

合肥工业大学

硕士学位论文

光伏并网/独立供电两用逆变电源的研究

姓名：吴杰

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：茆美琴

20050601

摘 要

光伏并网发电系统与光伏独立供电系统是光伏系统技术中的重要应用领域，其适宜于不同的应用场合，两者的有效结合即将并网发电功能与独立逆变供电功能集于一体，可以进一步拓展其应用范围并简化结构和减少投资。本文在对并网逆变和独立逆变技术研究的基础上，根据其结构和控制的特点，成功实现并网发电与独立供电的系统集成，下面是本文所做的工作。

1. 能够完成独立逆变、并网逆变、SPWM 整流充电等工作模式的切换与控制。
2. 独立逆变的控制策略选择，包括输出电压控制方式的选择。分析了死区对输出波形的影响及其补偿方式。
3. 对光伏并网逆变中输出电流的控制策略做了分析比较，采用了前馈加反馈的复合控制策略，使系统的稳定性和快速性都满足要求。
4. 采用以负载获得功率的变化代替传统的以光伏阵列输出功率的变化来进行最大功率跟踪的控制策略，实现了光伏阵列的真正最大功率点跟踪（TMPPT）。
5. 分析了发生孤岛效应的原因，采用了基于主动频率偏移方式实现孤岛效应防止。
6. 设计出以 DSP 芯片 TMS320LF2407A 为控制核心的逆变装置，实现了它和 W77E58 芯片的监控、显示和通讯功能。

关键词： 并网逆变 独立逆变 SPWM 整流 孤岛效应 最大功率跟踪 DSP 控制器

Abstract

Photovoltaic grid-connected system and photovoltaic independent system are two main application field of photovoltaic technique, which is used in various situation. Therefore, the efficient integration of the two function will enlarge its range of application and decrease its cost. According to the characteristic of structure and control, grid-connected generation and independent power are integrated in one system successfully. The main study of this paper as follows:

- 1: Achieved the function of independent invert, grid-connected invert, SPWM charging, what more, the different modes could be switched.
- 2: Chosen an appropriated control strategy for independent inverter such as output voltage. The influence and compensation of dead-time is analyzed.
- 3: Compared and analyzed the control of current in grid-connected inverter. An hybrid control with forward feed and feedback is adapted in this paper, and the results of stability and fast response are satisfied.
- 4: Achieved the true maxim power point trace of solar array by adapting an improved MPPT control, which trace the load power instead of the power of solar array.
- 5: Active Frequency Drift to realize the anti-island function according to the reason of island effect.
- 6: Designed the inverter with DSP(TMS320LF2407A) and its communication with W77E58.

Key words : single invert, grid-connected invert, SPWM charging, islanding effect, TMPPT, DSP control.

合 肥 工 业 大 学

本论文经答辩委员会全体委员审查，确认符合合肥工业大学硕士学位论文质量要求。

答 辩 委 员 会 签 名

主 席：刘正之 中科院等离子体物理所 研究员

委 员： 姜建敏 合肥工业大学 教授
丁明 合肥工业大学 教授
张国华 合肥工业大学 副教授
孙佩石 合肥工业大学 副教授

导 师： 薛美琴

插图清单

图 1— 1 带工频变压器的独立发电系统框图	2
图 1— 2 带工频变压器的并网发电系统框图	2
图 1— 3 带 DC/DC 升压的独立发电系统框图	2
图 1— 4 带 DC/DC 升压的并网发电框图	3
图 2— 1 系统结构图 1	5
图 2— 2 系统结构图 2	5
图 2— 3 系统结构图 3	6
图 2— 4 太阳能电池阵列的 $I-V$ 特性曲线	8
图 2— 5 不同日照量下的 $I-V$ 和 $P-V$ 特性曲线	9
图 2— 6 SPWM 整流充电控制结构图	10
图 3— 1 系统独立逆变结构图	12
图 3— 2 逆变系统的稳态结构框图	14
图 3— 3 采用前馈校正的独立逆变系统结构图	15
图 3— 4 加入死区时间图	15
图 3— 5 死区产生分析图	16
图 3— 6 死区对输出的影响	17
图 3— 7 电流反馈型补偿	18
图 3— 8 电压反馈型补偿	19
图 3— 9 电流反馈型死区补偿流程	19
图 4— 1 带工频变压器的逆变结构图	20
图 4— 2 带 DC/DC 升压的逆变结构图	20
图 4— 3 电压型并网主电路拓扑	21
图 4— 4 并网系统常用 DC/DC 变换器拓扑	22
图 4— 5 采用滞环比较器的瞬时值比较方式的原理图	23
图 4— 6 定时控制的电流瞬时值比较方式原理图	24
图 4— 7 电流三角波比较方式的原理图	24
图 4— 8 单相并网示意图	25
图 4— 9 单相并网结构图	26
图 4— 10 逆变环节反馈控制结构图	26
图 4— 11 加前馈的并网系统结构框图	27
图 4— 12 并网系统控制框图	27
图 4— 13 光伏并网系统定电压型控制原理图	30
图 4— 14 搜索最大功率点	31
图 4— 15 MPPT 最大功率跟踪原理结构图	31
图 5— 1 系统控制电路	38
图 5— 2 M57962L 功能框图	39
图 5— 3 M57962L 驱动电路示意图	40

图 5— 4 HCPL—4504 功能框图	40
图 5— 5 IPM 模块驱动电路示意图	41
图 5— 6 串口通信接口电路	42
图 5— 7 W77E58 与液晶显示屏接口电路	43
图 5— 8 键盘电路	43
图 5— 9 双串口通讯电路	44
图 5— 10 多机组网运行示意图	45
图 5— 11 直流过压保护	45
图 5— 12 直流过流保护	46
图 5— 13 驱动电源欠压保护	46
图 5— 14 散热器过热保护	46
图 6— 1 主程序流程图	47
图 6— 2 PWM 中断程序流程图	48
图 6— 3 捕捉中断流程图	49
图 6— 4 监控系统主程序流程图	50
图 6— 5 键盘模块流程图	50
图 6— 6 显示模块流程图	51
图 6— 7 通讯模块流程图	52
图 6— 8 串口 0 中断程序流程图	53
图 6— 9 串口 1 中断流程图	53
图 7— 1 3 千瓦并网电流和电网电压的波形	54
图 7— 2 独立逆变空载电压和电流波形	55
图 7— 3 独立逆变带 3 千瓦阻性负载电压波形	55

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注和致谢的地方外，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。

学位论文作者签名：吴杰 签字日期：2005年6月17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，允许论文被查阅和借阅。本人授权合肥工业大学可以将学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印和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)

学位论文作者签名：吴杰

导师签名：薛美琴

签字日期：2005年6月17日

签字日期：2005年6月17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

首先感谢我的导师茆美琴老师，从论文的最初选题到最终定稿，茆老师都给予了大量的指导和帮助，在整个论文工作期间，茆老师严谨的治学态度、渊博的专业知识和诲人不倦的作风给我留下了深刻的印象，让我受益非浅。我要向我敬爱的导师表示由衷的敬意和真诚的感谢。

感谢苏建徽老师对我的谆谆教导。没有苏老师的殷切关怀，我是不可能这么顺利完成我的硕士论文的，我的每一点进步和成绩都是和苏老师的帮助分不开的。毕业之际，我几乎无法用词语准确地表达我对苏老师的崇敬和无限感激。

张国荣老师在我实际的学习过程中给予了极大的帮助。可以说学习中没有张老师不厌其烦的讲解和指导，我不可能有今天这么多的成绩，谢谢您张老师！

另外，我还要感谢能源所的其他老师，在我遇到困难时，他们总是无私地耐心给我帮助。他们对我的论文同样给予了极大的帮助和支持。他们是杜燕老师、汪海宁老师、刘翔老师、杜雪芳老师、张键老师。

向关心和帮助我的同学表示深深的谢意，我们互相学习，共同进步，我从他们那里学到了许多宝贵的经验和知识，他们分别是郑诗程、王雪飞、叶爱芹、鞠洪新、任祖德等、魏刚、黄媛、朱小强、马志保、齐发、张志刚、谢磊等同学，还有师弟潘江洪、公平、梁海涛等同学。

最后要向关心我的家人和朋友表示我最深切的敬意和衷心的祝福！

作者：吴 杰

2005年5月15日

第一章 绪 论

进入 21 世纪以后越来越多的人开始关心能源问题，原因很简单，就是不可再生能源的枯竭造成的，如何解决能源问题，是每个国家都必须面临的，在人们继续发掘新的矿物能源的同时，可再生能源的利用也就越来越显得重要，尤其是太阳能，它已逐渐成为一种重要的矿物能源的替代形式，无声无息的进入了人类的生活圈。

1. 1 太阳能的利用形式

太阳能是各种可再生能源中最重要基本能源，生物质能、风能、海洋能、水能等都来自太阳能，广义地说，太阳能包含以上各种可再生能源。太阳能作为可再生能源，是指太阳能的直接转化和利用具有可持续性。通过转换装置把太阳辐射能转换成热能利用的属于太阳能热利用技术，再利用热能进行发电的称为太阳能热发电，也属于这一技术领域；通过转换装置把太阳辐射能转换成电能利用的属于太阳能光伏发电技术，光电转换装置通常是利用半导体器件的光伏效应原理进行光电转换的，因此又称太阳能光伏技术。

太阳能的利用主要有以下三种形式：

1. 太阳能的热利用

(1) 太阳能热水器 (2) 太阳能建筑 (3) 太阳能热发电

2. 太阳能的光化学利用

太阳能的光化学利用主要是指：太阳能光合作用、太阳能化学储存、太阳能催化光解水制氢、太阳能光电化学转换（如染料敏化纳晶半导体薄膜太阳能电池等）等方面的新技术，其中令人看好的能制氢技术将可能是促进人类大规模利用太阳能的关键技术之一。

3. 太阳能的光伏利用

太阳能的光伏利用是太阳能利用的主要形式，主要分为五类：(1)独立发电系统 (2)并网发电系统 (3)光电光热结合系统 (4)风光互补系统 (5)专用系统。

以上形式中光化学转化在自然界中以光合作用为主要存在形式，人类不能很好的利用；光热利用由于受到能量传输不方便因素的影响，一般只能就地使用，而光伏利用体现在光伏发电上，它是以电能形式表现，在存储、传输、通用性等方面都有着很大优势，随着半导体工业的发展，蓄电池成本的降低和使用效率的提高，太阳能的光伏利用必将成为一种重要的能源利用形式。

1.2 电力电子技术在光伏技术中的应用

光伏利用的两种重要形式是太阳能独立发电和太阳能并网发电，这两种形式的系统框图有如下几种：

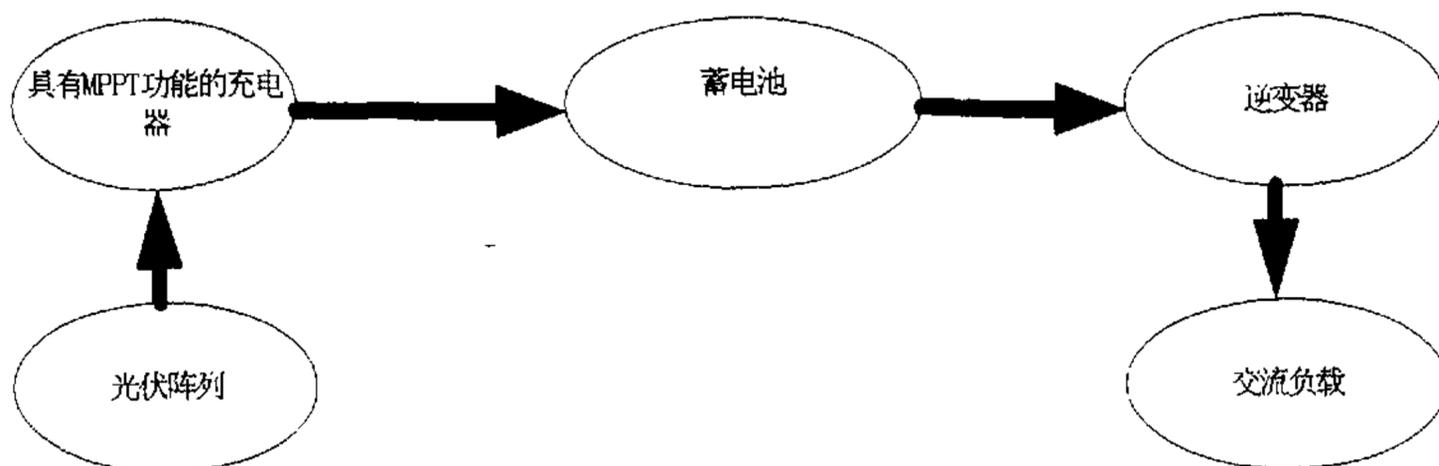


图 1-1 带工频变压器的独立发电系统框图

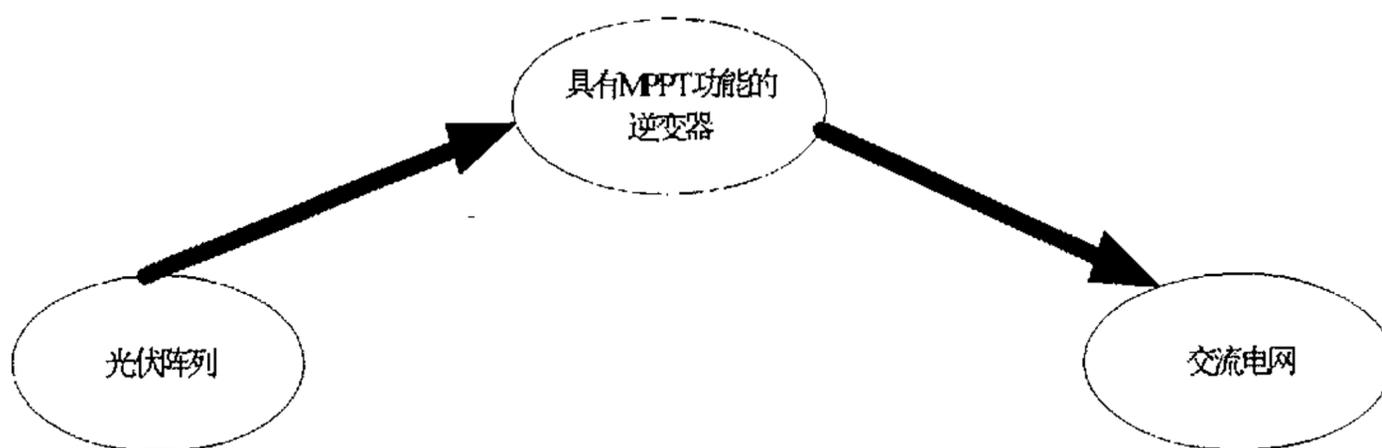


图 1-2 带工频变压器的并网发电系统框图

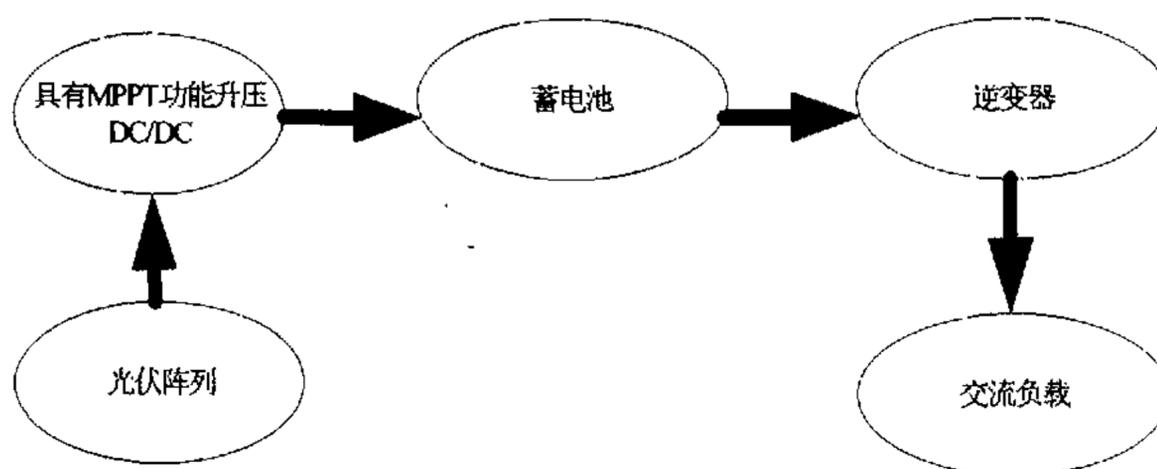


图 1-3 带 DC/DC 升压的独立发电系统框图

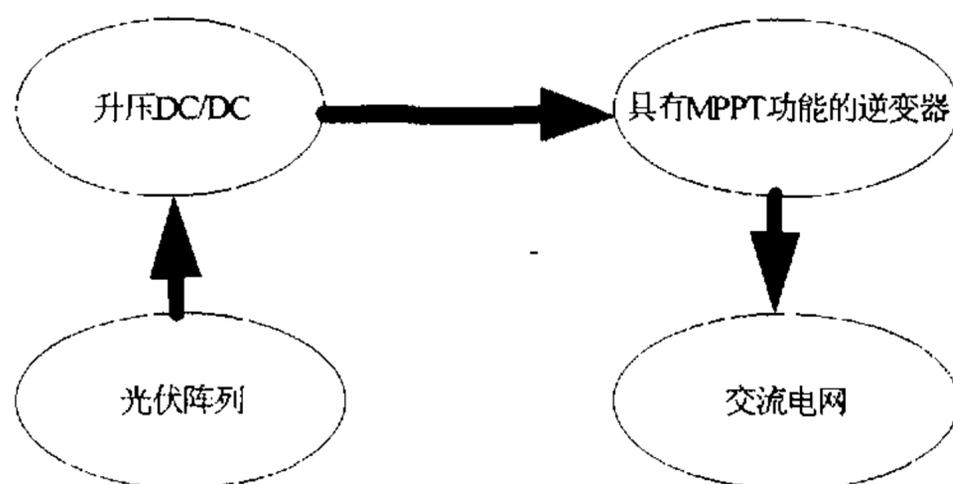


图 1— 4 带 DC/DC 升压的并网发电框图

图 1—1 中太阳能电池首先将太阳能转化成直流电能形式，由带有最大功率点跟踪的光伏充电器将太阳能电池中的电能以最大功率给蓄电池充电，然后由逆变器将蓄电池能量逆变成交流电能，最后由工频变压器升压后再供交流负载使用。而图 1—2 与图 1—1 不同之处在于它以电网作为负载，并且没有蓄电池环节，它的最大功率跟踪控制靠软件实现。图 1—3 是带 DC/DC 升压的逆变方式，它首先将太阳能电池转化来的能量通过一个 DC/DC 环节从较低的直流电压升高到所需的电压值，再经过逆变器逆变成交流电给负载供电，省去了图 1—1 和图 1—2 中的工频升压环节，但需要更多数量的蓄电池。图 1—4 与图 1—3 的区别在于负载不同，它是以电网作为负载，并且少一个蓄电池环节。

由上可知，无论是充电器、DC/DC 环节，还是逆变器，它们都离不开电力电子技术。一个性能优良的充电器是完成太阳能电池向蓄电池充电的重要环节、DC/DC 环节是实现高频逆变的核心、逆变器则是直流电能转化为交流电能的关键。所以说电力电子技术是光伏技术应用与推广的重要技术支撑。

1. 3 本课题的任务、目的、意义。

本课题的研究目的是研制智能化、高性能具有光伏并网/独立逆变功能的正弦波逆变电源，要求该逆变电源具有各种保护和运行控制功能，具有完善的运行参数显示和键盘监控能力，具有远程数据通讯能力，可以实现光伏发电和独立逆变供电功能。它的主要任务有以下几点：

1. 能够完成独立逆变、并网逆变、SPWM 整流充电等工作模式的切换。
2. 并网逆变的控制策略选择，包括电流控制方式选择、最大功率点跟踪、孤岛效应的防止。
3. 独立逆变的控制策略的选择，包括输出电压控制方式的选择。
4. SPWM 整流充电的实现。
5. 通讯功能的实现，包括下位机与监控板的通讯和监控板与上位机通讯。

本课题的意义是在并网逆变和独立逆变的基础上将并网逆变功能与独立逆变功能结合于一体，实现一机两用的功能，可以适合更多的应用场合，满足不同的用户需要。

第二章 并网发电/独立供电系统的工作原理

2.1 主电路拓扑结构分析

并网发电/独立供电系统是一种将有源逆变与无源逆变结合于一体的逆变装置，除了需要两种不同的控制策略外，还需要两套不同主电路，但是发现这两种逆变主电路的不同之处在于滤波环节不同，实际上可以通过对滤波参数进行整合折中，选用相同的滤波参数以满足需要，这样就能省去一套滤波装置，从而可以一机两用。本文采用了单相拓扑结构来实现两用功能。三相与单相实现原理一样，只是控制上要复杂些。

系统主电路根据实际设计有以下几种结构：

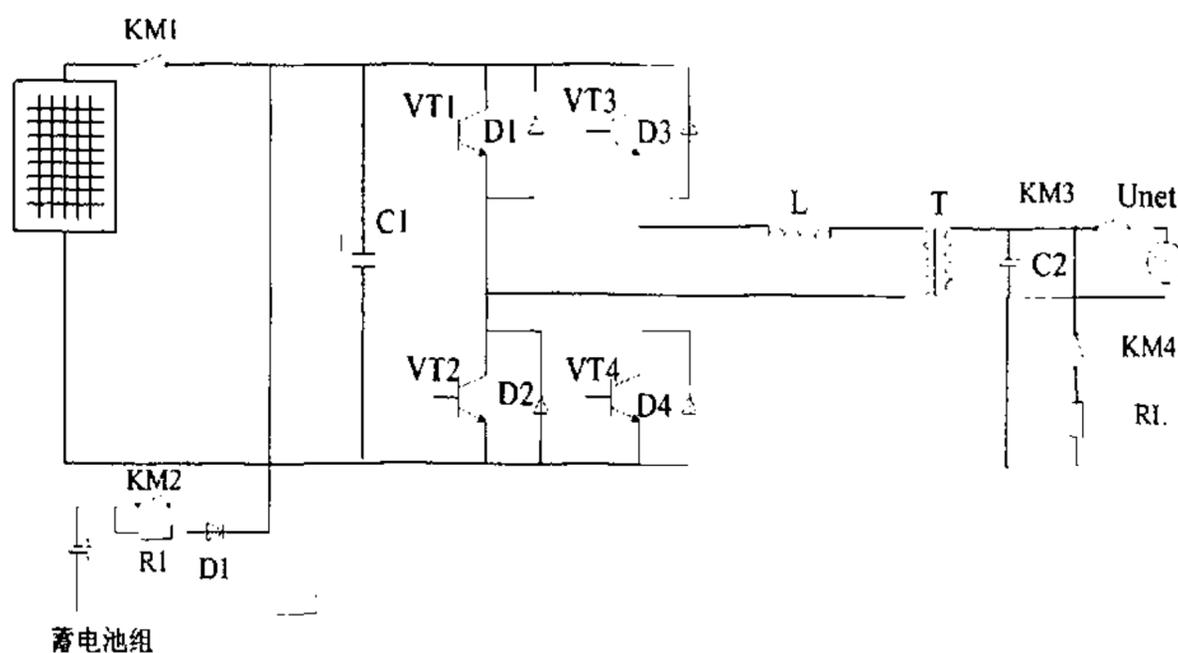


图 2-1 系统结构图 1

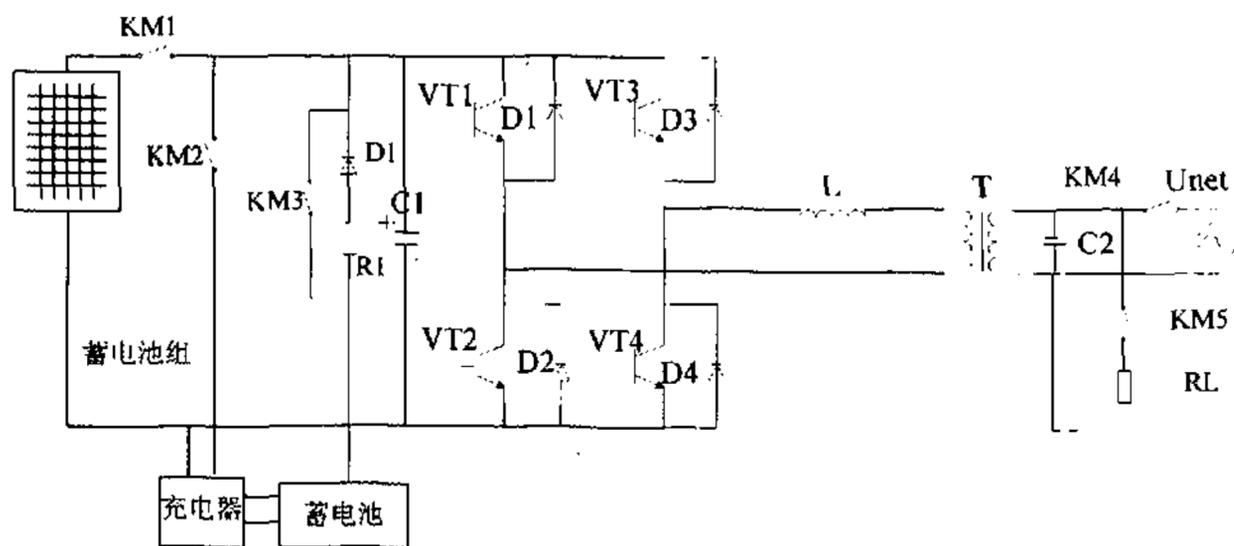


图 2-2 系统结构图 2

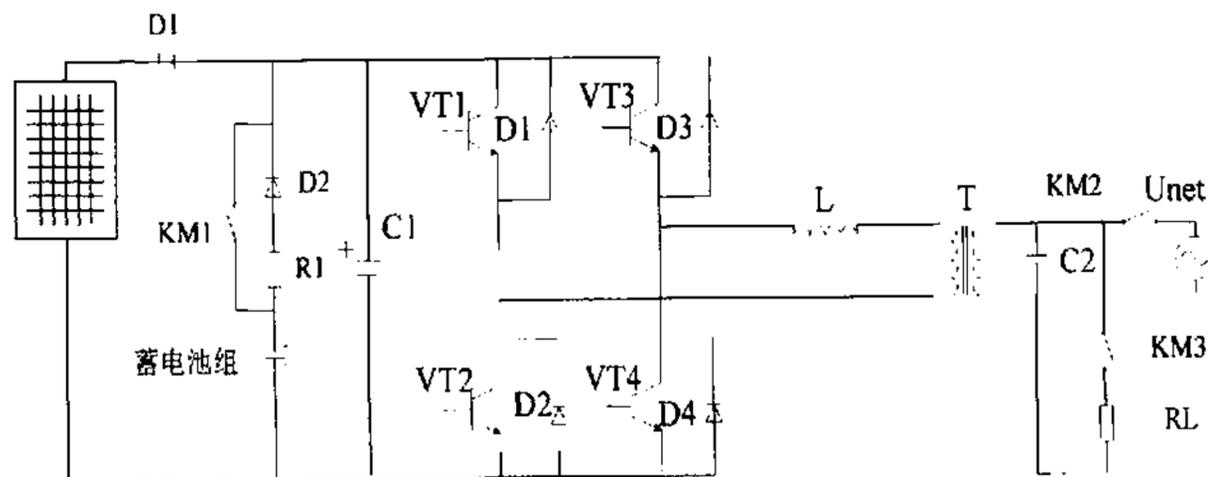


图 2— 3 系统结构图 3

图 2—1 是一种比较简单实用的结构，它的主要构成有：光伏阵列、蓄电池组、双向全桥变换器、并网逆变和独立逆变共用的滤波电感 L 、工频变压器、直流平波电容、软启动电阻、以及若干接触器。它的具体工作原理是：光伏阵列和蓄电池的直流电能可以由双向全桥变换器变换成交流电能，提供给负载或电网；电网的交流电能也可以由双向全桥变换器变换成直流电能，给蓄电池充电。图 2—2 与图 2—1 基本相同，只是多了一个太阳能充电器环节，这个环节的增加，使得蓄电池既可以由太阳电池充电，又可以由电网整流充电。但是显然增加了系统的成本。图 2—1 通过一个二极管来代替接触器 $KM1$ ，因为大容量的直流接触器价格比较昂贵，尽量少使用直流接触器，降低成本。于是得到图 2—3，但是由于系统在 SPWM 整流充电时需对直流电压控制，若太阳电池电压过高二极管导通，不利于直流电压控制。图 2—1 即是本文最后所采用的拓扑结构图。

