

独创性声明

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

学位论文作者签字：李宗钧

签字日期：2011年4月27日

学位论文授权使用授权书

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

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文者签名：李宗钧

导师签名：张同荣

签字日期：2011年4月27日

签字日期：2011年4月27日

学位论文作者毕业后去向：

工作单位：

电话：

通讯地址：

邮编：

基于多重化与均流策略的有源电力滤波器并联技术研究

摘要

随着谐波问题的日益加剧,电网环境对有源电力滤波器的容量也提出了更高的要求。要想补偿高次谐波有源电力滤波器必须具有很高的开关频率,而受电力电子开关器件本身的制约,容量越大的器件开关频率就越低。为解决这一矛盾人们研究了很多方法,多台有源电力滤波器的并联可以使补偿容量成倍增加,很好的解决了补偿容量与开关频率之间的矛盾,因而具有重要意义。

本文首先介绍了谐波问题产生的背景及其造成的危害。列举了几种传统的谐波治理方法,阐述了有源电力滤波器技术的发展历程和研究现状。

其次分析了有源电力滤波器的结构和基本工作原理。介绍了当前常用的谐波检测方法并对基于瞬时无功功率理论的两种谐波检测方法进行了比较,分析了无差拍控制方法并给出了推导公式及控制方程。

在分析比较当前已经出现的几种并联方案后,本文提出了一种新的并联控制策略。该策略综合了均流策略和限容策略,同时引入了多重化技术。在这种并联方式中,所有 APF 都通过 485 总线的方式进行通信,系统中没有固定的主机。所有的单位都可以在软启动结束后竞争成为主机,因而从根本上消除了单点故障。此外由于采用了多重化的控制方式,该并联系统可以大幅度提高有源电力滤波器的等效开关频率,改善补偿质量。与其它的并联方案相比,它具有更好的可靠性和补偿精度。本文使用 MATLAB 仿真软件搭建了并联系统模型,仿真结果证明了该方案的有效性。最后本文设计了基于 DSP+FPGA 控制系统的实验样机并编写了控制及通讯程序。

关键词: 并联系统; DSP+FPGA; 多重化; 有源电力滤波器

The Parallel Technology of Active Power Filter Based on Circuit of Multiple and Current Sharing

Abstract

With increasing harmonic problems electric grid has put forward higher requirements to the capacity of active power filter. In general, the greater the switching frequency switching the smaller the device capacity, this phenomena directly affect the compensation effect for high capacity and high frequency harmonic. To solve this problem, people research a variety of methods. The parallel of active power filter technology enables compensation capacity multiplied. It is a good solution to solve the conflict and has very important significance.

This paper describes the generation of harmonic problems and harm and list several traditional harmonic constrictive method, and summarizes the development and recent research of the active power filter technology. Second, analysis of the structure of the active power filter and its working principle. The paper also summarizes the common harmonic current detection method, analyze and compare two kinds of harmonic detection methods base on instantaneous reactive power theory. control method based on deadbeat control algorithm is proposed and gives a detailed the theoretical analysis. Research of the characteristics of output filter stressed in the design of the device parameters. LCL filter is proposed and its parameters is analyzed one by one. The rational choice approach is received. The damping resistance of the filtering circuit is also analyzed and selected

The paper compare several current parallel strategy and propose a new parallel strategy. The strategy combine capacity limit strategy and current sharing strategy while using multiple technologies at the same time. All of the APF in system are connected through the 485 bus. The master machine competition mode can relieve the single point failure. In addition the application of multiple technologies greatly improve the equivalent switching frequency of active power filter and improve the compensation effect. Therefore, this scheme holds higher reliability and compensation accuracy.

This use MATLAB to simulate the parallel system, the simulation verify the effectiveness. Finally we design a experimental machine based on DSP + FPGA control system and programming the control and communication procedures.

Key words: parallel system; DSP + FPGA; circuit of multiple; active power filter

致谢

在合工大的研究生生活即将结束，毕业论文也将提交完成，在此，我深深的感谢这些年来老师、家人已经许多朋友对我的关怀和帮助。

首先我要深深地感谢我的导师张国荣老师。不论是科研上的勤恳、认真和实验中的钻劲，还是为人上的谦虚、随和及生活中的踏实，都对我的生活、学习，直至做人产生了很大的影响，一直激励着我。实验中，他为学生提供良好的实验条件，常常鼓励我们。生活中，他对学生的事毫不含糊，身体力行。毕业课题研究中，从论文选题、理论研究、样机设计到程序结构、算法实现，张老师都付出了很多心血。三年来，张老师在各方面都给了我很大的帮助和支持，此刻我带着一份敬佩的心情感谢他。

我还要非常感谢苏建徽老师和茆美琴老师，在能源所的近三年来，苏老师的博学与丰富的经验让我受益匪浅，同时茆老师在学习生活中同样给了我很大的帮助。

感谢陈林老师在样机调试和软件算法上给予的帮助，同时还要感谢杜雪芳、张建等所有能源所的老师给予的帮助。

此外还要感谢与我同课题组的郑群、陈鹏、刘元岗、宋刚等同学在课题研究和实验调试给予的热情帮助、同窗之谊，令我终身难忘。

感谢齐国虎师兄等在学习中给予的帮助。

在这里再一次衷心的感谢能源所的所有老师和所有同学给予我的关怀和帮助。

最后感谢家人对我多年来的养育与支持，帮我顺利完成学业。

作者：李宗钧

2011年3月14日

目 录

第一章 绪论	1
1.1 本课题研究的背景.....	1
1.2 谐波问题的产生及治理.....	1
1.2.1 谐波的主要危害.....	1
1.2.2 谐波标准及传统的谐波治理方法.....	2
1.2.3 基于 PWM 控制技术的谐波治理方法.....	3
1.3 有源电力滤波器的研究现状及扩大补偿容量的主要方法.....	3
1.3.1 有源电力滤波器的研究现状.....	3
1.3.2 有源电力滤波器的分类.....	3
1.3.3 提高有源电力滤波器补偿容量的主要方法.....	4
1.4 本文主要研究内容.....	5
第二章 并联有源电力滤波器的原理和关键技术	7
2.1 并联有源电力滤波器基本结构.....	7
2.2 谐波及无功电流检测方法.....	8
2.2.1 常见的谐波检测方法.....	8
2.2.2 瞬时无功功率理论.....	9
2.2.3 p、q 法和 i_p 、 i_q 法的检测结果比较.....	10
2.3 发波电流控制方式.....	14
2.3.1 常用的发波电流控制策略.....	14
2.3.2 基于无差拍控制方法的电流控制策略.....	15
2.4 本章小结.....	16
第三章 有源电力滤波器中 LCL 滤波器的原理与设计	17
3.1 LCL 滤波器中各参数变化对滤波性能的影响.....	17
3.1.1 LCL 滤波器传递函数的推导.....	17
3.1.2 LCL 参数对其滤波特性的影响.....	20
3.2 LCL 滤波器参数的选择.....	22
3.2.1 滤波电感 L 的选择.....	22
3.2.2 支路电容的确定.....	22
3.2.3 主次电感间比例关系的确定.....	22
3.2.4 阻尼电阻的确定.....	23
3.2.5 RC 支路损耗分析.....	24
3.3 仿真分析结果.....	24
3.4 本章小结.....	25
第四章 有源电力滤波器的并联方案	26

4.1	几种常见的并联方案	26
4.1.1	采用不同开关频率的 APF 并联	26
4.1.2	分次谐波补偿	27
4.1.3	基于限容策略的有源电力滤波器并联	27
4.2	采用多重化与均流相结合的 APF 并联方案	27
4.2.1	均流策略分析	28
4.2.2	系统主机的生成及故障处理	30
4.2.3	两种多重化拓扑的比较	31
4.3	并联运行特性的仿真分析	34
4.5	本章小结	36
第五章	样机设计	38
5.1	主电路设计及参数选取	38
5.1.1	样机的主要功能组成	38
5.1.2	主电路容量计算及 IGBT 选择	39
5.1.3	直流侧电容电压的确定	40
5.1.4	直流侧电容容量的选择	40
5.2	主控板和驱动电路设计	41
5.2.1	DSP+FPGA 的控制系统结构框图	41
5.2.2	电源电路	42
5.2.3	采样电路	43
5.2.4	保护电路	44
5.2.5	通信电路	45
5.2.6	I/O 电路	45
5.2.7	驱动电路	46
5.3	系统软件设计	46
5.3.1	主程序	46
5.3.2	直流侧电压软启动	46
5.3.3	三相锁相环	48
5.3.4	A/D 采样	49
5.3.5	谐波电流计算	49
5.3.6	主从机通信系统设计	50
5.4	实验结果分析	51
5.5	本章小结	52
第六章	结论	53
6.1	总结	53

6.2 展望	54
参考文献	55
攻读硕士期间发表的论文	60

插图清单

图 2-1 并联型有源电力滤波器系统构成	7
图 2-2 采用 p、q 运算方式的原理图	10
图 2-3 采用 i_p 、 i_q 检测方式的原理图	12
图 2-4 滞环比较控制方式原理图	14
图 2-5 三角载波控制法	15
图 2-6 LCL 滤波器等效电路图	15
图 3-1 APF 系统结构图	17
图 3-2 比例积分环节 bode 图	18
图 3-3 振荡环节 bode 图	19
图 3-4 一阶微分环节幅频相频特性图	19
图 3-5 LCL 滤波器 bode 图	19
图 3-6 a 与 $a^2/a-1$ 变化关系图	21
图 3-7 R_d 变化对系统特性的影响	21
图 3-8 选定的 LCL 滤波器波特图	23
图 3-9 LCL 滤波器时的补偿效果	24
图 3-10 单 L 滤波器时的补偿效果	25
图 4-1 APF 并联不同类型谐波补偿方案	26
图 4-2 基于限容策略的 APF 并联示意图	27
图 4-3 均流策略示意图	28
图 4-4 APF 容量控制流程图	29
图 4-5 共直流侧多重化电路结构示意图	31
图 4-6 有源电力滤波器单桥臂等效电路图	32
图 4-7 两种二重化电路的桥臂输出电平比较	34
图 4-8 负载电流波形	35
图 4-9 单台 APF 补偿时电网电流的 FFT 分析	35
图 4-10 采用两重化策略时电网电流的 FFT 分析	36
图 4-11 并联系统的输出电流	36
图 4-12 APF1 输出电流	36
图 4-13 APF2 输出电流	36
图 5-1 有源电力滤波器的主电路拓扑	38

图 5-2 控制板总体结构框图.....	41
图 5-3 FPGA 功能电路结构图.....	41
图 5-4 DSP 功能结构图.....	41
图 5-5 DSP8356 供电电源.....	42
图 5-6 FPGA 和 AD7606 电源电路.....	43
图 5-7 电网电压采样调理电路.....	43
图 5-8 直流侧电压采样电路.....	43
图 5-9 电流采样调理电路.....	44
图 5-10 直流侧电压保护电路.....	44
图 5-11 输出电流过流保护电路.....	44
图 5-12 IGBT 过流保护电路.....	45
图 5-13 485 通信电路.....	45
图 5-14 DSP 输入电路接口.....	45
图 5-15 主程序流程图.....	46
图 5-16 boost 升压原理图.....	47
图 5-17 直流侧电压软启动流程图.....	47
图 5-18 三相锁相环工作流程图.....	48
图 5-19 A/D 中断子程序流程图.....	49
图 5-20 谐波电流计算程序.....	49
图 5-21 从机接收通信流程.....	50
图 5-22 从机发送通信流程.....	50
图 5-23 用 DSP 调试工具 CCStudio3.1 画出的谐波电流计算值.....	51
图 5-24 谐波补偿实验波形.....	51

第一章 绪论

1.1 本课题研究的背景

现代工业技术迅速发展,电力电子技术也有了长足的进步。大到冶金、矿山等重工企业,小到日常生活中使用的荧光灯、不间断电源、高压钠灯、空调、计算机,各种电力电子装置被广泛的应用于工农业生产和日常生活中。这些电力电子技术的应用大大的提高了工农业生产效率和人民的生活水平,但由于电力电子器件自身的局限性——非线性、冲击性和不平衡性,它们给电网也带来了严重的电能污染,并引发了频率变化、电压闪变、三相不平衡等电能质量问题^[1-3]。

这些问题已经严重影响了电网中各种设备的正常运行,降低了电网的可靠性和安全性。目前,世界各国已经十分重视电能质量的改善^[4-7]。谐波治理是解决电能质量问题的关键,也是现代电力行业生产发展的迫切要求。

为了抑制非线性设备对电网的谐波影响,人们制造了很多设备来治理谐波,有源电力滤波器是一种新兴有效的谐波治理装置。谐波检测方法是研究有源电力滤波器的重点。近年来许多新的检测方法相继发表,如基于鉴相原理的瞬时检测法、自适应检测法、基于神经网络的检测方法以及基于小波变化的谐波检测方法。然而,这些检测方法要从理论研究到实际应用还有一段距离,本文采用的是基于赤木泰文等人提出的三相电路瞬时无功功率理论的谐波检测方法,也被称为 i_p-i_q 法,后面将对这种方法作详细的分析。

1.2 谐波问题的产生及治理

1.2.1 谐波的主要危害

公共电网中引起谐波问题的主要负载是变压器、电弧炉及各种电力电子装置。在电力电子装置大量普及之前,谐波主要由大型的电力变压器产生。电力电子装置被广泛应用后,已经成为电网中产生谐波电流的主要因素。

各种电力电子装置中,整流装置占据了很大一部分比例。常见的整流装置多为三相桥式整流电路及单相桥式整流电路,其使用的电力电子器件有二极管、晶闸管等。由于整流电路多在负载中加入电感以保证电流的连续性,所以会对电网产生很大的谐波及无功污染。此外,为减小直流侧电压波动,整流电路需要增大直流侧电容容量,这也会对电网注入大量谐波。除此之外,很多家电产品中都含有开关电源,随着人民生活水平的提高,这方面的谐波污染也变得日益严重。

谐波严重的影响了电网的电能质量,降低了电网的可靠性。其危害主要表

现在以下方面：

- (1) 大量的谐波会加速设备和线路的老化，使变压器局部过热，寿命缩短以致损坏。
- (2) 高频谐波会以电磁波的形式向周围辐射，干扰通信设备的正常运行。致使通信质量降低，甚至可能导致信息丢失。
- (3) 大量的谐波会加剧线路及用电设备的损耗，不仅使电能的传输效率降低还会导致设备发热严重。大量 3 的倍数次谐波从中线流过会造成线路过载，甚至引发火灾。
- (4) 不同频率的谐波会引起电网谐振并对谐波含量急剧放大，给设备造成故障。
- (5) 由于谐波的峰值和有效值之比很高，所以容易引起继电保护设备的误动作。同时过量的谐波会形成电磁干扰，影响周围电子设备的正常运行。

1.2.2 谐波标准及传统的谐波治理方法

为遏制谐波的危害研究治理谐波的方法，国际上已经制定了很多限制谐波的标准。目前国际公认的有 IEEE60519 标准和 IEC60555-2 标准。我国在 1984 年出台的《全国供用电规则》中制定了 SD126-84《电力系统谐波管理暂行规定》。1990 年和 1993 年又随后又台了 GB12325-90、GB12326 和 GB/T14549-93^[8-11]

目前有两种解决谐波问题的思路。一是研发谐波补偿装置，把注入电网的谐波抵消。二是对产生谐波的装置进行改造，降低乃至减少它们向电网注入的谐波。本文研制的有源电力滤波器属于第一种治理方法。

传统方法滤除谐波主要采用的是无源电力滤波器，它主要利用的是谐振原理。即选取需要补偿的谐波频率为谐振频率，因而对特定次谐波的支路阻抗几乎为零。使用的时候把它并联在谐波源的两端，就可以达到分流谐波的作用，从而阻止谐波流向电网，它利用的是第一种思路。在结构上它由电感 L、电容 C 和电阻 R 组成，与有源电力滤波器相比，它的成本较为低廉，设计简单，但在实际应用中却存在难以克服的缺点。

- (1) 一组无源滤波器一般只对某一次谐波及其附近谐波有效，难以运用在谐波环境较复杂的地方。
- (2) 无源滤波器对高频谐波电流分流效果明显，但当设计为抑制低频谐波时，常会对基波产生影响。
- (3) 当电网环境较为复杂时容易与电网产生谐振，使某些谐波急剧放大引发电网故障。

为了解决无源滤波器的种种缺点，人们发展研究了有源电力滤波器的技术并取得了丰硕的成果。现在，有源滤波器可以获得比无源滤波器更好的补偿效

果并基本上克服了无源滤波器的不足。

1.2.3 基于 PWM 控制技术的谐波治理方法

基于 PWM 控制技术的谐波治理方法属于上述提到的第二种思路。它对电力电子装置本身进行改造,使其功率因数为 1 并控制其向电网注入的谐波含量。如采用多重化技术,将几个同样的电力电子装置连接在一起,并使它们的载波相位错开一定的角度,以达到消除输出电流中某些次谐波的目的。又如目前已经研制的单位功率因数整流器,它将以前的不可控器件二极管替换成了全控型器件。通过特定的方法控制开关管的导通和关断使电网流入整流桥的波形为基波正序分量。但是这种方法有其局限性,目前大多应用于新型电力电子装置。

1.3 有源电力滤波器的研究现状及扩大补偿容量的主要方法

1.3.1 有源电力滤波器的研究现状

对于有源滤波理论的研究发达国家起步较早,最早可以追述到二十世纪六十年代。1969 年, B. M. Bird 和 J. F. Marsh 在其论文中提到了一种向电网中注入三次谐波从而改善电源电流波形的方法。1971 年, H. Sasaki 和 T. Machida 在论文中首次叙述了有源电力滤波器的原理并在实验室中研制样机。进入八十年代,电力电子技术飞速发展,新型高效的电力电子器件在开关频率和通流能力上与以往相比大大改进,在此基础上,各种新的电路拓扑也被相继提出,对有源电力滤波器的研究也随之活跃起来。1983 年,赤木泰文等人提出了瞬时无功功率理论,这一理论极大的发展了谐波和无功检测方法,成为有源电力滤波器研制的理论基础之一^[13~16]。

目前世界上有很多生产有源电力滤波器的厂家,规模较大的有日本的三菱电机公司、德国西门子公司、美国的西屋电气公司。作为一项改善电网电能质量的关键技术,有源滤波技术的研发在世界各国引起了高度重视,20 世纪 80 年代以来日本已经累计投入各种型号的 APF 五百多台。我国在这方面的起步较晚,一直以来大多数高校和科研机构的研究主要局限在理论验证阶段,虽然近年来也有很多相关的论文发表,但有源电力滤波技术在工业生产中尚未得到广泛应用。

1.3.2 有源电力滤波器的分类

根据不同的观点,有源电力滤波器有很多种分类方法^[17~27]:

- (1) 根据主电路储能元件不同可以分为电流型和电压型。
- (2) 根据接入电网方式不同,有源电力滤波器可以分为并联型 APF、串联型 APF 和串并混合型 APF。

- (3) 根据补偿谐波相数的不同可以分为单相 APF 和三相 APF。其中，三相 APF 又有三相三线制和三相四线制两类。
- (4) 根据主电路形式不同可以分为单个主电路 APF、多电平 APF、多重化 APF。
- (5) 根据所处的电网环境不同可以分为用于直流系统的 APF 和用于交流系统的 APF。

