已经成为全球增长速度最快的高新技术产业之一。

所有这一切都表明，人类大规模利用太阳能获取电能的时代已经到来。



(a) 年增长量、年产量曲线



(b) 年增长率曲线

图 1.2 2001—2005 世界光伏器件有关数据曲线图

1.2.1 国外光伏发电的发展和现状

早在 20 世纪 80 年代初，受石油危机的影响，美国、日本及欧洲一些国家和地区最先意识到研究、发展新能源的重要性，纷纷投入大量人力、物力对光伏发电进行研究，并根据本国实际情况拟定光伏发电系统的发展计划。

美国是全球最早制定光伏发电发展规划的国家。1997 年美国提出了“百万屋顶”计划，美国能源部和有关州政府制定了光伏发电的财政

补贴政策,目前光伏安装总量已超过 3000MW。截至到 2005 年,美国光伏产业已连续 3 年以高于 30%的年增长率上升,其主要原因是光伏并网发电的应用和政府政策的激励^[7]。

日本作为能源短缺大国,对光伏发电也极为重视。日本于 1974 年开始执行“阳光计划”,投资 5 亿美元,一跃成为世界太阳能电池的生产大国。1994 年提出了“朝日七年计划”,计划到 2000 年推广 16.2 万套太阳能光伏屋顶,现已完成。1997 年又宣布“7 万光伏屋顶计划”,计划到 2010 年将安装 7600MW 太阳能电池^[8]。

在德国,光伏发电的研究和利用走在了欧洲其它各国的前列。德国目前光伏组件保有量已达到 500MW,提前实现了该国提出的“十万屋顶计划”^[8]。1999 年德国光伏上网电价为每千瓦时 0.99 马克,极大地刺激了德国乃至世界的光伏市场。瑞士、法国、意大利、西班牙、芬兰等国,也纷纷制定本国的光伏发电发展计划,并投巨资进行技术开发和加速工业化进程。印度、马来西亚等东南亚国家,也制定了国家的光伏发电的发展计划。

各国为保证光伏产业的发展,对光伏发电技术的研发和市场培育纷纷给予了财政投入,并在税收、收购电价、补贴等方面给予政策上的支持。如美国提出对购置和使用光伏发电等再生能源装置的公司,可根据使用新能源的情况减少 10~35%的公司税,并免除公司相应的营业税;民用住宅、工商业、公共设施等领域如果使用可再生能源装置,可以得到 7~10 年的低息或无息贷款。除了上述措施,美国政府还在应用可再生能源上身体力行,大量使用可再生能源,并规定美国联邦机构到 2011 年可再生能源的比例要占到总能耗的 7.5%^[7]。

1.2.2 我国光伏发电的发展和现状

我国太阳能资源丰富,国土面积上每年接受的太阳能能量约为 5.6×10^{22} 焦耳,相当于 1.9×10^{12} 吨标准煤^[9]。自 20 世纪 50 年代我国开始对光伏电池进行研究和生产,虽然取得了一定的发展,但光伏发电在产业化和应用方面较发达国家仍存在差距。表 1.1 列举了我国光伏产业发展历程中的一些重要事件。

表 1.1 我国光伏发电的发展历程

时间 (年)	事件
1958 年	开始对光伏电池的生产和应用进行研究
1971 年	成功的将光伏电池应用到东方红二号卫星上
20 世纪 80 年代	光伏组件年产量 10kW 左右, 建立示范工程如微波中继站、军队通信系统、小型用户及偏远地区用独立光伏发电系统
“七五”期间	加大对光伏发电系统的研究和生产的投入, 从国外引进多条光伏电池生产线, 生产能力由原先每年的 10kW 发展到 4.5MW
2002 年	“西部省区无电乡通电计划”启动, 共计安装了 16.5MW 的光伏发电系统, 西部 780 个无电乡的用电问题得到解决 ^[10]
截至 2003 年	光伏系统累计装机总容量为 55MW, 占电力装机总容量的 0.4%
到目前为止	光伏发电在远离电网地区的电力建设中发挥了重要作用, 光伏发电系统以独立运行为主; 光伏器件年产量超过 200MW

国内光伏产业发展缓慢除受到一些历史因素的制约外, 主要是由光伏电池的价格昂贵和国家相应的政策支持力度不够造成的。在光伏发电系统中, 光伏器件的投资最大。按目前国内光伏组件价格 ¥40/W 计算, 5kW 的光伏发电系统光伏器件约需要人民币 20 万圆。在没有相关政策的支持下, 如此高的价格必然限制了光伏发电市场的发展。

此外, 国内光伏电池的质量不如国外产品, 但是价格高于国外同类产品。究其原因主要有两点:

① 我国光伏电池所必须的硅材料大量依靠进口,在目前世界光伏产业快速发展的情况下,光伏电池的生产受制于人;

② 国内生产厂家规模普遍较小,其自动化程度低,这些都是光伏电池价格高的一个重要原因。

我国光伏产业的发展虽然缓慢,但值得我们关注的是,国内光伏市场的发展潜力极其巨大。一方面,由于中国能源结构中火力发电基本上为燃煤发电。煤炭燃烧过程中释放出的废气、废物严重污染环境,需投入大量的人力、物力治理环境污染。这些预示了光伏发电具有强大的发展潜力。另一方面,中国幅员辽阔,许多偏远地区,如海岛、偏远山村受地理条件限制电网不能够到达,基本处于无电状态。这便为光伏发电提供了广阔的发展空间^[2]。据统计中国迄今仍有大约 6000 千万人口处于无电可用的状态。由于没有电,这些人群仍然过着远离现代文明、贫穷落后的生活。如果能够通过光伏发电获取生活必需的电能,那么他们的生活水平将会得到显著的提高。此外,还有一些特殊场所,如高山气象站、边防哨所、灯塔等,这些场所以前大多通过燃油发电机获取电能,这样不仅成本高,燃料运输不便,而且燃油过程中释放的有害气体,会污染环境,危害工作人员的健康。光伏发电系统则只需阳光就能够提供足够的能源,保证正常的工作,且安装调试方便,整个系统可靠性高,是一种理想的新型能源。以上这些都表明了在我国大力发展光伏产业,积极研究光伏发电是社会、地理、经济等因素共同作用的结果。

从 2002 年至今,我国光伏产业发展迅猛,已成为世界光伏产业和市场发展最快的国家之一。2002 年,启动了“西部省区无电乡通电计划”,计划投资 26 亿元安装 16.5MWp 的光伏发电系统为农村无电地区解决用电问题。我国光伏产业也开始迅猛发展,目前已拥有两家年产量 100MW 的光伏组件生产厂家,预计到 2010 年我国太阳电池生产规模将达 2000MW。

针对中国可再生能源的现状,2005 年 2 月 28 日十届全国人大常委会第十四次会议表决通过了《可再生能源法》^[1],此法规于 2006 年 1 月 1 日起正式实施。此项法规为新能源技术发电在我国的发展提供了

强有力的政策支持，是其今后得以正常发展的有利保障。该法规明确了各类可再生能源开发利用主体的权利和义务，确立了可再生能源发展的目标和规划的法律地位，规定了可再生能源并网发电审批和全额收购制度、可再生能源上网电价和费用分摊制度，可再生能源专项资金和税收、信贷鼓励等政策。此项法规的出台，明确了可再生能源在国民经济发展中的重要地位和发展方向，对可再生能源的发展，包括光伏发电的发展都具有巨大的推动作用和极其深远的意义。

1.3 光伏发电系统概述

1.3.1 概述

目前，光伏发电系统主要有独立运行模式和并网发电模式两种^[1]。下面将分别对独立运行模式光伏发电系统和光伏并网发电系统进行介绍。

1、独立式光伏发电系统

独立式光伏发电系统是指光伏发电系统不与电网连接，其输出功率提供给本地交流负载的发电系统。独立式光伏发电系统主要用于偏远地区供电。

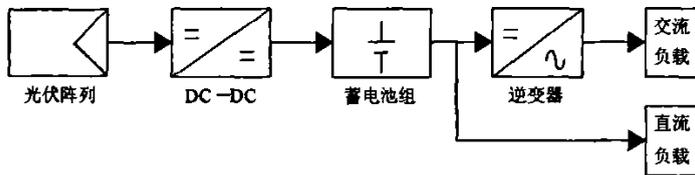


图 1.3 独立式光伏发电系统示意图

如图 1.3 所示，独立式光伏发电系统是由光伏阵列、DC—DC 电路、蓄电池组、逆变器和交直流负载构成。作为储能装置的蓄电池组将负载不需要的电能存储起来供日照不足时使用。由于增加了蓄电池，因而系统的成本增加、可靠性降低。

2、光伏并网发电系统

随着光伏发电的迅速发展，其已经不再局限于特殊领域的供电而成为电网电能的重要补充，光伏并网发电已成为目前光伏发电的主要应用方式之一。光伏并网发电系统是指将光伏阵列输出的直流电转化为与电网电压同幅值、同频、同相的交流电，并实现与电网连接的系统。

如图 1.4 所示：光伏并网发电系统是由光伏阵列、DC-DC 电路及逆变器构成。当日照较强时，光伏发电系统首先满足交流负载用电，然后将多余的电能回送电网；当日照不足时，根据负载需要也可从电网索取电能。系统运行过程中，电网实际上起到蓄电池的作用。

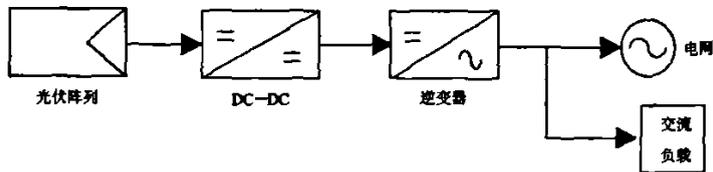


图 1.4 光伏并网发电系统示意图

光伏并网发电系统比独立式发电系统具有更低的造价、更稳定的电能供给，更广阔的发展前景。由于不需要风机等设施，发电成本比独立光伏发电系统低 10~20%^[4]。统计表明新增加的光伏发电系统中，并网发电系统占据了大多数市场份额，发达国家，如日本和德国近几年增加的光伏系统几乎全部都是并网的光伏发电系统。而在广大发展中国家，独立式光伏发电系统仍占有相当的比例。

3、独立式光伏发电系统与光伏并网发电系统对照

表 1.2 是对独立式光伏发电系统和光伏并网发电系统特性进行的一些描述和比较，从中可以得出采用光伏并网发电是光伏发电的较佳选择。它不仅可以降低投资成本，还可以实现系统与电网之间的能量互补双向流动，对电网起到“削峰平谷”的作用，对当地用户则可保证夜间电力需求的容量和质量。对于电网覆盖地区，光伏并网发电不需要增加太多投资，是一种非常理想的推广新能源发电的方案。此外，

新能源发电将逐渐在电力供应中占据重要位置，出于优化电力结构和方便统一调度的目的，光伏并网发电无疑也是未来发展的趋势。

表 1.2 独立式光伏发电系统与光伏并网发电系统一览表

名称	描述
独立式光伏发电系统	<ul style="list-style-type: none"> ① 成本相对较高； ② 输出功率不稳定； ③ 输出电能质量易受外界影响； ④ 需蓄电池、柴（汽）油机或风力发电机等设备作为系统的补充； ⑤ 主要用于边远无电地区，在发展中国家占相当比例。
光伏并网发电系统	<ul style="list-style-type: none"> ① 造价较低、发电成本较独立式低 10~20%； ② 电能供给较稳定； ③ 无需其它能源补充设备； ④ 发展不受地区的限制，发达国家应用较多。

1.3.2 光伏并网发电系统的应用形式

根据规模和集中程度，可将光伏并网发电系统分为两种：大型光伏电站和分布式发电系统。

1、大型光伏电站

光伏电站输出功率大，输出电压等级也较高，可直接并入中压或高压电网运行。我国目前光伏电站主要集中在西藏、青海等偏远省份，截至 2003 年 8 月底，西藏已建成 10~130kW 规模的太阳能光伏电站 7 个，解决了 20 多万人的用电问题。该地区光伏装机总容量已达 8000kW，是我国光伏电站最多的地区。青海省目前已建成 112 座太阳

能光伏电站、风光互补电站，电站功率最大的近 60kW，截至到 2003 年全省光伏电站总装机容量达 3943kW^[12]。西藏、青海光伏电站大都建立在远离电网的地区，没有实现并网运行。2005 年，我国最大的并网光伏电站在深圳正式运行，它是我国首座兆瓦级光伏电站，目前容量为亚洲第一。

世界上已建成的最大的光伏电站在德国，其最大发电功率可达到 5MW，由 33,500 个光伏模块构成，可满足 1800 户居民的用电需求。葡萄牙在建的光伏电站总装机容量 11MW，由 52,000 块光伏组件构成，该电站运行后将作为世界上最大的光伏电站之一。

2、分布式光伏发电系统

分布式光伏并网发电系统的功率一般在 1~10kW，它通常安装在民宅或办公场所的屋顶^[13]。由于其安装使用方便、初期投资较少（相对于光伏电站），因而成为目前光伏发电发展最快的应用形式。分布式光伏发电系统根据是否具备储能环节分为可调度式和不可调度式两种^[14]。由于本文主要讨论不可调度式系统，下文所提及的光伏并网发电系统均指不可调度式光伏并网发电系统。

(1) 可调度式光伏并网发电系统

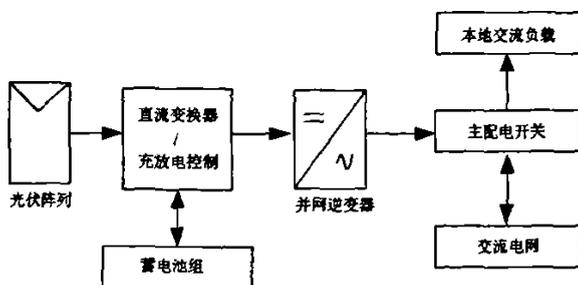


图 1.5 可调度式光伏并网发电系统示意图

如图 1.5 所示，可调度式并网发电系统具备储能环节，因此兼有不间断电源和有源滤波器的功能，有利于电网调峰。与不可调度式光伏发电系统相比它具有以下的优点：

① 系统除了可向负载或电网提供能量外，还可以在光伏器件能量不足（阴天或夜晚）时作为不间断电源。

② 随着可调度式系统装机容量的不断扩大，它还可以根据电网允许情况控制光伏系统功率输出，起到一定电网调峰的作用。

③ 可调度式系统还可作为有源功率调节器用于提高电网终端的电能质量。

④ 蓄电池可以给逆变器提供平稳的直流母线电压，减少了光伏器件因天气变化对系统运行的干扰。

可调度式光伏发电系统虽具有以上优点，但增加的储能环节也为其带来了明显的缺点，阻碍并限制其在光伏系统中的广泛应用。可调度式光伏并网发电系统存在的缺点主要有：

① 作为储能环节的蓄电池，它的寿命较短，定期更换蓄电池将增加系统成本，同时加大了系统的维护工作。

② 可调度式系统因增加了蓄电池，造成了系统体积及重量的增加，从而导致安装及调试的不便。

③ 对于家庭用户而言，蓄电池存在电解液泄漏的可能，影响用户的正常生活。

(2) 不可调度式光伏并网发电系统

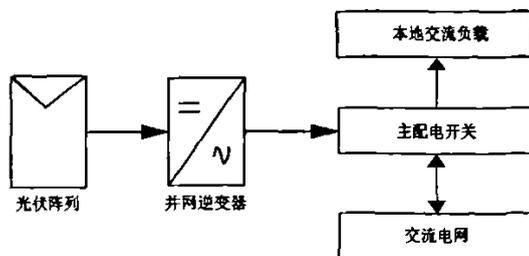


图 1.6 不可调度式光伏并网发电系统示意图

不可调度式发电系统是目前光伏并网发电系统的主要应用形式，图 1.6 为不可调度式光伏并网发电系统的示意图。实际应用中它主要以光伏系统集成建筑的光伏屋顶并网发电形式存在，由于没有储能环

节，系统价格低于可调度式系统，但是逆变器直流母线电压会因外部环境变化而波动，增加了系统的控制难度^[13]。

1.3.3 光伏并网发电系统的结构

大多数用电设备以交流供电方式为主，光伏阵列发出的直流电需用逆变器将其转化为交流电供负载使用。所以在光伏并网发电系统中，逆变器起到了关键的作用。光伏并网发电系统的结构与其功率等级有着密切的关系。目前光伏并网发电系统常用的结构主要有集中式逆变器、集成式逆变器、串型逆变器和多重串型逆变器四种。其中集中式逆变器主要用于光伏电站，后三种逆变器则广泛应用于分布式光伏并网发电系统中。这里所提及的逆变器是指光伏器件与逆变器的组合方式，而非实现 DC-AC 转换的逆变器电路^[15, 16]。

1、集中式逆变器 (Central inverters)

集中式逆变器结构主要由光伏阵列、逆变器及直流母线构成。它是光伏发电系统最早采用的逆变器形式。在该系统中所有的光伏器件通过串并联构成一个光伏阵列，该阵列的能量通过一个逆变器集中转换为交流电，因此称这种结构为集中式逆变器，其构成如图 1.7 所示。

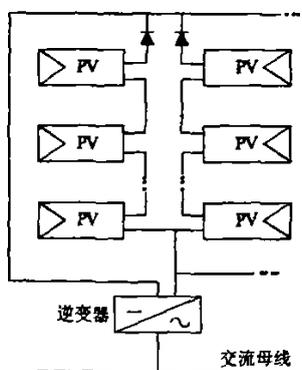


图 1.7 集中式逆变器

集中式逆变器输出功率可达到兆瓦级，单位发电成本低，主要用于光伏电站等功率等级较大的场合。为了获取足够的功率和电压，它

的光伏阵列由光伏模块串、并联构成。但光伏器件的这种串、并联连接方式容易带来了以下问题：

① 同一阵列中光伏器件不仅受串联模块特性的相互影响，也受并联模块之间特性的相互影响，因此会影响光伏器件的输出功率，该逆变器对光伏器件的利用率低于其它方式。

② 光伏阵列中某一个组件被阴影覆盖时，该组件不仅不能输出功率，还会成为系统的负载，引起该组件的发热。

实验表明：在环境温度 12°C 时，正常工作的组件温度为 22°C ，而受阴影影响的组件温度可达 70°C [17]。这不仅降低了系统的输出功率，还会使组件的寿命缩短。另外，这种结构需要高压直流总线连接逆变器与光伏阵列，增加了成本，降低了安全性。

2、集成式逆变器 (Module Integrated Inverter)

集成式逆变器（也叫做交流光伏模块系统）是指把逆变器和光伏模块集成在一起作为一个光伏发电系统模块。集成式逆变器系统功率较低，一般在 $50\text{W}\sim 400\text{W}$ 。每一个集成式逆变器均有自己的 MPPT 电路，可以最大程度的发挥光伏器件的效能。这种逆变器与光伏模块集成在一起，不需要直流母线，输出端直接连接到电网上，提高了系统的安全性 [18]。

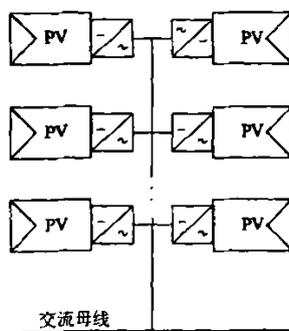


图 1.8 集成式逆变器

如图 1.8 所示, 集成式逆变器和它所连接的光伏模块本身就是一个可以独立工作的完整的光伏系统。这个特性给系统的扩充提供了很大的灵活性: 用户可根据所需要的功率选择相应数目的集成式逆变器。另外, 这种连接方式提高了整个系统工作的可靠性, 即使某个逆变器发生故障, 系统的其它部分也能正常工作。集成式逆变器还可工作在某些远离电网但需要交流电的应用场合。但在同等功率水平条件下, 集成式逆变器价格高于其它拓扑, 与大功率逆变器相比效率较低。由于集成式逆变器的结构限制, 一旦逆变器或光伏器件发生故障将会给逆变器的维修和替换带来不便。

3、串型逆变器 (String Inverter)

串型逆变器是指光伏器件通过串联构成光伏阵列给光伏发电系统提供能量的拓扑结构。它可以避免并联模块因电压跌落造成系统不能工作的缺点^[19]。

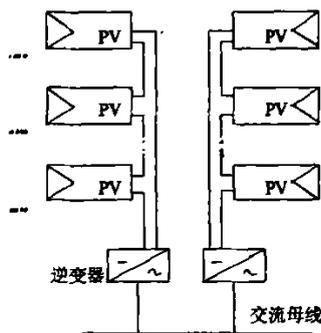


图 1.9 串型逆变器原理图

如图 1.9 串型逆变器的原理图所示: 串型逆变器中光伏阵列与逆变器直接相连不需要直流母线, 逆变器输出端直接与电网相连。由于受光伏模块绝缘电压和功率器件工作电压的限制, 串型逆变器最大输出功率只有 2kW 左右。如果用户所需功率大于 2kW, 可采取多个逆变器并联工作。该结构光伏阵列只配备一个 MPPT 控制电路, 由于光伏组件特性相互影响, 因此并不能充分发挥光伏器件的效能。

4、多重串型逆变器 (Multi-string Inverter)

随着用户电器设备的增加，串型逆变器结构提供的功率不能满足用户日益增长的用电需求。虽然可通过增加串型逆变器或集成式逆变器的数目来提高供电功率，但这样会增加系统成本。为了进一步提高光伏并网发电系统的功率，降低逆变器单位功率的成本，提高系统的灵活性，研究人员提出了多重串型逆变器的概念。

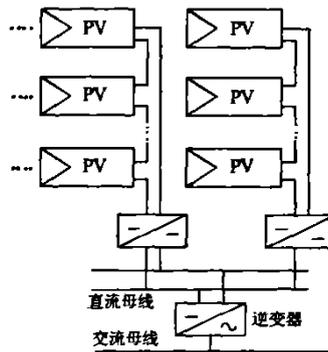


图 1.10 多重串型逆变器原理图

如图 1.10 所示：多重串型逆变器是由多个 DC—DC 变换器、一个逆变器构成。其中 DC—DC 变换器输入端连接不同的光伏阵列，输出端通过直流母线连接到逆变器。这些光伏器件可以分别安装在东、南、西三个方向，近似实现对太阳日照强度的跟踪，由于每一个 DC—DC 变换器及连接的光伏阵列拥有独立的 MPPT 电路，所有光伏阵列可同时工作在最大功率点，使系统输出最大电能，在一定程度上减轻了光伏器件受太阳移动造成的输出功率下降，最大限度的发挥光伏器件的效能。此外，即使系统中某一个 DC—DC 电路出现故障，系统仍然能够维持工作。多重串型逆变器还可通过增加与逆变器连接的 DC—DC 变换器的数目实现系统功率的提高，具有良好的可扩充性。

5、逆变器特性

表 1.3 是对以上四种逆变器的结构、应用范围和特性进行的比较。从表中可以看出，集中式逆变器适用于光伏电站功率等级较大的场合，

但由于其受光伏阵列构成方式的限制,该结构对光伏器件利用率最差。其余三种结构则可广泛用于分布式光伏发电系统。其中集成式逆变器对光伏器件的利用效率最好,但其逆变器单位功率成本高;多重串型逆变器对光伏器件利用率次之,逆变器单位功率成本较低,该系统输出功率大,能基本满足用户的用电需要;此外,该结构易于扩充,具有一定的冗余能力。串型逆变器对光伏器件的利用率较差,且输出功率较低,不能够满足日益增长的用电要求。

表 1.3 逆变器特性表

指 标	逆 变 器			
	集中式	集成式	串型	多重串型
MPPT (光伏模块)	集中式	独立式	集中式	集中式
功率等级	MW	$\leq 500\text{W}$	$\leq 2\text{kW}$	MW
系统可扩充性	不可扩充	不可扩充	不可扩充	可扩充
直流母线	需要	不需要	不需要	需要
容错与否	无	有	无	有
逆变器单位功率成本	较低	高	较低	较低

1.4 光伏并网发电系统常见问题

1.4.1 最大功率点跟踪控制方法

光伏器件的输出功率是其所受日照强度、器件内部结温的非线性函数。在外部环境稳定的情况下,光伏器件存在唯一的最大输出功率点。为了获取光伏器件的最大输出功率,需要在光伏器件与负载之间串联一级最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)电路,该电路根据光伏器件输出电压可选择升压或降压的 DC-DC 电路[20]。

目前最大功率点跟踪电路的控制方法有许多种，常见的有固定电压法（Constant Voltage, CV）、扰动观察法（Perturbation and Observation, P&O）、增加电导法（Incremental Conductance, INC）等。此外，研究人员还将模糊控制、滑模控制等控制方法应用于最大功率点跟踪控制并取得了一定的研究成果^[21, 22]。

上述方法均能实现对光伏器件最大输出功率的跟踪调节，但都存在一定的缺陷。因此，如何便捷、稳定的使光伏器件工作在最大功率点，仍是目前光伏发电系统的一个研究热点。

1.4.2 孤岛效应

一个性能完善的光伏并网发电系统，需要各种保护措施保证用户的人身安全，同时防止设备因意外而造成的损坏。由于光伏发电系统和电网并联工作，因此光伏发电系统需能及时检测出电网故障并切断其与电网的连接。如果不能及时发现电网故障，就会出现光伏发电系统仍向局部电网供电的情形，从而使本地负载仍处于供电状态，造成设备损坏和人员伤亡。这种现象被称为孤岛效应（Islanding）^[23]。

实际工作中，孤岛效应的检测需要用软件和硬件共同配合来实现。目前孤岛检测主要分为被动式检测和主动式检测两种。被动式检测是利用电网断电瞬间，逆变器输出功率与局部负载功率不平衡造成的逆变器输出端电压值和频率变化作为孤岛效应检测的依据。其具有检测方法简单，对系统运行无干扰等优点。但是如果在电网停电的瞬间，逆变器输出功率与局部负载功率达到平衡，该方法将失去作用。主动式检测是在系统工作中，对逆变器输出电流、频率或相位施加一定的扰动信号，并对其进行检测。如果电网正常，因电网的巨大平衡作用，逆变器输出不受扰动信号的影响；一旦电网出现故障，这些扰动量就会在逆变器输出端逐步累计，直至超出规定范围，从而反映出电网故障。与被动式检测方法相比，主动式检测方法具有精度高，检测盲区（Non-detection Zone, NDZ）小的优点。但当局部电网存在多个分布式能源系统时，主动式检测效果下降，严重时甚至无效。

随着光伏发电系统的发展,局部电网中光伏发电系统数目越来越多,因此研究出一种性能可靠、检测速度快、检测盲区小的孤岛效应检测方法对确保光伏并网发电系统在电网故障时及时切断其与电网的连接具有重要的意义。

1.4.3 光伏并网发电系统新型拓扑

根据功率级数,光伏并网发电系统的逆变器可分为单级式结构和两级式结构。所谓单级式逆变器是指在一个功率环节中实现最大功率点跟踪控制、DC—AC 逆变的光伏功率变换器。它具有结构简单、逆变器效率高等优点,但单级式逆变器要在一个功率环节实现最大功率点跟踪控制和逆变并网控制,控制对象多且相互耦合,增加了控制器的设计难度。

两级式逆变器结构虽然功率级数多,整机效率低于单级式逆变器,但其可以实现光伏器件最大功率点跟踪与逆变器并网单独控制,避免了逆变器并网工作对光伏器件输出功率的影响,更适用于光伏发电系统。

目前上述两种逆变器结构在光伏并网发电系统中均有应用,但或存在逆变器结构复杂、效率低的缺点,或存在结构虽然简单,但适用范围有限的缺点。因此根据光伏并网发电系统的功率等级,设计出结构简单、效率高、对光伏器件利用效果好的逆变器拓扑是光伏并网发电系统的一个热点问题。

1.5 本文的主要研究内容

本文对光伏并网发电系统中存在的关键问题进行了较为深入的理论分析和实验研究。所做的主要工作如下:

(1)最大功率点跟踪电路和控制是光伏发电系统中的一个重要环节。本文在对扰动观察法进行细致深入的分析后,认为扰动观察法在最大功率点附近的功率振荡是由于光伏器件不对称特性造成的。在此基础上,本文提出将非对称模糊控制应用到最大功率点跟踪控制中,以消除光伏器件的不对称特性对光伏器件输出功率的影响。通过

Matlab 仿真软件对提出的方法进行稳态和动态的研究，验证了本方案的有效性。最后，本文对该方法进行实验研究，结果表明：该方法在日照稳定及日照变化情况下对光伏器件最大输出功率跟踪控制均获得良好的效果。

(2) 非对称模糊控制虽然具有良好的最大功率点跟踪控制效果，但是实现较为复杂。在分析光伏器件特性的基础上，本文提出了一种新的简单且易实现的双模式最大功率点跟踪控制方法。该方法利用光伏电池的特性通过在线计算得到光伏器件的短路电流，再根据光伏器件工作在最大功率点时工作电流与短路电流的比例关系，控制光伏器件的最大输出功率。当光伏器件输出电流达到给定值后，系统转为小扰动步长的扰动观察法，以消除传统扰动观测法存在的功率振荡现象。

该方法在不增加硬件的条件下，通过软件方法即可有效提高系统的效率，降低光伏器件在最大功率点的功率振荡幅度。为了验证该方法的有效性，通过 Matlab 软件对双模式最大功率点跟踪控制方法进行稳态和动态的研究。在此基础上进行实验，并给出了日照变化情况下的实验结果。

(3) 孤岛效应一旦发生将会造成电气设备和人员的损伤，因此是光伏并网发电系统必须解决的问题。本文对孤岛效应发生时逆变器输出的特性和常用孤岛效应的检测方法进行了全面的介绍和分析，针对有源频率漂移法在负载性质变化情况下存在失效的问题提出了一种新的周期性扰动正反馈有源频率漂移法，并对其进行了仿真和实验研究。实验结果表明：该方法适应负载范围能力强，在不同性质负载情况下均能迅速检测出孤岛效应，从而缩小了孤岛效应的检测盲区。

(4) 基于理论分析和仿真研究，本文设计了一套基于 DSP 的 200W 单相光伏并网发电系统。以该系统为平台，对上述提出的两种最大功率点跟踪控制方法和周期性扰动有源频率漂移孤岛效应检测方法进行实验验证。此外，这一系统还验证了光伏并网发电系统并网工作时逆变器电感电流的无差拍控制策略。在上述工作基础上，本文围绕该电路构建了并网实验平台，对系统在不同气象条件下的实验数据进行收集和处理，为后续工作积累了经验。

(5) 鉴于光伏发电系统普遍存在光伏器件之间工作互相影响的问题, 本文提出了一种用于交流光伏模块的新型拓扑结构以充分发挥光伏器件的作用。该拓扑克服了传统交流模块系统拓扑功率级数多, 结构复杂、效率低的缺陷, 具有结构简单、控制容易实现, 所需元件少, 光伏器件始终工作在 MPPT 的优点。在对其拓扑结构和控制策略进行仿真研究的基础上, 本文设计了 BBHF 逆变器, 实验结果验证了所提方案的可行性和优越性。

第二章 光伏电池 MPPT 控制方法的研究

光伏器件是光伏发电系统电能的来源，能否充分发挥光伏器件的效用对整个光伏发电系统具有重要的作用。光伏器件的输出功率是光伏器件所受日照强度、器件结温的非线性函数。即使在外部环境稳定的情况下，光伏器件的输出功率也会随着外部负载的变化而变化，只有当外部负载与光伏器件达到阻抗匹配时，光伏器件才会输出最大功率，此时我们称光伏器件工作在最大功率点（Maximum Power Point, MPP）^[20]。为了充分发挥光伏器件的效能，需根据外部环境和负载情况不断调节光伏器件的工作点使其输出最大功率，我们将此功率调节过程称为最大功率点跟踪（Maximum Power Point Tracking, MPPT）。

