

CONTROL STRATEGY STUDY OF HYBRID REACTIVE POWER AND HARMONIC COMPENSATOR

ABSTRACT

This paper analyzes the advantages and disadvantages of reactive power compensator and active power filter. A novel design of Hybrid Reactive Power and Harmonic Compensator(HRPHC) based on two DSPs is suggested, and the algorithm of Active Power Filter is discussed especially.

The principle and structure of the HRPHC is discussed, focusing on the correlated problems of reactive power and harmonic compensation. The Real Time Fourier Analysis is presented to generate the reference current of APF. The topology of the 3-phase 3-wire voltage-type active power filter is analyzed, and a novel control strategy is developed, which can realize correlative control of the switches and minimize the composite error of source current at the same time.

The simulation about APF algorithm and main circuit is done with SABER. Based on the double DSP controller, the

APF algorithm program is finished in assembly language, and the experiment system verifies the feasibility of APF reference current.

Key words: harmonic current, active power filter,
reactive power compensator, DSP, SABER

第一章 绪论

1.1 课题背景

随着电力电子技术的发展，由大功率电力电子器件构成的各种电能变换装置日益广泛地应用于现代社会生活当中。此外，工业用电弧炉、家用电器和电气化铁路等用电设备也在不断增加。非线性和冲击性是这些负荷所共有的用电特性，由此产生的谐波和无功功率对电力系统造成的污染问题日益严重。

无功功率对电力系统的影响主要表现在以下几个方面^{[1][3]}：

- 1、 降低了发电机出力，使发电设备效率降低，发电成本提高；
- 2、 降低了输变电设施的供电能力；
- 3、 使电网损耗增加（网络电能损失与功率因数平方成反比）；
- 4、 增加了输电网络电压损失，造成用户端供电电压的不足；

无功功率的变化可造成电压的剧烈波动，影响供电质量，并对系统中的用电设备产生不良影响。

谐波电流对电力系统和其它系统危害大致有以下几个方面^[1]：

- 1、 在供电设备和元件中产生附加的谐波损耗，降低发电、输电及用电设备的效率，大量的3次谐波流过中性线时会使线路过热甚至发生火灾。
- 2、 对电机的影响除引起附加损耗外，还会产生机械振动、噪声和过电压，使变压器局部严重过热。谐波使电容器、电

缆等设备过热、绝缘老化、寿命缩短甚至损坏。

- 3、 谐波会引起电力系统中局部的并联谐振和串联谐振，从而使谐波放大，使上述危害加大，威胁电容器和电抗器的工作安全，甚至引起严重事故。
- 4、 影响计量仪表的测量精度，影响继电保护和自动装置的正常工作，甚至使其产生误动作，导致重大事故；
- 5、 对邻近的通信系统产生干扰。轻者产生噪声，影响通信质量；重则导致信息丢失，使通信系统无法正常工作。

基于以上原因，电力系统的谐波问题引起了世界各国的关注。国际上召开了多次谐波问题的学术会议，很多国家和国际学术组织都制定了限制电力系统谐波和用电设备谐波的标准和规定。国际电工委员会（IEC）为统一各国电气标准和规范，正陆续制定电磁兼容（EMC）61000系列标准，该系列标准中涉及低频扰动范围的就有关电力谐波。1993年我国也推出了国家谐波标准GB/T1454—93《电能质量—公用电网谐波》。这些标准和规定的制定对解决电力系统谐波危害和影响起到了很大作用。

多年来的研究表明，解决电力电子装置和其它谐波源对电网的污染问题，其基本思路有两条：一是装设谐波补偿装置来补偿谐波；另一条是对电力电子装置本身进行改造，使其不产生谐波，且功率因素控制为1。前者对各种谐波源均适用，而后者只适用于作为主要谐波源的电力电子装置^[1]。

目前，国际上虽然有一些国家正在进行对电力电子装置本身进行改造的研究，也取得了一些成果，但只是针对新的电力电子装置的开发与研究，而对于大多数谐波源来说，通用的做法还是采用设置各种谐波补偿装置。传统的无功功率补偿方法是设置无功补偿电

容器，设置LC滤波器则是抑制谐波的传统方法，也是目前应用最多的方法。随着电力电子技术的发展及其在电力系统中的应用，一些使用晶闸管的静止无功补偿装置（SVC）逐渐占据主导地位，如晶闸管投切电容器（TSC）和静止无功发生器（SVG）等。在实际应用中，这些补偿装置虽然对补偿无功和谐波均达到了一定的效果，但存在工作点固定、体积大、容易与电网发生谐振等缺点，难以满足大范围、动态补偿的要求。这些因素促成了有源电力滤波器（APF）的产生与应用。

有源电力滤波器的基本思想形成于上个世纪六七十年代，是一种用于动态抑制谐波、补偿无功的新型电力电子装置，具有以下一些特点^{[1][3]}：

- 1、 实现了动态补偿，可对频率和大小都变化的谐波以及变化的无功功率进行补偿，对补偿对象的变化有极快的响应；
- 2、 可同时对谐波和无功功率进行补偿，且补偿无功功率的大小可做到连续调节；
- 3、 补偿无功功率时不需储能元件，补偿谐波时所需储能元件容量也不大；
- 4、 即使补偿对象电流过大，有源滤波器也不会发生过载，并能正常发挥补偿作用；
- 5、 受电网阻抗的影响不大，不会和电网阻抗发生谐振；
- 6、 能跟踪电网频率变化，故补偿性能不受电网频率变化的影响；
- 7、 既可对一个谐波和无功单独补偿，也可对多个谐波和无功集中补偿。

基于以上这些特点,有源滤波器受到广泛重视,成为电力电子应用研究极具生命力的发展方向,并且已在日本等国获得广泛应用。许多制造商(如ABB、东芝、富士、三菱等)都在制造有源滤波器。国内许多研究机构 and 高等院校也在积极开展这方面的研究工作,并取得了许多研究成果。

在此背景之下,珠海赛迪生电气设备有限公司委托北京交通大学电气工程学院开发“无功与谐波自动补偿装置”项目。由于电源系统的容量大,采用晶闸管投切电容器(TSC)的无源补偿器可以大大降低成本,因此本项目采用有源滤波器与无源补偿器相结合的无功与谐波动态补偿系统。

1.2 补偿方案比较

用于补偿无功功率的典型装置有静止无功补偿器 SVC。在 SVC 装置中,主要有固定电容器加晶闸管控制电抗器(FC+TCR)和晶闸管投切电容器(TSC)等类型。两者结合应用较多。

用于补偿谐波的典型装置为有源电力滤波器。80 年代以来,由于新型电力半导体器件的出现,PWM 技术的发展,以及基于瞬时无功功率理论的谐波电流瞬时检测法的提出,有源滤波器得以迅速发展。

有源电力滤波器能对变化的谐波进行迅速的动态跟踪补偿,且补偿特性不受电网阻抗的影响,因而受到相当的重视。从与补偿对象的连接方式来看,有源电力滤波器可分为并联型和串联型。并联型中有单独使用、LC 滤波器混合使用及注入电路方式。目前并联型占实用装置的大多数。图 1-1 和图 1-2 分别为有源电力滤波器的主电路结构^[2]及其分类。

图 1-1a 是有源电力滤波器基本的构成方式。PWM 变流器并联在电网上,相当于一个受控电流源,产生与负载谐波电流大小相同而方向相反的补偿电流,使得电源电流被补偿为正弦。此构成的电源基波电压全部

加在变流器上,因而装置容量较大。这种有源电力滤波器具有连续调节无功功率的功能,能在补偿谐波的同时动态补偿无功功率。^[2]

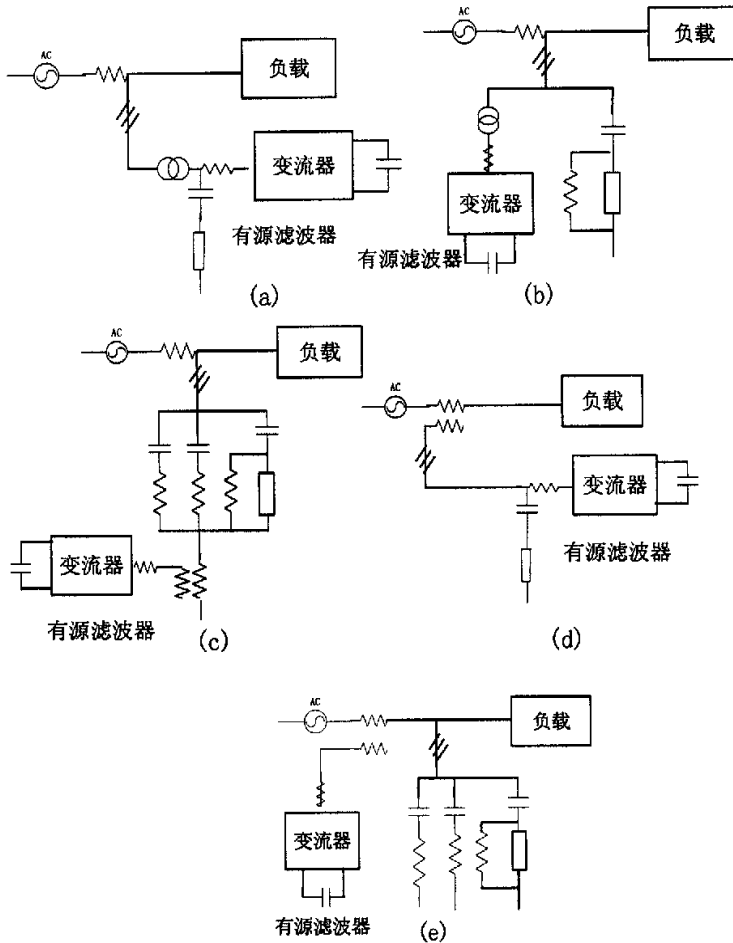


图 1-1 常见的有源电力滤波器的主电路结构

Figure 1-1 Main Circuit Structure of Common Active Power Filter

(a) 单独使用的并联型有源滤波器; (b) 与 LC 滤波器并联使用的并联型有源滤波器; (c) 与 LC 滤波器串联使用的并联型有源滤波器; (d) 单独使用的串联型有源滤波器; (e) 与 LC 滤波器混合使用的串联型有源滤波器

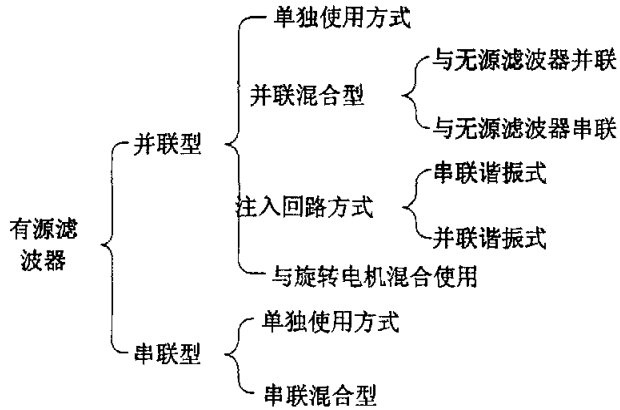


图 1-2 有源电力滤波器的分类

Figure 1-2 Classification of Active Power Filter

图 1-1b 中的 LC 滤波器主要是用来给有源滤波器分担补偿低次谐波的任务, 这样就可降低所需变流器的容量; 而较高次的谐波则由有源滤波器来补偿。这种方式的有源滤波器也可以对无功功率进行调节。

图 1-1c 中的有源滤波器不只是用来补偿谐波, 而且还用来抑制 LC 滤波器与电网阻抗之间的并联谐振, 即所谓的谐波放大现象, 以改善 LC 滤波器的谐波补偿效果。其变流器不承受基波电压, 因而变流器的装置容量大大减小。

图 1-1d 和 1-1e 的有源滤波器均通过变压器串联在电源和负载之间, 相当于一个受控电压源。图 1-1d 方式可以消除电源电压可能存在的畸变, 维持负载端压为正弦。需指出, 并联型有源滤波器一般适用于感性负载。对容性负载的谐波源, 可采用单独使用方式的串联型有源滤波器, 通过控制有源滤波器的补偿电压来改变负载端的电压, 从而使电源电流为正弦。图 1-1e 为与 LC 滤波器混合使用的串联型有源电力滤波器, 与图 1-1c 方式等效。由于其所需变流器的装置容量很小, 一般不超过负载容量的 3%, 因而也颇受关注^[2]。

由以上各种类型的有源电力滤波器的主电路结构比较分析，本装置采用 1-1b 所示的主电路结构，即与无源补偿器并联的并联混合型有源滤波器。

1.3 有源电力滤波器的基本原理

有源电力滤波器主要由谐波和无功电流的检测、补偿电流的产生等部分组成（图1-3）。通过检测电路检测出电网电流中的谐波和无功分量，产生相应的指令电流，然后采用某种控制方式控制功率电路产生实际的补偿电流，并注入到电网中，以达到消除谐波和无功电流的目的。流入电网的电流可按需要成为正弦波和三相对称的电流，并可按需要控制功率因数，最高可接近1^[4]。

下面以并联型有源滤波器为例具体说明其工作原理。如图1-3所示，将负载电流 i_l 按傅立叶级数展开为：

$$\begin{aligned} i_l(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\ &= I_1 \cos \theta_1 \sin \omega t + I_1 \sin \theta_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\ &= i_{1p}(t) + i_{1q}(t) + i_h(t) \end{aligned} \quad (1-1)$$

其中： $i_{1p}(t) = I_1 \cos \theta_1 \sin \omega t$ ，为基波有功电流

$i_{1q}(t) = I_1 \sin \theta_1 \cos \omega t$ ，为基波无功电流

$i_h(t) = \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n)$ ，为高次谐波电流

由图1-4可以得到下式：

$$i_s = i_l + i_c \quad (1-2)$$

即电源电流 i_s 由负载电流 i_l 和有源滤波器的输出电流 i_c 共同组成，如果控制有源滤波器的输出电流，使

$$i_c = -i_h \quad (1-3)$$

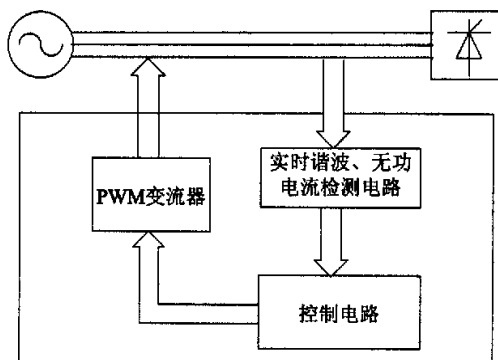


图1-3 有源滤波器原理框图

Figure 1-3 Principle Diagram of Active Power Filter

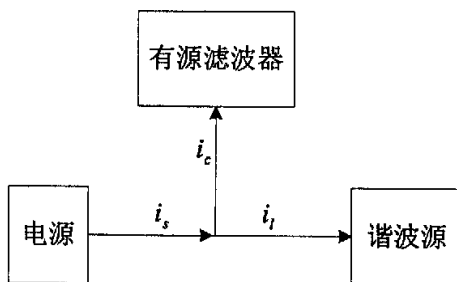


图1-4 有源滤波器原理示意图

Figure 1-4 Principle of Active Power Filter

则电源中就只有基波电流了，即有

$$i_s = i_{lp} + i_{lq} \tag{1-4}$$

这样就达到抑制谐波的目的。简言之，并联型有源滤波器相当于并联在电网上的受控电流源，它实时检测负载中的谐波电流，并产生与之大小相等而方向相反的谐波电流，使流入电网的谐波电流基本为零。

