

## 摘要

随着现代工业飞速发展,越来越多的整流装置被运用到工矿企业中,这些整流装置会带来谐波畸变率大、功率因数低等电能质量问题,严重影响电网的正常运行。近年来,由于高频开关电源具有体积小、重量轻、效率高以及冲击电流小等优点,逐渐成为工矿企业的主要整流装置。

但是由于高频开关电源是由许多非线性器件组成,会产生丰富的谐波电流,因此,也需要进行谐波治理。本文针对高频开关电源谐波和无功电流治理的主要措施—有源电力滤波器(Active Power Filter --APF)的谐波及无功电流检测、谐波电流控制策略、直流侧电压控制、系统研制等方面进行详细分析,同时结合工程实例,对合肥铜材铜冠有限公司的主要整流装置—高频开关电源进行谐波及无功电流含量的分析,提出在低压400V侧采用APF进行谐波治理与无功补偿,并且通过对APF装置的研制和工程应用,对投入APF所带来的经济、社会效益进行详细说明。

本文首先对谐波及无功电流的检测问题进行详细分析,对比目前使用较多的基于瞬时无功功率理论的 $i_p$ 、 $i_q$ 和 $p$ 、 $q$ 谐波电流检测方法的优缺点,并针对这两种方法的不足,提出一种改进的 $i_p$ 、 $i_q$ 检测方法以实现谐波电流的检测。此外,文章对传统低通滤波器进行分析,并对其进行优化,得到一种滤波效果好、易于实现的新型滤波器结构。最后使用PSIM6.0仿真软件对改进的 $i_p$ 、 $i_q$ 谐波电流检测方法以及优化后的数字低通滤波器进行仿真验证,仿真结果表明文章所采用的检测方法和滤波器结构能够有效地解决检测精度和实时性的问题。

接下来,文章对几种常用的谐波电流跟踪控制策略进行总结,对比指出三角波比较控制策略相对于其他控制策略的优越性,并根据实际采用三角波比较控制策略。并且使用了基于模糊PI的控制方法,实现了模糊控制和传统的PI控制的有机结合,使APF具有快速的动态响应速度和稳定的滤波效果,从而进一步完善和提高了APF的控制性能。

在直流侧电压控制方面,文章从电网、电感和电容能量的交换、谐波是否做功等方面出发进行深入讨论,并通过仿真对这些问题进行详细说明。仿真结果证明文章所使用直流侧电压控制策略的正确性。

为了进一步验证文章所采用检测方法与控制策略的正确性,文章搭建了整个谐波和无功电流治理系统的仿真模型,仿真结果说明本文所采用检测方法与控制策略能准确实时地检测出谐波及基波无功电流、维持直流侧电压稳定、有效降低电网谐波畸变率、提高功率因数,达到谐波治理与无功补偿的要求。

在分析检测方法与控制策略之外,本文对整个有源电力滤波器装置的设计进行了研究,从主电路设计、数字控制系统设计以及电磁干扰等问题入手,详细阐述了包括电压型有源逆变器、直流侧电容、输出平波电抗器和功率模块散热在内的主电路设计原理和

方法，深入分析了电磁干扰产生原因，提出了电磁干扰解决办法，并付诸实施。

文章最后结合合肥铜材铜冠有限公司谐波治理与无功补偿一期项目，以谐波治理及无功补偿为目的，通过实际的工程应用，说明采用有源电力滤波器进行谐波治理和无功补偿能够带来良好的经济以及社会效益。

**关键词：**高频开关电源；谐波治理；无功补偿；瞬时无功功率；直流侧电压；电磁干扰

## Abstract

With the rapid development of modern industry, more and more rectifiers were used in the mining industry. These devices generated harmonic, lower the power factor, etc, which seriously affected the power quality of the grid. In recent years, compared with the general rectifiers, High-Frequency Switching Power(HFSP) supplies had smaller size, lighter weight, high efficiency, etc. They gradually replaced the general rectifiers.

HFSP is composed with nonlinear devices, so it also can generate harmonics, harmonic treatment is also required. This paper does research on the harmonic and reactive current detection、harmonic current tracking control strategy、DC voltage control and system design of active power filter(APF), etc. This paper also combined with project example, analyses the harmonic and reactive current content of the high-frequency switching power supplies in Copper Co., Ltd. Hefei Crown. Through the practice use, this paper discussed the economic and social benefits by using active power filter (APF).

Several commonly used harmonic current detection methods are summarized in the paper. Especially, the  $i_p$ 、 $i_q$  algorithm and the  $p$ 、 $q$  algorithm have been explained in detail, as well as been pointed out its insufficient. Also, an improved  $i_p$ 、 $i_q$  algorithm has been described and its advantage has been shown comparing to the above traditional algorithm. In addition, the way of optimizing digital low-pass filter has been discussed in the paper. An optimized digital low-pass filter has been adopted. The simulation results verified that the chose method could solve detection accuracy and real-time property effectively.

Several general current tracking control strategies are concluded in the paper. Through analyzing, the triangular wave comparison mode is found to display a better performance than the other two control strategies. Thus, triangular wave comparison control tracking strategy has been chose. This paper uses Fuzzy-PI control method, this method make APF can track the target harmonic current and fast dynamic response speed.

DC voltage control was analyzed and its principle has been illustrated. Moreover, problems such as the grid, inductance and capacitance energy exchange, harmonic doing work or not also with the feasibility of the DC voltage control, which have been validated by simulation, have been discussed. The simulation results proved the rationality of DC voltage control principle, which showed DC side voltage could reach the setting value fast.

Beside analysing the detection and control strategy, this paper establishes the simulation of the whole system to manage harmonic and reactive current, the simulation results proved the validity of the involved method, which could not only reduce harmonic distortion rate in the grid, but also improve the power factor, reaching governance

requirements.

Power quality adjustment device design has been studied in the paper. In addition, main circuit design, control system design and electromagnetic interference problem have been explained in detail. Voltage- type active inverter, DC Bus Capacitor, output smoothing reactor, power module thermal design and buffer circuit design are included in main circuit while control system design includes hardware and software part. Electromagnetic interference design consists of its producing cause and its solution.

Finally, combined with the harmonic elimination and reactive power compensation project in Hefei Copper Co., LTD. Through the practical engineering application, a conclusion was drawn that input of Active Power Filter (APF) could bring about huge economic and social benefits.

**Keywords:** High-frequency switching power supply; Harmonic control; Reactive power compensation; Instantaneous reactive power; DC-Side Voltage; EMI



# 第 1 章 绪论

随着现代科学技术以及电力电子技术的飞速发展,在大型工矿企业中,电力电子技术运用得越来越广泛,尤其是大功率的整流装置。但是由于整流装置大多数都是非线性负载,这些非线性负载会带来谐波畸变率增大以及功率因数偏低等电能质量问题。近年来,高频开关电源由于具有体积较小、谐波畸变率较低、功率因数较高等优点,被越来越多地运用到工矿企业中。但是高频开关电源也会产生谐波及无功不足等电能质量问题,同样需要进行谐波治理与无功补偿。有源电力滤波器(Active Power Filter--APF)因为具有动态性能好,不与系统阻抗发生串并联谐振,能够实时跟踪被补偿的谐波及无功电流等特点,被广泛运用于高频开关电源等整流装置的谐波治理与无功补偿项目中。

本章首先就本文研究对象--高频开关电源的基本概况及工作原理进行简要说明,然后对谐波治理的意义以及主要措施进行详细地介绍,并对主要治理措施--有源电力滤波器(Active Power Filter--APF)的发展及研究现状作进一步说明,最后对本文的主要工作进行介绍。

## 1.1 高频开关电源概述

美国人罗耶(G.H.Roger)于1955年发明自激振荡的推挽式晶体管单相变压器直流变换器,由此拉开了高频转换电路的序幕,美国人查赛(J.J.Jen Sen)于1957年发明自激推挽式双变压器,美国科学家们在1964年提出把串联型开关电源中的工频变压器取消掉的想法,这为开关电源向重量轻、体积小的方向发展指明了一条发展途径<sup>[1]</sup>。

我国从1963年开始对可控整流技术进行研究,从1965年开始研制基于晶闸管的DC-DC变换器,不过当时的技术水平与国外相比还相差甚远。20世纪80年代末期,广州珠江电信设备制造公司引进Eltek公司的技术,并且与Eltek公司联合研制出48V成套开关电源装置,标志着国内企业开始追赶国际尖端水平<sup>[2]</sup>。

现阶段,在我国已经有很多厂家在进行高频开关电源的自主研发,大概有三四百家,不过只有十几家具有成套生产的规模。一些大公司如中兴、华为等自主研发的开关电源系列产品已获得广泛的认可,它们的开关电源质量高,性能好,并且实现了全智能无人值班看守,基本上已经达到国际顶尖水平。北京汇通亚澳通讯设备厂开发出由5个HRMIS50(48V/50A)高频开关电源整流模块及HKWCSU智能监控单元、交直流配电单元和电池柜组成的HRM48-250一体化通信开关电源系统,是智能化全自动直流供电系统,它的产品技术性能在国内处于先进水平,能够达到20世纪90年代末期国际同类产品水平。

高频开关电源原理框图和主电路图如图1.1和图1.2所示,通过低压380V电网进行供电,然后经过工频整流电路后再由电容滤波电路转化为直流电,然后经过IGBT等功率器件组成的功率变换电路,将高压直流电转化为高压高频方波。高频方波经高频变压

器降压得到低压的高频方波，再通过整流及电容滤波电路后转化为稳定的直流电压)<sup>[3]</sup>。

高频开关电源的特点<sup>[4]</sup>如下：

1) 体积小、重量轻：与常规整流器相比较，由于去掉了工频（50Hz）变压器，在输出相等容量功率的情况下，高频开关整流器的体积和重量只有常规整流器的十分之一。

2) 高功率因数：常规整流器的功率因数与可控硅的导通延迟角有关，在自然换相点导通时，可达到 0.7 以上，如果负荷较轻时仅为 0.3 左右。高频开关电源都能够对功率因数进行自动校正，正常运行时功率因数一般都在 0.93 以上，并且与负荷大小无关。

3) 高效率：目前高频开关电源大都采用如 IGBT 等功耗较小的功率半导体器件，如果带有功率因数补偿设备，其整机效率可达 85%以上，较好的甚至可以做到 91%以上。

4) 冲击电流小：开机时的冲击电流可控制在额定输入电流范围之内。

正是因为高频开关电源具有以上的优点，在大型工矿企业中，高频开关电源逐渐成为主要的整流装置。不过，由于高频开关电源中的整流桥等（如图 1.2 所示）是非线性器件，因此会包含有丰富的谐波电流，这些谐波电流注入电网中会影响到电网的正常运行，因此，需要对高频开关电源进行谐波治理。

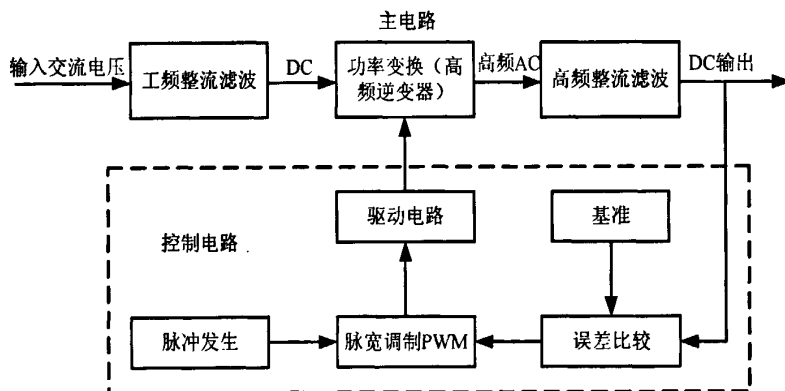


图 1.1 高频开关电源原理框图

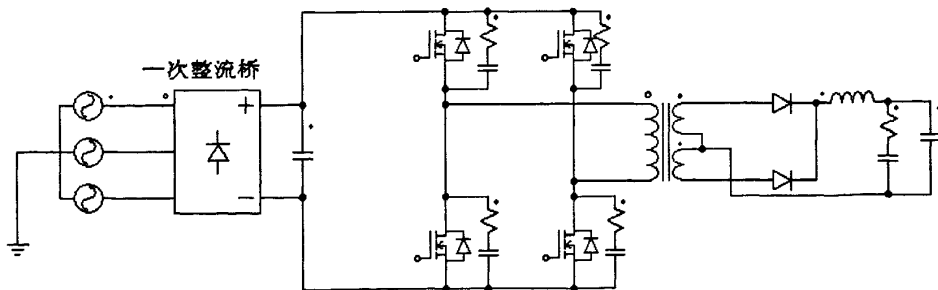


图 1.2 高频开关电源主电路图

## 1.2 谐波治理的意义

关于谐波定义，在 IEEE 标准<sup>[5,6]</sup>519-1981 中有详细的说明：“谐波为具有固定周期的正弦波，其频率为基波频率的整数倍”。

随着数字信号处理技术以及电力电子技术的飞速发展，电网中的整流装置越来越多，诸如六脉波整流、十二脉波整流等，从低压侧小容量的家庭用电到工矿企业的高压大容量变流装置，这些整流装置是非线性负载，因此会产生一些频率为工频整数倍的谐波电流，向电网注入谐波电流，严重污染了电力系统。在电力系统中除了整流装置之外还有其它的非线性负荷如变压器、变频器、电弧炉等，也都能够产生谐波，甚至像白炽灯、手机充电器等装置也会产生谐波，虽然一个充电器或者荧光灯容量很小，但是在电力系统中这样的装置很多，因此它们给电力系统中注入的谐波分量总和是不能忽略的。谐波的危害主要从以下几个方面体现出来<sup>[7-9]</sup>：

1) 增大旋转电机的损耗。谐波电流或电压会在电机中引起额外的损耗。由于集肤和涡流等效应的存在，与直流电阻引起的损耗相比，这些额外损耗要大得多。

2) 补偿电容器与系统阻抗发生串并联谐振放大谐波电流。由于电网的系统阻抗一般都呈感性，因此电力电容器与有可能与电网系统阻抗发生谐振，如果电网中存在着这一谐振频率的谐波电流，这样就会将电网中该次的谐波电流放大，一旦超过电容器的额定容量，就有可能烧毁电力电容器。

3) 增大变压器的损耗。由于受到高次谐波电压的影响，变压器将会产生邻近效应和集肤效应，在绕组中会产生附加铜耗，同时相应的铜耗也会增加。另外，如果变压器为三角形接法， $3N$  ( $N$  为整数) 次的零序电流会在绕组内产生环流，由于这个额外环流的作用，就可能会使得绕组中的电流超过变压器的额定值。如果变压器所带的负载为不对称负载，假如负载电流中还包含有直流分量，交流激磁电流中的谐波分量将会显著增加，与此同时变压器的磁路将会饱和。

4) 减少输电线路的寿命，增加输电线路中的损耗。由于线路上存在阻抗，因此谐波电流会在输电线路产生谐波压降，如果电流有效值增大，附加损耗也会相应地增大。如果是使用电缆进行电能传输，介质的电场强度会由谐波电压以正比于其幅值电压的形式增大，电缆的使用寿命会大大缩短，根据相关的资料介绍可知，由于谐波的作用将会使得电缆的平均使用寿命下降至 40%。

5) 自动控制装置以及继电保护装置工作紊乱。由于继电器需要在高电能质量供电情况下才能正常工作，这是由继电器的原理和设计特点决定的，保护继电器的动作特性能够被谐波改变。由于部分继电器是依靠采样数据或过零工作，如果谐波畸变率过大，就会引起过零点不准确，就会引起误差。谐波对过电压、欠电压、过电流、欠电流、距离等继电器都会引起误动和拒动的影响，继电保护装置就会失去作用或者产生误差。在三相四线制线路中，如果零序的三次谐波电流过大，接地保护继电装置就会误动作。

6) 引起测量仪表误差。只有在纯正弦波或者接近纯正弦波 50Hz 情况下，测量仪表才能正常工作，进行准确地校验。一旦负载侧的谐波电流流入电源侧，使得供电电源的电压或者电流波形发生畸变，测量装置如数字式电表就很容易产生偏差。再比如说，对于设计参数之外的频率，感应式电能表的响应就会不灵敏，频率越高，误差就越大，并

且误差为负，如果频率达到 1000 Hz 左右时，电度表就会停止转动。

因此，无论是从用户用电设备的正常工作、安全的角度，还是从保护电网的稳定、安全、经济运行角度来看，有效合理地谐波治理，降低谐波畸变率，滤除电网污染，重新营造出“绿色电网”，已经刻不容缓。不过在现阶段我国谐波治理的水平与发达国家相比还有一定的差距。如何对谐波进行治理，是摆在电力科研者面前的一个重大的难题。

### 1.3 谐波治理方式

电力系统谐波带来的影响和危害已经引起了全球许多国家的高度重视，尤其是德国、美国、日本等工业发达的国家。为了保证电力系统以及用电设备的稳定、安全、合理、经济、有效地运行，目前许多国家（包括美国、日本、中国等国）、国际组织以及一些大电力公司如法国国家电网公司、中国国家电网公司以及中国南方电网责任有限公司等都制定了符合自己国情的谐波标准，在这些标准中影响力比较大的是 IEEE519-1992 和 IEC555-2。我国水利电力部于 1984 年就颁发《电力系统谐波管理暂行规定》<sup>[10]</sup>，国家标准 GB/T14549-93《电能质量公用电网谐波》也于 1994 年正式颁布<sup>[11]</sup>。

谐波治理的方式主要有两种：一是主动治理，也就是说通过找到产生谐波的根源来降低谐波源产生的谐波，如果能够使谐波源不产生谐波最好；二是被动治理，也就是通过在电网中接入滤波器（如无源滤波器或者有源滤波器等）将整流负载等非线性负载产生的谐波滤除掉，以阻碍这些谐波注入电网，或者防止电源侧的背景谐波注入负载。

#### 1.3.1 主动治理方式

现在的谐波源主要是工矿企业中的整流装置，现在已经有很多种方式来提高功率因数和降低谐波畸变率，主要有以下几种<sup>[12]</sup>：

1) 多相整流技术。通过将整流的相数增加，比如说使用十二、二十四或者以上的整流方式，通过合理的控制，就可以使得整流装置产生的谐波含量大大减少，电网的谐波畸变率就会降低，但是这种多脉波的整流装置比较复杂，在控制方法上比较困难，成本大为增加。

2) 脉宽调制（PWM--Pulse Width Modulation）整流技术。通过采用 PWM 技术来进行整流的方式，采用这种整流方式的好处就在于产生的谐波含量少，功率因数高，从而容易滤除，一般情况下不需要进行无功补偿，但是功率器件成本高，而且需要是能够自关断的器件，并不适合于大功率场合的工程应用。

3) 采用高功率因数变流器（High Power Factor Converter--HPFC）。四象限变流器、矩阵式变频器等都是高功率因数的变流器，采用这种方法可以大大减小变流器产生的谐波，同时变流器的功率因数也很高，在理论上功率因数可以达到 1。

4) 功率因数校正器（Power Factor Corrector, PFC）。谐波源的主要来源之一就是家用电器，而且家用电器具有分布广、数量多、单个容量小等特点，难以进行集中治理。

近年来,人们采用在滤波电容与整流二极管之间插入一个功率因数校正器(Power Factor Corrector--PFC)以减小单个电器产生的谐波。但是使用该方法的缺点在于电能经过两次处理后会增大功耗。由于外加了 PFC 因此装置的成本也会增加,而且产品的性价比也很低。

### 1.3.2 被动治理方式

最主要的被动治理方式安装滤波是器,被动治理措施主要包括无源滤波器和有源滤波器两种方式<sup>[13]</sup>:

1) 使用无源滤波器 PF (Passive Filter)。无源滤波器利用电容、电感元件会产生谐振的特点,从而使得无源支路对于某一谐振频率呈现低阻抗。因此这一频率的谐波电流就会流入无源支路,从而使得电网中的谐波电流减小,同时由于无源滤波器中还有补偿电容器,还可以补偿一定容量的无功功率。无源滤波器的特点在于维护方便、容易设计、成本低以及结构简单等,但是由于无源滤波器在原理结构上的缺陷,在实际工程应用中存在着以下一些难以克服的缺点:

①无源滤波器电容、电感参数影响滤波器性能。由于电抗器的内阻是不可能为零的,而且在对电容和电抗器设计的时候不可避免地会产生误差,因此整条无源滤波支路的阻抗几乎不可能为零,一旦电感内阻过大或者在设计的时候参数出现较大误差,就会影响到滤波器的性能,会导致滤波效果不好。

②一条无源滤波支路只能滤除某一特定次数的谐波。无源滤波支路的谐振频率由电容电感的参数来决定,因此一条无源单调谐滤波支路只能消除某一特定次数的谐波,而高通无源滤波器只能滤除截止频率以上的谐波,截止频率以下的谐波将会流入电网。

③对于谐波次数和大小频繁变化的负载滤波效果不好。当无源滤波器接入电网运行后,如果谐波的大小和次数发生了变化,无源滤波器的滤波效果将会受到影响。如果谐波电流含量大大超过了无源滤波器的容量,会造成无源滤波器的烧毁。系统中有几种频率的谐波,就需要投入几组频率的无源滤波器。

④滤波特性取决于电网线路阻抗参数。由于电网的运行工况是随时在改变的,因此,电网中的阻抗以及谐波的频率也会变化,而无源滤波器中的电感以及电容的参数是固定的,因此,无源滤波器的滤波效果与电网的阻抗有很大的关系。

⑤假如电网侧也有谐波电流源,一旦谐波电流源电流增加,如果超过了无源滤波器的额定容量,电网中的谐波电压可能在无源滤波支路中产生很大的谐波电流,那么就有可能使得滤波器过载,烧毁滤波器。

⑥如果参数设计不合理,或者对电网线路阻抗计算不正确,就有可能与系统阻抗发生串联或者并联谐振,从而放大该次谐波,使滤波器受到损坏,影响电力系统的供电质量。

2) 采用有源滤波器 APF (Active Power Filter)。有源滤波器的基本工作原理是检测出负载所产生的谐波电流,然后通过向电网中注入大小相等,相位相反的谐波电流,从

而将负载产生的谐波电流抵消掉。与无源滤波器相比，有源滤波器具有以下一些优点：

①滤波性能不受电网阻抗的影响。由于有源滤波器等效为一个电流源，因此不会与系统阻抗发生串联并联谐振，谐波治理效果与系统结构变化无关。

②如果不考虑滤波器的容量，使用一台有源滤波器就可以将各次谐波滤除掉。并且实现了对谐波及无功电流的实时、动态治理，能够根据谐波的频率和大小的改变而改变。

③不会出现过载的情况。还可以进行负序和无功电流的补偿。

④电网频率变化不会影响到谐波治理效果。

随着现代科学技术以及电力电子技术的不断发展，数字信号处理技术和数字控制技术的不断进步，以及基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法的不断完善，使得有源滤波技术飞速发展，已经成为电力系统谐波抑制与无功补偿最有效的方式<sup>[14,15]</sup>。

## 1.4 有源滤波器的发展及研究现状

H. Sasaki 等人在 1971 年第一次对有源滤波器的基本工作原理进行了比较完整的阐述<sup>[16]</sup>，但由于种种原因只是在实验室进行研究，没有进行实际的工程应用。L. Gyugyi 等人在 1976 年提出通过使用大功率晶体管的 PWM 逆变器来组成有源滤波器，有源滤波的概念从此正式成立，有源电力滤波器主电路的基本控制方法和主要拓扑结构也由此诞生。从原理和结构来看，基于 PWM 技术的逆变器是一种很理想的电流补偿发生电路，不过由于当时的电力电子器件容量小、全控型器件的额定功率小、工作频率范围窄，因而有源滤波器仍然只局限于实验室范围内的研究。在进入 20 世纪 80 年代以后，通过使用有源电力滤波器来进行谐波治理与无功补偿才真正进入实际工程应用阶段。随着 PWM 技术的快速发展、各种大功率的电力电子开关器件如 IGBT 等的相继问世以及基于瞬时无功功率理论的谐波及基波无功电流检测方法如  $i_p$ 、 $i_q$  以及  $p$ 、 $q$  检测方法的提出，都极大地促进了有源滤波技术的发展。

在目前投入实际工业场合的有源电力滤波器中，一般都使用电力电子开关器件如 IGBT 等组成逆变器，通过将直流能量转化为交流能量来进行谐波治理与无功补偿。主要包括电压型和电流型两种。电压型的有源电力滤波器直流侧的电解电容器损耗比较小、体积也不大、价格也较为便宜，还可以采用多电压源逆变器串联的结构，有利于扩大补偿容量，适合于电压等级较高、补偿容量较大的场合。电流型有源电力滤波器的滤波精度很高、动态性能很好、可靠性很高，不会因为直流侧短路而烧毁滤波器，但是直流侧的电抗器损耗会产生比较大的损耗。因此，电压型的有源电力滤波器得到了更为广泛的应用。有源电力滤波器的主要拓扑结构如图 1.3 所示。

我国在有源滤波技术方面投入了大量的人力和物力，得到企业界和学术界的充分重视，但是与发达的电子工业国家如德国、美国、日本等国相比，还是有一定的差距。到目前为止，我国也有几台有源电力滤波器投入工业现场试运行，如华北电力试验研究所、冶金部自动化研究院和北京供电公司联合开发、研究的有源电力高次谐波治理装置于

1992 年在北京木材厂中心变电站正式投入工业现场运行,该装置采用了三个单相的全桥可控逆变器(功率开关器件为 GTR),通过对低压电网的单位个谐波源产生的谐波进行治理,不过装置容量比较小,而且只能对几个特定次数的谐波电流(如 5、7、11、13 次)进行治理,而且载波频率(只有 3.3kHz)不高,因此谐波电流的跟踪以及治理效果并不理想;华南理工大学研制了混合型有源电力滤波器用于铁路牵引变电站的谐波治理与无功补偿,这种混合型的滤波器在减小滤波器有源部分容量和技术实现上有进一步的改进,不过其滤波效果和隔离基波电压的无源滤波部分的阻抗存在矛盾;西安交通大学提出采用四重化变流器作为大容量有源滤波器主电路的方法,这种方法很好地解决了开关频率和大容量这两者之间的矛盾,但这种方法的成本高、技术实现难度大,且尚未见有实际的工程应用的报道。图 1.3 为有源电力滤波器的拓扑结构图,总的来说,现目前我国有源电力滤波技术的实际工程应用,仍处于试验和攻坚阶段<sup>[17]</sup>。

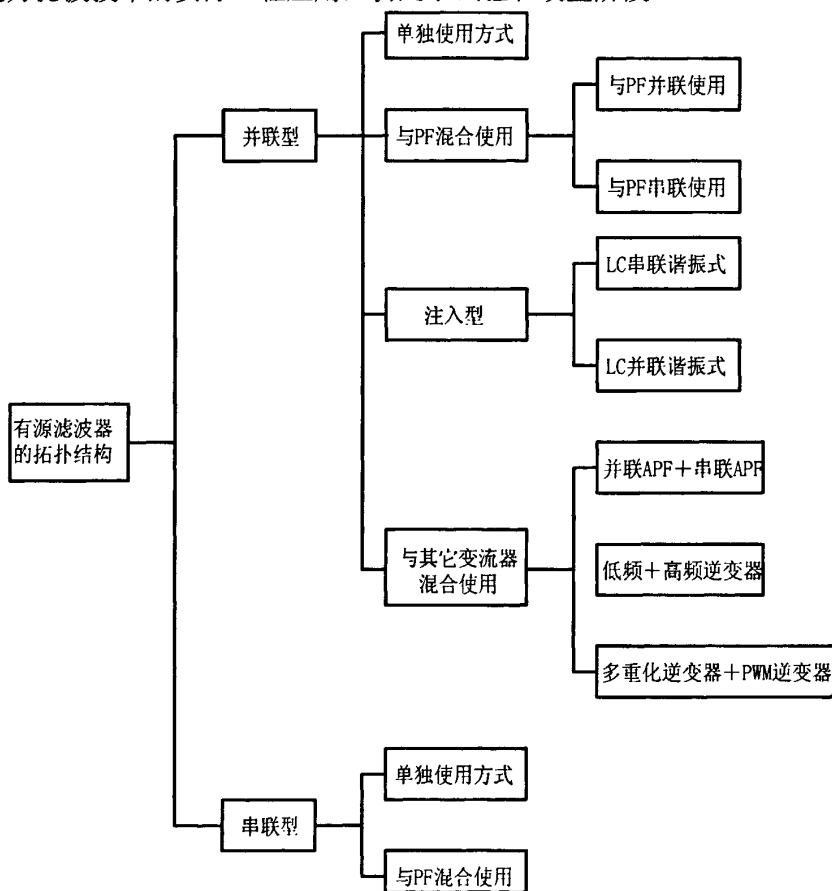


图 1.3 有源电力滤波器的拓扑结构

## 1.5 本文研究背景及各章节的安排

本课题组是在横向课题合肥铜冠铜材有限公司“谐波治理与无功补偿”一期项目和国家自然科学基金资助项目(60774043)的支持下,针对高频开关电源产生的电能质量问题,分析其产生电能质量问题的原因以及谐波和无功的含量,提出一种合理的解决方案,并研制出对应的电能质量调节装置以及工程应用。

