

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：

刘元端

签字日期：

2011年4月27日

学位论文版权使用授权书

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

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文者签名：

刘元端

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 FPGA+DSP 的并联型有源电力滤波器的研究

摘 要

目前对于电能质量研究成为电力系统研究的重点之一,电力系统谐波作为电能质量的一个重要部分,对谐波的研究和分析对电能质量的改善和电力系统分析有着重要的意义。本文将 FPGA 芯片用于有源电力滤波器的谐波检测和波形控制等环节,提出了一种系统集成化有源电力滤波器设计方案。

对三相三线制有源电力滤波器进行了拓扑建立,并针对所建立的拓扑结构建立了数学模型。总结目前所应用的谐波补偿算法,并针对瞬时功率理论的谐波算法进行了理论分析。总结目前所应用的波形控制算法,并针对空间矢量 PWM 进行了理论分析。设计分析了谐波检测过程中所应用的数字滤波器,并针对电网中谐波特点,设计了两种 IIR 数字滤波器。研究分析了三相锁相环的原理,并对其进行了仿真研究。基于现有理论,提出了一种系统集成化方案。

对系统的硬件结构分两部分进行了介绍,第一部分介绍主电路、检测电路、保护电路以及除了控制电路以外的其他电路,第二部分是 FPGA+DSP 控制电路介绍。对电路各个部分进行了详细的介绍分析。

对控制系统进行了功能划分并在芯片内进行了功能模块分配。对控制系统进行了模块划分,针对 FPGA 和 DSP 各自的特点,将功能比较固定的一些模块放入 FPGA,将相对灵活的一些模块放入 DSP。对各个模块进行了设计和分析。

为了证明理论分析的正确性科学性,和系统软硬件设计的正确性合理性,对系统进行了仿真研究和实验研究。对系统仿真参数进行了计算,进行了设计分析。对仿真结果和实验结果进行了分析。

关键词: FPGA; 有源电力滤波器; 瞬时无功功率理论; SVPWM

Research on Shunt Active Power Filter Based on FPGA and DSP

Abstract

At present, for power quality studies to become one of the key power system studies. Power system harmonics as an important part of the research and analysis of harmonic power quality improvement and power system analysis has important significance. FPGA will be used for active power filter harmonic detection and waveform control and other aspects, and a system of integrated active power filter based on FPGA is designed.

Topology of three-phase three-wire active power filter is established and the mathematical model is builded based on the establishment of the topology. This paper summarizes the application of harmonic current compensation algorithm, and the instantaneous power theory for the harmonic algorithm theory, summarizes the current waveform control algorithm, and space vector PWM for a theoretical analysis is presented. Design and analysis of the harmonic detection process in the application of digital filters is studied. According to the characteristics of harmonic, two kinds IIR digital filter has been designed. Analysis of the principle of three-phase PLL is worded out, and its simulation study is worked out. Based on the proposed theory, a system integration program is presented.

The hardware structure of the system is introduced in two parts, first part introduces the main circuit, detection circuit, control circuit, protection circuit as well as, other than the circuit, the second part of the FPGA + DSP control circuit. Various parts of the circuit were described in detail analysis.

A function division of the control system and its assignment in chip has been worked out. The control system is divided into modules. For their own characteristics, some of the fixed modules is assigned into FPGA, some of the flexible modules is assigned into DSP. Each module of the design and analysis is presented.

To prove the correctness of scientific of the theory, and the correctness of the system hardware and software design reasonable, the system simulation and experimental has been studied. System simulation parameters are calculated for the design and analysis. The simulation results and experimental results are analyzed.

Keywords: FPGA; Active Power Filter; Instantaneous Reactive Power Theory; SVPWM

致 谢

本文是作者本人攻读硕士学位这三年的一个总结，也是对作者十多年求学经历的一个总结。回顾求学道路上的点点滴滴，无不凝聚着师长、亲人、朋友和同学的关怀和帮助。

首先我要感谢我的导师张国荣研究员的悉心指导。他渊博的知识，认真的工作态度，严谨的治学精神，真诚的为人态度和诲人不倦的教育作风时时刻刻感染着我，并将激励我不断前进。

在这三年的学习生涯中始终得到苏建徽教授和茆美琴教授的辛勤指导、关怀和帮助。苏老师的学识渊博、治学严谨以及平易近人的作风，使我受益非浅。茆老师在我的学习中同样给予了大力支持，论文得以顺利完成，与茆老师的悉心指导和深切关怀是分不开的。两位老师给予我的无私关怀和帮助表示由衷的感谢。

感谢汪海宁老师，杜燕老师，陈林老师和张健老师这些日子里对我的支持和帮助。

感谢作者的同学这些日子里再学习和生活上对我的关心和支持，他们在课题的进程中给予了巨大的帮助，让作者不胜感激。他们分别是：宋刚、陈鹏、郑群、李宗钧、王其兵、冯宝成、刘洋、罗浩泽、穆俊升、张枝茂、金曼、张亚玉。

作者常年在在外求学，不能给予父母及亲人以照顾，却受到他们对作者生活上无私的关怀和学业上的支持，这些令作者感激不尽。他们对我的支持是我最大的动力，是我精神上最大的财富。

最后，再次感谢所有曾经关心、支持、帮助过我的师长、学友和亲人。你们的恩情是我学习生活和以后工作中最大的动力。

作者：刘元岗

2011年04月10日

目 录

第一章 绪论	1
1.1 电力系统谐波及其分析	1
1.1.1 电力系统谐波.....	1
1.1.2 谐波分析	3
1.2 有源电力滤波器发展现状与趋势	6
1.2.1 有源电力滤波器发展现状	6
1.2.2 有源电力滤波器发展趋势	7
1.3 课题的研究目的与意义	7
1.3.1 课题的研究目的	7
1.3.2 课题的研究意义	8
1.4 课题的主要研究内容	8
第二章 主电路拓扑结构和主要算法	10
2.1 有源电力滤波器的主电路拓扑模型	10
2.1.1 并联型有源电力滤波器的主电路拓扑	10
2.1.2 并联型有源电力滤波器的数学建模分析	10
2.2 有源电力滤波器主要算法介绍	11
2.2.1 有源电力滤波器控制方式	11
2.2.2 谐波检测方法介绍	13
2.2.3 瞬时功率理论	15
2.2.4 数字滤波器	18
2.2.5 三相锁相环	23
2.2.6 谐波电流补偿控制方法介绍	25
2.2.7 基于瞬时功率理论的空间矢量控制方法	29
2.3 本章小结	32
第三章 系统硬件结构	34
3.1 系统硬件结构	34
3.1.1 主电路	34
3.1.2 检测电路	35
3.1.3 保护电路	36
3.1.4 其他外围电路	37
3.2 控制系统电路	39
3.2.1 控制板 FPGA 部分结构	40

3.2.2 控制板 DSP 部分结构	43
3.3 本章小结	44
第四章 控制系统软件结构	45
4.1 系统软件介绍	45
4.2 FPGA 部分软件介绍	46
4.2.1 FPGA 部分整体概述	46
4.2.2 数据采集模块	48
4.2.3 三相锁相模块	50
4.2.4 电流坐标变换模块	52
4.2.5 FPGA-DSP 接口模块	54
4.2.6 SVPWM 模块	55
4.3 DSP 部分软件介绍	56
4.3.1 DSP 部分整体概述	57
4.3.2 系统主程序运行控制模块	57
4.3.3 485 通讯模块	58
4.3.4 直流侧调压模块与电流电压闭环模块	58
4.4 人机接口部分	58
4.5 本章小结	59
第五章 仿真和实验研究	60
第六章 总结与展望	64
参考文献	65

插图清单

图 1-1 电能质量问题的后果	2
图 1-2 电能质量问题的原因	2
图 1-3 电能质量问题的解决方案	3
图 1-4 畸变电压谐波特点	5
图 1-5 畸变电流谐波特点	5
图 2-1 并联型有源电力滤波器的拓扑结构	10
图 2-2 有源电力滤波器系统框图	11
图 2-3 有源电力滤波器的控制方法	12
图 2-4 三相静止坐标系变换到两相正交坐标系	15
图 2-5 α - β 坐标系中的瞬时功率定义	16
图 2-6 α - β 坐标系中的 i_p 和 i_q 定义	17
图 2-7 瞬时功率理论的 p-q 谐波检测算法原理图	18
图 2-8 瞬时功率理论的 i_p - i_q 谐波检测算法原理图	18
图 2-9 IIR 带通滤波器的幅频响应	21
图 2-10 IIR 带通滤波器的相频响应	22
图 2-11 带通滤波器的群延时曲线	22
图 2-12 带通滤波器的阶跃响应曲线	22
图 2-13 锁相环原理图	23
图 2-14 三相锁相环控制原理框图	23
图 2-15 逆变器 1 和 2 的 a 相输出电流及其合成电流	25
图 2-16 三角波调制方式	26
图 2-17 滞环电流跟踪控制方式	26
图 2-18 瞬时功率理论中的空间矢量控制方法	29
图 2-19 SVPWM 扇区区域图	31
图 2-20 SVPWM 矢量合成开关函数示意图	32
图 3-1 系统硬件整体组成	34
图 3-2 电压检测电路原理图	35
图 3-3 电流检测电路原理图	36
图 3-4 温度检测电路原理图	36
图 3-5 过电压过电流保护电路	36
图 3-6 IGBT 驱动电路模块	37
图 3-7 IGBT 转接板电路	37

图 3-8 RS485 通讯电路	38
图 3-9 控制系统电路结构图	39
图 3-10 AD7606 芯片内部结构图	41
图 3-11 电源芯片 TPS75003 电路结构	42
图 3-12 FPGA 外围晶振电路	42
图 3-13 FPGA 外围复位电路	43
图 3-14 FPGA 编程下载电路	43
图 3-15 基于 FPGA+DSP 控制板和大板实物图	44
图 4-1 DSP+FPGA 控制系统架构	45
图 4-2 FPGA 内部结构组成	47
图 4-3 内部详细功能软件框图	48
图 4-4 AD7606 芯片控制时序图控制状态流程	49
图 4-5 锁相环输出的值列表	50
图 4-6 三相锁相环结构框图	51
图 4-7 三相锁相环 ModelSim 中的仿真结果	52
图 4-8 电流坐标变换模块结构框图	53
图 4-9 megaWizard 生成的乘加单元	54
图 4-10 乘加单元时序示例	54
图 4-11 两相旋转坐标到两相静止坐标变换的 FPGA 实现图	55
图 4-12 SVPWM 调制硬件实现原理图	56
图 4-13 PWM 载波周期具体实现图	56
图 4-14 系统主程序流程图	57
图 4-15 INT2 中断处理流程图	58
图 4-16 人机交流界面系统模块框架	59
图 5-1 有源电力滤波器输出滤波器的基本类型	61
图 5-2 有源电力滤波器 matlab/simulink 仿真系统模型	62
图 5-3 谐波电流补偿的 matlab/simulink 仿真结果	63
图 5-4 谐波电流补偿的实验结果	63

表格清单

表 2-1 数字滤波器系数列表	21
表 2-2 SVPWM 扇区中各矢量作用时间	31
表 4-1 系统资源分配和程序模块化设计列表	57

第一章 绪论

1.1 电力系统谐波及其分析

目前对于电能质量^[1-3]的研究成为电力系统研究的重点之一,电力系统谐波作为电能质量的一个重要部分,谐波的研究和分析对电能质量的改善和电力系统分析有着重要的意义。

1.1.1 电力系统谐波

在电力电子装置广泛应用之前,电力系统谐波^[1,4,5]主要有变压器和汞弧变流器等一些非线性负载产生。随着电力电子负载的广泛应用,电力系统谐波污染越来越严重,受到人们的普遍关注。

电力系统谐波污染危害严重,对它的研究有着重要的意义。

1、电力系统谐波对电力系统输电变电线路的影响。谐波使电能的产生和利用,电力传输的效率变低,变电设备过热,振动,产生噪声。使绝缘介质易于老化,缩短使用寿命,发生故障甚至烧毁。还会引起继电保护误动作,使电能计量复杂化。

2、电力系统谐波使电力系统中用于功率因数校正的电容器过热,使负载电动机过热,影响电器的寿命。

3、电力系统谐波电流会引起电压波形畸变,影响供电安全。电压的畸变会使电子设备的供电受到影响,也会影响变流器的锁相功能,使变流器的控制系统紊乱。

4、电力系统谐波产生的电磁干扰影响通信设备。非线性负载产生的谐波电流形成的辐射干扰和传导干扰使电话,无线电,电视等通信系统产生干扰。

5、谐波可能产生局部电力系统串联谐振和并联谐振。配电系统中为了进行功率因数校正而安装的并联电容器与线路电感之间的串联谐振和并联谐振会导致“谐波扩散”,增加系统中的5次谐波电压。

图 1-1~图 1-3 为 leonardo-energy 网站 (www.leonardo-energy.org) 对欧洲部分国家电能质量的一份调查报告。该机构 2 年内对 8 个欧洲国家 16 个工业部门进行了电能质量 62 次访谈和 6 次问卷调查,分别对欧洲电能质量进行了数据分析。图 1-1 显示出电能质量问题所导致的后果,调查从工业,服务业和交通运输业两个行业对电容器组故障、断路器、电脑闭锁、电脑或其他电子设备受损等 13 个电能质量问题进行了调查。从图中可以看出工业中 60% 以上的电能质量问题会导致灯光闪烁或变暗,而在服务业和交通运输业中最普遍的后果为断路器动作,大于 55%

的电能质量问题会导致断路器动作。

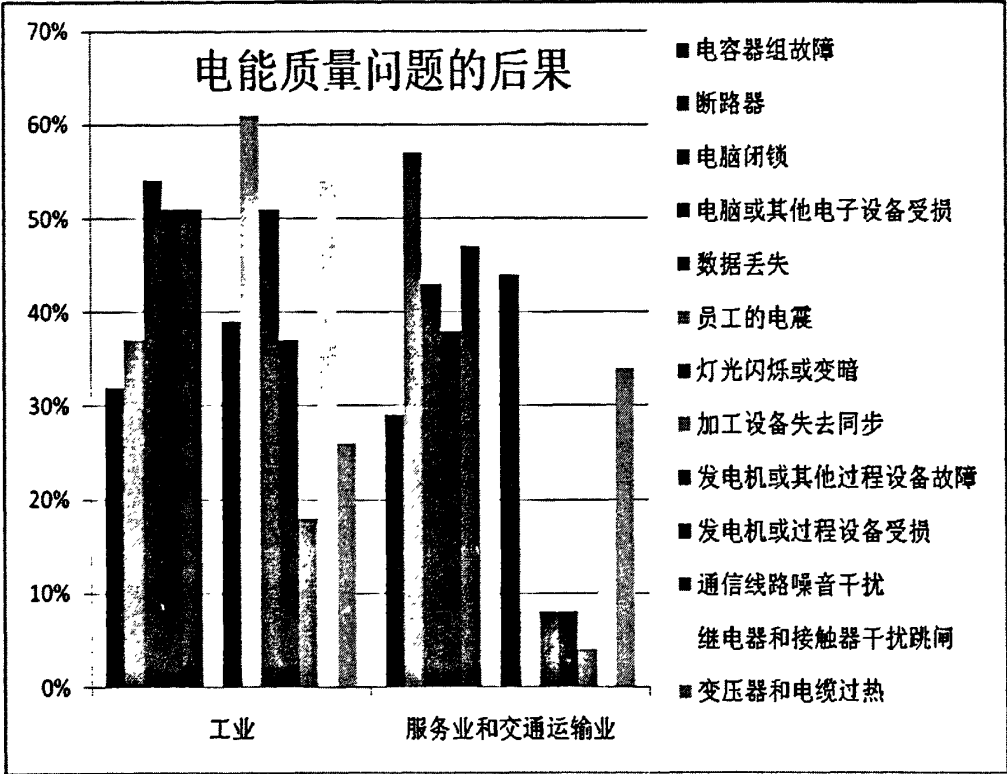


图 1-1 电能质量问题的后果

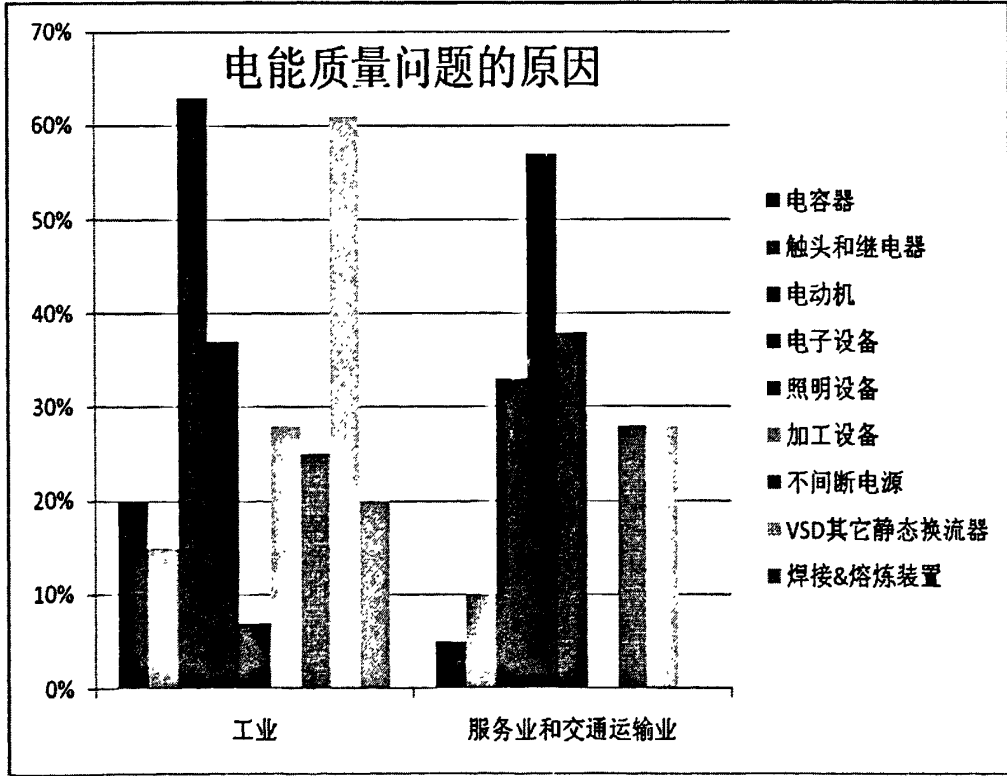


图 1-2 电能质量问题的原因

从图 1-2 中显示调查报告电能质量问题的原因，其中在工业中由于

电动机和换流器所导致的电能质量问题频率最高，而在服务业和交通运输业中电子设备所引发的电能质量问题最多。

如图 1-3 所示，该机构给出了目前应对电能质量问题的解决方案，在工业中应用最多的是不间断电源，而在服务业和交通运输业中应用最多的是备用发电机和电压稳定器。

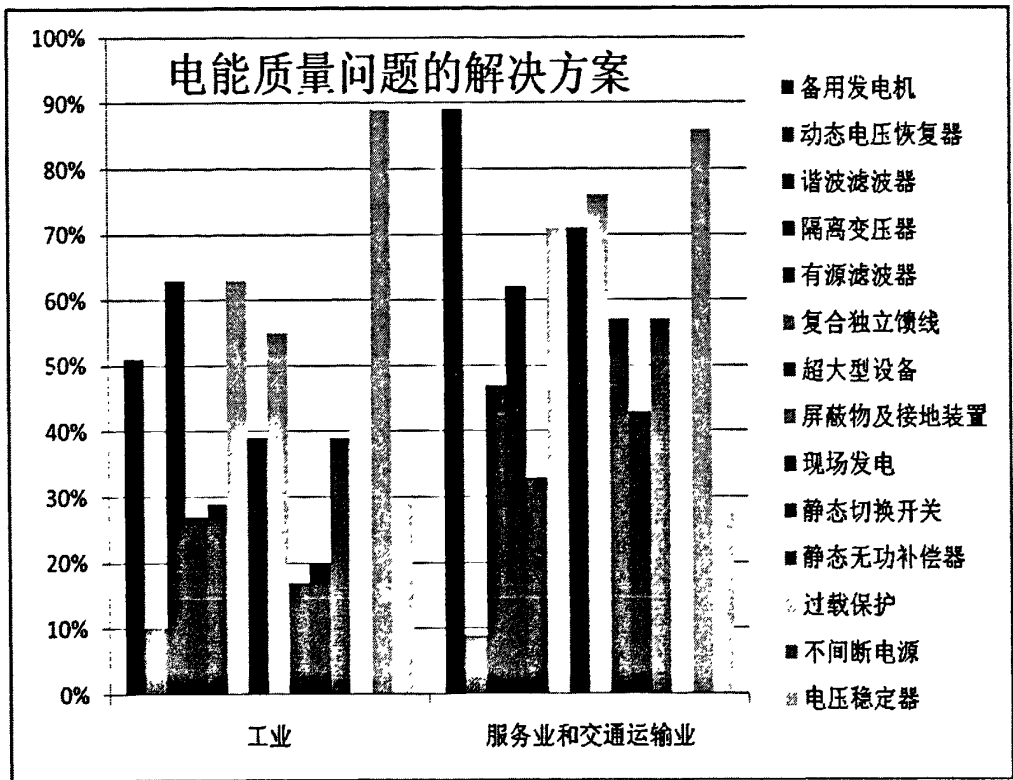


图 1-3 电能质量问题的解决方案

1.1.2 谐波分析^[4, 6]

通常，在供电系统中，希望交流电压和电流信号可以表示为正弦波形。正弦电压表示为

$$u(t)=\sqrt{2}U\sin(\omega t+\alpha) \tag{1-1}$$

- 其中：U——电压有效值；
- a——初相角；
- ω ——角频率， $\omega=2\pi f=2\pi/T$ ；
- f ——频率；
- T——周期。

当电路中存在非线性阻抗和线性阻抗时，正弦电压和正弦电流会发生畸变。对于周期是 $T=2\pi/\omega$ 单相畸变电压 $u(\omega t)$ ，一般满足狄里赫利条件，可对其进行傅里叶分解：

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t] \quad (1-2)$$

其中： $a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega\tau) d\omega\tau$;

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega\tau) \sin(n\omega\tau) d\omega\tau ;$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega\tau) \cos(n\omega\tau) d\omega\tau ;$$

$$(n=1, 2, 3, \dots)$$

或

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1-3)$$

其中： $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$;

$$\varphi_n = \arctan(a_n/b_n)。$$

在式 (1-2) 或 (1-3) 中，频率为 $1/T$ 的分量为基波，频率为 n/T (n 为大于 1 的整数) 的分量称为谐波，其中 n 为谐波的次数。以上情况对于非正弦电流同样成立。

对三相电路进行分析，以相电压为例，三相电压可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{2}E_1 \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

设三相电路含有谐波并且为三相正序对称电路，则用公式描述三相电压为

$$\begin{cases} u_a = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}U_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ u_b = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}U_n \sin[n(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \varphi_n] \\ u_c = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}U_n \sin[n(\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \varphi_n] \end{cases} \quad (1-5)$$

从上式可以看出，在三相正序对称电路中，谐波分布有如下特点：
 $n=3k$ (k 为正整数，下同) 次谐波大小相同，相位相同，全为零序谐波。
 $n=3k+1$ 次谐波，相序为 abc ，全为正序谐波。

$n=3k-1$ 次谐波，相序为 acb，全为负序谐波。

以上分析仅适用于三相正序对称电路。对于三相负序对称电路结论恰恰相反， $n=3k$ 时为零序， $n=3k+1$ 时为负序， $n=3k-1$ 时为正序。三相不对称电路的各次谐波都可以进一步分解为正序，负序和零序。