2. 2 系统的工作模式

从系统要求出发，要具备以下几种工作模式是：

1. 并网逆变模式

这种工作模式的前提是天气晴好，且电网电压正常和蓄电池不需要充电。负载是交流电网和交流负载。

2. 独立供电模式

这种工作模式的前提是电网电压故障。蓄电池处于边充边放状态，这时一定要注意检测蓄电池的电压，不能过充。负载是交流负载。

3. 整流充电模式

这种工作模式的前提是电网电压正常且蓄电池欠压。负载是交流负载。

4. 电网给负载供电模式

电网正常，天气转阴（或夜间）且蓄电池电已充满，则由电网给负载供电，

逆变器不工作。

四种模式之间的四种切换过程如下：

1) 并网逆变和独立逆变之间的切换

系统开机后首先检测电网电压、蓄电池电压和太阳电池电压，如果电网电压正常，且太阳电池电压正常，蓄电池电压也是满的，这时可以进行并网发电，逆变器输出电压供给电网和交流负载，此时如果电网发生故障，则系统在检测到电网故障后会立即转入独立逆变状态，继续给负载供电，起到不间断电源的作用。当电网恢复后又继续并网发电。

2) 并网发电和整流充电之间的切换

当电网正常时，在进行并网发电时若发现蓄电池电量不满，则可以通过手动开关发一个 I/O 信号给控制器，控制器发相应的命令实现整流充电，此时系统停止并网，当蓄电池充满电后，检测并网条件符合后则自动再转到并网发电模式。

3) 独立供电模式和整流充电模式之间的切换

当系统工作在整流充电时，若电网发生故障，则系统检测到故障后立即转到独立供电模式。当系统工作在独立逆变状态时，电网恢复且蓄电池电量不足，这时系统又转到整流充电模式。

4) 独立供电和电网给负载供电模式之间的切换

当电网给负载供电时，突然电网发生故障，则系统会立即转入独立供电状态。当电网恢复时会继续转到由电网供电状态。

系统在不同的工作模式下所用的控制策略也不同。在并网模式时，需要控制与电网电压同步的并网电流，而且要保证太阳电池始终以最大功率输出；独立供电模式下，需要控制逆变器的交流输出电压；整流时需要控制交流输入电流，并且保证电流与电网电压反相，才能得到蓄电池的恒压、恒流控制。

2.3 蓄电池的充电管理

在独立供电模式下，铅酸蓄电池组工作在存储能量和释放能量状态。天气晴好且电网故障时，系统工作在独立逆变状态，可以根据负载大小和太阳电池阵列容量给蓄电池充电。当天气转阴（或天黑）且电网故障时蓄电池能量可以经过逆变给负载供电，蓄电池组的在这种工作环境下工作，会存在以下缺点：

- (1) 电源来自于光伏阵列接收到的太阳辐射能量，容量有限，并且受到时间、环境温度和太阳辐射强度等因素的影响，具有间断性的特点。
- (2) 蓄电池组的充放电次数频繁，经常工作于充放电状态。
- (3) 太阳辐射强度较高时，容易造成蓄电池组过充；太阳辐射强度较低时，又容易造成蓄电池组欠充。

这些缺点的存在可能使得昂贵的蓄电池组寿命减少，由于以上原因，为了

保证系统正常供电和蓄电池的长期使用，必须采用合理优化的控制方法来减小这些因素对蓄电池的影响。由文献可知，在对蓄电池充放电时，应尽可能地按照蓄电池所提供的充放电特性曲线进行，充电时一般采用三段式充电方式，先恒流充电，然后恒压充电，再涓流充电；当蓄电池工作于放电状态时，须设置蓄电池的放电电压下限值，保证蓄电池的放电深度，不能过放。所以，在蓄电池工作时须检测蓄电池的充电电流和端电压，这样才能实现对蓄电池的三段式充电管理以及放电管理。同时，由于温度也会影响蓄电池的特性曲线，温度不同，其欧姆内阻和过充电电压阈值也不同，因此，为了实现对蓄电池的有效管理，有时还须对蓄电池过充电电压阈值进行温度补偿。

在满足蓄电池的充放电要求后还需要根据太阳电池的特性来设计光伏充电器，即要进行最大功率点跟踪控制。

1. 太阳电池特性

由于太阳电池本身的特性和成本比较昂贵，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，以达到资源的最优利用，尤其是在大功率光伏并网系统中，最大功率点跟踪技术更显得重要。日照强度和电池结温是影响太阳电池阵列功率输出的两个重要参数，太阳电池结温和环境温度的关系依赖于日照强度，从太阳电池阵列的 $I-V$ 特性（图 2-4）和不同日照量下的 $I-V$ 和 $P-V$ 特性曲线（图 2-5）可以看出在日照度不变的条件下，当环境温度升高时，太阳电池的开路电压将减小，短路电流将有微小的增大。在环境温度不变的条件下，当日照度高时，太阳电池的短路电流 I_{sc} 将增大，开路电压 U_{oc} 将有微小的增大。考虑到日照度高时一般都具有较高环境温度，日照度低时一般都具有较低环境温度这一特点，太阳电池一天内最大功率点的轨迹接近于太阳电池某一恒电压处的功率轨迹。

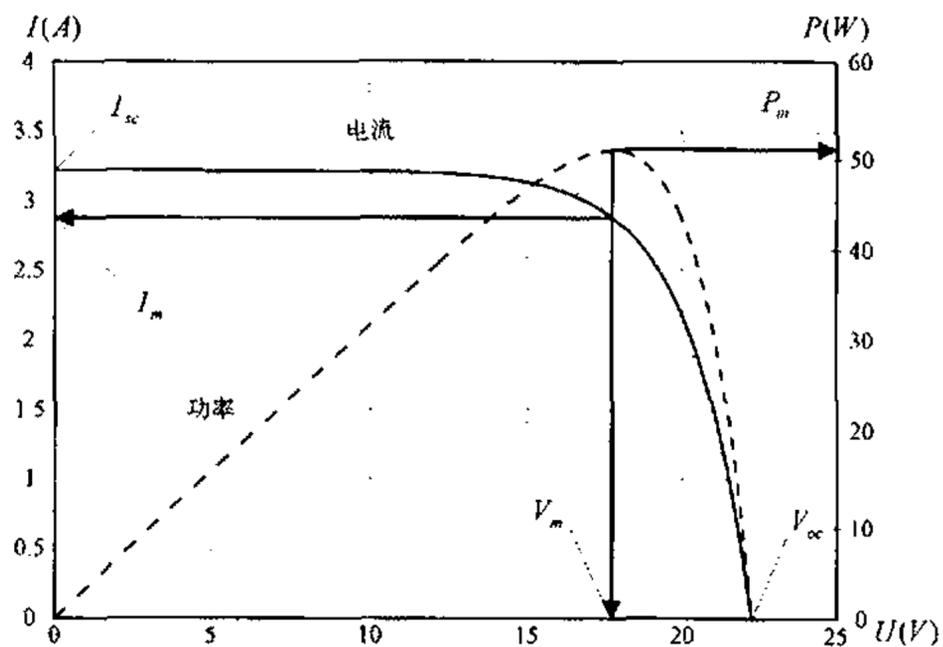


图 2-4 太阳电池阵列的 $I-V$ 特性曲线

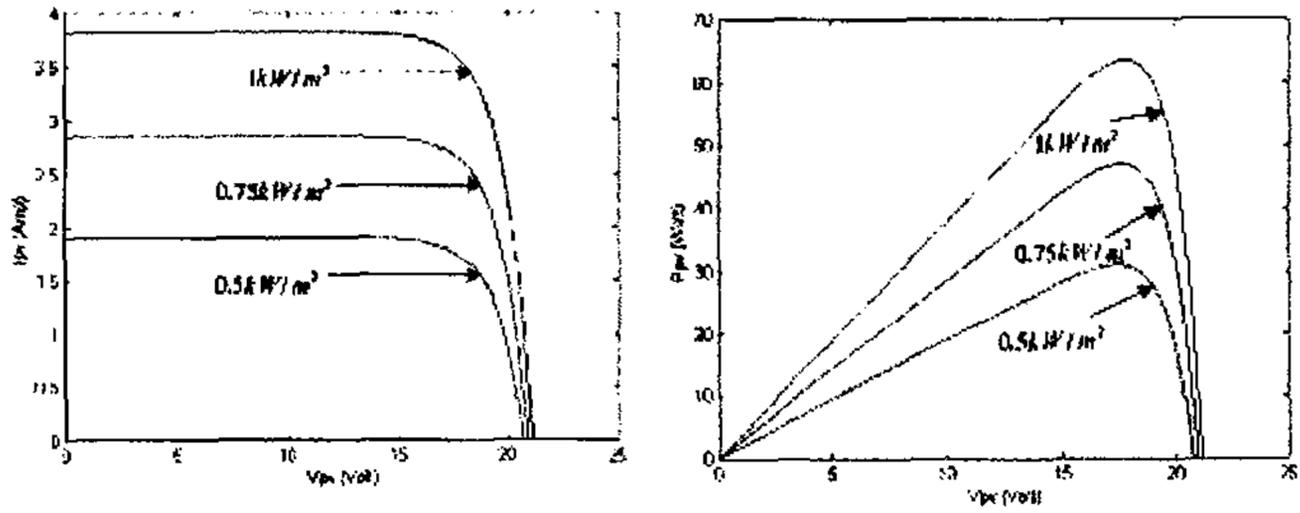


图 2-5 不同日照量下的 I-V 和 P-V 特性曲线

- 1) 短路电流 (I_{sc}): 在给定日照强度和温度下的最大输出电流
- 2) 开路电压 (V_{oc}): 在给定日照强度和温度下的最大输出电压
- 3) 最大功率点电流 (I_m): 在给定日照强度和温度下相应于最大功率点的电流
- 4) 最大功率点电压 (V_m): 在给定日照强度和温度下相应于最大功率点的电压
- 5) 最大功率点功率 (P_m): 在给定日照强度和温度下阵列可能输出的最大功率, $P_m = I_m \cdot V_m$

因为太阳电池一天内最大功率点的轨迹接近于太阳电池某一恒电压处的功率轨迹。所以可以采用定电压控制方法来实现最大功率点跟踪问题。具体如何进行最大功率点跟踪在本文后续章节介绍。

2. 系统的充电控制策略

在了解太阳电池的最大功率点跟踪技术后, 就可以设计适合铅酸蓄电池的光伏充电器。由于这部分内容在有关文献中介绍比较多, 在这里就不再叙述了。

由于成本问题, 没有选用图 2-2 那种拓扑结构, 这就使得太阳能给蓄电池充电模式不够理想, 控制的可靠性方面不够完善, 但如果采用带高频 DC/DC 升压的逆变器作为并网和独立逆变的逆变器, 具有一定的可行性, 因为可以利用这个升压环节作为太阳电池给蓄电池充电的充电器, 使的系统的充电控制策略更加完善, 同时由于采用了带 DC/DC 升压的高频逆变器, 可以省去笨重的工频变压器。但是在高频独立逆变时直流侧需要更多的蓄电池, 同样会增加成本。在本系统中, 蓄电池的充电主要有两种方式, 一种是太阳电池阵列给蓄电池充电, 另一种是利用双向变换器对电网电压通过 SPWM 整流对蓄电池充电。前一种充电方式由于需要光伏充电器, 增加了系统的成本, 但不加光伏充电器, 会频繁的对蓄电池进行不完善的充放电, 且不能进行最大功率点跟踪, 因此采用电网 SPWM 整流充电方式作为主要的充电方式, 而太阳能给蓄电池充电只作为一种辅助的充电方式, 一般不使用这种方式给蓄电池充电。在采用太阳电池给蓄电池充电时, 只能通过判断蓄电池电压来认为蓄电池是否充满, 因为没有蓄

电池正常的三段式充电过程，所以很难将蓄电池充满。不过本系统主要是通过 SPWM 整流进行充电，这种充电方式可以很好的满足充电要求。下面介绍一下 SPWM 整流充电控制策略。

蓄电池的充电系统需要控制直流电流，直流电压，交流网侧电流三个量，因此，该系统的控制结构应包含有三闭环控制，其结构如下图 2-6 所示。

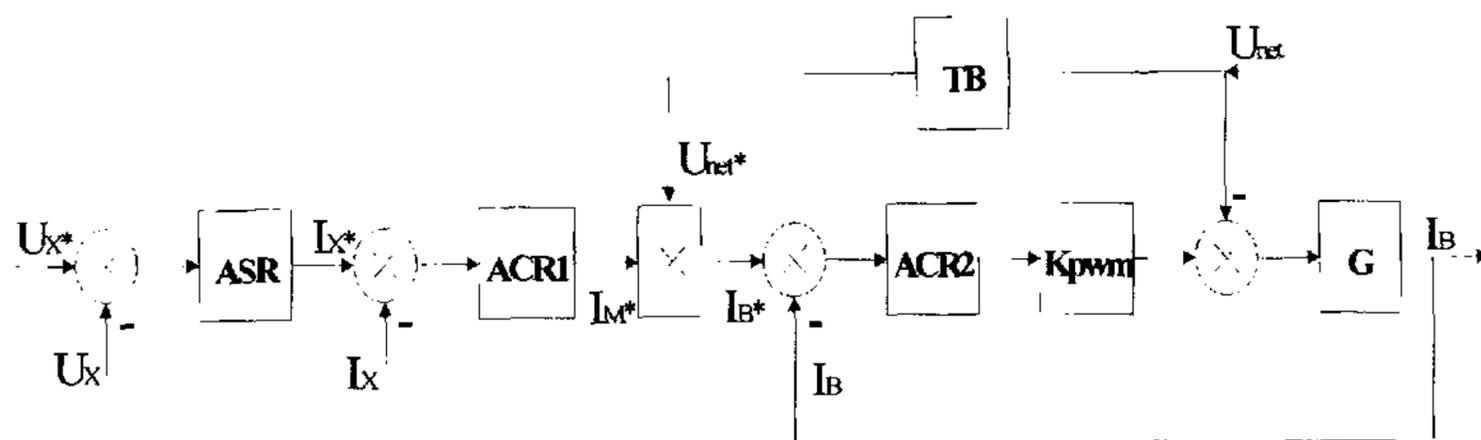


图 2-6 SPWM 整流充电控制结构图

U_x^* 为蓄电池充电电压指令值；

U_x 为蓄电池实际反馈电压；

ASR 为蓄电池电压调节器，电压误差调节输出为 I_x^* ；

I_x^* 为充电电流指令值；

I_x 为实际充电直流电流；

ACR1 为蓄电池直流电流调节器，ACR1 的输出作为网侧电流的幅值给定，其正负就决定了是并网还是充电，即其逆变器并网电流与电网电压是同相还是反相；

TB 为同步电压变换器；

I_M^* 与同步变换器输出 U_{net} 的乘积为 I_B^* ， I_B^* 再做为网侧交流电流的给定，

ACR2 为网侧电流调节器，实现网侧电流 I_B^* 的跟踪控制；

ACR1 的输出 I_M^* 的正负变化可以反映系统处于充电状态还是并网发电状态，也即指令电流 I_B^* 与电网的对应相位是相同还是相差 180 度。因为是三闭环控制，要得到稳定的充电电压和电流就必须合理的设置三个调节器的参数，同时也要保证一定的快速性。

具体工作原理是：当蓄电池电压小于给定直流电压时，相当于蓄电池欠压，此时直流电压调节输出值增大，也就是直流电流给定值增大，于是直流电流调节器输出增大，也就是网测电流给定值增大，于是网测电流调节器值增大，变换器导通角增大，电网输入功率增大，反映到直流电压升高，直流电流也增大；当蓄电池电压高于直流给定电压时，直流电压调节器输出减小，也就是直流电流给定值减小，于是直流电流调节器输出也减小，网测电流给定值也减小，变

换器导通角减小，网测输入功率减小，反映到直流电压也减小，直流充电电流减小。

由于这部分基本由软件实现，这里不再叙述。

第三章 独立供电逆变控制技术

光伏并网和独立供电两用逆变电源当电网故障时要能迅速与电网隔离，并且转换到独立供电的模式下，此时直流侧由太阳电池和蓄电池同时作为直流电源。前面已经提到了当系统工作在独立供电方式时主要需要控制逆变器的输出电压，采用何种控制策略是本章所要解决的问题。

3.1 独立逆变器控制方法选择

系统工作在独立逆变时的结构图如下所示，

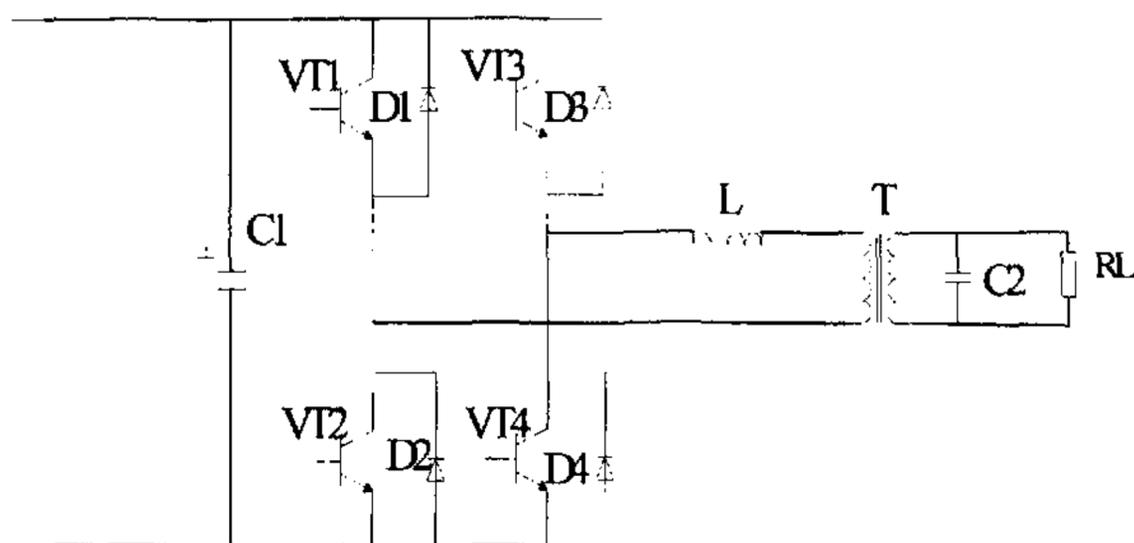


图 3-1 系统独立逆变结构图

独立逆变控制方法主要有采用经典控制理论的控制策略和采用现代控制理论的控制策略两种，下面将简要介绍一下它们的特点：

1. 采用经典控制理论的控制策略

1) 电压均值反馈控制

它是给定一个电压均值，反馈采用输出电压的均值，两者相减得到一个误差，对误差进行 PI 调节，去控制输出，它是一个恒值调节系统，优点是输出可以达到无净差，缺点是快速性不好。

2) 电压单闭环瞬时值反馈控制

电压单闭环瞬时值反馈控制采用的电压瞬时值给定，输出电压瞬时值反馈，对误差进行 PI 调节，去控制输出，它是一个随动调节系统，由于积分环节存在相位滞后，系统不可能达到无净差，所以这种控制方法的稳态误差比较大，但快速性比较好。

3) 电压单闭环瞬时值和电压均值相结合的控制方法

由于电压瞬时值单闭环控制系统的稳态误差比较大，而电压均值反馈稳态

误差比较小，可以在 PI 控制的基础上再增设一个均值电压反馈，可以提高系统的稳态误差。

4) 电压电流双闭环瞬时值控制

电压单闭环控制在抵抗负载扰动方面的缺点与直流电机的转速单闭环控制比较类似，具体表现在：只有当负载（电流/转矩）扰动的最终影响在系统输出端（电压/转速）表现出来后，控制器才开始有反映，基于这一点，可以在电压外环基础上加一个电流内环，利用电流内环快速、及时的抗扰性来抑制负载扰动影响，同时由于电流内环对被控对象的改造作用，使得电压外环调节可以大大简化。

2. 采用现代控制理论的控制策略

主要有多变量状态反馈控制、无差拍控制、滑模变结构控制、重复控制等几种控制方法。

下面主要介绍一下它们的优缺点：

1) 多变量状态反馈控制的优点在于可以大大改善系统的动态品质，因为它可以任意配置系统的极点，但是建立逆变器状态模型时很难将负载的动态特性考虑在内，所以状态反馈只能针对空载或假定负载进行，对此应采用负载电流前馈补偿，预先进行鲁棒性分析，才能使系统具有好的稳态和动态性能。

2) 无差拍控制

无差拍控制的优点是快速性比较好，缺点是对精确的数学模型的依赖。

3) 滑模结构控制

滑模变结构控制的优点是具有较强的鲁棒性，缺点是确定一个理想的滑模切换面比较困难，且要求很高的采样频率。

4) 重复控制

重复控制是根据内模原理，对指令和扰动信号均设了一个内模，因此可以达到输出无净差，缺点是动态响应比较慢，且需要比较大的内存。

本文采用了一种前馈加反馈的复合控制策略。

3. 2 采用复合控制策略的电压源型逆变器

逆变系统的稳态控制框图如图 3-2。

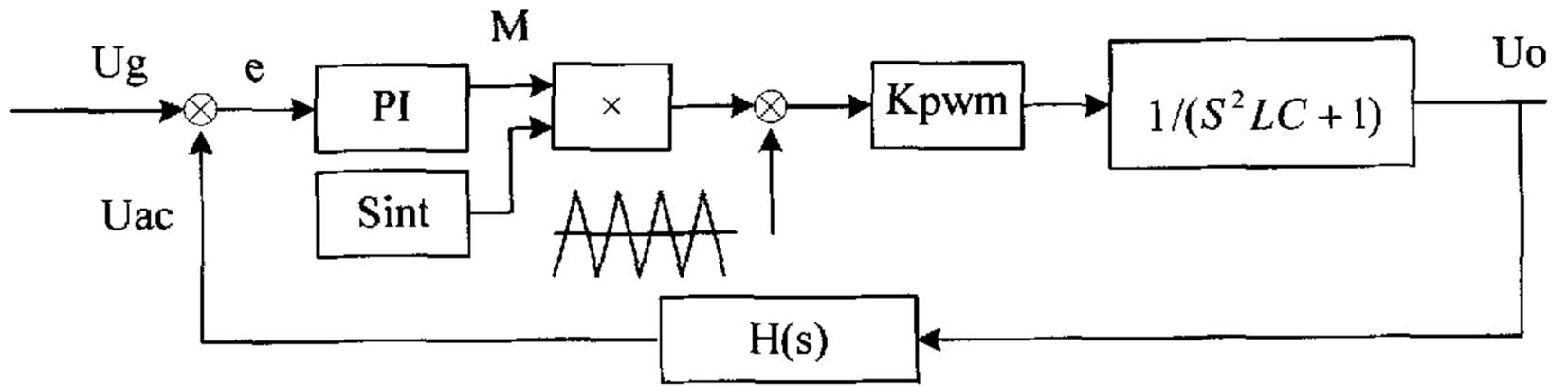


图 3— 2 逆变系统的稳态结构框图

给定信号 U_g 与输出电压有效值 U_{ac} 做差，得到误差信号 e ，将误差信号进行 PI 调节后输出作为调制度 M ， M 乘以 Sint ，作为调制波信号，再与三角波比较后作为驱动信号输出去驱动主电路。令 PI 调节器的传递函数为 $G_1(s)$ ，滤波环节的传递函数为

$$G_2(s) = \frac{1}{s^2 LC + 1} \quad (3-1)$$

则系统的输出对给定量的传递函数为：

$$\frac{U_o(s)}{U_g} = \frac{K_{PWM} G_1(s) G_2(s)}{1 + K_{PWM} H G_1(s) G_2(s)} \quad (3-2)$$

由控制理论可知对于一个闭环系统，在设计时要考虑以下几个方面的问题：

- (1) 要有一定的稳态精度。
- (2) 动态响应速度要满足要求。
- (3) 要使系统具有一定范围的稳定性，合理设计穿越频率、频带和稳定余量。

即要做到：低频段要有足够的增益 K ，以提高系统的稳定性能。中频段以 -20Db/dec 穿越横轴，使相角余度足够大。高频段要快速下降，以提高抗干扰能力。

把式(3-1)带入式(3-2)可得到系统传递函数为：

$$\frac{U_o(s)}{U_g} = \frac{K_1 K_2 G_1(s)}{s^2 LC + K_1 K_2 H G_1(s)}$$

显然，这时误差调节器无论采用比例环节还是采用比例积分环节，中频段都是以 -40Db/de 穿越横轴，不符和上面的要求。所以要给系统加入一个校正环节满足系统要求，经过比较分析，本文采用前馈校正方式。系统的结构图见图 3—3。

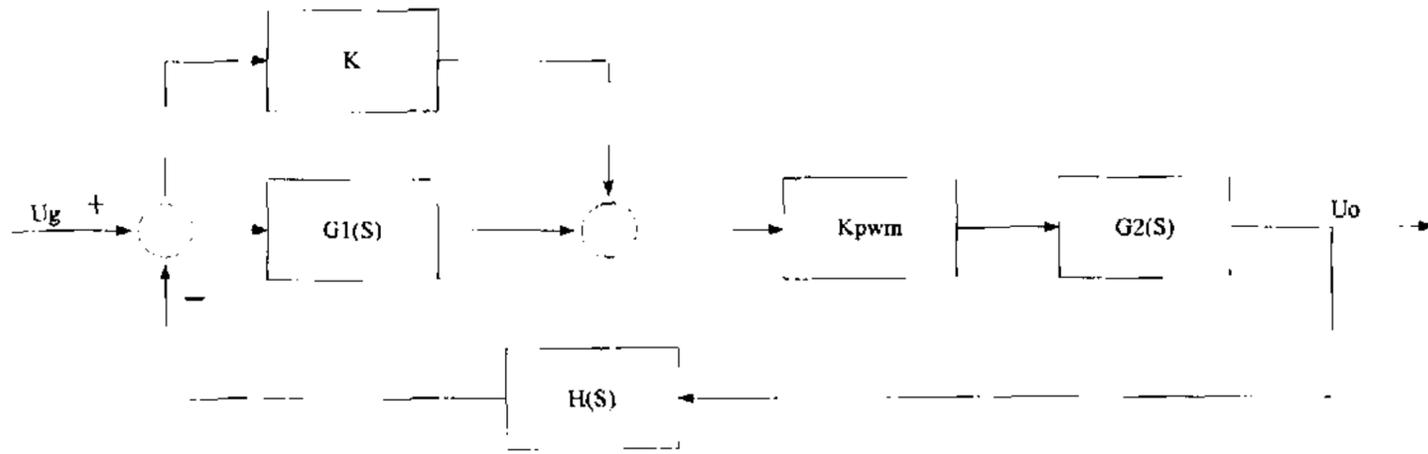


图 3-3 采用前馈校正的独立逆变系统结构图

实验证明不加前馈部分系统在起动时容易产生振荡，对系统稳定性不利，加了前馈校正以后，对系统的稳定性和快速性都有一定的提高。K 值根据实验测试选择前馈保证 70% 的输出比较好。调节器中比例系数和积分系数可以采用变系数的方法。

3.3 死区对输出波形的影响及补偿方法

由于开关器件固有的存储时间影响，开通时间往往小于关断时间，因此很容易发生同一桥臂的两只管子同时导通现象，为了避免这种情况的发生就需要让一只管子先关断，再让另一只管子开通，这样以来就会有一段时间两只管子都不导通，把这段时间称为死区时间。

图 3-4 为 DSP 中无死区时间和有死区时间驱动信号示意图。可见如果 PWM 脉宽计数值很小时，接近死区时间计数值时，死区时间计数值与脉宽计数值的比值就很大，死区对输出波形的影响就不能忽略，尤其在正弦波的过零点（PWM 脉宽计数值很小）附近影响更明显。

