

Study on the mitigation method of harmonic current in building electric system

Subject: Power Electronics and Electric Drive

Author: Shen Ming

Signature: Shen Ming

Tutor: Tong Xiang-qian

Signature: Tong Xiang-qian

Date: Oct. 2007

Abstract

With the development of building automation system, the electronic equipments used in building are increasing with years. These equipments generate a large amount of harmonic current in the building electric system, and the largest component is the triple harmonic current with zero-sequence characteristic. The triple harmonic currents in three-phase will add together in the neutral line, this will cause incipient fault and economy losses.

The tuned harmonic filter in series with the neutral line is an effective method for zero-sequence harmonic mitigation. However, the series tuned filter not only has the de-tuning problem but also inject fundamental impedance into the neutral line. In order to mitigate those negative effects, a continuous auto-tuning zero-sequence harmonic filter based on an active reactor was presented in this paper

The independent control method of fundamental reactance and third harmonic reactance of the active reactor based on magnetic flux compensation was presented, and the simulation system for the active reactor was established. Simulation results show the feasibility of the active reactor. The simulation system of the triple-harmonic filter with continuous auto-tuning function was further designed, and the simulation results show that this filter can suppress triple-harmonic current, compensate fundamental reactance, and adapt variation of filter parameter.

The experimental system of the triple-harmonic tuning filter based on DSP controller and also a new detection method of single-order harmonic current was developed. The experiment at three different load conditions was carried out, and the experiment results show that the auto-tuning control system can effectively improve the filtering performance of the tuned filter.

Keywords: third harmonic; active reactor; filter; neutral line

独创性声明

秉承祖国优良道德传统和学校的严谨学风郑重声明：本人所提交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的成果。尽我所知，除特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人的研究成果。与我一同工作的同志对本文所论述的工作和成果的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并已致谢。

本论文及其相关资料若有不实之处，由本人承担一切相关责任

论文作者签名：申明 07年10月23日

学位论文使用授权声明

本人申明在导师的指导下创作完成毕业论文。本人已通过论文的答辩，并已经在西安理工大学申请博士/硕士学位。本人作为学位论文著作权拥有者，同意授权西安理工大学拥有学位论文的部分使用权，即：1) 已获学位的研究生按学校规定提交印刷版和电子版学位论文，学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，可以将学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索；2) 为教学和科研目的，学校可以将公开的学位论文或解密后的学位论文作为资料在图书馆、资料室等场所或在校园网上供校内师生阅读、浏览。

本人学位论文全部或部分内容的公布（包括刊登）授权西安理工大学研究生部办理。

（保密的学位论文在解密后，适用本授权说明）

论文作者签名：申明 导师签名：何向前 07年10月23日

1 绪论

近年来,高层楼宇建筑向楼宇自动化迅速发展,成为新的经济增长点,楼宇自动化也成为—个地区、—座城市、—个国家经济和科技实力的象征。在高层建筑楼宇自动化系统(设备自动化系统、办公自动化系统、通信自动化系统)中大量使用着自动化设备,他们需要高质量的电源,但同时其中相当数量的设备由于具有非线性负载特性,又是引发低压供电系统谐波畸变的扰动源,对供电系统造成严重污染,使电能质量下降。零序谐波的大量出现不仅对电能的测量带来误差,而且易造成中性线电流过大,严重情况下甚至烧断引起火灾,给国民经济生产和生活造成严重损失。除此之外,对楼宇中的电气设备、电子设备及楼宇智能化系统也带来严重影响,并且对楼宇供电系统以外的电气与电子设备带来危害。在我国由谐波引发的各种事故和故障时有报道,零序谐波治理具有重要的现实意义。

1.1 楼宇配电系统谐波的特点及危害

1.1.1 楼宇配电系统中谐波的特点

实际上,高层楼宇建筑多为办公楼宇和居民建筑,其供电系统为三相四线制系统。而单相设备多是楼宇配电系统的主要特征之一^[1]。据统计,单相用电负荷占用电负荷总容量的70%左右。绝大多数单相用电设备为非线性负荷,其中大部分为含有开关电源的非线性负荷(电压型谐波源,属容性负载),如:个人计算机、打印机、电信设备、电视机、楼宇智能化设备等和呈电感性的非线性负荷,其主要是建筑中含电感镇流器的各类照明灯具。这些设备虽然单个的功率很小,但由于数量很大,由此对电网造成的谐波污染问题也不容忽视。采用单相供电造成三相配电负荷不平衡,中性点偏移,且三相相差不对称(三相相位之差不是 120°)。这些负荷还会产生大量的谐波,造成波形的畸变,其中以三次谐波为主。

在系统中各次谐波电流的作用是不相同的,谐波电流的叠加与相序有关^{[2][3]}。同一电路中的某些谐波电流相互作用时,会相互减弱或相互抵消。但在更多的场合往往相互叠加,使波形发生明显的畸变。而三次谐波具有其特殊性,在三相电网中,各相的相位差为 120° ,这恰好是三次谐波电流的周期。由于三次谐波及其倍数次谐波呈零序特征,从而相线与中性线之间的非线性负荷

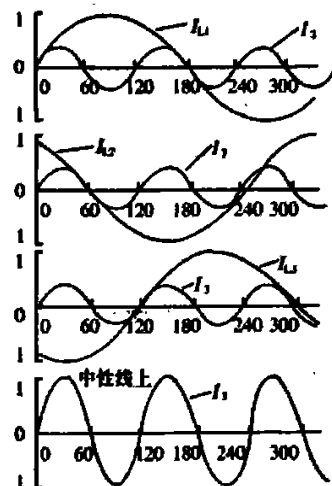


图 1-1 三次谐波在中性线上的叠加
Fig.1-1 the plus of third harmonic in neutral line

产生的三次谐波电流,会在中性线上进行叠加。如图1-1所示。由图可见,各相线内的三次谐波电流通过中性线形成回路其瞬时值是直接同相相加的,从而产生很大的中性线谐波电流,故中性线上的三次谐波电流一般大于相线上的三次谐波电流,甚至会大于相线上的基波电流。

目前我国国内普遍选取中性线导体的截面积是相线的50%,因此中性线电流过大将造成中性线过载乃至烧断。因此,办公自动化系统(典型的三相四线制系统)解决中性线零序三次谐波电流是非常必要的,只要三次谐波电流得以消除,此类系统的谐波将会满足标准要求。

1.1.2 零序谐波的危害

配电系统中的谐波是一种污染,这种污染的危害性可能很大,且不容易觉察,而污染面的扩大往往导致无法预料的结果。对于三次谐波主要有以下表现^[4]:

(1) 因为三次谐波的零序性,低压母线上的三次谐波电压主要与中性线上的三次谐波电流有关。

(2) 由于中性线中三相负荷不平衡引起的工频电流和三次谐波电流的叠加有可能大于相电流,从而使得变压器因谐波发热而降低变压器输送能力,造成供电变压器的利用率下降或过载。

(3) 由于中性线中电流过大,使配电系统中性线的电缆、导线出现过负荷引起绝缘老化加速,增加了火灾隐患。

(4) 由于电流和电压畸变,增加了供电系统中其他设备和材料的损耗,引起附加发热、加速绝缘老化、减少使用寿命。

(5) 由于电流和电压畸变,增加了供电系统中设备和材料的振动和噪音。

(6) 由于电流和电压畸变,使无功补偿电容器组由于并联谐振而损坏,电动机等绕组类设备绝缘击穿而损坏。

(7) 电流和电压畸变及 150Hz 电磁场会降低测量精确度,对控制所需要的同步信号的捕捉与锁相条件恶化、干扰增加,从而使电子控制、测量、保护及通信设备运行不正常。

(8) 对电子设备易造成不良影响,主要有:

① 电压突变产生的 dv/dt ,造成电子设备损坏或误动作,如很高的 dv/dt 会导致晶闸管导通;

② 影响计算机程序正常运行,使数据丢失,甚至损坏硬件;

③ 引起楼宇自动化、消防报警、办公自动化、安全防范等系统的电子装置误动作,甚至无法工作。

1.2 零序谐波的抑制方法

1.2.1 并联型无源滤波器

并联型无源滤波器抑制谐波的基本原理是利用电路谐振的特点形成低阻抗的并联支路，以分流的形式来减小谐波源对电网的谐波污染^[9]。从电路结构上讲，对于某 h 次谐波，电源系统等值为一个等值电阻 R_s 与等值电感 L_s 的串联支路。并联型交流单调谐滤波器等值为一个电阻 R 、电感 L 和电容 C 组成的串联支路，如图 1-2 所示。

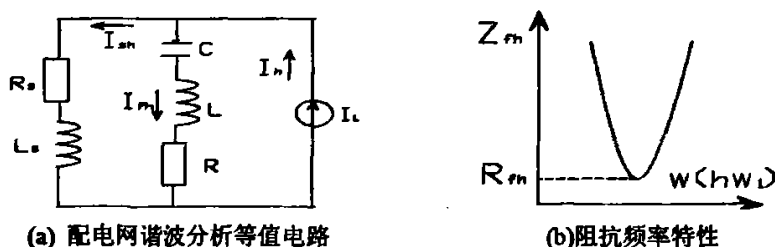


图 1-2 滤波器工作原理图

Fig.1-2 schematic diagram of passive tuned filter

其中电源阻抗 Z_s 和滤波器阻抗 Z_f 随信号频率 ω 的变化规律为：

$$Z_s = R_s + j\omega_1 L_s \quad (1-1)$$

$$Z_f = R_f + j\left(\omega_h L - \frac{1}{\omega_h C}\right) = R_f + jX_f \quad (1-2)$$

当滤波器调谐于第 h 次谐波频率上时，在理想谐振点处，如图 1-2 (b) 所示， LC 的值满足：

$$X_f = h\omega_1 L - \frac{1}{h\omega_1 C} = 0 \quad (1-3)$$

式中 ω_1 为电网基波频率。完全谐振时滤波器在第 h 次谐波频率下的阻抗最小，即 $Z_f = R_f$ 。因为 R_f 很小， h 次谐波电流主要由低值电阻 R_f 分流，而很少流入电网中，使得该次谐波电压大为降低。对于其它次数的谐波， $Z_f \gg R_f$ ，滤波器分流很少。因此只要将滤波器的谐振次数设定为与所需消除的谐波次数相同，则该次谐波电流将大部分流入滤波器，从而起到滤除该次谐波的目的。

1.2.2 并联型有源滤波器

(1) 四相变流器结构方式

在三相四线制系统中，有源电力滤波器除了要对三相电流谐波进行补偿外，还要对零线电流进行补偿，以消除电源侧的零线电流，并使三相电流对称^[6]。图1-3给出了这种电路与负载连接的原理图。

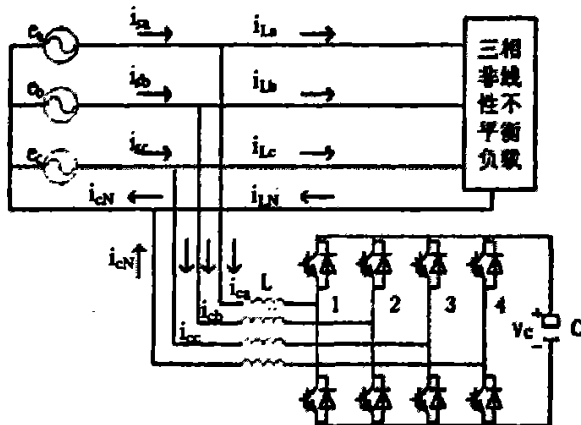


图1-3 四相变流器系统电路

Fig.1-3 power circuit of three-phase four-wire APF

图1-3的四相变流器电路中，四对桥臂分别用于产生a, b, c三相及中性线的补偿电流。第1, 2, 3对桥臂分别用于产生a, b, c三相的补偿电流 i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} ，其各自对应的指令信号 i_{ca}^* 、 i_{cb}^* 、 i_{cc}^* 由指令运算电路完成。理想情况下，根据该指令信号产生的补偿电流 i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} ，与负载电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 中的谐波、基波负序和零序分量之和大小相等、方向相反，相互抵消，使得电网电流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 与负载电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 的基波正序分量相等，电源电流成为三相对称的正弦波。第4对桥臂专门用于对中性线电流进行补偿。将指令运算电路中通过零线电流分离方法检测出的系统零线电流，反极性后作为零线补偿电流的指令信号 i_{CN}^* ，通过对第4对桥臂进行电流跟踪控制，产生零线补偿电流 i_{cN} ， i_{cN} 与 i_{LN} 大小相等、方向相反，两者相抵，使得电源侧的零线电流为零。

采用四相变流器的有源滤波器主电路分工明确，各相补偿电流的产生和中性线电流的补偿可以看作是由各对桥臂独立完成的。整个系统可看成是一个四相电流跟踪控制系统。所用器件较多，控制较简单，价格昂贵。

(2) 三相变流器结构方式

三相四线制有源电力滤波器的主电路也可用三相变流器构成，图1-4给出了采用三相变流器作为主电路的三相四线制有源电力滤波器的原理示意图。图中，三相电源的零线与直流侧母线中点相连，给零线电流提供通道。控制部分由指令电流计算电路和PWM电流跟踪控制电路两部分组成。

与四相变流器电路相比，三相变流器需要的电力电子器件数目少，但为了使直流侧的电容电压 V_{c1} 、 V_{c2} 相互平衡，则需要对这两个电压的差值进行控制，使得控制电路的组成与四相变流器时的相比要复杂一些。

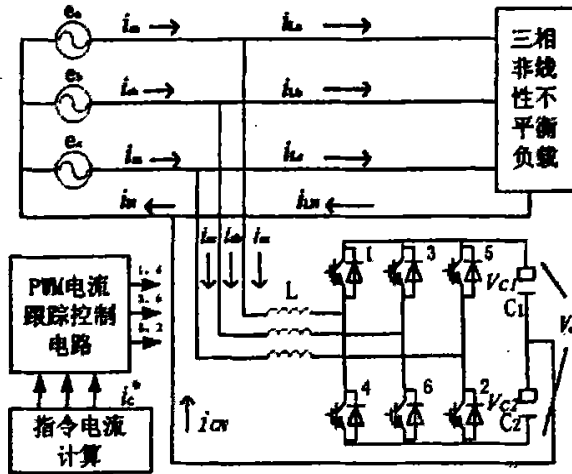


图 1-4 三相变流器的系统电路图

Fig.1-4 power circuit of a three-leg VSI based APF

这种电路结构需要6个电力电子开关器件，并且主电路与系统直接连接。为了达到补偿效果，直流侧电压要求比较高。这样就增加了电力电子器件的开关损耗，并且过高的du/dt和di/dt也使得装置的电磁干扰更加严重。而且，这种电路的控制也比较复杂。

1.2.3 有源滤波器与无源滤波器串联使用

此方法是将无源滤波器和有源滤波器串联构成^[7]。其中无源滤波器包括3次、9次单调谐滤波器和高通滤波器，每个滤波支路都由三相电容器连接成星形后与一个电感（高通滤波器中还有一个并联电阻）串联构成，其主电路结构如图1-5所示。

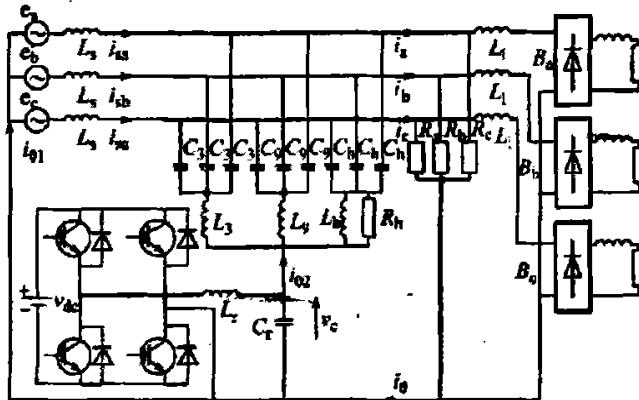


图 1-5 有源滤波器与被动式滤波器串联电路图

Fig.1-5 Series Circuit of Active and Passive Filter

图1-5中： e_a 、 e_b 、 e_c 为电网电压； i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 为电网侧电流； i_a 、 i_b 、 i_c 为负载侧电流； i_0 为负载侧中线电流； i_{01} 为电网侧中线电流； i_{02} 为有源滤波器中线电流； L_s 、 L_l 分别为系统及线路等效电感； R_a 、 R_b 、 R_c 分别为各相线性阻抗； B_a 、 B_b 、 B_c 分别代表各相中带

感性负载的整流桥；4个IGBT及直流电压源 V_{dc} 构成了一个电压型逆变器；无源滤波器分别由3次、9次单调谐滤波器和高通滤波器构成。整个电路结构与无源滤波器和有源滤波器串联构成的混合型滤波器装置类似，但是该无源滤波器的结构与传统的无源滤波器不同，其电容器由星形连接的3个电容构成，在电容的公共连接点后面再与电感或电阻串联构成新型无源滤波器，适用于零序谐波。

在零序电压作用下，如果有源滤波器的输出电压 $v_c = v_0^0$ （其中 v_0^0 为零序电网电压），那么，零序电网电压所产生的零序电流就为0，起到了抑制零序电网电压产生零序电流的作用；由于零序电压产生的零序电流为0，也就是说，对于零序电压来说滤波器的阻抗无穷大，这样就可以抑制无源滤波器和系统阻抗在零序谐波电压发生串联谐振而产生很大的谐波电流。

在零序负载谐波电流单独作用下，如果有源滤波器的输出电压等于无源滤波器上的电压，但相位相反，即 $v_c = -Z_F i_L^0$ （其中 Z_F 为无源滤波器的零序等效阻抗， i_L^0 为零序负载谐波电流）则整个滤波器支路的电压为0，相当于短路，这样，负载中的零序谐波电流就完全流入滤波器支路，而电网侧零序谐波电流为0，获得了比较理想的滤波效果。由于滤波器支路对于负载零序谐波电流来说相当于短路，其阻抗为0，这样，系统阻抗和无源滤波器之间就不会发生并联谐振，从而造成谐波电流放大。相对并联型有源滤波器而言，混合型滤波器结构较简单，但控制也比较复杂。

1.2.4 中性线串联滤波器

ABB公司针对中性线三次谐波电流过大，开发出三次谐波滤波器(The Third Harmonic Filter, THF)产品投入市场^{[21][3]}。其在TN-C和TN-S系统中接入原理如图1-6所示。

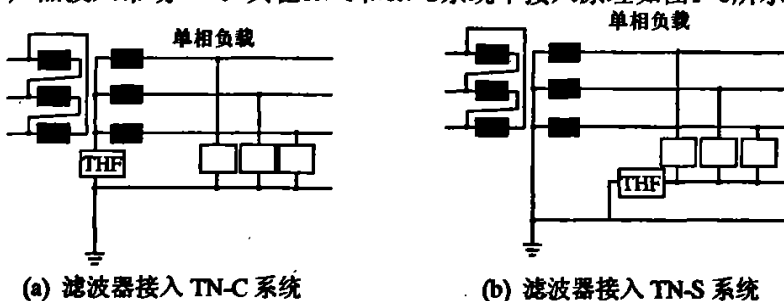


图 1-6 三次谐波滤波器接入原理图

Fig.1-6 schematic diagram of THF installation

从图1-6中可以看出，在三次谐波滤波器接入点之后，不能有重复接地点。而采用的方法是中性线上串联滤波器以抑制中性线上的谐波电流。其原理是使用传统无源并联谐振回路，将其串联在中性线上，该回路对三次谐波电流形成高阻抗，阻断了三次谐波电流，但它对基波电流的低阻抗又足以保证基波电流为主的三相不平衡电流能顺利通过。

采用三次谐波滤波器能够减小线路损耗，减少母线、配电盘和变压器的发热，抑制中

性线和相线中的三次谐波。提高照明灯具和计算机等负载的效率,延长网络中电感和电容的使用寿命。

此方法虽然具有使中性线电流降到最低、降低了回路功率损耗、较大幅度减少磁场强度等优点,但是因为在中性线上串入了一定的阻抗,所以在其两端基波电流产生了电压降,并且对于负载上的电压会引起一定的畸变。随着元件的老化,滤波器易产生失谐问题,有可能会造成系统串联谐振,从而放大谐波电流。

1.3 本文主要工作

尽管近年来人们对电网谐波方面做了大量的研究,虽然所研究的各种滤波器能够治理配电系统中的谐波电流,但基本都是应用于工业配电系统中,存在占地大、价格昂贵、控制复杂等缺点,不适用于楼宇建筑配电系统中性线上零序谐波电流治理。文献[2][3]中虽然提出了一种比较经济的适用于低压配电系统中中性线谐波治理的方案,但是该方法采用的是传统的调谐滤波方法,含有滤波器失谐、引入基波阻抗降低了基波电流、易造成系统串联谐振等问题,从而在实现对中性线上三次谐波进行治理时,也对楼宇配电系统造成了一定的影响。针对此方法的缺点,本文利用一种基于磁通可控的可调电抗器和电容并联构成新的并联谐振回路,在此基础上,对文献[2][3]中的方法进行改进。通过对滤波器的电流和电压的监测,实时的调节可调电抗器的电感值,使之与电容构成的并联谐振回路,时刻保持和谐振点上,并使基波阻抗为零。从而避免因滤波器的失谐导致系统串联谐振,并且保持了基波电流大小,避免了配电系统保护装置的失效。

