

补偿畸变电流的功能外，还具有主电路开关器件短路保护及直流电压检测的功能。另外，装置也设计了可用于通讯的功能，预留了足够的扩展接口，为以后装置功能升级提供了方便。本文采用工程化的编程方法，编制了部分程序。

最后，本文以某企业电阻炉产生的畸变电流为补偿对象，建立了电阻炉系统的仿真模型以及其与电能质量控制器连接的仿真模型，通过在电阻炉不同工作状态下的仿真试验，验证了本文设计的电能质量控制器的可行性。

关键词：电能质量控制器；瞬时无功功率理论；三角波比较；畸变电流；DSP 芯片；

Abstract

As the development of science and technology the higher quality of electrical power is required by users. Meanwhile, more and more nonlinear loads adopted in the power system deteriorate it. It has been a key research field in power electronic application technology to study the power quality controller to compensate the reactive current and harmonic current caused by the nonlinear devices. At the present time, correlative study about the power quality is becoming the hotspot, and the controllable technology of the power quality is also developing quickly at the overseas. However, at home the study of the power quality is almost localized at the range of the theory and the trial about merely the study of the harmonic questions. there are great gap about the control of the power quality between at home and at the overseas.

Shunt voltage controller of power quality will be deeply studied in this paper to restrain harmonic current, compensate reactive power and keep symmetry of the current of the power source. A practical control device of electrical power quality is developed.

The integral structure is decided through the studying operating principle of shunt voltage controller of power quality. The detection method of current based on the instantaneous var power: $i_p - i_q$ is deeply studied. This method is adapted to detect current when power source voltage is distorted. In this paper the control strategy of current tracking and comparison is adopted. In order to reduce harmonic current caused by the compensation device that the control method of triangular wave comparison is adopted. The structure of power quality controller(PQC) mentioned in this paper is available through building the simulink model of PQC based on the Matlab software. Moreover, the simulink model of PQC is used to prove the practical effect of the method of detecting current and the control manner of triangular wave comparison. The result indicates that the method of detecting current and the control manner of triangular wave comparison is adapted to the PQC's structure adopted in this paper.

Nowadays, there is not definite algorithm to determine the main circuit capacitor in

DC side and inductance in AC side. An estimation algorithm is proposed in this paper to determine the range of the capacitor and the inductance. The inductance is sensitive to the result of compensation, after that, large quantity simulation is need to decide the inductance value at last. In addition, as PQC compensates the distortion current, itself will cause some power loss and reduce the voltage of capacitor in DC side. To compensate this reduction, a linearization method is proposed which can charge the capacitor in DC side to keep its voltage in defined range as well as compensate harmonic current.

The hardware circuit of power quality controller based on DSP is designed. Except to compensate distorted current, the device can protect the switch devices from short circuit and detect DC voltage. In addition the communication function is designed in this device and enough expansion ports are provided to convenient the device upgrading later. Part programme have been finished through project program method.

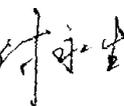
At last, the distorted current caused by electrical resistance furnace in a factory is selected as compensation object. The simulation model of electrical resistance furnace is built, in addition, the author also build the simulation model that PQC is connected with the electrical resistance furnace. Though the simulation of the system in different operating condition the feasibility of PQC is proved.

Key Words: power quality controller (PQC); instantaneous var power; triangular wave comparison; distorted current; DSP chip

郑 重 声 明

本人的学位论文是在导师指导下独立撰写并完成的，学位论文没有剽窃、抄袭等违反学术道德、学术规范的侵权行为，否则，本人愿意承担由此产生的一切法律责任和法律后果，特此郑重声明。

学位论文作者（签名）：



2005-5-15

第1章 绪论

1.1 课题背景及研究意义

电能既是一种经济实用、清洁方便且容易传输、控制和转换的能源形式，又是一种由电力部门向用户提供，并由供用电双方共同保证质量的特殊产品。如今电能作为走进市场的商品，与其他商品一样，无疑也应讲求质量。

由于供电电源的电能质量下降而影响电气设备正常工作的问题，早在电力供应一开始就引起了供用电双方的关注。人们首先把电力系统运行中电压和频率偏离标准标称值得多少作为检验电能质量的主要指标。之后，随着工业规模的扩大和科学技术的发展，越来越多的用户采用了性能好、效率高但对电源特性变化敏感的高科技设备，电力用户对电能质量的要求在不断提高^[1,2]。与此同时，许多新型的电气设备在运行中会向电力系统注入各种电磁干扰，对电力系统的安全和用电设备的正常工作造成的危害与影响不断增加，电能质量问题日益突出，引起了供电部门和广大电力用户的普遍重视。研究改善电网供电质量以及抑制用户对电网产生的不利影响具有重要的意义。

1.1.1 电能质量问题的分类

在现代电力系统中，电能质量这一技术名词涵盖着多种电磁干扰现象。但是由于工业领域的各个行业对电能质量认识上的不同和使用名词上的不统一，使得长期以来人们在描述各种各样电压、电流干扰电力供应及电气设备正常工作的电磁现象时，所提出的专业名词的含义上很不准确，使用很不规范，严重地影响了电能质量工作的开展。国际电气工程界在关于电能质量问题应采用规范的技术名词上逐渐趋向一致，国际电气电子工程师协会（IEEE）标准化协调委员会已正式通过采用“Power Quality”（电能质量）术语的决定。其基本的含义是指，提供给敏感设备的电力和为其设置的接地系统均适合于该设备正常工作。与之相对应，国际电工委员会（IEC）提出了电磁兼容（EMC）的概念，给出了干扰允许值、抗扰阈值和兼容值的定义，并在此基础上制定了一系列电磁兼容标准。电磁兼容强调

的是设备与设备相互之间的电磁作用和影响，以及电源与设备相互之间的电磁作用和影响。在 IEC 提出的电磁兼容标准中，有许多与电能质量相关联的内容。EMC 标准采用发射来表示由设备产生的电磁污染，在电能质量领域它反映出电流质量问题。

为了系统地分析和研究电能质量现象，并能够对其测量结果进行分选识别，从中找出引起电能质量问题和采取针对性的解决办法，因此将电能质量进行分类和给出相应的定义是很重要的。具体分类见附录 2^[3~10]。

不难看出，上述电能质量的问题有很多种，根据不同的起因，可以有的放矢的进行处理，本文设计的控制器主要是抑制用户侧的电流对电源电流的影响，主要考虑如何抑制负荷谐波电流、确保电源三相电流对称以及减小线路无功负荷传输。

1.1.2 电能质量标准

电能质量是保证电网安全经济运行、保护电气环境、保障电力用户正常使用电能的基本技术规范，是实施电能质量监督管理，推广电能质量控制技术，维护供用电双方合法权益的法律依据。我国已经制定并颁布的电能质量国家标准有：《电能质量供电电压允许偏差》(GB12325—1990)、《电能质量 公用电网谐波》(GB/T14549—1993)、《电能质量 三相电压允许不平衡度》(GB/T15543—1995)、《电能质量 电力系统允许偏差》(GB/T15945—1995)、《电能质量 电压波动和闪变》(GB12326—2000)和《电能质量 暂时过电压和瞬态过电压》(GB/T18481—2001)等六项国家标准。见附录 3^[2,10]。

上述各项标准既有针对供电部门的，也有针对用户做出的，本文主要涉及电网的谐波、电压闪变和负荷平衡部分。

1.1.3 电能质量的解决方法

电能质量存在很多问题，目前还没有一种切实有效的办法解决所有问题，要改善电能质量，既需要供电部门提高供电质量，同时在用户侧就地改善电能质量也是很有必要的，相关标准明确指出：用户的非线性负荷、冲击性负荷、波动负荷、非对称负荷对供电质量产生影响或对安全运行构成干扰和妨碍时，用户必须采取措施加以消除。本文所要解决的主要是如何在用户侧抑制用户产生的谐波电流、电压波动（闪变）以及电流不对称等电能质量问题。

电压波动(闪变)主要是由工业负荷的无功功率引起的,可以通过无功补偿进行改善;谐波问题可以通过滤波解决;电流不对称是由三相间负荷分布不均匀所产生的负序分量导致的,可以通过补偿负序分量的方法解决。

抑制电压波动、闪变、电压不对称、电网谐波等不利影响有两种途径:(1)装设改善电能质量装置,如同步调相机、静止型无功补偿装置、LC滤波器、电能质量调节器等,这是一种被动的办法。(2)实施电网调度自动化、无功优化、负荷控制以及对设备进行改造,使其不产生谐波和无功,如设法提高整流装置的相数或采用高功率因数整流器,这是一种主动的办法。本文仅对第一种途径进行讨论。

传统的无功功率动态补偿装置是同步调相机(Synchronous Condenser—SC),它是专门用来产生无功功率的同步电机,在过励磁或欠励磁的情况下,可以发出不同大小的容性和感性无功功率。由于是旋转电机,因此损耗和噪声都比较大,运行维护复杂,响应速度慢,70年代以来,开始逐渐被静止型无功功率补偿装置(Static Var Compensator—SVC)所取代。

静止无功补偿装置包括早期的饱和电抗器(Saturated Reactor—SR)、晶体管控制电抗器(Thyristor Controlled Reactor—TCR)、晶闸管投切电容器(Thyristor Switched Capacitor—TSC)以及两者混合装置(TCR+TSC),或者晶闸管控制电抗器与固定电容器(Fixed Capacitor—FC)或机械投切电容器(Mechanically Switched Capacitor—MSC)混合使用的装置,还包括80年代以后出现的更为先进的采用自换相变流电路的静止型无功补偿装置——静止无功发生器(Static Var Generator—SVG),也称之为高级静止无功补偿器(Advanced Static Var Compensator—ASVC)^[11]。

LC滤波器是传统的谐波补偿装置,是由滤波电容器、电抗器和电阻器适当组合而成,它与负载并联,除起滤波作用外,还兼顾补偿无功。

无源滤波器虽然具有结构比较简单,成本低,容易实现,既可补偿谐波,又可补偿无功的特点,但是其本身固有的缺陷限制了其发展^[12]。

1) LC滤波器是针对特定谐波进行补偿的,对电网阻抗和频率的变化十分敏感,滤波效果不易保证;

2) 滤波器在滤除谐波的同时会产生无功,在以二极管整流器作为主要用电设备的网络中,产生不必要的超前功率因数;

3) LC滤波器可能会跟电网阻抗发生并联谐振,将谐波电流放大,从而导致系统不能正常工作,甚至会烧坏滤波器。

电能质量控制器可用于动态抑制谐波、补偿无功、平衡负荷、降低闪变水平、

防止电压跌落、进行电压平衡等，其动态特性较之于传统的补偿方式有较大改善^[13,14]。

1.2 电能质量控制器技术的研究现状

电能质量控制器的核心技术基本上分为两部分，分别是信号的检测技术、控制策略技术。电能质量控制器的技术从本质上与有源电力滤波器技术一致。

电能质量控制是一个复杂的系统工程，主要涉及电力系统、电工理论、电力电子技术、自动控制等学科，包括电源畸变、不平衡的功率理论，电能质量的检测与控制等技术，还与国家政策和管理机制有关^[15]。

国外有关电能质量控制的研究正掀起高潮，从所适用的功率理论的扩展，到电能质量评价指标体系的建立；从全国性的电能质量普查、监测到用户终端电气环境的定义；各种电能质量问题分析方法的提出，以及用户电力技术等电能质量控制技术的研究和装置的开发正深入进行。

目前,国内在电能质量控制方面的研究大多局限在谐波问题的范围内,也提出和开发了一些改善和提高电能质量的电能质量补偿装置,包括各种有源电力滤波器(Active Power Filter—APF)、电能质量综合补偿装置(即统一电能质量调节器)(Unified Power Quality Conditioner—UPQC),以及动态电压恢复器(Dynamic Voltage Restorer—DVR)等,与国外的差距是非常明显的。在我国,有源电力滤波器方面的研究仍处于起步阶段。有关有源电力滤波器的研究主要集中在并联型、混合型,也开始研究串联型。研究最成熟的是并联型,而且主要以理论研究和实验研究为主。理论上涉及到了功率理论的定义、谐波电流的检测方法、有源电力滤波器的稳态和动态特性研究等^[16]。

1.2.1 检测技术的研究现状

对于电压波动和闪变、谐波、三相不平衡这些变化相对较缓慢、持续时间较长的电能质量问题,对称分量法、谐波分析法是最常用的时域分析方法。它们的特点是数学表达式简单,物理概念明确。但时域分析方法计算量大、耗时长,不能实现实时、在线控制,因此必须采用变换的方法,快速、准确地得到所需的控制信号。傅里叶变换作为最经典的信号处理手段在电能质量检测中发挥了重要作用。目前,各种算法的离散傅里叶变换(DFT)和快速傅里叶变换(FFT)已经成为频谱分析和谐波分析的基础^[17]。

对于电压下跌、电压上升、瞬时脉冲以及电压瞬时中断等这类电能质量扰动,由于它持续时间短,发生时间具有很大的随机性,傅里叶变换已不能满足要求,因此必须采用新的信号分析方法,如加窗傅里叶变换^[18]、短时傅里叶变换和小波变换^[19,20]等。另外,将传统的分析方法与新兴的智能方法相结合也是分析电能质量问题的一个趋势^[21]。

谐波电流的检测与分析是电能质量分析的另一个重要方面。现有的谐波电流检测方法有基于 Fryze 功率定义的检测方法、模拟带通滤波器检测方法、基于频域分析的 FFT 检测方法、同步测定法、自适应检测法、基于瞬时无功功率理论的畸变电流瞬时检测法等,此外还有基于小波变换的时变谐波检测法、基于鉴相原理的谐波电流检测法、基于人工神经网络的谐波检测法等。其中,根据 1984 年由 H.Akagi 等人提出的瞬时无功功率理论的谐波电流检测法实时性强,在有源滤波方面得到了广泛的应用。但这一方法忽略了零序分量的影响,在电压有畸变的情况下求出的谐波电流与实际值是有差别的,采用基于广义瞬时无功功率理论的 dq0 变换则能更精确地实时检测出谐波电流。

下面给出上述涉及的谐波检测方法的特点:

(1)基于频域分析的模拟带通或带阻滤波器检测法^[23]。带通(或带阻)滤波器用于分离出检测信号中预定的某一单一频率分量,是用模拟的方法来实现频域分析的一种方法。也是最早被采用的谐波电流检测法。该方法的优点在于电路结构简单、造价低廉、输出阻抗低、品质因数易于控制。但是该方法还有别许多缺点,如滤波器的中心频率对元件参数十分敏感,受外界环境影响较大,难以获得理想的幅频和相频特性;当电网频率发生波动时,不仅影响检测精度,而且检测出的谐波电流中含有较多的基波分量,大大增加了有源电力滤波器的补偿容量和运行损耗,此外,这种方法只能区分负载电流不同的频率分量,无法将基波有功和无功电流相分离,因而目前已较少采用。

(2)基于 Fryze 时域分析的有功电流检测方法^[24]。该方法的基本原理是将负载电流分解为两个正交分量:一个是与电网电压波形完全一致的电流分量,称为有功电流分量;另一个分量为负载电流与有功电流的差值,包含基波无功和谐波,成为广义无功电流分量。该方法的主要缺点是必须计算负载的有功功率和电网电压的有效值,这需要对电网电压和负载的有功功率的乘积以及电网电压信号的平方进行积分运算,再加上其它运算电路所需的计算时间,用该方法计算出广义无功电流瞬时值至少有一个周期以上的延迟,故不适用于频繁变化负载的补偿。而且,这种方法仅仅区分有功电流和广义无功电流,却无法将基波无功和谐波电流从基波电流中分离出来,因此这种方法只能适用于全补偿的场合,对于需要将

基波无功电流和谐波电流分别补偿的情况，该方法无法应用。

(3)基于频域分析的快速付氏变换(FFT)检测法^[25]。该方法是建立在 Fourier 分析的基础上的，因此要求被补偿的波形是周期变化的，否则带来较大误差。通过 FFT 将检测到的一个周期的谐波信号进行分解，得各次谐波的幅值和相位系数，将拟抵消的谐波分量通过带通滤波器或者傅立叶变换器得到所需的误差信号，再将该误差信号进行 FFT 反变换，即可得补偿信号。其优点是可以选择拟消除的谐波次数，通过附加的计算，该方法还可以通过电网电压基波分量与负载电流基波分量的相位关系，计算出负载电流的基波有功和基波无功电流；而且受环境因素的影响也较小。但是该方法需要进行 FFT 变换及其反变换，计算量非常大，因而有较大的时间延迟，当电网电压波形畸变严重或者频率波动时，将引入较大的非同步采样误差，对谐波电流的检测精度影响很大。

(4)基于采样保持原理的谐波电流^[26,27]。J.W.Dixon 等人提出了一种应用采样/保持电路实现谐波、无功电流和不平衡负载的检测计算的方法。此方案将负载电流经一带通滤波器得到相电流基波瞬时值，其经过整流输入采样保持电路，采样保持电路与相电压峰值同步。采样保持电路获得的直流信号正比于电流有功分量幅值。用同样的方法得到另外两相的直流信号。根据负载的有功功率，对这三相直流信号进行平均，平均后的直流信号与三个对称的正弦参考波形相乘，可以获得各相对称基波有功电流，然后它们与实际负载电流相减就得到了所需的补偿电流值。此方法得到的检测电路既可用于谐波抑制，补偿功率因数；又能平衡系统三相功率。它没有复杂的坐标变换和乘除法数学运算，可以避免负载电流瞬变引起的电源电压波动和瞬变现象，但对电路元器件精度要求较高调整较为困难，且电压波形发生畸变时无法实现有效补偿。

(5)基于瞬时无功功率理论的检测方法。将在后面章节详细阐述。

(6)基于自适应干扰抵消原理的自适应闭环检测方法^[28,29]。该方法利用信号处理的自适应干扰抵消原理，将电压作为参考输入，负载电流做为原始输入，从负载电流中消去与电压波形相同的有功分量，而得到所有谐波与无功电流之和，按此原理构成的检测系统是一个闭环连续调节系统，故其运行特性与元件参数几乎无关，对器件特性的依赖性也不大。当电网电压发生波形畸变以及频率波动时，检测系统仍能正常工作，具有良好的自适应能力，但动态响应速度较慢。由于人工神经网络具有自学习和电流自适应的能力，因此人们将智能控制理论与信号处理中的自适应噪声抵消技术相结合，提出了一种基于单个神经元的自适应谐波电流检测方法。但这些方法大多停留在仿真研究，还没有应用到实际系统中。

1.2.2 控制策略的研究现状

一旦检测、分析出存在的有关电能质量问题的信息,就必须采用有效的控制方法消除或抑制这些信息。采用何种控制方法与电能质量问题类型以及控制装置密切相关。传统的一些用于稳态电压调整的装置,如并联电容器、并联电抗器、变压器分接头等都是机械式的,它们对电能质量问题反应速度慢、控制不精确、调节能力有限,过去一般采用手动控制的方法,现在有一部分装置采用了自动投切的方法,其控制策略既有非常简单的开环控制,也有采用模糊控制、智能控制等现代控制策略的。

基于电力电子技术、通过变流器与电力系统相连接的电能质量控制装置,例如静止无功发生器(SVG)、有源电力滤波器(Active Power Filter—APF)、动态电压恢复器(Dynamic Voltage Restorer—DVR)、并联型DVR(Distribution Static Synchronous Compensator—DSTATCOM)、UPQC等的控制方法更多。对变流器PWM控制技术是目前最常用的控制方法,通过调节导通角 δ 和调制脉宽 θ 可以四象限控制能量存储装置与电网间的有功或/和无功交换,而且可以有效地抑制交流侧的谐波。根据提取出的电能质量扰动信号来确定最终变流器的触发信号,目前研究及应用比较广泛的控制方法有以下几种:

(1)PID控制。这是电力系统中最常用的方法,其理论完善、鲁棒性强、稳定性好、稳态精度高,易于在工程中实现。经典PID控制采用比例、积分、微分等典型的控制模块,加上几种校正网络,能改善系统动态、稳态性能。但PID控制也存在响应有超调、对系统参数扰动和抗负载扰动能力差等缺点,因此出现了变参数PID控制^[30]、将PID与变结构控制相结合等控制方法^[31]。

(2)滞环比较控制。目前在跟踪谐波电流方面应用最广泛的控制方法是滞环比较控制。滞环比较控制的原理是将被控制量与它的给定值在给定范围内进行比较以确定电能变换器开关元件的开关时序。滞环比较控制具有反应速度快、控制精度高、容易实现和不需要了解负载特性等优点;主要缺点是开关频率不固定,用于三相三线系统时有严重的相间干扰,在负载换路时被控制量往往不能得到有效控制等。与矢量控制等方法相结合可以有效地克服上述缺点^[32]。

