

基于 DSP 控制的并联型电力有源滤波器的设计和研究

摘要

电力电子技术的飞速发展,一方面给电能的变换和应用带来了方便,另一方面又给电力系统带来了较严重的电能质量问题,如谐波污染、无功问题、电压波动及不平衡等。有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)被公认为是治理电网谐波及无功污染、改善电能质量最有效的手段,已成为电力电子技术应用中一个比较新的研究热点。但是 APF 在国内的应用还远没达到成熟阶段,与无源滤波器相比,在实际应用中仍然居于次要地位,有很多问题有待于进一步研究和完善。为此,本文设计了容量为 50kVA 的有源滤波器并对其电流检测检测、控制及实现技术进行了深入的研究,这些研究工作对于 APF 的早日工业化推广应用具有重大的意义。

本文对 50kVA 并联型 APF 的主电路及其外围电路进行了深入的研究。详细讨论了主电路开关器件的选择、缓冲电路和驱动保护电路的设计;并且采用理论分析和仿真实验相结合的方法,给出了直流母线电压的取值、直流母线电容量的选择以及交流侧输出电感值的选择方法。并根据上述分析方法的出了 50kVA 并联型 APF 的主电路具体器件选型及外围电路的详细设计参数。

本文还讨论了 50kVA 并联型 APF 控制系统的设计,采用了基于 DSP+ARM 的全数字化控制系统的实现方案,并对控制系统的硬件电路和软件系统设计进行了研究。

硬件电路中采用定时器控制死区、统一逻辑硬件保护以及利用 485 总线传输触发脉冲信号使得系统的安全性和可靠性大大提升,同时利用 ARM 丰富的接口功能扩展了键盘、液晶、RS232 总线等使得控制系统具有良好的扩展性。

软件系统的设计中,针对电流检测采用了一种基于滑窗迭代的实时傅立叶变化的电流检测方法,该算法软件实现十分方便,计算量很小,使用范围广,实现了检测精度和动态响应速度的一致性,并针对直流侧电压设计了单周期控制的控制策略。软件算法的计算周期为 100us 使得 APF 具有良好的动态特性。

最后在 50kVA 并联型 APF 实验样机上进行了实验,并给出了典型的实验数

据和波形，实验结果验证了本文上述工作的正确性。

关键词：谐波，有源电力滤波器，DSP-ARM，滑窗迭代，单周期控制

THE DESIGN AND REALIZATION OF SHUNT ACTIVE POWER FILTER BASED ON DSP

ABSTRACT

The rapid development of power electronics technology, on one hand, made power energy transformation and application conveniently, and on the other hand, led to the serious power quality problems in the power system, such as harmonic currents pollution, reactive power issue, voltage fluctuation or unbalance. APF(Active Power Filter) has been a key project in power effective method to solve harmonic and electronics application technology, as the most reactive power currents pollution, and the power quality. But APF has not reached the mature stage in the domestic applications, and has many problems to more study and improve. Compared with passive filter, APF still stays in less important position in actual application. For this purpose, in this thesis, the detecting, control and realization technologies are studied deeply, the research on which is of great importance to the early industrialization application of APF.

Thorough research has been carried out for 50kVA parallel APF's main circuit and its peripheral circuit. The Choice of main circuit switching components, and the design of snubber circuit and drive protection circuit are discussed detailedly; the selecting method of DC bus voltage value, DC bus capacitance and AC side filtering inductance value are given, using the method of integration of theoretical analysis with simulated experiment. And, the detailed design parameters of concrete main circuit components and peripheral components for 50kVA parallel APF are calculated according to above-mentioned analysis method.

In this thesis, the design of the control system of the APF is also discussed. The realization scheme of full digital control system based on DSP(digital signal processor)+ARM(Advanced RISC Machine) has been discussed ,and the hardware circuit and software design of control system have been studied.

Finally the experiment system is set up and representative experiments have been carried out on 50kVA parallel APF model machine, and the experiment data and waves have verified the research work in this thesis.

Keywords: harmonic, active power filter, DSP-ARM, sliding-window iterative algorithm, cycle discrete control

目 录

第一章	绪论.....	1
1.1	电力系统谐波问题研究概述.....	1
1.1.1	谐波产生的原因.....	2
1.1.2	谐波的危害及质量意义.....	3
1.1.3	电力系统谐波标准.....	4
1.2	谐波的抑制方法.....	4
1.3	有源电力滤波器的发展现状.....	6
1.3.1	APF 的分类.....	6
1.3.2	APF 的电流检测方法.....	9
1.3.3	APF 的电流控制方法.....	12
1.4	本文所做的工作及意义.....	14
第二章	有源电力滤波器主电路的研究.....	16
2.1	主电路功率开关器件及其外围电路的选择.....	16
2.1.1	主电路功率开关器件的选择.....	16
2.1.2	缓冲电路.....	18
2.1.3	驱动电路.....	19
2.2	直流母线电容的设计.....	21
2.2.1	直流母线电压的选择.....	21
2.2.2	直流母线电容量的选择.....	24
2.3	交流侧输出电感设计.....	26
2.4	50kVA 并联型有源电力滤波器主电路参数设计.....	29
2.5	本章小结.....	29
第三章	有源滤波器控制系统的硬件设计.....	30
3.1	各功能模块整体设计.....	30
3.2	传感器模块.....	32
3.3	信号转换和调理模块.....	32

3.4	驱动模块.....	34
3.5	保护模块.....	35
3.5.1	死区控制电路.....	35
3.5.2	统一保护逻辑的设计.....	38
3.6	通信及外围模块.....	39
3.7	电源的设计.....	41
3.8	本章小节.....	42
第四章	有源滤波器控制系统的软件设计.....	43
4.1	主程序流程.....	43
4.2	实时傅立叶变换.....	45
4.3	直流侧电压控制.....	50
4.4	指令电流的计算.....	52
4.5	本章小结.....	52
第五章	实验系统以及实验结果.....	53
5.1	实验系统组成.....	53
5.2	实验波形.....	54
5.3	本章小结.....	59
第六章	结论.....	60
参考文献.....		62
致谢.....		67
攻读硕士学位期间发表论文.....		68

第一章 绪论

随着现代工业的发展，电力系统中非线性负荷大量增加。各种非线性和时变性电子装置如逆变器、整流器及各种开关电源大规模的应用，其负面效应也日益明显。电力电子装置的开关动作向电网中注入了大量的谐波和次谐波分量，导致了交流电网中电压和电流波形的严重失真，从而代替了传统的变压器等铁磁材料的非线性装置引起的谐波，成为最主要的谐波源。同时办公自动化和家用电器的日益普及，民用和商业用电在城市中的比例日益增大，并且工作同时性强，所以逐渐成为配电网谐波污染的主要来源。电能质量的下降严重影响着供、用电设备的安全经济运行，降低了人们的生活质量。谐波使电能的生产、传输和利用的效率降低，使电气设备过热、产生振动和噪声，并使绝缘老化，使用寿命缩短，甚至发生故障或烧毁。谐波可引起电力系统局部并联谐振或串联谐振，使谐波含量放大，造成电容器等设备的烧毁。谐波还会引起继电保护和自动装置误操作，使电能计量出现混乱。对于电力系统外部，谐波对通信设备和电子设备会产生严重干扰。在电力电子技术领域，要求实施“绿色电力电子”的呼声日益高涨。对于电力系统这个环境来说，无谐波就是“绿色”的主要标志之一，对电力系统谐波污染的治理也已成为电工科学技术界所必须解决的问题。

1.1 电力系统谐波问题研究概述

“谐波”一词起源于声学，在声学中表示一根弦或一个空气柱以基波频率的倍数频率振动，电气信号中的谐波定义也是如此。

在理想的交流供电系统中，电源以单一恒定的频率(我国是 50Hz)、规定幅值的电压、完整的正弦变化规律向电网供电，系统中各点的电压和电流彼此之间仅存在幅值和相位的差异。但随着各种电力电子变流装置和非线性负载的比重不断增加，引起电力系统中的电流和电压波形产生了畸变。从频域的角度来看，在这些畸变的电流和电压波形中，不仅包含了与供电电源同频率的正弦量，而且出现了一系列频率为基波整数倍的正弦分量，这一系列的正弦分量统称为谐波。在国际电工标准(IEC555-2)与国际大电网会议(CIGRE)的文献中定义：“谐波分量为周

期量的傅立叶级数中大于 1 的 h 次分量”。

我国对谐波^[1-5]的研究起步于上世纪 80 年代，在 90 年代有了长足的发展，与国外研究水平的差距正在不断缩小。近年来，国内期刊和有关会议上发表的谐波相关问题的研究论文也非常多，谐波问题已经成为研究热点。

1.1.1 谐波产生的原因

引起波形畸变的谐波源^[6-10]是多种多样的，在电力的生产、传输、转换和使用的各个环节中都有可能会产生谐波。一般情况下，电网中的谐波主要来自以下 3 个方面：一是供电电源本身产生谐波；二是输配电系统中的相关设备产生谐波；三是用电设备产生的谐波。其中非线性用电设备产生的谐波占的比重最大。

发电机是公共电网中的电源。当在发电机励磁绕组中通以直流电流，并在磁极作用下产生按正弦分布的磁场时，定子绕组中将感应出标准的正弦电动势。但这只是理想的情况，在实际的发电机中，由于三相绕组在制作上很难做到绝对对称、铁心也很难做到绝对均匀一致以及其它一些原因，定子感应电动势不可能是理想的正弦波，因此在电源侧输出电压中就会包含一定含量的谐波，这种谐波电动势的频率和幅值只取决于发电机本身的结构和工作情况，基本与外接负载无关，可以看作恒定的谐波电压源。由于在设计发电机时，通常会采取许多措施削弱谐波电动势的影响，所以其输出电压的谐波含量是很小的。

输配电系统中最主要的谐波源是电力变压器。由于变压器铁心存在不同程度的饱和以及磁化曲线的非线性，再加上设计变压器时考虑到经济性，其工作磁密通常选择在磁化曲线的近饱和段上，就会使得磁化电流呈尖顶波形，因而含有分布较广的奇次谐波。各次谐波的大小与磁路的结构形式、铁心的饱和程度有关。铁心的饱和程度越高，变压器工作点偏离线性越远，谐波电流也就越大，其中 3 次谐波电流甚至可达额定电流的 0.5%。其次，一些由功率开关器件控制的基于移相原理的补偿和自动装置，如高压直流换流站的整流/逆变装置等，由于器件开关特性的影响，也会造成波形的不连续或形变，从而在输配电线路中形成谐波。

用电设备产生的谐波是由与电力系统相连的各种非线性负载^[11-12]。随着现代工业、电气化铁路和人民生活的高速发展，大量非线性用电设备得到广泛应用，产生大量谐波注入电网，使电能质量下降。以晶闸管整流设备为例，晶闸管整流装置采用移相控制，从电网吸收的是缺角的正弦波，给电网留下的也是另一部分

缺角的正弦波，显然在留下部分中含有大量的谐波。由于晶闸管整流器在电力机车、铝电解槽、充电装置、开关电源等许多方面得到了越来越广泛的应用，给电网造成了大量的谐波。统计表明：由整流装置产生的谐波占有所有谐波的近 40%，这是最大的谐波源。另外，工矿企业中用到的各种变频装置、电弧炉、电石炉等设备，也均是较大的谐波源，而且其谐波成份很复杂，除含有整数次谐波外，还可能含有分数次谐波，由于这类装置的功率一般较大，对电网造成的谐波危害也越来越大。除此以外，其它像电视机、日光灯、电池充电器等居民用电装置也会产生谐波。虽然这些单个装置的功耗都不大，但由于数量很多，它们给供电系统注入的谐波分量也不容忽视。

1.1.2 谐波的危害及质量意义

谐波对各种电力设备、通信设备都会产生有害的影响，严重时会造成设备的损坏和电力系统事故。尤其是近年来电力电子设备的迅速增长，谐波的危害日趋严重。谐波对公用电网和其它系统的危害^[13-15]主要有以下几个方面：

(1) 谐波使公用电网中的设备产生附加的功率损耗，降低发电、输电及用电设备的效率。在二相四线制电网系统中，零线会由于流过大量的 3 次及其倍数次谐波电流造成零线过热，甚至引发火灾。

(2) 谐波影响各种电气设备的正常工作，使旋转电机(发电机和电动机)发热、产生脉动转矩和噪声，使变压器局部严重过热，使电容器、电缆等设备过热、绝缘老化、寿命缩短，以至损坏。

(3) 谐波会导致继电保护和自动控制装置的误动或拒动，并使电气测量仪表的测量不准确。

(4) 谐波会对邻近的通信系统产生干扰，轻者产生噪声，降低通信质量；重者导致信息丢失，使通信系统无法正常工作。

(5) 谐波会引起公用电网中局部的并联谐振和串联谐振，从而使谐波放大，这就使前几个方面的危害大大增加，甚至引起严重事故。

综上所述，对电能质量已经不能仅用频率和电压这两个指标来评价了，谐波已成为衡量电能质量的一个重要指标。因此，无论是从保障电力系统安全、稳定、经济运行的角度还是从用户用电设备安全、正常工作的角度，有效地治理谐波，将其限制在允许范围之内，还电网一个洁净的电气环境，营造“绿色电网”，都

已经迫在眉睫。整体而言，我国谐波治理的水平还比较低，对电力科技工作者来说，谐波治理问题的研究具有十分重大的理论和现实意义。

1.1.3 电力系统谐波标准

谐波的危害和影响引起了世界各国的高度重视，纷纷制订了各项标准，对供电电网和用电设备产生的谐波进行限制。

美国海军早在 20 世纪 70 年代就发现了谐波的影响并第一个制订了谐波限制标准 US MIL-STD-461，目前仍然被美国军方广泛使用。1982 年国际电工委员会 IEC 第一次指定了通用电器设备产生谐波的限制标准，即 IEC-55，并在其后的执行过程中修订完善，目前已经被世界许多国家承认和接受，在欧、美等发达国家已经成为强制执行的标准。1993 年，美国电气与电子工程师协会 IEEE 进一步完善了 IEC-55 标准，并在其基础上补充了对高压、大功率用电负荷产生谐波的限制标准，形成了 IEEE/ANSI Standard 519-1993 谐波限制标准。

我国对谐波标准问题的研究始于 20 世纪 80 年代。1982 年 9 月，原水电部组成电力系统谐波研究小组，重点考察了英国 1976 年颁发的 GS/3《电力系统谐波管理技术规范工程导则》^[16]，并组织编写了《电力系统谐波管理的暂行规定》SD 126-84^[17]，自 1985 年 1 月 1 日起执行。1986 年 4 月，原国家标准局《关于发送“一九八六年制、修订国家标准项目计划”的通知》中明确指出“电力系统高次谐波分量”的国家标准由原水电部生产司和铁道部基建总局共同起草。1991 年，谐波国家标准起草小组提交了《电能质量公用电网谐波》初稿。国家技术监督局于 1993 年发布了中华人民共和国国家标准 GB/T14549-93《电能质量公用电网谐波》^[18]，从 1994 年 3 月 1 日开始实施。该标准同时还规定了谐波测量和测量数据处理以及确定谐波水平的方法^[19-20]。该标准的正式颁发标志着我国谐波综合治理工作走上了标准化道路。

1.2 谐波的抑制方法

目前谐波治理的措施主要有两种：

(1) 主动治理：即从谐波源本身出发，对其进行改造，降低谐波源产生的谐波和消耗的无功功率，如有源功率因数校正技术和各种 PWM 整流技术。

(2) 被动治理：即设置谐波补偿装置，外加各种无源、有源滤波装置，阻碍谐波源产生的谐波注入电网，或者阻碍电力系统的谐波流入负载端。

这两种方法有各自的优点和适用范围，近年来都得到了较快的发展。

主动治理措施主要有以下几种：

(1) 增加变流装置的相数或脉冲数。改造变流装置或利用相互间有一定移相角的换流变压器，可有效减小谐波含量，其中包括多脉整流和准多脉整流技术^[21]，但是这会使得装置更加复杂。

(2) 采用多重化技术。将多个变流器联合起来使用，用多重化技术将多个方波叠加，以消除频率较低的谐波，得到接近正弦波的阶梯波，但装置复杂，成本较高。

(3) 采用脉宽调制(PWM, Pulse Width Modulation)技术。采用 PWM 技术，使得变流器产生的谐波频率较高、幅值较小，波形接近正弦波，但只适用于自关断器件构成的变流器。

(4) 设计或采用高功率因数变流器。比如采用矩阵式变频器、四象限变流器等，可以使变流器产生的谐波非常少，且功率因数可控制为 1。

被动治理措施主要有以下几种：

(1) 采用无源滤波器(PF, Passive Filter)。在谐波源附近或公用电网节点装设单调谐及高通滤波器，可以吸收谐波电流，同时还可以进行无功功率补偿，运行维护简单。

(2) 采用有源电力滤波器(APF, Active Power Filter)。在谐波源附近或公用电网节点装设并联型或串联型 APF，可以有效地起到补偿或隔离谐波的作用，并联型 APF 还可以进行无功功率补偿。

(3) 采用混合型有源电力滤波器(HAPF, Hybrid Active Power Filter)。HAPF 兼具 PF 成本低廉和 APF 性能优越的优点，属与 APF 的分支和发展。

在被动治理谐波的措施中，无源滤波器本质上是频域处理方法，也就是将非正弦周期电流分解成傅立叶级数，对某些谐波进行吸收以达到治理的目的。有源滤波器则是在时域中对非正弦周期电流进行分解后，再进行适当的电流补偿，从而改善系统的电流波形。

在电力系统中装设 PF 一直是传统补偿无功和抑制谐波的主要手段^[22-23]。

PF 因其结构简单，既可补偿无功，又可抑制谐波而一直被广泛应用。但 PF 也存在如下缺点：滤波补偿特性依赖于电网和负载参数；LC 参数的漂移会导致滤波特性的改变；具有负的电压调整效应；重量大、体积大；容易与系统发生谐振等。

目前的趋势是采用电力电子装置对谐波进行抑制^[24-25]，即使用 APF 技术进行谐波抑制。APF 是一种动态抑制谐波和补偿无功的电力电子装置，它能对频率和幅值都变化的谐波和无功电流进行补偿，可以弥补 PF 的缺点，获得比 PF 更好的补偿特性，是一种理想的补偿谐波装置^[26-30]。

1.3 有源电力滤波器的发展现状

有源滤波的思想最早是在 1971 年由 H.Sasaki 和 T.Machida 提出的，当时是采用线性放大的方法产生补偿电流，损耗大、成本高，因而仅在实验室研究，未能在工业中实用。1976 年，L.Gyugyi 等人提出用四象限 PWM 变流器构成有源电力滤波器，正式确立了有源滤波的概念，并提出了相应的主电路基本拓扑结构和控制方法。其基本原理是通过向电网注入与原有谐波和无功电流大小相等方向相反的补偿电流，使电网的总谐波和无功电流为零，从而达到净化电网的目的。但是由于当时电力电子技术的发展水平还不高，全控型器件功率小、频率低，加上限于当时控制策略和控制芯片的水平，因而有源滤波器仍局限于实验研究，70 年代后半期没有得到大的进展。直到进入 80 年代以来，随着新型电力半导体器件的不断发展、脉宽调制技术的不断进步以及基于瞬时无功功率理论的谐波电流瞬时检测方法的提出，使 APF 得到迅速完善和发展。

1.3.1 APF 的分类

目前投入使用的 APF 种类繁多，其分类方法也多种多样，可以从主电路结构、接入电网方式和供电系统形式等几个方面对 APF 进行分类。

1. 按主电路结构分类

根据主电路储能元件的不同，APF 可分为电流型和电压型两种^[31-32]，其电路结构如图 1-1 所示。

电流型有源电力滤波器的主电路直流侧接有大电感，在正常工作时，其电流基本保持不变，但由于电流型主电路直流侧始终有电流流过，该电流将在电感的

内阻上产生较大的损耗，不适用于大容量系统，目前较少使用^[33-34]。不过随着超导储能技术的不断发展，今后可能会有更多电流型 APF 投入使用。

电压型 APF 的主电路直流侧接有大电容，在正常工作时，其电压基本保持不变。电压型 APF 损耗小、效率高、初期投资小，可任意并联扩容，易于单机小型化，经济性好，适用于电网级谐波补偿^[35-36]。目前使用装置 90% 以上为电压型，技术相对成熟、完善。

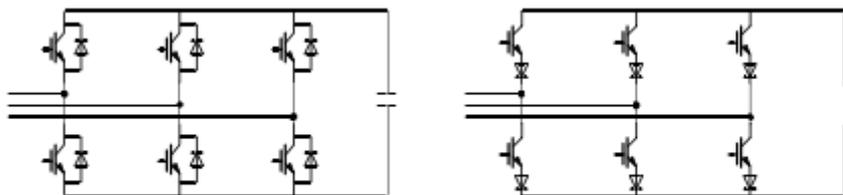


图1-1 APF 的主电路结构

Fig.1-1 Structure of APF

2. 按接入电网方式分类

从接入电网的连接方式看，APF 可分为并联型^[37-40]、串联型^[41-44]和串-并联混合型^[45-47]三大类，其具体种类划分如图 1-2 所示。

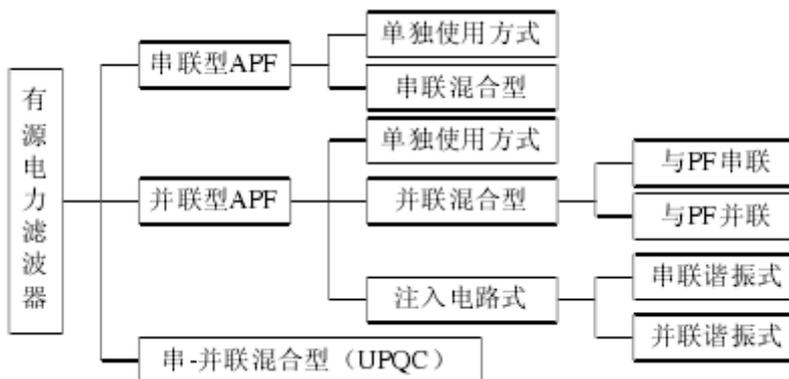


图1-2 APF 系统分类

Fig.1-2 Classification of APF

并联型 APF 如图 1-3(a)所示，是有源电力滤波装置中最基本的构成方式。并联型 APF 与系统并联等效为一个受控电流源，向系统注入与谐波电流大小相等，方向相反的电流，从而达到滤波的目的，主要适用于电流源型感性负载的谐波补偿。并联型 APF 通过耦合变压器或直接并入系统，不会对系统运行造成影响，具有投切方便、灵活以及保护简单的优点；另外，并联型 APF 还可以并联使用