依据上述指导思想,本课题在讨论了目前应用于三相四线制的各种滤波器工作原理和特性后,采用有源技术实现具有谐波电感连续可调功能的电感与电容构成并联回路,并基于该电抗器的阻抗特性和选频滤波特性构造了一种串联在中性线上的零序谐波滤波器,该滤波器对三次谐波呈现高阻抗,对基波呈现零阻抗。

本文着重从以下几方面进行论述:

- (1) 串联型零序谐波调谐滤波器的工作原理及优缺点。
- (2) 基于磁通可控的可调电抗器及其分频调节原理。
- (3) 仿真系统的建立和仿真结果分析。
- (4) 实验系统的建立和实验结果分析。

2 零序谐波抑制技术及其改进

在实际的工程应用中,谐波抑制多数采用无源滤波的方式,一方面可以抑制谐波,另一方面也有无功补偿的作用。无源滤波要针对不同类型的谐波源采用不同的滤波电路。对电流型谐波源的谐波抑制一般采用串联谐振电路形成低阻抗,并联在电路中以分流的形式来减小谐波源对电网的谐波污染。对电压型谐波源的谐波抑制一般采用并联谐振电路形成高阻抗,串联在线路中以阻止电流的形式减小谐波源对电网的谐波污染。

2.1 楼宇配电系统中谐波源的特性

楼宇配电系统中单相用电负荷占用电负荷总容量的 70% 左右。绝大多数单相用电设备为非线性负荷,其中大部分为含有开关电源的非线性负荷,典型设备有个人计算机、打印机、电信设备、电视机等。从电路形式上来讲,这些设备主要为带有大容量直流平波电容的二极管不可控整流电路,由于直流平波电容的稳压作用,直流回路可近似等效为恒压源,而工作于开关状态的电力电子器件构成的开关变换网络只是按照一定规律分时段地将恒压源连接到三相电网中。因此,从变换器的交流侧来看,直流侧并联大电容的电力电子设备则相当于一个非正弦电压源,整流电路简图如图 2-1 所示。

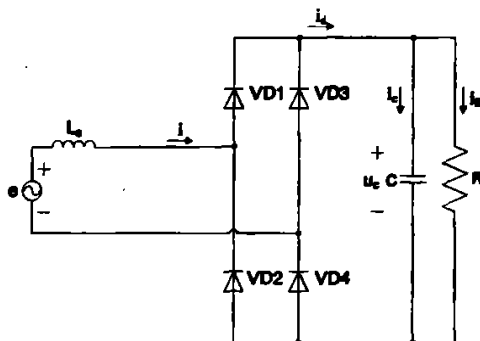


图 2-1 电容滤波型单相桥式整流电路
Fig.2-1 single phase rectifier with capacitor

电容滤波型单相桥式整流电路,在电路进入稳态后,设二极管 VD1 和 VD4 每次在距电源电压过零点 θ 角处开始导通,若以某次导通的时刻为时间零点,则电源电压可表示为

$$e = E_m \sin(\omega t + \theta) \quad (2-1)$$

$t=0$ 的时刻,电源开始通过二极管 VD1 和 VD4 给电容 C 充电,此时电容电压 u_c 的初值为 $u_c(0)$ 。在 VD1 和 VD4 导通期间,有如下方程成立^[1]:

$$\begin{cases} u_c(0) = E_m \sin(\theta) \\ u_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt = e \end{cases} \quad (2-2)$$

由式(2-1)所给条件, 解此方程, 得

$$i_c = \omega C E_m \cos(\omega t + \theta) \quad (2-3)$$

而负载电流则为

$$i_R = \frac{E_m}{R} \sin(\omega t + \theta) \quad (2-4)$$

将式(2-3)和式(2-4)代入 $i_d = i_c + i_R$, 可得

$$i_d = \omega C E_m \cos(\omega t + \theta) + \frac{E_m}{R} \sin(\omega t + \theta) \quad (2-5)$$

设二极管 VD1 和 VD4 的导通角为 σ , 当电容充电到 $\omega t = \sigma$ 时, 二极管 VD1 和 VD4 关断。将 $i_d(\sigma) = 0$ 代入式(2-5), 得

$$\tan(\theta + \sigma) = -\omega RC \quad (2-6)$$

电容被充电到 $\omega t = \sigma$ 时, $u_c = e = E_m \sin(\theta + \sigma)$, 二极管 VD1 和 VD4 关断, 电容开始以时间常数 RC 按指数函数放电。当 $\omega t = \pi$, 即放电经过 $\pi - \sigma$ 的角度时, u_c 降至开始充电时的初值 $E_m \sin \theta$, 另一对二极管 VD2 和 VD3 开始导通, 故有

$$E_m \sin(\theta + \sigma) e^{-\frac{\pi - \sigma}{\omega RC}} = E_m \sin \theta \quad (2-7)$$

在 ω 、R 和 C 的乘积 ωRC 已知的情况下, 代入式(2-6)和式(2-7)中, 可求出 θ 和 σ 的值。在 θ 和 σ 确定之后, 电流 i_d 的表达式即可确定。由式(2-5)可得

$$i_d = \begin{cases} \omega C E_m [\cos(\omega t + \theta) + \frac{1}{\omega RC} \sin(\omega t + \theta)] & (k-1)\pi \leq \omega t < (k-1)\pi + \sigma \\ 0 & (k-1)\pi + \sigma \leq \omega t < k\pi \end{cases} \quad (2-8)$$

(其中 $k=1, 2, 3, \dots$)

交流侧电流 i 的波形是镜像对称的, 其正半周波形就是 i_d 的波形。由式(2-8)可见, 交流侧电流 i 的波形形状仅由乘积 ωRC 决定, 而其幅度与 $\omega C E_m$ 成正比。

由于 i 为镜像对称, 故其中不含偶次谐波分量。对电流 i 进行傅里叶分解, 可得

$$i = \sum_{n=1,3,5,\dots} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (2-9)$$

式中

$$a_n = \frac{\omega C E_m}{\pi} \left[\sigma (\cos \theta + \frac{1}{\omega RC} \sin \theta) + \frac{1}{2} \sin(2\sigma + \theta) - \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{1}{2\omega RC} \cos(2\sigma + \theta) + \frac{1}{2\omega RC} \cos \theta \right]$$

$$b_n = \frac{\omega C E_m}{\pi} \left[\sigma (-\sin \theta + \frac{1}{\omega RC} \cos \theta) - \frac{1}{2} \cos(2\sigma + \theta) + \frac{1}{2} \cos \theta - \frac{1}{2\omega RC} \sin(2\sigma + \theta) + \frac{1}{2\omega RC} \sin \theta \right]$$

$$a_n = \frac{\omega C E_m}{\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} [\sin(n\sigma + \sigma + \theta) - \sin \theta] + \frac{1}{n-1} [\sin(n\sigma - \sigma - \theta) + \sin \theta] - \frac{1}{\omega RC(n+1)} [\cos(n\sigma + \sigma + \theta) - \cos \theta] + \frac{1}{\omega RC(n-1)} [\cos(n\sigma - \sigma - \theta) - \cos \theta] \right\}$$

$$b_n = \frac{\omega CE_m}{\pi} \left\{ -\frac{1}{n+1} [\cos(n\sigma + \sigma + \theta) - \cos \theta] - \frac{1}{n-1} [\cos(n\sigma - \sigma - \theta) - \cos \theta] - \frac{1}{\omega RC(n+1)} [\sin(n\sigma + \sigma + \theta) - \sin \theta] + \frac{1}{\omega RC(n-1)} [\sin(n\sigma - \sigma - \theta) - \sin \theta] \right\}$$

(其中 $n=3, 5, 7, \dots$)

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (n = 1, 3, 5, 7, \dots) \quad (2-10)$$

根据各表达式的计算结果，图 2-2 给出了各次谐波含量与 ωRC 的关系曲线^[6]。

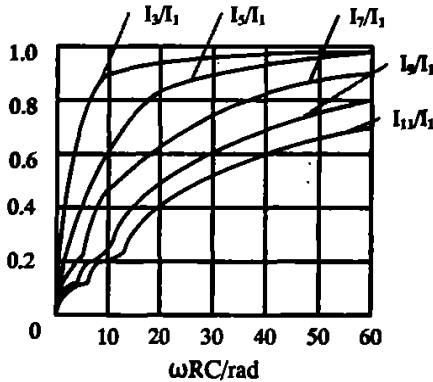


图 2-2 电容滤波型单相桥式整流电路各次谐波含量曲线

Fig.2-2 harmonic ratio graph of single phase rectifier with capacitor

由图 2-2 可以看出， ωRC 越大，则交流侧电流的谐波含量越大，而基波含量越小，电流畸变程度越来越剧烈。另外，交流侧电流只含奇次谐波，谐波含量以三次谐波为主，随着谐波次数的升高，谐波含量减小，而且各次谐波的含量随着 ωRC 的增大而普遍增大。

为了明确电容滤波型单相桥式整流电路的谐波源特征，对图 2-1 所示典型电路利用 PSIM 仿真软件进行了不同系统阻抗下的仿真计算。仿真中，整流电路为二极管不可控整流器，直流平波电容为 2200uF，直流负载电阻为 100Ω，电源电压为 220V/50Hz，系统等值电感从 0.1mH 变化到 10mH，系统等值电阻取等值电抗的 1/5。图 2-3 为仿真结果，横坐标分别用系统等值电感 L_s 和短路比 RSC 标示。图中，THD 为整流器网侧电流的总谐波畸变率， HRI_3 、 HRI_5 和 HRI_7 分别为 3 次、5 次和 7 次谐波电流含有率。

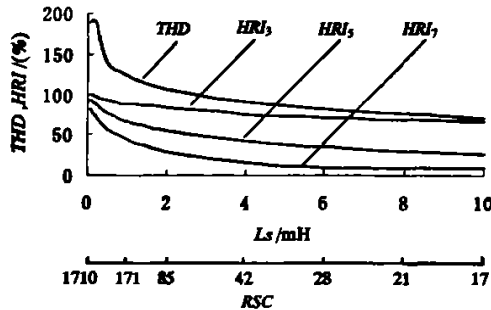


图 2-3 系统电感对电压型整流器网侧谐波电流的影响

Fig.2-3 effect of system inductance on harmonic currents in ac side of voltage type rectifier

图 2-3 中可以看出, 虽然网侧谐波电流随着系统阻抗的增大而下降, 但它们之间呈严重的非线性关系。在系统阻抗很小时, 随着系统阻抗的增大, 谐波电流显著下降, 但当系统阻抗增大到一定程度之后, 谐波电流的下降逐渐趋缓。这种变化关系表明, 电容滤波型单相桥式整流电路属于电压型谐波源, 谐波电压受控于系统阻抗。系统阻抗越小, 等值谐波源电压越低。

对此, 分别对某科研办公楼和某计算机房中产生的谐波进行测试。计算机机房共有台式计算机 34 台, 由专门的配电盘分三相电源供电。计算机全部投入运行时, 各相电压电流波形及中性线电流如图 2-4 所示, 各相谐波频谱如图 2-5 所示, 从频谱图可以看出, 三次谐波含有率接近 70%。从波形图可以看出, 各相的电流都有严重的畸变, 而且中性线上含有较大谐波电流, 且以三次谐波电流为主。

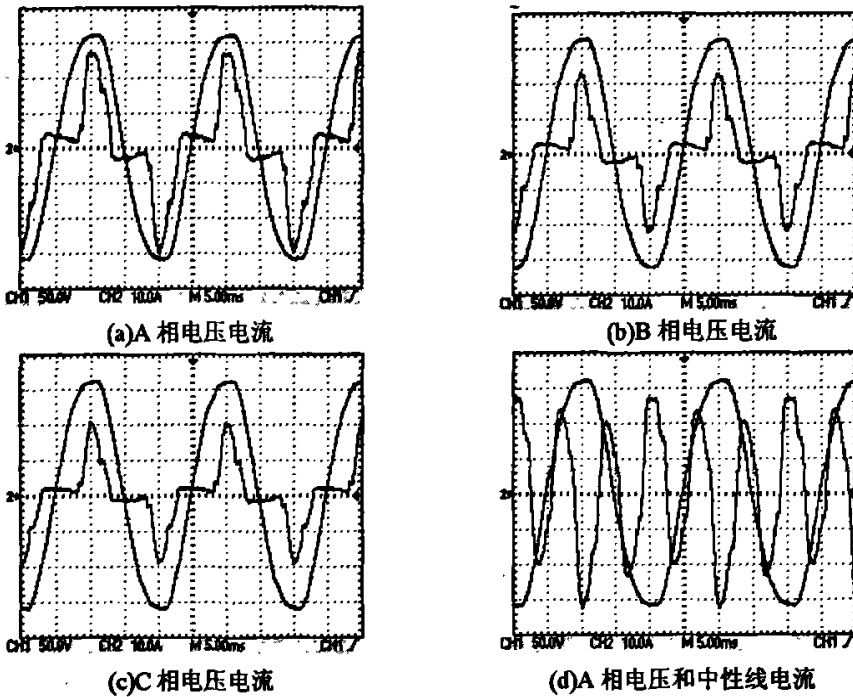


图 2-4 计算机房各相电压和电流及中性线电流

Fig.2-4 voltage and current of phase A、B、C and neutral

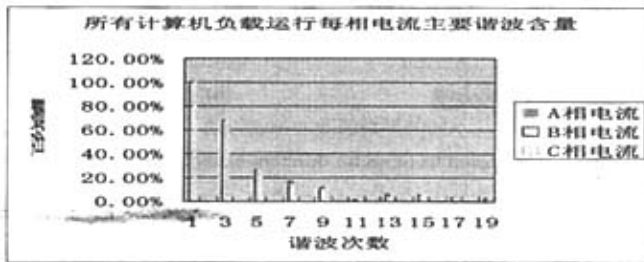


图 2-5 计算机房各相电流频谱

Fig.2-5 current spectrum of phase A、B、C

科研办公楼的电气负荷主要为计算机、电子仪器、照明灯具等，由一个总配电室分三相电源供电。对 A 相线电流和零线电流进行了测量，A 相电压、零线电流波形如图 2-6(a) 所示，各相谐波频谱如图 2-6(b) 所示。从波形图中可以看出，各相的电流谐波含量仍以三次谐波为主，中性线上的电流也以三次谐波电流为主。通过对计算机机房和办公室产生的谐波测试，说明在楼宇配电系统中三次谐波电流含量最高，特别是流过中性线的三次谐波电流，其幅值基本与相电流相当。

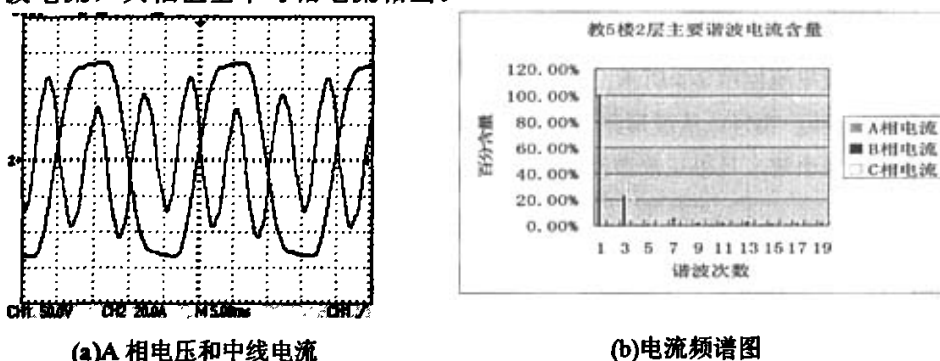


图 2-6 办公室中线电流和各相电流频谱

Fig.2-6 neutral current and current spectrum of office

通过以上分析可知,当系统中使用大量的带有大容量直流平波电容的二极管不可控整流电路时,可看成系统中接有大量的谐波电压源,谐波电压源主要产生 3、5、7 次等奇次谐波电流,而其中 3 次谐波是其中最主要的谐波电流。所以实现中性线上零序电流的抑制,宜采取串联型滤波器对谐波进行抑制,且主要实现对三次谐波电流的抑制。

2.2 零序谐波调谐滤波器的工作原理

无源滤波方法一般采用谐振电路的形式来抑制谐波,如图 2-7。图 2-7 (a) 所示电路为对电流型谐波源的谐波抑制。图 2-7 (b) 所示电路为对电压型谐波源的谐波抑制。

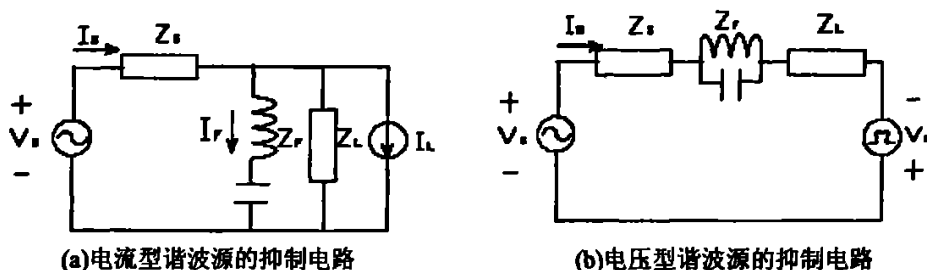


图 2-7 不同类型谐波源的抑制方法

Fig.2-7 suppression methods for different harmonic source

图中, V_s 为电网电压源; Z_s 为电网内阻抗; Z_r 为谐波滤波器的阻抗; Z_L 为负荷阻抗, I_L 表征非线性负荷电流。

2.2.1 零序谐波调谐滤波器的工作原理

在三相四线制系统中零序电流主要通过中性线构成回路，故对零序电流进行抑制，可采用在中性线上串接调谐滤波器来实现。其结构如图 2-8 所示。

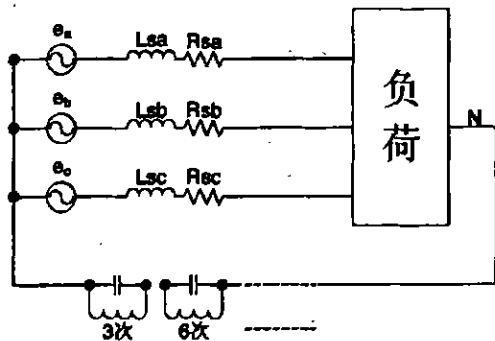
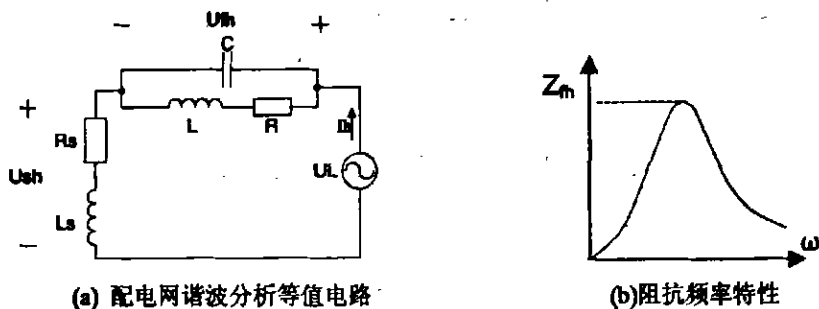


图 2-8 中性线串接滤波器原理图

Fig.2-8 Zero-sequence harmonic filters serried in the neutral line

依据电路理论可以将其等效为一个单相电路来进行分析，等效分析电路如图 2-9 所示。

示。



(a) 配电网谐波分析等值电路

(b) 阻抗频率特性

图 2-9 调谐滤波器工作原理图

Fig.2-9 schematic diagram of tuned filter

如图 2-9(a)所示，从系统电路结构上来看，对于某 h 次谐波，电源系统等值为一个等值电阻 R_s 与等值电感 L_s 的串联支路。串联型交流单调谐滤波器等值为一个电阻 R ，电感 L 和电容 C 组成的并联支路。

其中电源阻抗 Z_s 和滤波器 h 次谐波导纳 Y_{fh} 随信号角频率 ω 的变化规律为^[9]：

$$Z_s = R_s + j\omega L_s \tag{2-11}$$

$$Y_{fh} = \frac{1}{Z_{fh}} = j\omega_h C + \frac{1}{R + j\omega_h L} = j\omega_h C - j\frac{\omega_h L}{R^2 + (\omega_h L)^2} + \frac{R}{R^2 + (\omega_h L)^2} \tag{2-12}$$

Z_{fh} 为滤波器的阻抗，当导纳 Y_{fh} 越小则滤波器的阻抗越大，则其上所承受的 h 次谐波电压越大，电网中流过的 h 次谐波电流越小，滤波效果也就越好。