本章对光伏电池的特性进行详细的阐述，在此基础上深入分析目前几种常用的最大功率点跟踪控制方法的工作原理。针对定步长扰动观察法和固定参数法存在的缺点，本文分别提出了非对称模糊 MPPT 控制方法和双模式 MPPT 控制方法，并对其进行了仿真研究。最后，基于 BOOST 电路对上述方法进行了实验验证。

2.1 光伏电池概述

光伏电池（也称为太阳能电池）是利用半导体材料的光伏效应产生电能的。所谓光伏效应是指当物体吸收光能后，内部传导电流的载流子分布状态和浓度发生变化产生电流和电动势，从而实现光电转换输出直流电能。光伏电池是光伏发电系统的重要组成部分，其成本和光电转换效率对光伏发电的发展具有决定性的影响。

1、晶硅光伏电池

目前常见的光伏电池均为晶硅光伏电池，根据其构成形态可以分为两类：块状结构光伏电池和薄膜结构光伏电池。根据硅的晶体结构又可将块状结构光伏电池分为非晶硅、单晶硅和多晶硅三种^[5]。

表 2.1 是对这三种块状晶硅光伏电池特性的比较（表中电池的光电转换效率均指市售产品）。从表中可以看出单晶硅电池的光电转换

效率最高，但价格相对较高；非晶硅电池虽成本低，但转换效率也低；相对上述两种产品，多晶硅电池的价格和光电转换效率均适中。因此多晶硅光伏电池成为目前光伏发电系统采用最多的光伏器件，其次使用较多的是单晶硅光伏电池，这两者的产量占据了光伏电池市场的 90% 以上^[5]。

表 2.1 块状结构光伏电池对照表

名称	成本	光电转换效率 (%)
非晶硅电池	对原材料要求低，价格低	6~8%
单晶硅电池	工艺复杂，成本高	16~20%
多晶硅电池	成本较低	12~14%

块状结构的晶体硅太阳能电池是在厚度 350~450 μm 的高质量硅片上制成的，因工艺限制这种电池实际消耗的硅材料较多。为了降低成本人们开始实验在廉价的衬底上沉积多晶硅薄膜，即多晶硅薄膜电池。多晶硅薄膜电池使用的硅材料远少于块状结构光伏电池且无效率衰退问题，所以成本远低于块状结构晶硅电池，效率则高于非晶硅薄膜电池。一旦实现生产的商品化，多晶硅薄膜电池将会在太阳能电池市场中占据主导地位^[24]。

2、其它材质光伏电池

从固体物理学来讲，硅材料并不是最理想的光伏材料，这主要是因为硅是间接能带半导体材料，对光的吸收系数较低，所以研究其他光伏材料来取代硅材料成为一种发展趋势。根据光伏电池所选材质的不同，可将光伏电池分为晶硅光伏电池、无机盐光伏电池、功能高分子光伏电池、纳米晶光伏电池等。无机盐光伏电池是指以砷化镓 III-V 化合物、碲化镉(CdTe)、铜铟硒(CuInSe₂)等多元化合物为材料的光伏电池。其中，碲化镉和铜铟硒被认为是两种非常有发展前景的光伏材料，且已经取得了一定的研究成果。但这些材质的光伏电池目前尚处于研究阶段，短时间内不可能替代硅太阳能电池。

因此，从转换效率、材料成本和环保等角度来看，今后一段时间内太阳能电池发展的重点仍是硅太阳能电池，特别是多晶硅块状电池和多晶硅薄膜电池。

2.2 光伏电池的特性

2.2.1 光伏电池等效模型

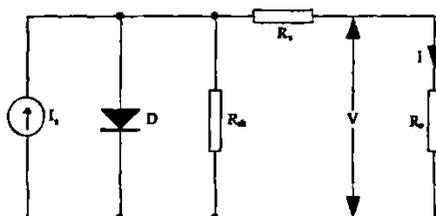


图 2.1 光伏电池等效模型

图 2.1 是光伏电池 (Solar Cell) 等效模型。它由理想电流源 I_s 、反向并联二极管 D 、串联电阻 R_s 和并联电阻 R_{sh} 构成。其中 I_s 的值等于电池的短路电流，其大小反映了光伏电池所处环境的日照强度。日照越强， I_s 越大；反之越小。式 2.1 是光伏电池的 I-V 特性关系方程 [25]。

$$I = I_s - I_o \left[\exp\left[\frac{q(V + R_s I)}{AKT}\right] - 1 \right] - \frac{(V + R_s I)}{R_{sh}} \quad (2.1)$$

理想情况下 R_s 可近似为零， R_{sh} 近似为无穷大，式 2.1 可简化为：

$$I = I_s - I_o \left[\exp\left(\frac{q}{AKT} V\right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

式中：

I ——光伏电池的工作电流 I_s ——短路电流 (由日照强度决定)

I_o ——反向饱和电流 q ——电荷常数

T ——绝对温度 V ——光伏电池的输出电压

A ——光伏电池中半导体电池的 $p-n$ 结系数

K ——Boltzman 常数

由公式 2.2 可以得到光伏电池输出功率的数学公式为：

$$P = I_s \cdot V - I_0 \cdot V \left\{ \exp\left[\frac{q}{AKT}V\right] - 1 \right\} \quad (2.3)$$

式 2.3 表明光伏电池的输出功率是日照强度和温度的非线性函数。

目前，功率较大的场合常采用多个太阳能电池串、并联组成光伏模块。光伏模块的 $I-V$ 特性方程为式 2.4，其中 n_p 、 n_s 分别是并联、串联的电池数目：

$$I = n_p I_s - I_0 \left[\exp\left(\frac{q}{n_s \cdot A \cdot k \cdot T}V\right) - 1 \right] \quad (2.4)$$

2.2.2 光伏电池特性

1、光伏器件输出特性

为了更好的理解光伏电池的特性，根据公式 2.2、2.3 光伏电池的非线性函数关系绘制出其在日照不同、结温相同和日照相同、结温不同情况下的光伏电池 $I-V$ 、 $P-V$ 特性曲线，如图 2.2、2.3 所示。

(1) 电池结温不变，日照变化

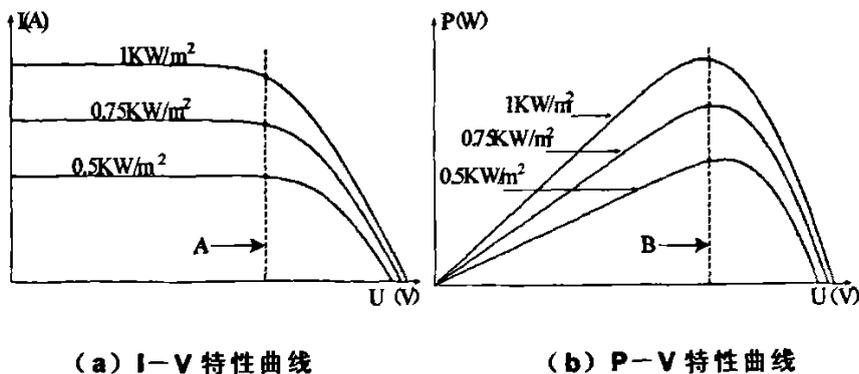


图 2.2 光照强度不同情况下 $I-V$ 、 $P-V$ 特性曲线

图 2.2 为光伏电池结温不变、日照强度变化情况下的一组 $I-V$ 和 $P-V$ 特性曲线，从图中可以得出以下结论^[26, 27]：

① 光伏电池的短路电流随光照强度增强而变大，两者近似为比例关系；光伏电池的开路电压在各种日照条件下变化不大；

② 光伏电池的最大输出功率随光照强度增强而变大，且在同一日照环境下有唯一的最大功率点。在最大功率点左侧，输出功率随电池端电压上升呈近似线性上升趋势；到达最大功率点后，输出功率开始快速下降，且下降速度远大于上升速度；

③ 如图 2.2(a)所示：在虚线 A 的左侧，光伏电池的特性近似为电流源，右侧近似为电压源。虚线 A 对应最大功率点时光伏电池的工作电流，约为电池短路电流的 90%；

④ 如图 2.2(b)所示：结温一定的情况下，光伏电池最大功率点对应的输出电压值基本不变。该值约为开路电压的 76%。

(2) 电池结温变化，日照不变

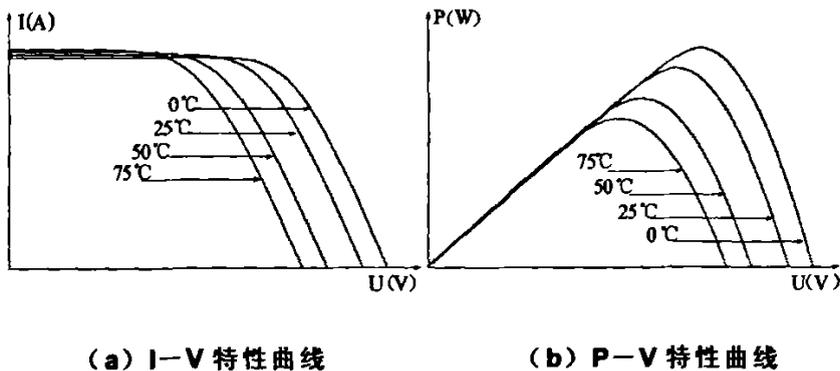


图 2.3 光伏器件结温变化情况下 $I-V$ 、 $P-V$ 特性曲线

图 2.3 为光伏电池日照强度不变、结温变化情况下的一组 $I-V$ 和 $P-V$ 特性曲线，从图中可以得出以下结论：

① 如图 2.3(a)所示：光伏电池的结温对光伏电池的短路电流影响不大，随着温度的上升输出短路电流只是略有增加；光伏电池的开路电压随电池结温的上升而下降，且变化范围较大；

② 如图 2.3(b)所示：光伏电池输出功率总的变化趋势与不同日照条件下的功率变化相似。但相同日照情况下其最大输出功率随电池温度的上升而下降，且最大功率点对应的工作电压随温度上升而下降。

综上所述，光伏电池的输出功率与它所受的日照强度、环境温度有密切的关系。在不同外部环境情况下，光伏电池的输出功率会有较大的变化。因此光伏发电系统必须采用相关电路和控制方法对输出功率加以控制使其输出最大功率。

2、光伏器件不对称特性

$$dP/dV = I_s + I_0 - I_0 \cdot \exp\left[\frac{q}{AKT}V\right] \cdot \left[1 + \frac{q}{AKT}V\right] \quad (2.5)$$

公式 2.5 是由公式 2.3 推出的光伏器件的输出功率对其输出电压的导数 dP/dV 。图 2.4 是根据该式 2.5 绘制光伏器件输出电压从零到开路电压对应的 dP/dV 变化曲线：

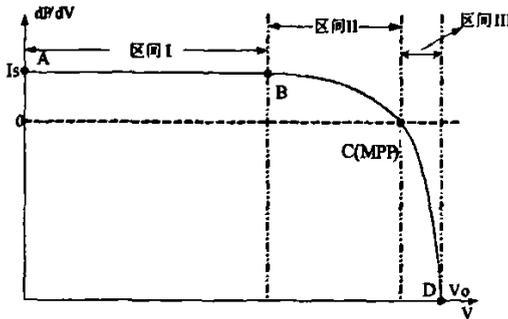


图 2.4 光伏器件 dP/dV 与输出电压关系

图 2.4 中 dP/dV 过零点 C 为光伏器件的最大输出功率点。由该曲线可以得到：

① 光伏器件从短路状态到工作在最大功率点的区间内 dP/dV 大小基本不变，特性类似于电流源；

② 最大功率点右侧光伏器件 dP/dV 随光伏器件输出电压的升高而降低，且变为负值。

由此可推知：光伏器件在最大功率点两侧由同样的电压变化引起的功率变化是不同的^[28]。

结合图 2.2 和图 2.4 可以得出：

① 光伏器件短路时其输出电流最大，工作电压为零，光伏器件输出功率相应为零；

② 在最大功率点左侧虽然光伏器件输出电压不断增加，但 dP/dV 基本不变，大小近似等于光伏器件的短路电流 I_s ，光伏器件的输出功率与输出电压成线性关系；

③ 当光伏器件的输出功率接近最大功率点时， dP/dV 快速下降直到零，该过程中光伏器件的输出功率随输出电压上升而增加但速度变慢，当 $dP/dV=0$ 时光伏器件工作在最大功率点；

④ 随着光伏器件输出电压的进一步增加，光伏器件工作在最大功率点右侧， dP/dV 变为负值并快速下降，光伏器件输出功率也从最大值快速下降。

2.3 光伏电池最大功率点跟踪控制方法

2.3.1 MPPT 控制基本原理

由于光伏器件的输出功率随外部环境变化而变化，因此光伏发电系统普遍采用 MPPT 电路和相应的控制方法提高对光伏器件的利用效果^[29]。假定电池的结温不变，光伏器件的特性曲线如图 2.5 所示。

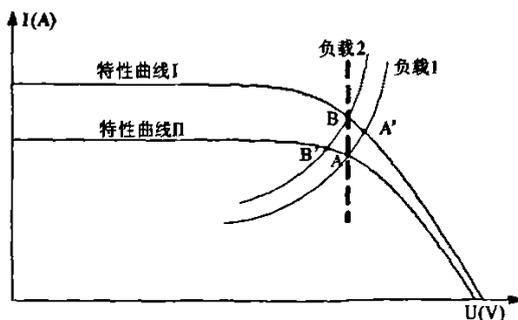


图 2.5 MPPT 工作原理示意图

图中曲线 I、II 分别对应不同日照情况下光伏器件的 I—V 特性曲线，A、B 分别为不同日照情况下光伏器件的最大输出功率点，负载 1、负载 2 为两条负载曲线。当光伏器件工作在 A 点时，日照突然加强，由于负载没有改变，光伏器件的工作点转移到 A' 点。从图中可以看出，为了使光伏器件在特性曲线 I 仍能输出最大功率，就要使光伏器件工作在特性曲线 I 上的 B 点，也就是说必须对光伏器件的外部电路进行控制使其负载特性变为负载曲线 2 实现与光伏器件的功率匹配，从而使光伏器件输出最大功率^[27, 30]。

2.3.2 固定电压法

固定电压法 (Constant Voltage, CV) 是利用光伏器件输出最大功率时工作电压 V_{MPP} 与开路电压 V_o 存在近似的比例关系这一特性进行控制的一种最大功率点跟踪控制方法^[20]。该特性由图 2.2(b) 光伏器件的 P—V 特性曲线也可看出。下面就该特性从数学上进行证明。假设光伏器件的结温不变且开路电压近似不变。

当光伏电池处于最大功率点时功率对电压的导数为零，式 2.5 可转换为：

$$\left(1 + \frac{q}{A \cdot K \cdot T} \cdot V_{MPP}\right) \exp\left[-\frac{q}{A \cdot K \cdot T} \cdot V_{MPP}\right] = \frac{I_s + I_o}{I_o} \quad (2.6)$$

式中 V_{MPP} 为光伏器件在最大功率点时的工作电压。若光伏器件处于开路状态，由公式 2.2 可推出光伏器件的开路电压表达式为：

$$\exp\left[\frac{q}{A \cdot K \cdot T} \cdot V_o\right] = \frac{I_s + I_o}{I_o} \quad (2.7)$$

式中 V_o 为光伏器件的开路电压。结合公式 2.6、2.7 可以得到：

$$e^{k \cdot V_o} = (1 + k \cdot V_{MPP}) \cdot e^{k \cdot V_{MPP}} \quad (2.8)$$

其中 $k=q/(A \cdot K \cdot T)$ ，由于 k 为常数，所以 $e^{k \cdot V_o}$ 也近似为常数。因公式 2.8 右边两项均为随 V_{MPP} 增加而增加的单调函数，因此公式 2.8 存在唯一解，故 V_{MPP} 与 V_o 存在固定的比例关系。

上述分析表明：当电池结温不变且光伏器件输出功率最大时，它的工作电压 V_{MPP} 和开路电压 V_o 存在固定的比例关系。利用该比例关系控制 MPPT 电路使光伏器件的输出电压等于 V_{MPP} 即可实现光伏器件输出最大功率。短路电流法也是利用类似的特性进行最大输出功率的控制，与固定电压法统称为固定参数法。

固定电压法虽控制简单，但其 V_{MPP} 与 V_o 的比例关系是在电池结温不变的情况下推出的，而实际工作中 V_o 是随温度变化而变化的，如图 2.3(b)所示。不同厂家的产品由于所用晶硅材料的差异会造成 V_{MPP} 与 V_o 的比例关系有所不同，因而导致控制精度下降。为了克服固定电压法的上述缺点，实际应用中可采取下列措施提高固定电压法的控制效果^[26]，如表 2.2 所示。

表 2.2 固定电压法提高控制精度措施

措施	缺点
根据天气变化情况（主要是根据温度）人工给定 V_{MPP} ；	需要人工干预，比较麻烦；
制作电池结温与 V_{MPP} 的表格。根据电池温度选择不同的 V_{MPP} 对光伏器件的输出功率进行控制 ^[31]	表格制作工作量大，而且电池特性会随使用时间变化；
在系统中添设一块特性与光伏阵列相同但功率较小的光伏模块，根据其开路电压得到阵列所需的工作电压	成本增加，不同模块之间存在的特性差异会造成误差

实验表明：固定电压法在相同测试条件下，光伏器件的输出功率至多为理论最大输出功率的 88%，低于其它最大功率点控制方法^[18]。虽然该方法控制精度低，但是因其原理简单、易于实现，通常用于功率较小、日照情况稳定的工作场合。

2.3.3 扰动观察法

$$dp/dv \begin{cases} < 0 & \text{最大功率点右侧} \\ = 0 & \text{最大功率点} \\ > 0 & \text{最大功率点左侧} \end{cases} \quad (2.9)$$

式 2.9 是光伏器件在最大功率点两侧 dP/dV 的特性表达式。式中 dP 、 dV 分别代表相邻两个采样周期光伏器件的输出功率和输出电压的变化。扰动观察法 (Perturbation & Observation Method, P&O) 就是利用光伏器件这一特性进行最大功率点跟踪控制的。该方法通过不断调节光伏器件 MPPT 电路的工作状态来比较电路调整前后光伏器件输出功率和输出电压的变化情况，再根据变化情况调整 MPPT 电路的工作，最后使光伏器件工作在最大功率点附近，图 2.6 为该方法的控制流程图，图中 D 为 MPPT 电路中功率器件的占空比^[20, 32]。

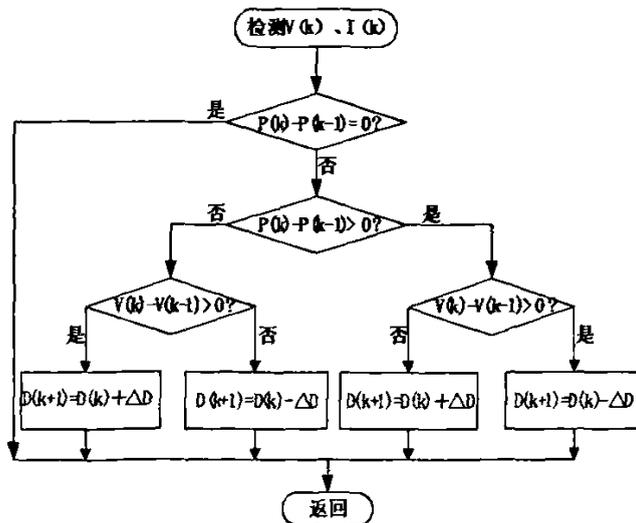
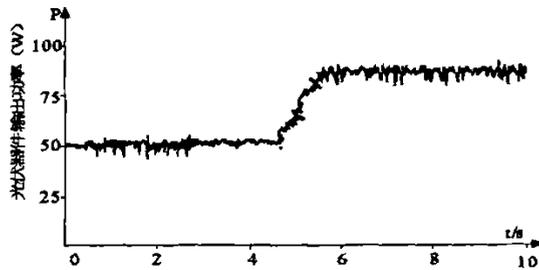


图 2.6 扰动观察法工作原理图

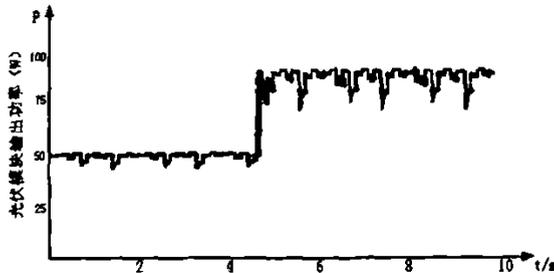
扰动观察法虽控制简单、容易实现，对参数检测的精度要求不高，在日照变化不是很剧烈的情况下具有较好的 MPPT 控制效果，但由于该方法始终对 MPPT 电路中的功率器件施加扰动，故光伏器件的输出功率只能工作在最大功率点附近。在控制过程中，扰动步长 ΔD 的值对最大功率点控制的影响较大^[33]：

① ΔD 较大时，该控制方法对日照变化跟踪速度快，但是由于光伏器件特性不对称，其输出功率会在最大功率点附近产生功率振荡现象；

② ΔD 较小时，可减弱或消除光伏器件输出功率的振荡，但对日照变化的跟踪速度变慢。实际应用中要对其进行实验后才可选定扰动步长 ΔD 。



(a) ΔD 为 $0.5\% \times T_s$



(b) ΔD 为 $5\% \times T_s$

图 2.7 扰动观察法不同扰动步长输出功率仿真波形

图 2.7 是 ΔD 分别为 $0.5\% \times T_s$ 和 $5\% \times T_s$ 情况下扰动观察法的仿真波形, 其中 T_s 为 MPPT 电路中开关器件的工作周期。从图中可以看出:

① 扰动步长 ΔD 较小时, 光伏器件的输出功率仅存在一定的波动, 没有功率振荡现象发生, 但对日照反映速度较慢;

② 扰动步长 ΔD 较大时, 光伏器件的输出功率对日照变化的响应速度较快, 但在最大功率点附近存在严重的功率振荡现象。

扰动观察法的另一个缺点是: 在日照剧烈变化的情况下, 有可能失去对光伏器件 MPPT 的控制能力^[3]。图 2.8 为日照剧烈变化情况下光伏器件的功率变化情况, 图中 I、II 是光伏器件在不同日照条件下的两条功率曲线。

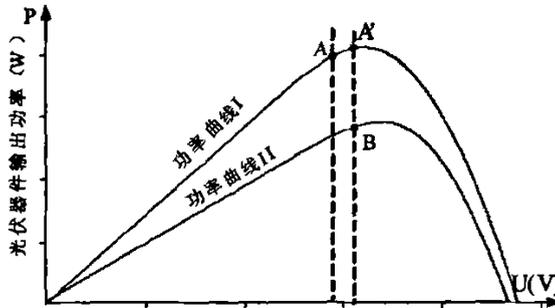


图 2.8 扰动观察法失控原理图

假设光伏器件工作在曲线 I 最大功率点附近的 A 点, 此时工作点电压为 V_A , 输出功率为 P_A 。扰动观察法正常工作时光伏器件的工作点将会根据控制结果移动到点 A' 处 (具体控制流程参见图 2.6)。若日照强度突然下降, 光伏器件的输出功率则由曲线 I 变化为曲线 II 且工作在 B 点, 此时光伏器件的输出电压为 V_B , 输出功率为 P_B 。比较日照变化前后光伏器件相关参数的变化可得出: $\Delta P < 0$, $\Delta V > 0$, 扰动观察法判断光伏器件工作在最大功率点右侧, 系统根据计算结果希望通过增加 MPPT 电路 (BOOST) 开关器件的占空比提高光伏器件的输出功率, 但图 2.8 表明此时光伏器件仍在最大功率点左侧。如果此时日照持续下降, 那么 BOOST 电路的占空比将不断增加, 光伏器件的工作

点继续左移距离最大功率点越来越远，从而失去对最大功率点的跟踪控制能力。对于扰动观察法出现的误判故障可通过增加扰动频率或减小扰动步长 ΔD 来解决^[34]。

2.3.4 增加电导法

增加电导法也是常用的一种 MPPT 控制方法，是对扰动观察法的改进^[20]。其控制思想与扰动观察法类似，也是利用 dP/dV 的方向进行最大功率点跟踪控制，只是光伏器件工作在最大功率点时控制有所不同。由最大功率点处的光伏器件特性 $dP/dV=0$ 可推导公式 2.10:

$$\begin{cases} \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \\ \frac{dP}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

在增加电导法控制中如果光伏器件满足公式 2.10，则表明其工作在最大功率点处且 MPPT 电路中功率器件的占空比不再变化，因此该方法基本消除了光伏器件在最大功率点处的功率振荡现象。如果光伏器件的外部环境发生变化式 2.10 将不再成立，系统将开始新的最大功率点跟踪控制过程。该方法对光伏器件输出电压、输出电流等参数的采样精度要求较高，计算过程也比较复杂，硬件设备成本相对较高。

表 2.3 是对以上三种常用的最大功率点跟踪控制方法的比较^[20]，由表可以看出：

①固定电压法检测参数少，对硬件电路的要求相对较低，但控制效果差，常用于小功率的场合；

②扰动观察法控制简单，控制效果也较好，但是在最大功率点附近存在功率振荡现象，且在日照突变的情况下有可能失去对最大功率点的跟踪能力；

③增加电导法控制效果最好，但对系统硬件的要求较高；

表 2.3 MPPT 常用控制方法比较 (效率 = 输出功率/最大输出功率)

名称 种类	扰动 观察法	增加 电导法	固定 电压法
效率 (仿真数据)	97.2%	98.5%	92.7%
效率 (实验数据)	96.5%	98.2%	88.1%
优点	控制效果较好	控制效果好	检测参数少, 实现简单
缺点	存在功率振荡	对参数采样精度 要求高,计算量大	控制效果差

2.3.5 模糊控制

由于光伏器件输出功率的非线性特性且其工作环境变化频繁,因此为了获得更好的最大功率点跟踪控制效果,应根据外部环境的变化不断调整 MPPT 电路中的扰动步长。在现有的控制方法中,模糊控制无疑具有这方面的优势^[35]。固定电压法、扰动观察法和增加电导法均可采用模糊控制的方法,根据外部环境的变化调整扰动步长进一步提高控制效果。在实际应用中,设计人员应根据具体要求选择合适的控制方法以充分发挥光伏器件的效能。

模糊控制是通过模糊控制器实现的,其设计内容主要包括:

- ①确定模糊控制器的输入及输出变量
- ②归纳和总结模糊控制器的控制规则
- ③确定模糊化和反模糊化的方法
- ④选择论域,确定参数

从应用情况来看,模糊控制用于光伏器件最大功率点跟踪控制具有较好的动态特性和控制精度,应用前景较好。

2.4 非对称模糊 MPPT 控制方法的研究

2.4.1 对称模糊控制在扰动观察法应用中的缺点

固定步长的扰动观察法中扰动步长要兼顾光伏器件最大输出功率跟踪控制的快速性和稳定性。由于日照强度经常变化，扰动步长 ΔD 的选取通常以能够快速跟踪日照变化为第一要素，因此在光伏器件最大功率点附近存在一定的功率振荡现象，降低了光伏器件的输出功率。

针对定步长扰动观察法存在的缺点，研究人员将模糊控制应用到扰动观察法中，它可以根据光伏器件外部环境的变化情况对扰动步长 ΔD 进行调整。在采用对称模糊控制的光伏系统的 MPPT 控制中其输入变量通常如公式 2.11 所示，式中 $P_{PV}(k)$ 为光伏器件的输出功率， $V_{PV}(k)$ 为光伏器件的输出电压^[21]。

$$\begin{cases} e(k) = \frac{P_{PV}(k) - P_{PV}(k-1)}{V_{PV}(k) - V_{PV}(k-1)} \\ \Delta e = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (2.11)$$

1、输入变量的选取

公式 2.11 表明对称模糊控制中输入变量 $e(k)$ 是光伏器件的输出功率变化 ΔP 和工作电压变化 ΔV 的比值， Δe 是 $e(k)$ 的变化情况。我们就其在光伏器件最大功率点两侧的变化情况进行分析。

表 2.4 对称模糊控制输入变量特性分析

区间 输入变量	I	II	III
$e(k)$	近似等于光伏器件短路电流	快速下降，值大于零	下降速度更快，值小于零
Δe	约等于零	随 $e(k)$ 变化	随 $e(k)$ 变化

表 2.4 是 $e(k)$ 、 Δe 与光伏器件输出电压的关系，表中的区间划分参见图 2.4（曲线最大功率点左侧分为 I、II 两个区间，右侧定义为区间 III）：

(1) MPPT 左侧

上文提及的图 2.4 是模糊控制输入变量 $e(k)$ 的特性曲线：

★区间 I 内： $e(k)$ 基本不随电压变化，其大小等于电池的短路电流 I_s ，相应的 Δe 也基本为零；

★区间 II 内： $e(k)$ 突然下降直至最大功率点 P_{MAX} 处，相应的 Δe 随之变化。

(2) MPPT 右侧

区间 III 内： $e(k)$ 变为负值，其绝对值随光伏器件输出电压的增加而快速增大， Δe 也随之变化。

由上述分析可知：根据公式 2.11 可得图 2.4 中 A、B 两点的计算结果基本相同，但从图中可以看出 A 点远离 MPP，B 点接近 MPP，与计算结果不符。这说明：对称模糊控制器的输入变量 $e(k)$ 、 Δe 的选取不能反映光伏器件在 MPP 左侧工作状态的变化。

2、隶属度函数存在的问题

图 2.9 是应用到光伏器件 MPPT 对称模糊控制中的隶属度函数。它存在与输入函数类似的问题，即没有考虑到光伏器件特性在最大功率点两侧及左侧不同区间的差异。

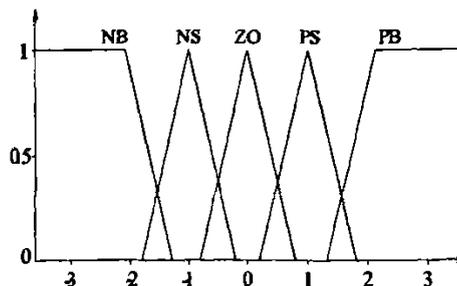


图 2.9 对称模糊控制输入变量的隶属度函数

表 2.5 是在公式 2.11 输入函数和图 2.9 隶属度函数条件下的对称模糊控制规则。由该表可以看出对称模糊控制能够反映出光伏器件在最大功率点右侧的特性，但是不能充分反映出光伏器件在最大功率点左侧的特性，从而导致左侧控制效果较差。

以 $e(k)$ 为 PB、 Δe 为 PS 为例，此时光伏器件处于图 2.4 曲线区间 I 内，工作点离 MPP 距离较远扰动步长应较大，根据表 2.5 对称模糊控制器应该输出 NS，扰动步长较小跟踪外部环境变化的速度较慢。

因此模糊控制如果想获得较好的 MPPT 控制效果，就应根据光伏器件的特性选择恰当的输入函数和隶属度函数。

表 2.5 对称模糊控制的控制规则

$e \backslash \Delta e$	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	ZO	ZO	NB	NB	NB
NS	ZO	ZO	NS	NS	NS
ZO	NS	ZO	ZO	ZO	PS
PS	PS	PS	PS	ZO	ZO
PB	PB	PB	PB	ZO	ZO

2.4.2 非对称模糊 MPPT 控制方法的工作原理

模糊控制应用到光伏器件的最大功率点跟踪控制中，其输入函数和隶属度函数应能反映出光伏器件的不对称特性，此时我们称之为非对称模糊控制。将其应用到最大功率点跟踪控制中可以解决传统对称模糊控制输入函数及隶属度函数不能充分反映光伏器件特性的问题，从而根据光伏器件的特性对扰动步长进行调整。

1、非对称模糊控制器的构成

非对称模糊控制器的构成与对称模糊控制器相同，其原理框图如图 2.10 所示。它由输入变量、输出变量、模糊化、模糊推理和决策算

法、反模糊化等部分构成。模糊控制器的功能是将模糊控制器的输入量转化为模糊量供给模糊推理系统使用，然后模糊推理系统根据控制规则决定的模糊关系将其应用到模糊推理算法中，从而得到控制器的模糊输出控制量，最后经过反模糊化得到精确的值对 MPPT 电路的占空比进行控制^[36]。