以提供大的电流，可以应用于多种容量的场合。目前工业上已投入运行的 APF 多采用此方案。

并联型 APF 又可以分为单独使用方式、与无源滤波器混合使用方式和注入电路方式三种。其中，并联型 APF 与无源滤波器混合使用方式又分为并联方式和串联方式两种，如图 1-3(b)，图 1-3(c)所示；注入电路方式也分为串联谐振注入式和并联谐振注入式两种，如图 1-3(d)，图 1-3(e)所示。

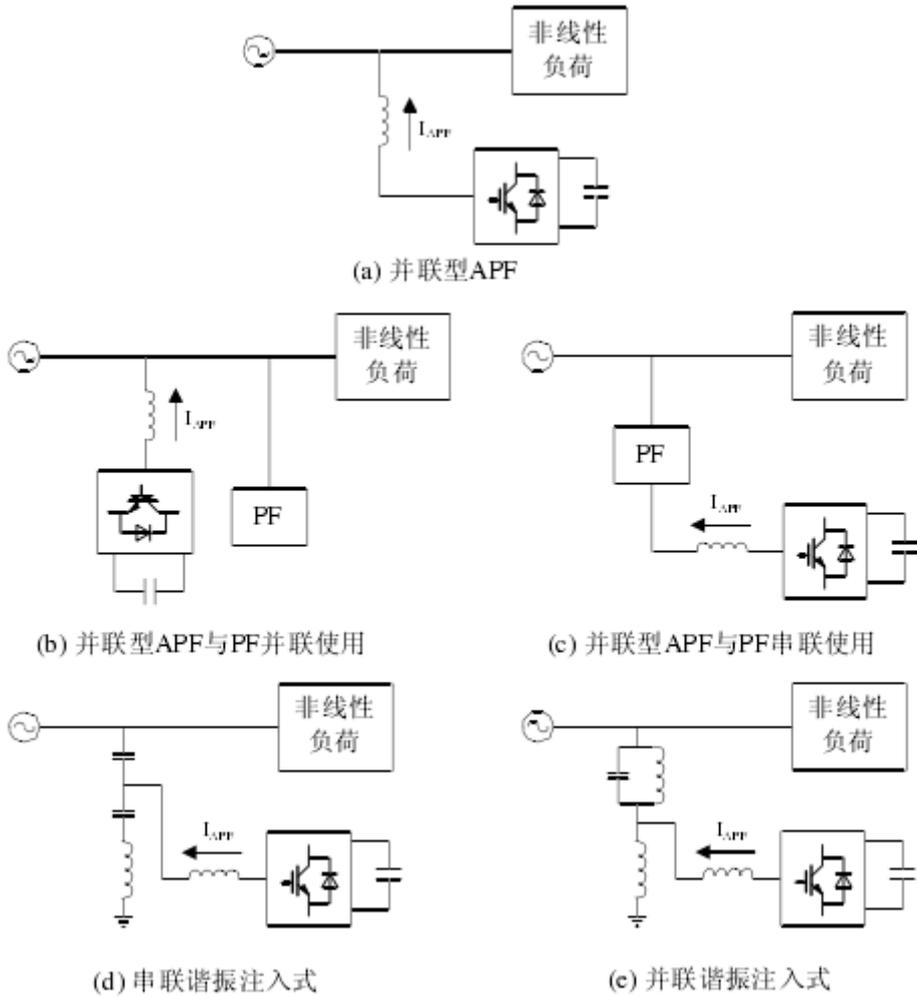


图1-3 并联型 APF 的基本拓扑结构

Fig.1-3 Circuit topology of shunt APF

串联型 APF 如图 1.4(a)所示，经耦合变压器串入系统，它可等效为一个受控电压源，主要是消除电压源型谐波以及系统侧电压谐波与电压波动对敏感负载的影响。与并联有源滤波器相比，其主要缺点是流过很大的负载电流，使得变压器的额定参数上升，体积变大；此外串联型 APF 的投切和故障后的退出以及保护也较为复杂。它的主要优点是能补偿电网谐波电压和三相不平衡电压，对电压敏

感性负载尤为适用，可以为负载提供一个好的系统电压。目前，串联型 APF 的应用较少。

串联型 APF 又可以分为单独使用方式、与无源滤波器混合使用方式两种。其中，串联型 APF 与无源滤波器混合使用方式如图 1.4(b)所示。

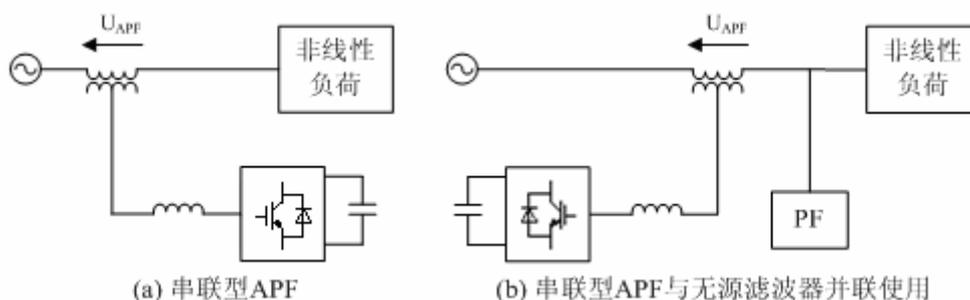


图1-4 串联型 APF 的基本拓扑结构

Fig.1-4 Circuittopology of series APF

串-并联混合型 APF 如图 1-5 所示，又称为统一电能质量调节器（UPQC, Unified Power Quality Conditioner）。它综合了串联型 APF 以及并联型 APF 两种结构，充分发挥了两者各自的优点，共同组成一个完整的用户电力装置来解决电能质量的综合性问题。并联型 APF 直接并入系统，起到补偿谐波电流、无功电流、二相不平衡以及直流母线电压调节作用；串联型 APF 通过耦合变压器串入系统，起到补偿谐波电压、消除系统不平衡、调节电压波动与电压闪变等作用。UPQC 同时拥有并联型 APF 和串联型 APF 两者的优点，被认为是最理想的 APF 的结构，但其主要缺点在于成本较高和控制复杂。对 UPQC 电路结构和控制方法的研究是目前电力电子技术领域的一个研究热点和发展方向。

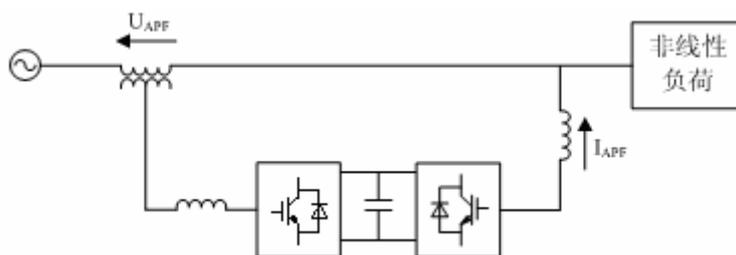


图1-5 串-并联混合型 APF (UPQC) 的基本拓扑结构

Fig.1-5 Circuittopology of UPQC

1.3.2 APF 的电流检测方法

对于 APF 而言，实时准确地检测出谐波电流是非常关键的，它的快速性、

准确性、灵活性以及可靠性直接决定 APF 的补偿性能。为了能快速检测谐波电流，人们已经提出了许多方法，下面对目前常用的谐波电流检测方法进行简单综述：

1. 模拟滤波器^[51]

模拟滤波器的实现原理是：用带通滤波器来获取基波分量，再与被检测电流相减后得到谐波电流分量，如图 1-6 所示。该方法的原理和电路结构简单，造价低，能滤除一些固有频率的谐波。但这种检测方法有很多缺陷：(1)检测误差大，电网频率变化时尤其明显；(2)对电路元件参数十分敏感，参数变化时检测效果明显变差；(3)无法分离出基波电流中的有功与无功分量。

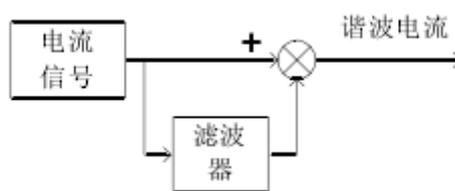


图1-6 模拟滤波器原理图

Fig.1-6 The diagram of analog filter

2. 基于 Fryze 传统功率定义的谐波电流检测法^[52-54]

该检测方法的原理是将负荷电流分解为与电压波形一致的分量，将其余分量作为广义无功电流(包括谐波电流)。它的缺点是：因为 Fryze 功率定义是建立在平均功率的基础上，传统计算平均功率的方法是通过一个周期数据的积分得到，这样会给瞬时无功电流的检测带来至少一个周期的延时，这对于实时性要求高的场合就不能够满足要求，不适于负载变化频繁的场所。而且只能同时检测出谐波及无功电流，不能只检测谐波电流或只检测无功电流，有很大的局限性。

3. 频域分析的快速傅立叶变换(FFT) 检测法^[55-56]

该方法是建立在 Fourier 分析的基础上的，因此要求被补偿的波形是周期变换的，否则会带来较大误差。通过 FFT 将检测到的一个周期的谐波信号进行分解，得各次谐波的幅值和相位系数，将拟抵消的谐波分量通过带通滤波器或傅立叶变换器得到所需的误差信号，再将该误差信号进行 FFT 反变换，即可得补偿信号。

其优点是可以选择拟消除的谐波次数，通过附加的计算，该方法还可以通过电网电压基波分量与负载电流基波分量的相位关系，计算出负载电流的基波有功

和基波无功电流；而且受环境因素影响也较小。但是该方法需要进行 FFT 变换及其反变换，计算量非常大，因而有较大的时间延迟。当电网电压波形畸变严重或者频率波动时，将会引起较大的非同步采样误差，对谐波电流的检测精度影响很大。

4. 瞬时无功功率理论的空间矢量法^[57]

基于瞬时无功功率理论的空间矢量法是目前 APF 中应用最广的一种检测方法，最早是由日本学者赤木泰文于 1984 年提出的，经过不断改进，现在包括 p-q 法、 i_p - i_q 法以及 d-q 法。其中，p-q 法适用于电网电压对称且无畸变情况下谐波电流的检测； i_p - i_q 法不仅在电网电压畸变时适用，在电网电压不对称时也同样有效；而基于同步旋转坐标变换的 d-q 法可在电网电压不对称、畸变情况下精确地检测出谐波电流。

基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测技术，物理概念明确、硬件实现简单、检测精度高，由于延时很小，所以动态特性好；缺点是运算量较大，且只适用于对称无畸变的三相电压，对于三相不对称负载所产生的谐波和无功电流，检测效果不太理想。

5. 自适应干扰抵消原理的自适应闭环检测法^[58-60]

该方法利用信号处理的自适应干扰抵消原理，将电压作为参考输入，负载电流作为原始输入，从负载电流中消去与电压波形相同的有功分量，而得到所有谐波与无功电流之和。按此原理构成的检测系统是一个闭环连续调节系统，故其运行特性与元件参数几乎无关，对器件特性的依赖性也不大。

当电网电压发生波形畸变以及频率波动时，检测系统仍能正常工作，具有良好的自适应能力，但动态响应速度较慢。由于人工神经网络具有自学习和电流自适应的能力，因此人们将智能控制理论应用到无功和谐波电流检测上。将人工神经网络理论与信号处理中的自适应噪声抵消技术相结合，提出了一种基于单个神经元的自适应谐波电流检测方法。但这些方法大多停留在仿真研究，还没有应用到实际系统中。

6. 基于神经网络的检测法^[61]

该方法是随着神经控制理论在系统中的应用发展起来而形成的一种新型智能控制手段。人工神经网络以自学功能性强，进化算法和方向传播用于神经网络

的训练，不但避免了对于给定补偿电流的复杂计算，且有广泛的适应性。可用于补偿单相、三相三线或三相四线制非线性负载的 APF 系统。具有以下优点：(1) 可以通过模拟电路实现，所以该方法简单而方便；(2) 该方法对负载具有自适应的特点；(3) 该方法克服了采用电子滤波的时延现象；(4) 该方法可以同时检测谐波、无功、基波负序和零序电流。

1.3.3 APF 的电流控制方法

对于补偿谐波电流而言，APF 是作为一个受控电流源工作的，因此如何控制逆变器产生与指令电流相同的补偿电流是决定 APF 补偿性能的一个重要方面。

APF 的电流控制应该满足下面的基本要求：

- (1) 在很宽的频带内，没有幅值和相角误差(理想跟踪)；
- (2) 很好的动态性能；
- (3) 有限的或恒定的开关频率以保护功率开关器件；
- (4) 较高的直流母线电压利用率。

目前，APF 常用的电流控制方法有滞环电流控制、三角波调制控制、空间矢量调制控制、无差拍控制、滑模变结构控制、单周控制、预测控制等，下面对它们进行简要的介绍。

1. 滞环电流控制^[62-64]

滞环电流控制(Hysteresis Current Control, HCC)是目前应用最广泛的一种非线性闭环电流控制方法，它利用滞环比较器形成一个以给定电流为中心的死区或滞环，通过反馈电流与给定电流的滞环比较误差来控制逆变器的开关动作。滞环电流控制中电流反馈的存在加快了动态响应速度，增强了抑制环内扰动的能力，控制精度较高，并且不需要知道负载的参数，还可通过防止逆变器过流而保护功率开关器件。传统滞环控制也有开关频率变化范围大、电流变化剧烈、负载换路时被控制量常常不能得到有效控制等缺点。近年来，有学者在滞环电流控制的改进上，如矢量化、定频化等方面作了许多研究，并取得了一定的进展。

2. 三角波调制控制^[65-68]

三角波调制控制是一种由瞬时值比较法衍生出的线性控制方法，它将实际的 APF 输出电流与指令电流的差值进行 PI 控制，然后再经三角载波进行调制输出 PWM 开关控制信号。三角波调制控制方法的优点是开关频率固定，但是系统的

响应受到反馈环稳定性要求的限制，而反馈环的稳定性还依赖于负载参数的变化，因此即便在稳态时也会出现相位滞后的问题。

3. 空间矢量调制控制^[69-72]

空间矢量调制(Space Vector Modulation, SVM)是由在交流电机调速中提出的磁通轨迹控制思想演变而来，该方法物理概念清晰，适合用数字化方案实现。它将三相整流器件作为一个整体来考虑，通过控制与参考矢量最接近的二个开关矢量组合的作用时间，使一个控制周期内开关矢量输出的平均效果与参考矢量相等。其基本思想是在矢量空间中用有限的静止矢量去合成和跟踪调制波的空间旋转矢量，使合成的空间矢量含有调制波的信息。采用空间矢量脉宽调制，通过优化开关矢量可有效降低开关频率和减小交流侧线电流的总谐波畸变率；但受一般微控制器运算能力所限，该控制方法经常要在实现速度与合成脉宽调制(PWM)波形质量之间进行折衷，应用 DSP 可使该控制系统向高可靠、高性能的全数字化方向发展。

4. 无差拍控制^[73-74]

无差拍控制(Dead-Beat Control, DBC)方法是一种全数字化的控制技术，它根据空间矢量理论，利用系统的状态方程和当前的状态信息推算出下一采样周期的开关控制量，最终达到使输出量跟踪输入量的目的。该方法能快速跟踪电流的变化，特别适应于快速暂态控制。但是，由于其计算量大，因而对系统参数的依赖性较强，而有源电力滤波器是一个非线性多变量系统，所以无差拍控制在有源电力滤波器中应用较少。

5. 滑模变结构控制^[75-76]

滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)，又称变结构控制，它最早由前苏联学者在 20 世纪 50 年代提出，并得到不断的发展。它是一种设计与分析紧密结合、具有对模型不确定和对外界扰动不变化及鲁棒性强等特点的控制方法，其原理是利用控制的不连续性，依靠其高频转换强制闭环系统到达并保持在所设计的滑动面上。

它的优点体现在：滑模控制系统对被控对象的模型误差、对象参数的变化以及外部干扰有极佳的不敏感性，动态响应速度快。但缺点是补偿精度不高，滑模控制的不连续开关特性容易引起系统的颤动，这种颤动可能将系统中存在的高频

成分激励起来，甚至使系统不稳定。

6. 单周控制^[77]

单周控制(One-Cycle Control, OCC)作为一种新型非线性控制法，基本思想是在每个控制周期内强迫开关变量的平均值与控制参考相等或成比例，从而消除稳态和瞬态误差。

单周控制的控制电路简单，不需要参考信号，可在一个周期内消除稳态、瞬态误差，因而能有效抵制电源侧的扰动；但控制易受外界条件的影响，即使在器件参数误差很小的情况下，噪声干扰也会导致控制电路的条件发生变化，从而影响电路的正常运行。

7. 预测控制^[78-79]

预测控制(Predictive Control, PC)是一种基于模型的优化闭环控制算法，它既利用当前和过去的偏差值，还利用预测模型来预估未来的偏差值，并据此滚动确定当前的最优输入策略。预测控制的基本原理可以从三个要素(模型预测、滚动优化和反馈校正)中体现出来，这三个要素也是预测控制区别于其它控制方法的基本特征。

预测控制吸取了优化控制的思想，利用滚动的有限时段优化取代一成不变的全局优化，更能适应实际过程，有更强的鲁棒性；但目前所提出的预测控制方法普遍采用二次型性能指标的优化策略来求解预测控制问题，控制系统的设计一般很复杂。

1.4 本文所做的工作及意义

APF 被公认为是治理电网谐波及无功污染、改善电能质量的最有效手段，但 APF 在国内的应用还远没达到成熟阶段，还有很多问题有待于进一步的研究和完善。因此，为了实现 APF 在国内的早日普及与应用，对 APF 的检测、控制及实现技术进行研究具有重大的现实意义。

本文主要研究内容如下：

(1) 对 50kVA 并联型三相三线 APF 的主电路及其外围电路进行了研究，讨论了开关器件及外围电路的参数选择、计算方法。具体讨论了主电路开关器件的选择、缓冲电路和驱动电路的设计，给出了直流母线电压的取值、直流母线电容

量的选择以及交流侧输出电感值的选择方法。最后，根据上述分析方法给出了 50kVA 并联型有源电力滤波器的主电路具体器件选型及外围电路的详细设计参数。

(2) 介绍了 50kVA 并联型 APF 的系统构成，对控制系统的硬件电路和软件系统设计进行了研究，并给出了基于 DSP+ARM 的全数字化控制系统的实现方案。硬件电路中采用的定时器死区控制，通过 RS485 来传输控制信号使得系统的稳定性和可靠性大大提高，同时采用了一种基于滑窗迭代算法的实时傅立叶变换用于电流检测，利用滑动窗的思想，让最新的实时采样数据参与检测分析，而最老的采样数据则相应被淘汰掉，从而加快了采样数据的更新速度，提高了检测系统跟踪信号变化的能力，大大提高了电流检测系统的实时性。

(3) 在 50kVA 并联型 APF 样机上进行了实验，并给出了典型的实验数据与波形，实验结果验证了上述工作的正确性。

第二章 有源电力滤波器主电路的研究

APF 主电路及其相关参数的设计直接影响到 APF 的补偿效果和可靠运行。APF 的主要电路一般有两种形式：电压型和电流型，目前广泛使用的是电压型 APF。本章对电压型 APF 的主电路及其外围电路进行深入研究。主要讨论了主电路开关器件的选择、缓冲电路和驱动保护电路的设计，得出了直流母线电压、直流母线电容量和交流侧输出电感值的选择方法。最后，根据上述方法给出了 50kVA 并联型 APF 的主电路具体器件选型及外围电路的详细设计参数。

2.1 主电路功率开关器件及其外围电路的选择

2.1.1 主电路功率开关器件的选择

在实际应用中，要合理选择主电路的功率开关器件，使 APF 系统既能满足性能指标要求，又能降低硬件成本。功率开关器件的选择依据主要有两方面：(1) 根据 APF 的容量大小选择器件的电压/电流等级；(2) 根据补偿要求选择器件的开关频率。

现代电力电子器件正向大功率、易驱动和高频化方向发展。目前，APF 的主电路所采用的全控型电力电子器件多为门极可关断晶闸管(Gate Turn-Off Thyristor, GTO)和绝缘门极双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)。近几年出现的新型电力电子器件——集成门极换流晶闸管(Integrated Gate Commutated Thyristor, IGCT)，也有望用于 APF 的主电路。

采用晶闸管技术的 GTO 是常用的大功率开关器件，它相对于采用晶体管技术的 IGBT 在截止电压上有更高的性能，但广泛应用的标准 GTO 驱动技术会造成不均匀的开通和关断过程，需要高成本的 du/dt 和 di/dt 吸收电路和较大功率的门极驱动单元，因而造成可靠性下降，价格较高，也不利于串联。目前 GTO 最大容量可达 6000V/3000A，开关频率一般为 200-500Hz，多应用在 200kVA 以上的大容量变流设备中^[80]。IGBT 是一种 N 沟道增强型场控(电压)复合器件，兼有

