

The Reactive Power Compensation Controller Based on DSP

Abstract

Power equipment and power electronic device spend a lot of reactive power , lead power factor to decrease, cause voltage fluctuation, flicker, three-phase imbalance and other problems. The purpose of this article is detecting the required reactive current compensation quickly and accurately, then a stable system is constructed, compensate the reactive power timely, which can ensure the security of power nets or power equipment operating normally. This article discusses the development methods of its controller from the system point.

First the basic principle of reactive power compensation and the main circuit of the TSC(thyristor switched capacitor) are analyzed, the third harmonic of the system is analyzed deeply, the solution of how to select the rate of electric resistance at different harmonic background is given.

Then a detailed theoretical analysis on traditional reactive power , sliding-window Fourier transform , Fryze's and instantaneous reactive power theory and a number of other detecting methods is done separately, and for obtaining a multi-parameter stable system, the closed-loop control method of TSC is discussed in detail, through analysis and comparison the controller's reactive power detecting algorithm and closed-loop control theory is determined.

Finally the Reactive Power Compensation Controller Based on DSP TMS320F2812 is introduced detailedly in hardware and software. Hardware: a detailed description of signal detection, thyristor trigger, input and display module circuit ;software: the design of the A/D data sampling, measuring frequency, extraction of fundamental reactive current, search algorithm of capacitors intelligent, keyboard and display subroutine.

Reactive power compensation algorithm simulation research is done based on the above work, the overall simulation for the system , then hardware test platform is built. The results show that the controller can measure the fundamental reactive current faster and operate stably, the entire device is

operating well,it has practical engineering value.

Keywords thyristor switched capacitor,sliding-window Fourier transform ,
digital signal processor ,fundamental reactive current

哈尔滨理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《基于 DSP 无功补偿控制器的研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明的部分外，不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文研究工作做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名： 朱晓清 日期： 2009 年 月 日

哈尔滨理工大学硕士学位论文使用授权书

《基于 DSP 无功补偿控制器的研究》系本人在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨理工大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨理工大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门提交论文和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨理工大学可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于

保密 ☐，在 年解密后适用授权书。

不保密 ☒。

（请在以上相应方框内打√）

作者签名： 朱晓清 日期： 2009 年 3 月 22 日

导师签名： 李国勇 日期： 2009 年 3 月 22 日

第1章 绪论

1.1 引言

异步电动机和变压器等设备要消耗大量的无功功率。这些无功功率如果不能及时地得到补偿的话,会对电网的安全、稳定运行产生不利影响。首先,无功功率的增加会导致电流的增大,这不仅使设备及线路的损耗增加,而且还会威胁到设备的安全运行;另外,电流和视在功率的增大也会导致发电机、变压器及其他电气设备容量的增加,同时,电力用户的启动及控制设备、测量仪表的尺寸和规格也要加大,这使电网的经济运行大打折扣;另外,无功储备的不足会导致电网电压水平的降低。此外,随着电力电子产业的发展,各个工业部门都采用大功率的硅整流设备,这些大型非线性整流负荷在运行中引起的功率因数下降、电压波动、闪变、三相不平衡以及波形畸变等一系列问题,已构成派生性的电网“公害”,严重的影响着整个电力系统的安全和经济运行。与此同时,各种复杂的精密设备对电能质量非常敏感,生产过程的自动化和智能化对电能质量也提出了更高的要求,因此电力部门与用户对电能质量的改善提出了迫切需求。在电力系统中,最大限度地发挥输电线路的设计容量和提高系统运行稳定性的问题日益突出,大功率冲击性负荷和不平衡负荷也日益严重,冲击性的无功功率的负载,会使电压产生剧烈的波动,例如电弧炉、轧钢机等大型设备会产生频繁的无功功率冲击,使电网的供电质量更加恶化。

对于大中型用电用户引起的电压波动会危害连接在其公共供电点的其他用户的电工设备,必须进行治理。加强电力系统的管理可以减少这些派生性“公害”的影响,但更有效和经济的方法是采用相应的动态无功功率补偿。

随着经济的发展,人们对电能质量的要求越来越高,而保持适量的无功裕度是电网安全、稳定、经济运行的重要保障。鉴于以上所述种种危害,如何快速有效地补偿电力系统中的无功负荷,是我们相关科研人员正在研究和亟待解决的问题^[1~3]。

1.2 无功补偿国内外研究的现状及其前景

早期的无功补偿装置为同步补偿器、饱和电抗器和并联电容器,多在系统

的高压侧进行集中补偿。至今并联电容器仍是一种主要补偿方式，应用范围广泛，只是控制器在不断的更新发展。同步补偿器的实质是同步电机，当励磁电流发生改变时，电机可随之平滑的改变输出无功电流的大小和方向，对电力系统的稳定运行有好处。但同步补偿器成本高，安装复杂，维护困难，使其推广使用受到限制。晶闸管的出现标志着电力电子技术的诞生，随着半导体制造技术和变流技术的发展，新型的电力电子器件不断问世，电力电子技术使无功补偿技术发展的非常快，下面首先简要介绍了一下传统的无功补偿方式。

1.2.1 传统无功补偿方式

1. 同步调相机 同步调相机是一台同步电动机，其无功输出可以通过调节励磁电流而连续的控制。当同步调相机接入交流系统后，在欠励磁情况下其行为类似于电感器，从交流系统吸收无功功率；而在过励磁情况下，其作用类似于电容器，向交流系统注入无功功率。正常运行时，同步调相机的机端电压等于系统电压，励磁电流为基准电流，此时同步调相机处于浮空状态，与系统没有无功交换。由于它是旋转电机，因此损耗和噪声都比较大，运行维护复杂，而其响应速度慢，在很多情况下已无法适应快速无功功率控制的要求。

2. 饱和电抗器 饱和电抗器是非线性元件，它利用铁磁质的磁导率可变进行工作，通过改变铁芯磁通从而改变磁导率，以调节电抗器的电感量，起到直流控制交流的作用。饱和电抗器与同步调相机相比，具有静止型的优点，响应速度快；但是由于其铁心需磁化到饱和状态，因此损耗和噪声都很大，而且存在非线性电路的一些特殊问题，又不能分相调节以补偿负荷的不平衡，所以未能占据静止补偿装置的主流。

3. 静电电容器 静电电容器可以改善线路参数，减少线路感性无功功率，补偿系统无功。但由于它供给的无功功率与节点电压的平方成正比，当节点电压下降时，它供给的无功功率反而会减少，所以电容器的无功功率调节性能比较差。但由于维护比较方便，装设容量可大可小，既可集中使用、又可分散装设，所以目前仍是我国主要的补偿方式。

1.2.2 无功补偿技术的现状

20 世纪 70 年代以来，出现了静止无功补偿技术，这种技术经过 30 多年的发展，经历了一个由不断创新、发展完善的过程^[4]。所谓静止无功补偿是指用不同的静止开关投切电容器或电抗器，使其具有吸收或发出无功电流的能力，

具有提高系统的功率因数、稳定系统电压、抑制系统振荡等功能。目前这种静止开关主要分为两种,即断路器和电力电子开关。由于用断路器作为接触器的开关速度较慢,约为 10s-30s,不可能快速跟踪负载无功,随着电力电子技术的发展及其在电力系统中的应用,交流无触点开关 SCR、GTR、GTO 等的出现,将其作为投切开关,速度可以提高 500 倍(约为 10 μ s),对任何参数,无功补偿都可以在一个周波内完成,而且可以进行单相调节。现今所指的静止无功补偿装置一般专指使用晶闸管的无功补偿设备,主要有以下三种类型:第一类是饱和电抗器(SR: Saturated Reactor);第二类是晶闸管控制电抗器(TCR: Thyristor Control Reactor)、晶闸管投切电容器(TSC: Thyristor Switched Capacitor),这两种装置统称为 SVC(Static Var Compensator);第三类是采用自换相变流技术的静止无功补偿装置-高级静止无功发生器(SVG: Static Var Generator)。即根据电力电子变流装置的特点可将无功补偿与谐波抑制同时考虑。国内外对 SVG 的建模、控制模式、结构设计和不对称控制等做了很多的研究,但在实用化过程中这类技术存在一些问题:结构复杂、控制难度大、制造与维修不便、成本较高等。无功就地补偿中要求装置体积小、重量轻、结构简单易于安装和维护。根据我国国情,此类装置的实用化仍要一段时间。而 TSC 装置非常适合于在无功就地补偿领域推广,与传统的 TCR 相比,无论从结构上还是从技术上都更为简单,可靠性更高,作为 TCR 的替代技术有着良好的应用背景^[5]。

TSC 隶属于静止无功补偿装置 SVC, SVC 隶属于 FACTS 家族,所以下面简要介绍一下 FACTS 技术。

柔性交流输电系统是 Flexible Alternative Current Transmission Systems 的中文翻译,英文简称 FACTS,也称为灵活交流输电系统,指应用于交流输电系统的电力电子装置,其中“柔性”是指对电压电流的可控性;如装置与系统并联可以对系统电压和无功功率进行控制,装置与系统串联可以对电流和潮流进行控制^[6-8]。

FACTS 技术的概念最初是由美国著名的电力系统专家 N.G.Hingorani 于 1986 年提出的,后经多次修订,1997 年 IEEE PES 冬季会议上对 FACTS 的定义如下:所谓柔性交流输电(FACTS),即是装有电力电子型或其它静止型控制器以加强可控性和增大电力传输能力的交流输电系统。FACTS 控制器是可提供一个或多个控制交流输电系统参数的电力电子型系统和其他静止型设备由此可见,FACTS 技术的实质就是将电力电子技术与现代控制技术相结合,以实现系统电压、线路阻抗、相位角、功率潮流的连续调节控制,从而大幅度提

高线路输电能力和提高电力系统稳定水平,降低输电损耗。

目前,FACTS 家族的品种繁多,如静止无功补偿器(SVC)、静止同步补偿器(STATCOM)、可控串补(TCSC)、静止同步串联补偿器(SSSC)及统一潮流控制器(UPFC)等,相间功率控制器(IPC)、晶闸管控制制动电阻器(TCBR)、晶闸管控制电压限制器(TCVL)、电池储能系统(BESS)、超导磁能储存器(SMES)。

1.2.3 TSC 产品的发展方向

1. 进一步提高 TSC 产品的可靠性,降低产品成本 TSC 产品是集强电(晶闸管、电容器等)与弱电(微处理器、存储器等)于一体,它们间的电磁干扰是非常严重的。合理选择电子器件及设计控制器电路,合理选择检测物理量和控制算法,进一步提高产品的可靠性和抗干扰能力,减小投切的振荡,降低产品成本,提高产品的竞争力是今后的一个研究方向。

2. 无功参量的快速检测及控制新方法,快速准确地检测系统的无功参数,是 TSC 进行快速动态补偿的前提条件。虽然目前提出了一些检测方法,如测无功、相位差、瞬时无功电流等,但对于三相不平衡系统、存在谐波的系统无功功率的定义及无功参数的测量还值得研究。随着计算机数字控制技术和智能控制理论的发展,一些先进的控制方法引入 TSC 控制,提高其智能控制水平也是一项非常有意义的工作。

3. 研制兼具补偿无功和抑制谐波的多功能产品二(TSC 实现了电容器快速、无冲击投切,但当供电系统或负荷中存在大量谐波时,往往由于谐波放大导致电容器损坏或晶闸管烧毁)研制开发兼有 TSC 与电力滤波器双重优点的晶闸管开关滤波器(TSF-Thyristor Switched Filter),将成为改善系统功率因数、抑制谐波、稳定系统电压、改善电能质量的有效手段。

4. 高压系统中的 TSC 技术。由于受到晶闸管耐压水平的限制,目前用于高压系统的 TSC 是通过变压器降压接入的,如用于电气化铁道牵引变电所中的 TSC 研制直接接入高压电网(如 10kv)进行高压动态无功补偿的装置具有重要意义。该方式的关键问题是要解决补偿装置可控硅和二极管的耐压,即多个晶闸管元件串联及均压、触发控制的同步性等^[9]。

1.3 研究的目的是和意义

无功补偿是提高电力系统功率因数的一种有效且经济的方法,因而逐步得到了广泛的应用。它在电力系统的应用,除了可提高输送容量外,还可提高电

网电压质量,减少大型用电设备投入时对电网冲击而引起的电压波动,改善大型电动机起动的条件。特别是无功补偿为减少电气线路和电气设备中的能量损耗,发挥着难以替代的作用。静止无功补偿器 SVC (Static Var Compensator)作为 70 年代发展起来的一种并联无功补偿装置,在国内外的输配电系统中有着十分广泛的应用,作为电能质量的重要一环,无功功率的补偿在提高供电和用电设备的安全可靠运行、提高功率因数、降低电路损耗、减少设备容量等许多方面作用明显。静止无功补偿装置还可以改善电网枢纽点的电压控制;提高静态和暂态稳定性;抑制系统暂时过电压;增加阻尼,抑制低频和次同步振荡;改善直流换流站动态无功补偿性能等功能^[10,11]。

然而在谐波含量较大的场合,三相不平衡时,电压和电流不再是正弦波,补偿情况也变的复杂,本课题就是研究在这种情况下,如何快速准确的测得无功量,并进行稳定的投切。可见研究无功补偿问题具有十分重要的意义。

1.4 本课题来源及主要研究内容

本课题来源于哈尔滨特通电气有限公司。

本文在分析了无功补偿原理和 TSC 的主电路的基础上,详细的介绍了基于 DSP-TMS320F2812 无功补偿控制器的软硬件设计并进行了算法和系统仿真,主要研究内容如下:

1. 绪论引言部分主要介绍了无功补偿在国内外的研究背景发展状况,和它在柔性交流输电中所处的位置,然后介绍了 TSC 型无功补偿装置的发展方向,最后简要介绍了无功补偿的意义和重要性。

2. 建立了无功补偿的数学模型,着重介绍了 TSC 的工作原理和主电路形式并进行了谐波的分析,简要介绍了串联电抗器电抗率的选择;详细分析了各种无功量的检测方法,然后从电压、补偿电流等方面讨论了 TSC 控制器的闭环控制方法。

3. 控制器硬件设计:介绍了控制芯片 TMS320F2812 及其最小系统实现方法,在此基础上设计了信号检测、晶闸管触发及输入和显示模块电路;控制器的系统软件:设计了数据采样、测频、基波无功电流提取、电容器智能搜索算法、键盘及显示等子程序。

4. 在对无功补偿原理及 TSC 控制方法进行深入分析的基础上,首先对本控制器的无功量检测算法进行了仿真研究,在此基础上,对无功补偿系统进行了仿真研究。

第2章 无功补偿基本原理

2.1 无功补偿基本原理

对电力系统中无功功率进行快速的动态补偿，可以实现如下功能：

1. 对动态无功负载的功率因数校正
2. 改善电压调整率
3. 提高电力系统的静态和动态稳定性
4. 降低过电压
5. 减少电压闪烁
6. 阻尼次同步振荡
7. 减少电压和电流的不平衡

应当指出，以上这些功能虽然是相互关联的，但实际的静止无功补偿装置往往只能以其中某一条或某几条为直接控制目标，其控制策略也因此而不同。

补偿功率因数的功能及原理是大家熟知的，下面仅以改善电压调整的基本功能来对无功功率动态补偿的原理做一下简要的介绍。

如图 2-1a)所示为系统、负载和补偿器的单相等效电路。其中 U 为系统线电压； R 和 X 分别为系统电阻和电抗。设负载变化很小，故有 $\Delta U \ll U$ ，则假定 $R \ll X$ 时，反映系统电压与无功功率关系的特性曲线如图 2-1b)中实线所示，由于系统电压变化不大，其横坐标也可换为无功电流。

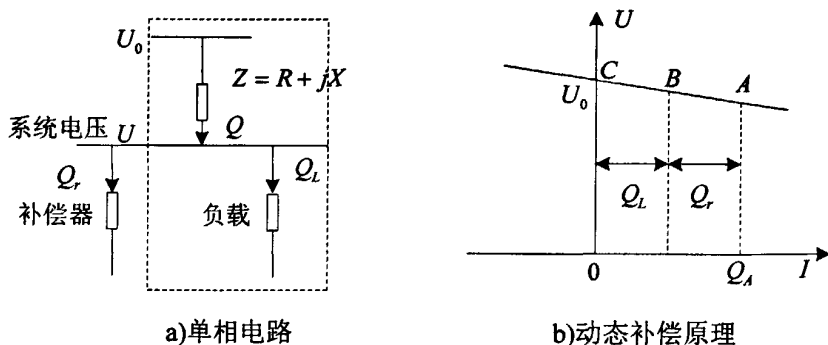


图 2-1 无功功率动态补偿原理

Fig.2-1 Compensation principle of reactive power dynamic

可以看出该特性曲线是向下倾斜的，即随着系统供给的无功功率 Q 的增

加，供电电压下降。实际上，由电力系统中的分析可知，系统的特性曲线近似用下式表示：

$$U = U_0 \left(1 - \frac{Q}{S_{sc}} \right) \quad (2-1)$$

或者写为

$$\frac{\Delta U}{U_0} = - \frac{\Delta Q}{S_{sc}} \quad (2-2)$$

式中： U_0 为无功功率为零时的系统电压； S_{sc} 为系统短路容量。

可见，无功功率的变化将引起系统电压成比例的变化。

投入补偿器之后，系统供给的无功功率为负载和补偿器无功功率之和，即

$$Q = Q_L + Q_r \quad (2-3)$$

2.1.1 理想补偿器的等效电路及特性

在实际应用中，常常把负载包括在系统之内考虑，把补偿系统等效为一个串联一定内阻的电压源，如图 2-2a) 点划线框内部分，并忽略内部阻抗中的电阻，而电抗记为 X_s 。等效后系统电源电压为等效前连接点处未接补偿器时的电压^[12]。另外补偿器具有维持连接点电压恒定的作用，故可以将其视为恒定电压源，电压值取为系统未接补偿器时连接点处的正常工作电压，也就是补偿器未接且负载无功不变时的供电电压，记为 U_{ref} 。其电压—电流特性如图 2-2b) 所示（ I_C 为容性无功电流、 I_L 为感性无功电流），为一水平直线，由于电流为无功电流，电压又维持一定，因此也可以看作电压—无功功率特性曲线。

