

The Research on ac module photovoltaic grid-connected inverter

Abstract

Solar power has become one of the most important renewable energy due to the energy crisis recently. Grid-connected application is the tendency of photovoltaic generation system. With the improvement of the solar battery and power electronics, the main research fields of the photovoltaic grid-connected power system focuses in higher power density and higher efficiency techniques. This situation increases the rigid requirement for the reliability and cost-dwon.

Ac module system is an independent PV inversion system, which enjoys its unique safety , ecomonical and small –size feature over the traditional photovoltaic generation system .The AC module is promsing in the future use. This paper first summarizes the common topologies of ac module and their characteristics. A new voltage-type ac module is presented, the topology of the ac module is composed of a push-pull series resonance converter and a full-bridge grid-connected inverter, and then the operation of this inverter is analyzed. The math model of ac module is derived by using state space averaging method, then the derived model is used to conduct the controller design. A new maximum power point tracking(MPPT) strategy is introduced in this paper, it is desgined to follow the variations of solar panel insolation to achieve maximum power point tracking.In the end of this paper, 100W prototype of the voltage-type series resonance ac module system is designed and tested,the simulation results showes good performance thus validate the proposed scheme .

Key words: Photovoltaic power system ac module series resonance
Maximum Power Point Tracking

插图清单

图 1-1	光伏并网发电系统结构发展路线图.....	2
图 1-2	ac module 结构图.....	4
图 2-1	工频 ac module 结构框图.....	7
图 2-2	工频 ac module 系统典型拓扑.....	8
图 2-3	buck 型工频 ac module 拓扑结构图.....	9
图 2-4	电压型高频链 ac module 系统结构框图.....	10
图 2-5	电压型 ac module 并网逆变系统拓扑.....	11
图 2-6	推挽串联谐振式电压型 ac module 电路图.....	12
图 2-7	推挽串联谐振式 DC-DC 变换器电路图.....	12
图 2-8	推挽串联谐振式 DC-DC 变换器电路工作模态图.....	13
图 2-9	推挽串联谐振式 DC-DC 变换器电路工作波形图.....	14
图 2-10	全桥逆变器电路工作模态图.....	16
图 2-11	电流型高频链 ac module 系统结构框图.....	17
图 2-12	电流型 ac module 逆变系统拓扑.....	18
图 2-13	反激式电流型高频链 ac module 工作原理图.....	19
图 2-14	新型电流源 ac module 主电路结构图.....	22
图 2-15	新型电流源 ac module 波形图.....	22
图 3-1	变换器的建模方法.....	24
图 3-2	反激式变换器的工作模型图.....	25
图 3-3	反激式变换器的三个等效子电路.....	28
图 3-4	重新排列三个子电路的位置.....	29
图 3-5	反激式变换器的小信号电路模型图.....	29
图 3-6	电流型高频链 ac module 的小信号电路模型图.....	29
图 3-7	功率管逆变桥路开关换流电路.....	30
图 3-8	电压型高频链 ac module 传递简图.....	33
图 4-1	PID 控制原理框图.....	35
图 4-2	重复控制原理框图.....	36
图 4-3	并网逆变器的输出模型及矢量图.....	37
图 4-4	逆变器电流跟踪系统的数学模型.....	38
图 4-5	加前馈的并网系统图.....	39
图 4-6	并网系统控制框图.....	39
图 4-7	太阳能组件等效电路.....	41
图 4-8	直线近似法示意图.....	42
图 4-9	最大功率点跟踪控制结构图.....	43
图 5-1	推挽串联谐振电压型 ac module 主电路结构图.....	44
图 5-2	电压型 ac module 控制电路结构框图.....	48
图 5-3	电压型高频链 ac module 控制电路图.....	49
图 5-4	直流侧电压检测单元.....	49
图 5-5	直流电流检测单元.....	50
图 5-6	电网电压检测单元.....	50
图 5-7	交流电流检测单元.....	50
图 5-8	锁相环电路图.....	51

图 5-9 最大功率点跟踪电路图..... 51

图 5-10 PWM 发生电路结构图 52

图 5-11 驱动电路图..... 52

图 5-12 保护电路单元..... 53

图 5-13 ac module 并网逆变器实物图 55

图 5-14 推挽串联谐振电压型 ac module 仿真模型图..... 55

图 5-15 推挽串联谐振变换器软开关波形图..... 56

图 5-16 推挽变换器输入、输出电压波形..... 56

图 5-17 推挽变换器输出电压和并网电流波形..... 57

图 5-18 输出电流和电网电压波形..... 57

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标志和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 合肥工业大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签字：周小义 签字日期：2007 年 5 月 31 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 合肥工业大学 有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅或借阅。本人授权 合肥工业大学 可以将学位论文的全部或部分论文内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文者签名：周小义

导师签名：张兴

签字日期：2007 年 5 月 31 日

签字日期：2007 年 5 月 30 日

学位论文作者毕业后去向：

工作单位：

电话：

通讯地址：

邮编：

致 谢

本课题的研究是在张兴教授的悉心指导下完成的，在硕士研究生三年的理论学习、课题研究和论文写作期间，张老师给了我无私的帮助和无微不至的关怀，我所取得的点点滴滴的进步，无不倾注着他的心血和汗水。在此谨向张老师表示最诚挚的谢意！

感谢张崇巍老师！张崇巍老师渊博的学术知识、严谨的治学态度和务实的科研作风使我受益匪浅，并将永远鼓励着我在今后的学习和工作中继续奋发进取！

感谢阳光电源公司的曹仁贤老师、赵为老师！在我就读研究生的三年期间，两位老师对我实习工作时的指导、关怀与照顾令我终生难忘，在此表达我最衷心的祝福！

在研究生期间，杜少武老师在学习、课题研究等各方面都给予给了我极大的关心和帮助，在此对杜老师表示发自内心的感谢！

在课题的完成过程中，实验室的谢震、许颇、杨淑英等师兄，陈威、张显立、伍瑶、周志健、童克文、吴玉杨、程显忠、张昱等同学给予了我热情的帮助和大力的支持，在此，一并向他们表示衷心的感谢！

谢谢我的父母、弟弟给予我的支持和鼓励，使我得以顺利完成学业。在我的学习和工作中，他们永远是我最好的精神支柱！

最后，向关心、支持和帮助我的所有师长、亲人和朋友再一次表示我最衷心的感谢！

作者：周小义

2007 年 4 月

第一章 绪论

1.1 光伏并网发电技术的发展

在当今各种能源逐渐枯竭的情况下,人类必须寻找新的替代能源,并且这一新能源必须是取之不尽,用之不竭的。目前有可能实用化的可再生能源主要有太阳能、风能、燃料电池、地热发电等,从能源供应的诸多因素考虑,太阳能无疑是符合可持续发展战略的理想的绿色能源。全球能源专家们认定,太阳能将成为 21 世纪最重要的能源之一^[1]。

对太阳能的利用主要有光伏发热、光伏发电、光伏制冷等,而光伏能源的利用最主要的还是光伏发电。目前,光伏发电有离网和并网两种工作方式。过去,由于太阳能电池的生产成本居高不下,光伏发电多数被用于偏远的无电地区,而且以户用及村庄用的中小系统居多,都属于离网型用户。但是住宅光伏系统通常是白天光伏系统发电量大而负载耗电量小,晚上光伏系统不发电而负载耗电量。将光伏系统与电网相连,就可将光伏系统白天所发的多余电力“存储”在电网中,待用电时随时取用,省掉了储能蓄电池,且系统使用住宅原有配线,节省了配线费用。近年来,光伏产业及其市场发生了极大的变化,开始由边远农村地区逐步向城市并网发电、光伏建筑集成的方向快速迈进,太阳能已经全球性地由“补充能源”的角色被认可将是下一代“替代能源”^[2]。

光伏并网发电发展的初期主要是依靠各国政府在政策及资金方面的大力支持,现在已逐步商业化,进入了一个新的发展阶段。光伏并网发电的市场前景吸引了一批国际知名企业或企业财团介入光伏电池制造业。这些大公司的介入,使产业化进程大大加快。预计今后 10 年光伏组件的生产将以每年增长 20%~30% 甚至更高的递增速度发展,到 2010 年可能达到 4600MW 年的生产量,总装机容量将可能达到 18GW。国际光伏工业在过去的 10 年中的平均增长率为 20%,1998 年世界太阳能电池组件生产量为 155MW,2000 年增长到 288MW,2002 年达到 540MW,2004 年达到 960MW。截止到 2000 年底,世界光伏发电累计总装机容量达到了 1300MW。目前全球太阳能光伏电池产业的销售收入超过 20 亿美元。预计到 2050 年左右,太阳能光伏并网发电将达到世界总发电量 10%~20%,成为人类的基本能源在之一^[3]。

光伏并网发电的这种迅猛发展是必然的,只有进入电力系统的规模应用,才能真正对于缓解能源紧张和抑制环境污染起到积极的作用。同时,光伏产业的规模发展还将为社会提供可观的社会就业机会。

1.2 光伏并网发电系统结构的发展趋势

光伏并网发电技术发展已经有 40 多年的历史了,其发电系统的结构不断地调整优化,大致变化过程如图 1-1 所示^[4, 5]。

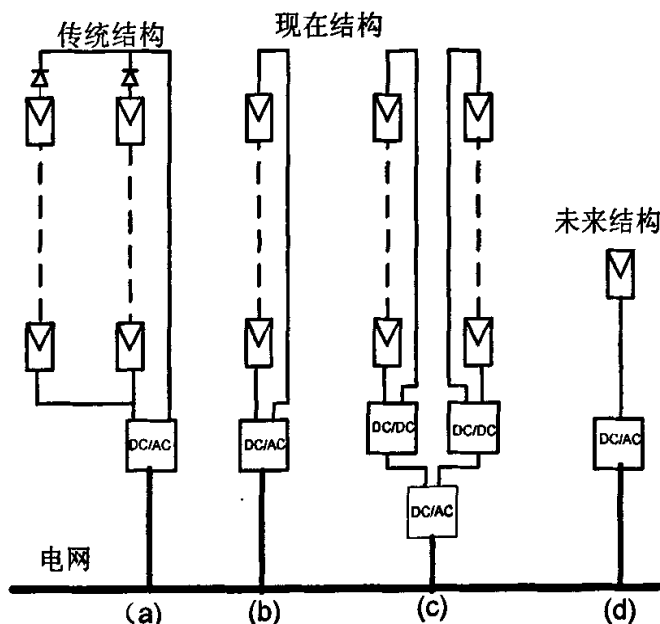


图 1-1 光伏并网发电系统结构发展路线图

传统的光伏并网发电系统如图 1-1 (a) 所示，称为中央集中式光伏并网系统。将太阳能电池串、并联（串联可实现输入高压，并联可达到高功率等级），通过中央逆变器输送给电网。这种光伏并网发电系统需要高压直流电线，输入端需串联二极管。光伏组件之间不匹配，光伏组件之间的串联使组件存在热斑问题，串联二极管引起的损耗较大，若某一组件损坏，则整个支路不工作，逆变器输出有电流谐波，功率因数较低。并且设计不灵活，很难大量使用。

现在普遍采用的是太阳能组件串联结构，称之为串联式光伏并网系统，如图 1-1 (b) 所示。将多个太阳能组件串联实现高压输出，并网逆变器一般无需升压电路，逆变器无须串联二极管，MPPT 被分在每一个串联支路中，相对于图 1-1 (a) 系统结构可大大提高效率，大批量生产可使价格降低。但此种结构仍然存在光伏组件之间的不匹配损耗，组件之间的热斑问题依然存在，且系统中任一组件短路损坏，将引起系统输入电压降低，如果光伏组件断路损坏，将使系统无电压输出。

另外一种常用的拓扑如图 1-1 (c) 所示，称为可调度式光伏并网系统。将太阳能组件串联后通过 DC-DC 变换器升压并对其进行 MPPT 控制，两路这种结构的 DC-DC 输出给逆变器并网。此种结构设计较为灵活，且 MPPT 用单独的 DC-DC 变换器实现，效率较高，但此种结构仍然存在光伏组件之间的不匹配损耗，仍然存在组件之间的热斑问题，任一组件损坏将引起系统瘫痪。且能量转换装置级数较多，系统复杂，成本较高。

以上介绍几种将光伏组件串、并联得到直流电压源的光伏并网系统，这类结

构缺乏系统的扩充性，且无法达到每块组件的最大功率点工作状态，若任一组件损坏将会引起系统不能正常工作，甚至瘫痪。并且存有直流高压的安全性和绝缘问题。

未来发展趋向于单个太阳能组件并网发电系统，国外称之为 **ac module** ^[6-10]，如图 1-1（d）所示，它不存在光伏组件之间的不匹配损耗，不存在热斑问题。在光伏组件和逆变器之间得到最优调整。每个组件具有独立的 MPPT。系统通用性强，能量变换装置可模块化，即成为一个即插件器件，不懂技术的人也会安装。它的缺点是具有升压电路，系统复杂，提高成本，但可批量生产导致低生产成本，低零售价格。是最具有竞争力的光伏系统结构。

ac module 具有以下优点：

- 1 每一个光伏组件独立工作，即使一个光伏组件不能工作，其它光伏组件还可向电网送电。
- 2 没有热斑问题。
- 3 **ac module** 可做成模块化，容易扩容。
- 4 **ac module** 的体积较小，且单个 **ac module** 的价格较便宜。所以一般的工业单位和家庭都可有自己的光伏发电基地。
- 5 使用标准的 **ac module** 安装材料，这可大大减少了安装材料和系统设计的成本。
- 6 传导损耗降低，传输线价格也减少。
- 7 每一个光伏组件有独立的 MPPT，不存在光伏组件之间的不匹配损耗。
- 8 无须串联二极管，无须旁路二极管。
- 9 系统布局紧凑，浪涌电压小。

1.3. ac module 的发展与研究概述

1.3.1 ac module 的发展概述

ac module 并网发电系统是基于独立光伏组件的并网发电系统。用独立光伏组件实现光伏并网的思想起源于 70 年代。由于当时技术的限制，这种思想没有用到实际中来。直到 80 年代末，ISET 才真正对 **ac module** 并网发电系统作深入研究。其中 Kleinkauf 教授在多篇论文中提出 **ac module** 光伏并网发电的思想。并强调其优点，当时称其为模块整合变换器（**module integrated converters**）如图 1-2 所示。

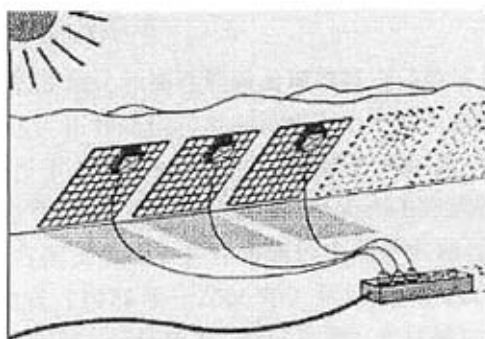


图 1-2 ac module 结构图

当时Kleinkauf教授所提出的思想被一些人认为是虚无缥缈的，而到了90年代初，在美国和欧洲就有几家公司开始研究此装置。首先研究ac module的国家有荷兰、德国、瑞士和美国。第一台ac module产生于1992年。是由德国的ZSW公司研制的。它的功率只有50W，采用的是高频开关频率（500kHz）和隔离变压器。1994年，ZSW公司用同样的技术研制出100W的ac module。而由于这种小功率并网逆变器成本过高以及电磁干扰问题，导致产品无法进入市场。ZSW公司现在采用中频开关（50—100kHz）制作。在1994—1996年，欧洲的另外3个公司也开始研制ac module并网逆变器，它们分别是Mastervolt(荷兰),Alpha Real（瑞士）,OKE-Services（荷兰）在1997年，美国的AES公司研制出第一台投放市场的ac module。如今这些公司研制的ac module在市场上占了很大份额，产品也较成熟。

值得注意的是，不同的光伏组件对应的开路电压以及功率不同，故某一种型号的ac module对应于独立的光伏组件。如SHELL公司生产的Sunmaster-130S功率是100W的ac module^[12]，对应的模块输入开路电压是24V；ASE公司生产的Sunsine 300功率是300W的ac module^[13]，对应的模块输入开路电压是36V；SOLAREX公司生产的MI250功率是240W的ac module^[14]，对应的模块输入开路电压是48V。由于光伏组件的型号不同，对ac module研发的途径也截然不同，导致ac module的系列很多，功率范围广（80—250W），选择ac module的功率大小决定ac module的大小尺寸、价格高低以及采用的技术。开关频率范围也从10k—500kHz不等，市场上出现的ac module主要型号有ZSW、Edisun、Soladin120、Sunmaster、OK4-100、OK5-100、SunSine300以及MI250。

由于个人市场的打开，未来的ac module市场会迅速扩大，到2005年已经安装了80000个ac module。随着市场的激烈竞争，价格最低、性能最优的ac module才能生存下来^[9]。而且，使用者会提出更高的要求，特别会关注安装和监控问题。低价格、质量好、容易安装、监控精确、人机界面好的ac module才是未来市场的主流。

1.3.2 ac module 的研究概述

电力电子器件的高频化和高性能微处理器特别是数字信号处理器 (DSP) 的出现,使得一些先进的拓扑结构和控制策略应用于 ac module 控制成为可能;而先进的拓扑和控制技术对改进的光伏并网系统性能则是必不可少的关键技术之一。由于涉及到商业化因素,国内外有关 ac module 的控制方法、系统数学模型、主电路参数选择等方面文献很少。作者通过中国学术期刊网未能检索到一篇这类文章;通过 EI 检索 (1977 年—2006 年) 到的相关文献大约有 40 篇,但多数是关于 ac module 的效益、经济成本、测试数据、光伏屋顶计划实施情况、厂商、并网装置与建筑美学、能量转化效率、太阳能电池材料等角度分析的^[9-15],技术方面的文献仅找到 18 篇,而且很多是类似重复地介绍。早期的工频 ac module 具有工频变压器体积庞大、笨重、噪声大等不可避免的缺点,文献【16-24】中提出电压型高频链 ac module,该并网逆变器拓扑是一个两级系统,中间存在直流环节。前后两级独立控制,可靠性高,应用广泛,但由于两级功率变换使得系统的效率下降,文献【25、26】提出谐振式电压型高频链 ac module,前级 DC-DC 变换器采用串联谐振式结构,可大大提高变换器的效率,后级全桥逆变器前桥臂采用 PWM 控制,后桥臂采用工频控制,可进一步提高逆变器的效率,因此整体系统的效率也大大提高。文献【10】采用集成磁元件技术,进一步提高了系统的效率,且减小了系统的体积,降低了成本。

虽然谐振式电压型高频链可提高系统效率,但存在两级功率变换,文献【27-30】提出电流型高频链 ac module 的概念,采用的是一级变换系统,丰富了 ac module 拓扑。它是利用反激式变换器中变压器储能特性,将直流电流转化为正弦整流波(馒头波),再经过工频逆变器转化为正弦波实现并网。这种 ac module 具有结构简单、控制容易、可靠性高等特点。但这种电流型高频链 ac module 需工作在 DCM 状态下,开关电压、电流应力大,且光伏组件和并网逆变器之间需要很大的解耦电容。文献【31】提出一种改进型的拓扑,可以使开关工作在 ZVCS 状态下,且无需大的解耦电容即可解耦。文献【32】在此电路的基础上提出一种新的改进方案,可以进一步地控制开关电压、电流尖峰。

由于 ac module 受到市场的限制,它的发展较晚,技术还不是非常成熟,在今后一段时间内,对其研究的侧重点依然是其拓扑结构和控制策略上,随着技术的成熟性,会更多地考虑到可靠性、寿命等因素。

1.4 本论文研究的背景及主要内容

本文是由合肥工业大学和合肥阳光电源公司合作研究的课题项目,本文选题“基于独立光伏组件并网逆变器(ac module)的研究”是针对目前光伏并网系统灵活性差、不能通用、价格高、体积大且可靠性差等问题提出研制基于独立光伏组件的并网系统。

本文主要对 ac module 发电系统中的核心问题进行了深入的理论分析和研究,在理论分析的基础上设计出 100W 的电压型高频链 ac module 系统。并通过使用 Saber 软件建立了系统的仿真模型,仿真结果验证系统设计的准确性。本文分为 6 章,各章内容如下:

第一章介绍了光伏发电技术的发展,讲述了光伏并网发电系统结构的发展,重点介绍了 ac module 以及其的基本特点,讲述了 ac module 的发展过程及其研究现状。

第二章详细地介绍了 ac module 的拓扑结构,对 ac module 的拓扑进行了分类,总结了不同类型拓扑所具有的优缺点。重点对高频链 ac module 的拓扑工作原理进行详细介绍,最后总结各拓扑的特点,研究一种新的高频链 ac module 拓扑,详细分析其工作原理,并将此拓扑作为本论文的研制系统。

第三章主要介绍 ac module 的建模,对 ac module 的建模进行了分类,总结了不同类型建模所具有的优缺点。提出状态空间平均法是最适合 ac module 建模分析的一种方法,并对电流型高频链 ac module、电压型高频链 ac module 进行详细建模分析。由于电流型高频链 ac module 的工作原理类似于反激式变换器,对其建模的本质是对反激式变换器进行建模分析;而电压型高频链 ac module 的核心部分是全桥并网逆变器,从而详细介绍全桥并网逆变器建模,得到控制对象。

第四章是介绍了 ac module 的控制对象,罗列出各控制策略并对比出各自特点。本文采用经典 PID 控制,详细分析其控制设计过程。最后根据光伏组件的输出特性,介绍一种新的最大功率点跟踪控制方案,并运用到本控制系统中。

第五章主要是在前三章的基础上,设计出 100W 的推挽串联谐振式电压型高频链 ac module,详细说明系统的主电路参数的设计过程,并用模拟电路对系统的控制电路进行实现;介绍了辅助电源的设计方案;最后通过用 saber 仿真结果,从而说明了系统的可行性。

第六章主要是总结本文所做得工作,并且展望接下来对 ac module 的研究应该关注的方面。

第二章 ac module 的拓扑结构

ac module 要求输入低直流电压升压并转化为交流电连接电网, 故其要求 DC-DC 变换电路和 DC-AC 变换电路组合而成。而每一类变换器的主电路拓扑结构又存在多种形式, 如把缓冲电路、软开关技术、有源钳位等技术应用到这些变换电路, 即可得到更多的变换器拓扑结构。针对 DC-DC 变换电路, 它可以分为 BUCK、BOOST、BUCK—BOOST、CUK、SEPIC、ZETE 电路以及正激、反激、推挽、半桥、全桥变换器, 而 DC-AC 逆变电路也可分为推挽逆变、半桥逆变和全桥逆变电路。而它们每一种结构根据不同的控制方式 (如 PWM、PAM、PFM) 又会得到各种相应的拓扑, 因而 ac module 拓扑结构及类型十分繁多, 如果针对每一个具体的 ac module 进行拓扑结构的研究必将十分困难, 也不利于寻求拓扑结构的一般规律。因此, 从某一类 ac module 拓扑出发, 利用基本的拓扑研究方法, 研究其拓扑的构建及运行规则。从而研究出相关 ac module 的拓扑设计方法和拓扑性质, 以达到举一反三的目的。研究 ac module 的拓扑结构及其规律主要的目的在于深入分析 ac module 的特性和构建新颖的 ac module 电路拓扑。

