

摘 要

电能是国民经济和人民生活的主要能源,对国家的发展起着举足轻重的作用。电能计量涉及到发电、供电与用电三方经济利益,同时也是许多技术指标计算的重要依据。目前,随着电力电子装置等非线性负荷的大量应用,电网中电压、电流波形往往偏离正弦波形而发生畸变,因此谐波对电能计量影响的研究受到各方的普遍关注。基于这方面已有的研究成果,本文围绕电能计量系统的谐波问题展开研究。

本文第二章介绍了感应式和电子式电能表的结构,说明了这两种电能表的计量原理。结合计量原理讨论了畸变波形下两种电能表的误差,同时对两种表的计量特性进行了比较。

第三章在三相瞬时无功功率理论的基础上,研究了基于均值滤波的三相基频旋转变换测量方法,并基于这种方法建立了三相电路基波功率与电能检测模型和单相电路的基波实时检测方法。最后研究了 k -倍频旋转变换的任意次谐波的检测。第四章针对所建立的模型利用 C 语言和 MATLAB 联合进行了仿真,验证模型正确性的同时还对滤波方式进行了仿真比较,并通过仿真实验分析了谐波对电能计量影响,以验证第二章所论述的内容。

第五章对谐波电能计量装置进行了硬件及软件设计,以实现全能标准的数字式电能计量。利用 ARM 快速处理能力,对电压和电流的采样数据进行旋转变换,得到基波及各次谐波的电压和电流的值,再根据谐波功率和电能计算方法,计算出基波和各次谐波的电能。本装置硬件和软件都采用模块化设计。硬件分为前置电路、采样电路、ARM 主电路和显示电路;软件则分为主程序、采样子程序、滑动平均滤波子程序和功率电能计算子程序。

关键词: 电能计量, 谐波检测, 旋转变换, 仿真, ARM

ABSTRACT

The electric energy is the main energy of the national economy and people's lives. It plays a very important role in the development of the country. Electric measurement involves the tripartite economic benefits of power plant, power supplier and power user as well. It is also important bases for calculating many technical specifications. At present, wide applications of non-linear loads distort electric current & voltage wave from sine wave. The harmonic effect on electric measurement is focused in all level research fields. On the base of the existing research achievements of this subject, this dissertation made a study of harmonic problem in electric energy measurement system.

Structures of induction electric energy meter and electron electric energy meter are introduced in chapter two, and operation principles are specially explained in detail. The error of two meters is also analyzed under the condition of the distortion wave, with measurement principle. At the same time, a performance comparison is made between the two measurement meters.

Applying the theory of instantaneous reactive power, chapter three put forward three-phase basic frequency rotate transform theory with moving average filter and set up detection model of three-phase basic wave power. Single-phase circuit was also introduced about basic wave detection method. By the k -multiple frequency rotate transform, k time harmonic can be separated. Chapter four focused on simulation of the model with C language and MATLAB. Proving the correctness of model, filter method was also compared through simulation. Simulation experiments were carried on, and harmonic influence upon electric energy measurement is analyzed to prove the content mentioned in chapter two.

In chapter five, the hardware & software design was expatiated for a harmonic metering device to realize standard digital energy metering function. The design in this dissertation utilized circuits to sample the data of both voltage and current, ARM to rotate transformation data to get the values of basic wave & harmonic voltage and current, and algorithm to get the power of basic wave & k time harmonics. The hardware and software development adopted blocking design method. The hardware included: pre-posed circuit, sampling circuit, ARM circuit and display circuit. The software included: main procedure, MAF sub-procedure and power algorithm sub-procedure.

Li Hongxue (Detection Technology and Automatic Equipment)

Directed by Senior Engineer. Shen Aidi, Prof. Chu Jianxin

KEY WORDS: electric energy measurement, harmonic detection, rotate transform, simulation,
ARM

论文独创性声明

本论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。论文中除了特别加以标注和致谢的地方外，不包含其他人或其他机构已经发表或撰写过的研究成果。其他同志对本研究的启发和所做的贡献均已在论文中作了明确的声明并表示了谢意。

作者签字: 李虹雪 日期: 2006. 7. 16

论文使用授权性声明

本人同意上海海事大学有关保留、使用学位论文的规定。即：学校有权保留送交论文复印件，允许论文被查阅或借阅；学校上网公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或者其他复制手段保留论文。保密的论文在解密后遵守此规定。

作者签字: 李虹雪 导师签字: 沈九平 日期: 2006. 7. 16

第一章 绪论

1.1 选题背景及研究意义

电能是人类生活中不可缺少的重要能源,电气化程度和管理现代化水平的高低是衡量一个国家发达与否的重要标志。伴随着工业的发展和科技的进步,电力电子技术和微电子器件被广泛应用,电力系统中接入了越来越多的大容量电力设备,整流换流设备以及其它非线性负荷。这导致供电系统中谐波电压和谐波电流成分不断增加,对电网环境造成严重污染,使电力营运企业成本增加。

国家技术监督局批准颁发了国家标准 GB/T14595-93《电能质量公用电网谐波》,以促使电力部门和电力用户共同采取措施,把电网的谐波水平控制在谐波国标允许范围内,提高供电质量,维护电网安全运行,保障接入电网的各种用电设备正常工作,以获得良好的社会效益^{[1][2]}。

电力生产的特点是电厂发电、供电部门供电、用电部门用电这三个环节连成一个大系统,但同时电能也是作为一种商品来生产、销售和使用的。它作为电力商品交换的“秤杆子”,是电力企业与用户、电网与电厂、电网与电网之间进行经济结算、考核的依据。电能表作为贸易结算用的重要计量手段,应用十分广泛。因此确保电能计量的准确、可靠具有重要意义。在电能计量中,由于谐波的存在,使工业及日常生活中电能计量装置的误差加大,影响电网的经济运行。因此充分分析谐波对电能计量的影响,并对新的电能计量方法和计量装置进行研究是电力系统中涉及经济、技术等多方面问题的重要课题之一,具有十分重要的意义。

1.2 电能计量系统及其发展历程

1.2.1 电能计量原理

电能计量是准确可靠、公正计量电能的专门学科,而电能表作为测量电能的专用仪表,是电气测量仪表中使用量最多的仪表。在发电、供电、用电过程中,发电量、供电量、用电量的多少离不开电能表的计量,电能表的性能直接影响着电能管理的效率和科学化水平。随着电力系统的发展及其电能管理系统的不断完善,电能表的结构

和性能也经历了不断完善、不断更新的发展过程^[2]。

在单相交流电路中，功率 p 的瞬时值表示为：

$$p = ui = U_m \sin \omega t I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (1-1)$$

式中： u 、 i 表示电压、电流；

U_m 、 I_m 分别表示电压、电流的幅值；

ω 、 F 为角频率和相位角。

三相电能表可分为三相三线 and 三相四线电能表两种。在三相四线制电路中，瞬时功率为：

$$p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (1-2)$$

式中： u_a 、 u_b 、 u_c 、 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 A、B、C 三相的电压、电流。

在三相三线电路中上式仍然成立，但因电流

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1-3)$$

将上式关系代入式(1-2)可得

$$p = u_a i_a - u_b (i_a + i_c) + u_c i_c = (u_a - u_b) i_a + (u_c - u_b) i_c = u_{ab} i_a + u_{cb} i_c \quad (1-4)$$

即可采用二元件电能表来测量三相三线的电能损耗，但电压线圈承受的电压分别为线电压 u_{ab} 及 u_{cb} ，也可利用三只单相表合为三相电能表。

电能和功率的关系为：

$$W = \int_0^t P dt = \int_0^t u i dt \quad (1-5)$$

电能表测量的电能就是按公式(1-5)计算的有功电能^[3]。

1.2.2 电能计量系统发展

世界上第一只电能表，是利用电解原理制成的直流电能表。交流电的出现和被利用，对电能计量仪表的功能提出了新的要求。1888 年意大利物理学教授弗拉里奥首先想到将旋转磁场理论用于交流电能测量。与弗拉里奥几乎同时，美国一个物理教师也根据旋转磁场的原理试制出了感应式电能表的雏形。1889 年，德国人布勒泰研制出了无单独电流铁芯的感应式电能表。1890 年，带电流铁芯的感应式电能表出现了，不过其转动元件是一个铜环，制动力矩靠交流电磁铁产生。直到 19 世纪末，才逐步

改用永久磁铁产生制动力矩,以降低转动元件旋转速度并增加转矩,表的计数机构也几经改进,铜制的圆转盘由铝圆盘所取代。至此,感应式电能表的结构基本形成^[4]。

感应式电能表是利用处在交变磁场的金属的感应电流与磁场形成力的原理制成的。由于它具有制造简便、可靠性好和价格便宜等优点,经过不断改进与完善,感应式电能表的制作技术已经成熟。通过双重绝缘、加强绝缘和采用高质量双宝石轴承甚至磁悬浮(推)轴承等技术手段,其结构和磁路的稳定性得以提高,电磁振动被削弱,使用寿命大大延长,且过载能力明显增强。因此至今包括我国在内的许多发展中国家甚至一些发达国家,感应式电能表仍作为主要的电能计量表被广泛应用,促进了电能的商品化生产^[5]。

电能开发及利用的加快,对电能管理和电能表性能提出了更高的要求。随着现代电力系统的不断扩大,感应式电能表暴露出许多缺陷:

(1)由于受工作原理和结构等因素的制约,一般感应式电能表所能达到的准确度为 2.2 级和 1.1 级,最高达 0.5 级,但对大用户和大电网的电能管理,要求电能计量仪器仪表应具有更高的准确度。在市场体系下,高准确度对电能计量管理十分必要。

(2)感应式电能表是针对很低且十分狭窄的频率范围的正弦电压和正弦电流而设计的,但现代电力系统中非线性负荷产生大量高次谐波,致使电网波形产生畸变、波动及三相不平衡,使感应式电能表计量不正确。

(3)现代电能管理强调自动化、智能化,要求以高新技术手段确保经济杠杆调配电能的使用,以求更高的供用电效率。这便对电能计量仪器仪表提出更多功能化的要求,希望它不仅计量电能,而且也能应用于管理。因此功能单一的感应式电能表不适应现代电能管理的要求。

为了能够使电能计量仪器仪表适应工业现代化和能管理现代化飞速发展的需求,电子式电能表应运而生。早期的电子式电能表是感应式电能表和电子部件的相结合,仍采用感应式电能表的测量机构作为工作元件,由光电传感器完成电能一脉冲转换,然后经电子电路对脉冲进行适当处理,从而实现对电能的测量,由于此种表的显著特点是感应式测量机构配以脉冲发生装置,因此被称为感应式脉冲电能表,简称机电脉冲式电能表^[7]。尽管直到 90 年代不断改进脉冲式电能表的某些技术性能,但以感应式测量机构作为其测量主回路的原理性缺陷,决定了它同样具有感应式电能表准确度低、适用频率范围窄等缺点。

人们要替代由感应式机构测量交变电能, 开始研究并试验了许多不同的测量方法与实现方案。70 年代就出现了多种较为典型的采用全电子电路的测量方案, 而且每种都有自己的特点和用途。由于电能是电功率对时间的积分, 所以任何电子电路式电能计量方案首先是确定电功率。乘法器是全电子式电能表的核心器件, 电子式电能表的乘法功能是由乘法器完成的, 乘法器按其原理可分为模拟乘法器和数字乘法器, 因此电子式电能表也可分为模拟型电子电能表和数字型电子电能表^[3]。

现在, 国内外生产使用的模拟型电子电能表中采用的模拟乘法器, 主要有时分割乘法器和霍尔乘法器。霍尔乘法器较难实现高精度测量, 所以我国的模拟电能表主要采样时分分割乘法器。模拟型电子表的工作原理是: 电流经电流互感器、电压经分压器, 分别得到模拟的取样信号, 送到时分分割乘法器产生一个与输入电流 I 、电压 U 的乘积成正比的输出电平, 通过 V/F 变换器转换成脉冲信号, 送至计度器计量总电量, 由 LED 或其它方式如红外线抄表器读取。

数字乘法器型电子电能表是以微处理器为核心, 采用 A/D 转换对互感器 (TV、TA) 变换的被测电压和电流进行数字化处理, 并判断出相位角、正反送, 计算出有功、无功分时电量和最大需量等, 从而实现多种功能, 由 LCD 显示读数或其它方式进行数据交换。这种类型的电能表利用位数较多的 A/D 转换电路或自动量程转换电路, 理论上可达到很高的测量准确度, 且它在一定周期内对电压、电流信号进行采样处理的方法保证了测量准确度可不受高次谐波的影响。电能管理现代化是发展的必然, 需要访问多种信息, 且要求管理系统之间能双向通信, 数字乘法器型电子式电能表功能的扩展十分方便, 易与配电自动化系统集成, 因此数字乘法器型电子式电能表将成为今后电子式电能表的发展方向。

随着计算机和微电子技术的快速发展, 电子式电能表也得以迅速发展并日趋成熟。高准确度、高可靠性的元器件以及大规模电路集成技术使电子式电能表的稳定性、准确性等技术指标都有了明显改善。微机化使电子式电能表的功能多样化, 并逐步使电能管理的自动化与智能化成为现实。电能管理系统的智能化已成为必然的发展趋势。

1.2.3 谐波作用下的电能计量标准

针对电力系统不同用户出现和产生谐波的特点不同以及对电能计量的影响, 目前

谐波作用下的电能计量有三种思路:

(1) 电能表应准确反应实际功率,即基波和谐波的综合功率,称为全能标准,是目前国内电能计量的标准;

(2) 电能表仅反映基波功率、不计谐波功率,称为基波电能标准;

(3) 电能表分别计量基波功率和谐波功率,称为谐波电能标准。

当波形畸变不严重时,以全能量为标准或以基波电能为标准的电能表的计量误差都很小,对系统来说是允许的。当波形畸变很严重且用电量很大时,计量误差是不容忽视的。在非线性系统中,线性负载所消耗的总功率为基波功率与谐波功率之和,其吸收的能量大于基波能量,而感应式电能表读数就会小于总能量而大于基波能量;非线性负载所消耗的总功率为其吸收的基波功率与其向电网发出的谐波功率之差,其吸收的能量小于进入非线性负载的基波能量,感应式电能表的读数会小于基波能量而大于它吸收的总能量。因此谐波源虽然污染了电网,反而少交电费;而线性用户不但多交费,而且其电力设备性能要受到损害。因而在非线性系统中基波标准和全能标准都是不全面的。

在保证经济性的前提下考虑分别计量基波和谐波电能,在综合两种电能的基础上得到供电部门和用电部门都满意的计量结果。目前,迫切需要既能计量基波电能,又能计量谐波电能的新型电能表。它一方面可以确定谁是谐波源,又能定量地确定谐波源向电网输送的谐波能量,方便用户采取措施降低谐波影响,而供电部门可以制定相应措施对谐波源进行处罚。谐波基波计量的收费政策和考核办法国内还未形成,管理部门应该予以重视。

1.3 谐波对电能计量的影响

1.3.1 谐波产生的原因

供电系统中产生谐波的根本原因是具有非线性阻抗特性的电气设备,即大容量的整流器、换流器等非线性负荷。这些非线性负荷在工作时向电源反馈高次谐波,导致供电系统的电压、电流波形畸变,使所供电力质量变坏^{[7][9]}。也就是所加的电压与产生的电流不成线性(正比)关系造成了波形畸变。

对于伏安特性为线性的负荷或设备,如图1-1中的直线1,当施加电力系统的正弦波

电压 u 时,产生正弦波形的电流 i ,反之也一样,不会造成波形的畸变,故不产生谐波。

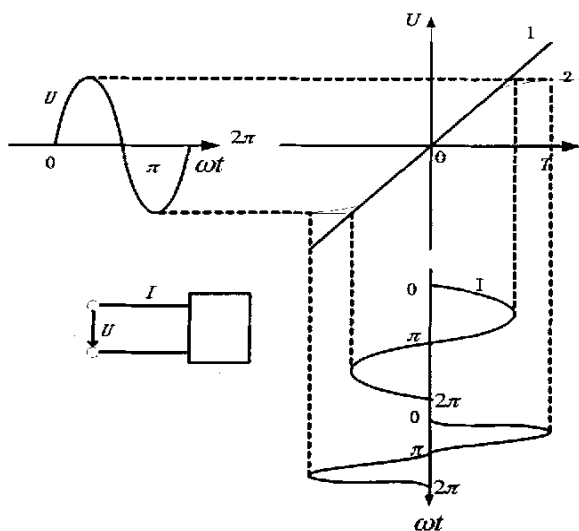


图1-1 畸变波形的产生

对于伏安特性为非线性的设备或负荷,如图1-1中的曲线2,当施加电力系统的正弦波电压时,由于其非线性特性,产生的电流 i' 为非正弦波,其频率仍和系统频率(工频)在相同。波形的畸变产生高次谐波^[11]。

1.3.2 谐波对电能计量的影响

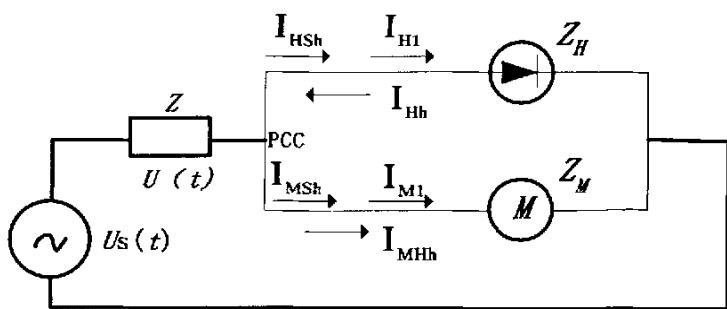


图1-2 含有线性和非线性负载的简单电力系统等效电路

图1-2为一含有非线性负载和线性负载的简单系统等效电路。其中, $U_s(t)$ 为电压源; $U(t)$ 为公共连接点PCC处的电压; Z 为电源内阻和线路阻抗; Z_H 和 Z_M 分别代表非线性负载和线性负载。 I_{H1} 和 I_{M1} 分别为非线性负载和线性负载吸收的基波电流有效值;

I_{Hh} 为非线性负载向电网中注入的 h 次谐波电流有效值； I_{MHh} 为线性负载吸收的来自于非线性负载的 h 次谐波电流有效值；当电源中含有谐波时， I_{HSh} 和 I_{MSH} 分别为非线性负载和线性负载从电源中吸收的 h 次谐波电流有效值。

当电源电压波形发生畸变时，设电源电压中含有的最高次谐波次数为 M ，则设电压为

$$U(t) = \sqrt{2}U_1 \cos(\omega t + \phi_{u1}) + \sum_{h=2}^M \sqrt{2}U_{Sh} \cos(h\omega t + \phi_{uSh}) + \sum_{h=2}^N \sqrt{2}U_{Hh} \cos(h\omega t + \phi_{uHh}) \quad (1-6)$$

