

## 摘 要

随着谐波问题的日益严重,采用有源电力滤波器补偿谐波是一个重要的发展趋势。模拟控制是有源电力滤波器的传统控制方式,控制的灵活性不高,修改不方便,精度不高。随着目前 DSP 技术的飞速发展,性价比越来越高,数字化控制有取代传统模拟控制的趋势。因而本文就 DSP 用于 APF 的检测和控制进行了研究。

首先,本文对目前应用非常广泛的基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法进行了分析和探讨,总结了这种方法目前最新的改进方法,分析了它的不足和存在的问题,在此基础上,结合 DSP 的实际特点,综合运用平均功率理论和能量平衡理论,从 APF 控制的根本目的出发,提出了适合于 DSP 数字运行的谐波检测方法。推导出了其在单相电路、三相三线制电路和三相四线制电路中的控制方程。该方法具有直观简单,通用性强的优点,最后的补偿效果受检测延迟的影响小,几乎不受电压波形畸变的影响,可以按照需要对无功功率进行补偿。

其次,根据推导出的谐波检测方法,充分利用 TMS320LF2407 型 DSP 器件的优势,灵活运用 DSP 中断功能,采用 APF 的全数字化控制方式,用 C 语言和汇编语言混合开发出了 DSP 的源程序,该源程序能灵活根据可调的采样点数自建正弦函数表,同时实现了 A/D 采样、指令电流计算、电压过零点捕获、跟踪电压频率和相位、PWM 波形输出、PWM 波形死区生成、D/A 转换等多种功能。该源程序通过了实验电路板的调试,其功能均能在实验电路板上实现。

根据 DSP 检测控制的需要,设计了检测信号提升放大电路以满足 DSP 的 A/D 信号检测要求、自行设计了信号源用于 A/D 实验。设计了方波发生电路用于电压过零点捕获。为方便该 DSP 与其他的 PWM 发生电路一起运用,设计了精度较高的 D/A 转换电路。这些电路的功能均通过实验得到了验证。

关键词:有源电力滤波器,全数字化控制,谐波检测, DSP

## Abstract

As harmonic contamination is increasingly severe, the introduction of active power filter (APF) is an important development trend. The analog control method of APF is not flexible and the precision is not perfect. With the rapid development of low price and high performance DSP technology, digital control method is replacing the traditional analog control method, so this dissertation mainly researches how the DSP can be used in APF.

Firstly, some novel harmonic detecting methods based on instantaneous reactive power (IRP) theory are introduced in this dissertation. And emphases are placed on basic principles, advantages and disadvantages of different methods. Then, a novel harmonic detection method which suits DSP well is introduced. It roots from average power theory and energy balance theory. The control functions used in single phase circuit, three-phase three-wire circuit and three-phase four-wire circuit are developed with this method. It is simple, intuitionistic and universal. The detection delay and the distortion of voltage waveforms influence the compensating results slightly, and the reactive power of the circuit can be compensated as required.

Secondly, a source program of DSP is written out in C and compile language based on the new method mentioned above. It takes full advantage of the TMS320LF240 DSP and its all-purpose interrupts. The APF is controlled in full digital way. And the program can build sine table automatically. With the program, the tasks such as A/D transformation, order current calculation, capturing the cross-zero points of voltage, exporting PWM waveforms, D/A transformation and so on all can be implemented. The program is tested on experimental board successfully and all the tasks are finished perfectly as well.

Moreover, in order to satisfy the demand of DSP control, an A/D interface circuit is designed to upgrade and magnify the import signals. A signal source circuit is designed to test the A/D circuits. And a cross-zero compared circuit is built to capture the cross-zero points of voltage. All the circuits mentioned above are realized and tested successfully.

**Keywords:** active power filter, full-digital control, harmonic detection, DSP

## 1 绪 论

### 1.1 谐波的危害

谐波是公认的“电力公害”。1920—1930 年间，德国就已提出静态整流器产生的波形畸变问题，到了 50—60 年代，由于高压直流输电技术的发展，发表了有关变流器引起电力系统谐波问题的大量论文<sup>[1]</sup>。70 年代以来，随着电力电子技术的飞速发展，特别是功率半导体器件和变流技术的发展，各种电力电子装置在军事、工业、生活及高新技术领域获得了越来越广泛的应用，并带来了一系列的问题：如谐波、电磁辐射等<sup>[2]</sup>，鉴于谐波的诸多危害，以及谐波污染的日益严重，因而对谐波问题的研究是非常重要的和紧迫的。谐波的危害主要表现在以下几个方面：

① 谐波使公用电网中的元件产生了附加的谐波损耗，降低了发电、输电及用电设备的效率，大量的 3 次谐波通过中性线时会使线路过热甚至发生火灾。

② 谐波影响各种电气设备的正常工作。谐波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。谐波会使电容器、电缆等设备过热、绝缘老化、寿命缩短，以至损坏。

③ 谐波会引起公用电网中局部的并联谐振和串联谐振，从而使谐波放大，这使上述①、②的危害大大增加，甚至引起严重事故。

④ 谐波会引起继电保护和自动装置误动作，使电能计量出现混乱。

⑤ 对电力系统外部，谐波对通信设备和电子设备会产生严重干扰。

研究谐波还在于电力电子技术自身发展的需要。电力电子技术是未来科学技术发展的重要支柱。然而，电力电子装置所产生的谐波污染已成为阻碍其发展的重大障碍，它迫使电力电子领域的研究人员必须对谐波问题进行更为有效的研究。有效地抑制谐波，可以推动电力电子技术的发展，同时，电力电子技术的进步，也会促使谐波抑制技术的提高。

### 1.2 谐波的抑制方式

谐波抑制主要有两种途径：主动型，即从装置本身出发，设计不产生谐波的变流器，但这种方法需要对现有电力电子设备进行大规模更新，代价较大，并且只适用于作为主要谐波源的电力电子装置，因此有一定的局限性；被动型，即外加滤波器，比如在电力系统中加 LC 滤波器，或在装置的电网侧加有源滤波装置等，这种方法则适用于各种谐波源和低功率因数设备，并且方法简单，已得到广泛应用。

装设谐波补偿装置的传统方法是采用 LC 调谐滤波器。这种方法既可补偿谐波，又可补偿无功功率，而且结构简单，因此在我国一直被广泛使用。其主要缺点是补

偿特性受电网阻抗和运行状态影响,易和系统发生并联谐振,导致谐波放大致使 LC 滤波器过载甚至烧毁。此外,它只能补偿固定频率的谐波,补偿效果也不甚理想。尽管如此,LC 滤波器仍是当前补偿谐波的最主要手段。

目前,谐波抑制的一个重要趋势是采用有源电力滤波器(Active Power Filter,简称 APF)。有源电力滤波器也是一种电力电子装置,其基本原理是从补偿对象中检测出谐波电流,由补偿装置产生一个与该谐波电流大小相等而极性相反的补偿电流,从而使电网电流只含基波分量。这种滤波装置能对频率和幅值都变化的谐波进行跟踪补偿,且补偿特性不受电网阻抗的影响,因而受到广泛的重视,并且已在日本等国获得了广泛应用<sup>[3,13]</sup>。

### 1.3 有源电力滤波器的研究现状和数字化控制趋势

近年来随着电力电子技术、控制技术和数字信号处理技术的发展,特别是 GTO、IGBT 等自关断器件的出现和高性能 DSP 芯片的应用,有源电力滤波器已经进入实用阶段,在欧美一些国家和日本已经开始大量使用有源电力滤波器来补偿电网中的谐波,以提高电能的质量。我国在有源电力滤波器方面的研究起步比较晚,直到 1989 年才见到这方面的文章<sup>[14]</sup>,1993 年才见到试验性的工业应用实验<sup>[15]</sup>。近几年进行这方面研究的单位在逐渐增加,主要集中在一些高校和少数研究机构,以理论研究和实验为主,这些研究有的已达到或接近国际先进水平。关键是加快有源电力滤波器在生产实际中的应用,提高实际应用水平。有源电力滤波器技术的研究目前主要集中在以下几个方面<sup>[2]</sup>:

#### ① 指令电流分离理论的进一步研究

傅里叶变换是最基本和常用的谐波分析方法。其缺点是需要一定的时间采样并且要进行两次变换、计算量大、实时性不好,因此该方法难以用于有源电力滤波器所要求的实时检测。日本学者亦木泰文等人提出的瞬时无功功率理论突破了传统的以平均值为基础的功率定义,系统地定义了瞬时无功功率、瞬时有功功率等瞬时功率量。以该理论为基础,可以得出用于有源电力滤波器的谐波和无功电流的实时检测方法,对于谐波和无功补偿装置的研究和开发起了极大的推动作用。目前,三相电路瞬时无功功率理论已经成功地应用到三相三线制系统并取得了良好的补偿效果。但瞬时无功功率理论也存在一些缺点,如一些量的物理概念比较模糊,在解决一些传统概念和问题时遇到困难。所以如何建立更为完善的能为人家所接受的功率定义和理论,还需要做出更多努力。本文就基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法进行了分析和探讨,总结了该方法存在的不足和最新的一些改进方法。在此基础上提出了一种适用于 DSP 控制的新型谐波检测方法,分别在第二章和第三章进行了详细介绍。

### ② 降低补偿装置的容量

由于有源电力滤波器的价格要远远高于同容量的无源滤波器，为降低补偿装置的投资，主要办法就是降低有源电力滤波器的容量。目前的主要思路是将有源电力滤波器和无源滤波器混合使用，用无源滤波器滤除谐波源中主要的谐波电流，用有源电力滤波器来提高总体的补偿效果，还有学者提出其它方法，如注入回路方式等等，其主要目的也是降低有源滤波器的容量，但尚未进入实用阶段。

### ③ 补偿装置的多功能化

有源电力滤波器本身除能补偿谐波外，通过在控制电路上加以改造还可以补偿基波无功、电压闪变以及电压的不平衡等功能。有关这部分的研究也引起许多学者的关心并取得了许多的研究成果。

### ④ 控制系统的数字化趋势

传统的有源电力滤波器采用的是模拟控制系统，模拟控制不仅电路复杂成本高而且控制性能不佳。为了改善有源电力滤波器的控制性能，有人开始使用单片机对有源电力滤波器进行控制。单片机的应用使有源电力滤波器向数字化迈进了一步，但是由于受单片机运算速度的限制，计算精度和控制实时性都受到了很大影响。随着高速数据处理芯片 DSP(Digital Signal Processor)功能日趋强大，以 DSP 为主控芯片的 APF 逐渐代替单片机控制的 APF 成为 APF 研究的一种趋势。

世界上第一片单片 DSP 芯片是 1978 年 AMI 公司宣布的 S2811, 1979 年美国 Intel 公司宣布诞生的商用可编程器件 2920 是 DSP 芯片的一个重要里程碑。这两种芯片内部都没有现代 DSP 芯片所必有的单周期乘法器。1980 年，日本 NEC 公司推出的 Mpd7720 是第一片具有乘法器的商用 DSP 芯片。之后最成功的 DSP 芯片当数美国德州仪器公司(Texas Instruments, 简称 TI)的一系列产品。TI 公司在 1982 年成功推出其第一代 DSP 芯片 TMS32010 及其系列产品 TMS32011、TMS32010/C14/C17 等。如今，TI 公司的 DSP 产品已经成为当今世界上最有影响力的 DSP 产品。TI 公司已经成为世界上最大的 DSP 芯片供应商，其 DSP 市场占有率占全球份额的 50% 以上<sup>[16-19]</sup>。

自从 20 世纪 80 年代初 DSP 芯片诞生以来，DSP 芯片得到了飞速的发展。目前，DSP 芯片的价格越来越低，性能价格比日益提高，具有巨大的应用潜力。DSP 芯片的应用主要有信号处理、通信、语音、图形、图象、军事、仪器仪表、自动控制、医疗和家用电器等领域。随着高速 DSP 越来越广泛的应用，采用 DSP 来控制有源电力滤波器逐渐成为一种趋势。由于其独特的数据处理优势，将它用于 APF 的补偿指令电流计算以及对直流侧电容的总电压控制已经成了现在 APF 研究和设计的首选。同时，由于 DSP 几乎在各行各业中均有应用，所以对基于 DSP 控制的 APF 研究也可以加深对 DSP 的认识，为今后的研究工作打下基础。

表 1.1 TI 公司 DSP 芯片发展比较表<sup>[16]</sup>

Table 1.1 Development and comparison table of TI DSP

年 份	1982	1992	1999	2002
制造工艺	4 $\mu$ mNMOS	0.8 $\mu$ mCMOS	0.3 $\mu$ mCMOS	0.18 $\mu$ mCMOS
处理速度	5MIPS	40MIPS	100MIPS	160MIPS
频 率	20MHz	80MHz	100MHz	160MHz
RAM	144 字	1K 字	32K 字	64K 字
ROM	1.5K 字	4K 字	16K 字	32K 字
价 格	\$150.00	\$15.00	\$5.00-\$25.00	\$5.00-\$25.00
功 耗	250mW/MIPS	12.5mW/MIPS	0.45 mW/MIPS	0.05 mW/MIPS

和传统的模拟控制方法相比,采用 DSP 数字控制的有源电力滤波器主要有以下优势:

① 运算速度快。由于通常的 DSP 都具有 20MIPS 以上的指令执行速度,用来计算谐波和无功指令电流的延迟很小,可以在较短的时间内实现复杂的控制算法。

② 编程方便。DSP 系统中的可编程芯片可以使设计人员在开发过程中灵活方便的对软件进行修改和升级。

③ 稳定性好。DSP 系统以数字处理为基础,受环境温度以及电磁干扰的影响较小,可靠性高。

④ 精度高。16 位数字系统可以达到 10 的 5 次方的精度。

⑤ 可重复性好。模拟系统的性能受元件参数性能变化影响比较大,而数字系统基本不受影响,因此数字系统便于测试、调试和大规模生产。

⑥ 集成方便。DSP 系统中的数字部件有高度的规范性,便于大规模集成。

⑦ 记忆功能强。通常的数字处理元件都有存储单元,可以对一些历史数据保存、分析和处理,而且这种处理速度非常快速,这一点是模拟器件无法比拟的,所以很多需要历史数据的场合,数字器件就表现出巨大的优越性,比如目前的神经网络算法、快速傅立叶变换法,由于在运算时涉及到历史数据,一般都使用数字器件完成相应的功能。

采用 DSP 控制的有源电力滤波器在具体实现上有两大趋势:一种是 DSP 将计算出的指令电流通过 D/A 送给外部电流跟踪控制电路,由电流跟踪控制电路来产生开关 PWM 信号;另外一种是在 DSP 中实现数字控制算法,通过 I/O 口或者 PWM 口直接发出开关控制信号。前一种方法在应用中比较灵活,电流控制可以采取滞环控制、三角波控制、空间矢量控制以及单周控制等多种决策<sup>[44]</sup>。后一种方法电流控制主要采用三角波控制与空间矢量控制策略。后一种方法受采样频率的约束,即

PWM 波形的输出频率与 A/D 信号采样频率相等，目前 DSP 的采样频率已经可以做得很高，所以如果采用这种全数字化的控制方法，其硬件电路会比第一种方法简单，因此，本论文采用的是全数字化的控制方式。

#### 1.4 数字式 APF 的基本工作原理

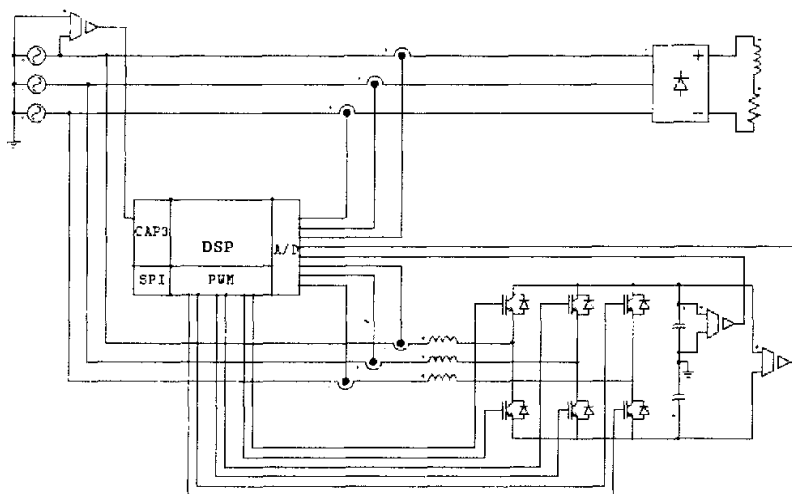


图 1.1 DSP 控制的 APF 主电路

Fig1.1 Main circuit of APF controlled by DSP

如图 1.1 所示，APF 采用全数字化的控制方式。指令电流的检测和指令电流的控制全部在 DSP 内部完成，首先检测负载的三相电流瞬时值，将经霍尔电流传感器检测得到三相电流的模拟信号经过相应的调理电路和 A/D 转换电路送入 DSP 中，DSP 按照采用的指令电流计算方法计算出指令电流值，同时还检测三相电压中的 A 相电压，由于采用的算法中不要求采样电压值，只需要电压的频率和相位信号，所以采用传统的电压传感器，将电压传感器检测到的信号输入电压过零检测电路中，电压过零检测电路由此生成和过零点同步的方波信号，输入 DSP 的 CAP3 口，DSP 通过中断方式使用此过零信号作为算法中使用到的正弦表值的复位信号。另外电路还检测 APF 主电路直流侧的电压值，将此电压值通过 A/D 变换输入 DSP 中，以通过在指令电流信号中加入直流侧电压控制分量的方式控制直流侧电压大小和该电压的稳定。将计算出的指令电流通过三角波比较的方法计算出每一周期六个开关管的导通时间和时序，将相应的导通时间值赋值给 DSP 外围模块的事件管理器模块，事件管理器模块根据相应的导通时间生成 PWM 波形，该波形输出 DSP 以控制 IPM 模块中各 IGBT 的导通和关断，使 APF 主电路的电流值自动、快速、准确的跟踪指令电流信号，从而使 APF 主电路的电流值与负载电流值在叠加之后生成与各相电压同

频同相的正弦波值，最终实现 APF 治理谐波和补偿无功的目的。

## 1.5 本文所做的工作

在对 DSP 内部结构、编程方法和 APF 工作原理深入学习的基础上，本文对 DSP 用于 APF 的检测和控制进行了研究。

首先，论文对目前应用非常广泛的基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法进行了分析和探讨，总结了这种方法目前最新的改进方法，分析了它的不足和存在的问题，在此基础上，结合 DSP 的实际特点，综合运用平均功率理论和能量平衡理论，从 APF 控制的根本目的出发，提出了适合于 DSP 数字运行的谐波检测方法，推导出了这种方法在单相电路、三相三线制电路和三相四线制电路中的控制方程。分析了该方法的时间延迟对补偿效果的影响问题。这种新方法具有简单直观，通用性强的优点，最后的补偿效果受检测延迟的影响较小，几乎不受电压波形畸变的影响，可以按照需要对无功功率进行补偿。

其次，根据推导出的谐波检测新方法，充分利用 TMS320LF2407 型 DSP 器件的优势，运用 DSP 中断功能，采用 APF 的全数字化控制方式，用 C 语言和汇编语言混合开发了 APF 的源程序，该源程序能灵活根据可调的采样点数自建正弦函数表，和通常的手工输入查表值方法相比更加准确灵活，并且不影响程序正常运行的实时性。该源程序能同时实现 A/D 采样、指令电流计算、电压过零点捕获、跟踪电压频率和相位、PWM 波形输出、PWM 波形死区生成、D/A 转换等多种功能。源程序通过了实验电路板的调试，其功能均能在实验电路板上实现。

根据 DSP 检测控制的需要，本文设计了检测信号提升放大电路以满足 DSP 的 A/D 信号检测要求；自行设计了信号源用于 A/D 实验；设计了方波发生电路用于电压过零点捕获，对避免过零点捕获误中断的问题总结了一定的实践经验；为方便调试和将该 DSP 控制电路与其他 PWM 发生电路一起运用，引入了精度较高的 D/A 转换电路。运用新型谐波检测法和相应的外围硬件电路，论文对谐波检测进行了实验研究，实验结果表明，新型谐波检测法可以比较准确实时的进行谐波检测，能够为 APF 提供正确的指令电流信号。指令电流和负载电流叠加后的波形为与电压同频同相的标准正弦波。这符合 APF 的最终补偿目的。文中给出了误差分析和实验波形。