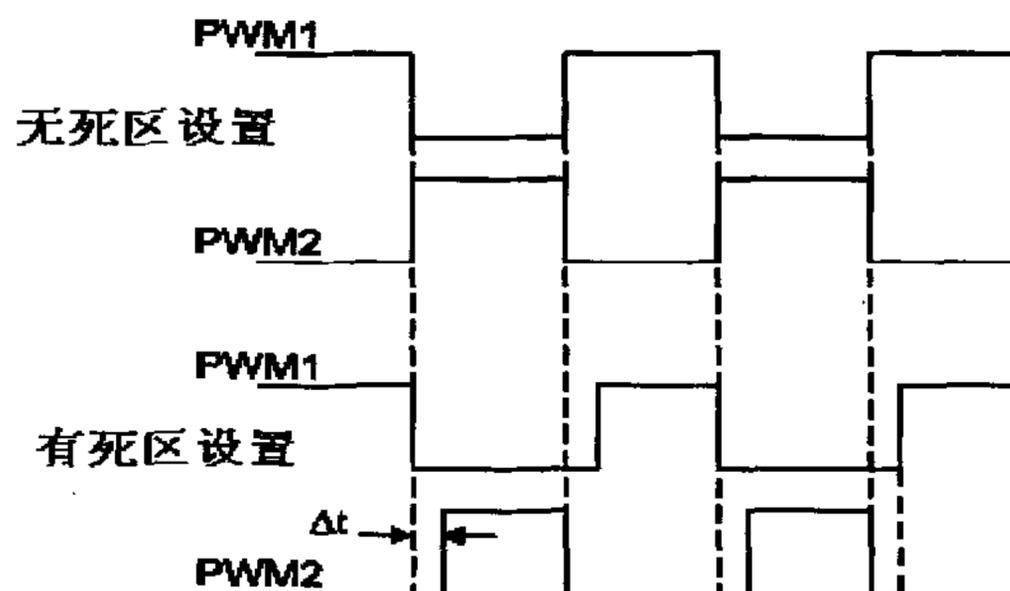


图 3-4 加入死区时间图

1. 死区对输出波形的影响

如图 3-5 所示,在死区时间内,VT1、VT2 都不导通,当感性负载电流 I 经 D1 或 D2 续流时,有 4 种可能的情况发生,如图 3-6 所示。

- (1) 当 I 为正、VT1 由导通到关断、VT2 由关断到导通:电流经 D2 续流,输出电压被钳位在 $-U_d/2$ (忽略二极管 D2 的导通压降),此时,输出电压极性与 SPWM 控制期望输出电压极性相同,故死区对输出电压不产生影响。
- (2) 当 I 为正、VT1 由关断到导通、VT2 由导通到关断:电流仍经 D2 续流,输出电压被钳位在 $-U_d/2$ (忽略二极管 D2 的导通压降),此时,输出电压极性与 SPWM 控制期望输出电压极性相反,死区将导致输出电压减小。
- (3) 当 I 为负、VT1 由关断到导通、VT2 由导通到关断:电流经 D1 续流,输出电压被钳位在 $+U_d/2$ (忽略二极管 D1 的导通压降),此时,输出电压极性与 SPWM 控制期望输出电压极性相同,故死区对输出电压不产生影响。
- (4) 当 I 为负、VT1 由导通到关断、VT2 由关断到导通:电流仍经 D1 续流,输出电压被钳位在 $+U_d/2$ (忽略二极管 D1 的导通压降),此时,输出电压极性与 SPWM 控制期望输出电压极性相反,死区将导致输出电压增加。从上述分析可知,当逆变器状态转换时,由于死区效应,实际输出电压与理想输出电压之间存在一个幅值为 U_d 、宽度等于死区时间 Δt 的误差脉冲电压,这个脉冲电压的极性与该瞬时负载电流的极性相反。这种误差脉冲电压的累计效应足以造成输出电压波形产生畸变。

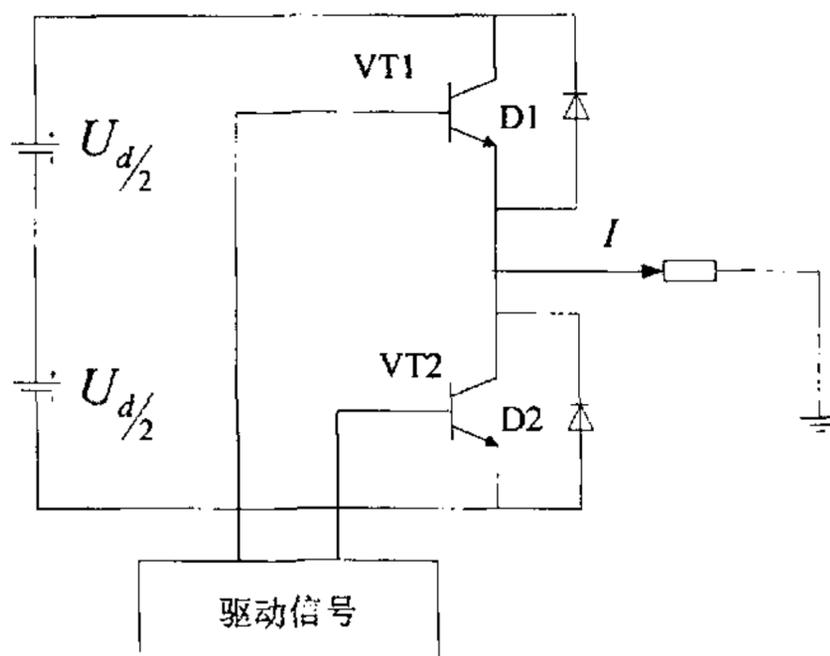


图 3-5 死区产生分析图

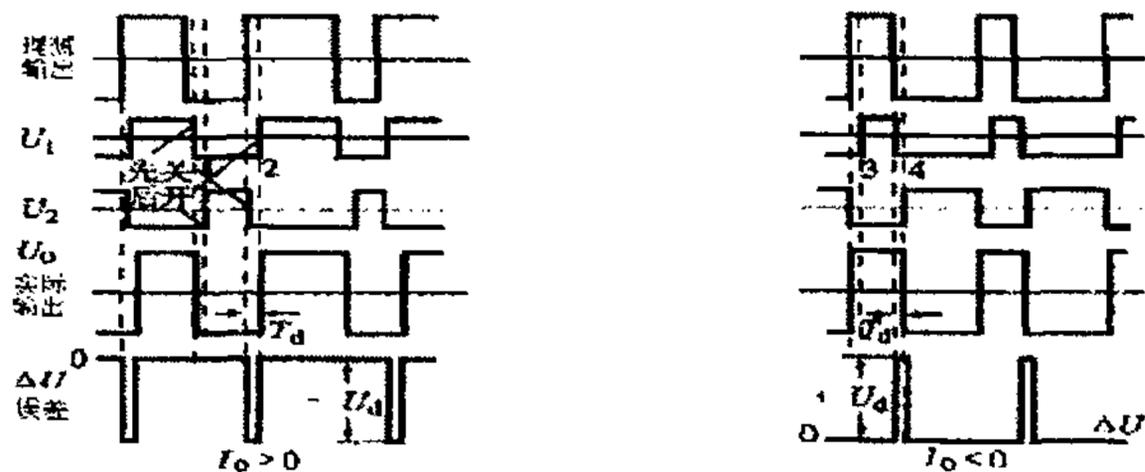


图 3-6 死区对输出的影响

通过对带死区不带负载续流的输出电压 u'_{AO} ，带死区带感性负载的输出电压 u''_{AO} 和此时产生的误差电压 $u_{D1,D2}$ 进行傅立叶变换可得到以下结论：死区 Δt 对 SPWM 逆变器输出电压的影响与死区设置方式、死区 Δt 的大小、载波比 N 、逆变器运行方式（负载功率因数）等有关。

1) 运行方式或负载 $\cos\phi$ 对输出波形的影响

空载或 $\cos\phi = 1$ 运行时，反馈二极管不续流，误差波 $u_{D1,D2} = 0$ ，实际波 $u''_{AO} = u'_{AO}$ ；当在感性负载下运行， $\cos\phi < 1$ 时，反馈二极管续流，误差波 $u_{D1,D2} \neq 0$ ，实际波 $u''_{AO} = \text{有死区波 } u'_{AO} + \text{误差波 } u_{D1,D2}$ 。

2) 死区设置方式对输出波形的影响

空载或 $\cos\phi = 1$ 时，对称设置方式总谐波含量较少；而不对称设置方式总谐波含量较大。感性负载（ $\cos\phi < 1$ ）时，两种设置方式的影响基本相同，只是不对称设置方式的总谐波含量较大些，所以在条件允许的情况下应尽量选用对称设置方式。

3) 死区 Δt 的影响

空载时，反馈二极管不续流，死区对基波没有影响，也不产生新的低次谐波，只对原有谐波幅值有些影响，感性负载时，反馈二极管续流而产生误差波，使输出电压基波幅值随着 Δt 的增大而减小，基波相位超前，并出现了幅值为 $\frac{2E}{\pi^2 n} \Delta t \omega_c$ 的 3, 5, 7, \dots 次谐波。 Δt 越大，3, 5, 7, \dots 次谐波幅值越大，输出电压的畸变率越高。

4) 载波比 N 对输出波形的影响

对感性负载反馈二极管续流时的输出波形的傅立叶分析可知，当 N 增大时基波幅值减小，3, 5, 7, \dots 次谐波却随着 N 的增大而减小。这两部分低次谐波综合影响的结果出现了低次谐波幅值随着 N 的增加先减小而后显著增大的变化过程，中间有一个使低次谐波含量为最小的最佳载波比 N ，大于或小于这个最佳载波比 N 都会使 3, 5, 7, \dots 次谐波含量增加。

综上所述在 SPWM 逆变器中设置死区 Δt ，可以避免同桥臂开关管同时导通的短路故障，这是设置死区的有利的一面。其缺点是使输出电压基波幅值减小、相位超前并产生出 3, 5, 7, \dots 次谐波。为了保证逆变系统输出波形的质量，

需要对死区进行补偿。

2. 死区效应的补偿

死区的补偿方法有两种：一种是电流反馈型补偿，另一种是电压反馈型补偿，它们都有一个共同点就是产生一个与误差波波形相似，相位相反的补偿电压来抵消或消弱误差波的影响。

(1) 电流反馈型补偿

先检测出逆变器的输出电流，然后将它转换成方波电压 u_i 加到调制波上去，这个方波 u_i 会使逆变器产生一个与电流相位相同的，与误差波 $u_{D1,D2}$ 波形相似，相位相反补偿电压 u_{com} ，其电路如下图 3-7 所示，根据死区对输出波形的影响及其傅立叶分析可得：

$$u_i = u_c \frac{w_c}{\pi} \Delta t$$

采用电流反馈补偿的目的是为了消除误差波对基波幅值减小和其所产生的 3, 5, 7, …… 谐波的不良影响。

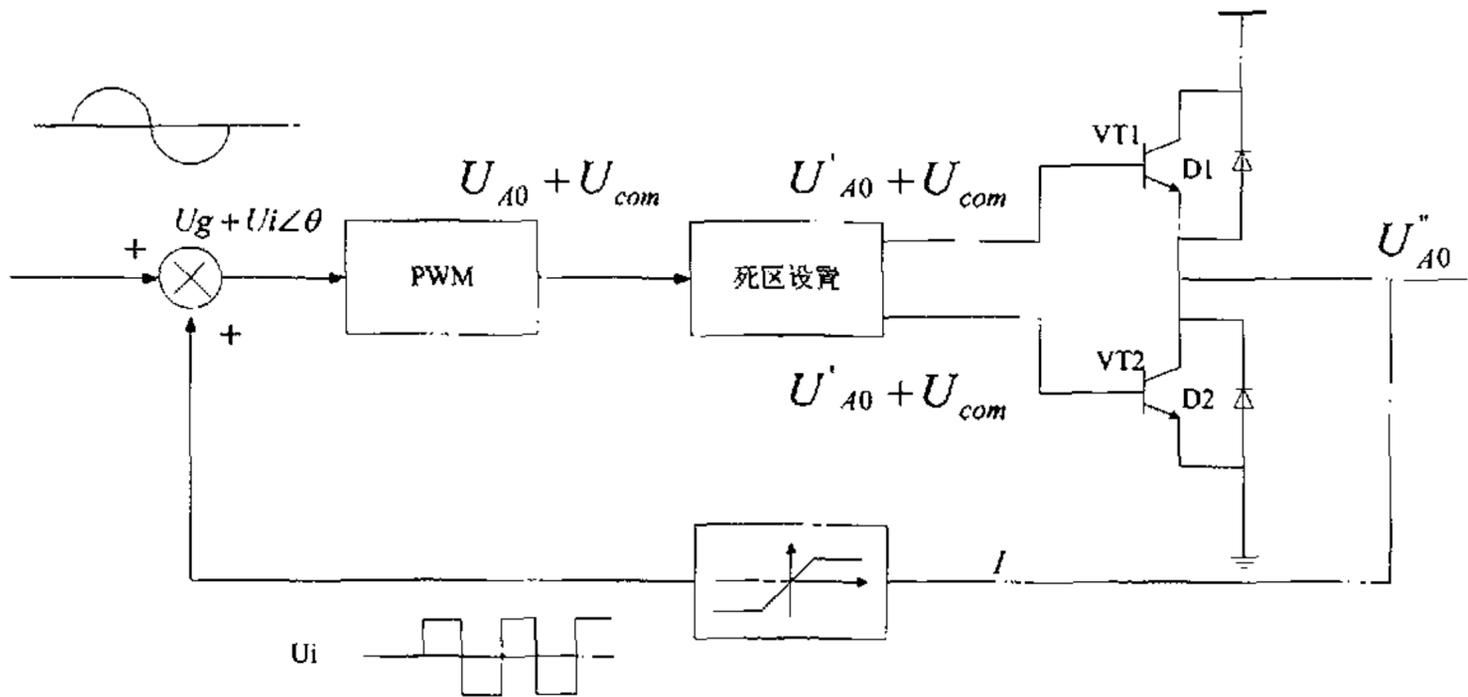


图 3-7 电流反馈型补偿

(2) 电压反馈型补偿

电压反馈型补偿电路如下图 3-8 所示，它将逆变器输出电压通过变压器检测出来，并倒相，将倒相后的电压与给定的 SPWM 调制信号相加，就得到了与误差电压相位相反，与电流相位相同的补偿电压。

从逆变器的输出电压方程可以看出，这种电压反馈型补偿电路，可以补偿掉误差波的影响。

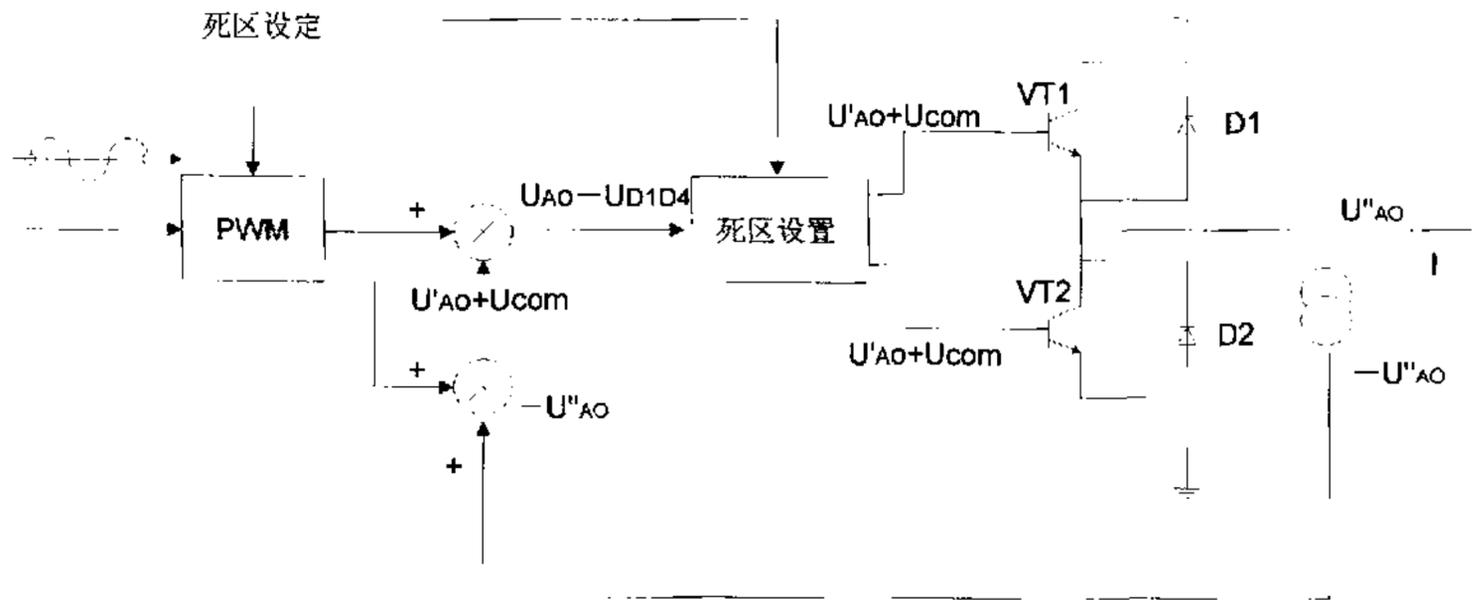


图 3-8 电压反馈型补偿

在实际中，采用了电流反馈型补偿：首先对负载电流进行采样，判断电流的正负，由于轻载时电流比较小，死区影响也不大，且判断电流的正负也比较困难，所以轻载时可以不补偿，而当负载电流上升到一定程度时才开始进行死区补偿，具体补偿方法是根据电流的相位补偿一个和电流相位同相的矩形波，矩形波幅值由 $u_i = u_c \frac{w_c}{\pi} \Delta t$ 计算得出。具体补偿流程如下图 3-9 所示。

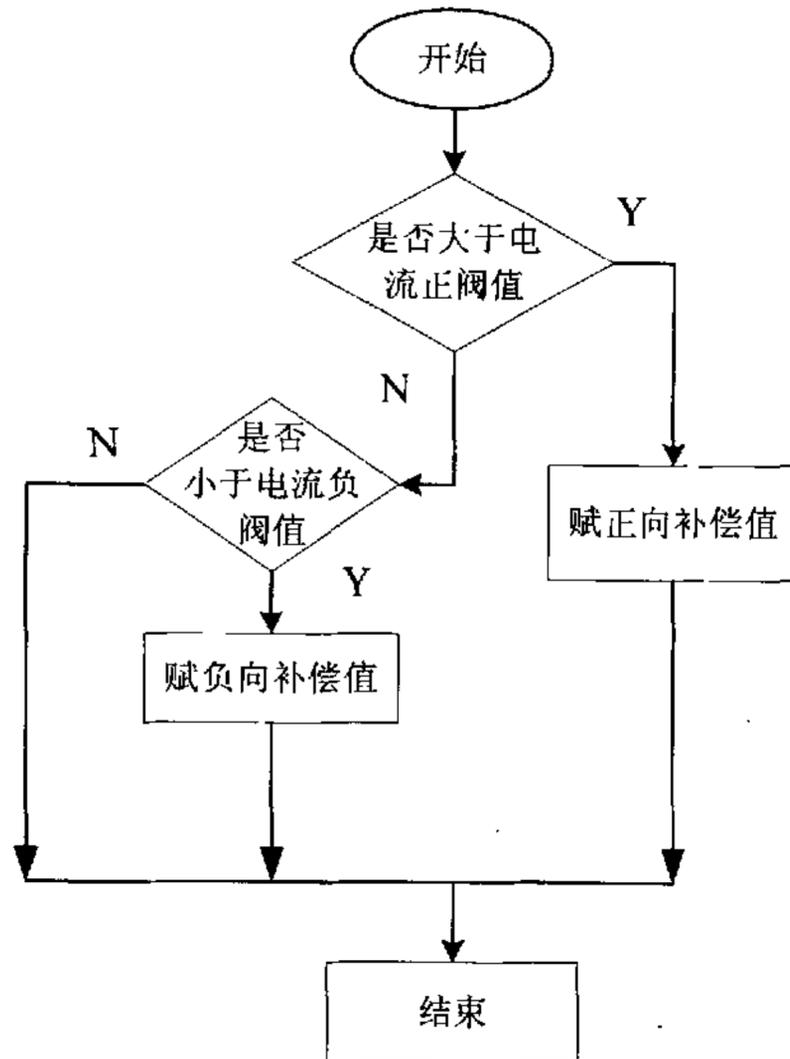


图 3-9 电流反馈型死区补偿流程

第四章 光伏并网逆变器控制技术

4.1 逆变器的拓扑结构

在光伏并网逆变器中,根据逆变器输出与电网结合的方式不同主要有两类,一类是通过变压器隔离升压的工频模式,如下图 4-1 所示,另一类是不用变压器隔离直接将逆变器输出与电网相连的模式,但它在并网逆变器前面有一级高频升压环节,这级高频环节可以提高逆变侧的直流电压等级,使得逆变器输出电压与电网电压相当,从而不必需要工频变压升压,省去了笨重的工频变压器,但同时也有一个缺点,那就是使并网逆变器直接与电网相连,没有隔离。下面将介绍这两种模式下的不同拓扑结构。

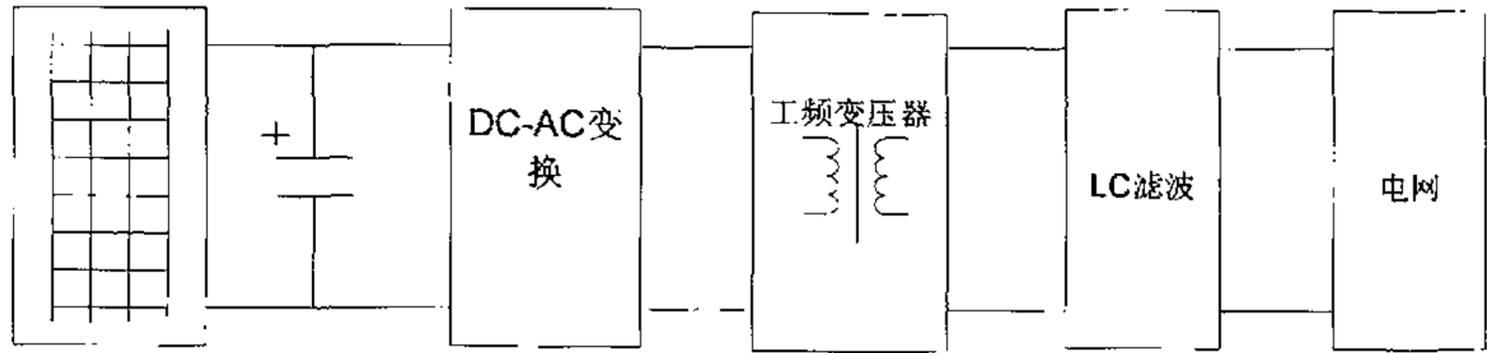


图 4-1 带工频变压器的逆变结构图

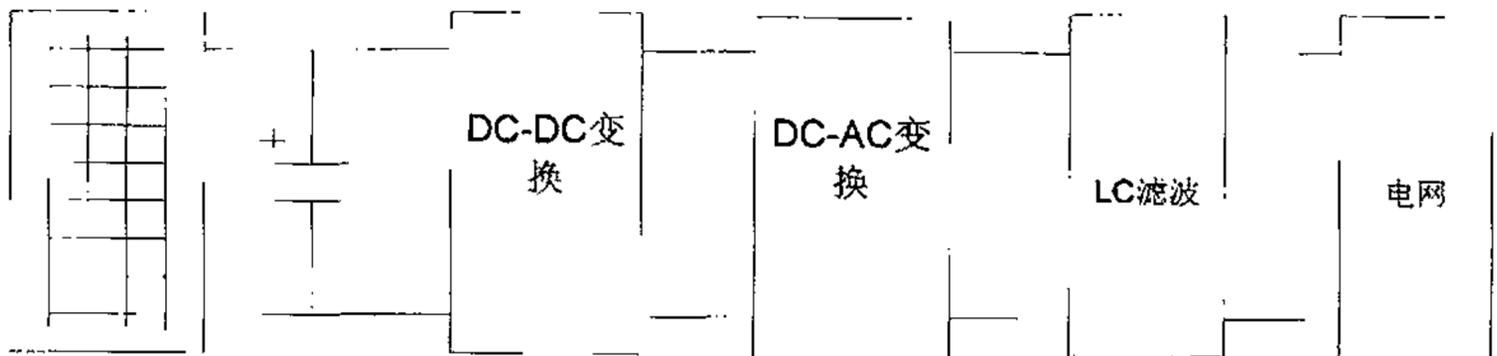
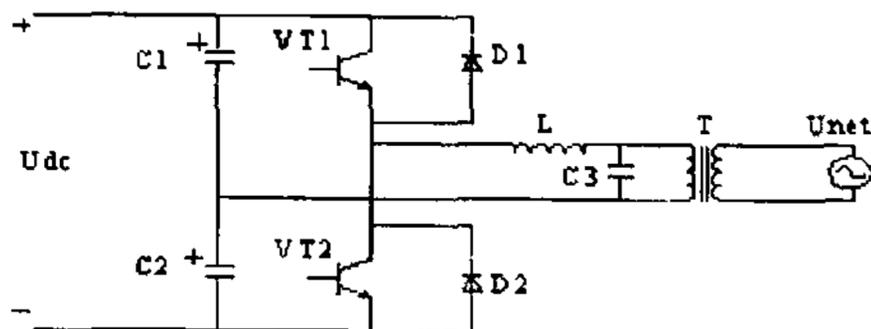


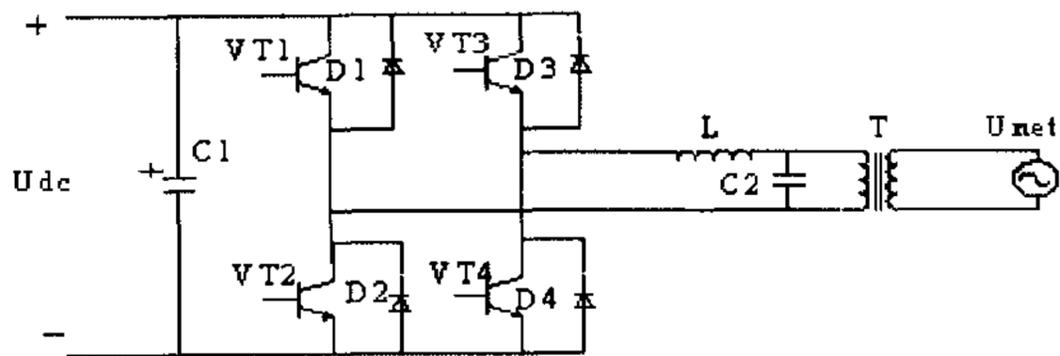
图 4-2 带 DC/DC 升压的逆变结构图

1. 工频并网逆变拓扑结构介绍

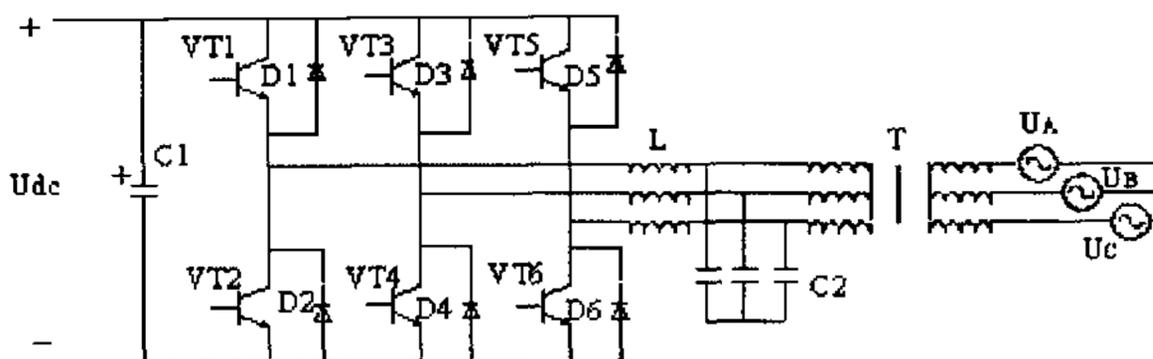
下面是几种常用的工频并网逆变拓扑结构图。



(1) 单相电压型半桥并网拓扑



(2) 单相电压型全桥并网拓扑



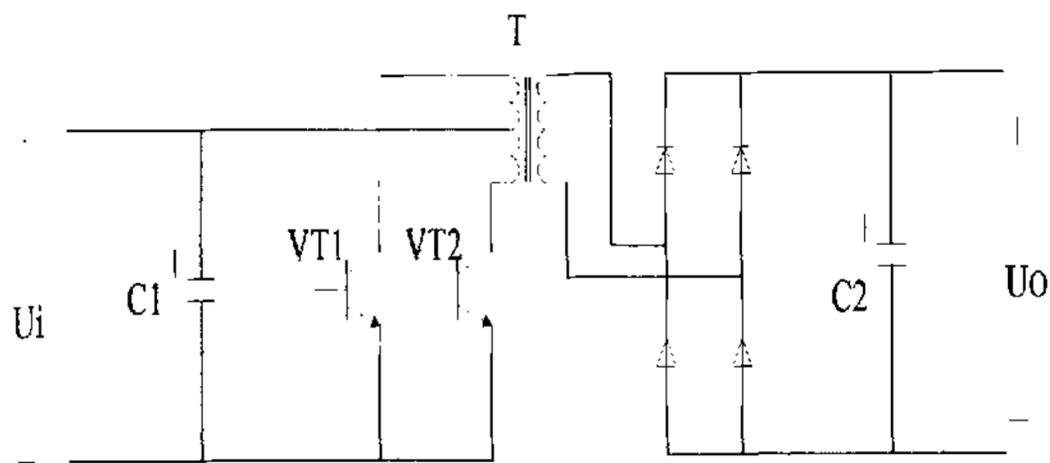
(3) 三相电压型桥式并网拓扑

图 4-3 电压型并网主电路拓扑

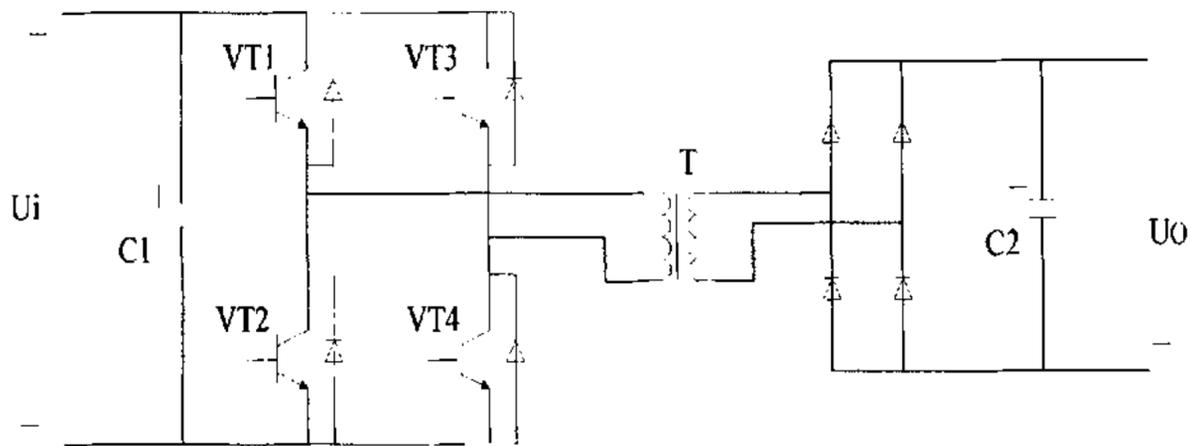
图中直流侧电容主要是平波储能，吸收无功能量，逆变器输出串联电感滤除逆变器输出电流的谐波。图 4-3 (1) 是单相半桥逆变结构，只有一个桥臂采用了功率管，另外一个桥臂由两个电容串联而成。图 4-3 (2) 是单相全桥结构，功率管都反并联二极管，给续流电流提供通路。半桥电路适合小功率场合，单相全桥适合中功率场合。图 4-3 (3) 是三相桥式电路（有的称为三相半桥电路）的拓扑结构，交流侧采用三相对称的无中线连接方式，这种结构适用于三相电网平衡的大功率场合。

