

## ABSTRACT

Carefully anatomizing the reason that conventional three-phase inverter output voltage is bad for unbalanced and nonlinear loads, dissertation sum up the research of predecessor, compare so many kinds of power circuit schemes and control circuit methods, three-phase four-leg inverter and the PID controller are selected.

The definition、harm、correlation standard and unbalance degree、nonlinear degree of unbalanced and nonlinear loads are analysed in detail.

Basing on the compare of analog control and digital control, DSP digital controller is selected. And correlation configuration、principle、the DSP resource distribution of system、software realization of control scheme are analysed.

According to the request of experiment production, rectifier bridge、power switch、filter circuits、drive analog circuits、DSP minimum hardware system and the join of two parts are analysed.

The switch cycle average method and the rotary coordinate transformation are used to establish continuous invariable system model. According to the transfer function of the inverter, the distribution of expected poles and demand performance, the optimal parameters of the controller can be calculated. Modling all parts of system on matlab software, the stabilization and dynamic performances of the four legs inverter system combined with the optimal PID controller are tested. Experiment of simulation parements is validated, and results is gotted for verifying the proposed method. This method is simple to implement and the design is convenient.

**KEY WORDS:** three-phase four-leg Inverter; modeling; PID controller; unbalanced load ;nonlinear load

## 绪 论

分布式发电装置作为小型模块式、与环境兼容、可在电网崩溃和意外灾害时维持重要用户供电的独立电源，在技术经济越来越具有竞争力。分布式发电装置后级的电力电子变流器及其控制系统，不仅承担将高速发电机输出的高频交流电能转化为恒频恒压的工频高质量的电能，而且承担了机组启动时高速发电机作电动机运行的控制。随着分布式发电系统应用越来越多，对电力电子变流装置要求也越来越高，在可能出现的各种负载情况下，都要求电力电子变流装置能保证系统供电质量稳定。

### 1.1 逆变器应用

逆变器不断地发展，使用场合越来越多<sup>[1-4]</sup>：通过直流电（蓄电池、开关电源、燃料电池等）转换成交流电为电器提供稳定可靠的用电保障，如笔记本电脑、手机、手持PC、数码相机以及各类仪器等；与发电机配套使用，有效地节约燃料、减少噪音；用于各类交通工具，如汽车、各类舰船以及飞行器；用于在太阳能及风能发电领域。同时逆变器可在断电瞬间启动的优势使其在计算机系统、安全系统、通信系统、医疗设备等重要用电地方发挥保障作用。小型逆变器还可利用汽车、轮船、便携供电设备，在野外提供交流电源等等。逆变器输出的交流电可用于各类设备，最大限度地满足移动供电场所或无电地区用户对交流电源的需要。

由于逆变器所带负载容量的日益增大、各种负载情况日益复杂，从而对三相逆变电源的研究也就日益深入。三相逆变电源不同于单相逆变电源，保证其三相电压的对称输出是对其最基本的一个要求。然而由于传统逆变器的结构限制以及控制局限存在着不同程度的三相耦合问题，所以在不平衡负载时输出电压幅值大小不一致，在非线性负载时输出电压畸变，谐波含量比较大。随着这两类负载使用的广泛，要求逆变器具有带不平衡和非线性负载的能力就显得迫在眉睫。

## 1.2 不平衡负载

### 1.2.1 不平衡负载介绍

三相输出电压不对称可能由两种情况引起：1、三相电路参数的不一致。即使三相负载平衡，三相输出电压波形也会不对称。2、三相负载不平衡。三相系统中，各相负载分配不均或者负载故障都有可能引起负载不平衡状况。不平衡的负载将导致零序(四线制)和负序分量在系统内流动，对输出阻抗为零的理想电源来说，问题不大，但是实际的系统都具有一定的输出阻抗，这就将会导致输出电压波形畸变。三相负载的不平衡是引起三相输出电压不对称最常见的原因。三相输出电压不对称表现可能是相电压的幅值大小不平衡，也有可能是相位偏移的不平衡，或者兼而有之。

因此对于逆变器供电系统而言，逆变器应该具有在一定负载不平衡的情况下保证输出电压平衡的能力。

### 1.2.2 电压不平衡的危害和标准

输出电压的不平衡可能导致电子设备的工作失常甚至损坏。例如不平衡的三相电压可以在电机绕组产生负序电流，从而增加电机的内部损耗和温升，如果电机工作在额定工作状态就有可能使电机过热甚至严重损坏。另外，在三相系统中电压不平衡也可以引起与之相连接的电子设备的故障。

对于现代三相逆变电源，尤其是大容量三相逆变电源，通常都带混合型负载，因此对三相逆变电源要求带100%不平衡负载，它的输出电压不平衡必须满足一定的要求。

根据国标GB 7260-87《不间断电源设备》<sup>[5]</sup>中，要求在规定的正常工作条件下(包括规定的负载不平衡)，三相输出系统输出电压的不平衡度应不超过5%。

信息产业部邮电工业产品质量监督检测中心在《通信用不间断电源—UPS》<sup>[6]</sup>中，要求UPS三相输出中的任意一相接额定线性负载，其它两相均为空载时，输出电压的不平衡度小于等于5%。

## 1.3 非线性负载

### 1.3.1 非线性负载与线性负载

非线性负载是相对于线性负载而言的。线性负载是指在正弦波电压的作用下吸收与电压同频率的正弦波电流。线性负载不包含任何有源电子元件，只是由电阻、电感器和电容器组成，逆变器的输出质量高。

非线性负载就是指正弦波电压的作用下吸收与电压同频率的周期电流，但不是正弦波电流。对非线性负载吸收的电流进行分解，其为基波电流和谐波电流的合成。谐波电流都是幅值比基波电流小的正弦波，但频率是基波频率的正整数倍。谐波是由于电力电子器件(例如二极管、可控硅、IGBT 等)对输入电流进行开关操作所引起的。

非线性负载包括输入端具有电子电路供电的开关型电源的所有装置。主要存在的有这些类型<sup>[7-8]</sup>：

一、变频调速装置。

二、电弧炉、电石炉，主要是5、7次的谐波，平均可达基波的8%、20%，最大可达45%。

三、气体放电类电光源。荧光灯、高压汞灯、高压钠灯与金属卤化物灯等属于气体放电类电光源。它们会给电网造成奇次谐波电流。

四、整流设备。常用的整流电路几乎都采用晶闸管相控或二极管整流电路，其中又以三相桥式和单相桥式整流电路为最多。晶闸管整流装置采用的是移相控制，它从电网吸收缺角的正弦波，留给电网的也是缺角的正弦波，显然留下的这部分缺角正弦波中含有大量的谐波；二极管整流电路，在接感性负载时则含有奇次谐波电流，其中3次谐波的含量可达基波的30%；若接容性负载时则含有奇次谐波电压，其谐波含量随电容值的增大而增大；三相全控桥6脉整流器，变压器原边及供电线路含有5次及以上奇次谐波电流；即使是性能较好的12脉冲整流器，也还有11次及以上奇次谐波电流。

经统计表明：由整流装置产生的谐波占有所有谐波的近40%，这是最大的谐波源。电力电子装置大量应用之前，最主要的谐波源是电力变压器的励磁电流，其次是发电机。在电力电子装置大量应用后，它成为最主要的谐波源。

### 1.3.2 非线性负载危害和谐波标准

非线性负载使供电电流发生畸变,致使供电电网谐波成分增加而造成电源污染,供电质量下降,过大的失真度会干扰并联在逆变器输出端的其它负载。引起的谐波电流对于其它同源负载会有不良的影响<sup>[9-11]</sup>:

- 1、谐波畸变。负载谐波电流流过源输出阻抗引起谐波压降,而畸变的输出电压又会引起负载电流的畸变。
- 2、变压器过热。由于集肤效应,谐波电流引起的传导损耗增加,这将使为线性负载设计的变压器为避免过热起火而不得不降额使用。
- 3、系统振荡。由于谐波电流的频域较宽,可能会在系统固有频率处发生振荡。
- 4、传导和辐射干扰严重。谐波电流可以产生较大的传导EMI干扰,传导干扰又会通过导线成为辐射EMI干扰源。大的EMI干扰可能会影响附近电子设备和通讯系统的正常工作。

为了保持逆变器输出电压的质量,必须限制产生电压失真的电流谐波含量。事实上,供电系统的设计人员必须核准带非线性负载时的逆变器输出容量,特别是确认所标称的失真度是符合标准的。

为了保证系统设备的安全和电网的安全运行,必须对注入电力系统的谐波加以限制,主要手段之一即制定相应谐波标准<sup>[12]</sup>。采用标准化的非线性负载测量的,并且电压失真度应非常低(参见相关标准),同时限制向负载供电的输出电缆的长度(阻抗)。目前很多电力电子和电力工程领域的国际组织均成立了专门的机构对谐波进行广泛深入的研究,如国际电工委员会(IEC)、英国电力协会(EA)和美国电气与电子工程师学会(IEEE)。

关于谐波常用的三个国际标准为: IEC61000-3-6、G5/4 和IEEE Std519-1992。作为管理谐波国际技术标准的机构,IEC出版电磁兼容系列标准和技术报告IEC 61000,其中涉及中高压电网谐波及其限值的是IEC61000-3-6。英国于2001基于G5/3 年正式颁布了Engineering Recommendation G5/4。1986 年电力工程师协会加入到工业应用协会,美国IEEE工业应用协会并将IEEEStd519-1981更新为的IEEE Std519-1992 “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”。具体表格如下:

表1-1 IEC61000-3-6 总谐波电压畸变率（THD）规划水平

公共连接点（PCC）电压	$U_n \leq 35\text{kV}$	$35\text{kV} < U_n \leq 230\text{kV}$	$230\text{kV} < U_n$
THD	8.0%	6.5%	3.0%

IEC61000-3-6 将谐波分为非3倍数奇次谐波、3的倍数奇次谐波和偶次谐波三种，对单次谐波电压含有率均有细致规定。

表1-2 G5/4 总谐波电压畸变率（THD）规划水平

PCC 电压	$U_n = 0.4\text{kV}$	$U_n = 6.6, 11 \text{ 和 } 20\text{kV}$	$20\text{kV} < U_n \leq 400\text{kV}$
THD限值	5.0%	4.0%	3.0%

表1-3 IEEE Std519-1992 谐波电压畸变限值

公共连接点母线电压	$U_n \leq 69\text{kV}$	$69\text{kV} < U_n \leq 161\text{kV}$	$161\text{kV} < U_n$
单次谐波电压畸变(%)	3.0	1.5	1.0
总谐波电压畸变率(%)	5.0	2.5	1.5

从表1-1到1-3数据可以看出IEC61000-3-6 规定的低压系统THD 值较高，而IEEE Std519-1992规定的高压系统THD 值较低，G5/4 规定的低压系统和高压系统的THD 值处于IEC61000-3-6 和IEEE Std519-1992 之间。

## 1.4 DSP 数字控制

传统的电源多是模拟控制。模拟控制尽管发展几十年已经非常成熟，而且还产生了专用模拟控制集成芯片，大大简化了控制系统，却有着不可消除的缺点：

- 1、 需要大量的分立元件和电路板，元器件数量很多，连接复杂，系统的故障检测与维修比较困难。
- 2、 存在老化和温漂问题，易受环境干扰，影响控制系统的长期稳定性。
- 3、 专用模拟芯片的反馈控制网络需外接大量电容电阻等器件，控制不够灵活。
- 4、 监控性能较差，一般限于声光报警等。
- 5、 想要用模拟控制实现复杂、先进的控制算法是很困难的。

### 1.4.1 数字控制优缺点

随着微电子技术的快速发展,数字控制运算速度越来越快、功能越来越强大、成本越来越低,已成为当今电源发展的方向。与传统模拟控制相比,数字控制有不可比拟的优点<sup>[13-14]</sup>:器件老化和温漂问题,抗干扰能力。通用性强,易于标准化,智能化更高,人性化的操作。数字化控制技术使逆变电源实现高输入功率因数,较低的输出阻抗;快速的暂态响应;效率高,稳定性高,可靠性高;电磁干扰低;智能化;网络功能完善。

高性能DSP芯片的出现及现代控制理论的发展使得数字控制在逆变电源领域的研究发展越来越快。神经网络控制系统、专家控制系统、模糊控制系统、自适应控制系统等纷纷进入电力电子控制领域,形成了各种各样的数字控制方式。但数字控制系统中存在着几个问题:

- 1、 AD 转换的精度和速度。AD 转换器不可避免存在量化误差。量化误差大,系统控制精度下降;量化误差小,需要高精度的 AD。
- 2、 采样频率、PWM 载波频率都会受到芯片的速度限制。PWM 信号频率越高,系统滤波环节要求降低,体积和成本减小,但是开关损耗越大,同时留给微处理器的运算时间越少,对数字芯片要求更高。
- 3、 数字控制能够很好的实现各种先进而又复杂的算法,但是控制算法的延时也相应增加,不但影响系统的控制精度和实时性,还可能造成系统不稳定。

### 1.4.2 信号处理器 DSP 介绍

信号处理器DSP的诞生与快速发展,使各种数字信号处理算法得以实时实现,为数字信号处理的研究和应用打开了新局面。由于DSP具有丰富的硬件资源、改进的并行结构、高速数据处理能力和强大的指令系统,已经成为世界半导体产业中紧随微处理器与微控制器之后的又一个热点,在通信、航空、航天、雷达、工业控制。网络及家用电器等各个领域得到了广泛的应用。

目前, TI、MOTOROLA、ADI 等公司相继推出了适用于逆变电源控制的芯片,且功能也越来越强大,更胜任于要求越来越高的工程控制中。本课题中采用的控

制芯片是TI公司专门为电机控制设计的TMS320LF2407A。这款DSP控制芯片有以下特点：

- 1、采用高性能静态CMOS技术，使供电电压降为3.3V，减小了控制器的功耗；40MIPS的执行速度，提高了控制器的实时控制能力。
- 2、片内有32K字的FLASH程序存储器和1.5K字的数据程序RAM, 544字双口RAM(DASRAM)和2K字的单口RAM(SARAM)。
- 3、两个事件管理模块EVA和EVB，每个事件管理模块包括两个16位通用定时器；8个16位的脉宽调制(PWM)通道。可编程的PWM死区控制。
- 4、看门狗定时模块(WDT)。
- 5、10位A/D转换器，最小转换时间为500nS。可以以两个8通道的双排序方式采样，或一个16通道排序方式采样。
- 6、一个控制局域网络(CAN)2.0B模块。
- 7、串行通信接口(SCI)。
- 8、16位的串行外设接口模块(SPI)。
- 9、40个可单独编程或复用的通用输入/输出引脚(GPIO)。

## 1.5 选题意义和主要工作

分布式发电系统都包括电力电子的整流逆变装置，其不仅承担恒频恒压的工频高质量电能的转化，而且更是要保证系统在各种负载情况下供电质量稳定。

然而传统的三相逆变器由于结构缺陷，三相之间具有很严重的耦合关系，致使三相相互不独立。所以传统的三相逆变器带不平衡负载时各相输出电压幅值会有很大差异、带非线性负载时输出电压波形畸变严重，造成电源的输出电压质量明显下降。

本文在总结前人的研究基础上，比较所采取的几种电路改进<sup>[16-17]</sup>，比如分裂电容式电路、附加 $\Delta/Y$ 变压器、三相四桥臂逆变器，选择了效果较好，结构简洁的方案。但是主电路结构改进是不足以保证在各种恶劣负载下（如非线性、不平衡负载）仍然提供优质稳定的正弦交流电能的，效果很大程度上还依赖于控制器的设计。所以本文主要工作在于：

- 1、了解不平衡负载和非线性的定义，比较选择不平衡程度和非线性程度分



- 析方法，为检验实验结果提供标准。同时建立其在静止坐标系、旋转坐标的模型，为系统分析做好理论基础。
- 2、分析三相四桥臂逆变器的工作过程，介绍其解耦机理，为之后的控制和结果分析做好基础工作。三相四桥臂的模型不同于传统的三相三桥臂模型，要实现控制器的合理设计，必须先了解其在静止坐标系、旋转坐标的模型，同时结合旋转坐标下静态工作点分析，得到其小信号模型。
  - 3、根据设计结果，做出实验样机。同时提供详细的相关模块的设计，主要包括：IGBT、直流滤波电路、交流滤波电路、中线电感的设计；控制电路的采样调理电路、驱动电路各参数的选取；DSP最小硬件系统的复位电路、系统时钟电路、电源、仿真接口、DSP芯片的存储器接口设计。
  - 4、控制器方式选择和控制参数选取很重要。摒弃复杂的算法和规则，简单化、合理地选取适合的控制参数，最大程度地减轻系统设计的难度。同时有针对性地根据不平衡负载和非线性负载进行比较分析，解释其合理性。
  - 5、设计的合理需要仿真和实验结果验证。采用matlab对系统各个环节进行建模，测试不同负载情况下系统输出结果、动静态特性，验证所选取的参数是否适合系统，同时对比分析各种结果是否符合要求。对仿真参数进行实验验证，给出不平衡和非线性负载情况下的实验结果，并辅以分析。

## 1.6 小结

本章首先简要介绍了逆变器的各种应用，了解逆变器必须具有带不平衡和非线性负载能力的紧迫性。介绍不平衡负载及其导致的电压不平衡的危害，同时了解电压不平衡的标准。通过线性负载引出非线性负载，介绍非线性负载以及非线性负载导致的谐波危害，同时了解相关的谐波标准。比较数字控制和模拟控制的差异，了解数字控制的优缺点，简要地介绍信号处理器DSP的相关结构和工作原理。最后提出了本课题的选题意义、研究方向和主要工作。

## 参考文献

- [1] 魏少华. 6KVA三相逆变器的研制: [学位论文]. 南京航空航天大学, 2003
- [2] 王振存. 三相四桥臂逆变器: [学位论文]. 航天科工集团第二研究院, 2003
- [3] 白丹, 蔡志开, 彭力等. 三相逆变电源不平衡负载研究. 电力系统自动化, 2004, 28(95): 3~57
- [4] 孙进. 三相逆变电源解耦控制方法的研究: [学位论文]. 西安交通大学, 2003
- [5] 中华人民共和国国家标准. 不间断电源设备. 北京: 国家标准局, 1987
- [6] 信息产业部邮电工业产品质量监督检测中心. 通信用不间断电源--UPS. 1987
- [7] 张乃国, 谈“线性负载”和“非线性负载”. UPS应用. 2006年1月(55)
- [8] 王兆安, 杨君, 刘进军等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社. 2005. 10
- [9] 瞿兴建. 电力电子装置的谐波危害及抑制[J]. 电气时代, 2005(5)
- [10] 张斌, 翟智勇等. 电力系统谐波的危害和抑制技术[J]. 安徽电力, 2005(6)
- [11] 楚德全, 路平. 供用电系统高次谐波的危害与治理[J]. 山东煤炭科技, 2005(1)
- [12] 解绍锋, 李群湛. 谐波标准评述
- [13] 陈佳. 三相逆变器数字化控制技术研究: [学位论文]. 南京航空航天大学, 2003
- [14] 郇鸣. 基于DSP的空间矢量控制四桥臂逆变器研究: [学位论文]. 南京航空航天大学, 2002
- [15] 刘和平. TMS320LF240x DSP C语言开发应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003
- [16] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 基于空间矢量电流调节器的三相四桥臂逆变器的解耦控制研究[J]. 电工电能新技术. 2003, 22(3): 37-40.
- [17] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 1-7.