当滤波器调谐于第 h 次谐波频率上时，在理想谐振点处，如图 2-9 (b) 所示，LC 的

值满足:

$$\operatorname{Im}[Y(j\omega_h)] = -\frac{-\omega_h L}{R^2 + (\omega_h L)^2} + \omega_h C = 0 \quad (2-13)$$

此时, 滤波器阻抗为:

$$Z_h = \frac{R^2 + (\omega_h L)^2}{R} \quad (2-14)$$

式中 ω_h 为 h 次谐波频率。从而使得滤波器在第 h 次谐波频率下的阻抗最大。因为 Z_h 很大, h 次谐波电流的大小主要由高值阻抗 Z_h 和电源阻抗决定, 使得电网中该次谐波电流大为降低。对于基波, $Z_{f1} = 0$, 滤波器阻抗很小, 基波电流主要由电源阻抗决定。因此只要将滤波器的谐振次数设定为与所需消除的谐波次数相同, 则滤波器将抑制该次谐波电流, 并对其它次数的电流没有影响, 从而起到滤除该次谐波的目的。

2.2.2 调谐滤波器的缺点

调谐滤波器结构简单、易于调谐、成本低、维护方便。但从原理上来说交流 LC 调谐滤波器属于选频滤波器。一套滤波装置只能滤除某一次或两次的谐波。

调谐滤波器的引入主要有两个问题, 一个是失谐问题, 失谐的产生会严重影响交流调谐滤波器滤波的性能; 一个是产生基波阻抗, 基波阻抗的产生会减小基波电流, 造成系统保护失效, 另外还易引起系统的串联谐振, 造成基波电流过大。下面主要针对失谐和产生基波阻抗这两个问题进行分析。

电力系统在实际运行时, 由于电容器和电感线圈的参数会因为周围温度的变化、自身发热和电容器绝缘老化等影响而发生变化, 从而使得实际参数和相应的谐振频率偏离设计值, 导致滤波器的失谐^[1]。而且电网的实际运行频率 f_s 与其额定值 f_{sN} 也会存在一定的偏差, 滤波器的谐振频率与系统额定频率下的某次谐波频率在系统频率发生偏移时不再相等, 从而使得滤波器阻抗偏离其极大值, 滤波效果变差, 这也是失谐问题的表现。

考虑失谐因素时, 滤波器的性能不仅由谐振频率下的阻抗决定, 还取决于谐振频率附近的阻抗特性。一般将由参数偏差 ΔL 和 ΔC 引起的谐振频率相对变化量, 等效地近似处理为系统频率的偏差, 引出总的等值频率偏差 (也称总失谐度) 的概念:

$$\delta_{\omega} = \delta_f + \frac{1}{2}(\delta_L + \delta_C) = \frac{\Delta f}{f_{sN}} + \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right) \quad (2-15)$$

滤波器的失谐程度也可以由相对失谐频率 (相对频率偏差) 来表示:

$$\delta = \frac{\omega_h - \omega_r}{\omega_r} \quad (2-16)$$

式中: ω_r 为滤波器实际谐振频率, ω_h 为电网 h 次谐波实际频率。

由式 (2-13) 可以推出, 当达到谐振时的条件为:

$$\omega_h = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR^2}{L}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-17)$$

将式 (2-17) 和式 (2-15) 带入式 (2-12) 中, 并考虑到在一般情况下 $|\delta| < 0.1$, 则可得滤波器在 h 次谐波频率下的导纳为:

$$Y_h = j(1+\delta)\omega_h C + \frac{1}{R + j(1+\delta)\omega_h L} = \frac{R}{R^2 + (1+\delta)^2 \omega_h^2 L^2} - j \frac{\delta(1+\delta)qR}{R^2 + (1+\delta)^2 \omega_h^2 L^2} \quad (2-18)$$

滤波器的特征阻抗 X_0 为 $X_0 = \sqrt{L/C}$ (2-19)

定义滤波器的品质因数 (也称调谐锐度) 为谐振频率 ω_h 下 L 或 C 的电抗 X_0 与 R 的比值:

$$q = \frac{X_0}{R} = \frac{\omega_h L}{R} = \frac{1}{\omega_h CR} \quad (2-20)$$

由式 (2-17) ~ (2-20) 可推出:

$$|Z_h| = \frac{R(1+(1+\delta)^2 q^2)}{\sqrt{1+\delta^2(1+\delta)^2 q^2}} \quad (2-21)$$

$$\phi = \arctg(\delta(1+\delta)q) \quad (2-22)$$

从式 (2-21)、(2-22) 中可以看出, 由于失谐的影响, 等值频率偏差和品质因数成为影响无源滤波器的两个重要特性。当 L, C 为某一定值时, q 值越大, 则调谐频率下的滤波器阻抗 Z_h 越大, 滤波效果越好。但调谐锐度 q 越大, 即当系统频率变动时, 或者当电容或电感因温度变化等原因而改变时, 会使滤波效果有较大变动。

实际情况下, 滤波器总与系统相连, 必须考虑系统阻抗对滤波效果的影响, 由于系统阻抗一般是感性, 当 $\delta > 0$ 或 $\delta < 0$ 则滤波器分别在欠调谐或过调谐状态, 其阻抗分别为感性或容性, 这时滤波效果由滤波器与系统的综合阻抗确定, 为获得最优滤波效果, 要求选择最佳 q 值。

此时所获得的电感和电容值, 虽然在谐振点处产生了高阻抗, 但是对于其它频率下它也产生了相应的阻抗, 特别是对于基波频率。

设 ω_1 为基波角频率, L_h, C_h, R 为谐振时的电感、电容和电阻。则在谐振时的基波阻抗导纳为:

$$Y_1 = j\omega_1 C_h - j\left(\frac{\omega_1 L_h}{R^2 + (\omega_1 L_h)^2}\right) + \frac{R}{R^2 + (\omega_1 L_h)^2} \quad (2-23)$$

阻抗模为: $|Z_1| = \frac{R^2 + (\omega_1 L_h)^2}{\sqrt{(\omega_1 C_h(R^2 + (\omega_1 L_h)^2) - \omega_1 L_h)^2 + R^2}}$ (2-24)

从式(2-23)和式(2-24)可以看出,在滤波器进入谐振状态时,基波阻抗不为零。因为调谐滤波器是串入系统中性线中,所以在其对谐振频率处的谐波电流产生抑制作用时,对于基波电流也产生了影响。滤波器的引入将减小系统中的基波电流。而在电力系统中,对于各种保护的设定都是依靠电路中的基波电流来进行设定,所以可能导致系统中保护装置的失效。

除上述问题外,调谐滤波器的固有缺点还表现在以下方面^[6]:

(1)滤波器的滤波效果严重依赖于系统电抗的影响,当电网容量减小而阻抗增大时,滤波性能进一步恶化。对弱电网电源阻抗较大而言,要取得良好的滤波效果,要求滤波器有较大的容量,不仅可能造成无功功率过补偿,还会增加调压难度,投入时可能欠压,切除时可能过压。

(2)由于电网的等效电抗一般呈现感性,而交流滤波器在其调谐频率以下呈现容性,这就存在与电网电抗在某谐振频率附近发生串联谐振的可能,使谐波放大,滤波效果更加恶化,严重时有可能威胁电网的安全运行。

(3)在实际运行中可能由于电网电压的畸变或附近谐波源的投入,使在某次谐振频率下流过滤波器的谐波电流大于设计值或背景谐波,这样滤波器容易发生谐波过流,一旦过流,只有切除滤波器,使得滤波器的谐波补偿和无功补偿也被切除。因此,为了避免其过流,在设计时往往使滤波器正常工作于偏谐状态^[10],与此带来的反作用就是滤波性能进一步降低。

(4)一旦滤波器设计安装,其调谐频率和容量都不易改变,基本不具有可移植性。

(5)电网频率和LC参数因温度变化或元件老化而变化时,调谐滤波器的滤波性能会严重恶化。

交流调谐滤波器存在上述缺点,主要因为LC调谐滤波器缺乏在线调控功能,对电网参数和滤波器自身原件参数的变化不具备跟踪调节能力,其补偿特性不能自动适应自身参数和环境参数的变化。这些导致滤波器的滤波性能大打折扣,因此需要对调谐滤波器进行改造,克服它的缺点,并进一步改善滤波器的滤波效果。

2.3 零序谐波调谐滤波器的改进方案

针对2.2节中调谐滤波器的缺点,可以采用能够自动跟踪参数变化的以及能够实现高频调节电感量的自动调谐滤波器。目前,自动调谐功能的实现方法主要有^{[11][12]}:

(1)采用自动恒温控制的电容器。

(2)利用机械开关自动投切位于低电位的电容器单元,根据需要自动改变滤波电容值。

(3)利用机械开关自动调整电抗器的分接头,根据需要自动改变滤波电感值。

(4)利用晶闸管静止开关自动调整电抗器的匝数^[13],根据需要自动改变滤波电感值。

这几种调谐滤波器的特点是滤波器参数的调节是有级的,不能调整到最佳状态,开关切换过程中也存在电磁暂态现象。要实现交流调谐滤波器的连续调谐,其核心工作就是开发利用一种能连续调节其电感量的电抗器或连续调节其电容量的电容器(一般来说,电感量可调的电抗器更易实现)。

由于可连续调节电容量的电容器较难实现,所以能够实现自动调谐的滤波器大部分都是以连续可调电抗器与滤波电容构成。目前具有在线连续调节功能并得到实际应用的电抗器主要有以下几种:

(1) 晶闸管控制电抗器 TCR^[11]

TCR 的单相基本结构就是两个反并联的晶闸管与一个电抗器相串联,通过调节晶闸管触发角的方式实现电抗器电感量的连续调节,但是它随之必将产生谐波的污染。

(2) 直流励磁式磁控电抗 MCR^[14]

直流励磁式磁控电抗器是基于偏磁可调原理,通过改变晶闸管的触发角来调节直流励磁电流的大小,进而改变交流等值磁导率,达到平滑调节无功的目的。这种可调电抗器所需晶闸管的功率比较低,可以实现用小功率控制大功率的目的,易应用于高压电网上,且其还具有成本低、损耗小、惯性小、无功调节范围大等优势。但是长期正常运行时,由于铁心磁饱和特性,其会产生一定的谐波,损耗大,噪声大,而且通过磁饱和使电抗器励磁阻抗变小比较困难。

(3) 基于铁心正交磁化原理的交流连续可调电抗器 ConTune^{[16][17]}

ABB 公司在 1993 年提出了一种基于线圈正交磁化的可调电抗器。这种电抗器采用一种具有一定高度的环型铁心,沿环型内外绕有直流控制绕组,沿环型铁心的外围绕有与直流绕组正交的交流主绕组构成电抗器。通过控制直流绕组中直流电流的大小可以改变交流绕组的等值磁导率,由于交直流磁通正交,交流绕组无磁通饱和的现象,不会产生谐波,但其调节范围有限。

以上述电抗器为核心的滤波器能够实现自动连续调节功能,但其大都只适用于单调谐滤波器,一个滤波支路只能解决单次谐波的抑制问题,要解决多次谐波则需要多个单调谐滤波器的并联,这样无疑增大了滤波器的容量、占地面积及成本。若能选择一种新型可调电抗器,使其特性满足在不同频率下的电感是不同的,而且是可控的,则在此电抗器基础上形成的滤波器结构并配以适当的控制策略,便可实现单支路多调谐的功能。

文献[18][19]提出了一种基于磁通可控的可调电抗器的新原理,通过在带气隙变压器的二次侧采用有源的方式注入一个与一次侧电流频率相同、相位相反的电流,改变变压器的二次侧注入电流的大小便可实现变压器主磁通的连续可调。基于磁通可控的可调电抗器没有饱和现象,不产生谐波并可实现电抗值的无级可调。

本文在此基础上研究了一种基于磁通补偿原理的有源电抗器,该电抗器除具有上述的优点以外,还具有选频滤波特性。它在所选的不同频率下可以具有不同的电感,而且谐波电感还可以单独连续调节,并且具有控制结构简单等特点。

因为基于磁通补偿原理的有源电抗器可以使电抗器在不同频率下呈现不同的感抗值,并能够对电感进行连续调节,因此采用有源电抗器与滤波电容器并联就可以实现滤波器对不同频率呈现不同的阻抗值,从而解决了调谐滤波器的失谐问题和因串联引入了基波阻抗而造成基波电流减小的问题。其改进后的调谐滤波器结构原理图如图 2-10 所示。其中, i_L 为流过有源电抗器原边的电流, i_L^* 为采样得到的参考信号, i_c^* 为经过控制后得到的指令电流信号, i_c 为有源电抗器副边的补偿电流。

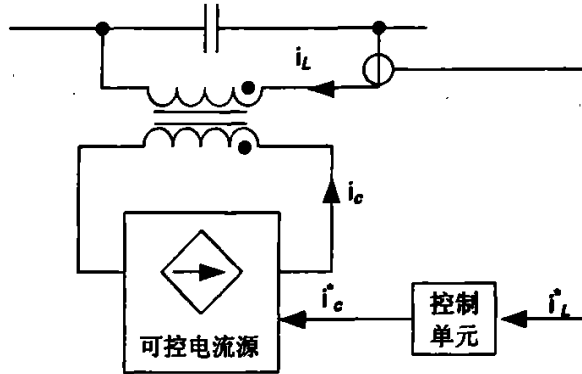


图 2-10 改进后的调谐滤波器原理图

Fig.2-10 diagram of tune filter improved

依据 2.2 节中的讨论,可知对于传统调谐滤波器实现中性线上滤除谐波时,会有失谐问题、降低基波电流等问题。对调谐滤波器进行改进,主要是完成对三次谐波的滤除和基波电流的补偿。因此最终滤波器进行调节应达到以下目标:

- ① 对 3 次谐波调谐,增大 3 次谐波阻抗,以降低中性线上的三次谐波电流达到国家标准。
- ② 对基波电流进行控制,减小基波阻抗,以补偿中性线上的基波电流。
- ③ 在对不同的工况下,能够进行有效的控制。

2.4 基于磁通补偿原理有源电抗器的控制

改进后的调谐滤波器能有效地补偿由电源频率偏差和滤波器元件参数变化引起的滤波器失谐、提高滤波器的滤波效果,以及实现基波阻抗为零阻抗,具有电感量连续可调的电抗器是实现滤波器自动连续可调的关键。

2.4.1 有源电抗器谐波感抗调节原理

基于磁通补偿原理的有源电抗器由两个相互耦合的电感线圈(主绕组与补偿绕组)和一个补偿电流控制系统组成^[20],主绕组对外呈现出一个等值电阻和等值电感均可调的电抗器,而补偿绕组作为调节主绕组等值阻抗的手段。如图 2-11 所示,绕组 A-X 为主绕组,

而绕组 a-x 为补偿绕组。采用有源方式，在补偿绕组中注入一定幅值和相位的补偿电流，可以改变主绕组对外所呈现的等值电阻和等值电感。

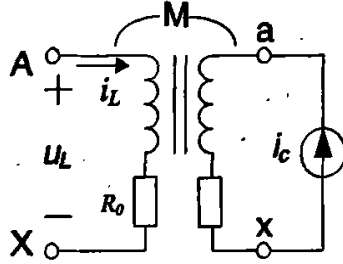


图 2-11 有源电抗器的原理结构

Fig.2-11 schematic diagram of active reactor

设 R_0 为主绕组的实有电阻， L_0 为主绕组的自感， M 为绕组间的互感，有源电抗器作为一个两端元件，其阻抗特性可用端口伏安特性方程来表示：

$$u_L = i_L R_0 + L_0 \frac{di_L}{dt} + M \frac{di_c}{dt} \quad (2-25)$$

以有源电抗器主回路电流为 i_L 为相位参考，并设：

$$i_L = i_1 + i_{k1} + i_{k2} + \sum i_k \quad (2-26)$$

其中： $i_1 = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$

$$i_{k1} = \sqrt{2}I_{k1} \sin(h_1 \omega t + \varphi_{k1})$$

$$i_{k2} = \sqrt{2}I_{k2} \sin(h_2 \omega t + \varphi_{k2})$$

$$i_k = \sqrt{2}I_k \sin(h \omega t + \varphi_k)$$

通过控制系统使补偿电流与主回路电流的关系为：

$$i_{c1} = k_{k1} \cdot i_{k1} \quad (2-27)$$

$$i_{c2} = k_{k2} \cdot i_{k2}$$

式中， k_{k1} 为 h_1 次谐波电流补偿系数， k_{k2} 为 h_2 次谐波电流补偿系数。

$$\text{令 } i_c = i_{c1} + i_{c2} \quad (2-28)$$

将式 (2-26)、(2-28) 代入式 (2-25)，则有源电抗器的主绕组端电压 u 为：

$$\begin{aligned} u &= u_L - i_L R_0 \\ &= L_0 \frac{di_1}{dt} + (L_0 + k_{k1} M) \frac{di_{k1}}{dt} + (L_0 + k_{k2} M) \frac{di_{k2}}{dt} + L_0 \sum_{k \in H} \frac{di_k}{dt} \end{aligned} \quad (2-29)$$

式中， H 为不需补偿谐波的谐波次数的集合。

由式 (2-29) 可知，主绕组端口电压由四部分组成，第一部分为基波分量，第二部分

为补偿的 h_1 次谐波分量，第三部分为补偿的 h_2 次谐波分量，第四部分为不加补偿的谐波分量，第二和第三部分也是自动调谐控制的谐波分量。于是，有源电抗器在自动调谐的 h_1 次和 h_2 次谐波频率下的等值电感为：

$$L_{h_1,eq} = L_0 + k_{h_1}M \tag{2-30}$$

$$L_{h_2,eq} = L_0 + k_{h_2}M$$

由式(2-30)可得，等值电感取决于电流控制电流源的补偿系数 k_h 。当主绕组中电流含有不同频率的正弦分量时，可在补偿绕组中注入某些特定谐波的补偿电流，通过自动控制系统，分别控制各次谐波电流的补偿系数 k_h 的大小和符号，便可独立且连续调节有源电抗器在各次谐波频率下的等值电感。当采用基于加权系数的方法时，就可以对不同频率下的等值电感进行独立调节。

2.4.2 有源电抗器的感抗变频调控仿真

图 2-12 所示为基于 MATLAB/SIMULINK 的有源电抗器的仿真系统图，虚框部分为有源电抗器，电抗器由带有并联电阻的电流源供电，分别改变控制系数 k_1 和 k_2 就可以对电抗器的基波和三次谐波的电感进行独立调节。仿真系统中，电流源为 5A/50Hz 和 2A/150Hz；耦合电抗器主绕组电阻 $R_0=0.032\Omega$ ；主绕组自感 $L_0=4\text{mH}$ ；两绕组间互感 $M=3.2\text{mH}$ ； $R_s=R_c=10\text{K}\Omega$ 。当没有控制时，有源电抗器为一个带有等值电阻的常规电抗器，其对应于 50Hz 电流的阻抗角 $\varphi=88.5^\circ$ ，对应于 150Hz 的阻抗角 $\varphi=89.5^\circ$ 。

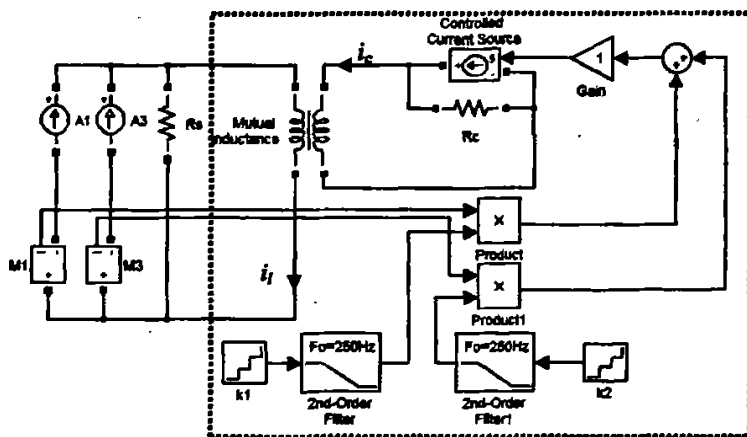


图 2-12 有源电抗器的仿真图

Fig.2-12 simulation diagram of active reactor

仿真时首先使系数 $k_2=0$ 不变， k_1 进行独立调节。当时间为[0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4]时， k_1 分别取[0, -1, -1.25, -1.5, -2.5]。仿真结果如图 2-13 所示。