2. 带 DC/DC 升压的并网逆变器中 DC/DC 环节拓扑介绍

前面已经提过带 DC/DC 升压的并网逆变器首先将太阳能电池电压通过 DC/DC 变换升到所需的直流电压等级，再将直流电压逆变成交流电压实现并网功能，这样可以省去一个工频升压变压器，减小系统的体积。并网高频 DC/DC 环节和普通 DC/DC 环节相同，它也有很多种拓扑结构，一般的有 Boost 变换、Buck-Boost 变换、Cuk 变换、推挽结构、单相全桥逆变再整流（DC/AC/DC）等，前三种结构对应的并网系统一般和电网没有隔离；图 4-4 (1) 是首先通过推挽结构将太阳能电池的直流电压转化为交流电压，然后通过整流桥将交流电转化为直流电，这个结构能满足和电网的隔离，适合小功率场合；图 4-4 (2) 是采用先高频逆变升压再通过高频整流桥将交流电转化为直流电能的 DC/AC/DC 形式，也能满足和电网隔离的要求，适合大功率场合。



(1) 推挽升压 DC/DC 电路



(2) 单相全桥 DC/DC 电路

图 4-4 并网系统常用 DC/DC 变换器拓扑

4.2 并网逆变器的控制策略

将太阳能电池阵列产生的直流电能馈送给交流电网，这是光伏并网系统所需完成的，而光伏并网系统中的核心环节就是光伏并网逆变器。光伏并网逆变器与独立正弦波逆变器相比，主要区别在于它的负载是电网，对于电网负载它的控制方法有以下几种。

光伏并网逆变器按控制方式分类，可分为电压源电压控制、电压源电流控制、电流源电压控制和电流源电流控制四种方法。以电流源为输入的逆变器，其直流侧需要串联一大电感提供较稳定的直流电流输入，但由于这一大电感往往会导致系统动态响应差，因此当前大部分并网逆变器都采用以电压源输入的方式。

逆变器与市电并联运行的输出控制可分为电压控制和电流控制。电网可看作容量无穷大的电压源，如果光伏并网逆变器的输出采用电压控制，则实际上就是一个电压源与电压源并联运行的系统，这种情况下要保证系统稳定运行，就必须采用锁相控制技术使逆变器输出电压与电网电压相位完全一致，并且要保证两者输出频率的一致性，但由于锁相回路的响应较慢、逆变器输出电压值不易精确控制、可能出现环流等问题，这种控制方法的实现还需进一步研究。

如果逆变器的输出采用电流控制，则只需控制逆变器的输出电流跟踪市电

电压，即可达到电流源与电压源并联运行的目的。由于其控制方法相对简单，因此使用比较广泛。

本文采用电压源输入、电流源输出的方式。该方式的控制目标是输出电流的频率、相位和电网电压一致，系统的功率因数为 1。下面介绍两种并网逆变器电流输出控制方法。

1. 瞬时值滞环比较方式

图 4-5 为采用滞环比较器的瞬时值比较方式原理图。图中将指令电流 i_c^* 和实际并网电流 i_c 进行比较，两者的偏差 Δi_c 作为滞环比较器的输入，通过滞环比较器产生控制主电路中开关通断的 PWM 信号，该 PWM 信号经驱动电路控制功率器件的通断，从而控制并网电流 i_c 的变化。在这种方式中，滞环的宽度 H 对电流的跟踪性能有较大影响，当 H 较大时，开关频率较低，则对开关器件的开关频率要求不高，但跟踪误差较大，输出电流中的高次谐波含量较大；而当 H 小时，跟踪误差小了，器件开关频率提高。所以对器件的开关频率要求要高。

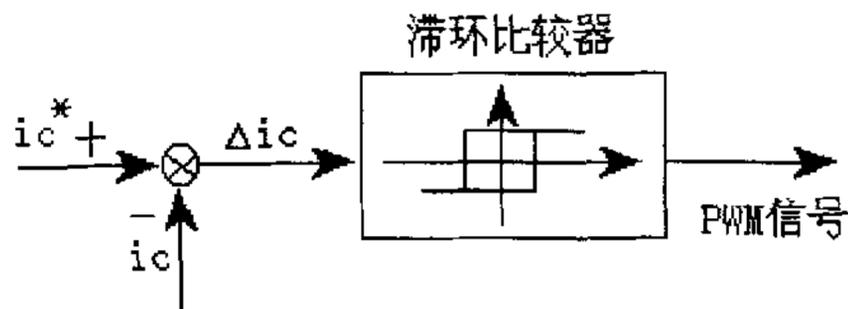


图 4-5 采用滞环比较器的瞬时值比较方式的原理图

这种控制方案具有如下特点：

- (1) 硬件电路比较简单；
- (2) 属于实时控制，电流响应快；
- (3) 没有斩波，输出电压中不含特定频率的谐波分量；
- (4) 环的宽度固定，电流跟随的误差范围是固定的，但电力半导体器件的开关频率却是变化的，这将导致电流频谱较宽，增加了滤波器设计的难度。

由于 H 所导致的缺点有两种方法可以解决：一种是将环宽 H 设计成可以随电流值的变化自动调节，另一种是采用定时控制的瞬时值比较方式，其原理图如下 4-6 所示。

它使用由时钟定时控制的比较器代替滞环比较器。每个时钟周期对 Δi_c 判断一次，使得 PWM 信号至少一个时钟周期才会变化一次。该方式可以避免器件开关频率过高的情况发生。不足之处在于：补偿电流的跟随误差是不固定的。

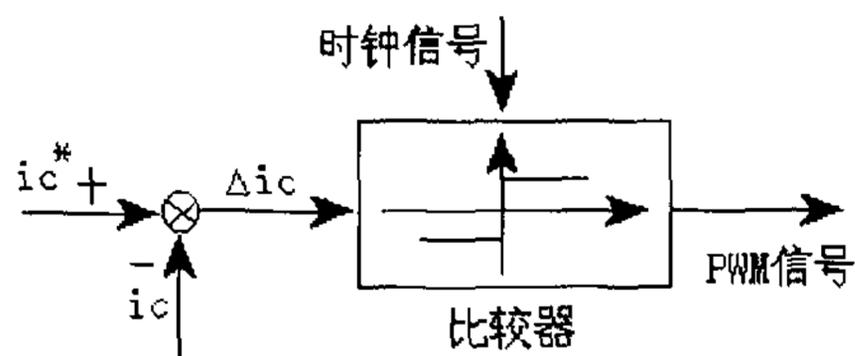


图 4-6 定时控制的电流瞬时值比较方式原理图

2. 电流三角波比较方式

控制方式原理如图 4-7 所示，它将指令电流 i_c^* 和并网电流 i_c 的实时值进行比较，两者的偏差 Δi_c 经放大器 A 后与三角波进行比较，以输出 PWM 信号。放大器 A 多采用比例或比例积分放大器。

这种电流控制方式具有如下特点：

- (1) 跟踪误差较大；
- (2) 硬件相对复杂；
- (3) 逆变器的输出的谐波量较少，但含有与三角载波相同频率的谐波；
- (4) 放大器的增益有限；
- (5) 功率器件的开关频率固定地等于三角载波的频率；
- (6) 电流响应相对于瞬时值比较方式比较慢。

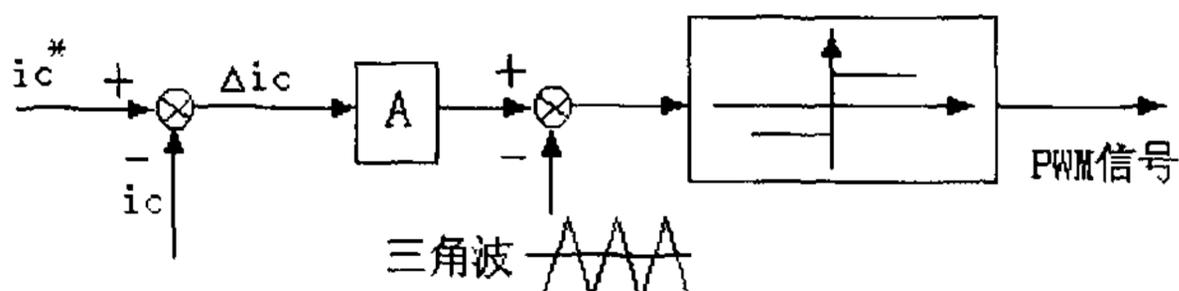


图 4-7 电流三角波比较方式的原理图

本文采用了跟踪实时电流的三角波比较方式。

4.3 采用复合控制策略的电压型电流控制逆变器

1. 直流侧电压和占空比对输出电流的影响

图 4-8 是单相并网示意图，可以看出并网装置其实是一个能量可进行双向流动的变换器。当能量由直流逆变后馈入交流电网时，变换器是降压型的变换

器，当能量由交流电网整流后馈入直流蓄电池时，变换器为升压型的 Boost 变换器。

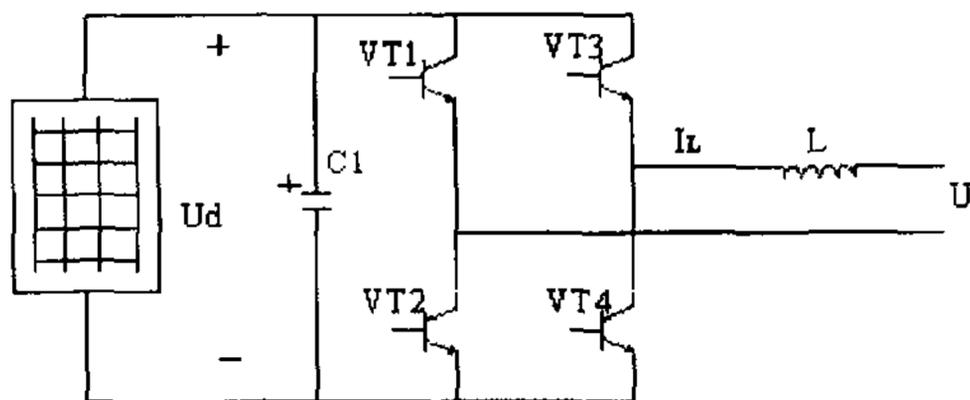


图 4-8 单相并网示意图

在忽略各种器件损耗的情况下，功率器件的占空比 D 与蓄电池直流电压 U_d 、电网交流电压瞬时值 U 间存在如下关系：

$$U_d \times D = \sqrt{\dot{U}^2 + (\omega L \dot{I}_L)^2} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (4-1)$$

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L \dot{I}_L}{\dot{U}} \quad (4-2)$$

ω 为电网的角频率，由 (3-1) 式可求得：

$$D = \frac{\sqrt{\dot{U}^2 + (\omega L \dot{I}_L)^2} \cdot \sin(\omega t + \varphi)}{U_d} \quad (4-3)$$

当并网电流 $I_L = 0$ 时，可求得：

$$U = U_d \times D \sin \omega t$$

$$D = \frac{\dot{U} \sin \omega t}{U_d} \quad (4-4)$$

从 (4-3) 和 (4-4) 可以得出以下结论：

(1) 当蓄电池工作电压不变时，占空比应跟随电网电压呈正弦变化，且随着并网电流的增大而增加。

(2) 占空比 D 须大于一定的值，因为电网电压通过变换器的升压功能能提高直流侧的电压，过小的占空比将产生很高的直流电压，导致主电路功率器件的损坏，甚至损坏电容，所以一定要对过小的占空比加以限制。

2. 并网逆变器的控制实现

从第二章分析可知，采用电压型电流控制的并网逆变器逆变电路进行并网发电。由图 4-9 可知，由于流过电感 L 的电流不能突变，因此，可采用电流瞬时值闭环控制的方法，所要求的并网电流的正弦波给定值与实际并网电流相比

较后得到的误差信号，经控制器处理后，产生相应的 SPWM 信号，控制功率器件工作，使并网电流波形为正弦波。

(1) 并网逆变环节反馈控制和前馈控制

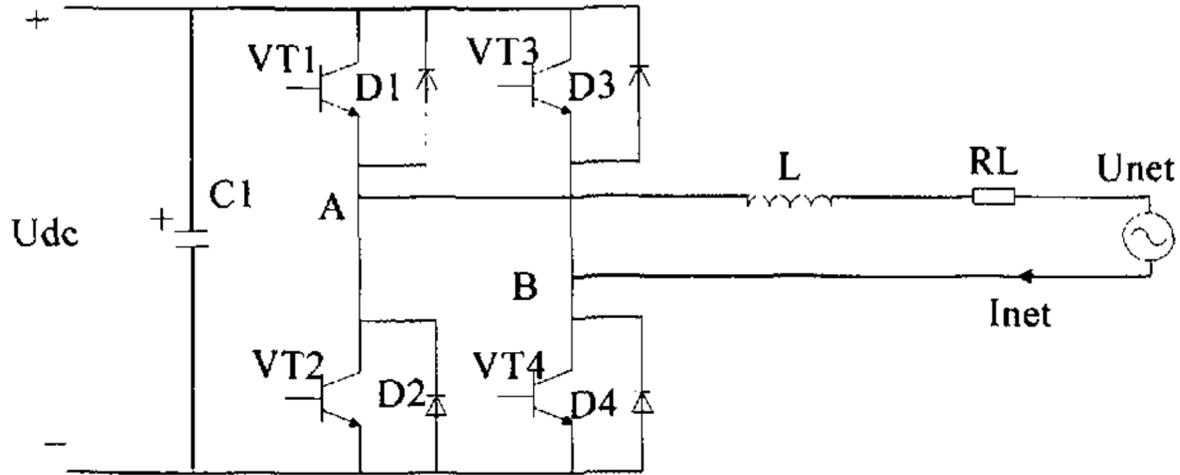


图 4-9 单相并网结构图

从图 4-9 对电网电流有：

$$L \frac{dI_{net}}{dt} = U_{AB} - U_{net} - I_{net}R_L \quad (4-5)$$

其中 U_{AB} 是逆变桥输出电压。 U_{net} 是电网电压， I_{net} 是电感电流，即并网电流。 R_L 是电路的等效电阻。

其频域形式为：

$$I_{net}(s) = \frac{1}{Ls + R_L} (U_{AB}(s) - U_{net}(s)) = G_1(s)(U_{AB}(s) - U_{net}(s)) \quad (4-6)$$

其中， $G_1(s) = \frac{1}{Ls + R_L}$ ，为滤波器传递函数

忽略功率开关 T1、T2、T3、T4 和死区时间的非线性影响，SPWM 控制方式下的桥式逆变环节可近似一个线性比例环节，该环节的传递函数为：

$$G_2(s) = k_{pwm}$$

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 4-10 所示。对控制系统而言， U_{net} 为电网电压的扰动输入， i_c^* 为输出电流给定值。

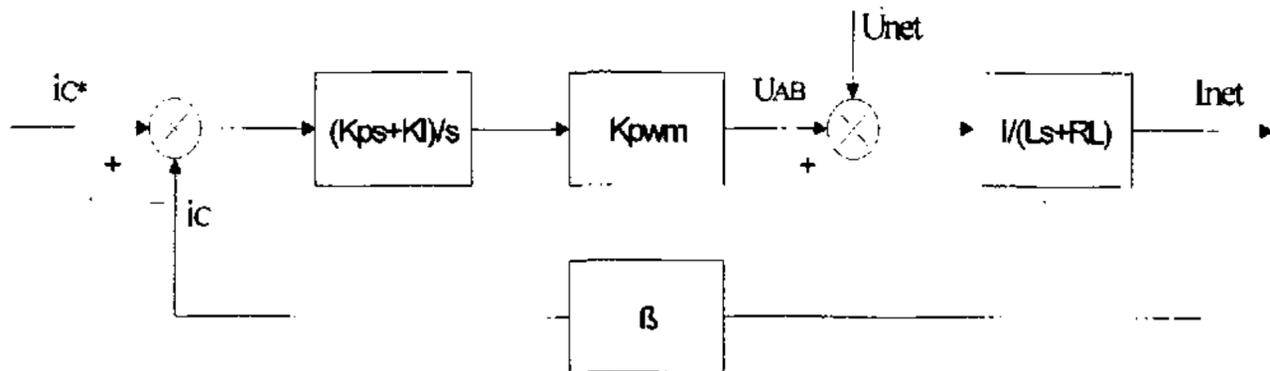


图 4-10 逆变环节反馈控制结构图

上图中，给定并网电流 i_g 经同步处理后，产生与电网同频同相的正弦波给定信号 i_g^* ， i_g^* 与 i_c 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。

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，但由于启动瞬间并网电流未建立，电网电流会反灌到逆变器的直流侧，给电容充电，也就是 BOOST 变换回路，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。下面是加了前馈控制的系统结构框图。

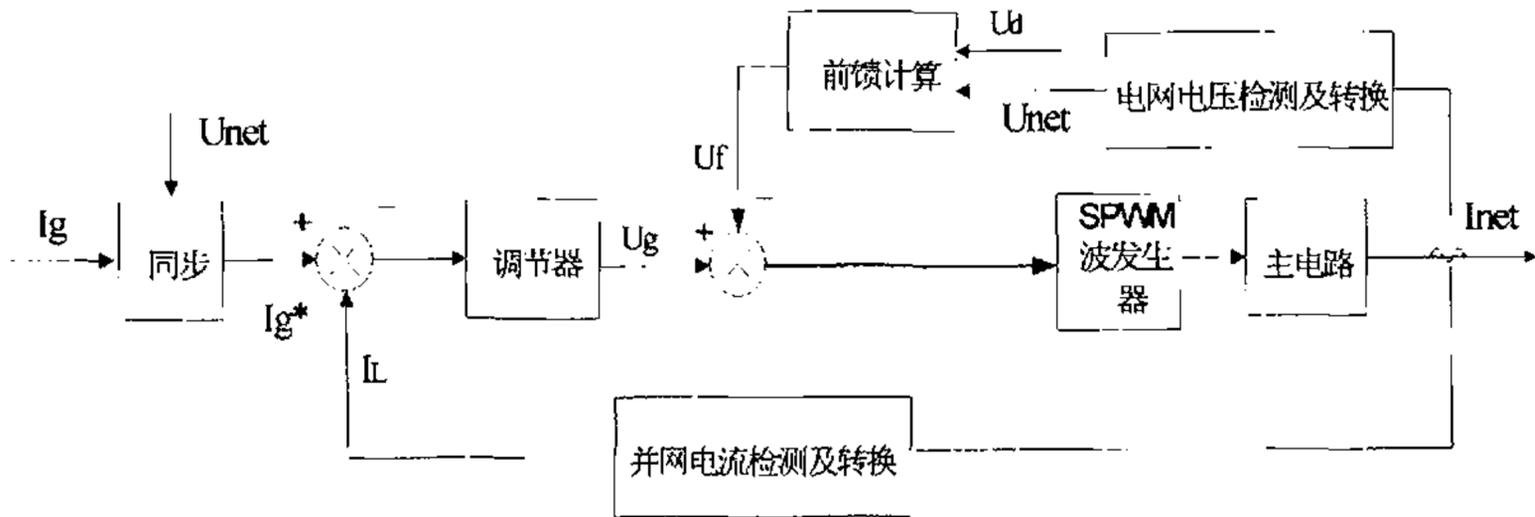


图 4-11 加前馈的并网系统结构框图

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 4-11 图，可画出系统的控制框图如图 4-12 所示，因为前馈运算环节已抵消网侧电压扰动的影响。这样，在对系统进行分析和校正时，可不考虑电网扰动的影响。 e^{-Ts} 为产生 SPWM 波形的延时时间，与 SPWM 波形的载波周期 T 相等。

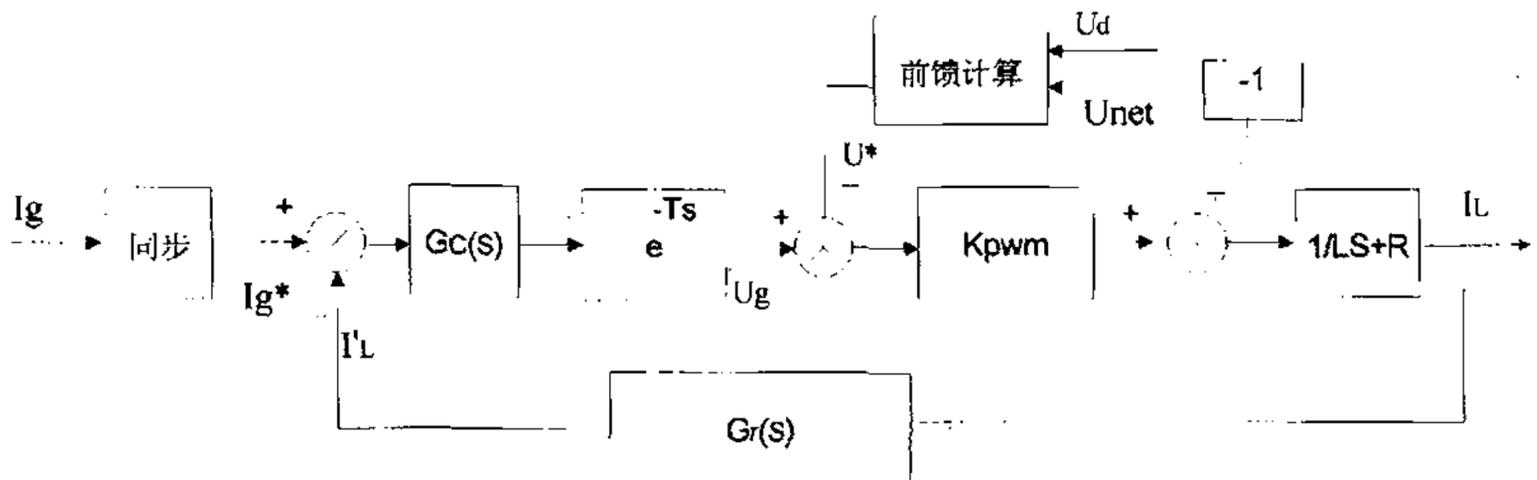


图 4-12 并网系统控制框图

(2) 系统的校正

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

$$\int_0^T (U^* - U_{net}) dt = \int_0^T (U_d D - U_{net}) dt = 0 \quad (4-7)$$

因此, 可不考虑前向通道中的前馈电压 U^* 和电网电压 U_{net} 的作用。

在电流反馈环节 $G_r(s)$ 中, 加入二阶电流预估环节 e^{Ts} , 抵消前向通道中 e^{-Ts} 的影响, 有利于系统的校正。电流预估环节的计算公式为:

$$I_L^*(t_{n+1}) = \frac{5}{2} I_L^*(t_n) - 2 I_L^*(t_{n-1}) + \frac{1}{2} I_L^*(t_{n-2}) \quad (4-8)$$

由上式, 根据当前时刻电流采样值 $I_L^*(t_n)$ 及前二个 SPWM 周期内的电流采样值 $I_L^*(t_{n-1})$ 和 $I_L^*(t_{n-2})$, 可预估下一 SPWM 周期内电流采样值 $I_L^*(t_{n+1})$ 。

引入预估环节后的电流检测环节的传递函数为:

$$G_r(s) = K_f \cdot e^{Ts} \quad (4-9)$$

经过上述处理后, 可求得系统的开环传递函数为:

$$G_K(s) = G_C(s) \cdot K_{PWM} \cdot \frac{R}{\frac{L}{R}s + 1} \cdot K_f \quad (4-10)$$

设 $G_C(s)$ 为 PI 控制器, 即:

$$G_C(s) = \frac{1}{T_C s} + K_C = \frac{K_C T_C s + 1}{T_C s} \quad (4-11)$$

根据 (4-10) 和 (4-11) 式, 求得系统的开环传递函数为:

$$G_K(s) = \frac{K_C T_C s + 1}{T_C s} \cdot K_{PWM} \cdot \frac{R}{\frac{L}{R}s + 1} \cdot K_f \quad (4-12)$$

$$\text{令} \quad K_C T_C = \frac{L}{R} \quad (4-13)$$

以抵消 (4-12) 式的大时间常数的零点和极点。

$$\text{可求得:} \quad G_K(s) = \frac{K_f K_{PWM}}{R T_C s} \quad (4-14)$$

上式表明, 单相光伏并网装置采用前馈及反馈预估处理后, 是一个稳定系统。系统动态响应指标仅与控制器的积分时间常数 T_c 值有关, T_c 值越小, 系统的动态响应就越快。

在实际系统中, 由于系统中各环节中的分布参数的小时间常数影响, T_c 值无限制取小将导致系统不稳定。设系统中各环节的小时间常数之和为 T_x , T_c 的取值应使由 (4-10) 式所决定的开环传递函数截止频率小于 $\frac{1}{10T_x}$ 。这样才能保证闭环系统有一定的稳定裕量。

$$\text{据此, 可求得: } T_c \geq 10 \cdot \frac{K_f K_{PWM} T_x}{R} \quad (4-15)$$

$$T_x \leq \frac{RT_c}{10K_f K_{PWM} T_x} \quad (4-16)$$

T_c 求出后, 则可根据 (4-13) 式求得控制器相应的 K_c 值。

(3) 系统跟踪误差的分析

根据图 4-12, 可写出系统的闭环传递函数为:

$$\frac{I_L(s)}{I_g^*(s)} = \frac{\frac{G_K(s)}{K_f \cdot e^{Ts}}}{1 + G_K(s)} = \frac{\frac{K_{PWM}}{RT_c s}}{1 + \frac{K_f K_{PWM}}{RT_c s}} \cdot e^{-Ts} = \frac{\frac{1}{K_f} \cdot e^{-Ts}}{\frac{RT_c}{K_f K_{PWM}} s + 1} \quad (4-17)$$

等式 (4-17) 表明, 实际并网电流 I_L 总是滞后于给定电流 I_g^* , 在 $\left| \frac{RT_c}{K_f K_{PWM}} S \right| \ll 1$ 的情况下, 实际并网电流 I_L 可较好地跟踪给定电流 I_g^* , 两者之间仅相差一个等于载波周期 T 的相位差。

RT_c 越大, 实际并网电流的相角滞后及幅值衰减就越多。

令 $s = j\omega$, 根据:

$$\left| \frac{RT_c}{K_f K_{PWM}} S \right| = \frac{RT_c}{K_f K_{PWM}} \omega \ll 1$$

和公式 (4-16), 可得:

$$10 \frac{K_f K_{PWM} T_x}{R} \leq T_c \ll \frac{K_f K_{PWM}}{R\omega} \quad (4-18)$$