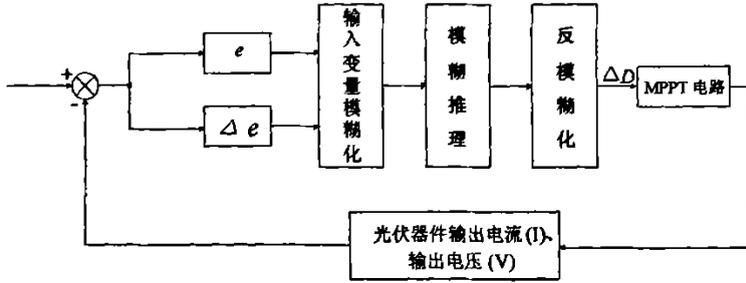


图 2.10 非对称模糊控制器原理图

2、非对称模糊控制输入函数的选择及模糊化

为了使模糊控制能够根据光伏器件的工作状态调整扰动步长，必须根据光伏器件的特性选择合适的输入函数。上文分析表明：对称模糊控制的输入变量在最大功率点右侧能够反映光伏器件的工作状态，因此在最大功率点右侧非对称模糊控制器的输入函数仍可采用式 2.11 对称模糊控制所表述的输入函数；而左侧的输入函数则需重新选择，以便能够反映光伏器件的特性。

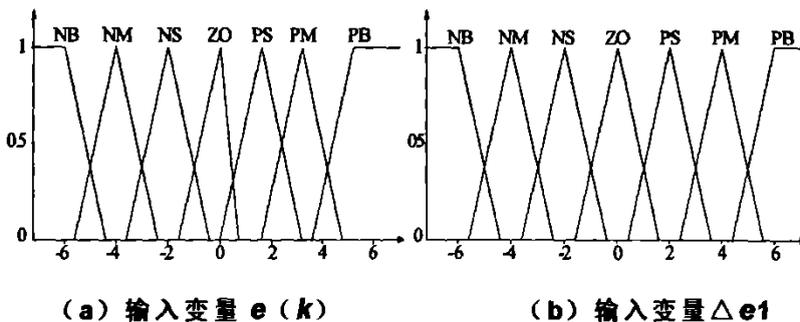
能够反映光伏器件工作状态的参数主要有：光伏器件的输出功率、输出电流和输出电压。在最大功率点左侧，光伏器件的输出功率、输出电流随外部环境变化而变化，唯一能够在各种环境下始终反映光伏器件工作状态的参数是其输出电压，因此我们选择光伏器件的输出电压误差与最大功率点工作电压的比值 $\Delta V/V_{MPP}$ 为模糊控制器的输入函数之一。并且最大功率点左侧始终有 $\Delta P/\Delta V > 0$ ，因此本方法选择 $\Delta V/V_{MPP}$ 和 $\Delta P/\Delta V > 0$ 为左侧模糊控制的输入变量。非对称模糊控制输入函数如公式 2.12 所示。

$$\begin{cases}
 \text{MPP左侧输入函数} & \begin{cases} e(k) = \frac{P_{PV}(k) - P_{PV}(k-1)}{v_{PV}(k) - v_{PV}(k-1)} \\ \Delta e1 = (V_{k+1} - V_k) / V_{MPP} \end{cases} \\
 \text{MPP右侧输入函数} & \begin{cases} e(k) = \frac{P_{PV}(k) - P_{PV}(k-1)}{v_{PV}(k) - v_{PV}(k-1)} \\ \Delta e2 = e(k) - e(k-1) \end{cases}
 \end{cases} \quad (2.12)$$

确定输入函数后，通过非对称模糊控制器就可输出 MPPT 电路占空比的调节量实现对光伏器件最大输出功率的跟踪控制。在进行非对称模糊控制前，应对模糊控制器的输入变量 $e(k)$ 、 $\Delta e1(\Delta e2)$ 通过量化因子 k_e 、 $k_{ec1}(k_{ec2})$ 进行模糊化处理以便于模糊控制器工作。

按照模糊控制器标准化设计的需要，将 $e(k)$ 、 Δe 的论域 X, Y 设定为 $[-6,6]$ 之间的连续变化量，并使之离散化构成 7 个整数元素的离散集合： $\{-6,-5,-4,-3,-2,-1,0,1,2,3,4,5,6\}$ ，再将其分成 7 个等级的模糊语言变量：正大(PL),正中(PM),正小(PS),零(ZO),负小(NS),负中(NM),负大(NL)。

语言变量的模糊子集通过隶属度函数来定义，输入变量隶属度函数选为三角形。其中 $\Delta e1$ 、 $\Delta e2$ 隶属度函数为对称三角形，由于 $e(k)$ 在最大功率点两侧不对称，因此它的隶属度函数采用不对称三角形。为了便于非对称模糊控制的实现和系统的可靠运行，输出变量 ΔD 的隶属度函数采用梯形函数，如图 2.11 所示。



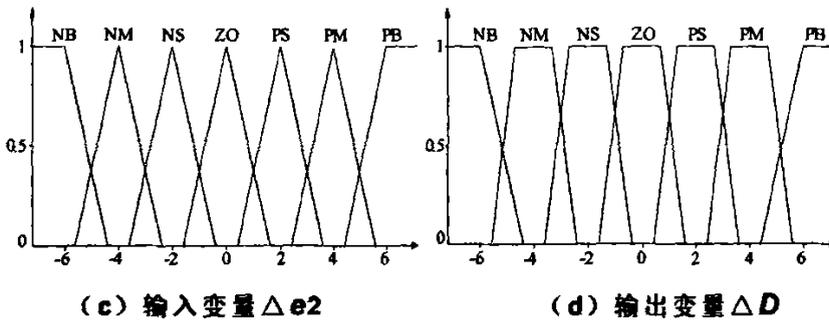


图 2.11 非对称模糊控制的隶属度函数

3、非对称模糊控制规则的建立

模糊控制规则的实质是将已知的控制经验加以总结得到模糊控制语句的集合，其建立的原则是能够满足系统对静态和动态的要求。

在最大功率点跟踪控制中，非对称模糊控制规则的原则是：

★ 当光伏器件工作点离最大功率点较远时应加大扰动步长，使其能够快速向最大功率点移动；

★ 当光伏器件工作点接近最大功率点时应逐步减小扰动步长避免引起输出功率的振荡。

本系统采用二维模糊控制器，即以光伏器件输出功率对电压的变化 $e(k)$ ，工作电压误差与最大功率点工作电压的比值 Δe_1 ， $e(k)$ 的变化 Δe_2 作为非对称模糊控制器的输入变量（其中 $e(k)$ 、 Δe_1 用于光伏系统最大功率点左侧的控制， $e(k)$ 和 Δe_2 用于 MPP 右侧的模糊控制）；以 MPPT 控制电路功率器件的占空比变化量 ΔD 作为非对称模糊控制器的输出变量。这种设计充分考虑了光伏器件在最大功率点两侧的不同特性，使系统的输出功率能够快速、稳定的跟踪日照变化。

二维模糊控制器可用以下条件语句描述控制规则为：

“如果 A 且 B 则 C”

据此，可得非对称模糊控制器的控制规则：

规则 1: 如果光伏器件的输出功率变化与输出电压的变化比值 $e(k)$ 为正大 (PB), 且光伏器件输出电压变化 $\Delta e1$ 为正大 (PB), 则占空比调节量 ΔD 为负大 (NB);

规则 2: 如果光伏器件的输出功率变化与输出电压的变化比值 $e(k)$ 为正大 (PB), 且光伏器件输出电压变化 ΔV 为正中 (PM), 则占空比调节量 ΔD 为负中 (NM);

.....

按照同样的方法可列出每一种情况下的控制规则, 表 2.6 是所有非对称模糊的控制规则。

表 2.6 非对称模糊控制规则表

$\Delta e1$	$e(e>0)$			
	ZO	PS	PM	PB
NB	NS	NS	NM	NS
NM	NS	NS	NS	NB
NS	ZO	ZO	NS	NB
ZO	ZO	ZO	NS	NS
PS	ZO	NS	NS	NB
PM	NS	NS	NS	NB
PB	NS	NS	NM	NB

$\Delta e2$	$e(e<0)$			
	NB	NM	NS	ZO
NB	PB	PB	PM	PM
NM	PB	PM	PM	PS
NS	PM	PS	PS	ZO
ZO	PM	PS	ZO	ZO
PS	PM	PS	PS	ZO
PM	PB	PM	PM	PS
PB	PB	PM	PM	PS

设: A_i — e 模糊子集; B_j — Δe 的模糊子集; C_{ij} — ΔD 的模糊子集

采用 Mamdani 推理方法, 则非对称模糊控制规则 R_{ij} 的推理关系式为:

$$R_{ij} = (A_i \times B_j) \times C_{ij} \tag{2.13}$$

其中符号“ \times ”是非对称模糊集合的直积运算符。由上式可得模糊控制的规则集为：

$$R = U(A_y \times B_y) \times C_y \quad (2.14)$$

4、反模糊化

当模糊变量 e 、 Δe 为规范化论域内的某一值时，对应输出控制量的模糊集 C^* 为：

$$C^* = (A^* \times B^*) \circ R \quad (2.15)$$

其中符号“ \circ ”是非对称模糊集合的合成运算符。该值是一个模糊量不能直接控制 MPPT 电路，需将其转换为精确量，这个转换过程称为反模糊化。常用的反模糊化方法有最大准则法（Max）、最大隶属度平均法（MoM）和重心法（COA），本文采用重心法进行反模糊判断^[36]，其计算公式如下：

$$\Delta D = \frac{\sum_{k=1}^7 \Delta D_k \mu_c(\Delta D_k)}{\sum_{k=1}^7 \mu(\Delta D_k)} \quad (2.16)$$

本系统最大功率点跟踪控制通过 DSP 芯片实现：事先将模糊控制表存入 DSP 中，系统采样得到输入变量后将其模糊化再根据该表得到占空比的调节量。关于非对称模糊控制的仿真及具体实验请查阅本章第六节的内容。

2.5 双模式 MPPT 控制方法的研究

本文 2.4 节提出的非对称模糊 MPPT 控制方法虽然具有良好的控制效果，但是设计、实现比较复杂，实际运用中为了获得满意的控制效果，就要对隶属度函数和控制策略进行反复调整。因此本文又提出了一种设计简单、控制效果良好的 MPPT 控制方法：双模式最大功率

点跟踪控制方法。该方法结合了短路电流法和扰动观察法的优点，具有跟踪外部环境变化快，最大功率点处无振荡现象，对光伏器件利用率高的优点。此外，日照变化剧烈情况下该方法不会失去 MPPT 控制的能力。

2.5.1 工作原理

1、短路电流法特性

短路电流法是固定参数法的一种。它利用光伏器件在最大功率点时的工作电流 I_{MPP} 与电池短路电流 I_s 的近似比例 ($I_{MPP} \approx k \times I_s$) 关系对系统的输出功率进行控制。在获得光伏器件短路电流后，通过控制 MPPT 电路使光伏器件的输出电流等于 I_{MPP} 便可使光伏器件近似输出最大功率^[37]。由于短路电流法利用的比例关系会随光伏器件结温及其它条件的变化而变化，因此即使光伏器件的输出电流等于 I_{MPP} ，其输出功率通常也不会达到最大。此外，不同于光伏器件最大功率点的工作电压相对稳定，光伏器件的短路电流随日照变化而变化，因此为满足不同日照情况下的 MPPT 控制，必须不断对光伏器件的短路电流进行采样。传统短路电流的采样采取瞬间将光伏器件短路的方法获得，因此对系统运行存在干扰，降低了对光伏器件的利用效果。由于 I_{MPP} 和 I_s 的比例关系始终成立，因此该方法即使在日照突变情况下也不会失去对最大功率点跟踪的控制能力。

综上所述，电流短路法虽然控制精度较差，但是在日照变化情况下不会失去 MPPT 控制能力。

2、双模式 MPPT 控制的原理

(1) 控制思想

通过上述分析我们可以知道：扰动观察法在日照稳定情况下 MPPT 控制效果较好，对光伏器件的利用效果较高，但存在最大功率点处功率振荡的现象。此外，在日照突变情况下会失去对 MPPT 的控制能力。短路电流法控制精度差，但是在外部环境突变情况下，仍能使光伏器件输出功率跟踪日照的变化。为了使光伏发电系统能够快速响应日照

变化,且能充分发挥光伏器件的作用,本文提出了将短路电流法和扰动观察法结合运用到 MPPT 电路控制中的新方法,即:双模式 MPPT 控制方法^[38]。

当外部环境变化时,光伏器件的短路电流会发生变化,由于短路电流法利用 $I_{MPP} \approx k \times I_s$ 进行光伏器件输出功率的控制,因此只要知道 I_s 就能使光伏器件的输出功率重新接近最大功率点。当系统实现短路电流法的控制目标后,通过小步长扰动观察法使光伏器件的工作点继续向最大功率点移动,最后稳定工作在最大功率点。

在双模式最大功率点跟踪控制方法中,由于不必考虑日照变化情况下最大功率点的跟踪速度,因此扰动观察法中扰动步长 ΔD 的选取以能否使系统稳定工作在最大功率点、减小最大功率点的功率振荡为主要标准。

(2) 短路电流在线获取

传统的光伏器件短路电流 I_s 采样过程对系统运行存在干扰,因此会降低系统的效率并使控制变得复杂^[31],这也是短路电流法采用较少的的原因。由图 2.4、表 2.4 可以看出光伏电池在最大功率点左侧的大部分区间内工作电流基本等于 I_s ,因此我们只需使系统工作在偏离最大功率点左侧一定的区间内就可以得到电池的短路电流,此时光伏器件的输出功率也不会跌落很多。该方法无需将电池短路,从而减小了 I_s 采样对系统正常运行的干扰。在得到电池短路电流后就可以根据 $I_{MPP} \approx k \times I_s$ 的关系对系统进行初步的最大功率点跟踪控制。

2.5.2 双模式 MPPT 控制方法的实现

从上面分析可知双模式 MPPT 控制方法工作主要分为三步:

- ① 短路电流 I_s 的在线计算;
- ② 根据 I_s 进行初步控制,使光伏器件工作在最大功率点附近;
- ③ 对 MPPT 控制电路继续施加小步长扰动,使光伏器件的输出功率进一步上升,最后稳定运行在最大功率点处。

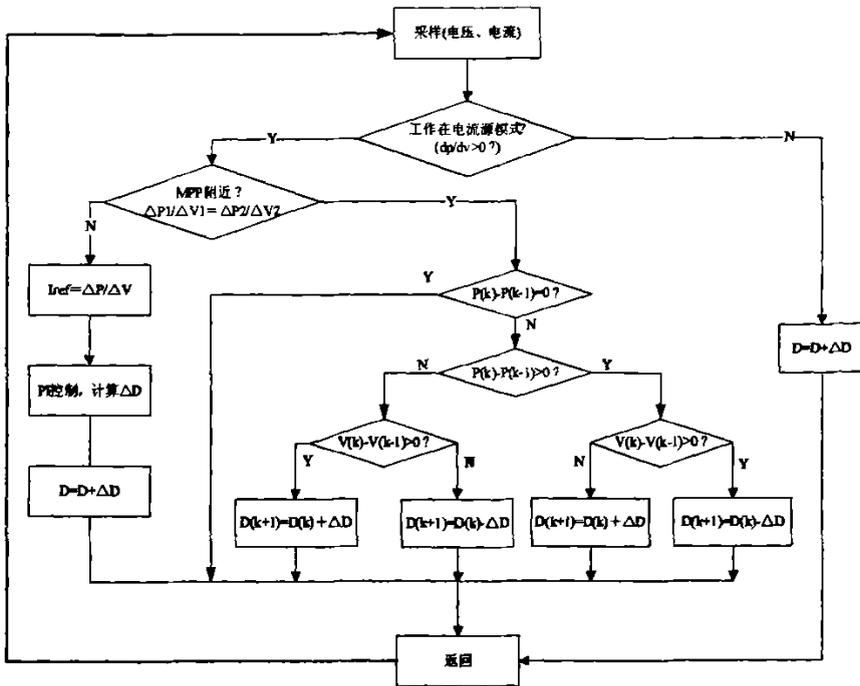


图 2.12 双模式最大功率点跟踪控制框图

图 2.12 是双模式最大功率点跟踪控制方法的工作流程图，其具体工作过程如下：

(1) 对光伏器件输出电压 V 、输出电流 I 进行采样，并计算出 $\Delta P_k / \Delta V_k$ ；

(2) 根据 $\Delta P_k / \Delta V_k$ 的符号判断光伏器件工作在最大功率点左侧还是右侧，然后根据光伏器件的工作状态采取不同的控制方法；

① 当 $\Delta P_k / \Delta V_k < 0$ 时，表明光伏器件工作在最大功率点右侧，此时系统通过改变 MPPT 电路开关的占空比，使光伏器件工作在最大功率点左侧。

② 当 $\Delta P_k / \Delta V_k > 0$ 时，表明光伏器件工作在最大功率点左侧。根据采样得到光伏器件的输出电压 V 、输出电流 I 通过计算得到 k 时刻光伏器件的短路电流 $I_k = \Delta P_k / \Delta V_k$ 及 $k+1$ 时刻光伏器件的短路电流 $I_{k+1} = \Delta P_{k+1} / \Delta V_{k+1}$ ，并比较两次电流的误差 ΔI_k ；

★ 如果 ΔI_k 在误差范围内，那么 I_k 近似等于短路电流，将该电流用于 MPP 的短路电流控制；

★ 如果 ΔI_k 超过规定范围，同时 $\Delta P_k / \Delta V_k > 0$ 表明系统工作在最大功率点左侧且靠近最大功率点处，此时采用小步长扰动观察法进行控制。

上述过程不断重复直到光伏器件输出功率两次采样的误差 ΔP 近似等于零。由于扰动步长较小，因此日照稳定情况下，功率振荡现象基本消除。

2.6 仿真研究与实验验证

2.6.1 仿真结果

本章针对传统 MPPT 控制方法中存在的缺点，提出了两种新的 MPPT 控制方法：非对称模糊 MPPT 控制方法和双模式 MPPT 控制方法。为验证这两种方法的有效性，基于 Matlab 软件对其进行日照稳定和日照变化两种条件下的仿真。本实验仿真所用的光伏阵列最大输出功率为 120W，开路电压 63V，MPPT 控制电路采用 BOOST 升压电路，其具体参数见表 2.7。

表 2.7 电路仿真参数

器件名称	输入滤波电感	输入滤波电容	输出电容	开关器件工作频率	阻性负载阻值
参数大小	2mH	200uF	2200uF	20KHz	200 Ω

图 2.13 是传统对称模糊扰动观察法控制方法下光伏器件输出功率的仿真波形，该模糊控制器的设计与文献^[21]相同。从图中可以看出，在日照稳定的情况下，光伏器件的输出功率基本稳定，对日照变化的跟踪速度较快。但是由于模糊控制器的设计没有充分考虑光伏器件的特性，因而仍有轻微功率振荡现象。

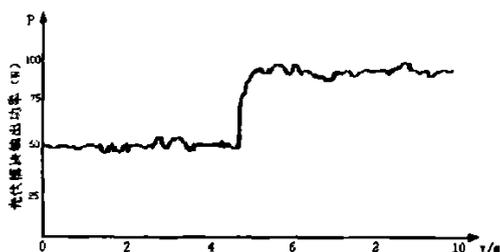


图 2.13 对称模糊 MPPT 控制下光伏器件输出功率仿真波形

图 2.14 是非对称模糊 MPPT 控制方法下光伏器件输出功率的仿真波形。从图中可以看出：采用非对称模糊 MPPT 控制方法后，光伏器件输出功率振荡的现象基本消除且对日照变化的跟踪速度较快。



图 2.14 非对称模糊 MPPT 控制下光伏器件输出功率仿真波形

图 2.15 是双模式 MPPT 控制方法下光伏器件输出功率的仿真波形。从图中可以看出：该方法能够快速响应外部环境的变化，且在日照稳定环境下有效减小了功率振荡现象。



图 2.15 双模式 MPPT 控制方法仿真波形

2.6.2 实验结果

在上述工作的基础上，本文构建了基于 DSP 控制的 BOOST 升压电路实验系统。图 2.16 为该实验系统的电路原理图，其主要由光伏模块、BOOST 电路、DSP 控制器和相关采样电路构成。

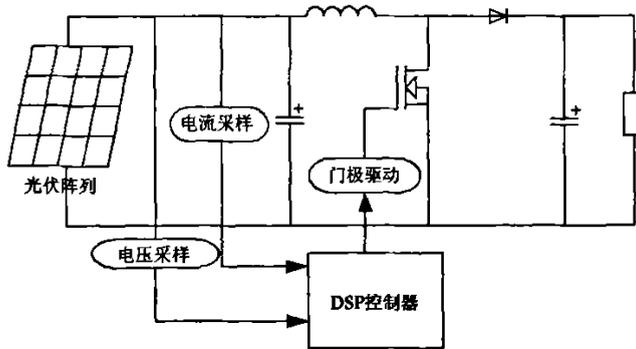


图 2.16 实验装置电路原理图

实验所用的光伏阵列由三块同型号的光伏模块串联构成，光伏模块参数峰值输出功率为 60W，开路工作电压 21V，MPPT 对应工作电压 17V。BOOST 电路相关参数见表 2.8。

表 2.8 BOOST 电路参数

器件名称	输入电感	输入电容	功率管型号	开关频率
参数型号	2.5mH	220uF	IRF640B	20KHz

1、非对称模糊控制实验

本控制系统非对称模糊控制器由 TI 公司的 TMS320LF2407A DSP 芯片实现。光伏模块的输出电压和输出电流信号经检测后送到非对称模糊控制器，控制器对电压、电流信号进行处理后，输出 BOOST 电路开关器件占空比的调节，这个过程反复进行直到系统工作在最大功率点。

图 2.17 是光伏电池输出功率在外部环境发生突变情况下的实验结果。从实验结果可知：

①当外界环境相对稳定时，非对称模糊控制具有良好的稳定性，能使系统稳定工作在最大功率点附近；

②当外部环境突变时，系统能够快速、准确的跟踪外部环境的变化，使系统始终输出最大功率，具有良好的快速性。

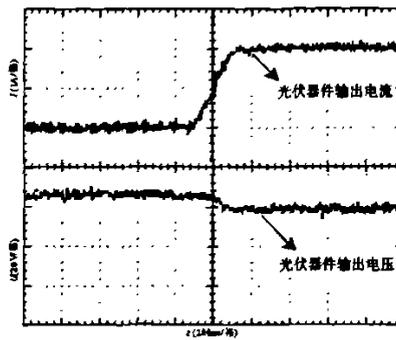


图 2.17 日照强度突变非对称模糊 MPPT 控制实验波形

2、双模式 MPPT 控制方法实验

图 2.18 是双模式控制方法下光伏器件的输出波形。

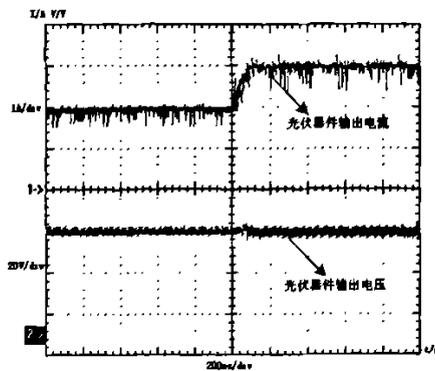


图 2.18 日照强度突变时双模式 MPPT 控制实验波形

在双模式 MPPT 控制方法下, 光伏器件的输出电流和输出电压均没有振荡, 只存在一定的波动, 因此该方法可基本消除光伏器件输出功率在最大功率点附近的功率振荡。同时该方法在日照突变情况下, 能使光伏器件迅速重新工作在最大功率点。

上述实验表明, 本文提出的两种 MPPT 控制方法均能快速响应日照变化, 同时在日照稳定时功率波动明显减弱。

表 2.9 是本文提出的两种 MPPT 控制方法与常用的 MPPT 控制方法在抑制功率振荡方面的比较。从该表可以看出, 非对称模糊 MPPT 控制方法效果最好, 双模式 MPPT 控制方法优于定步长扰动观察法, 但最大功率波动高于传统的对称模糊控制。

表 2.9 日照稳定时输出功率最大波动量

最大波动量 输出功率	非对称模糊控制	对称模糊控制	双模式控制	扰动观察法
稳态输出功率 60W	3%	5%	5%	9%
稳态输出功率 150W	6%	11%	14%	21%

2.7 本章小结

(1) 光伏器件的输出功率是外部环境如日照强度、电池结温和负载的非线性函数, 在光伏发电系统的工作过程中需不断调节 MPPT 控制电路, 使光伏器件与负载得到阻抗匹配以输出最大功率。

(2) MPPT 跟踪控制目前常用的方法主要有固定参数法、扰动观察法、增加电导法及模糊控制法, 它们各有自己的优缺点。

(3) 对称模糊控制在扰动观察法中的应用, 由于模糊控制器输入函数及隶属度函数不能充分反映光伏器件的工作特性, 因此无法得到理想的控制效果。本章据此提出了一种非对称模糊 MPPT 控制方法, 该方法可快速、稳定的跟踪日照变化, 并使光伏器件稳定工作在最大功率点附近。

(4) 针对非对称模糊 MPPT 控制方法设计复杂的缺点, 本章结合短路电流法与小步长扰动观察法提出了对光伏器件 MPPT 控制的新方法: 双模式 MPPT 控制方法。该方法能快速跟踪日照变化且减小了光伏器件在最大功率点处的振荡现象。

(5) 本章对所提出的两种 MPPT 控制方法通过 DSP 控制的 BOOST 升压电路进行实验。实验结果表明了两种 MPPT 控制方法在日照稳定和日照突变情况下均能较好的实现 MPPT 控制, 基本消除了最大功率点处的功率振荡现象, 且对日照的变化有良好的快速跟踪能力。

第三章 孤岛效应检测方法的研究

所谓孤岛效应 (Islanding) 是指分布式能源并网发电系统中, 市电因人为切断或出现故障而停止向负载供电时分布式能源继续并网工作, 从而使电网局部负载仍处于供电状态^[23]。由于光伏发电系统与电网并联工作时, 电网会因为故障、设备检修或者操作失误等原因停止工作, 也就是说孤岛效应是光伏并网发电系统中普遍存在的一个问题。因此准确、及时的检测出孤岛效应是光伏并网发电系统设计中的一个关键性问题^[39]。

本章首先介绍了国际通行的孤岛效应检测标准, 其次分析了目前常用的被动式孤岛检测方法和主动式孤岛检测方法的工作机理及适应范围。在此基础上本文提出了一种新颖的用于孤岛效应检测的方法: 周期扰动正反馈有源频率偏移法。该方法可有效避免有源频率偏移法在孤岛效应检测中因逆变器负载性质导致检测失效的问题, 并可提高孤岛效应的检测速度、缩小检测盲区。仿真及实验结果表明本文提出的新方法对不同性质的负载均能快速检测出孤岛现象的发生。

3.1 孤岛效应概述

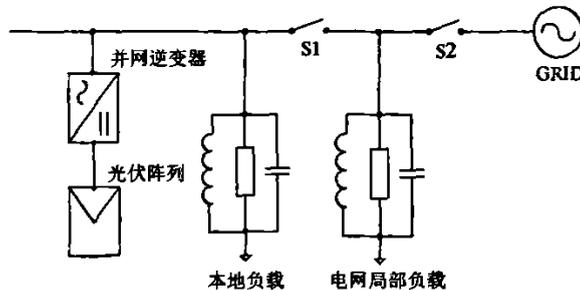


图 3.1 光伏发电系统与电网连接示意图

图 3.1 是光伏发电系统与电网并联工作的示意图, 如图所示: 电网正常工作情况下, 相当于开关 S1、S2 均闭合, 电网和光伏发电系统同时向图中逆变器负载和电网负载供电; 电网突然停止工作时, 相当

于开关 S1 闭合, S2 打开, 此时光伏发电系统继续向逆变器负载和局部电网负载供电, 那么将会导致下列情况发生^[40]:

★ 光伏发电系统功率较小, 如果电网停止工作会失去对光伏发电系统输出电能的平衡控制能力, 系统输出电能质量下降;

★ 危害到电力维护人员或用户的人身安全;

★ 当市电突然恢复时, 光伏发电系统与电网相位不同步造成的冲击电流会损坏发电装置和设备;

★ 影响电网保护开关的动作, 造成不必要的损失;

★ 因单相光伏并网发电系统继续供电, 造成系统三相负载欠相工作。

3.2 孤岛效应检测的标准与特性分析

3.2.1 孤岛效应的检测标准

随着包括光伏并网发电在内的分布式能源的快速发展, 国际标准制定委员会 21 (Standards Coordinating Committee 21, SCC21) 发布了分布式能源并网及孤岛效应检测的相关标准: IEEE Std. 929—2000 技术标准 (IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems) 和 IEEE Std.1547-2003 技术标准 (IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems)。这两个技术标准对光伏并网发电各项指标和孤岛效应的检测作了详细的规定^[23, 41]。由于目前国内缺乏相关的标准, 因此本文实验均以此为标准, 并对标准中规定的电网的电压、频率进行修改以符合我国电网的情况。为简单起见, 下文将上述两个标准统称为并网标准。

表 3.1、3.2 是并网标准规定的电网电压和频率异常时光伏系统切断与电网连接的最大响应时间。此外, 该并网标准还根据逆变器输出功率及其负载情况, 给出了相关的孤岛效应检测标准, 如表 3.3 所示。表中 Q 为负载的品质因数; η 用于表明逆变器输出功率与负载的有功功率误差, 其中 P_{INV} 为逆变器输出功率, P_{LOAD} 为负载上的有功功率。 Q 、 η 的定义如下:

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}; \quad \eta = \left| \frac{P_{INV} - P_{LOAD}}{P_{INV}} \right|$$

表 3.1 电网电压异常定义及响应时间 (110V)

电压范围 (标准电压的百分比)	最大允许响应时间 (电网周期)
V < 50%	6
50% ≤ V < 88%	120
110% < V < 120%	120
V ≥ 120%	6

表 3.2 并网系统频率异常响应时间 (60Hz)

分布式系统容量	频率范围 (Hz)	最大允许响应时间 (s)
≤ 30kW	> 60.5	0.16
	< 59.3	0.16
> 30kW	> 60.5	0.16
	< (59.8~57.0)	0.16 到 300 可变
	< 57.0	0.16

表 3.3 孤岛效应检测时间

品质因数 Q	功率误差 η	最大允许响应时间
< 0.95	η < 50%	10 个电网周期
	η > 150%	
> 0.95	50% < η < 150%	2 秒钟

3.2.2 孤岛效应特性分析

逆变器与电网连接时功率流动情况如图 3.2 所示，其中变量名称及符号如下表所示， L_r 、 C_r 和 R 是逆变器的等效负载。

P ——逆变器输出有功功率

ΔP ——电网正常时逆变器输送到电网的有功功率

Q ——逆变器输出无功功率

ΔQ ——电网正常时逆变器输送到电网的无功功率

U_g ——电网电压

U_i ——逆变器输出端电压

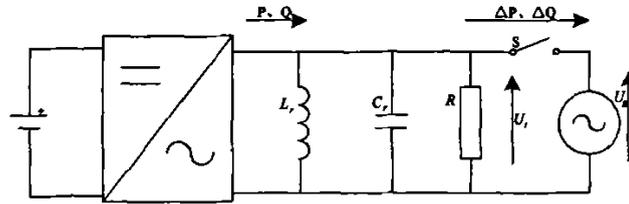


图 3.2 逆变器输出功率流动示意图

1、电网正常工作

如图 3.2 所示，电网正常工作状态下，相当于开关 S 闭合。光伏并网发电系统输出的有功功率 P 、无功功率 Q 的一部分提供给等效负载，另外一部分有功功率 ΔP 、无功功率 ΔQ 传递给电网。根据逆变器输出功率与负载功率平衡的关系有公式 3.1、3.2 存在，其中 ω_g 为电网电压的角频率^[42]。

$$\frac{U_g^2}{R} = P - \Delta P \quad (3.1)$$

$$\left[\frac{1}{\omega_g L_r} - \omega_g C_r \right] U_g^2 = Q - \Delta Q \quad (3.2)$$