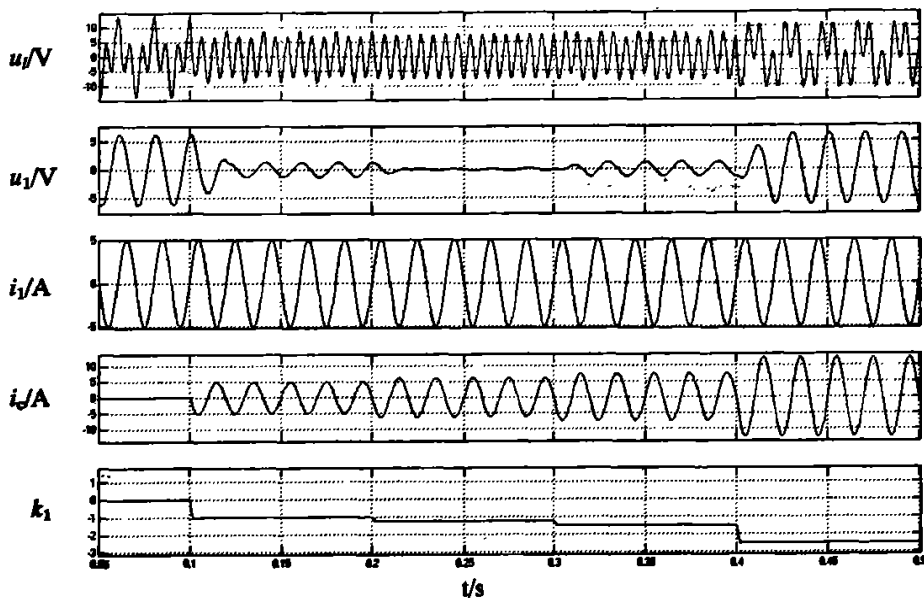


图 2-13 有源电抗器的基波电压、电流 ($k_2=0$)

Fig.2-13 fundamental vottage and current of active reactor

图 2-13 中波形 1 为有源电抗器原边的电压波形, 波形 2 为有源电抗器上原边的基波电压, 波形 3 为流过电抗器原边的基波电流, 波形 4 为有源电抗器副边补偿电流的基波分量。可以看出, 在时间为 $[0, 0.1]$ 时, k_1 为 0, 此时基波电压超前基波电流, 说明电感值为正对外表现为普通电感。在时间为 $[0.1, 0.2]$ 时, k_1 为 -1, 此时依据公式 (2-30), 有源电抗器的等效电感值减小, 从图中可以看出, 基波电压超前基波电流的相位角变小, 说明加入补偿电流后能够改变有源电抗器的等效电感。在时间为 $[0.2, 0.3]$ 时, k_1 为 -1.25, 等效电感值进一步缩小趋近于零, 此时基波电压与基波电流同相位。在时间为 $[0.3, 0.4]$ 时, k_1 为 -1.5, 等效电感减小为负, 此时能够看出电压滞后于电流。在时间为 $[0.4, 0.5]$ 时, k_1 进一步减小, 电压滞后于电流的角度进一步增大。

当时间为 $[0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8]$ 时, $k_1=0$ 不变, k_2 分别取 $[0, -1, -1.25, -1.5, -2.5]$, 仿真结果如图 2-14 所示。

图 2-14 中波形 1 为有源电抗器原边的电压波形, 波形 2 为有源电抗器原边三次谐波电压, 波形 3 为有源电抗器原边的三次谐波电流, 波形 4 为有源电抗器副边补偿电流的三次谐波分量。可以看出, 当改变 k_2 时三次谐波电压与电流的相位关系变化与基波相同。而且当调节三次谐波补偿电流时, 不改变基波电压。说明在调节时加入指定频率的补偿电流, 则可以调节此频率下的等值电感, 且不对其它频率下的等值电感产生影响。

上述两种结果表明, 在补偿绕组中注入与主绕组电流同相或反相的补偿电流, 可以在线连续调节主绕组的等值电感。而采用基于加权系数调整的有源电抗器的控制结构, 可以实现不同频率下的等值电感的独立连续调节。

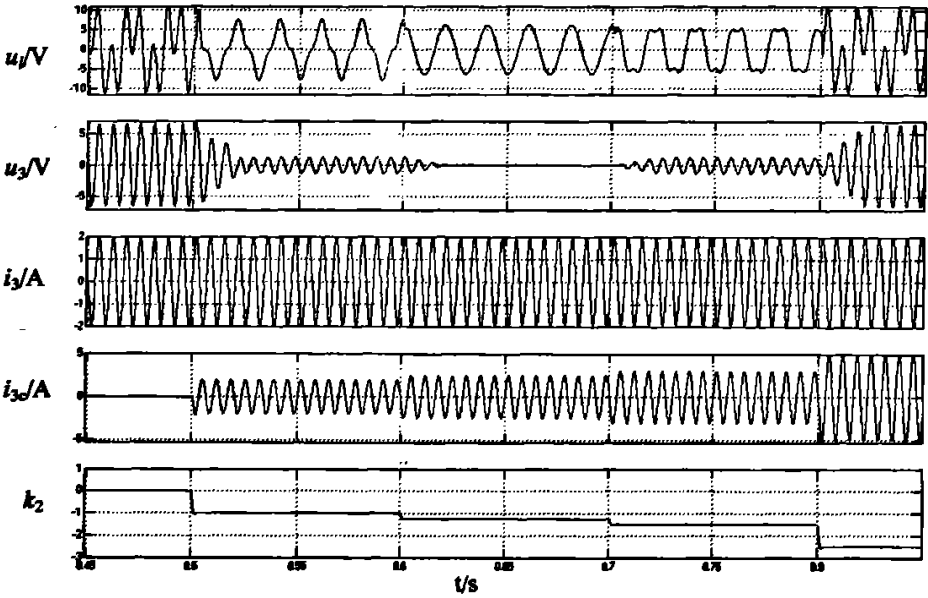


图 2-14 有源电抗器的三次谐波电压、电流 ($k_1=0$)
 Fig.2-14 3th harmonic voltage and current of active reactor

2.5 基于有源电抗器的零序谐波滤波器的控制系统

基于有源电抗器的零序谐波滤波器是由有源电抗器与滤波电容器并联组成，它串联于三相四线制供电系统的中性线中，对零序谐波形成高阻抗通道，但对基波形成低阻抗通道，从而达到抑制中性线中零序谐波电流的目的。有源电抗器的调控方法采用 2.4 节所述的谐波加权系数法。

基于有源电抗器的零序谐波滤波器的控制系统结构如图 2-15 所示。

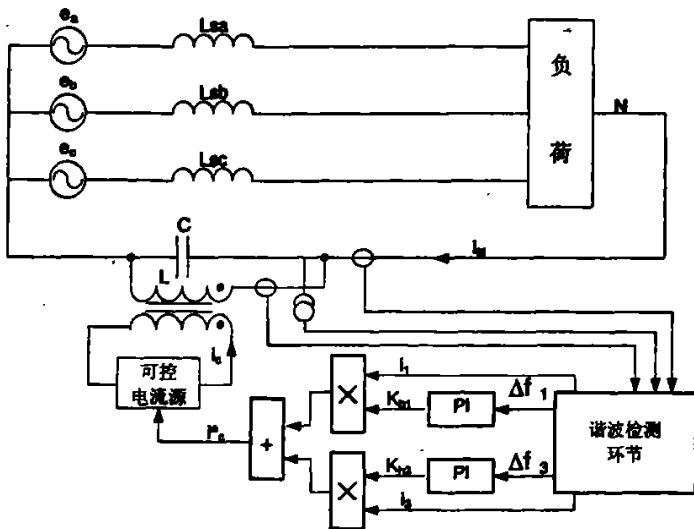


图 2-15 零序谐波滤波器结构框图
 Fig.2-15 configuration diagram of the Zero sequence harmonic filter

图中 e_a 、 e_b 、 e_c 为系统电源, L_{sa} 、 L_{sb} 、 L_{sc} 系统电源内部电感, i_1 、 i_3 分别为流过有源电抗器原边的电流基波和中性线电流的三次谐波分量, Δf_1 为流过有源电抗器原边的基波电流与滤波器上基波电压的相位差, Δf_3 为中性线三次谐波电流与滤波器上三次谐波电压的相位差, K_{u1} 、 K_{u3} 为加权系数, i_c^* 为指令电流, i_c 为补偿电流。

基于有源电抗器的零序谐波滤波器由以下几部分组成:

(1) 零序谐波滤波器主电路, 由有源电抗器的原边绕组与滤波电容器并联构成。

(2) 谐波电压电流检测环节, 以确定中性线中各次谐波的大小及相位和滤波器上的电压相位, 从而进一步获取谐波电压与谐波电流的相位差。因为相位差的大小及正负, 直接反映了滤波器的调谐程度, 所以以相位差作为控制量进行调节。

(3) 控制环节, 主要为 PI 调节器, 通过获取的相位差, 调节不同谐波下补偿电流分量的加权系数, 从而调节补偿电流, 使滤波器保持工作在谐振点, 基波阻抗接近零阻抗。

(4) 补偿电流发生器, 产生有源电抗器补偿绕组所需的补偿电流, 其主电路型式为单相电压源逆变器, 控制方式为电流跟踪控制方式。

2.6 小结

本章分析了楼宇建筑中典型设备的特性, 通过理论分析、仿真和实测, 说明了楼宇建筑配电系统中的谐波主要为以三次零序谐波为主的谐波电压源, 因此宜采用串联型滤波器对谐波电流进行抑制。分析了串联型调谐滤波器的工作原理, 针对串联调谐滤波器具有失谐和引入基波阻抗的缺点, 提出了基于有源电抗器的改进型调谐滤波方案。研究了基于磁通补偿原理的有源电抗器的分频独立调节原理及方法, 并设计了零序谐波自动调谐滤波器的控制系统方案。

3 三次谐波滤波器的仿真研究

在设计实际的实验系统前进行仿真是非常有必要的。它可以验证系统结构和控制方法的正确性，加深对系统控制规律的认识。系统中的一些重要参数对仿真结果有影响，对实验装置中实际元件的选取也有一定的指导作用，而在对系统进行仿真的过程中，可以采用不同的控制方法进行验证，最终选择最优的方案。

3.1 仿真环境

目前常用的电力系统仿真软件有 EMTPT,NETOMAC,PSASP,MATLAB 等。本文采用的仿真软件为美国 Mathwork 公司推出的 MATLAB 软件^[21]。其中 SIMULINK 是 MATLAB 里工具箱之一，其重要功能是实现动态系统建模、仿真与分析，从而可以在实际系统制作之前，预先对系统进行仿真与分析；也可以对系统作适当的实时修正或按仿真最佳效果来调试及整定控制系统的参数，从而提高系统性能，减少设计系统过程中反复修改的时间，实现高效率开发系统的目标。SIMULINK 仿真工具箱中的 power system block(PSB)是专门针对电力系统而设计的仿真软件模块，其元件模型多，功能比较全面，具有较强的开放性。

3.2 三次谐波滤波器仿真模型的建立

由图 3-1 可以看出三次谐波滤波器的仿真模型主要由电源，负载，谐波电压和电流检

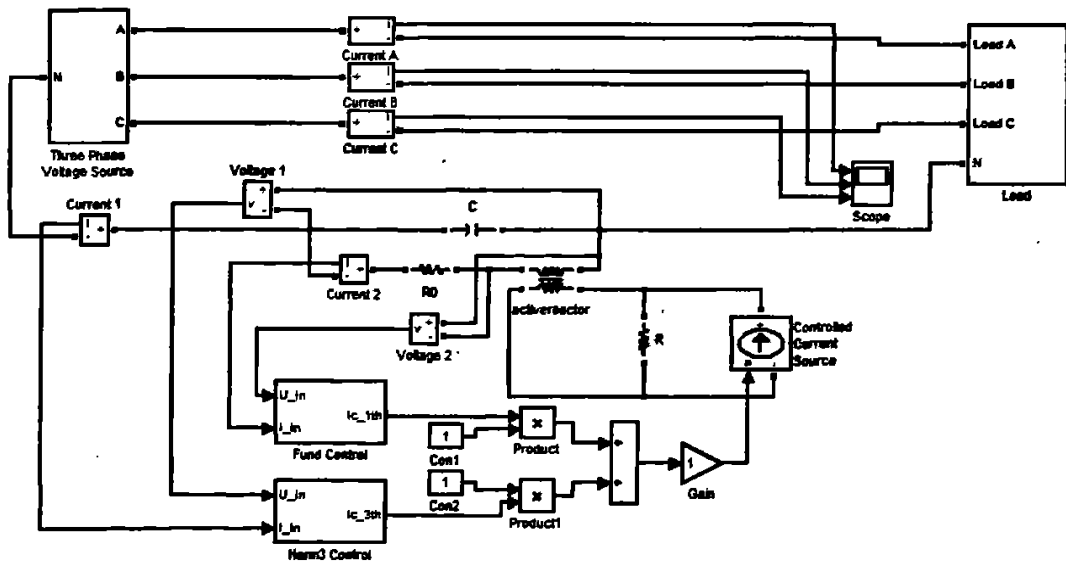


图 3-1 三次谐波滤波器仿真模型

Fig.3-1 simulation model of the Zero sequence harmonic filter

测及控制，三次谐波滤波器四个部分组成。

(1) 电源

仿真模型中的电源为标准三相电源。系统电压为 220V，基波频率 50Hz，相位互差 120°

(2) 负载

负载模型如图 3-2，包含了两部分。一部分为三相纯阻性负载，另一部分为三组单相非线性负载。其中每组单相非线性负载为电容滤波型单相桥式整流电路。当三组单相负载全部投切后，三相负载达到平衡。

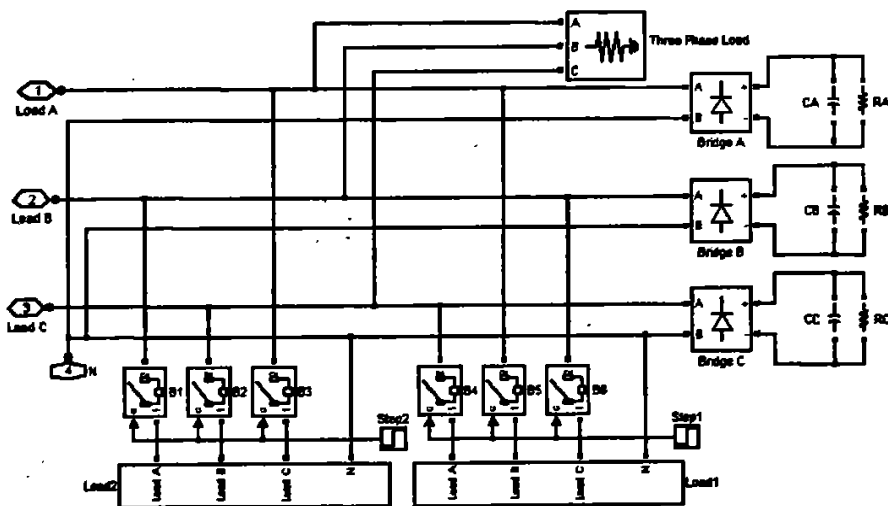


图 3-2 负载模型图

Fig.3-2 Load model

(3) 三次谐波滤波器主电路

三次谐波滤波器主电路由有源电抗器和滤波电容器并联组成。其中有源电抗器由两个相互耦合的电感线圈（主绕组和补偿绕组）和可控电流源组成。仿真中有源电抗器采用 mutual inductance 器件，原边电感为 4mH，原边内阻为 0.032Ω，互感为 3.2mH 并选用大小为 150uF 的电容器与原边电感并联组成三次谐波滤波器。可控电流源直接采用 CCS（Controlled Current Source）。

(4) 谐波电压和电流检测及控制

系统通过电压电流互感器分别提取出三次谐波滤波器上电压和中性线电流信号，采用傅里叶变换的单次谐波瞬时波形的检测方法实现谐波的检测。

三次谐波滤波器的目的在于使有源电抗器在电源频率、滤波电容发生变化后能始终保持 LC 谐振于三次谐波频率上，且对基波电流形成零阻抗。当滤波器完全谐振时，滤波器支路对三次谐波呈高值纯电阻，此时滤波器上谐波电压和中性线上谐波电流同相位，其相角差 $\sum |\varphi_3| = 0$ 。对于基波，当有源电抗器原边上的电压与支路上的电流同相位，即相角差 $\sum |\varphi_1| = 0$ ，此时有源电抗器就相当于阻值很小的纯电阻，阻值为原边的内阻，所以滤

滤波器对基波电流近似于零阻抗。滤波器的失谐电抗和谐波阻抗角能较好反映滤波器的失谐程度，它们的极性反映失谐的性质，其值则反映失谐的大小。由于相位的变化范围是确定的，测定也比电抗容易。因此在以失谐为目的的控制系统宜采用相位控制策略。对于基波也是一样，故系统采用相位控制策略，通过实时检测滤波器的谐波相位差，根据相位差的正负和大小通过 PI 控制器自动调节补偿电流的极性和幅值，从而使调谐滤波器始终处于良好工作状态。基波和三次谐波的控制方法相同，其控制系统仿真模块如图 3-3 所示。

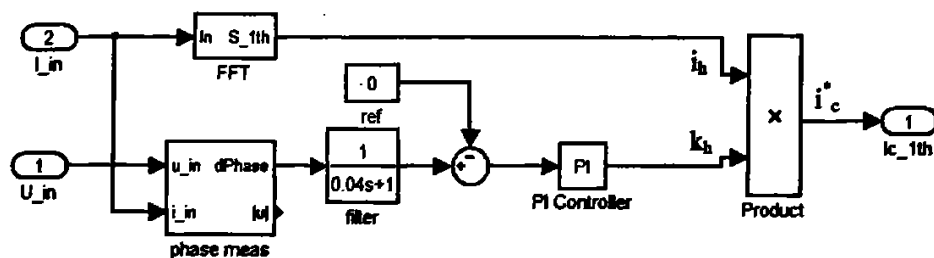


图 3-3 检测与控制仿真模块

Fig.3-3 simulation model of detector and control

其中 FFT 模块是检测有源电抗器原边电流中的基波或三次谐波电流分量，并将检测出的电流分量送出。Phase meas 模块是检测电压与电流相位角，并将结果送出，所获得的相位角作为反馈量与 0 相比较，所得偏差值经 PI 调节后获得加权系数。加权系数与对应的电流分量相乘后获得指令电流 i_c^* 。

仿真中，基波控制单元的 PI 参数为： $K_p=0.01$ ， $K_i=0.1$ ；三次谐波控制单元的 PI 参数为： $K_p=0.015$ ， $K_i=0.1$ 。

综合上述四部分，便构成了一个完整的自动连续多调谐滤波器的仿真系统。下面分析滤波器系统不同运行工况下的仿真结果。

3.3 三次谐波滤波器在不同工况下的仿真

对三次谐波滤波器的工作主要通过以下几种情况予以说明：

(1) 系统中不加入三次谐波滤波器

当系统中不加入三次谐波滤波器时，主要有以下三种情况：只投入 A 相负载；投入 A、B 两相负载；投入三相平衡负载。仿真结果如图 3-4 所示。其中波形 i_N 为中性线上总电流，波形 i_1 为中性线上基波电流分量，波形 i_3 为中性线上三次谐波电流分量。图 3-4 (a) 为只投入 A 相负载时的仿真结果，从图中可以看出流过中性线上的电流除 A 相零序三次谐波电流外，还含有 A 相基波电流。图 3-4 (b) 为投入 A、B 两相负载时的仿真结果，从图中可以看出此时流过中性线的电流为 A、B 两相零序三次谐波电流的叠加，三次谐波电流的幅值为图 3-4 (a) 中三次谐波电流的两倍，而基波电流的幅值基本没有变化，但相位改变。图 3-4 (c) 为投入三相平衡负载时的仿真结果，从图中可以看出此时中性线

上为三次谐波电流，基波电流为 0，中性线上的三次谐波电流为图 3-4 (a) 中三次谐波电流的三倍，相位不变。

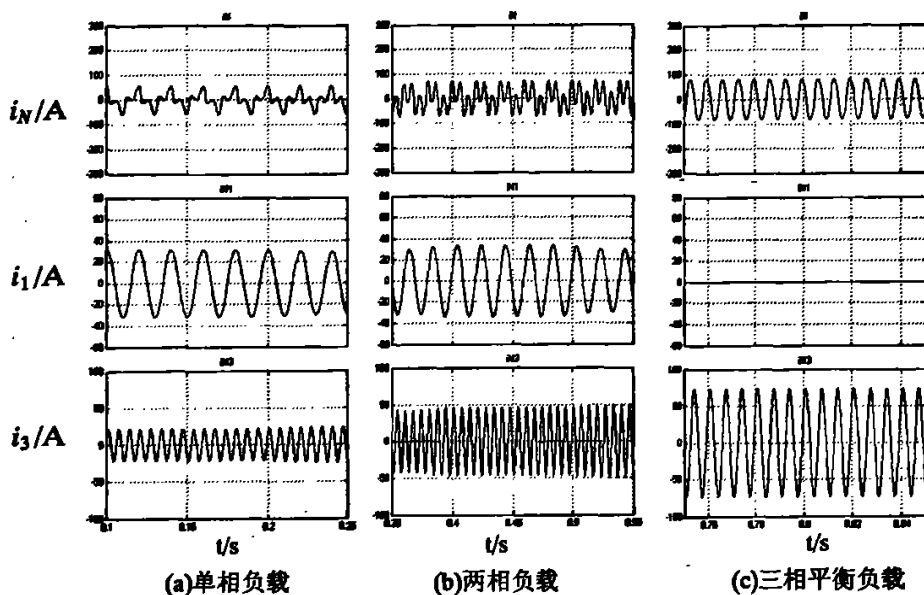


图 3-4 未投入滤波器时的中性线电流及基波和三次谐波电流分量

Fig.3-4 neutral line、fundamental and 3th harmonics current in no filter condition