从上式可得:
$$T_x \ll \frac{1}{10\omega} \quad (4-19)$$

上式中, ω 为网侧交流电压角频率, 当 T_x 满足 (4-19) 时, 实际并网电流可较好地跟踪给定电流。

4. 4 最大功率点跟踪技术

由于前面已经介绍过太阳能电池的特性, 下面将介绍光伏并网的两种最大功率点跟踪方式。

1. 定电压型 (CVT) 最大功率跟踪控制方法

因为太阳能电池一天内最大功率点的轨迹接近于太阳能电池某一恒电压处的功率轨迹。所以可以采用定电压控制方法来实现最大功率点跟踪问题, 图 4-13 是光伏并网采用定电压控制的原理图, 该系统由电压外环和电流内环两个闭环组成以实现太阳能电池的最大功率点跟踪。首先将太阳能电池阵列最大功率点相

对应的电压作为指令电压，电池阵列的实际输出电压作为反馈电压，电压调节器将两者的偏差经过调节输出后作为并网电流的指令值，同时将实际并网电流作为电流环的反馈值，电流调节器输出经调制后作为驱动信号。

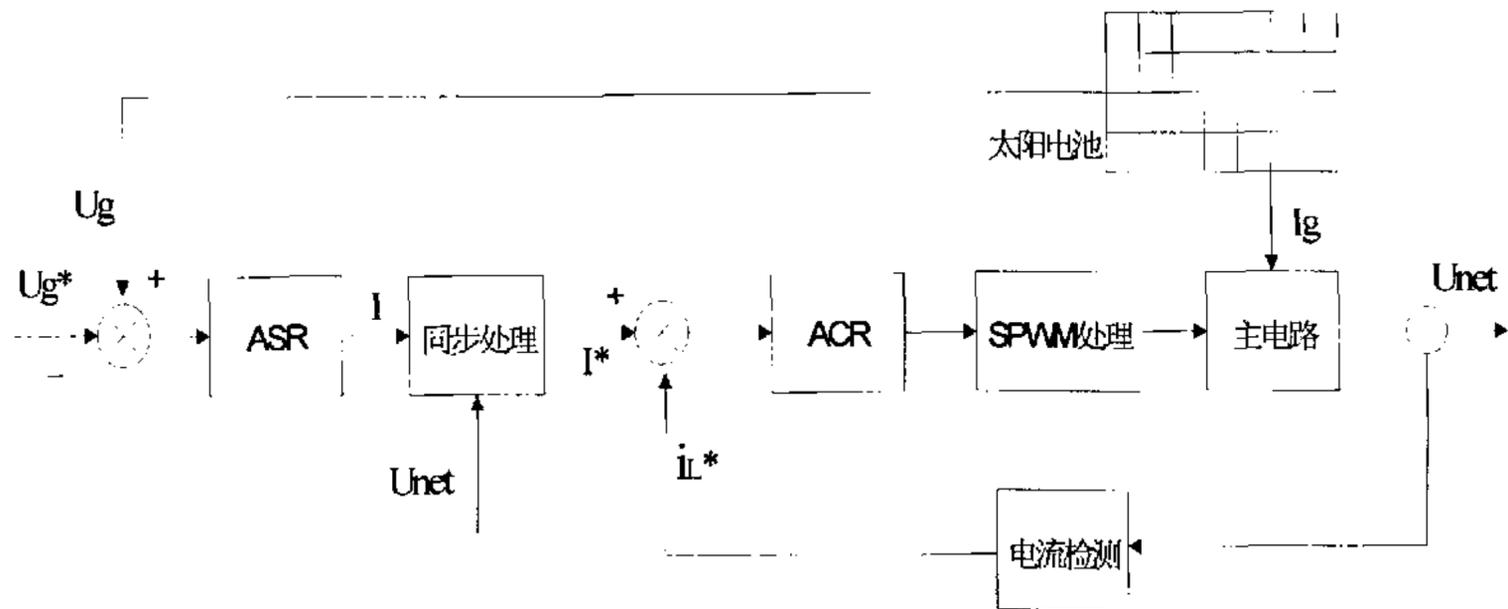


图 4-13 光伏并网系统定电压型控制原理图

当实际电池电压 U_g 大于指令电压 U_g^* 时，相当于指令电流值增大，所以输出并网电流将增大，并网功率增加，随着太阳电池输出电流 I_g 增加， U_g 就会下降，以实现输出电压稳定在指令电压值附近；当实际电压 U_g 小于 U_g^* 时，相当于指令电流减小，输出实际电流减小，并网功率减小，随着 I_g 下降， U_g 上升，以实现输出电压稳定在指令电压值附近。

这种控制方法的优点控制简单，稳定性和经济性比较好。缺点是，当季节温差变化较大时， V_m 值也有较大的变化，常需根据季节变化对定电压控制的 V_m 值进行相应调整。由于太阳电池的伏安特性曲线 dU/dI 在最大功率点左侧变化很大，负载电流的微小扰动都会使阵列电压有较大的波动，如果系统的电压调整响应速度不快，会造成直流母线欠压并引起系统保护，从而造成系统工作不稳定。因此在定电压控制的电压闭环控制时，要求系统有较快的响应速度。

图中 U_g^* 为太阳电池阵列工作的指令电压， U_g^* 的确定要根据一年中不同季节的平均日照值幅值实际经验进行预估和实测调整得出。

2. TMPPT 型最大功率跟踪控制方法

定电压最大功率跟踪，只能是一定环境条件下的最大功率点跟踪，在不同条件下仍有功率损失。由于光伏组件来源，参数和特性有差异，它们的最大功率点处的电压 V_m 值也不尽相同，因此需要一种在所有不同场合都能始终使太阳电池阵列处于最大功率输出状态的控制方法，这种方法能够在定电压控制的基础上实时地改变太阳电池给定电压以达到始终以最大功率输出，也即是“真正的最大功率跟踪” TMPPT (True Maximal Power Point Tracking) 控制。

它通过对太阳电池输出电压、电流的检测，得到电池当前的输出功率，再将它与前一时刻的记忆功率相比较，从而确定给定电压调整的方向。若 $\Delta P > 0$,

说明参考电压调整的方向正确，可以继续按原来的方向调整；若 $\Delta P < 0$ ，则说明参考电压调整的方向错误，需要改变调整的方向。如图 4-14 所示，当给定参考电压增大时，若输出功率也增大，则工作点位于最大功率点 P_{max} 左侧，需继续增大参考电压；若输出功率减小，则工作点位于最大功率点 P_{max} 右侧，需要减小参考电压。当给定参考电压减小时，若输出功率也减小，则工作点位于 P_{max} 的左侧，需增大参考电压；若输出功率增大，则工作点位于 P_{max} 的右侧，需继续减小参考电压。

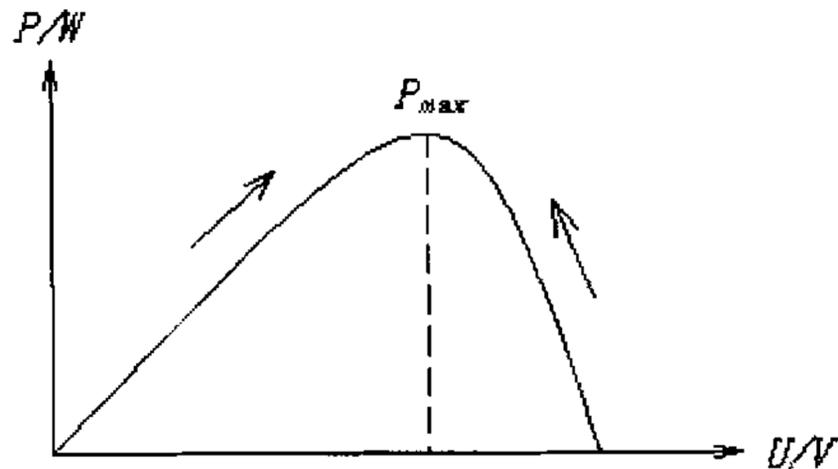


图 4-14 搜索最大功率点

图 4-15 为 TMPPT 的工作原理结构图，其工作原理如下：

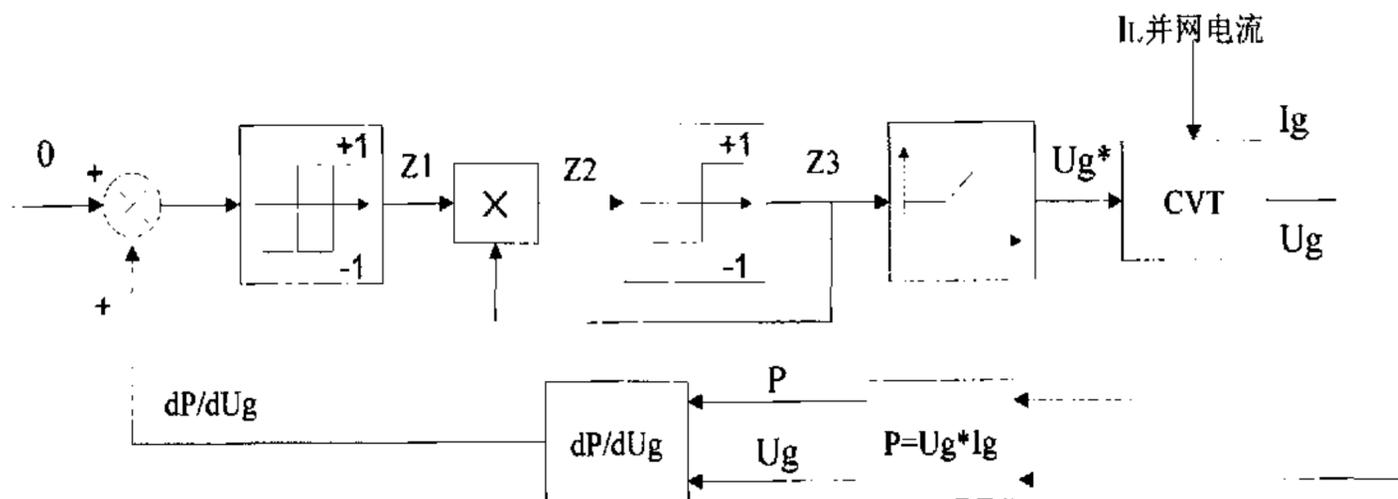


图 4-15 TMPPT 最大功率跟踪原理结构图

系统的输入指令值为 0，反馈值为 dP/dU_g ，若 $Z3$ 状态为 +1，则 U_g^* 指令电压增加，经 CVT 环节调整，系统的阵列输出电压 U_g 跟踪 U_g^* 增加，采样阵列输出电流 I_g ，经功率运算环节和功率微分环节，得 dP/dU_g 值，如果 $dP/dU_g > 0$ ，则 $Z1$ 为 +1， $Z2$ 为 +1， $Z3$ 为 +1， U_g^* 指令电压继续增加；如果 $dP/dU_g < 0$ ，则 $Z1$ 为 -1， $Z2$ 为 -1， $Z3$ 为 -1， U_g^* 指令电压开始减小。通过这样的方法可以达到使系统始终以最大功率输出。给定参考电压变化的过程实际上是一个功率寻优的过程。由于在寻优过程中不断地调整参考电压，因此，太阳能电池的工作点始终在最大功率点附近振荡，无法稳定工作在最大功率点上。同时，当日照强度快速变化时，参考电压调整方向可能发生错误。这也是此法的缺陷。

经过实验证明，采用 TMPPT 最大功率点跟踪能够获得更多的功率输出。

4.5 孤岛效应防止

1. 孤岛效应的危害及防止标准

所谓孤岛效应，根据美国 Sandia 国家实验室提供的报告指出：当电力公司的供电，因故障事故或停电维修而跳脱时，各个用户端的太阳能并网发电系统未能及时检测出停电状态而将自身切离市电网路，而形成由太阳能并网发电系统和周围的负载形成的一个电力公司无法掌握的自给供电孤岛。它的危害主要有以下几点：

- (1) 危及电力公司输电线路维修人员的安全；
- (2) 影响配电系统上的保护开关动作程序；
- (3) 电力孤岛区域所发生的供电电压与频率的不稳定现象；
- (4) 当电力公司供电恢复时所造成的相位不同步问题；
- (5) 太阳能供电系统因单相供电而造成系统三相负载的欠相供电问题。

对于孤岛效应的危害，各国也制定了相关的标准。根据国际标准 IEEE Std. 2000-929 和 UL1741，光伏并网发电系统在电网断电后检测到孤岛现象并将并网发电系统与电网断开的最大时间限制，如表 4-1 所示。

表 4-1

状态	断电后电压幅值	断电后电压频率	允许的最大检测时间
A	$0.5 V_{nom}$	f_{nom}	6 cycles
B	$0.5V_{nom} < V < 0.88 V_{nom}$	f_{nom}	2 seconds
C	$0.88V_{nom} \leq V \leq 1.10V_{nom}$	f_{nom}	2 seconds
D	$1.10V_{nom} < V < 1.37V_{nom}$	f_{nom}	2 seconds
E	$1.37V_{nom} \leq V$	f_{nom}	2 cycles
F	V_{nom}	$f < f_{nom} - 0.7\text{Hz}$	6 cycles
G	V_{nom}	$f > f_{nom} + 0.5\text{Hz}$	6 cycles

V_{nom} 指电网电压幅值的标准值；

f_{nom} 指电网电压频率的标准值。

在我国，对反孤岛效应的规定如下：光伏系统除设置过/欠压保护、过/欠频保护做为防孤岛效应后备保护外，还应该设置至少一种主动和被动方式防孤岛效应保护。并且防孤岛效应保护应该在电网断电后 0.5~1 秒内动作将光伏系统与电网断开。

同时，对于公共节点处的过/欠压和过/欠频保护也作了具体规定：

- (1) 光伏系统电网接口处电压为额定电压的 110%~120%时，过压保护应在 0.5~2 秒内动作将光伏系统与电网断开。

- (2) 伏系统电网接口处电压为额定电压的 80%~90%时, 欠压保护应在 0.5~2 秒内动作将光伏系统与电网断开。
- (3) 伏系统电网接口处频率为 50.5Hz~51.5Hz 时, 过频率保护应在 0.5~2 秒内动作将光伏系统与电网断开。
- (4) 光伏系统电网接口处频率为 48.5Hz~49.5Hz 时, 欠频率保护应在 0.5~2 秒内动作将光伏系统与电网断开。

2. 孤岛效应的防止方法

孤岛效应检测技术分成被动式及主动式两类。被动式检测技术一般是利用监测市电状态, 如电压、频率作为判断市电是否故障的依据。而主动检测法, 则是由并网逆变器定时产生干扰信号, 观察市电是否受到影响以做为判断依据, 因为市电可以看作是一个容量无穷大的电压源。

(1) 被动式检测方法

1) 利用保护电路监测

一般的太阳能发电系统均会装置四种保护电路: 过电压保护、低电压保护、过频率保护及低频率保护。这四种保护电路提供了最基本的保护功能, 一旦逆变器的输出电压、输出频率超过正常的范围时, 即将市电视为有故障发生, 保护电路即会将并网系统脱离市电网路。但是, 当逆变器的输出功率与负载功率达成平衡时, 则会因系统的电压及频率变动过小, 使得控制系统无法检测而失去作用。

2) 电压谐波检测法

此方法适用于电流控制型变流器, 因电流控制型变流器主要参考信号为市电电压, 当市电故障时, 并网逆变器的输出电流可能在电力变压器上产生失真的电压波形, 而此失真的电压波形被采集再回授成为逆变器输出电流的参考波形, 即会造成逆变器输出电压将含有较大的谐波成分, 因此可由此点判断是否发生孤岛情况。

3) 急剧相位偏移检测

此方法用以检测当市电突然断电时, 电力逆变器的电压及电流相位差由负载决定, 当相位偏移超过某一范围时, 即表示市电发生故障, 则将太阳能发电系统脱离市电网路。但若负载所造成的相位差并不大时, 则无法检测出来。

(2) 主动式检测方法

主动式检测方式是通过控制变流器输出或外加阻抗等方式主动扰动系统。当发生孤岛情况时, 主动扰动将造成系统的不稳定, 即使是在发电输出功率与负载功率平衡的状态下, 也会通过扰动破坏功率平衡状态, 造成系统的电压、频率有明显变动, 再通过控制单元检测出来而将太阳能发电系统与市电隔离, 防止孤岛现象的发生。主动方法主要有以下几种方式:

1) 输出电能变动方式

通过控制变流器的输出，施以系统周期性的有功电能或无功电能扰动，当市电中断时，由于系统失去稳定的参考电源，扰动将造成系统电压或频率明显的变动，而检测出孤岛现象。

2) 加入电感或电容器

此方法是在电力系统输配线路上加装一电感或电容器，当市电中断或故障时，即将电感或电容器并入，通过无效功率破坏系统平衡状态，达到对电压、频率的扰动，使太阳能发电系统能检测到并与市电解除并联。其中插入的并联阻抗容量小且短时间插入为宜，以免对系统造成过大影响而发生误动作。

3) 自动频率偏移方式

此方式通过偏移市电电压采样信号的频率来做为变换器的输出电流频率，造成对系统频率的扰动，即由频率保护电路来检出孤岛现象，但此法用不好可能会造成系统供电的不稳定以及输出功率因数降低。

本文选择了主动频率偏移的主动式方法。主动频率偏移法主要是通过软件周期性地改变输出并网电流频率来实现孤岛效应防止的，实际频率偏移有正偏移和负偏移两种方式，可以任意选择，本文采用频率正偏移方式。

其实现过程就是：系统通过软硬件电路周期性地检测出连续两次电网电压过零点的时刻，得到电网电压的频率 f ，在此频率 f 的基础上加上偏移量 Δf ，再将频率 $(f \pm \Delta f)$ 作为并网电流的给定频率，并且在电网电压每次过零时使输出并网电流复位。当电网没有故障时，负载上的电压频率即为电网电压频率，所以每次检测到的电网电压频率基本不变；当市电故障时，并网逆变器输出并网电流单独作用在负载上，因为输出并网电流频率的逐周期增加，所以每次检测到的负载电压频率就会相应地改变，就形成了给定输出并网电流频率的正反馈，使得负载电压的频率很快就会超过频率保护的上、下限值从而使并网逆变系统有效检测出市电故障，从而迅速切断与电网的连接。所以，主动频率偏移法使系统具有良好的反孤岛效应功能。但是对不同的负载其响应时间会有所不同。对纯阻性负载，由于电压波形和电流波形相同，因此，当给定电流频率偏移 Δf 时，电压频率也相应地增大 Δf ，这样循环几个周期就会使得电压频率超过系统所设定的频率异常范围，从而使得系统能够有效实现孤岛效应的防止；对阻感负载，由于电感电压超前电感电流，会使得电压频率迅速超出限值，频率正偏移方式的效果比纯阻性负载增强；对负载为阻容负载时，由于电容电压的滞后，频率正偏移方式的效果会比纯阻性负载减弱。而当采用频率负偏移方式时，结果会相反。

第五章 具有并网发电/独立供电功能的逆变电源实现

5.1 系统主电路的参数选择及计算

具有并网发电/独立供电功能的逆变电源兼有独立逆变功能和并网逆变功能，所选择的主电路参数要能满足两者的要求，下面分别对系统主要电路参数的选择进行讨论计算。

1. 工频变压器的设计

工频变压器在逆变电源系统中起到升压和隔离的作用，它对逆变器的效率、工作可靠性和输出电气性能有着直接的影响，变压器设计不合理会导致噪声、波形畸变、甚至饱和等问题，所以设计合适的变压器是一项重要的工作。

变比的设定一般是按照直流侧输入电压最低值时也能保证输出达到所要求的最高值，而这时，逆变器工作在最大占空比上。取输入直流电压 170V，输出为 220V 交流电压，设原、副边匝数分别为 N_1 、 N_2 ，则

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{170}{314} = \frac{120}{220} = 0.54$$

由于变压器的绕组内阻压降和前级滤波电感绕组压降，实际原、副边变比应比上述理论值小些，取

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{110}{220}$$

2. 直流侧平波电容器的选择

对于光伏并网直流侧平波电容器的选择需要满足下式

$$C \geq \frac{2P_s}{kV_s^2\omega} \quad (5-1)$$

其中： P_s 为太阳能电池阵列输出功率。波纹系数 k ， V_s 是太阳电池电压， ω 是电网角频率，取太阳电池电压为 300V，太阳能电池阵列输出功率为 3 千瓦， k 取 0.1，

$\omega = 314$ ，带入公式得：

$$C \geq \frac{2P_s}{kV_s^2\omega} = \frac{2*3000}{0.1*300^2*314} = 2123\mu F, \quad (5-2)$$

对于独立逆变电解电容的参数通常按下式计算：

$$C = (3\sim 5) T / R_L \quad (5-3)$$

式中 T 为输入侧直流电压的脉动周期， R_L 为直流侧等效负载电阻，按本系统额定功率 $P_E = 3KW$ 、电容上平均电压为 $V_E = 250V$ ，则

$$R_L = \frac{V_E^2}{P_E} = \frac{250^2}{3000} = 20.8 \quad (5-4)$$

若直流侧为交流电压（50Hz 频率）经全波整流后的电压则 $T = 10\text{ms}$ ，则可得

$$C = (3 \sim 5) T / R_L = (3 \sim 5) \times 0.01 / 20.8 = 1442\mu\text{F} \sim 2400\mu\text{F} \quad (5-5)$$

由于独立逆变时直流侧采用的是蓄电池电压，实际上 T 应小些，则电容值也相应小一些，但是考虑到逆变器要在并网工作时也要满足要求，取

$$C = 3300\mu\text{f}$$

采用 $400\text{V}/3300\mu\text{f}$ 的电解电容。

3. 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，功率因素为 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 5%—10%，即：

$$\omega LI = (5\% \sim 10\%) U_{AC} \quad (5-6)$$

由上可得：

$$314 \times 3000 / 220 \times 2 \times L = 5\% \times 220,$$

推出

$$L = 1.28\text{mH}$$

系统工作在独立逆变模式时电感可由下面方法计算得出：

逆变器的输出为频率为 20KHz（10KHz 开关频率倍频）的 SPWM 方波，其基波为 50Hz，还含有低次、高次谐波，谐波主要集中在 20K、40KHz 附近，由于采用的是 LC 滤波，其截止角频率为 $\omega = 2R/L$ ， R 为公称阻抗，在 $80\% \times 3\text{KW}$ 、220V 输出下， $R = 0.8 \times 220 \times 220 / 3000 = 12.9$ ，如果设截止频率 f_c 为 20KHz 衰减 4 倍即 5000Hz，则有

$$L = \frac{2R}{\omega} = \frac{R}{\pi f_c} = 0.86\text{mH} \quad (5-7)$$

$$C = \frac{L}{R^2} = \frac{1}{\pi f_c R} = 5\mu\text{f} \quad (5-8)$$

综合两者考虑选择，电感选取 1.28mH 即可，电容 C 取 10 μ f。

4. 功率管的选择

根据太阳能电池电压浮动范围在 170V 到 300V 之间，可以选择耐压为 600V 的管子，根据功率为 3 千瓦，交流输出 220V，变压器匝比是 0.5，变压器原边峰值电流近似 39A，选择 80A 的管子。可以选择快捷公司的 G80N60 型号的 IGBT，它能承受 80A 电流，600V 电压。或者选用 PM100CSA060 型 IPM 模块，它可以承受 100A 电流、600V 电压。

5. 2 DSP 的选型和控制器的设计

1. DSP 的选型

由于本系统是多种控制算法高速运行的系统，不仅要求执行指令快速性，还需要 AD 采样的快速性，同时要具有适合电力电子控制的各种外设模块。根据比较本文选取了 TI 公司的 TMS320LF2407A 芯片。TMS320LF2407A 芯片是 TI 公司推出的一款功能强大的数字信号处理器，具有以下一些特点：

- (1) 采用高性能静态 CMOS 技术，使得供电电压降为 3.3V，减小了控制器的功耗；40MHz 的执行速度使得指令周期缩短到 25ns，从而提高了控制器的实时控制能力。
- (2) 基于 TMS320C2XXDSP 的 CPU 内核，保证了 TMS320LF2407A DSP 代码核，与 TMS320 系列 DSP 代码兼容。
- (3) 有高达 32K 字的 FLASH 程序存储器，高达 1.5K 字的数据/程序 RAM，544 字的双口 RAM(DARAM)和 2K 字的单口 RAM(SARAM)。
- (4) 两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个包括：两个 16 位通用定时器；8 个 16 位的脉冲宽度调制 (PWM) 通道。并且能够完成以下功能：三相反相器控制；PWM 的对称和非对称波形；当外部中断输入引脚出现低电平时快速关闭 PWM 通道；可编程的 PWM 死区控制可以防止上下桥臂同时输出触发脉冲；3 个捕获单元；片内光电编码器接口电路；16 通道 A/D 转换器。
- (5) 扩展的外部存储器 (LF2407A) 总共 192K 字空间：64K 字程序存储器空间；64K 字数据存储器空间；64K 字 I/O 寻址空间。
- (6) 看门狗定时器模块 (WDT)。
- (7) 10 位 A/D 转换器最小转换时间 375 ns，并且两个通道既可以工作于独立方式也可以工作于级连方式。可选择由两个事件管理器来触发。
- (8) 控制器局域网络 (CAN) 2.0 模块。
- (9) 串行通信接口 (SCI) 模块。
- (10) 16 位的串行外设接口 (SPI) 模块。

- (11) 基于锁相环的时钟发生器。
- (12) 高达 40 个可单独编程或复用的通用输入/输出引脚 (GPIO)。
- (13) 5 个外部中断 (两个电机驱动保护、复位和两个可屏蔽中断)。
- (14) 电源管理包括 3 种低功耗模式, 能独立地将外设器件转入低功耗工作模式。

2. 控制器的设计

系统的控制由模拟, 数字控制电路两部分组成, 如下图 5-1 所示, 模拟控制电路作为功率电路和数字控制电路的接口, 将电网电压、变换器输出电压电流、蓄电池电压电流等各种模拟信号转换成数字信号给数字控制电路, 数字控制电路必须准确的处理这些信息, 以此决定工作模式, 并通过模拟控制电路去执行数字控制器发出各种信号。

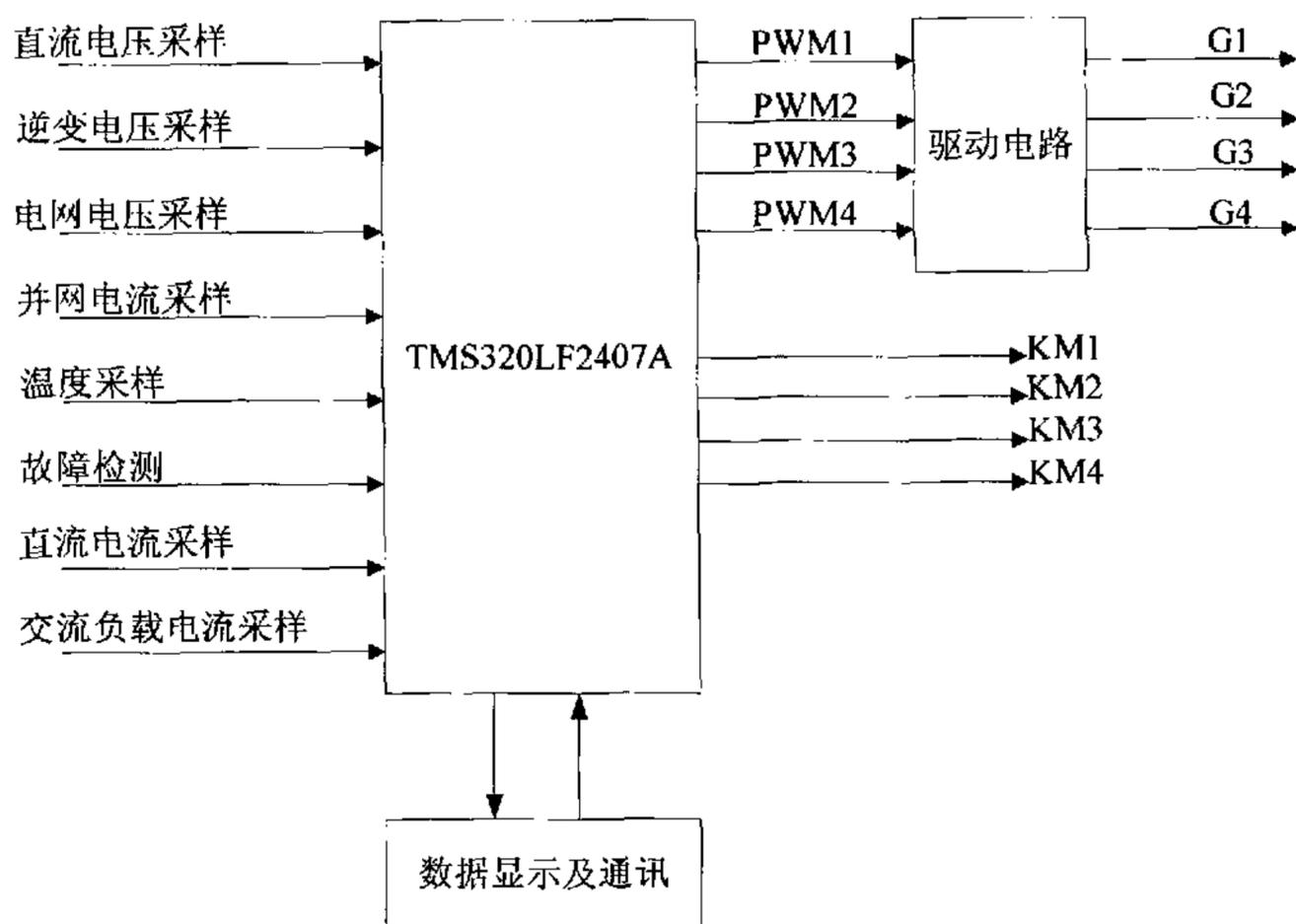


图 5-1 系统控制电路

5.3 系统的驱动电路设计

系统的主电路可以采用四只 IGBT 组成单相全桥电路, 也可以采用 IPM 模块。本文在实际中采用过这两种电路, 它们的主要区别在于驱动和保护电路存在差别, 下面分别对它们进行介绍。