功率 MOSFET 和双极性器件的优点：电压驱动、输入阻抗高、开关速度快、安全工作区宽、饱和压降低、耐压高、电流大。在中小容量变流设备中，IGBT 已成为应用最广泛的功率开关器件。目前，IGBT 最大容量可达 6500V/600A，开关频率可达 2kHz^[82]。

IGCT 是一种用于巨型电力电子成套装置中的新型电力半导体器件，将 GTO 芯片与反并联二极管和门极驱动电路集成在一起，再与其门极驱动器在外围以低电感方式连接，结合了晶体管的稳定关断能力和晶闸管低通态损耗的优点，在导通阶段发挥晶闸管的性能，关断阶段呈现晶体管的特性。IGCT 具有电流大、电压高、开关频率高、可靠性高、结构紧凑、损耗低等特点，有很好的应用前景。目前，IGCT 最大容量可达 6500V/4200A，开关频率可达 1kHz^[83]。

对于大容量(400kVA 以上)有源电力滤波器，一般选取 GTO 作为其主电路开关器件，但因其工作频率较低，对较高次谐波的补偿效果较差，一般采用多重化技术来提高其等效开关频率。对于中、小容量(400kVA 及其以下)的有源电力滤波器一般选取 IGBT 作为其主电路开关器件，由于其工作频率很高，所以对较高次谐波的补偿效果也很好，但当其工作在较高工作频率情况下，其损耗将加大，有源电力滤波器的效率将随之降低。IGCT 的器件容量、控制手段等方面具有一定的优势，可用于大容量的有源电力滤波器，但目前较高的价格限制了其使用范围。

根据上面的分析，本文设计的 50kVA 并联型有源电力滤波器选择 IGBT 作为主电路开关器件，其参数设计主要是器件的电压等级和电流等级的选择。器件电压的选择决定于 APF 直流母线电压 U_{dc} ，一般取 IGBT 耐压为以母线电压 U_{dc} 的 2 倍左右即可以满足要求。器件的电流决定于 APF 最大补偿电流值 I_{cmax} ，考虑一定的安全裕度，通常取 IGBT 的额定电流为 I_{cmax} 的 2 倍左右。器件的工作频率由实际补偿对象和具体补偿要求来确定。

本文的 50kVA 三相三线并联型有源电力滤波器的直流母线电压 U_{dc} 为 800V，其最大单相补偿电流值（瞬时值）为 150A。

根据上述关于 IGBT 电压和电流等级的分析，本文最终选择三菱公司生产的半桥 IGBT 职能模块 PM150CLA120 其最大通态电流为 300A，选择此型号的 IGBT 模块既能满足本文中 50kVA 并联型有源电力滤波器的设计要求，又留有足够的

裕度。

2.1.2 缓冲电路

开关器件工作于高频开关状态，开关过程中电压、电流变化率很大，容易造成过电压、过电流，并增大开关损耗。缓冲电路是开关器件安全运行的重要环节，利用它可以减小开关器件在开关过程中产生的过电压、过电流，确保开关器件安全可靠运行，所以缓冲电路设计对开关器件是十分重要的。缓冲电路的作用大体可归纳如下^[84]：

(1) 抑制过渡过程中器件的电压和电流，将开关动作轨迹限制在安全工作区(Safe Operating Area : SOA)；

(2) 减小开关过程应力，即抑制电压变化率 du/dt ，电流变化率 di/dt ，防止器件因过电压、过电流而损坏；

(3) 抑制开关动作期间电压电流的重叠，以减小器件内部产生的开关损耗。

缓冲电路的结构形式较多，在此仅讨论二种常用的缓冲电路：单电容缓冲电路和 RCD 钳位缓冲电路^[85-88]，以选取适合于 APF 主电路开关器件的缓冲电路。

(1) 单电容缓冲电路

如图 2-1(a)所示为单电容缓冲电路。器件导通时，电容通过器件放电至零；器件关断时，电源向电容充电，电容电压缓慢上升，用以抑制作用于器件的 du/dt 和尖峰电压。电容量越大，关断时对 du/dt 和尖峰电压的抑制效果越好，但导通时产生的电流尖峰和损耗也越严重。所以在这种电路里，无感电容 C_s 的容量要选择的比较小。

这种电路结构简单、成本低，能有效抑制尖峰电压。但随着功率级别的增加，可能会同母线杂散电感构成谐振回路，产生电压振荡。

(2) RCD 钳位缓冲电路

如图 2-1(b)所示为 RCD 钳位缓冲电路。与 RCD 缓冲电路不同的是放电电阻 R_s 、不是与二极管 D_s 、并联，而是其一端接到电源端。无论器件处于导通状态还是关断状态，电容 C_s 上的电压总是为电源电压。当器件由导通变为关断时，只有当器件上的电压上升到电源电压后，直流母线杂散电感中的储能才开始向 C_s 充电，使得电容电压高于电源电压。同时，电容 C_s 通过 R_s 向电源放电，使得转移到电容 C_s 上的能量大部分送回电源，另一部分消耗在电阻 R_s 上。由于

直流母线杂散电感一般不大，所以即使在高频情况下， R_s 上消耗的功率也是不大的。

这种缓冲电路是应用广泛的一种 IGBT 缓冲电路，对于各种不同性质的负载都有良好的缓冲效果，而且缓冲能耗较小，缺点是成本较高。

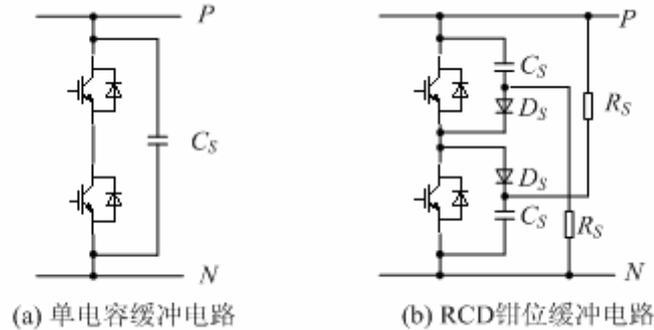


图2-1 常用 IGBT 缓冲电路

Fig.2-1 Common IGBT snubbers

近年来，随着逆变器功率模块化的进展，布线电感已大幅度减小，加上二极管的高速化和开关器件安全工作区的扩大，中、小容量逆变器不在各桥臂上加缓冲电路，无缓冲电路已是很一般的事^[89]。

对于本文中 50kVA 并联型有源滤波器的容量而言，采用结构简单、成本低的单电容缓冲电路已经可以满足安全运行的要求，无感电容选用低电感的聚丙烯无极性电容，容量为 1.5 μ F/1200v。

2.1.3 驱动电路

IGBT 的驱动与保护电路是电路设计中的难点和关键，性能良好的驱动电路可以保证 IGBT 工作在比较理想的开关状态，缩短开关时间，减小开关损耗，对产品的运行效率、可靠性、安全性都有重要意义。设计合理的驱动电路是 IGBT 正常工作的重要保证，IGBT 对驱动电路有如下基本要求：

- (1) 动态驱动能力强，能为 IGBT 栅极提供具有陡峭前后沿的驱动脉冲；
- (2) 开通时能向 IGBT 提供合适的正向栅源电压，关断时可以提供足够的反向关断栅压；
- (3) 必须有足够的输入输出电隔离能力，隔离驱动电路和主回路；
- (4) 输入输出信号传输延迟小；
- (5) 出现短路、过流时，能迅速发出过流保护信号，供控制系统进行处理。

为了充分发挥 IGBT 的优点，在 IGBT 的基础上集成栅极控制电路、故障检测电路和故障保护电路的电力电子模块称为智能功率模块。本设计使用了三菱公司的 IPM 模块 PM150CLA120。该款 IPM 是非常成熟的第五代高频 IPM 产品，采用绝缘基板工艺，内置优化后的栅极驱动和保护电路，适合用于频率高达 20kHz 的高频场合，如 UPS、变频器等。其产品特点有：

- (1) 完整的功率输出电路，直接连接负载；
- (2) 内置栅极驱动电路；
- (3) 保护电路包括短路保护、过流保护、内置温度探头的过温保护、驱动电压欠压保护；

现简要说明一下其使用时的注意事项：

- (1) 和常规不一样，驱动信号是高电平关断，低电平开通；
- (2) 为防止上下桥臂直通，死区时间必须大于 2.5us，实际使用中发现 2.5us 仍然有可能造成直通，在试验中死区时间设定为 8us；
- (3) IPM 使用 4 路隔离 15V 开关电源供电，试验中使用的开关电源其中 3 路给上桥臂 3 个 IGBT 管驱动供电，1 路给下桥臂 3 个 IGBT 驱动供电；

DSP 驱动部分与 IPM 连接所用光耦必须是高速光耦，而且绝缘电压必须高于 1000V，设计中可以选用 HCPL4504，HCPL4505，TLP559，TLP759 等，光耦副边到 IPM 控制脚距离应该尽量短，本设计中采用了 IPM 专用驱动光耦 HCPL4504；

在 IPM 有故障时，其故障输出脚输出电流为 10 mA、宽度为 1.8 ms 的脉冲信号，在此期间控制器应该对其做出反应，否则循环输出故障信号容易损坏 IPM 模块本设计中把故障输出连接到统一保护逻辑部分，在有故障时封锁了脉冲；

通过 DC/DC 隔离电源芯片为 IPM 模块提供 15V 的电源；图中 U_{p+} 、 U_{p-} 为控制板输出的控制信号经过光耦后提供给 IPM 模块， U_{fp} 为 IPM 模块输出的故障信号经光耦后返回给控制板。本设计中把故障输出接到了 DSP 的 PWM 脉冲输出统一逻辑保护的输入端，在有故障时封锁了脉冲；

驱动电路如图 2-2 所示：

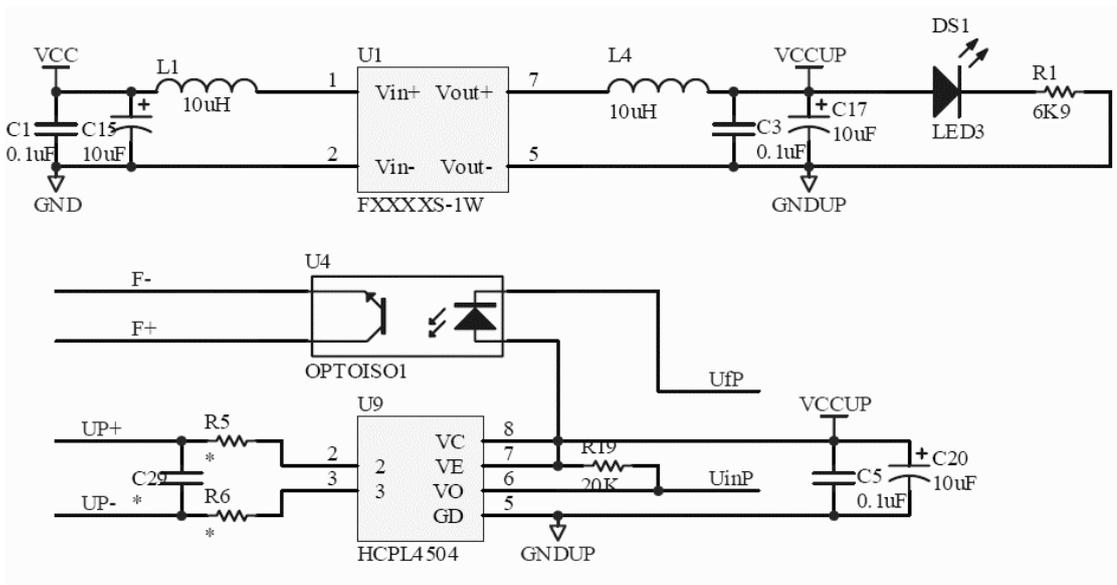


图2-2 IPM 驱动电路

Fig.2-2 Drive circuit of IPM

2.2 直流母线电容的设计

2.2.1 直流母线电压的选择

有源电力滤波器的补偿电流是由主电路中直流母线电压与交流侧电源电压的差值作用于输出电感上产生的,直流母线电压很大程度上决定了有源电力滤波器的电流发生能力,下面将从电流跟踪的角度分析直流母线电压的取值问题。

忽略系统阻抗,并用理想开关代替实际开关器件,可得并联型 APF 等值电路,如图 2-3 所示。

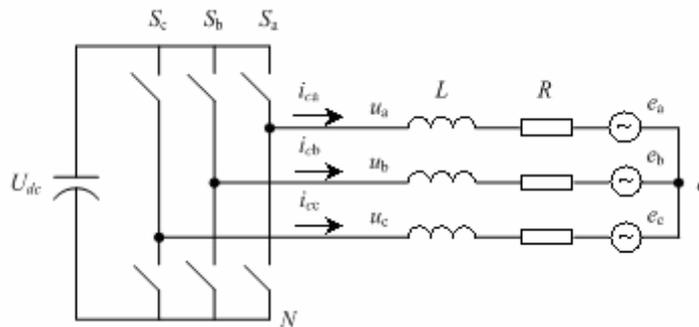


图2-3 并联型 APF 等值电路

Fig.2-3 Equivalence circuit of APF

假定直流侧电容电压为恒定值 U_{dc} , e 为系统电压,所有电压均以系统中性

点 o 为参考点，则图 2-3 中三相电路瞬时值方程为

$$\begin{cases} U_a = Ri_{ca} + Ldi_{ca}/dt + e_a \\ U_b = Ri_{cb} + Ldi_{cb}/dt + e_b \\ U_c = Ri_{cc} + Ldi_{cc}/dt + e_c \end{cases} \quad (2-1)$$

引入开关函数 S_a , S_b , S_c 其定义为 1 表示上桥臂导通，下桥臂关断；0 表示上桥臂关断，下桥臂导通：

$$S_k = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} (k = a, b, c) \quad (2-2)$$

则相应的 APF 输出电压为

$$\begin{cases} U_a = U_{aN} + U_{No} = S_a U_{dc} + U_{No} \\ U_b = U_{bN} + U_{No} = S_b U_{dc} + U_{No} \\ U_c = U_{cN} + U_{No} = S_c U_{dc} + U_{No} \end{cases} \quad (2-3)$$

考虑系统三相对称，不计零轴分量，则有

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2-4)$$

由式(2-1)、式(2-3)和式(2-4)可得

$$U_{No} = -\frac{U_{dc}}{3}(S_a + S_b + S_c) \quad (2-5)$$

将式(2-5)代入式 (2-3) 则得到 APF 输出相电压

$$\begin{cases} U_a = (2S_a - S_b - S_c)U_{dc}/3 \\ U_b = (2S_b - S_c - S_a)U_{dc}/3 \\ U_c = (2S_c - S_a - S_b)U_{dc}/3 \end{cases} \quad (2-6)$$

为分析问题方便，将式(2-1)改写如下

$$\begin{cases} Ldi_{ca}/dt = U_a - (Ri_{ca} + e_a) \\ Ldi_{cb}/dt = U_b - (Ri_{cb} + e_b) \\ Ldi_{cc}/dt = U_c - (Ri_{cc} + e_c) \end{cases} \quad (2-7)$$

将式(2-7)代入式(2-6)，并忽略 APF 交流侧电阻的影响，有

$$\begin{cases} Ldi_{ca}/dt = (2S_a - S_b - S_c)U_{dc}/3 - e_a \\ Ldi_{cb}/dt = (2S_b - S_c - S_a)U_{dc}/3 - e_b \\ Ldi_{cc}/dt = (2S_c - S_a - S_b)U_{dc}/3 - e_c \end{cases} \quad (2-8)$$

APF 主电路开关器件的通断，是由采样时刻处的指令电流 i_c^* 与实际补偿电流

i_c 之差 Δi_{ca} 的极性决定的。以 a 相为例，当 $\Delta i_{ca} > 0$ ，即 a 相的实际补偿电流小于指令电流时，主电路 a 相上桥臂应导通，下桥臂应关断；反之，当 $\Delta i_{ca} < 0$ ，即 a 相的实际补偿电流大于指令电流时，主电路 a 相上桥臂应关断，下桥臂应导通。从而使实际补偿电流与指令电流间的误差减小，达到补偿电流跟踪指令电流变化的目的。

表2-1 开关模式与 APF 输出电压

S_{abc}	U_a	U_b	U_c	V_k (单位: U_{dc})
000	0	0	0	V_0
100	2/3	-1/3	-1/3	V_1
110	1/3	1/3	-2/3	V_2
010	-1/3	2/3	-1/3	V_3
011	-2/3	1/3	1/3	V_4
001	-1/3	-1/3	2/3	V_5
101	1/3	-2/3	1/3	V_6
111	0	0	0	V_7

由表(2-1)可知有源滤波器共有 8 种开关模式，任取其中一种非零开关模式 V_2 进行分析。此时 $S_{abc} = 110$ ，对应 $\Delta i_{cb} > 0$ 、 $\Delta i_{cb} > 0$ 和 $\Delta i_{cc} < 0$ ，此时需要增大 a 相和 b 相电流同时 c 相电流，对应的开关状态是 a 相和 b 相导通、下桥臂关断，c 相上桥臂关断、下桥臂导通。将 $S_{abc} = 110$ 带入式 (2-8) 有

$$\begin{cases} Ldi_{ca} / dt = U_{dc} / 3 - e_a \\ Ldi_{cb} / dt = U_{dc} / 3 - e_b \\ Ldi_{cc} / dt = -2U_{dc} / 3 - e_c \end{cases} \quad (2-9)$$

为了实现电流控制，需要使 i_{ca} 、 i_{cb} 增大而使 i_{cc} 减小，此时应该满足

$$\begin{cases} Ldi_{ca} / dt > 0 \\ Ldi_{cb} / dt > 0 \\ Ldi_{cc} / dt < 0 \end{cases} \quad (2-10)$$

由式(2-9)和式(2-10)有

$$\begin{cases} U_{dc} > 3e_a \\ U_{dc} > 3e_b \\ U_{dc} > -3e_c/2 \end{cases} \quad (2-11)$$

要实现电流变化趋势的控制，在一个开关周期中必须满足式(2-11)中的限制条件，考虑到最严重情况有：

$$U_{dc} > 3E_m \quad (2-12)$$

上式中 E_m 为交流侧电源相电压的峰值，可知为了实现电流变化趋势的控制，直流母线电压必须大于交流侧电源相电压峰值的 3 倍，否则将发生补偿电流不按控制要求变化的情况。对于其它的开关组合情况，也可得到相同的结论。

所以直流母线电压的选择应该折衷考虑，既要达到一定的电流发生能力，又不能导致电流变化太剧烈。从仿真结果看，当直流母线电压在 800V-900V 范围内时，效果比较好，虽然跟踪精度受到一点影响，但直流母线电压不至于过高，不会导致太大的电流纹波，同时对开关器件的耐压要求也不是很高。

2.2.2 直流母线电容量的选择

为了保证有源电力滤波器正常工作，直流母线电压作为电压型逆变器的直流电源必须保持恒定。但有源电力滤波器在实际运行时，很难将主电路直流母线电压控制在某一恒定值，直流母线电压随补偿电流和逆变器工作模式的变化而改变，在允许的给定范围内波动直流母线电压的波动主要来自于 APF 补偿电流中的谐波及无功电流造成的能量脉动、开关损耗以及交流侧输出电感储能引起的能量脉动，其中尤其以无功电流造成的能量脉动所引起的直流母线电压波动最为明显。

为了减小直流母线电压的波动，直流母线电容必须有一定的容量要求。当直流母线电压一定时，电容值越小，则直流母线电压波动越大，影响有源电力滤波器的补偿效果；电容值越大，则直流母线电压波动越小，但是电容体积和造价都会增加。因此，需要综合考虑两方面因素，在直流母线电压波动满足要求下进行电容值的选取。

设直流母线电压 U_{dc} 的最大允许波动电压为 ΔU_{dcmax} ，定义电压波动率为

$$\lambda = \frac{\Delta U_{dc\max}}{U_{dc}} \quad (2-13)$$

则直流母线电压最大值和最小值为

$$\begin{aligned} U_{dc\max} &= (1 + \lambda)U_{dc} \\ U_{dc\min} &= (1 - \lambda)U_{dc} \end{aligned} \quad (2-14)$$

对于非线性负载来说，其谐波和无功电流所产生的瞬时功率不为零，但一个周期的平均值为零。当有源电力滤波器对谐波和无功电流进行补偿时，有源电力滤波器和负载之间有能量交换，需要直流母线电容提供缓冲能量交换。如果忽略有源电力滤波器系统存在的损耗，这一缓冲单元只是周期性地吸收和释放能量，不需要电源提供能量。而当谐波和无功电流得到补偿时，电源只向负载提供有功电流，即提供负载消耗的能量，而不再和负载交换能量。有源电力滤波器、电源及负载之间的能量交换如图 2-4 所示。

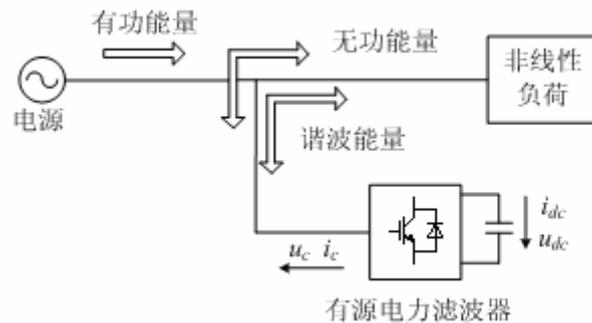


图2-4 有源电力滤波器、电源与负载的能量交换

Fig.2-4 Energy exchange of power system

为了简化分析，特作以下假设：

- (1) 由于 APF 的开关频率很高，因此由于开关频率引起的直流母线电流对电压波动的影响可以忽略不计；
- (2) 考虑能量平衡关系时，不考虑输出电感中的储能；
- (3) 稳态时，直流母线电压波动幅值与直流母线电压值相比非常小；
- (4) APF 自身损耗忽略不计。