仿真结果表明，随着负荷平衡度的增加，中性线上的三次谐波电流以叠加的方式增大，而基波电流只有在三相负载完全平衡时才为零。由于楼宇建筑中用电的随机性，三相负载完全平衡的几率较低，所以在对中性线进行谐波抑制的过程中，除了对三次谐波电流进行抑制，还应使基波电流完全通过，保证在发生三相负载严重不平衡的情况时系统的保护装置工作。

(2) 投入滤波器但无自动连续调谐

仿真结果如图 3-5 所示。当在中性线上加入滤波器且无控制时，滤波器相当于一个无源调谐滤波器，调谐滤波器的电感为 4mH，电感内阻为 0.032Ω，电容为 150uF，则其调谐频率为 205.5Hz，对于三次谐波的失谐度为-27%，基波阻抗 $|Z_1|=1.308\Omega$ 。其中波形 i_N 为中性线上总电流，波形 i_1 为中性线上基波电流分量，波形 i_3 为中性线上三次谐波电流分量。图 3-5 (a) 为只投入 A 相负载时的仿真结果，从图中可以看出流过中性线上的三次谐波电流明显减小，基波电流也减小。图 3-4 (b) 为投入 A、B 两相负载时的仿真结果，从图中可以看出此时流过中性线的电流略有增大，而基波电流有较大的减小。图 3-4 (c) 为投入三相平衡负载时的仿真结果，从图中可以看出三次谐波电流仍有所增大，中性线上的电流以 5、7 次为主，基波电流基本为零；因为滤波器的投入，给中性线中引入了较大的三次谐波阻抗和基波阻抗。依据 2.2 节中的论述得出，系统中三次谐波和基波阻抗的增大，必然引起基波和三次谐波电流减小。

从结果可以看出，三次谐波滤波器的串入能够有效的降低中性线上的三次谐波电流，

但由于基波阻抗的引入，中性线上的基波电流有明显的降低，为系统的保护带来不利的影响。

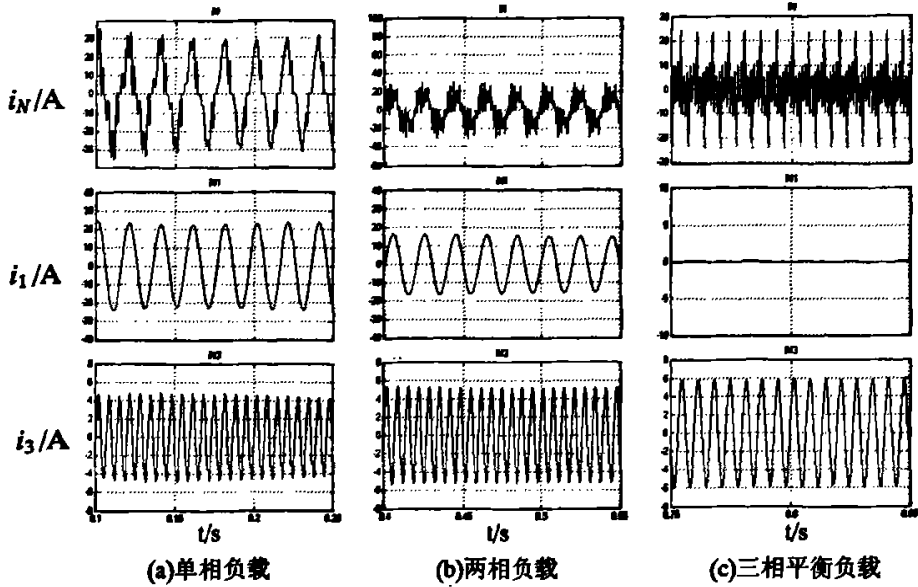


图 3-5 投入滤波器未自动调谐时的线电流、基波电流和三次谐波电流

Fig.3-5 neutral line、fundamental and 3th current in the condition with un-tuning filter

(3) 滤波器加入单纯三次谐波补偿电流

在只投入 A 相负载工作的情况下，滤波器只加入三次谐波电流的抑制控制单元。当 $t=0$ 秒时，滤波器工作在无控制的状态下，当 $t=0.2$ 秒时，投入三次谐波电流补偿控制单元。仿真结果如图 3-6 所示，其中波形 i_N 为中性线上总电流，波形 i_3 为中性线上三次谐波电流分量，波形 i_{c3} 为中性线上三次谐波补偿电流，波形 i_1 为中性线上基波电流分量。

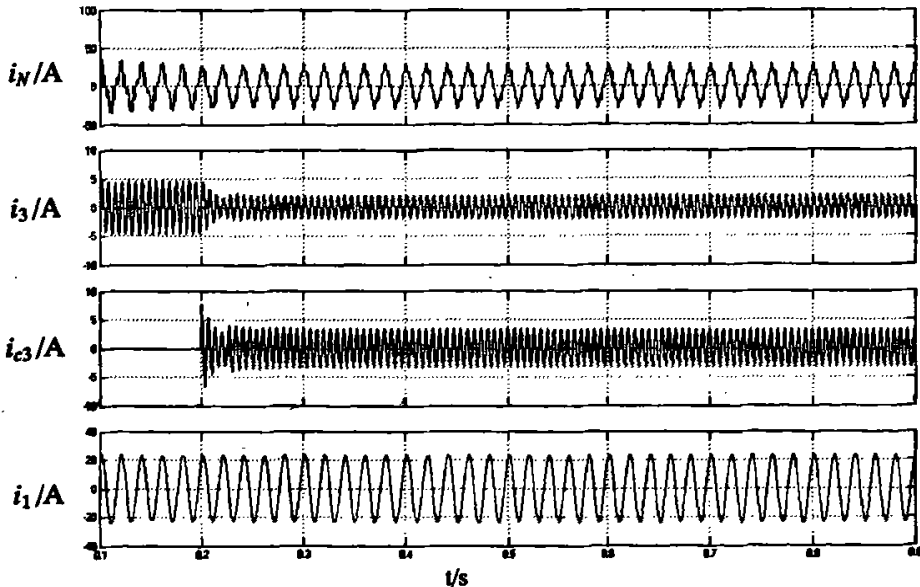


图 3-6 加入三次谐波补偿电流后的中性线及基波和三次谐波电流

Fig.3-6 natural line、1th、3th and compensation current in the condition with filter tuning on 3th harmonics frequency

当 $t=[0, 0.2]$ 时, 滤波器的工作情况与投入滤波器但无自动连续调谐时只投入 A 相负载的工作情况相同。当 $t=[0.2, 0.9]$ 秒时, 投入了补偿控制单元。从图 3-6 中可以看出, 在一个基波周期后, 控制系统达到稳定, 当控制系统稳定后, 中性线上的三次谐波电流减小一半, 而基波电流没有变化。原因是此时的系统等效于单相系统, 在电源和负载不变的情况下, 滤波器阻抗的变化将会影响系统中电流的大小, 也就是说三次谐波电流的抑制控制单元对滤波器的阻抗进行了调节, 使三次谐波滤波器在谐振点附近工作。

(4) 滤波器加入单纯基波补偿电流

在只投入 A 相负载工作的情况下, 滤波器只加入基波阻抗的补偿控制单元。当 $t=0$ 秒时, 滤波器工作在无控制的状态下。当 $t=0.2$ 秒时投入基波电流补偿控制单元。仿真结果如图 3-7 所示, 图中波形 i_N 为中性线上总电流, 波形 i_1 为中性线上基波电流分量, 波形 u_1 为滤波器电压基波分量, 波形 i_{c1} 为基波补偿电流, 波形 i_3 为中性线三次谐波电流分量。当 $t=[0, 0.2]$ 时, 滤波器的工作情况与投入滤波器但无自动连续调谐时只投入 A 相负载的工作情况相同, 可以看出滤波器上的基波电压与中性线基波电流相位相差约 90° 。当 $t=[0.2, 0.6]$ 秒时, 投入补偿控制单元, 从图 3-6 可以看出, 在一个基波周期后, 控制系统达到稳定。当控制系统稳定后, 中性线上的基波电流增大, 与图 3-4(a) 中基波电流大小相等, 此时滤波器上的基波电压降低并与中性线基波电流相位基本相同。说明基波电流补偿单元将有源电抗器的原边补偿为一个阻值很小的电阻, 使得滤波器对基波呈现为一个阻值很小的电阻, 在基波阻抗的补偿控制单元投入前后, 三次谐波电流基本无变化。

从结果可以看出, 滤波器在未投入基波电流补偿控制单元时, 滤波器引入了基波阻抗。当滤波器在投入基波电流补偿单元后, 有源电抗器原边基本呈现为一个阻值很小的电阻, 使得滤波器的基波阻抗降低, 从而恢复了流过中性线的基波电流, 达到了调节基波阻抗的目的, 而且对三次谐波电流无影响。

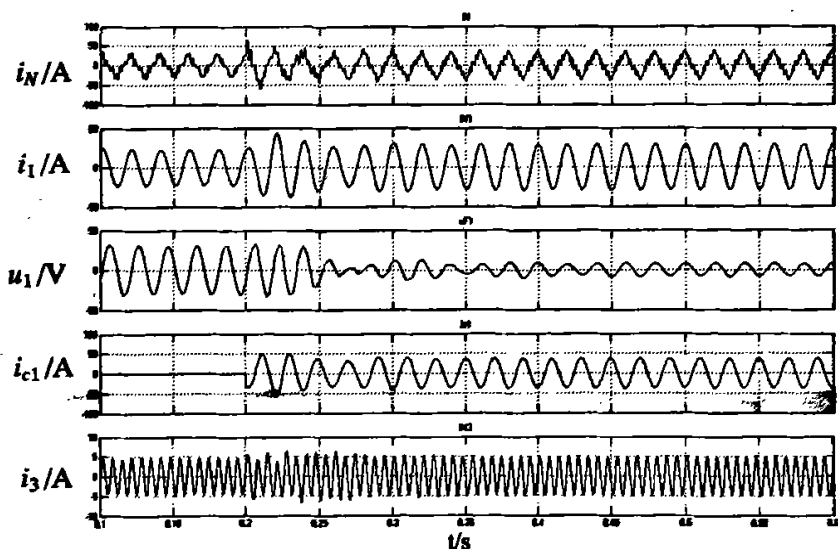
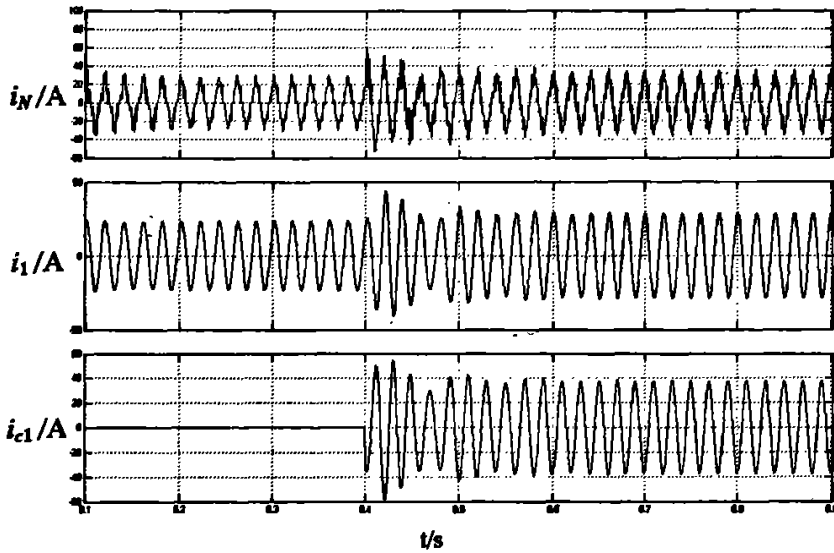


图 3-7 加入基波补偿电流后的中性线及基波和三次谐波电流

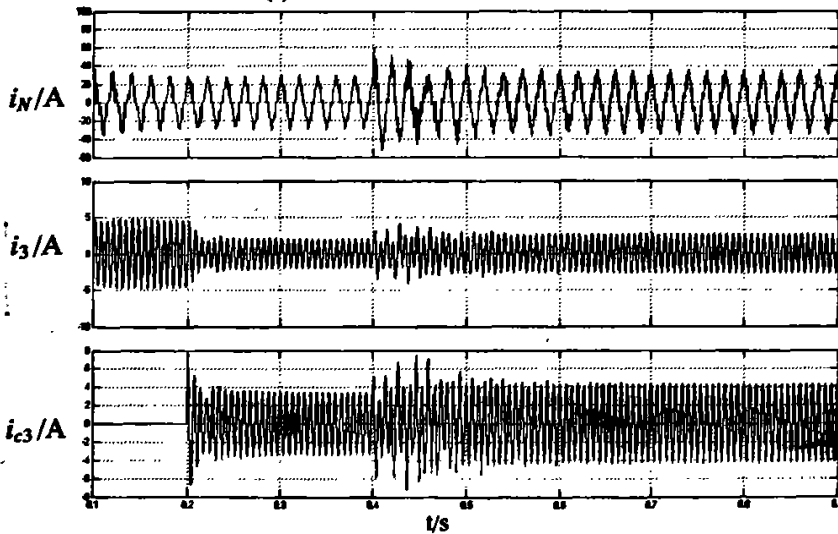
Fig.3-7 natural line, 1th, 3th and compensation current in the condition with filter tuning on fundamental frequency

(5) 滤波器加入基波和三次谐波补偿电流

在只投入 A 相负载工作的情况下, 滤波器同时加入基波阻抗的补偿和三次谐波抑制控制单元。仿真结果如图 3-8, 当 $t=0.2$ 秒时, 滤波器投入三次谐波抑制控制单元, 当 $t=0.4$ 秒时, 投入基波补偿控制单元。与图 3-4(a) 中的基波电流和三次谐波电流相比, 在 $t=0.4$ 秒后, 基波电流的大小与图 3-4(a) 中的基波电流的大小基本相等, 三次谐波电流明显减小。从结果可以看出, 在保证了对滤波器对三次谐波电流抑制作用的同时, 基波阻抗补偿控制单元的投入降低了基波阻抗, 说明三次谐波滤波器能够同时对三次谐波阻抗和基波阻抗进行调节, 且能有效的抑制三次谐波电流和补偿基波电流。



(a) 中性线、基波和基波补偿电流



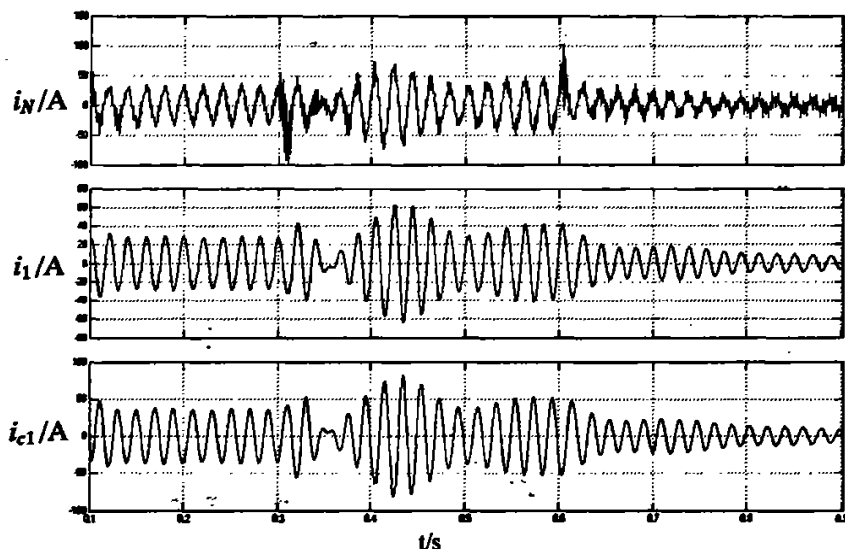
(b) 中性线、三次谐波和三次谐波补偿电流

图 3-8 滤波器全补偿时中性线和补偿电流

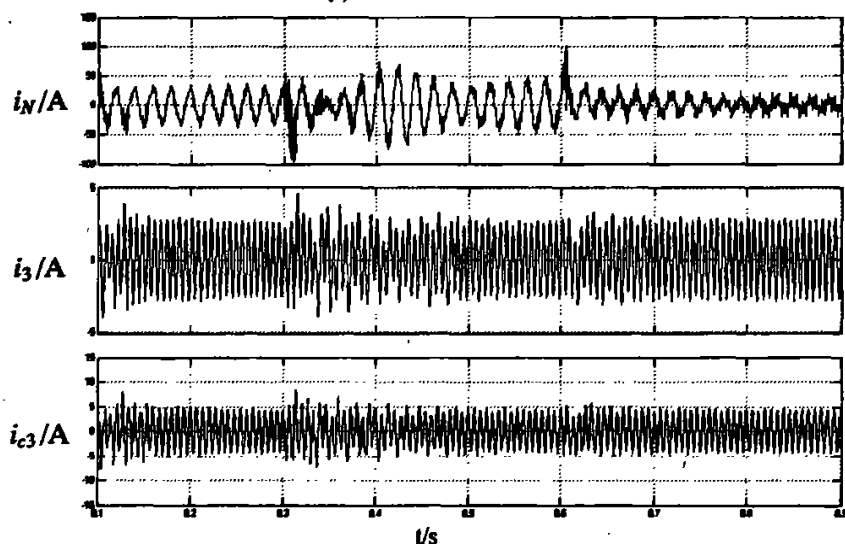
Fig.3-8 neutral line、compensation current in the condition with filter simultaneous tuning on fundamental and 3th harmonics frequency

(6) 当系统参数发生变化时的动态调节过程

仿真结果如图 3-9 所示。在实际的系统运行中，各相上的负载是随时发生变化的，随着负载的变化，系统的等效阻抗值也会随之变化。这种变化会时刻影响着滤波器的滤波效果，也可能造成系统串联谐振，从而放大谐波电流。所以要求滤波器在系统参数变化时，能很快跟随上系统的变化。在仿真中，分别在 $t=0$ 秒、 $t=0.3$ 秒和 $t=0.6$ 秒时依次投入 A 相、B 相和 C 相负载，来观测其动态调节。



(a) 基波电流的变化



(b) 三次谐波电流的变化

图 3-9 负载突变时滤波器动态调谐特性的仿真

Fig.3-9 dynamic response of filter for load changing

在 $t=[0.1, 0.3]$ 期间，系统未投入负载，滤波器工作于稳定状态，流过中性线的基波电流与三次谐波电流与图 3-4(a) 比较可以看出，基波电流仍维持在未投入滤波器时的大

小，而三次谐波电流由原先的 25A 下降到 2.5A，此时滤波器对中性线上的三次谐波电流抑制了 90%。

当 $t=0.3$ 秒时，投入 B 相负载，在经过 2-3 个基波周期后滤波器进入稳态，达到稳态时，流过中性线上的三次谐波电流为 2.5A，与图 3-4(b)中的三次谐波电流进行比较，三次谐波电流下降了 95%。基波电流大小与图 3-4(b)中的基波电流的大小进行比较，进入稳态后，两者相等。

当 $t=0.6$ 秒时，投入 C 相负载，此时为三相平衡负载，与图 3-4(c)中的三次谐波电流进行比较，可以看出图 3-9(b)中流过中性线上的三次谐波电流保持在 2.5A 左右，三次谐波电流下降了 97%。基波电流大小与图 3-4(c)中的基波电流进行比较，进入稳态后，图 3-9(a)中的基波电流大于图 3-4(c)中的基波电流，说明在负荷进行变化时滤波器仍能有效的抑制三次谐波电流，但此时中性线上的基波电流却有所增大。说明虽然滤波器可以使得滤波器对外呈现的阻抗最小，但达不到零阻抗，故在平衡时对基波电流产生了影响。

通过仿真结果我们可以看出在三次谐波滤波器中分别加入基波和三次谐波电流后，能够独立调节所对应频率下的滤波器阻抗值，在负载不平衡时通过调节，能够将基波电流补偿到未加入滤波器时的状态，在负载平衡时对基波电流有一定的放大作用。通过加入三次补偿电流，能够将三次谐波电流抑制在一个较小范围内。说明加入三次谐波滤波器后，能够有效地对中性线三次谐波电流和基波电流进行抑制及补偿，达到对传统调谐滤波器改进的目的。