本章从传统的工频 ac module、电压型高频链 ac module 和电流型高频链 ac module 系统电路拓扑三个方面阐述, 罗列出现有的 ac module 拓扑结构, 并介绍其典型拓扑的优、缺点, 对其进行比较、分析。并研究一种新的串联谐振式电压型 ac module 电路拓扑, 对其工作原理进行详细分析。通过分析典型反激式电流源 ac module 电路拓扑, 介绍一种改进型电流源 ac module 电路拓扑。

2.1 传统的 ac module 拓扑结构

传统的 ac module 系统主要采用工频 ac module 系统。是指系统的并网逆变器中的隔离变压器工作在工频状态^[33], 其结构如图 2-1 所示。

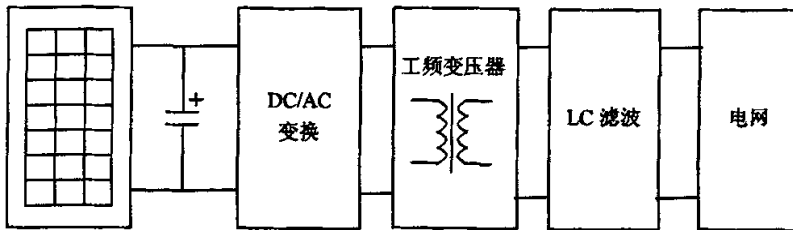


图 2-1 工频 ac module 结构框图

工频 ac module 系统主要是由光伏组件、工频或工频调制逆变电路、工频变压器、滤波电路和交流电网组成。该系统具有应用广泛、性能可靠、技术成熟等优点。典型电路有如下几种, 如图 2-2 所示。

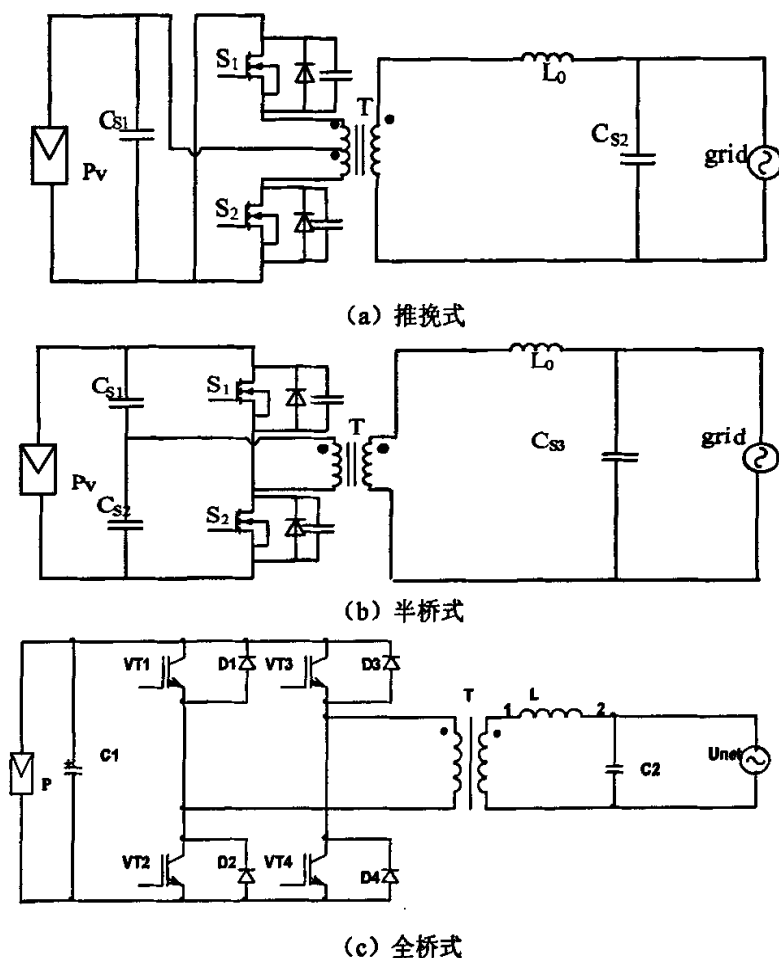


图 2-2 工频 ac module 系统典型拓扑

图2-2中直流侧电容主要是平波储能，吸收无功能量，逆变器输出串联电感滤除逆变器输出电流的谐波。图2-2 (a)是单相推挽逆变结构，变压器有中心触头，变压器绕组利用率低，会出现偏磁现象；图2-2 (b)是单相半桥逆变结构，只有一个桥臂采用了功率管，另外一个桥臂由两个电容串联而成，易出现电容电压不平衡问题；图2-2 (c)是单相全桥结构，功率管数量较多且都反并联二极管，给续流电流提供通路。推挽适合低压大电流小功率场合，半桥电路适合小电流小功率场合，单相全桥适合中功率场合。

上面三种工频ac module结构简单，开关管都采用PWM控制，且没有单独的MPPT控制电路，故系统的效率较低。下面提出一种改进型工频ac module电路。

图2-3为改进型工频ac module电路。系统电路由前、后两级构成。前级由buck电路构成用于实现半波正弦波的脉冲宽度调节，得到半波正弦波，且对太阳能组件实现MPPT控制。后级由切换开关和变压器构成，实现正弦波的正半波和负半波的倒相、合成和升压。此电路后级开关VT2、VT3工作在工频状况，开

关损耗降低，称之为工频逆变器。相对于前面三种拓扑，系统结构稍有复杂，但效率有所提高。

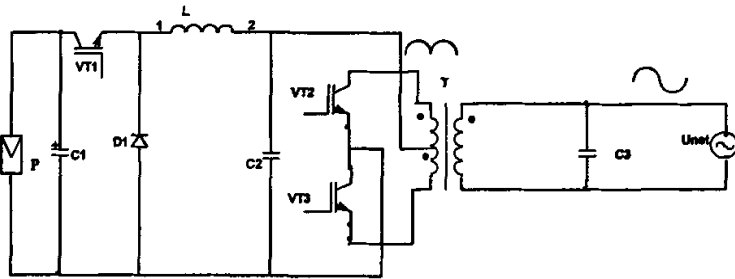


图 2-3 buck 型工频 ac module 拓扑结构图

工频 ac module 不足之处在于：

- (1) 工频变压器体积大、笨重；
- (2) 滤除输出电压的高次谐波的输出滤波器体积大、笨重；
- (3) 装置产生音频噪声；
- (4) 对输入电压及负载的波动。系统动态响应特性差

如果增加系统中逆变器的开关频率至 20kHz 以上，则可以克服缺点 (2)，(3) 但是工频变压器的体积和逆变器的开关频率无关，只和输出电压的频率有关，因此提高逆变器的开关频率并不能减小变压器的体积。而提高逆变器的开关频率反而会增加器件的开关损耗，带来 EMI 问题。因此，传统的 ac module 在许多对体积、重量、噪音和性能要求较高的场合已不能满足要求，必须研究新的拓扑结构取代传统的工频 ac module 拓扑结构。

2.2 高频链 ac module 拓扑结构

为了克服传统工频 ac module 的缺点，美国学者 Mr. Espelarg 于 1977 年提出了高频链逆变技术的新概念^[34]。高频链逆变技术和常规的逆变技术最大的不同在于前者利用高频变压器实现输入与输出的电气隔离，减小了变压器的体积和重量。然而由于当时半导体器件的限制，工作频率局限在 2kHz—4kHz 的范围，故高频链逆变器优越性还未得到充分的体现。1980 年，Mr. Jalade 从另一个角度阐述了高频链 ac module 的拓扑结构^[36]。

所谓高频链逆变电路，重点在于对高频的理解。在这主要指整个逆变装置主电路的能量传输采用高频方式，没有低频能量传输元件。本论文将高频链 ac module 按照能量控制方式又可分为：电压型(Voltage Mode) 和电流型(Current Mode)高频链 ac module。下面逐一地对其拓扑进行分析。

2.2.1 电压型高频链 ac module 拓扑结构

电压型高频链 ac module 拓扑的典型结构如图 2-4 所示。主要由光伏组件、高频 DC-DC 变换器、直流滤波环节、逆变器、交流输出滤波器和交流电网组成^[36]。

^{37]}。其中DC-DC变换器采用带有隔离高频变压器的拓扑结构，前级为普通的方波逆变，使用高频变压器实现电压比的调节和电气隔离。这样就可以省掉体积庞大的工频输出变压器，降低音频噪音。高频 DC-DC变换器可采用单激式、推挽式、半桥式和全桥式变换器。后级逆变器一般可分为半桥式和全桥式两种结构。由于在相同的输入电压下，全桥逆变器的输出电压为半桥式的两倍，也就是在相同的输出功率的条件下，全桥逆变器的输出及开关电流仅为半桥式的一半，因此在较高功率的场合下一般均采用全桥逆变器。电压型高频链ac module中间存在直流环节，从而实现了DC-DC变换和DC-AC逆变器之间的解藕，前后级可独立控制，控制相对比较灵活，可靠性较高，所以得到了较广泛的应用。

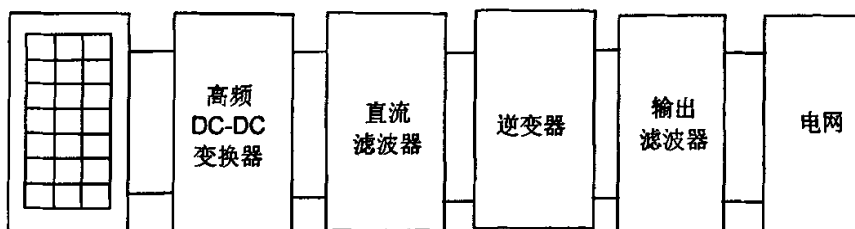


图 2-4 电压型高频链 ac module 系统结构框图

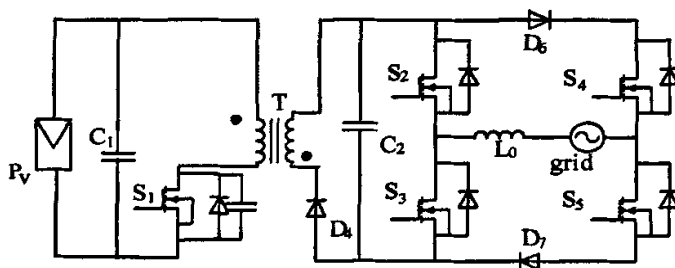
这种逆变器的主要优点是：

- (1) 装置的体积重量小；
- (2) 所有功率开关都是单向的；
- (3) DC-DC变换级和DC-AC变换级的控制可以相对独立、容易配合，使控制容易实现；

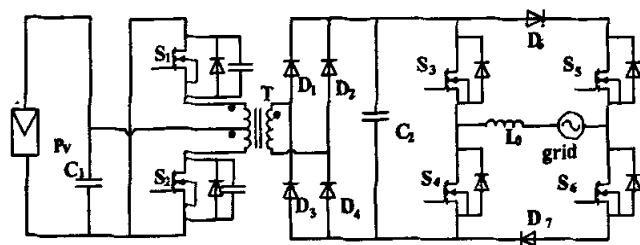
目前，单向电压型高频链逆变器应用较为广泛而且还可结合其它技术作了许多改进，但是它还存在一些缺点：

- (1) DC-DC和DC-AC两级功率变换系统的效率较低；
- (2) 需要大的直流滤波环节增加了系统的体积和损耗；
- (3) 多级功率变换降低了系统的可靠性；

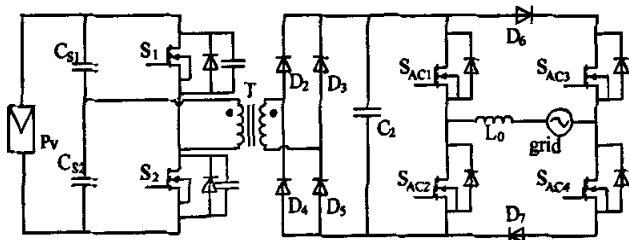
下面根据具体电路结构分析电压型 ac module 拓扑特点，其典型电路有以下几种结构：



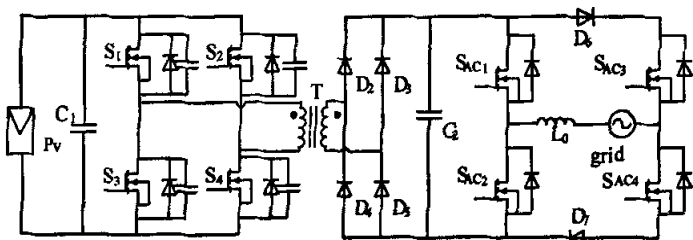
(a) 反激式



(b) 推挽式



(c) 半桥式



(d) 全桥式

图 2-5 电压型 ac module 并网逆变系统拓扑

图 2-5(a)是反激式变换器和全桥逆变器组成的反激式电压型高频链 ac module^[17, 20]。全桥逆变器采用 PWM 调制，其工作在高频开关状态下。此电路结构简单，但由于受到反激式变换器的牵制，此系统的功率受到限制，且变压器铁芯磁状态工作在最大的直流成分下，使铁芯体积大，需要大气隙。所以并不常用。本系统加了 2 个辅助二极管。优点是当逆变器一开始连接电网时没有冲击电流，且防止电网电流回馈。以下系统的辅助二极管也是起同样的作用。

图 2-5(b)是推挽式电压型高频链 ac module 结构^[18, 38]。前级采用推挽升压电路，适用于低压大电流的场合，正好满足 ac module 光伏系统的要求，后级采用单相全桥逆变电路，采用 SPWM 控制，再通过滤波电感得到 220V、50Hz 交流输出接电网。推挽结构也是最适合独立光伏组件并网的要求，就目前为止是最常用也是最有效的拓扑。此电路的最大缺点是变压器绕组利用率低，功率开关管耐压应力为输入电压的两倍，会出现偏磁现象，且推挽变换器的效率不太高。

图 2-5(c)结构是由半桥式 DC-DC 变换器和高频逆变器组成^[25, 28]。由于半桥式变换器电压利用率低，功率开关管的电流应力较大。不适合 ac module 系统输

入电压低、输入电流大的特点。所以一般不用此拓扑。

图 2-5(d)是全桥式 DC-DC 变换器和高频逆变器组成的全桥式电压型高频链 ac module^[16]。由于全桥式变换器功率开关管较多，系统复杂，用于较大功率的场合，不适合 ac module 输入电压低、小功率的特点。所以一般也不用此拓扑。

电压型高频链 ac module 含有直流环节，输入和输出的耦合较好，前级直流升压变换器和后级逆变器可独立控制的，互不影响。是目前应用最为广泛且技术最为成熟的拓扑。而 ac module 的输入电压等级不高、功率也不大。推挽电路结构简单，适用于低压大电流的场合，正好满足 ac module 光伏系统的要求。

针对上文介绍的推挽式电压型高频链 ac module 的 DC-DC 变换器效率较低，且出现偏磁现象，本文提出的改进型系统是采用一种新型的 ZVCS 串联谐振推挽 DC-DC 变换器和全桥并网逆变器串联的结构，从而有效地提高了 DC-DC 变换器，从而提高系统效率。并从工艺和设计角度出发，有效地抑制了偏磁现象。其系统结构如图 2-6 所示：

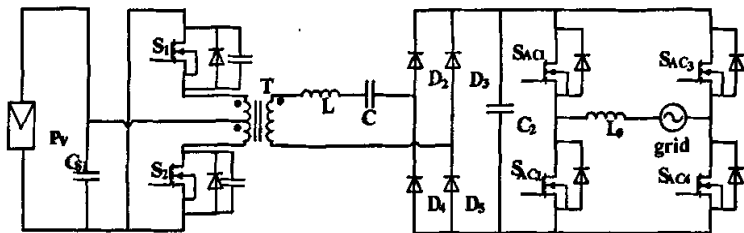


图 2-6 推挽串联谐振式电压型 ac module 电路图

串联谐振 DC-DC 变换器是利用变压器的漏感和主电路中的电容以及开关管的寄生电容形成谐振电路，使得变换器开关管工作在零电压、零电流状态。DC-DC 变换器的开关频率为 100kHz，为了避免开关管短路，开关管的占空比要略小于 50%。全桥逆变器通过 PWM 调制，不需要作为斩波电路。

由于 DC-DC 变换器和全桥逆变器是独立控制，所以可将串联谐振 DC-DC 变换器和全桥逆变器分开讨论主电路的工作原理。

1) 串联谐振 DC-DC 变换器

串联谐振 DC-DC 变换器结构如图 2-7 所示

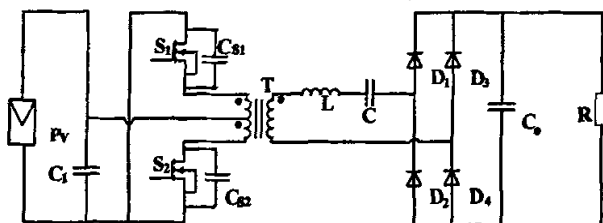


图 2-7 推挽串联谐振式 DC-DC 变换器电路图

为了讨论方便, 将后级逆变器及电网等效为纯电阻 R , 其中谐振电感包括变压器的次级漏感, C_{S_1} 、 C_{S_2} 为 MOSFET 漏源极结电容在内的并联电容。该电路工作时, 工作频率接近于电路 LC 网络的固有谐振角频率。电路有 4 个工作模式, 其等效电路分别如图 2-8 的 (a),(b), (c), (d) 所示, 电路工作波形如图 2-9 所示。

在分析之前, 作如下假定:

- ① 所有功率管、二极管均为理想元件;
- ② 电容、电感均为理想元件, $C_{S_1}=C_{S_2}=C_S$;
- ③ 输出电容足够大, C_o , R_L 可以看成是一个电压源;
- ④ 电路已经进入稳态。

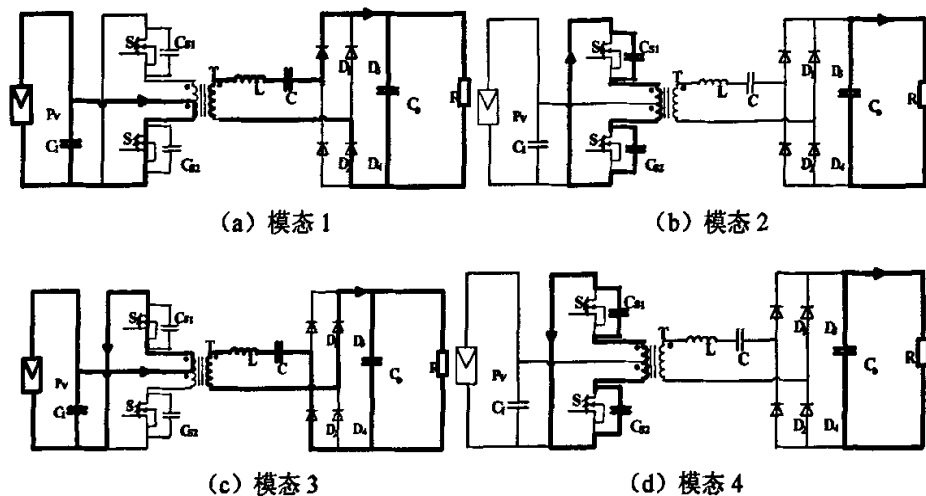


图 2-8 推挽串联谐振式 DC-DC 变换器电路工作模式图

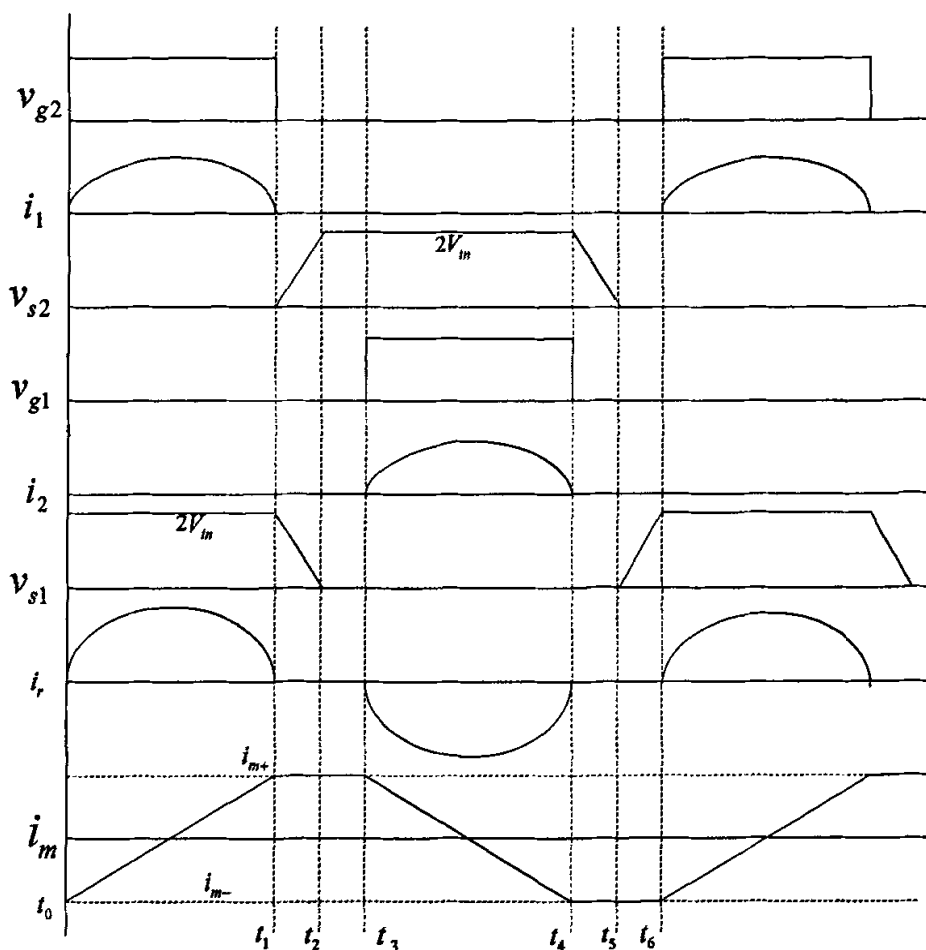


图 2-9 推挽串联谐振式 DC-DC 变换器电路工作波形图

模态 1 (t_0 — t_1): t_0 时刻之前, 功率 MOS 管 S_2 漏源极并接的电容 C_{s_2} 已放电到零, t_0 时刻 S_2 零电压导通, 变压器初级流过电流为 i_1 , 变压器励磁电流线性增加, 副边谐振网络谐振, 原边向副边传输能量。此模态中 C_{s_2} 电压为零, C_{s_1} 电压箝位在 $2V_m$ 。如下关系式成立:

$$i_m(t) = I_{m-} + \frac{V_m}{L_m} t \quad (2-1)$$

$$i_1 = i_m(t) + \frac{i_L(t)}{n} = I_{m-} + \frac{V_m}{L_m} t + \frac{I_{Lm} \sin \omega_o t}{n} \quad (2-2)$$