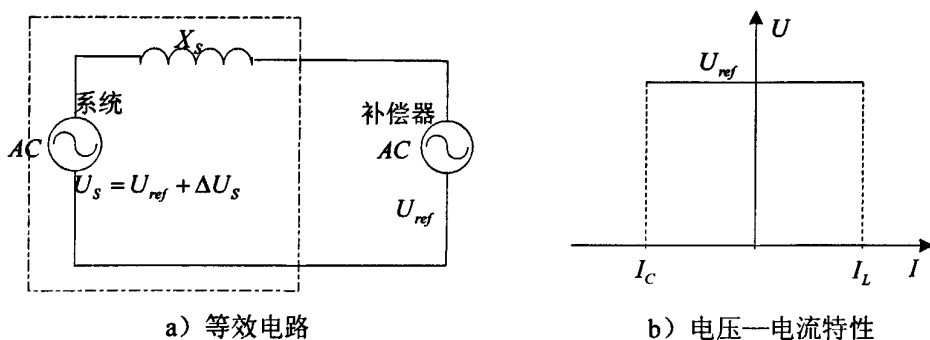


图 2-2 理想补偿器的等效电路及特性

Fig.2-2 Equivalent circuit and characteristics of ideal compensator

负载无功变化使连接点处电压变化 ΔU_s 时，接入补偿器后，连接点电压即可以回到正常值。此时补偿器吸收的无功功率为：

$$Q_r = \frac{\Delta U_s U_{ref}}{X_s} \quad (2-4)$$

2.1.2 非理想补偿器的等效电路及特性

实际的静止补偿装置一般不设计成具有水平的电压—电流特性，而是设计成具有如图 2-3 所示的倾斜特性，倾斜的方向是电压随吸收的感性电流的增加而升高。在下述中将看到，这种倾斜的特性可以兼顾补偿器容量和电压稳定的要求。另外，这种倾斜特性可以改善并联的补偿器之间的电流分配，并有利于预留稳定要求的无功备用。

电压—电流特性的斜率表明，补偿器电压随无功电流的变化而有一定的变化，因此其等效电路可以看作在恒定电压源的基础上还串联了一个等效电抗 X_r ，如图 2-3 所示。由该等效电路可得，当未接补偿器时，由于负载无功的变化所引起连接点电压的变化为 ΔU_s 时，也即等效电路中若系统电源电压变化为 ΔU_s 时，则投入补偿器后补偿器吸收的无功功率为：

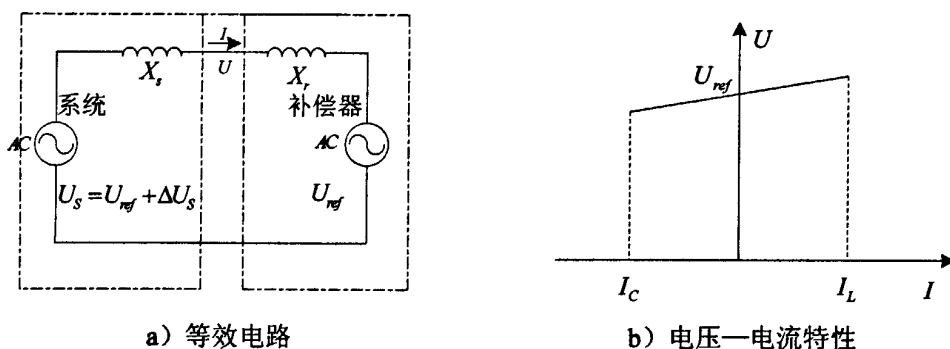


图 2-3 实际补偿器的等效电路及特性

Fig.2-3 Equivalent circuit and characteristics of actual compensator

$$Q_r = \frac{\Delta U_s U_{ref}}{X_s + X_r} \quad (2-5)$$

可见与理想补偿器相比，所需吸收的无功功率减少了。而连接点电压并不像理想补偿时那样保持正常值不变，而是变化了：

$$\Delta U = \frac{\Delta U_s X_r}{X_s + X_r} \quad (2-6)$$

2.2 TSC 原理分析

单相 TSC 的原理结构如图 2-4 所示，它由电容器、反并联晶闸管和阻值很小的限流电抗器组成，限流电抗器的主要作用是限制晶闸管阀由于误操作引起的浪涌电流，而这种误操作往往是由于误控制导致电容器在不适当的时机进行投入引起的^[13,14]。同时，限流电抗器与电容器通过参数搭配可以避免与交流系统电抗在某些特定频率上发生谐振。

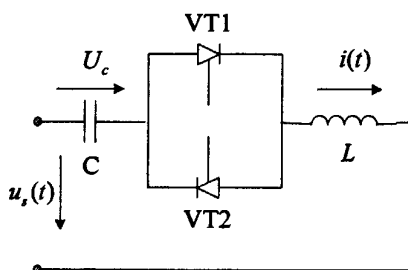


图 2-4 TSC 原理结构图

Fig.2-4 Diagram of TSC principle structure

TSC 有两个工作状态，即投入和断开状态。投入状态下，反并联晶闸管之一导通，电容起作用，TSC 发出容性无功功率；断开状态下，反并联晶闸管均阻断，TSC 支路不起作用，不输出无功功率。

当 TSC 支路投入运行并进入稳态时，假设母线电压是标准的正弦信号：

$$u_s(t) = U_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (2-7)$$

忽略晶闸管的导通压降和损耗，认为是一个理想开关，则 TSC 支路的电流为：

$$i(t) = \frac{k^2}{k^2 - 1} \times \frac{U_m}{X_C} \cos(\omega t + \alpha) \quad (2-8)$$

式中： $k = \sqrt{X_C / X_L} = \omega_n / \omega$ 为 LC 电路自然频率与工频之比； $X_C = 1 / \omega C$ ； $X_L = \omega L$ 。

电容上电压的幅值为：

$$U_C = \frac{k^2}{k^2 - 1} U_m \quad (2-9)$$

电容电流过零时，晶闸管自然关断，TSC 支路被断开，此时电容上的电压达到极值，即 $U_{C,i=0} = \pm k^2 / (k^2 - 1) U_m$ （其中“+”号对应电容电流由正变为零，晶闸管自然关断的情况，“-”号对应电容电流由负变为零，晶闸管自然关断的

情况) 此后, 如果忽略电容的漏电损耗, 则其上的电压将维持极值不变, 而晶闸管承受的电压在零和交流电压峰—峰值之间变化。

实际上, 当 TSC 支路被断开后, 为了安全起见, 或者由于电容的漏电效应, 电容上的电压将不能维持其极值, 当再次投入时, 电容上的残留电压将为零到 $\pm k^2/(k^2-1)U_m$ 之间的某个值。

设母线电压是标准的正弦信号 $u_s(t) = U_m \sin(\omega t + \alpha)$, 投入时电容上的残压为 U_{co} , 忽略晶闸管的导通压降和损耗, 认为是一个理想开关, 则用拉氏变换表示的 TSC 支路电压方程为:

$$U(S) = \left[LS + \frac{1}{CS} \right] I(S) + \frac{U_{co}}{S} \quad (2-10)$$

式中: $U(S)$ 、 $I(S)$ 分别为端电压和支路电流的拉氏变换, 以晶闸管首次触发的时刻作为计算时间的起点, 对应的电压波形中的角度是 α 。经过简单的变换处理及逆变换后可以得到电容器上的瞬时电流为:

$$i(t) = I_{1m} \cos(\omega t + \alpha) - kB_C \left[U_{co} - \frac{k^2}{k^2-1} U_m \sin(\alpha) \right] \sin \omega_n t - I_{1m} \cos \alpha \cos \omega_n t \quad (2-11)$$

式中: $\omega_n = 1/\sqrt{LC} = k\omega$ 是电路的自然频率; $B_C = \omega C$ 是电容的基波电纳; $I_{1m} = U_m B_C k^2/(k^2-1)$ 是电流基波分量的幅值。

右侧两项为电流振荡分量, 其频率为自然频率, 实际上会由于该支路电阻的影响而逐渐衰减为零。从上式可以看到, 如果希望投入 TSC 支路时完全没有过度过程, 即后边两项振荡分量为零, 必须同时满足以下两个条件:

自然换相条件:

$$\cos \alpha = 0 \quad (2-12)$$

零电压切换条件:

$$U_{co} = \frac{k^2}{k^2-1} U_m \sin(\alpha) = \pm \frac{k^2}{k^2-1} U_m \quad (2-13)$$

2.3 TSC 主电路拓扑结构

2.3.1 接线方式

TSC 的主电路按照晶闸管和电容器的连接方式, 可以大致分为 4 种类型: 星形有中线、星形无中线; 角外接法、角内接法。其中前两者统称为星形接法, 后两者统称为三角形接法^[15]。

1. 星形有中线 如图 2-5 所示, 这种接法优点在于, 晶闸管电压定额降低, 可以进行分相投切; 但由于中线存在, 对三倍次谐波无抑制作用, 所以晶闸管电流定额增大, 因此该接线方式适合系统电压波形畸变率很小且电网负荷三相不平衡的情况。为了限制涌流和抑制谐波, 通常在中线上加装限流电抗器。

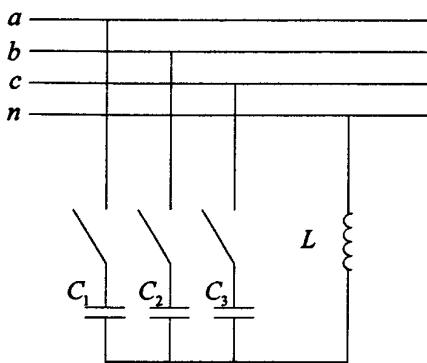


图 2-5 星型有中线

Fig.2-5 Star-connection with the center line

2. 星形无中线 如图 2-6 所示, 与星形有中线相比, 该接线方式由于取消了中线, 对三倍次谐波有抑制作用, 对系统无污染; 但需两相电容才能形成回路, 不能进行分相投切, 因此, 该方式不适合补偿电网负荷三相不平衡的情况。

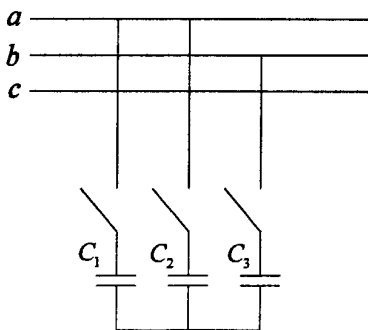


图 2-6 星型无中线

Fig.2-6 Star-connection without the center line

3. 角外接法 如图 2-7 所示, 晶闸管处于电容器三角形的外部。按照电工理论中的角接到星接变换原理, 在电容器总容量相等的情况下, 角外接法和星形无中线对外电路所表现的特性都是一样的。实际中, 多采用三角形接法。角

外接法对三倍次谐波也有抑制作用；与角内接法相比，体积小，但不易控制，投切时暂态过程较长适合于三相平衡负载。

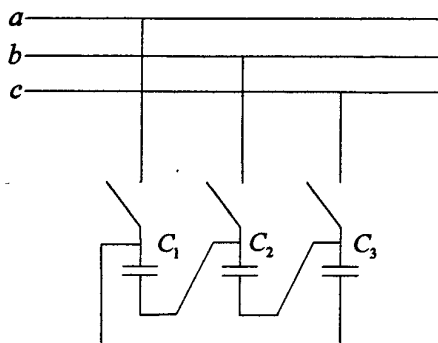


图 2-7 角外接法

Fig.2-7 Angle joint outside

4. 角内接法 如图 2-8 所示，晶闸管处于电容器三角形的内部。该接法对系统无污染，相对另外 3 种接法，晶闸管电流定额小，只有相电流的 58%，但晶闸管电压定额较大。

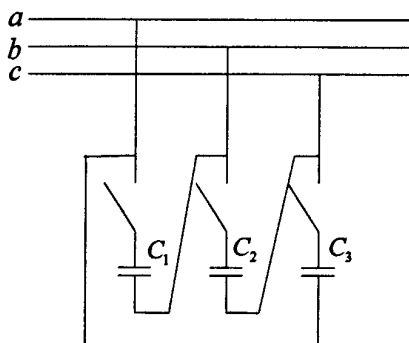


图 2-8 角内接发

Fig.2-8 Angle joint inside

当有较大不平衡负载时，三角形接法的电容器组也可令各相电容值不等，根据各相负荷大小作分相补偿。

除了三角形接法和星形接法外，还常常使用三角形和星形相结合的接法这种接法的优点在于能综合三角形接法和星形接法的长处，使补偿装置的性价比达到最优。

2.3.2 TSC 谐波分析

以上四种接线方式对三次谐波进行讨论^[16]。

按照国家标准，电网电压波形畸变率一般应不超过 5%。因为电力系统中主要以 3 次谐波为主，为方便，在以下讨论中，设电网电压中仅包含 5% 的三次谐波，即：

$$\begin{cases} u_a = u_{a1} + u_{a3} = U_{m1} \sin \omega t + U_{m3} \sin 3\omega t \\ u_b = u_{b1} + u_{b3} = U_{m1} \sin(\omega t - 120^\circ) + U_{m3} \sin 3\omega t \\ u_c = u_{c1} + u_{c3} = U_{m1} \sin(\omega t + 120^\circ) + U_{m3} \sin 3\omega t \end{cases} \quad (2-14)$$

设定 $U_{m3} = 0.05U_{m1}$ ，设图 2-5 到图 2-8 中各种方式的补偿容量相等，设图 2-5 中单相补偿容量为 Q ，电容量为 C ，则单相电容容纳 $Y_1 = j\omega C$ ，3 次谐波容纳 $Y_3 = j3\omega C$ 。

1. 星型有中线 此方式的优点在于可以进行分相投切，从而补偿电网负荷的三相不平衡。由假设可知，每相电容器支路上流过的基波电流 I_1 和 3 次谐波电流 I_3 分别为：

$$I_1 = Y_1 U_{m1} / \sqrt{2} = j\omega C U_{m1} / \sqrt{2} \quad (2-15)$$

$$I_3 = Y_3 U_{m3} / \sqrt{2} = j3\omega C U_{m3} / \sqrt{2} \quad (2-16)$$

由式(2-14)可知，三相基波电压完全对称，所以三相基波电流合成值为零；而三相电压的 3 次谐波大小相等，方向相同，所以三相 3 次谐波电流也大小相等，方向相同，他们汇合后由中线回流到系统，中线电流 I_n 为：

$$I_n = 3I_3 = j9\omega C U_{m3} / \sqrt{2} \quad (2-17)$$

由式(2-12)、(2-13)、(2-14)可得：

$$\frac{I_3}{I_1} = \frac{3U_{m3}}{U_{m1}} = 0.15 \quad (2-18)$$

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{9U_{m3}}{U_{m1}} = 0.45 \quad (2-19)$$

2. 星型无中线 此方式由于取消了中线，需两相电容才能形成回路，因此不能分相投切补偿三相负荷不平衡。与星形有中线相同，三相基波电压完全对称，所以三相基波电流合成值为零；3 次谐波电流则由线电压决定，以 AB 相间为例：

$$U_{ab} = U_a - U_b = \sqrt{3}U_{m1} \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (2-20)$$

由式(2-20)可知，因三相电压的 3 次谐波大小相等，方向相同，在线电压

中相互抵消，电容支路中只有基波电流为：

$$I = I_1 = Y_1 U_{m1} / \sqrt{2} = j\omega C U_{m1} / \sqrt{2} \quad (2-21)$$

由此可见，星形无中线方式对 3 倍次谐波具有抑制作用，不对系统产生谐波污染。

3. 角外方式 按照电工理论中的“星网变换”原理，在电容器总容量相等的情况下，角外方式和星形无中线对外电路所表现的特性都是一样的，对晶闸管而言，无论是星接还是角接，流过的电流大小相等，所承受的电压也一样。由于三相电压源的 3 次谐波向量相等，在电容器组中不会产生 3 次谐波，对系统没有谐波污染。星接与角接相比较，由于三相电容器在价格和体积上的优势，所以实际使用中多采用三相电容器。相对星型有中线接法，角外方式也不能实现分相补偿。

4. 角内方式 与角外接法一样，角内接法也不会对系统造成谐波污染，它的另一优点在于，晶闸管上流过的电流是电容线电流。以 AB 相为例：

$$I_{ab} = Q / U_{ab} = Q / \sqrt{3} U_\phi = 0.58 I_\phi \quad (2-22)$$

只有相电流的 58%，其缺点是它也不能进行分相补偿。

2.3.3 TSC 中串联电抗器的选择

2.3.3.1 并联电容器和谐波的相互影响

补偿容量与供电电压平方成正比，是并联电容器的缺点之一。而其更为严重的缺点是与谐波之间的互相影响，包括：

1. 谐波对并联电容器的直接影响 谐波电流叠加在电容器的基波电流上，使电容器电流有效值增大，温升增高，甚至引起过热而降低电容器的使用寿命或使电容器损坏。谐波电压叠加在电容器基波电压上，不仅使电容器电压有效值增大，并可能使电压峰值大大增加，使电容器运行中发生的局部放电不能熄灭。这往往是使电容器损坏的一个主要原因。

2. 并联电容器对谐波电流放大 电容器将谐波电流放大，不仅危害电容器本身，而且会危及电网中的电气设备，严重时会造成损坏，甚至破坏电网的正常运行。据统计，由于谐波而损坏的电气设备中，电容器约占 40%，其串联电抗器约占 30%，其他因谐波而损坏的电气设备也与电容器有很大关系。