3.4 小结

本章建立了三次谐波滤波器仿真模型，并针对不同负荷情况和不同控制方式进行了仿真。仿真结果表明，基于磁通补偿的有源电抗器与滤波电容器一起构成的滤波器，在自动调谐控制系统的作用下，可实现 LC 并联支路上的基波阻抗补偿和三次谐波电流的调谐抑制。该滤波器具有良好的滤波作用，消除了调谐滤波器的失谐现象以及减弱了负载投切时电流的变化，而且可以自动跟踪系统参数的变化。

4 基于 DSP 的三次谐波滤波器的设计与实现

为了验证理论分析的正确性和控制策略的可行性，设计了三次谐波滤波器的实验系统，搭建了实验主电路和三次谐波滤波器电路，并采用 TMS320LF2407 数字信号处理器作为控制处理单元，完成中性线谐波电流、滤波器电压的检测工作以及带有谐波补偿信息和死区保护的多路 SPWM 信号的产生工作，并实现以滤波器电压和中性线电流相位差为控制目标的控制系统。

4.1 基于 DSP 的三次谐波滤波器控制系统设计

实现三次谐波滤波器，其主要在于对三次谐波滤波器控制电路的设计和实现上。设计出合适的控制电路，能够提高装置的控制性能和控制效果。

4.1.1 基于 DSP 的三次谐波滤波器控制系统结构

依据第二章和第三章的内容，设计三次谐波滤波器实验装置控制电路结构如图 4-1 所示。

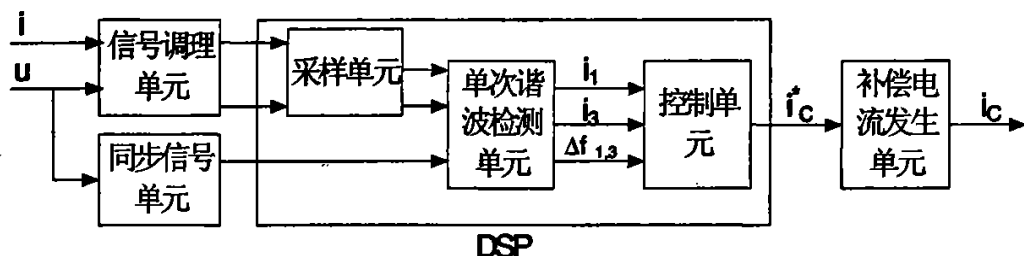


图 4-1 三次谐波滤波器实验装置控制电路结构图

Fig.4-1 control diagram of experimental equipment for third harmonic filter

其中 u 、 i 为传感器信号； i_1 、 i_3 为检测出的基波电流和三次谐波电流信号； $\Delta f_{1,3}$ 为基波和三次谐波的相位差； i_c^* 为经控制单元计算后所得的补偿电流指令信号； i_c 为补偿电流。

信号处理单元的功能是对输入的电信号(电压、电流)的幅值进行初步的硬件滤波处理，使之成为 DSP 芯片可直接处理的信号。

同步信号单元功能是为了在周期性电参量的测量中实现每一个周期过零点的定位，从而使装置的检测与控制 and 电网上的信号达到同步。

采样单元是将电压电流的模拟量转化为数字量，提供给 DSP 处理器进行数值处理。

单次谐波检测单元是控制电路中的重要环节之一，其功能是实时地获得基波和三次谐

波的各种信息,这样便于控制补偿电流的产生,从而调节有源电抗器主绕组在这些特定谐波频率下的等值电感,其检测的准确性和实时性对控制的效果有很大影响。

控制单元是控制电路的核心,主要通过控制芯片编程来实现。其功能是通过获得的数据进行计算处理,产生所需的指令信号,控制有源电抗的补偿电流,从而完成对滤波器的调节。

补偿电流发生单元也是控制电路中重要环节之一,其功能是通过输入的指令信号产生最终的补偿电流,是控制电路中的执行单元。

4.1.2 控制器芯片的选择

目前,控制器芯片的种类相当繁多。例如,Atmel公司的51系列单片机,Arm公司的Arm7系列嵌入式处理器,Ti公司的TMS320系列DSP等。因为DSP是一种具有特殊结构的微处理器,芯片内部采用程序和数据分开的哈佛结构,具有专门的硬件乘法器。具有两套独立的程序存储器总线 and 数据存储器总线,程序和数据总线都可以在一个指令周期内将片内数据存储器,片内或片外程序存储器中的数据送入乘法器以完成一次乘加运算,从而使其处理器能力得到最大程度的优化。DSP芯片广泛采用了流水线操作,提供特殊的DSP指令,可以用来快速地实现各种数字信号处理算法。实验中采用了美国Texas Instruments公司生产的16位定点DSP芯片TMS320LF2407,将数字化的控制系统应用到三次谐波滤波器中,以实现快速、实时控制的高性能要求。

TMS320LF2407数字信号处理器以16bit定点DSP CPU为内核,配置了完善的外围设备,包括事件管理模块(EV),544字双口RAM,双十位A/D转换模块(ADC),串行通信接口模块(SCI),串行外设接口模块(SPI),中断管理系统和系统监视模块,以及提供可编程设定死区时间功能。其中事件管理模块(EV)含有通用定时器,比较器,12路比较/PWM发生器,捕捉器等^[21]。

4.1.3 信号调理、同步与采样电路

信号调理同步电路包含信号调理模块和过零比较模块。其中,信号调理模块又包括电压调理模块及电流调理模块,其功能是对输入的电信号(电压、电流)的幅值进行初步的硬件滤波处理,使之成为DSP芯片可直接处理的信号。这部分电路还将高压部分与系统隔离,起到了保护作用。过零比较模块是为了在周期性电参量的测量中实现每一个周期过零点的定位,从而使装置的检测与控制 and 电网上的信号达到同步。

调理电路部分以电流调理电路为例,如图4-2所示,首先将系统所需检测的电流信号通过电压电流传感器VI511E0转换为可测量的有效电压信号,传感器输出的电压信号经过由LM124构成的电压跟随器以及滤波电路后,再通过两个二极管稳压到DSP芯片所

允许的电压范围内，再采用电压比较器 LM311 来实现过零比较，实现每一个电网周期的起始处产生中断信号使处理器定位过零点，达到同步的目的。

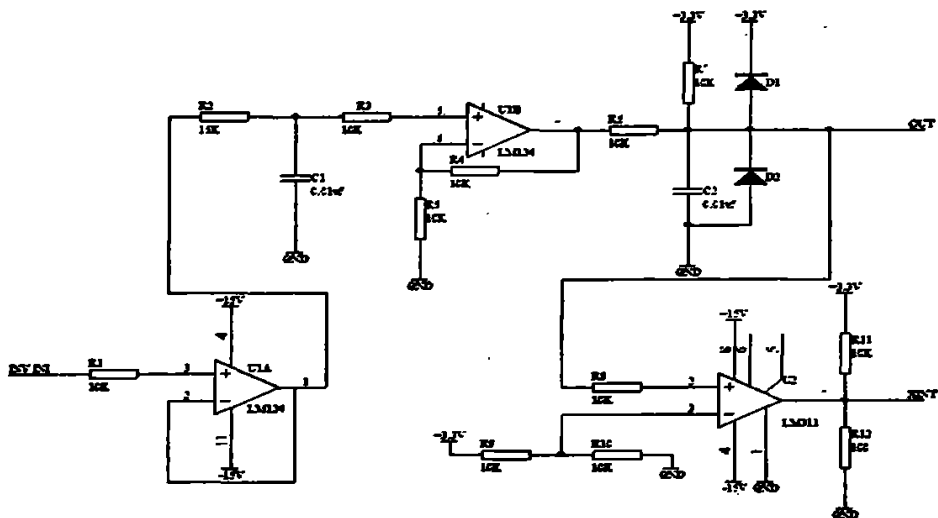


图 4-2 信号采样电路和同步电路

Fig.4-2 sampling circuit and synchronous circuit

采样单元直接采用 TMS320LF2407 芯片内部的 10 位模数转换器。TMS320LF2407 芯片内部 ADC 模数转换器是带有内部采样保持电路的 10 位转换器，共 16 个模拟量输入通道，每 8 个模拟输入通过一个 8 选 1 的多路选择器提供给每个模数转换器。每个模数转换器的最大转换时间是 6us。模数转换模块的基准电压由外部电压源提供。ADC 模块可同时采样和转换 2 路模拟输入（每个 ADC 单元各一个），这样可保证滤波器电压和电流信号采样的同步；每个 ADC 都可进行单独或连续的采样/保持和转换操作；转换可由软件、内部事件或外部事件启动。

4.1.4 单次谐波信号检测单元

以有源电抗器为核心的三次谐波滤波器能够实现单条支路上抑制三次谐波电流和补偿基波电流，其性能的好坏其中重要的一点是单相任意次瞬时谐波的准确检测。好的检测方法，能精确地、实时地获得各次谐波的各种信息，这样才便于控制补偿电流的产生，从而调节主绕组在这些特定谐波频率下的等值电感，达到补偿基波电流和降低三次谐波电流的目的。此部分采用的是基于滑窗迭代傅里叶变换单次谐波瞬时波形的检测方法。

(1) 基本原理

假设原始信号 $f(t)$ 中含有基波分量 $f_1(t)$ 和一系列谐波分量 $f_n(t)$ ，其中 h 次谐波分量是要检测出来的目标谐波分量。以基波分量为相位参考基准，则原始信号 $f(t)$ 可表达为^[23]：

$$f(t) = f_1(t) + \sum_{n=2}^{\infty} f_n(t) + f_h(t) = A_1 \sin(\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \theta_n) + A_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (4-1)$$

将上式分解后可得:

$$f(t) = A_1 \sin(\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \theta_n) + [a_h \sin(h\omega t) + b_h \cos(h\omega t)] \quad (4-2)$$

在稳态情况下, h 次谐波幅值在正弦和余弦正交坐标基上的分量 a_h 和 b_h 是恒定不变的常数, 但在暂态情况下均为时间的变量, 记作 $a_h(t)$ 与 $b_h(t)$, t 时的 h 次谐波幅值在正弦和余弦正交坐标基上的分量可以表示为:

$$a_h(t) = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t f(t) \sin(h\omega t) dt$$

$$b_h(t) = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t f(t) \cos(h\omega t) dt \quad (4-3)$$

于是, h 次谐波分量可以进一步按照下式求出:

$$f_h(t) = a_h(t) \sin(h\omega t) + b_h(t) \cos(h\omega t) \quad (4-4)$$

根据式 (4-1) 和 (4-2), 可以得到检测 h 次谐波电流的信号处理流程, 如下图 4-3 所示:

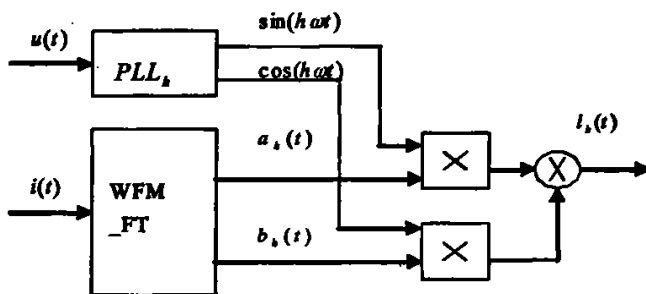


图 4-3 基于傅里叶变换的单相单次谐波瞬时波形的检测原理

Fig.4-3 detecting principle based on Fourier transformation

进行滑窗迭代的傅里叶变换时, 首先将正弦和余弦正交坐标基上的分量计算进行离散化处理^[24], 并作改进, 可得:

$$a_h = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cw}}^{N_{cw}-N+1} f(i\tau) \sin(h\omega i\tau) \quad (4-5)$$

$$b_h = \frac{2}{N} \sum_{i=N_{cw}}^{N_{cw}-N+1} f(i\tau) \cos(h\omega i\tau) \quad (4-6)$$

对式 (4-5) 和式 (4-6) 再进行变换可得:

$$\sum_{i=N_{cw}}^{N_{cw}-N+1} f(i\tau) \sin(h\omega i\tau) = \sum_{i=N_{cw}-1}^{N_{cw}-N} f(i\tau) \sin(h\omega i\tau) - f(N_{cw}-N)\tau \sinh \omega(N_{cw}-N)\tau \quad (4-7)$$

$$+ f(N_{cw}\tau) \sin(h\omega N_{cw}\tau)$$

$$\sum_{i=N_{cur}-N+1}^{N_{cur}-N} f(i\tau) \cos(h\omega i\tau) = \sum_{i=N_{cur}-N}^{N_{cur}-N} f(i\tau) \cos(h\omega i\tau) - f(N_{cur}-N)\tau \cosh \omega(N_{cur}-N)\tau \quad (4-8)$$

$$+ f(N_{cur}\tau) \cos(h\omega N_{cur}\tau)$$

上面各式中, N 为周期采样个数, 即一个基波周期中原始信号的采样点数; $\tau = T/N$; N_{cur} 表示最新的采样数据点; $f(i\tau)$ 表示第 i 个采样点的值。通过式 (4-7) 和式 (4-8) 就可以将求和运算简化为一个减法和一个加法的运算, 运算后的新和重新存储到旧和的数据存储单元, 完成迭代, 保证了计算在一个采样周期内完成。这样, 谐波电流检测的运算的计算量大大减少, 提高了系统的实时性。具体实现流程如图 4-4 所示。

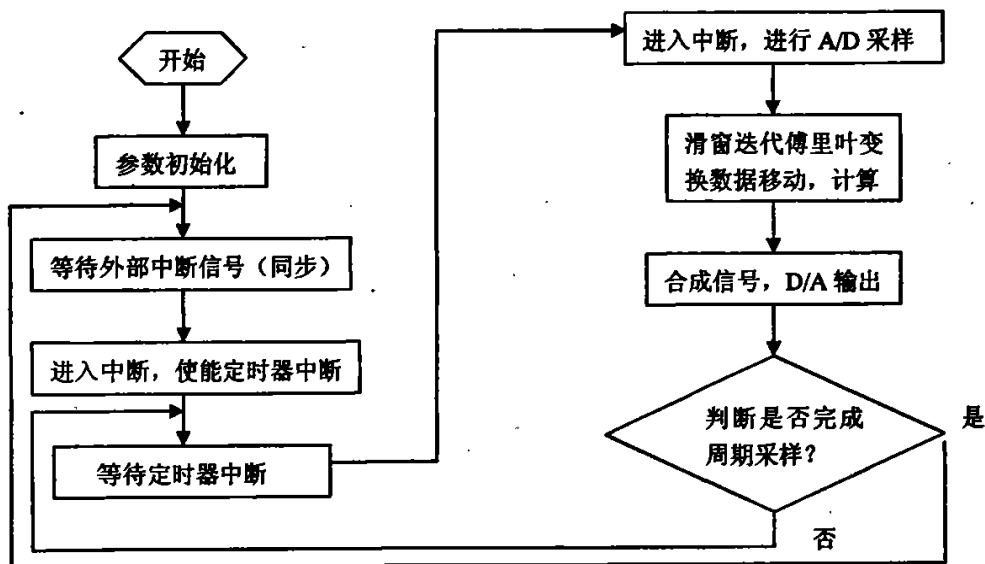


图 4-4 程序流程图

Fig.4-4 program flow process chart

(2) 稳态情况下的检测结果

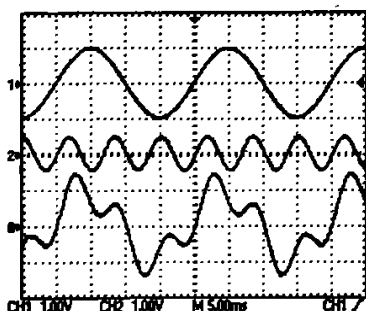


图 4-5 稳态情况下谐波检测结果

Fig.4-5 harmonics detecting result on stationary state

图 4-5 为基于滑窗迭代傅里叶变换的单相单次谐波瞬时波形检测方法的 DSP 实现结果。其中波形 1 为原始信号中的基波分量, 波形 2 为检测所得 3 次谐波分量, 波形 A 为

基波与 3 次谐波合成的原始波形。可以看出，检测所得波形与原始信号中所含 3 次谐波分量波形在幅值与相位上都一一对应。

图 4-6(a) 波形 2 是基波的原始信号，波形 1 是检测的基波信号。图 4-6(b) 波形 2 是三次谐波的原始信号，波形 1 是检测的三次谐波信号。可以看到两者幅值和相位基本相等，表明了检测的准确性。

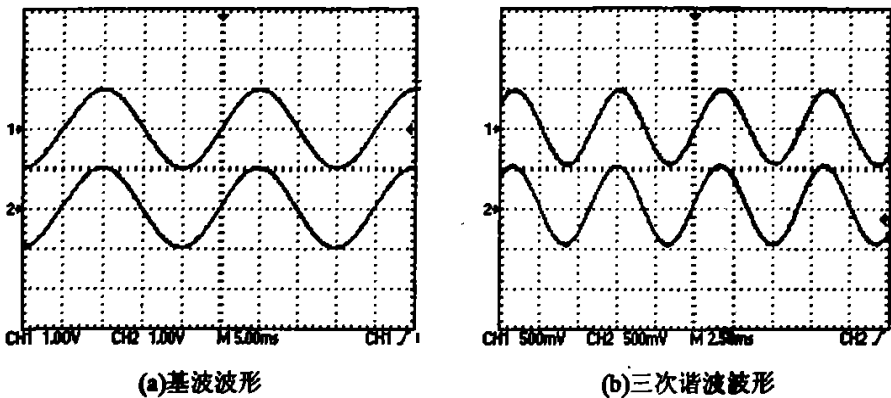


图 4-6 谐波检测结果与原始信号的关系图

Fig.4-6 relationships between harmonics detecting signal and original signal

(3) 动态情况下的检测结果

为了了解谐波检测的动态特性，对信号增加了突变过程，从图 4-7 中可以看出该方法在动态情况下，完全的跟踪过渡过程只用一个基波周期，且在跟踪期间，检测出的基波与三次谐波信号相位与原始信号一致，检测结果符合理论推导和仿真结果。其中，波形 2 为原始信号。

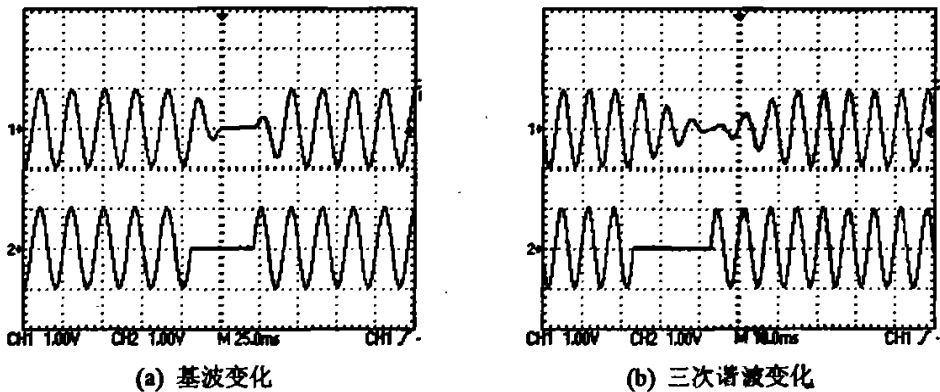


图 4-7 基于滑窗迭代傅里叶变换的单相单次谐波瞬时波形的检测法
动态情况下 DSP 实现结果

Fig.4-7 sliped window iterative Fourier transformation harmonics detecting result on dynamic state

在应用 DSP 实现滑窗迭代傅里叶变换的单相单次谐波瞬时波形的检测方法时要考虑到所检测的最高次谐波次数与采样点数的关系，谐波次数越高采样点数则相应越多，但 DSP 本身的性能会约束采样点数的选取。在基于 DSPLF2407 实现该方法时，采样点数最多可选为 256 点，而在基于高性能 DSPLF2812 实现时，采样点可以实现 1024 点，或更高，

这样就可以实现高次谐波的检测，提高采样点数可以提高检测精度。

图 4-8 所示为采样点数是 256 点时所检测的基波和 3 次谐波波形，波形 1 为被检测信号，波形 2 为检测后所得信号。图中可以看出原始波形与检测波形重合，幅值相位基本一致。说明在 DSPLF2407 进行单次谐波检测时，采用 256 点进行采样处理，能够满足装置对谐波检测的要求。