其中 $n = \frac{N_p}{N_s}$ 是变压器的变比； i_m 为变压器励磁电流； $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 为谐振网络的固有谐振角频率； I_{Lm} 为副边谐振电流峰值； I_{m-} 为负向最大励磁电流； L_m 为变压器原边励磁电感； V_m 为电路的输入电压。当 LC 电流谐振到零时，折算到原边的电流也为零，此时 S_2 零电流关断。此时变压器初级电流 i_1 为励磁电流 i_m 。

则在 t_1 时刻：

$$i_1(t_1) = i_m(t_1) = I_{m-} + \frac{V_m}{L_m}(t_1 - t_0) = I_{m-} + \frac{V_m}{L_m}DT \quad (2-3)$$

式中 D 为单个功率管的占空比， $D < 0.5$ 。

模态 2($t_1 - t_3$)： t_1 时关断功率管 S_2 ，此时 S_1 亦关断，变压器励磁电流对 S_2 、 S_1 漏源极并接的电容 C_{s2} 、 C_{s1} 进行充放电，由于变压器励磁电流足够大，且功率管并接的电容值比较小，充电时间比较短，故可认为充放电时励磁电流大小不变，电容电压为线性变化， C_{s2} 电压由零增加到 $2V_m$ ， C_{s1} 电压由 $2V_m$ 减小到零， S_1 的反并联二极管自然导通。此模态到 $V_{CS1}=0$ 时结束。在此，如下关系式成立：

$$V_{CS2} = \frac{i_m}{C_s}t = \frac{(V_m DT + L_m I_{m-})t}{C_s L_m} \quad (2-4)$$

$$V_{CS1} = 2V_m - \frac{i_m}{C_s}t = 2V_m - \frac{(V_m DT + L_m I_{m-})t}{C_s L_m} \quad (2-5)$$

故功率管并联电容充放电时间为：

$$t_{12} = \frac{2C_s L_m V_m}{V_m DT + L_m I_{m-}} \quad (2-6)$$

此模态持续时间为 $\Delta t = t_{13}$ ，欲使电路实现 ZVS，则必须满足：

$$\Delta t = t_{13} = \left(\frac{1}{2} - D\right)T > t_{12} \quad (2-7)$$

模态 3($t_3 - t_4$)：本模态类似模态 1。 S_1 零电压导通，向副边传输能量，副边谐振网络谐振， C_{s2} 电压箝位为 $2V_m$ ， t_4 时刻 S_1 零电流关断。

模态 4(t_4-t_6): 本模态类似模态 2。电容 C_{S_1} 、 C_{S_2} 进行充放电, t_5 时刻 S_2 的反并联二极管导通, t_6 时刻 S_2 再次导通, 一个完整周期结束。

2) 全桥逆变器

全桥逆变器如图 2-10 所示, 在分析之前, 作如下假定:

- ①采用单极性 PWM 控制。
- ①所有功率管、二极管均为理想元件;
- ②电容、电感均为理想元件,
- ③输入电容足够大, 可以看成是一个电压源。
- ④电路已经进入稳态。

在电网电压正半周的一个开关周期内, 主电路有两种导通模式:

(1) 直流电源向电网和电感释放能量

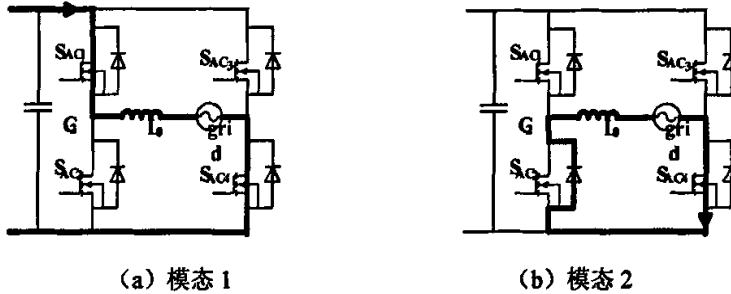


图 2-10 全桥逆变器电路工作模式图

此种模式如图 2-10 (a) 所示, 当 S_{AC1} 和 S_{AC4} 导通时, 电流从直流电源正极— S_{AC1} — L —电网— S_{AC4} 回到电源负极, 此时, 输出电流 I 增加; 直流电源的能量除掉一部分馈送到电网中外, 还有一部分能量通过电感 L 储存起来。电感中电流变化规律为:

$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{V_s - U}{L} \quad (2-8)$$

V_s 为直流侧电压, U 为电网电压。

此外, 电感 L 中所存储的能量增加值为:

$$\Delta W = \frac{1}{2} L [(i_0 + \Delta i)^2 - i_0^2] = \frac{L}{2} (2i_0 \Delta i + \Delta i^2) = \frac{L}{2} \Delta i (2i_0 + \Delta i) \quad (2-9)$$

式中 i_0 为 S_{AC1} 和 S_{AC4} 导通瞬间的电流初始值。

(2) 电感单独向电网释放能量

此种模式如图 2-10 (b) 所示, 当 S_{AC1} 关断, S_{AC4} 继续导通时, 由于电感中

电流不能突变,电感两端的电压极性与模式 1 相反,电感储存的能量通过 S_{AC4} 及 D_2 向电网释放,输出电流 I 减小。

当电网电压负半周时,可作相同分析。只要控制开关管 S_{AC2} 、 S_{AC3} 即可得到负半周并网电流。

由上面分析可以看出,此电路实际上是 buck 型降压变换器;直流侧电流 i 断续,输出电流 I 连续;要使电路正常工作,直流电源电压应该大于电网的峰值电压。

2.2.2 电流源高频链 ac module 拓扑结构

电流型高频链ac module拓扑的以反激变换器拓扑为基础演变而来的,因此也称为反激式(Flyback)高频链ac module^[38-42]。典型结构如图2-11所示。它由高频DC-DC变换器和工频逆变器组成,其中高频DC-DC变换器中的高频变压器不仅提供电气隔离和电压调整而且还可以存储能量,因此可以省掉或减小输出滤波电感。高频DC-DC变换器不但要求实现直流升压,而且需要输出电流为半波整流波(馒头波电流);后级是工频逆变器实现逆变,将半波整流波工频逆变成正弦波,其开关管的工作频率是工频,这样可以大大降低工频逆变器的开关损耗。

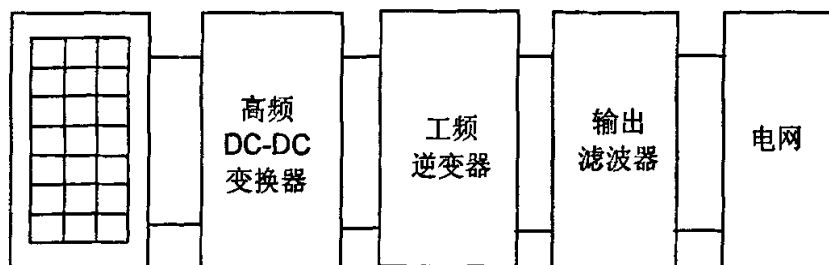


图 2-11 电流型高频链 ac module 系统结构框图

电流型高频链 ac module 具有结构简单器件少、控制方案简单、可靠性高等特点。但是,电流型高频链 ac module 的基本工作原理与反激变换器类似,因此具有反激变换器的缺点:

(1)由于电流型高频链 ac module 通常工作在断续工作状态,这就导致了很高的开关电流、电压应力和较高的导通损耗;

(2)高频变压器在把能量释放给负载前存储了所有的能量因此限制了系统的功率;

因此,电流型高频链 ac module 在实际应用中具有一定的局限性。

电流源高频链ac module系统中的工频逆变器可采用全桥逆变器或全波逆变

器。对于功率较大的系统一般用全桥逆变器；而对于100W以下的系统普遍采用全波逆变器,而由于独立光伏组件的功率都较小,所以用全波逆变器较多。高频DC-DC变换器可采用单激式、推挽式、半桥式和全桥式变换器,其中应用最广的是反激式结构。其典型的电流源高频链ac module系统拓扑有如下几种,如图2-12所示。

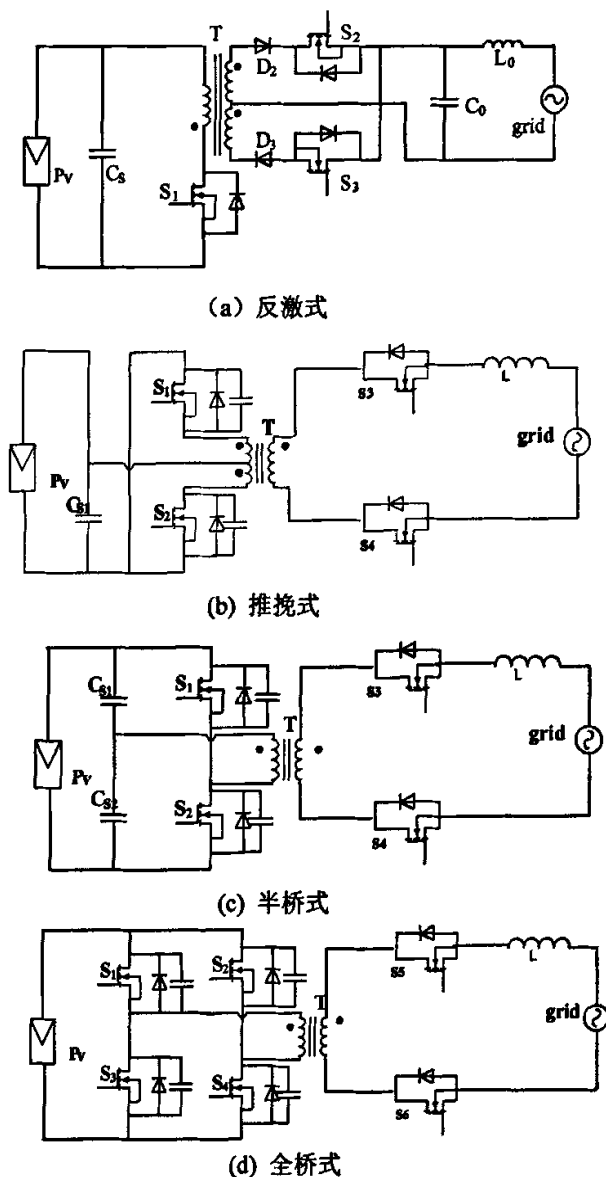


图 2-12 电流型 ac module 逆变系统拓扑

图 2-12(a) 所示的是反激式电流型高频链 ac module^[27-29]。系统结构由反激式变换器和工频逆变器组成,此系统中高频变压器不仅提供电隔离和电压调整,而且还可以存储能量,因此,可以省掉或减小输出滤波电感。但是高频变压器

具有两个副边绕组，每一个绕组只工作半个工频周期，绕组的利用率比较低。通过对高频开关 S_1 控制实现对光伏组件的最大功率点控制，工频逆变器的开关工作在工频状态下(50Hz)，开关损耗小、效率高。

这种反激式电流源高频链 ac module 拓扑结构简单；开关损耗小；具有很好的稳态、动态性能，控制简单。然而此种电流型高频链 ac module 需要工作在断续状态下，开关管电流、电压应力大，导通损耗大；高频变压器在把能量释放给电网前，存储了所有的能量，限制了它的输出功率，所以只适用于小功率应用场合。且为了使光伏组件和变换器之间耦合，输入端需要很大的去耦电容 C_s 。

图 2-12(b)所示的是推挽式电流源高频链 ac module^[44]。其中 S_1 、 S_2 组成高频推挽逆变器，但 S_1 、 S_2 工频切换，即当 S_1 高频调制时， S_2 处于常断状态。 S_3 、 S_4 组成一个工频逆变器， T 为高频变压器。该电路工作原理和反激式电流源高频链 ac module 类似，具有反激式的优、缺点。所不同的是变压器副端没有二次绕组，原端有二次绕组，利用率低，且变压器有偏磁现象。工作在硬关断状态及电压峰值较大，开关管 S_1 和 S_2 承受的阻断电压为 2 倍最大输入电压，适宜于 ac module 低输入电压小功率的应用场合。

图 2-12(c)为采用半桥电流源高频链 ac module^[45]。其中 S_1 、 S_2 组成高频逆变器，且通过对 S_1 、 S_2 控制实现对输入光伏组件的最大功率点跟踪， S_3 、 S_4 组成一个工频逆变器， T 为高频变压器。半桥电流源高频链 ac module 工作原理同推挽式类似，所不同的是半桥电流源高频链 ac module 存在两个桥臂电容电压不平衡问题，工作在硬关断状态及电流峰值较大。适宜于高压小电流小功率场合，一般在 ac module 中很少采用。文献【46】提出一种采用平衡绕组的方法可以解决电容电压不平衡问题。

图 2-12(d)为采用全桥电流源高频链 ac module^[47]。其中 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 组成高频全桥逆变器，且通过对全桥逆变器控制实现对输入光伏组件的最大功率点跟踪， S_5 、 S_6 组成一个工频逆变器， T 为高频变压器。全桥电流源高频链 ac module 工作原理同半桥式类似，适宜于大功率场合，一般在 ac module 中很少采用。

下面以反激式电流型高频链 ac module 为代表，分析其工作原理。电路的工作原理图如图 2-13 所示。

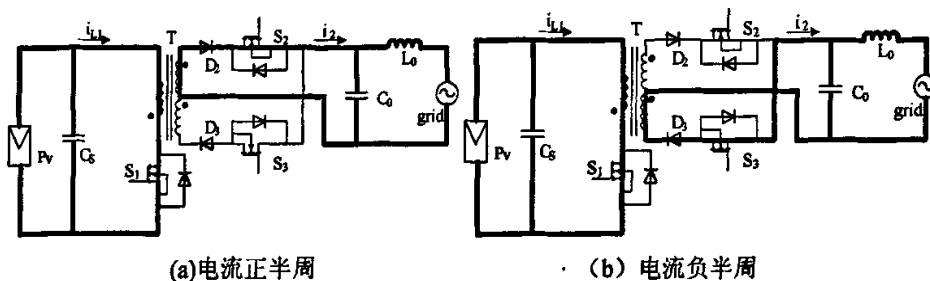


图 2-13 反激式电流型高频链 ac module 工作原理图

模式 1：如图 2-13 (a) 所示，输出电流工作在正半周情况下，工频逆变器中的 S_2 管始终导通状态， S_3 管始终关断状态，主开关管 S_1 高频调制，相当于反激式变换器工作在断续状态下。其具体高频工作状态分析如下：

状态 1：主开关管 S_1 导通，变压器的励磁电流 i_{L1} 线性增加，电流峰值 I_1 为：

$$I_1 = \frac{U_{in} T_1}{L_1} \quad (2-10)$$

其中 U_{in} 为光伏组件输出电压， L_1 为变压器原边励磁电感， T_1 为主开关管 S_1 导通时间。

状态 2：主开关管 S_1 关断，励磁电流传导给变压器负端，并经过周波斩波开关 S_2 和二极管 D_2 传输给电网。此阶段副边电流 i_2 线性下降，表达式如下：

$$i_2 = I_2 - \frac{v_{ac}}{L_2} t \quad (2-11)$$

$$I_2 = I_1 \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (2-12)$$

其中 L_2 为变压器副边励磁电感， v_{ac} 为电网电压， I_2 为副边电流 i_2 的尖峰值。

当副边电流 i_2 下降到零时，二极管 D_2 零电流关断。状态 2 的时间为 T_2 ，且

$$T_2 = \frac{L_2 I_2}{v_{ac}} \quad (2-13)$$

状态 3：变压器存储的电能放完了，原、副边都没有电流流过，输出电容放电给电网。因此，副边的平均电流 \bar{i}_2 如下：

$$\bar{i}_2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_2} i_2 dt = \frac{L_2 I_2^2}{2 T_s v_{ac}} = \frac{L_1 I_1^2}{2 T_s v_{ac}} \quad (2-14)$$

其中 T_s 为开关周期。

电网电压为正弦波，表达式为：

$$v_{ac} = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad (2-15)$$

模式 2：如图 2-13 (b) 所示，输出电流工作在负半周情况下，工频逆变器中的 S_3 管始终导通状态， S_2 管始终关断状态，主开关管 S_1 高频调制，相当于反

激式变换器工作在断续状态下。其具体高频工作调制过程同模式 1 相同。

下面分析该电路的功率情况：假设 ac module 本身无损耗，即 $p_{in} = p_{out} = p$ ，

$$\text{而} \quad p = v_{ac} i_{ac} = VI(1 - \cos 2\omega t) \quad (2-16)$$

其中 $v_{ac} = \sqrt{2}V \sin \omega t$ ， $i_{ac} = \sqrt{2}I \sin \omega t$ ；直流侧的输入功率 p_m 的波动幅值很大，波动频率是电网频率的两倍，如图 2-15 所示。

由于直流侧电压连接到光伏组件，直流侧大的纹波电压将导致光伏组件所产生的平均功率下降，为了防止该问题的出现，输入端需并联很大的电解电容。而容值较大的电解电容的体积较大，且使用寿命较短。很大程度上限制了电流型 ac module 的发展。

为了解决电流型 ac module 这种直流侧耦合的缺陷，图 2-14 提出一种缓冲电路可以减少直流侧的纹波。基本策略就是将直流侧的功率纹波转化到缓冲电路中的电容 C_s 中的纹波电压，电容 C_s 中的电压 v_s 、电流 i_s 、功率 p_s ，如图 2-15 所示，公式如下：

$$v_s = V_{s(dc)} + \sqrt{2}V_s \sin 2\omega t \quad (2-17)$$

$$i_s = C_s \frac{dv_s}{dt} = 2\sqrt{2}\omega C_s V_s \cos 2\omega t \quad (2-18)$$

$$p_s = 2\omega C_s V_s (\sqrt{2}V_{s(dc)} + 2V_s \sin 2\omega t) \cos 2\omega t \quad (2-19)$$

而又由于：

$$p_s = \frac{1}{2} C_s v_s^2 \quad (2-20)$$

因此，在直流侧电压纹波很大的情况下，只要很小的电容 C_s 即可解决了直流侧耦合的问题。根据图 2-15，能量 p 和 p_s 中的 1/8 周期能量用 S_1 和 S_2 表示如下：

$$S_1 = \int_0^{T/8} (VI - p) dt = \frac{VI}{4\pi} \quad (2-21)$$

$$S_2 = \int_0^{T/8} p_s dt = (\sqrt{2}V_{s(dc)} + V_s) C_s V_s \quad (2-22)$$

当满足 i_{L1} 时，直流侧的功率波动即转化到电容 C_s 中了，其中电容 C_s 的电压幅值计算如下：

$$\sqrt{2}V_s = \frac{-\sqrt{2}V_{s(dc)} + \sqrt{2}V_{s(dc)}^2 + \frac{VIT}{\pi C_s}}{\sqrt{2}} \quad (2-24)$$

从上面分析可得：通过控制缓冲电路的开关管 S_s ，即可将输入端的功率波动转化到缓冲电路的电容 C_s 中，且电容 C_s 的值很小。因此，此电路可以大大改善输入端直流耦合电容的值，延迟系统的寿命。

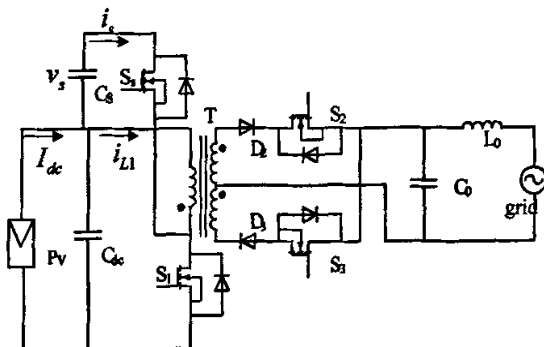


图 2-14 新型电流源 ac module 主电路结构图

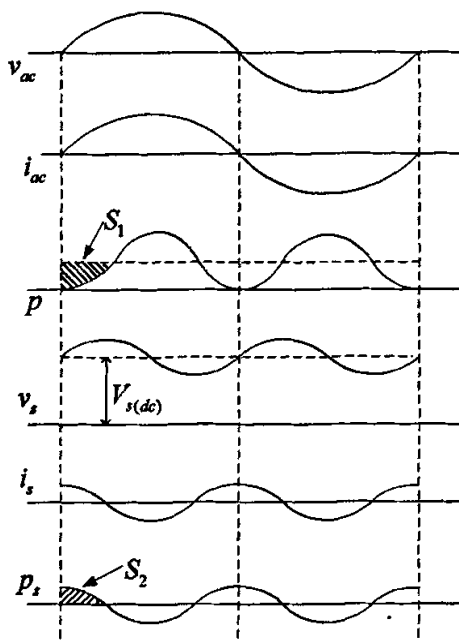


图 2-15 新型电流源 ac module 波形图

第三章 ac module 的建模

为了研究 ac module 的动态特性和进行控制器的是设计, 需要建立其数学模型。对 ac module 的建模是对其理解、分析、控制的基础, 是对其电路设计的关键性环节, 也是当前研究热点之一。在建模方面, 由于 ac module 的高频化、软开关技术、新的控制技术和新的拓扑结构等给 ac module 的建模带来了许多问题, 以往建模过程的一些理想化假设将带来严重的偏差。器件不理想是电路效率下降的主要原因, 必须慎重对待开关变换器的寄生参数, 如功率 MOSFET 的开通电阻, 滤波电感的等效串联电阻等。

多数 ac module 采用的是 PWM 调制技术对系统进行控制。由于 PWM 型 ac module 是一个时变的强非线性动态系统。系统的主要特点如下^[51]: (1) 开关管在一个周期内既工作在饱和区又工作在截止区, 系统是分段线性的, 时变的; (2) 由于外部瞬态或持续扰动, 会引起 ac module 工作状态参数的非线性化; (3) 系统是离散系统, 采用 PWM 控制器, 它具有饱和非线性, 且在每一个开关周期内, 通过驱动器控制开关管通断一次, 控制是不连续的; (4) 其电路结构复杂, 使得人们无法直接应用一些经典的精确的电路分析方法, 如拉氏变换法、微分方程法等对其进行建模分析。因此, 对 ac module 的建模变的十分困难。70 年代以来, 有众多著名学者从事这方面的研究, 并取得了大量的成果。

本章 3.1 节对其建模方法进行分类, 介绍其优、缺点, 最终选用状态空间平均法作为对 ac module 的建模分析方法。文中将 ac module 系统分为电流型和电压型两个系统, 分别对其进行建模分析。3.2 节对典型反激式电流型 ac module 进行建模, 得出系统的小信号模型图。3.3 节对电压型 ac module 进行建模, 根据系统的二级共性, 主要对其后级全桥并网逆变器进行建模分析, 得出系统的控制参数图。

