

分类号 TM615

密级 公开

UDC 621.3

工程硕士学位论文
三相光伏并网逆变器的研究

马 献 花

工程领域 控制工程

指导教师 龚仁喜 教授

论文答辩日期 2012年9月9日 学位授予日期 _____

答辩委员会主席 陈延明 教授

论文评阅人 杭乃善 教授 赵元庆 高级工程师



广西大学学位论文原创性和使用授权声明

本人声明所呈交的论文，是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除已特别加以标注和致谢的地方外，论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的研究成果，也不包含本人或他人为获得广西大学或其它单位的学位而使用过的材料。与我一同工作的同事对本论文的研究工作所做的贡献均已在论文中作了明确说明。

本人在导师指导下所完成的学位论文及相关的职务作品，知识产权归属广西大学。本人授权广西大学拥有学位论文的部分使用权，即：学校有权保存并向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅，可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。

本学位论文属于：

保密，在 年解密后适用授权。

不保密。

(请在以上相应方框内打“√”)

论文作者签名：马献花

日期：2012年9月20日

指导教师签名：莫任喜

日期：2012年9月20日

作者联系电话：15177806599

电子邮箱：mxhsoon@163.com

三相光伏并网逆变器的研究

摘 要

人类不断进步的动力来自于能源的供给。随着常规能源的日益枯竭，新能源已成为世界各国市场相互竞争的焦点。太阳能作为最理想的清洁能源，具有最广阔的发展前景。太阳能光伏并网发电作为太阳能利用的重要发展趋势，其中并网逆变器是其关键组成部分，它决定着太阳能利用多方面的性能。虽然人们已对光伏并网逆变器进行了大量研究，但迄今为止仍有许多问题未能得到很好地解决，尤其是大容量三相并网逆变器的控制策略、控制效率、实用化方面仍有待进一步研究。

本文对三相光伏并网逆变器进行了深入的研究，研制了实验样机。论文详细描述了系统主电路、控制电路等硬件的组成、采用的控制策略、控制程序流程图、建模仿真及实验结果等。主电路结构采用电压型三相全桥拓扑，控制电路采用了以 DSP 为控制核心的控制方案，控制策略采用了双闭环 PI 控制和 SPWM 调制技术。首先，使用 MATLAB 仿真工具对系统建立物理模型，主要含有主电路模块、检测模块和控制模块，仿真结果验证了系统数学模型和控制策略的正确性，确定系统电力参数。然后，对三相光伏并网逆变器的硬件电路进行设计，包括主电路、驱动电路、检测电路、锁相电路和保护电路等，确定电路构建及其参数整定。其次，对三相光伏并网逆变器进行 DSP 控制程序设计，主要包括主系统、AD 转换、SPWM 信号生成、锁相控制、PI 调节及保护控制程序等。由 AD 转换主要得到直流侧母线电压、三相并网电流和三相电网电压，通过双闭环 PI

反馈调节得到基准正弦信号。基准正弦信号参数再送给 SPWM 生成子程序，控制生成一定逻辑顺序的开关 SPWM 信号，控制开关的通断，实现 SPWM 输出。最后对系统样机进行实验测试，测试结果表明输出并网电流能同步跟踪电网电压，谐波含量小，满足并网要求。

关键词: 光伏并网逆变器 电压型三相全桥拓扑 双闭环 PI 控制 SPWM 调制 软件锁相

RESEARCH ON THREE-PHASE PHOTOVOLTAIC GRID-CONNECTED INVERTER

ABSTRACT

The progress of human comes from the supply of energy. Along with the conventional energy exhausting, new energy has become the competition focus in the world. The solar energy, as the ideal and clean energy, has the broad prospects of development. Solar photovoltaic grid-connected power generation has been an important development trend in solar energy utilization, in which the photovoltaic grid-connected inverter, as a key part, determines the performances. Photovoltaic grid-connected inverters have been studied a great deal, but up to now, many problems have not been solved, especially such as the control strategy, efficiency and practicality of big- capacity three-phase photovoltaic grid-connected inverters, which remain to be investigated further.

A deep research of the three-phase photovoltaic grid-connected inverter and development of its prototype are performed. In this thesis, a detail description of its hardware architecture such as its main circuit, control system, the control strategy utilized, the flow chart of the control program, modeling, simulation, experiment and the results obtained is made. In the system, the main circuit is voltage-type three-phase full bridge topology, DSP is the core of the control system, and the SPWM modulation technology with double closed-loop PI

control is adopted in the control strategy.

First of all, MATLAB is used to establish the physical model of the system in which the main circuit module, detection module and a control module are mainly included, and the simulation is made. The simulation results show the system mathematical model and control strategy are correct, and the system power parameters are obtained by simulation. Then, the design of the hardware circuit of the three-phase photovoltaic grid-connected inverter is made, in which the driving circuit, detecting circuit, phase-locked circuit and protection circuit, etc. are included, and their circuit topology structure and parameter setting are determined. And then, the design of the software system of the three-phase photovoltaic grid-connected inverter is made and the execution of the control strategy program is performed by DSP, in which the main subroutine, AD conversion, SPWM signal generation, phase-locked control, PI control and protection control subprogram and etc, are included.

The bus voltage in DC side, three-phase grid-connected current and voltage are obtained by AD conversion, and the reference sinusoidal signal is got by double closed-loop PI feedback control. The signal is sent to the program of SPWM generation to make SPWM signal in the given logical order.

Finally, a practical experiment of the prototype is made, and the results show that the grid-connected current can follow the voltage synchronistically, and its harmonics is very small, thus satisfying the requirement of the grid-connection.

KEY WORDS: photovoltaic grid-connected inverter; voltage-type three-phase full bridge circuit; double closed-loop control; SPWM modulation; software phase-locked

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	III
第一章 绪论	1
1.1 太阳能的应用背景	1
1.2 光伏发电产业的崛起	3
1.3 太阳能光伏发电的应用现状及研究意义	5
1.3.1 国内外太阳能光伏发电的应用现状及发展趋势	6
1.3.2 光伏发电的运行模式及光伏并网的研究意义	8
1.4 光伏并网逆变器的电路拓扑	10
1.5 光伏并网逆变器的几种控制策略	13
1.6 本论文主要研究的内容	16
第二章 三相光伏并网逆变系统及其控制策略	17
2.1 光伏并网逆变系统的组成	17
2.1.1 系统的电路模型	18
2.1.2 系统的数学模型	19
2.2 系统的 SPWM 控制策略	29
2.2.1 光伏并网逆变器 SPWM 调制技术	30
2.2.2 光伏并网逆变器锁相控制技术	32
2.3 系统的 MATLAB 仿真	32
2.4 本章小结	37
第三章 系统的硬件电路设计	38
3.1 系统 DSP 控制系统	38
3.2 系统主电路电力参数的选取	39
3.2.1 电压型三相全桥逆变主电路	39
3.2.2 开关管保护电路的设计	42
3.3 开关管的驱动电路设计	45
3.4 信号检测电路的设计	46
3.4.1 直流电压采样和调理电路设计	47
3.4.2 交流侧电网电压采样和调理电路设计	47
3.4.3 交流侧电流采样和调理电路设计	48
3.5 软件锁相设计	48
3.5.1 过零检测电路和调理电路	48
3.6 系统保护电路设计	50
3.7 本章小结	50

第四章 系统的软件设计	51
4.1 DSP 开发环境 CCS3.3	51
4.2 系统的软件编程流程	52
4.2.1 DSP 系统主函数	52
4.2.2 模数转换 ADC 模块	52
4.2.3 开关驱动信号 SPWM 模块	53
4.2.4 锁相环模块	54
4.2.5 数字 PI 调节模块	55
4.2.6 保护模块	56
4.3 本章小结	57
第五章 系统实验结果与分析	58
5.1 互补的 SPWM 驱动信号输出	58
5.2 锁相环处理相位和频率	59
5.3 主功率电路逆变输出三相电流波形	60
5.4 本章小结	61
第六章 工作总结与展望	62
6.1 工作总结	62
6.2 工作的进一步展望	62
参考文献	64
致谢	68
攻读学位期间发表论文情况	69

第一章 绪论

1.1 太阳能的应用背景

在常规能源中，人类主要利用的是不可再生的一次能源，如石油，煤炭，天然气等。这些常规的化石能源经过人类数以千年地利用和损耗，已日益枯竭。据世界能源调查报告显示，常规能源的储存已濒临危机如图 1-1 所示。随着全球出现电荒、煤荒、油价上涨的危机，世界各国政府不得不高度重视新能源的研究开发，将开发可再生能源提升为国家能源发展战略，太阳能作为最理想的清洁能源，其发展前景非常广阔^[1]。

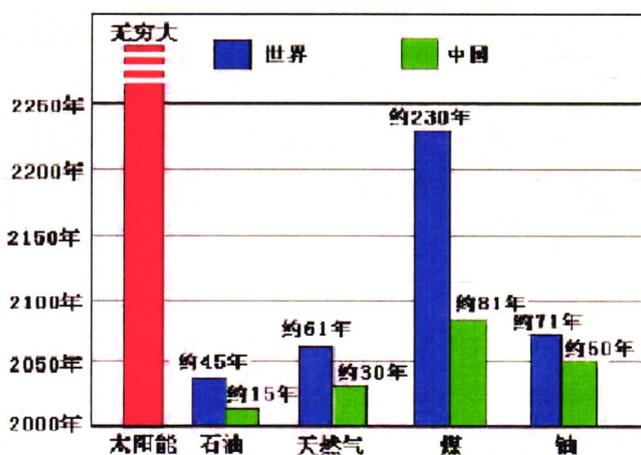


图 1-1 世界和中国主要常规能源储量预测

Fig.1-1 The reserves prediction of the major conventional energies of the globe and China

开发和利用新能源，如太阳能、风能、水能、海洋能、地热能等，已被人类广泛关注且势在必行。

太阳能是太阳内部氢连续不断的核聚变产生的一种能量，其辐射每秒向太空发射 $3.8 \times 10^{19} \text{MW}$ 能量，其中有 22 亿分之一照射到地球表面。地球轨道表面平均太阳辐射的强度为 1367kW/m^2 ，地球赤道周长为 40000km ，那么可以计算出地球表面获取的能量可达 173000TW 。海平面上标准的峰值强度为 1kW/m^2 ，而地球表面上的某一点 24h 的年平均辐射度为 0.2kW/m^2 ，相当于有 102000TW 的能量^{[2][3]}。

国际权威机构对太阳能占可再生能源的比例进行了预测：全球太阳能直接利用的比例将会发展到世界可再生能源总和的 13%~15%，而整个可再生能源在全球能源总和中

的比例将大于 50%。从可持续发展的角度来看,随着国际社会主流技术的进步及其它能源利用形式的逐渐饱和,太阳能将成为世界能源结构中最重要能源,有着广阔的发展前景^{[4][5]}。

对于太阳能光伏发电的未来发展,欧洲联合研究中心(JRC)预测到 2020 年世界太阳能光伏发电总量将占总能源需求的 1%,到 2050 年占到 20%,而到 2100 年将超过 50%^[6]如图 1-2 所示。

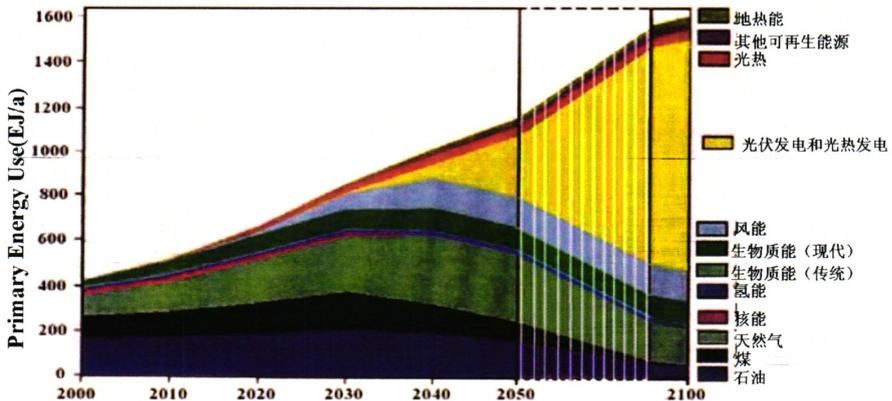


图 1-2 世界能源发展预测

Fig.1-2 Forecast of the global energy development

相比于传统能源如化石能源、核能、风能、生物质能发电技术,太阳能光伏发电具有一系列优点:

- ① 发电原理先进。光能转换为电能,中间没有能量转换,发电形式简单^[8]。
- ② 资源丰富。太阳能取之不尽、用之不竭、清洁环保,无需运输,无处不在,最重要的是没有任何国家能实施垄断和控制。制作太阳能光伏电池的主要硅材料储量丰富^[9]。
- ③ 发电环保。在与自然的关系中,太阳能光伏发电没有燃烧过程,没有噪声,对环境无污染,可以做到真正的绿色发电、绿色科技。
- ④ 太阳能光伏发电系统建造和拆卸简洁灵活。
- ⑤ 太阳能光伏发电系统使用性能稳定可靠,使用寿命长(可达 30 年以上),维护与管理成本低,可做到无人值守。

1.2 光伏发电产业的崛起

最早的太阳能光伏发电可追溯到 1954 年，为了给偏远地区供电，贝尔实验室发明了太阳能电池，但当时的太阳能电池的利用效率只有 6%。当前，在严峻的能源和环境压力下，世界各国政府纷纷出台鼓励和支持光伏发电产业发展的政策，不断加大科研投入。20 世纪 90 年代后期，光伏发电产业进入了飞速发展阶段。

全球太阳能电池产量 1996 年~2006 年十年内增长了 22 倍，年复合增长率超过 36%。2008 年太阳能光伏电池年发电量已经超过 2TWh，并网应用超过 99%。2009 年全球太阳能光伏电池产量为 10500MW，商品化电池的效率从 20 世纪 90 年代的 10%~14%提高到现在的 14%~19%。图 1-3 为世界太阳能电池产量^{[12][13]}。

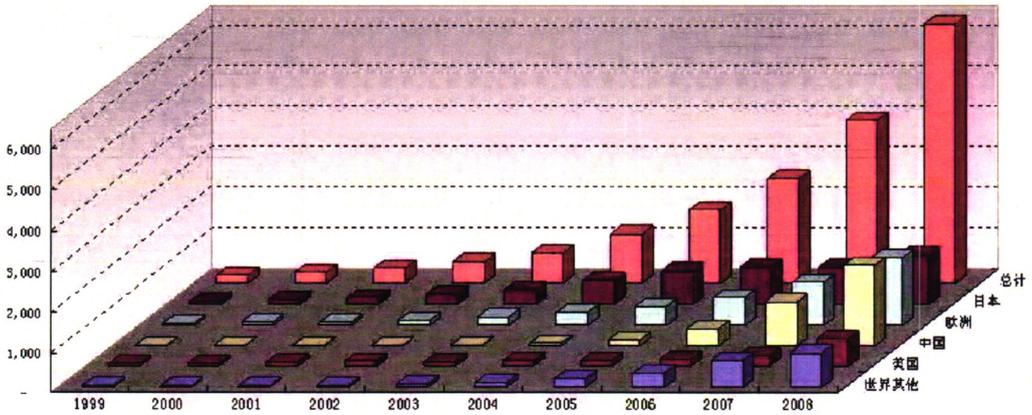


图 1-3 世界太阳能电池产量 (MW)

Fig.1-3 Prediction of the global solar cell production

在 2011 年，新建太阳能系统占世界新增光伏装机容量的 75%，全年发电约为 26TWh(260 亿千瓦时)。欧洲光伏行业协会(European Photovoltaic Industry Association, EPIA)2012 年 5 月 11 日发表报告称欧洲 2011 年新增装机容量中光伏发电排名榜首，比上年增长 63%，累计达到 21.9GW。太阳能发电引领了全球可再生能源发电产业，风力发电和燃气发电系统 2011 年各新增 9.5GW，而光伏系统的装机容量甚至高于二者之和^{[34][61]}。

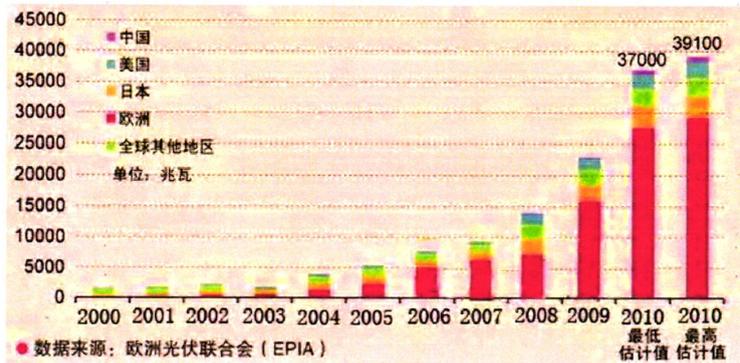


图 1-4 世界光伏累计安装容量

Fig.1-4 Accumulative total equipped capacity of the global photovoltaic power

图 1-4 为 2011 年以前的世界光伏累计安装容量。由图可见世界光伏产业在逐年增长，且迅速发展。据 EPIA 报告，在 2011 年，世界光伏装机容量已经达到了 29.7GW，较之于 2010 年的 16.8GW 增加了约 13GW(44%)，其中 60%是来自德国和意大利市场，这两国分别新增光伏系统装机容量为 7.5GW 和 9.3GW^{[35][37]}。

世界光伏行业在近十年来的发展远远超过了预期的速度。今年五月份 EPIA 主席 Winfried Hoffmann 博士表示，“光伏产业目前正经历一段波动期，但行业的远期预估仍会持续稳定地增长。2011 年以来的市场情况显示，在合适的政策支持下，光伏发电产业的竞争力正在增强，光伏发电正逐渐成长成为一种主要发电方式”^{[36][61]}。

据相关专家预计，到 2013 年，世界新增的光伏装机容量将发展到 20.6GW~41.4GW，到 2016 年这一数字将变为 38.8GW 到 77.3GW。尽管当前光伏产业面临产业结构的调整，但从整体上看，并未影响到行业的前进步伐。未来的十几年，光伏发电总量将变为世界发电总量的主要增长走势如图 1-5 所示^{[38][39]}。

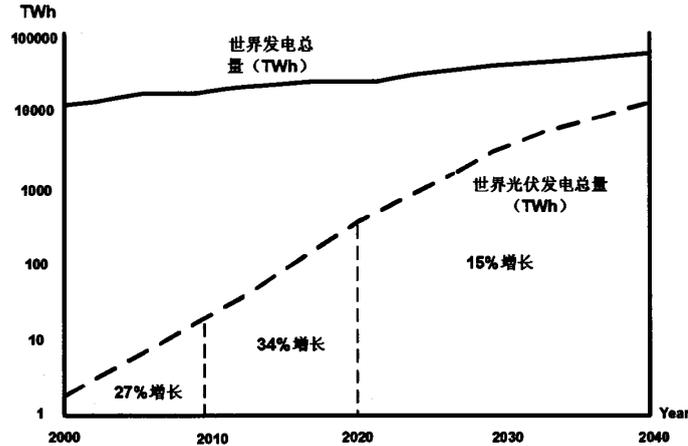


图 1-5 世界光伏发电量占世界发电量的走势预测

Fig.1-5 Forecast of the ratio of the photovoltaic generation to the total energy in the globe

由图1-5可见，世界太阳能光伏产业的年均复合增长率将会高达25%~30%。从短期来看，欧洲光伏工业协会发布的报告指出2015年世界新增的光伏发电量将达到43.9GW，在往后的20年里光伏产业将继续保持迅猛发展的势头。

1.3 太阳能光伏发电的应用现状及研究意义

目前太阳能的利用可分为三种基本形式：太阳能热利用与热发电、太阳能化学利用和太阳能光伏发电^[7]。

(1) 太阳能热利用，其基本原理是收集太阳的辐射能，通过与物质相互作用转换成热能。其主要利用方式有：太阳能热水器、太阳能灶、太阳能干燥器、太阳能温室等。

太阳能热发电，是将太阳的辐射能量按照某种发电方式转换为热能量。其发电形式有两类，一类是利用半导体材料或金属材料的温差发电，另一类是先将太阳能转换成为热能，然后再转换成机械能，然后再把机械能转换成为电能。

(2) 太阳能化学利用，主要有光合作用、化学储存、光解水制氢、光电化学转换等。

(3) 太阳能光伏发电，原理是利用半导体的光生伏特效应，将太阳能辐射能直接转换为电能。光伏发电的最基本装置是太阳能光伏电池，通过配置不同的辅助设备装置，如控制器、调节器、逆变器、储能装置等来构成不同的发电系统。

近年来,太阳能光伏发电技术得到了快速发展,商品市场化越来越普及,太阳能光伏发电正处于由补充能源变为替代能源过渡阶段。随着新世纪的到来,太阳能光伏发电必将成为未来能源结构的基础,其开发和利用具有重大的战略意义。