1.3.3 提高有源电力滤波器补偿容量的主要方法

对于大容量及谐波和无功问题严重的电网和负载，要改善系统的电能质量就需要较大的容量。但是电力电子器件的通流能力和开关速度是有限的，随着电力电子装置的大规模应用，现有的单机容量越来越不能满足电网的需求。为了解决这种矛盾，目前出现了许多扩大有源电力滤波器补偿容量的方法^[28-31]。

第一种方法是通过多个开关器件的串并联来提高容量。这是当单个电力电子器件的电压和电流额定容量无法满足较大型电力电子装置容量要求时经常采取的一种方法。这种方法的关键是解决各元器件之间的均流和均压问题，不改变主电路的拓扑和控制策略。但在实际应用中，即使是同一厂家生产的器件也不可能完全相同，元件参数的差异会导致电压和电流分配不均，加速了器件的老化。同时也因为这个原因，在电路设计时必须给器件留有很大的裕度，造成严重的资源浪费。

第二种方法是采用多重化主电路结构。这种 APF 由几个完全一样的桥式电路模块组成，这样总的输出谐波电流就由几个模块均摊，从而提高了 APF 的整体容量。同时采用载波相移技术，使每一个模块的开关时间错开一定的角度还可以提高滤波器的等效开关频率，从而得到更好的补偿波形。但这种结构的有源电力滤波器的控制难度很大，且由于只有一套控制电路，电路中只要一个地方出现问题整个系统都会退出运行，不利于维护检修。

第三种方法是将无源滤波器和有源滤波器结合使用，但是该方法的无源部分必须根据电网和负载的情况单独设计，不利于大规模生产。并且在复杂的电网环境中可能产生谐振。

扩大有源电力滤波器容量的第四种方法是将多台小容量 APF 并联使用。在这种连接方式中，每台 APF 都有自己的控制和发波电路，各滤波器具有很高的独立性和可靠性。并且通过计算电网当前的谐波总量，系统可以灵活的投入切除合适数目的有源电力滤波器而不影响整个系统的运行，具有很高的可靠性和灵活性。

1.4 本文主要研究内容

本文首先讨论了有源电力滤波器的基本工作原理和关键性技术，在此基础上对当前存在的一些并联运行方法进行了分析，并提出了一种新的并联运行方案，最终设计了实验样机，给出了样机硬件及软件的设计思路。主要内容如下：

1. 有源电力滤波器的关键技术

- (1) 简述了谐波检测方法的发展历程，着重介绍了瞬时无功功率理论，对比了 p 、 q 法与 i_p 、 i_q 法的检测精度与适用范围并得出结论：当电网电压无畸变时两种检测方法的结果相同，当电网电压畸变时 i_p 、 i_q 法仍可准确检测出谐波电流，而 p 、 q 法会产生误差。
- (2) 介绍了目前常用的几种发波方式，重点分析了本文采用的无差拍电流控制方法，并推导了控制方程。
- (3) 分析了 LCL 滤波器的原理、性能和设计方法。在有源电力滤波器的各部件中，输出滤波器的设计直接影响补偿的精度和容量。目前的论文多采用仿真软件对 LCL 滤波器的输出波形进行仿真，缺乏详细的数学推导。本文以 LCL 滤波器的传递函数为数学基础，详细推导了滤波器中各参数变化对系统总体性能影响，并给出了设计方法。

2. 有源电力滤波器并联控制策略的研究

- (1) 对现有的并联控制策略进行了简单的介绍，比较了它们的优缺点。
- (2) 提出本文的并联控制策略。该策略是基于主线通信拓扑的均流策略和限容策略的综合，并采用了多重化技术。该并联方式没有固定主机，所有单位都可以在软启动结束后竞争成为主机，如主机发生故障则与原主机地址最接近的从机作为主机。APF 上电时间的随机性保证了主机故障后新的主机也是随机的，从根本上消除了单点故障。此外当电网中的谐波电流发生变化时，系统会根据需要投入或切除一定数量的从机，以保证 APF 的输出电流不会因为远远低于其额定电流而降低跟踪效果。当谐波电流超过 APF 补偿容量时本文将采取瞬时值与有效值相结合的比例限流法，保证在限流的同时不会给电网引入新的谐波。多重化的控制方式还可以大幅度提高有源电力滤波器的等效开关频率改善补偿质量，当并联系统中样机数目很多时效果尤其明显。
- (3) 用 simulink 搭建了并机系统的仿真模型，验证了所选策略的有效性。

3. 设计有源电力滤波器样机

- (1) 给出了主电路各器件和系统总体参数的选取方法。
- (2) 给出了控制电路的硬件设计方案，DSP 和 FPGA 相结合的结构可以大幅度提高运算速度，专业的 AD7606 采样芯片保证了采样精度。
- (3) 列举了软件的各项功能模块，并给出了程序流程图。

- (4) 介绍了三相锁相环的基本原理，并给出了流程图。
- (5) 普通的三相桥式整流电路只能使直流侧电压上升到 530V 左右，远远不能满足有源电力滤波器的发波要求，本文介绍了一种限流软启动转 BOOST 的升压方式。在初始阶段使直流侧电压缓缓上升，当达到设定值后，用 BOOST 电路抬升到需要的数值。在正常运行后，采用 PI 调节程序控制 APF 吸收有功，使电压稳定。
- (6) 给出了主从机通讯流程。

第二章 并联有源电力滤波器的原理和关键技术

2.1 并联有源电力滤波器基本结构

图 2-1 所示的是并联有源电力滤波器的结构框图。有源电力滤波器根据其直流侧储能方式不同又可分为电流型和电压型，图示的是电压型有源电力滤波器。 V_s 表示电源电压， i_s 表示电源电流， i_c 为 APF 的输出电流， i_L 表示负载电流。在实际电网环境中，非线性负载一般由电力电子装置或大型电力变压器组成，它们由于自己的非线性特性而向电网注入大量的谐波电流，影响电网稳定和其它设备的正常运行。如图所示，有源电力滤波器一般由主电路、指令电流运算电路、电流跟踪控制电路和驱动电路构成。在实际运行中，先由检测电路采样电网电压和负载电流，然后由指令电流运算电路通过运算分离出负载电流中的无功和谐波部分，再根据需要把得到的电流值送给电流跟踪控制电路。其中，指令电流运算部分和电流跟踪控制部分一般是软件控制中的核心，它们的完善与否直接影响到 APF 最终的性能和补偿效果。

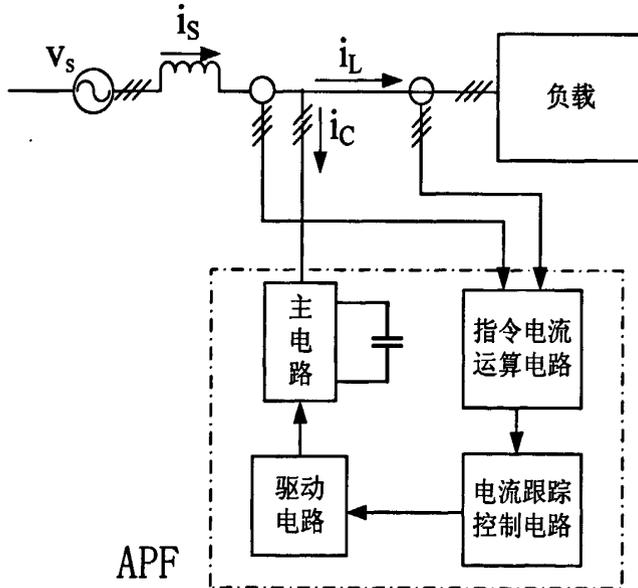


图 2-1 并联型有源电力滤波器系统构成

用公式表示，有源电力滤波器的工作原理描述如下：

$$i_s = i_L + i_c \quad (2-1)$$

$$i_L = i_{Lf} + i_{Lh} \quad (2-2)$$

$$i_c = -i_{Lh} \quad (2-3)$$

$$i_s = i_L + i_c = i_{Lf} \quad (2-4)$$

因为并联型有源电力滤波器与负载一起并联在电网上，所以电网电流 i_s 等于负载电流和 APF 输出电流之和。负载电流由两部分组成，式 (2-2) 中 i_{Lf} 为负载电流中的基波有功部分， i_{Lh} 为负载电流对电网造成污染的部分，一般为谐

波电流和无功电流。有源电力滤波器的基本原理就是通过数学变换分离出负载电流中的有害电流，并把得到的数值作为指令送给电流跟踪控制电路，最后通过主电路使有源电力滤波器发出一个与 i_{Lh} 大小相等，方向相反的电流，从而使注入电网的谐波与无功电流为零。

2.2 谐波及无功电流检测方法

近年来，许多高等学校和研究机构都把谐波检测方法当作研究的热点和重点，它是有源电力滤波器中最为关键的因素之一。检测算法的准确性和时效性直接决定了谐波电流补偿的精度和灵敏度，进而影响到 APF 的性能和指标。在谐波和无功补偿时，迅速、有效的检测出负载电流中的谐波和无功含量对提高 APF 的性能起着重要作用。

2.2.1 常见的谐波检测方法

目前出现的检测电网中谐波和无功的方法主要有以下几种^[32~39]：

(1) 陷波器检测法

这是早期的谐波检测方法，它设计了一个滤波器，把采样电流中的基波分量滤除从而得到谐波。但这种陷波器滤除的频率分量是固定的，一旦电网的频率发生波动滤波的效果就会大幅度下降，因而不够灵活。

(2) 基于 Fryze 功率定义的检测方法

根据 Fryze 功率理论，谐波消耗的有功在一个工频周期中的积分为零，因此只要从负载电流中分解出与电压波形一致的分量，剩下的部分就是无功与谐波之和。这种方法的缺点是它不能把谐波和无功分开，并且由于要在一个工频周期内积分，所以有着很大的延时，只适用于谐波变化缓慢的场合。

(3) 快速傅立叶变换 (FFT) 检测法

这种方法的优点是可以检测出电网中各次谐波的含量，从而可以分次补偿。而且它可以分离出电流中的有功和无功分量。它的缺点是计算较为复杂，以当前 DSP 的计算速度会有很大的延时，且当电网电压也含有谐波时会产生较大的误差。

(4) 基于瞬时无功功率理论的检测方法

该方法先将三相坐标系的检测量变换到两相坐标系，再通过坐标旋转和滤波得到基波有功和基波无功，从而分离出需要的谐波或无功信号。这种方法只需要知道当前电网的瞬时参数就能进行计算得到结果，具有很高的实时性，是当前应用范围最广的方法。

(5) 基于人工神经网络的检测方法

这是一种近年来才发展起来的新型检测方法，并在理论研究上得到了很多

丰硕的成果。它的环境适应性很强可以抵抗各种干扰，并且通用性好，设计时与元器件的参数关系不大。但该方法实时性较差，限制了它的应用范围。

(6) 基于小波分析的检测方法

小波分析法运用了数学上最先进的理论，把时域分析和频域分析有机的结合起来。从理论上来说，能用傅立叶分析的环境都能采用小波分析法。虽然这种方法在理论上具有很高的优越性，但当前芯片的计算速度使它很难在对实时性要求较高的领域应用。

2.2.2 瞬时无功功率理论

1983年，日本学者赤木泰文首先提出了瞬时无功功率理论，此后该理论经过不断的研究而逐渐完善。赤木泰文最初提出的理论是以瞬时实功率 p 和瞬时虚功率 q 为基础的，故简称为 p 、 q 理论。

将三相电压与三相电流变换到 α - β 两相正交坐标系可得 α - β 两相瞬时电压 e_α 、 e_β 和 α - β 两相瞬时电流 i_α 、 i_β ：

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

C_{32} 为坐标变换矩阵：

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

在图 2-2 所示的 α - β 平面上，矢量 e_α 、 e_β 可以合成旋转电压矢量 e ，矢量 i_α 、 i_β 可以合成电流旋转矢量 i 。

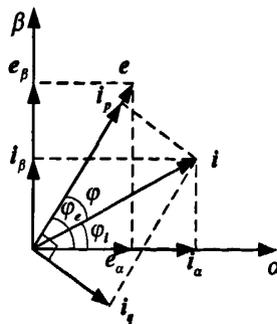


图 2-2 α - β 坐标系中的电压电流矢量

$$\dot{e} = e_\alpha + e_\beta = e \angle \varphi_e \quad (2-7)$$

$$\dot{i} = i_\alpha + i_\beta = i \angle \varphi_i \quad (2-8)$$

三相电路瞬时有功电流 i_p 和瞬时无功电流 i_q 分别为矢量 i 在矢量 e 及其法线上的投影。即：

$$i_p = i \cos \varphi \quad (2-9)$$

$$i_q = i \sin \varphi \quad (2-10)$$

上式中 $\varphi = \varphi_e - \varphi_i$ 。

三相电路瞬时无功功率 q 为电压矢量 e 的模与三相电路瞬时无功电流 i_q 的乘积。三相瞬时有功功率 p 为 e 与三相瞬时有功电流 i_p 的乘积。

$$p = \dot{e} \cdot i_p \quad (2-11)$$

$$q = \dot{e} \cdot i_q \quad (2-12)$$

将式 (2-9)、(2-10) 带入上述两式并写成矩阵形式得：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{pq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中

$$C_{pq} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix}$$

把式 (2-5)、(2-6) 带入上式得：

$$p = e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta + e_c \cdot i_c \quad (2-14)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_\beta - e_c)i_\alpha + (e_c - e_\alpha)i_\beta + (e_\alpha - e_\beta)i_c] \quad (2-15)$$

由上式可以看出，瞬时无功功率理论得出的有功功率和传统的有功功率定义相同。

2.2.3 p、q 法和 i_p 、 i_q 法的检测结果比较

1 电网电压波形没有畸变时的检测结果

(1) p、q 法

p、q 检测方法的框图如图 2-2 所示

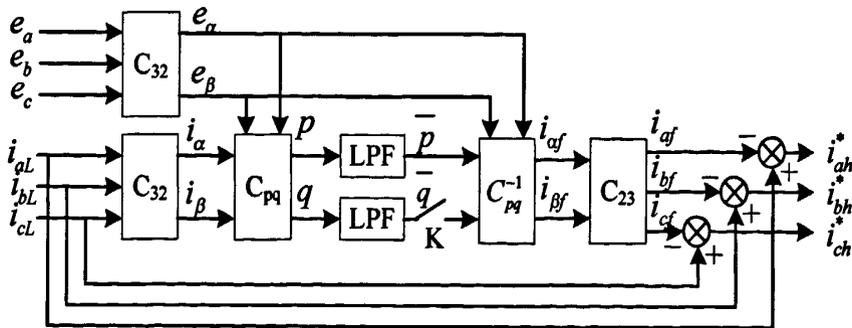


图 2-2 采用 p、q 运算方式的原理图

设三相电压电流均对称:

$$\begin{aligned} e_a &= \sqrt{2}E_1 \sin \omega t \\ e_b &= \sqrt{2}E_1 \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ e_c &= \sqrt{2}E_1 \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2-16)$$

$$\begin{aligned} i_a &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ i_b &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin\left[n\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + \varphi_n\right] \\ i_c &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin\left[n\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + \varphi_n\right] \end{aligned} \quad (2-17)$$

式中 E_1 为电网电压基波的有效值

将式 (2-16) 与 (2-17) 带入式 (2-5)、(2-6) 得

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{3}E_1 \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \mp I_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

式中 $n=3k+1$ 是去上符号, $n=3k-1$ 时取下符号。

按 p、q 运算方式, 将式 (2-18)、(2-19) 代入式 (2-13) 得

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = 3E_1 \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos[(1 \mp n)\omega t \mp \varphi_n] \\ \sum_{n=1}^{\infty} \pm I_n \sin[(1-n)\omega t - \varphi_n] \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

p、q 经 LPF 滤波得

$$\begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3E_1 I_1 \cos(-\varphi_1) \\ 3E_1 I_1 \sin(-\varphi_1) \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

上式中 \bar{p} 、 \bar{q} 为 p、q 的直流分量。当电网电压无畸变时, \bar{p} 为基波有功电流与电压作用产生, \bar{q} 为基波无功电流与电压作用产生。所以由 \bar{p} 、 \bar{q} 可计算出被检测电流的基波电流分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 。

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

将式 (2-21) 带入式 (2-22) 得

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \frac{1}{3E_1^2} C_{23} C_{pq} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_1) \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

可见 p、q 法准确的得出了三相负载电流中的基波含量，由此计算出的谐波分量也是准确的。

(2) i_p 、 i_q 法

i_p 、 i_q 法的运算方式如图 2-3 所示

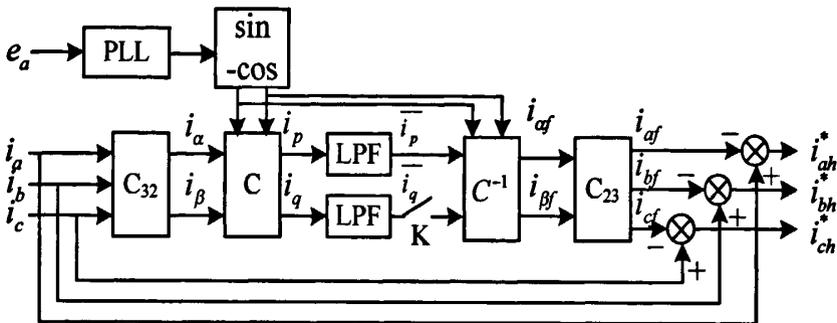


图 2-3 采用 i_p 、 i_q 检测方式的原理图

图中

$$C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix}$$

该方法中需要用到与 a 相电网电压同相位的正弦信号 $\sin \omega t$ 和对应的余弦信号 $\cos \omega t$ ，它们由锁相环和正余弦发生模块得到。根据定义可以计算出 i_p 、 i_q ，经低通滤波器滤波得出 i_p 、 i_q 的直流分量 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 。由于 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 是由基波电流 i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 产生的，所以由 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 经过反变换可以得到 i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 。

与 p、q 运算方式类似，只要断开图中的 i_q 通道就可以检测谐波和无功电流之和。如果只检测无功电流就只要对 i_q 进行反变换。

2 电网电压畸变时的检测结果

假设三相电网电压为

$$\begin{aligned} e_a &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}E_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\ e_b &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}E_n \sin[n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \theta_n] \\ e_c &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}E_n \sin[n(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \theta_n] \end{aligned} \quad (2-24)$$

式中 E_n 为各次电压的有效值， θ_n 为各次电压的初相角，且 $\theta_1=0$ 将上式带入式 (2-5) 得

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} E_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \mp E_n \cos(n\omega t + \theta_n) \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

按 p、q 运算方式，将式 (2-25)、(2-19) 带入式 (2-13) 得

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} E_n I_n \cos(\theta_n - \varphi_n) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m(m \neq n)=1}^{\infty} E_n I_m \cos[(n \mp m)\omega t + (\theta_n \mp \varphi_n)] \\ \sum_{n=1}^{\infty} \pm E_n I_n \cos(\theta_n - \varphi_n) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m(m \neq n)=1}^{\infty} \mp E_n I_m \cos[(n - m)\omega t + (\theta_n - \varphi_n)] \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

式中的 m 是为区分不同次数谐波的电压和电流而引入的量，取值方法与 n 相同。

p、q 的直流分量为

$$\begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} E_n I_n \cos(\theta_n - \varphi_n) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \pm E_n I_n \sin(\theta_n - \varphi_n) \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