(3)空间矢量控制。空间矢量控制的原理是将测量得到的基于三相静止坐标系的交流量(abc)经过Park变换得到基于两相弦转坐标系的直流量(dq),实现解耦控制,具有良好的稳态性能与暂态性能。常规的矢量控制方法需要进行复杂的正弦、反正切函数运算,一般采用DSP进行处理;为了缩短实时运算时间和降低对硬件的要

求,可以采用一些简化算法^[33]。

(4)无差拍控制。K.P.Gokhale 等人在 1987 年首先提出逆变器无差拍控制方法,它的主要思想是根据系统的状态方程和当前的状态信息推算出下一周期的开关控制量,最终达到使输出量跟踪输入量的目的。采用无差拍控制可以消除稳态误差,并在最短的时间内结束过渡过程;但它也存在鲁棒性较差、瞬态响应超调量大、计算实时性强因而对硬件要求很高等缺点。采用带扰动状态观测器的无差拍控制或最优预见控制技术都可以大大改善无差拍控制的性能^[34]。

(5)反馈线性化。直接反馈线性化(direct feedback linearization—DFL)方法即通过对系统非线性因素的精确补偿,将原系统转换为线性系统,即可用线性控制理论加以控制。

(6)非线性鲁棒控制。考虑 SMES(超导储能装置)实际运行时会受到各种不确定性的影响,因此可通过对 SMES 的确定性模型引入干扰,得到非线性二阶鲁棒模型。对此非线性模型,既可应用反馈线性化方法使之全局线性化,再利用所有线性系统的控制规律进行控制^[35];也可直接采用鲁棒控制理论设计控制器。以某种性能指标的优化为设计依据的鲁棒控制理论最典型的代表就是加拿大学者 G.Zames 于 1981 年开创的 H_{∞} 控制理论。该理论目前已经发展得比较成熟,成为分析和设计不确定系统的有力工具。

(7)自适应控制。实际的 SMES 系统在运行过程中必然会受到负载扰动及其他环境因素变化的影响。采用常规的控制,以一组不变的控制参数去适应各种变化显然难以取得满意的结果。自适应控制方法可以在线辨识系统模型,然后根据系统模型和控制指标及时整定控制参数,实现高精度控制^[36]。

(8)模糊逻辑控制:用经典控制理论的“频域法”和现代控制理论的“时域法”设计控制器时,必须知道被控对象精确的数学模型。自适应控制、自校正控制虽然在很大程度上降低了对建模精度的要求,但需要使用大量的先验数据,而且要对模型进行在线辨识,算法复杂、计算量大,限制了其应用范围。模糊控制作为一种智能控制方法,不需要对系统建立精确的数学模型,通过对系统特征的模糊描述,可以大大降低获取系统动态和静态特征量付出的代价^[37]。模糊控制有较强的鲁棒性,对外来干扰、过程参数变化和非线性因素均不敏感。但模糊控制存在稳态误差,在工作点附近容易引起小范围振荡。可以将其他控制方法与模糊控制相结合,如变结构控制、人工神经网络等,从而改善模糊控制的性能。

(9)人工神经网络(ANN)。人工神经网络具有自适应和自组织能力,可以根据输入、输出学会它们之间的非线性关系,而不需要系统的数学模型;ANN 的容错性和自适应性可以应付复杂系统在运行过程中的众多不确定因素,提高系统的抗干扰能

力;ANN固有的并行结构和并行处理能力使它可以快速处理系统的大量数据^[21,22]。

1.2.3 目前国外改善电能质量的装置种类

国外已提出并开发了许多改善和提高电能质量的装置,包括:有源电力滤波器(APF)和无源滤波器(Tuned Filter—TF)、电池储能系统(Battery Energy Storage System—BFSS)、配电用静态同步补偿器(Distribution Static Synchronous Compensator—DSTATECOM)、配电用串联电容器(Distribution Series Capacitor—DSC)、动态电压恢复器(DVR)、功率因数校正电容器(Power Factor Correction Capacitor—PFCC)、避雷器(Surge Arrester—SA)、超导磁能贮存系统(Super Conduction Magnetic Energy Storage System—SMES)、静态电子分接开关(Static Electronic Tap Changer—SETC)、固态转移开关(Solid-State Transfer Switch—SSTS)、固态断路器(Solid-State Circuit Breaker—SSCB)、静止无功补偿器(SVC)、晶闸管开关电容器(TSC)、不间断电源(Uninterruptible Power Supply—UPS) 统一电能质量调节器(UPQC)或称电能质量调节器(PQC)^[15], 它可快速补偿供电电压中的突升或突降、波动和闪变、谐波电流和电压、各相电压的不平衡以及故障时的短时电压中断等,是一项具有综合功能的电能质量控制器。这些装置均是采用电力电子技术,其产品开始进入大量实用化阶段。如日本的有源电力滤波器使用很普遍,并联型有源电力滤波器最大容量达 50MVA,采用的是 GTO、SCR 器件,用于抑制电弧炉引起的闪变。

1.3 本文研究内容及所做的工作

本文针对国内的研究现状,意图设计一种并联型电能质量控制器以求能弥补目前国内在电能质量控制器产品化设计方面的不足。本文所做工作如下:

(1) 确定电能质量控制系统的总体结构和控制目标。分析其工作原理,确定系统容量,选择了主电路器件,设计了主电路形式,搭建了电能质量控制器的总体结构。

(2) 分析了几种空间矢量变换方法,深入分析了基于空间矢量变换的瞬时无功功率的电流检测方法,并在此基础上比较了两种常用的检测谐波、无功和负荷不对称电流的方法。分析了电流跟踪型三角波比较控制方式的特点。通过建立提出的电能质量控制器总体结构的仿真模型,验证了其结构的合理性。另外,在模型的基础上,验证了电流检测方法和电流跟踪型三角波比较控制方式的实际效果。

(3) 推导了主电路结构中的电容和电感的计算公式,并通过大量仿真验证了这

种方法的可行性。对电容电压的控制推导了一种线形化的控制算法。

(4) 设计了电能质量控制器的硬件电路

(5) 用工程化的软件设计方法为整个系统软件设计了功能模块代码的接口程序，为以后的具体功能模块的软件代码的编辑提供了良好的接口环境。

(6) 结合实际应用，建立了某企业的电阻炉生产系统仿真模型以及电能质量控制系统和电阻炉系统连接的仿真模型。通过仿真试验检验了不同工况下的补偿效果。仿真结果表明，本文设计的电能质量控制器是可以达到补偿电流和矫正波形的作用。

第 2 章 电能质量控制器的的工作原理

并联型电能质量控制器是一种新型的电力电子装置，它并接在负载侧，相当于受控电流源，可以动态地向负载侧注入电流以抵消负载产生的谐波电流、无功电流和调节不对称电流，从而抑制系统侧电流的畸变，降低电压闪变水平。

2.1 电能质量控制器的功能和结构

电能质量控制器按它接入电网的方式和功能的不同可分为三种，如表 2.1 所示。每类又可根据它的使用方式分为许多种，如图 2.1 所示^[38]。

表 2.1 电能质量控制器的功能

Tab.2.1 PQC's functions

并联型电能质量控制器	串联型电能质量控制器	综合电能质量控制器
1.抑制谐波 2.无功补偿 3.负荷平衡 4.降低电压闪变水平	1.防止电压跌落 2.屏蔽谐波 3.电压平衡	1.抑制谐波 2.无功补偿 3.负荷平衡 4.降低电压闪变水平 5.防止电压跌落 6.屏蔽谐波 7.电压平衡



图 2.1 电能质量控制器的构成分类

Fig.2.1 PQC class by the controller structure

本文仅研究并联型电能质量控制器，单独使用并联型电能质量控制器的系统结构如图 2.2 所示。图中， i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 电源电流， i_{la} 、 i_{lb} 、 i_{lc} 是负载电流， i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 是补偿电流， i_l 是负载电流信号， i_c 是补偿电流信号， e_a 是变压器 T₁ 负载侧 a 相电压， U_c 是电容电压， i_c^* 是指令电流，PQC 是电能质量控制器，HPF 是高通滤波器，其作用是用于消除补偿电流中因主电路中器件通断而引起的高次谐波，本文暂不讨论。

在理想情况下，希望电源侧的电流与电源电压同相位，三相电流对称的标准正弦波。因此，希望并联型电能质量控制器能较好的实现抑制负载谐波电流、补偿负载无功电流，抑制负载三相负荷电流不平衡等功能，使得电网侧电流接近理想电流。按照国家电能质量标准，补偿后的电源电流输入功率因数高于 0.95，电能质量控制器的动态跟踪在一个工频周期以内。

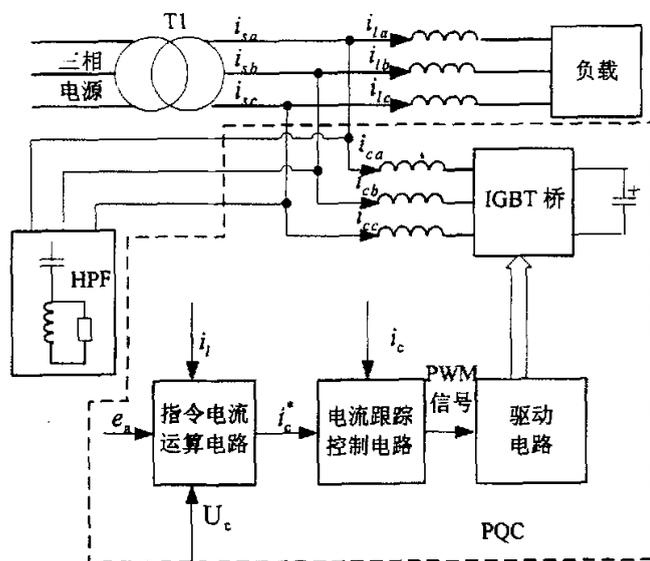


图 2.2 单独使用的并联型电能质量控制器

Fig.2.2 PQC used solely

2.2 电能质量控制器的补偿原理

并联型电能质量控制器主要由两大部分组成，即指令电流运算电路和补偿电流发生电路，其中补偿电流发生电路包括电流跟踪控制电路、驱动电路和逆变电路。系统的基本工作原理：检测控制对象而得到的电压和电流，经指令电流运算

电路计算得出补偿电流的指令信号，据此由补偿电流发生电路产生补偿电流，该补偿电流与负载电流中要补偿的谐波、负序和无功电流相抵消，最终得到期望的电源电流。其中指令电流运算电路的核心是谐波电流，负序电流和无功电流检测方法，由于并联有源滤波环节采用输出电流闭环控制，可以将其看作电流源。设三相负载电压为：

$$u_{kl}(\omega t) = U_{kl} \sin[\omega t - (m-1)\frac{2}{3}\pi] \quad (2.1)$$

式中 k ——表示 a, b, c 相，对应 $m=1, 2, 3$ ；

U_{kl} ——负载电压幅值

假设负载电流三相对称，可以表示为：

$$i_{kl}(\omega t) = i_{klp}(\omega t) + i_{klq}(\omega t) + i_{klh}(\omega t) \quad (2.2)$$

可见，各相负载电流可以分为三部分。其中，三相基波有功电流为：

$$i_{klp}(\omega t) = I_{klp} \cos\varphi_1 \sin\left[\omega t - (m-1)\frac{2}{3}\pi\right] \quad (2.3)$$

式中 φ_1 ——负载各相基波电流与对应负载相电压夹角；

I_{klp} ——负载各相基波电流的幅值；

三相基波无功电流为：

$$i_{klq}(\omega t) = I_{klq} \sin\varphi_1 \cos\left[\omega t - (m-1)\frac{2}{3}\pi\right] \quad (2.4)$$

各相高次谐波电流为：

$$i_{klh}(\omega t) = \sum_{n=2}^{\infty} I_{kln} \sin(n\omega t + \varphi_{nk}) \quad (2.5)$$

式中 φ_{nk} ——负载各相 n 次谐波电流的相位角

I_{kln} ——负载各相 n 谐波电流的幅值

若各相输出补偿电流满足:

$$i_{kc}(\omega t) = i_{klq}(\omega t) + i_{klh}(\omega t) \quad (2.6)$$

则三相有源电流有:

$$i_{ks}(\omega t) = i_{klp}(\omega t) \quad (2.7)$$

式(2.7)表明,三相电源只提供负载的基波有功电流,从而达到补偿负载无功和谐波电流的目的。

并联型电能质量控制器采用的检测方法不同,对不同的实际情况获得的性能指标也不相同。本文设计的控制器目的在于保证三相电源进线电流成为与对应负载电压同相的对称正弦电流。这时无论负载对称与否,从电源侧看,电源电流中无谐波电流,三相非线性负载和并联型电能质量控制器一起相当于三相对称电阻性负载。

2.3 瞬时无功功率理论

电能质量控制器的补偿性能首先取决于补偿参考电流的检测性能。目前,已经出现的无功和谐波电流检测方法在绪论中已经介绍,本节主要介绍一种已经在工程中引起广泛关注的理论:瞬时无功功率理论。瞬时无功功率理论由 Akagi.H 于 80 年代提出,该理论突破了传统的以平均值为基础的功率定义,系统地定义了瞬时无功功率、瞬时有功功率等瞬时无功功率量。该理论在谐波和无功电流的实时检测方面得到了成功的应用。

2.3.1 矢量变换

矢量变换有多种形式,可分为 $\alpha\beta$ 变换、 dq 变换以及 120 变换等。从坐标变换和电机工程的观点来看,本节主要介绍 $\alpha\beta$ 变换和 dq 变换。 $\alpha\beta$ 变换和 120 变换属于定子坐标系变换,而 dq 变换属于转子坐标系变换^[2,39]。

1) $\alpha\beta$ 变换

$\alpha\beta$ 变换的物理解释:同步电机互差 120° 的三相定子绕组通一相位上互差 120°

的三相正弦交流电，此时，在空间上会建立一个角速度为 ω 的旋转磁场。另外，若定子空间上有互相垂直的 α 、 β 两相绕组，且在绕组中通一互差 90° 的两相平衡交流电流时，也能建立与三相绕组等效的旋转磁场，因而可用 α 、 β 两相绕组等效代替定子三相绕组的作用。习惯上取 α 相轴线与 a 相轴线重合， β 相绕组轴线则超前 α 相 90° 。如图 2.3 所示

从以上分析可以看出， $\alpha\beta$ 是根据电机双反应原理所作的变换，其变换后的参考坐标仍置于电机定子侧，abc 三相正弦交流电流经过 $\alpha\beta$ 变换后，在 $\alpha\beta$ 两相绕组上呈现为两相交流电。

假设同步电机定子三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c ，经过 $\alpha\beta$ 变换后的两相电流分别为 i_α 和 i_β ，则 $\alpha\beta$ 变换的公式为式 (2.10)，其反变换为式 (2.11)。

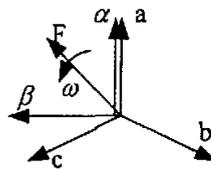


图 2.3 α 、 β 等值绕组的相对位置示意图

Fig.2.3 Sketch map of relative position of the α 、 β equivalence winding

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2) dq 变换

dq 变换是著名的派克变换，是一种将参考坐标自旋转电机的定子侧转移到转子侧的坐标变换。

物理解释：定子三相绕组的轴线按 a、b、c 顺序逆时针排列，转子 d 轴相对定子 a 相轴线逆时针以 ω 角速度旋转（初角度 $\theta = \omega t$ 的选择任意），q 轴超前 d 轴 90° 电角度。如图 2.4。从物理的角度来看，定子三相电流相量 i_a 、 i_b 、 i_c 的作用与转子两轴线直流电流 I_d 和 I_q 以 ω 角速度（相对定子 a 相轴线）旋转相当。 I_d 相当于定子三相基波有功电流的作用，而 I_q 相当于定子三相基波无功电流的作用。

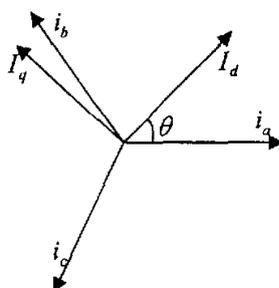


图 2.4 dq 变换电流矢量图

Fig.2.4 Current vectograph for dq transformation

按照图 2.4 所示，dq 标准变换方程式如式 (2.12)，其反变换矩阵如式 (2.13)。

经过分析可知，经过 dq 变换，三相交流系统中的基波电流有功分量和无功分量在 d-q 坐标系表示为直流分量 (I_d 相当于定子三相基波有功电流， I_q 相当于定

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

子三相基波无功电流)。换一个角度讲，当被变换的三相电流中既有基波电流，又有高次谐波电流时，那么，经过变换后所获得的直流分量对应原来的基波电流，

而变换获得的交流分量将对应原来的谐波电流。因此，在电能质量分析中，可以利用 dq 变换及反变换的结果来获取除了基波成分之外的其它谐波分量。

3) $\alpha\beta$ 坐标系矢量和 dq 坐标系矢量相互转换

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2.3.2 瞬时无功功率理论

1) 瞬时有功功率和瞬时无功功率

设三相平衡电路各相电压和电流的瞬时值分别为 u_a 、 u_b 、 u_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 。变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上，可以得到两相瞬时电压 u_α 、 u_β 和两相瞬时电流 i_α 、 i_β ，变换公式如式 (2.16)、式(2.17)。

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

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

可以根据 (2.16) 式和 (2.17) 式引入瞬时有功功率和瞬时无功功率，有

$$\begin{cases} p = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta \\ q = u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta \end{cases} \quad (2.18)$$

可得出 p, q 对于三相电压、电流的表达式

$$\begin{cases} p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \\ q = \frac{1}{3} [(u_b - u_c) i_a + (u_c - u_a) i_b + (u_a - u_b) i_c] \end{cases} \quad (2.19)$$

从上式可看出三相电路瞬时有功功率就是三相电路的瞬时功率。另由式 (2.18) 可得到式:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} & \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \\ \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} & -\frac{u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

2.3.3 瞬时无功功率和传统无功功率比较

传统意义上的有功功率、无功功率是在平均值基础上定义的, 而瞬时无功功率理论中的概念, 都是在瞬时值的基础上定义的, 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, 可以看成是传统理论的推广和延伸^[2,41-44]。下面分析三相对称电压和电流均为正弦波时的情况, 设三相电压、电流分别为:

$$\begin{cases} u_a = U_m \sin \omega t \\ u_b = U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c = U_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b = I_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \sin(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.22)$$

利用式 (2.16) 和 (2.17) 对以上两式进行变换, 可得

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = U_{m2} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = I_{m2} \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \varphi) \\ -\cos(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

式中 $U_{m2} = \sqrt{\frac{3}{2}}U_m$, $I_{m2} = \sqrt{\frac{3}{2}}I_m$, 把式 (2.23) 和 (2.24) 代入式 (2.18) 可得

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2}U_m I_m \cos\varphi \\ q = \frac{3}{2}U_m I_m \sin\varphi \end{cases} \quad (2.25)$$

令 $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$ 、 $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ 分别为相电压和相电流的均方根值, 得

$$\begin{cases} p = 3UI \cos\varphi \\ q = 3UI \sin\varphi \end{cases} \quad (2.26)$$

从上式可以看出, 在三相电压和电流均为正弦波时, p 、 q 为常数, 且其值和按传统理论算出的有功功率 p 和无功功率 q 完全相同。

把式 (2.23)、(2.24) 和式 (2.20) 联立求解得 α 相的瞬时有功电流和瞬时无功电流, 即

$$\begin{cases} i_{\alpha p} = I_{m2} \cos\varphi \sin(\omega t) \\ i_{\alpha q} = I_{m2} \sin\varphi \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (2.27)$$

$$\begin{cases} i_{\beta p} = -I_{m2} \cos\varphi \cos(\omega t) \\ i_{\beta q} = -I_{m2} \sin\varphi \sin(\omega t) \end{cases} \quad (2.28)$$

从上面的分析不难看出,瞬时无功功率理论包容了传统的无功功率理论,比传统理论有更大的适用范围。

2.4 谐波电流、无功电流和负序电流的实时检测

三相电路电流检测方法在绪论中已经介绍了几种,本小节将详细分析基于瞬时无功功率理论的实时电流检测方法。

以三相电路瞬时无功功率理论为基础,用 p 、 q 法或 i_p 、 i_q 法得出三相电路谐波和无功电流。检测谐波电流时,因被检测对象电流中谐波的构成和采用滤波器的不同,会有不同的延时,但延时最多不超过一个电源周期。对于电网中最典型的谐波源三相桥整流器,其检测的延时约为 $1/6$ 周期。可见,该方法具有很好的实时性^[2,39]。