1.3.1 国内外太阳能光伏发电的应用现状及发展趋势

太阳能光伏发电具有无环境污染、不局限于地理位置、后期维护方便、使用寿命长等优点,被广泛应用于航天、军事、通讯、交通、建设城市、改善民用设施等领域。

20世纪80年代以后,世界各国尤其是发达国家相继投入大量的人力、物力来开展光伏发电的研究。DIGITIMES Research 评测2010年全球太阳光电市场成长为40.8%,达8590MWp^[9]。图1-6为2006~2012年太阳光电市场走势。

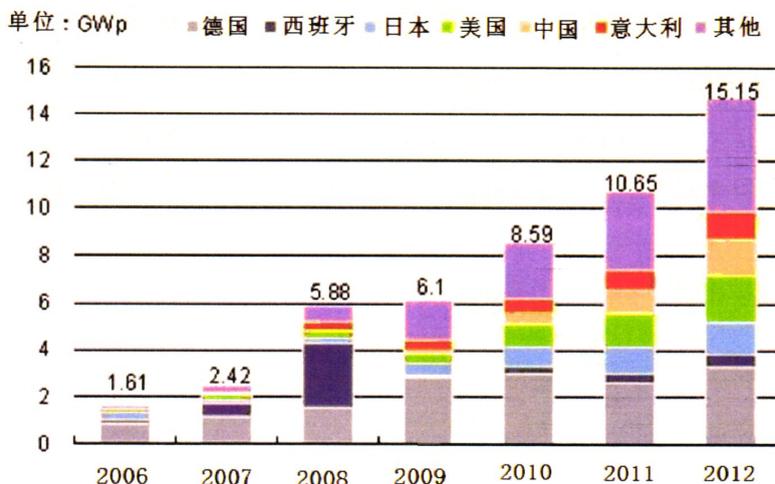


图 1-6 2006~2012 年太阳能光电市场走势

Fig.1-6 The trend of the solar power market from 2006 to 2012

放眼国外,在德国,1990年就率先推出“一千太阳能光伏屋顶计划”。1998年计划更改为十万套,同时研发了能与建筑相结合的组件^[40]。

在日本,早在1974年就提出“阳光计划”,1993年提出“新阳光计划”,颁布一系列鼓励可再生能源研发的法规。1994年“朝日七年计划”里其总容量185MWP,1997年实施“七万光伏屋顶计划”,总容量280MWP,2002年光伏电池生产总量已经达到254.5MW。

在意大利，1999年确定太阳能光伏发电的发展目标，并计划2008~2012年光伏装机容量100MW；2007年，意大利政府调整新的光伏发展目标，计划到2016年装机容量可达2~3GW。

在美国，早在1978年就立法保护可再生能源。1997年宣布“百万太阳能光伏屋顶计划”。2010年，颁布“千万太阳能的屋顶计划”，计划在2012~2021年内总安装容量达到30~50GW。

另外，国际上其他国家如澳大利亚、韩国、印度等也都有太阳能光伏发展计划，并且推出一系列鼓励政策来进行相关技术的研究和开发。

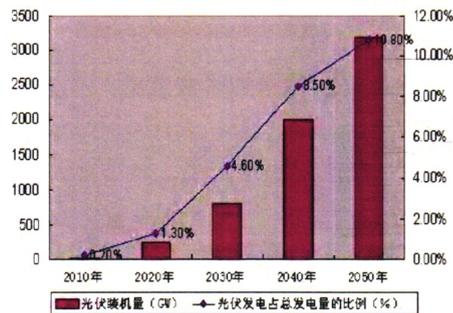


图 1-7 世界光伏发电量及占总发电量的比例预测

Fig.1-7 The trend prediction of the ratio of PV power generation to the total generating capacity in the globe

图 1-7 为世界光伏发电量以及占总发电量的比例预测。由图可见光伏装机总量在逐年增长，光伏发电量占总发电量的比例越来越大。

从世界范围来看，太阳能光伏发电已经完成了初级阶段的发展计划，其应用范围推广到了几乎所有的用电行业，加上世界各国纷纷制定太阳能光伏产业的发展计划，光伏发电产业将会得到更高更快的发展。

在国内，80年代以前我国太阳能光伏产业还处于起步阶段，太阳能光伏发电总量在10kW以下。但近几年来，我国太阳能光伏产业得到迅速发展，在全球太阳能光伏产业占据举足轻重的地位。在2002~2003年，我国的光伏电池年产量均为10MW，占全球1.8%和1.3%。2007年，产量为1088MW占到了27.2%，跃居世界第一。到2009年，占全球比例已经占到37.4%^[35]。

图 1-8 为我国光伏系统安装容量的发展路线。由图可见太阳能光伏发电产业在国内得到迅速推广和发展，在全球光伏总产量的领先优势将进一步扩大。



图 1-8 我国光伏系统安装容量的发展路线

Fig.1-8 The development trend of the equipped capacity of the PV generation in China

1.3.2 光伏发电的运行模式及光伏并网的研究意义

光伏发电系统将其运行模式分为两大类：独立光伏发电与光伏并网发电。独立光伏发电不和电网相连，直接向负载供电。其需要蓄电池组存储太阳能光伏电池产生的电能，通过逆变器来产生交流电，从而满足用户用电需求。独立光伏发电又叫离网光伏发电，主要为无电网的边远地区和人口分散的偏僻地区的中小功率用户供电，系统造价高。

独立光伏发电的工作过程为利用太阳能光伏电池经过DC/DC控制和逆变转换向负载供电。当输出电能不能满足负载要求时，由储能蓄电池补充。当输出功率超出负载所需时，多余的电能则被储存到蓄电池上。图1-9为独立光伏发电系统框图。

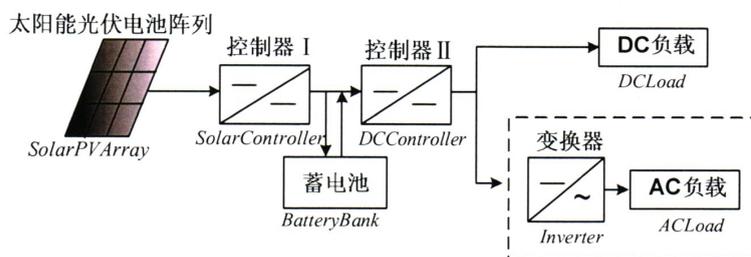


图1-9 独立光伏发电系统的结构框图

Fig.1-9 Independent photovoltaic power generation system diagram

光伏并网发电系统是把光伏电池控制系统与公共电网并联，省去蓄电池。当太阳能光伏电池输出功率不能满足负载要求时，由电网补充。而超出负载需求时，系统将多余的电能馈送到公共电网中。光伏并网发电系统可大幅度降低造价，发电效率高，其系统结构框图如图1-10所示。

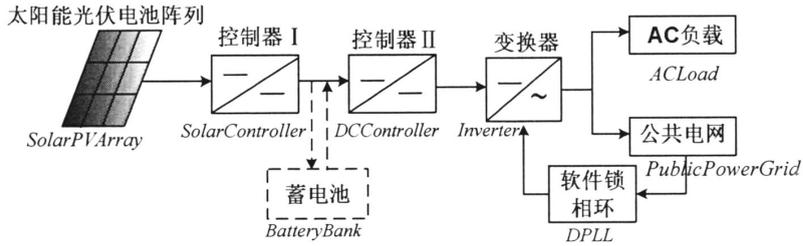


图1-10 光伏并网发电系统结构框图

Fig.1-10 Block diagram of photovoltaic grid-connected power system

区分上述两种系统，独立光伏发电的主要特点是有储能装置、独立自发自用、规模小、应用场合有限。光伏并网发电的主要特点是无储能装置、以并网馈电为主、规模大、应用场合广。光伏并网发电在人类可再生能源变革中具有重要的意义，它昭示着太阳能光伏发电由偏远地区的特殊应用到各地区城市普遍应用的过渡、由补充能源向替代能源的过渡以及人类社会可持续发展的能源体系。

在国内外光伏市场，光伏并网发电最具有吸引力，其发展技术日趋成熟，在这几年的光伏发电市场中的增长比例迅速增长如图1-11所示。其上升趋势显著，占据了主导地位。光伏并网发电代表着光伏电源的发展方向，其技术研究开发具有重要的开拓性意义，最具发展前景。

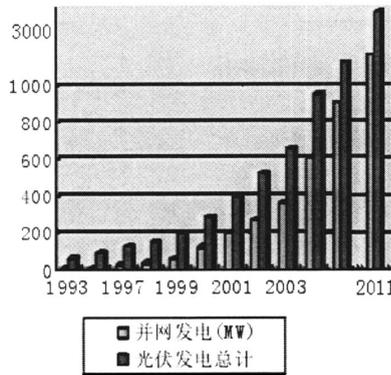


图1-11 光伏并网发电占光伏总发电比例

Fig.1-11 Ratio of the photovoltaic grid-connected generation to the total power

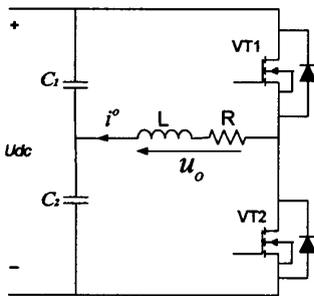
从长远发展目标来看，三相光伏并网发电较单相光伏并网发电来说，其利于推广大功率电源，工业化应用较广泛，更便于节能降耗。

1.4 光伏并网逆变器的电路拓扑

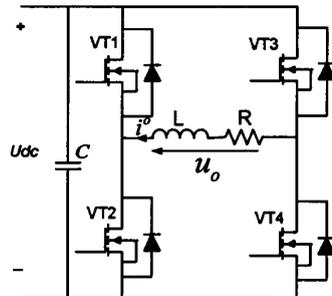
光伏并网发电系统是将太阳能光伏电池输出的直流电转换为满足电网要求的交流电，然后馈入电网的系统。光伏并网逆变器是该系统能量转换和控制的核心，其性能不但直接影响整个光伏并网发电系统稳定性和可靠性，而且决定着系统的使用寿命。

1.从直流侧电源特性来看，光伏并网逆变器的电路拓扑可划分为电压型和电流型。电压型的特点是直流侧为电压源或并联大电容，起到钳位作用。该类型使输出电压稳定，回路呈低阻抗性。电流型的特点是直流侧串联大电感（相当于电流源），无脉动电流，回路呈高阻抗性^[10]。

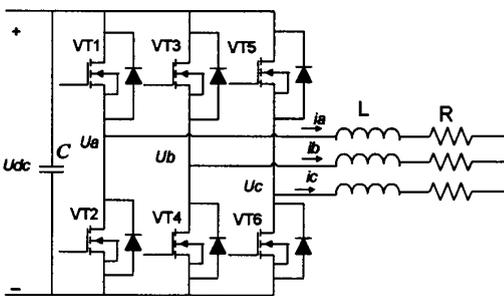
从相数来分，光伏并网逆变器可分为单相、三相等。其最基本的拓扑结构形式有电压型单相半桥、电压型单相全桥、电压型三相全桥、电流型单相全桥、电流型三相全桥等，如图1-12所示。



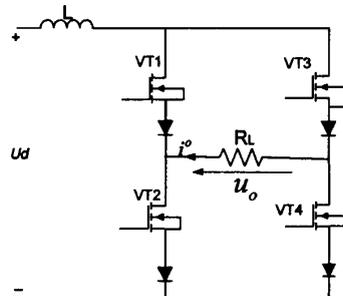
(a)电压型单相半桥逆变电路拓扑



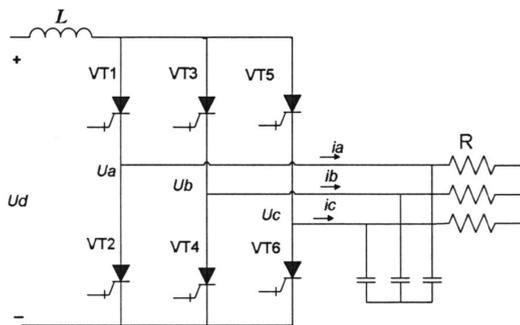
(b)电压型单相全桥逆变电路拓扑



(c)电压型三相全桥逆变主要电路拓扑



(d)电流型单相全桥逆变电路拓扑



(e) 电流型三相全桥逆变主要电路拓扑

图1-12 光伏并网逆变器最基本的拓扑结构

Fig.1-12 The basic topological structure of Photovoltaic grid-connected inverter

电压型光伏并网逆变器可以很好地抵抗电网干扰，适应直流电压波动较大情况。而电流型光伏并网逆变器防御电网波动的能力较低，当电网电压波动超过 $\pm 10\%$ 时，系统可能会停止工作。针对储能效益，电感寄生电阻的损耗较大，故一般认为电容优于电感。但综合考虑储能元件和开关器件的效率、成本、体积，电压型光伏并网逆变器较适合应用在中小功率场合，而电流型光伏并网逆变器则是较适合应用在大功率场合^{[58][59]}。

2.按照从光伏电池输出到逆变装置，其间有无直流控制、储能等环节，光伏并网逆变器可分为单级型、两级型和多级型。

(1) 单级式光伏并网逆变系统

图1-13为单级式光伏并网逆变系统，主要由太阳能光伏电池阵列、逆变模块、输出滤波模块、电网组成。光伏电池阵列可串联或并联，以满足直流侧电压输出的要求。根据系统容量、电网电压等级和相数要求等，逆变器的主电路拓扑结构有多种如图1-12所示。单级式光伏并网逆变系统结构简洁，成本低^[53]。

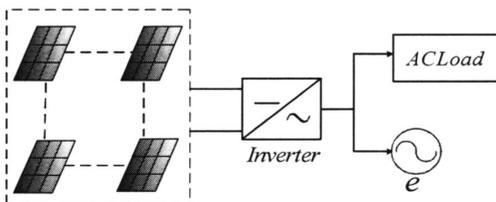


图1-13 单级式光伏并网逆变系统图

Fig.1-13 Block diagram of single stage grid-connected inverter

(2)两级式光伏并网逆变系统

两级式光伏并网逆变系统，是在单级式的光伏电池阵列和逆变模块之间加入DC/DC变换等级，如BOOST、BUCK、CUK等。其将光伏电池阵列输出的直流电压抬升或斩波，变成更适合逆变的直流稳定电压。图1-14为一种典型升压式两级光伏并网逆变系统。

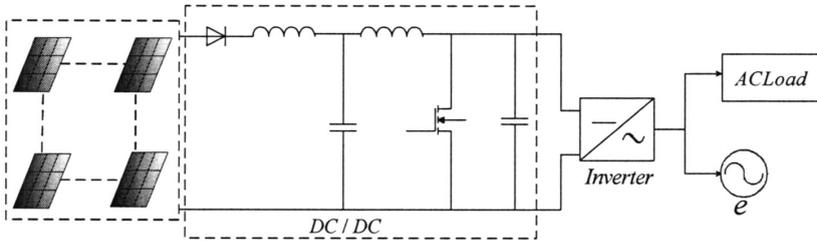


图1-14两级式光伏并网逆变系统框图

Fig. 1-14 Block diagram of two stage grid-connected inverter

两级式光伏并网逆变系统设计比较灵活，升压部分可以分两部分完成，由于受DC / DC变换等级容量和器件成本的条件约束，一般适用直流侧母线电压较低的独立中小型光伏发电系统。

(3)多级式光伏并网逆变系统

多级式光伏并网逆变系统包含有三级或三级以上的电能变换器。其结构一般含有DC / DC、DC / AC、AC / DC、DC / AC等，通过一系列等级变换，最终得到最优的并网电压电流。图1-15为一种典型的多级式光伏并网逆变系统。

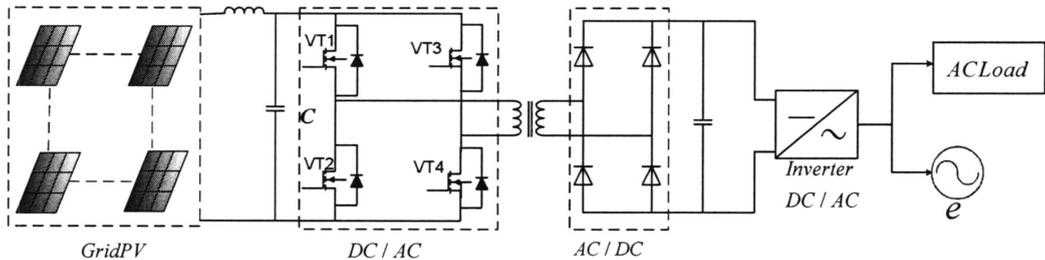


图1-15 多级式光伏并网逆变系统图

Fig.1-15 Block diagram of mutiple stage grid-connected inverter

多级式光伏并网逆变系统的变换级数较多，设计成本高。但系统设计十分灵活，每个环节的电路拓扑种类非常丰富，输出的电能质量较高，一般用于直流侧电压较低的中小功率发电系统。多级式光伏并网逆变系统因其级数的增多，器件的损耗也随之增加，容量受到限制^{[41][42]}。

将上述的几种基本分类通过不同串并联, 可得到许多不同特性的类型。如隔离型、非隔离型, 高频链式, 谐振型高频链式, 多电平式^[14]等。

本文设计的三相光伏并网逆变器采用单级式电压型三相全桥并网逆变拓扑结构, 滤波模块为一阶电感滤波如图1-16所示。该系统能工作在直流电压稳定输出且高于电网电压峰值的情况, 电路结构简单, 功率损耗小, 成本低, 效益高。

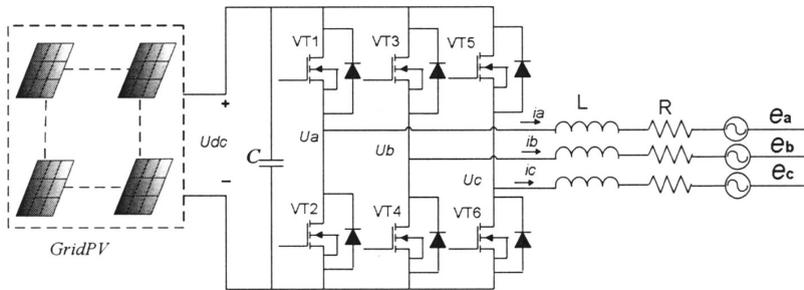


图1-16 三相光伏并网逆变器电压型拓扑电路

Fig.1-16 Voltage-type three phase photovoltaic grid-connected inverter

图1-16中, 控制系统只要适当控制三相桥臂的六个开关, 使每对桥臂互补输出对称的SPWM调制驱动信号, 那么交流侧经过滤波后就可得到满足电网要求的三相正弦电压和电流。

1.5 光伏并网逆变器的几种控制策略

近年来, 研究光伏并网逆变器的控制策略日益丰富, 越来越多的新策略陆续被推出。常见的控制策略总体上分为线性控制和非线性控制。线性控制策略的基本思路就是将光伏并网逆变系统数学模型线性化, 再经过降阶、解耦, 简化成较为简单的线性系统。非线性控制策略, 对系统数学模型线性化或不需要提取系统的数学模型, 直接对系统进行非线性控制^[25]。

常见的线性控制策略有PI控制、重复控制等, 涉及相关的坐标变换、非坐标变换、解耦控制等。常见的非线性控制策略有: 滞环控制、单周期控制、变结构控制(滑模控制)、无差拍控制等。

1. 线性控制策略

(1) PI 控制

电流瞬时值 PI 控制在工程上常用，具有简单易实现的优点。常见的 PI 控制，有带反馈的电流瞬时值 SPWM 正弦脉冲控制和 SVM 空间矢量控制，PI 控制的参数调节直接影响系统电流的跟踪性能^{[54]-[56]}。图 1-18 为经典的 SPWM 和 SVM 的控制原理框图。

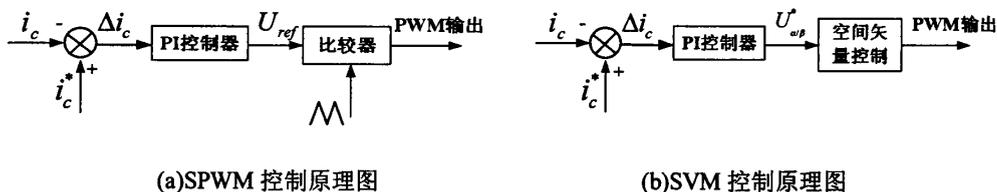


图 1-18 电流瞬时值 PI 控制原理图

Fig.2-9 Schematic diagram of current instantaneous value PI control

图 1-18(a)中电流瞬时值 SPWM 控制，实际电流与参考电流相比较后得到差值电流，然后经过 PI 调节等一系列控制得到标准电压参考信号，将这个标准电压参考信号与高频三角载波信号一起通入比较器，得到 PWM 输出信号，可以控制开关管的通断。图 1-18(b)的不同之处是把调节控制得到的电压信号通过空间矢量控制（通过选择对应的电压矢量区域控制开关通断）来输出 PWM 信号^[28]。