式中： N 为非线性负载产生的谐波电压的最高次谐波次数； U_1 为PCC点处的基波电压有效值；

U_{Sh} 和 U_{Hh} 分别为由电源所含谐波和由非线性负载发出谐波在PCC点引起的 h 次谐波电压有效值；

ϕ_{uSh} 和 ϕ_{uHh} 为电压源和非线性负载这两个谐波源在PCC点引起 h 次谐波电压的初相角；

ϕ_{u1} 为PCC点的电压基波分量初相角。

设流经非线性负载的电流 $i_H(t)$ 和线性负载电流 $i_M(t)$ 分别为

$$i_H(t) = \sqrt{2}I_{H1} \cos(\omega t + \phi_{iH1}) + \sum_{h=2}^M \sqrt{2}I_{HSh} \cos(h\omega t + \phi_{iHSh}) - \sum_{h=2}^N \sqrt{2}I_{Hh} \cos(h\omega t + \phi_{iHh}) \quad (1-7)$$

$$i_M(t) = \sqrt{2}I_{M1} \cos(\omega t + \phi_{iM1}) + \sum_{h=2}^M \sqrt{2}I_{MSH} \cos(h\omega t + \phi_{iMSH}) + \sum_{h=2}^N \sqrt{2}I_{MHh} \cos(h\omega t + \phi_{iMHh}) \quad (1-8)$$

计算得非线性负载 Z_H 吸收的有功功率 P_H 为

$$P_H = U_1 I_{H1} \cos \phi_{H1} + \sum_{h=2}^M U_{Sh} I_{HSh} \cos \phi_{HSh} - \sum_{h=2}^N U_{Hh} I_{Hh} \cos \phi_{Hh} = P_{H1} + P_{HS} - P_{HH} \quad (1-9)$$

式中： P_{H1} 和 P_{HS} 分别为非线性负载吸收的基波和背景谐波有功功率；

P_{HH} 为非线性负载发出的谐波有功功率，负号表示负载向系统注入谐波功率。

则非线性负载在一个周期内消耗的电能 E_H 为

$$E_H = \int_0^T P_H dt = \int_0^T (P_{H1} + P_{HS} - P_{Hh}) dt = E_{H1} + E_{HS} - E_{Hh} \quad (1-10)$$

式中： E_{HS} 表示电网中的背景谐波在非线性负载 Z_H 上引起的谐波电能损耗；

E_{Hh} 表示非线性负载 Z_H 向电网注入的谐波电能。

同理，可求出线性负载 Z_M 在一个周期内消耗的电能 E_M 为：

$$E_M = \int_0^T P_M dt = \int_0^T (P_{M1} + P_{MSH} + P_{MH}) dt = E_{M1} + E_{MSH} + E_{MHh} \quad (1-11)$$

式中： E_{M1} 为线性负载消耗的基波电能；

E_{MSH} E_{MHh} 为线性负载吸收的由系统和非线性负载提供的谐波电能。

上述分析都是在电源电压波形畸变的前提下得到的。当电源电压为工频正弦波时，式(1-9)~(1-11)中右边不含中间项，其它两项不变。可以求得两种负载在一个周期内消耗的电能：

$$E_H = \int_0^T P_H dt = \int_0^T (P_{H1} - P_{Hh}) dt = E_{H1} - E_{Hh} \quad (1-12)$$

$$E_M = \int_0^T P_M dt = \int_0^T (P_{M1} + P_{MH}) dt = E_{M1} + E_{MHh} \quad (1-13)$$

由上述分析，比较两种情况下非线性负载和线性负载吸收电能的表达式(1-12)~(1-13)可以看出：由于谐波功率的大小和方向的影响，无论电源电压波形是否畸变，只要系统中存在谐波功率，线性负载实际消耗的电能就大于其吸收的基波电能。而在一般情况下，非线性负载从系统吸收的背景谐波电能小于其向系统注入的谐波电能，所以非线性负载实际消耗的电能值要小于其吸收的基波电能值。

如果按照现行的电能计量方式，电能表反映的是基波和谐波的综合电能(E_H 或 E_M)。这就导致用户实际消耗基波电能量(E_1)与电能表读数不等。按电能表读数交费就会使非线性负载向系统注入谐波功率反而少交电费，而线性负载受到谐波污染却要多交电费，这显然是不合理的^{[11][12]}。

1.3.3 谐波检测的主要方法

要分析谐波对电能计量的影响，谐波检测则是核心环节，也是谐波问题研究的基础和主要依据^[13]。准确、实时地检测出电网中瞬态变化的畸变电流、电压才能为进一步分析谐波功率对电能计量的影响奠定良好的基础。下面介绍一下现有的谐波检测方法。

(1) 采用模拟滤波器测量谐波

模拟滤波器有两种,一是通过滤波器滤除基波电流分量,得到谐波电流分量。二是用带通滤波器得出基波分量,再与被检测电流相减后得到谐波电流分量,其原理和电路结构简单,造价低,能滤除一些固有频率的谐波。缺点是:误差大,实时性差,电网频率变化时尤其明显;对电路元件参数十分敏感,参数变化时检测效果明显变差^[14]。

(2) 基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法

1984年,日本学者H.Akagi等人提出瞬时无功功率理论,根据此理论可以得到瞬时有功功率和瞬时无功功率,将其分解为交流和直流,其交流部分对应于谐波电流,由此可以计算谐波分量^[13]。基于此理论的 $p-q$ 法, i_p-i_q 法能够准确测量对称的三相三线制电路谐波值。其中 i_p-i_q 适用广泛,它不仅在电网电压畸变时适用,在电网电压不对称时也同样有效;而在电网电压畸变时,使用 $p-q$ 法测量谐波存在较大的误差。由于此理论基于三相三线制电路,对于单相电路,必须首先构建三相电路才能进行谐波测量。这两种方法的优点是当电网电压对称且无畸变时,各电流分量(基波正序无功分量、不对称分量及高次谐波分量)的测量电路比较简单,并且延时少,虽说被测量对象电流中谐波构成和采用滤波器的不同,会有不同的延时,但延时最多不超过一个电源周期,对于电网中最典型的谐波源—三相整流器,其检测延时约为1/6周期。可见,该方法具有很好的实时性^{[15][16]}。但是所需硬件多,花费大。接下来第三章将就此方法进行详细的介绍。

(3) 基于傅立叶变换的谐波检测方法

随着计算机和微电子技术的发展,基于傅立叶变换的谐波测量是当今应用得非常多的一种方法。从物理意义上讲,傅立叶变换的实质是把被检测的信号分解成许多不同频率的正弦波的叠加,由此对各次谐波分量进行分析。它由离散傅立叶过渡到快速傅立叶变换的基本原理构成。模拟信号经采样,离散化数字序列信号后,经微型计算机进行谐波分析和计算,得到基波和各次谐波的幅值和相位,并可获得更多的信息,各种分析计算结果可在屏幕上显示或按需要打印输出^[14]。

使用此方法测量谐波应用范围广,使用方便。其缺点是计算量较大,需要花费较多的计算时间,从而使得检测方法具有较长时间延迟,检测结果实际是较长时间前的谐波和无功电流,实时性不好。而且这种方法存在频谱泄漏误差,频谱混叠误差,易

造成栅栏效应现象,使计算出的信号参数,即频率、幅值和相位不准,尤其是相位误差较大,影响了测量精度^{[17][18][19]}。

很多文献给出了一种加窗插值算法,相对于快速傅氏变换(FFT)算法的相位误差较大的缺点,该方法使相位精度显著提高,结果可用于谐波分析,且有效的抑制了谐波之间或噪声的干扰。采用加窗和插值算法可以提高谐波分析的精度。但是也应该看到,由于增加的计算量使其不太适合实时信号处理。另外,因其受限于离散傅立叶变换(DFT)分析,故对要求进行同步采样的有关应用也不太合适。但采用加窗方法对实时性要求不太高的谐波分析还是适合的^{[22][23][24]}。

(4) 基于神经网络的谐波检测方法

神经网络理论是最近发展起来的很热门的交叉边缘学科,它之所以受到人们的普遍关注,是由于它具有本质的非线性特性、并行处理能力,强鲁棒性以及自组织自学习的能力。应用神经网络于谐波测量中,根据谐波的非线性特性,将会有很好的应用前景。

在理论上,神经网络计算能力、对任意连续函数的逼近能力、学习理论及动态网络的稳定性分析等都取得了丰硕的成果,在应用上已迅速扩展到许多重要领域,如模式识别与图像处理、控制与优化、预测与管理、通信等^{[16][25]}。

(5) 基于小波分析的谐波检测方法

小波分析是时域分析的重要工具,它克服了傅立叶分析在频域完全局部化而在时域完全无局部化的缺点,尤其适合突变信号的分析与处理^{[26][27]}。它在频域和时域同时具有局部性,因而能算出某一特定时间的频率分布并将各种不同频率组成的频谱信号分解成不同频率的信号块。因而通过小波变换,可较准确地求出基波电流,进而求得谐波。文^[26]用小波变换的奇异性对暂态信号的初始突变点进行精确的时域定位,然后在暂态信号邻近无干扰时段中确定该突变点的同相位点,将突变点暂态波形与相应的正常波形进行点对点比较,以判断暂态干扰类型。既克服了传统时域方法在检测周期性暂态现象上的困难,又避免了当前基于小波变换检测方法中引入的复杂性问题。

综上所述,基于瞬时无功功率理论的谐波检测法实时性好,延时小,既能检测谐波又能补偿无功;基于傅立叶快速变换的谐波检测法,在谐波检测、无功补偿和频谱分析方面,均获得较广泛的应用,这两种是目前采用的主要方法。基于神经网络的自适应谐波检测法和基于小波分析的谐波检测法则是极具潜力的新型谐波检测方法。

1.4 论文的主要研究内容及目标

本论文的任务是围绕电能计量系统的谐波问题展开研究。根据目前电力系统谐波的状况,结合相关理论,主要研究了基波和谐波及其功率的检测方法,并通过仿真加以验证,最后在目前电能计量装置的基础上研制了谐波电能计量装置。论文的主要研究内容分以下几个方面:

(1) 谐波对电能计量的影响分析

当电压和电流为工频正弦波时,感应式和电子式两类电能表都能够准确反映被测电能值。当波形发生畸变时,根据我国现有电能计量方式,要求电能表仍然能够准确计量出流经电能表的总电能值。本文综合了国内外文献,研究了谐波下两种电能表的工作情况及计量误差。为后面的仿真提供理论依据。

(2) 基于旋转变换滑动平均滤波的谐波功率检测

介绍与本文直接相关的瞬时无功功率理论的谐波测量方法;研究基于滑动平均滤波的基频旋转变换并建立基波的功率及电能检测模型,包括三相及单相的;然后研究 k -倍频旋转变换理论,将其应用于任意次谐波的检测;最后在此基础上给出任意次谐波功率检测模型。

(3) 基波及谐波功率检测的仿真分析

利用了C语言编程和MATLAB联合仿真技术,对基波及任意次谐波功率检测模型进行了仿真,根据仿真数据,验证了提出的检测模型的正确性和有效性。同时对二阶低通滤波和滑动平均滤波的方式进行仿真比较,从滤波器角度分析其对谐波检测的影响。通过在仿真语言程序中改变参数设置,对谐波对电能计量影响的误差做了简单的分析实验。

(4) 谐波电能计量装置的设计

在理论及仿真基础上,对谐波电能计量装置进行了设计。装置的硬件电路主要分为四部分:前置电路、采样电路、ARM主电路和显示电路。装置的软件设计也采用模块化设计,主要分为三部分:主程序、采样子程序、滑动平均滤波子程序和功率电能计算子程序。

作为一个谐波检测及其电能计量装置,严格地讲它必须具有以下几种功能:在任何时刻能够对电力系统信号进行数据采样;具有快速、准确地分析包括电流、电压和功率在内的各种电力基本参量;通过软件算法分析出谐波对电能计量的影响,

并加以纠正，使得最终电能计量结果更加准确；能够以文本和图形两种方式显示分析结果(如各种参量的波形图，谐波含量柱状图等)；在必要时，能够将分析结果打印出来；整个计量装置尽可能的做到功耗较低。这就是本课题的研究内容和期望达到的目标。

第二章 谐波对电能计量的影响分析

2.1 电能计量装置的分类

我国的电能表研制开始于上世纪50年代,已经有半个多世纪的历史。电能表的分类情况大致如下^[28]:

- (1) 按结构原理分,有感应式和电子式电能表;
- (2) 按被测量电源分,有直流式电能表和交流式电能表;
- (3) 按被测量的电能分,有功电能表和无功电能表;
- (4) 按接入线路方式分,有直接接入式电能表和互感器接入式电能表;
- (5) 按精度等级指数分,电能表有安装式(3.0、2.0、1.0、0.5级),携带式(0.2、0.1、0.05、0.02、0.01级)。

本文主要对感应式和电子式两种电能表进行分析。

感应式电能表早在100多年前就已经在世界上生产和应用了,经过不断的改进,其性能也逐步的完善,具有结构简单、操作安全、维修方便、造价低廉、耐用等一系列的优点。目前我国还在大量的使用着感应式电能表。

相对感应式电能表,电子式电能表是国外在70年代发展起来的一种产品,它是应用现代电能测量技术和微电子技术构成的一类全新的电能表。它与感应式电能表相比,除了具有测量精度高、性能稳定、功耗低、体积小、重量轻等优点外,还易于实现多功能计量,可现场校验数据。它们的性能比较见表2-1。

表2-1 感应式电能表与电子式电能表的性能比较

	感应式电能表	电子式电能表
准确度等级	0.5~3.0	0.01~2.0
频率范围	45~55 (Hz)	40~1000 (Hz)
启动电流	$0.003I_b$	$0.00011 I_b$
过载能力	4倍	5~10倍
功率消耗	大	小
外磁场影响	较大	小

(注:表2-1中的 I_b 表示电能表输入的基本电流)

2.2 感应式电能表的结构和计量原理

感应式电能表是当前电力用户普遍采用的电能计量仪表。为了深入研究谐波对供电系统电能计量的影响,定量分析感应型电能表在畸变电压和电流作用下的误差特性是有积极意义的。

(1) 结构

电能表由电磁元件(包括电压元件和电流元件),转动元件,制动元件,计度元件,轴承等构成,结构图如图2-1所示^{[6][28]}。当电能表接入电路后,电流元件与负载串联;电压元件与负载并联,它两端的电压为负载电压。接线示意图如图2-2所示。

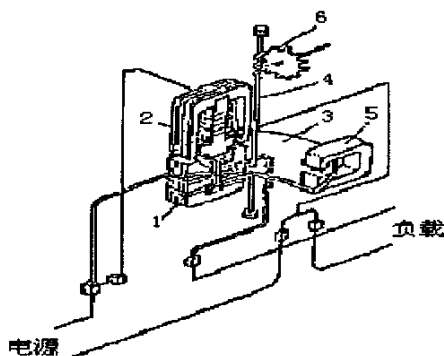


图2-1 感应式电能表结构示意图

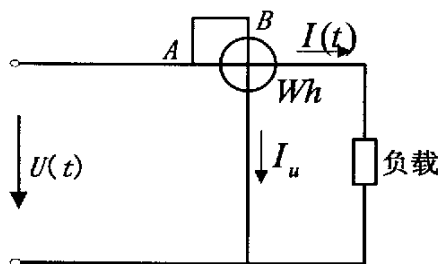


图2-2 电能表接线示意图

1-电流元件 2-电压元件 3-铝制圆盘

4-转轴 5-永久磁铁 6-蜗轮蜗杆传动机构

电磁元件(驱动元件)包括电压元件和电流元件,其作用是产生电磁驱动力矩,使电能表转动。制动元件由永久磁铁和铝盘组成,其作用是当铝盘转动时切割永久磁铁的磁力线而产生感应电流,感应电流与磁铁的磁通作用,产生与电磁力矩方向相反的制动力矩。计量元件由蜗轮、蜗杆、齿轮和鼓轮等组成,用来累计电能表圆盘的转数,并以电度数表示。轴承一般用宝石制成,起定位导向作用和支撑转动部件的作用。调整线圈用于调整电压工作磁通的相角,使其在额定频率下与电流工作磁通间的夹角和功率因数角之和为90度,以保证在不同的功率因数下计量的准确性。

(2) 计量原理

如图2-3所示,在测量时,电压线圈被加以被测电压 u ,电流线圈通以负载电流 i_L 。因电压线圈匝数多,磁路间隙小,故自感非常大,它产生的磁通 ϕ_u 比电压 u 滞后 90° ;

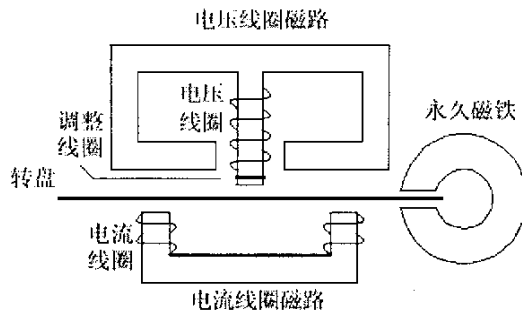


图2-3 感应式电能表工作原理示意图

而由于电流线圈匝数少，因而其产生的磁通 Φ_i 与 i_L 同向。磁通 Φ_i 和 Φ_u 穿过转盘，产生涡流和移动磁场，致使转盘在磁场作用下旋转。

Φ_i 与 i_L 的有效值 I_L 成正比， Φ_u 和 u 的有效值 U 成正比，若 Φ_u 滞后 u 正好 90° ，则在转盘上产生的平均转动力矩 M 为

$$M = C_1 \Phi_u \Phi_i \sin(90^\circ - \varphi) = C U I_L \cos \varphi = C P \quad (2-1)$$

式中： C_1 、 C —比例系数； φ — U 与 I_L 的相位差；

P —负载消耗的有功功率。

由式(2-1)可见，转盘的转动力矩与负载功率成正比。当感应电能表所接负载功率不变时，转盘受到一个不变的转动力矩作用。但如果只有此转动力矩存在，那么只要它略大于转盘支撑系统的摩擦阻力矩，转盘就会做等加速旋转，这显然不能正确反映负载消耗电能的大小。因此，在感应式电能表中，安装有制动磁铁，它产生的磁场与转盘中的响应涡流相互作用，产生制动力矩 M_f ，使转盘的转动速度与被测负载的功率成正比。

根据电磁感应定律，此反抗力矩 M_f 正比于转盘的旋转角速度，若转盘转速为 n ，则有

$$M_f = K_b n \quad (2-2)$$

式中： K_b —为常数。

在转动力矩与反抗力矩的共同作用下，转盘最终匀速旋转的平衡条件为 $M=M_f$ ，所以有

$$C P = K_b n \quad (2-3)$$

于是

$$n = \frac{C}{K_b} P = K_c P \quad (2-4)$$

式中： K_c 为常数。

由式(2-4)可知，转盘转速 n 正比于负载消耗的有功功率 P 。

假定在一段时间 T 内负载消耗的功率不变，且转盘以转速 n 转过的圈数为 N ，即 $N=nT$ ，则 T 时间段内，负载所消耗的电能 W 为

$$W = \int_0^T P dt = PT = \frac{1}{K_c} nT = \frac{1}{K_c} N \quad (2-5)$$

从式(2-5)可见，负载所耗电能完全可由 T 时间段内电能表转盘的转数确定，且正比于转盘转数。

式(2-5)可改写成 $K_c = \frac{1}{W} N [r/(kW \cdot h)]$ 。这表明， K_c 体现了电能表计数每增加 $1kW \cdot h$ 转盘转过的圈数，故 K_c 又被称为“电能表常数”。