需要说明的是，本文给出的波形除了特别说明为仿真波形外的波形都为实验波形，其中显示模拟信号采用的示波器为 TEK 示波器，在波形图左上角有“TEK”标志，当同时显示多种波形时，为区别起见，示波器采用不同的颜色显示，在采用黑白打印的论文中显示的波形颜色比较浅（如图 5.8）。显示数字波形时，笔者在 DSP 源程序中设计了一数字示波器，通过 DSP 调试软件可以以图形的方式看到 DSP 内部的数字信号及其变化（如图 3.3）。



## 2 基于瞬时无功功率理论的谐波检测新方法

### 2.1 引言

指令电流的计算和指令电流的跟踪是实现 APF 最关键的两大问题, 首先分析指令电流计算的算法问题。合理选择谐波电流检测方法是实现有源电力滤波器功能的关键。近年来关于谐波检测这一问题出现了大量的研究文章, 这些文章提供的方法无非两种: 时域法和频域法。在这些方法中, 快速傅立叶变换法能计算基波无功、有功和各次谐波分量, 但运算至少需要一个工频周期的延时; 同步信号检测法需要先检测出基波电压正序分量, 才能检测基波电流正序分量; 基于空间矢量的检测法需要根据带通滤波器的特性及所检测的基波或谐波次数选择相应的旋转角, 来改善低通滤波器的检测精度, 不具有通用性; 基于自适应的谐波电流检测技术, 能及时跟随谐波变化而调整滤波参数, 对谐波变化不敏感, 但运算环节多, 只能检测基波或某一谐波分量。相对而言, 基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法则应用最为广泛。文[23]对傅立叶变换、卡尔曼滤波变换和瞬时无功功率理论进行了对比仿真分析, 发现电源频率的变化对瞬时无功功率理论的影响是最小的, 瞬时无功功率理论检测法能够更有效的协调好谐波电流检测精度和检测实时性的矛盾。

1984 年, 日本学者 H.Akagi 等提出了非正弦条件下的瞬时无功功率理论, 并迅速将其应用于电力系统谐波检测中。目前, 针对该理论的研究已非常深入, 是总谐波实时检测的主要方法。该方法理论上可以检测出除基频分量外的所有高频分量, 同时还可检测出无功电流分量, 它同时适用于三相三线制和三相四线制。ABB 等公司已经将此类算法用于电气产品的开发。基于瞬时无功功率理论有 3 种谐波检测方法:  $p-q$  法、 $i_p-i_q$  法和  $dq$  法, 文[24]对  $p-q$  法运算方式进行了详细的分析, 指出使用  $p-q$  法测量电网电压畸变时的谐波会存在较大误差。这种误差主要是源于畸变的电压参与了整个算法运算的原因。而采用基于  $i_p-i_q$  法运算方式的检测方法可以很好的解决这一问题。目前  $i_p-i_q$  法运算方式和在其基础上完善的改进方法应用最为广泛。

$i_p-i_q$  法检测三相电路谐波和无功电流的原理如图 2.1 所示, 图中 PLL 为锁相环电路(Phase Lock-Loop, 简称为 PLL)。与基于  $\alpha\beta$  变换的  $p-q$  法相比,  $i_p-i_q$  法因为只提取 a 相电网电压  $u_a$  的  $\sin \omega t$  和  $-\cos \omega t$ 。因而其结果不受电网电压波形畸变的影响。需用到的与 a 相电网电压  $u_a$  同相位的正弦信号  $\sin \omega t$  和对应的余弦信号  $-\cos \omega t$  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  $\bar{i}_p$ 、 $\bar{i}_q$ , 再经过一定的变换, 就可以得到三相电

流的基波分量  $i_{af}$ 、 $i_{bf}$ 、 $i_{cf}$ ，最后求出三相谐波电流  $i_{ah}$ 、 $i_{bh}$ 、 $i_{ch}$ 。

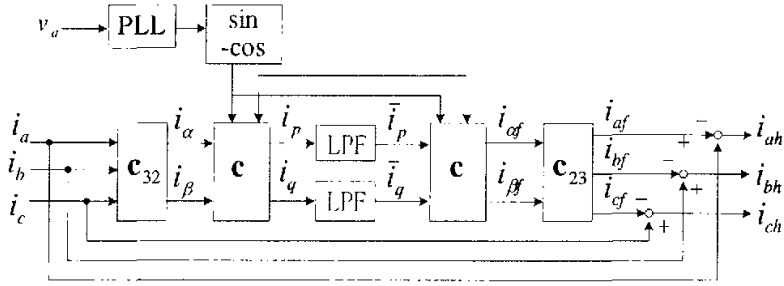


图 2.1 基于  $i_p - i_q$  法的谐波检测原理图

Fig2.1 Principle of harmonic detection based on  $i_p - i_q$  method

以  $i_p - i_q$  法为代表的瞬时无功功率理论的突出优点是实现电路比较简单，延迟少，具有很好的实时性。但是这种方法在实际应用时也存在一些问题，比如低通滤波器的选择问题、谐波检测出现的时间延迟问题、计算量较大的问题、矢量变换比较复杂的问题等等，特别是目前数字控制有取代传统模拟控制的趋势，如何让这种算法更好的适应以 DSP 为代表的数字器件的要求是一个需要研究的课题。现在很多文献对这些问题进行了研究并提出了一些改进方法，其中某些方法具有一定的实用性和启发意义。

## 2.2 基于瞬时无功功率理论谐波检测法的改进方法

### 2.2.1 引入并行检测方式

在工程实际中，特别是在谐波检测时如果能具体分离出某次谐波，则对电路的改进和谐波的治理会有更大的指导意义。同时单独使用 APF 存在初期投资大，运行效率低等缺点，而 PF 和 APF 的混合系统则能充分发挥各自的优势。但是 PF 只能对特定次谐波进行治理，因而分离出具体次谐波是非常必要的。文[25]在  $i_p - i_q$  法的基础上提出了一种对任意指定次数的谐波电流进行检测的算法。

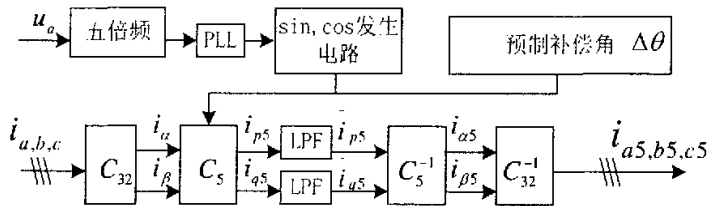


图2.2 新算法对5次谐波检测的原理图

Fig2.2 Principle of detecting 5th harmonic using new algorithm

传统的  $i_p - i_q$  法是基于电力系统中的基波频率基本为一恒值，并不考虑基波的动态过程而给出的，基于这一假定以及傅立叶级数，也视各次谐波频率基本为一恒定值，由此，经信频后用 PLL 获得需要检测的某次谐波频率值，经过旋转变换，就可得到旋转坐标上的该次谐波的幅值。电路原理图如图 2.2 所示。

当 APF 需要补偿某几次谐波时，也可以采取各次谐波并行计算的方法，应用上述方法分别求出这些谐波，然后将各次谐波相加，就得到总的谐波电流，特别是三相三线制系统，由于谐波成分主要是 5、7、11、13 次谐波，所以可以采用图 2.3 所示方法得出所需谐波电流。

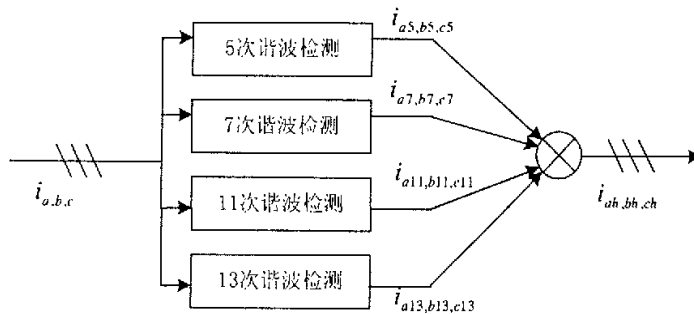


图 2.3 谐波并行检测方式原理图

Fig2.3 Principle of parallel harmonic detecting method

### 2.2.2 加入时间延迟环节

对于数字式控制器，需要至少一个采样周期的运算时间，同时 PWM 逆变器的输出也需要一个采样周期的时间来建立电压，这样，从电流采样到谐波补偿，至少存在一个采样周期的时间延迟，在这个延迟时间内，设基波角频率为  $\omega$ ， $n$  次谐波在这个采样周期内旋转过的弧度为：

$$\Delta\theta = n\omega\Delta T = 2n\pi f\Delta T(\text{rad}) \quad (2.1)$$

如果不对这个延迟时间进行补偿，则旋转变换  $C$  和其逆变换  $C^{-1}$  不再是恒等变换，严重时某个高次谐波的补偿甚至会形成正反馈，因为这时的  $\Delta\theta$  有可能接近  $180^\circ$ ，可见这时在检测出谐波时不但不能补偿掉谐波，还有可能增强谐波，因而对延迟时间的补偿是非常必要的。文[25]在  $C_5^{-1}$  矩阵中将  $5\omega t$  加入  $\Delta\theta$  用以补偿，其中加入  $\Delta\theta$  的  $C_5$  为：

$$C_5 = \begin{bmatrix} -\sin(5\omega t + \Delta\theta) & \cos(5\omega t + \Delta\theta) \\ \cos(5\omega t + \Delta\theta) & \sin(5\omega t + \Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

这种加入补偿角以补偿由于数字式控制器的时间延迟引起的检测误差，具有很

强的实用性,经仿真研究发现,由于算法预置了延迟时间补偿角,补偿出的电流非常接近于正弦波。而上面 2.2.1 节分别检测各次谐波的方法也为这种对时间延迟的补偿提供了方便。通常情况下,都是希望通过硬件计算速度的提高来减少延迟时间,这样只能使得 APF 的价格变得更加昂贵,而这种直接在相位中加入补偿角的方法计算简单,适用性强。

### 2.2.3 与神经网络理论组成混合控制方式

瞬时无功功率理论的谐波和无功电流检测方法具有较好的实时性,但是在负载电流波形的拐点处的补偿效果并不十分理想,出现了锯齿抖动现象。经过分析发现产生这一抖动现象的主要原因是由于谐波检测和计算产生的时间延迟,这一延迟在负载电流的突变处非常明显而不可忽略,导致 PWM 逆变器在这段时间内开关动作不恰当,使得补偿后的电源电流波形出现锯齿形畸变。文[26]针对这一问题,在负载电流突变处引入神经网络的控制方法,实时的检测负载电流的二阶导数。判断负载电流是否发生突变。发生突变则采用基于神经网络理论的程序模块进行补偿电流控制。系统采用混合控制方式,将瞬时无功功率理论和神经网络有效的结合在一起,既可以充分利用瞬时无功功率理论补偿谐波电流的优点,又可以发挥神经网络在非线形控制中的优势。

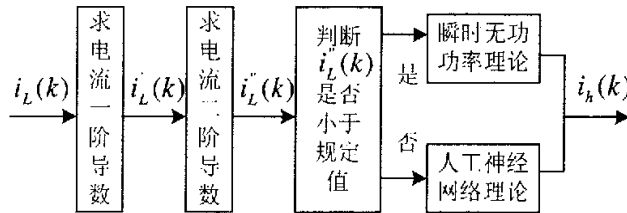


图2.4 混合控制原理图

Fig2.4 Principle of hybrid control method

如图 2.4 所示,软件包括 2 个主模块:瞬时无功功率模块和神经网络程序模块。检测谐波(无功)的工作主要由瞬时无功功率理论模块来完成,神经网络程序模块起辅助作用,只完成对部分不理想补偿电流的修正。程序运行时,实时计算负载电流的一阶导数和二阶导数,判断神经网络模块入口条件,当满足条件时,进入神经网络模块程序。经仿真研究表明,通过这种改进锯齿波抖动的问题得到明显减小。由此可以看出各种检测方法并不是孤立的,我们可以综合各种检测方法的优点来实现对谐波的准确实时检测。这也为研究谐波检测电流的方法提供了新的思路。

### 2.2.4 加 PI 调节器改善灵敏度和检测精度

通常情况下,  $i_p - i_q$  法电路实现简单,但对参数的精度要求比较高,特别是对

标准正、余弦信号的依赖性很强，实际的正余弦发生电路产生绝对精确的信号是很困难的。为了解决这一问题，一方面可以改进锁相环产生的  $\sin \omega t$ 、 $\cos \omega t$  准确性；另一方面，为了降低系统对参数精度的依赖性，可以在低通滤波器后增加 PI 调节器来降低系统参数的灵敏度。文[27]对传统的  $i_p - i_q$  法电路作了改进，如图 2.5 所示。在 LPF 后面增加两个 PI 调节器，从图上可以看出，经  $C$  变换后得到的既有谐波信号又有基波信号，它经比例积分作用后再送到  $C^{-1}$  变换，由于 PI 调节器可以降低扰动对系统稳定性的影响。因而系统主要参数对滤波检测精度的灵敏度得以明显下降。仿真研究表明系统的稳定性和控制精度也相应提高。

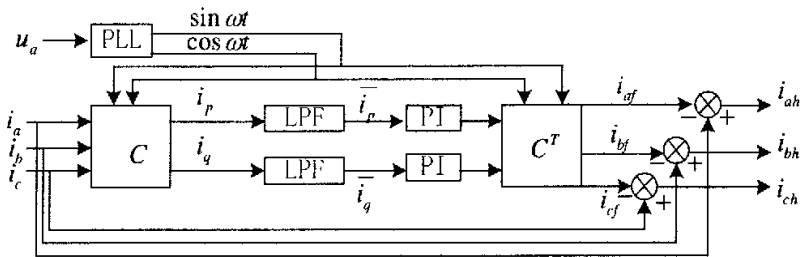


图2.5 加PI调节器的谐波检测电路1

Fig2.5 The first harmonic detecting circuit adopting PI regulators

其实这种思路同样适用于  $dq$  法谐波检测电路中，为了降低系统对参数的依赖性，文[28]针对传统  $dq$  检测电路中受部件参数波动影响较大的问题，提出基于  $dq$  理论的谐波检测改进方案，同样在低通滤波器后面加 PI 调节器，形成一个闭环系统。其原理图如图 2.6 所示，经 SABER 软件仿真分析发现，标准正、余弦幅度的灵敏度降低了很多。

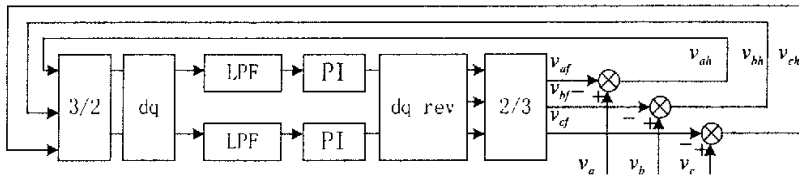


图2.6 加PI调节器的谐波检测电路2

Fig2.6 The second harmonic detecting circuit adopting PI regulator

### 2.2.5 重采样降低计算量

数字化瞬时无功功率理论谐波检测方法的一个突出缺陷是计算量太大，在数字实现时增加了 CPU 的负担。文[29]提出基于重采样的三相谐波检测瞬时无功功率法，巧妙地将信号处理技术应用于谐波治理中，在保证分离出基波信号的前提下尽可能降低采样频率，从而降低计算量。在这里所谓重采样就是经过两次采样过程。谐波检测原理图如图 2.7 所示，前置滤波器为模拟滤波器，用来滤除系统中分析不到的

高次谐波，图中引入两次采样过程，分别称第一次采样和重采样。根据采样定理，可由采样信息重建正弦信号的采样频率应为重建信号频率的四倍以上，即第 1 次采样频率应为  $\omega \geq 4\omega_0$ ，且必须为整数倍，其中  $\omega_0$  为基波频率。周期信号经第一次采样后，频谱会出现周期延拓。为了避免由于周期延拓而使基波出现频率混叠，当第一次采样一个周期内的采样点数为  $N_1$  时，重采样最小频率应为  $\omega_{\min} = (N_1/4)\omega_0$ 。这样，通过对电路的改进，将一个周期的采样点减少到原来的 1/4，通常我们就选择这一最小采样频率，因为重采样是为了提取基波，既要考虑准确性又要兼顾实时性。通常情况下，准确性和实时性是互相矛盾的，只能选择折中方案，所以在保证基波频谱不产生混叠的情况下，采样频率越低越好，这样，重采样后面的变换和滤波计算量会大大减少。

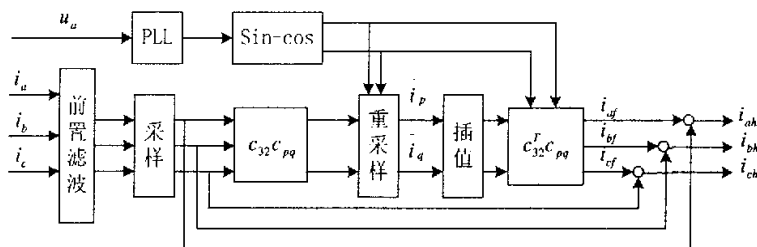


图2.7 重采样谐波检测电路

Fig2.7 Harmonic detecting circuit with resampling method

实验表明，将重采样环节放在  $C_{32}$ 、 $C_{pq}$  之前和之后对谐波检测并没有影响，如果放在前面，则减少了 DSP 存储正弦和余弦信号的容量，计算量减少了 3/4，软件开销大大降低，而且基于重采样方法中，根据三相三线制电网的有功电流  $i_p$  和无功电流  $i_q$  只含  $3n$  次谐波这一特征设计数字均值低通滤波器。采用的数字 Butterworth 滤波器的阶次最高为 3 阶，计算量减少相当可观。动态响应时间与直接采样方法相比也有较大改善。与传统的模拟瞬时无功功率检测方法所需的时间（约 2 个周期）相比，大大缩短了动态响应时间。而且从仿真结果看，这种引入重采样的谐波检测方式在取消第二组滤波器的情况下，处理效果几乎不受影响，因而可以简化系统的设计。

## 2.2.6 优化低通滤波器的设计

从上面的所有电路中都可以看出，滤波器对于瞬时无功功率理论的实现是必不可少的，在所建立的谐波电流检测电路中，LPF 的性能对最终得到的谐波电流指令信号有很大影响。

文[30]在  $p-q$  检测法的基础上论证了采用数字积分滤波器的优越性。指出在对称系统中，选取合适的数字器件后，用数字化的积分滤波器代替模拟低通滤波器，

可以提高有源电力滤波器的补偿精度，并且其时延最多只需  $1/3$  周期，满足实时性的要求。而如何设计并实现数字低通滤波器取决于不同的有源滤波器的结构和参数选择，文[31]在设计数字低通滤波器时，考虑了有源滤波器本身的特点，同时还考虑了在相应的 DSP 控制芯片中的实现问题，利用该方法得出结论是采用二阶 Butterworth 型 IIR 滤波器，具有良好的低通滤波特性，表现为快速性及通带通过及阻带阻断能力强，在 DSP 实现时，选择采样直接 II 型实现结构，占据内存小，运算简便。

低通滤波器的设计有一定的难度，用试验方法研究它对谐波电流检测电路检测效果的影响，过程复杂也不方便，用仿真的方法可以弥补试验方法的缺陷。文[32]利用 MATLAB 软件的优势，经过仿真研究发现 LPF 截止频率的选取对电路的谐波电流检测效果影响很大，截止频率越小，谐波电流检测精度就越高，但是动态响应过程也会越慢，截止频率取得过大，可以加快检测电路的动态响应过程，但是容易造成检测波形失真。同样阶数的滤波器，当截止频率选得比较低时，Butterworth 滤波器的检测精度最高，如果要求截止频率大一些，则 Elliptic 滤波器的检测精度最好，而用 Bessel 滤波器时动态响应过程最快，因而实际应用中应该视谐波补偿要求、补偿波形、使用场合等来选择低通滤波器类型和参数。

实际上，同时具有矩形幅频特性和线性相频特性的理想低通滤波器在物理上是不可实现的。信号通过低通滤波器后，不可避免地出现幅值的衰减或相位的偏差，导致检测结果出现误差。通常情况下，IIR 数字低通滤波器为递归型结构，一阶或者二阶响应速度快，但计算偏差大，FIR 是一种非递归型结构的滤波器，卷积运算量大，截止频率特性差，需要较高的阶数才能达到设计指标。

文[33]以瞬时无功功率理论为基础，提出了一种谐波电流的离散检测方法，用具有滑动时窗的复化积分滤波方法取代传统的低通滤波方法，在该方法中，用矩形滑动时窗截取检测信号以获取基波信号。在截取时为减小频谱泄漏而带来的误差，作者采用加 Hamming 窗的方法。该方法不受截止频率及阶数选择的影响。具有截止频率特性好，检测结果稳定，响应速度快等特点，特别适合在 DSP 上面编程实现。电路图如图 2.8 所示：