设有源电力滤波器交流侧的瞬时功率为 $p_c(t)$ ，则有：

$$p_c(t) = u_{ca}(t)i_{ca}(t) + u_{cb}(t)i_{cb}(t) + u_{cc}(t)i_{cc}(t) \quad (2-15)$$

上式中， $u_c(t)$ 、 $i_c(t)$ 分别为有源电力滤波器交流测的三相电压、电流瞬时值。

直流母线电容瞬时功率为 $p_{dc}(t)$:

$$p_{dc}(t) = u_{dc}(t)i_{dc}(t) = u_{dc}(t) \times C \frac{du_{dc}(t)}{dt} \quad (2-16)$$

上式中, $u_{dc}(t)$ 、 $i_{dc}(t)$ 分别为直流母线电压、电流瞬时值。

忽略逆变器的开关损耗, 则有

$$p_c(t) = p_{dc}(t) \quad (2-17)$$

将式(2-16)代入上式有

$$u_{dc(t)} \times C \frac{du_{dc}(t)}{dt} = p_c(t) \quad (2-18)$$

由上式两边积分有

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{u_{dc}(t) - u_{dc}(t-T)} \int_t^{t+T} \frac{p_c(t)}{u_{dc}(t)} dt \\ &\geq \frac{1}{\Delta U_{dc\max}} \int_t^{t+T} \frac{p_c(t)}{u_{dc}(t)} dt \\ &\geq \frac{1}{\Delta U_{dc\max}} \int_t^{t+T} \frac{p_c(t)}{u_{dc\max}} dt \\ &= \frac{1}{\lambda(1+\lambda)U_{dc}^2} \int_t^{t+T} p_c(t) dt \end{aligned} \quad (2-19)$$

上式右边的积分项就是有源电力滤波器的补偿容量, 它与负载类型和有源电力滤波器的补偿目标有关; T 为直流母线电压控制周期, 一般来说, T 可以小于系统采样周期 T_s 。假设有源电力滤波器的补偿容量为 S_c , 则由式可得:

$$C_{\min} = \frac{S_c T}{\lambda(1+\lambda)U_{dc}^2} \quad (2-20)$$

因此, 确定了装置的补偿容量和允许的直流母线电压波动值后, 就可根据式(2-20)确定母线电容的容量。需要注意的是, 式所计算出的电容量是在理想条件下得到的, 实际选取母线电容的容量时必须留有一定的裕度。

2.3 交流侧输出电感设计

交流侧输出电感在有源电力滤波器中的作用是很重要的, 当直流母线电压确定后, 它的选择在很大程度上影响有源电力滤波器的电流跟踪能力。交流侧输出

电感的设计有两条原则：

(1)补偿电流的纹波电流幅值限制在规定范围内：电感值越大，电流的纹波越小，但补偿电流变化率就越小，电流跟踪能力就越弱；

(2)补偿电流能跟踪指令电流最大变化率：电感值越小，电流变化率越大，有源电力滤波器的动态响应速度越快，但电流变化就越剧烈，电流的纹波就越大。输出电感的选择应当兼顾上述两方面的要求，进行适当取值。

要使补偿电流能跟踪指令电流的变化，则需要补偿电流在每个开关周期内的变化率比指令电流的变化率大。而在补偿电流的所有电流成分中，基波电流相对于谐波电流来说波最为平坦，波形曲率最小，补偿基波电流时所需电感值最大。可以从此出发，来选取补偿电流跟踪指令电流所需的最大电感值。由于三相电路对称，此处只分析 a 相电路的电感取值范围，其它两相电路情况与此相同。

由式(2-8)有

$$L = \frac{(2S_a - S_b - S_c)U_{dc} / 3 - e_a}{di_{ca} / dt}$$

$$= \frac{k_a U_{dc} - e_a}{di_{ca} / dt} \quad (2-21)$$

上式中， k_a 为

$$k_a = (2S_a - S_b - S_c) / 3 \quad (2-22)$$

从文献[13]可知，如果有源电力滤波器工作时间足够长，式（2-21）中的交流电压 e_a 的平均作用将为 0；而 k_a 取值为 2/3 的概率是 1/3，取值为 1/3 的概率是 2/3，因此 k_a 的平均值为 4/9。由此可得

$$L = \frac{4U_{dc}}{9di_{ca} / dt} \quad (2-23)$$

如果有源电力滤波器能跟踪指令电流最大变化率，则需要满足

$$di_{ca} / dt \geq |d^*i_{ca} / dt|_{\max} \quad (2-24)$$

由式(2-23)和式(2-24)有

$$L \leq \frac{4U_{dc}}{9|d^*i_{ca} / dt|_{\max}} \quad (2-25)$$

上式中，对于不同的谐波源和补偿要求，指令电流 i_{ca}^* 是不相同的，其最大

电流变化率 $|di_{ca}^*/dt|_{\max}$ 与指令电流的具体电流成分是紧密相关的。文献[90]中给出了计算 $|di_{ca}^*/dt|_{\max}$ 的经验公式：

$$|di_{ca}^*/dt|_{\max} = (10 \sim 20)f |i_{ca}^*|_{\max} \quad (2-26)$$

上式中

$$|i_{ca}^*|_{\max} = \begin{cases} 2.3I_{ca}^* & (i_{ca}^* \text{ 只含谐波电流时}) \\ 1.7I_{ca}^* & (i_{ca}^* \text{ 只含谐波和无功电流时}) \end{cases} \quad (2-27)$$

本文中 i_{ca}^* 只含有谐波电流时，有

$$|di_{ca}^*/dt|_{\max} = (10 \sim 20)f \times 2.3I_{ca}^* \quad (2-28)$$

上式中， f 为基波电流频率， I_{ca}^* 为指令电流有效值。

由式(2-25)和式(2-28)有

$$L \leq \frac{4U_{dc}}{9 \times (10 \sim 20)f \times 2.3I_{ca}^*} \quad (2-29)$$

上式得出的是最大电感值，而最小电感值是取决于所允许的纹波电流的大小，在选择电感时应把纹波电流的大小限制在规定的范围内。

设有源电力滤波器实际补偿电流偏离指令电流的最大允许值为 Δi_{\max} ，则

$$|di_{ca}^*/dt|_{\max} = 2\Delta i_{\max} / T_s \quad (2-30)$$

由式(2-23)和式(2-30)有

$$L \geq \frac{2U_{dc}T_s}{9\Delta i_{\max}}$$

所以 L 的取值范围为

$$\frac{2U_{dc}T_s}{9\Delta i_{\max}} \leq L \leq \frac{4U_{dc}}{9 \times (10 \sim 20)f \times 2.3I_{ca}^*} \quad (2-31)$$

在对输出电感参数进行选择时，可根据式(2-31)并结合实际情况对交流侧输出电感参数进行选取和调整。

假设： $U_{dc} = 800V, T_s = 100\mu s, \Delta i_{\max} = 20A, I_{ca}^* = 150A, f = 50Hz$ 。则有

$$0.6mH \leq L \leq 1.65mH \quad (2-32)$$

2.4 50kVA 并联型有源电力滤波器主电路参数设计

根据前面的分析与研究，本文所设计的 100kVA 并联型有源电力滤波器主电路参数总结如下：

1. 主电路开关器件及其外围电路的选择

选择三菱公司公司的半桥型 IPM 模块 PM150CLA120 作为主电路开关器件，其电压等级为 1200V，最大通态电流为 300A，内置栅极驱动电路以及保护电路。保护电路包括短路保护、过流保护、内置温度探头的过温保护、驱动电压欠压保护。

IGBT 的缓冲电路采用结构简单、成本低的单电容缓冲电路，无感电容选用低电感的聚丙烯无极性电容，容量 1.5 μ F/1200V。

2. 直流母线电压和直流母线电容量的选择

根据前面的理论分析和仿真实验，直流母线电压以取为 800V。

取补偿容量 50kVA，系统采样频率为 10kHz，直流母线电压控制频率为 10kHz；直流母线电压 800V，允许电压波动 1%。则由式（2-20）计算出所需电容量约为 4296 μ F，考虑一定裕度，选择电容量为 13600 μ F(参数为 6800 μ F/450V 的电容 2 串 4 并构成)。

3. 主电路交流侧输出电感的选择

由式(2-32)知，输出电感 L 取值范围为 0.6mH 与 1.65mH 之间，并且仿真实验结果也验证了这一结论。50kVA 并联型有源电力滤波器交流侧输出电感取值为 1.5mH，此时可以较好的兼顾电流跟踪能力与限制补偿电流纹波。

2.5 本章小结

本章对 50kVA 并联型有源电力滤波器的的主电路及其外围电路进行了深入的研究。首先讨论了主电路开关器件的选择，缓冲电路和驱动保护电路的设计；接着采用理论分析和仿真实验相结合的方法，研究了直流母线电压的取值、直流母线电容量的选择以及交流侧输出电感值的选择。最后，根据上述的分析方法给出了 50kVA 并联型有源电力滤波器的主电路具体器件选型及外围电路的详细设计参数。

第三章 有源滤波器控制系统的硬件设计

本文的有源电力滤波器设计容量为 50kVA，其控制系统是基于 DSP+ARM 的构架，在现有的设计中，DSP 用来完成采样、指令电流计算，保护由硬件电路配合 DSP 完成，ARM 用来实现外围扩展功能。

DSP 芯片采用美国德州仪器公司近年新推出的一款 32 位定点数字信号处理器 TMS320F2810，它具有丰富的片内外围设备：两个事件管理器模块各包含两个 16 位定时器，可以完成 PWM 信号产生、信号指示和故障保护功能；最小转换时间为 100ns 的 12 位 ADC，可以完成数据采集；CAN、SCI 和 SPI 通信接口，可以完成快速通信功能。F2810 最高主频为 150MHz，单个指令周期为 6.67ns，可以很好地满足 APF 控制系统的实施控制要求。

ARM 芯片采用飞利浦公司的 LPC2364，该芯片是基于一个支持实时仿真和嵌入式跟踪的 ARM7TDMI-STM CPU 的微控制器，其功能强大且成本效率高，支持 10/100 Ethernet、全速 USB2.0 和 CAN2.0B，具有高达 512KB 的 FLASH、58KB 的 SRAM，可以方便的实现液晶显示器与键盘组成的人机接口，实现与上位机的通信功能。

本章按照信号采集、信号调理、驱动放大和保护各部分对硬件设计进行介绍。

3.1 各功能模块整体设计

控制系统框图如图 3-1 所示，电网中的三相电压信号、直流侧电压信号、负载电流信号以及 APF 输出信号经过信号调理后送往 DSP 进行转换，DSP 内置的 A/D 模块是一个 12 位分辨率的、具有流水线结构的模-数转换器。根据所采样的数据，F2810 运算得到目标电流与 APF 实际输出的补偿电流进行滞环比较，输出三相 PWM 信号控制变流器，同时采用了逻辑器件组成的硬件死区控制方式以及配合 IGBT 模块设计了相应的逻辑硬件驱动保护提高系统的可靠性。

DSP 与 ARM 之间采用 CAN 通信方式，通信速度可达 1Mb/s，能够很好的满足高速传输数据的要求。ARM 通过 CAN 总线调用 AD 数据并扩展 FLASH 芯片

用于存储数据，芯片采用 IO 模式的 16M 容量 FLSAH，板内可扩展 8 块，利用三八译码器的输出作为选通信号，主要用于储存液晶屏显示数据；ARM 芯片采用标准 SPI 接口，与显示板交互数据；带标准的 232/485 接口，用于上位机通讯及通讯功能的扩展，比如打印机等。

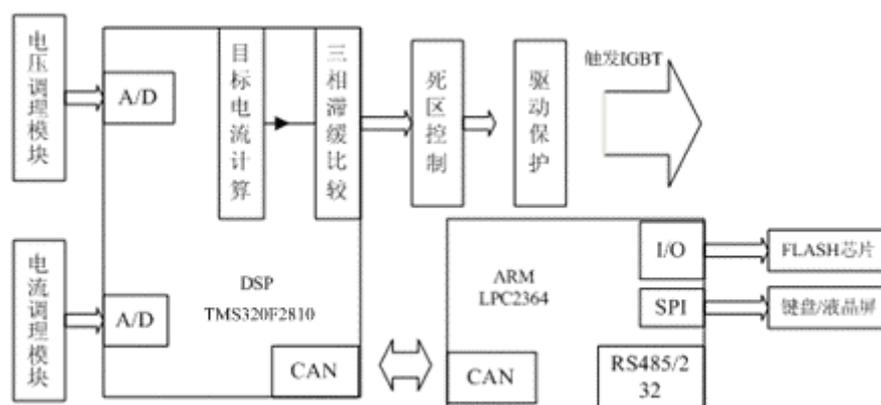


图3-1 并联有源滤波器的控制系统框图

Fig.3-1 Diagram of shunt APF's control system

整个控制系统分成以下各个模块：

(1) 传感器模块。电网各相电压和电流的波形及幅值等信息必须通过传感器输送至控制模块，因此选择合适的传感器并为它们提供可靠的电源是设计控制部分的第一步。

(2) 信号转换和调理模块。传感器的输出并不能直接送到 DSP 的 A/D 口采样，这之前需要对可能耦合的毛刺滤波、定标、功率放大，并使连接不同电路的接口电压匹配。

(3) 驱动放大模块。根据主电路开关管对驱动的要求和 DSP 输出 PWM 的功率和电平幅值，设计对应波形转换电路和功率放大电路，并将主电路和控制部分隔离。

(4) 保护模块。实现硬件死区，并通过统一保护逻辑的设计实现，实现当系统出现异常时对触发信号进行封闭。

(5) 通信及外围扩展模块。DSP 与 ARM 间采用 CAN 通信，ARM 外扩了 RS485，RS232 通信以及液晶键盘组成的人机界面。

(6) 电源模块。根据前面所述各部分电路对电源的要求而设计，保证各部分的可靠运行。

3.2 传感器模块

对于每一相的电网而言有源滤波器工作时通常要检测电网电流，滤波器输出电流和电网电压。其中电网电流通常为交流量，输出电流有交流和直流成分，电网电压通常为交流量。隔离型电流传感器通常有交流互感器和霍尔元件，但交流互感器无法检测直流分量。因此对有源滤波器补偿电流的检测使用霍尔元件为宜，而且霍尔元件传感器延时短，通常 1 微秒的时间就可以建立检测电流。

现有设计中采用的是托肯公司的 TBC100LA 型霍尔电流传感器，它为正负 15V 供电，初次级隔离，初级有效值电流可达 100 安培，次级电流额定有效值为 50 毫安，它的匝比为 2000: 1，功耗较小，其工作损耗电流为 10 毫安。本设计传感器模块共使用 6 个电流传感器，分别对应负荷的三相电流以及有源滤波器的三相输出电流。

对于相电压的检测是通过变压器完成、此外从保护、稳压和均压控制的目的，滤波器直流侧储能电容的电压也必须被检测。霍尔电压检测元件被用于检测串联电容的总电压。设计中采用托肯公司的 TBV10/25A 电压传感器，由正负 15V 电源供电，典型检测时间 50 微秒，最大可测量直流电压 1500V，1000V 时，初级检测电流 10 毫安，次级输出电流 25 毫安。

3.3 信号转换和调理模块

由于本系统所使用的都为电流型传感器，所以其输入主控板的信号都是电流信号，而且电流信号为正弦波。而 DSP 只能输入电压信号，且对输入信号的电压范围有严格的要求，所以这些信号是不能直接输入 DSP 的。我们必须对信号作相应的处理，使其符合 DSP 的输入要求，同时还不能让信号在处理的过程中发生失真。本系统用到了 TMS320F2810 的 AD 输入，它对输入电压信号的要求是其幅值必须在 0—3 V 范围内。根据这一要求，对交流信号的调理电路如图 3-2，图 3-3 为参考电压电路图。

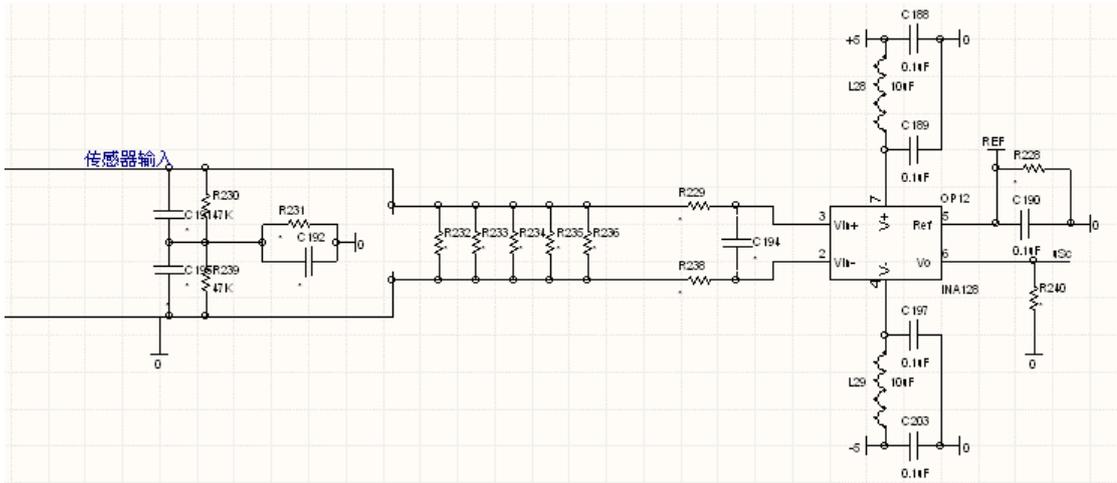


图3-2 交流信号的调理电路

Fig.3-2 Process circuit of AC signal

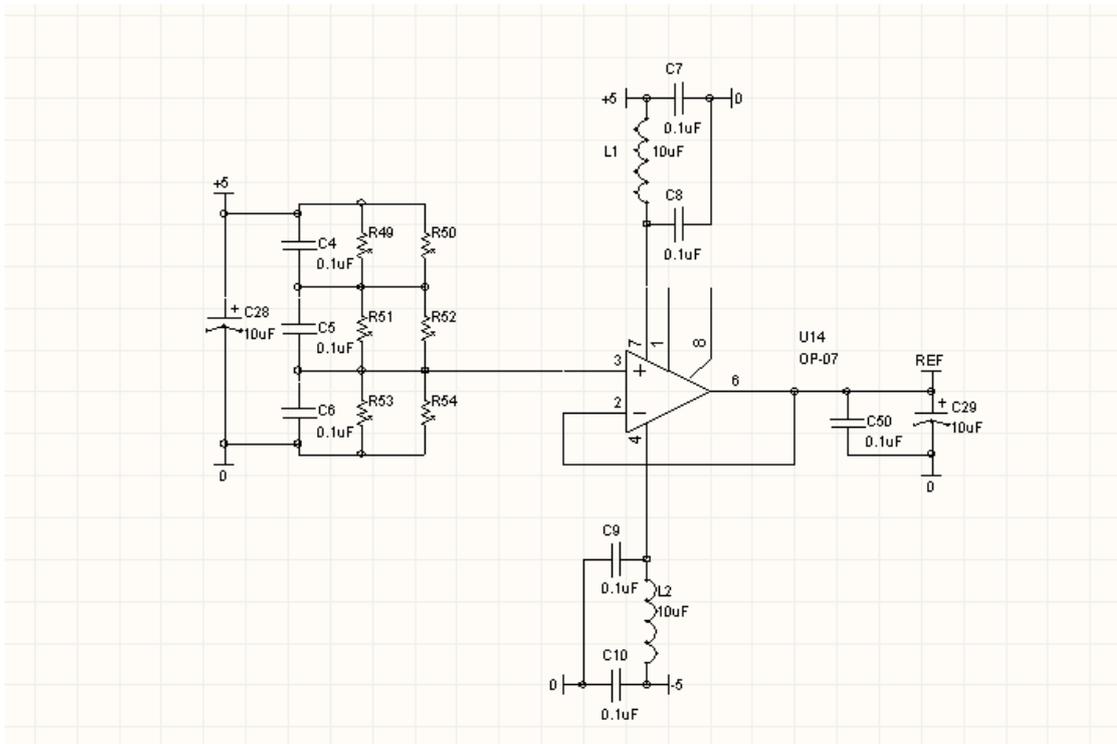


图3-3 参考电压电路

Fig.3-3 Circuit of reference voltage

上图中，R232，R233，R234，R235 和 RA236 是采样电阻，其作用是将传感器的电流信号转化为电压信号，并将其幅值限定在一定范围内。以电源电压为例，其实际值为幅值 380V 的正弦电压信号，经传感器转化后是幅值 25mA 的正弦电流信号。选择采样电阻的阻值为 60 Ω，就可以使输入运算放大器的信号为幅值

1.5V 的正弦信号。采样电阻采用的是精度为 0.1% 的精密电阻，以尽量减少因为采样电阻而产生的误差。运算放大器的作用是隔离和提高输入阻抗，我们采用了 TI 公司的差分运放 INA128，它具有低噪声、低温漂、线性度好等优点，满足系统采样精度的要求。通过设定 INA128 的基准电压 REF 抬高输出电压把波形抬高到全为正值。基准电压由 5V 的采样电源经过分压后通过单路运方 OP07 得到。