下面将讨论并联电容器对谐波电流的放大及对策。并联电容器对谐波电流放大的原理在没有电容设备且不考虑输电线路的电容时，电力系统的谐波阻抗 Z_m 可由下式近似表示：

$$Z_{sn} = R_{sn} + jX_{sn} = R_{sn} + jnX_s \quad (2-23)$$

式中：系统的 n 次谐波电阻 R_{sn} ； n 次谐波电抗 X_{sn} ， $X_{sn} = nX_s$ ；工频短路电抗 X_s 。

设并联电容器的基波电抗为 X_c ， n 次谐波电抗为 X_{cn} ，则有 $X_{cn} = X_c / n$

并联电容器后，系统的谐波等效电路如图 2-9 所示，系统的 n 次谐波阻抗变为 Z'_{sn} 。

$$Z'_{sn} = -jX_{cn}Z_{sn} / R_{sn} + (X_{sn} - X_{cn}) \quad (2-24)$$

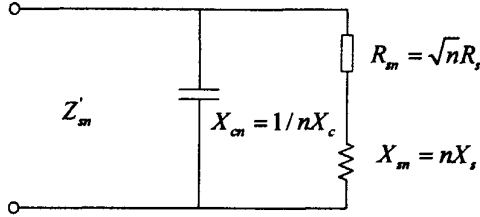


图 2-9 并联电容器的系统谐波等效电路

Fig.2-9 Equivalent circuit of parallel capacitor system harmonic

由上式可见，装设电容器之后，系统谐波阻抗发生变化，既可为感性也可为容性，并且对特定频率的谐波，并联电容器可能与系统发生并联谐振，使等效谐波阻抗达到最大值。电力系统中主要谐波源为电流源，其主要特征是外阻抗变化时电流不变，如图 2-10 所示， I_n 为谐波源的 n 次谐波电流， I_{sn} 为进入电网的谐波电流； I_{cn} 为进入电容器的谐波电流

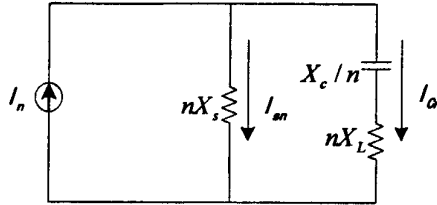


图 2-10 谐波电流等效电路

Fig.2-10 Equivalent circuit of harmonic current

在这种情况下， I_{sn} 和 I_{cn} 分别为：

$$I_{sn} = [-jX_{cn} / R_{sn} + j(X_{sn} - X_{cn})] I_n \quad (2-25)$$

$$I_{cn} = [R_{sn} + jX_{sn} / R_{sn} + j(X_{sn} - X_{cn})] I_n \quad (2-26)$$

由上式可知 $X_{sn} = X_{cn}$ 时，并联电容器与系统阻抗发生并联谐振， I_{sn} 和 I_{cn}

均远大于 I_n 谐波电流被放大。 $X_{sn} = nX_s$, $X_{cn} = X_c/n$, 故谐振点谐波次数为 $n_0 = \sqrt{X_c/X_s}$, 即当谐波源中含有次数为 $\sqrt{X_c/X_s}$ 的谐波时, 将引起谐振。若谐波源中含有次数接近 $\sqrt{X_c/X_s}$ 的谐波, 虽不谐振, 但也会导致该次谐波被放大。

2.3.3.2 串联电抗器的选择

通常给并联电容器串接一定电抗器, 改变并联电容器与系统阻抗的谐振点, 以避免谐振。由于通常 $R_{sn} \ll X_{sn}$, 故可忽略 R_{sn} 。这样串接电抗器之后, I_{sn} 和 I_{cn} 变为:

$$I_{sn} = \frac{nX_L - X_c/n}{nX_s + (nX_L - X_c/n)} I_n \quad (2-27)$$

$$I_{cn} = \frac{nX_s}{nX_s + (nX_L - X_c/n)} I_n \quad (2-28)$$

式中: X_L 串联电抗器的基波电抗。

1. 电网谐波中以 3 次为主 当电网谐波以 3 次及以上为主时, 一般为 12% 也可采用 4.5%-6% 与 12% 两种电抗器^[17~19]。3 次谐波含量较小, 可选择 0.5%-1% 的串联电抗器, 但应验算电容器投入后 3 次谐波放大是否超过或接近限值, 并有一定裕度; 3 次谐波含量较大, 已经超过或接近限值, 可以选择 12% 或 4.5%-6% 串联电抗器混合装设。

2. 电网谐波中以 3、5 次为主 3 次谐波含量很小, 5 次谐波含量很大, 选择 4.5-6% 的串联电抗器, 尽量不使用 0.1%-1% 的串联电抗器; 3 次谐波含量略大, 5 次谐波含量较小, 选择 0.1%-1% 的串联电抗器, 但应验算电容器投入后 3 次谐波放大是否超过或接近限值, 并有一定裕度。

3. 电网谐波为 5 次及以上的 5 次谐波含量较小, 应选择 4.5%-6% 的串联电抗器; 5 次谐波含量较大, 应选择 4.5% 的串联电抗器。对采用 0.1%-1% 的串联电抗器, 要防止对 5 次、7 次谐波的严重放大或谐振; 对于采用 4.5%-6% 的串联电抗器, 要防止对 3 次谐波的严重放大或谐振。当系统中无谐波源时, 为防止电容器组投切时产生的过电压和对电容器组正常运行时的静态过电压、无功过补时电容器端的电压升高的情况分析计算, 可选用 0.5%-1% 的电抗器。

2.4 本章小结

本章首先以改善电压调整为目标分析了无功补偿的原理, 分别在理想和非理想情况下进行了系统建模, 分析了连接点处的电压和无功补偿容量之间的关

系，然后着重介绍了 TSC 的工作原理和主电路形式并针对每种主电路做了三次谐波的分析，最后分析了谐波对电容器的影响和串联电抗器电抗率的选择。

第3章 无功量检测的算法和 TSC 的控制方法

3.1 正弦条件下无功量的检测方法

在线性电路中，负载是线性的，电路中的电压和电流都是正弦波。设电压和电流可分别表示为：

$$u = \sqrt{2}U \sin \omega t \quad (3-1)$$

$$\begin{aligned} i &= \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) = \\ &\sqrt{2}I \cos \varphi \sin \omega t - \sqrt{2}I \sin \varphi \cos \omega t = \\ &i_p + i_q \end{aligned} \quad (3-2)$$

式中： φ 为电流滞后电压的相角。

电流 i 被分解为和电压同相位的分量 i_p 和比电压滞后 90° 的分量 i_q 。 i_p 和 i_q 分别为^[20]：

$$\begin{cases} i_p = \sqrt{2}I \cos \varphi \sin \omega t \\ i_q = \sqrt{2}I \sin \varphi \cos \omega t \end{cases} \quad (3-3)$$

电路的有功功率 P 就是其平均功率，即

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u i d(\omega t) = \\ &\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (u i_p + u i_q) d(\omega t) = \\ &\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (UI \cos \varphi + UI \cos \varphi \cos 2\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (-UI \sin \varphi \sin 2\omega t) d(\omega t) = \\ &UI \cos \varphi \end{aligned} \quad (3-4)$$

电路的无功功率定义为

$$Q = UI \sin \varphi \quad (3-5)$$

可以看出， Q 就是式(3-4)中被积函数的第 2 项无功功率分量 $u i_q$ 的变化幅度。 $u i_q$ 的平均值为零，表示了其有能量交换而并不消耗功率。 Q 表示这种能量交换的幅度。在单相电路中，这种能量交换通常是在电源和具有储能原件的负载之间进行的。从式(3-4)可看出，真正的功率消耗是由被积函数的第 1 项有功

功率分量 ui_p 产生的。因此，把式(3-3)所描述的 i_p 和 i_q 分别称为正弦电路的有功电流分量和无功电流分量。

对于发电机和变压器等电气设备来说，其额定电流值与导线的截面积及铜损耗有关，其额定电压和绕组电气绝缘有关，在工作频率一定的情况下，其额定电压还和铁心尺寸及铁心损耗有关。因此，工程上把电压电流有效值的乘积作为电气设备功率设计极限值，这个值也就是电气设备最大可利用容量。因此，引入如下视在功率的概念：

$$S = UI \quad (3-6)$$

从式(3-4)可知，有功功率 P 的最大值为视在功率 S ， P 越接近 S ，电气设备的容量越得到充分利用。为了反映 P 接近 S 的程度，定义有功功率和视在功率的比值为功率因数 λ 。

$$\lambda = \frac{P}{S} = \cos \varphi \quad (3-7)$$

从式(3-4)和式(3-6)可以看出，在正弦电流中，功率因数是由电压和电流之间的角度差决定的。在这种情况下，功率因数常用 $\cos \varphi$ 来表示。

从式(3-4)、式(3-5)和式(3-6)可知 S 、 P 和 Q 有如下关系：

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (3-8)$$

应该指出，视在功率只是电压和电流的乘积，它并不能准确反映能量交换和消耗的强度。在一般电路中，视在功率并不遵守能量守恒定律。

3.2 非正弦条件下无功量检测方法

非正弦电路中，有功功率定义已被公认，无功功率的定义却一直还没有定论。在非正弦波形下有关无功量的提取有三种方法，其一是时域分析法，其二是频域分析法，其三是三相电路瞬时无功功率^[21,22]。

随着半导体行业和电力工业的发展，各种整流器件、换流设备以及其他非线性负荷大量安装在电力系统，导致系统电压电流波形畸变，含有很多高次谐波，像 $6k \pm 1$ 次谐波在一些可控硅装置中含量就特别丰富，这样就使得原有的正弦情况下的无功定义在工程运用中不适用、不方便。在非正弦电路中，电压、电流、有功功率的定义已经为大家所公认，无功功率的定义却一直还没有定论，传统的无功功率定义也颇具争议。

1927 年以来，不断有人提出非正弦电路中无功功率的定义。总的来说，主要分为三种方法。第一种是频域分析观点，建立在傅立叶级数分解的基础上，

以 Budeanu 为代表，为经典的无功理论定义。此后，Shepherd and Zakihani、Sharon、Emanuel、Czanecki、在 Budeanu 的基础上提出了他们各自不同的观点。第二种是时域分析的观点，以 Fryze 为代表，Fryze 的时域分析方法为无功功率的定义开辟了一个新的思路，它不需要对电流、电压进行傅立叶级数分解。时域法的主要优点是较易测量，便于做成简单的仪表或者补偿装置。此后，Dusters and Moore, Slonmin and Van Wyk 等人不断地完善这个理论。第三种是 20 世纪 80 年代由 Akagi 提出的瞬时无功理论，解决了谐波和无功功率的瞬时检测和不用储能元件实现谐波和无功补偿问题。

3.2.1 频域方法提取无功量

在含有谐波的非正弦电路中，有功功率、视在功率和功率因数的定义均和正弦电路相同。有功功率仍为瞬时功率在一个周期内的平均值。视在功率、功率因数仍分别由式(3-6)和式(3-7)来定义这几个物理量的物理意义也没有变化。无功功率的频域分析建立在傅立叶级数分解的基础上，以 Budeanu 为代表。

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \times I_n \times \cos \varphi_n \quad (3-9)$$

$$Q_B = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \times I_n \times \sin \varphi_n = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n \quad (3-10)$$

$$S^2 = P^2 + Q_f^2 = P^2 + Q_B^2 + D^2 \quad (3-11)$$

式中： Q_B 称为无功功率，为每次谐波分量无功的总和； D 称为畸变功率，由不同频率的电压电流产生； n 为谐波次数； U_n 、 I_n 分别为 n 次谐波电压、电流的有效值； φ_n 为 n 次谐波电压、电流间的夹角； Q_f 是由同频率电压和电流正弦波分量产生无功量。

Q_B 简单地把各次谐波的值相加，但每次谐波分量都含有不同的频率，且可能有不同的相角，因此式(3-10)的和并不能表达出整个瞬时功率的可逆分量。虽然每次谐波对应的 Q_n 都有其清晰的物理意义，但它们之和 Q_B 却完全失去了其代表的物理意义。特别是当源和负载之间存在着能量交换， Q_n 为非零时，而 Q_B 却可能为零。这是公式 Q_B 在物理概念上的主要缺陷，也是 Budeanu 传统无功功率值得争议的地方，因为这个原因，本文取基波进行补偿。

可以建立在频域分析的基础上，进行基波补偿，下面简要介绍一下滑动窗口傅里叶变换法提取基波电流和电压^[23,24]。

电压或电流可表示为：

$$u(k\tau) = A_0 + \sum_{n=1}^{N_{MAX}} A_n \cos(n\omega k\tau) + B_n \sin(n\omega k\tau) \quad (3-12)$$

$$A_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i\tau) \cos(n\omega i\tau) \quad (3-13)$$

$$B_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i\tau) \sin(n\omega i\tau) \quad (3-14)$$

根据瞬时无功电流检测的实时性要求, 利用滑窗迭代算法的思想对公式进行如下改进:

$$A_n = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}}^{N_{cur}+N-1} x(i\tau) \cos(n\omega i\tau) \quad (3-15)$$

$$B_n = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}}^{N_{cur}+N-1} x(i\tau) \sin(n\omega i\tau) \quad (3-16)$$

式中: N_{cur} 表示最新的采样数据点; $x(i\tau)$ 表示 i 个采样周期前的采样数据, 修改后的式(3-15),(3-16)与修改前式(3-13)、(3-14)相比较, 用 $i = N_{cur}$ 代替了 $i = 0$, $i = N_{cur} + N - 1$ 代替了 $N - 1$, 最新的实时采样数据参与基波电压、电流检测分析, 而相应的淘汰最老的采样数据, 大大加快了采样数据的更新速度, 提高了系统跟踪负载电压、电流变化的能力。如果式(3-15), (3-16)需要对负载电流进行完整的频谱分析, 计算出各次谐波的幅值与相位, 繁重的计算量使得这种滑窗迭代算法没有实用意义, 这种计算可以通过快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)来实现。考虑这里进行傅立叶分析的目的是为了计算基波分量基波分量 $x_1(k\tau)$ 可以由下面的公式给出:

$$x_1(k\tau) = A_1 \cos(\omega k\tau) + B_1 \sin(\omega k\tau) \quad (3-17)$$

$$A_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}}^{N_{cur}+N-1} x(i\tau) \cos(\omega i\tau) \quad (3-18)$$

$$B_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cur}}^{N_{cur}+N-1} x(i\tau) \sin(\omega i\tau) \quad (3-19)$$

为了实时得到期望的基波值, 必须由式(3-18)、(3-19)在一个采样间隔时间段同时计算出 A_1 、 B_1 的值, 当系统采样频率比较高(N 比较大)时, 两式的计算量也将是比较大的。为了简化计算过程, 可以通过软件来实现滑窗迭代算法, 算法模型如图 3-1 所示。

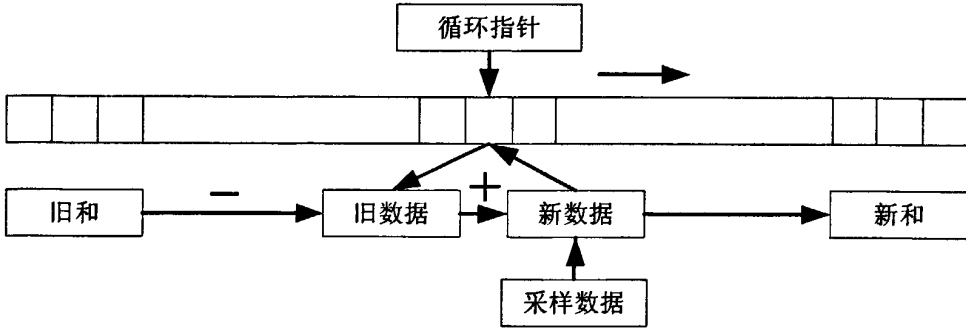


图 3-1 滑动窗口算法示意图

Fig.3-1 Diagram of sliding window

即：

$$\sum_{i=N_{cur}}^{N_{cur}+N-1} x(i\tau) \cos(wi\tau) = \sum_{i=N_{cur}+1}^{N_{cur}+N} x(i\tau) \cos(\omega i\tau) - x((N_{cur}+N)\tau) \cos(\omega(N_{cur}+N)\tau) + x(N_{cur}\tau) \cos(\omega N_{cur}\tau) \quad (3-20)$$

$$\sum_{i=N_{cur}}^{N_{cur}+N-1} x(i\tau) \sin(wi\tau) = \sum_{i=N_{cur}+1}^{N_{cur}+N} x(i\tau) \sin(\omega i\tau) - x((N_{cur}+N)\tau) \sin(\omega(N_{cur}+N)\tau) + x(N_{cur}\tau) \sin(\omega N_{cur}\tau) \quad (3-21)$$

如此以来，式(3-17)的求和计算就化简为一个减法和一个加法的计算，计算后的新和被重新存储到旧和的数据存储单元，完成迭代。系统的整个计算过程只要在初始化阶段的一个工频周期内完成整周期求和运算，以后的求和运算就完全可以在一个采样周期内完成，滑窗迭代算法得以实现。这样，基波电压和基波检测的运算的计算量大大减少，提高了系统的实时性，无功电流具体的离散形式的介绍在第六章。

3.2.2 Fryze 方法提取无功电流

无功功率的时域分析建立在电流分解的基础上，无须傅立叶级数分解，以 Fryze 为代表^[25]。

1932 年，Fryze 对无功电流和无功功率进行了时域分析，即把电流按照电压波形分解成有功电流 i_p ，和无功电流 i_q ，其中 i_p 的波形与电压 u 完全一致， i_p 、 i_q 正交，其定义如下：

$$i_p = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T i u dt}{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} * u = \frac{P}{U^2} u \quad (3-22)$$

$$i_q = i - i_p \quad (3-23)$$

$$Q_F = UI_q = \sqrt{U^2 I^2 - U^2 I_p^2} = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (3-24)$$

式中: i_p 、 i_q 分别为有功电流和无功电流; I_p 、 I_q 分别为 i_p 、 i_q 的有效值; U 为电压有效值; S 、 P 、 Q_F 分别为视在功率、有功功率和无功功率。

由式(3-24)可知 Q_F 可以直接通过视在功率 S 和有功功率 P 来计算, 而不需单独的无功功率, 即可实现理论上的完全补偿。可通过注入补偿电流 $i_q = i - i_p$ 进行补偿, 使功率因数为 1。 Q_F 是一个正值, 不存在上述 Q_B 所示的问题。该定义没有进行傅立叶展开, 它容易地被测量, 在实际测量中也很容易得到应用, 但它没有正弦波形下功率定义那样明确的物理定义, 不能提供能改善功率因数至何种程度的信息, 不能反映负载的情况。