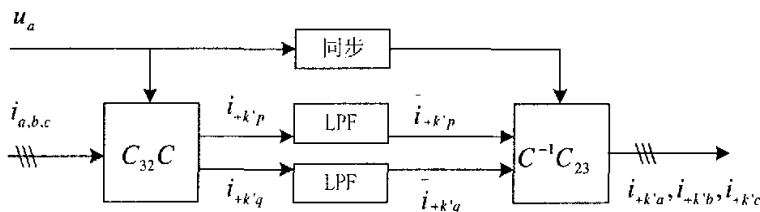


图 2.8 谐波离散信号检测原理图

Fig2.8 Principle of discrete harmonic detecting method

### 2.2.7 对零序电流检测问题的分析

在检测不对称三相四线系统的有害电流时，很多文献均事先剔除零序电流，然后再采用  $i_p - i_q$  法。文[35]通过理论分析证明， $i_p - i_q$  法经过  $3/2$  变换后  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  中都不含零序电流分量，并且基波正序分量不会受到影响，因此含有  $3/2$  变换的  $p-q$  法、 $dq$  法、 $i_p - i_q$  法都不会受到零序电流的影响，所以这些检测方法都不用先剔除零序电流而直接用于不对称三相四线系统有害电流检测。理论和仿真结果表明这种方法能正确检测出基波零序、负序及谐波分量，从而改变了长期以来认为  $i_p - i_q$  法不能直接用于三相四线系统的观点。

### 2.2.8 瞬时无功功率理论用于单相电路中

通常情况下有源电力滤波器大多数是三相的，事实上由单相电路中的非线性负载所引起的谐波危害也很严重，其抑制问题也越来越多的受到人们的关注。以瞬时无功功率理论为基础的谐波和无功电流检测方法在三相有源电力滤波器中得到了成功的应用，但是对于单相电路，算法都比较复杂。文[36]提出了一种基于瞬时无功功率理论的新的检测方法。因为三相瞬时无功功率理论总是将待检测的三相信号经过 Park 变换变为互相垂直的  $\alpha\beta$  两相静止坐标，然后再变换为两相旋转坐标，经低通滤波器滤波后，再做相应的反变换，得到谐波及无功电流。受瞬时无功功率理论三相电路谐波检测方法的启发，在单相电路中，也可以构造一相虚拟电流，假设其超前实际电流  $T/4$  周期，从而和实际电流形成两相垂直的坐标系信号。其检测原理图如图 2.9 所示。

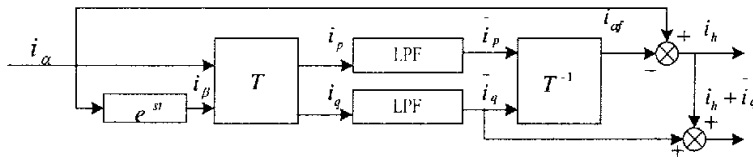


图2.9 瞬时无功功率理论用于单相电路

Fig2.9 The instantaneous reactive power theory used in single-phase circuit

图 2.9 中  $e^{\sigma}$  就是超前  $T/4$  环节，这种检测方法由于有  $T/4$  的超前相移，用模拟电路较难实现，用数字电路很容易实现，因而非常适合于基于 DSP 控制的 APF 谐波检测。

文[37]也将该理论发展到单相电路的谐波检测，其基本思路是：在对称的三相三线制电路中，各相的电压波形相同，相位各相差  $120^\circ$ ，同样各相的电流波形也是相同的，相位各相差  $120^\circ$ ，由此根据单相电路的电压，电流构造一个类似的三相系统，即可使用三相电路瞬时无功功率理论，在该方法中所需的信号同样是通过延时得到的。



经过上面的分析不难看出, 现有的瞬时无功功率理论并不是一个十全十美的理论, 也还有可以改进的地方, 严格的讲基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测法仅适用于三相三线制、电源电压为三相对称正弦波、三相负载平衡的负载谐波电流的检测。所以, 在有源电力滤波器设计中必须针对具体电网和负载谐波电流的特点采取相应的措施来消除或减小各种不利因数。对于电力变流器的瞬时谐波电流的检测, 可以采取如下策略<sup>[2]</sup>:

① 尽可能采用三相三线接法的桥式电路, 从而避免零序电流的存在。

② 如果只需要谐波电流的检测, 则只需要一组与电源同频率的三相对称正弦电压, 此电压不必是负荷的实际供电电源电压。因此, 为避免变流器网侧电源电压波形畸变严重, 可以采用下面的措施之一:

1) 三相电源电压经过低通滤波器滤除高次谐波后再参与谐波电流的检测运算, 此时要求三相所用的低通滤波器特性一致。

2) 运用锁相环技术产生三相正弦电压, 再参与瞬时谐波电流的检测运算。

③ 采用三相桥式电路的六脉冲及以上电力变流器, 其最低特征谐波电流为 5 次谐波, 由特征谐波电流产生的  $\bar{p}$ 、 $\bar{q}$  中的最低交流分量频率为基波频率的 6 倍, 而由于三相电流不对称,  $\bar{p}$ 、 $\bar{q}$  中产生的交流分量的频率为基波频率的 2 倍, 因此, 只要合理选择提取  $\bar{p}$ 、 $\bar{q}$  所用的高通滤波器的转折频率, 比如设定在 4 倍基波频率, 即可以消除三相电流不对称的影响。

④ 对于电弧炉等负荷和低压电网而言, 由于负载电流中低次谐波 (如 2 次、3 次) 含量大, 三相不平衡严重, 功率波动剧烈, 瞬时谐波电流实时精确检测困难, 但是, 瞬时无功功率  $q$  中一般包含较多的谐波信息, 若用有源滤波器来动态的补偿电网或者装置的瞬时虚功率  $q$ , 将会取得集无功、谐波、电压波动与闪变同时补偿的良好综合效果。

近年来, 有科学家还提出了广义瞬时无功功率理论, 在此基础上出现了基于广义无功功率理论的谐波检测方法, 广义瞬时无功功率理论与瞬时无功功率理论一样, 主要在解决谐波总量实时测量方面有优势, 而不能解决各次谐波检测的问题。因此, 受电机  $d-q$  旋转坐标变换的启发, 有学者还提出了基于广义  $d-q$  旋转变换的谐波检测方法<sup>[39]</sup>, 该方法可以实现各次谐波的检测, 不过该方法由于电路耗费相当大, 目前尚保持在理论探讨阶段, 工程应用研究并不深入。

## 2.3 本章小结

从上面的改进方法可以看出, 基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法由于具有较好的实时性, 得到了广泛的应用, 但是在具体实现时也还有很大的改进空间, 可

以通过对滤波器、算法、锁相环等多方面的改进，达到减少计算量，增加控制精度和实时性，增强抗扰动能力的目的。

同时也可以看到，任何一种谐波检测方法都有优点，也有不足，还没有也不可能有一种能满足一切要求的谐波检测方法。在用于有源电力滤波器的谐波检测时，只有根据不同的实际情况，选择合适的方法，才能更好的满足谐波检测准确性和实时性的要求。

### 3 适合 DSP 控制的谐波检测新方法

#### 3.1 引言

从第二章的分析可以看出,即使是现在运用最为广泛的基于瞬时无功功率理论的谐波检测法也还存在比如矢量变换复杂、计算量大、物理意义不明确等问题,谐波检测的方法多种多样,不管是什么方法,评价一个方法好坏的标准应该是看使用这种方法的难易程度,是否可以在常用器件上实现,是否能在单相、三相电路中通用,检测出的指令电流值是否能够快速准确。特别是目前在 APF 的研究中几乎都采用 DSP 作为 APF 的主控芯片,选用的谐波检测方法能否适应 DSP 数字控制要求也是一个需要考虑的问题。基于此,本章综合运用平均功率理论和 APF 中能量守恒的基本原理,考虑到 DSP 擅长乘加运算的优点,提出了一种直观通用的谐波检测新方法,该方法能灵活按要求补偿无功,几乎不受电压波形畸变的影响,能够通用于单相电路、三相三线制电路和三相四线制电路中。下面对这种新方法进行详细介绍。

#### 3.2 单相电路谐波检测

在单相电路中,假设电压波形为标准正弦波:

$$u(t) = U \sin \omega t \quad (3.1)$$

其中常数  $U$  为电压幅值,假设 APF 的控制目标是将输出电流波形处理成与电压  $U \sin \omega t$  同频同相的正弦波:

$$i_2(t) = I \sin \omega t \quad (3.2)$$

常数  $I$  为电流幅值,而要求的指令电流值与负载电流叠加后的值就是这一期望得到的正弦波  $i_2(t)$ ,所以可以看出需要检测出的指令电流值  $i_f(t)$  就是这一期待的正弦波减去负载电流值。设未使用 APF 时负载电流为  $i_1(t)$ 。则指令电流值应该为:

$$i_f(t) = I \sin \omega t - i_1(t) \quad (3.3)$$

从(3.3)式可以看出要得到  $i_f(t)$ ,则必须要知道  $I$  (即期望得到的正弦波的幅值),因为这一正弦电流是与电压同频同相的,所以频率和相位已知了,由波形三要素可知,只需求出幅值  $I$  就可以确定这一正弦电流。其中  $i_1(t)$  通过检测负载电流得到。那么如何得到这一经过补偿后的电流幅值,幅值大小受什么因数影响呢?

其实要得到一个与电压同频同相的正弦波很简单,只要向电网注入一个与任意幅度值的正弦电流减去负载电流的值相反的数就可以了,因为负载电流加上计算出的值肯定还是还原为一个正弦波形,关键是这个正弦波的幅值能不能为任意的呢?这就涉及到电网中能量守恒的问题。由于 APF 电路中只有电容和电感,在假设开关器件的损耗忽略的情况下是没有有功消耗的。而通常情况下负载在没有接入 APF 和

接入 APF 时负载上的电压不变, 所以负载在接入 APF 前后消耗的有功也是不变的。假设  $i_1(t)$  是周期信号, 在负载不变的情况下, 直流侧电容上的能量交换是在一个周期内完成的, 电感上电流在相隔周期时处处大小是相等的, 所以一个周期内电感上的能量也是不变的。所以补偿前后一个周期里面使用 APF 和不使用 APF 消耗的有功是相等的。而一个周期里面消耗的有功等于电压瞬时值和电流瞬时值相乘再积分, 也等于平均功率乘以周期值<sup>[45]</sup>。由于补偿前后周期不变, 所以补偿前后平均功率也是相等的。抓住补偿前后平均功率相等这一关键关系, 就可以计算出需要计算的电流幅值  $I$ 。根据平均功率的定义:

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt \quad (3.4)$$

根据补偿前后平均功率相等的关系有:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u(t)i_1(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i_2(t)dt \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \text{则补偿后平均功率即等式左边} &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i_1(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T U \sin \omega t I \sin \omega t dt \\ &= \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T} UI \sin^2 \omega t d\omega t \\ &= \frac{UI}{\omega T} \int_0^{\omega T} \sin^2 \omega t d\omega t \\ &= \frac{UI}{\omega T} \int_0^{\omega T} \sin^2 \theta d\theta \quad (\text{设 } \theta = \omega t) \\ &= \frac{UI}{\omega T} \int_0^{\omega T} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) d\theta \\ &= \frac{UI}{\omega T} \left( \frac{\theta}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\theta \right) \Big|_0^{\omega T} \\ &= \frac{UI}{\omega T} \left( \frac{\omega T}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\omega T \right) \quad (\text{由于 } f = \frac{1}{T}, \omega = 2\pi f, \text{ 所以 } \omega T = 2\pi) \\ &= \frac{UI}{2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

由于采用 DSP 实验系统, 实验中的电压和电流的瞬时值都是采样得到的离散值, 要完成对离散信号的积分可以依靠相乘柱状累加的方法来实现, 所以等式右边可以按照如下的步骤来推导:

$$\text{补偿后平均功率即等式 (3.5) 右边} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i_2(t)dt$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{T} \int_0^T U \sin \omega t i_2(t) dt \\
&= \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{N-1} u(k) i_2(k) \Delta T \\
&= \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{N-1} U \sin(k) i_2(k) \Delta T \\
&= \frac{U \Delta T}{T} \sum_{k=0}^{N-1} \sin(k) i_2(k) \\
&= \frac{U}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sin(k) i_2(k) \tag{3.7}
\end{aligned}$$

联立 (3.5), (3.6), (3.7) 有:

$$\frac{UI}{2} = \frac{U}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sin(k) i_2(k) \tag{3.8}$$

$$I = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sin(k) i_2(k) \tag{3.9}$$

$$i_f(k) = I \sin(k) - i_2(k) \tag{3.10}$$

需要特别指出的是式 (3.8) 中的  $\sin(k)$  是指一周期正弦采样信号中的第  $k$  个正弦值, 而不是指  $k$  的正弦函数值, 为了区别, 表示为  $\sin(k)$  而非  $\sin k$ , 在本文以后的推导中遇到这种情况亦与此相同。式 (3.9) 即为 DSP 控制的 APF 补偿后的正弦电流的幅值  $I$  的计算方程。式 (3.10) 为指令电流的计算方程。可以看出, 电流幅值  $I$  是与电压幅值  $U$  无关的一个量。因此在实现时不用对电压大小进行检测, 其大小只与采样点数  $N$ , 正弦表中的第  $k$  个  $\sin$  值和第  $k$  个采样电流值有关。这样很容易就通过 DSP 分离出了谐波和无功的指令电流值。由于 (3.9) 的计算中涉及很多的乘加运算, 乘加运算是 DSP 非常擅长的, 所以这种新的指令电流计算方法通过 DSP 非常容易实现。

### 3.3 三相电路谐波检测

#### 3.3.1 三相四线制电路谐波检测法

下面分析把上述单相电路中的指令电流分离法推广到三相电路中的情况。当为三相四线制系统时, 设电压波形没有畸变, 同样根据加入 APF 和没有加 APF 时的平均功率不变, 而且在加入 APF 后, 如果正确补偿了谐波和无功分量, 处理后每相的电流信号应该是与每相的电压信号同频同相的, 而且各相电流信号幅值应该是相等的。所以, 补偿后每相的平均功率也是相等的。因而补偿后的三相平均功率是单

相平均功率的 3 倍。由式 (3.6) 可知：

$$\bar{P}_3 = 3P = \frac{3UI}{2} \quad (3.11)$$

设以 C 相过零点为计数起点， $\bar{P}_3$  为补偿后的 3 相平均功率值。补偿前的三相平均功率值仍然根据平均功率的最原始定义来求：

$$\begin{aligned} \bar{P}_3 &= \frac{1}{T} \int_0^T (u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t)) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (U \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})i_a(t) + U \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)i_b(t) + U \sin(\omega t)i_c(t)) dt \\ &= \frac{U}{T} \int_0^T (\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})i_a(t) + \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)i_b(t) + \sin(\omega t)i_c(t)) dt \end{aligned} \quad (3.12)$$

根据能量守恒的原理，联立(3.11)、(3.12)有：

$$\frac{3UI}{2} = \frac{U}{T} \int_0^T (\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})i_a(t) + \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)i_b(t) + \sin(\omega t)i_c(t)) dt \quad (3.13)$$

$$I = \frac{2}{3T} \int_0^T (\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})i_a(t) + \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)i_b(t) + \sin(\omega t)i_c(t)) dt \quad (3.14)$$

同样，为方便 DSP 控制，此积分仍然用柱状累加的方法得到，式(3.14)可以表示为：

$$\begin{aligned} I &= \frac{2}{3T} \sum_{k=0}^{N-1} (\sin(k + \frac{2N}{3})i_a(k) + \sin(k + \frac{N}{3})i_b(k) + \sin(k)i_c(k)) \Delta T \\ &= \frac{2}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} (\sin(k + \frac{2N}{3})i_a(k) + \sin(k + \frac{N}{3})i_b(k) + \sin(k)i_c(k)) \end{aligned} \quad (3.15)$$

由此可以计算出每相指令电流值为：

$$i_{af}(k) = I \sin(k + \frac{2N}{3}) - i_a(k) \quad (3.16)$$

$$i_{bf}(k) = I \sin(k + \frac{N}{3}) - i_b(k) \quad (3.17)$$

$$i_{cf}(k) = I \sin(k) - i_c(k) \quad (3.18)$$

从式(3.16)、(3.17)、(3.18)可以看出，每相的电流幅值是与电压幅值无关的一个量，所以在检测时也不用检测电压幅值，只要锁定电压的相位就可以了，这点用电压过零电路很容易就可以做到。从上面的计算公式还可以看出，要计算出  $I$  的值需要的参数包括：每相电压周期的电流采样值个数  $N$ ，同一时刻 A、B、C 三相电流的采样值  $i_a(k)$ 、 $i_b(k)$ 、 $i_c(k)$  和通过查表得到的正弦值  $\sin(k)$ 。

### 3.3.2 三相三线制电路谐波检测法

如果三相电路为三相三线制电路，考虑到三相电流有如下的关系，同样以 C 相过零点为计数起点：

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.19)$$

$$\text{故：} \quad i_c(t) = -i_b(t) - i_a(t) \quad (3.20)$$

将式 (3.20) 代入式 (3.14) 中：

$$\begin{aligned} I &= \frac{2}{3T} \int_0^T (\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})i_a(t) + \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)i_b(t) + \sin(\omega t)(-i_a(t) - i_b(t)))dt \\ &= \frac{2}{3T} \int_0^T (\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})i_a(t) + \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)i_b(t) - \sin(\omega t)i_a(t) - \sin(\omega t)i_b(t))dt \\ &= \frac{2}{3T} \int_0^T ((\sin(\omega t + \frac{4}{3}\pi) - \sin(\omega t))i_a(t) + (\sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) - \sin(\omega t))i_b(t))dt \end{aligned} \quad (3.21)$$

将表达式表示成柱状累加的形式：

$$I = \frac{2}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} (((\sin(k + \frac{2}{3}N) - \sin(k))i_a(k) + (\sin(k + \frac{1}{3}N) - \sin(k))i_b(k)) \quad (3.22)$$

这样只需要检测两相电路的电流，就可以计算出所有三相电路的谐波电流值：

$$i_{af}(k) = I \sin(k + \frac{2}{3}N) - i_a(k) \quad (3.23)$$

$$i_{bf}(k) = I \sin(k + \frac{N}{3}) - i_b(k) \quad (3.24)$$

$$i_{cf}(k) = I \sin(k) - i_a(k) - i_b(k) \quad (3.25)$$

但是如果检测和计算时误差比较大，使用这种通过检测两相电路的电流计算出第三相电路的电流的方法，则第三相的误差是两相检测误差的总和，那样相当于将两相误差全部加到第三相上面了，所以第三相的误差会更大。因而在检测硬件足够，DSP 计算能力允许的情况下，为避免误差太大，可以仍然按照三相四线制的方法来处理。

### 3.4 时间延迟对补偿效果的影响分析

现在很多理论对检测延时的问题研究得比较多，甚至有人提出无延迟检测谐波，个人觉得凡是通过先计算出谐波，然后进行补偿的谐波检测方法都不可能做到绝对意义的无延时，只是时间延迟长短的问题。比如这种检测方法如果每一周期更新一次正弦电流幅值，则检测的延迟应该是一周期。下面分析这里需要一个周期的检测延迟时间对补偿效果的影响问题。

表面看来，一个周期的延迟对于变化的负载来说绝对是延迟太多了，等检测信

号计算出指令电流，情况已经变化很久了，还能实时补偿吗？而事实是使用这种方法，在任意一个周期内不管情况怎么变，即使有这一周期的时间延迟，补偿后的电流波形仍然是正弦波。因为在这一周期中任意时刻始终是用一个正弦波去减实际负载电流信号得到指令电流信号，那么在任意时刻如果指令电流信号可以通过 PWM 发生电路实时实现，那么跟踪指令电流的补偿电流加上实际负载电流就应该还原为一个正弦波。在使用 APF 改善电流质量时，大家关心的也就是电源侧电流波形，即补偿电流和负载电流的叠加波形。只是如果负载持续变化，根据这种计算方法，正弦幅值会每个周期更新一次，但是单纯的幅值更新对于负载电路来说是可以接受的，因为幅值不同相位频率一样的正弦波在过零处连接是平滑的，也就是说过渡是平滑的，这与 APF 的最终补偿要求差距不大，其示意图如图 3.1 所示。

