

摘 要

电力电子技术在给人类带来方便、高效和巨大利益的同时，它的谐波、非线性、冲击性和不平衡用电的特性也给电网的供电质量带来严重的污染，向电网注入了大量的谐波和无功功率。大量的谐波会给电网带来一系列的问题，如继电保护和自动装置误动作等等，而无功功率会增加线路的发热损耗，同时也会增加发电机和变压器的容量等。传统的谐波抑制和无功功率补偿均采用无源电力滤波技术，但是无源电力滤波器 PPF (Passive Power Filter) 存在有先天性的不足，已不能满足用户对电能质量的要求。这时有源电力滤波器 APF (Active Power Filter) 应运而生，有源电力滤波器在治理谐波电流和补偿无功功率时具有很好的实时性和动态性，能根据谐波和无功的变化而变化，但是其容量有限。虽然无源电力滤波器不具实时性和动态性的特点，但具有容量大的优点。所以由有源电力滤波器和无源电力滤波器而结合的混合型有源电力滤波器 HAPH (Hybrid Active Power Filter) 不失为一种最佳选择。混合型有源电力滤波器作为一种既能动态抑制谐波又能补偿一定的无功功率的装置日益成为研究的热点。

混合型有源电力滤波器的研制有三个关键点，一是谐波电流的检测；二是输出补偿电流的控制；三是各个部分参数的设计，这也是研究混合型有源电力滤波器的重点。为了快速、有效的检测出由非线性负载产生的谐波，文章采用基于 FBD 法的谐波实时检测方法应用于混合型有源电力滤波器上，与基于瞬时无功功率理论的 $p-q$ 谐波检测法相比较，FBD 法没有复杂的 $park$ 变换和 $d-q$ 变换，可以更快速地用于单相、三相三线制及三相四线制的基波和谐波电流的实时检测；为了提高控制精度以及增强控制系统的鲁棒性，补偿电流控制采用的是比较成熟的空间矢量电压控制策略；在设计混合型有源电力滤波器时，对各个部分设计的原则进行了详细的论述。最后根据所采用的检测方法、控制策略以及根据相应的原则进行参数设计在 MATLAB/SIMULINK 上建立了仿真模型，仿真结果表明该检测方法的正确性、控制策略的有效性以及设计的可行性。

关键词：混合型有源电力滤波器；谐波检测；FBD 法；空间矢量电压控制；参数设计；MATLAB 仿真

Abstract

Power electronics technology has brought convenient, efficient and huge profits to mankind, at the same time, its harmonics, nonlinear, shock and unbalanced electricity characteristics have brought serious pollution to the quality of the power grid, the grid injection of a large number of harmonics and reactive power. A large number of grid harmonics will bring a series of questions, such as relay protection and automatic equipment malfunction, etc. Reactive power will increase the heat loss of the circuit, and also increase the capacity of the generators and transformers. Traditional harmonic suppression and reactive power compensation is passive power filter, but passive power filter has congenital lacks, it can't meet requirements of users of power. At this time active power filter came into being, the active power filter can suppress harmonic current and compensate reactive power with real-time and dynamic nature, but its capacity is limited by switch. Though passive power filter doesn't have real-time and dynamic characteristics, its capacity is large. Therefore, the hybrid active power, which is a combination of active power filter and passive power filter is a best choice. Hybrid active power filter, as a device that can suppress harmonics and compensate for reactive power, is becoming a hot topic.

There are three key points in the development of hybrid active power filter, the detection of harmonic current; control of the output of the compensation current; design of parameter of various parts, these are the focus of research of hybrid active power filter. In order to quickly and effectively detect the harmonics generated by nonlinear loads, the paper applies a harmonic real-time detection method based on the FBD used in the hybrid active power filter, compared to the detection method based on instantaneous reactive power theory, the method based on FBD has no complex park and d-q transformation, it can be used to detect the fundamental and harmonic current real-time for single-phase, three-phase, and three-phase four-wire system; In order to improve control accuracy and enhance the robustness of the control system, the space vector voltage control strategy is more mature technology which is used to control the compensation current; When the hybrid active power is designed, the design principles of various parts are discussed in detail. At last, the simulation model was established in MATLAB according to proposed detector and control strategies, the simulation results showed the correctness of the detection and effectiveness of the

control strategy.

Keywords: Hybrid Active Power Filter; Harmonic Current Detection; Space Vector Voltage Control; Parameter Design; MATLAB Simulation

目 录

学位论文原创性声明和学位论文版权使用授权书	I
摘 要	II
Abstract	III
第 1 章 绪 论	1
1.1 谐波的定义、产生以及危害	1
1.2 无功功率的定义、产生以及危害	3
1.3 谐波和无功问题的解决	6
1.4 有源电力滤波器的发展现状	8
1.5 本文的主要工作	9
第 2 章 HAPF 的拓扑结构及其数学模型	10
2.1 无源电力滤波器	10
2.1.1 无源电力滤波器的工作原理	11
2.2 有源电力滤波器	13
2.2.1 有源电力滤波器的分类	13
2.2.2 有源电力滤波器的滤波原理	16
2.3 并联混合型有源电力滤波器	18
2.3.1 并联混合型有源电力滤波器的数学模型	19
2.4 本章小结	24
第 3 章 谐波电流检测的方法	25
3.1 概述	25
3.2 谐波和无功电流检测	25
3.2.1 基于傅里叶变换的检测方法	25
3.2.2 基于瞬时无功功率理论的 $p-q$ 检测方法	26
3.2.4 基于 FBD 法的谐波和基波无功电流检测	30
3.3 本章小结	34
第 4 章 HAPF 的控制方式	35
4.1 补偿电流控制	35
4.1.1 电流跟踪控制	35
4.1.2 电压控制	38
4.2 直流侧电压控制	42
4.3 本章小结	43
第 5 章 HAPF 参数的设计	44

5.1 无源部分的设计	44
5.1.1 单调谐滤波器的设计	44
5.1.2 高通滤波器的设计	46
5.2 有源部分的设计	47
5.2.1 系统工作原理	47
5.2.2 支路参数设计	48
5.3 直流侧电容及电压的选取	50
5.3.1 直流侧电容的确定	50
5.3.2 直流侧电压的确定	52
5.4 交流侧输出滤波器的设计	52
5.5 仿真分析	53
5.5.1 仿真结果	53
总结与展望	56
参考文献	58
致 谢	63
附录 A 攻读学位期间所发表的学术论文目录	64

第 1 章 绪 论

随着社会文明和科学技术不断的向前推进，工业生产以及人类生活对电能的要求越来越苛刻。电能作为二次能源，其应用程度也是最为广泛的，同时也是衡量一个国家经济、政治实力的重要标准。科学技术水平的提高、工业生产的发达以及社会文明的进步与对电能质量的要求的提高是密切相关的。电能质量的改善，将会带来一系列的好处，如增强了用电效率、改善了环境等。

一方面，随着现代工业文明的不断向前迈进，致使电网系统中非线性负荷大量增加，各种非线性和时变性电力电子装置如大规模使用的整流器、钢铁工业所使用的电弧炉、电气化铁路等以及各种开关电源大规模地投入使用，其负面效应也逐渐显现出来。电力电子装置的大规模应用，由于其非线性的特性，它们的使用致使大量的谐波、无功以及负序电流注入到了电网系统，导致了电网中的电压和电流严重畸变，有时甚至发生电压闪^[1]；而另一方面，计算机以及各种精密仪器的普遍使用，这些用电设备对电能的变化越加敏感，例如芯片制造仪器、奶粉生产车间等，如果供电突然中断或电能质量不高将会造成不可估计的损失。根据相关资料，仅仅在欧洲每年因供电质量不高引起的经济损失就多达 1500 亿美元，而我国的供电质量仍然低于发达国家，其造成的经济损失更是巨大的。供电质量关系到国家的各个层面，如何保证所供电能安全、稳定以及高效，已成为现实迫切需要解决的重要课题。

并联混合型有源电力滤波器作为一种抑制谐波污染、补偿无功功率以及稳定电压平衡等的有效装置，随着深入的研究，它将在改善电能质量方面发挥重要的作用，现已成为研究的热点之一。

1.1 谐波的定义、产生以及危害

谐波的定义有多种，其中主要有两种标准，一个是电气与电子工程协会标准^[2~3]；一个是国际电工标准^[4]，它们分别是：谐波为一个周期波或量的正弦波分量，其频率为基波频率的整数倍；谐波分量为周期量的傅里叶级数中大于 1 的 h 次分量。

在电网系统中，一般希望供电电压和供电电流为工频正弦波，只含基波分量不含谐波成分，即正弦电压可表示为：

$$u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \alpha) \quad (1.1)$$

式中：

U 是电压的有效值；

α 是电压初相角；

ω 是电压角频率。

当工频正弦电压施加在电阻、电感、电容等线性负荷上时，其供电电压和供电电流都为正弦基波并且频率相同，电压和电流成比例、积分和微分关系。当工频正弦电压施加在非线性负荷上时，此时的电流呈现为非正弦周期波，其不但含有工频基波分量还含有谐波成分。谐波电流分量作用在电网阻抗上，将产生谐波电压，谐波电压会污染电网电压，致使工频基波电压含有谐波电压成分。满足狄利克雷条件的非正弦周期电压 $u(\omega t)$ ，按傅立叶级数进行分解可以得到：

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (1.2)$$

式中：

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) d(\omega t) \quad (1.3)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad (1.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad (1.5)$$

假设取 $a_n = c_n \sin \varphi_n$ ， $b_n = c_n \cos \varphi_n$ 则可得到：

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.6)$$

$$\varphi_n = \arctan\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \quad (1.7)$$

所以式 (1.2) 可以写成为：

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.8)$$

式 (1.8) 中非正弦周期电压除了基波分量也即是 $n=1$ 时所含的量，其余都为谐波分量。其中谐波的次数是谐波频率与工频频率的比值。谐波电压总畸变率 THD_u 通常用来表示谐波电压分量对基波电压的影响，其定义为：

$$THD_u = \frac{U_H}{U_1} \times 100\% \quad (1.9)$$

其中

$$U_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} \quad (1.10)$$

式中：

U_n 是次数为 n 谐波电压有效值；

U_1 是基波电压有效值。

同理，由上述谐波电压总畸变率的定义，谐波电流的总畸变率 THD_i 可定义为：

$$THD_i = \frac{I_H}{I_1} \times 100\% \quad (1.11)$$

$$I_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (1.12)$$

通常来说电网系统中的谐波主要来源于三个方面：一是发电质量不高产生谐波，发电机通常采用的是三相绕组，而三相绕组通常很难做到绝对对称，其次是铁心，由于工艺水平的限制，其铁心也不可能做到完全对称，发电时不可避免的会产生谐波成分，不过在一般情况来说极少；二是变压器产生的谐波，这是因为变压器的铁心工作在非饱和时是线性的，而一旦工作在饱和状态时，其线性特性将会发生变化，使得磁化电流变为尖顶波而非正弦波，将会产生谐波成分；三是用电负荷产生的谐波，用电负荷也是最主要的谐波来源。尤其是工业中大规模投入使用的整流装置，由其造成的谐波成分占电网系统总谐波的 40% 左右。

由谐波成分的存在对电网系统以及其他用电设备带来的不良影响可以概括为以下几个方面^[5]：

(1) 谐波的存在降低了发电、输电以及用电设备的效率，同时也会使元器件产生附加的热损耗。由对称关系，三次谐波电流能流过中性线，可能使中性线过热甚至引起火灾。与此同时，由于邻近关系、涡流以及集肤效应的影响，谐波还会增加旋转电机和变压器的损耗。

(2) 由于电网系统本身存在有阻抗，所以谐波可能引起电网系统自身阻抗与无源电力滤波器或并联电容器发生谐振，导致谐波放大，危及供电安全。

(3) 谐波中的高频分量会导致用电设备引起涡流现象，产生不必要的热损耗。由于热损耗的存在，可能引起设备的过热，缩短设备使用年限。

(4) 如果输电线路附近存在有通信系统，大量的高频谐波分量会影响其正常工作，降低了其通信质量，严重时可能导致传输信息丢失。

(5) 谐波也可能会导致电气测量仪器计量不准确，致使继电器以及自动保护装置误动作。

基于以上由于谐波存在所带来的危害，电网系统中的谐波存在所引起的供电质量问题越来越受到世界各国的重视。国内和国外上召开了多次关于解决谐波问题的学术会议，与此同时，许多限制谐波的标准也得到了制定。于 1993 年我国也制定相应的国家谐波标准 GB/T1454—93《电能质量—公用电网谐波》^[6]。这些标准和规定的制定，对我国电网系统存在的谐波问题的解决起到了很大的推动作用。

1.2 无功功率的定义、产生以及危害

无功功率是相对有功功率而言的，是由于电网中的基波电压和基波电流的相

位差而造成的，而造成基波电压和基波电流的相位差是因为工业负荷不是纯电阻性负荷导致的。无功又分为容性无功和感性无功，由于工业所用负荷一般呈感性，所以需要给电网提供容性无功以抵消感性无功。

以单相电路为例，现假设供电电压和负载电流均为不含有谐波分量的工频正弦波，分别表示如下：

$$\begin{cases} u(t) = \sqrt{2}U \sin \omega t \\ i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) = \sqrt{2}I \cos \varphi \sin \omega t - \sqrt{2}I \sin \varphi \cos \omega t = i_p + i_q \end{cases} \quad (1.13)$$

式中：

U 为电压有效值；

ω 为工频角频率；

I 为电流有效值；

i_p 为有功电流；

i_q 为无功电流；

φ 为电流滞后电压的相角。

根据有功功率的定义，负荷消耗的有功功率 P 就是电压 u 和电流 i 的瞬时值的乘积 ui 在一个工频周期内的平均值^[7]，即是：

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} uid(\omega t) = \int_0^{2\pi} (ui_p + ui_q)d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (UI \cos \varphi - UI \cos \varphi \cos 2\omega t)d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (-UI \sin \varphi \sin 2\omega t)d(\omega t) \\ &= UI \cos \varphi \end{aligned} \quad (1.14)$$

式 (1.14) 中的第一个积分项 ui_p 为有功分量总为正值，并且是一个定值，是电阻所消耗的功率；而第二个积分项 ui_q 是以角频率 2ω 随时间做正弦变化的量，一个工频周期内的平均值为 0，而瞬时值不为 0。这一分量的存在表明电网和负载之间有周期性的能量流动，其幅值定义为无功功率，即是：

$$Q = UI \sin \varphi \quad (1.15)$$

同时，视在功率 S 和功率因子 λ 定义为：

$$S = UI \quad (1.16)$$

$$\lambda = \frac{P}{S} = \cos \varphi \quad (1.17)$$

上述的无功功率是在工频正弦电路情况下所定义的，但是在电路含有谐波成分的情况下，至今没有广泛接受的科学定义^[8]。实际工程应用较多的是以下两种定义：

定义（1）为：

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (1.18)$$

定义（2）为：

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n \quad (1.19)$$

对于定义（2），我们可以进一步引入畸变功率 D ，即：

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \quad (1.20)$$

式中 D 是由谐波电压和谐波电流作用产生的。而在实际的电网中，电压的畸变一般很小，电流畸变较大。所以在考虑畸变功率 D 时通常以电压为工频正弦波，电流为非正弦波进行研究。现假设工频正弦电压的有效值为 U ，畸变电流的有效值为 I_h ，基波电流有效值和相角差分别为 I_1 和 φ_1 ， n 次谐波电流的有效值为 I_n 。根据定义（2）可得到：

$$P = UI_1 \cos \varphi_1 \quad (1.21)$$

$$S^2 = U^2 I^2 = U^2 I_1^2 + U^2 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (1.22)$$

$$Q = UI_1 \sin \varphi_1 \quad (1.23)$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (1.24)$$

式（1.24）中， Q 是基波电压和基波电流作用而产生的无功功率， D 是由基波电压和谐波电流作用而产生的无功功率。需要注意的是由于基波电压与谐波电流是正交关系，因此基波电压和谐波电流作用不产生有功分量，而只会产生无功分量。此时的功率因子可表示为：

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \nu \cos \varphi_1 \quad (1.25)$$

式（1.25）中的 ν 称为基波因子。上述所定义中的总电流 I 含有三个分量，即是基波有功电流、基波无功电流以及谐波电流^[8]。这种定义在实际工程上得到了广泛应用。

电网系统中，产生无功功率的设备主要是工业中所使用的阻感负载。如异步电动机、整流装置、变压器和电弧炉等。其中电网系统中的输电线路和电抗器也会消耗一定的无功功率，而异步电动机和变压器所消耗的无功功率所占比例最大。同时电力电子装置也会消耗无功功率，例如相控交流功率调整电路和相控整流电路等，同时这些装置也会产生大量的谐波^[9]。电网中的无功功率对电力系统的影响主要体现在以下三个方面^[10]：

（1）增加用电设备容量。这是因为视在功率是由有功功率和无功功率组成的，

如果所需要的有功功率一定时，无功功率的增加会增加视在功率，视在功率的增加将会直接导致发输电设备容量的增大。与此同时，电网系统中各种开关仪表以及继电保护装置等的容量也会增大，这样将会带来不必要的经济损失。

(2) 线路及设备热损耗增加。无功功率的增大，将会导致无功电流的增大，无功电流的增大必然会使流过线路和设备的总电流增大，由于输电线路和设备存在有微小电阻，所以必然会导致线路和设备的热损耗增大。假设线路的总电流为 $\bar{I} = \bar{I}_p + \bar{I}_q$ ，电阻为 R ，则线路的热损耗 ΔP 可表示为：

$$\Delta P = I^2 R = (I_p^2 + I_q^2) R = \frac{P^2 + Q^2}{U^2} R \quad (1.26)$$

式中， $I_q^2 R$ 这部分的热损耗就是由于无功电流的存在而引起的。

(3) 输电线路以及变压器的电压降增大。当有冲击性的无功负荷投入使用时，有可能引起电压闪变现象，严重影响电能质量。

1.3 谐波和无功问题的解决

谐波问题的解决方法通常可分为预防性的和补救性两类^[11]。

预防性的解决方法是指抑制谐波的产生和避免其所引起的后果而采取的措施，包括：

(1) 谐波控制或变流器中的相位相互抵消。如利用脉宽调制技术^[12~15]、多重化技术^[16~18]，设计出不产生谐波电流的变流器，而这种方法主要适用于电力电子装置。

(2) 采取有效的方法和过程来控制、降低甚至消除谐波，而这些谐波主要是指由变压器、电容器以及发电机引起的。

补救性的解决方法是相对预防性的方法而言的，它主要是指用来抑制已经产生了的谐波所采取的措施，主要的措施包括：

(1) 电路解谐，改变补偿电容器组的安装位置和采用馈线重构等措施来以避免引起谐振。

(2) 使用滤波器，滤波器可分为三种：无源电力滤波器 PPF (Passive Power Filter) 有源电力滤波器 APF (Active Power Filter) 和前两者结合的混合型有源电力滤波器 HAPF。