由 e_α 、 e_β 计算得出 $e^2 = 3 \sum_{n=1}^{\infty} E_n^2$ ，与上式一起带入式 (2-22) 得

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \frac{1}{3 \sum_{n=1}^{\infty} E_n^2} C_{23} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

对比上式与式 (2-22) 可知产生误差的原因有：

(1) 变换得到的 e_α 、 e_β 含有谐波，使得计算出的基波电流 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 中也含有谐波。

(2) 式 (2-28) 中的

$$e^2 (= 3 \sum_{n=1}^{\infty} E_n^2)$$

比式 (2-23) 中含有的 $e^2 (3E_1^2)$ 大。

(3) 式 (2-23) 中的 \bar{p} 、 \bar{q} 是基波电压与电流作用得到的。而式 (2-28) 中的 \bar{p} 、 \bar{q} 中除基波电压起作用外，还有谐波电压的作用。

上述计算过程表明，在三相三线电路中，当电网电压发生畸变时 p、q 检测方法不能准确的检测出基波电流。在 i_p 、 i_q 检测方式中，由于只需要 $\sin \omega t$ 和 $\cos \omega t$ 参与运算，电压中的谐波成分并未出现在计算过程中，所以检测结果不受电压波形畸变的影响。本文制作的样机采用的就是 i_p 、 i_q 检测法。

2.3 发波电流控制方式

2.3.1 常用的发波电流控制策略

上一节我们简单介绍了几种谐波电流检测算法，并详细分析了基于瞬时无功功率理论的 p 、 q 检测法和 i_p 、 i_q 检测法。有源电力滤波器得到了所需的指令电流后还需要通过电流跟踪控制电路来实现补偿电流的输出，如何精确的控制补偿电流是有源电力滤波器研究中的又一大关键。电流的跟踪控制策略归根结底可以描述为，在已知指令电流的前提下，如何控制变流器的电力电子开关状态，以使变流器的输出电流能精确的跟踪指令电流而达到误差最小。

并联有源电力滤波器产生的补偿电流应实时跟随指令电流的变化，要求补偿电流发生器具有很高的实时性。目前的变流器通常采用 PWM 电压型逆变器针对这种拓扑产生了很多电流跟踪控制方法，大体可分为以下三种。

1、滞环比较方式

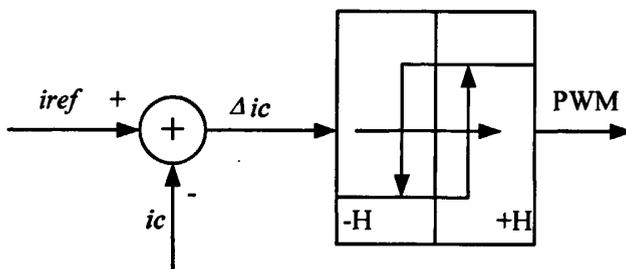


图 2-4 滞环比较控制方式原理图

图 2-4 所示的是以一相为例的采用滞环比较方式的原理图。在该方式中，把指令电流 i_{ref} 和有源电力滤波器输出电流 i_c 比较做差，得到误差信号 Δi_c 。滞环比较器以误差信号 Δi_c 作为输入，输出 PWM 脉宽信号来控制主电路开关器件的通断，以达到使变流器输出电流 i_c 跟踪指令电流 i_{ref} 的目的。

下面以某一相为例来进一步研究这种控制方法。设 i_c 的方向如图 2-1 所示，则当变流器上半桥臂导通下半桥臂关断时 i_c 减小。反之，当上半桥臂关断下半桥臂导通时 i_c 增大。设滞环比较器的环宽为 H ，则当 $\Delta i_c \geq H$ 时比较器的输出将翻转，变流器开关管的相应开关状态也将翻转以使 Δi_c 减小。当 $\Delta i_c \leq -H$ 时比较器的输出将维持原状。这样就使得 Δi_c 在 $-H$ 到 $+H$ 之间变化，即 i_c 在 $i_{ref} - H$ 与 $i_{ref} + H$ 之间变化，从而得到了需要的控制目的。

在这种控制方法中环宽 H 的选择很关键，它对最终的控制效果将产生很大影响。 H 选的过大，则开关频率太低跟踪误差较大。 H 太小跟踪误差会变得很小，但开关频率太高，提高了对电力电子器件的要求。

根据以上的分析，滞环比较控制方式有以下特点：

- (1) 该方法属于实时控制，因而响应速度快，无延时。
- (2) 开关频率受环宽和主电路及电网电压等共同影响，没有一个固定的数值，因而造成输出电流中开关频率次谐波的次数也不固定。

(3) 如环宽固定，则电流跟随控制的误差范围也是固定的。

上面提到的滞环比较控制方法中，当指令电流 i_{ref} 变化很大时，即使环宽 H 固定开关频率也可能有较大的波动范围。当 i_{ref} 很小时，误差信号 Δi_c 可能需要很长时间才能超过 H 使开关状态翻转。而当 i_{ref} 很大时，原来的环宽相对来说又可能过小，使开关频率超过所选电力电子器件的能力范围。针对这种缺点目前一般有两种改进方法。一种方法是让环宽随 i_{ref} 的变化而自动调节，另一种方法是采用定时控制的滞环比较。这种方法的原理是设定一个时钟周期 T ，每个周期 PWM 信号只变化一次，这样就限制了控制器的最高开关频率。它的缺点是输出电流的误差会忽大忽小。

2、 三角载波控制法

三角载波控制法是一种常用的控制方法。如图 2-5 所示，它的原理是先把 i_{ref} 与 i_c 的差经过一个 PI 调节器处理，再与高频三角载波比较得到所需要的开关信号。这种方法的优点是开关频率固定，就等于载波频率，并且实现方法比较简单。它的缺点是输出波形中会含有与载波频率对应的高频谐波。

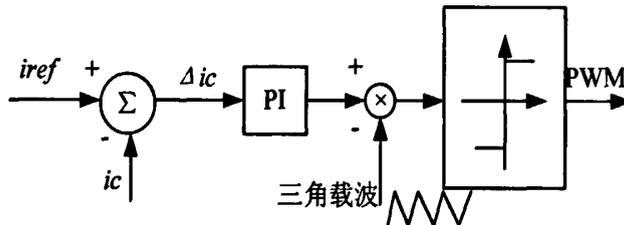


图 2-5 三角载波控制法

2.3.2 基于无差拍控制方法的电流控制策略

无差拍控制实际上是一种预测控制方法，它的原理是利用上一时刻计算得到的参考值和采样的实际值通过插值运算来得到下一时刻的参考值以及指令，经过发波电流控制后发出下一时刻的实际值。该方法能对控制量的变化快速响应，非常适合暂态控制，因此本文使用这种控制算法来跟踪谐波电流。

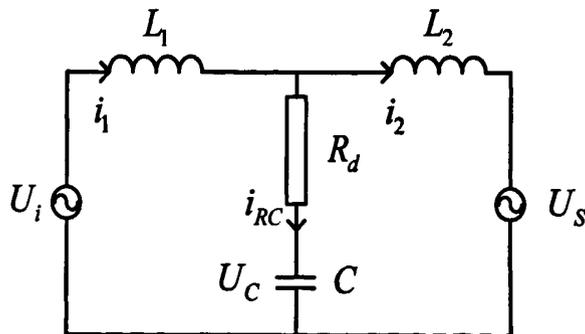


图 2-6 LCL 滤波器等效电路图

图 2-6 为采用 LCL 输出滤波器的 APF 的单相原理图，其中 U_i 为 APF 输出电压， i_1 为 LCL 滤波器中 APF 侧电流， i_2 为电网侧电流。在有源电力滤波器补

偿谐波电流时流经 RC 支路上电流很少, 可近似认为 $i_1=i_2$ 。因此为简化分析, 我们仅研究采用单 L 滤波器的无差拍控制策略。

用 $i_c(t)$ 、 $u_i(t)$ 分别表示有源电力滤波器的输出电流和输出电压, 则可得到如下方程

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri_c(t) = u_i(t) - u_s(t) \quad (2-29)$$

式中 L 为有源电力滤波器的输出电感, R 为有源电力滤波器与电感 L 的等效电阻之和。设指令电流为 $i_c^*(t)$, 指令电压为 $u_i^*(t)$ 。因为 R 一般很小, 忽略 R 则式 (2-29) 可变为

$$u_i^*(t) = L \frac{di_c^*(t)}{dt} + u_s(t) \quad (2-30)$$

设当前周期的变量值为 $x(k)$, 上一周期和下一周期的变量值分别为 $x(k-1)$ 和 $x(k+1)$ 。用线性插值做预测模型, 假设在极短的周期时间 T 内, 该变量此刻的变化率与上一周期的变化率相等, 则可得

$$x(k+1) = x(k) + x(k) - x(k-1) = 2x(k) - x(k-1) \quad (2-31)$$

根据图 (2-1) 有

$$i_c = i_f - i_s \quad (2-32)$$

将式 (2-30) 变换为

$$u_i^*(k+1) = u_s(k+1) + \frac{L}{T} [i_c(k+1) - i_c(k)] \quad (2-33)$$

设 i_f 为基波正序电流, 则上式又可化为

$$u_i^*(k+1) = u_s(k+1) + \frac{L}{T} [i_c(k+1) - i_f(k+1) - i_f(k+1) + i_s(k)] \quad (2-34)$$

将式 (2-31) 与式 (2-34) 综合可得

$$u_i^*(k+1) = 2u_s(k) - u_s(k-1) + \frac{L}{T} [i_f(k) - i_f(k-1) - 2i_f(k) + i_f(k-1) + i_s(k)] \quad (2-35)$$

2.4 本章小结

首先介绍了并联型有源电力滤波器的结构和基本工作原理, 然后重点分析了有源电力滤波器的两个关键性技术:

(1) 快速准确的检测出电网电流中的谐波含量是实现有源滤波功能的前提。本章详细分析了瞬时无功功率理论, 并对基于该理论的 p、q 法和 i_p 、 i_q 法作了详细的比较, 最后选择了 i_p 、 i_q 法作为本文的检测算法, 理论推导证明它在电网电压畸变时仍能准确的检测出电网中的谐波电流。

(2) 研究电流控制方式, 提出无差拍控制方法, 并给出了详细的控制方程推导过程。

第三章 有源电力滤波器中 LCL 滤波器的原理与设计

3.1 LCL 滤波器中各参数变化对滤波性能的影响

随着交流调速装置和计算机电源等大量电力电子设备的广泛应用，电能质量问题越来越严重。它不仅影响电能的传输效率、引起电力设备的非正常运行，还会引起电力系统中继电保护装置的误动作并干扰通信系统的正常运行。一些对电能质量要求较高的工厂企业，电能质量问题会导致产品不合格甚至报废，造成严重的经济损失。并联有源电力滤波器在实际应用中相当于电流源，适应于补偿电流型谐波。

APF 一般采用 PWM 调制，运行过程中会产生大量开关频率附近的谐波，这会对电网中其它 EMI 敏感设备进行干扰。与传统的并网逆变器等设备相比，APF 的输出电流频率很高必然会得到很高的 di/dt ，因而电感不能选的太大，这更增加了滤除开关纹波的难度。因此在大容量 APF 中使用比 L 型滤波器阶数更高的 LCL 滤波器是必要的，可以得到较好的滤波效果^[46-48]。研究 LCL 滤波器的参数设计也成为了新的热点^[49-51]。

尽管 LCL 滤波器滤除高次谐波效果明显，但其设计较为复杂。以往的论文多是通过 MATLAB 仿真波形观察出 LCL 滤波器各参数变化对总体滤波性能的影响，并没有给出定量分析^[52-53]。对 RC 支路上的阻尼电阻 R_d 的设计也主要是凭借经验。本文详细分析了带阻尼电阻的 LCL 滤波器的 S 域传递函数，把 LCL 滤波器的波特图理解为几个典型环节按先后顺序共同作用的结果，用数学方法得出了系统中各参数变化对波特图的影响。最后本文在前人研究成果的基础上，提出了一种新的应用于 APF 的 LCL 滤波器设计方法，并给出了仿真和实验结果。

3.1.1 LCL 滤波器传递函数的推导

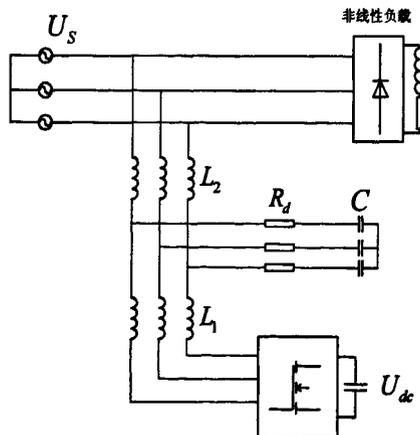


图 3-1 APF 系统结构图

图 3-1 中, U_s 为电网电压, U_c 为 APF 直流侧电容电压。 L_1 为 APF 侧电感, L_2 为电网侧电感, C 为滤波电容, R_d 为阻尼电阻。

参照图 2-6 LCL 滤波器的频域特性可由以下方程描述^[54~56]:

$$L_1 S i_1 = U_i - U_c - R_d i_c \quad (3-1)$$

$$\frac{U_c}{CS} = i_1 - i_2 \quad (3-2)$$

$$L_2 S i_2 = R_d i_c + U_c - U_s \quad (3-3)$$

并联型 APF 多采用电压型逆变器, 发出的是电压 PWM 波 U_i 。而实际上希望注入电网的是电流信号 i_2 , 因此文中所关注的传递函数如下式描述:

$$G(S) = \frac{i_2}{U_i} = \frac{R_d CS + 1}{L_1 L_2 CS^3 + (L_1 + L_2) R_d CS^2 + (L_1 + L_2) S} \quad (3-4)$$

为分析方便, 将上式化简为典型环节:

$$G(S) = \frac{1}{L_1 + L_2} \frac{(R_d CS + 1)}{S \left(\frac{S^2}{\omega_n^2} + 2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1 \right)} \quad (3-5)$$

上式中

$$\omega_n = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (3-6)$$

$$\xi = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{(L_1 + L_2) C}{L_1 L_2}} \quad (3-7)$$

其中 ω_n 为 LCL 滤波器的谐振频率。下面, 我们将从频域的角度来分析频率变化对上述传递函数的影响。

由式 (3-4) 得, 传递函数 $G(S)$ 由一个比例环节 $1/(L_1 + L_2)$, 一个积分环节 $1/S$, 一个振荡环节

$$1 / \left(\frac{S^2}{\omega_n^2} + 2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1 \right) \quad (3-8)$$

和一个一阶微分环节 $R_d CS + 1$ 组成, 而整个传递函数 $G(S)$ 的幅频和相频特性就由这些最基本的环节共同作用而成。下图为这些基本环节的幅频和相频特性曲线, 其中比例环节和积分环节合并为“比例积分环节”。

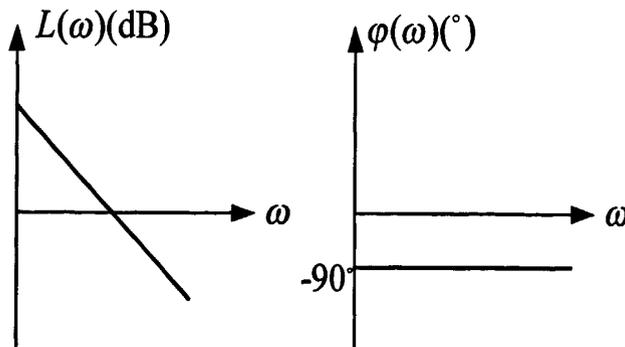


图 3-2 比例积分环节 bode 图

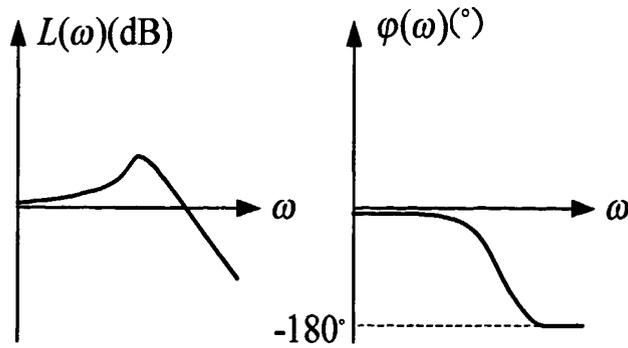


图 3-3 振荡环节 bode 图

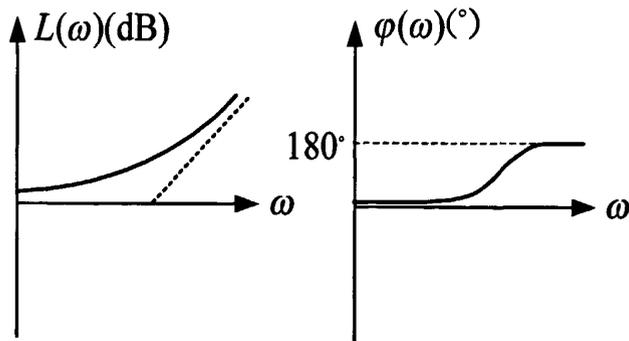


图 3-4 一阶微分环节幅频相频特性图

由上图可见，在这些环节中只有比例积分环节是从一开始就对 $G(S)$ 的幅频及相频特性作出贡献的。振荡环节的衰减和相移作用主要在截至频率 ω_n 之后，而一阶微分环节主要在交接频率 $1/(R_d C)$ 之后起作用。由于常用的 LCL 滤波器中， $\omega_n \ll 1/(R_d C)$ ，因此起作用的顺序一般为比例积分环节、振荡环节、一阶微分环节。

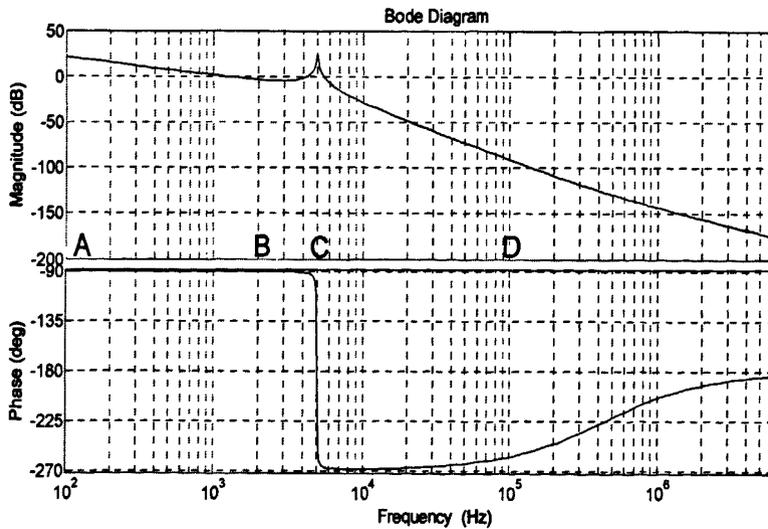


图 3-5 LCL 滤波器 bode 图

上述基本环节叠加后的传递函数 bode 图如图 3-5 所示。系统中 AB 段的衰减斜率为 -20db/10 倍频程，电流相角滞后电压相角 90 度。在 C 点处，由于振荡环节的作用出现了一个谐振尖峰。CD 段的衰减斜率为 -60db/10 倍频程，其衰减速度为 AB 段的三倍，同时电流的相角滞后扩大为 270 度。D 点以后，受一阶微分环节的影响，系统衰减速度逐渐变慢，最终稳定在 -40db/10 倍频程。而电流的相角滞后缓慢的由 270 度变小，直到最终稳定在 180 度。