进一步分析式（1-2）还会看到，有源滤波器也可以同时用来补偿无功功率，这时只需使

$$i_c = -(i_{lq} + i_{lh}) \tag{1-5}$$

$$\text{则 } i_s = i_{1p} \quad (1-6)$$

即电源中就只含基波有功电流^[4]。

1.4 无源补偿器

无功补偿网络中 TSC 和 TCR 的配合使用的装置通常称为静止无功补偿装置。该装置无源补偿器主要由晶闸管控制电抗器 TCR、晶闸管投切电容器 TSC 和 LC 滤波器组成，对电力系统中的无功功率可以进行快速的动态补偿，其可以实现如下功能^[1]：

- 1、对动态无功负荷的功率因素校正；
- 2、改善电压调整；
- 3、提高电力系统的静态和动态稳定性，阻尼功率振荡；
- 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。

以上这些功能虽然是相互关联的，但静止无功补偿装置实际上只能以其中某一项参数为直接控制目标，其控制策略也不同，对装置容量的要求也不同。

1.4.1 晶闸管控制电抗器 TCR 的基本原理

如图 1-5 所示，其单相基本结构就是两个反并联的晶闸管与一个电抗器相串联。

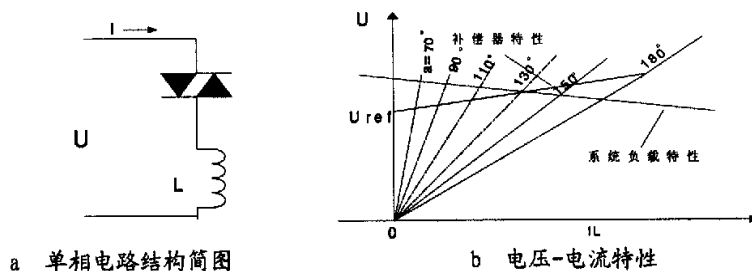


图 1-5 TCR 基本原理

Figure 1-5 Basic Principle of TCR

触发延迟角 α 的有效的移相范围为 $90^\circ - 180^\circ$ ，其位移因数始终为 0，也就是说基本电流都是无功电流， $\alpha = 90^\circ$ 时，晶闸管完全导通，导通角 δ 为 180° ，与晶闸管串联的电抗器相当于直接接到电网上，这时其吸收的基波电流和无功功率最大。当触发延迟角 α 在 $90^\circ - 180^\circ$ 之间时，晶闸管为部分区间导通，导通角 δ 小于 180° 。增大触发延迟角的效果就是减少电流中的基波分量，相当于增大补偿器的等效感抗，或者说减少其等效电纳，因而减少其吸收的无功功率。在控制系统下，得到如图所示的 TCR 电压-电流特性曲线。可以看出，TCR 电压-电流特性实际上是一种稳态特性，特性上的每一点都是 TCR 在导通角 δ 为某一角度时的等效感抗的伏安特性上的一点。TCR 之所以能从其电压-电流特性上的某一稳定工作点转移到另一稳定工作点，都是控制系统不断调节触发延迟角 α ，从而不断调节导通角 δ 的结果。显然其特性的斜率和在电压轴上的截距都是由控制系统参数来决定的。TCR 的三相接线形式大都采用三角形联结。

单独的 TCR 由于只能吸收容性的无功功率，因此往往与并联电容器配合使用。并联上电容器后，使得总的无功功率为 TCR 与并联电容器的无功功率抵消后的净无功功率，因而可以将补偿器的总体无功电流偏置到可吸收感性无功功率的范围内，另外，并联电容器串联上小的调谐电抗器还可以兼作滤波器，以吸收 TCR 产生的谐波电流^[1]。

1.4.2 晶闸管投切电容器 TSC 的基本原理

单相电路图如图 1-6a，其中的两个反并联晶闸管（可以用双向晶闸管代替）只是起将电容器并入电网或从电网断开的作用，而串联的小电感只是用来抑制电容器投入电网可能造成的冲击电流，在很多情况下，这个电感往往不画出来。因此，当电容投入时，TSC 的电压-电流特性就是该电容的伏安特性，如图 1-6c 所示。在工程实际中，一般将电容器

分成几组，每组都可由晶闸管投切。这样，可根据电网的无功需求来投切这些电容器，TSC 实际上就是可分组投切的吸收感性无功功率的动态无功补偿器，其电压-电流特性按照投入电容器的组数的不同可以是图中的 OA、OB、OC。当 TSC 用于三相电路时，可以是三角联结，也可以是星形联结，每一相都设计成图 1-6b 那样的分组投切。

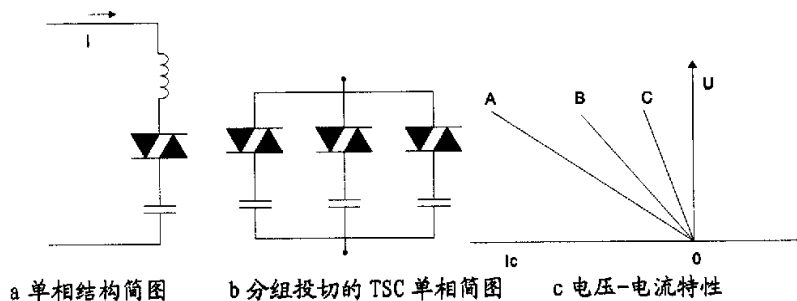


图 1-6 TSC 基本原理

Figure 1-6 Basic Principle of TSC

电容器的分组的具体方法比较灵活，一般希望能组合产生的电容级数越多越好，但是综合考虑到系统复杂性以及经济性问题，可以采用二进制的方案，即采用 $K-1$ 个电容值均为 C 的电容和一个电容值为 $C/2$ 的电容，这样的分组法可以组合成的电容值为 $2k$ 级。

电容器的分组投切在较早的时候大都是采用机械断路器来实现的，这就是机械投切电容器 (MSC)。和其相比，晶闸管的操作寿命几乎是无限的，而且晶闸管的投切时刻可以精确控制，以减少投切时的冲击电流和操作困难。另外，和 TCR 相比，TSC 虽然不能连续调节无功功率，但具有运行时损耗较小的优点。因此，TSC 已在电力系统获得了较广泛的应用，而且有许多是与 TCR 配合使用构成 TCR+TSC 混合型补偿器^[1]。

1.4.3 LC 滤波器的结构和基本原理

LC 滤波器是传统的谐波抑制装置。在各种抑制谐波的方法中，它出现最早，且存在一些较难克服的缺点，但因其具有结构简单、设备投资

较少、运行可靠性较高、运行费用较低等优点，因此至今仍是应用最多的方法。

LC 滤波器也称为无源滤波器，是由滤波电容器、电抗器和电阻器适当组合而成的滤波装置，与谐波源并联，除去滤波作用外，还兼顾无功补偿的需要。LC 滤波器又分为单调谐滤波器、高通滤波器及双调谐滤波器等多种。在无源补偿器中，用到的是单调谐滤波器。

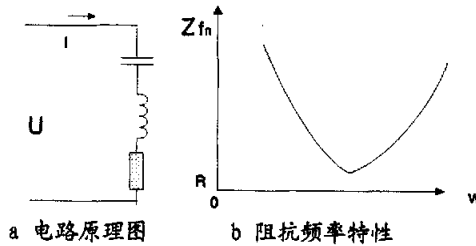


图 1-7 LC 滤波器的基本原理

Figure 1-7 Basic Principle of LC

如图 1-7 所示为单调谐滤波器的电路原理图及阻抗频率特性。滤波器对 N 次谐波的阻抗为：

$$Z_{f_n} = R_{f_n} + j(n\omega_1 L - \frac{1}{n\omega_1 C})$$

式中 f_n 表示第 n 次单调谐滤波器。由上式得到滤波器阻抗随频率变化的曲线，如图 1-7 所示。单调谐滤波器是利用串联 L 、 C 谐振原理构成的，谐振次数 n 为：

$$n = \frac{1}{\omega_1 \sqrt{LC}}$$

在谐振点处， $Z_{f_n} = R_{f_n}$ ，因 R_{f_n} 很小， n 次谐波电流主要由 R_{f_n} 分流，很少流入电网中。而对于其它次数的谐波， Z_{f_n} 的值很大，滤波器分流很少。因此，只要将滤波器的谐振次数设定为与需要滤除的谐波次数一样，则该次谐波将大部分流入滤波器，起到滤除该次谐波的目的^[1]。

1.5 本文的研究内容

基于以上的分析，本文采用了无源和有源相结合的补偿方案，其中无源补偿网络的使用可以增大装置的补偿容量，降低其单位容量的性能造价，而有源滤波器的使用可以实现无功与谐波的动态补偿。

在此将讨论利用实时傅立叶分析的方法生成有源滤波器的指令电流；重点研究谐波电流的分析方法及有源滤波器指令电流的生成和控制策略的实现，并对有源滤波器的主电路参数和控制算法进行了仿真；最后还建立起无功与谐波自动补偿装置的实验系统进行实验。

第二章 系统总体结构的介绍

2.1 总体构成

无功与谐波自动补偿装置主要由三相隔离变压器、有源滤波器主电路、有源滤波器控制与驱动电路、无源无功补偿器主电路、无源三、五、七次谐波补偿器主电路、电流、电压检测单元、无源补偿器控制与驱动电路、显示和指令输入电路等部分组成。

其中，Tran 是系统的电源变压器；Load 是产生谐波、消耗无功，并且三相可能不对称的非线性负载；方框内的部分是无功与谐波自动补偿装置。PHC 和 PFC 分别是无源谐波和无功补偿网络；PT 和 CT 分别是电压、电流传感器； L_p 是四象限变流器 4QC 的输出侧电抗器。

无功与谐波自动补偿装置结构图如图 2-1 所示。其中有源滤波器主电路由四象限变流器、输出侧电抗器、直流侧电容器等构成。三相隔离变压器由容量为 500KVA（若考虑系统的整体补偿容量，可以考虑加入充足的裕量）的三相变压器组成。适用电压等级为 220

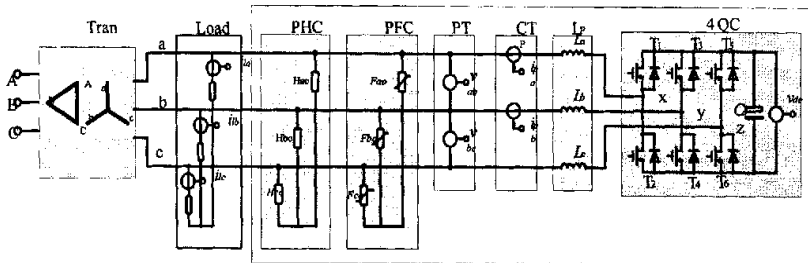


图2-1 无功与谐波自动补偿装置的结构示意图

Figure 2-1 Structure Diagrammatic Sketch of Hybrid Reactive Power and Harmonic Compensator

V_{AC} ， $380V_{AC}$ 。其主要作用是实现实验系统主电路与供电系统的隔离，防止串扰，对整个系统起到一定的保护作用。

无源无功与谐波补偿网络如图2-2中(a)、(b)所示。

图2-2中只表示了一相的无源补偿电路，分别相当于图2-1的PFC和PHC的一个阻抗元件。在PFC电路中，为了实现无功的无级调节，将晶闸管投切的电容器(TSC)分成三个部分分别控制，各部分的容量需要与系统的总补偿容量及有源滤波器的容量统一考虑，在此系统中，总的补偿容量为500KVA，因此，各部分的容量分别为200KVA、200KVA、100KVA，这样可以根据实时测到的需要补偿的容量来选择晶闸管的投切。PHC电路由三、五、七次谐波谐振电路和电子开关组成。为了实现过载保护及波形记录和显示的功能，PFC和PHC的各支路分别设置分流器，利用微处理器的A/D通道采集电流波形。

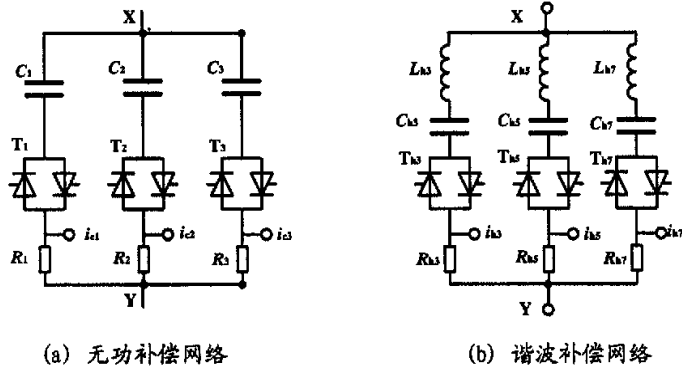


图2-2 无源补偿网络的主电路结构示意图

Figure 2-2 Main Circuit Structure Diagrammatic Sketch of Reactive Power Compensation Network

2.2 有源滤波器主电路硬件参数

有源滤波器主电路为电压型四象限变流器，由开关元件及其驱动和保护电路、滤波电感和支撑电容组成，其中开关元件采用了欧派克的

IGBT, 型号FF300R17KE3, 电流电压定额300A/1700V; 滤波电感的电感值2mH, 额定电流120A; 直流侧支撑电容总体容量为4~5mF, 耐压1200V。

检测单元中使用的都是LEM传感器, 分别对电源侧的两个线电压和三相负载电流、有源滤波器的两相电流以及直流侧电容电压八个信号进行检测。传感器典型电参数如表2-1所示。

参 数 型 号	一次侧电 流额定值	二次侧电 流额定值	变比	供电电压
LA125-P	125A	125mA	1:1000	±12~15V
LA25-NP	25A	25mA	1:1000	±15V
LV25-P	10mA	25mA	2500:1000	±12~15V
LV100	10mA	50mA	10000:2000	±15V

表2-1 LEM传感器的典型电气参数

Table 2-1 Electrical Data of LEM Transducer

2.3 系统的控制电路结构

2.3.1 系统技术指标

- 适用电源电压等级: 220 V_{ac} , 380V_{ac}
- 有源滤波器补偿容量: 50KVA(基波无功); 150A(最大瞬时补偿电流)
- 可以控制的无源补偿网络的功率等级: 500KVA
- 在无源补偿网络容量范围内, 补偿后的电源电流: 功率因数高于 0.9
- 总谐波畸变系数(THD)<5%, 三相负载电流的不对称系数<3%
- 可适用的运行环境: 室内; 温度-20~55℃; 相对湿度<90%。

2.3.2 控制部分总体结构

无功与谐波自动补偿装置的控制系统的由有源和无源两部分组成。有源滤波器的控制系统以两个 DSP TMS320LF2407 和 TMS320VC33 为核心, 用以完成系统电压、电流等信号的采集和

处理、负载电流的谐波分析、有源滤波器指令电流的产生和控制策略的实现，以及系统状态信息显示、内部信号输出、系统故障信号的检测与保护等功能。

无源补偿器的控制系统以 DSP TMS320LF2407 为核心，用以完成电压、电流等信号的采集处理，控制双向晶闸管的导通与关断，与有源板之间的通讯，完成系统的自我保护等功能。其结构如下图 2-3 所示。