上面推导出了三相正序对称电路的 3 个特点，不难证明具有这 3 个条件的三相电路也都是正序对称的。

对三相正序对称电流进行分析，便可得出以上相同结论。

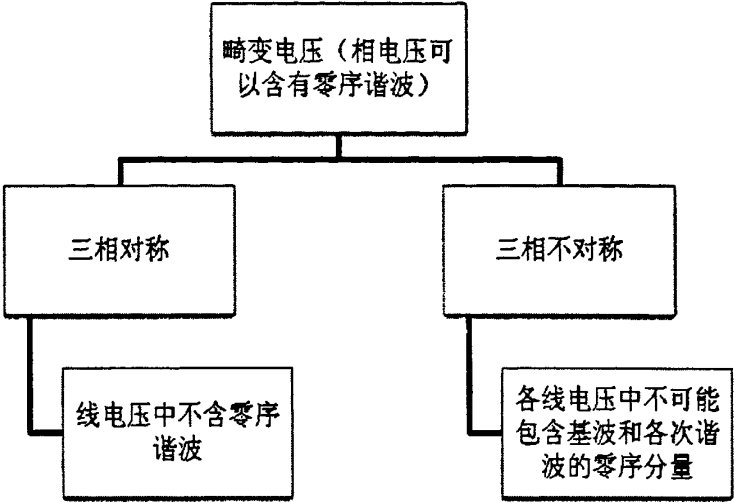


图 1-4 畸变电压谐波特点

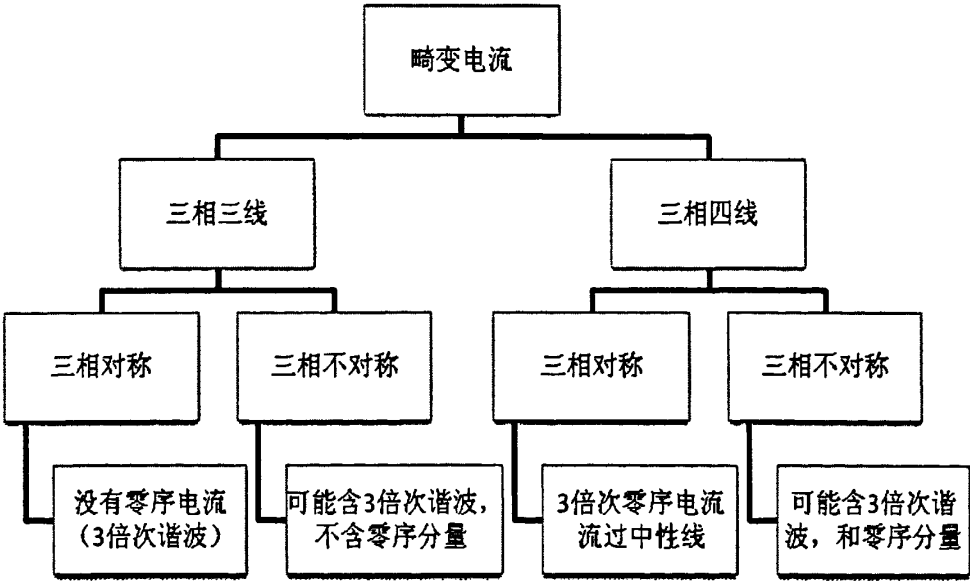


图 1-5 畸变电流谐波特点

如图 1-4 所示，对于畸变电压来说，无论在三相三线或是三相四线情况下，无论系统对称或不对称，畸变电压的相电压中都可以包含零序谐波。在对称系统中，在三相三线或是三相四线情况下，线电压中则不可能含有零序谐波；在不对称系统中，各线电压可能含有 3 倍次谐波和

其他次谐波的正序和负序分量，但是不可能含有 3 倍次谐波和其他次谐波的零序分量。

如图 1-5 所示，对于畸变电流来说，在三相三线电路中，因为没有零序通道，系统对称时，电流中没有 3 倍次谐波，即不存在零序谐波；系统不对称时，各相电流中可能包含 3 倍次谐波，但是不存在 3 倍次谐波的零序分量和和其他次谐波的零序分量。在三相四线电路中，存在零序通道，无论系统对称与否，各相电流中可能包含 3 倍次谐波，可能存在 3 倍次谐波的零序分量和和其他次谐波的零序分量。

为了进一步研究三相系统的谐波情况，本文对三相系统的对称性进行了研究，并归纳如下。

如果幅值相等，并且三相间相位差彼此为 $2\pi/3$ ，则该三相系统是“对称”的，否则该三相系统是“不对称”的。这说明仅仅由正序分量或仅仅由负序分量构成的三相系统是对称系统。实际应用中一般都只将基波正序分量看成主要分量。

对于一个不对称系统，分析其不对称的情况，可以归纳如下

- 1、系统中不含谐波，由基波负序或基波零序引起不对称。
- 2、系统中基波对称，不对称分量由谐波引起。
- 3、系统中基波和谐波都存在不对称。

1.2 有源电力滤波器发展现状与趋势

解决电力电子装置和其他谐波污染的方法主要有两种：一是从谐波源出发，对于电力电子谐波源，需要改造电力电子装置，使其不产生谐波并且功率因数控制为 1。二是额外装设谐波补偿装置。

装设的谐波补偿装置分为无源的和有源的，无源的主要是采用 LC 滤波器，有源的主要是有源电力滤波器。目前治理谐波的趋势是使用有源电力滤波器。

1.2.1 有源电力滤波器发展现状

随着电力电子设备及其他非线性负载的大量使用，电力系统情况愈加复杂化^[7]。而由于这些非线性负载产生的谐波而导致的局部电力不稳定情况近年来时有发生。传统的治理谐波的方法是用无源滤波器，该方法结构简单，补偿谐波方便，但是却容易产生谐振使谐波放大。上个世纪 70 年代有关学者提出采用并联有源电力滤波器解决电力系统谐波问题^[8]，近年来，随着电力电子技术的发展和相关理论的完善，有源电力滤波器得以迅速发展^[4, 8]。

有源电力滤波器主拓扑是一个可以四象限运行的三相 PWM 变流器，按照其直流侧储能形式可以将之分为电压型和电流型两种^[9]。电流

型变流器直流侧采用大电感储能,大电感上始终有电流流过,损耗较大,目前在有源电力滤波器的实际应用中主要以电压型为主^[4]。

谐波检测方法目前有些基于时域,有些基于频域,基于频域的是以模拟滤波器为主,基于时域的以傅里叶分析的谐波检测方法为代表^[10],瞬时无功功率理论^[6, 8, 11]为代表,此外还有基于自适应和神经网络的检测方法等。由于目前电力系统中谐波的非线性,基于时域的瞬时无功功率理论分析方法在学术界与工程领域大量应用。

电流控制方法目前一般采用 PWM 控制方法, PWM 波形控制方法目前有滞环控制,三角波比较控制,单周控制,无差拍控制,空间矢量控制等。

1.2.2 有源电力滤波器发展趋势

有源电力滤波器的主电路拓扑整体趋势是从小功率的二电平电路向大容量的三电平甚至更高电平拓扑发展,使用多电平调制策略,加大开关频率,使用软开关技术,降低损耗,降低直流侧的电压等级。从检测算法来看,目前提出了多种算法,它们各有优缺点,根据应用环境的不同都可以得到相适宜的环境。但总体来看,基于瞬时功率理论的谐波检测方法和基于神经网络的自适应谐波检测方法发展前景更大。

从发波控制方法来看,现在出现了各种调制方法和波形控制方法,随着数字芯片的发展,更优秀的算法有可能会突破器件运算量的限制,从而取代那些简单效果却差的方法。基于无差拍控制等方法越来越受到关注。SVPWM 调制方式因其高直流侧电压利用率和低开关损耗等优点也受到重视^[9]。

运行控制算法方面,目前常用的是基于负载电流检测的方法^[4],此方法简单实用。与之对应的是基于电源侧电流检测的方法,此方法使有源电力滤波器构成闭环,控制合理的话会使控制效果优化,但是同样会引起不稳定。基于混合型电流检测的方法是有源电力滤波器的发展方向,该方法可以权衡以上两种方法的利弊,是控制效果最优化。

从实现产品角度来说,装置高频化,小型化,多电平,低成本化是一个趋势,随着理论的发展和技术的进步,这些指标必定会做的更好。

1.3 课题的研究目的与意义

1.3.1 课题的研究目的

1、分析目前电网中谐波源的组成。分析目前电网中的谐波情况,包括谐波的特征,三相电网中谐波的分布特点,三相不对称情况下谐波的特点等。

2、研究有源电力滤波器的拓扑结构,并对其数学建模。

3、研究谐波检测与补偿方法及其实现。对已有的谐波检测方法进行总结，并且选择一种优化的瞬时功率理论进行谐波检测。该谐波检测方法动态性能好，检测精度高，对直流侧电压进行控制。

4、研究 PWM 调制方式和电流控制方法及其实现。对已有的发波控制方式进行总结，并针对 SVPWM 调制进行分析，提出一种瞬时功率理论与 SVPWM 调制的 FPGA 系统集成化方案设计。

5、研究有源电力滤波器的运行控制和基于 FPGA+DSP 控制系统的系统集成化方案实现。

1.3.2 课题的研究意义

目前随着谐波源负载的大量普及所导致的电能质量问题的恶化和人们对电能质量要求逐渐变高，对谐波补偿装置的研究和改进也有着重要的意义。对谐波补偿装置的研究可以加快谐波检测理论的发展，促进理论的改进和提高。还可以促进波形控制理论的发展，对电力电子技术的发展，控制理论的应用进程有着重大意义。而且还可以加快理论和工程实践的联系，对中国的技术进步和制造业都有着重要意义。

对有源电力滤波器的研究意义不仅仅在于理论意义，而且更大程度上在于其在工程应用领域的实用价值。有源电力滤波器服务于电网，一个绿色安全的电网环境对国民经济的又好又快发展起着举足轻重的作用。

1.4 课题的主要研究内容

1、有源电力滤波器的拓扑结构和主要算法

对三相三线制有源电力滤波器进行了拓扑建立，并针对所建立的拓扑结构建立了数学模型。总结目前所应用的谐波补偿算法，并针对瞬时功率理论的谐波算法进行了理论分析。总结目前所应用的波形控制算法，并针对空间矢量 PWM 进行了理论分析。设计分析了谐波检测过程中所应用的数字滤波器，并针对电网中谐波特点，设计了两种 IIR 数字滤波器。研究分析了三相锁相环的原理，并对其进行了仿真研究。基于所提理论，提出了一种系统集成化方案。

2、系统硬件结构

系统的硬件结构分为两部分进行了介绍，第一部分介绍主电路、检测电路、保护电路以及除了控制电路以外的其他电路，第二部分是 FPGA+DSP 控制电路介绍。对电路各个部分进行了详细的介绍分析。

3、控制系统软件结构

对控制系统进行了功能划分和功能分配。对控制系统进行了模块划分，针对 FPGA 和 DSP 各自的特点，将功能比较固定的一些模块放入

FPGA，将相对灵活的一些模块放入 DSP。对各个模块进行了设计和分析。

4、仿真和实验研究分析

为了证明理论分析的正确性科学性，和系统软硬件设计的正确性合理性，对系统进行了仿真实验研究。对系统仿真参数进行了计算，进行了设计分析。对仿真实验结果进行了分析。

第二章 主电路拓扑结构和主要算法

2.1 有源电力滤波器的主电路拓扑模型

有源电力滤波器有许多种分类标准。根据接入电网的方式不同可以将有源电力滤波器分为串联型，并联型和混合型；根据接入电网的形式不同可以将有源电力滤波器分为直接接入型和通过无源滤波器间接接入型；根据有源电力滤波器主电路类型不同可以将有源电力滤波器分为电压型和电流型；根据接入电网类型不同可以将之分为三相三线制型和三相四线制型。

本文研究三相三线制并联电压型直接接入电网的有源电力滤波器，文中统一称为并联型有源电力滤波器。

2.1.1 并联型有源电力滤波器的主电路拓扑

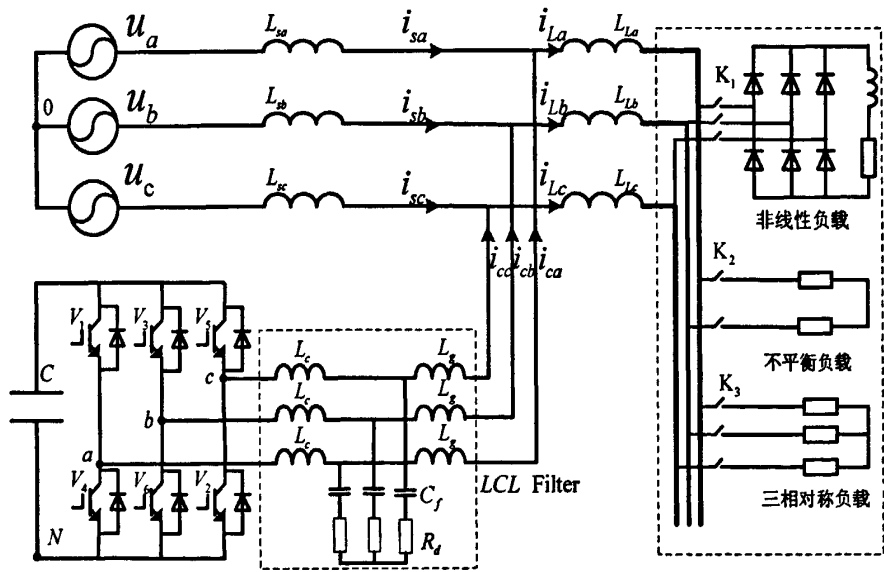


图 2-1 并联型有源电力滤波器的拓扑结构

并联型有源电力滤波器的拓扑结构^[4, 9]如图 2-1 所示，它实际上是一个三相 PWM 变流器，在不同的控制策略下分别可以运行于整流、逆变状态，还可以补偿感性和容性无功。通过控制变流器直流侧与电网侧在电感上形成的电势差，从而控制变流器发出与谐波大小相等方向相反的补偿电流，从而达到补偿谐波的目的。图中用 LCL 滤波器^[12-14]代替了上文中所提的电感，可以更好的滤除 PWM 开关频率附近的高频谐波^[12]。下文为建模分析方便，将 LCL 滤波模块用电感 L 代替。

2.1.2 并联型有源电力滤波器的数学建模分析

并联型有源电力滤波器主电路本质就是一个 PWM 变流器^[9]，它有

很多种数学建模^[15, 16]方法。对于有源电力滤波器，结合谐波控制算法，对于 A 相：

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (v_{aN} + v_{N0}) \tag{2-1}$$

对于三相有如下模型：

$$\begin{cases} C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(i_{qn}s_{qn} + i_{dn}s_{dn}) - i_L \\ L \frac{di_{qn}}{dt} + n\omega Li_{dn} + Ri_{qn} = e_{qn} - v_{dc}s_{qn} \\ L \frac{di_{dn}}{dt} - n\omega Li_{qn} + Ri_{dn} = e_{dn} - v_{dc}s_{dn} \end{cases} \tag{2-2}$$

其中

$$[X_{dn}, X_{qn}]^T = C_{abc-dqn} [X_a, X_b, X_c]^T, X = i, e, s$$

上式中

$$C_{abc-dqn} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos n\omega t & \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin n\omega t & -\sin(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

公式中，Sdn、Sqn 为谐波同步旋转坐标系下的开关函数；Sa、Sb、Sc 为静止坐标系下的开关函数；Cabc-dqn 为谐波同步坐标变换矩阵。

2.2 有源电力滤波器主要算法介绍

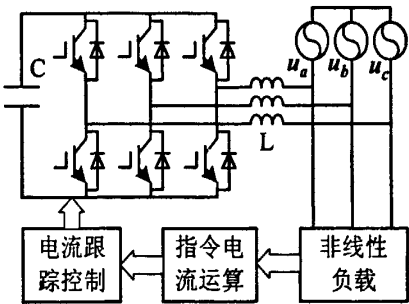


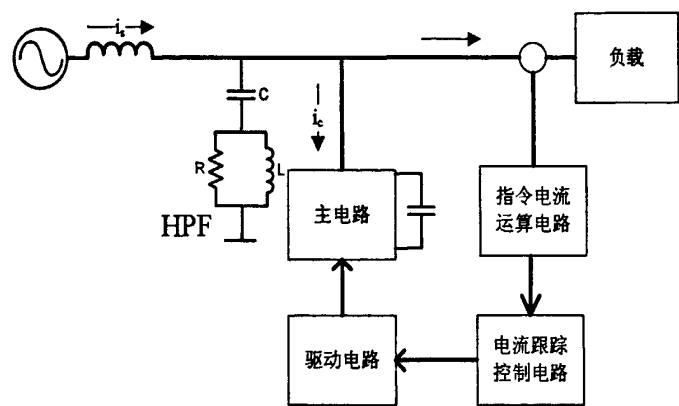
图 2-2 有源电力滤波器系统框图

如图 2-2 所示，并联型有源电力滤波器系统主要包含指令电流运算部分和电流跟踪控制部分。指令电流运算部分主要实现谐波电流的实时检测和提取，提取出电网中谐波电流的指令值。电流跟踪控制部分主要控制并联有源电力滤波器发出与谐波电流幅值相等方向相反的电流，并且能够保证有源电力滤波器直流侧电压在一个允许的电压范围。

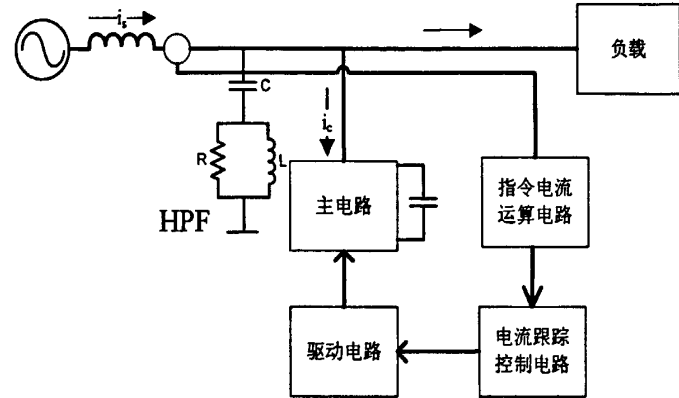
2.2.1 有源电力滤波器控制方式

为了使有源电力滤波器获得最好的运行效果，有必要对其运行进行

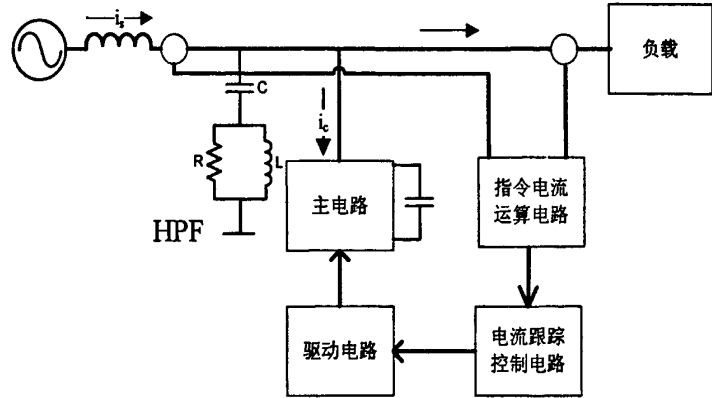
控制。目前对有源电力滤波器的控制方法^[17]主要有：负载电流检测控制、网侧电流检测控制、电网电压检测控制和复合控制方式。



(a) 负载电流检测控制



(b) 网侧电流检测控制



(c) 复合控制方式

图 2-3 有源电力滤波器的控制方法

基于负载电流检测的控制算法如图 2-3(a)所示，控制系统检测负载侧的电流，对电流进行信号处理，提取出谐波值，并控制主电路发出与谐波值大小相等方向相反的波形，将主电路中的谐波消去。该方法属于

前馈控制，该方法的特点是控制方法相对简单，方便实现。但是由于该方法控制系统是开环控制，系统鲁棒性不好，很有可能与电网中的无源器件和电网中的分布电感等形成谐振，电源电流波形变差。

网侧电流检测控制算法如图 2-3(b)所示，该方法检测的电流是电源侧电流，从控制层面来说是个闭环控制系统。这种控制方式因为加入了电源电流的反馈而使系统的控制效果变好，设计控制系统的同时合理的设计校正环节，便可以抑制谐振。该方法由于是闭环，设计起来比较复杂，而且对系统稳定性要求相对较高，有可能产生不稳定。

把负载电流检测的控制算法和网侧电流检测控制算法结合起来就是复合控制方式（如图 2-3c）。在这种方式下指令电流信号主要来自负载电流，在起作用下对谐波进行较好的补偿。电源电流和校正环节主要功能是抑制 APF 和 HPF 及其电网阻抗间的谐振。

电源电压控制方式对基频呈现无穷大阻抗，而对谐波频率则呈现低阻抗。这使得采用该控制方式的有源滤波器能够有效吸收谐波源，阻尼其在电网中的传播，从而提高馈电系统电流电压质量。此外，电源电压控制方式也非常适合于电站用户在未来使用的统一电能质量控制器，该控制装置主要被安装于主供电电站用于集中的电能质量控制。

通常应用最多是负载电流检测的控制算法。

2.2.2 谐波检测方法介绍

最初的谐波检测方法是采用模拟电路实现的，即采用模拟滤波器将需要补偿的部分提取出来。这种方法获取谐波快速，实现方便简单，实现成本低。由于模拟器件固有的弱点，这种方法的缺点也是显而易见的。相位和幅值误差比较大，受外界噪声影响大，高精度的滤波器很难设计，对其他参数的要求很高，当外界情况变化时很容易受到影响，灵活性不好。

随着数字芯片和数字处理技术的发展，模拟滤波器的缺点可以被数字处理技术所克服，随着数字芯片的普及，数字处理技术的方法越来越普及。

如果要对有源电力滤波器进行精确控制，必须要有实时准确的谐波检测提取方法。目前谐波的检测方法主要有以下几种。

- 1、基于模拟滤波器的谐波提取方法^[18]。早期的谐波检测都是基于此方法，该方法是使用模拟器件搭建谐波检测平台，利用模拟低通滤波器等滤波器提取出相应次谐波，然后进行补偿。该方法电路成本低，电路简单，具有低输出阻抗，品质因素控制灵活。但是该方法也有模拟电路的一些典型缺点，比如：对模拟器件的参数要求比较高，且受温度等外界环境影响比较大，幅频特性和相频特性难以取得稳定的理想曲线；当

需要检测高次谐波时,滤波电路设计更加复杂化,且难以达到理想效果;电路运行损耗大,易发热,影响电路性能;在电网频率波动时,难以达到预期的检测效果。基于以上分析基于频域的模拟滤波器谐波提取方法基本上已被日益成熟的数字化方案所取代。

2、基于传统 Fryze 功率理论谐波提取方法^[19]。该方法以及接下来将要介绍的方法都是基于时域分析的方法。传统 Fryze 功率理论主要原理是将电网中的电流分解为两部分,一部分是与电网电压同相位的正弦波,该部分因为与电网电压相同相位,所以被称作有功电流。将与电网电压相位不同的无功电流和谐波电流组成另一部分,该部分又被称为广义无功电流。该方法简单方便,但是缺点也是显而易见,由于该方法建立在平均功率基础上,需要对有功电流积分至少一个周期,所以存在实时性不好的缺点,动态响应慢,不能满足当前对谐波检测快速性要求。

3、基于快速傅里叶变换(FFT)的谐波提取方法^[10]。该方法基于快速傅里叶的方法计算各次谐波信号的幅值和相位以及频率。目前该方法得到了普遍的应用,应用比较成熟。该方法理论成熟,实现简单方便,功能多,检测精度高,并且广泛应用于频谱分析等相关领域。但是该方法计算量比较大,计算延时较高,故实时性不好,并且当电网电压畸变时,也会对检测效果带来影响。

4、同步测定法^[20]。该方法从功率平衡的角度,同时衡量各相情况,把补偿分量分配到三相,然后统一确定各项的补偿电流。该方法补偿效果好,不仅可以实现对三相电网的电流谐波和无功进行检测,而且可以对电网中存在的不平衡电流分量进行检测。但是该方法检测延迟较大,而且此方法基于功率平衡,对电网电压依赖比较大,在电网电压波形畸变的情况下难以达到要求。

5、基于自适应神经网络的检测方法^[21-24]。神经网络具有自学习能力、并行处理能力和容错能力,非常适合于控制非线性系统。神经网络以对信息的并行处理和分布式存储为基础,具有自组织、自学习的特征,接近于人对信息的处理方法。只需要建立神经网络模型,并对其进行训练,训练得到合适的权值,就可以实现对谐波的检测。但是此方法需要大量的神经元,而且当电力系统情况发生变化时,需要对模型进行再训练,谐波补偿效果受限于神经元的训练。对神经网络训练依赖过高,是这种方法的缺点。

6、基于小波变换的检测方法^[25-27]。该方法是将小波变换应用于电网中谐波检测,通过对含有谐波的电流信号进行正交小波分解,分析了电流信号的各个尺度上的分解结果,利用多分辨率的概念将高尺度上的结果看作不含谐波的基波分量,该检测方法需要用软件实现计算量较大实