3.1 ac module 的建模概述

一般地讲, 变换器的建模方法可分为两大类, 如图 3-1 所示, 分为数字仿真法和解析建模法两大类。

数字仿真法是指利用各种各样的算法对开关变换器进行数值计算, 从而得到其某些特性数值解的方法。该方法所得结果的物理概念不明确, 对设计的指导意义不大。解析建模法是指用解析表达式来描述变换器特性的建模方法。用解析建模法所得结果的优点是直观明了, 物理概念清楚, 可以利用线性电路和古典控制理论对变换器进行稳态和小信号分析, 对设计有一定的指导意义。解析建模法的主要成果有离散法、连续建模法、符号分析法等。其中离散法分析程序复杂, 物理概念不明确; 连续建模法是把一个周期内有两个或三个不同电路拓扑的系统, 经过某种意义的平均处理, 变成一种电路拓扑连续工作的系统。从而使其工作过程可用一个连续的微分方程或传递函数来描述。通过求解微分

方程或对传递函数进行分析，得到变换器的稳态解和动态小信号解析解。该方法的优点是物理概念清楚，具有一定的工程精度，方法简洁，对于变换器的设计具有重要的指导意义。连续建模法分为状态空间平均法和平均值等效电路法两种形式。连续离散结合法是将连续法和离散法相结合的一种方法，这种方法复杂、且对实际帮助不大。

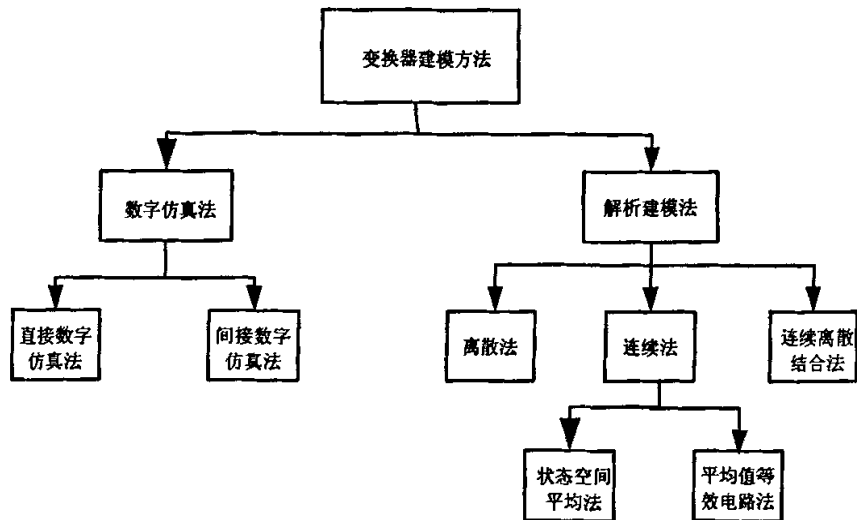


图 3-1 变换器的建模方法

本文采用的是连续建模法中的状态空间平均法对 ac module 进行建模分析，状态空间平均法是美国学者 R. D. Middlebrook 在 1976 年提出的，它的目前应用最广泛的建模方法之一。其主要思想是：根据线性 RLC 元件、独立电源和周期性开关组成的原始网络，引入状态变量等定义，按照功率开关器件的开关状态，将各个电路状态的影响用其在整个周期的平均值来描述。这样可以得到一个低频周期里，电路的平均特性的状态方程描述。

能完整描述和惟一确定系统时域行为或运行过程的一组独立（数目最小）的变量称为系统的状态，其中的各个变量称为状态变量。当状态表示成以各状态变量为分量组成的向量时，称为状态向量。状态变量的选取并不惟一，在 RLC 网络中，常选电感电流和电容电压作为状态变量。状态空间平均法应用与并网逆变器建模的基本步骤为：

1. 根据开关管通断，列写各换流过程的状态方程。分析电路状态。得出以状态变量为自变量的各个子拓扑电路的电路方程。
2. 根据各个子电路在一个周期内所占的时间不同，进行加权平均化处理，得出平均状态方程。
3. 求稳态方程。

4. 加扰动，代入状态方程，分离稳态量和扰动量。对扰动方程忽略非线性项，得到线性状态方程组，即小信号方程。

5. 根据小信号模型进行拉普拉斯变换，得出传递函数。

使用状态空间平均法，只要知道电路在各个状态下的系数矩阵，就可以将时变的非线性电路通过占空比平均化，从而把时变非线性过程变成了线性定常过程，最后得出描述电路的统一的低频稳态和小信号数学表达式。经过适当的变换，把电路的分析从时域转化到频域，就可以使用经典控制理论对电路进行分析，可以迅速确定电路的工作点，稳定性和平均暂态响应。

使用状态空间平均法，物理概念清晰，模型较为简捷，因为是平均模型，所以不存在收敛问题。因此，状态空间平均法是电力电子电路分析、建模的普遍方法。

3.2 电流型高频链 ac module 的建模

电流型高频链 ac module 是以反激变换器为基础演变而来的，其半个周期的工作特性类似与反激式变换器工作特性。下面重点对反激式变换器进行建模分析，从而可推出电流源高频链 ac module 的模型。为了不仅仅研究理想的电流源高频链 ac module，首先假定采用 PWM 控制。功率开关采用功率 MOS 管 Q。功率 MOS 管 Q 的导通电阻为 R_{on} ，关断电阻为无穷大。变压器折合到一次侧的励磁电感为 L 。变压器的漏感和开关的损耗以及其它元件的损耗可不考虑。

1. 换流分析

对反激式变换器根据 MOS 管 Q 的通断，可分为两种不同状态。在第一个状态，MOS 管 Q 导通，二极管关断，开关状态如图 3-2 (a) 所示。在第二个状态，MOS 管 Q 关断，二极管导通，开关状态如图 3-2 (b) 所示。

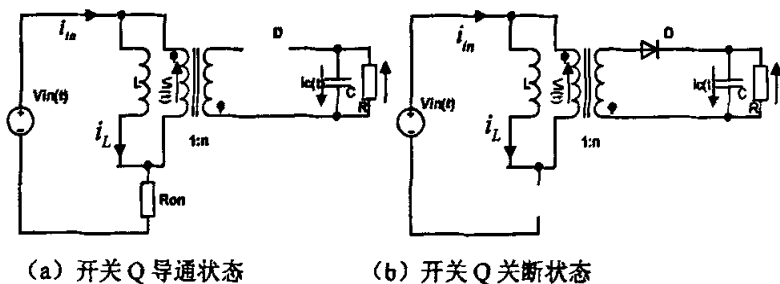


图 3-2 反激式变换器的工作模型图

取变压器励磁电感电流 i_L 、电容电压 u_c 为状态变量，输入电流 i_{in} 为输出变量，输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 为输入变量。

2. 列出电路的状态空间平均方程

在第一个状态, MOS 管 Q 导通, 二极管关断, 电路结构如图 3-2 (a) 所示。此时电路的状态空间方程为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ON}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ u_c = v_{out} \end{cases} \quad (3-1)$$

其中 V_{in} 为输入电压, V_o 为输出电压, i_{in} 为输入电流, V_L 为变压器原边电压, i_L 为励磁电流。

在第二个状态, MOS 管 Q 关断, 二极管导通, 开关状态如图 3-2 (b) 所示。此时电路的状态空间方程为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{Ln} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ u_c = v_{out} \end{cases} \quad (3-2)$$

3. 低频模型

为了将时变方程转化为时不变方程, 作平均化处理, 用调制占空比近似代入, 其平均电路方程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-dR_{on}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & \frac{-d'}{Ln} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d'}{Cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN2} \\ e_s \end{bmatrix} \\ u_c = v_{out} \end{cases} \quad (3-3)$$

其中, d 为开关占空比。

4. 稳态方程

$$\begin{cases} Dv_{in} - D' \frac{V_{out}}{n} - DR_{on}I_L = 0 \\ \frac{D'I_L}{n} - \frac{V_{out}}{R} = 0 \\ I_{in} = DI_L \end{cases} \quad (3-4)$$

5. 线性化小信号模型

在稳态工作点处引入小信号扰动量,

$$\begin{cases} v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \\ i_{in} = I_{in} + \hat{i}_{in} \\ i_L = I_L + \hat{i}_L \\ d = D + \hat{d} \\ v_{out} = V_{out} + \hat{v}_{out} \end{cases} \quad (3-5)$$

代入原方程 (3-3) 得,

$$\begin{cases} L \frac{d[I_L + \hat{i}_L(t)]}{dt} = [D + \hat{d}(t)][V_{in} + \hat{v}_{in}(t)] - [D' - \hat{d}(t)] \frac{V_{out} + \hat{v}_{out}(t)}{n} \\ \quad - [D + \hat{d}(t)][I_L + \hat{i}_L(t)]R_{on} \\ C \frac{d[V_{out} + \hat{v}_{out}(t)]}{dt} = [D' - \hat{d}(t)] \frac{I_L + \hat{i}_L(t)}{n} - \frac{V_{out} + \hat{v}_{out}(t)}{R} \\ I_{in} + \hat{i}_{in}(t) = [D + \hat{d}(t)][I_L + \hat{i}_L(t)] \end{cases} \quad (3-6)$$

整理后得到

$$\begin{cases} L \left[\frac{dI_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \right] = \underbrace{\left(DV_{in} - D' \frac{V_{out}}{n} - DR_{on}I_L \right)}_{\text{直流}} \\ \quad + \underbrace{\left[D\hat{v}_{in}(t) - D' \frac{\hat{v}_{out}(t)}{n} + \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{n} - I_L R_{on} \right) \hat{d}(t) - DR_{on}\hat{i}_L(t) \right]}_{\text{一次交流}} \\ \quad + \underbrace{\left[\hat{d}(t)\hat{v}_{in}(t) + \hat{d}(t) \frac{\hat{v}_{out}(t)}{n} - \hat{d}(t)R_{on}\hat{i}_L(t) \right]}_{\text{二次交流}} \\ C \left[\frac{dV_{out}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{out}(t)}{dt} \right] = \underbrace{\left(D' \frac{I_L}{n} - \frac{V_{out}}{R} \right)}_{\text{直流}} + \underbrace{\left[D' \frac{\hat{i}_L(t)}{n} - \frac{\hat{v}_{out}(t)}{R} - \frac{I_L \hat{d}(t)}{n} \right]}_{\text{一次交流}} + \underbrace{\left[\hat{d}(t) \frac{\hat{i}_L(t)}{n} \right]}_{\text{二次交流}} \\ \underbrace{I_{in}}_{\text{直流}} + \underbrace{\hat{i}_{in}(t)}_{\text{一次交流}} = \underbrace{DI_L}_{\text{直流}} + \underbrace{\left[D\hat{i}_L(t) + I_L \hat{d}(t) \right]}_{\text{一次交流}} + \underbrace{\left[\hat{d}(t)\hat{i}_L(t) \right]}_{\text{二次交流}} \end{cases} \quad (3-7)$$

将稳态方程 (3-4) 代入上式并忽略二次项, 化简得交流小信号方程组为

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = D\hat{v}_{in}(t) - D' \frac{\hat{v}_{out}(t)}{n} + \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{n} - I_L R_{on} \right) \hat{d}(t) - DR_{on} \hat{i}_L(t) \\ C \frac{d\hat{v}_{out}(t)}{dt} = D' \frac{\hat{i}_L(t)}{n} - \frac{\hat{v}_{out}(t)}{R} - \frac{I_L \hat{d}(t)}{n} \\ \hat{i}_m(t) = D\hat{i}_L(t) + I_L \hat{d}(t) \end{cases} \quad (3-8)$$

同样也可以由交流小信号方程构建交流小信号等效电路。分别为式 (3-8) 构造三个等效子电路, 如图3-3所示。

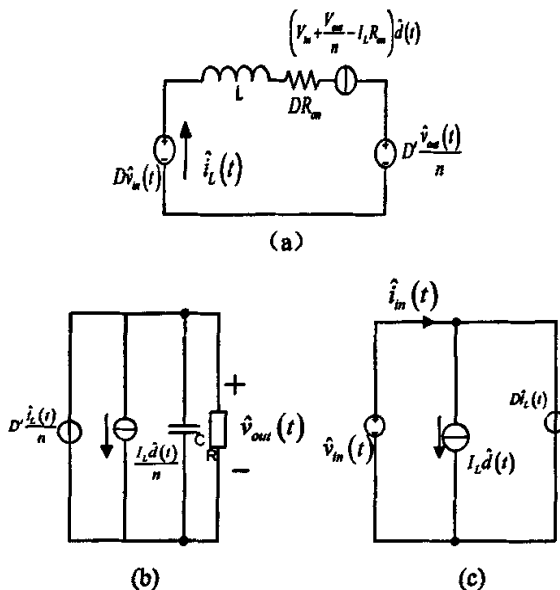


图 3-3 反激式变换器的三个等效子电路

综合图 3-3 中的三个子电路, 首先重新排列三个子电路的位置, 将含电源 $\hat{v}_m(t)$ 的子电路图 3-3(c) 放置在最左边, 将含输出负载电阻 R 的子电路图 3-3(b) 放置在最右边, 图 3-3(a) 放在中间, 如图 3-4 所示。从图 3-4 中, 不难得到, 这种非理想的反激式变换器可用图 3-5 的小信号电路模型来代替, 最终可得到变换器的传递函数和输出阻抗。

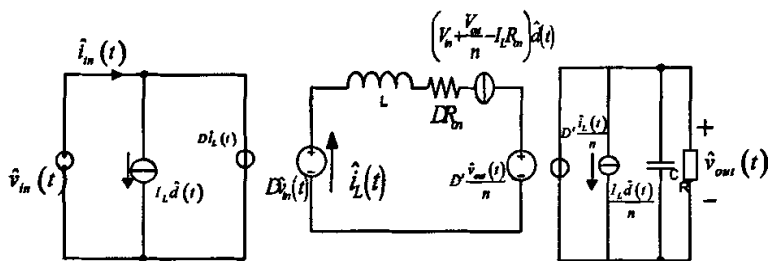


图 3-4 重新排列三个子电路的位置

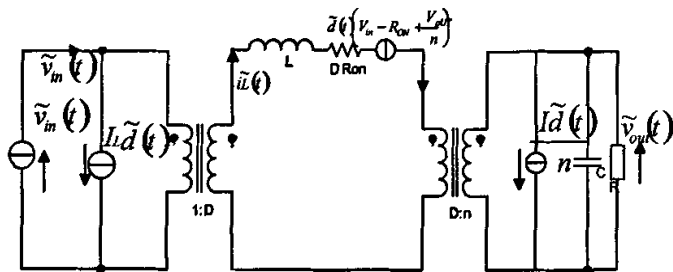


图 3-5 反激式变换器的小信号电路模型图

以上是对反激式变换器进行建模分析的，而电流型 ac module 是将反激式变换器的输出通过 IGBT 桥组成的斩波器连接到电网的。斩波器工作在工频状态下，故用小信号模型法可将其忽略不计的，输出电网相当于 50Hz 的正弦电压源。输入端的光伏组件小信号模型等效为一个输入电流源 \tilde{i}_s 和一个输出阻抗 R_s 串联，故其最后的等效模型如图 3-6 所示。

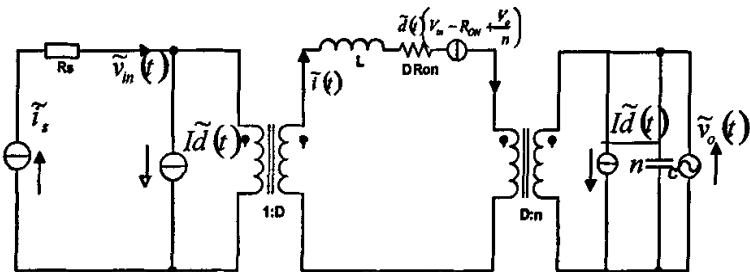


图 3-6 电流型高频链 ac module 的小信号电路模型图

3.3 电压型高频链 ac module 的建模

电压型高频链 ac module 是由带变压器的高频升压 DC-DC 变换器和全桥逆变电路两部分组成，升压 DC-DC 变换器是为了将光伏组件输出的低压电路升压给后级全桥逆变器供电，并使输入、输出隔离。升压 DC-DC 变换器拓扑种类繁多，且其控制相当简单，容易实现，本文不对其进行建模分析，核心是对后级的全桥并网逆变器进行建模，从而得到控制方案。

电压型全桥并网逆变器的状态空间建模:

由于对全桥逆变器采用单极性PWM调制可将切换频率提高一倍, 故本文也采用单极性调制原理, 对电压型ac module进行调制, 建模分析如下。

1. 换流状态

单极性调制的开关函数为

$$S = \begin{cases} 1 & \text{VT}_1, \text{VT}_4 \text{ 开通} \\ 0 & \text{VT}_1, \text{VT}_3 \text{ 或 } \text{VT}_2, \text{VT}_4 \text{ 开通} \\ -1 & \text{VT}_2, \text{VT}_3 \text{ 开通} \end{cases} \quad (3-9)$$

故功率管桥路逆变器子电路分为三种开关状态, 电路如图3-7。

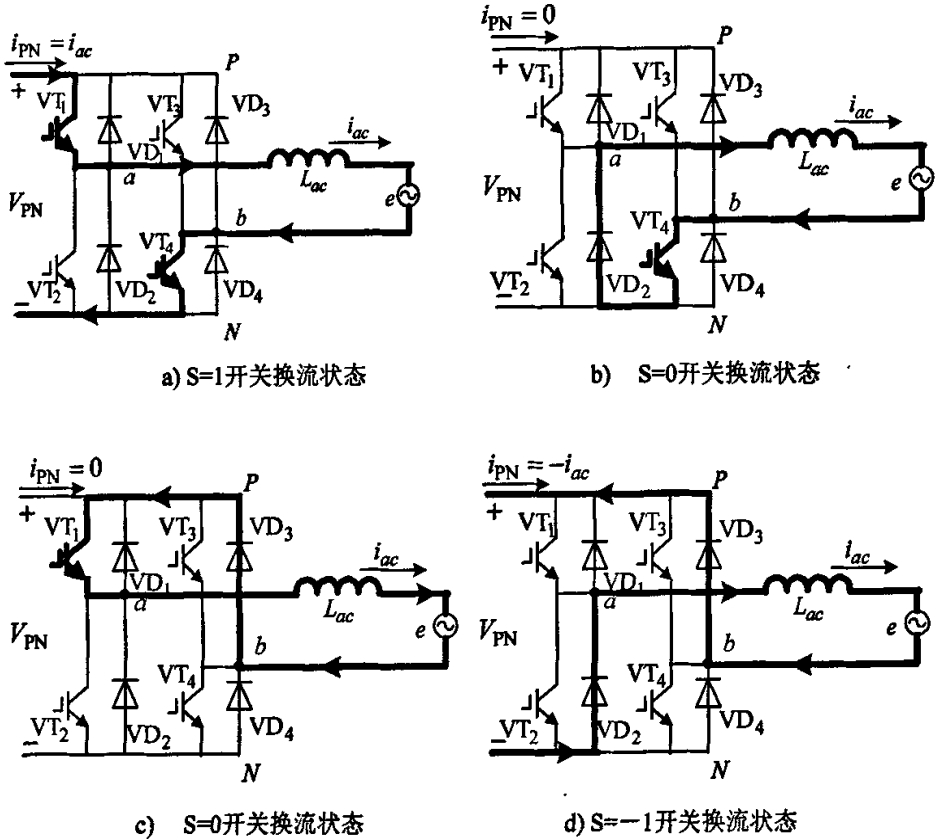


图 3-7 功率管逆变桥路开关换流电路

取交流电感电流 i_{ac} 为状态变量, i_{PN} 为输出变量, $[V_{PN}, e]^T$ 为输入变量。

2. 列出电路的状态空间方程

当开关管 V_1 和 V_4 导通, 开关函数 $S=1$ 时, 电路结构为图3-7a, 此时电路的状态空间方程为:

$$\begin{cases} [i_{ac}] = [0][i_{ac}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \\ [i_{PN}] = [1][i_{ac}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-10)$$

当开关管 v_1 和 v_3 导通或 v_2 和 v_4 导通，开关函数 $s=0$ 时，电路结构为图3-7b 和图3-7c，此时电路的状态空间方程为：

$$\begin{cases} [i_{ac}] = [0][i_{ac}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \\ [i_{PN}] = [0][i_{ac}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-11)$$

当开关管 v_2 和 v_3 导通，开关函数 $s=-1$ 时，电路结构为图3-7d，此时电路的状态空间方程为：

$$\begin{cases} [i_{ac}] = [0][i_{ac}] + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \\ [i_{PN}] = [-1][i_{ac}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-12)$$

其中， V_{PN} ——逆变桥输入端电压值。

3. 低频模型

为了将时变方程转化为时不变方程，将开关函数 s 平均化而用调制占空比近似代入，

其平均电路方程为

$$\begin{cases} [i_{ac}] = [0][i_{ac}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}d & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \\ [i_{PN}] = [d][i_{ac}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PN} \\ e \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-13)$$

其中， d ——开关函数的正弦基波占空比表示。

4. 稳态方程

$$\begin{cases} \dot{I}_{ac} = \frac{DV_{PN} - E}{L} \\ I_{PN} = DI_{ac} \end{cases} \quad (3-14)$$

5. 线性化小信号模型

在稳态工作点处引入小信号扰动量,

$$\begin{cases} i_{ac} = I_{ac} + \hat{i}_{ac} \\ v_{PN} = V_{PN} + \hat{v}_{PN} \\ d = D + \hat{d} \\ e = E + \hat{e} \\ i_{PN} = I_{PN} + \hat{i}_{PN} \end{cases} \quad (3-15)$$

代入原方程得

$$\begin{cases} \frac{d(I_{ac} + \hat{i}_{ac})}{dt} = \frac{(D + \hat{d})(V_{PN} + \hat{v}_{PN}) - (E + \hat{e})}{L} \\ I_{PN} + \hat{i}_{PN} = (D + \hat{d})(I_{ac} + \hat{i}_{ac}) \end{cases} \quad (3-16)$$

将稳态方程代入上式并忽略二次项, 化简得

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{ac}}{dt} = \frac{(D\hat{v}_{PN} + V_{PN}\hat{d}) - \hat{e}}{L} \\ \hat{i}_{PN} = D\hat{i}_{ac} + I_{ac}\hat{d} \end{cases} \quad (3-17)$$

6. 传递函数模型

对式 (3-17) 进行拉普拉斯变换, 得到复频域表达式

$$\begin{cases} s\hat{i}_{ac} = \frac{(D\hat{v}_{PN} + V_{PN}\hat{d}) - \hat{e}}{L} \\ \hat{i}_{PN} = D\hat{i}_{ac} + I_{ac}\hat{d} \end{cases} \quad (3-18)$$

则输入变量给控制量对状态变量的传递函数为

$$\begin{cases} \left. \frac{\hat{i}_{ac}(s)}{\hat{v}_{PN}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{e}(s)=0}} = \frac{M}{Ls} \\ \left. \frac{\hat{i}_{ac}(s)}{\hat{e}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{v}_{PN}(s)=0}} = -\frac{1}{Ls} \\ \left. \frac{\hat{i}_{ac}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{\hat{e}(s)=0 \\ \hat{v}_{PN}(s)=0}} = \frac{V_{PN}}{Ls} \end{cases} \quad (3-19)$$