APF 发出的是 PWM 脉宽电压，其中既有希望发出的低频谐波，也有开关频率附近的纹波。在设计滤波器时应使其对低次补偿电流不衰减或少衰减，对开关频率附近的高次谐波尽量滤除。同时，基于系统稳定性方面的考虑，C 点的谐振尖峰应尽量平缓。

3.1.2 LCL 参数对其滤波特性的影响

为准确分析 LCL 滤波器的幅频特性，推导出其 bode 曲线的函数为：

$$y = 20 \left(\lg \frac{1}{L_1 + L_2} + \lg \sqrt{(R_d C \omega)^2 + 1} - \lg \omega - \lg \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \right) \quad (3-9)$$

$$\angle -90 - \arctan \frac{2\xi \omega \omega_n}{\omega_n^2 - \omega^2} + \arctan R_d C \omega$$

由上式可以清晰的看出 LCL 滤波器的传递函数由几个典型环节叠加而成。其中振荡环节的特性由式(3-10) 决定。

$$-\lg \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (3-10)$$

当 $\omega < \omega_n$ 时，式 (3-7) 值约等于 0。当 $\omega = \omega_n$ 时，式 (3-7) 为 $-\lg 2\xi$ ，如 $\xi = 0$ 则式 (3-7) 值为无穷大，产生振荡。

分析式(3-7)得 LCL 滤波器采用常规控制策略时，如果阻尼电阻 $R_d = 0$ 则 $\xi = 0$ ，系统会产生很大振荡。为保证系统的稳定性，我们采用无源阻尼的方法加入电阻。下面本文将详细分析 LCL 滤波器中各参数的变化对滤波器性能的影响。

1、 L_1 和 L_2 的关系：令

$$L_1 + L_2 = L \quad (3-11)$$

由式 (3-9) 可知，L 的大小是滤波器特性在低频段的唯一影响因素。APF 对滤波器低频段的要求是，加在其两端的指令电压差能够产生足够大小的指令电流，这点将会在本文后面的部分加以讨论。所以，一旦确定了 APF 所需补偿的谐波次数、容量及直流侧电压 U_d ，L 的大小就可以确定下来。下面就仅需要确定 L_1 和 L_2 的比例。令

$$L = aL_2 \quad (3-12)$$

将上式带入式 (3-6)、(3-7) 可得

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a^2}{LC(a-1)}} \quad (3-13)$$

$$-\lg 2\xi = -\lg(R_d \sqrt{\frac{Ca^2}{L(a-1)}}) \quad (3-14)$$

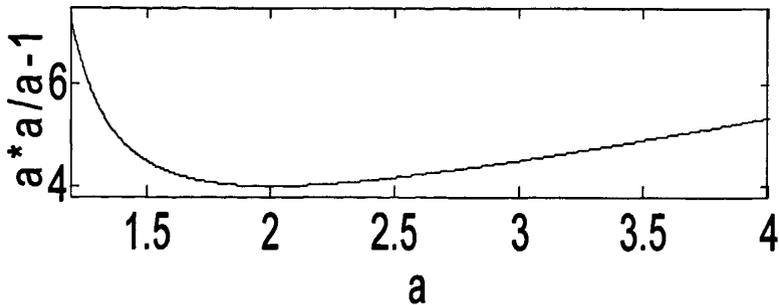


图 3-6 a 与 $a^2/(a-1)$ 变化关系图

图 3-6 为 a 与 $a^2/(a-1)$ 的变化关系图。从图中可以看出，以 $a=2$ 为中心，离此点越远则 ω_n 越大，谐振尖峰 $-\lg 2\xi$ 越小。经仿真得，如果滤波器的前级电感 L_1 过小，会在 i_1 中带入更多的高次谐波，造成注入电容支路的电流增大增加损耗。所以实际应用中，一般选择 $a>2$ 。

2、C 的影响：由式 (3-13)、(3-14) 得，随着 C 的增大 ω_n 与谐振尖峰同时减小，这对增加系统高频衰减是有利的。但同时，C 的增加也会导致一阶微分环节的提前，从而使系统的高频衰减缓慢，由 $-60\text{db}/10$ 倍频程变为 $-40\text{db}/10$ 倍频程。

3、 R_d 的影响：由式 (3-14) 得，增加 R_d 会减小谐振尖峰，而且减小的速度是改变 C 的速度的平方。但与增加 C 一样，它也会促使系统的高频衰减变慢，如图 3-7 所示。同时它还会与流过支路的电流作用产生有功，增加系统损耗并使柜体发热。

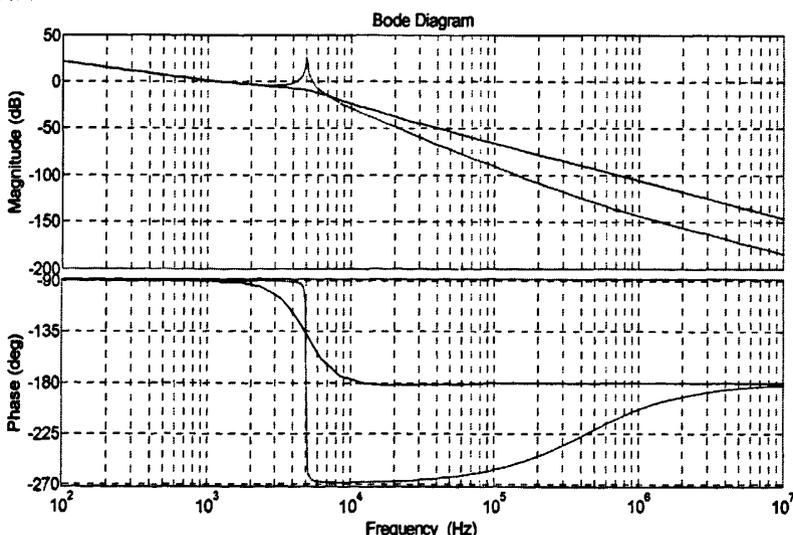


图 3-7 R_d 变化对系统特性的影响

3.2 LCL 滤波器参数的选择

3.2.1 滤波电感 L 的选择

制约电感 L 大小的因素主要有两个方面：

1、如 L 过大，则加在电感两端的电压产生的 di/dt 太小，APF 无法跟踪高次谐波电流。所以：

$$L_{\max} = \frac{\Delta u_{\min}}{(di/dt)_{\max}} \quad (3-15)$$

以直流侧电压 $U_{dc}=780V$ ，额定电流 $I_n=50A$ ，开关频率 $f=12K$ 的样机为例。当采用 SPWM 调制时，APF 可发出的最大相电压峰值为 $780V/2$ 等于 $390V$ 。

$$\Delta u_{\min} = 390 - 220 \times \sqrt{2} = 79 \quad (3-16)$$

令负载电流如式 (3-17) 所示

$$I_L = \sqrt{2} \sum_{k=1}^n I_k \sin k\omega t \quad (3-17)$$

考虑研制的样机最大只补偿 25 次以内的谐波，所以取 $n=25$ 。为求得 $(di/dt)_{\max}$ ，我们取最极端的 APF 满容量补偿 25 次谐波的情况。

$$(di/dt)_{\max} = \left(\frac{d(50\sqrt{2} \sin 25\omega_s t)}{dt} \right)_{\max} = 554995 \quad (3-18)$$

式中 ω_s 为工频周期电压角频率。

由式 (3-15) 得， $L_{\max}=0.142mL$

2、当 L 过小时， di/dt 太大，补偿电流纹波增多，波形平滑度变差，增加了输出电流中开关频率附近的谐波含量。由于本文设计的 APF 仅补偿 25 次以内谐波，所以取 $L=L_{\max}=0.14mL$ 即可。

3.2.2 支路电容的确定

电容越大，系统正常运行时产生的无功越多，造成系统效率降低。设计中，一般限制电容引起的无功不超过系统容量的 5%。对 50A 的系统而言，C 的计算公式 $3U_s^2\omega_s C \leq 3U_s I_n 5\%$

化简得

$$C \leq \frac{I_n 5\%}{\omega_s U_s} \quad (3-19)$$

带入参数计算得 $C \leq 36\mu F$ 。在后面的计算中将暂定 $C=36\mu F$ ，最后的结果根据仿真及实验效果微调。

3.2.3 主次电感间比例关系的确定

样机采用的是基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方式。这种理论由于无法准确的得知所测各次谐波的含量，所以在发出的补偿电流中往往含有全频谱的谐波。由图 3-6 的幅频和相频曲线可知，在谐振频率之后的频段中，流经

LCL 滤波器的电流会产生大幅的相移。在靠近谐振频率的地方，与低频段相比补偿电流甚至完全反相，这使得电网高频段的谐波不仅没有减少反而有所增加，所以 LCL 滤波器的谐振频率应略大以避免谐波含量丰富的低频段。但仍从图 3-6 可以看出，LCL 滤波器的衰减幅度在谐振频率后才从 -20db/10 倍频程增为 -60db/10 倍频程。因此谐振频率过大就难以体现 LCL 滤波器的优势。本文暂选谐振频率为 5KHZ，对应 100 次谐波。将 L 、 ω_n 、 C 的值代入式(3-13)并取 $a>2$ ，则可解得 $a=3.6$ 。由式(3-12)得， $L_1=0.1mL$ ， $L_2=0.04mL$ 。

3.2.4 阻尼电阻的确定

$R_d=0$ 则 $\xi=0$ ，系统在谐振频率处会产生很大振荡。为保证系统的稳定性，我们采用无源阻尼的方法在 C 支路中加入电阻。但 R_d 阻值过大会导致系统损耗增加，且 RC 支路上过热。 R_d 过小则无法有效降低系统谐振尖峰。为使系统稳定，计算 R_d 以使 $-\lg 2\xi=0$ 。

把上面得到的参数代入式(3-14)得， $R_d=0.8$ 欧姆。整个 LCL 滤波器的波特图如图 3-9 所示：

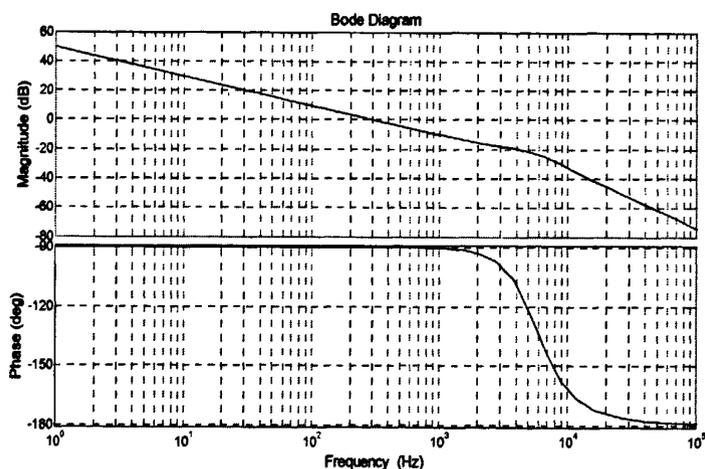


图 3-8 选定的 LCL 滤波器波特图

由图 3-8 可得，谐振频率之后滤波器的衰减速度实际上只有 -40db/10 倍频程。这是因为前文所述的一阶微分环节起作用的时间太早从而降低了衰减速度。在 LCL 滤波器的设计中，由于谐振频率之后相角急剧变化，使得谐振频率之后的频率完全不适合通过补偿电流。而 ξ 的大小又跟谐振尖峰的高低直接相关，所以可以认为 ω_n 、 ξ 是事先定好的常量。

3.2.5 RC 支路损耗分析

经计算得：

$$\frac{\sqrt{P_{R_d}}}{U_i} = \frac{i_c \sqrt{R_d}}{U_i} = \frac{CS\sqrt{R_d}}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi S}{\omega_n} + 1} \quad (3-20)$$

P_{R_d} 为 i_c 流过支路电阻 R_d 时产生的损耗。

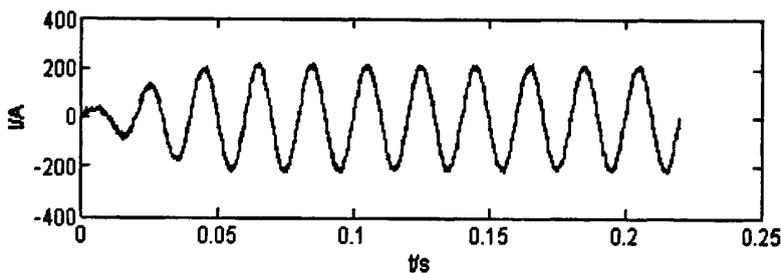
将 ω_n 和 ξ 的表达式带入式 (3-22)，消去 R_d 和 a 得

$$\frac{\sqrt{P_{R_d}}}{U_i} = \frac{2\sqrt{2\xi}}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi S}{\omega_n} + 1} \sqrt{\omega_n(L\sqrt{C}\omega_n^2 + \sqrt{L^2C\omega_n^4 - 4L\omega_n^2})} \quad (3-21)$$

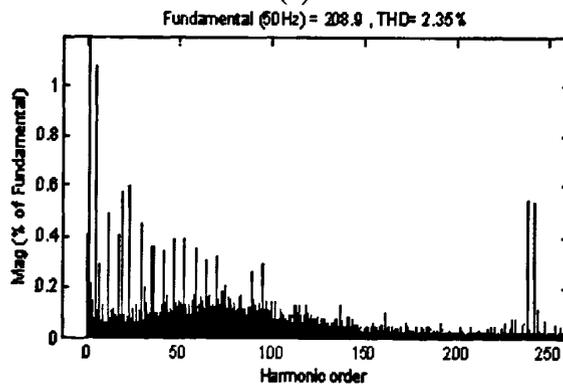
当 ω_n 、 ξ 为常量时式(3-21)是关于 C 的减函数，所以在满足式(3-19)的前提下，C 越大 RC 支路损耗越小。

3.3 仿真分析结果

图 3-9 和图 3-10 分别给出了使用 LCL 滤波器和 L 滤波器时电网侧电流的波形和其傅立叶分析图。其中 $L_1=0.1\text{mH}$, $L_2=0.04\text{mH}$, $C=36\mu\text{F}$, $R=0.8$ 欧。单 L 时 $L=0.104\text{mH}$ 。可以看出，使用 LCL 滤波器时开关频率次谐波明显减少，电流波形更加平滑。

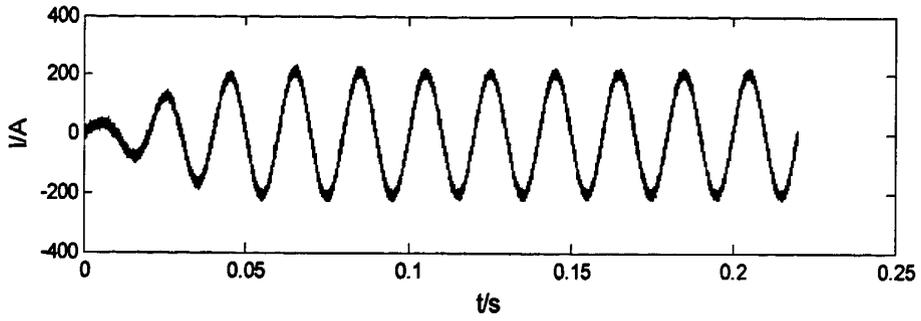


(a)

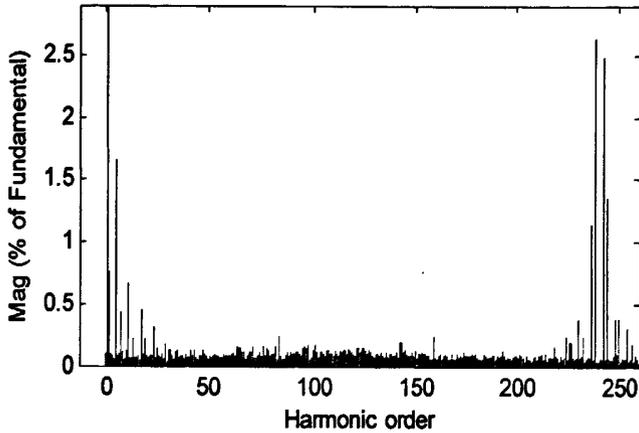


(b)

图 3-9 LCL 滤波器时的补偿效果



(a)
Fundamental (50Hz) = 208.5, THD= 6.01%



(b)

图 3-10 单 L 滤波器时的补偿效果

3.4 本章小结

采用 PWM 方式控制的三相逆变器的输出中含有很多高次谐波，而输出滤波器是把 PWM 脉冲波形变为平滑的输出电流的关键。本章重点介绍了 LCL 型滤波器，深入剖析了它的传递函数，把 LCL 滤波器的波特图理解为几个典型环节按先后顺序共同作用的结果。用数学方法精确的推导出滤波器中各参数变化对总体滤波性能的影响，最后给出了设计方法。

第四章 有源电力滤波器的并联方案

在前几章我们介绍了有源电力滤波器的原理和其中的几个关键技术，在本章我们将重点研究有源电力滤波器的并联方案，并提出一种稳定实用的并联技术。

4.1 几种常见的并联方案

在本文的第一章曾经提到，将多台小容量有源电力滤波器并联在一起联合控制比其它扩大容量的方法更加灵活。当电网中的谐波电流较多时可以让所有 APF 都处于工作状态，而当谐波含量较小时则可以选择关闭一台或数台装置，以避免每台有源电力滤波器的输出电流太小而影响补偿精度。正因为这些优点，近年来很多人提出了各种关于 APF 并联的方法^[57~61]，主要可以归纳为以下几种。

4.1.1 采用不同开关频率的 APF 并联

图 4-1 为采用不同开关频率的 APF 并联的结构示意图。这种方法涉及到两种 APF，一种采用开关频率低但容量较大的开关器件构成主电路，另一种采用通流能力较小但开关频率高的电力电子器件。他们的安装位置如图 4-1 所示，低开关频率的有源电力滤波器放置在离非线性负载较远的地方，主要补偿电网中的低次谐波。高开关频率的有源电力滤波器放置在离负载较远的地方，它检测到的负载电流实际上是已经被第一台 APF 补偿过的，里面包含的主要是高频分量，从而充分利用了高开关频率 APF 的补偿容量。

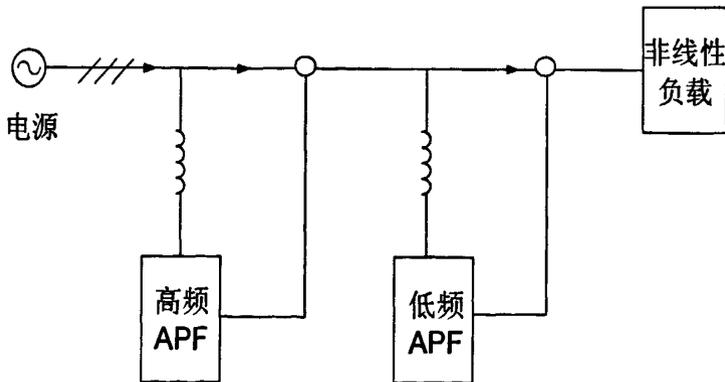


图 4-1 APF 并联不同类型谐波补偿方案

这种方法的优点是充分利用了不同电力电子开关器件的特性，使高频和低频谐波都得到了合理补偿。它的缺点是实际应用中不太灵活，任意一台 APF 发生故障都会引起它所对应频率的谐波大量注入电网。