时性难以保证而且检测精度较低。

2.2.3 瞬时功率理论^[4, 6, 28-31]

电力电子装置使电路中产生了大量的非线性成分，为了能够更好的对包含大量非线性成分的电力系统进行分析，必须研究现有普遍适用的功率理论。电功率的概念在正弦条件下概念和定义已经非常成熟且被普遍接受，然而，非正弦条件下，这种定义还非常模糊。在非正弦条件下对功率的定义，起先有两种重要方法，他们是 Budeanu 在 1927 年提出的基于频域的定义和 Fryze 与 1932 年提出的基于时域的定义。然而这些功率定义存在很大的局限性，甚至在某些情况下会出现完全不同的结果。随着电力系统情况越来越复杂，一套普遍适用的基于暂态非线性条件下的功率定义是非常重要的。传统的基于平均值或有效值的计算方法已经不够，基于时域的瞬时功率分析方法为分析非线性电路中的能量流动并理解其物理本质开辟了一种新途径。

Clarke 变换及其反变换是瞬时功率理论的基础。

Clark 变换：三相静止电量转化到两相坐标系上，如图 2-4 所示。

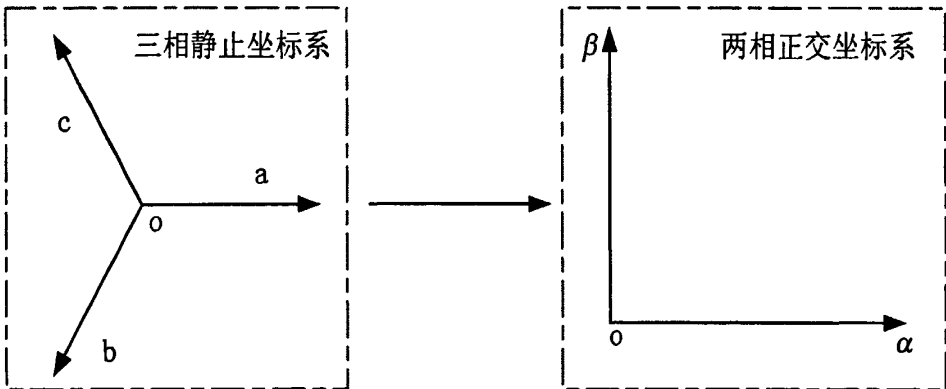


图 2-4 三相静止坐标系变换到两相正交坐标系

Clark 变换特点：减少了一个变量，方便于向量分析。瞬时功率理论的是将三相电路的各相电压和电流瞬时值采用 Clark 矩阵变换变换到 $\alpha - \beta$ 正交坐标系，变换如下：

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

其中，

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

如图 2-5，电压电流分别用向量表示：

$$\bar{e} = e_\alpha + j e_\beta \quad (2-4)$$

$$\bar{i} = i_\alpha + j i_\beta \quad (2-5)$$

瞬时复功率 s 定义：电压矢量与电流矢量的共轭的乘积

$$\bar{s} = \bar{e} \cdot \bar{i}' \quad (2-6)$$

将上式展开

$$p = i_\alpha \times e_\alpha + i_\beta \times e_\beta \quad (2-7)$$

$$q = i_\alpha \times e_\beta - i_\beta \times e_\alpha \quad (2-8)$$

p 即为瞬时有功功率， q 即为瞬时无功功率。

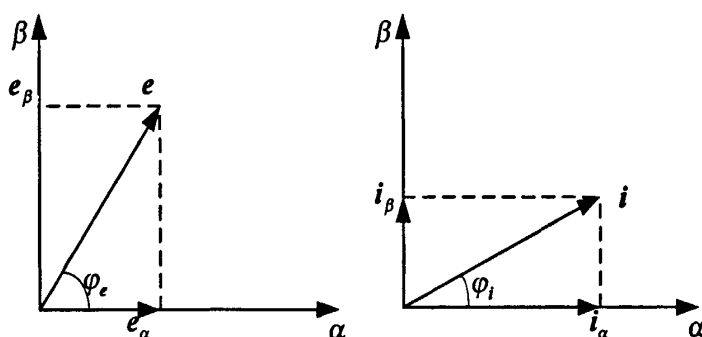


图 2-5 α - β 坐标系中的瞬时功率定义

瞬时功率理论还定义了瞬时有功电流 i_p 和瞬时无功电流 i_q 等物理量，随后所要讲到的 i_p - i_q 谐波检测方法即是基于该物理意义。如图 2-6 所示，三相电路瞬时有功电流 i_p 和瞬时无功电流 i_q 分别定义为电流向量 i 在电压向量 e 及其法线上的投影，即：

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

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

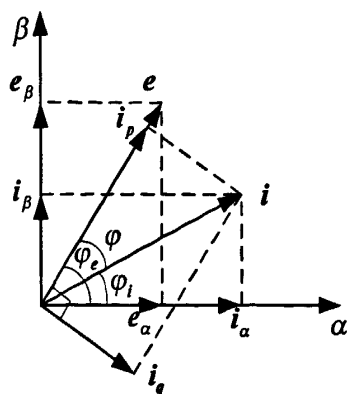


图 2-6 α - β 坐标系中的 i_p 和 i_q 定义

基于此，瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 可表示为

$$p = ei_p, \quad q = ei_q \quad (2-10)$$

基于瞬时功率理论如前所述，运用于谐波和无功电流的检测的方法包含 p - q 法和 i_p - i_q 法。下面讨论这两种理论在电流检测中的具体算法。

1、基于瞬时功率理论的 p - q 运算方式

p - q 检测法如图 2-7 所示。图中牵涉到底额运算右上角标-1 的表示该矩阵的逆变换。根据瞬时功率理论算出 p 、 q ，再经过低通滤波器 (LPF) 滤除高频部分得到 p 、 q 的直流分量 $\bar{p}$ 、 $\bar{q}$ 。假如电网电压无畸变，基波有功电流与电压作用结果为 $\bar{p}$ ，基波无功电流与电压作用结果为 $\bar{q}$ 。于是，电流 i_a 、 i_b 和 i_c 的基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 和 i_{cf} 便可由 $\bar{p}$ 、 $\bar{q}$ 检测出。

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{e^2} C_{23} C_{pq} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

其中，

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

上式中 e 为图 2-6 电压矢量的模。图 2-7 中 C_{32} 为中 C_{23} 的转置矩阵，即 $C_{32} = C_{23}^T$ 。将负载电流 i_a 、 i_b 、 i_c 和检测出的基波电流 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 相减，就可得到谐波电流分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。下图中，当开关 K 断开时，检测结果既包含无功分量又包含谐波电流分量， K 闭合时，检测结果只包含谐波电流分量。

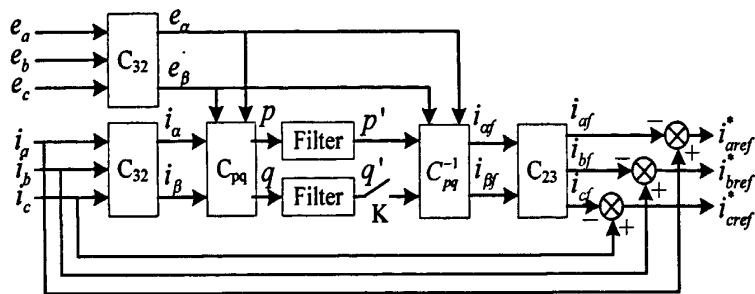


图 2-7 瞬时功率理论的 p-q 谐波检测算法原理图

2、基于瞬时功率理论的 ip-iq 运算方式

基于 ip-iq 运算方式的谐波电流检测方法如图 2-8 所示。图中

$$C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

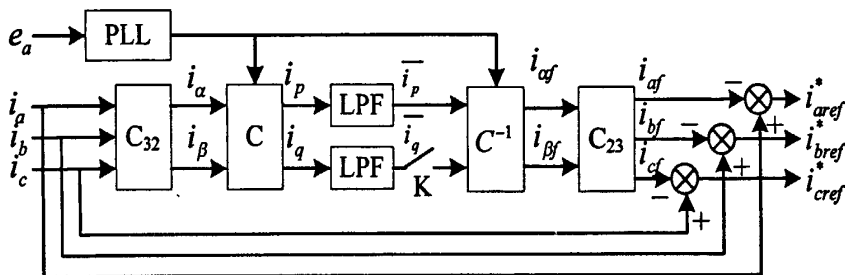


图 2-8 瞬时功率理论的 ip-iq 谐波检测算法原理图

该方法没有直接使用三相电网电压，而是通过锁相环（PLL）获取 A 相电网电压同相位的正弦值 $\sin \omega t$ 和对应的余弦值 $\cos \omega t$ ，按照图中给出的算法进行瞬时有功、无功电流的计算。可以计算出 i_p 、 i_q ，经低通滤波器后得出其直流分量 $\bar{i}_p$ 、 $\bar{i}_q$ 。然后经过反变换可以求出基波电流分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} ，再与 i_a 、 i_b 、 i_c 作差，就可得到谐波电流分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。图 2-8 中，开关 K 断开时，检测结果既包含无功分量又包含谐波电流分量，K 闭合时，检测结果只包含谐波电流分量。

2.2.4 数字滤波器

瞬时功率理论中，数字滤波器^[32-35]的性能直接影响到该方法的检测效果。对该滤波器的设计对系统影响至关重要。它直接影响到谐波检测的响应速度，检测精度。其中对监测系统影响最大的几个方面概括如下。

1、滤波器从本质上来说是一个惯性环节，本身具有对信号延迟，滤波截止频率越低，滤波器对信号的延迟作用就越大，

2、数字滤波器的结构尽可能简单，方便数字芯片实现。

3、数字滤波器希望其通带增益为 1，而阻带增益为 0。

4、数字滤波器具有理想的幅频响应和相频响应曲线，其阶跃响应超调量尽可能小，稳定时间尽可能短。

对于有源电力滤波器来说, 假设三相电网电压对称为 $e_a = \sqrt{2}E \sin \omega t$, $e_b = \sqrt{2}E \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$, $e_c = \sqrt{2}E \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$; 三相电网负载电流为

$$\begin{cases} i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ i_b = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right] \\ i_c = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right] \end{cases} \quad (2-13)$$

设公式 3 内的 n 等于 1, 变换后得:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin[(1+n)\omega t + \varphi_n] \\ \sum_{n=1}^{\infty} \pm I_n \sin[(1-n)\omega t - \varphi_n] \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

上式中, i_d 为有功电流, i_q 为无功电流, 根据需要补偿的谐波次数, 设计相应类型的数字滤波器, 检测出谐波电流, 然后控制有源电力滤波器发出需要补偿电流的大小相等方向相反的波形, 从而达到了补偿谐波的目的。

根据设计的数字滤波器的性能指标不同, 有源电力滤波器的谐波检测指标也会有所不同。一般来讲, 数字滤波器常用 FIR 和 IIR, 通常来讲 IIR 滤波器由于引入了反馈所以效果要比 FIR 要好, 理论证明, 同样性能的数字滤波器, IIR 的阶数是 FIR 滤波器的十分之一左右。但是 IIR 滤波器因为存在反馈构成了闭环, 所以有可能不稳定。还有一点, 从群延时的角度说, FIR 滤波结果是线性的, IIR 滤波结果是非线性的。对于有源电力滤波器的谐波检测来说, 不管从性能还是从设计考虑, 总体来说 IIR 滤波器具有更好的性能。通常实际应用中数字滤波器的逼近函数选择巴特沃斯逼近。

鉴于以上分析, 本文针对实际应用的需要设计了 IIR 巴特沃斯数字低通滤波器和 IIR 巴特沃斯数字带通滤波器, 分别实现对电网谐波的全部补偿和部分补偿^[7, 23, 36-38]。并对带通滤波器进行了性能分析。

1、数字低通滤波器的设计

数字低通滤波器的设计方法比较成熟, 一般都是借助于模拟滤波器进行设计。IIR 数字低通滤波器设计如下。

根据有源电力滤波器的特点要求, 设计适用于瞬时功率理论中的 Butterworth 数字低通滤波器。要求在频率低于 60Hz 的通带内幅度特性下降小于 1dB。在频率大于 100Hz 的阻带内, 衰减大于 10dB。用冲激响应不变法设计 $\omega = \Omega T$ 。

1) 得模拟滤波器的技术指标:

$$f_p = 50\text{Hz}, \delta_1 = 1\text{dB}, f_s = 100\text{Hz}, \delta_2 = 10\text{dB}$$

2) 归一化模拟低通滤波器:

$$k_{sp} = \sqrt{\frac{10^{0.1\delta_p} - 1}{10^{0.1\delta_s} - 1}}, \quad \lambda_{sp} = \frac{2\pi f_s}{2\pi f_p} \quad (2-15)$$

$$N = -(\lg k_{sp}) / (\lg \lambda_{sp}) = -\left(\lg \sqrt{\frac{10^{0.1\delta_p} - 1}{10^{0.1\delta_s} - 1}} \right) / \left(\lg \frac{2\pi f_s}{2\pi f_p} \right) \quad (2-16)$$

得到 $N=4$ 。查归一化表格, 得出归一化函数:

$$H_{ap} = \frac{1}{p^4 + 2.613p^3 + 3.414p^2 + 2.613p + 1} \quad (2-17)$$

3) 将双线性变换函数 $p = s/\Omega_c \left| \frac{z-1}{z+1} \right|$ 带入上式, 去归一化得数字滤波器

的传递函数:

$$\begin{aligned} H(z) &= A_1 \frac{z^{-2} - 1}{a_{11}z^{-2} - a_{12}z^{-1} + 1} \times A_2 \frac{z^{-2} - 1}{a_{21}z^{-2} - a_{22}z^{-1} + 1} \\ &= 0.0001412 \times \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{0.9819z^{-2} - 1.9813z^{-1} + 1} \times 0.0001394 \times \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{0.9568z^{-2} - 1.9563z^{-1} + 1} \end{aligned} \quad (2-18)$$

2、数字带通滤波器设计分析

设计数字带通滤波器, 一般也都是将带通滤波器归一化为低通滤波器, 然后再借助于模拟滤波器进行设计。针对有源电力滤波器的特点, 为了仅仅滤除其负序谐波, 设计数字滤波器, 通带中心频率为 100Hz 在 $\pm 15\text{Hz}$ 处 (85Hz, 115Hz) 衰减 3dB, 在 $\pm 35\text{Hz}$ 处 (65Hz, 135Hz) 衰减 25dB。采样频率为 20000Hz。

根据公式 $\omega = 2\pi f / f_s$ 设计出数字带通滤波器的数字技术指标, 通带上截止频率 ω_u , 通带下截止频率 ω_l , 阻带上截止频率 ω_{s2} , 阻带下截止频率 ω_{s1} , 分别为 0.0115π , 0.0085π , 0.0135π , 0.00725π 。通带内最大衰减 $\alpha_p = 3\text{dB}$, 阻带内最小衰减 $\alpha_s = 25\text{dB}$ 。由公式 $\Omega = 2 \tan \frac{1}{2} \omega$, $\Omega_0 = \sqrt{\Omega_u \Omega_l}$, $B = \Omega_u - \Omega_l$, 根据模拟滤波器的参数求出相应数字滤波器参数 Ω_u , Ω_l , Ω_{s2} , Ω_{s1} , Ω_0 , B 分别为 0.0361rad/s , 0.0267rad/s , 0.0424rad/s , 0.0228rad/s , 0.031rad/s , 0.0094rad/s 。数字滤波器的阶数:

$$N = -\left(\lg \sqrt{\frac{10^{0.1\alpha_p} - 1}{10^{0.1\alpha_s} - 1}} \right) / \left(\lg \frac{(\Omega_{s2}/B)^2 - (\Omega_0/B)^2}{\Omega_{s2}/B} \right) = 3.88$$

现在可以从归一化的曲线中选择合适的归一化低通滤波器 (4 阶),

取 N=4。得出归一化低通滤波器的传递函数：

$$\begin{aligned}
 G(p) &= \frac{1}{(p^2 + 1.848p + 1)(p^2 + 0.765p + 1)} \\
 &= \frac{1}{p^4 + 2.613p^3 + 3.414p^2 + 2.613p + 1} \\
 &= \frac{1}{(p - p_0)(p - p_1)(p - p_2)(p - p_3)}
 \end{aligned}
 \tag{2-19}$$

公式中系数列于表 2-1。

表 2-1 数字滤波器系数列表

P0	-0.3827 + 0.9239i	P1	-0.3827 - 0.9239i
P2	-0.9239 + 0.3827i	P3	-0.9239 - 0.3827i
A1	4.7066845754886689*10 ⁻³	A2	4.7066845754886689*10 ⁻³
A3	4.6947626812440723*10 ⁻³	A4	4.6947626812440723*10 ⁻³
a11	9.9589773804786241*10 ⁻¹	a12	-1.9946239301975557
a21	9.9689790046586946*10 ⁻¹	a22	-1.9961699671674644
a31	9.9081962515014133*10 ⁻¹	a32	-1.9897398963142945
a41	9.9183108048913582*10 ⁻¹	a42	-1.9909766477003159

去归一化，将低通转化为带通，并且用双线性变换转化为数字滤波器，整个过程可以归结为如下公式：

$$\begin{aligned}
 p &= \frac{s^2 + \Omega_0^2}{s(\Omega_u - \Omega_l)} \bigg|_{s=\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \\
 &= \frac{4(1-z^{-1})^2 + \Omega_0^2(1+z^{-1})^2}{2B(1-z^{-2})}
 \end{aligned}
 \tag{2-20}$$

将上式带入（8）得

$$H(z) =$$

$$A_1 \frac{z^{-2} - 1}{a_{11}z^{-2} - a_{12}z^{-1} + 1} \times A_2 \frac{z^{-2} - 1}{a_{21}z^{-2} - a_{22}z^{-1} + 1} \times A_3 \frac{z^{-2} - 1}{a_{31}z^{-2} - a_{32}z^{-1} + 1} \times A_4 \frac{z^{-2} - 1}{a_{41}z^{-2} - a_{42}z^{-1} + 1}
 \tag{2-21}$$

公式中的参数见表 2-1。

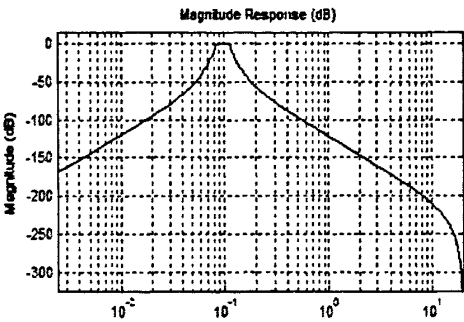


图 2-9 IIR 带通滤波器的幅频响应

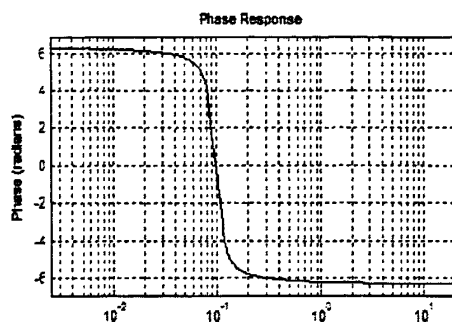


图 2-10 IIR 带通滤波器的相频响应

图 2-9 和图 2-10 是该滤波器的幅值响应和相频响应 Bode 图, 从该曲线中可以明显看出, 该滤波器的通带上截止频率, 通带下截止频率, 通态衰减在 3dB 以内, 阻带上截止频率, 阻带下截止频率, 阻态衰减, 符合系统要求。

由于 IIR 滤波器包含了反馈路径, 所以 IIR 滤波器会产生非线性相位响应, 其群延时曲线如所示, 从图 2-11 中可以看出, 在通带上截止频率和通带下截止频率附近群延时最大, 距离这两个频率越远群延时越小。

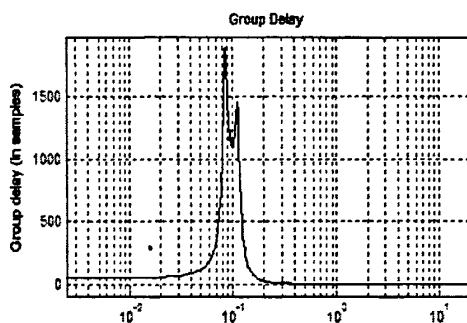


图 2-11 带通滤波器的群延时曲线

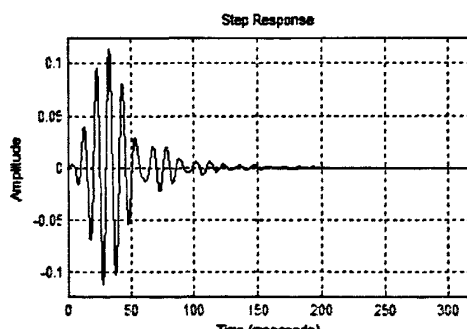


图 2-12 带通滤波器的阶跃响应曲线

图 2-12 是数字滤波器的阶跃响应, 由图可以得出, 该数字滤波器的阶跃上升时间 5.7ms, 调节时间为 48.5ms, 满足控制器动态响应速度要求。

2.2.5 三相锁相环

在基于瞬时功率理论的 ip-iq 谐波检测方法中,控制系统获得当前电网相位相关的正弦函数信息。而电网电压有存在一定电能质量扰动如谐波的存在、电容瞬时投切的扰动、频率波动、电网的三相电压不平衡以及电网电压骤降引起的相位跳变等,电网电压不能直接作为正弦函数值调用。因此,找到一种能在各种扰动影响下实现实时相位同步的方法具有非常重要的实际意义。过零比较的方法是一般常用锁相方法,它通过检测过零点来计算当前电网相位,但其动态性能不佳,过零点的检测对直流偏移、谐波以及其它干扰非常敏感,实际应用效果欠佳。

三相锁相环^[39, 40]用在有源电力滤波器系统中,在控制过程中要求锁相电路必须在存在电压畸变如谐波、频率突变、相位突变以及三相不平衡条件下,能够快速、准确地锁定电压相位,并需满足收敛速度要快、相位估计精度高、抗干扰能力强等几方面要求。

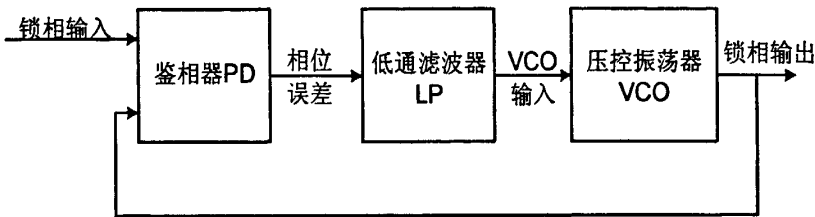


图 2-13 锁相环原理图

如图 2-13 所示,锁相环主要包含三个部分,分别是鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)、压控振荡器(VCO)。由图容易看出,锁相环是一个反馈闭环系统。鉴相器把周期性的输入信号与 VCO 反馈回来的信号进行比较,得到一个相位误差,该误差信号经环路滤波器进行滤波,环路滤波器的输出送入 VCO,调整输出相位,来消除输入、输出信号的相位差。

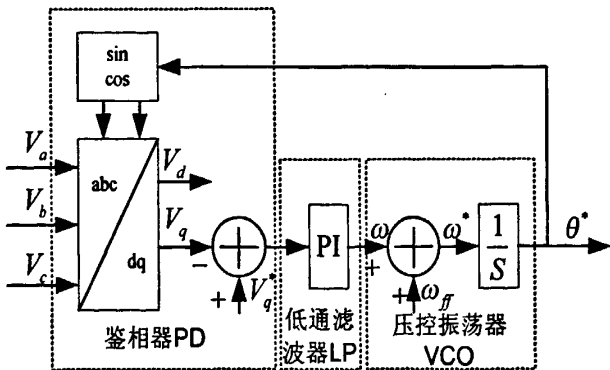


图 2-14 三相锁相环控制原理框图

对于三相锁相环,是根据三路电压值得出相位结果,所以鉴相环节与传统的单输入信号的锁相环不尽相同。

三相锁相环的控制框图如图 2-14 所示,三相电网电压的采样信号

V_{abc} 可以表示为

$$v_{abc} = U_m \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi) \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi) \\ \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi) \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