论文的主要研究内容和后续各章节的内容安排如下:

第二章, 电能质量调节装置检测、控制方法及仿真。本章首先对目前最常用的谐波电流检测方法—基于瞬时无功功率理论的  $p$ 、 $q$  和  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法进行了说明, 指出了它们的不足, 提出采用一种改进的  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法, 并对数字低通滤波器进行优化, 将 ButterWorth 低通滤波器与均值滤波器串联组成新的数字低通滤波器, 仿真结果说明本文所使用方法的正确性。接下来对本文所提出的电能质量调节装置进行仿真研究, 讨论了谐波电流的几种跟踪控制策略, 采用三角波比较控制策略以及基于模糊 PI 的控制方法来实现补偿电流跟踪控制以及直流侧电压控制。仿真结果说明了这种方法的正确性。

第三章, 电能质量调节装置的研制。本文中的电能质量调节装置采用 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320LF28335 进行全数字控制。对整个电能质量调节装置的总体方案、主电路设计、控制系统设计以及电磁干扰等问题进行深入讨论, 提出了各个部分的设计准则, 并形成了一套电能质量调节系统。

第四章, 工程应用及经济、社会效益分析。本章结合合肥铜材铜冠有限公司的高频开关整流电源谐波抑制与无功补偿的实际例子, 以有源电力滤波器为例子, 在前面几章节的理论分析与设计基础上, 详细介绍了有源电力滤波器在低压系统中的应用, 并且分析了高频开关电源谐波及无功的含量, 并对通过投入有源电力滤波器所产生的经济、社会效益进行了分析, 说明通过使用有源电力滤波器进行谐波抑制与无功补偿的好处。

总结和展望。对本文所做的工作进行总结, 并对以后的工作进行展望。



## 第 2 章 电能质量调节装置检测及控制方法

近几年来,为了提高电能质量、减少谐波污染,出现了各种形式的有源电力滤波器(Active Power Filter—APF),这些装置虽然各有不同,但是它们的目的是相同的,即要求快速准确地补偿电网谐波以及基波无功电流。而有源电力滤波器要达到这样的效果,除了对谐波及无功电流的检测精度要求很高之外,另外一个很重要的因素就是控制策略是否合理。因此,如何使用合理的谐波电流检测方法以及控制策略以提高有源电力滤波器的补偿效果,是有源电力滤波器应用中非常重要的问题。

本章针对上述几个问题展开深入讨论。首先介绍了基于瞬时无功功率的  $i_p$ 、 $i_q$  和  $p$ 、 $q$  谐波电流检测方法,指出它们的缺陷,提出采用一种改进的  $i_p$ 、 $i_q$  检测方法,同时对数字低通滤波器进行优化,通过仿真来验证这种方法的合理性。接下来对无差拍控制、滞环比较控制和三角波比较控制这三种谐波电流跟踪控制策略进行比较,指出三角波比较控制策略相对于其他控制策略的优越性,并根据实际采用三角波比较控制策略。另外,本文使用了基于模糊 PI 的控制方法,实现了模糊控制和传统的 PI 控制的有机结合,使 APF 具有快速的动态响应速度和稳定的滤波效果,从而进一步完善和提高了 APF 的控制性能。同时,为了减小整个系统的复杂程度,通过对直流侧电压进行控制,减小系统的成本和损耗,仿真结果表明了这种直流侧电压控制原理的正确性,直流侧电压实时值能够快速达到设定值。最后通过搭建整个谐波治理与无功补偿系统的仿真模型来对本文所使用的检测方法和控制策略进行验证,仿真结果说明本文所采用检测方法和控制策略能够准确实时地检测谐波及无功电流、维持直流侧电压稳定、有效地降低谐波电流畸变率、提高功率因数。

### 2.1 改进的 ipiq 谐波电流检测方法

1983 年赤木泰文首先提出三相电路瞬时无功功率理论,后来该理论经过不断研究后逐步完善。最开始提出的理论称之为  $pq$  理论,是以瞬时有功功率  $p$  和瞬时无功功率  $q$  的定义为基础,不过这种方法主要的缺陷在于没有对相关的电流量进行定义。目前使用得最多的就是基于瞬时无功功率的  $p$ 、 $q$  和  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法<sup>[7]</sup>。

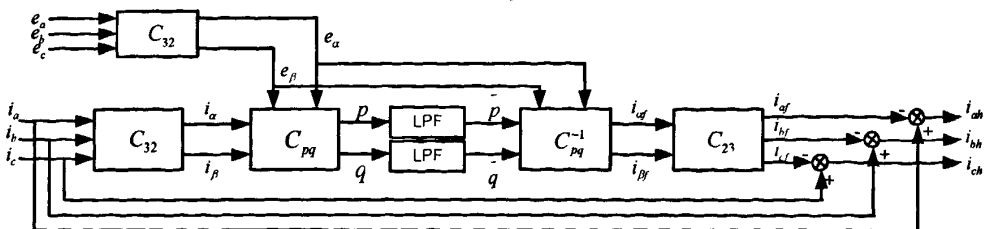


图 2.1  $p$ 、 $q$  运算方式的原理图

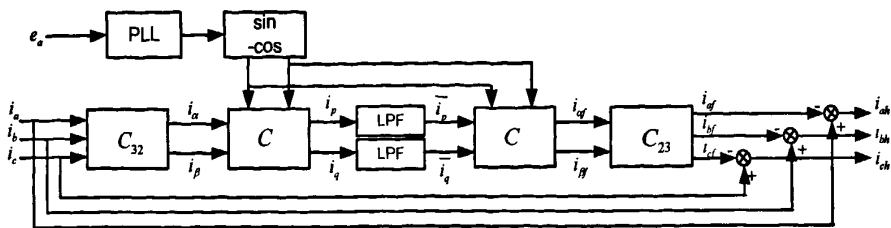


图 2.2  $i_p$ 、 $i_q$  运算方式

图2.1和图2.2分别为  $p$ 、 $q$  运算方式和  $i_p$ 、 $i_q$  运算方式的原理图，上述两种方法用模拟或者数字的方式都可以实现。当采用模拟电路实现时， $p$ 、 $q$  运算方式需要2个除法器 and 10个乘法器。而  $i_p$ 、 $i_q$  运算方式仅仅需要8个乘法器。为了提高检测精度，最好选用高性能的四象限模拟乘法器芯片。

由于  $i_p$ 、 $i_q$  算法具有很多优点，比如实时性好，运算简单等，是目前最为成熟，也是运用得最为广泛的检测算法，在很多工业场合都得到了广泛的应用。但是这种方法是建立在三相电路基础之上的，如果单相电路也需要进行这样的检测，则需要对  $i_p$ 、 $i_q$  算法进行必要的扩展，因此这种方法会显得比较繁琐。另外，由于  $i_p$ 、 $i_q$  是建立在  $p$ 、 $q$  理论的基础上的，但是在  $p$ 、 $q$  理论中，是为了方便计算瞬时有功和无功功率，才设计的三相向二相的变化。在使用  $i_p$ 、 $i_q$  法对瞬时谐波电流进行检测的时候，电压信号已经转换成幅值为单位长度的标准正弦波，相位和幅值的信息已经丢失，因此在  $i_p$ 、 $i_q$  算法里面瞬时有功无功功率  $p$ 、 $q$  也就毫无意义，所以在  $i_p$ 、 $i_q$  算法中三相至两相的坐标变换及其反变换也就显得多余<sup>[18,19]</sup>。

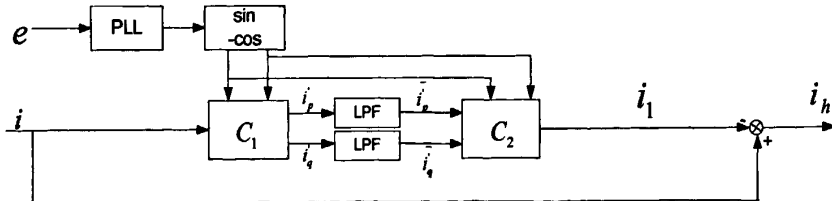


图 2.3 改进的  $i_p$ 、 $i_q$  法检测电网谐波电流框图

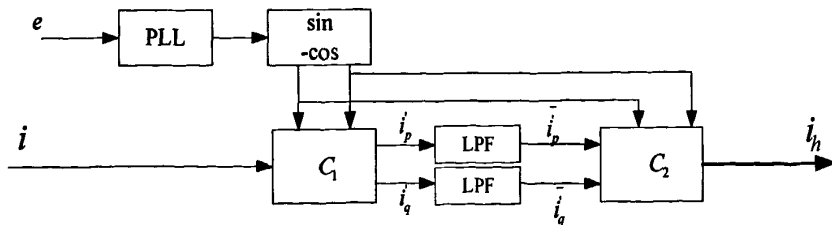


图 2.4 改进的  $i_p$ 、 $i_q$  方法检测任一次谐波的框图

针对上述问题，本文采用了一种改进的  $i_p$ 、 $i_q$  检测方法，在这种方法中，在三相坐标系下，我们同样可以将瞬时电流矢量分解为与电压矢量同步旋转和动态旋转分量两部分，这样既可以直接应用于三相四线制系统、单相和三相三线制系统，而且还省去了三相至两相及两相至三相的坐标变换，因此采用这种检测方法计算量将大大减小，同时还

可以检测任一次的谐波分量。图 2.3 及图 2.4 分别为改进的  $i_p$ 、 $i_q$  法检测电网谐波电流框图及改进的  $i_p$ 、 $i_q$  法检测任一次谐波的框图。

采用改进的  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法具有以下几个优点：

1) 各次谐波及基波瞬时电流的大小可以直接获取，特别适应于对各次谐波进行单独控制的场合。

2) 直接省去  $i_p$ 、 $i_q$  算法中三相到两相矩阵变换过程，计算量大为减少。

3) 应用于三相系统时检测的谐波包括所有的负序、零序和正序分量。而  $i_p$ 、 $i_q$  算法中负序分量和零序分量要重新计算。

4) 这种方法是建立在单相谐波电流检测的基础上，因此能够直接应用在三相四线制系统、单相和三相三线制系统。

## 2.2 数字低通滤波器的优化设计

在改进的  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法中，数字低通滤波器(LPF)是非常重要的，低通滤波器的性能好坏决定着有源滤波器(APF)能否精确地检测以及实时跟踪被补偿的谐波电流，并最终影响到有源滤波器的补偿效果。所以低通滤波器的设计就显得非常重要。

目前用得比较多的数字低通滤波器主要有两种，ButterWorth滤波器和均值滤波器，单独采用任何一种滤波器，都会有一定的缺陷。如果仅采用ButterWorth滤波器，无法同时满足动态响应速度和检测精度的要求；如果仅采用均值滤波器，虽然在基波电流不变的情况下，这种方法具有理想的动态响应速度和检测精度，但是，如果基波电流一旦变化，将会对检测结果产生很大的影响。综合考虑这2种滤波器的特点，本文对低通滤波器进行优化设计，把均值滤波器和ButterWorth低通滤波器串联组成一种新型的数字低通滤波器，把这种形式的滤波器作为改进的  $i_p$ 、 $i_q$  算法检测瞬时谐波电流的数字低通滤波器<sup>[20]</sup>。同时，为了加快检测系统的动态响应速度，在这种新型的滤波器中的ButterWorth低通滤波器阶数为2阶。

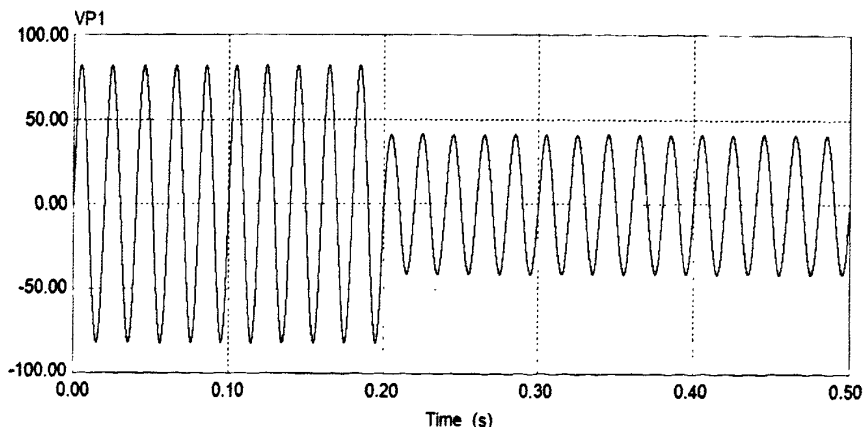


图 2.5 基波电流检测结果

图2.5为采用这种优化的数字低通滤波器对基波电流的仿真检测结果。检测信号为： $x(t) = 4 + 100\sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) + 2\sin(2\pi \cdot 100 \cdot t)$ （图2.6以及图2.7所使用的检测信号与图2.5使用的检测信号相同）。在 $t=0.2s$ 的时候基波电流突然减半变为： $x(t) = 4 + 50\sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) + 2\sin(2\pi \cdot 100 \cdot t)$ 。通过仿真图可以看出，优化后的数字低通滤波器有利于对基波电流进行闭环控制。

在有源滤波器的实际工程应用中，需要把各次谐波电流都检测出来，并且分别进行控制。由于2次谐波离基波最近，因此，检测难度也是最大的，因此在本文中把2次谐波电流的检测作为例子来进行讨论。图2.6是在假设基波电流突变的情况下，采用优化的数字低通滤波器对2次谐波电流的仿真检测结果。从仿真结果可以看出，优化后的数字低通滤波器输出交流纹波基本接近于零，输出信号波动范围也非常小，有利于对谐波电流进行闭环控制。

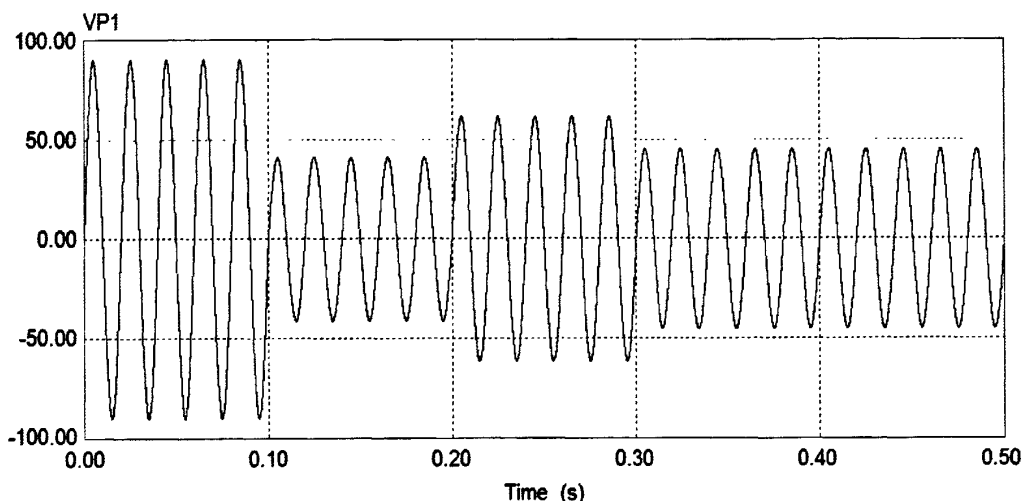


图 2.6 2 次谐波检测结果（基波电流突变）

图2.7是在假设2次谐波电流突变的情况下，采用优化的数字低通滤波器对2次谐波电流的仿真检测结果。由图2.7可以知道，在这种情况下，信号检测结果的输出波形比较理想。

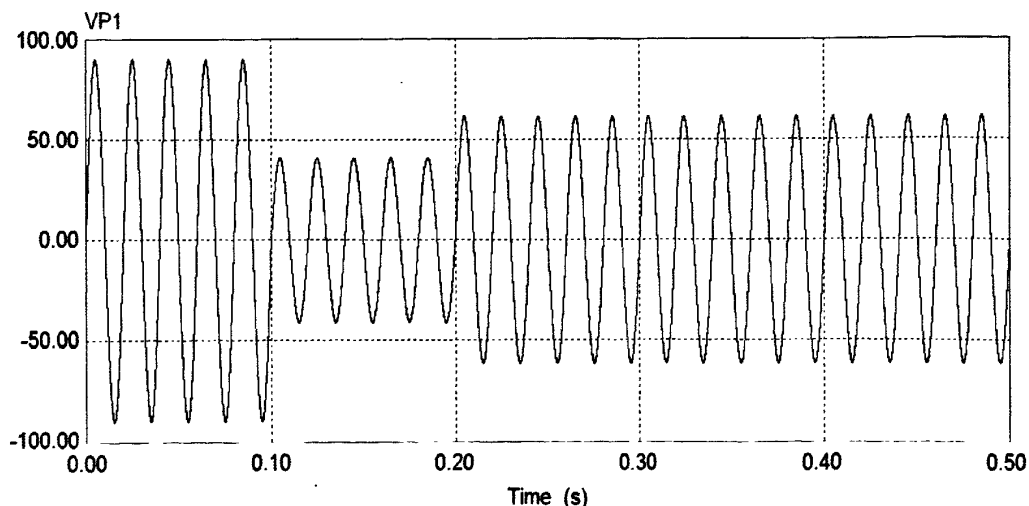


图 2.7 2 次谐波检测结果（2 次谐波突变）

## 2.3 电能质量调节装置控制策略的研究

根据上一节讨论的改进的  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法，本文采用这种方法来对负载产生的谐波及无功电流进行检测，接着就需要对有源电力滤波器（APF）进行合理的控制，使 APF 的输出谐波及基波无功电流跟踪目标电流，以达到降低谐波畸变率、提高功率因数的目的。

### 2.3.1 电能质量调节装置控制策略概述

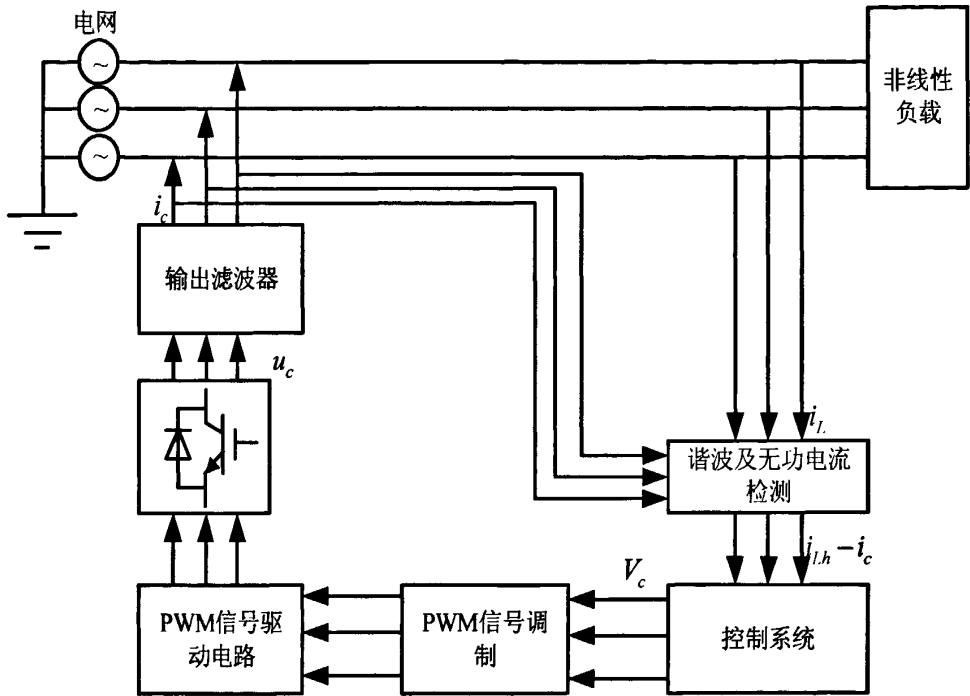


图 2.8 有源电力滤波器控制框图

图 2.8 为有源电力滤波器（APF）控制框图。有源电力滤波器（APF）的控制有广义控制法和狭义控制法两种说法。广义控制法是将检测谐波电流开始到将所补偿的谐波电流注入电网，把这一部分作为一个大的控制系统，并通过研究这个系统和负载电流所存在的关系来选择控制方法，比如说在有的文献中，一些有源滤波器采用的控制方法为电源电流控制方法、负载电流控制方法以及这两者相结合的复合控制方法<sup>[21-24]</sup>；另外一种狭义的控制法，狭义控制法仅仅是指有源电力滤波器的谐波及无功电流控制方法，也就是如图 2.8 中所示的控制系统环节，有源滤波器的补偿电流控制基本上是在这一个环节实现的。有源滤波器实时检测到滤波器发出及负载侧产生的谐波及无功电流  $i_c$  和  $i_{Lh}$ ，将两者进行相减后得到误差信号后经过控制系统进行控制后进行 PWM 信号调制得到三角波调制信号，再经过 PWM 信号驱动电路驱动 IGBT，最后经过输出滤波器后注入电网，进行谐波抑制与无功补偿。本文所研究的控制策略实际上就是狭义的控制法。目前关于这一方面的研究主要针对经典控制理论中比例 P 或比例积分 PI 调节器<sup>[25]</sup>，比例 P 或比例 PI 调节器的最终目的就是为了解实现无差调节，也就是为了达到谐波电流跟

踪的稳态误差为 0。但事实上，电力系统是一个非线性的、动态的系统，仅通过比例 P 或者比例积分 PI 调节器进行控制，滤波效果可能不会太理想，因此许多新的控制方法正在不断的研究中<sup>[26-28]</sup>。

对于 PWM 信号的调制也有两种方式：电压调制方式和电流调制方式。电压调制方式通过逆变器电路方程来确定对应的电压或电压空间矢量和电流误差之间的关系，包括电压空间矢量调制（Space Vector Modulation—SVM）方法以及其它的载波调制方法，目前用得最多的就是电压空间矢量和三角波调制法；通过对逆变器电路方程的分析也可以得到电流调制方式，但是和载波调制方式一样，它只能对单相或三相进行独立处理，因此并不要求通过电流误差的状态获得逆变器输出电压矢量，而是直接得到各相独立的开关模式，广泛应用于有源电力滤波器领域。由于本文都是针对谐波电流来获取参考信号以及实现控制目标，因此本文采用的 PWM 调制方式为电流调制方式。不管是电压调制方式还是电流调制方式，它们的最终目的都是为了使有源电力滤波器能够实时地、动态地进行谐波治理和无功补偿，所以从大的方面来讲，PWM 信号的调制实际上也是属于有源电力滤波器谐波电流控制技术的一个环节。目前在各种文献中报道的有源电力滤波器的 PWM 信号调制方法有很多种，但已被实践证明为效果较好、且已被许多实际运行的有源电力滤波器所采用的 PWM 信号调制技术主要有以下三种：无差拍控制、滞环比较控制和三角波比较控制<sup>[29]</sup>。在上述的这三种控制方法中，因为三角波比较控制具有系统硬件要求较低、谐波电流的响应速度更快、逆变器开关频率固定、输出电压中不含特定频率的谐波分量、产生的开关谐波易于滤除等优点，所以，本文所研制的有源电力滤波器采用这种电流跟踪控制策略<sup>[30]</sup>。

随着电力电子技术和控制技术的飞速发展，现代控制理论在有源滤波技术中得到了广泛应用，如单周控制、滑模控制、重复控制、预测控制、模糊控制以及人工神经网络控制等有源滤波器控制方案的研究也正在兴起。

### 2.3.2 基于模糊 PI (Fuzzy-PI) 的控制算法

在有源滤波器中的控制部分应该是包括了两个部分：PWM 信号的调制以及谐波及无功电流的控制。在 3.2.1 节中主要是对 PWM 信号的调制进行了说明，接下来就对谐波及无功电流的控制进行研究。

常规的 PI 控制具有很多优点，比如说易于实际工程实现、稳定性好以及结构简单等。但是这种方法非常依赖所控制对象的模型参数，而且其鲁棒性不好，如果对一个复杂的系统进行控制，比如大电网控制系统，机器人控制等，由于受到其参数的变化以及其它因素如非线性等的影响，会使得常规 PI 控制无法达到预期的效果。最近几十年来，模糊控制在控制领域中的研究已取得了重大的突破<sup>[31-33]</sup>。通过将模糊控制和常规 PI 控制有机地结合在一起，既兼顾了它们的优点，又弥补它们的缺点，对于电力系统这种非线性负荷来说，是一种很好的控制方案。

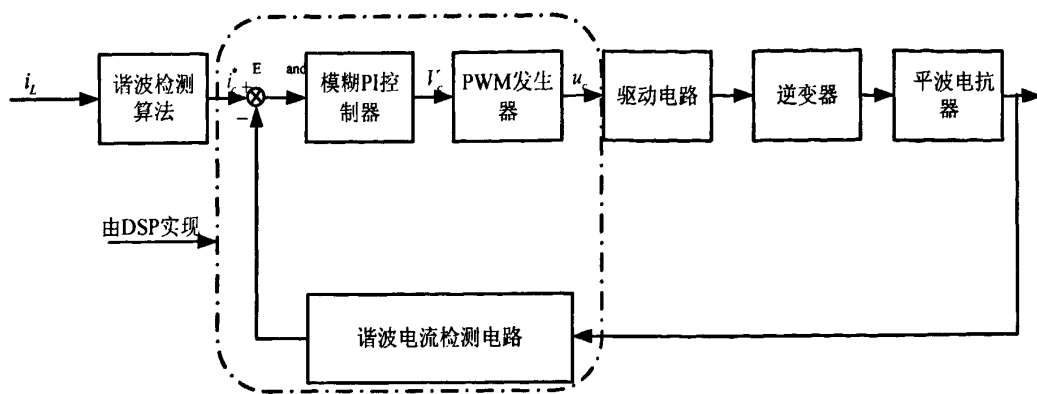


图 2.9 有源滤波系统控制框图

通过对常规控制方法的分析，考虑到有源电力滤波器控制的特点，本文采用了模糊 PI (Fuzzy-PI) 控制方法，对系统的各种不同运行情况具有更快的响应速度与更强的适应性，系统控制方框图如图 2.9 所示。通过检测到有源滤波器实际发出的谐波补偿电流  $i_c$ ，与检测到的负载谐波电流，也就是设定值  $i_c^*$  相比较，得到偏差信号 E 和偏差变化率 EC，再经过控制器进行控制后，通过三角波 PWM 调制得到调制信号，通过 DSP 处理得到 PWM 调制信号，最后由逆变器发出实时控制量  $u_c$ ，经平波电抗器滤除高频毛刺后投入电网。

对应图 2.9 的模糊 PI 控制器，也就是应用于本文中的模糊 PI 控制器结构如图 2.10 所示。首先根据模糊数学的理论和方法，将操作人员的调整经验和知识总结成为 IF (条件) THEN (结果) 形式的模糊规则，并把这些模糊规则及相关信息 (如初始的 PI 参数) 存入计算机中。根据 APF 的响应情况，计算出采样时刻谐波电流与其给定量的偏差 e 及偏差的变化率 ec，输入控制器，运用模糊推理，进行模糊运算，即可得到该时刻的  $\Delta K_p$ 、 $\Delta K_i$ ，实现 PI 参数的最佳调整。Fuzzy-PI 控制器主要由模糊化、模糊推理、去模糊化 3 部分组成。在文献 29 中对 Fuzzy-PI 控制器的设计及实现进行了非常详细的说明。