由于采用预防性的措施成本过高，在实际使用中不够现实，工业中一般采用补救性措施，采用补救性措施主要还是以安装滤波器为主。

当前广泛应用的还是采用无源电力滤波器来改善电能质量，无源电力滤波器工作的原理是利用电感、电容组件的谐振特性，在阻抗分流回路中形成低阻抗支路，吸收谐波电流，减少流向电网的谐波电流，由于无源电力滤波器相对基波电压呈容性，所以同时还可以进行一定的无功功率补偿。该方法成本低、技术成熟，

但也存在以下一些不可忽视的不足^[19]：首先，无源电力滤波器只能抑制若干个固定次数的谐波，对波动或快速变化的谐波无能为力。在某次谐波频率处，如果条件具备，无源电力滤波器有可能和电网阻抗发生并联或串联谐振，不但不会减小谐波，反而使谐波放大；其次，无源电力滤波器只能提供固定的无功功率，而对于变化的无功功率却不能有效补偿；再次，滤波特性易受电网系统自身阻抗以及用电设备变化的影响，不能适应系统频率变化或运行方式改变的工况，并且体积较大，重量较重。

治理电网系统无功功率措施也是随着技术的不断发展而不断变化的。传统治理无功的措施主要是安装并联电容器组，并联电容器组成本比较低，获得了广泛的使用，但只能补偿固定的无功功率，在系统存在有谐波电流时，可能和电网阻抗发生谐振，甚至导致电容器的烧毁^[20]；后来发展的是安装同步条相机，同步调相机作为一种既能补偿固定无功和可变无功的补偿装置在早期得到了广泛应用，但由于其体积大、成本高的固有缺点，目前较少适用；其次安装的是静止无功补偿器（SVC），静止无功补偿器 SVC 主要分为两种，一是晶闸管控制电抗器+固定电容器，二是晶闸管控制电抗器+晶闸管投切电容器，由于晶闸管控制电抗器会产生大量的谐波，因此电容器一般设计成无源电力滤波器的形式来消除固定次数的谐波^[21~22]；再后来发展起来的是安装静止无功发生器（SVG），与其他三种补偿装置相比，静止无功发生器则是一种更先进的无功功率补偿装置，是由三相桥式电压源或电流源组成，不但能发出无功功率而且能吸收无功功率，且成本和体积都较小^[23~25]，得到了广泛的应用。

谐波治理和补偿无功功率是一对紧密联系的课题。产生谐波的装置，通常情况也会消耗大量的无功功率，比如工业中所使用各种电力电子装置。谐波治理装置一般也会具有补偿无功功率的能力。随着电力电子技术以及智能控制技术的发展，谐波抑制和无功补偿的另一个重要措施是采用有源电力滤波器进行治理。有源电力滤波器的工作原理是检测出电网中的谐波和无功电流，产生指令信号，使有源电力滤波器的主电路输出与电网谐波和基波无功电流大小相等极性相反的补偿电流，以此来抵消谐波和基波无功电流，达到电网只含基波有功电流的目的。与无源电力滤波器的被动抑制谐波不同，有源电力滤波器采取的是主动输出补偿电流来抑制谐波。并且具有快速的响应特性和高度的可控性，其优点可以体现在以下几个方面^[26]：

（1）能实现动态补偿，具有自适应的功能，对各次谐波均能有效抑制，能实时跟踪补偿变化着的谐波，当谐波频率和大小发生变化时，也能快速的跟随着变化，进行补偿。

（2）具有能同时补偿无功功率和抑制谐波的能力，在进行无功补偿时不需要储能组件，并且能对变化的无功功率进行连续调节。在抑制谐波时，所需要的储

能元器件的容量也并不大。

(3) 受电网自身阻抗的影响不大, 和电网阻抗发生并联或串联谐振的可能性较小。并且补偿效果不受电网频率的变化, 同时电网系统结构变化时也不会影响治理效果。

(4) 可以同时补偿静态和动态无功功率、消除负序电流、调节和平衡三相不平衡电压等。

(5) 可以同时多个谐波源进行集中治理。

1.4 有源电力滤波器的发展现状

上个世纪六十年代末, B.M.Bird 和 J.F.Marsh 在所发表的论文中首次提出了有源电力滤波器的思想, 其主要阐述的内容是向三相交流电网系统中注入极性相反的三次谐波电流以达到改善电网电流的目的^[27]。虽然他们没有提出有源电力滤波器的概念, 但是其所描述的治理谐波的方法却是被认为是有源电力滤波器思想的诞生。

到了上世纪七十年代初, 日本学者 H.Sasaki 和 T.Machida 在论文中首次完整的描述了有源电力滤波器的工作原理, 即是利用可控的功率半导体器件产生补偿电流, 其补偿电流与电网系统的谐波电流极性相反、大小相等, 彼此相互抵消, 以使电网系统中的谐波电流为零, 达到改善电能质量的目的。限于当时的技术水平, 只是在实验室中研究, 未能在实际工业中应用。

上个世纪七十年中期, L.Gyugyi 和 E.C.Stdrycula 首次提出了采用脉宽调制技术 (PWM 技术) 控制的有源电力滤波器, 确定了主电路的基本拓扑结构和控制方法, 从原理上阐明了有源电力滤波器是一种理想的补偿电流发生器, 奠定了有源电力滤波器的基础。但是当时限制于电力电子技术发展水平, 所提出的脉宽调制控制的有源电力滤波器并未投入到工业中使用。

进入上世纪八十年代, 由日本学者赤木泰文等人提出了三相电路瞬时无功功率理论, 为检测三相电网系统中的谐波电流提供了理论基础^[28]。同时, 可关断晶闸管 (GTO)、大功率晶体管 (GTR) 以及绝缘栅双极性晶闸管 (IGBT) 等这些大容量开关器件的研究得到了重大突破。并且脉宽调制技术、数字信号处理技术以及智能控制技术都日益成熟, 为有源电力滤波器的工业实用化提供了基础。

有源电力滤波器的发展已经经历了几十年, 运行可靠、大容量的有源电力滤波器已经在发达国家投入运行。根据相关文献介绍, 自上世纪八十年代以来, 在日本就有多达 500 台有源电力滤波器投入工业使用, 容量范围由 50KVA 到 60MVA 不等。在补偿无功功率、抑制谐波等方面, 有源电力滤波器技术已经比较成熟。在抑制电压闪变、消除中性线电流、补偿谐波电压以及调节末端电压等方面, 有源电力滤波器也可以发挥其应有的作用。

与国外广泛应用的有源电力滤波器相比，国内对有源电力滤波器的工业化应用还不够成熟，尚处于研究试验阶段。在我国现阶段，谐波污染问题相当严重，而有源电力滤波器的开发也相对比较落后，投入工业适用的有源电力滤波器很少。随着我国对电能质量问题的重视，相信有源电力滤波器会有崭新的一页。

1.5 本文的主要工作

(1) 参阅了国内外大量相关文献，对有源电力滤波器进行了分类，阐述了有源电力滤波器滤波原理和拓扑结构。

(2) 介绍了所研究的一种并联混合型有源电力滤波器结构，对其系统的结构以及补偿原理进行了分析。

(3) 简要介绍了几种谐波和无功检测方法，对基于瞬时无功功率理论检测方法进行了阐述。最后确定采用基于 FBD 法检测谐波和无功电流。

(4) 研究补偿电流控制方式，分析了几种控制方式的优缺点，最后确定采用空间矢量电压控制方法。

(5) 对有源电力滤波器的支路进行了分析，推导各个支路参数的设计原则

(6) 最后在 MATLAB/SIMULINK 环境下建立了相应的仿真模型，检验所设计的并联混合型有源电力滤波器谐波治理和无功补偿性能。

第 2 章 HAPF 的拓扑结构及其数学模型

随着国民经济的快速发展，电网系统负荷越来越复杂，电网系统中的谐波容量也越来越大，并且时刻发生着变化。传统的谐波治理和无功补偿技术越来越不能满足工业用电的要求，作为一种新的谐波治理和无功补偿技术，有源电力滤波器的出现，为电网抑制谐波和无功补偿提出一个新的思路。与无源电力滤波器相比，有源电力滤波器的优点是显而易见，既可以补偿时变系统又可以补偿时不变系统，具有高度的快速响应性和可控性。

基于章节需求，本章主要以以下几个方面介绍一种并联混合型有源电力滤波器。

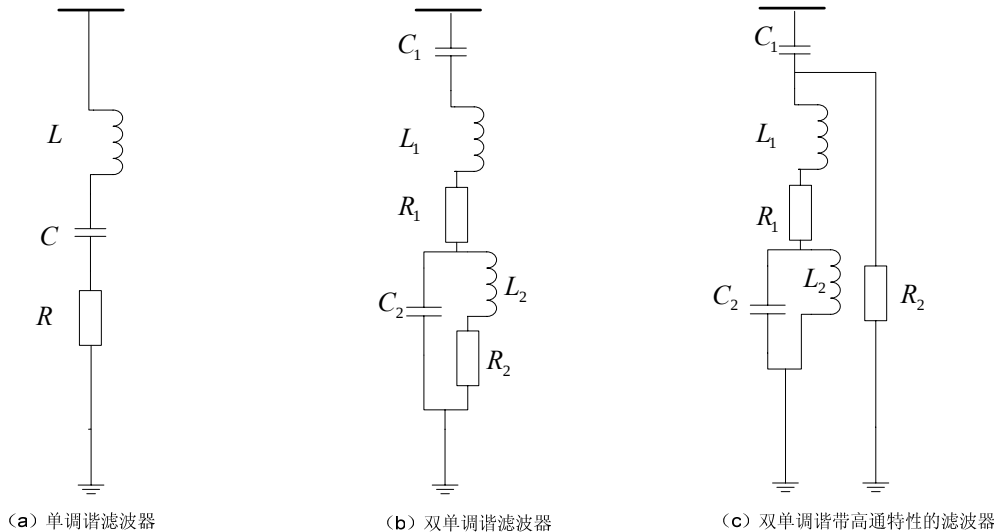
(1) 阐述无源电力滤波器的工作原理。

(2) 讲述了有源电力滤波器的滤波原理并对其进行了分类。

(3) 介绍了文章所研究的并联混合型有源电力滤波器的拓扑结构以及对其建立了相应的数学模型。

2.1 无源电力滤波器

无源电力滤波器也即是 LC 滤波器，它是由滤波电容器、滤波电感器和电阻器组合而成的，与谐波电流源相并联，由于在谐波频率处滤波电容器和滤波电感器能发生串联谐振，其阻抗相对谐波电流很小，所以可以起到吸收由谐波源产生的谐波电流的作用^[30~31]。同时，无源电力滤波器的阻抗相对基波电流很大，且呈现容性，因此无源电力滤波器不但能滤除特定次谐波还可以起到补偿一定无功功率的作用。无源电力滤波器依据调谐频率来分的话，可以分为单调谐滤波器、双调谐滤波器、三调谐滤波器和 C 型滤波器等，它们的电路结构如图 2.1 所示。



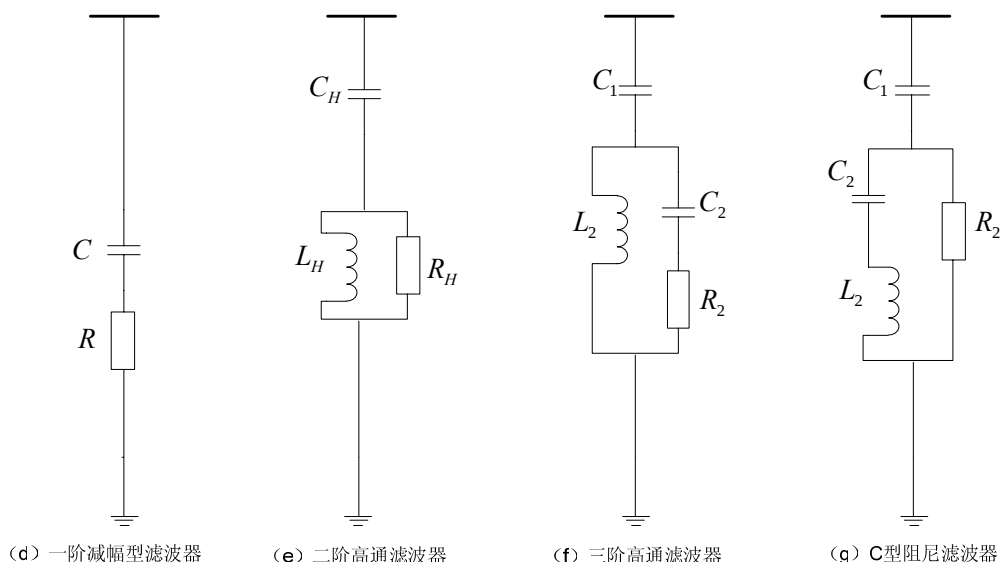


图 2.1 无源电力滤波器的电路结构

2.1.1 无源电力滤波器的工作原理

无源电力滤波器是由电容、电感串联组成的，用于滤除某一特定次数的谐波电流。它是利用串联 L、C 的谐振原理，通过选择合适的电容、电感参数以使滤波器在谐振频率处呈现很小的谐波阻抗，为谐波电流提供一个远低于电网阻抗的低阻抗通道，从而能防止谐波电流注入电网系统中而形成电网电压电流污染。

以下以单调谐滤波器和高通滤波器为例，进行滤波原理分析。

(1) 单调谐无源电力滤波器的工作原理

如图 2.2 (a) 所示为单调谐无源电力滤波器的电路结构图；图 (b) 所示的为单调谐无源电力滤波器阻抗 $|Z_{fn}|$ 的频率特性。

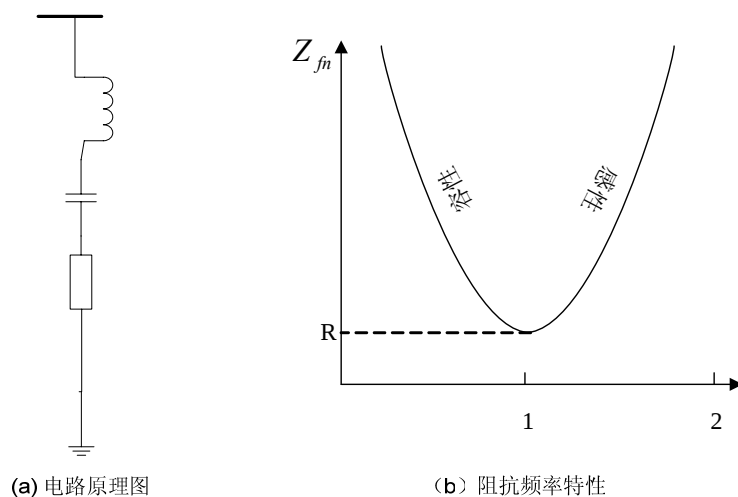


图 2.2 单调谐无源电力滤波器

由阻抗和频率的关系可知，滤波器对 n 次谐波电流的阻抗为

$$Z_{fn} = R_{fn} + jn\omega L - \frac{j}{n\omega C} \quad (2.1)$$

式中：

ω 代表的是基波角频率；

fn 代表的是 n 次单调谐滤波器；

Z_{fn} 代表的是 n 次谐波的阻抗。

要想发生串联谐振，也即是阻抗 Z_{fn} 的虚部为零，即是

$$jn\omega L - \frac{j}{n\omega C} = 0 \quad (2.2)$$

在此谐振频率处，谐波的阻抗是最小的，即是：

$$Z_{fn} = R_{fn} \quad (2.3)$$

为纯电阻电路，该次谐波电流主要被电阻 R_{fn} 吸收，流入电网系统的很少。而对其他次数的谐波电流来说却不具有发生谐振的条件，若谐波频率大于此谐振频率的话，则滤波器总阻抗呈感性；若小于此调谐频率的话，则滤波器总阻抗呈容性。偏离此谐振频率后， Z_{fn} 增大的很快，所以除了此调谐频率的谐波电流能被吸收和分流外，其它谐波电流都不能被滤除。所以要想滤除需要滤除的谐波只需将此处的谐振次数设定为谐波次数即可，就可以滤除该次谐波电流，从而达到改善电能质量的目的。

滤波器的品质系数定义为：谐振频率处的容抗或者感抗与电阻的比值，通常用 Q 来表示

即：

$$Q = \frac{1}{n\omega CR} = \frac{n\omega L}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (2.4)$$

品质系数 Q 与滤波器调谐的敏捷度是直接相关的，品质系数 Q 越大，滤波器的调谐将会越敏捷。不过 Q 过大的话，将会使滤波器的滤波频带过窄，当工频频率或者滤波器电感、电容参数发生偏差时就会引起失谐；品质系数 Q 过小的话，谐振阻抗将会增大，会影响滤波器的工作性能并且使热损耗增加。

(2) 高通滤波器的工作原理

高通滤波器也即是减幅滤波器，它是在高于某个特定频率之后很宽的频带范围之内呈现很低的阻抗，用来吸收较高次数的谐波电流。依据频率，高通滤波器可分为一阶减幅型滤波器、二阶高通滤波器、三阶高通滤波器和 C 型阻尼滤波器。与其它三种滤波器相比，二阶高通滤波器的工作性能较好，在实际工程中也是最为广泛应用的。如图 2.3 所示为二阶高通滤波器的阻抗 $|Z_{hm}|$ 与频率的关系曲线图。

由图 2.3 可以看出在很宽的频带范围内呈现为低阻抗，为次数较高的谐波电流提供低阻抗通路，使得较高次数的谐波电流不能流入电网。二阶高通滤波器的

阻抗为：

$$Z_{hn} = \frac{1}{jn\omega C} + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{jn\omega L} \right)^{-1} \quad (2.5)$$

上面只介绍的是单调谐和高通滤波器的滤波原理，其实双调谐滤波器比单调谐滤波器在工程中更得到实用化。双调谐滤波器有两个谐振频率，可以同时吸收两个频率的谐波电流，其作用就相当于两个并联的单调谐滤波器。双调谐滤波器与两个单调谐滤波器相比的话，在基频下的损耗要小，且只有一个电感承受全部冲击电压。从经济性和土地占有面积方面来考虑的话，双调谐滤波器在工程实际中越来越受欢迎。