1) p 、 q 运算方法

因为 p 、 q 运算方法有三相电源电压参与计算,因此当电源电压出现畸变时,不论三相电压、电流是否对称, p 、 q 运算方式的检测结果都有误差。这里不再对这种算法进行详细的分析。只给出它的算法原理图。如图 2.5 所示

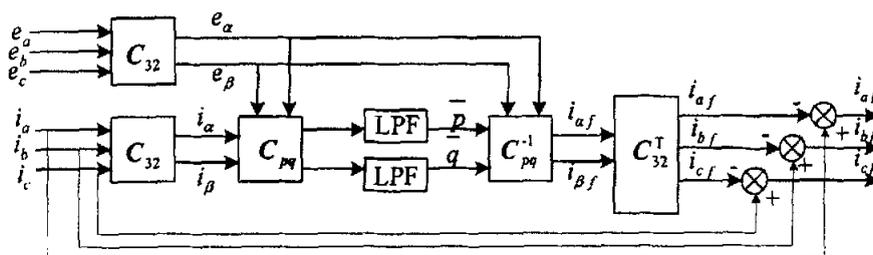


图 2.5 p 、 q 运算方法原理图

Fig.2.5 Principle picture for p 、 q operation method

2) i_p 、 i_q 运算方法

该方法的原理图如图 2.6。图中 C 的式子如式 2.29。该方法中,需用到与 a 相电网电压 e_a 同相位的正弦信号 $\sin \omega t$ 和对应的余弦信号 $-\cos \omega t$, 它们由一个锁相环 (PLL) 和一个正、余弦信号发生电路得到。当要检测谐波、无功和负序电流时只需断开图 2.6 中的 \bar{q} 通道即可。而如果要检测无功电流,则只要对 i_q 进行反变换即可。

(1) 对称三相电路电流检测情况

a. 电网电压波形无畸变时的检测结果分析

$$C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

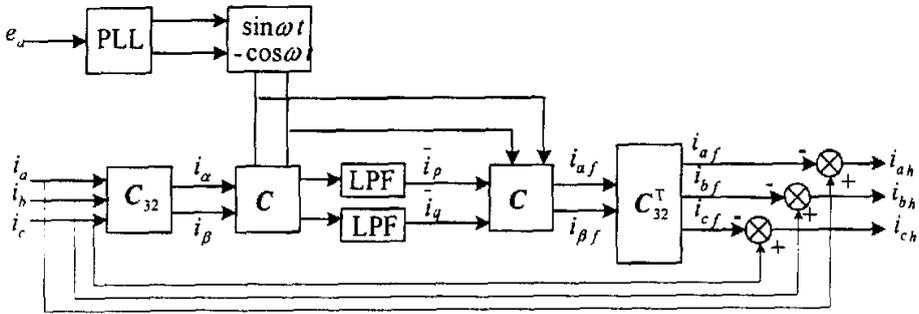


图 2.6 i_p 、 i_q 运算方法原理图

Fig.2.6 Principle picture for i_p 、 i_q operation method

按 i_p 、 i_q 运算方式过程如下:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} * \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos[(1 \mp n)\omega t \mp \varphi_n] \\ \sum_{n=1}^{\infty} \pm I_n \sin[(1 - n)\omega t - \varphi_n] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.30)$$

i_p 、 i_q 经低通滤波器 (LPF) 得

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_1 \cos(-\varphi_1) \\ I_1 \sin(-\varphi_1) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

再由图 2.6 求得式 (2.32):

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \\ 2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_1) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

可见, i_p 、 i_q 运算方法准确地算出了 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} , 从而准确地算出 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。 i_p 、 i_q 运算方法的仿真模型和仿真示例如图 2.7 和图 2.8。图中 2.7 输入一个方波作为畸变信号, 从图 2.8 可以看到, i_p 、 i_q 运算方法能精确的检测出基波有功分量和其它造成波形畸变的分量, 图中实线表示 a 相电流, 虚线表示 b 相电流, 点划线表示 c 相电流。

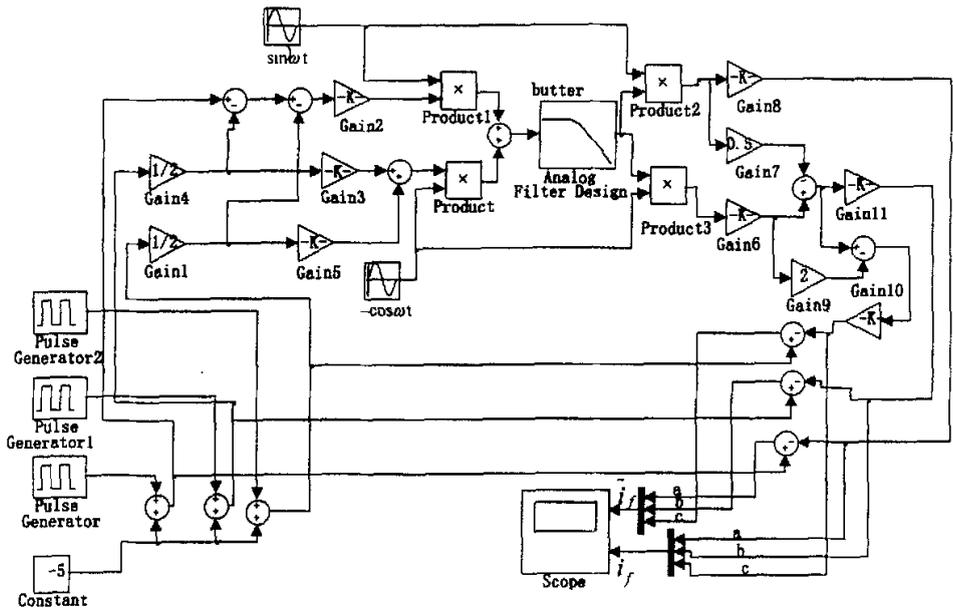


图 2.7 i_p 、 i_q 运算仿真模型

Fig.2.7 Simulation model for i_p 、 i_q operation method

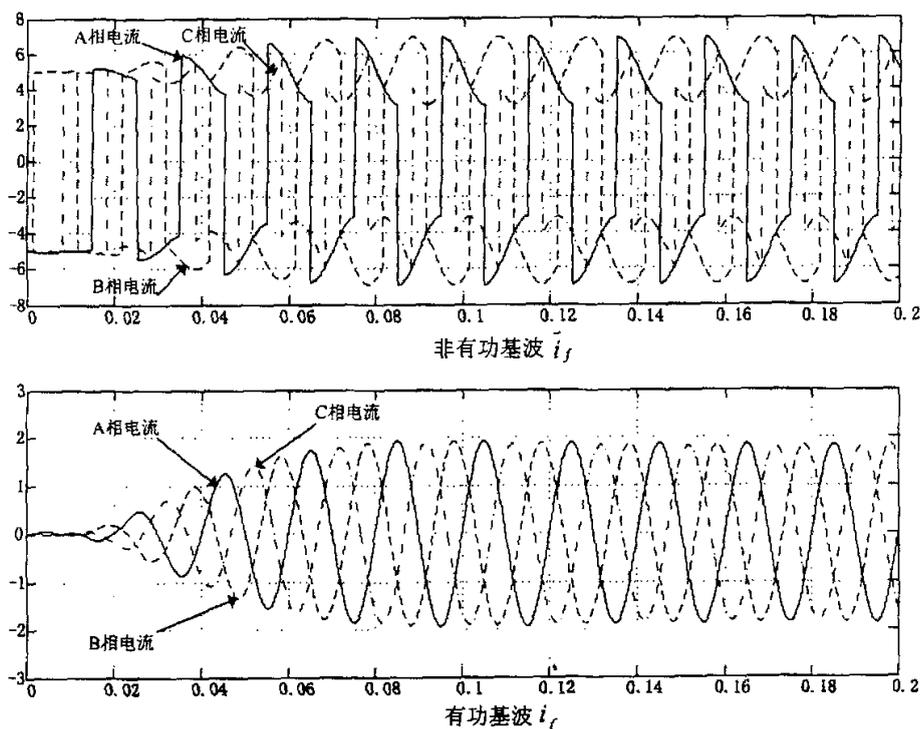


图 2.8 i_p 、 i_q 运算仿真示例

Fig.2.8 Simulation sample for i_p 、 i_q operation method

b. 电网电压波形畸变时的检测分析结果分析。

从图 2.6 可以看到，按 i_p 、 i_q 运算方式检测时，由于只取 $\sin \omega t$ 、 $-\cos \omega t$ 参与运算，畸变电压的谐波成分在运算过程中不出现，因而检测结果不受电压波形畸变的影响，检测结果是准确的。其仿真模型和仿真示例与图 2.7 和图 2.8 相同。

(2) 不对称三相电路电流检测情况

a. 三相三线制，电网电压对称情况

利用对称分量法，可以把 i_a 、 i_b 、 i_c 分解为正序分量和负序分量组。设电网电压角频率为 ω ，且 a 相电压初相角为零。于是 i_a 、 i_b 、 i_c 可表示为式 (2.33)，将它们变换到 α 、 β 两相可得式 (2.34)，由式 (2.30) 和式 (2.34) 可得式 (2.35)，它们的直流分量如式 (2.36) 所示，由式 (2.36) 可见， \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 是由 i_a 、 i_b 、 i_c 的基波正序分量产生的。将它们反变换即可得出式 (2.37)。由上述推导可知，正确地检测出了基波正序电流分量，进而可正确地检测出谐波和基波负序电流之和 i_{ad} 、 i_{bd} 、 i_{cd} 。

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n}) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n})] \\ i_b = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n} - 120^\circ) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n} + 120^\circ)] \\ i_c = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n} + 120^\circ) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n} - 120^\circ)] \end{cases} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n}) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n})] \\ \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [-I_{1n} \cos(n\omega t + \varphi_{1n}) + I_{2n} \cos(n\omega t + \varphi_{2n})] \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \cos[(n-1)\omega t + \varphi_{1n}] - \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} \cos[(n+1)\omega t + \varphi_{2n}]] \\ -\sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin[(n-1)\omega t + \varphi_{1n}] - \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} \sin[(n+1)\omega t + \varphi_{2n}]] \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_{11} \cos \varphi_{11} \\ -I_{11} \sin \varphi_{11} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_{1f} \sin(\omega t + \varphi_{1f}) \\ \sqrt{2} I_{1f} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{1f}) \\ \sqrt{2} I_{1f} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_{1f}) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

b. 三相三线制，三相电压不对称时

三相电网电压不对称时，电压中将包含负序分量和零序分量。由 PLL 及正余弦发生电路得到的正余弦信号相位是由 e_a 确定的。其中，正弦信号与 e_a 同相即与 e_a 的正序分量、负序分量及零序分量之和同相。而期望的正弦信号 $\sin \omega t$ 应与 e_a 正序分量同相。这样，实际的正弦信号与期望的正弦信号之间就有相位差。设此相位差为 θ ，实际的正余弦信号分别为 $\sin(\omega t + \theta)$ 和 $-\cos(\omega t + \theta)$ 。在此情况下， i_p 、 i_q 为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta) & -\cos(\omega t + \theta) \\ -\cos(\omega t + \theta) & -\sin(\omega t + \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \cos[(n-1)\omega t + \varphi_{1n} - \theta] - \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} \cos[(n+1)\omega t + \varphi_{2n} + \theta]] \\ -\sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} [I_{1n} \sin[(n-1)\omega t + \varphi_{1n} - \theta] - \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} \sin[(n+1)\omega t + \varphi_{2n} + \theta]] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.38)$$

它们的直流分量为

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_{11} \cos(\varphi_{11} - \theta) \\ -I_{11} \sin(\varphi_{11} - \theta) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

由此算出

$$\begin{bmatrix} i_{alf} \\ i_{bif} \\ i_{cif} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_{1f} \sin(\omega t + \varphi_{1f}) \\ \sqrt{2} I_{1f} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{1f}) \\ \sqrt{2} I_{1f} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_{1f}) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

可见，因电压不对称引起的正余弦信号相位偏差不影响最终检测结果的准确性。

c. 三相四线制

三相四线制电路中， i_a 、 i_b 、 i_c 包含零序分量，它们所含零序分量相等，且为

$$i_0 = \frac{i_a + i_b + i_c}{3} \quad (2.41)$$

将此零序分量从各电流中剔除，即令

$$\begin{cases} i'_a = i_a - i_0 \\ i'_b = i_b - i_0 \\ i'_c = i_c - i_0 \end{cases} \quad (2.42)$$

则 i_a' 、 i_b' 、 i_c' 中含正序分量和负序分量，可以用式 (2.33) 表示。这样，对 i_a' 、 i_b' 、 i_c' 检测得到的基波正序分量仍如式 (2.40) 所示。将此基波正序电流分量与 i_a 、 i_b 、 i_c 相减，就可以得出包含谐波、基波负序、零序在内的最终检测结果。

2.5 电流控制策略

控制电能质量控制器电流发生电路产生补偿电流的方法即为电流控制策略，在绪论中介绍了目前已经出现的一些控制策略，由于并联型电能质量控制器产生的补偿电流应实时跟随其指令电流信号的变化，要求补偿电流有很好的实时性，因此电流控制应采用跟踪型 PWM (Pulse Width Modulation) 控制方式。本文介绍了常用的一种 PWM 控制方式：三角波比较方式。

1) PWM 原理

PWM 控制技术在逆变电路中的应用最为广泛，对逆变电路的影响也最为深刻。现在大量应用的逆变电路中，绝大部分都是 PWM 型逆变电路。

PWM 控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术。即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要的波形（含形状和幅值）。

PWM 控制的基本原理是基于面积等效原理即：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积。效果基本相同是指环节的输出相应波形基本相同。如果把各输出波形用傅立叶变换分析，则其低频段非常接近，仅在高频段略有差异。具体详解见文献[40]。

2) 三角波比较的电流跟踪方法

调制法是 PWM 常用的方法之一，即把希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波，其中等腰三角波应用最多。因为等腰三角波上任一点的水平宽度和高度成线性关系且左右对称，当它与任何一个平缓变换的调制信号波相交时，如果在交点时刻对电路中开关器件的通断进行控制，就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲，这正好符合 PWM 控制的要求。

三角波比较的电流跟踪方法就是采用调制法，把指令电流和实际补偿电流进行比较，比较后的电流经三角载波调制产生 PWM 波形。这种控制方式的功率开关器件的开关频率是一定的，即等于载波频率，这给高频滤波器的设计带来方便。这种方式输出电流所含谐波少，因此常用于谐波和噪声要求严格的场合。仿真模型及仿真示例见图 2.9 和图 2.10、图 2.11 所示。图 2.9 是一个电流跟踪的三角波比较方法的仿真模型，模型中的输入信号是含有三次谐波的畸变信号，畸变波形如图 2.10 所示。图 2.11 是

图 2.9 所示的采用三角波比较电流跟踪方法得到的补偿后的信号，从图中可以看到，

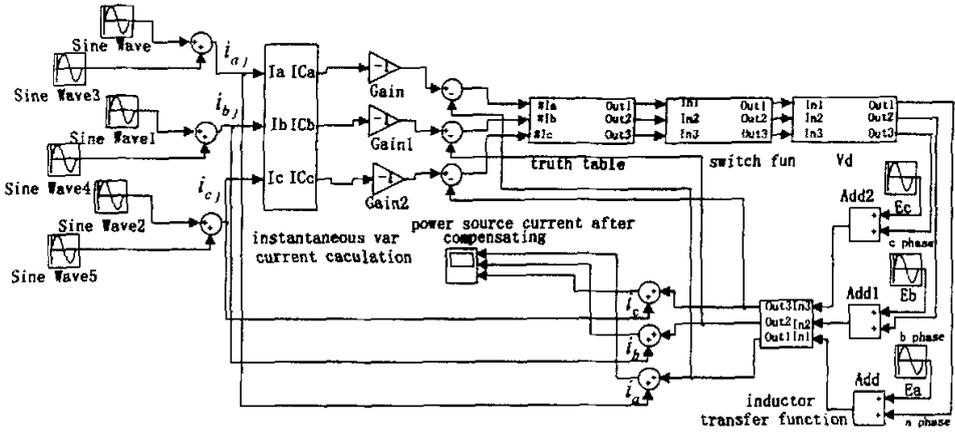


图 2.9 电流跟踪型三角波比较方法仿真模型

Fig.2.9 Simulation model for triangle wave compare with the current tracking

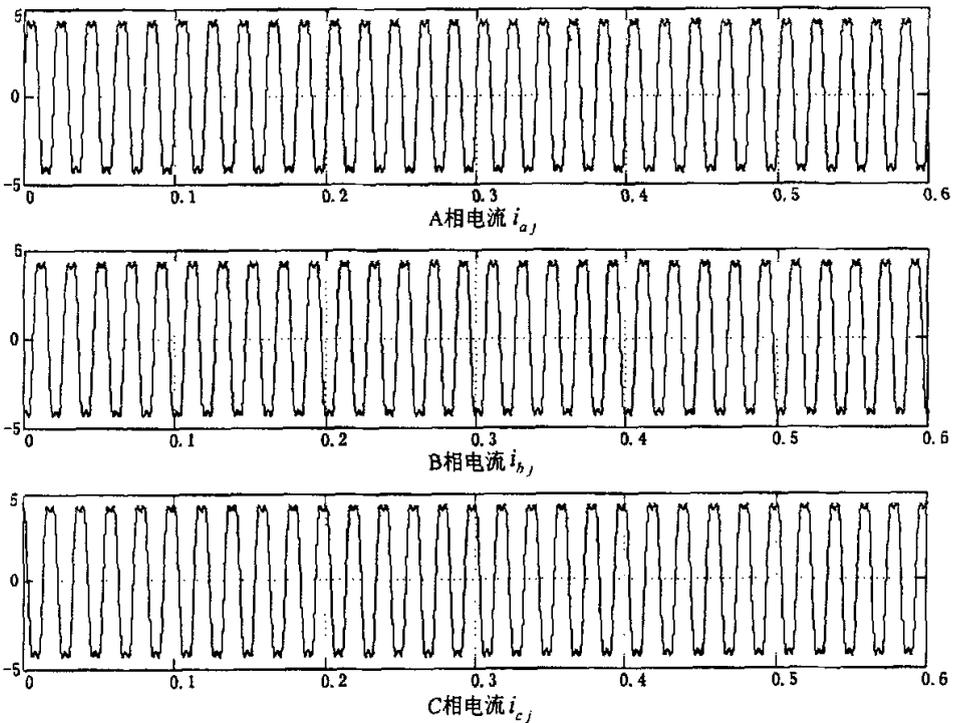


图 2.10 畸变波形

Fig.2.10 Distortion wave

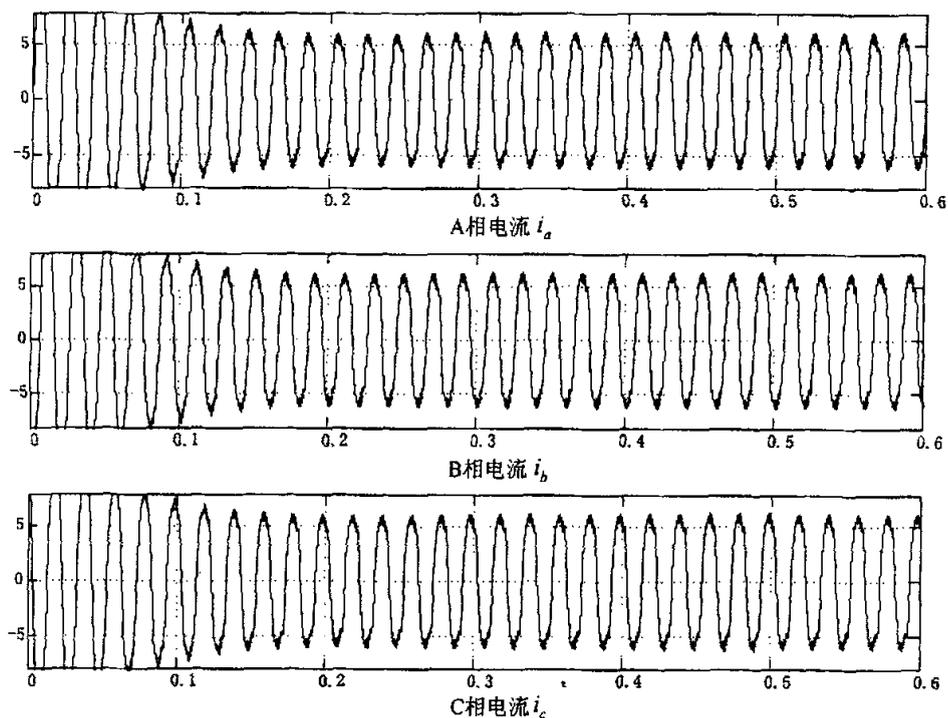


图 2.11 滤除谐波后的波形

Fig.2.11 Wave after the harmony is strained from the distortion wave

波形是标准的正弦波。

2.6 小结

本文首先确定了系统的总体控制目标和控制结构。继而阐述了系统的工作原理。深入分析了基于瞬时无功功率理论的 i_p 、 i_q 电流检测算法以及跟踪型电流三角波比较控制方式的原理，并对算法和控制方式进行了仿真，结果表明这种算法和控制方式适合本文确定的电能质量控制器结构。