则输入变量给控制量对输出变量的传递函数为

$$\begin{cases} \left. \frac{\hat{i}_{PN}(s)}{\hat{v}_{PN}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{e}(s)=0}} = \frac{M^2}{Ls} \\ \left. \frac{\hat{i}_{PN}(s)}{\hat{e}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{v}_{PN}(s)=0}} = -\frac{M}{Ls} \\ \left. \frac{\hat{i}_{PN}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{\hat{e}(s)=0 \\ \hat{v}_{PN}(s)=0}} = \frac{MV_{PN}}{Ls} + I_{ac} \end{cases} \quad (3-20)$$

综上所述，电压型高频链ac module的传递简图如3-8。图中，输入变量为 \hat{v}_{PN} 、 \hat{d} 、 \hat{e} ；输出变量为 \hat{i}_{PN} 、 \hat{i}_{ac} 。

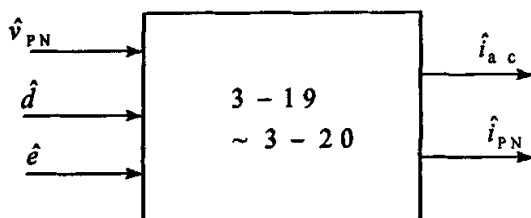


图 3-8 电压型高频链 ac module 传递简图

第四章 ac module 的控制策略

ac module是一个并网系统，必须满足：输出电压与电网电压同频同相相同幅值，输出电流与电网电压同频同相（功率因数为1），而且其输出还应满足电网的电能质量要求。这些都依赖于并网逆变器的有效控制策略。ac module的控制一般分为2个部分：第一个部分得到系统最大功率点，即光伏组件输出最大功率的工作点的跟踪控制；第二个部分完成光伏逆变系统对电网的跟踪。同时，为保证光伏逆变器安全有效地直接工作于并网状态，系统必须具备一定的保护功能和防孤岛效应的检测与控制功能^[52]。

光伏组件输出最大功率工作点的控制主要有恒电压控制(CVT)和最大功率点跟踪控制(MPPT)这两种方式^[53-56]。CVT是通过将光伏组件端电压稳定于某个值的方法（一般为光伏组件开路电压的80%），确定系统功率点。其优点是控制简单，系统稳定性好。但当温度变化较大时，CVT方式下的光伏阵列工作点将偏离最大功率点。MPPT是当前较广泛采用的光伏阵列功率点控制策略。它通过实时改变系统的工作状态，跟踪阵列的最大工作点，从而实现系统的最大功率输出。它是一种自主寻优方式，动态性能较好，但稳定性不如CVT。

对电网的跟踪控制是整个逆变系统控制的核心，直接关系到系统的输出电能质量和运行效率。由于光伏并网逆变器一般是基于PWM逆变实现的，所以其控制方式属于逆变器PWM电流控制方式。可分为电流滞环控制方式、PI电流控制方式、小惯性电流跟踪控制方式^[67-79]。电流滞环控制通过反馈电流与给定的参考电流相比较，不断的进行滞环比较调节，保证输入侧电流始终跟踪给定电流，且处于滞环带中。它的突出特点是控制简单，容易实现。PI电流控制方法将反馈电流与给定信号相比较，经PI调节器输出与载频三角波比较产生PWM开关信号。此方法的电流控制精度有很大的局限性，尤其是会产生电流相移，对功率因数不利。电流反馈需要加滤波环节以保证其谐波成分远比三角波频率低。小惯性电流跟踪控制是以固定的开关频率实现逆变器对电流的准确跟踪，集滞环电流控制的简单、快速性和幅值相位控制、PI电流控制方法的开关频率固定特点于一身，是一种先进有效的控制方法。

随着微处理器技术，尤其是数字信号处理器的发展，现代控制理论中许多先进算法也被应用到光伏逆变系统的控制中，如人工神经网络、自适应、滑模变结构、模糊控制等，它们在各自领域解决了某些控制问题，但同样具有各种相应的局限性。近几年，光伏并网系统的综合控制成为其研究发展的新趋势。文献【77】研究了重复控制和PI控制的混合控制策略。随着光伏并网发电系统进一步的广泛应用，当多个逆变器同时并网时，不同逆变器输出的变化非常大，从而导致上述方法可能失效。因此，研究多逆变器的并网通信、协同控制已成为其孤岛效应检测与控制的研究趋势。

4.1 控制策略介绍

随着控制芯片性能的日益增强，尤其是有个高性能的 DSP，才有可能将无差拍控制、重复控制、滑模变结构控制、模糊控制、神经网络控制及一些智能控制思想应用到并网逆变器的控制系统之中，也就有了今天的并网逆变器控制策略的众多成果，使得并网逆变器的性能、可靠性不断提高。并网逆变器的控制策略概括起来大体有如下几种：

(1) PID 控制

PID 控制系统的原理框图如图 4-1 所示，它将偏差量的比例环节、积分环节、微分环节通过线性组合构成控制量，对被控对象进行控制，控制偏差量由给定值和实际输出量构成。

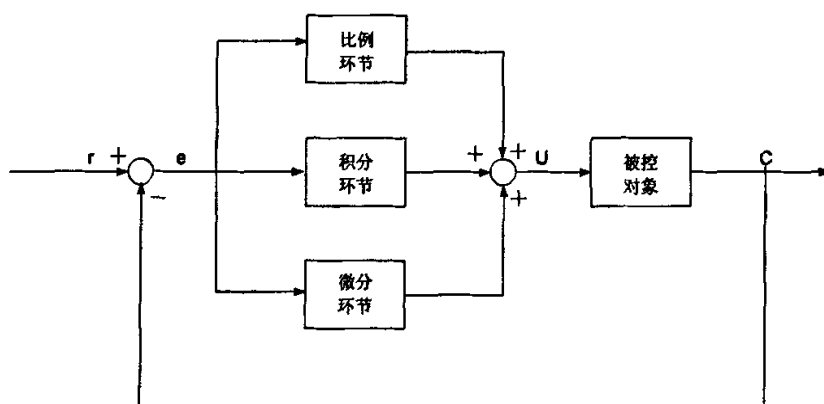


图 4-1 PID 控制原理框图

PID 控制以其结构简单、鲁棒性好、参数易于整定实现等特点，广泛应用于工程实践中。这是目前为止应用最为广泛、最为成熟的一种控制技术，该控制易被人们熟悉和掌握且控制效果好。PID 控制算法在设计过程中不过分依赖系统参数，因此系统参数的变化对控制效果的影响很小，控制的适应性好。

(2) 无差拍控制

无差拍控制是一种基于微机实现的 PWM 方案。它根据并网逆变器系统的状态方程和输出反馈信号来计算逆变器的下一个采样周期的脉冲宽度。与其它反馈控制方案相比，无差拍控制有着非常快的暂态响应；波形的畸变率小，即使开关频率不是很高，无差拍控制也能够得到较好的输出波形品质。但是，无差拍控制的自身缺点也十分明显：①无差拍控制系统的鲁棒性不强；②瞬态超调量大。

(3) 重复控制

重复控制的基本思想源于控制理论中的内模原理，内模原理是把作用于系统的外部信号的动力学模型植入控制器以构成高精度反馈控制系统的一种设计

原理。重复控制一般和其他 PWM 控制方式相结合,用来改善输出电压波形。重复控制的思想是假定前一个周期出现的基波波形畸变将在下一个基波周期的同一时刻重复出现,控制器根据给定信号和反馈信号的误差来确定所需的校正信号,然后在下一个基波周期的同一时间将此信号叠加到原控制信号上,以消除后面各周期中将出现的重复性畸变。

重复控制虽然可以保证输出波形质量,但却有一个致命的弱点,由于延迟因子 Z^{-N} 的存在,重复控制得到的控制指令不是立即输出,而是滞后一个周期才输出。如果系统内部出现干扰,消除干扰对输出的影响至少需要一个参考周期,因此,重复控制系统的动态响应特性很差,系统框图如图 4-2 所示:

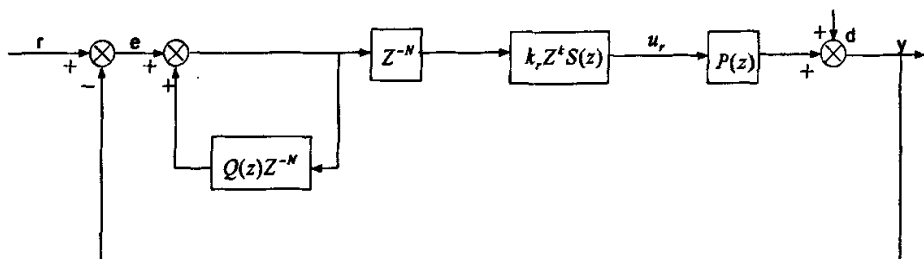


图 4-2 重复控制原理框图

(4) 滑模变结构控制

滑模变结构控制是利用某种不连续的开关控制策略来强迫系统的状态变量沿着相平面中某一预先设计好的“滑动模态”轨迹运动。该控制系统最大的优点是其对参数变化及外部干扰的不敏感性,即强鲁棒性,加上其固有的开关特性,特别适用于电力电子的闭环控制之中。但它也存在控制系统稳态效果不佳、理想滑模切换面难于选取、控制效果受采样率的影响等弱点。

(5) 模糊、神经网络控制

与传统的控制方式相比,智能控制最大的好处是不依赖于系统的数学模型。近年来,它在电力电子领域中的应用引起了人们的重视。

对于高性能的并网逆变器的设计,模糊控制器有着以下优点:模糊控制器的设计过程中不需要被控对象的精确数学模型,模糊控制器有着较强的鲁棒性和自适应能力;查找模糊控制表只需要占用处理器的很少的时间,因而可以采用较高采样率来补偿模糊控制规则 and 实际经验的偏差。

关于神经网络在逆变器控制中的应用,在网络结构选择、训练方法等方面已经有了一些理论研究成果。受制于神经网络的实现技术,尚未见到具有在线学习能力、结构较为完善的人工神经网络成功应用于实际逆变器控制实例。

相比于现代先进控制理论的控制策略,经典 PID 控制理论对于简单单输入一单输出系统的设计更加直观和方便。通过时域根轨迹图解法的调节器设计和

频域特性分析，可以容易的得出系统的性能指标和动、静态特性，本文也是采用 PID 控制。

4.2 电网跟踪控制设计

ac module 的最终目的就是直流电能发送到电网上去，即要求输出电流与电网电压同频同相，功率因素为 1。本系统采用小惯性电流跟踪控制方法，以固定开关频率的直接电流反馈控制进行电流内环设计，电压外环通过锁相环得到与输出电压同步的正弦波信号作为电流环的参考。通过经典 PID 控制理论进行设计。

4.2.1 电流内环的设计

考虑到输出滤波电感的等效阻抗，并网逆变器的输出模型及矢量图如图 4-3 所示。

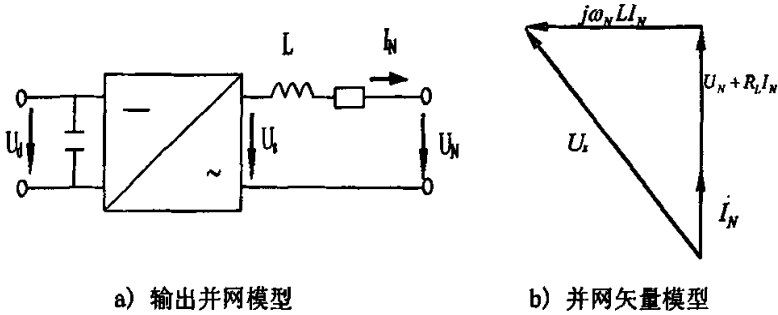


图 4-3 并网逆变器的输出模型及矢量图

其中 I_N 为输出电流， U_N 为电网电压， U_s 为输出电压， L 为逆变器滤波电感， R_L 为滤波电感及交流进线等效阻抗。

可以通过逆变器的并网矢量图(图 4-3b)推出控制系统的数学模型，对逆变器输出端电路，以逆变器输出电流作为状态变量，可以得到：

$$L \cdot \frac{dI_N}{dt} = U_s - U_N - I_N \cdot R_L \quad (4-1)$$

写成复数域形式为：

$$I_N(s) = \frac{1}{Ls + R_L} (U_s(s) - U_N(s)) = G_1(s)(U_s(s) - U_N(s)) \quad (4-2)$$

其中 $G_1(s)$ 是滤波器传递函数。

SPWM 控制方式下的桥式逆变环节逆变器可以等效为一个小惯性环节，传递函数为：

$$G_2(S) = \frac{k_{PWM}}{T_{PWM}S + 1} \quad (4-3)$$

逆变级的调节器若选择经典控制理论中的 PI 调节器，进行闭环控制，则可以得到下面的框图，如图 4-4 所示。对控制系统而言， U_N 为电网电压的扰动输入， I_c^* 为输出电流给定值。

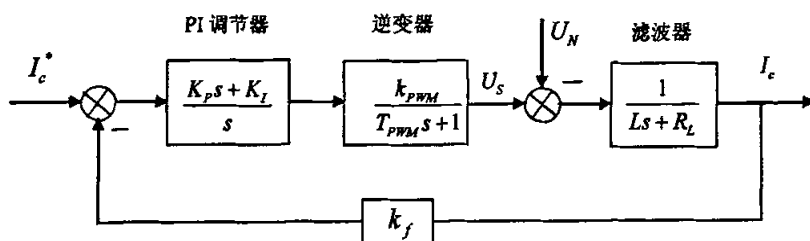


图 4-4 逆变器电流跟踪系统的数学模型

4.2.2 电压外环的设计

图 4-5 中，采样并网电压 U_N 经同步处理后，产生与电网同频同相的方波给定信号 I_g^* ， I_g^* 通过正弦波发生器产生与电网同频同相的正弦波 I_g^* ， I_g^* 与 I_L 进行比较，经过调节器处理后，再经 SPWM 发生器产生相应的驱动信号，送入驱动电路推动主电路工作，把与电网同频、同相的电流馈入电网。

4.2.3 前馈控制的设计

从上面结构图中可以看出，虽然电网电压的扰动在前向通道上，在逆变器并网启动的短时间内，如果电流环的有效跟踪未能快速建立，造成电流跟踪相位差过大并超过 90° ，这样系统就会处于吸收电网电能状态，电网反向对直流侧电容充电，其电容电压会升高，如果短时间内不能控制电流跟踪相位差，则会造成系统的过压保护动作。因此，系统对并网电流的控制不仅仅要注意其稳态性能指标，而且要关注其动态指标。为了抑制这种扰动必须加一个前馈控制量去抑制它，这个前馈量与电网电压和直流电压有关。图 4-5 是加了前馈控制的系统结构框图。

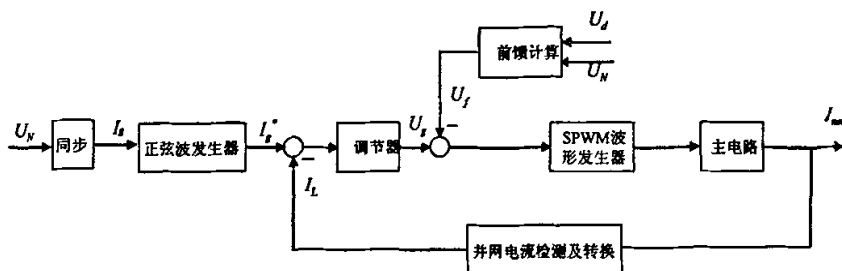


图 4-5 加前馈的并网系统图

前馈信号 U_f 有以下作用：

(1) 前馈值 U_f 经过 SPWM 发生器调制后，产生一个占空比 D 符合公式

$$D = \frac{\dot{U} \sin \omega t}{U_d}$$

的 SPWM 脉冲，使系统在没有反馈的情况下，有一个输出去抵

消电网电压，避免直流侧出现过高的电压。

(2) 消除了电网对系统的扰动影响，使系统近似成个无源电流跟随系统。

(3) 有利于反馈调节，提高了系统的稳定性和稳态精度。

由 4-5 图，可画出系统的控制框图如图 4-6 所示。因为前馈运算环节已抵消网侧电压扰动的影响。这样，在对系统进行分析 and 校正时，可不考虑电网扰动的影响。

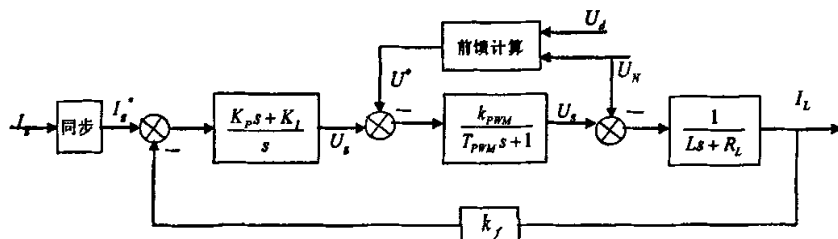


图 4-6 并网系统控制框图

4.2.4 系统的校正

如前所述，前馈运算产生的 U^* 与电网电压 U_N 的差在 SPWM 一个载波周期时间 T 内的积分值为零，即：

$$\int_0^T (U^* - U_N) dt = \int_0^T (U_d D - U_N) dt = 0 \quad (4-4)$$

因此，可不考虑前向通道中的前馈电压 U^* 和电网电压 U_N 的作用。

经过上述处理后，可求得系统的开环传递函数为：

$$G_k(s) = G_c(s) \cdot \frac{k_{pwm}}{T_{pwm}s+1} \cdot \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}s+1} \cdot k_f \quad (4-5)$$

设 $G_c(s)$ 为 PI 控制器，即

$$G_c(s) = \frac{1}{T_c s} + K_c = \frac{K_c T_c s + 1}{T_c s} \quad (4-6)$$

根据(4-5)和 (4-6)式，求得系统的开环传递函数为：

$$G_k(s) = \frac{K_c T_c s + 1}{T_c s} \cdot \frac{k_{pwm}}{T_{pwm}s+1} \cdot \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}s+1} \cdot k_f \quad (4-7)$$

$$\text{令 } K_c T_c = \frac{L}{R} \quad (4-8)$$

以抵消(4-7)式的大时间常数的零点和极点。

$$\text{可求得： } G_k(s) = \frac{k_{pwm} k_f}{R T_c s (T_{pwm}s + 1)}$$

T_{pwm} 是 PWM 的周期，是小时间常数，可忽略。上式表明，光伏并网发电系统采用 PI 控制后，是一个稳定系统。若忽略 T_{pwm} ，把逆变环节看做比例环节，则系统动态响应特性仅与控制器的积分时间常数 T_c 有关， T_c 值越小，系统的动态响应就越快。

电流跟踪控制环节的设计核心是基于传统 PID 控制技术的，属于经典控制理论的范畴。P、I 参数的整定是建立在逆变器传递函数模型确定的基础上，式 (4-3) 给出的逆变器传递函数是一种经验模型，因此，给出的 P、I 参数计算值是一种理论指导值，实际调试中因为小时间常数、分布参数等的影响，需对 P、I 参数值予以适当调整。

4.3 最大功率点跟踪闭环控制设计

4.3.1 光伏组件的基本特性

在太阳能组件电气特性方面，由于它是由太阳能电池组成，而每一个电池都是一个 P-N 结的半导体，并且直接将光能转化为电能输出，所以可以假设太阳能组件由光照射后，产生一个独立电流源供给负载。图 4-7 所示之太阳电池等效电路^[82]。

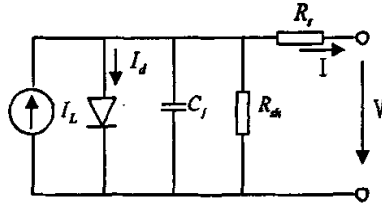


图 4-7 太阳能组件等效电路

其中电流源 I_L 表示光照射后太阳能组件所产生的电流, R_s 和 R_{sh} 则分别表示材料内部的等效并联及串联电阻, 通常 R_s 的值很小, 而 R_{sh} 的值很大, 因此在分析时可将 R_s 和 R_{sh} 忽略不计。由于太阳能的缓慢变化与器件的快速响应相比可以忽略其变化, 因此在分析系统时可以忽略结电容 C_j 的影响。在如图设定的电压、电流方向下, 可得单元太阳电池的 I - V 方程为:

$$I = n_p I_L - n_p I_0 \left\{ \exp \left[\frac{q(V + IR_s)}{AKTn_s} \right] - 1 \right\} \quad (4-9)$$

其中 I 为太阳能板的输出电流; V 为太阳能板输出电压; n_p 为太阳能组件并联个数; n_s 为太阳能组件串联个数; I_0 为太阳能板逆向饱和电流; q 为一个电子所带的电荷量($1.6 \times 10^{-19} C$); K 为波兹曼常数($1.38 \times 10^{-23} J/^{\circ}K$); T 为太阳能板表面温度; A 太阳能板的理想因数 ($A=1 \sim 5$)。

4.3.2 光伏组件的最大功率点跟踪方法

所有光伏系统都希望太阳电池阵列在同样日照、温度的条件下输出尽可能多的电能, 这也就在理论上和实践上提出了太阳电池阵列的最大功率点跟踪(MPPT —— Maximum Power Point Tracking)问题。常用的 MPPT 实现方法有定电压跟踪法、功率回授法、扰动观察法及增量电导法。这些控制方法有的容易实现, 但控制精度差, 有的控制精度较高, 但硬件很难实现。本文所采用的是直线近视法, 在众多的最大功率跟踪法中, 直线近似法是一种比较新的方法, 其容易实现, 控制精度也较高, 物理意义明确。其基本理念为利用 $dP/dI=0$ 这一逻辑判断式, 并利用一直线来近似在某一温度下各种不同日照强度的最大功率点, 只要控制输出电流在此直线上即可轻易地实现最大功率点跟踪。利用前面提到的太阳能组件等效模型, 本文只针对太阳能单个组件进行讨论, 即选择 $n_p=1$, $n_s=1$, 且不忽略等效串联电阻时, 可将式 4-9 改写成

$$I = I_L - I_0 \left\{ \exp \left[\frac{q(V + IR_s)}{AKT} \right] - 1 \right\} \quad (4-10)$$

由式(4-10)可得:

$$V = \frac{AKT}{q} \ln \left[\frac{I_L + I_0 - I}{I_0} \right] - IR_s \quad (4-11)$$

则由式(4-10)、(4-11)可求得

$$P = IV = \frac{AKT}{q} I \ln \left[\frac{I_L + I_0 - I}{I_0} \right] - I^2 R_s \quad (4-12)$$

由于在最大功率点须满足 $dP/dI=0$ 的条件, 故将式(4-12)对 I 微分并令其等于 0 可得:

$$\frac{AKT}{q} \left[\ln \frac{I_L + I_0 - I}{I_0} - \frac{I}{I_L + I_0 - I} \right] - 2IR_s = 0 \quad (4-13)$$

由式(4-11)、(4-12)、(4-13)可求出在最大功率点时的输出功率 (P^*) 与输出电流 (I^*) 的关系为

$$P^* = \frac{AKT}{q} I^* \ln \left[\frac{\frac{AKT}{q} I^{*2}}{(P^* - I^{*2} R_s) I_0} \right] - I^{*2} R_s \quad (4-14)$$