(2) 重复控制

重复控制运用内模原理，即把外部信号的动力学模型加入稳定系统的控制器中构成高精度的反馈控制，从而对外部周期性的参考信号进行逼近跟踪，使系统具有理想的跟踪性能。重复控制可以消除周期性扰动误差，改善逆变器输出波形的质量。但对逆变控制系统会带来多种多样的谐波扰动的叠加。若采用重复控制，则每一次谐波都要设置一重内模，那么控制系统会过于复杂，动态性控制效果欠佳，必须采取一定的辅助措施才能满足要求。因此，重复控制常与其他控制方法结合，如基于重复控制的 PI 前馈控制、基于极点配置 PI 数字双环 PWM 控制等，组成复合控制来改善系统，从而获得较好的动态响应和较高的静态精度^[23]。

2. 非线性控制策略

(1) 滞环控制

滞环控制具有闭环调节和脉宽调节，是一种应用广泛的电流跟踪控制方法。其控制原理如图 1-19 所示。图中与电网电压同步的实际输出电流与参考电流的误差 Δi_c 作为滞环比较器的输入，通过滞环比较器输出 PWM 信号，从而控制并网电流。该方法具有实时控制，电流响应快，不用载波，不含特定频率谐波分量，跟踪性能好等优点，但是存

在开关频率不固定、输出电流谐波含量较多的缺点。为解决这一问题，很多新的技术正在快速研究和发展中，如开关频率固定或限制开关频率范围的新型滞环控制技术相继提出^[26]。

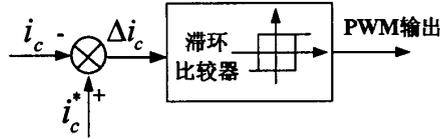


图 1-19 滞环电流控制原理图

Fig.1-19 Schematic diagram of hysteresis current control system

(2) 单周期控制

单周期控制是一种新的非线性控制策略。其仅有一些复位积分器和线性逻辑器件，在同一时间内，逆变器的六个开关只有两个开关动作，可以在一个周期内抑制电压扰动，开关平均值跟随动态参考值可消除一定误差。单周期控制具有控制电路结构简单、控制逻辑清晰、动态响应速度快、开关损耗低等优点，但该方法存在的缺点是系统动态跟随性能较差，要求精度控制较高，成本也较高^[21]。

(3) 变结构控制（滑模控制）

变结构控制，是一种广泛应用于各种控制系统的非线性控制策略。变结构控制的非线性表现为控制的不连续性，且在控制过程中不断地改变。变结构控制的通常法则是：当系统向空间中的运动点穿越某些曲面时，改变系统的结构。最常用的变结构控制是滑模控制。相比于其它控制方法，运用滑模控制的系统结构并不固定，并且系统在动态运行的过程中，当系统的状态量预期性有规律变化时，系统将按照预定的滑动模态的状态轨迹运行^{[25][29]}。

(4) 无差拍控制

无差拍控制是一种基于系统状态方程和输出反馈变量来建立控制对象的数学模型和状态观测器的控制方式。无差拍控制要求零误差输出。通过模型评估，对下一个开关周期的PWM脉冲宽度推算，自动地进行每一采样周期内PWM脉冲宽度的调整，使输出电流逼近参考电流。无差拍控制具有动态响应速度快，数字式控制，波形质量好等优点。无差拍控制要求脉宽控制必须当拍计算当拍输出，对系统实时性运算要求高。一旦模型估计不准确则容易破坏系统的控制特性，使系统进入不稳定的运行状态，造成系统振荡。随着控制系统高精度的快速发展，近年来，无差拍控制应用于带负载电流的观察器系统，取得了一些进展，但其算法仍比较复杂，在采样频率较低时误差较大^[22]。

此外，还有李雅普诺夫函数法控制、模糊控制、神经网络控制等。随着电力电子器件和高速微处理芯片的迅猛发展，这些新的控制策略正源源不断地被推出和完善。

相较于其他方法，PI 反馈控制较广泛应用于工业控制领域，其技术较成熟，控制效果好。SPWM 调制技术简单，较易于用单片机编程实现。将 PI 控制和 SPWM 调制相结合作为系统的控制策略，系统参数可灵活调节控制，控制误差可大为降低，输出电能质量高，系统稳定性强、可靠性高、效益好。故本文采用的是基于瞬时电流的双闭环 PI 控制和 SPWM 调制技术，通过 DSP 编程，动态调节输出电流的相位和频率，使其同步跟踪电网电压。

1.6 本论文主要研究的内容

本文的研究对象为三相光伏并网逆变器，系统以 DSP TMS320F2812 为控制核心，输出的电能既可供给普通负载，又可将多余电能馈入电网。整个系统不带蓄电池，控制灵活，无变压器，体积小，成本低，可靠性高。

论文的结构安排如下，第一章绪论，介绍太阳能光伏发电的发展趋势及其技术研究，分析光伏并网逆变器的几种拓扑电路和控制策略，明确系统采用的电路拓扑结构和控制策略。第二章，介绍三相光伏并网逆变器的组成，建立系统数学模型，提出基于瞬时电流双闭环 PI 控制和 SPWM 调制技术的控制策略。利用 MATLAB 中的 SimPowerSystem 对系统的物理模型和控制策略进行仿真，验证系统拓扑电路与控制策略的正确性，明确系统的电力参数的取值。第三章，对系统进行硬件设计，给出拓扑电路的构建及电力参数的整定。第四章，对系统进行软件设计，给出各个子模块的软件编程的程序流程图。第五章，进行对系统实验结果分析，验证系统拓扑电路和控制策略的正确性以及系统的稳定性和可靠性。第六章，进行工作总结并提出改善系统的工作展望。

本论文的主要研究内容：

- (1)建立三相光伏并网逆变器的拓扑电路的数学模型，提出采用基于瞬时电流的双闭环 PI 控制和 SPWM 调制技术的控制策略，利用 MATLAB 建立仿真模型，验证系统结构和控制策略可行性和可靠性。
- (2)进行三相光伏并网逆变系统的硬件设计，完成系统电路拓扑构建和电路参数的整定。
- (3)采用 DSP 控制系统完成各个模块程序的软件设计。
- (4)调试系统，验证系统的稳定性和可靠性。

第二章 三相光伏并网逆变系统及其控制策略

当前世界各国大量投入使用的光伏发电系统已经由独立光伏发电系统过渡到光伏并网发电系统。作为一项新技术，光伏并网逆变器要在国内市场化、商品化还需要进一步努力。目前光伏并网逆变的技术还存在着不少问题，比如系统的稳定性、并网电能的质量、系统效率和成本等。这些问题都是需要通过人们不断地对光伏并网逆变器试验和开发来解决。

光伏并网逆变器是光伏并网发电系统的核心部件，其逆变控制策略目前有多种，不同控制策略的选择都会直接影响到逆变的质量。

2.1 光伏并网逆变系统的组成

太阳能光伏并网逆变系统一般由光伏电池阵列、逆变器、控制器组成。图 2-1 为太阳能光伏并网逆变系统的基本组成框图。

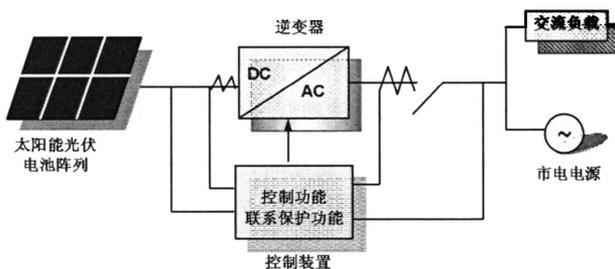


图 2-1 太阳能光伏并网逆变系统的组成框图

Fig. 2-1 Block diagram of photovoltaic grid-connected inverter

(1) 光伏电池

太阳能光伏电池是根据光生伏打效应 (Photovoltaic Effect) 原理，通过半导体物质直接将光能转换为电能的器件。它没有运动部件，没有噪声。若干个太阳能电池封装在一起，可以组成太阳能光伏电池组件；把若干个组件串联或并联，便形成了具有一定功率的太阳能光伏阵列。光伏电池阵列在光伏并网发电系统中是最基本、最关键的部件^[19]。

太阳能光伏电池的输出特性受环境条件的影响较大，其电能的输出会随着光照强度和温度的变化而变化。在一定的光照和温度的影响下，随着时间的变化，短路电流变化较缓慢，而开路电压增长较快，在某一时间段，系统可以输出最大功率^[20]。

本文研究的系统需要检测光伏电池输出的直流电压和电流，当满足一定的范围要求时，控制系统逆变输出满足电网要求的正弦电流。当输出值不满足需求范围时，系统通过控制继电器的通断来切换系统的工作模式以及保护系统。

(2)逆变器

逆变器是将直流电转换为交流电的电力变换装置。在光伏并网逆变系统中要求把来自太阳能光伏电池输出的直流电逆变生成与电网同频同相的交流电，并且能向电网馈送。逆变器能够同步跟踪电网的电压波动。在电流波形畸变和频率波动异常的情况下，瞬间切断电路，起到调节和保护系统的作用。

并网逆变器的核心是具有开关特性的全控型功率器件。对开关器件进行一定的逻辑控制，周期地发出导通和关断控制信号，再经过滤波等，形成所需的交流电。小功率逆变器一般采用功率场效应管（MOSFET），中等功率的逆变器采用的是绝缘栅双极晶体管（IGBT），大功率的逆变器采用的是可关断晶闸管（GTO）。

(3)控制器

控制器是光伏并网逆变系统的关键。通过控制功率开关的通断时间长短与开关顺序，可以不断地调节输出并网电流信息，满足并网要求。控制器具有如下功能：①对电网电压的频率和相位进行自动跟踪和调节控制，保证输出正弦电流与电网电压同步。②当光伏电池输出的直流电压随光照和温度变化时，控制器能自动调节光伏电池工作电压保证系统运行在最大工作点。③当电网发生停电故障时，通过控制逆变器的保护功能模块，使继电器断开，并发送停止工作信号给控制系统，及时将系统与电网断开，保证逆变系统和电网的安全^[33]。

2.1.1 系统的电路模型

光伏并网逆变器的拓扑电路结构和相关的系统控制技术正朝着多元化、大功率、高效率的方向发展。本文设计的三相光伏并网逆变器是 1kW 的小功率系统，采用的是三相全桥电压型拓扑电路，整个系统的结构如图 2-2 所示。

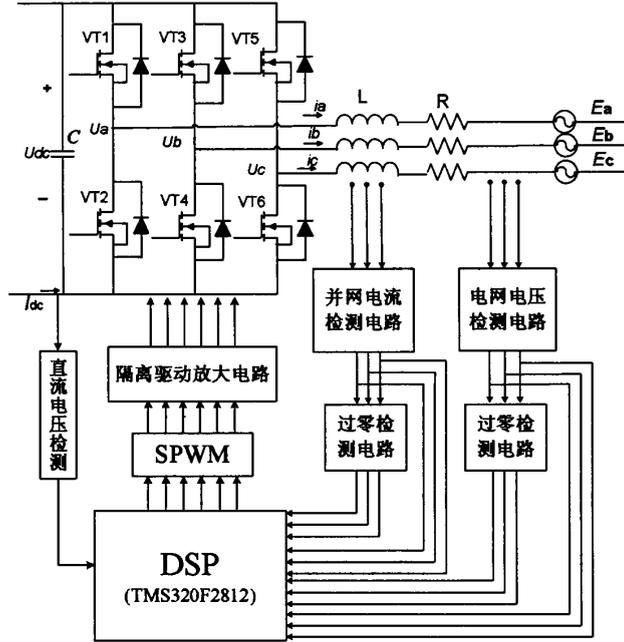


图 2-2 系统结构框图

Fig.2-2 Block diagram of the system

该系统总体上分为两大模块，主功率电路模块和主控制模块。系统设计主要任务是设定主电路和辅助采样检测等电路的电力参数，以及实现系统总控制策略。

2.1.2 系统的数学模型

系统采用直接控制瞬时电流输出的方法，来保证与电网电压同频同相。逆变系统以单位功率因数 1 并入电网，相当于交流电流源与交流电压源并联。该控制方式简单，响应速度快，其控制系统如图 2-3 所示。系统采用双闭环 PI 控制，由坐标变换引入电流内环控制，由直流侧输入电压和参考电压引入外环控制，保证系统有较好的逆变控制品质。

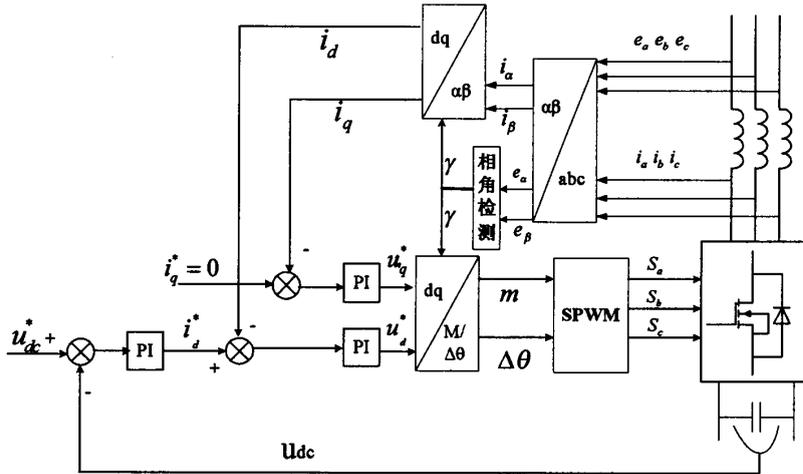


图 2-3 基于 SPWM 的三相光伏并网逆变器系统控制示意图

Fig.2-3 Block diagram of the three-phase photovoltaic grid-connected inverter based on SPWM

1.坐标变换^[15]

三相逆变系统的三相静止坐标系(a, b, c)的数学模型，物理意义清晰、直观，但时变的交流量不利于控制系统的设计。通过坐标变换，将三相对称静止坐标系(a, b, c)转换成与两相电网基波频率同步旋转的坐标系(d, q)，将三相静止坐标系(a, b, c)的基波正弦量转化为两相同步旋转坐标系(d, q)的直流量，系统设计得到大为简化。

(1) 三相静止坐标变成两相静止坐标(3φ/α-β 变换)

令三相绕组(A, B, C)与两相绕组(α, β)的轴线如图 2-4 所示。图中 A 相绕组与 β 相同，其余静止坐标轴线分别为交流电流 i_A 、 i_B 、 i_C 和 i_α 、 i_β 。

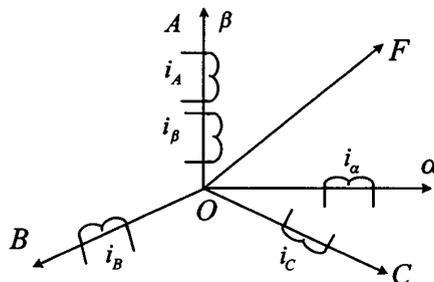


图 2-4 三相绕组和两相绕组的轴线设定

Fig.2-4 Determination of the coordinate axis of three-phase winding and two-phase winding

根据磁势分布和功率不变的绝对变换原理，三相交流电流在空间产生磁势 F 相等。令变换矩阵为 $C_{3\phi/\alpha-\beta}$ ，变换系数为 K，则有如下关系等式：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{3\phi/\alpha-\beta} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$$i_\alpha = K(i_A \cos 90^\circ - i_B \cos 30^\circ + i_C \cos 30^\circ) = K(0 \times i_A - \frac{\sqrt{3}}{2} i_B + \frac{\sqrt{3}}{2} i_C) \quad (2-2)$$

$$i_\beta = K(i_A \sin 90^\circ - i_B \sin 30^\circ - i_C \sin 30^\circ) = K(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C) \quad (2-3)$$

结合式 (2-1) ~ (2-3) 得

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = K \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

令 E 为单位矩阵, 在绝对变换中变换矩阵 $C_{3\phi/\alpha-\beta}$ 为正交阵, 那么

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} \cdot C_{3\phi/\alpha-\beta}^{-1} = E \quad (2-5)$$

由式 (2-4) 和 (2-5) 可求出变换系数 $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$, 故 (2-4) 中三相变换成两相的坐标变换矩阵为

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

该变换法既适用于稳态, 又适用于动态变换。

(2)两相静止坐标变换成两相旋转坐标 ($\alpha-\beta/d-q$ 变换)

设 $\alpha-\beta$ 为两相静止坐标系, $d-q$ 为任意角速度 ω 旋转的同步旋转坐标系。图 2-5 为 $\alpha-\beta$ 与 $d-q$ 的轴线设定图。

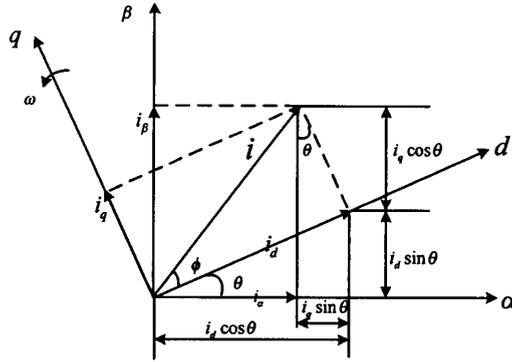


图 2-5 $\alpha - \beta$ 坐标轴设定和 $d - q$ 坐标轴设定

Fig.2-5 Establishment of the coordinate system of $\alpha - \beta$ and $d - q$

图 2-5 中 θ 为 α 轴和 d 轴的夹角， $\theta = \int \omega dt$ 随着时间变化而变化。空间矢量 i 为三相电流矢量的合成，在 $\alpha - \beta$ 轴上的矢量分量为 i_α 和 i_β ，在 $d - q$ 轴上的矢量分量为 i_d 和 i_q ，这些矢量之间存在的几何关系为

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_d \cos \theta - i_q \sin \theta \\ i_\beta &= i_d \sin \theta + i_q \cos \theta \end{aligned}$$

变成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

则有 $d - q / \alpha - \beta$ 的变换矩阵

$$C_{d-q/\alpha-\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

由式(2-8)得正交矩阵 $C_{d-q/\alpha-\beta}$ 的逆矩阵

$$C_{\alpha-\beta/d-q} = C_{d-q/\alpha-\beta}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

(3)三相静止坐标转换成两相旋转坐标 ($3\phi / d - q$ 变换)

把 $C_{3\phi/\alpha-\beta}$ 和 $C_{\alpha-\beta/3\phi}$ 变换成方阵，即

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ k & k & k \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$$C_{\alpha-\beta/3\phi} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & k \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} \cdot C_{\alpha-\beta/3\phi} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ k & k & k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & k \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2k^2 \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

要使式(2-12)为单位矩阵 E, 则 $2k^2 = 1, k = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 那么

$$C_{3\phi/\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

其逆矩阵

$$C_{\alpha-\beta/3\phi} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

为了将 $\alpha-\beta/d-q$ 变换变成三阶方阵, 加入一个假想零轴分量 i_0 , 即

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

结合式(2-13)和(2-15)得

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

那么可以求得

$$C_{3\phi/d-q} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

(4) 直角坐标变换成极坐标 (k/p 变换), 如图 2-5 所示。

令电流空间矢量 i 与 d 的夹角为 ϕ , 则有

$$i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2-18)$$

$$\phi = \arctan \frac{i_q}{i_d} \quad (2-19)$$

综上, 最后我们可以得到坐标转换的轴线关系如图 2-6 所示。

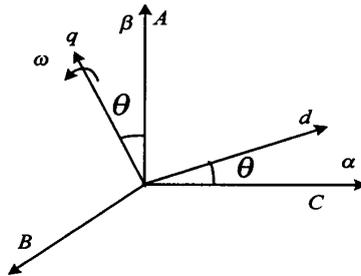


图 2-6 $3\phi/\alpha - \beta/d - q$ 的坐标轴

Fig.2-6 Coordinate system of $3\phi/\alpha - \beta/d - q$

上述各坐标变换矩阵同样适用于三相电压形式。当三相交流坐标系对称，即

$$i_A + i_B + i_C = 0, e_A + e_B + e_C = 0, \text{ 无零轴分量时, 式(2-16)中的第三行 } \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ 可以省略。}$$

2. 模型建立

单级式三相光伏并网逆变器的主电路拓扑如图 2-7 所示，图中采用的是电压型三相全桥逆变拓扑，滤波器为单电感滤波器 L ， R 为线路电阻， e_a 、 e_b 、 e_c 是三相交流电网电压， i_a 、 i_b 、 i_c 是输出三相并网电流， U_{dc} 为直流侧输入的直流电压源，直流侧滤波电容 $C_1=C_2$ 串联， O 为交流侧中点， N 为直流侧虚拟中点。

