

河北工业大学

硕士学位论文

有源滤波器改进空间矢量控制方法的研究

姓名：胡相彬

申请学位级别：硕士

专业：控制科学与工程

指导教师：杜太行

20091201

有源滤波器改进空间矢量控制方法的研究

摘 要

在电力系统中，理想的电力系统是以单一恒定频率与规定幅值的稳定电压来供电的。但实际上，由于电力电子技术的迅猛发展使得大量电力电子装置广泛的应用到现代工业、企业、运输部门以及家用电器中，使得系统中的电压波形畸变越来越严重，电网中谐波污染也日益加剧。因此，对谐波污染的抑制和无功功率的补偿不断地受到专业人士的关注。传统的各种无功补偿及谐波抑制措施已难以满足现代电力系统的需要。有源电力滤波器是一种应用于动态抑制谐波的新型电力电子装置，它能够对大小和频率都发生变化的谐波及无功进行补偿。由于我国对APF的研究不是很完善，而对电能质量治理工作仍在持续的开展，利用有源电力滤波器进行电能质量改善将会有巨大的市场应用潜力。

本文重点研究的是三相并联型有源电力滤波器。并联型有源电力滤波器分为两大部分，一是检测出谐波电流，另一是控制产生补偿电流。而滤波性能的好坏与它所采用的谐波电流检测方法有很大的关系。准确、实时地检测出电网中瞬态变化的谐波电流，是滤波器进行精确补偿的关键。论文分析了目前常用的谐波电流的检测方法，基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法是目前应用的最普遍的方法。文中对基于瞬时无功功率理论的各种检测方法进行了分析，包括 $p-q$ 检测法， $ip-iq$ 检测法以及 $d-q$ 检测法。文中讨论了这几种方法的适用范围，经分析得出最优的谐波电流检测方法，经过仿真证明该检测方法不仅具有很快的动态响应速度，还具有很好的精度。

当滤波器主电路确定后，控制方法成为决定其输出性能和效率的关键。有源电力滤波器的补偿控制方法主要有三角波控制、滞环控制和空间矢量控制。则论文介绍了三角波比较控制、滞环电流控制和空间电压矢量 PWM 控制的基本原理，对其进行了仿真，其结果表明基于空间电压矢量 PWM 技术的补偿电流控制方法的补偿效果最佳。为进一步提高基于空间矢量控制策略的补偿效果，改善补偿后出现的毛刺问题，在闭环控制的基础上，引入 PI 控制器，减小了补偿电流的跟踪误差并降低了补偿后电源侧电流的畸变率。

最后给出了在 MATLAB7.0/SIMULINK 中仿真测试得到的结果，并对结果做出了简要的分析。通过仿真取得的大量的数据和经验,可以为实际的研制和试验工作提供参考和依据,具有重要的指导意义。

关键词：有源电力滤波器，瞬时无功功率理论，三角波控制，空间矢量控制，仿真

STUDY ON THE IMPROVED METHOD OF SPACE VOLTAGE VECTOR IN ACTIVE POWER FILTER

ABSTRACT

In the power system, the ideal power system supply voltage which is under a single constant frequency and voltage amplitude. But in fact, the rapid development of power electronic technology makes a large number of power electronic devices applied to the modern industries, enterprises, transport sector and household appliances. That makes the system of voltage waveform become more and more serious. And the harmonic pollution is also growing. Therefore, the inhibition of harmonic pollution, and compensation of reactive power has constantly exposed to professional attention. A variety of conventional compensation of reactive power and harmonic suppression measures has been difficult to meet the needs of modern power systems. Active Power Filter is a new type of harmonic suppression applied to dynamic power electronic device that can compensate the harmonics and reactive power whose size and frequency also change. Because our study of the APF is not very perfect, while the power quality control work is still continuing. The use of active power filter for power quality improvement will have a huge market potential for application.

This article focuses on the three-phase shunt active power filter. The Shunt Active Power Filter is divided into two parts, one is to detect harmonic currents, and the other is to control the compensation current. The harmonic current detection method has an important effect on the filtering performance. Accurate, real-time detection of transient changes in network harmonic current is the key filter for accurate compensation. Paper analyzes the commonly used harmonic current detection method, based on instantaneous reactive power theory of harmonic detection method is the most commonly method. Paper analyzes a variety of detection methods which based on instantaneous reactive power theory. That includes the p-q detection, ip-iq test method as well as the d-q assay. The paper discusses the scope of application of these methods. And find the optimal harmonic current detection method. The simulations show that the detection method not only has fast dynamic response speed, but also has very good accuracy.

When the filter main circuit is established, the control methods become he key to determine

its output performance and efficiency. The control methods of active power filter include triangular wave control, hysteresis control and space vector control. The paper describes the basic principles of the triangular wave control, hysteresis current control, space voltage vector PWM control and then carry out the simulation. The results show that the technique based on space voltage vector PWM current control method of compensation to the compensation is the best method. To further enhance the compensation effect of space vector control strategy, improve the tippy issue which generates after compensation. Then introduce PI controller based on the closed-loop control, reduce the compensation current tracking error and reduce the supply side of the compensated current distortion rate.

Finally, the result of simulation tests is obtained from the MATLAB7.0/SIMULNIK makes a brief analysis for the tests. A lot of data and experience which come from simulation will provide reference and basis for the actual development. There is important guiding significance.

KEY WORDS: shunt active power filter, instantaneous reactive power theory, triangle wave control, space vector control, simulation

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文不包含任何他人或集体已经发表的作品内容，也不包含本人为获得其他学位而使用过的材料。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人或集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

学位论文作者签名：胡相彬

日期：2009.12.6

关于学位论文版权使用授权的说明

本人完全了解河北工业大学关于收集、保存、使用学位论文的以下规定：学校有权采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供本学位论文全文或者部分内容的阅览服务；学校有权将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索、交流；学校有权向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版。

（保密的学位论文在解密后适用本授权说明）

学位论文作者签名：胡相彬

日期：2009.12.6

导师签名：林本川

日期：2009.12.6

第一章 绪论

随着电力电子技术的发展,在现代工业、企业以及运输部门中,晶闸管整流技术和变流技术得到了很广泛的应用。其次在居民用电设备中,例如电视机、洗衣机、收录机、电冰箱等这些家用电器也已经广泛普及。这些存在的负荷的非线性、冲击断口不平衡的用电特征对供电质量造成了不同程度的污染。现代工业、商业和居民用户在某种程度上对供电质量提出了更高的要求。尤其是IT产业的迅速发展,这就更加使得人类对数字化设备所提供的信息与服务的依赖度加深了,且数字化的设备对供电质量的要求要更高一些。而近来公用电网中的谐波电流和电压对电网环境造成了严重的污染。电力电子装置目前是公用电网中最主要的谐波来源,随着电力电子装置应用的不断增加,电网中的谐波污染也在日益加剧。此外,由于大多数电力电子装置功率因数比较偏低,也给电网带来了额外的负担,并时时刻刻影响着供电质量。因此,对谐波污染的抑制和无功功率的补偿已经成为了电力电子技术、电气自动化技术和电力电子系统研究领域面临的一个重大课题,不断地受到专业人士的关注^[1]。因此本课题所研究的谐波和无功电流治理的方案——有源电力滤波器,在当今时代具有极为重要的意义。

§1-1 谐波及其危害

简单来说,谐波其实就是一种频率为基波整数倍的系列正弦波^[2]。国际上公认的谐波含义定为:“谐波是一个周期电气量的正弦波分量,其频率为基波频率的整倍数”。在国际电工标准和国际大电网会议(CIGRE)的文献中^[3],对谐波都做了明确的规定:“谐波分量为周期量的傅里叶级数中大于1的h次分量”。而对谐波次数h的定义则为:“以谐波频率和基波频率之比表达的整数”。在IEEE标准中定义为:“谐波为一周期波或量的正弦波分量,其频率为基波频率的整倍数”。本文中所提到的谐波,都指的是基波频率整数倍数的谐波。就目前来讲,在现代工业中,电力系统中的波形畸变主要来源于两大因素:一是由非线性负载带来的谐波;另一则是由大量使用的电力电子装置而产生的谐波。随着电力电子装置在工业、民用中的广泛应用,电力装置已经成为当今世界各国的电力系统谐波的主要来源。

当谐波源接至交流电网时,交流电流就会变为含有高次谐波的畸变电流^[6]。无功谐波电流与电网的阻抗相互作用,会使得电网电压波动增大,波形发生畸变,将会给连接在同一电网中的其它电气设备带来危害,其危害主要有以下几个方面:

1) 谐波会使电网的损耗增加。

谐波会使公共电网中的元件产生附加的谐波损耗,降低发电、输电和用电设备的效率,大量的3次谐波流过中性线时会使线路过热甚至可能发生火灾。

2) 谐波会使电能的利用率下降。

谐波的存在将使电网中的无功功率增加,这将导致电流增大和视在功率增加,这些无功功率将在能量循环中产生无谓的损耗,从而使发电机、变压器及其它电气设备容量和导线容量增加。

3) 谐波会使电网的可靠性下降。

在电力系统中,为了补偿负载的无功功率,提高功率因数,常常在负载处设置并联电容器。除此之外,为了消除谐波,也会设置由电容器和电抗器组成的滤波器。工频下,这些电容器的容抗比系统的感抗大很多,不会产生谐振。但对谐波频率而言,系统感抗大大增加而容抗大大减小的话,就可能产生并联谐振或者是串联谐振。这种谐振将会使谐波电流放大几倍甚至几十倍,会对系统特别是对电容器和与之串联的电抗器造成很大的威胁,甚至严重到可能会引起事故。

4) 谐波会对电网上电气设备造成干扰。

谐波会影响各种电气设备的正常工作。谐波电流产生的脉动转矩会引起电机的机械振动和噪声,所有这些将缩短电机的寿命,情况严重时可能会损坏电机。电力系统当中的谐波会改变保护继电器的性能,引起继电器误动作或拒绝动作。

5) 谐波也对计算机通信系统、自动控制设备造成了干扰。

谐波干扰会引起通信系统的噪声,降低通话的清晰度,干扰严重时将会引起信号的丢失。谐波还会引起自动控制系统的误动作,干扰计算机的正常运行。

§1-2 谐波抑制

传统的谐波抑制方法主要有三类:第一类是受端治理。即从受到谐波影响的设备或系统出发,提高它们抗谐波干扰能力;第二类是主动治理。即从谐波源本身出发,使谐波源不再产生谐波,或是降低谐波源产生的谐波;第三类是被动治理,即外加滤波器,阻碍谐波源产生的谐波注入到电网中,或是阻碍电力系统的谐波流入负载端^[4]。

传统的补偿无功和谐波的方法主要是采用 LC 无源滤波器。但是由于无源滤波器是通过在系统中为谐波提供一个并联低阻抗通路,以此起到滤波作用,其补偿特性由系统和滤波器的阻抗比来决定的,则存在以下缺点:

1) LC 滤波器是为特定的特定频率的谐波而设定的。当电网中有其他频率的谐波注入时,这将使电容器过载以致烧坏。

2) LC 滤波器有可能与电网阻抗发生并联谐振。将使谐波电流放大,从而导致系统不能正常工作,甚至使 LC 滤波器烧坏。

3) 由于电网中谐波的频率范围较宽,一般需要设置多个 LC 滤波器,而基波电流会流过各滤波器,这就会使得滤波器容量要增大,相应的体积也会大。

4) LC 滤波器由于对电网阻抗和频率的变化十分敏感,滤波效果也不易保证。

5) LC 滤波器的阻抗是固定的,不能跟踪负载无功的变化,也不能实现无功的动态补偿。

针对 LC 无源滤波器的缺点,各国研究学者在不断探索新的谐波抑制方法过程中,提出了有源滤波器的概念,有源电力滤波器是一种应用于动态抑制谐波的新型电力电子装置,它能够对大小和频率都发生变化的谐波进行补偿^[5]。有源电力滤波器的特点有:能够同时对谐波、无功电流进行补偿,也可以单独补偿谐波和无功电流;在实际应用中有源电力滤波器的储能元件容量比较小;当需要补偿的电流超过额定值的时候不会发生过载情况,能在其额定容量内继续正常工作;受到电网阻抗的影响较小,不易与

电网阻抗发生谐振；能对特定的谐波源和需要无功的负载进行补偿，同时可对多个谐波源和需要无功的负载进行补偿。

但是，有源滤波器相对于无源滤波器硬件成本较高，而且控制系统设计相对复杂，这是限制有源滤波器推广应用的关键。随着电力电子工业的发展，器件的性价比将不断提高，有源滤波器必然会得到广泛的应用。

§1-3 有源电力滤波的历史、现状及发展趋势

1-3-1 有源电力滤波器的发展历史

在各种滤波方案中，无源滤波器出现的最早。尽管无源滤波器成本较低，技术较成熟，但仍然存在一些固有缺陷：只能对主要谐波进行滤波；谐振频率依赖于元件参数；滤波特性依赖于电网参数，电网的参数与 LC 无源发生并联谐振将使该次谐波分量变大，使电网供电质量有所下降；电网中的某次谐波电压可能会在 LC 无源网络中产生很大的谐波电流。因此产生了有源电力滤波器。

在上个世纪 70 年代初期，就有日本学者提出了有源电力滤波器的概念，但在当时由于电力电子器件制造水平的限制，这项技术并没有引起广泛的关注^[7-8]。一直到了 80 年代的时候，随着大中功率全控型半导体器件的成熟，脉宽调制(PWM)控制技术的进步和赤木泰文瞬时无功功率理论的提出，有源电力滤波器这才得到了迅速的发展和完善。

在电力电子技术的发展、微机控制技术的完善、数字信号处理器(DSP)运算速度的提高以及补偿控制策略的不断改进，有源滤波器控制系统的简化与数字化得到了实现，装置的可靠性得到进一步的提高；对谐波理论的进一步研究，现有的谐波检测理论体系完善了，并建立了新体系，在此基础上提出许多新的检测方法和控制策略，在线测量谐波电流的技术和产品得到更进一步的发展。虽然有源电力滤波器得到了广泛应用，然而有源电力滤波器技术目前仍然不够完善，在实际应用中还有许多问题需要进一步解决。例如提高装置容量，解决控制系统延时的问题，降低设备的损耗，提高补偿效果以及性能，提高性价比等等。因此当前研究工作关键的是如何加快有源电力滤波器在生产实际当中的应用，提高实际的应用水平。

1-3-2 有源电力滤波器国内外研究状况

上世纪 80 年代以后，随着大功率可关断器件性能的不不断提高，价格的不断降低，及对非正弦条件下无功功率补偿理论的更加深入的研究，尤其是瞬时无功理论的提出，为有源电力滤波器(APF)的实用化提供了必要的条件，使之在工业上得到了广泛的应用。经过二十多年的发展，APF 技术已日趋成熟。

现在世界上 APF 的主要生产厂家有日本的三菱电机公司、美国的西屋电气公司、德国的西门子公司等。从 80 年代以来，有源电力滤波技术已在日本、美国、德国等少数工业发达国家得到了广泛应用。APF 的应用主要是单独使用，并联型 APF 已经比较成熟。在日本，已有 500 多台 APF 投入到了实际运行中，绝大部分为并联型 APF。在德国北部，由西门子公司制造的欧洲最大的一台 610KVA 工业用并

联 APF 已经运行了将近 8 年。

而我国由于电子工业发展的限制有源滤波器的研究起步较晚，直到 1989 才出现了这方面的文章，1992 年试验性的工业应用才出现。到了 1997 年 7 月，由哈尔滨工业大学和黑龙江省省力局联合开发的广义有源电力滤波器投入到电网中运行，且通过了电力组织部的部级鉴定。

又经过了 20 多年的研究和探索，有源滤波技术在不断地提高，越来越多的 APF 投入了运行，无论是在实际功能还是运行效率上都有了明显的改善。目前，APF 已应用为提高电能质量，调节三相电力系统中的终端电压，抑制电压波动，改善电压平衡以及抑制谐波和改善功率因数等问题上。我国也有越来越多的研究单位对有源滤波技术开展了深入的理论研究和实验，这些研究有的已达到或接近国际先进水平^[9]。

1-3-3 有源滤波器的发展趋势及其前景展望

有源电力滤波器是一种用于动态抑制谐波和补偿无功的新型电力电子装置。它能对大小和频率均发生变化的谐波以及变化的无功进行补偿，其应用能够克服 LC 滤波器等传统的谐波抑制和无功补偿方法的缺点。

尽管有源电力滤波器在发达国家得到了广泛应用，然而有源电力滤波器技术目前还不够完善，在实际应用中还存在着许多问题需要进一步解决。如提高装置容量，解决控制系统延时，降低设备损耗，提高补偿效果及性能，提高性价比等。APF 技术近期研究主要集中在：

- 1) 谐波理论的进一步完善；
- 2) 控制系统的简化和数字化；
- 3) 补偿装置的多功能化；
- 4) 降低装置容量，提高补偿效率。

由于电力系统的谐波污染问题得日益严重，使得对 APF 的需求不断增加。随着我国对 APF 不断的深入研究和对电能质量治理工作的持续开展，利用 APF 进行电能质量改善将会有巨大的市场应用潜力。在补偿谐波、中线电流、不平衡电流和功率因数校正等方面，APF 技术将会得到更加广泛的应用。

§1-4 本文的主要研究内容

本文的主要研究内容有以下几点：

1) 首先对谐波及其危害、有源电力滤波器的发展历史、国内外研究现状及发展趋势作了综述性的报告。在阐述有源电力滤波器的基本原理的基础上，对有源电力滤波器进行了分类，并分析了并联型有源电力滤波器的系统构成和主电路形式。

2) 准确、实时地检测出电网中瞬态变化的谐波电流，是 APF 进行精确补偿的关键。论文对三相系统中常用的基于瞬时无功功率理论的谐波与无功电流检测方法其中包括 p-q 检测法、 $i_p - i_q$ 检测法、d-q 检测法进行讨论，分析结果本文采用 d-q 检测法对谐波电流进行检测。