最后，通过转轴上的蜗杆、涡轮使计数器的齿轮旋转进行计数，经计算机构的转换，从计数器指示窗口处可直接读出负载消耗的电能数^[29]。

2.3 电子式电能表的结构和计量原理

电子式电能表是在数字功率表的基础上发展起来的，由于其准确度高，可靠性强，防窃电功能好等特点，必将得到更广泛的应用。电子式电能表采用乘法器实现对电功率的测量，它是电子式电能表的核心。根据所采用乘法器的不同，可以将电子式电表进一步划分为两类。

2.3.1 采用模拟乘法器的电子式电能表

采用模拟乘法器的电子式电能表主要由输入级、乘法器、频率变换和计数显示几个主要部分组成^[30]。其结构原理如图2-4所示。

(1) 输入部分

电压信号输入要经过精密电阻分压或通过电压互感器变换为与被测电压成正比的低电压，输出至乘法器；电流信号常直接通过分流电阻变换为电压或采用表内互感

器, 将大电流变换为乘法器适用的小电流, 或再将其变换为电压; 为提高电能表的抗干扰性能从而增加稳定性, 各信号输入回路应采用具有较高准确度的电压、电流互感器, 使外电路与测量系统在电气上完全隔离。

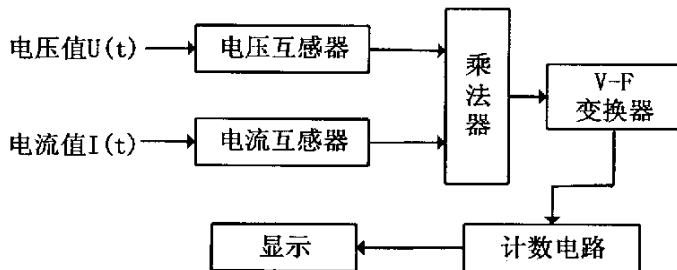


图2-4 采用模拟乘法器的电子式电能表结构原理图

(2) 乘法器

模拟乘法器是用来完成两个电量电压、电流相乘运算的器件, 是电子式电能表工作的核心关键部分, 也是产生计量系统误差的主要部分。我国主要采用时分割式, 所以这里主要介绍时分割乘法器。时分割乘法器的原理框图如图2-5所示:

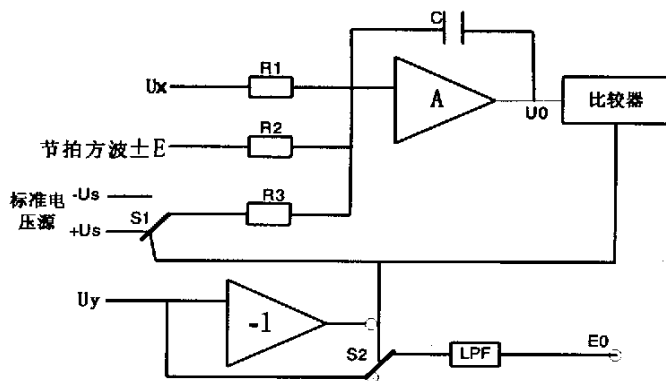


图2-5 时分割乘法器的原理框图

这种乘法器的工作原理是在节拍信号提供的周期内对其中一个被测信号 U_x , 做脉冲调宽式转换, 再以此脉冲宽度控制另一被测信号 U_y 的积分时间而实现两个信号的相乘^[31]。在图2-5中, 两个准备相乘的输入量(U_x, U_y), 被一定的时间间隔 Δt 所分割, 在此分割期间进行乘法运算。由于 Δt 很小, 故输入量在此期间可以被认为直流。在图中运算放大器A和积分电容C组成积分器, $+U_s$ 和 $-U_s$ 是两个基准电压, S_1 和 S_2 是两个受比较器控制同时动作的模拟开关。输入信号与节拍方波($+E, -E$)、标准直流参考电

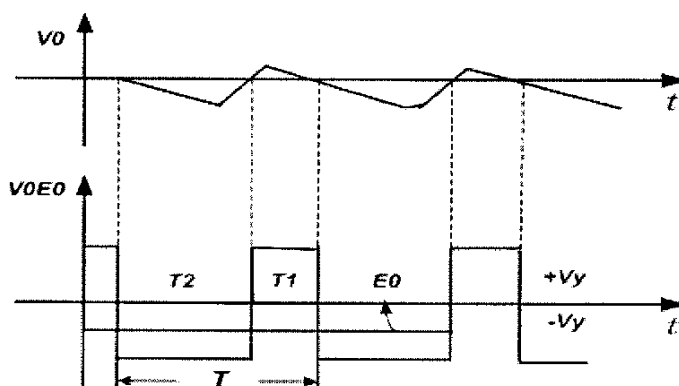


图2-6 时分割乘法器波形图

源 U_s 同时加到积分器的输入端，其输出端通过一个比较器对 S_1 和 S_2 的开闭进行控制。乘法器工作时 U_s 是固定的，在 Δt 期间可以认为 U_x 不变，由于这是一个闭环系统，当达到平衡，积分器积分电容充放电电荷在一个周期 T 中可以认为是平衡的，即 $Q_1 + Q_2 \approx 0$ 。

其中 Q_1 和 Q_2 分别为：

$$Q_1 = C \left(\frac{U_x}{R_1 C} + \frac{U_s}{R_3 C} \right) T_1 \quad (2-6)$$

$$Q_2 = C \left(\frac{U_x}{R_1 C} - \frac{U_s}{R_3 C} \right) T_2 \quad (2-7)$$

式中： T_1 — S_1 接通 $+U_s$ 的时间；

T_2 — S_1 接通 $-U_s$ 的时间。

将式(2-6)和(2-7)代入式 $Q_1 + Q_2 = 0$ ，且 $T = T_1 + T_2$ ，则可得

$$\frac{U_x}{R_1} + \frac{U_s}{R_3} \cdot \frac{T_1}{T} + \frac{-U_s}{R_3} \cdot \frac{T_2}{T} \approx 0 \quad (2-8)$$

经简化可把(2-8)式化为

$$\frac{T_1 - T_2}{T} = \frac{R_3}{R_1 U_s} U_x \quad (2-9)$$

滤波器的输出 E_0 是由开关 S_2 在 T_1 期间接 $+U_Y$ ，在 T_2 期间接 $-U_Y$ ，而得到的 $\pm U_Y$ 的平均值，故

$$E_0 = \frac{U_Y T_1}{T} + \frac{-U_Y T_2}{T} = \frac{T_1 - T_2}{T} \cdot U_Y \quad (2-10)$$

将式(2-9)代入(2-10)中, 得

$$E_0 = -\frac{R_3}{R_1 U_s} U_x U_Y \quad (2-11)$$

只要适当的选取各个参数的大小, 使式(2-11)中的 $-\frac{R_3}{R_1 U_s} = 1$ 就可以得到时实有功

功率的瞬时值。显然, T 越小, 误差就越小。

(3) V-F变换器部分

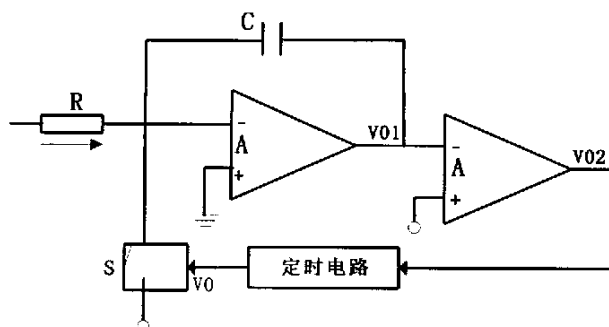


图2-7 V-F型A/D转换器原理框图

如图2-7所示, 为了测量电能, 需要将模拟乘法器的输出电压先进行V-F (电压/频率)转换, 转换成频率正比于该电压的脉冲串, 再送至计数器进行电能累计。采用数字乘法器的电子式电能表中则不需要这一转换器。

(4) 输出部分

即显示部分, 包括以下几种方法: 使用步进电机驱动机械计度器; 使用发光二极管(LED)显示; 使用液晶显示板(LCD)显示。

2.3.2 采用数字乘法器的电子式电能表

与模拟乘法器不同的是, 数字乘法器是以微处理器为核心, 采用A/D转换器将电压、电流值由计算机软件来完成数字化相乘。它可以在功率因数为0~1的全范围内保证电能表的测量准确度, 这是众多模拟乘法器难以胜任的。采用数字乘法器的电子式电能表的结构框图如图2-8所示。

从目前情况看, 国内A/D采样设计应用比较成熟, 国外时分割乘法器型静止式电

能表最为成熟，国内时分割乘法器的单相电子式电能表也较好。几种电子式电能表的比较见表2-2：

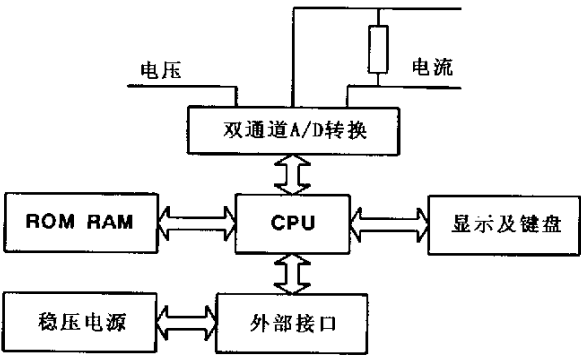


图2-8 采用数字乘法器的电子式电能表结构框图

表2-2 几种电子式电能表性能比较

比较项目	A/D采样型	时分割乘法器型	霍尔乘法器型
精 度	高	一般	一般
启动电流	小	小	一般
频率响应	<10KHz	<10KHz	0~100KHz
电磁兼容	好	好	好
时间漂移	好	较好	较好
功能扩展性	好	一般	一般
抗外磁场干扰	好	好	差
制造成本	中	低	高

2. 4 谐波对电能计量影响的分析

这里主要从畸变波形下感应式电能表和电子式电能表的计量误差方面来分析谐波对电能计量的影响，并对两种电能表的电能计量特性进行了比较。

2. 4. 1 畸变波形下感应式电能表的误差分析

(1) 感应式电能表的频率特性

感应系电能表频率特性曲线是由一系列单一频率电压电流作用下得到的一系列误差特性数据点连接而成的一条曲线，如图2-9所示。感应式电能表频率特性曲线的

形状和走势基本相似：在工频的一个很小范围外，计量误差随频率的增加而负向地急剧增大。

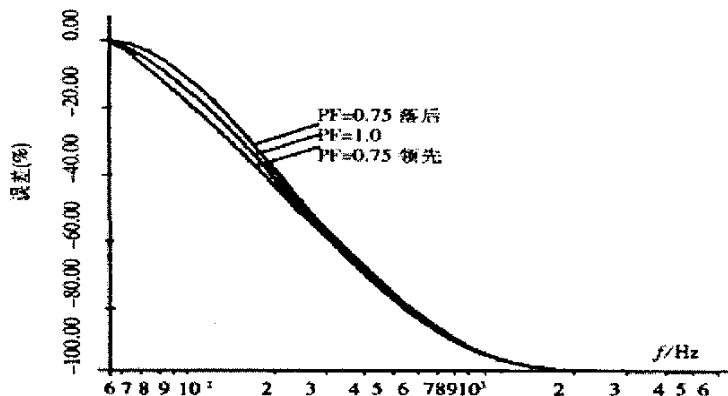


图2-9 感应式电能表计量误差随频率变化曲线

根据分析，感应式电能表频率特性曲线具有下降特征的主要原因是：①圆盘的等效阻抗角随频率的升高而增大；②相位补偿线圈对非额定频率不能达到最佳的补偿；③补偿力矩随频率升高而减少，且这种特性在轻载下尤为突出^[32]。

(2) 谐波对感应式电能表准确度的影响

大量的研究表明，当系统中电压、电流波形因各种原因偏离正弦有畸变时，感应式电能表的测量准确度将下降。这主要是因为负载上当基波电压、电流不变而又含有谐波时，电能表电压线圈阻抗和转盘阻抗都会变化，导致电压工作磁通和对应的电流磁通变化，从而影响电能表的测量精度。同样，根据电磁感应式电能表的工作原理，只有同频率的电压、电流产生的磁通相互作用才能产生转矩，畸变的波形通过电磁组件以后，由于磁通不与波形对应变化，导致转矩不能与平均功率成正比而产生附加误差^{[11][33]}。

在对电压、电流的基波上叠加二、三、五、七次谐波情况下，检测电压、电流中所含直流分量对电表影响的程度，结果如图2-10所示。

存在谐波功率时，电能表反映的电能量 E' 可以表示为

$$E' = C_1 E_1 + \sum C_h E_h \quad (2-12)$$

式中： E_1 、 E_h 分别为基波和 h 次谐波电能值，其符号可正可负，由实际潮流方向决定；

C_1, C_h 为电能表所反映的与基波和 h 次谐波电能成比例的系数。

对于感应式电能表,在通常情况下 C_1 仍然逼近理想值1;当 THD_i 在50%以下时, C_1 在1±0.05范围内。

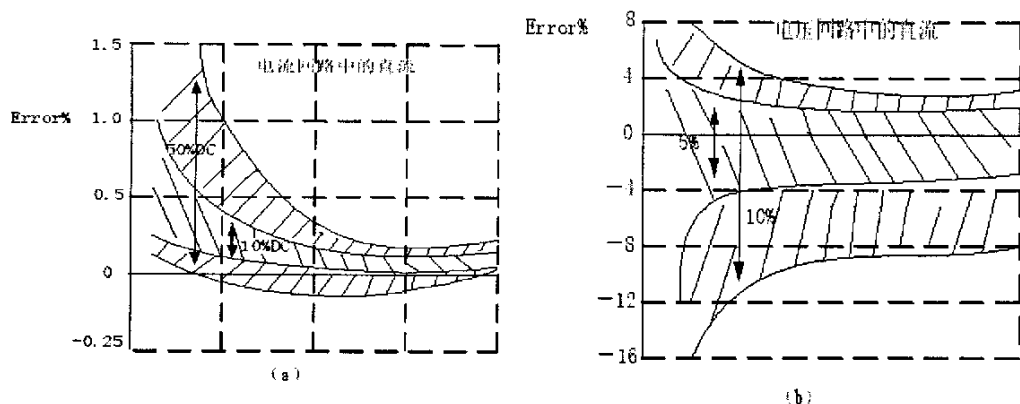


图2-10 (a)、(b)为直流分量对电度表准确度的影响的试验曲线

根据实验, C_h 偏离1的幅度主要取决于谐波功率产生的转盘转矩小于等值基波功率产生的转盘转矩的程度, h 值越大、转矩越小、 C_h 也越小。当输入电压和电流的 THD 值都为20%时, $C_5 \approx 0.4$, $C_7 \approx 0.28$ 。

根据以上的分析可以看出,从电能计量准确性这个角度来考虑,电流波形中含有谐波,或系统中存在谐波功率时,感应式电能表的计量存在较大误差,不能够准确反映流入电能表的总能量^{[34][35]}。

2.4.2 畸变波形下电子式电能表的误差分析

(1) 电子式电能表的频率特性

现在大多使用时分割模拟乘法器构成的电子式电能表,其频率特性取决于时分割频率。时分割频率高,电能表的工作频带就宽;时分割频率低,则电能表的工作频带就窄。其频率特性如图2-11所示:

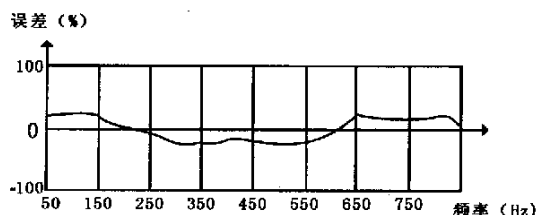


图2-11 电子式电能表的频率特性曲线

当电压、电流两信号都畸变,即存在谐波功率时,基于时分割乘法器的电子式电能表测量的电能值与理论计算值吻合得很好。电子式电能表频带不宽的主要原因是,输入器件对不同频率信号成分产生的相移不同。对50Hz引入的相位补偿,不能补偿其他频率的相位移,因此造成了计量误差随频率不同而变化。

(2) 谐波对电子式电能表准确度的影响

电子式电能表对不同的被测信号的波形响应也不同,相应产生的误差也有差别。大量的研究表明,当构成功率电流信号产生畸变时,随畸变程度的不同,电子式电能表出现测量误差,但误差不大,可以忽略。

应当指出,在测量电能量时,电网电压、电流要经测量用互感器转换成弱电信号后才送入电能表,因此测量用互感器的准确度直接影响着测量结果的准确程度,如果测量用互感器存在非线性,当畸变信号经过互感器时,互感器对各次谐波成分的转换比例就不一致,从而使被测信号发生变形。在这种情况下,测量误差会很大。研究发现,在波形畸变情况下,互感器的波形变换误差随谐波次数的增加而非线性的增大,偶次谐波的波形变换误差比奇次谐波更大^{[5] [36]}。

2.5 两种电能表的电能计量特性比较

从上一节的分析可以看出:感应式电能表有迅速下降的误差频率特性,使得感应式电能表只能计量谐波的部分。若以 W_1 表示基波电能, W_n 表示谐波电能, W 表示电能表所计量的电能,则感应式电能表反映的电能值近似可表示为:

$$W = W_1 + \sum K_n \cdot W_n \quad (2-13)$$

其中: K_n 为谐波电能系数,表征谐波被计量的程度。根据前述理论分析,显然 $K_n < 1$, 且随谐波频率次数增加而减少。

而对电子式电能表的仿真分析结果表明,和感应式电能表计量基波电能和部分谐波电能不同,电子式电能表误差频率特性曲线变化较为平缓,即电子式电能表计量基波电能和几乎全部谐波电能。因此电子式电能表计量可近似表示为:

$$W = W_1 + \sum W_n \quad (2-14)$$

在以全能量为计量标准的计量中,电子式电能表的计量误差接近于零,但是以基波为计量标准电子式电能表的计量误差将比感应式电能表的计量误差大^[3]。

第三章 基于旋转变换滑动平均滤波的基波及谐波功率检测

3.1 三相电路瞬时无功功率理论^[13]

设三相电路各相电压和电流的瞬时值分别为 e_a, e_b, e_c 和 i_a, i_b, i_c ，把它们变换到 α - β 两相正交的坐标系上可以得到 α 、 β 两相瞬时电压 e_α 、 e_β 和两相瞬时电流 i_α 、 i_β ：