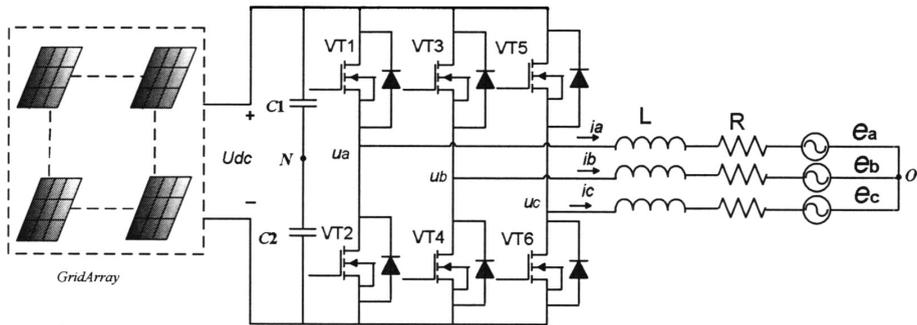


图 2-7 单级式三相光伏并网逆变器主电路

Fig.2-7 Main circuit of single-stage three-phase photovoltaic grid-connected inverter

图 2-7 的六个开关任意时刻只有三个开关导通，且同一桥臂只有一个开关管导通，因此可得开关管的逻辑开关函数 S_k 为：

$$S_k = \begin{cases} 0 & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} \\ 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \end{cases}, (k = a, b, c) \quad (2-20)$$

根据基尔霍夫定律，可得三相电感回路方程

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aN} - U_{No} \\ u_{bN} - U_{No} \\ u_{cN} - U_{No} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

在三相三线制系统中，三相电流之和为零，三相电网电压对称，因此有

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-23)$$

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (2-24)$$

将式(2-23)、(2-24)代入式(2-21)，化简得

$$u_{ao} + u_{bo} + u_{co} = 0 \quad (2-25)$$

将式(2-25)代入(2-22)得

$$u_{No} = \frac{u_{aN} + u_{bN} + u_{cN}}{3} \quad (2-26)$$

在低频情况下，交流侧中点 O 和直流侧虚拟中点 N 等电位，即 $u_{NO}=0$ 。

令逆变系统的三相调制信号为 u_{ma} 、 u_{mb} 、 u_{mc} ，由三相双极性 SPWM 原理，可得

$$u_{ma} + u_{mb} + u_{mc} = 0 \quad (2-27)$$

当忽略 u_{aN} 、 u_{bN} 、 u_{cN} 中的高频谐波部分，只考虑基波时，有

$$\begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} u_{ma} \\ u_{mb} \\ u_{mc} \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

结合(2-21)、(2-22)、(2-26)-(2-28)可以得到三相并网逆变器在三相静止坐标系下得的一种数学模型

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} u_{ma} \\ u_{mb} \\ u_{mc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

因为每个桥臂的中点电压

$$\begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

结合式(2-21)、(2-22)、(2-26)、(2-30)可得

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aN} - U_{No} \\ u_{bN} - U_{No} \\ u_{cN} - U_{No} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ &= \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-32)$$

在直流侧有

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = (i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c) - i_L \quad (2-33)$$

式(2-33)中, C 为 C₁、C₂ 串联值。

结合(2-32)和(2-33)可得三相光伏并网逆变器的三相静止坐标系下的另一种数学模型:

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} &= (i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c) - i_L \end{aligned} \quad (2-34)$$

由式(2-34)可见三相 i_a 、 i_b 、 i_c 之间相互解耦。

由 2.2.1 的式(2-6)得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= C_{3\phi/\alpha-\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= C_{3\phi/\alpha-\beta}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{\alpha-\beta/3\phi} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-35)$$

将式(2-35)按式(2-34)进行代换, 整理, 可将三相静止坐标系 3ϕ 下的数学模型(2-33)转换

为两相静止坐标系 $(\alpha-\beta)$ 下的数学模型:

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} &= \frac{3}{2} (i_\alpha S_\alpha + i_\beta S_\beta) - i_L \end{aligned} \quad (2-36)$$

由式(2-36)可见,在两相静止坐标下,两相 i_α 和 i_β 相互解耦。同理由 2.2.1 的式(2-7)可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= C_{d-q/\alpha-\beta} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= C_{d-q/\alpha-\beta}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{\alpha-\beta/d-q} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-37)$$

将式(2-37)按式(2-36)进行代换,整理,可将两相静止坐标系($\alpha-\beta$)下的数学模型(2-36)转换为两相旋转坐标系($d-q$)下的数学模型:

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} &= \frac{3}{2} (i_d S_d + i_q S_q) - i_L \end{aligned} \quad (2-38)$$

由式(2-38)可以看出经过坐标旋转变换后,两相 i_d 和 i_q 相互耦合。从该式还可以看出系统是一个多变量输入的非线性强耦合系统。

本系统在同步 $d-q$ 旋转坐标系下,利用空间矢量相等的原则及其变换关系来实现控制输出,从而达到对三相系统耦合的解耦,简化控制器的选择和设计的目的。当输出电压电流中仅含基波频率,几乎不含其它阶次, d 、 q 通道的输出为时不变的直流分量,那么通过采用简单的 PI 调节器控制就可以实现零稳态误差跟踪给定值。

本系统采用的基于瞬时电流的双闭环 PI 控制和 SPWM 调制相结合的方法对系统进行线性控制。首先定义小信号模型,将系统线性化处理。

$$\begin{aligned} i_d &= i_{d0} + \Delta i_d \\ i_q &= i_{q0} + \Delta i_q \\ u_d &= u_{d0} + \Delta u_d \\ u_q &= u_{q0} + \Delta u_q \end{aligned} \quad (2-39)$$

式(2-39)中, i_{d0} 、 i_{q0} 、 u_{d0} 、 u_{q0} 为系统在稳定工作状态下的稳态量, Δi_d 、 Δi_q 、 Δu_d 、 Δu_q 为系统在稳定工作状态下的干扰量(小信号量)。

将式(2-39)代入式(2-38),假定电网的交流电压源为恒定量,在忽略高频分量的情况下,分离稳态量和干扰量,可得到系统的小信号模型:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} - \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

由式(2-40)可以看出系统化为线性系统，所有的变量变为直流量。故系统采用的是传统的双闭环 PI 控制和 SPWM 调制技术相结合的控制策略，通过动态地进行 Δi_d 、 Δi_q 控制，实现系统输出无静差跟踪给定，保持系统的稳定性。图 2-8 为基于瞬时电流的双闭环 PI 控制，包含电压外环和电流内环。

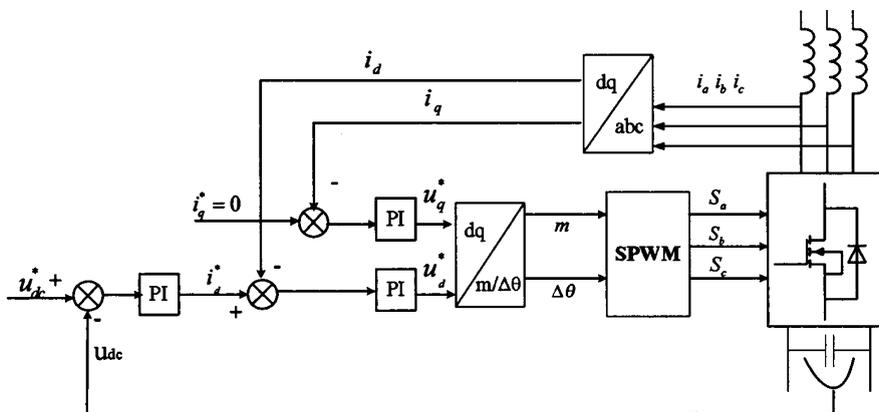


图 2-8 双闭环控制结构图

Fig.2-8 Block diagram of double closed-loop control system

在图 2-8 中，外环以直流侧输入电压 U_{dc} 作为反馈，可以稳定或调节直流电压，实现直流电压无静差控制。内环为三相输出电流经过 dq 变换后的两相同步旋转电流 i_d 和 i_q 作为反馈。根据并网逆变器的功率关系， $p = i_{dc} u_{dc} = \frac{3}{2} e_d i_d$ ，可得 $i_{dc} = \frac{3}{2} \frac{e_d i_d}{u_{dc}}$ ，当 $u_{dc} = U_{dc}$ 时 (U_{dc} 为稳态时输入电压)， $i_{dc} = \frac{3}{2} \frac{e_d i_d}{U_{dc}}$ ，由此可知，外环是将直流侧输入电压和给定参考电压相减，经过 PI 调解后作为同步旋转有功电流参考值电流 i_d^* ，内环是将 i_d 、 i_q 的耦合关系作为前向通道上的干扰，忽略它们之间的耦合关系（令无功电流 $i_q=0$ ），简化成的一阶线性惯性环节。

2.2 系统的 SPWM 控制策略

在光伏并网发电系统中，逆变器的控制包括调制和反馈控制。通过合理地安排（含软件锁相）各个功率开关的通断，从单方向幅值相对恒定的直流侧电源获得极性变化

形状平滑的交流输出，从而达到同步电网的要求。在开关时序确定的情况下，引入反馈，使系统调制闭环运行，可根据不同的控制要求实现电压或电流的稳定输出。

2.2.1 光伏并网逆变器 SPWM 调制技术

正弦波脉宽调制（SPWM）控制技术，把正弦半波看成由 N 个彼此相连的脉冲序列所组成的波形，脉宽为 π/N ，幅值不相等，脉冲顶部为按正弦规律变化的曲线。用一组面积相等，高度相等的矩形脉冲来替换正弦曲线与横轴包围的面积，脉冲中点与正弦波每等份的中点重合如图 2-9 所示。根据形状不同的窄脉冲，其输出的冲量相等的原理，可以把 N 个等幅不等宽的矩形脉冲所组成的波形等效于正弦波形。

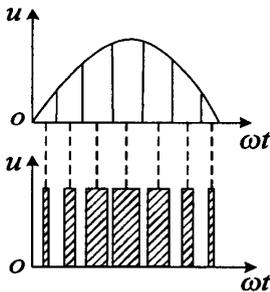


图 2-9 用 PWM 代替正弦半波原理图

Fig.2-9 Schematic diagram of PWM instead of sine half wave form

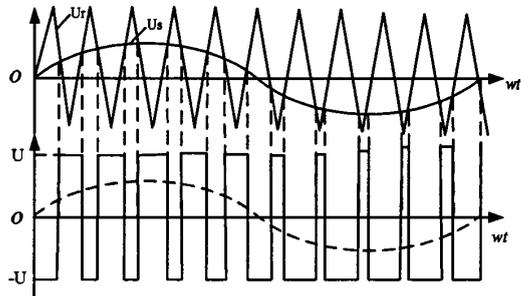


图 2-10 双极性 PWM 控制方式波形

Fig.2-10 Schematic diagram of bipolar PWM control

正弦波作为调制波，等腰三角形波作为载波，载波频率（也称开关频率） f_c 与调制波频率 f_r 之比（ $N=f_c/f_r$ ）称为载波比。高频载波输出波形脉冲面积与调制波瞬时值成正比，在调制波输出为正弦波的情况下，形成 SPWM 如图 2-10 所示。当系统要求输出的交流电为正弦变化时，只要使 PWM 脉冲宽度按照正弦规律变化输出，再经过滤波环节，在频谱上截取输出低频部分，保持其中的基波成分（幅度几乎不衰减、相位基本不变化），滤除谐波成分，系统便可输出满足电网要求的具有良好质量的正弦波。SPWM 控制技术是一种简单实用的方法，广泛应用在各种工业逆变控制。

SPWM 根据系统频率调制比是否改变可分为异步调制和同步调制。同步调制是基波频率改变时，开关频率随之改变且保持频率调制比恒定。异步调制是基波频率改变而开关频率保持恒定不变。本系统要求三相工频电流对称输出、总谐波失真度（THD）小于

5%且当干扰产生时逆变系统能在一定的周期内自动调节开关驱动信号，保持输出电压稳定，故系统采用同步调制方式。

本系统的电路拓扑采用的是三相电压型全桥逆变结构，故采用双极性 SPWM 技术。为了使三相严格对称，通常共用一个三角载波，且载波比取 3 的整数倍，同时为消除偶次谐波，载波比取为奇数。图 2-11 为三相光伏并网逆变器的 SPWM 工作的基本原理和各电量输出波形图。

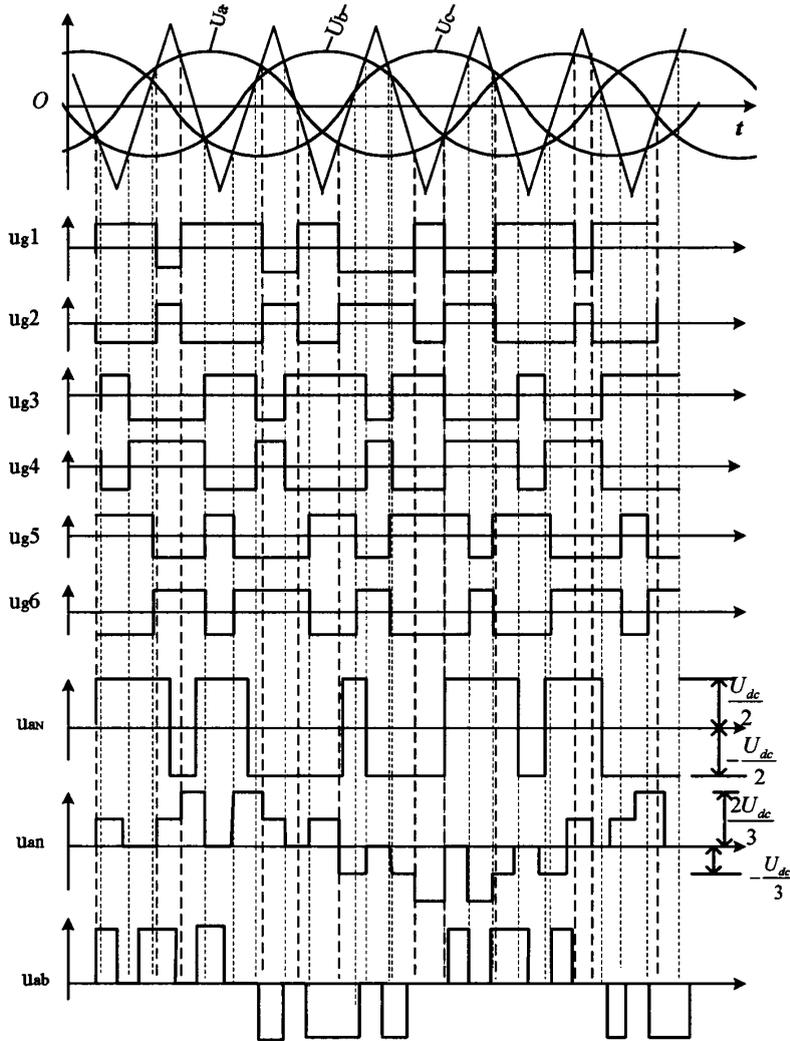


图 2-11 三相光伏并网逆变器的 SPWM 工作的基本原理和各电量输出波形图

Fig.2-11 Schematic diagram of SPWM of three-phase photovoltaic grid-connected inverter and the waveforms of the output

图 2-11 中，载波信号为三角波，调制信号为相位相差 120° 的三相正弦波。a、b、c 三相是对称的，b 相和 c 相的输出情况与 a 相相同。当调制波大于三角波时，上桥臂开通，下桥臂关断；当调制波小于三角波时，上桥臂关断，下桥臂导通，上下桥臂总是互补的。同一时刻开通的开关，其输出电压信号的叠加由负载电压方向确定。

2.2.2 光伏并网逆变器锁相控制技术

在光伏并网逆变系统中，实际的电网电压会出现定向偏差，故需要实时检测电网电压基波分量的动态响应和稳态精度，使并网电流与电网同步。系统采用同步锁相技术，通过 DSP 软件锁相的实时跟踪^{[24][30]}，可以提高系统对电网电压的检测精度，保证系统的稳定性和抗干扰能力，提高系统并网运行性能的可靠性。

实现与电网电压同步锁相控制，可以利用硬件和软件来实现。随着数字技术的快速发展，出现了多种数字 PLL^{[43][50]}，软件锁相具有控制数据交换和调整简单快捷，相位跟踪精度高、锁相稳定、响应速度快、参数修改灵活等特点，故系统采用软件锁相控制技术。图 2-12 为软件锁相的基本结构图。具体的软件锁相设计过程见第三章和第四章。

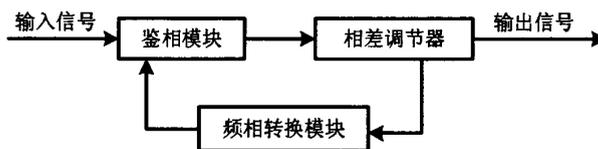


图 2-12 软件锁相的基本结构图

Fig.2-12 Block diagram of software phase-locked loop

2.3 系统的 MATLAB 仿真

专业仿真软件 MATLAB 中提供的 SimPowerSystem，是电力电子等电气系统仿真的理想工具，其模型关注器件的外特性，易于与控制系统相连接。SimPowerSystem 模型库中的电源模块、电力电子器件模块、电机模型及相应的驱动模块、控制和测量模块等，对电气系统进行仿真，可以大为简化系统编程工作，且图形方式对系统的描述非常简洁明了^{[11][16]}。

本文运用 MATLAB 仿真工具中的 SimPowerSystem 模型库，建立了带死区控制的三相光伏并网逆变器的物理仿真模型如图 2-13 所示。

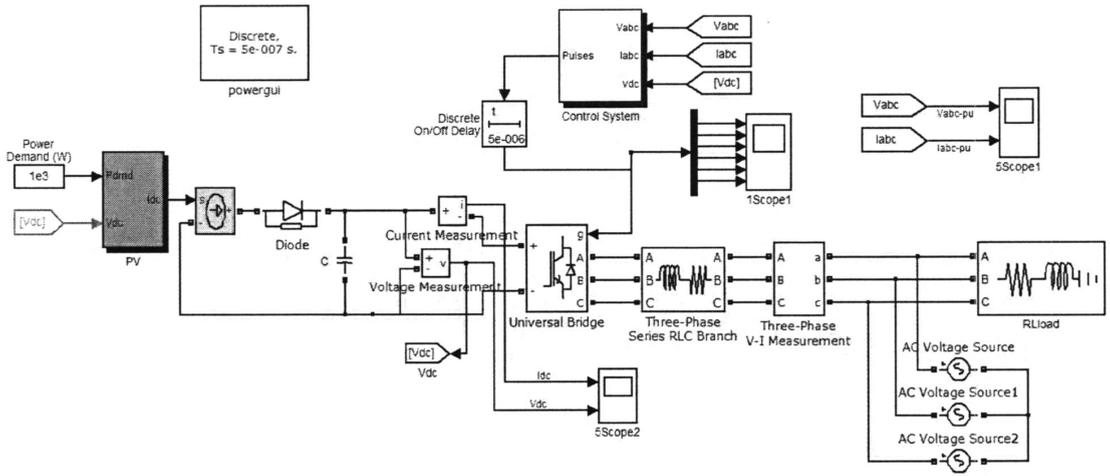


图 2-13 系统的 MATLAB 仿真模型

Fig.2-13 MATLAB simulation model of the system

图 2-13 中，直流侧为光伏电池阵列输入。本系统设计的是 1kW 的小功率并网逆变器。仿真时，给定输入 1kW 以及参考输出直流电压 600V（每相最大相电压值为 311V 及最大线电压值 380V，相与相之间最大线电压值为 537V，考虑到裕量，所以直流侧电压参考值取 600V），经过滤波电容 C 后直接输入逆变控制系统。系统通过双闭环 PI 调节生成 SPWM 来控制开关管的通断，再经过滤波电感对信号进行处理，最后得到满足要求的并网电流。图 2-14 为 MATLAB 系统仿真中的 SPWM Control System 内部结构模块，该模块主要执行控制策略，生成 SPWM。