其中 U_m 为电压的有效值, ω 为电压基波角频率, φ 为初始相角。

既然要从三相电压信息中提出出来一个相位误差, 利用传统的误差求取方法显然不行, 三相锁相环的鉴相器需要经过坐标变换来获取。通过坐标变换(Clarke 变换)将三相电网电压信号从 abc 三相静止坐标系转换到 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系

$$v_{\alpha,\beta} = C_{3s/2s} v_{abc} \quad (2-23)$$

其中

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

$$\begin{cases} v_\alpha = -U_m \sin(\omega t + \varphi) \\ v_\beta = U_m \cos(\omega t + \varphi) \end{cases}$$

然后再通过坐标变换 (park 变换) 将其转化到两相旋转坐标系中

$$v_{d,q} = C_{2s/2r} v_{\alpha,\beta}$$

其中

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix}$$

得到:

$$\begin{cases} v_d = -U_m \cos(\omega t + \omega_0 t + \varphi) \\ v_q = U_m \sin(\omega t - \omega_0 t + \varphi) \end{cases} \quad (2-24)$$

$$v_q = U_m \sin(\omega t - \omega_0 t + \varphi) = U_m \sin(\theta - \theta^* + \varphi) \approx U_m(\theta - \theta^* + \varphi) \quad (2-25)$$

由上式可以看出, 当三相锁相环频率未完全跟踪时, v_q 为一交流分量; 当三相锁相环频率完全跟踪, v_q 为一直流分量; 当三相锁相环频率完全跟踪且相位完全锁定时, v_q 为 0。从以上分析可以看出, 三相锁相环通过 PI 调节 $v_q=0$ 可以实现锁相。

为了验证三相锁相环的性能, 对其做了仿真研究分析, 其过程和结果如下。

根据图 2-14 中的控制结构, 在 Simulink 环境下对三相锁相环建立仿真模型。三相电网电压的频率为 50Hz, 包含 3, 5, 7 次谐波和不

对称分量，如图 2-15 (a) 所示。设定三相锁相环的初始相位为 0，初始频率为 50Hz。对其进行仿真，其结果如图 2-15 所示。

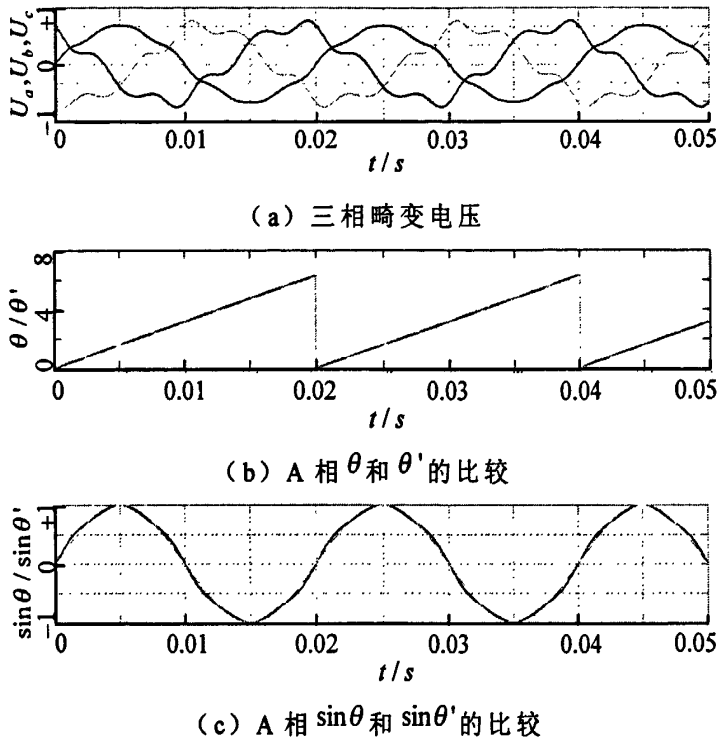


图 2-15 逆变器 1 和 2 的 a 相输出电流及其合成电流

图 2-15 (b) 和图 2-15 (c) 所示，为三相锁相环输出相位 A 相 θ 和 θ' 的比较和 A 相 $\sin\theta$ 和 $\sin\theta'$ 的比较，从图可以看出，三相锁相环在电网电压畸变和不对称的情况下能够很好的跟踪电网电压相位，达到锁相的目的。

2.2.6 谐波电流补偿控制方法介绍

有源电力滤波器想要得到好的补偿效果不仅要有一个快速精准的谐波提取方法，谐波提取之后，对其波形进行补偿控制也是影响有源电力滤波器性能的主要方面之一。有源电力滤波器发出一个跟检测到的谐波值大小相反，幅值相等的补偿电流波形。为了保证补偿电流能够迅速准确的跟踪谐波电流，目前常用控制 PWM 调制方式跟踪补偿电流。谐波的补偿控制主要是指有源电力滤波器的 PWM 发波控制。目前常用的补偿电流 PWM 发波控制方法介绍如下。

1、三角波控制方式。三角波控制方式分为开环控制方式和闭环控制方式，通常所讲的三角波跟踪控制方式都是闭环控制方式。其控制框图如图 2-16 所示，三角波控制方式是一种简单方便，实用的 PWM 调制技术。从图中可以看出，指令电流信号 i^* 和 APF 实际输出的电流信号 i 进行比较，得出偏差电流 Δi ，将偏差电流 Δi 进行比例积分放大后再去和三角波进行比较，产生最终的 PWM 波形。比例积分环节直接影响着三角波

控制的性能。该方法的优点是采用三角波控制，电力电子器件的开关频率和三角波的周期一致，有利于器件的选择和保护电路吸收电路的设计，动态响应好，实现方便简单。缺点是始终处于固定开关频率状态，对系统参数和负载波动的变化响应比较明显，若交流侧或直流侧电压波动时，则电流跟踪误差将会变大，而且电压波形中含有特定次开关频率的谐波。

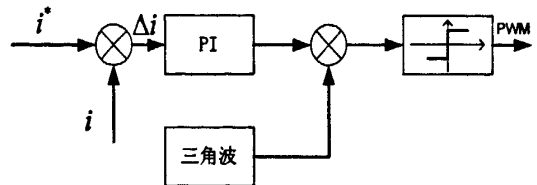


图 2-16 三角波调制方式

2、滞环电流跟踪控制方式。研究发现，当开关频率按照一定规律变化时，电流跟踪控制性能将会得到改善，电流跟踪偏差可以保持在一个限定值内基本保持不变，这一点对要求电流跟踪快速响应的高精度的控制系统十分重要。为了实现这种要求，可采用滞环电流跟踪控制方式对电流进行控制。这种电流控制结构中，使用的滞环是一个非线性环节，他取代了一般所使用的电流调节器，比如 PI 调节器等。当逆变器输出电流与指令电流的偏差值超过滞环宽度时，开关器件的开关状态切换，从而使偏差减小到滞环宽度之内。

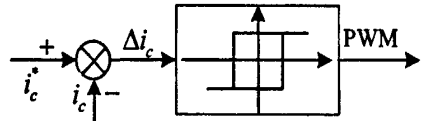


图 2-17 滞环电流跟踪控制方式

滞环比较控制中电流反馈增强了系统抗干扰的能力，控制精度较高，在控制环内加入限幅便可避免过流而保护功率开关器件。在滞环宽度固定时，电流跟随的误差限定在滞环宽度之内，但是功率开关器件的开关频率却是随着电流变化而变化的，这将导致电流频谱范围较宽，从而滤波范围变大，增加了滤波器设计的难度。而且会引起谐波干扰，这是传统的滞环比较控制的缺陷。

实际并网运行的有源电力滤波器，假设电流控制使用滞环控制，那么滞环的宽度是由直流侧电压，交流输出侧电感，开关频率等因素决定的。直流侧电压越高，逆变器输出交流侧电感越小，开关频率越大电流变化率就越大，电流跟踪控制效果就越好开关损耗却变大；反之直流侧电压越低，逆变器输出交流侧电感越大，开关频率越小电流变化率就越小，跟踪误差越大，电流跟踪控制效果越差。但是一般说来，滞环控制方式直流侧电压不应低于交流侧电压峰值的 1.5 倍，即不得低于 933V。

针对滞环控制方式的开关频率不固定所带来的问题,有人提出定时控制的滞环比较控制方式,该方式在传统的滞环比较控制环节上增加一个定时器,控制滞环比较器由定时器触发每隔固定的时间比较一次,从而避免了器件开关频率过高的情况,将变流器输出频率限定在一个范围之内,不足之处是补偿电流的跟随误差是不固定的。

3、空间矢量 PWM (SVPWM) 控制^[9, 41]。SVPWM 控制方式最早用于交流电动机的变频驱动, SVPWM 以其电压利用率高和能够使电动机具有良好的动态响应性能,而且还可以减小电动机的转矩脉动。SVPWM 控制方式应用于有源电力滤波器中,主要是因为 SVPWM 在有源电力滤波器控制中可以提高直流侧电压利用率,提高动态响应性能。目前应用于有源电力滤波器电流控制的 SVPWM 主要有两种:固定开关频率 SVPWM 和滞环电流控制 SVPWM。

4、单周控制^[42]。单周控制技术可以追溯到由美国加利福尼亚大学学者 Keyue M.smedley 和 Slobodan Cuk 提出的大信号非线性控制技术。这种控制方法基本原理是:在每个控制系统载波周期内,控制开关变量导通占空比的平均值与控制参考量指令电流的平均值相等或成比例。单周控制技术弥补了 PWM 技术本身的缺点:单周控制方法具有固定的开关频率,它不同于传统的同步调制方法,不会因为指令信号的变化而影响到开关器件的开关频率。单周控制技术将开关导通占空比平均值在一个开关周期内严格跟踪参考电流指令信号,使开关导通占空比平均值与控制指令信号之间既没有稳态误差,也没有暂态误差。此外,单周控制技术还具有快速的动态响应性能,控制电路结构简单等优点。

5、重复 PI 控制。重复控制是基于控制论中的内模原理(internal-model principle)。内模原理是在控制器内部建立外部信号的动力学模型,以在控制器内部构成高精度反馈控制系统。该原理指出:好的控制器应该包含有外部世界的一种模型。在恒值控制时传统的 PI 控制可以实现无静差控制,响应速度跟系统的阶跃响应特性有关,总之只要系统设计合理,输出会有较好的效果,响应速度快。可是对于交变信号,PI 调节很难做到对其进行无静差跟踪,从而导致输出波形会与指令值由一定程度的相位延迟。而对于有源电力滤波器来说,它所发出的波形是一种交变的高次谐波,所以在波形控制上利用传统的 PI 控制方法很难达到效果。重复控制技术很好的解决了这个问题,它是根据指令信号的重复性来对输出电压进行重复修正。该方法使控制系统既不需要进行多个变量的采样,也不需要很高的控制速度和很复杂的算法,就可以达到很高的稳态指标。单单从稳态性能指标来说,重复控制能以最低的成本满足多数场合的性能要求。但是该方法动态性能指标不佳,在补偿负载经常变化的

场合应用效果不佳。

6、无差拍控制方式。无差拍控制是在电流滞环控制技术基础上发展起来的，它是基于数字芯片平台实现的 PWM 控制方法。它以电流误差等于零为目标，采用数字技术实现的，一种数字预测控制方案。它基于系统状态方程和输出方程，以输出电流和指令电流的差值为零为控制目标，采用特定的算法，计算出下一个采样周期的 PWM 占空比信息。根据第 k 时刻的指令电流值和实际输出电流值计算出 $k+1$ 时刻的指令电流值，并据此选择电流误差最小的开关模式作为第 $k+1$ 个电流指令值电流开关模式，并计算出所有的信息。该方法控制效果最好，能够跟踪电流的快速变化，具有非常好的稳态性能和动态性能。但是缺点也是非常明显，就是算法比较复杂，计算量比较大，对数字芯片的要求非常高，而且要计算出精确地结果，需要非常精确的系统参数，该方法仍停留在理论阶段，实际应用目前不多见。

7、滑模控制^[43, 44]。滑模控制(Sliding Model Control)又称为变结构控制 (Variable Strueture Control)。它由前苏联学者首次提出，并引起了关注。滑模控制鲁棒性强的特点被同行所青睐，滑模控制系统对被控对象的模型参数，模型误差以及外部扰动所具备的不敏感性使得控制系统具备了很好的稳态性能。变结构控制是基于相平面方法，通过改变系统的结构达到控制预期的控制方法。变结构控制可以看成许多子系统结构的集合，这些子系统在自己特定状态空间内都具有特定的结构，子系统之间的状态空间的临界面成为切平面，系统从一种结构切换到另一种结构，从而实现变结构控制目的。系统状态如果维持在切换面上运动，则称这种运动为滑模运动，此时系统处于滑动模态。由于系统可以处于变结构控制和滑动模态两种状态，所以这种控制又被称为滑模变结构控制。

滑模变结构控制的优点在于滑模面的参数决定系统动态品质，与外界系统参数的摄动，外界扰动等影响没有相关性，具有理想鲁棒性。但是该方法对于滑动切平面的选择十分困难，设计难度高，不容易实现。

8、模糊控制和神经网络控制等^[45]。模糊控制(Fuzzy Control)是以模糊数学、模糊语言形式的知识表示和模糊逻辑的规则推理作为理论基础，主要包括模糊化，模糊推理与模糊判决三部分。它是将专家知识和经验表示成模糊语言，然后去控制系统。只需要获得丰富的人工控制经验，然后用模糊语言来描述这些经验，应用计算机技术和模糊理论，将人工控制经验进行系统控制。该方法不需要准确的数学模型便可以实现对系统的控制。所以当控制系统无法数学建模或者数学模型复杂时，使用该方法可以避免数学建模。该方法也具有较强的鲁棒性，对非线性时变系统，滞后系统等都具有良好的控制效果。

人工神经网络作为智能控制理论中重要理论，应用于 PWM 波形控制，可以更迅速高效的跟踪指令电流。该方法的基本工作原理是：采用神经网络算法来对神经网络进行训练，得到相应的权值数据，神经网络根据这些权值得出控制电路产生合适的开关控制信号，使逆变器输出电流等于指令电流，达到补偿谐波的目的。该方法可达到理想的补偿效果，但将神经网络用于控制有源电力滤波器的研究都还在仿真阶段，没有该方法应用实例。

2.2.7 基于瞬时功率理论的空间矢量控制方法

本文设计基于瞬时功率理论和空间矢量控制的系统控制框图如图 2-18 所示。从图中可以看出，该方法采用的是基于瞬时功率理论 i_p - i_q 的谐波检测方法，发波控制方式采用的是 SVPWM 方式。除此之外，还在系统控制框图上加上了直流侧电压稳压环节。为了得到好的控制效果，为控制系统加入了电流环和电压环。

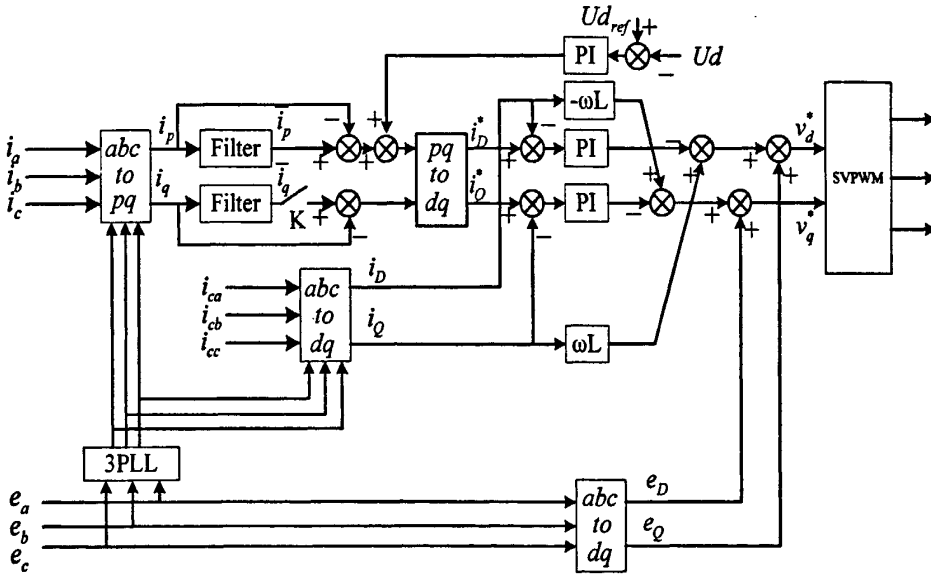


图 2-18 瞬时功率理论中的空间矢量控制方法

图中电流检测的坐标变换方程如下

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\cos(\omega t) & -\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

图中电流闭环所用到的坐标变换方程如下

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

同理电压闭环用到的 abc/dq 坐标变换

$$\begin{bmatrix} e_D \\ e_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

图中从谐波检测到电流控制有一个转换环节,是将检测出谐波电流的有功分量和无功分量转化到对应的 dq 坐标轴上, $i_p = -i_Q$, $i_q = -i_D$ 。经过电流闭环和电压闭环得到最终的指令电压 dq 轴分量。

$$\begin{cases} v_d^* = (K_{id} + \frac{K_u}{s})(i_D^* - i_D) + \omega L i_Q + e_d \\ v_q^* = (K_{iq} + \frac{K_u}{s})(i_Q^* - i_Q) - \omega L i_D + e_q \end{cases} \quad (2-29)$$

得出 v_d^* 和 v_q^* 后, 根据 v_d^* 和 v_q^* , Ts 等进行 SVPWM 发波计算, 计算出开关占空比信息, 然后再控制 IGBT 的导通和关断, 实现对主电路的控制。

SVPWM 的控制方案分为三个部分, 即三相电压的区间分配、矢量合成的最佳序列选择和控制算法。电压的区间分配直接影响到具体的控制算法, 开关损耗和谐波分量跟矢量合成序列选择的不同有着很大的关系。其具体步骤为: 判断参考电压矢量所在的扇区; 计算两相邻开关电压矢量作用的时间; 根据所计算出的开关电压矢量作用时间合成为三相 PWM 信号。

1、参考矢量所在扇区的确定

空间矢量调制的第一步是判断由 v_d^* 和 v_q^* 通过旋转坐标变换转化而来的 U_a 和 U_β 所决定的电压空间矢量所处的扇区。通过分析 U_a 和 U_β 的关系来判断参考电压矢量 U_{ref}^* 所处的扇区的。

U_{ref}^* 所在的扇区完全可由 U_β , $-\frac{\sqrt{3}}{2}U_a - \frac{1}{2}U_\beta$ 和 $\frac{\sqrt{3}}{2}U_a - \frac{1}{2}U_\beta$ 三式与 0 的关系决定, 由此, 可定义以下变量:

$$U_{ref1} = U_\beta, \quad U_{ref2} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_a - \frac{1}{2}U_\beta, \quad U_{ref3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}U_a - \frac{1}{2}U_\beta$$

再定义：若 $U_{ref1} > 0$ ，则 $A=1$ ，否则 $A=0$ ；若 $U_{ref2} > 0$ ，则 $B=1$ ，否则 $B=0$ ；

若 $U_{ref3} > 0$ ，则 $C=1$ ，否则 $C=0$ 。令： $S=A+2B+4C$ ，则 S 的值与扇区一一对应。

2、计算两相邻开关电压矢量作用的时间

当扇区信息确定下来以后，就需要根据所得出的扇区信息计算出开关电压矢量作用时间。

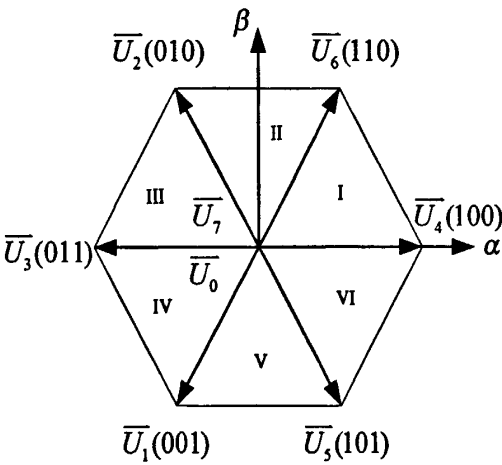


图 2-19 SVPWM 扇区区域图

表 2-2 SVPWM 扇区中各矢量作用时间

扇区 I	$T_4 = -(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha)T_s / U_d$, $T_6 = \sqrt{3}U_\beta T_s / U_d$, $T_0 + T_7 = T_s - T_4 - T_6$
扇区 II	$T_2 = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha)T_s / U_d$, $T_4 = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha + \frac{3}{2}U_\beta)T_s / U_d$, $T_0 + T_7 = T_s - T_4 - T_2$
扇区 III	$T_2 = \sqrt{3}U_\beta T_s / U_d$, $T_3 = -(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha + \frac{3}{2}U_\beta)T_s / U_d$, $T_0 + T_7 = T_s - T_2 - T_3$
扇区 IV	$T_1 = -\sqrt{3}U_\beta T_s / U_d$, $T_3 = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha)T_s / U_d$, $T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_3$
扇区 V	$T_1 = -(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha + \frac{3}{2}U_\beta)T_s / U_d$, $T_5 = -(\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha)T_s / U_d$, $T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_5$
扇区 VI	$T_4 = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha + \frac{3}{2}U_\beta)T_s / U_d$, $T_5 = -\sqrt{3}U_\beta T_s / U_d$, $T_0 + T_7 = T_s - T_4 - T_5$

SVPWM 主要调制模式有两种：连续开关调制模式和不连续开关调制

模式。下面具体介绍这开关调制模式。

连续开关调制模式 SVPWM 法的零矢量分配关系为：

$$T_0 = T_7 = (T_s - T_x - T_{x \pm 60^\circ}) / 2 \quad (2-30)$$

这种调制模式具有如下特点：

- 1) 除占空比为 0 和 100% 外，在每个 PWM 周期内，每个 PWM 通道均切换两次。
- 2) 对于每个扇区的 PWM 通道有一个固定的切换顺序。
- 3) 每个 PWM 周期都是由 U_0 开始，以 U_0 结束。
- 4) 每个 PWM 周期内 U_0 与 U_7 的个数一样多。
- 5) 在 PWM 波形中可以加入死区时间，以保护功率器件。

3、据所计算出的开关电压矢量作用时间合成为三相 PWM 信号

根据计算出来的开关电压矢量作用时间，选择一种最优化的 SVPWM 合成实现方案，一般来说，SVPWM 的波形合成方法有 5 段式和 7 段式。7 段式可以有效降低开关频率附近的谐波含量 7，故本文采用 7 段式。

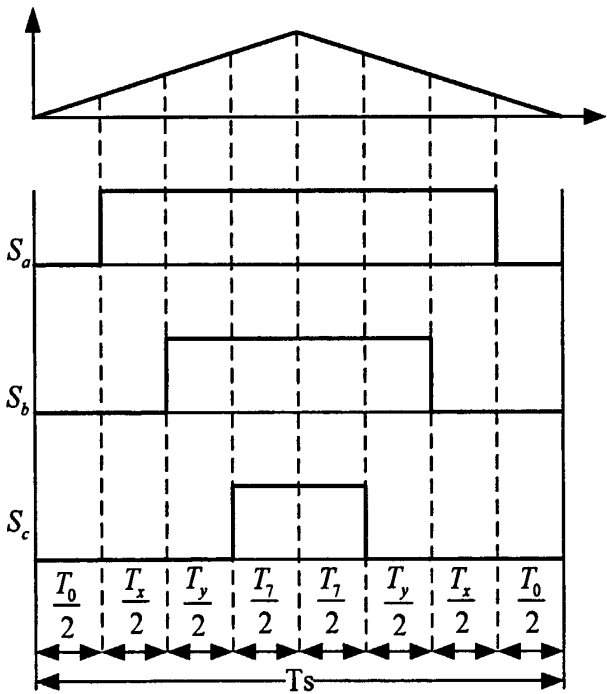


图 2-20 SVPWM 矢量合成开关函数示意图

根据第二步骤计算出来的数值，然后根据图 2-20 所列的开关函数示意图对主电路中开关管进行时间上的导通与关断控制，实现发波。

2.3 本章小结

建立了有源电力滤波器的拓扑模型，并进行了数学建模。介绍了有源电力滤波器的三种控制方式。对目前的谐波检测方法进行了总结与介

绍，并详细介绍了瞬时功率理论，及基于该方法的谐波检测方法。针对所补偿谐波的特点，设计了两种 IIR 数字滤波器，并对其中的一种进行了详细的理论分析。ip-iq 谐波检测中使用三相锁相环，并对其原理进行了理论分析，并对其锁相效果进行了仿真分析。对目前的谐波波形控制方法进行了总结与介绍。根据现有的瞬时功率理论和空间矢量 PWM 理论，提出了一种系统算法集成方案，将电流反馈和电压反馈加入其中，并详细介绍了基于该方法的空间矢量 PWM 的实现方法步骤。