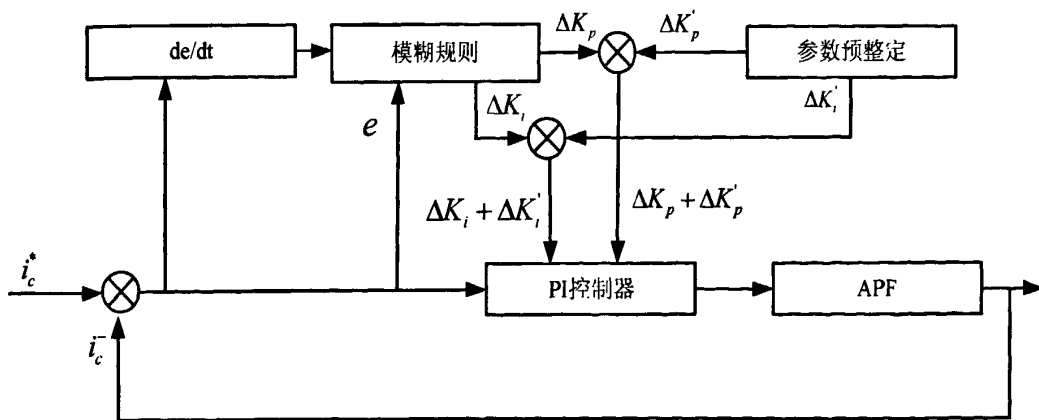


图 2.10 Fuzzy-PI 控制器框图

### 2.3.3 控制策略的验证

本文通过 PSIM6.0 软件建立相应的仿真模型，并得到基于模糊 PI 控制的有源滤波

器仿真结果,如图 2.12 所示。在图 2.12 中, I1 为未投入有源滤波器前电网电流波形,谐波电流总畸变率为 22.8%,其对应的频谱图如图 2.13 所示,由图可知,主要的谐波电流为 2 次、5 次、7 次,分别占基波电流的 16%、4.1%、10.7%。I2 为采用常规 PI 控制的有源滤波器投入后的电网电流波形,总的谐波畸变率降到了 7.3%,其对应的频谱图如图 2.14 所示,由仿真结果图可以知道,2 次、5 次和 7 次谐波都得到了一定程度的抑制,分别降到了基波的 2.1%、6.4%、3.2%。I3 为采用基于模糊 PI 控制的有源滤波器投入后电网电流波形,总的谐波畸变率为 2.7%,其对应的频谱图如图 2.15 所示。由仿真结果可以知道,所有频段的谐波含量都显著降低,由此可知采用基于模糊 PI 控制的有源滤波器滤波效果是非常明显的。

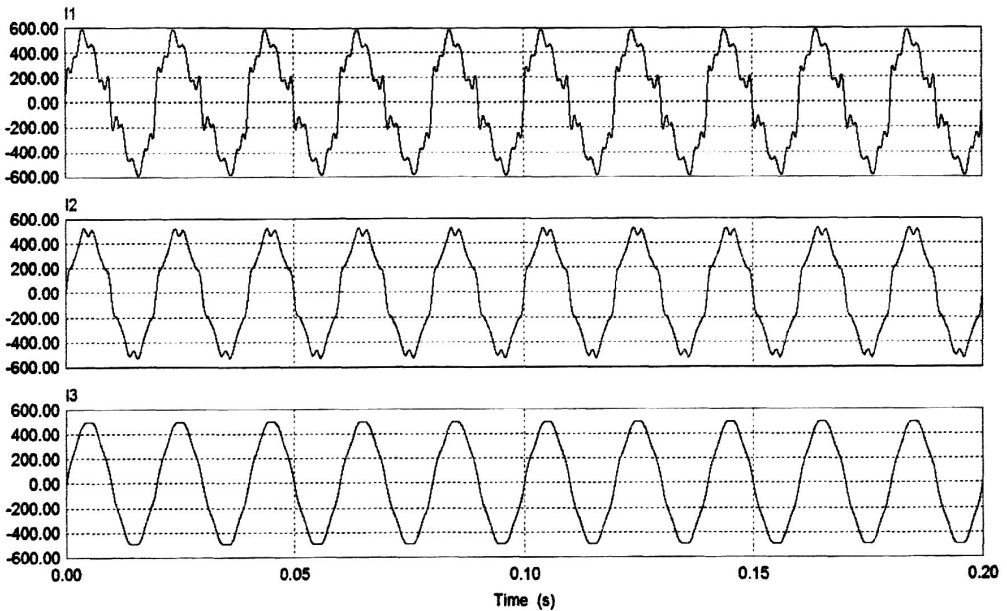


图 2.11 APF 的仿真波形图

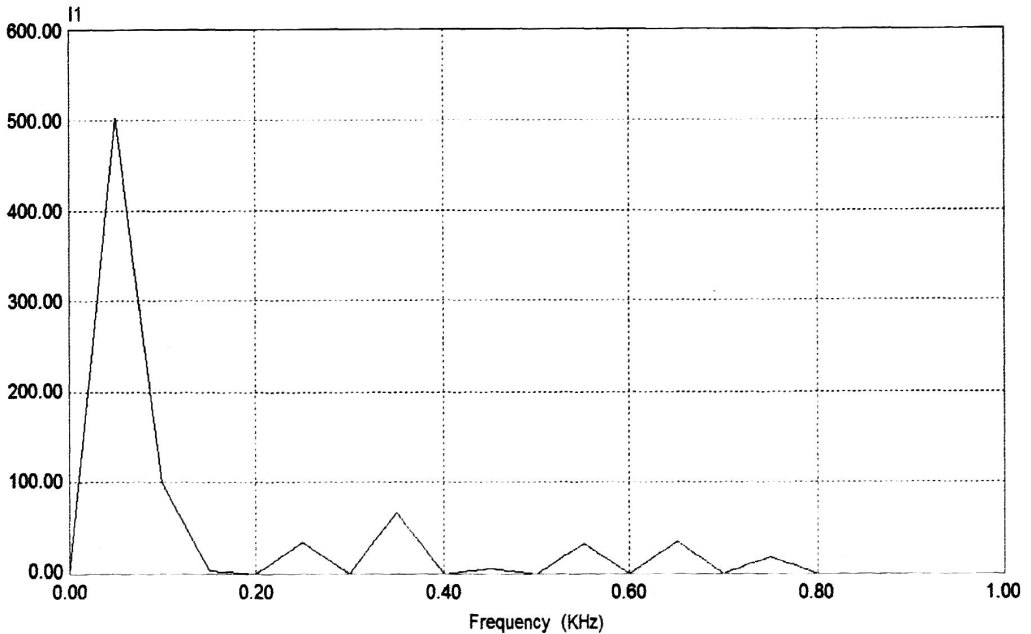


图 2.12 补偿前电网电流的频谱图



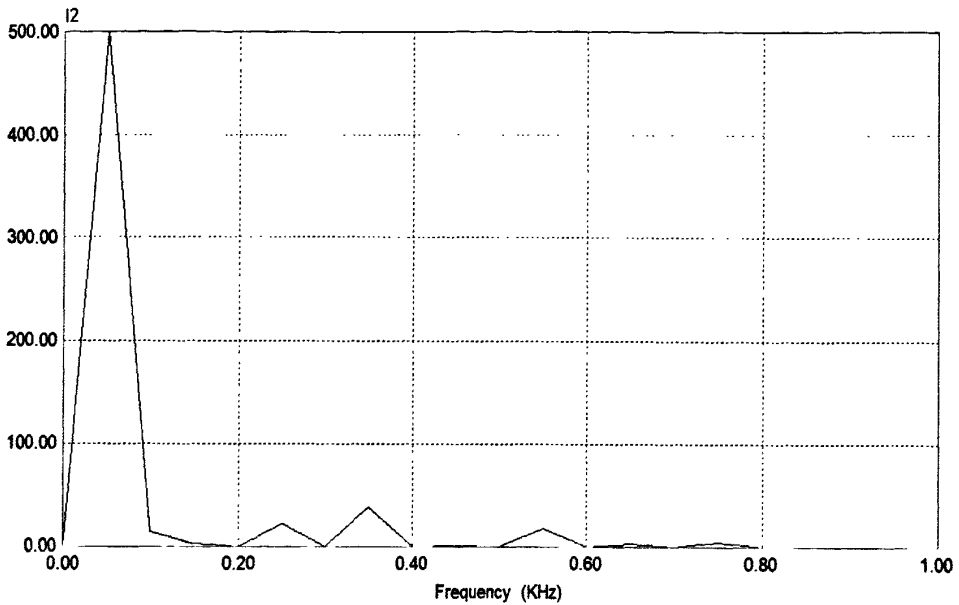


图 2.13 采用传统控制的有源滤波器投入后的电网电流的频谱图

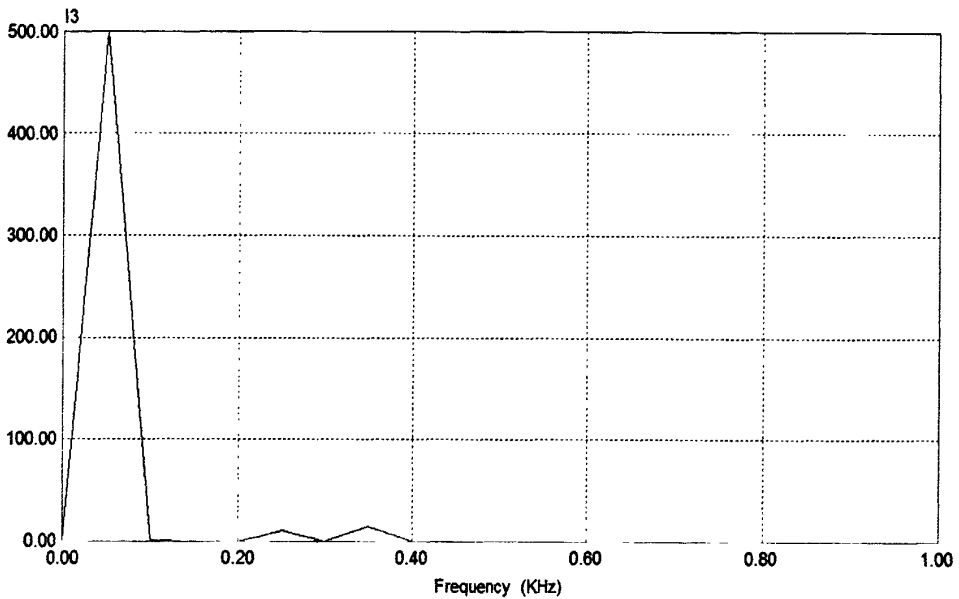


图 2.14 采用基于模糊 PI 控制的有源滤波器投入后的电网电流的频谱图

通过以上仿真对比图可得知，有源滤波器电流控制采用基于模糊 PI 的控制方法与采用常规 PI 控制方法相比，在前者控制方法下谐波治理效果更好，控制精度更高，响应速度更快。

## 2.4 系统仿真及结论

通过 2.1~2.3 小节的理论分析与仿真，本文对谐波电流检测方法以及谐波电流跟踪控制策略进行了深入地分析，并采用改进的  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法以及基于模糊 PI 的控制策略。下面通过搭建有源电力滤波器的相关仿真模型来对这种检测方法和控制策略进行验证。

### 2.4.1 直流侧电压控制原理

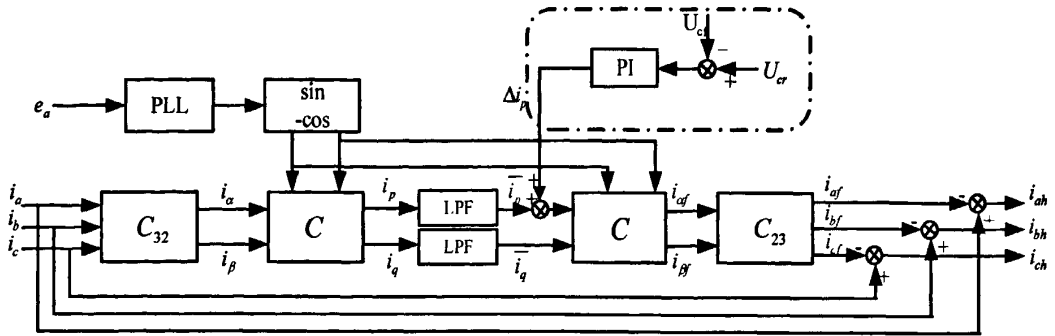


图 2.15 包括直流侧电压控制环节的指令电流运算电路

直流侧电压是有源电力滤波器中非常重要的部分，直流侧电压是否稳定决定了输出谐波及无功电流是否稳定，直接影响到谐波和无功的治理。对直流侧电压进行控制的传统方法是，通过一个不可控的三相全桥整流桥为直流侧电压提供一个直流电源。这种方法虽然能够达到控制直流侧电容电压的目的，但是需要另设一套电路，增加了整个系统的复杂程度，系统的成本、损耗等也会相应增加。而且通过对有源电力滤波器的主电路进行适当地控制就可以对直流侧电压进行正确地控制，在这种情况下，传统方法更没有存在的必要。事实上，现在已经不采用这种方法<sup>[7]</sup>。

对直流侧电压  $U_c$  的控制是由图2.15指令电流运算电路中点划线框内的部分结合补偿电流发生电路实现的。图中， $U_{cr}$  是  $U_c$  的给定值， $U_{cf}$  是  $U_c$  的反馈值，两者的差值经过PI调节器后得到超调信号  $\Delta i_p$ ，它和瞬时有功电流的直流分量  $\bar{i}_p$  进行叠加，经过计算后，在指令信号  $i_c^*$  中包含有一定的基波有功电流，补偿电流发生电路根据  $i_c^*$  产生补偿电流  $i_c$  注入电网，使得有源电力滤波器的补偿电流中包含一定的基波有功电流分量，从而使有源电力滤波器的直流侧与交流侧交换能量，将  $U_c$  调节至给定值。

### 2.4.2 直流侧电压控制仿真

为了使直流侧电压稳定，必须弄清楚以下几个问题：1、电网、电感和电容能量是如何交换的？2、谐波是否做功？3、有源电力滤波器中开关器件是如何工作的？下面本文就结合仿真图就这几个问题进行讨论。

图2.16为只控制直流侧电压的PSIM仿真图，四个IGBT开关管组成一个H桥逆变电路，用于直流侧和交流侧之间的能量转换。直流侧有一个大电容用以支撑直流侧电压，逆变电路的交流侧通过一个平波电抗器接入单相电网，平波电抗器的作用在于滤除高频的开关谐波，同时也可以起到能量交换的作用。电压传感器检测到直流侧电压，与给定值比较后得到一个差值，将这个差值经过PI控制和限幅电路后进行三角波PWM调制得到IGBT的开关信号以驱动IGBT工作，从而保持直流侧电压的稳定。PSIM(Power Simulator)是一款专门的电力电子仿真软件，里面有很多电力电子主电路及控制模块，能够很方便地进行电力电子类的仿真。

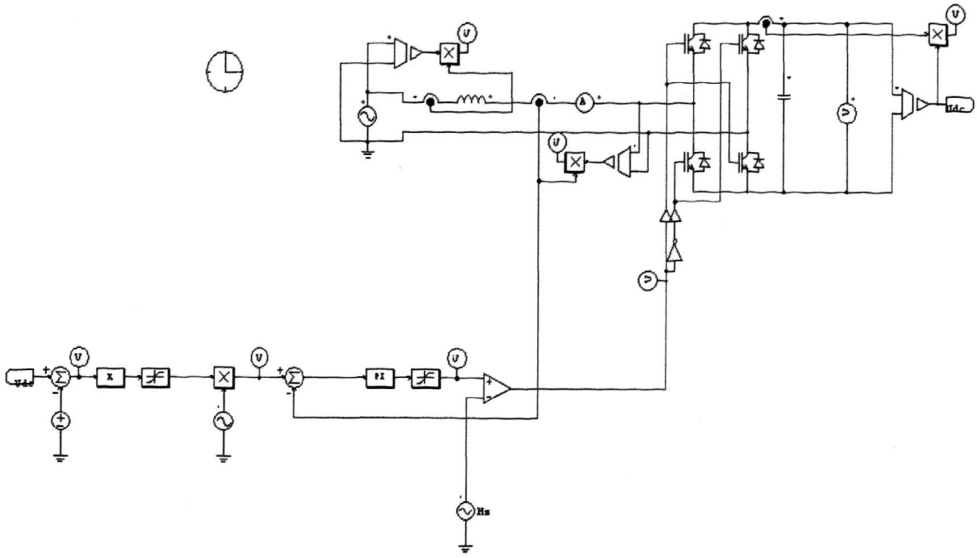


图 2.16 只控制直流侧电压仿真图

电容上储存的是能量来自于电网发出的有功，电感上储存较大的有功及很小量的无功。这一点与一般不含整流电路的电路不同。一般交流电路中电容不消耗能量，其能量是周期性变化，储存的总能量为 0。如图 2.17 所示，在电容器由初始电压升压至目标电压的过程中，由于电感和电容的能量能够储存和释放，通过 IGBT 和二极管进行能量交换。电容和电感均吸收能量，也释放能量。在充电过程中，总的来说电容吸收电网发出的有功，同时电感也吸收电网有功和无功，电容和电感均储存能量。整个充电过程，总的来说电网发出大量的有功和很小量的无功，电容吸收有功，电感吸收较大的有功和少量的无功。

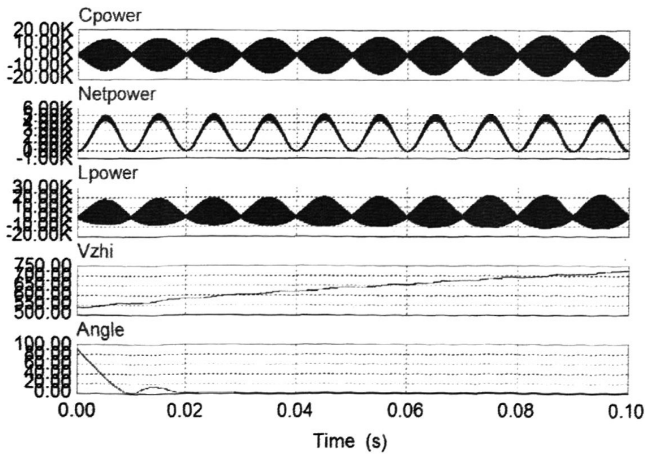


图 2.17 电容充电过程

电网功率：2373w，电容器功率：1665w，电感功率：708w， $2373=1665+708$ 。符合能量平衡原理。

充电达到接近目标电压后，如图 2.18 所示。由于电感具有续流的性质，电网，电感，电容三者之间一直处于能量交换，电网与电感之间交换有功和无功，电感与电容之间交换有功。其实质是，电网通过电感与电容之间进行有功交换，无功只在电网与电感之间交换。但交换的有功很小，所以直流侧电压只是近似稳定，并有很小的周期性的波动(只

有 0.1 级的电压波动)。直流侧电容波动, 导致电网供能波动。如果直流侧电压控制达到绝对理想的话, 应该没有有功交换, 仅有无功交换。

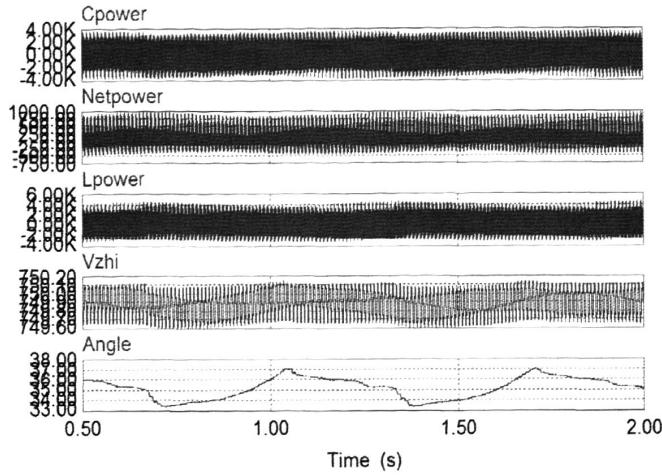


图 2.18 电容电压稳定后

电网功率: 151w, 电容器功率: 149w, 电感功率: 2w, 151=149+2。符合能量平衡原理。

由以上分析可知, 如果将电路中的电感改为电阻, 则不能对电容进行充电。只让APF逆变发出谐波, 则电容电压将降低, 电容器有功降低, 可见APF发出谐波消耗了电容器的有功, 所以谐波可以做功。

由上面的分析可得知, 直流侧电压可以维持稳定。开关器件IGBT是如何工作以使得直流侧电压稳定? 本文就这个问题进行了深入分析。

图 2.16 为有源电力滤波器单相原理图, 图中 IGBT 依次标号为 1, 2, 3, 4。下面解释 APF 工作原理。

假设  $t_1$  时刻, 1 号和 4 号 IGBT 控制脉冲为高电平且 1, 4 号处于开通状态。则电容器通过 1, 4 号 IGBT 放电, 到了  $t_2$  时刻, 2, 3 号 IGBT 的控制脉冲变为高电平, 1, 4 号 IGBT 关断。由于电感电流不能突变, 故此时 2, 3 号 IGBT 暂时不能开通, 电感通过 2, 3 号 IGBT 的并联二极管续流, 则此时电容器为充电状态。直至电感电流降至 0, 2, 3 号 IGBT 才开通。电容器通过 2, 3 号 IGBT 放电。到  $t_3$  时刻, 1, 4 号 IGBT 控制脉冲变为高电平, 2, 3 号 IGBT 关断。由于电感续流, 1, 4 号 IGBT 不能立即开通, 通过 1, 4 号 IGBT 的并联二极管续流, 对电容器进行充电。直至电感器电流为 0 后, 1, 4 号 IGBT 才开通。

通过以上循环过程, 使电容器一直处于充电和放电过程, 得以使其在升压阶段, 能够从电网得到能量使其电压升高, 在稳定后同样能保持电压恒定。

### 2.4.3 整个系统仿真

有源电力滤波器结构图如图2.20所示, 模拟的负载为呈感性的阻感负载三相全桥可控整流。 $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  为电网输入电流,  $i_{La}$ 、 $i_{Lb}$ 、 $i_{Lc}$  为负载侧电流,  $i_{ca}$ 、 $i_{cb}$ 、 $i_{cc}$  为有源电力滤波器输出电流。 $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$  为有源电力滤波器输出平波电抗器, 均为  $0.2mH$ , 直

流侧电容 $C=10000\mu F$ （电抗器和电容参数在第三章会进行详细地说明）。

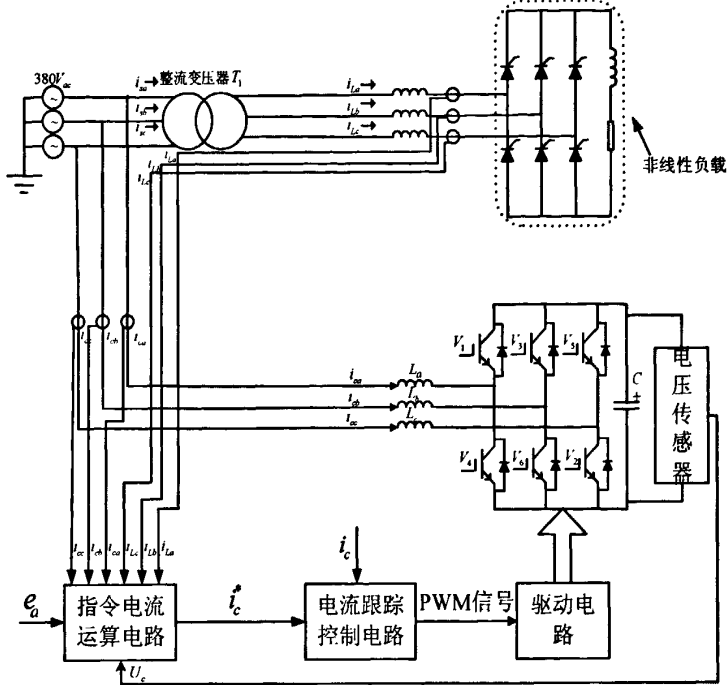


图 2.19 有源电力滤波器系统图

根据图2.19所示的系统图，本文利用PSIM6.0搭建整个仿真模型，图2.20为谐波治理与无功补偿的整体仿真模型。有源电力滤波器在系统运行0.1秒后接入电网进行谐波治理。直流侧电压设定值为537V，在有源电力滤波器未投运以前，电网的谐波畸变率为22%，在有源电力滤波器投运以后，谐波畸变率降至2%左右，同时，直流侧电压稳定在537V左右，电压波动范围在536.8V-537.2V之间，直流侧电压很稳定。