3) 有源电力滤波器消除谐波的性能取决于控制方法，它控制有源滤波器产生预期的补偿电流。在这部分中主要讨论三角波比较控制方法、滞环电流控制方法和空间矢量控制方法。重点讨论了本文采用

的空间电压矢量 PWM 控制的基本原理,在此基础上研究基于空间电压矢量 PWM 技术的有源电力滤波器补偿电流控制方法的具体实现步骤。

4) 最后针对检测电流和产生补偿电流的控制方法做了验证,对构成有源电力滤波器系统的三部分非线性负载、谐波电流检测、补偿电流控制及整个系统进行了仿真研究。针对仿真波形对结果进行了分析,加深了检测方法和控制方法及有源电力滤波器的工作原理的认识和理解。

第二章 并联有源电力滤波系统及其数学模型

§2-1 有源电力滤波器的分类

根据不同的标准有源电力滤波器 (APF) 有不同的分类。根据用户使用的电源类型是直流电源还是交流电源, 可将 APF 分为直流 APF 和交流 APF; 根据接入系统的相数不同, 可将 APF 分为单相 APF 和三相 APF; 根据主电路的形式不同, 将 APF 分为单个主电路型和多重叠加主电路型; 根据直流侧储能元件的不同, 将 APF 分为电压型和电流型; 根据 APF 和电网连接方式的不同, 将 APF 分为并联型、串联型和串-并联型, 这是目前对 APF 分类的主要方法。其中串联型和并联型又可以继续细分为不同的类型, 其具体分类如下图 2.1 所示:

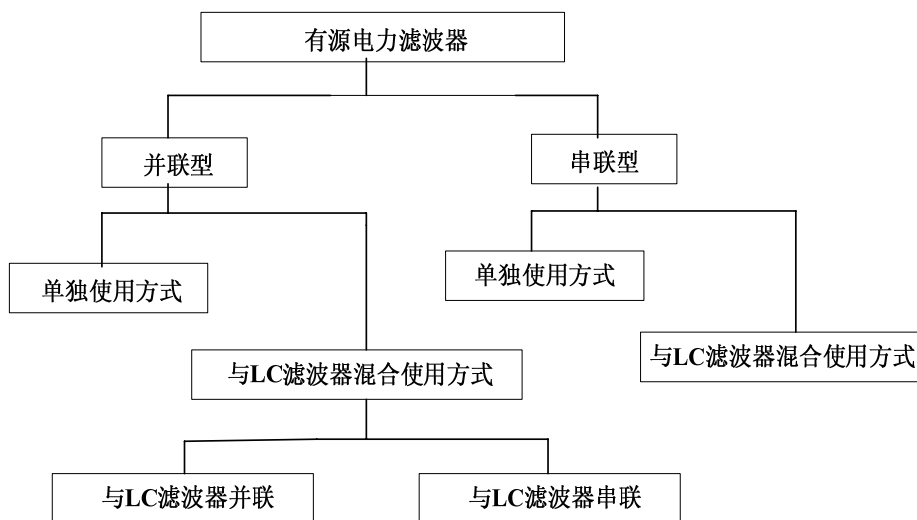


图 2.1 有源电力滤波器的分类

Fig.2.1 Class of active power filter

由于有源电力滤波器的每一种类结构都各有其特点, 那么它的工作原理、特性等就各有特点。接下来就对每一种类型有源电力滤波器的系统构成和主要特点进行论述。

2-1-1 串联型有源电力滤波器的系统构成

2-1-1-1 单独使用的串联型有源电力滤波器的系统构成

图 2.2 是单独使用的串联型有源电力滤波器的原理图。这种滤波器的特点是有源电力滤波器作为电压源串联在电压源和谐波源之间。串联型有源电力滤波器与并联型有源滤波器不同, 主要是用来补偿可看作电压源的谐波源。

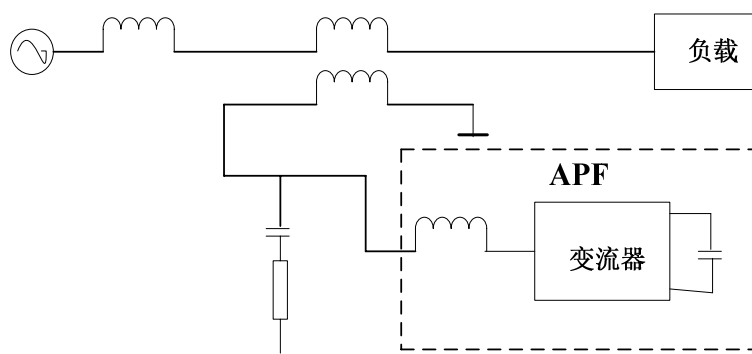


图 2.2 单独使用的串联型有源电力滤波器

Fig.2.2 Singlehanded series active power filter

2-1-1-2 与 LC 滤波器混合使用的串联型有源电力滤波器

由于串联型滤波器损耗比较大，各种保护电路也比较复杂，所以很少单独使用，多数情况下是与 LC 无源滤波器混合使用，如图 2.3 所示。这种方式的特点是在负载和 LC 无源滤波器与电网电源之间串入有源电力滤波器，谐波基本上是由 LC 无源滤波器补偿，而有源电力滤波器只是为了改善 LC 无源滤波器的滤波性能而产生的。可以把有源电力滤波器看作是一种可变阻抗，它对基波的阻抗为零，对谐波的阻抗很高，这样可以使得谐波电流不流入电网，而流入 LC 滤波器。因此，有源电力滤波器就起到了谐波隔离器的作用，从而抑制电网阻抗对 LC 无源滤波器的影响，避免电网与 LC 无源滤波器之间发生谐振的可能，因此极大地改善了 LC 无源滤波器的性能。

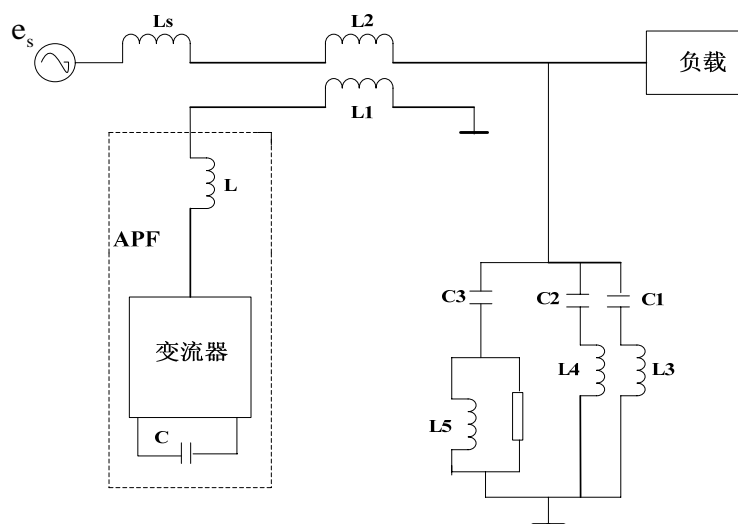


图 2.3 串联型有源电力滤波器与 LC 滤波器混合使用方式

Fig.2.3 Hybrid series active power filter connecting with LC filter

2-1-2 并联型有源电力滤波器的系统构成

并联型有源电力滤波器是 APF 最基本的方式，也是目前最广泛被应用的一种类型，可被用于补偿

谐波、电压波动、三相不对称电流、无功功率等。采用这种方式的有源电力滤波器只要采用适当的控制方法就可以达到多种补偿目的，实现的功能更为丰富灵活。

2-1-2-1 单独使用的并联型有源电力滤波器的系统构成

由于有源电力滤波器的主电路要与负载并联接入电网，故称为并联型。又由于其补偿电流基本上是由有源电力滤波器组成的，为了与其他方式向区别，称其为单独使用的方式。这是有源电力滤波器中最基本的方式，也是目前应用最多的一种，本文所讨论的就是这种类型的有源电力滤波器。其系统构成的原理如图 2.4 所示。

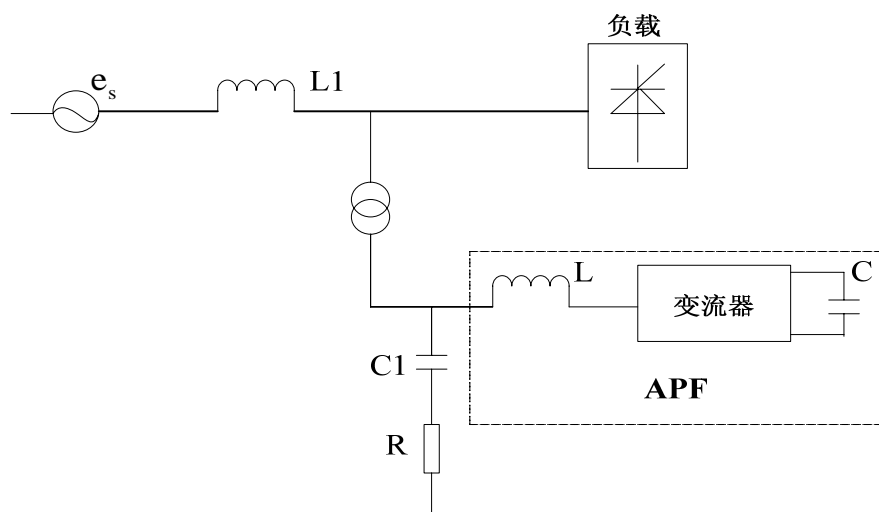


图 2.4 单独使用的并联型有源电力滤波器

Fig.2.4 Singlehanded shunt active power filter

2-1-2-2 与 LC 滤波器混合使用的并联型有源电力滤波器

与 LC 滤波器混合使用的并联型有源电力滤波器分为与 LC 滤波器并联使用和与 LC 滤波器串联使用两种类型，如图 2.5 所示。由于 LC 滤波器拥有结构简单、易于实现且成本低等特点，而有源电力滤波器的又补偿特性好，所以两者的相结合就可以克服单独使用时容量大、成本高的缺点，使整个系统获得良好的控制性能。

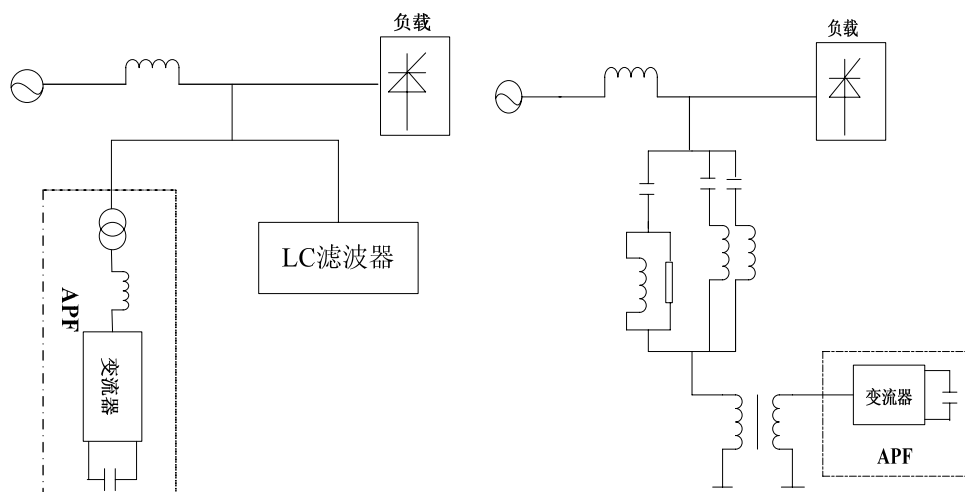


图 2.5.1 与 LC 滤波器并联

图 2.5.2 与 LC 滤波器串联

图 2.5 与 LC 滤波器混合使用的 APF

Fig.2.5 The mixed topology of APF with LC filter

图 2.5.1 中 APF 与 LC 无源滤波器被并联接入电网，两者共同承担起补偿谐波的任务。LC 无源滤波器拥有多组单调谐滤波器及高通滤波器，主要任务是补偿较高次的谐波，承担了绝大部分补偿任务。APF 的任务是改善整个系统的性能，其所需容量与单独使用的时候相比大大降低。在理论上，凡使用 LC 了滤波器的场合均存在与电网阻抗发生谐振的可能性，因此在上述的并联使用方式中，就需要对 APF 进行有效的控制来抑制可能发生的谐振。

图 2.5.2 为 APF 与 LC 无源滤波器被串联接入电网，LC 滤波器在上述方式中起到了主要的作用，谐波与无功电流主要由 LC 滤波器补偿，而 APF 只是用来改善 LC 滤波器的滤波特性，从而克服 LC 滤波器易受电网阻抗影响、易与电网阻抗发生谐振等缺点。在上述方式中，由于 APF 不承受交流电源的基波电压，因此装置的容量就可以小一些。由于 APF 与 LC 滤波器一起仍然是与负载并联接入电网，故仍称其为并联型。

§2-2 有源电力滤波器主电路形式和数学模型的建立

2-2-1 有源滤波器的主电路形式

有源电力滤波器在实验和应用中往往需要较大的容量，如果采用单个 PWM 变流器而不能达到容量要求时，通常都是采用多重化的主电路形式。下面就介绍基本的，采用单个 PWM 变流器的主电路形式。

对于使用单个 PWM 变流器的 APF 主电路，可根据其直流侧储能元件的不同，来可分为电压型和电流型两种。图 2.6 所示为用于三相三线制系统的电压型主电路，而图 2.7 所示为用于三相三线制系统的电流型主电路。由图中可看出，a、b、c 接至三相电源，V1、V2、V3 和 V4、V6、V2 为各组开关器件的代码。图中可见采用的电力电子开关器件为 IGBT，而 GTO 晶闸管、BJT、IGBT、电力 MOSFET 等器件也可以根据不同的要求来代替 IGBT。

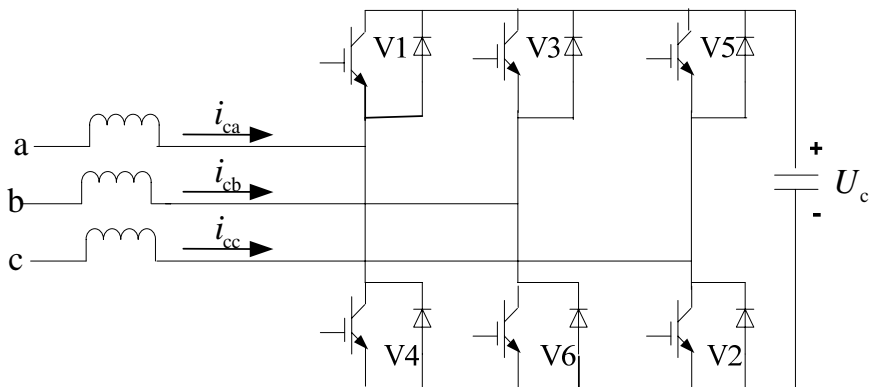


图 2.6 三相电压型 PWM 变流器

Fig.2.6 Three-phase voltage-type PWM converter

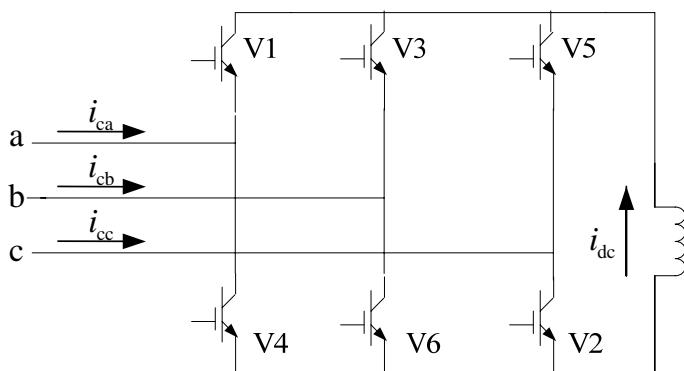


图 2.7 三相电流型 PWM 变流器

Fig.2.7 Three-phase current-type PWM Converter

把大电容接在电压型 PWM 变流器的直流侧，在正常工作的时候，其电压大致上保持不变，可以看作是电压源。对电压型 PWM 变流器来说，为了使直流侧电压保持恒定，就要控制其直流侧电压。在电压型变流器的交流侧输出的电压为 PWM 波。

与电压型 PWM 变流器相比，电流型 PWM 变流器的直流侧接的是大电感，在变流器正常工作时，电流基本上是恒定的，可当作电流源来使用。为了保持电流型 PWM 变流器的直流侧电流不变，则要控制直流侧电流。与电压型不同，电流型变流器的交流侧输出的电流是 PWM 波。电流型变流器一个突出的优点是，不会因为主电路开关器件的直流而发生短路故障。但是电流型变流器直流侧大电感仍旧有电流通过，该电流会在大电感的内阻上产生不小的损耗，因此目前对其的使用比较少。

2-2-2 并联型有源电力滤波器数学模型的建立

并联型有源电力滤波器主要由主电路和控制系统两部分构成。如图 2.8 所示，其中主电路主要由电容 C、逆变器和电抗器 L 组成。图中 e_a 、 e_b 、 e_c 是电网电压，电阻 R 是 APF 逆变电路交流侧等效电阻，电感 L_f 作为非线性负载的进线电感，L1 和 R1 则分别为非线性负载的等效电感和电阻。