第 3 章 电能质量控制器主电路设计

目前，国外的大部分电能质量控制器都是并联电压型结构，这种结构具有下列特点：在控制系统的直流侧接有大电容，在正常工作时，其电压基本保持不变，可看作电压源；为保持直流侧电压不变，减小输出电压的纹波系数，需要对直流侧电压进行控制；并联连接的方式由于不需要改变系统本来的接线，只需要将调解装置并入即可，容易被用户接受，即使当电能质量调解器发生故障时也可自动切除，因而不会对负载供电产生影响。

本文采用的主电路结构形式如图 3.1 所示，确定主电路形式后，主电路设计需要解决的问题包括：

- 1) 主电路容量的计算；
- 2) 开关器件的选择及其额定参数的确定；
- 3) 对补偿电流的跟随性能起决定作用的交流侧串联电感 L 、直流侧电容 C 及电容电压 U_c 的设计；
- 4) 按所选器件的要求设计驱动电路，并设计整个装置的各种保护电路（这部分内容在第五章中详述）

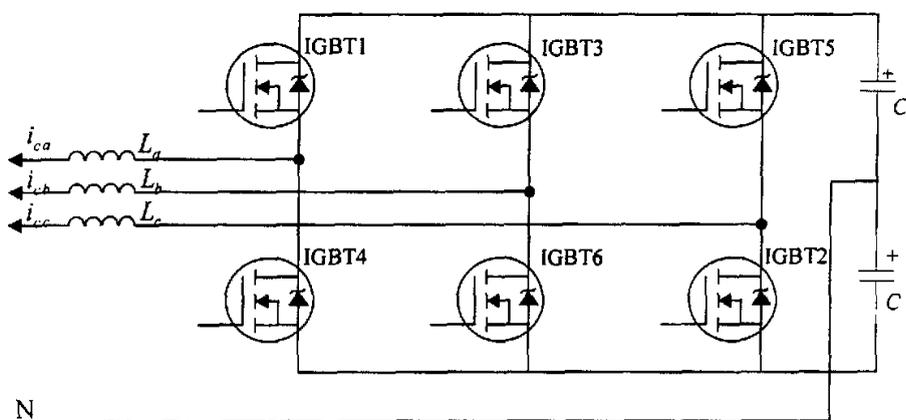


图 3.1 控制器主电路结构图

Fig.3.1 Structure picture for the main circuit of the controller

3.1 主电路容量设计

电能质量控制器的容量 S 由下式决定：

$$S=3EI \quad (3.1)$$

其中， E —控制器交流侧相电压

I —控制器交流侧相电流

上式中有两个问题需要注意：第一，电能质量控制器的容量与补偿电流的大小有关，因而与补偿对象的容量及补偿的目的有关；第二，主电路中器件的耐压由直流侧电压 U_c 控制，而 U_c 与 E 的关系由设计决定，没有唯一的对应关系。

电能质量控制器与负载并联连接，故所接的交流电压是一样的，因此装置容量 S 主要由 I 决定，而 I 的大小和装置的补偿目的有关。如果只补偿谐波时，它的补偿电流与负载电流的谐波分量大小相等而方向相反，两者的有效值是一样的，这种情况下， S 取决于负载电流中的谐波的大小。例如，对于三相桥式整流电路，其交流侧的电流中的谐波分量有效值约为总有效值的 30%，因而要求电能质量控制系统的容量约为负载装置容量的 30%。当谐波不同时，要求控制系统的容量也不同^[2]。当补偿三相整流桥产生的谐波和无功时，则有

$$I_c = \sqrt{I_{Lh}^2 + I_{Lq}^2} \quad (3.2)$$

控制系统的容量 S 与补偿对象负载的容量 S_L 的比值为

$$\frac{S}{S_L} = \frac{I}{I_L} = \frac{\sqrt{I_{Lh}^2 + I_{Lq}^2}}{I_L} = \sqrt{\left(\frac{I_{Lh}}{I_L}\right)^2 + \cos^2 \alpha_{\max}} \quad (3.3)$$

α_{\max} 是整流器最大触发延时角。可见，当电能质量控制器补偿桥式全控整流器时其补偿容量还与三相桥整流器的最大触发延时角有关^[2]。

本课题中要求控制系统同时能补偿谐波和无功，抑制负荷不平衡。则装置容量由补偿对象的谐波，无功及负序电流共同决定。本文设计实际系统时考虑第五

章提到的电阻炉系统的电流谐波含量，因此考虑容量 $S=35\text{kva}$

IGBT 是控制系统主电路开关器件，考虑安全裕量，选择 HGTG20N120CND，最大集射极间电压 $BV_{CES}=1200\text{V}$ ，集电极额定电流 $I_C=63\text{A}$ 。

3.2 直流侧电容的选择。

并联性电能质量控制器的直流侧电容器的容值计算与负载类型、负载谐波含量和谐波分布、负载的基波无功功率和系统的控制方法有关。

这里，假定交流电源电压为三相对称正弦电压，负载三相对称。则并联型电能质量控制器的输入电流包括负载产生的谐波、无功电流和负序电流，以及补偿系统自身损耗所对应的基波有功电流。

直流侧电容的储能为：

$$E_{DC} = C_{DC} U_{DC}^*{}^2 / 2 \quad (3.4)$$

式中 C_{DC} ——电容容值；

U_{DC}^* ——直流电压设定值

电容的瞬时储能为：

$$E_{DC}(t) = C_{DC} (U_{DC}^*(t))^2 / 2 \quad (3.5)$$

假如并联型电能质量控制器能够在—个控制周期内调节其输出电流。各控制周期开始时电容电压为设定值。—个控制周期中各时刻，直流环节电容储存能量的变化为：

$$\begin{aligned} \Delta E_{DC}(t) &= E_{DC} - E_{DC}(t) = (U_{DC}^*{}^2 - (U_{DC}(t))^2) C_{DC} / 2 \\ &= (U_{DC}^* + U_{DC}(t))(U_{DC}^* - U_{DC}(t)) C_{DC} / 2 \end{aligned} \quad (3.6)$$

控制周期结束时，电容中能量的变化量为：

$$\begin{aligned} \Delta E_{DC}(t) &= E_{DC} - E_{DC}(t) = (U_{DC}^*{}^2 - (U_{DC}(t))^2)C_{DC} / 2 \\ &= (U_{DC}^* + U_{DC}(t))(U_{DC}^* - U_{DC}(t))C_{DC} / 2 \\ &= U_{DC}^* \Delta U_{DC} C_{DC} = S_{PC} T \end{aligned} \quad (3.7)$$

式中 T ——并联型电能质量控制周期

ΔU_{DC} ——直流电压变化值

S_{PC} ——控制系统容量

则电容的容值可以表示为

$$C_{DC} = S_{PC} T / (U_{DC}^* \Delta U_{DC}) \quad (3.8)$$

按上节确定的容量 35kVA，开关频率是 10kHz，电容电压设定值为 1000V，电容电压允许在 1%范围变化，可以求出电容值是 350 μ F，在实际系统中电容电压的控制周期时间要远大于一个开关周期，假定直流电压的控制周期为 0.001s，则得到的电容值大约为 3500 μ F，本文设计的两个串联的电容值取 2000 μ F。

3.3 交流侧串联电感的选择

如图 3.1 所示，补偿电流 i_c 是由主电路中直流侧电容电压与交流侧电源电压的差值作用于电感上产生的。主电路的工作情况是由主电路中 6 组开关器件的通断组合所决定的，这种开断迫使电感中的电流 i_L 沿指令电流两侧呈锯齿波上升和下降，最后使电能质量控制器的电流波形和指令波形一致，如图 3.2 所示， i_c 为跟踪电流， i_c^* 为指令电流。从图中可以看出若使跟踪电流能跟踪上指令电流，则需跟

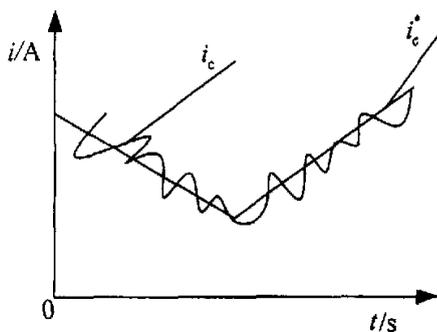


图 3.2 指令电流与跟踪电流波形

Fig.3.2 Order wave and track current wave

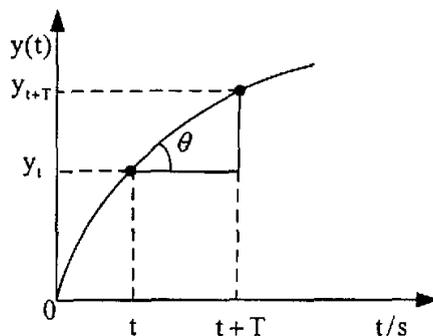


图 3.3 截取的部分正弦波形

Fig.3.3 Sine wave intercept

踪电流在每个指令周期内的电流变化率比指令电流的电流变化率大，而在所有的谐波电流中，基波电流相对于其它的谐波电流来说电流波形最为平坦，波形曲率最小，相对应的电感值最大。所以先分析对应的基波电感值。

图 3.3 是一段正弦波电流波形，图中 T 为 PWM 开关的一个开关周期， t_0 为任选的一个工作起点。由于 PWM 的工作频率很高， T 很小，所以在 t_0 到 $t_0 + T$ 的这段时间内，正弦波曲线可以看作是一条近似的直线。于是得到式 (3.9)，式 (3.10)。

上面两式中， i_{cmax}^* 为指令电流的幅值； ω 为指令电流的频率。而补偿电流是由主电路中直流侧电容与交流侧电源电压的差值作用于电感上产生的。如 (3-11) 式：

$$\begin{aligned} \tan\theta &= \frac{y_{t_0+T} - y_{t_0}}{t_0 + T - t_0} = \frac{i_{cmax}^* [\sin[\omega(t_0 + T)] - \sin\omega t_0]}{T} \\ &= \frac{i_{cmax}^* [\sin\omega t_0 \cos\omega T - \sin\omega t_0]}{T} + \frac{i_{cmax}^* \cos\omega t_0 \sin\omega T}{T} \\ &\approx i_{cmax}^* \omega \cos\omega t_0 \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\max(\tan\theta) = \omega i_{cmax}^* \quad (3.10)$$

可以如下描述：

$$L \frac{di_c}{dt} = e_a + k_a U_c \quad (3.11)$$

式中， e_a 为电网电压； $k_a U_c$ 为主电路桥臂中点与电源中点之间的电压。在此只写出 a 相微分方程，因为三相对称，其它两相与此相似，从文献[2]可知，如果工作时间足够长，式 (3.11) 中的交流电压 e_a 的平均作用降为 0，而 k_a 的平均值为 4/9，由此可得出：

$$L = \frac{4U_c}{9 di/dt} \quad (3.12)$$

因要求跟踪电流的斜率大于指令电流的斜率，因此必有 $\frac{di}{dt} > \max(\tan\theta)$ ，所以可以得出：

$$L < \frac{4U_c}{9\max(\tan\theta)} = \frac{4U_c}{9\omega i_{c\max}^*} \quad (3.13)$$

上式得出的是最大电感值，实际中因为产生的频率要高于基波频率，如果考虑 25 倍频的谐波还可以缩小最大值为：

$$L < \frac{4U_c}{9\max(\tan\theta)} = \frac{4U_c}{9\omega i_{c\max}^*} \times \frac{1}{25} \quad (3.14)$$

按照本文涉及的容量计算得到的电感值是 1.13mH，大量的仿真试验后，电感值选择为 1mH 时补偿效果最好。下面给出两组不同电感值时的仿真图形。如图 3.4 为负载时三相整流桥时的三相电流，图 3.5 电感值是 0.001H 时的补偿后三相电流，图 3.6 电感值是 0.1H 时的补偿后三相电流。从图中可以明显看到，当电感是 0.001H 时，补偿后的三相电流接近正弦波。而当电感是 0.1H 时，补偿后的波形畸变还

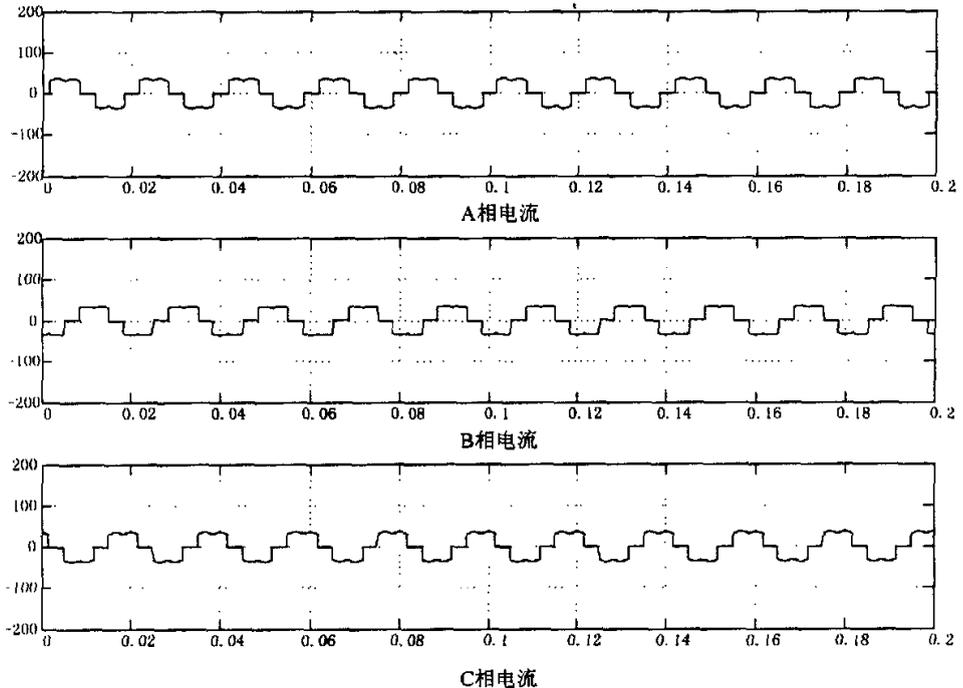


图 3.4 负载是三相整流桥的三相电流

Fig.3.4 Three phase current with three-phase rectification bridge load

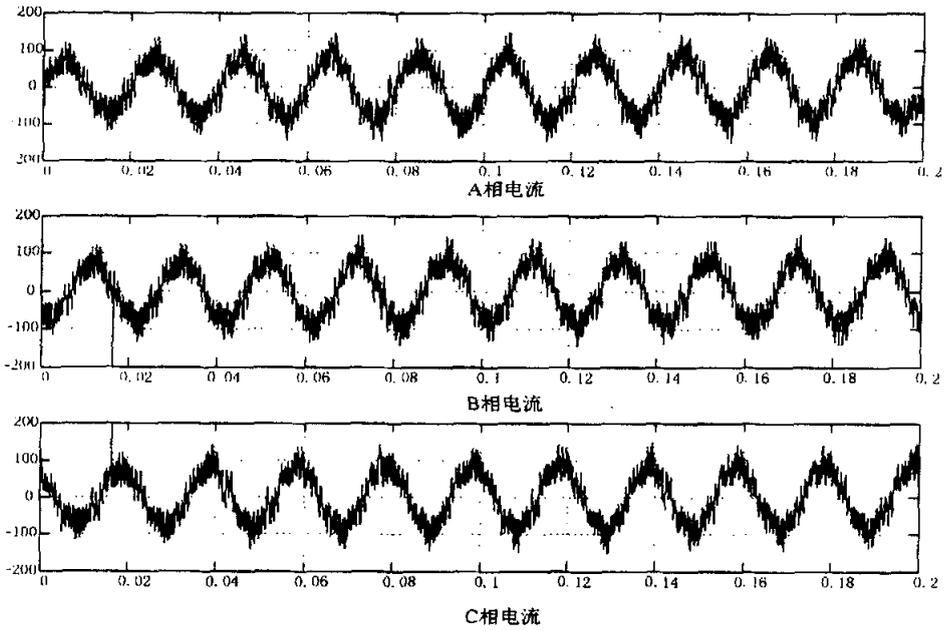


图 3.5 电感值 0.001H 时的补偿后电流

Fig.3.5 Current after compensated when $L=0.001H$

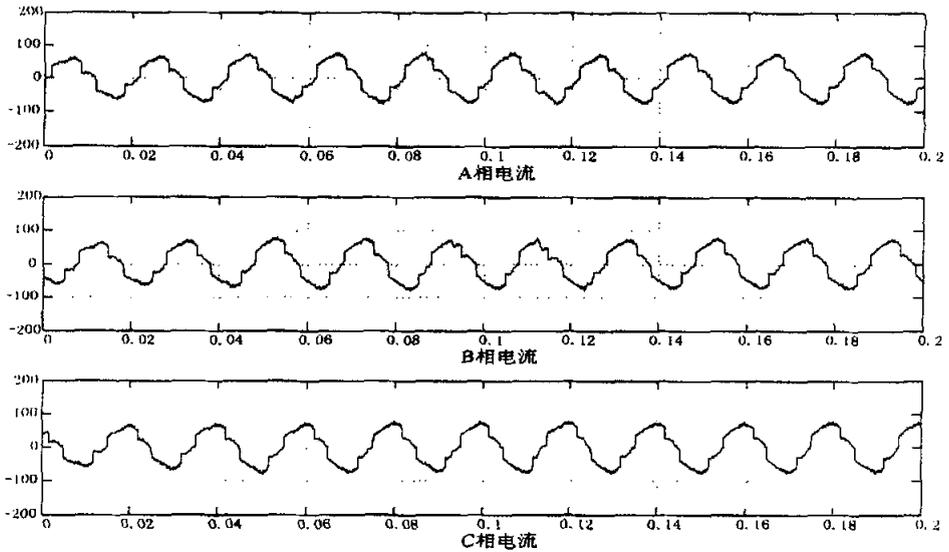


图 3.6 电感值 0.1H 时的补偿后电流

Fig.3.6 Current after compensated when $L=0.1H$

是比较严重。从图中也可以看到当电感为 0.001H 时，补偿后的电流高频谐波明显增加。

3.4 直流侧电容电压 U_c 的选择

主电路的工作情况是由主电路中的 6 组开关器件的通断组合所决定的。将特定的开关组合所对应的工作情况称为开关模式。通常，同一相的上下两组开关总有一组的一个器件是导通的。假设三相电源电压之和 $e_a+e_b+e_c=0$ ，并根据该电路有 $i_{ca}+i_{cb}+i_{cc}=0$ ，可得出描述主电路工作情况的微分方程如下：

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} = e_a + K_a U_c \\ L \frac{di_{cb}}{dt} = e_b + K_b U_c \\ L \frac{di_{cc}}{dt} = e_c + K_c U_c \end{cases} \quad (3.15)$$

式中 $K_a U_a$ 、 $K_b U_b$ 、 $K_c U_c$ ——主电路各桥臂中点与电源中点之间的电压；

K_a 、 K_b 、 K_c ——开关系数， $K_a+K_b+K_c=0$ ， K_a 、 K_b 、 K_c 的值与主电路工作模式之间的关系如表 4.1 所示。

表 3.1 主电路工作模式与开关系数

Tab.3.1 Work mode and switch coefficient

工作模式序号	工作模式						开关系数		
	V_1	V_3	V_5	V_4	V_6	V_2	K_a	K_b	K_c
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	1	2/3	-1/3	-1/3
2	0	1	0	1	0	1	-1/3	2/3	-1/3
3	1	1	0	0	0	1	1/3	1/3	-2/3
4	0	0	1	1	1	0	-1/3	-1/3	2/3
5	1	0	1	0	1	0	1/3	-2/3	1/3
6	0	1	1	1	0	0	-2/3	1/3	1/3
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