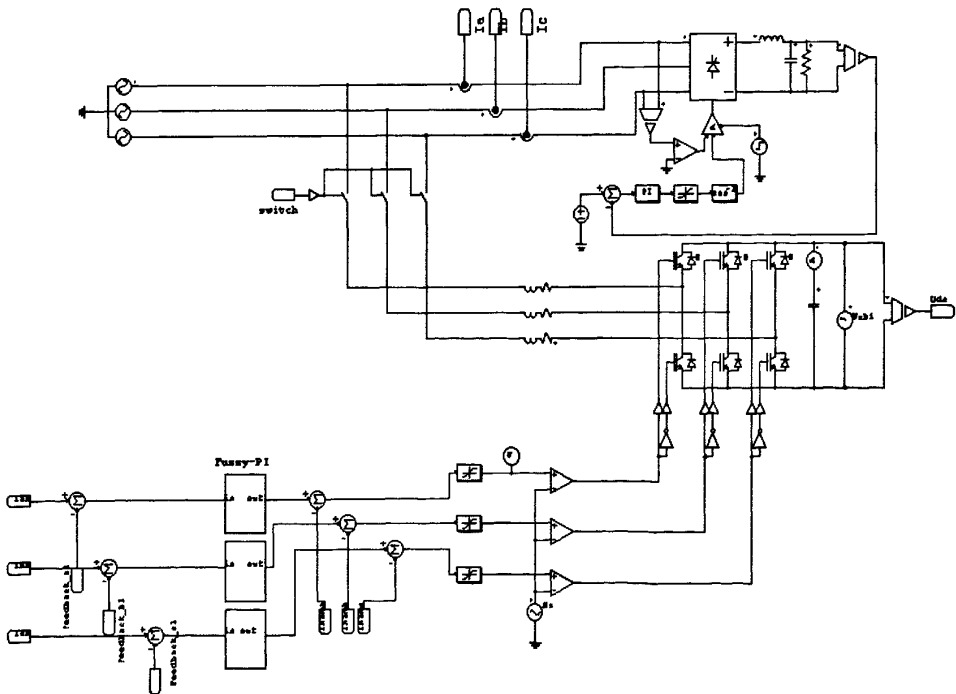


图 2.20 谐波治理与无功补偿整体仿真模型

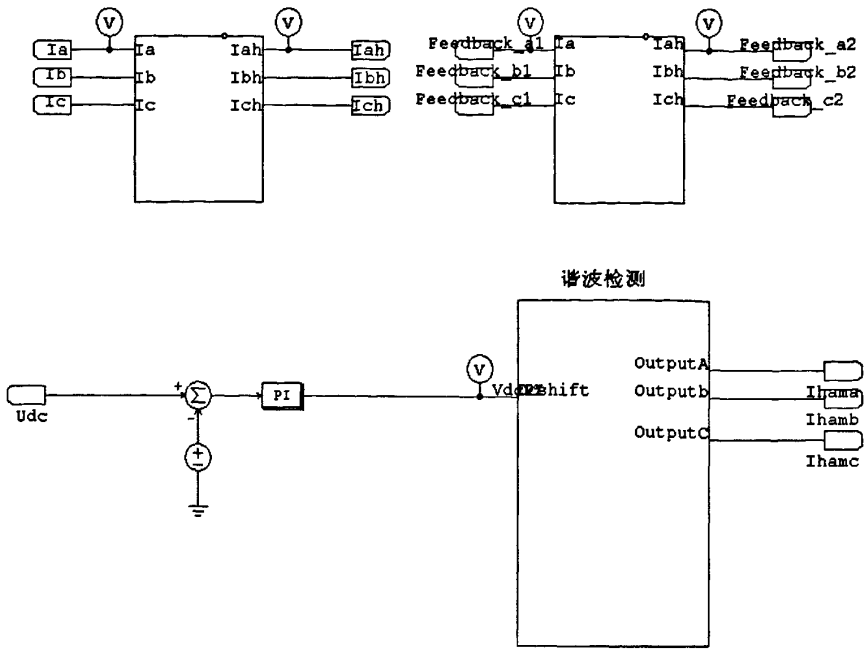


图 2.21 谐波电流检测框图

d轴出来为无功电流, p为有功电流, 跟IpIq相反, 主要是矩阵不同

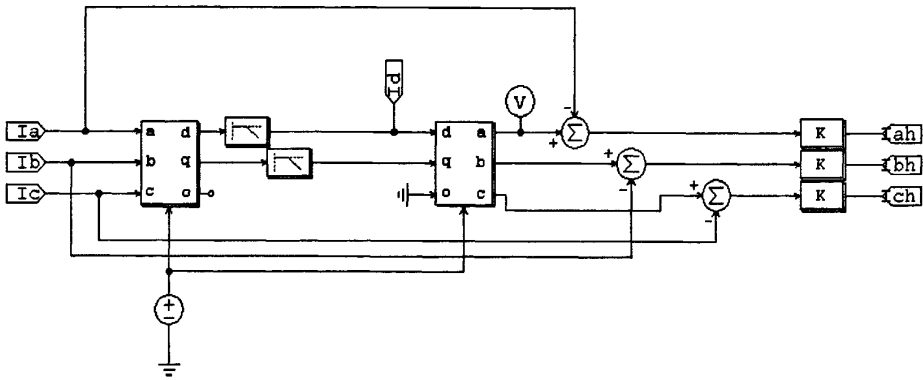


图 2.22 p、q 变换仿真图

d轴出来为无功电流, p为有功电流, 跟IpIq相反, 主要是矩阵不同

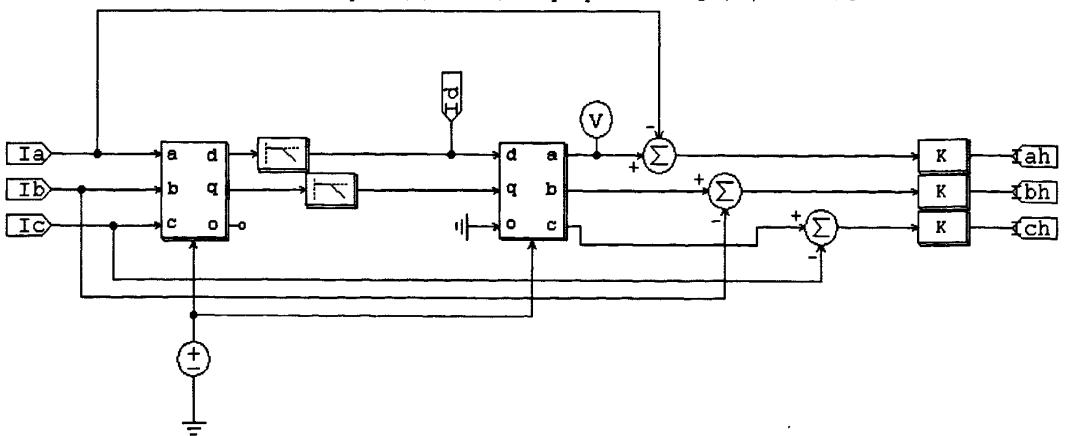


图 2.23 p、q 反变换仿真图

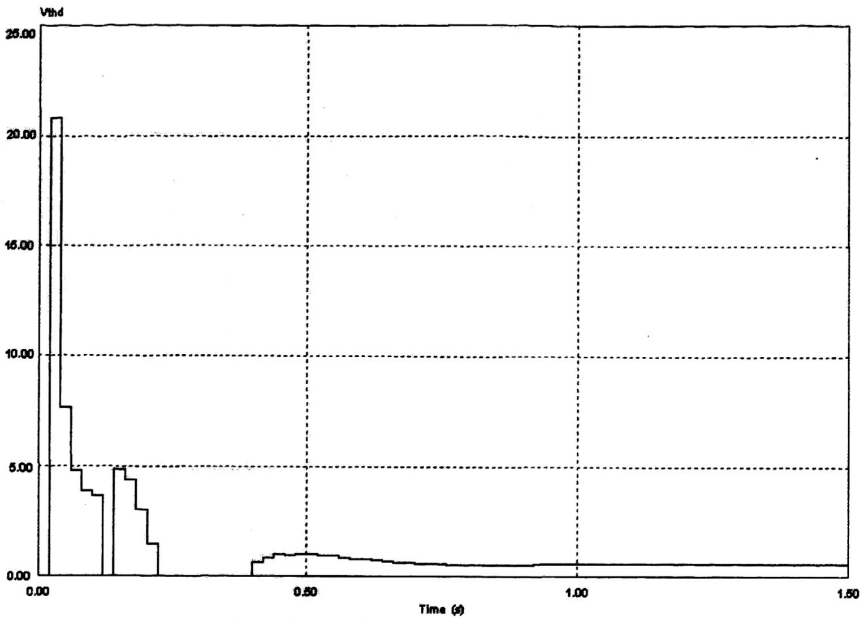


图 2.24 有源电力滤波器投入前后谐波畸变率变化图

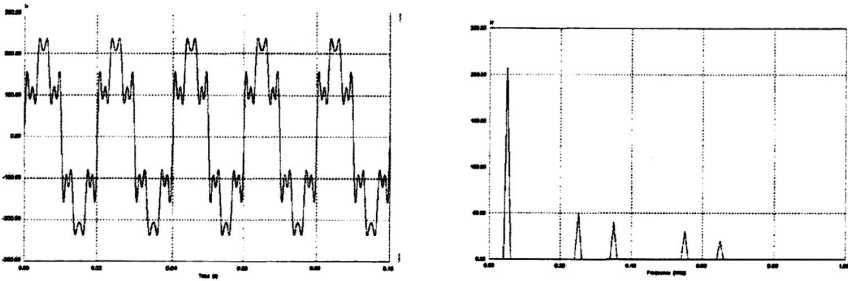


图 2.25 有源电力滤波器投入前电网电流波形及频谱图

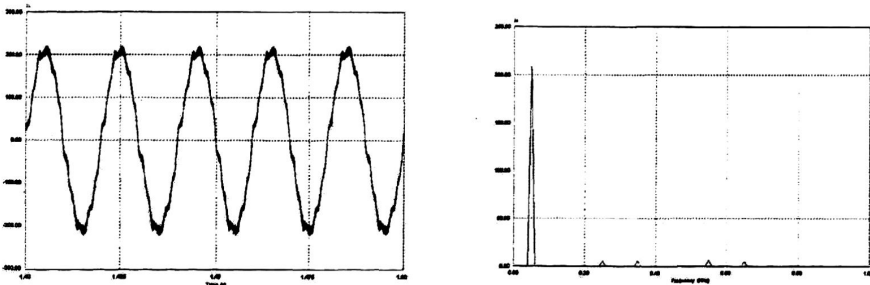


图 2.26 有源电力滤波器投入后电网电流波形及频谱图

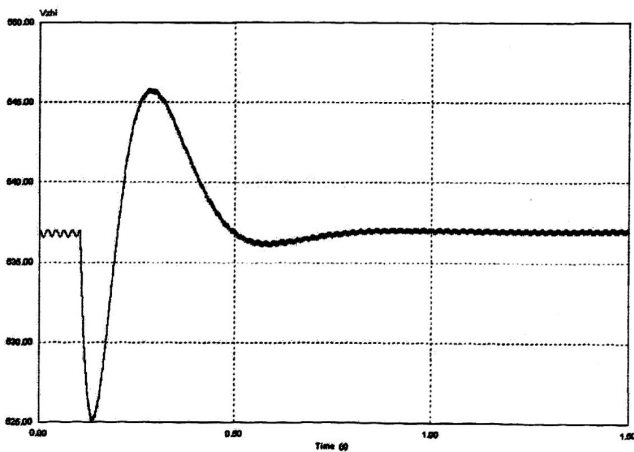


图 2.27 直流侧电压波形图

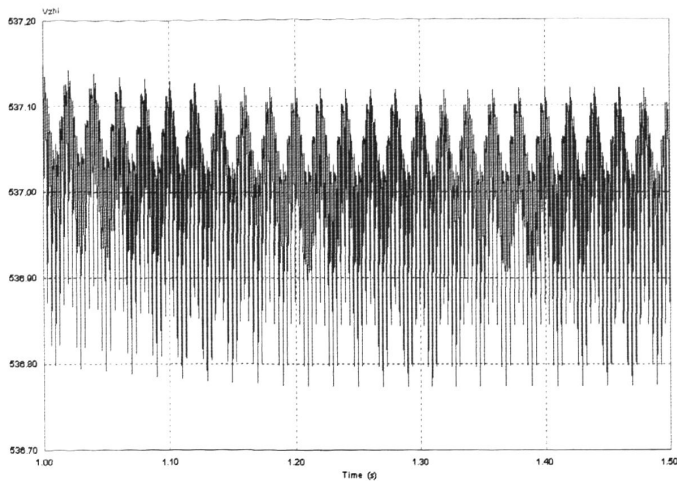


图 2.28 系统稳定运行后直流侧电压波形图

图2.20为谐波治理与无功补偿的整体仿真图，非线性负载为六脉波可控整流，用于产生谐波及无功问题，电流传感器将负载及有源滤波器发出的谐波电流检测出来，两者进行比较后得到偏差信号，经过模糊PI控制器后与直流侧电压的偏差信号（直流侧电压的偏差信号是由电压传感器检测到直流侧电压后与给定值进行比较得到的）进行叠加，再经过限幅电路后进行三角波调制，最终产生IGBT的开关信号驱动IGBT工作以进行谐波治理与无功补偿。图2.21~图2.23为谐波电流及直流侧电压检测框图，用于检测出需要补偿的谐波电流和需要控制的直流侧电压。图2.24为投入有源电力滤波器前后电网谐波畸变率的变化情况，在投入有源电力滤波器进行谐波治理之前，电网谐波电流的畸变率为22%左右，在有源电力滤波器接入电网后，电网谐波电流的畸变率大为减小，降低至2%左右。图2.25和图2.26为投入有源滤波器前后电网电流的波形图和频谱图，电网中的谐波电流主要是5、7、11、13次谐波电流，有源滤波器投入电网后，5、7、11、13次的谐波电流明显减小，滤波效果明显。图2.27和图2.28为有源滤波器工作时的直流侧电压波形，从波形中可以看出，直流侧电压很稳定，电压波动率接近0%，并且直流侧电压能够快速稳定在设定值。

## 2.5 本章小结

本章首先对目前最常用的谐波电流检测方法—基于瞬时无功功率理论的  $p$ 、 $q$  和  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法进行了说明，指出了它们的不足，提出采用一种改进的  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法，并对数字低通滤波器进行优化，将ButterWorth低通滤波器与均值滤波器串联组成新的数字低通滤波器，并且通过仿真来进行验证，仿真结果说明本文所使用的这种改进的  $i_p$ 、 $i_q$  谐波电流检测方法的正确性。

接下来讨论了目前常用的电流控制策略，常用的控制策略有无差拍控制、滞环比较控制和三角波比较控制等几种控制策略，通过比较后本文采用三角波比较控制这种控制策略；使用了基于模糊PI(Fuzzy-PI)的控制策略，实现了模糊和常规PI控制的有机结合，



从而使得有源滤波器具有良好的滤波效果以及快速的动态响应速度，进一步完善和提高了 APF 的控制性能；分析了直流侧电压控制的原理；最后通过搭建整个谐波治理与无功补偿系统来验证本文所采用的检测方法和控制策略的正确性。通过仿真结果可以得知，直流侧电压控制使得直流侧电压快速稳定在设定值，同时电网谐波电流畸变率大大降低，能够达到谐波治理的要求。

### 第3章 电能质量调节装置的研制

随着电网中的非线性负载逐渐增多,电网中的谐波污染越来越严重,谐波治理问题日益突出,因此,有源电力滤波器装置的研制就显得非常重要。本章主要围绕电能质量调节装置——有源电力滤波器来开展工作,安排如下:

- 电能质量调节装置整体方案介绍。对本装置的总体方案、结构等进行介绍。
- 电能质量调节装置主电路设计。包括电压型有源逆变器、直流侧电容、输出平波电抗器、功率模块散热设计等。
- 数字控制系统设计。包括控制系统硬件设计和控制系统软件设计。
- 电磁干扰产生原因及解决方法。包括电磁干扰产生原因和电磁干扰解决方法。

#### 3.1 电能质量调节装置总体方案

图 3.1 为系统总体方案图,包括以下两个部分:模拟负载源为三相全桥可控整流电路;有源部分包括电压型有源逆变器、直流侧电解电容以及输出平波电抗器。

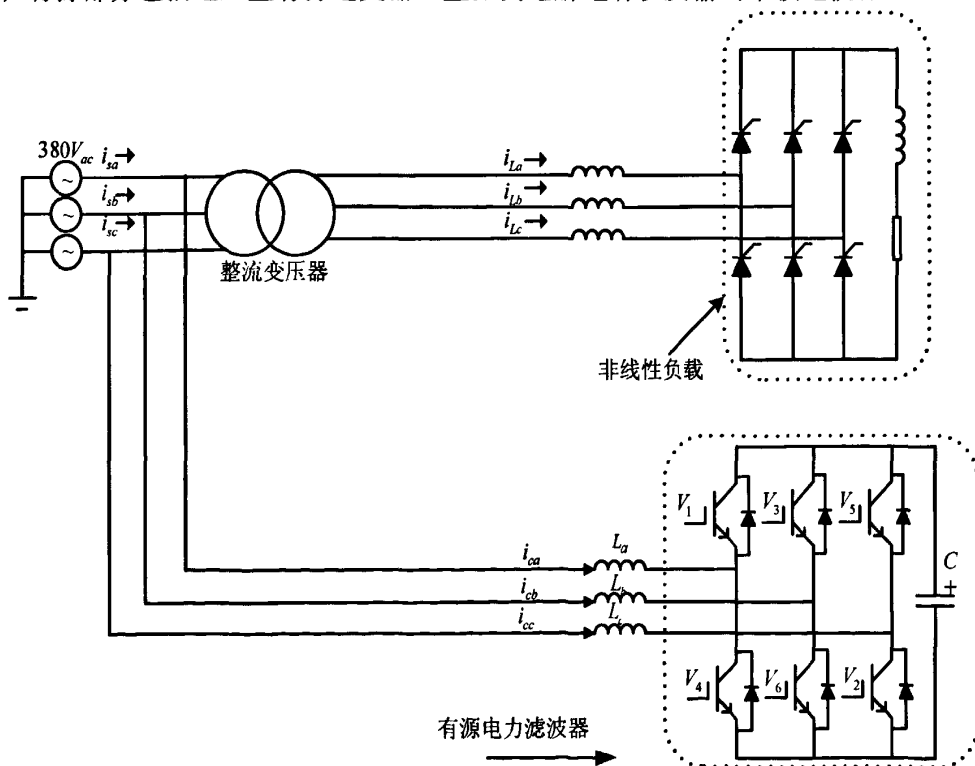


图 3.1 电能质量调节装置系统总体方案

#### 3.2 主电路设计

主电路结构如图 3.1 所示,包括三相电压型有源逆变器、直流侧电容、输出平波电抗器等。主电路的器件选型以及参数设计非常重要,决定了整个系统的性能。因此,下面就这些方面进行详细地讨论。

### 3.2.1 电压型有源逆变器的设计

在有源电力滤波器中，需要将直流能量逆变为交流能量来进行谐波治理与无功补偿，而实现逆变的关键因素正是功率器件智能功率模块 IPM (Intelligent Power Module)。IPM 模块以其高可靠性，使用方便赢得越来越大的市场，尤其适合于有源电力滤波器、逆变电源、DSTATCOM 等，是一种非常理想的电力电子半导体器件。这种模块不仅具有功率开关器件 IGBT 及其相应的驱动电路，而且还包含了过电流、过电压和过热等故障检测电路，一旦 IPM 模块发生任何一个故障，故障检测电路就会产生故障信号，并送到控制器进行处理。在本文中，电压型有源逆变器采用的是三菱公司的 IPM 模块 (PM450CLA120)，它的额定容量为 1200V/450A。IPM 有很多优点，主要如下<sup>[34]</sup>：

- 1) 功耗低。IGBT 导通压降很低，开关频率很高，所以通态损耗就比较低。
- 2) 过流保护速度快。IPM 模块可以快速、准确地检测到每个 IGBT 的集电极电流，一旦发生过流或者上下桥臂短路，IGBT 将被截止，不能导通，同时将故障信号送至控制器。
- 3) 快速的过热保护。在 IPM 内部有一个温度传感器用于检测 IGBT 的温度，一旦超过了 IGBT 的工作温度范围，IPM 将会自动关断 IGBT，任何输入信号都不能控制 IGBT。
- 4) 桥臂对管互锁。在串联的桥臂上，上下桥臂的驱动信号互锁。以防止上下桥臂同时导通造成过流烧毁器件（只有部分型号才具有）。
- 5) 抗干扰能力强。IGBT 的驱动电路已经集成在 IPM 模块内部，控制器与 IPM 之间只需要一个简单的接口电路即可。
- 6) 驱动电源欠压保护。IPM 实时检测六路驱动电源，一旦电源电压值低于电源电压的工作范围（最小为+13.5V）超过 10 $\mu$ s 时，就会将所有的 IGBT 关断。
- 7) IPM 集成了相关的外围电路。开发时间大为缩短。
- 8) 元件数目大大减少。体积相对较小。

### 3.2.2 直流侧电容和输出平波电抗器参数设计

在有源电力滤波器中，直流侧电解电容的作用是稳定直流侧电压，从理论上讲，电解电容值越大，直流侧电压就越容易稳定，但是电容值越大电容成本越高，体积越大，不利于工业现场的实际应用。在实际工程运用中，所需电容量可按工程经验公式计算：

$$C = \frac{I}{afU_d} K \quad (\mu F) \quad (3.1)$$

在式 (3.1) 中， $I$  为有源滤波器输出电流的额定有效值， $U_d$  为直流电压的平均值， $f$  为有源滤波器输出的最低频率， $a$  为允许的直流电压频率低峰纹波值因数， $K$  是与负载位移因数角有关的系数。 $C$  的取值一般在 5000 $\mu$ F—50000 $\mu$ F，电压一般应大于 800V。本文中直流侧电解电容采用上海嘉尚公司的 IPM 专用滤波电解电容。

输出平波电抗器的作用用于滤除功率器件产生的高频开关谐波电流。衡量输出平波电抗器的好坏有一个动态指标  $\frac{di_c}{dt}$ ，它决定了补偿电流跟踪指令电流的效果。从理论上讲，在某一个范围内，电感中流过的电流动态变化率越大，谐波及无功的补偿效果越好。但是  $\frac{di_c}{dt}$  越大，纹波电流就会越大，从而影响补偿效果<sup>[35]</sup>。因此，必须要确定  $\frac{di_c}{dt}$  的最大变化率  $\left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max}$ 。

在图3.1中，对于a相，有：

$$\frac{di_{ca}}{dt} = \frac{1}{L_a}(e_a - K_a U_c) \quad (3.2)$$

在式3.2中， $i_{ca}$ 为a相输出电流， $L_a$ 为a相平波电抗器， $e_a$ 为a相电网电压， $U_c$ 为直流侧电压， $K_a$ 为开关系数，它和主电路的工作模式有密切的关系，其对应的关系如下：

表 3.1 主电路工作模式与开关系数

工作模式	主电路各相工作状态			开关系数		
	a	B	c	Ka	Kb	Kc
1	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
4	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
6	1	1	0	1/3	1/3	-2/3

当  $i_{ca} < i_{ca}^*$  时，对于APF来说，a相的上桥臂应该关断，下桥臂应该开通。由上表可知Ka应取-1/3或者-2/3。假设取-1/3，则：

$$\frac{di_{ca}}{dt} = \frac{1}{L}(e_a + \frac{1}{3}U_c) \quad (3.3)$$

如果要使  $i_{ca}$  实时跟踪  $i_{ca}^*$ ，应该增大  $i_{ca}$ ，即：

$$\frac{di_{ca}}{dt} > 0 \quad (3.4)$$

根据式(3.3)，若要完全满足式(3.4)，则需要：

$$U_c > 3E_m \quad (3.5)$$

由式(3.2)至式(3.5)，可得出：

$$\left| \frac{di_{ca}}{dt} \right|_{\min} = \frac{1}{L}(\frac{1}{3}U_c - E_m) \quad (3.6)$$

如果要求APF对指令电流的最大变化率进行实时跟踪，则有：

$$\left| \frac{di_{ca}}{dt} \right|_{\min} = \frac{1}{L}(\frac{1}{3}U_c - E_m) \geq \left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max} \quad (3.7)$$

因此输出平波电抗器的最大值为公式(3.8)所示：

$$L_{\max} = \left( \frac{1}{3} U_c - E_m \right) / \left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right| \quad (3.8)$$

因此，电感值的选取应满足下面公式：

$$L \leq \left( \frac{1}{3} U_c - E_m \right) / \left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max} \quad (3.9)$$

在公式(3.9)中，指令电流最大变化率  $\left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max}$  与补偿参考电流关系很大， $\left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max}$  的经验公式如下：

$$\left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max} = (10 \sim 20) f |i_{ca}^*|_{\max} \quad (3.10)$$

上式中， $f$ 为电网频率，并且：

$$|i_{ca}^*|_{\max} = \begin{cases} 2.3 I_{ca}^*, i_{ca}^* \text{ 只含谐波分量时} \\ 1.7 I_{ca}^*, i_{ca}^* \text{ 含有谐波和无功分量时} \end{cases} \quad (3.11)$$

在公式(3.11)中， $I_{ca}^*$ 是指令电流的有效值。

根据以上理论分析以及结合工程实际，选择的输出平波电抗器电感值为 $0.2mH$ 。

### 3.2.3 功率模块散热设计

在本文所研制的电能质量调节装置中，最主要的发热器件是 IPM 模块，如果不对其进行散热处理，一旦模块温度超过其工作最大温度（本文中采用的 IPM 模块集电结最大工作温度为 125 度），将会无法正常工作，甚至烧毁模块。因此，需要对 IPM 模块采取合理的散热措施，估算热损耗是决定散热措施的一个重要前提。热损耗包括通态损耗和开关损耗两个方面<sup>[36]</sup>：

#### 1) 通态损耗：

通态总功耗=饱和压降×通态电流

由于电网负荷基本上都是感性负荷，通过  $IFM \times$  续流二极管流过的平均电流就可以得到续流二极管的功耗。

#### 2) 开关损耗：

IGBT 的功耗与 PWM 载波频率有密切关系，一旦载波频率超过 5KHz，功耗就会明显增加。

通过测量 IGBT 两端电压  $V_{ce}$  和集电结电流  $I_c$  的波形就可以得到开关损耗，这是最准确的方法。把  $V_{ce}$  和  $I_c$  这两个波形逐点相乘就可以得到开关损耗的瞬时波形，该波形是开关能量，以焦耳/脉冲为单位。通态损耗和开关损耗相加就得到总的损耗。平均功耗是单脉冲开关能量与 PWM 频率相乘得到的。

即：

$$P_{sw} = F_{PWM} \times (E_{SW}(on) + E_{SW}(OFF)) \quad (3.12)$$

图 3.2 为 IPM 模块内部主电路结构图，它是由六个 IGBT 和六个续流二极管组成，IGBT 和续流二极管是主要的发热器件，下面结合前面的功耗分析来对它们的散热量进

行估算。

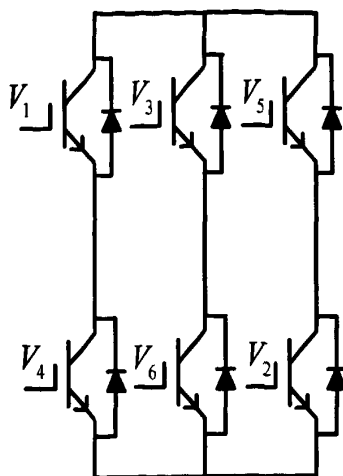


图 3.2 功率模块内部主电路图

1) 每个 IGBT 的功耗:

$$P_{ss} = I_{CP} \cdot V_{CE(SAT)} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 X \cdot \frac{1 + \sin(x+\theta) \cdot D}{2} dx \quad (3.13)$$

$$= I_{CP} \cdot V_{CE(SAT)} \cdot \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right)$$

2) 每一个 IGBT 的开关损耗:

$$P_{ss} = (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \cdot f_{SW} \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin x dx = (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \cdot f_{SW} \frac{1}{\pi} \quad (3.14)$$

3) 每一个 IGBT 的总功耗:

$$P_Q = P_{SS} + P_{SW} \quad (3.15)$$

4) 二极管的功耗:

$$P_{DC} = I_{EP} \cdot V_{EC} \cdot \left( \frac{1}{8} - \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right) \quad (3.16)$$

5) 每一桥臂的功耗就等于每一个 IGBT 的损耗加上对应的续流二极管的损耗:

$$P_A = P_Q + P_D = P_{SS} + P_{SW} + P_{DC} + P_r \quad (3.17)$$

在式(3.12)到式(3.17)中,各符号的含义如下:

ESW(on): T=125°C; 在峰值电流  $I_{CP}$  下, 每个脉冲对应的 IGBT 开通能量。

ESW(off): T=125°C; 在峰值电流  $I_{CP}$  下, 每个脉冲对应的 IGBT 关断能量。

FSW: 有源电力滤波器每一桥臂的 PWM 开关频率。

ICP: 正弦输出的电流峰值。

VCE (sat): T=125°C; 峰值电流  $I_{CP}$  下, IGBT 的饱和电降。

VEC: IEP 情况下, 续流二极管的正向压降。

D: PWM 信号占空比。

$\theta$ : 输出电压与电流间的相位差。(功率因数=cos $\theta$ )