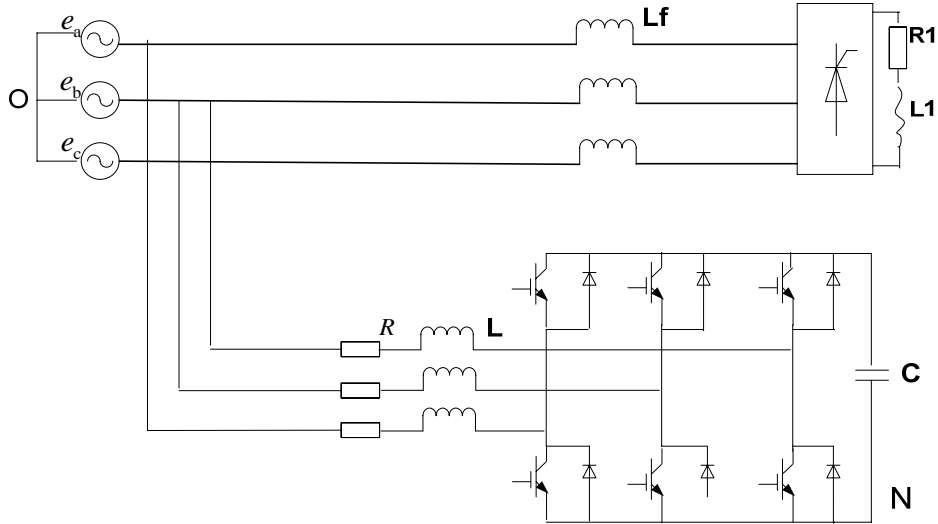


图 2.8 并联型 APF 拓扑结构

Fig.2.8 The topology of shunt APF

有源滤波器一般采用基于开关函数描述的数学模型,采用开关函数描述的一般数学模型是对有源电力滤波器开关过程的精确描述,较适合主电路的仿真^[10]。

引入开关函数 S_a 、 S_b 、 S_c , 其定义为:

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上臂通, 下臂断} \\ 0 & \text{上臂断, 下臂通} \end{cases} \quad k=a, b, c \quad (2.1)$$

采用基尔霍夫电压定律建立三相有源滤波器的 A 相回路方程为

$$L \frac{di_{ca}}{dt} + Ri_{ca} = e_a - U_{ao} = e_a - (U_{aN} + U_{No}) \quad (2.2)$$

当上桥臂导通而下桥臂关断时, $S_a = 1$, 有 $U_{aN} = U_{dc}$; 当上桥臂关断而下桥臂导通时, 开关函数 $S_a = 0$, 有 $U_{aN} = 0$; 由于 $U_{aN} = U_{dc} S_a$, 式 (2.2) 可改写成

$$L \frac{di_{ca}}{dt} + Ri_{ca} = e_a - (U_d S_a + U_{No}) \quad (2.3)$$

同理, 可得 b 相、c 相方程如下:

$$L \frac{di_{cb}}{dt} + Ri_{cb} = e_b - (U_d S_b + U_{No}) \quad (2.4)$$

$$L \frac{di_{cc}}{dt} + Ri_{cc} = e_c - (U_d S_c + U_{No}) \quad (2.5)$$

考虑三相对称系统, 则有

$$\begin{aligned} e_a + e_b + e_c &= 0 \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

联立式 (2.3) ~ (2.6), 得

$$U_{No} = -\frac{U_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \quad (2.7)$$

另外,对直流侧电容正极节点处应用基尔霍夫电流定律

$$i_{dc} = C \frac{dU_d}{dt} = i_{ca}s_a + i_{cb}s_b + i_{cc}s_c \quad (2.8)$$

联立式(2.3)~(2.8),可得采用单极性二值逻辑开关函数描述的并联型有源电力滤波器一般数学模型为

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ U_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -\left(s_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k\right) \\ 0 & -R & 0 & -\left(s_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k\right) \\ 0 & 0 & -R & -\left(s_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k\right) \\ s_a & s_b & s_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ U_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

基于以上的有源滤波器的数学模型,在已知电网电压和直流侧电压后,对6个开关器件进行合适的通断控制,即控制 s_a , s_b , s_c 就可以实现补偿电流的调节,达到补偿的目的,也就是说有源滤波器实现谐波补偿实际上是通过开关器件动作改变变流器桥臂中点输出电压相对于电网电压的大小和相位,通过交流侧电感 L 为桥梁最终改变补偿电流达到谐波补偿的目的。

§2-3 并联型有源电力滤波器的基本工作原理

有源电力滤波器是一种用于抑制动态谐波、补偿无功功率的新型电力电子装置,它能对大小和频率都发生变化的谐波以及变化的无功进行补偿,其应用可以克服LC滤波器等传统的谐波抑制和无功功率补偿方法的缺点。

下图2.9所示为并联型有源电力滤波器系统构成的原理图。图中, e_s 表示交流电源,负载为谐波源,它产生谐波并消耗无功。有源电力滤波器的系统是由两大部分构成的,即指令电流运算电路和补偿电流发生电路,补偿电流发生电路包括三部分:电流跟踪控制电路、驱动电路和主电路。其中,指令电流运算电路的主要作用是检测出补偿对象电流中的谐波和无功等电流分量,因此也可以称之为谐波和无功电流的检测电路。补偿电流发生电路的作用是根据谐波和无功电流的检测电路得出的补偿电流的指令信号,产生合理的补偿电流。

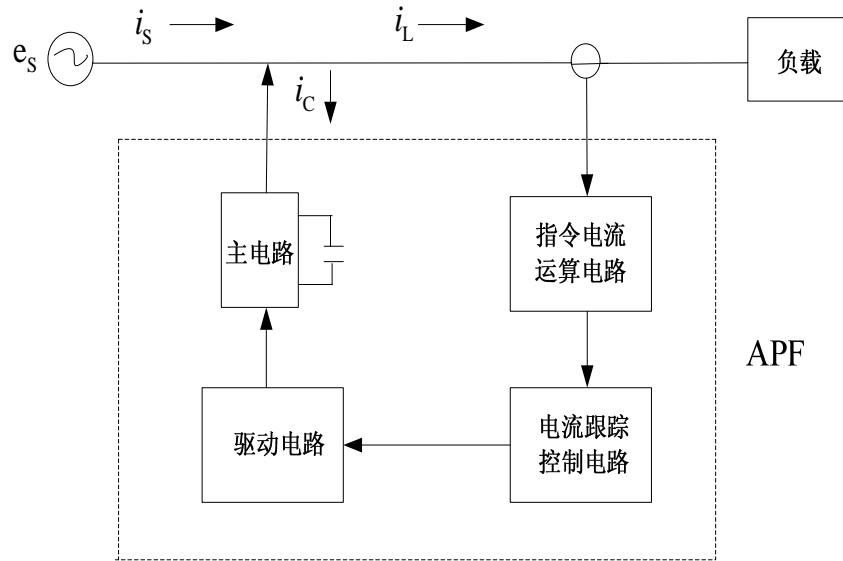


图 2.9 并联型有源电力滤波器原理图

Fig.2.9 Shunt active power filter schematic

上图 2.9 是并联型有源电力滤波器系统的原理图，它的基本工作原理为：指令电流运算电路首先检测出负载电流 i_L ，在电流 i_L 中包含了谐波电流、无功电流以及负序电流和零序电流，即

$$i_L = i_j + i_x + i_w + i_- + i_0 \quad (2.10)$$

式 (2.10) 中， i_j 代表的是负载基波电流； i_x 代表负载谐波电流； i_w 代表的是负载无功电流； i_- 代表负载负序电流；而 i_0 则表示的是负载零序电流。

通过运算方式将负载电流中的谐波电流、无功电流以及负序电流和零序电流计算出来，将其定义为 i_c^* ，即

$$i_c^* = i_x + i_w + i_- + i_0 \quad (2.11)$$

通过对电流跟踪控制电路和驱动电路的控制，使变流器产生电流 i_c ，让它与 i_c^* 大小相等极性相反。这样电网电流 i_s 就变为

$$i_s = i_1 + i_c = i_j \quad (2.12)$$

这样负载电流中的谐波电流、无功电流、负序电流和零序电流均被抵消为零，此时电网电流就只剩下基波有功正序电流。

根据这个原理，作为主电路的 PWM 变流器，在产生补偿电流时，主要工作在逆变状态；而在电网向 APF 直流侧储能元件充电的时候，又工作在整流状态。由于其既能作为逆变器来工作又能作为整流器工作，故称作其为变流器。

§2-4 系统模型总体框图

根据前面所述有源电力滤波器的原理，论文采用的是并联型有源电力滤波器，利用 MATLAB 中的 simulink 建模系统对并联型有源电力系统做了一个模型仿真。整体系统控制仿真模型如图 2.10 所示：

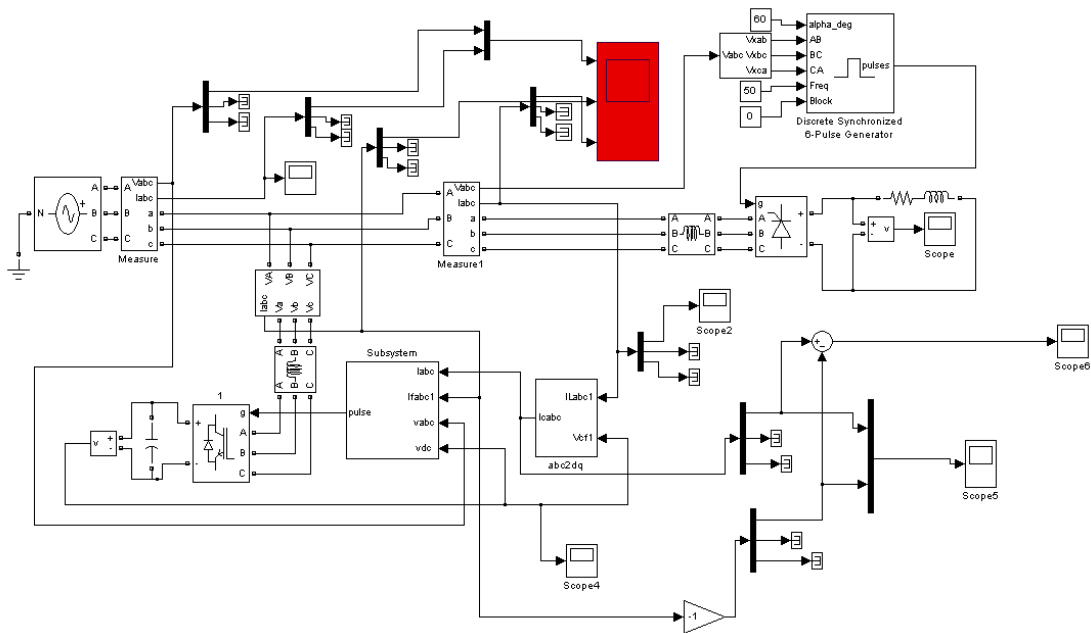


图 2.10 APF 控制系统仿真图

Fig.2.10 APF system simulation diagram

§2-5 电力系统与非线性负载模块

非线性负载是电网中主要的谐波来源。非线性负载种类很多。其中最具有代表性的谐波源是直流侧带感性负载的二极管整流桥和三相可控硅整流桥，这类负载在电网中的应用较为广泛，而且产生的谐波含量也较大。因此，谐波源一般采用三相可控硅整流桥电路，控制三相可控桥式整流器采用同步六脉冲发生器。其仿真模型如下图所示 2.11 所示。

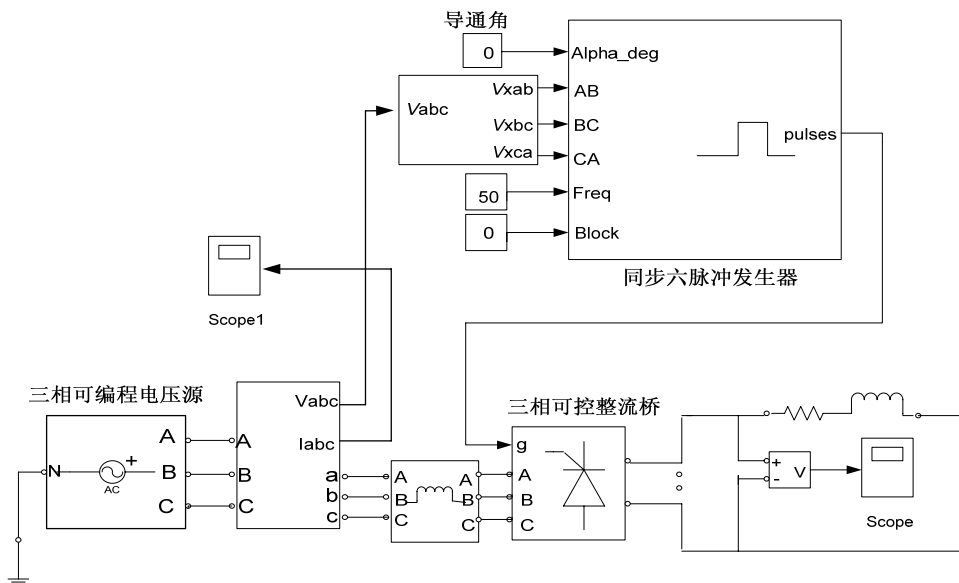


图 2.11 三相整流电路仿真模型

Fig.2.11 Simulation model of three-phase rectifier circuit

上图中控制三相可控桥式整流器是同步六脉冲发生器。当其导通角输入为 0 度时，负载电流中仅含有高次谐波电流；当导通角输入为 60 度时，负载电流中不仅包含谐波分量，而且包含一定的无功分量。对仿真模型中的电路参数设置为：三相电源相电压 220V/50Hz，可控整流桥直流侧电阻为 1 欧姆，电感值为 1mH。仿真算法选用 ode23tb，时间设置为 0.2s，以 A 相为例，则仿真得负载畸变电流波形如下图 2.12 所示：

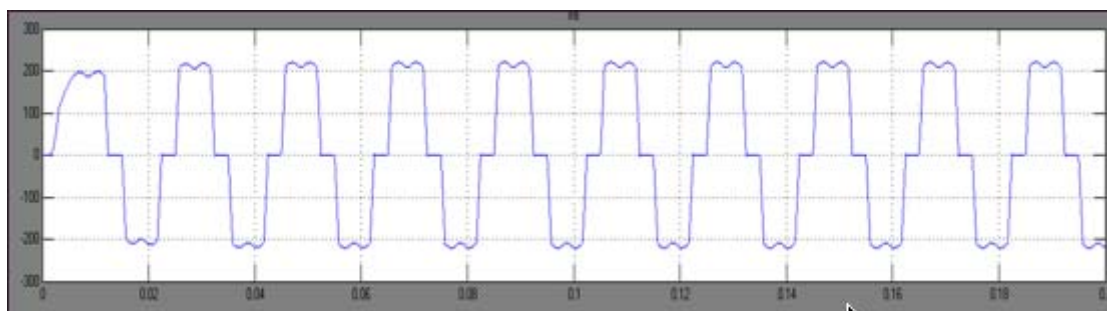
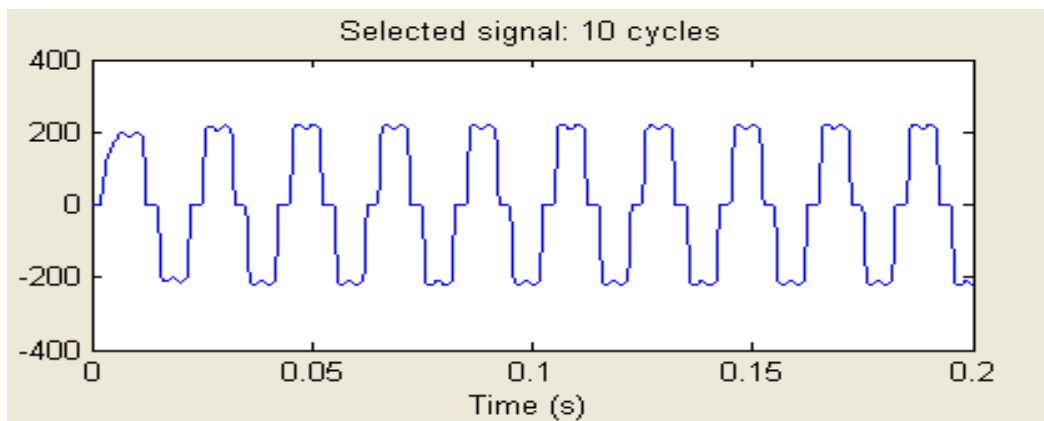


图2.12 a相负载电流波形

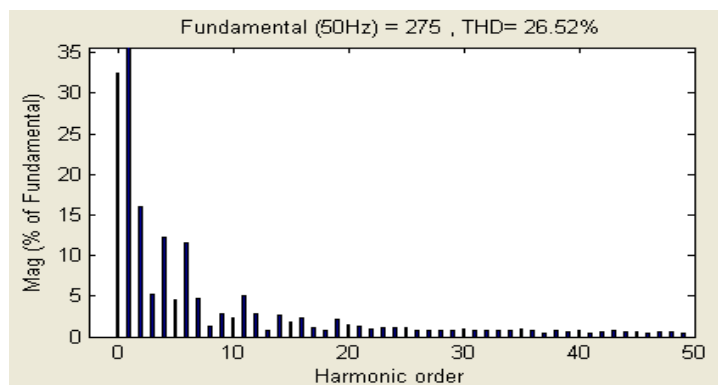
Fig.2.12 A-phase load current waveform

§2-6 谐波成份分析模块

利用 MATLAB 仿真工具中的电力系统专用模块库中的 Powergui 模块对仿真波形进行 FFT 分析，Powergui 是电气系统模块库提供的一个十分有力的工具，通过它可以对仿真模型进行谐波分析。使用 Powergui 只需将其拷贝到模型中，当模型仿真完毕之后双击打开，点击 FFT 分析即可。下图 2.13 所示是负载的波形与频谱分析图。