2、电网停止工作

如图 3.2 所示：电网突然断电时，相当于开关 S 断开。由于 S 关断前后逆变器输出的有功功率 P 、无功功率 Q 近似保持不变，根据功率平衡的关系可得到：

$$\frac{U_i^2}{R} = P \quad (3.3)$$

$$\left[\frac{1}{\omega_i L_r} - \omega_i C_r \right] U_i^2 = Q \quad (3.4)$$

其中 ω_i 是逆变器输出电压的角频率。根据逆变器输出有功功率的平衡关系，结合式 3.1、3.3 可得：

$$\frac{\Delta P}{P} = 1 - \frac{U_g^2}{U_i^2} \quad (3.5)$$

根据逆变器输出无功功率平衡的原理，结合公式 3.2、3.4 可以推出：

$$\frac{\omega_i U_g^2}{\omega_g U_i^2} = \frac{Q - \Delta Q + Q_c}{Q + Q_c \frac{\omega_i U_i^2}{\omega_g U_g^2}} \quad (3.6)$$

式中 Q_c 是谐振电路中谐振电容 C_r 的无功功率，其大小为： $Q_c = \omega_g C_r U_g^2$ 。结合公式 3.5、3.6 可以得到：

$$\frac{\omega_i \Delta P}{\omega_g P} - \frac{\Delta Q}{Q} = \left[\frac{\omega_i^2}{\omega_g^2} - 1 \right] \frac{Q_c}{Q} + \frac{\omega_i}{\omega_g} - 1 \quad (3.7)$$

公式 3.5、3.7 表明孤岛效应发生时，逆变器的输出电压频率及幅值与逆变器输出的有功功率、无功功率有关。

3、特性分析

如图 3.2 所示：当逆变器并网工作时，如果逆变器输出的有功功率全部落在局部负载 R 上，此时 ΔP 等于零。当孤岛效应发生时，从公式 3.5 可以看出 $U_g = U_i$ ，逆变器输出电压保持不变。如果 ΔP 、 ΔQ 均为零，那么公式 3.7 可转换为式 3.8：

$$\left(\frac{\omega_i}{\omega_g} - 1 \right) \left(\frac{Q_c}{Q} \left(\frac{\omega_i}{\omega_g} + 1 \right) + 1 \right) = 0 \quad (3.8)$$

由公式 3.8 可得 $\omega_g = \omega_i$ 。

上述分析表明：电网停止工作时，如果逆变器并网运行时全部能量均提供给了局部负载，逆变器输出电压、频率均没有变化；反之，逆变器输出电压或频率在电网断电前后会发生变化。根据电压、频率的改变即可判断出是否发生孤岛效应。这也是被动式孤岛效应检测法的工作原理。

3.3 常用孤岛检测方法比较

孤岛效应检测方法主要分为被动式和主动式两种。被动式孤岛检测方法通过检测逆变器的输出是否偏离并网标准规定的范围（如电压、频率或相位），判断孤岛效应是否发生。其工作原理简单，实现容易，但在逆变器输出功率与局部负载功率平衡时无法检测出孤岛效应的发生。主动式孤岛检测方法是指通过控制逆变器，使其输出功率、频率或相位存在一定的扰动。电网正常工作时，由于电网的平衡作用，这些扰动检测不到。一旦电网出现故障，逆变器输出的扰动将快速累积并超出并网标准允许的范围，从而触发孤岛效应的保护电路。该方法检测精度高，检测盲区（Non-detection Zone, NDZ）小，但是控制较复杂且降低了逆变器输出电能的质量^[43, 44]。

3.3.1 被动方法

被动式孤岛效应检测方法的工作原理上节已经进行了分析。当电网发生故障时，除逆变器的输出电压、输出频率外，其输出电压的相位、谐波均会发生变化。因此被动式孤岛效应检测法可以对逆变器上述输出的变化进行检测以判断电网是否发生故障。

1、电压、频率检测

光伏并网发电系统并网运行过程中，除了要防止孤岛效应的发生，还要保证逆变器输出电压与电网同步，因此对电网电压幅值、频率要不断进行检测，以防止出现过压、欠压、过频或欠频等故障，所以对电压、频率进行检测的被动式孤岛检测方法只需利用已有的检测参数进行判断，无需增加检测电路。该方法最大的缺点在于逆变器输出功率与负载功率平衡时，电网断电后逆变器输出端电压和频率均保持不变，从而出现孤岛检测的漏判。

2、相位检测

逆变器输出电压相位检测方法原理与电压、频率检测方法相似：电网出现故障时，光伏发电系统逆变器所带的负载阻抗会发生变化，导致电网故障前后逆变器输出电压和输出电流相位发生变化，系统根据相位的变化情况即可判断电网是否出现故障。

由于电网中感性负载较普遍，因此该方法在孤岛效应检测中的效果优于电压、频率检测方法。但是当负载为阻性负载或电网断电前后负载阻抗特性保持不变时，该方法就失去了孤岛检测能力^[45]。

3、谐波检测

谐波检测方法是指当电网出现故障停止工作时，由于失去了电网的平衡作用，光伏发电系统输出电流在经过变压器等非线性设备时将会产生大量的谐波，根据谐波的变化情况便可判断电网是否处于故障状态。实验研究及实际应用表明：该方法具有良好的检测效果，但是由于目前电网中存在大量的非线性设备，谐波变化复杂，因此很难确定一个统一的用于孤岛效应检测的谐波标准^[46, 47]。

上述三种方法是目前较为常用的被动式孤岛检测方法，在实际中均有一定的应用。但是由于被动式孤岛检测方法对逆变器输出功率与负载功率是否匹配有较高的要求，因此存在较大的检测盲区。

3.3.2 主动方法

孤岛效应主动检测法是指在逆变器运行过程中，控制其使之输出存在周期性扰动。电网正常时，因电网的平衡作用逆变器的输出仍和电网保持一致，扰动量不起作用；电网发生故障时，这些扰动量逐步累计直至超过并网标准规定的范围，从而检测出电网发生故障。目前主动检测法主要有三种：逆变器输出功率扰动法、逆变器输出电压频率扰动法和滑动频率移动法^[45]。

1、输出功率扰动法

输出功率扰动法是通过控制逆变器输出功率，使光伏发电系统输出的有功功率发生周期性变化。当孤岛效应发生时，逆变器输出端电压由于功率扰动出现电压变化，从而反映出孤岛效应发生与否。实际应用中，为尽量减少该方法对逆变器输出功率的影响，通常在 N 个工频周期中控制逆变器使其在一个或半个周波区间输出的功率低于正常值或为零，输出功率扰动法工作过程如图 3.3 所示^[46]。

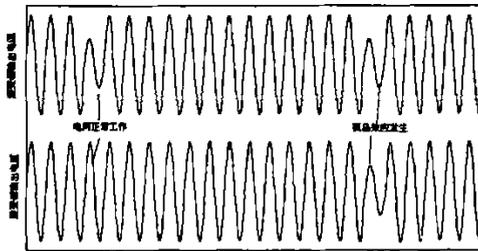


图 3.3 有功功率扰动法工作原理示意图

随着光伏发电的发展，局部电网中光伏并网发电系统的数目会越来越多，如图 3.4 所示。在这种情况下，孤岛效应发生时功率扰动对逆变器输出电压的影响会变弱。假设局部电网中某一个光伏并网发电系统采取有功功率扰动作为孤岛效应的检测方法，其扰动功率为该逆

变器正常运行时输出功率的 50%，对于含有 N 个功率相同的光伏发电系统的局部电网来说，该系统造成的电压波动为 $0.5/N$ 。随着 N 的增加，功率扰动法造成的电压波动越来越小，甚至低于电网电压的正常波动。由此可见，输出功率扰动法要想在局部电网获得较好的检测效果，就要求同一电网中相当数目的光伏发电系统采用输出功率扰动的方法，且功率扰动严格同步，这在实际应用中是不现实的。另外，如果电网内存在较大的非线性负载，当电网停止工作时非线性负载会向负载供电，这样便减弱了功率扰动法对孤岛效应的检测效果。

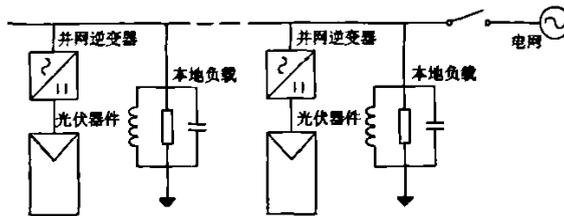


图 3.4 具有多个光伏发电系统的局部电网

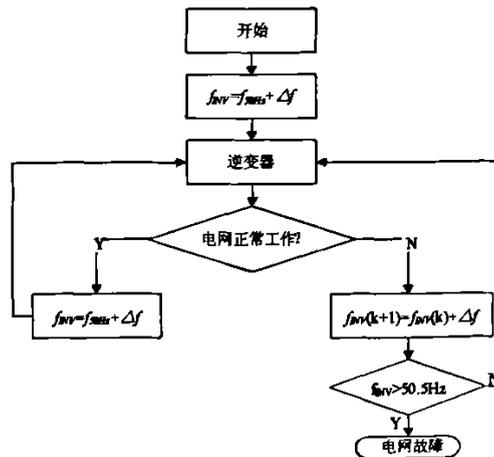


图 3.5 AFD 孤岛检测方法控制原理图

2、输出频率扰动法

与输出功率扰动法相比对逆变器电压的输出频率进行扰动是一种更为有效的孤岛效应检测方法^[47]。有源频率漂移法（Active frequency

drift, AFD) 是目前一种常见的输出频率扰动孤岛效应检测方法。该方法控制原理如图 3.5 所示。图中 f_{50Hz} 为电网电压频率, f_{INV} 为逆变器输出端电压的频率, Δf 为控制系统设定的频率扰动量。

有源频率漂移法的工作原理如下:

①系统通过控制逆变器使其输出电压的频率与电网电压的频率存在一定的误差 Δf (Δf 在并网标准允许范围内);

②当电网正常工作时, 由于锁相环电路的矫正作用, 逆变器输出电压频率与电网电压频率的误差 Δf 始终在一个较小的范围内;

③当电网出现故障时, 逆变器输出端电压的频率 f_{INV} 将发生变化, 在逆变器下一个工频周期内, 系统将以 f_{INV} 为基准, 然后加上设定的频率误差 Δf 去控制逆变器输出电压的频率, 从而导致逆变器输出电压的频率与电网电压的频率误差进一步增加。该过程不断重复, 直至逆变器输出电压的频率超出并网标准的规定, 从而触发孤岛效应的保护电路动作, 切断逆变器与电网的连接。

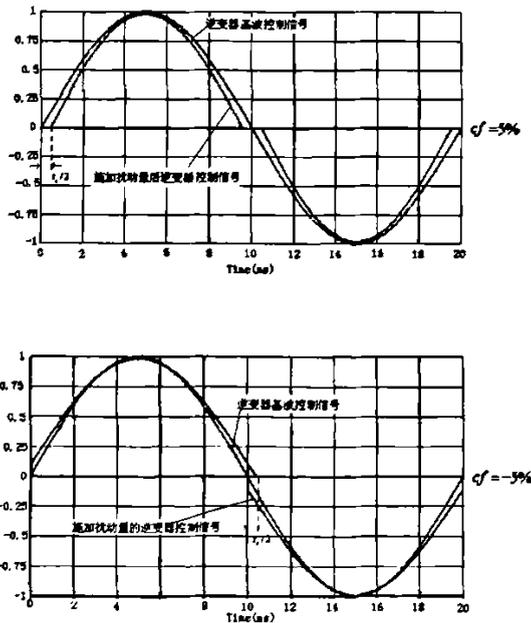


图 3.6 AFD 方法中电网电压与施加扰动量后逆变器输出电压波形

有源频率扰动法中频率扰动波形如图 3.6 所示。图中曲线为一个工频周期的电流波形及其扰动控制信号，图的纵坐标为电流的标么值，横坐标为时间。设定有源频率扰动法中电压为零的时段为 t_z ，它与基波电压半个周期 T_{grid} 的比值称为扰动信号（chopping fraction, cf ），那么有公式 3.9 存在。

$$cf = t_z / T_{grid} \quad (3.9)$$

主动式频率孤岛效应检测的另一种方法是滑动频率移相法（Slip-mode frequency-shift, SMS）。该方法与有源频率漂移法工作原理类似，不同之处在于该方法是对逆变器输出电压的相位进行扰动^[45]。

这两种主动式频率检测方法在局部电网具有多个分布式能源系统时，仍能有效的检测出孤岛现象的发生，但在 RLC 负载情况下，会因谐振频率的干扰造成孤岛效应的漏判。

3.3.3 其它方法

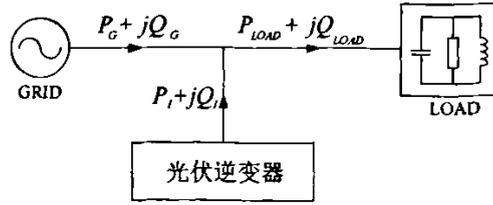
孤岛效应检测除了上述普遍采用的被动法和主动法，还有一些逆变器外部的检测方法。如“网侧阻抗插值法”，该方法是指电网出现故障时在电网负载侧自动插入一个大的阻抗，使得网侧的阻抗突然发生显著变化，从而破坏系统功率平衡，造成电压、频率及相位的变化。

此外，还可以利用电网系统的故障信号进行控制。一旦电网出现故障，电网侧自身的监控系统就向光伏发电系统发出控制信号，以便能够及时切断分布式能源系统与电网的并联运行。这两种孤岛检测方法需要电力部门配合，此外与前面两类方法相比增加了设备开支^[3]。

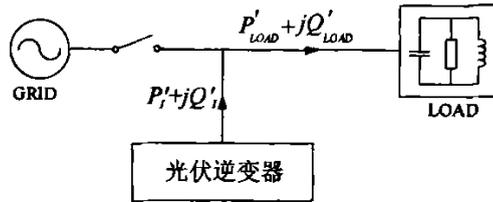
3.4 周期扰动 AFDPF 方法的研究

3.4.1 负载性质对 AFD 方法的影响

光伏并网发电系统正常工作和孤岛效应发生时的功率流动情况如图 3.7 所示。



(a) 电网正常



(b) 电网断电

图 3.7 光伏并网发电系统功率流向图

其中：

P_I ——光伏并网发电系统输出的有功功率

Q_I ——光伏并网发电系统输出的无功功率

P_G ——电网输出的有功功率

Q_G ——电网输出的无功功率

P_{LOAD} ——负载上的有功功率

Q_{LOAD} ——负载上的无功功率

ΔP ——光伏并网发电系统与电网间的有功功率误差

ΔQ ——光伏并网发电系统与电网间的无功功率误差

ω_i ——逆变器工作角频率

ω_G ——电网工作角频率

该电路中负载为 RLC 并联负载,因此当孤岛效应发生时负载中 LC 的电抗等于:

$$\operatorname{Im}[Z_{LC}] = \frac{\omega_i L}{1 - \omega_i^2 LC} \quad (3.10)$$

其中 ω_i 为孤岛效应发生时逆变器输出电压的频率。同时 LC 的电抗还可以用逆变器输出有功功率和无功功率来表达:

$$\operatorname{Im}[Z_{LC}] = \frac{R \cdot P_i}{Q_i} \quad (3.11)$$

结合式 3.10 和 3.11 可得:

$$\omega_i^2 - \frac{Q_i}{RC P_i} \omega_i - \frac{1}{LC} = 0 \quad (3.12)$$

RLC 并联负载的品质因数 q 为:

$$q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.13)$$

由式 3.12 可得到发生孤岛效应时逆变器输出电压的频率函数为:

$$\omega_i \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \left(\frac{1}{2} \frac{Q_i}{q P_i} + 1 \right) \quad (3.14)$$

由式 3.14 可以得知:当孤岛现象发生时,逆变器输出电压的频率与逆变器输出的有功功率、无功功率及负载的性质有关。如果 Q_i 为负,表明负载为容性负载,孤岛效应发生时逆变器输出端电压频率将下降;反之 Q_i 为正,逆变器输出端电压频率将上升^[48]。

研究结果表明:孤岛效应发生时,逆变器负载的性质对逆变器输出电压的频率存在影响^[47, 49]。实验表明:系统采用有源频率扰动法来检测孤岛效应,由于逆变器负载性质不同,在扰动信号大小和方向相同时,其输出电压的频率会发生以下变化(假设扰动信号 cf 为 5%):

①阻性负载时，逆变器输出电压频率变化方向会随扰动频率的方向变化；

②容性负载时，逆变器输出端电压的频率较阻性负载时低；

③感性负载时，逆变器输出端电压的频率较阻性负载时高。

3.4.2 AFD 方法的缺陷

有源频率扰动孤岛检测法具有检测速度快，检测盲区小的特点。该方法检测效果的好坏与 cf 值大小有关：当孤岛效应发生时， cf 越大，系统对孤岛效应检测的效果越好，但是较大的 cf 会降低逆变器输出电能的质量。因此如何选择 cf 的大小使其既能保证逆变器的输出电能满足并网要求，又不降低孤岛效应的检测效果成为有源频率扰动法研究中的一个重要问题。

研究认为有源频率扰动法中，如果 cf 在 $\pm 5\%$ 内时，逆变器输出电能的谐波能够满足并网标准的相关要求且基本满足孤岛检测的要求^[47]。为了使系统更快的检测出电网故障，研究人员提出了正反馈有源频率漂移法 (Active frequency drift with positive feedback, AFDPF)^[50]，在该方法中 cf 满足下式：

$$cf_k = cf_{k-1} + F(\Delta\omega_k) \quad (3.15)$$

式中 cf_{k-1} 是逆变器上一个周期的扰动信号， cf_k 是本周期扰动信号， $F(\Delta\omega_k)$ 是根据逆变器输出电压频率的变化情况施加的反馈信号， cf 的初始值选为 5% ，以保证逆变器输出电能的质量。正反馈有源频率漂移法的工作过程如下：

① 电网正常时，由于逆变器输出电压的频率不变， cf 保持不变；

② 当电网出现故障时，逆变器输出电压的频率因扰动信号 cf 的作用与电网电压的频率产生误差；

③ 由于 $F(\Delta\omega_k)$ 的反馈作用，逆变器下一个周期输出电压的频率与电网电压的频率误差更大；

④ 步骤③不断重复，逆变器输出电压的频率迅速上升，最后超出并网标准标准的要求。

与传统的 AFD 方法相比，该方法提高了孤岛效应发生时的检测速度。

从 3.4.1 的分析可知：当孤岛现象发生时，逆变器的负载性质对逆变器输出电压的频率有一定的影响。有源频率扰动法中，无论传统的 AFD 方法还是 AFDPF 方法，扰动信号 cf 均按一个方向对逆变器输出电压的频率进行扰动。当电网发生故障且负载性质不同时，逆变器输出电压的频率变化方向有可能与扰动信号方法相反，这会导致逆变器输出电压频率误差积累较慢从而延长孤岛检测时间。特殊情况下，负载对逆变器输出电压频率的平衡作用会抵消频率扰动的作用，这种情况下会出现孤岛效应的漏判。

3.4.3 周期性扰动 AFDPF 方法的提出

为避免因负载性质造成 AFD 孤岛效应检测方法效果下降，本文在原有的 AFDPF 方法的基础上提出了周期性扰动 AFDPF 孤岛效应检测方法。

1、工作原理

所谓周期性扰动 AFDPF 孤岛效应检测方法是指在电网正常工作情况下，周期性不间断的对逆变器输出电压进行正反两个方向的频率扰动，以消除负载性质对单一频率扰动方向的平衡作用。

图 3.8 是周期性扰动 AFDPF 孤岛效应检测方法的控制原理框图。图中 $cf1$ 、 $cf2$ 是两个不同方向的扰动信号分别等于 5%、-5%； $\Delta f1$ 、 $\Delta f2$ 分别是施加扰动信号 $cf1$ 、 $cf2$ 后，逆变器输出电压频率与电网电压频率的误差； f_{grid} 是并网标准规定的允许频率。

该方法工作时， $cf1$ 、 $cf2$ 轮流对逆变器输出电压频率进行扰动，并比较 $\Delta f1$ 、 $\Delta f2$ 的大小。当孤岛效应发生时，选择 Δf 较大的扰动信号 cf 为基准，然后对其施加正反馈，如公式 3.16 所示：其中 Δcf 为反馈

信号。在此方法控制下，逆变器输出频率变化加快，从而在较短的时间内超出并网标准的规定，触发保护电路，切断电网与逆变器的连接。

$$cf_{k+1} = cf_k + \Delta cf \tag{3.16}$$

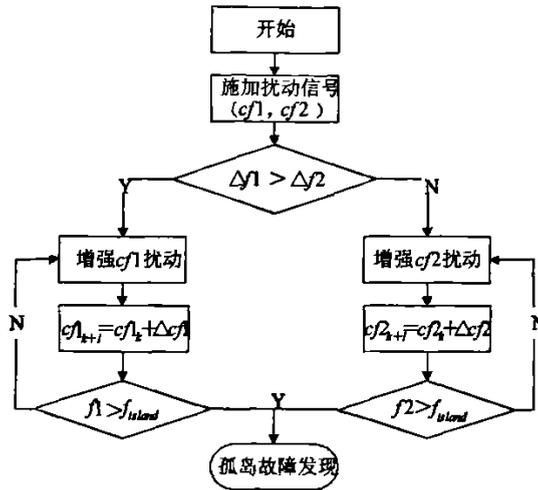


图 3.8 周期扰动 AFDPF 孤岛效应检测方法

2、工作过程

为了能够更清楚的了解本方法的工作过程，下面以容性负载为例，描述该方法的具体工作过程（假设系统正常工作时电网突然停电）：

① 初始扰动信号 $cf1$ 为 5%：在 $cf1$ 的扰动下逆变器输出电压的频率应增加，但由于容性负载会降低逆变器输出电压的频率，因此逆变器输出电压的频率变化低于扰动信号，即 $|\Delta f1| < |cf1|$ ；

② 初始扰动信号 $cf2$ 为 -5%：逆变器输出电压的频率受干扰信号的作用应降低，由于容性负载的原因，逆变器输出电压的频率变化大于扰动信号，即 $|\Delta f2| > |cf2|$ ；

③ 因 $|\Delta f2| > |\Delta f1|$ ，选择 $cf2$ 为下一步反馈加强信号，继续对逆变器输出电压的频率施加扰动；

④ $f2 < f_{grid}$ ，系统判断电网出现故障，切断逆变器与电网的连接。

上文分析表明：采用周期性扰动 AFDPF 检测方法后，当孤岛效应发生时，对于任何性质的负载，逆变器输出电压的频率总会出现明显的变化，从而消除了采用固定方向 cf 有源频率漂移法对负载的依赖性。同时，系统对产生频率误差较大的扰动信号 cf 施加正反馈使频率误差进一步扩大，从而缩小了检测盲区，提高了孤岛效应的检测效果。

3.4.4 仿真研究

为了验证本文提出的周期性扰动 AFDPF 孤岛检测方法的有效性，在 Matlab 软件下对其进行仿真，仿真模型见图 3.9。模型的中间部分为两级式逆变器，它由 BOOST 升压电路和全桥逆变器构成，这里用 inverter 表示，图上方为周期扰动 AFD 孤岛检测方法的控制框图，图下方的 Manual Switch 为手动开关，用于模拟电网断电。如果系统检测到电网停止工作便会发出信号控制 Breaker 切断电网与逆变器的连接。

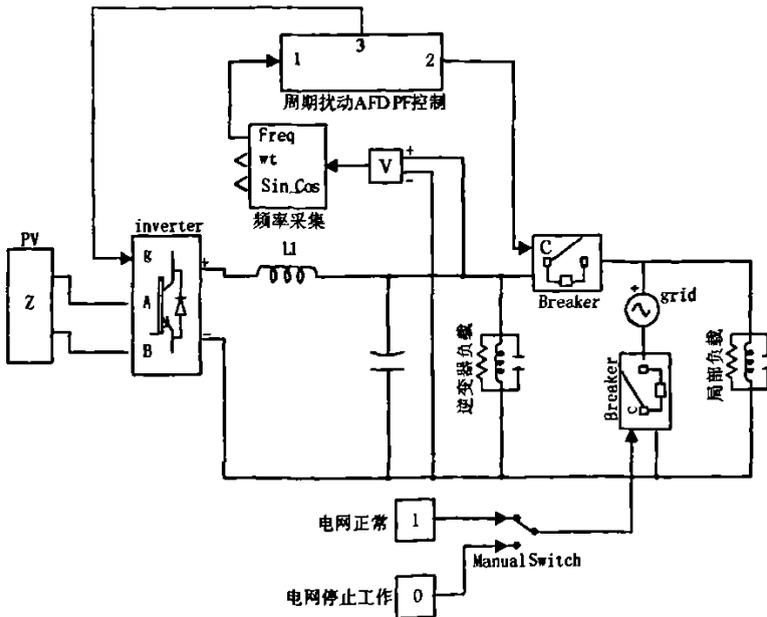


图 3.9 周期扰动 AFDPF 法仿真模型

图 3.10 为阻性负载条件下,逆变器在周期扰动正反馈 AFD 方法控制下输出电压的频率变化的仿真结果。

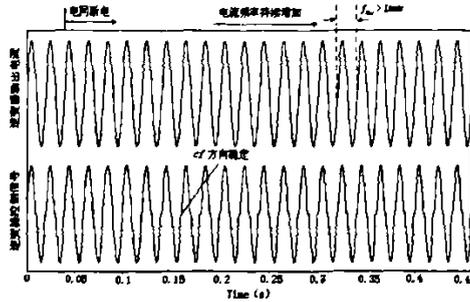


图 3.10 孤岛效应检测仿真波形

仿真结果表明:

① 电网正常工作时,扰动信号对逆变器输出电压的频率没有影响;

② 孤岛效应发生时,在扰动信号作用下逆变器输出电压的频率发生变化: cf 为 5% 时逆变器输出电压频率变化为 0.14Hz, cf 为 -5% 时逆变器输出电压的频率变化为 0.08Hz, cf 为 5% 时逆变器输出电压的频率误差较大,因此系统选择正的 cf 为扰动方向,如图 3.11 所示。

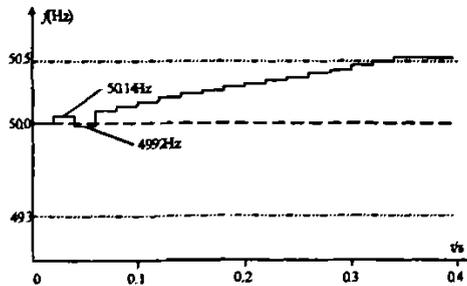


图 3.11 周期扰动 AFDPF 法逆变器输出电压频率变化仿真波形 ($\Delta Q/P=0$)

由图 3.11 可以看出孤岛效应发生后:

① 控制系统首先要比较不同扰动信号的扰动效果并选定扰动方向,该过程需要 2 个工频周期 (0.04s);

②进行 cf 的正反馈控制 ($\Delta cf=0.2cf$)，经过 14 个工频周期后，逆变器输出电压的频率超过并网标准的规定 50.5Hz (0.28s)；

③为了确保频率误差为孤岛效应所造成，逆变器继续工作 6 个工频周期。如果逆变器输出电压频率仍大于并网标准的规定，则系统判断孤岛效应发生。(IEEE Std.1547-2003 标准规定：当逆变器输出频率超出允许频率后，逆变器仍需工作 6 个周期)。

上述分析表明：系统从电网发生故障到有效判断出孤岛效应的发生共需 0.42s，满足并网标准对孤岛效应检测的要求。

非线性负载条件下的系统工作与上述过程相似。图 3.12、3.13 分别为感性负载和容性负载条件下逆变器输出电压的频率变化情况，从图中可以看出，孤岛效应发生时，逆变器输出电压的频率变化大小和方向不同，根据频率变化，系统选择适当的 cf 进行下一步的控制，见表 3.4。

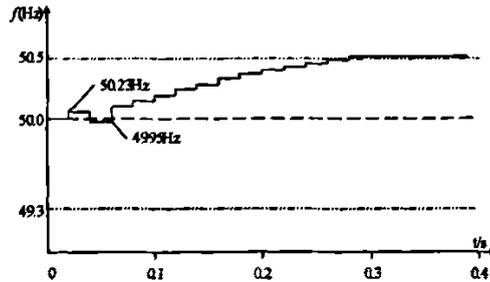


图 3.12 周期扰动 AFDPF 法逆变器输出电压频率变化仿真波形 ($\Delta Q/P=5\%$)

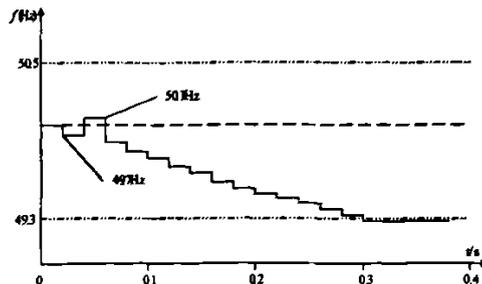


图 3.13 周期扰动 AFDPF 法逆变器输出电压频率变化仿真波形 ($\Delta Q/P=-5\%$)

表 3.4 不同负载情况下仿真数据

负载性质	扰动方向	检测时间 (s)
Q=0	+	0.42
$\Delta Q/P=5\%$	+	0.38
$\Delta Q/P=-5\%$	-	0.3

3.4.5 实验结果

为了验证所提方法的有效性，将其在阻性负载和感性负载条件下分别进行了实验，实验平台见第五章。图 3.14 是感性负载情况下，当发生孤岛效应发生时逆变器的频率变化情况。

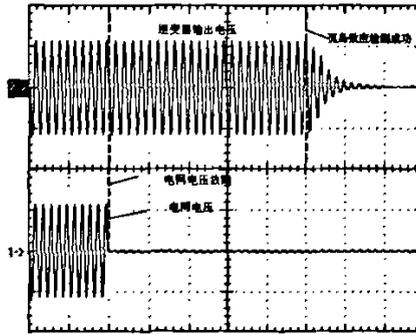


图 3.14 有源频率漂移法实验波形 ($\Delta Q/P=5\%$)

不同性质负载情况下逆变器输出电压的频率变化情况如图 3.15、3.16 所示。扰动信号的方向及孤岛效应检测时间见表 3.5。实验结果表明：在周期性扰动正反馈 AFD 控制方法下，系统对于非线性负载的孤岛检测时间比阻性负载有所缩短，这说明负载性质对扰动信号存在一定的影响。与传统的 AFD 检测方法相比，周期性扰动 AFDPF 孤岛效应检测方法由于采用不同方向的扰动信号，克服了负载性质对扰动信号的平衡作用，增强了逆变器输出电压的频率变化。在此基础上施加的正反馈控制，使孤岛效应的检测时间加快，从而达到良好的检测效果。该方法的缺点是对频率测量要求较高，增加了硬件的成本。

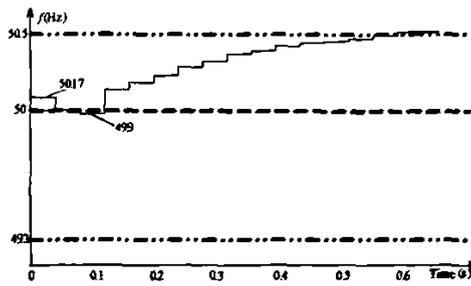


图 3.15 周期扰动 AFDPF 逆变器输出电压频率变化实验波形 ($\Delta Q/P=0$)