1. IGBT 的驱动电路

本文采用快捷公司的 G80N60 型号的 IGBT，它的耐压是600V，瞬间可以承受80A，IGBT 的驱动通常采用专用集成驱动电路，根据不同功率管要求可以适当的选取驱动电路，一般常用的两款驱动芯片是 EXB84X 和 M57962L 系列驱动芯片，它们分别是富士和三菱公司生产的，在实际选用时根据以往经验经过比较得出这两款芯片存在差别，具体体现在：

(1) M57962L 的关栅可靠性高，EXB840内部产生 -5V 负偏压且不可调；M57962L 在外部利用稳压二极管产生 -10V 负偏压，关栅可靠性比 EXB840高。

(2) M57962L 的动作保护时间短，M57962L 的保护动作时间（从出现过流到栅压降至0V）为6.3微秒；EXB840的保护动作时间为16微秒且关栅电压不能降至 -2V 以下，导致 IGBT 炸管的危险性比 M57962L 大。

(3) 能够驱动更大功率的 IGBT 模块，它可以驱动 600V/400A、1200V/200A、1400V/200A 的 IGBT 模块。其内部框图如下图 5-2 所示。

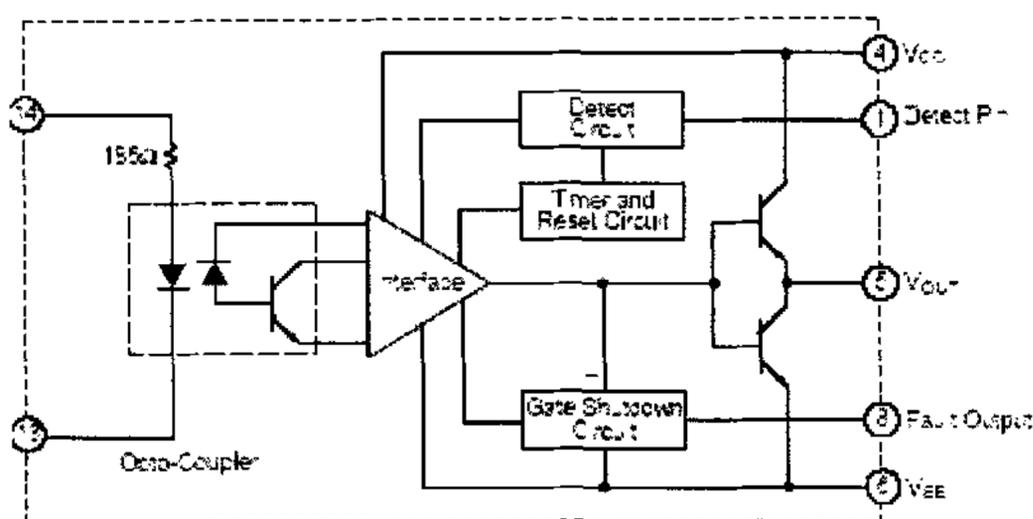


图5-2 M57962L 功能框图

图5-3是本文所采用的应用电路。图中为同一桥臂 VT1和 VT2的驱动电路，VT3和 VT4的驱动电路同理，两者也是互锁的，这就使两管不会同时导通，增强了系统的安全性。M57962L 的8脚是过流保护输出，也将四路 M57962L 的8脚经光耦输出形成一 OC 输出作为过流保护信号，（当有故障时，8脚会输出一个毫秒级宽度的低电平）OC 信号再与直流母线电流检测形成的过流保护信号线与去控制 DSP 的故障保护引脚 PDPINTX.。

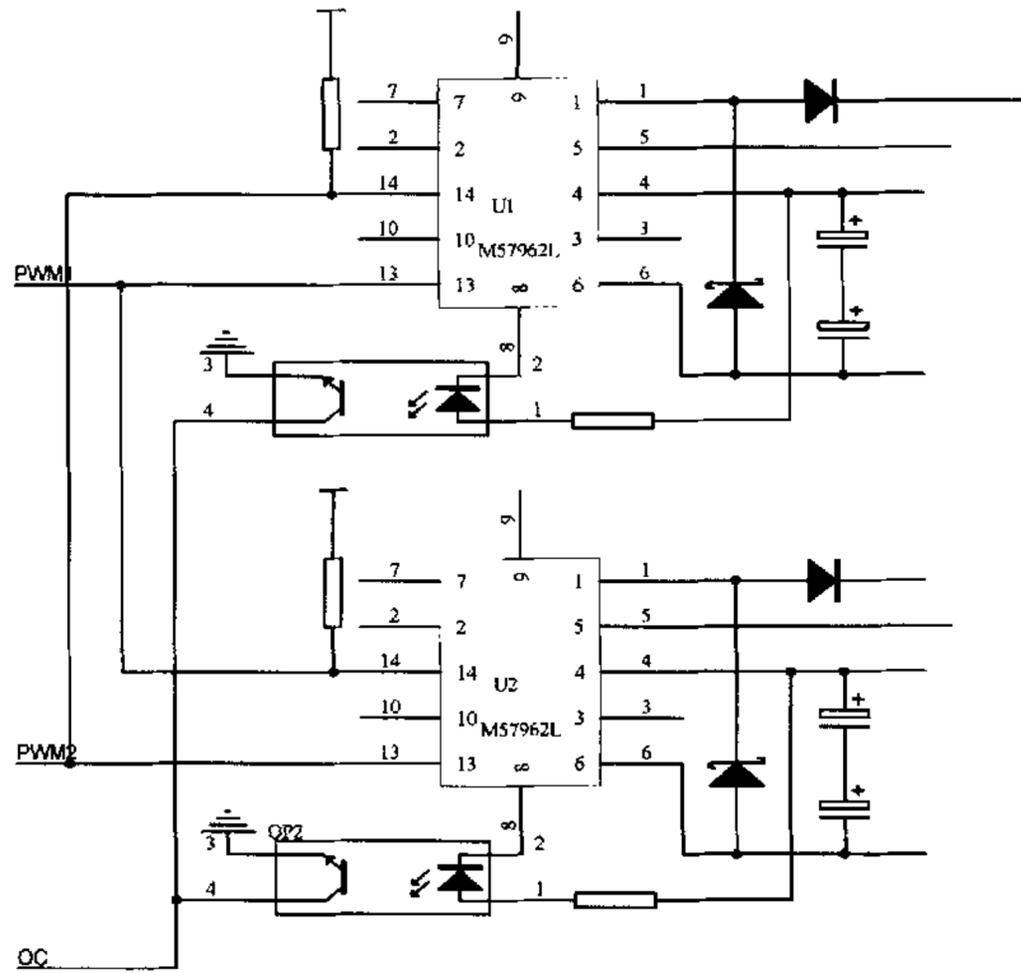


图5-3 M57962L 驱动电路示意图

2. IPM 的保护和驱动

如果主电路采用 IPM 模块，则其驱动要简单的多，本文采用三菱公司的 PM100CSA060 型 IPM 模块，它的功率等级是 600V/100A，它是集输出功率电路，门极驱动电路，逻辑保护电路于一体的模块，具有短路保护，过流保护，过热保护，驱动欠压保护。下面给出本文所采用的 IPM 应用电路图 5-5。为了使控制驱动电路与主电路更安全的隔离，在驱动信号和主电路之间又加了一级光耦隔离。采用了安捷伦公司的 HCPL-4504 光耦，它的功能框图如下图 5-4 所示。它有以下特点：

- (1) 极短的寄生延时适合于 IPM 使用；
- (2) 瞬时共模为 15KV/us；
- (3) IPM 专用的电气隔离；
- (4) TTL 电磁兼容；
- (5) 开路输出。

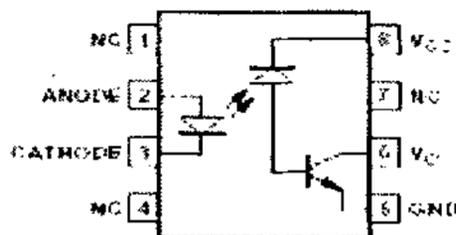


图5-4 HCPL-4504 功能框图

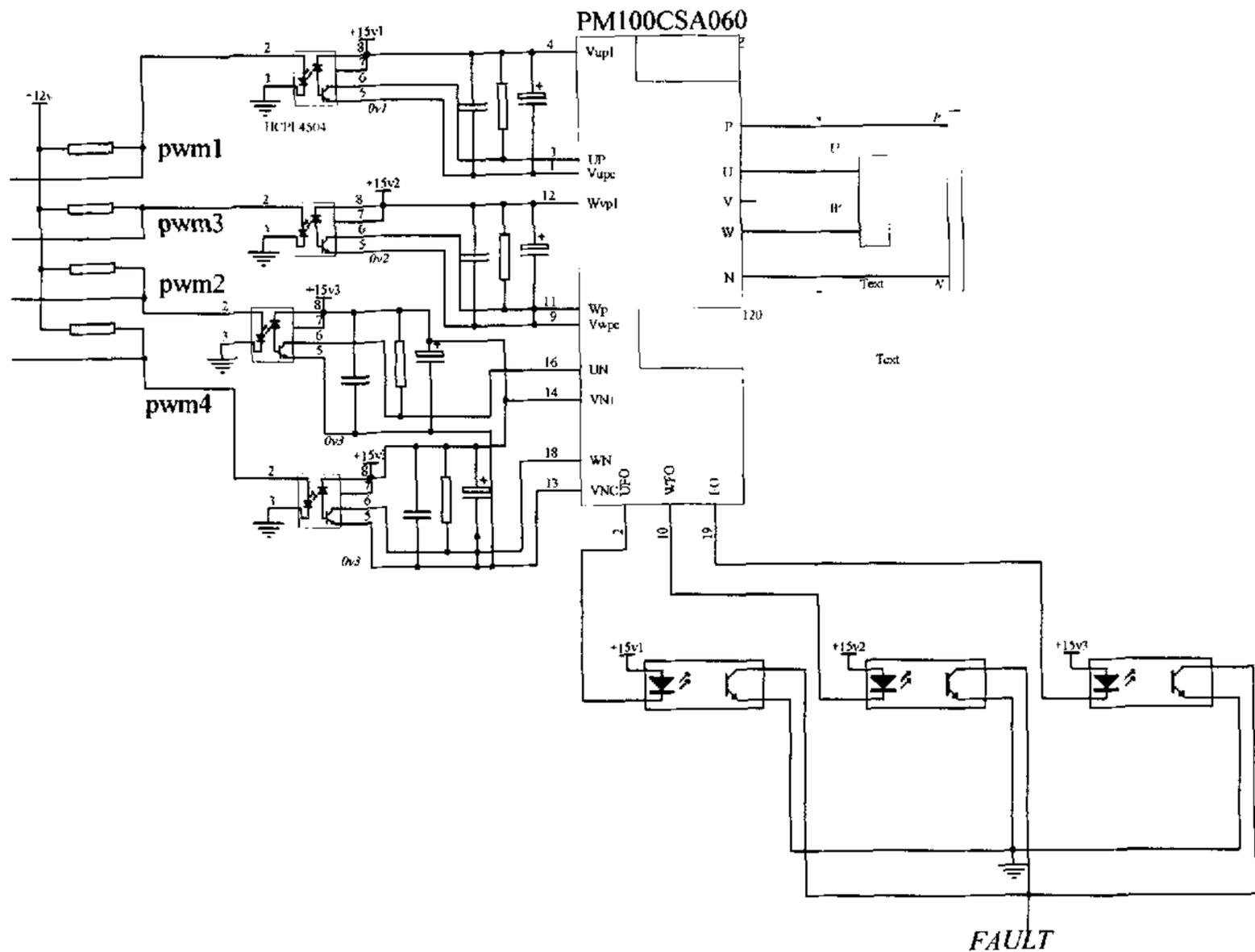


图 5— 5 IPM 模块驱动电路示意图

5. 4 通讯接口设计

1. DSP 通信接口电路

DSP 控制的通信接口电路如下图 5—6 所示。设计采用 MAX3082 收发器芯片完成接口通信。MAXIM 公司生产的 MAX3082 收发器芯片, 适合于 RS-422/RS-485 通信标准, MAX3082 芯片主要有以下特点: 单+5V 电源供电; 低功耗, 工作电流 120~500 μ A; 驱动过载保护; 通信传输线上可挂 32 个收发器方便组成半双工通信电路; 共模输入电压范围: -7V~+12V。MAX3082 为 8 脚封装, 各引脚功能说明如下: 引脚 1:RO 接收器输出, 当 A-B \geq -0.05V 时, RO 为高电平, 当 A-B \leq -0.2V 时, RO 为低电平; 引脚 2:RE 接收器输出使能, 为 0 时, 允许接收器输出; 引脚 3:DE 驱动器输出使能, 为 1 时, 允许驱动器工作; 引脚 4:DI 驱动器输入, DI 为低时, A 为低 B 为高; 引脚 5:GND 地; 引脚 6:A 接收器非反相输入和驱动器非反相输出端; 引脚 7:B 接收器反相输入和驱动器反相输出端; 引脚 8:Vcc 电源, 本系统采用与单片机电源独立的 +5V3 电源供电。图中 MAX3082

的 5、6、7、8 脚分别接到键盘监控系统中用于通信的另一片 MAX3082 的 5、6、7、8 脚，然后再通过光耦隔离将另一片 3082 的 RO 和 DI 接到用于键盘监控控制的单片机上，由此实现两个单片机之间的串行通信。由上图可见，芯片的选择信号、收发信号都是经过光耦隔离的，增强了通信的可靠性。

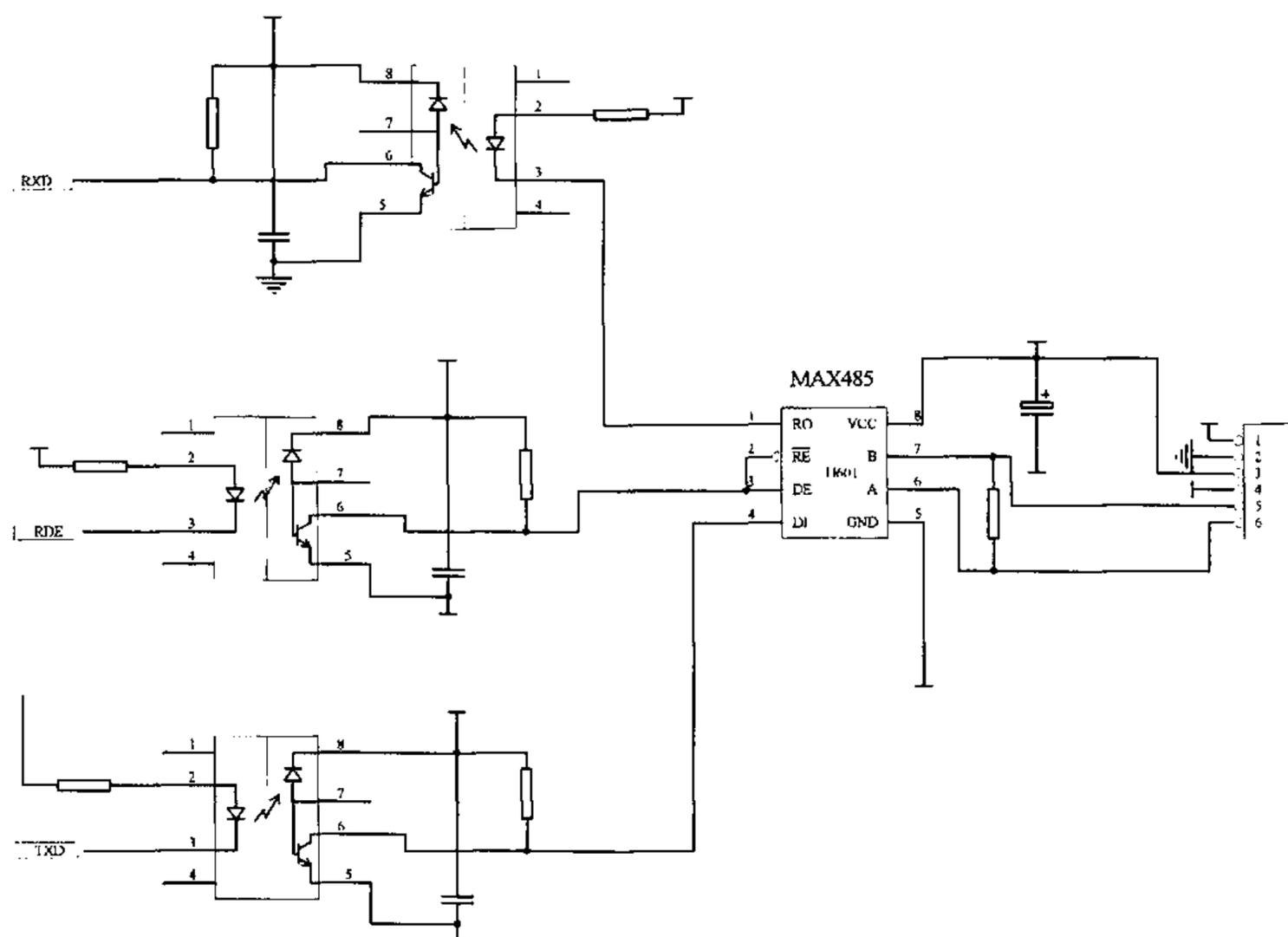


图 5-6 串口通信接口电路

2. W77E58 键盘监控系统的硬件组成结构

W77E58 键盘监控系统主要由液晶显示模块和键盘电路，通讯电路三部分构成，如下图所示，W77E58 单片机是 Winbond 公司生产的 8 位单片机，其特点是：具有两个全双工的串口，这样既能与逆变系统通信又能与上位机通信；具有 32K 字节的 FLASH 闪存，能够存贮很多数据，便于上位机进行数据管理；256 字节的 RAM；高速的 4 时钟结构，外部晶振可运行到 40MHz；与 8051 单片机兼容，但典型指令执行速度是 8051 的 1.5~3 倍；三个 16 位定时器；四路 8 位 I/O 口；带有两种优先级的 12 种中断源；工作电压在 4.5V~5.5V 之间。选用 W77E58 单片机主要是基于它具有双串行口、大容量的 FLASH 存储器、编程语言灵活等特点。

显示屏采用的是 OCM12864 系列点阵型液晶模块，它是 128×64 点阵型，可以显示各种字符和图形，一屏一共可以显示 32 个汉字或 64 个 ASCII 码，具有 8 位数据线可以和单片机相连，控制也比较简单。下图是单片机和液晶的接口电路。

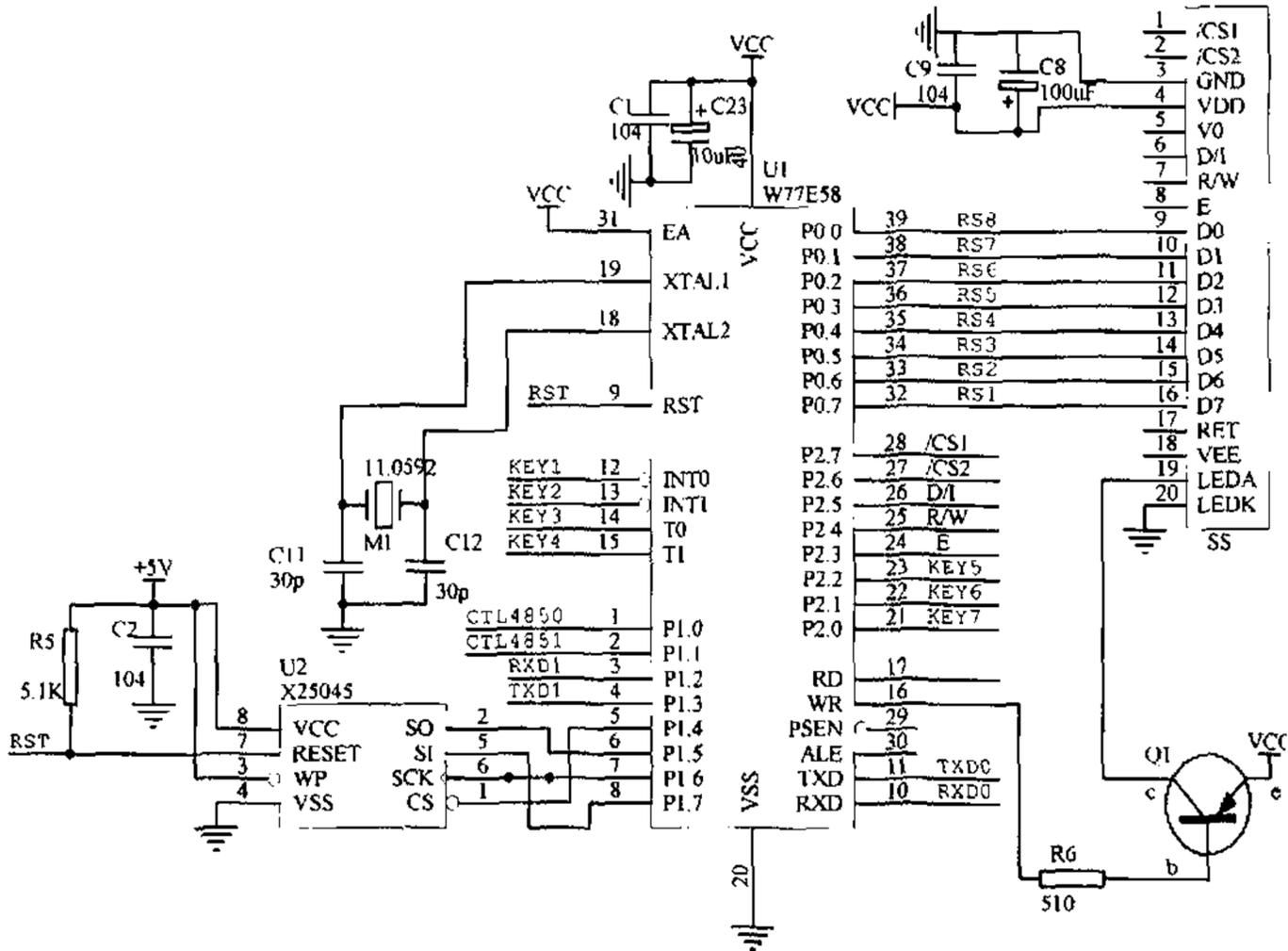


图 5-7 W77E58 与液晶显示屏接口电路

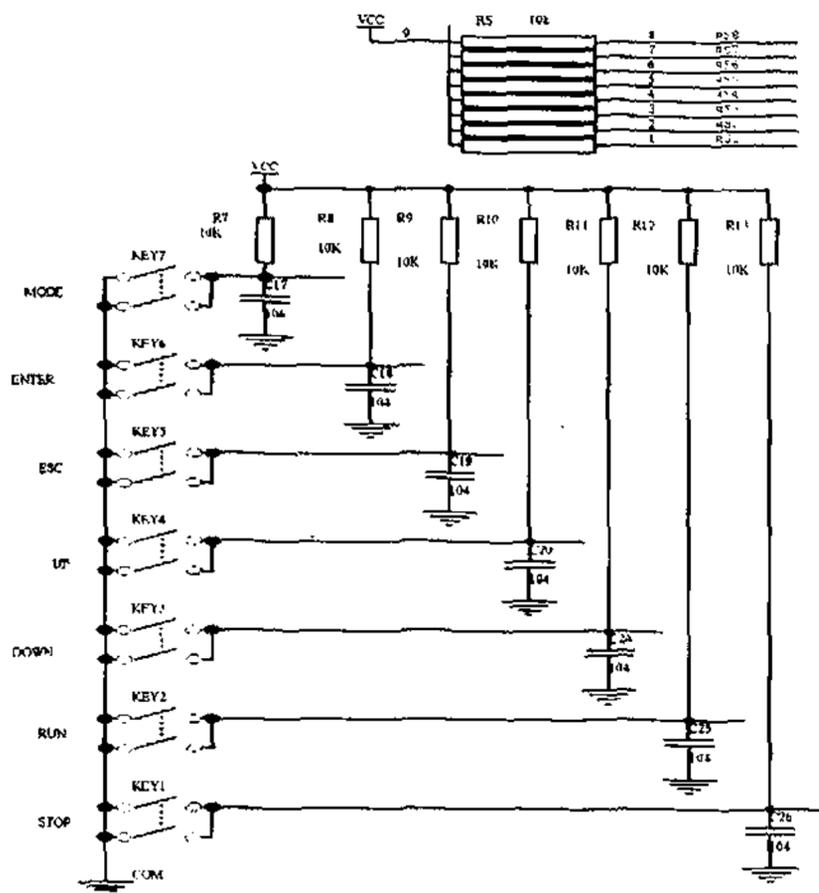


图 5-8 键盘电路

键盘采用薄膜按键，如上图 5-8 所示。一共设了七个键，分别是模式键、UP 键、DOWN 键、运行键、停止键、确认键、退出键。模式键主要是选择运行模式；UP 键具有光标上移和数字增加功能；DOWN 键具有光标下移和数字减少功能；运行键用于启动运行；停止键用于停止运行；确认键用于进入下一层菜单或数据设定时；退出键用于退出本层菜单或数据设定完后退出。

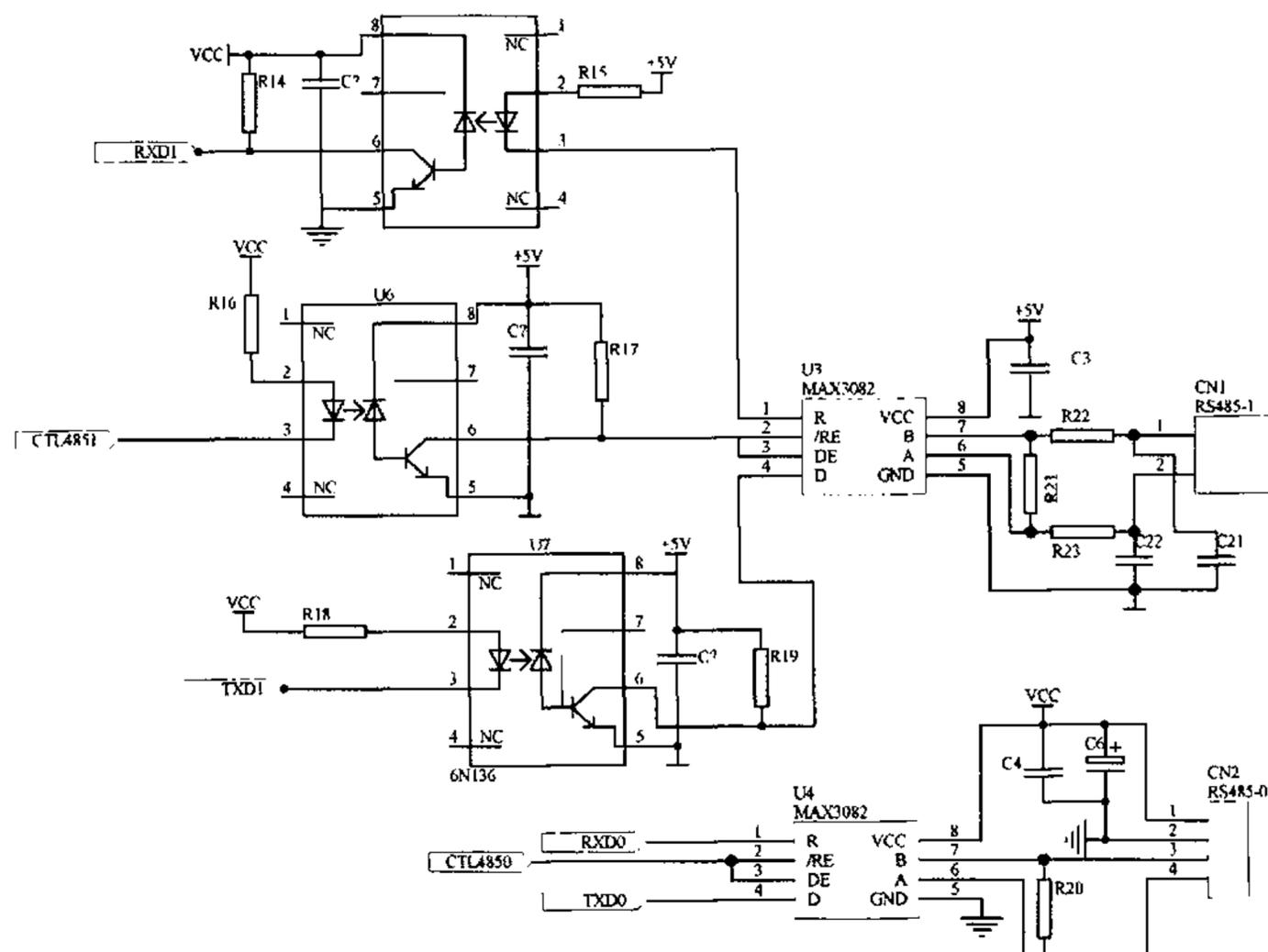


图 5-9 双串口通讯电路

通信电路主要由光耦和 MAX3082 组成，光耦采用 6N136 快速光耦，能满足高速传输的要求。如上图 5-9 所示。

3. 多机组网运行

为了对本系统的运行状况和故障状况，进行集中控制、分析，可以方便的将多台逆变器通过 RS485 总线组成一个局域网。具体实现是逆变器（下位机）系统设有 RS485 通讯接口，它与监控板相连。监控板是以 W77E58 芯片为核心控制的，W77E58 上有双串口；一路与下位机相连，另一路通过 RS485 总线与上位机相连。上位机同时与多台监控板相连，形成多机联网通讯。下位机可以通过现场总线将运行状态及数据传送至上位机，上位机也可以发送控制指令给下位机，下面是它的示意图。