2.13.1 a相负载电流波形



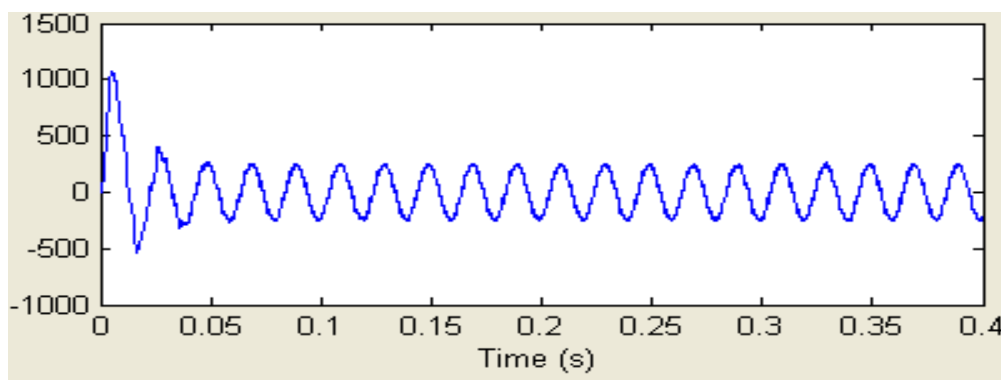
2.13.2 频谱分析

图 2.13 负载电流波形及其频谱分析

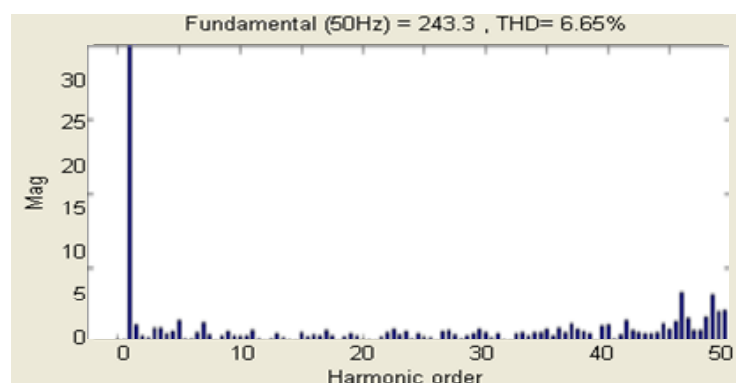
Fig.2.13 The load current waveform and its spectrum analysis

图 2.13.1 为 A 相电流仿真波形，图 2.13.2 为 FFT 分析结果图。由图中可以看出 A 相电流中，3 次，5 次，7 次，9 次，11 次...谐波所占的比例最大，造成电网电压的明显畸变。于此同时，A 相电流中存在较大的偶次谐波和电流分量。

下图 2.14 是经过有源滤波器补偿后的电流波形图及其频谱图。由 2.14.1 图可以看出补偿后的电流波形比较平滑，基本上为正弦波形。而从 FFT 分析图中可以看出，经过补偿后，A 相电流的畸变率明显下降。



2.14.1 a 相补偿后电流波形



2.14.2 a 相补偿后电流的频谱图

图 2.14 补偿后电流波形及其频谱分析

Fig.2.14 The compensated current waveform and its spectrum analysis

第三章 谐波电流检测方法的仿真研究

并联型有源电力滤波器滤波性能的好坏与它所采用的谐波电流检测方法有很大的关联。准确、实时地检测出电网中瞬态变化的谐波电流,是有源滤波器进行精确补偿的关键。在谐波电流的检测方面采用基于瞬时无功功率理论的检测法检测出谐波电流。而补偿电流发生电路则根据指令电流运算电路得出的补偿电流的指令信号,产生实际的补偿电流。

§3-1 谐波电流检测的基本方法

目前在谐波电流的检测方面已提出了多种方法,主要有:模拟带通滤波器检测法、基于频域分析的快速傅立叶变换FFT检测法、基于现代控制理论的检测法、瞬时波形比较法、自适应检测法和基于瞬时无功功率理论的检测法等^[11]。在三相系统中,基于瞬时无功功率理论的检测方法是目前比较常用的检测方法。

3-1-1 三相电路瞬时无功功率

三相瞬时无功功率理论是由日本学者赤木泰文在1983年首先提出来的,此后经过不断的研究得到了逐步完善^[12]。基于瞬时无功功率理论的检测法主要包括p-q法、 $i_p - i_q$ 法和d-q法。p-q检测法应用最早,主要适用于三相对称且无畸变的公用电网; $i_p - i_q$ 检测法不仅适用于三相不对称的公用电网,对电网电压的畸变也有很大效果;基于同步旋转Park变换的d-q检测法,简化了对称无畸变情况下的电流增量检测,同时也适用于不对称、有畸变情况下的电流增量检测。基于瞬时无功功率理论的检测法具有良好的实时性,在三相电路中得到了广泛的应用。但由于其使用的乘法器多,计算量大,调整比较困难,难以保证检测精确度,而且不能用于单相电路,所以仍然需要进一步完善。但就目前而言,该方法在并联型有源电力滤波器的电流检测方法中仍占据了主导地位。

若三相电路各相电压和电流的瞬时值分别为 e_a 、 e_b 、 e_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 。为了分析问题的方便,把它们变换到 $\alpha - \beta$ 两相正交的坐标系上进行研究。由下面的变换可以得到 α 、 β 两相瞬时电压 e_α 、 e_β 和 α 、 β 两相瞬时电流 i_α 、 i_β 。

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

式 (3.2) 中, $C_{32} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ 。

在图 3.1 所示的 $\alpha - \beta$ 平面上, 矢量 e_α 、 e_β 和 i_α 、 i_β 分别可以合成为电压矢量 \mathbf{e} 和电流 \mathbf{i} 。

$$e = e_\alpha + e_\beta \angle \varphi_e \tag{3.3}$$

$$i = i_\alpha + i_\beta \angle \varphi_i \tag{3.4}$$

式中, e 、 i 为矢量 \mathbf{e} 、 \mathbf{i} 的模, φ_e 、 φ_i 为矢量 \mathbf{e} 、 \mathbf{i} 的幅角。

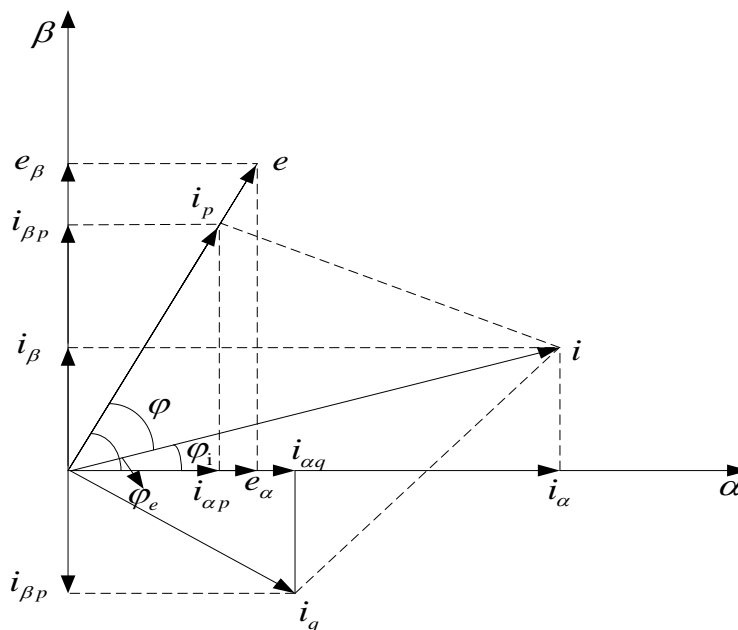


图 3.1 $\alpha - \beta$ 坐标系中的电压、电流矢量

Fig.3.1 $\alpha - \beta$ coordinate system of the voltage and current vector

三相电路瞬时有功功率就是三相电路的瞬时功率。传统理论中的有功功率、无功功率都是在平均值或相量基础上定义的, 它仅适用于电压、电流都是正弦波的情况。而瞬时无功功率理论中的概念, 也是在瞬时值基础上定义的。因此, 它不仅适用于正弦波, 也适用于非正弦波和任何过渡过程的情况。瞬时无功功率理论中的概念, 在形式上和传统理论非常相似, 可认为是传统理论的推广和发展。基于瞬时无功功率理论的电流检测法, 在检测无功电流时, 可以无延时地检测出结果; 而在检测谐波电流时, 由于被检测对象电流中谐波的构成和采用的滤波器不同, 会有不同的延时, 但最多不超过一个周期。

3-1-2 谐波和无功电流的实时检测

以三相电路瞬时无功功率理论为基础, 以计算 p 、 q 或 i_p 、 i_q 为出发点即可得出三相电路谐波和无功电流检测的两种方法, 分别称之为 p - q 检测法和 $i_p - i_q$ 检测法^[13]。

3-1-2-1 p - q 电流检测法

p - q 电流检测方法如下图 3.2 所示。 p - q 检测法根据定义算出 p 、 q , 再经低通滤波器(Low Power Filter,

LPF)得到p、q的直流分量 \bar{p} 和 \bar{q} ^[14]。

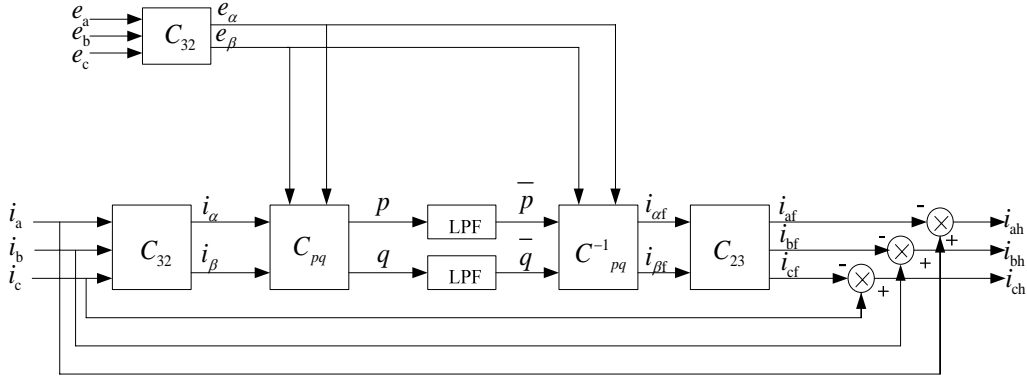


图 3.2 p-q 检测法的原理图

Fig.3.2 p-q detection schematic diagram

由于当电网电压波形无畸变时， \bar{p} 是基波有功电流与电压作用所产生的， \bar{q} 则是由基本无功电流与电压作用产生，那么通过 p、q 的直流分量 \bar{p} 和 \bar{q} 便可以检测出电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 分别为

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{e^2} C_{23} C_{pq} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

将 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 与 i_a 、 i_b 、 i_c 相减，就可以得到 i_a 、 i_b 、 i_c 的谐波分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。当要检测谐波与无功电流之和时，只需要断开图 3.2 中计算 q 的通道即可。这时，由 \bar{p} 即可计算出被检测电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的基波有功分量 i_{apf} 、 i_{bpf} 、 i_{cpf} 为

$$\begin{bmatrix} i_{apf} \\ i_{bpf} \\ i_{cpf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

将 i_{apf} 、 i_{bpf} 、 i_{cpf} 与 i_a 、 i_b 、 i_c 相减，就可以得到 i_a 、 i_b 、 i_c 的谐波分量与基波无功分量之和 i_{ad} 、 i_{bd} 、 i_{cd} 。

由于采用了低通滤波器求取 p、q 的直流分量，因此当被检测电流发生变化时，需要经过一定的延时才能够得到准确的直流分量。但当只检测无功电流时，则不需要 LPF，直接将 q 反变换即可得到无功电流，因而无延迟时间。此时的无功电流为

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{1}{e^2} C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

对于三相三线制电路，当电网电压波形发生畸变时，无论三相电压、电流是否对称，p-q 法检测的结果都会存在误差，所以 p-q 检测法只适用于三相电压对称没有畸变情况下的谐波与无功电流的检测。

3-1-2-2 $i_p - i_q$ 电流检测法

$i_p - i_q$ 检测法的原理如下图 3.3 所示。

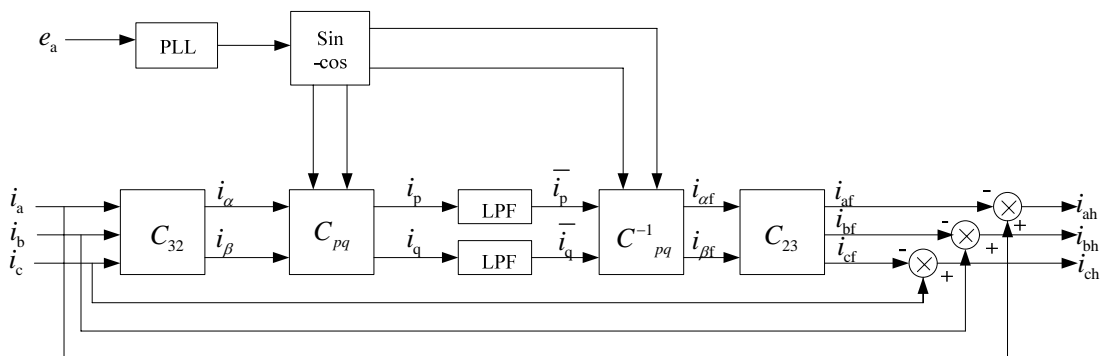


图 3.3 $i_p - i_q$ 运算方式的原理图

Fig.3.3 $i_p - i_q$ calculation schematic diagram

图中 $C = \begin{bmatrix} \sin wt & -\cos wt \\ -\cos wt & -\sin wt \end{bmatrix}$

在此方法中，需用到与 a 相电网电压 e_a 同相位的正弦信号 $\sin wt$ 和对应的余弦信号 $-\cos wt$ ，它们是由一个锁相环 (PLL) 和一个正、余弦信号发生电路得到的。根据定义可以计算出 i_p 、 i_q 经 LPF 滤波得出 i_p 、 i_q 的直流分量 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 。这里 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 是由 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 产生的，因此由 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 即可计算出 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} ，进而计算出 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。与 p-q 检测法相似，当有源电力滤波器同时补偿谐波和无功时，就需要同时检测出补偿对象中的谐波和无功电流，只需断开图 3.3 中 i_q 的通道即可。

由于 $i_p - i_q$ 检测法只要 $\sin wt$ 、 $-\cos wt$ 参与运算，畸变电压的谐波成分在运算过程中不出现，因而检测结果不会受到电压波形畸变的影响。

§3-2 d-q 电流检测法及其仿真

3-2-1 检测方法

d-q 电流检测法是目前检测谐波电流所应用的主要方法^[15]。在 d-q 电流检测法中，需要用到与 a 相电压同相位的正、余弦信号，它们由一个锁相环 (PLL) 和一个正、余弦信号发生电路得到。首先需要将瞬时三相电流变换到两相 $\alpha - \beta$ 坐标下进行计算，这种变换称为 3/2 变换，其变换如下：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

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

再由两相静止坐标 $\alpha-\beta$ 变换到两相旋转坐标系 d-q 的变换，此时的变换称为 Park 变换，其变换如下：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos wt & \sin wt \\ -\sin wt & \cos wt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

其中变换阵 $C = \begin{bmatrix} \cos wt & \sin wt \\ -\sin wt & \cos wt \end{bmatrix}$

三相输入电流，经过 3/2 变换得到两相电流，再与变换矩阵 C 相乘，得到有功电流和无功电流，两者经 LPF 滤波后，得到电流的直流分量。然后将直流分量反变换，就可以计算出基波电流，最后将基波电流与三相输入电流相减得出谐波电流。d-q 变换计算谐波的原理如下图 3.4 所示：

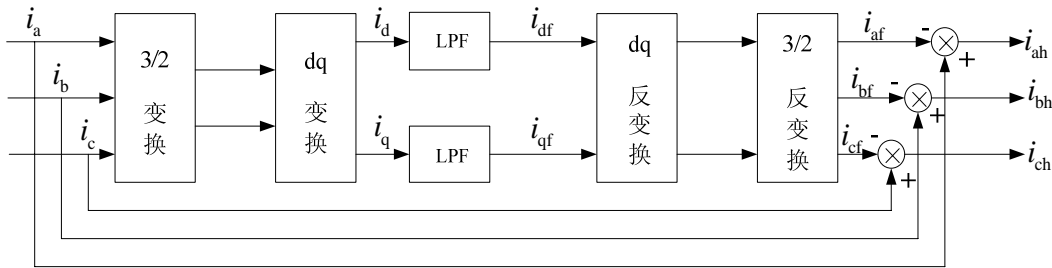


图 3.4 d-q 变换计算谐波原理图

Fig.3.4 Transform calculation of harmonic schematic

3-2-2 算法仿真

基于瞬时无功功率理论的 d-q 检测法的仿真框图如下图 3.5 所示：

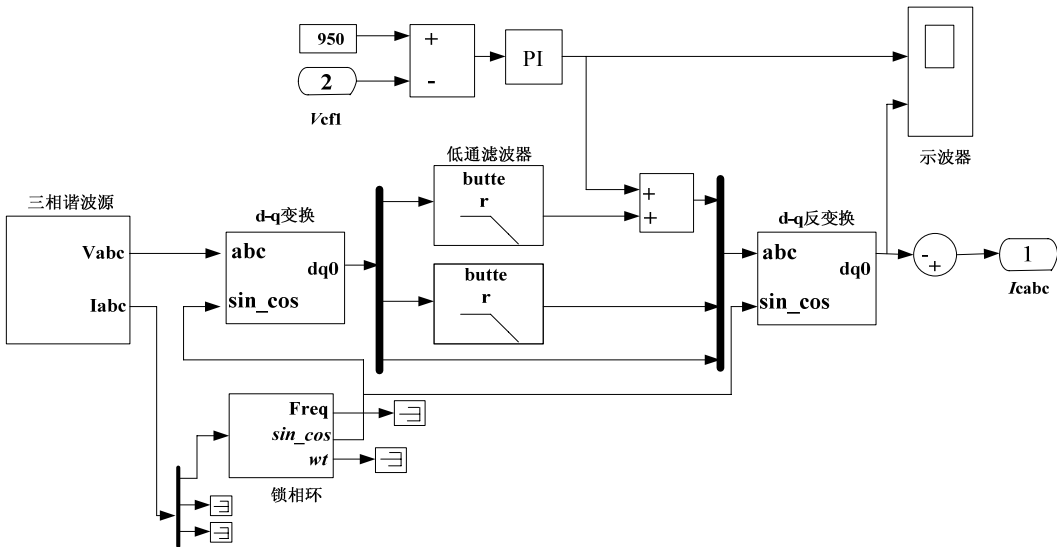


图 3.5 d-q 检测法仿真模型

Fig.3.5 d-q test simulation model

仿真图中三相谐波源子系统采用图 2.11 所示的三相整流电路并采用相同的参数设置。低通滤波器的频率设置为 $2 * \pi * 50$ 。仿真算法采用 ode23tb，仿真时间为 0.2s，检测的电流结果如下图 3.6 所示：