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

式中：

$$C_{32} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

在图3-1所示的 α - β 平面上，矢量 e_α 、 e_β 和 i_α 、 i_β 分别可以合成为（旋转）电压矢量 e 和电流矢量 i ：

$$e = e_\alpha + e_\beta = e \angle \varphi_e \quad (3-4)$$

$$i = i_\alpha + i_\beta = i \angle \varphi_i \quad (3-5)$$

式中， e 、 i 为矢量 e 、 i 的模； φ_e 、 φ_i 分别为 e 、 i 的辐角。

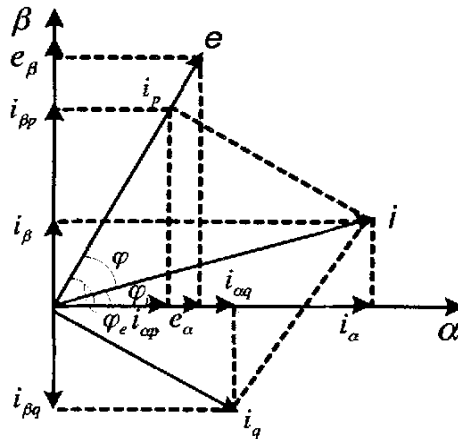


图3-1 α - β 坐标系中的电压、电流矢量

三相电路瞬时有功电流 i_p 和瞬时无功电流 i_q 分别为矢量 i 在矢量 e 及其法线上的投影。即：

$$i_p = i \cos \varphi \quad (3-6)$$

$$i_q = i \sin \varphi \quad (3-7)$$

式中, $\varphi = \varphi_e - \varphi_i$ 。 α - β 中的 i_p 和 i_q 如图3-1所示。

三相电路瞬时有功功率 p （瞬时无功功率 q ）为电压矢量 e 的模和三相电路瞬时有功电流 i_p （瞬时无功电流 i_q ）的乘积。即

$$p = e i_p \quad (3-8)$$

$$q = e i_q \quad (3-9)$$

把式(3-6)、(3-7)及 $\varphi = \varphi_e - \varphi_i$ 代入(3-8)、(3-9)中, 并写成矩阵形式得出:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{pq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

式中:

$$C_{pq} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

把式(3-1)、(3-2)代入(3-11), 可得出 p 、 q 对于三相电压、电流的表达式:

$$p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (3-12)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \quad (3-13)$$

α 、 β 相的瞬时无功电流及瞬时无功功率, 三相电路各相的瞬时无功电流及无功功率可以依次类推得出, 在此不一一推导。

传统理论中的有功功率、无功功率、有功电流、无功电流都是在平均值或相量的意义上定义的, 它们只适用于电压、电流均为正弦波时的情况。而瞬时无功功率理论中的概念都是在瞬时值的基础上定义的, 它不仅适合于正弦波, 也适用于非正弦和任何过渡过程的情况。从上述的各定义可以看出, 瞬时无功功率理论中的概念在形式上和传统理论非常相似, 可以看成传统理论的推广和延伸。

3.2 基于滑动平均滤波的三相基频旋转变换

3.2.1 三相基频旋转变换

以三相电路瞬时无功功率理论为基础,以计算 p 、 q 或 i_p 、 i_q 为出发点即可得出三相电路谐波和无功电流检测的两种方法,分别称之为 p 、 q 运算方式和 i_p 、 i_q 运算方式^[13]。根据大量分析结果推广可知,对于三相电路,只要电网电压波形发生畸变,而不论三相电压、电流是否对称, p 、 q 运算方式的检测结果都有误差;而按 i_p 、 i_q 运算方式检测时,由于只取 $\sin\omega t$ 、 $\cos\omega t$ 参与运算,畸变电压的谐波成分在运算过程中不出现,因而检测结果不受电压波形畸变的影响,检测结果是准确的。这里主要研究 i_p 、 i_q 运算方式,它适用于无零序分量的信号。原理图如3-2所示:

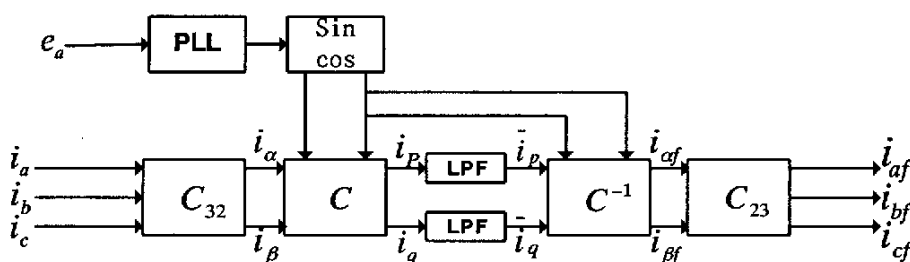


图3-2 用 i_p 、 i_q 运算方式检测基波电流框图

图3-2中,被测信号 $[i_a \ i_b \ i_c]$ 经过环节 C_{32} 后,变换为两相静止坐标 α 、 β 上的向量 \vec{i}_α 和 \vec{i}_β ;再通过基频旋转矩阵 C 变为两相基频旋转坐标 d - q 上的向量 \vec{i}_p 和 \vec{i}_q ,其直流分量 \vec{i}_p 和 \vec{i}_q 代表了基波,而其交流分量 \tilde{i}_p 和 \tilde{i}_q 代表了二次及二次以上的谐波。两个低通滤波器LPF分别滤出直流分量 \vec{i}_p 和 \vec{i}_q ,这就将基波从整个信号中分离了出来。环节 C^{-1} 实现基频旋转逆变换,使之又回到了两相静止坐标 α - β 上;环节 C_{23} 实现两相静止坐标到三相坐标的变换,其输出即为基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 和 i_{cf} 。图3-2中三相到两相的变换矩阵 C_{32} 和基频旋转变换矩阵 C 分别为:

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

式中： C_{23} 是 C_{32} 的转置矩阵， C^{-1} 是 C 的逆矩阵。PLL锁相环节和“sin、cos”正弦、余弦函数发生器的作用是形成与基准信号 e_a 同步的正、余弦信号，以便实现基频旋转变换矩阵 C 及其逆矩阵 C^{-1} 中的 $\sin \omega t$ 和 $\cos \omega t$ 。在测量公用电网谐波时，也常取 a 相电压作为基准信号 e_a 。

图3-2的核心技术是：基频旋转坐标 $d-q$ 旋转的角速度与被测基波向量旋转的角速度相等，因而相对静止，那么基波在该坐标上的投影为直流分量，其他谐波在该坐标上的投影为交流分量。于是，在 $d-q$ 坐标上可以很方便地将基波从其余谐波中分离出来。如果从原始的被测信号中减去基波分量，就可以得到各次谐波的总和。

这种方法的最大特点是所需信号长度短，测量速度快，实时性好。此方法既可用模拟电路实现，也可用数字电路实现。对于三相三线制电路，无论电网电压是否畸变，如果采用理想的滤波方案或设计优良的低通滤波器，检测结果都是准确的。可见，滤波方式的选择成为关键，接下来就对滤波环节做进一步的研究。

3.2.2 低通滤波器的设计

3.2.2.1 滑动平均滤波原理

可以看出运用基频旋转变换方法的一个重要环节就是将变换后的直流分量 \bar{i}_p 和 \bar{i}_q 分离出来，显然，LPF的设计是很重要的，低通滤波算法的性能直接决定着检测方法的精确性和动态跟踪速度。常用的数字滤波算法有算术平均滤波法、中值滤波法和滑动平均滤波法等。

数字滤波算法有很多优点：当今处理器多采用流水线结构，指令执行速度有很大提高。在系统时钟为25MHz时它的峰值速度可达25MIPS，最大系统时钟频率已接近100MHz，采用软件滤波算法基本可满足测控系统实时性很强的要求；数字滤波无需硬件，只用一个计算过程，不存在阻抗匹配问题，可靠性高，尤其对频率很高或很低的信号进行滤波，数字滤波相对模拟滤波器的设计其优越性更为显著；只要适当改变

软件滤波器的滤波程序或运算参数,就能方便地改变其滤波特性,这对于低频干扰、随机信号的滤波会有较大的效果。

(1) 算术平均滤波法

N 个连续采样值(分别为 X_1 至 X_N)相加,然后取其算术平均值作为本次测量的滤波值,即

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \quad (3-15)$$

设 $X_i = S_i + n_i$, S_i 为采样值中的有用部分; n_i 为随机误差。

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (S_i + n_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N n_i \quad \bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i \quad (3-16)$$

由公式(3-16)可知,滤波效果主要取决于采样次数 N , N 越大,滤波效果越好,但系统的灵敏度要下降。因此这种方法适用于慢变信号。

(2) 中值滤波法

传统中值滤波算法处理思路是:取一个窗口,将该窗口内元素进行排序,求得中值,并用之替代中心像素;逐步将窗口右移一列,将窗口内元素进行重新排序,再求得中值替代;周而复始,这样每一次求中值都必须将窗口内所有元素重新排序,没有充分利用前后窗口的相互关系,是一种效率低的排序方法。

中值滤波法比较适用于去掉由偶然因素引起的波动和采样器不稳定而引起的脉动干扰。若被测量变化比较缓慢,采用中值滤波法效果比较好;但对快速变化的数据,则不宜采用中值滤波法。一般的平均值滤波是取一批数据进行计算,实时性和快速性都受到影响。

(3) 滑动平均滤波的原理

对于采样速度较慢或要求数据更新率较高的实时系统,算术平均滤波是无法使用的。本文构造了一种更为直接的滑动平均滤波方法,更有效地提高对电网基波以及各次谐波电流的检测精度与检测速度。滑动平均滤波法把 N 个测量数据看成一个队列,队列的长度固定为 N ,每进行一次新的采样,把测量结果放入队尾,而去掉原来队首的一个数据,这样在队列中始终有 N 个“最新”的数据。

令 i_k 为第 k 次的采样值,则有序列

$$\overbrace{i_{k-N+1}, \dots, i_{k-2}, i_{k-1}, i_k, i_{k+1}, i_{k+2}, \dots}^N$$

则滑动平均滤波器可由下列方程定义:

$$\bar{i}_k = \frac{1}{N} \sum (i_{k-N+1} + \dots + i_{k-1} + i_k) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} i_{k-j} \quad (3-17)$$

式中: \bar{i}_k 为第 k 次采样经滤波后的输出;

\bar{i}_{k-j} 为未经滤波的第 $k-j$ 次采样值;

N 为滑动平均滤波项数。

当采样点 i_k 随着时间不断向前推移时, \bar{i}_k 则随之向前滑动, 从而实现了滑动平均值运算。每当新的采样值到来, 就将最后一个采样值丢弃。依此原理则第 $k+1, k+2, \dots, k+j$ 次的采样输出为:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{k+1} &= \bar{i}_k + \frac{1}{N} i_{k+1} - \frac{1}{N} i_{k-N+1} \\ \bar{i}_{k+2} &= \bar{i}_{k+1} + \frac{1}{N} i_{k+2} - \frac{1}{N} i_{k-N+2} \\ &\vdots \\ \bar{i}_{k+j} &= \bar{i}_{k+j-1} + \frac{1}{N} i_{k+j} - \frac{1}{N} i_{k-N+j} \end{aligned} \quad (3-18)$$

由上式可知, 虽然采样长度不变, 每次采样都以 N 个采样数据为依据进行计算, 但可以在上一次滤波结果的基础上, 加上最新的一个采样数据, 去掉最早的数据, 大大减少了运算量, 实时性和快速性较好。

由于电网的交流分量具有周期性, 所以采用了一个工频(50Hz)周期内的数据作为平均值滤波器的输入, 即一个周期 0.02s。为了便于第四章进行仿真, 这里设定采样步长为 0.0001s, 采样率为每两个步长采样一个数据, 即 $0.0001s \times 2 = 0.0002s$, 则 $0.2s/0.0002s = 100$ 个采样点, 则设定的采样频率为每工频周期采样 100 个点, 即 5000Hz, 则有:

$$\bar{i}_k = \frac{1}{100} \sum_{j=0}^{99} i_{k-j} \quad (3-19)$$

这种滤波方法，平滑度比较高。实际应用时，可通过观察不同N值下滑动平均的输出响应来获取N值以便少占用计算机时间，又能达到最好的滤波效果。

3.2.2.2 软件实现步骤

无论是第四章通过C语言编程来进行任意次谐波功率检测的仿真，还是第五章谐波电能计量装置的设计，滤波器的软件算法实现都是至关重要的一步。其它的平均滤波算法都有一个共同点，每取得一个有效采样值必须连续进行若干次采样，当采样速度较慢，如A/D转换，或目标参数变化较快时，系统的实时性不能得到保证。滑动平均滤波算法只采样一次，将这一次采样值和过去的若干次采样值一起求平均，得到的有效采样值即可投入使用。

在程序实现时，为了得到更快的运算速度，减少数据的复制和删除，要定义循环缓冲队列。缓冲队列有三个要素：储存数据（数组）、头指针(Head)和尾指针(Tail)。对于接收数据的循环缓冲队列，它的input_Head指针总是指向数组中要接收的数据，input_Tail指针总是指向数组中将要被替换的数据。以第k次采样为例，数据指针的循环方式和算法流程图分别如图3-3和3-4所示。

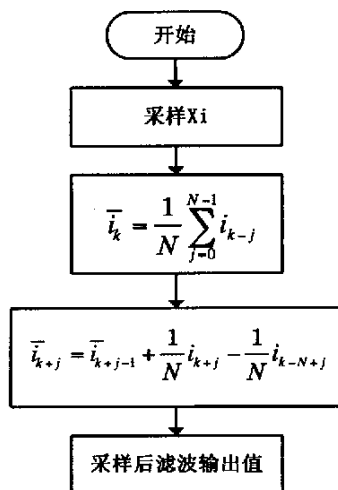
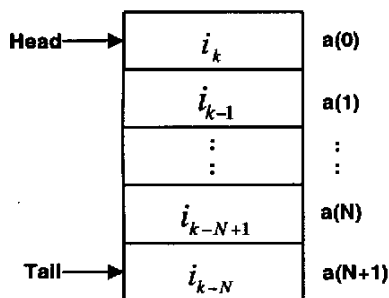


图3-3 滑动平均滤波的数据指针循环方式

图3-4 滑动平均滤波的算法流程图

3.3 基波功率与电能的检测

按照3.2节所述以同样的方法对电压进行变换及检测，然后根据公式(3-12)和(3-13)完成电压和电流的瞬时值相乘，则可以计算基波的有功和无功功率。由于瞬时功率在

实际中不便应用和分析,所以常把瞬时功率转化为平均功率,也就是瞬时功率在一个周期 T 内的平均值。把单位时间的有功功率累加就得到电能量值。其运算框图如图3-5所示:

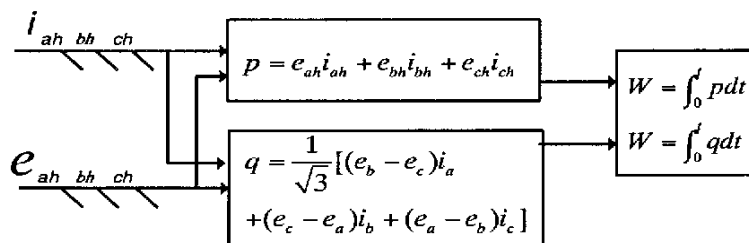


图 3-5 基波有功和无功功率及电能的运算框图

3.4 单相电路的基波实时检测

若能根据单相电路的电压、电流构造一个类似的三相系统(或直接构造一个等效的两相系统),即可使用三相电路瞬时无功功率理论。从这一基本构想出发,对单相电路的电流进行分解。

设 e_s 、 i_s 分别为单相电路的电压和电流瞬时值,由 e_s 、 i_s 构造三相系统,并设 e_a 、 e_b 、 e_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为所构造的系统的三相电压、电流的瞬时值。

根据式(3-1)和(3-2)可将此三相电压、电流变换至 α 、 β 坐标系,求出 α 、 β 两相瞬时电压 e_α 、 e_β 和 α 、 β 两相瞬时电流 i_α 、 i_β 。

由三相电路瞬时无功功率理论可知,该三相系统的瞬时有功功率和瞬时无功功率分别为 p 、 q ,如下所示:

$$p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (3-20)$$

$$q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \quad (3-21)$$

p 、 q 分别分解为直流分量 \bar{p} 、 \bar{q} 和交流分量 \tilde{p} 、 \tilde{q} ,即

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3-22)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3-23)$$

据此可将单相电路电流 i_s 分解为单相电路瞬时有功电流 i_{sp} 、单相电路瞬时无功电流 i_{sq} 及谐波电流 i_{sh} 。

$$i_{sp} = \sqrt{2/3} \frac{e_a}{e^2} \bar{p} \quad (3-24)$$

$$i_{sq} = \sqrt{2/3} \frac{e_\beta}{e^2} \bar{q} \quad (3-25)$$

$$i_{sh} = i_s - i_{sp} - i_{sq} \quad (3-26)$$

上述分解所得到的 i_{sp} 、 i_{sq} 之和为单相电路电流的基波分量 i_{sf} 。根据上述电流分解原理，得出单相电路基波电流检测框图如图3-6所示。

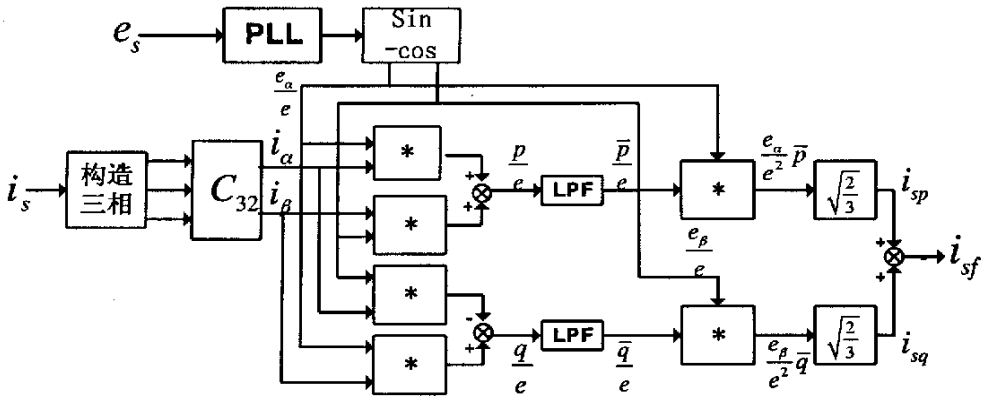


图3-6 单相电路谐波和无功电流检测框图

图3-5中，LPF为低通滤波器，PLL为锁相环，其后为正弦、余弦信号发生电路，它的输出是与 e_s 同相的正弦信号 $\sin\omega t$ 和滞后 90° 的余弦信号 $-\cos\omega t$ 。这部分电路的作用之一时消除电源电压波形畸变对检测结果的影响。从具体分析可以看出，当电源电压为正弦时， $\sin\omega t$ 和 $-\cos\omega t$ 分别就是 e_a 、和 e_β ^{[13][39][40]}。