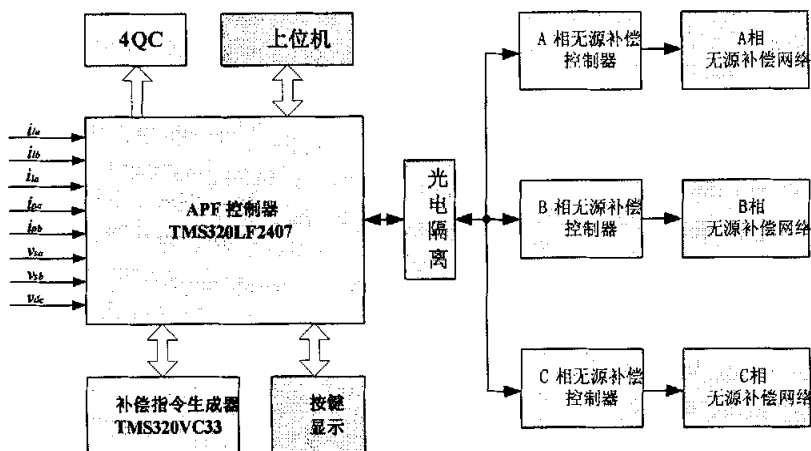


图 2-3 系统的控制部分结构框图

Figure 2-3 Structure diagram of System Control Section

本论文主要讨论了实时傅立叶变换的谐波分析方法，以及有源滤波器指令电流的生成和控制策略的实现。系统的硬件电路部分主要由另外一位研究生负责。为了论文完整起见，下面对有源滤波器的控制电路做一下简要介绍。

2.4 有源滤波器控制系统的硬件构成

有源滤波器的控制系统是基于双DSP结构，分别采用浮点芯片 TMS320VC33 和定点芯片 TMS320LF2407，以下简称 VC33 和 LF2407。对 VC33 来讲，其运算能力很强，但片内资源和对外 I/O 端

口较少，逻辑处理能力也较弱，主要用于浮点计算和数据处理；而LF2407正好相反，其片外接口资源丰富，I/O端口使用方便，但其精度和速度有一定限制。所以用于数据采集和过程控制。两个DSP芯片通过双口RAM完成数据交换。通过这两个DSP芯片的互补结合，可充分发挥各自的优点，使控制系统达到最佳组合。有源滤波器控制系统的结构框图如图2-4所示。

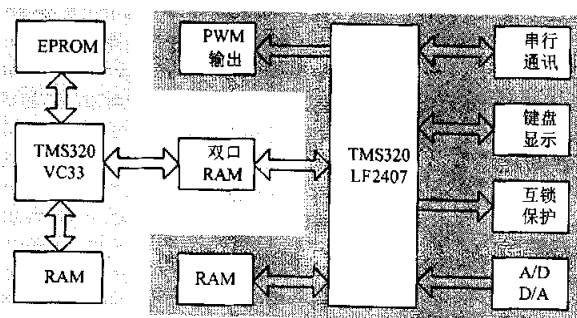


图2-4 有源滤波器控制系统的结构框图

Figure 2-4 Structure of Control System of Active Power Filter

2.4.1 TMS320 LF2407 检测控制子系统

TMS320LF2407属于TI公司F24X系列DSP芯片，具有每秒2千万条指令的处理运算速度，并具有丰富的外接I/O端口、片内集成外围设备以及专用的PWM发生函数和捕获单元^[8]。TMS320LF2407检测控制子系统主要包括A/D、D/A、A/D调理电路等功能单元。下面对各主要单元作简单介绍。

一、A/D 功能单元

有源滤波器通过实时采集三相电源电压、负载电流和有源滤波器电流来计算指令电流。为了提高系统的测量精度，选用了两片AD7864对各相电压电流同时采样。

AD7864是一款高速、低功耗、单电源、四路模拟输入同步采

样、12位的模/数转换器。具有一个 $1.65\mu\text{s}$ 的逐次逼近式A/D转换器，四路跟踪/保持放大器，2.5V参考电平，在片时钟振荡器，信号调整电路及一个高速的并行接口。AD7864的转化启动信号从管脚“CONVST”输入，上升沿触发。当其有效时，跟踪/保持器被置“保持”，同时按增序转化被选择的通道（通过软件或硬件选择）。“EQC”信号用来表明单个通道转化的结束，而“BUSY”信号表明被选择的所有通道转化的结束，二者都是低电平有效。

AD7864具有高速的十二位数据总线，能直接与十六位DSP相连。工作过程：首先由LF2407对电源电压频率实现数字锁相，产生AD触发信号同时启动两片AD7864，然后AD7864分别对四个通道进行转换，完成后“BUSY”信号由高变低。

由于使用了两片AD7864，所以将两个“BUSY”信号通过一个或门接到LF2407的外部中断口。当两片AD7864的八个通道都转换完成以后，向LF2407发出中断信号。LF2407响应中断，先选中其中一片AD，再连续执行四次读AD操作，就可得到各个通道的采样值；然后对另一片AD执行同样的操作，即可得到八个通道的同步采样数据。

二、D/A 功能单元

由于控制算法均由软件完成，各中间变量无法用示波器直接观测，而LF2407片内没有D/A，因此选用了AD7841作为系统D/A输出单元，将中间变量转换为模拟信号输出，便于系统调试和监控。

AD7841是ANALOG DEVICES公司生产的14位数据并行输入，8路模拟输出的D/A转换器。其建立时间为 $16\mu\text{s}$ ，采用双电源 $\pm 15\text{V}$ 供电，参考电压范围为 $-5\text{V}\sim+5\text{V}$ ，输出电压范围 $-10\text{V}\sim+10\text{V}$ 。

按照分配给AD7841的I/O地址空间，并通过A0、A1、A2选择数据寄存器输入数据，即可在相应的D/A通路上得到模拟输出。AD7864、AD7841与LF2407接口如图2-5所示。

三、A/D 调理电路

在对模拟量进行量化时，由于A/D转换器的转换过程需要一定的时间，因此必须保证在转换过程中，被转换信号保持不变，否则会影响转换精度。在工业现场，往往存在较强电磁干扰，这些干扰信号可能经传感器或传输线进入数据采集通道，使采集到的信号中包括多种频率成分的噪声。这样，必须采取信号滤波技术，将不需要的杂散信号抑制掉，提高信号采集系统的信噪比。

在对进入A/D转换器的信号进行预处理中，多路信号切换、采样保持和信号滤波技术是A/D前不可缺少的环节。A/D转换器中自带了多路信号切换电路和采样保持电路，只是需要添加信号调理电路。由于本系统中需要对电压、电流共八路信号进行检测，再加上有直流电压，所以各路信号中的A/D调理电路又有所不同，下面分别介绍AD调理电路构成。

图2-6为交流电压、电流信号的调理电路。A/D调理电路中运算放大器为LM258。由图中看出，LM258有正负两个输入信号，这样可以消除共模信号。为了充分利用LF2407的资源，LM258的输出信号一路直接接到AD7864上，另一路经过后面的分压电路和钳位电路后送到LF2407，因为LF2407的AD转换器要求的输入信号的范围为0V~3.3V。器件BAT54S主要作用是将电压钳制在0V~3.3V内，起到保护作用。

图2-7为直流侧电压 U_{dc} 的信号调理电路。该调理电路由三个运算放大器构成，因为对于直流电压，我们需要的是它和给定值之间的偏移

量，因此加一个电压比较器，来提高信号的测量精度。在信号输出端，电路构成和交流信号的调理电路相同。

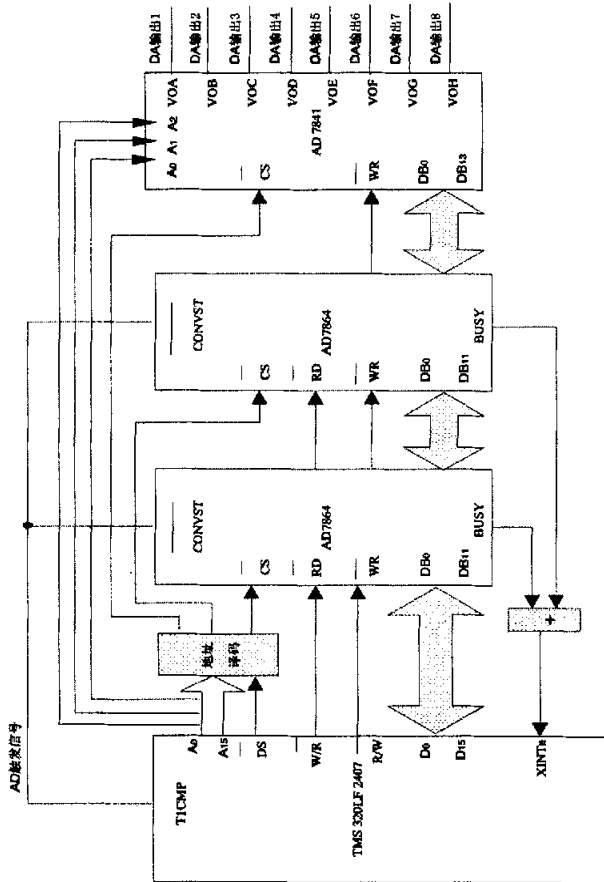


图 2-5 LF2407与A/D、D/A芯片接口示意图

Figure 2-5 Interface Diagram of LF2407、AD and DA

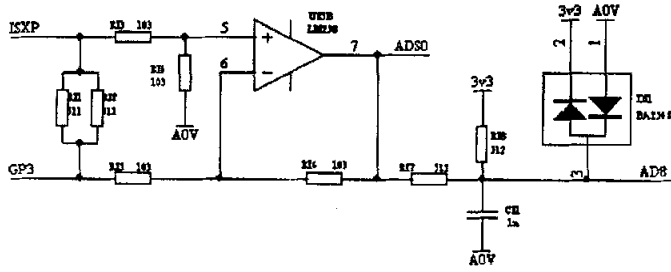


图 2-6 交流信号的 A/D 调理电路

Figure 2-6 A/D Conditioning Circuit of AC Signal

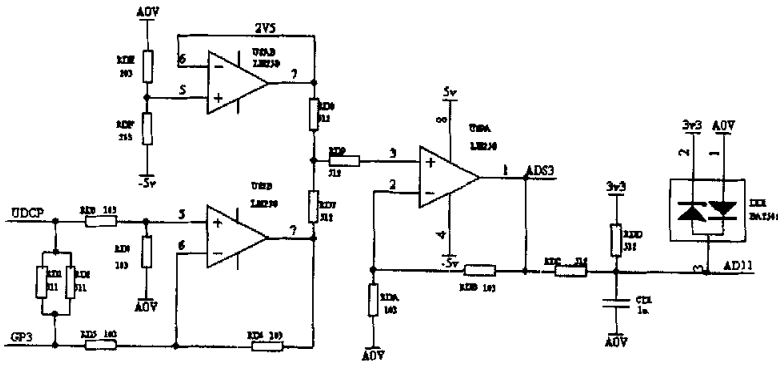


图 2-7 直流侧电压信号的调理电路

Figure 2-7 A/D Conditioning Circuit of DC Side Voltage Signal

2.4.2 TMS320VC33 浮点计算子系统

TMS320VC33 是美国 TI 公司推出的 TMS320C3X 系列的浮点式数字信号处理器^[9]。它采用了内部 1.8 V，外部 3.3 V 供电，因而功耗比原有型号降低了大约一个数量级，而且能支持高达 150 M / FLOPS 的运行速率，其主要特性如下：

CPU 带有 32 位的高性能 CPU；可进行 16 / 32 位整数和 32 / 40 位的浮点操作；内含 8 个扩展精度寄存器；带有 2 个地址发生器、8 个辅助寄存器和 2 个辅助寄存器算术单元 (ARAUs)。

存储器 具有 32 位的指令字, 24 位的地址线; 带有 $34\text{ k}\times 32\text{ b}$ (1.1 Mb) 的片内双静态 RAM。

外围接口 带有启动程序装载功能; 内含 5 倍频的锁相环 (PLL) 时钟发生器; 片内存储器可映射外设, 其中包括一个串行口、2 个 32 位定时器和一个 DMA; 具有 4 个内部译码页选, 可大大简化与 I/O 及存储器的接口。

指令速度 具有高速的浮点运算能力, 其中 TMS320VC33-150 单周期指令执行时间为 13ns。本系统采用 TMS320VC33-150。

由于 VC33 主要用于指令电流的计算及四象限变流器的门极开关指令的生成, 因此在系统中只扩展了数据存储器 and 程序存储器。

数据存储器选用两片 ISSI 公司的 $256\text{K}\times 16$ 位高速 CMOS 静态 RAM, 型号为 IS61LV25616AL, 存取时间为 10ns。程序存储器选用一片 ATMEL 公司的 $64\text{K}\times 16$ 位 FLASH 存储器代替 EPROM, 型号为 AT29LV1024。

2.4.3 双 DSP 间数据交换单元

双 DSP 间数据交换单元由双口 RAM 实现, 选用 CYPRESS 公司的 $4\text{K}\times 16$ 高速双口 CMOS 静态 RAM, 型号为 CY7C024V, 读取时间 25ns。双口 RAM 是一种特殊的存储器, 它具有两组数据总线、地址总线和两组相应的控制总线。两个 DSP 可同时访问双口 RAM 上的不同存储单元, 而不会发生访问的冲突和竞争。为了避免发生访问冲突和竞争, 在设计中需要从硬件和软件两个方面作特殊的考虑。

图 2-8 为数据交换单元的结构框图。由于 CY7C024V 所具备的电路特点和存储特性, 简化了数据交换单元的电路设计及数据交换协议的实现。系统设计中数据流向做了合理的安排, 相应的在双口 RAM 中开辟了两个缓冲区 BUF1 和 BUF2, 其中 BUF1 作为 LF2407 向

VC33传递数据的通道，BUF2作为VC33向LF2407传递数据的通道。

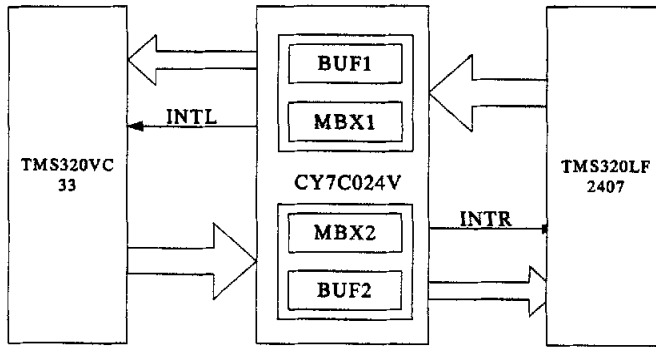


图2-8 数据交换单元的结构

Figure 2-8 Structure of Data Change Unit

当LF2407的数据需要向VC33传递时，LF2407将数据写入BUF1，然后向特定地址的信箱MBX1写一个任意数，此时由CY7C024V内部电路产生一个中断信号INTL给VC33；VC33在检测到INTL信号时响应中断，从BUF1读出数据并访问MBX1清除中断信号。当VC33处理完数据并需将结果传送给LF2407时，将数据存入BUF2，然后向信箱MBX2写一个任意数，此时产生中断信号INTR，引起LF2407中断；LF2407在检测到INTR信号时响应中断，从BUF2读出数据并访问MBX2清除中断信号。