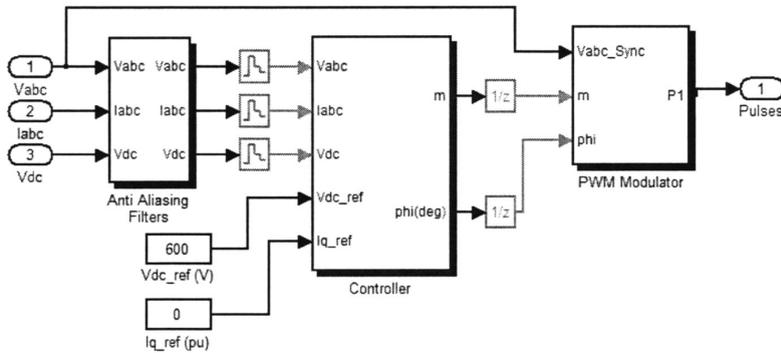


图 2-14 SPWM Control System 内部结构模块

Fig.2-14 Internal structure module of SPWM control system

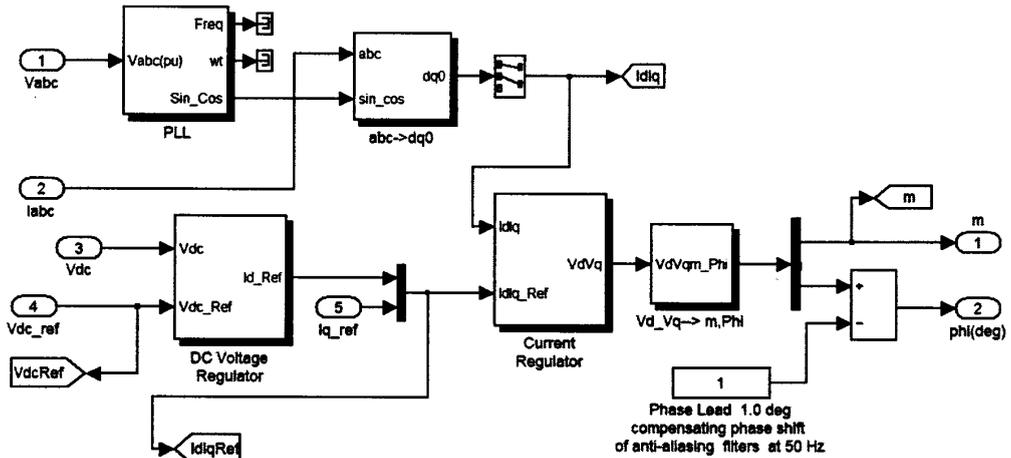


图 2-15 Controller 内部结构

Fig.2-15 Internal structure of the controller

图 2-15 为系统的 MATLAB 仿真模型中 SPWM Control System 内部结构模块中的 Controller 内部控制框图。在本系统设计中采用的是基于电流瞬时值的双闭环 PI 控制和 SPWM 调制技术相结合的控制策略,图 2-14 SPWM Control System 内部结构模块中,经过采样检测量化得到信号有三相电网电压 \$V_{abc}\$、逆变输出三相交流电流 \$I_{abc}\$、直流侧输出电压 \$V_{dc}\$ 等,这些信号作为 Controller 内部结构的输入^[17]。图 2-15 中, \$V_{abc}\$ 经过锁相得到其正弦与余弦值和 \$I_{abc}\$ 的值作为坐标变换(三相静止坐标系变换为两相旋转坐标系)模块的输入得到 \$I_d\$ 和 \$I_q\$ 值;根据输入和输出功率守恒原理,直流侧输入的 \$V_{dc}\$ 与参考给定输入电压值 \$V_{dc_ref}\$ 输入电压调节器进行比较和 PI 调节,得到标准参考值 \$I_d^* I_q^*\$,而实际值 \$I_d\$ 和 \$I_q\$ 与标准参考值 \$I_d^*、I_q^*\$ 输入电流调节器进行比较和 PI 调节,又可以得到两相旋转参考电压 \$V_d\$ 和 \$V_q\$, \$V_d\$ 和 \$V_q\$ 经过相关三角函数运算

$$m = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}, \phi = \arctan \frac{V_q}{V_d} \times \frac{180}{\pi}$$

得到调制度 \$m\$ 和相位差 \$\phi\$。在图 2-18 中还给

定了一个相位超前补偿角度 \$1^\circ\$。

图 2-16 为 PWM Modulator 内部结构模块。

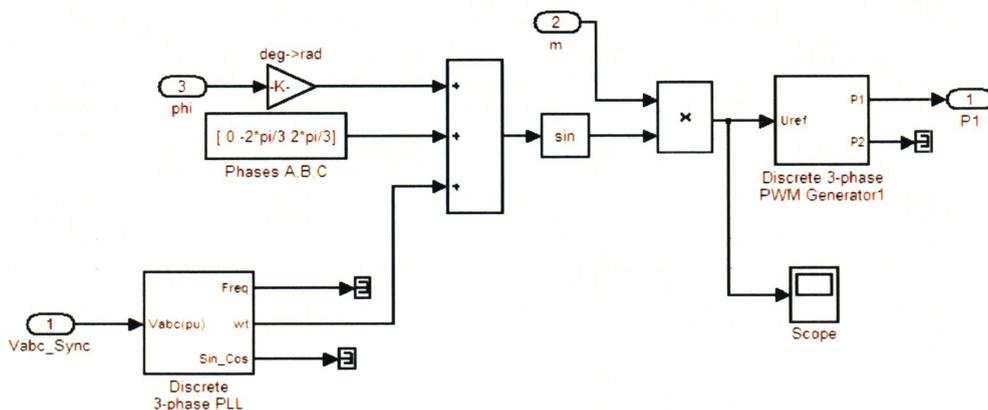
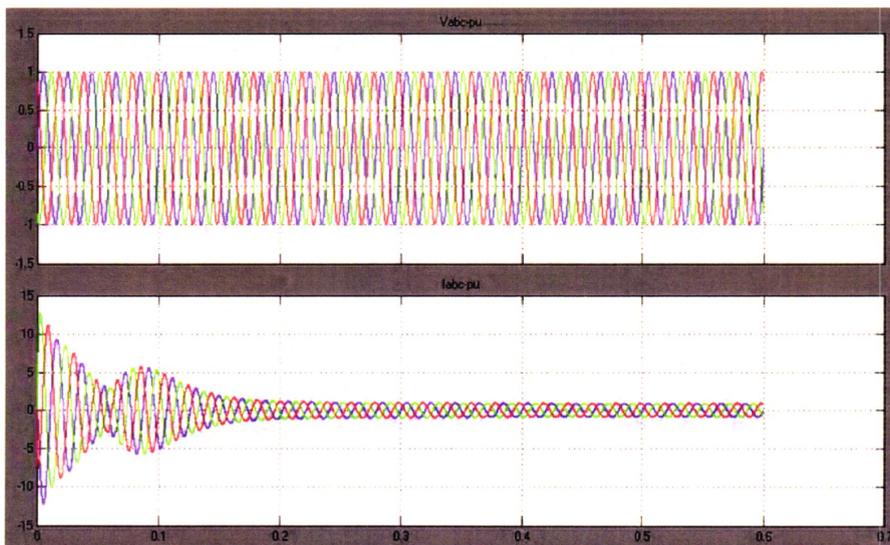


图 2-16 PWM Modulator 内部结构模块

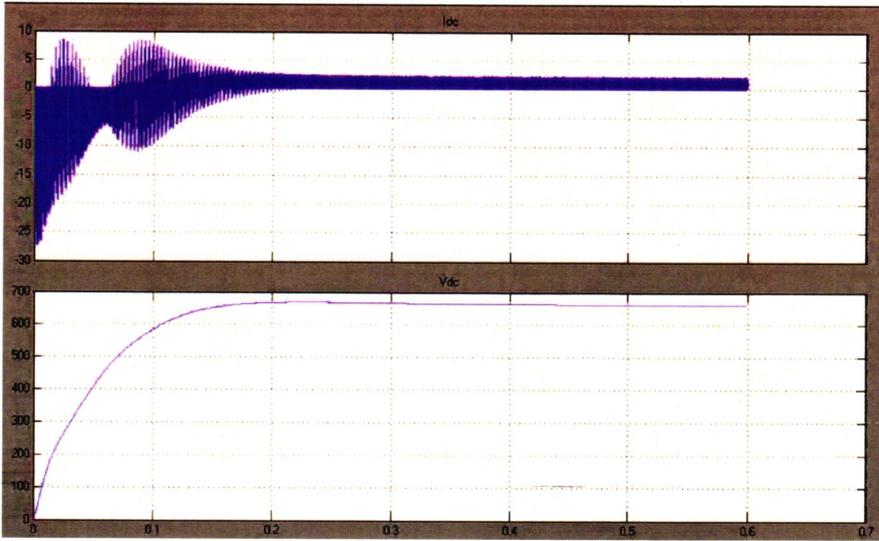
Fig.2-16 Internal structure module of PWM Modulator

图 2-16 中相位差 ϕ 与 50Hz 的交流电网电压叠加作为相差调节器的输入，相差调节器输出作为并网电流的指令周期，最后与调制度 m 相乘可以得到同步正弦基准信号，而并网电流指令值的频率和相位皆以该正弦信号为基准信号。

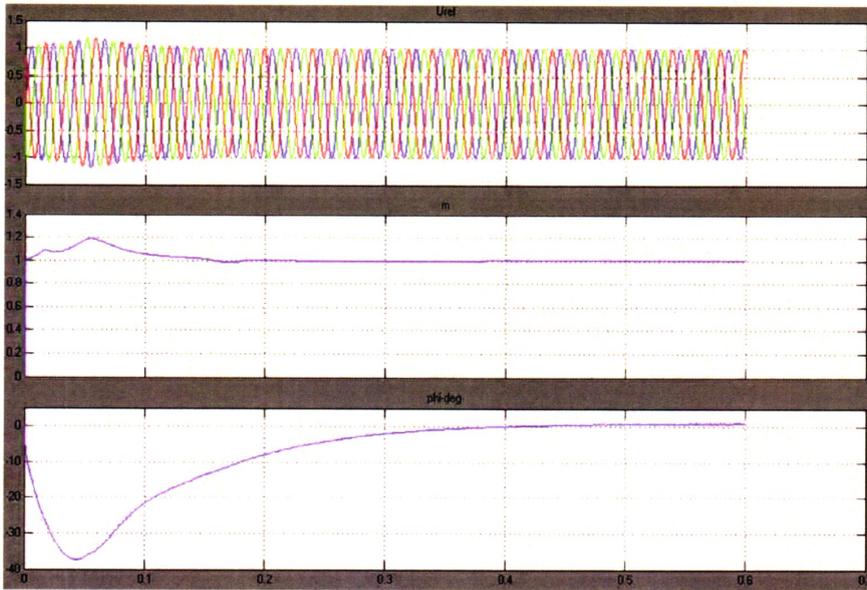
系统仿真结果如图 2-17 所示。



(a) 输出从暂态到稳态的三相并网电压和电流



(b)输出从暂态到稳态的直流侧的电流和电压



(c)输出从暂态到稳态的基准三相电压、调制度 m 以及相位偏差 phi

图 2-17 MATLAB 仿真结果图

Fig.2-17 MATLAB simulation results

图 2-17(a)中描述了三相输出的并网电压和三相并网电流，暂态的情况下电压和电流幅值波动较大，到达稳定状态时能很好地输出三相对称电能。对比三相电压和电流，说明电流相位基本与电压相位同步。图 2-17(b)中描述了直流侧电压和电流从暂态到稳态的上升情况。该曲线的走势与太阳能光伏电池阵列的 V-I 特性曲线非常近似，能够

很好地用于模拟太阳能光伏电池的输出特性。图 2-17(c)给出了三相参考基准电压、调制度 m 和相位偏差。由该图可以看出，调制度 m 和相位偏差的波动会引起三相基准电压的波动，从而直接影响三相输出并网电压和并网电流。由图 2-17 (a)-(c)可见，三相输出的并网电流能准确快速地跟踪电网电压，且保持与电网电压同步，可以实现单位功率因数能量回馈电网。仿真结果验证了系统仿真模型的正确性，为下一步的硬件设计和软件设计工作提供辅助和指导。

2.4 本章小结

光伏并网发电系统主要以电网为负载，其关键技术在于对并网逆变器的有源逆变控制。本章结合三相光伏并网逆变器的拓扑结构及其数学模型，提出系统采用双闭环 PI 控制与 SPWM 调制技术结合的控制策略，通过 MATLAB 的 SimPowerSystem 仿真工具对并网系统进行仿真研究。仿真结果达到预期的控制效果，验证系统所采用的电路拓扑结构和控制策略的正确性，并为第三、四章的硬件设计和软件设计奠定了基础。

第三章 系统的硬件电路设计

本文在设计三相光伏并网逆变器硬件电路时，分模块进行设计。在本章系统硬件电路设计中硬件电路有主功率电路模块、DSP 控制系统模块、驱动电路模块、检测电路模块、软件锁相所需的辅助外围电路模块、保护电路模块等。在每个模块的设计中渗透有响应的保护模块。本章详细介绍系统的各个模块电路拓扑结构设计和电路参数的选定。

3.1 系统 DSP 控制系统

近年来，随着高性能 DSP 芯片的不断推出，逆变控制方式的数字化已成为趋势。TMS320F2812 作为 TI 公司首推的数字处理芯片，其具有很高的性价比，在各种工业控制上广泛运用。DSP 的处理速度快、处理精度高，在技术要求高的领域，更能体现其优越性^[45]。

本文的控制系统中涉及有坐标变换、AD 转换、锁相、SPWM 生成、PI 控制等一系列数字信号处理运算控制。运用 TMS320F2812 为核心的控制系统，其快速的中断处理速度和大量可控制的 GPIO 端口等能非常好地满足系统要求。在系统设计中，只需添加一些辅助电路，便可以构成性能良好的逆变控制系统^[46]。

本逆变系统采用的 TMS320F2812 主控芯片具体参数如下：

- (1) 主频高达 150MHz，每个时钟周期为 6.67ns；
- (2) 低电压供电，主频 150MHz 时内核电压 1.9V，I/O 引脚电压为 3.3V；
- (3) 支持 JTAG 在线仿真接口；
- (4) 32 位高性能处理器；
- (5) 片内存储空间，有 Flash 128K×16b，ROM 128K×16b，OTP ROM 1K×16b，两块 4K×16b 单地址寻址 SARAM，一块 8K×16b SARAM，两块 M0 和 M1 1K×16b SARAM。4K×16b Boot ROM；
- (6) 外部接口：总存储空间高达 1M×16b，读写程序可编程，3 个独立片选信号；
- (7) 3 个外部中断，外设中断模块 (PIE) 可支持 45 个外设中断；
- (8) 两个事件管理器 (EVA 和 EVB)，每个均包含有通用定时器 2 个、全比较单元 3 个、捕获单元 3 个，可产生独立的 PWM 波形 4 路，互补的 PWM 波形 6 对 12 路；

- (9) 12 位 ADC 转换模块，输入通道 16 路，采样保持模块 2 个，转换模式为单-或级联，最高转换速率可达 80ns/12.5Msps;
- (10) 56 个通用 GPIO 口;
- (11) 串行外设接口 SPI，两路串行通信接口 SCI，标准 URAT 口，增强 CAN 模块，多通道缓冲串行接口 MSBSP 等。

本控制系统设计直接采用的是瑞泰公司的 DSP 开发板及其仿真器如图 3-1 所示。

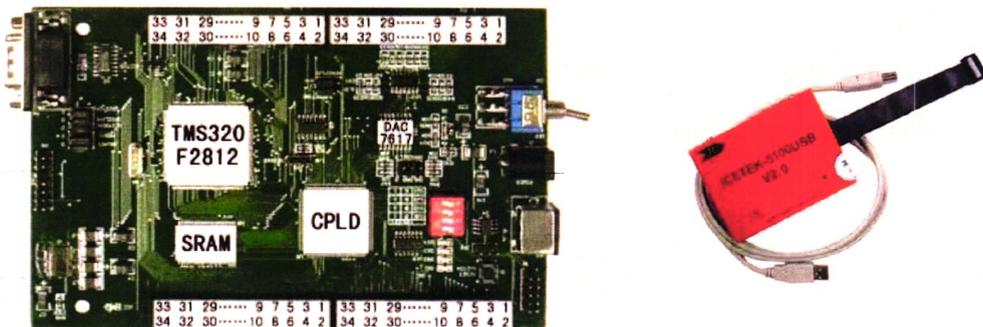


图 3-1 DSP 控制系统的开发板和实时仿真器 ICETEK-5100USB V2.0

Fig.3-1 Control system board and real-time simulation system ICETEK-5100 USB V2.0 of DSP

3.2 系统主电路电力参数的选取

3.2.1 电压型三相全桥逆变主电路

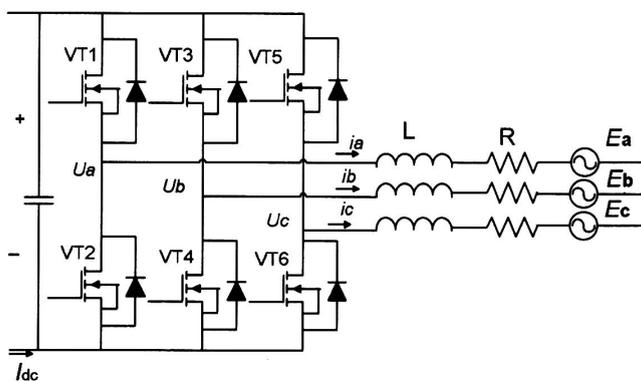


图 3-2 电压型三相全桥逆变主电路

Fig.3-2 Voltage-type three-phase full bridge inverter

图 3-2 为电压型三相光伏并网逆变主电路，图中有直流侧滤波电容、三相全桥可控型开关、交流侧输出滤波电感 L、线路电阻 R(可忽略)和三相电网。

(1) 开关管的选取

功率 MOSFET 是性能比较理想的中小型容量的高速压控器件，是开关电源应用领域的主力器件，其控制要求简单，应用广泛。功率 MOSFET 的工作开关频率在硬开关电路可高达 100kHz，在软开关电路可达数兆赫兹，其脉冲过流能力强，安全可靠。本文设计的系统总功率为 1kW，针对系统电路的特点，故选择开关速度快的功率 MOSFET，型号为 IRFP460。

功率开关管 IRFP460 的驱动控制，降低动、静态功耗，保证系统安全工作。较电力晶体管，其驱动要求比较简单。开关管 IRFP460 的开通电压为 10~30V，可保证有足够高的栅极电压。而只要其栅极电压明显低于开启电压(一般 2V 以下)，就可以保证处于断态。

(2) 直流侧电容的选取

直流侧电容具有稳定直流侧电压和抑制直流侧电压谐波的作用，在系统的电压 PI 调节过程中，电容电压的初始值为 V_{d0} ，在达到给定值之前，给电容快速充电，使其迅速达到额定的直流电压 V_{dc} ，系统滤波电容值的选取从其抗电压纹波干扰的因素考虑。

在系统中负载的扰动以及开关切换等因素都会带来直流侧电压的波动。由直流侧电流 $I_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} DT$ ，可以得到直流侧电压纹波 $\Delta U_{dc} = \frac{I_{dc}}{CDT}$ ，考虑 $D = \frac{U_N}{U_{dc}}$ ，D 为开关占空比，T 为开关周期， $2\Delta U_{dc}$ 的典型值一般为最大电压的 10%~20%，这里取电压纹波系数为 0.1，那么可以得到电容值的大小范围

$$C \geq \frac{U_{dc} I_{dc}}{\Delta U_{dc} U_N T} = \frac{P}{0.1 U_{dc}^2 \pi T_e^{-1}} \quad (3-1)$$

式中， T_e 为电网周期， U_N 为开关管输出电压，P 为系统 1kW，直流侧输入最大电压 U_{dc} 为 600V，结合 (3-1) 可得

$$C \geq \frac{1000}{0.1 \times 600^2 \times 3.14 \times 50} \approx 176.93 \mu F \quad (3-2)$$

本系统采取均压分配的电路如图 3-3 所示。图中 $R_1=R_2$ ，为均压电阻，起到瞬时无功补偿的作用， C_1 和 C_2 为均压电容，系统中取 450V/470 μ F。

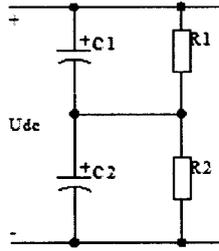


图 3-3 直流侧滤波电容电路

Fig.3-3 Capacitance-filter circuit in DC side

(3) 交流侧滤波电感的选取

在并网逆变的过程中要求系统输出功率因数为 1，输出波形为平滑的正弦波，且与电网电压同频同相，并网电流总谐波畸变率（THD）小于等于 5%。故并网逆变器的滤波器设计尤为关键。对于小功率并网逆变器，由于开关频率较高，一般采用 L 型或 LC 型滤波器，本系统采用的是 L 型滤波器。在系统的交流侧电感设计中主要从电流纹波系数来确定其值大小的选取。

当开关输出的峰值等于直流侧输入电压时，其产生的电流纹波值最大，根据电感的伏秒平衡得

$$\Delta i_L = \int_0^T \frac{V_L(t)}{L} dt = \frac{V_N - V_e(t)}{L} D(t)T \tag{3-3}$$

式中，D(t)为开关占空比，T 为开关周期，V_N(t)为交流侧电感前的输入电压，V_L(t)为电感两端电压，L 为输出交流侧滤波电感，V_e(t)为并网电压。

由 $D(t) = \frac{V_N(t)}{V_{dc}}$ ，代入式 (3-3) 可得

$$\Delta i_L = \frac{V_N(t) - V_e(t)}{L} \times \frac{V_N(t)}{V_{dc}} T \tag{3-4}$$

考虑 $V_L = (5\% \sim 10\%)V_e, V_N = 1.1V_e$ 时，电流纹波 Δi_L 值最大，代入式 (3-4) 可得

$$L \geq \frac{V_N(t) - V_e(t)}{\Delta i_L V_{dc}} V_N(t) T = \frac{0.11V_e^2}{\Delta i_L V_{dc}} T \tag{3-5}$$

在本系统最大功率为 1kW，直流侧输入最大电压为 600V，经过开关的最大电流为每相输出电流约为 1.52A，开关管的最大工作频率为 15kHz，一般 $2\Delta i$ 的典型值为输出最大电流的 10%~20%，这里折中取电流纹波系数为 0.15。由式 (3-5) 可求得电感参数

$$\text{值 } L \geq \frac{0.11 \times 220^2}{1.52 \times \frac{1}{2} \times 0.15 \times 600} \times (15 \times 10^3)^{-1} \approx 5.19 \text{mH}, \text{ 考虑裕量和实际电感的体积及成本,}$$