第三章 系统硬件结构

3.1 系统硬件结构

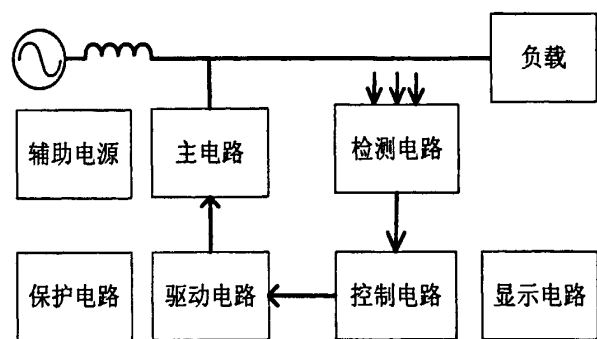


图 3-1 系统硬件整体组成

对于一个有源电力滤波器来说，系统如果正常运行，必须要有一个完善的系统运行方案。根据有源电力滤波器的运行特点，将系统设计为如上图所示的系统架构。除图上画出的结构之外，还有些数字量调理电路等没有在图中画出。有源电力滤波器的设计可以分为有源电力滤波器箱柜结构（包括散热）设计和各个部分电路设计。箱柜的设计主要考虑到主电路和各部分电路的布局布线，主电路器件的布局布线，开关器件（如 IGBT、断路器、继电器和接触器等）的安装，各种辅助电路（如直流侧电容放电电路，驱动电路）的布局布线，还有 IGBT 散热设计等。除了箱柜结构设计，还有就是内部电路本身的设计，本文则主要针对各部分电路设计展开讨论。

本文将各部分电路分为两部分展开介绍，第一部分介绍主电路、检测电路、保护电路以及除了控制电路以外的其他电路，第二部分是 FPGA+DSP 控制电路介绍。

3.1.1 主电路

主电路的拓扑结构如图 2-1 所示，考虑到工程实现，需要在有源电力滤波器和电网间加入断路器和接触器，实现有源电力滤波器的开关接入控制。

主电路如果要正常工作需要利用传感器等检测设备将检测到的电网和负载侧电压电流，主电路直流侧的电压，主电路输出侧的电流信号输送给检测电路。检测电路将这些信号进行处理，转化成可以利用的模拟量，输送到控制板。控制板上的 AD 芯片将检测电路送来的模拟信号进行模数转换，并将这些带有电压电流信息的数字量传送给 FPGA 和 DSP 组成的控制系统，控制系统又将这些信号进行处理，并生成 6 路 PWM

调理信号，输送到驱动电路，驱动 IGBT 开关的开通与关断。从而控制有源电力滤波器发出补偿电流。

3.1.2 检测电路

电网电压和支路电流以及温度信号等不能直接被数字芯片所使用，必须经过检测元件进行检测得出具有电压、电流和温度信息的电信号，这些电信号经过信号调理电路到芯片。这些信号调理电路即是所谓的检测电路。检测电路是将电网中的电压信号、电流传感器检测的电流信号和温度传感器检测的散热器温度信号等进行处理，输出供 AD 转换芯片使用的电信号。检测电路分为电压检测，电流检测，温度检测。

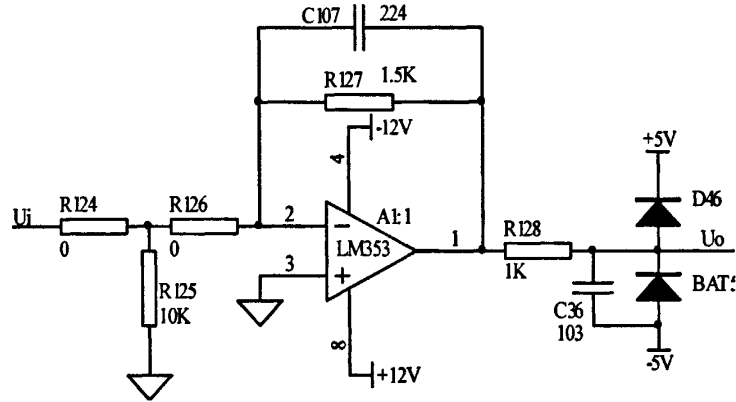


图 3-2 电压检测电路原理图

电压检测电路主要检测三相电网电压，直流侧电压值。本文进行 AD 转换用的是专用 AD 芯片 AD7606，输入信号电压范围是 -5V~+5V，所以需要三相电网电压值和直流侧电压值进行分压滤波等方法，转换成满足既芯片输入要求，信号失真又最小的电压信号。如图 3-2 所示，信号经过 R124 和 R125 电阻形成的分压电路，电压检测电路检测两电阻间的电压，实际的电压等于测得的电压乘以分压系数。R126、R127 和 C107 还有运放 A1A 构成一个电路，该电路主要作用是 1 阶有源滤波。该电路的传递函数如下：

$$u_o = \frac{u_i}{R_{126}(R_{124} + R_{125})(Cs + 1/R_{127})} \tag{3-1}$$

R128 和 C36 是一阶 RC 无源滤波电路，消除线路上的一些高频干扰。D46 是一个双二极管，主要功能是钳位，使调理电路的电压在一个允许的范围内，不至于伤害 AD 芯片。

电流检测电路如图 3-3 所示，电网电流和逆变器输出电流信号通过霍尔传感器检测，将信号传送到检测电路。电路的主要结构是一个电压跟随器，一个一阶 RC 无源滤波电路和一个双二极管钳位电路组成。该电路是增益为 1 的放大电路，还可以实现输入的电流信号与输出到芯片的简单隔离。

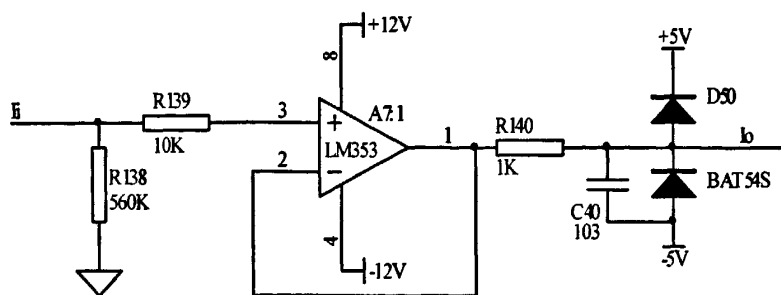


图 3-3 电流检测电路原理图

温度检测电路如图 3-4 所示，温度信号通过热敏电阻上电流信号的变化来检测。当温度变化时，热敏电阻的阻值会发生变化，于是通过其串联的电阻 R151 和 R152 的电流会发生变化，则电阻两端的电压因此变化，通过检测 R152 两端的电压便可间接获得温度信号。图中正是采用差分式电路检测 R152 两端的电压信号，然后再经过一个一阶 RC 无源滤波电路滤除高次谐波，再经过一个双二极管钳位电路输入到 AD 芯片。

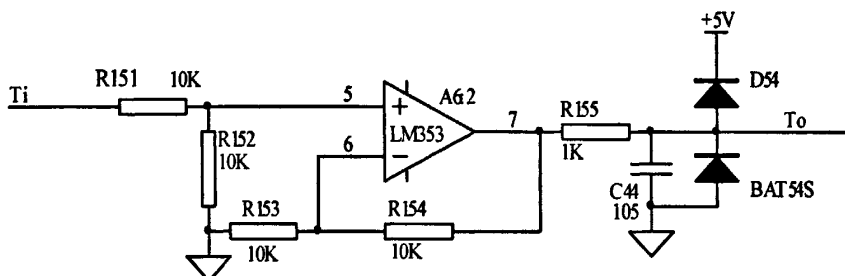


图 3-4 温度检测电路原理图

3.1.3 保护电路

系统的保护分为软件保护和硬件保护。由于软件可以任意修改，灵活性好，但是从检测到软件判断再到保护动作，需要时间过长，软件保护实时性不好；硬件保护保护电路针对某种保护设计，灵活性不好，由于硬件响应迅速，实时性比较好。所以系统的保护实时性要求高的一般用硬件实现，其他的用软件实现。硬件保护分为过电压保护电路，过电流保护电路，驱动保护电路等。

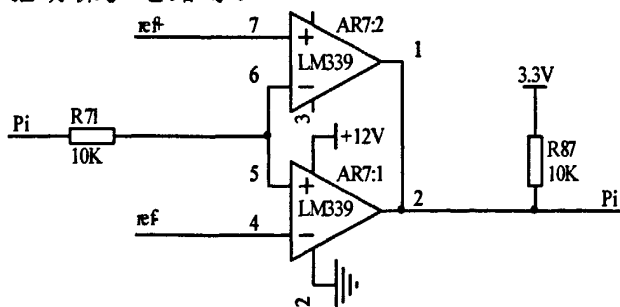


图 3-5 过电压过电流保护电路

过电压保护和过电流保护电路如上图所示，运放芯片采用 LM339 芯片。电压和电流信号分别和正负参考电压进行比较，假若低于正参考

电压且高于负参考电压，输出电路为 1 电平；假若高于正参考电压或低于负参考电压，输出电路为 0 电平。保护信号输送到控制芯片将系统关闭。

驱动保护电路是驱动电路设计的一个重要部分，通过检测 IGBT 的 CE 端的电压进行保护动作，关闭 IGBT 触发信号，避免 IGBT 受到损坏。然后会发送一个 OC 信号给控制芯片，供控制芯片的判断进行下一步的操作。

3.1.4 其他外围电路

主要包括 PWM 驱动电路，IGBT 吸收电路，显示电路，通讯电路，数字量调理，软启动电路，直流侧放电电路等。

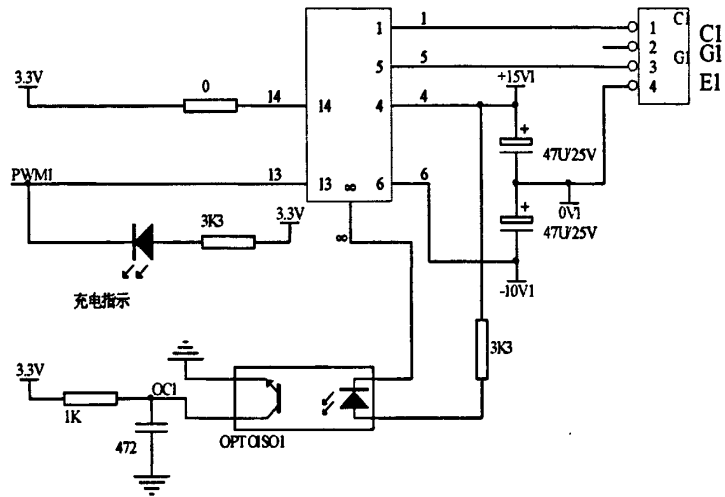


图 3-6 IGBT 驱动电路模块

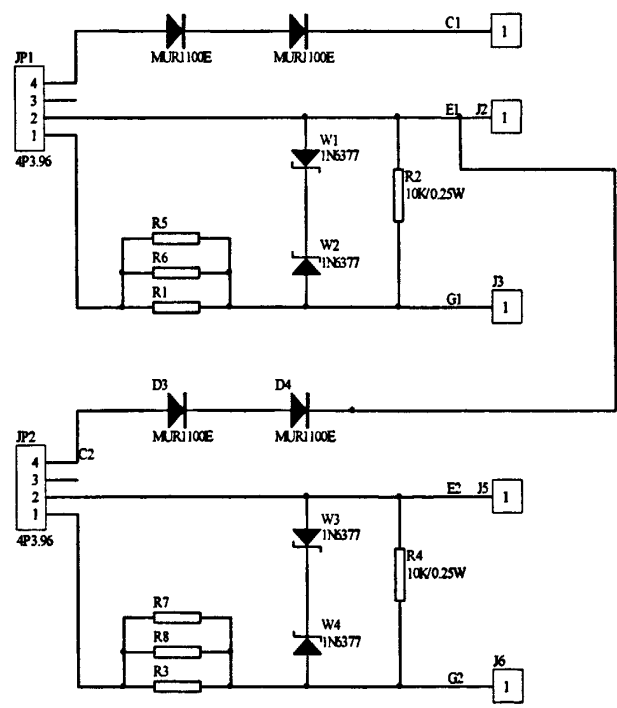
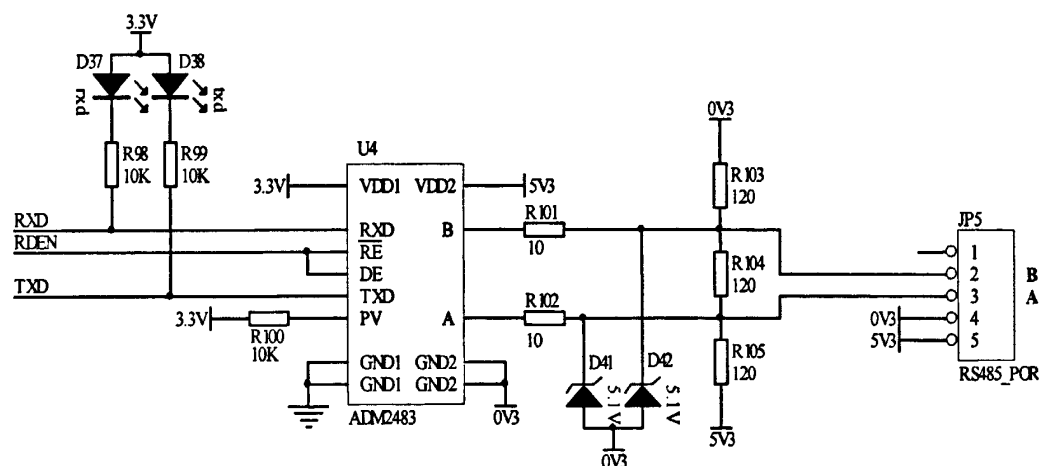


图 3-7 IGBT 转接板电路

RS485 通讯电路使用专用芯片 ADM2483。ADM2483 是带隔离的增强型 RS-485 收发器。它包括一个三通道隔离器、一个带三态输出的差分驱动器和一个带三态输入的差分接收器。其 1/8 单位负载的接收器输入阻抗可允许多达 256 个收发器接入总线。最高传输速率可达 500Kbps。逻辑端兼容 3V/5V 工作电源，总线端 5V 供电。ADM2483 采用限摆率驱动器，较低摆率降低了不恰当的终端匹配和接头产生的误码。其接收输入具有真正的失效保护功能，当接收器输入为开路、短路、或空闲时，真正的失效保护可使接收器的输出逻辑变高。若在上电过程或接入一个已上电的底板时，其热插拔回路可消除由于其对使能和差分接收器输入端的扰动而导致的错误数据。



ADM2483, R103 和 R105 是两个偏置电阻, 失效保护接收器。R104 是电缆等效匹配电阻, 目的是在外部电路没有接入时模拟电路等效电阻。其他电路由于技术比较成熟, 所以不再一一详述。

3.2 控制系统电路

控制系统电路是指控制芯片以及为实现控制功能而设计的辅助电路。设计的这些电路包括主电路中信号的调理电路，故障保护电路，供电电源，驱动等其他外围电路。这部分电路是服务于控制芯片保证控制芯片正常工作必要的部分。保证控制芯片的信号输入，控制输出和电源供应。

如图 3-9 所示，以 FPGA 为核心展开分析，FPGA 正常工作必须的一些外围电路包括电源芯片电路，外部 50M 有源晶振电路，JTAG 和 AS 编程与下载模块。这些电路是 FPGA 工作所必需的电路部分，但是对于控制系统算法没有作用。FPGA 的数据由 AD7606 采样电网中数据所得，数据进入 FPGA 后经过一些数字电路，进入 FPGA 内部的数据运算单元，根据预置的算法进行计算。将计算结果转化为六路 PWM 波形发送到主电路的 IGBT，控制主电路发出想要得到的谐波补偿值。与此同时与 DSP 进行数据通讯，交换数据。从保护电路发出的保护电平和 IGBT 驱动电路的 OC 信号引入 FPGA，当 FPGA 检测到保护信号，则停止发送 PWM 波，并做相应处理。

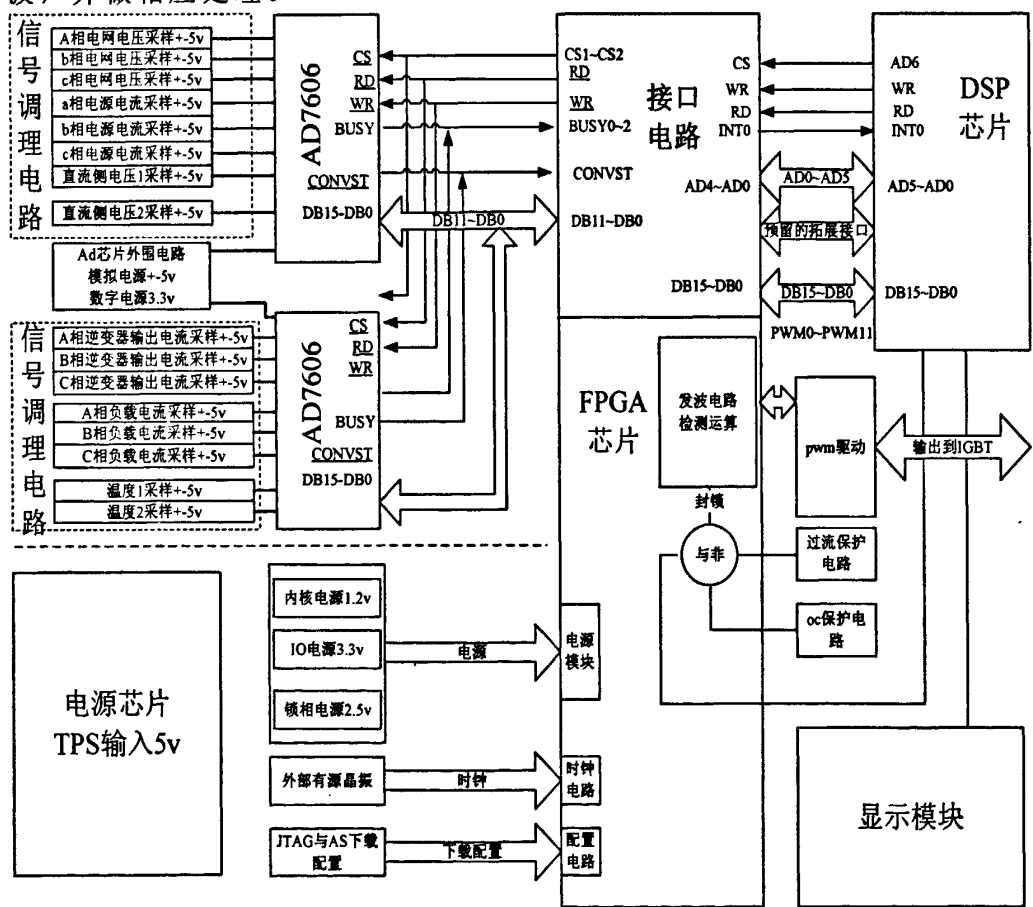


图 3-9 控制系统电路结构图

控制板系统的各个硬件部分的设计包括 AD 部分设计, FPGA 电源设计, 晶振电路和编程下载电路和复位电路设计, 各个部分的设计过程将在接下来的文章中详细讲述。

3.2.1 控制板 FPGA 部分结构

AD 部分功能是将电网信号中的三路电网电压信号, 三路负载电流信号, 三路逆变器输出电流信号波形, 三路电网电流信号, 直流侧电压信号, 温度采样信号等相关传感器和相关检测元件检测到的模拟信号转化为数字信号。传统用于电力电子装置的 AD 芯片主要有 ADI 公司的 AD7864 芯片, AD7656 芯片等。ADI 公司新产品 AD7606 (如图 3-10) 芯片是一款具有 8 通道 DAS, 内置 16 位、 $\pm 5V/\pm 10V$ 双极性模拟信号输入、同步采样 ADC。该芯片 5V 单模拟电源供电, 无需数字电源范围 2.3V 至 5V。具有完全集成的数据采集解决方案: 模拟输入钳位($\pm 16.5V$) 保护功能, 具有 1 兆欧模拟输入阻抗的输入缓冲器, 二阶抗混叠模拟滤波器, 内部具有片内 2.5V 精密基准电压等。AD7606 芯片所有通道可以高达 200kSPS 的吞吐速率采样, 灵活可调节的数字滤波器, 具有高速串行并行接口。

AD7606 的这些功能使之较同类芯片无需驱动放大器和外部双极性电源, 具有更灵活的数据提取方式, 更灵活的数字信号处理功能。AD7606 芯片的使用较同类芯片简单, 方便, 芯片封装简单, 引脚布局合理, 便于原理图设计和 PCB 布线。适用于电力设备的数据信号的采集和滤波, 由于芯片内部功能集成比较多, 可以最大限度的减小芯片外部电路的电路面积, 如信号调理电路、电源电路等。可以提高电路的可靠性, 减小 PCB 布局布线带来的干扰。

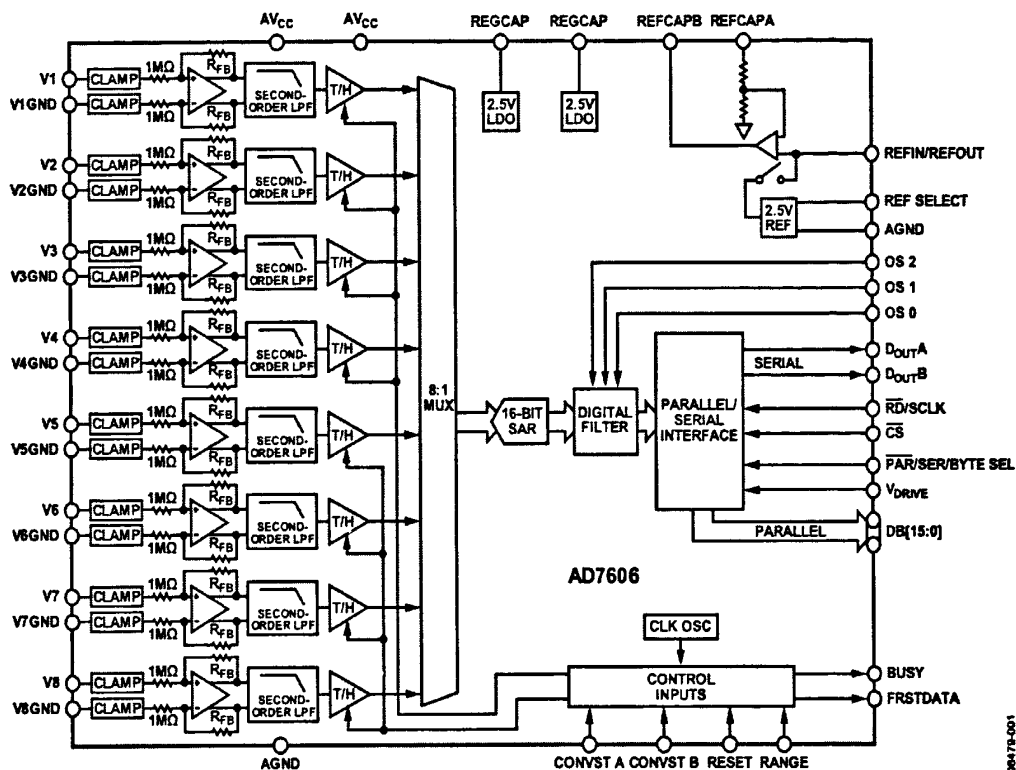


图 3-10 AD7606 芯片内部结构图

控制板的电源 (+5V) 由底层的大板通过大板和控制板板之间的插针输送给控制板。由于各个芯片电源需要, 需要对输入的电源进行转换。根据 AD 芯片, FPGA 芯片和 DSP 芯片的供电需求, 控制板需要 +5V、+3.3V、+2.5V 和 +1.2V 的电源, 其中 AD 芯片需要 +5V 的电源, FPGA 芯片需要 +3.3V、+2.5V 和 +1.2V 的电源, DSP 芯片需要 +3.3V 和 +2.5V 的电源。而且 FPGA 和 DSP 芯片内部锁相环的电源 (+2.5V) 需要另外的隔离电路。

电源部分方案一般有两种, 第一种使用电源转换 (DC/DC) 电路, 另一种是使用低压差线性稳压器 LDO (low dropout regulator)。这两种方案各有优缺点, 可以根据自己电路的特点灵活选择。