4.1.2 分次谐波补偿

这种方法把电网中的谐波按频率进行分段，每台有源电力滤波器只补偿固定频段的谐波。它的缺点是一经设计很难扩大容量，每种频段的 APF 必须同时增加。

4.1.3 基于限容策略的有源电力滤波器并联

图 4-2 为采用限容策略的多个 APF 并联示意图。APF1 离负载最近，它检测出了负载发出的谐波电流。假设此时 APF1 检测到的谐波电流大于自身的容量，因为系统内部有容量限制程序所以它最多只能发出等于其容量上限的谐波，而不能超过其最大值，剩余的谐波将由后面的有源电力滤波器继续补偿。如图中所示，APF2 的采样在 APF1 的补偿点之后，所以 APF2 经过运算得到的谐波电流是负载向电网注入的总谐波减去 APF1 补偿的谐波。即

$$i_{L2} = i_{L1} - i_{c1} \quad (4-1)$$

如果 APF3 的容量也不能完全补偿余下的谐波，则后面的有源电力滤波器将继续补偿。由以上分析可见，这种方法实质上是把每一个 APF 右侧的补偿装置和负载看成一个整体，每一个 APF 需要补偿的谐波电流都是它右侧的 APF 补偿剩下的部分。这种并联策略结构简单，不需要改变原来装置的拓扑结构也不需要安装各台 APF 间的互联线，从而取消了并联模块之间的距离的限制，也没有单点故障。而且它可以把不同容量的有源电力滤波器并联在一起。但是采用这种方法，各台 APF 之间缺乏协调性。先投入的 APF 工作时间较长，很可能一直工作在满负荷状态导致器件很快老化，而后投入的 APF 却可能因为谐波电流的波动频繁的投入和切除。

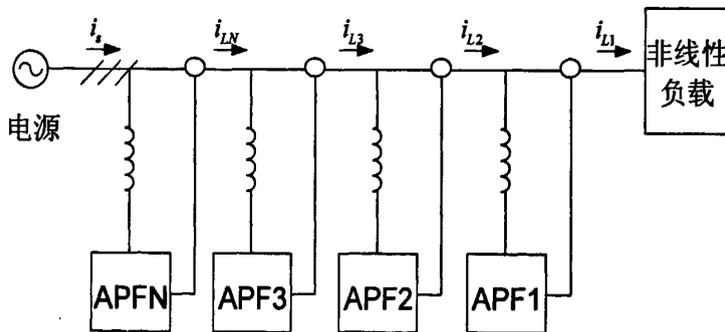


图 4-2 基于限容策略的 APF 并联示意图

4.2 采用多重化与均流相结合的 APF 并联方案

上面提到的方法都有这样那样的缺点。在总结诸多有源电力滤波器并联方案的基础上，本文提出了一种基于均流策略及载波移相多重化发波方式的并联方案，其示意图如图 4-3 所示。

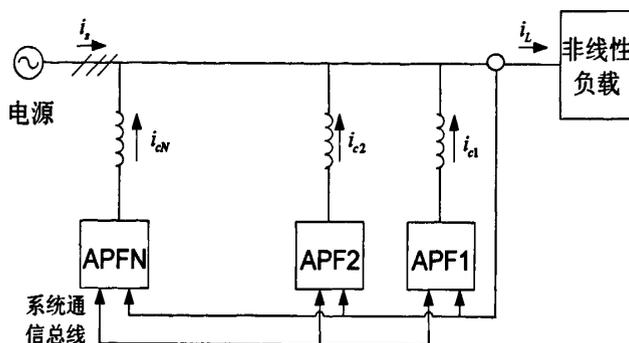


图 4-3 均流策略示意图

图中 APF1 到 APFN 为 N 台并联的有源电力滤波器，它们通过系统通信总线连接，这样其中任何一台有源电力滤波器发生故障都不会影响到系统的通信。 $i_{c1} \sim i_{cN}$ 为 APF 输出电流， i_s 为补偿过后的电源电流， i_L 为负载电流。为使所有的 APF 对负载电流的检测同步因此只使用一套电流互感器，互感器的副边串联在所有 APF 的检测电路中。除电流互感器外，图中每一台 APF 都有完整的检测、发波及保护系统，保证了每台 APF 的工作可以不受其他装置的影响。下面我们将对均流策略作详细的分析。

4.2.1 均流策略分析

负载电流 i_L 由基波电流 i_f 与需要补偿的基波和无功组成，下面统称为 i_h 。

$$i_L = i_f + i_h \quad (4-2)$$

投入有源电力滤波器组，则电源电流表达式为

$$i_s = i_L + \sum_{k=1}^N i_{ck} = i_f + i_h + \sum_{k=1}^N i_{ck} \quad (4-3)$$

上式中 i_{ck} 表示第 k 台有源电力滤波器输出的补偿电流。当有源电力滤波器工作正常且能完全补偿电网中的谐波和无功时有

$$i_h = -\sum_{k=1}^N i_{ck} \quad (4-4)$$

$$i_s = i_f \quad (4-5)$$

当组成 APF 并联系统的各台有源电力滤波器容量不同时，各台装置发出的补偿电流大小应与各自的容量大小成正比。假设第 k 台有源电力滤波器允许发出的最大电流瞬时值为 i_{cmk} ，最大电流有效值为 I_{cmk} ，则它的参考电流应为

$$i_{refk} = -i_h \frac{I_{cmk}}{\sum_{k=1}^N I_{ck}} = -i_h H_k \quad (4-6)$$

其中 H_k 为均流系数。为了降低控制难度并适应多重化的需要，在这里选择容量相等的 APF。因此

$$H_k = \frac{1}{N} \quad (4-7)$$

$$i_{refk} = \frac{-i_h}{N} \quad (4-8)$$

在实际运行时，负载注入电网的谐波可能过大，甚至超过了所有有源电力滤波器的容量之和，这时就需要对 APF 进行限流以免设备损坏。

前面提到有源电力滤波器有两个输出峰值，即最大瞬时值 i_{cm} 和最大有效值 I_{cm} 。其中 i_{cm} 的大小一般是由电力电子器件的额定电流决定的。多数价格昂贵的开关管承受过流的时间只有几微秒，而 I_{cm} 一般是被电感、导线等不那么敏感的部件所限制，能承受过流的时间相对较长，因此在设计有源电力滤波器的过流保护程序时优先考虑最大瞬时值 i_{cm} 。

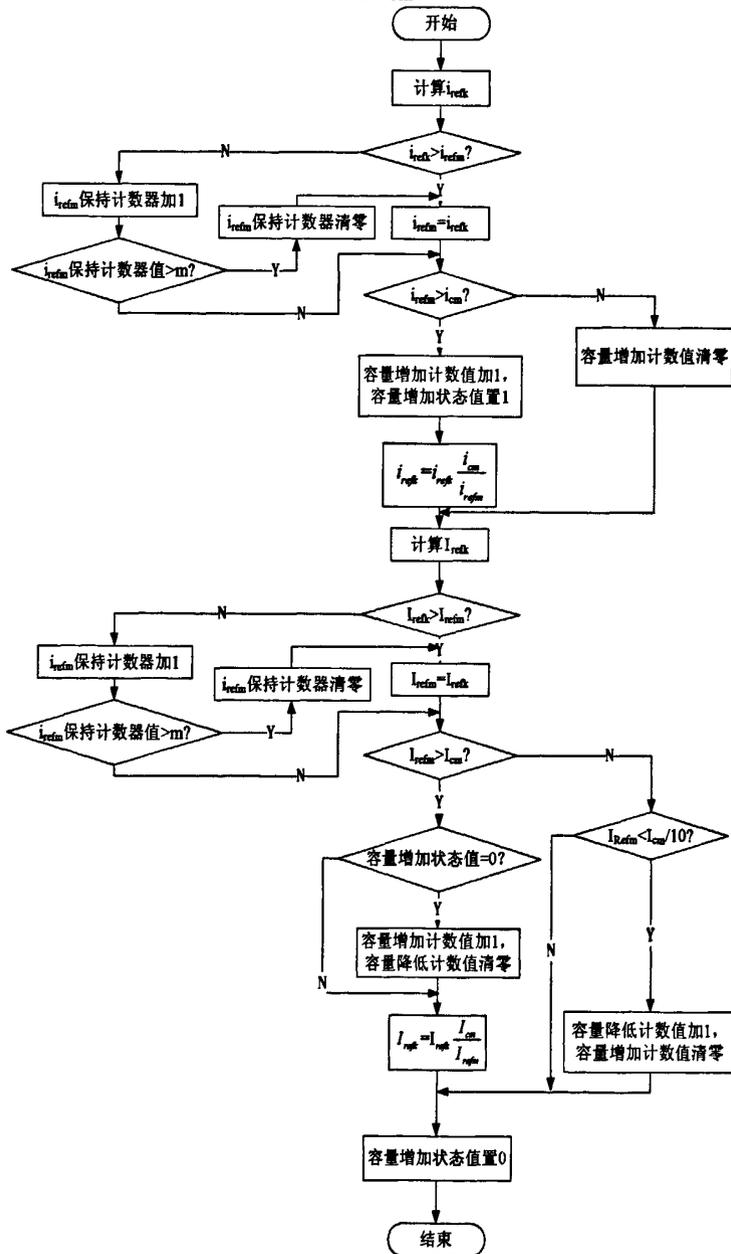


图 4-4 APF 容量控制流程图

过流保护程序的流程图如图 4-4 所示。由式(4-8)得到当前分配给 APF 的指令电流值 i_{refk} 。把这个值与之前得到的指令电流值相比较，并找出其中的最大值 i_{refm} 。如果 $i_{refm} > i_{cm}$ 那么最后的发波指令值就按比例缩小，即

$$i_{refk} = i_{refk} \frac{i_{cm}}{i_{refm}} \quad (4-9)$$

如果 $i_{refm} < i_{cm}$ 则 i_{refk} 不变。如果连续一段时间内， i_{refm} 均小于 i_{cm} 则系统认为当前电网谐波已经减小，将重新确定 i_{refm} 。

下面计算当前的有效值 I_{refk} 。假设一个工频周期采样 M 个点，在程序里建立一个成员数为 M 的数组，每个采样周期数组装入新的采样点，并抛弃最前面的一个成员值然后根据数组内的 M 个值计算 I_{refk} 。同上面内容相似，把 I_{refk} 与之前得到的有效值相比较并找出其中的最大值 I_{refm} 。如果 $I_{refm} > I_{cm}$ 则发波指令按比例缩小

$$I_{refk} = I_{refk} \frac{I_{cm}}{I_{refm}} \quad (4-10)$$

如果 $I_{refm} < I_{cm}$ 则 I_{refk} 不变。如果连续一段时间内， I_{refm} 均小于 I_{cm} 则系统认为当前电网谐波已经减小，将重新确定 I_{refm} 。

值得注意的是，在实际运行中如果有源电力滤波器的输出电流远远低于其额定容量，那么它发出的电流将会有较大误差。为了避免这种情况出现，程序可以设计当 $I_{refm} < 0.1 \times I_{cm}$ 时，如果当前有两台及两台以上的有源电力滤波器正在运行，则系统自动关闭编号最后的机器。如果运行时出现条件 $i_{refm} > i_{cm}$ 或 $I_{refm} > I_{cm}$ 而当前又有闲置机器，则系统自动投切一台 APF 进入电网。上图中的容量降低计数值在其它程序里清零。

4.2.2 系统主机的生成及故障处理

在上述并联控制方案中，均流系数传递、有源电力滤波器投切等很多功能都是由主机控制的，主机发生故障可能导致整个系统的崩溃。为了消除单点故障提高系统的可靠性，我们采用主机竞争与从机编号相结合的模式，下文将详细描述其实现方法。

(1) 系统开机时的主机竞争

在一个并联系统中，各台有源电力滤波器是依次上电的。第一台上电并完成初始化的 APF 将成为主机并向通讯总线发送系统报文。其它机器接到报文则确定自己为从机，并向主机发送自己此时的定时器数值在系统中的排序后。以后每个定时常数时间内主机均向各从机发送同步系数、均流系数等，从机则回复主机以确保自己没有发生故障。

(2) 主机故障时新主机的确定

由于主机每个定时周期必须向从机发生信息，所以当从机连续几个周期没

有收到主机信息时则证明主机已产生故障。此时由系统中编号最靠前的从机担任主机。各台 APF 上电时间的随机性保证了主机选择的随机性。

(3) 从机故障时其它从机的排序

由于系统中的各台有源电力滤波器需要一起组成多重化电路，因此各从机必须根据自己的启动时间排序。当主机检测到某台从机连续几个周期没有回复信息时则判定为此从机故障。主机将为从机重新排序。

4.2.3 两种多重化拓扑的比较

前面已经分析了有源电力滤波器并联的均流策略、主从机竞争机制以及过流保护策略，这些方案已经可以实现有源电力滤波器的并联。为了进一步改善并联后的补偿效果，设计时在控制系统里增加多重化策略，它可以有效提高等效开关频率，减少 APF 输出电流中的无用谐波含量。

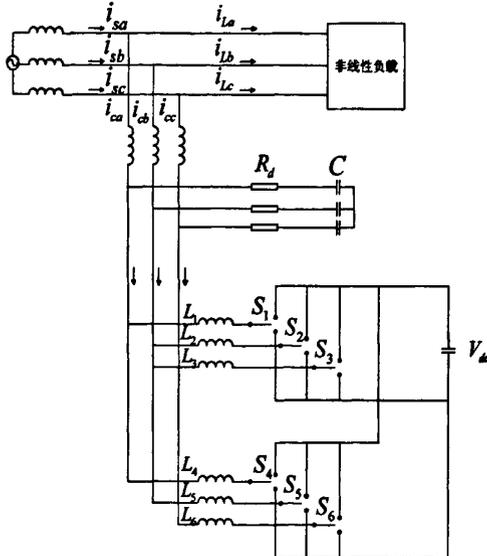


图 4-5 共直流侧多重化电路结构示意图

传统多重化结构的电路图如图 4-5 所示，它的直流侧母线是共用的，由此带来了许多 p、q 问题，下面我们将对此进行分析。

图 4-6 为有源电力滤波器的单桥臂等效电路图。图中 e 为电网电压， L 为进线电感， i_c 为 APF 输出电流， U 为逆变器输出端相当于电网电压中线 O 点的电压。则

$$U = U_{DN} + U_{NO} \quad (4-11)$$

设 S 为开关系数。当有源电力滤波器上桥臂导通时 $S=1$ ，下桥臂导通时 $S=0$ 则

$$U = SU_c + U_{NO} \quad (4-12)$$

其中 U_c 为直流侧电容电压。 U_{NO} 为电容 C 负极相对于 O 点的电压。

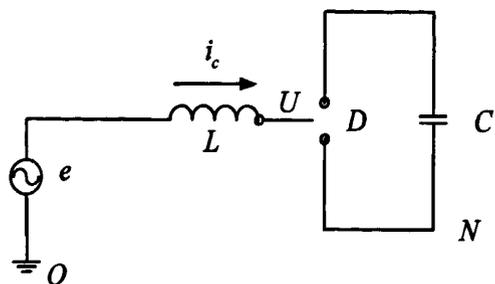


图 4-6 有源电力滤波器单桥臂等效电路图

以二重化为例，这个系统的方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca1}}{dt} = e_a - (S_1 U_C + U_{NO}) \\ L \frac{di_{cb1}}{dt} = e_b - (S_2 U_C + U_{NO}) \\ L \frac{di_{cc1}}{dt} = e_c - (S_3 U_C + U_{NO}) \end{cases} \quad (4-13)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca2}}{dt} = e_a - (S_4 U_C + U'_{NO}) \\ L \frac{di_{cb2}}{dt} = e_b - (S_5 U_C + U'_{NO}) \\ L \frac{di_{cc2}}{dt} = e_c - (S_6 U_C + U'_{NO}) \end{cases} \quad (4-14)$$

上式中， i_{ca1} 、 i_{cb1} 、 i_{cc1} 为逆变器 1 的 a、b、c 三相输出电流。 i_{ca2} 、 i_{cb2} 、 i_{cc2} 为逆变器 2 的三相输出电流。 S_1 、 S_2 、 S_3 为逆变器 1 三相桥臂的开关系数， S_4 、 S_5 、 S_6 为逆变器 2 三相桥臂的开关系数。 U_{NO} 为逆变器 1 的电容负极相对于中性点 O 的电压， U'_{NO} 为逆变器 2 的电容负极相对于中性点 O 的电压。

在图 4-5 所示的拓扑结构中，因为两台逆变器的电流路径实际上都是从同一个电容发出的，由基尔霍夫电流定律得

$$i_{ca1} + i_{cb1} + i_{cc1} + i_{ca2} + i_{cb2} + i_{cc2} = 0 \quad (4-15)$$

假设三相电源电压对称

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (4-16)$$

上图中两台逆变器共用直流侧电容，因此

$$U_{NO} = U'_{NO} \quad (4-17)$$

把式 (4-15)、(4-16)、(4-17) 带入式 (4-13)、(4-14) 得

$$U_{NO} = \frac{-U_C}{6} \sum_{n=1}^6 S_n \quad (4-18)$$

逆变器 k 桥臂的输出电压为

$$U_k = U_C \left(S_k - \frac{1}{6} \sum_{n=1}^6 S_n \right) \quad (4-19)$$

由此可以推出由 m 个逆变器组成的 m 重化结构，其 k 桥臂输出电压如下

$$U_k = U_c(S_k - \frac{1}{3m} \sum_{n=1}^{3m} S_n) \quad (4-20)$$

(2) 采用独立直流侧电容的多重化方案

仍以上面的两重化电路为例，因为直流侧相互独立，所以可得

$$i_{ca1} + i_{cb1} + i_{cc1} = 0 \quad (4-21)$$

$$i_{ca2} + i_{cb2} + i_{cc2} = 0 \quad (4-22)$$

上式结合式 (4-13)、(4-14) 得

$$U_{NO} = -\frac{U_c}{3}(S_1 + S_2 + S_3) \quad (4-23)$$

$$U'_{NO} = -\frac{U_c}{3}(S_4 + S_5 + S_6) \quad (4-24)$$

把上式带入式 (4-12) 得，当 $k=1、2、3$ 时

$$U_k = U_c(S_k - \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 S_n) \quad (4-25)$$

当 $k=4、5、6$ 时

$$U_k = U_c(S_k - \frac{1}{3} \sum_{n=4}^6 S_n) \quad (4-26)$$

由上面对分析可以看出，当多重化电路的直流侧分开时各桥臂的输出电压与单个逆变器工作时相同。如果这些电路共用直流侧，则各桥臂的输出电压不仅由自己的开关状态决定，还跟其它所有桥臂的状态有关。当采用 m 重化的有源电力滤波器时桥臂有 $2^{3m} - 1$ 种电平，控制起来极为困难。