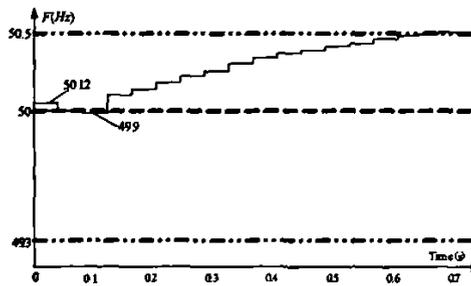


图 3.16 周期扰动 AFDPF 逆变器输出电压频率变化实验波形 ($\Delta Q/P=5\%$)

表 3.5 不同负载情况下实验比较

负载性质	扰动方向	检测时间 (s)
$Q=0$	+	0.56
$\Delta Q/P=5\%$	+	0.48

受实验条件限制，本方法在局部电网含有多个分布式能源系统情况下的效果有待实验验证。

3.5 本章小结

(1) 对孤岛效应发生后，逆变器输出电压及频率变化的特性进行定性分析。分析结果表明：当逆变器输出功率与负载不平衡时，电网突然停电会引起逆变器输出电压及频率的变化，因此可根据逆变器输

出电压及频率的变化进行孤岛现象的检测；当逆变器输出功率与局部负载平衡时，逆变器输出电压及频率均保持不变。

(2) 对孤岛效应检测常见的方法进行比较和分析。目前孤岛效应的检测方法主要有被动式和主动式两种。被动式检测方法可根据逆变器输出电压、频率、相位及谐波的变化对孤岛效应进行检测，其实现容易，能够检测出功率不平衡情况下的孤岛现象，但在功率平衡情况下，被动式检测方法失去检测能力。主动式检测方法主要有功率扰动法及频率扰动法，功率扰动法在局部电网具有多个分布式能源系统的情况下检测效果较差，但总的来说主动式检测方法对孤岛效应的检测效果优于被动式。

(3) 针对 AFD 孤岛效应检测方法实际应用中检测效果受负载性质影响，从而导致检测时间延长的缺点，本文提出了一种新的孤岛效应检测方法：周期性扰动 AFDPF 方法。该方法通过采用不同方向的扰动信号消除了传统 AFD 方法对负载的依赖性，实验表明本文提出的新的孤岛检测方法具有检测速度快，检测盲区小的优点。

第四章 单相光伏并网发电系统设计

通过以上各章的分析研究和本章对常见光伏发电系统拓扑结构的分析,本文设计了一套基于 DSP 的 200W 单相两级式光伏并网发电系统。该系统主要由 BOOST 升压电路、全桥逆变器及相关控制、采样电路构成。其结构简单,工作可靠,主要用于 MPPT 控制、孤岛效应的检测、逆变器并网工作等控制策略的验证和实施。本章最后以该系统为基础在多种天气情况下进行并网实验,积累了大量的实验数据和经验,为今后进一步的研究和工作奠定了基础。

4.1 常见光伏发电系统逆变器拓扑

根据功率级数光伏并网发电系统的逆变器可分为单级结构和两级结构。本节主要就几种常见逆变器的结构和工作原理进行分析并对它们的优缺点进行比较,据此设计本系统的逆变器。

4.1.1 单级式逆变器

所谓单级式逆变器是指在一个功率环节中实现 MPPT 控制、DC—AC 逆变的光伏功率变换器^[30]。根据逆变器的功率器件数目单级式逆变器可分为四管单级式逆变器和六管单级式逆变器;根据是否有电气隔离又可分为带电气隔离的单级式逆变器和不带电气隔离的单级式逆变器。图 4.1 是一种有变压器隔离的四管单级式逆变器。

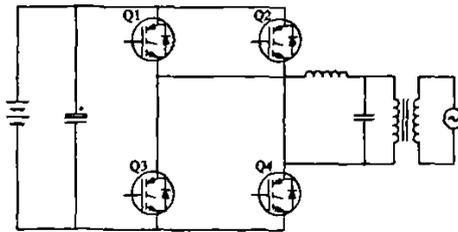


图 4.1 带工频变压器的单级式逆变器图

从图中可以看出整个逆变器由全桥逆变器、工频升压变压器构成。其结构简单,系统效率高^[51]。由于逆变器与电网通过变压器连接,因

此可用于光伏器件输出电压较低的系统。但由于采用工频变压器，因此逆变器体积大，系统笨重。如果光伏阵列输出电压足够高，逆变器输出可直接与电网连接，这种情况下可取消变压器。

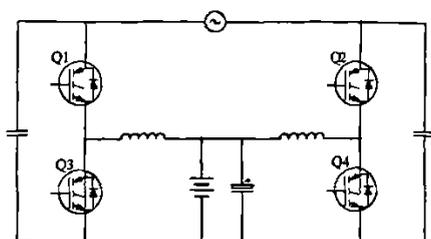


图 4.2 无隔离变压器单级式逆变器

图 4.2 是一种无电气隔离的四管单级式逆变器。由图可以看出该逆变器由两个相同的 BOOST 变换器并联构成，每个 BOOST 电路输出带直流偏置的无极性正弦半波，两个 BOOST 电路输出电压的相位相差 180° 且共同作用在负载上，从而获得完整的正弦输出电压^[52]。由于该电路取消了隔离变压器，因而体积、重量均大幅下降。此外，该电路具有升压作用，因此对光伏器件的输出电压要求降低。

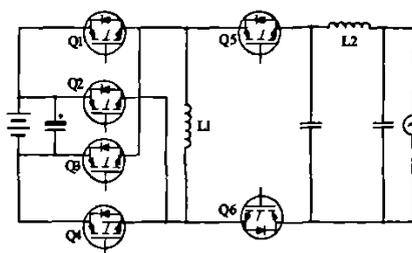


图 4.3 无隔离变压器六管单级式逆变器

图 4.3 是一种无隔离变压器的六管单级式逆变器。该逆变器由两个相同的 BUCK-BOOST 电路构成。为了获得交流输出电压，电感 $L1$ 两端电压方向每半个工频周期改变一次，再经 $Q5$ 、 $Q6$ 控制后在负载上获得正弦输出电压。该逆变器结构简单且具有升压作用，可用于集成式逆变器^[53]。

由上述分析可知，单级式逆变器结构简单，但使用时受光伏器件输出电压的限制。由于系统直流母线与电网之间没有能量解耦环节，因此光伏器件工作易受电网频率的影响，其输出功率存在 100Hz 的扰动，影响了光伏器件的输出功率。为了减小 100Hz 扰动对光伏器件输出功率的影响，直流母线电容容量通常较大。此外，由于单级式逆变器要在一个功率环节内实现 MPPT 控制和逆变并网，控制对象较多且相互耦合，增加了控制器的设计难度。

4.1.2 两级式逆变器

由于单级式逆变器存在较多的缺点且对光伏器件的输出电压有一定的要求，因此目前光伏并网发电系统普遍采用两级式逆变器结构。两级式电路可以实现光伏器件最大功率点跟踪与逆变器并网工作的独立控制，避免了逆变器并网工作对光伏器件输出功率的影响，因此对 MPPT 控制及逆变器的控制比较容易。两级式逆变器根据电能变化情况可分为 DC-DC-AC 模式和 DC-AC-DC-AC 模式^[53]。

1、DC-DC-AC 模式

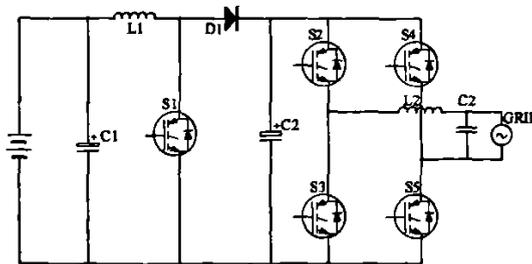


图 4.4 无隔离变压器两级式逆变器

图 4.4 是一种常用的 DC-DC-AC 拓扑结构，它由 BOOST 电路和全桥逆变电路构成。BOOST 电路负责最大功率点跟踪控制和升压；全桥逆变器将直流电变为交流电并与电网并联工作。该电路所采用的拓扑均为成熟电路，简单可靠，但是电路输出没有电气隔离，在某些要求隔离的场合不宜使用。

2、DC-AC-DC-AC 模式

由于光伏器件的输出功率受日照变化的影响，经过 DC-DC 环节后会影响到直流母线电压的稳定。为了维持直流母线电压的稳定，逆变器也可采用 DC-AC-DC-AC 结构。

如图 4.5 DC-AC-DC-AC 逆变器所示，该电路由两个全桥逆变器、高频变压器 T1 和整流电路构成。逆变器输入的电能经逆变、升压、整流、再逆变四个环节将光伏器件输出的直流电转为交流电。电路中所有开关均高频动作，因此变压器 T1 和滤波器的体积均较小。该拓扑的缺点是所用元件较多，功率级数较多且因功率器件均高频工作，所以整机效率较低^[53]。

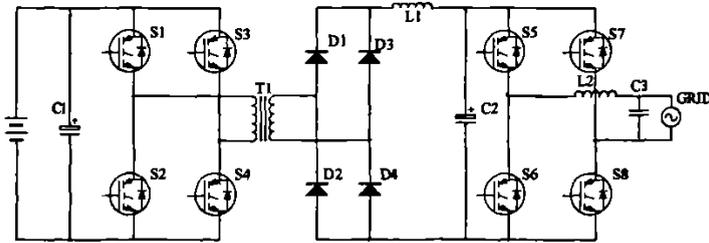


图 4.5 具有直流滤波环节的多级逆变器

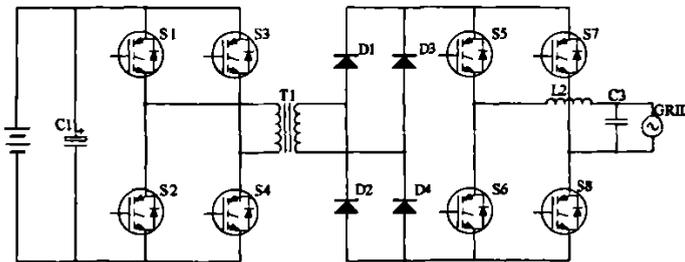


图 4.6 并网逆变器输入为无极性正弦半波的多级逆变器

图 4.6 的电路与图 4.5 相似，不同之处在于其取消了直流滤波环节，整流后并网逆变器输入端电压为频率 100Hz 的无极性正弦半波，因此并网逆变器的功率器件可工作在工频，开关损耗降低，但输出滤波器体积随之增大^[54]。

4.1.3 单级式逆变器和两级式逆变器特性对比

表 4.1 单级式逆变器和两级式逆变器比较

名称 特性	单级		两级
	无隔离	带隔离	
结构	较复杂	较简单	较复杂
效率	高		低
控制难易	控制参数相耦合, 控制较难		控制参数独立, 控制容易
对光伏器件 利用效果	效果较差		效果好

表 4.1 是对以上两种形式拓扑结构特性的比较, 从该表及上述分析可得知:

①.单级式逆变器虽然结构简单、成本低、效率高, 但是在日照剧烈变化的情况下, 光伏器件的输出电压波动会影响系统工作的稳定性。此外, 逆变器的工作对光伏器件的输出功率存在 100Hz 的干扰, 降低了光伏器件的输出功率。该逆变器控制系统设计复杂, 通常仅用于功率较小或对成本控制要求较高的光伏并网发电系统。

②.两级式逆变器功率级数多, 整机效率低于单级式逆变器, 但是可有效减小逆变器工作对光伏器件输出功率的影响。此外, 光伏器件的输出电压经前级电路控制后变得稳定, 对逆变器的工作影响减小。因此控制器的设计相对简单, 更适用于光伏发电系统。

4.2 单相光伏并网发电系统的设计

4.2.1 基于 DSP 的光伏并网发电系统

本节将介绍本文设计的用于 180W 光伏阵列的两级式单相光伏并网发电系统的设计与实现如图 4.7 所示^[3, 55]。主要包括系统的构成、基

于 TI 公司 TMS320F2407 DSP 控制芯片的控制系统设计、系统数据的采集和主要保护电路的设计，系统如图 4.8 所示。

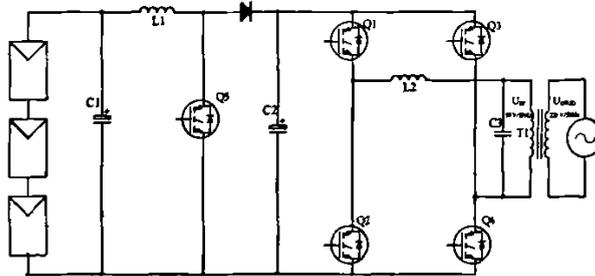


图 4.7 光伏发电系统拓扑结构

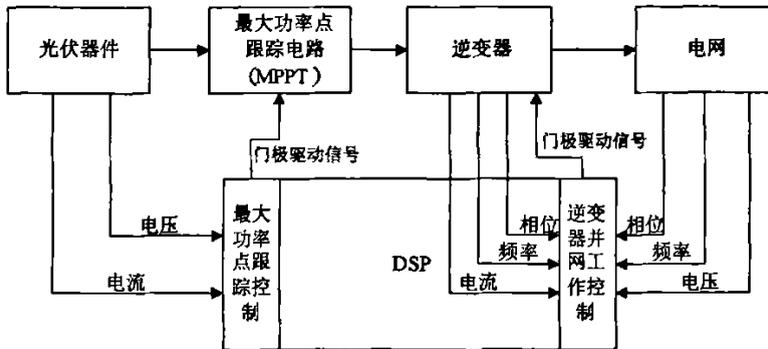


图 4.8 光伏发电系统控制框图

1、系统结构

整个系统主要由光伏阵列、BOOST 电路、全桥逆变器、工频升压变压器构成，如图 4.7 所示。工作流程大致如下：

本实验所使用的光伏阵列由 3 个模块串联构成。光伏阵列的最大输出功率为 180W，最大功率点工作电压约为 49V。由于光伏器件的输出电压较低，虽经 BOOST 电路升压后，逆变器的输出电压仍不能满足并网的要求，因此在逆变器与电网之间增加了一个工频升压变压器以提高系统的输出电压。需要指出的是：本系统所有功率器件均按照直接并网的要求设计，容量按照 1kW 系统设计，在光伏阵列输出功率 1kW

时，该工频变压器改为 1:1 的隔离变压器。系统主要电气设备参数见表 4.2。

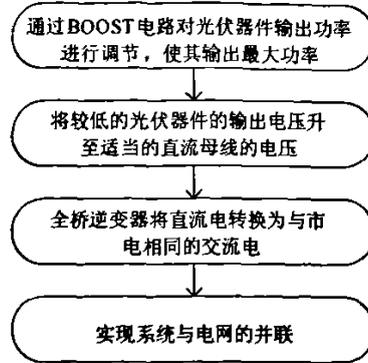


表 4.2 单相并网光伏发电系统主要电气设备参数

名称	参数与指标
光伏阵列	3×60W 开路电压 66V 短路电流 4.2A 最大功率点处工作电压 49V 工作电流 3.5A
光伏阵列输出端电容	1000uF/100V
BOOST 滤波电感	2.5mH
直流母线电容	3×470uF/450V
逆变器滤波器参数	滤波电感：3mH 滤波电容：10uF

2、基于 DSP 的控制电路设计

由前面分析可知，光伏并网发电系统控制精度高，需控制的参数多，且电网发生故障时需及时切断逆变器与电网的连接，因此整个系统对控制的快速性有较高的要求。本文选择 TI 公司的 TMS320F2407A 芯片作为系统控制的核心，其快速的运算能力、强大的功能及众多的端口为整个系统的控制设计提供了一个良好的平台。

DSP 在光伏并网发电系统的控制中主要实现以下功能：

★ 光伏阵列的 MPPT 控制：使光伏器件在各种环境下始终稳定工作在最大功率点；

★ 逆变器的倍频控制（开关器件工作频率为 20KHz）：在不增加开关损耗的情况下，可以有效减小滤波器的体积；

★ 数字锁相环的实现：保证光伏并网发电系统逆变器输出与电网严格同步，避免环流故障的发生；

★ 孤岛效应的检测：当电网出现故障时及时切断逆变器与电网的连接，避免设备损坏、人身伤亡事故；

★ 外部输入数据的 AD 转换：采集光伏并网发电系统控制所需的各种数据用于系统控制；

★ 人机接口及系统状态显示：方便系统控制及故障检测并使控制更加直观（参见表 4.3）。

表 4.3 键盘命令及系统工作状态指示信号

器件名称	键盘（指示）内容
按键 1	启动 DSP
按键 2	系统工作在独立工作模式
按键 3	系统工作在并网工作模式
LED1	DSP 启动
LED2	直流母线电压正常
LED3	独立工作模式
LED4	并网工作模式
LED5	电网停止工作（孤岛效应指示）

系统控制中 DSP 会产生多路驱动信号，由于 DSP 驱动能力较弱，因此本系统将 DSP 输出的驱动信号先经过 74HC373 锁存器锁存缓冲再驱动相应的器件。

3、数据采样

为了实现光伏并网发电系统的正常运行，需要对系统中多个电气参数进行实时采样，采样信号参见表 4.4。

表 4.4 系统采样信号明细表

名称	实际值	采样值	采样器件
PV 输出电压	0~70V	0~2.5V	电压霍尔
PV 输出电流	0~4.5A	0~2.5V	电流霍尔
直流母线电压	0~200V	0~2.5V	电压霍尔
逆变器 瞬时输出电压	-350V~350V	-5~5V	电压互感器
逆变器 瞬时输出电流	-1.3A~1.3A	-2.5~2.5V	电流互感器
电网瞬时电压	-350V~350V	-5~5V	电压互感器
逆变器 输出电流相位	-180° ~ 180°	0~50000 (DSP 定 时器计数器值)	电流互感器
电网电压相位	-180° ~ 180°	0~50000 (DSP 定 时器计数器值)	电压互感器

根据采样信号的种类可将采样元件分为霍尔传感器、交流互感器两种，分别用于直流信号和交流信号的采集。图 4.9 是系统所用采样信号及其作用的示意图。

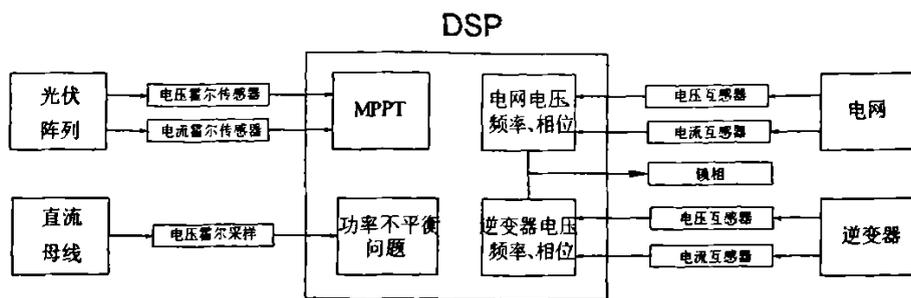


图 4.9 光伏并网发电系统信号采集示意图

为保证霍尔元件的测量精度，采样过程中应仔细计算限流电阻的大小，同时为保证测量的稳定性，建议限流电阻的功率大于实际计算功率的四倍。本系统所用电压、电流霍尔型号分别为 VSM025A 和 CSM025A，具体参数见表 4.5。

表 4.5 VSM025A、CSM025A 霍尔主要参数表

VSM025A		CSM025A	
测量电压	10~500V	原边额定输入电流	6~25A
副边额定输出电流	25mA	副边额定输出电流	25mA
电源电压: ±12~±15V (DC)			
初级内阻	380Ω	初级内阻	<1.25 mΩ
次级内阻	50Ω	次级内阻	110Ω

实验中所用的电压互感器规格为：220V/5V(1W)，电流互感器规格为：初级 1T，次级 100T。图 4.10 是交流采样信号处理的电路图。互感器采样后的信号经处理后一路送至 DSP 的 AD 端口用于逆变器输出功率的控制；另一路送到 DSP 的 CAPTURE 端口用于频率、相位的计算以实现数字锁相。因 DSP 端口输入电压的限制，所有送到 DSP 的测量信号均不能超过 3.5V，实际工作中的电压幅值均不超过 3V。

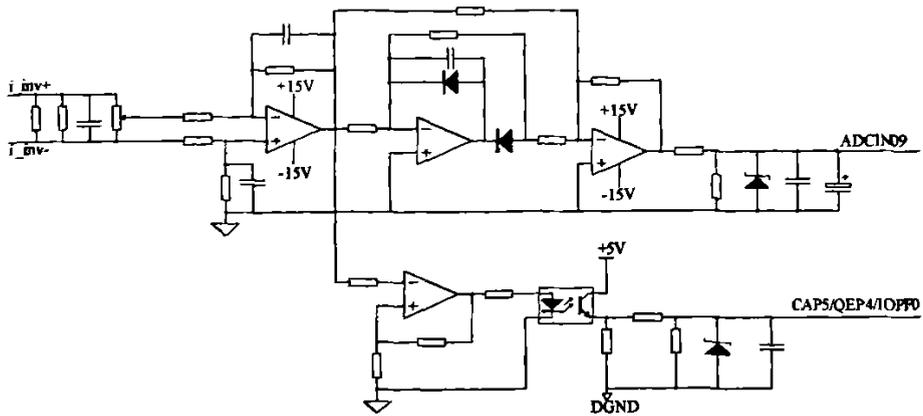


图 4.10 交流信号采样处理电路

4、过流保护

系统逆变器的过流保护电路如图 4.11 所示，它用于防止因过流故障造成的逆变器功率器件损坏。T 为电流互感器，它将逆变器的工作电流采样后进行整流再与逆变器允许的最大工作电流进行比较，一旦出现过流，比较器的输出电平变高，该信号通过锁存器、高速光耦 6N137 送到 74HC373 的使能端，封锁逆变器的驱动信号输出使逆变器停止工作。

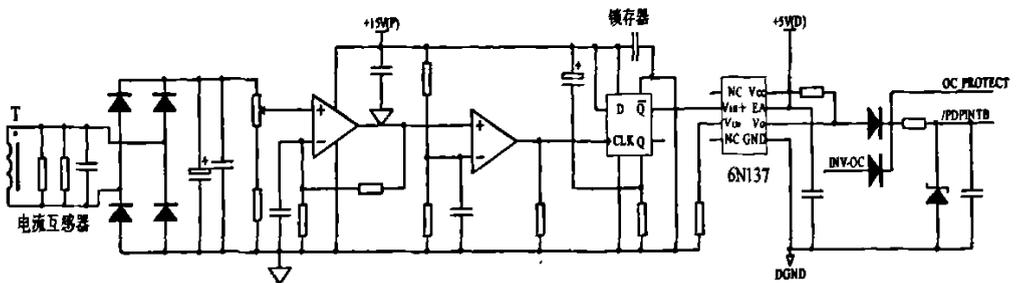


图 4.11 逆变器过流保护原理图

4.2.2 光伏并网发电系统的工作流程

光伏发电系统并网工作时的流程如图 4.12 所示，主要包括系统启动、并网过程、并网运行三个过程。

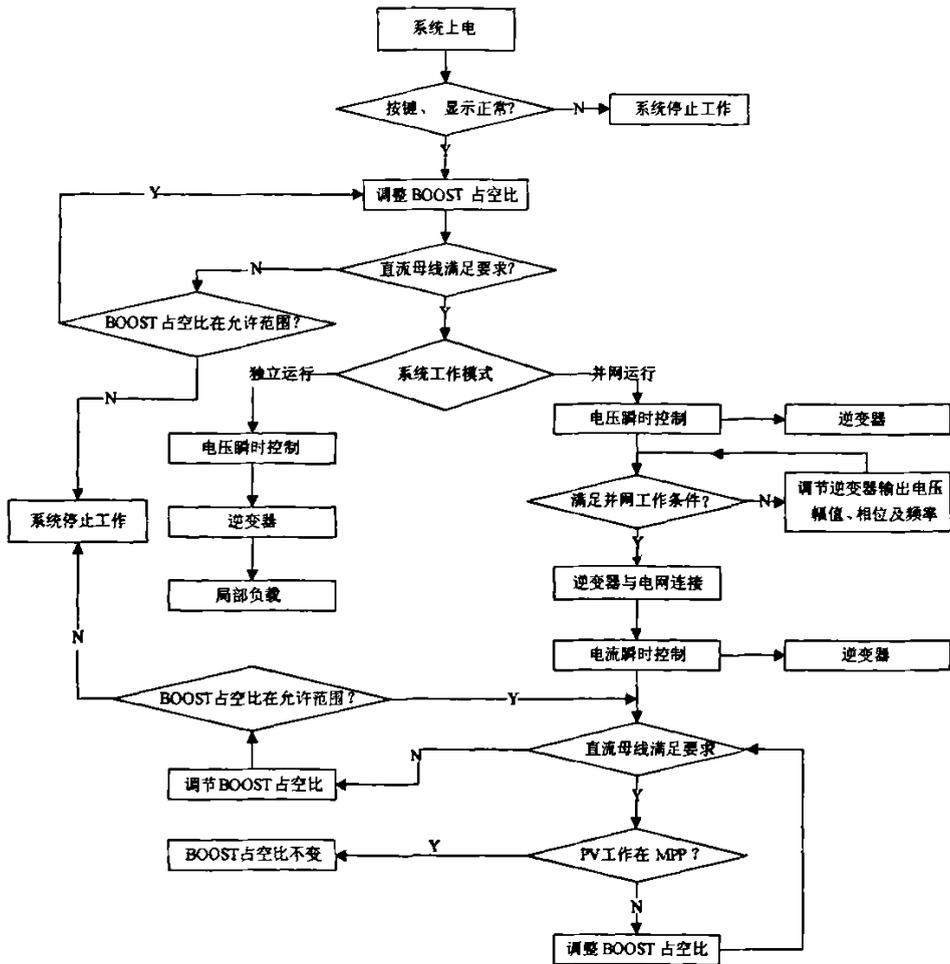


图 4.12 光伏发电系统程序流程图

1、系统启动

(1) DSP 上电

DSP 上电或复位后，控制系统首先对输入的按键进行自检，如果按键正常则应检查显示器件正常与否。如果键盘与显示器件均正常，DSP 开放与键盘、BOOST 电路、全桥逆变器控制有关的中断。反之，DSP 通过显示器件发出报警信号。

(2) 直流母线电压调整

光伏器件在电路开始工作前处于开路状态，此时输出电压最高，但该电压不能满足后级逆变器对直流母线电压的要求，因此需要 BOOST 电路将其升至规定的直流母线电压。电路启动后，BOOST 电路的占空比与逆变器的调制度不断增加，逆变器的输出电压幅值也不断增加。当逆变器的输出电压达到额定值后，BOOST 电路的占空比停止调整，全桥逆变器的调制度维持在原来的状态。此时 DSP 发出直流母线电压正常信号并等待工作人员输入运行模式（如无命令输入，系统自动并网运行）。如果逆变器的输出电压始终达不到额定值，系统将停止工作。在此过程中，光伏并网发电系统空载运行系统无功功率输出，故逆变器采用输出电压瞬时值控制方式。

2、并网过程

逆变器并网工作前需检测逆变器的输出电压与电网电压的相位、频率及幅值的误差是否在允许范围内，如果误差满足要求控制器发出并网命令，逆变器与电网连接开始并网工作。

如果误差较大，DSP 将根据误差情况调整逆变器的工作，使逆变器的输出电压满足频率、相位及幅值与电网相同，即锁相。与本系统锁相工作相关的采样信号是通过模拟器件处理的，获得频率和相位信号后由 DSP 调整逆变器的输出频率、相位及电压幅值使其与电网相同。

3、并网运行

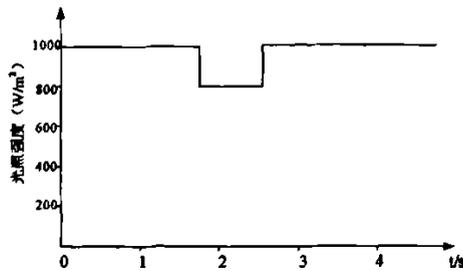
并网过程完成后，随着 MPPT 控制电路的启动，光伏器件的输出功率从零逐步向最大功率点靠近，同时系统要保证直流母线电压仍在允许范围内。逆变器并网运行时采用电流控制的方法，该方法根据光伏器件的输出功率和电网电压的有效值计算出逆变器的电流参考信号，再根据电流参考信号与逆变器输出电流产生的误差对逆变器进行控制，使逆变器的输出功率跟随光伏器件输出功率变化而变化。并网运行时逆变器的控制方法详见 4.3 节。

4、功率不平衡产生的原因及解决

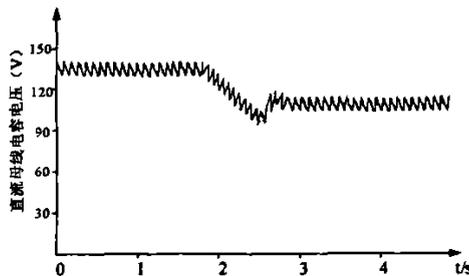
功率不平衡是指系统工作过程中，逆变器的输出功率与光伏器件提供的功率不同，从而影响整个系统正常工作的一种故障状态。

(1) 产生原因

光伏发电系统并网运行时逆变器的参考电流信号 (i_{REF}) 是根据光伏器件的输出功率及电网电压计算得到的，由于信号采样的精度、DSP 计算误差和电路本身的功耗， i_{REF} 与真实值存在一定的误差。系统根据 i_{REF} 控制逆变器工作会导致系统输入功率、输出功率不等（扣除电路损耗）。假设 i_{REF} 大于真实值，那么逆变器输出功率将大于光伏发电系统的输入功率，从而导致直流母线电压不断下降直到不能满足逆变器的工作要求。反之，直流母线电压将不断上升。这两种情况都会影响逆变器的工作，严重时还会导致逆变器停止工作。



(a) 日照强度变化



(b) 直流母线电压强度

图 4.13 日照变化引起功率不平衡过程仿真波形

外部环境变化也会造成功率不平衡现象。假设系统处于功率平衡状态，光伏器件的输出功率因日照变化突然下降，如果对逆变器的输出功率不加以控制，由于系统输入功率减少，直流母线电压将会不断下降。

图 4.13 是系统因日照变化造成功率不平衡的仿真波形。设定日照突然下降 20%，逆变器仍维持原工作状态。从图中可以看出，当日照发生变化时由于逆变器工作状态不变，因此其输出功率不变。而此时因日照下降光伏器件输入的功率变小，从而导致直流母线电压下降。日照恢复后由于功率重新得到平衡，直流母线上的电压逐步恢复稳定，但低于日照变化前电压。

(2) 解决方法

上述分析表明，因系统采样、计算误差和日照的突然变化都会造成光伏并网发电系统的输入功率与输出功率不平衡，从而导致直流母线电压发生变化，因此可通过检测直流母线电压的变化情况判断出是否发生功率不平衡的现象。

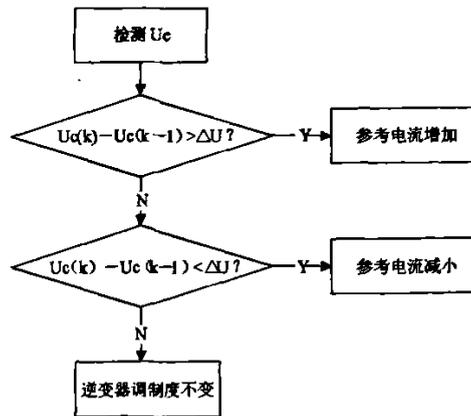
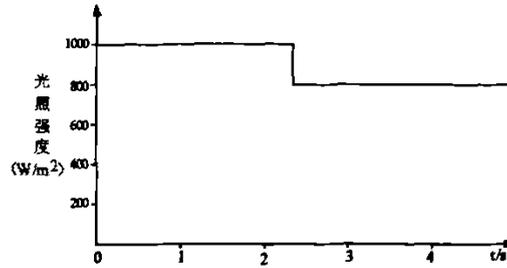