3.5 任意次谐波获取原理

前文3.2节的基波检测缺陷是只能测量基波和广义谐波，也就是各次谐波的总和，而不能分别测出每一次谐波。因此，它常常只能用于谐波补偿装置的测量环节，在要求任意次谐波电流的检测中无法满足实际的需求。下面会研究基于 k -倍频旋转变换理论来测量各次谐波的方法。它具有以上讲的优点，同时克服了仅能测量广义谐波的缺陷，可以分别测量出各次谐波。

每个谐波可表示为一个在空间旋转的综合向量。基波的综合向量旋转速度等于基

波的角频率, k 次谐波的综合向量旋转速度等于基波角频率的 k 倍, 旋转方向决定于该次谐波的相序。

k -倍频旋转坐标变换的思路是: 提出正向 k -倍频旋转坐标 $[p^{(+k)} \ q^{(+k)}]^T$ 和负向 k -倍频旋转坐标 $[p^{(-k)} \ q^{(-k)}]^T$, 使正序 k 次谐波 $[p^{(+k)} \ q^{(+k)}]^T$ 上的投影为直流信号, 负序 k 次谐波在 $[p^{(-k)} \ q^{(-k)}]^T$ 上的投影也为直流信号, 而其余谐波在其上的投影为交流信号, 因而可以用低通滤波器将直流分量分离出来。这里根据正向旋转变换和负向旋转变换原理, 研究基于 k -倍频旋转变换的各次谐波测量原理^{[41][42]}。

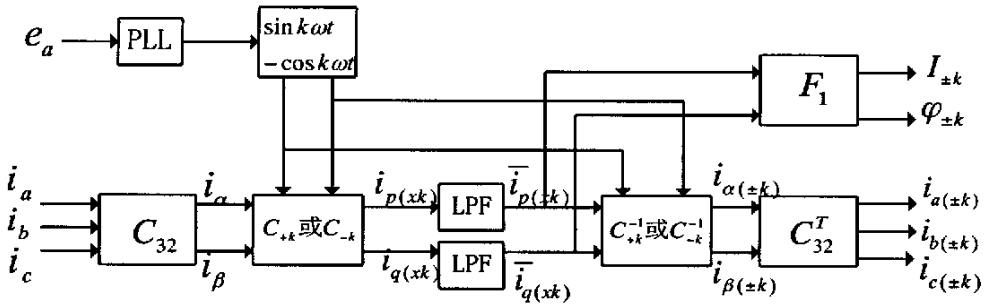


图3-7 用 k -倍频旋转变换测量谐波的原理图

图3-7是用 k -倍频旋转变换从三相周期信号 $[i_a(t) \ i_b(t) \ i_c(t)]^T$ 中分离出各次谐波的算法原理图。图中两个环节的变换矩阵需要根据被测谐波的次数及相序进行选择。测正序第 k 次谐波时用 C_{+k} 或 C_{+k}^{-1} , 输出的瞬时值为 I_{+k} 、 φ_{+k} 和 $[i_{a(+k)} \ i_{b(+k)} \ i_{c(+k)}]$ 。测负序第 k 次谐波时用 C_{-k} 或 C_{-k}^{-1} , 输出的瞬时值为 I_{-k} 、 φ_{-k} 和 $[i_{a(-k)} \ i_{b(-k)} \ i_{c(-k)}]$ 。

图3-7的核心技术是: 正(负)向倍频旋转坐标 $[p^{(+k)} \ q^{(+k)}]^T$ ($[p^{(-k)} \ q^{(-k)}]^T$) 与被测 k 次正(负)序谐波综合向量旋转的角速度相等, 因而相对静止, 那么 k 次正(负)序谐波在该正(负)向坐标上的投影为直流分量, 基波和其它谐波在该坐标上的投影为交流分量。于是, 在倍频旋转坐标上可以很方便地将 k 次谐波从基波及其余次谐波中分离出来, 达到 k 次谐波检测的目的。

各次谐波检测出来之后, 同3.3节基波功率的算法一样, 就可以计算各次谐波功率及谐波总功率, 即可以进一步分析谐波电能对电能计量系统的影响。

第四章 基波和谐波功率检测的仿真分析

4.1 仿真工具的选择

C语言是很有发展前途的计算机高级语言,它适合于作为系统描述语言,即可用来写系统软件,也可用来写应用软件。C语言的优点很多,主要的有四点:

- (1) 兼备高级语言与低级语言的优点,属于一种中间语言
- (2) 它是一种结构化程序设计语言,非常适合结构化程序设计
- (3) 有较丰富的数据类型,运算符以及函数供以选用
- (4) 直接与内存打交道,使修改,编辑其他程序与文档变得轻松、简单。

MATLAB虽然也是目前系统仿真的常用工具,但由于MATLAB的程序不用编译等预处理,也不生成可执行文件,程序为解释执行,所以和其他高级程序相比,程序的执行速度较慢。它的Simulink仿真模块虽然应用起来也比较灵活,但其使用者必须熟练掌握其各元件的参数配置,往往由于参数配置的疏忽而导致仿真试验失败。所以本文选择了使用C语言编写源程序,用它来仿真系统,对第三章的计算模型进行验证,然后在Matlab中调用C语言程序,画出图形并加以分析。

4.2 任意次谐波功率检测的仿真实验

4.2.1 仿真目的及仿真程序的设计

第三章主要讨论了基频及 k -倍频旋转变换,以这种方法为基础,对基波及任意次谐波进行检测,并建立了功率及电能的检测模型。本章仿真的目的主要有三点:

- (1) 对第三章的理论及建立的检测模型进行仿真,根据图形及仿真数据进行分析;
- (2) 旋转变换的关键问题是滤波方案的选择,算法的不同直接影响着检测结果是否准确。本章分别以二阶低通滤波器和本文提出的滑动平均滤波器方法进行仿真,从滤波方式角度分析对谐波检测的影响;
- (3) 进行谐波对电能计量影响的分析实验。

如图4-1所示,为仿真程序流程图。首先对整个过程中涉及到的信号源参数及其相关变量赋初值;然后根据旋转变换理论对任意次谐波进行d-q变换(包括正序和负

序), 这里主要是在基波上加以5次和7次谐波进行的仿真分析; 接着对d-q变换后的波形进行滤波, 滤除其中的交流分量; 然后对滤波后的直流分量进行d-q反变换。最后将波形(包括畸变波、提取的基波和任意次谐波)的 u 、 i 瞬时值相乘, 得到相应的瞬时功率。求出瞬时功率在一个周期内的平均值即为有功功率。详细的仿真程序见附录1。

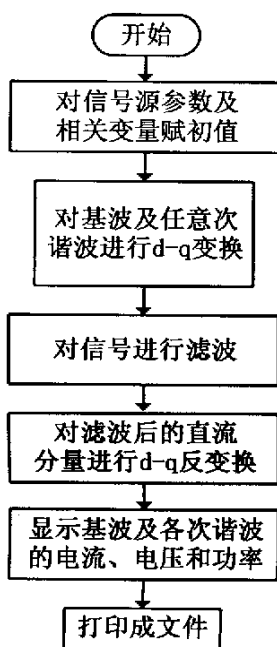


图4-1 仿真程序流程图

4.2.2 仿真实验

由于仿真工具选择了用C语言来编写, 它不像MATLAB的simulink那样对叠加谐波次数有所限制, 因此这里模拟加入的谐波参数可以根据需要在程序当中修改配置。程序经过编译后, 对应生成基波及各次谐波的电流、电压和功率的数组文件。在MATLAB中将数组文件打开, 运行即可生成基波及各次谐波的波形图。基于此我们就可以进行观察和分析。本章主要以畸变波、基波、5次和7次谐波为主进行仿真分析的。

根据采用的滤波方式不同, 这里分别以滑动平均滤波和二阶低通滤波两种方式进行仿真, 验证第三章建立的检测模型的正确性的同时对滤波方式进行比较。

(1) 滑动平均滤波

关于滑动平均滤波的原理，第三章中做了详细的介绍，这里根据原理进行编程仿真，仿真波形图分别如图4-2、4-3和4-4所示。

由于仿真出的功率数值为瞬时功率，因此需要求出瞬时功率在一个周期内的平均值，也就是有功功率，因此要对仿真的数据结果加以处理。当C程序经过编译执行后，在MATLAB中将生成文件打开，可以看到结果是以矩阵形式输出的。矩阵中的元素即代表畸变波，基波以及 n 次谐波的瞬时功率值。然后利用MATLAB的函数运算功能，选取一个或几个整周期的数值提取出来加以运算。数据分析结果见表4-1。

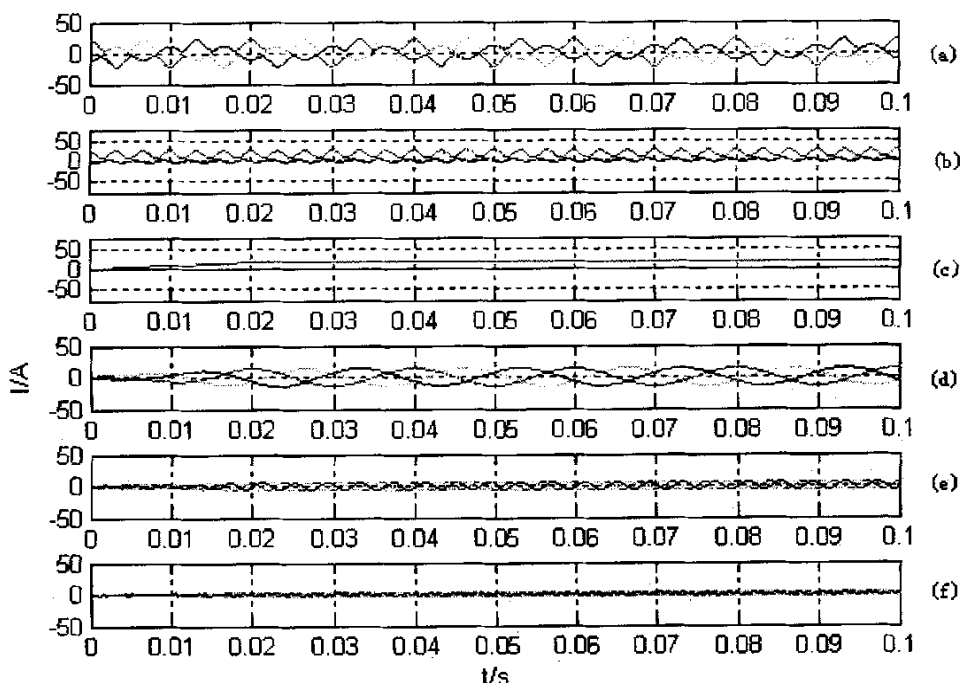


图4-2 畸变波形和检测的电流波形图（滑动平均滤波）

- (a) 畸变波形 (b) d-q轴波形 (c) 滑动平均滤波后波形
(d) 检测出的基波 (e) 检测出的5次谐波 (f) 检测出的7次谐波

表4-1 基波叠加5、7次谐波时的功率情况（滑动平均滤波）

单位: kw	A	B	C	三相有功功率	占有率
总电能	2.600	2.600	2.600	7.800	-----
基波(1次)	2.200	2.200	2.200	6.600	84.62%
5次谐波	0.408	0.400	0.359	1.167	14.96%
7次谐波	0.0566	0.0462	0.0536	0.1564	2.01%

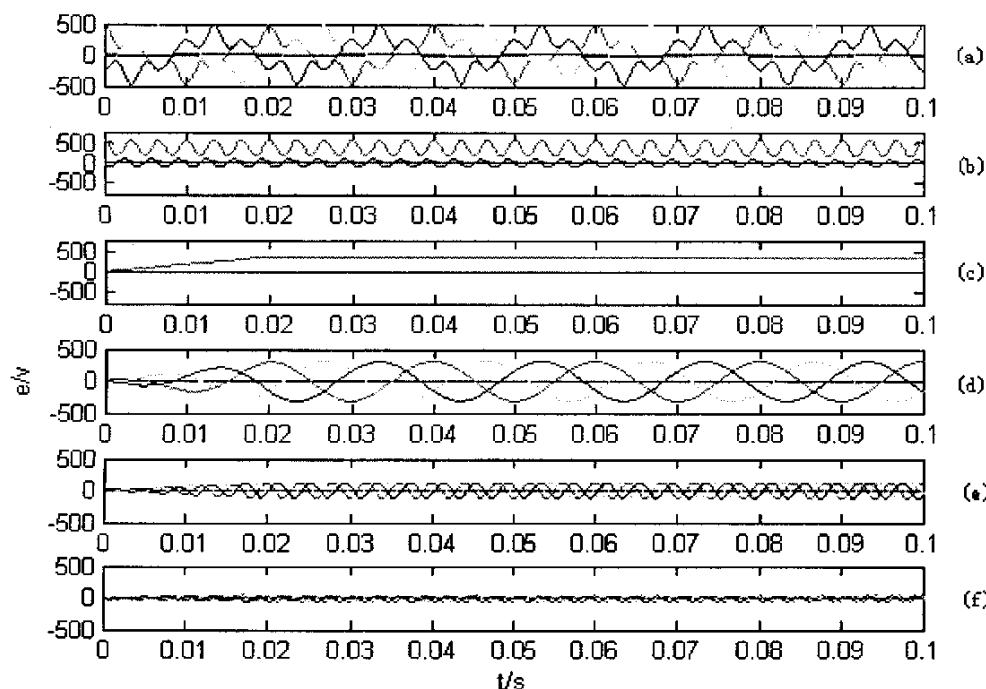


图4-3 畸变波形和检测的电压波形图（滑动平均滤波）

- (a) 畸变波形 (b) d-q轴波形 (c) 滑动平均滤波后波形
(d) 检测出的基波 (e) 检测出的5次谐波 (f) 检测出的7次谐波

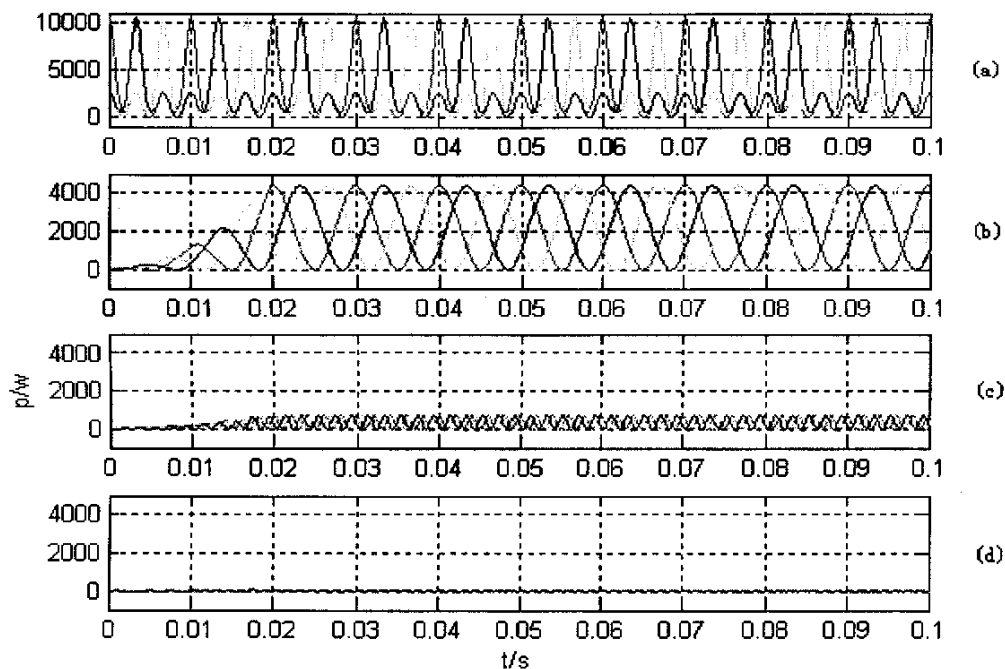


图4-4 畸变波形和检测的功率波形图（滑动平均滤波）

- (a) 畸变波功率 (b) 基波功率
(c) 5次谐波功率 (d) 7次谐波功率

(2) 二阶低通滤波

ButterWorth低通滤波器的传递函数可以表示为如下形式：

$$H_{LPF}(z) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^m a_k z^{-k}} \quad (4-1)$$

其中 m 为ButterWorth低通滤波的阶数。

图4-5为不同维数的ButterWorth滤波器的单位阶跃响应曲线。由图4-5可知，随着滤波器的维数 n 的增大低通滤波器的稳态误差越小，而动态响应时间越长。

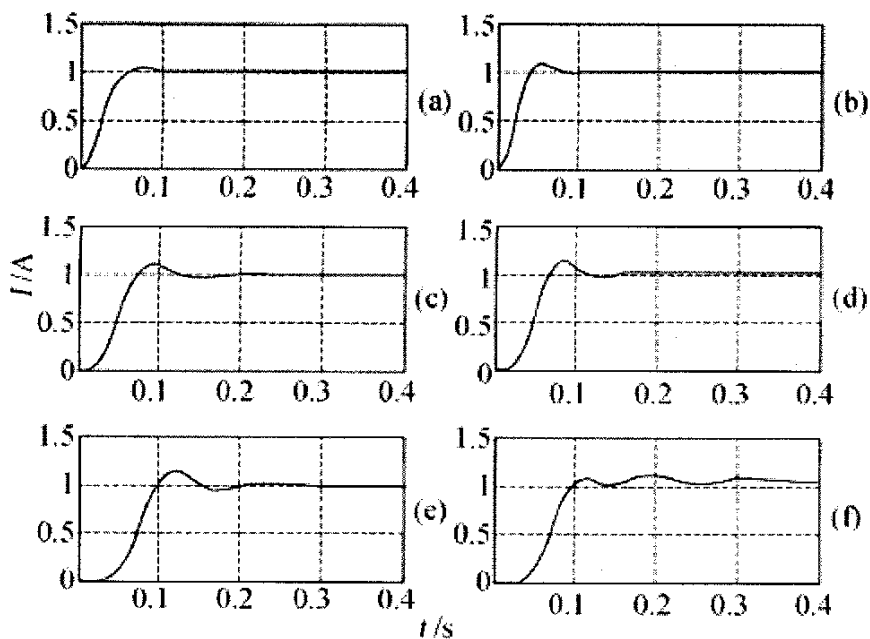


图4-5 不同阶ButterWorth滤波器的单位阶跃响应

- (a) 2阶 (b) 3阶 (c) 4阶 (d) 5阶 (e) 6阶 (f) 7阶

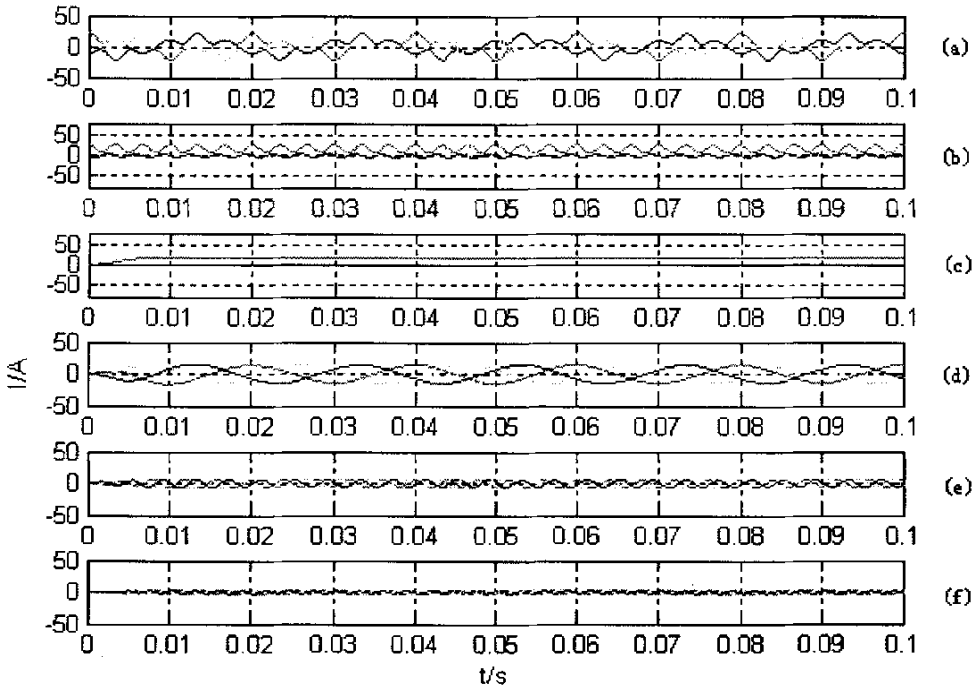


图4-6 畸变波形和检测的电流波形图（二阶低通滤波）

- (a) 畸变波形 (b) d-q轴波形 (c) 滑动平均滤波后波形
(d) 检测出的基波 (e) 检测出的5次谐波 (f) 检测出的7次谐波

表4-2 基波叠加5、7次谐波时的功率情况（二阶低通滤波）

单位: kw	A	B	C	三相有功功率	占有率
总电能	2.600	2.610	2.600	7.800	-----
基波(1次)	2.310	2.220	2.330	6.860	87.95%
5次谐波	0.317	0.304	0.298	0.919	11.78%
7次谐波	0.0555	0.0584	0.0548	0.1687	2.16%