采用 DC/DC 电源芯片, DC/DC 转换器包括升压、降压、升/降压和反相等电路。DC/DC 转换器的优点是效率高、可以输出大电流、静态电流小。随著集成度的提高, 许多新型 DC/DC 转换器仅需要几只外接电感器和滤波电容器。但是, 这类电源控制器的输出脉动和开关噪音较大、成本相对较高。从外围器件的选择来说比 LDO 复杂, 而且占面积也相应的会大很多。

LDO 线性稳压器的成本低, 噪音低, 静态电流小, 需要的外接元件也很少, 通常只需要一两个旁路电容。

鉴于以上分析, 作者决定用 DC/DC 转换器电路, 选择 TI 公司的电

源管理芯片 TPS75003，电路原理图如图 3-11 所示。

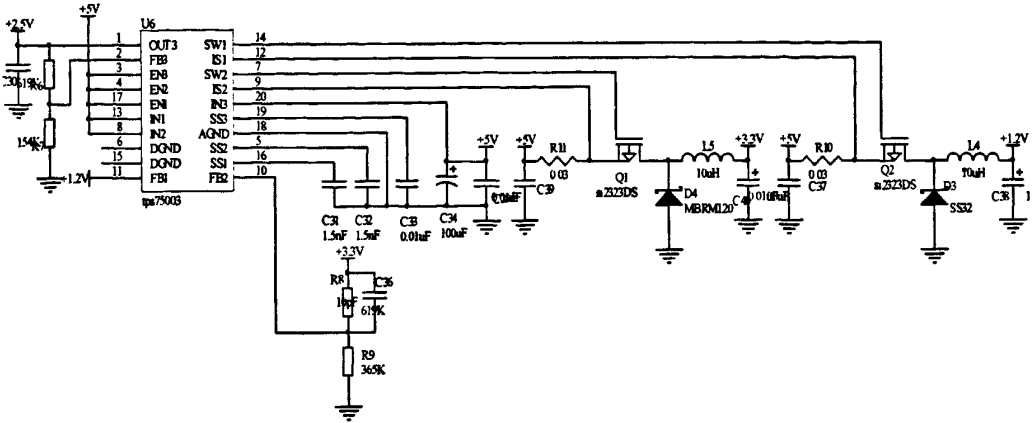


图 3-11 电源芯片 TPS75003 电路结构

为了最大限度的使用 FPGA 的功能，晶振电路的选择至关重要。晶振有两种类型，一种是无源晶振，一种是有源晶振。无源晶振英文名称 crystal，无源晶振是有 2 个引脚的无极性元件，只有借助于外界的时钟电路才能产生振荡信号，自身无法振荡。有源晶振英文名称则为 oscillator。有源晶振 4 只引脚，是一个完整的振荡器，其芯片内部除了石英晶体之外，还有晶体管和阻容元件等构成的外围电路，因此体积较大。无源晶振其缺陷是信号质量较差，通常需要匹配精确的外围电路（用于信号匹配的电阻、电容、电感等），更换不同参数的无源晶振时周边配置电路也需要做相应的更改。采用精度较高的石英晶体，采用精度低的陶瓷晶体是在设计中需要尽量避免的。相对于无源晶振，有源晶振具有信号电平是固定的缺陷，需要选择好合适的输出电平，灵活性较差，而且价格高。对于时序要求敏感的应用来说，应用有源的晶振具有很大的优势，因为可以选用比较精密的晶振，甚至是高档的温度补偿晶振。

本文设计的晶振为 FPGA 提供时钟，对晶振要求比较高，故考虑应用有源晶振（如图 3-12）。对于 FPGA 内部不同时钟频率的数字电路来说，可以在 FPGA 内部锁相环实现时钟的倍频和分频控制。

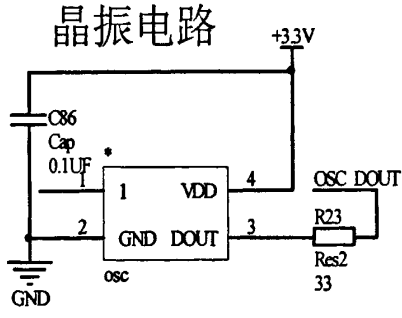


图 3-12 FPGA 外围晶振电路

在 FPGA 调试过程中,需要对 FPGA 内部的功能模块进行复位处理。如图 3-13 所示,该电路功能主要是配合内部功能模块的调试使用。该电路的为 FPGA 内部提供一个时钟跳变下降沿。

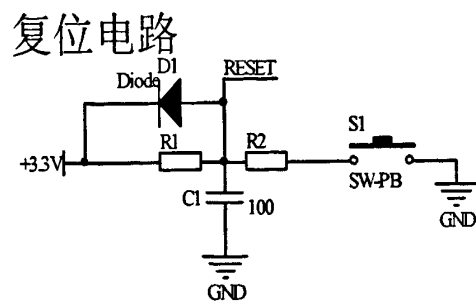


图 3-13 FPGA 外围复位电路

除此之外,还要设计芯片的编程下载电路,该电路如所示,FPGA 可以工作于 JTAG 调试模式和 AS 下载模式,模式的选择是由引脚 MSEL0、MSEL1 和 MSEL2 的电平状态决定的。当 FPGA 处于 JTAG 模式时,FPGA 可以通过下载器对其进行操作,当处于 AS 烧写模式时,下载器仅把程序烧写到外部串行 flash 芯片里。

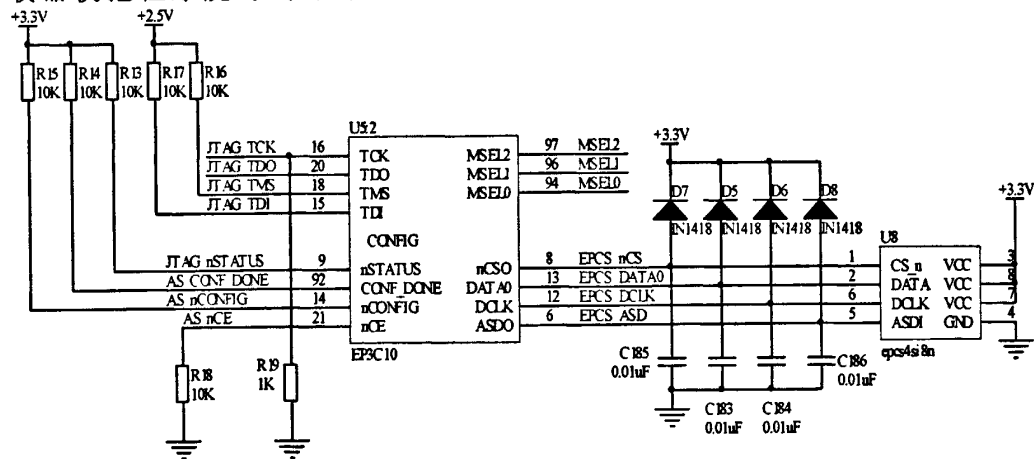


图 3-14 FPGA 编程下载电路

3.2.2 控制板 DSP 部分结构

控制板的 DSP 部分硬件结构主要包括芯片供电电源电路,外部存储芯片电路,时钟电路,通讯和其他接口电路等。电源分为+3.3V 和+2.5V 的电压。电源设计为与 FPGA 独立开来,独立设计电源,主要考虑到设计的方便性和稳定性。外部存储芯片用 X5043 芯片。时钟晶振使用单独的无源晶振。通讯使用 DSP 的 SPI 进行串行 485 通讯,外围电路用 ADM2483 芯片,如 3.1.4 节所述。这些电路不在本文详细介绍。

基于 FPGA+DSP 控制板和大板实物图如图 3-15 所示。

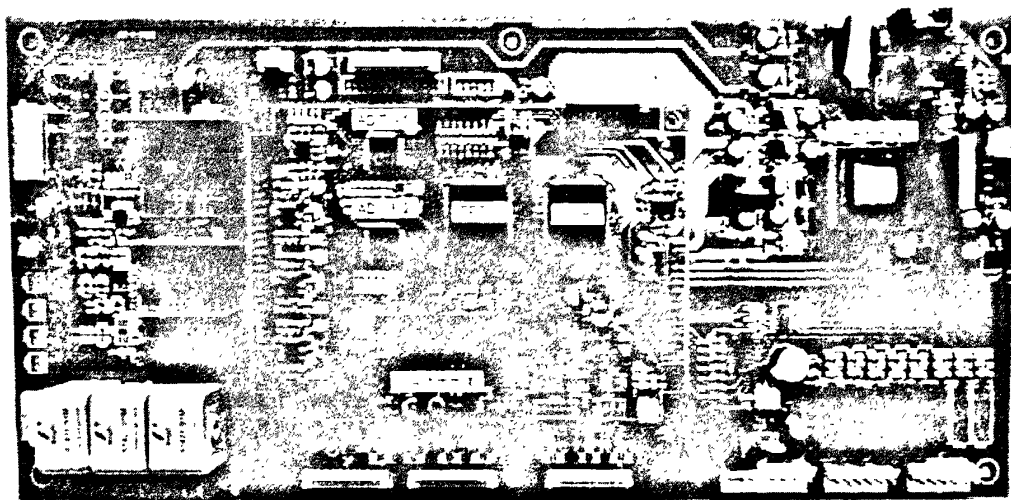


图 3-15 基于 FPGA+DSP 控制板和大板实物图

3.3 本章小结

对所实现的有源电力滤波器的硬件结构从系统硬件结构和控制系统硬件结构进行了介绍。

对系统硬件结构中的主电路，检测电路，保护电路还有其它外围电路进行了分析介绍。对控制板电路进行了介绍与分析，详细的介绍了系统中所用到的 AD7606 芯片，提出了两种控制板电源方案，并对这两种方案进行了对比分析介绍。对有源晶振和无源晶振进行了分析介绍，针对本系统特点，选择了有源晶振电路为 FPGA 提供时钟。设计了一种 FPGA 内部电路调试用的复位电路。针对所设计 FPGA+DSP 系统的特点，对 FPGA 的烧写电路进行了设计。

第四章 控制系统软件结构

4.1 系统软件介绍

一个单板系统的模块划分和任务分配关系到整个系统运行效率和效果。如何进行 FPGA^[46]和 DSP 内部功能划分和任务分配,怎么划分 FPGA 的功能模块和 DSP 的功能模块,以及如何实现它们之间的实时通讯,如何实现 FPGA 和 DSP 之间的数据接口设计,它们之间应当遵循什么样的原则,怎么进行合理的宏观上的功能划分和任务分配,以及在宏观的系统设计和微观的模块设计的合理安排,这一章主要介绍这些内容。

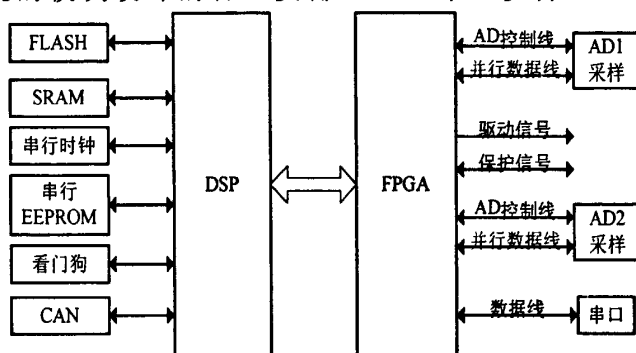


图 4-1 DSP+FPGA 控制系统架构

在 DSP 中是基于 CPU 的软件设计,方便简单灵活,设计周期短,便于修改,但是算法运行速度相对比较慢,所以通常将需要经常修改的算法和模块添加到 DSP 内部用 C 语言编程实现。而 FPGA 的设计属于数字电路硬件设计,设计不方便,开发周期长,不方便修改,但是运行速度相对较快,故一般将功能比较固定且对系统实时性和速度要求比较高的功能加入到 FPGA 内部实现。基于 FPGA+DSP 的控制系统架构框图如图 4-1 所示。DSP 实现的功能包括数据的存储与调用,系统运行控制,显示数据通讯并且进行一些辅助运算等。FPGA 主要功能包括 AD 采样芯片的控制和数据获取,算法集成, PWM 发波和保护动作等。

设计中使用到的 FPGA 芯片型号为 EP3C10E144C8,该芯片片内资源有 10320 个 LE (logic elements), 423936bits 的片内存储单元, 46 个片内 9*9 乘法器,两个片内 PLL。由于一个 LE 可以分为一个 4 输入查找表和一个触发器,片内的万门 LE 单元为同步逻辑的设计提供了足够的资源。片内的 ram 资源是 cyclone3 系列芯片常用的 M9K,内部存储容量足够所设计数字电路系统设计中的数据存储,该类型存储块分散在 FPGA 片内,方便于数字电路的设计。片内的 46 个 9*9 乘法器每两个又可以组合成 18*18 乘法器,每四个可以组合成 36*36 乘法器,组合过程

简单,仅需要极少的资源便可以实现。片内的 PLL 资源时钟驱动能力强,可以驱动全局时钟,为芯片的同步电路设计提供了保障。

4.2 FPGA 部分软件介绍

FPGA 内部的数字电路实现有多种方法,但是无论用什么方法实现都必须综合考虑电路的资源利用率和所设计电路的运算速度,即面积和速度的原则。对控制系统的功能模块化划分考虑到模块的可重用性,可以大大减少以后设计的工作量,加快开发速度。

4.2.1 FPGA 部分整体概述

FPGA 内部由 8 个细分的模块组成。

1、AD 控制模块,即数据采集模块。控制两块 AD7606 芯片,给两块芯片发数据采集保持信号,然后根据状态提取 AD 转化的数字量结果。将相应的数字来那个存入相应的寄存器中。

2、三相锁相环模块,将当前 AD 模块采样来的数据进行运算,计算出当前时刻电网中的相位值,然后将相位值存入寄存器,供坐标变换单元使用。

3、负载电流变换,负载电流变换单元是谐波提取所必不可少的一个步骤,它所计算的结果将提供给 DSP,供 DSP 进行下一步的运算。

4、逆变电流变换,逆变电流的检测是为了进行电流控制闭环,而在 SVPWM 发波控制方式中,逆变电流参与闭环需要进行一个 $3/2$ 变换。

5、FPGA-DSP 接口,此模块主要是进行 FPGA 和 DSP 之间的数据交换。将需要显示的数据通讯给 DSP, DSP 将系统的一些控制信号发送给 FPGA。

6、 $2/2$ 变换模块,将数据计算的结果转换到静止坐标系上,进行 SVPWM 的下一步运算。

7、SVPWM 运算模块,根据得出的电压指令值,计算出当前的 SVPWM 的占空比信息。

8、PWM 发波模块,根据 SVPWM 模块所计算出的占空比信息,发出具有死区的最终 PWM 波形。

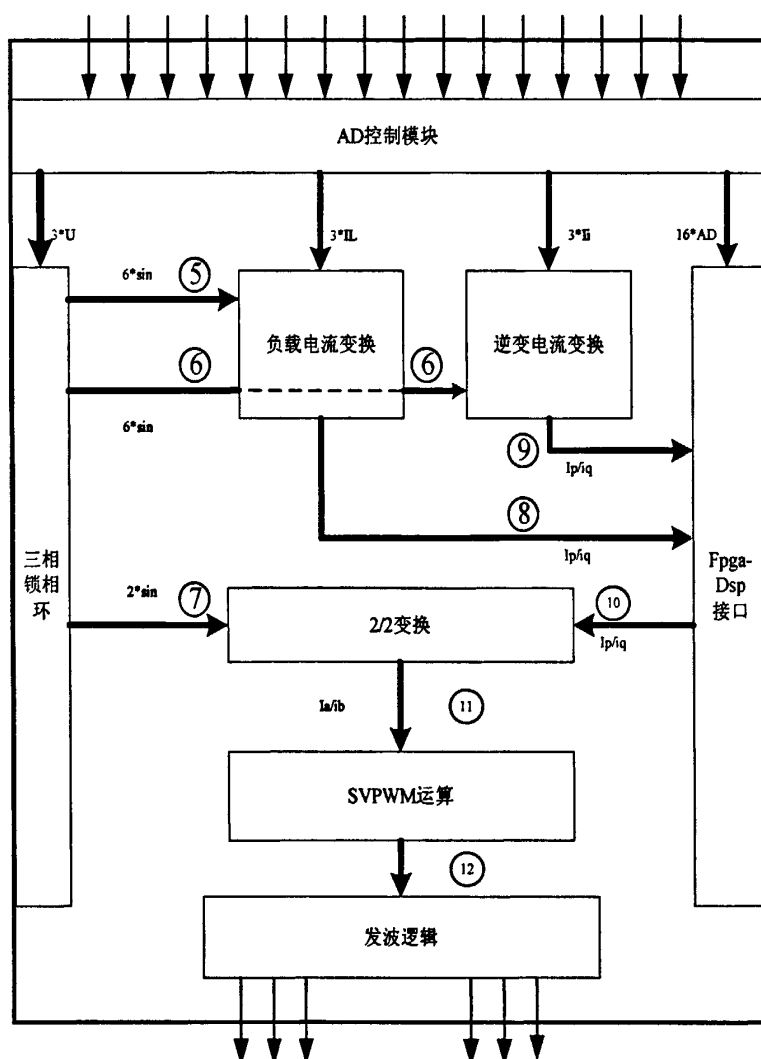


图 4-2 FPGA 内部结构组成

FPGA 内部结构组成和数据的流向如图 4-2 所示。从上图基本可以看出 FPGA 内部结构的框架和数据流向。图 4-3 给出了内部主要模块的功能细化和数据流向细化图，图中详细描述每个模块内部数据流向和与外部模块的数据传递。

综合图 4-1 和图 4-2，下面将系统模块分为以下部分设计：数据采集模块，三相锁相模块，电流坐标变换模块，FPGA-DSP 接口模块和 SVPWM 模块。下面主要对这些模块进行介绍。

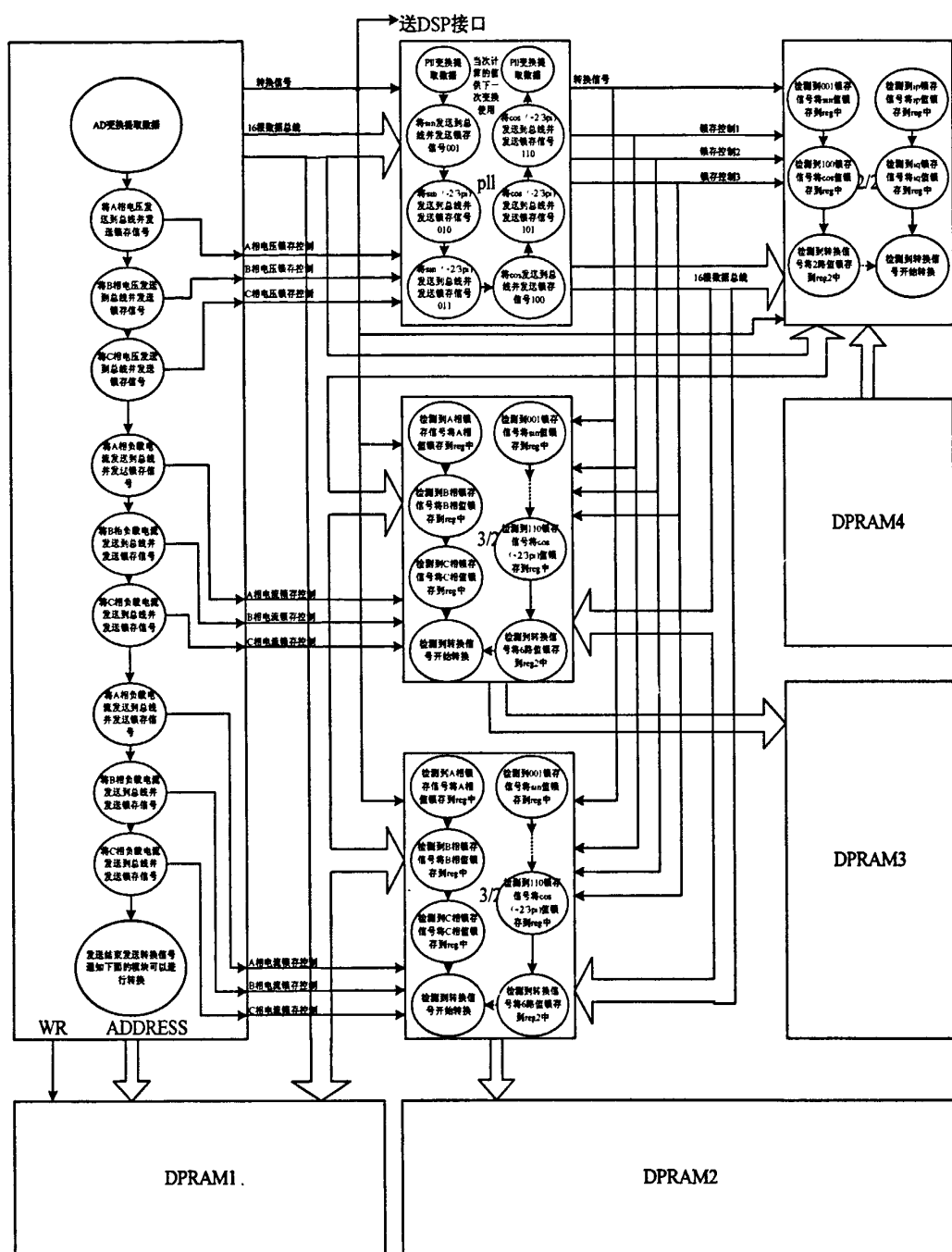


图 4-3 内部详细功能软件框图

4.2.2 数据采集模块

AD 模块分为对内和对外两部分功能，1、对外进行数据采集，2、对内进行数据供给。

三相电网电压、三相负载电流、三相电源电流、三相逆变器输出电流、两相直流侧电压和两路温度采样信号分别接到两片 AD7606 的输入数据采集口上，AD7606 芯片内部每路模拟输入通道集成了+16.5V 电压钳位模块，数据调理模块，一个二阶的模拟低通滤波器，采样保持器，

逐次逼近模数转换器，以及一个数字滤波器。FPGA 通过简单的时序逻辑控制信号可以实现对 AD7606 的控制，并将数据提取到 FPGA 内部的存储单元中，方便 FPGA 内部的各个电路调用。

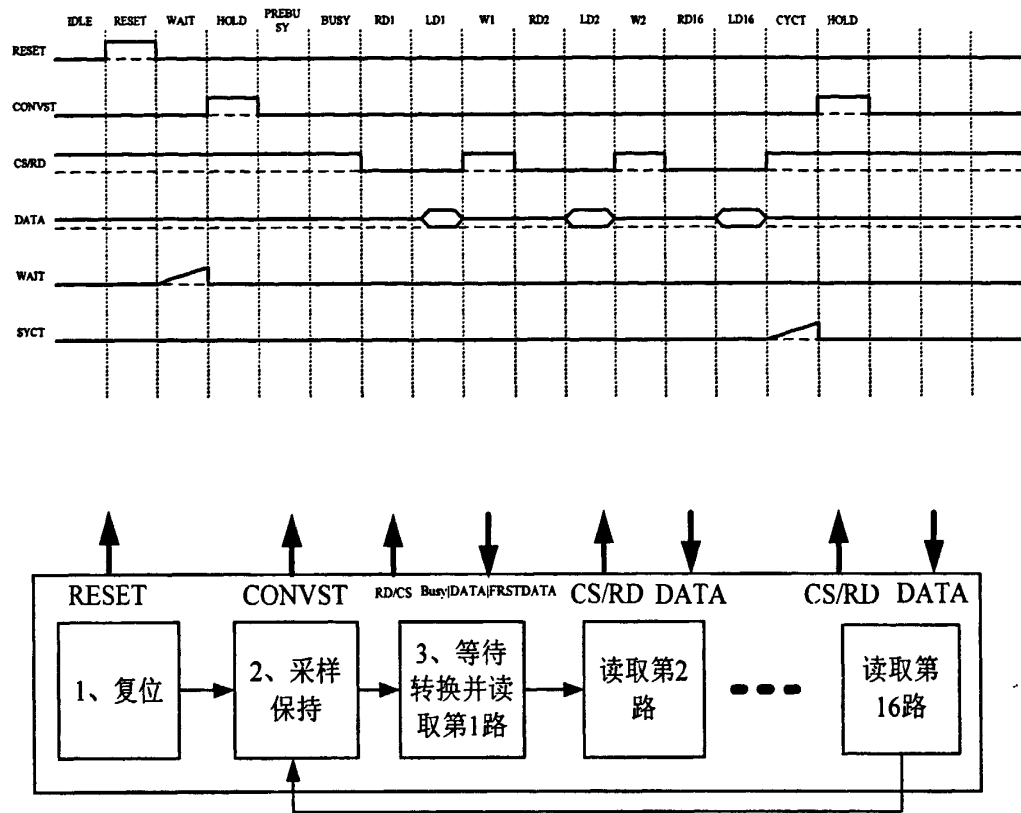


图 4-4 AD7606 芯片控制时序图控制状态流程

对 AD 芯片的控制主要有以下步骤：1、开机发送一个宽度不低于 50ns 的高电平复位信号 RESET，复位 AD 芯片并且等待配置。2、发送一个宽度不低于 25ns 的高电平采样保持信号 CONVST。3、等待 busy 信号下降沿，即 AD 转换完成后开始读取数据。