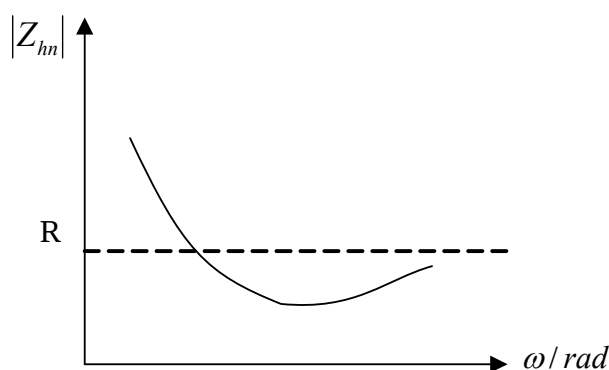


图 2.3 二阶高通滤波器的阻抗频率特性

虽然无源电力滤波器具有容易设计的优点，但是它的滤波性能却依赖于系统阻抗特性，并且容易受温度漂移、网络上谐波污染程度、滤波电感电容老化以及非线性负载变化的影响；其次，无源电力滤波器只能对特定次的谐波电流具有滤除作用，而对其它次数的谐波并不起到抑制作用。出于经济性和土地占有面积方面来考虑的话，安装滤波器的个数均是有限的，因此对于谐波含量较多的场合，无源电力滤波器的滤波效果并不理想。

2.2 有源电力滤波器

从上个世纪八十年代开始，有源电力滤波器的研制一直在进行，目前已经逐步成熟，可以有效地用于电网系统补偿谐波、无功功率和补偿电压不平衡。目前应用的有源电力滤波器已有多种多样。

2.2.1 有源电力滤波器的分类

根据不同的观点出发，有源电力滤波器具有不同的分类标准。

(1) 按 PWM 变流器的性质可以分为电压型和电流型两种：

电压型有源电力滤波器采用的是电压型 PWM 变流器，直流侧接有大电容，在正常工作时，直流侧电压基本保持不变，可以看成是电压源，它的输出是 PWM

波。基于电压源型的有源电力滤波器具有结构简单、质量轻、损耗小、价格便宜以及容易多重化的特点，已在工业中大量使用，并且是人们一直研究的热点。

电流型有源电力滤波器采用的是电流型 PWM 逆变器，直流侧接有大电感，在正常工作时，其电流基本保持不变，它的输出电流为 PWM 波。由于电流型有源电力滤波器的直流侧大电感上始终有电流流过，损耗较大，在交流侧需要加装更大的滤波电容滤除不需要的谐波电流，且电流源型结构不利于多重化，限制了滤波容量，所以没有在工业上大量投入应用。

(2) 根据接入电网的形式，有源电力滤波器可以分为并联型、串联型和混合型三种。

如图 2.4 所示为并联型有源电力滤波器一般结构图，电网系统与并联型有源电力滤波器相并联，其中并联型有源电力滤波器等效为一个受控的电流源，其主要用于抑制由谐波电流源产生的谐波电流。工作时，并联型有源电力滤波器向电网注入补偿电流，以抵消谐波电流，使电网电流成为工频正弦波。在这种工作情况下，并联型有源电力滤波器可以看作为一个相反的谐波电流源。

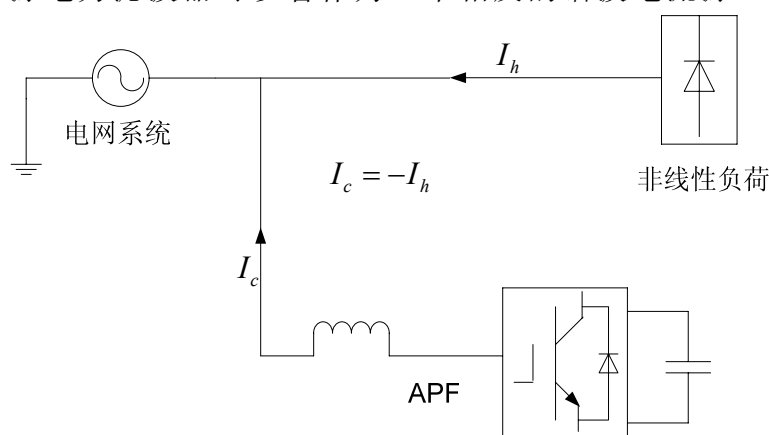


图 2.4 并联型有源电力滤波器的结构图

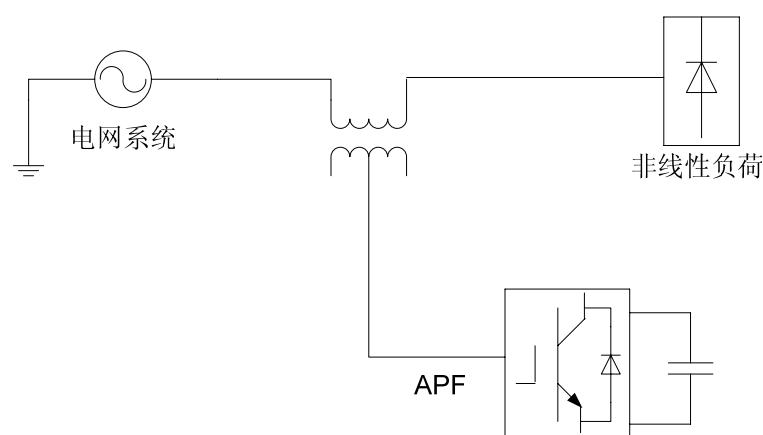


图 2.5 串联型有源电力滤波器结构图

如图 2.5 所示为串联型有源电力滤波器结构图，与并联型有源电力滤波器不

同的是，串联型有源电力滤波器是和电网相串联的，并且是通过变压器相串联起来的。其可以等效为一个受控的谐波电压源，主要功能是抑制电网谐波电压。通常产生谐波电压的电路主要

是采用电容滤波的整流电路。针对这种谐波电压源，串联型有源电力滤波器输出补偿电压以抵消由非线性负荷产生的谐波电压，使电网电压成为正工频弦波。其实串联型有源电力滤波器和并联型有源电力滤波器可以看作是一种对偶关系。

串并联型有源电力滤波器，根据相关文献^[32~33]又称为统一电能质量调节器（UPQC），如图 2.6 所示为其拓扑结构图。串并联型有源电力滤波器共享了一个储能器—电感或电容。并联有源电力滤波器起到抑制电网谐波电流、补偿电网无功以及稳定变流器直流侧电压的作用，而串联型有源电力滤波器则起到抑制谐波电压、补偿电网电压不平衡以及抑制电压闪变的作用。由此可以看出这种统一电能质量调节器比并联型或串联型有源电力滤波器单独使用时功能更全面，被认为是最为理想的有源电力滤波器。但由于其结构复杂、成本较高以及控制不易实现，因此并没有在工业中大量投入使用。

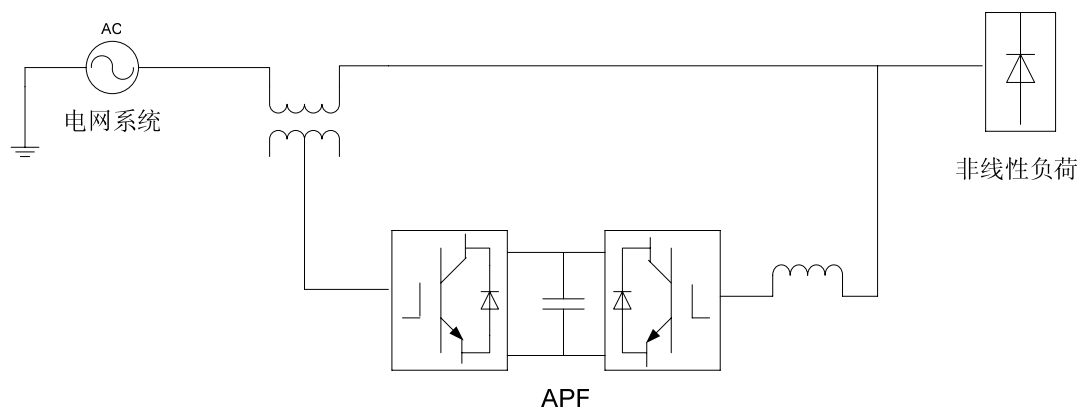
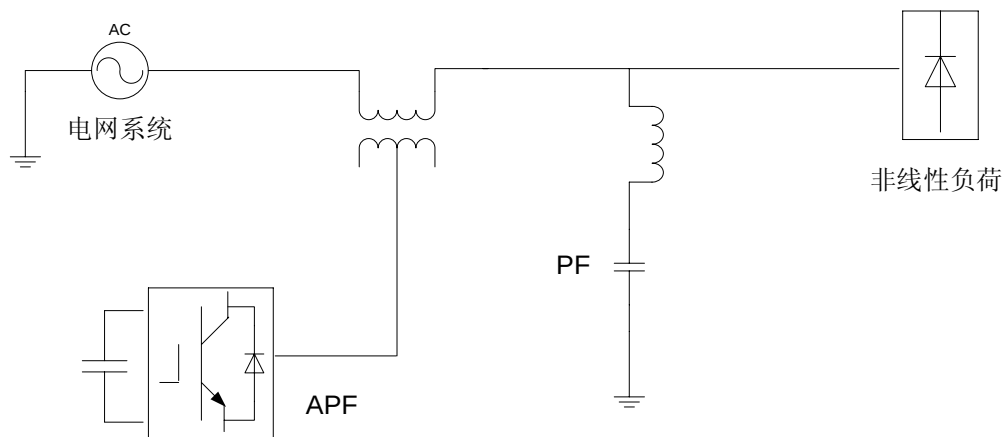
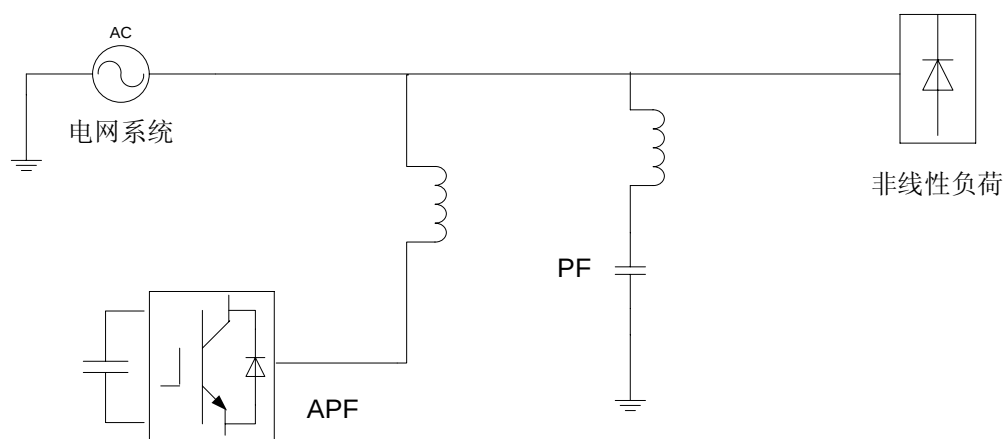


图 2.6 串并联型有源电力滤波器结构图

混合型有源电力滤波器有多种结构，主要分为串联混合型有源电力滤波器和并联混合型有源电力滤波器^[34~37]，如图 2.7 所示为其结构图。



(a) 串联混合型有源电力滤波器结构图



(b) 并联混合型有源电力滤波器结构图

图 2.7 混合型有源电力滤波器结构图

混合使用的目的主要是减少有源电力滤波器的容量，LC 无源滤波器的优点是结构简单、容易实现且成本低廉，而有源电力滤波器的优点是补偿特性好，两者结合起来，即可以克服有源滤波器容量小、成本高的缺点，又可以使整个系统有良好的性能。所以混合型有源电力滤波器在高电压大电流的场合有着广泛使用的前景。

(3) 根据应用场合的不同，有源电力滤波器可以分为有源直流电力滤波器和有源交流电力滤波器两类。

有源直流电力滤波器主要用于高压直流输电系统中，以消除高压直流输电系统中由于换流阀的存在所产生的谐波电压和谐波电流。与之相比，有源交流电力滤波器则用于交流输电系统。

(4) 根据电力系统的情况，又分为三相和单相两种，实际应用中，三相占为多数。

2.2.2 有源电力滤波器的滤波原理

图 2.8 所示为传统的并联型有源电力滤波器系统原理图。图中， u_s 表示为单项或三相交流电源，非线性负荷表示为谐波电流源，它产生谐波电流并消耗无功功率。有源电力滤波器分为四部分组成，即是指令电流运算电路、电流控制电路、驱动电路和主电路，而电流控制电路、驱动电路和主电路合起来又称为补偿电流发生电路。其中指令运算电路的主要作用是检测出电网电流中的谐波和无功成分，所以有时也称为谐波和无功电流检测电路。补偿电流发生电路的主要功能则是根据指令电流运算电路计算得出的参考电流指令信号，产生所需要的补偿电流。

有源电力滤波器工作的基本原理是：检测出所需要的补偿对象的电流，经指令电流运算电路计算出补偿电流的指令信号，该信号经过放大后，得出需要的补偿电流，注入电网系统，而该补偿电流与负荷电流中需要补偿的谐波电流大小相等、极性相反，以此来相互抵消，使得电网电流中只含基波成分，不含谐波分量，最终得到期望的电网电流。

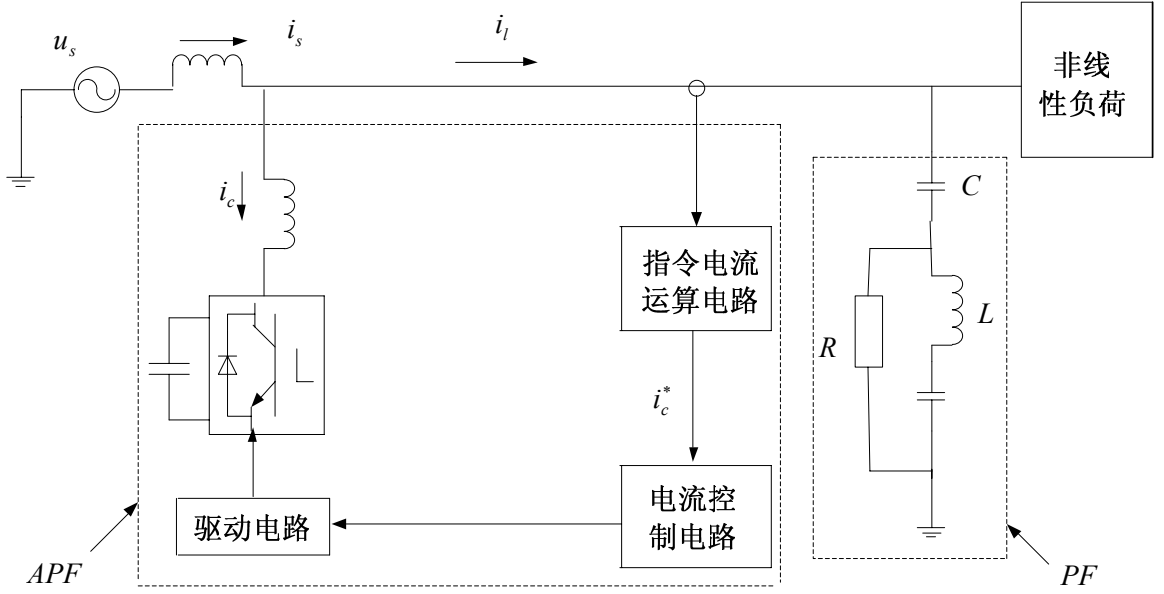


图 2.8 并联有源电力滤波器系统结构图

现假设负荷电流 i_L ，并且含有谐波和无功成分，按傅里叶级数展开，可以表示为：

$$\begin{aligned}
 i_L &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) = I_1 \cos \theta_1 \sin \omega t + I_1 \sin \theta_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\
 &= i_{Lp} + i_{Lq} + i_{Lh} = i_{Lf} + i_{Lh}
 \end{aligned} \quad (2.6)$$

式中：

$i_{Lq} = I_1 \cos \theta_1 \sin \omega t$ 为基波有功电流；

$i_{Lp} = I_1 \sin \theta_1 \cos \omega t$ 为基波无功电流；

$i_{Lh} = \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n)$ 为谐波电流；

$i_{Lf} = i_{Lp} + i_{Lq}$ 为基波电流；

θ_1 为基波电流初相位；

θ_n 为 n 次谐波初相位；

ω 为系统电源基波角频率。

根据前述有源电力滤波器的工作原理，可以用以下公式来表示：

$$i_s = i_{Lf} + i_{Lh} \quad (2.7)$$

$$i_s = i_L + i_c \quad (2.8)$$

$$i_c = -i_{Lh} \quad (2.9)$$

$$i_s = i_{Lf} \quad (2.10)$$

由上述可以看出，如果要求有源电力滤波器在抑制电网谐波的同时还需要抑制负载电流中的基波无功分量，这时就需要把基波电流中的无功分量也作为参考

指令电流信号，并加上前述的谐波指令电流信号。

即：

$$i_c = -i_{Lh} - i_{Lfq} \quad (2.11)$$

这时，有源电力滤波器产生的补偿电流和电网中的谐波电流和无功电流之和的总电流极性相反、大小相等，以使电网电流中只含基波有功分量用公式表示如下：

$$i_s = i_L + i_c = i_{Lfp} + i_{Lfq} + i_c = i_{Lfp} + i_{Lfq} + i_{Lh} - i_{Lh} - i_{Lfq} = i_{Lfp} \quad (2.12)$$

在实际的工作中，主电路即工作在整流状态也工作在逆变状态，这是因为在治理谐波和无功时，主电路产生补偿电流，工作在逆变状态；而电网向有源电力滤波器充电时，其就工作整流状态。因此作为主电路的 PWM 逆变器又可以成为变流器。

2.3 并联混合型有源电力滤波器

并联型有源电力滤波器单独工作时，交流电网的基波电压直接加到变流器上的，并且补偿电流主要是由变流器提供，因此要求有源电力滤波器具有较大的容量才能满足要求，为了克服这一缺陷，提出了利用基波谐振支路和耦合变压器使变流器和电网隔离开来，这样有效地降低了有源电力滤波器的容量，而无源电力滤波器只需和电网并联即可。