## 第二章 逆变系统综述

传统的三相逆变器由于其严重耦合问题，致使带不平衡负载时各相输出电压幅值会有很大差异、带非线性负载时输出电压波形畸变严重。针对不平衡负载和非线性负载，前人主要采用了主电路结构和控制器设计改进。

### 2.1 传统逆变器耦合问题

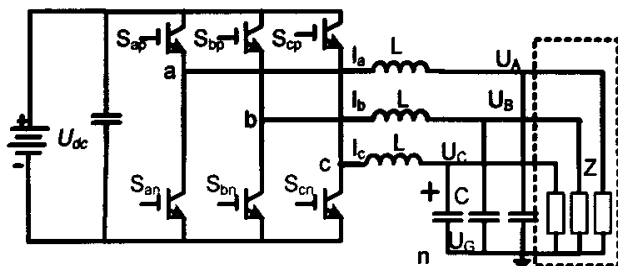


图2-1 传统的三相逆桥电路图

如图2-1为传统的三相全桥逆变器主电路。在三桥臂后面接电感电容低通滤波器。三相三线制逆变器之所以会出现不平衡负载时输出电压不对称和非线性负载时输出电压畸变，是因为其三相输出之间存在一定的耦合关系<sup>[1-2]</sup>。对此传统的三相三桥臂逆变器进行分析。假设开关管是理想的，开通时开关函数值为1，反之为0；忽略死区影响， $S_i$  ( $i=a, b, c$ )均用上桥臂的开通情况用表示，例如：

$S_a=1$ 时，开关管 $S_{ap}$ 导通， $S_{an}$ 关断， $S_a=0$ 时，开关管 $S_{an}$ 导通， $S_{ap}$ 关断

于是可以得到三相输出电压 $U_{AG}$ 、 $U_{BG}$ 、 $U_{CG}$ 为：

$$\begin{aligned} U_{AG} &= \frac{(2S_a - S_b - S_c)U_{dc}}{3} - L \frac{dI_a}{dt} - RI_a \\ U_{BG} &= \frac{(2S_b - S_a - S_c)U_{dc}}{3} - L \frac{dI_b}{dt} - RI_b \\ U_{CG} &= \frac{(2S_c - S_b - S_a)U_{dc}}{3} - L \frac{dI_c}{dt} - RI_c \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} U_a - U_n &= L \frac{dI_a}{dt} + U_{AG} \\ U_b - U_n &= L \frac{dI_b}{dt} + U_{BG} \\ U_c - U_n &= L \frac{dI_c}{dt} + U_{CG} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$U_n = \frac{U_a + U_b + U_c}{3} \quad (2.8)$$

式中 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ 、 $I_n$ 分别为三相电感电流； $U_{Ag}$ 、 $U_{Bg}$ 、 $U_{Cg}$ 分别为三相电容电压； $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$ 分别为三相输出滤波前电压； $U_n$ 为三相负载连接点电压。

从这些方程式可以看出，(1)改变该逆变器的开关状态，就可以使输出电压得到改变；(2)三相 SPWM 逆变器不是简单的三个单相 SPWM 逆变器的叠加，三相控制相互不独立，改变一相的开关状态，会引起其他两相输出电压的改变，这是一个强耦合的开关控制模型。中性点电位和三相电压都有关，其产生的独立电压只有两个，调节其中的任何一相，必然影响到其他两相的电压输出

## 2.2 不平衡负载和非线性负载常用改进方法

三相负载不对称应用已经很普遍，传统三相三桥臂逆变器不能处理三相对称正弦输出。如第一章所述非线性负载主要考虑谐波影响，在非线性负载时还应该考虑谐波的处理。为使各相保持独立性，各相的工作状况互不影响，可带任意负载，前人在不平衡负载和非线性负载问题上采取的应对方法有以下几种<sup>[3-10]</sup>：

### 一、 $\Delta/Y0$ 变压器

在传统的三相三桥臂逆变器和负载之间加一个  $\Delta/Y0$  变压器，如图 2-4 所示。Y 形连接次级能给不平衡负载所产生的中性电流提供电流通路，而  $\Delta$  形初级则给引起的由负载不平衡或 3 及 3 的倍数次谐波零序电流提供环流通路。但其工作在基波频率，体积、重量较大，成本较高，且接非线性负载时  $\Delta/Y0$  变压器要较大的额定伏安容量。

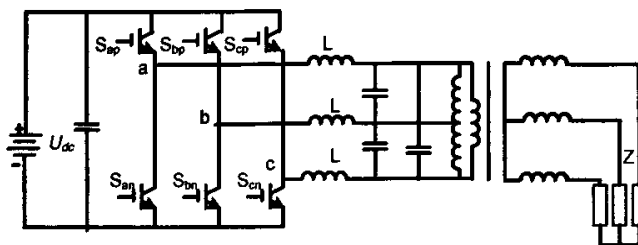


图2-4 带  $\Delta/Y0$  输出变压器的三相逆变器拓扑

### 二、中点形成变压器NFT：实际是一个1:1的自耦变压器。如图2-5所示。

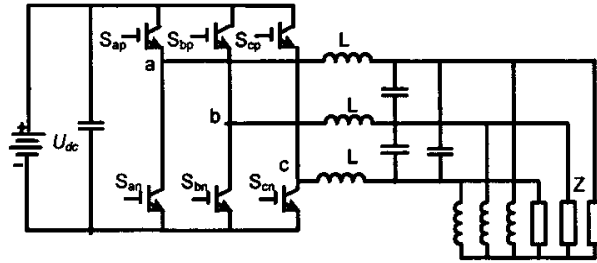


图2-5 中点形成变压器拓扑

NFT的输入端没有中线，零序电流只能经NFT流通，在NFT中产生出零序磁通，从而感生出三个大小相同，相位也相同的零序电势，叠加于变压器原有的三个对称电势上。零序磁通只能走漏磁回路，中性点的偏移与零序阻抗压降成正比。这种变压器仍比较大而且随着负载不对称程度的加大而加大。

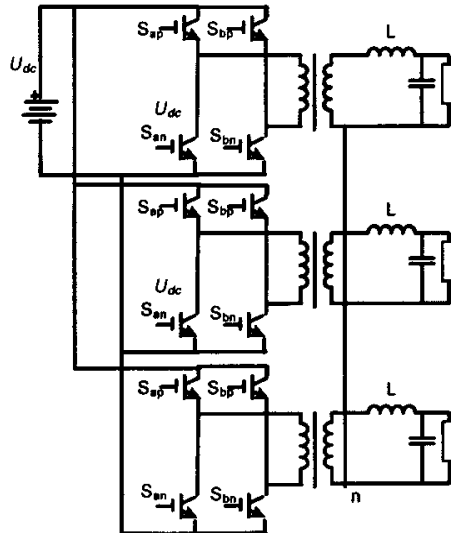


图2-6 三相组合式逆变器电路拓扑

### 三、采用三个单相桥

如图 2-6 所示，主电路采用三个单相桥，其输出通过三个单相变压器耦合成三相电路，可采用三套独立的控制电路，此电路可以解决三相输出电压的不平衡问题，比较适合于大功率输出场合，但其采用的开关管较多，输出采用三个单相变压器耦合成三相，变压器体积较大，在中、小功率输出场合不太适用。

### 四、分裂电容式

如图2-7所示，在通常的三相逆变桥主电路结构中，在直流母线上有两个串联连接的电容，两个电容的中点和交流输出的中性点相连。其把三相逆变器分为

三个独立的半桥变换器，可以采用三相分别控制。但采用两个电容串联，在单相负载时它们必须承受全负载相电流，从而所需电容容量较大；母线电压利用率，只及全桥逆变器的一半；两个串联的电容还存在均压问题。

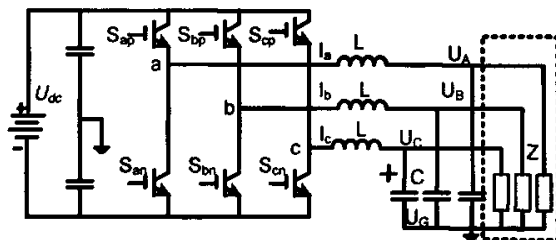


图2-7 串联分压电容式逆变器

## 五、三相四桥臂逆变器的拓扑

三相四桥臂逆变器由美国GE公司提出，如图2-8所示，在通常三相逆变桥主电路拓扑的基础上加入一个臂对来构成中点将三相输出的公共点，即中性点接在该臂对上，从而构成四臂对三相逆变电源增加一个臂对以直接控制中性点电压，并且产生中性点电流流入负载。这样增加了一个自由度，使得三相四臂对逆变电源可以产生三个独立的电压，从而使其有能力在不平衡负载下维持三相电压的对称输出。

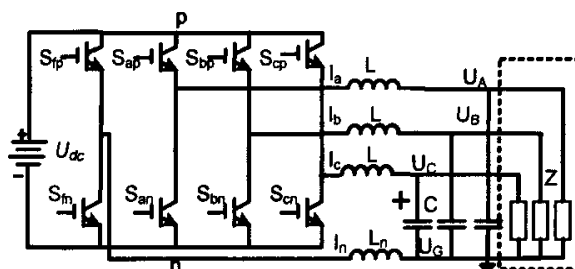


图2-8 三相四桥臂逆变器

## 六、无源滤波器

谐波的抑制可以通过装设谐波补偿装置来补偿谐波，这适用于任何谐波源。在电力系统中运用极为广泛的是装设电力滤波器，分为有源和无源两种，无源是利用谐振原理，为谐波提供并联低阻通路，避免谐波注入电网，从而达到抑制谐波的目的。

## 七、有源滤波器

有源滤波器通过实时检测负载电流中的谐波和无功分量，控制PWM变流器，

将与谐波和无功分量大小相等、方向相反的电流注入供电系统中,实现滤除谐波、动态补偿无功、抑制谐振、提高功率因数等功能。有源滤波器有并联型和串联型两种。并联有源滤波器常作为一个电流源以抑制电流源性质的非线性负载,串联有源滤波器常做为一个电压源以抑制电压源性质的非线性负载。有源滤波器能补偿负载的无功分量,得到一个三相平衡的、功率因数为1的电源。如果采用有源滤波器,那么并联型有源滤波器比较适合电流性非线性负载;串联型有源滤波器比较适合电压性非线性负载。

三相四桥臂逆变器原理简单,操作容易,避免了体积大、重量大等各种困扰,而且能够很好的解决不平衡与非线性负载问题。特别是在不平衡负载时三相四桥臂逆变器效果非常显著。

## 2.3 三相四桥臂逆变器的控制方式

三相四桥臂逆变器增加了第四桥臂,这个桥臂是三相共用的,因此对其他三相桥臂开关的触发与输出电流的激励将会产生牵制作用,使四桥臂逆变器的控制方式有了特殊性。主要采用的控制方法有以下:

### 1. 最大误差电流调节法双环控制

文献[10-11]提出利用电压外环、电流滞环内环来控制开关管,三个桥臂开关状态分别由三个单相电压电流双闭环控制,第四桥臂即公用桥臂开关管状态则由电流误差最大的那一相来确定该法开关管开关。最大误差电流调节,即在采样点上计算出各相滤波电感电流与对应相的电流给定信号的误差绝对值,以电流误差绝对值最大的那一相为基准来确定第四桥臂以及其它三个桥臂的导通信号,如以电流误差绝对值最大的那一相为基准,其他相的开关模态如果与基准相的一样,就取该开关模态,如果不一样,就让它选择自然续流状态,即0模态。

该方案易于实现并能带任意负载。缺点是要频率较高;用微处理器实时的比较误差绝对值的大小,增加了电路的复杂度;并且微处理器的运行时间也限制了系统的开关频率。

### 2. 电压空间矢量调制(SVM)控制<sup>[12-16]</sup>

文献[12]采用电压空间矢量调制(SVM)控制。SVM控制源于交流调速中磁通为圆的思想,由于三相三桥臂逆变器的对称性,二维SVM控制在三桥臂逆变器中

得到了很好的应用。主要的控制思想是通过用一组开关矢量来拟合电压参考矢量, 保证稳态时参考矢量的匀速定幅旋转来保障三相电压的输出要求。根据负载和输入电压的变化相应的改变参考矢量的幅值大小, 进而达到调压的目的。这种控制方式具有电压利用率高, 开关频率相对较低, 控制灵活便于数字控制实现等优点。

四桥臂三相逆变器的三维SVM 控制继承了二维SVM 控制的思想, 但由于不平衡负载破坏了电路的对称性, 使三维控制变得复杂。四桥臂三相逆变器的三维SVM 控制, 首先根据负载情况确定磁通轨迹, 并以此决定空间矢量的选择, 由于变量的增多, 计算量较大, 另外, 当负载变化或者负载情况不明时, 磁通轨迹无法确定, 从而实时控制有困难。

文献[13]中改进了三维SVM控制, 具体的做法是: 四桥臂三相逆变器中的前三个桥臂由二维SVM 控制得到导通信号, 同时根据与 在一个开关周期的平均值相等得到第四个桥臂的导通信号。对前三个桥臂仍然采用二维SVM 控制, 而对第四桥臂单独控制, 既保留了二维控制简单的特点, 整个系统又具有良好的性能。

### 3. 同步旋转坐标控制

要实现对三相四桥臂的解耦控制, 首先建立三相四桥臂逆变器在静止坐标下的电路模型, 分析其在静止坐标下三维电压矢量分布, 然后进行坐标旋转变换, 建立整个系统在dqo坐标系下的控制模型, 实现了对d, q, 03个通道的独立解耦控制。其中补偿环节又有多种方法。采用内环空间矢量电流调节器和外环同步坐标比例积分控制器相级联的三相四桥臂逆变器的控制方案<sup>[17]</sup>; 外环采用了同步坐标电压控制器, 使用1个简单的比例调节器就可实现输出电压跟踪的零稳态误差, 内环是1种采用2个三电平滞环比较器和1个两电平滞环比较器相结合的电流调节方案。

### 4. 电流滞环脉宽调制结合中线电流方向控制<sup>[5]</sup>

电流滞环脉宽调制(HCPWM)采用四个独立的两电平滞环比较器对三相四桥臂逆变器进行电流调节的方案, 但由于采用了四个独立电流控制器去控制三个独立的输出电流, 所以会造成三相之间的控制的冲突。第四桥臂与前三个桥臂没有实现完全解耦控制, 控制方式不够灵活; 而且“最大误差电流HCPWM控制电路”, 是一种不彻底的解决问题的方法。



故文献[5]采用中性点电流 $i_n$ 控制 $S_7$ 和 $S_8$ 的导通来解除由于 $S_7$ 和 $S_8$ 公用桥臂造成的电流激励的相互牵制。文献[5]中指出三相逆变器在实现三相四线制输出时,三相星形负载虽不对称,但三相相电压是对称的,因此三相负载电流也是不对称的,使中线电流不等于零,中性点桥臂的 $S_7$ 和 $S_8$ 就是专为中线电流的流通而设置的,所以电流 $i_n$ 就决定了开关 $S_7$ 和 $S_8$ 的工作状态。

采用电流 $i_n$ 控制 $S_7$ 和 $S_8$ 的导通可以使控制精度提高,消除了 $S_7$ 、 $S_8$ 桥臂对三相电流的牵制作用,使 $S_7$ 、 $S_8$ 与 $S_1 \sim S_6$ 的控制分开独立进行,输出电压、电流的波形更接近于正弦波,可使用多种类型的带电流内环控制的PWM控制电路。。

## 5. 对称分量控制法

通过对三相电压中正序、负序、零序分量的控制,保证了在不平衡负载下输出为对称的三相电压。以基波角频率按相反方向旋转的参考坐标系下输出电压的负序分量是直流量,负序分量在积分控制下可以被消弱甚至被消除。零序分量通过设计零阻尼带通滤波器,从而在不平衡负载下可以尽可能使零序分量达到零稳态误差。通过对三相电压中正序负序零序分量的控制保证了在不平衡负载下输出为对称的三相电压。此方法缺点是要分别设计负序和零序控制器。

解除牵制的方式有两个:一是把中性点桥臂与其他三相桥臂分开,单独采用中性点电流进行控制,其余三相桥臂仍可以采用成熟的三桥臂控制方式;另一种是把中性点桥臂与其他桥臂一起进行协调控制<sup>[5]</sup>。根据第三章的系统模型分析可以知道,三相四桥臂逆变器在旋转坐标下可以等效成三通道变换器,如果耦合的dq两通道可以实现解耦,那么就可以按照传统的逆变器设计控制。采用中性点桥臂与其他桥臂一起进行协调控制不失为简便的控制方法。传统的逆变器常用补偿方式有以下:

1、PID控制:PID算法蕴含了动态控制过程中过去,现在和将来的主要信息,其中比例(P)代表了当前的信息,起到校正偏差的作用,使过程反应迅速。微分(D)在信号变化时有超前控制作用,代表了将来的信息,在过程开始时强迫过程加速进行,过程结束时减小超调,克服振荡,提高系统的稳定性,加速系统的过渡过程。积分(I)代表了过去积累的信息,它能消除静差,改善系统的静态特性。因此设计好的PID控制器具有动态响应速度快,稳态精度高,鲁棒性强的特点,在大多数系统中得到了广泛的应用。但是PID控制器跟踪信号为快速变化的正弦

波时，系统为一个有差系统；当系统有周期性扰动出现时，误差周期性产生，也就是说采用PID控制是不可能完全消除动态误差的。

2、无差拍控制：无差拍控制是在控制对象离散学模型的基础上，根据系统的状态方程和输出信号的反馈量来计算逆变器的下一个采样周期的脉冲宽度。无差拍控制的优势在于极高的动态性能，输出能够很好地跟踪给定值，波形畸变小，缺点是对系统的数学模型精度要求高。

3、模糊控制：具有多变量非线性时变特性的电力电子装置，系统存在复杂性与模型精确性之间的矛盾，模糊控制能够在准确与简明之间取得平衡，有效地对事物作出判断和处理。但对于逆变器这样的控制对象的波形畸变的校正，隶属度和模糊子集的定义不是很容易办到的，而模糊子集定义的不精确将导致控制动作的死区，使控制性能变坏，严重的情况将会导致系统失去稳定。

4、状态反馈控制：主要利用状态反馈来配置极点提供更多的校正信息，从而得到最优的控制规律，抑制或消除扰动的影响。最大优点是可以大大改善系统的动态品质，因为它可以任意配置闭环系统的极点。由于难将负载特性完全考虑在内，所以状态反馈控制只能针对空载或假定阻性负载进行，如果不采取相应措施，则负载的变化将导致稳态偏差的出现和动态特性的改变。

5、滑模变结构控制：非线性控制方法，是利用某种不连续的开关控制策略来强迫系统的状态变量沿着相平面中某一预先设计好的“滑动模态”轨迹运动，从而达到预期的性能。最大优点是其对参数变化和外部扰动不敏感，具有强鲁棒性。但逆变电源系统的理想滑模切换面很难选取；而且数字式滑模变结构控制只有当采样频率足够高时才能有较好的控制效果。

6、重复控制：重复控制方案对周期性指令和扰动的系统，具有减小静差、完全补偿系统相位误差、易于应用的特点。但不能将系统对负载扰动的抑制调节时间缩小到一个基波周期之内，通常需要几个基波周期才可完成，动态性能较差，而且为增强系统稳定性需要引入的辅助补偿器 $Q(z^{-1})$ ，使系统存在一定的静差。

基于旋转坐标系的瞬时值反馈控制具有很快的动态相应和很好的可靠性，结合SPWM使PWM逆变器系统的闭环输出阻抗相对开环时大为降低，是一种通过控制手段降低输出阻抗的办法。不仅能够取得优异的控制性能，同时简单容易实现。

## 2.4 小结

本章详细地分析了传统三相逆变器不具有带不平衡负载和非线性负载的根本原因。同时在总结前人的研究基础上,比较常用的几种功率电路改进方案和控制电路实现方法,选择结构简洁的三相四桥臂逆变桥和PID控制方法方案。

## 参考文献

- [1] Gannett, R.A., Sozio, J.C., Boroyevich, D. Application of synchronous and stationary frame controllers for unbalanced and nonlinear load compensation in 4-leg inverters. APEC.2002, 2, (2):1038-1043.
- [2] 王兆安, 杨君, 刘进军等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社, 2005
- [3] 白丹, 蔡志开, 彭力等. 三相逆变电源不平衡负载研究. 电力系统自动化, 2004, 28(95): 3~57
- [4] 王振存. 三相四桥臂逆变器. 航天科工集团第二研究院, 2003
- [5] 阮新波, 严仰光. 四桥臂三相逆变桥的控制策略. 电工技术学报, 2000, 15(1): 61-64.
- [6] 孙进, 卢家林, 等. 三相四线逆变电源解耦控制方法的研究. 电气传动, 2002, 4(32): 3-5, 12
- [7] 王振存. 三相四桥臂逆变器. 航天科工集团第二研究院, 2003
- [8] 吴杰. 中性点有效接地系统不平衡负载的平衡化补偿理论. 电工技术杂志, 2003, 9: 73-75
- [9] 阮新波. 四桥臂三相逆变器的控制策略[J]. 电工技术学报. 2000. 15(1): 61~ 64
- [10] 杨宏, 阮新波, 严仰光. 采用最大误差电流调节的四桥臂三相逆变器电力电子技术 2003, 37(1): 32-33, 43
- [11] Zhang R, Boroyevich D, Prasad V H. A three-phase inverter with fl neutral leg with space vector modulation[C]. Conference Record of IEEE APEC, 1997: 851~ 863
- [12] 杨宏, 阮新波, 严仰光. 采用 SVM 控制的四桥臂三相逆变器. 电气传动, 2003, 2: 32-35
- [13] 陈新, 龚春英, 酆鸣等. 应用于三相变换器的三维空间矢量调制. 南京航空航天大学学报 2002 34(2): 148- 153
- [14] Sidney R Bowes, Lai Yenshin, The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM. IEEE Trans. on IE 1997 44(5): 670-679
- [15] 龚春英, 熊宇, 酆鸣. 四桥臂三相逆变电源的三维空间矢量控制技术研究, 电工技术学报, 2006, 12(19)
- [16] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 1-7.
- [17] 游志青. 基于重复控制技术的数字式逆变电源的研究. 南京航空航天大学, 2003
- [18] 陈佳. 三相逆变器数字化控制技术研究. 南京航空航天大学, 2003
- [19] Zhang, R, Prasad, V.H, Boroyevich, D, Lee, F.C. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. Power Electronics, IEEE Transactions 17, (3), 314-326.
- [20] Perales, M.A.; Prats, M.M, Portillo, R, Mora, J.L. Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters. Power Electronics Letters, 2003, 1(4): 104-109.