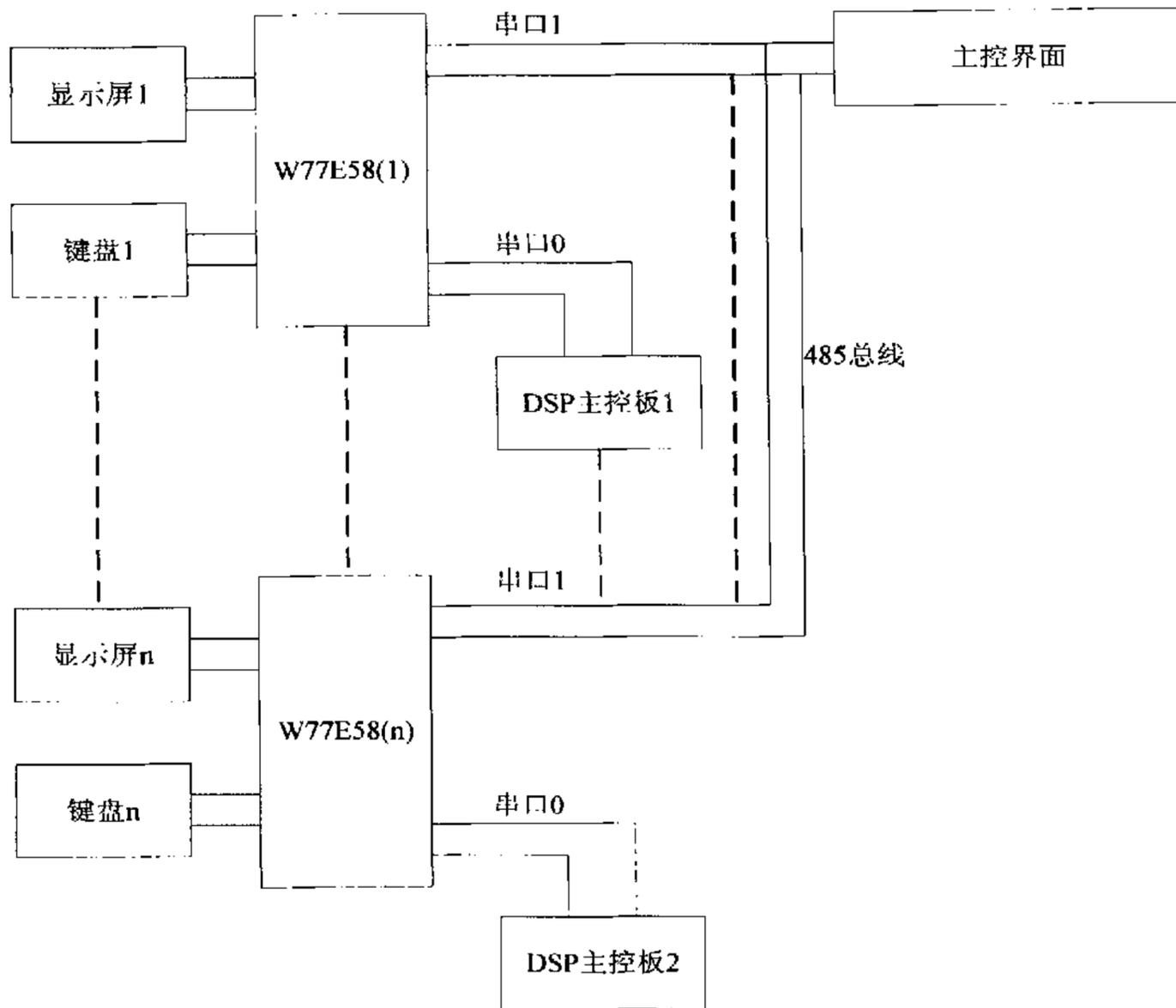


图 5-10 多机组网运行示意图

5.5 系统的保护功能设计

对于具有并网发电和独立供电的逆变器，除了要具备一般的逆变电源保护功能外，如交流过流、直流过流、短路、直流过压、散热器超温等，特别还有孤岛效应的防止保护功能，孤岛效应的防止主要通过软件实现。这里不再叙述。下面是本文所用的几种硬件保护电路。

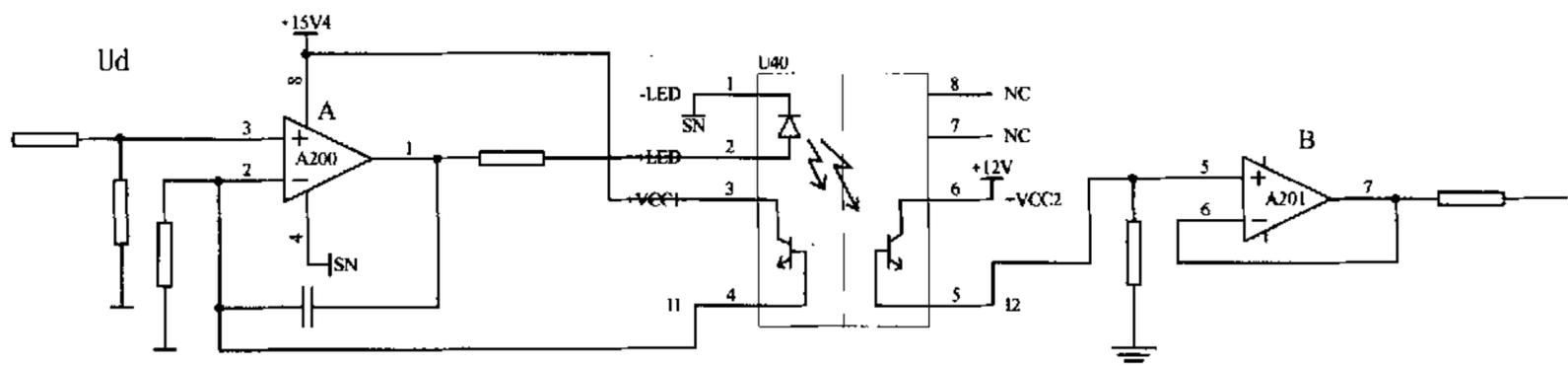


图 5-11 直流过压保护

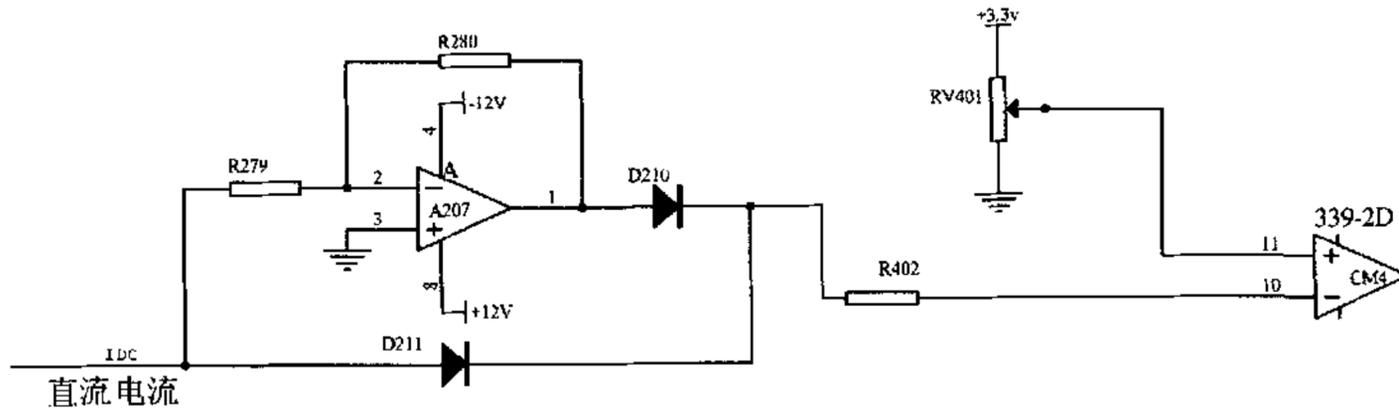


图 5-12 直流过流保护

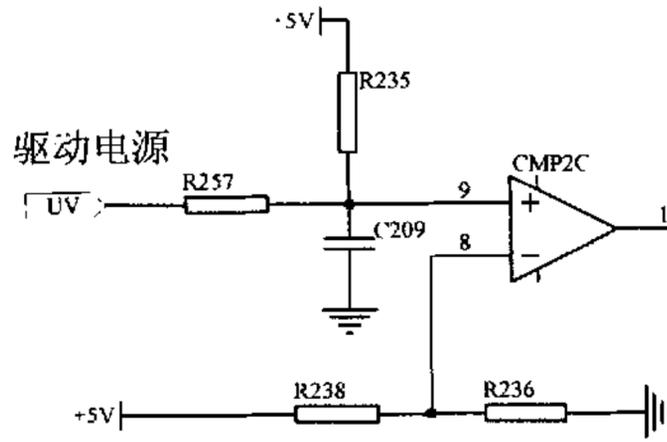


图 5-13 驱动电源欠压保护

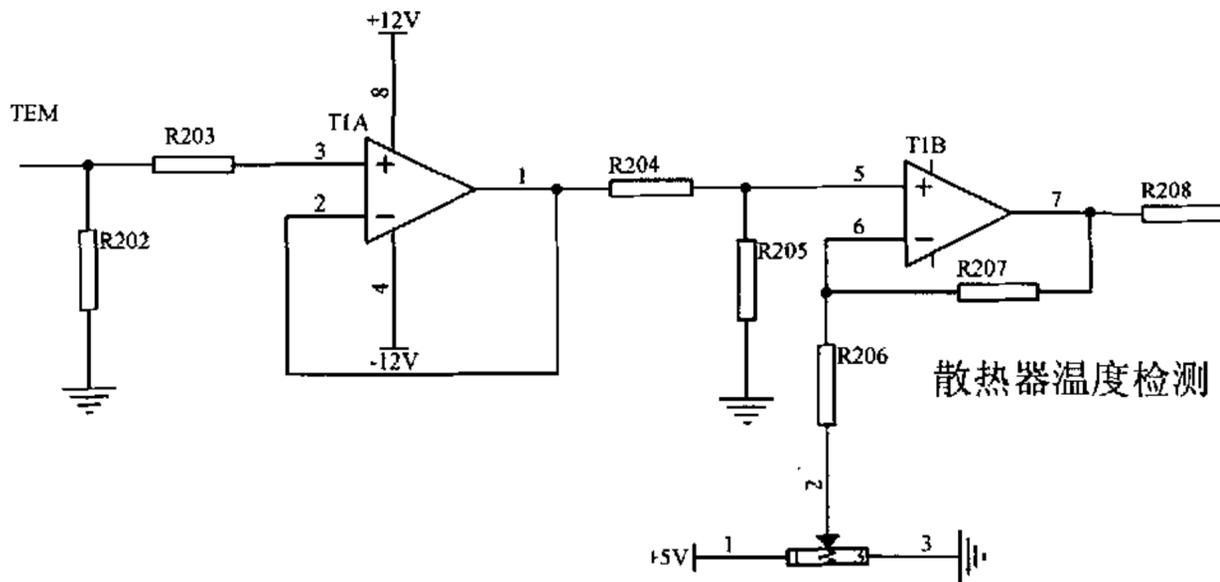


图 5-14 散热器过热保护

第六章 系统软件设计与编程

6.1 具有并网发电/独立供电功能的逆变电源程序设计

系统下位机的程序主要有三块组成，它们是主程序流程图，PWM 中断流程图，捕捉中断流程图，主程序流程主要实现下位机的运行停止，故障检测保护，最大功率点跟踪，独立逆变电压环调节，通讯等功能；PWM 中断主要实现并网逆变电流环调节，AD 检测，查表取值发 SPWM 波功能；捕捉中断主要实现电网电压的同步锁相功能。分别如下图 6-1，图 6-2，图 6-3 所示。