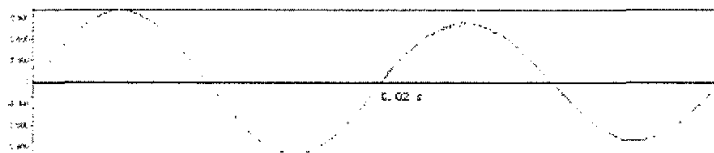


图 3.1 频率相同的正弦波过渡示意图

Fig3.1 Graphics of the continuum of same frequency sine waves

当然要达到不管延迟多少都能得到正弦波这一目的，必须满足在前面的分析中的一个前提：任意时刻 DSP 计算出的指令电流 PWM 电路都可以实时产生。这主要依赖于 PWM 电路的准确工作，所以说准确快速的指令电流生成方法才是这个问题的重中之重。如何让 APF 主电路实时快速跟踪指令信号才是问题的根本所在，需要认真分析和探讨。

再深入分析会发现，这里得到的正弦波实际上是 APF 主电路强行得到的，如果负载变化发生在一个周期内，在该周期实际补偿时使用的正弦波幅值是不正确的，但是在下一个周期幅值就能恢复正确，即有一周期的延迟。那么这里强行得到的一个正弦波其能量从哪里来呢？下面分析它的能量问题。

假设电路工作于稳态，后由于负载变化工作于暂态，而后又恢复为稳态。最先的稳态时负载每周期消耗有功为  $P$ 。暂态时由于负载变化比前一周期多消耗  $\Delta P$ ，即消耗有功  $P + \Delta P$ 。而由于补偿延迟的问题，在变化的周期中，电源提供的有功仍然为  $P$ 。所以这时就要从储能元件吸收有功  $\Delta P$ 。这样才能满足能量平衡。在满足平衡的同时还有一个要求，那就是不能让储能元件由于向外提供太多能量而无法进行正常的主电路逆变，也不能在  $\Delta P$  为负时由于向储能元件转移太多能量而使储能元件中电容电压超过额定值。那么这时的储能元件到底能够提供或者储存多大的有功呢？



在 APF 主电路中, 假设忽略开关器件的损耗, 储能元件是直流侧电容和主电路中串连的电感。电容和电感的能量计算公式分别为:

$$P_C = \frac{1}{2} CU^2 \quad (3.26)$$

$$P_L = \frac{1}{2} LI^2 \quad (3.27)$$

为了让电感上电流可以实时跟踪指令电流信号, 要求电流值本身的惯性不能太大, 所以通常要求电感值不能太大。另外根据 APF 容量的要求, 一般额定电流也不会很高。而通常要求电容值尽量大, 电容上面的电压稍微高一点, 所以通常电感上的能量和电容上的能量相比完全不是一个数量级的, 所以在定性的能量分析中为方便起见可以不予考虑。另外考虑到直流侧电容电压在下降放能时, 下降幅度也有要求, 如果低于某个值, 这时由于电源电压的存在就有可能不能正常的逆变了, 假设正常工作时电压为 900 伏, 在向外放能之后其电压最多只能降到 600 伏。则电容释放的能量为:

$$\Delta P_c = \frac{1}{2} \times (900^2 - 600^2) C = \frac{450000}{2} C \quad (3.28)$$

假设正确的电流幅值为  $I_1$ 。实际补偿出来的电流幅值为  $I_2$ 。差值为  $\Delta I$ 。则同频同相的幅值为  $I$  的正弦电流和幅值为  $U$  的正弦电压一个周期做功为:

$$P = \frac{UI}{2} * T \quad (3.29)$$

$$\Delta P = \frac{U\Delta I}{2} * T \quad (3.30)$$

假设电压幅值为 220, 频率为工频, 联立(3.27)和(3.29):

$$\frac{220 * 0.02}{2} * \Delta I = \frac{450000}{2} * C \quad (3.31)$$

可见电容值越大, 允许的幅值误差就越大。假设电容值为 20000  $\mu$ F, 则可以求出前后周期可以允许的最大电流幅值误差为:

$$\Delta I = \frac{450000 * 0.02}{220 * 0.02} = 2045 \text{ A} \quad (3.32)$$

通常  $\Delta I$  都是远远小于 2045A 的, 所以要求电容提供或者存储的能量是完全可以满足的, 所以电容电压也不会出现假设的 300V 那样高的波动值。所以前后周期正弦波平滑过渡从能量角度来说是不存在问题的。

当然即使波动小于 300V, 要还原到设定的稳态电压值, 仍然要经历一段时间, 另外直流侧电压的波动也会影响指令电流的正确跟踪, 所以在使用这种谐波检测法

实验时采用了下面介绍的移动窗口法。

从本章 3.2 节的讨论可以看出,要正确得到正弦电流的幅度值,对于非周期正弦电流来说,需要计算一个周期内电压和电流乘积的累加,上面讨论了即使一个周期更新一次电流幅值对于补偿效果影响也不是太大。但考虑到直流侧电压出现大的扰动对补偿结果是有影响的,DSP 控制系统要求实时快速计算出结果但又要求这种计算不要占太多的 CPU 运行时间,还考虑到实验系统中是用周期中断的方式检测电压电流值,因此必须在一个检测周期内计算出  $I$  的值,综合这些考虑,在实验系统中采用了移动窗口的方法,即每一次采样在原始累加值的基础上加上一个乘积值,再减去一个乘积值,这样每一次的计算只有两次乘加的问题,这是 CPU 在处理的时候可以接受的。同时这种方法每一个采样周期更新一次正弦电流幅度值,因而不会将误差累积到一个周期后再处理。所以直流侧电压也不会出现大的波动,这样处理之后的实时性也变得非常理想。

### 3.5 新型谐波检测法的优点

上述谐波检测新方法几乎是为 DSP 量身定做的,主要是 DSP 非常擅长乘加运算,TMS320LF2407 型 DSP 有专门的乘加指令,在乘和连加的时候耗费时间极少。所以笔者在采用这种方法计算指令电流时可以将频率提高很多。由于采用了倒推谐波的思想,整个思路比较清晰,容易理解。除此之外,这种谐波检测新方法主要有以下几大优点:

#### ① 可以方便的按需要补偿无功。

采用这一指令电流计算方法可以使无功和谐波的补偿控制变得非常随意,即如果并不想完全补偿掉无功功率,因为某些时候适当的无功对电路是有益处的。那么只需要根据无功的大小计算出电流相对于电压的超前角或者延迟角就可以了,然后在捕捉到的电压初相基础上加上这样一个角度,这在 DSP 实现时是非常好实现的。当然这时的正弦波幅值由于要满足平均功率恒定的要求计算复杂程度会有所提高。

#### ② 检测受电压波形畸变和频率变化的影响不大。

这种方法几乎不受电压畸变与否的影响。因为引入过零检测电路可以消除频率变化的影响。如果波形畸变,电压波形变为非正弦波形,同样在计算平均功率时不会有影响,因为本文的平均功率计算方法是建立在最原始的平均功率定义上,这种定义并没有要求电压波形必须是正弦波。这一点可以从分析过程中看出来,而且在本文的实验中也得到了验证。

#### ③ 在三相电路中,不受电压不平衡的影响。

运用这种方法,不管电压是否平衡,最终三相电流值都是幅值相等,相位互差  $120^\circ$  的标准正弦波。而如果电压出现闪变,只要 PWM 电路运行可靠,同样可以补

偿由闪变带来的干扰,让电流波形仍然为标准的正弦波。不过由于电压不平衡,计算补偿后的三相平均功率之和就不能简单的单相值再乘以 3 倍了,而要求检测每相的电压值。

#### ④ 应用范围广。

这种检测方法可以应用到单相电路、三相三线制电路和三相四线制电路当中。而现在应用得比较多的  $i_p - i_q$  检测方法,应用于单相电路的谐波检测就比较麻烦,需要重新虚拟两相互差  $120^\circ$  的电压<sup>[36-37]</sup>,同时依然有复杂的矢量变换过程,在本文前面的综述中对于这一点有比较深入的介绍。而这种检测方法在从单相变为三相检测时,只需要增加两路检测电流的硬件电路,同时把源程序中的正弦查表值适当调整就可以了。而把三相检测变为单相检测就更简单了,连正弦查表值都可以不用调整。这种优势对于调试时也提供了方便,一般调试之初,对整个系统了解不是很深入,可以先从比较简单的单相电路入手,然后再引申到三相电路中,而在很多没有三相电压的地方,也可以在单相上做实验,所以对实验条件要求也不高。

#### ⑤ 分析方法为寻找更好的谐波检测方法提供了思路。

把正弦波幅值唯一且可求的思路作为思考的出发点,可以寻找更多、更准确的计算正弦波幅制的方法,而这里所用的平均功率求电流幅值的方法只是其中的一种。可以通过与这种方法的对比,寻找最优的方法。

#### ⑥ 检测延迟对补偿结果的影响小,检测延迟小。

从本章的前面的分析可以看出,由于是用一个正弦信号减去负载电流信号,得到指令信号,所以只要指令信号可以准确生成,则生成的跟踪电流加上负载电流肯定仍然是还原为一个正弦电流。所以即使有一周期的延时,对整个补偿效果也不会有太大的影响,另外,如果采用移动窗口法使用本谐波检测法,则可以把检测延迟做得更小。

不过从前面的分析也可以看出,这种谐波检测方法存在的不足是不能将谐波和无功信号分别检测,也不能对特定次谐波进行检测,所以这种谐波检测方法不能用于谐波分析当中。按照这种检测方法,APF 补偿时必须将谐波和无功信号全部补偿,所以这时要求 APF 的容量比单独补偿谐波的 APF 容量大一些。

### 3.6 正弦函数表的生成

上面的指令电流产生方法在三种情况下都要用到  $\sin$  值。 $\sin$  值本来可以通过 DSP 计算求得,但是计算  $\sin$  值涉及很多的加乘运算。如果每个  $\sin$  值都通过计算求得,这将耗费很多的 CPU 处理时间,直接影响 DSP 的实时处理能力。基于此,可以考虑用查表的方法得到需要的  $\sin$  值,这样只需要一个寻址周期,耗费时间较少,目前很多文献都是在 DSP 的源程序中设计一个  $\sin$  存储数组,根据采样点数输入一

个周期的正弦值。手工输入正弦表值的方法比较费时，而且容易输错，一旦输完后采样点数就不能任意更改了，所以程序的灵活性差。笔者在实验时对这一方法进行改进。

08D6:	SIN		
08D6:	0	0.10811901	0.21497042
08DC:	0.31930152	0.41988906	0.51555377
08E2:	0.60517406	0.68769932	0.76216185
08E8:	0.82768881	0.88351178	0.92897654
08EE:	0.96354985	0.9868263	0.99853337
0BF4:	0.99853349	0.98682678	0.96355033
08FA:	0.92897713	0.88351262	0.82768965
0900:	0.76216286	0.68770039	0.60517526
0906:	0.51555502	0.41989037	0.31930292
090C:	0.2149719	0.10812055	1.5815021e-06
0912:	-0.10811738	-0.21496877	-0.31929985
0918:	-0.41988742	-0.51555222	-0.60517263
091E:	-0.68769801	-0.76216072	-0.8276878
0924:	-0.88351095	-0.92897582	-0.96354938
092A:	-0.98682606	-0.99853325	-0.99853361
0930:	-0.9868269	-0.96355069	-0.92897773
0936:	-0.88351333	-0.82769054	-0.76216388
093C:	-0.68770152	-0.60517657	-0.5155564
0942:	-0.4198918	-0.31930441	-0.21497343
0948:	-0.10812212	-3.1630043e-06	0.10811581
094E:	0.21496722	0	0
0954:	0	0	0

图 3.2 DSP 自动生成的一个周期正弦表

Fig3.2 One period sine table automatically created by DSP

其主要思想是在生成 sin 数组时仍然由 DSP 计算生成。为了不占用 DSP 在计算谐波时的时间，把计算 sin 值的程序放在初始化阶段进行，计算完成后把计算结果放入一个数组中。考虑到灵活改变采样点数的需要，此数组设为 400 个浮点值（即最多可以一个周期采样 400 个点，即采样频率设定为 20K，当然还可以预留更多的空间，但是这样会对 DSP 的内存造成不必要的浪费），在接下来的运行中，需要 sin 值时直接由查表求得。每一周期的查表指针由过零检测信号提供复位信号。其源程序如下：

```

*T3PER=0X0800;
y=6.2831852*(T3PER)/(51.0*(0X2444));
for(h=0; h<=6.5; h=h+y)
{
    SIN[g]=1.0*sin(h);
    g=g+1;
}
SIN[g]=0;
SIN[g+1]=0;

```

SIN[g+2]=0;

SIN[g+3]=0;

程序中 T3PER 是定时器 3 周期值, 这个值决定了每一个正弦周期的采样点数。改变这个值则采样点数也会随之改变。实验时当取 T3PER 为 0X2444 时, 每一个周期采样数为 51 个点。由于采样点数与 T3PER 成反比。所以只要改变采样周期, 就可以改变采样的点数。在求出采样点数后, 每一采样周期增加的弧度值  $y$  就可以求出来了。然后执行 for 循环语句, 就可以把一个正弦周期的所有值赋值给存储数组 SIN[g]。

但是程序运行时由于干扰等原因, 在运行中发现正弦表的指针复位前查表指针可能超出 SIN[maxg] (一个正弦周期的最后一个值)。为避免超出时得到一个随机的正弦值, 所以在程序中另外给 SIN[g]、SIN[g+1] 等几个数组值赋值为零。因为通常 SIN[maxg] 的值为零, 所以即使出现指针超出范围的情况, 这时出现的误差也不会太大, 从而达到减小误差的目的。下面给出当取不同的 T3PER 即不同的采样点数时, 程序运行生成的正弦表通过 DSP 的 GRAPH 窗口看到的正弦波形图。每一周期采样 59 点, DSP 根据程序自动生成的正弦表值, 如图 3.2 所示。每一个周期 58 点时通过“GRAPH”显示的正弦波图如图 3.3 所示。每一周期采样 117 点时的正弦波图如图 3.4 所示。

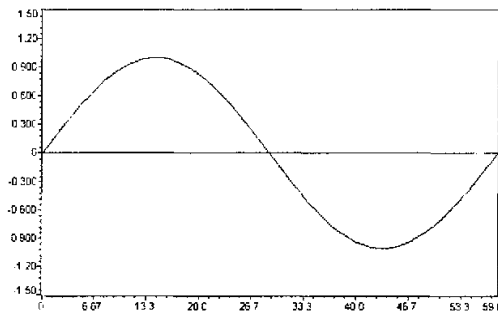


图 3.3 每周期采样 59 点的正弦波

Fig3.3 Sampling 59 points in each sine period

和单相电路不同, 在三相电路中, 由式(3.15)可以看出需要的正弦值个数最多为

$$k + \frac{2}{3}N = N + \frac{2}{3}N - 1 = \frac{5}{3}N - 1 \quad (k_{\max} = N - 1)$$

。即在设计正弦查值表时最多需要  $\frac{5}{3}$  个周期的正弦函数值, 所以在源程序中可以将正弦查表值设定为两个周期的值。这时生成正弦函数表的源程序为:

```
*T3PER=0X02444;
```

```
y=6.2831852*2*(*T3PER)/(51.0*(0X2444));
```

```

for(h=0; h<=6.5; h=h+y)
{
  SIN[g]=1.0*sin(h);
  g=g+1; }

```

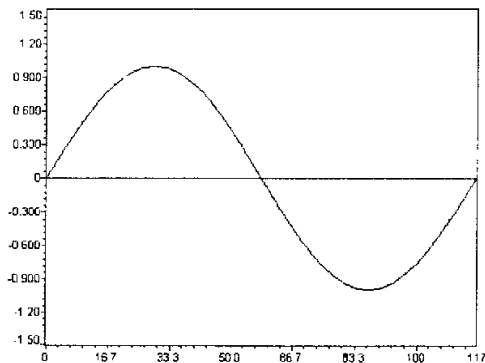


图 3.4 每周期采样 117 点的正弦波

Fig3.4 Sampling 117 points in each sine period

但是在三相电路中  $N$  值的选择不是任意的，由于式(3.15)中涉及  $N/3$  这个值，又因为  $k$  值只能是整数，所以必须要求  $N/3$  也应该为整数，因而采样点数的设置只能是 3 的整数倍，比如 33 是可以的而 32 是不行的，当然这种规定只是针对在三相电路的时候，在用于单相电路的时候并没有这样特殊的要求。

### 3.7 本章小结

本章介绍了一种非常适合 DSP 控制的新型谐波检测方法，分别介绍了该方法用于单相电路，三相三线制电路和三相四线制电路的情况。分析了该方法的主要优点：可以方便的按需要补偿无功；几乎不受电压波形畸变的影响，在三相电路中不受电压不平衡的影响；适用范围广；检测延时对补偿结果影响较小等。针对该方法中用到正弦函数值的问题，设计了能灵活按照需要改变采样点数生成正弦函数表的程序，和传统手动输入法相比，该方法具有可以灵活改变采样点数且易于实现的优点。

## 4 程序流程图及源程序说明

### 4.1 DSP 中断向量程序

根据第三章的谐波检测新方法,以单相电路为例,可以看出要求 DSP 完成的主要功能有实现 A/D 采样、指令电流计算、电压过零点捕获、跟踪电压频率和相位、PWM 波形输出、PWM 波形死区生成、D/A 转换、直流侧电压平衡等。

由于要完成 A/D 周期采样和正弦表指针在电压过零点复位,因而充分利用了 DSP 的中断功能。由定时器 3 启动触发 A/D 转换,当定时器周期到计数器复位重新计数并开始下一次 A/D 转换,这样就可以做到 A/D 采样是等时间间隔的。其间隔的时间长短可以通过改变定时器周期值调整,这种调整实质就是改变了每一工频周期的采样点数。另外为节约 DSP 运行时间,用到的正弦表值用查表求得,为使正弦表指针正确定位和在电压过零点正确复位,在设计程序时引入了捕获中断,用于捕获电压信号过零点。所以整个程序用到了两种中断,即 A/D 中断和捕获中断,按照 DSP 建立 Project 的要求,设计中断向量程序如下:

```
.title          "vectors.asm"
.ref           _nothing,_adint,_capint  ;
.ref           _c_int0                  ;
.sect         ".vectors"
RSVECT       B    _c_int0                ;
INT1         B    _adint                  ; AD 中断
INT2         B    _nothing                ;
INT3         B    _nothing                ;
INT4         B    _capint                 ; 捕获中断
INT5         B    _nothing                ;
INT6         B    _nothing                ;
```

当中断为 INT1 时,进入中断服务程序 `adint()` 运行,由于 INT1 类型的中断还包括其他的中断,所以在 `adint()` 子程序中要对中断类型进行判断。如果不是 A/D 中断,则直接退出中断服务程序。当中断为 INT4 时,进入中断服务程序 `capint()` 运行,同样也需要判断是不是相应的捕获中断。在 DSP 中断操作时要特别注意 DSP 一旦响应中断,就自动关闭总中断了,所以要使下一次仍然能够响应中断,必须在退出中断前打开总中断。这一点在编程时尤其应该注意,否则中断将无法正常运行。

但是如果捕获中断请求和 A/D 中断请求同时出现,这时会不会出现中断冲突而出现误动作呢,通常从中断优先级别来说,A/D 中断优先级比捕获中断优先级高,

所以如果同时出现中断请求，优先响应 A/D 中断，那么这时捕获中断会不会不响应呢，将下面设计的源程序在 DSP 实验板中运行，在监测 10 分钟的时间内，即 30000 次的捕获中断中，没有发现一次误动作，所以可以认为即使出现冲突对捕获中断也没有影响。同时如果 DSP 优先响应捕获中断，出现 A/D 中断不动作，这时也几乎不会有影响，因为捕获中断都是发生在电压过零点，这时电压为零，即使由于中断冲突出现电流值 A/D 没有转换，根据第 3 章推导的控制方程，这时电压和电流的乘积值依然为 0，所以这时即使不响应 A/D 中断也不会对最后计算出的  $I$  值产生什么影响，可见采用图 4.2 所示的中断流程图在本设计中是可行的。