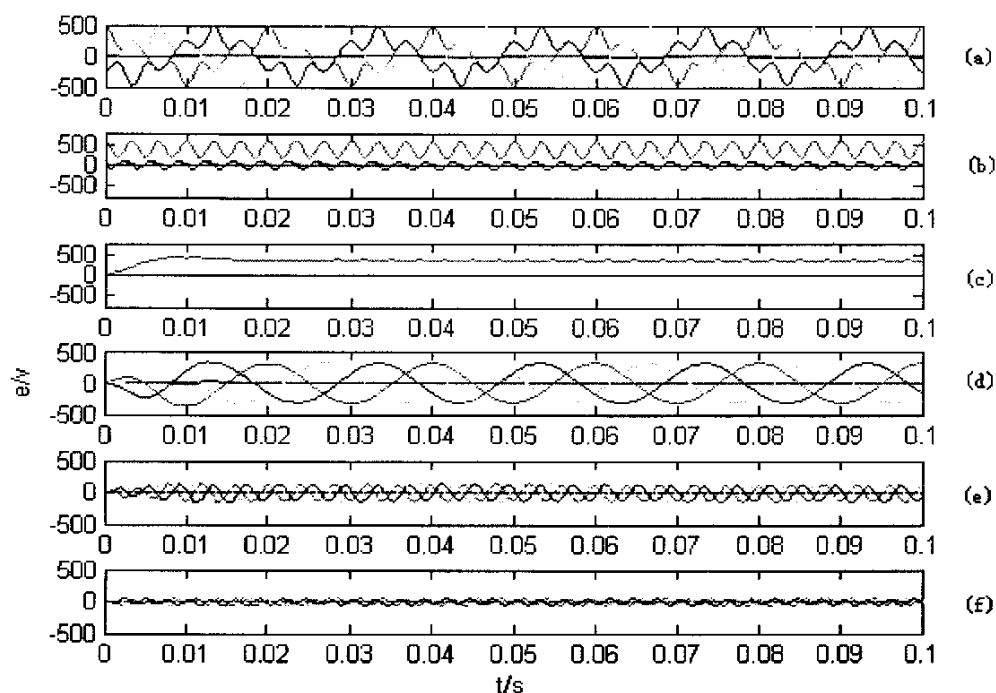


图4-7 畸变波形和检测的电压波形图(二阶低通滤波)

- (a) 畸变波形 (b) d-q轴波形 (c) 滑动平均滤波后波形
(d) 检测出的基波 (e) 检测出的5次谐波 (f) 检测出的7次谐波

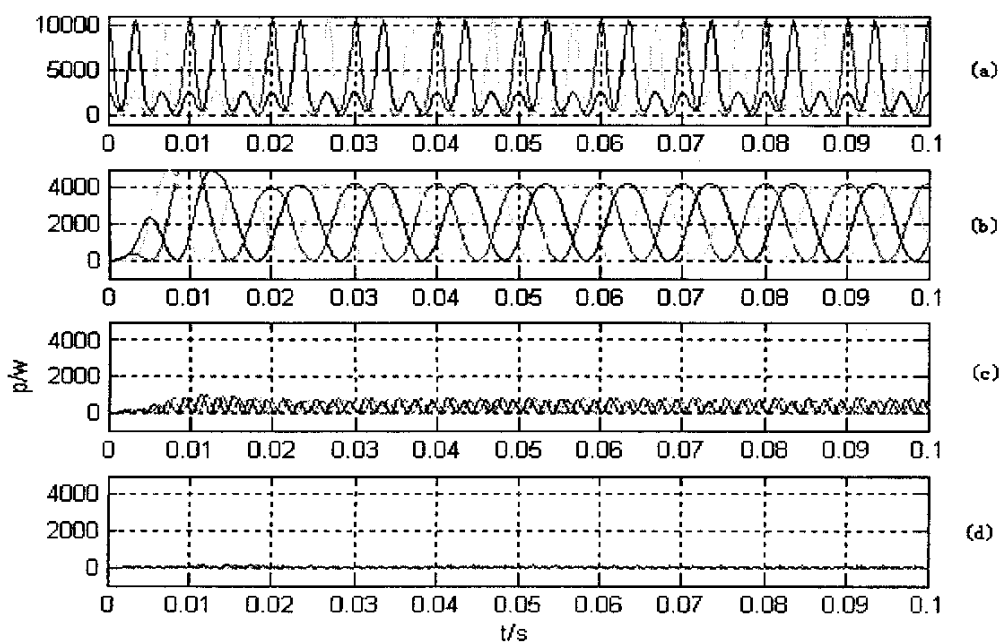


图4-8 畸变波形和检测的功率波形图（二阶低通滤波）

- (a) 畸变波功率 (b) 基波功率
(c) 5次谐波功率 (d) 7次谐波功率

这里以 $m=2$ ，也就是二阶ButterWorth低通滤波器为模型进行滤波仿真的。仿真波形图分别如图4-6、4-7和4-8所示。其中图4-6的六个图形依次为畸变波形、旋转变换后波形、二阶低通滤波后波形、检测出的基波、5次谐波和7次谐波的电流波形。同理图4-7为上述六种波的电压波形，图4-8依次为畸变波、基波、5次谐波和7次谐波的功率波形。数据分析结果见表4-2。

4.2.3 实验分析结论

上述两个实验的目的在于验证谐波存在时，根据第三章的任意次谐波功率检测模型能否准确地检测出谐波功率，同时对滤波方式进行仿真比较分析。

在编写仿真程序时，设定的输入电压和电流分别为：

$$u(t) = u_m \sin \omega t + \frac{2}{5} u_m \sin(5\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{7} u_m \sin(7\omega t - 120^\circ) \quad (4-2)$$

因此理论上基波功率占总功率的比例为：

$$\frac{(u_m)^2}{(u_m)^2 + (\frac{2}{5}u_m)^2 + (\frac{1}{7}u_m)^2} = \frac{(u_m)^2}{(1 + \frac{4}{25} + \frac{1}{49})(u_m)^2} = 84.72\% \quad (4-3)$$

同理5次和7次谐波占有率分别为：

$$\frac{(\frac{2}{5}u_m)^2}{(u_m)^2 + (\frac{2}{5}u_m)^2 + (\frac{1}{7}u_m)^2} = \frac{\frac{4}{25}(u_m)^2}{(1 + \frac{4}{25} + \frac{1}{49})(u_m)^2} = 13.55\% \quad (4-4)$$

$$\frac{(\frac{1}{7}u_m)^2}{(u_m)^2 + (\frac{2}{5}u_m)^2 + (\frac{1}{7}u_m)^2} = \frac{\frac{1}{49}(u_m)^2}{(1 + \frac{4}{25} + \frac{1}{49})(u_m)^2} = 1.73\% \quad (4-5)$$

则理论与实验分析结果的比较结果见表4-3所示：

表4-3 仿真实验分析与理论值对比一览表

	理论值	滑动平均滤波		二阶低通滤波	
		实验值	误差率	实验值	误差率
基波	84.72%	84.62%	0.12%	87.95%	-3.81%
5次谐波	13.55%	14.96%	-10.41%	11.78%	13.06%
7次谐波	1.73%	2.01%	-16.18%	2.16%	-24.86%

由表4-3的分析数据可知，基于滑动平均滤波的算法滤波效果较好，其实验值与理论值更接近。当然系统仍然存在着一一定的误差，还需要进一步改进。

通过以上仿真实验及数据分析结果证明了本文说所的基于旋转变换的检测方法的可行性。从功率波形图和表还可以很直观的看出，随着谐波次数的增加，谐波功率在总功率中所占的比重在减小。即随着谐波次数增加，其谐波电能对总功率影响越来越小。

4.3 谐波对电能计量影响的分析实验

4.3.1 谐波畸变率相同，谐波次数对电能计量的影响实验

本实验的前提是假定 h 次谐波电压和电流的畸变率都是30%，且始终不变，只改变谐波次数。设输入电压和电流分别为：

$$\begin{aligned} u(t) &= \sqrt{2}U_1 \sin \omega_1 t + \sqrt{2}U_h \sin h \omega_1 t \\ &= \sqrt{2}[U_1 \cdot \sin 100\pi t + 0.2U_1 \cdot \sin(h \cdot 100\pi t)] \end{aligned} \quad (4-6)$$

$$\begin{aligned} i(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin \omega_1 t + \sqrt{2}I_h \sin h \omega_1 t \\ &= \sqrt{2}[I_1 \cdot \sin 100\pi t + 0.2I_1 \cdot \sin(h \cdot 100\pi t)] \end{aligned} \quad (4-7)$$

其中， U_1 和 I_1 分别为输入的基波电压和电流有效值。当基波电压、电流同相位时：

$$\begin{cases} U_1 = 57.7V \\ I_1 = 5A \\ E_1 = 3 \times U_1 \times I_1 = 0.866KW \end{cases}$$

其中 E_1 为基波电能值。由式(4-6)和式(4-7)可知，谐波功率与基波功率之比 $p_h / p_1 = 0.09$ ，则理论上基波和谐波总的电能值为 $E = E_1 + E_h = 1.09E_1 = 0.94394KW$ 。

改变电压和电流的谐波次数 h 的值,得出的实验结果如表4-3:

由表4-4的实验结果可以得出,当谐波畸变率相同时,仅改变所叠加谐波的次数,电能计量误差没有明显的变化。即在谐波含量相同时,谐波次数对电能计量的误差几乎没有什么影响。因此当电压,电流畸变率为30%时,谐波对电能表的计量误差影响很小。

表4-4 $HRU_h = HRI_h = 30\%$ 时,改变谐波的次数

功率单位: KW

谐波次数	测量值	误差计算
2次	0.94322	-0.0763%
3次	-----	-----
4次	0.94392	-0.0065%
5次	0.94340	-0.0589%
6次	-----	-----
7次	0.94392	-0.0065%

4.3.2 谐波次数相同,谐波畸变率对电能计量的影响实验

基波电压和电流上叠加7次谐波,并且设定谐波电压畸变率为 $HRU_7 = 10\%$ 。设输入电压和电流分别为:

$$\begin{aligned} u(t) &= \sqrt{2}U_1 \sin \omega_1 t + \sqrt{2}U_7 \sin 7\omega_1 t \\ &= \sqrt{2}[U_1 \cdot \sin 100\pi t + 0.1U_1 \cdot \sin(7 \cdot 100\pi t)] \end{aligned} \quad (4-8)$$

$$\begin{aligned} i(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin \omega_1 t + \sqrt{2}I_7 \sin 7\omega_1 t \\ &= \sqrt{2}[I_1 \cdot \sin 100\pi t + HRI_7 \cdot I_1 \cdot \sin(7 \cdot 100\pi t)] \end{aligned} \quad (4-9)$$

保持谐波电压畸变率不变,改变7次谐波的电流畸变率 HRI_7 ,得出实验结果如表4-5所示:

表4-5 电压、电流都含7次谐波, $HRU_7 = 10\%$,改变 HRI_7 的值

功率单位: KW

HRI_7	测量值	误差计算
10%	0.8729	-0.058%
20%	0.8869	-0.068%

30%	0.8891	-0.069%
50%	0.9254	-0.119%

由表4-4的实验结果可知,在基波中叠加某一次谐波时,随着电流畸变率的增大,误差也有所增大。

4.4 实际情况下电能计量系统的计量误差

基波叠加多次谐波的误差分析可根据前述理论所建模型的基础上进行。实际电网中电压和电流的波形随用户情况不同而各异。谐波功率中不同的阶次及各阶次不同的功率流向对电能表计量产生不同的影响。在实际电力系统中,非线性负载特性千变万化,本文没有在各种谐波组合情况下检验电能表的计量误差。

以非线性负载为例^[44],它的奇次谐波电流、电压和有功功率见表4-6。由于偶次谐波数值非常微小,这里忽略不计。

表4-6 一个非线性负载基波以及谐波测试数据

基波/谐波次数	U(KV)			I(a)			P(KW)			P
	U _A	U _B	U _C	I _A	I _B	I _C	P _A	P _B	P _C	
基波	68.6	69.0	69.5	60.3	65.5	69.8	3516	3842	4123	114810
3次谐波	2.2	2.1	1.5	16.4	11.5	7.2	19.3	13.0	8.13	40.43
5次谐波	2.2	1.4	2.1	6.4	5.7	7.2	7.53	4.29	8.20	20.02
7次谐波	1.4	1.9	1.5	3.8	3.9	3.5	2.85	3.99	2.85	9.69
9次谐波	1.1	0.8	1.2	2.0	2.2	2.7	1.18	0.95	1.76	3.89
11次谐波	1.5	1.9	1.2	1.6	1.7	1.8	1.28	0.82	1.17	3.27
13次谐波	2.0	2.1	1.8	1.3	1.1	1.6	1.39	1.24	1.56	4.19
15次谐波	1.1	0.6	0.9	1.0	0.9	1.3	0.59	0.29	0.63	1.51
17次谐波	0.6	0.4	0.6	1.1	1.1	1.2	0.35	0.30	0.39	1.04
19次谐波	1.2	0.8	1.7	1.2	1.8	1.9	0.77	1.36	1.75	3.88

其中P为三相总功率。根据上表可以计算出谐波负荷总和为0.088MW,基波负荷为11.481 MW,谐波负荷占谐波负荷的0.768%。这样看来按照现有的电能计量方式,这种用户每年要少交很多的电费。

第五章 基于 ARM 的谐波电能计量装置硬软件设计

5.1 硬件设计

只有同次谐波的电压与电流分量之间才能产生谐波功率。所以,只要能检测出各次谐波电压和电流的值,就能计算出含有各次谐波分量的有功功率。本计量装置的工作原理是:通过数据采集电路采集到各相电流和电压信号的离散序列,同时利用锁相环模块,将计量所需信号送入单片机,然后利用 K -倍频旋转变换谐波检测方法,实现对各次谐波的检测,再根据谐波功率计算方法算出功率和电能,就得到每相的各次谐波电能。所能计量的最高次谐波电能由采样程序中的采样点数决定。根据以上原理,利用 AT91RM9200 的高速度、高精度处理数据的特点,设计了该计量装置的硬件系统。

5.1.1 装置总体设计方案

本装置的整体设计方案如图5-1所示。整个电路分四个主要部分:前置电路、采样电路、控制器主电路和显示电路。PT、CT和放大电路是前置电路,是把220V电压、电流信号转换成5V的交流信号;TLV2548是采集电路的核心部分,TLV2548是专门的A/D芯片,把模拟信号转换成数字信号;AT91RM9200是电路的核心,也是整个装置的核心,所有计算、数据存储、显示控制以及和上位机联系都由它来完成。

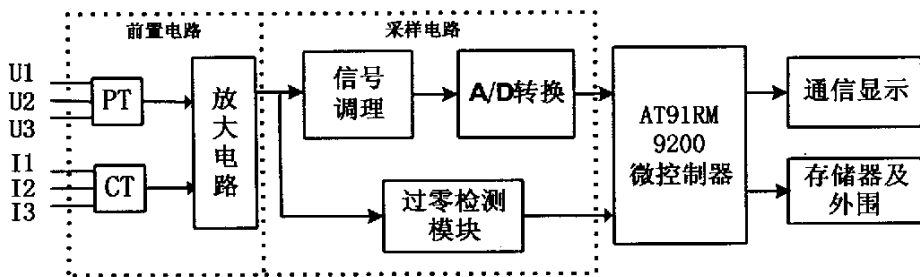


图 5-1 系统硬件总体设计方案

5.1.2 前置电路

前置电路包括 PT, CT 和放大电路。前端信号处理电路用来把被测的电网电压和

电流信号转换为 $-5\text{V}\sim+5\text{V}$ 的交流电压信号,供下一级电路进行数据采集。本设计的电压和电流传感器采用无源交流隔离采样器(WBV511E0,WBI411D0)。该传感器采用特制的隔离模块,将被测交流电压、电流隔离转换成同频同相的交流电压信号,具有一定的过载能力,精度等级为0.1级。后面加上一个放大电路用来把小信号调整为适合A/D转换器采样的信号,并起阻抗变换的作用,有利于提高采样的精度。电路原理图如图5-2和5-3所示:

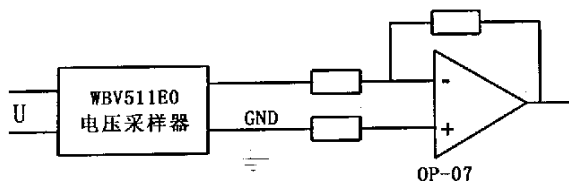


图 5-2 电压信号处理电路原理图

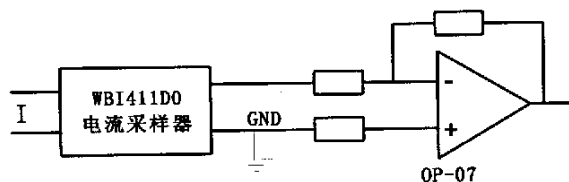


图 5-3 电流信号处理电路原理图

5.1.3 采样电路

数据采集和 A/D 转换部分在系统中占有比较重要的地位,数据采集的精度直接影响到后面的处理了结果。这部分主要包括抗混叠低通滤波电路、信号调理电路、A/D 转换和过零检测电路^{[45][46]}。

(1) 抗混叠采样电路

在采样过程中,必须满足奈奎斯特采样定理的要求,防止频谱混叠的发生。采用模拟滤波器滤除高于采样频率 f_s , 即 5000Kz 一半的高频,但是由于模拟滤波器的物理特性,往往难以保证低通频带的较好的特性。这里采用模拟低通滤波与数字滤波相结合的方法提高抗混叠效果,减少单纯模拟滤波器的非平直通带特性带来的测量误差。假定所需测量的信号频率范围为 $0\sim f_p$, 模拟低通滤波器只需滤除 $f_x = f_p$ 以上的频率成分,并保证 $0\sim f_p$ 范围内的特性品质,而对于 $f_p \sim f_s/2$ 范围内的信号频率成分则可以采样后用数字滤波的方法来滤除。为了使滤波特性更接近于理想情况,模

拟抗混叠低通滤波器采用二阶 RC 式结构, 如图 5-4 所示:

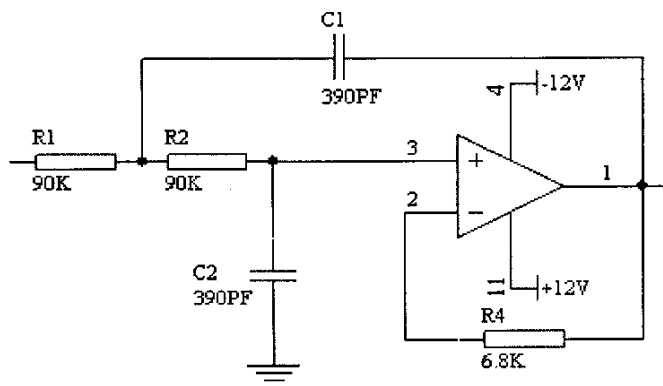


图 5-4 模拟抗混叠低通滤波器

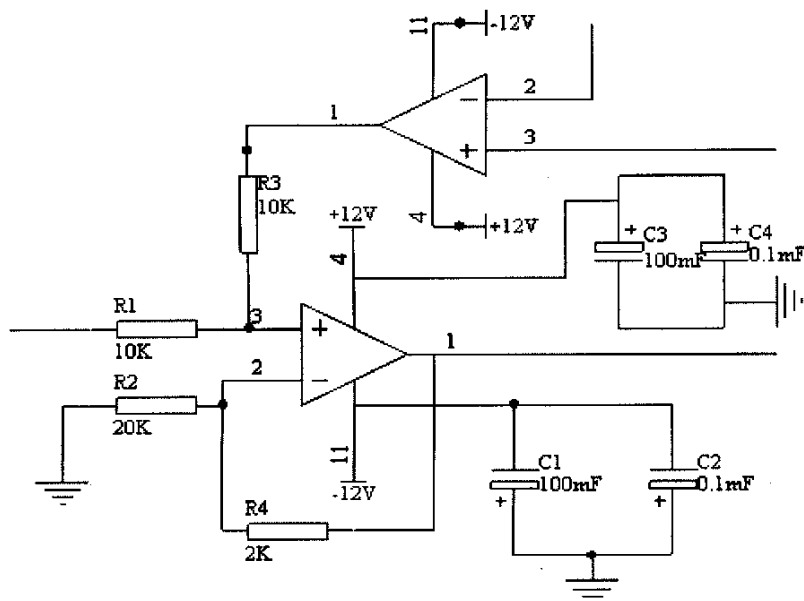


图 5-5 前端信号调理电路

(2) 信号调理电路

要对输入信号进行适当的信号调理, 使得调理后的信号满足 A/D 转换器的输入要求。TLV2548 模拟输入通道的输入电压范围为 $0 \sim +5\text{V}$, 在图 5-5 所示的电路中使用 2 个运算放大器, 一个用来缓冲 TLV2548 输出的基准电压源; 另一个和 4 个电阻构成了信号调理网络, 适当配置 $R_1 \sim R_4$ 电阻可以实现对输入信号 V_i 的缩放和平移, 以适合 TLV2548 模拟通道的要求^[47]。

(3) A/D 转换电路

在周期性的电力参数测量中,进行同步采样是准确测量实时信号的关键,而 A/D 转换器是模数转换电路的核心器件。选择了 A/D 转换器 TLV2548。它是专用的 A/D 转换芯片,该芯片分辨率为 12 位,转换精度为 1LSB, CPU 通过 SPI 口访问 A/D 模拟量输入通道为 8 路。通过外围电流转电压电路可以实现 4 路的电流输入和 4 路电压输入。它具有高速、高精度、温度依赖度低以及长期工作条件下能耗小、重复性好等优点。其框图如图 5-6 所示:

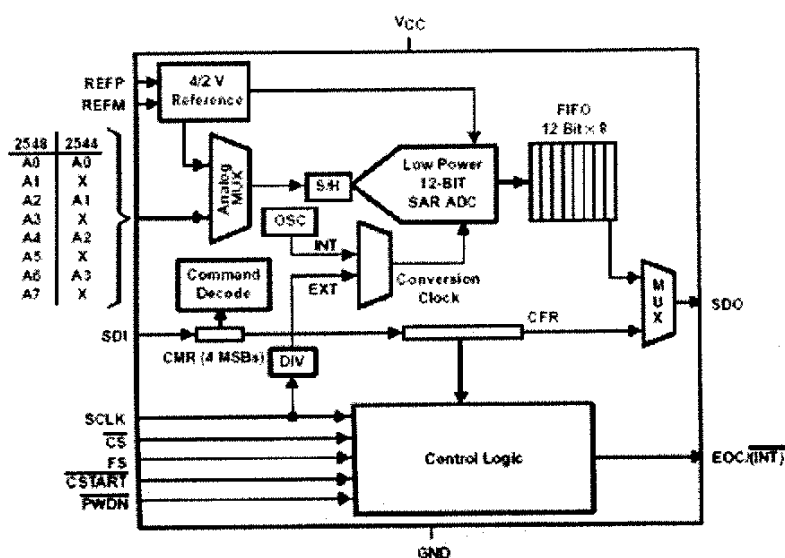


图 5-6 A/D 转换器 TLV2548 的结构框图

A/D 的输入采用 AT91RM9200 的 SPI 口,外部输入的模拟量经过 A/D 转换后的数字量,串行送给 AT91RM9200 的 SPI 口,交由 AT91RM9200 的数据总线处理。TLV2548 的片选 CS 由 NPCS0 选择使能。接法如图 5-7 所示:

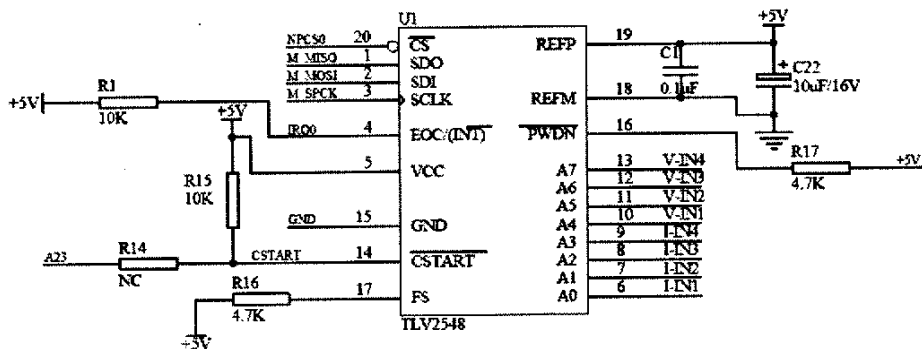


图 5-7 A/D 转换器 TLV2548 的接线原理图

TLV2548 共有 8 路输入信号，可以通过配置，输入相应得电压或者电流信号。这里配置为 4 路电压和 4 路电路信号。电压和电流的输入原理图分别如图 5-8 的(a)和(b)所示：

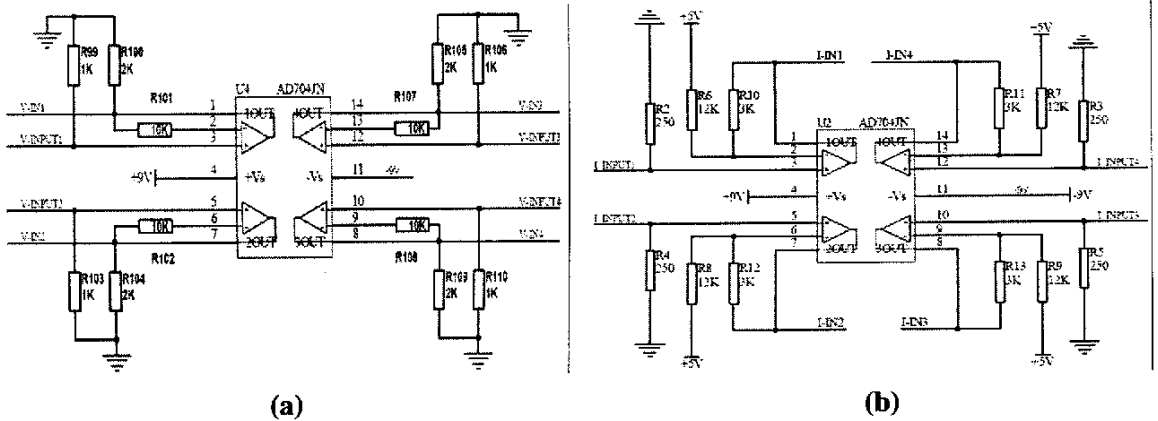


图 5-8(a)(b) 分别为电压和电流的输入原理图

其中：V-IN1~4，是放大器 AD704 的输出，为 TVL2548 提供输入电压信号；

V-INPUT1~4，是 AD 模块的外部模拟量输入端子，接外部电压输入；

I-IN1~4，是放大器 AD704 的输出，为 TVL2548 提供输入电流信号；

I-INPUT1~4，是 AD 模块的外部模拟量输入端子，接外部电流输入。

(4) 过零检测模块

在电力系统中，除了要知道每路信号值的大小之外，还要知道信号彼此之间的相位关系，这就要求采用同步采样技术来获取准确的信息，同步采样也是信号频谱分析的前提条件。

本计量装置是一个周期采样 100 个点，然后对这些数据进行处理。如果电网频率恒定，则采样间隔 $t=T/100$ (T 为周期， N 为采样点)，而电网的频率是在 50HZ 左右波动，所以采样间隔 t 不能是固定的，要根据电网周波不断调整。这就需要用一个过零比较器来实现每一个电网电压周期的零点定位。如图 5-9 所示，被测输入信号经低频滤波去除一个周波信号中由于含有高次谐波而可能产生的多余过零点，由前置电路而来的电压信号 V1 经放大电路((OP-07)后，经过零检测电路(比较电路 LM311)将信号整为方波信号(这个方波信号的频率就和电网的基频相同)，使之在零点发生跃变。这种方波再连接到微处理器上。当方波在零点发生跃变时，AT91RM9200 就能捕捉到并产生一个捕捉中断，同时通过设置定时器记录两个零点之间的时间，这个时间就是

此时的电网周期，再把这个值除采样点数，就得到了采样间隔时间。这样，采样间隔能跟着电网周期的变化而变化。同时，可以通过软件来实现信号转换，产生旋转变换算法中所需的与 A 相电压同相位的正弦信号和对应的余弦信号^{[48][49]}。

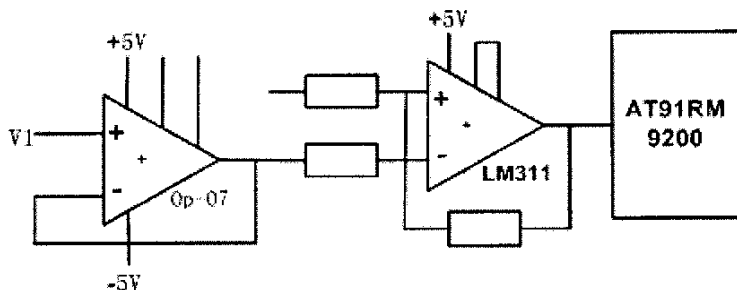


图 5-9 同步采样电路

5.1.4 控制器主电路

AT91RM9200 的功能结构图如 5-10 所示。AT91RM9200 片内集成了 USB、以太网、EBI、MCI、SSC 和 SPI 等多种通信接口，AT91RM9200 的主要特点如下：

- 集成了 ARM920T ARM Thumb 核，工作频率为 180MHz 时处理速度为 200MIPS，16KB 的高速数据缓存，16KB 的高速指令缓存；
- 16KB SRAM 和 128KB ROM 的扩展存储器；
- 外部总线接口 EBI 支持 SDRAM、静态存储器、Burst Flash 等多种存储器；
- 10/100BASE-T 以太网 MAC 接口；
- USN2.0 全速（12Mbps）主端口和设备端口；
- 4 个通用同步/异步收发器；
- 主/从 SPI 接口；
- 208-lead PQFP 或 256-ball BGA 封装。

AT91RM9200 嵌入的是 ARM9TDMI RISC 处理器内核，简化了指令集合译码机制，实现了很高的指令吞吐量和实时中断响应。ARM9TDMI 内核采用了 5 级流水线技术，使处理和存储系统连续操作，在执行一条指令的同时对下一条指令进行译码，并将第三条指令从存储器中取出，指令执行速度高达 1.1MIPS/MHz。ARM9TDMI 内核集成了 Thumb 代码压缩器，片上 ICE 断点调试器，和一个 32 位的硬件调试器。AT91RM9200 提供了丰富的、通用片上外设，大大减少了系统中硬件控制电路，从而

最小化了系统的体积和硬件成本^[46]。

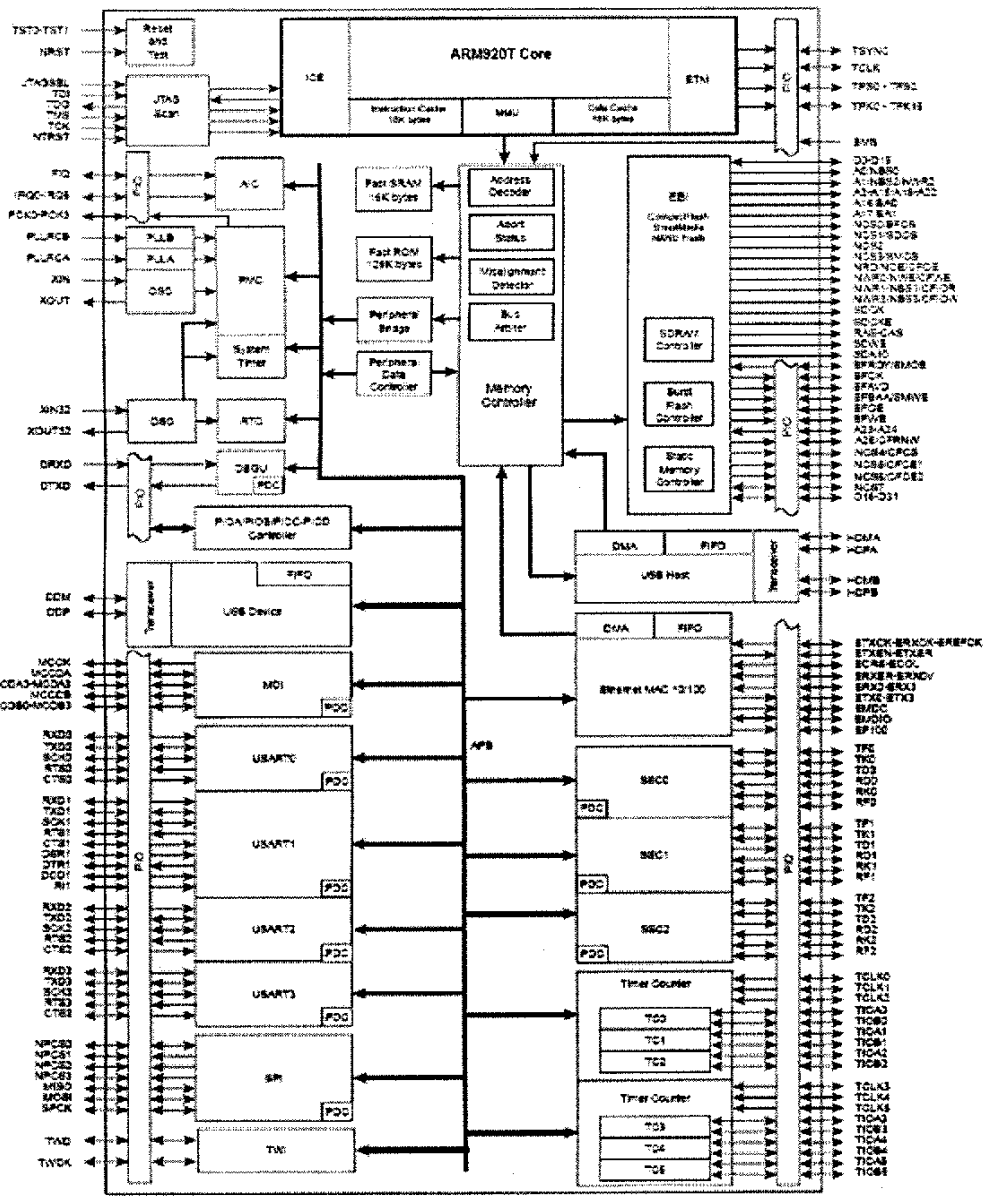


图5-10 AT91RM9200的功能结构图

5.1.5 显示电路

系统将各次谐波电能显示在LCD(128*64)的图形点阵的液晶显示器上。LCD对于CPU而言就如同一个挂在地址和数据总线上的一个RAM。由于LCD的特性将LCD

分为：左半屏和右半屏，这个RAM就可以分为：左半屏命令地址和数据地址以及右半屏命令地址和数据地址，分别对这四个地址写入正确的指令和数据，在LCD上显示对应的字符。

LCD 的左右半屏通过NCS6和NCS7片选。所以可以设置：

LCD 左半屏指令地址： 0x70000000

LCD 左半屏数据地址： 0x70000004

LCD 右半屏指令地址： 0x80000000

LCD 右半屏数据地址： 0x80000004

这里采用CM12864-LCD显示模块，CM12864-16是一种图形点阵液晶显示器,它主要由行驱动器/列驱动器及格128×64全点阵液晶显示器组成。可完成图形显示，也可以显示8×4个(16×16 点阵)汉字。即可根据要求显示各次谐波电能和总谐波电能，各次谐波电能分别用循环显示。LCD接口定义如图5-11所示：