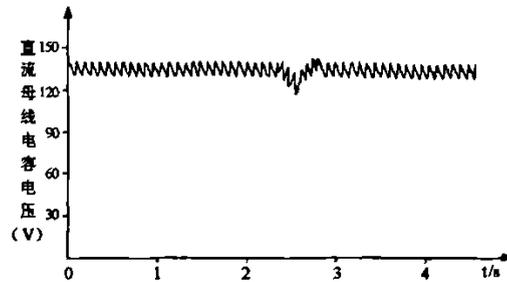
图 4.14 功率不平衡控制原理图

图 4.14 是解决功率不平衡问题的工作流程图：如果母线电压持续上升，表明系统输出功率小于光伏器件提供的功率，此时将逆变器参考电流适当增加以提高逆变器的输出功率。反之，降低逆变器参考电流使逆变器输出功率减少。

图 4.15 是采取该方法后，发生功率不平衡现象时直流母线电压的仿真波形。由仿真波形可以看出，采用直流母线电压检测控制后，直流母线电压在日照变化情况下仍可以保持稳定。



(a) 日照强度变化



(b) 直流母线电压变化强度

图 4.15 采取母线电压控制后的仿真波形

4.3 并网逆变器的控制

本系统可工作在独立运行和并网运行两种模式下。系统独立运行和空载情况下，逆变器采用输出电压瞬时值控制的技术。图 4.16 是独立运行下逆变器的输出电压、输出电流波形。由于并网发电是光伏发电的趋势，因此本节主要研究系统在并网运行模式下逆变器的控制技术。

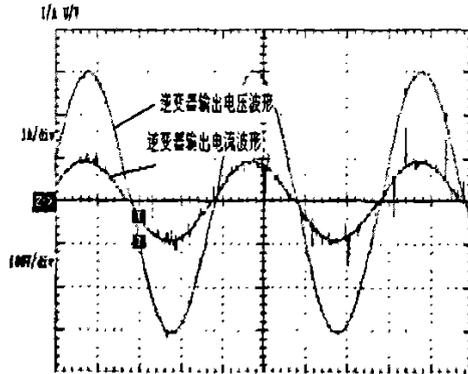


图 4.16 阻性负载情况下逆变器输出电压、电流波形

并网工作模式下，光伏发电系统逆变器工作过程存在两个扰动因素：光伏器件的输出功率和电网电压。由于电网电压的幅值、频率和相位变化范围小，设计中主要考虑光伏器件的输出功率变化对逆变器的干扰。由于电网的巨大平衡作用，逆变器输出电压控制方法对外部环境响应速度慢，因此光伏发电系统在并网模式下逆变器采用电流控制方法^[3, 55]。

4.3.1 逆变器无差拍电流控制

1、逆变器参考电流的获取

逆变器电流控制方法必须要知道逆变器的输出参考电流。图 4.17 是逆变器参考电流的获取过程原理图。

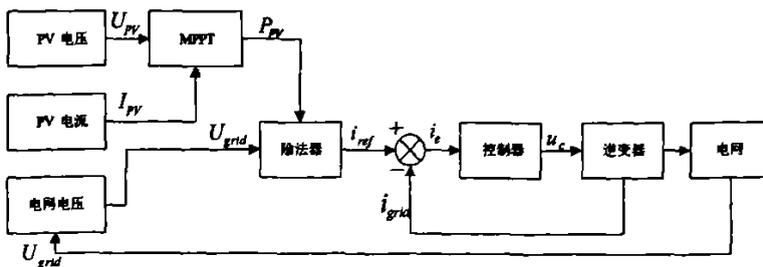


图 4.17 光伏发电系统参考电流获取原理图

图中 U_{PV} 为光伏器件的输出电压、 I_{PV} 为光伏器件的输出电流、 U_{grid} 为电网电压的有效值。系统运行时, 光伏器件的输出功率 P_{PV} 可由 U_{PV} 、 I_{PV} 相乘得到, 扣除电路中的损耗后便是逆变器理论上的输出功率 P_{out} , P_{out} 除以电网电压有效值 U_{grid} 即可得到逆变器参考控制电流有效值 I_{REF} , I_{REF} 再根据电网的相位关系即可得到逆变器输出电流参考信号 i_{REF} 。

2、常用电流控制方法的比较

得到逆变器的输出电流控制信号 i_{REF} 后即可根据其控制逆变器。目前, 电流控制方法主要有 PI 控制、滞环控制、重复控制和无差拍控制等方法^[56]。

(1) PI 控制

PI 控制是早期电流控制常用的一种方法: 它是将逆变器的输出电流与参考电流比较后经 PI 运算输出调制信号, 该调制信号再与高频三角波比较生成 PWM 信号控制逆变器。该方法实现简单, 但是存在响应速度慢, 输出电流相位漂移的问题^[57]。

(2) 滞环控制

滞环控制是指将参考电流信号与逆变器输出电流信号的误差经过滞环比较器后控制逆变器的工作。该方法控制简单, 但是功率管开关频率随负载电流变化而变化, 造成功率开关工作具有很大的不确定性。由于开关频率的变化将会导致逆变器输出电压的谐波频率随开关频率变化而变化, 这使输出滤波器的设计变得困难, 滤波器只能按最低次谐波频率设计, 在其它谐波情况下逆变器输出电能的质量将会下降^[58]。

(3) 重复控制

重复控制是针对逆变器的输出电压波形畸变具有周期性重复出现的特点提出的一种控制方法。它的基本思想是把作用于系统外部信号的数学模型植入控制器构成高精度的反馈控制, 其主要目的是为了克服整流型负载引起的输出波形周期性畸变。总的来说, 重复控制可以有效抑制逆变器输出电压波形中重复性的扰动, 但对外部突然的干扰控制效果欠佳^[59]。

(4) 无差拍控制

无差拍控制是一种全数字的控制方法。它利用空间矢量理论，通过上一周期的逆变器指令信号（输出电压或电流）及实际输出信号值确定逆变器下一开关周期的工作，对于 PWM 逆变器就是确定下一开关周期逆变器中功率器件的占空比。因此它最大的优点就是响应速度快，可大大提高 PWM 逆变器的动态响应^[60-62]。

3、逆变器占空比的计算

上述分析表明：无差拍控制动态响应特性好，因此较适用于外部环境频繁变化光伏并网发电系统。逆变器电流的无差拍控制中，参考电流 I_{REF} 是通过计算得到的，而逆变器的输出电流可以通过电流互感器测得，如何利用这两个已知量得到逆变器下一个工作状态时功率器件的占空比是无差拍控制设计必须考虑的问题。

图 4.7（见 4.2.1）是光伏并网发电系统与电网连接的示意图。假设并网工作时滤波电容的电流与逆变器的输出电流相比可以忽略不计，那么可得到：

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L} [\overline{v_m}(k) - \overline{v_o}(k) - R_L \overline{i_L}(k)] \quad (4.1)$$

式中各项参数定义如下：

$i_L(k)$ ：采样周期 k 时刻电感 L 的采样电流

T_s ：功率器件开关周期

L ：逆变器输出滤波器电感

$\overline{v_m}(k)$ ：采样周期 k 时刻逆变器输出电压平均值

$\overline{v_o}(k)$ ：采样周期 k 时刻电网电压平均值

R_L ：逆变器滤波器等效电阻

$\overline{i_L}(k)$ ：采样周期 k 时刻电感 L 平均电流

因逆变器滤波器等效电阻较小，因此 R_L 可忽略不计，等式 4.1 可改为：

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L} [\overline{v_{mv}}(k) - \overline{v_o}(k)] \quad (4.2)$$

经过移项，式 4.2 可变为：

$$\overline{v_{mv}}(k) = \frac{L}{T_s} [i_L(k+1) - i_L(k)] + \overline{v_o}(k) \quad (4.3)$$

由于逆变器与电网并联工作，逆变器输出电压等于市电，有：

$$v_o = V_o \cdot \sin \omega t \quad (4.4)$$

v_o 在采样周期 k 区间的平均电压为：

$$\begin{aligned} \overline{v_o} &= \frac{1}{T_s} \cdot \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} v_o(t) dt \\ &= \frac{V_o}{\omega T_s} \cdot [\cos(\omega k T_s) - \cos(\omega(k+1) T_s)] \end{aligned} \quad (4.5)$$

从上述公式可以得出：逆变器在时刻 $k+1$ 的平均输出电压可根据时刻 k 时电感电流、电网电压及参考电流 $i_L(k+1)$ 计算得出。由于逆变器的输出电压在一个采样周期内的平均值和直流母线电压 V_d 成比例关系，因此逆变器功率器件的占空比为：

$$D(k) = \frac{\overline{v_{mv}}(k)}{V_d} \quad (4.6)$$

按照式 4.6 即可得到逆变器下一个工作周期的占空比，从而实现给定电流的输出^[63, 64]。

4.3.2 仿真研究

为了验证无差拍电流反馈控制在光伏并网发电系统中的控制效果，基于 SIMULINK 仿真工具进行了系统在日照稳定和日照变化情况下的逆变器工作仿真。

图 4.18 是仿真中建立的电路和算法模块。图中上半部分为系统控制电路，下半部分为逆变器拓扑。本实验所用的光伏阵列参数如 4.2.1 所述，仿真中光伏模型参数与此相同。

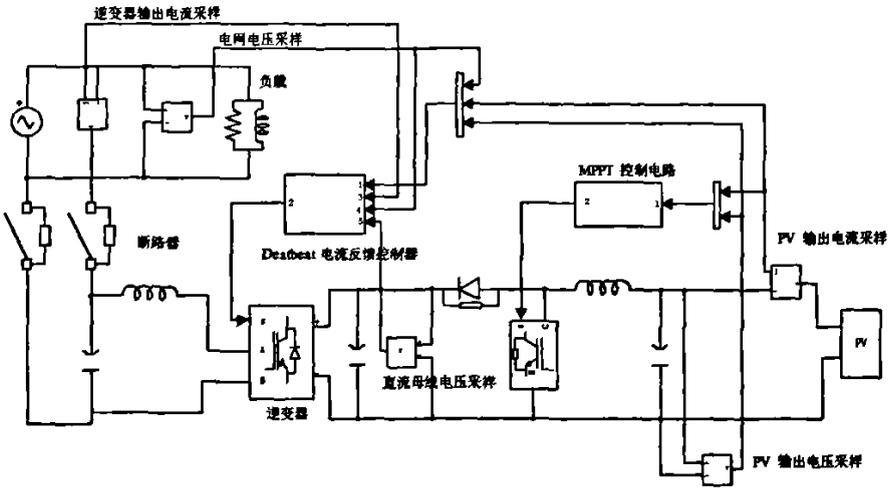


图 4.18 单相两级式光伏并网发电系统控制仿真模型

1、日照稳定情况

图 4.19 是系统在无差拍电压反馈控制下的仿真波形，从图中可以得出在日照稳定情况下，逆变器的输出电流波形稳定。由于采取电流控制方法，逆变器的输出电流与电网电压同步，逆变器的输出功率因数近似为 1。

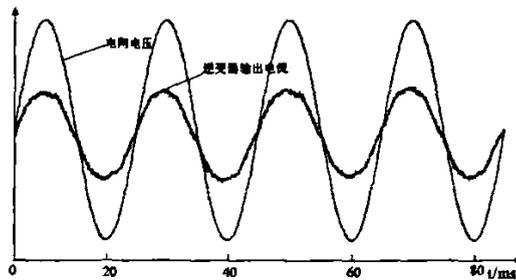


图 4.19 日照稳定情况下逆变器输出电压、输出电流仿真波形

2、日照突变情况

当日照突然变化后，光伏器件的输出功率也会随之发生变化。图 4.20 是无差拍电流反馈控制下逆变器的输出电压和输出电流波形。从图中可以看出日照加强后，由于光伏器件重新达到最大输出功率需要一定的时间，因此逆变器的输出电流逐步增加，而逆变器的输出电压始终保持在一个稳定的状态。

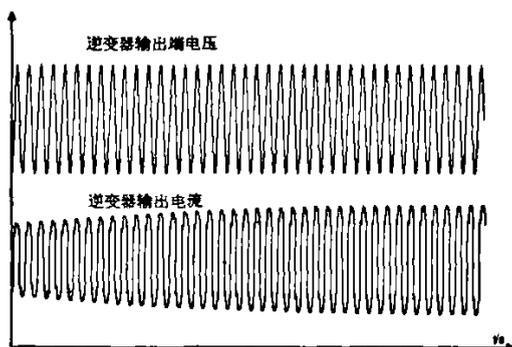


图 4.20 日照变化情况下逆变器输出电压、输出电流仿真波形

4.4 实验结果

1、无差拍电流控制输出波形

MPPT 控制和孤岛效应检测的相关实验波形已在前面章节给出，本章主要给出无差拍电流反馈控制下逆变器的输出电压、输出电流的实验波形。

图 4.21 为逆变器与电网并联工作投放过程中逆变器的输出电压波形。该波形表明逆变器与电网并网工作前后的输出电压基本一致。图 4.22 是外部环境稳定情况下逆变器输出电流和电网电压的波形。从图中可以看出电流波形基本稳定，且保持和电网电压的同步。图 4.23 是外部日照突然增加情况下逆变器输出电压和输出电流波形，从图中可以看出逆变器输出电流随日照的增强增大，而输出电压保持稳定。

上述实验表明：在无差拍电流反馈控制下，光伏并网发电系统逆变器能可靠实现与电网的并联工作。

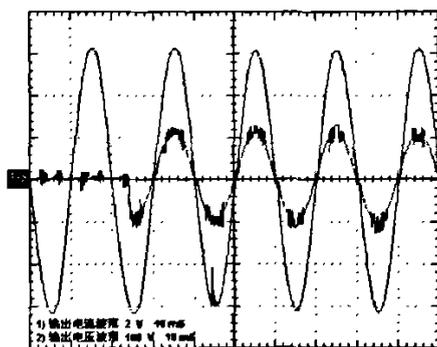


图 4.21 并网过程逆变器输出电压、电流实验波形

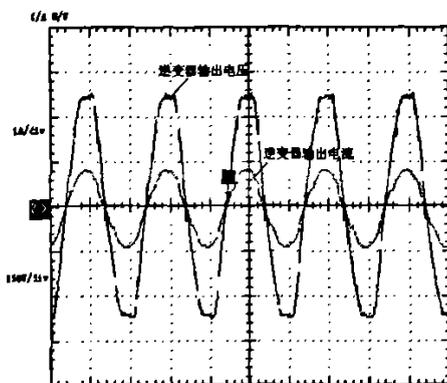


图 4.22 逆变器输出电压、电流实验波形（稳定环境）

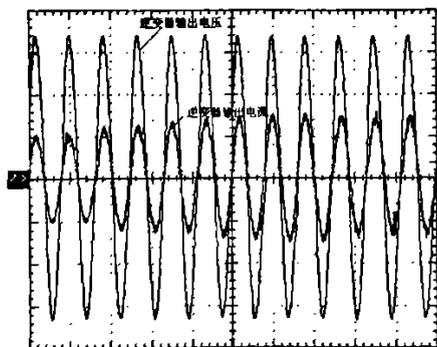


图 4.23 逆变器输出电压、电流实验波形（日照增强）

2、实验记录与分析

系统调试完成后对它进行多种天气下的试验以积累实验数据和并网运行经验。运行过程中每 5 分钟记录一次相关数据及相应时间，最后将所记录数据进行描绘，得到三种典型天气情况下的系统运行状况，记录数据包括光伏器件输出电压、输出电流及输出功率。

图 4.24 是天气晴朗条件下的系统运行记录。气象条件为最高温度 35℃，光伏器件表面温度最低 33℃，最高 43℃。根据实验记录可以得到下列结论：

(1) 晴朗天气下由于没有局部阴影的影响且日照变化缓慢，因此光伏器件输出电流、输出功率变化平稳；

(2) 光伏器件工作在最大功率点时输出电压基本稳定，但电流大小与日照强度密切相关。由图 4.24 (b) 可知，电流波形从早晨逐步上升，下午 13:00-14:00 输出电流最大，相应的输出功率也最大，随后电流随日照减弱下降直至系统停止工作。从图 4.24 (c) 可以看出，此时光伏器件输出功率只有当日最大输出功率的一半左右。

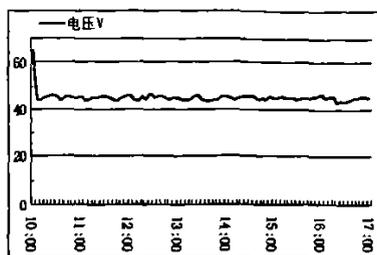
图 4.25 是天气多云情况下的系统运行记录，气象条件为最高温度 34℃，光伏电池表面最低温度 32℃，最高 40℃。从图可以看出：多云情况下光伏器件输出电流和输出功率变化频繁。在 MPPT 控制下光伏器件输出电压变化不大，这表明光伏器件始终工作在最大功率点附近。

图 4.26 是阴天情况下的系统运行记录。气象条件为最高温度 33℃，光伏器件表面最低温度 30℃，最高 37℃。运行记录表明阴天情况下光伏器件输出功率明显低于上述情况，但功率变化比较平稳。

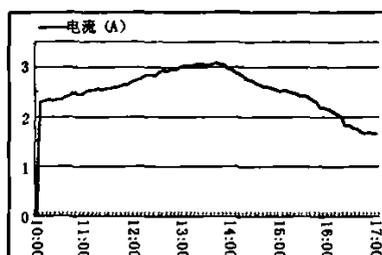
4.5 本章小结

本章主要设计了一套基于 DSP 的两级式单相光伏并网发电系统。该系统以 DSP 为控制核心，能够实现光伏器件的 MPPT 控制、逆变器的并网工作控制和孤岛效应的检测方法验证。以该系统为实验平台，验证了逆变器无差拍电流反馈控制方法在逆变器并网工作中的动态及

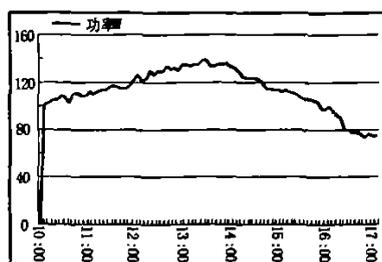
稳态性能。同时以该实验平台为基础测量得到了三种气候条件下的实验数据并为以后的并网运行积累了一定的经验。



(a) 光伏器件输出电压

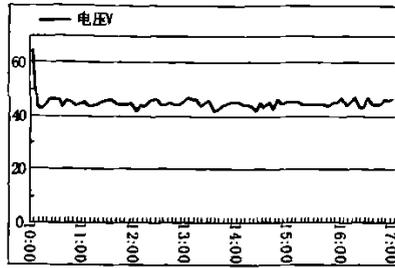


(b) 光伏器件输出电流

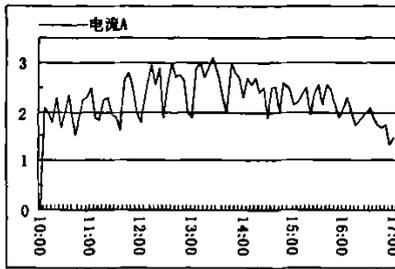


(c) 光伏器件输出功率

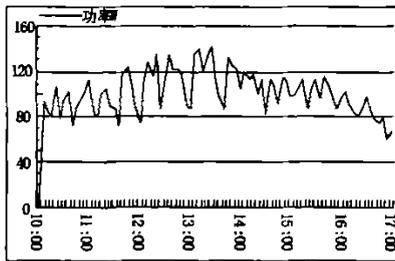
图 4.24 光伏并网发电系统实验数据记录 (晴天)



(a) 光伏器件输出电压

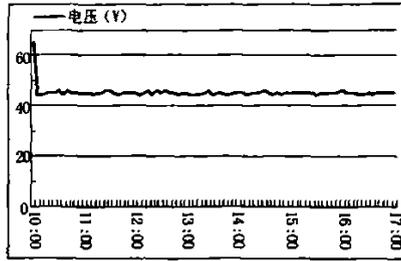


(b) 光伏器件输出电流

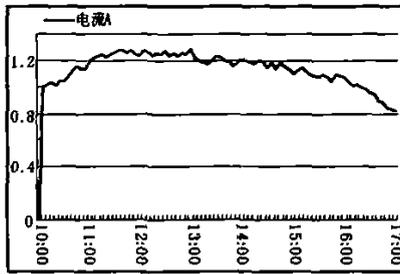


(c) 光伏器件输出功率

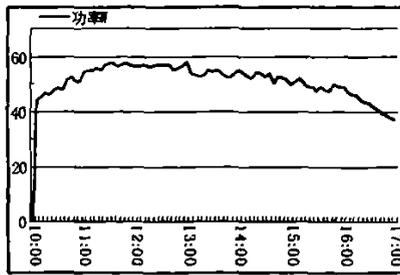
图 4.25 光伏并网发电系统实验数据记录 (多云)



(a) 光伏器件输出电压



(b) 光伏器件输出电流



(c) 光伏器件输出功率

图 4.26 光伏并网发电系统实验数据记录 (阴天)

第五章 用于 ACM 系统新型 BBHF 逆变器的研究

在前文论述的光伏发电系统中，光伏阵列是光伏器件应用的主要形式。但光伏阵列中不同模块的工作状态容易相互影响，尤其是局部阴影现象会严重降低光伏阵列的输出功率，以至光伏器件的利用率大大降低。影响整个光伏发电系统的效率。为了充分发挥光伏器件的效能，研究人员提出了交流光伏模块系统的概念。所谓交流光伏模块系统（AC photovoltaic module system, ACMS）是指将光伏模块与 DC-AC 逆变器系统集成在一起（逆变器安装在光伏器件背面），构成一个可直接与电网或负载连接的光伏发电系统模块。其不仅可以并网运行，还可以用在远离电网需要交流供电的场所^[65, 66]。总的来说，ACM 系统具有体积小、重量轻、使用灵活、光伏组件最大功率点独立控制等优点。该系统对光伏器件的利用效果优于其它光伏并网发电系统结构。

本章对 ACM 系统使用的传统逆变器拓扑和专用逆变器拓扑进行了细致深入的研究和分析。在此基础上，提出了一种用于 ACM 系统的新型逆变器拓扑，该拓扑由工作在电流断续模式的 BUCK-BOOST 电路和高频链逆变器构成（High frequency link inverter），具有结构简单，开关损耗低，控制易于实现、最大输出功率稳定等特点。

5.1 交流光伏模块系统的现状

5.1.1 概述

1、ACM 系统的优越性

对于 ACM 系统而言，最大的优势在于使用灵活、对光伏器件的利用率高。实验研究表明：由于 ACM 系统摆放灵活，可实现系统中光伏组件最大功率点跟踪的独立控制，因此外部环境条件相同情况下对光伏器件的利用率比其它光伏系统结构高出 12%^[67, 68]，更能充分发挥光伏器件的作用，因此该系统引起了科研人员的广泛重视。

2、ACM 系统目前存在的缺陷

由于结构限制 ACM 系统输出功率较小,其逆变器单位功率成本在所有光伏发电系统结构中最高。为了保证 ACM 系统对光伏器件的利用效果,系统中采用的光伏模块数量较少,甚至只有一个,这便导致了 ACM 系统中光伏器件的输出电压较低。因此在 ACM 系统中需采用升压变压器,将较低的光伏器件输出电压升高至市电电压,以满足并网要求^[69,70]。此外,ACM 系统的逆变器与光伏模块集成在一起,对逆变器的体积和重量也有严格的要求,

综上所述,ACM 系统中的逆变器设计除了要保证对光伏器件的利用效果,还必须考虑以下问题:

- ①结构简单,功率变换级数少,以降低逆变器的单位功率成本;
- ②体积小,重量轻,以便于逆变器和光伏器件的集成使用。

5.1.2 ACM 现有逆变器

1、传统逆变器

从理论上说,如果一个逆变器能够将光伏器件较低的输出电压逆变成 220V、50Hz 的交流电,那么该拓扑就能用于 ACM 系统。

图 4.1 (参见第四章图 4.1 及相关内容)是 ACM 系统中一种常用电路拓扑结构,如图所示:该逆变器为单级结构,由逆变器和工频变压器构成。工频变压器负责将逆变器较低的输出电压升高,从而使 ACM 系统与电网的连接成为可能,该变压器同时起到电气隔离的作用。由于采用了工频变压器,增加了 ACM 系统的重量、体积及造价。

图 4.5 (参见第四章图 4.5 及相关内容)也是 ACM 系统中一种常用的逆变器拓扑。如图所示:它的升压环节由高频变压器构成,与图 4.1 的逆变器结构相比,该逆变器体积小、重量轻,但整个系统需要 8 个开关器件和四个整流二极管,这对于小功率的 ACM 系统而言,结构过于复杂,成本也比较高。

其它用于 ACM 系统的传统逆变器也大都存在结构复杂、体积大、成本高等缺点，抵消了交流光伏模块系统的优点，限制了 ACM 系统的发展^[68, 71-73]。

2、新型 ACM 逆变器

由于 ACM 系统的众多优点，其逐渐引起了研究人员的重视，并取得了一定的研究成果。本节将分析两种专门针对 ACM 系统设计的逆变器：交流无损逆变器(AC loss free resistor, AC-LFR)和 Flyback 式 ACM 系统逆变器。

(1) AC-LFR 逆变器

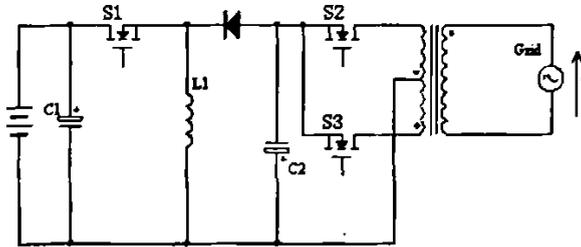


图 5.1 AC-LFR 交流光伏模块系统

如图 5.1 AC-LFR 逆变器拓扑所示：该系统是一种两级结构的 ACM 系统。由 BUCK-BOOST 变换器、推挽变压器和三个功率器件构成^[74]。AC-LFR 逆变器中三个功率器件开关时序如图 5.2 所示。

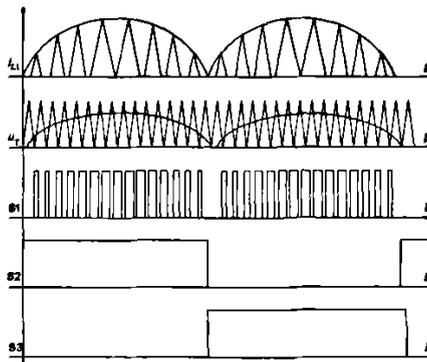


图 5.2 AC-LFR 拓扑开关工作时序图

AC-LFR 逆变器的具体工作原理如下：

① S1 工作在高频模式下，其开关调制信号为 $k|\sin \omega t|$ ；同时电路工作在电感 L1 电流断续模式下。因 S1 占空比受 $k|\sin \omega t|$ 控制且电感电流断续，在其控制下流经 L1 的电流峰值为无极性正弦半波，所以电容 C2 两端为 2 倍电网频率的无极性正弦半波。

② 在 S2、S3（工作频率为 50Hz，分别在电网电压正负半周导通）的控制下，电容 C2 上正弦半波电压通过推挽变压器升压，变为与电网同频、同相、同幅值的完整的正弦波。由于 S2、S3 工作在工频模式下，其开关损耗低于高频工作模式，整机效率较高。

虽然 AC-LFR 逆变器结构简单、控制容易、成本低且效率高，但其有两个明显的缺点：

① S1 的调制信号为 $k|\sin \omega t|$ ，由于受该信号的影响，光伏器件的输出功率存在 100Hz 的脉动，该脉动影响了光伏器件的稳定工作，降低了光伏器件的利用率。

② 推挽变压器为工频变压器，体积和重量较大，增加了系统成本。

(2) 基于 Flyback 变换器的 ACM 系统逆变器

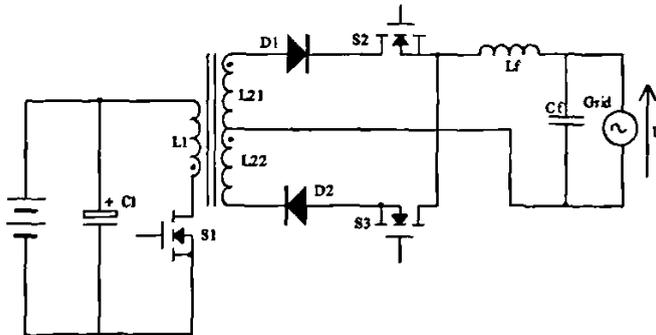


图 5.3 基于 Flyback 变换器的 ACM 系统

图 5.3 是基于 flyback 变换器的 ACM 系统^[75]。由于 S1 工作在高频状态，故变压器体积较小。系统通过对 S1 的控制(调制信号为 $k|\sin \omega t|$)，使流过电感 L1 中的电流峰值成无极性正弦半波，这与 AC-LFR

逆变器类似，L1 电流波形参见图 5.2。该电流通过 L1 与 L21、L22 耦合传递到变压器副边，并通过 S2、S3 的控制生成完整的正弦波。该电路中 S2、S3 工作状态受电网电压极性控制，一个周期内 S2、S3 各导通半个周期，其开关状态参见图 5.2。

由于受 S1 调制信号的影响，光伏器件的输出功率同样存在 100Hz 的低频扰动，降低了光伏器件的输出功率。为减小该扰动对光伏器件输出功率的影响，实际应用中一般 C1 的容量较大，这样便增加了系统的体积，降低了整个系统的可靠性。

5.2 BBHF 逆变器电路构成及工作原理

上述两种结构的 ACM 系统均存在光伏器件输出功率受调制信号影响的缺点。为克服该缺点，本文提出了一种用于 ACM 系统的新型逆变器。与传统 ACM 系统所用的逆变器相比，该逆变器具有结构简单、功率器件少、开关损耗低（半数功率器件工作在工频）的优点。与 AC-LFR 和 Flyback 式逆变器相比，该拓扑可有效消除光伏器件最大功率点受调制信号影响的缺点，提高了光伏器件的利用效果。

5.2.1 电路构成和工作原理

1、BBHF 逆变器构成

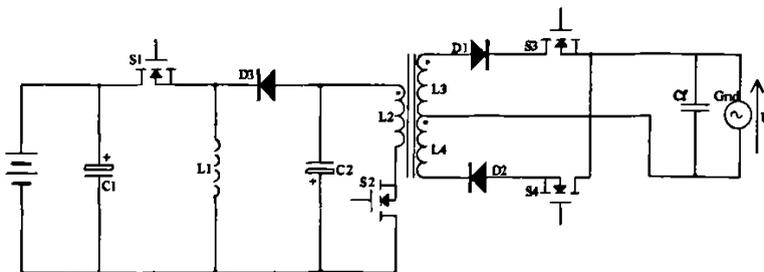


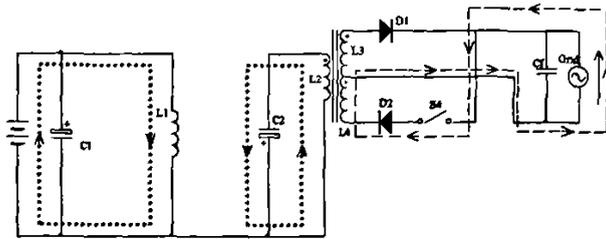
图 5.4 BBHF 交流光伏模块系统

如图 5.4 所示：该逆变器由 BUCK-BOOST 电路和电流源高频链逆变电路构成（下文简称为 BBHF 逆变器）。BUCK-BOOST 电路用于实

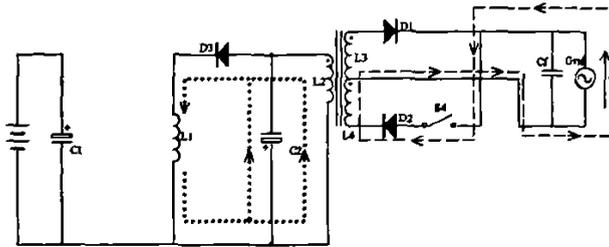
现光伏器件的最大功率点跟踪，电流源高频链逆变电路负责将直流电逆变为与市电相同的交流电。