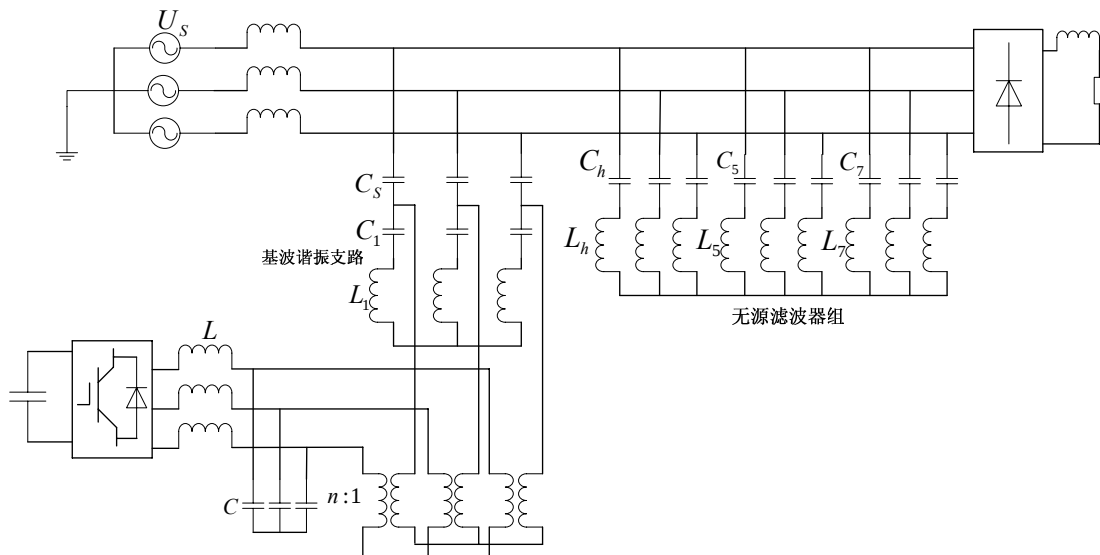


图 2.9 并联混合型有源电力滤波器结构图

如图 2.9 所示为文章所研究的并联混合型有源电力滤波器的结构图。在结构上，并联混合型有源电力滤波器由无源部分和有源部分组成。有源电力滤波器的主要作用是用于提高无源电力滤波器的滤波性能，与此同时有源电力滤波器还能阻止无源电力滤波器与电网阻抗发生并联或串联谐振。其中采用的是由 IPM

(Intelligent Power Module) 模块构成电压型有源变流器。无源电力滤波器用于补偿被补偿点的特征次谐波, 由 5 次、7 次单调谐和高通滤波器组成。有源部分是由基波谐振支路和耦合变压器组成, 由于基波谐振支路的存在, 有源电力滤波器基本上不承受基波电压, 降低了其容量。耦合变压器的主要功能是实现有源电力滤波器与电网的电气隔离。 L_1 、 C_1 组成串联基波谐振支路, C_s 为注入电容。 L_1 、 C_1 组成的基波串联谐振电路对基波电压呈现零阻抗, 又由于注入电容 C_s 的存在, 所以有源电力滤波器对基波电压呈容性, 因此能够补偿一定的容性无功。 L 、 C 组成输出滤波电路, 主要是滤除变流器产生的高频分量, 同时也能起到一定的分压作用。

由以上分析可以得出, 谐振注入式有源电力滤波器和无源电力滤波器结合组成的并联混合型有源电力滤波器, 充分这两种滤波器的优点, 彼此又相互弥补了各自的缺点, 以使并联混合型有源电力滤波器具有较大的无功功率补偿容量和较小的变流器容量。

2.3.1 并联混合型有源电力滤波器的数学模型

谐波无功检测以及其控制方式是决定有源电力滤波器工作性能好坏的决定因素。随着电网系统谐波和无功问题的深入研究, 同时现代控制理论以及智能控制技术的不断向前发展。利用新的控制技术来提高有源电力滤波器的工作性能一直是学者研究的热点之一。要想对有源电力滤波器利用新的控制技术, 首先需要对有源电力滤波器的滤波原理以及其控制机理有较清晰的认识, 要想对有源电力滤波器的滤波原理和控制机理有较清晰的认识, 必须对有源电力滤波器建立相应的数学模型。

随着电力电子技术越来越成熟和其装置的广泛工业应用, 它对电网系统的影响也越来越大, 要想解决这些由电力电子装置产生的问题, 首先需要对各种电力电子装置污染机理进行研究, 这就需要对其建立相应的数学模型。有源电力滤波器作为一种治理谐波和补偿无功功率的有效手段, 其本质也是一种电力电子装置, 它的功能与其他电力电子装置恰恰相反, 而是根据负载的需要而发出相应的谐波和无功来达到改善电网的目的, 也即是一个可变的谐波电流源。与传统的电力装置相比, 电力电子装置确实有所不同, 这是因为电力电子装置通常是由开关器件所组成, 而开关器件的开关状态是变化的, 这就存在一个离散问题。因此对其分析起来就存在一定的复杂性。但随着对电力电子技术的不断深入研究, 目前为止已经提出了很多办法来解决这些问题, 下面就以开关函数建模法和拓扑结构建模法为并联混合型有源电力滤波器进行数学模型。

2.3.1.1 并联混合型有源电力滤波器开关函数建模法^[38~39]

在并联混合型有源电力滤波器中有 3 个桥臂共使用了 6 个 IGBT。根据开关

函数建模法的原理，混合型有源电力滤波器的电路结构可以转换为单相等效电路来进行分析，并建立其对应的开关结构，为了便于分析，我们可以假设 IGBT 为理想的开关组件，既没有任何损耗。在没有建立开关模型之前我们假设有源电力滤波器输出电阻和电感分别为 R_s 和 L_s ，也即是

$$R_s = \text{Re}\left(\frac{1/j\omega C \times (r + jx) \times (j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)}{1/j\omega C + (r + jx) + (j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)}\right) \quad (2.13)$$

$$L_s = L + \frac{1}{\omega} \text{Im}\left(\frac{1/j\omega C \times (r + jx) \times (j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)}{1/j\omega C + (r + jx) + (j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)}\right) - 1/\omega C_s \quad (2.14)$$

式中：

ω 为电路中的角频率；

r 、 x 为等效的耦合变压器的电阻和电感；

L 、 C 分别为滤除有源电力滤波器输出的高频分量的滤波电感和电容；

C_s 为注入之路电容。

有上述假设的 IGBT 为理想组件我们可以得到混合有源电力滤波器的开关电路模型如图 2.10 所示。

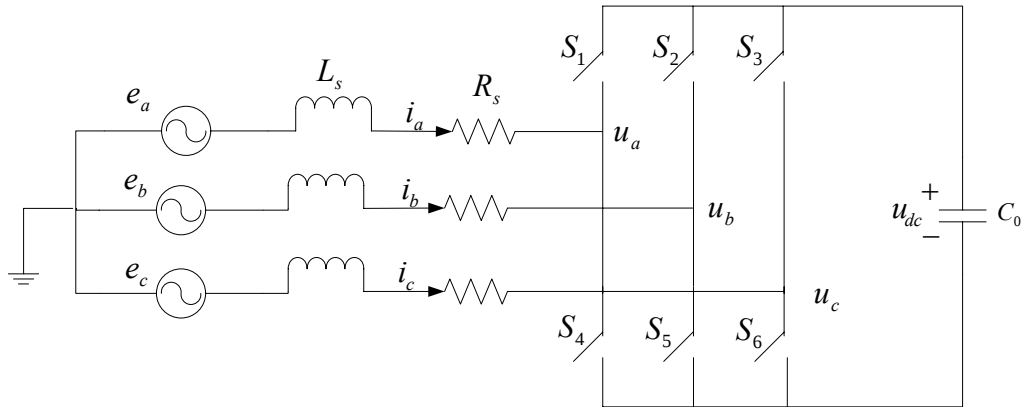


图 2.10 并联混合型有源电力滤波器开关电路模型

图中 e_a 、 e_b 、 e_c 代表三相电网电压， u_a 、 u_b 、 u_c 代表三相变流器桥输出的电压， S_a 、 S_b 、 S_c 代表开关组件 IGBT 的等效电路。

对应图中的每个单相桥的桥，只有两种状态，也即是 S_i 导通而 S_{i+3} 必关断， S_{i+3} 导通而 S_i 必关断，其中 $i=1, 2, 3$ 。则可以得出变流器输出电压为：

$$\begin{cases} u_a = S_a u_{dc} \\ u_b = S_b u_{dc} \\ u_c = S_c u_{dc} \end{cases} \quad (2.15)$$

式中， S_a 、 S_b 、 S_c 为开关函数， u_{dc} 为直流侧电容电压。其中开关函数定义为：

$$\begin{cases} S_a = (K_a + 1)/2 \\ S_b = (K_b + 1)/2 \\ S_c = (K_c + 1)/2 \end{cases} \quad (2.16)$$

式中

$$K_a = \begin{cases} 1 & (S_1 \text{导通}, S_4 \text{关断}) \\ -1 & (S_4 \text{导通}, S_1 \text{关断}) \end{cases} \quad (2.17)$$

$$K_b = \begin{cases} 1 & (S_2 \text{导通}, S_5 \text{关断}) \\ -1 & (S_5 \text{导通}, S_2 \text{关断}) \end{cases} \quad (2.18)$$

$$K_c = \begin{cases} 1 & (S_3 \text{导通}, S_6 \text{关断}) \\ -1 & (S_6 \text{导通}, S_3 \text{关断}) \end{cases} \quad (2.19)$$

根据基尔霍夫电路定律，我们可以得到并联混合型有源电力滤波器的电压和电流关系方程，即

$$\begin{cases} L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + u_a = e_a \\ L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b + u_b = e_b \\ L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c + u_c = e_c \end{cases} \quad (2.20)$$

上式中 u_a 、 u_b 、 u_c 、 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为并联混合型有源电力滤波器的输出电压和输出电流，依据基尔霍夫定律，直流侧电流满足：

$$\begin{cases} i_{dc} = C_0 \frac{du_{dc}}{dt} \\ i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \end{cases} \quad (2.21)$$

综合以上式子，我们可得到利用开关函数建模法对并联混合型有源电力滤波器的数学模型为：

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & -S_a \\ 0 & -R_s & 0 & -S_b \\ 0 & 0 & -R_s & -S_c \\ S_a & S_b & S_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

令：

$$X = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad u_{dc}]^T \quad (2.23)$$

$$U = [e_a \quad e_b \quad e_c \quad 0]^T \quad (2.23)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & -S_a \\ 0 & -R_s & 0 & -S_b \\ 0 & 0 & -R_s & -S_c \\ S_a & S_b & S_c & 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$D = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_0 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

则方程 (2.22) 可以表示成:

$$D \dot{X} = A * X + U \quad (2.26)$$

根据方程 (2.21), 进一步进行变换, 则可以得到:

$$\begin{aligned} C_0 \frac{du_{dc}}{dt} &= S_a * i_a + S_b * i_b + S_c * i_c \\ &= \frac{1}{u_{dc}} (u_a * i_a + u_b * i_b + u_c * i_c) \end{aligned} \quad (2.27)$$

则有:

$$u_{dc} * C \frac{du_{dc}}{dt} = u_a * i_a + u_b * i_b + u_c * i_c \quad (2.28)$$

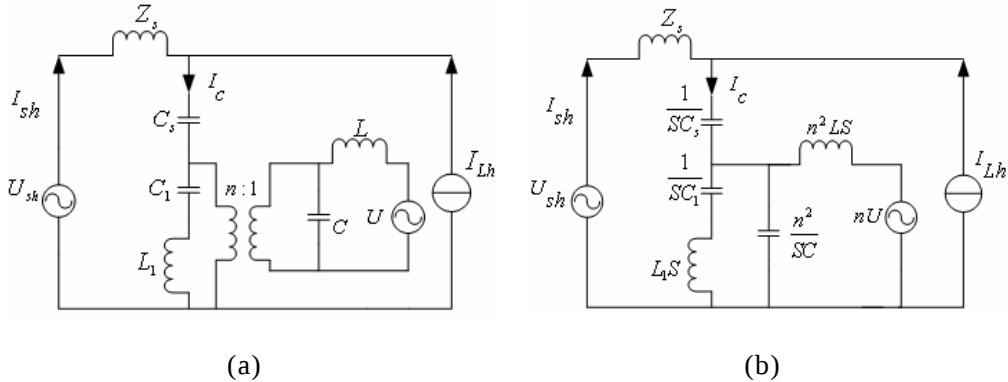
综合以上各式可得到:

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s & 0 \\ S_a & S_b & S_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a - u_a \\ e_b - u_b \\ e_c - u_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

以上推导出的式子是以微分方程形式的并联混合型有源电力滤波器的开关函数数学模型。

2.3.1.2 并联混合型有源电力滤波器拓扑结构建模法

由于三相电路是对称的, 因此可以把三相电路等效成单相电路, 同时把无源滤波器和负载看成为等效负载, 这样可以略去无源部分来进行分析。如图 2.11 所示 HAPF 的单相等效电路。



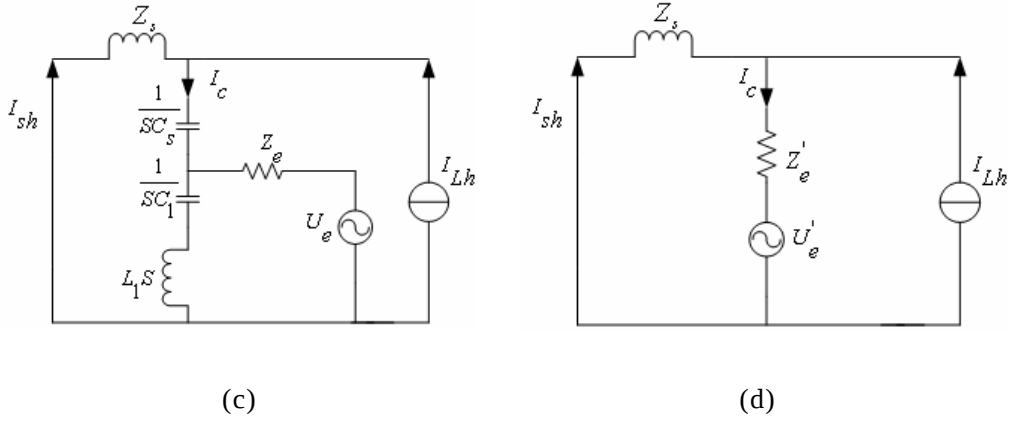


图 2.11 并联混合型有源电力滤波器单相等效电路图

假设耦合变压器的变比为 $n:1$ ，等效负载看作一个谐波电流源 I_{Lh} ，有源部分变流器为电压型变流器，其输出电压为 U ， U_{sh} 为电网谐波电压。

将图 (a) 中的耦合变压器的原边等效到副边，可以得到 HAPF 的单相等效电路如图 (b) 所示。假设谐波电压源 U_{sh} 为零，根据戴维南电路等效定理，可以得到 HAPF 系统二次侧的单相等效电路如图 (c) 所示。

根据电路等效定理，可求得：

$$Z_e = \left[\left(\frac{n^2}{SC} \right)^{-1} + (n^2 LS)^{-1} \right]^{-1} = \left(\frac{n^2 LCS^2 + n^2}{n^4 LS} \right)^{-1} = \frac{n^2 LS}{LCS^2 + 1} \quad (2.30)$$

$$U_e = \frac{Z_e n U}{n^2 LS} = \frac{n^3 LSU}{n^2 LS(LCS^2 + 1)} = \frac{nU}{LCS^2 + 1} \quad (2.31)$$

进一步利用戴维南电路等效定理化简电路 (d) 得到：

$$Z'_e = [Z_e^{-1} + Z_1^{-1}]^{-1} + \frac{1}{SC_s} = \frac{Z_1 Z_e}{Z_1 + Z_e} + \frac{1}{SC_s} = \frac{Z_1 Z_e SC_s + Z_1 + Z_e}{(Z_1 + Z_e) SC_s} \quad (2.32)$$

$$U'_e = \frac{U_e}{Z_e} (U_e^{-1} + Z_1^{-1})^{-1} = \frac{U_e Z_1}{Z_e + Z_1} \quad (2.33)$$

根据基尔霍夫电压电流定理，可列方程组如下：

$$\begin{cases} I_{sh} + I_{Lh} = I_c \\ I_{sh} Z_s + I_c Z'_e + U'_e = 0 \end{cases} \quad (2.34)$$

求解方程组得

$$I_{sh} = -\frac{U'_e + I_{Lh} Z'_e}{Z_s + Z'_e} \quad (2.35)$$

又由于

$$U'_e = \frac{U_e Z_1}{Z_1 + Z_e} = \frac{UnZ_1}{(LCS^2 + 1)(Z_1 + Z_e)} \quad (2.36)$$

定义式 (2.35) 为系统控制方程，由此式可以看出，通过控制 U'_e 能改变电网

谐波电流 I_{sh} ，而 U_e' 又可以通过控制逆变器输出电压 U 来改变其大小，所以可以通过控制逆变器输出电压 U 改变电网谐波电流的大小，达到治理电网谐波的目的。

2.4 本章小结

本章介绍了无源电力滤波器的滤波原理，并给出了无源电力滤波器的几种结构拓扑图，同时分析了单调谐和高通滤波器的滤波特性。对有源电力滤波器进行了分类，阐述了其工作原理。最后确定了本文所要研究的一种并联混合型有源电力滤波器，并给出了其两种数学模型，为建立控制系统做了理论基础。

第 3 章 谐波电流检测的方法

3.1 概述

有源电力滤波器的滤波性能，很大程度上取决于补偿指令的获取，也就是对谐波和基波无功电流的检测。计算补偿指令时，首先必须根据需要进行补偿的对象将谐波和基波无功电流分量进行分离。有源电力滤波器补偿电流的检测不同于一般电网系统中使用的谐波测量仪器，这是因为它不需要分解出各个次数的谐波，而是只需要检测除基波有功电流之外的总的谐波电流以及基波无功电流即可。传统的谐波实时检测方法主要分为两种思路：一种是对含有谐波分量的负载电流进行 FFT 变换，再将各次谐波电流相加得出总的谐波电流分量；另一种是采用滤波器的方法，让负载电流通过滤波器使需要的谐波电流过滤出来。到目前为止，已经有多种实时谐波和基波无功电流检测的方法被提出。如基于傅里叶变换的谐波检测方法^[40~42]、基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法^[43]、基于 dq 变换的谐波检测方法^[44~45]、基于小波变换理论的检测方法、基于有功能量平衡原理的提取方法以及基于人工神经网络的检测方法^[46]等。下面对常用的谐波检测方法的特点进行分析，文章主要介绍基于傅里叶变换的谐波检测方法和基于瞬时无功功率理论的检测方法，最后详细介绍了 FBD 检测法。

3.2 谐波和无功电流检测

3.2.1 基于傅里叶变换的检测方法

通常谐波被定义为一个周期电气量的正弦波分量，它的频率是工频频率的整数倍。然而在实际的电网系统中，常存在这样的一些频率，它们不是基波频率整数倍的正弦分量，与基波频率之比是分数，这些谐波称为次谐波或者分数谐波，有些则介于两个整数之间，称为间谐波。电力系统谐波产生的根本原因就是由非线性负荷的存在造成的，电压和电流不成线性关系造成的波形畸变。采用傅里叶变换来检测谐波，可以检测出每次谐波的相位和幅值，精度高、实现简单等优点。