## 第三章 逆变器系统模型

为实现系统得动静态指标,需要引入反馈控制。常用于控制器设计和补偿网络设计的频域法和根轨迹法都只适用于线性系统。但是逆变器中开关功率器件的存在使系统成为非线性系统。逆变系统只有在某一稳态工作点附近运行时,电路状态变量的小信号扰动量之间呈现线性系统得特性。所以尽管系统为非线性电路,但在研究其某一稳态工作点附近的动态特性时,仍可以近似将其当作线性系统。为进行控制器和补偿网络设计的设计,必需建立逆变系统的线性化动态模型。而建立被控对象的数学模型更是首要的工作。

对功率器件采用开关周期平均法建立开关模型,建立逆变器的平均值数学模型,并将三相变量转化到同步旋转坐标系中,即将三相交流正弦变量转化为直流量,结合旋转坐标下的静态工作点,建立旋转坐标小信号模型。这种分析方法物理意义明确,便于控制器的设计。

### 3.1 负载模块分析

#### 3.1.1 不平衡负载的不对称度

三相系统中,各相负载不均衡和平衡负载处于故障运行状态都有可能导导致负载不平衡。

目前存在三种定义不平衡性的方法<sup>[1]</sup>。第一种是 MIL-STD-704E 和 NEMA 标准 MG1-14.24: 基于每相最大负载电流和每相最小负载电流的差值。此定义方式的根据仅仅是差值,在很多情况下计算结果都不能反应实际不平衡程度。第二种是: 负载电流最大与最小之差和负载电流总和之比。这种定义虽然和第一种定义相比有所改善,但是仍旧无法辨别负载电流的幅值或者相移的区别。前两者都不能很准确地反应不平衡程度。第三种是基于谐波分量分析的定义方法。从设计角度而言,最好采用 IEC 基于对称谐波分量的定义。

对称分量表示法最早由 C.L. Fortescue 于 1918 年提出,然后成为电源系统分析不平衡情况的一种规范性方法。理论基础为: 任意三相不平衡相量都分解为三组平衡的三相相量,即:正序分量,负序分量,零序分量。对称分量法不

仅分析方便，使不平衡程度有了通用的对比标准，同时也为解决不平衡问题提供了通道。例如三相不平衡时，逆变器输出三相电压不平衡，那么可以分解为三相的正序分量、三相的负序分量、三相的零序分量式 3.1、式 3.2，如公式而正序分量、负序分量、零序分量的三相之间又分别是对称、幅值一致的，如图 3-1。

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{Ap} \\ U_{Bp} \\ U_{Cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{An} \\ U_{Bn} \\ U_{Cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{A0} \\ U_{B0} \\ U_{C0} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = U_{m_p} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_p) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_p) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_p) \end{bmatrix} + U_{m_n} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_n) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_n) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_n) \end{bmatrix} + U_{m_0} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$U_{m_p}$ 、 $U_{m_n}$ 、 $U_{m_0}$ 是正序、负序和零序分量的幅值； $\varphi_p$ 、 $\varphi_n$ 、 $\varphi_0$ 是正序、负序和零序电流分量相对于输出电压的相位差。

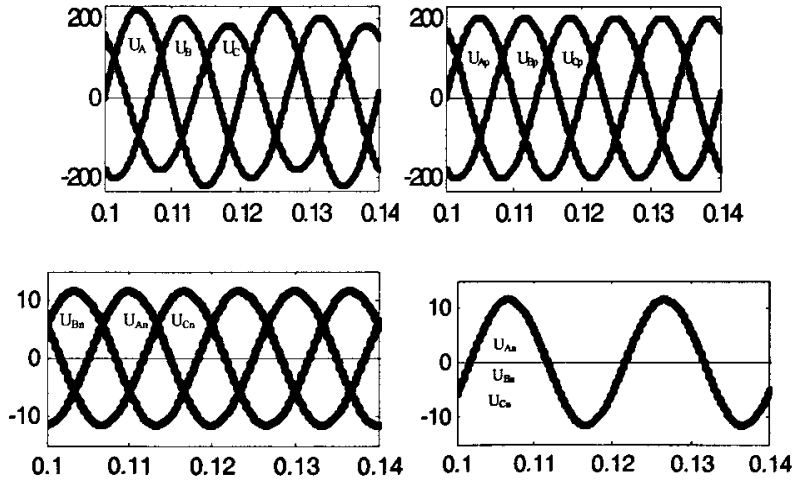


图 3-1 三相不平衡电压、三相正序分量、负序分量、零序分量

那么三相系统不平衡程度定义为：负序分量或零序分量有效值与正序分量有效值的比较。

$$\varepsilon_n = \frac{U_n}{U_p} \times 100\%$$

$$\varepsilon_0 = \frac{U_0}{U_p} \times 100\%$$

$U_p$ ——正序分量的有效值；

$U_n$ 、 $U_0$ ——负序、零序分量的有效值；

### 3.1.2 非线性负载及其畸变程度定义和非线性负载谐波模型

线性负载可以定义为：负载两端的电压和流过负载的电流的关系是线性的。

非线性负载可以理解为：一种加上正弦电压源而产生非正弦电流波形的负载。

$$\begin{bmatrix} U_{AG} \\ U_{BG} \\ U_{CG} \end{bmatrix} = U_{pk} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$U_{pk}$ ——线对中线的电压峰值。

对非线性负载施加正弦电压，如式 2.3，会得到流过非线性负载的三相电流为：

$$\begin{bmatrix} I_{AG} \\ I_{BG} \\ I_{CG} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{2k+1} \sin((2k \pm 1)\omega t + \varphi_{2k \pm 1\_A}) \\ I_1 \sin(\omega t + \varphi_1 - \frac{2}{3}\pi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{2k+1} \sin((2k \pm 1)\omega t + \varphi_{2k \pm 1\_B}) \\ I_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \frac{2}{3}\pi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{2k+1} \sin((2k \pm 1)\omega t + \varphi_{2k \pm 1\_C}) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$I_1$ 、 $I_{2k+1}$  是基波电流幅值和  $2k+1$  次谐波电流幅值； $\varphi_1$ 、 $\varphi_{2k+1}$  是基波电流幅值和  $2k+1$  次谐波电流相对于输出电压的相位差。

对非线性负载吸收的电流进行分解，为基波电流和谐波电流的合成，如图 2-2。谐波电流都是幅值比基波电流小的正弦波，但频率是基波频率的正整数倍。

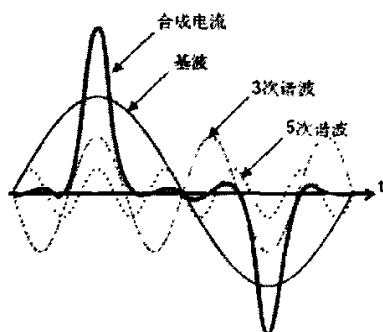


图 2-2 非线性负载吸收的电流分解示意图

理想情况下没有偶次谐波。负载非线性程度可以通过分析如下两种量得到<sup>[1-2]</sup>：

1、单次谐波幅值

2、总谐波畸变 THD，THD 定义为：

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{2k+1}^2}}{I_1} \quad (3.5)$$

根据非线性负载输入阻抗不同，可以分为谐波电流源型和谐波电压源型负载<sup>[1-2]</sup>。

输入阻抗大的为谐波电流源型；输入阻抗小为谐波电压源型。谐波电流源型所产生的谐波电流取决于谐波源本身的特性，基本和供电网的参数无关。例如单相或三相不控整流桥带电感电容滤波的负载就属于谐波电流源型，滤波电感使负载输入阻抗变大。此时谐波电流是由直流电流和各二极管开关决定，几乎和交流电压无关。二极管的导通由电压源和直流输出电压决定。而单相或三相不控整流桥带电容滤波的负载就属于谐波电压源型，滤波电容使负载输入阻抗变小。因其直流电压近似为恒值，直流电压通过各开关的开通加到交流侧，因此应看成谐波电压源。在很多家用电器使用的开关电源和变频器中，都广泛采用这种电容滤波二极管整流电路。但是相对而言，很多场合都有带滤波电感和 EMI 滤波器，所以在本设计主要按照谐波电流源型。

## 3.2 三相四桥臂逆变器模型

### 3.2.1 静止坐标系下的模型

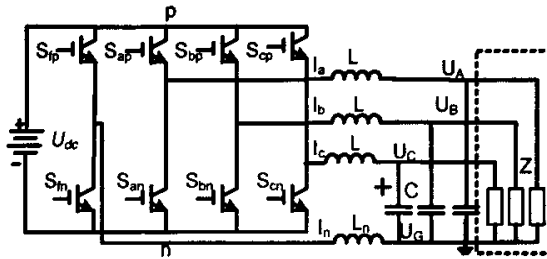


图 3-2 三相四桥臂逆变器主回路结构图

三相四桥臂逆变器主回路如图3-2，在传统三相三桥臂的逆变器基础上加入

第四桥臂，其第四桥臂中点通过电感 $L_n$ 与负载中性点相连。逆变器采用LC滤波， $Z$ 表示负载阻抗， $U_{dc}$ 为输入电压。

对此逆变电路采用平均周期法建立静止坐标模型。把负载电流作为系统外部扰动，同时认为输入电源理想<sup>[1-8]</sup>。假设开关管是理想的，开通时开关函数值为1，反之为0；忽略死区影响， $S_i$  ( $i=a, b, c, f$ )均用上桥臂的开通情况用表示：

$$S_{af} = S_a - S_f; S_{bf} = S_b - S_f; S_{cf} = S_c - S_f \quad (3.6)$$

为滤除开关频率分量和谐波分量，进行开关周期平均运算，分别得到占空比 $d_a, d_b, d_c, d_f$ ，相电压 $U_{af}, U_{bf}, U_{cf}$ 和直流侧输入电流 $I_p$ ：

$$\begin{bmatrix} U_{af} \\ U_{bf} \\ U_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{af} \\ d_{bf} \\ d_{cf} \end{bmatrix} U_{dc} \quad (3.7)$$

$$I_p = \begin{bmatrix} d_{af} & d_{bf} & d_{cf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

以电感电流 $I_a, I_b, I_c, I_n$ 和电容电压 $U_{AG}, U_{BG}, U_{CG}$ 为状态变量对回路分析：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \frac{L_n}{L} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_n \\ I_n \\ I_n \end{bmatrix} + \frac{U_{dc}}{L} \begin{bmatrix} d_{af} \\ d_{bf} \\ d_{cf} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} U_{AG} \\ U_{BG} \\ U_{CG} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$I_a + I_b + I_c + I_n = 0 \quad (3.10)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{AG} \\ U_{BG} \\ U_{CG} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

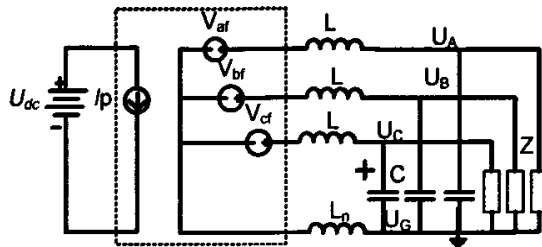


图 3-3 四桥臂逆变器静止坐标等效电路模型

从静止坐标系平均模型可以看到：系统为多输入多输出的系统。其中有六个



状态变量：电感电流  $I_a, I_b, I_c$  和电容电压  $U_{AG}, U_{BG}, U_{CG}$ ；输入为三相线对第四桥臂的占空比  $d_{ar}, d_{br}, d_{cr}$ ，输出为三相线对第四桥臂的电压  $U_{AG}, U_{BG}, U_{CG}$ 。同时此系统中各个变量稳态下均为正弦量，在静止坐标系下随时间变换的特性可知没有直流工作点。

### 3.2.2 旋转坐标模型和旋转坐标下静态工作点分析

静止坐标系平均模型是对静止坐标系下开关模型进行状态平均而得到。它关于时间轴是连续的。由于静止坐标系下逆变器的平均模型是时变、非线性系统。要得到连续定常系统和小信号模型，必须进行旋转坐标变换，建立其平均模型<sup>[1-10]</sup>。静止/旋转坐标变换式为：

$$X_{dq0} = T_{abc/dq0} \times X_{abc} \quad (3.12)$$

$$T_{abc/dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

其中  $\omega = 2\pi f$ ， $f$  为电网或基波频率。

相应转换：

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_o \end{bmatrix} = T_4 \begin{bmatrix} U_{AG} \\ U_{BG} \\ U_{CG} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = T_4 \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} = T_4 \begin{bmatrix} d_{af} \\ d_{bf} \\ d_{cf} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

对六个状态变量进行坐标变换，得到：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} I_q \\ -I_d \\ 0 \end{bmatrix} + U_{cd} G \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} - G \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_o \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_o \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} U_q \\ -U_d \\ U_o \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

其中：

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L+3L_n} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

对各个状态变量、输入输出量及其相应的关系式坐标变换，得到旋转坐标下各量之间关系式：式 (3.18)。从式 (3.18) 可以知道三相四桥臂逆变器转换为三通道信号模型：d 通道、q 通道和 0 通道，其中 0 通道完全独立于其他两个通道，为二阶模型；而 d、q 通道之间存在着耦合项： $\omega C U_q$ 、 $-\omega C U_d$ 、 $-\omega L I_q$ 、 $\omega L I_d$  可认为是四阶模型。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_d \\ I_d \\ U_q \\ I_q \\ U_0 \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & \omega & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L+3L_n} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ I_d \\ U_q \\ I_q \\ U_0 \\ I_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{dc}}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{U_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{U_{dc}}{L+3L_n} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

考虑系统稳态工作时，三通道的输出电压为期望值：d 通道输出电压为输入电压峰值，其他两通道为 0。同时考虑负载为平衡线性，三通道负载电流恒定，那么变化率为 0：

$$\begin{bmatrix} U_d & U_q & U_0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} U_{in\_pk} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \\ I_{L0} \end{bmatrix} + U_{in\_pk} \begin{bmatrix} 0 \\ \omega C \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} = \frac{G^{-1}}{U_g} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \\ I_{L0} \end{bmatrix} + \frac{L\omega}{U_g} \begin{bmatrix} -I_{Lq} \\ I_{Ld} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{U_{in\_pk}}{U_g} \begin{bmatrix} 1-LC\omega^2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\frac{G^{-1}}{U_g} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \\ I_{L0} \end{bmatrix} = 0 \quad (3.22)$$

那么此时三通道的占空比为：

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \\ \hat{d}_0 \end{bmatrix} = \frac{L\omega}{U_g} \begin{bmatrix} -I_{Lq} \\ I_{Ld} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{U_{in\_pk}}{U_g} \begin{bmatrix} 1-LC\omega^2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

对占空比作微小扰动将引起电路中各状态变量和输入电流量的微小扰动，结合静态工作点各稳态值之间的关系，整理得到系统的小信号模型，如图 3-4。三相四桥臂逆变器转换为三通道信号模型：d 通道、q 通道和 0 通道，其中 0 通道完全独立于其他两个通道，为二阶模型；而 d、q 通道之间存在着耦合项： $\omega C U_q$ 、 $-\omega C U_d$ 、 $-\omega L I_q$ 、 $\omega L I_d$  可认为是四阶模型<sup>[1-8]</sup>。

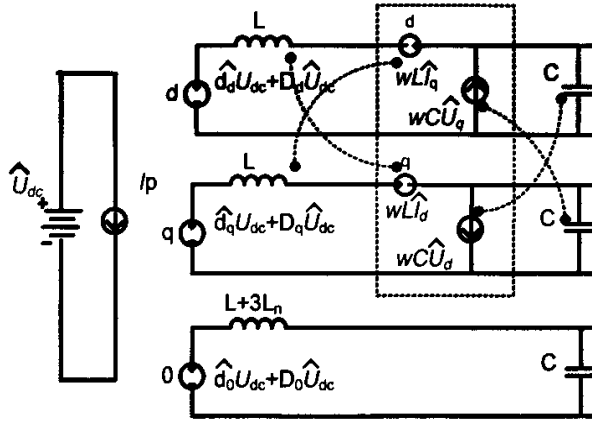


图 3-4 四桥臂逆变器旋转坐标小信号模型

式中  $\hat{U}_d$ 、 $\hat{U}_q$ 、 $\hat{U}_0$ 、 $\hat{I}_d$ 、 $\hat{I}_q$ 、 $\hat{I}_0$ 、 $\hat{d}_d$ 、 $\hat{d}_q$ 、 $\hat{d}_0$  分别表示旋转坐标各对应 d、q、0 通道的电容电压、电感电流和占空比的小信号扰动值， $\hat{U}_{dc}$  为输入电压扰动值， $D_d$ 、 $D_q$ 、 $D_0$  分别表示对应通道的占空比周期平均值， $I_p$  为直流侧输入电流。

### 3.3 旋转座标下负载的模型

负载特性直接影响了四桥臂逆变器的设计。逆变电路在旋转坐标下有明确的模型。各种负载，平衡负载、不平衡负载、非线性负载在静止坐标系下有明确的物理意义，在旋转坐标也有其表示方式<sup>[1-10]</sup>。

### 3.3.1 平衡负载和不平衡负载在旋转坐标下的模型

逆变器输出三相电压，在静止坐标下如式 2.1 和式 2.2，其物理意义可以表示为三相的正序分量、三相的负序分量、三相的零序分量之和。同样在旋转坐标中也是如此。

但是在负载平衡时，得到的电流在旋转坐标下只有正序分量。

$$\begin{bmatrix} I_{LA\_p} \\ I_{LB\_p} \\ I_{LC\_p} \end{bmatrix} = I_{m\_p} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_p) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_p) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_p) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

其中  $I_{m\_p}$  是正序电流幅值， $\varphi_p$  是正序电流相对于输出电压的相位差。对其中各个量进行旋转座标变换，得到如下式子：

$$\begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \\ I_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Ld\_p} \\ I_{Lq\_p} \\ I_{L0\_p} \end{bmatrix} = I_{m\_p} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_p) \\ -\sin(\varphi_p) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

负载电流在旋转座标下是两个直流量，0 通道为 0。

根据前面介绍的对称分量分析法，不平衡负载电流在静止座标中可以分解为三个平衡分量：正序分量、负序分量、零序分量。其中正序分量和平衡负载情况的负载电流一致；负序和零序分量分别为：

$$\begin{bmatrix} I_{LA\_n} \\ I_{LB\_n} \\ I_{LC\_n} \end{bmatrix} = I_{m\_n} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_n) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_n) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_n) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\begin{bmatrix} I_{LA\_0} \\ I_{LB\_0} \\ I_{LC\_0} \end{bmatrix} = I_{m\_0} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

式中  $I_{m\_p}$ 、 $I_{m\_n}$ 、 $I_{m\_0}$  是正序、负序和零序分量的幅值； $\varphi_p$ 、 $\varphi_n$ 、 $\varphi_0$  是正序、负序和零序电流分量相对于输出电压的相位差。