从以上通信过程可以看出，系统模拟了通常的信件投取方式，解决了访问冲突问题，同时双口RAM的特殊结构使得双DSP间迅速、方便的交换数据，增强了双微机系统的并行处理能力，提高了通信实时性。

第三章 谐波电流分析和有源滤波器控制策略的研究

有源滤波器是实现无功与谐波自动补偿装置的关键。本章主要讨论了系统谐波电流的分析方法及有源滤波器指令电流的生成和开关控制策略的实现。

迄今为止,已有多种谐波检测方法被提出^[3-7]。如:基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法、基于FFT(Fast Fourier Transformation)的谐波电流检测方法、基于小波变换的谐波检测方法、基于 i_p-i_q 变换的谐波检测方法、基于同步检测法的谐波检测方法以及基于人工神经网络的谐波检测方法等。根据无功与谐波自动补偿装置的结构特点,本文采用了全新的基于傅立叶变换的实时数字化分析方法,下面对其进行详细讨论。

3.1 本装置无功与谐波电流补偿的特点

如图 2-1 所示,系统的无功补偿原则是:通过电压、电流的采样,实时计算三相负载的无功功率,按照三相平衡、无功最小的原则选择无功补偿网络,实现无源补偿网络的优化;在无源网络最优的条件下,有源滤波器补偿负载残留的无功功率。

谐波补偿的原则是:3、5、7 次谐波主要由无源网络补偿,7 次以上的谐波由有源滤波器补偿。当无源补偿网络的电流达到额定值时,保持其额定工作状态,剩余的谐波电流由有源滤波器补偿。当谐波电流超出补偿容量时,谐波补偿功能关闭,以保护本补偿装置。

自动检测、计算负载电流的无功和谐波成分;根据负载电流的情况,控制无源补偿网络和有源滤波器,实现无功和谐波电流的无级动态补

偿，以提高负载的功率因数并降低谐波电流等级。

综上所述，在本系统的谐波电流计算中，需要分别算出三相负载电流的三、五、七次谐波分量，基波正序有功分量、基波正序无功分量及基波负序分量。这就要求谐波电流分析方法能分别实时计算出这些分量，然后按照补偿策略控制无源滤波器和有源滤波器，对系统的无功和谐波电流进行实时补偿。

3.2 实时傅立叶变换

3.2.1 谐波分析算法的基本理论依据

为了分析带有许多不同频率的复杂信号，过去的多年研究中提出了许多数学算法，其中采用傅立叶(Fourier)级数^[10]对非正弦连续时间周期函数进行分析是谐波分析的最基本方法。

满足狄里克雷(Dirichlet)条件的周期函数可以分解为三角形式的傅立叶级数，即

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

其中， $x(t)$ 为一个时间域的周期信号； $\omega_1 = 2\pi f_1$ ， $f_1 = 1/T$ 为基频， T 为该周期信号的一个时间周期； a_n 和 b_n 为傅立叶级数的系数，

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos n\omega_1 t dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin n\omega_1 t dt \end{aligned}$$

利用三角函数的恒等变换，上式可以写成另一形式，即

$$x(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n)$$

其中， $c_0 = a_0$ ， $c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ ， $\varphi_n = \arctan(b_n/a_n)$ 。

在 $[t_1, t_2]$ 区间上定义的非零实函数 $\phi_1(t)$ 与 $\phi_2(t)$ ，若满足条件

$$\int_{t_1}^{t_2} \phi_1(t)\phi_2(t)dt = 0,$$

则函数 $\phi_1(t)$ 与 $\phi_2(t)$ 为在 $[t_1, t_2]$ 区间的正交函数。

在 $[t_1, t_2]$ 区间定义的非零函数序列 $\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_n(t)$, 其中任意两个函数 $\phi_i(t)$ 与 $\phi_j(t)$ 均满足

$$\int_{t_1}^{t_2} \phi_i(t)\phi_j(t)dt = \begin{cases} 0 & i \neq j, \\ k_i & i = j, \end{cases}$$

式中 k_i 为常数, 则称函数序列 $\{\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_n(t)\}$ 为在区间 $[t_1, t_2]$ 上的正交函数集。不难证明, 三角函数序列

$$\{1, \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \cos(2\omega_1 t + \varphi_2), \dots, \cos(n\omega_1 t + \varphi_n), \dots\}$$

就是在 $[0, \frac{2\pi}{\omega_1}]$ 上的正交函数集。

3.2.2 谐波电流的计算

根据上面所述的傅立叶级数的定义, 设一相的负载电流表达式如下:

$$\begin{aligned} i(t) &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) \\ &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n) \end{aligned}$$

其中, n 为谐波次数, I_n 为该相电流 n 次谐波的幅值, φ_n 为该相电流 n 次谐波的相角, $\omega_1 = 2\pi f_1$, f_1 为基频。

其中:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) * \cos(n\omega_1 t) dt \quad (3-1)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) * \sin(n\omega_1 t) dt \quad (3-2)$$

因此, 可求得 n 次谐波电流的幅值

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

n 次谐波的相角为: $\varphi_n = \arcsin \frac{b_n}{I_n}$ 。

在 DSP 中实现时, 要对上面的算式进行离散化处理,

对 (3-1) 式, 有:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T i(t) * \cos(n\omega_1 t) dt = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \cos \frac{n\omega_1 kT}{N} \\ &= \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \cos \frac{2nk\pi}{N} \end{aligned}$$

对于 (3-2) 式, 有:

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T i(t) * \sin(n\omega_1 t) dt = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \sin \frac{n\omega_1 kT}{N} \\ &= \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \sin \frac{2nk\pi}{N} \end{aligned}$$

所以, n 次谐波的电流幅值为:

$$\begin{aligned} I_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ &= \frac{2}{N} \sqrt{\left[\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \cos \frac{2nk\pi}{N} \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \sin \frac{2nk\pi}{N} \right]^2} \end{aligned}$$

$$\text{同时有, } \sin \varphi_n = \frac{b_n}{I_n} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \sin \frac{2nk\pi}{N}}{\sqrt{\left[\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \sin \frac{2nk\pi}{N} \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \cos \frac{2nk\pi}{N} \right]^2}}$$

由上式可得其相角为:

$$\varphi_n = \arcsin \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \sin \frac{2nk\pi}{N}}{\sqrt{\left[\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \sin \frac{2nk\pi}{N} \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^{N-1} i(k) * \cos \frac{2nk\pi}{N} \right]^2}} \right)$$

设一相电源电压的表达式为:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega_1 t - \phi_n)$$

其中, n 为谐波次数, V_n 为该相电压 n 次谐波的幅值, ϕ_n 为该相电压 n 次谐波的相角。同理, 根据上面求谐波电流的方法, 可以求得该相电压基波分量的幅值 V_1 和初相角 ϕ_1 值。

一、基波有功电流与无功电流的计算

假设一相的基波电压、电流表达式为:

$$\begin{cases} v_1(t) = V_1 \cos(\omega_1 t - \phi_1) \\ i_1(t) = I_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \end{cases}$$

将上面的电流表达式分解如下, 有:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= I_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \\ &= I_1 \cos(\omega_1 t - \phi_1 + \phi_1 - \varphi_1) \\ &= I_1 \cos(\omega_1 t - \phi_1) \cos(\varphi_1 - \phi_1) + I_1 \sin(\omega_1 t - \phi_1) \sin(\varphi_1 - \phi_1) \\ &= i_{1p}(t) + i_{1q}(t) \end{aligned}$$

则该相电流中基波有功分量为:

$$i_{1p}(t) = I_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1) \cos(\omega_1 t - \phi_1) = I_{1p} \cos(\omega_1 t - \phi_1)$$

基波电流无功分量为:

$$i_{1q}(t) = I_1 \sin(\varphi_1 - \phi_1) \sin(\omega_1 t - \phi_1) = I_{1q} \sin(\omega_1 t - \phi_1)$$

则基波有功电流分量幅值可由下式推导得,

$$\begin{aligned} & \frac{2}{T} \int_0^T i_1(t) * \cos(\omega_1 t - \phi_1) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T [I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)] * \cos(\omega_1 t - \phi_1) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T I_0 * \cos(\omega_1 t - \phi_1) dt + \frac{1}{T} \int_0^T [\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)] * \cos(\omega_1 t - \phi_1) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T [I_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \cos(\omega_1 t - \phi_1)] dt \\ &= \frac{2}{T} \cdot \frac{I_1}{2} \int_0^T \cos(\varphi_1 - \phi_1) dt = I_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1) = I_{1p} \end{aligned}$$

离散化后, 得:

$$I_{1p} = I_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_1(k) * \cos\left(\frac{2k\pi}{N} - \phi_1\right)$$

该相电流的基波无功电流分量幅值推导如下:

$$\begin{aligned} & \frac{2}{T} \int_0^T i_1(t) * \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T [I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)] * \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T I_0 * \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt + \frac{2}{T} \int_0^T [\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n)] * \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T [I_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \sin(\omega_1 t - \phi_1)] dt \\ &= I_1 \sin(\varphi_1 - \phi_1) = I_{1q} \end{aligned}$$

经离散化后, 可得:

$$I_{1q} = I_1 \sin(\varphi_1 - \phi_1) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_1(k) * \sin\left(\frac{2k\pi}{N} - \phi_1\right)$$

二、三相负序电流的计算

设负载三相电流不对称并包含大量的谐波成分, 其表达式如下式所示:

$$\begin{cases} i_{ia}(t) = I_{1+} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1+}) + I_{1-} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1-}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{an} \cos(n\omega_1 t - \varphi_{an}) \\ i_{ib}(t) = I_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1+}) + I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{bn} \cos(n\omega_1 t - \varphi_{bn}) \\ i_{ic}(t) = I_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1+}) + I_{1-} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1-}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{cn} \cos(n\omega_1 t - \varphi_{cn}) \end{cases} \quad (3-3)$$

三相电流的负序分量推导如下:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T} \int_0^T \begin{bmatrix} i_{ia}(t) \\ i_{ib}(t) \\ i_{ic}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \sin \omega_1 t \\ \sin(\omega_1 t + 120^\circ) \\ \sin(\omega_1 t - 120^\circ) \end{bmatrix} dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T [i_{ia}(t) * \sin \omega_1 t + i_{ib}(t) * \sin(\omega_1 t + 120^\circ) + i_{ic}(t) * \sin(\omega_1 t - 120^\circ)] dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T [I_{1+} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1+}) * \sin \omega_1 t + I_{1-} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1-}) * \sin \omega_1 t \\
&+ I_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1+}) * \sin(\omega_1 t + 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) * \sin(\omega_1 t + 120^\circ) \\
&+ I_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1+}) * \sin(\omega_1 t - 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1-}) * \sin(\omega_1 t - 120^\circ)] dt \\
&= \frac{3}{2} I_{1-} \sin \varphi_{1-}
\end{aligned}$$

对上式离散化, 可得:

$$I_{1-} \sin \varphi_{1-} = \frac{2}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[i_{ia}(k) * \sin \frac{2k\pi}{N} + i_{ib}(k) * \sin\left(\frac{2k\pi}{N} + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ic}(k) * \sin\left(\frac{2k\pi}{N} - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3-4)$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T} \int_0^T \begin{bmatrix} i_{ia}(t) \\ i_{ib}(t) \\ i_{ic}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t \\ \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \\ \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \end{bmatrix} dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T [i_{ia}(t) * \cos \omega_1 t + i_{ib}(t) * \cos(\omega_1 t + 120^\circ) + i_{ic}(t) * \cos(\omega_1 t - 120^\circ)] dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T [I_{1+} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1+}) * \cos \omega_1 t + I_{1-} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1-}) * \cos \omega_1 t \\
&+ I_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1+}) * \cos(\omega_1 t + 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) * \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \\
&+ I_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1+}) * \cos(\omega_1 t - 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1-}) * \cos(\omega_1 t - 120^\circ)] dt \\
&= \frac{3}{2} I_{1-} \cos \varphi_{1-}
\end{aligned}$$

离散化后, 得:

$$I_{1-} \cos \varphi_{1-} = \frac{2}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[i_{ia}(k) * \cos \frac{2k\pi}{N} + i_{ib}(k) * \cos\left(\frac{2k\pi}{N} + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ic}(k) * \cos\left(\frac{2k\pi}{N} - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3-5)$$

又有:

$$I_{1-} = \sqrt{(I_{1-} \sin \varphi_{1-})^2 + (I_{1-} \cos \varphi_{1-})^2} \quad (3-6)$$

根据 (3-4)、(3-5)、(3-6) 式, 即可求得负序电流的幅值 I_{1-} 。

进而可求得 $\sin \varphi_{1-}$ 的值, 经反正旋变换后, 即可得到 φ_{1-} 。

三、三相正序电流的求法

设三相负载电流如式 (3-3) 所示, 则三相正序电流的推导如下:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T \begin{bmatrix} i_{1a}(t) \\ i_{1b}(t) \\ i_{1c}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \sin \omega_1 t \\ \sin(\omega_1 t - 120^\circ) \\ \sin(\omega_1 t + 120^\circ) \end{bmatrix} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [i_{1a}(t) * \sin \omega_1 t + i_{1b}(t) * \sin(\omega_1 t - 120^\circ) + i_{1c}(t) * \sin(\omega_1 t + 120^\circ)] dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [I_{1+} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1+}) * \sin \omega_1 t + I_{1-} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1-}) * \sin \omega_1 t \\ &+ I_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1+}) * \sin(\omega_1 t - 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) * \sin(\omega_1 t - 120^\circ) \\ &+ I_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1+}) * \sin(\omega_1 t + 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1-}) * \sin(\omega_1 t + 120^\circ)] dt \\ &= \frac{3}{2} I_{1+} \sin \varphi_{1+} \end{aligned}$$

对上式离散化, 可得:

$$I_{1+} \sin \varphi_{1+} = \frac{2}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} [i_{1a}(k) * \sin \frac{2k\pi}{N} + i_{1b}(k) * \sin(\frac{2k\pi}{N} - \frac{2\pi}{3}) + i_{1c}(k) * \sin(\frac{2k\pi}{N} + \frac{2\pi}{3})] \quad (3-7)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T \begin{bmatrix} i_{1a}(t) \\ i_{1b}(t) \\ i_{1c}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t \\ \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \end{bmatrix} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [i_{1a}(t) * \cos \omega_1 t + i_{1b}(t) * \cos(\omega_1 t - 120^\circ) + i_{1c}(t) * \cos(\omega_1 t + 120^\circ)] dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [I_{1+} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1+}) * \cos \omega_1 t + I_{1-} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1-}) * \cos \omega_1 t \\ &+ I_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1+}) * \cos(\omega_1 t - 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) * \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \\ &+ I_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1+}) * \cos(\omega_1 t + 120^\circ) + I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) * \cos(\omega_1 t + 120^\circ)] dt \\ &= \frac{3}{2} I_{1+} \cos \varphi_{1+} \end{aligned}$$