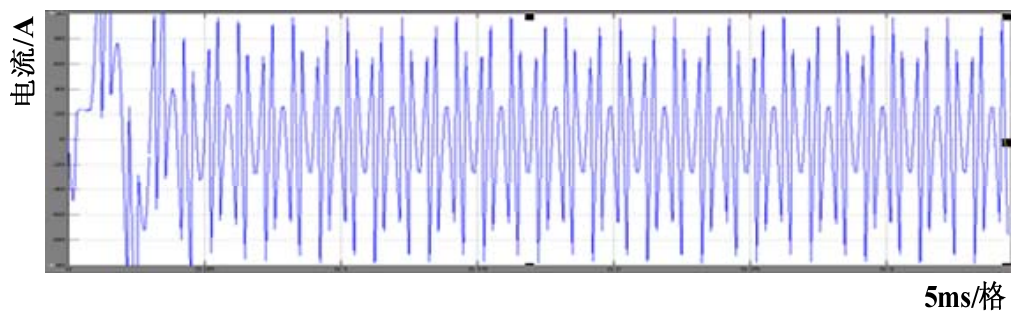


图 3.6 检测到的 a 相谐波电流波形

Fig.3.6 A phase harmonic current waveform

第四章 有源电力滤波器的补偿电流控制策略

§4-1 有源电力滤波器常见开关控制策略

因为有源电力滤波器具有高度可控性和快速响应性，所以它不但能够补偿各次谐波，还能够补偿无功功率^[16]。APF的滤波特性不会被系统阻抗所影响，于此同时还具有自适应的功能，可以自动跟踪补偿变化的谐波。有源滤波器作为一种新型的电力电子装置，其工作性能主要取决于主电路构成元件和其控制系统。一旦滤波器的主电路确定，那么控制方法就成为决定其输出性能好坏和效率高低的关键因素。有源电力滤波器较为常见的控制方法主要有：三角波比较控制、滞环控制、空间矢量PWM控制、单周控制、无差拍控制等^[17-19]。

4-1-1 三角波比较控制

三角波比较的控制方式与传统的用三角波作为载波的PWM控制方式并不相同。三角波比较不是直接把指令信号与三角波进行比较，而是将指令电流信号与补偿电流信号相减，把它们的差值作为误差信号，误差信号经过放大器A放大之后再与三角波进行比较^[20-21]。比较的得到差值作为变流器的输入信号，最后得出控制APF开关器件通断的PWM信号。放大器通常是采用比例放大器或比例积分放大器，属于直接电流控制。其原理如图4.1所示。

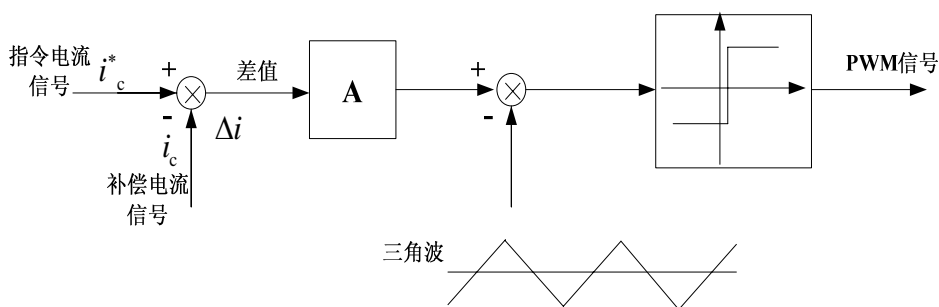


图 4.1 三角波比较控制的原理图

Fig.4.1 The schematic diagram of triangular wave comparator operation

这种控制方式是要把补偿信号与指令信号的误差值信号 Δi 控制到最小为目的来设计的^[22]。这种控制方式的硬件设计较为复杂，跟踪误差比较大，输出电压中所含谐波较少，但是存在与三角波载波相同频率的谐波；放大器的增益也有限；器件的开关频率固定，且取决于三角载波的频率；补偿量的响应速度比较慢。

4-1-2 滞环控制

滞环电流控制方法(Hysteresis Current Control, HCC)是目前应用比较广泛的一种非线性闭环电流控

制方法^[23]。该方法是利用滞环比较器形成一个以 0 为中心、 H 和 $-H$ 为上下限的滞环或者死区，把指令电流信号与逆变器实际输出电流信号的差值控制到规定的滞环宽度(误差限)范围之内，以此来控制逆变器的开关动作。其工作原理如下图 4.2 所示：

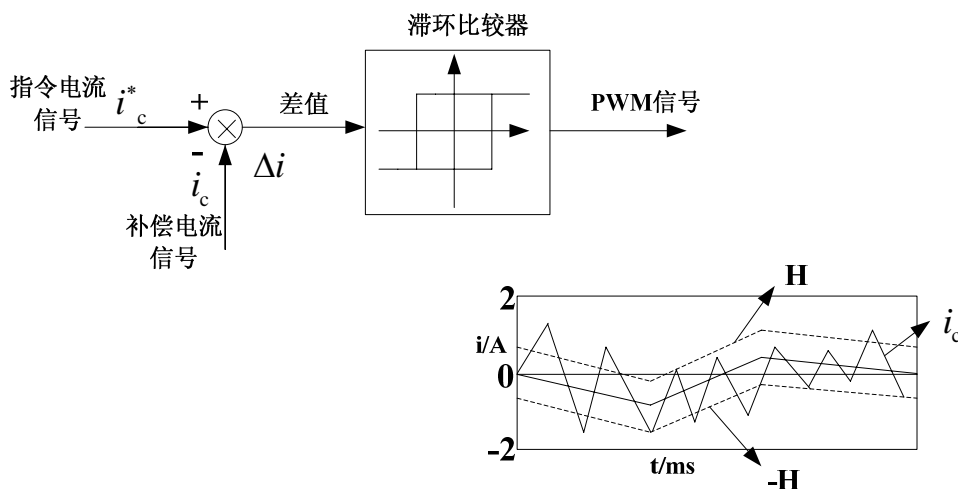


图 4.2 滞环控制的原理图

Fig.4.2 The schematic diagram of hysteresis current control

把指令电流信号 i_c^* 与实际的补偿量电流信号 i_c 比较相减，然后得出两者的差值。把这个差值作为滞环比较器的输入信号，通过滞环比较器动作产生出控制 APF 开关器件通断的 PWM 信号。这个信号再经驱动隔离电路便可驱动 APF 的开关，使 APF 产生的补偿量电流实时跟踪指令电流信号的变化。

在这种控制方式中，滞环的宽度 H 将会在较大程度上影响补偿量的跟踪性能。当环宽值比较大的时候，开关通断的频率会降低，因此对开关器件的要求不高，但是跟踪误差会比较大^[24-25]。相反，当环宽值比较小的时候，尽管跟踪误差减小了，但开关通断的频率却提高了，因此，对开关器件的要求也相对较高。这种控制方法的硬件电路较为简单；属于实时控制方式，电流响应很快；因为不使用载波，则输出电流中不存在特定频率的谐波分量；属于跟踪型 PWM 的闭环控制方式；如果滞环宽度 H 值固定，那么电流跟踪误差范围也是固定的，但是电力电子器件的开关频率则是变化的。

4-1-3 空间矢量控制方式

电压空间矢量控制技术是在交流异步电机磁场理论上建立的一种控制策略。最初其使用的范围只限于电机应用场合。其后在逆变器开关不断适时切换的情况下便形成了新型的 PWM 调制技术^[26]。由于磁链的轨迹是由综合的三相电压(空间电压矢量)来控制的，因此这种 PWM 形成方式就称为空间电压矢量 PWM。再后来的发展使这种 PWM 控制脱离了交流电机磁链轨迹控制的本意，形成了电力电子技术中新型的 PWM 控制方式。在众多的 PWM 技术中，SVPWM 和 SPWM 是最具有代表性的。传统的 SPWM 是将三角载波与正弦调制波通过比较来生成 PWM 波形，这实际上是一种相电压控制方式，其直流侧电压利用率并不高。而 SVPWM 是一种优化的 PWM 技术，与传统的 SPWM 技术相比，其直流侧电压的利用率比 SPWM 提高了。当采用不连续开关方式调制时，开关器件的开关损耗降低了^[27]。在电机驱动等应用中，用作磁链跟踪控制或电流控制更为方便。其调制方法便于数字实现，有逐步取代传统 SPWM 的趋势。

§4-2 基于空间电压矢量的 APF 控制策略

4-2-1 空间电压矢量的分布

如果用理想开关来代替图 2.8 中所示的实际开关器件就可以得并联型有源电力滤波器的等值电路，如图 4.3 所示：

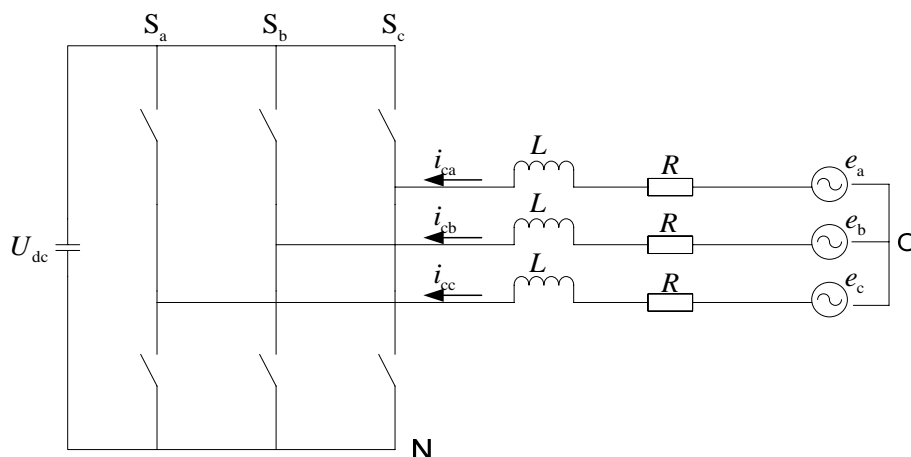


图 4.3 并联型 APF 等值电路

Fig.4.3 Equivalent circuit of shunt APF

假设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，则上图

4.3 中三相电路瞬时值方程为

$$\begin{cases} U_{ca} = Ri_{ca} + Ldi_{ca}/dt + e_a \\ U_{cb} = Ri_{cb} + Ldi_{cb}/dt + e_b \\ U_{cc} = Ri_{cc} + Ldi_{cc}/dt + e_c \end{cases} \quad (4.1)$$

那么引入开关函数 S_a 、 S_b 、 S_c ，开关函数定义如下表所示：

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上臂通，下臂断} \\ 0 & \text{上臂断，下臂通} \end{cases} \quad k=a, b, c \quad (4.2)$$

表 4.1 S_k 函数定义

Table 4.1 The function description of S_k

S_k	上桥臂	下桥臂	U_{kN}
1	导通	关断	u_{dc}
0	关断	导通	0

经由上表 4.1 可知 $u_{kN} = S_k u_{dc}$ ，由图 4.3 中可知 $u_{ca} = u_{aN} + u_{No}$ 。那么相应的 APF 输出相电压变为

$$\begin{cases} Ldi_{ca}/dt + Ri_{ca} = e_a - (s_a u_{dc} + u_{No}) \\ Ldi_{cb}/dt + Ri_{cb} = e_b - (s_b u_{dc} + u_{No}) \\ Ldi_{cc}/dt + Ri_{cc} = e_c - (s_c u_{dc} + u_{No}) \end{cases} \quad (4.3)$$

考虑到系统三相对称，零轴分量不计入，则有

$$\begin{aligned} e_a + e_b + e_c &= 0 \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

那么就可以得到

$$u_{No} = -\frac{u_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k \quad (4.5)$$

那么 APF 输出相电压被改为

$$\begin{cases} U_{ca} = (2S_a - S_b - S_c) \frac{u_{dc}}{3} \\ U_{cb} = (2S_b - S_a - S_c) \frac{u_{dc}}{3} \\ U_{cc} = (2S_c - S_b - S_a) \frac{u_{dc}}{3} \end{cases} \quad (4.6)$$

图 4.3 中逆变器共有 8 种开关模式，由 8 种开关函数组合带入式 (4.6) 中，即得到相应的 APF 输出相电压值为如下：

$$V_K = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} (k=1, 2 \dots 6) \quad (4.7)$$

当 $k=0$ 或 7 时 $V_K = 0$ 。具体电压值如下表 4.2 所示（电压以 U_{dc} 为基准）：

表 4.2 8 种开关组合的 APF 输出相电压值

Table 4.2 Combination of eight kinds of switching voltage of APF output

Vk	Sa	Sb	Sc	Uca	Ucb	Ucc
V0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	-2/3	-1/3	-1/3
V2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
V3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
V4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
V5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
V6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
V7	1	1	1	0	0	0

则由式 (4-1) 可得 APF 输出端电压矢量方程式

$$U = Ldi_c / dt + Ri_c + e \quad (4.8)$$

当输出电流为指令电流矢量 i_c^* 时, 由式 (4-8) 可得

$$U^* = Ldi_c^* / dt + Ri_c^* + e \quad (4.9)$$

式 (4-9) 中 U^* 是指令电流矢量 i_c^* 对应的 APF 输出参考电压矢量。

定义指令电流矢量 i_c^* 与实际补偿电流矢量 i_c 的差值为电流误差矢量 Δi , 即有

$$\Delta i = i_c^* - i_c \quad (4.10)$$

把式 (4-9) 与式 (4-8) 相减, 并且忽略掉 APF 交流侧电阻阻值, 则有

$$Ld\Delta i / dt = U^* - U \quad (4.11)$$

式 (4-11) 说明, 参考电压矢量 u^* 与 APF 实际输出电压矢量 u 的电压偏差决定电流误差矢量 Δi 的变化率^[28]。对于给出的参考电压矢量 u^* , 可以选择合适的 APF 输出电压矢量 v_k ($k=0, \dots, 7$), 来控制电流误差矢量 Δi 的变化率 $d\Delta i / dt$, 进而达到控制电流误差矢量 Δi 的目的。

4-2-2 空间电压矢量的合成

为了分析问题的方便, 把逆变器的三相交流侧电压值转化到两相 d - q 坐标系下, 从而由对三个变量的控制改为对两个矢量的控制^[29-31]。每种开关状态下逆变器输出的三相瞬时电压 U_{ca} 、 U_{cb} 、 U_{cc} 均能够通过在其坐标平面内的 x 、 y 轴方向的投影转化成二维平面内的向量, 即

$$\begin{aligned} U_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(U_{ca} - U_{cb} \cos \frac{\pi}{3} - U_{cc} \cos \frac{\pi}{3} \right) \\ U_q &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(U_{cb} \sin \frac{\pi}{3} - U_{cc} \sin \frac{\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

即可得到

$$U_k = \begin{bmatrix} U_{kd} \\ U_{kq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ca} \\ U_{cb} \\ U_{cc} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

通过 d - q 变换, 可以将表 4-2 中的 8 种组合的三相相电压映射到 d - q 平面上去。从而得到 8 个矢量中, 其中有 6 个是非零向量, 2 个是零向量。这 6 个非零矢量构成一个正六边形的六个顶, 将 d - q 平面平均分成 6 个扇形区域 0—5。如果逆变器直流侧电压值足够大, 那么逆变器需要输出的参考电压矢量必位于这个正六边形内。对位于每一个扇区内的空间电压矢量 U_{ref} 均可由这个扇区相邻两边的基本空间电压矢量来合成。图 4.4 给出了基本空间矢量在 d - q 平面上的投影。

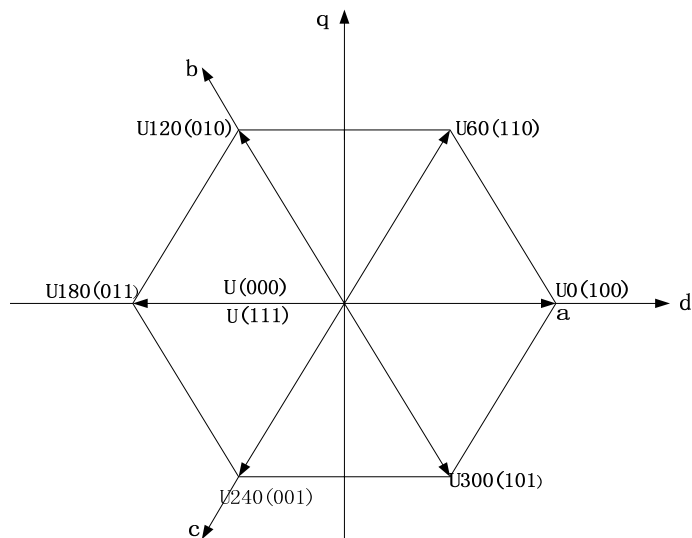


图 4.4 基本空间矢量在 d-q 平面上的投影图

Fig.4.4 The basic space vector in the d-q plane of projection

图 4.4 中的复平面被均分成六个扇形区域 0、1、2、3、4、5，那么可发现参考电压矢量在 d-q 平面上不同扇区中的位置关系的规律如下表 4.3 所示：

表 4.3 参考电压矢量在扇区中的位置判定

Table 4.3 The sector position decision of the reference voltage

		$U_q > 0$		$U_q \leq 0$	
判定 条件	$U_q \leq \sqrt{3} U_d $	$U_q > \sqrt{3} U_d $	$U_q \geq -\sqrt{3} U_d $	$U_q < -\sqrt{3} U_d $	
	$U_d > 0$ $U_d \leq 0$		$U_d \leq 0$ $U_d > 0$		
N	0	2	1	3	5
					4