在设计中选取 10mH 的电感值。

3.2.2 开关管保护电路的设计

(1) 缓冲电路和 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路

当主电路开关管开通或关断时，将会引起尖峰电压和浪涌电流。本文选用开关缓冲电路和 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路来确保系统逆变能安全可靠工作。在开关管关断时，缓冲电路可防止开关管产生过电压、减少开关损耗、避免开关管二次击穿。 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路也是为了减小开关损耗和防止开关管正向二次击穿损坏^[18]。

缓冲电路有多种形式，系统选择的是典型可靠的缓冲电路如图 3-4 所示。

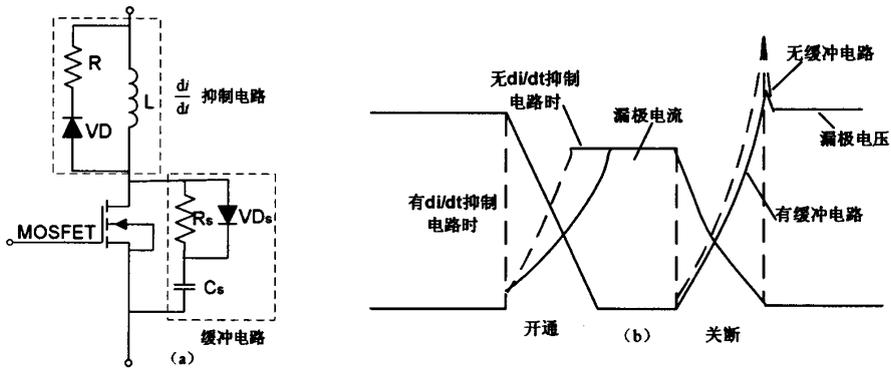


图 3-4 开关管的缓冲电路、 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路及其波形图

Buffer circuit and $\frac{di}{dt}$ suppression circuit of the switching transistor and the waveforms

图 3-4(a)中，VD 为续流二极管，VD_S 为缓冲二极管，L 为电流抑制电感，C_S 为缓冲电容，R 和 R_S 分别为 L 和 C_S 的放电限流电阻。电阻 R、二极管 VD、电感 L 组成 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路，电阻 R_S、二极管 VD_S、C_S 组成缓冲电路。

图 3-4(b)中，无缓冲电路的情况下，开关管开通时，电流上升迅速；关断时， $\frac{di}{dt}$ 很大，在开关管 MOSFET 的漏极和源极之间会出现很高的电压。而在有缓冲电路和 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路的情况下，开关管开通时，缓冲电路上的吸收电容 C_S 通过电阻 R_S 放电使得电流

先上升到一定值，然后又经过 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路的电感 L 作用，使负载电流逐渐上升。在开关管关断时，负载电流向 C_s 分流，减轻开关管的负担。

直流侧输入的直流电源为 600V，至少有两个管子开通，每只开关管平均承受电压为 300V，为了留有足够的裕量，系统选择的开关管型号是 IRFP460，其漏极和源极之间的耐压值 $V_{DSS}=500V$ 以及 $I_D=20A$ ，可以满足要求。

开关管 MOSFET 关断时的负载曲线如图 3-5 所示，图中箭头表示的是时间经过的方向。缓冲电路的功率损耗为 $\frac{1}{2}\Delta U^2 C_s f_s$ (C_s 为缓冲电容、 ΔU 为开关管关断时的变化量、 f_s 为开关频率)，随着开关频率的提高，损耗将成正比地增加，故 f_s 不能取过高，而为了保证开关频率远大于并网电压频率，故系统选择的开关频率 $f_s=15kHz$ 。

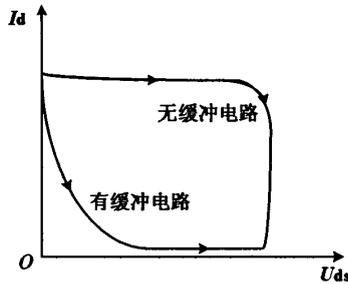


图 3-5 关断时有无缓冲电路的负载曲线

Fig.3-5 Load curve with the circuit open with or without buffer circuit

图 3-5 中， U_{ds} 为 MOSFET 漏-源极电压， I_d 漏极电流。由图可知，增加缓冲电路可以大为降低开关损耗，而 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路可以很好地预防因二次击穿引起的器件损坏。

开关关断时产生尖峰电压 U_{dsp} 与缓冲二极管 VD_s 的开通延时 t_{Dson} 和负载电流 I_L 成正比，为了减小 U_{dsp} ，应选择 t_{Dson} 足够小，一般取 $t_{Dson} \leq \frac{1}{10} t_{Don}$ (t_{Don} 为续流二极管开通的延时时间)。缓冲电容 C_s 适当地增大可以有效降低尖峰电压，但是不宜取太大，否则缓冲电路损耗也随之增大，而且会引起 R_s 发热，增加热损耗。为了更好地使缓冲电路工作，缓冲电容 C_s 和缓冲电阻 R_s 应该选择无感元件，缓冲二极管 VD_s 的 t_{Dson} 应尽量小，最大不能超过 $\frac{1}{10} t_{Don}$ 。在 PCB 布线时，线要尽量短，以减小寄生电感的不良影响^{[48][51]}。

(2)限幅保护电路

限幅保护电路使用的是一系列的稳压二极管如图 3-6 所示。

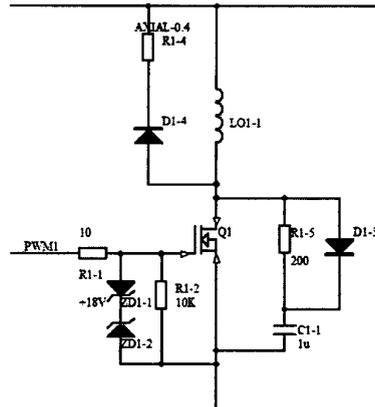


图 3-6 开关限幅保护电路

Fig.3-6 Magnitude-limited and protection circuit of the switch

图 3-6 为三相电压型逆变器中 A 相的上桥臂开关电路，稳压管 ZD1-1 和 ZD1-2 为齐纳二极管，为开关管提供 $\pm 18\text{V}$ 的箝位电压，保护开关管的驱动电压不超过 $\pm 18\text{V}$ 。开关管 MOSFET 的栅极串联电阻 R1-1，起到抑制门极寄生振荡和调节开关频率的作用；开关管的栅极和源极接电阻 R1-2 起到释放开通和关断时存储在寄生电容中的电荷作用，防止在没有驱动信号时漏极和源极间的电压造成开关管 MOSFET 的误导通。

(3)死区时间

死区时间是指同一桥臂上下开关的同时关断的时间段。它的设置直接影响 PWM 的响应输出，可以防止由于同一桥臂上下开关延时开通或关断而导致系统短路^[32]。

除了设置缓冲电路和 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路来吸收干扰信号和防止浪涌电压电流外，在系统中，死区时间的设置也起到一定的作用^[31]。死区时间的设置主要由 DSP 内部延时输出驱动电压信号来实现。在 DSP 控制系统中不同的死区时间的选调，产生不同程度的谐波现象。在调试过程中，死区时间大时，系统虽然工作可靠，但是输出的波形质量较差；死区时间小，输出波形质量较好，但系统的可靠性有所降低。一般系统选择的死区时间为微秒级，在调试的过程中，从低往高调，然后观察生成波形的质量，最后确定最佳死区时间。开关功率管的选取在一定程度上直接影响着死区时间，在保证安全的前提下，死区时间一般越小越好^{[28][49][52]}。

3.3 开关管的驱动电路设计

DSP的驱动能力有限,为了提高系统的驱动能力,系统采用TLP250驱动电路如图3-7所示。TLP250是日本东芝公司生产的专用于功率驱动集成电路芯片,它集隔离与驱动功能于一体,体积小、结构简单如图3-8所示。它包括一个光发射二极管和一个集成光探测模块。TLP250的光耦隔离可以与主电路隔开,保护芯片。两个三极管起到驱动放大的作用,增强控制系统的驱动能力。

图3-7驱动电路中,在引脚5与8之间接两个0.1uF电容,可以达到去耦和稳定片内高增益线性放大的作用。片内发光二极管的工作电流 I_F 为7~10mA,折中选取8mA。在TLP250的3引脚输入端加三极管可以起到放大信号和快速关断输入信号的作用,三极管的输入端串联电阻 R_1 ,可以限制输入电流的大小。系统的驱动输入信号由DSP芯片TMS320F2812的PWM1~PWM6引脚发出,其电压幅值约为3.3V,经驱动电路增强后,其驱动幅值可达10V~35V。

系统选择的开关管为IRFP460,其驱动开通电压要求范围为10V~30V,故该驱动电路满足系统要求。

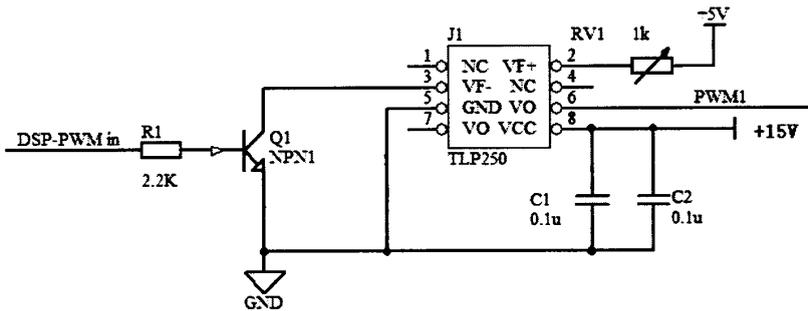


图 3-7 TLP250 驱动电路

Fig.3-7 TLP250 drive circuit

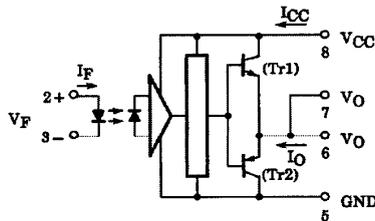


图 3-8 TLP250 芯片内部结构图

Fig.3-8 Internal structure of TLP250

三相全桥开关 SPWM 信号的输入在经过 TLP250 隔离放大后, 还需经过 6 个匝数比为 1:1 的小型高频脉冲变压器如图 3-9 所示, 进行信号地与直流母线地的隔离, 避免开关短路以及预防电压驱动信号干扰或突变而影响直流母线电压的控制。SPWM 驱动信号经 TLP250 增强后经过高频脉冲变压器的隔离输给开关管的栅极和源极, 使这两极形成压差, 从而控制 MOSFET 的通断。

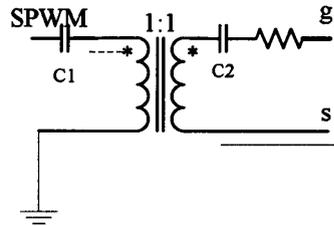


图 3-9 脉冲变压器隔离 SPWM 驱动信号电路图

Fig.3-9 Schematic diagram of SPWM drive and the pulse transformer isolation circuit

图 3-9 为脉冲变压器隔离 SPWM 驱动信号电路, 图中无极性电容 C_1 起到隔直流防止 TLP250 的 8 引脚输入的直流电压 V_{CC} 直接短路, 同时随着电容 C_1 的放电可以提供负电压使开关管进入快速关断状态, 在系统设计中取 $2\mu\text{F}$ 。 C_2 的作用主要为隔直流, 防止源极 s 接点处的直流电流流入栅极 g 。

3.4 信号检测电路的设计

在系统硬件设计的控制系统中, 需要辅助设计一些外围信号采样电路和调理电路来检测直流侧的 U_{dc} 电压信号以及交流侧三相逆变输出的实际电流信号和电网电压信号等, 将这些信号输入到主控芯片 DSP 中进行计算处理和调整, 从而控制输出 6 路驱动信号 SPWM 来驱动开关管导通和关断。

DSP 的 ADC 模块的模拟输入电压范围是 $0\sim 3\text{V}$, 即 ADC 采样的端口最高输入电压为 3V , 但是在实际设计中通常需要考虑裕量, 一般在系统的设计中, 令输入量为最大值 3V 的 80% 。防止不良信号电压 (如超过 3V 或负电压) 输入而烧坏 DSP。故输入 DSP 的 ADC 转换模块前的采样信号必须经过传感器的检测降压和信号调理电路调整和限幅, 确保输入电压范围在 ADC 正常工作范围内, 保证系统正常、安全、准确工作。

3.4.1 直流电压采样和调理电路设计

直流侧母线输入电压的检测电路如图 3-10 所示,采用霍尔电压传感器 VSM025A 对直流电压信号进行隔离采样与信号成倍缩小。霍尔电压传感器 VSM025A 的引脚,如图 3-11 所示。原边的额定输入电流 I_P 为 10mA,测量范围 $0\sim\pm 14\text{mA}$ 。副边的额定输出电流 I_S 为 25mA。VSM025A 测量电阻 R_M 为 $100\sim 315\Omega$,匝数比 K_N 为 2500:1000。在图 3-10 中,霍尔电压传感器输入小信号经过两级负反馈实时跟踪输入信号以及对信号进行相位补偿,然后通过一阶低通滤波电压跟随器消除高频谐波,最后对信号进行限幅,确保与 DSP 的 AD 输入端口电压要求相匹配,防止损坏 DSP 芯片。

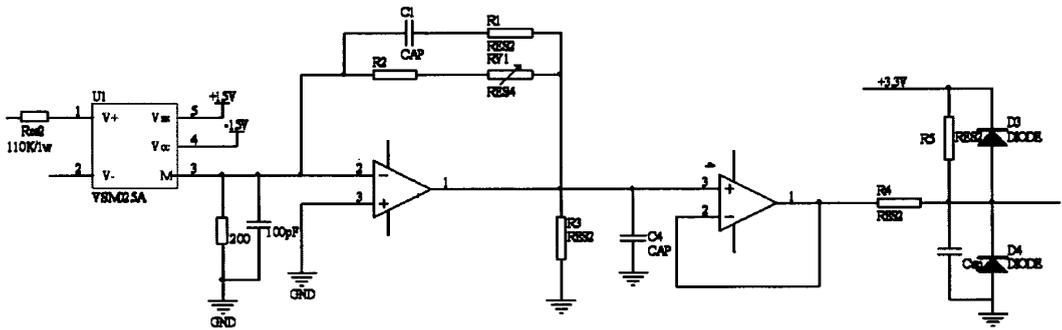


图 3-10 直流侧母线输入电压的检测电路

Fig.3-10 Detection circuit of DC bus input voltage

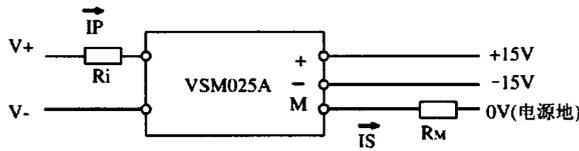


图 3-11 霍尔电压传感器 VSM025A 的引脚图

Fig.3-11 Pin diagram of Hall voltage sensor VSM025A

3.4.2 交流侧电网电压采样和调理电路设计

因为霍尔电压传感器 VSM025A 在电隔离条件下可以检测直流、交流、脉冲以及各种不规则的电压波形,所以系统的交流侧电网电压的检测电路与直流侧母线电压采样电路相同如图 3-10 所示。

3.4.3 交流侧电流采样和调理电路设计

系统采用霍尔电流传感器 CSM005A 对交流侧输出电流进行检测。霍尔电流传感器 CSM005A 具有将电流转换为电压几乎不消耗能量的优点,其引脚图如图 3-12 所示。CSM005A 匝数比 K_N 为 5:1000, 原边的额定输入电流 I_P 为 5A, 测量范围 $0\sim\pm 10A$ 。副边测量电阻 R_M 为 100~205 欧姆, 额定输出电流 I_S 为 25mA。输入电流 I_P 与输出电压有如下关系: $U_O = \frac{5}{1000} \times I_P \times R_M$ 。

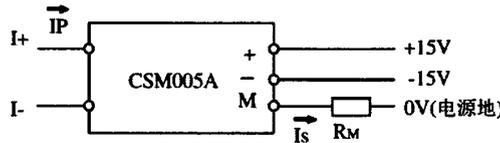


图 3-12 CSM005A 型霍尔电流传感器引脚图

Fig. 3-12 Pin diagram of Hall current sensor CSM005A

图 3-13 为交流侧输出电流检测电路, 图中负反馈可以实时跟踪信号输入, 后一级的一阶滤波电压跟随器可以消除谐波成分。

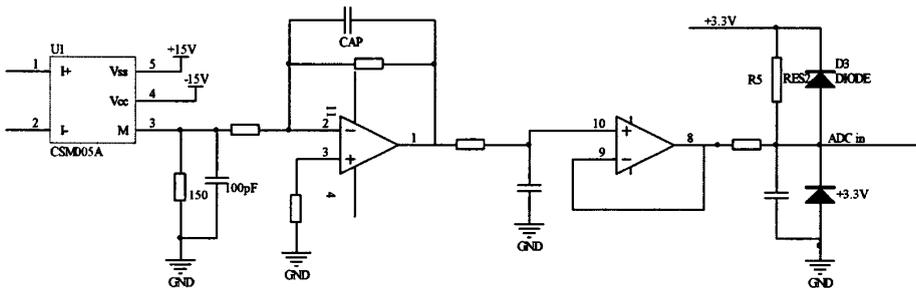


图 3-13 交流侧输出电流检测电路

Fig.3-13 Output current detection circuit from AC side

3.5 软件锁相设计

3.5.1 过零检测电路和调理电路

在系统设计中, 以 DSP 为控制系统核心来进行光伏并网逆变器的软件锁相。DSP 的信号沿变化捕捉为软件锁相控制的精度提高提供了硬件接口支持, 只要在外部添加辅助检测电网电压和逆变输出电流的过零点时刻, 然后通过采用两个时间管理模块

(EVA、EVB)中的 CAPTURE 捕获单元来分别捕获和计算处理其频率和相位，通过反馈控制和 PI 调节来实现软件锁相，实现同步锁相的控制目的。

图 3-14 为电网电压经过电压传感器隔离降压采样后的过零比较器和一阶有源滤波的信号调理电路。图中过零比较采用反向输入迟滞比较器，抗干扰能力强，一阶有源滤波为电压跟随器，可滤掉多余的纹波，且保证电压紧跟输入电压，不失真。

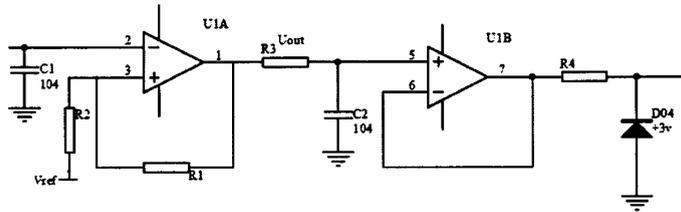


图 3-14 锁相环的过零检测电路和调理电路的设计

Fig.3-14 Schematic diagram of the zero crossing detection and disposable circuit of the phase-locked loop

电网电压的同步方波由 DSP 的 CAP 引脚捕获其电平跳变，其上升沿对应电网电压相位的 0° ,下降沿对应 180° 。当有低电平向高电平跳变时被触发，将所选通用定时器的计数值装入 FIFO 堆栈，那么每个电网周期都会在过零相位产生一次 CAP 中断，通过读取 FIFO 堆栈的上升沿时刻，即可获取电网电压的相位，相邻两次时刻之差即为电网周期。

图 3-15 为锁相环的基本结构图。在系统的软件锁相过程中，由 CAP 捕获到的电网电压过零点相位作为输入信号 X_i ，由单位正弦波过零点相位作为反馈信号，输入信号行为与反馈信号的相位差相当于鉴相模块，相位的 PI 调节作为低通滤波器 LF，用于控制环路的相位校正速度和精度，频率和相位转换则相当于压控振荡器。

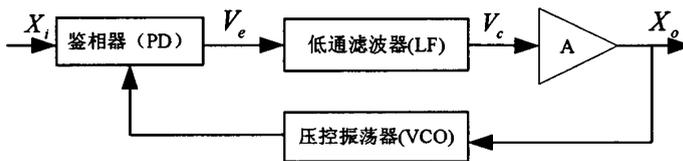


图 3-15 锁相环的基本结构图

Fig.3-15 Block diagram of phase-locked loop

3.6 系统保护电路设计

图 3-16(a)为开关管驱动电源的欠压保护电路，(b)为直流母线保护电路。为了保护 DSP 控制系统，驱动电路的驱动电源经过光耦隔离控制，反馈给 DSP 控制系统。当驱动电源低于给定值时，图中 TL431 截止，光耦副边电平拉高，欠压保护信号将会发送给 DSP，使得控制系统封锁 SPWM 驱动信号，保护动作发生。(b)中，直流母线检测的电压信号经 AD 转换后判断其值的大小，当小于一定参考值时，DSP 发出一定的动作保护信号，控制 SPWM 信号的关断，从而切断电路，等待控制信号的重新到来。