离散化后, 得:

$$I_{1+} \cos \varphi_{1+} = \frac{2}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} [i_{1a}(k) * \cos \frac{2k\pi}{N} + i_{1b}(k) * \cos(\frac{2k\pi}{N} - \frac{2\pi}{3}) + i_{1c}(k) * \cos(\frac{2k\pi}{N} + \frac{2\pi}{3})] \quad (3-8)$$

又有：

$$I_{1+} = \sqrt{(I_{1+} \sin \varphi_{1+})^2 + (I_{1+} \cos \varphi_{1+})^2} \quad (3-9)$$

根据 (3-7)、(3-8)、(3-9) 式，即可求得正序电流的幅值 I_{1+} 。

进而可求得 $\sin \varphi_{1+}$ 的值，经反正旋变换后，即可得到 φ_{1+} 。

因此，三相电流的基波正序分量如下式所示：

$$\begin{bmatrix} i_{ia1+}(t) \\ i_{ib1+}(t) \\ i_{ic1+}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1+} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1+}) \\ I_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1+}) \\ I_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1+}) \end{bmatrix}$$

三相电流的基波负序分量如下式所示：

$$\begin{bmatrix} i_{ia1-}(t) \\ i_{ib1-}(t) \\ i_{ic1-}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1-} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1-}) \\ I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) \\ I_{1-} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1-}) \end{bmatrix}$$

同理，对于含有谐波分量的三相电源电压，可以计算出电源三相电压的基波正序分量表达式如下：

$$\begin{bmatrix} v_{sa1+}(t) \\ v_{sb1+}(t) \\ v_{sc1+}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1+} \cos(\omega_1 t - \phi_{1+}) \\ V_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi_{1+}) \\ V_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi_{1+}) \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

四、有源电力滤波器指令电流的生成

设负载电流如式 (3-3) 所示，如上面所述，经计算后得到电源三相电压的基波正序分量如式 (3-10) 所示，有：

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T} \int_0^T \begin{bmatrix} i_{ia}(t) \\ i_{ib}(t) \\ i_{ic}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \phi_{1+}) \\ \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi_{1+}) \\ \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi_{1+}) \end{bmatrix} dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T [i_{ia}(t) * \cos(\omega_1 t - \phi_{1+}) + i_{ib}(t) * \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi_{1+}) + i_{ic}(t) * \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi_{1+})] dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T [I_{1+} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1+}) \cos(\omega_1 t - \phi_{1+}) + I_{1-} \cos(\omega_1 t - \varphi_{1-}) \cos(\omega_1 t - \phi_{1+}) \\
&+ I_{1+} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1+}) \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi_{1+}) + I_{1-} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1-}) \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi_{1+}) \\
&+ I_{1+} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi_{1+}) \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi_{1+}) + I_{1-} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_{1-}) \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi_{1+})] dt \\
&= \frac{3}{2} I_{1+} \cos(\phi_{1+} - \varphi_{1+})
\end{aligned}$$

可求得三相电流的基波正序有功分量幅值如下，

$$I_{d1} = I_{1+} \cos(\phi_{1+} - \varphi_{1+}), \text{ 或}$$

$$I_{d1} = \frac{2}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} [i_{ia}(k) * \cos(\frac{2k\pi}{N} - \phi_{1+}) + i_{ib}(k) * \cos(\frac{2k\pi}{N} - \frac{2\pi}{3} - \phi_{1+}) + i_{ic}(k) * \cos(\frac{2k\pi}{N} + \frac{2\pi}{3} - \phi_{1+})]$$

则三相负载的基波正序有功分量如下式所示：

$$\begin{cases} i_{ia1+p}(t) = I_{1+} \cos(\phi_{1+} - \varphi_{1+}) \cos(\omega_1 t - \phi_{1+}) \\ i_{ib1+p}(t) = I_{1+} \cos(\phi_{1+} - \varphi_{1+}) \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi_{1+}) \\ i_{ic1+p}(t) = I_{1+} \cos(\phi_{1+} - \varphi_{1+}) \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi_{1+}) \end{cases}$$

基波正序无功分量如下式所示：

$$\begin{cases} i_{ia1+q}(t) = i_{ia1+}(t) - i_{ia1+p}(t) \\ i_{ib1+q}(t) = i_{ib1+}(t) - i_{ib1+p}(t) \\ i_{ic1+q}(t) = i_{ic1+}(t) - i_{ic1+p}(t) \end{cases}$$

3.2.3 有源滤波器指令电流的生成

理想情况下，有源滤波器补偿的只是负载的无功功率，因而有源滤波器既不需要从电源吸收有功功率，也不向电源输出有功功率，故有源滤波器直流侧电容器上的电压是不变的。实际上，由于系统的损耗，将使电容电压下降，另外负载谐波突变时会引起电容电压波动，因此必须要对电容电压进行控制。为了稳定电容器上的电压，有源滤波器交流侧必须从电源获得相应的有功功率并向直流

侧传递。指令电流生成原理框图如图3-1所示。

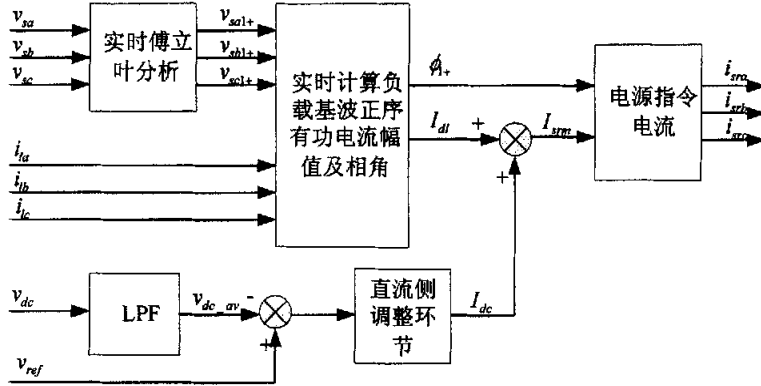


图 3-1 指令电流生成的原理框图

Figure 3-1 Generation Principle Diagram of Reference Current

设直流侧平均电压为 v_{dc_av} ，直流侧电压的指令值为 v_{ref} ，直流侧电容容量为 C ，则电源需要给有源滤波器提供的能量为

$$W_{dc} = \frac{1}{2} C (v_{ref}^2 - v_{dc_av}^2)$$

设能量 W_{dc} 由电源在一个周期 T_s 内提供，则电源需提供的有功功率 ΔP_{dc} 为

$$\Delta P_{dc} = \frac{W_{dc}}{T_s} = \frac{1}{2T_s} C (v_{ref}^2 - v_{dc_av}^2)$$

则电源需提供的有功电流幅值为：

$$I_{dc} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\Delta P_{dc}}{V_{1+}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{V_{1+}} \cdot \frac{C}{T_s} \cdot (v_{ref}^2 - v_{dc_av}^2)$$

因此，有源滤波器电源指令电流的幅值为：

$$I_{srm} = I_{d1} + I_{dc}$$

结合式 (3-10)，可得有源滤波器的电源指令电流如下：

$$\begin{cases} i_{sra}(t) = I_{srm} \cos(\omega_1 t - \phi_{1+}) \\ i_{srb}(t) = I_{srm} \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi_{1+}) \\ i_{src}(t) = I_{srm} \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi_{1+}) \end{cases}$$

3.3 算法中相关子程序的实现

由于有源滤波器要求的实时性比较高，考虑到系统的运行效率，算法在 VC33 中实现时，是用汇编语言来完成的，这就涉及到算法中一些子程序的实现问题，下面对各个子程序详细说明。

一、 $f(x) = \arcsin x$ 的实现

函数 $f(x) = \arcsin x = y$ 的各阶导数如下所示：

$$f'(x) = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}}; \quad f^{(2)}(x) = \frac{x}{(1-x^2)^{3/2}}; \quad f^{(3)}(x) = \frac{1+2x^2}{(1-x^2)^{5/2}}$$

$$f^{(4)}(x) = \frac{9x+6x^3}{(1-x^2)^{7/2}}; \quad f^{(5)}(x) = \frac{9+72x^2+60x^4}{(1-x^2)^{9/2}}$$

把 $x=0$ 代入上面各式，按麦克劳林级数^[11]展开，有：

$$f(x) = x + \frac{1}{6}x^3 + \frac{3}{40}x^5 + \dots$$

其中 $x \in [-1, 1]$ ， $f(x) \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 。

最后，根据 $\cos y$ 的符号来调整 $f(x)$ 的值，使其保持在 $[0, 2\pi]$ 的范围内。

如果 $\cos y > 0$ ，则 $f_1(x) = f(x)$ 。

如果 $\cos y < 0$ ，则 $f_1(x) = \pi - f(x)$ 。

上面表达式中， $f_1(x)$ 表示经过调整后，最终的计算结果。

二、除法子程序的实现

在 DSP 中，没有直接的浮点除法指令，因此，需要用除法子程序来实现，下面就是浮点除法的实现过程。

1、TMS320C3X 的浮点数据格式

C3X 所支持的浮点格式^[9]有三种：短浮点（16bit）、单精度浮点（32bit）及扩展精度浮点（40bit）。最常用的是单精度及扩展精度浮点格式，它们的结构分别如图 3-2(a)和图 3-2(b)。

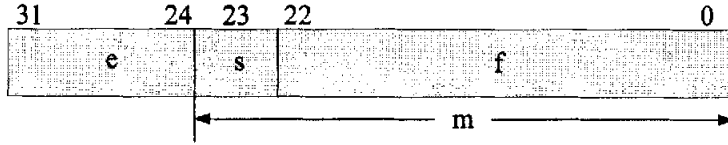


图3-2(a) VC33的单精度浮点格式

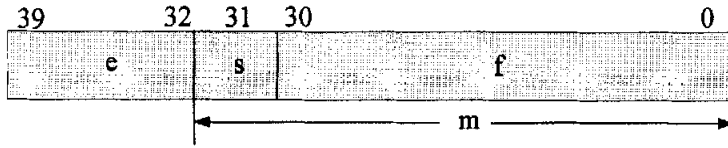


图3-2(b) VC33的扩展精度浮点格式

图 3-2 中 e 为指数区，用二进制补码表示，s 和 f 分别为符号位和分数区，它们通常被看作一个单元称为尾数区，用归一化的二进制补码表示。图 3-2 (a) 和 (b) 所示的格式表示的浮点数的值为

$$x = \bar{s} s . f_2 \times 2^e$$

在 VC33 中实现浮点数除法，通过被除数与除数的倒数相乘的思想来实现比较方便。如：求 b/a, 先求出 1/a, 然后 a*1/b 即得到 b/a。由于 VC33 的指令集中有现成的浮点乘法指令，所以这里的关键在于求除数的倒数。本文通过牛顿迭代法求除数的倒数。

2、牛顿迭代法求除数的倒数

牛顿迭代法^[11]是将非线性方程线性化，从而得到迭代序列的一种方法。对于求除数 a 的倒数，设 $f(x) = \frac{1}{x} - a$ ，式中 x 为 a 的倒数，方程 $f(x) = 0$ 为一非线性方程，把 $f(x) = 0$ 按牛顿迭代法分解，即得：

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} = x_n - \frac{\frac{1}{x_n} - a}{(\frac{1}{x_n} - a)'} = x_n * (2.0 - a * x_n)$$

式中， x_n 为第 n 次迭代的近似根。

由前面的数据格式讨论知，VC33 中浮点数通常可表示为 $a = c \times 2^e$ 。那么使用上式求浮点数的倒数，可将初始估计值设为 $x_0 = 1.0 \times 2^{(-e-1)}$ ，然后一直循环迭代，直到得到的 x_n 达到满意的精度为止。

具体实现牛顿迭代法求浮点数的倒数时应考虑符号问题。因此可先对除数的绝对值求倒数，然后判断除数的符号，如果为负，则对除数绝对值的倒数取负。对于除数为零的情况，这里无需特别处理。因为当 $a=0$ 时，对应的指数 $e=-128$ ，那么 x_0 的指数为 $-(-128)-1=127$ ，经过迭代后，超出 C3X 系列所能表示的最大浮点数，即溢出，此时 C3X 自动返回所支持浮点数的最大值，为 $3.402823e+38$ 。

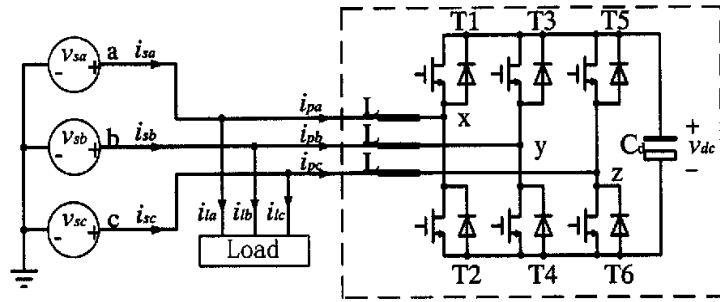
3.4 有源滤波器的开关控制策略

本节首先分析了三相三线电压型有源滤波器的拓扑结构，建立系统等效电路，然后在此基础上提出了三相电流的综合误差最小的开关控制策略，并从理论上说明了控制的基本方法和原理。

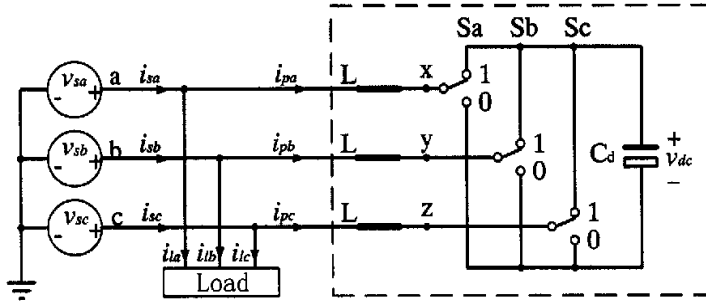
3.4.1 三相三线有源滤波器的拓扑结构

在图3-3 (a) 所示的供电系统中，虚线部分是三相电压型有源滤波器。通过控制功率开关 T1~T6 的通断和持续的时间，可以改变滤波器输出电流的大小与方向，从而达到补偿负载的谐波电流和无功电流的目的。由于同一桥臂的上、下两个开关不可能同时导通，因此可以用一个开关 S 的状态表示该桥臂的状态。规定 S=1 表示上桥臂导通，下桥臂关断；S=0 表示下桥臂导通，上桥臂关断。采用

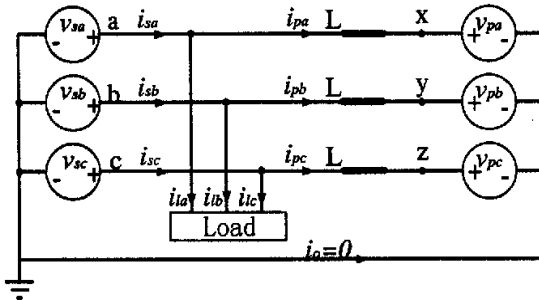
这种等效开关表示后，电路简化为图3-3 (b) 所示的形式^[3]。



(a)



(b)



(c)

图3-3 有源滤波器供电系统的电路结构
Figure 3-3 Circuit Structure of the Power System of Active Power Filter