对其中各个量进行旋转座标变换得到如下关系。负载电流正序分量、负序分量、零序分量在旋转座标下分别表示为：

$$\begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \\ I_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Ld\_p} \\ I_{Lq\_p} \\ I_{L0\_p} \end{bmatrix} = I_{m\_p} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_p) \\ -\sin(\varphi_p) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Ld\_n} \\ I_{Lq\_n} \\ I_{L0\_n} \end{bmatrix} = I_{m\_n} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \varphi_p) \\ -\sin(2\omega t + \varphi_p) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Ld\_0} \\ I_{Lq\_0} \\ I_{L0\_0} \end{bmatrix} = I_{m\_0} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

在旋转坐标下同样拥有如下关系：

$$\begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \\ I_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Ld\_p} \\ I_{Lq\_p} \\ I_{L0\_p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{Ld\_n} \\ I_{Lq\_n} \\ I_{L0\_n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{Ld\_0} \\ I_{Lq\_0} \\ I_{L0\_0} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

从式 3.29 和式 3.30 可以看到：负载电流负序分量在旋转坐标的 d、q 通道是均以  $2\omega$  的频率纹波存在，0 通道为 0；负载电流零序分量在旋转坐标的 d、q 通道均不存在，0 通道为  $\omega$  的频率纹波。正是因为 d、q 通道  $2\omega$  频率纹波和 0 通道  $\omega$  频率纹波的存在，系统控制设计需要考虑到。因为如果认为纹波负载电流是系统干扰，那么在 d、q 通道  $2\omega$  频率处需要比较高的控制增益，在 0 通道  $\omega$  频率处也需要比较高的控制增益。

### 3.3.2 非线性负载在旋转坐标下的模型

在静止坐标下，平衡非线性负载电流可以表示为基频分量和谐波分量之和：

$$\begin{bmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{LA\_f} \\ I_{LB\_f} \\ I_{LC\_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{LA\_h} \\ I_{LB\_h} \\ I_{LC\_h} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

基频电流为式 3.28；谐波电流为式 3.29。

$$\begin{bmatrix} I_{LA\_f} \\ I_{LB\_f} \\ I_{LC\_f} \end{bmatrix} = I_{m\_1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_p) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_p) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_p) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$\begin{bmatrix} I_{LA\_h} \\ I_{LB\_h} \\ I_{LC\_h} \end{bmatrix} = \sum_{k=3,5,7,\dots} I_{m\_k} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_k) \\ \cos(k\omega t + \varphi_k - \text{sgn}(k)\frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \varphi_k + \text{sgn}(k)\frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\text{sgn}(k) = \begin{cases} 0, & (\text{零序}) & k = 3, 9, 15, \dots \\ +1, & (\text{正序}) & k = 7, 13, 19, \dots \\ -1, & (\text{负序}) & k = 5, 11, 17, \dots \end{cases} \quad (3.35)$$

其中  $I_{m\_1}$ 、 $I_{m\_k}$  是基频分量、 $k$  次谐波分量的幅值； $\varphi_k$  是电流  $k$  次谐波分量相对于输出电压的相位差。所有谐波均为奇次谐波。具体包括：零序谐波电流：3<sup>th</sup>、9<sup>th</sup>、15<sup>th</sup>...；正序谐波电流：7<sup>th</sup>、13<sup>th</sup>、19<sup>th</sup>...；负序谐波电流：5<sup>th</sup>、11<sup>th</sup>、17<sup>th</sup>...。对其中各个量进行旋转座标变换得到如下关系：

正序  $k$  次谐波电流分量在旋转座标变换表示为式 3.36，正序谐波电流在 d、q 通道是  $(k-1)\omega$  频率的偶次纹波，0 通道为 0：

$$\begin{bmatrix} I_{Ld\_hp} \\ I_{Lq\_hp} \\ I_{L0\_hp} \end{bmatrix}_{k=3,9,15} = \sum_{k=3,9,15} I_{m\_k} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\omega t + \varphi_k) \\ -\sin((k-1)\omega t + \varphi_k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

负序  $k$  次谐波电流分量在旋转座标变换表示为式 3.37，负序谐波电流在 d、q 通道是  $(k+1)\omega$  频率的偶次纹波，0 通道为 0：

$$\begin{bmatrix} I_{Ld\_hn} \\ I_{Lq\_hn} \\ I_{L0\_hn} \end{bmatrix}_{k=3,9,15..} = \sum_{k=3,9,15..} I_{m\_k} \begin{bmatrix} \cos((k+1)\omega t + \varphi_k) \\ -\sin((k+1)\omega t - \varphi_k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

零序谐波电流分量在旋转座标变换为式 3.38，仍然只出现在 0 通道：

$$\begin{bmatrix} I_{Ld\_hz} \\ I_{Lq\_hz} \\ I_{L0\_hz} \end{bmatrix}_{k=3,9,15..} = \sum_{k=3,9,15..} I_{m\_k} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cos(k\omega t + \varphi_k) \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

从以上式子可以看到：负载基频电流在旋转座标和平衡线性负载电流相等。所有非三倍频的谐波电流在 dq 通道均是奇次谐波，在 0 通道为 0。所有三倍频的谐波电流在 dq 通道为 0，全在 0 通道。但是在 dq0 通道相同次数的谐波电流在静止座标可能是两种不同的谐波电流。如在静止座标下正序谐波电流 7<sup>th</sup> 和

负序谐波电流  $5^{\text{th}}$  在旋转座标中均为  $6^{\text{th}}$  谐波。

不平衡和非线性负载同时存在，应先进行谐波分析。不平衡的谐波电流可以进一步分解为正序、零序、和负序。

### 3.4 小结

首先深入介绍不平衡负载和非线性，比较并选择不平衡程度分析方法和非线性程度分析方法，为检验实验结果提供标准。同时简要介绍了非线性根据负载输入阻抗不同，可以分为不同类型的谐波源。由于系统的非线性和补偿网络设计的频域法和根轨迹法都只适用于线性系统，所以在本章详细地介绍建立三相四桥臂逆变桥及其滤波电路的线性化动态模型的过程。首先采用开关周期平均法对功率器件建立开关模型，得到逆变器的平均值数学模型。介绍三相交流量静止坐标与同步旋转坐标系之间的转化，结合旋转坐标下的静态工作点，给出旋转坐标下的模型电路和传递函数，建立旋转坐标小信号模型。负载特性直接影响了四桥臂逆变器的设计，本章还分析了各种负载：平衡负载、不平衡负载、非线性负载在旋转坐标下的物理意义，为之后的控制设计提供了理论基础。

## 参考文献

- [1] Richard Zhang. High Performance Power Converter Systems For Nonlinear And Unbalanced Load/Source [D]. The Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.
- [2] Hsu P, Behnke M. A three-phase synchronous frame controller for unbalanced load. PESC, Fukuoka, 1998, 2: 1369-1374.
- [3] Robert A. Gannett. Control Strategies for High Power Four-Leg Voltage Source Inverters [D]. Dissertation, Virginia Tech, 2001.
- [4] R. A. Gannett, J. C. Sozio, D. Boroyevich. Application of Synchronous and Stationary Frame Controllers for Unbalanced and Non-Linear Load Compensation in 4-Leg inverters[C]. APEC, State of Texas, 2002, 2: 1038-1043.
- [5] Mattavelli P, Fasolo S. Implementation of synchronous frame harmonic control for high-performance AC power supplies [C]. Industry Applications Conference, Rome, 2000, 3: 8-12.
- [6] 宋栋梁. 一种三相逆变电流源的研究 [D]. 浙江大学, 吕征宇, 2003
- [7] 魏少华. 6KVA 三相逆变器的研制 [D]. 南京航空航天大学, 2003
- [8] 王振存. 三相四桥臂逆变器 [D]. 航天科工集团第二研究院, 2003
- [9] 白丹, 蔡志开, 彭力等. 三相逆变电源不平衡负载研究. 电力系统自动化, 2004, 28 (95): 3~57
- [10] Perales, M.A.; Prats, M.M, Portillo, R, Mora, J.L. Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters. Power Electronics Letters, 2003, 1(4): 104 - 109.
- [11] 孙进. 三相逆变电源解耦控制方法的研究 [D]. 西安交通大学, 2003
- [12] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [13] 郇鸣. 基于 DSP 的空间矢量控制四桥臂逆变器研究 [D]. 南京航空航天大学, 2002



## 第四章 三相四桥臂逆变电路的设计

### 4.1 主要性能指标要求

- 1、输入电压：交流(380V)
- 2、输出电压：三相交流220V±3%
- 3、输出功率：三相3kVA，每相1kVA
- 4、输出频率：50Hz±1Hz
- 5、故障保护：具有完善的过压、过流、欠压保护

### 4.2 主电路设计

#### 4.2.1 IGBT 器件

IGBT器件前三个桥臂的额定电流可按富士公司推荐的公式4.6进行计算：

$$I_{IGBT} = \frac{\sqrt{2} \times 1.5 \times 1.4}{\sqrt{3} \times 0.9} \times \frac{P_{out}}{U_{in}} = 1.9 \times \frac{3 \times 10^3}{380} = 15A \quad (4.1)$$

$I_{IGBT}$  —— IGBT模块的额定电流，A

$P_{out}$  —— 逆变器输出功率，W

$U_{in}$  —— 输入电压峰值，V

由于四桥臂逆变器的特殊性，考虑最恶劣的条件，即只带两相满负载时，开关管 $S_7$ - $S_8$ 的电流值为：

$$I_f = I_a + I_b = 14.2\cos\omega t + 14.2\cos(\omega t - 120^\circ) = 14.2\cos(\omega t + 120^\circ) \quad (4.2)$$

因此与前三个桥臂的功率等级相同。

最大直流电压根据公式4.3计算：

$$U_{dmax} = U_{in} \times \sqrt{2} \times 1.1 \times \alpha = 380 \times \sqrt{2} \times 1.1 \times 1.1 = 650 \quad (4.3)$$

$U_{dmax}$  —— 最大直流电压，V

$\alpha$  —— 安全系数，一般取1.1

1.1 —— 交流输入电压波动系数

IGBT模块的额定电压由式4.4确定：

$$U_{IGBT} = (U_{dmax} \times 1.15 + 150) \times \alpha = (650 \times 1.15 + 150) \times 1.1 = 987 \quad (4.4)$$

$U_{IGBT}$ ——IGBT模块的额定电压，V

$\alpha$ ——安全系数，一般取1.1

1.15——过电压保护系数

150——尖峰电压（考虑了引线电感  $L \frac{di}{dt}$ ）

考虑器件的工作裕度，可选额定电流为25A，额定电压为1200V的IGBT模块：FGA25A120。

## 4.2.2 直流滤波电路

滤波电容的容量和输出功率的大小有密切的关系。由于输入级电容选得大，输入电流的畸变率高，容量低，又会导致输入纹波变动范围大。

根据经验公式<sup>[7]</sup>：

$$C = (3 \sim 5) \times P_{out} / U_{m-av}^2 \times f = 5 \times 3 \times 1000 / 220 \times 100 = 682 \mu F \quad (4.5)$$

$U_{m-av}$ ——输入电压的平均值

$f$ ——滤波后纹波频率

实际使用中，采用两个1500 $\mu$ F，耐压为450V的两个电容并联。为了增加电解电容的寿命，增加放电速度，在两个电容上各并联33k $\Omega$ ，功率为8W的功率电阻。

## 4.2.3 中线电感设计

三相四桥臂电路与传统的三相三桥臂电路不同之处就在于多了第四桥臂和第四桥臂电感 $L_n$ 。其可分解成三个全桥电路，输出独立。中线电流为三相电感电流之和，在三相平衡的时候，中线电流为零，在三相不平衡时，会有较大电流流过第四桥臂，采用中线电感对稳定输出中点电位有利。 $L_n$ 对每相电流都有平衡效果，当负载不平衡度在限定范围内时，中点电感上流过的电流一般小于相电流的1/3，但在最恶劣的情况下与相电流相同。中点电感量的大小主要从几个方面考虑，并与相电感结合起来考虑。

$L_n$ 及每相电感相当于一个惯性环节对电流跟踪速度有很大的影响，为了得到良好的动态性能， $L_n$ 不能太大；还要从 $L_n$ 以及每相滤波器的体积重量及损耗的角



小，则半导体开关所承受的附加电流应力就越小，线路上的损耗也较小<sup>[1-8]</sup>。

将输出电压在一个载波周期中的平均值近似看成输出电压基波分量的瞬时值，来分析电路的纹波。在一个开关周期内，母线电压为 $E_{dc}$ ，逆变器工作的调制比，即正弦调制波的幅值与三角载波的幅值之比，为 $m$ 。

在一个开关周期内，上管导通和关断，分别有：

$$U_O = \begin{cases} E_{dc}/2, 0 \leq t \leq DT \\ -E_{dc}/2, DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.6)$$

开关周期输出平均值为：

$$u_{o\_av} = \frac{1}{T} \int_0^T u_o dt = (2 \times D(t) - 1) \times E_{dc} / 2 \quad (4.7)$$

结合

$$D(t) = \frac{1}{2} \times (1 + m \times \sin(\omega t)) \quad (4.8)$$

所以输出电压为：

$$u_o(t) = m \times E_{dc} \times \sin(\omega t) / 2 \quad (4.9)$$

滤波电感上的纹波在上管导通和关断分别为：

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \frac{1}{L} \times (E_{dc}/2 - u_{o\_av}) \times D(t) \times T \\ \Delta i_{L2} = \frac{1}{L} \times (-E_{dc}/2 - u_{o\_av}) \times (1 - D(t)) \times T \end{cases} \quad (4.10)$$

解出：

$$\Delta i_L = \frac{E_{dc}}{f \times L} \times D(t) \times (1 - D(t)) \quad (4.11)$$

把式4.12代入得到：

$$\Delta i_L = \frac{E_{dc}}{4f \times L} \times (1 - m^2 \times \sin^2(t)) \quad (4.12)$$

从式4.16可以看到在占空比为0.5时，电流纹波最大值，为：

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{E_{dc}}{4 \times f \times L} \quad (4.13)$$

同时结合滤波期的幅频特性，要求LC滤波器的转折频率 $f_c$ 必需远小于开关管的开关频率 $5k$ 。

$$f_c = 1 / (2 \times \pi \times \sqrt{L_f \times C_f}) \quad (4.14)$$

因此根据项目各种参数，以及实际应用调整，选取滤波电感为 4.8mH，滤波电容为 11 $\mu$ F。

## 4.3 控制电路参数

### 4.3.1 驱动电路

本电路中采用的驱动芯片为 SHARP 公司 PC929。PC929 是一款内部带有放大电路，及检测电路的光耦。其将降栅压慢关断技术和驱动电路集成在一起，其内部原理图如图 4-2 所示。降栅压慢关断技术是 IGBT 过流保护的基本方法之一。当 IGBT 出现过流时，若仍保持全栅压驱动，则 IGBT 过流幅度大、持续时间长；因此先将其栅极驱动电压降低后设一固定延时，若延时后故障信号依然存在，则关断器件，故障电流在这一延时内将被限制在一较小值。故障电流的限制，一是大大增强了电路的抗干扰能力，二是延长了 IGBT 能够承受过流的时间，三是可以降低器件受到过流冲击的幅度<sup>[9-10]</sup>。

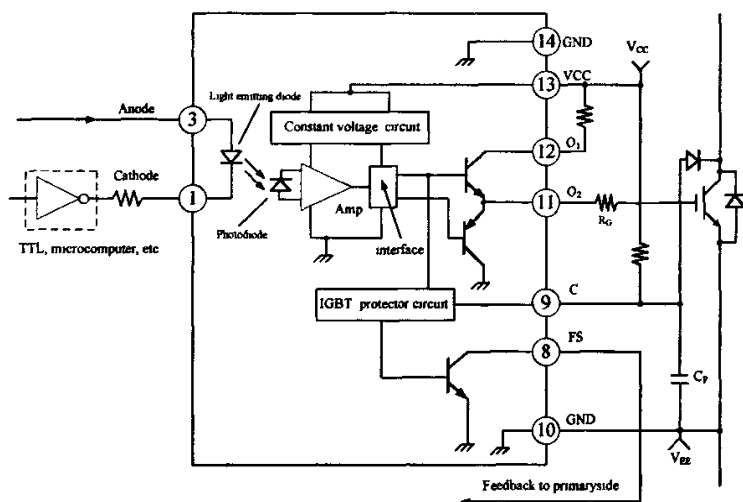


图 4-2 PC929 内部原理图

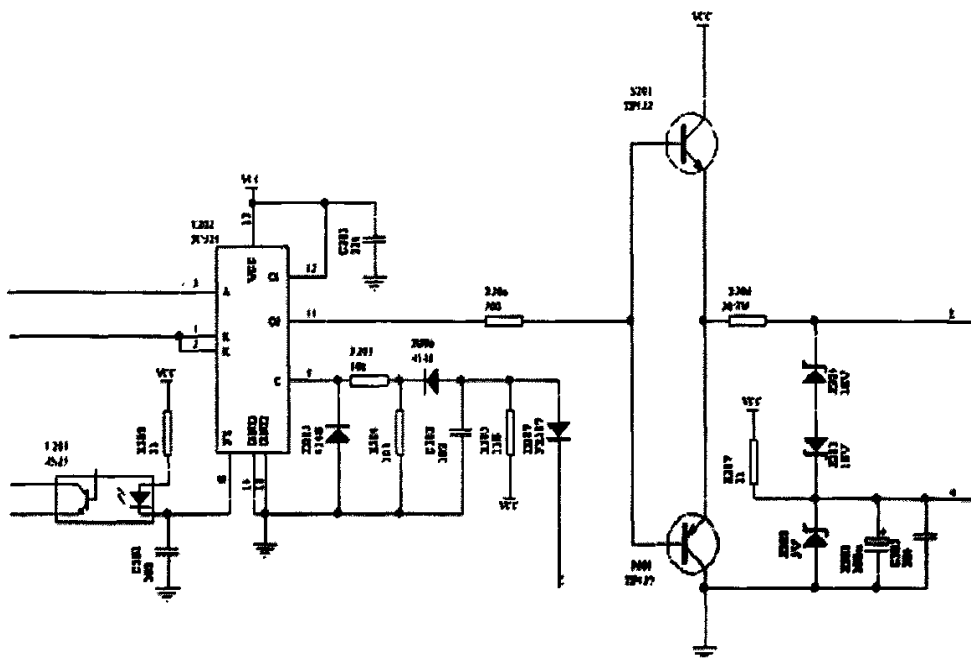


图4-3 PC929驱动电路原理图

驱动电路原理图如图4-3，驱动信号经光耦隔离后由11脚输出，由一对PNP、NPN功率晶体管TIP122和TIP127组成的功率放大级进行功率放大，增强其驱动能力，由于输出给发射极的端口与地之间接有5V的稳压二极管，当上管导通时，输出为15V的正电平；当下管导通时，输出为-5V的低电平。

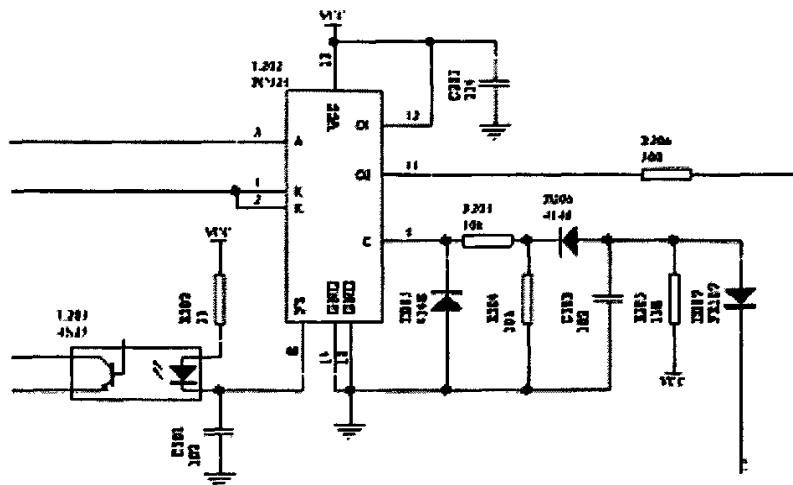


图4-4 PC929保护电路原理图

从图 4-2 和图 4-4 可以看出，当主电路发生短路过流时，IGBT 发生过流时，其导通压降便会升高，PC929 的 9 脚将这个信号送入 IGBT 保护电路。降低 IGBT

的驱动电压，以限制 IGBT 的短路冲击电流幅值。同时，PC929 还具有故障信号送出脚。在发生如上故障时，可以将短路信号由 8 脚通过光耦隔离送至控制电路，并将 IGBT 驱动信号关断，避免器件因过流而损坏。