表中：0—表示导通，1—表示关断。

在式(3.15)中，当 K 为 $1/3$ 时，若不能满足 $U_c \geq 3E_m$ (E_m 为相电压的峰值)，则 $di_c/dt = e + KU \geq 0$ 就不会成立， η 就可能为负(设 $di_c/dt = \eta$)，而这是不希望出现的^[2]。但是，若 U_c 取值过大，将使装置容量增加，且器件和电容的耐压都要相应地增加。综上所述 U_c 取值为3倍的交流相电压的峰值即可。本文中交流相电压的峰值是311V，则直流电压取值为1000V。

3.5 直流侧电容电压的控制

在实际运行中，影响直流电容电压的主要因素有：电力电子开关器件工作中的损耗；当系统电压中含有谐波分量，不同次谐波电压和谐波电流相互作用将和电容产生能量交换，从而影响直流电压；负序电流和系统电压在直流侧产生能量脉动，使得直流电压波动。

本文电容电压的控制是用传统的方法来控制，为直流侧的电容提供一套整流电路来实现，尽管如此，还是研究了怎么利用现有的主电路实现电容电压的稳定控制。

直流侧电压控制的运算电路框图如图3.7所示。图中， U_{cr} 是 U_c 的给定值， U_{cf} 是 U_c 的反馈值，两者之差经调节器后得到调节信号 Δi_d ，它叠加到瞬时有功电流的直流分量 i_p 上，经运算在指令信号 i_c^* 中包含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，使得控制器的补偿电流中包含一定的基波有功电流分量，从而使控制器的直流侧与交流侧交换能量，将 U_c 调节至给定值。

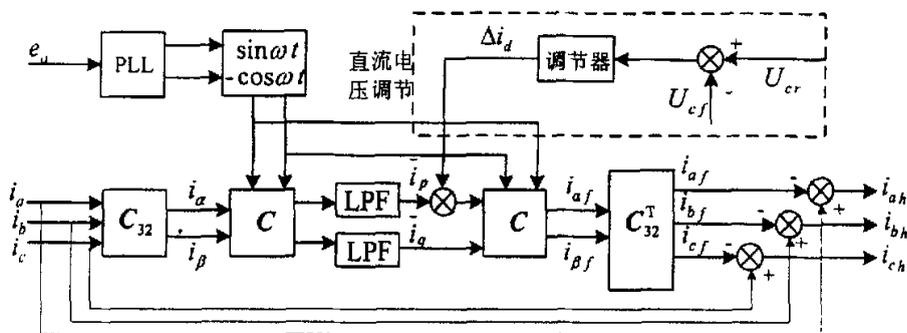


图 3.7 含有直流电容电压控制环节的指令电流运算电路

Fig.3.7 Order current operation circuit with the capacitance voltage of the DC side

设 U_{cr} 是 U_c 给定值, U_{cf} 是 U_c 的反馈值, Δi_d 为待补偿有功电流。于是得下式:

$$C \frac{dU_c}{dt} = \Delta i_d \Rightarrow dU_c = \frac{\Delta i_d}{C} dt \quad (3.16)$$

由上式可以得:

$$\Delta U_c \approx \frac{\Delta i_d}{C} \Delta t \quad (3.17)$$

式中, $\Delta U_c = U_{cr} - U_{cf}$, $\Delta t = t_c$ (采样周期或三角载波周期) 则可得

$$\Delta i_d \approx \frac{(U_{cr} - U_{cf})C}{t_c} \quad (3.18)$$

考虑到电容电压允许变动范围, ΔU_{max} 为允许最大电压差, 则得带有环宽的电压补偿控制框图如图 4.8 所示。

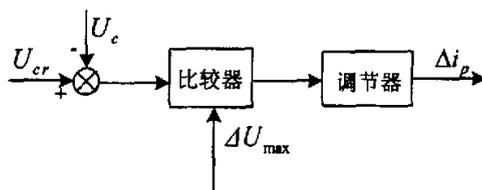


图 3.8 带有滞环的电容电压补偿

Fig.3.8 Capacitance voltage compensating with tracking volatage

3.6 小结

本章确定了控制系统的容量, 并选择了开关器件。深入分析了主电路中交流侧串联电感和直流侧电容的选择方法。同时给出了一种比较简单的电容电压的控制方法。基本上完成了主电路的搭建。

第 4 章 电能质量控制器的硬件设计

数字信号处理 (DSP) 是一门涉及许多学科而又广泛应用于许多领域的新兴学科。20 世纪 60 年代以来, 随着计算机和信息技术的飞速发展, 数字信号处理技术应运而生并得到迅速的发展。在过去的二十多年时间里, 数字信号处理已经在各个领域得到极为广泛的应用。本文将讨论基于 DSP 芯片的电能质量控制器的硬件设计和软件设计方法。

4.1 DSP 芯片的发展及选择

世界上第一个单片 DSP 芯片是 1978 年 AMI 公司发布的 S2811, 1979 年美国 Intel 公司发布的商用可编程器件 2920 是 DSP 芯片的一个主要里程碑。1980 年, 日本 NEC 公司推出的 μ PD7720 是第一个具有乘法器的商用 DSP 芯片。

自 1980 年以来, DSP 芯片得到了突飞猛进的发展, DSP 芯片的应用越来越广泛。DSP 芯片的发展使得科学家将理论研究结果广泛应用到低成本的实际系统中, 并且推动了新的理论和应用领域的发展。

设计 DSP 应用系统, 选择 DSP 芯片是非常重要的一个环节。只有选定了 DSP 芯片, 才能进一步设计其外围电路及系统的其他电路。总的来说, DSP 芯片的选择应根据实际的应用系统需要而确定。不同的 DSP 应用系统由于应用场合、应用目的等不尽相同, 对 DSP 芯片的选择也是不同的。一般来说, 选择 DSP 芯片时应考虑到如下诸多因素。

1) DSP 芯片的运算速度。运算速度是 DSP 芯片的一个最重要的性能指标, 也是选择 DSP 芯片时所需要考虑的一个主要因素。DSP 芯片的运算速度可以用以下几种性能指标来衡量:

2) DSP 芯片的价格。

3) DSP 芯片的硬件资源。不同的 DSP 芯片所提供的硬件资源是不相同的, 如片内 RAM、ROM 的数量, 外部可扩展的程序和数据空间, 总线接口, I/O 接口等。即使是同一系列的 DSP 芯片 (如 TI 的 TMS320C54X 系列), 系列中不同 DSP 芯片也具有不同的内部硬件资源, 可以适应不同的需要。

4) DSP 芯片的运算精度。

5) DSP 芯片的开发工具。在 DSP 系统的开发过程中, 开发工具是必不可少的。如果没有开发工具的支持, 要想开发一个复杂的 DSP 系统几乎是不可能的。如果有功能强大的开发工具的支持, 如 C 语言支持, 则开发的时间就会大大缩短。所以, 在选择 DSP 芯片的同时必须注意其开发工具的支持情况, 包括软件和硬件的开发工具。

6) DSP 芯片的功耗。在某些 DSP 应用场合, 功耗也是一个需要特别注意的问题。如便携式的 DSP 设备、手持设备、野外应用的 DSP 设备等都对功耗有特殊的要求。目前, 3.3V 供电的低功耗高速 DSP 芯片已大量使用。

7) 其他。除了上述因素外, 选择 DSP 芯片还应考虑到封装的形式、质量标准、供货情况、生命周期等。

4.2 TMS320LF240X 的结构和特点

本文选择德州仪器公司的 TMS320LF2407A DSP 芯片。

1) TMS320LF240X 的结构^[45-49]

TMS320LF240X 的结构包括: (1) 哈佛结构; (2) 流水线操作; (3) 专用的硬件乘法器; (4) 特殊的 DSP 指令; (5) 快速的指令周期。

(1) 哈佛结构

哈佛结构是不同于传统的冯·诺曼 (Von Neuman) 结构的并行体系结构, 其主要特点是将程序和数据存储在不同的存储空间中, 即程序存储器和数据存储器是两个相互独立的存储器, 每个存储器独立编址, 独立访问。与两个存储器相对应的是系统中设置了程序总线 and 数据总线两条总线, 从而使数据的吞吐率提高了一倍。而冯·诺曼结构则是将指令、数据、地址存储在同一存储器中, 统一编址, 依靠指令计数器提供的地址来区分是指令、数据还是地址。取指令和取数据都访问同一存储器, 数据吞吐率低。

在哈佛结构中, 由于程序和数据存储器在两个分开的空间中, 因此取指和执行能完全重叠运行。为了进一步提高运行速度和灵活性, TMS320LF240X 芯片在基本哈佛结构的基础上作了改进, 是允许数据存放在程序存储器中, 并被算术运算指令直接使用, 增强了芯片的灵活性。

(2) 流水线

与哈佛结构相关, DSP 芯片广泛采用流水线以减少指令执行时间, 从而增强了处理器的能力。采用三级流水线, 处理器可以并行处理 2~4 条指令, 每条指令

处于流水线上的不同阶段。在三级流水线操作中，取指、译码和执行操作可以独

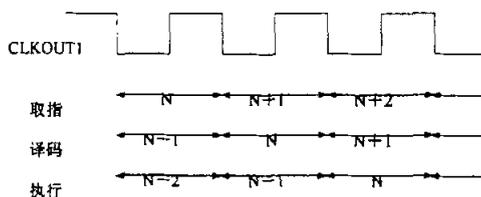


图 5.1 三级流水线操作

Fig.5.1 Three-grade stream line operation

立地处理，这可使指令执行能完全重叠。在每个指令周期内，三个不同的指令处于激活状态，每个指令处于不同的阶段。例如，在第 N 个指令取指时，前一个指令即第 $N-1$ 个指令正在译码，而第 $N-2$ 个指令则正在执行。一般来说，流水线对用户是透明的。

(3) 专用的硬件乘法器

该 DSP 芯片的特征就是有一个专用的硬件乘法器。由于具有专用的硬件乘法器，乘法可在一个指令周期内完成。

(4) 特殊的 DSP 指令

DSP 芯片的另一个特征是采用特殊的指令，使得一条特殊的指令能够完成原来数条指令才能实现的功能。

(5) 快速的指令周期

哈佛结构、流水线操作、专用的硬件乘法器、特殊的 DSP 指令再加上集成电路的优化设计，可使 DSP 芯片的指令周期在 33ns 以下。快速的指令周期使得 DSP 芯片能够实时实现许多 DSP 应用。

2) TMS320LF240X 的特点

(1) 高性能静态 CMOS 技术，使得供电电压降到 3.3V ，减小了控制器的功耗； 30MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 33ns ，从而提高了控制器的实时控制能力；

(2) 基于 TMS320LF2xx DSP 的 CPU 核，保证了 TMS320LF240x 系列 DSP 代码和 TMS320 系列 DSP 代码兼容；

(3) 片内有高达 $32\text{K} \times 16$ 位的 Flash 程序存储器 (EEPROM, 4 扇区)；高达 $2.5\text{K} \times 16$ 位的数据/程序 RAM；544 双端口 RAM；2K 的单口 RAM；

(4) SCI/SPI 引导 ROM；

(5) 两个时间管理模块 EVA 和 EVB, 每个包括两个 16 位通用定时器; 8 个 16

位脉宽调制(PWM)通道.它们能够实现三项反相器控制、PWM 的中心或边缘校正、当外部引脚PDPINTx 出现低电平时快速关闭 PWM 通道;防止击穿故障的可编程的 PWM 死区控制;对外部事件进行定时捕获的 3 个捕获单元;片内光电编码器接口电路;16 通道的同步 A/D 转换器。

(6)可扩展的外部存储器总共有 192 K 字空间:64 K 字程序存储器空间;64 K 字数据存储器空间;64 K 字 I/O 寻址空间;

(7)看门狗定时模块(WDT);

(8)10 位 ADC 转换器,其特性为:最小转换时间 500ns、8 个或 16 个多路复用的输入通道、可选择由两个事件管理触发两个 8 通道输入 A/D 转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器;

(9)串行通信接口(SCI)、串行外设(SPI)、基于锁相环的时钟发生器;

(10)5 个外部中断;

(11)高达 41 个可编程或复用输入/输出引脚(GPIO);

(12)三种低功耗模式;

4.3 硬件电路设计

4.3.1 硬件电路结构概述

本文设计的并联型电能质量控制器采用 DSP 芯片 TMS320LF2407A 构成系统的控制电路核心。DSP 芯片主要完成主电路过流保护、直流侧电压检测、上电前封锁逆变电路 IGBT、电网电压频率检测、跟踪电网电压过零触发、数据采集和处理、驱动六组 IGBT 产生 PWM 波等控制功能,除此之外,利用该芯片丰富的片内外设,扩展了许多辅助功能,例如符合 RS232 标准的 UART 串行接口,高速同步串行输入输出(I/O)端口 SPI,有效支持分布式控制和实时控制的串行通信端口 CAN 等。控制器也预留了足够的扩展接口,为扩展控制器功能以及与外部交换数据提供了方便。

控制器的设计主要包括模拟电路部分和数字电路部分。模拟电路主要是检测电流和电压调理电路,系统工作的电源电路,主电路过流保护检测电路,直流电压检测电路,跟踪电网电压过零触发及频率检测电路等。数字电路主要有晶振和 PLL 电路,3v 和 5v 混合系统连接电路^[50],数字电路部分工作电源电路,存储器扩展电路,各种串口电路及驱动电路等。在电路设计中,为了防止主电路高电压和主电路中的干扰信号对控制电路的影响,从 DSP 芯片发出的 PWM 波经光耦 TLP521 与驱动电路模块 IR2235 连接,IR2235 的六个输出经脉冲变压器与六组

IGBT 相连。

硬件电路结构如图 4.2 所示。

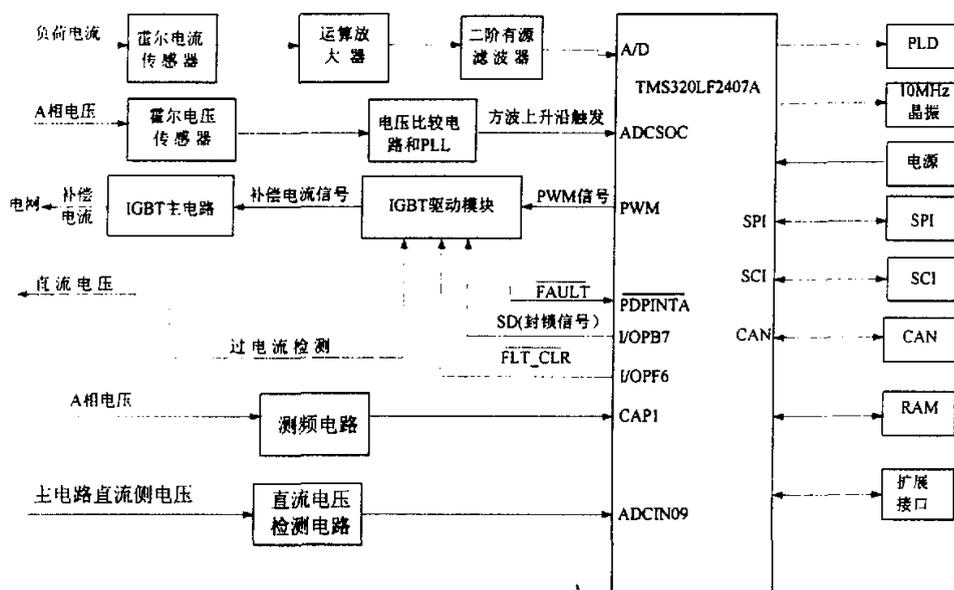


图 4.2 PQC 硬件原理图

Fig.4.2 Hard ware principle block for PQC

4.3.2 模拟电路

1) 前向通道

前向通道包括电流、电压检测电路，信号放大电路^[52]，二阶有源低通滤波电路^[52-54]。通过霍尔电流传感器（型号：TT100）把电流信号变为电压信号，再经信号放大电路及有源滤波电路，最后经电阻分压后得到所需 0~3.3V 信号。装置的工作频率较高，对检测信号的速度，准确性，宽频带的要求也较高，因此采用磁路与输出线性关系良好的直检式霍尔电流传感器，它具有高阻抗输出电压，悬浮输出电压通常是 ±50mv 或 ±100mv，应用中要求负载阻抗 >2kΩ。信号放大电路采用差动输入、单端输出的数据放大器电路，它具有高增益、高输入电阻和高共模抑制比的特性，广泛应用在数据采集、工业自动控制、精密量测等系统中。有源滤波电路采用 Butterworth 滤波器，它是二阶有源低通滤波电路，能够在高频带提供 -40db/十倍频程的衰减，而在截至频率的范围内输出电压不至于下降太多，有效的改善了滤波效果。信号放大电路如图 4.3，图中 $R_1=R_2$ ， $R_3=R_4=R_5=R_6$ 。

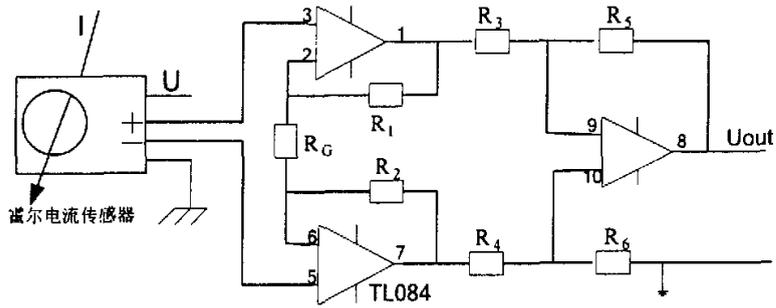


图 4.3 信号放大电路

Fig.4.3 Signal amplifier circuit

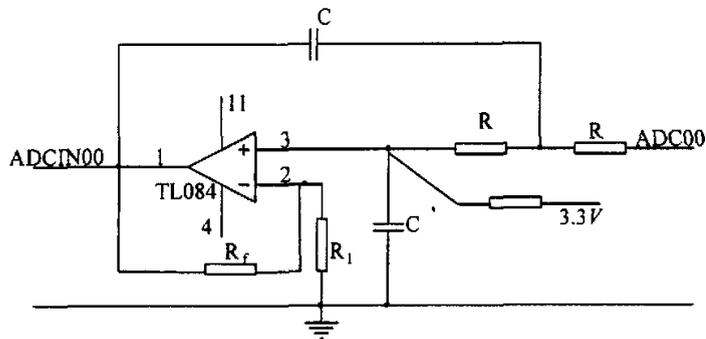


图 4.4 Butterworth 二阶低通滤波电路

Fig.4.4 Butterworth two-order lowpass circuit

Butterworth 有源二阶低通滤波电路如图 4.4，二阶有源低通滤波电路的幅频特性和相频特性直接影响了信号检测的准确性，这里给出 Butterworth 二阶有源滤波电路的归一化设计方法，最后给出它的幅频特性和相频特性图，从图中可以看出，幅值在低频段几乎不衰减，相位偏移很小。

(1) 选择电容器 C 的容量，计算电阻 R 的阻值， $\omega_H = \omega_c$ (截止频率)

通常 C 的容量宜在微法数量级以下， R 的值一般约为几百千欧以内。选择 $C=0.047 \mu\text{F}$ 则

$$R = \frac{1}{\omega_H C} = \frac{1}{0.047 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 50 \times 25} = 2.709 \text{ k}\Omega$$