分析在开关 $S_a \sim S_c$ 的各种状态组合下，节点 x 、 y 、 z 对地的电位，可以得到图3-3（c）所示的等效电路^[3]。

参考图中的标注，其中

$$\begin{cases} v_{pa} = (2 * S_a - S_b - S_c) * v_{dc} / 3 \\ v_{pb} = (2 * S_b - S_c - S_a) * v_{dc} / 3 \\ v_{pc} = (2 * S_c - S_a - S_b) * v_{dc} / 3 \end{cases} \quad (3-11)$$

为讨论方便，假定直流侧电压维持不变（实际控制中，由于电压闭环的调节，此条件大体满足），引入下列变量：

$$\begin{cases} E = v_{dc} / 3 \\ k_a = 2 * S_a - S_b - S_c \\ k_b = 2 * S_b - S_c - S_a \\ k_c = 2 * S_c - S_a - S_b \end{cases}$$

则（3-11）式可写为

$$\begin{cases} v_{pa} = k_a * E \\ v_{pb} = k_b * E \\ v_{pc} = k_c * E \end{cases} \quad (3-12)$$

以 S_{abc} 的形式表示三个桥臂的状态，则 k_a 、 k_b 、 k_c 与 S_{abc} 之间的关系如表3-1所示。

变流器状态 s	S_{abc}	k_a	k_b	k_c
0	000	0	0	0
1	001	-1	-1	2
2	010	-1	2	-1
3	011	-2	1	1
4	100	2	-1	-1
5	101	1	-2	1
6	110	1	1	-2
7	111	0	0	0

表3-1 开关表

Table 3-1 Switch Table

由回路的电压方程，可得

$$\begin{cases} \frac{di_{pa}}{dt} = (v_{sa} - v_{pa})/L \\ \frac{di_{pb}}{dt} = (v_{sb} - v_{pb})/L \\ \frac{di_{pc}}{dt} = (v_{sc} - v_{pc})/L \end{cases} \quad (3-13)$$

式(3-12)和式(3-13)分别揭示了有源滤波器各相输出电流变化的独立性和相关性，即：一方面，在变流器状态确定的前提下，各相电流的变化由各相的电源电压及变流器的输出电压决定，与其它相的电压无关；另一方面，变流器各相的输出电压由三个桥臂的状态共同决定，任何一个桥臂的状态都不能单独决定某一相的输出电压。因此，在确定有源滤波器的控制策略时，既要利用各相的独立性所确立的数值关系，又必须考虑并利用三相之间的关联性^[3]。

3.4.2 常用的开关控制策略

有源滤波器系统的控制策略，可归结为在指令电流已知的情况下，如何控制变流器桥臂的状态，使电源电流能跟随指令电流的变化，并且在开关频率一定的前提下使跟随误差最小，或在跟随误差一定的前提下使开关频率最低，或制定一定的控制策略使跟随误差与开关频率的综合指标最优。

变流器补偿电流的产生通常采用基于PWM的变流器，从采用的电流控制方法看，主要可分为以下三种

一、三角载波线性控制

三角载波线性控制(triangle-wave linear control)是最简单的一种控制方法。通过将检测环节得到的电流实际值与参考值之间的偏差与高频三角载波相比较，所得到的矩形脉冲经变流器各开关

元件的控制信号，从而在变流器输出端获得所需的波形。该方法的优点是动态响应好，开关频率固定，实现电路简单，缺点是输出波形中含有与三角载波相同频率的高频畸变分量，开关损耗较大，在大功率应用中受到限制。

二、滞环比较控制

滞环比较控制（hysteresis control）是将补偿电流参考值与变流器实际电流输出值之差输入到具有滞环特性的比较器，通过比较器的输出来控制开关的开合，从而使变流器输出电流值实时跟踪补偿电流参考值。与三角载波线性控制相比，滞环比较控制具有动态响应快的特点。缺点是系统的开关频率、响应速度及电流的跟踪精度会受滞环带宽影响。带宽固定时，开关频率会随补偿电流变化而变化，从而引起较大的脉动电流和开关噪声。

三、无差拍控制

无差拍控制（deadbeat control）是一种在电流滞环比较控制基础上发展起来的全数字化控制技术，实际上是一种预测控制方案。该方法利用前一时刻的补偿电流参考值和实际值，计算出下一时刻的电流参考值及各种开关状态下变流器电流输出值，选择使电流误差最小的开关模式作为下一时刻的开关状态。该方法的优点是能够快速响应电流的突然变化，特别适合快速暂态控制。缺点是计算量大，而且对系统参数依赖性较大。

近年来不断有新的改进方法出现。其中基于模拟控制技术的三角载波线性控制法和滞环比较控制法是目前有源滤波器中普遍采用的方法，可通过多重化技术、自适应滞环带等改进措施来克服其固有的缺陷，提高其使用效率。相对而言，基于全数字化控制技术

的无差拍控制法在有源滤波器中的应用还较少,但随着微机控制技术的不断发展以及数字信号处理器(DSP)运算速度的不断提高,无差拍控制法及其它快速优化控制法将在有源滤波器中得到进一步的应用。

3.4.3 本文提出的开关控制策略

在采用高速微处理器实现的全数字化控制系统中,通常采用无差拍控制方法,基本思想是根据系统当前的状态,预测系统在随后一段时间内的所有开关状态。本文在该方法的基础上提出了三相电流综合误差最小的控制方法。具有下列优点:

- 将变流器的状态作为控制的手段,能够实现各相之间的关联控制,便于优化开关过程,提高开关动作的效率;
- 便于实现多个性能控制指标的融合与切换;
- 控制周期一定,即开关频率固定,减小脉动电流和开关噪声。

一、系统的控制目标

设电源第 j 相($j=a,b,c$)的实际电流和指令电流分别为 i_{sj} , i_{srj} , 二者的差值 e_j 定义为误差电流,即

$$e_j = i_{sj} - i_{srj} \quad (3-14)$$

设系统当前时刻为 t_0 ,采样周期为 T_{con} ,将 e_j 在 t_0 、 $t_0 + T_{con}$ 和 $t_0 + 2T_{con}$ 时刻的值分别记为 e_{j0} 、 e_{j1} 和 e_{j2} ,令 $M = \max(|e_{a2}|, |e_{b2}|, |e_{c2}|)$,则对应于变流器的八个状态(参见表3-1), M 有七个数值,设其中的最小值为 M_{min} ,对应的变流器状态为 S_q 。

按照上述的符号定义,如果在 t_0 时刻选择使电源三相电流的误差最大值 M 在 $t_0 + 2T_{con}$ 时刻最小的开关状态,在 $t_0 + T_{con}$ 时刻把该状

态投出去，就可以保证在 $t_0 + 2T_{con}$ 时刻 M 为最小值。因此，可以将 M 作为三相电流的综合误差，系统的控制目标可表述为使电源电流的综合误差最小。

在三相三线系统中，存在以下关系

$$e_{a2} + e_{b2} + e_{c2} = 0$$

由此可以推导出

$$M = (|e_{a2}| + |e_{b2}| + |e_{c2}|) / 2$$

定义 $D = |e_{a2}| + |e_{b2}| + |e_{c2}|$ ，则系统的控制目标可以进一步表述为选择变流器的最佳状态，使 D 取得最小值。

二、电流误差与变流器状态之间的关系

参见图3-3的标注，由式(3-14)得

$$e_j = i_{sj} - i_{srj} = i_{lj} + i_{pj} - i_{srj}, j = a, b, c$$

当 T_{con} 很小时，可以认为在 t_0 和 $t_0 + T_{con}$ 区段内，第 j 相的指令电流 i_{srj} 和负载电流 i_{lj} 都按线性变化，即

$$i_{srj}(t) = i_{srj0} + k_{rj} \cdot t, \quad t \in [0, T_{con}]$$

$$i_{lj}(t) = i_{lj0} + k_{lj} \cdot t, \quad t \in [0, T_{con}]$$

其中， i_{srj0} 和 i_{lj0} 分别表示 i_{srj} 和 i_{lj} 在 t_0 时刻的值； k_{rj} 和 k_{lj} 分别表示 i_{srj} 和 i_{lj} 的变化系数，可以由 $t_0 - T_{con}$ 及 t_0 时刻的采样值确定。

设 i_{srj-} 和 i_{lj-} 分别表示 i_{srj} 和 i_{lj} 在 $t_0 - T_{con}$ 时刻的值，则

$$k_{rj} = (i_{srj0} - i_{srj-}) / T_{con}$$

$$k_{lj} = (i_{lj0} - i_{lj-}) / T_{con}$$

由式(3-13)可以求出变流器第 j 相的输入电流

$$i_{pj}(t) = i_{pj0} + \frac{v_{sj} - v_{pj}}{L} \cdot t, \quad t \in [0, T_{con}]$$

其中 i_{pj0} 为 i_{pj} 在 t_0 时刻的值。

综合以上各式及式 (3-12), 得

$$e_j(t) = (i_{sj0} - i_{srj0}) + (k_{yj} + \frac{v_{sj} - k_j \cdot E}{L} - k_{rj}) \cdot t, \quad t \in [0, T_{con}]$$

其中, $i_{sj0} = i_{yj0} + i_{pj0}$ 为 i_{sj} 在 t_0 时刻的值。

上式的时间起点是 t_0 , 等号右边的第一项实际上是当 $t = t_0$ 时的 e_j 值, 即 e_{j0} ; 当 $t = t_0 + T_{con}$ 时, 由上式可求出 e_{j1} 为

$$e_{j1} = (i_{sj0} - i_{srj0}) + (k_{yj} + \frac{v_{sj} - k_j \cdot E}{L} - k_{rj}) \cdot T_{con}$$

同理, 可求得 $t = t_0 + 2T_{con}$ 时的误差电流 e_{j2} 为:

$$\begin{aligned} e_{j2} &= (i_{sj1} - i_{srj1}) + (k_{y1} + \frac{v_{sj} - k_j(s) \cdot E}{L} - k_{r1}) \cdot T_{con} \\ &= e_{j1} + (k_{y1} + \frac{v_{sj} - k_j(s) \cdot E}{L} - k_{r1}) \cdot T_{con} \end{aligned}$$

上式中, $k_{r1} = (i_{srj1} - i_{srj0}) / T_{con}$

$$k_{y1} = (i_{yj1} - i_{yj0}) / T_{con}$$

i_{srj1} 、 i_{yj1} 分别表示值 i_{srj} 和 i_{yj} 在 $t_0 + T_{con}$ 时刻的值, 它们和 v_{sj} 一起可以通过线性插值得到。

用电源基波正序电压 v_{sj1+} 代替电源电压 v_{sj} ($j = a, b, c$), 得

$$e_{j2} = e_{j1} + (k_{y1} + \frac{v_{sj1+} - k_j(s) \cdot E}{L} - k_{r1}) \cdot T_{con} \quad (3-15)$$

k_j 是变流器状态 s 的函数, 则 e_{j2} 也是变流器状态 s 的函数, 且不同的 s 对各相电源电流在 $t_0 + 2T_{con}$ 时刻误差值会产生不同的影响。因此, D_{min} 与 s 之间的关系为

$$D_{min} = \min_{s=0}^7 [|e_{a2}(s)| + |e_{b2}(s)| + |e_{c2}(s)|] \quad (3-16)$$

三、系统的控制策略

根据系统的控制目标,在 t_0 时刻利用电源电流的参考值和实际值、负载电流的实际值及电源基波正序电压的实际值,按照式(3-15)计算在各种开关状态下,三相电源电流的误差在 $t_0 + 2T_{con}$ 时刻的值,再按照式(3-16)选择使三相电源电流的综合误差最小的开关模式 s 作为 $t_0 + T_{con}$ 时刻的开关状态。这样,在 $t_0 + T_{con}$ 时刻,就把 $t_0 + 2T_{con}$ 时刻的控制状态发出去,达到预测控制的目的。

第四章 基于 saber 的有源滤波器控制算法的仿真

论文利用 SABER 软件建立了有源电力滤波器的模型, 对有源滤波器的主电路参数及控制算法进行了计算机仿真。

4.1 Saber 软件简介

SABER^[12-13] 是美国 Analogy (现在是 Synopsys) 公司开发的面向混合信号的仿真软件。由于 SABER 所具有的混合技术和混合层次的处理能力, 它允许被仿真的系统同时包含数字和模拟信号器件, 涉及机械、汽车、电力电子、通信等领域。SABER 的仿真模型库和仿真器是分开的, 包括 240000 多个不同的模型, 用户还可以根据需要建立自己特定的库。SABER 的工作环境为 Windows NT 工作站, 在 Windows2000、Windows Xp 系统的 NTFS 文件系统格式下安装 SABER。

4.1.1 SABER 软件的特点

■ 混合系统仿真

SABER 不仅可以对数模混合系统进行仿真, 而且可以对由电子、电力电子、机电一体化、机械、光电、液压、自动控制等不同类型系统构成的一个混合系统进行仿真。这种强大的混合能力仿真是 SABER 的最大优点。

■ 适合于建立混合仿真模型的硬件描述语言——MAST

MAST 语言是 Synopsys (原 Analogy) 公司开发的对物理部件建立仿真模型的硬件描述语言。用 MAST 语言可以对电子 (数字和模拟)、机械、控制等不同类型的部件建立仿真模型, 实现混合仿真。

■ 开放的部件库

■ 开放的部件库

SABER 的部件库是开放式的，用户可以借助于 MAST 语言建立自己的部件模型，并用 SaberSketch 为其设计图形符号，以便能用图形输入方式设计系统。用户也可以用已有的部件组合出一个符合自己要求的子系统，并为此子系统建立一个图形符号，作为部件来使用。

■ 模块化、分级式系统设计

SABER 秉承了模块化、自顶向下、层次化的设计思想，允许系统按功能模块分级设计，即顶层系统可以包含若干个按功能划分的子系统，各子系统又可以包含下一层的子系统，依次类推。这种结构为大系统设计的分工合作带来了方便，同时也增强了设计的科学性，提高了设计的效率。

4.1.2 SABER 软件所具备的分析功能

SABER 提供了强大的系统分析功能。设计者可以从各个方面对系统进行考查：

- 直流分析 (DC Analysis)，用于计算应用系统的直流工作点；
 - 瞬态分析 (Transient Analysis)，分析确定系统的时域响应；
- 以上两种功能进行的是时域分析，除此之外，还有下列频域分析功能：

- 频响分析 (Small-Signal Frequency Analysis)，分析系统随频率变化的响应特性；
- 傅立叶 (Fourier) 和快速傅立叶变换分析 (FFT)，将时域波形变换成频谱；
- 反快速傅立叶变换分析 (iFFT)，将频谱波形变换成时域波形。

SABER 还可以用于应力分析 (Stress Analysis) 及统计学方面的蒙特卡罗分析 (Monte Carlo Analysis)。

SABER 还有一个非常实用的分析功能——参数敏感性分析 (Parametric Sensitivity Analysis)，利用这种分析功能，设计者可以控制一个或几个参数在一定的范围内变化，观察他们对系统特性的影响，从而找出它们最合适的数值来。

4.2 有源滤波器系统的仿真

4.2.1 有源滤波器的仿真模型

仿真模型主要包括五部分：电源、非线性负载、信号提取模块、有源滤波器控制模块、逆变器主电路。下面对各部分详细介绍。

一、电源 (Voltage Source)