PC929 将驱动电路和保护电路集成，既可以减小保护电路响应时间，同时又可以减小外界噪声干扰。为防止器件热损坏，过流时间应足够短，通常整个响应时间应该小于  $10\mu s$ 。

### 4.3.2 采样调理电路

逆变系统中，控制回路需要反馈电压信号。期望输出电压为  $0\sim 380V$  交流电。但是 DSP 的 AD 转换口及 IO 口的电压范围只能是  $0\sim 3.3V$ ，所以需要对各信号进行两步处理：把  $0\sim 380V$  降压成幅值  $3.3V$ ，然后在把交流电压抬升，使负半波电压也大于 0。

输出电压经过 220:9 变压器隔离变换后，接入电压采样调理电路。

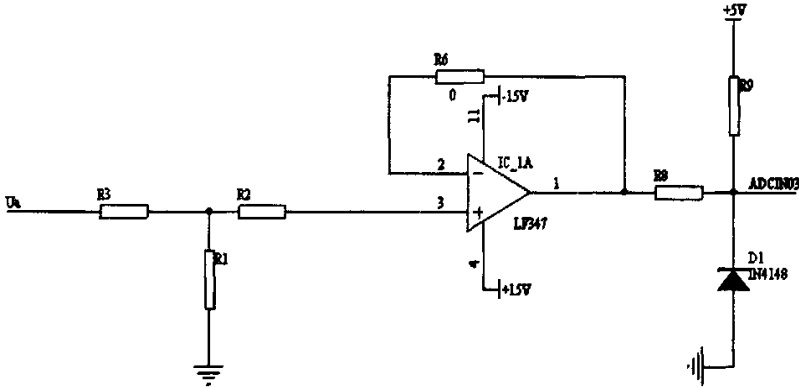


图 4-5 输出电压采样处理电路

如图 4-5 所示：输出电压经过变压器后是  $-9\sqrt{2}\sim 9\sqrt{2}V$ 。可以计算得

$$u_+ = u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_3} u \quad (4.15)$$

输入到 AD 采样口的电压为

$$u_{ad} = 5 - \frac{R_9}{R_8 + R_9} (5 - u_-) \quad (4.16)$$

取  $R_1=1k$ ， $R_2=10k$ ， $R_3=5k$ ， $R_6=0$ ， $R_8=10k$ ， $R_9=20k$ ；计算得： $u_{ad}$  的范围是

0.253—3.081V, 符合 DSP 对 AD 采样电压在 0—3.3V 的要求, 并留出了一定的余量防止电压波动。输出电压采样波形如图 4-6。

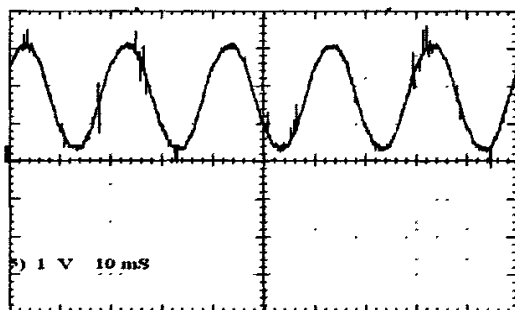


图 4-6 输出电压采样波形

### 4.3.3 过流信号采样处理电路

驱动电路产生的过流等信号电压一般为 5V, 而 DSP 的 IO 口要求电压为 3.3V, 故需要将 5V 信号转换为 3.3V 后才能与 IO 口连接。

如图 4-7 所示: 5V 高电平信号经过电阻后与 74LVC4245 的 A 口连接, 74LVC4245 将信号转换为 3.3V 后从 B 口输出, 然后连接 DSP 的 IO 口。3.3V 电压由电源芯片 TPS7333 提供。74LVC4245 为八通道传送和电压转换芯片, 可以传送高低电平信号, 并将信号由 5V 转换到 3.3V 或由 3.3V 转换到 5V。当  $\overline{OE}$  脚为低电平、DIR 脚为高电平时, 信号由 A 路传送到 B 路。电压也由 5V 转换到 3.3V。

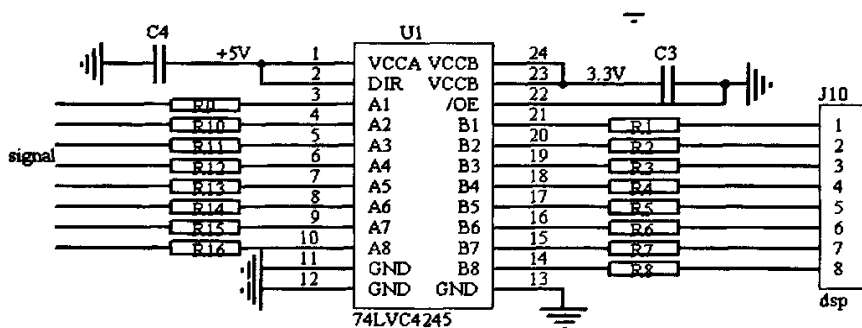


图 4-7 过流信号采样处理电路



## 4.4 DSP 最小硬件系统设计

DSP 最小硬件系统设计和外围接口设计, 其中最小硬件系统设计包括复位、时钟、电源、存储器接口<sup>[11-12]</sup>。

1、复位电路在上电时以及故障时产生复位信号终止存储器操作并初始化各硬件状态位。为使系统在加电后能初始化正确, 一般应保证复位端低电平至少持续 6 个时钟周期。2407 常用施密特触发器锁存复位脉冲并产生足够长的内部复位脉冲以确保芯片复位。

2、系统时钟电路设计有两种方法: 无源晶体和有源晶振。有源晶振不需要 DSP 的内部振荡器, 信号质量好, 比较稳定, 而且连接方式相对简单。有源晶振是指采用外部时钟源接入 X2/CLKIN, X1 悬空。有源晶振需要电源滤波, 通常使用一个电容和电感构成的 PI 型滤波网络, 输出端用一个小阻值的电阻过滤信号, 其中各参数参考 TI 公司的 datasheet。

3、DSP2407 需要几种电源: +5V 和+3.3V 电压电源; 模拟电压和数字电平。+5V 主要是 flash 烧写电压以及转化为+3.3V。+3.3V 包括内核电源电压, 数字逻辑电源电压, I/O 缓冲器电源电压、逻辑数字和缓冲器电源电压。+5V 设计采用 AC220V-DC5V 的开关电源。+3.3V 电源由 5V 供电电压转换得到。TI 推荐的 TPS7333QD。TPS7333QD 输出为+3.3V/500mA, 还有一路 200ms 延时的 RESET 信号可以复位 DSP。

4、仿真接口实现与 DSP 之间的数据交换。仿真器通过 DSP 芯片上提供的 JTAG 接口, 采用边界扫描的原理, 访问 DSP 芯片内部资源, 并可控制 DSP 芯片访问其外围电路。仿真接口设计应该根据 DSP2407 芯片所提供的接口类型和相应的接口标准。

5、存储器接口设计。由于 DSP 芯片内部的存储空间有限, 因此数字信号处理系统为实现相应的功能一般需要外接存储器。

在系统中外扩了 CY7C1021V33-12 位静态存储器用来存放 DSP 的程序和数据。CY7C1021V33-12 是存取速度为 15ns 的 64k×16, 电源供电需要 3.3V 的外扩 SRAM。它的地址被映射在存储空间中。基于以上空间分配可知: 0x8800-0xFDFE (0xFFFF) 为外部程序存储器空间地址, 0x8000-0xFFFF 为外部数据存储器空间地址。

采用 74F08 与门选通信号。当用 PS 和 DS 做为外扩 RAM 的选通信号时，具体是访问程序空间还是数据空间，是由 DSP 产生相应的 PS、DS 信号来区分的。DSP 是由 MP/MC 引脚来决定是访问内部程序存储器还是外部程序存储器。外扩的程序存储器是 RAM（易失性的），只能用于仿真，如果用户要脱机运行，则应把程序烧写到片上 flash 空间 0x0000-0x7FFF。系统板上电后，引导程序(Boot loader) 把 DSP 引用程序从 Flash 加载到 DSP 内部 RAM 进行工作。

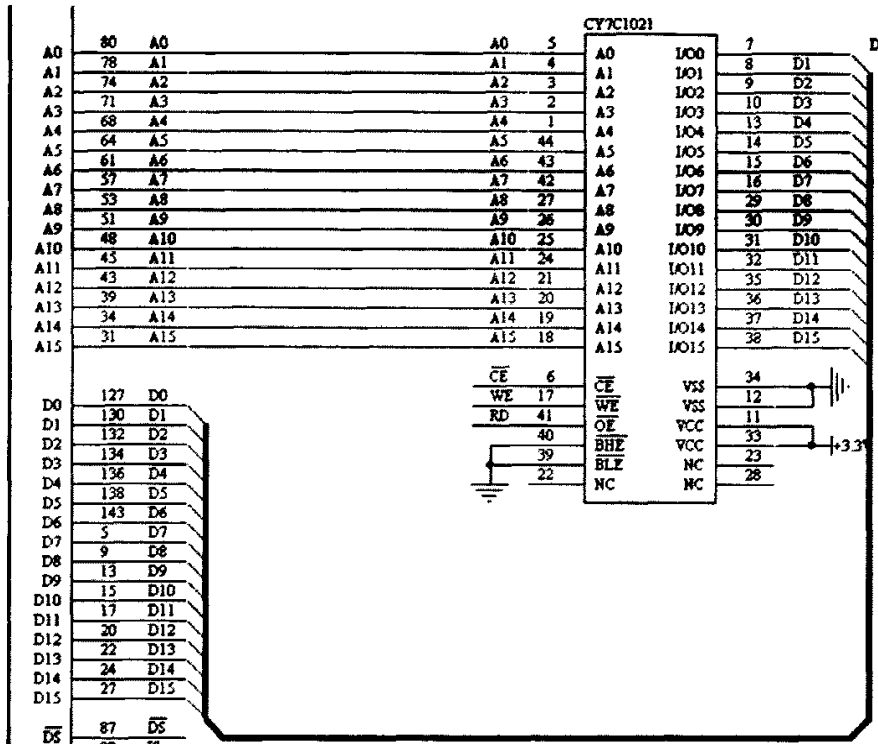


图 4-8 存储器接口设计电路图

## 4.5 DSP 资源分配以及控制实现介绍

### 1、 控制模拟部分与数字部分的连接

如图4-9，输出电压先经过变压器降压，进入信号调理电路，DSP的采样模块把信号采入。经过内部程序处理，主要包括采样，数字滤波、补偿、PWM输出，DSP的PWM模块把信号输出，送到驱动电路，经放大后控制IGBT的开通和关断。

### 2、 SPWM 的实现

通过事件管理模块(EVM)的全比较来实现8路SPWM信号<sup>[11-17]</sup>。全比较的框图如图4-10所示。比较主要包括硬件比较器、定时器T1、定时器T2、比较寄存器CMP1、

比较寄存器CMP2、比较寄存器CMP3、比较寄存器CMP4。定时器的计数模式为对称的连续增减计数模式模拟三角载波。载波频率由定时周期和计数模式决定：

$$f = \frac{1}{nT_s k} \quad (2.9)$$

$n$ 为周期寄存器设置值， $T_s$ 为定时器基周期， $k$ 在连续增减计数模式取2。

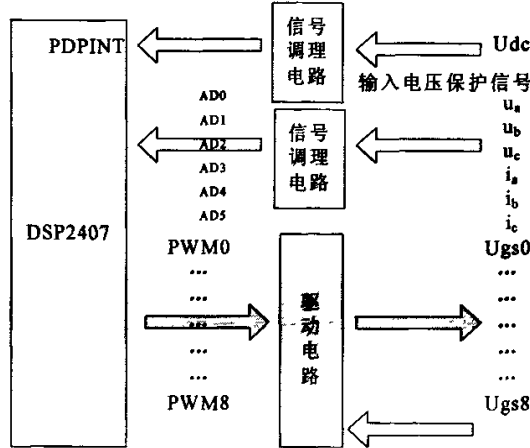


图4-9 DSP控制硬件模拟部分和数字部分连接示意图

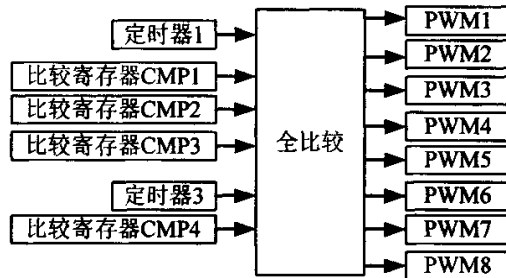


图 4-10 DSP 全比较功能框图

### 3、 模拟量采样 ADC

2407具有16通道的ADC采样口，ADC采样是用来采集反馈电压、电流和各状态量。主要用到的A/D通道为：ADC通道0~ADC通道2：分别为A相、B相、C相电压采样；ADC通道3输入电压电压过低保护。其中A/D通道0~A/D通道2采集的输出电压是闭环系统的反馈量，它的转换精度决定着整个系统的稳态性能。其他各量一般都是用于保护监测用，以代替传统模拟系统的电压比较器等。

### 4、 PDPINT引脚用做快速保护

PDPINT引脚反应时间为10us以内，可以很好的实现快速过流保护。为了保证欠压、过流（过载）的情况下能有效地保护功率开关和负载，在本系统中设置了保护电路，一旦出现故障，PDPINT引脚为低电平状态，封锁驱动脉冲控制信号，切断

电源输出。

## 4.6 小结

本章首先介绍本系统的主要性能指标。根据实验样机的要求,详细地分析了主电路中的输入整流桥、IGBT器件、直流滤波电路、中线电感、交流滤波器设计。系统采用的DSP数字控制,所以接着主要介绍控制部分电路,驱动电路、采样调理电路、过流信号采样处理电路;还包括DSP最小硬件系统设计,为复位电路、系统时钟电路、DSP芯片的存储器接口设计等,同时介绍这两部分的连接,最后介绍了本系统DSP资源的分配。

## 参考文献

- [1] 陈佳. 三相逆变器数字化控制技术研究[D]. 南京航空航天大学, 2003
- [2] 郑大鹏. 大容量 UPS 系统的研究[D]. 浙江大学, 2003
- [3] 魏少华. 6KVA 三相逆变器的研制[D]. 南京航空航天大学, 2003
- [4] 杨成林. 三相逆变器 DSP 控制技术研究[D]. 浙江大学, 2004
- [5] 宋栋梁. 一种三相逆变电流源的研究[D]. 浙江大学, 2003
- [6] 陈东华. 瞬时值控制逆变器技术研究[D]. 南京航空航天大学, 2003
- [7] 王振存. 三相四桥臂逆变器[D]. 航天科工集团第二研究院, 2003
- [8] 酆鸣. 基于 DSP 的空间矢量控制四桥臂逆变器研究[D]. 南京航空航天大学, 2002
- [9] 王正仕, 陈辉明. IGBT 过流保护方法的研究. 浙江大学学报, 1997, 31 (1): 42-49
- [10] 钱昊, 赵荣祥. 倍频式 IGBT 高频感应加热电源负载短路的保护. 电源技术应用, 2005, 8(8): 54-56, 61
- [11] 张雄伟, 陈亮, 徐光辉等. DSP 芯片的原理和开发应用. 北京: 电子工业出版社, 2004
- [12] 刘和平. TMS320LF240x DSP C 语言开发应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003
- [13] 酆鸣. 基于 DSP 的空间矢量控制四桥臂逆变器. 南京航空航天大学. 2002
- [14] 刘和平. TMS320LF240x DSP C 语言开发应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003
- [15] 宋栋梁. 一种三相逆变电流源的研究. 浙江大学, 2003
- [16] 黄家善, 王廷才. 电力电子变流技术[M].: 机械工业出版社, 2001.
- [17] 曾方. 电力电子技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.

## 第五章 控制系统分析

PID 算法蕴含了动态控制过程中过去、现在和将来的主要信息，控制过程快速、准确、平稳，具有良好的控制效果；在设计过程中不过分依赖系统参数，系统参数的变化对控制效果的影响很小，控制的适应性好，具有较强的鲁棒性；算法简单明了。

但是目前工业控制系统中，控制器参数选择设计多半基于经验设计，再结合现场调试整定；或者基于频率响应特性反复试凑设计。这些设计方法没有与控制系统性能指标建立直接的量化关系，参数选择往往粗略，尤其对被控对象开环特性恶劣时，PID 控制器不能表现出很好的调节作用。虽然数字 PID 便于用单片机或 DSP 实现，克服了模拟 PID 控制器的调节困难的缺点，可以方便地调整 PID 参数，具有很大的灵活性和很强的适用性。但是仍然存在着多次调试效果不好的问题。本章提出一种基于系统传递函数和期望极点分布计算 PID 参数的方法。

### 5.1 四桥臂逆变器系统等效模型

参考第三章四桥臂逆变器旋转坐标小信号模型，知道三相四桥臂逆变器转换为三通道信号模型：d 通道、q 通道和 0 通道，其中 0 通道完全独立于其他两个通道，为二阶模型；而 d、q 通道之间存在着耦合项： $\widehat{\omega CU_q}$ 、 $\widehat{-\omega CU_d}$ 、 $\widehat{-\omega LI_q}$ 、 $\widehat{\omega LI_d}$  可认为是四阶模型<sup>[1-17]</sup>。

对 d、q 通道之间存在的耦合项： $\widehat{\omega CU_q}$ 、 $\widehat{-\omega CU_d}$ 、 $\widehat{-\omega LI_q}$ 、 $\widehat{\omega LI_d}$  进行电压前馈解耦，得到 PID 等效控制系统模型。如图 5-2。系统未校正时的传递函数为：

$$\frac{U_o(s)}{U_{dq}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + CRs + 1} \quad (5.1)$$

加入 pid 环节：

$$\frac{k_p s + k_i + k_d s^2}{s} \quad (5.2)$$

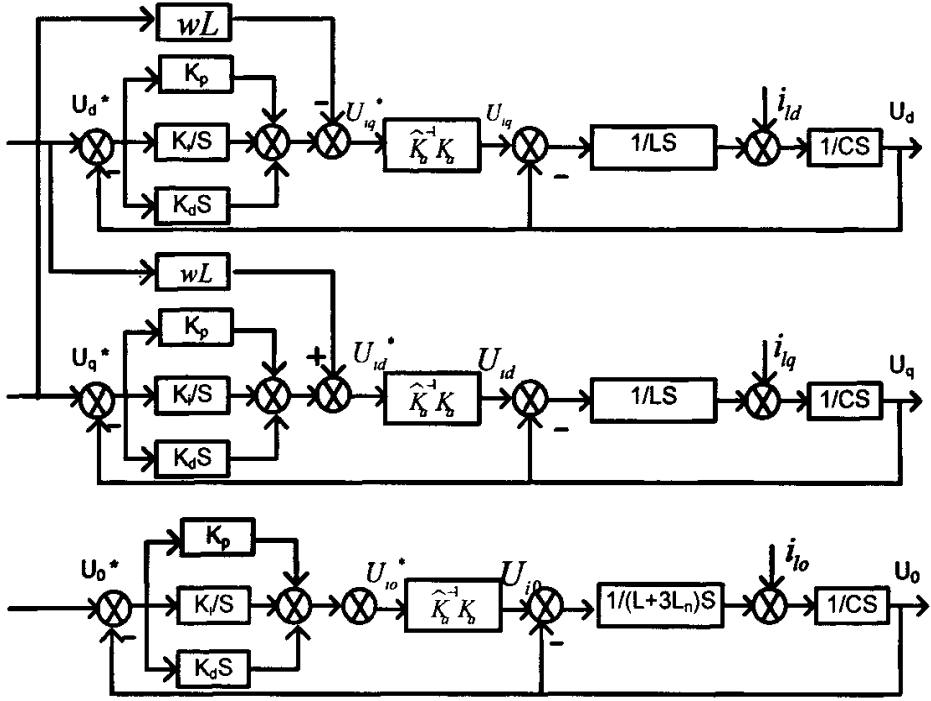


图 5-1 电压前馈解耦框图

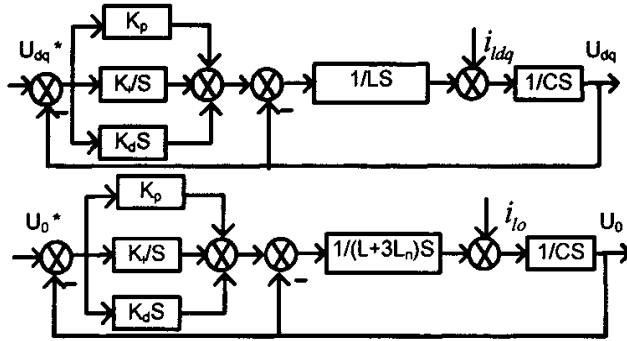


图 5-2 等效控制系统模型

逆变器瞬时电压PID 控制系统框图如图所示, 根据此框图, 考虑逆变器在参考正弦输入信号  $u_r$ 、负载电流扰动信号  $i_o$  同时作用下闭环输出电压  $u_o$  的传递函数关系

$$\begin{aligned}
 U_{dq}(s) = & \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{LCs^3 + k_d s^2 + (1 + k_p)s + k_i} U_{dqr}(s) \\
 & - \frac{Ls^2}{LCs^3 + k_d s^2 + (1 + k_p)s + k_i} I_o(s)
 \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$U_0(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{L_0 C s^3 + k_d s^2 + (1 + k_p)s + k_i} U_{0r}(s) - \frac{L_0 s^2}{L_0 C s^3 + k_d s^2 + (1 + k_p)s + k_i} I_0(s) \quad (5.4)$$