C: 平均结温的估算。

IGBT 的最大集电结温度为 150°C, 无论在什么情况下, 集电结温度都不能超过该

值。

$T_j = T_c + P_T * (R_{th(j-c)})$   $R_{th(j-c)}$ 可以在 IPM 模块数据手册中查到。

$R_{th(j-c)}$ 为规定的基壳热阻（本文所使用的 IPM 模块  $R_{th(j-c)}$ 为 0.05C/W）。

$T_j$ =半导体结温。

$P_T$ =器件的总平均功耗（PSW+PSS）。

$T_c$ =模块的基板温度。

通过上面的分析，我们通过公式(3.18)可以估算出在没有对 IPM 模块采用任何散热措施的情况下，IPM 模块的温度。

$$T_j = T_c + P_T * (R_{th(j-c)}) \quad (3.18)$$

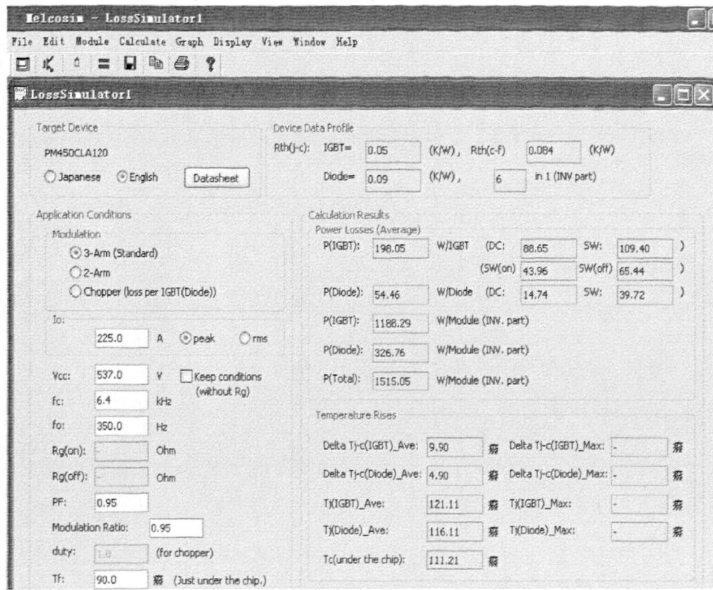


图 3.3 功耗计算软件 Melcosim 界面

功率器件的总平均功耗  $P_T$  可以通过三菱公司的功耗计算软件 *Melcosim* 得到，图 3.3 为功耗计算软件 *Melcosim* 的运算界面，该软件可以计算三菱公司任何一款功率器件的功耗，选定功率器件 PM450CLA120 后，热阻  $R_{th(j-c)}$ 自动载入，假定 IPM 模块输出电流均方根值为 225A，直流侧电压为 537V，三角载波频率为 6.4KHz，调制波为七次谐波，通过运行软件可以得到，每个 IGBT 功耗为 198.05W，每个续流二极管功耗为 54.46W，整个 IPM 模块功耗为 1.515KW。假设模块的基板温度为 25 度，根据公式(3.17)可以算出功率模块的温度为：

$$T_j = 25 + 1515 * (0.05 + 0.09) = 232.1 \text{ (度)} \quad (3.19)$$

这远远超过了 IPM 模块的正常工作温度范围，由此可见，IPM 功率模块发热量不容忽视，一定要进行散热处理。在本文中，散热方式采用散热器+强迫风冷的形式，散热器使用的是上海嘉尚公司的 SR450 散热器，这款散热器是专门针对 IPM 模块 PM450CLA120 而设计，由于散热器的热阻与散热器表面的风速有很大的关系，因此，本文还通过在散热器背面安置散热风机，以尽可能增加散热器表面的风速，以增强空气对流效果。同时，还将 IPM 模块等发热量较大的器件与其它控制电路隔离开，并形成

一个专门的风道，在整个风道内通过风扇进行抽风，以保证足够大的风速，从而使散热器温度不会因散热热量的聚集而升高。实践证明，采用这种双重散热方法，散热效果很好。

### 3.3 数字控制系统设计

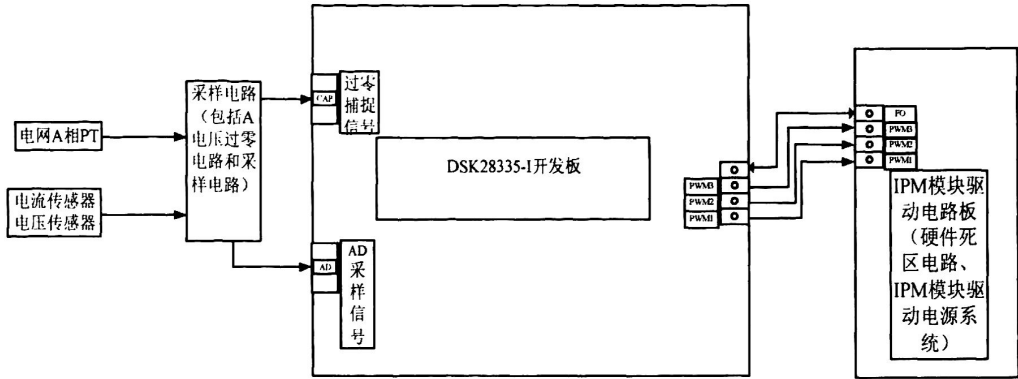


图 3.4 数字控制系统框图

数字控制系统是有源电力滤波器的核心，决定了有源电力滤波器的主要性能指标。图3.4为数字控制系统的框图。为了满足系统控制的实时性要求，工程应用中对系统的控制采用基于数字信号处理器（Digital Signal Processor--DSP）的数字化控制方案，外围器件全部选用高速器件，这种做法的好处是省略了接口电路的设计，提高了控制系统的可靠性。在本文中，把数字控制系统分为硬件和软件两个部分，下面就这两个部分的设计进行详细地说明。

#### 3.3.1 数字控制系统硬件设计

数字控制系统硬件包括主控制电路板、采样电路、IPM模块硬件死区电路、驱动电源系统以及驱动电路等几个部分。本节就这几个部分逐一进行介绍。

##### 3.3.1.1 主控制电路板简介

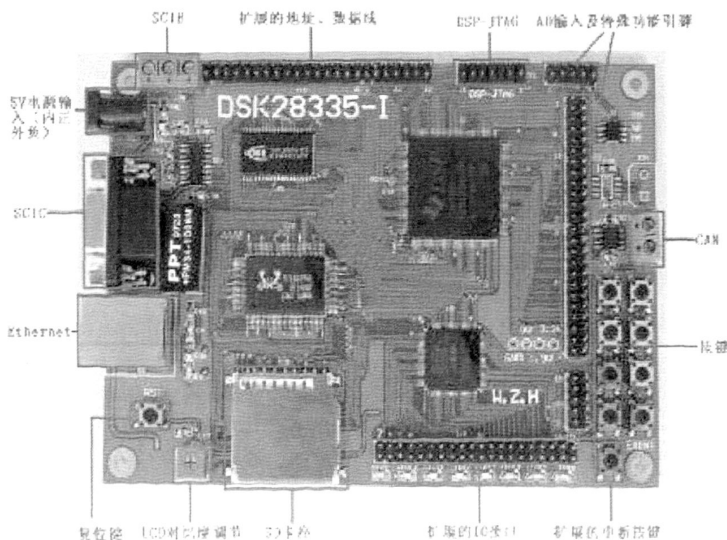


图 3.5 DSP 开发板图



本文中用到的控制板采用索思达公司研制的DSK28335-I系列开发板,该开发板上集成了许多功能,可以作为系统板嵌入到用户的产品供用户进行二次开发以便缩短产品开发周期,主控制DSP芯片为美国TI公司的TMS320F28335。图3.5为该开发板电路板图。

TMS320F28335 DSP最高的主频可以高达150MHz,具备32位浮点处理单元,6个DMA通道支持ADC、McBSP和EMIF,有多达18路的PWM输出,其中有6路为TI特有的更高精度的PWM输出(HRPWM),12位16通道ADC。与前代DSC相比,平均性能提升50%,并与定点C28x控制器软件兼容,从而简化软件开发,缩短开发周期,降低开发成本。DSP28335及DSK28335-I开发板系统资源如下<sup>[37]</sup>:

- ◇ DSP 处理器 TMS320F28335, 32 位浮点高速数字处理器, 最高工作频率 150M
- ◇ DSP 片内内置 256K\*16 位 FLASH, 可存放用户程序, FLASH 可加密。
- ◇ DSP 片内内置 34K\*16 位 SRAM
- ◇ DSP 片外扩展 64K\*16 位 SRAM (基本配置), 最大可扩展到 512K\*16 位。
- ◇ DSK28335-I 板上有 2Kb 的串行 EEPROM (基本配置)。
- ◇ DSK28335-I 板上有 10M 以太网接口芯片, 兼容 NE2000, 方便用户实现高速通讯。
- ◇ DSK28335-I 板上有 SD 卡接口, 可以外接大容量 SD 卡
- ◇ DSK28335-I 板上有 2 路 RS232 转换电路, 方便与上位机实现通讯。
- ◇ DSK28335-I 板上有 2 路 CAN2.0 接口 (CAN 转换芯片自备), 基本配置 (无), 最大配置 2 通道, 方便用户组网。
- ◇ DSK28335-I 板上有图形 LCD 接口 (驱动软件兼容 SED1330, SED1335, S1D13700 等)
- ◇ DSK28335-I 板上有多达 8 个按键, 方便用户配合 LCD 实现人机对话
- ◇ DSK28335-I 板上提供多达 16 路输入, 16 路输出接口
- ◇ DSK28335-I 板上有 16 路电压型 AD 输入接口 (精度: 12bit, 输入电压范围: 0—3V, 最快转化时间: 80ns)
- ◇ DSK28335-I 板上有扩展的中断输入按键和接口
- ◇ DSK28335-I 板上有 8 个发光二极管, 可用于调试程序、监测等
- ◇ DSK28335-I 板上有上电复位, 手动自动复位功能, 方便用户调试。
- ◇ DSK28335-I 板上提供总线开放, 数据线 (16 位), 地址线 (8 位), 殊功能引脚引出, 方便用户二次开发。

### 3.3.1.2 采样电路设计

在采样电路中包括了A相电压同步信号捕获模块和外接采样芯片模块。

为了在过零点的时刻发出PWM调制信号,保持补偿谐波电流的相位同步,因此设计了A相电压过零信号的捕获电路。在此电路中,通过两级电压互感器后,将A相220V交流电压转化为 $\pm 3V$ 的交流电压传送给过零电压捕获电路板,经过 $\pi$ 型滤波器滤除干扰

信号后，通过二极管限幅电路后送至LM393比较器发出捕获脉冲。

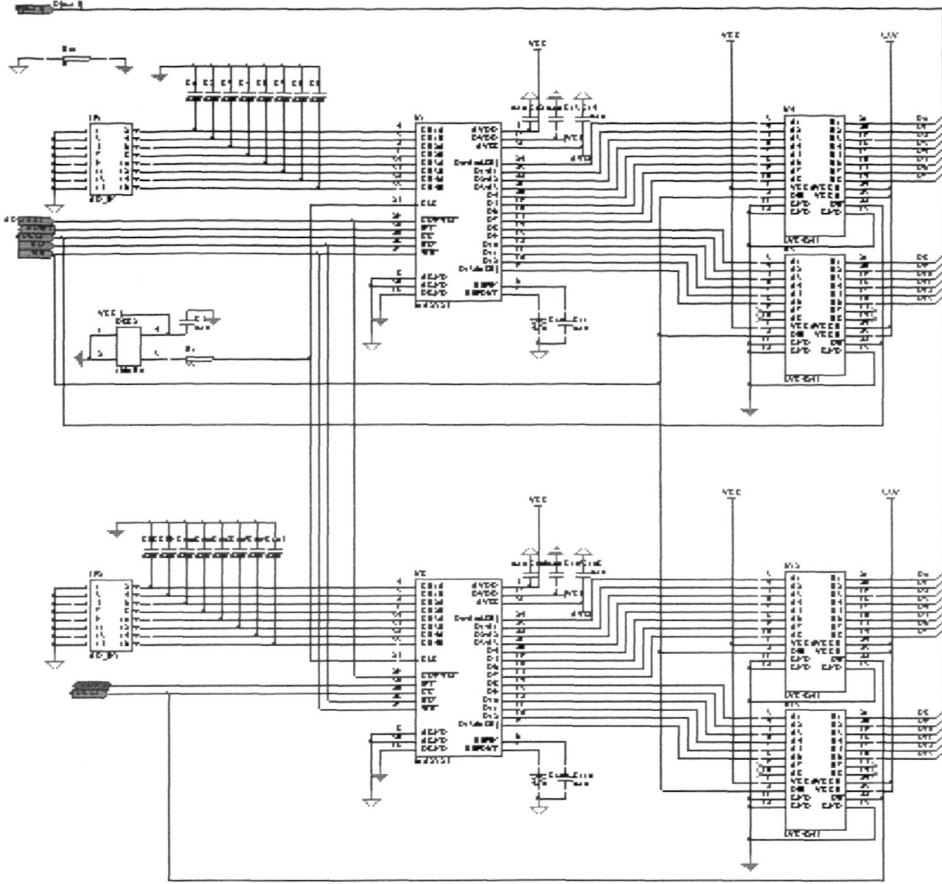


图 3.6 采样滤波电路

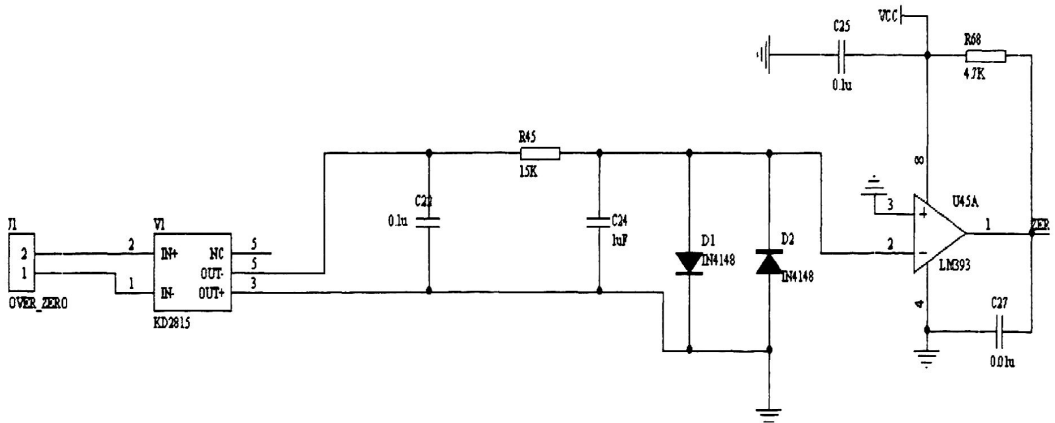


图 3.7 过零电路

由于DSP28335内部的采样模块只能采集直流电压信号，电压信号范围是0-3V，而通过传感器传输过来的信号不仅有直流信号，还有交流信号，因此不能直接将传感器输出信号送入DSP，需要对传感器的输出信号进行处理后才能输入DSP进行控制。在本文中使用的采样芯片MAX125对传感器的输出信号进行处理，传感器的输出信号通过信号调理电路后转化为MAX125能兼容的电压信号后，经过MAX125转化为数字信号送入DSP28335内部进行处理。MAX125是8通道高速的14位模/数转换器，内部集成了前端采

样保持电路 (S/H)，其输入信号范围为-5 V到+5V，通道最大承受过压可达±17V；每一路转换时间3μs；拥有A、B两组信号输入端，每组四个输入通道；它可以和DSP并行工作，从而减轻了DSP的工作负担。在本文中，需要采集的信号有：三相负载电流、有源电力滤波器交流侧三相电压和电流以及直流侧电压等十路信号。因此采用两片MAX125芯片，剩下的六路通道作为备用通道。由于传感器输出信号都会受到干扰，会影响到采样精度以及有源电力滤波器的控制，所以还需要对传感器输出信号进行滤波，图3.6为采样滤波电路，图3.7为过零电路。

采样电路中所使用到的电压和电流传感器为南京中霍传感科技有限公司的霍尔闭环传感器，电流闭环霍尔传感器型号为TBC300LTR，电压闭环霍尔传感器型号为HNV025T，它们的技术参数如表3.2和表3.3所示。

表 3.2 电流闭环霍尔传感器 TBC300LTR 性能参数

型号	TBC300LTR	
初级额定电流(Ip)	300	A
测量范围	900 (±18V, 20 Ω)	A
匝数比	1:3000	
测量电阻 (供电电源为±12V)	@±300Amax 76(max)	Ω
	@±600Amax 22 (max)	Ω
测量电阻 (供电电源为±12V)	@±300Amax 100(max)	Ω
	@±600Amax 36(max)	Ω
次级额定电流 (Is)	100±0.5%	mA
供电电压	±12~±18	V
功耗电流(Is=0)	≤20	mA
失调电流	±0.2	mA
失调电流温飘	±0.5	mA
响应时间	<1	μs
线性度	≤0.1	%FS
绝缘电压	6	KV
di/dt	>200	A/us
带宽(-3dB)	DC~100	KHz
次级线圈电阻	30	Ω
工作温度	-40~+85	℃
储存温度	-40~+125	℃

对于电压霍尔闭环传感器需要进行以下说明：1、初级电阻Ri：为使传感器达到最佳精度，应尽量选择Ri的大小，使输入电流为10mA；2、工作范围：考虑到初级线圈内阻（与Ri相比，为保持温差尽可能低）和隔离，此传感器适用于测量电压100~2500V。

表 3.3 电压闭环霍尔传感器 HNV025T 性能参数

型号	HNV025T	
初级额定电流(I <sub>p</sub> )	I <sub>N</sub> ±10	mA
测量范围	100-2500	V
匝数比	1:3000	
测量电阻（供电电源为±15V）	@±10A min100 max300	Ω
次级额定电流 (I <sub>s</sub> )	I <sub>s</sub> ±25	mA
供电电压	±15	V
功耗电流(I <sub>s</sub> =0)	10+ I <sub>s</sub>	mA
失调电流	±0.2	mA
失调电流温飘	±0.5	mA
响应时间	<1	μs
线性度	≤0.1	%FS
绝缘电压	5	KV
次级线圈电阻	30	Ω
工作温度	-40~+85	℃
储存温度	-40~+125	℃
原边线圈电阻	210	Ω
副边线圈电阻	60	Ω

### 3.3.1.3 PWM 硬件死区电路设计

有源电力滤波器数字控制系统的输出量为 PWM 脉宽调制信号，控制系统将 PWM 信号送至 IPM 驱动电路，以驱动模块内部的 IGBT 工作。为了防止 IPM 模块中同一桥臂上下两个 IGBT 同时开通造成短路过流，同一桥臂 IGBT 是需要死区时间来避免同一桥臂两个 IGBT 同时开通的情况发生，根据 IPM 模块资料上可以得知需要至少 3μs 的时间，才能保证 IPM 模块的正常工作，DSP28335 中的 PWM 输出是可以通过事件管理器（EV）内部的死区模块软件设置死区时间，但是在实际运用中，控制系统在上电的一瞬间，PWM 引脚的状态可能是不确定的，为了加强控制系统的稳定性，在本控制系统中采用硬件的方法来产生死区电路，硬件死区电路利用了电容充放电的性质，通过改变电容值的大小来形成死区宽度，本文设定的死区宽度为 4μs-12μs。

死区电路见图 3.9 所示，通过泰克公司的数字示波器 TK2000 对图 3.8 所示电路进行测试，得到上下桥臂一对 PWM 死区波形如图 3.9 所示。实验测得实际死区时间为 6μs，能够满足 IPM 模块正常工作的要求。

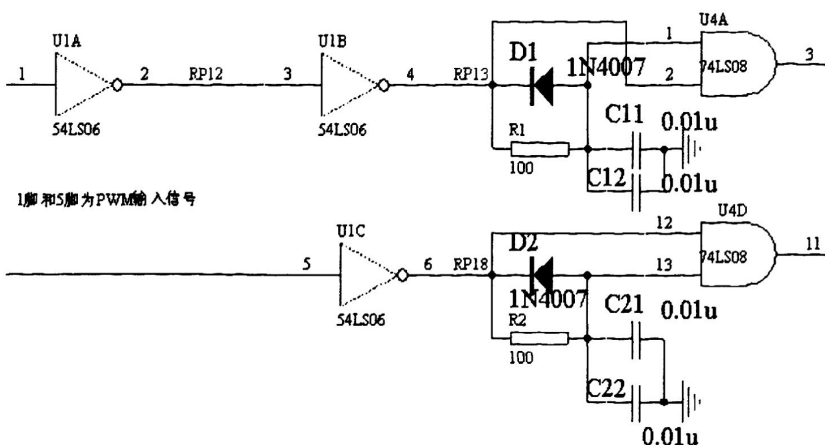


图 3.8 死区生成电路原理图

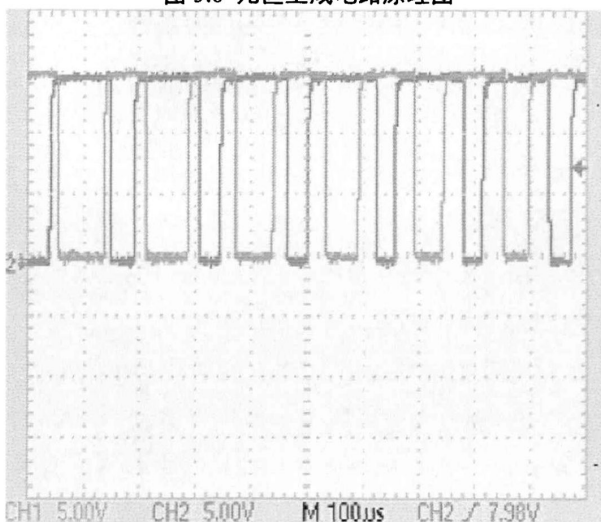


图 3.9 硬件死区波形图(Y 轴为电压轴，5V/大格；X 轴为时间轴，100μs/大格)

### 3.3.1.4 IPM 模块驱动电源系统设计

IPM 模块驱动电源为 IPM 模块进行供电，维持 IPM 模块正常运行，是整个硬件系统中非常关键的一个部分。常规的做法是将 220V 交流电通过降压变压器转化为 18V 交流电，然后通过 H 全桥不可控整流电路转化为直流电压，通过电解电容滤波后，再对电源转换芯片 LM7815 进行供电，最后由 LM7815 输出 15V 直流电压对 IPM 模块进行供电，如图 3.10 所示。可是使用这种方式供电有很多缺点，比如变压器体积大，使用不方便，LM7815 芯片耐压值较低，容易损坏等。一旦 LM7815 芯片损坏，将无法正常供电，甚至烧毁 IPM 模块。图 3.11 为常规的供电方式以及损坏的驱动电压波形。

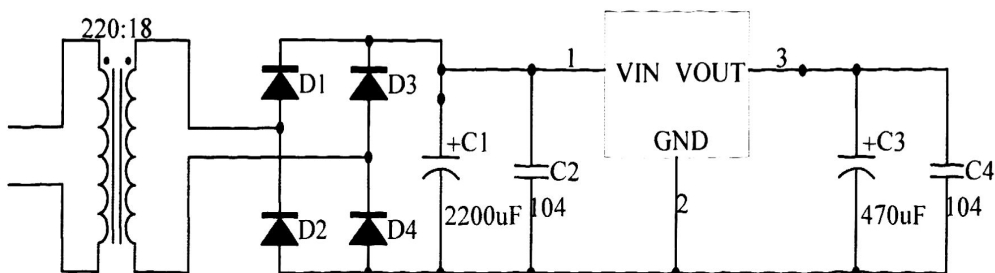


图 3.10 常规的 IPM 模块供电方式

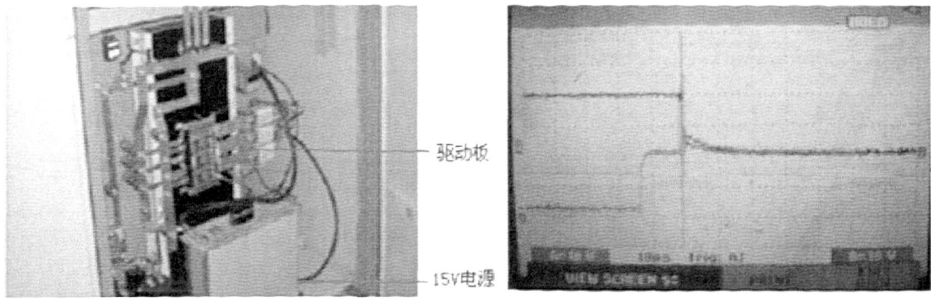


图 3.11 常规供电方式及损坏驱动波形

在分析了上面的问题后，本文对驱动电路进行了改进，主要是在电源方面进行了改进。本文中的电压型逆变模块采用三菱公司的 IPM 模块 PM450CLA120，该模块集成度高，封装体积小，在模块内部集成了 6 个 IGBT 单元，每个单元都是相互独立的，因此，需要六路独立的电源对模块进行供电。模块对电源的要求很高，只允许有  $\pm 10\%$  的波动，根据模块的资料可知，模块的供电电源标准电压为 +15V，因此，模块电源的工作范围在 13.5V-16.5V 之间。在设计的时候考虑采用的电源模块有两种，一种是上海嘉尚公司的 JS158 模块，另外一种 POWEREX 公司的 IPM 电源芯片 VLA106-24151。

上海嘉尚公司的 JS158 电源模块是专为设计逆变装置而又使用 IPM 的嵌入式系统级开关电源，具有 9 路输出，8 路隔离输出，有足够的供电电流，输入电压范围宽，保护全等优点。JS158 电源模块特点如下：

- 1) 使用 MOSA 大功率 1500V 耐压的 NMOS 管作为供电来源以提供足够的功率。
- 2) 很宽的电压范围，额定直流电压为：170V-700V。
- 3) 适合几乎所有 IPM 的应用场合：如伺服控制，有源电力滤波器，变频驱动，逆变电源等。
- 4) 9 路输出电压，其中 8 路是隔离输出。
- 5) 可为系统中提供电源的有：IPM，CPU/DSP，光耦，运算放大器，继电器，霍尔电压电流传感器，光电编码器，散热器以及排风扇等。
- 6) 具有 VDC Detect 功能，实时监控直流侧母线电压，一旦有故障，立即发出故障信号。
- 7) 很高的绝缘电压，高达 2500V。

图 3.12 为 JS158 的系统连接图，交流 220V 电压通过一个单相全桥不可控整流芯片后转变为直流电压经过电解电容滤波后作为 JS158 的输入供电电源。V1、V1G (+15V，V1G 为地) 为 IPM 模块下三桥共用驱动电源，V2、V2G (+15V，V2G 为地)、V3、V3G (+15V，V3G 为地)、V4、V4G (+15V，V4G 为地) 分别为上三桥的驱动电源。5V 为 CPU/DSP 以及逻辑电路等电源正极，G 为 +5V 电源地。+15V 为运算放大器，霍尔电压电流传感器电源正极，-15V 为运算放大器，霍尔电压电流传感器电源负极。24V 为继电器，散热器风扇等电源正极，24VG 为继电器，散热器风扇等电源负极。

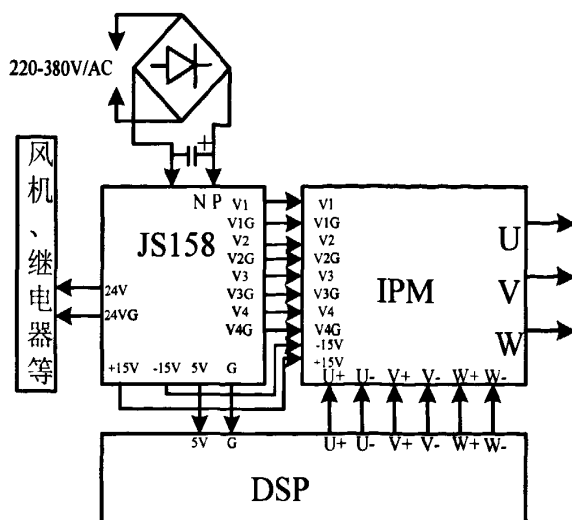


图 3.12 JS158 系统连接图

由上图可以看出，只需要一个 JS158 模块就可以对整个控制系统供电。但是由于 JS158 模块体积较大，元器件较多，维修不方便，另外由于引入交流 220V 电压，电路板上强弱电共存，这样可能会带来电磁干扰等问题。如果采用 POWEREX 公司的 IPM 电源专用芯片 VLA106-24151 则不会存在这些问题，该芯片将 24V 直流电压转化为 15V 直流电压，输出最大电流为 100mA，内部是通过一个隔离变压器进行转换，隔离变压器的耐压值为 2500VRMS/MIN，具有很好的抗干扰效果，而且只需要一个 24V 线性电源和六片 VLA106-24151 就组成了新的驱动电源系统，元器件数目大为减少，非常容易实现。

通过比较以后，本文采用 POWEREX 公司的电源芯片 VLA106-24151 作为 IPM 模块电源芯片。

### 3.3.1.5 IPM 模块驱动电路设计

IPM 模块驱动电路将主控制板发出的 PWM 脉冲信号（TTL 电平）转化为能够驱动 IGBT 的+15V 电平，同时将控制回路与功率回路进行隔离，以避免将主电路中的干扰信号引入控制系统。图 3.13 为 IPM 模块驱动板主电路图。