最终输出信号符合式：

$$V_0 = (V_{in+} - V_{in-}) + V_{ref} \quad (3-1)$$

$$V_{ref} = 5V / 3 = 1.65V \quad (3-2)$$

3.4 驱动模块

此次设计中，IPM 驱动模块是靠近主电路开关模块的，驱动信号从控制板传到主电路附近要经过较长的距离，信号的传导主要依赖 RS485 总线完成。驱动模块如下图 3-4 所示：

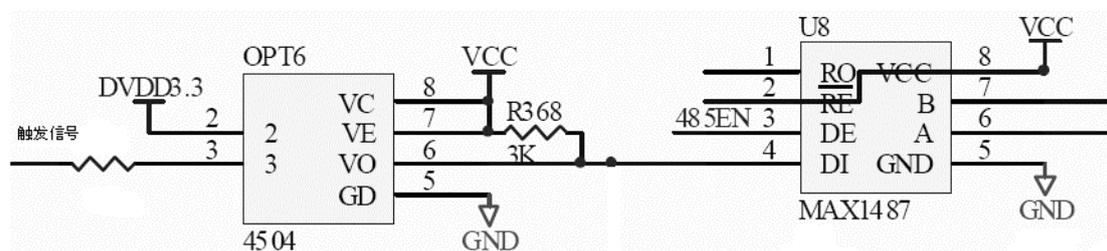


图3-4 驱动模块电路图

Fig.3-4 Circuit of drive block

PWM 信号在控制板上通过光耦芯片 4504 实现电气隔离，光耦是快速型的，适合 20kHz 左右的高频开关运行。光耦的输出信号与 RS485 协议接受器 MAX1487 连接。MAX1487 是 MAXIM 公司生产的一种差分平衡型收发器，是用于 TTL 协议与 485 协议转换的小功率收发器，它含有一个驱动器和一个接收器。

其主要特点如下：

- (1) 单+5V 电源供电
- (2) 工作电流在 120~500uA

(3) 低电流关机模式，消耗 0.1uA 电流

(4) 驱动器有过载保护功能

管脚说明：

RO 脚：若 A 比 B 大 200mv，RO 为高；若 A 比 B 小 200mv，RO 为低。

RE 脚：/RE 为低时，RO 有效；RO 成高阻状态。

DE 脚：若 DE 为高，驱动输出 A 和 B 有效；若 DE 为低，它们成高阻状态。

DI 脚：若 DI 为高输出为高；若 DI 为低输出为低。

DE 引脚与下文将描述的保护逻辑输出相连达到控制脉冲输出的目标。本文选用 RS485 作为数据传输方式主要考虑到 APF 一般的工作环境比较恶劣，RS485 总线采用平衡差分传输，抗干扰性好，同时传输速度也满足开关频率的要求。

3.5 保护模块

保护模块分为两个部分死区的控制以及统一保护逻辑的设计。

3.5.1 死区控制电路

PWM 信号用于控制四象限变流器开关元件的导通和关断，为了防止变流器同一桥臂上的两个 IGBT 同时导通，必须采取相应的保护措施，DSP 中含有死区控制模块，为了提高可靠性和反应速度本文设计了硬件死区，其基本原理是利用 RC 电路设计逻辑触发电路来控制死区的时间，死区控制电路如图 3-5 所示：

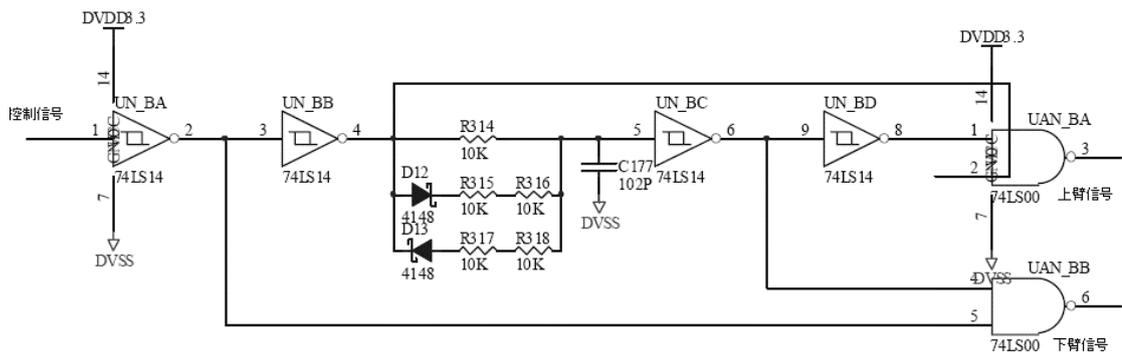


图3-5 RC 死区控制电路

Fig.3-5 Death-time control circuit on RC

当输入端产生一个下降沿信号时，由于 RC 电路的延时作用当电容电压降低

到施密特触发器的转折电压处时，RC 电路的后级施密特触发器才发生跳转，在这段时间内上下桥臂均处于关断状态，避免了发生上下桥臂同时导通的现象，达到了死区控制的目的，输入端产生上升沿信号情况与下降沿类似。

RC 参数的确定可由以下公式得到：

设 t 为我们需要设定的死区时间； V_0 为电容上的初始电压值； V_1 为电容最终可充到或放到的电压值； V_t 为 t 时刻电容上的电压值，即为阈值电压。则有：

$$V_t = V_0 + (V_1 - V_0) \times (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (3-3)$$

或，

$$t = RC \times \ln \frac{V_1 - V_0}{V_1 - V_t} \quad (3-4)$$

施密特触发器是一种特殊的门电路，与普通的门电路不同，施密特触发器有两个阈值电压，分别称为正向阈值电压和负向阈值电压。在输入信号从低电平上升到高电平的过程中使电路状态发生变化的输入电压称为正向阈值电压，在输入信号从高电平下降到低电平的过程中使电路状态发生变化的输入电压称为负向阈值电压。正向阈值电压与负向阈值电压之差称为回差电压。

由于回差电压的原因，使得 RC 放电与充电电路时间不一致，造成上下桥臂死区不一致，为了解决这一问题在原有 RC 回路上并联充电回路使得 RC 电路在充电及放电时时间常数不一致，解决了上下桥臂死区不一致的做法。

表3-1 定时器真值表

Input		output
CP	MR	Q0~Q11
↑	L	No change
↓	L	count
X	H	L

上述方法在单相有源滤波器中效果良好，但是在半桥的三相三线制有源滤波器系统中由于需要协调考虑三组桥臂，对于死区控制的要求更加严格，RC 回路

由于受温度，环境条件的影响时间常数容易发生波动，因此针对三相系统本文针对性的设计了基于计数器的死区控制系统，原理图如图 3-6 所示，设计中选用 4M 的晶振作为定时器 74HC4040 的时钟输入，定时器 74HC4040 真值表 3-1 所示。

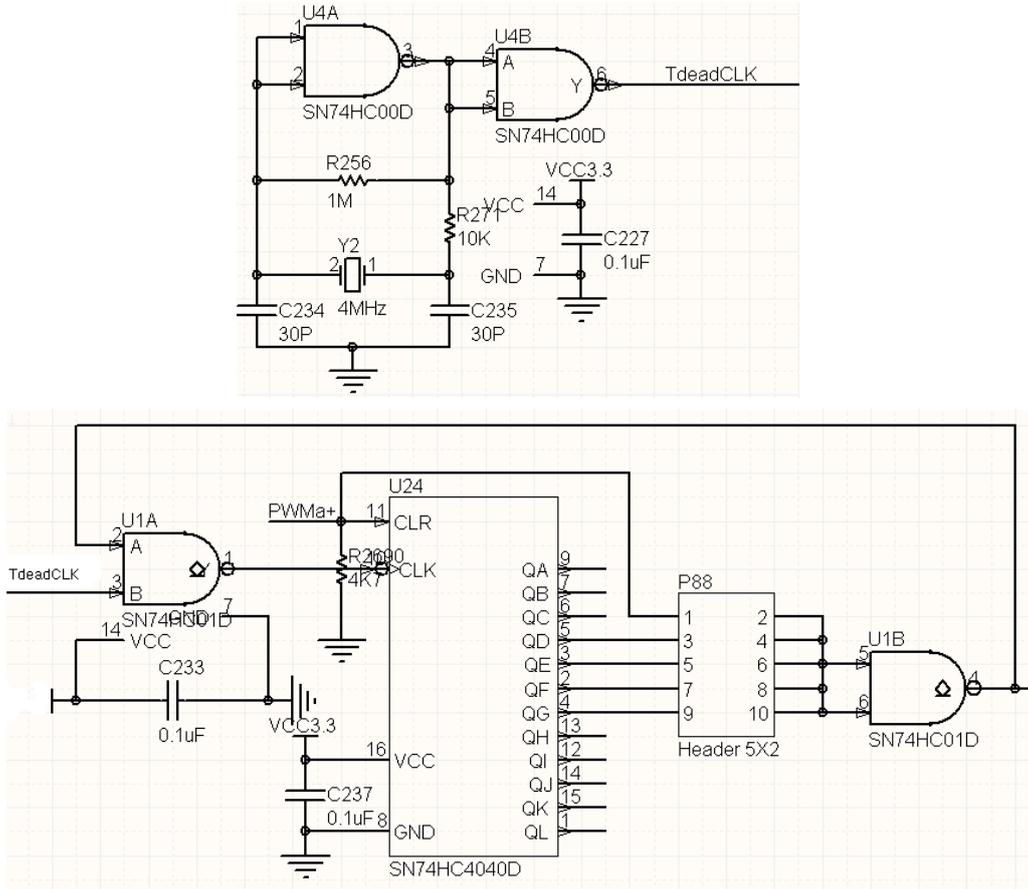


图3-6 定时器死区控制电路图

Fig.3-6 Death-time circuit on timer

由于所选 IPM 模块触发信号为低电平有效。当 DSP 输出的控制信号（图中为 PWMa+）为高电平时，74HC4040 输出均为低电平计数器不起作用。当控制信号转为低电平时，计数器开始计数。由于需要产生的死区为 8us，时钟频率为 4MHZ 则当计数器计数到 32 时即为 8us，此时 74HC4040 的 QE 引脚置高，与非门 U1B 的输出为低，U1A 的输出为低 CLK 时钟信号失效，U1B 保持低电平状态，直至控制信号重新置高，从而达到了对功率模块瞬间关断，延时 8us 导通的死区控制的目的。图 3-7 为使用 multisim 软件进行仿真的结果，红色曲线（图中下方的曲线）为输入信号，黄色曲线为输出信号（图中上方的曲线），对比两图上升延重合，下降延相差 8us，达到设计要求。

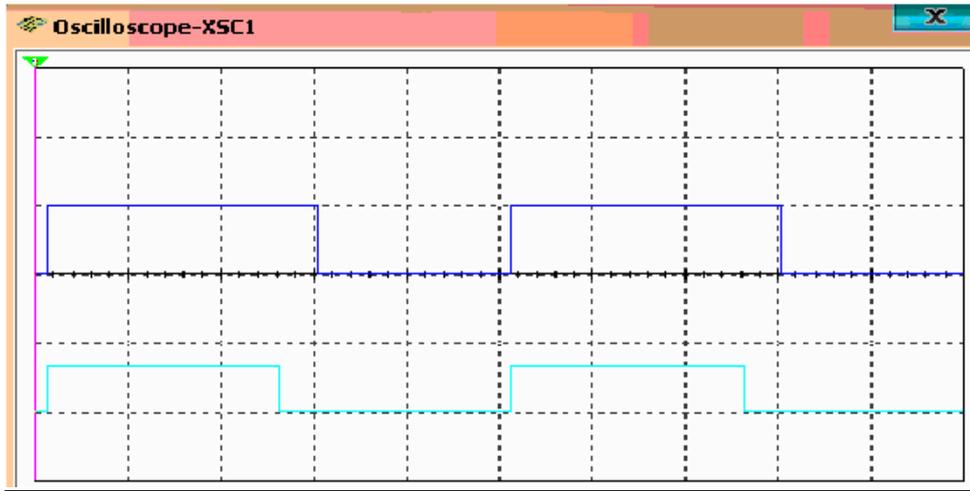


图3-7 Multisim 仿真结果

Fig.3-7 Simulation result

3.5.2 统一保护逻辑的设计

为了使有源滤波器能正常工作，需要对发生的故障现象做出及时反应，故障现象包含直流侧过电压，输出过电流以及 IPM 模块保护信号输出。

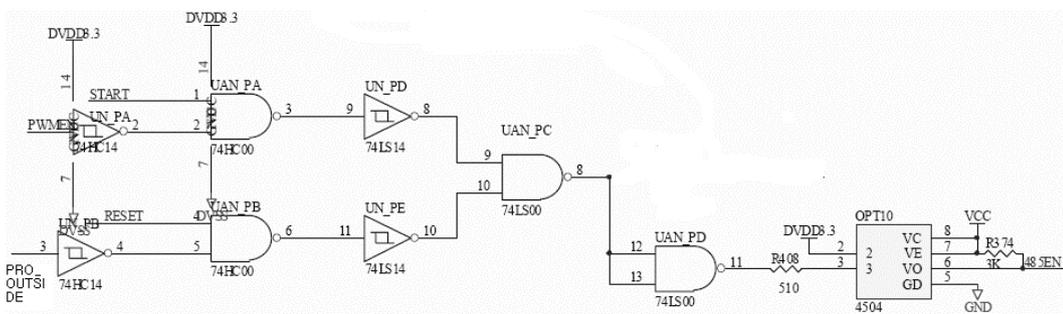
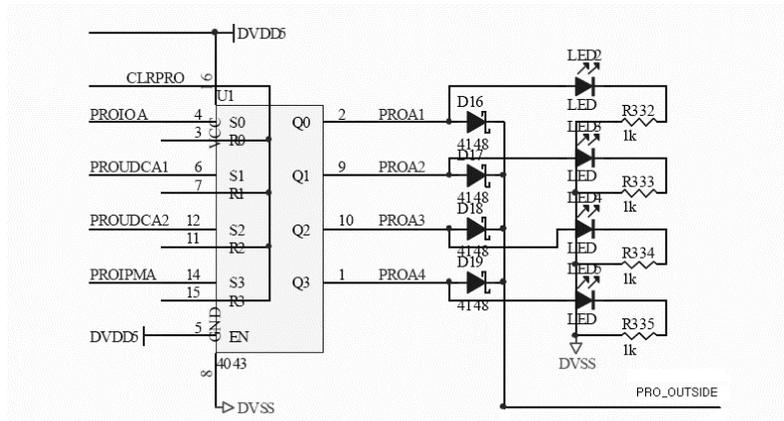


图3-8 统一逻辑保护电路

Fig.3-8 Logic protect circuit

统一保护逻辑如图 3-8 所示, PROIO, PROUDC, PROIPM 分别对应输出过电流, 直流侧过电压以及 IPM 模块保护信号与 RS 触发器的 S 端相连接。任何保护信号有输出时都会置高 PRO_OUTSIDE 引脚, 同时相应的故障知识灯亮。CLPRO 为清除保护信号与 RS 触发器的 R 端相连。

START 信号为开机信号, PRO_OUTSIDE 为上图的输出的外部保护信号, PWMEN 为软件脉冲使能信号, RESET 为 DSP 重启信号, 485EN 与驱动模块相连接。仅当软件使能触发信号, 且开机信号为高, 没有发生外部保护且 DSP 没有复位时, 485EN 信号才有输出, 控制板的触发信号才能驱动 IPM 模块, 当发生故障时 485EN 置低达到了封锁脉冲输出的目的。

3.6 通信及外围模块

DSP 与 ARM 之间采用 CAN 通信方式, 通信速度可达 1Mb/s, 能够很好的满足高速传输数据的要求。

在 TMS320F2810 中使用的增强型控制器区域网络 (eCAN) 模块与现行的 CAN2.0 标准兼容。它可以使自己制定的协议在存在电子噪声的环境中与其他控制器进行串行通讯。借助 32 个完全可配置的邮箱和时间标志特性, eCAN 模块提供了一种具有通用性和鲁棒性的串行通讯接口。

CAN 总线收发器目前在市面上已经有很多种, 它们在性价比上的差别并不大。在本设计中选用了 Philips 公司的 PCA82C250。CAN 电路图 3-9 所示:

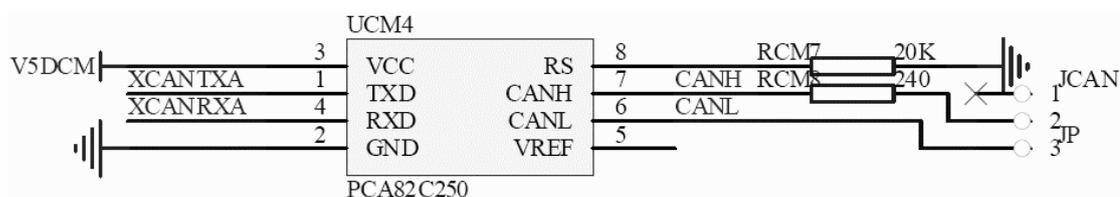


图3-9 CAN 通信电路

Fig.3-9 Telecommunication circuit of CAN

PCA82C250 是 CAN 控制器和物理总线之间的接口, 最初用于汽车中高速(至 1Mbps)扩展应用。器件提供向总线的差动发送能力和对 CAN 控制器的差动接收能力。它与 ISO/DIS 11898 标准全兼容, 并具有高速、抗汽车环境下的瞬间干扰、降低射频干扰的斜率控制、热防护、防护电源与地之间短路、低电流待机、最多

支持 110 个节点等特点。通过硬件的配置方式可以使其工作在 3 种不同的工作模式下。

表3-2 R_s 选择的三种不同工作方式

R_s 提供条件	方 式	R_s 上的电压或电流
$V_{R_s} < 0.3V_{CC}$	高速方式	$-I_{R_s} < 500 \mu A$
$10 \mu A < -I_{R_s} < 200 \mu A$	斜率控制	$0.4V_{CC} < V_{R_s} < 0.6V_{CC}$
$V_{R_s} > 0.75V_{CC}$	待机方式	$I_{R_s} < 10 \mu A $

在高速工作模式下，发送器输出晶体管简单地以尽可能快的速度启闭。在这种方式下，不采取任何措施限制上升和下降斜率。对于射频干扰问题应使用屏蔽电缆加以避免。通过将引脚 8 接地可选择高速方式。

对于较低速度或较短总线长度，可用非屏蔽双绞线或平行线作总线。为降低射频干扰，应限制上升和下降斜率。上升和下降斜率可通过由引脚 8 至地连接的电阻进行控制（一般电阻的阻值控制在 $15k\Omega \sim 200k\Omega$ ）。斜率正比于引脚 8 上的电流输出。若引脚 8 加有高电平，则电路进入低电流待机方式。在这种方式下，发送器被关掉，而接收器转至低电流。根据实际需要，电路中在 R_s 端上接了一个 $20k\Omega$ 的电阻，使其工作在斜率控制方式下。

连接在 CAN 总线终端的匹配电阻器 R_6 起相当重要的作用，不合适的电阻器会使数据通信的抗干扰性及可靠性大大降低甚至无法通信，理想的阻值范围为 $108\Omega - 132\Omega$ ，本设计使用的阻值为 120Ω 。

ARM 通过 CAN 总线调用 A/D 数据并扩展 FLASH 芯片用于存储数据，芯片采用 IO 模式的 16M 容量 FLSAH，板内可扩展 8 块，利用三八译码器的输出作为选通信号，主要用于储存液晶屏显示数据；ARM 芯片采用标准 SPI 接口，与显示板交互数据；带标准的 232/485 接口，用于上位机通讯及通讯口功能的扩展，具体接口电路如图所示，我们采用了 MAX232A 专用转换芯片，DB9 的插头，除了发送端和接收端之外，还引出了两个通讯通道，分别接到了 ARM 的一个外部中断引脚(EATS)和一个普通 I/O 口(CTS)，用以实现 ARM 系统和其它设备的通讯握手。

5V 的开关电源由主控板上的电源管理单元产生所需的 D3.3V、D1.8V 以及 A3.3V 电压。数字电路电压产生电路如图所示：由于 TMS320F2810 对上电顺序的特殊要求，外围 D3.3V 电压必须先与内核 1.8V 上电。因此我们采用了 TI 专用的电源管理芯片 TPS767D301 来给 DSP 提供 D3.3V 和 D1.8V 的电压。文献[91]要求只有当 D3.3V 电压上升到 2.5V 以上时，才允许给内核上电。原理如图 3-11 所示，D3.3V 的输出使能端是直接接地的，所以主控板一上电就有 D3.3V 输出。而此时由于 MOS 管 BSS138 的门极还没有达到开启电压，所以没有导通，1.8V 的输出使能端还是高电平 1.8V 没有输出。由于 RP3 和 RP4 的分压作用，使得当 D3.3V 的输出达到 2.5V 以上时，恰好达到 MOS 管的开启电压，BSS138 导通，1.8V 输出使能端被拉低，1.8V 上电，从而解决了 TMS320F2810 的上电顺序问题。

3.8 本章小节

本章对三相三线制并联式有源电力滤波器对控制系统的要求，设计了各功能模块的硬件，对各功能块做了具体分析，给出了各单元原理图和电路图，并给出部分参数和实验波形辅助说明。