3.2.3 瞬时无功理论方法提取无功量

3.2.3.1 瞬时无功理论简述

三相瞬时无功功率理论首先于 1983 年由赤木泰文提出, 此后该理论经过不断研究逐渐完善^[26]。赤木最初提出的理论亦称 pq 理论, 是以瞬时实功率 p 和瞬时虚功率 q 的定义为基础, 其主要的一点不足是未对有关的电流量进行定义。三相瞬时无功功率理论是以瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 的定义为基础的, 其核心是采用 Clarke 变换矩阵将三相电路的电压、电流瞬时值变换到相互正交的二维坐标系上研究。

设三相电路的电压和电流瞬时值分别为 e_a 、 e_b 、 e_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c , 将它们分别变换到两相正交的 α - β 坐标系上, 可得两相瞬时电压 e_α 、 e_β 和两相瞬时电流 i_α 、 i_β 如下:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

$$\text{式中: } C_{23} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$\alpha - \beta$ 坐标系中的电压电流矢量如图 3-2 所示。

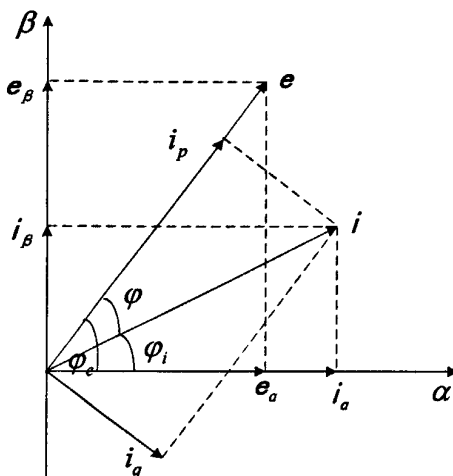


图 3-2 $\alpha - \beta$ 坐标系中的电压电流矢量

Fig.3-2 $\alpha - \beta$ voltage and current vector in coordinate system

矢量 e_α 、 e_β 和 i_α 、 i_β 分别可以合成 (旋转) 电压矢量 e 和电流矢量 i ：

$$e = e_\alpha + e_\beta = e \angle \varphi_e \quad (3-27)$$

$$i = i_\alpha + i_\beta = i \angle \varphi_i \quad (3-28)$$

式中： e 、 i 为矢量 e 、 i 的模， φ_e 、 φ_i 分别为矢量 e 、 i 的相角。

i 滞后于 e 的角度为 φ ，瞬时有功电流 i_p 和瞬时无功电流 i_q 分别定义为：

$$i_p = i \cos \varphi \quad (3-29)$$

$$i_q = i \sin \varphi \quad (3-30)$$

定义 $\alpha - \beta$ 平面上的瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 为：

$$p = ei \cos \varphi = ei_p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (3-31)$$

$$q = ei \sin \varphi = ei_q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \quad (3-32)$$

写成矩阵形式即：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{pq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

$$\text{式中: } C_{pq} = \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ e_\beta & -e_a \end{bmatrix}$$

设三相电压、电流的瞬时值如式(3-25)和式(3-26)定义, 利用式(3-31)、(3-32)对其进行变换并代入式(3-33)可得:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = 3UI \begin{bmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

从上面的式子可以看出, 在三相电压和电流均为正弦波时 p 、 q 均为常数, 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。

3.2.3.2 三相电路无功电流实时检测

三相电路瞬时无功理论, 首先在谐波和无功电流的实时检测方面得到了成功的应用。以三相电路瞬时无功功率理论为基础, 计算 p 、 q 和 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 运算方式和 i_p 、 i_q 运算方式。

1. p 、 q 运算方式计算无功电流 p 、 q 检测方法的原理框图如图 3-3 所示。图中上标-1 表示矩阵的逆。

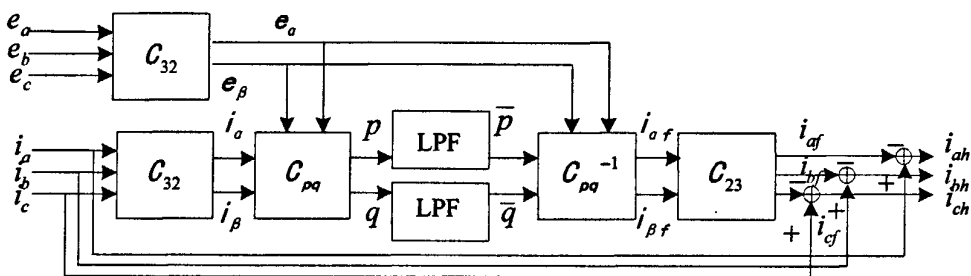


图 3-3 p 、 q 检测方法的原理框图

Fig.3-3 Block diagram of p 、 q detection method

该方法根据瞬时无功功率理论算出 p 、 q , 经低通滤波器(LPF)得 p 、 q 的直流分量 \bar{p} 、 \bar{q} 。在电网电压无畸变的情况下, \bar{p} 为基波有功电流与电压作用所产生, \bar{q} 为基波无功电流与电压作用所产生。于是, 由 \bar{p} 、 \bar{q} 即可计算出被测电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} :

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{e^2} C_{23} C_{pq} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3-35)$$

断开图 3-3 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:

$$\begin{bmatrix} i_{apf} \\ i_{bpf} \\ i_{cpf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-36)$$

将 i_{apf} 、 i_{bpf} 、 i_{cpf} 与 i_a 、 i_b 、 i_c 相减，即可得出 i_a 、 i_b 、 i_c 谐波分量和基波无功分量之和 i_{ad} 、 i_{bd} 、 i_{cd} 。下标 d 表示由检测电路得出的检测结果。

由于采用了低通滤波器 (LPF) 求取 \bar{p} 、 \bar{q} ，故当被检测电流发生变化时，需经一定延迟时间才能得到准确的 \bar{p} 、 \bar{q} ，从而使检测结果有一定延时。但当只检测无功电流时，则不需低通滤波器，而只需直接将 q 反变换即可得出无功电流，这样就不存在延时了，得到的无功电流如下式所示：

$$\begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{1}{e^2} C_{23} C_{pq} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

2. i_p 、 i_q 运算方式计算无功电流 i_p 、 i_q 检测方法的原理框图如图 3.4 所示。图中：

$$C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (3-38)$$

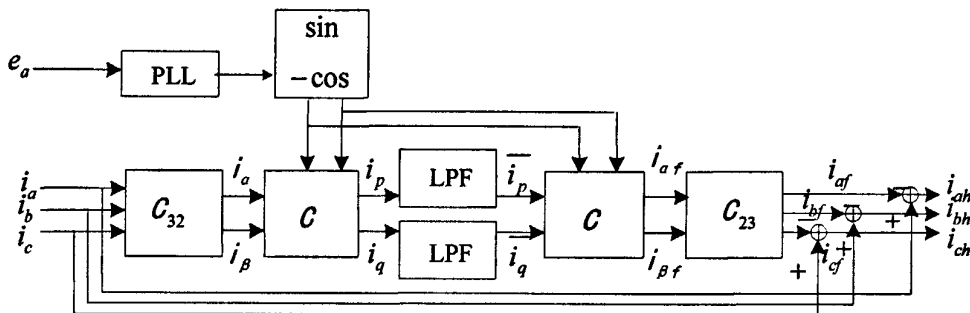


图 3-4 i_p 、 i_q 检测方法的原理框图

Fig.3-4 Block diagram of i_p 、 i_q detection method

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。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 运算方式相似，当要检测谐波和无功电流之和时，只需断开图中计算 i_q 的通道即可。而如果只需检测无功电流，则只要对 i_q 进行反变换即可。

上述两种方法既可用模拟电路实现,也可用数字电路实现。当用模拟电路实现时, p 、 q 运算方式需要 10 个乘法器和 2 个除法器。 i_p 、 i_q 运算方式只需要 8 个乘法器。为保证检测的精度,最好选用高性能的四象限模拟乘法器芯片。可知,在三相三线制电路中只要电网电压波形发生畸变,不论三相电压、电流是否对称, p 、 q 检测方式的检测结果都有误差。可知 i_p 、 i_q 检测法具有较好的实时性,计算量少,更适合电流的快速检测,在电网电压波形畸变时所检测到的谐波电流没有误差。但当三相电压不对称时,该方法对基波有功、无功电流的检测存在误差。本章在分析 i_p 、 i_q 法检测误差的基础上,提出了一种改进的 i_p 、 i_q 检测法,该方法在电压三相不对称的情况下仍能正确检测谐波与基波有功、无功电流。

3.2.3.3 电网电压畸变不对称对 i_p 、 i_q 检测法的影响

理想的电网电压波形应为正弦波,但是实际的电网电压波形由于不同的原因会有一定的畸变,而且这种畸变在一点限度内允许存在,电网电压的总谐波畸变率平均已达到 2%~3%,因此研究电网电压波形畸变对检测方法的影响是很有意义的。

对于三相三线制电路,由于三相电流是否对称不影响检测结果,为简便起见本文以对称的三相电流为例进行说明。

设电网三相瞬时电流 i_a 、 i_b 、 i_c 为:

$$\begin{cases} i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ i_b = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right] \\ i_c = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\left[n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right] \end{cases} \quad (3-39)$$

式中: $n=3k \pm 1$, 其中 k 为整数 ($k=0$ 时,只取+号,即只取 $n=1$); ω —电源基波角频率; I_n 、 φ_n —各次电流的有效值和初相角。

当三相电网电压对称无畸变时:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_n I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ \sum_n \mp I_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \end{bmatrix} \quad (3-40)$$

$n=3k+1$ 时取上符号, $n=3k-1$ 时取下符号,后面各式相同。

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_n I_n \cos[(1+n)\omega t \mp \varphi_n] \\ \sum_n \pm I_n \sin[(1-n)\omega t - \varphi_n] \end{bmatrix} \quad (3-41)$$

i_p 、 i_q 经 LPF 滤波得其直流分量 $\overline{i_p}$ 、 $\overline{i_q}$ 为:

$$\begin{bmatrix} \overline{i_p} \\ \overline{i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos \varphi_1 \\ -\sqrt{3}I_1 \sin \varphi_1 \end{bmatrix} \quad (3-42)$$

它们反变换后得到基波电流正序分量 i_{a1f} 、 i_{b1f} 、 i_{c1f} 为:

$$\begin{bmatrix} i_{a1f} \\ i_{b1f} \\ i_{c1f} \end{bmatrix} = C_{23} C \begin{bmatrix} \overline{i_p} \\ \overline{i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3-43)$$

由此可得高次谐波电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a - i_{a1f} \\ i_b - i_{b1f} \\ i_c - i_{c1f} \end{bmatrix} \quad (3-44)$$

基波有功电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{apf} \\ i_{bpf} \\ i_{cpf} \end{bmatrix} = C_{23} C \begin{bmatrix} \overline{i_p} \\ 0 \end{bmatrix} = -\sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \times I_1 \cos \varphi_1 \quad (3-45)$$

基波无功电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{a1q} \\ i_{b1q} \\ i_{c1q} \end{bmatrix} = C_{23} C \begin{bmatrix} 0 \\ \overline{i_q} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \times I_1 \sin \varphi_1 \quad (3-46)$$

当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, 但是因为锁相环及正余弦发生电路得到的正余弦信号的相位是由 e_a 确定的, 正弦信号与

电源电压 e_a 同相。而期望的正弦信号应于 e_a 的正序分量(即基波 e_{a1})同相, 因此实际的正弦信号与期望的正弦信号之间就有相位差 θ 。设在检测电路中由锁相环得到的正余弦信号分别为 $\sin(\omega t + \theta)$ 和 $-\cos(\omega t + \theta)$, 下面分析这一相位差对检测结果的影响。

$$\begin{aligned} \text{在这种情况下: } C &= \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta) & -\cos(\omega t + \theta) \\ -\cos(\omega t + \theta) & -\sin(\omega t + \theta) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} &= CC_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_n \pm I_n \cos[(1 \mp n)\omega t \mp \varphi_n + \theta] \\ \sum_n \pm I_n \sin[(1 \mp n)\omega t \mp \varphi_n + \theta] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-47)$$

i_p 、 i_q 经 LPF 滤波得出其直流分量 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 为:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos(\varphi_1 - \theta) \\ -\sqrt{3}I_1 \sin(\varphi_1 - \theta) \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

由此可得基波电流正序分量 i_{a1f} 、 i_{b1f} 、 i_{c1f} 为:

$$\begin{bmatrix} i_{a1f} \\ i_{b1f} \\ i_{c1f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3-49)$$

基波有功电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{apf} \\ i_{bpf} \\ i_{cpf} \end{bmatrix} = -\sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta) \end{bmatrix} \times I_1 \cos(\varphi_1 - \theta) \quad (3-50)$$

基波无功电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{a1q} \\ i_{b1q} \\ i_{c1q} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta) \end{bmatrix} \times I_1 (\sin \varphi_1 - \theta) \quad (3-51)$$

由式(3-43)和式(3-49)可知相位差 θ 的出现对基波电流的检测没有影响, 因

而由式(3-44)可知电源电压不对称对谐波电流的检测没有影响,不影响检测结果的准确性。比较式(3-45)与(3-50)、式(3-46)与(3-51)可知 θ 的出现使基波有功和无功电流的幅值和相位发生了变化,因此如果再用图 3-3 的检测原理检测基波有功、无功电流将会产生误差,不能实现非有功电流的完全补偿。

3.2.4 无功电流检测的其他方法

3.2.4.1 快速傅里叶变换法(FFT)

该方法的基本原理是将负荷电流分解为两个正交分量:一个是与电压波形完全一致的分量,即有功电流;另一个分量作为广义无功电流,也就是负荷电流与有功电流的差值。该方法的缺点是,要计算出有功电流,必须对上一个电源周期的电压、电流进行积分运算,再加上其他运算电路所需要的时间,因此该方法检测出的广义无功电流瞬时值至少有一个周期以上的时间延迟^[27]。

3.2.4.2 同步检测法

这种方法多用于不平衡三相系统中谐波和无功电流检测,其基本思想是分别考虑各相情况,并把补偿分量分配到三相中,统一确定各相补偿电流,即该方法不是从电流的分解出发,而是从功率平衡的角度来确定补偿电流。对三相系统来说,同步检测法在补偿无功及谐波和无功电流的同时,还具有平衡三相电流的作用。但是由于该检测法是根据总平均功率确定补偿后的电流,再计算出补偿指令电流,而在计算补偿后电流时,不仅需要知道三相电路的平均功率,还需要知道每个相电压的幅值,因此检测过程中的延迟较大。而且该方法仅适于三相电压均为正弦波的情况。若电压波形存在畸变,必将影响检测精度。此外,该方法检测出的补偿电流包含无功电流、谐波电流和一些不平衡分量,无法将它们分离出来,因而大大限制了它的应用范围^[28]。

3.2.4.3 自适应电流检测法

基于自适应干扰抵消原理的自适应闭环检测法,把电压作为参考输入,负载电流作为原始输入,电压经自适应滤波器处理后,输出一个与负载基波有功分量的幅值、相位都相等的信号,将此信号从负载电流中扣除,得到高次谐波和无功电流之和。由于该方法把基波电路作为噪声源,谐波电流作为信号源,构成一个闭环连续调整的谐波及无功电流的自适应检测系统,因此该方法具有良好的自适应能力,是一种有前途的新方法。但是,自适应检测法的硬件实现电路复杂,软件实现耗时较大,因此是否能用于工业实际还有待于实际工程的验证^[29]。

3.3 TSC 的闭环控制方法

开环控制的策略相对较简单，多用于负载补偿，例如检测负载无功功率来控制 TSC 产生相应等级的无功功率，来补偿电源供给的无功功率，以达到功率因数校正或改善电压调整的目的。闭环控制的策略较为复杂，下面就以闭环控制为主，以改善电压调整的功能为例，介绍具体的控制方法。根据控制理论的基本原理，要得到稳定的电压，必须引入电压的负反馈控制。如图 3-5 给出了电压闭环的控制方法示意图。它通过检测到的系统电压 U 与系统电压参考值 U_{ref} 的比较，由其偏差来控制系统的运行。其调压器一般为比例调节器。显然，TSC 电压-电流特性在电压轴上的截距由电压参考值 U_{ref} 决定，而该特性的斜率由闭环系统的开环放大倍数决定，因而改变比例调节器的放大倍数就可以改变电压-电流特性的斜率。而补偿器的动态特性和稳定性则由闭环系统的开环放大倍数和时间常数同时来决定。

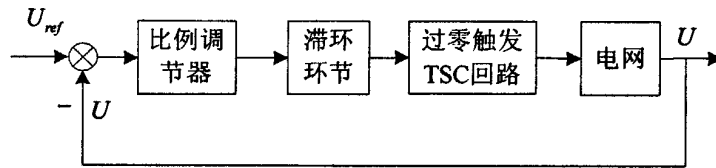


图 3-5 只有电压反馈的控制方法示意图

Fig.3-5 Diagram of control method only with the voltage feedback

为了改善控制性能，可以在此基础上再引入补偿电流 I_{TSC} 的反馈。一种方法是在电压反馈构成的外闭环之内再引入电流环的负反馈控制，以提高控制精度^[30,31]。如图 3-6 所示，控制系统中就有两个调节器——电压调节器和电流调节器。如果电流调节器的放大倍数足够高，或者采用有微分作用的调节器，则电流偏差就可以忽略，甚至基本为零。因此补偿电流将完全由电压调节器的输出信号决定，而与其他因素无关。补偿器电压——电流特性的斜率则仍由电压调节器的放大倍数决定。

另一种是引入补偿电流反馈的方法，在这种情况下，调节器一般设计成具有积分作用，而稳态时电压偏差为零，可实现对电压的精确控制。而引入的补偿电流反馈实际上相当于根据补偿器无功电流的大小对电压参考值的修正。因此实际上，电流反馈通道的增益是用来决定补偿器电压——电流特性斜率的。而整个补偿器的动态性能是由调节器的积分增益以及系统的时间常数决定的。