在图 3.13 中使用了两种光耦芯片来对 DSP 的 TTL 逻辑电平和 IPM 控制信号进行转换。采用快速光耦 HP4504 将 DSP28335 输出的 TTL 电平的 PWM 信号隔离后转化为+15V 电平的 IGBT 驱动信号；采用慢速光耦 TLP-521 将 IPM 模块内部的故障信号 FO 转化为 DSP28335 兼容的 TTL 信号，之所以使用慢速光耦，是因为 IPM 模块产生故障信号所需时间最短为 1ms，如果用快速光耦，有可能会检测不到故障信号。这两种光耦在电气上实现了完全的隔离，起到了很好的抗干扰作用。IC1-IC6 为快速光耦 HP4504，为了提高电路板的抗干扰能力，在每个 HP4504 输出端的 VCC 与 GND 之间增加一个去耦电容 C1-C6，同时，在输出端还接有上拉电阻 R1-R6，也起到限流的作用。HP4504 的输入端也接有下拉电阻 R8-R13，同样也是为了提高抗干扰能力和限流的作用。IPM 本身具有故障信号（FO）输出的能力，这个 FO 信号是六个 IGBT 的故障的合成输出，在正常情





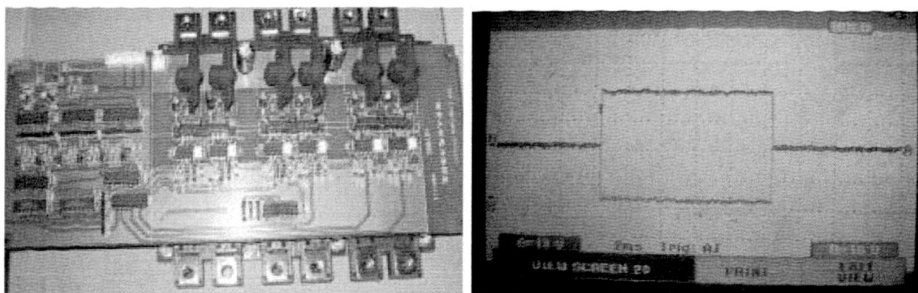


图 3.14 改进的驱动板及正常的驱动波形

### 3.3.2 数字控制系统软件设计

软件部分主要包括主程序和中断程序。主程序采用键盘扫描循环，当有键按下的时候，进入相应的处理环节，还包括了一些系统初始化的程序，中断程序主要由几个中断服务子程序组成，包括母线A相电压过零中断服务子程序，AD中断采样子程序。图3.15至图3.18为主要的程序流程图。

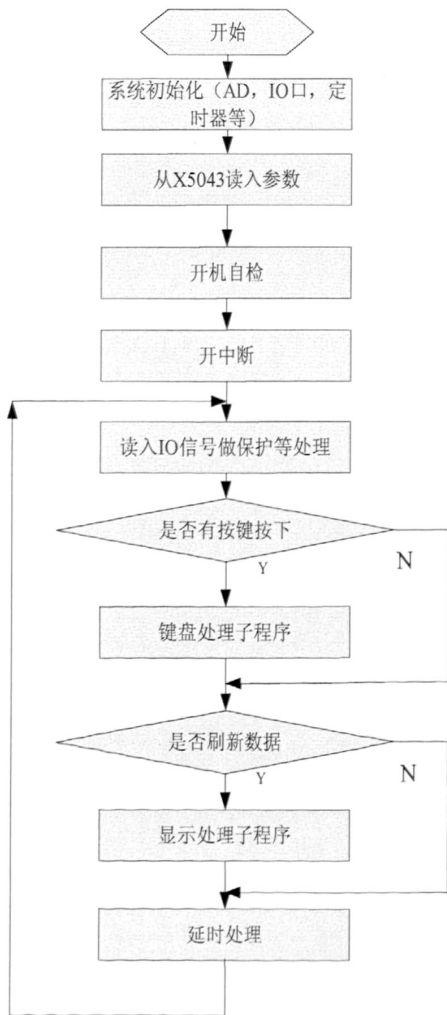


图 3.15 主程序流程图

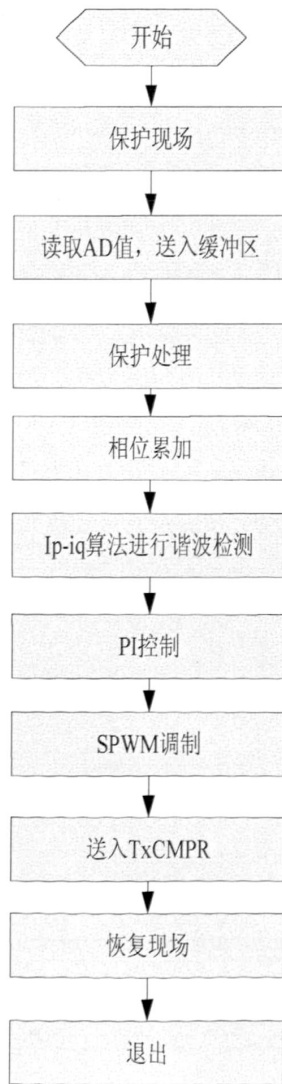


图 3.16 AD 中断流程图

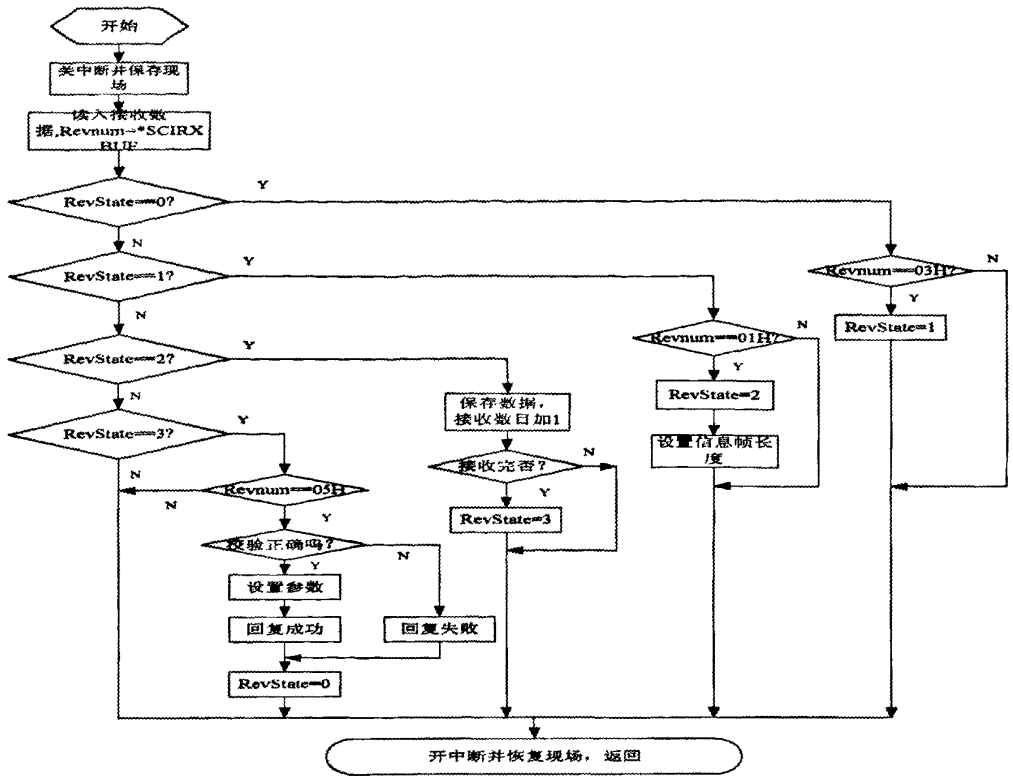


图 3.17 通信中断流程图

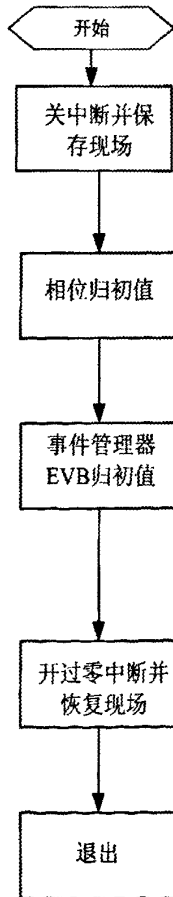


图 3.18 过零中断流程图

程序的具体工作流程如下：

1) 通过霍尔传感器将6路电流信号, 1路电压信号(负载电流、APF出线电流、直流侧电压)送至采样板, 1路电压信号(电网A相电压)送至过零检测板, 过零信号和采样信号通过RC(或者其他形式)滤波及隔离电路后进入到DSP控制电路。

2) 过零时刻开始进行DSP采样, 首先判断是否收到发波启动信号, 未收到发波信号则继续进行采样, 收到发波信号则先进行过压, 过流保护判断, 出现异常封锁脉冲及断开接触器, 未出现异常继续下列步骤。

3) 将采样的负载电流进行dq变换得到基波的有功、无功分量。

4) 计算的有功、无功分量通过数字低通滤波器得到直流分量。

5) 将直流侧实际电压与期望直流侧电压做差后进行PI控制, 叠加到通过低通滤波器后的有功直流分量中。

6) 通过叠加后的有功、无功直流分量经dq反变换得到电网基波有功、无功和稳定直流侧电压用的基波有功信息, 再被电网电流相减即为期望从APF输出的谐波信号及稳定直流侧基波有功给定信号。

7) 逆变器给定信号与APF实际输出电流比较后PI控制, 限幅, 进行PWM调制获得逆变器开关信号, 实现电网谐波治理与APF直流侧电压的稳定控制。

### 3.4 电磁干扰产生原因及解决办法

目前, 对于有源滤波器的研究大多数集中在谐波检测和控制算法方面<sup>[38]</sup>, 而对于电磁干扰<sup>[39]</sup>对有源滤波器的影响却很少提及。但是有源滤波器的核心部分是由IGBT等开关器件构成的逆变器, 这些器件会产生诸如共模、差模干扰等电磁干扰问题, 同时所产生的共模电流会影响到同一供电系统下其他设备的正常运行, 甚至会影响到有源滤波器自身的输出波形, 导致有源滤波器不能正常工作, 甚至烧毁滤波器。在本章中对电磁干扰产生的原因以及解决干扰的办法进行了详细地分析, 并且进行了大量的仿真和实验, 仿真及实验结果说明本文所提出的方法能够有效地解决电磁干扰问题, 保证有源滤波器的正常运行。

#### 3.4.1 电磁干扰产生原因

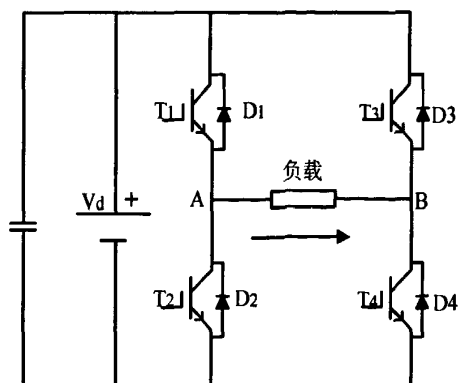


图 3.19 有源滤波器单相逆变电路图

在有源滤波器中通过将直流电逆变成交流电来进行谐波及无功治理，是通过采用 PWM 调制技术来实现的。采用这种技术最关键的因素就在于 IGBT 等开关器件。在有源滤波器正常工作的时候，它们的开关频率一般都在十几 KHz，在关断的时候会产生电压尖峰  $du/dt$ ，通过对地的寄生电容产生共模电流。图 3.19 为有源滤波器的单相逆变电路图。

由 3.2.3 节可知，IGBT 等开关管是与散热装置连到一起的，而散热装置与装置的外壳也就是和大地联连到一起。这样，在 IGBT 与大地之间就会形成一个寄生电容，假设为  $C_p$ ，如图 3.20 所示。也即开关管的射极和集电极与参考地之间形成了一个很大的寄生电容。以 T1 为例，T1 的射极与 T2 的集电极相连，假设连接点为 A 点，因此 A 点大地之间就会形成寄生电容，由于开关管在关断过程中会产生很大的  $du/dt$ ，根据公式：

$$i = C_p * du/dt \tag{3.20}$$

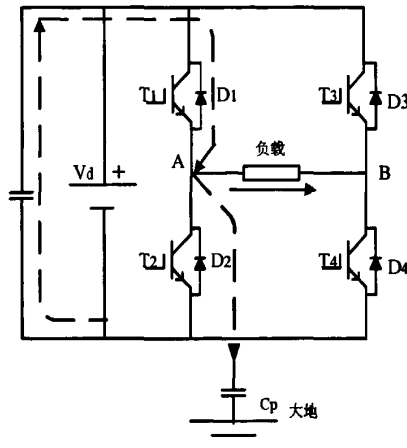


图 3.20 开关管产生对地寄生电容

通过公式 (3.20) 可知会有共模电流产生，该电流通过大地会流入同一供电系统其它设备中，会影响到其它设备的正常工作。由于在 IGBT 关断时候，会产生一个很大的关断电压尖峰，如果不对这种电压尖峰进行处理，一旦电压值大大超过 IGBT 的额定电压值，将会毁坏 IGBT，有源滤波器将无法正常工作。

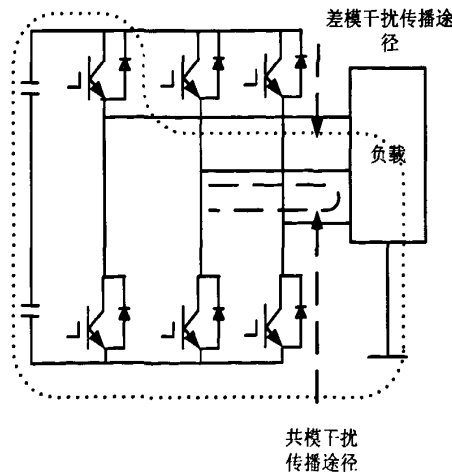


图 3.21 共模及差模干扰传播途径

与此同时，由于IGBT在工作的时候工作频率很高，也会产生共模和差模干扰电压，这也会影响到有源滤波器的输出波形。图3.21为差模和共模电压传播图径，由于差模和共模电压的影响，输出PWM波形会出现紊乱，这种情况是绝对不允许出现的，这会影响到有源滤波器的正常工作，甚至造成滤波器的烧毁。

### 3.4.2 电磁干扰解决办法

由上面的分析可知，要保证有源滤波器正常运行，就需要将电压电峰滤波掉。常用的方法就是在 IGBT 两端并联一个缓冲回路，在 IGBT 关断时候，缓冲回路起到一个旁路的作用，就可以将电压尖峰滤除掉，同时，还可以减少 IGBT 的损耗。图 3.22 给出了 IGBT 的安全工作区、有缓冲电路和没有缓冲电路的工作曲线。当逆变主电路的直流侧母排设计不合理或者工作电流超过额定容量时，关断尖峰电压就有可能超过功率器件的额定电压，从而损坏 IGBT 等的功率器件。即使关断尖峰电压在正常工作范围之内，没有超过功率器件的额定电压，器件的关断损耗也会增大，器件使用寿命也会缩短。

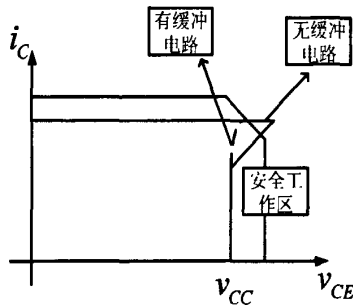


图 3.22 IGBT 的安全工作区、有缓冲电路和没有缓冲电路的工作曲线

本文采用钳位式RCD缓冲电路，图3.23为带缓冲电路的IGBT典型关断波形和缓冲电路工作示意图。

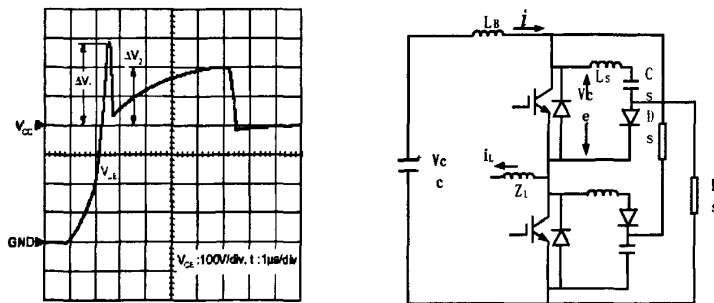


图 3.23 带缓冲电路 IGBT 典型关断波形

从上面的分析中可以推导出公式(3.21):

$$\begin{cases} V_{ce}(t) = V_{CC} + 1/C \cdot \int_0^{T_{off}} i(t) dt \\ V_{ce}(t) = V_{CC} - L_B \cdot di(t) / dt \end{cases} \quad (3.21)$$

式(3.21)中  $C$  为缓冲回路中的电容值,  $T_{off}$  为关断的时间。根据上面公式可以推导出:

$$i(t) = I_o \cdot \cos(t / \sqrt{L_B C}) \quad (3.22)$$

式中  $I_o$  为IGBT关断的时候流过IGBT的电流。将式(3.22)求导并代入式(3.21)得:

$$V_{ce}(t) = V_{CC} + I_o \cdot \sqrt{L_B / C} \cdot \sin(t / \sqrt{L_B C}) \quad (3.23)$$

当  $t / \sqrt{L_B C} = \pi / 2$  时,  $V_{ce}$ 取最大值  $V_{CM}$ :

$$V_{CM} = V_{CC} + I_O \cdot \sqrt{L_B / C} \quad (3.24)$$

由式 (3.24) 可知, 只有增大电容值, 才能减小尖峰电压, 但是如果电容值过大, 根据式 (3.22), 流过二极管的电流就会增大, 功率模块的额定容量就必须增大, 从而会增加成本。因此, 缓冲回路的设计问题就归结为优化尖峰成本和电压的问题<sup>[40]</sup>, 如公式 (3.25)和(3.26)所示:

1) min ku:

$$\begin{aligned} ku &= (I_L / U_d) * \sqrt{(t_f / C_s)^2 + L_m / C_s} \\ &\approx (I_L / U_d) * \sqrt{L_m / C_s} \end{aligned} \quad (3.25)$$

2) min F:

$$F = \sum_{i=1}^m (k_1 R_{si} + k_2 D_{si} + k_3 C_{si}) \quad (3.26)$$

在式 (3.25) 中,  $I_L$  为负载正常运行时的电流,  $U_d$  为直流侧电压,  $L_m$  为主回路产生的杂散电感。因此, 如何对缓冲回路进行优化设计, 就归结到对上述两个函数进行最优求解的问题, 本文通过采用多目标寻优的方法来解决这个问题<sup>[17]</sup>。

假设有论域  $U$ , 在它上面假设有一个目标函数为  $y=f(u)$ , 并且有界, 假设其上、下确界分别为  $M$  和  $m$ , 将  $f(u)$  进行模糊化变为  $Mf(u)$ , 得到式 (3.27):

$$M_f(u) = [M - f(u)] / (M - m) \quad (3.27)$$

因此, 对于多个目标函数  $y_i=f_i(u)$  来说,  $i=1, 2, 3, \dots, k$ , 并且也是有界的, 假设其上下确界分别为  $M_i$  和  $m_i$ , 将  $f_i(u)$  进行模糊化变为  $Mf_i(u)$ :

$$M_{f_i}(u) = a_i [M_i - f_i(u)] / (M_i - m_i) \quad (3.28)$$

在式 (3.28) 中,  $a_i$  为小于 1 的权重系数, 且  $\sum_1^k a_i$  等于 1。

由模糊多目标集  $Mf_i: U \rightarrow [0, 1]$  可以构造出模糊判决集  $Md: U \rightarrow [0, 1]$ , 如公式 (3.29) 所示:

$$M_d(u) = \bigwedge_{i=1}^k M_{f_i}(u) \quad (3.29)$$

最优解  $u^*$  应该满足式 (3.30):

$$M_d(u^*) = \max M_d(u) \quad (3.30)$$

根据模糊优化理论, 以关断时刻和缓冲电路成本最低和 IGBT 上尖峰电压最小为目标<sup>[41]</sup>来构造缓冲电路的参数设计多目标模糊优化函数如公式 (3.31) 所示:

$$\begin{aligned} \max(M_v), M_v(X) &= a_v \cdot (V_{CES} - V_{CM}) \\ &/ (V_{CES} - V_{CC}) \\ \max(M_F), M_F(X) &= a_F \cdot (F_{max} - F) \\ &/ (F_{max} - F_{min}) \end{aligned} \quad (3.31)$$

在式 (3.31) 中  $X = (R, C, I_{DA})^T$ ,  $aF$  和  $aV$  分别为缓冲电路成本和抑制尖峰电压峰值的权重系数。在本文中要求尖峰电压尽可能小, 所以  $a_v$  可以适当取高一点。  $F_{max}$  为选用额定容量最大的二极管时所需成本,  $F_{min}$  为尖峰电压值等于 IGBT 可承受的最大正向电压额定值。根据式 (3.31) 还可以将多目标的问题转化为单目标问题进行求解。

另外, 为了保证有源滤波器能够有效地进行谐波抑制与无功补偿, 还需将逆变器产

生的共模与差模电压滤除掉，滤除差模电压的措施很简单，在本文中主要讨论共模电压的抑制。如图 3.24 所示，需要在逆变电路的输出端增加 LC 低通滤波电路。

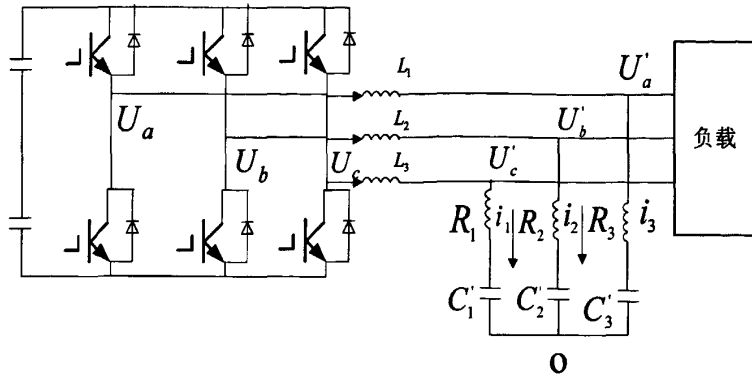


图 3.24 滤波器系统图

通过在逆变器输出端增加 LC 低通滤波电路可以滤除掉共模干扰电压。以滤波器星形连接点 O 为参考电势点。滤波器的三相电压分别如公式(3.32)所示：

$$\begin{aligned}
 U'_a &= R_1 * i_1 + \frac{1}{C'_1} * \int i_1 dt \\
 U'_b &= R_2 * i_2 + \frac{1}{C'_2} * \int i_2 dt \\
 U'_c &= R_3 * i_3 + \frac{1}{C'_3} * \int i_3 dt
 \end{aligned}
 \tag{3.32}$$

假设  $R_1 = R_2 = R_3 = R, C'_1 = C'_2 = C'_3 = C$ 。将公式(3.32)相加可得到公式(3.33)：

$$\begin{aligned}
 U'_a + U'_b + U'_c &= R * (i_1 + i_2 + i_3) + \\
 &\frac{1}{C'_1} * \int (i_1 + i_2 + i_3) dt
 \end{aligned}
 \tag{3.33}$$

根据共模电压的公式可以求出共模电压如公式(3.34)所示：

$$V_{cm} = (U'_a + U'_b + U'_c) / 3
 \tag{3.34}$$

所以共模电压可以表示为公式(3.35)：

$$\begin{aligned}
 V_{cm} &= [R * (i_1 + i_2 + i_3) + \\
 &\frac{1}{C} * \int (i_1 + i_2 + i_3) dt] / 3
 \end{aligned}
 \tag{3.35}$$

由式 (3.35) 可知，减小 R，增大 C，共模电压就可以被有效地抑制。实验波形如图 3.25 和 3.26 所示，分别由电能质量分析仪 FLUKE434 和 FLUKE43B 获取。

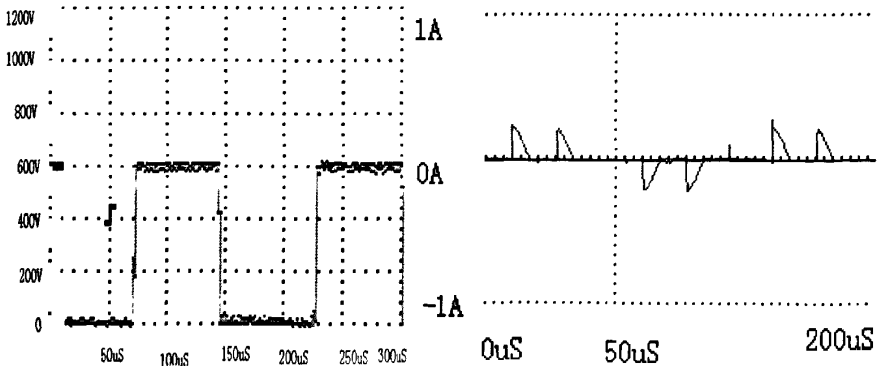


图 3.25 逆变器两端电压及共模电流波形

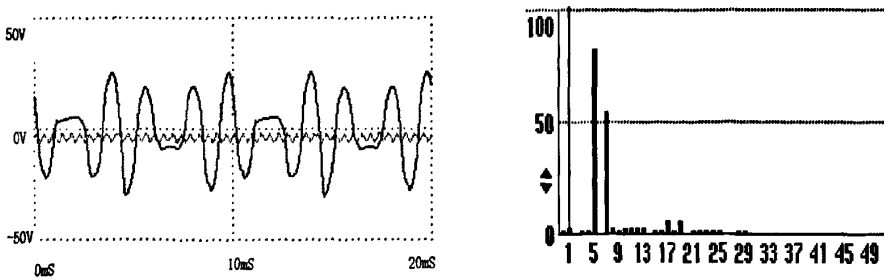


图 3.26 逆变器输出波形及频谱图

图 3.25 为 IGBT 两端的电压波形以及逆变器输出共模电流的波形图，从实验波形可以看出，采用本文所使用的 RCD 缓冲回路后，IGBT 两端的尖峰电压基本上被抑制掉，IGBT 两端的电压波形良好，逆变器的输出共模电流也大为减小，仅仅只有 0.23A 左右。图 3.26 为逆变器输出波形及对应的频谱图，在本实验中逆变器发出的是 5、7 次谐波，通过实验波形可以知道，在使用了本文这种低通滤波器来对共模电压进行抑制之后，逆变器输出波形很好，有利于有源滤波器进行谐波治理和无功补偿。

### 3.5 本章小结

本章详细介绍电能质量调节装置系统设计方案。首先提出了整个装置的整体方案，接下来对主电路的设计进行了详细地介绍，包括电压型有源逆变器的选择，直流侧电容和输出平波电抗器的参数设计以及功率模块的散热设计等。然后详细说明了数字控制系统的硬件和软件设计，包括主控制电路板、采样电路、IPM 模块硬件死区电路、驱动电源系统、驱动电路以及软件设计等，最后介绍了电磁干扰产生原因及解决办法，对电磁干扰产生的原因进行详细地分析，并且根据实际情况采用 RCD 缓冲回路来对 IGBT 两端的电压尖峰进行抑制以及通过在逆变器输出端增加低通滤波器来抑制共模电压，实验结果表明电磁干扰问题得到解决，逆变器输出波形良好，有利于有源滤波器进行谐波治理。



## 第 4 章 工程应用及经济社会效益分析

针对电力系统中存在着谐波抑制与无功补偿的要求，本章结合合肥铜材铜冠有限公司谐波治理与无功补偿一期项目，对谐波及无功问题的产生源——高频开关电源进行谐波及无功含量分析，提出在低压 400V 侧采用有源电力滤波器进行谐波治理与无功补偿，在前面几个章节的理论分析与设计的基础上，详细地介绍了有源电力滤波器在低压侧的工程应用。并对通过投入有源电力滤波器以后所产生的经济、社会效益进行了详细的说明。

### 4.1 项目背景

在大型的工矿企业中，存在着大量的整流装置，这些整流装置会带来谐波畸变率大、功率因数偏低等问题，严重危害电网的正常运行。以合肥铜材铜冠有限公司为例，最主要的整流装置为高频开关电源，规格为 50KA/6.5V，数量 6 台。其中 4 台由一台容量为 2000KVA、变压比为 10KV/0.4KV 的变压器供电，另外 2 台由一台容量为 1000KVA、变压比为 10KV/0.4KV 的变压器供电。如图 4.1 所示。