由于参考电压矢量 U_{ref} 位于基本空间矢量所包围的扇区中。因此 可以用 U_x 和 U_{x+60} 两个矢量来表示，于是有

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ U_{ref} = \frac{T_1}{T}U_x + \frac{T_2}{T}U_{x+60} \end{cases} \quad (4.14)$$

因此，当给定 SVPWM 调制周期 T 时，参考电压矢量 U_{ref} 的扇区位置以及基本空间矢量分别作用的时间 T_1 和 T_2 也确定的情况下，就可以非常方便的实现矢量控制。

§4-3 主电路的设计

在进行设计主电路时，我们首先应确定的是主电路的形式和原理。现在有源电力滤波器的主电路大多数采用电压型的形式。在主电路为电压型的形式中，采用单个变流器方式和多重化方式的分别占据着半壁江山。在本文的设计中，选择电压型、单变流器的方式，是最具有代表性的形式之一。

4-3-1 主电路电感设计

并联型有源电力滤波器补偿电流的产生，主要是由电感两侧的电压差产生的，因此交流侧的电感在工作时是必不可少的^[32]。它能够平衡有源电力滤波器主电路的中点电压；能量存储以及双向馈赠；调整被补偿电流的相位，并使补偿电流连续发生；缓冲电压中谐波的无功功率。

电感的取值必须能够满足并联型有源电力滤波器对要控制的谐波电流的跟踪能力，因此，选择电感时不宜过大。但当电感选择较小时，会使并联型有源电力滤波器的实际补偿电流与期望补偿电流相比较具有很大的超调，就会出现很大的毛刺。因此，在选择电感的时候应该考虑补偿电流跟踪能力以及电流超调两方面的要求。

为了使补偿电流能快速地跟踪指令电流的变化，应该使得补偿电流在每个开关周期内的变化率要比指令电流的变化率大。而在组成补偿电流的所有电流成分中，基波电流比谐波电流的波形要平坦很多，波形曲率也是最小的，所以为了补偿基波电流就要最大的电感值。正是基于以上的几点，在选取补偿电流跟踪指令电流所需的最大电感值。

为了分析的方便，将式（4-1）写成下面的形式

$$\begin{cases} Ldi_{ca}/dt = u_a - (Ri_{ca} + e_a) \\ Ldi_{cb}/dt = u_b - (Ri_{cb} + e_b) \\ Ldi_{cc}/dt = u_c - (Ri_{cc} + e_c) \end{cases} \quad (4.15)$$

把式（4-6）代到上式中去，同时忽略掉 APE 交流侧电阻的影响则有

$$\begin{cases} Ldi_{ca}/dt = (2S_a - S_b - S_c) U_{dc}/3 - e_a \\ Ldi_{cb}/dt = (2S_b - S_c - S_a) U_{dc}/3 - e_b \\ Ldi_{cc}/dt = (2S_c - S_a - S_b) U_{dc}/3 - e_c \end{cases} \quad (4.16)$$

三相电路是对称电路，在此只讨论 a 相电路的电感取值范围，而其它两相电路的情况与所讨论的 a 相相同。由式（4-16）得

$$\begin{aligned} L &= \frac{(2S_a - S_b - S_c) U_{dc}/3 - e_a}{di_{ca}/dt} \\ &= \frac{K_a U_{dc} - e_a}{di_{ca}/dt} \end{aligned} \quad (4.17)$$

其中， K_a 为

$$K_a = (2S_a - S_b - S_c) / 3 \quad (4.18)$$

如果有源电力滤波器的工作时间足够长，式（4-17）中的交流电压 e_a 的平均作用就会为 0。而 k_a 取值为 2/3 的概率将变成 1/3，而取值为 1/3 的概率就会变为 2/3，因此 k_a 的平均值为 4/9。由此得到

$$L = \frac{4U_{dc}}{9di_{ca}/dt} \quad (4.19)$$

若有源电力滤波器能够跟踪指令电流的最大变化率，就要满足

$$di_{ca}/dt \geq |di_{ca}^*/dt|_{\max} \quad (4.20)$$

由式（4-19）和式（4-20）可得

$$L \leq \frac{4U_{dc}}{9|di_{ca}^*/dt|_{\max}} \quad (4.21)$$

式（4-21）中，针对不同的谐波源和补偿要求，指令电流 i_{ca}^* 亦是不尽相同的。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有密切关系的。计算 $|di_{ca}^*/dt|_{\max}$ 的经验公式如下：

$$\left| di_{ca}^* / dt \right|_{\max} = (10 \sim 20) f \left| i_{ca}^* \right|_{\max} \quad (4.22)$$

其中，在上式中

$$\left| i_{ca}^* \right|_{\max} = \begin{cases} 2.3I_{ca}^* & (I_{ca}^* \text{ 只含谐波电流时}) \\ 1.7I_{ca}^* & (I_{ca}^* \text{ 含谐波和无功电流时}) \end{cases} \quad (4.23)$$

若 i_{ca}^* 仅存在谐波电流时，有

$$\left| di_{ca}^* / dt \right|_{\max} = (10 \sim 20) f \times 2.3I_{ca}^* \quad (4.24)$$

其中， f 为基波电流频率， I_{ca}^* 为指令电流的有效值。

由式（4-23）和式（4-24）联立就可以得到

$$L \leq \frac{4U_{dc}}{9 \times (10 \sim 20) f \times 2.3I_{ca}^*} \quad (4.25)$$

上式得出的为最大电感值，最小电感值则取决于所允许的纹波电流的大小。那么就要求在选择电感值时把纹波电流的大小限制在规定的范围内。

假设有源电力滤波器实际补偿电流所偏离指令电流最大的允许值为 Δi_{\max} ，则

$$\left| di_{ca}^* / dt \right|_{\max} = 2\Delta i_{\max} / T_S \quad (4.26)$$

由式（4-19）和式（4-26）可得

$$L \geq \frac{2U_{dc}T_S}{9\Delta i_{\max}} \quad (4.27)$$

因此 L 的取值范围为

$$\frac{2U_{dc}T_s}{9\Delta i_{\max}} \leq L \leq \frac{4U_{dc}}{9 \times (10 \sim 20)f \times 2.3I_{ca}^*} \quad (4.28)$$

在选择滤波器的电感参数时, 根据式 (4-28) 对交流侧滤波电感参数进行选取, 但也需要结合实际情况对电感作进一步的调整。

4-3-2 直流侧电容设计

为了保证源电力滤波器能够时刻正常工作, 则必须保证作为电压型逆变器直流电源的直流母线电压是恒定的^[33]。但在实际运行中, 有源电力滤波器很难将主电路直流母线电压控制在某一恒定值。随着补偿电流和逆变器工作模式的变化直流母线电压也是不断改变的, 并且在允许的给定范围内呈波动状。有源电力滤波器补偿电流中的谐波及无功电流造成的能量脉动会引起直流母线电压的波动, 开关损耗以及交流侧滤波电感储能所引起的能量脉动也会造成直流母线电压的波动, 尤其是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。

要想降低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。直流侧电容的容量的选择主要是防止直流侧电容电压的波动。直流侧电容的设计一般只要考虑两项参数就行, 即电容器的耐压值和电容器的容量。

在 APF 中, 主电路直流侧的电压值可由以下公式来近似确定:

$$U_{dc} \geq 3E_m \quad (4.29)$$

即说明主电路直流侧电压值应大于有源电力滤波器与供电系统连接点的相电压峰值的 3 倍。高于这个数值, 直流侧电压越大, 补偿电流的跟随性能越好, 但对开关器件的耐压性要求也越高。

在电压型有源电力滤波器中, 直流储能环节是由电容器构成的。直流储能环节的参数主要包括电容量和直流侧电压给定值。其中电容量主要是由直流环节需要缓冲的能量所决定的。负载与有源滤波器在一个基波周期内所能交换的最大能量用下式计算

$$W_{\max} = \frac{\sqrt{3}U_m I}{2\omega} + \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{2k+1}{2k(k+1)} \cdot \frac{\sqrt{3}U_m I_{2k+1}}{\omega} \quad (4.30)$$

电容值由下式计算

$$C = \frac{W_{\max}}{2\lambda U_{dc}} \quad (4.31)$$

式中, 直流母线电压 U_{dc} 的最大允许波动电压为 $\Delta U_{dc\max}$, 定义电压波动率为

$$\lambda = \frac{\Delta U_{dc\max}}{U_{dc}} \quad (4.32)$$

§4-4 直流侧电压的控制

根据前面的分析可得知，补偿电流发生电路是并联型有源电力滤波器中的一大组成部分。补偿电流发生电路是由电压型 PWM 变流器及其相应的驱动电路和电流跟踪控制电路组成的。为了保证其有良好的补偿电流跟随性能，必须把变流器直流侧电容的电压控制成一个适当的值。

控制直流侧电压的传统方法是，为直流侧的电容再提供一个单独的直流电源，这个独立直流电源通常是由一个二极管整流电路来实现的^[34]。这种方法尽管能够达到控制直流侧电容电压的目的，但需要另一套电路，从而增加了整个系统的复杂程度，加大了系统的成本及损耗等。而且直流侧电容电压的控制只需要通过对主电路进行适当的控制就可以实现，在这种情况下，传统方法更没有必要存在。

图 4.5 所示是对直流侧电压 U_{dc} 的控制图。图中 U_{cr} 是 U_{dc} 的给定值，而 U_{cf} 是 U_{dc} 的反馈值，两者的差值送入到 PI 调节器，经 PI 调节器后得到调节信号 Δi_p ，再将此调节信号叠加到瞬时有功电流的直流分量 \bar{i}_p 上，经由运算后在指令信号 i_c^* 中包含了一定的基波有功电流。补偿电流发生电路根据 i_c^* 产生了补偿电流 i_c ，将该电流注入到电网中去，使得有源电力滤波器的补偿电流中存在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进行能量交换，进而将 U_{dc} 调节至给定值。

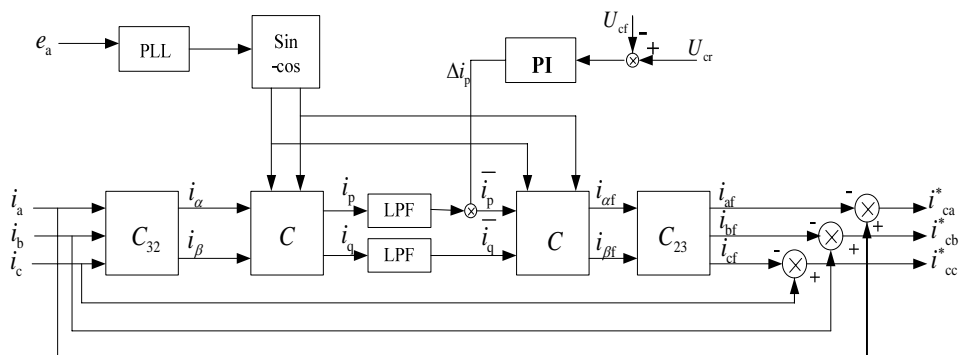


图 4.5 引入直流侧电压控制环节的指令电流运算电路

Fig.4.5 Principle diagram of indicated current calculation with DC voltage control

第五章 系统建模仿真与结果分析

§5-1 有源电力滤波器补偿电流控制策略的仿真

SIMULINK是一种动态系统仿真工具，它运行在MATLAB环境下，是一种用来建模、仿真和分析动态系统的软件包^[35]。它支持连续、离散及两者混合的线性与非线性多种系统，具有直观、方便和灵活的特点。并且仿真过程是交互式的，可随时改变参数，并能够即时观察仿真的结果。而电力系统模块 SimPowerSystems Blockset提供了用于电力电子、电力传动系统建模的大部分模块。比如：连续系统模块（Continuous）、离散系统模块（Discrete）、数学模块（Math）、非线性系统（Nonlinear）、信号源模块（Source）等。运用它们可以正确建模，能直接由测量模块（Measurements）测出仿真所得的电压或者电流数据，把它们连接到示波器模块上，能方便地观察仿真波形，这样模型建立节省了用户的许多精力和时间^[36]。本章就采用了这个模块来构建APF系统模型，验证前面提到的检测和控制方法的正确性和有效性，并通过仿真结果分析其动态性能。

通过一定的算法检测到负荷侧的谐波与无功电流作为补偿电流的指令信号，输入到补偿电流控制算法中。通过补偿电流控制算法计算出 APF 开关器件的控制驱动脉冲，从而在其输出端产生相应的谐波与无功补偿电流。

5-1-1 三角波比较控制方法的仿真

在三角波控制方法中，指令电流与补偿电流的差值经 PI 控制器作用后，与三角波进行比较来生成 PWM 脉冲，论文选用了 MATLAB 中的 PWM 脉冲发生器模块来生成脉冲，三角波比较控制的整个系统仿真模型如下图 5.1 所示。则补偿后的电流波形仿真图如下图 5.2 所示：

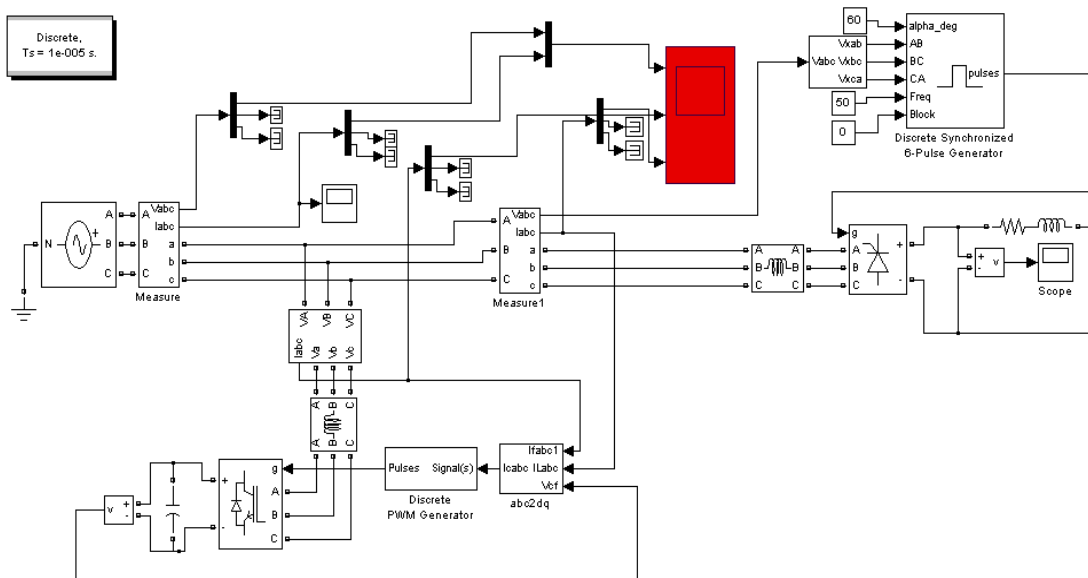


图 5.1 三角波控制系统仿真图

Fig.5.1 Triangular wave control system simulation diagram

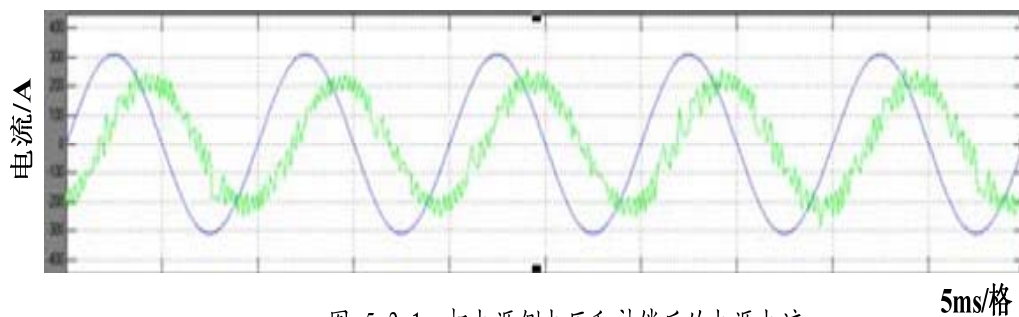


图 5.2.1 a相电源侧电压和补偿后的电源电流

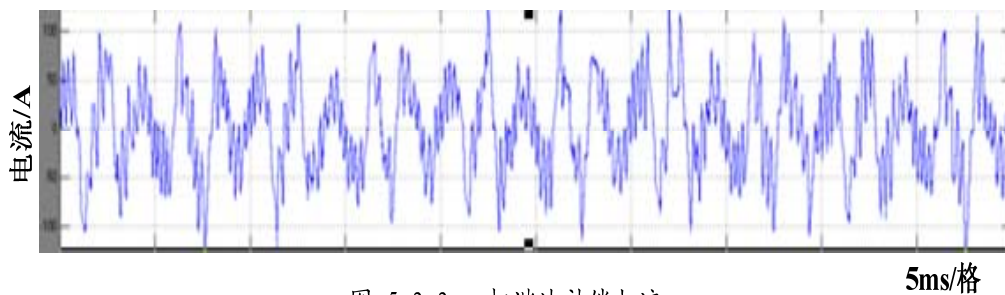


图 5.2.2 a 相谐波补偿电流

图 5.2 三角波比较控制方法补偿的结果

Fig.5.2 The results of triangle wave comparison control method of compensation

从上述仿真结果图中可以看出，当 APF 只用于补偿谐波电流时，补偿后的电源电流仍然滞后于电源电压。三角波比较控制方法跟踪误差大、补偿量的响应速度也比较慢，是目前很少采用的一种控制方法。