图 4-7 为两种多重化结构的电平比较图。图中 U_{carry1} 、 U_{carry2} 为两台有源电力滤波器的载波，相差 180 度。 i_a 、 i_b 、 i_c 为当前时刻的调整波。 d_{a1} 、 d_{a2} 分别为两台机器的 a 相 PWM 波形。 U_{a1} 、 U_{a2} 为直流侧电容分开时两台机器的 a 相输出端电压。 U_{ad1} 、 U_{ad2} 为共用直流侧电容时两台机器的 a 相输出端电压。从图中可以明显的看出，采用共用直流侧电容的方案时桥臂输出电压的电平较为复杂且在 a 相处于最大调制时出现了负电压。这会造成输出滤波电感两端的压差过大，从而增加了开关纹波电流的大小。而直流侧电容分开时，桥臂输出端的电压完全跟单台有源电力滤波器运行时相同，不仅减小了开关纹波电流，而且当负载谐波含量变化导致 APF 投切时，系统的控制策略和电感等参数选择均不会受到影响。

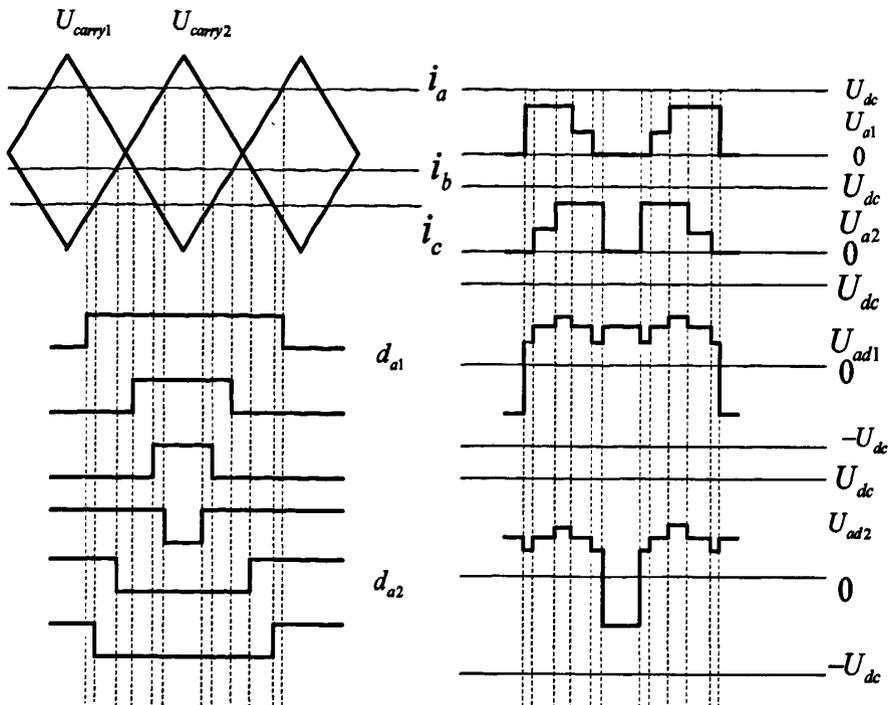


图 4-7 两种二重化电路的桥臂输出电平比较

此外由于采用了载波移相策略，并联系统中的各台有源电力滤波器桥臂开通的时间各不相同。以两重化为例，由图 4-7 可以看出，在一个开关周期中会出现 APF1 的 a 相上桥臂导通，APF2 的 a 相下桥臂导通的情况，这时电容 C、APF1 的 a 相上桥臂、APF2 的 a 相下桥臂与电感 L_1 、 L_4 就会形成环流通路。经过分析得，在并联系统共用直流侧电容的电路会形成零序谐波通路，如果直流侧电容分开，则环流中将不含零序电流，环流大大降低。

4.3 并联运行特性的仿真分析

为验证前文所述策略的正确性本文使用 MATLAB 仿真软件进行了仿真，仿真时间为 0.2s，样机的开关频率为 12K。

0~0.07s 负载电流为 200A，APF1 开机工作。

0.07s~0.2s 负载电流突增为 430A。此时并联系统监测到电网中的谐波含量已经超过 APF1 的补偿极限，APF2 投入运行。通过图 4-9 和图 4-10 的对比可以看出，由于采用了多重化策略，并联系统的等效开关频率提高为 24K。

0.14s 时模拟 APF2 出现故障而停机，此时谐波电流超过了 APF1 的补偿容量，但由于限流程序的影响故 APF1 并没有补偿全部的谐波电流。图 4-9 和图 4-10 中 0.14s~0.2s 即为补偿不完全的电网电流。

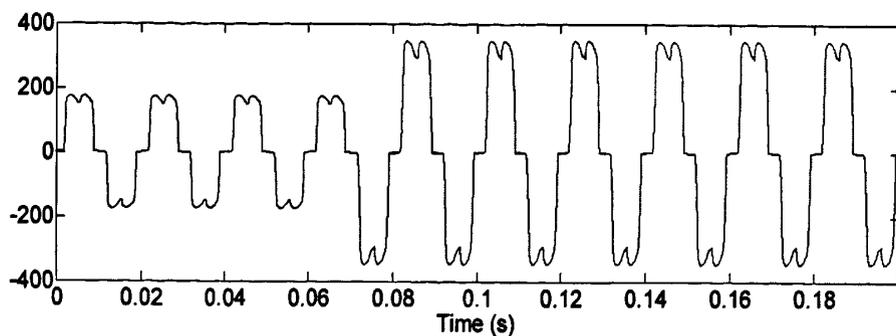
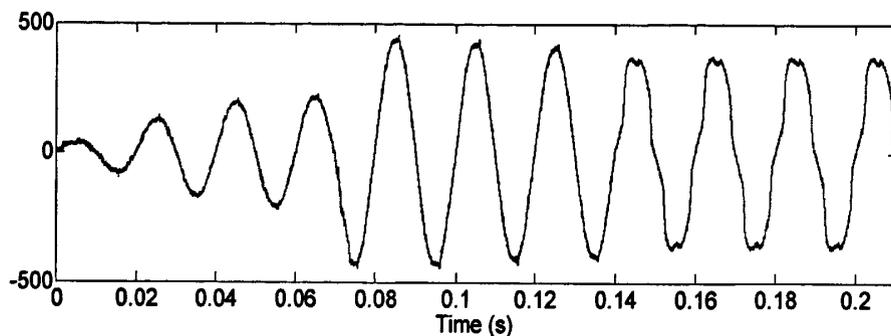


图 4-8 负载电流波形



Fundamental (50Hz) = 202.5, THD= 4.15%

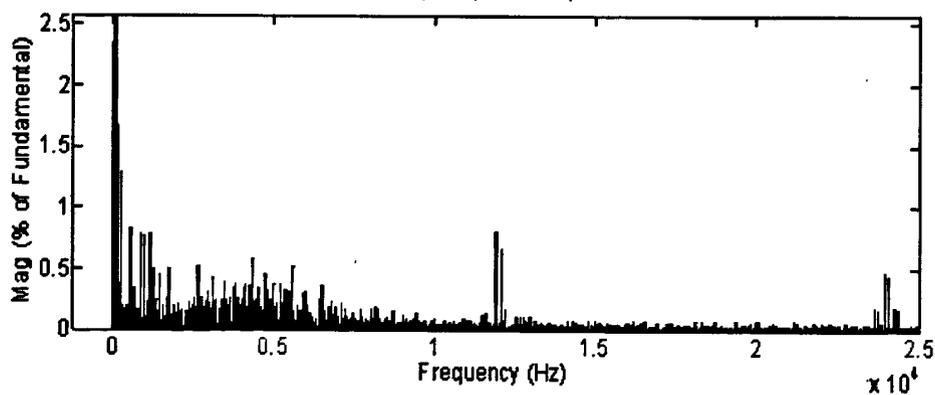
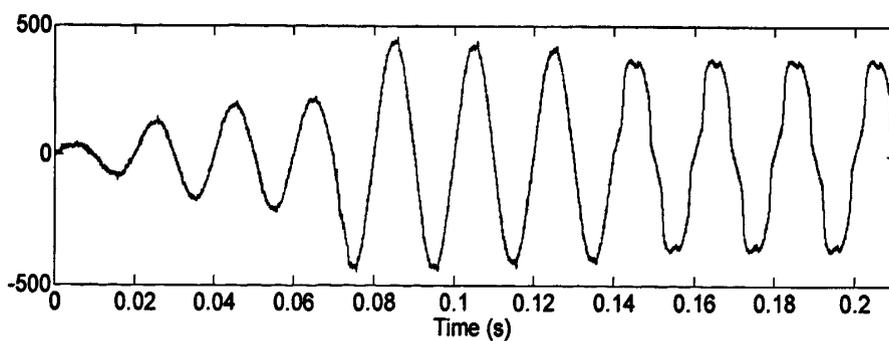


图 4-9 单台 APF 补偿时电网电流的 FFT 分析



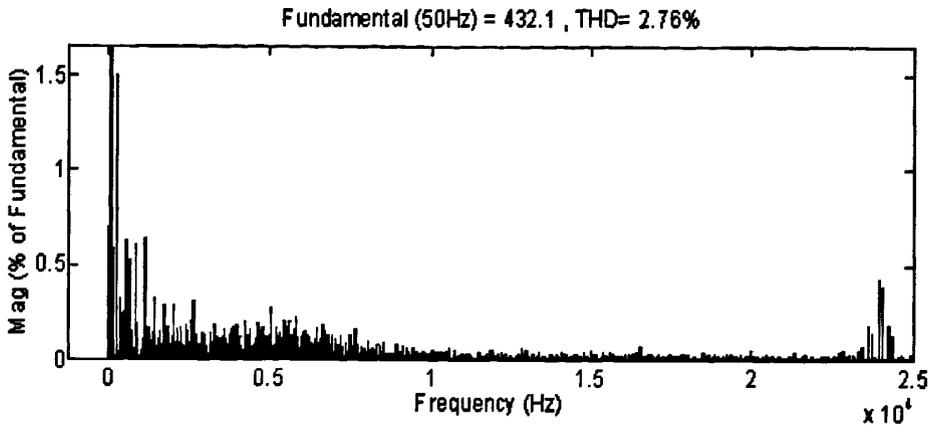


图 4-10 采用两重化策略时电网电流的 FFT 分析

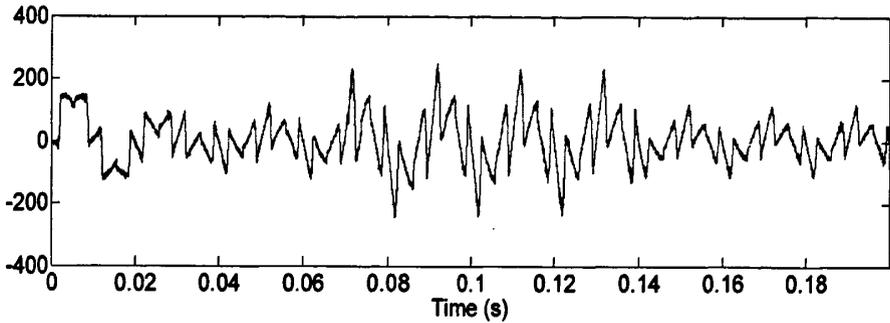


图 4-11 并联系统的输出电流

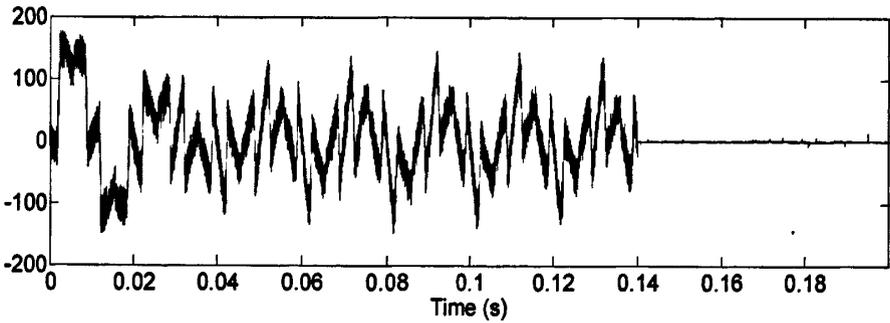


图 4-12 APF1 输出电流

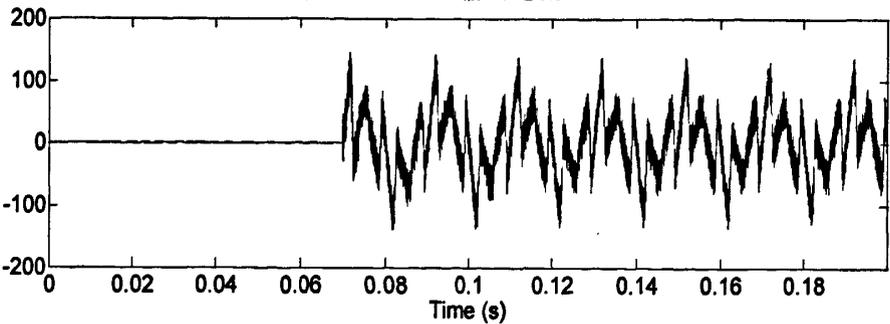


图 4-13 APF2 输出电流

4.5 本章小结

本章列举了几种常用的并联方案并对比了它们各自的优缺点，提出了一种

新的 APF 并联控制方法。与传统方案相比它具有以下优点：

(1) 系统采用 485 总线方式连接，任何一台机器故障均不会影响其它机器之间的通讯。

(2) 系统的主机是各台机器上电时根据软启动时间竞争得出，任何一台机器都可以竞争成为主机。主机与从机的构造完全一样方便大规模生产，并且消除了一旦主机故障则整个系统瘫痪的弊端。

(3) 采用有效值和瞬时值相结合的比例限流策略，保证在有源电力滤波器的输出电流不会超过自身容量的前提下又不会因为截断限流而向电网注入新的谐波。

(4) 系统中引入多重化技术，控制时将载波周期错开一定的角度。MATLAB 仿真验证了这种方法可以有效提高系统的等效开关频率，且并联的 APF 数目越多效果越好。

第五章 样机设计

5.1 主电路设计及参数选取

图 5-1 为本文设计的有源电力滤波器的拓扑结构。图中 U_s 为电网电压, i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 为电网侧电流, i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 为负载侧电流, i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为有源电力滤波器输出电流。图中的开关器件采用的是 IGBT, 直流侧采用大容量电解电容。

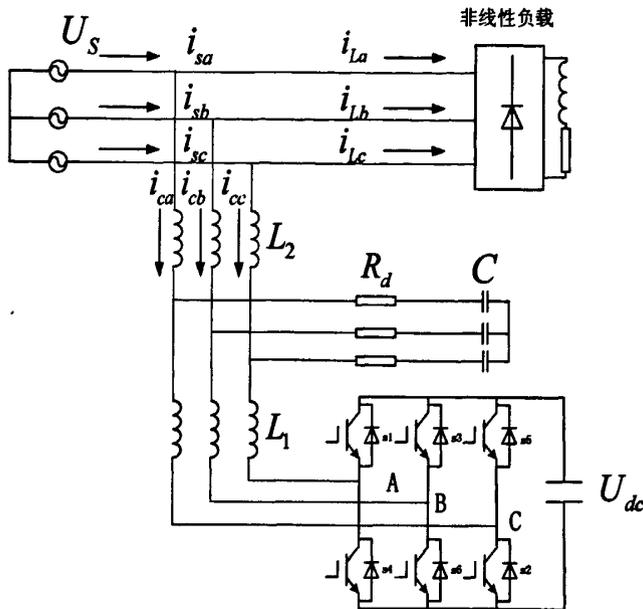


图 5-1 有源电力滤波器的主电路拓扑

在有源电力滤波器组正常启动的时候, 先是断路器合闸。为防止直流侧电容初始充电速度过快, 采用软启动方式。开始时有源电力滤波器通过限流电阻进行三相充电, 当充电电压达到预定值时限流电阻切除, 这时控制电路控制其中一只 IGBT 进行 boost 升压, 当电压达到给定的指令值时如没有收到主机声明则确定为主机, 向其它机器发送报文和轮询。当主机确定后即向各从机发送均流系数, 从机根据检测到的负载侧电流分离出其中的谐波电流并控制开关管进行补偿。

5.1.1 样机的主要功能组成

本文设计的样机主要由以下几部分组成:

- (1) 电流传感器: 采样电网侧电流、负载侧电流和有源电力滤波器输出电流, 其二次侧串联接入各台有源电力滤波器控制板的电流采样调理电路中。
- (2) 直流侧电容: 有源电力滤波器的储能元件。
- (3) 三相逆变桥: 主要由 IGBT 模块构成, 用于把直流侧储存的能力逆变成跟踪指令电流的补偿电流。

(4) 输出滤波器：消除逆变器输出脉冲中的高次谐波，使其由阶梯形的 PWM 脉宽变为光滑的补偿电流

(5) 预充电及放电电路：预充电电路是为了减缓有源电力滤波器启动时直流侧电容的充电速度，防止充电电流过大。放电电路是为了在有源电力滤波器故障或停机时直流侧电容中储存能量的释放。

(6) 冷却系统：包括散热器和风扇，降低运行中 IGBT 的温度使之可以正常运行。

(7) 电源：利用变压器和整流推挽电路把电网电压变为与控制板和驱动电路相匹配的电压。

(8) 主控制板：实现采样信号调理、数模信号转换、通信、保护、I/O 电路、谐波和指令电流计算、PWM 控制信号生成等功能。

(9) 驱动电路：把控制板发出的 PWM 信号放大以达到驱动 IGBT 的要求。同时驱动电路还提供 IGBT 过流保护功能。

5.1.2 主电路容量计算及 IGBT 选择

样机容量的计算公式为

$$S = 3 \times E \times i_c \quad (5-1)$$

上式中 E 为电网相电压有效值， i_c 为有源电力滤波器的额定输出电流。本文选择的样机最大补偿电流为 50A，因此样机容量 S 为 33kVA。

合适的开关频率对有源电力滤波器的性能起着至关重要的作用，开关频率越低输出电流的纹波越大，能补充的电流次数越低。如果开关频率次谐波的频率和有源电力滤波器需要补偿的谐波频率很接近还会增加 LCL 滤波器设计的难度，影响输出滤波器对开关频率次谐波的滤除效果。但开关频率选的过大会对控制芯片的运算速度提出很高的要求，也会增加电力电子开关器件和控制芯片的选取难度，提高成本。本文设计的有源电力滤波器要求最高能补偿 25 次谐波。根据香农采样定理，采样频率最低要达到信号频率的 2 倍才能完整保留原信号的信息，实际应用中一般选择采样频率最低为所采信号频率的 4 倍，也即开关频率最低为 5K。综合考虑控制芯片的计算速度和输出电流纹波等条件，本设计中选择电力电子器件的开关频率为 12K。

目前逆变电路中使用的全控型器件主要有 MOSFET、IGBT、GTO，近年来 IGCT 也开始推广。三者中 MOSFET 开关频率最高，但通流能力较弱通态压降和通态电阻都较大，且耐压低，一般应用于小功率场合。GTO 是双极型电流驱动器件，由于具有电导调制效应所以其通流能力很强，但是它的关断时间较长，开关损耗大，开关频率低，不适用于补偿高频谐波。IGBT 综合了以上二者的优点，因而具有良好的特性。自其 1986 年投入市场以来就迅速代替了原来的 GTR 和一部分 MOSFET 市场，成为中小功率电力电子设备的主导器件。IGCT

是 20 世纪 90 年代才出现的新型电力电子器件。它结合了 IGBT 与 GTO 的优点，容量与 GTO 相当，但开关速度比 GTO 快 10 倍不过其所需要的驱动电路功率仍然很大且价格比较昂贵。