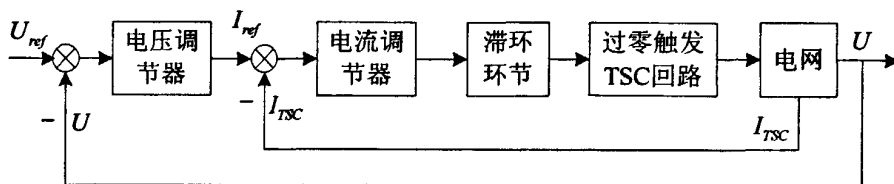


图 3-6 带电流内环的电压反馈控制方法示意图

Fig.3-6 Diagram of control method with the current Internal-loop voltage feedback

图 3-7 给出了采用这种电流反馈形式的一个 TSC 控制系统原理框图。

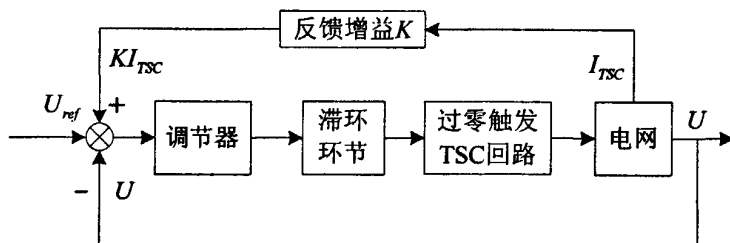


图 3-7 具有附加电流反馈的电压反馈控制示意图

Fig.3-7 Diagram of control method only with the additional current feedback voltage feedback

以上的介绍都是以电压调整功能为例，实际上将这些控制方法稍加修改或补充，就可以使静止补偿器的功能扩展到无功功率动态补偿所能实现的其他一些功能范围。如图 3-8 所示，这些功能可以有自己的调节器，它们通过对有关物理量的检测有效地修正电压控制环的参考电压，成为附属于电压控制的功能。例如，要增加对输电线传输的无功功率的控制功能，则要检测传输的无功功率大小与参考量比较；若要加入阻尼功率振荡，维持电力系统稳定的功能，则可以将传输线输送的有功功率及其变化量，或者系统频率及其导数作为检测量。

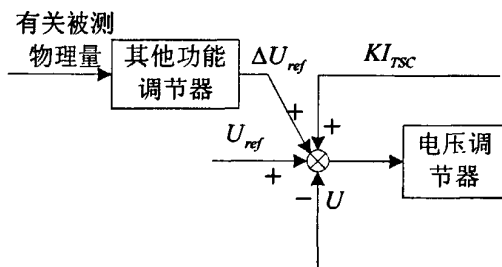


图 3-8 补偿器多种控制功能的实现

Fig.3-8 Compensator to achieve a variety of control functions

在有些场合，某种特殊功能可能取代电压控制功能而成为主要功能，或者要求采用特有的检测和控制方法，因而控制系统可能并不包含电压闭环。例如，以功率因数校正为主要目标的负载无功功率补偿，可以采用如前所述的开环控制，也可以与闭环控制相结合，加一个响应速度较慢的总无功功率或功率因数反馈控制闭环即可；而若要补偿三相电流的不平衡，则需分别检测出三相电流中的非正序成分，采用三相分相单独触发的控制方法来产生不平衡的三相补偿电流。

此外，控制系统中还可以包括各种保护功能，如限制补偿器的运行范围、过电流保护、谐波电流限制等，以及各种特殊控制功能，如手动控制与自动控制的切换、自动增益调整、频率补偿等。

3.4 本章小结

本章首先简要介绍了正弦条件下无功测量理论，然后着重详细介绍了在非正弦条件下无功量的测量方法，包括频域分析法、Fryze 方法、瞬时无功理论等。滑窗傅里叶变换解决了如何在电压电流畸变的情况下快速提取基波分量的问题；Fryze 做的并非基波补偿，但响应速度快；瞬时无功理论从一个崭新的角度实时的分析了无功电流的提取方法。本章最后从电压、补偿电流等因素讨论了 TSC 的闭环控制方法。

第4章 无功补偿控制器的硬件设计

TSC 型无功补偿控制器系统框图如图 4-1 所示。控制系统需要检测的信号有电网电压信号 e_a 、 e_b 、 e_c 和三相交流电流信号 i_a 、 i_b 、 i_c 这些电压电流信号经信号调理电路转换成 DSP 的 A/D 接口接收范围内的模拟信号，DSP 则完成输入信号的 AD 转换、滑窗傅里叶变换、无功电流综合功率因数为控制判据的控制算法、电容器组智能搜索算法，DSP 输出的控制信号与过零检测信号相与后作为最终控制信号去驱动晶闸管。

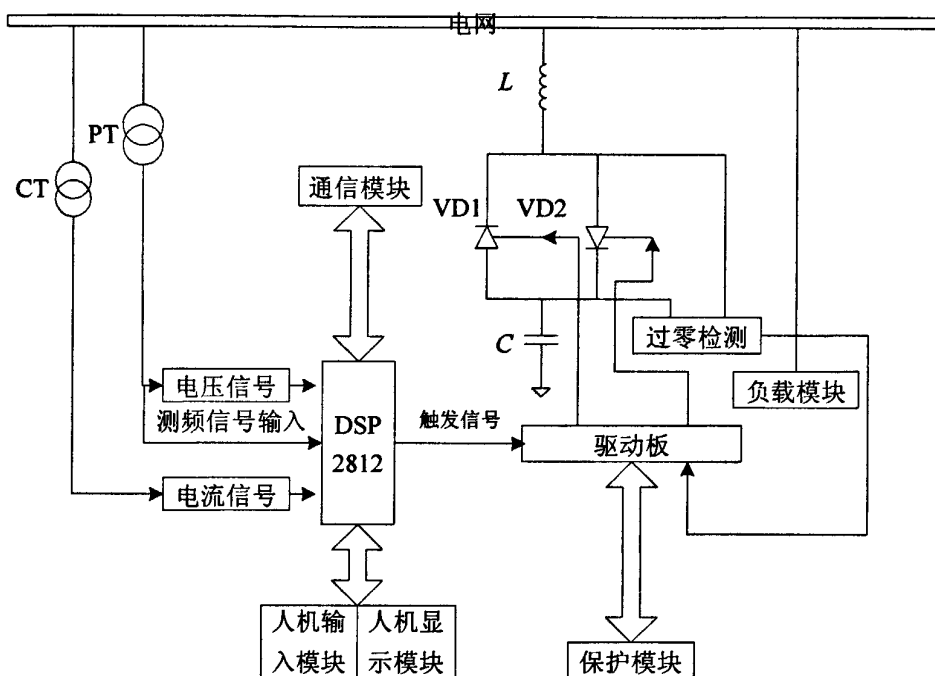


图 4-1 无功补偿控制器系统框图

Fig. 4-1 Diagram of reactive power compensation system controller

4.1 控制芯片

4.1.1 TMS320F2812 的特点

本文设计的无功补偿控制器的控制电路包括交流电压、电流信号检测、信号调理、驱动及保护、键盘及显示和 DSP 控制器五部分。交流电压电流信号

检测和信号调理电路主要完成模拟信号的采集和调理, 将其转换成 DSP 控制芯片能够接受的信号送给 DSP 的 A/D 转换模块。驱动及保护电路主要完成将 DSP 发出的数字控制信号经光电隔离, 送给晶闸管。键盘及显示电路实现对控制器的启动、停止、参数的修改和功率因数的显示, DSP 控制器完成对输入信号的处理, 产生控制输出信号, 完成对状态显示信号的转换。

在这里, 采用美国德州仪器公司的 TMS320F2812 作为本系统的 DSP 控制芯片。下面系统介绍控制电路的硬件设计。TMS320F2812 控制芯片将实时处理能力和部分外设功能集于一身, 为控制系统应用提供了一个理想的解决方案^[32]。它有以下一些特点:

1. 采用高性能静态 CMOS 技术, I/O 供电电压及 Flash 编程电压为 3.3V, 内核供电电压将为 1.8V 或 1.9V, 减小了控制器的功耗。150MI/s 的执行速度使得指令周期减小到 6.67ns, 从而提高了控制器的实时控制能力。

2. 支持 JTAG。

3. 高性能 32 位 CPU, 采用哈佛总线结构, 具有 16*16 位双通道 MAC (乘累加运算), 可以进行 16*16 位和 32*32 位 MAC 操作, 而且不占用 CPU 时间, 具有统一的存储模式, 可以快速响应中断及中断处理。包括 4M 线性可寻址的程序空间和 4M 线性可寻址的数据空间, 用 C/C++ 和汇编语言编程, 代码效率高, 并且与 F24x/LF240x 处理器代码兼容。

4. 片内高达 128k*16 位的 Flash 存储器, 包括 4 个 8k*16 位和 6 个 16k*16 位的程序存储器、1k*16 位的一次性编程存储器、M0 和 M1 两个 1k*16 位的存储器、L0 和 L1 两个 4k*16 位的存储器、H0 一个 8K*16 位的存储器。

5. 4k*16 位的引导 ROM 具有软件引导模式和保存了标准的数学函数表。

6. 外部接口高达 1M 的存储容量, 有编程等待状态、读/写信号选通时序可编程及 3 个独立的片选信号。

7. 片内晶体振荡器, 基于自动锁相技术的时钟发生器, 程序监视器。

8. 3 个外部中断, 外设中断允许模块, 支持 45 个外设中断。

9. 128 位代码安全密码保护 Flash/ OTP 以及 L0/L1 SARAM, 防止硬件方法逆向获取代码。

10. 3 个 32 位的 CPU 定时器。

11. 两个事件管理器可以进行电机控制, 并且与 F240x 芯片兼容。

12. 包含串行外设接口、两个串行通信端口即标准的 UART、增强的区域控制器网及多通道缓冲串口。

13. 16 通道的 12 位模数转换, 即 2 个 8 通道的多路输入、两个采样保持器, 有单个采样和同时采样两种模式, 最快转换频率: 80ns/12.5MSPS。

14. 多达 56 个独立可编程复用的通用 I/O 引脚。

15. 先进的仿真性能, 分析断点功能, 可以通过硬件实时调试。

16. 开发工具包括 ANSI C/C++编译器/汇编器/连接器, 支持 C24x/F240x 指令, CCS IDE,DSP/BIOS, JTAG 接口, 评估版及第三方的数字电机控制板。

17. 低电压低功耗工作模式, 支持 IDLE、STANDBY 及 HALT 模式, 可单独停止各个外设模块的时钟。

18. 封装选项: 179 脚 MicroStar BGA 带外部存储接口, 176 脚扁平四方封装带外部存储器接口。

4.1.2 DSP 最小系统简介

TMS320F2812 最小系统电路主要包括 DSP TMS320F2812 芯片最小系统结构如图 4-2 所示, 由 30M 有源晶振、和电源芯片 TPS767D318 组成, 外加少量电阻电容和电感^[33]。由于 F2812 内含 Flash, 因此不用外扩程序存储器。另外, 一般还要加一个 14 脚的 JTAG 仿真口以便烧写程序。该最小系统不管是在仿真模式下, 还是在实时运行模式下都可以正常使用。最小系统结构图如下:

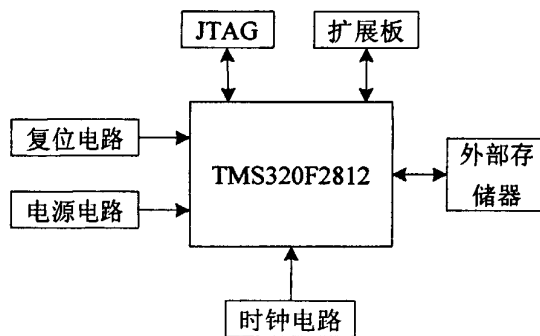


图 4-2 最小系统结构图

Fig. 4-2 Diagram of minimum system structure

下面简单介绍一下时钟电路和电源电路的设计。

4.1.2.1 DSP 的外部时钟电路 30MHz 有源晶振见图 4-3。

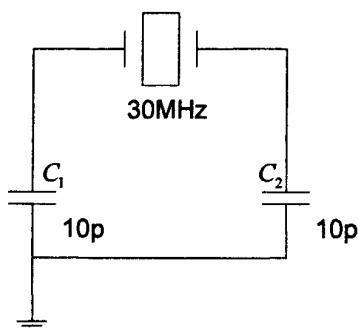


图 4-3 时钟电路

Fig.4-3 Circuit of clock

此电路产生 30MHz 外部时钟。

4.1.2.2 电源电路的设计 电源芯片 TPS767D318 电路见图 4-4。

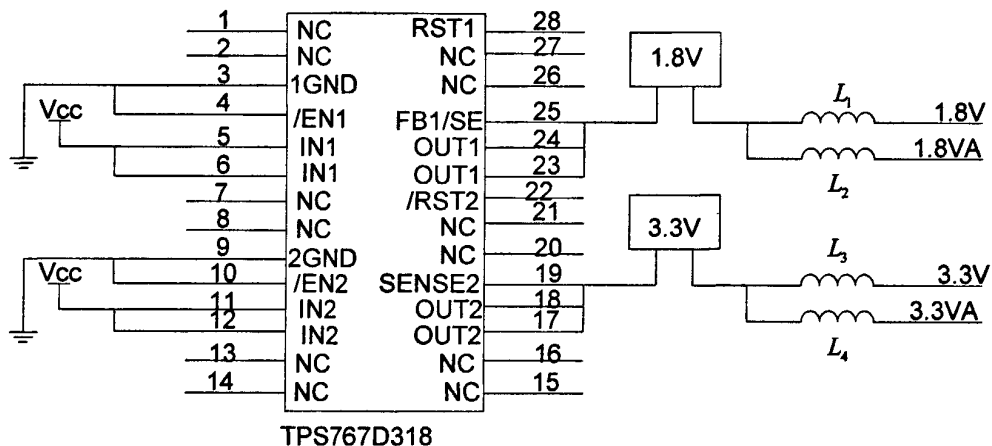


图 4-4 电源管理电路

Fig.4-4 Circuit of power management

TPS767D318 为+5V 输入，可产生+3.3V 和+1.8V 的输出电压供 DSP 使用，同时该芯片产生的复位信号也可供 DSP 使用。

4.2 基于 DSP 的硬件电路设计

4.2.1 交流电压采样电路

本控制器选择电压互感器 HPT205N 进行电压测量，电压互感器的特性为：输入电流为 0~2mA，输出电流 0~2mA，精度为 0.1%，线形度为

0.07%，相移不超过 15° ，内阻为 105Ω 。交流侧电压电路中互感器前端串联一电阻起限流的作用，将电流保持在 2mA ，并在后端并联电阻保持互感器输出电压峰值范围在 $1.5\text{V}\sim+1.5\text{V}$ 之间。

$$U = \frac{U_i}{R_2 + \text{内阻}} \cdot R_1 \quad (4-1)$$

在调试中，当输入电压幅值发生变化时，只需改变前端限流电阻 R_2 的值，保持 2mA 电流即可。互感器输出的是与输入电压成正比的模拟信号，幅值为 $-1.5\text{V}\sim+1.5\text{V}$ 的电压信号。

因为 DSP 只能采集大于 0 且小于 3V 的信号，所以要把电压互感器输出的电压信号进行信号调理^[34]。设定 ADCINB(0-2)为交流电压输入端，交流电压采样电路见图 4-5。

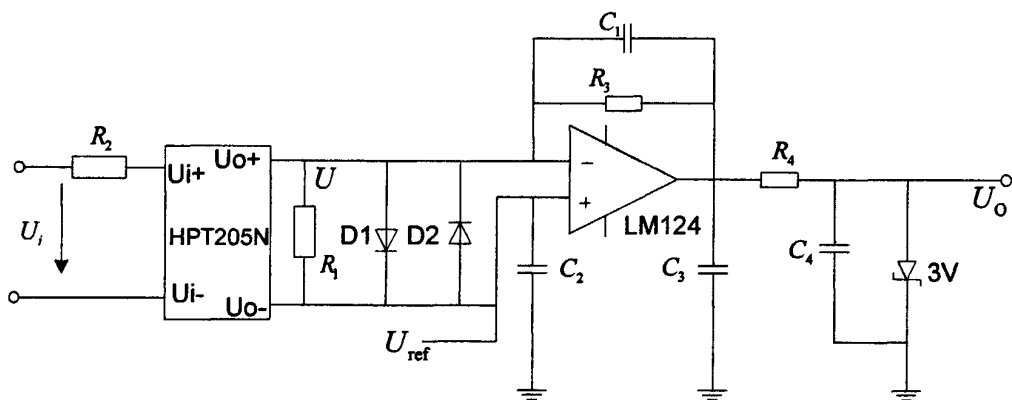


图 4-5 交流电压采样电路

Fig.4-5 Circuit of alternating voltage sampling

4.2.2 交流电流采样电路

交流电流信号的采集是由电流互感器得到一个对应比例的弱电流信号，然后再通过信号调理电路转换成 $0\sim3\text{V}$ 的电压信号送到 DSP 控制器的 A/D 转换块。