出式 $A(s) = \frac{A_0}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + \frac{1}{Q} \times \frac{s}{\omega_c} + 1}$ 令 $S=s/\omega_c$ ，对照归一化表 $n=2$ 的情况，得

$$Q=1/\sqrt{2}, \text{ 由公式 } Q = \frac{1}{3-A_0} \text{ 得}$$

$$A_0=1+\frac{R_f}{R_1}=3-\frac{1}{Q}=1.586 \Rightarrow R_f=0.586R_1$$

(2) 求 R_1 、 R_f 值。考虑到运放两输入端的外接电阻必须满足平衡条件

$$R_1//R_f=R+R=5.418 \text{ k}\Omega$$

可得

$$R_1=14.664 \text{ k}\Omega \quad R_f=8.593 \text{ k}\Omega$$

从得出的参数可看到，对于实际应用时不好实现，可以改变 A_0 值返推回去，则得

$$Q=1, A_0=1+\frac{R_f}{R_1}=2 \Rightarrow R_f=R_1$$

则由 $R_1//R_f=R+R \Rightarrow R=0.25R_1$ 又按式：

$$R = \frac{1}{\omega_H C} \Rightarrow C = \frac{1}{\omega_H 0.25R_1}$$

取 $C=0.01 \mu\text{F}$ ，可得 $R_1=50.955 \text{ k}\Omega$ ，取 $R_1=51 \text{ k}\Omega$ ，可得：

$$R_f=51 \text{ k}\Omega \quad R=12.75 \text{ k}\Omega$$

最后得出滤波器的传递函数

$$A(S) = \frac{2}{1.6256 \times 10^{-8} S^2 + 1.275 \times 10^{-4} S + 1}$$

由上式在 Matlab 下得到幅频和相频图，如图 4.5 所示。

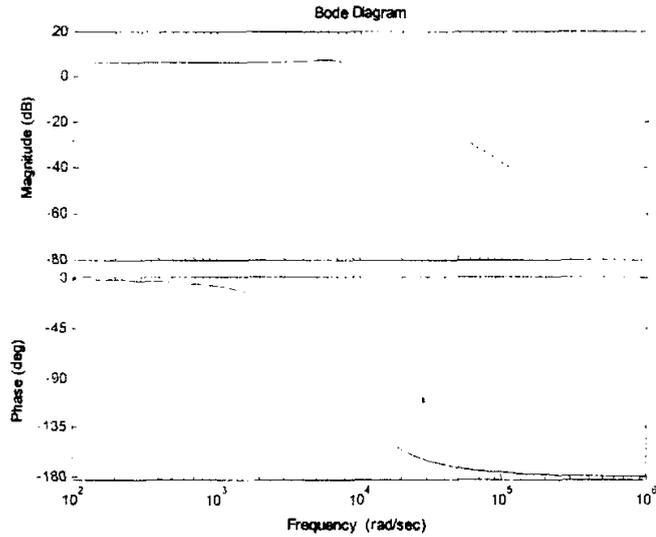


图 4.5 Butterworth 低通滤波电路幅频和相移特性

Fig.4.5 Amplitude and phase characteristic about frequencant of Butterworth two-order lowpass circuit

2) 电网电压频率检测电路

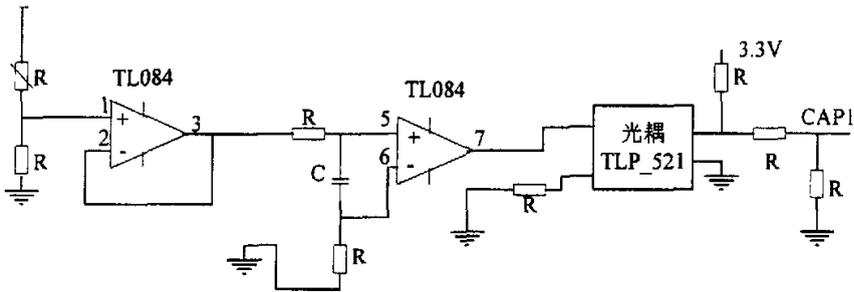


图 4.6 测频电路

Fig.4.6 Circuit for detecting frequency

为了消除系统基波频率波动的影响，实现频率的适时调整，首先需要跟踪系统基波频率的变化，从而动态的调整采样周期。其测量电路如图 4.6 所示。电压转换成的电压信号经过电压比较器整形方波，光耦合隔离后，经过电平变换，接到 DSP 的捕获单元的捕获引脚 CAPI 上。捕获单元对方波的上升沿进行捕获，以中断方式测量两次跳变的时间差，获得信号的频率。再调整定时器的周期寄存器值，修改下一个交流周期内每次采样间隔，达到跟踪采样的目的。

3) 跟踪电网电压过零触发电路

跟踪电网电压过零触发电路是为了给 DSP 芯片提供一个采样信号，同时为计算补偿电流提供 $\sin\omega t$ 、 $\cos\omega t$ 相位基准。电路中主要用锁相环集成电路 CD4046 进行电压相位锁定。

锁相环的意义是相位同步的自动控制，能够完成两个电信号相位同步的自动控制闭环系统。锁相环主要由相位比较器、压控振荡器、低通滤波器三部分组成。CD4046 是通用的 CMOS 锁相环集成电路，其特点是电源电压范围宽(为 3V~18V)，

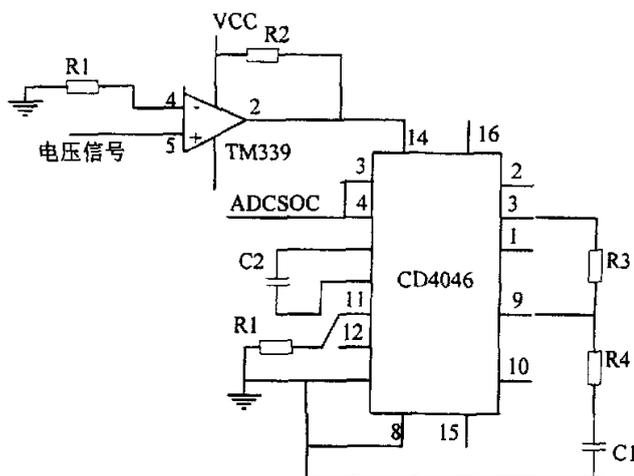


图 4.7 锁相环电路

Fig.4.7 Locking phase circuit

输入阻抗高(约 100MΩ)，动态功耗小，在中心频率 f_0 为 10kHz 下功耗仅为 600μW，属低功耗器件。

电网电压信号经电压比较器产生方波信号，方波信号输出与锁相环 CD4046 信号输入脚 14 相连，从输出脚 9 输出的信号与输入信号具有相同的相位和频率，起到锁相目的。CD4046 的用法如图 4.7 所示

4) 模拟电源电路

模拟电路的工作电源分为 3 种：+15V，-15V 和 +5V。这部分电路为整个系统提供工作电源，设计时要考虑变压器变比，电源功率，整流二极管的选择，稳压器的选择。变压器变比 1:11，10W。二极管采用 IN4004, 稳压器采用 78M15, 79M15。如图 4.8 所示。

5) 驱动及主电路过流保护电路

装置中的驱动模块选择 IR2235 三相全桥 MOSFET 逆变器栅极驱动集成电路。

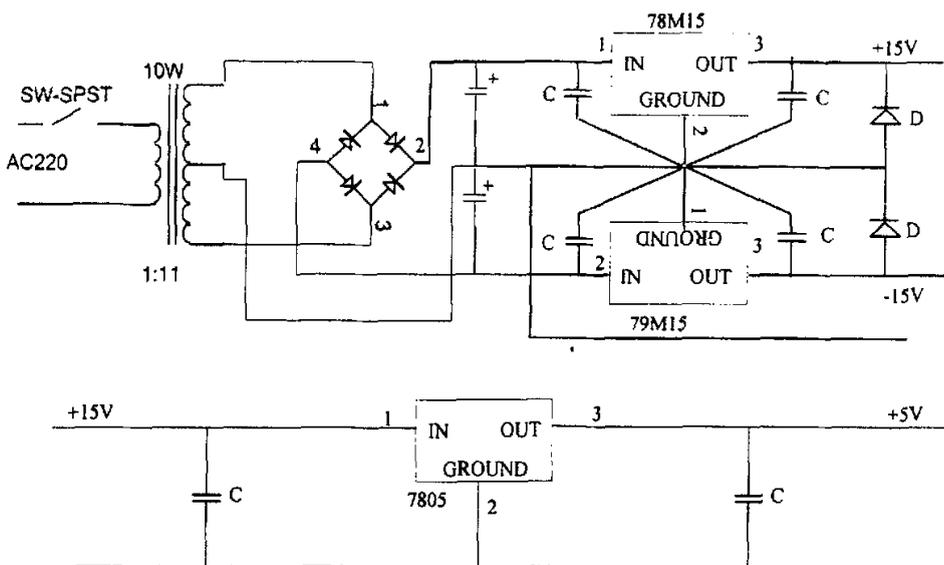


图 4.8 模拟电源电路

Fig.4.8 Simulation power circuit

它是电力 MOS 器件专用栅极驱动器集成电路，广泛应用于三相 MOSFET 或 IGBT 逆变器的控制中。IR2235 除了有六路输出驱动以外，还有一个欠电压检测、一个电流故障保护比较器、一个故障逻辑。芯片中的驱动输出为同一桥臂的高端和低端提供了死去时间，以避免同一桥臂的两个被驱动功率元件在开关转换过渡期间发生同时导通。如果同一桥臂的高端和低端输入信号同时为低电平，则输入控制逻辑电路可关闭同一桥臂的高端和低端驱动输出。管脚 \overline{HIN}_{1-3} 和 \overline{LIN}_{1-3} 是 PWM 信号的输入端， U_{B1-3} 、 U_{S1-3} 、 H_{O1-3} 和 L_{O1-3} 输出端， \overline{FAULT} 是输出管脚，低电平有效，表明有过电流或欠电压故障发生。 $\overline{FLT-CLR}$ 是输入管脚，低电平有效，用来清除故障逻辑。 \overline{SD} 是输入管脚，高电平有效，封锁六路输出。ITIPS 是短路电流检测

输入端。如图 4.9 所示。

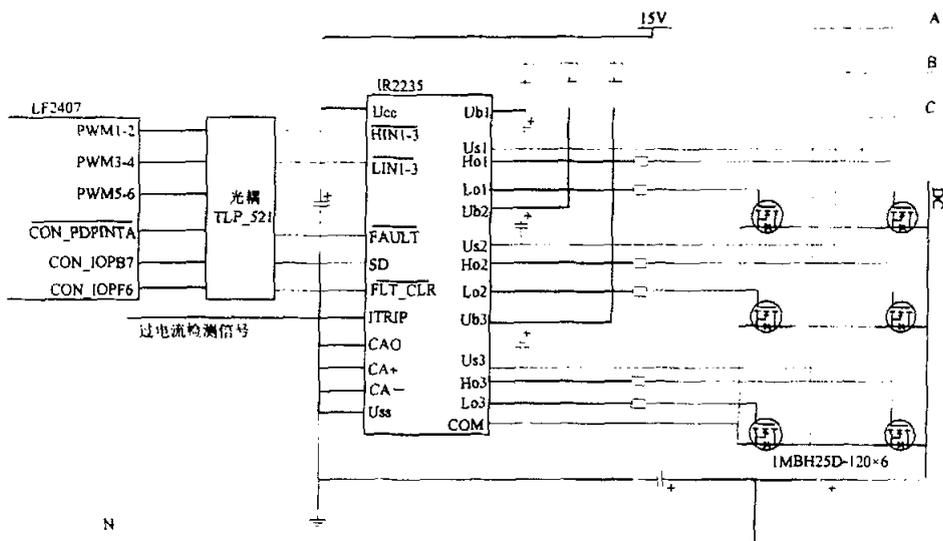


图 4.9 驱动电路

Fig.4.9 Driving circuit

短路电流检测电路比较简单，每组桥臂电流用一霍尔效应电流传感器检测，通过并接电阻把电流信号转换为电压信号，与电压比较器输入端连接，三组桥臂的电流测量从电压比较器输出后的信号经逻辑或门与 IR2235 的 ITRIP 脚连接，当电流高于给定值时，ITRIP 管脚上的输出电平达到触发门檻电平，驱动模块封锁六路输出。

6) 直流电压检测电路

为了控制主电路直流侧电压在要求的范围内，需要检测电容上的直流电压。

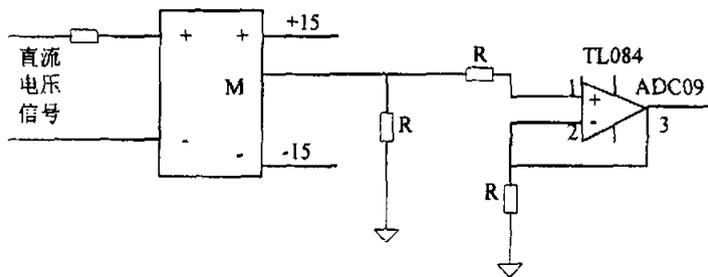


图 4.10 电容电压检测电路

Fig.4.10 Detecting circuit of the capacitance voltage

通过霍尔直流电压传感器 KV50AP 输出的电流信号经电阻转换为电压信号，经一电压跟随器输入到 DSP 芯片的 ADCIN09。

4.3.3 数字电路

1) 供给数字电路用的电源电路

数字电路的供电电源有两种：5V,3.3V。采用德州仪器的线性稳压器 TPS76833

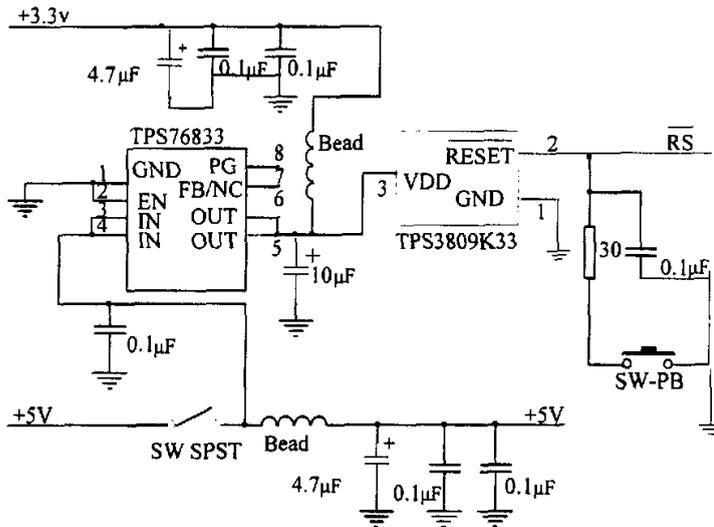


图 4.11 数字电路电源

Fig.4.11 Power for digital circuit

和电源监视器件 TPS3809K33。TPS76833 的输入电压 5V，输出电压 3.3 伏，输出电压 1A。TPS3809K33 具有电压监测和上电复位功能。在电源的设计中加了手动复位功能。由于 LF2407 中有片内集成的“看门狗”定时器，能够监视软件和硬件的运行，在 CPU 混乱时完成系统的复位功能，因此在电源的设计中可以不用考虑电源电路的防止程序进入死循环功能。另外在电源引入管脚时，加了许多 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容，这些电容起到电荷池的作用，一方面减少电源上的噪声，另一方面以平滑电源的波动。如图 4.11 所示。

2) 晶体振荡器电路和 PLL 滤波器电路

LF2407DSP 使用嵌入到 CPU 内核的锁相环电路，从一个较低频率的外部时钟合成片内的时钟。我们选择一 10MHZ 的晶体振荡器作为芯片的基准时钟，通过设

置片内 SCSR1 寄存器的第 9~11 位 4 倍频到 40MHz。另外在管脚 PLLF 和 PLLF2 之间用电容和电阻构成锁相环外部滤波器来抑制信号的抖动和电磁干扰。

3) 扩展存储器接口电路

LF2407DSP 的地址选择管脚从 A0~A15 共 16 根, 因此其程序, 数据存储空间能达 64K。为了减少器件的开销、硬件设计的复杂性及软件编写难度, 扩展时要考虑到存储器芯片的工作电压以及读取速度与 LF2407 的管脚输出电平及数据的读取速度相匹配^[5]。选择两片 CYPRESS 公司生产的 CY7C1021 64K×16 位静态 RAM。一片用作程序存储扩展, 一片用作数据存储扩展。外部程序存储器的 0000h~7FFFh 已被片内 FLASH 占用, 只有 8000h~FFFFh 能够使用。外部数据存储器的 0000h~7FFFh 被存储映射寄存器、DARAM、SARAM 和外设映射寄存器占用, 剩下的 8000h~FFFFh 空间可用。LF2407 设置为微控制器方式 ($MP/\overline{MC}=0$), 器件从片内程序存储器中读取复位向量。存储器的片选和读取连接方式采用 Intel 模式。

4) 串行接口电路

LF2407DSP 提供了便于扩展的串行接口外设: 串行外设 SPI, 异步串行通讯口 SCI, CAN 总线接口。SPI 用于 DSP 控制器和外设器件或其它控制器间的通讯。典型应用有外部 I/O 或者移位寄存器、显示驱动器和模数转换器等。在本装置中为其留出了扩展接口, 以方便扩展其功能。SCI 串行口由一片常用的 MAX232 串行接收芯片与外界相连。CAN 串行外设用一片 PCA82C250 接受器来实现与外部的通信。由于 LF2407 芯片的工作电压是 3.3 伏, 而与其连接的外设工作电压一般都是 5V, 因此, 设计时应该注意信号电平的转换, 装置中选用了 QS3245 做为信号转换器件。另外在 SCI 和 CAN 接口电路中各连接了一片 HCPL-2632 光耦进行隔离来提高系统的抗干扰性。

4.4 软件设计

本文采用 TI 公司提供的强大的集成开发环境 CCS 开发控制软件, 为了使软件开发过程便于工程化管理, 以及便于开发过程中的协作, 使得不同的编程者在编写不同功能的程序时, 不需要太多的了解硬件结构, 就可以使编写的程序能够连接到主程序中。本文采用了工程化的编程方法。对于程序中的代码, 数据, 预初始化变量, 未初始化变量, 常量, 堆栈等等都分配了段地址以及段空间, 并用符号表示, 采用链接时定位的相对定位方式, 使得编程者的程序不需要定义程序中的代码, 常量, 变量的存放空间, 在主程序的编译、链接时对这些内容自动定位。

目前,已经编写了中断向量表定义文件,外设寄存器定义文件,链接器命令文件,中断向量的入口地址跳转程序,硬件初始化程序,程序运行出错处理程序等,这些程序已经建立了整个工程项目的程序框架,为后续的各个功能模块程序的编写提供了方便,使得编写工作只专注功能的实现,不需要考虑硬件环境。

目前的软件编写仅取得初步进展,不再赘述。

4.5 小结

本章概述了 DSP 芯片的发展状况,详述了 DSP 芯片选择需要注意的几个问题,分析了设计中用到的 DSP 芯片 TMS320LF2407A 的结构和特点。基于该芯片,给出了部分电路的设计方法及电路图。最后概述了工程化程序的设计方法,简述了软件编写工作的进展状况。从总体上展示了电能质量控制器控制部分的设计思路。

第 5 章 电能质量控制器应用于电阻炉的仿真研究

前两章详细分析了电能质量控制器的工作原理以及控制系统结构，确定了本文设计的电能质量控制器的电流检测方法、控制策略，并设计了控制系统的主电路。本章将结合实际，利用 Matlab 中的 Simulink 工具箱建立起电能质量控制器与某企业使用的电阻炉生产系统的仿真模型，研究本文设计的电能质量控制系统的补偿效果。

5.1 电阻炉电特性简介及其系统仿真模型

电阻炉是工业炉的一种，它在工业领域有着广泛的应用。目前，许多电阻炉的加热方法都是用大功率晶闸管做为连接电热体的开关元件，通过脉冲去触发晶闸管导通与关断，从而为电阻炉提供电源。通过设定晶闸管导通角的大小来改变

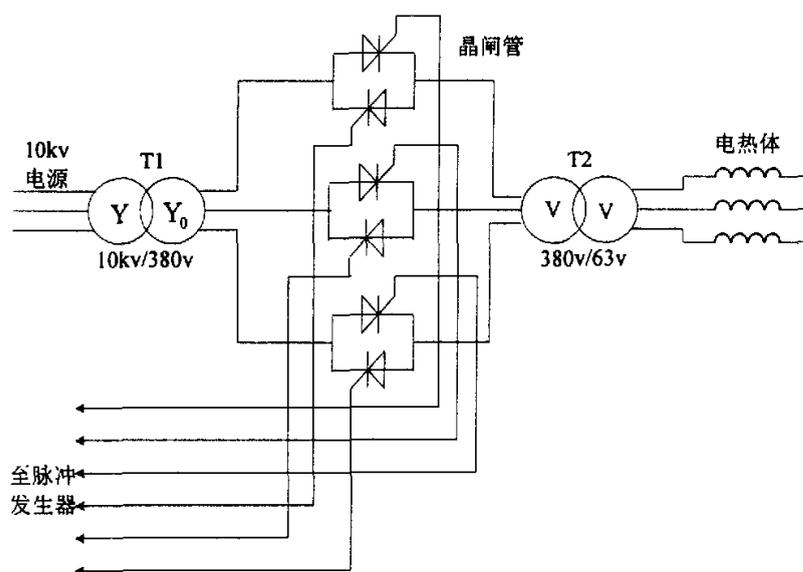


图 5.1 电阻炉主电路图

Fig.5.1 Main circuit of the electrical resistance furnace

加热体的电流，从而改变炉内温度。这种方法造成了电流波形的严重畸变，同时晶闸管的高速开断也增加了电流的谐波成分。图 5.1 是某企业电阻炉系统的主电路图，T1 是电源变压器，它与 10kV 电源连接，为电阻炉提供电源。T2 是负载变压器，它和电热体相连，可以把 400 伏电压转换为 63 伏电压，为电热体提供低电压大电流。图中的晶闸管连接在 400V 侧是为了能降低流过晶闸管的电流，降低成本。