综合考虑，我们选择 IGBT 作为主电路的开关器件，型号为三菱公司的 CM200DY-24NF。这是一款额定电压 1200V，额定电流 200A 的 IGBT 模块，每个模块由 2 个 IGBT 组成，可以直接构成三相逆变桥的一个桥臂。它的开通延时 $t_d(\text{on})$ 为 500ns，电流上升时间 t_r 为 150ns，关断延时 $t_d(\text{off})$ 为 600ns，电流下降时间 t_f 为 350ns，完全可以满足样机的要求。

由于逆变器的支路中有电感，为防止 IGBT 关断电压过大损坏开关管须在 IGBT 的两端设计缓冲电路，本文采用的是常用的 RCD 缓冲电路，由电阻、电容、二极管组成。

5.1.3 直流侧电容电压的确定

由第三章的分析可以看出，直流侧电压的大小不仅影响输出滤波器电感值的选取，还关系到输出电流的跟踪效果。直流侧电压过低，则有源电力滤波器的输出电流不能达到很高的变化率，补偿谐波，尤其是高次谐波的能量降低。直流侧电压过高会增加输出电流中的纹波含量，输出滤波器的电感值和 IGBT 的额定电压值也必须增加，提高了装置的成本。

根据有源电力滤波器采用的调制方式不同，对直流侧电压的利用率也是不同的。本文采用的是 SPWM 调制方式，逆变器输出端的最大电压 $u_{o,\text{max}}$ 为直流侧电压的一半，而要保证并网成功， $u_{o,\text{max}}$ 必须大于电网电压的峰值 311V，所以直流侧电压应大于等于 622V。考虑到跟踪电流的补偿效果选择直流侧电压 $U_d=780\text{V}$ 。

5.1.4 直流侧电容容量的选择

直流侧电容是有源电力滤波器的储能装置，正常运行时 APF 向电网输出补偿电流会消耗直流侧的能量而引起直流侧电压的下降。直流侧电压的波动会严重影响系统的滤波效果甚至造成控制失灵而报警。本文假设在有源电力滤波器满容量输出的情况下，每个开关周期直流侧电压最大波动 1% 即 7.8V。设直流侧电容容量为 C，开关周期前后的电容电压分别为 U_{dc1} 、 U_{dc2} ，电容上存储的能量为

$$W_1 = \frac{1}{2}CU_{d1}^2 \quad (5-2)$$

$$W_2 = \frac{1}{2}CU_{d2}^2 \quad (5-3)$$

考虑极限情况，有源电力滤波器的三相都以最大容量向外输送能量，则在

图 5-2 为以 DSP+FPGA 为核心的主控板结构框图，主要完成以下功能：

(1) 把采样过来的电压电流信号经过调理电路和 A/D 转换电路变成数字量送给 FPGA 分析。

(2) FPGA 计算出需要输出指令值并把其调制成 PWM 脉宽信号送给驱动电路。

(3) 用运放搭建硬件保护电路。一旦检测量超过比较值则向 DSP 和 FPGA 发送中断请求。

(4) 由 DSP 处理 I/O 信号，输入信号由光耦进行隔离，输出信号经 M63800FP 芯片放大来控制继电器。

(5) 由 MAX3391 和 MAX3082 组成 485 通讯传输电路。

下面我们将具体分析各种电路的结构。

5.2.2 电源电路

1、DSP 电源设计

本文采用飞思卡尔公司的 MC56F8356DSP 作为控制芯片，其主要具有以下特点：

- (1) 高效 16 位内核，采用双哈佛架构
- (2) 在 60M 的核心频率下，其指令处理速度可以达到 60MIPS
- (3) 哈佛指令结构允许三条指令同时访问程序和数据存储器
- (4) 拥有高性价比的 Flash 解决方案，DSP 内部集成了 256KB 的程序 Flash，4KB 的程序 RAM，8KB 的数据 Flash，8KB 的数据 Flash，16KB 的数据 RAM，16KB 的引导 Flash。
- (5) 拥有 4 个 12 位精度的模数转换器，支持 4 路引脚同时转换。且通过定时器 C，A/D 转换和 PWM 发波可以同步开启。

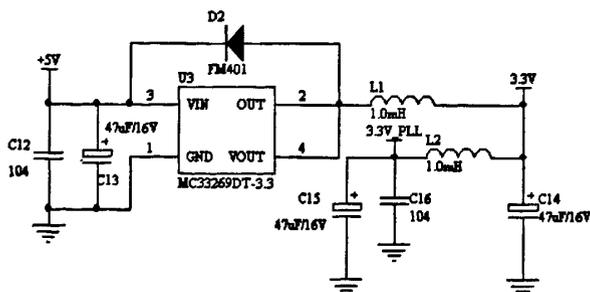


图 5-5 DSP8356 供电电源

图 5-5 所示为 DSP8356 的供电电源，由电源芯片 MC33269 把 5V 变为 3.3V，通过电感隔离分别给 DSP 芯片和 PLL 口供电。

2、FPGA 及 AD7606 电源设计

本文选用的 FPGA 型号为 altera 公司的 EP3C10。该芯片包含 144 个引脚，

需要 3.3V、2.5V、1.2V 三种电平供电。AD7606 是 AD 公司生产的专业采样芯片，具有 16 位采样精度 8 路采样通道且支持正负电压采样，它需要 5V 和 3.3V 两种电源。它们采用 tps75003 作为供电电源，其电路图如图 5-6 所示。

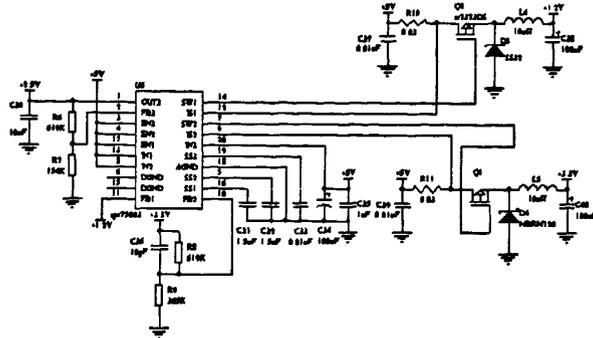


图 5-6 FPGA 和 AD7606 电源电路

5.2.3 采样电路

5.2.3.1 电网电压采样电路

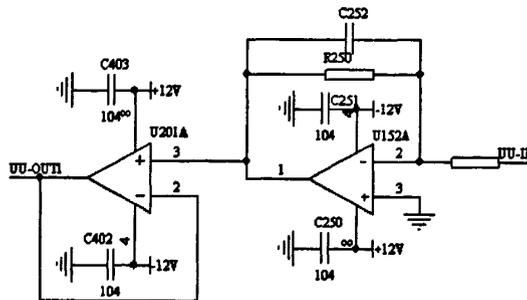


图 5-7 电网电压采样调理电路

上图所示为电网电压的采样调理电路。图中的 UU-IN 并不能直接连接到电网上。为实现主电路与控制电路的电气隔离，应先用电流互感器把电网中的强电变为弱电，得到的低电压连接到引脚 UU-IN 上。图中电路主要由两个运算放大器及其外围电路构成。第一个放大器构成了一个反向比例电路，起分压和滤波作用。第二个放大器构成电压跟随器，它具有高输入阻抗低输出阻抗的特点，使后续的采样变得更加准确。

5.2.3.2 直流侧电压采样电路

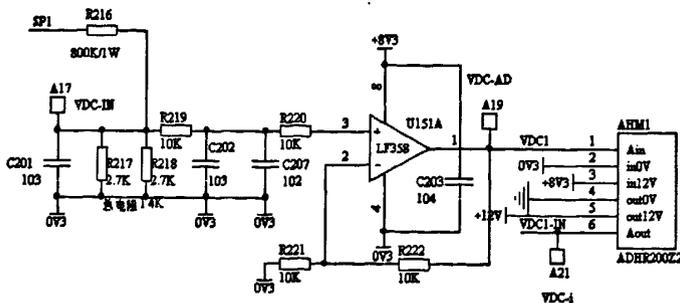


图 5-8 直流侧电压采样电路

因为直流侧电压相对较高，为保护控制电路本文使用光耦和放大器进行隔离。上图中的 SP1 为直流侧电压输入端，经过电阻分压和电容滤波最终通过运放把电压信号输入 ADHR200Z2。ADHR200Z2 是一块由光耦和运放组成的具有隔离功能的采样板。

5.2.3.3 电流采样电路

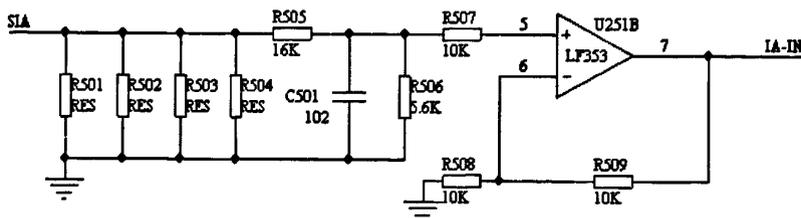


图 5-9 电流采样调理电路

样机使用电流互感器完成电流采样，图中 R501~R504 为串联在电流互感器二次侧的取样电阻，负责把电流信号转化为电压信号。R505 与 R506、C501 组成分压滤波电路，调整它们之间的比例可以把 IA-IN 控制在 -3.3V 到 +3.3V 之间，并能滤除采样电流中的高频信号。

5.2.4 保护电路

为保护有源电力滤波器的正常运行避免出现故障对机器造成损害，本文设计了直流侧过压保护电路、输出电流过流保护电路和 IGBT 过流保护电路，其电路如下图所示。最终所有的保护电路输出提供逻辑电路进行组合送给 DSP 和 FPGA。

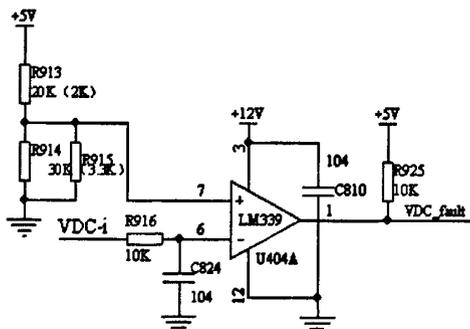


图 5-10 直流侧电压保护电路

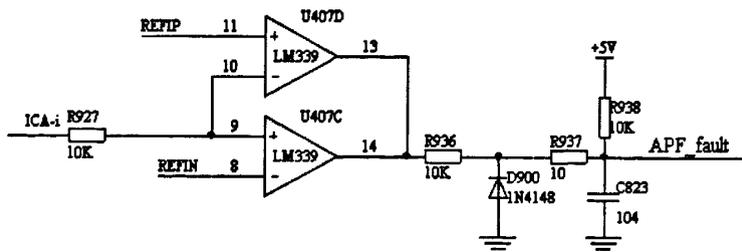


图 5-11 输出电流过流保护电路

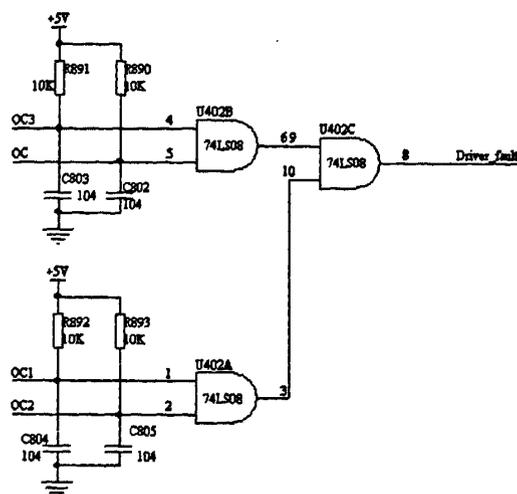


图 5-12 IGBT 过流保护电路

5.2.5 通信电路

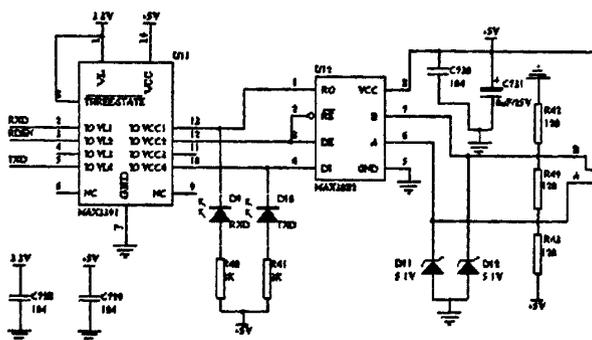


图 5-13 485 通信电路

图中 MAX3391 是一种电平转换器件，利用它可以把 DSP 输出的 3.3V 电平信号转换成 5V 电平信号。MAX3082 是 485 接口电路，它的作用是完成 485 电平和 TTL 电平之间的转换。

5.2.6 I/O 电路

1、输入电路设计

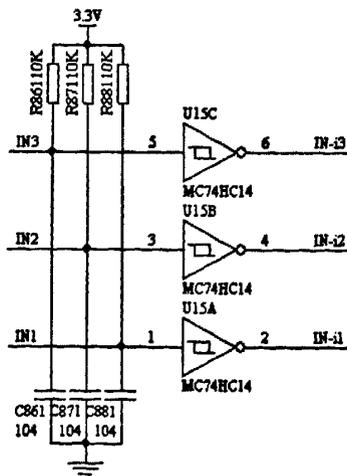


图 5-14 DSP 输入电路接口

上图所示为连接 DSP 的输入电路接口。R861 与 C861 组成上拉电路，当输入信号 IN3 悬空时，为防止 DSP 收到干扰而误动作，使用上拉电路将其电平提高为 3.3V。MC74HC14 为 6 反相施密特触发器。使用它可以滤除输入信号中的部分干扰，使输出电平平整。

5.2.7 驱动电路

IGBT 所具有大的导通电流和较高的开关频率的特性对其驱动电路设计提出了很高的要求，采用合理的驱动模块不仅能降低 IGBT 的开关损耗提高其工作性能，还能有效的保护 IGBT 不受到损坏。本文使用的是三菱公司生产的 M57962AL 系列 IGBT 驱动模块，最大可以驱动 1200V，400A 的 IGBT。它的输入信号是 TTL 逻辑电平，范围为 -1~7V，输出驱动电平为 -9~+14V，最大输出电流为 -5~+5A。此模块带有过流检测电路，它的原理是检测 IGBT 的 CE 两端电压，一旦发现驱动模块输出高电平且 CE 两端电压值超过给定值则判定为 IGBT 过流。驱动模块会立即关断 IGBT 并发出过流信号等待处理。

5.3 系统软件设计

5.3.1 主程序

主程序流程图如图 5-15 所示。开机时系统进入初始化阶段对 DSP 控制寄存器及系统变量进行设置，初始化完毕进入软启动状态使直流侧电压缓慢升到预定的 780V 随后程序进入主循环。本样机在主循环中主要运行一些对时效性要求不高的程序，如通信处理、采样数据的有效值计算、I/O 处理和故障处理。

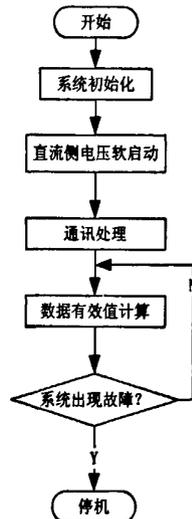


图 5-15 主程序流程图

5.3.2 直流侧电压软启动

有源电力滤波器运行前须首先建立直流侧电压使其达到正常的发波电压

值。常规的直流侧充电方法一般是直接利用 IGBT 自带的反并联二极管构成三相整流电路，但这种方法有两个问题：一是有源电力滤波器的输出电感感抗很小而直流侧储能电容的初始电压为零，极易造成系统过流。二是当电网相电压有效值为 220V 时，三相整流电路的直流侧峰值只能达到 539V，远远低于逆变器工作所需要的 780V。为解决直流侧升压初始阶段电流过大的问题，文中设计了三路限流电阻并用接触器旁路在输出滤波器的电感 L1 上。整个软启动过程分为三个阶段：

1、电网电压通过三相限流电阻对直流侧进行整流充电。

2、当直流侧电容电压达到 480V 时，延时 5 秒后切除限流电阻。电网电压通过有源电力滤波器的输出电感直接整流。

3、将第二步的三相整流状态延时 5 秒进入 BOOST 升压阶段，对三相桥臂的某一个 IGBT 进行斩波控制，其它 IGBT 全部闭合。当直流侧电压上升到 780V 时停止斩波进入下一阶段。

下面是 boost 升压原理图及直流侧电压软启动流程图。

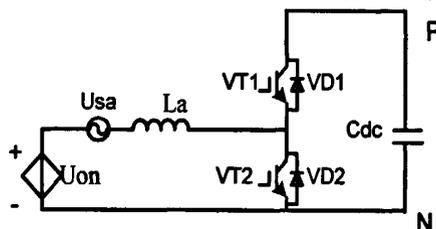


图 5-16 boost 升压原理图

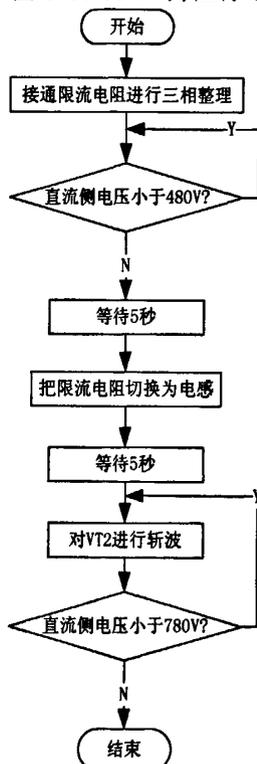


图 5-17 直流侧电压软启动流程图

5.3.3 三相锁相环

设三相电网电压为 e_a 、 e_b 、 e_c ，将其归一化得

$$\bar{e}_{a,b,c} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta' \\ \sin(\theta' - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta' + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5-6)$$

式中 θ' 为三相电网电压的 a 相实际相角

将 $\bar{e}_{a,b,c}$ 变换到两相静止坐标系，再变换到 d、q 坐标系得到

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = C_{dq} C_{\alpha\beta} \bar{e}_{a,b,c} \quad (5-7)$$

上式中

$$C_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

$$C_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (5-9)$$

式 (5-8) 中 θ 为此时程序中的相角。由式 (5-7) 可得

$$e_q = \sin(\theta' - \theta) \quad (5-10)$$

因 $\sin(\theta' - \theta)$ 的正负与 $\theta' - \theta$ 一致且当锁相成功后 $\theta' - \theta$ 接近于零， $e_q \approx \sin(\theta' - \theta)$ 。所以在程序中可以把 e_q 值直接作为 $\theta' - \theta$ 的误差送进 PI 调节器，当为零时则锁相成功。

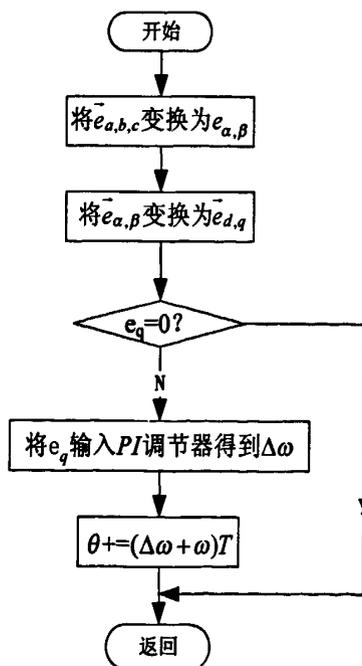


图 5-18 三相锁相环工作流程图

5.3.4 A/D 采样

图 5-19 是 A/D 中断子程序流程图。该中断使用定时器 1 触发，保证了每次采样的间隔时间完全相等。此外在该中断子程序中还调用了 PWM 发波程序，从而保证了采样与发波频率的同步。程序中的校零环节是为了滤除采样通道中的直流分量。