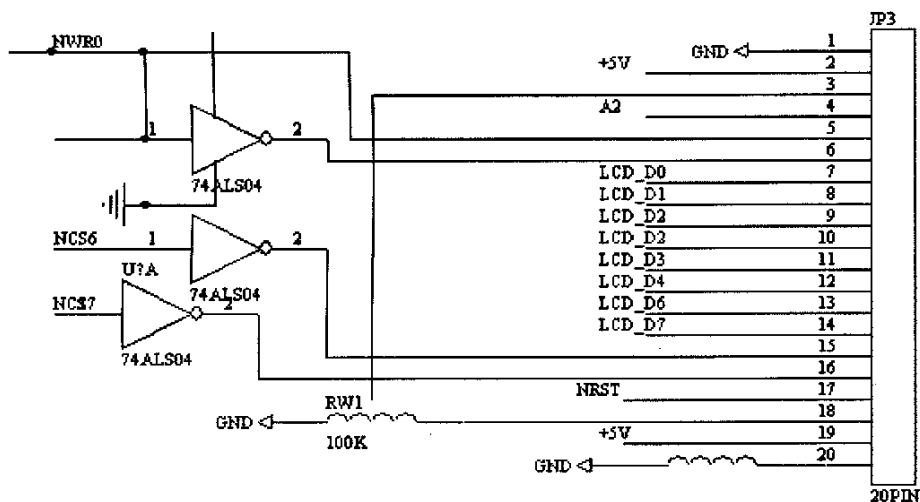


图5-11 LCD显示接线原理图

5.2 软件设计

在本设计中，整个系统的软件采用模块化设计，整个程序分为主程序、采样子程序、滑动平均滤波子程序和功率电能计算子程序等，在主程序中对其它程序进行调用。

5.2.1 主程序设计

主程序流程图如图 5-12 所示。软件的工作过程是：系统上电复位后，首先按照所选定的模式（调试时为 Jump to HO SRAM 模式，实际应用时为 Jump to Flash 模式）自举加载程序，跳转到主程序入口，然后进行相关变量、数据缓冲区、控制寄存器、状态寄存器的初始化；调用事件管理器 EV 初始化程序；初始化外设扩展中断 PIE、使能所用到的外部中断 XINT 和捕获中断，清中断标志位，开全局中断；而后复位并初始化 MAX125，等待外部中断，在中断服务子程序中将 A/D 转换后所得到的数据读入所分配的数据缓冲区，待周波采样完毕后，调用数字滤波子程序进行数字滤波，然后再调用标准正弦数据库与数字滤波后的数字信号进行数值运算，将差值存放在存储器中，如果有需要，可再将数字量转换为模拟量，用示波器显示出来。

5.2.2 采样子程序设计

采样程序是程序设计的核心，其精度和速度都直接关系到计量结果。采样计算程序的设计主要考虑两方面的问题，一是要求程序的速度快。因为对于 50Hz 频率的电网周期采样 100 个点，其时间间隔只有 0.0002s，采集一个点的时间应该小于这个间隔，不然不能进行正常的采样。二是要求精确，各个数据直接送到旋转变换子程序，作为它的原始序列，其精度直接影响整个计量的精度。

根据采样定理，对电力系统进行采样，其采样频率 f_s 应该满足 $f_s > 2f_{\max}$ 条件要求。每个周期采样 100 点，其采样间隔 t 是由捕捉程序捕捉到两个零点跃变之间的间隔 T ，即这个电网周波的周期，来除 100 即是。实际上 t 是作为下一周波的采样间隔。这是通过同步采样控制电路和控制器捕捉程序来跟踪电网的周期变化，做到真正的同步采样。采样程序流程图如图 5-13 所示。

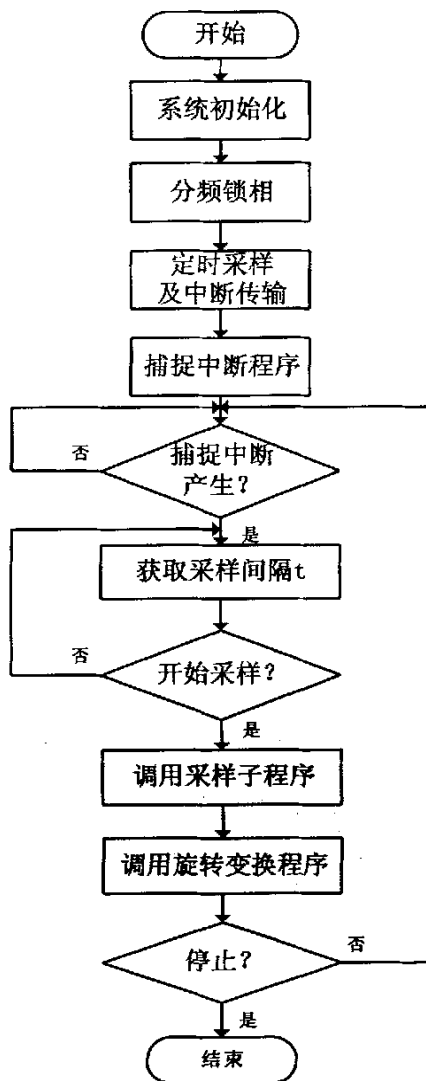


图 5-12 主程序流程图

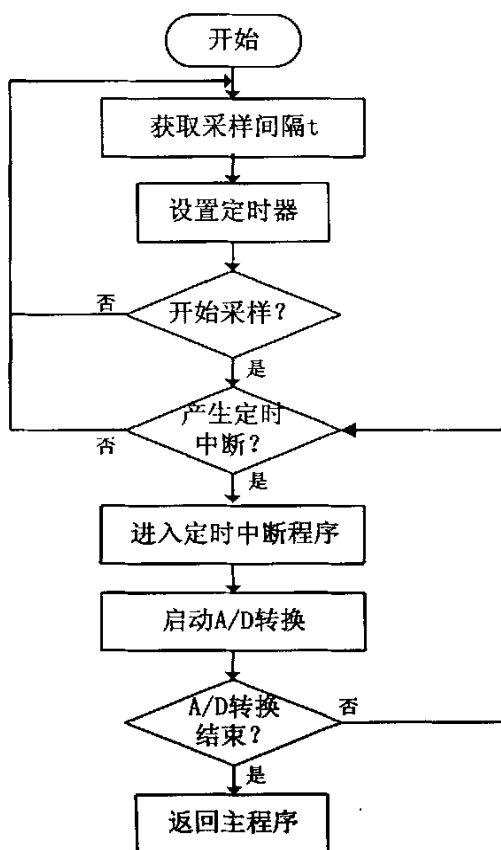


图5-13 采样子程序流程图

5.2.3 滑动平均滤波子程序设计

滑动平均滤波算法只采样一次,将这一次采样值和过去的若干次采样值一起求平均,得到的有采样值即可投入使用。如果取 N 个采样值求平均, RAM 中必须开辟 N 个数据的暂存区。每新采集一个数据便存入暂存区,同时去掉一个最旧的数据,保持这 N 个数据始终是最近的数据。这种数据存放方式可以用环行队列构方便地实现。具体的滤波程序如下:

```

char value_bu[N];
char I=0;char filter_5( )
{char count;
int sum=0;
value_bu[i++]=get_ac( );

```

```
i(i==N) i=0;  
for(count=0;count<N;count++)  
sum=value_bu[count];  
return(char)(sum/N);  
}
```

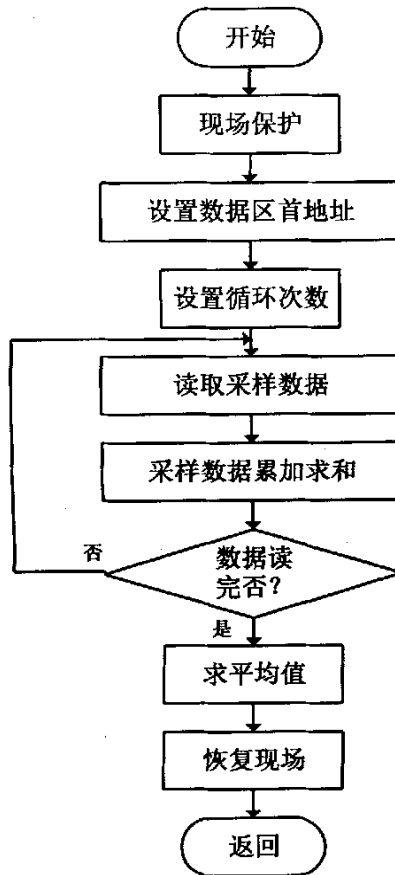


图 5-14 滑动平均滤波程序流程图

5.3 本章小结

本章主要从原理上对谐波电能计量装置的硬件及软件进行了设计。硬件上的设计主要以AT91RM9200为控制核心执行数据处理功能，有着结构简单、易于操作和功能强大的特点。软件上以控制器为主进行数据采集，并对采样的数据进行分析计算。程序采用模块化、结构化的设计思想，有着便于移植，功能模块容易增加或删除的优点。

第六章 结论与展望

在进行课题研究和论文撰写期间,本人较系统地研究了电能计量系统、谐波的产生、谐波对电能计量系统产生的影响以及谐波的一些检测方法,并巩固了C语言程序设计、MATLAB仿真等应用工具,并在此基础上完成了以下工作:

(1) 充分研究了谐波以及电能计量问题,并在此基础上分析了谐波对电能计量系统产生的影响;采用了基于瞬时无功功率理论的旋转变换理论,并加以分析推导,将其应用于基波和任意次谐波功率的检测模型。

(2) 利用C语言+MATLAB联合仿真技术,对设计的任意次谐波功率检测模型进行仿真分析。最后得出结论,验证了模型的正确性和可行性。

(3) 最后在前几章的基础上,完成了一种基于ARM的谐波电能计量装置的硬件及软件主要设计工作。

设计该装置的初衷是能够在硬件设计完成的基础上完成软件的成功调试。但由于设计过程中遇到了一些困难,加之时间的限制,所以仍然有一些问题需要进一步研究及完善:

(1) 设计本装置的目的是要实现全能标准的数字式电能计量,能够以文本和图形两种方式显示分析结果(如各种参量的波形图,谐波含量柱状图等)。数据显示较容易实现,但如何实现波形图实时准确的显示,还有待于研究。

(2) 对于本测量装置,应当进行更详尽的实验测试,分析此装置的测量误差,以便改善并提高其测量精度。

(3) 由于时间仓促,加之本人水平有限,设计实物装置时对装置的性价比考虑的不够周全,如果真正要应用于实际当中,对其功耗,性能以及成本价格的考虑还要进一步改善。

致 谢

在短暂的两年研究生学习生活中，我得到了来自老师、同学、朋友和亲人的多方面的关怀和帮助。值此完成论文之际，谨向他们表示敬意和衷心的感谢！

本文是在导师沈爱弟老师和褚建新老师的悉心指导下完成的，整个论文的完成倾注了他们的大量的智慧和心血。两位老师深厚的学术造诣、严谨的治学态度、开阔的科学思维方法和诲人不倦的作风，给了我很深的影响，让我受益匪浅。这是我研究生期间汲取的一笔使我终生受益的财富。在此向他们表示深深的谢意！

同时，要感谢师兄陈巨涛对我的帮助，每当遇到问题，他总会耐心指正，还有毛景魁、张利钦同学也给了我很多的帮助！感谢这几年中给我支持的所有同学和朋友们，他们的鼓励给了我很大的帮助。他们的关怀和鼓励是我的最大动力，我前进的每一步都离不开他们的理解、支持和奉献。

最后感谢我的家人，他们是我最初的原动力，给予我无微不至的关爱和支持。在此要深深谢谢他们！

攻读学位期间公开发表的论文

- 1 李虹雪, 沈爱弟, 褚建新. 电能计量系统的电磁兼容设计. 扬州大学学报·自然科学版, 2005(4)

参考文献

- 1 彭时雄. 我国电能计量技术的现状及其展望. 电测与仪表, 1998(12)
- 2 肖宇. 谐波对电能计量的影响. 湖南电力, 2000(6)
- 3 葛毅. 电力谐波对电能表电能计量的影响研究:[学位论文]. 重庆:重庆大学, 2003
- 4 王斐, 徐彩凤. 电网电能计量系统的发展与要求. 黑龙江电力技术, 1998(8)
- 5 杨本渤. 谐波对电能计量仪器的影响. 电测与仪表, 1993(11)
- 6 《中国电力百科全书》编辑委员会. 中国电力百科全书. 用电卷. 北京:中国电力出版社, 2001
- 7 韩冰. 供电系统谐波对电能计量影响的研究:[学位论文]. 保定:华北电力大学, 2004
- 8 金寿星. 基于DSP的谐波电能计量装置的研制:[学位论文]. 大连:大连理工大学, 2005
- 9 车勇. 基于MATLAB的谐波仿真分析及电能计量研究:[学位论文]. 山东:山东大学, 2002
- 10 吴竞昌. 供电系统谐波. 北京:中国电力出版社, 1996
- 11 李长宇. 谐波对电能计量影响的研究:[学位论文]. 武汉:武汉大学, 2004
- 12 韩如成, 赵旭, 王畅, 仇汴, 尹瑞平. 谐波对电能计量影响的分析及对策研究. 太原重型机械学院学报, 2002, 23(7)
- 13 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿. 北京:机械工业出版社, 1998
- 14 杨颀. 基于瞬时无功功率和小波变换的谐波测量研究:[学位论文]. 长沙:湖南大学, 2003
- 15 魏磊, 张伏生. 基于瞬时无功功率理论的电能质量扰动检测、定位与分类方法. 电网技术, 2004, 6
- 16 李红, 杨善水. 傅立叶电力系统谐波检测方法综述. 现代电力, 2004, 21(4)
- 17 Elham B. Makram, Clarence L. Wright, Adly A. Girgis. A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter' s Registration Error. IEEE Transactions on Power Delivery, 1992, 7(3)

- 18 李庚银, 陈志业, 宁宇. 快速傅立叶变换的两种改进算法. 电力系统自动化, 1997, 21(12)
- 19 VIJAY K. JAIN, WILLIAM L. COLLINS, DAVID C. DAVIS. High-Accuracy Analog Measurements Via Interpolated FFT. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1979, 28(2)
- 20 雷鸣亮, 纪勇, 徐晓红. 一种提高谐波分量测量精度新算法. 电测与仪表, 1999, 36(3)
- 21 Roberto Marcelo Hidalgo, Juana Graciela Fernandez, Raul Ruben. A Simple Adjustable Windows Algorithm to Improve FFT Measurements. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(1)
- 22 Dusan Agrez. Weighted Multipoint Interpolated DFT to Improve Amplitude Estimation of Multifrequency Signal. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(2)
- 23 马安平, 雷鸣亮, 纪勇. 一种提高谐波分量测量精度新算法的计算机仿真及算法研究. 电测与仪表, 1999, 36(3)
- 24 Thomas Grandke. Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1983, 32(2)
- 25 王群, 吴宁, 苏向丰. 一种新的有源电力滤波器谐波电流检测方法. 电工技术学报, 1997, 12(1)
- 26 李威, 王建赟, 冉启文等. 一种新的电力系统暂态波形检测方法. 电力系统自动化, 2002, 26(5)
- 27 邵明, 钟彦儒, 余建明. 基于小波变换的谐波电流的实时检测. 电力电子技术, 2000, 34(1)
- 28 水利电力部电力生产司组编. 电能计量. 北京: 水利电力出版社, 1994
- 29 赵伟, 吕鸿莉, 郭蕴蛟. 电子式电能表及其在现代用电管理中的应用. 北京: 中国电力出版社, 1999
- 30 攸宝成. 电子式多功能电能表培训教材. 威胜集团/湖南威胜电子有限公司, 1999
- 31 路艳洁, 席志红. 时分割乘法器测量功率的电路设计与分析计算. 佳木斯工学院学

报, 1997(12)

- 32 郭学艳. 谐波超标原因分析及含谐波的电能量问题研究:[学位论文]. 北京:华北电力大学, 2004
- 33 Martin L. Baughman, Shams N. Siddiqi, Jay W. Zarnikau. Advanced pricing in electrical systems. IEEE Transactions on Power Systems, 1997, 12(1)
- 34 P. Caramia, P. Verde. Cost-related harmonic limits. IEEE 2000
- 35 张展鹏, 艾欣, 杨以涵. 谐波对电能计量影响的研究. 现代电力, 2002, 19(4)
- 36 刘玉明. 提高电能计量准确性的方法研究:[学位论文]. 重庆:重庆大学, 2002
- 37 P. K. Dash, D. P. Swain, A. C. Liew. An adaptive linear combiner for on-line tracking of power system harmonics. IEEE Transactions on Power Systems, 1996, 11(4)
- 38 Olivier Poission, Pascal Rioual, Michel Meunier. Detection and Measurement of Power Quality Disturbance Using Wavelet Transform. IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, 15(3)
- 39 A. P. Sakis Meliopoulos, Chien-Hsing Lee. An Alternative Method for Transient Analysis via Wavelets. IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, 15(1)
- 40 杨春燕. 基于倍频旋转变换理论谐波测量方法的快速算法及误差分析:[学位论文]. 长沙:湖南大学, 2004
- 41 张波, 易颂文. 基于广义 d_k-q_k 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, 13(3)
- 42 何益宏, 卓放, 周新等. 利用瞬时无功功率理论检测谐波电流方法的改进. 电工技术学报, 2003, 18(1)
- 43 王群, 姚为正, 王兆安. 高通和低通滤波器对谐波检测电路检测效果的影响研究. 电工技术学报, 1999, 14(5)
- 44 张卓, 骆盛军. 对谐波影响下的电能计量方式的讨论. 广东电力, 2002, 15(04)
- 45 肖忠祥. 数据采集原理. 西安:西北工业大学出版社, 2001
- 46 朱义君, 杨育红, 赵凯, 段志英编著. AT91系列ARM微控制器体系结构与开发实例. 北京:北京航空航天大学出版社, 2005
- 47 闫银发. 基于ARM的嵌入式网络电能计量系统:[学位论文]. 山东:山东科技大

- 学, 2005
- 48 孙凌燕. 基于DSP的船舶电网电能质量实时检测系统的研究:[学位论文]. 上海:上海海事大学, 2005
- 49 胡登杰. 基于DSP的电力系统谐波测量装置的研究:[学位论文]. 西安:西南交通大学, 2005
- 50 Altera Corporation. MAX7000 Proramable Logic Device Family. 2003
- 51 汪晓强. 基于DSP的高精度实时电力谐波测量装置的研究:[学位论文]. 福州:福州大学, 2001
- 52 张绍峰. 基于DSP的电力系统谐波测量装置的研制:[学位论文]. 北京:中国农业大学, 2002
- 53 清源科技. TMS320C54X DSP应用程序设计教程. 北京:机械工业出版社, 2004
- 54 黄纯, 彭建春, 刘光晔, 江亚群. 周期电气信号测量中软件同步采样方法的研究. 电工技术学报, 2004(1)