电源模块提供了有源滤波系统工作所需要的电源。该电压源模块采用了 SABER 提供的模型。在该模块中，能够对电源子模块的参数进行配置，设置基波正序幅值、相位和频率参数，获得对称三相电源，也可加入指定次数谐波、负序或零序分量，获得不对称和畸变三相电源，以便模拟非理想电源电压条件下，有源滤波器的谐波补偿性能。电源仿真模型如图 4-1 所示。

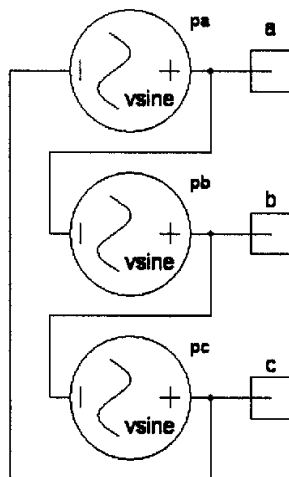


图 4-1 系统电源模型

Figure 4-1 Simulation model of source

二、非线性负载

非线性负载使用了 SABER 提供的电流源模型。与电压源模型类似，

可以通过参数设置来获得各种类型的非线性负载。

三、信号提取模块 (Sensors)

电压、电流信号的检测电路如图 4-2 所示。其中，电压、电流表是用 SABER 的建模语言 MAST 编写的模板程序来实现的。

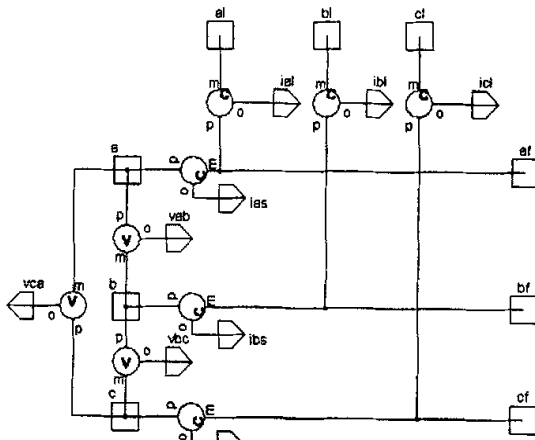


图 4-2 电压电流检测模型

Figure 4-2 Simulation model of signal detection

四、有源滤波器控制模块 (APFC)

控制模块是整个仿真系统的核心。它是利用 MAST 建模语言编写的模板程序。其输入量为：负载电流 i_{al}, i_{bl} 、电源电流 i_{as}, i_{bs} 、电源电压 v_{ab}, v_{bc} 、直流侧电容电压 v_{dc} 。输出量为：六个变流器的开关状态 $s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6$ 。根据第三章的指令电流及控制策略的算法，即求得 4QC 的 PWM 控制指令。

五、逆变器主电路 (IGBT 4QC)

逆变器主电路的结构如图 4-3 所示。其中，假设不考虑逆变器的换流过程，并对功率器件作了合理的简化，将其近似为理想开关。

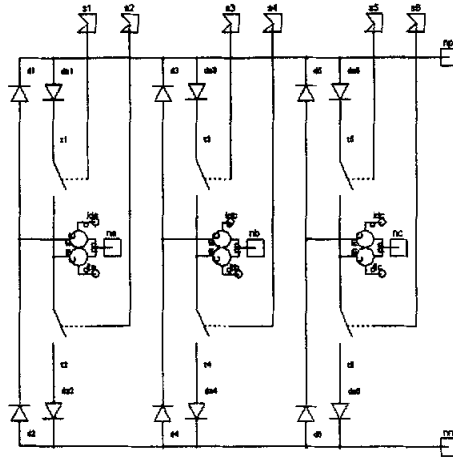


图 4-3 三相逆变器模型
Figure 4-3 Three-phase Inverter block

六、仿真系统的主电路

综合以上各个部分，构成了有源滤波器的仿真模型，如图 4-4 所示。其中，主电路中的电容、电感均采用 SABER 提供的模型。为了原理图的简单、清晰，电路中的系统电源、三相逆变器，电压电流检测均采用了分层式系统设计。它们的具体模型都已经上面作了说明，在图 4-4 中分别用相应的方框来代替。

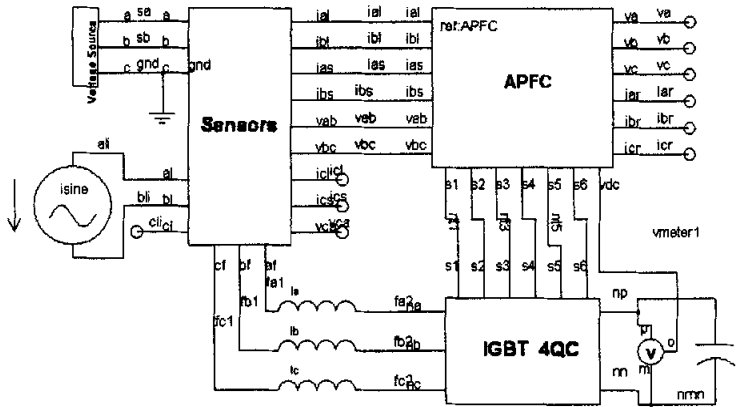


图 4-4 有源电力滤波器仿真原理图
Figure 4-4 Active Power Filter simulation principle figure

4.2.2 仿真参数及结果

一、仿真参数

(1) 主电路参数:

直流侧支撑电容: $C = 4.533mF$

交流侧电感: $L = 2mH$

(2) 考虑到在实际系统中, 电源电压有一定的畸变; 此处给定包含一定次数谐波的三相电压, 它们的具体参数如下:

$$\begin{aligned} v_{ab} &= -\left(380\sqrt{2}\sin(\omega t - 120^\circ) + 19\sqrt{2}\sin(5\omega t + 105^\circ) + 10\sqrt{2}\sin(7\omega t - 120^\circ)\right) \\ v_{bc} &= -\left(380\sqrt{2}\sin(\omega t + 120^\circ) + 19\sqrt{2}\sin(5\omega t - 135^\circ) + 10\sqrt{2}\sin(7\omega t + 120^\circ)\right) \\ v_{ca} &= -\left(380\sqrt{2}\sin\omega t + 19\sqrt{2}\sin(5\omega t - 15^\circ) + 10\sqrt{2}\sin 7\omega t\right) \end{aligned}$$

电压源内阻为: $r = 0.1\Omega$

(3) 实际情况的负载比较复杂, 因此, 本系统考虑了最坏情况下的负载, 它包含大量的谐波, 并存在严重的三相不对称, 其参数选取如下:

$$\begin{aligned} i_{a1} &= 50\sqrt{2}\sin(\omega t + 15^\circ) + 5\sqrt{2}\sin(3\omega t - 30^\circ) + 2.5\sin 5\omega t + \sqrt{2}\sin(7\omega t - 15^\circ) \\ i_{b1} &= -\left(50\sqrt{2}\sin(\omega t + 15^\circ) + 5\sqrt{2}\sin(3\omega t - 30^\circ) + 2.5\sqrt{2}\sin 5\omega t + \sqrt{2}\sin(7\omega t - 15^\circ)\right) \\ i_{c1} &= 0 \end{aligned}$$

(4) 仿真程序模板算法参数:

采样点数: $N = 256$,

直流侧给定电压: $V_{ref} = 700V$

二、仿真结果

(1) 电源三相线电压波形

图 4-5 是系统电源的三相线电压波形。电源电压是包含谐波、有一定畸变的三相电压。

(2) 负载电流波形

图 4-6 是负载电流波形, 图 4-7 是 a 相负载电流的频谱分析结果。与上面的电流表达式对应, 由图可以看出, 负载电流含有大量的 3、5、7 次谐波, 并且三相严重不对称。

(3) 电源指令电流波形

图 4-8 是电源指令电流波形。由图可以看出, 电源指令电流为三相对称的、纯正弦基波电流。

(4) 有源滤波器的电流波形

图 4-9 是有源滤波器的补偿电流波形。

(5) 补偿后的电源电流波形

图 4-10 是经过补偿后的电源电流波形。图 4-11 是补偿后的电源 a 相电流波形的频谱分析。从中可以看出, 经过有源滤波器的补偿后, 电源电流中只剩了基波分量, 其它次谐波电流含量大大减少, 有效地对负载电流的无功与谐波进行了补偿。

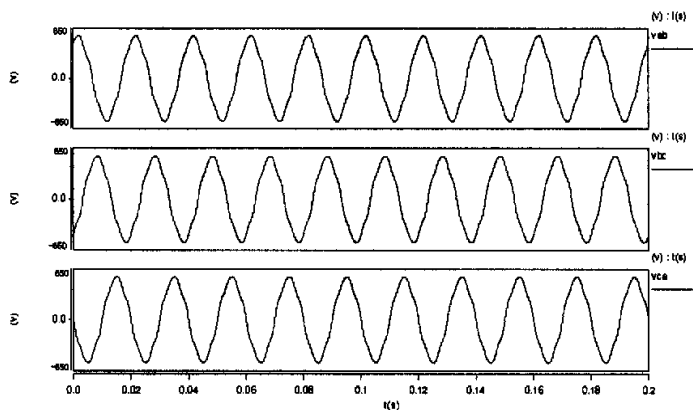


图 4-5 系统电源三相线电压波形

Figure 4-5 System line voltage waveforms

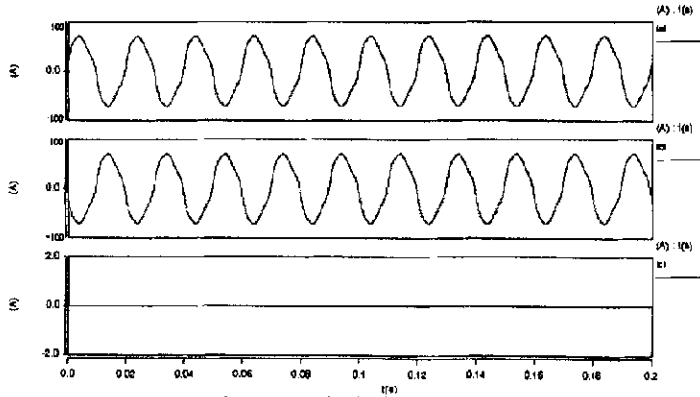


图 4-6 三相负载电流波形

Figure 4-6 Three-phase load current waveforms

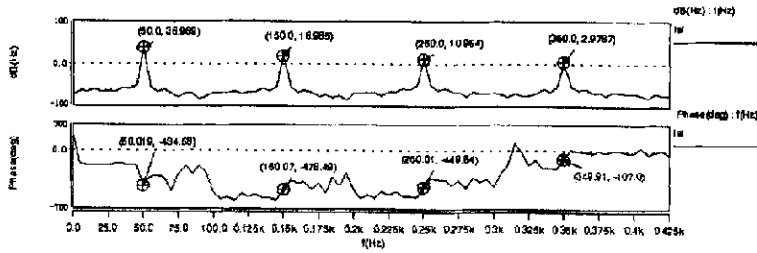


图 4-7 a 相负载电流的频谱分析

Figure 4-7 FFT analysis of a-phase load current

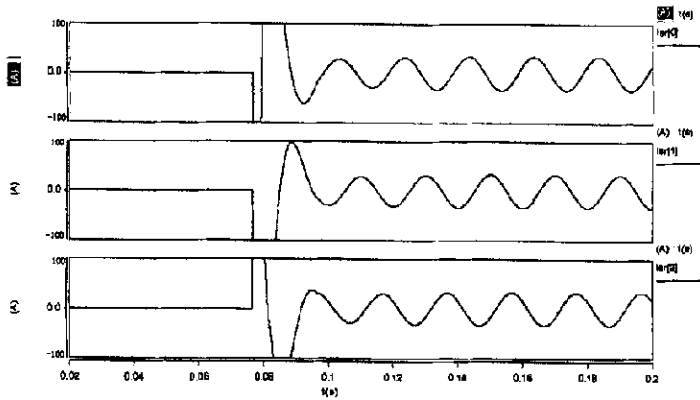


图 4-8 电源指令电流波形

Figure 4-8 Source reference current waveforms

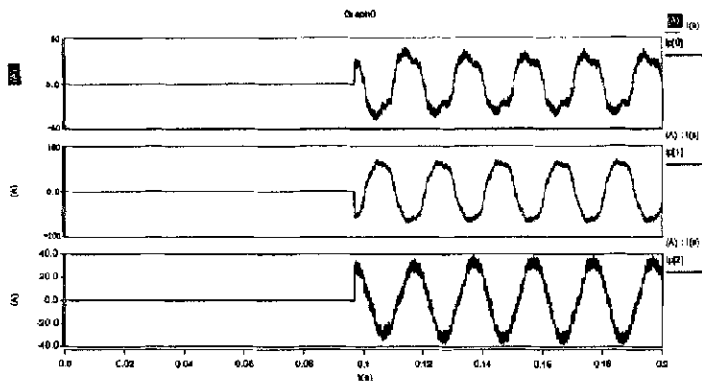


图 4-9 有源滤波器的电流波形
Figure 4-9 The current waveforms of APF

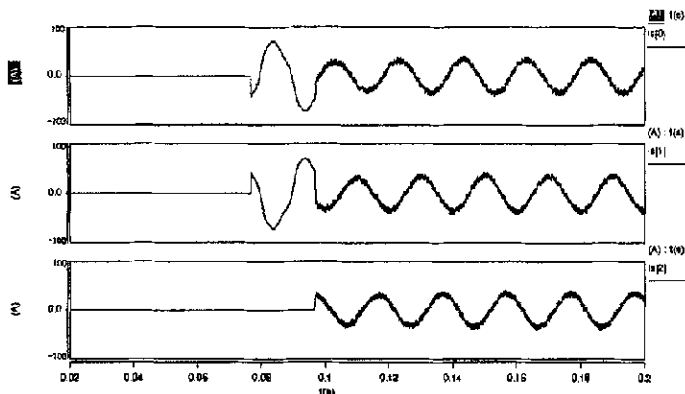


图 4-10 电源电流波形
Figure 4-10 Source current waveforms

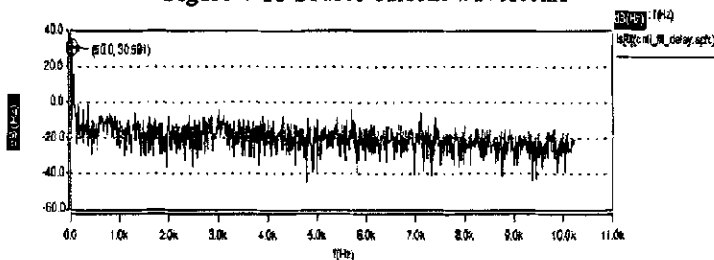


图 4-11 电源 a 相电流的频谱分析
Figure 4-11 FFT analysis of a-phase source current

三、仿真结果分析

由上面的仿真波形可以看出，在电源电压有一定畸变，三相负载严重不对称、并包含大量谐波的情况下，采用本文中提出的谐波检测方法和补偿电流控制策略，能够很好地补偿非线性负载产生的无功和谐波，验证了本论文所提算法的正确性和有效性。同时，也验证了本实验装置所取的主电路硬件参数的正确性。

第五章 有源滤波器控制算法的实现

控制系统中 DSP 芯片 LF2407 主要用于控制，几乎不做任何运算，开发软件采用 TI 提供的基于 WindowsXP 的 CCS'C2000。VC33 作为协处理器，主要用于数据计算，该芯片浮点运算处理能力强，开发软件采用 TI 提供的基于 WindowsXP 的 CC'C3x-'C4x。这两款芯片均可通过 JTAG 口进行在线编程和调试，非常方便。