5-1-2 空间矢量 PWM 控制方法的仿真

空间矢量方法的仿真模型如下图 5.3 所示：

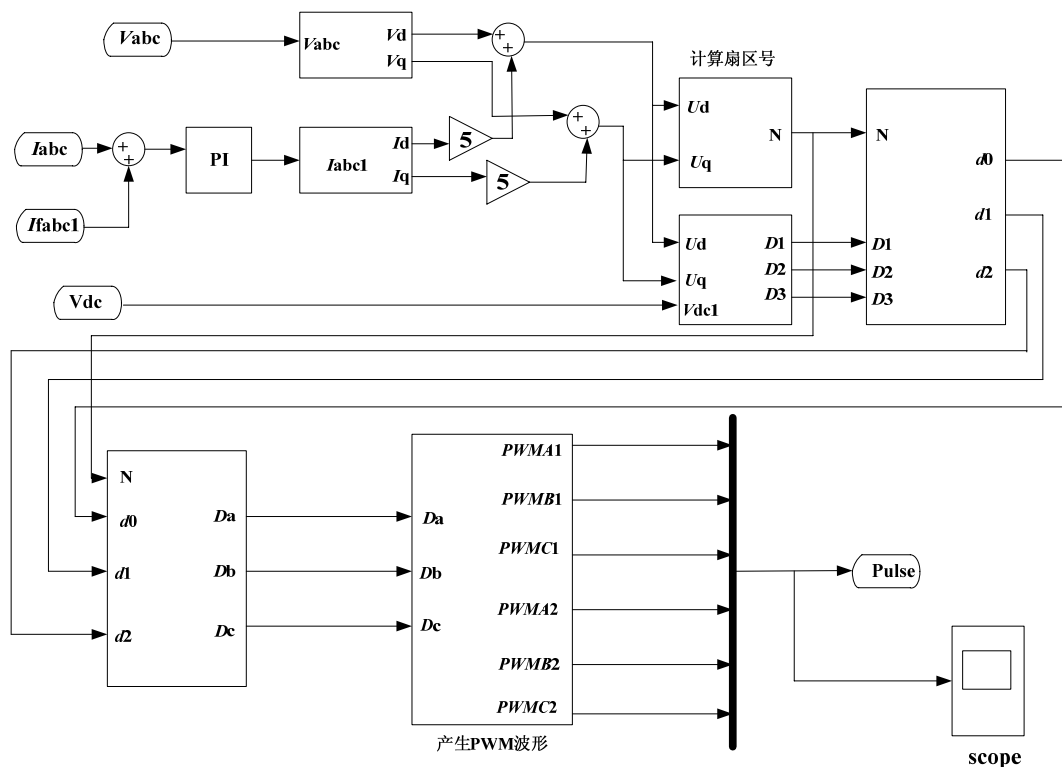
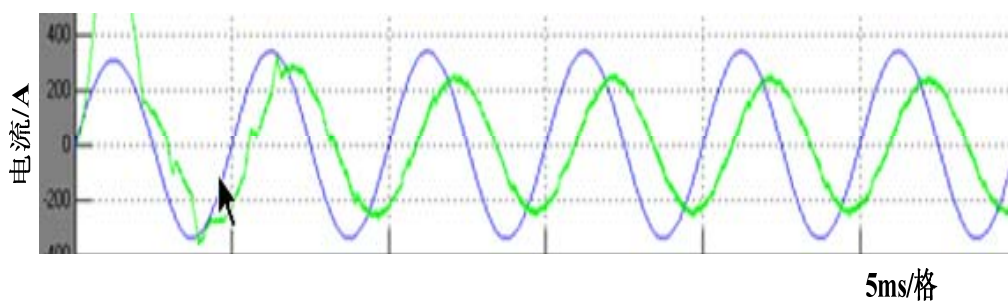


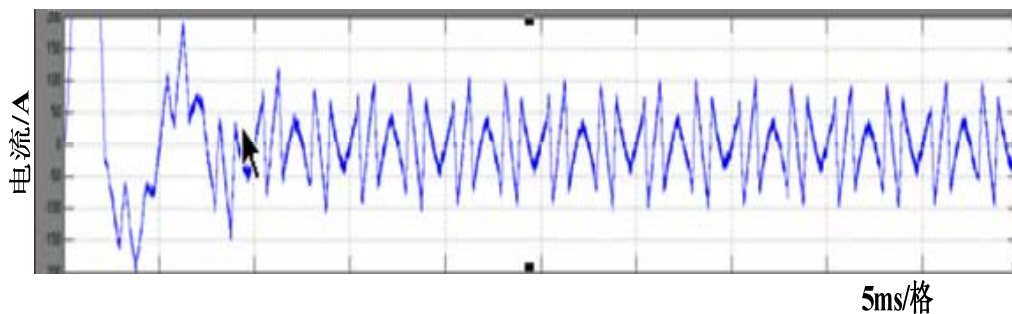
图 5.3 SVPWM 的仿真模型

Fig.5.3 SVPWM simulation model

那么空间矢量控制的结果仿真图如图 5.4 所示：



5.4.1 a相电源侧电压和补偿后的电源电流



5.4.2 a 相谐波补偿电流

图 5.4 空间矢量控制方法输出控制波形

Fig.5.4 The output waveform of space vector control method

从图中可以看出空间电压矢量 PWM 控制方法具有良好的补偿性能和较快的动态响应速度。与三角波比较控制方法相比，因为整个补偿电流的控制可以通过 SVPWM 算法来实现，使得这种控制方法更便于数字化实现。

5-1-3 对直流侧电压控制的仿真

在实际的电压型 APF 中，直流侧是接一适当值的电容器，通过控制使得其电压为给定值。在此，对这种直流侧接电容的 APF 进行仿真^[37]。仿真中，电流检测方法选用 d-q 电流检测法，电流控制选用空间电压矢量 PWM 控制方法。

对直流侧电压的控制采用的是 PI 调节法，将实际的电容电压与参考电容电压的差值通过比例积分器，得到调节信号，再将其叠加到图 3.5 所示的 d-q 检测系统中的基波有功电流上，从而把直流侧电容电压控制到给定值。仿真算法采用 ode23tb，仿真时间为 0.2s。直流侧电压波形仿真结果如下图 5.5 所示：

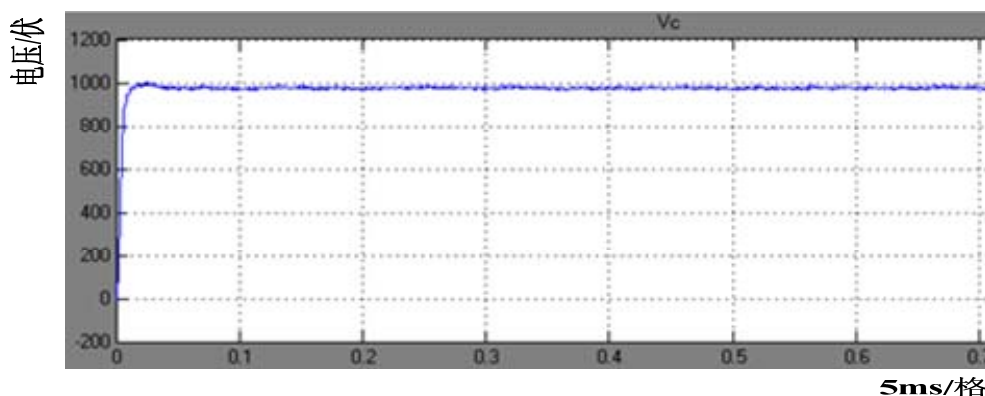


图 5.5 直流侧电压波形

Fig.5.5 The waveform of the DC side voltage

从仿真结果可以看出，直流侧电压能在较短的时间内达到稳态值。图中可知直流侧电容电压在稳态时候仍有一定的波动，这是由于 APF 既对谐波与对无功功率进行补偿，从而使得其直流侧与交流侧有

能量交换，直流侧电压会随着交流侧消耗的有功功率的变换而波动，但 APF 瞬时有功功率的平均值为零。

§5-2 仿真波形及结果分析

通过对实验波形的分析可以得到：

- 1) 并联型有源滤波器实现了对谐波电流的快速检测，并且补偿后的电流波形基本为正弦波形状。
- 2) 对直流侧的电压控制比较合理，直流侧电压比较稳定，在规定的波动范围内波动。
- 3) 补偿后的电网电流存在一定的毛刺。这是由于当桥负载电流发生突变时，电流的上升率大，而有源滤波器输出电流不能及时跟踪电流的变化率造成的，论文通过在空间矢量方法中加入了 PI 控制器来缓解这一问题，经由仿真结果图发现，虽然不能全部消除毛刺，但在一定程度上减少了毛刺现象。
- 4) 论文选定空间矢量作为控制方式，在此基础上通过对不同的主电路参数进行仿真分析，得出了主电路参数对补偿效果的影响，为实际中主电路参数的选取提供了一定的依据。

§5-3 针对负载畸变电流变化剧烈的改进

5-3-1 负载电流增大的分析

如果增大负载阻值为原来的 2 倍，则负载电流相应的减小了，此时由于畸变电流发生突变，变化比较剧烈，电流的上升率变大了，但是有源滤波器补偿电流的上升率有限，造成补偿后的电网电流出现了较大的尖刺，引起了补偿效果较差。下图 5.6 为负载电流突变后补偿后所得的电流波形图。

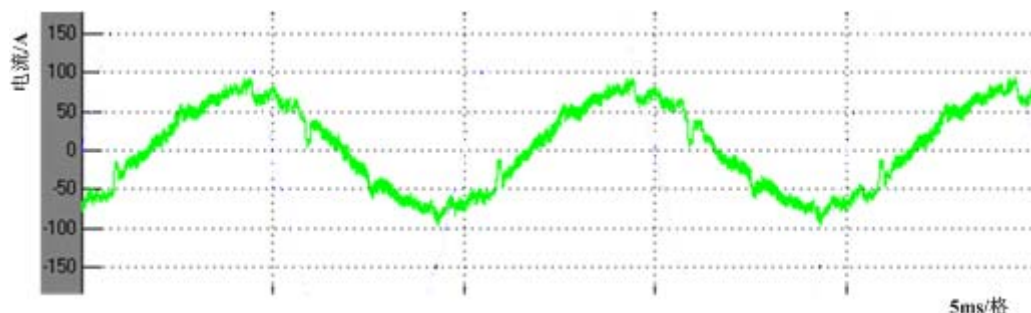


图 5.6 负载电流增大后补偿电流波形

Fig.5.6 The compensated current waveform of increasing load current

从图中可以看出补偿后的电流出现了很多大的尖刺，而且电流波形变得不再平滑。

那么针对负载变化，系统补偿容量减小，负载电流变小的情况，通过改变主电路的参数，可以改变这一情况，下图 5.7 为调整主电路参数后所得的补偿电流波形。

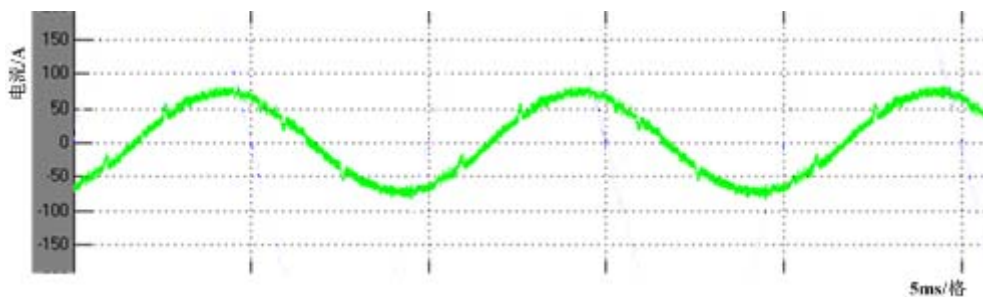


图 5.7 调整主电路参数补偿后电流波形

Fig.5.7 The compensated current waveform of adjusting the main circuit parameters

从图中可明显看出，补偿后的电流波形比之前要平滑很多，而且大的尖刺减小了，但是电流的纹波依然很大。由于系统硬件的要求，主电路的电感和电容值应尽量保持固定，所以通过改变主电路参数的方法不能很便捷的达到所要求补偿效果。

那么在负载电流变小的情况下，若想保持交流侧电感值与直流侧电容值的固定，则可以调整开关频率。一旦开关频率增大后，则相应的采样频率也要增加。下图 5.8 所示为把开关频率从 10kHz 增大到 100kHz，采样频率从 10kHz 增大到 250kHz 的时候，所得到补偿后电流的波形。

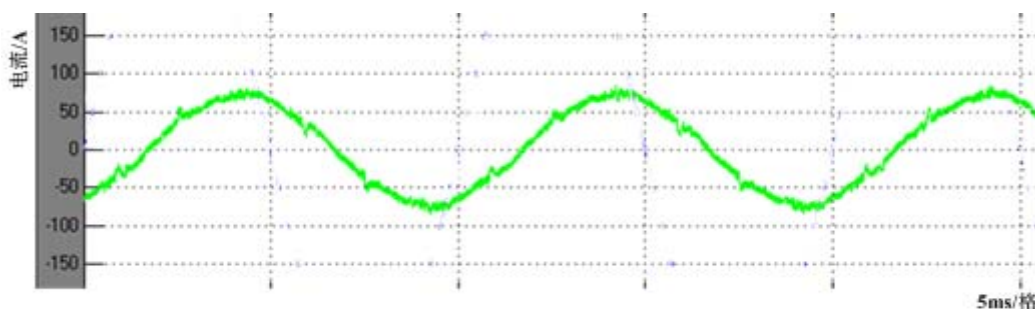


图 5.8.1 改变开关频率补偿后电流波形

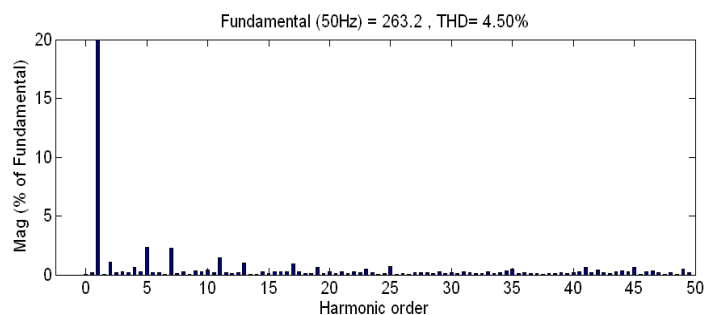


图 5.8.2 电流频谱

图 5.8 改变开关频率补偿后结果

Fig.5.8 The results of changing the switch frequency

从图中可以看出，改变开关频率和采样频率，确实能在一定程度上改变补偿效果，使得补偿后电流波形纹波减小，电流波形比较平滑。但是不断地改变开关频率和采样频率^[38]，又会增加软件的负担，通过这种方法依然不能很便利的实现补偿要求。

5-3-2 空间矢量的改进

那么针对畸变电流的变突，从控制方法上寻求解决办法。在不改变主电路参数情况下，在算法上利用闭环原理，对反馈电流与指令电流的差值首先进行无差调节，然后再用空间矢量法来控制。把有源滤波器系统作为控制对象，谐波指令电流为参考电流，有源电力滤波器的实际电流为反馈电流构成一个闭环系统^[39-40]。整个系统如图 5.9 所示：

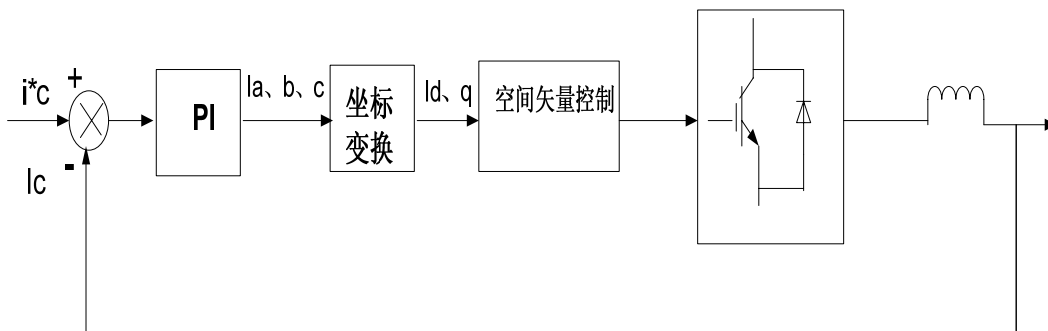


图 5.9 APF 控制系统图

Fig.5.9 APF control system diagram

PI调节器的输入为指令电流与补偿电流的差值，输出为电压信号，三相电压信号经过 3/2 变换，得到d-q平面坐标系下的电压，通过空间矢量对各个开关器件进行控制，输出补偿电流^[41]。则补偿后电流波形为下图 5.10 所示：