由式(4-14)可知, 太阳能板工作在最大功率点时, 其输出电流与输出功率关系近似一条直线, 如图 4-8(a)所示。

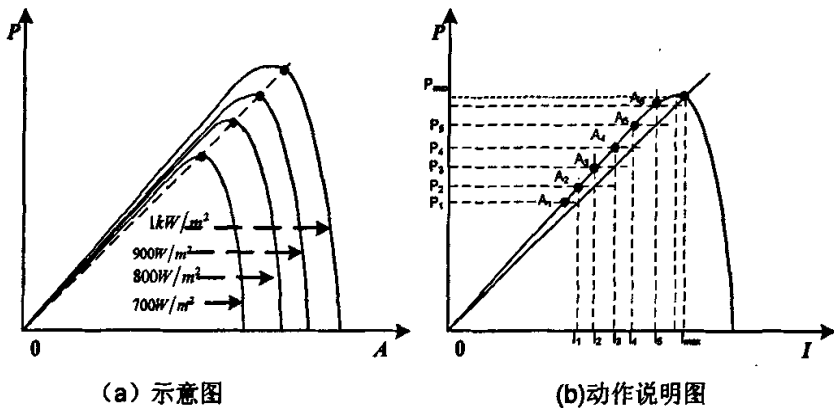


图 4-8 直线近似法示意图

利用图 4-8 (b) 分析其工作原理如下:

首先假设太阳能板工作点在 A_1 , 由采样电路采样太阳能板的电压和电流后,

可得到此时太阳能板的输出功率 P_1 ， P_1 经上式计算可得到此时太阳能板应该输出的电流 I_1 ，当太阳能板输出电流为 I_1 时，此时太阳能板工作点在 A_2 ，可得到其输出功率为 P_2 ，计算后得到此时应该输出电流 I_2 。同理，依此方式太阳能板的工作点会由 A_1 、 A_2 、 A_3 ……一直往 P_{\max} 方向走，直至到达 P_{\max} 。

另外，若将 ac module 视为交流电流源，则改变其输出电流的大小即等于改变 ac module 的输出功率，即等于控制太阳能板的输出功率。所以可以利用以直线近似法求得的参考电流值乘上一比例值后，再与市电采样电压相乘，作为 ac module 输出电流大小及相位的参考，即可跟踪太阳能组件的最大功率点，如图 4-9 所示。

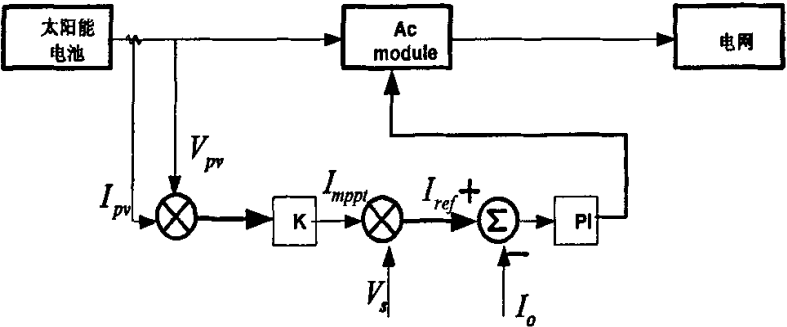


图 4-9 最大功率点跟踪控制结构图

第五章 ac module 的设计与仿真

结合对 ac module 的理论分析, 本文对电压型高频链 ac module 进行系统设计, 功率为 100W。并且通过仿真验证设计的准确性。

系统设计目标为:

输入电压: DC 18-32V

输出电压: 220V/50Hz

输出功率: 100W

开关频率: 100kHz

系统效率: >85%

输出电流 THD: <5%

5.1 主电路设计分析

结合第二章介绍的推挽串联谐振电压型 ac module, 整个主电路结构如图 5-1 所示。主要部分包括

- 1、推挽串联谐振 DC-DC 变换器
- 2、全桥逆变器

该电路的工作原理参见第二章, 由于这两个部分独立控制运行, 故可分开进行设计, 下面分别对这两部分进行设计。

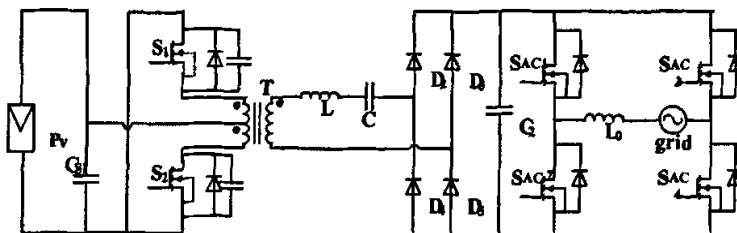


图 5-1 推挽串联谐振电压型 ac module 主电路结构图

5.1.1 推挽串联谐振变换器的设计

本电压型 ac module 系统是两级系统, 前级推挽串联谐振 DC-DC 变换器是将太阳能电板输出的 24V 左右的直流电压升至约 350V 的直流电压以提供后级全桥逆变器供电。

1) 功率变压器的设计

(1) 占空比和变压器变比的确定

电路控制芯片选用 SG3525, 该芯片可以输出最大占空比 D 为 0.47, 开关频率设计在 50kHz。为使电路很好地实现 ZVCS, 综合考虑取 $D=0.45$ 。在输入电压为 24VDC 时, 为保证输出电压可以达到 350V, 并考虑到功率管的通态电阻

产生的压降以及输出整流二极管的管压降,可取变压器变比 $N = \frac{V_o \times 2D}{V_{in}} = 105/8$ 。

(2)磁芯的选取

$$\text{根据公式: } SQ = \frac{P_o}{2fB_m\eta K_c K_u j} \times 10^8 \quad (5-1)$$

选择变压器磁芯。

对于铁氧体磁芯 $K_c=1$, 取 $K_u=0.3$ 。选用高频铁氧体材料 R2KBD, 其饱和磁密度 B_s 为 5100 Gs, B_m 可以选定为 $\frac{1}{3}B_s=1700G_s$ 。

由公式 (5-1) 计算得

$$SQ = \frac{100}{2 \times 50 \times 10^3 \times 1700 \times 0.9 \times 1 \times 0.3 \times 300} \times 10^8 = 0.726$$

EI—38 结构的铁芯符合要求。

(3)匝数的设计

对双向矩形脉冲的变压器有

$$N_1 = \frac{U_{in} T_{on}}{2B_m S} \times 10^8 = \frac{32 \times 10^{-5}}{2 \times 1700 \times 3.54} \times 10^8 = 2.6(\text{匝}) \quad (5-2)$$

选取原边单绕组为 3 匝。

根据变比要求, 副边单绕组匝数为

$$N_2 = N_1 \times N = 3 \times \frac{105}{8} = 39.375(\text{匝}) \quad (5-3)$$

即变压器的绕组匝数为 3: 3: 40。

(4)绕组的设计

导线中流过交变电流时会产生集肤效应, 即导线横截面上的电流分布不均匀, 使导线有效截面积减少, 电阻增大。在高频工作时, 必须加以考虑。当开关频率为 50kHz 时, 穿透深度 Δ :

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 58 \times 10^6}} \quad (5-4)$$

导线线径应小于穿透深度的两倍。

首先计算原副边绕组电流有效值。当输入为 32V, 输出最大功率时, 不考虑流过变压器副边 N_2 和滤波电感的电流纹波, 则流过 N_2 的电流幅值等于流过电感电流的平均值。考虑到一定的裕量, 取流过变压器原副边电流的有效值 I_1 、 I_2 分别为 6A 和 0.4A。

选取电流密度 $j = 3A/mm^2$ ，则变压器原边截面积 $S_{u1} = 6/3 = 2mm^2$ ，副边截面积 $S_{u2} = 0.4/3 = 0.134mm^2$ ，因此原边可以用 $0.15 \times 17mm$ 的铜箔，副边用 $0.075 \times 17mm$ 的铜箔。

2) 推挽开关管 S1、S2 的选取

开关管 S1、S2 的最高电压应力是两倍的最高输入电压，即 64V。推挽谐振变换器由于实现了零电压导通和零电流关断(ZVCS)，所以变压器原边漏感的影响不大，在开关管关断时产生的电压尖峰较小。

开关管的最大有效电流为 6A，可选取 IRF540 型号的 MOSFET，考虑到电路工作时通态损耗要小，故可选取 IRF540N 型号的 MOSFET。

3) 推挽副边整流管的选取

为了降低损耗，减小反向恢复时间，可选用快恢复二极管，推挽副边整流二极管承受的最大电压应力为 $2NV_{max} = 2 \times \frac{105}{8} \times 32 = 840V$ ，可以选取耐压为 1200V 的功率整流管。DSEP8—12A 型号的快恢复功率二极管满足要求。

4) 谐振电感 L 的设计

为进一步减小变换器体积，变换器电路采用变压器的副边漏感作为谐振电感。由于变压器漏感过大导致变压器损耗变大，所以设计变压器时漏感不宜太大，综合考虑取漏感小于 $5\mu H$ ，电感值的具体大小由变压器的制造结果决定。

5) 谐振电容 C 的设计

谐振电容的设计根据变压器的副边漏感和电路谐振频率设计。为使电路实现零电压开通和零电流关断，电路的工作频率应略小于电路的固有谐振角频率，即 $\omega < \omega_0$ ，谐振电容由下式决定：

$$C = \frac{1}{L\omega_0^2} \quad (5-5)$$

6) 滤波电容的设计

滤波电容的设计根据变换器的输出平均功率设计。在输出的直流电压中，包含有高频纹波和很小的二次纹波成分。由于高频成分较多，必须选用低阻抗高频电解电容，选取主要依据是使输出纹波满足要求。

在本系统的设计中，滤波电容也是逆变器直流侧平波电容，在逆变器的设计中将更详细阐述设计过程。

5.1.2 全桥逆变器的设计

1) 直流侧平波电容器的选择

在稳定工作时，直流侧输入功率基本不变，而逆变器输出功率瞬时值却时刻在变。设 ΔV 为直流电压变化值， V 为直流电压， P' 为逆变器输出的瞬时功率， \bar{P} 为光伏组件输入的平均功率，直流侧功率 $P = P' - \bar{P}$ ，则有

$$\Delta V = \frac{1}{C} \int \frac{P}{V} dt = \frac{\bar{P}}{2\omega VC} \sin 2\omega t \quad (5-6)$$

由式(5-5)可以看出电容值取的越大，直流电压波动越小。

直流电压的波动会影响逆变器输出电流波形，波动越小，输出电流质量越好。为提高逆变器输出电流质量，应尽量降低直流电压的波动。

综合考虑，逆变器稳定工作时，工作电压大约为 350V， ΔV 设为 10V 左右，计算电容所需的容量为

$$C \geq \frac{P_s}{\omega V \Delta V} = \frac{100}{314 \times 350 \times 10} = 91 \mu F \quad (5-7)$$

2) 逆变侧滤波电感的设计

系统工作在并网逆变模式时，逆变侧电感的作用非常重要，它的取值不仅影响到电流环的动、静态响应，而且还制约并网系统的输出功率、系统功耗、直流电压的确定等等。具体作用体现在：

(1) 通过控制并网系统交流侧输出的电压幅值和相位，可以实现对并网电流幅值和相位的控制。

(2) 滤除并网系统交流侧 PWM 谐波电流，从而实现交流侧正弦波电流，功率因数为 1。

(3) 在保证获得良好的并网电流波形的同时，还可以根据需要向电网输送无功功率，甚至实现网侧纯电感、纯电容运行特性。

(4) 使并网系统获得了一定的阻尼特性，从而有利于控制系统的稳定运行。

根据实践结果和理论分析对滤波电感的设计采用工程计算方法，一般取电感电压为输出电压的 2%-10%，即：

$$\omega LI = (2\% - 10\%) U_{AC} \quad (5-8)$$

推出 $L = 2.83 \text{mH}$

3) 逆变器功率管的选择

放宽直流侧范围为 320V 到 400V 之间，可以选择耐压为 500V 的管子，根据功率为 100W，交流输出 220V，可以选用 IR 公司的 IRFBE30 型号的 MOSFET，它能承受 3.5A 电流，800V 电压。

5.2 控制电路设计分析

电压型 ac module 的控制器包括采样电路、控制电路、驱动电路以及保护

电路。控制电路结构大致如图 5-2 所示：

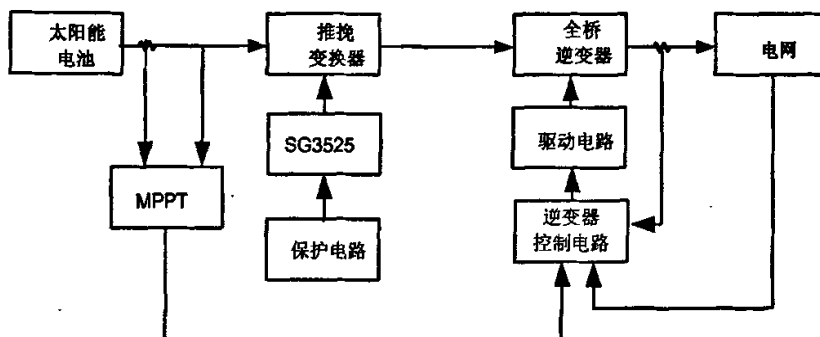


图 5-2 电压型 ac module 控制电路结构框图

5.2.1 推挽变换器的控制器设计

推挽变换器的控制电路采用的控制芯片型号是 SG3525，SG3525 是电压型控制芯片。SG3525 集成芯片有两路 PWM 脉冲输出，两路信号的死区时间由电路中的电位器 R_D 调节。该组合式变换器的开关频率 $f_s = 50\text{kHz}$ ，则 SG3525 集成芯片内部的振荡频率为 100kHz ，且由下式决定：

$$f_{osc} = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (5-9)$$

上式中， $C_T = 3.3\text{nF}$ ， $R_T = 4.19\text{k}\Omega$ ， $R_D = 100\Omega$

为了提高效率，在本电路中控制电路采用开环控制，预先设定驱动信号的死区时间。由于是开环控制，所以在控制芯片的 9 脚（即芯片的误差信号输出端）直接输入固定的直流电压，以代替电路反馈电压，确保芯片输出固定占空比的驱动电压波形。控制芯片的 10 脚是保护电路端口，当 10 脚为高电平时则 SG3525 的 PWM 输出被封锁，则系统停止工作。其完整电路如附录图 1 所示。

5.2.2 全桥逆变器的控制器设计

电压型高频链 ac module 逆变部分控制电路如图 5-3 所示。电流内环控制系统采用基于并网电流的瞬时值反馈，用于电流的实时跟踪；电压外环通过锁相环作为电流内环的基准，实现输出电流与电网电压同频同相。太阳能组件的电压、电流环反馈经过 MPPT 控制，与电压外环通过乘法器，实现 MPPT 控制。其控制器结构如图 5-3 所示，其完整电路见附录图 2，下面具体分析各控制电路设计。

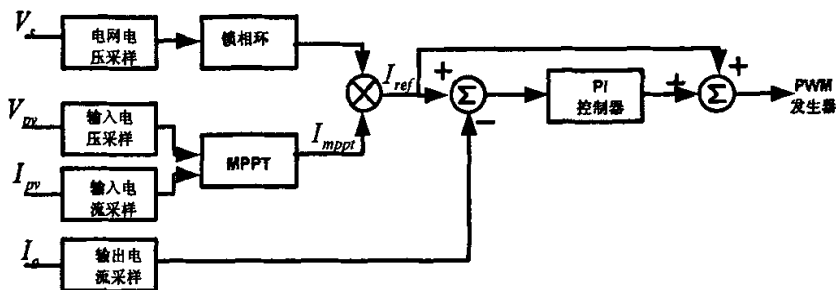


图 5-3 电压型高频链 ac module 控制电路图

1) 直流侧电压检测

采用双光耦检测的方法，该方法电路较复杂，但是电压线性度很好，精度高。其输出电压信号作为 MPPT 的采样电压信号。电路如图 5-4 所示。

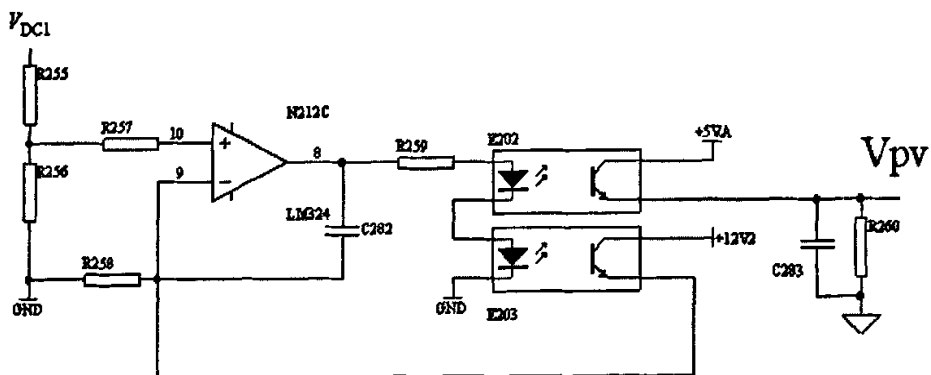


图 5-4 直流侧电压检测单元

经过采样电路，直流输入电压 V_{DC1} 与输出隔离且输出电压信号与输入电压信号保持线性比例关系，

$$V_{pv} = \frac{R_{256}}{R_{255} + R_{256}} V_{DC1} \quad (5-10)$$

2) 直流电流检测

为了降低成本，本文采用电阻检测的方法，在输入接地端串联 2 个 $0.5\Omega/3W$ 的电阻。由于采样的电压为负，需经滤波器、电压跟随器、反相器输出作为 MPPT 电路的采样电流信号。电路如图 5-5 所示。

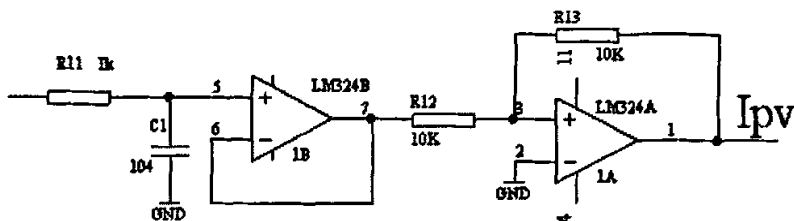


图 5-5 直流电流检测单元

3) 电网电压检测

采用霍尔电压传感器 PBT-0025F63，后经分压电路输出，并用电压跟随器隔离，送入锁相环。电路如图 5-6 所示。

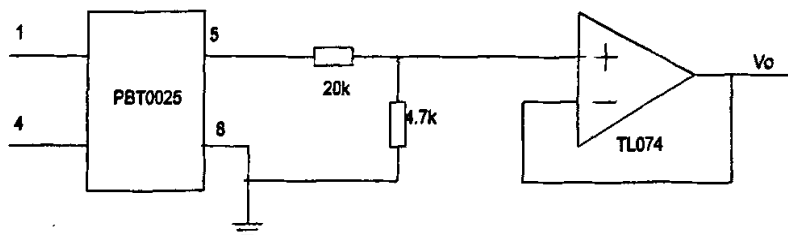


图 5-6 电网电压检测单元

4) 交流电流检测

采用电流互感器 TA1906-04，被测电流和输出电流比例为 4000:1，电流传感器输出为电流信号，经过电阻转换成电压信号，再经过 RC 滤波、再经一电压放大器调节采样电流的大小。具体检测电路如图 5-7 所示，

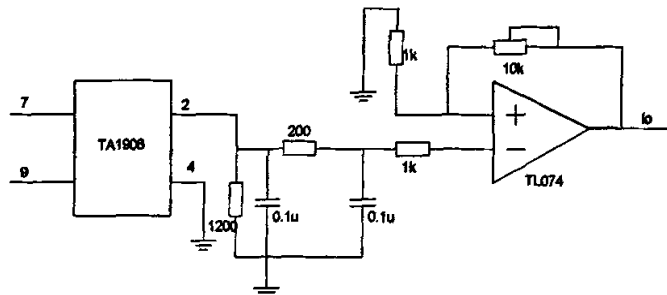


图 5-7 交流电流检测单元

5) 锁相环 (PLL)

锁相环其电路如图 5-8，其功能为取得市电电压的相位及在控制电路中提供一参考正弦波给控制电路。在本论文中使用的是 LM565 锁相环芯片。配合过零点检测电路和带通滤波器做成的。首先将采样市电电压后经零点检测电路取得市电电压相位，再送入 LM565 锁相，LM565 锁相环输出是方波，锁相须再由一级

带通滤波器将方波滤波成为正弦波输出。

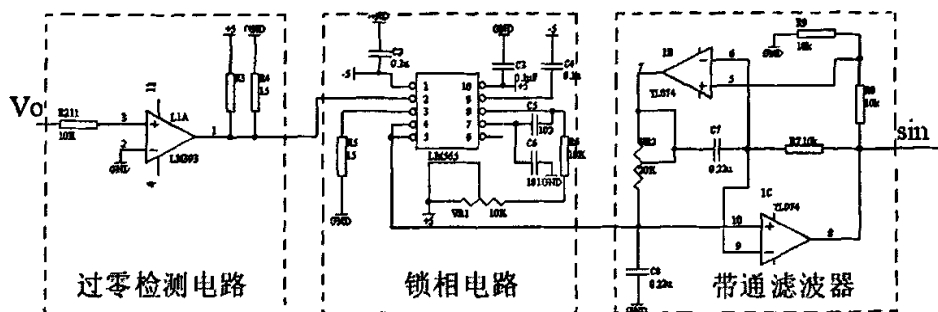


图 5-8 锁相环电路图

6) 最大功率点跟踪电路 (MPPT)

最大功率点跟踪电路如图 5-9，其功能是计算变换器输出电流的大小，使太阳能操作在最大功率点。其电路的做法是将太阳能板上的输出电压及电流取回相乘后，取得太阳能板的输出功率信号，再乘上一比例值 K ，就可以求得太阳能板理想输出电流的大小。此电路中乘法器采用 AD834 乘法芯片

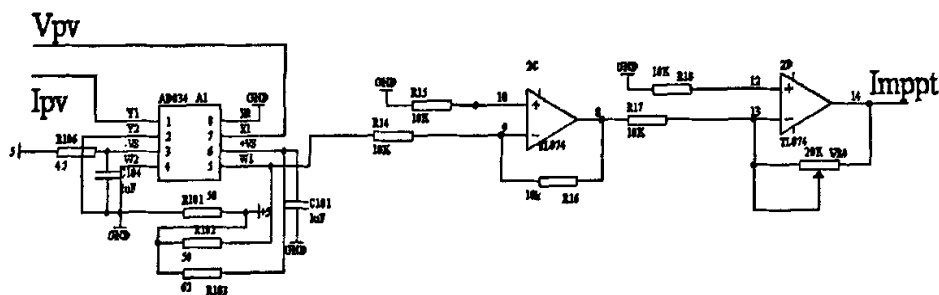


图 5-9 最大功率点跟踪电路图

7) PWM 发生电路

PWM 发生电路结构图如图 5-10 所示，本论文是采样单极性 PWM 控制来调制全桥逆变器。首先，由三角波发生电路产生 10KHz 的三角波信号，此三角波发生电路是由 ICL8038 芯片发生出来的，将发生出来的三角波反向之后，分别与调制信号比较产生 PWM 控制信号。另外，为了防止同一桥臂上下开关管直通，需要设定死区时间，本系统采用 IXDP630 产生死区时间，只需调整 IXDP630 外部的 RC 值，就可控制死区时间的大小，本系统的死区时间为 3us，具体控制结构参见附图 2