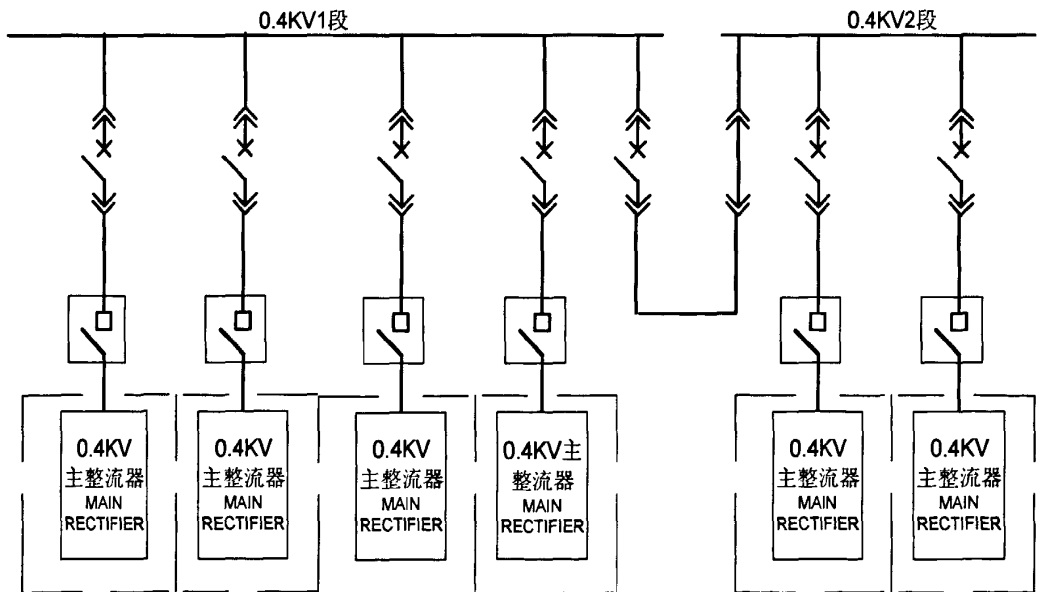


图 4.1 高频开关电源进线图

由于现场工矿运行情况复杂，会出现多种工况，六台高频开关电源全部投运的时候，谐波电流的畸变率会较大，功率因数较低；只有部分高频开关电源投运的时候，谐波电流的畸变率较低，功率因数较高。如果使用无源滤波器（Passive Filter--PF），则无法动态地跟踪谐波电流以及功率因数的变化，不能实现动态治理。如果参数设计不合理，引起系统串并联谐振或者谐波电流超过滤波器的额定容量，可能会烧毁无源滤波器，有源电力滤波器能够实时、动态地跟踪被补偿的谐波及无功电流，不会与电网系统阻抗产生串并联谐振，因此，采用在低压侧使用有源电力滤波器来进行谐波治理与无功补偿。

## 4.2 仿真分析

通过上一节的项目背景分析，本文结合工程实际，对高频开关电源搭建仿真模型，分析其谐波及基波无功电流含量，最后通过搭建谐波治理与无功补偿仿真系统进行治理，仿真结果表明谐波电流畸变率明显降低，功率因数显著提高。

### 4.2.1 高频开关电源整体仿真

根据图 1.1 和图 1.2 高频开关电源工作原理图和主电路图，我们运用 PSIM6.0 搭建了高频开关电源的仿真模型。根据合肥铜材铜冠有限公司提供的资料，高频开关电源是在低压侧 400V 运行，因此，该仿真的系统电压设定为 400V，高频开关电源的输入端直接与 400V 系统连接，经过不可控全桥整流后，再进行直流滤波，最后通过开关管逆变后变成高频脉冲波，再经过变压器和滤波后得到所需的直流电压。

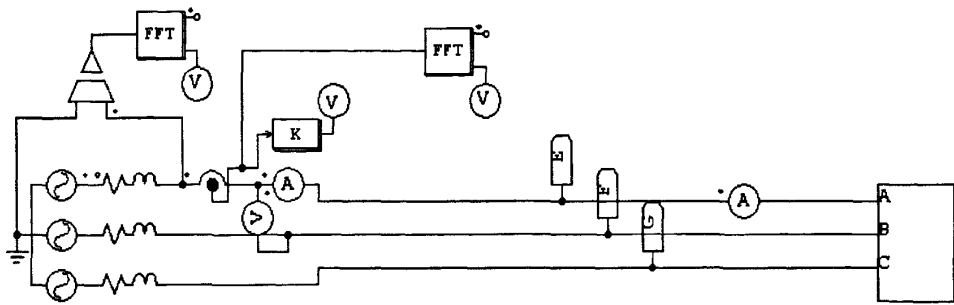


图 4.2 高频开关电源整体仿真图

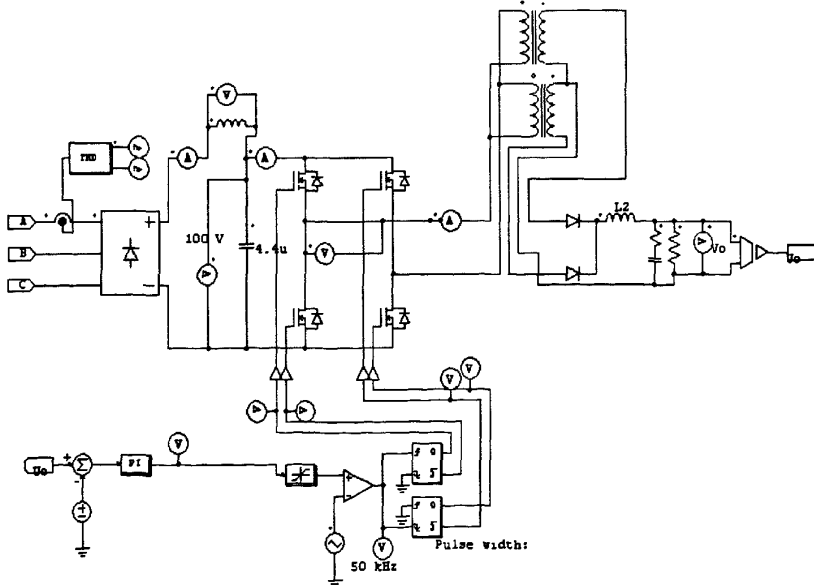


图 4.3 高频开关电源

### 4.2.2 高频开关电源谐波及基波无功电流含量分析

通过第 4.2.1 节搭建的仿真平台以及结合实际，我们结合实际工矿进行了仿真。实际工矿为生箔机高频开关整流电源规格为 50KA/6.5V，数量 6 台。其中 4 台由一台容量为 2000KVA、变压比为 10KV/0.4KV 的变压器供电，另外 2 台由一台容量为 1000KVA、

变压比为 10KV/0.4KV 的变压器供电。2000KVA 变压器和 1000KVA 变压器高低压侧的谐波含量分别为表 4.1 和 4.2 所示。

表 4.1 2000KVA 变压器负载谐波含量

电压 0.4KV 侧	基波	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次	23 次	25 次
有效值 (A)	2065	407.4	302.7	186.7	164.1	121.6	107.5	90.5	84.8

表 4.2 1000KVA 变压器负载谐波含量

电压 0.4KV 侧	基波	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次	23 次	25 次
有效值 (A)	1032.6	203.7	151.4	93.4	82.1	60.8	53.8	45.3	42.4

由表 4.1 和 4.2 可以看出，低压侧的谐波电流较大，电流畸变率较高，达到 30%，其谐波含量比 6 脉波整流电路要少，而且功率因素比 6 脉波整流电路也要高，低负荷的时候也有 0.85。

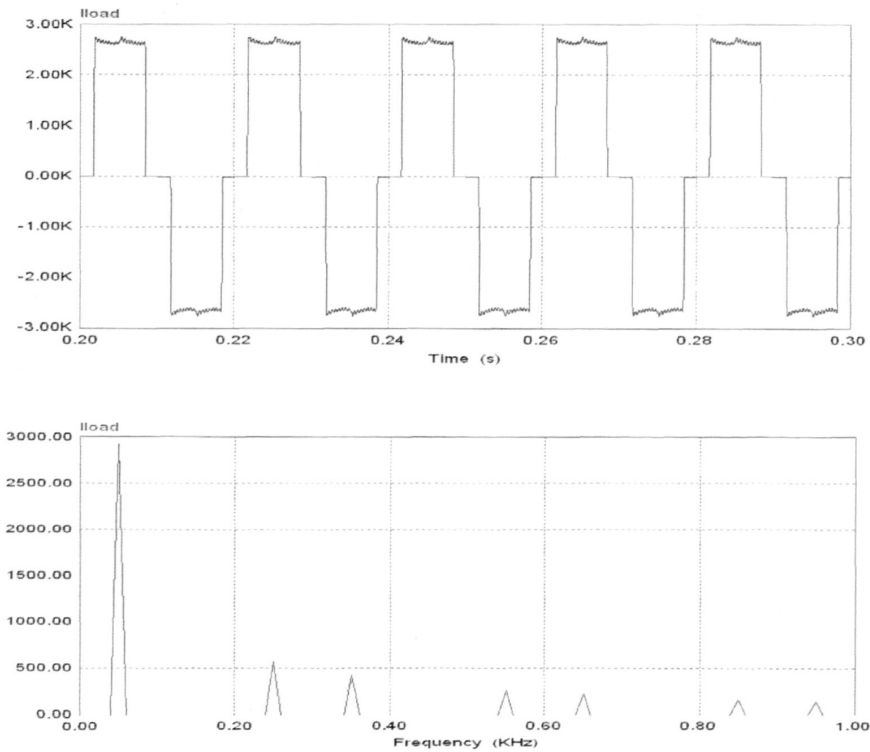
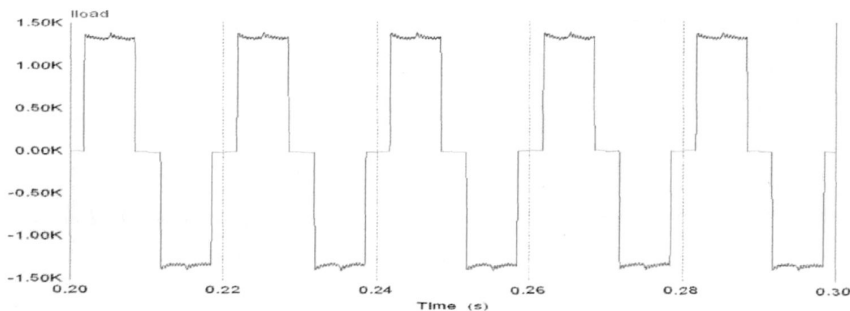


图 4.4 2000KVA 系统高频开关电源补偿前 0.4KV 侧输入电流波形及频谱



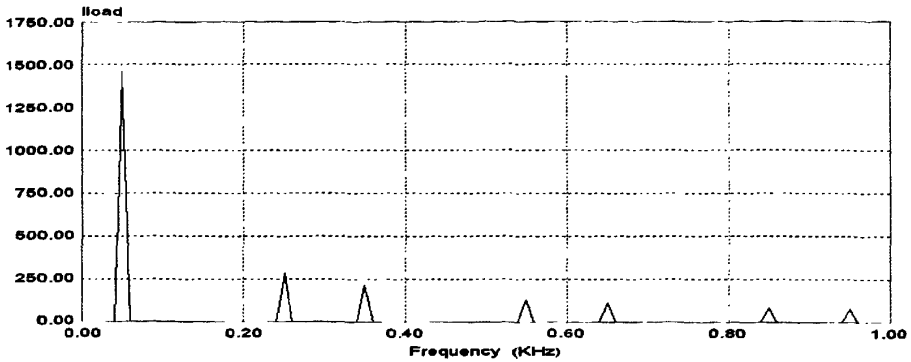


图 4.5 1000KVA 系统高频开关电源补偿前 0.4KV 侧输入电流波形及频谱

通过仿真可以看出，高频开关电源所产生的谐波含量较大，谐波畸变严重，功率因素虽然较 6 脉波整流要高，但是还是不能达到要求，也需要进行一定的无功补偿。

### 4.2.3 有源电力滤波器补偿效果仿真

在本文采用在低压 400V 侧使用有源电力滤波器对高频开关电源产生的谐波及基波无功电流问题进行治理，在上节的分析中可知，有两台变压器对高频开关电源进行供电，因此需要投入两台有源电力滤波器，分别接入 2000KVA 变压器和 1000KVA 变压器低压侧进行治理。从上面的仿真可以看出，5、7 次谐波电流占有主要成分，因此，也主要对 5、7 次谐波电流进行治理。有源电力滤波器投入运行以后，变压器 400V 侧的电流波形及频谱图如下：

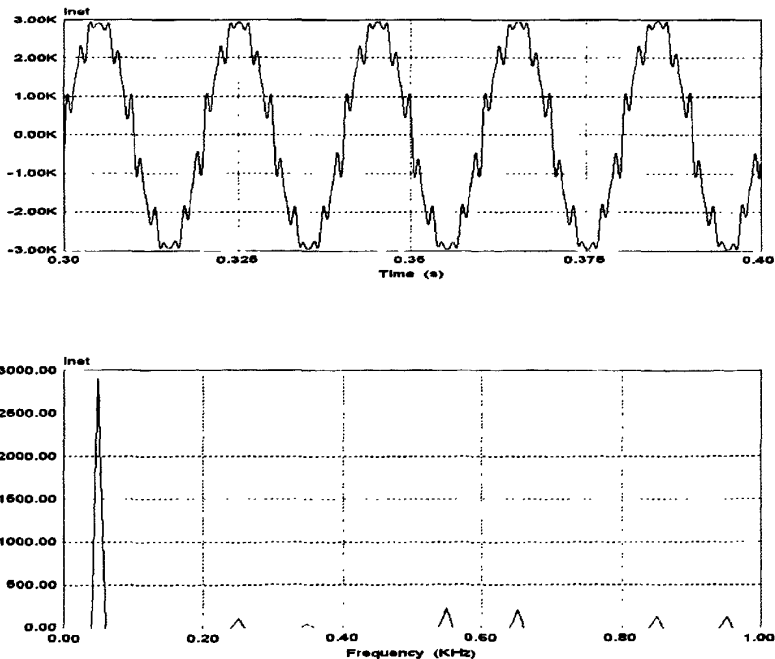


图 4.6 2000KVA 变压器 400V 侧补偿后电流波形及频谱图

对补偿前后的电网电流 FFT 频谱分析后化算成有效值，并测量功率因数，得到补偿前后效果对比表。2000KVA 高频开关电源补偿前后效果对比表（电流值均为有效值）如

表 4.3 所示。

表 4.3 2000KVA 高频开关电源谐波治理和无功补偿效果表

系统 状态	基波	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次	THD	功率 因数
补偿前(A)	2920	576	428	264	232	172	152	31.1%	0.7
补偿后(A)	2762	115	40	232	204	141	116	13.6%	0.97

从效果对比表可以看出，投入补偿系统后，变压器 400V 侧输入电流畸变率由补偿前的 31.1%降低到 13.6%，功率因数由补偿前的 0.7 提高到 0.97。

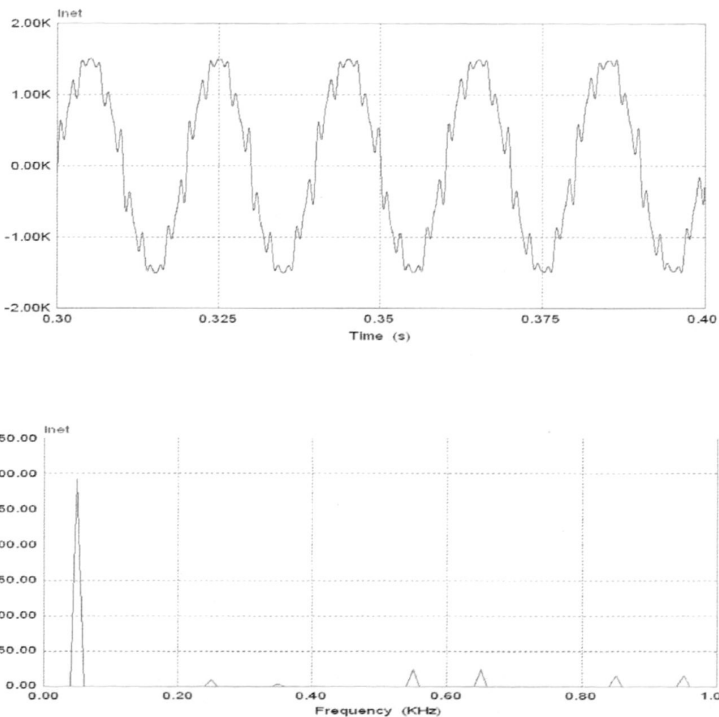


图 4.7 1000KVA 变压器 400V 侧补偿后电流波形及频谱图

对补偿前后的电网电流 FFT 频谱分析后化算成有效值，并测量功率因数，得到补偿前后效果对比表。1000KVA 高频开关电源补偿前后效果对比表（电流值均为有效值）如表 4.4 所示。

表 4.4 1000KVA 高频开关电源谐波治理和无功补偿效果表

系统 状态	基波	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次	THD	功率因 数
补偿前(A)	1460	288	214	132	116	86	76	31.1%	0.7
补偿后(A)	1455	47	16	121	108	78	72	14.1%	0.95

从效果对比表可以看出，投入补偿系统后，400V 侧输入电流畸变率由补偿前的

31.1%降低到 14.8%，功率因数由补偿前的 0.7 提高到 0.95。

### 4.3 有源电力滤波器应用系统及效果

应用于合肥铜材铜冠有限公司的有源电力滤波器系统以及连接图如下图所示，有源电力滤波器通过输出平波电抗器后，经过开关柜接入 0.4KV 电网中。有源部分主要由有源逆变屏、有源输出屏以及有源监控屏构成。下面就各个部分进行介绍。

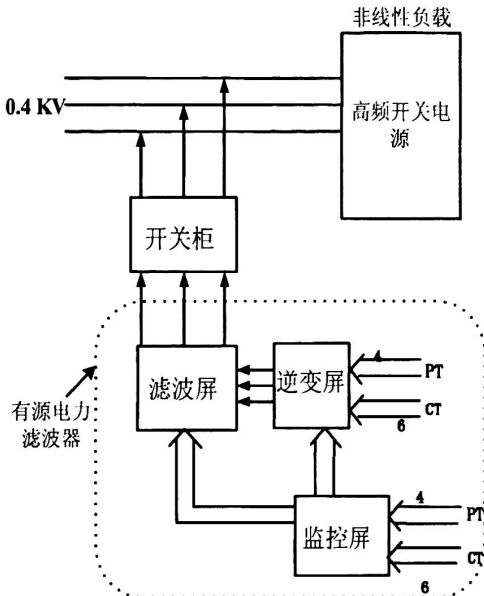


图 4.8 有源电力滤波器系统图

#### 4.3.1 开关柜

系统中的开关柜采用的是正泰电气有限公司的塑料空气开关。这种开关具有自动保护功能，一旦发生过流或者过压就会立即跳闸，以保护整个系统的安全。开关柜现场装置及实物图如下图所示。

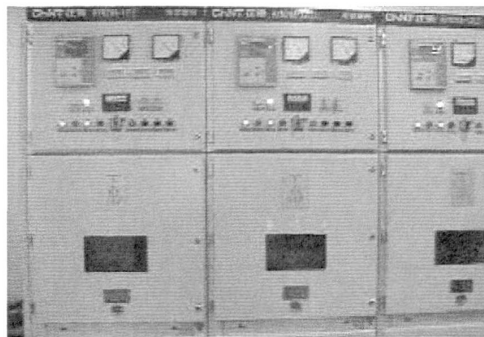


图 4.9 开关柜实物图

#### 4.3.2 逆变屏

有源逆变屏的作用是将直流侧能量转化为交流能量，输出谐波和基波无功电流进行补偿。主要有两个部分，一个是电压型的智能 IPM 逆变模块，也就是第三章提到的三菱公司的 PM450CLA120 模块，另一个就是基于 DSP28335 的下位机控制系统。在本文中利用了基于集成化的思想，将逆变模块和 DSP28335 控制系统集成到一起，构成功率模

块。如下图所示。该功率模块将 IPM 模块、IPM 模块驱动电路、直流侧电解电容、直流侧吸收电容、均值电阻以及 DSP 控制器等集成到一起，这种集成化设计的好处在于装置的体积大大减小，更加紧凑，维护也大为方便。该功率模块不仅可以用于有源电力滤波器，也可用于变频器、DSTATCOM、光伏发电等电力电子变流电路中。该功率模块的各个部分的设计原则已在第三章详细讨论过，这里就不再进行说明。

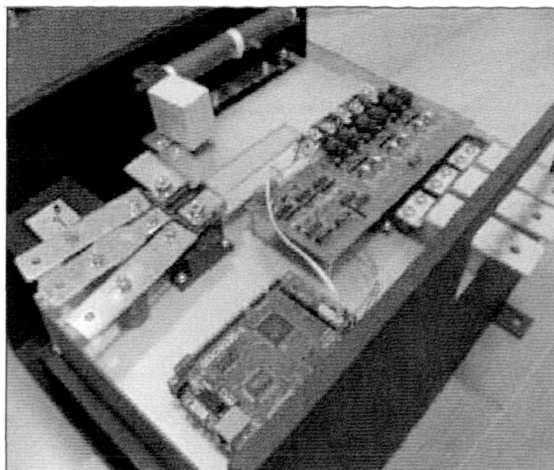


图 4.10 功率模块实物图

### 4.3.3 滤波屏

有源输出屏如图 4.11 所示，主要安放的器件是平波电抗器，额定容量为 400V/800A。平波电抗器的作用是将有源电力滤波器的输出高频开关谐波滤除掉。与常见的无源滤波器相同，平波电抗器也是等边三角形摆放，排除电感互感的影响，以提高治理效果。

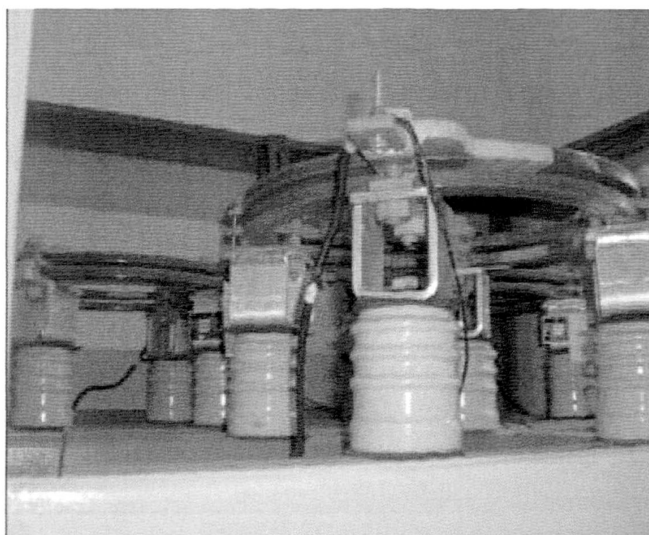


图 4.11 滤波屏

### 4.3.4 监控屏

有源滤波器的电网实时上位机监控系统就安装在有源监控屏中，这个上位机监控系

统可以对电网的谐波以及功率因数等参数进行实时地监控、分析以及海量数据的存储，整个监控系统的硬件平台如图 4.12 所示。该监控系统通过将需要监控以及处理的电压、电流信号通过高精度的电压、电流变送器转换为 A/D 数据采集卡可以处理的小信号，由于存在着干扰会影响到采样精度，因此在变送器输出端还加有信号调整电路，将电压、电流信号进行调整后，送至 A/D 数据采集卡进行处理。A/D 数据采集卡为具有 16 路 12 位的 AD 输入、2 路 12 位 DA 输出、最高采样频率为 330KHz 的威达 PCI-1800，在实际的工程应用中采样频率设定为 250KHz。

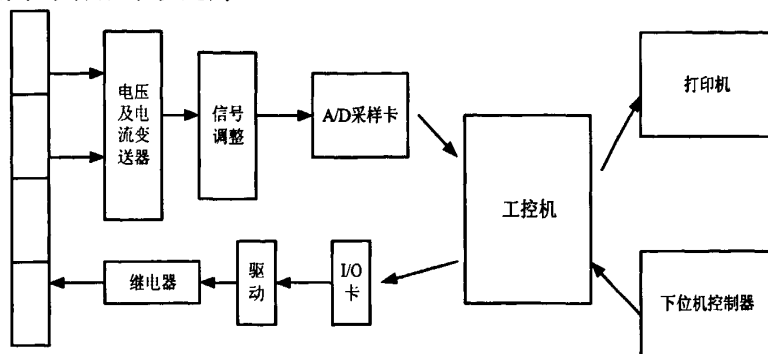


图 4.12 谐波监控系统硬件平台

为了能够实现上述的监控功能，本文采用的是 Borland 公司 Delphi7.0 开发了上位机监控系统软件，主要由七大功能模块组成，它们分别是：实时数据处理模块、历史数据处理模块、故障录波处理模块、统计处理模块、系统参数设置处理模块、系统参数整定处理模块和帮助模块，各个功能模块都能够进行任意地切换和打印。软件结构框图如图 4.13 所示。

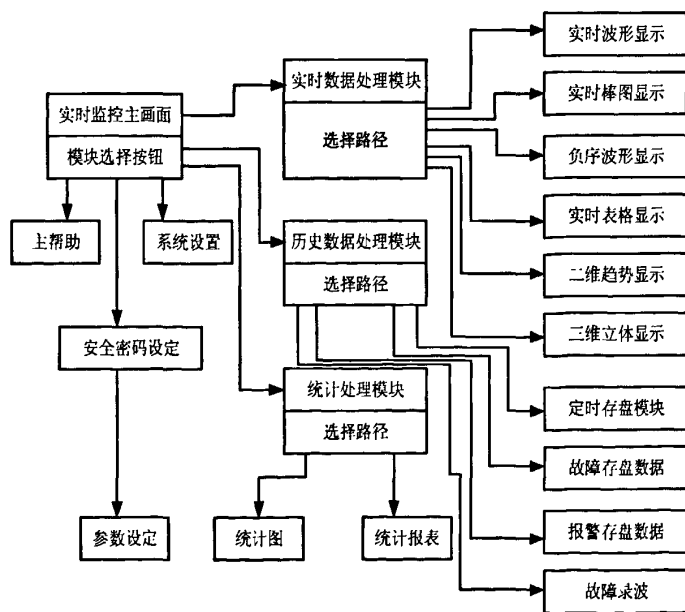


图 4.13 上位机系统软件结构图

每个模块的功能如下所示<sup>[42]</sup>：

1) 实时数据处理模块



实时数据处理模块反映了当前电网中的实时谐波含量情况,它包括各次谐波电流电压谐波波形显示、负序电流电压波形显示、各次电流电压谐波幅值、95%概率值及波形畸变率棒图显示、谐波功率谱棒图显示、各种参数的表格数据显示、波形变比趋势显示等。由于该监控系统同时对多条路线进行单独地监视和分析,因此采用仿并行处理的多线程技术,满足系统对多条线路独立的、同步的,互不干扰,互不影响地监测和分析。同时采用坐标变换、二维图拟合、三维图投影技术使得整个系统的显示画面具有多种形式,显示图形直观,易于操作。

#### 2) 统计处理模块

统计处理模块分为两个部分:统计表子模块和统计图子模块。统计表子模块通过表格的方式来对电网运行数据进行统计。它的特点在于数据非常精确,有利于进行定量分析。而统计图子模块是通过图形方式来对电网的运行数据进行统计,它的特点在于非常直观,一目了然,非常容易进行分析和比较。

#### 3) 历史数据处理模块

历史数据处理模块对电网每一年的运行参数进行记录,它包括报警数据子模块和定时数据子模块。如果电网中谐波含量超过设定值时,报警数据子模块将发出报警信号,此时,装置会自动记录下报警时刻前后相邻一段时间内电网的运行情况。定时数据子模块每相隔1分钟就会记录一次电网的运行数据。