1、当 FPGA 启动后，先要对 AD 芯片进行初始化，对 AD7606 初始化的方法是驱动 RESET 一个不低于 50ns 的高电平，系统采用 50mHz 的晶振提供时钟，（由于对 AD7606 的操作时间都低于 50ns，所以最好在 FPGA 内部专门为此模块设置一个 20mHz 的时钟）每一个时钟周期为 20ns，只需要三个时钟周期的高电平信号。发送完复位信号后，需要等待至少 25ns 的时间，才能进行数据的采样与转换。所以需要延时两个时钟周期。

2、当对 AD 芯片初始化完成后，便可以对 AD 信号进行采样保持了。通过 FPGA 向 CONVST 引脚发送一个宽度不低于 25ns 的电平信号，AD7606 的采样保持器便对各路的信号采样并且保存在内部的采样电容中。

CONVST 信号发送完成后，过 40ns 左右，busy 信号变高，此时 SAR 开始对采样信号进行转化，转化时间在 4us 左右，此时 FPGA 检测 busy 信号的下降沿，当检测到时，FPGA 开始读取数据。采用并行数据传输模式，CS 和 RD 信号同时触发，CS 和 RD 变低后过 20ns 才可以读取该通道的的数据，当进行下一路的数据提取时，CS 和 RD 必须维持 22ns 以上的高电平。读取第一路数据时，当 FPGA 发送出 CS 和 RD 信号后应当检测 FRSTDATA 的状态，只有 FRSTDATA 为高电平时第一通道的数据才是有效的。第 2~16 路数据，则不需要检测 FRSTDATA 的状态。

4.2.3 三相锁相模块

如图 4-5 所示，为三相锁相环对外和对内的数据交换表。三相锁相环模块的输入为三相电网电压，输出为 6 路正弦表值。其中三相锁相环内部的鉴相环节的坐标变换计算还需要用到输出六路正弦表值中的三路正弦表值。

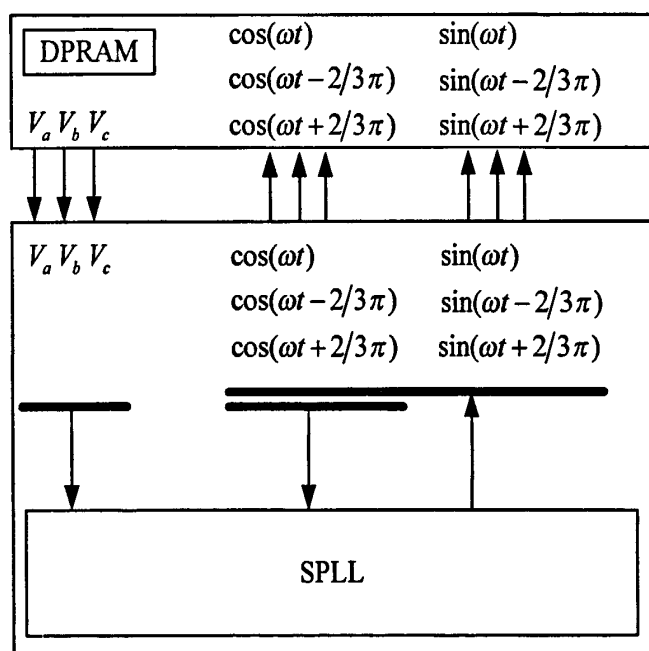


图 4-5 锁相环输出的值列表

三相锁相环与外部模块数据交换如上图所示，SPLL 需要的三相电网电压从 FPGA 的 DPRAM 中读取，需要的三路余弦表值即为上次 SPLL 得出的结果。SPLL 将生成的六路正弦表值存入 FPGA 内部的数据缓冲区 DPRAM 中。

三相锁相环的原理如图 2-14 所示，根据其原理设计 FPGA 内部的结构框图如图 4-6 所示。此模块输入是三路电网电压，输出是查表获得的六路正弦量。

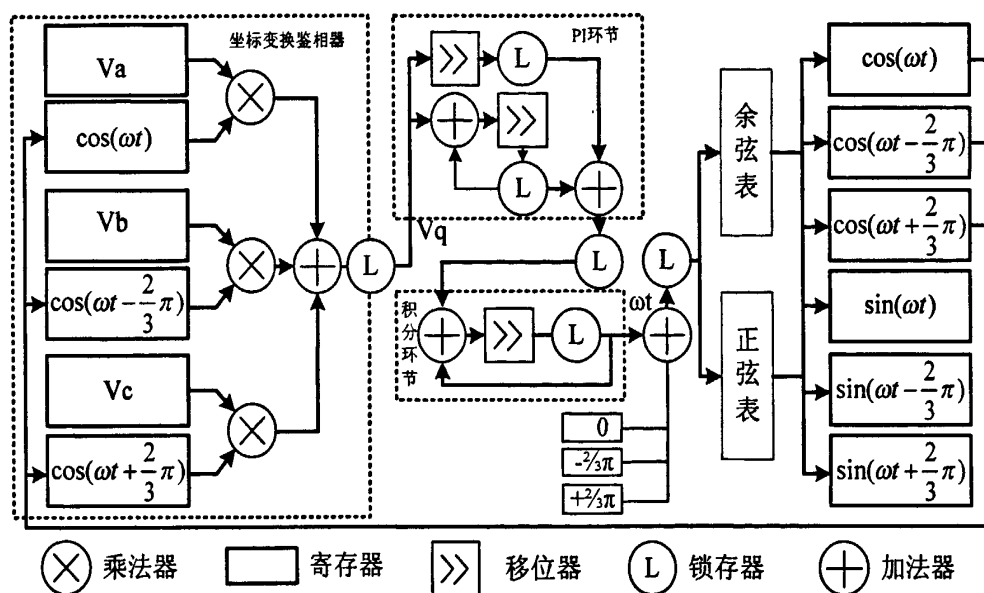


图 4-6 三相锁相环结构框图

三相锁相环在 FPGA 内部的电路结构如上图所示，1、坐标变换单元是三个乘法器和一个加法器，用 QuartusII 内部的 IP 核模块可以方便实现这种三乘加的结构，在下文将会对此进行介绍。由于该电路结构中运用了大量的异步电路，异步电路的时延会给数字电路带来很多问题，比如毛刺、竞争等，为了消除这种负面效果，在该模块的输出端加入了锁存器。利用全局时钟对锁存器进行控制，既可以实现模块之间的无竞争连接。2、PI 环节采用移位实现输入数据与比例系数和积分系数的乘积，采用该方法，避免了大量的计算，缺点是 PI 系数比较局限。PI 环节既有时序电路也有组合电路，需要添加锁存电路，形成类似流水线结构，更好的解决时序和延时上的负面效应。3、积分环节采取如同 PI 环节的实现方法，得出 ωt ，然后移相得出相位信息，并且与正弦表和余弦表的地址一一对应。积分环节也是采取的移位累加的方法，将积分得到的角度值分别加上 0 ， $+120^\circ$ ， -120° 便可以得到需要查表的角度值，该角度值与正弦表余弦表的地址一一对应，分别可以查到六路正弦表值。

为了证明三相锁相环工作情况的正确性，对所建立三相锁相环模块建立了 ModelSim 仿真，仿真结果如图 4-7 所示。从图中可以看出，锁相环准确跟踪了电网电压的相位。

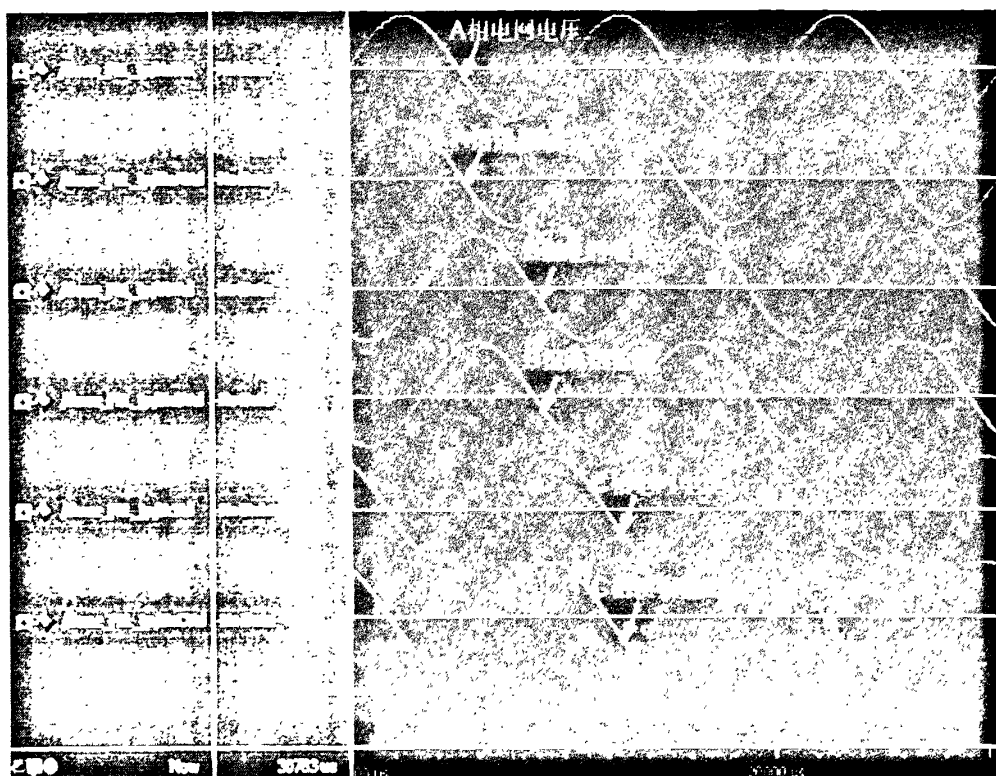


图 4-7 三相锁相环 ModelSim 中的仿真结果

4.2.4 电流坐标变换模块

电流坐标变换模块的结构框图如图 4-8 所示。该电路输入为三相负载电流和锁相环输出的六路正弦表值，输出为谐波有功电流和谐波无功电流。电流坐标变换在 FPGA 内部使用了三个乘法器，一个加法器。类似于这种结构，在 FPGA 内部的 IP 核可以直接调用。为了解决异步电路线路上的延时在电路输出侧经过特殊的设计，比如加上锁存器等。

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\cos(\omega t) & -\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

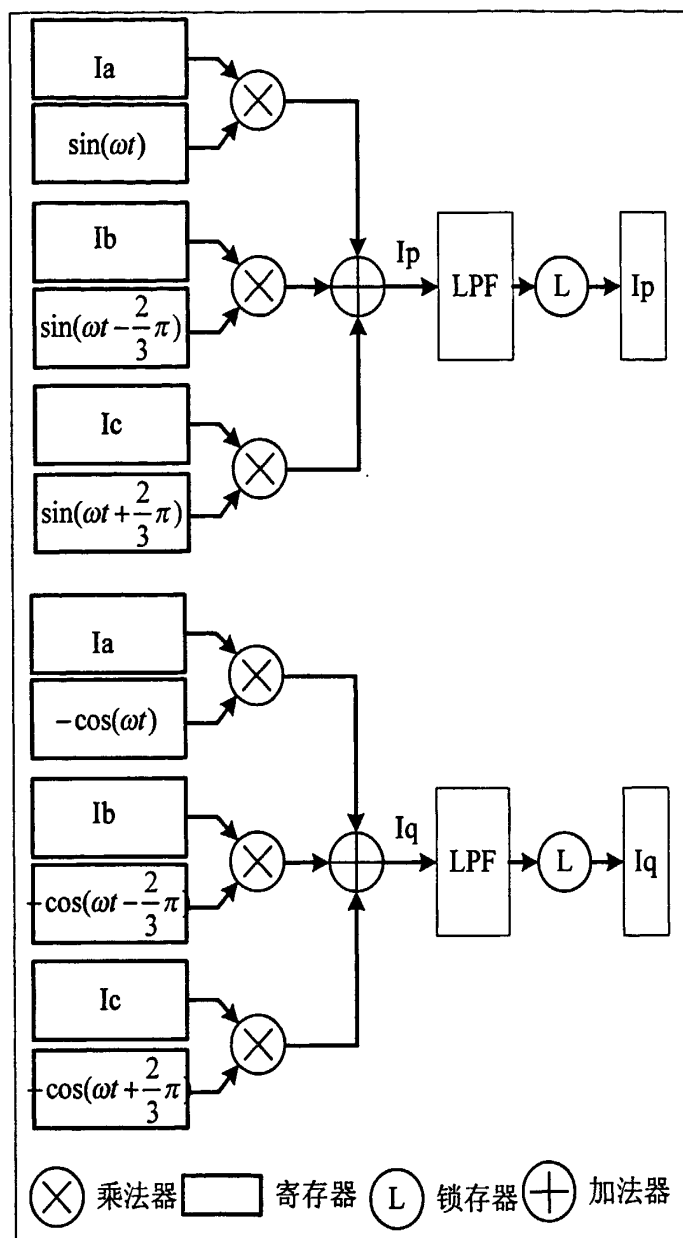


图 4-8 电流坐标变换模块结构框图

无论在三相锁相环中还是在电流坐标变换模块中，都要用到三乘加模块。包括后面的 2/2 变换中也要用到乘加单元，据作者统计，整个系统中需要用到乘法器需要在 20 个以上，而绝大部分的乘法器都在这种乘加单元中出现。该类型的乘法器使用 QuartusII 内部 megaWizard 生成，结构如图 4-9 所示，电路中在乘法器的输入端，输出端和加法器的输出端都加上了锁存器，这是为了使异步电路同步化，避免产生毛刺和竞争冒险。在该电路中，可以对其进行优化，由于乘法器和加法器同属于异步电路，所以仅取加法器输出端的锁存器，这样不仅节省了资源，还不会影响到电路功能的使用。

图 4-10 为乘加单元的时序示例，通过示例可以看出，只要触发输出锁存器的时钟高于异步电路的延时，使用一个锁存器便可保证该电路正常工作，不会产生毛刺和竞争冒险。

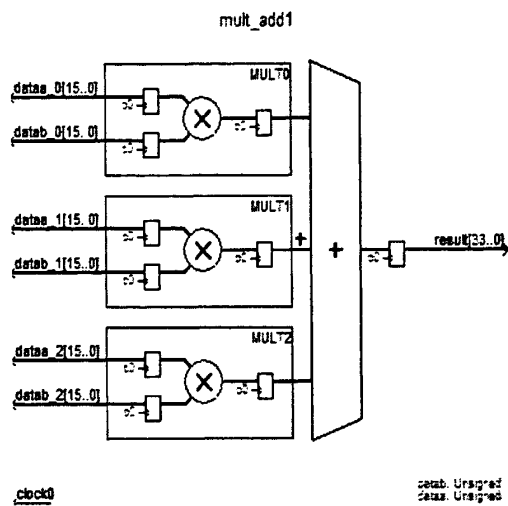


图 4-9 megaWizard 生成的乘加单元

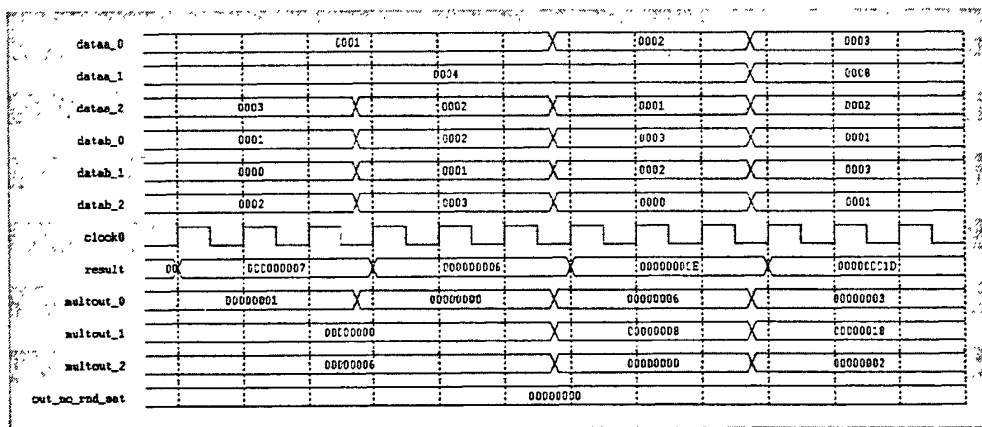


图 4-10 乘加单元时序示例

数字低通滤波器的设计在 FPGA 的设计软件内部有专门的 IP 核模块。直接调用其 IP 核，将第二章设计的数字滤波器的参数设置到数字滤波器 IP 核内便实现数字低通滤波功能。

4.2.5 FPGA-DSP 接口模块

FPGA 和 DSP 之间需要进行许多的数据传输。FPGA 控制 AD 芯片采集的数据以及 FPGA 内部计算的中间结果都需要通过数据传输模块传送给 DSP，而 DSP 也需要将辅助计算的结果以及其他一些数据通过数据传输模块传送给 FPGA。

数据传输模块的整体思想是 DSP 将 FPGA 作为自己的一个外部设备，对其进行操作和中断响应。

如图 3-9 所示，DSP 内部数据通过控制线 CS 和 WR 信号控制 FPGA，

通过 5 位地址总线和 16 位数据总线将相应数据写入 FPGA 内部的 DPRAM。这样就完成了 DSP 内部数据到 FPGA 的数据传输。

FPGA 内部完成数据采集和运算后，向 DSP 发送一个中断信号，当 DSP 接收到中断后，在中断响应中通过控制线 CS 和 RD 信号控制 FPGA，通过 16 位数据总线将相应的数据读出来。这样 FPGA 即实现了与 DSP 的数据交换。

4.2.6 SVPWM 模块

如图 2-18 所示，SVPWM 模块的输入是旋转坐标系中的 v_d^* 和 v_q^* ，需要经过一个坐标变换将之变换到静止坐标系中进行区间判断等 SVPWM 的算法判断和计算。其控制框图如图 4-11 所示。坐标变换后的 SVPWM 实现框图如图 4-12 所示。空间矢量调制的第一步是判断由 v_d^* 和 v_q^* 通过旋转坐标变换转化而来的 U_a 和 U_β 所决定的电压空间矢量所处的扇区。通过分析 U_a 和 U_β 的关系来判断参考电压矢量 U_{ref}^* 所处的扇区的。

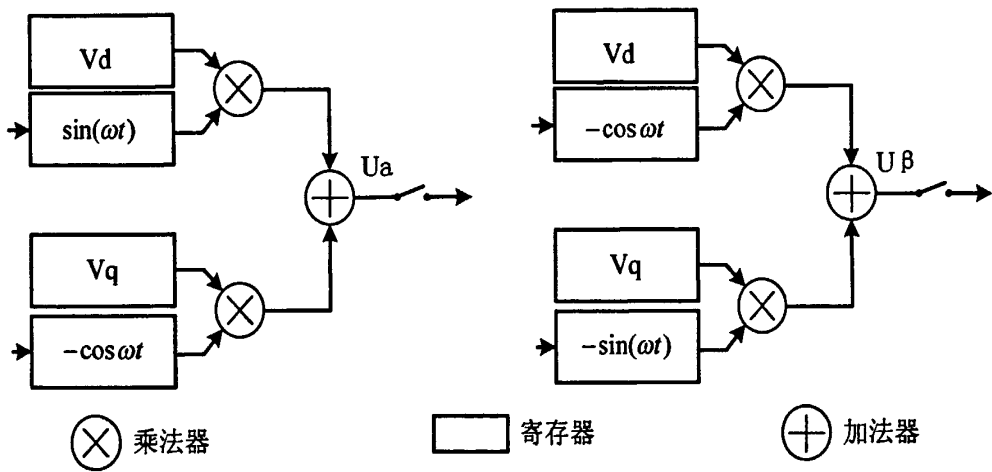


图 4-11 两相旋转坐标到两相静止坐标变换的 FPGA 实现图

如图 4-12 所示，当扇区判断完成后，就需要根据所得出的扇区信息计算出开关电压矢量作用时间。然后再根据所计算出的时间进行矢量合成，下一步生成死区发出最后的 PWM 波形信号。

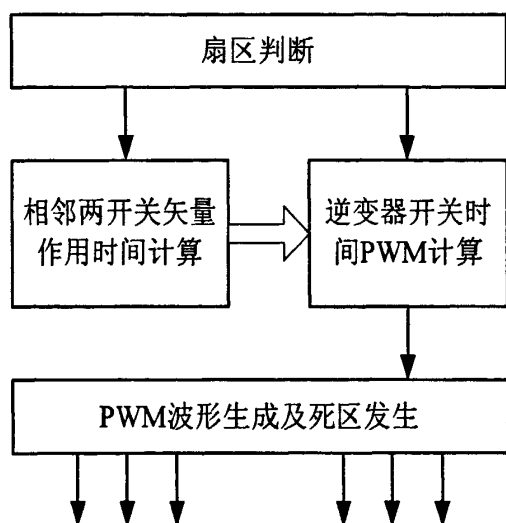


图 4-12 SVPWM 调制硬件实现原理图

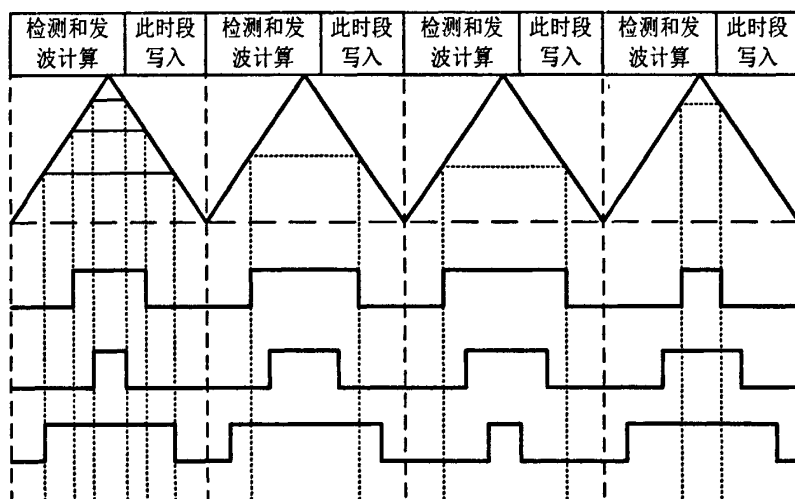


图 4-13 PWM 载波周期具体实现图

系统计算和占空比更新的具体实现如上图所示，在 PWM 开始阶段，系统进行数据采集，并开始进行谐波检测、闭环、SVPWM 等相关计算。最终的目的是在载波周期结束前计算并更新下周期的占空比。为了得到更好的锁相结果，三相锁相环计算设计为不同步。这样便可以采样结束立刻计算，避免了系统为等待锁相浪费时间。

4.3 DSP 部分软件介绍

系统的运行除了需要 FPGA 进行主要算法的计算外，还需要用到 DSP 进行辅助计算、运行控制和通讯等功能。对其进行模块分配的原则是尽可能的将固定功能模块利用 FPGA 实现，将一些灵活功能模块，不常用或需要经常改动的模块利用 DSP 实现。这样一方面增加了模块的复用性，另一方面也加快了系统设计和开发的进度。

4.3.1 DSP 部分整体概述

如前所述，DSP 的设计是基于软件编程的，设计周期短，设计方便。所以会将一些灵活的模块放入 DSP 内部，这样既方便了调试，又缩短了设计周期，方便了设计，而且还不会影响整个算法的计算时间。