第四章 有源滤波器控制系统的软件设计

有源电力滤波器控制系统中的 DSP 芯片 TMS320F2810 承担了系统的计算和控制的全部工作，而整个系统的软件设计也是围绕它展开。本系统选择了 CCS(Code Composer Studio)作为系统的开发平台。CCS 是 TI 推出的用于开发其 DSP 芯片的集成开发环境，它采用 Windows 风格界面，集编辑、编译、链接、软件仿真、硬件调试及实时跟踪等功能于一体，极大地方便了 DSP 程序的设计与开发。就软件开发而言，用 DSP 芯片的汇编语言编写程序是一件比较繁杂的事情。一般说来，不同公司的 DSP 芯片所提供的汇编语言是各不相同的，即使是同一公司的芯片，由于芯片的类型不同(如定点和浮点)、芯片的升级换代，其汇编语言也有所不同。因此，用汇编语言开发基于某种 DSP 芯片的产品的周期都相对较长。而一旦产品开发完毕，如果需要再对软件进行修改、升级是非常困难的，因为汇编语言的可读性和可移植性相对来说较差。但也并不是说汇编语言没有优点，其实它最大的优点就是效率高。但是随着 DSP 芯片主频和编译效率的不断提高，这个优点也不是那么明显了。基于以上原因，本系统的软件设计采用了 C 语言来进行开发，使得程序修改和移植变得十分方便。下面就详细介绍一下各部分的控制程序。

4.1 主程序流程

程序主要由初始化和主循环以及中断两部分组成。初始化完成设置系统参数、中断控制、配置引脚功能以及 AD 以及定时器的设置。2810 的 AD 模块拥有两个独立的最多可以选择 8 个模拟转换通道的排序器 (SEQ1 和 SEQ2)，可以独立工作在双排序模式，并且多个触发源可以分别启动 2 个排序器。初始化时将排序器设置为双排序器模式，SEQ1 在主循环中通过软件触发，SEQ2 通过 EVB (事件管理器 B) 触发并引起 AD 中断。SEQ1 采集系统电压、负载电流以及直流侧电压，SEQ2 采集有源滤波器的输出电流。主循环以 $100\ \mu s$ 为一周期，通过

设置定时器来达到控制目标。主循环进行 AD 转换、实时傅立叶变换、直流侧电压控制、指令电流运算等功能。中断以 $10\mu s$ 为一周期,即每 $10\mu s$ 启动一次 SEQ2 并触发 AD 中断,主要完成输出电流的采样转换,并和主循环中计算出的指令电流进行比较,并采用滞环控制脉冲输出。本设计中 DSP 主程序的功能主要分成三大部分:实时傅立叶变换、直流侧电压控制、指令电流的计算。下图为主程序、主循环以及中断程序流程图:

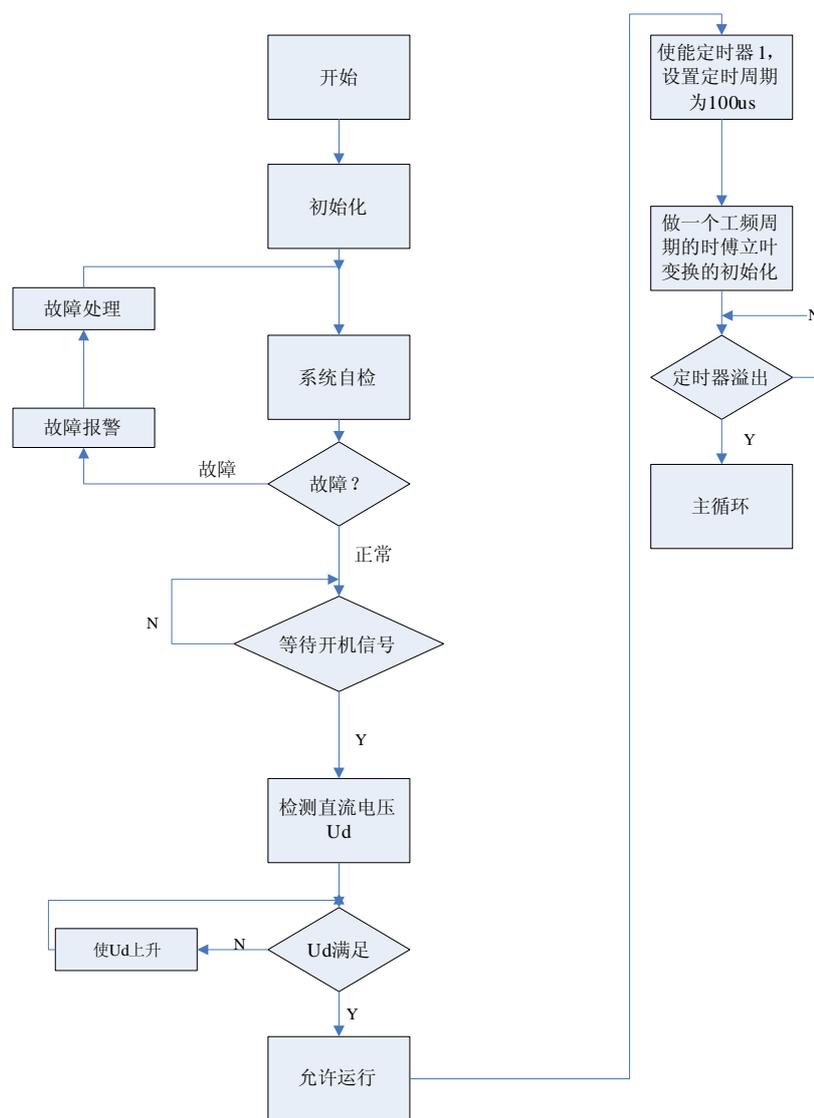


图4-1 主程序流程图

Fig.4-1 Chart of main program

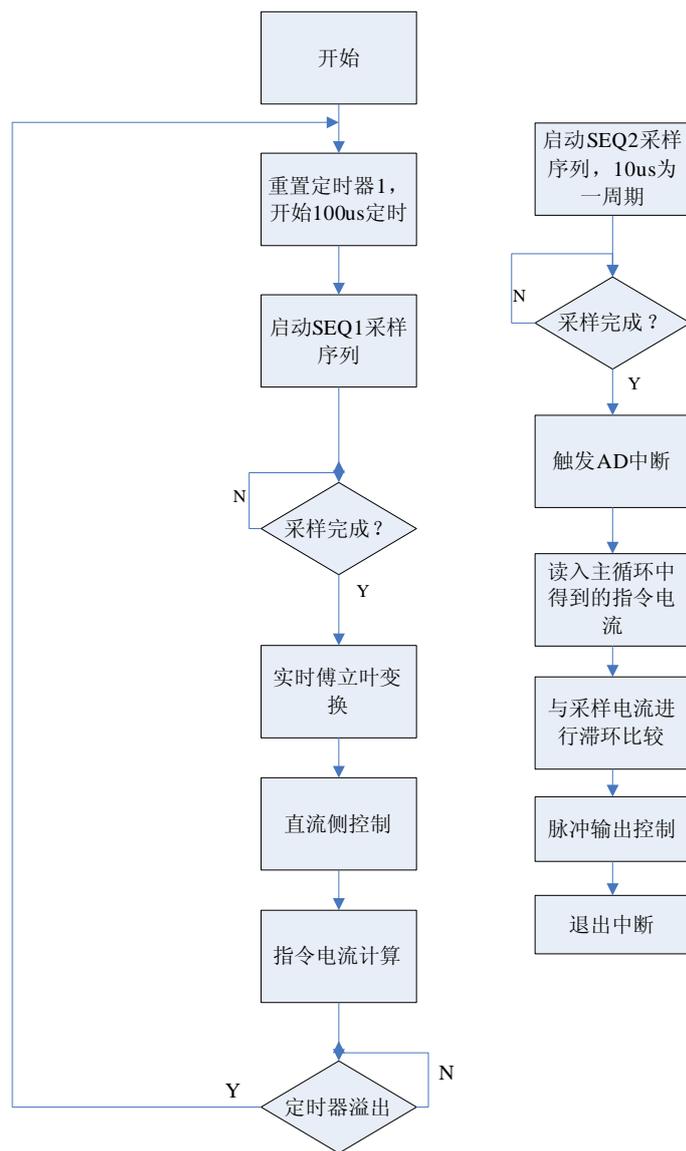


图4-2 主循环流程图

Fig.4-2 Chart of main circle

4.2 实时傅立叶变换

实时傅立叶变换实在传统的傅立叶和 FFT 算法衍生而来的，对于周期 $T = 2\pi / \omega$ 的非正弦信号 $x = (\omega t)$ ，满足狄里赫条件，可分解为如下形式的傅立叶级数：

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) \quad (4-1)$$

式中：

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos n\omega_1 t dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin n\omega_1 t dt \end{cases} \quad (n=1, 2, 3\dots) \quad (4-2)$$

其中， $\omega_1 = 2\pi/T$ 是基波角频率。

将上式进行离散化处理，令 N 为周期采样个数， $\tau = T/N$ ，则将上式离散化后得到：

$$x(k\tau) = A_0 + \sum_{n=1}^N A_n \cos(n\omega_1 k\tau) + B_n \sin(n\omega_1 k\tau) \quad (k=0,1,2\dots N-1) \quad (4-3)$$

式中：

$$\begin{cases} A_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i\tau) \\ A_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i\tau) \cos(n\omega_1 i\tau) \\ B_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i\tau) \sin(n\omega_1 i\tau) \end{cases} \quad (4-4)$$

可以看出，式(4-3)和式(4-4)的计算要求从固定的起始点($i=0$)定义的一个完整周期的 N 个采样数据同时参与计算，计算量相当大，显然不能满足瞬时谐波快速检测的要求。

为满足 APF 谐波检测的实时性要求，实时傅立叶方法综合利用滑动窗以及迭代运算的思想，对式(4-4)进行如下改进：

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \cos(n\omega_1 i\tau) \\ B_n &= \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \sin(n\omega_1 i\tau) \end{aligned} \quad (4-5)$$

式中 N_{cur} 表示最新的采样数据点， $x(i\tau)$ 表示 i 个采样周期前的采样数据，修改后的式与修改前式相比较，($i=N_{cur}$)代替了($i=0$)，($N_{cur}-N+1$)代替了($N-1$)，最新的实时采样数据参与负载电流检测分析，而相应地淘汰最老的采样数据，加快

了采样数据的更新速度,提高了系统跟踪负载电流变化的能力。但在实际应用中,如需对谐波信号进行完整的频谱分析,计算出各次谐波的幅值与相位,则繁重的计算量将使得这种迭代算法几乎没有什么实用意义。

因此,需要对式(4-5)作进一步的改进,以减少其计算量,提高其运算速度。首先,可以先通过下面的式(4-6)和式(4-7)得到基波电流分量 $x_1(i\tau)$ 。为了方便阐述,定义电流 x 的下标为 1(即 x_1 ,)表示基波电流,以下均同。

$$x_1(k\tau) = A_1 \cos(\omega_1 k\tau) + B_1 \sin(\omega_1 k\tau) \quad (4-6)$$

$$A_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \cos(\omega_1 i\tau) \quad (4-7)$$

$$B_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \sin(\omega_1 i\tau)$$

分析式(4-6)可知,为了实时得到基波电流 x_1 的值,必须由式(4-7)在一个采样间隔时间段内同时计算出 A_1 和 B_1 的值,当系统采样频率比较高(即每周期采样点数 N 比较大)时,式(4-7)的计算量也是非常大的。

因此,将式(4-7)中的求累加和计算按照式(4-8)的滑窗迭代算法来进行简化

$$\begin{aligned} A_1 &= \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \cos(\omega_1 i\tau) \\ &= \sum_{i=N_{cur}-N}^{N_{cur}-1} x(i\tau) \cos(\omega_1 i\tau) - x((N_{cur}-N)\tau) \cos(\omega_1 (N_{cur}-N)\tau) + x(N_{cur}\tau) \cos(\omega_1 N_{cur}\tau) \end{aligned} \quad (4-8)$$

$$\begin{aligned} B_1 &= \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \sin(\omega_1 i\tau) \\ &= \sum_{i=N_{cur}-N}^{N_{cur}-1} x(i\tau) \sin(\omega_1 i\tau) - x((N_{cur}-N)\tau) \sin(\omega_1 (N_{cur}-N)\tau) + x(N_{cur}\tau) \sin(\omega_1 N_{cur}\tau) \end{aligned}$$

对式(4-8)进行分析可知,式(4-5)的求累加和计算已经被简化为一个减法和一个加法的计算,只要将计算后的新和重新存储到旧和的数据存储单元,就可以完成整个迭代运算过程。这样,基波电流检测的运算量将大大减少,检测系统的实时性将得到很大提高。式(4-8)所述的滑窗迭代算法很容易通过软件程序来实现,其软件计算模型如下图所示:

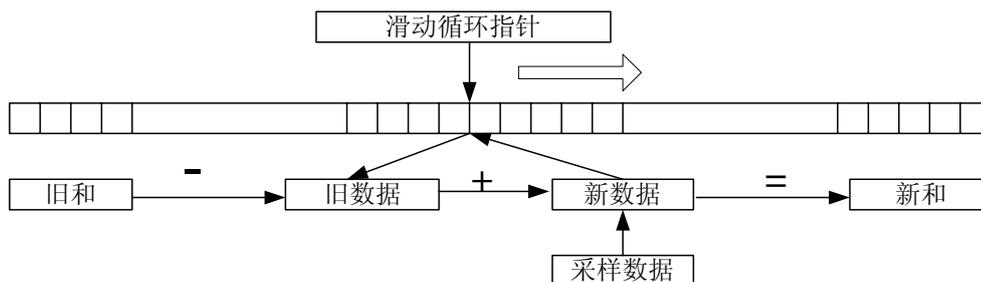


图4-3 滑窗迭代算法模型

Fig.4-3 Model of sliding-window iterative algorithm

如图 4-3 所示，首先，在第一个完整工频周期内，基于滑窗迭代电流检测算法将该周期内全部 N 个负载电流采样数据经过与之对应的正弦、余弦旋转因子相乘后，按照式计算得到 A_1 和 B_1 的值并存储在一片连续的数据空间中。这片连续的数据空间可以用采样点的序号来标志和识别。然后，通过设定一个采样点滑动指针来定位当前采样数据的存储位置。接着，以第一个工频周期 N 个点的计算值作基础，从第二个工频周期开始，如式所示，滑窗迭代算法就可以利用固定长度的滑动窗和迭代运算快速计算出每个采样点对应的 A_1 和 B_1 的值，直到完成整个周期 N 个采样计算数据的更替循环。

根据上述分析，整个滑窗迭代计算过程只需要在初始化阶段的一个工频周期内完成整周期求和运算，以后的求和运算就完全可以在一个采样周期内完成。第 M 个工频周期的计算值只需要用到第 $M-1$ 个工频周期的采样数据，整个数据存储区间只需要 $2N$ 个采样点的数据长度，对存储空间的要求也很小。

根据前面的推导，基于滑窗迭代的实时傅立叶电流检测算法还可以应用于单次谐波的快速检测，以检测 5 次谐波为例：

$$x_5(k\tau) = A_5 \cos(5\omega_1 k\tau) + B_5 \sin(5\omega_1 k\tau) \quad (4-9)$$

$$A_5 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \cos(5\omega_1 i\tau) \quad (4-10)$$

$$B_5 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}} x(i\tau) \sin(5\omega_1 i\tau)$$

A_5 、 B_5 的值也可以通过滑窗迭代算法的简单计算得到，再利用式(4-9)即可求得第 i 采样时刻对应的 5 次谐波含量。从式(4-6)和式(4-9)还可以看出，若要分别求取某单次谐波电流的参考指令，只需将其对应的正弦和余弦因子旋转角频率在基波电流的基础上乘以相应的倍频系数即可。

在 APF 的实际应用中，当需要补偿全部次数的谐波时，实际计算时只需要计算出基波，然后从被检测信号中减去该基波分量就可以得到全部的谐波分量；当只需要补偿几个特定次数的谐波时，则只需要利用实时傅立叶算式分别计算出所需的几次谐波即可。

在进行 DSP 程序设计时，利用基于滑窗迭代实时傅立叶算法进行谐波检测的软件流程图如图 4-4 所示。其中，数据存储单元设置为一个一维数组 `data[]`，长度为 2 个工频周期的采样点数，即 400 个字节，`I` 为采样电流，`i` 为电流基波成分。

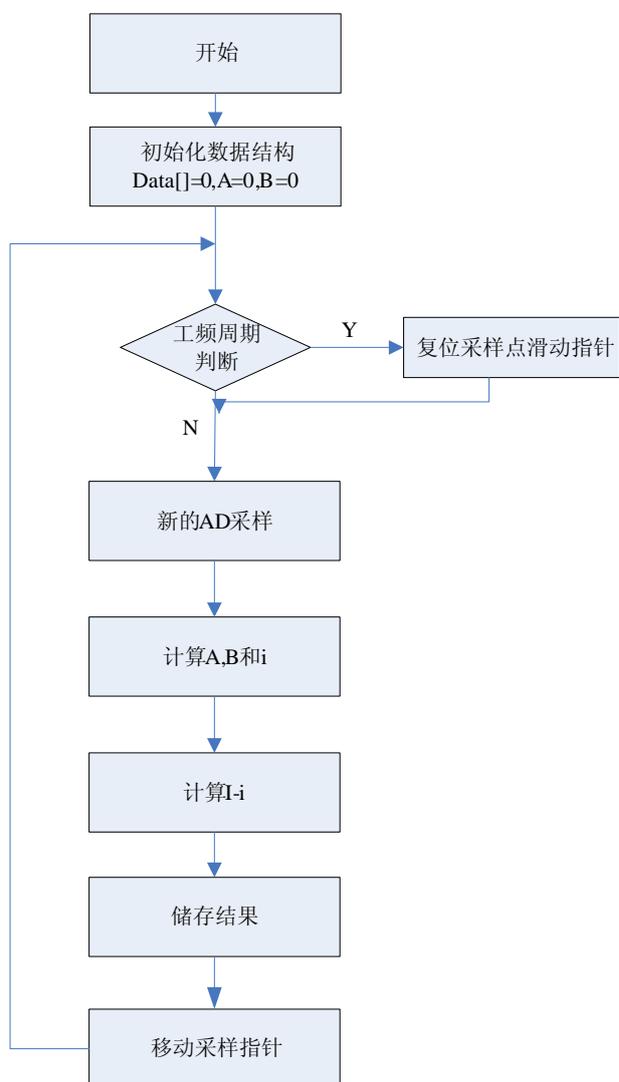


图4-4 实时傅立叶变化软件流程图

Fig.4-4 Chart of real time FFT

4.3 直流侧电压控制

有源电力滤波器要想获得有效的谐波电流补偿，根据 PWM 控制规律，变流器直流侧电容电压必须保持恒定，从而提供一个电压基准。若直流侧电压波动较大，就会出现过补偿或欠补偿。过补偿会增加有源电力滤波器的干扰性谐波电流，欠补偿会影响补偿的精度。

直流侧电容电压常因以下三种原因而出现变动：

(1) 当滤波器支路电流中含有和交流电源谐波电流同样次数的谐波电流时有源电力滤波器将从电网吸收或释放有功功率。有源电力滤波器吸收有功功率时，直流侧电压升高；释放有功功率时，直流侧电压降低。

(2) 逆变电路的开关损耗会导致直流侧电压降低。

(3) 有源电力滤波器和电网之间的无功功率交换也会引起直流侧电容电压的波动。

由文献[92]、文献[93]可知通过控制算法使电源侧向电容注入适当的能量以补偿电力电子器件开断造成的损耗，以维持直流侧电压的稳定。实际补偿装置存在的损耗功率在一个周期内的积分不为零，会引起电容电压周期值的变化，电容电压周期值的变化反应了逆变器两侧有功功率的传递。

算法控制在其交流侧由电源输入有功电流以补偿开关器件的损耗。交流侧补偿功率 p_A 一个周期内的积分如式。

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_0+T} p_A dt &= \sum_{k=a,b,c} \int_{t_0}^{t_0+T} (I_{pAk} U_{sMk} \sin^2(\theta_k)) dt \\ &= \frac{T}{2} \sum_{k=a,b,c} I_{pAk} U_{sMk} \end{aligned} \quad (4-11)$$

直流侧电容电压一个周期内的能量变化可表示为式

$$Q_{dc} = \frac{1}{2} C (U_{dc}^2(T+1) - U_{dc}^2(T)) \quad (4-12)$$

其中， T 为系统的工频周期， Q_{dc} 为直流电容上储存的电量。将式(4-11)和式(4-12)联立，补偿目标为使两式相等。以一个工频周期为单位，可以计算出交流侧等效补偿电流的大小。由此，可以设计直流侧电压的单周期控制，如图 4-5 所示。

对电容电压进行周期采样,通过比例积分环节将采样得到的电压比较值修正后可以得到损耗电流的幅值大小。损耗电流与系统电压同相位,保证其为等效有功电流。控制有功的传递情况,保证直流侧电压稳定在某一值附近。

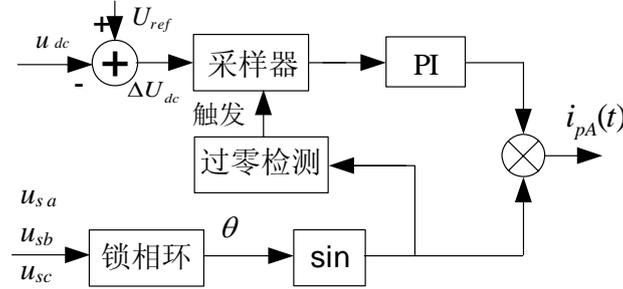


图4-5 直流侧电压控制框图

Fig.4-5 Diagram of DC voltage control

由图4-5可以看出,直流侧电容电压的调节形成负反馈,可以达到直流侧电容电压始终在某一固定值附近的要求,算法中的锁相环环节可由上文所描述的实时傅立叶变换提取基波得到。

PI 调节器的比例控制系数 K_p 对系统性能的影响如下:

1. 对动态性能的影响: 比例控制 K_p 加大, 使系统的动作灵敏、速度加快; K_p 偏大, 振荡次数加多, 调节时间加长; 当 K_p 太大时, 系统会趋于不稳定。若 K_p 太小, 又会使系统的动作缓慢。

2. 对稳态特性的影响: 加大比例控制系数 K_p , 在系统稳定的情况下, 可以减少稳态误差, 提高控制精度, 但加大系数只减少误差, 却不能完全消除稳态误差。

PI 调节器的积分控制系数 K_i 对控制性能的影响:

1. 对动态性能的影响: 积分控制系数 K_i 通常使系统的稳定性下降, K_i 太小, 系统将不稳定; K_i 偏小, 振荡次数较多; K_i 太大, 对系统性能的影响减少。当 K_i 合适时, 过渡特性比较理想。

2. 对稳态特性的影响: 积分控制系数 K_i 能消除系统的稳态误差, 提高控制系统的控制精度。但若 K_i 太大, 积分作用太弱, 以至不能减小稳态误差。

本设计中设置 $K_p = 0.9, K_i = 0.1$ 。

4.4 指令电流的计算

目标电流输出包括了直流侧电压控制和谐波电流检测两个部分的内容。

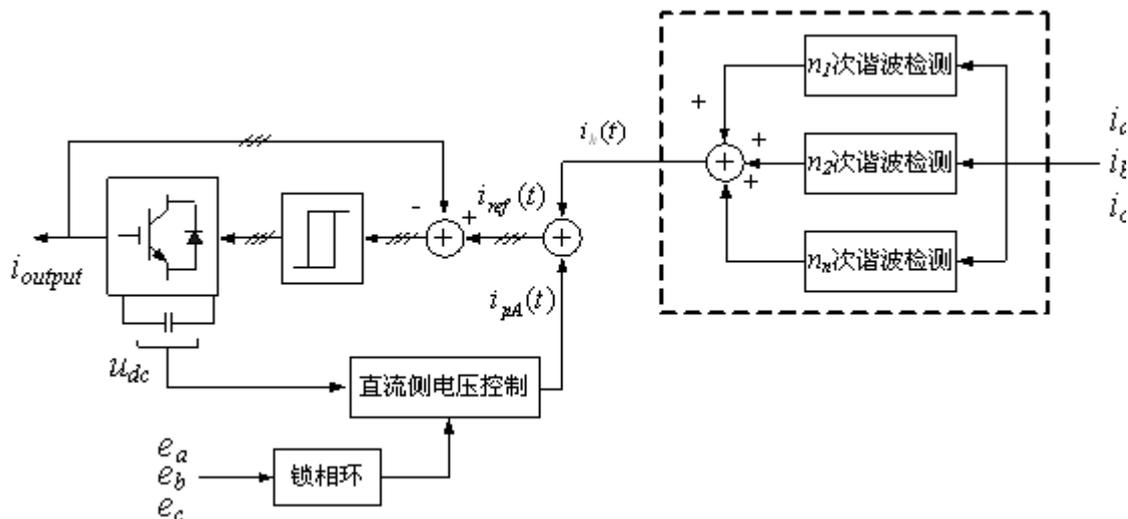


图4-6 目标电流计算框图

Fig.4-6 Diagram of current process

目标电流计算如式：

$$i_{ref}(t) = i_{pA}(t) + i_h(t) \quad (4-13)$$

$i_{pA}(t)$ 为直流侧控制电流由实时傅立叶变换得到的相位和 PI 点乘得到，谐波电流 $i_h(t)$ 可由负载电流减去实时傅立叶变换提取的基波成分得到，也可以由实时傅立叶变换提取特征次谐波得到。

4.5 本章小结

本章在介绍了以 TMS320LF2810DSP 芯片为核心的控制程序实现方法基础之上，详细的给出了软件设计流程。重点对程序的三大部分进行了分析：实时傅立叶变换、直流侧电压控制、指令电流运算。

电容 C1~C3 充电。限流电阻 R1~R2 的作用是限制充电电流过大，保护 IGBT 不被损坏，使直流母线电容 C1~C3 以较小的电流充电。当直流母线电压达到一定值之后，控制系统发出控制信号，控制 KM1 吸合、KM2 断开，将 R1~R2 从主电路中切除，APF 进入正常工作状态。当系统出现故障保护时，KM1 断开，同时 KM3 吸合，以保证 APF 主回路不受损害。

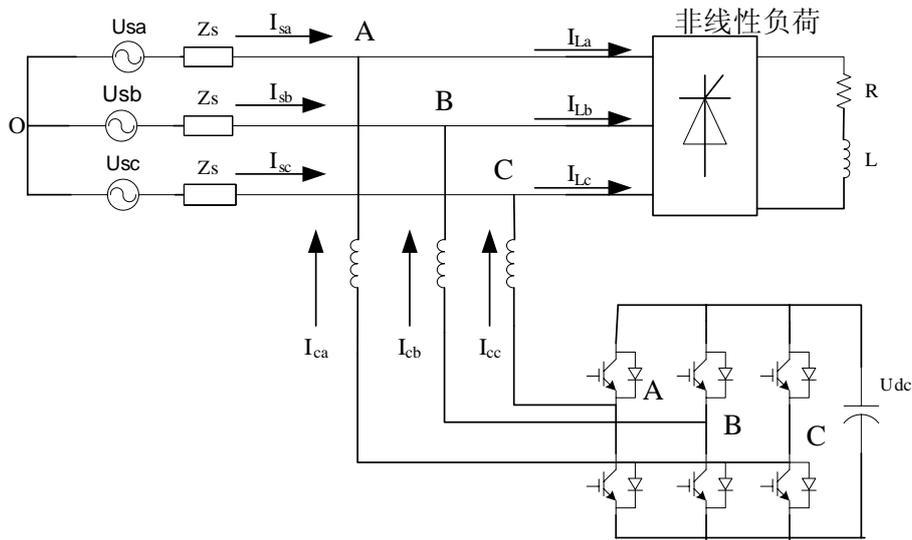


图5-2 实验系统模型

Fig.5-2 Model of experiment system

实验系统模型如图 5-2 所示，实验参数如下：

- (1) 电源：380V/50Hz，系统阻抗忽略不计；
- (2) 非线性负载：三相不可控整流桥带 10 个 3000w 的电炉，电路采取 2 串 5 并的连接方式；
- (3) 直流母线电压 $U_{dc}=800V$ ，电容 $C=13600\mu F$ ；
- (4) 交流侧电感 $L=1.5mH$ ；
- (5) 系统采样率为 10kHz；电流检测采用实时傅立叶法，电流控制采用滞环电流控制法。

5.2 实验波形

当系统未投入有源滤波器时，系统侧电流波形如下图所示：

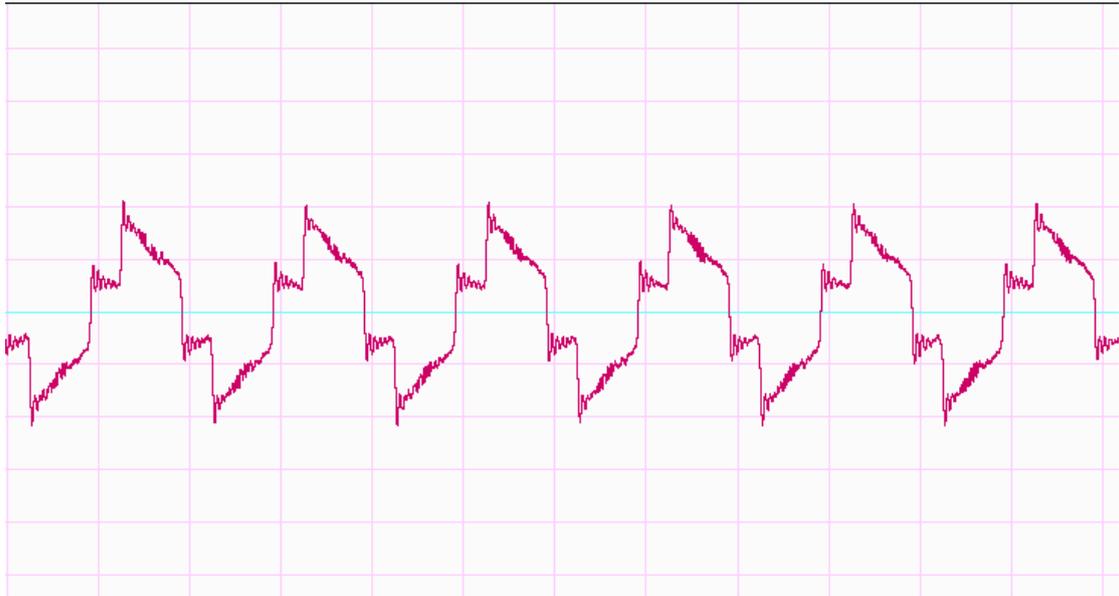


图5-3 未投入 APF 时系统侧电流波形

Fig.5-3 System waveform without APF

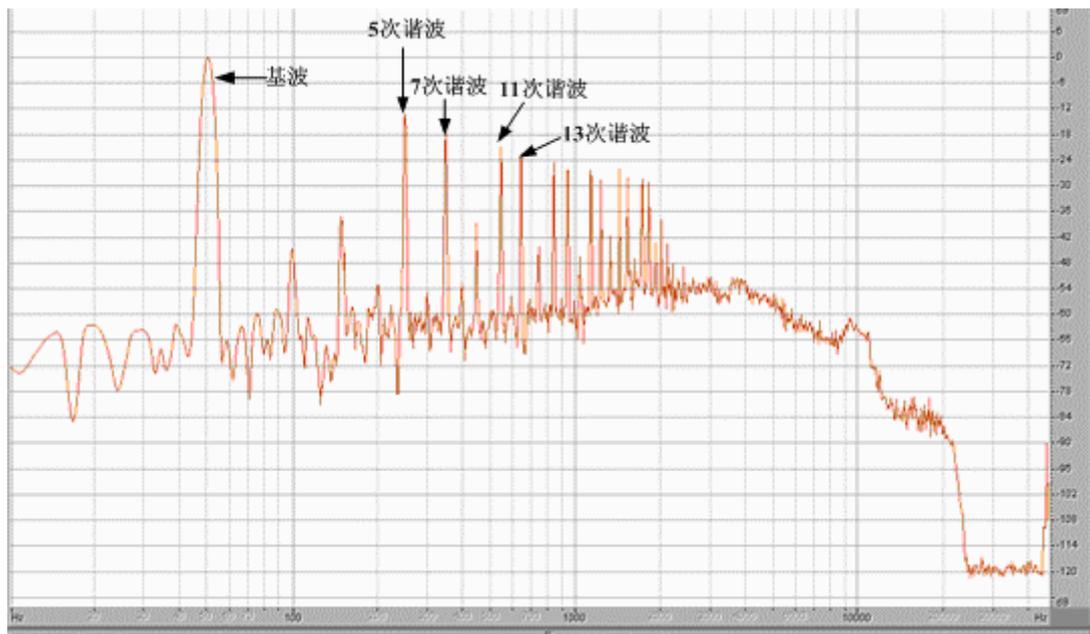


图5-4 未投入 APF 时系统侧电流频谱分析

Fig.5-4 Frequency analysis of system current without APF

由于负载的换流脉动数为 6，所以理论上交流侧电流中仅含 $6k \pm 1$ 次(k 为正整数)谐波。进行频谱分析，频谱分析如上图所示，系统侧谐波含量主要为 5 次，7 次，11 次，13 次等谐波。