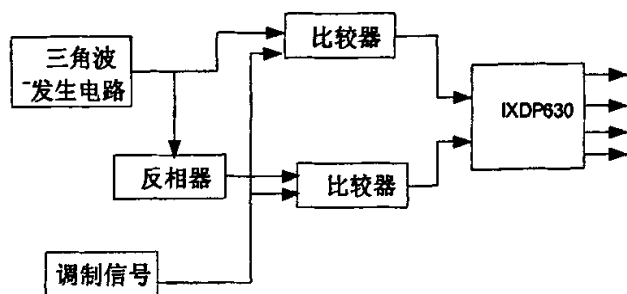


图 5-10 PWM 发生电路结构图

8) 驱动电路的设计

驱动电路的目的是隔离并放大 PWM 信号，使主功率管能依照此信号作正确的切换动作。由于 PWM 发生电路发生 PWM 信号功率及电压无法直接驱动后级的全桥逆变器，故需由一光耦隔离器，耦合成较高功率及较高电压的 PWM 信号来驱动功率开关管，本文采用 HCPL3120 光耦芯片来实现，其电路如图 5-11 所示。

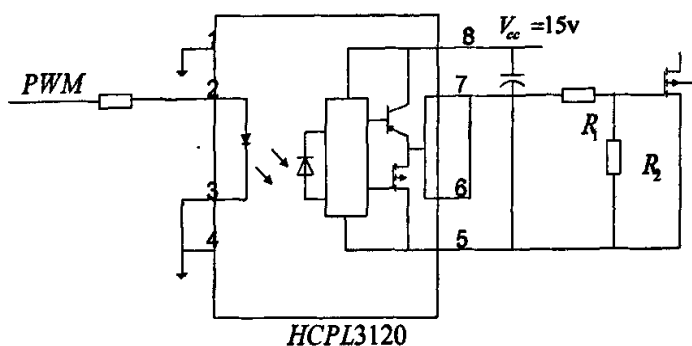


图 5-11 驱动电路图

9) 保护电路设计

并网逆变器的保护电路包括：交流过流、直流过流、短路、直流过压、散热器超温、欠压保护、欠流保护、孤岛保护等。本文的保护电路均如图 5-12 所示，采用比较电路实现的，若被测的电压、电流等比给定电平信号高或者低，比较器输出将产生高电平，接至 SG3525 的 10 脚，10 脚是保护电路端口，当 10 脚为高电平时则 SG3525 的 PWM 输出被封锁，则系统停止工作，关闭 PWM 输出。

率 $f=50\text{KHz}$ ，填充系数 K_u 取0.3。变压器的效率 η 取0.85，电流密度 $J=4\text{A/mm}^2$ 。

变压器铁心选取EE25铁心

EE25铁心的 $A_c=0.53\text{cm}^2$ ， $A_w=0.92\text{cm}^2$

原边绕组匝数：

$$n_1 = \frac{U_i T_{on}}{(B_m - B_r) A_c} \quad (5-12)$$

代入参数后得 $n_1=12$

副边绕组匝数：

$$n_2 = \frac{n_1 (U_{out} + U_D)(1 - D_{max})}{U_{in} * D_{max}} \quad (5-13)$$

其中 U_{in} 为输入电压取24V， U_{out} 副边输出电压， U_D 为整流二极管压降， D_{max}

为最大占空比取0.4。

输出电压为15V的三个绕组匝数： $N_{S1}=12$ ， $N_{S2}=12$ ， $N_{S3}=12$

输出电压为 $\pm 5\text{V}$ 的两个绕组匝数： $N_{S4}=5$ ， $N_{S5}=5$

自馈绕组匝数 $N_{S6}=11$

$$\text{原边绕组电流峰值： } I_P = \frac{2P_{out}}{U_{in} * D_{max}} = 2.1\text{A} \quad (5-14)$$

$$\text{变压器原边电感值： } L_P = \frac{U_{in} * D_{max}}{I_P * f} = 45\mu\text{H} \quad (5-15)$$

$$\text{变压器原边电流有效值： } I_R = \frac{U_{in} T}{3L_P} \sqrt{3D_{max}^3} = 3.08\text{A} \quad (5-16)$$

原边绕组导线面积：

$$S_{n1} = \frac{I_{R1}}{J} = 0.78\text{mm}^2 \quad (5-17)$$

$$\text{副边绕组导线面积： } S_{n2} = \frac{I_{R2}}{J} = 0.1\text{mm}^2 \quad (5-18)$$

在50KHz时铜导线的穿透深度 $\Delta=0.3\text{mm}$ ，而选择导线直径时不能超过 2Δ ，所以原边绕组选择直径为0.51mm(最大外径为1.24mm)的铜导线2根并绕，副边绕组选择直径为0.38mm(最大外径为0.52mm)的铜导线。

综上所述，整个电压型ac module并网逆变器系统的硬件电路实物如图5-13所示。

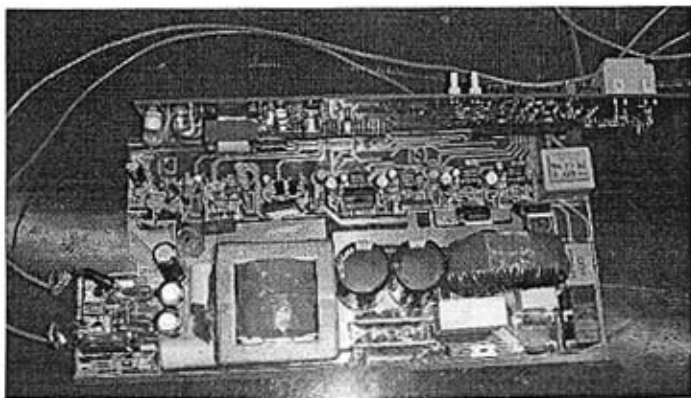


图 5-13 ac module 并网逆变器实物图

5.4 仿真波形分析

为了验证分析结果的正确性，本文使用 Saber 软件对推挽串联谐振电压型 ac module 进行仿真分析，验证其系统设计的准确性。电路仿真模型如图 5-14 所示，其主要参数值和 5.1 节设计的值相同。

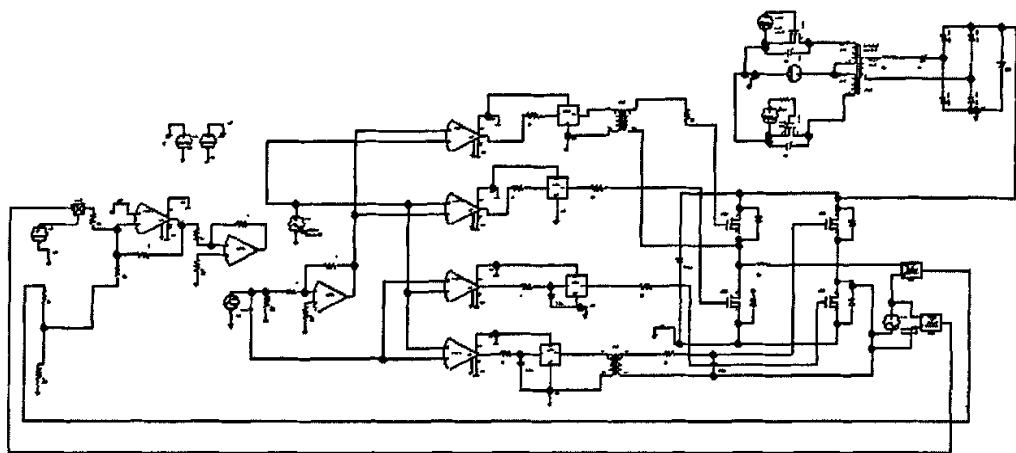


图 5-14 推挽串联谐振电压型 ac module 仿真模型图

具体仿真结果如下所示。

1) 推挽串联谐振变换器软开关波形,如图 5-15 所示。

图 a) 自上而下分别为推挽变换器一侧功率管的漏源极电压、漏源极电流及驱动波形；图 b) 自上而下分别为推挽变换器输出电压，谐振电容波形，二个功率管的漏源极电流。

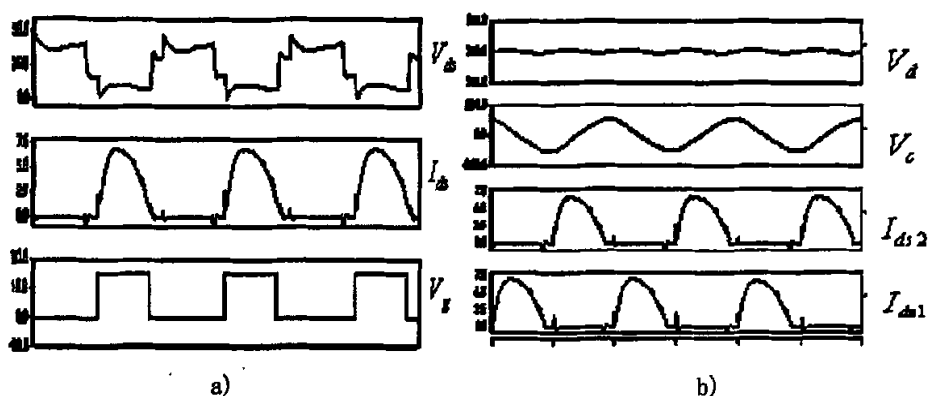


图 5-15 推挽串联谐振变换器软开关波形图

从图中不难看出，推挽串联谐振变换器图 a)和图 b)不难看出，电路很好地实现了 ZVS 和 ZCS。

2) 推挽变换器输入、输出电压波形，如图 5-16 所示。

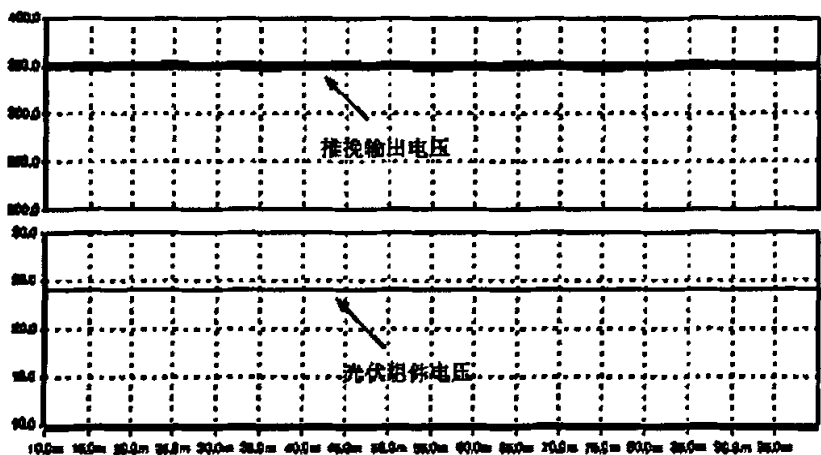


图 5-16 推挽变换器输入、输出电压波形

3) 推挽变换器输出电压和并网电流波形，如图 5-17 所示。

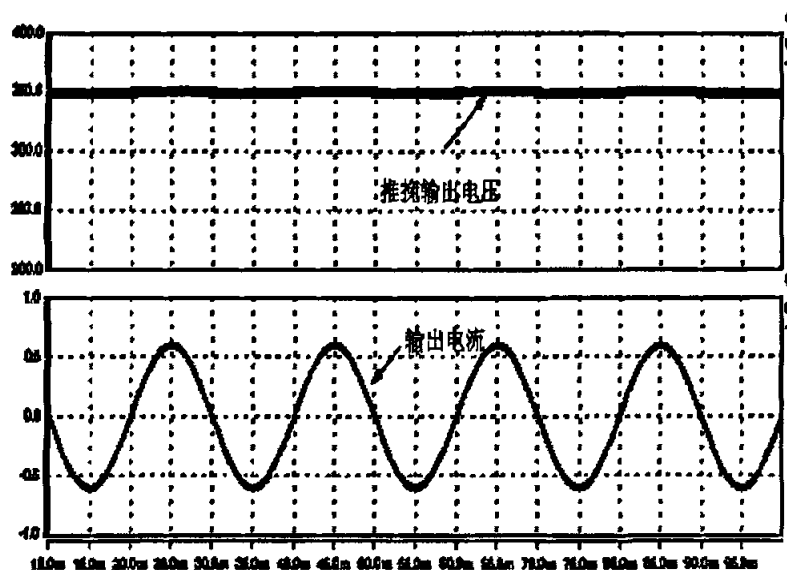


图 5-17 推挽变换器输出电压和并网电流波形

4) 输出电流和电网电压波形，如图 5-18 所示。

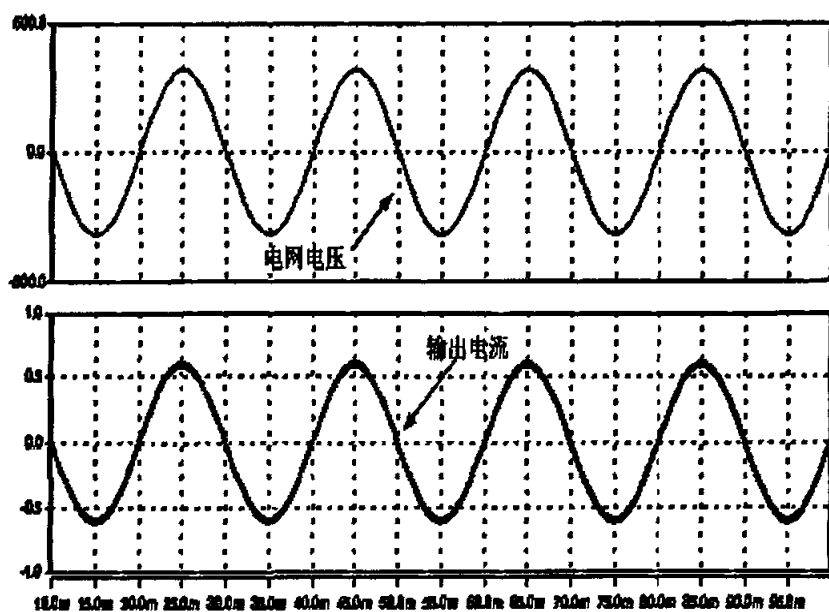


图 5-18 输出电流和电网电压波形

第六章 总结与展望

6.1 总结

本文是对基于 ac module 的光伏发电系统研究。全文从光伏并网系统的概况进行分析,总结了常规并网逆变系统的不足及缺点,从而引入全新的 ac module 系统。论文对 ac module 的拓扑结构、工作原理进行分析,以数学模型对其进行建模,并在模型的基础上设计了控制系统结构。最终,对 100W 的电压型 ac module 进行设计,并用 Saber 软件进行仿真试验,取得良好的试验结果,并可从结果中看出两种结构的不同特点。

全文的主要内容有:

1. 对 ac module 的拓扑及工作原理进行分析。根据其变压器工作状态及储能特性的不同分为工频 ac module、电压型高频链 ac module 和电流型高频链 ac module 分别分析工作原理及波形特性,总结了不同类型拓扑所具有的优缺点。提出一种新的改进型高频链 ac module 拓扑,详细分析其工作原理。

2. 分别对电压型高频链 ac module 和电流型高频链 ac module 进行状态空间平均法进行建模分析。首先,列出各开关电路状态下的连续方程,然后对各方程进行占空比平均得出系统状态空间平均方程,列出系统稳态工作点方程,在工作点附近引入小偏量扰动得出小信号线性方程,由此可以进行模型分析和传递函数推导。

3. 重点分析了 ac module 的控制策略。通过电路结构和控制目标将 ac module 控制系统分为两个结构:电网跟踪控制、最大功率点跟踪控制。电网跟踪控制是在对各个控制原理分析的基础上,采用经典 PID 控制理论对调节器参数进行设计,得出满足系统设计要求的调节器。最大功率点跟踪控制是根据光伏组件的输出特性,介绍一种较新的最大功率点跟踪控制方法——近似直线法,并运用到本控制系统中。

4. 为了验证分析地正确性,以功率为 100W 的 ac module 进行设计,本文设计出推挽串联谐振式电压型高频链 ac module 系统参数,并用 Saber 软件作仿真分析,仿真结果说明了系统设计的合理性。

6.2 展望

本论文研究的 ac module 可达到最大功率点跟踪控制,并网运行等功能,随着 ac module 的大规模使用,对系统中的核心部件——并网逆变器也会有更多的要求。通过本文前几章的分析和研究可知,本系统还有许多未达到完善之处,作者认为还有以下几点需要研究。

1. ac module 的群控及监控通讯技术

本论文只是对单一的 ac module 发电系统进行研究。实际应用中,一般是多

台 ac module 并联连接电网。每一台并网逆变器的工作状态受群控制器控制，实现了冗余及高效的特点，且要求有良好的人机监控通讯，实时监控各逆变器的工作状况。

2 ac module 的使用率

由于本文研究的系统在日照低落或夜间无法工作，这对系统中的切换开关和控制电路无疑是一大浪费，所以若能使逆变器在这类情况下可作为其它用处工作，这不但可以提高逆变器的使用率，也可以增加系统的功能。

3 ac module 的效率

由实验结果发现，本系统的转换效率约为 80%左右，效率偏低。这有可能是因为本系统采用多级结构，并且直流升压比太高及 ac module 元件参数设计并非最佳所造成的，所以若要再提高系统效率，未来可采用更高效率的升压电路及采用软开关技术来降低损耗。软开关技术大致可分三类：谐振技术（包括串联谐振、并联谐振、准谐振和多谐振技术），有源钳位 ZVS 技术，零开关—PWM 技术（包括 ZVS/ZCS—PWM、ZVT/ZCT—PWM 技术）

4 孤岛情况的防止和检测

本系统未采用孤岛检测电路检测孤岛效应的发生，所以未来可加入有效的孤岛检测方法，以避免此情况的发生。

5 ac module 的模块化的研究

ac module 是基于独立光伏组件的，一般要求小型化和模块化，可很方便地安装在光伏组件背面，在更换逆变器时也很方便。因此，要求 ac module 高频化，对集成磁技术以及扁平变压器等有所应用。

综上所述，光伏并网发电是一个不断发展，不断创新，蓬勃发展的产业。对 ac module 的研究也是刚刚开始，在今后的工作学习中，我将继续致力于 ac module 研究、致力于光伏发电技术的研究。

参考文献

- [1] 王长贵, “中国光伏发电产业与市场”, 太阳能学报, 特刊/1999, pp73-75.
- [2] 王斯成、董路影, “我国太阳能光伏发电市场发展与国际挑战”, 第五届全国光伏技术学术研讨会论文集, 1998.
- [3] 赵玉文, “21 世纪我国光伏产业发展战略思考”, 中国工程科学, 2001, pp63-64
- [4] Soeren Baekhoej Kjaer; John K. Pedersen; Frede Blaabjerg. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules[J].IEEE Transactions on industry application, Vol.41, NO.5, 2005, pp:1292 – 1305.
- [5] Mike Meinhardt; Gunter Cramer, Past, Present and Future of grid-connected Photovoltaic and Hybrid-Power Systems ,IEEE , 2000 ,pp1283-1287.
- [6] John E.Hoffner; Austin; M.Palani, A PV window awning system on the university of texas Houston health science center using ac-modules, IEEE, 2000, pp1545-1547.
- [7] L.E. de Graaf; T.C.J. van der Weiden, Characteristics and performance of a PV-system consisting of 20 AC-modules, IEEE First WCPEC, 1994, pp921-924.
- [8] Werner Knaupp; Dirk Schekulin; Ingo Voigtlander; Andreas Bleil; Christoph Binder, Operation of a 110kW PV facade with 100W AC photovoltaic modules, IEEE, 25th PVSC, 1996, pp1235-1238.
- [9] Robert H. Wills; Edward Hall, The AC Photovoltaic Module , IEEE, 25th PVSC, 1996, pp1231-1234 .
- [10] Mike Meinhardt; Terence O'Donnell; Peter Zacharias, Miniaturised “Low Profile” Module Integrated Converter for Photovoltaic Applications with Integrated Magnetic Components , IEEE, 1999, pp305-312.
- [11] H.Oldenkamp; I.J.de.Jong, Ac module: past, present and future, IEEE, 1998, pp16-19.
- [12] Russell H. Bonn, Developing a “next generation” PV inverter, IEEE, 2002, pp1352–1355.
- [13] Gregory A. Kern, Utility interactive ac module anti-islanding test results, IEEE, 26th PVSC, 1997, pp1265-1269.
- [14] H. Olclenkamp; S. Elstgeest , Reliability and accelerated life tests of the ac module mounted OK E4inverter, IEEE 25th PVSC, 1996, pp1339-1343 .
- [15] Tatsuyuki Setaka; Toshio Matsushima; Seiichi Muroyama, Photovoltaic System in Telecommunications Building Using AC modules, IEEE , 2000, pp1723-1725.