逆变器闭环系统特征方程

$$D(s) = D(s) = LCs^3 + k_d s^2 + (1 + k_p)s + k_i \quad (5.5)$$

其中 $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$ 分别指PID控制的比例、积分、微分参数， $L_0 = L_n + 3L_0$ 。因为第四桥臂的滤波电感相对于ABC相的滤波电感比较小，所以o通道的传递函数可以认为和dq通道相等，对系统输出不会造成影响。

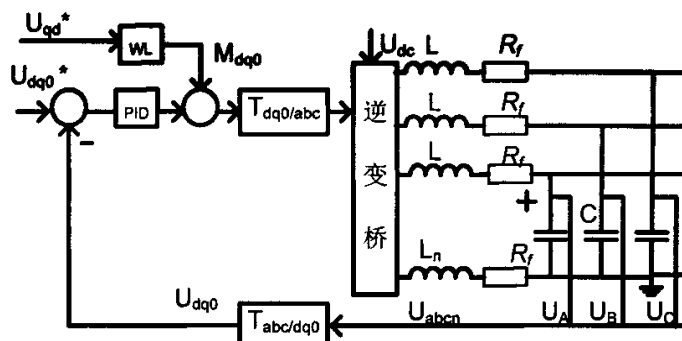


图 5-3 控制系统框图

## 5.2 高阶系统性能估算

在工程应用中，实际系统往往是一个高阶系统，而对高阶系统的分析和研究一般是比较复杂的。这就要求应用闭环主导极点的概念，并利用这个概念对高阶系统进行近似分析。

控制理论<sup>[18]</sup>中指出：主导极点是指在系统所有的闭环极点中，距离虚轴最近且周围无闭环零点的极点，而其余极点又远离虚轴，那么距虚轴最近的极点所对应的响应分量在系统响应中起主导作用，这样的闭环极点称为主导极点。

高阶系统近似简化原则：在近似前后，确保输出稳态值不变；在近似前后，瞬态过程基本相差不大。

控制系统常用单位阶跃响应来表征系统的暂态性能。典型性能指标通常包括：最大超调量，峰值时间，上升时间，调整时间。而其中比较重要的是最大超调量和调整时间。那么采用共轭复数主导极点近似分析法，对高阶系统性能

指标进行推导。

设高阶系统闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{M(s)}{D(s)} = \frac{K \prod_{j=1}^m (s - z_j)}{\prod_{i=1}^n (s - \lambda_i)} \quad (5.6)$$

其中  $z_j$  为系统的闭环零点； $\lambda_i$  为系统的闭环极点；

由  $\frac{M(0)}{D(0)} = 1$ ，可得：

$$K = \frac{\prod_{j=1}^n (-\lambda_j)}{\prod_{j=1}^m (-z_j)}, \quad (5.7)$$

假定高阶系统只有一对共轭复数闭环主导极点距离虚轴最近，如式 5.8，且周围无闭环零点的极点，而其余极点又远离虚轴。则系统在单位阶跃输入作用下，输出的拉氏变换式的近似表达式，如式 5.9。

$$\lambda_{1,2} = -\sigma \pm j\omega_d \quad (5.8)$$

$$C(s) = \frac{M(s)}{D(s)} \approx \frac{1}{s} + \left( \frac{M(s)}{\dot{D}(s)} \right) \Big|_{s=\lambda_1} \frac{1}{s - \lambda_1} + \left( \frac{M(s)}{\dot{D}(s)} \right) \Big|_{s=\lambda_2} \frac{1}{s - \lambda_2} \quad (5.9)$$

式中  $\dot{D}(s) = \frac{d}{ds} D(s)$ 。

忽略了其它非主导极点所引起的瞬态分量，通过拉氏反变换，可得一对闭环共轭复数主导极点起主要作用时，高阶系统阶跃响应的近似表达式为：

$$h(t) \approx 1 + 2 \left| \frac{M(\lambda_1)}{\lambda_1 \dot{D}(s)} \right| e^{-\sigma t} \cos \left( \omega_d t + \angle \frac{M(\lambda_1)}{\lambda_1 \dot{D}(\lambda_1)} \right), \quad t \geq 0 \quad (5.10)$$

主导极点在  $c(t)$  中的对应项衰减最慢，系数最大，系统的瞬态性能指标主要由它决定。非主导极点的存在会影响高阶系统阶跃响应近似表达式的振幅及相位。

如图 5-4 所示，假设高阶系统的闭环零点有  $z_1$ 、一对共轭极点  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ ，较远处  $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$ 、 $\lambda_5$ 。推导系统的近似性能指标公式。



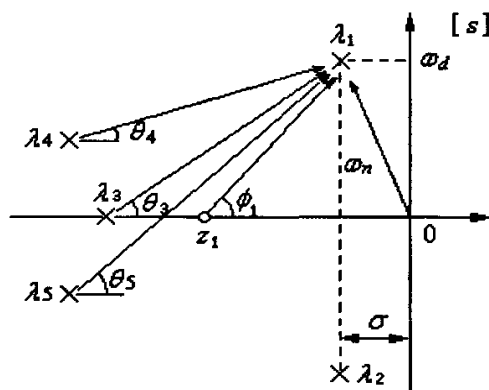


图 5-4 高阶系统闭环零、极点假设分布图

### 1. 最大超调量 $\sigma_p$

最大超调量规定为在暂态期间输出超过对应于输入的终值的最大偏离量。用公式表示为：

$$\sigma_p = \frac{h(t_p) - h(\infty)}{h(\infty)} \quad (5.11)$$

那么高阶系统阶跃响应的超调量为：

$$\sigma_p = \frac{\prod_{i=3}^n |\lambda_i| \prod_{j=1}^m |\lambda_1 - z_j|}{\prod_{i=3}^n |\lambda_1 - \lambda_i| \prod_{j=1}^m |z_j|} e^{-\sigma_p} \quad (5.12)$$

按式 (5.12) 可得假设情况下的高阶系统超调量为：

$$\sigma_p = \frac{|\lambda_3| |\lambda_4| |\lambda_5| |\lambda_1 - z_1|}{|\lambda_1 - \lambda_3| |\lambda_1 - \lambda_4| |\lambda_1 - \lambda_5| |z_1|} e^{-\sigma_p} \quad (5.13)$$

式中  $t_p = (\pi - \psi_1 + \theta_3 + \theta_4 + \theta_5) / \omega_d$

由式 (5.13) 可见，若闭环零点离虚轴较近而此零点又和主导共轭极点较远时，即  $|\lambda_1 - z_1| \gg |z_1|$ ，超调量将变得很大。若非主导极点离虚轴较近而此极点又和主导共轭极点较远时，例如  $|\lambda_1 - \lambda_3| \gg |\lambda_3|$ ，超调量将大为减小。

### 2. 峰值时间 $t_p$ ：

峰值时间对应于最大超调量发生的时间。通过对式 (5.10) 求导数，并令其等于零，即  $\frac{dh(t)}{dt} = 0$ ，经整理后可得：

$$t_p = \frac{1}{\omega_d} \left( \pi - \sum_{j=1}^m \psi_j + \sum_{i=3}^n \theta_i \right) \quad (5.14)$$

式中  $\psi_j = \angle(\lambda_1 - z_j)$ ,  $\theta_i = \angle(\lambda_1 - \lambda_i)$ 。按公式 (5.14) 求得峰值时间

$$t_p = \frac{1}{\omega_d} (\pi - \psi_1 + \theta_3 + \theta_4 + \theta_5) \quad (5.15)$$

由式(5.13)可见：闭环零点的作用在于提高系统反应速度。而且零点越靠近虚轴，上述作用就越大；闭环非主导极点的作用在于降低系统反应速度，同样，这些极点越靠近虚轴，反应速度就越慢；两个靠得很近的闭环零点和极点组成一对偶极子（一对闭环零、极点，之间的距离比它们本身的模值小一个数量级）它们对系统性能的影响将互相抵消，因此可以不予考虑。

### 3. 调整时间 $t_s$ ：

调整时间为输出与其对应输入的终值之间的偏差达到容许范围所经历的暂态过程时间。利用式 (5.10) 可得到调整时间  $t_s$ ：

$$t_s \approx \frac{3}{\xi \omega_n} = \frac{3}{\sigma} \quad (\text{误差带 } 5\%) \quad (5.16)$$

根据高阶系统零、极点分布，计算上述各项性能指标，便可绘出高阶系统阶跃响应的大致图形。

闭环零点可使峰值时间  $t_p$  减小，提高了系统快速性(反应速度)。但如离虚轴太近，又将导致超调量过大，从而使系统性能变坏。因此，在设计系统时，可以适当地给系统配置附加零点(或极点)，以便很好地解决  $t_p$  与  $\sigma_p$  之间的矛盾。

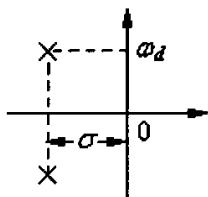


图 5-5 系统闭环极点分布

如果将非主导极点略去不计，系统闭环极点分布变成图 5-5 所示。系统性能指标即为：

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (5.17)$$

$$\sigma_p = e^{-\alpha_p} \quad (5.18)$$

采用主导极点法时，在全部闭环极点中，选留最靠近虚轴而又不十分靠近闭环零点的一个或几个闭环极点作为主导极点，略去不十分接近坐标原点的偶极子，以及比主导极点距虚轴远 6 倍以上的闭环零、极点，高阶系统就可以简化为只有一二个闭环零点和二三个闭环极点的系统，从而可用比较简便的方法估算高阶系统的性能。为了使估算得到满意的结果，选留的主导极点数要多于选留的主导零点数。另外，必须注意核算在略去非主导零、极点后闭环传递函数  $\Phi(0)$  不变，否则会导致系统稳态偏差的估算错误。

### 5.3 高阶系统主导极点控制

此系统从式 5.4 可以看到为三阶系统。那么任取一三阶系统作理论分析。设三阶系统的闭环传递函数为

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2 \lambda}{(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s + \lambda)} \quad (5.19)$$

这个系统的单位阶跃响应为：

$$h(t) = 1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\beta\xi^2(\beta-2)+1} \{ \beta\xi^2(\beta-2)\cos(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t) + \frac{\beta\xi[\xi^2(\beta-2)+1]}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t) \} - \frac{e^{-\lambda t}}{\beta\xi^2(\beta-2)+1} \quad (5.20)$$

$$\text{式中} \quad \beta = \frac{\lambda}{\xi\omega_n} \quad (5.21)$$

$$\beta\xi^2(\beta-2)+1 = \xi^2(\beta-1)^2 + (1-\xi^2) > 0 \quad (5.22)$$

所以  $e^{-\lambda t}$  项的系数总是负数。

图 5-6 左图表示了这个三阶系统在  $\xi = 0.5$  时的单位阶跃响应曲线。比值  $\beta = \frac{\lambda}{\xi\omega_n}$  是曲线簇中的参变量。可见，实数极点  $(-\lambda)$ ，对单位阶跃响应的影响是，使超调量减小，调节时间增加。

如果实数极点位于共轭复数极点的右侧，离原点很近，如 5-6 右图 (a) 所示，那么系统的响应将趋于减缓。这时系统的响应特性类似于过阻尼二阶系统。

共轭复数极点只是增加响应曲线初始段的波动。如果实数极点 $(-\lambda)$ 远离共轭复根,即处在共轭复数极点的左侧比较远的地方,如 5-6 右图 (b) 所示,这时实数极点为 $(-\lambda)$ 对系统瞬态响应的影响较小,系统响应主要由共轭复数极点决定。

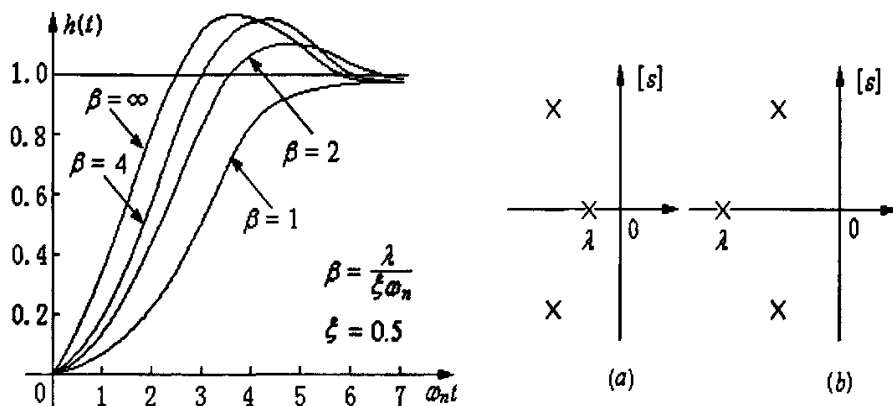


图 5-6 三阶系统的单位阶跃响应和三阶系统得闭环极点分布图

## 5.4 四桥臂逆变 PID 控制参数

那么如果高阶系统中距离虚轴的距离最近的一对极点,其实部比其它极点的实部的 1/5 还要小,我们可认为系统的响应主要由该极点决定(主导极点)。若四桥臂逆变器系统可以找到一对共轭复数主导极点,则此系统就可近似地当作二阶系统来分析,其暂态响应性能指标都可按二阶系统近似估计<sup>[18-20]</sup>。

系统主导极点期望值为:

$$\begin{aligned} s_{r1,2} &= -\zeta_r \omega_r \pm j \omega_r \sqrt{1 - \zeta_r^2} \\ s_{r3} &= -n \zeta_r \omega_r \end{aligned} \quad (5.23)$$

$\zeta_r$ ——阻尼比;

$\omega_r$ ——无阻尼自然振荡角频率;

$$(s - s_{r1}) \times (s - s_{r2}) \times (s - s_{r3}) = s^3 + s^2 \zeta_r \omega_r (2 + n) + (2n \zeta_r^2 + 1) \omega_r^2 s + n \zeta_r \omega_r^3 \quad (5.24)$$

因此满足动态性能要求的参数应为:

$$\begin{aligned} k_d &= (2 + n) \zeta_r \omega_r LC \\ k_p &= (2n \zeta_r^2 + 1) \omega_r^2 LC - 1 \\ k_i &= n \zeta_r \omega_r^3 LC \end{aligned} \quad (5.25)$$

根据实际系统设计各参数：二阶系统的最佳阻尼比为  $\zeta_r=0.707$ ，这时调整时间最小，最大超调量也不大。 $n$  取 10。系统未校正时自然振荡角频率为  $4.4\text{krad/s}$ ，选取期望自然振荡角频率为  $3\text{krad/s}$ ，对应的调节时间约为  $1.4\text{ms}$ ，在可以接受的范围内。计算得到： $k_d=0.0013$ ； $k_p=4.2258$ ； $k_i=1.0079\text{e}+004$ 。

## 5.5 系统特性

从四桥臂 PID 系统的零极点分布图可以看到，如图 5-7，系统一对共轭零点为  $Z_1=1.0\text{e}+003*(-1.5722+2.2423i)$ ， $Z_2=1.0\text{e}+003*(-1.5722-2.2423i)$ ；一对共轭极点为  $P_1=1.0\text{e}+004*(-2.1210)$ ， $P_2=1.0\text{e}+004*(-0.2121+0.2122i)$ ，第三个极点为  $P_3=1.0\text{e}+004*(-0.2121-0.2122i)$ 。闭环零点离虚轴较近，可使峰值时间  $t_p$  减小，提高了系统快速性，同时离共轭极点较远，可能会使超调量增大，单是矛盾之下，只能取个平衡值。第三个极点的实部为共轭极点实部的 10 倍，共轭零点的实部小于共轭极点实部，并且相差比较远。极点分布结果都符合控制系统的高阶系统低阶化的条件。同时第三个极点的实部离虚轴较远，可以提高系统反应速度。

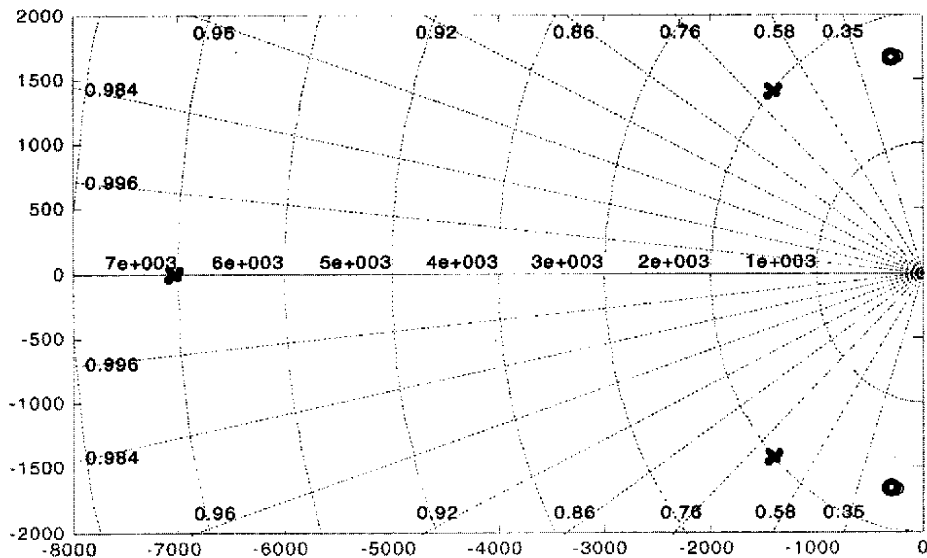


图 5-7 四桥臂 PID 系统的零极点分布图

良好的幅频特性对应于良好的稳定性<sup>[21]</sup>:  $W_g=3k*2*3.14=18\text{kHz}$ , 相角裕量大于  $50^\circ$ , 在  $W_g$  处斜率为-1。如图 5-6, 可以看到系统的相角裕量和增益裕度远远大于要求值。

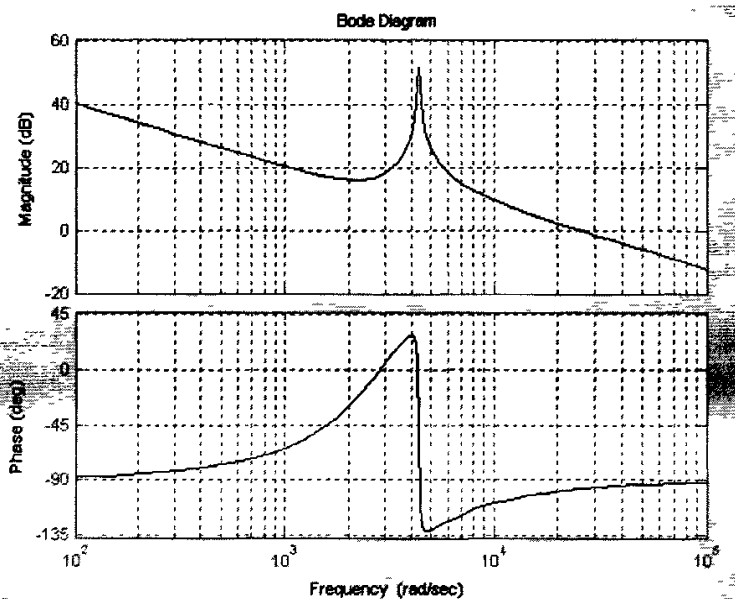


图 5-8 四桥臂 PID 系统的幅频特性图

## 5.6 DSP 软件实现控制

除了通过模拟器件实现的输出电压降压调节、采样调理电路环节、信号驱动放大环节、过流信号保护发出环节外, DSP 软件部分需要实现大部分的控制反馈环节: AD 采样、滤波、信号还原变换、交流旋转坐标变换、误差比较环节、PID 补偿环节、旋转坐标反变换、SPWM 信号输出等等<sup>[22]</sup>。DSP 控制软件示意图如图 5-9。