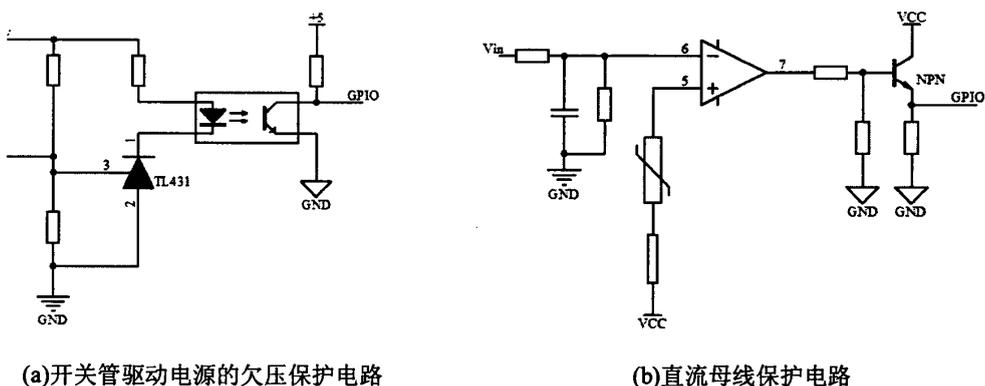


图 3-16 保护电路

Fig.3-16 Protection circuit

3.7 本章小结

系统的硬件设计直接关系到实验样机的质量，各个电路模块的参数选定尤为重要，本章具体地介绍了各个模块的电路设计及其器件参数的选取，包括主电路、检测电路、锁相电路、保护电路等。另外还简单介绍了控制系统 TMS320F2812 的控制特点。

第四章 系统的软件设计

控制系统硬件开发板（见第三章图 3-1）的原理结构框图如图 4-1 所示，在系统的设计中主要用到 7 路 12bit A/D，用于直流侧母线电压 U_{dc} 、交流侧输出电流 i_a 、 i_b 、 i_c 、电网电压 u_a 、 u_b 、 u_c 检测信号的模数转换，另外还需 GPIO 口、PWM 口等。

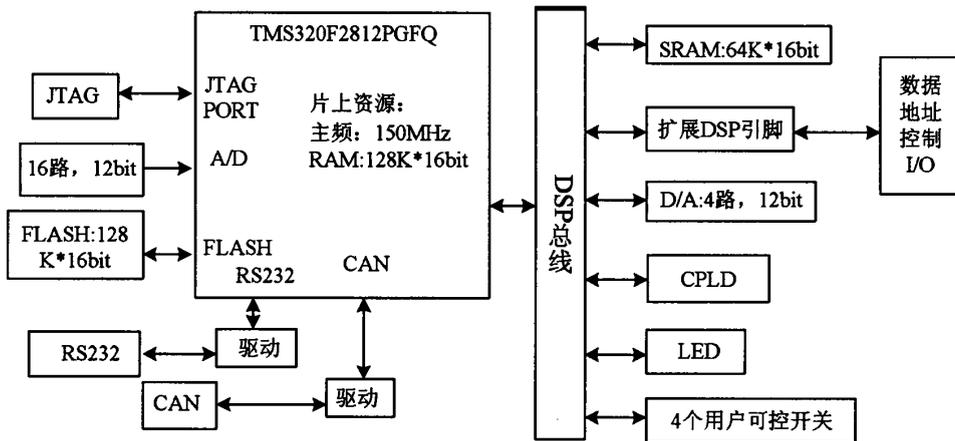


图 4-1 ICETEK-TMS320F2812 开发板的原理结构框图

Fig.4-1 Schematic diagram of ICETEK-TMS320F2812 board

本章首先介绍编程环境 CCS3.3，然后详细说明各个模块的编程设计，并给出程序流程图。

4.1 DSP 开发环境 CCS3.3

系统控制模块采用的是以 TMS320F2812 为核心的目标板和仿真器如第三章图 3-1 所示。除了硬件外，DSP 的开发还需要软件工具——TI 公司提供的 CCS 软件。

CCS (Code Composer Studio) 是开发 DSP 时所需的软件开发环境，集编译、仿真、下载为一体，通过 CCS 可以完成新建工程、编译仿真工程、在线调试、下载程序等任务。目前 CCS3.3 是最常用的开发环境，其几乎包含了 TI 公司所有的 DSP 型号，在本系统中采用的软件开发环境为 CCS3.3^[47]。

4.2 系统的软件编程流程

4.2.1 DSP 系统主函数

在本系统的软件设计中，首先是系统初始化、中断向量初始化、外设初始化。其次是各个初始量的给定和各个子函数的调用，最后系统循环等待中断，系统主程序流程图如图 4-2 所示。

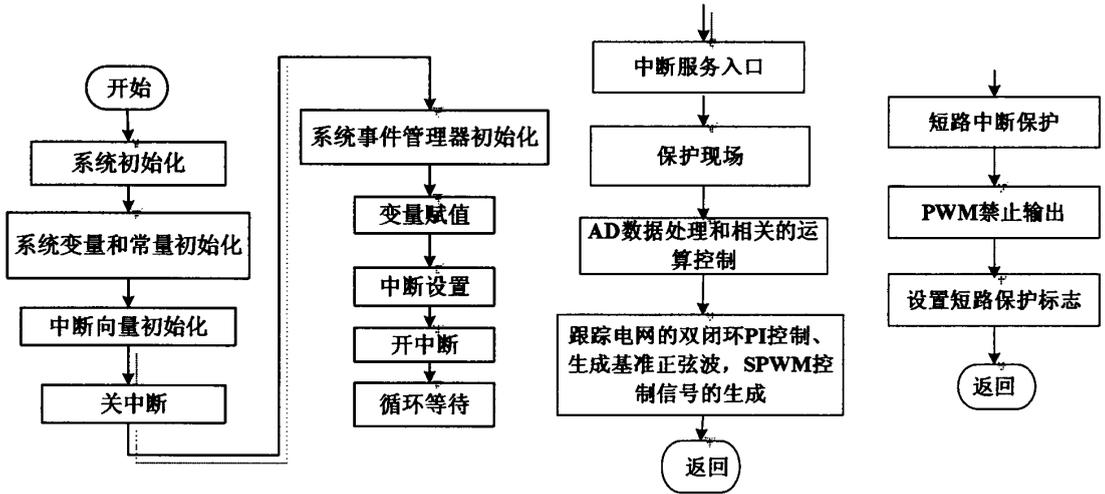


图 4-2 系统主程序流程图

Fig.4-2 The flow chart of the major system

4.2.2 模数转换 ADC 模块

本系统通过DSP模数转换ADC模块中将采样到的模拟量直流侧电压和输出的三相交流电流和三相电网电压转换为数字量，并存储等待调用和处理数据。图4-3为DSP的ADC转换模块的工作流程，在系统编程中使用的是双排序下的顺序采样方式。

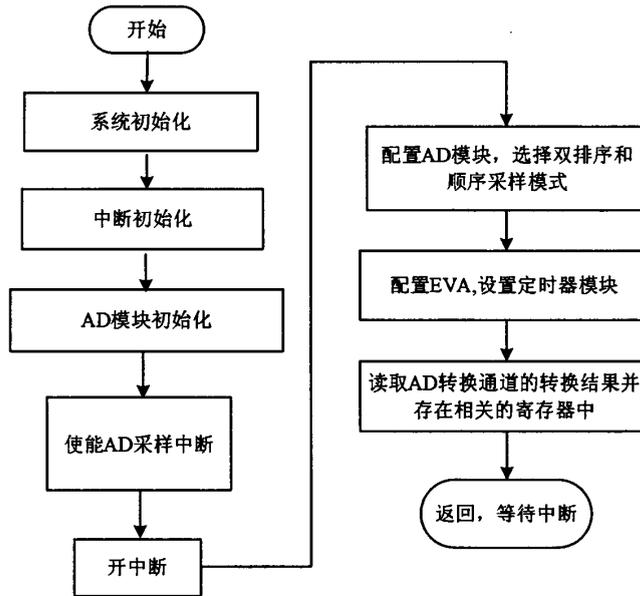


图4-3 AD程序流程图

Fig.4-3 The flow chart of AD program

4.2.3 开关驱动信号 SPWM 模块

在现代逆变电路中，常采用脉宽调制（PWM）控制技术，作为其最广泛使用的正弦脉宽调制（SPWM）技术，其逆变电路可使输出电流、电压逼近正弦波，且谐波含量少。TMS320F2812 芯片的两个事件管理模块（EVA 和 EVB）各自含有 3 个可编程死区控制的比较单元，可以产生 3 对独立的 PWM 输出，实现数字化 PWM 控制。

SPWM 的控制生成是由主程序和 EVA 下的通用定时器 T1 的上下溢出中断服务子程序组成。在主程序中，对寄存器进行设置及相关量的参数初始化，在循环中根据双闭环 PI 调节反馈回的调制度($M < 1$)和相位生成基准电压信号。通用定时器 T1 工作于连续增/减计数模式，产生三角载波，载波频率为 15KHz，载波比 $N=300$ ，SPWM 的程序流程图如图 4-4 所示。

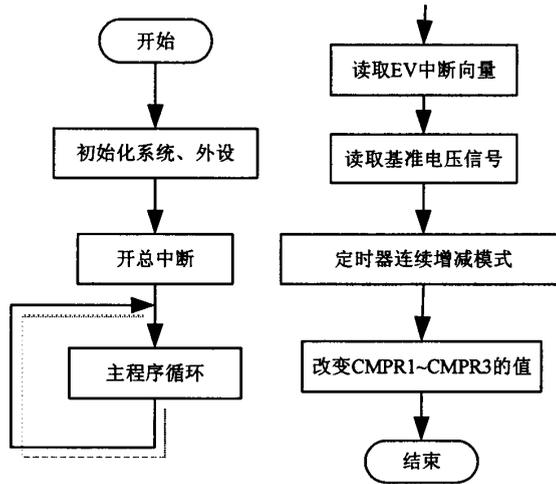


图 4-4 SPWM 程序流程图

Fig.4-4 The flow chart of SPWM program

SPWM 调制技术的采样方法有多种，如对称规则采样法、不对称规则采样法和自然采样等。本系统采用对称规则采样法，运用该方法，其数学模型简单，每个载波周期采样两次，即以三角载波的波峰为采样点做垂线，在交点处作一条水平线交三角波于另外两点，该两点即为开关管的开通和关断时刻，从而生成 SPWM。

DSP 的通用定时器 T1 产生的三角波从 0 往上计数到周期值，然后再往下计数到 0，中间没有负半波。在编程的过程中，把坐标原点定为三角波的波谷，便可得到等效的双极性 SPWM。

4.2.4 锁相环模块

系统实现同步锁相的原理是通过改变频率来使相位移动的。在编程中以动态跟踪电网电压的相位差来调整基准正弦信号如图 4-5 所示。图中由 DSP 捕获到电网电压过零点，记为 t_v ，内部正弦信号零点为 t_i ，电网电压相位为 θ_v ，正弦相位为 θ_i ，电网角频率为 ω ，那么有 $\theta_d = \theta_v - \theta_i = \omega(t_v - t_i)$ 。相位差 θ_d 作为相差调节器的输入，输出 ΔT 叠加到交流电网正弦信号基准周期 T_b 上，作为并网电流的周期 T 。对 T^{-1} 进行积分，求得并网电流相位。当 $\theta_d < 0$ ， θ_i 滞后 θ_v 时，输出；当 $\theta_d > 0$ ， θ_i 超前 θ_v 时，输出 ΔT 增加，内部同步正弦信号向滞后于电网电压方向移动，从而实现输出电流与电网电压同步^[44]。程序在编写的过程中包括的模块有三相静止坐标系(3 ϕ)转换为两相静止坐标系

(α - β)，两相静止坐标系(α - β)进一步转换为两相同步旋转坐标系(d-q)，双同步坐标间的解耦运算，一阶滤波的运算，数字 PI 调节器运算等。其程序流程图如图 4-6 所示。

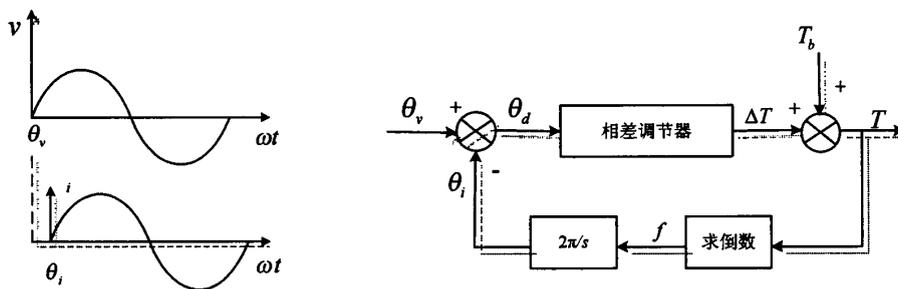


图 4-5 锁相环控制框图

Fig.4-5 Block diagram of the phase-locked loop control

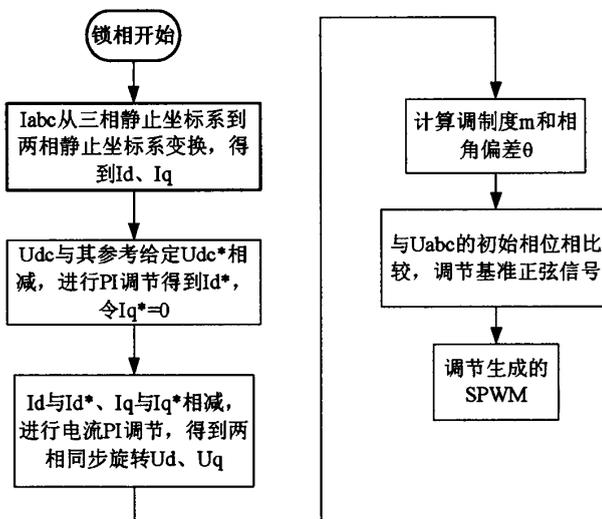


图 4-6 锁相环程序流程图

Fig.4-6 The flow chart of phase-locked loop program

4.2.5 数字 PI 调节模块

工业上广泛应用的数字 PI 调节，技术方法成熟，参数整定调节方便，性能良好。采用比例调节可迅速将误差减小，积分作用可消除稳态误差，达到较好的控制效果。图 4-7 为 PI 调节子程序流程图

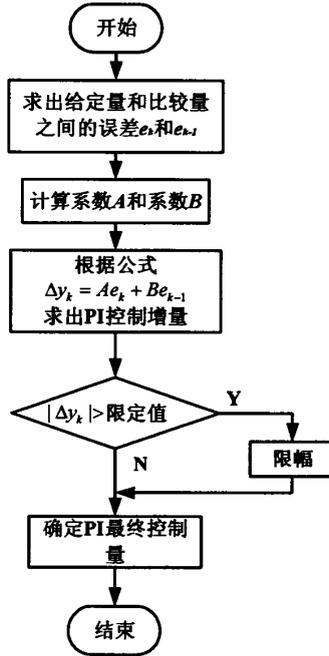
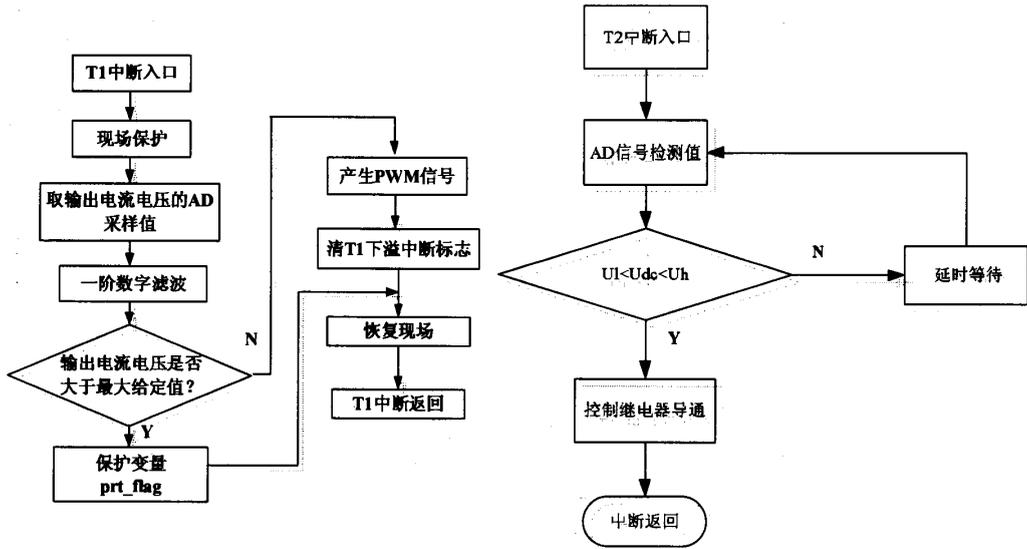


图4-7 PI调节子程序流程图

Fig.4-7 The flow chart of PI control program

4.2.6 保护模块

检测输出电流和并网电压以及直流母线的直流电压值，经过程序编程判断其是否满足要求值，满足要求则程序执行逆变，不满足设定参考值的范围则采取一定的软件保护动作，从而提高系统的可靠性。



(a)过流过压程序流程图

(b)直流母线过压保护流程图

图4-8保护程序流程图

Fig.4-8 The flow chart of protection program

4.3 本章小结

程序是控制系统的灵魂，一个良好的程序可以完成系统的控制要求。本章给出了在 CCS3.3 编程环境下，系统各个主模块的控制程序流程。

第五章 系统实验结果与分析

5.1 互补的 SPWM 驱动信号输出

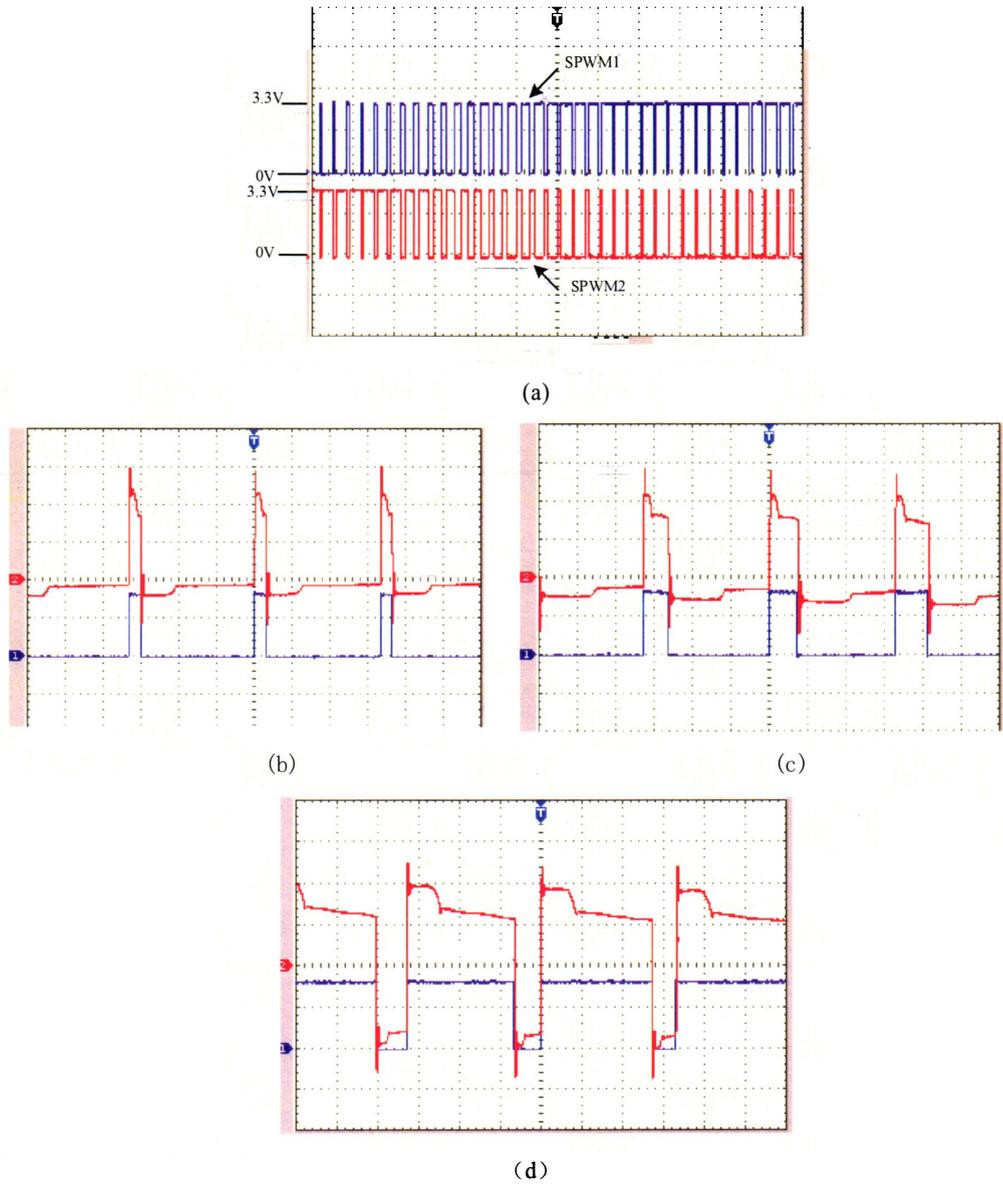


图 5-1 同一桥臂输出的 SPWM 波

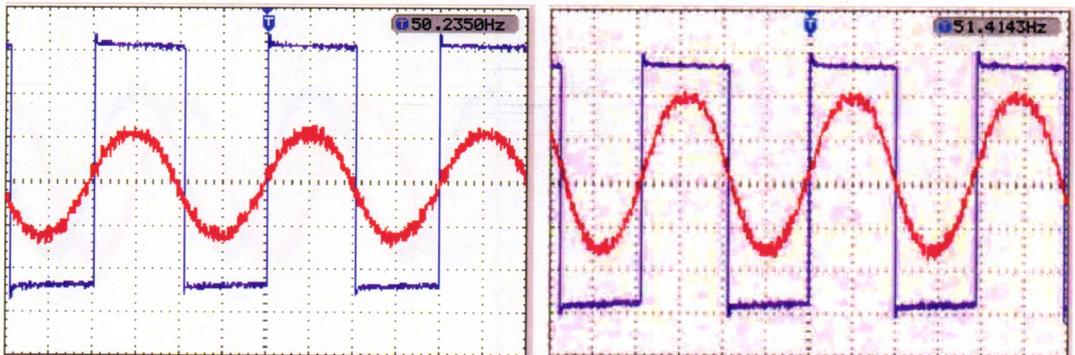
Fig.5-1 Output SPWM waveforms of the same bridge arm