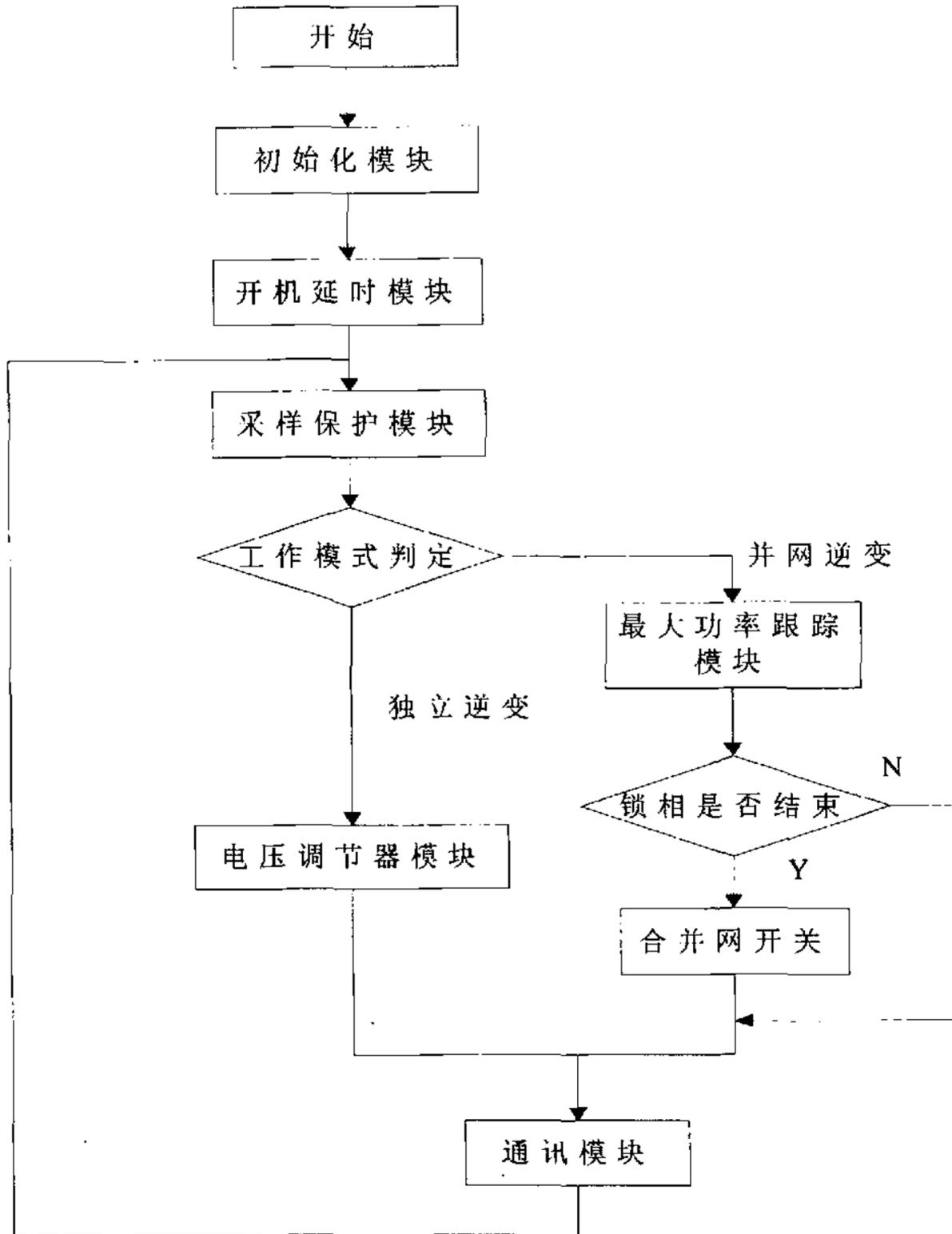


图 6-1 主程序流程图

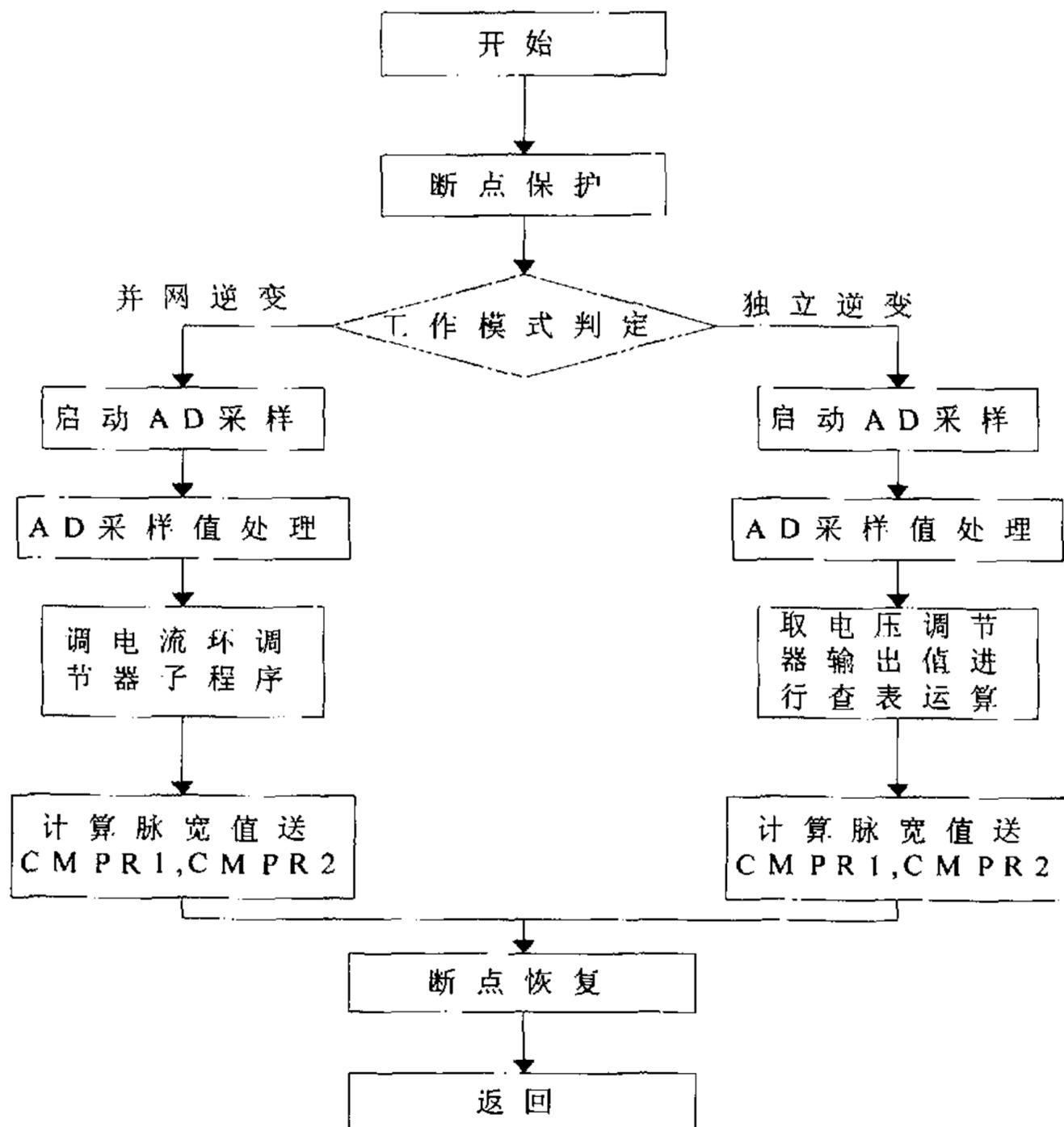


图6-2 PWM中断程序流程图

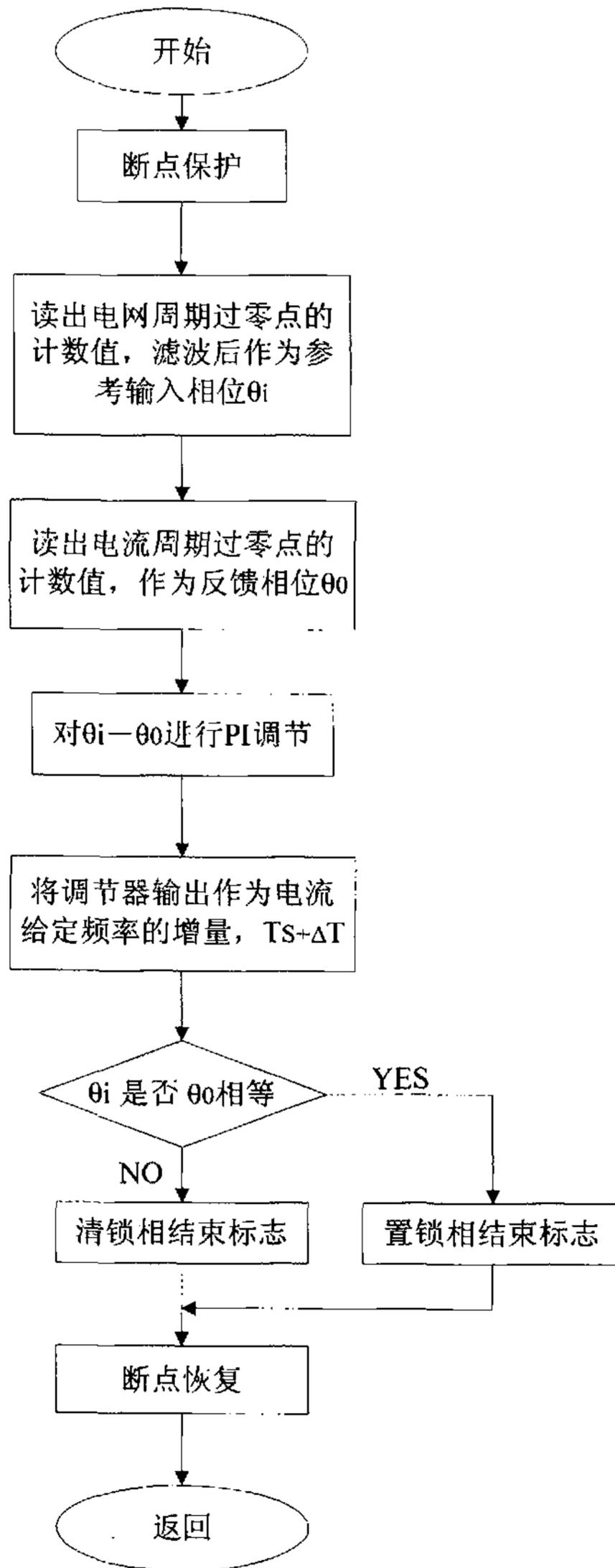


图6-3 捕捉中断流程图

6.2 W77E58 键盘监控系统的软件设计

监控程序主要由三部分组成，即：键盘模块、显示模块、通讯模块，具体流程图如下图所示。

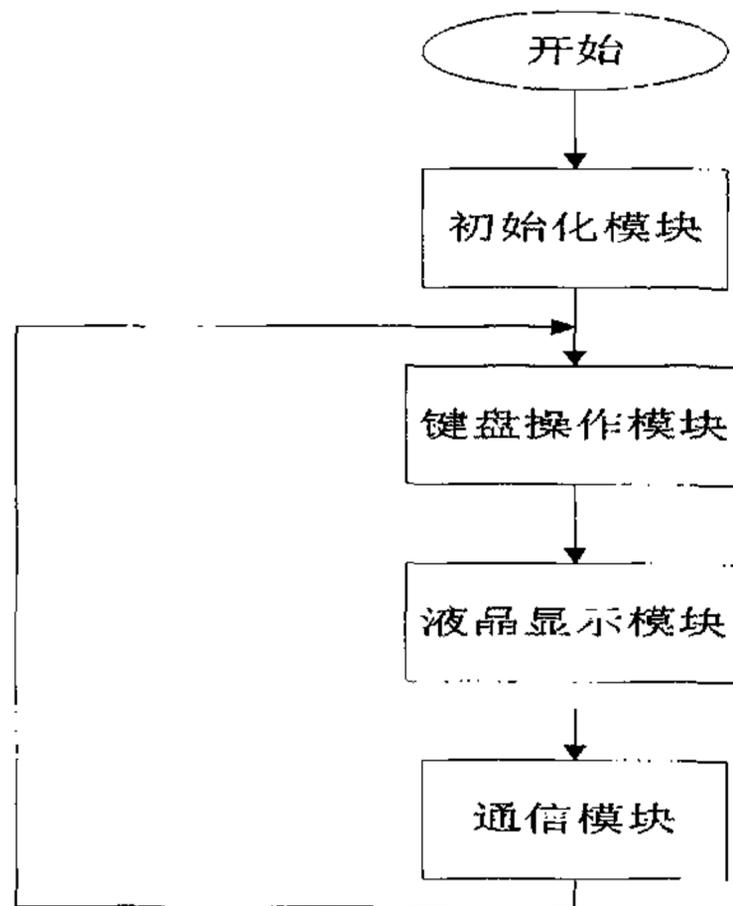


图 6-4 监控系统主程序流程图

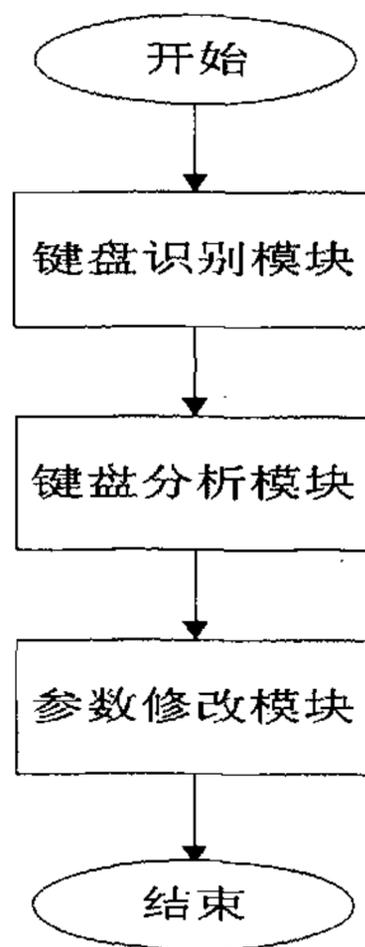


图 6-5 键盘模块流程图

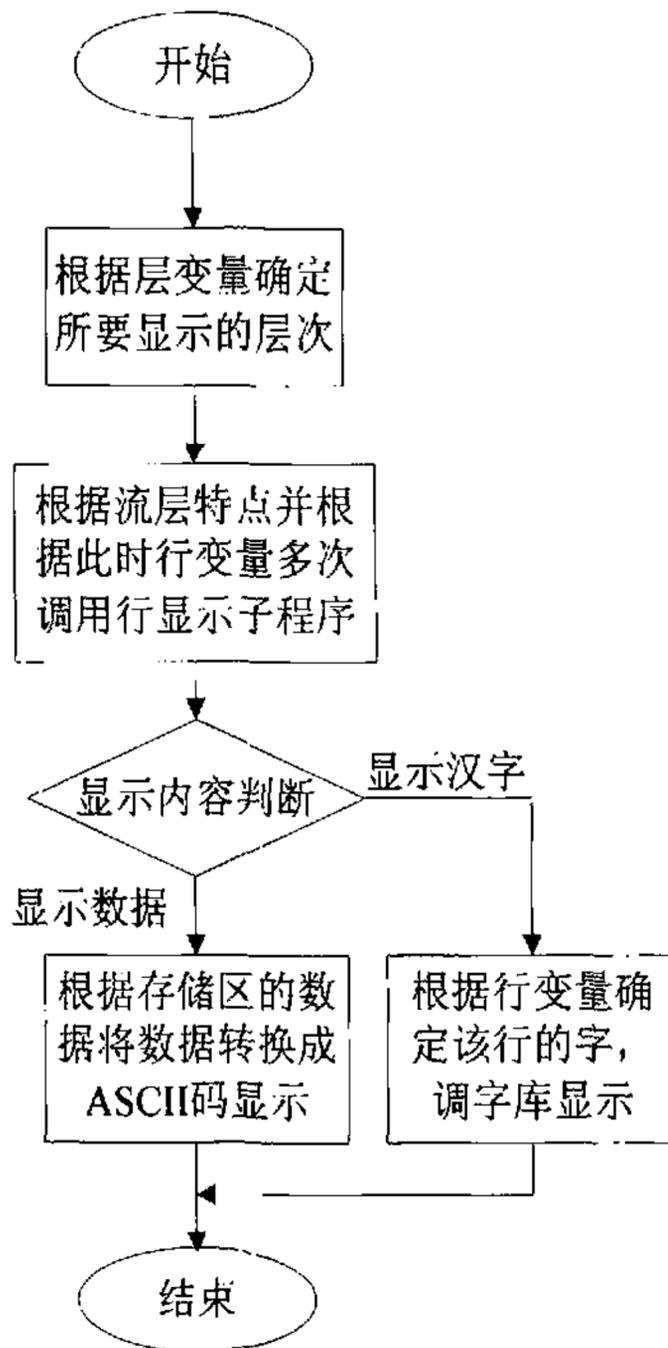


图 6-6 显示模块流程图

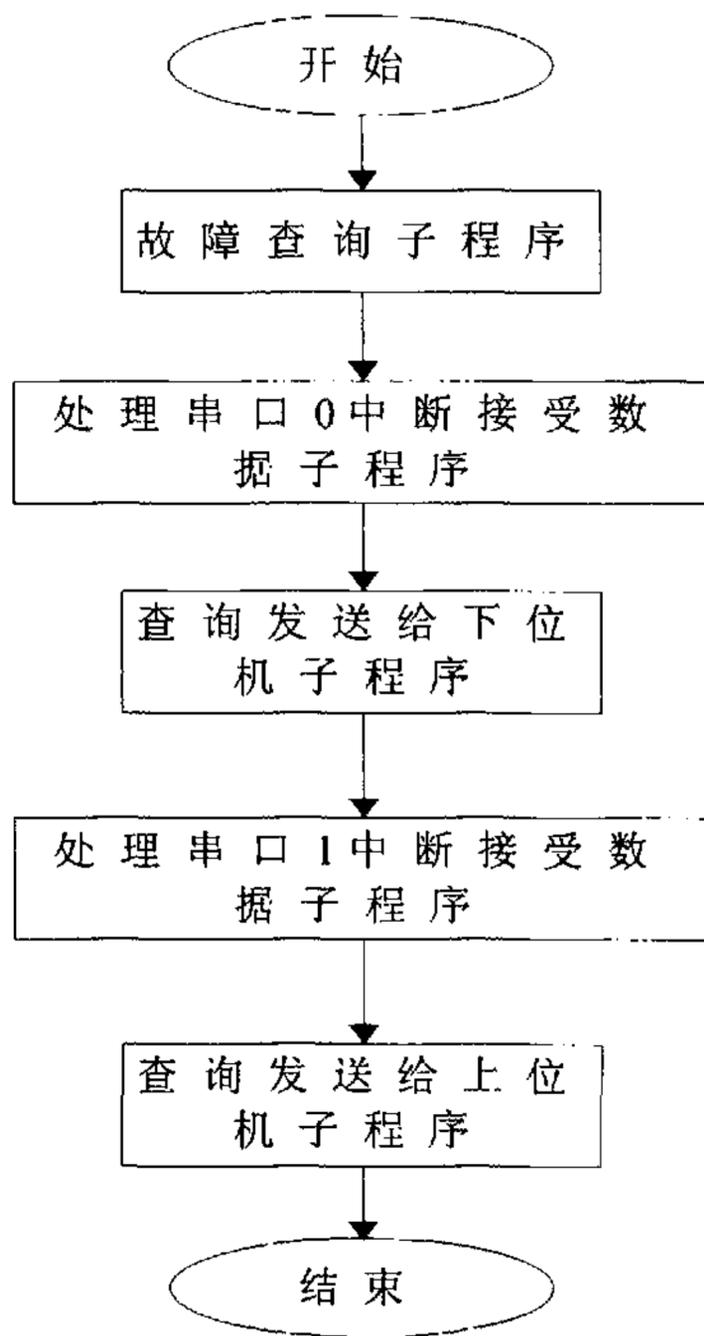


图6-7 通讯模块流程图

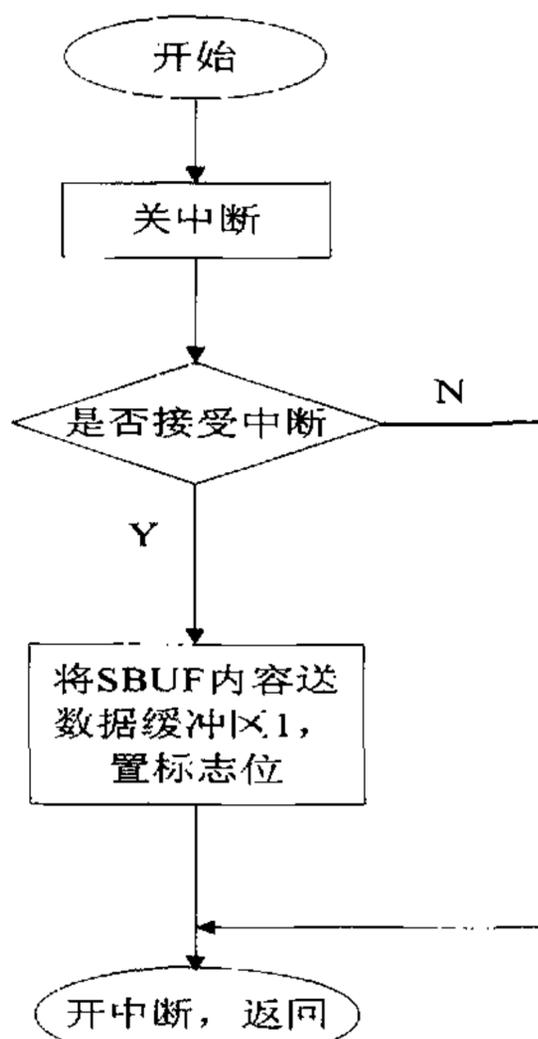


图6-8 串口0中断程序流程图

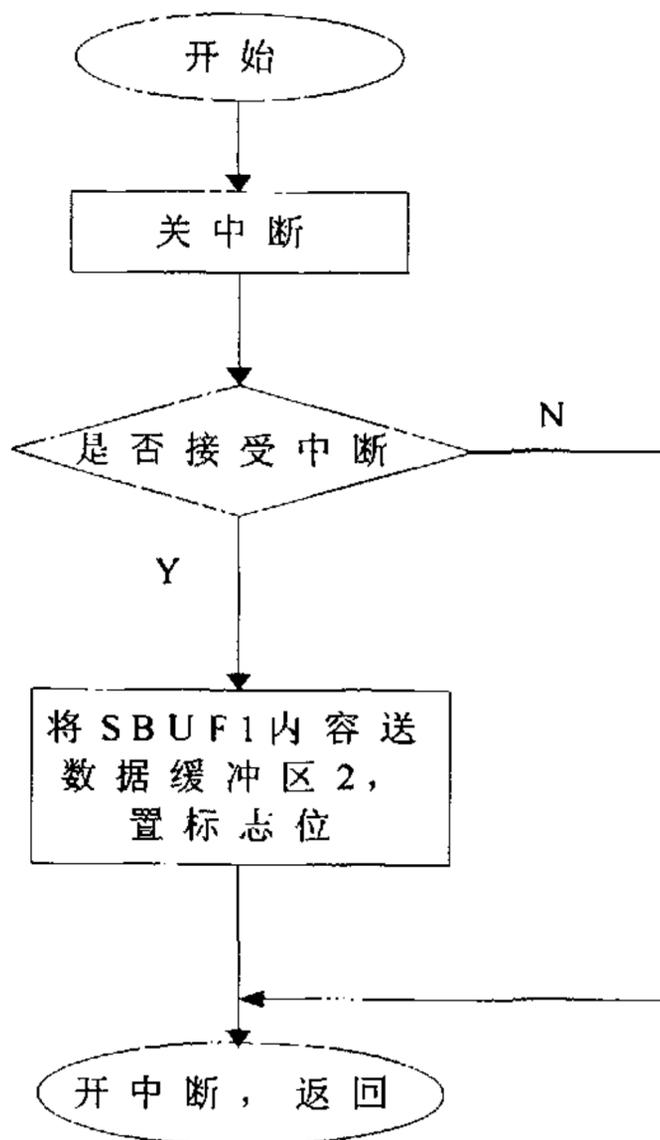


图6-9 串口1中断流程图

第七章 实验结果及展望

7.1 实验结果

图 7-1 是系统工作在光伏并网模式时的电网电压和并网电流波形。电网电压 220V，并网电流为 14A，并网功率为 3 千瓦，其中幅值高的是电网电压，幅值低的是并网电流。

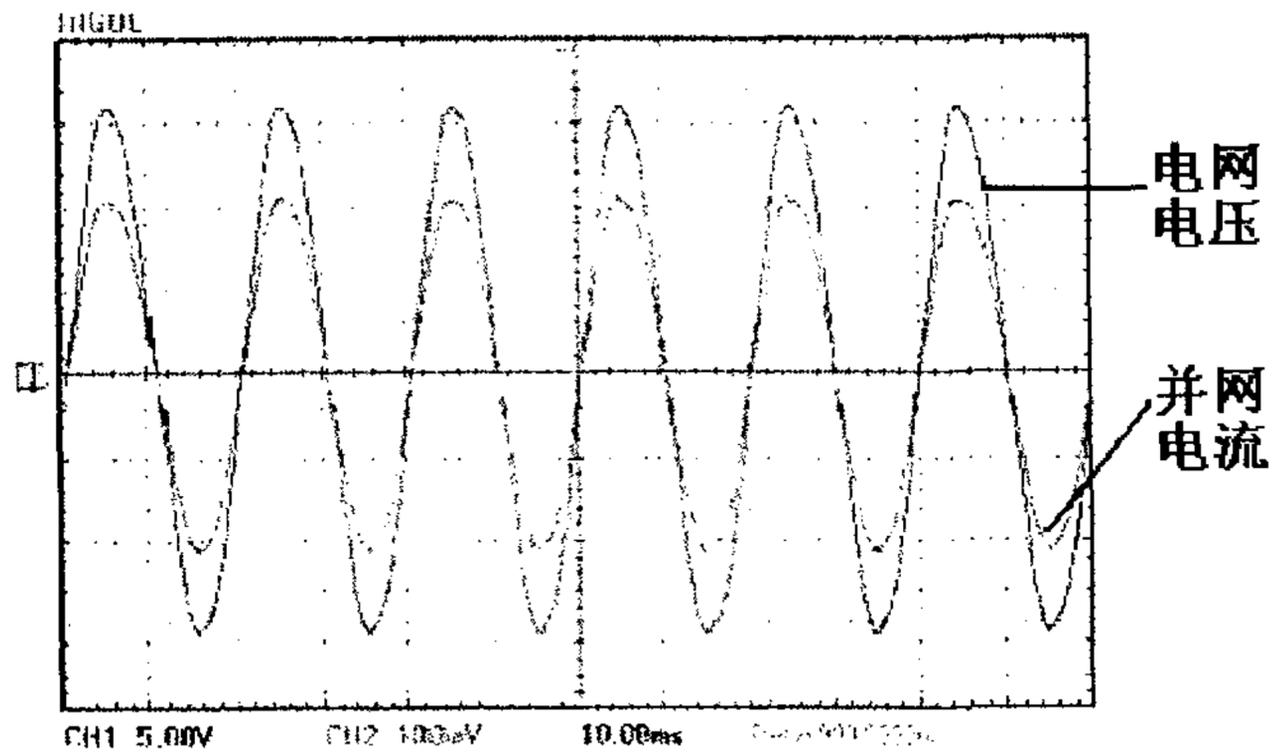


图 7-1 3 千瓦并网电流和电网电压的波形

图 7-2 是系统工作在独立逆变模式下，空载时电压、电流波形，其中有幅值的是电压波形，输出电压为 220V，电流幅值为零。

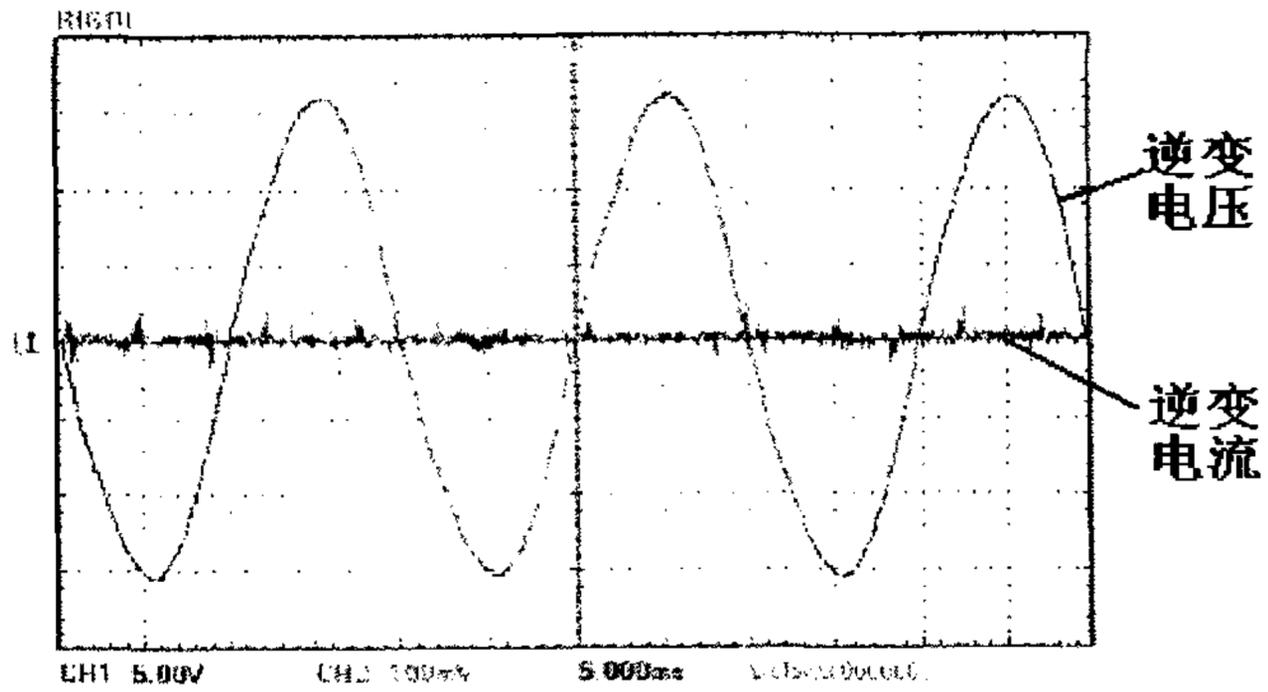


图 7- 2 独立逆变空载电压和电流波形

图 7-3 是系统工作在独立逆变模式下，带 3 千瓦阻性负载时输出电压波形。

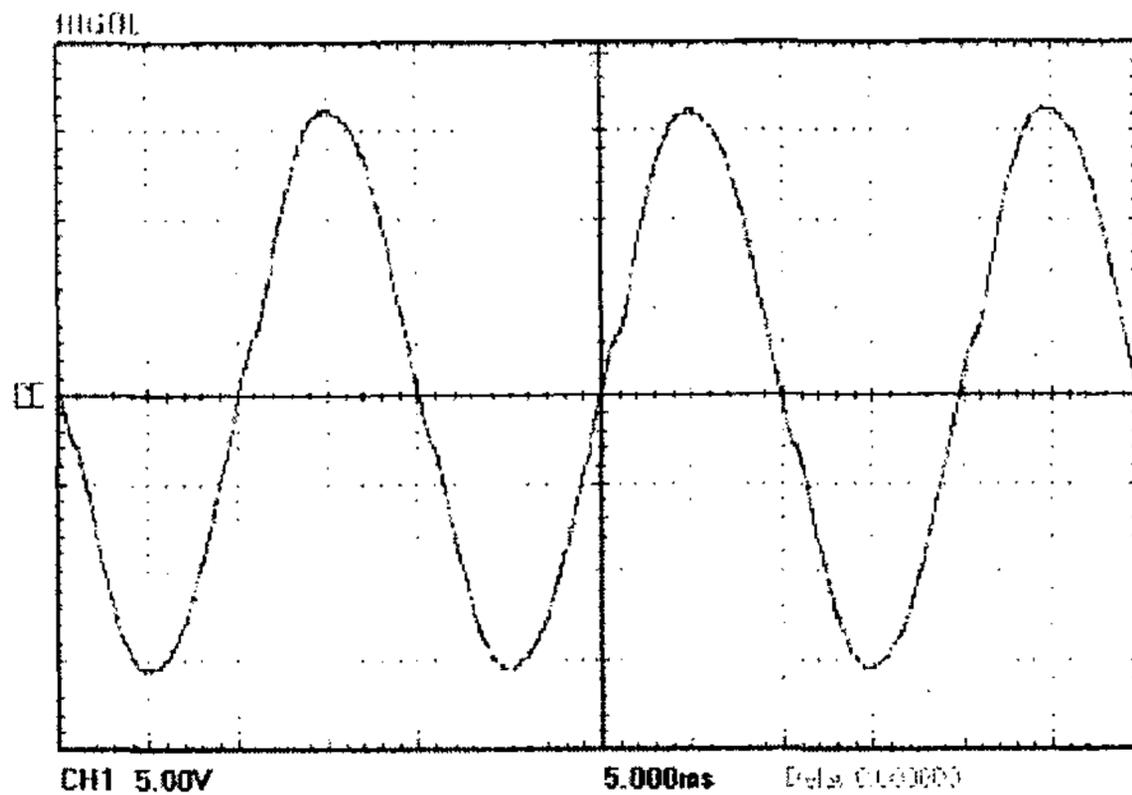


图 7- 3 独立逆变带 3 千瓦阻性负载电压波形

7.2 今后的展望

随着光伏发电系统在我国的大力推广和应用，相关电力变换系统及技术也会不断进步和发展，光伏并网逆变和独立逆变供电系统虽然其各有特点并分属不同应用场合，但两者结合一体的应用会更加受到用户欢迎。逆变器的模块化和多功能化是今后逆变技术的发展方向，不仅仅是并网发电和独立后备供电的两者控制的结合，而且还会有多机并联供电、多机并网群控等功能的集成。国外在该方面已经做了大量的研究和实验工作，并有成熟产品应用。在理论上、技术上和工艺水平等各方面，我们与世界先进水平相比还有很大差距，光伏系统技术、逆变技术的实验和应用研究还有很多工作要做，相信在不懈的努力下，我们会很快逐步完善系统技术，改善系统性能，将高质量和高性能的光伏系统电源产品推向市场。

参考文献

1. 黄俊, 王兆安。电力电子变流技术。机械工业出版社, 1997
2. 陈伯时。电力拖动自动控制系统。机械工业出版社, 1997. 5
3. 张占松, 蔡宣三。开关电源的原理与设计。电子工业出版社, 1998
4. 陈道炼。DC/AC 逆变技术及其应用。机械工业出版社, 2003
5. 胡寿松主编。自动控制原理。国防工业出版社, 2000. 5.
6. 张崇巍, 张兴编著。PWM 整流器及其控制。机械工业出版社, 2002. 10.
7. 刘凤君。Delta 逆变技术及其在交流电源中的应用。机械工业出版社 2003. 6
8. 8-Bit Microcontroller—W77E58. WINBOND electronics corp, 2001. 7
9. 肇庆奥可拉液晶显示器有限公司资料。OCMJ2x8 液晶中文模块说明书
10. 京特·莱纳, 汉斯·卡尔著; 余世杰, 何慧若译。太阳能的光伏利用。合肥工业大学出版, 1991. 9
11. 李爱文, 张承慧。现代逆变技术及应用。科学出版社, 2000. 9
12. 刘和平等。TMS320LF240X DSP 结构、原理、及应用。2002. 4
13. 刘凤君。正弦波逆变器。科学出版社, 2002. 2
14. 金成日。多功能智能化高性能正弦波逆变电源的研究。合肥工业大学, 2003. 6
15. 李涛。高品质、高性能光伏逆变电源的研究。合肥工业大学研究生部, 2001. 5
16. 汪进进。光伏并网控制方法和系统的研究。合肥工业大学研究生部, 2002. 4
17. 郑诗程。光伏发电系统及其控制的研究。合肥工业大学研究生部, 2005. 4
18. 苏建徽。光伏水泵系统及其控制的研究。合肥工业大学, 2003. 4
19. 赵为。太阳能光伏并网发电系统的研究。合肥工业大学, 2003. 4
20. 郑诗程, 苏建徽, 沈玉梁, 余世杰。具有 MPPT 功能的数字式光伏水泵系统的设计。农业工程学报, 2004. 9
21. IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic Systems. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, NY, IEEE Std 929-2000
22. 汪海宁等。光伏并网发电系统中的最大功率跟踪控制。电工技术, 2004. 9
23. 汪海宁等。双向 SPWM 蓄电池充放电维护装置。电源技术应用, 2004. 7
24. 汪海宁等。30KVA 光伏并网逆变器的设计及控制研究。太阳能学报, 2003, 增刊
25. 沈玉梁等。单输入单相 SPWM 调制的光伏并网发电系统控制规律的研究
26. 沈玉梁, 苏建徽, 赵为等。不可调度式单相光伏并网装置的平波电容容量的选择。太阳能学报, 2003. 5

作者:

吴杰

学位授予单位:

合肥工业大学

相似文献(5条)

1. 期刊论文 王斯成,余世杰,王德林,苏建徽,董路影,沈玉梁 3kW可调度型并网逆变器的研制 -太阳能学报2001, 22(1)

3kW可调度型并网逆变器采用80C19616位单片机配合DA转换器驱动MOSFET功率模块实现SPWM正弦脉宽调制、电流同步跟踪、并网逆变/独立逆变的切换控制等功能。本机设计为带有蓄电池的“可调度型”并网逆变器,目的是提高光伏并网系统的实用性和调峰能力,电力部门可以根据当地电网的峰、谷期和实际需要,通过遥控方式将光伏系统并入或退出电网;当电网停电时,并网逆变器还可以自动转入“独立逆变方式”为用户供电。

2. 期刊论文 刘家恒,文励洪,钟宇明,LIU Jia-heng, WEN Li-hong, ZHONG Yu-ming 基于DSP的新型并网逆变器的研制 -电力电子技术2009, 43(6)

基于DSP的新型并网逆变器采用TMS320LF2407A作为控制器,以实现MOS管正弦脉宽调制(SPWM)、电流输出跟踪、并网逆变与独立逆变的切换控制等功能。分析了最大功率点跟踪、孤岛效应检测和并网的相位同步等控制问题,并通过对太阳的实时跟踪和最大功率点算法的改进,有效提高了太阳能输出的效率。

3. 学位论文 赵立飞 光伏并网及其对配电网可靠性的影响 2007

太阳能具有清洁、安全、无污染且取之不尽等优点,被认为是21世纪的最重要、最具活力的新型能源形式之一。世纪各国都投入了巨大的人力物力对太阳能的利用进行研究。研究的焦点集中在如何提高光伏系统的转换效率,以便能更加充分的利用太阳能资源。本文认为如果能够扩展光伏系统的功用,同样可以达到更加充分的利用太阳能资源的目的,因此,本文主要研究方向为如何利用光伏系统提高配电网的可靠性。另外,由于涉及商业化因素,国内外有关光伏并网的控制方法、数学模型、主电路参数选择的文献并不多,因此,本文也给出对单相小功率户用型光伏系统的控制方法、数学模型和主电路参数选择等进行了一些研究,并给出了详细建模过程和仿真结果。下面是本文所做的工作: 1. 建立了适合户用的小功率光伏并网逆变系统和独立逆变系统电路模型,并通过MATLAB软件进行了仿真分析。 2. 构建了独立/并网两用逆变系统,并通过MATLAB软件进行了仿真分析,结果表明该系统能够良好的工作在两种工作状态并能够实现快速切换。 3. 提出区域内多电源供电的构想,对区域多电源供电的控制策略进行了初步探讨,并对三电源供电模型做了一些仿真。 4. 对三种工作模式下的光伏系统对配电网可靠性的影响进行比较。

4. 学位论文 倪华 基于纯交流母线的风光柴蓄混合发电系统研究 2006

可再生能源的开发和利用将成为世界各国可持续发展的战略措施。相比单一的太阳能、风力发电而言,基于纯交流母线的风光柴蓄混合发电系统具有兼容常规电网、独立电网设计、冗余结构运行简单可靠、发电设备功率叠加、容量扩充容易且造价低等优点其具有更广泛的应用前景,并成为分布式发电的重要平台。基于纯交流母线的风光柴蓄混合发电系统在国内的应用已经相当广泛,但是在国内对其的相关研究颇为少见。本文在对太阳能、风能并网发电技术深入研究的基础上,展开了对其理论和关键技术的研究,从而为国内研究纯交流母线的混合发电系统提供一些参考。为了建立实用的纯交流母线风光柴蓄混合发电系统,本文开展了以下工作: 1. 阐述了基于纯交流母线的风光柴蓄混合发电系统的组成、架构方式以及关键技术特点。 2. 详细研究了纯交流母线混合发电系统中并网逆变器的工作原理和控制策略并运用MATLAB工具对其进行了控制系统的设计和仿真,对于三相并网逆变器提出了LCL滤波器的设计和基于有功和无功单独控制的空间矢量控制策略。 3. 在论述了该系统中风力发电单元、光伏发电单元、蓄电池充放电单元和柴油机发电单元的工作原理和特性的同时对各发电单元在本系统中的控制策略展开了详细的研究和仿真,并提出了基于蓄电池充放电单元协调控制的纯交流母线混合发电系统的管理和控制方法; 4. 在以上理论研究的基础上采用TMS320F2407DSP核心控制器研制了光伏并网逆变器、直驱型风力并网逆变器以及具有独立逆变和并网充放电功能的蓄电池充放电单元,为了对整个系统进行智能监控管理本文还特用51单片机开发了群控器、VB6.0编写了PC机监控软件; 5. 为了对纯交流母线混合发电系统进行性能测试,用各发电单元和监控单元组建了基于纯交流母线的风光柴蓄混合发电系统进行实验。实验结果表明: 无公共电网时,基于纯交流母线的混合发电系统中的风光发电单元利用蓄电池充放电单元提供的独立电网并网发电;反之,风光发电单元升到公共电网发电,蓄电池充放电单元利用公共电网对蓄电池进行并网充放电维护。

5. 学位论文 蒋永和 光伏并网电压型逆变器电压控制策略及MPPT研究 2007

本文针对光伏并网系统传统的电流控制策略存在不能改善电能质量及不能脱离电网运行的不足之处,对并网的电压控制策略进行了理论研究。根据逆变器的电压-频率下垂法原理,逆变器通过调节输出电压的相位和幅值来调节逆变器输出的有功和无功功率值从而达到对电网进行无功补偿的目的。由于逆变器直接控制输出电压,摆脱了对电网电压的依赖性,所以能够应用于分布式微网系统中或者独立运行。通过MATLAB/Simulink计算机软件仿真来验证这种理论在光伏并网系统电压控制策略中的可行性,并对系统的性能进行了较全面的研究,获得了较为满意的结果。 1. 采用电压控制策略的光伏并网逆变器可以根据负载的变化来相应调节输出电压的频率和幅值,达到调节输出功率的目的,具有较快的调节速度; 2. 该系统在并网运行时,可以给电网提供有功和无功功率,起到改善电能质量的作用;在独立运行时能够适应不同的负载变化; 3. 在电网突然断电的情况下,逆变输出电压会有一个尖峰,实际工程实现时应该加入保护吸收电路; 4. 该系统显现出较好的静态和动态特性,适合于多种应用场合,传统的MPPT控制策略存在受温度影响大,或扰动损失大,或存在直流母线电压崩溃现象,为了改善MPPT的性能,本文提出一种基于数据库的MPPT实现方法。

引证文献(1条)

1. 李波 基于模糊自整定PI双闭环控制的太阳能逆变电源的研制[学位论文]硕士 2006

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y746944.aspx

下载时间: 2009年11月21日