#### 4) 系统参数设定处理模块

系统参数设定处理模块是一般用户根据自己的需求,设定自己需要的功能如故障打印、定时打印以及报警保护功能的模块。

#### 5) 故障录波处理模块

故障录波处理模块实时扫描电网电压、电流等电网参数以确定是否发生故障。如果电流、电压等参数发生突变,系统将发出声光报警,并将发生故障的时间自以及发生故障前后一段时间内的电网运行情况记录下来。

#### 6) 系统参数整定处理模块

系统参数整定处理模块是高级用户如管理员等对各次谐波报警设定值以及电压电流互感器的变比设定值进行设置的模块。本模块还可以对系统的参数进行设定以及权限的设定,还通过加密技术对系统的内部比较重要的参数进行管理,从而保证了整个有源滤波系统的安全运行。

#### 7) 帮助模块

在帮助模块中,用户能够掌握各个模块的作用,有助于用户短时间内掌握该监控系统的每个模块的用途,掌握如何操作本装置。

### 4.3.5 工程应用效果

有源电力滤波器现在已经成功投运于合肥铜冠铜材有限公司,用于谐波治理与无功补偿一期项目,目前已经正常运行近半年。通过在低压400V侧投入有源电力滤波器以

后，将功率因数由以前的平均 0.85 提高到现在的 0.92 以上，不仅避免了电力部门的罚款，而且减少了对电网的污染，为电力系统的正常运行做出了重大的贡献。其现场装置图和投入有源电力滤波器前后的波形对比图如图 4.14 和图 4.15 所示。

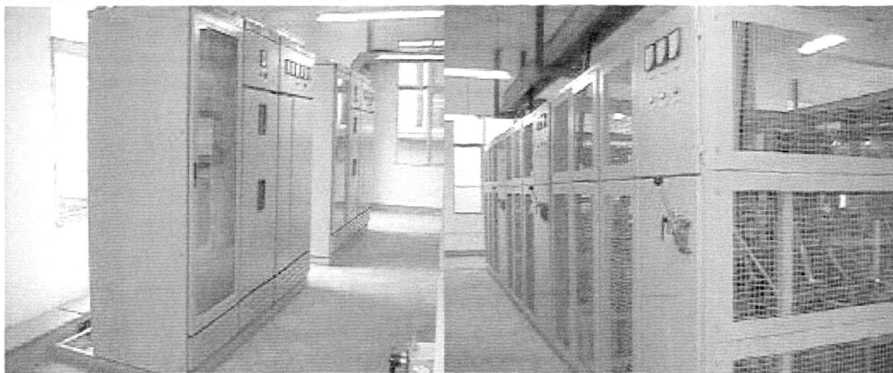


图 4.14 有源电力滤波器现场装置图

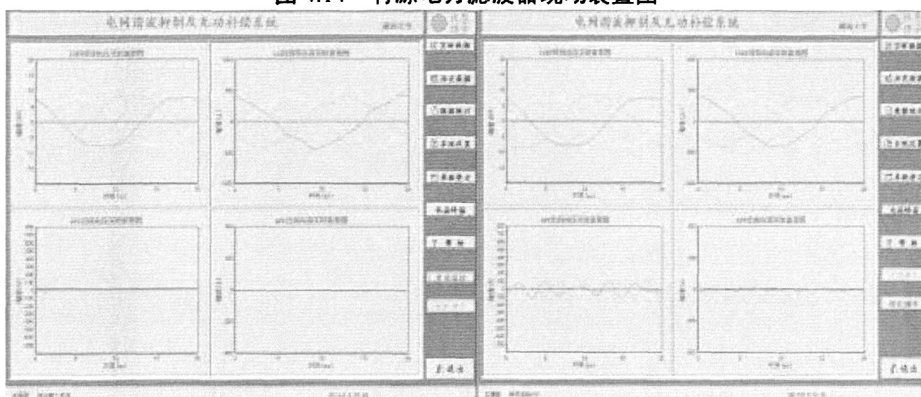


图 4.15 有源电力滤波器投入前后数据采集软件截图

## 4.4 经济及社会效益分析

如果将高频开关电源产生的谐波畸变率降低，同时提高功率因数，将会带来巨大的经济效益和社会效益。本节从节省电费直接投资；提高线路功率因数、减少谐波电流，降低配电网损耗；降低无功功率提高功率因数，减少谐波含量，降低配电网主要用电设备附加损耗等三个方面分析节能降耗前景。

### 4.4.1 经济效益

#### 1) 节省电费直接投资

有源电力滤波器的投运，将大幅度提高电网功率因数，滤除电网谐波，进而显著地降低电网电流值，每年可以减少大量的电费直接投资。

电费的计算公式如下，假设每度电为 0.5 元：

$$M = \sqrt{3} * U * I_F * 24 * 365 * 0.5 \quad (4.1)$$

公式中  $U$  为线电压， $I_F$  为基波电流。

补偿前所需的电费为：

$$M_{pre} = \sqrt{3} * U * I_{pre} * 24 * 365 * 0.5 \quad (4.2)$$

补偿后所需的电费为：

$$M_{now} = \sqrt{3} * U * I_{now} * 24 * 365 * 0.5 \quad (4.3)$$

因此年减少电费为：

$$\Delta M = \sqrt{3} * U * (I_{pre} - I_{now}) * 24 * 365 * 0.5 \quad (4.4)$$

以高频开关电源为例，变压器为 2000KVA，补偿前功率因数为 0.85，基波电流有效值为 2.92KA。根据要求，补偿后电流畸变率要小于 5%，功率因数要达到 0.92，基波电流有效值为 2.574KA。

$$\Delta M = \sqrt{3} * U * (2920 - 2762) * 24 * 365 * 0.5 = 45.56 \text{ (万元)} \quad (4.5)$$

表 4.5 年可节约电费汇总表

变压器	S <sub>T</sub>	补偿前 cos	补偿后 cos	补偿前 电流 KA	补偿后 电流 KA	电能减少 (%)	年减少电费 (万元)
高频开关整 流电源	2000 KVA	0.85	0.92	2.92	2.76	23.8	45.56
高频开关整 流电源	1000 KVA	0.85	0.92	1.46	1.45	23.9	1.44
总计							47

## 2) 降低线路损耗

谐波动态治理和无功补偿装置的投运，不但可以减少电费的直接投资，还能显著降低公司配电网的线损，提高公司电能利用率。我们根据合肥铜材铜冠有限公司的实际工况，对使用谐波动态治理和无功补偿装置后因降低配电网线损创造的经济效益作出了详细的计算。根据公司提供的资料，在生箔机系统中一共有六台变压器投入运行。一台 2000KVA 和一台 1000KVA 变压器为六套高频开关电源供电，高频开关电源规格为 50KA/6.5V；在进行补偿以前功率因数普遍偏低，电流畸变严重。

降低线损的公式为：

$$\Delta W = \eta * W_C \quad (4.6)$$

式中： $\eta$ 为线损降低率； $W_C$ 为线路损耗，按配电网电能的 8%计，一年的损失电度为：

$$W_C = W * 8\% = \sqrt{3} * U * I_F * \cos\alpha * 24 * 365 * 8\% \quad (4.7)$$

式中 $U$ 为电网线电压， $I_F$ 为线电流基波分量， $\cos\alpha$ 为补偿前功率因素。

$\eta$ 为线损降低率即补偿前后电流平方比，计算如下：

$$\eta = 1 - \frac{1}{1 + THD^2} * (\cos\alpha_1 / \cos\alpha_2)^2 \quad (4.8)$$

式中， $I_{Now}$ 和 $I_{Pre}$ 分别为补偿前后的电流。

以高频开关电源为例，变压器为 2000KVA，补偿前功率因数为 0.85，基波电流有效值为 3.38KA。根据要求，补偿后电流畸变率要小于 5%，功率因数要达到 0.92，基波电流有效值为 2.574KA。则补偿后的线损降低率和损耗分别为：

$$\eta = 1 - \frac{1}{1 + THD^2} * (\cos\alpha_1 / \cos\alpha_2)^2 = 47.2\% \quad (4.9)$$

$$W_C = W * 8\% = \sqrt{3} * U * I_F * \cos\alpha * 24 * 365 * 8\% = \sqrt{3} * 380V * 2.92KA * 0.85 * 24 * 365 * 8\% = 94.25 \text{ 万 kwh} \quad (4.10)$$

$$\Delta W = \eta * W_c = 47.2\% * 94.25 \text{ 万 kwh} = 44.49 \text{ 万 kwh} \quad (4.11)$$

在投入有源电力滤波器后，将配电网平均功率因数提高至 0.92，并消除大部分谐波后，预计每年由降低线路损耗所带来的节能效果如表 4.6 所示：

表 4.6 降低线损所带来的节能效益

变压器	S <sub>T</sub>	补偿前 cos	补偿后 cos	补偿前电流 KA	补偿后电流 KA	年线损万 Kwh	线损减少率 (%)	年线损降低 (万 Kwh)
高频开关整流电源	2000 KVA	0.85	0.92	2.92	2.76	109.1	47.2	44.49
高频开关整流电源	1000 KVA	0.85	0.92	1.46	1.45	54.24	47.2	22.24
总计								66.73

由于无功功率和谐波的减少，将显著降低公司配电网的线路损耗，由此年节能将达 66.73 万 Kwh，假设每度电为 0.5 元，则每年可节省 33.365 万元。

### 3) 降低输配电设备附加损耗带来的经济效益

由于无功功率的作用，电力系统中的很多输配电设备都会产生附加损耗，以变压器为例子，由于无功功率而产生的附加铜损为：

$$\Delta P = P_d \left( \frac{Q}{S_e} \right)^2 \quad (\text{kW}) \quad (4.12)$$

式中， $P_d$  为变压器的短路损耗 (kW)， $S_e$  为变压器的额定容量 (kVar)。由此可见，无功功率越大，变压器无功附加铜损越大，这两者是成正比的。以系统中 4 台生箔机 (高频开关电源) 变压器 (2000KVA) 为例假设一台变压器总的短路损耗为 59.2 kW，装置补偿无功功率后使电网功率因数从 0.85 提高到 0.92：

$$\Delta P_1 = P_d \left( \frac{Q_1}{S_e} \right)^2 = P_d \sin^2 \varphi_1 = 59.2 \times (1 - \cos^2 \varphi_1) = 30.192 \quad (\text{kW}) \quad (4.13)$$

$$\Delta P_2 = P_d \left( \frac{Q_2}{S_e} \right)^2 = P_d \sin^2 \varphi_2 = 59.2 \times (1 - \cos^2 \varphi_2) = 9.09 \quad (\text{kW}) \quad (4.14)$$

无功附加铜损降低了：

$$\Delta P_2 - \Delta P_1 = 30.192 - 9.09 = 21.102 \quad (\text{kW}) \quad (4.15)$$

以一度电 0.5 元计算，仅此一项，每年可创造经济效益：

$$21.102 \times 0.5 \times 24 \times 365 = 9.22 \quad (\text{万元}) \quad (4.16)$$

综合上述节能降耗的 3 个方面，年节能效益见表 4.7。

表 4.7 节能效益表

变压器	S <sub>T</sub>	节省电费 (万元)	线路损耗 (万元)	附加损耗 (万元)	小计 (万元)
高频开关整流电源	2000 KVA	45.56	22.245	9.22	77.025
高频开关整流电源	1000 KVA	1.44	11.12	9.22	21.78
总计					98.085

#### 4.4.2 社会效益

在国民经济高速发展的现阶段，为了进一步贯彻落实《国务院关于印发节能减排综合性工作方案的通知》（国发[2007]15号）精神，动员全社会积极参与节能减排工作，形成政府推动、企业实施、全社会共同参与的节能减排工作机制。合肥铜材铜冠有限公司响应国家号召，积极参与节能减排。本项目如果在合肥铜材铜冠有限公司进行工程实施与示范将具有更加重要的经济和社会意义。数据显示：全国重工业耗能占全社会工业能耗 90.3%，占全社会 63.4%。工业行业耗能居前 10 位的是黑色金属冶炼及压延加工业、化学原料及化学制品制造业、非金属矿物制品业、电力、热力的生产和供应、有色金属冶炼及压延加工业、石油加工、炼焦和核燃料加工业、造纸及纸制品业、煤炭开采和洗选业、非金属矿采选业和纺织业，这 10 大行业企业的能耗巨大，接近工业耗能总量的 90%，占我国耗能总量的 61.2%。我国工业企业的能耗远远超过了世界平均水平，能源供需矛盾日益突出，这明显制约了我国的经济的发展。国家发改委明文规定在“十一五”末期国内单位生产总值能耗必须要比“十五”末期降低 20%左右。节能已成为经济和社会发展的一项长远战略方针，而节省电能又是我国节能战略中最重要的组成部分。所以，合肥铜材铜冠有限公司投入使用谐波治理和无功补偿装置后，将会极大地降低谐波畸变率，提高功率因数，明显提高电能的利用率，不仅大大减少合肥铜材铜冠有限公司的用电量，降低电费的开支，同时也在全国工矿企业中树立一个节能减排的好榜样，有利于国家推广节能减排的工作，具有很深远的社会意义。

有源电力滤波器在合肥铜材铜冠有限公司投入运行后，将可为保障电网以及合肥铜材铜冠有限公司的安全优质生产提供有力的支持，能够提高电能质量，补偿电网无功功率，降低电力系统谐波，为减少我国电力生产所需的原始能源消耗，节约大量不可再生资源，为我国国民经济的可持续发展树立了一个典范，同时也会产生巨大的社会效益。同时，该装置可以明显地降低谐波含量，提高功率因数，电能消耗会大量降低因此生产成本也会明显下降，从而提高了企业的生产效率，极大地增强企业的竞争力和生命力。最后，该成套装置的投入使用真正实现了绿色环保，改善生态与环境问题，为人民群众的生活提供高效洁净的电能，美化了人们的生活，提高了人民的生活水平。

#### 4.5 本章小结

本章结合合肥铜材铜冠有限公司谐波治理与无功补偿一期项目，对谐波及无功问题的产生源——高频开关电源进行谐波及无功含量进行分析，提出在低压 400V 侧采用有源电力滤波器对电能质量问题进行治理，在前面几个章节的理论分析与设计的基础上，详细地介绍了有源电力滤波器在低压侧的工程应用。并对通过投入有源电力滤波器以后所产生的经济、社会效益进行了深入地说明。

## 总结与展望

随着现代电力电子技术的飞速发展,越来越多的整流非线性负载投入到电网中,电网谐波污染日益严重,影响到各种电气设备的安全运行。与此同时,人们的环境保护意识逐渐提高,对电能质量的要求越来越严格,并且要求形成一个“绿色”电网。由于有源滤波器能够实时跟踪以及动态补偿负载谐波及无功电流,系统控制灵活,发展潜力非常大,逐渐成为谐波抑制与无功补偿领域研究热门的课题。本文主要做了以下几部分的工作:

1) 对于谐波及基波无功电流检测采用改进的 $i_p$ 、 $i_q$ 检测方法,采用该方法的好处在于与传统的 $i_p$ 、 $i_q$ 方法相比,省去了三相至两相坐标变换及其逆变换,因此计算量大为减少。另外,由于这种方法直接对 $a-b-c$ 三相坐标系下的单相电流进行分解,因此可以直接应用于三相三线制、三相四线制以及单相系统。同时,本文提出了采用均值滤波器(FIR滤波器)和ButterWorth低通滤波器(IIR滤波器)串联,组成新的数字低通滤波器。仿真结果表明:采用ButterWorth低通滤波器加均值低通滤波器的优化数字低通滤波器更加符合电网谐波和基波无功电流检测的需要,既能取得较好的检测精度,又能获得令人满意的动态响应速度。

2) 对谐波电流跟踪控制策略进行了讨论,通过比较采用三角波比较控制策略,并且采用基于模糊PI的控制方法,通过仿真证明该方法的正确性。同时对直流侧电压控制也进行了深入的说明,分析对直流侧电压控制时能量流动关系以及电网、电容和电感之间的能量流动,通过仿真证明本文所采用的控制方法正确性,直流侧电压能快速稳定在设计值,电网谐波电流畸变率明显降低。

3) 对电能质量调节装置的研制进行了讨论,本文对主电路的设计,包括电压型逆变模块,直流侧电容,输出平波电抗器以及功率模块散热方案进行了讨论。对数字控制系统的设计进行了讨论,包括硬件和软件部分,对各个模块的设计进行了详细地说明。针对装置研制过程产生的电磁干扰问题进行了讨论,着重讨论了电磁干扰产生原因及解决方法。

4) 结合合肥铜材铜冠有限公司谐波治理与无功补偿一期项目,对谐波及无功问题的产生源——高频开关电源进行谐波及无功含量进行分析,提出在低压400V侧采用有源电力滤波器进行谐波治理与无功补偿,在前面几个章节的理论分析与设计的基础上,详细地介绍了有源电力滤波器在低压侧的工程应用。并对通过投入有源电力滤波器以后所产生的经济、社会效益进行了详细的说明。

本文针对工矿企业中常用的整流设备——高频开关电源所产生的谐波及无功问题,通过对有源滤波器的研制以及实际工业应用的推广,做了大量的工作,但是还是有很多地方不够完善,需要在以后的工作和学习中作进一步的改进。主要在以下几个方面:

1) 采用容量更大的功率器件。在本文中,电压型逆变模块采用的是三菱公司的IPM模块PM450CLA120,该模块的容量为1200V/450A。在实际的工矿中,除了高频开关电源整流装置以外,还有很多其他的整流装置,如六脉波整流,十二脉波整流等,这些装置产生的谐波电流要比高频开关电源产生的谐波电流大得多,这种IPM模块的容量无法满足谐波治理的要求。目前,研制的有源电力滤波器中功率器件大都采用单独的IGBT甚至容量更大的IGCT,这些功率器件的容量远比IPM模块的容量大,能够达到治理要求。

2) 散热装置需要改进。在本文中,散热方案采用的是散热片+强迫风冷的形式,由于高频开关电源产生的谐波电流相对较小,因此,使用该散热方式可以达到散热要求。但是,对于像六脉波整流以及十二脉波整流等装置,产生的谐波电流较大,发热量也很大,仅仅使用散热片+强迫风冷的形式是达不到要求的,因此,建议使用水冷散热的方式。水冷方式散热效果最好,在目前的绝大多数场合都使用水冷散热方式。

## 参考文献

- [1] 许俊荣, 高频开关电源技术及应用简述. 安徽电力, 2003, 20(4):27-29
- [2] 于伟华, 通信电源的发展现状及趋势. 电信建设, 2002, 20(6):44-47
- [3] 莫慧芳, 高频开关电源发展概述. 电源世界, 2007, 18(5):1-3
- [4] 梁如成, 高频开关电源的应用. 山西电子技术, 2002, 18(3):25-26,34
- [5] Siroj Sirisukprasert, Jih-Sheng Lai, and Tian-Hua Liu. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters. IEEE Trans. Ind. Electron[J], 2002, 49(4):875-878
- [6] Christopher K D, et al. Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power system. IEEE Trans on Industry Applications[J], 1989, 25(6):1025-1034
- [7] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿. 北京:机械工业出版社, 1998, 21-327
- [8] 林海雪, 孙树勤. 电网中的谐波. 北京:中国电力出版社, 1998, 23-31
- [9] 阿里拉加 J, 布莱德勒 DA, 伯德格尔 P S. 电力系统谐波. 容健纲, 张文亮译. 武汉:华中理工大学出版社, 1994, 30-32
- [10] 水利电力部. 电力系统谐波管理暂行规定(SD126-84). 北京:水利电力出版社, 1984, 40-41
- [11] 水利电力部. 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, 56-58
- [12] 王莉娜. 厂矿企业配电网谐波治理控制策略和工程应用研究:[中南大学博士学位论文]. 长沙:湖南大学, 2003, 16-23
- [13] 谭甜源. 配电网有源滤波技术的研究和工程应用:[中南大学硕士学位论文]. 长沙:中南大学, 2004, 20-36
- [14] 谢运祥, 唐中琦. 电力有源滤波器及其应用技术的发展. 电工技术杂志, 2000, 14(4):1-3
- [15] 肖健华, 吴今培. 电力系统谐波动态抑制技术的发展与展望. 五邑大学学报, 2000, 14(1):16-20
- [16] Sasaki H, Machida T. A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation Consideration on Basic Design. IEEE Trans. on PAS, 1971, 90(5):2009-2019
- [17] 唐欣. 新型大功率串联谐振注入式混合有源电力滤波器的研究:[中南大学博士学位论文]. 长沙:中南大学, 2004, 43-47
- [18] 粟时平, 李圣怡. 并联有源滤波器的最优电压滞环电流控制. 电力自动化设



- 备, 2002,22(4):14-17
- [19] 刘红萍, 张代润. 有源电力滤波器的正弦滞环控制法研究—滞环控制策略分析. 四川联合大学学报(工程科学版), 1999, 3(4):103-110
- [20] 付青. 大功率电网谐波有源治理的控制策略和工程应用研究:[中南大学博士学位论文]. 长沙:中南大学, 2004,21-44
- [21] Rivas D, Moran L, Dixon J, et al. A Simple Control Scheme for Hybrid Active Power Filter. IEE Proceeding of Generation, Transmission and Distribution, 2002, 149(4): 485-490
- [22] Ji ntakosonwit P, Fujita H, Akagi H. Control and Performance of A Fully-digital-controlled Shunt Active Filter for Installation on A Power Distribution System. IEEE Trans. on PE, 2002, 17(1): 132-140
- [23] 颜晓庆, 王兆安. 并联型电力有源滤波器控制方式对动态特性影响的研究. 西安交通大学学报, 1998, 32(6): 26-30
- [24] Wang Z, Wang Q, Yao W, et al. A Series Active Power Filter Adopting Hybrid Control Approach. IEEE Trans. on PE, 2001, 16(3): 301-310
- [25] Yuan X, Merk W, Stemmler H, et al. Stationary-frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Steady-state Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions. IEEE Trans. on IA, 2002, 38(2): 523-532
- [26] 童梅, 项基. 一种混合型电力滤波器的变结构控制. 电工技术学报, 2002,17(1): 59-63
- [27] 邓占锋, 朱东起, 姜新建. 基于滑模控制的混合型电力滤波装置. 电工技术学报, 2002,17(2):92-96
- [28] 徐万方, 罗安, 王莉娜, 等. 采用智能控制器的混合型有源电力滤波系统. 电力系统自动化, 2003,27(10):49-52
- [29] 徐万方. 基于 DSP 的新型混合有源滤波器 SRTAF 研制:[中南大学硕士论文]. 长沙:中南大学, 2004,41-46
- [30] Buso S, Malesani L, Mattavelli P. Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications. IEEE Trans. on IE, 1998, 45(5): 722-729
- [31] 汪培庄, 李洪兴. 模糊系统理论与模糊计算机. 北京:科学出版社,1996,35-40
- [32] 诸静. 模糊控制原理与应用. 北京:机械工业出版社, 2000, 40-42
- [33] S K Jain, P Agrawal, H O Gupta. Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement. IEE Proceeding of Electric Power Applications, 2002, 149(5): 317-328
- [34] 上海嘉尚电子有限公司 .IPM 、 IGBT 功率器件 .  
<http://www.poweripm.com/power%20dr.htm>, 2005-08-01
- [35] 苏宁. 基于 DSP 的有源电力滤波器数字控制系统的研究:[江苏大学硕士学位论文

文]. 镇江:江苏大学, 2008,21-24

[36] 上海有菱电子有限公司. 三菱 IPM 应用手册. <http://wenku.baidu.com/view/54ab09a1b0717fd5360cdc50.html>, 2010-03-25

[37] 索思达电子有限公司. SSD-DSK28335-I 用户指南 (Rev.A). <http://www.61ic.com/Article/C2000/C28X/200803/19393.html>, 2008-03-17

[38] 王跃, 王兆安. 复合控制的新型并联 HAPF 的稳态特性研究. 电力电子技术, 2004,38(6):13-15

[39] 赵金奎, 王迁, 等. LISN 在电磁兼容性检测中的应用. 电力电子技术, 2007, 41(12):39-41

[40] 杨晓, 罗安, 徐先勇, 等. 电能质量调节器电磁干扰产生原因及解决方法. 电力电子技术, 2009,43(10):63-65

[41] Gary L. Skibinski, Russel J. Kerkman, and Dave Schlegel. EMI Emissions of Modern PWM AC Drives. IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 5, No. 6, November/December 1999, 47-81

[42] 范瑞祥. 并联混合型有源电力滤波器的理论与应用研究:[湖南大学博士学位论文]. 长沙:湖南大学, 2007,96-98

## 致谢

感谢我的导师罗安教授和师母白李沙老师致以最诚挚的感谢。感谢在硕士期间他们给予我学习和生活上无微不至的关怀和帮助！自师从罗老师以来，始终得到罗老师的言传身教。罗老师渊博的知识、丰富的经验、对科学的执着追求和严谨的治学态度为我树立了科学工作者的榜样。无论是课题的研究还是平常的待人处事，罗老师都给予了我的极大的启迪和深刻的影响，这将是人生的一笔宝贵财富，并将终身受益不尽。

衷心感谢电气与信息工程学院的老师！自 2003 年进入湖南大学电气与信息工程学院 7 年以来的学习和生活过程中，他们的指导、关怀和帮助使我的成长历程倍受呵护，他们是我的良师益友。

在这里向徐先勇、赵伟、汤赐、荣飞、唐杰、孙贤大、舒适等师兄表示衷心地感谢，感谢他们在工作和生活中给予我的无私的帮助，在我的课题的顺利完成过程中起着不可替代的指导性作用；感谢代亚培、魏承志、吕志鹏、李慧、浣威、吴传平、吴芳慈、张爽、姜中华、黄亮亮等同届学友，在这求学的时间里大家相互学习，相互帮助，彼此之间建立了深厚的友谊；同时要感谢曾灿林、杨晓峰、马伏军、吕文坤、蔡平、兰征、孙娟、王刚、沈瑶等师弟师妹在课题的研究和论文的写作过程中给予的支持和帮助。

感谢我的父母多年来对我的培养、支持和理解！我的每一份成绩都饱蘸他们期待和鼓励，正是他们的关怀和支持才使我能够走进知识的殿堂。谨以此文献给他们，来表达我的无限感激之情。

再次感谢在我攻读硕士学位期间所有关心和帮助过我的老师、同学、亲人和朋友们！

杨晓

2010 年 4 月于湖南大学

## 附录 A 攻读学位期间主要研究成果

### 发表的学术论文

- [1] 杨晓, 罗安, 徐先勇, 等. 电能质量调节器电磁干扰产生原因及解决方法. 电力电子技术, 2009, 43(10): 63-65

### 获得的软件著作权

- |                                    |                  |
|------------------------------------|------------------|
| [1] 通用 DSP 控制系统数据保护与显示软件 V1.0      | 登记号: 2006SR16384 |
| [2] 智能型波形生成软件 V1.0                 | 登记号: 2007SR19005 |
| [3] 有源电力滤波器与静止无功补偿器联合运行软件 V1.0     | 登记号: 2009SR05075 |
| [4] 多指标域微网电能质量综合优化软件 V1.0          | 登记号: 2009SR05071 |
| [5] 基于 DSP 的 SPWM 变压变频电源的设计软件 V1.0 | 登记号: 2008SR15402 |

### 申请的实用新型专利

- |                        |                     |
|------------------------|---------------------|
| [1] 大功率逆变模块过压过流保护控制系统  | 专利号: 200820054172.7 |
| [2] 高压试验电源数字式正弦波控制系统   | 专利号: 200820054171.2 |
| [3] 电气化高速铁路负序与谐波综合补偿系统 | 专利号: 200920064641.8 |

### 申请的发明专利

- |                               |                        |
|-------------------------------|------------------------|
| [1] 基于多智能的配电网节能降耗综合管理系统及其管理方法 | 专利号:<br>200810030560.6 |
| [2] 谐波动态治理与无功动态补偿复合控制方法及其实现装置 | 专利号:<br>200710192666.1 |
| [3] 一种企业配电网综合节能方法             | 专利号:<br>200810030561.0 |