非周期连续时间信号 $i(t)$ 的傅里叶变换（或称频谱）可以表示为

$$I(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} i(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.1)$$

$i(t)$ 经采样后变为 $i(nT)$ ， T 为采样周期。离散信号 $i(nT)$ 的傅里叶变换可以表示为

$$I(k) = \sum_{n=0}^{N-1} i(n) W_N^{kn} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, K, \dots, N-1) \quad (3.2)$$

式中, $W_N = e^{-j2\pi/N}$ 为旋转因子。

式(3.2)就是 N 点离散傅里叶变换, 它并不要求输入信号是周期信号, 如果输入信号是周期信号, 并且在一个周期内刚好被等间隔采样 N 点, 式(3.2)表达的就是输入信号的频谱, $i(0)$ 为直流分量, $i(1)$ 为基波分量, $i(2)$ 为二次谐波分量……并且能够表示出每一分量的幅值和相位。

虽然离散傅里叶变换的计算量很大, 但是自从快速傅里叶变换算法提出, 使傅里叶数字化、实用化成为可能, 特别是 DSP 芯片的推出后, 快速傅里叶变换算法得到了广泛的应用。快速傅里叶变换算法使得傅里叶变换的运算大大减少, 但是仍然需要大量的运算, 从而影响其实时性。再有, 由于存在栅栏现象和频谱泄漏, 在对非整数次谐波进行检测时, 所检测出来的谐波幅值、相位以及频率难免会有偏差。所以在基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法提出之后, 基于傅里叶变换方法在工程中已经很少再用。

3.2.2 基于瞬时无功功率理论的 $p-q$ 检测方法

瞬时无功功率理论检测法是上个世纪八十年代初年由日本学者赤木泰文所提出的, 其目的是为了解决其研制的并联型有源电力滤波器谐波和基波无功电流的快速检测, 为有源电力滤波器提供指令电流。通常所说的有功功率和无功功率的定义都是电网电压和电网电流的乘积在一个工频周期上的平均值, 与传统有功功率和无功功率不同, 而瞬时无功功率理论的概念, 都是在电网电压和电网电流瞬时值上定义的, 它不受电压和电流频率的影响, 既能适用于正弦波情况也能适用于非正弦波的情况。该种检测方法对有源电力滤波器的发展起到了很大的推动作用, 为有源电力滤波器的工业化使用提供了基础。

3.2.2.1 瞬时无功功率理论的定义

假设所研究的为三相三线制的交流输电系统, 三相电网电压和电网电流的瞬时值分别为 u_a 、 u_b 、 u_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c , 由于是三相制的, 由对称原理可知, $u_a + u_b + u_c = 0$ 、 $i_a + i_b + i_c = 0$, 可得其中任一项电压和电流都可以由其他两项来表示, 因此, 三相电网电压和三相电网电流信号其实只有两项是独立的。所以可以采用数学意义上的空间坐标系变换概念, 将 abc 坐标系下的三相系统模型变换到 α 、 β 两项静止坐标系。

现在假设三相电网电压和三相电网电流中只含有基波分量, 没有谐波成分, 设三相电流、电压分别为:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ I_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ I_m \sin(\omega t - \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_m \sin \omega t \\ E_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ E_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

令：

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

则三相电网电流、电网电压可以变换为 $\alpha-\beta$ 坐标系中的向量，即

$$F_i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$F_u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

在此定义瞬时有功功率和无功功率分别为 p 、 q ：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_u \bullet F_i \\ F_u \otimes F_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

需要说明的是 $\otimes$ 代表的是二维空间向量的交叉运算，其定义可表示如下：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha \quad (3.9)$$

把上述实际电压电流的瞬时值代入上述定义公式，则对应的 $\alpha-\beta$ 坐标系中的向量为：

$$F_u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ -\cos \omega t \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$F_i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \varphi) \\ -\cos(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

所以得到的瞬时有功功率和瞬时无功功率分别表示为：

$$p = F_u \bullet F_i = \frac{3}{2} E_m I_m \cos \varphi \quad (3.12)$$

$$q = F_u \otimes F_i = \frac{3}{2} E_m I_m \sin \varphi \quad (3.13)$$

根据上述定义可以看出所求出的瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 中只包含直流分量，而没有交流分量。没有交流分量是因为上述假设的电压电流只含有基波电压和基波电流，不含有谐波电压和谐波电流成分。根据前面的分析可以看出在计算瞬时有功功率和瞬时无功功率是只是用到了电网电压和电网电流的瞬时

值，这与传统的有功功率和无功功率的计算方法截然不同，但结果却是一致的。

3.2.2.2 谐波和基波无功电流的检测

由上述定义可知，所用的电网电压和电网电流都是只含有基波成分，但是在实际电网电流中除基波之外往往含有谐波电流成分。所以在采用 $p-q$ 法所计算出的瞬时有功功率和无功功率中不但含有直流成分而且还含有交流成分，即

$$p = F_u \cdot F_i = \bar{p}_1 + \tilde{p}_1 \quad (3.14)$$

$$q = F_u \otimes F_i = \bar{q}_1 + \tilde{q}_1 \quad (3.15)$$

为了得到瞬时有功功率和瞬时无功功率中的直流成分，也即是基波成分，我们可以采用低通滤波器对其进行滤波，滤除交流成分，也即是谐波成分。令直流功率分量向量为：

$$F_{\bar{p}_1 \bar{q}_1} = \begin{bmatrix} \bar{p}_1 \\ -\bar{q}_1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

由式 (3.8) 则可以求出代表基波电流的直流分量，也即是：

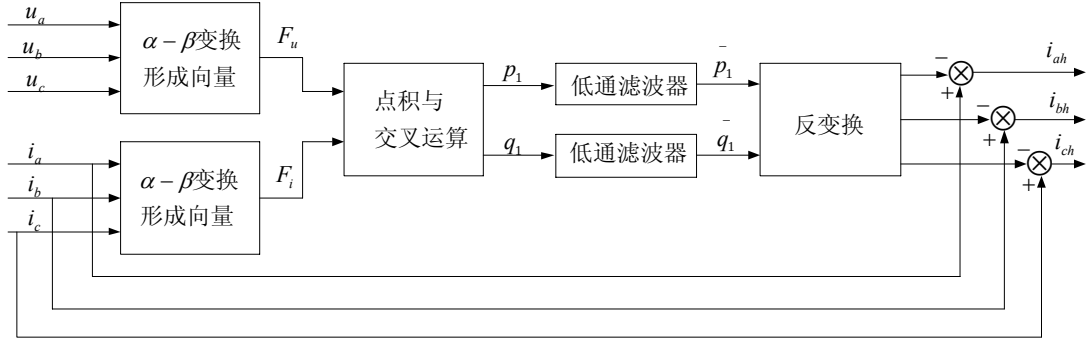
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{af_1} \\ i_{bf_1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p}_1 \\ -\bar{q}_1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}_1 \\ -\bar{q}_1 \end{bmatrix} \\ &= |F_u|^{-2} \begin{bmatrix} F_u \cdot F_{\bar{p}_1 \bar{q}_1} \\ -F_u \otimes F_{\bar{p}_1 \bar{q}_1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

再对其进行反变换即可得到三相电网电流的基波成分，即是：

$$\begin{bmatrix} i_{af_1} \\ i_{bf_1} \\ i_{cf_1} \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} i_{af_1} \\ i_{bf_1} \end{bmatrix} = |F_u|^2 T_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} F_u \cdot F_{\bar{p}_1 \bar{q}_1} \\ -F_u \otimes F_{\bar{p}_1 \bar{q}_1} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

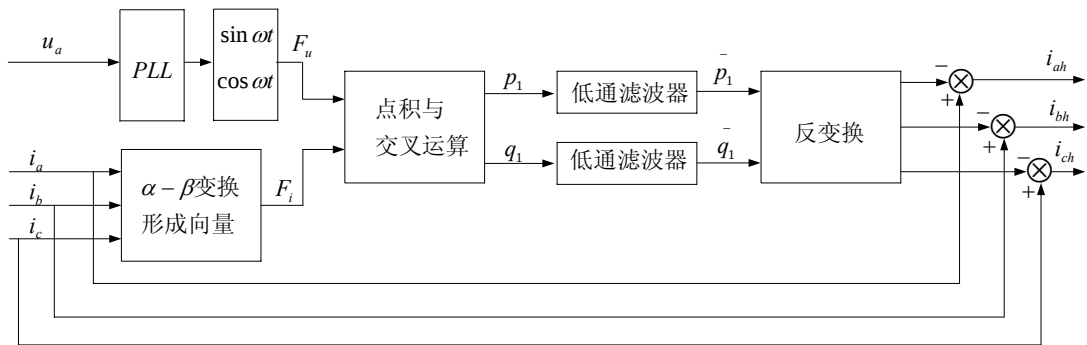
由上式求出基波电流，因此可以用总电流减去基波电流求出谐波电流成分，即是：

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

 图 3.1 所示为 $p-q$ 法检测原理流程图

 图 3.1 $p-q$ 法谐波检测原理流程图

以上介绍的方法只是检测出了谐波电流,并没有检测出全部需要补偿的电流也即是谐波和无功电流的总电流。要想检测出总的需要补偿电流,只需令上式 $\bar{q}_1 = 0$, 就可以求出全部需要补偿的电流。

这里需要注意的是,当电网系统三相电压中不含谐波电压和负序电压且只含基波正序电压时,上述方法可以迅速、准确的检测出需要补偿的谐波和无功分量。但是实际的电网系统电压难免有些畸变,由上述公式可以看出,如果电压畸变的话就会影响检测精度,电压畸变越严重,所检测出来的结果精度就会越低。为了克服这一缺点,我们可以采用锁相环或者添加虚拟正序电压来代替实际的电压向量,也即是 i_p-i_q 检测法,如图 3.2 所示为其原理图。


 图 3.2 i_p-i_q 法谐波检测原理流程图

以上介绍的基于瞬时无功功率理论检测谐波电流的方法,,虽然在工程中已经大量使用,但是在实时性方面还是有所缺陷,尤其是要经过复杂的 $park$ 变换,运算量比较大,对硬件的要求比较高,下面介绍一种实时性更好的谐波电流检测方法,即基于 FBD 算法的谐波和基波无功电流检测。

3.2.4 基于 FBD 法的谐波和基波无功电流检测

FBD 法是时域中的一种谐波和基波无功电流检测方法，它是基于 FBD 功率理论，其基本思想由德国学者 S.Fryze 于上个世纪三十年代初提出的，后来经 F.Bucholz 和 M.Dpenbrock 等人的不断深入研究，逐渐形成一套完整的体系，被称为 FBD 检测法^[47]。基于 FBD 功率理论，FBD 检测法不仅适用于三相系统，而且适用单相、三相四线制系统，并且不受电网电压对称性的影响。基于目前的配电网情况，电压不对称以及负荷不平衡的情况经常存在，所以对该方法检测谐波和无功电流的研究具有实际意义和应用价值。

3.2.4.1 Fryze 功率理论^[48]

在 Fryze 功率定义中，把时域中含有谐波成分的非正弦周期电网电流 $i(t)$ 相对电网电压 $u(t)$ 分解成两项，即是：

$$i_p = \frac{P}{U^2} u(t) = Gu(t) \quad (3.20)$$

$$i_q(t) = i(t) - i_p \quad (3.21)$$

式中：

P 为在非正弦情况下的有功功率；

G 为等效电导；

U 为电压的有效值。

则 P 和 U 的表达式为：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)dt \quad (3.22)$$

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t)dt} \quad (3.23)$$

式中：

$p(t)$ 为瞬时有功功率。

由式 (3.20) 可知，当 $i_p(t)$ 和 $u(t)$ 的波形一致时， $i_p(t)$ 是非正弦周期电流 $i(t)$ 中对有功功率的贡献的电流分量， $i_p(t)$ 即为有功电流，而 $i_q(t)$ 为广义无功电流。 $u(t)$ 可以不是正弦电压，如果是正弦电压时， $i_p(t)$ 则是基波有功电流；如果 $i(t)$ 也是正弦电流时，则 $i_q(t)$ 是基波无功电流；如果 $i(t)$ 中含有谐波成分时，则 $i_q(t)$ 是基波无功电流和谐波电流之和。所以，可以先检测出基波有功电流，然后根据式 (3.21) 可求出基波无功电流和谐波电流。

3.2.4.2 FBD 法检测原理

FBD 法的基本原理是：把实际电路中的负荷等效为理想的电导组件，假设电路中的功率都消耗在这个等效电导组件上，没有其他能量损失。然后依据等效电导组件对电流进行分解，计算出需要补偿的各个电流分量。把一个实际电路等效为 n 相系统，能量从原系统传递到负荷系统。等效电路如图 3.3 所示。

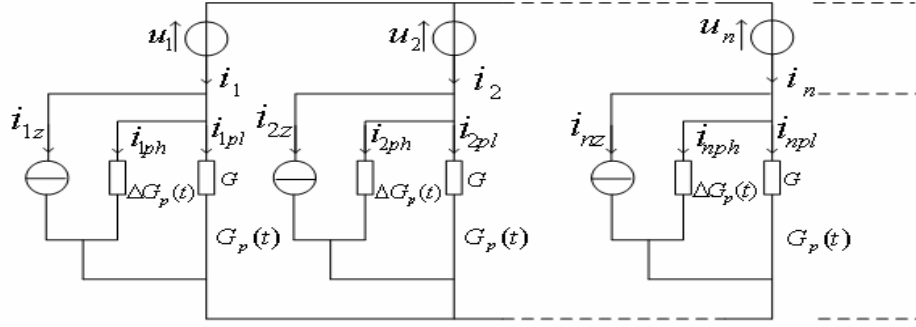


图 3.3 FBD 法 n 相等效电路

令系统电压向量为 $u = [u_1, u_2, \dots, u_n]^T$ ，系统电流向量为： $i = [i_1, i_2, \dots, i_n]^T$ ，其中向量所包含各个元素分别为各相电压和电流的瞬时值，相关定义如下：

瞬时功率：

$$p\sum(t) = \langle i, u \rangle = \sum_{n=1}^m u_n i_n = \sum_{n=1}^m p_n(t) \quad (3.24)$$

瞬时总电压：

$$\|u\| = \sqrt{\langle u, u \rangle} = \sqrt{\sum_{n=1}^m u_n^2} \quad (3.25)$$

等效电导：

$$G_p(t) = \frac{p\sum(t)}{\|u\|^2} = \frac{\langle i, u \rangle}{\langle u, u \rangle} \quad (3.26)$$

基波有功功率电流：

$$i_{np} = G_p(t)u \quad (3.27)$$

由以上的定义可以求出基波有功电流，要想求出基波无功电流只需把系统电压移相 $\pi/2$ ，按照上述求基波有功电流的定义 即可求出基波无功电流。

3.2.4.3 谐波电流检测

现将 FBD 应用到三相电力系统，如图 3.4 所示为传统 FBD 基波有功电流检测方法。

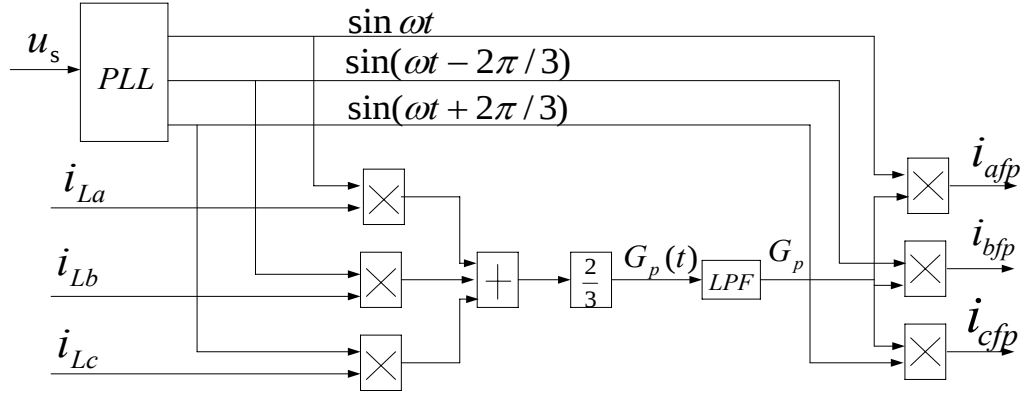


图 3.4 FBD 法检测基波有功电流原理

在三相电力系统中，为了避免电压的畸变，可以利用同步锁相环（PLL）来生成与三相电网电压 u_s 同相位的参考电压^[49]，在工程计算中代替实际的电压，为便于计算，电压幅值设为 1。

$$u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

三相负载电流为：

$$i_L = \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1} I_{an} \sin(n\omega t + \theta_{an}) \\ \sum_{n=1} I_{bn} \sin(n\omega t + \theta_{bn}) \\ \sum_{n=1} I_{cn} \sin(n\omega t + \theta_{cn}) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

式中 I_{an} 、 I_{bn} 、 I_{cn} 分别代表的是 n 次谐波电流的幅值； θ_{an} 、 θ_{bn} 、 θ_{cn} 代表的是 n 次谐波的功率因数角。由等效电导的定义得：

$$G_p(t) = \frac{\langle i_L, u \rangle}{\langle u, u \rangle} = \frac{u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c}{u_a^2 + u_b^2 + u_c^2} \quad (3.30)$$

等效电导 $G_p(t)$ 经过低通滤波器（LPF）后得到的是直流量，即是基波有功电导：

$$G_p = G_p^- = \frac{I_{a1} \cos \theta_{a1} + I_{b1} \cos \theta_{b1} + I_{c1} \cos \theta_{c1}}{3} \quad (3.31)$$

由上述定义可求出基波有功电流，即：

$$i_{1p} = G_p u = \begin{bmatrix} G_p \sin \omega t \\ G_p \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ G_p \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

如图 3.5，传统基波无功电流检测原理图

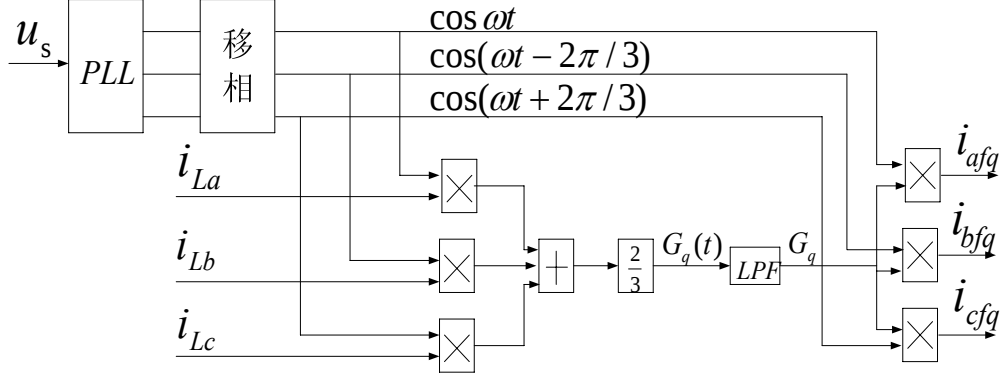


图 3.5 FBD 法检测基波无功电流原理

根据 FBD 法的无功功率定义，将电压 u_s 的各分量移相 $\pi/2$ 后得到新的向量 u' ：

$$u' = \begin{bmatrix} u'_a \\ u'_b \\ u'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