电流互感器选用 HCT204A。HCT204A 输入电流为 5A ，输出电流 $0\sim2.5\text{mA}$ ，精度为 0.1% ，线形度为 0.07% ，相移不超过 9° ，副边内阻为 198Ω 。输入输出电流变比为 $5\text{A}/2.5\text{mA}$ 。

$$U = i_o \cdot R_s = \frac{2.5\text{mA}}{5\text{A}} i \cdot R_s \quad (4-2)$$

本设计保持互感器输出电压峰值为 $-1.5V \sim +1.5V$ 。设定 ADCINB(3-5)为交流电流输入端，电流采样电路见图 4-6。

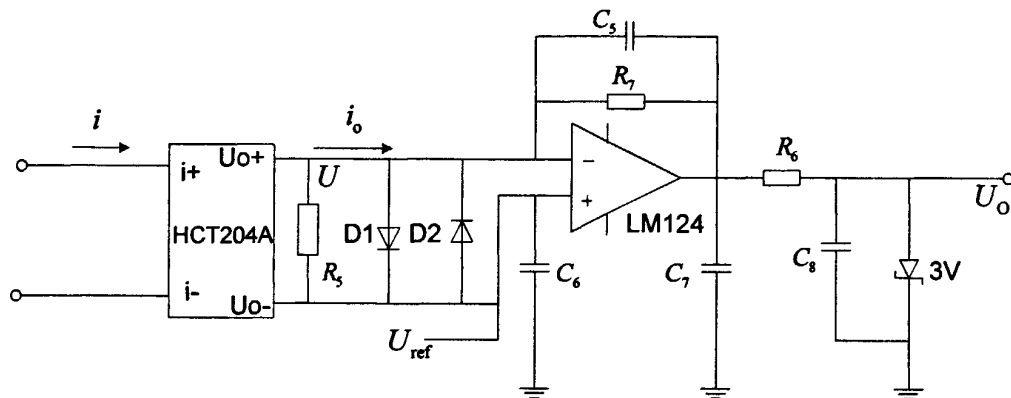


图 4-6 交流电流采样电路

Fig.4-6 Circuit of alternating current sampling

4.2.3 同步检测电路设计

同步电压信号 U_T 来自于变压器二次侧，经过滤波、过零比较、光电隔离及整形滤波电路后送入 DSP 的捕获单元 CAP1 和 CAP2 引脚。主要功能是将交流正弦电压信号变为直流方波信号，并把交流电路和直流电路隔离开来，提供同步基准信号^[35]。同步脉冲检测电路见图 4-7。

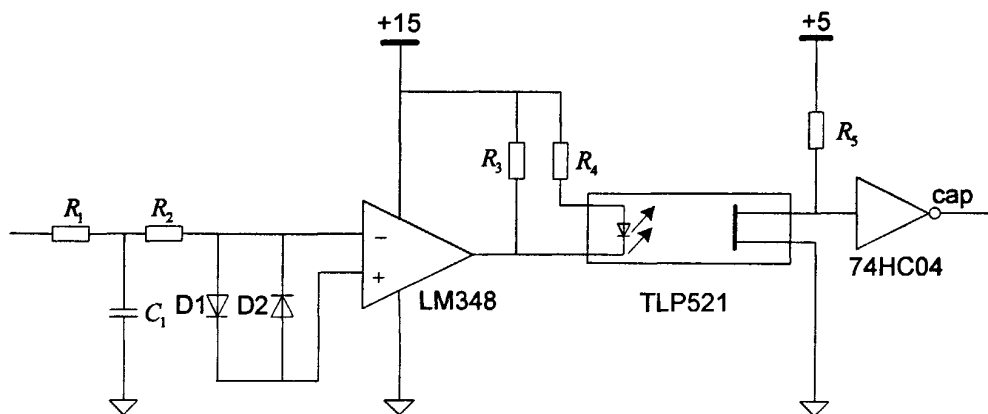


图 4-7 同步检测电路

Fig.4-7 Circuit of synchronous detection

输出，为 74HC165 提供时钟输入，CAP3/GPIOA11 配置为 I/O 输出口，输出信号作为 74HC165 的 SH/ \overline{LD} 使能信号。

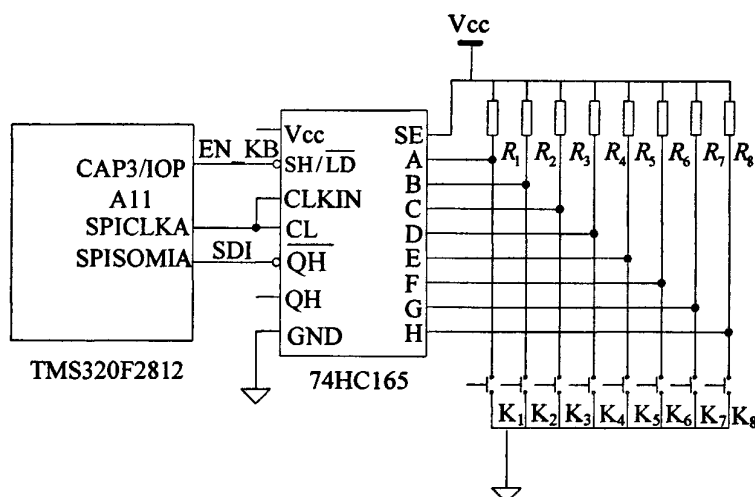


图 4-9 键盘电路

Fig.4-9 Keyboard circuit

4.2.6 显示电路设计

本文利用外围串行接口模块、数码管和 74HC595 芯片实现扩展并行输出，实现动态显示功能，硬件电路如图 4-10 所示。

74HC595 是一个串行输入并行输出的 8 位移位寄存器，它内部含有 8 位串行输入、并行输出的移位寄存器和 8 位 3 态输出锁存器。寄存器的时钟输入 SRCLK 和 DSP 控制器的 SPICLK 引脚相连，锁存信号 RCLK 与 CAP6/GPIOB10 相连，串行输入引脚与 DSP 控制器的串行外设接口模块的输出引脚 SPISIMOA 相连。当 SRCLK 的电平从低到高跳变时，串行输入数据移入寄存器。当 RCLK 的电平从低到高跳变时，寄存器的数据置入锁存器，锁存器输出到外部器件。

如图 4-10 所示， V_{cc} 为 +3.3 V 电源；GND 接地，第 1 片 74HC595 的输出接到第 2 片 74HC595 的输入，通过这种级连的方式把两个 74HC595 芯片连在一起，同时第 1 个 74HC595 芯片的并行输出连接在三极管的基极，三极管的发射极接数码管的公共阳极，三极管的集电极与 +3.3 V 电源相连，第 2 个 74HC595 芯片的并行输出连接数码管的各段阴极，这样就可以通过简单的程序实现动态显示功能。

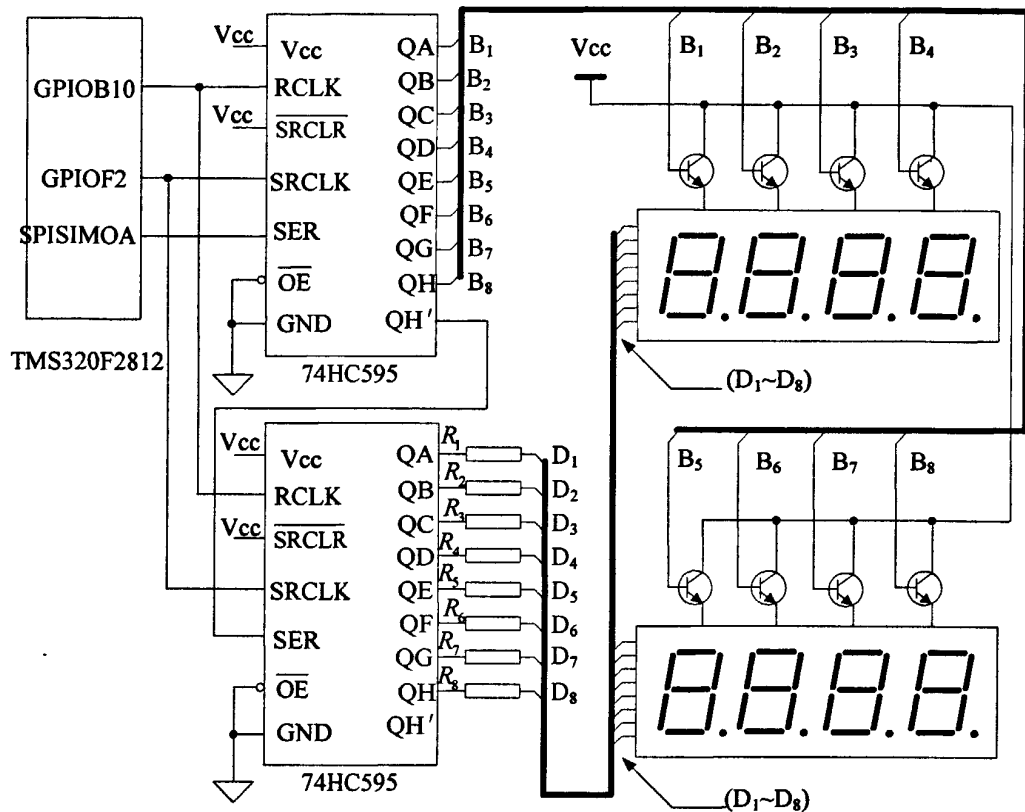


图 4-10 显示电路

Fig.4-10 Display circuit

4.3 本章小结

本章首先介绍了控制芯片 TSM320F2812 的特点，然后介绍了其最小系统设计思路，给出了电源管理芯片电路，最后基于该最小系统设计了交流电压、电流采样、同步信号检测、晶闸管触发、键盘输入和显示电路。

第5章 无功补偿控制器系统软件设计

为了提高开发和调试的效率，无功补偿控制系统的软件设计采用模块化的设计方法，整个控制系统软件由主程序、中断服务程序和各子程序组成^[38]。程序是在 Code Composer Studio 2000 开发环境下开发的。

5.1 主程序设计

主程序主要完成系统运行前的一些初始化与准备操作，主程序的功能包括 DSP 控制器的系统的初始化，模数转换模块、事件管理器模块、同步串行外设接口模块等模块相关控制寄存器的设置，系统中控制用的状态变量的初始化等，具体见图 5-1。

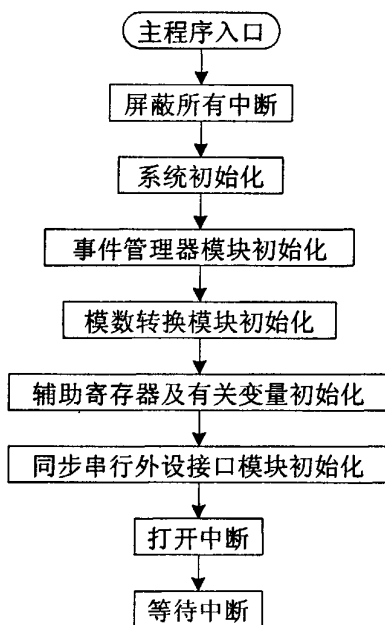


图 5-1 主程序流程图

Fig.5-1 Flow chart of main routine

5.2 中断程序设计

PIE 将外围多个中断源归类，使其分为若干个中断。PIE 将高达 96 个的中

断源每 8 个分成一组，共 12 个中断线输入进 CPU(INT1~INT12)。这 96 个中断每个都有一个地址，称为中断向量，放在特定的 RAM 中，地址可由用户修改。CPU 在响应中断时，会自动取出相应的中断向量，并执行相应的中断程序。

本系统使用的中断包括捕获中断 CAP1INT；定时器周期中断 T1PINT、T2PINT。

5.2.1 捕获中断子程序

捕获中断，当捕获单元完成一个捕获时，如果在 FIFO 中已经至少有一个有效值（CAPxFIFO 位不等于 0 时），则中断标志位置位，产生一个外设中断请求（如果中断未被屏蔽）。因此，如果使用了中断，则可用中断服务子程序读取到一对捕获的计数值。如果不希望使用中断，则可通过查询中断标志位或堆栈状态位来确定是否发生了两次捕获事件，捕获到的计数值是否可以被读出，利用读出的数值来测定频率^[39,40]。捕获中断子程序流程见图 5-2。

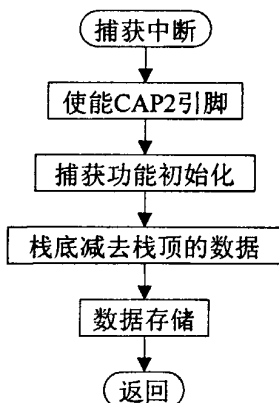


图 5-2 捕获中断子程序流程图

Fig.5-2 Flow chart of capture interrupt

5.2.2 定时器 T1 周期中断子程序

DSP 的定时器有定时器下溢中断、上溢中断、比较中断和周期中断。本系统利用定时器的周期中断来完成一系列的功能。本系统先将晶闸管触发时间赋给定时器 T1 的周期寄存器 T1PR，当时间到了以后，定时器 T1 周期中断发生，形成脉冲列，来触发晶闸管。具体的流程图见图 5-3。

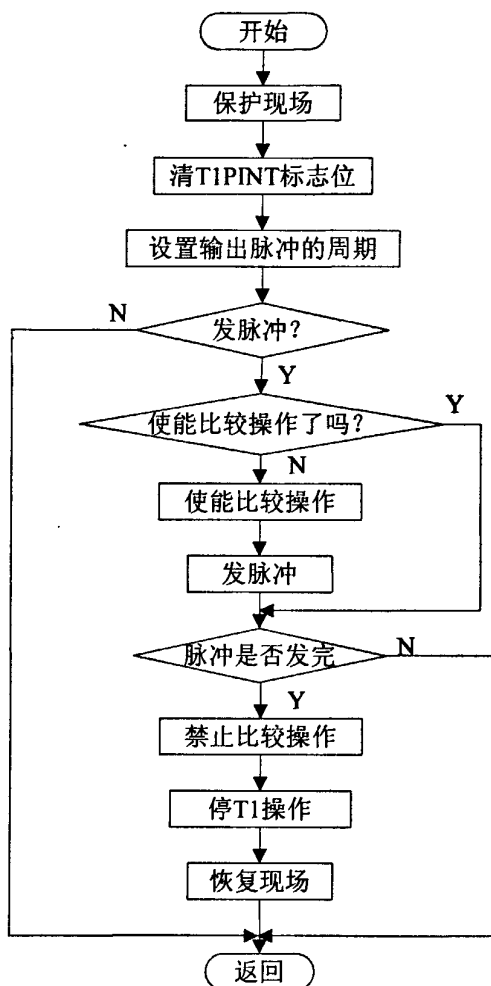


图 5-3 T1PINT 中断子程序流程图

Fig.5-3 Flowchart of T1PINT subprogram

5.2.3 定时器 T2 周期中断子程序

当捕获中断发生以后，在捕获中断子程序里使能 T2 操作，在电源的半个周期 10ms 内连续进 200 次定时器 T2 周期中断（相当于采样频率是 20KHz），在定时器 T2 周期中断中调用采样模块、键盘模块、显示模块，根据自己定义的时钟标志位 MY_CLK 来决定何时调用这些模块，其他程序每次定时器 T2 周期中断都调用。在 MY_CLK 等于 2 时才调用一次键盘处理程序，在 MY_CLK 等于 200 时计算出下一时刻的晶闸管触发时间 T2PINT 中断子程序见图 5-4。

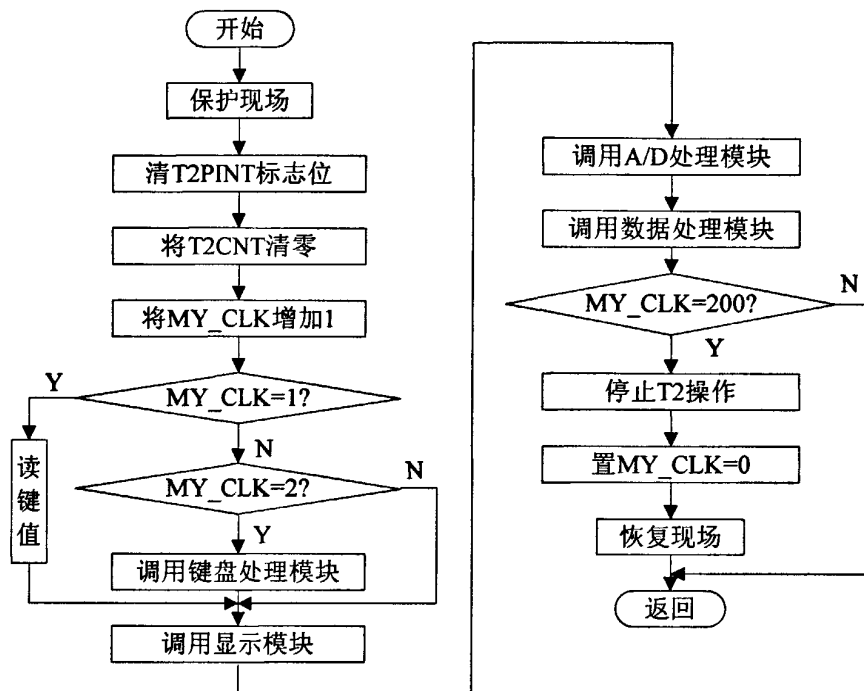


图 5-4 T2PINT 中断子程序流程图

Fig.5-4 Flowchart of T2PINT subprogram

5.3 子程序设计

本部分主要设计了四个子程序，键盘子程序、显示子程序、滑窗基波电流有效值检测子程序、智能投切算法子程序。

5.3.1 键盘子程序

键盘的软件设计功能主要是实现无功补偿控制器的启动、停止等控制命令的输入，还有电压电流等参数的修改，方便控制器的灵活控制运行。由第 4 章键盘电路设计可知，键盘的功能主要是靠同步串行外设接口模块 (SPI) 的接收功能来完成的。

键盘程序主要是完成系统 6 个设定键的输入处理和判断。6 个设定键分别是运行系统并发脉冲、停止系统并停脉冲、数据增加键、数据减少键、编程键、确定键。通过键盘可是设定电压和电流的参考值，可以修改电压、电流、时间任意一个值。程序流程见图 5-5。