(1) BUCK-BOOST 构成

BUCK-BOOST 电路由功率管 S1，电感 L1，电容 C1、C2，续流二极管 D3 构成。它通过调节 S1 的占空比实现对光伏器件最大功率点的跟踪控制。



(a) S1 闭合、S2 闭合等效电路



(b) S1 断开、S2 闭合等效电路

图 5.5 新型 ACMS 变换器等效电路图

图 5.5 是 BUCK-BOOST 电路在电感 L1 充电、放电状态下工作的电路图^[76, 77]。

① L1 充电过程：

如图 5.5(a) S1 闭合、S2 闭合等效电路图所示：S1 导通期间，光伏器件和 C1 中的能量传递给电感 L1。在该过程中，如果 S2 导通，C2 向负载供电。

② L1 放电过程：

如图 5.5(b) S1 关断、S2 闭合等效电路图所示：S1 关断后，L1 向 C2 充电，同时通过变压器将部分能量传递到变压器副边，为负载提供能量。

图 5.6 是 BBHF 电路中功率器件工作时序和相关电感电流波形的示意图。从图中可以看出：S1、S2 工作在高频模式，其中 S1 的工作频率大于 S2 的工作频率。这样设计的目的是为了使 C2 上的电压更平稳，从而有利于逆变器的工作且减小电感 L1 的体积。

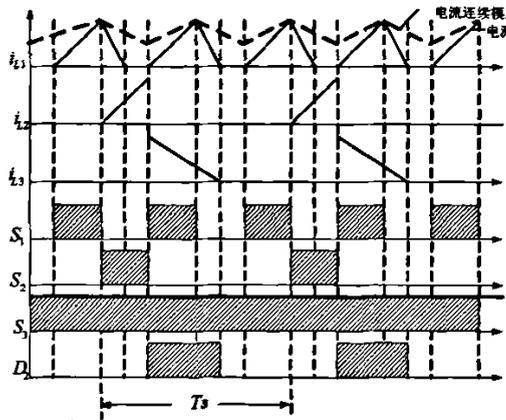


图 5.6 开关时序及电感电流示意图

(2) 高频链逆变器构成

如前图 5.4 所示：高频链逆变器由功率管 S2、S3、S4，电容 C2，高频变压器（由 L2、L3 和 L4 构成），二极管 D1、D2 和滤波电路构成。高频逆变电路将 BUCK-BOOST 输出的直流电转为交流电，其工作原理与反激式变换器相同，S2、S3、S4 开关状况分别对应图 5.2 中的 S1、S2 和 S3。

① S2 的工作：

S2 工作在高频模式，其调制信号为 $k|\sin \omega t|$ 。随着它的导通与关断，流过 L1 的电流峰值按正弦半波变化，并将 L1、C2 中的能量通过

高频变压器传递到变压器副边。

② S3、S4 的工作：

根据电网电压的极性，S3、S4 分别在正负半周导通，将电感 L3、L4 上的无极性正弦半波在滤波器两端生成正弦输出电压。若图 5.5 中的 S3 闭合，S4 断开，系统输出正弦波的正半周；若 S3 断开，S4 导通，逆变器输出电压的负半周。图 5.5 中虚线为电压负半周时的电流路径。

2、工作特性分析

(1) BUCK-BOOST 工作状态对光伏器件工作的影响

假设图 5.4 电路中所有元件均为理想器件，S1 的占空比不变，同时设定光伏器件所处的外部环境不变，即最大输出功率不变。结合图 5.5(a)和图 5.6 可推知，S1 导通后式 5.1 成立：

$$U_{PV} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (5.1)$$

式中 U_{PV} 、 L_1 、 i_{L1} 分别是光伏器件工作电压、电感 L1 的电抗及电感 L1 的电流。该式可改写为：

$$U_{PV} = L_1 \frac{I_{L1Max} - I_{L1Min}}{\Delta T_1} \quad (5.2)$$

式中 I_{L1Min} 代表 i_{L1} 的最小值， I_{L1Max} 为 i_{L1} 的峰值， ΔT_1 为 S1 的导通时间。

① i_{L1} 连续模式下：

从图 5.6 连续电流波形 (i_{L1} 虚线部分) 和公式 5.2 可以看出，光伏器件的输出电压受 i_{L1} 的峰值及最小值的影响。如果 I_{L1Min} 不断变化， U_{PV} 也会随之变化，从而光伏器件的输出功率存在波动，降低了光伏器件的输出功率。

② i_{L1} 断续模式下：

在电流断续工作模式下，由于在 S1 断开期间储存在电感 L1 中的

能量全部释放，因此 i_{L1Min} 等于零，将该条件带入式 5.2 可得：

$$U_{PV} = L_1 \frac{I_{L1Max}}{\Delta T_1} \quad (5.3)$$

从图 5.6 可以看出，在 i_{L1} 断续模式下，若 ΔT_1 不变， i_{L1Max} 也保持不变，那么光伏器件的输出电压保持不变。由于光伏器件的最大输出功率与输出电压为线型关系，因此在外部环境稳定状态下光伏器件能稳定工作在最大功率点。

上述分析表明：为了使光伏器件稳定工作在最大功率点，BUCK-BOOST 电路需工作在电感电流断续模式下。

(2) 高频链电路工作原理分析

为便于对高频链电路工作原理进行分析，假定电容 C2 为无穷大，因此可将其看作电压源。下面对电路的具体工作过程进行分析。

① S2 导通：

S2 导通后，变压器原边电流 i_{L2} 线性上升， i_{L2} 最大值如公式 5.4 所示。

$$I_{L2} = \frac{U_{C2} \times \Delta T_2}{L_2} \quad (5.4)$$

式中 U_{C2} 为 C2 两端电压， ΔT_2 为开关 S2 闭合的时间， L_2 为变压器原边的电抗。

② S2 断开、S3 导通：

S2 断开后，储存在电感 L2 中的能量耦合到变压器副边的 L3、L4 中，并通过 S3、D1（或 S4、D2）向负载供电。当开关 S3 闭合时，变压器二次侧电流 i_{L3} 为：

$$i_{L3} = I_{L3} - \frac{V_{out}}{L_3} t \quad (5.5)$$

$$I_{L3} = I_{L2} \sqrt{\frac{L_2}{L_3}} \quad (5.6)$$

式中 i_{L3} 、 I_{L3} 分别为电感 L_3 的电流瞬时值和峰值， L_3 为变压器二次侧电感， V_{out} 为逆变器输出电压。当电流 i_{L3} 降为零时，D1 关断。

③ S2 断开、S3 断开：

在 S2 断开、S3 断开期间， i_{L3} 降为零，变压器原边、副边均无电流。变压器二次侧在一个开关周期内的平均电流为：

$$\overline{i_{L3}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta T_3} i_{L3} dt = \frac{U_{c2}^2 T_2^2}{2L_2 T_s V_{out}} = \frac{L_2 I_{L2}^2}{2T_s V_{out}} \quad (5.7)$$

式中 T_s 为 S2 开关周期， ΔT_3 为电流 i_{L3} 从峰值降到零的时间，并且 $\Delta T_3 = L_3 \times I_{L3} / V_{out}$ ，假设输出电压 V_{out} 等于：

$$V_{out} = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad (5.8)$$

开关 S2 导通宽度受 $|\sin \omega t|$ 调制，其导通时间可近似为：

$$D(t) = k T_s |\sin(\omega t)| \quad (5.9)$$

k 是一个比例系数。把公式 5.4、5.8、5.9 代入 5.7，最后得到流经逆变器负载的输出电流：

$$\begin{cases} \overline{i_{L3}} = \frac{M}{V} \sin \omega t \\ M = \frac{k^2 U_{c2}^2 T_s}{2\sqrt{2} L_2} \end{cases} \quad (5.10)$$

通过以上公式的推导可得出：通过控制开关 S2 可以输出与交流母线同幅值、同相位的交流电。

5.2.2 控制策略的研究

用于 ACM 系统的 BBHF 逆变器的控制分为两部分：前级 BUCK-BOOST 的最大功率点跟踪控制和后级电流源高频链逆变器的逆变控制。

1、MPPT 控制

BBHF 系统中 MPPT 控制是由 BUCK-BOOST 电路通过 DSP 控制实现的，控制方法采用本文提出的双模式最大功率点跟踪控制方法(前文已有详细的说明)。

2、输出电压瞬时控制

为使逆变器的输出电压根据日照变化快速调整，本文逆变器控制采用逆变器输出电压瞬时值控制的方法^[78]。图 5.7 是瞬时输出电压控制方法的原理框图。

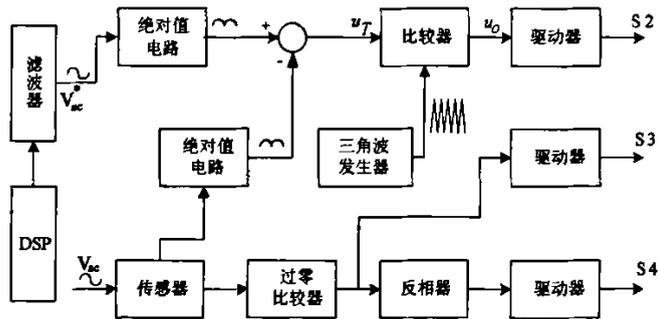


图 5.7 输出电压瞬时控制原理图

逆变器输出电压 V_{ac} 经传感器采样后，一方面经过零点比较器和反相器后生成两路互补、占空比均为 50%、开关频率 50Hz 的驱动信号控制 S3 和 S4。另一方面 V_{ac} 通过绝对值电路变为无极性正弦半波，与相位一致的参考正弦信号 V_{ac}^* 比较后输出控制电压 u_T ， u_T 与高频三角波比较后生成 S2 的控制信号，相关控制信号的波形参见图 5.2。本系统参考信号 V_{ac}^* 由 DSP 通过查表法输出脉宽变化的 SPWM 波，再经过滤波电路得到，其它电路由模拟器件实现。

5.2.3 仿真研究

为了验证本章提出的 BBHF 逆变器及其控制策略的有效性，本节基于 Pspice 仿真软件对其进行了稳态运行时的仿真研究。

1、仿真模型参数设定

如图 5.8 BBHF 的仿真模型（仿真模型中开关器件和变压器均采用理想器件）所示。图中上半部分为逆变器拓扑，下半部分为控制电路。控制电路主要实现 MPPT 跟踪控制和正弦电压的输出。

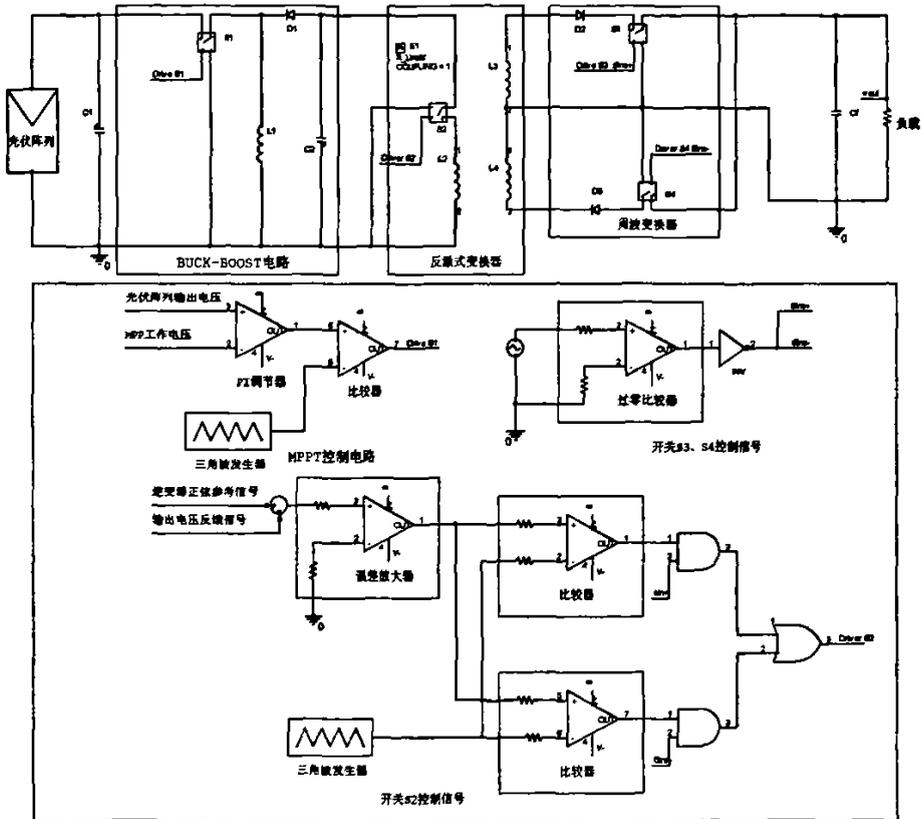


图 5.8 BBHF 的 Pspice 仿真模型

本实验所用的光伏阵列是由三块开路电压 21V、峰值功率 60W 的光伏电池串联组成。实际工作中，光伏阵列不会达到额定的峰值功率，因此本节仿真中设定光伏器件的最大输出功率 150W，开路电压 60V。具体仿真参数见表 5.1 所示。

表 5.1 BBHF 系统仿真参数

参数名称	具体数值
高频变压器参数	L2: L3: L4=10uH: 30uH: 30uH
BUCK-BOOST 输出端电容	2000uF
光伏阵列参数	Pmax: 150W 开路电压: 60V
RL 负载	250 Ω 0.5mH
S1 工作频率	40KHz
S2 工作频率	20KHz

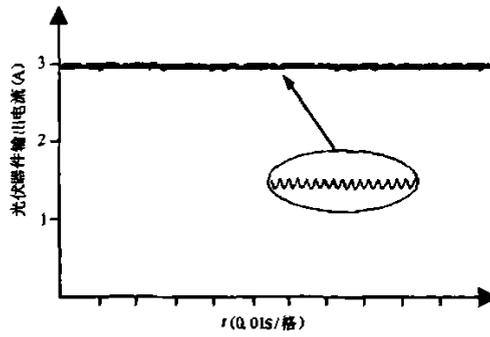
2、仿真结果

(1) 电感 L1 电流断续模式

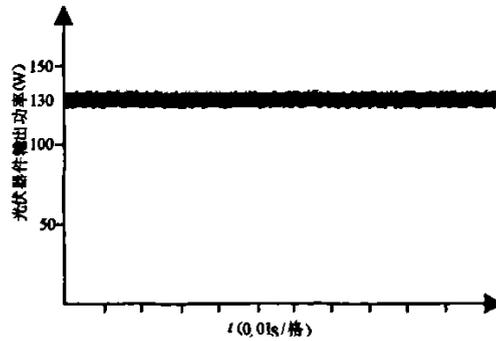
在 L1 电流断续模式下进行仿真，如图 5.9 光伏器件输出电流和输出功率的仿真波形所示：光伏器件的输出电流和输出功率均处于稳定状态，图 5.9(a)椭圆内为光伏器件输出电流的放大波形。此时光伏器件的输出电流为 3A，输出功率为 135W。图 5.9(c)为电感 L1 的电流波形，从图中可以看出，此时 BUCK-BOOST 工作在电流断续工作模式。

(2) 电感 L1 电流连续模式

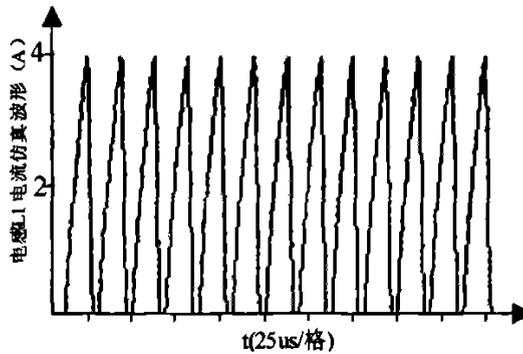
图 5.10 是光伏器件输出电流、输出功率及电感 L1 的电流波形。从图中可以看出，所有波形都存在 100Hz 的波动，光伏器件输出的最大功率为 115W，最低 95W，平均功率 100W，低于电感电流断续模式下光伏器件的输出功率。



(a) 光伏器件输出电流

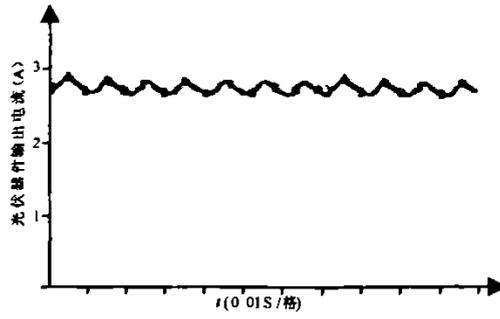


(b) 光伏器件输出功率

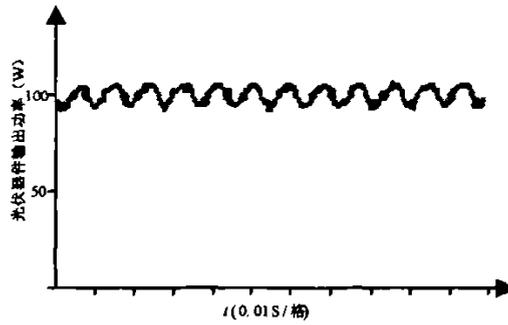


(c) 电感 $L1$ 电流

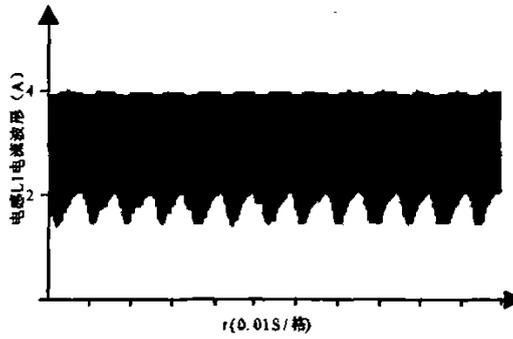
图 5.9 $L1$ 电流断续模式下仿真波形



(a) 光伏器件输出电流



(b) 光伏器件输出功率



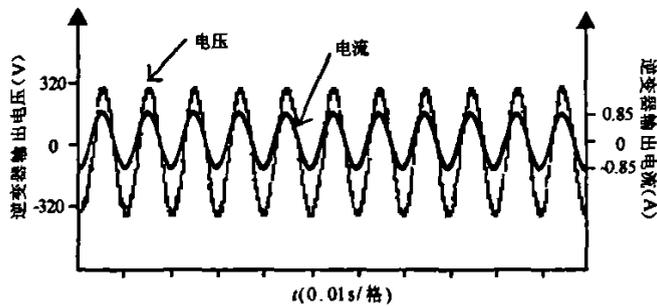
(c) 电感 L1 电流

图 5.10 L1 电流仿真波形 (电流连续模式)

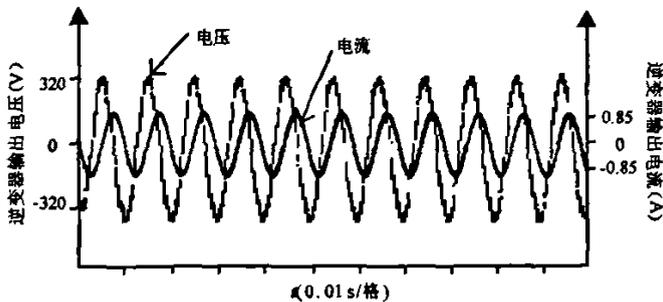
(3) 输出电压瞬时控制

图 5.11 为 BBHF 在纯阻性负载及感性负载条件下的电压、电流波形，从波形可以看出该控制方法具有良好的稳态特性。

仿真结果表明，BBHF 系统在电感 L1 电流断续模式下光伏器件的工作不受后级逆变器工作的影响，输出功率稳定；L1 电流连续模式下电感 L1 的电流会受后级电路工作的影响，从而影响了光伏器件的工作状态，造成光伏器件输出功率存在 100Hz 的波动。在逆变器输出电压瞬时值控制方式下，逆变器能稳定工作在阻性及非线性负载条件下。



(a) 阻性负载



(b) 感性负载

图 5.11 逆变器输出电压、电流波形

5.3 系统设计与实验

5.3.1 系统设计

综上所述，本章提出的新型 BBHF 逆变器具有以下优点：

- ① 结构简单，整个电路只有四个功率器件；
- ② 开关损耗低，两个开关器件工作在工频；
- ③ 光伏器件输出功率稳定；

BBHF 系统为单相输出，其拓扑结构与控制系统参见图 5.4、5.7。S1 控制信号由 DSP 提供，用于 MPPT 控制；S2 控制所需的参考正弦波由 DSP 生成，三角波发生器由 8038 集成电路构成，S1 工作频率为 40KHz，S2 工作频率为 20KHz。电路具体参数参见表 5.2。

表 5.2 BBHF 系统电路参数

参数名称	具体数值
L1、L2、L3、L4	L1、L2:3uH L3、L4: 25uH
C1、C2	1000uF/100V 2200uF/100V
S1、S2、S3、S4	S1、S2: IRF250 S3、S4: IRG4PC50UD
D1、D2、D3	HFA16PA60C

5.3.2 实验结果

1、稳态工作情况下实验波形

(1) 光伏器件输出波形

如图 5.12 光伏器件的输出电流波形所示：光伏器件基本处于稳定工作状态，但输出电流存在一定的波动，该波动是由于 S1 高频开关动作造成的，与后级电路的工作无关。经实测，此时光伏器件的输出功率大约在 125W。

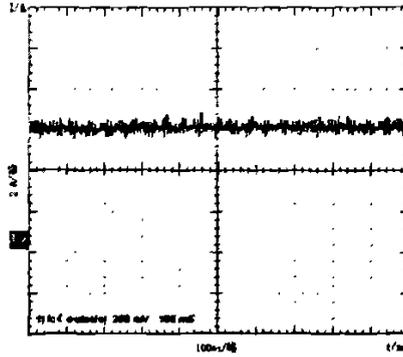


图 5.12 光伏模块输出电流波形

(2) 电感 L_2 电流波形

图 5.13 是日照稳定情况下 BBHF 逆变器工作时电感 L_2 中的电流波形所示：其峰值形成正弦半波的包络线，这表明它在正弦半波信号的调制下，电流峰值按正弦规律变化。

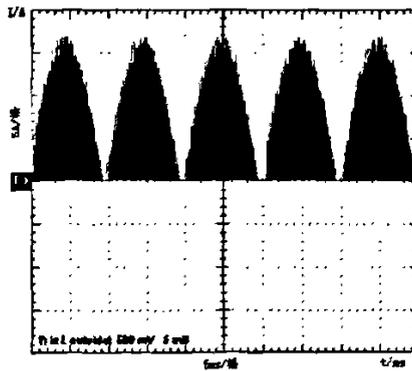


图 5.13 电感电流 i_{L_2} 的实验波形

(3) 逆变器输出波形

图 5.14 为逆变器稳态情况下的输出电压与输出电流波形，从波形可以看出，逆变器在瞬时电压反馈控制方法下具有良好的稳态特性。

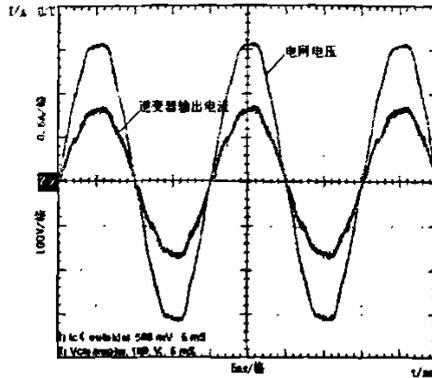


图 5.14 逆变器电压、电流的实验波形（稳态）

2、逆变器从空载到满载情况下电压波形

如图 5.15，BBHF 系统从空载到额定负载（150W）突然切换时，逆变器输出电压 u_o 和输出电流 i_o 的动态响应波形。在瞬时电压控制方法下，从空载到满载的电流稳定时间小于 3ms，逆变器具有良好的动态特性。

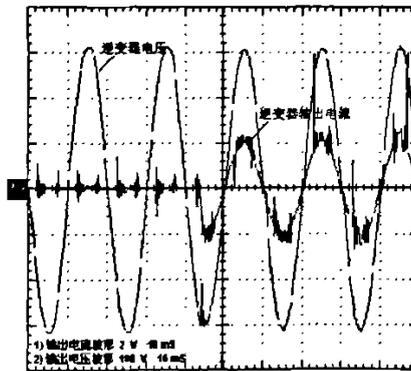


图 5.15 逆变器输出电压、输出电流波形（空载到满载的切换）

上述实验结果均表明：BBHF 逆变器能使光伏器件稳定工作在最大功率点，当外部环境发生变化时，系统能快速跟踪日照的变化，使光伏器件重新输出最大功率。逆变器在瞬时电压控制方法下具有良好的稳态特性和动态响应。

5.4 本章小结

(1) 所谓光伏交流模块系统 (AC Photovoltaic module system, ACMS) 是指将逆变器与光伏器件集成在一起的光伏发电系统, 它既可以并网工作, 也可以脱离电网向交流负载供电。光伏交流模块系统概念的提出解决了光伏阵列中不同光伏模块特性相互影响, 从而导致光伏器件输出功率降低的问题。该系统具有光伏器件利用率高、使用灵活、无需直流母线等优点。

(2) 传统的逆变器虽然也可用于 ACM 系统, 但是普遍存在结构复杂、造价高、体积和重量过大缺点。为充分发挥 ACM 系统的性能, 工作人员已经设计了一些专门用于小功率 ACM 系统的逆变器结构, 它们具有结构简单、成本低等优点, 但在光伏模块最大功率控制方面仍存在不足。

(3) 为解决上述拓扑存在的问题, 本文提出了一种用于 ACM 系统的新型逆变器结构: BBHF 逆变器。该逆变器由 BUCK-BOOST 电路和电流源高频链组成, 该电路能有效避免系统结构及控制对光伏器件输出功率的影响, 使光伏器件稳定工作在最大功率点, 提高了光伏器件的利用效果。BBHF 系统逆变器采用电压瞬时值控制方法, 具有良好的稳态特性和动态响应。实验结果表明, 本章提出的新型拓扑 BBHF 系统具有结构简单、控制容易实现, 所需元件少等优点, 适用于 ACM 系统。

第六章 总结与展望

6.1 本文工作总结

光伏发电已成为我国未来新能源的重要组成部分，随着对其研究的不断深入，光伏并网发电在能源结构调整中起到越来越重要的作用。本文以光伏并网发电系统为研究平台，对光伏器件的特性、光伏阵列的最大功率点跟踪控制方法、系统并网运行时孤岛效应的检测方法和用于 ACM 系统的新型逆变器拓扑等问题进行了深入系统的研究，并将这些研究应用到光伏并网发电的样机中。全文主要研究工作如下：

1. 最大功率点跟踪控制是保证光伏发电系统对光伏器件利用效果的重要手段。本文针对定步长扰动观察法存在功率振荡的问题，提出了一种根据光伏器件工作状态调整扰动步长的非对称模糊 MPPT 控制。应用该方法后，光伏发电系统可以快速跟踪日照变化，使系统重新工作在新的最大功率点上。在日照相对稳定的环境下，该方法可有效消除功率振荡现象，提高了对光伏器件的利用率。理论分析和实验结果表明：这种根据光伏器件工作状态调整扰动步长的非对称模糊 MPPT 控制方法，在光伏发电系统中具有重要的理论意义和实用价值。

2. 针对固定参数法存在的控制精度差的缺点，本文结合小步长扰动观察法提出一种新的最大功率点控制方法：双模式 MPPT 控制方法。该方法可控制光伏系统在日照剧烈变化情况下快速工作在新的最大功率点，同时提高了控制精度。理论分析和实验结果表明，本文提出的两种 MPPT 控制方法在光伏并网发电系统中，均实现了对外部环境变化的快速跟踪控制能力，同时消除或减弱了光伏器件在最大功率点处的振荡现象。

3. 针对有源频率扰动法在孤岛效应发生时，因对负载性质的依赖性造成漏判这一缺点，本文提出一种周期扰动正反馈有源频率漂移法。该方法对于逆变器不同负载性质情况下具有较好的孤岛检测效果，并且实施简单，响应速度快，不需要额外的硬件电路。理论分析和实际

应用结果表明：周期扰动正反馈有源频率漂移法在光伏并网发电系统中具有重要的实用价值。

4. 在上述研究基础上，本文实现了一套两级单相光伏并网发电系统。在该系统中，用于提高光伏器件利用效果的双模式 MPPT 控制方法、用于孤岛效应检测的周期扰动正反馈有源频率漂移法和用于逆变器的无差拍电流控制方法得到应用。该系统前级主要实现 MPPT 的控制，同时避免了后级逆变器对光伏器件输出功率的干扰，整个系统具有工作稳定、控制容易实现等优点。基于该系统，进行不同气象条件下的光伏并网发电工作实验，积累了大量实验数据和经验，为后续工作打下一个良好的基础。

5. 为解决光伏模块串联时不同模块相互影响从而导致光伏阵列输出功率下降的问题，本文提出了一种用于 ACM 系统的新型逆变器拓扑：BBHF 逆变器。它由 BUCK-BOOST 电路和电流源高频链逆变电路构成，整个电路仅有四个功率器件，具有结构紧凑、成本低、对光伏器件利用效果好等特点。为了使 BBHF 逆变器输出根据外部环境快速变化，本逆变器采用输出电压瞬时值控制方法。理论分析和实验结果表明：该逆变器对光伏器件利用效果好，且结构简单、效率高，其逆变器输出电压稳定，对外部环境变化响应速度快，因而该逆变器有着重要的实用价值。

6.2 对以后工作的展望

光伏发电技术在实际应用已经展现了它迷人的魅力，随着国内环保意识的增强和国家相关法规的出台，它必将在以后的日子里成为我国新能源中一个闪光点，在研究光伏并网发电系统过程中，感觉到有一些问题还没有得到有效的解决，它们限制了光伏发电的应用：

1. 对于不同功率等级光伏发电系统，拓扑结构和参数都有很大的不同，限制了光伏发电系统的通用化，给以后用户升级换代带来不变并增加了成本。因此设计出一种可适用多种功率等级，具有通用性的光伏发电系统拓扑是光伏发电研究的一个重要方向。

2. 局部阴影造成光伏阵列输出功率严重下降的问题仍没有一个良好的解决方法，它严重降低了系统的输出功率，造成光伏电能的大量浪费，增加用户的投资成本。目前已有的方法过于复杂，而且基本上都是通过硬件电路实现，因此系统成本较高。希望能找到一种结构简单的拓扑或软件控制方法来解决这一问题。

参考文献

- [1] 刘汉. 山东: 最大太阳能光伏电站并网. 中国经济周刊[J], 2006,(12):52-52.
- [2] 赵玉文, 刘泉. 我国光伏产业现状与面临的挑战. 太阳能[J], 2004,(3):4-6.
- [3] 赵为. 太阳能光伏并网发电系统的研究[D]. 博士学位论文. 合肥: 合肥工业大学, 2003.
- [4] 杨军. 太阳能光伏发电前景展望. 沿海企业与科技[J], 2005,(8):110-112.
- [5] 吕建, 殷洪亮. 太阳电池及其发展方向. 中国建设动态: 阳光能源[J], 2005,(10M):78-80.
- [6] 马胜红, 陆虎俞. 太阳能光伏发电技术(1) 光伏发电与光伏发电系统. 大众用电[J], 2006,(01):38-40.
- [7] 褚文博, 隆涛. 美国光伏产业路线图. 新材料产业[J], 2006,(1):48-51.
- [8] 李文婷, 刘宏, 陈慧玲. 国内外太阳能光伏发电发展综述. 青海电力[J], 2004, 23(4):3-6.
- [9] 沈辉, 舒碧芬, 闻立时. 我国太阳能光伏产业的发展机遇与战略对策. 电池[J], 2005, 35(6):430-432.
- [10] 西部省份光伏发电项目启动. 节能与环保[J], 2002,(06):39-39.
- [11] 刘佳. 《可再生能源法》助我国光伏产业加快发展. 家电科技[J], 2006,(3):9-10.
- [12] 张治民. 青海省太阳能光伏发电产业发展现状. 青海科技[J], 2003, 10(6):21-23.
- [13] 李宏, 谭洪起. 太阳能光伏光热建筑一体化. 建筑创作[J], 2006,(2):164-164.
- [14] 沈玉梁, 苏建徽, 赵为. 不可调度式单相光伏并网装置的平波电容容量的选择. 太阳能学报[J], 2003, 24(5):655-658.
- [15] Calais M., Myrzik J., Spooner T. et al. Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, 2002:1995-2000.