三相负载电流不变，由等效电导的定义得：

$$G_q(t) = \frac{\langle u', i_L \rangle}{\langle u', u' \rangle} = \frac{u'_a i_a + u'_b i_b + u'_c i_c}{u'^2_a + u'^2_b + u'^2_c} \quad (3.34)$$

基波无功等效电导为：

$$G_q = G_q^- = \frac{I_{a1} \sin \theta_{a1} + I_{b1} \sin \theta_{b1} + I_{c1} \sin \theta_{c1}}{3} \quad (3.35)$$

由基波无功电流的定义可知：

$$i_{1q} = G_q u' = \begin{bmatrix} G_q \cos \omega t \\ G_q \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ G_q \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

由上述可知基波电流为：

$$i_1 = i_{1p} + i_{1q} \quad (3.37)$$

即可求出谐波电流：

$$i_{Lh} = i_L - i_1 = i_L - (i_{1p} + i_{1q}) \quad (3.38)$$

从上述推导过程可以看出 G_p 、 G_q 分别是三相负载基波有功电流和基波无功电流的平均值。因此 FBD 法不但可以用到三相三线制相系统，还可以用到单相、三相四线制系统。其实，FBD 的本质就是通过空间投影将 n 次谐波电流变成 $n-1$ 谐波电流^[50]，基波电流变为直流量，而谐波仍然是交流量，通过低通滤波器得到基波电流，再用总负荷电流减去基波电流，从而得到需要补偿的谐波电流。

FBD 算法能很好的检测出基波有功电流，但由于低通滤波器的延时和相移^[52]，难免使补偿电流发生变化，如果负载电流波动比较大，HAPF 的指令电流波动也会有很大变化，补偿效果就不会很理想。为了提高检测方法的计算效率，改善其实时性，采用一种基于滑动窗口的实时方法提取直流分量代替低通滤波器。设 T 为观察周期，以时间轴上任意时刻 t 为观察点，并在时间轴上截取 $[t, t+T]$ 时间段作为观察对象，实时的计算输入信号直流分量。由等效电导的定义可知，除基波有功电流外，其他分量在 1 个基波周期中的积分全部为零，积分并取平均值后的结果为等效电导的直流分量，即

$$G_p = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} G_p(t) dt \quad (3.39)$$

同理

$$G_q = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} G_q(t) dt \quad (3.40)$$

该方法在系统负载功率波动较小时可以实时准确地提取输入信号的直流分量；当系统负荷功率在短时间内发生很大变化时，可以在 1 个工频周期内实现对信号的准确跟踪。

3.3 本章小结

本章介绍了谐波和无功电流的几种检测方法，主要分析了 $p-q$ 法和 FBD 法，给出了其检测原理。最后提出了一种改善延时误差的新方法，也即是加装一种基于滑动窗口的实时方法提取直流分量来代替低通滤波器。

第 4 章 HAPF 的控制方式

并联混合型有源电力滤波器的主要作用是补偿由非线性负荷产生的谐波电流和无功电流，避免由非线性负荷产生的谐波和无功电流流入电网而造成污染。而所选的控制方式以及所选其的控制算法是并联混合型有源电力滤波器滤波效果好坏的关键。如何控制变流器输出的补偿电流能够快速而准确的跟踪谐波和基波无功电流是目前研究的热点之一。如图 4.1 所示为有源电力滤波器控制系统一般结构图。

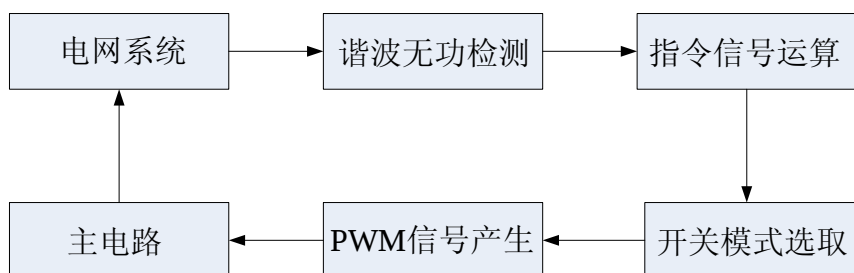


图 4.1 APF 控制系统一般结构

目前而言，并联混合型有源电力滤波器补偿电流控制方法主要有两种，即电流跟踪控制和电压跟踪控制^[52~53]。就整体而言，混合型有源电力滤波器的控制部分主要由两部分组成，即补偿电流控制和直流侧电容电压控制。两个控制的好坏直接决定补偿的效果。

4.1 补偿电流控制

补偿电流控制分为电流跟踪型控制和电压跟踪控制两种。

4.1.1 电流跟踪控制

并联混合型有源电力滤波器的电流跟踪控制主要有以下三种方式：周期采样控制方式、滞环比较控制方式、三角载波控制方式。

4.1.1.1 周期采样控制方式^[54~55]

如图 4.2 所示为周期采样控制方式的原理图。周期采样控制方式主要是依据并联混合型有源电力滤波器输出的实际补偿电流与参考指令电流的比较结果在采样脉冲的上升沿来改变 PWM 脉冲的状态。假如在采样脉冲的上升沿输出的实际补偿电流 $i_c > i_{ref}$ 参考指令电流，则 PWM 脉冲变为正，来控制混合型有源电力滤波器的变流器开关使补偿电流减小；假如在采样脉冲的上升沿实际输出的补偿电流 $i_c < i_{ref}$ 参考指令电流，则 PWM 脉冲变为 0，来控制混合型有源电力滤波器的变流器开关使补偿电流增大。

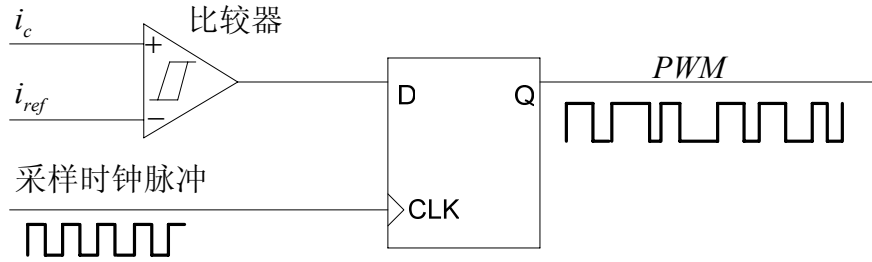


图 4.2 周期采样控制方式原理

由周期采样控制的原理可以看出，其控制方式相对比较简单，所选器件的开关频率被限制在采样时钟脉冲频率以内，由于非线性负荷是时变的，因此开关器件实际的开关频率未必是确定不变的。

4.1.1.2 滞环比较控制方式^[56-57]

滞环比较控制方式是一种 bang-bang 控制，采用的是滞环比较器。其工作原理如图 4.3 (a) 所示，把实际上由变流器产生的补偿电流 i_c 与参考信号 i_{ref} 进行比较，两者的差值作为滞环比较器的输入信号，通过滞环比较器产生控制变流器开关的 PWM 信号，从而来控制变流器输出补偿电流 i_c 的变化。滞环比较器的输出特性如图 4.3 (b) 所示，图中 H 为滞环宽度，当 $i_c > i_{ref} + H$ 状态时，滞环比较器的输出为 1，来控制混合型有源电力滤波器的变流器开关使其补偿电流减小；当 $i_c < i_{ref} - H$ 状态时，滞环比较器输出为 0，来控制混合型有源电力滤波器的变流器开关使其补偿电流增加；当 $i_{ref} - H < i_c < i_{ref} + H$ 状态时，滞环比较器的输出与上次输出的一样，也即是混合型有源电力滤波器的变流器开关的状态保持不变。由此可以看出有源电力滤波器输出的补偿电流能在一个 $2H$ 的宽带中跟踪参考电流。而且可以通过调节 H 的大小来控制有源电力滤波器补偿电流跟踪的精度以及改变开关的频率。

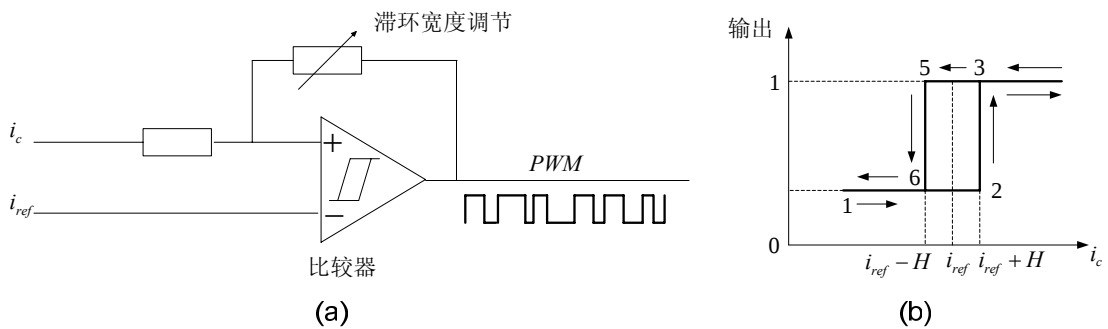


图 4.3 滞环比较控制原理

虽然滞环比较控制方式具有硬件实现简单、属于实时控制方式、电流响应快、没有载波、输出电压中没有特定的谐波分量等优点，但是通常情况下滞环宽度 H 是一定的，当 i_c 值很小时，固定的滞环宽度 H 有可能使补偿电流 i_c 的相对跟踪误差过大；当 i_c 值很大时，由于滞环宽度 H 是固定的，就有可能使变流器的开关频率过高，过高的开关频率可能会超出变流器允许的最高频率，产生过热而造成烧

毁器件的现象。

4.1.1.3 三角载波控制方式^[58-59]

三角载波控制方式实际是由瞬时值比较控制方式衍生出来的。如图 4.4 所示为三角载波控制方式原理图。检测出来的参考指令电流与并联混合型有源电力滤波器实际输出的补偿电流相比，其差值再经过比例积分器的处理，其结果再与三角载波相比较，输出相应的 PWM 脉冲，以此来控制并联混合型有源电力滤波器的变流器的开关。这种控制方式与用三角波作为载波的 PWM 控制方式有所不同，不是将参考信号 i_{ref} 与三角波直接进行比较，而是将实际输出电流 i_c 与参考电流 i_{ref} 之间的差值经比例积分器处理后的信号与三角载波进行比较。

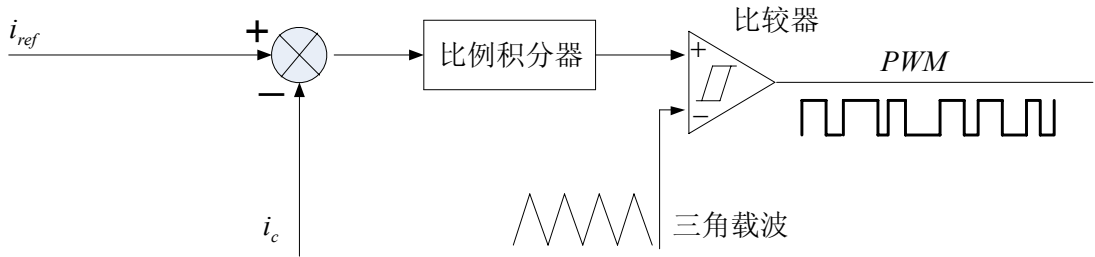


图 4.4 三角载波控制方式原理图

根据控制系统原理可知，图中比例积分器决定了三角载波控制方式的瞬时响应与稳态误差。在长期的实践中人们根据经验确定了比例积分系数的公式如下：

$$\begin{cases} k_p = \frac{L \cdot \omega}{2u_{dc}} \\ k_i = \omega k_p \end{cases} \quad (4.1)$$

式中：

k_p 为比例系数；

k_i 为积分系数；

L 为有源电力滤波器变流器侧往系统侧看得到的总等效电感；

ω 为三角载波的输出频率；

u_{dc} 为变流器直流侧的电容电压。

与前两种控制方式相比，三角载波控制在硬件实现上稍微复杂些，动态响应低于滞环比较控制，并且含有与三角载波频率相关的高次谐波。

以上三种电流跟踪控制方式的优点是原理非常简单，硬件实现起来相对容易，对有源电力滤波器的结构以及参数的依赖性较小。其中电流跟踪控制方式可以针对变流器的每个桥臂来实现，因此如果是三相三线制的结构，可以对三个桥臂分别采用电流跟踪控制方式，而对于三相四线制的结构，假如有四个独立的桥臂，就可以在四个桥臂上分别采用电流跟踪控制方式。但是使用的有源电力滤波器通常都是电压源型变流器构成的，其要求输出的补偿电流的变化须通过改变电压来

实现，因此如果电流跟踪控制方式要达到很好的跟踪效果，通常需要较高的开关频率才能够实现，而开关频率过高的话，会使有源电力滤波器的损耗增大，对器件的要求会更高，成本加大。

4.1.2 电压控制

基于电压源型变流器三相三线制并联混合型有源电力滤波器，假设 $\vec{u}_c(t)$ 、 $\vec{i}_c(t)$ 分别为有源电力滤波器输出的电压、电流向量，而 $\vec{u}_s(t)$ 记做系统电压向量，由第二章的开关函数模型的推导，可以写出并联有源电力滤波器的方程为

$$L \frac{d\vec{i}_c(t)}{dt} + R\vec{i}_c(t) = \vec{u}_c(t) - \vec{u}_s(t) \quad (4.2)$$

其中 R 、 L 分别为有源电力滤波器往电网系统侧看的总的等效电阻和电感。由于有源电力滤波器的控制目标是使输出的补偿电流 $\vec{i}_c$ 大小等于参考电流，而极性相反。现假设参考电流向量记做 $\vec{i}_{ref}$ ，则其控制目标是 $\vec{i}_c = -\vec{i}_{ref}$ 。则可以将参考电流 $\vec{i}_{ref}$ 代入上式得到：

$$\vec{u}_c(t) = L \frac{d\vec{i}_c(t)}{dt} + R\vec{i}_c(t) + \vec{u}_s(t) = -L \frac{d\vec{i}_{ref}(t)}{dt} - R\vec{i}_{ref}(t) + \vec{u}_s(t) \quad (4.3)$$

由上式可以看出，如果使有源电力滤波器输出的电压满足上式的话，则变流器的输出电流向量正好能和参考电流向量相抵消，从而达到治理谐波的目的。对于并联有源电力滤波器的 $\vec{i}_{ref}$ 参考电流来说，可以通过第二章介绍的谐波检测方法检测出来，系统的电压向量 $\vec{u}_s(t)$ 也可以通过实际测量得出，所以当确定了并联有源电力滤波器总的等效电感电阻时，就可以根据前述公式计算出所需要输出的补偿电压，既然知道了需要输出的补偿电压，就可以通过控制变流器的开与关来实时跟踪所需要的输出补偿电压，因此这种控制方式叫做电压跟踪控制方式。

并联有源电力滤波器的电压跟踪控制方式有很多种，如常见的有预估电流 PWM 控制、自适应 PWM 控制、模糊逻辑 PWM 控制、误差拍 PWM 控制、磁通轨道 PWM 控制、神经网络 PWM 控制以及空间向量 PWM 控制等。本节介绍了在实际中越来越多应用的空间向量的电压控制方式^[60~61]，此种控制方式物理概念清晰，并且需要较低的开关频率就能达到滞环比较控制方式的控制效果。

为了便于分析，把并联混合型有源电力滤波器根据开关函数的数学模型简化为如图 4.5 所示。

图中所示的三相三线制的变流器中有 6 个开关，而每一个桥臂上的两个开关工作在互补状态，也即是要么 VT_1 开通 VT_4 关断，要么 VT_4 开通 VT_1 关断，另外两个桥臂的开关同样是工作在互补状态。为此我们可以定义开关函数为：

$$S_i = \begin{cases} 1 (VT_i \text{ 开通, } VT_{i+3} \text{ 关断}) \\ 0 (VT_i \text{ 关断, } VT_{i+3} \text{ 开通}) \end{cases} \quad (i=1,2,3) \quad (4.4)$$

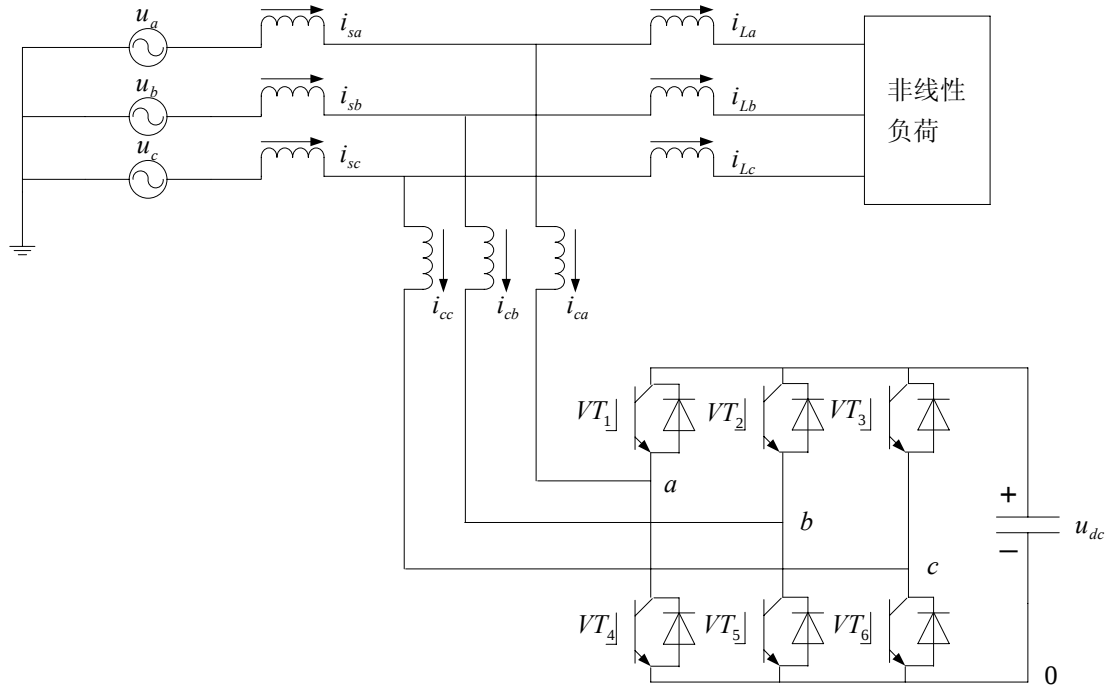


图 4.5 并联混合型有源电力滤波器简化结构

则可以求出有源电力滤波器变流器输出电压为，其中假设 0 点为电压零点

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} u_{dc} \quad (4.5)$$

现利用 $\alpha-\beta$ 变换将输出补偿电压变换到 $\alpha-\beta$ 坐标系下，看得到

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{\alpha c}(t) \\ u_{\beta c}(t) \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca}(t) \\ u_{cb}(t) \\ u_{cc}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} u_{dc} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(S_2 - S_3) \end{bmatrix} u_{dc} \end{aligned} \quad (4.6)$$