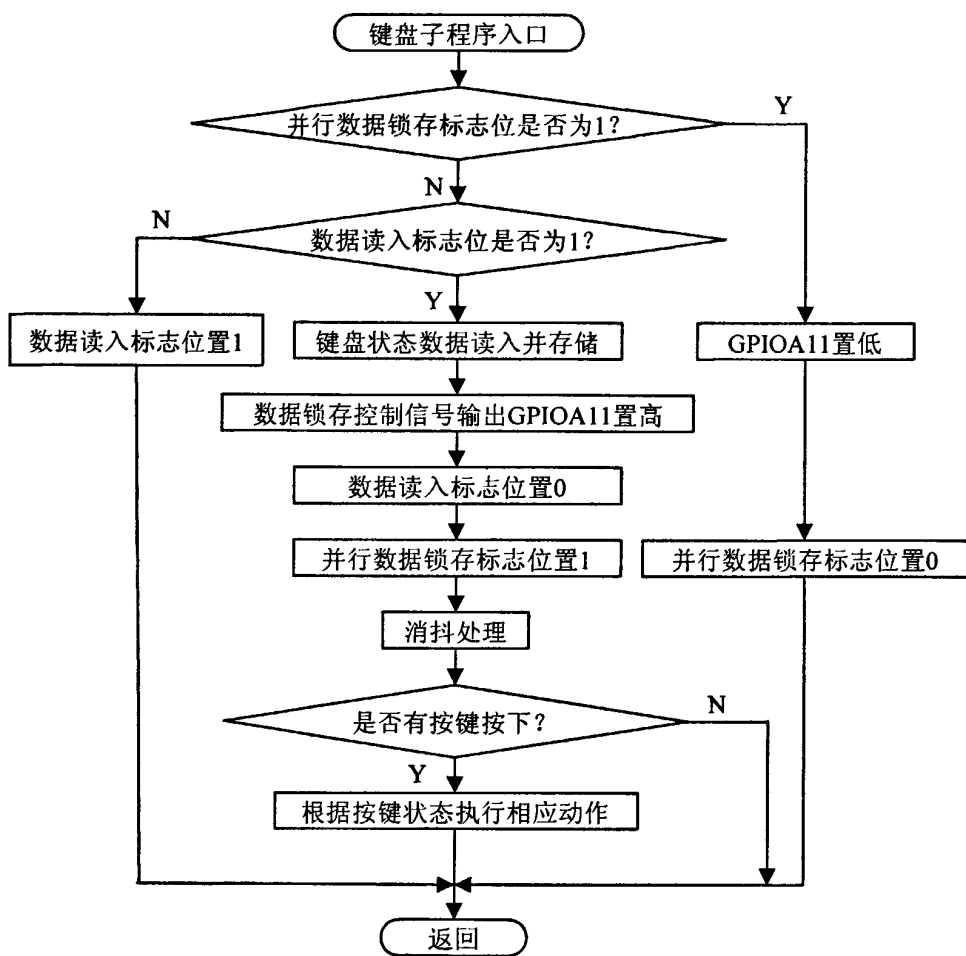


图 5-5 键盘子程序流程图

Fig.5-5 Flow chart of keyboard subroutine

5.3.2 显示子程序

显示功能主要是实现无功补偿控制器的运行状态及有关参数的动态显示，方便灵活控制。由第 4 章可知，动态显示的功能主要靠同步串行外设接口模块 (SPI) 的接收功能来完成的。

显示子程序主要是完成电压、电流、基波电压、基波电流、基波无功电流有效值等参数的显示。在无功发生变化时，实时的显示无功量的变化和投切情况，程序流程见图 5-6。

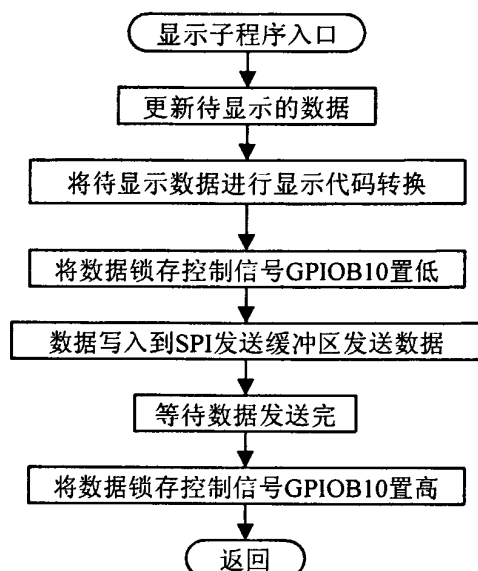


图 5-6 显示子程序流程图

Fig.5-6 Flow chart of display subroutine

5.3.3 滑窗基波无功电流检测子程序

本算法的核心就是利用滑动窗口算法提取电压和电流的基波，然后算得基波无功电流的有效值，以此为主要判据，并且综合功率因数和电压等控制因素，发出控制信号^[41]。图 5-7 为基波无功电流提取子程序图。

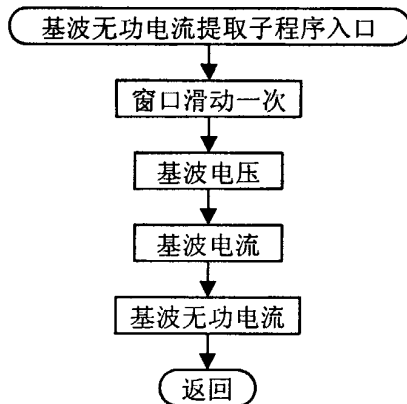


图 5-7 基波无功电流提取子程序流程图

Fig.5-7 Extraction of fundamental reactive currents subroutine flow chart

5.3.4 智能投切算法子程序

控制器发出的控制信号和晶闸管过零投切板的信号相与后得到投切电容器的信号，考虑到电容器的使用寿命，本控制器采用的是电容器智能搜索算法，这样可以合理的选用电容器，最大限度的保证设备的使用寿命，程序流程见图 5-8。

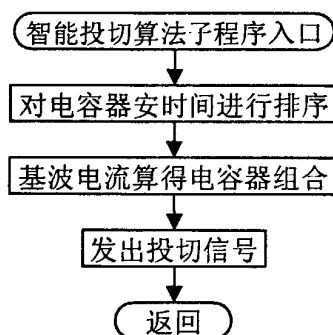


图 5-8 智能投切算法子程序

Fig.5-8 Subroutine of intelligent switching algorithm

5.4 本章小结

本章根据上一章节的系统硬件设计，进行了无功补偿控制器的系统软件设计，主要包括主程序、中断服务处理程序及各子程序模块的设计。

主程序主要完成系统运行前的一些初始化与准备操作，主程序的功能包括 DSP 控制器的系统的初始化，模数转换模块、事件管理器模块、同步串行外设接口模块等模块相关控制寄存器的设置，系统中控制用的状态变量的初始化。

交流电压、电流信号的采样、测频、键盘及显示的处理以都是在中断服务程序中完成的，中断服务处理程序主要是合理组织各子程序执行的先后顺序，使控制系统在有限资源的条件下达到稳定高效的运行。

子程序设计主要包括基波无功电流提取、电容器智能搜索算法、键盘及显示程序设计。

第6章 仿真试验结果及分析

本部分的两个仿真都是在 MATLAB 环境下完成的，第一个是无功量提取仿真，所编写的子程序都可以通过接口下载到 DSP 中去；在此基础上，对整个无功补偿系统进行了仿真^[42]。

6.1 无功量检测算法仿真分析

本仿真的主要目的：在电压和电流都有较大的畸变情况下，利用滑动窗口算法提取基波电压和基波电流，以证明该算法的有效性，并在此基础上，算得基波无功电流有效值。

电路由三部分组成：电源、开关电路和负载。其中电源基波电压最大值取 100V，三次谐波含量为 0.86%最大值 3.8V，五次谐波含量为 7%最大值 30.5V，七次谐波含量为 5%最大值 23V，加入谐波电压的目的是以此获得畸变的电压和电流波形，仿真电路见图 6-1。

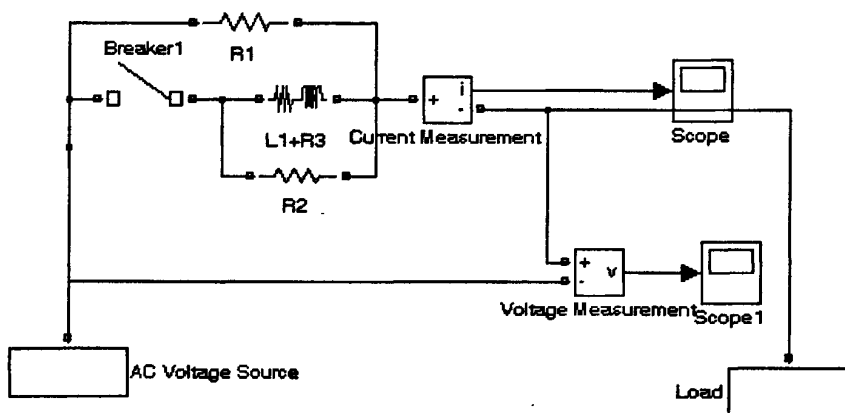


图 6-1 检测算法电路图

Fig.6-1 Circuit of detection algorithm

通过改变主电路中的阻抗来仿真暂态过程，初始状态为纯电阻状态，电阻取值 3.01 欧， $R1=3V/A$ ；负载 $R4=0.1 V/A$ 。在 0.8s 时通过开关切换为阻感性负载， $L1=0.01H$ 与 $R3=3V/A$ 欧电阻并联后接入电路。在开关没有闭合之前，电路中没有无功功率存在，开关闭合后，由于有电感进入电路中，根据电路原

理电路中就会存在感性的无功，原始电压和电流波形见图 6-2。

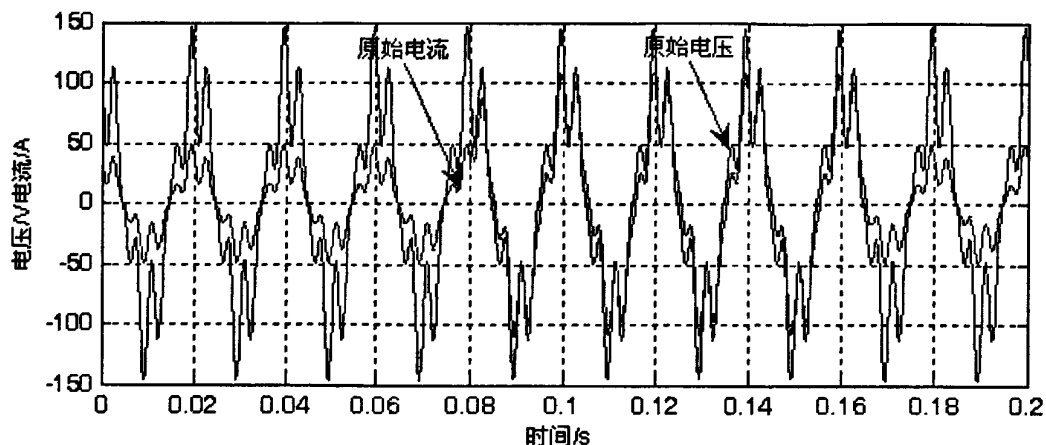


图 6-2 原始电压与电流

Fig.6-2 Original voltage and current

利用滑动傅里叶变换，根据第三章有关频域傅里叶变换的理论，根据公式式(3-17)到式(3-21)，可提取到电压和电流的基波，波形见图 6-3。

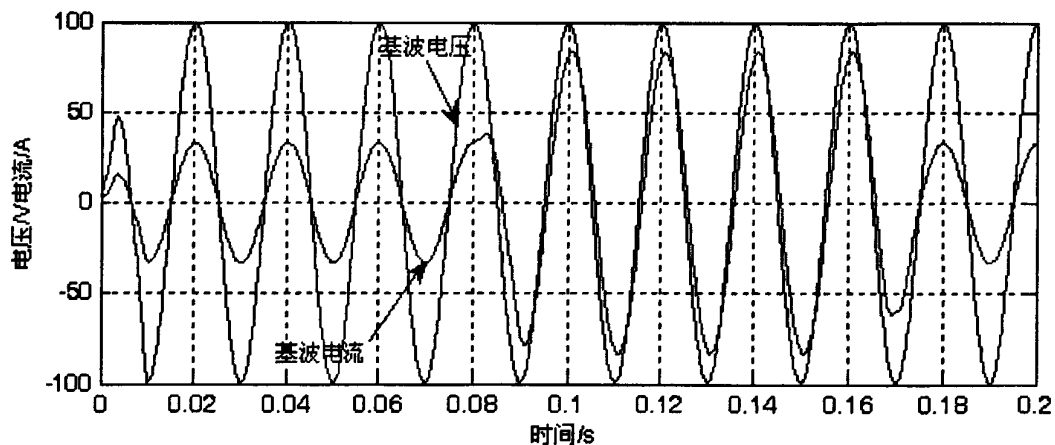


图 6-3 基波电压与电流

Fig.6-3 Fundamental voltage and current

提取到基波电压和电流之后，利用下面的公式容易得到基波有功电流和基波无功电流，然后再利用滑窗思想计算基波无功电流有效值。

$$i_p(k) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i(k) * u(k)}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k) * u(k)} * u(k) \quad (6-1)$$

$$i_q(k) = i(k) - i_p(k) \quad (6-2)$$

式(6-1)为无功电流瞬时值离散表达式；式(6-2)为有功电流离散表达式。波形见图6-4。

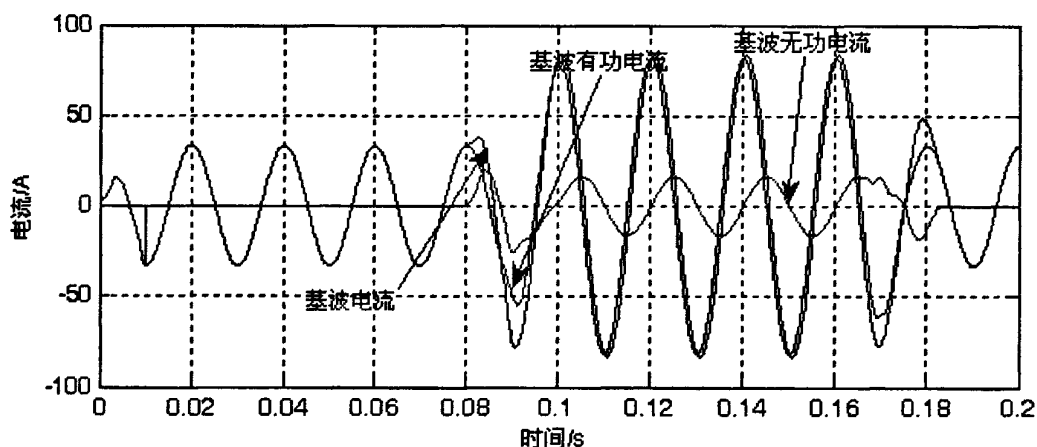


图 6-4 电流波形

Fig.6-4 Current waveform

无功电流有效值离散表达式为：

$$I_q = \sqrt{1/N \sum_{k=0}^{N-1} i_q(k) * i_q(k)} \quad (6-3)$$

基波电流、有功电流、无功电流、无功电流有效值波形见图 6-5。

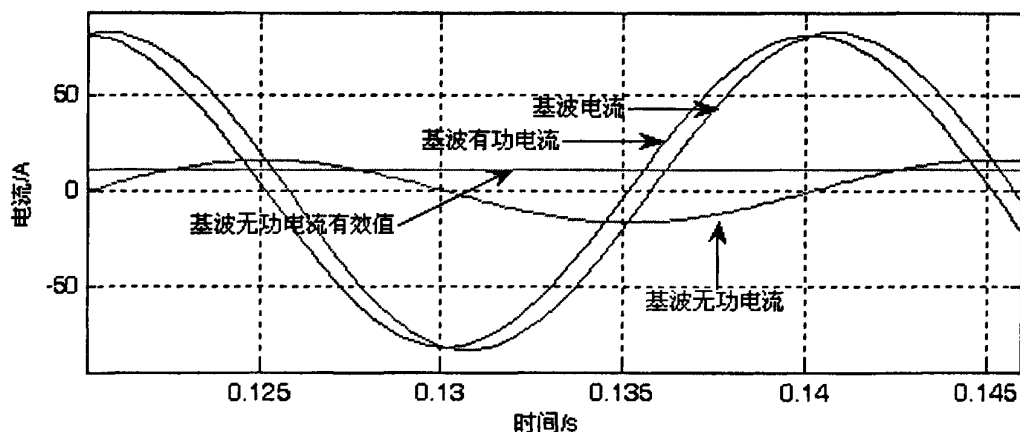


图 6-5 电流波形放大图

Fig.6-5 Enlarged current waveform

本控制器以无功电流为主要投切判据，然后综合功率因数，因为基波电压和电流已经取得，很容易得到两者的角度差，就可以得到功率因数。

6.2 系统仿真结果与波形分析

本系统由电源、负载、补偿、检测控制部分组成，系统线电压有效值为 440V，频率为 50Hz，在系统中串联一电阻和电感，电阻值为 0.000033V/A ，电感值为 0.00001H 负载有功 323kw，感性无功为 330kvar。电容器采用角内接线方式，串联 6% 的电感，接线方式见图 6-6。

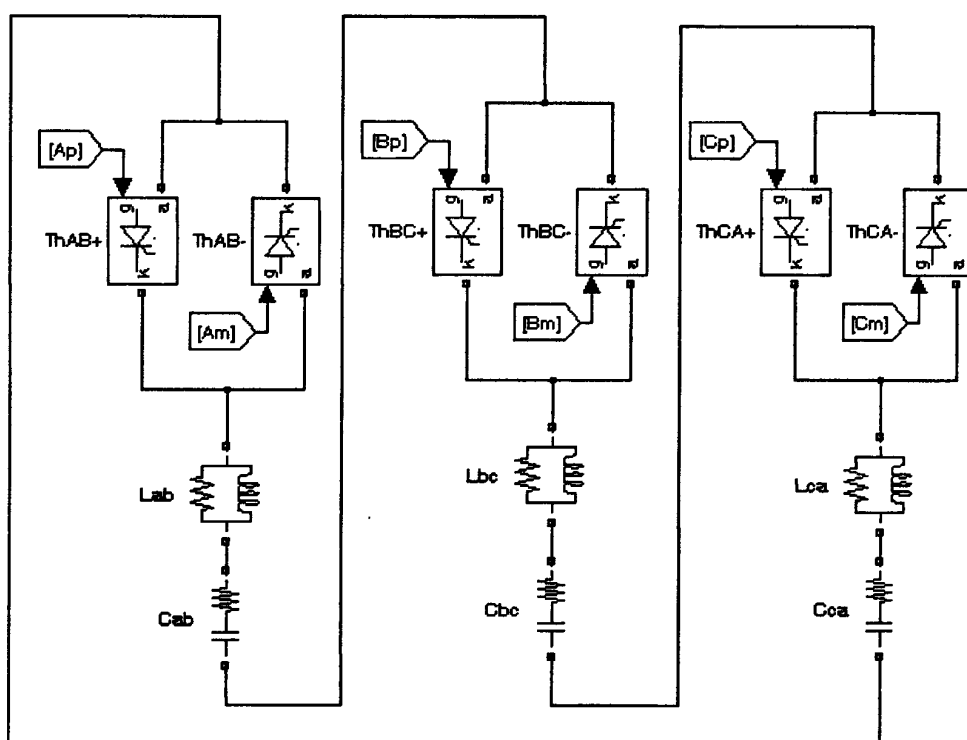


图 6-6 电容器接线方式

Fig.6-6 Capacitor connection

当电容器上有残压时，如果直接投入晶闸管，就会出现过电压或过电流，为防止此种情况的出现，采用在晶闸管两端电压过零时触发晶闸管，本逻辑采用阈值触发方式，在一段电压范围内进行触发，阈值的范围由 $R1$ 、 $R2$ 、 $R3$ 、 $R4$ 决定，触发逻辑电路如图 6-7 所示，晶闸管过零检测得到的信号与控制信号相与后得到控制信号。