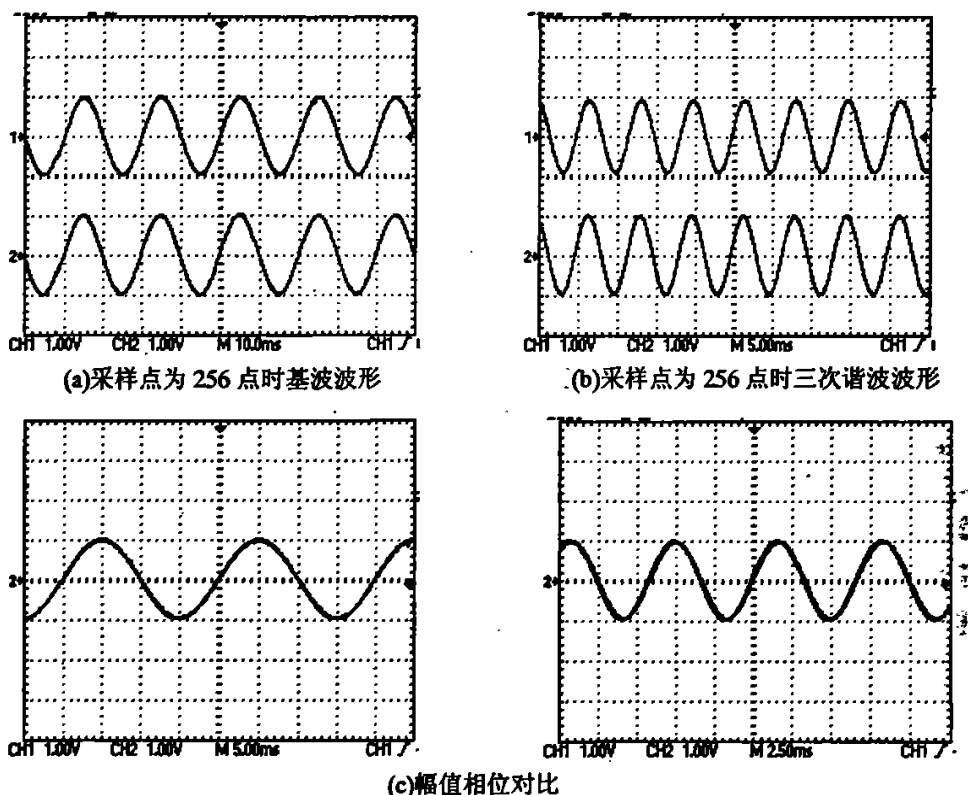


图 4-8 采样点为 256 时检测结果
Fig.4-8 effect of 256 sampling point

4.1.5 补偿电流发生单元

具有可变增益的补偿电流放大器可以采用线性功率放大器，也可以采用基于电力电子技术的开关型放大器。在多补偿绕组多调谐滤波器的实验系统中，采用了开关型功率放大器，如图 4-9 所示。

由图 4-9 可知，该类功率放大器就是一个单相全桥的逆变电源（VSI），主要由 4 只 IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）和直流电源 U_{dc} 组成。在实验中，考虑到电源电流最高不超过 10A，所以选取了富士公司的 1MBH60-100 型 IGBT，其额定电压、额定电流分别为 1000V 和 60A，具有较高的开关速度和较低的功耗。

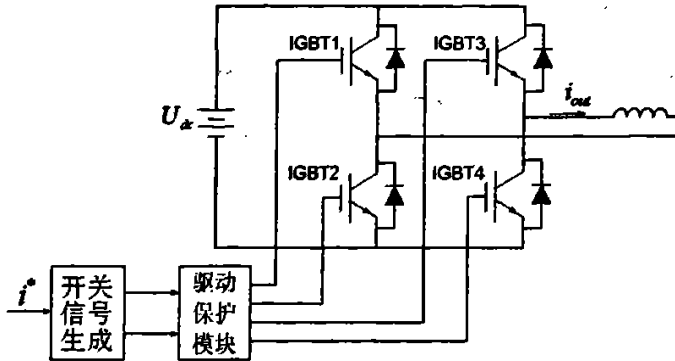


图 4-9 开关型功率放大器主电路

Fig.4-9 main circuit of switching type power amplifier

根据对 IGBT 控制可靠性的要求, 其开通、关断电压分别设计为+15~18V 和-7.5V。当 IGBT 开通时, 其门极 G 与发射极 E 之间的电压 V_{GE} 必须很陡, 以使 IGBT 快速开通, 且开通时间最短, 以减小开通损耗, 当 IGBT 关断时, G 与 E 之间须加一个很陡的反向正偏电压, 其陡度是由放电电阻 R_{11} 来决定的^[26]。IGBT 导通后, 门极驱动电路要提供足够幅度的驱动电压和电流, 使 IGBT 的输出处于饱和状态。当 IGBT 过载时, 应保证 IGBT 不退出饱和区, 根据以上特点设计的隔离驱动电路如图 4-10 所示。图 4-11 为触发信号的实际波形。

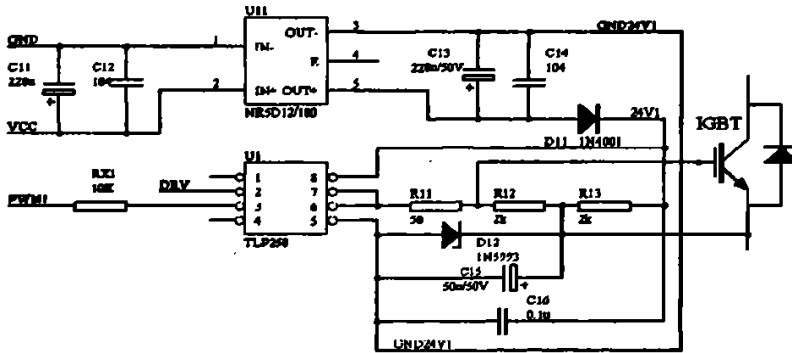


图 4-10 IGBT 的隔离驱动电路图

Fig.4-10 circuit of IGBT isolation drive

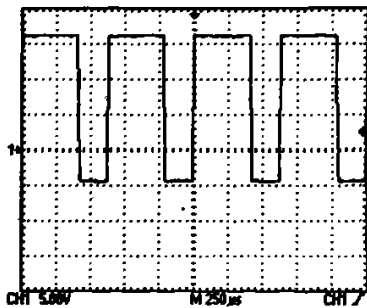


图 4-11 IGBT 触发信号

Fig.4-11 trig signal of IGBT

补偿电流放大单元采用定时控制的瞬时值比较方式对补偿电流进行控制。控制方法如图 4-12 所示。在该方式中,把补偿电流的指令信号 i_c^* 与实际的补偿电流信号 i_c 进行比较,两者的偏差 i_{err} 作为定时比较器的输入。每个时钟周期对 i_{err} 判断一次,通过 i_{err} 的正负产生控制主电路中开关通断的信号,该开关信号经驱动电路来控制 IGBT 的通断,从而控制补偿电流的变化。

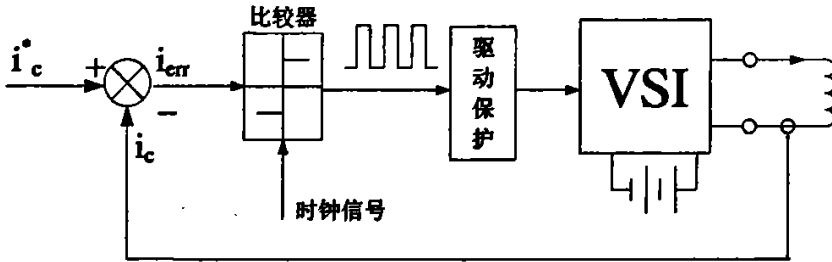


图 4-12 开关型电流放大器的控制策略框图

Fig.4-12 block of control strategies of switching curreny amplifier

在三次谐波滤波器中补偿电流放大单元的职责就是完全、高效率且不失真(或失真范围在允许范围内)的将带有补偿信息的指令信号转化为具有能量的补偿电流,其核心就是具有相同的相位。基于补偿电流放大单元的设计和控制算法,对补偿电流放大单元进行实验测试,实验波形如图 4-13 所示。其中波形 1 为带有补偿信息的指令信号,波形 2 为具有能量的补偿电流。

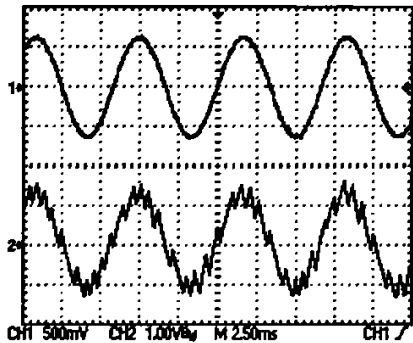


图 4-13 指令信号与补偿电流的关系图

Fig.4-13 relation chart of dictate signal and compensation curreny

4.2 系统的软件设计

系统的软件设计主要就是 DSP 控制器的软件设计。其主要任务包含数据的采集,对采样的数据进行分析计算,PI 控制和补偿电流放大单元控制等四个部分。三次谐波检测和补偿电流放大单元部分已在 4.1 节中详细阐述,这里需要强调的是相位差的求取和 PI 调节的问题。首先对母线电压和滤波器电流进行等间隔同步采样,根据 4.1 节所讲述的离散傅里叶变换,可以得到滤波器的电压和中性线电流中特定次数谐波的实部和虚部:

$$U_{lm} = U \sin(\delta_v) \quad U_{Rc} = U \cos(\delta_v) \quad (4-9)$$

$$I_{lm} = I \sin(\delta_i) \quad I_{Rc} = I \cos(\delta_i) \quad (4-10)$$

由公式(4-9)便可得相角差的正切值。再根据正切值和角度之间在正负四十五度之间基本成线性比例的关系,求得角度差。又因为控制的目标是滤波器上的电压与中性线上的三次谐波电流相位差为零。所以检测出的角度差就为偏差值,可以直接利用角度差进行PI计算。

$$\begin{aligned} \tan(\delta_v - \delta_i) &= \frac{\sin(\delta_v - \delta_i)}{\cos(\delta_v - \delta_i)} \\ &= \frac{\sin(\delta_v)\cos(\delta_i) - \cos(\delta_v)\sin(\delta_i)}{\cos(\delta_v)\cos(\delta_i) + \sin(\delta_v)\sin(\delta_i)} = \frac{U_{lm}I_{Rc} - U_{Rc}I_{lm}}{U_{Rc}I_{Rc} + U_{lm}I_{lm}} \end{aligned} \quad (4-11)$$

PI调节采用位置式PI控制算法^[28]。传统PI控制算法的模拟表达式为:

$$u(t) = K_p[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt] \quad (4-12)$$

对式(4-12)进行离散化并整理得编程时所用的PI控制算法:

$$u(k) = u(k-1) + K_p(1 + \frac{T}{T_i})e(k) - K_p e(k-1) \quad (4-13)$$

其中, $e(k)$ 为系统第 k 次采样时刻的偏差值; $e(k-1)$ 为系统第 $k-1$ 次采样时刻的偏差值; T 为采样周期; k 为采样序号, $k=0, 1, 2, 3 \dots$ 。

依据以上所述,系统主程序流程图和定时器中断流程图分别如图4-14和图4-15所示。

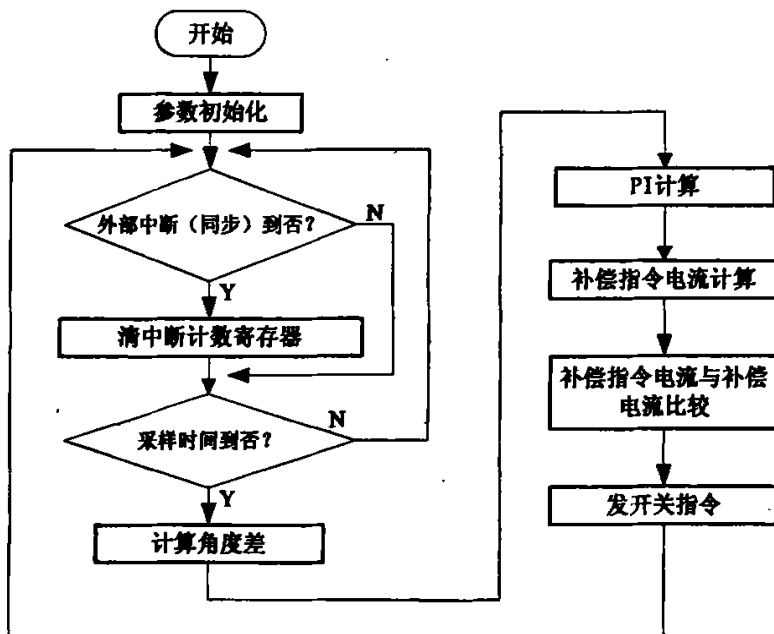


图 4-14 主程序流程图

Fig.4-14 flow chart of main programme

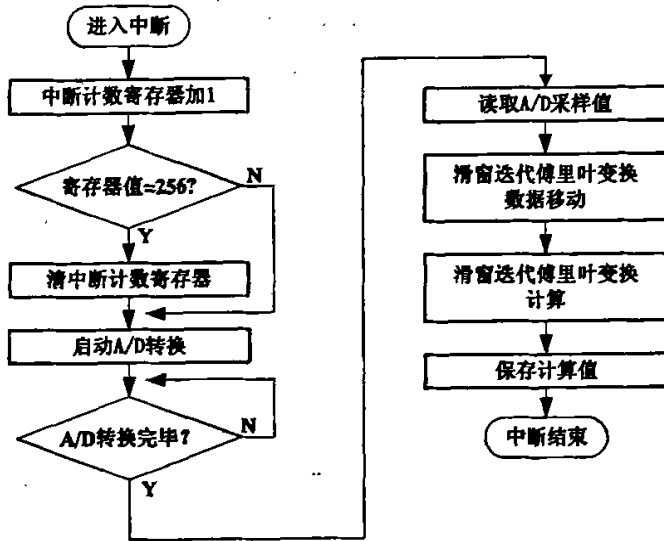


图 4-15 定时器中断程序流程图

Fig.4-15 flow chart of timer interrupt programe

4.3 三次谐波滤波器系统实验及结果

4.3.1 实验系统结构及参数

基于 DSP 的三次谐波滤波器的实验系统，其主要由电源部分、滤波器部分、谐波源及负载部分组成。实验系统总体结构图如图 4-16 所示。

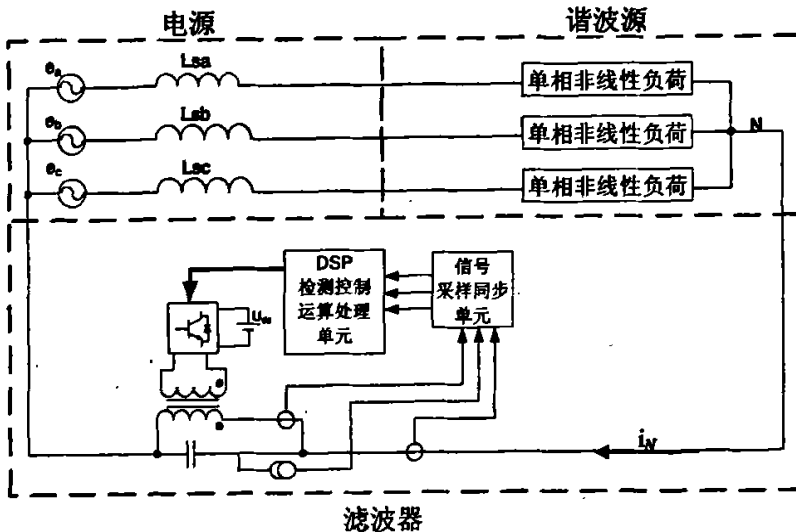


图 4-16 三次谐波滤波器实验系统结构图

Fig.4-16 experiment system structure chart of third harmonics filter

实验系统为一个简化的三相四线制系统。实验系统中各部分设备的参数如表 4-1 所示。

表 4-1 实验系统参数

Table.4-1 parameters of experiment system

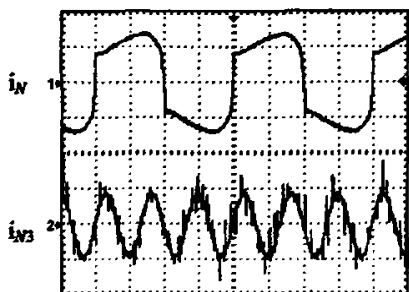
设备名称	参数名称	参数值
电源	三相四线制配电系统	220V/50Hz
谐波源	计算机显示器三台	250V/1.5A(额定值)
滤波器	电抗器主绕组自感	8.5mH
	电抗器补偿绕组自感	3.0mH
	电抗器互感	3.2mH
	滤波电容器	150uf
	直流电源	30V
传感器 (VI511E0)	电压变换比	400V/2.5V
	电流变换比	5A/2.5V

4.3.2 实验结果

依据实验系统参数, 根据理论计算, 此时滤波器谐振频率为 140.6Hz, 失谐度为 6.4%。在这种情况下, 分别对滤波器在不同工况时的工作进行测试。

a. 单相负载

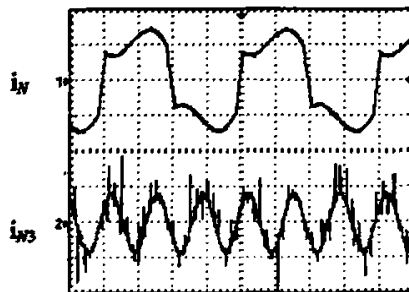
图 4-17 为投入一相负载而不投入滤波器时的中性线总电流及三次谐波电流。其中波形 i_W 是中性线上总电流, 波形 i_{W3} 是中性线上的三次谐波电流。从图 4-17 可以看出, 在未加入滤波器时, 中性线上的电流以基波为主, 含有一定量的三次谐波, 中性线上电流峰值约为 1.2A, 三次谐波电流峰值约为 0.32A。此时的三次谐波含量约为 26.7%, 三次谐波含量比较大。



ch1: 1A/div ch2: 0.4A/div t: 5ms/div

图 4-17 未加滤波器时中性线总电流和三次谐波电流

Fig.4-17 natural current and third harmonic current without filter



ch1: 1A/div ch2: 0.4A/div t: 5ms/div

图 4-18 加入未调谐滤波器时中性线总电流和三次谐波电流

Fig.4-18 natural current and third harmonic current with the un-tuning filter

图 4-18 为投入滤波器但不加入补偿电流时的中性线电流和三次谐波电流。其中 i_N 是中性线上总电流， i_{N3} 是中性线上的三次谐波电流。从图 4-18 可以看出在加入滤波器后系统中中性线三次谐波电流略有减小，说明此时滤波器并未处于谐振点处，因而滤波器的滤波效果差。

图 4-19 为加入补偿电流后所测结果。其中 i_N 是中性线上总电流， i_{N3} 是中性线上的三次谐波电流， i_c 为有源电抗器副边的补偿电流。图 4-19(a) 为中性线电流和三次谐波电流分量。从图可以看出，当加入补偿电流后，中性线电流波形畸变见小，而相应的三次谐波电流也随之减小，由原先的 0.32A 减小为 0.16A。图 4-19(b) 为中性线电流和有源电抗器副边补偿电流。从图中可以看出，补偿电流除了三次谐波电流还含有一定的基波电流，此情况的产生主要是因为滤波器原边产生的电压耦合到副边所致。

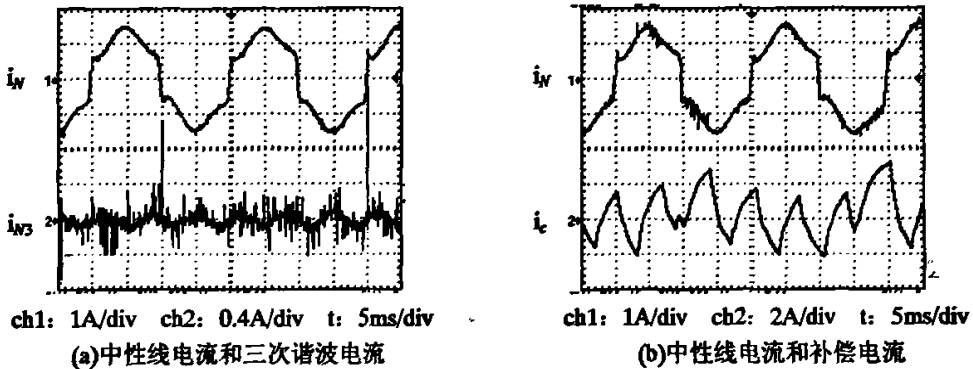


图 4-19 加入补偿电流时中性线电流

Fig.4-19 natural current with filter compensated current

实验结果说明，在只有单相负载的情况下，实验系统能够对中性线上的三次谐波电流进行抑制，使得中性线上三次谐波电流进一步减少。

b. 两相负载

图 4-20 为在 A、C 两相分别投入负载后而不投入滤波器时的中性线总电流。波形 i_N 是中性线上总电流。从图 4-20 可以看出，当投入两相负载后，中性线电流以三次谐波为主，而基波电流减弱。与图 4-17 相比中性线上的三次谐波电流明显增大，说明基波电流在中性线上相互抵消，而三次谐波电流在中性线上出现了叠加。