根据开关函数的取值，我们可以列出并联有源电力滤波器变流器输出电压 $\alpha-\beta$ 分量，如表 4.1 所示

在 $\alpha-\beta$ 坐标系中，我们可以令：

$$\vec{u} = u_{\alpha} + ju_{\beta} \quad (4.7)$$

式中的 $\vec{u}$ 为 $\alpha-\beta$ 坐标系的向量电压，根据上述表 4.1 可以在 $\alpha-\beta$ 平面上绘制出不同状态对应的向量电压，由表 4.1 和图 4.6 我们可以得到，三相三线制结构的有源电力滤波器变流器可以输出 8 个向量电压，其中两个向量电压为 0 向量，其余 6 个向量构成了正六边形的 6 个顶点。在这里我们根据伏秒特性相等的原理，

使变流器输出的实际电压来逼近需要的补偿电压。下面介绍如何选择变流器的开关向量以及向量的作用时间，来实现变流器输出的实际电压逼近所需要补偿的电压。

表 4.1 开关状态及其对应的 $\alpha - \beta$ 电压分量

状态	S_1	S_2	S_3	$u_{\alpha c}$	$u_{\beta c}$
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\sqrt{2/3}u_{dc}$	0
2	1	1	0	$1/\sqrt{6}u_{dc}$	$1/\sqrt{2}u_{dc}$
3	0	1	0	$-1/\sqrt{6}u_{dc}$	$1/\sqrt{2}u_{dc}$
4	0	1	1	$-\sqrt{2/3}u_{dc}$	0
5	0	0	1	$-1/\sqrt{6}u_{dc}$	$-1/\sqrt{6}u_{dc}$
6	1	0	1	$1/\sqrt{6}u_{dc}$	$-1/\sqrt{2}u_{dc}$
7	1	1	1	0	0

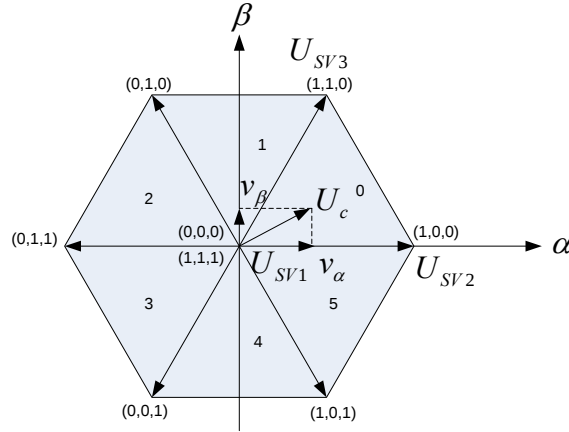


图 4.6 逆变器输出电压在 $\alpha - \beta$ 平面上的向量

现我们可以将图 4.6 的空间向量图划为 6 个扇区，其图中内各个扇区的数字表示此扇区的编号 k 。由于是正六边形，所以每个扇区各占 60° 。选择 3 个二电平开关向量，并控制它们的作用时间来等效所需补偿电压二电平向量。若两电平补偿电压向量位于 0 扇区，则可以利用 0 扇区三个顶点所对应的空间向量电压 U_{SV1} 、 U_{SV2} 、 U_{SV3} 来逼近所需的补偿电压向量，根据伏秒特性相等的原理，在时间间隔 T_s 内需要变流器输出的补偿电压向量为 U_c ，则假设三个顶点对应的空间向量电压 U_{SV1} 、 U_{SV2} 、 U_{SV3} 作用的时间分别为 T_1 、 T_2 、 T_3 ，总的伏秒特性等于补偿电压向

量的伏秒特性，也即是：

$$\begin{cases} U_c T_s = U_{SV1} T_1 + U_{SV2} T_2 + U_{SV3} T_3 \\ T_s = T_1 + T_2 + T_3 \end{cases} \quad (4.8)$$

其中位于原点的二电平向量 U_{SV1} 对应着两个二电平开关状态 $(0,0,0)$ 与 $(1,1,1)$ ，而剩下的两个开关向量都只有一个开关状态与其对应。

可以看出，要想逼近补偿向量电压，首先应该判断出补偿向量电压位于哪个扇区，然后计算出各个开关向量的具体作用时间。由于 $\alpha-\beta$ 平面是一个正六边形，根据几何方法很容易判断出补偿电压向量位于哪个扇区。由于从图 4.7 可以看出，各个扇区的分界要么是 α 坐标轴，要么是倾角为 $\pi/3$ 或者 $2\pi/3$ 处的直线。然而在倾角 $\pi/3$ 或者 $2\pi/3$ 处的直线上 β 分量的幅值为 α 分量的 $\sqrt{3}$ 倍，所以可以利用补偿电压向量的 α 分量 u_α 和 β 分量 u_β 直接求出其所处扇区并能计算出具体作用时间。

首先根据 u_α 和 u_β 的正负以及 $\sqrt{3}|u_\alpha|$ 与 $|u_\beta|$ 的大小关系判断出补偿电压向量所处的扇区，如表 4.2 所示。

表 4.2 二电平参考电压向量扇区位置判断条件

判断条件	k
$0 < u_\beta \leq \sqrt{3} u_\alpha $	$u_\alpha > 0$ 0
	$u_\alpha \leq 0$ 2
$u_\beta > \sqrt{3} u_\alpha $	1
$0 > u_\beta > -\sqrt{3} u_\alpha $	$u_\alpha > 0$ 5
	$u_\alpha \leq 0$ 3
$u_\beta < -\sqrt{3} u_\alpha $	4

通过表 4.2 确定补偿电压向量所处的扇区后，根据伏秒特性相等的原理，利用所处扇区的三个顶点对应的开关向量也即是变流器所能产生的三个电压空间向量来逼近所需要的补偿电压向量。还以补偿电压向量位于 0 扇区为例，可以得到是 (4.8) 的等式。由于向量是平面上的向量，所以是两维的，因此式 (4.8) 中的第一个方程实际上是两个方程。所以可以得出式 (4.8) 实际上是由三个独立的方程组成的，而未知量 T_1 、 T_2 、 T_3 也是三个，因此三个独立方程，三个未知量，可以直接求解。同理，如果补偿电压向量位于其他扇区也可以求出其解。

空间向量电压控制方式其原理就是采用伏秒特性等效的原理来让变流器输出

电压逼近需要补偿的电压，在这里需要注意的是补偿电压向量作用时间 T_s 的确定，如果 T_s 越大则补偿效果不太理想；如果 T_s 越小，理论上则变流器输出的电压在瞬时值上越接近所需补偿的电压，但若果太小的话，则开关频率就会越高，损耗就会增大，所以选择合适的补偿电压向量作用时间 T_s 至关重要。

4.2 直流侧电压控制

以上介绍了并联型有源电力滤波器变流器如何控制所输出的电流或电压，来达到补偿电流跟踪非线性负载所产生的谐波电流的目的，抑制谐波电流流入系统而造成污染。由于电压源型的并联混合型有源电力滤波器的变流器的直流侧通常情况下采用的储能组件是电容而不是直流电源。由于自身线路电阻和开关器件会产生热损耗，因此在控制补偿电流跟踪负载谐波和基波无功电流的过程中，难免会引起直流侧电容电压的波动，从而影响有源电力滤波器的正常工作或者出现直流侧欠电压或过电压现象，对有源电力滤波器的稳定安全运行造成影响。由于直流侧的电容通常比较大，其电压变化速度并不快，要求的控制响应速度也不会很快，其响应速度远小于电流的跟踪速度。

通常情况下，直流侧电容电压采用不可控二极管整流电路为其提供稳定的电压。本节采用的是在有源电力滤波器变流器的直流侧添加能量泄放回路^[62]。能量泄放回路是由一个电阻 R 和一个晶闸管 IGBT 组成，电阻作为能量消耗部分，而晶闸管作为控制部分。当变流器的直流侧电压高于参考电压时，可以通过泄放回路泄放能量，能够有效抑制直流侧电压的抬升，以维持直流侧电容电压的稳定。如图 4.7 所示。

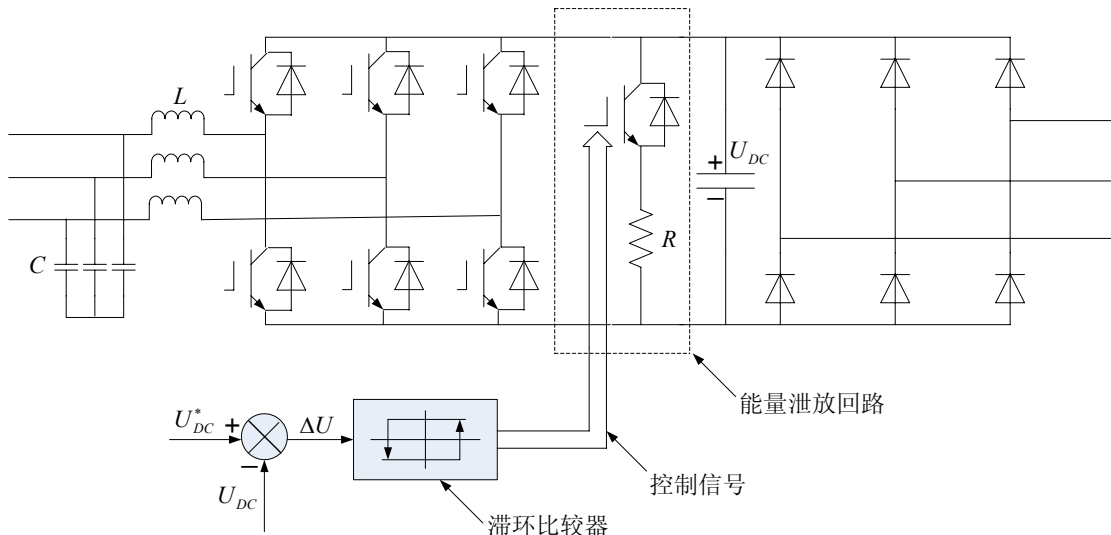


图 4.7 直流侧电压控制原理

图 4.7 中的能量泄放回路由可控开关器件 IGBT 和泄放电阻 R 泄放电阻组成。 U_{DC}^* 和 U_{DC} 分别为直流侧电容电压的参考值和实际值，两者之差值 ΔU 作为滞环比较器的输入信号，滞环比较器的输出信号用于驱动 IGBT。能量泄放控制信号遵

循以下规则：

(1) 当 $U_{DC}^* > U_{DC}$ 时，IGBT 关断，变流器稳定运行；

(2) 当 $U_{DC}^* < U_{DC}$ 时，IGBT 开通，能量泄放电阻 R 开始泄放多余的能量，直流侧电容电压开始降低，直到符合系统所设定的参考值。

安装能量泄露回路能有效抑制变流器直流侧电容电压的波动，同时由于变流器直流侧电容电压响应速度较慢，对控制系统的要求并不高。

4.3 本章小结

本章主要介绍了，几种补偿电流控制方法，并分析了各种方法的优缺点，最后采用电压跟踪控制方式也即是空间矢量电压控制方式来控制补偿电流。最后介绍采用泄放回路和滞环比较控制方式来保持有源电力滤波器直流侧电压的稳定。

第 5 章 HAPF 参数的设计

传统无源电力滤波器采用的是一组单调谐 LC 滤波器和高通滤波器共同滤除谐波，其具有效率高、成本低、安装方便的优点，也是国内外工程实际中普遍采用的治理谐波的手段。但是无源电力滤波器的阻抗特性容易受电网系统参数的影响，很难保证有理想的滤波性能。同时，无源电力滤波器可能与电网系统阻抗发生并联或者串联谐振，因而会引起谐波放大，甚至产生过流烧毁设备。有源电力滤波器分为并联型和串联型两种，而实际工程上一般用的是并型结构。而并联混合型有源电力滤波器是一种特殊的并联型结构，它是通过耦合变压器和注入之路与电网系统相并联的，在运行时不会对系统正常工作造成影响，并且投切方便，保护电路简单等特点。但是如果只使用有源电力滤波器来治理谐波的话，要求的容量比较大，工程实际的造价会很高、功率损耗也会很高，同时可能会产生一些电磁干扰等问题。

本文所设计的并联混合型有源电力滤波器，是将无源部分和有源部分独立开来，他们运行时相互不受影响。无源部分只起到消除特定次谐波和补偿一定的无功功率的作用，而有源部分是通过基波谐振之路和注入之路以及耦合变压器和电网并联起来，基波谐振之路的作用是使有源部分不承受基波电压，而耦合变压器起到隔离作用，保护有源电力滤波器。这样既能充分发挥无源电力滤波器的优势，也不能弥补有源部分的不足，降低了工程造价，同时又解决了绝缘问题。

所设计的并联混合型有源电力滤波器是采用的电压型变流器。电压型有源电力滤波器技术比较成熟，成本比较低，且损耗比较小效率比较高。如图 2.9 所示为本文所设计的并联混合型有源电力滤波器的结构示意图。5 次、7 次单调谐滤波器和高通滤波器组成无源电力滤波器部分。滤除谐波的主要任务还是由无源电力滤波器来完成。图中的 U_s 、 Z_s 分别代表额是系统的电网电压和电网阻抗， C_s 为有源电力滤波器的如入电容， L_1 、 C_1 组成基波谐振支路，其承受绝大部分的网侧电压， L_h 、 L_5 、 L_7 、 C_h 、 C_5 、 C_7 分别组成高通、5 次、7 次单调谐滤波器组。其中负荷为带感性的三相不可整流电路， U_{dc} 为变流器的直流侧电压， L 、 C 组成滤波电感电容，滤除变流器输出的高频分量。

5.1 无源部分的设计

5.1.1 单调谐滤波器的设计

针对所治理对象中所含谐波含量的特点，设定专门的单调谐滤波器组进行谐波滤除同时兼顾无功补偿的能力，单调谐滤波器组是由电容、电感以及很小的电

阻组成，电容和电感在特定的谐波频率处发生串联谐振，为谐波电流提供一个低阻抗通道，以此把非线性负荷产生的谐波电流引入到滤波器组。现假设对 n 次谐波电流进行滤波，则对 n 次谐波电流的阻抗为：

$$Z_{hn} = R_{hn} + j(n\omega L_n - \frac{1}{n\omega C_n}) \quad (5.1)$$

其中， ω 为基波的角频率， R_{hn} 、 L_n 、 C_n 分别为 n 次谐波电阻、电感和电容。根据串联谐振原理可知，滤波器的谐振频率为

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}} \quad (5.2)$$

结合式 (5.1) 和 (5.2) 我们可以看出，单调谐无源电力滤波器阻抗对基波电压是呈现容性的，所以单调谐无源电力滤波器组具有补偿一定无功功率的能力。但是实际的电网频率往往会有偏差的存在，所以设计单调谐滤波器的串联谐振频率时应将其值设定为稍低于相应的串联谐振频率，也即是使无源电力滤波器从感性域上接近串联谐振。

依据要治理的谐波产生对象以及要滤除的谐波次数，滤波电感 L 电容 C 具体参数的设计需要从三个方面进行考虑^[63]。

(1) LC 的容量。单调谐滤波器组中的滤波电感和滤波电容主要承受两种频率的激励作用，一个是串联谐振频率电流，另一个就是电网的基波电压。那么电感和电感的容量可表示为

$$\begin{cases} Q_{C_n} \approx U_f^2 \omega C_n + \frac{I_{hn}^2}{n\omega\omega_n} \\ Q_{L_n} \approx (U_f \omega C_n)^2 \omega L_n + I_{hn}^2 n\omega\omega_n \end{cases} \quad (5.3)$$

上式中 U_f 为电网系统侧的基波电压； I_{hn} 为 n 次谐波电流，而在实际应用中应该留有一定余量，一般取增大 10% 来考虑谐波的影响。

(2) LC 的数值。采用经济效益最大化的方法设计单调谐滤波器组，也即是投资费用最小的办法。现假设滤波电容和滤波电感的单位容量所需的费用分别为 P 和 H ，则可以得出所需的资金表示为：

$$y = PQ_{C_n} + HQ_{L_n} \quad (5.4)$$

综合式 (5.2) 和式 (5.3)，我们可以得出 y 可以表达为 C_n 的函数，由函数关系可求出 y 最小时的电容 C_n 的值，现对 y 求导，并令其导数为 0，可得电容 C_n 的值为

$$C_n = \sqrt{\frac{(P+H)I_{hn}^2}{n\omega^2 U_f^2 (P+H/n^2)}} \quad (5.5)$$

由式 (5.2) 可得电感值为

$$L_n = \frac{1}{C_n n^2 \omega^2} \quad (5.6)$$

假若此设定的参数不能满足无功补偿的需要, 则可以加装并联电容器组, 这样不但滤波效果比较好而且经济合理。

(3) 品质因数 Q 的定义为串联谐振频率 ω_n 下 C_n 或 L_n 的电抗与 R_{hn} 的比值。

$$Q = \frac{\omega_n L_n}{R_{hn}} = \frac{1}{\omega_n R_{hn} C_n} \quad (5.7)$$

由前述第二章已经知道品质系数 Q 与滤波器滤波性能的关系, 实际工程应用中, 可以采用下述公式来确定最佳的 Q 值:

$$Q = \frac{\cos e + 1}{2\Delta\omega \sin e} \quad (5.8)$$

式中:

e 为电网系统的最大阻抗角;

$\Delta\omega$ 电网系统的最大频率偏差。

可以看出, 一旦确定 Q 值后, 根据式 (5.7) 就可以确定 R_{hn} 的大小。一般滤波电感器中存有电阻, 如果不够大, 可以加装电阻器来满足实际需要。

5.1.2 高通滤波器的设计

目前而言, 二阶高通滤波器的使用最为广泛, 单调谐滤波器不能滤除的高次谐波通常是由高通滤波器来完成滤波。所以在确定高通滤波器的设置前, 应先依据单调谐滤波器组的配置情况, 同时考虑非线性负荷产生的谐波情况, 再来确定所需要的高通滤波器。由高通滤波器的特性可知, 在一定宽的频带范围内, 其对谐波的阻抗都是比较低的。当存在有频率偏差情况时, 它的工作性能对其也并不敏感, 在一定宽的频带范围内阻抗大致相同, 因此选择最佳 Q 值的问题是不存在的。