## 4.2 程序流程图和源程序

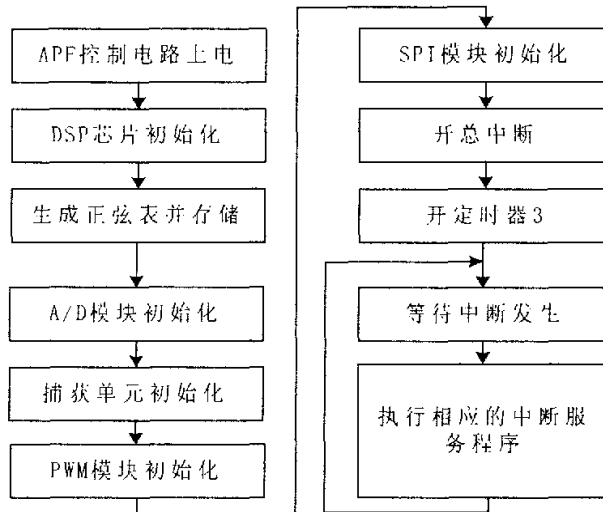


图 4.1 主程序流程图

Fig4.1 Flow chart of main process

下面的程序为所设计 APF 的源程序，用 C 语言和汇编语言混合编写，主要实现对电流电压信号的采集、A/D 转换、电压信号过零点检测、提供采样点数可调的正弦信号以及根据相应信号计算出平均功率，从而得到正弦电流的幅度值以及得到指令电流信号，根据指令电流信号，运用三角波调制法，计算出 PWM 波形的每一个周期的占空比，控制 DSP 芯片外围的事件管理器中的 PWM 模块输出相应的 PWM 波形，以控制 APF 主电路中的 IPM 模块，从而跟踪指令电流信号。同时本程序还能将计算出的指令电流信号转化为模拟信号，通过 D/A 转换器输出，从而可以将 DSP 作为一种指令电流检测工具为其他的片外 PWM 发生电路提供指令电流信号，源程序如下<sup>[17,54-56]</sup>：



```

#include      "REGISTER.H"
#include      "math.h"
int          ADRESULT[2];    // 定义数组用于保存 A/D 转换的结果
volatile unsigned int *j;    // 定义一个指针变量 j
int          i=0X00, cesi, g=0, a=0, m=0, k=1, flag1, B=0X4FFE;
float        ISA[200], BSA[200];
float        isa, h=0, y=0, P=0, l=0, H=0, J=0, SIN[300];

void inline disable( )
{
    asm(" setc INTM");        // 向 INTM 位写 1 屏蔽总中断
}

void inline enable( )
{
    asm(" clrc INTM");
}

void initial( )
{
    asm(" setc    SXM");      // 符号位扩展有效
    WSGR=0X00;              // 禁止一切形式的等待状态
    asm(" setc    INTM");
    asm(" clrc   OVM");      // 累加器中结果正常溢出
    asm(" clrc   CNF");      // B0 被配置为数据存储空间
    *SCSR1=0x81FE;          // CLKIN=6M, CLKOUT=4*CLKIN=24M
    *WDCR=0x0E8;           // 不使能看门狗
    *IMR=0x00;             // 不允许任何中断
    *IFR=0x0FFFF;         // 清除全部中断标志, "写 1 清 0"
}

void ADINIT( )
{
    *T3CNT=0X0000;         // T3 计数器清 0
    *T3CON=0X1000;        // T3 为连续增计数模式, 128 分频
    *GPTCONB=0X100;       // T3 周期中断标志触发 A/D 转换
    *EVBIFRB=0X03FFF;     // 清除 EVB 中断标志, 写"1"清 0
    *ADCTRL1=0X4000;
}

```

```

*ADCTRL1=0X10;           // 时间窗口预定标位 ACQ PS3-ACQ PS0 为 0,
                          // 转换时间预定标 CPS 为 0, 为启动/停止模式
*ADCTRL2=0X8404;        // 可以用 EVB 的一个事件信号触发 A/D 转换,
                          // 且用中断模式 1
*MAXCONV=0X01;          // 2 通道
*CHSELSEQ1=0X4343;      // 转换通道为 3、4
}
void CAP4INT()
{
*MCR0=0X0380;
*T3CON=0X1000;          // 通用定时器 3 为连续增计数模式
*GPTCONB=0X100;
*T3CNT=0X00;           // 计数器清 0
*EVBIMRA=0X00;
*EVBIMRB=0X00;
WSCR=0x0000;           // 禁止所有等待状态
*CAPCONB=0X02240;      // 设置捕获单元 4 为检测上升沿, 且选
                          // 择 TIMER3 为时钟
*IMR=0X09;             // 允许中断优先级 1、4 的中断
*EVBIMRC=0X0001;      // 允许 CAPTURE4 中断
*EVBIFRC=0X0FFFF;
*EVBIFRB=0X0FFFF;
*EVBIFRA=0X0FFFF;
*MCR0=*MCR0|0X007E;    // IOPE1-6 被配置为基本功能方式
*ACTRB=0X0999;         // PWM12, 10, 8 低有效, PWM11, 9,
                          // 7 高有效
*DBTCONB=0X0f30;
*COMCONB=0X8200;       // 使能比较操作
*SPICCR=0X004F;        // 在 SPICLK 的下降沿发送数据, 与 MAX5121
                          // 上升沿接收数据配合
*SPICTL=0X0006;        // 使能主动模式, 一般的时钟方式
*SPIBRR=0X0002;        // SPI 的波特率为 3M, CLKOUT=24M
*MCRB=0X0014;          // 设置通用引脚为 SPI 功能的引脚
*MCR0=*MCR0&0X0FFFE;  // 设置 IOPE0 脚为通用引脚

```

```

    *SPICCR=*SPICCR10X00CF; // 使 SPI 退出复位状态
    asm(" clrc  INTM");      // 开总中断
}
void ADSOC()
{
    *T3CON=*T3CON10X40;     // 启动定时器 3
}
void interrupt nothing()
{
    return;
}
void interrupt capint()
{
    int flag;
    flag=*EVBIFRC&0X01;     // 判断是否是 CAP4 中断
    if(flag!=0x01)
    {
        asm(" clrc  INTM");  // 返回前开中断
        return;              // 如果不是 CAP4 中断, 则直接返回
    }
    l=2*P/g;
    a=0;
    P=0;                      // 如果是 CAP4 中断, 则装载捕捉值
    *T3CNT=0X00;
    *EVBIFRC=*EVBIFRC10x01; // 写"1"清除 CAP4 中断标志
    asm(" clrc  INTM");      // 返回前开中断
    return;
}
void interrupt adint()
{
    asm(" clrc  SXM");       // 抑制符号位扩展
    j=RESULT0;              // 取得 RESULT0 的地址
    for(i=0; i<=0x01; i++, j++)
    {

```

```

    ADRESULT[ij=*j]>>6;           // 把 A/D 转换的结果左移 6 位后存入规定数组
    cesi=ADRESULT[i];           // 检验每个 A/D 转换的结果
}
isa=ADRESULT[0];
P=P+SIN[a]*isa;
a++;
if(k<200)
{
    ISA[k]=isa;                 // 为便于观察, 设计数字示波器窗口
    H=isa-I*SIN[a]+1024;
    BSA[k]=H;
    k++;
}
else
{
    k=0;
}
    B=H;
    B=(B&0X0FFFE)<<1;
    SPITRANS();                 // 调用 SPI 发送数据子程序
    *CMPR4=(H-1024)*J;
    *ADCTRL2=*ADCTRL2|0X4200;  // 复位 SEQ1, 且清除 INT FLAG
                                // SEQ1 标志写"1"清 0
enable():                       // 开总中断, 因为一进入中断总中断就自动关闭了
}
int SPITRANS()
{
    *PEDATDIR=(*PEDATDIR|0X0100)&0X0FFFE;
                                // 设置 IOPE0 为输出, 且输出低电平,
                                // 以选中 MAX5121 芯片
    *SPITXBUF=BI0x4000;        // 向 SPI 的发送缓冲器写一个发送数据
    while(1)
    {
        flag1=*SPISTS&0x40;    // flag=SPI 的中断标志

```

```

    if(flag1==0x40) break; // 如果 SPI 的中断标志的中断标志为 1，则
                          // 证明 SPI 已经发送成功，则停止等待
    }
    *SPIRXBUF=*SPIRXBUF; // 虚读 SPIRXBUF 寄存器，以清除 SPI 中断标志
    *PEDATDIR=*PEDATDIR|0x01;
    }
main()
{
    disable();           // 禁止总中断
    initial();          // 系统初始化
    *T3PER=0X0800;
    J>(*T3PER)/0X03FF;
    y=6.2831852>(*T3PER)/(116.0*(0X1030));
    for(h=0; h<=6.5; h=h+y)
    {
        SIN[g]=1.0*sin(h);
        g=g+1;
    }
    SIN[g]=0;
    SIN[g+1]=0;
    SIN[g+2]=0;
    SIN[g+3]=0;
    SIN[g+4]=0;
    ADINIT();           // A/D 初始化子程序
    CAP4INT();
    enable();           // 开总中断
    ADSOC();            // 启动 A/D 转换
    while(1)
    {
        if(i==0x02) break;
    } // 等待中断发生
    while(1)
    { ;
    } // 死循环，等待中断产生，并执行中断

```

本章给出的源程序用于单相电路的谐波检测和 PWM 波形输出。如果是用于三相电路，原理和此源程序完全相同，计算公式采用第三章推导的三相电路公式，另外电流输入信号将增加为三路。A/D 采样最多允许 16 路输入，因而是能够实现的。同时 PWM 波形要求 6 路输出，在 DSP 的事件管理器中，一个事件管理器就可以输出六路带死区的波形，所以也是可以实现。

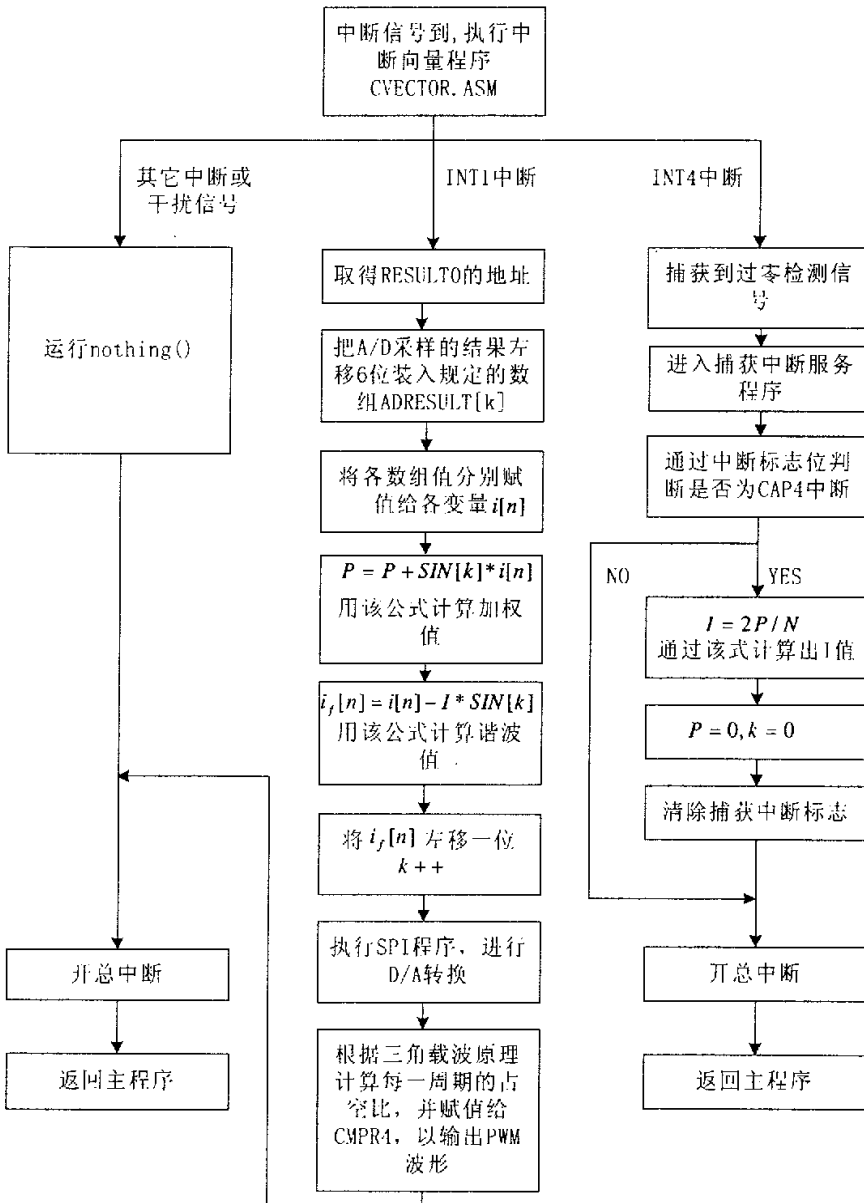


图 4.2 中断服务程序流程图

Fig4.2 Flow chart of interrupt service program

## 5 DSP 的使用和外围电路设计

### 5.1 DSP 器件及调试工具介绍

根据目前 DSP 的实际发展情况和笔者的研究课题需要,挑选了 TMS320LF2407 芯片作为 APF 的主控芯片,之所以挑选这一芯片,原因在于它的独特性能非常适合 APF 控制。TMS320LF2407 系列芯片主要具有的一些性能和特点如下<sup>[17]</sup>:

① 高性能静态 CMOS 技术,使得供电电压降为 3.3V,控制器功耗降低,指令周期缩短为 33nS,控制器实时控制能力增强。

② 使用基于 TMS320C2XX 的 CPU 核,保证了和 TMS320 型系列 DSP 兼容。

③ 片内有高达 32K 字的 FLASH 程序存储器,1.5K 字的 RAM。

④ 两个事件管理器 EVA 和 EVB,每个包括:两个 16 位通用定时器,8 个 16 位的脉宽调制通道(PWM 通道),它们能够实现三相反相器控制和 PWM 的对称和非对称波形产生,当外部引脚 PDPINTX 出现低电平时快速关闭 PWM 通道;可编程的死区控制以防止桥式驱动电路上下桥臂短路,3 个捕获单元、16 通道的 A/D 转换器、事件管理器模块适用于控制交流感应电机和逆变器等。

⑤ 10 位 A/D 转换器最小转换时间为 500nS,可以选择由两个事件管理器来触发两个 8 通道输入 A/D 转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器。

⑥ 具有基于锁相环的时钟发生器。

⑦ 高达 40 个可单独编程或复用的通用输入输出引脚(GPIO)。

⑧ 5 个外部中断(两个电机驱动保护、复位和两个可屏蔽中断,这为设计 APF 的保护提供了方便)。

⑨ 电源管理包括 3 种低功耗模式,能独立将外设器件转入低功耗模式。

TMS320LF2407 型 DSP 既可以用 C 语言编写源程序,也可以用汇编语言。C 语言编写源程序相对来说比较简单,但是在机器编译生成汇编语言时,生成的汇编语言可能较人为编辑的汇编语言复杂,且运行耗时更多。另外对某些数据位的操作 C 语言是无法完成的,这时就要借助汇编语言。但是汇编语言编程复杂,要求对 DSP 内部结构了解比较清楚,另外对于数据的操作,也没有 C 语言方便。出现错误修改起来也没有 C 语言直观。基于这些考虑,在编写程序时决定采用 C 语言编写,在必须对某些位进行操作时采用汇编程序。所以编写出的源程序是 C 语言和汇编程序混合编写的。

实验时采用的编译器是 TMS320C2X/C2XX/C5X 型 C 编译器<sup>[17,19]</sup>,其主要功能是把标准的 C 语言程序转换成 TMS320C2X/C2XX/C5X 能够识别执行的汇编语言代码。运用 TMS320C2X/C2XX/C5X C 编译器开发一个 DSP 的 C 语言应用程序,需要按照以下的步骤进行<sup>[17]</sup>:

### ① 书写 4 种类型的文件

开发一个 DSP 的应用程序，需要用到 4 种类型的文件：C 语言文件、汇编语言文件、头文件和命令文件。C 语言文件是必需的，汇编语言文件则根据实际情况而定，一般程序的复位和中断向量需要用汇编语言编写；头文件定义 DSP 内部寄存器的地址分配，书写一次后可被其它程序反复调用。命令文件主要定义堆栈、程序空间分配和数据空间分配等。这些文件可以用 Windows 操作系统中的“记事本”书写，只要存储成相应的格式即可。C 语言文件存为.c 格式，汇编语言文件存为.asm 格式，头文件存为.h 格式，命令文件存为.cmd 格式。需要注意的是这四种文件必须存储在同一文件夹中，除此之外，还需要把一个“rts2xx.lib”的库文件复制到该文件夹中，在默认情况下，该文件可以在“C:\tic2xx\c2000\egtools\lib”目录中找到。

### ② 建立一个应用工程

DSP 的 C 语言应用程序也引入了工程管理的概念。建立一个应用工程的步骤如下：

1) 点击桌面上的“CC2000”图标，点击窗口中菜单栏上的“Project”选项，并选择其下拉菜单的“New”子选项，将出现一对话框，给该工程取一个合适的名称，并存于相应的目录中，该目录必须与前面所述的 4 种类型的文件所存目录相同。

2) 点击图中的“Project”选项，在其下拉菜单中选择“Add Files to Project”，然后找到前面所述的目录，把 C 语言文件、汇编语言文件、命令文件和“Rts2xx.lib”文件添加到当前的工程中，其中头文件不用用户自己添加，只要头文件和工程在同一个目录下，连接时开发工具就可以自动识别。这样就建立了一个自己的工程。

### ③ 编译环境的简单配置

点击菜单栏中的“Option”选项，并在其下拉菜单中选择“Program Load”，这时将出现一对话框，如果选择其中的“Load Program After Build”选项，则在每次“Build”源文件后，如果没有语法错误，生成的可执行代码将自动下载到 DSP 芯片中。

### ④ 编译源文件

点击菜单栏中的“Project”选项，并在其下拉菜单中选择“Build”，则实现 C 源程序的编译，如果没有语法错误，则直接生成可执行代码并下载到 DSP 芯片中，如果有语法错误或者其他类型的错误，则编译器会给出相应的提示，根据提示改掉错误后，再进行同样的操作，直到没有任何错误为止。

### ⑤ 执行程序

待程序编译成功下载到芯片后，点击菜单栏中的“Debug”选项，选择其下拉菜单中的“Run”选项就可以运行程序了。选择下拉菜单中的“StepInto”或者快捷键可以进行单步调试。



在调试程序时,可以充分运用在程序中加断点的方法,通过这种方法可以看到程序是否执行了所选择的断点处的程序,如果没有执行,则可以很好的分析其原因。另外菜单栏的“View”菜单中的很多功能在调试时特别有用,能够实时监测到某个寄存器或者存储单元的某个位置在某一时刻的变化情况,而且其中的“Graph”功能还可以用图象显示出存储单元的某一段,或者某个字的变化情况。这方便了本文中数字信号波形的显示。

## 5.2 A/D 电路设计

在电路中,为了实现有源电力滤波器的输出电流对指令电流的跟踪以补偿谐波和无功电流,必须对其输出电流进行检测;为了计算负载的平均功率必须对负载电流进行检测;为了维持直流侧电压平衡,通常要求对直流侧电压进行检测。电压检测一般用电压传感器。电流检测一般有以下几种方法:一是采用取样电阻。但是其功耗大,并且没有隔离作用;二是采用传统的电流互感器,但其不能准确的检测出高次谐波和低次电流分量;三是采用霍尔电流检测器件。霍尔电流检测器件的检测精度非常高,对高次和低次电流都可以准确检测,同时还能检测电流中的直流分量。因此本实验系统采用霍尔电流检测器件检测电流。但是检测器件检测来的信号是模拟信号,DSP 作为数字信号处理器,只能处理离散的信号,所以在 DSP 处理信号前,必须把该模拟信号变换为数字信号即进行 A/D 变换。TMS320LF2407 型 DSP 外围电路有自带的 A/D 集成模块,这方便了整个设计过程。首先介绍 A/D 集成模块的一些重要性能<sup>[54]</sup>:

- ① 该模块是具有内置采样和保持功能的 10 位模数转换模块。
- ② 有多达 16 路的模拟输入通道,最多可以对 16 个模拟信号进行采集和转换。
- ③ 对于各个通道的转换顺序可以通过编程排列,也可以对同一个通道进行多次采样。有 16 个可以单独访问的结果寄存器用来存储转换结果。
- ④ DSP 内部多个触发源可以启动 A/D 转换。
- ⑤ 对于不同的信号源可以设定不同的 A/D 转换启动周期(这在 APF 信号检测时非常有用,比如对电流信号的检测频率要求高一些,而对直流侧电压检测的频率可以低一些,这时电流和电压的 A/D 转换频率可以设定为不同值。
- ⑥ 带有内置的校验功能,即在校验模式时,当输入最大信号,如果 A/D 转换值不是最大,则可以将最大值和实际值的差值作为 A/D 误差,将此值写入 CALIBRATION 寄存器,则后来的转换值在被送到结果寄存器之前会将这个误差值附加上去,这样就可以减小 A/D 检测的误差。

由上面的一些性能可以看出,TMS320LF2407 型 DSP 自带的 A/D 转换模块基本上可以满足 APF 的信号检测的需要,而不用单独设计 A/D 模块。但是由传感器