表 4-1 系统资源分配和程序模块化设计列表

优先级	DSP 中断源	微秒级任务	毫秒级任务
INT1	PDPINTA 中断	硬件保护中断处理	---
INT2	FPGA 外部中断 1	与 FPGA 进行通讯，进 行 AD 数据获取	---
INT3	FPGA 外部中断 2	与 FPGA 进行通讯，获 取 FPGA 计算的中间值	---
INT4	FPGA 外部中断 3	与 FPGA 进行通讯，进 行保护动作	---
INT5	TIMER1	---	辅助时钟 (SCI 超时计数)
INT6	SCI 中断	---	SCI 接收及发送处理 (1ms)
MAIN 函 数	---	---	通信数据处理，工作模式 管理，辅助计算

4.3.2 系统主程序运行控制模块

DSP 部分主程序流程图如图 4-14 所示，系统的运行控制主要包括系统的通讯、故障、停机、软启动和辅助计算（直流侧调压模块与电流电压闭环模块）部分在主程序中的调用和状态判断等。

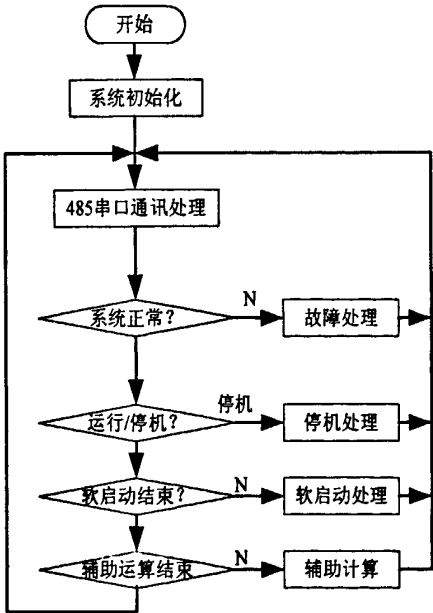


图 4-14 系统主程序流程图

系统的故障处理是在系统处于故障的状态下，DSP 需要将状态显示在人机显示界面上，并对故障进行处理的模块。系统的运行/停机和软启动处理时根据目前系统状态进行的相应动作。在这里不在详述。

4.3.3 485 通讯模块

DSP 除了与 FPGA 芯片进行板级通讯外，还要和外围设备进行通讯，主要的通讯部分是与人机接口的串行 485 通讯。通讯数据包括 AD 采样的数据及其校正系数，PI 等调试过程中需要修改的参数，一些运行模式或指令等。

通讯模块对系统的调试过程十分重要，但是通讯模块技术相对比较成熟，在教科书中便有讲述，在这里不再详述。

4.3.4 直流侧调压模块与电流电压闭环模块

直流侧调压与电流电压闭环模块主要是配合 FPGA 进行辅助计算的，因为内部需要进行 PI 参数的调试，而且该部分模块化不清晰，比较灵活，适合在 DSP 内部实现，实现原理如 4.2.6 节所述。首先 DSP 要通过中断响应提取 FPGA 的计算中间数据，软件流程图如图 4-15 所示。提取数据完成后进行数据计算，这部分在 main（）程序内部的辅助计算模块完成，并将数据传送给 FPGA。

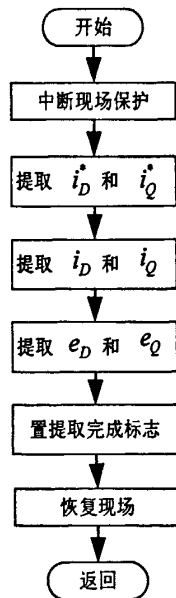


图 4-15 INT2 中断处理流程图

4.4 人机接口部分

友善的人机交流界面不但给使用者带来便利，也加快有源电力滤波器调试的进程。没有合适的人际交流界面，修改调试参数和获取系统运行参数，都不太方便。为了方便调试，为系统设计了一个人机交流界面系统，利用已有的一个基于 P89C669FA 单片机的键盘和液晶显示系统。

设计步骤大致分为两步，第一步是 DSP 控制电路与单片机系统串口通信的实现，另一个是嵌入式单片机系统的键盘、液晶显示系统的设计。键盘、液晶显示系统是一个比较成熟的模块，控制芯片为 P89C669FA 单片机，系统硬件电路模块组成：系统开关电源模块、键盘模块、液晶显示模块、X5043 接口模块、LED 显示模块、通信接口模块等。人机交流界面的组成如图 4-16 所示：

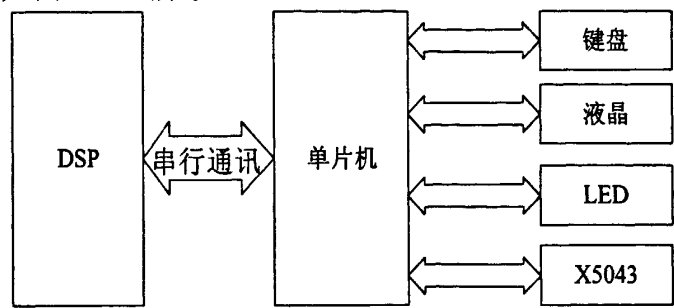


图 4-16 人机交流界面系统模块框架

如图 4-16 所示，基于 MAX485 控制芯片为核心的通信接口电路，DSP 和单片机之间实现 RS-485 通信。系统的实时运行参数可以通过串行通信传输给单片机，然后经显示模块呈现给操作人员。一些运行标志可以显示到 LED 面板上。操作人员可以通过键盘修改调试参数、运行模式等系统运行状态参数信息，操作指令经单片机识别后，再由单片机通过串行通信传输给 DSP。单片机上的 X5043 是一个带看门狗的 EEPROM，它的作用是将系统调试过程中一些重要的参数值保存起来，这样就避免了重要数据的丢失，也避免了系统每次启动时都要对一些参数进行重复性的设置。

4.5 本章小结

本章对控制系统软件部分进行了详细的介绍。对整个控制系统的软件架构进行了整体的介绍，介绍了 FPGA 和 DSP 内部功能划分和任务分配，介绍了 FPGA 的功能模块和 DSP 的功能模块，以及各个功能模块之间的实时通讯，对 FPGA 内部的三相锁相环模块进行了 ModelSim 仿真。介绍了 FPGA 和 DSP 之间的数据接口设计，对它们之间应当遵循的原则进行了分析。进行了宏观上的功能划分和任务分配，以及在宏观的系统设计和微观的模块设计进行了合理安排。

第五章 仿真和实验研究

为了验证系统方案的正确性和可靠性,对系统进行了仿真实验分析,仿真参数确定如下。

1、主电路容量计算

三相三线制有源电力滤波器的主电路容量 S_A 可以用下式计算:

$$S_A = 3EI_C \quad (4-1)$$

其中 E 为三相电网相电压有效值, I_C 为输出电流有效值。

设计系统容量为 30KVA, 则

$$I_C = \frac{S_A}{3E} = \frac{30 \times 10^3}{3 \times 220} = 45.5A \quad (4-2)$$

在有源电力滤波器中,系统补偿的最大电流与系统补偿的电网电能质量环境有关,在这里选为有效值的 2 倍,即 91A。选 IGBT 做开关管时,实际工程应用取 1.5 倍以上的裕量,IGBT 的最大漏极电流选为 200A。

2、直流侧电压的选择

设计的有源电力滤波器的三相变流器主电路直接通过滤波器与电网相连,假设系统谐波补偿量值为零,则变流器主电路必须产生一个与电网幅值相同、相位一致的三相对称正弦波,该正弦波与电网侧的电压相同。这样系统输出的有功电流为零,有源电力滤波器实现完全并网,直流侧电压的选取和发波控制方式有关。采用普通滞环方式,直流侧电压需要大于两倍的电网相电压峰值,即 $U_{dc} \geq 3 \times U_m = 3 \times 220 \times \sqrt{2} = 933V$,才能完全并网。如采用 SPWM 方式系统电压需要大于两倍的电网相电压峰值,即 $U_{dc} \geq 2 \times U_m = 2 \times 220 \times \sqrt{2} = 622V$,才能完全并网。如果采用 SVPWM 调制方式进行调制, $U_{dc} \geq \sqrt{3} \times U_m = \sqrt{3} \times 220 \times \sqrt{2} = 539V$,才能完全并网。以上分析基于调制度为 1。直流侧电压越高,补偿电流的动态性能越好,但开关器件的耐压要求也越高,开关频率也要求变高,以致开关损耗变大。综合考虑,本系统直流侧电压取 800V,开关器件的选择可以按照此值进行一定的裕量选择。

3、直流侧电容选取

直流侧电容的容量大小与有源电力滤波器的补偿环境有关,当有元代努力滤波器仅补偿无功时,由于没有能量的交换,故直流侧电压不会波动。因此,从理论上来说,当有源电力滤波器仅用于补偿无功时,其直流侧不需要储能元件。此时仅需要很小的电容量维持电路运行便可。当希望补偿正谐波有功电流时,谐波能量传递给直流侧,直流侧电压上升;希望补偿负的有功电流时,直流侧能量流向电网,直流侧电压下降。直流侧电压上

升和下降的幅值的大小显然和谐波补偿的容量有着密切的关系，除此之外，直流侧电容的容量也是直流侧电压波动幅值的重要因素。

文献[47]给出直流侧电容计算公式：

$$C = \frac{S_A}{300\pi \times U_d \Delta U} \tag{4-3}$$

其中 C 为直流侧电容值 U_d 为直流侧电压参考值， ΔU 为直流侧电压波动幅值的一半。将参数带入计算得直流侧电容值 4mF。

4、输出滤波器的设计^[12, 48]

变流器的输出电流中除含有补偿谐波的频谱外，还含有变流器开关频率和开关频率整数倍附近的高频谐波，如果不滤除这些高频谐波，就会给电网带来新的高频污染，因此必须设计合适的输出滤波器，滤除变流器工作引起的高频开关谐波。

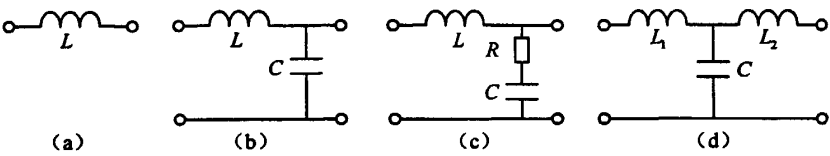


图 5-1 有源电力滤波器输出滤波器的基本类型

为了抑制 APF 开关频率电流谐波，需要设计输出滤波器，如 L、LC 滤波器。设计一个好的，输出滤波器对于有源电力滤波器的补偿效果至关重要。近年来人们的研究热点逐渐转向 LCL 滤波器，其突出优点是实现较理想的谐波抑制效果，相比传统滤波器需要较小的总电感量即可，减小了装置体积，成本优势明显，同时也提高了系统的动态性能，其缺点是需要加入阻尼控制。目前有无源阻尼和有源阻尼两种方法，无源阻尼简单可靠。

综合考虑系统的各方面因素考虑，本文选择无源阻尼 LCL。其拓扑结构如图 2-1 主电路拓扑中 LCL 所示。其参数的选择如下： $L_c=10\text{mH}$ ， $L_g=0.5\text{mH}$ ， $C_f=5\mu\text{F}$ ， $R_d=35\Omega$ 。

根据以上选择的参数，建立了仿真实验平台，如图 5-2 所示。

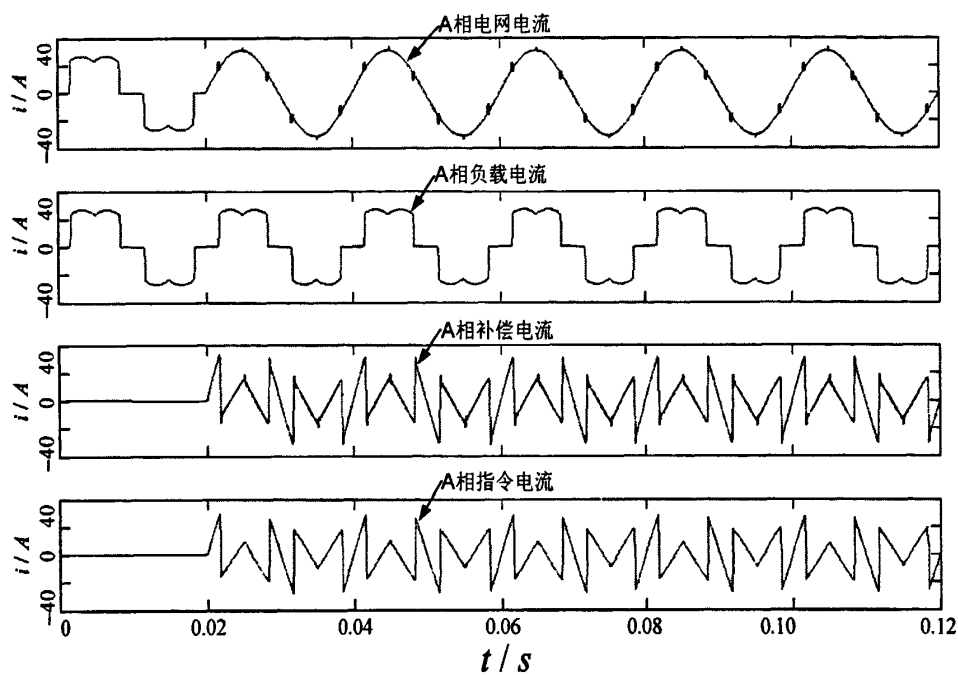


图 5-3 谐波电流补偿的 matlab/simulink 仿真结果

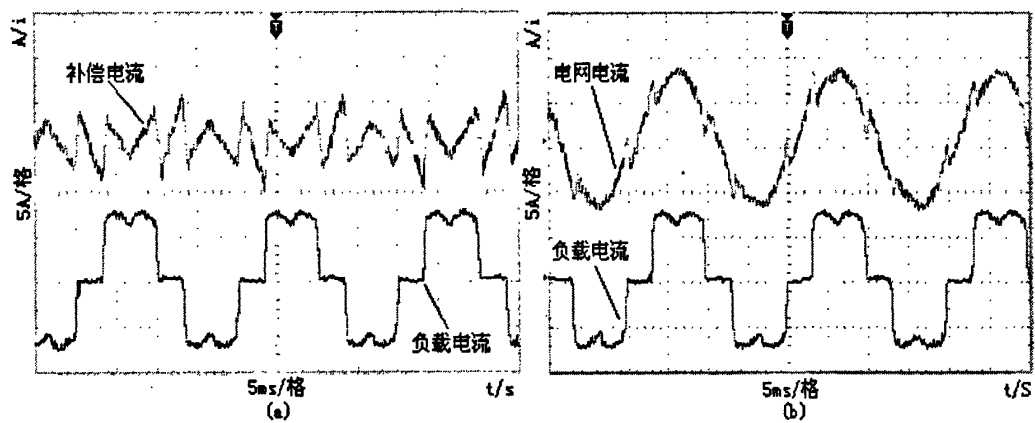


图 5-4 谐波电流补偿的实验结果

第六章 总结与展望

对三相三线制有源电力滤波器进行了拓扑建立,并针对所建立的拓扑结构建立了数学模型。总结目前所应用的谐波补偿算法,并针对瞬时功率理论的谐波算法进行了理论分析。总结目前所应用的波形控制算法,并针对空间矢量 PWM 进行了理论分析。设计分析了谐波检测过程中所应用的数字滤波器,并针对电网中谐波特点,设计了两种 IIR 数字滤波器实现对全部谐波检测和部分谐波检测。分析研究了三相锁相环的原理,并对其进行了仿真研究。基于所提理论,提出了一种基于瞬时功率理论和 SVPWM 控制方式的 FPGA+DSP 实现的系统集成化方案。

介绍了系统的硬件结构,包括主电路、检测电路、保护电路、其他电路以及 FPGA 与 DSP 的控制电路结构。对电路各个部分进行了详细的介绍分析。

对控制系统进行了功能划分和功能分配。对控制系统进行了模块划分,针对 FPGA 和 DSP 各自的特点,将功能比较固定的一些模块放入 FPGA,将相对灵活的一些模块放入 DSP。对各个模块进行了设计和分析。

为了证明理论分析的正确性科学性,和系统软硬件设计的正确性合理性,对系统进行了仿真研究和实验研究。对系统仿真参数进行了计算,进行了设计分析。对仿真结果和实验结果进行了分析。

由于时间有限,基于 FPGA+DSP 的数字化控制平台正在搭建,虽然对 FPGA 进行了一部分的模块搭建,但是没有对其进行实验验证。对 FPGA 内部模块的功能仿真和时序仿真也在进行当中。将 FPGA 模块验证无误并生成可重复调用的软核或硬核,方便以后的使用。目前,随着数字芯片的发展,FPGA 内部集成一块固定功能数字信号处理芯片固核 DSP,或者在 DSP 内部集成一部分能够可逻辑编程区域,这样便可兼顾两种数字芯片的优势,达到优势互补,这都是未来的一种趋势。

参考文献

- [1] 程浩忠, 艾芊, 张志刚, 等. 电能质量[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006: 1-30.
- [2] 陈建业. 工业企业电能质量控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 1-174.
- [3] 肖湘宁等. 电能质量分析与控制 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2004: 1-282.
- [4] 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, 2009: 1-422.
- [5] 帕基尼. 电能质量手册[M]. 肖湘宁等, 译. 北京: 中国电力出版社, 2010: 1-419.
- [6] Akagi, H., E.H. Watanabe, M. Aredes. 瞬时功率理论及其在电力调节中的应用[M]. 侯彦娥等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2009: 1-322.
- [7] 赵贺, 钱峰, 汤广福. 电力系统谐波不稳定及相应对策的研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 06(13): 29-34.
- [8] Akagi, H.. Active harmonic filters[J]. Proceedings of the Ieee, 2005, 93(12): 2128-2141.
- [9] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 15-153.
- [10] 刘传林, 刘开培. 电力有源滤波器中对指定整数次谐波检测的 DFT 算法[J]. 电测与仪表, 2005, 01(01): 4-7+13.
- [11] Akagi, H.. Active filters and energy storage systems for power conditioning in Japan[J]. Optim 04: Proceedings of the 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Vol I, 2004: 266.
- [12] 郭伟峰, 徐殿国, 武健, 等. Lcl 有源电力滤波器新型控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 07(03): 42-48.
- [13] 沈国桥, 徐德鸿. Lcl 滤波并网逆变器的分裂电容法电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 10(18): 36-41.
- [14] Wojciechowski, D.. Novel Controller for 3-Phase Active Power Filter with LCL coupling circuit[J]. Przegląd Elektrotechniczny, 2009, 85(10): 208-212.
- [15] 宗芝荣, 胡希同. 三相有源电力滤波器的建模与控制策略分析[J]. 山

- 东理工大学学报(自然科学版), 2009, 31(04): 103-106.
- [16] 乐健, 姜齐荣, 韩英铎. 基于统一数学模型的三相四线并联有源电力滤波器的性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 19(07).
- [17] 鞠建永. 并联有源电力滤波器工程应用关键技术的研究[D]. 浙江大学: 浙江大学, 2009.
- [18] L.A.Moran, J.W.Dixon, R.RWallace. A three Phase active powerfilter operating with fixed switching frequency of reactive Power and current harmonic compensation [J]. IEEE Trnas. on Ind. Electro., 1995, 42(4): 402-408.
- [19] Fryze, S.. Active, reactive and apparent power in circuits with non-sinusoidal voltage and current[J]. Przegl Elektrotech, 1932: 673-676.
- [20] 丁洪发, 段献忠, 何仰赞. 同步检测法的改进及其在三相不对称无功补偿中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 04(06).
- [21] 王群, 谢品芳, 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, 1999, 08(06).
- [22] Naoussi, S., H. Berviller, J.P. Blonde, et al. FPGA implementation of harmonic detection methods using Neural Networks, in Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 2009. p. 1-10.
- [23] 高大威. 电力系统谐波、无功和负序电流综合补偿的研究[D], 华北电力大学, 2001.
- [24] 李乔, 吴捷. 自适应谐波电流检测方法用于有源电力滤波器的仿真研究[J]. 电工技术学报, 2004, 00(12): 86-90.
- [25] 王建骥, 冉启文, 纪延超, 等. 基于小波变换的时变谐波检测[J]. 电力系统自动化, 1998, 12(08).
- [26] 李威, 王建骥, 冉启文, 等. 一种新的电力系统暂态波形检测方法[J]. 电力系统自动化, 2002, 10(05): 45-48.
- [27] 邵明, 钟彦儒, 余建明. 基于小波变换的谐波电流的实时检测方法[J]. 电力电子技术, 2000, 14(01): 42-45.
- [28] 何益宏, 卓放, 周新, 等. 一种基于瞬时无功功率理论谐波检测的离散滤波方法[J]. 电工电能新技术, 2002, 01(04): 13-15+50.
- [29] 姚为正, 王群, 刘进军, 等. 基于瞬时无功功率理论的谐波电压瞬时检测方法[J]. 西安交通大学学报, 1998, 02(12): 8-11.
- [30] 何英杰, 刘进军, 王兆安, 等. 一种基于瞬时无功功率理论的数字谐波检测[J]. 电工技术学报, 2010, 32(08): 185-192.

- [31] 王兆安, 李民, 卓放. 三相电路瞬时无功功率理论的研究[J]. 电工技术学报, 1992, 7(3): 55-59.
- [32] Miroslav, 等. 信号处理滤波器设计基于 matlab 和 mathematica 的设计方法[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 250-386.
- [33] B. Williams, 等. 电子滤波器设计[M]. 北京: 科学出版社, 2008: 365-515.
- [34] 王群, 姚为正, 王兆安. 低通滤波器对谐波检测电路的影响[J]. 西安交通大学学报, 1999, 01(04): 5-8+12.
- [35] 王群, 姚为正, 王兆安. 高通滤波器对谐波检测电路检测效果的影响分析[J]. 电力系统自动化, 1999, 06(16): 17-19+34.
- [36] 童立青, 钱照明, 彭方正. 同步旋转坐标谐波检测法的数学建模及数字实现[J]. 中国电机工程学报, 2009, 18(19): 111-117.
- [37] 魏学良, 戴珂, 谢斌, 等. 不平衡负载下并联有源电力滤波器的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 13(24): 64-69.
- [38] 张树全, 戴珂, 谢斌, 等. 多同步旋转坐标系下指定次谐波电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 09(03): 55-62.
- [39] 龚锦霞, 解大, 张延迟. 三相数字锁相环的原理及性能[J]. 电工技术学报, 2009, 17(10): 94-99+121.
- [40] 舒泽亮, 郭育华, 汤坚. 基于 fpga 的三相锁相环实现[J]. 电力电子技术, 2005, 42(06): 126-128.
- [41] Vodyakho, O., D. Hackstein, A. Steimel, et al. Novel direct current-space-vector control for shunt active power filters based on the three-level inverter[J]. Ieee Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1668-1678.
- [42] Quan, X.L., L. Jiang. Research on One Cycle Controlled Active Power Filter with Double-bridge[J]. Proceedings of the Second International Symposium on Test Automation & Instrumentation, Vol. 3, 2008: 1389-1393.
- [43] Zhu, G.L., G. Wang, D. Hua. Sliding mode control with variable structure of series active power filter[J]. 2009 Ieee Power & Energy Society General Meeting, Vols 1-8, 2009: 2739-2743.
- [44] Mendalek, N., K. Al-Haddad, H.Y. Kanaan, et al. Sliding Mode Control of Three-Phase Four-Leg Shunt Active Power Filter[J]. 2008 Ieee Power Electronics Specialists Conference, Vols 1-10, 2008: 4362-4367.
- [45] Wang, C.L., C.Y. Ma, D.C. Li, et al. Study on Improved Neural

- Network PID Control of APF DC Voltage[J]. 2009 International Conference on Information Management, Innovation Management and Industrial Engineering, Vol 1, Proceedings, 2009: 179-182.
- [46] 舒泽亮, 郭育华, 连级三. 基于 fpga 的 apf 控制器的硬件结构优化[J]. 电力系统自动化, 2006, 11(18): 55-60.
- [47] 张国荣, 陈鹏. 有源电力滤波器直流侧电容的选择方法[J]. 电测与仪表, 2011, 00(12): 1-3+64.
- [48] 张国荣, 齐国虎, 苏建徽, 等. 并联型有源电力滤波器输出电感选择的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 05(06): 22-27.

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 张国荣, 刘元岗, 陈林, 邵竹星. 并联型有源电力滤波器单次谐波补偿策略研究[J]. 电测与仪表, 2011, 48(543), 38-43.