下面给出某企业电阻炉系统的主要设备参数：

负载变压器：三相干式变压器，SG—195kVA，V—V，电压比 380V/63V，电流比 296A/1500A。电源变压器：S₉—M—500Kva/10kV，Yyn0，电压比 10000V/400V，电流比 28.87/791.7。电热体：电阻值 0.048Ω。

图 5.2 是其电阻炉系统仿真模型，T1 是电源变压器，T2 是负载变压器，Load 模块是电热体，Power electronic 模块是三组反接晶闸管，Pulse producer 是脉冲发生器。图中负载变压器采用 V-V 接线方式。

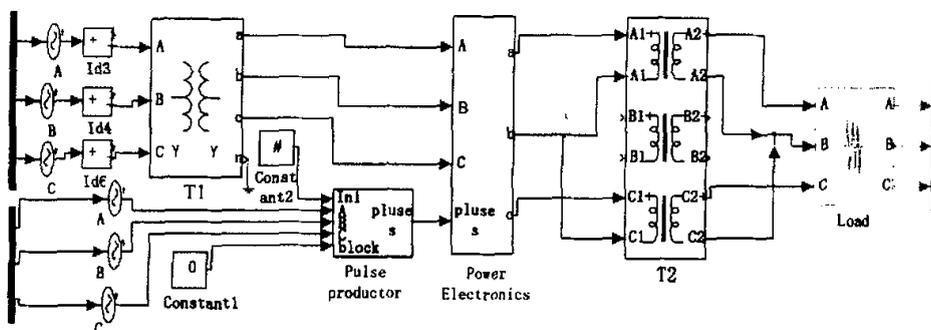


图 5.2 某企业电阻炉系统仿真模型

Fig.5.2 Simulation model for some enterprise's electrical resistance furnace system

5.2 电能质量控制器仿真模型

图 5.3 是电能质量控制器的仿真模型。图中的 PLL 模块是锁相环模块，instantaneous var current calculation 是采用瞬时无功率理论的负载电流检测模块，PWM Generator 是能产生六路 PWM 信号的信号发生器，IGBT Bridge 模块是六个 IGBT 组成的逆变电路，little inductance 是串联在电能质量控制器交流侧的电感，DC1 和 DC 两个直流电源代替电能质量控制器直流侧的两个电容提供直流电压。符号 N 表示与负载侧的中性线连接，为零序电流提供通路。

PLL 模块检测负载侧 a 相电压上升沿过零点, 当 a 相电压上升沿过零时, PLL 模块发出触发脉冲触发电流检测模块, 电流检测模块开始对来自负载侧的三相电流信号 i_{ia} 、 i_{ib} 、 i_{ic} 进行运算, 并输出指令电流信号 i_{oa} 、 i_{ob} 、 i_{oc} 。指令电流信号与来自控制器交流侧的补偿电流信号 i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 经减法器相减, 相减后的信号输入到 PWM Generator 模块, 从 PWM Generator 模块输出脉宽调制信号触发 IGBT Bridge 模块的 IGBT, 六个 IGBT 的开通与关断使得直流侧的电压经过交流侧的串联电感与负载侧电压相互作用产生补偿电流 i_{ca}^* 、 i_{cb}^* 、 i_{cc}^* 。

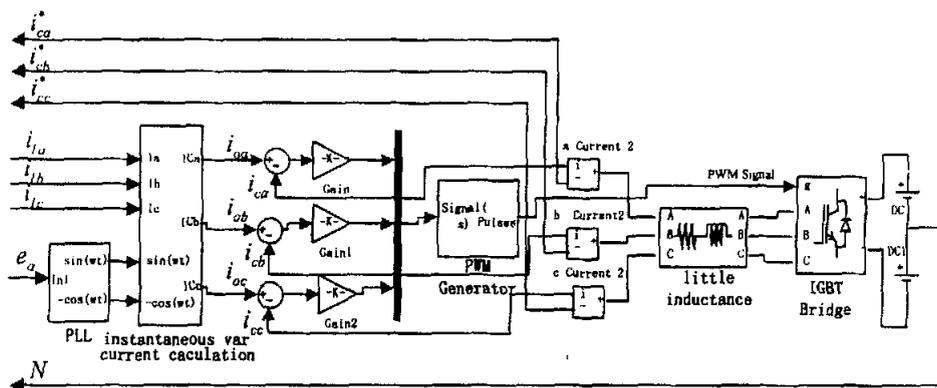


图 5.3 电能质量控制器仿真模型
Fig.5.3 Simulation model for PQC

5.3 电能质量控制器与电阻炉连接的仿真系统

图 5.4 是电能质量控制器与电阻炉系统连接的仿真模型图, 从图中, 我们可以看到, 电能质量控制器接入电阻炉系统的方式采用负载侧并联接入方式。连接点位于电源变压器的低压 400V 侧, 电流检测点位于负载变压器的一次侧, 这种方式属于检测负载电流控制方式。这种方式的补偿电流能较好地跟踪指令电流。因为 400V 电压等级属于三相四线制系统, 在三相电路及中性线中流过的有零序电流, 为了给零序电流提供通路, 把 400V 系统的中性点与控制系统的直流侧相连。这种方式减少了一组开关器件, 降低了控制器的成本。

图中 PLL 模块对 a 相电压进行上升沿过零检测, 锁定电压相位, 为计算提供相位基准。PWM generator 模块把三相指令电流转换为脉宽调制信号。IGBT bridge 模块与 little inductance 模块相连, 在脉宽调制信号的作用下, 产生补偿电流注入负载侧。在电源变压器的一次侧观察补偿前与补偿后的电流。

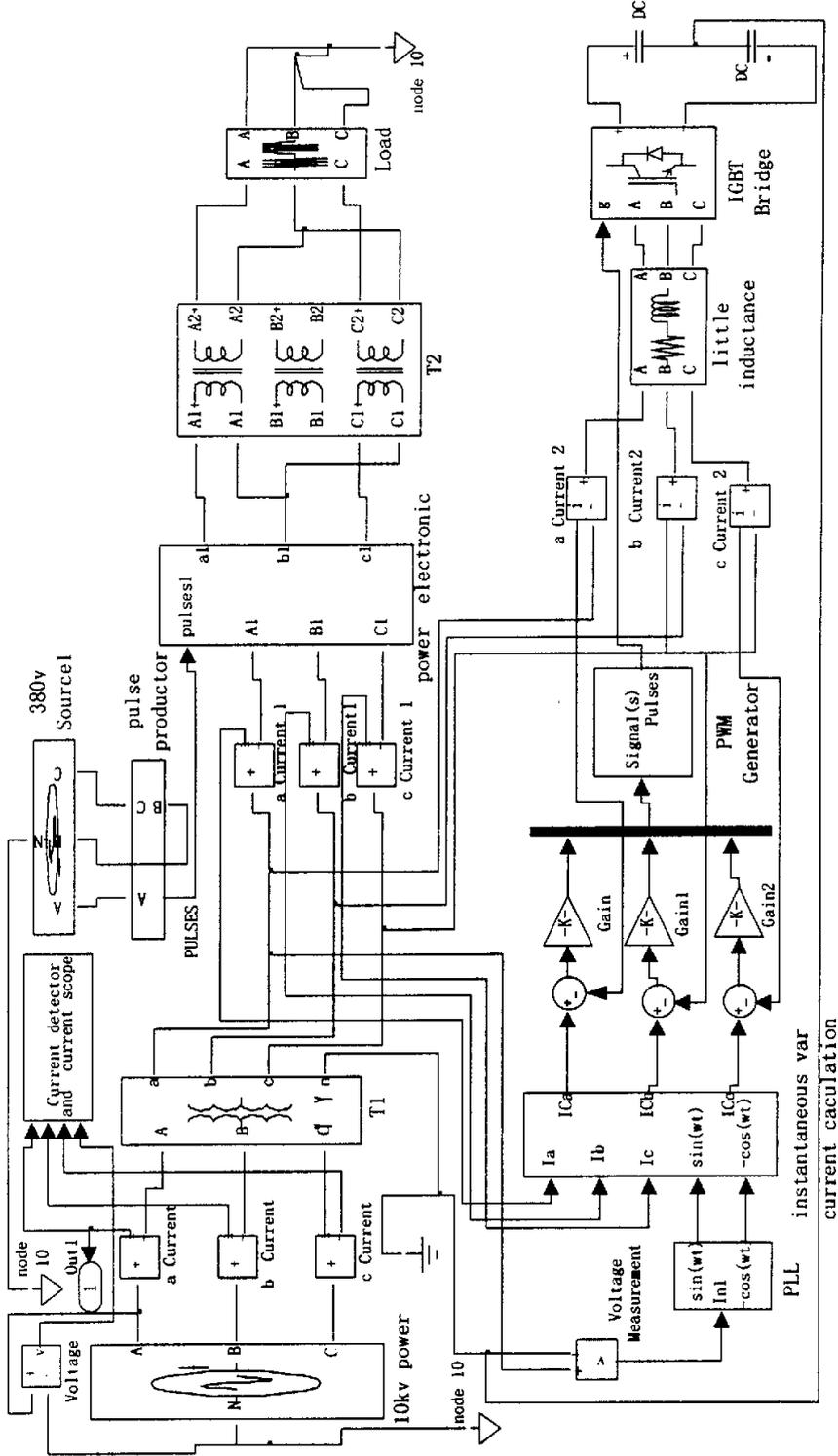


图5.4 电能质量控制器和电阻炉连接的仿真模型

Fig5.4 Simulation model for system of PQC and resistance furnace

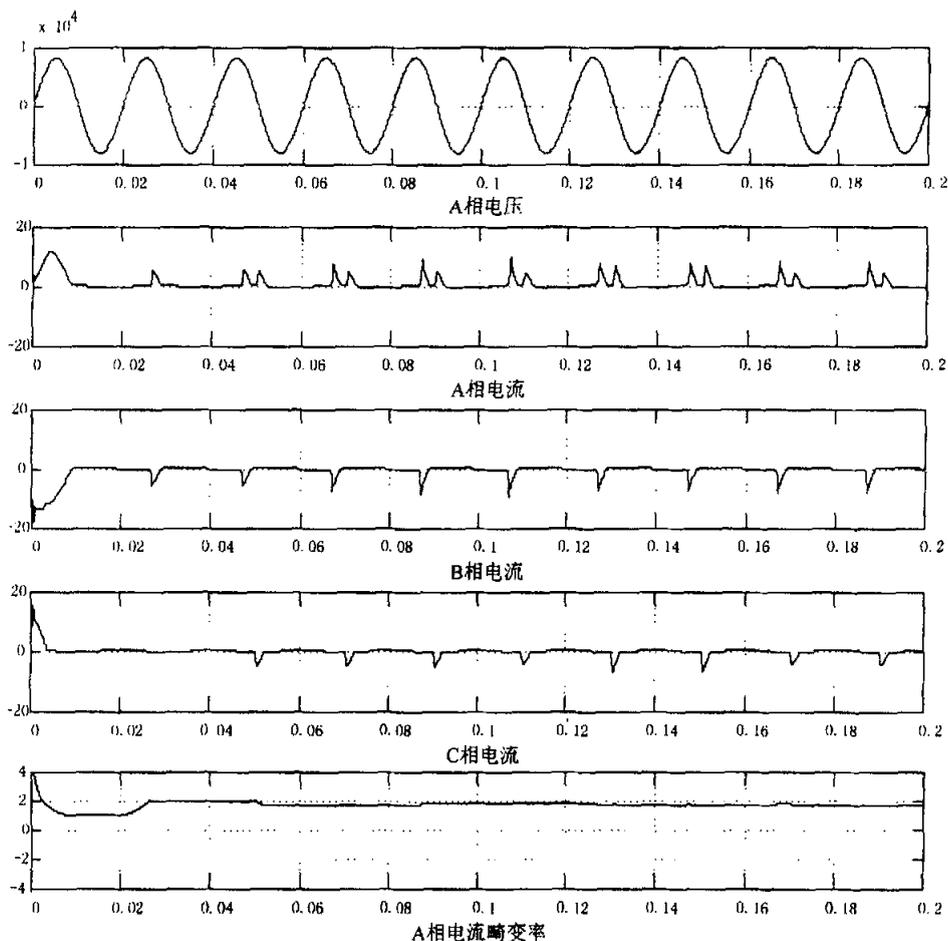


图 5.5 纯阻性负载、导通角是 120° 时补偿前波形

Fig.5.5 Waves before compensated for pure resistance and the opening angle of 120°

5.系统仿真试验

前两节对仿真系统的结构做了简单描述，实际在做仿真系统时，仿真的各项参数的设置影响着仿真的成败，一定要进行大量调试，才能得到满意的结果，这里不再赘述各个模块的制作及调试方法。下面给出几种不同情况的仿真结果。

1) 纯阻性负载时（每相电阻 0.048Ω ）

图 5.5 是补偿前晶闸管的导通角是 120° 的 a 相电源电压波形、a 相电流、b 相电流、c 相电流、a 相电流总的畸变率。从图中我们可以看到三相电流波形严重畸

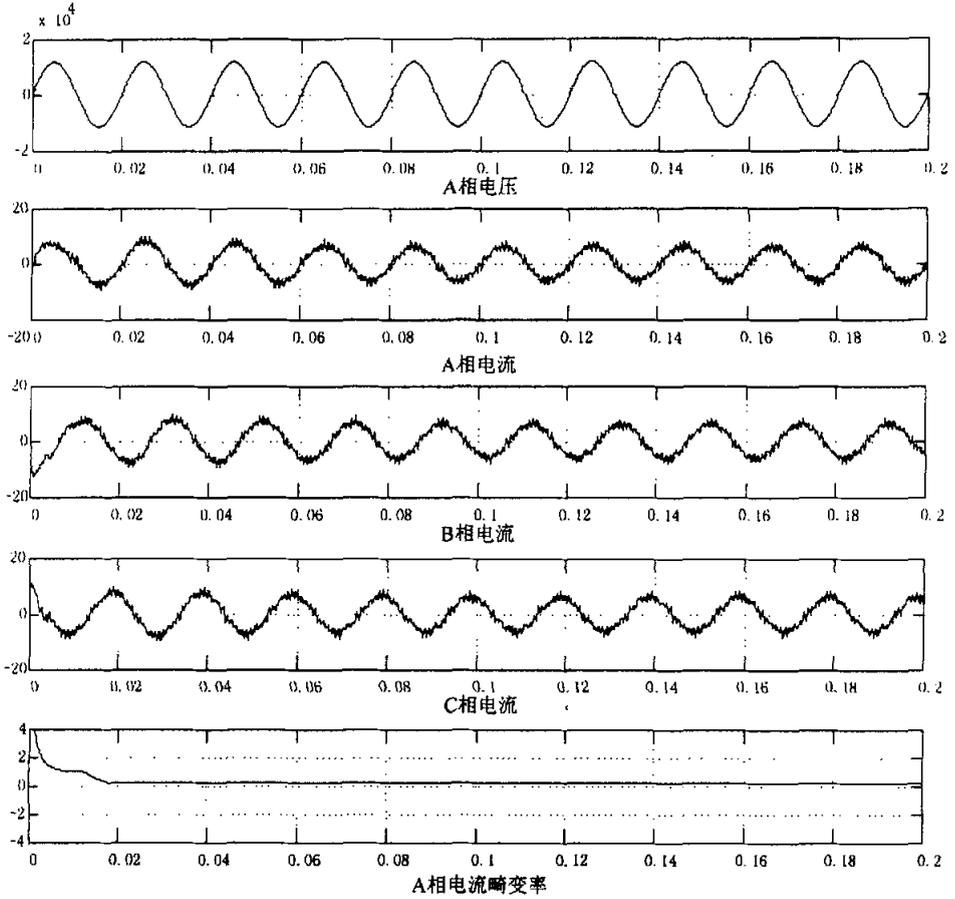


图 5.6 纯阻性负载、导通角是 120° 时的补偿后波形

Fig.5.6 Wave after compensated for pure resistance and the opening angle of 120°

变为三角波，总的谐波均方根值将近是基波的两倍。图 5.6 是经过补偿后的 a 相电源电压波形、a 相电流、b 相电流、c 相电流、a 相电流总的畸变率，从图中可以看出，三相电流波形接近正弦波，a 相电流相位与 a 电压相位一直。波形的畸变率下降到 0.3。另外从表 4.1 中可以看到，补偿后的各次低频谐波幅值明显改善，高频谐波如 25 倍基频谐波明显增加，这是由于晶闸管开断造成高频谐波增加的缘故。

2) 当负载具有感性负载时 (负载电抗值 $0.048+j0.001$)

图 5.7 是补偿前晶闸管导通角是 60° 时的 a 相电源电压波形、a 相电流、b 相电流、c 相电流、a 相电流总的畸变率。从图中我们可以看到三相电流波形严重畸

表 5.1 各次谐波幅值

Tab.5.1 All kinds of harmony amplitude

分类	各次谐波幅值 (A)														THD
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	0	
补偿前	1.15	0.1	1	0.7	0.1	0.4	0.25	0.07	0.25	0.2	0.05	0.13	0.09	0.75	1.8
补偿后	4.5	0.05	0.1	0.2	0.05	0.05	0.15	0.1	0.08	0.1	0.25	0.1	0.1	0	0.25

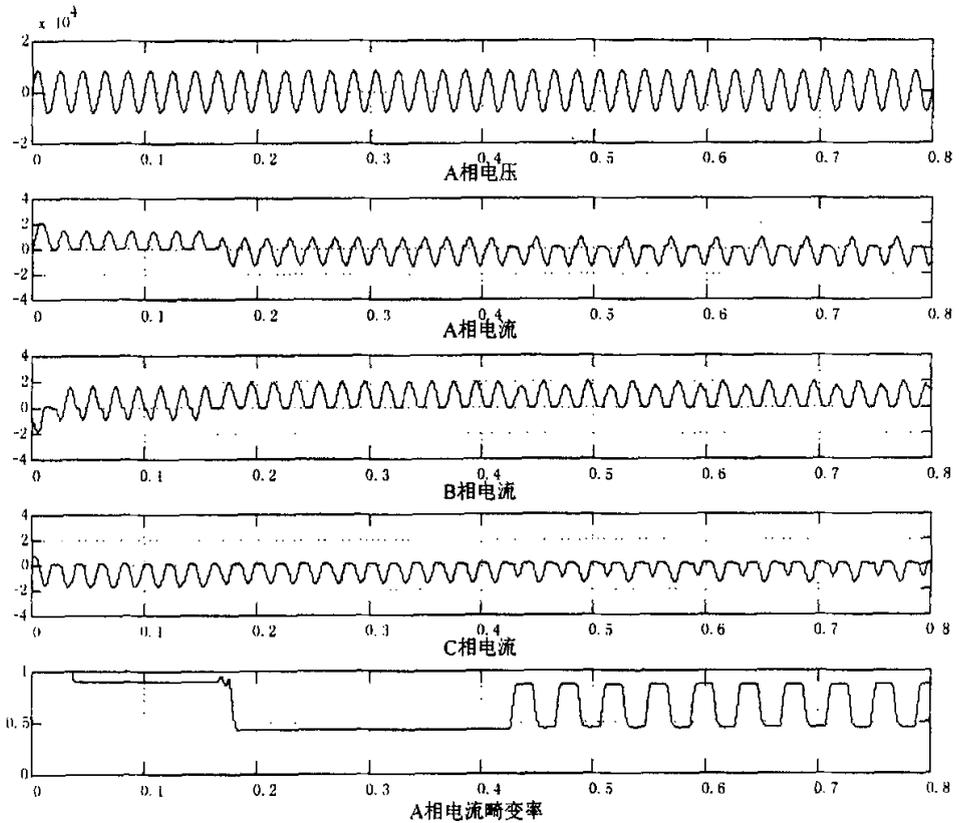


图 5.7 具有感性负载、导通角是 60° 时补偿前波形

Fig.5.7 Wave before compensated for the resistance with inductance and the opening angle of 120°