图 5-1(a)为 DSP 控制输出的是同一桥臂的 SPWM 波, 频率为 15kHz, 死区时间为 4.73us, 载波个数 $N=15\text{kHz}/50\text{Hz}=300$, 其脉宽成正弦规律变化。(b)-(d)中红色带尖峰波形 10V/格, 蓝色平滑的方波为 2V/格。红色带尖峰波形为经过脉冲变压器隔离的 SPWM 脉冲, 蓝色平滑的方波为 DSP 输出的驱动信号。由图可以看出经过 TLP250 驱动电路后信号可以增强到 10V~20V。通过脉冲隔离变压器电路后, 有一定的信号尖峰和负电压产生可以准确快速地控制开关管的通断, 输出正弦规律的开关函数, 实现正弦逆变。

5.2 锁相环处理相位和频率

检测到的正弦波信号经过过零比较器和信号调理电路生成匹配的方波信号, 送到 DSP, 使其检测信号的相位和频率。图 5-2 为检测到的正弦波信号。系统中需要检测到并网电压和并网电流的全部信息。图(a)中蓝色方波 500mV/格, 红色正弦波并网电流为 10V/格, 电流由系统输出 10Ω 纯电阻负载两侧电压换算而来。图 (b) 中方波 500mV/格, 红色正弦波为 $10\times 10\text{V}/格$, 蓝色方波为 500mV/格, 读数 0V~3.3V。

图 5-1 上升沿对应正弦信号相位的 0° , 下降沿对应 180° , 周期为 0.02s, (a)中逆变输出的电流和(b)中的电网电压其谐波含量均在 5%以下。



(a) 输出电流的相位检测波形

(b) 电网电压的相位检测波形

图 5-2 检测到的正弦波的相位

Fig.5-2 The phase of sine waveforms form detecting

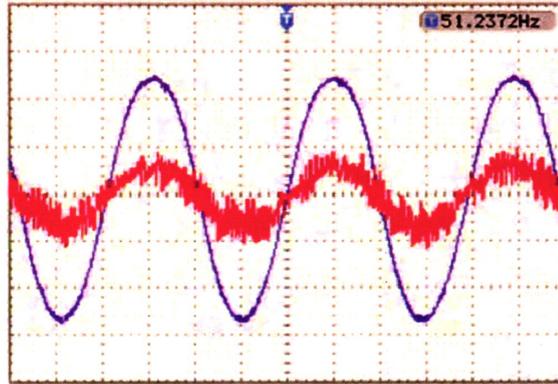
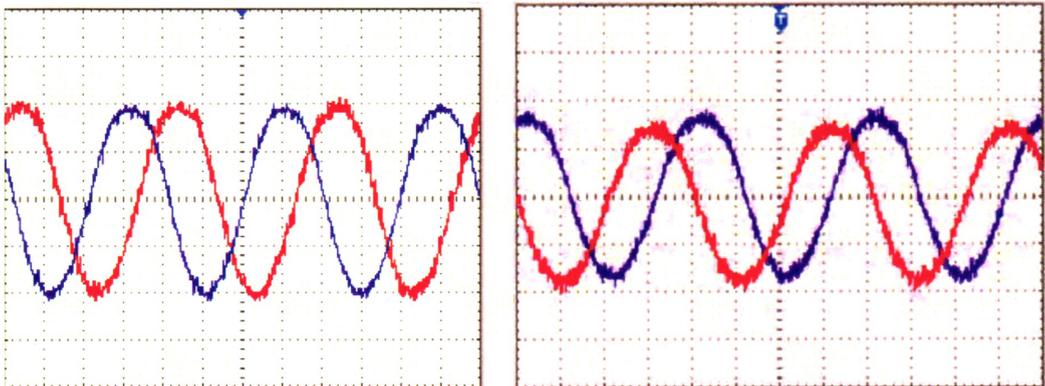


图 5-3 输出的电流与电网电压波形

Fig.5-3 Output waveforms of the current and grid-connected voltage

图 5-3 为一相逆变输出电流与电网电压波形，图中红色小波形为逆变输出电流，10V/格，所获波形为大功率纯电阻丝约 10Ω 的两端电压。蓝色较大的波形为并接的线电网电压， $10\times 10\text{V}/\text{格}$ ，由图可见逆变输出电流基本与电网同步。

5.3 主功率电路逆变输出三相电流波形



(a)三相电网电压波形

(b)逆变输出的三相并网电流

图 5-4 系统输出的三相正弦波形

Fig.5-4 Three-phase sine waveforms of the system

图 5-4(a)为三相电网相电压输出波形， $10\times 10\text{V}/\text{格}$ 。(b)为负载约为 10Ω 的大功率纯电阻丝的两端电压波形， $5\text{V}/\text{格}$ ，可以准确反映逆变输出的三相电流，其相位差为 120° 。结合图 5-3 和图 5-4 可以看出输出的三相并网电流基本能同步跟踪电网电压变化，波形谐波含量较小，基本满足并网要求。

5.4 本章小结

通过实验波形观察，可以看出系统输出的三相并网电流能基本与电网电压同步，基本满足并网要求，但是逆变输出的三相电流的谐波含量仍较大，跟踪电网相位有一定偏差，需要提高检测精度和提高滤波效果。

第六章 工作总结与展望

6.1 工作总结

光伏并网逆变器是太阳能开发利用的关键部分，其市场化的发展前景非常广阔，本文针对太阳能光伏电池输出电能特性，设计一台 1kW 电压型单级式三相光伏并网逆变器，以 TMS320F2812 为控制核心，采用双闭环 PI 调节的 SPWM 控制策略，结合仿真模型完成了系统的硬件设计和软件设计，系统输出电流能基本与电网电压同步，满足设计要求，取得一定的成果。

本文完成的主要研究工作有：

- (1) 分析在光伏发电系统中，光伏并网逆变系统的常用几种拓扑电路和控制策略，提出基于电流瞬时值的双闭环 PI 控制和 SPWM 调制技术相结合的控制策略。
- (2) 建立系统数学模型，通过 MATLAB/Simulink 工具对系统物理模型进行仿真，设计系统各个工作模块，确定参数，仿真结果验证系统模型和控制策略的正确性。
- (3) 对系统进行硬件设计，包括主电路、驱动电路、采样检测电路、过零检测电路、信号调理电路、保护电路等模块等，完成各个模块电路搭建和电路参数的确定。
- (4) 对系统进行软件设计。控制系统选择 TMS320F2812 开发系统，在 CCS3.3 的编程环境下，编写系统程序，包括 AD 采样程序、中断捕获、SPWM 生成、过压过流保护等。
- (5) 进行相关实验结果分析，验证系统的稳定性和可靠性。

6.2 工作的进一步展望

在三相光伏并网逆变器的研究中，仅适用于三相电网平衡的条件。当三相电网不平衡时，其控制性能将会发生突变，且各类不同负载的连接特点也会造成故障的发生等，这些情况下系统没有进行试验。下一步需要针对三相电网不平衡以及本地不平衡负载等一系列特点对系统进行改进，使系统可靠并网。

根据系统存在的实际问题，本人认为系统还有许多需要改进和完善的地方，比如有

- (1) 系统信号检测的精度不够，电磁兼容性较差。

- (2) 输出并网电流的谐波含量仍比较大，滤波器的设计可以考虑 LC 型，或者提高滤波器的精确度，最后应尽量降低滤波器的体积和成本。
- (3) 针对太阳能光伏电池阵列输出的 VI 特性，系统可增加前向 DC/DC 控制级数，如太阳能最大功率跟踪、系统孤岛检测等，提高系统经济效益和增强系统的可靠性。
- (4) 系统的控制核心、DSP 的电源模块和各大模块的电源部分没有与主电路等其他电路整合在一起，整个电路板的设计分散、不紧凑，另外系统智能化低，可以增加些人机交互形式，如液晶显示器、声控、光控等友好的智能技术。另外可以添加通信技术、预测技术来完善系统的控制。
- (5) 系统的独立工作模式和并网工作模式的切换没有实现，可以设计这两个模式自由切换，提高系统的灵活性，另外可以添加一些报警信号灯如 LED 以及蜂鸣器等。

参考文献

- [1] 雯沁. 敲响世界能源安全警钟[N]. 地质勘查导报, 2008-3-6(4)
- [2] 李维安. 全球能源展望[N]. 中外科技情报, 2007(8)
- [3] 时臻丽. 世界可再生能源发展动向[J]. 中国能源, 2006,28(11):26-29
- [4] 赵春江. 放下武器、共享能源——展望全球 PV 供电系统[N]. 观察与探索, 2011(3)
- [5] 赵玉文, 吴达成. 中国光伏产业发展研究报告[J]. 太阳能, 2008(6)
- [6] Travis Hoiium. 2011 太阳能五大预测[J]. 财经光伏, 2011,1:20
- [7] 张兴, 曹仁贤. 太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011
- [8] 汪光裕. 光伏发电与并网技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010
- [9] MEINHARDT M, CRAMER G. Past, present and future of grid connected photovoltaic and hybrid power systems[J]. Proceedings of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting: Vol, Jul 16-20, 2000, Seattle, WA, USA. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2000:1283-1288
- [10] 王立乔, 孙孝峰. 分布式发电系统中的光伏发电技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010
- [11] 林飞, 杜欣. 电力电子应用技术的 MATLAB 仿真[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009
- [12] Dai M, Marwali M N, Jung J W, et al. Power flow control of a single distributed generation unit with nonlinear local load[C]. Power Systems Conference and Exposition 2004. IEEE PES. NY9 USA: IEEE. 2004:398-403;
- [13] Mekhilef S, Rahim N A. Implementation of grid-connected photovoltaic system with power factor control and islanding detection[C]. Power Electronics Specialists Conference 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. Aachen. Germany: IEEE. 2004: 1409-1412;
- [14] Infield D G, Onions P, Simmons A D, et al. Power quality from multiple grid connected single-phase inverters[J]. Power Delivery. IEEE Transactions on 2004. 19 (4):1983-1989;
- [15] 张崇巍, 李汉强. 运动控制系统[M]. 湖北: 武汉理工大学出版社, 2002
- [16] 姜子晴, 陈照章, 徐晓斌等. 基于 MATLAB 光伏并网逆变系统的仿真研究[J]. 通信电源技术, 2007, 24(4):18-20

- [17]张蕾, 赵玺. 光伏逆变器三相锁相环技术与仿真[J]. 科学技术与工程, 2010,10(28): 7011-7013
- [18]刘凤君. 现代逆变技术及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006
- [19]Zare F, Ledwich G. A hysteresis current control for single-phase multilevel voltage source inverter: PLD implementation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 31-73863
- [20]Viorel Badescu. Dynamic model of a Complex System Including PV Cells, Electric Battery, Electrical Motor and Water Pump[J]. Energy, 2003, 28(12): 1165-1181
- [21]蒋立, 张先飞, 郑建勇. 直接电流单周控制 Z 源并网逆变器的研究[J]. 电源技术应用, 2008, 11(9): 19-24.
- [22]张超, 王章权, 蒋燕君等. 无差拍控制在光伏并网发电系统中的应用[J]. 电力电子技术, 2007, 41(7): 3-5
- [23]黄先伟. 三相光伏并网控制系统的研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2009
- [24]王建元, 俞红祥, 王琦等. 基于 DSP 新型 PWM 三相逆变器的研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2006, 15(4): 38-41
- [25]吴佳宇, 马秀娟, 孙玉德等. 光伏并网逆变器控制策略研究[J]. 电源技术应用, 2009, 12(8): 10-12(31)
- [26]王峥. 三相脉宽调制功率变换器中电流滞环控制方法的研究[J]. 电机与控制应用, 2010, 37(4): 44-48
- [27]姚志垒, 王赞, 肖岚等. 一种新的逆变器并网控制策略的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18): 61-64
- [28]王东. 太阳能光伏发电技术与系统集成[M]. 北京: 化学工业出版社, 2011
- [29]BIEL D, GUINFOAN F, FOSSAS E. Sliding-mode control design of a Boost-Buck switching for AC signal generation. IEEE Trans. On Circuits and Systems, 2004, 51(8): 1539-1551
- [30]陈晓高, 付青, 周龙华. 基于 DSP 锁相技术的光伏并网逆变器控制[J]. 中山大学研究生学刊, 2007, 28(3): 64-70
- [31]陈厚岩, 王环, 许洪华. 具有零电流关断特性的并网型光伏逆变器研制[J]. 电力电子技术, 2005, 39(3): 38-39

- [32]Hua C,Hoft R G..High Performance Deadbeat Controlled PWM Inverter using a Current Source Compensator and Nonlinear Loads[A].23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference,1992[C].1992:4430~4501
- [33]M.Azizur Rahman,Tawfik S.Radwan, Ali M.Osheiba,Azza E.Lashine.Analysis of Current Controllers for Voltage-Source Inverter[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,1997,44(4):477-485
- [34]吴理博, 赵争鸣, 刘建政等.具有无功补偿功能的单级式三相光伏并网系统[J].电工技术学报, 2006,21(1):28-32
- [35]王飞, 余世杰, 苏建徽等.太阳能光伏并网发电系统的研究[J].电工技术学报.2005, 20(5):87-91
- [36]周东.三相光伏并网电流型 PWM 逆变器的研究[D].杭州: 浙江大学, 2010
- [37]王娉婷.光伏并网发电装置的研究[D].南京: 南京师范大学, 2011
- [38]余学进.基于 DSP2812 的光伏并网逆变器的研究与设计[D]. 济南: 山东大学,2010
- [39]时智勇.三相单级式光伏并网发电系统综合控制与应用[D]. 北京: 北京交通大学, 2009
- [40]王章权.1KW 光伏并网发电系统的实现[D].杭州: 浙江大学,2006
- [41]Kerekes, T.;Teodorescu, R.; Liserre,M..Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid[J]. Industrial Electronics, 2008.IEEE International Symposium on, Page(s): 2390–2395.
- [42]杨军, 金新民, 童亦斌.基于 DSP 小功率光伏并网逆变器的设计[J].变压器世界, 2007(10):45-47
- [43]庞浩, 俎云霄, 王赞基.一种新型的全数字锁相环[J].中国电机工程学报, 2003,23(2): 37-41(131)
- [44]徐柯军, 陶维青, 汪海宁. DSP 及其电气与自动化工程应用[M].北京: 北京航空航天大学出版社, 2010
- [45]顾卫刚.手把手教你学 DSP—基于 TMS320X281X[M].北京: 北京航空航天大学出版社, 2011
- [46]孙丽明. TMS320F2812 原理及其 C 语言程序开发[M].北京: 清华大学出版社, 2008
- [47]蒋华, 穆新华, 葛红娟.基于 DSP 控制数字化三相逆变器设计研究[J].电源世界, 2005(7):60-62

- [48]王正, 潘高强.三相 SPWM 逆变电源输出电压的谐波抑制综合方法[J].电气技术, 2010(1):37-40(58)
- [49]曹雷, 张建成.光伏并网逆变器死区效应研究[J].电网与清洁能源,2010,26(9):48-53
- [50]马茜, 戴瑜兴, 易龙强.基于 DSP 的光伏并网发电系统软件锁相技术[J].电力自动化设备, 2010, 30(2):99-102
- [51]崔彬,石锋杰.10kVA 逆变器的保护电路的设计[J].电源技术应用,2007,10(11):34-38
- [52]Hung G K, Chang C C, Chen C L. Analysis and Implementation of a Delay compensated Deadbeat Current Controller for Solar Inverters. IEEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems[C].2001,148(5):279-286
- [53]张强, 刘建政, 李国杰.单相光伏并网逆变器瞬时电流检测与补偿控制[J].电力系统自动化, 2007, 31(10):50-54
- [54]李庚银, 陈志业, 丁巧林等.dq0 坐标系下广义瞬时无功功率定义及其补偿[J].中国电机工程学报, 1996, 16(3):176-179
- [55]石燕宏, 金元浩, 闫士杰.Clark 和 Park 变换在 DSP 上的实现[J].基础自动化, 2000, 7(2):14-16
- [56]郑丹, 曾国宏, 沈志达等.基于 Park 变换的改进谐波分析算法[J].计算机工程与设计, 2009,30(6):1480-1482
- [57]Kerekes, T.; Liserre, M.;Teodorescu, R.; Klumpner, C.; Sumner, M..Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume:24, Issue: 9,2009,Page(s):2202-2211
- [58]Araujo, S.V.; Zacharias, P.; Sahan, B..Novel grid-connected nonisolated converters for photovoltaic systems with grounded generator[C]. Power Electronics Specialists Conference,2008,Page(s):58-65
- [59]Kerekes, T.; Teodorescu, R.; Borup, U..Transformerless Photovoltaic Inverters Connected to the Grid[C]. Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 Twenty Second Annual IEEE, 2007, Page(s):1733-1737
- [60] <http://www.globepv.com/>

致谢

在论文完成之际，谨向教导、支持、鼓励、关心和帮助我的师长、同学、亲友们表示我最真诚地谢意！

本论文从选题到课题研究设计完成，我的导师龚仁喜教授给予我莫大的支持和帮助。在研究生的求学期间，导师那渊博的知识、严谨的治学态度、敏捷的思维以及实事求是的作风深深地影响着我，让我终身受益。在学习上得到导师的耐心指导，在生活上遇到困难时，得到导师和师母孟老师莫大的关怀和帮助，导师恩重如山，我将铭记于心。岁月如梭，师恩难忘，在此向我的导师致以我最高的敬意和最衷心的感谢！同时感谢李崎勇和黄阳老师，在课题的研究过程中李老师的技术指导使我受益匪浅，在学习和生活方面黄老师的关怀让我倍受感动，借此机会向你们表达我诚挚的谢意。祝愿老师们工作顺利，取得更辉煌的成就。

另外，感谢实验室的同学们和同届的同窗们，在一起学习和生活的日子过得非常开心，感谢你们给予我的帮助，谢谢你们，愿我们的友谊天长地久。感谢我的家人以及亲朋好友们，你们的无私奉献让我时刻沐浴在亲情和友情的幸福当中，谢谢你们，愿你们永远身体健康、生活幸福。

最后，衷心感谢各位评审专家，谢谢你们的细心指导和提出宝贵意见，我将在以后的研究工作中不断地改进和完善，争取更大的进步。

攻读学位期间发表论文情况

- 1.马献花, 龚仁喜, 李畸勇, 卓浩泽.基于模糊滞环宽度控制的三相光伏并网逆变系统研究[J].电测与仪表, 已录用。
- 2.谢玲玲, 龚仁喜, 卓浩泽, 马献花.电压模式控制 DCM Boost 变换器切分岔研究[J].物理学报 (SCI 收录), 2012,61(5):058401-1-058401-7。
- 3.卓浩泽, 龚仁喜, 李畸勇, 马献花.基于 Nios II 的 Boost 型功率因数校正变换器数字控制研究[J].电力电子技术, 2012,46(6): 45-47
- 4.亢旋, 龚仁喜, 李畸勇, 马献花.无刷直流电机模糊 PI 速度控制系统的仿真[J].电测与仪表, 已录用。

三相光伏并网逆变器的研究

作者：[马献花](#)
学位授予单位：[广西大学](#)

本文链接：http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y2406716.aspx