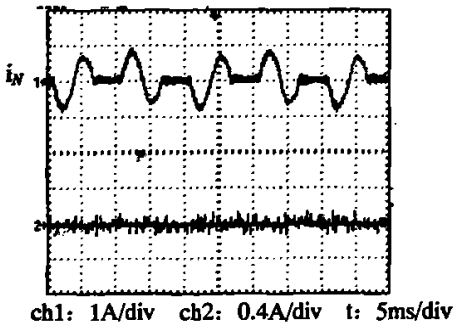


图 4-20 A、C 两相投入负载时中性线电流

Fig.4-20 natural current with load launched into

A、C phase

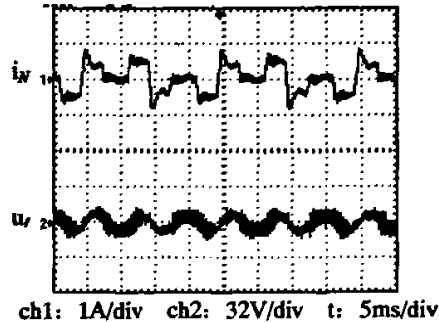


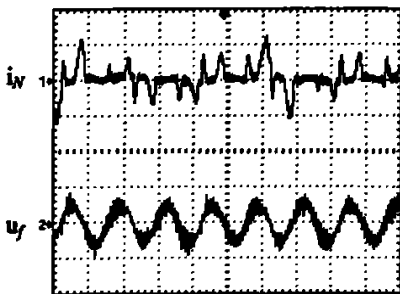
图 4-21 投入滤波器时中性线电流和滤波器电压

Fig.4-21 natural current with two phase load

launched

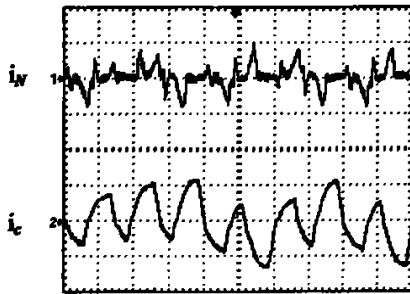
图 4-21 为投入滤波器后的波形。波形 i_w 是中性线电流，波形 u_f 是滤波器电压。从图中可以看出在投入滤波器后，中性线上的电流明显减小，且在滤波器上产生的基本为 3 次谐波电压，说明滤波器对三次谐波电流产生了一定的滤除作用。

图 4-22 为加入补偿电流后的情况。其中 i_w 是中性线上总电流， u_f 是滤波器上的电压， i_c 为有源电抗器副边的补偿电流。图 4-22 (a) 为中性线电流和滤波器上电压波形，图 4-22 (b) 为中性线电流和有源电抗器副边补偿电流波形。当加入补偿电流后，中性线上三次谐波电流明显减小，滤波器上的三次谐波电压明显增大，说明通过调节滤波器中的有源电抗器，使得滤波器的谐振点趋于理论谐振点 150Hz。可以看出，补偿电流除了三次谐波电流也有一定的基波电流，与单相负载时情况一致。从图 4-22 中可以说明当加入补偿电流后，提高了滤波器的性能，大大降低了整个系统的三次谐波电流。



ch1: 1A/div ch2: 32V/div t: 5ms/div

(a) 中性线电流和滤波器电压



ch1: 1A/div ch2: 2A/div t: 5ms/div

(b) 中性线电流和补偿电流

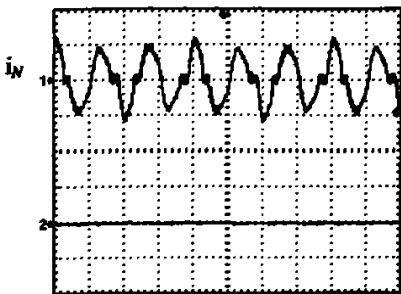
图 4-22 加入补偿电流时中性线电流

Fig.4-22 natural current with filter compensated current

实验结果说明，在两相负载的情况下，三次谐波滤波器能够从中性线上的三次谐波电流进行抑制。

c. 三相平衡负载

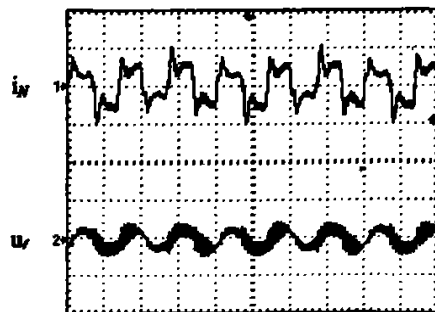
图 4-23 为在 A、B、C 三相都投入负载后而不投入滤波器时的中性线总电流，波形 i_w 是中性线上总电流。可以看出，当投入全部负载后，中性线电流主要是三次谐波电流，基波电流基本没有。此时看到中性线上的电流大小接近单相时的相电流，为中性线上三次谐波电流最大情况。



ch1: 1A/div ch2: 0.4A/div t: 5ms/div

图 4-23 三相全投入负载时中性线电流

Fig.4-23 natural current with load launched into



ch1: 1A/div ch2: 32V/div t: 5ms/div

图 4-24 投入滤波器时中性线电流和滤波器电压

Fig.4-24 natural current with A、B、C phase load launched

图 4-24 为投入滤波器后的波形。波形 i_N 是中性线电流，波形 u_f 是滤波器电压。可以看出在投入滤波器后，中性线上的电流相对图 4-23 有所减小，且在滤波器上产生的电压基本为 3 次谐波电压。说明滤波器滤除了一定的三次谐波电流。

图 4-25 为加入补偿电流后的情况。其中 i_N 是中性线上总电流， u_f 是滤波器上的电压， i_c 为有源电抗器副边的补偿电流。图 4-25 (a) 为中性线电流和滤波器上电压波形，图 4-25(b) 为中性线电流和有源电抗器副边补偿电流波形。。可以看出，当加入补偿电流后，中性线三次谐波电流明显减小，而滤波器上的三次谐波电压明显增大。结果说明，三次谐波滤波器在三相负载平衡时，能够有效抑制中性线上的三次谐波电流。

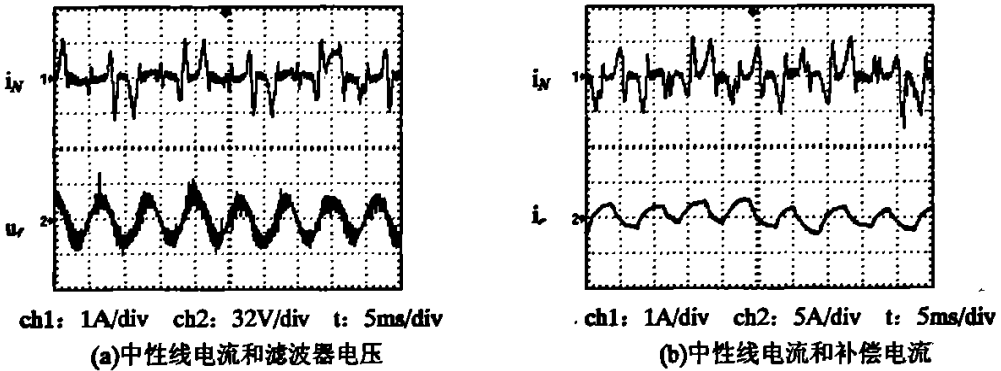


图 4-25 加入补偿电流时中性线电流

Fig.4-25 natural current with filter compensated current

获取上述各种工况下实测波形的同时，利用 HICKI3166 电力分析仪对中性线上的谐波电流和谐波含量进行测试记录，实测数据见表 4-2。

表 4-2 零序谐波滤波器工作在不同工况下的谐波电流

Table.4-2 the harmonic current with the Zero filter working on the different conditions

负载情况	工作情况	基波电流(A)	3 次谐波电流(A)	3 次谐波抑制率
单相 负载 投入	未投入滤波器	1.185	0.298	0%
	投入滤波器未补偿	1.098	0.251	15.8%
	3 次谐波电流补偿	1.096	0.083	72.1%
两相 负载 投入	未投入滤波器	0.208	0.399	0%
	投入滤波器未补偿	0.194	0.301	24.6%
	3 次谐波电流补偿	0.132	0.181	54.6%
三相 负载 投入	未投入滤波器	0.035	0.624	0%
	投入滤波器未补偿	0.087	0.396	36.5%
	3 次谐波电流补偿	0.076	0.283	54.7%

从表 4-2 中可以看出，当三次谐波滤波器不进行控制时，对中性线三次谐波电流有一定的抑制作用。从中也可以看出，对三次谐波滤波器不进行控制时，其工作于失谐状态。

当加入控制后,三次谐波滤波器工作于谐振点附近,能有效抑制三次谐波电流,解决了传统调谐滤波器失谐的问题。

通过以上实验波形及数据可以看出,滤波器能够实时的在线调节电感量,从而保证滤波器工作在谐振点附近,不仅解决了因元件温度和老化引起的传统调谐滤波器失谐问题,而且可以解决因理论设计与实际参数偏差引起的谐振点偏离从而引起系统串联谐振隐患。有源电抗器构成的三次谐波滤波器能够有效地滤除中性线上三次谐波电流,而且滤波器具有结构简单,易控制等优点。

将实测数据和波形与理论分析进行比较,发现有下列问题。① 理论值计算所得谐振频率为 140.6Hz,说明所选择的滤波电容器和有源电抗器的原边电感所构成的谐振回路接近于谐振点,应有较大的阻抗值,对中性线谐波电流可以起到较好的滤波效果。但从实测结果来看,在未进行补偿时,滤波器对中性线谐波电流的滤除效果不明显。从滤除效果上看,对滤波器未进行控制时,滤波器的谐振点偏移较大。造成此种原因很大可能是因为实验中所选元件的标称参数与实际参数相差较大,从而造成了谐振点有较大的偏移;② 在对滤波器进行控制时,有源电抗器副边的补偿电流与理论值计算不对应。造成此种原因也可能是因为所选有源电抗器的原副边电感量及互感量的理论参数与实际参数相差较大造成。

4.4 小结

在理论分析与建模仿真的基础上,建立了完整的三次谐波滤波器实验系统。详细阐述了实验系统中信号调理单元、单次谐波检测单元和补偿电流发生单元等的设计和实现。编制了控制系统应用程序。在不同的工况下对三次谐波滤波器的工作性能进行了实验验证。实验结果表明,三次谐波滤波器能够实现对中性线上零序谐波电流进行抑制,该滤波器结构简单、具有良好的滤波效果。

5 结论与展望

5.1 结论

随着我国的经济的发展,办公楼宇已越来越多。其用电主要以单相设备为主。而主要的用电负荷是开关电源的非线性负荷,此类负荷均含有容性整流电路,使得谐波电流含量以三次为主,从而造成谐波电流在中性线上叠加,导致中性线上电流过大。交流调谐滤波器是当前电力系统抑制谐波的主要设备,但其滤波性能受到多方面的影响和制约;而有源滤波器又由于受到容量、电压和成本等方面的制约,目前在办公楼宇中还难以广泛推广。若能将有源技术和无源滤波技术结合起来,取其两者的优点,则会取得技术经济的双重效益。

本文是以“用有源技术来改造无源滤波器”的思想为出发点,分析研究了中性线串联型调谐滤波器的工作原理,并针对传统调谐滤波器的缺点,提出了一种基于有源电抗器的自动调谐型三次谐波滤波器。论文针对有源电抗器的分频独立调节特性,设计并实现了三次谐波滤波器,用以解决传统的滤波器失谐问题和引入基波串联阻抗等缺点。通过实验证明其工作效果良好,完全满足三次谐波滤波器的要求。

文章在基于滑窗迭代傅立叶变换的谐波检测法的基础上,建立了以相位为控制目标的三次谐波滤波器的控制系统,对三次谐波滤波器进行建模仿真,并以此为理论基础,构建了三次谐波滤波器的实验系统进行了验证。

通过仿真和实验,论文得出以下结论:

(1) 通过理论分析、仿真和实验,研究了楼宇配电系统中负荷谐波的特性,为谐波滤波器的结构设计提供了参考依据。楼宇配电系统中的谐波以三次零序谐波为主,且呈谐波电压源特性。

(2) 提出了基于有源电抗器的中性线串联型三次谐波自动调谐滤波器的结构和基于谐波相位调节的控制策略,仿真和实验表明,自动调谐控制有效地提高了滤波器的滤波效果,同时降低了滤波器的串联基波阻抗。

(3) 研究了基于磁通补偿原理的有源电抗器的控制策略和单相单次谐波的检测方法,设计开发了有源电抗器的控制系统。在补偿绕组注入不同频率的谐波补偿电流可以调节有源电抗器主绕组的谐波阻抗。采用加权系数的控制方法可以实现有源电抗器分频独立调节特性,从而有源电抗器针对不同的频率呈现不同的电抗值

(4) 开发了中性线串联型三次谐波自动调谐滤波器的实验系统,实验结果证明了采用基于有源电抗器的三次谐波滤波器能够有效的抑制中性线上三次谐波电流,并能补偿滤波器的基波串联阻抗。

5.2 展望

三次谐波滤波器是一种用有源技术改进无源滤波器性能的新型滤波器。论文虽然对三次谐波滤波器作了较全面的研究，但依然是些基础性和原理性的工作，距离真正意义上的成熟与推广，还有大量的工作要去深入开展。

今后还需要在以下方面做进一步的深入研究：

(1) 三次谐波滤波器产生谐振后在滤波器上必然产生较高的三次谐波电压，对滤波器的滤波电容和电感的选取应进行进一步的讨论。

(2) 当系统故障引起中性线出现大电流时，如相间短路的情况，对保护滤波器的方法还应进一步的研究。

(3) 采用速度更快的 DSP 控制芯片，优化系统参数，改进系统控制策略，提高三次谐波滤波器系统的整体稳定性，保证滤波器的安全运行。

致 谢

论文工作是在我的导师同向前教授悉心指导下完成的,在课题研究中前进的每一步都有着同向前老师无私的教诲和帮助。同向前老师严谨求实的治学态度、深厚宽广的专业知识、诲人不倦的敬业精神深深影响着我,使学生终生受益。而同向前老师宽广的胸襟、平易近人的风范更令学生难忘。在此谨向我的导师致以诚挚的感谢和深深的致意!

感谢教研室其他老师在学习、生活等各方面给与我的支持和帮助。

感谢师姐、师兄和同学在课题研究和论文撰写过程中给予我的支持和帮助。

作者深深地感谢自己的父母。在十几载的慢慢求学路中,他们最无私的付出是我每一步前进的力量源泉和坚实后盾。此情铭记在心,终生不忘!

感谢我的亲戚朋友,以及所有帮助过我的人。

参考文献

- 【1】万克栋. 办公楼宇供电谐波治理与无功补偿的综合研究应用: [硕士学位论文][D]. 浙江: 浙江大学. 2005.
- 【2】吴坚. 消除电网三次谐波的必要与可能. 电信工程技术与标准化[J], 2004, (4): 26-30.
- 【3】吴坚. 消除电网三次谐波. 低压电器[J], 2003, (3): 50-53.
- 【4】饶玲娜. 中性线谐波电流治理研究: [硕士学位论文][D]. 湖南: 武汉大学, 2004.
- 【5】同向前, 陈延敏, 贾荣等. 交流调谐滤波器的进展. 高压电器[J], 2004, 40 (6): 373~375.
- 【6】卓放, 杨君, 胡军飞, 王兆安. 三相四线制有源电力滤波器主电路的结构形式与控制. 电工电能新技术[J], 2000, 21(2): 1-6.
- 【7】邓占锋, 朱东起, 姜新建. 三相四线制下中线谐波电流治理的新方法. 电力系统自动化[J], 2002, 26(8): 15-18.
- 【8】王兆安, 杨君, 刘进军, 王跃. 谐波抑制和无功功率补偿[M] (第二版). 北京: 机械工业出版社, 2006.
- 【9】邱关源. 电路[M] (第三版), 上册. 北京: 高等教育出版社, 1989.
- 【10】Lin Kun-ping, Lin Ming-hoon, Lin Tung-ping. An Advanced Computer Code for Single-tuned Harmonic Filter Design. IEEE Trans. On Industry Applications[J], 1998, 34(4): 640-648.
- 【11】浙江大学直流输电教研组. 直流输电[M]. 北京: 电力工业出版社, 1982.
- 【12】戴熙杰. 直流输电基础[M]. 水利电力出版社, 1990.
- 【13】Nelson David. A Self-Tuning Filter for the Mitigation of Power System Harmonics[D]. Canada: University of Alberta, 2000.
- 【14】李晨光. 新型可控并补装置. 国际电力[J], 2001, (2): 33-35.
- 【15】Lennart Carlsson, Gunnar Flisberg. Recent Classic HVDC Development[EB]. <http://www.abb.com/>, 2002.
- 【16】Phinney J, Perreault D J. Filters With Active Tuning for Power Applications. IEEE Trans Power Electronics[J], 2003, 18(2): 636~647.
- 【17】李峰. 交流连可调滤波器的研究: [硕士学位论文][D]. 陕西: 西安理工大学. 2005.
- 【18】李达义, 陈乔夫, 贾正春. 基于磁通可控的可调电抗器的新原理. 中国电机工程学报[J], 2003, 23 (2): 116-120.
- 【19】李达义, 陈乔夫, 薛建科等. 基于基波磁通补偿的三相有源电力滤波器. 电力系统自动化[J], 2003, 27 (11): 48~52.
- 【20】TONG Xiangqian, Xu Jin, XUE Junyi. Active Reactor Based on Harmonic Magnetic Flux Compensation. Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and System[C]. Beijing: World Publishing Corporation. Setp. 2005. 1750-1754.

- 【21】张志涌等.精通 MATLAB 6.5 版[M].北京:北京航空航天大学出版社,2003.
- 【22】江思敏等.TMS320LF240X DSP 硬件开发教程[M].北京:机械工业出版社,2003.
- 【23】刘进军,王兆安.单相电源供电的电压型变频器网侧谐波分析.第四届中国交流电机调速传动学术会议论文集[C],大连,1995.
- 【24】罗安.电网谐波治理和无功补偿技术及装备[M].北京:中国电力出版社,2006.
- 【25】Mahesh K.Mishra, Arindam Ghosh and Avinash Joshi. Operation of DSTATCOM in Voltage Control Mode. IEEE. TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY[J], 2003, 18(1):258~264.
- 【26】赖寿宏.微型计算机控制技术[M].北京:机械工业出版社,2001.
- 【27】Jason R. Wells, Brett M. Nee, Patrick L. Chapman, and Philip T. Krein. Selective Harmonic Control: A General Problem Formulation and Selected Solutions. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS[J], 2005,20(6):1337~1345
- 【28】Dalila Mat Said, Nasarudin Ahmad and Abdullah Asuhaimi Mohd Zin. Power Supply Quality Improvement:Harmonic Measurement and Simulation. National Power and Energy Conference(PECon) 2003 Proceedings[C], Bangi, Malaysia,2003:352~358
- 【29】张波,黄朝凯,王昊,易颂文.基波电流和任意次数谐波电流检测新方法.华南理工大学学报(自然科学版)[J],2000,28(1):70~75
- 【30】Shailendra Kumar Jain, Pramod Agarwal and H. O. Gupta. A Control Algorithm for Compensation of Customer-Generated Harmonics and Reactive Power. IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY[J], 2004, 19(1):357~366
- 【31】Juan Dixon, Yamille del Valle, Marcos Orchard, Micah Ortúza,Luis Morán and Carlos Maffrand. A Full Compensating System for General Loads,Based on a Combination of Thyristor Binary Compensator, and a PWM-IGBT Active Power Filter. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS[J], 2003, 50(5):982~988
- 【32】Jiangtao Xi and Joe F. Chicharo. A New Algorithm for Improving the Accuracy of Periodic Signal Analysis. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT[J], 1996, 45(4):827~830
- 【33】HIROFUMI AKAGI. Active Harmonic Filters. PROCEEDINGS OF THE IEEE[J], 2005, 93(12):2128~2141
- 【34】周林,秦梅,易强,叶一麟.三相四线制并联有源电力滤波器.重庆大学学报(自然科学版)[J],2000,23(6):95~99
- 【35】王洪斌.低压电网中性线谐波电流的分析.农村电气化[J],2004,(7):40
- 【36】蔡维,许璐.低压配电网谐波状况调查及抑制措施.华北电力技术[J],2002,(2):52~54
- 【37】郝玉山,齐丽芳,尹永生,马文田.零序网络中的谐波电流分布.华北电力学院学报[J],1995, 22(3):12~17
- 【38】Toshihiko Tanaka, Yuuji Nishida and Shigeyuki Funabiki. A Method of Compensating Harmonic

Currents Generated by Consumer Electronic Equipment Using the Correlation Function. IEEE
TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY[J], 2004, 19(1):266~271

【39】 李晓凤. 低压系统谐波治理实例. 农村电气化[J], 2005, (1):6~7

【40】 Jun-Zhe Yang and Chih-Wen Liu. A Precise Calculation of Power System Frequency and Phasor.
IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY[J] , 2000, 15(2):494~499

在校学习期间发表论文情况

- [1]同向前, 申明, 陈贵亮. 有源电抗器的阻抗调控特性. 西安理工大学学报[J]. 2007.
- [2]申明, 同向前, 杨文字. GPRS 在配电变压器监测系统中的应用. 微计算机信息[J]. 2006.