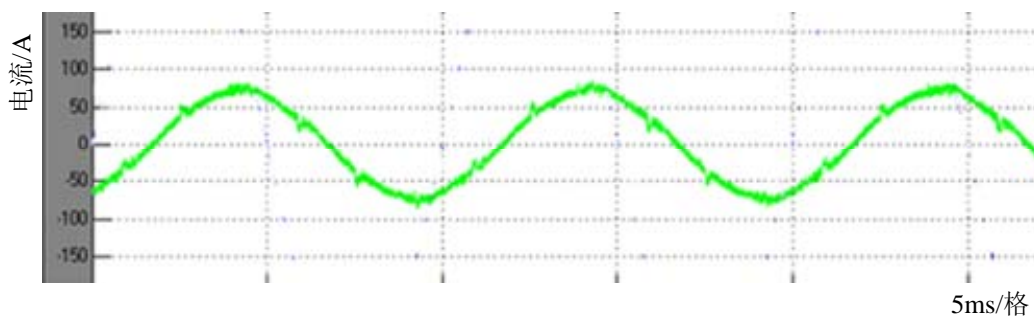


图 5.10.1 加入 PI 控制器补偿后电流波形

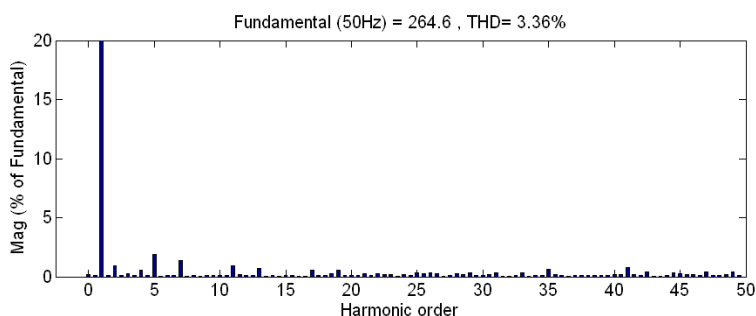


图 5.10.2 电流频谱图

图 5.10 加入 PI 控制器补偿后电流波形

Fig.5.10 The compensated current waveform of adding PI controller

经过仿真证实了这种控制策略可有效地跟踪指令电流，在一定程度上更进一步抑制了负载谐波电流，虽然不能达到最好的效果，但它们的总谐波畸变率还是比图 5.8.2 总谐波畸变率降低了很多，是一

种有效的电流跟踪控制方案。

§5-4 基于 DSP 的有源电力滤波器的控制系统的软件设计

作为一门涉及许多学科而又广泛应用于许多领域的新兴学科,数字信号处理(Digital Signal Process)的应用越来越广泛,其中包括应用于有源电力滤波器中。随着微电子学、数字信号处理技术、计算机技术等学科在近年来的飞速发展,DSP的应用也日渐成熟,在电机控制、通信、图像处理等领域都有其独有的优势渐渐显露出来^[42]。论文中采用TI公司F28x系列中的2812来控制有源电力滤波器。以2812这种DSP芯片作为滤波器的核心处理单元,能充分体现DSP芯片特别适用于有大量数据处理的测控和电机控制情况下。而且把DSP用在本文中,在控制系统时能够有很高的精度,实时性也比较较好。

F28系列是美国TI公司推出的一款定点型DSP芯片,它既有数字信号处理功能,又有强大的事件管理能力和嵌入式控制功能,处理性能较好,具有集成度很高的外设模块,而且模数转换的速度很快,精度高等特点。论文采用的TMS320F2812数字信号处理器比C24x系列DSP处理能力更大。2812采用高性能静态CMOS技术,主频可以达到150MHZ减少了控制器的功耗;执行速度到达150MI/S,使得周期小到6.67ns,这样就提高了控制器的实时控制能力;支持仿真器JTAG接口;外部接口容量达到1M的存储容量,而片内也有很大的存储容量;片内有晶体振荡器,3个32位的CPU定时器;包含有两个事件管理器(EVA和EVB);12位的数模转换,具有2个8通道的多路输入、两个采样保持器,转换频率为80ns。

5-4-1 基于 DSP 的系统软件功能

软件开发环境CCS所集成的源代码编辑环境,使程序的调试与修改变得更加方便;由于集成的代码生成工具,使得不需要在DOS下键入大量的命令参数;而调试程序时因有了集成的调试工具也使得调试过程得心应手^[43]。论文使用的DSP系统集成和调试工具则是TI公司为了TMS320系统所提供的,其中包括了仿真器、调试接口、试验板。因为CCS具有实时、多任务、可视化的软件开发等特点,开发者可以使用CCS提供的工具很方便地对DSP软件进行设计、编码、编译、调试、跟踪和实时性分析,CCS的开发流程如图5.11所示:

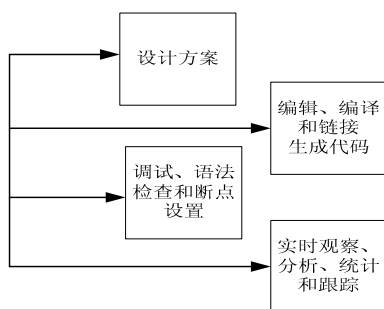


图 5.11 CCS 的开发流程

Fig.5.11 The develop flowchart of CCS

在系统控制中,由电压传感器采到电网的电压信号,经由电压过零检测,然后送入到DSP中,作为

有源电力滤波器的同步信号来使用^[44-45]。由电流传感器采集到负载的三相电流，所需补偿的电流，经由放大环节输入到DSP的AD模块。DSP对采集到的信号进行分析，检测出谐波分量，然后输出控制信号。

系统程序主要包括主程序和中断服务子程序。主程序的作用主要是初始化程序，其中包括对系统、参数、事件管理器的初始化和中断初始化等。而有源滤波器软件系统的核心部分则是中断服务程序，它主要包括 A/D 电流采样单元中断、捕获单元中断、启停信号中断。如下图 5.12 所示：

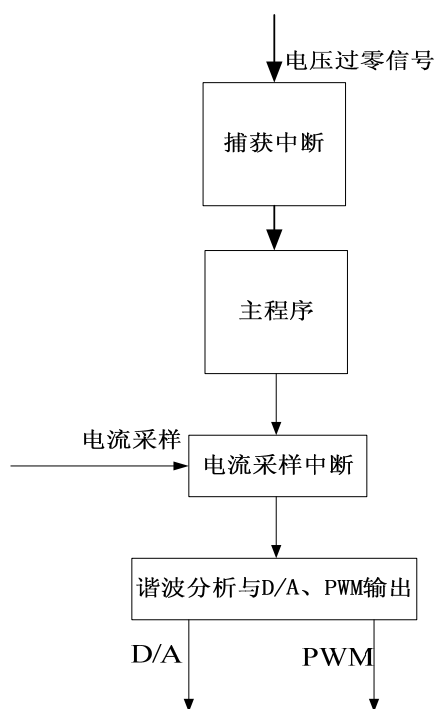


图 5.12 软件系统

Fig.5.12 The software system

5-4-2 DSP 系统软件中的开发流程

谐波检测环节实现了对三相电压、三相电流的采集流程，把采到电流值存入到数据库中去，然后读取数据库中的数据，最后对检测到的谐波电流进行分析。论文的设计意在为验证前面所提到的三种谐波电流检测算法的可行性，为其提供一个开放的谐波检测平台。主要需要完成以下几个步骤：数据采集、数据存储、数据分析、波形显示。谐波电流检测的软件主程序流程图如图 5.13 所示：

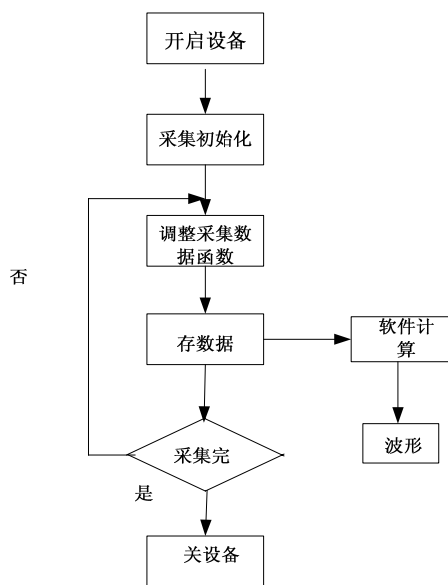


图 5.13 软件采集流程图

Fig.5.13 The main flow of software

第六章 结论及展望

本论文主要归纳为以下几个方面：

文中叙述了有源电力滤波器的基本原理，然后针对两个常用的有源电力滤波器补偿电流控制方法做了分析。通过对基于瞬时无功功率理论的检测法进行分析研究，研究说明 $p-q$ 法、 i_p-i_q 法和 $d-q$ 法这三种方法都可以准确、实时的检测出瞬时变化的谐波电流和无功功率。由分析得知 $P-q$ 检测法主要适用于三相对称且无畸变的公用电网； i_p-i_q 检测法不仅适用于三相不对称的公用电网，对电网电压的畸变也有很大效果；而 $d-q$ 检测法也适用于不对称、有畸变情况下的电流检测。经过仿真证明， $d-q$ 检测法具有良好的实时性，且有很快的动态响应与较高的检测精度，是一种值得采用的电流检测法。

建立了并联型有源电力滤波器的数学模型，分析比较了三角波控制技术、滞环控制方法和空间电压矢量 PWM 技术。论文重点研究了空间电压矢量的控制方法，提出了控制算法的具体实施步骤，运用比较简单的判断扇区的方法，缩短了计算量与控制时间。经过仿真结果表明空间电压矢量 PWM 控制的有源电力滤波器能够对负载中的谐波和无功电流进行快速精确补偿。

主电路参数影响着补偿效果的好坏。并联型有源电力滤波器补偿电流的产生，主要是由电感两侧的电压差产生的，电感参数在滤波环节起着重要的作用，而直流侧电容的容量的选择主要是防止直流侧电容电压的波动。所以在本论文中详细阐述了电感参数和直流侧电容容量的选取方法，文章通过采用 MATLAB 软件对有源滤波主电路参数不同的系统进行了仿真。结果表明主电路参数对于滤波器是否具有好的补偿电流跟随性能起到了很大的作用。

通过为负载电流变化以后的分析，从软件和硬件方面入手来改变补偿效果，但都会增加负担，且补偿效果也不是很理想。最后通过仿真分析，从控制算法方面来改善。在补偿控制系统采取闭环控制的基础上，提出采取 PI 控制，进一步改善了补偿后电流的毛刺，提高了补偿的效果，减小了补偿电流的跟踪误差并降低了补偿后电源侧电流的畸变率。

由于时间的限制，一些问题没有完全的解决好。今后要做的工作还需要对谐波的补偿问题进一步来研究：

仍需对补偿电流的控制进一步的改进，对空间矢量的改进不是完美的，只是加入了 PI 的控制器，没有用到更好改进控制方法。所以要进一步改革控制算法，实现空间矢量的改进。有源电力滤波器本身会产生一些高次谐波，因此可以考虑在系统中加入对此的补偿办法。可以考虑加入无源滤波器来补偿负载中出现的无功功率，而用有源滤波器来只补偿谐波。这样能够实现大容量的、宽频的、动态补偿的要求。

参考文献

- [1]王兆安, 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000
- [2]Wang Qun, WuNing, Wang Zhaoan. A Neuron Adaptive Detecting Approach of Harmonic Current for APF and Its Realization of Analog Circuit. IEEE Trans on Instru and Measur,2001, 50(1): 77~84
- [3]国家技术监督局, 电能质量公用电网谐波(GB/T14549-93). 北京: 中国标准出版社, 1994
- [4]肖湘宁, 徐永海. 电力系统谐波及其综合治理. 中国电力, 1998, 31(4): 95~98
- [5]肖雁鸿, 毛筱, 周靖林等. 电力系统谐波测量方法综述. 电网技术, 2002, 26(6): 61~65
- [6]卓放, 王兆安. 有源滤波器技术的发展与电能质量的提高. 电工技术杂志, 2002, (6): 1~2,7
- [7]周方圆, 唐朝晖. 有源电力滤波器的研究现状与发展[J]. 电测与仪表, 2005, 42(8): 1~4
- [8]罗德凌, 唐朝晖, 周方圆. 有源电力滤波器研究现状及其发展动向[J]. 国外电子测量技术, 2006, 25(2): 1~5
- [9]胡铭, 陈珩. 有源滤波技术及其应用. 电力系统及自动化, 2000(2): 66~69
- [10]Mao-Chin Jiang. Analysis and Design of a Novel Three-Phase Active Power Filter. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2001, 37(3): 824~831
- [11]孙生鸿, 李鹏. 谐波及无功电流的直接检测方法. 电力系统自动化, 2002, 26(19): 52~55
- [12]杨军, 王兆安, 卓放. 基于瞬时无功功率理论的高次谐波和无功功率检测. 电力电子技术, 1992(2)
- [13]唐蕾, 陈维荣. 有源电力滤波器三种电流检测方法的深入探讨及仿真[J]. 继电器, 2006, 34(5): 43~47
- [14]何英杰, 邹云屏, 李辉等. 用于有源滤波器的一种新型谐波检测算法. 电力电子技术, 2008, 40(2): 56~59
- [15]申爱兵. 有源电力滤波器谐波电流检测方法仿真研究. 华北电力大学硕士学位论文, 2006
- [16]刘凤君. 逆变技术及其在交流电源中的应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003
- [17]李建林, 张仲超. 几种适合于有源电力滤波器的控制策略的对比分析[J]. 机车电传动, 2003, 4(4): 1~4
- [18]Lin Bo-Ren, Yang Bo-Ren, Current Harmonics Elimination with a Series Hybrid Active Filter. IEEE ISIE Uusan, Korea, 2001(2): 566~571
- [19]L.Benchaita,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
- [20]戴朝播, 林海雪. 电压型逆变器三角载波电流控制新方法. 中国电机工程学报, 2002 22(2): 99~102
- [21]刘斌. 并联型有源电力滤波器的研究与实验. 北京交通大学硕士学位论文, 2007

- [22]陈红兵. 有源电力滤波器控制策略和谐波检测方法分析. 江苏电器, 2008, 6: 56~59
- [23]郭自勇, 周有庆, 刘宏超等. 基于电压空间矢量的有源滤波器滞环电流控制新方法[J]. 电机工程学报, 2007, 27(1): 112~117
- [24]孙曙光. 有源电力滤波器谐波检测方法与补偿控制策略的研究. 河北工业大学博士学位论文 2009, 6
- [25]Aredes M,HeumannK,Watanabe E.H..An universal active power line conditioner, IEEE Transactions on Power Delivery.1998, 13 (2): 545~551
- [26]姜俊峰, 刘会金. 空间矢量控制在有源滤波器中的应用[J]. 继电器, 2004, 32(9): 27~30
- [27]蒋祖立, 陈冲, 许思猛. 空间矢量 PWM 有源滤波器中的应用. 电气应用, 2007, 26 (10): 55~57
- [28]Jae-Hyeong Suh,Chang-Ho Choi,Dong-Seok Hyun. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters. Applied Power Electronics Conference and Exposition , 1999.APEC'99.Fourteenth Annual . (1): 515~520
- [29]袁泽剑, 钟彦儒. 基于空间电压矢量的最小开关损耗 PWM 技术. 电力电子技术, 1999(3): 12~15
- [30]浦志勇, 黄立培, 吴学智. 三相 PWM 整流器空间矢量控制简化算法的研究[J]. 电工电能新技术, 2002 , 21(2): 16~20
- [31]杨君, 王兆安, 邱关源. 并联型电力有源滤波器直流侧电压的控制. 电力电子技术, 1996, (4): 48~50
- [32]Simone Buso,Luigi Malesani.Comparison of current control techniques for active filter applications.IEEE Transactins on Industrial Electronics. 1998, 45 (5): 431~436
- [33]刘海春, 谢少军, 王国凤等. 基于差分方程的空间矢量调制在 APF 中的应用. 西南交通大学学报, 2008, 43 (4): 498~502
- [34]苏昊, 王志和. 闭环思想与空间矢量法在电力有源滤波器中的应用. 东北电力技术, 2004, (8): 13~15
- [35]李国勇. 智能控制及其 MATLAB 实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005, 194~231
- [36]范瑞祥, 罗安, 周柯, 等. 并联混合型有源电力滤波器的建模和控制策略分析. 中国电机工程学报, 2006, 26 (12): 55~61
- [37]Wang Qun, WuNing, Wang Zhaoan. A Neuron Adaptive Detecting Approach of Harmonic Current for APF and Its Realization of Analog Circuit. IEEE Trans on Instru and Measur,2001, 50 (1): 77~84
- [38]戴朝波, 林海雪. 电压源型逆变器三角载波电流控制新方法. 中国电机工程学报, 2002, 22 (2): 99~102
- [39]王忠礼, 段慧达, 高玉峰. MATLAB 应用技术: 在电气工程与自动化专业中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007
- [40]杨锦. 数字 PID 控制中的积分饱和问题. 华电技术, 2008, 30 (6): 64~67
- [41]陶永华. 新型 PID 控制及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005

- [42]谢宝昌, 任永德. 电机的 DSP 控制技术及其应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005
- [43]彭启琮, 李玉柏, 管庆. DSP 技术的发展与应用[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002
- [44]尹勇. DSP集成开发环境CCS使用指南. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003
- [45]顾艳丽. 基于瞬时无功功率理论的谐波检测在 DSP 上的研究与实现. 南京理工大学硕士学位论文, 2006

致 谢

本论文在两年多的研究期间，受到了导师杜太行教授的悉心指导。在我攻读硕士学位期间，我的导师给了我极大的帮助、支持和鼓励。杜老师的学识渊博以及自身严谨的治学态度都让我受益匪浅。恩师所凝聚的心血使得我的论文工作能够顺利完成。基于此，谨向我的导师杜太行教授表示衷心的感谢！

我们实验室的同胞们在我研究工作期间也给我很大的帮助，申艳丽、苗青、王金伟、齐玲他们在课题外给予了我很大的帮助。尤其要感谢同组人陈勇胜在课题中给予的帮助和支持。

感谢我可爱的舍友们，刘月、王伟丽、杨钰，有了你们，我的论文才能够顺利完成。

感谢我的男友无论在生活中还是在课题中都给我的许多的帮助，是我能够更加顺利的完成课业。

感谢在我攻读硕士期间，给予我关心和帮助的老师、同学和朋友。

最后，衷心地感谢各位专家在百忙中评阅本论文，并提出宝贵意见！

攻读学位期间所取得的相关科研成果

发表论文:

杜太行, 胡相彬, 赵川, 申艳丽. 有源电力滤波器谐波电流控制与主电路参数设计. 已被《低压电器》录用