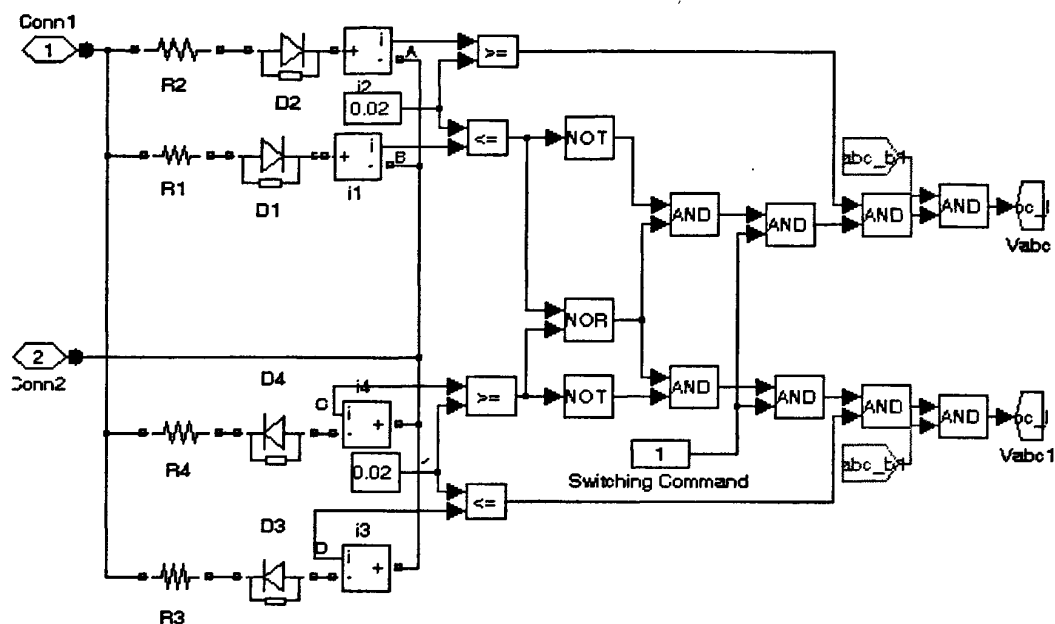


图 6-7 过零触发逻辑

Fig.6-7 Logic of zero-crossing trigger

补偿前：电压和电流的角度差为 36.4° ，功率因数为 0.8，电压和电流均有较大的畸变，由第三章无功量的检测方法可知，先利用滑动傅里叶变换取到电压和电流的基波，然后再由基波算得所需补偿的无功功率，并综合功率因数和电压为控制判据，组成了闭环控制系统，可进行准确快速的无功量检测，防止投切振荡的产生。图 6-8 为补偿前的电压和电流波形。

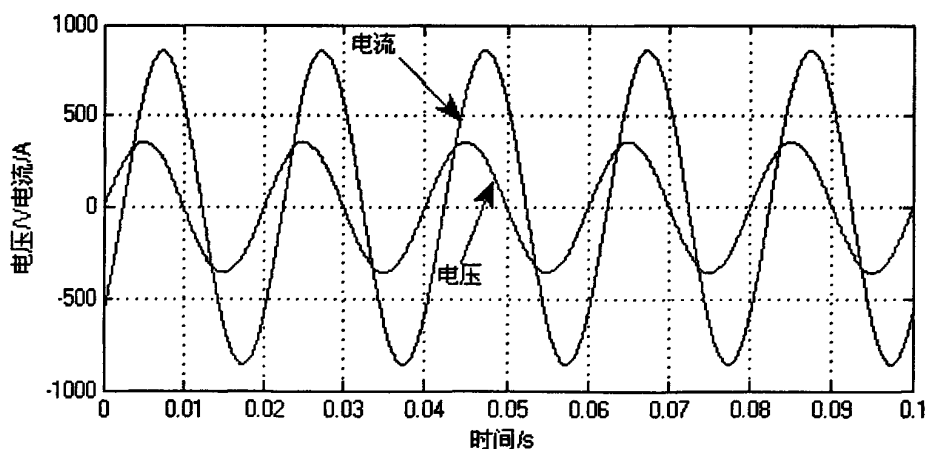


图 6-8 补偿前电压和电流

Fig.6-8 Voltage and current without compensation

补偿后：投入了 1 组 10kvar，一组 20kvar 和两组 40kvar 的电容器后，电压和电流波形如图 6-9 所示，功率因数变为 0.966，可见补偿后电能质量得到了明显的改善。

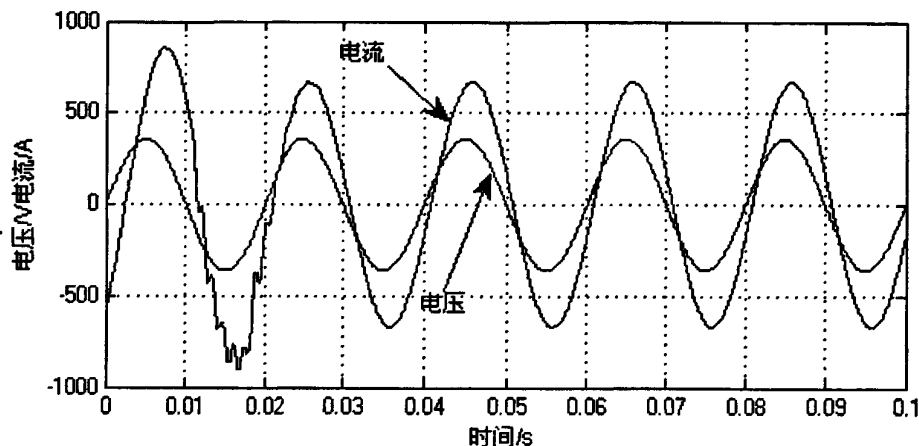


图 6-9 补偿后电压和电流

Fig.6-9 Voltage and current after compensation

功率因数角变化的情况如图 6-10 所示，从 0.02S 开始动作，大约经过两个周期进入稳定状态，电压和电流的角度差，从 36.4° 补偿到 14.9° ，功率因数从 0.8 补偿到 0.966，投切稳定，补偿效果良好。

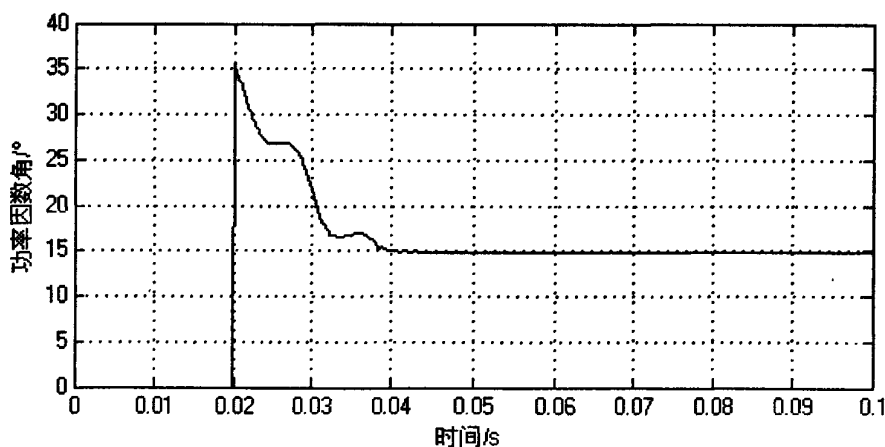


图 6-10 补偿后的功率因数角

Fig.6-10 Angle of power factor after compensation

6.3 本章小结

仿真结果表明，在电压和电流都有较大畸变的情况下，本控制器也可以快速的获取基波无功电流，并以此为主要判据，控制晶闸管投切电容器，功率因数明显提高，补偿效果良好，可见本控制器具有实际工程应用价值。

结论

本文介绍目前无功补偿装置的现状及其发展动向,从国内外的研究现状来看,晶闸管投切电容器(TSC)技术已经日渐成熟,但在三相不平衡和电网电压和电流发生畸变的情况下的无功补偿还是很值得研究,本文对非正弦条件下的无功量检测进行深入的理论分析,并研究 TSC 系统的控制策略,进行了算法和系统的仿真,具体结论如下:

1. 从理论方面详细阐述了正弦和非正弦条件下无功量的检测原理,与传统的无功检测算法相比较提出了滑动窗口算法,并对该算法进行了仿真研究,分析结果表明即使在电网电压和电流畸变的情况下,也可以快速的检测到基波无功量,使得本控制器更具有实时性。

2. 本控制器加入了软件测频技术,在电网频率发生变化时,可以实时跟踪频率变化,进行准确采样;投切电容器的主要控制判据为无功电流,然后综合功率因数和电压等控制因素,不仅在小负荷时不会产生投切振荡,而且加入了电压和功率因数反馈,使得补偿后的系统可以满足功率因数和电压的需求;在编码方式上采用智能搜索编码方式,分级编码排序进行投切,使每个电容器的利用率得到最佳。

3. 完成了基于 TMS320F2812 无功补偿控制器的软硬件设计。在硬件设计中利用 DSP 内部集成多个外设,来减少系统的硬件,提高控制精度;在软件设计中,给出了主要子程序的流程图,并充分利用 F2812 本身的事件管理模块和数字 I/O 接口,使程序设计变的更加简洁。

同时由于时间和水平的有限,在课题进展过程中,发现了设计存在的实际问题。本系统还存在一些不足,特提出如下,有待修正和完善。

1. 控制器和 TSC 其他装置间的电磁干扰是非常严重的,需要更合理选择电子器件及设计控制器电路,进一步提高控制器的可靠性和抗干扰能力。

2. 滑动窗口算法,并不是最优的基波提取算法,此种算法相当于一个滑动矩形窗,如何设计一个滑动汉明窗或者是根据具体的谐波背景设计更合理有效的其他形式的窗口是今后基波检测算法的发展趋势;本算法提出的无功电流有效值并不是一个单调性的曲线。

3. 本控制器是针对低压进行设计的,并不是一个通用的无功补偿控制器,具体的保护和通信功能还有待于在实践中进一步完善。

参考文献

- [1] 赵广, 陈建业, 逯帅. 基于DSP的静止无功补偿装置控制器设计[J]. 电力电子技术, 2002, 36(3): 1~4.
- [2] 苏岭, 宋珊, 陈建业. 静止无功补偿器(SVC)应用的最新进展[J]. 国际电力, 2004, 8(1): 44~49.
- [3] 何一浩, 王树民. TSC动态无功补偿技术述评[J]. 中国电力. 2004, 37(10): 22~26.
- [4] 孙文涛. 智能无功补偿控制器的设计[D]. 西安: 西北工业大学, 2003: 2.
- [5] 杜继伟, 王胜刚. 静止无功补偿器对电力系统性能改善的综述[J]. 继电器. 2007, 35(22): 82~85.
- [6] N.G.Hingorani.High power electronics and flexible AC transmission system[J]. IEEE Power Engineering review,1988,8(7):3-4.
- [7] 何大愚. 电力电子技术的进步与柔性交流输电技术的换代发展[J]. 电网技术, 1999, 23(10): 1~4, 23.
- [8] 何大愚. 柔性交流输电技术和用户电力技术的新进展[J]. 电力系统自动化, 1999, 23(6): 8~13.
- [9] 谷永刚, 王兆安, 裴云庆. 晶闸管投切电容器(TSC)技术的研究现状与发展[J]. 电力电子技术, 2003, 37(2): 85~88.
- [10] 胡云花, 赵书强. 电力系统低频振荡和次同步振荡的阻尼藕合分析[J]. 电力自动化设备, 2004, 24(9): 15~17.
- [11] 林海雪. 静止无功补偿装置在输电系统中的应用[J]. 电力设备, 2005, 6(10): 17~20 .
- [12] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 第二版. 北京: 机械工业出版社, 1998: 170~173.
- [13] 姜齐荣, 谢小荣, 陈建业. 电力系统并联补偿——结构、原理、控制与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004: 51~54.
- [14] Zhang Jianhua,Dai Guangping, Xiao Gang.Design of the control system for thyristor switched capacitor devices[J].Transmission and Distribution Conference and Exposition,2003 IEEE PES,2(7) :606 – 610.
- [15] 何一浩. 新型TSC动态无功补偿装置的研究[D]. 北京: 清华大学,

- 2005: 1~4.
- [16] 张劲光, 吴加新, 张宝华. 低压型TSC主回路不同接线方式的谐波特性分析[J]. 继电器, 2002, 30(7): 34~36.
 - [17] 潘艳, 刘连光, 胡国新. 补偿电容器串联电抗对无源LC比滤波器性能的影响[J]. 电网技术2001, 25(7): 56~59, 71.
 - [18] 陈伯胜. 串联电抗器抑制谐波的作用及电抗率的选择. 电网技术[J]. 2003, 27(12): 92~95.
 - [19] 范杰, 夏雪松. 无功补偿电容器串联电抗器的选择[J]. 江苏电机工程, 2005, 24(5): 41~43.
 - [20] 邱海锋, 周浩. 电力系统无功测量方法综述[J]. 电测与仪表, 2007, 44(1): 5~9.
 - [21] 刘金华, 刘永强. 非正弦条件下无功功率定义分析与展望[J]. 电测与仪表, 2006, 43 (3): 1~4, 59.
 - [22] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 38~47. .
 - [23] Furuhashi T, Okuma S, Uchikawa Y. A study on the theory of instantaneous reactive power[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1990, 37 (1): 86-90.
 - [24] El-Habrouk, M., Darwish, M.K. Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs[J]. Proceedings of IEEE, 2001, 148(1): 21-28.
 - [25] FRYZE, S. Active, reactive and apparant power in circuit with non-sinusoidal wavefor-m of current and voltage[J]. Przegląd Electrotechniczny 1931, (7): 193-203 and (8): 225-234.
 - [26] Akagi H, Kanawa Y, Nabae, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits[J]. IEEE&JIEE. Proceedings IPEC, 1983: 1375-1386.
 - [27] 田小林, 王建华. 无功补偿控制器中数据采集及FFT算法处理[J]. 仪表技术与传感器, 2004, 34(3): 34~36.
 - [28] 丁洪发, 段献忠, 何仰赞. 同步检测法的改进及其在三相不对称无功补偿中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(6): 17~20, 52.
 - [29] 李圣清, 彭玉楼, 周有庆. 一种改进型自适应谐波电流检测方法的研究[J]. 高电压技术, 2002, 28 (12): 3~4, 13.
 - [30] Chen JiannFuh, Chu ChingLung. Combination voltage-controlled and

- current-controlled PWM inverter for UPS parallel operation[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, 10(5): 547-558.
- [31] Tuladhar A, Jin H, Unger T, et al. Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections[J]. IEEE proceeding of APEC'97, 1997: 94-100.
- [32] 万山明. TMS320F281xDSP原理及应用实例[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2007: 111~113.
- [33] 宋玥, 高伟强, 阎秋生. 基于DSP-TMS320C6713控制系统的最小系统板的设计. 现代电子技术, 2008(8): 41~43.
- [34] AndriaG, SavinoM, TrottaA. Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy[J]. IEEE Tans on IM, 1989, 38(4): 856-863.
- [35] 黄纯, 何怡刚, 江亚群, 彭建春. 交流采样同步方法的分析与改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22 (9): 38~42.
- [36] 王宏江, 李琦, 郑岗. 基于CPLD的高性能晶闸管触发器的研究[J]. 西安理工大学学报, 2005, 21 (1): 98~101.
- [37] 刘和平. PIC16F87X 单片机实用软件与接口技术[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002: 60~81.
- [38] 清源科技. TMS320LF240x DSP应用程序设计教程[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 104~120.
- [39] 罗光富, 梅红伟, 纪延超. 电力系统频率测量的一种新方法[J]. 电力系统及其自动化, 2005, 17 (2): 5~8.
- [40] David Hart, Damir Novosel, Yi Hu, et al .A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1997, 12(3):1064-1073.
- [41] 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[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22 (2): 83~88.
- [42] 葛哲学. 精通MATLAB[M]. 北京: 电子工业出版社. 2008: 251~336.

攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1] 朱晓清, 陈伯定, 李国勇, 丁海艳. 非正弦条件下无功电流基波分量有效值的检测算法研究[J]. 电力学报, 2008, 12 (26): 已录用
- [2] 朱晓清, 李国勇, 牛明, 苏晓宇. 基于 TMS320F2812 的 TSC 控制器的研制[J]. 黑龙江水专学报, 2009, 2 (20): 已录用

致谢

首先感谢我的导师李国勇老师，李老师对我是关爱有加，这个我是非常清楚的，李老师就像一个大哥哥一样，我们在一起探讨问题，非常欣赏李老师的做事的态度，那也是我以后做事的目标。

两年来王丙全老师一直维持了实验室良好的学习氛围，在此深深的感谢他。另外，十分感谢我的师姐孙筱琳和师兄王志海，同学牛明、丁海艳、苏晓宇在学习中所提供的帮助。

在这里也非常感谢特通的兄弟姐妹对我的帮助，感谢我的家人对我无私的劝勉、鼓励和资助。感恩！

希望审阅本文的老师、学者或专家多提宝贵意见。谢谢！