检测来的模拟信号并不能直接连接到 DSP 的 A/D 模块输入口中。

首先，直接将传感器电路连接到 DSP 的 A/D 模块的输入口会导致传感器电路和 AD 转换电路互相影响，从而影响 AD 转换的精度，为避免这一点，在设计电路时，检测电路和转换电路之间加上了光耦隔离器件。

其次，由电流传感器送来的电流信号经过电阻采样后转化为电压信号，由于所用的 DSP 内的 A/D 转换器是单极性的，而电流检测信号是双极性的，即检测来的模拟信号是有正有负的，但是 TMS320LF2407 型 DSP 的最低参考电压为 0V，最高参考电压为 3.3V。因此，这就涉及到对模拟信号电压提升和幅值比例缩放的问题。电压提升就是指在有正有负的电压信号上叠加一个直流信号，使得叠加后的信号为大于零的信号。由于输入 DSP 的 A/D 采样模块的电压范围的要求，所以要求处理后的信号在 0~3.3 伏的范围内，一旦超出这个范围，在大于 3.3V 时的任何值都处理成最大值 0X03FF，低于 0 的任何值则处理成最小值 0X0000。基于这种要求，在设计时设计了如图 5.1 所示的检测信号放大电路。图 5.1 的输入输出信号波形如图 5.2 所示。

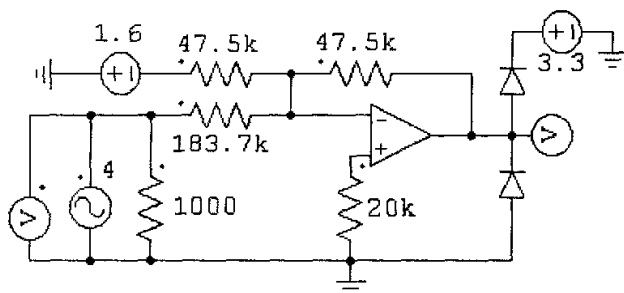


图5.1 检测信号放大电路

Fig5.1 Magnifying circuit of detecting signals

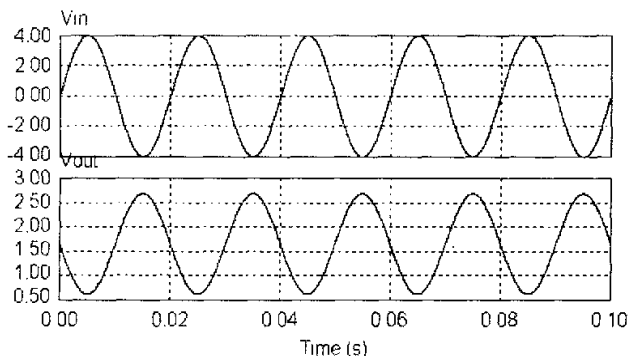


图5.2 放大电路输入输出信号波形对比

Fig5.2 Waveforms comparison between input and output signals of the magnifying circuit

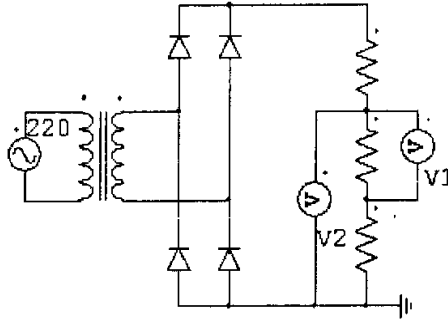


图 5.3 同频同相信号发生电路

Fig5.3 Circuit producing signals with same frequency and phase

图5.1中的器件参数值可以根据不同的检测信号范围来调整，不管怎样都要求最后的输出值必须在0~3.3V之间。除了恰当范围的输入信号外，对DSP内部与A/D采样有关的寄存器正确设置也是必不可少的，其详细设置参见第4章中的源程序。

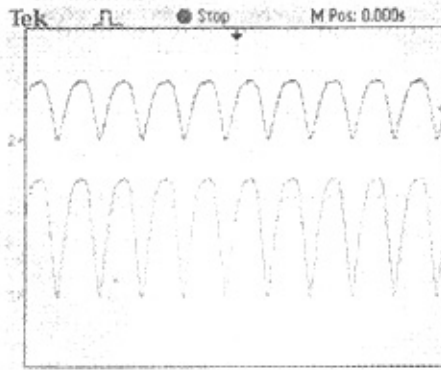


图 5.4 信号电路产生的两路波形图

Fig5.4 Two waveforms created by signal circuit

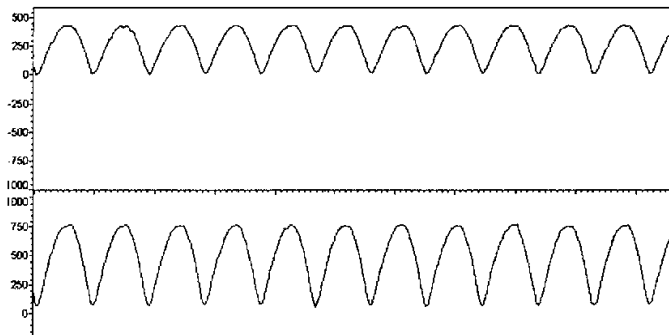


图 5.5 AD 采样得到的波形图

Fig5.5 Waveform created by AD sampling module

根据 TMS320LF2407 型 DSP 的 A/D 模块性能, 最多可以同时 16 路 A/D 信号源进行采样, 实验时首先设计对两路信号进行采样, 为了检验对两路信号同时采样时是否有明显的延迟, 特别设计生成了一对同频同相的信号, 其电路图如图 5.3 所示。图 5.4 是实际电路产生的模拟电压波形图。图 5.5 是同时对两路信号进行采样后的数字信号波形图, 对比图 5.5 上下两个波形可以看出两路信号采集几乎没有延迟, 而且采集的准确性也比较高。

图 5.5 所示波形图为数字信号还原成的波形图, 借鉴目前数字示波器的原理, 在程序设计中, 设计了一个浮点数组, 用于存储一个时间段内的 A/D 转换结果, 通过使用 CODE COMPOSER 软件中的“GRAPH”功能, 将这一数组用恰当的格式显示出来, 使用这一方法, 不仅可以动态的看到 A/D 转换的结果是否正确, 还可以通过更新是否有变化的方法来判断程序是否在运行。

本论文中, 提供的波形有 3 类, 分别是 PSIM 仿真波形、TEK 示波器波形和 DSP 的 GRAPH 窗口显示的数字波形。

### 5.3 中断和捕获设计

TMS320LF2407 型 DSP 支持软件和硬件的两种中断形式, 本设计中, 充分利用了 DSP 的中断功能, 主要用到了 A/D 中断和捕获中断, 用以实现 A/D 的定时采样和电压过零信号的检测以及正弦表指针的复位等。

其中 A/D 中断周期由定时器 3 设置, 即启动定时器 3 后每当设置的周期到就产生一个中断信号。从而进入 A/D 中断服务了程序, 用以实现要求路数的 A/D 采样, 同时将这些 A/D 采样结果带入相关的计算中, 计算出指令电流值。捕获中断主要由 DSP 外围模块事件管理器中的捕获单元产生中断信号, 通过这种中断, 实现对电压信号的过零检测和正弦表指针复位。关于中断向量程序在第四章有所介绍, 在这里主要介绍电压过零信号的检测和正弦表指针复位的问题。

捕获单元出现跳变时捕获单元被触发, TMS320LF2407 的事件管理器总共有 6 个捕获单元。由于捕获信号要求是跳变信号, 所以要捕获电压过零点, 也必须用一个在电压过零点的跳变信号来产生中断, 通常正弦电压过零点处是不跳变的, 所以需要设计一个与正弦波同步的方波信号, 因为方波信号是跳变信号。而方波改变处要求正好设计在电压过零点。这样通过检测方波的上升或者下降沿, 就能检测到电压的过零点。

本设计中方波发生电路用放大器设计, 电路图如图 5.6 所示。在图 5.6 中, 放大器的反向端接地, 即反向端电位始终为零, 当同相端电位大于零时, 即同相端电位比反相端高时, 放大器输出正的最大, 当同相端电位比反相端低时, 放大器输出负的最大。通常正的最大就是放大器的正电源值, 负最大就是放大器的负电源值。在

实验电路中,考虑到该过零比较电路是直接连接到 DSP 的捕获端口上,而捕获端口要求加载在上面的电压值不能超过 TMS320LF2407 型芯片的供电电压值 3.3V,所以这里放大器的正端和负端分别接 3.3V 和 0V。

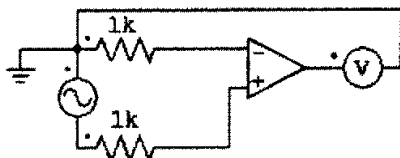


图 5.6 电压过零信号检测电路

Fig5.6 Cross zero detecting circuit of voltage

其实理论上正端接小于 3.3V 的电压也是可行的,但是在实验中发现,当把峰值小于 3.3V 的方波信号送入 DSP 捕获端口时,由于受到 DSP 内部电路电压的影响,方波波峰会出现一些波动,而恰恰是这些波动,会让捕获单元误认为捕获到了上升或者下降沿,从而导致错误的中断。因为 DSP 会将规定时间内大于 0.6V 的电压波动都视为跳变。为避免误中断的发生,可以通过加隔离的方法处理电路间电压互相影响的问题。实验时发现,如果不加隔离,只要将放大器的正电源值直接设置成与 DSP 相同的供电电压值,这时输出的方波波形的峰值会非常平滑而几乎没有误中断。其试验波形如图 5.7 所示。从波形图上可以看出,用这种简单的电路进行过零检测其精确度还是比较高的。

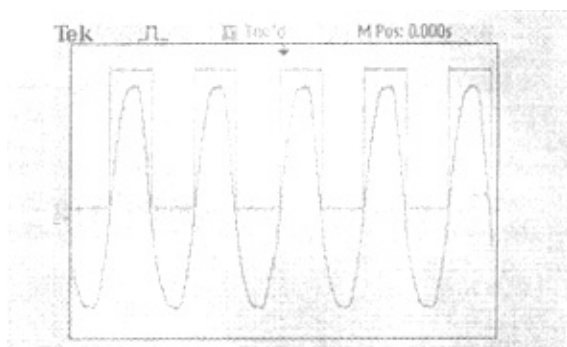


图 5.7 过零检测电路输入—输出波形图

Fig.5.7 Input-output waveforms of cross zero circuit

TMS320LF2407 型 DSP 内核提供一个不可屏蔽的中断 NMI 和 6 个按优先级获得服务的可屏蔽中断 INT1 至 INT6。而这 6 个中断级的每一个都可被很多外设中断请求共享,比如捕获中断属于 INT4 优先级,但是同属于 INT4 优先级的还有其他的中断源,如何判断是不是捕获中断呢,该问题可以通过程序解决。源程序中有这样一段:

```
flag=*EVBIFRC&0X01;    // 判断是否是 CAP4 中断
if(flag!=0x01)
{
    asm(" clrc  INTM");    // 返回前开中断
    return;                // 如果不是 CAP4 中断, 则直接返回
}
```

其主要目的是判断是否为所选择的 CAP4 中断, 如果不是, 则直接返回而不执行后面的中断服务程序, 这样就避免了不必要的误操作。除了 A/D 中断和捕获中断。还可能其他中断从而引起干扰。在设计程序时设计了下面一段用于防误中断的程序, 当出现非 CAP4 和 A/D 的中断时, 直接执行 `nothing()` 程序, 该程序什么工作都不做, 直接返回主程序。

```
void interrupt nothing()
{
    return;
}
```

理论上说, 要求计算出的指令电流信号稳定可靠, 才可能让最后的补偿效果达到理想的要求。但是在实验时发现, 当把捕获单元设定为下降沿中断或者上升沿中断时, 捕获到的过零点有时候不稳定, 比如设定为上升沿中断时, 在方波的下降沿处也经常出现正弦表指针误复位的情况, 直接导致计算出的指令电流信号不稳定。但是如果设定为上升下降沿均中断时就不会出现这种情况, 输出信号稳定可靠。因此得出结论, 这种不稳定是由于 DSP 内部由于干扰等原因使得其将部分上升沿当成下降沿, 将部分下降沿当成上升沿, 因而出现了误动作。对于这个问题, 可以通过软硬件的方法解决, 比较理想的方法是在程序中设定为上升下降沿均中断, 这样就可以确保每一个周期有两个中断, 由于每个周期有两个中断, 所以在程序中可以设定为每间隔一个中断复位一次正弦表值。这是从软件的角度解决, 也可以通过硬件解决, 将得到的方波信号再通过一个 T 触发器, 即将方波信号的频率降低一半后再送入 CAP 端口, 然后设置为上升下降沿都中断, 每一个中断复位一次, 实验输出的指令电流值也非常稳定。

但是当把调试通过的程序 FLASH 进 DSP 后, 断开仿真器让 DSP 单独运行。运行时发现即使不做上述处理, 输出的指令电流信号依然稳定可靠。可见上文中的不稳定主要源于仿真器件带来的干扰。FLASH 后还发现, 程序能够执行的最高频率有所上升, 调试时第四章的源程序运行 A/D 采样的频率最多为 15K, 而 FLASH 后最高频率可以达到 20K。所以 FLASH 后 DSP 的运行较仿真时更加稳定、可靠和快速。

## 5.4 PWM 波形发生

在 DSP 计算出谐波电流之后,最关键的问题是如何把计算出的电流值精确转化为 APF 主电路中的电流值。也就是如何让 APF 产生的补偿电流正确及时跟踪检测信号电流的问题。其重要性在第 3 章进行了分析。有源电力滤波器控制电路的作用是根据补偿电流的指令信号和实际补偿电流之间的相互关系,得出控制主电路各个器件通断的 PWM 信号,控制的结果应保证补偿电流跟踪其指令信号的变化。由于有源电力滤波器产生的补偿电流应实时跟随其指令电流信号的变化,要求补偿电流发生器具有很好的实时性,目前电流控制主要采用跟踪型 PWM 控制方式。跟踪型 PWM 控制的方法主要有两种,即三角波调制法和滞环控制法<sup>[41,47,50-52]</sup>。目前三角波调制法和滞环控制法是 APF 中最普遍采用的方法。

通常 PWM 信号由硬件电路产生,频率越高时,跟踪精度越高,但是目前 PWM 输出信号所连接的 IPM 模块一般额定工作频率都在 20KHz 以下,而这个频率是目前 DSP 很容易达到的。同时本设计中采用的 TMS320LF2407 一个最突出的优点是它的外部事件管理器模块里面有自带的 PWM 发生器。其输出脚可以直接输出占空比不同的方波波形。只要正确设置相应的寄存器,就可以得到想要的波形。另外,为避免逆变器上下桥臂在通断瞬间出现直通短路的现象,事件管理器中可以对每对互补的方波信号设置一定的死区时间,死区时间的长短可以人为设置。这就从很大程度上简化了硬件电路的设计,提高了整个系统的可靠性。TMS320LF2407 型 DSP 每个事件管理器模块可以同时产生多达 8 路的 PWM 输出。由 3 个带可编程死区控制的比较单元产生独立的 3 对(即 6 个输出),以及由定时器比较产生的 2 个独立的 PWM 输出。其 PWM 特性如下<sup>[54]</sup>:

① 有从 0 到 16 $\mu$ s 的可编程死区发生器控制 PWM 输出对,以避免上下桥臂直通的现象。最小的死区宽度可以设置为一个 CPU 时钟周期。

② 在每个 PWM 周期内和以后可以根据需要随时改变 PWM 的脉冲宽度。

③ 可以根据需要改变 PWM 的载波频率。

④ PWM 发生电路能够自动重新装载频率和占空比值,而不会浪费 CPU 时间。

由以上特点可以看出,DSP 内置 PWM 电路是非常适合用于 APF 的控制电路的。

PWM 波形的产生需要对相应的时间管理寄存器进行配置,产生 PWM 输出的设置步骤为:

① 设置和装载 ACTRx 寄存器。

② 如果使能死区,则设置和装载 DBTCONx 寄存器。

③ 设置和装载 T3PER 寄存器,即规定 PWM 波形周期。

④ 初始化 CMPRX 寄存器,用于设定占空比,可以随时改变占空比值。

⑤ 设置和装载 COMCONx 寄存器。

⑥ 设置和装载 TICON 或 T3CON 寄存器，以启动比较操作。

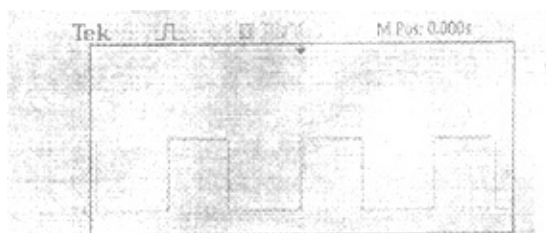


图 5.8 DSP 生成的 PWM 波形(D=0.45)

Fig5.8 PWM waveform created by DSP (D=0.45)

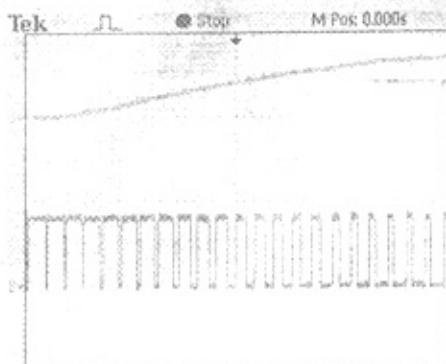


图 5.9 占空比变化的 PWM 波形图

Fig5.9 PWM waveforms with variational duty ratio

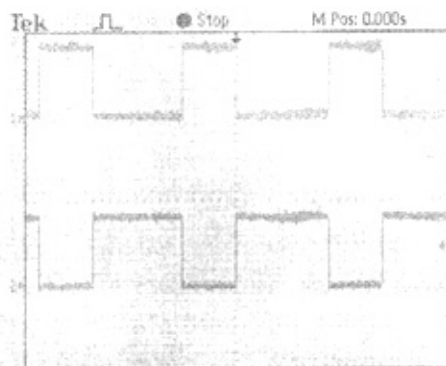


图 5.10 对称 PWM 波形图

Fig5.10 Symmetrical PWM wavefoms

图 5.8 是设置占空比为 0.45，周期为 0.3ms 时 DSP 的 PWM 输出端输出波形情况。图 5.9 是从 A/D 端采样图 5.5 所示波形，然后将变化的采样值直接作为变化的占空比，输出波形的情况。从图上可以看出，PWM 的占空比是可以在每个周期改变的，这说明 DSP 可以为 APF 提供正确的 PWM 调制波形。



单相或者三相 APF 电路中，通常 APF 主电路的上下桥臂的开关控制信号要求是互补对称的。TMS320LF2407 型 DSP 的 PWM 模块可以根据需要输出相应路数的互补对称波形，如图 5.10 所示。

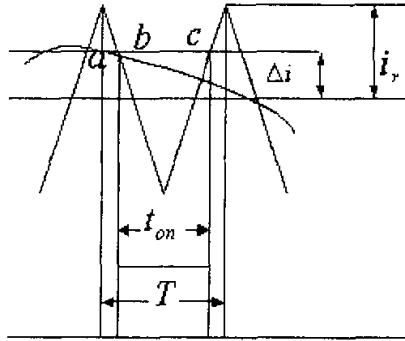


图 5.11 用采样法形成 PWM 波形示意图

Fig5.11 Sketch map of PWM waveform produced by sampling method

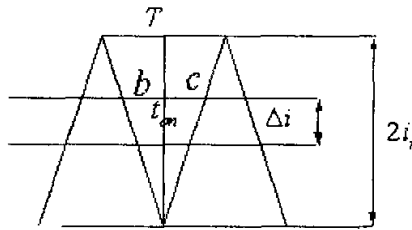


图 5.12 求  $t_{on}$  原理图

Fig5.12 Principle of seeking  $t_{on}$

本文充分利用了 TMS320LF2407 型 DSP 自带内置 PWM 电路的特点，结合三角波比较法，PWM 脉冲的产生全部采用软件来实现，从而实现全数字化的有源电力滤波器控制。这样相对于用模拟的方法实现 DSP 检测的 PWM 电路减少了不必要的 D/A 转换电路、三角波发生电路、比较器电路等，使得整个硬件电路非常简单。在设计 DSP 程序时，还可以充分利用软件的灵活性，提高实现精度。