下图为投入有源滤波器后有源滤波器输出的电流波形：

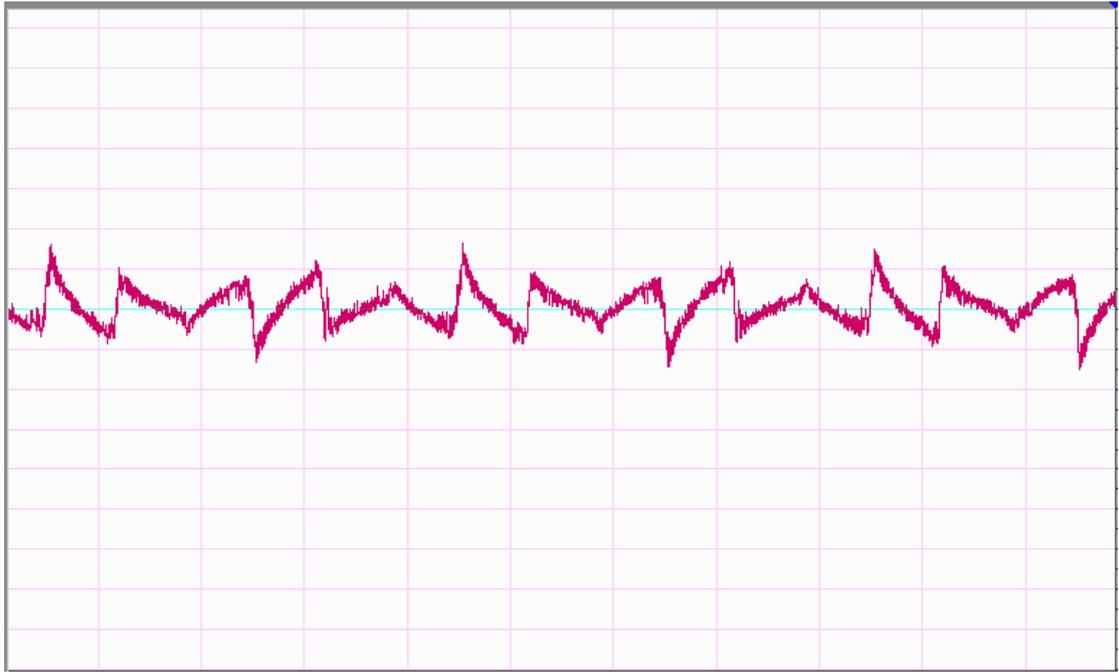


图5-5 APF 输出波形

Fig.5-5 Current waveform of APF

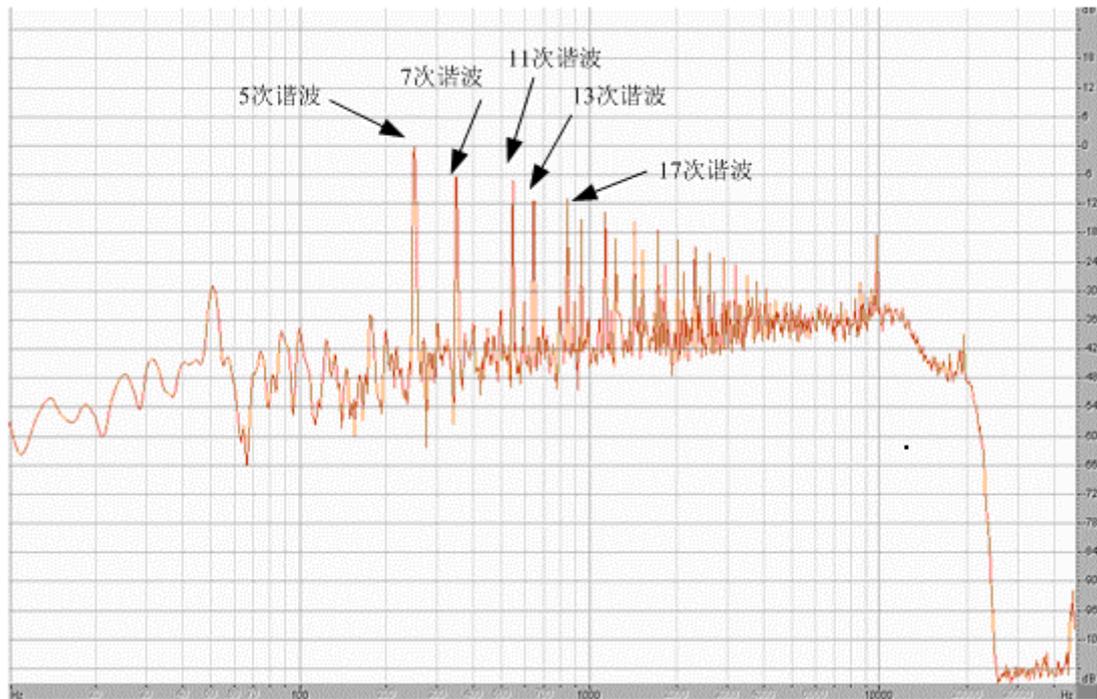


图5-6 APF 输出电流频谱分析

Fig.5-6 Frequency analysis of APF current waveform

经频谱分析后可知有源滤波器输出波形中主要含有 5 次，7 次，11 次，13 次等谐波用来补偿系统侧的谐波电流。

当投入有源滤波器后系统测电流波形如下图所示：

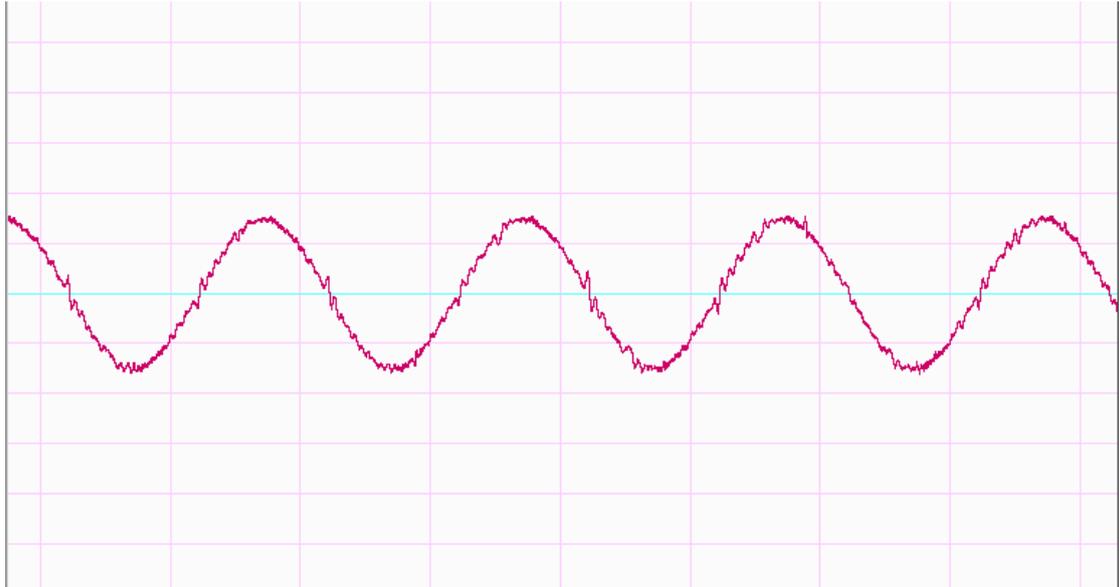


图5-7 APF 投入后系统侧电流波形

Fig.5-7 System current waveform with APF

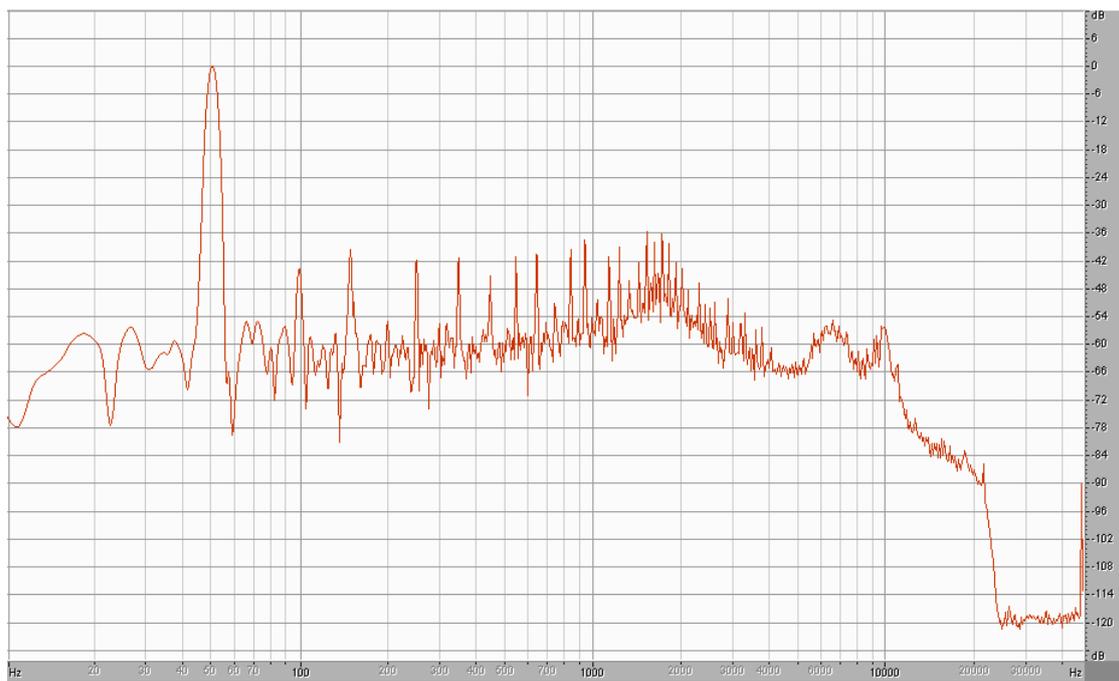


图5-8 APF 投入后系统侧电流频谱分析

Fig.5-8 Frequency analysis of system current waveform with APF

由补偿后的频谱分析可知，各次谐波含量均已降低至 -36db 一下，验证了算法的准确性，补偿效果明显。

采用 HIOKI 3197 电能质量分析仪器结果如下图所示：

APF 投入运行前，系统电流畸变严重，A，B，C 三相电流畸变率分别达到 51.2%，50.1%，51.8% 严重超标。

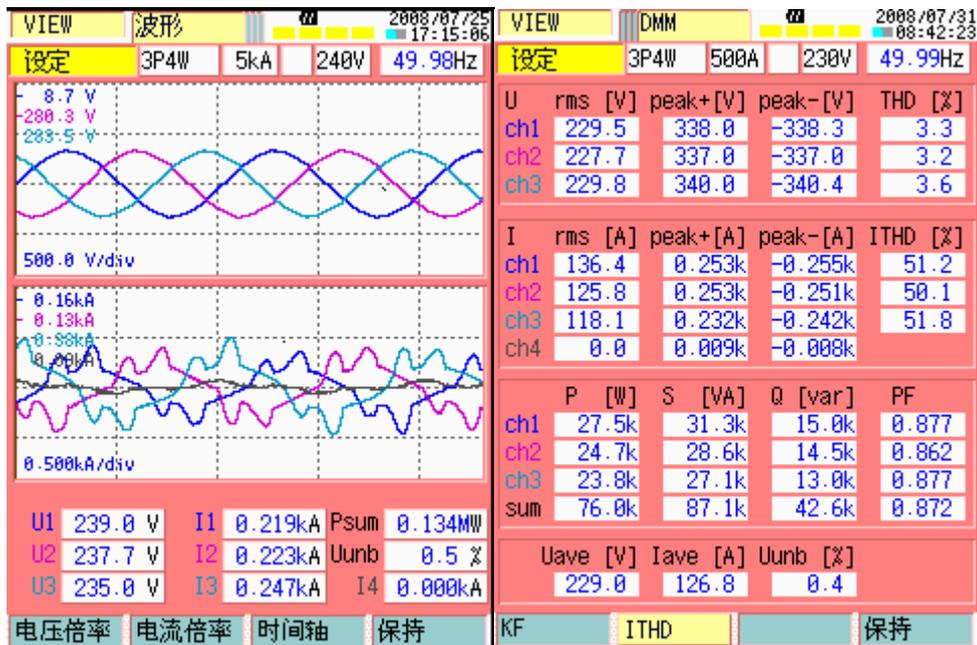


图5-9 补偿前系统数据

Fig.5-9 Network statistics without APF

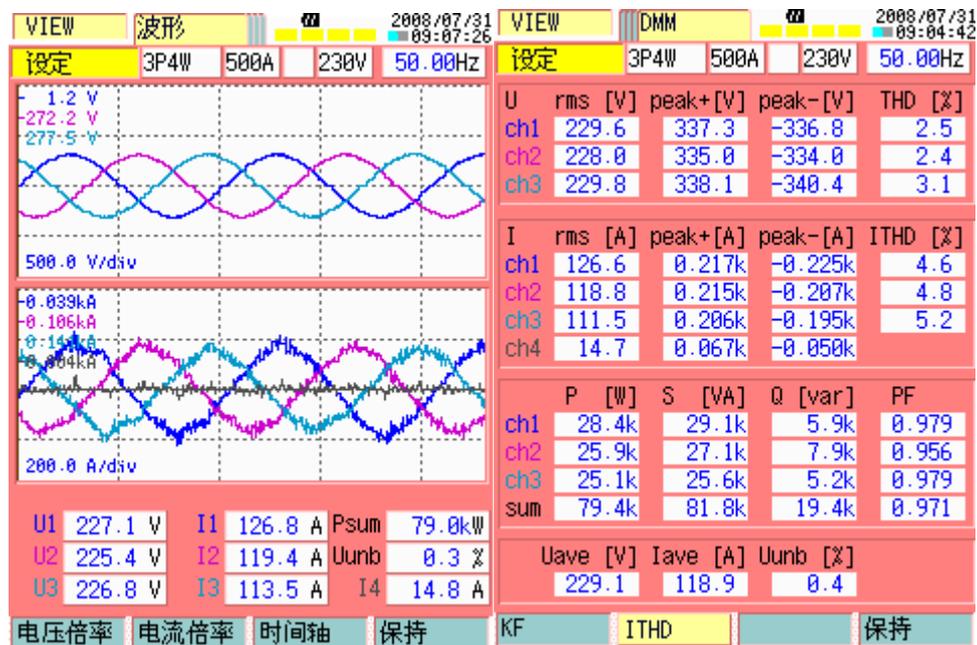


图5-10 补偿后系统参数

Fig.5-10 Network statistics with APF

投入后 APF 后，系统电流畸变情况得到了大幅改善，A，B，C 三相畸变率

均下降至 5% 以下，系统的功率因数也均达到 0.95 以上。

实验结果说明，本文设计的 50kVA 并联型 APF 可以很好的补偿系统中的谐波电流，同时提高系统的功率因数。

5.3 本章小结

本章给出了三相三线有源电力滤波器实验系统的整体框图，对三相不可控二极管整流桥带电阻负载作为谐波源进行了谐波补偿实验，并给出了最后的实验波形。实验结果表明，控制算法的可行性，本文设计的 50kVA 并联型有源滤波器具有良好的补偿性能，为 APF 实用化奠定了扎实的基础。

第六章 结论

有源电力滤波器被公认为是治理电网谐波及无功污染、改善电能质量最有效的手段,与无源滤波器相比有着无可比拟的优点。从目前国内外的使用情况来看,利用有源电力滤波器进行谐波和无功补偿是今后的一个发展趋势。但是,有源电力滤波器在国内的应用还远没达到成熟阶段,与无源滤波器相比,在实际应用中仍然居于次要地位,有很多问题有待于进一步的研究和完善。为此,本文对 APF 的检测、控制及实现技术进行了深入细致的研究,这些研究工作对 APF 的早日工业化推广应用具有重大意义。

本文主要完成了以下一些工作:

(1) 研究了 50kVA 并联型 APF 主电路及外围电路参数设计方法。本文对 50kVA 并联型有源电力滤波器的主电路及其外围电路进行了深入的研究,主要讨论了主电路开关器件的选择、缓冲电路和驱动电路的设计,并且采用理论分析和仿真实验相结合的方法,得出了直流母线电压、直流母线电容量和交流侧输出电感值的选择方法。最后,根据上述方法给出了 50kVA 并联型 APF 的主电路具体器件选型及外围电路的详细设计参数。

(2) 给出了基于 DSP-ARM 的三相三线制有源电力滤波器控制系统的软、硬件设计,从硬件上分为六个功能模块,并详细介绍了各功能块中典型电路的设计。它们包括信号检测、信号调理、死区控制电路、统一逻辑保护电路、DSP 自带 AD 的采样、及驱动放大等电路;在软件上讨论了算法和控制任务以及各主程序模块的流程。在 CCS2000 平台上,完成了 C 语言编写的系统控制的 DSP 编程,主要包括实时傅立叶变换、直流侧均压控制、指令电流计算等环节。

(3) 在搭建的有源电力滤波器实验系统中,对三相不可控二极管整流桥带电阻负载作为谐波源进行了谐波补偿实验,并给出了实验波形。实验结果验证了所设计的 50kVA 并联型 APF 性能达到设计要求,为 APF 的实用化奠定了扎实的基础。

由于受条件和时间限制,尚有许多工作需要开展。进一步的研究工作包括:

(1) 本实验是在负载稳定情况下所实施。今后需要进一步验证在动态条件下该谐波检测法的效果。

(2) 提高 APF 的性价比。APF 必须向大容量、高性能、低成本的方向发展,才能获得迅速、广泛的推广与应用。如何提高 APF 的容量、降低成本应该是 APF 走向工业化应用进程中的一个很重要的工作。

(3) 关于 APF 的控制策略现在已经有很多的研究,但是在实际中应用的还主要是滞环比较控制,如何将现在比较先进的控制策略与实际装置结合使用是一个新的课题。

(4) 补偿装置的多功能化。APF 本身除了能补偿谐波外,通过在控制软件中加入相关控制功能模块,还可以补偿基波无功电流、基波负序电流、任意次谐波电流和电压闪变等。在相同的主电路拓扑下,通过控制策略的改变来实现补偿装置的多功能化,这也是我们进一步研究的方向。

参考文献

- [1] 吴竞昌,孙树勤,宋文南,等.电力系统谐波.北京:水利电力出版社,1988
- [2] 许克明,徐云,刘付平.电力系统高次谐波.重庆:重庆大学出版社,1991
- [3] 张一中,宁元中,宋永华,朱光永.电力谐波.成都:成都科技大学出版社,1992
- [4] 夏道止,沈赞坝.高压直流输电系统的谐波分析及滤波.北京:水利电力出版社,1994
- [5] 林海雪,孙树勤.电力网中的谐波.北京:中国电力出版社,1998
- [6] Subjak J.R. Jr., McQuilkin J.S. Harmonics- causes, effects, easurements, and analysis.IEEE Transactions on Industry applications, 1990,26(6):1034-1042
- [7] A. E. Hammad. Analysis of second harmonic instability for the Chateauguay HVDC/SVC scheme. IEEE Transactions on Power Delivery, 1992, 7(1):410-415
- [8] G. Manchur,C.C.Erven. Development of a model for predicting flicker fromelectric arc furnaces. IEEE Transactions on Power Delivery, 1992, 7(1):416-420
- [9] J. Shen, J. A. Taufiq, A. D.Mansell.Analytical solution to harmonic characteristics of traction PWM converters. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1997, 144(2):158-168
- [10]Mack Grady W., Santoso S. Understanding power system harmonics. IEEE Power Engineering Review, 2001,21(11):8-11
- [11]田藏,荐志清.有色加工企业谐波的产生与治理.东北电力技术,1999 年第 7 期:48-51
- [12]汤任鹏,徐建军.高次谐波产生的原因、危害及其抑制措施.电气传动自动化,2000 22(1): 3-6
- [13]王兆安,杨君,刘进军.谐波抑制和无功功率补偿.第一版.北京:机械工业出版社,1998 40-45
- [14]George J. Wakileh.电力系统谐波—基本原理、分析方法和滤波器设计.徐政.第一版.北京:机械工业出版社,2003 ,37-40
- [15]阿里拉加J,布莱德勒DA,伯德格尔PS.电力系统谐波.唐统一译.徐州:中国矿业大学出版社,1991
- [16]Engineering Recommendation G.5/3 Limits for Harmonics in the United Kingdom Electricity Supply System [S]. The Electricity Council Chief Engineers Conference , UK,1976
- [17]水利电力部.电力系统谐波管理暂行规定((SD 126-84),北京:水利电力出版社,1984
- [18]中国国家标准 GB/T14549-93.电能质量公用电网谐波,北京:中国标准出版社,1994
- [19]林海雪.从 IEC 电磁兼容标准看电网谐波国家标准.电网技术,1999 23(5):64-67,72
- [20]陈海昆,程浩忠,周小波.变电站谐波测试与治理.华东电力,2003 年第 1 期:58-60

- [21] 钱照明,叶忠明,董伯藩.谐波抑制技术.电力系统自动化,1997, 21(10):48-54
- [22] Brid B. M., Marsh J. F., McLellan Pr. Harmonic reduction in multiple converters by triple-frequency current injection. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1969, 116(10):1730-1734
- [23] Sasaki H, Machida T. A new method to magnetic compensation consideration on eliminate ac harmonic currents by basic design. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1971,90(5):2009-2019
- [24] Ametani A. Harmonic reduction in thyristor converters by injection. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems,1976,95(2):441-449
- [25] Choe G.-H., Park M.-H. A new injection method for AC harmonic elimination by active power filter.IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1988,35(1):141-147
- [26] Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, 20(3):625-630
- [27] Akagi H., Nabae A. The p-q theory in three-phase systems under nonsinusoidal conditions. European Transactions Electrical Power Engineering,1993,3(1):27-31
- [28] Akagi H. New trends in active filters for power conditioning. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(6):1312-1322
- [29] EI-Habrouk M., Darwish M. K., Mehta P. Active power filter: a review. IEE Proceeding-Electric Power Applications, 2000, 147(5):403-413
- [30] Yong Liao, Li Ran, Putrus G.A., et al. Evaluation of the effects of rotor harmonics in a doubly-fed induction generator with harmonic induced speed ripple. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(4):508-515
- [31] L. Benchaïta, S. Saagate, A. Salemnia. A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation. IEEE Transactions Power System, 1999, 14(2):642-647
- [32] 姜齐荣,赵东元,陈建业.有源电力滤波器与结构原理控制.第一版.北京:科学出版社,2005 ,28-35
- [33] FUKUDA S., ENDOH T. Control method for a combined active filter system employing a current source converter and a high pass filter. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(3):590-597
- [34] 李建林,叶剑利,张仲超.一种新型的载波相移 SPWM 电流型电力有源滤波器.电气传动,2003,(5):25-27
- [35] 张代润,李开禄.电压逆变器式有源滤波器分析.电工技术,1998 (2): 4-10
- [36] Peng F. Z., Agagi H., Nabae A. A study of active power filters using quad series voltage source PWM converters for harmonic compensation. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(1):9-15
- [37] Simone Buso, Luigi Malesani, Paolo Mattavelli, et al. Design and full digital control of parallel active filters for thyristor rectifiers to comply with IEC-1000-3-2 standards. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998,34(3):508-517
- [38] 颜晓庆,杨君,王兆安.并联型电力有源滤波器的数学模型和稳定性分析.电工技术学报,1998 ,13(1): 41-45

- [39]王广柱.并联型有源电力滤波器电流控制的等效原理.中国电机工程学报,2006,26(15):40-45
- [40]Luowei Zhou, Zicheng Li.A novel active power filter based on the least method compensation current control. IEEE Transactions on Power Electronics. 2000, 15(4):655-659
- [41]Shyly Jier Huang, three-wired active Jinn-Chang Wu. A control algorithm for three-phase power filters under nonideal mains voltages. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(4):753-760
- [42]Juan W. Dixon, Gustavo Venegas, Luis A. Moran. A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled inverter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(5):612-619
- [43]陈乔夫,李达义,熊娅莉,等.一种大容量的串联型有源电力滤波器.电力系统自动化,2005 29(1): 73-76
- [44]Leon. M. Tolbert, Fang Zheng Peng, Thomas G. Habertler. A multilevel converter-based universal power conditioner. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(2):596-603
- [45]A. Elmitwally, S. Abdelkader, M. Elkateb. Universal power quality manager with a new control scheme. IEE Proceedings-Generation Transmission and Distribution, 2000, 147(3):183-189
- [46]李国勇,刘汉奎,徐殿国,等.统一电能质量调节器的研究.电力电子技术 2003,37(1):74-78
- [47]颜晓庆.并联混合型电力有源滤波器的研究.电工技术杂志,1998 32(5):4-6
- [48]朱东起,姜新建,马大铭.无源和有源滤波器串联构成的并联型综合电力滤波系统.清华大学学报,1999, 39(3): 49-52
- [49]CHOE G, PARK M. Analysis and control of active power filter with optimized injection. IEEE Transactions on Power Electronics, 1989, 4(4):427-433
- [50]路国锋,郑琼林,郝荣泰.有源滤波器高压隔离注入的方案研究.北方交通大学学报,1998 (12): 67-74
- [51]Luigi Malesani, Paolo Mattavelli, Paolo Tomasian. High-performance hysteresis modulation technique for active filters. IEEE Transactions Power Electronics, 1997, 12 (5):876-884
- [52]Zhaoan Wang, Qun Wang, Weizheng Yao, et al. A series active power filter adopting hybrid control approach. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(3):301-310
- [53]曾江,焦连伟,倪以信,等.有源滤波器定频滞环电流控制新方法.电网技术,2000 24(6): 1-8
- [54] Kwon B. H., Kim T. W., Youm J. H. A novel SVM-based hysteresis current controller. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(2):297-307
- [55]Luigi Malesani, Leopoldo Rossetto, Paolo Tomasin, et al. Digital adaptive hysteresis current control with clocked commutations and wide operating range. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2):316-325
- [56] Zeng J, Ni Y, Diao Q, et al. Current controller for active power filter based on optimal voltage space vector. IEE Proceedings — Generation Transmission and Distribution, 2001, 148(2):111-116

- [57]姜俊峰,刘会金,陈允平,等.有源滤波器的电压空间矢量双滞环电流控制新方法.中国电机工程学报,2004, 24(10): 82-86
- [58]曾国宏,何荣泰.有源滤波器滞环电流控制的矢量方法.电力系统自动化,2003,27(5):31-40
- [59]姜俊峰,刘会金.空间矢量控制在有源滤波器中的应用.继电器,2004, 32(9):
- [60]肖岚,徐慧,胡文斌,等.变频器的电压空间矢量调制控制技术研究.电工技术学报,2004,19(2):73-78
- [61]杨贵杰,孙力,崔乃政,等.空间矢量脉宽调制方法的研究.中国电机工程学报,2001,21(5): 79-83
- [62]周卫平,吴正国,夏立,等.基于 DSP 和滑模变结构控制的三相三线有源电力滤波器.电机与控制学报,2006,10(2): 130-133
- [63] K. Nishida, Y. Konishi, M. Nakaoka. Current control implementation with deadbeat algorithm for three-phase current-source active power filter. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2002, 149(4):275-282
- [64]Claro C. A., Kaffka J., Campos A. A fully digital control employing a dead beat technique for active power filters.Specialists Conference. Piscataway,In: 30th Annual IEEE Power Electronics USA, 1999, 143-148
- [65]苏迪前.预测控制系统及其应用.第一版.北京:机械工业出版社,1996,321-334
- [66]周有庆,姚建刚,彭建春,等.四相输电方式研究.中国电机工程学报,1999,19(5):80-84
- [67]Zhou L, Smedley K. M. Unified constant-frequency integration control of active power filters. In: Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. New Orleans, USA, 2000, 406-412
- [68]B. Singly K. Al-Haddad, A. Chandra. Active power filter with sliding mode control. IEE Proceedings-Generation Transmission and Distribution, 1997,144(6):564-568
- [69]孙卓,姜新建,朱东起.FBD 法及其在牵引供电系统中的应用.清华大学学报(自然科学版),2003 ,43(3): 361-365
- [70]孙卓,姜新建,朱东起.电气化铁路中谐波、无功、负序电流的实时检测方法.电力系统自动化,2003,27(15):53-57
- [71]陈峻岭,姜新建,孙卓,等.基于 FBD 法的三相电力系统电流检测方法的应用.电力系统自动化,2004,28(24):23-27
- [72]S. G. Luo, Z. C. Hou. An adaptive detecting method for harmonic and reactive currents. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 42 (1):85-89
- [73]戴朝波,林海雪,雷林绪.两种谐波电流检测方法的比较研究.中国电机工程学报,2002, 17(1): 80-84
- [74]Byung-Moon Han, Byong-Yeul Bae, Seppo J. Ovaska. Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2):576-584
- [75]危韧勇,李志勇.基于人工神经网络的电力系统谐波测量方法.电网技术,1999,23 (12):20-23
- [76]李波,张林利,王广柱,等.用于 APF 的神经网络自适应谐波电流检测方法.电力自动化设备,2004, 24(5): 38-40
- [77]张林利,王广柱.一种基于人工神经网络的谐波测量新方法.电力系统及其自动化

- 化学报,2004, 16(2): 40-43
- [78]万蕴杰,周林,张海,等.基于数字信号处理器的有源电力滤波器控制方案综述.电网技术,2005 ,29(15): 51-55
- [79]廖志凌,薛文平.神经网络理论在自适应谐波和无功电流检测中的应用.电测与仪表,2004, 41(458): 17-20
- [80]ABB Semiconductors Ltd-Switzerland. Gate turn-off Thyristor SSGT30J6004 Datasheet. www.abb.com, 2000-08-04
- [81]Infineon Technologies Ltd-Germany. Technical Information FZ600R65KF1.www.infineon.com, 2002-07-05
- [82]ABB Semiconductors Ltd.-Switzerland.Asymmetric Integrated Gate-Commutated Thyristor 5SHY42L6500 Datasheet.www.abb.com.2005-05-01
- [83]日本电气学会半导体电力变换系统调查专门委员会.电力电子电路.陈国呈.第一版.北京:科学出版社,2003,36-40
- [84]贾贵玺,徐欣东.IGBT 缓冲电路的设计.电气传动,1998 ,(3): 54-55
- [85]杨岳峰,张奕黄.IGBT 的瞬态保护和缓冲电路.电机电器技术,2003,(3):10-11
- [86]周跃庆,尹中明.一种新型 IGBT 缓冲电路的设计.电焊机,2004, 34(10):11-12
- [87]曹解围,毛承雄,陆继明,等.配电系统电子电力变压器的 IGBT 缓冲电路设计.电力系统及其自动化学报,2005 ,17(6): 71-74
- [88]孙强,陶健.新型 IGBT 集成驱动模块 2SD315 应用研究.现代电力,2003,20(3):79-83
- [89]明正峰,童建利,钟彦儒.三相逆变器中 IGBT 的几种驱动电路的分析.www.cediy.com,2005-09-23
- [90]高大威.电力系统谐波、无功和负序电流综合补偿的研究:[华北电力大学博士学位论文].保定:华北电力大学电气工程学院,2001,85-86
- [91]Texas Instruments. Literature Number: SPRS174M. 2005. TMS320F2810. TMS320F2811. TMS320F2812. TMS320C2810. TMS320C2811. TMS320C2812 Digital Signal Processors Data Manual. Texas Instruments. 2005.10.
- [92]解大,张延迟,吴非,舒晓琼.并联型电力有源滤波器的直流侧电压控制和补偿电流反馈控制[J].电网技术,第 30 卷第 3 期,2006 年 2 月:18-21.
- [93]吴非,解大,张延迟.新型电力有源滤波器补偿特性研究[J].电力自动化设备,第 27 第 1 期,2007 年 1 月:36-38.