参照图 2-4，有源滤波器的软件实现分两块：一就是 LF2407 的控制程序，它的主要功能包括：A/D 采样、与 VC33 的通讯、根据 VC33 计算的 PWM 开关状态控制逆变器。另一块就是 VC33 的控制算法的实现，主要包括：与 LF2407 的通讯、负载电流的谐波分析、有源滤波器指令电流的生成和控制策略的实现。LF2407 的控制程序由另一位研究生负责，我主要负责系统控制算法的实现，也就是 VC33 部分的程序。下面就这一部分进行详细叙述。

5.1 VC33 软件开发

VC33 的程序分成两部分：主程序和 INT2 中断子程序。主程序负责变量初始化、系统控制寄存器初始化、中断控制寄存器初始化等工作。主程序流程图如图 5-1 所示。INT2 中断子程序是应用程序中最主要的部分，负责读取并处理双口 RAM 中 LF2407 传过来的数据，计算负载电流的各次谐波含量，有源滤波器的指令电流以及三相桥臂的 PWM 开关状态，并将计算结果写入双口 RAM，触发 LF2407 的中断。INT2 中断子程序流程图如图 5-2 所示。

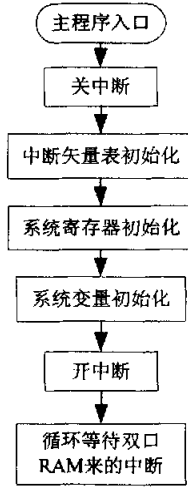


图 5-1 主程序流程

Figure 5-1 Flowchart of main program

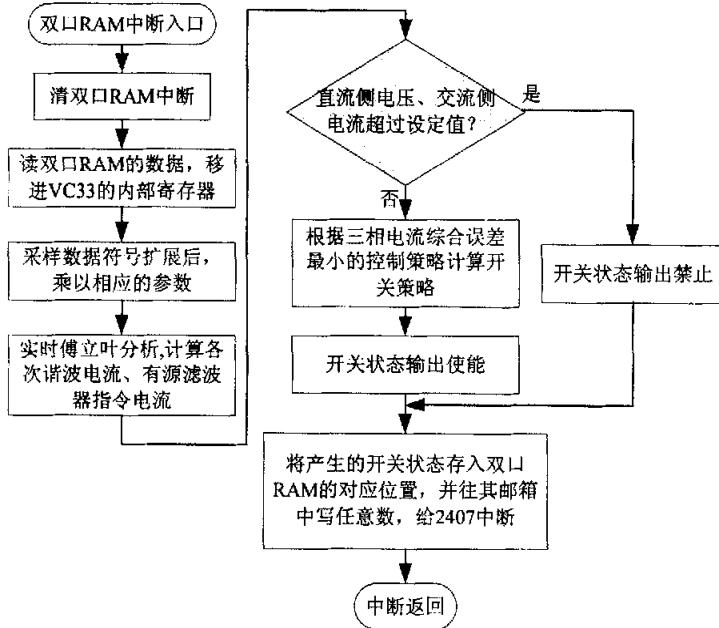


图 5-2 INT2 中断子程序流程图

Figure 5-2 Flowchart of INT2 interrupt subroutine

5.2 VC33 与 LF2407A 通信

双口RAM是连接VC33和LF2407的“桥梁”，两块芯片之间通过双口RAM并行通信实现数据交换。双口RAM左端口地址对应VC33的480000H-480FFFH数据地址空间，右端口地址对应LF2407的8000H-8FFFH数据地址空间，其中双口RAM的xxFFEh和xxFFFh为专用地址空间，分别对应双口RAM的左端口中断INT_L和右端口中断INT_R邮箱地址。通信过程如下：LF2407数据采集完毕后，将数据依次写入双口RAM指定地址（用户自定义），最后向邮箱8FFFh写入发送标志，则在双口RAM左端INT_L产生中断信号，触发VC33的INT2中断发生，进入中断后VC33首先读取邮箱480FFEh的发送标志，复位双口RAM中断INT_L，然后依次读取双口RAM中来自LF2407的数据并进行处理。待运算结束后，再将结果依次写入双口RAM指定地址（用户自定义），最后向邮箱480FFFh写入发送标志，则在双口RAM右端INT_R产生中断信号，触发LF2407的XINT2中断发生，进入中断后LF2407首先读取邮箱8FFFh的发送标志，复位中断INT_R，然后依次读取双口RAM中由VC33发送来的数据。上述过程每个控制周期内左右通信往复一次，完成两颗微处理器之间的数据交换。

以上的通信方式属于中断方式，控制简单、可靠，数据传输速度快，实时性好。

5.3 实验结果

本实验在实验室完成，电源电压由三相调压器降压得到。实验记录所得波形如下图所示，其中电压和电流波形均为数字示波器通过电压和电流传感器或者从D/A读出来的波形，因此，这些波形是实际信号按照一定比例放大或缩小之后得到，并不代表实际量值。本实验用的负载是一个三相全控桥，该全控桥带的是电阻性负载，由于有一些故障，测出

的波形有很大的畸变，其 a 相电流波形如下图 5-3 所示。电源的指令电流如图 5-4 所示。由图可见，电源的指令电流为三相对称的正弦波电流。图 5-5 为有源滤波器 a 相的指令电流，它就是有源滤波器实际需要补偿的电流。图 5-6，图 5-7 分别为负载电流的三次谐波和五次谐波分量。同样，这儿只给出了其中一相的波形。

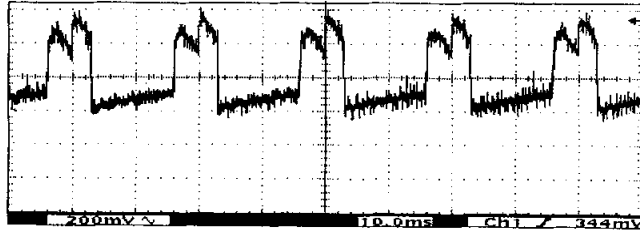


图 5-3 负载 a 相电流波形

Figure 5-3 A-phase load current waveform

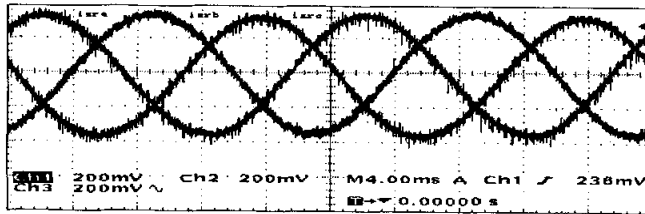


图 5-4 电源指令电流波形

Figure 5-4 Source reference current waveforms

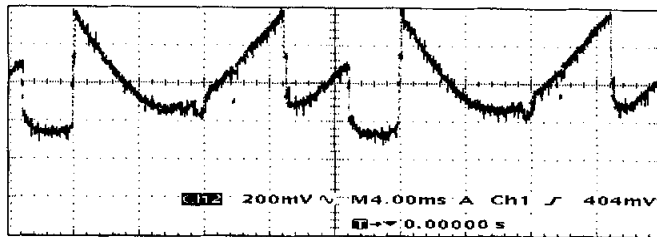


图 5-5 有源滤波器 a 相指令电流

Figure 5-5 APF a-phase reference current waveform

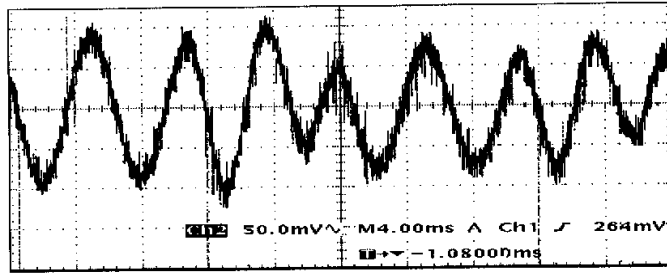


图 5-6 负载 a 相三次谐波电流波形

Figure 5-6 Triple-harmonic of a-phase load current

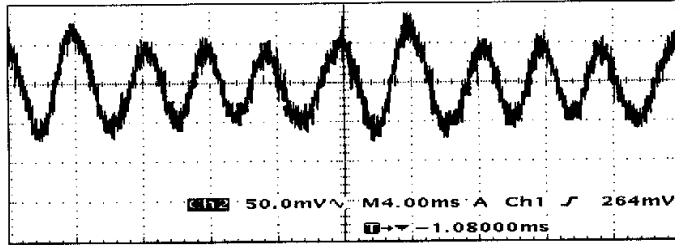


图 5-7 负载 a 相五次谐波电流波形

Figure 5-7 Quintuple harmonics of a-phase load current

第六章 全文总结

本文主要对无功与谐波自动补偿装置的原理、系统构成和主电路形式作了讨论,研究了系统的无功和谐波补偿的相关问题,提出了实时傅立叶变换的谐波分析方法。并在分析三相三线电压型有源滤波器拓扑结构的基础上,提出了三相电流综合误差最小的开关控制策略,实现了三相电流的关联控制。利用 SABER 仿真软件对其中有源滤波器的算法进行了仿真研究。在基于 TMS320LF2407 和 TMS320VC33 双 DSP 结构的全数字化控制平台基础上,用汇编语言完成了有源滤波器的控制算法,对谐波电流的分析和指令电流的产生进行了实验验证。主要工作如下:

一、提出了基于双 DSP 控制器的无功与谐波自动补偿装置的主电路结构以及系统的协调控制方案。

二、较为全面的考察了目前所采用的有源滤波器指令电流的生成(即谐波信号的检测)方法。并在此基础上,提出了适合本系统要求的实时傅立叶分析的方法。

三、分析了三相三线电压型有源滤波器系统的拓扑结构,提出了系统的等效电路,揭示了变流器各桥臂之间的关联性和相对独立性,提出了三相电流综合误差最小的开关控制策略,实现了三相电流的关联控制。

四、基于 SABER 仿真软件对有源滤波器的主电路参数和算法进行了仿真,验证了文中所述算法的正确性。

五、在双 DSP 控制系统基础上,完成了文中有源滤波器的控制

算法。用实验初步验证了谐波电流的分析方法和有源滤波器指令电流的计算。

下一步的工作：

一、实现有源滤波器与无源补偿器的协调控制，实现系统的联调。

二、进一步优化有源滤波器的控制算法，提高系统的整体性能。

参 考 文 献

- 【1】 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿, 机械工业出版社, 1998
- 【2】 王兆安, 刘进军. 电力电子装置谐波抑制及无功补偿技术的进展. 《电力电子技术》1997年第1期
- 【3】 曾国宏. 基于三 / 单相平衡变换的铁道新型牵引供电系统研究. 北方交通大学博士学位论文, 2002
- 【4】 刘小端. 基于双DSP结构的有源滤波器的控制系统. 北方交通大学硕士论文, 2003
- 【5】 舒忠林. 基于状态优化的电力有源滤波器空间矢量控制方案的研究. 北京交通大学硕士论文, 2004
- 【6】 钟贵生. 基于双DSP控制器的无功与谐波自动补偿装置. 北京交通大学硕士学位论文, 2005
- 【7】 郝瑞祥. 基于全数字控制的有源电力滤波器研究. 河北工业大学博士论文, 2004
- 【8】 游小杰, 李永东, Victor Valouch, 郝瑞祥. 并联型有源电力滤波器在非理想电源电压下的控制. 中国电机工程学报, 2004, 2, 24
- 【9】 Cheng C C, Yuan Y H. A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four -wire system under nonsinusoidal conditions[J]. IEEE Trans. Power Delivery, Oct. 2000, 15(4): 1258—1264
- 【10】 Jeong S G, Woo M H. DSP-based active power filter with predictive current control[J]. IEEE Trans. Industrial

Electronics. June 1997, 44(3): 329-336

- 【11】 刘和平, 严利平, 张学锋, 卓清锋. TMS320LF240XDSP结构、原理及应用. 北京航空航天大学出版社, 2002
- 【12】 TMS320C3X User's Guide. Texas Instruments, 1997
- 【13】 A.V.奥本海姆等. 离散时间信号处理. 西安交通大学出版社, 2003
- 【14】 李庆扬等. 数值分析. 清华大学出版社, 2004
- 【15】 Using SaberDesigner. Analogy Inc., 1996
- 【16】 MAST Reference Manual. Analogy Inc., 1996
- 【17】 刘星桥, 刘国海. 综合有源电力滤波系统研究. 江苏理工大学学报第21卷第四期, 2000
- 【18】 TMS320F243/F241/C242 DSP Controllers Reference Guide. Texas Instruments, 2000
- 【19】 Luowei Zhou, Keyue M.Smedley. Unified Constant-frequency Integrating Control of Active Power Filters. Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, Irvine, CA 92697
- 【20】 中国国家标准GB/T 14549-93: 电能质量 公用电网谐波. 北京: 中国标准出版社, 1994
- 【21】 周海波. 电力网中谐波分析方法的研究. 哈尔滨理工大学硕士学位论文, 2003
- 【22】 丁凯, 王允平. 并联型有源电力滤波器的研究及其实现. 武汉大学博士论文, 2003
- 【23】 M. Routimo, M. Salo and H. Tuusa. Wideband harmonic compensation with a voltage-source hybrid active power filter.

APEC'04, the 9th Applied Power Electronics Conference and Exposition. 2004, vol. 1, pp. 191-196

- 【24】 M. El-Habrouk and M. K. Darwish. Design and implementation of a modified fourier analysis harmonic currents computation technique for power filters using DSPs. IEE Proceedings of Electric Power Applications. 2001, vol. 148, no. 1, pp. 21~28
- 【25】 W. Mack Grady, Surya Santoso. Understanding power system harmonics. IEEE Power Engineering Review. 2001, vol. 21, no. 11, pp. 8-11

致 谢

在本人攻读硕士学位的两年多时间里,得到了导师曾国宏副教授的悉心指导和关怀照顾。而本论文的选题、设计与完成,以及论文的审阅等方面更是凝聚了导师大量的心血。导师严谨求实的学风、认真踏实的工作作风,以及积极向上的人生态度都将使我受益终生。在此谨向导师曾国宏副教授表示衷心的感谢。

在学习和论文研究过程中,还得到了学院郑琼林教授、高沁翔副教授、游小杰教授、郝瑞祥老师等的关心和帮助;同时还得到了郭文帅、张佳、许晶菁、冯楠等同学以及实验室的其它师弟师妹们的大力帮助,在此向他们表示由衷的谢意。

最后还要感谢我的家人,以及曾经帮助过我的同学、老师和朋友,感谢他们多年来对我的理解、关心和支持。

攻读硕士学位期间发表的论文

- 【1】 Yunjie Wang, Guohong Zeng, Qinxiang Gao. Control Strategy Study of a Shunt Active Power Filter. 2005 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exhibition: Asia and Pacific
- 【2】 王云杰, 曾国宏, 高沁翔, 混合型有源电力滤波器的结构及其指令电流的生成方法, 现代电力, 2005年第6期。
- 【3】 王云杰, 曾国宏, 高沁翔, 基于双DSP的无功与谐波自动补偿装置的设计, 电力电容器, 2006年第2期。