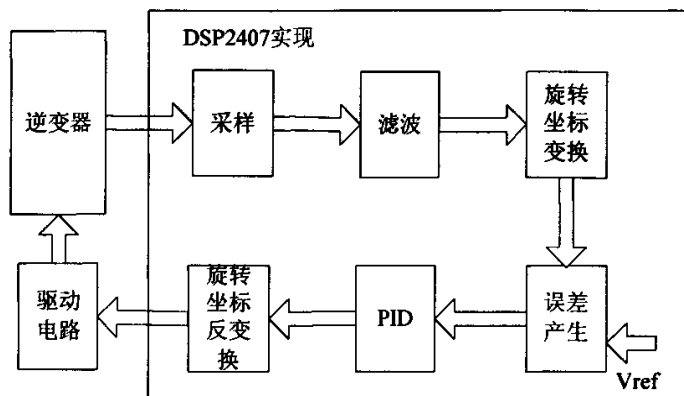


图 5-9 DSP 控制软件示意图

1、控制系统主程序流程图和中断流程图如图5-10。

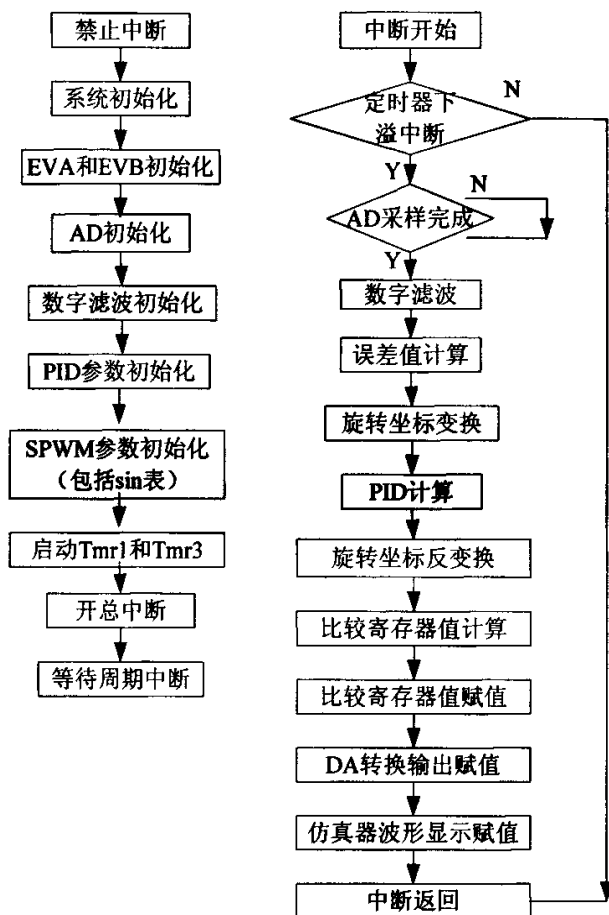


图5-10 控制系统主程序流程图和中断流程图

2、数字滤波：采用递推平均滤波法。

软件滤波方法有很多，各种方法各有利弊。递推平均滤波法是把连续取 $N$ 个采样值看成一个队列，每次采样到一个新数据放入队尾，并扔掉原来队首的一次数据。把队列中的 $N$ 个数据进行算术平均运算，就可获得新的滤波结果。递推平均滤波法对周期性干扰有良好的抑制作用，平滑度高，适用于高频振荡的系统。但是对偶然出现的脉冲性干扰的抑制作用较差，不适用于脉冲干扰比较严重的场合。 $N$ 值的选取选6。

3、PID计算：采用增量式结合积分分离PID算法。

数字PID算法有位置式PID和增量式PID两种<sup>[23]</sup>。位置式PID运算量较大，且如果故障出现， $u(k)$ 的大幅度变化会引起执行机构位置的大幅度变化。增量式PID是指数字控制器的输出只是控制量的增量 $\Delta u(k)$ 。增量式PID输出的控制量 $\Delta u(k)$

对应的是增量，而不是对应执行机构的实际位置，可以避免上述位置式PID的缺点。增量式PID算式不需要累加，控制增量仅与最近3次的采样值有关，易通过加权处理获得比较好的控制效果；每次只输出控制增量，即对应执行机构位置的变化量，故障时影响小。

设 $u(k)$ 为第 $k$ 次采样时刻控制器的输出值，可得离散的增量式PID算式为：

$$\begin{aligned}\Delta u(k) = & k_p \times (\text{error}(k) - \text{error}(k-1)) \\ & + k_i \times \text{error}(k) \times T \\ & + k_d \times (\text{error}(k) - 2 \times \text{error}(k-1) + \text{error}(k-2)) / T\end{aligned}\quad (5.26)$$

$\Delta u(k)$ ——控制器的输出；

$k$ ——采样序号；

$\text{error}(k)$ ——第 $k$ 时刻控制器的输入，为设定值与被控量之差即误差信号；

$\text{error}(k-1)$ ——第 $k-1$ 次控制器的输入，误差信号；

$\text{error}(k-2)$ ——第 $k-2$ 次控制器的输入，误差信号；

$K_p$ ——控制器的比例系数；

$K_i$ ——控制器的积分系数；

$K_d$ ——控制器的微分系数；

$T$ ——采样周期

#### 4、SPWM调制方法：采用不对称规则采样法。

采样型SPWM法，分为自然采样法和规则采样法，其中规则采样法又有对称规则采样法与不对称规则采样法两种<sup>[24]</sup>。不对称规则采样法是既在三角波的顶点位置又在底点位置对正弦波进行采样，更真实地反映实际正弦波数值。如图5-11所示。虽然采样次数增大了一倍，增大了数据的处理量，但是系统的载波频率较低，不会对处理器速度造成很大的影响。

$$\begin{aligned}t_{on} &= \frac{T_s}{2} (1 - M \sin \omega t_1) \\ t_{on}' &= \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega t_1)\end{aligned}\quad (5.27)$$

其中采样周期 $T_s$ 是三角波周期 $T_d$ 的1/2。

$$\begin{aligned}t_1 &= \frac{T_s}{2} k & (k = 0, 2, 4, 6, \dots) \\ t_2 &= \frac{T_s}{2} k & (k = 1, 3, 5, 7, \dots)\end{aligned}\quad (5.28)$$

脉宽为：



$$t_D = t_{on} + t_{off} = \frac{T_t}{2} \left( 1 + \frac{M}{2} (\sin \omega t_1 + \sin \omega t_2) \right) \quad (5.29)$$

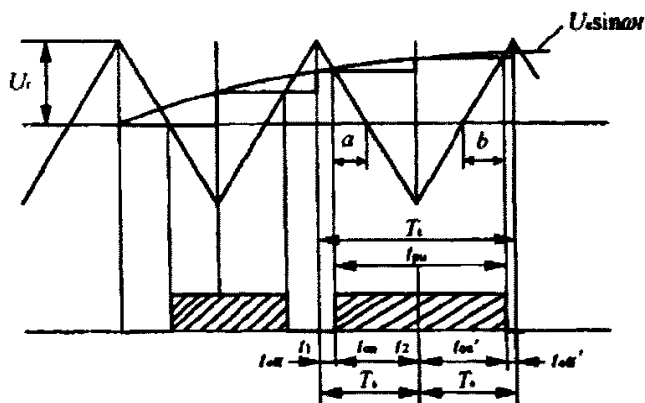


图5-11 不对称规则采样法示意图

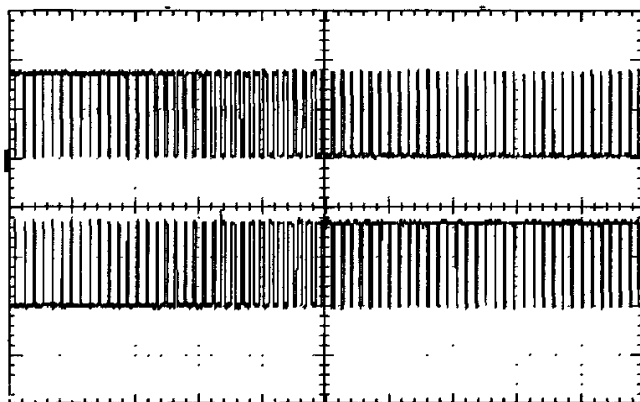


图5-12 SPWM输出波形图

## 5.7 小结

PID控制优点较多，但是控制器参数选择对系统至关重要，同时也是PID控制的难点，故本章主要针对控制器参数的合理快速选择进行分析。在第三章的小信号模型的基础上，介绍了电压前馈解耦，得到四桥臂逆变器系统等效模型。进一步简化系统模型，推算出传递函数。同时引用控制理论高阶系统低阶化的极点分布图和单位阶跃响应证明其合理性。根据系统性能指标，建立期望的主导极点分布，基于系统传递函数和期望极点分布分析PID参数。最后结合DSP的软件控制简要介绍此系统的软件实现方案。

## 参考文献

- [1] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 基于空间矢量电流调节器的三相四桥臂逆变器的解耦控制研究 [J]. 电工电能新技术. 2003, 22 (3): 37-40.
- [2] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (1): 1-7.
- [3] 孙进, 侯振义, 苏彦民. 三相四臂对逆变电源控制方法的研究 [J]. 电工技术学报, 2004, 19 (4): 61-65.
- [4] 孙进, 卢家林, 苏彦民. 三相四线逆变电源解耦控制方法的研究 [J], 电气传动, 2002, 32 (4): 3-5, 12.
- [5] 阮新波, 严仰光. 四桥臂三相逆变桥的控制策略 [J]. 电工技术学报, 2000, 15 (1): 61-64.
- [6] 邹祖冰, 蔡丽娟, 甘辉霞. 基于非线性解耦控制的三相电压型SPWM逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (10): 57-60.
- [7] 高军, 黎辉, 杨旭, 等. 基于 PID 控制和重复控制的正弦波逆变电源研究[J]. 电工电能新技术, 2002, 21 (1): 1-4.
- [8] Hsu P, Behnke M. A three-phase synchronous frame controller for unbalanced load [C]. Power Electronics Specialists Conference, Fukuoka, 1998, 2: 1369 - 1374.
- [9] Robert A. Gannett. Control Strategies for High Power Four-Leg Voltage Source Inverters [D]. Dissertation, Virginia Tech, 2001.
- [10] 王归新, 康勇, 陈坚. 基于状态空间平均法的单相逆变器控制建模 [J]. 电力电子技术, 2004, 38 (5): 9-12.
- [11] R. A. Gannett, J. C. Sozio, D. Boroyevich. Application of Synchronous and Stationary Frame Controllers for Unbalanced and Non-Linear Load Compensation in 4-Leg inverters [C]. APEC, State of Texas, 2002, 2: 1038-1043.
- [12] Zapata, F.F, Salazar, L.D, Espinoza, J.R. Analysis and design of a single-phase PWM current source rectifier with neutral leg. 1998, 1 (31): 519 - 524
- [13] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 基于瞬时对称分量的三相逆变器特性分析 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (17): 15-20.
- [14] Wu Rui, Xie Shaojun. Space vector modulation for voltage-source inverters- a unified approach. Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005. 2: 1442 - 1446.
- [15] Zmood, D.N, Holmes, D.G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady state error. Power Electronics, IEEE Transactions, 18, (3) 2003: 814 - 822.
- [16] Zhang, R, Prasad, V.H, Boroyevich, D, Lee, F.C. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. Power Electronics, IEEE Transactions 17, (3): 314 - 326.
- [17] Michael J. Ryan, Rik W. De Doncker, Robert D. Lorenz. Decoupled Control of a Four-Leg Inverter via a New  $4 \times 4$  Transformation Matrix [J]. IEEE transactions on power Electronics, 2001, 16 (5): 694-701.
- [18] 夏德铃. 自动控制理论 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003
- [19] 陈青昌, 彭力, 康勇. 基于极点配置的 DC / DC 变换器 PID 参数优化设计 [J]. 通信电源技术, 2005, 22 (2): 6-9.
- [20] 彭力, 张宇, 康勇, 等. 高性能逆变器模拟控制器设计方法 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (6): 89-94.
- [21] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [22] 刘和平. TMS320LF240x DSP C 语言开发应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003
- [23] 刘金锟. 先进 PID 控制及其 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [24] 李建林, 李玉玲, 张仲超. SPWM 调制方法对比分析. 电源技术应用, 2003, 6 (12): 1-5.

## 第六章 试验结果及其分析

### 6.1 试验参数和要求

采用 matlab 软件仿真验证系统的特性，参数和实验样机一致。

仿真和实验参数为：额定功率：3 kW；额定输出电压有效值：220V；滤波部分： $L=4.8\text{mH}$ ； $C=11\mu\text{F}$ ；第四桥臂电感值  $L_n=0.05\text{mH}$ ；负载：3 个 1kw 电炉，仿真中用  $48\Omega$  电阻模拟电炉。

#### 6.1.1 不平衡负载

四桥臂逆变器不平衡负载测试情况：不平衡负载： $R_a=50\text{k}\Omega$ ， $R_b=24\Omega$ ， $R_c=48\Omega$ 。为测试系统的动态响应，特设置负载突变情况：0.06sC相负载由空载（用  $R_a=50\text{k}\Omega$  模拟）切入  $48\Omega$  负载。

#### 6.1.2 非线性和不平衡的混合负载

混合负载是指同时具有非线性和不平衡特征的负载。测试负载情况为：A 相接为  $48\Omega$  电阻；B 相接接不控整流负载流负载，输出带滤波电容  $C_F=47\mu\text{F}$  和电阻负载  $R_F=50\text{k}\Omega$ ；C 相接不控整流负载流负载，输出带滤波电容  $C_F=47\mu\text{F}$  和电阻负载  $R_F=24\Omega$ 。

### 6.2 试验项目、主要数据及分析

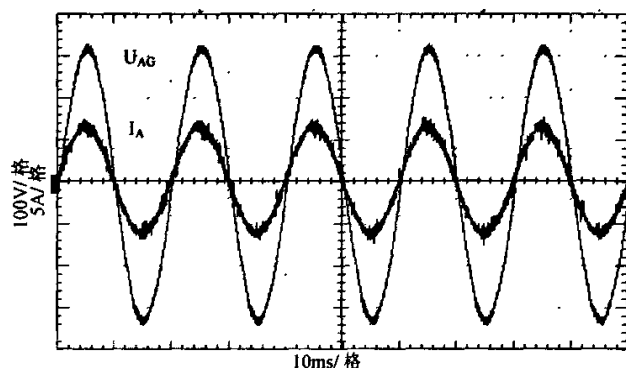


图 6-1 系统满载 A 相输出电压和输出电流

如图 6-1 为系统满载时, A 相输出电压有效值为 220V。输出电流用采样电阻, 阻值为  $0.1\Omega$ , 采的电压有效值为 490mV, 那么可知输出电流为 4.9A, 功率为 1078W。其余两相电压和电流波形类似。

### 6.2.1 不平衡负载运行情况分析

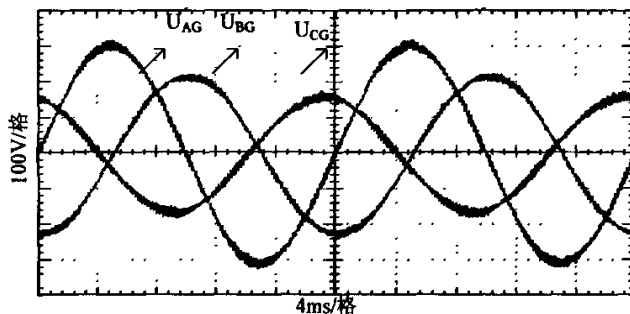


图 6-2 三相三桥臂开环系统不平衡负载 A、B、C 三相输出电压

三相三桥臂开环系统在不平衡负载时, 三相输出电压和电流波形为图 6-2, 可以看到三相输出电压在不平衡负载时是不对称的, 虽然三相相位各差 120 度, 但是幅值大小不一, 负载重的幅值小些, 如 A 相幅值会大于 C 相幅值。

三相四桥臂闭环系统在不平衡负载情况下:

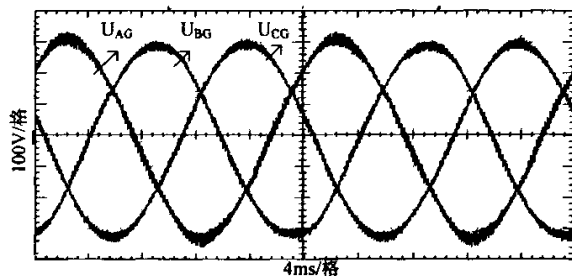


图 6-3 四桥臂闭环系统不平衡负载 A、B、C 三相输出电压

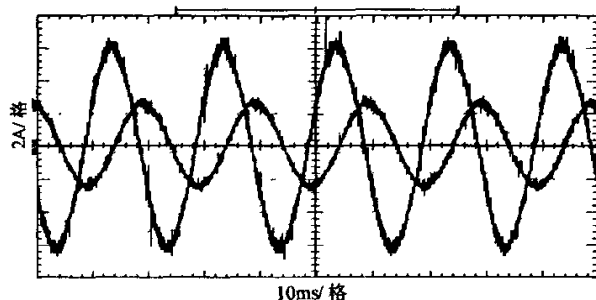


图 6-4 四桥臂闭环系统不平衡负载 B、C 相输出电流

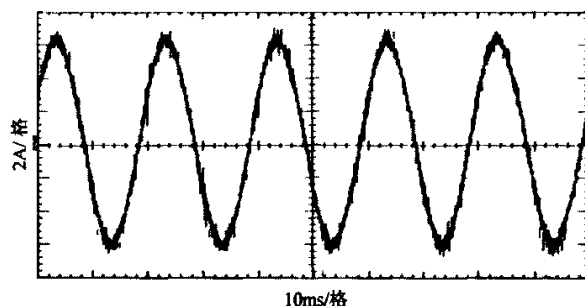


图 6-5 四桥臂闭环系统不平衡负载第四桥臂电感电流

三相四桥臂开环系统输出电压经过第四桥臂的调节，很明显看到三相电压在不平衡负载时幅值也可以保持基本一致。三相四桥臂开环系统不平衡负载 A、B、C 三相电流波形也是幅值大小不等，负载重的幅值大些，A 相电流幅值很小。从第四桥臂电感电流看到第四桥臂在不平衡负载时能起到很好的调节作用，其值与三相电流之和为 0。

如上实验结果可以清除地看到在不平衡负载下，系统调节平衡能力较强。为了更好地说明系统各个环节的波形，用 matlab 软件建立各个模块，仿真带不平衡负载时的闭环 pid 系统。

如图6-6为突变负载三相输出电压波形，在突变时刻电压调节很好，前后三相电压平衡。图6-7为突变负载加入瞬间的C相电压和电流波形，PID控制器在系统出现扰动时能够跟踪突变并立即调节，反应快速，稳定性好。图6-8为第四桥臂电流，第四桥臂电流在负载突变瞬间发生变化，起了很好的平衡调节作用。