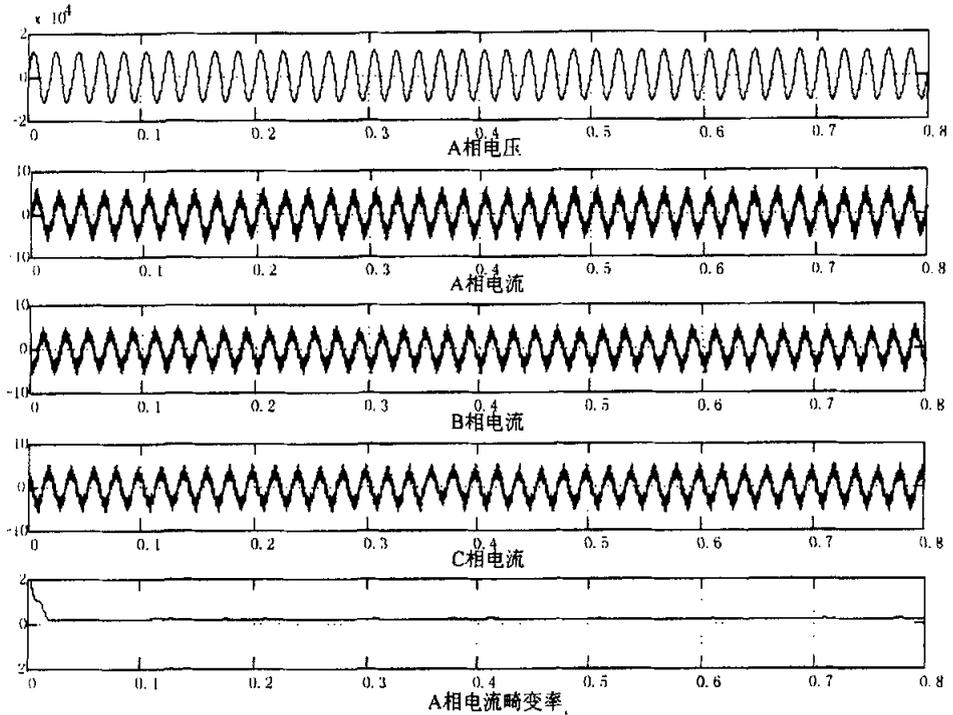


图 5.8 具有感性负载、导通角是 60° 时补偿后波形

Fig.5.8 Wave after compensated for the resistance with inductance and the opening angle of 120°

变为三角波，a 相电流与 a 相电压不同相，三相电流不对称，总的谐波畸变率是最小达到 0.5。图 5.8 是经过补偿后的 a 相电源电压波形、a 相电流、b 相电流、c 相电流、a 相电流总的畸变率，从图中可以看出，三相电流波形接近正弦波，a 相电流相位与 a 相电压相位一致，波形的畸变率下降到 0.25。所以设计的电能质量控制器能补偿谐波，无功和负序电流，对波形具有较好的矫正作用。

4.4 小结

本节以实际电阻炉用户为对象，建立了该用户的电阻炉仿真模型，在前两章电能质量控制器设计的基础上建立了控制系统与电阻炉连接的仿真模型。以此为基础，对不同工况下的补偿情况做了仿真试验，结果表明，设计的电能质量控制器能起到补偿谐波、无功，矫正波形的目的。

第 6 章 结 论

本文以改善负载电流对电网的影响为目标,深入分析了电能质量控制器的工作原理以及基于瞬时无功功率理论的电流检测方法,确定了以 TMS320LF2407ADSP 芯片为核心的负载侧并联电压型电能质量控制器的总体结构、功能、控制方法以及电路结构。在此基础上,本文结合实际,建立了某企业电阻炉与电能质量控制器联接的仿真模型,仿真结果表明,本文设计的电能质量控制器能够实现预定目标。总的来说,本文取得了以下成果:

1、确定了系统的总体结构和控制目标。当电能质量控制器并联接入负载侧时,其能够有效地改善负载电流对电源电流的影响,把电源电流校正为与电源电压同相位的三相对称正弦波。

2、基于瞬时无功功率理论,对一种不受电流电压畸变影响的电流检测方法 i_p-i_q 法建立了仿真模型,通过仿真验证了这种方法的可行型。

3、推导了主电路交流侧电感值、直流侧电容值的确定方法以及直流侧电容电压的控制方法。

4、设计了基于 DSP 芯片的电能质量控制器的硬件电路,这种数字化的控制方案具有模拟电路系统不能比拟的优越性,设计简单,系统升级方便,可实验多种控制方案,受温漂及元器件老化的影响较小,控制精度高。

5、建立了电能质量控制器与实际系统连接的仿真模型。通过仿真研究了电能质量控制器对实际系统在不同情况下的补偿效果,结果表明本文设计的控制器是合理的。仿真模型的建立为控制器的设计提供了方便的研究手段,降低了控制器的设计成本,提高了控制器的设计效率。

由于时间关系和本人能力所限,电能质量控制器的设计还有大量工作有待于进一步的完成:

- 1、考虑消除由于开关器件的开断产生的高次谐波。
- 2、研究如何精确的确定电能质量控制器交流侧串联电感和直流侧电容的确定方法,研究电感值对补偿性能影响的机理。
- 3、如何改善控制系统补偿电流和负载电流同步问题。
- 4、软件编程。

致 谢

本文是作者研究生期间科研工作的总结，回顾这段科研历程，作者由衷地感谢导师和同学们的关怀和帮助。

在三年的研究生生活和学习期间，作者有幸得到导师刘宪林教授的热心关怀和悉心指导。刘老师渊博的知识、敏捷的思维、敏锐的洞察力、严谨的治学态度、实事求是的工作作风和杰出的为人师表的风范给我留下了深刻的影响。三年来，老师不仅给我传授许多专业知识，更重要的是教会了我做科研的方法，培养了我作为一个科研工作者应该具备的科学思维方法和严谨的、精益求精的科学态度，这一切将使在今后的科研道路上受益终生。借此论文完成之际，谨向刘老师表示崇高的敬意和衷心的感谢。

论文的完成同时也得到了教研室的各位老师和同学的帮助，在此向黄俊杰老师、王明东老师、邵锐、李彦军、李山德、杜晓勇、杨建等同学表示深深的谢意。

也感谢三年来，在学业上给我鼓励和督促的父母、妻子以及朋友，借此机会向他们表示深深的谢意。

参考文献

- [1] Math H. J. Bollen. Understanding Power Quality Problems, Voltage Sags and Interruptions. IEEE PRESS, 2000
- [2] 肖湘宁, 韩民晓, 徐永梅等. 电能质量分析与控制. 北京. 中国电力出版社. 2004: 1~9
- [3] 肖湘宁, 徐永海. 电能质量问题剖析. 电网技术, 2001(3): 66~69
- [4] 林海雪. 论电能质量标准. 中国电力, 1997, 30(3): 7~10
- [5] 林海雪. 从 IEC 电磁兼容标准看电网谐波国家标准. 电网技术, 1999, 23(5)
- [6] 林海雪. 电力系统中电压暂降和短时断电. 供用电, 2002, (19) 1: 9~13
- [7] 肖遥, 李澍森. 供电系统的电压下凹. 电网技术, 2001, 25(1): 73~77
- [8] 陈志业, 李鹏. 电能质量研究——电压暂降及其治理. 机械工业标准化与质量, 2002, 5: 24~26
- [9] 陈警众. 电能质量讲座第二讲——20 世纪末对电能质量要求的新发展. 供用电, 2000, 17(4): 52~55
- [10] 陈警众. 电能质量讲座第一讲——电能质量的常规要求. 供用电, 2000, 17(3): 53~55
- [11] 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. 1999: 1~20
- [12] 刘波. DSP 控制单相电力有源滤波器的研究. 西安交通大学硕士学位论文, 1996
- [13] Hingorani NG. Introducing custom power[j], IEEE Spectrum, 1995: 41~48
- [14] Akagi H. New trends in active filter for power conditioning[j]. IEEE Transactions on Industry Application. 1996, 32(6): 1312-1322
- [15] 肖国春, 刘进军, 王兆安. 电能质量控制技术的发展. 江苏机械制造与自动化 2001(1): 10~13
- [16] 陈建业. 电力电子技术在配电网中的应用. 电网技术. 2001(1): 28~32
- [17] 李威, 纪延超等. 电能质量检测算法研究及实现. 继电器. 2001. 29(2): 29~31
- [18] 文继峰, 刘沛. 一种电能质量扰动的检测和分类方法. 电力系统自动化. 2002. 26(1): 42~44
- [19] 张斌, 刘晓川, 许之晗. 基于变换的电能质量分析方法. 电网技术. 2001. 25(1): 26~29
- [20] 徐永海, 肖湘宁, 杨以涵等. 小波变换在电能质量分析中的应用. 电力系统自动

- 化.1999.23(23):55~58
- [21] 徐永海,肖湘宁,杨以涵等.基于 dq 变换和 ANN 的电能质量扰动辨识.电力系统自动化.2001.25(14):24~28
- [22] 朱桂萍,王树民.电能质量控制技术综述.电力系统自动化.2002.26(19):28~32
- [23] ASQUERINO J C,IBANEZ M C,OJEDA A L. Measurement of apparent power components in the frequency domain. IEEE Trans on Instrumentation & Measurement.1990.39(4):583-587
- [24] FILIPSKI P. The measurement of distortion current and distortion power.IEEE Trans on Instrumentation & Measurement.1984,33(1):36-40
- [25] HABROUK M,DARWISH M K. Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs .IEE Proc Electr Power Appl.2001.148(1):21~27
- [26] NEDELJKOVIC D,NASTRAN J,VONCINA D. Synchronization of active power filter current reference to the network .IEEE Trans on Industrial Electronics.1999.46(2):333-339
- [27] DIXON J W, GARCIA J J,MORAN L. Control system for three phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads. Trans on Industrial Electronics,1995.42(6):636-641
- [28] 王群,吴宁,苏向丰.有源电力滤波器谐波电流检测的一种新方法.电工技术学报.1997.12(3):1~5
- [29] WANG S Y, HONG C M,LIU C C. Design of a static reactive power compensation fuzzy sliding mode control. International Journal of Control.1996,63(2):393-413
- [30] 曹路,李海峰,陈珩等.用于 TCSC 阻抗控制的变参数 PID 方法.电力系统自动化.1999,23(24):7~10
- [31] 刘伯春.滑模变结构及 PID 组合调节器在 PWM 伺服系统中的应用.电气传动自动化.1994,16(3):21~26
- [32] Luigi Malesani, Paolo Tenti. A Novel Hysteresis Control Method for Current-controlled Voltage-source PWM Inverters With Constant Modulation Frequency. IEEE Trans on Industry Applications.1996,26(1):88~92
- [33] 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.电工电能新技术.2002,21(2):56~60
- [34] 魏尚明,何少雄,陈国雄.补偿扰动的 PWM 逆变器无差拍控制.上海交通大学学报,1998,32(6):119~123

- [35] 关天祺,梅生伟,卢强等.超导储能装置的非线性鲁棒控制器设计.电力系统自动化,2001,25(17):1~5
- [36] Tzou Y Y, Jung S L, Yeh H C. Adaptive Repetitive Control of PWM Inverters for Very Low THD AC-voltage Regulation with Unknown Loads. IEEE Trans on Power Electronics.1999,14(5):973~981
- [37] Suttichai Saetieo, Torrey D A. Fuzzy Logic Control of a Space-vector PWM Current Regulator for Three-phase Power Converters. IEEE Trans on Power Electronics.1998,13(3):419~426
- [38] Hingorani N G Flexible AC transmission. IEEE Spectrum,1993:40~45
- [39] 孙树勤.无功补偿的矢量控制.北京.中国电力出版社.1998:65~79
- [40] 王兆安,黄俊.电力电子技术.北京.机械工业出版社.2001:150~169
- [41] 王茂海,刘会金,周伟涛.瞬时功率理论的广义变压器模型及其与传统功率理论的统一数学描述.电工技术学报.2001,16(6):55~58
- [42] 刘进军,王兆安.瞬时无功理论与传统功率理论的统一数学描述及物理意义.电工技术学报.1998,13(6):6~12
- [43] 李国勇,刘汉奎,徐殿国,王炎.一种电网电压基波分量的实时检测方法.中国电机工程学报,2002,22(2):83~88
- [44] Zhang Bo , Yi Shongwen , He Xiaoming. A novel harmonic current detection technique based on a generalized dqk coordinate transform for active power filter and fault protection of power system. Proceedings of 5th International Conference on Advances in Power System Control , Operation and Management , APSCOM 2000 , Hong Kong
- [45] TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide System and Peripherals Texas Instruments,2001
- [46] TMS320LF2407 Evaluation Module Technical Reference.Spectrum Digital,Inc,2001
- [47] TMS320LF/LC240x DSP Controllers Reference Guide System and Peripherals.Texas Instruments 2000
- [48] TMS320F/C240 DSP Controllers Reference Guide Peripheral Library and Specific Device.Texas Instruments,1999
- [49] 江思敏等.TMS320LF240x DSP 硬件开发教程,北京.机械工业出版社.2003
- [50] 张雄伟,陈亮,徐光辉编著. DSP 芯片的原理与开发应用.北京.电子工业出版社,2003.2.
- [51] 中国电工技术学会电力电子学会组编.电力电子设备设计和应用手册.北京:机

械工业出版社,2002.6.

- [52] 华中理工大学电子学教研室编.电子技术基础模拟部分.北京:高等教育出版社,2000.4.
- [53] 程佩清.数字信号处理教程.北京.清华大学出版社.2003
- [54] 王志刚,龚杰星,谢嘉奎.现代电子线路.北京.北方交通大学出版社.2003

附录 1 攻读硕士学位期间发表的论文

刘宪林, 付永生. 基于 DSP 的数字电能质量控制器的硬件设计. 郑州大学学报(工学版). 2005, 26(1): 88-91

付永生. IGBT 栅极驱动电路的特性分析和应用. 河南纺织高等专科学校学报. 2004, 16(4): 28-31

附录 2 IEEE 制定的电力系统电磁现象的特性参数及分类

表.A1. 电力系统电磁现象的特性参数和分类
 Tab.A1. Characteristic parameter and categories about
 the electromagnetism phenomenon of power system

类 别		典型频谱	典型持续时间	典型电压幅值	
瞬变现象	冲击脉冲	纳秒级	5ns 上升	<5ns	
		微秒级	1 μs 上升	50ns~1ms	
		毫秒级	0.1ms 上升	>1ms	
	震荡	低频	<5kHz	0.3~50ms	0~4p.u.
		中频	5~500kHz	20μs	0~8p.u.
高频		0.5~5MHz	5 μs	0~4p.u.	
短时间电 压波动	瞬时	暂降		0.5~30 周波	0.1~0.9p.u.
		暂升		0.5~30 周波	1.1~1.8p.u.
	暂时	中断		0.5 周波~3s	<0.1p.u.
		暂降		30 周波~3s	0.1~0.9p.u.
		暂升		30 周波~3s	1.1~1.4p.u.
	短时	中断		3s~1min	<0.1p.u.
		暂降		3s~1min	0.1~0.9p.u.
暂升			3s~1min	1.1~1.2p.u.	
长时间电 压波动	持续中断			>1min	0
	欠电压			>1min	0.8~0.9p.u.
	过电压			>1min	1.1~1.2p.u.
电压不平 衡			稳态	0.5%~2%	
波形畸变	直流偏置			稳态	0~0.1%
	谐 波		0~100Hz	稳态	0~20%
	间谐波		0~6kHz	稳态	0~2%
	陷 波			稳态	
	噪 声		宽带	稳态	0~1%
电压波动		<25Hz	间歇	0.1~7%	
L 频变化			<10s		

附录3 六项电能质量国家标准摘要

表.A2. 六项电能质量国家标准

Tab.A2. Six terms of national standard about the power quality

标准编号	标准名称	允许限值	说明
GB12325 --1990	供电电压 允许偏差 值	1.35kv 及以上为正负偏差值之和不超过 10% 2.10kv 及以下三相供电为正负 7% 3.220v 单项供电为+7%, -10%	衡量点为供电产权分界处或电能计量点
GB12326— 2000	电压波动 和闪变	电压变动 d 的限值和变动频度 r 有关: 当 $r \leq 1000h^{-1}$ 时, 对于低压 (LV) 和中压 (MV), $d=1.25\% \sim 4\%$; 对于高压 (HV), $d=1 \sim 3\%$; 对于随机不规则的变动, $d=2\%$ (LV, MV) 和 $d=1.5\%$ (HV) 闪变限值 系统电压等级 LV MV HV P_{st} 1.0 0.9 (1.0) 0.8 P_{lt} 0.8 0.7 (0.8) 0.6 注1. 括号中的值仅适合用于所有用户为同电压等级场合 注2. P_{st} 为短时间闪变值; P_{lt} 为长时间闪变值	1. 衡量点为公共连接点 pcc 2. P_{st} 每次测量周期为 10min, 取实测 95% 概率值; P_{lt} 每次测量周期 2h, 不得超标 3. 取值分三级处理原则 4. 提供预测计算方法, 规定测量仪器并给出典型分析实例
GB/T14549 --1993	公用电网 谐波	各级电网谐波电压限值 (%) 电压 (kv) THD 奇次 偶次 0.38 5 4 2 6.1 4 3.2 1.6 35.66 3 2.4 1.2	1. 衡量点为 pcc, 取实测 95% 概率值; 2. 对用户允许产生的谐波电流, 提供计算方法

附录 3 续表

标准编号	标准名称	允许限制	说明
		110 2 1.6 0.8 注 1.220kv 电网参照 110kv 执行 2. 表中 THD 为总谐波畸变率	3.对测量方法和测量 仪器作出规定 4.对同此谐波随机性 合成提供算法
GB/T15543 --1995	三相电压 允许不平 衡度	1. 正常允许 2%，短时不超过 4% 2. 每个用户一般不得超过 1.3%	1. 各级电压要求一 样 2. 衡量点为 pcc，取 实测 95%概率值 或日累计超标不 允许超过 72min， 且每 30 min 中 超标不许超过 5min 3. 对测量方法和测 量仪器作出基本 规定 4. 提供不平衡度算 法
GB/T15945 —1995	电力系统 频率允许 偏差	1. 正常允许正负 0.2Hz，根据系统容 量可以放宽到正负 0.5Hz 2. 用户冲击引起的频率变动一般不 得超过正负 0.2%Hz	对测量仪器提出了基 本要求
GB/T18481— 2001	暂时过电 压和瞬态 过电压	1. 系统工频过电压限值 电压等级 (KV) 过电压限值 (p.u.) $U_m > 252(I)$ 1.3 $U_m > 252(II)$ 1.4 110 及 220 1.3 35~66 $\sqrt{3}$ 3~10 $1.1\sqrt{3}$ 注: 1. U_m 指工频峰值电压	1.暂时过电压包括工 频过电压和谐振过 电压。瞬态过电压 包括操作过电压和 雷击过电压 2. 工 频 过 电 压 $1.0p.u.=U_w/\sqrt{3}$ 。谐 振过电压和操作过

标准编号	标准名称	允许限制	说明								
		<p>2. $U_m > 252\text{kv}$ (I) 和 $U_m > (II)$ 分别指线路断路器两侧变电所的线路</p> <p>2. 操作过电压限值</p> <p>空载线路合闸、单相重合闸、成功的三相重合闸、非对称故障分闸及震荡节裂过电压限值</p> <table border="1"> <tr> <td>电压等级 (kv)</td> <td>过电压限值 (p.u.)</td> </tr> <tr> <td>500</td> <td>2.0</td> </tr> <tr> <td>330</td> <td>2.2</td> </tr> <tr> <td>110~252</td> <td>3.0</td> </tr> </table> <p>*表示该过电压相对地统计操作过电压</p>	电压等级 (kv)	过电压限值 (p.u.)	500	2.0	330	2.2	110~252	3.0	<p>电 压</p> <p>$1.0\text{p.u.} = \sqrt{2} U_m / \sqrt{3}$</p> <p>3. 除统计过电压 (不小于该值得概率为 0.02) 外, 凡未说明的操作过电压限值均为最大操作过电压 (小于该值的概率为 0.0014)</p> <p>4. 瞬态过电压还对空载线路分闸过电压、断路器开断并联补偿装置及变压器等过电压限值作出了规定。</p>
电压等级 (kv)	过电压限值 (p.u.)										
500	2.0										
330	2.2										
110~252	3.0										