- [16] Meinhardt M., Cramer G. Past, present and future of grid connected photovoltaic- and hybrid-power-systems[C]. Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE, 2000:1283-12882.
- [17] 王建军. 太阳能光伏发电应用中的温度影响. 青海师范大学学报: 自然科学版[J], 2005,(1):28-30.
- [18] Rodriguez C., Amaratunga G. A. Dynamic maximum power injection control of AC photovoltaic modules using current-mode control. Electric Power Applications, IEE Proceedings-[J], 2006, 153(1):83-87.
- [19] Myrzik J. M., Calais M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review[C]. Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, 2003:8 pp. Vol.2.
- [20] Hohm D. P., Ropp M. E. Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed[C]. Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE, 2000:1699-1702.
- [21] Simoes M. G., Franceschetti N. N., Friedhofer M. A fuzzy logic based photovoltaic peak power tracking control[C]. Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on, 1998:300-3051.
- [22] Valenciaga F., Puleston P. F., Battaiotto P. E. Power control of a photovoltaic array in a hybrid electric eneration system using sliding mode techniques. Control Theory and Applications, IEE Proceedings-[J], 2001, 148(6):448-455.
- [23] IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems[S], 2000.
- [24] 李仲明. 极富发展前景的多晶硅薄膜太阳电池. 新材料产业[J], 2003,(7):14-16.
- [25] Argaw N. Optimisation of photovoltaic water pumps coupled with an interfacing pulse width modulated DC/AC inverter power conditioning device[C]. Conference Record of the Twenty Fourth ; IEEE Photovoltaic

- Specialists Conference - 1994, 1994:1165-11681.
- [26] Mutoh N., Ohno M., Inoue T. A Method for MPPT Control While Searching for Parameters Corresponding to Weather Conditions for PV Generation Systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*[J], 2006, 53(4):1055-1065.
- [27] 杨海柱, 金新民. 并网光伏系统最大功率点跟踪控制的一种改进措施及其仿真和实验研究. *电工电能新技术*[J], 2006, 25(1):63-67.
- [28] Sugimoto H., Dong H. A new scheme for maximum photovoltaic power tracking control[C]. *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the, 1997:691-6962.*
- [29] Ito R., Matsuzaki Y., Tani T. et al. Evaluation of performance of MPPT equipment in photovoltaic system[C]. *Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International, 2003:256-260.*
- [30] 吴理博, 赵争鸣, 刘建政. 单级式光伏并网逆变系统中的最大功率点跟踪算法稳定性研究. *中国电机工程学报*[J], 2006, 26(6):73-77.
- [31] Minwon Park, In-Keun Yu. A study on the optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell[C]. *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, 2004:2040-20453.*
- [32] Femia N., Petrone G., Spagnuolo G. et al. Optimizing sampling rate of P&O MPPT technique[C]. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004:1945-19493.*
- [33] Weidong Xiao, Dunford W. G. A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems[C]. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004:1957-19633.*
- [34] Youngseok Jung, Junghun So, Gwonjong Yuet al. Improved perturbation and observation method (P&O) of MPPT control for photovoltaic power systems[C]. *Photovoltaic Specialists Conference, 2005. Conference Record of the Thirty-first IEEE, 2005:1788-1791.*

- [35] Senjyu T., Uezato K. Maximum power point tracker using fuzzy control for photovoltaic arrays[C]. Industrial Technology, 1994. Proceedings of the IEEE International Conference on, 1994:143-147.
- [36] 张化光. 模糊自适应控制理论及其应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [37] Mao-Lin Chiang, Chih-Chiang Hua, Jong-Rong Lin. Direct power control for distributed PV power system[C]. Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the, 2002:311-3151.
- [38] Dorofte C., Borup U., Blaabjerg F. A Combined Two-Method MPPT Control Scheme for Grid-Connected Photovoltaic Systems[C]. Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 2005:1-10.
- [39] Tunlasakun K., Kirtikara K., Thepa S. et al. A microcontroller based islanding detection for grid connected inverter[C]. Circuits and Systems, 2004. MWSCAS '04. The 2004 47th Midwest Symposium on, 2004:0-26793.
- [40] 郑诗程, 丁明, 苏建徽. 光伏发电系统及其孤岛效应的仿真与实验研究. 系统仿真学报[J], 2005, 17(12):3085-3088.
- [41] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems[S], 2003.
- [42] Hudson R. M., Thorne T., Mekanik F. et al. Implementation and testing of anti-islanding algorithms for IEEE 929-2000 compliance of single phase photovoltaic inverters[C]. Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE, 2002:1414-1419.
- [43] Woyte A., Belmans R., Nijs J. Testing the islanding protection function of photovoltaic inverters. Energy Conversion, IEEE Transactions on[J], 2003, 18(1):157-162.
- [44] Jun Yin, Liuchen Chang, Diduch C. Recent developments in islanding detection for distributed power generation[C]. Power Engineering, 2004. LESCOPE-04. 2004 Large Engineering systems Conference on, 2004:124-128.

- [45] Guo-Kiang Hung, Chih-Chang Chang, Chern-Lin Chen. Automatic phase-shift method for islanding detection of grid-connected photovoltaic inverters. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*[J], 2003, 18(1):169-173.
- [46] Jeong J. B., Kim H. J. Active anti-islanding method for pv system using reactive power control. *Electronics Letters*[J], 2006, 42(17):1004-1005.
- [47] Ropp M. E., Begovic M., Rohatgi A. Analysis and performance assessment of the active frequency drift method of islanding prevention. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*[J], 1999, 14(3):810-816.
- [48] Jeraputra C., Enjeti P. N., In Ho Hwang. Development of a robust antiislanding algorithm for utility interconnection of distributed fuel cell powered generation[C]. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, 2004*:1534-15403.
- [49] Kern G. A. SunSine300, utility interactive AC module anti-islanding test results[C]. *Photovoltaic Specialists Conference, 1997., Conference Record of the Twenty-Sixth IEEE, 1997*:1265-1268.
- [50] Gwon-jong Yu, Jeong-Hoon So, Young-Seok Junget al. Boundary conditions of reactive-power-variation method and active-frequency-drift method for islanding detection of grid-connected photovoltaic inverters[C]. *Photovoltaic Specialists Conference, 2005. Conference Record of the Thirty-first IEEE, 2005*:1785-1787.
- [51] Boutot T., Liuchen Chang. Development of a single-phase inverter for small wind turbines[C]. *Electrical and Computer Engineering, 1998. IEEE Canadian Conference on, 1998*:305-3081.
- [52] Caceres R. O., Barbi I. A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation. *Powerle ctronics,IEEE Transactions on*[J],1999, 14(1):134-141.
- [53] Yaosuo Xue, Liuchen Chang, Sren Baekhj Kjaeret al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. *Power Electronics, IEEE Transactions on*[J], 2004, 19(5):1305-1314.

- [54] Saha S., Sundarsingh V. P. Novel grid-connected photovoltaic inverter. Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-[J], 1996, 143(2):219-224.
- [55] 汪海宁. 光伏并网功率调节系统及其控制的研究[D].博士学位论文.合肥工业大学, 2005.
- [56] 陈东华, 谢少军, 周波. 瞬时值电流控制逆变技术比较. 南京航空航天大学学报[J], 2004, 36(3):343-347.
- [57] 李俊林, 熊健, 康勇. 逆变器数字多环控制技术的研究. 电工电能新技术[J], 2004, 23(4):56-59.
- [58] 潘飞蹊, 陈星弼. 高功率因数Boost变换器电流滞环控制的一种简单实现方案. 电子学报[J], 2004, 32(8):1330-1333.
- [59] 刘飞, 邹云屏, 李辉. 基于重复控制的电压源型逆变器输出电流波形控制方法. 中国电机工程学报[J], 2005, 25(19):58-63.
- [60] 陈建章, 严仰光. 无差拍控制逆变器负载性质识别及参数估算方法. 电力电子技术[J], 1997, 31(3):61-63.
- [61] 郭卫农, 段善旭. 电压型逆变器的无差拍控制技术研究. 华中理工大学学报[J], 2000, 28(6):30-33.
- [62] 郭卫农, 段善旭, 等. 基于DSP实现的无差拍控制逆变器. 通信电源技术[J], 2001,(1):1-4.
- [63] Hung G. K., Chang C. C., Chen C. L. Analysis and implementation of a delay-compensated deadbeat current controller for solar inverters. Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings[J], 2001, 148(5):279-286.
- [64] Hua C., Hoft R. G. High performance deadbeat controlled PWM inverter using a current source compensator and nonlinear loads[C]. Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, 1992:443-4501.
- [65] Yatsuki S., Wada K., Shimizu T. et al. A novel AC photovoltaic module system based on the impedance-admittance conversion theory[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual,

- 2001:2191-21964.
- [66] Wills R. H., Hall F. E., Strong S. J. et al. The AC photovoltaic module[C]. Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE, 1996:1231-1234.
- [67] Setaka T., MATsushima T., Muroyama S. Photovoltaic system in telecommunications building using AC modules[C]. Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE, 2000:1723-1725.
- [68] Knaupp W., Schekulin D., Voigtlander I. et al. Operation of a 10 kW PV facade with 100 W AC photovoltaic modules[C]. Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE, 1996:1235-1238.
- [69] Belkacem F., Diallo D., Capolino G. A. Design and control of a low power DC-AC converter fed by a photovoltaic array[C]. Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, 2004:1161-11642.
- [70] Simpson C. J., van Wyk J., Schoeman J. J. Low-loss DC to AC converter system for stand alone photovoltaic applications[C]. Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, 1992:701-7071.
- [71] Prapanavarat C., Barnes M., Jenkins N. Investigation of the performance of a photovoltaic AC module. Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-[J], 2002, 149(4):472-478.
- [72] Achille E., Martire T., Glaize C. et al. Optimized DC-AC boost converters for modular photovoltaic grid-connected generators[C]. Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on, 2004:1005-10102.
- [73] Wekesa C., Ohnishi T. Utility interactive AC module photovoltaic system with frequency tracking and active power filter capabilities[C]. Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the,

2002:316-3211.

- [74] Valderrama-Blavi H., Alonso C., Martinez-Salamero L. et al. AC-LFR concept applied to modular photovoltaic power conversion chains. *Electric Power Applications, IEE Proceedings-[J]*, 2002, 149(6):441-448.
- [75] Kasa N., Iida T. Flyback type inverter for small scale photovoltaic power system[C]. *IECON 02 Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the*, 2002:1089-10942.
- [76] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [77] 张占松. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [78] 黄敏超, 林渭勋. 新颖的双向电流源高频链DC—AC功率变换器. *电力电子技术[J]*, 1998, 32(4):7-10.

致 谢

在论文完成之际，谨向我的导师何湘宁教授表示由衷的感谢！在我四年多的学习期间，何老师在科研和生活上都给予了我极大的关怀、鼓励和帮助。他渊博的学识、对学科前沿方向敏锐的观察力和判断力引导我顺利完成学业。同时导师严谨的科学研究态度、平易近人的品格、诲人不倦的作风极大地感染和影响着我，使我受益终身。师恩深重，终身铭记！同时感谢实验室邓焰、石健将副教授和吴建德老师热心指点和帮助。

自入学以来，在实验室这个大家庭中与师兄、师弟、师妹们朝夕相处，感谢他们陪我度过这一段美好的时光。他们是：吕晓东、王鸿雁、陈阿莲、胡磊、王林兵、姚刚、谢瑞、李武华、胡敏、王小峰、王长全、刘勇、马铭遥、汪东、刘军、朱志杰、江弘、郑立波、汪飞、陈立烽、梅焯、沈燕群、郦强、陆涵、何海洋、潘昕、简化军、张琪、江剑、熊妍、李晓玲等等。他们中有些人已经毕业走入工作岗位，有些还在继续学习，在这里衷心祝福他们事业有成、学业有成。

其中要特别感谢王鸿雁、王小峰及胡敏对本论文的工作的帮助。在课题研讨过程中与他们互相启发、互相学习，使我受益匪浅。特别感谢树人大学的王章权及蒋燕军老师对本文实验工作的大力支持，他们和我一起完成了本文第五章的工作，两位老师极高的工作热忱和认真的工作态度，使实验得以尽快顺利的完成。实验室的阮苏苏老师在我的论文完成过程中也给予了很大的帮助，在此一并表示感谢。

我即将完成学业走向工作岗位，多年的求学之路得以完成的背后是家人无私的支持和帮助，在此表示深深的感谢。本文的完成离不开始终关心、支持我的爱妻秦媛媛的支持，她是我一生要呵护的人。

感谢国家教育部博士点基金和台达科教基金对本课题的资助。

张超

二零零六年九月于求是园

攻读博士学位期间发表论文

- [1]张超,何湘宁.一种用于光伏发电系统的新型高频逆变器.电力系统自动化,2005,29(19):51-53.
(EI Compendex 已收录)
- [2]张超,何湘宁.非对称模糊PID控制在光伏发电MPPT中的应用.电工技术学报,2005,20(10):72-77.
(EI PageOne 已收录)
- [3]张超,何湘宁.短路电流结合扰动观察法在光伏发电最大功率点跟踪控制中的应用.中国电机工程学报.
(已录用)
- [4]张超,何湘宁.光伏发电系统最大功率点跟踪控制及拓扑结构研究的进展.2006台达电力电子新技术研讨会论文集.2006.7:
241-247.
- [5]张超,何湘宁.一种用于光伏发电系统的新型高频逆变器.中国电源学会第十六届学术年会论文集,2005.11(16):895-896.
- [6]张超,何湘宁.一种用于光伏发电的新型级联式DC-DC变换器.浙江省电源协会第九届学术年会论文集,2004.10(9):92-93.
- [7]王鸿雁,张超,等.基于控制自由度组合的多电平PWM方法及其理论分析.中国电机工程学报,2006.26(6):42-49.
(EI Compendex 已收录)
- [8]王林兵,张超,等.单相三电平功率因数校正变换器研究.电力电子技术,2006.(40)2:15-16,19.
- [9]王林兵,何湘宁,张超.逆变器输出限流技术研究.电力电子技术
(已录用)

作者: [张超](#)
学位授予单位: [浙江大学电气工程学院](#)

相似文献(10条)

1. 期刊论文 [李崎勇, 苗红霞, 王宏华](#) 光伏并网变系数正反馈主动频移孤岛检测方法 -《[工矿自动化](#)2010, 36(4)

针对主动频移检测法在检测光伏并网系统中“孤岛效应”时会增加电流总谐波含量的问题,提出了一种变系数正反馈主动频移孤岛检测方法,该方法根据频率偏差来改变反馈系数,从而可以快速地检测出“孤岛效应”,同时又不会增加光伏并网系统的电流总谐波含量.仿真结果验证了该方法的有效性.

2. 会议论文 [张海波, 孙邦伍, 原慧军, 刘伟, 崔海瑞](#) 基于DSP太阳能光伏并网系统的应用研究 2006

光伏并网发电是太阳能光伏发电应用发展的趋势,并网逆变器是光伏并网发电系统核心部件之一,基于TMS320LF2407 DSP芯片控制的并网系统.利用DSP丰富的外围电路和强大的功能实现并网系统的所有工作、控制和相应的保护功能等.并网逆变器采用前级DC/DC的boost升压结构电路,减少了系统体积和重量,后级DC/AC逆变器采用全桥逆变电路,且具有最大功率跟踪和反孤岛效应等功能.以DSP为控制核心的光伏并网系统具有可靠性强,工作效率高,稳定性好等优点.其加快了光伏并网发电系统的应用推广.

3. 学位论文 [汪海宁](#) 光伏并网功率调节系统及其控制的研究 2005

随着全球范围内能源紧缺和安全问题的日益突出,可再生能源的利用引起广泛的重视.大规模光伏并网发电是充分利用太阳能的一种有效方式,而光伏并网发电中的功率调节、电能质量、电压稳定和无功补偿问题一直是人们关注的热点问题.光伏并网功率调节系统PVPC(Photovoltaicgrid-connectedPowerConditioner)利用光伏并网逆变器主电路的特点,将光伏并网的发电控制与无功补偿、有源滤波相结合,在有效地进行光伏并网发电的同时,还可以对电网中的无功和谐波进行补偿或抑制,进而提高电网供电质量和能力,并减少线路损耗,该系统的使用可以节省相应设备的投资,拓宽了光伏并网发电的应用范围,具有广阔的发展前景.

文中深入研究PVPC的理论、拓扑结构、太阳能电池最大功率点跟踪、谐波及无功电流检测、并网功率的控制和孤岛效应的识别等,研制容量为30KVA的光伏并网功率调节系统样机,在光伏并网逆变器的设计和控制、瞬时无功补偿和谐波抑制、最大功率跟踪和孤岛效应识别等关键技术领域均获得满意成果,很好地实现了光伏并网发电与无功补偿的统一控制.

本文的主要研究内容有:

一、PVPC系统的拓扑结构

深入分析光伏并网逆变器和有源电力滤波器拓扑结构的特点,结合并联型APF控制原理,提出了具有无功补偿功能的三相PVPC拓扑结构,建立PVPC在三相静止坐标系下的数学模型,分析了PVPC的工作机理和动态特性.

设计光伏并网功率调节器的主电路,对交流侧并网滤波电抗器和直流侧储能电容的选择提出了基于工程设计的计算方法,并详细分析了主电路结构参数对系统性能的影响.

二、瞬时无功和谐波电流的检测和控制

根据瞬时无功功率理论,提出了基于DSP数据处理器瞬时无功和谐波电流的在线检测算法,有效的无功补偿和谐波抑制功能,系统实验表明,无功补偿和谐波抑制的效果良好,反应迅速.

三、系统的最大功率跟踪

光伏阵列的 $V-I$ 特性与温度和日照强度有关且具有强烈的非线性,其最大功率的跟踪控制一直是光伏系统技术研究的重要内容之一,本文在深入分析了影响最大功率跟踪效果的几种可能原因,研究常规的P&O法和IncCond法之间的本质联系,针对这两种方法都无法避免的受日照强度变化而产生搜索方向误判断的缺陷,提出了二次电导增量法,从理论上证明该方式可有效地减少误探索的几率,实验验证该方法可实现最大功率点的准确跟踪,具有跟踪效率高、反应速度快、电压波动小等特点.

四、PVPC的功率控制研究

PVPC系统中的有功功率和无功功率需要得到同时控制,论文对系统的电压同步方式、并网电流的相位换算和电流矢量的合成进行了详细讨论,提出了并网功率的合成算法,并在并网功率的调节控制中成功实现.

PVPC系统的电流内环稳定和跟踪控制是关键技术之一,其直接影响系统的控制效果和电磁噪声,论文研究并分析提出了两种控制方式:

1)采用常规的串联校正方式,利用动态的电压前馈抵消电网交流电压的扰动影响,该方式可以有效减轻电流环的调节强度,减少跟踪误差.

2)采用广义积分PI控制策略,实现对交流电流的无差跟踪控制,该方式可有效提高系统在全功率范围的并网功率因数,并提高无功补偿效果,有效降低系统的电磁噪声.

五、孤岛效应的识别和群控技术研究

孤岛效应的识别方式有很多,但在实际中能够避开识别的所有死区,且能够快速反应,却需要做大量工作.论文在研究分析孤岛效应的产生机理和已知的多种识别方式基础上,重点对主动频率偏移的识别方式进行了探讨,提出了改进的主动频率偏移方式——频率相移方式.实验表明该方式可以加快负载匹配时的反孤岛响应时间,具有较强的抗噪声影响能力,系统还集成了多种被动式反孤岛措施,全面保证了反孤岛的可靠性.

论文对大规模并网发电系统的控制进行了研究,分析了并网群控系统的拓扑结构和控制策略,提出了基于CAN总线的固定主从和循环主从控制结构和方式,其控制策略可以有效提高规模化光伏并网发电系统的全系统效率.

六、三相30KVA的PVPC装置样机研制

本项目为国家“863”科技攻关项目,需要完成系统的样机研制并投入光伏并网功率调节系统的示范工程中运行,系统的控制核心采用具有专用SPWM功能的DSP数字信号处理单元,具有多种保护、液晶显示监控和通讯功能,系统样机的控制和调试均实现了全部数字化,具有数据远传和网络监控能力,系统的运行实验和验收测试鉴定表明,系统的各项性能指标均达到合同规定要求,系统运行可靠.

4. 学位论文 [宣昆](#) 无隔离太阳能光伏发电并网逆变技术 2007

随着太阳能光伏发电的不断普及,太阳能光伏电站的容量不断增加.提高光伏发电系统中电力电子装置效率、改善其输出特性以及引入并网发电技术成为光伏发电技术乃至整个新能源发电技术研究的重要内容.尤其是对于最新的无隔离光伏发电并网逆变技术,研究其逆变方式、并网算法等等,都具有相当大的现实意义.

本文主要研究了无隔离光伏发电并网逆变系统的逆变方式、并网算法.将多电平拓扑和新式的调制策略引入太阳能光伏发电领域,结合单片机的优势,实现了采用单片机加大功率半导体元件的结构进行逆变的技术方案.

本文首先介绍了分散发电、光伏发电、并网发电的逆变技术等相关的技术概念,以及国内外光伏逆变技术的现状和发展趋势.接着介绍了多电平逆变器的基本原理和单片机在电力电子中的应用情况.然后详细介绍了无隔离太阳能光伏发电并网逆变系统的硬件设计过程和电路功能的实现,并给出了硬件的性能测试数据.尤其针对无隔离和并网逆变这两个技术要点做了详细的阐述.

在这之后,进一步从理论上分析了二极臂箱型三电平变流器运行工况,并建立了数学模型,在此基础上,根据控制自由度组合的思想对多电平变流器SPWM调制方法进行了分析.将多电平变流器开关频率优化及SPWM方法和载波交叠式SPWM方法相结合,实现了开关频率优化.载波交叠SPWM方法.该方法同时具有开关频率优化和载波交叠SPWM方法的优点:在较低开关频率下具有良好的谐波特性,并有效的提高了直流电压利用率.

针对并网逆变原理及并网逆变器的特殊技术要求,本文专门对它进行了详细的讨论.并重点分析了光伏并网发电中比较特殊的两个难点:最大功率点跟踪和孤岛效应的防止.介绍了它们的原理和实现.

本文作者设计并完成了5000W无隔离太阳能光伏发电并网逆变系统.通过理论分析和实验结果证明,此系统所用的方案是光伏并网发电领域的一个较佳方案,理论意义和经济意义都不可估量.

5. 学位论文 [毕磊](#) 分布式光伏并网发电技术研究 2007

论文对分布式光伏并网发电系统进行了研究和实验,系统的硬件电路是基于智能功率模块的全桥逆变器结构,系统的控制方案是基于TMS320F2812系列DSP芯片的电流输出控制方案。

分析了分布式光伏并网发电系统应用的背景和趋势,对其各部分的研究现状进行了探讨和比较。选择全桥式结构作为系统逆变器的主电路拓扑结构,用智能功率模块(IPM)作为主开关元件,设计了其驱动电路及逆变器的外围电路。对系统的控制方案进行了详细的分析,采用TMS320F2812号DSP作为系统的控制芯片,软件编程实现了系统的并网控制。分析比较了太阳能电池最大功率点跟踪和分布式并网发电系统孤岛效应问题防止的方法。给出了仿真及实验结果。论文设计的分布式光伏并网发电系统能够实现逆变并网的功能。

6. 期刊论文 时智勇, 贺明智, 郝瑞祥, 游小杰, SHI Zhi-yong, HE Ming-zhi, HA Rui-xiang, YOU Xiao-jie 基于同步PI控制的光伏并网发电系统研究 - 电力电子技术2009, 43(10)

详细介绍了100 kVA单级式三相光伏并网发电系统的主电路结构及其工作原理。为实现系统可靠高效运行,在三相逆变器数学模型基础上,采用同步PI电流控制技术完成并网逆变器无静差调节和最大功率跟踪(MPPT)。针对分布式发电系统中特有的孤岛效应,采用了检测盲区小且无谐波引入的主动有功干扰法对孤岛进行检测。试验结果表明了上述方法在光伏并网发电系统中应用的可行性和可靠性。

7. 学位论文 杨飞 基于Fibonacci-MPPT的光伏并网发电系统的研究 2009

面临能源枯竭与环境污染日益严重的问题,基于光伏等新能源的分布式并网发电系统得到了广泛的关注。太阳能以其经济、清洁等优点倍受青睐。其中太阳能光伏并网发电是太阳能利用的主要趋势。另外,由于高性能数字信号处理芯片(DSP)的发展,使一些先进的控制策略在光伏并网逆变器中的应用变得更为简单。

本文在此背景下,以单相光伏并网系统为研究对象,在其核心部分太阳能电池板的最大功率跟踪和并网逆变器控制技术的研究基础上,进行系统设计和验证。主要内容如下:

(1)概述太阳能利用的意义和广阔前景,给出本课题的主要研究内容。对太阳能电池的工作原理及工作特性进行介绍,详细分析了太阳能电池工作的等效电路和数学模型。对几种传统的最大功率点跟踪控制算法的进行比较,分析各自的优缺点。根据分析结果采用基于Fibonacci数列的方法跟踪太阳能电池阵列的最大功率点,保证跟踪过程的准确性、稳定性以及快速性,实验证明这种方法具有良好的跟踪性能。

(2)详细分析了单相光伏并网发电系统的全桥逆变电路的工作特性和原理。比较了几种单相并网系统的控制方法,采用改进型固定开关频率的控制方法,这样就避免开关频率不固定的问题,同时减小噪音和开关损耗。

(3)针对光伏并网发电的电流必须与电网电压同频同相,本文详细讨论了并网过程中的软件锁相技术,对锁相环电路的组成和工作原理研究、设计采样电路和软件锁相进行了描述,实验结果表明此方法可靠有效,能使逆变器输出电流与电网电压完全同相。

(4)孤岛效应是光伏并网系统中必须解决的问题,本文对孤岛效应的含义及相关标准进行了说明,分析了产生孤岛效应的原因、主要危害、检测原理和常见的检测方法,总结了目前常见检测方案的主要问题,采用了一种简单易行、基于电压正反馈的主动反孤岛方法,讨论了该方法设计中所需关注的主要问题以及对原有系统产生的影响,最后通过相关的仿真和实验证明了这个方法的有效性。

8. 学位论文 唐金成 光伏并网逆变器建模和仿真研究 2008

随着工业技术的迅猛发展,能源问题越来越受到人们的重视。如何开发利用再生资源以解决当前的能源危机成为一个热门话题。人们普遍认为在目前可行的、并且已经得到比较广泛利用的可再生能源中,技术含量最高、最有发展前途的是太阳能。太阳能利用的主流方向是光伏并网发电。在光伏并网发电系统中,并网逆变器为核心。因此,本文主要研究适用于光伏并网发电系统的逆变器。

论文首先描述了光伏电池的工作特性,研究了常见光伏阵列模型。在此基础上,在MATLAB仿真环境下,开发了光伏阵列通用仿真模型,分析了光伏阵列最大功率点的跟踪控制方法,最终采用干扰观测法实现了光伏阵列的最大功率点跟踪。

论文详细分析了DC/DC变换电路、DC/AC逆变电路的工作原理和工作特性。光伏并网发电系统中主电路参数的选择对于系统能否正常工作、系统输出电流波形质量的好坏有着重要的作用。使用MATLAB中的POWER SYSTEM BLOCKSETS工具软件建立了DC/DC变换电路、DC/AC逆变电路的动态模型,并进行了在开环和闭环两种情况下的仿真。

由DC/DC变换电路、DC/AC逆变电路两个部分通过DClink连接组成光伏并网逆变器。通过对DC/DC变换电路的占空比调制实现了光伏阵列输出电压的控制,使光伏阵列运行在最大功率点。通过对DC/AC逆变电路的双环控制,以取得与电网电压同步的正弦电流输出和直流母线侧电压的稳定,其中电流内环采用滞环电流跟踪控制,电压外环采用PI控制。最后,实验说明了仿真结果的正确性。

论文在给出孤岛效应危害的基础上,分析了目前常用的被动式、主动式孤岛检测方法,并采用并网电流幅值扰动法实现反孤岛效应。

9. 期刊论文 嵇元, 徐进, 刘安成, JI Yuan, XU Jin, LIU An-cheng 基于DSPIC30F6010A双闭环控制的并网逆变器的研究与实践 - 能源工程2008, ""(5)

光伏并网发电是光伏发电应用发展的趋势,并网逆变器是光伏并网发电系统核心部件之一,基于DSPIC30F6010A芯片控制的并网系统,利用DSP丰富的外围电路和强大的功能实现并网系统的所有工作、控制和相应的保护功能等。针对输出电流谐波含量大的特点,提出了基于同步PI内环控制和直流电压前馈外环控制的双闭环电流控制思路,并网逆变器采用前级DC/DC的boost升压结构电路,减少系统体积和重量;后级DC/AC逆变器采用全桥逆变电路;且具有最大功率跟踪和反孤岛效应等功能。仿真和实验证明:利用提出的算法,可有效减少并网电流的谐波,光伏并网系统具有可靠性强,工作效率高,稳定性好等优点。

10. 学位论文 张晓菊 光伏并网控制系统的研究 2007

由于太阳能的诸多优势使它受到人们的重视,在太阳能的多种利用形式中,光伏并网发电是其中最具有前景的一种。因此,本文对并网控制的关键技术进行研究,主要包括DC-DC模块、DC-AC模块和滤波电路的结构设计、功能描述以及控制方案分析。

DC-DC模块采用Boost拓扑结构,分析该电路的状态方程,并对模块输入电压采用电压反馈和PI调节相结合的控制方案。经过实验调试,表明控制方案能达到预期的性能要求,不仅调整过程超调量很小、调整时间短,而且稳态误差小,具有很好的动态、稳态性能。另外,由于DC-DC模块的另一个功能是实现太阳能电池的最大功率跟踪(MPPT),在分析太阳能电池技术特性的基础上,介绍了MPPT跟踪原理,着重分析如何调节光伏阵列的等效负载来改变光伏阵列的工作点,并给出了扰动与观察法的实现程序流程图。同时提出了单片机和专用PWM驱动芯片相结合的方案来产生MOSFET驱动信号,使实际电压能按MPPT得到的工作电压调整。

光伏并网控制的关键是控制逆变器输出电流,使其与电网电压同频、同相。首先推导了逆变器数学模型,采用PI调节进行闭环控制,并推导了PI参数的计算公式。其次着重介绍同步的关键技术——软件锁相环(SPLL)技术,详细分析了有限脉冲响应PLL原理,使锁相速度和超调量之间达到最优化,并结合87C196MC的功能模块给出了设计方案和软件流程图。最后分析了T型滤波器的设计方法和频谱特性,实验结果表明经过该滤波器后逆变器输出电流波形非常接近理想的正弦波,很好地改善了电流波形的质量,其纹波远远小于电感滤波结果。

孤岛效应是光伏并网系统应用中必须防止发生的故障现象,所以本文最后还对孤岛效应进行了分析,介绍了几种常见的检测方法,主要分析了主动频率偏移法的检测原理。

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1213607.aspx

授权使用: 西安理工大学(xalidx), 授权号: 020b7652-a7ae-49b8-ac00-9df10119a0b1

下载时间: 2010年9月14日