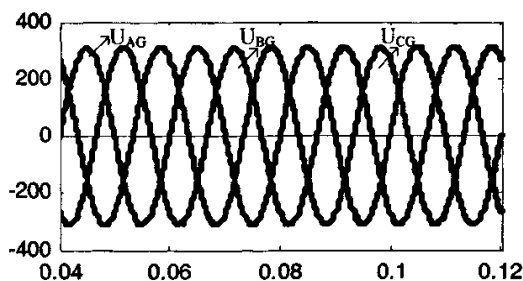


图6-6 四桥臂闭环系统不平衡突变负载三相输出电压

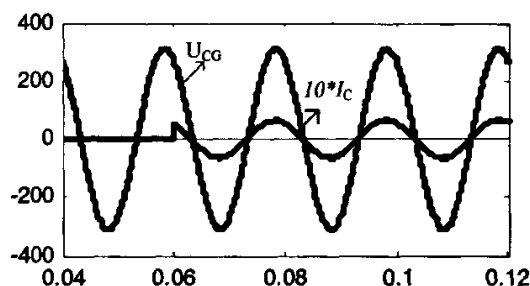


图6-7 四桥臂闭环系统突变负载C相输出电压和10倍电流

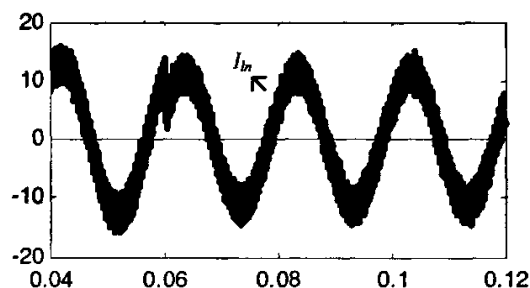


图6-8 四桥臂闭环系统突变负载第四桥臂电感电流

从图 6-9 可以看到闭环 pid 系统三相输出电压在不平衡负载时是对称的，三相相位各差 120 度，幅值大小一致。在旋转坐标下 d 通道和 q 通道的电压为直流值，其大小与参考输入电压 0, -311v, 电压上下波动不到 2v, 如图 6-10。

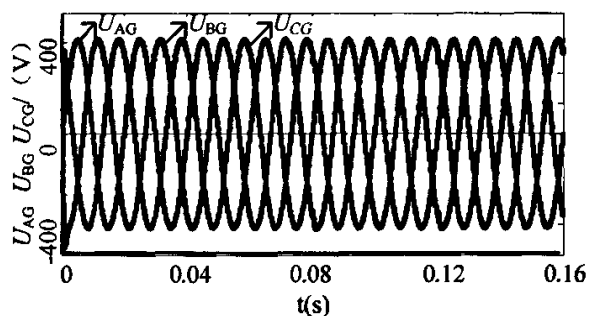


图 6-9 四桥臂闭环系统不平衡负载下三相输出电压波形

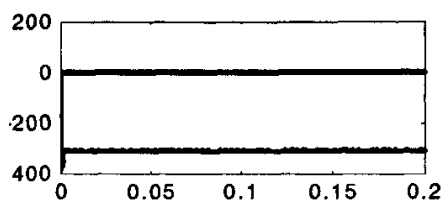


图 6-10 四桥臂闭环系统不平衡负载下三相旋转坐标电压波形

把三相输出电压分解成正序分量、负序分量、零序分量。闭环设计主要目标就是消除不平衡负载时负序分量和零序分量，可以看到其中正序分量的幅值

接近 311V；负序分量、零序分量都在  $-2\sim 2V$  之间，如图 6-11、图 6-12。

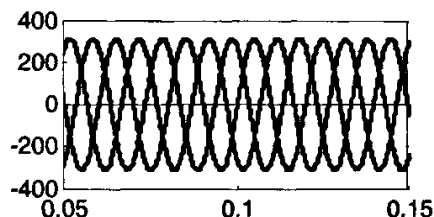


图 6-11 四桥臂闭环系统不平衡负载下三相输出电压正序分量

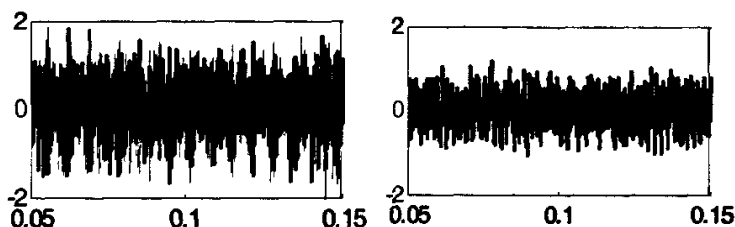


图 6-12 四桥臂闭环系统不平衡负载下三相输出电压负序、零序分量

根据前面的不平衡程度分析理论，在 matlab 中建立一个计算不平衡程度的模块，可以实时计算三相电压负序和零序的不平衡程度。结果如图 6-13 和图 6-14。三相负序不平衡程度都在 0.2% 左右。三相电压的零序分量一致，所以不平衡程度也一致，略小于 0.2%。

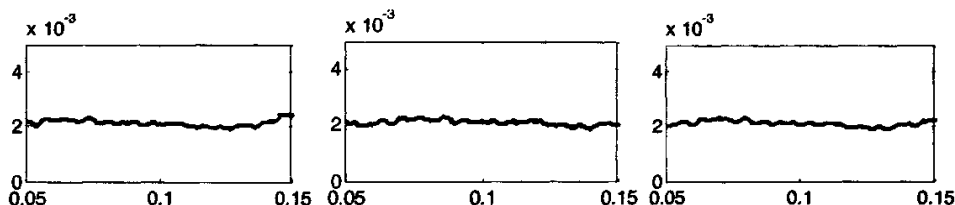


图 6-13 A 相、B 相、C 相负序不平衡程度

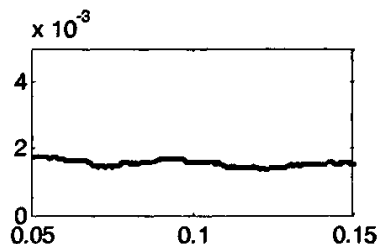


图 6-14 A、B、C 相零序不平衡程度

## 6.2.2 非线性兼不平衡负载运行情况分析

三相三桥臂开环系统在线性负载情况条件下，三相输出电压如图 6-15。

电压谐波含量较大，畸变厉害，且幅值大小不一。

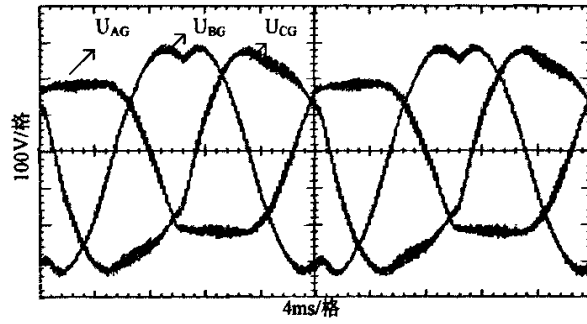


图 6-15 开环系统混合负载 A、B、C 三相输出电压

在混合负载情况下，三相四桥臂PID闭环系统的三相输出电压、输出电流和第四桥臂电感电流：

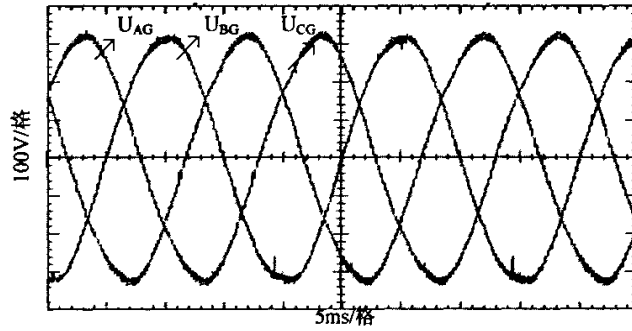


图 6-16 四桥臂闭环系统混合负载三相输出电压

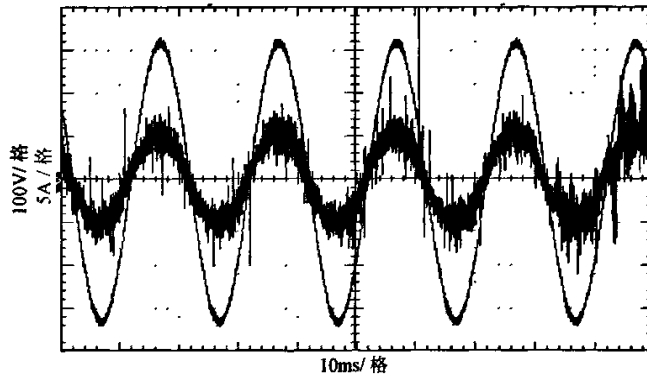


图 6-17 四桥臂闭环系统混合负载 A 相输出电压和输出电流



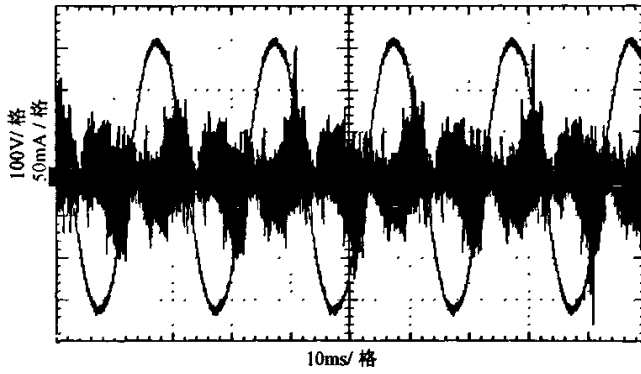


图 6-18 四桥臂闭环系统混合负载 B 相输出电压和输出电流

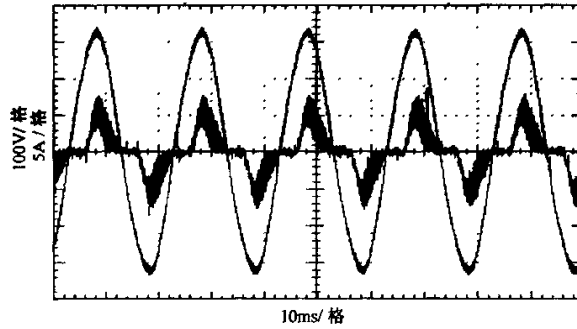


图 6-19 四桥臂闭环系统混合负载 C 相输出电压和输出电流

图 6-16 为带混合负载时电压波形，三相输出不仅平衡，谐波含量也较少。图 6-17、图 6-18、图 6-19 为 A、B、C 三相输出电压和整流负载输入电流，其中 C 相负载较重，可看到明显的电容冲放电引起的电流波形，电流畸变严重，但是输出电压正弦性好，谐波含量少。A 相带线性负载，电流呈正弦。从上图可以知道三相之间已经实现独立控制，相互之间耦合程度已较轻。

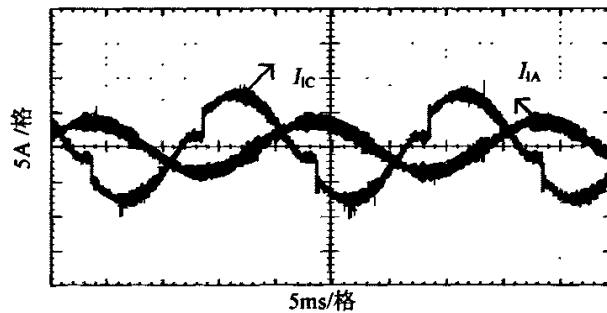


图 6-20 四桥臂闭环系统混合负载 A 相、C 相电感电流（采样电阻阻值为  $0.01\Omega$ ）

图 6-20 为带混合负载时电感电流。测量电阻用  $0.01\Omega$  的电流采样电阻，由于 B 相电流较小无法给出。图 6-21 第四桥臂电感电流，其与三相电感电流之和为 0，主要起调节混合负载出现的零序电流的作用。实验结果证明四桥臂的

PID 系统在不平衡和非线性负载时均具有很好的稳定性和调整能力。

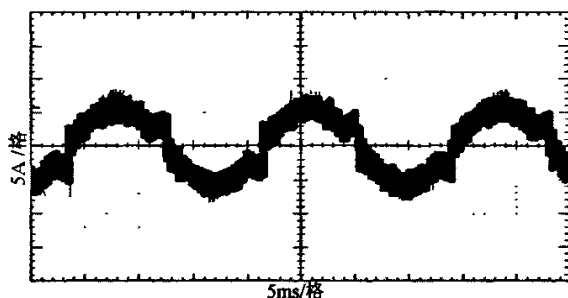


图 6-21 四桥臂闭环系统混合负载第四桥臂电感电流（采样电阻阻值为 0.01）

如上实验结果可以清楚地看到在混合负载下，系统调节平衡能力较强。为了更好地说明系统各个环节的波形，用 matlab 软件建立各个模块，仿真带混合负载时的闭环 pid 系统。

如下为仿真波形，横轴均为时间轴，截取其中一段时间：0.04~0.12s。

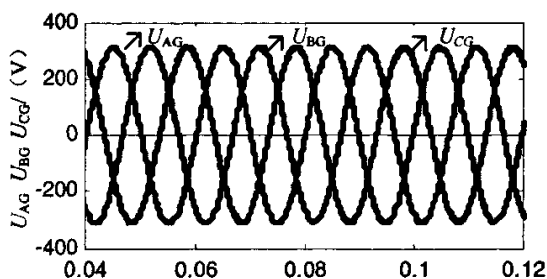


图 6-22 四桥臂闭环系统三相电压输出波形

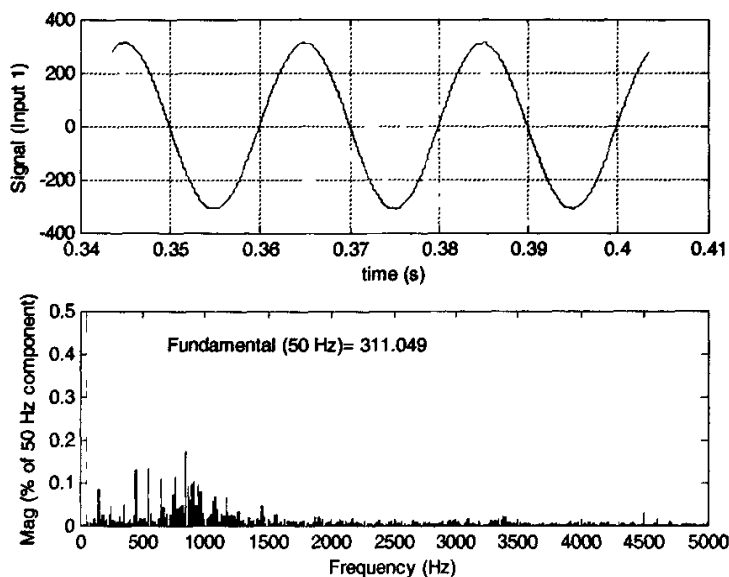


图 6-23 C 相输出电压谐波分析

如图 6-22 为三相电压输出波形，谐波含量少，幅值接近 311，平衡性和对称性好。其中 C 相负载比较重，C 相输出电压畸变较严重，对其进行谐波分析，如图 6-23，谐波含量用谐波有效值和基波有效值的比值百分比表示。谐波分析结果显示：基波分量幅值为 -311.049V，低频部分谐波含量较高，但是谐波含量最大值约为 0.16%，大部谐波含量都低于 0.05%。同时对其进行 THD 分析，结果为 0.5%。

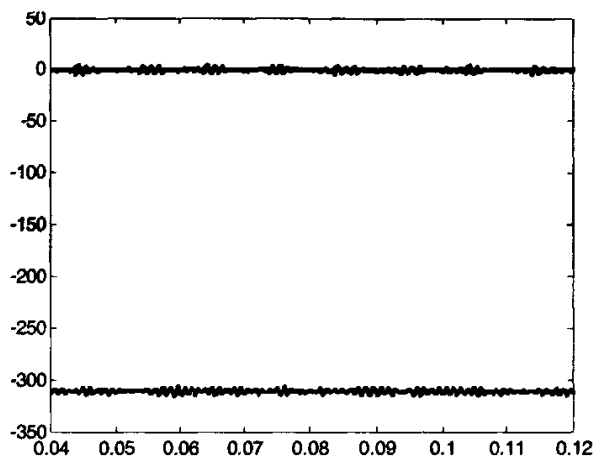


图 6-24 四桥臂闭环系统混合负载下三相旋转坐标电压波形

如图 6-24 为三相旋转坐标下输出电压波形。闭环 pid 系统三相输出电压在混合负载时，旋转坐标下 d 通道和 q 通道的电压为直流值，其大小与参考输入电压 0，-311V，电压上下波动不到 2V。

根据 matlab 的谐波 THD 分析模块，可以实时计算 C 相电压谐波畸变程度。结果如图 6-25，THD 都在 0.5% 左右。

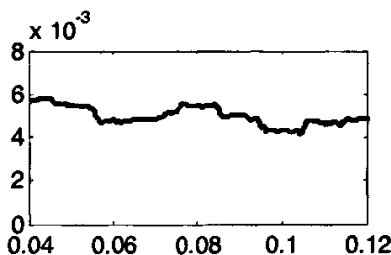


图 6-25 C 相输出电压谐波 THD 分析

### 6.3 总结

本论文在剖析传统的三相逆变器不具有带不平衡负载和非线性负载原因的基础上，主要完成了以下几个方面的工作：

1. 总结前人的研究工作，比较众多功率电路改进方案和控制电路实现方法，选择了三相四桥臂逆变桥和经典的 PID 控制方法。
2. 分析不平衡负载和非线性负载的定义、危害、相关标准以及不平衡程度分析方法、非线性程度分析方法。
3. 基于模拟控制和数字控制的优缺点的比较，选择 DSP 数字控制，分析系统 DSP 资源的分配、控制方案的软件实现。
4. 根据样机的要求，分析主电路整流桥、功率器件、滤波电路的设计和控制系统驱动模拟部分、DSP 最小硬件系统的设计，以及两部分的连接。
5. 采用开关周期平均法和旋转坐标变换建立三相四桥臂逆变系统连续定常系统模型，根据控制传递函数、期望的极点分布和性能指标要求，计算出适合的 PID 控制参数。
6. 采用 matlab 对系统各个环节进行建模，测试不同负载情况下系统输出稳态性能和动态特性。对仿真参数进行实验验证，给出不平衡和非线性负载情况下的实验结果，并辅以分析。

通过详细的仿真研究和实验结果，证明三相四桥臂逆变桥和基于极点配置的 PID 控制系统在不平衡负载时输出三相电压平衡性好，非线性负载时输出电压畸变小，负载适应性强，能保证输出高质量高可靠性的电能，而且控制方案简单，思路清晰，系统简明。

但是本系统还是有一些部分有待于完善，对于此逆变系统，在非线性负载时谐波含量能否进一步减小，是否考虑加入阻抗调节装置或者有源滤波装置以再提高带非线性负载的能力，以及在恶劣的环境工作中的抗干扰问题如何还有待于继续研究。

## 致 谢

两年的浙江大学研究生生活，成为了我人生中重要的一段历程，它必将对我的这一生积极而深远的影响。在这期间，有很多人给予了我无私的帮助，谨此向他们表示诚挚的谢意。

首先，感谢我的导师陈辉明教授。无论在学习上还是生活上，陈老师都给了我很大的帮助，他的言传身教让我受益匪浅。陈老师学问渊博，作风严谨，求真务实，兢兢业业，待人宽厚，是传道、授业、解惑的典范。正是由于陈老师悉心的业务指导和人格魅力的熏陶，我才能自信地面对未来的挑战。

其次，感谢王正仕老师对我的教导。王老师精通专业知识，经验丰富，诲人不倦，学术思维活跃，在项目设计与调试过程中给予了我们很多建议和指导。感谢赵荣祥教授、金天均高工对我的帮助。赵老师总能在百忙之中抽出时间给我帮助和指导。同时，也感谢电工厂的同志为我的实验提供所需的器件，工具和设备。

还要感谢实验室的程方斌、吴靖、蔡慧、尚喆、杨欢、蔡卓剑、汤胜清等博士；感谢已经毕业的师兄蒋大鹏、沈争、梁光菊、牛洪海等人。感谢与我同一年进入实验室的挚友刘磊、陈振伟、傅胜阳、舒望、李超；感谢我的师弟张昊、杜逸以及师妹金园园、刘欢。他们在我的专业学习和课题研究过程中给予了巨大的帮助，也为我的生活增添了不少乐趣，和谐的学习与娱乐氛围为我的研究生生活留下了永恒而精彩的一笔。

同时我要谢谢我的男友龚武威，六年来不仅在学习上不厌其烦地帮助我，还在生活中无微不至地照顾我，千言万语化作一声谢谢！

最后，最重要，也是最难以用言语向他们致谢的是我的父母。在我近 20 年的求学生涯中，他们总是鼓励我，在每一关键时刻支持我，让我充满信心，他们给予我的最伟大、最无私的爱，谢谢！

林金燕

2007 年 5 月于求是园

## 攻读硕士学位期间发表论文

[1] 林金燕, 王正仕, 陈辉明, 李超 “一种高性能的三相四桥臂逆变器控制器设计”, 《中国电机工程学报》, 已录用。

[2] 李超, 陈辉明, 王正仕, 林金燕 “基于 DSP 控制实现谐波抑制的并网逆变器设计”, 《电力电子技术》, 已录用。