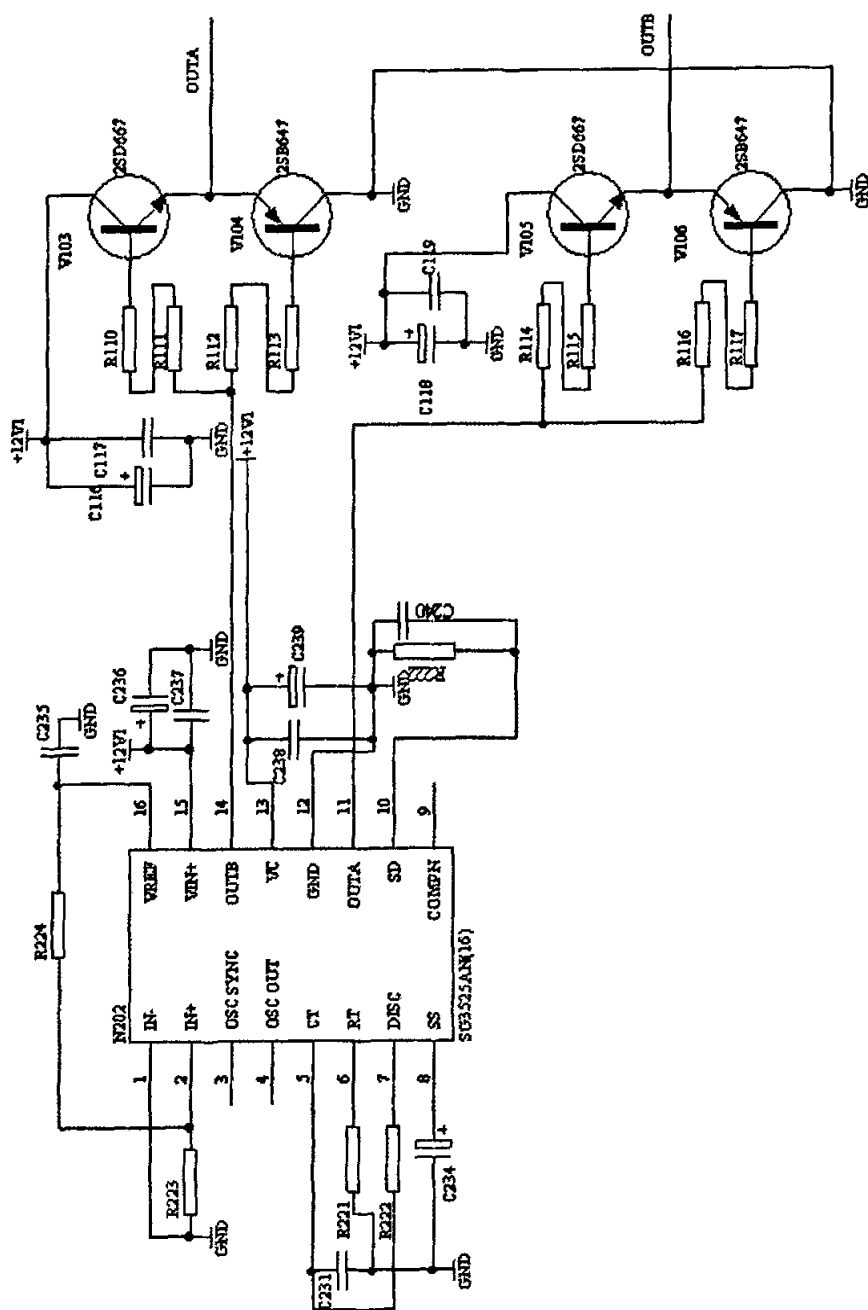
- [16] C. Rodriguez; G.A.J. Amaratunga, Dynamic maximum power injection control of AC photovoltaic modules using current-mode control, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 1, 2006, pp83-87.
- [17] Denizar Cruz Martins ; Rogers Demonti, Grid connected PV system using two energy processing stages , 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conf., pp1649-1653.
- [18] S. B. Kjaer, "Design and control of an inverter for photovoltaic applications," Ph.D. dissertation, Inst. Energy Technol., Aalborg University , 2004/2005.
- [19] M. Nagao; K. Harada, Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverters, PEDS'96, 1996, pp114-149.
- [20] "Photovoltaic energy processing for utility connected system," in Proc. IEEE IECON'01, vol. 2, 2001, pp. 1292-1296.
- [21] M. Calais; J. Myrzik; T. Spooner, Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems—An overview, IEEE PESC'02, vol. 2, 2002, pp. 1995-2000.
- [22] Skinner A J , Bidirectional continuous-mode Flyback inverter[C] The European Power Electronics Association Brighton UK , 1993, pp216-220
- [23] Frede Blaabjerg; Zhe Chen; Soeren Baekhoej Kjaer, Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems, IEEE transactions on power electronics, VOL19, NO.5, 2004 pp1184-1194
- [24] Markus Wuest ; Peter Toggweiler, Single cell converter system, IEEE First WCPEC, 1994, pp813-816.
- [25] A.Lohner; T.Meyer , A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic system, IEEE, 1996 ,pp827-831.
- [26] 李伟, 单级高频链逆变技术研究,南京航空航天大学博士学位论文,2001
- [27] Nobuyuki Kasa; Takahiko Iida; Liang Chen, Flyback Inverter Controlled by Sensorless Current MPPT for Photovoltaic Power System, IEEE transactions on industrial electronics, VOL.52, NO.4, 2005, pp1145-1153.
- [28] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current regulation on the DC input for an AC photovoltaic module system, IEEE PESC'02, vol. 3, 2002, pp1483-1488.
- [29] N. P. Papanikolaou; E. C. Tatakis, Simplified high frequency converter in decentralized grid-connected PV systems: a novel low-cost solution, EPE'03, 2003, CD-ROM.
- [30] S. Mekhilef; N. A. Rahim, A new solar energy conversion scheme implemented

- using grid-tied single phase inverter, IEEE TENCON'00, vol. 3, 2000, pp. 524-527.
- [31] T. Shimizu; K. Wada; N. Nakamura, A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system, IEEE PESC'02, vol. 3, 2002, pp. 1483-1488.
- [32] S. B. Kjaer; F. Blaabjerg, Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications, IEEE PESC'03, vol. 3, 2003, pp. 1183-1190.
- [33] I.Yamato; etal, New conversion system for UPS using high frequency link,IEEE PESC'88, pp.658-663.
- [34] 黄俊、王兆安,《电力电子变流技术》,机械工业出版社。2001
- [35] 邱关源,《电路》,高等教育出版社,1989
- [36] 王兆安,张金良译,《电力半导体变流技术》机械工业出版社,1993
- [37] 胡晓君,一种新型的单级式 DC /AC 变换器研究,南京航空航天大学硕士学位论文,1999
- [38] 张森; 吴捷; 冯焱生,单相逆变器在 PV 发电系统的应用,2002 年第 36 卷第 2 期,电力电子技术 pp19-21.
- [39] 黄加桀,高性能逆变电源的研制,电气时代,2001 年第 7 期 pp22-23.
- [40] 孙林; 梁永春,基于反激变换器的单级式 DC/AC 逆变器,电工技术学报,2006 第 3 期, pp28-31
- [41] 梁永春; 孙林; 龚春英; 严仰光,同步整流反激逆变器研究,中国电机工程学报,2006 年第 26 卷第 6 期, pp95-99
- [42] 王聪,《软开关逆变电路及其应用》北京,机械工业出版社,1993
- [43] 萧岚等,《升降压式软开关 DC-DC 变换器的研究》,电力电子技术,1997 (2)
- [44] 龚春英; 李 伟; 严仰光,推挽式单级电流源高频链逆变拓扑研究,电工技术学报,2005 年第 20 卷第 10 期 pp2-5.
- [45] 龚春英; 李伟; 胡晓君; 严仰光,单级式半桥电流源高频链逆变拓扑研究分析,电工技术学报,2002 年第 17 卷第 2 期,pp55-59
- [46] 李伟; 龚春英; 严仰光,采用平衡绕组的半桥电流源高频链逆变器,电力电子技术,2000 年第 5 期, pp1-3
- [47] 黄敏超; 徐德鸿,全桥双向电流高频链逆变器,电力电子技术,1999 年第 1 期,pp5-6.
- [48] Soeren Baekhoej Kjaer; John K.Pedersen; Frede Blaabjerg, power inverter topologies for photovoltaic modules—a review, IEEE,2002, pp782-790.
- [49] 蔡宣三,《高频功率电子学——直流—直流变换部分》 1999

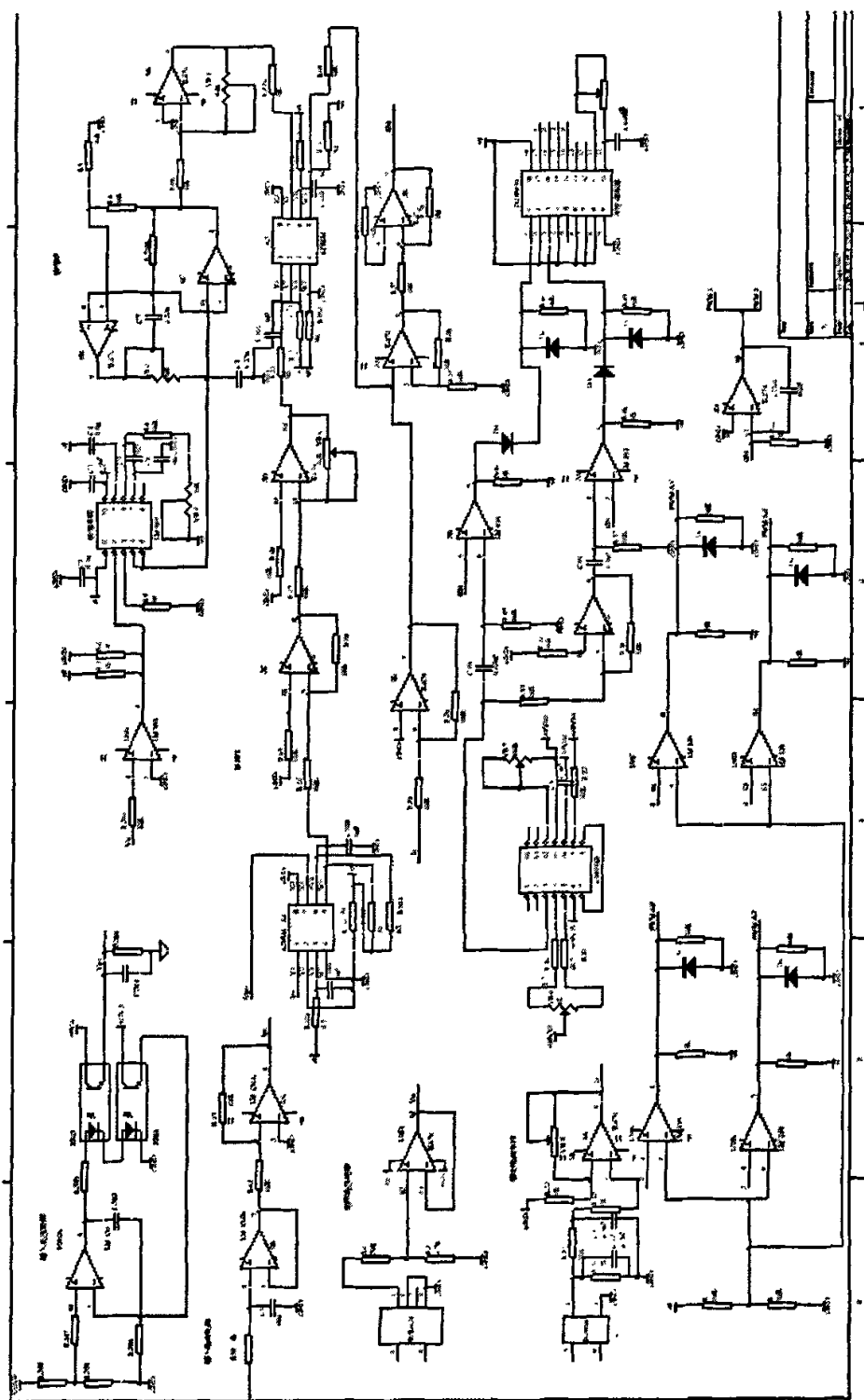
- [50] 赵为, 太阳能光伏并网发电系统的研究, 合肥工业大学博士学位论文, 2003 年 2 月
- [51] 欧阳长莲, DC-DC 开关变换器的建模分析与研究, 南京航空航天大学博士学位论文 2004
- [52] 汪进进, 光伏并网控制方法和系统的研究, 合肥工业大学硕士论文, 2002.
- [53] C. Hua.; J. Lin; C. Chen, Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, no.1, 1998., pp. 99-107
- [54] 杨海柱; 金新民. 最大功率跟踪的光伏并网逆变器研究【J】, 北京交通大学学报, 2004, 28(2): 年第 25 卷第 2 期, pp 65—68.
- [55] N. Patcharaprakiti. maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system[C]. IEEE, 2002, pp372-377.
- [56] 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, 2006 年第 25 卷第 1 期, pp63-68.
- [57] 王飞; 余世杰; 苏建徽, 采用最大功率点跟踪的光伏并网逆变器研究 [J]. 电力电子技术, 2004 年第 38 卷第 5 期, pp4—5.
- [58] 陈桂兰; 孙晓; 李然, 光伏发电系统最大功率点跟踪控制 [J]. 电子技术应用, 2001 年第 27 卷第 8 期, pp33—35 .
- [59] 雷元超; 陈春根; 沈骏, 光伏电源最大功率点跟踪控制方法研究[J]. 电工电能新技术, 2004 年第 23 卷第 3 期, pp76-80.
- [60] 茆美琴; 余世杰; 苏建徽, 带有 MPPT 功能的光伏阵列 Matlab 通用仿真模型, 系统仿真学报, 2005 年第 17 卷第 5 期, pp41-44
- [61] 吴理博; 赵争鸣; 刘建政; 王健; 刘树, 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, 2006 年第 26 卷第 6 期, pp73-77.
- [62] 王庆章; 赵庚申; 许盛之; 李统福; 王瑜, 光伏发电系统最大功率点跟踪控制方法研究, 南开大学学报(自然科学版), 2005 年第 38 卷第 6 期, pp74-79.
- [63] 江小涛; 吴麟章; 周明杰, 太阳能电池最大功率点跟踪研究, 通信电源技术, 2005 年第 22 卷第 4 期, pp33-36
- [64] 候继红; 雷元超; 陈春根, 一种低成本、高效率的光伏电源系统研究, 电气传动自动化, 2005 年第 27 卷第 5 期 pp4-8
- [65] 欧阳名三; 余世杰, 一种太阳能电池 MPPT 控制器, 实现及测试方法的研究, 电子测量与仪器学报, 2004 第 18 卷第 2 期, pp30-34
- [66] 叶满园; 官二勇; 宋平岗, 以电导增量法实现 MPPT 的单级光伏并网逆变器, 电力电子技术, 2006 年第 40 卷第 2 期, pp30-32
- [67] 黄敏超, 高频链逆变技术的研究[D] 浙江大学博士学位论文 1998

- [68] 焦在强,单级式并网型光伏发电系统用逆变器的研究,中国科学院电工研究所硕士学位论文 2004
- [69] 陈道炼; 张友军, 单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究, 中国电机工程学报, 2003 年第 23 卷第 4 期, pp27-31
- [70] 李磊; 陈道炼; 张友军, 双极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究, 电气技术与自动化, 2005 年第 34 卷第 5 期, pp72-75
- [72] 郑照红; 孙茜; 张代润, 单相 SPWM 逆变电源的一种新型控制策略研究, 通信电源技术, 2006 年第 23 卷第 4 期, pp10-14。
- [73] 陈增禄; 毛慧丰; 周炳根, SPWM 数字化自然采样法的理论与应用研究[J] 中国电机工程学报, 2005 第 25 卷第 1 期, pp32-37
- [74] 许爱国; 谢少军, 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术 [J] 中国电机工程学报, 2005 第 25 卷第 1 期, pp49-53
- [75] 杨振; 周京华; 苏彦民, 一种基于电压瞬时值反馈的数字化逆变电源的研究 [J] 现代电子技术, 2003 第 18 卷第 3 期, pp37-39
- [76] 李剑; 康勇; 陈坚, 单相 SPWM 逆变器的死区效应分析与补偿策略[J] 电气传动, 2003 年第 33 卷第 1 期, pp12-17
- [77] 郭为农; 陈坚, 基于状态观测器的逆变器数字双闭环控制技术研究[J] 中国电机工程学报, 2002 年第 22 卷第 9 期, pp64-68
- [78] 姜桂宾; 裴云庆; 杨旭, 采用电容电流瞬时值反馈的 UPS 控制方法研究[J] 电力电子技术, 2003 年第 18 卷第 5 期, pp10-12
- [79] 陈耀军; 张胜发; 钟炎平; 乔恩明, 高效率太阳能逆变器的研制, 空军雷达学院学报, 2003 第 17 卷第 3 期, pp56-59。

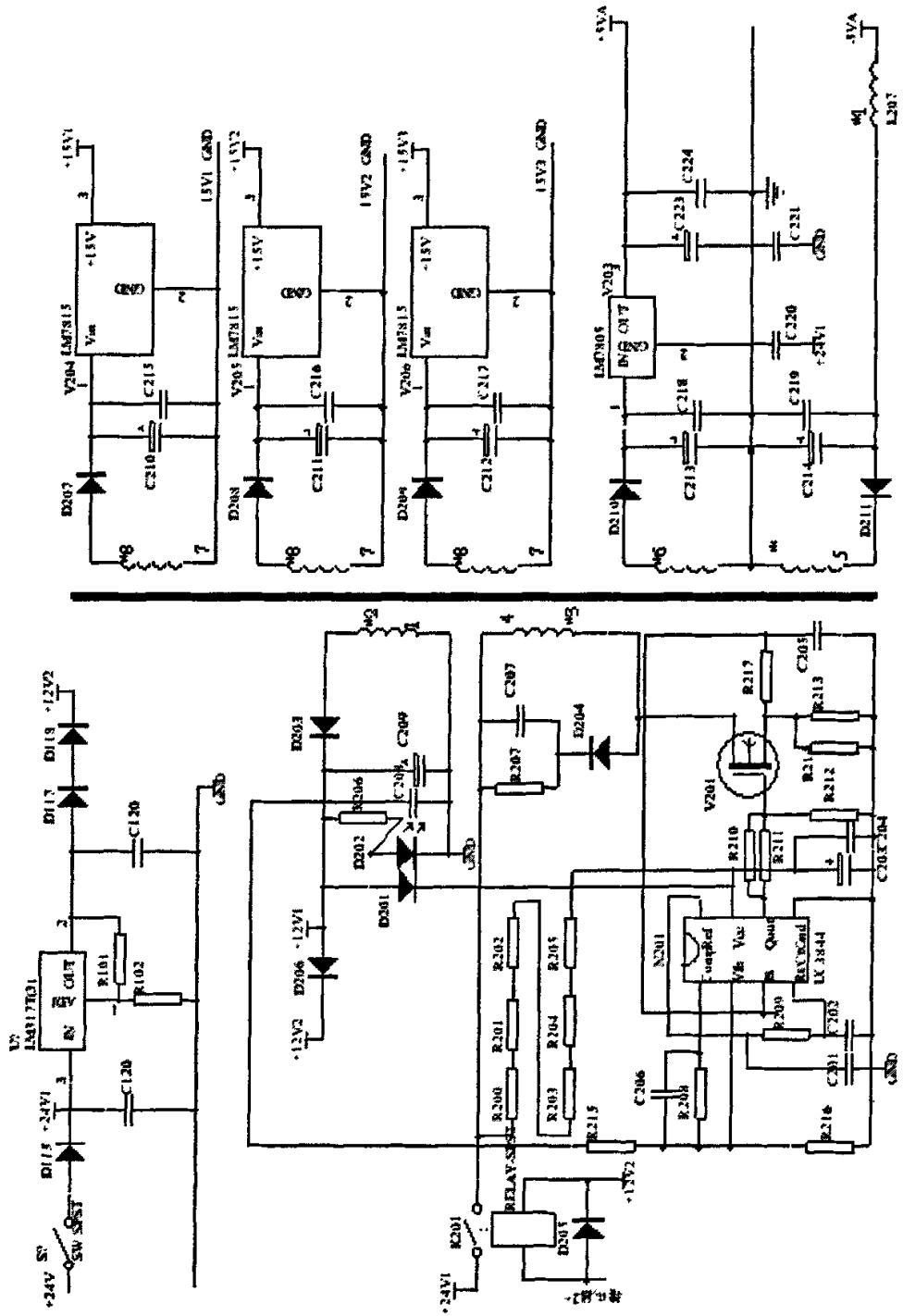
附录 1 推挽谐振变换器控制器原理图



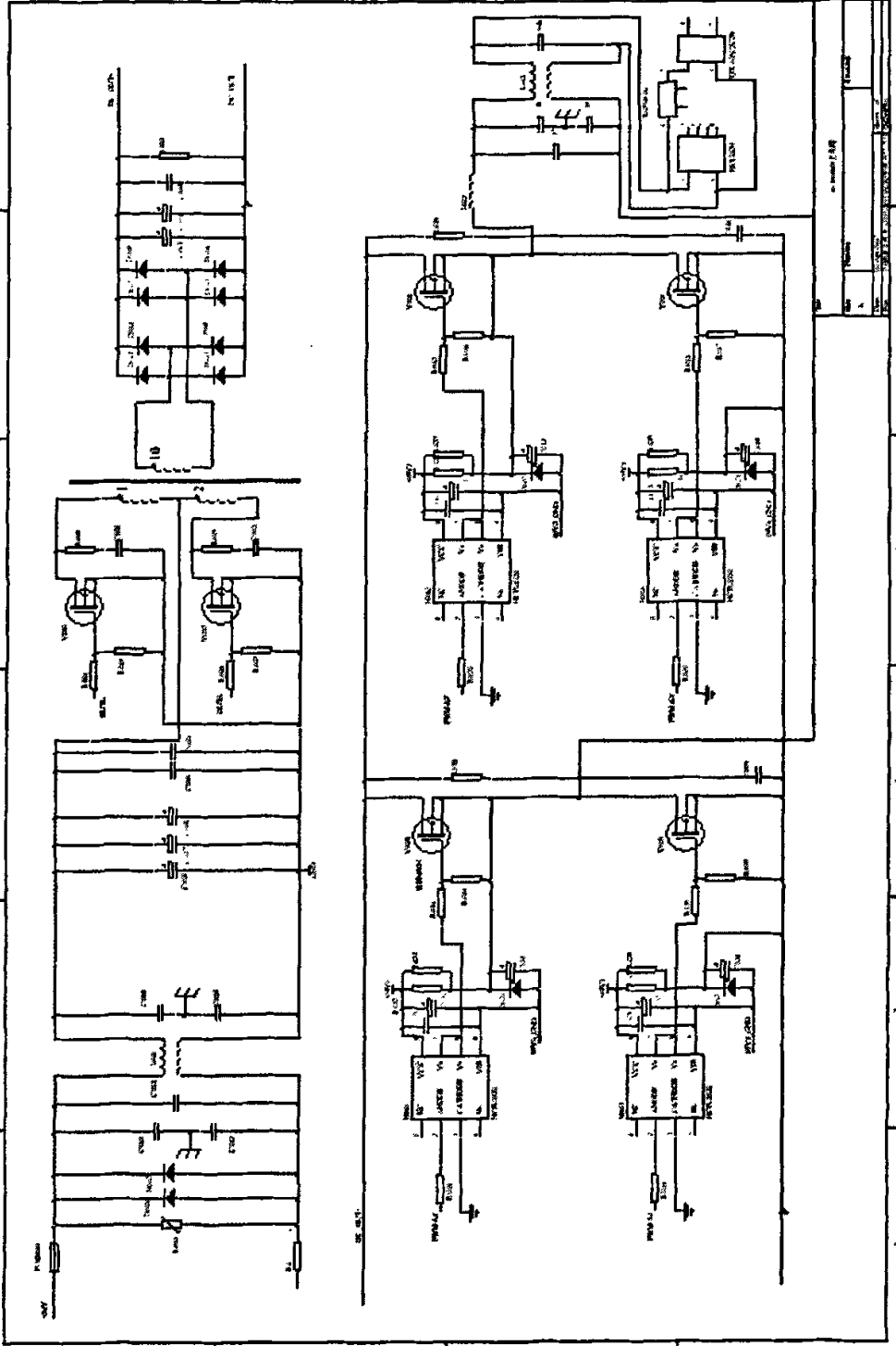
附录 2 全桥逆变器控制器原理图



附录3 辅助电源原理图



附录 4 主电路原理图



攻读硕士学位期间发表论文:

- 1、IR1150 在有源功率因数校正电路中的应用 (通信电源技术已发表)
- 2、基于单周期控制的有源功率因数校正器的研制 (电力电子技术期刊已发表)
- 3、适用于 PWM DCDC 变换器的无源无损缓冲电路 (合肥工业大学学报已发表)
- 4、非最小电压应力 NMVS 无源无损缓冲电路的研究 (电力电子技术期刊已发表)