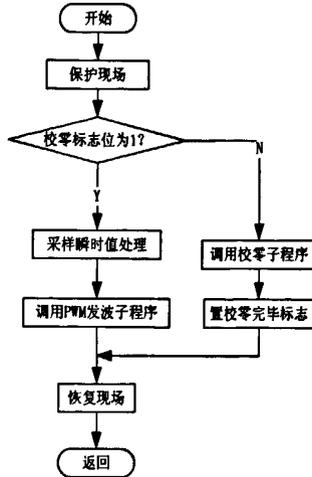


图 5-19 A/D 中断子程序流程图

5.3.5 谐波电流计算

谐波电流计算是有源电力滤波器的核心，这段程序放在 PWM 发波函数中，由 A/D 采样中断调用，保证了每个载波周期计算一次。在用瞬时无功功率理论计算谐波电流的过程中需要用到 A 相电网电压当前相位的正弦值和余弦值，为提高计算速度节省资源，本样机在编程时建立了一个 240 个点的正弦表。图 5-20 即为谐波电流计算流程图。

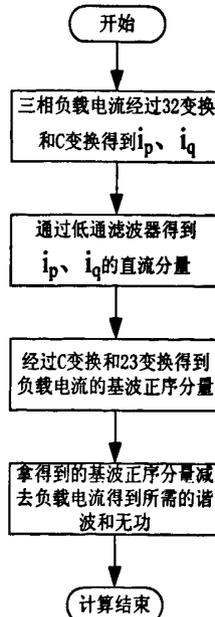


图 5-20 谐波电流计算程序

5.3.6 主从机通信系统设计

当系统的各模块完成串行通讯的硬件构建后还必须制定一套严格的协议才能保证通讯的正常进行。下面我们将介绍系统工作的流程和通信方式。

本系统采用 485 总线通信方式,然后时刻总线上只能有一台机器发送信息。所有的通信权限均由主机控制,从机必须被主机询问才允许发送信息。主机发送的信息可以被各个从机收到,而从机发送的信息只能由主机接收。具体通信流程如图 5-21 和图 5-22 所示

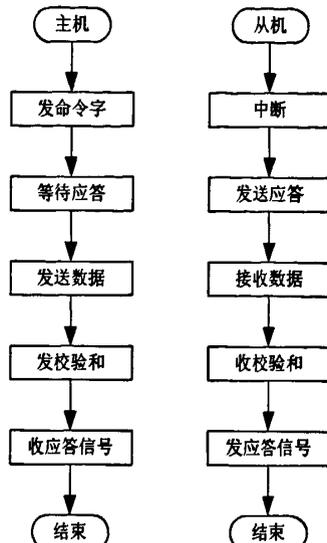


图 5-21 从机接收通信流程

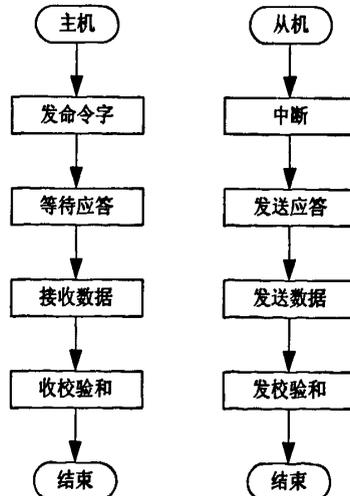


图 5-22 从机发送通信流程

通信的步骤如下:

- (1) 通信模块初始化,从机串行接口处于接收状态
- (2) 主机向从机发送地址码,从机收到之后与自己的地址码相比较,若符合则回应主机,否则不予理会。地址码是由每台有源电力滤波器上的拨码开关确定的。
- (3) 主机收到从机回应的信息后开始发送或接受数据,数据发送结束时

发送校验码。如主机在两次中断时间内得不到回应则重新发送地址码，连续 3 次得不到回应则判定从机故障并报警。

(4) 被询问的从机发送或接收数据并校验正确后重新变成被查询状态，为下一次通信作好准备。

5.4 实验结果分析

根据本文理论制作的实验样机参数如下：

(1) 直流侧电压 780V，使用两个 4700uF、450V 的电容串联

(2) IGBT 选择三菱公司的 IGBT 模块 CM200DY-24NF。额定电压 1200V，额定电流 200A。

(3) LCL 滤波器参数为 $L_1=0.1\text{mH}$, $L_2=0.04\text{mH}$, $C=36\mu\text{F}$, $R=0.8$ 欧姆。

以典型谐波源三相全桥整流电路作为负载，图 5-23 为使用 DSP 调试工具 CCStudio3.1 画出的谐波电流计算值，图 5-24 为有源电力滤波器补偿电流和补偿过后电网电流的波形。从图中可以看出补偿后的电网电流基本变为平滑的正弦波，APF 输出电流的波形与三相全桥整流电路中所含谐波的波形基本一致，证明所选的电流控制策略可以很好的跟踪指令电流。使用谐波分析设备 fluke434 进行傅立叶分析得：补偿前电网电流谐波含量为 28%，补偿后降低到 6.7%，基本完成了补偿功能。

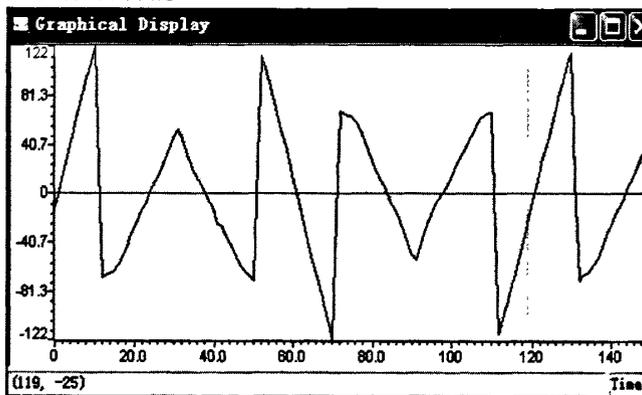


图 5-23 用 DSP 调试工具 CCStudio3.1 画出的谐波电流计算值

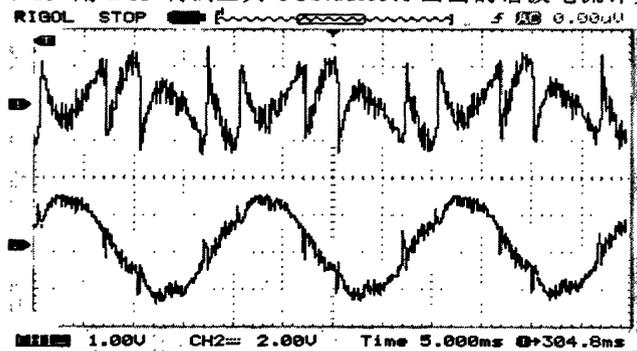


图 5-24 谐波补偿实验波形

5.5 本章小结

本章对有源电力滤波器的样机进行了设计，主要工作如下：

(1) 介绍了有源电力滤波器的主电路结构，对主电路中主要部件参数进行了选取，设计了直流侧电压和储能电容的容量。

(2) 给出了基于 DSP+FPGA 的主控板总体结构图，对其中的电源电路、采样电路、保护电路、通信电路、I/O 电路和驱动电路进行了详细介绍。

(3) 描述了有源电力滤波器中的主要中断及子函数，并给出了具体的软件流程图。

第六章 结论

随着现代工业和电力电子技术的发展,电网中的谐波已越来越严重,谐波治理不仅能优化电能质量保证电网中其它设备的正常运行,还能提高电网的寿命,改善电网的电能环境。本文在参照前人研究成果的基础上分析了三相三线并联有源电力滤波器的工作原理及其并联策略,主要完成了以下工作:

6.1 总结

1、简要介绍了谐波问题产生的背景及其造成的危害,列举了几种传统的谐波治理方法。

2、阐述了有源电力滤波器技术的发展历程及研究现状,给出了在不同标准下有源电力滤波器的分类方法。列举了当前常用的提高有源电力滤波器补偿容量的方法并分析了它们的优缺点。

3、分析了有源电力滤波器的结构和基本工作原理。介绍了当前常用的谐波检测方法并着重分析了瞬时无功功率理论。对基于瞬时无功功率理论的两种谐波检测方法进行了比较,通过公式验证了在电网电压畸变时 i_p 、 i_q 法仍然可以准确的检测出电网中的谐波电流。

4、分析研究了并联型 APF 的常用发波电流控制策略,对比了它们各自的优缺点,最终选择了无差拍控制方法并给出了推导公式及控制方程。

5、有源电力滤波器的输出滤波器是样机硬件设计中的重点和难点。本文首先推导了带阻尼电阻的 LCL 滤波器的 S 域传递函数,然后把传递函数分解为几个典型系统的组合,利用数学推导详细分析了 LCL 滤波器中各个参数变化对系统性能的影响,为 LCL 的参数调整提供了理论依据并给出了仿真和实验结果。

6、首先对目前存在的各种有源电力滤波器并联的方法进行了分析,比较了它们的优缺点。为了克服这些缺陷,本文提出了一种均流策略与多重化相结合的有源电力滤波器并联方法。该方案中的主机是开机上电时根据上电时间不同竞争选出的,任意一台有源电力滤波器均可作为主机。各台机器上面设有拨码开关以确定各自的通信地址。

7、用 MATLAB 仿真软件搭建了并联系统的模型,给出了负载电流中谐波容量变化时有源电力滤波器并联系统投切的波形。比较了单机和多重化之后的输出电流波形,验证了采样多重化方案对系统等效开关频率的提高作用。

8、完成了样机主电路中各种器件参数的选取。

9、设计并制作了以 DSP 和 FPGA 为核心的控制与计算电路,描述了控制板中各种功能电路的实现方法。

10、用 C 语言编写了样机的主要程序并给出了各功能模块的流程图，其中包括了主从机之间通信的流程。

6.2 展望

本文虽然对有源电力滤波器的并联技术做了一定的研究，但受时间和水平所限还有很多不足之处。

1、应加大对控制板电磁兼容性的设计，增加样机的抗干扰能力，使采样及主从机之间的通信更加稳定流畅。

2、应增加有源电力滤波器的通信距离和液晶的图像显示能力，使样机的运行状态更容易观察和监测。

3、进一步降低直流侧电容和输出滤波器电感的成本和体积，优化样机的机械结构以降低成本和便于装配。

4、在电流跟踪控制上应进一步研究其它的预测算法，构建预测准确、计算简便且便于实现的预测模型以加快系统的响应速度。

参考文献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 (第 2 版). 北京: 机械工业出版社, 2006.7.
- [2] 金寿星. 基于 DSP 的谐波电能计量装置的研制[D]. 辽宁: 大连理工大学, 2007.
- [3] 肖湘宁. 电能质量分析与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006, 164-210.
- [4] 张直平. 城市电网谐波手册[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [5] Read J.C.The calculation of rectifier and converter performance Characteristics[J].IEE 1946.2(3):485-580.
- [6] Hirofumi Akagi, Toshihiko Tanaka. A New Method of Harmonic Power Detection Based on the Instantaneous Active Power in Three-Phase Circuit [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1996.11, vol.9,No.3: 1137-1142.
- [7] Toshihiko Tanaka , Akira Nabae. A New Definition of Instantaneous Active-Reactive Current and Power Based on Instantaneous Space Vectors on Polar Coordinates in Three-Phase Circuit [J].IEEE Transactions on Power Delivery,1997. 13(3): 1228-1229.
- [8] IEEE.60419 ANSI/IEEE Standard Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electrical Power System [S].1996.
- [9] IEC. D. Sturbances in Supply System Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment [J].International Electro technical Commission Publication 60455, 1984
- [10] 水利电力部. SD127-85 电力系统谐波管理暂行规定 [M]. 北京: 水利电力出版社, 1987.
- [11] 国家技术监督局. GB/TI4536-96. 电能质量 公用电网谐波 [S]. 北京: 中国标准出版社, 1996.
- [12] Bird B M, Marsh J F, McLellan P R. Harmonic reduction in multiple converters by Triple-frequency current injection, Proc IEE, 1969, 116(10): 1730~1734
- [13] Akagi H, Kanazawa Y,Nabae A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuis, Proceedings IPEC.Tokyo: IEEE, 1983, pp1375-1386.
- [14] T.Tanaka and H. Akagi.A new combined system of series active and shunt passive filters aiming at harmonic compensation for large capacity thyristor

- converters.IEEE IECON, 1991,pp.723-728.
- [15] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising Switching devices without energy storage component .IEEE Trans Ind App. vol.20, 1984, pp625-630
- [16] Sasaki H, Machida T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation consideration on basic design [J]. IEEE Trans on Power Apparatus&Systems,1973,91(5): 2010-2019.
- [17] N.Bruyant, Simplified Digital-Analogical Control for Shunt Active Power Filters under Unbalanced Conditions IEE Proc-PE, pp11-16, September 1998
- [18] Z.Li, Control of Active Filters Using Digital Signal Processors.IEEE 1995
- [19] Jae-Ho Choi, Standby Power Supply with Active Power Filter Ability Using Digital Controller.IEEE 1995
- [20] Kishore Chatterjee , B.G.Fernandes , Fernandes , Gopal K.Dubey.An Instantaneous Reactive Volt-Ampere Compensator and Harmonic Suppressor System.IEEE Transactions on Power Electronics, Vol14, No.2, March 1999, pp.381-385
- [21] David M.e. Ingram, A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter.IEEE 1997
- [22] Mauricio Aredes, Edson H.Watanabe.New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters.IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.10, No.3, july 1995, pp.1649-1653
- [23] 卓放 王兆安, 有源电力滤波器技术的发展与电能质量的提高. 电工技术杂志, 2002(6).pp.1-3
- [24] M.Machmoum, DSP Based Control of Shunt Active Power Filters For Global or Selective Harmonics Compensation.IEEE 2000
- [25] 朱东柏, 刘骥.电力有源电力滤波及无功补偿装置的研究. 电机与控制学报, 2002, 17(2),pp101-104
- [26] 张鹏鹰, 王向军. 并联型电力有源滤波器直流电容电压控制的研究. 电力电子技术, 2000, 34(3), pp3-6
- [27] 许遐, 沈龙大, 电压型电网高次谐波有源滤波器, 中国电力, 1994, 27(10). pp7-10
- [28] 卓放, 何益宏, 李红雨, 王兆安. 大容量有源电力滤波器实现方法的研究. 电力电子技术, 2001.2: 13~15
- [29] 孔晓丽. 高频开关智能电力直流屏相关技术的研究.浙江大学硕士学位论文

文, 2002.3

- [30] 陈息坤, 林新春. 大功率 UPS 的并联控制技术. 电力电子技术. 2002, 36(4): 34-36
- [31] 刘济涛, 张东来, 张南山. UPS 并联的一种分手逻辑控制. 电力电子技术. 2005, 39(2): 88-89
- [32] Ibanez M C, Asquerino J C, Ojeda A L. Measurement of apparent power components in the frequency domain [J]. IEEE Trans on Instrumentation & Measurement, Vol. 37. 1993, 580-586.
- [33] Habrouk M, Darwish M K. Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSP [J]. IEE Proc Electr Power Appl, 2002, Vol. 138, No. 1: 22-27.
- [34] 薛蕙, 杨仁刚. 基于 FFT 的高精度谐波检测算法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 21(12): 116-120.
- [35] 李东霞, 庞浩, 俎云霄等. 应用 FFT 进行电力系统谐波分析的改进型算法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 26(6): 60-64.
- [36] 王群, 谢晶芳, 吴宁等. 模拟电路实现的神经元自适应谐波电流检测方法 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 17(6): 40-43.
- [37] 王建贇, 冉启文, 纪延超. 谐波检测中小波变换频域特性分析 [J]. 电力系统自动化, 1999, 24(7): 40-43.
- [38] 钟彦儒, 邵明, 余建明. 基于小波变换的谐波电流的实时检测法 [J]. 电力电子技术 2001, 33(2): 32-35.
- [39] 任震, 柳晔, 唐卓光. 基于小波变换检测谐波的新方法 [J]. 电力系统自动化, 2001, 22(10): 38-41.
- [40] 刘凤君. 市电电能质量补偿技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [41] F. B Lemos, Braga, R. A. M, Libano, Libano, F. A. B. Development environment for control strategies of hybrid active power filters using Matlab and Space DSE Power Tech Proceedings, 2001, IEEE Porto, vol. 2: 356-360.
- [42] 黄俊, 王兆安. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [43] 刘凤君. 正弦波逆变器 [M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [44] H. Akagi, A. Nabse, S. Atoh. Control strategy of active power filters using multiple Voltage-source PWM converters [J]. IEEE Trans. Ind. Applicat, 1986, Vol. IA-22: 460-465.
- [45] F.Z. Peng, H. Akagi. A new approach to harmonic compensation in power systems combined system of shunt passive and series active filters [J]. IEEE Trans. 1990, 983-990.

- [46] Serpa L A, Kolar J W, Ponnaluri S, et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverter to the grid through LCL filters[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record, 2005, 1: 565-571.
- [47] Michael Lindgren, Jan Svensson. Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filtering[C]. Power Electronics Specialists Conference, PESC'98, 29th Annual IEEE, 1998, 1: 229-235.
- [48] Magueed F A, Svensson J. Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balanced currents[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record, 2005, 1: 572-578.
- [49] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier[C]. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2001 IEEE, 2001, 1: 299-307.
- [50] 张宪平, 李亚西, 潘磊, 等. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波器分析与设计[J]. 电气应用, 2007, 26(5): 65-67.
- [51] Teodorescu R, Blaabjerg F, Borup U, et al. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'04, 19th Annual IEEE, 2004, 1: 580-581.
- [52] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 110-116.
- [53] 陈瑶, 金新民, 童亦斌. 三相电压型 PWM 整流器网侧 LCL 滤波器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(9): 124-124.
- [54] Twining E, Holmes D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(5): 888-895.
- [55] Magueed F A, Svensson J. Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balanced currents[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record, 2005, 1: 572-578.
- [56] Shen Guoqiao, Xu Dehong, Xi Danji, et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with a LCL filter[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'06, 21th Annual IEEE, 2006: 1067-1073.
- [57] 鞠建永, 陈敏, 徐君, 徐德鸿, 汪泉, 模块化并联有源电力滤波器, 电机

与控制学报, 2008, 1月, 第12卷, 第1期.

- [58] 杨振宇, 赵剑锋, 唐国庆. 并联型有源电力滤波器限流补偿策略研究[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(3): 21-24.
- [59] 赵宏伟, 基于限容控制策略的有源电力滤波器并联运行研究, 燕山大学硕士学位论文, 2007.3.
- [60] 杨振宇, 赵剑锋, 唐国庆, 多台并联型 APF 联合补偿协调控制, 电力系统及其自动化学报, 2006, 12, 第18卷第6期.
- [61] 胡海江, 级联型有源电力滤波器的设计, 北京交通大学硕士学位论文, 2009, 6.

攻读硕士期间发表的论文

- [1].张国荣, 李宗钧, 陈鹏. 并联有源电力滤波器中 LCL 滤波器的分析与设计. 高压电器 (已录用).