设三角波周期为  $T$ ，图 5.11 所示是一种规则采样法，它是在三角载波每一个周期的峰值找到正弦调制波上的对应点，即图中的 a 点，求得它的值是  $\Delta i$ ，用此值对三角波进行采样，得到 b、c 两点，就认为他们是 PWM 波形中的波形生成时刻，a、b 两点间就是脉冲宽度  $t_{on}$ ，在图 5.11 中设三角波峰值为  $i_r$ ，载波周期为  $T$ ，则根据相似三角形原理，如图 5.12 所示有：

$$\frac{t_{on}}{T} = \frac{(i_r + \Delta i)}{2i_r} \quad (5.2)$$

$$t_{on} = \left( \frac{1}{2} + \frac{\Delta i}{2i_r} \right) T \quad (5.3)$$

可见，只要检测出  $\Delta i$ ，即分离出谐波电流值与实际检测到的 APF 主电路上电流值的差值，就可以计算出一个周期的占空比，根据这种原理，编程在 DSP 中运行所得 DSP 的 PWM 输出波形如图 5.13 所示。

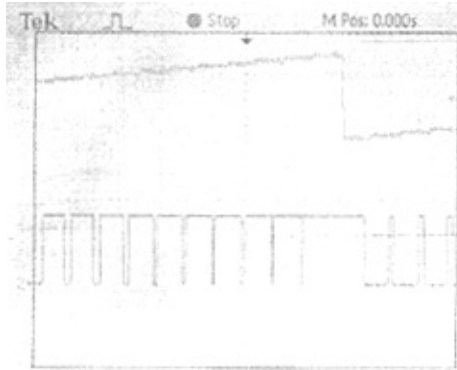


图 5.13 基于三角波比较法生成的 PWM 波形图

Fig5.13 PWM waveforms based on triangular comparing method

TMS320LF2407 在产生 PWM 波形时可以根据需要输出互补对称的一对 PWM 波形，比如在单相单极性的 APF 电路中，1、2 和 3、4 两对桥臂的 PWM 波形应该是互补的。当然在调试时为方便起见可以将它们直接设置为互补对称波形，但是在实际连接到 IPM 模块时，还需要考虑一个问题，那就是死区时间的设置问题。以单相 APF 的主电路为例，如图 5.14。

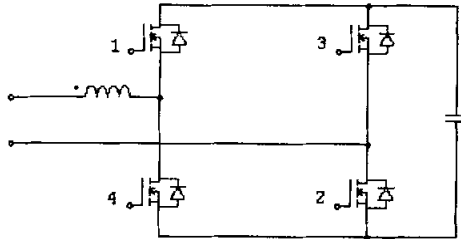


图 5.14 单相 APF 主电路

Fig5.14 Main circuit of single phase APF

由于任何开关元件在关断和导通时都有一个过程，不可能绝对瞬时。所以，假设开关管 1 在关断的过程中正好 4 管在导通，就会出现管 1 和管 4 直通，直接导致后面的电容短路，这在实际应用时是必须考虑的问题，TMS320LF2407 能够很方便的进行死区设置。其中最小的死区设置时间可以为一个 CPU 时钟周期，DSP 内部 EVA 和 EVB 模块都有各自的可编程死区单元，只要对与死区控制有关的寄存器

DBTCONA、DBTCONB 正确设置，就可以输出正确的带死区控制的 PWM 波形。带死区控制的 PWM 实验波形如图 5.15 所示，其死区宽度受寄存器 DBTCONB 控制。合理选择死区控制寄存器的计时周期值和分频系数，就可以得到想要的死区值。死区值必须根据需要设置，过宽则会影响控制精度，过窄则有可能出现短路直通的问题。

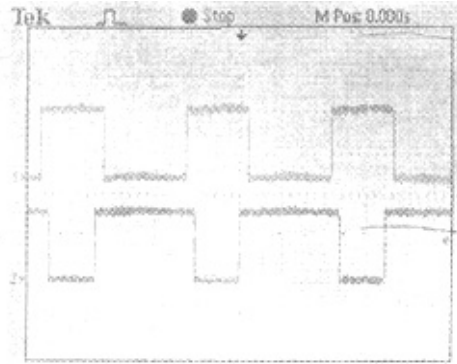


图 5.15 带死区的 PWM 波形图

Fig5.15 PWM waveforms with deadband

## 5.5 D/A 电路

根据设计思想，检测出来的谐波值直接在 DSP 内部计算出占空比，并控制 PWM 模块输出 PWM 波形驱动 IPM 模块，从而实现全数字化控制。但是考虑到所编写程序的通用性，同时为方便调试时将 DSP 内部数字信号用示波器显示，有必要将计算出的指令电流信号以模拟信号的方式输出 DSP。由于 DSP 输出的信号只能是数字信号，所以必须将此数字信号转变为模拟信号。因而笔者在设计谐波检测电路时增加了 D/A 电路，将 D/A 程序融入系统的主程序中，在需要运用 D/A 电路时，直接调用相应的 D/A 程序就可以了。

单相电路时，由于只要一路指令电流信号，可以采用 TMS320LF2407 型 DSP 自带的串行外设接口 (SPI) 模块设计 D/A 电路。SPI 是一个高速的同步串行 I/O 口，它允许长度可编程的串行位流 (1~16 位) 以可编程的位传输速度移入或者移出器件。通常 SPI 用于 DSP 处理器和外部外设以及其他处理器之间的通信。典型的应用包括通过诸如移位寄存器、显示驱动器、DAC 以及日历时钟等器件所进行的外部 I/O 或器件的扩展。SPI 的主/从操作支持多处理器通信。TMS320LF2407 的 SPI 模块用于 D/A 输出的优势在于<sup>[16,17,19]</sup>：

- ① 有两种工作方式，即主动工作方式和从动工作方式。
- ② 5 种可编程的波特率，在 CPU 时钟方式下，当频率为 30MHz 时，波特率最

多可以达到 7.5MBPS(MBPS 即每秒传输数位兆数, 如果 DSP 数据为 16 位每个字, 则每秒最多可以传输出的字数为  $7.5 * 10^6 / 16 \approx 500K$ , 所以将 SPI 模块作为 D/A 输出接口是完全可行的, 因为目前需要 DSP 处理的最高频率也就几十 K。)

- ③ 位数可以选择 1~16 位。
- ④ 可以同时接收和发送数据。
- ⑤ 发送和接收操作可以通过中断或查询方法来完成。

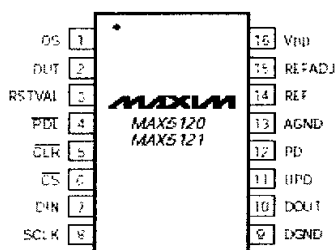


图 5.16 MAX5121 管脚图

Fig5.16 Pin picture of MAX5121

表 5.1 MAX5121 管脚功能表

Table5.1 Pin function table of MAX5121

引脚号	名称	功能
1	OS	偏移量调整
2	OUT	模拟电压输出, 如果器件处于关闭状态, 则呈高阻态。
3	RSTVAL	复位时电压输出值选择
4	PDL	低功耗锁定
5	CLR	复位 D/A 输入, 清 D/A
6	CS	片选信号, 为低时选中芯片
7	DIN	串行数据输入端
8	SCLK	串行时钟输入
9	DGND	数字地
10	DOUT	串行数据输出
11	UPO	用户编程输出
12	PD	低功耗运行模式输入
13	AGND	模拟地
14	REF	带缓冲地参考输入输出
15	REFADJ	模拟参考调整输入
16	V <sub>DD</sub>	正向电压输入端

由于 SPI 系统总线只需要 3 或 4 位数据线和控制线即可扩展具有 SPI 接口的各种器件，而并行总线需要 8 根数据线，8~16 位地址线，1 或 2 位的控制线。为了不浪费 DSP 的 I/O 口，用串行的方式优势比较明显，当然，如果用并行方式扩展，其速度会更快。SPI 的作用是将数据以位的方式串行输出，但是输出的仍然是数字信号，为将数字信号转变为模拟信号，笔者采用了 MAX5121 芯片，如图 5.16 所示。

MAX5121 是低电压带 12 位 D/A 转换且具有 SPI 接口的芯片，内含 1.25V 的基准电压输出。MAX5121 的 D/A 转换有两级输入缓冲区，从 SPI 总线上接收到的位数据先进入 16 位的移位寄存器。根据控制命令把 12 位数据移入输入寄存器或者同时移入输入寄存器和 D/A 寄存器。根据 MAX5121 引脚 OS 的不同接法，可以输出单极性和双极性的电压。由于 MAX5121 只输出 1 路模拟信号，当需要多路模拟信号时，可以把多片 MAX5121 串连起来使用。这时要把上一片的 DOUT 与下一片的 DIN 相连，时钟线 SCLK 相同，选通线 CS 可以相同也可以不同。

MAX5121 的 SPI 接口指令有 9 条，采用 16 位的操作码，其操作码由 3 位控制位、12 位数据位和 1 位子位组成。结合本课题的需要，将  $C_2C_1C_0$  设置为 010，即同时移入输入寄存器和 DAC 寄存器并同时关闭 D/A。将 TMS320LF2407 作为 SPI 的主机，MAX5121 只接收来自主机的数据，然后进行 D/A 转换从 OUT 引脚输出模拟电压信号。J1 用来选择 D/A 单极性或双极性输出，当 1 和 2 相连时输出为单极性，1 和 3 相连输出为双极性。MAX5121 的 CLR 引脚与 DSP 的复位脚 RESET 相连时，在系统复位时 D/A 输出为 0V。其电路连接图如图 5.17 所示<sup>[17]</sup>。

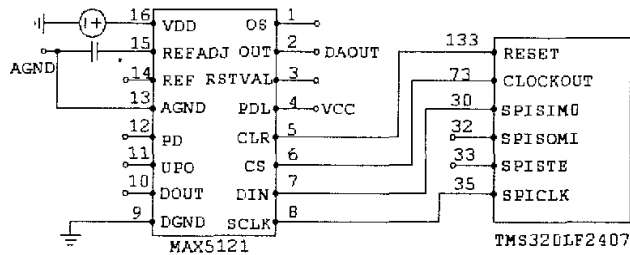


图 5.17 TMS320LF2407 与 MAX5121 接口电路

Fig 5.17 Interface circuit between TMS320LF2407 and MAX5121

由于不同的 SPI 器件的最高频率不同，为了使 SPI 总线高效工作，要了解各个 SPI 器件最高能够接受的频率，再取较低频率的 SPI 器件的最高频率作为通信波特率。在这里 DSP 的主频为 24MHz，它作为 SPI 的主机时，其频率可达到四分之一主频(即 6MHz)，作为 SPI 从机时，其频率也可以达到四分之一主频，MAX5121 的 SPI 通讯频率可以达到 6.6MHz。由于 DSP 只作为 SPI 的主机，因此本设计中 SPI 总线的最高频率为 6MHz。如果传输每个字 12 位的数据，则传输字的速度可以达到

500K。这在传输几十 K 速度的指令电流信号时是完全能够满足要求的。

为了验证设计正确与否,先设定好 SPI 各寄存器,然后让 DSP 内部产生三角波,将此三角波通过 MAX5121 输出,得到模拟信号图象如图 5.18 所示。从示波器上可以看出,经 D/A 变换后的三角波几乎没有失真,波形稳定可靠,这说明所设计的接口电路是正确的。该 D/A 电路配合 DSP 芯片可以将 DSP 计算出的指令电流数字信号正确变换为模拟信号。

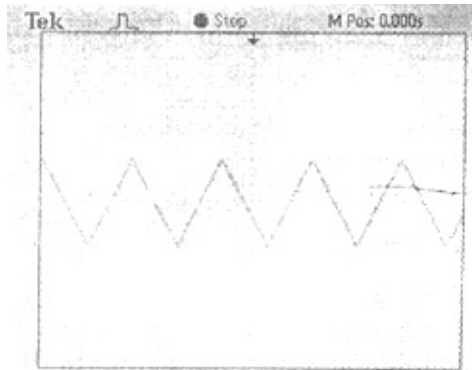


图 5.18 DA 电路产生的三角波

Fig5.18 Triangular waveforms created by DA circuit

通过上面验证之后,将与上面程序相同的寄存器设置移入前面的主程序中。在编程时重点应该考虑的问题是数据格式转换的问题。由于前面主程序中计算出的谐波数据是 32 位浮点数,而 MAX5121 能转换的位数是 12 位数(所传输的 16 位数中,其中前三位是指令位,最后一位是结束位)。所以就需要将 32 位数据转换为 12 位数据,当然无论通过什么格式转换都会存在误差,但是用 12 位的 2 进制表示的数,也可以精确到  $1/4096$ 。所以精确程度还是比较高的。转换后误差不会太大。由于编程时是采用 C 语言编程,所以让数据在整型和浮点间转换非常方便。当对数据的某一位进行操作时或者移位时,必须要求是整型数。因而在这个程序中就涉及到对数据位的操作,编程如下:

```
int B;
float H;
H=isa-I*SIN[a];
BSA[k]=H;
B=H;
B=(B&0X0FFFE)<<1;
*PEDATDIR=(*PEDATDIR|0X0100)&0X0FFFE;
//设置 IOPE0 为输出,且输出低电平,
```

```

//以选中 MAX5121 芯片
*SPITXBUF=B10x4000; //向 SPI 的发送缓冲器写一个发送数据
while(1)
{
flag1=*SPISTS&0x40; //flag=SPI 的中断标志
if(flag1==0x40) break; //如果 SPI 的中断标志的中断标志为 1，则证
//明 SPI 已经发送成功，则停止等待
}
*SPIRXBUF=*SPIRXBUF; //虚读 SPIRXBUF 寄存器清除 SPI 中断标志
*PEDATDIR=*PEDATDIR|0x01; //发送完毕，则 IOPE0 输出高

```

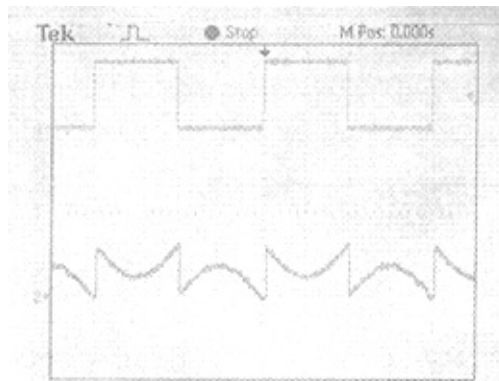


图 5.19 指令电流的模拟信号

Fig 5.19 Analog signal of instruction current

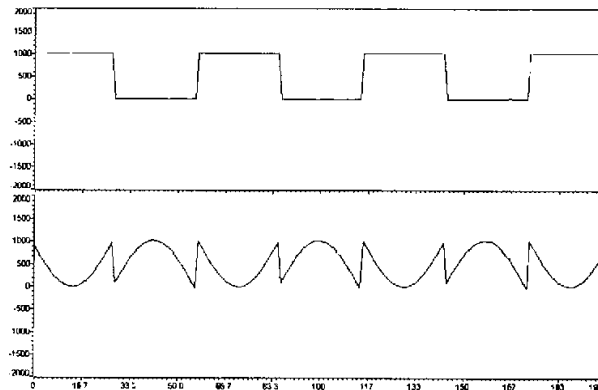


图 5.20 指令电流的数字信号

Fig5.20 Digital signal of instruction current

程序中之所以不直接把 H 值作为发送数据，是因为 H 值是一个浮点数，所以在传输前必须把它规范化为整型数，于是在程序中将浮点数 H 值赋给了整型数 B。这

样整型就可以根据需要进行移位，相或相与从而将数据处理为能够输出的而且误差不大的 12 位二进制数。

将前面章节中产生的方波信号，经过提升电路送入 DSP 的 A/D 端口作为采样的负载电流信号。通过源程序计算出谐波值，再通过 D/A 电路，输出模拟的指令电流信号。示波器上显示波形如图 5.19 所示。图 5.20 是 DSP 中的数字信号，对比这两个图，经 D/A 变换后单从波形的形状来说是几乎没有什么改变的。这说明 D/A 转换是正确和可靠的。

## 5.6 本章小结

本章介绍了 DSP 及其编译器；重点介绍了 A/D 采样电路中的电压提升放大电路，用于 DSP 的中断和捕获电路，DSP 的 PWM 发生电路及 D/A 转换电路，对各电路按照 APF 控制的要求进行了实验研究，并得出了相应的波形，为方便 APF 的控制，按需要设计了相应的外围电路。对使用 DSP 过程中遇到的一些关键问题进行了详细介绍。



## 6 实验结果

在实验时，首先检验指令电流计算部分能否正常工作，由于实验装置还没有挂网运行，所以先以如图 6.1 所示的方波信号（该信号为正负 2 伏信号）模拟待处理的电流信号，经过提升放大电路调理为 0~3.3 伏信号。经 DSP 的 A/D 采样送入 DSP 中，运行 DSP 源程序计算出指令电流，图 6.2 中第一个波形是未处理前采样得到的电流信号波形，第二个波形是计算出的指令电流波形，每一个周期采样 51 个点时的情况：

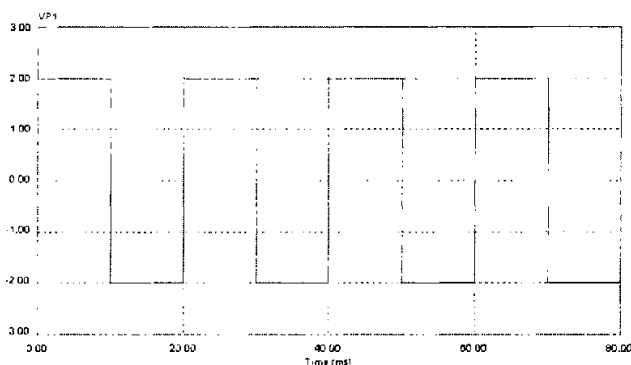


图 6.1 模拟负载电流的方波信号

Fig6.1 Square waveform signal

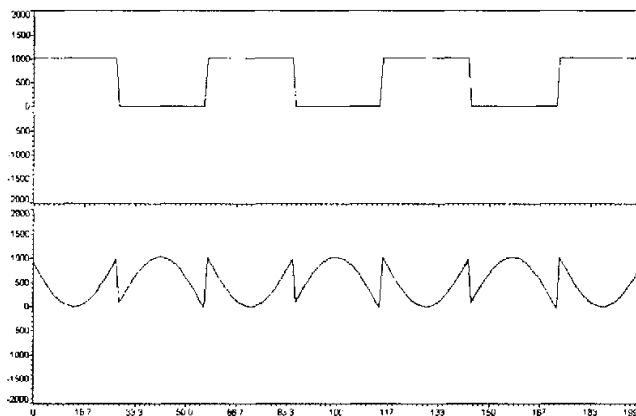


图 6.2 处理前信号和计算出的指令电流信号（每一周期 51 点）

Fig6.2 Signals before treatment and after calculation (51 points each period)

图 6.3 是每周期采样 38 个点时的情况。采样间隔时间越小，得到的指令电流信号精确度越高，但是对 DSP 的运算速度要求也越高。将上述数字指令电流信号经 D/A 电路处理，输出模拟的指令电流信号。示波器上显示波形如图 6.4 所示。

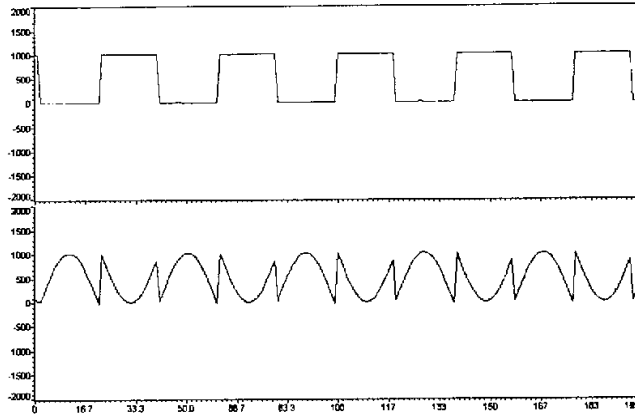


图 6.3 处理前信号和计算出的指令电流数字信号 (每一周期 38 点)

Fig6.3 Digital signals before treatment and after calculation ( 38 points each period)

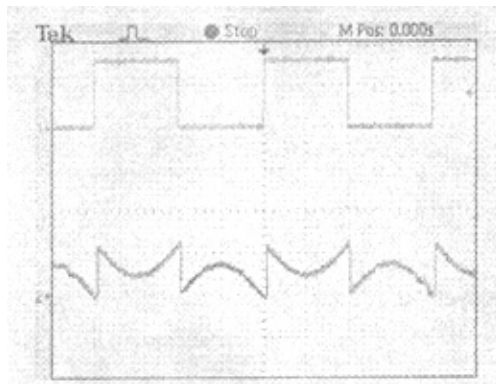


图 6.4 输出的指令电流模拟信号

Fig6.4 The output analog signal of instruction current

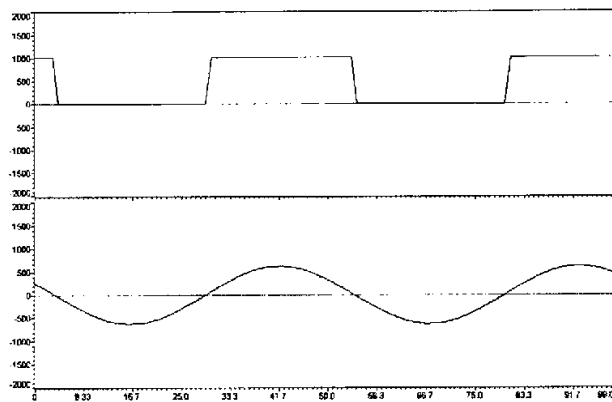


图 6.5 处理前电流信号和处理后的电流信号

Fig6.5 Current signals before and after treatment

对比图 6.3 和图 6.4 可以看出, 经 D/A 变换后的模拟信号仅从波形的形状来说

与数字信号相比几乎没有什么改变。说明 D/A 转换是正确的。通过指令电流信号 D/A 变换，可以为其它的 PWM 发生电路提供指令信号。从而丰富了源程序在谐波检测时的功能，使其他 PWM 产生方法也可以利用这一指令电流信号。

图 6.5 中第一个波形是负载电流波形，第二个波形是指令电流波形和负载电流波形相叠加后的波形。从图上可以看出，相加后的波形是几乎标准的正弦波。

为了验证上面产生的指令电流正确与否，按照第 3 章指令电流检测原理，只需要检验处理后指令电流与负载电流的叠加信号的平均功率是否与处理前电流信号的平均功率相等就可以了。在这个实验中需要检验的就是得到的正弦电流幅值是否正确。实验中经提升后输入电流最小为 0V(0X0000)，最大为 3.3V(0X03FF)，且占空比为 0.5，由式 (3.6) 和 (3.7) 联立可以计算得  $I$  的理论值为：

$$\begin{aligned} \frac{UI}{2} &= \frac{1}{T} \int_0^T U \sin \omega t_2(t) dt & (6.1) \\ I &= \frac{2}{T} \int_0^T \sin \omega t_2(t) dt \\ &= \frac{2 * 1024}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \theta d\theta \\ &= 651.899 & (6.2) \end{aligned}$$

而实际值如图 6.5 所示，为 647，所以误差为  $\frac{651.899 - 647}{651.899} = 0.7\%$ ，所以在采

样点数比较高的情况下，误差是很小的。实验时，将 TEK 示波器上的负载电流信号波形 2 和指令电流波形 1 叠加(如图 6.6，由于实验时为避免示波器短路，将负载电流信号反接，叠加时波形 2 取反)，可以看到叠加后生成的是比较标准的正弦波 M，由此也可以看出计算出的指令电流波形是正确的。

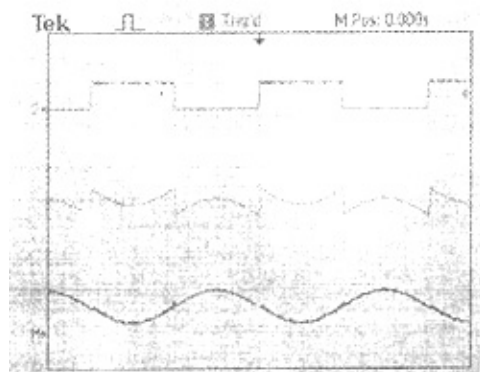


图 6.6 负载电流和指令电流叠加波形

Fig6.6 Combination waveform of load current and instruction current

由此证明检测出的指令电流信号无论是波形形状还是大小都是正确的。只要 PWM 电路可以正确高精度的跟踪指令电流信号，则可以让经过 APF 处理后的电源侧电流处理为与电压同频同相的标准正弦波电流。

使用本文 5.4.4 中三角波调制产生 PWM 波形的方法，分别将图 6.6 中的正弦波电流和指令电流信号作为调制信号，得到的 PWM 波形图如图 6.7。

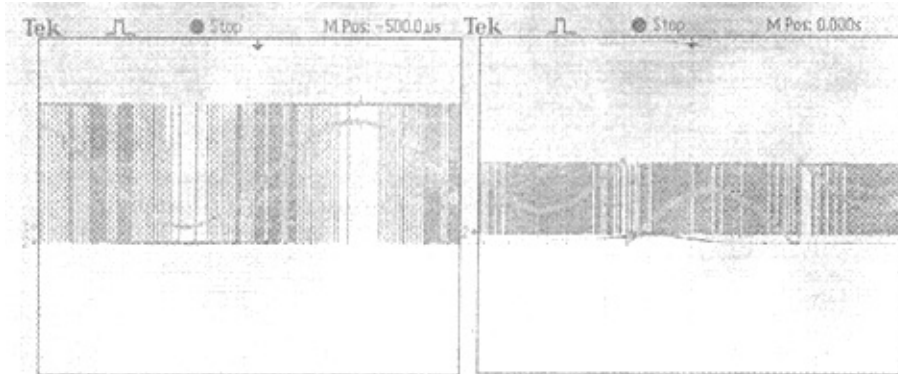


图 6.7 不同调制信号得到的 PWM 波形图

Fig6.7 PWM waveforms gained from different modulating signals

从图 6.7 可以看出，在波形最低的地方 PWM 波形占空比最小，波形最高的地方占空比最大，而正弦波过零点占空比为 0.5。这符合本文 5.4.4 中三角波调制法的理论。由于频率很高，图 6.7 中 PWM 波形变化不是很明显，改变示波器的设置，对图 6.7 中的波形局部放大得到图 6.8 中的波形。从图 6.8 看到的 PWM 波形占空比变化非常明显，而且该变化是合理的。

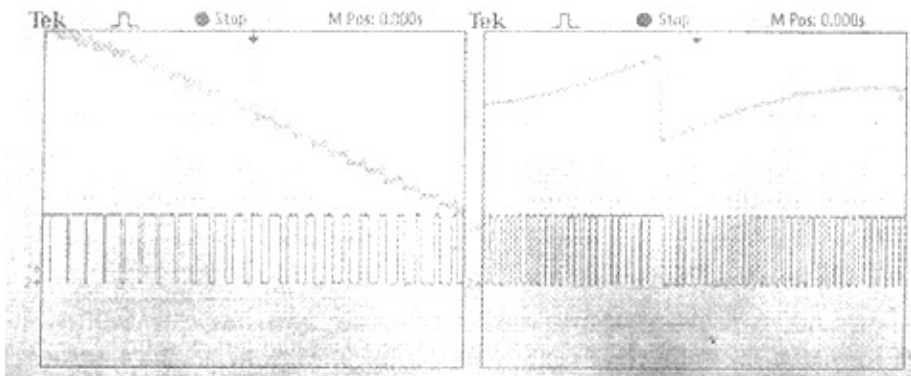


图 6.8 图 6.7 中波形局部放大后的波形图

Fig6.8 Waveforms of Fig6.7 after part magnified

为了验证叠加后的电流是否与电压同频同相，将电压信号和电流信号在示波器中输出，得到图 6.9 所示的波形图，其中幅值较大，有较大畸变的是电压波形，幅

值较小几乎没有畸变的是负载电流和指令电流的叠加波形。从波形图可以看出，叠加生成的电流信号与电压信号是高度同频同相的。这符合 APF 的最终补偿目的。从图上还可以看出，即使电压波形畸变，最后叠加出的电流波形也是标准的正弦波，不受电压波形畸变的影响。这证明使用本文第三章所提出的新型谐波检测法进行 APF 的谐波检测其优势是比较明显的。

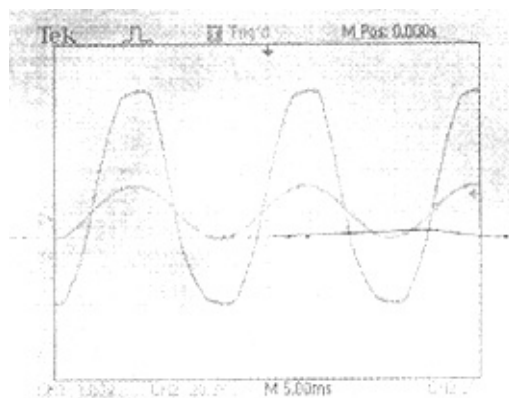


图 6.9 叠加后的电流与电压波形对比

Fig6.9 Waveform contrast between voltage and combined current

## 7 全文总结

随着谐波问题的日益严重,采用有源电力滤波器补偿谐波是一个重要的发展趋势。模拟控制是有源电力滤波器的传统控制方式,控制的灵活性不高,修改不方便,精度不高。随着目前 DSP 技术的飞速发展,性价比越来越高,数字化控制有取代传统模拟控制的趋势。因而本文就 DSP 用于 APF 的检测和控制进行了研究。

首先,本文对目前应用非常广泛的基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法进行了分析和探讨,总结了这种方法目前最新的改进方法,分析了它的不足和存在的问题,在此基础上,结合 DSP 的实际特点,综合运用平均功率理论和能量平衡的原则,从 APF 控制的根本目的出发,提出了适合于 DSP 数字运行的谐波检测方法。推导出了其在单相电路、三相三线制电路和三相四线制电路中的控制方程。该方法具有直观简单的优点,最后的补偿效果受检测延迟的影响较小,几乎不受电压波形畸变的影响,可以灵活按照需要对无功功率进行补偿,且通用于单相、三相三线制和三相四线制电路的谐波检测。

其次,根据推导出的谐波检测方法,充分利用 TMS320LF2407 型 DSP 器件的优势,灵活运用 DSP 中断功能,采用 APF 的全数字化控制方式,用 C 语言和汇编语言混合开发出了 DSP 的源程序,该源程序能灵活根据可调的采样点数自建正弦函数表,同时实现了 A/D 采样、指令电流计算、电压过零点捕获、跟踪电压频率和相位、PWM 波形输出、PWM 波形死区生成、D/A 转换等多种功能。该源程序通过了实验电路板的调试,其功能均能在实验电路板上实现。

根据 DSP 检测控制的需要,设计了检测信号提升放大电路以满足 DSP 的 A/D 信号检测要求、自行设计了信号源用于 A/D 实验。设计了方波发生电路用于电压过零点捕获。为方便该 DSP 与其他的 PWM 发生电路一起运用,设计了精度较高的 D/A 转换电路。这些电路的功能均通过实验得到了验证。

但是要使 APF 真正正确补偿负载谐波和无功,实现挂网运行,仅对谐波的正确检测还是不够的,由于时间关系,除了谐波检测电路外,对于控制电路只是研究了 PWM 发生电路,而直流侧电容电压的控制问题作为 APF 的一个关键问题还没有来得及设计,另外 APF 主电路的参数选择也有待探讨,同时 APF 的保护、起停等问题都是一些需要研究的问题,这将在接下来的设计中逐步完善。

## 致 谢

在本文即将脱稿之际，谨向培养，关心和支持我的人们致以最诚挚的谢意。

本论文是在导师周林教授的悉心指导下完成的，在整个研究和论文撰写过程中，得到导师的严格要求，细心指导。论文能得以顺利的完成与恩师所花费的巨大心血密切相关。在三年的研究生学习生涯中，导师在学习和生活上都给予了我无微不至的关怀和帮助。导师严谨朴实的治学态度、科学的工作方法、勤奋的工作精神深深影响着我，使学生终生受益。在此，谨向周老师致以最真挚的感谢和最崇高的敬意。

同时感谢王明渝教授、刘和平教授等老师多年来对我学习上的指导和帮助。感谢刘和平教授提供的 DSP 参考书和实验器材，特别感谢刘老师在 DSP 调试过程中给予的指导和帮助。我还要对平时在生活和学习上给予我关心和帮助的雷鹏、周莉等同学和其他师兄、师弟、师妹们表示感谢，正是他们给了我积极向上的的学习氛围和融洽的人际关系。同窗之谊，终身难忘。

在此，还要感谢多年来一直辛勤操劳的我的父母、我的妻子和岳父岳母，在攻读硕士学位期间，他们为我付出了默默无闻的辛劳和汗水，正是由于他们付出的辛勤劳动，才使得我能够安心学习，完成学业。

最后，向在百忙之中审阅此论文的专家、教授们表示感谢！

甘元兴

2005 年 4 月于重大

## 参 考 文 献

- [1] 赵巍, 基于 DSP 的混合有源电力滤波系统的研制, 中南大学硕士学位论文, 2002, 3
- [2] 周洪亮, 有源电力滤波器控制技术的研究及应用, 浙江大学博士学位论文, 2002, 8
- [3] Akagi H. New trends in active filters. In : Proceedings of EPE'95. Sevilla. 1995. 17-26
- [4] Power Harashima F. Electronics and motion control—a future perspective. IEEE Transactions on industry applications. 1994. 82(8): 1107-1111
- [5] 朱宏光, 有源电力滤波器谐波和无功电流的一种实时检测方法, 河北工业大学硕士论文, 2003, 1
- [6] 张永生, 混合型有源电力滤波器的研究, 合肥工业大学硕士论文, 2003, 3
- [7] IEEE-519. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems [S]. 1992: 19-21
- [8] IEC 1000-3-2. Electromagnetic Compatibility-Part 3: Limits-Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current <16A per phase)[S]. March 1995: 147-158
- [9] IEC 1000-3-4. Electromagnetic Compatibility-Part 3: Limits-Section 4: Limits for harmonic current emissions (equipment input current >16A per phase)[S]. April 1995: 78-85
- [10] IEC 1000-3-6. Electromagnetic Compatibility (EMC)-part 3: Limits-section 6: assessment of emission limits for distorting loads in MV and HV power systems-basic EMC publication. 1996-10: 45-49
- [11] IEC 1000-3-7. Electromagnetic Compatibility-Part 3: Limits-Section 7: General guide on harmonics and inter-harmonics measurement and instrumentation for power supply systems and equipment connected thereto [S]. April 1995: 14-17
- [12] IEC 1000-4-7. Electromagnetic Compatibility (EMC) part 4: testing and measurement techniques section 7: general guide on harmonics and inter-harmonics measurements and instrumentation for power supply systems and equipment connected thereto. 1991-07: 455-458
- [13] Hirofumi Akagi. Trends in active power line conditioners. IEEE Transactions on Power Electronics. VOL.9.No.3. May 1994: 263-268
- [14] 陆延信等, 有源型谐波抑制无功补偿装置计算机仿真及实验研究, 电气传动, 1989 (6): 41-49
- [15] 颜晓庆, 王兆安, 电力有源滤波器及其新发展, 电工技术杂志, 1998 (4): 3-5
- [16] 何苏勤, 王忠勇, TMS320C2000 系列 DSP 原理及实用技术, 电子工业出版社, 2003, 7
- [17] 刘和平, 严利平, 张学锋, 卓清锋, TMS320LF240X DSP 结构、原理及应用, 北京航空航天大学出版社, 2002, 2



- [18] 周必水, 沃钧军, 边华, C 语言程序设计, 科学出版社, 2003, 8
- [19] 刘和平, 王维俊, 江渝, 邓力等, TMS320LF240X DSP C 语言开发应用, 北京航空航天大学出版社, 2002, 10
- [20] 王磊, 有源电力滤波器(APF)的 DSP 控制策略研究, 浙江大学硕士学位论文, 2002, 3
- [21] 方红兴, 基于 DSP 控制的并联有源电力滤波器的研究, 浙江大学硕士学位论文, 2001, 3
- [22] Sanac Rechka, Jianhong Xu, and Pierre Sicard, Comparative study of harmonic detection algorithms for active filters and hybrid active filters, IEEE Transactions on industry applications.2002: 726-729
- [23] Akagi I, New trends in active filters for power conditioning, IEEE Transactions on industry applications, 1996.32(6): 1312-1322
- [24] 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
- [25] 张超, 杨耕, 杜继宏, 有源电力滤波器任意次谐波电流检测的新算法, 电机与控制学报, 2002 (3): 252-255
- [26] 刘建宝, 陈伟, 赵录怀, 有源电力滤波器新型神经网络控制方法, 现代电子技术, 2004(3): 6-8
- [27] 李圣洁, 罗飞, 基于 ip 和 iq 运算方式的改进型谐波电流检测方法, 电气传动, 2003(2): 33-36
- [28] 马莉, 一种基于 dq 变换的改进型谐波检测方案研究, 中国电机工程学报, 2000 (10): 55-58
- [29] 刘开培, 张俊敏, 陈艳慧, 基于重采样的三相谐波检测瞬时无功率法, 电力系统自动化, 2003(12): 45-47
- [30] 朱革兰, 刘前进, PQ 分解法中的新谐波检测方法, 电力系统及其自动化学报, 2001(3): 4-6
- [31] 田大强, 蒋平, 唐国庆, 有源滤波器中数字低通滤波器设计及其实现, 电工电能新技术, 2003(3): 77-80
- [32] 王群, 姚为止, 低通滤波器对谐波检测电路的影响, 西安交通大学学报, 1999(4): 5-8
- [33] 何益宏, 卓放, 周新等, 一种基于瞬时无功功率理论谐波检测的离散滤波方法, 电工电能新技术, 2002(4): 13-15
- [34] 薛惠等, 改进的瞬时无功和谐波电流检测理论, 电力系统及其自动化学报, 2002(4): 8-11
- [35] 周林, 易强, 秦梅, 周小军, 叶一麟, 不对称三相四线制系统有害电流的检测方法, 重庆大学学报, 2002(10): 9-12
- [36] 任永峰, 李含善, 贺纲, 任海龙, 两种单相电路瞬时谐波及无功电流实时检测方法分析, 电力系统及其自动化学报, 2003(2): 95-99
- [37] 杨军, 王兆安, 单相电路谐波及无功电流的一种检测方法, 电工技术学报, 1996(3): 42-45
- [38] 毛冲等, 三种谐波和无功电流检测算法的综合性能比较, 电力电容器, 2003(3): 8-12

- [39] 张波, 易颂文, 何晓敏, 基于广义 D-Q 旋转坐标变换的谐波电流检测方法, 电力系统及其自动化学报, 2001(3): 25-29
- [40] 颜晓庆, 杨君, 王兆安, 并联混合型电力有源滤波器的研究, 电力电子技术, 1998(4): 4-6
- [41] Luis A, Moran Juan W, Dixon Rogel R Wallace. A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and current Harmonic Compensation. IEEE Trans Industrial Electronics.1995.42 (4):172-195
- [42] 王兆安, 李民, 卓放, 三相电路瞬时无功功率理论的研究, 电工技术学报, 1992(7): 55-59
- [43] Akagi H, Kanazawa Y, Nabase A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. IEEE Transactions on Power Electronics. 1984.20(3):625-630
- [44] 沈小莉, 三相有源电力滤波器的研究, 重庆大学硕士学位论文, 2004, 4
- [45] 江泽佳, 电路原理, 高等教育出版社, 1993, 9
- [46] Bhim Singh. Kamal AI-Haddad. Ambrish Chandra. A review of active filters for power quality improvement. IEEE Transactions on Industrial Electronics.VOL.46.No.5.October 1999:960-971
- [47] JHC Pretorius. JD Van Wyk. PH Swart.Evaluation of the effectiveness of passive dynamic filters for reactive power in a large industrial plant. Proceedings of 8<sup>th</sup> international conference on harmonics and quality of power. October 14-16.1998:331-336
- [48] Buso S, Malesani L, Mattavelli P. Comparison for current control techniques for active filter application. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998.45(5): 722-729
- [49] K.Mark Smith and Zheren Lai. A new PWM controller with One cycle response. IEEE Transactions on Power Electronics. 1999.14(1): 142-150
- [50] Zheren Lai, K.M. Smedley. A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator. IEEE Transactions on Power Electronics. 1998. 13(3): 501-510
- [51] K.M. Smedley, Luwei Zhou. Unified constant-frequency integration control of active power filter-steady-state and dynamics. IEEE Transactions on Power Electronics. 2001. 16(3): 428-436
- [52] 高大威, 电力系统谐波无功和负序电流综合补偿研究, 华北电力大学博士论文, 2001, 5
- [53] Sangsun Kim, Lite-On. Harmonic reference current generation for unbalanced nonlinear loads. IEEE Transactions on Power Electronics. 2003.7(2): 773-778
- [54] TMS320LF2407A, TMS320LF2406A, TMS320LF2402A , DSP CONTROLLERS, SPRS145, Products information of Texas Instruments. 2000.4:1-89
- [55] Jtag&mpsd Emulation, SPDU079A, Products information of Texas Instruments. 1994:23-67
- [56] TMS320F/C24X DSP Controllers Reference Guide, CPU and instruction Set, SPRU160C, 1999.4:31-86