通常情况下可以用以下两个参数来描述高通滤波器的滤波特性^[63]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{hh} C_{hh}} \quad (5.9)$$

$$m = \frac{L_{hh}}{R_{hh}^2 C_{hh}} \quad (5.10)$$

上式中 f_0 称为高通滤波器的截止频率。频率 $f_0 < f < \infty$ 的范围内, 滤波器相对谐波的阻抗是小于电阻 R_{hh} 的一低阻抗。式 (5.10) 中的 m 是一个和品质因数 Q 有

关的量，虽然 m 和 Q 有一定的关系，但由前面可知高通滤波器的滤波特性对频率失谐并不敏感，所以在设计时不必要考虑 Q 的影响。

按照最小容量的设计原则，高通滤波器组中存在三个参数 R_{hh} 、 L_{hh} 、 C_{hh} ，可以确定电容的值为：

$$C_{hh}(\min) \approx \sqrt{\sum_{i=k}^n \frac{I_{f(i)}}{i}} \quad (5.11)$$

由式 (5.11) 确定最小的 C_{hh} 值后，可得

$$R_{hh} = \frac{1}{2\pi f_0 C_{hh}} \quad (5.12)$$

$$L_{hh} = m R_{hh}^2 C_{hh} \quad (5.13)$$

m 值通常情况下选取 0.5~2。 m 值越小，滤波器组损耗就会越小，通常情况取 $m = 0.5$ 。

5.2 有源部分的设计

有源电力滤波器作为一种能动态抑制谐波电流的电力电子装置，其安装容量受开关器件容量的限制^[64]；传统的结构很难满足高电压大电流的谐波治理的要求，而并联混合型有源电力滤波器只承受谐波电压，而不承受基波电压，因此需要的容量很小，经济效益也较高，适合用于大容量的谐波治理系统，同时兼有无功补偿的能力。支路参数的设计却关系着混合型有源电力滤波器改善电能质量的效果，所以参数设计至关重要。如果支路参数设计的不尽合理，一方面会使基波谐振支路的谐波分压过高，使一部分能量倒灌给有源电力滤波器，直接引起变流器直流侧电容电压的升高，甚至可能烧毁开关期间；另一方面，会干扰有源电力滤波器的谐波治理能力，可能增大有源电力滤波器的容量。

5.2.1 系统工作原理

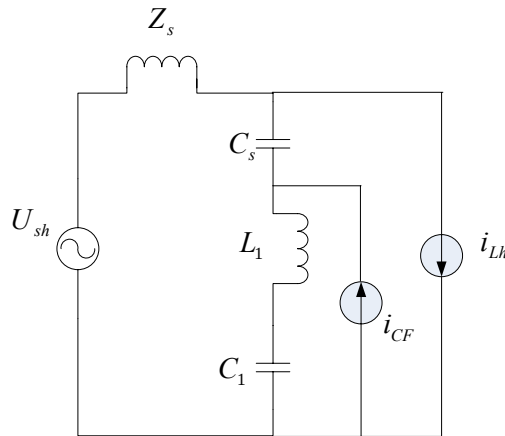


图 5.1 系统单项等效电路

如图 5.1 所示，为整个补偿装置的单相等效电路。负载产生的谐波电流可以看成为一个谐波电流源 i_{Lh} ，而有源电力滤波器看成一个受控的补偿电流源 i_{CF} 。有源电力滤波器产生的补偿电流和非线性负荷产生的谐波电流大小相等、极性相反。补偿电流 i_{CF} 通过注入之路电容 C_s 注入电网系统，以此来抵消负载产生的谐波电流，从而达到抑制电网谐波的目的。由图可知，有源电力滤波器是和基波支路是并联关系，所以有源电力滤波器发出的补偿电流 i_{CF} ，一部分会流过基波谐振支路，一部分流入电网抑制谐波。与此同时，电网谐波电压会有一部分分压加在注入支路上，会对有源电力滤波器的工作性能产生影响。因此各支路的参数设计至关重要。

5.2.2 支路参数设计

由前面的分析可知，支路参数的设计对有源电力滤波器的工作性能至关重要，下面就从三个方面加以说明^[65]。

5.2.2.1 支路的分频分流问题

装置的工作原理就是有源电力滤波器产生补偿电流 i_{CF} 通过注入支路电容 C_s 注入电网，以抑制电网中的谐波电流。图 5.2 为有源电力滤波器的单相等效注入支路。

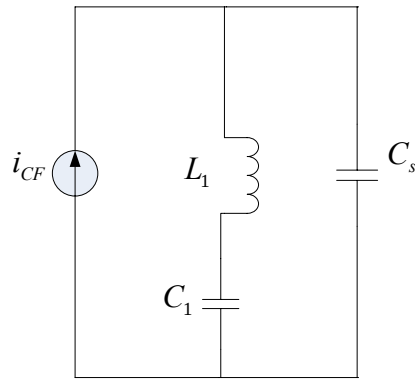


图 5.2 谐波分流单相等效电路

由并联电路反比分流的原理可知，当基波谐振支路的谐波等效阻抗大于注入支路电容 C_s 的谐波等效阻抗时，补偿电流越容易注入电网。也即是要求：

$$|Z_1| > |Z_s| \quad (5.14)$$

式中 Z_1 、 Z_s 分别为基波谐振支路的谐波等效阻抗和注入电容支路的谐波等效阻抗。

现假设注入电网的补偿电流次数为 n ，则有：

$$Z_1 = n\omega L_1 - \frac{1}{n\omega C_1} \quad (5.15)$$

$$Z_s = -\frac{1}{n\omega C_s} \quad (5.16)$$

其中 ω 为基波角频率。

又因为 L_1 与 C_1 在基波频率处发生谐振，所以有：

$$\omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} \quad (5.17)$$

$$Z_1 = \frac{n}{\omega C_1} - \frac{1}{n\omega C_1} = \frac{n^2 - 1}{n\omega C_1} \quad (5.18)$$

由式 (5.15) 和式 (5.17) 可得式 (5.19) 的简化为：

$$\frac{n^2 - 1}{\omega C_1} \gg \frac{1}{\omega C_s} \quad (5.19)$$

也即是：

$$(n^2 - 1)C_s \gg C_1 \quad (5.20)$$

根据式 (5.19) 可以看出，为提高有源电力滤波器补偿电流的注入能力，注入电容 C_s 的取值越大治理谐波的效果会越好。

5.2.2.2 支路参数的取值问题

由 L_1 、 C_1 组成基波谐振支路，根据谐振原理可知：

$$C_1 = \frac{1}{(100\pi)^2 L_1} \quad (5.21)$$

现假设整个支路发生串联谐振在 m 次，则可到注入电容 C_s 为：

$$C_s = \frac{1}{m^2 - 1} C_1 = \frac{1}{(m^2 - 1)(100\pi)^2 L_1} \quad (5.22)$$

则可以得到此时基波谐振支路电感和电容的 n 次谐波等效阻抗分别为：

$$Z_{L1} = n\omega L_1 = 100\pi n L_1 \quad (5.23)$$

$$Z_{C1} = \frac{1}{n\omega C_1} = \frac{100\pi L_1}{n} \quad (5.24)$$

则可以得到基波谐振支路的等效阻抗为：

$$Z_1 = Z_{L1} - Z_{C1} = \frac{100\pi(n^2 - 1)L_1}{n} \quad (5.25)$$

注入支路电容 C_s 的 n 次谐波等效阻抗为：

$$Z_s = \frac{1}{n\omega C_s} = \frac{100\pi(m^2 - 1)L_1}{n} \quad (5.26)$$

则可以得出注入电容阻抗与基波谐振支路阻抗的比值为：

$$\frac{Z_s}{Z_1} = \frac{\frac{100\pi(m^2 - 1)L_1}{n}}{\frac{100\pi(n^2 - 1)L_1}{n}} = \frac{m^2 - 1}{n^2 - 1} \quad (5.27)$$

由以上推导的公式可以看出，在整体支路发生串联谐振频率一定时，注入电容 C_s 的谐波等效阻抗与基波支路的 L_1 、 C_1 谐波等效阻抗的比值是一确定值。所以在整体支路谐振频率一定时，为了使电感、电容的合理搭配只能通过参数的优化设计，而想要达到减小基波支路的电网谐波分压的话，只能采取提高整体支路的谐振频率或者采用谐波电压与谐波电流的复合控制的手段^[66~67]。由式（5-24）和（5-25）可以看出，基波谐振的电感不能设计的过大，因为注入电容 C_s 的谐波等效阻抗 Z_s 和基波支路的谐波等效阻抗 Z_1 会随着基波谐振电感的增大而增大。而在实际的工程应用中，有源电力滤波器等效为谐波电压源，谐波电压一定时，阻抗过大，补偿电流就会很小，影响补偿效果，同时增大了有源电力滤波器的容量。但基波谐振支路的电感 L_1 也不能过小， L_1 过小的话，注入电容 C_s 就会变大。 C_s 变大，整体支路的谐振频率就会变小，这就会对系统的工作产生不利的影响。同时还会产生过多的容性无功。所以，在设计支路参数时首先要满足补偿电流注入的要求，其次还应考虑基波谐振部分基波分压以及注入支路容性无功补偿的要求。

5.2.2.3 参数设计的原则

整体谐振频率的选择应该根据实际需要进行。而电网中含有的谐波电压、电流的频率主要是 5 次、7 次、11 次以及 13 次，不过有时也含有 3 次。谐振点要避免这些频率，以免在注入支路发生谐振现象影响有源电力滤波器的工作。如果谐振频率过高的话，电网中的谐波电压的影响就会越低，然而过高的话就不能满足（5.19）式，影响补偿电流的注入。所以，整体谐振频率一般选为 6 次或者 9 次。选择合适的基波谐振支路电感 L_1 对有源电力滤波器的工作性能至关重要。一般情况下，基波谐振电感 L_1 选取为 10mH~50mH 之间。而一旦确定了 L_1 的取值，就可以根据式（5.20）和式（5.21）确定基波电容 C_1 和注入电容 C_s 。

5.3 直流侧电容及电压的选取

直流侧电容是有源电力滤波器变流器的储能设备，它的大小和容量直接影响着补偿电流的跟踪速度以及补偿效果。

5.3.1 直流侧电容的确定

假设有源电力滤波器的容量为 S ，开关器件 IGBT 的开关频率为 f_s ，直流侧电压为 U_{DC} ，电容的值为 C 。开关为理想无损耗开关。在任意时刻，可知：

$$S_{ins} = ui \quad (5.28)$$

式中：

S_{ins} 为有源电力滤波器的瞬时容量；

u 为直流侧电容电压瞬时值；

i 为直流侧电流瞬时值。

又知 u 、 i 满足：

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (5.29)$$

由式 (5.28) 和式 (5.29) 可得：

$$S_{ins} = ui = Cu \frac{du}{dt} \quad (5.30)$$

$$C u du = S_{ins} dt \quad (5.31)$$

对式 (5.31) 积分得：

$$\int_{u_0}^{u_t} C u du = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} S_{ins} dt \quad (5.32)$$

当 $\Delta t \rightarrow 0$ 时，可将 S_{ins} 看作常量，所以对式 (5.32) 积分求解为：

$$\frac{1}{2} C (u_t^2 - u_0^2) = S_{ins} \Delta t \quad (5.33)$$

$$C = \frac{2 S_{ins} \Delta t}{u_t^2 - u_0^2} \quad (5.34)$$

现按最大容量求电容大小。电容器向电网吸收或输出的瞬时功率为 S ，电网频率为 f ，开关频率为 f' ，则电容器和电网之间的最大功率交换所需时间 t 比满足：

$$t \leq \frac{f}{f'} T \quad (5.35)$$

式中： T 为电网周期

$$T = \frac{1}{f} \quad (5.36)$$

则：

$$t \leq \frac{1}{f'} \quad (5.37)$$

以最大值求取电容，令：

$$\Delta t = \frac{1}{f'} \quad (5.38)$$

则：

$$C_{\max} = \frac{2S}{(u_t^2 - u_0^2) f'} \quad (5.39)$$

由式 (5.39) 可以看出，电压波动越小，所需的电容越大；开关频率越高，所需要的电容值越小。

5.3.2 直流侧电压的确定

对于并联型有源电力滤波器而言，以 a 相为例，电网电压 U_a 和有源电力滤波器输出电压 U_{dc} 满足：

$$L \frac{di_{ca}}{dt} = U_a - k_a U_{dc} \quad (5.40)$$

式中：

L 为总等效电感；

i_{ca} 为补偿电流；

k_a 为 a 相开关系数。

由于总的等效电阻较小，在此忽略不计。对于 a 相而言，当实际补偿电流 i_{ca} 小于指令参考电流 i_{ca}^* 时，也即是：

$$i_{ca} < i_{ca}^* \quad (5.41)$$

此时为了快速跟踪补偿指令参考电流，a 相补偿电流必满足：

$$\frac{di_{ca}}{dt} > 0 \quad (5.42)$$

对应的开关系数 k_a 为 -1/3 或 -2/3。按求取最大值原则，此时 k_a 取 -1/3，即：

$$U_a + \frac{1}{3} U_{dc} > 0 \quad (5.43)$$

$$U_{dc} > 3U_a \quad (5.44)$$

在最坏情况下

$$U_{dc} \geq 3E_a \quad (5.45)$$

其中 E_a 为 a 相峰值电压。理论研究表明，在 IGBT 开关器件耐压允许的条件时，直流侧电压越高补偿效果会越好。

5.4 交流侧输出滤波器的设计

安装交流侧输出滤波器的目的是为了滤除由 IGBT 通断所带来的高频毛刺。输出滤波器对有源电力滤波器的滤波效果有很大影响。如果参数设置不当，一方面会降低有源电力滤波器的滤波性能；另一方面，由于是高频谐波，会对附近的通信系统以及数字设备产生影响。此外，这些高频谐波是有源电力滤波器自身产生的而不是由电网和负载产生的，因此有可能由电网和负载分流，严重时会导致有源电力滤波器过压或过流而烧毁器件。

一般情况下，设置输出滤波器电容和电感的谐振频率 f_k 满足下式：

$$3f_h < f_k < f_s / 5 \quad (5.46)$$

式中：

f_h 为补偿谐波的最大频率；

f_s 为 PWM 载波频率。

针对输出滤波器电感电容的分压问题，设计 L 和 C 通常遵循以下两条原则：

(1) X_L 、 $X_C \ll Z_{sys}$ ， Z_{sys} 是系统折合到变压器一次侧的等效阻抗。此原则的目的是为了保证分压只是在滤波电容 C 和滤波电感 L 之间进行，而不受 Z_{sys} 的影响。

(2) $X_C \ll X_L$ ，此原则的目的是让滤波电感承受较多的高频电压，降低滤波电容所承受的电压，所以设计时需要较小的电容值和较大的电感值。

除了以上条件外，在设计时还应注意电容的大小对补偿电流跟踪速度的影响。电容过大，跟踪速度就会变慢，影响补偿效果。通常情况滤波电容取值为 30~100 μF ，滤波电感取值为 0.4~2mH。

5.5 仿真分析

根据并联混合型有源电力滤波器的工作原理，可以从以下四个方面考虑：

(1) 电网电压。在建立模型的等效电路中，假设电网电压为理想的电压源，也即是电源阻抗为 0，且电网电压不随时间而改变。

(2) 非线性负荷。非线性负荷现假设为三相不可控整流电路，其直流侧为阻感性负载，其电阻为 10 Ω 、电感为 100mH。

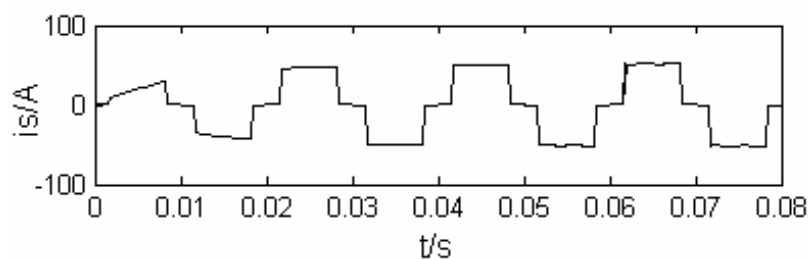
(3) 无源电力滤波器。5 次、7 次单调谐滤波器组和高通滤波器组组成无源电力滤波器部分。

(4) 有源电力滤波器。有源电力滤波器又可分为三部分，一是主电路，主电路采用的电压型变流器，直流侧采用的是大电容提供直流电压，主电路根据指令提供需要的补偿电流；二是谐波电流检测电路，谐波的检测准确与否至关重要，根据第三章所介绍的方法，现采用基于 FBD 法的检测方法；三是控制方式的选取，在建立的模型中采用的是前面介绍的空间电压矢量控制方式。

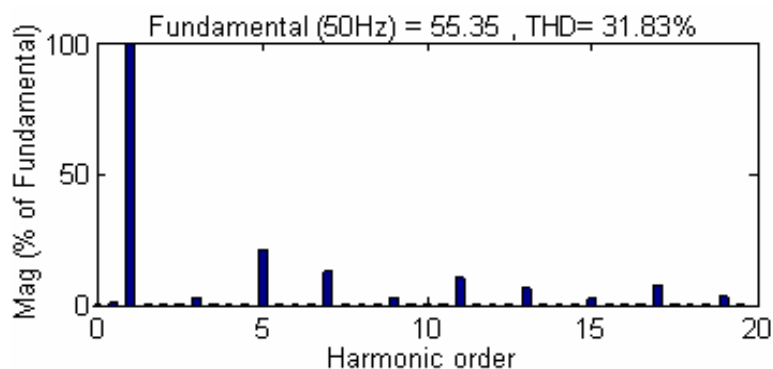
为了验证上述的谐波和基波无功电流检测方法以及补偿电流控制方式的正确性，在 MATLAB\SIMULINK 中建立了相应的仿真模型。仿真参数的设置是影响仿真效果的直接因素，因此设置合理的参数对建立仿真模型至关重要。

5.5.1 仿真结果

首先是在没有补偿装置的情况下进行的仿真，采用三相三线制电网，线电压为 380V，负载为三相不可控整流电路。由于采用的是三相三线制，所以各相的电流相同，只是相位不同，现只给出单相线路的电流波形，如图 5.1 所示。



(a) a 相网侧电流

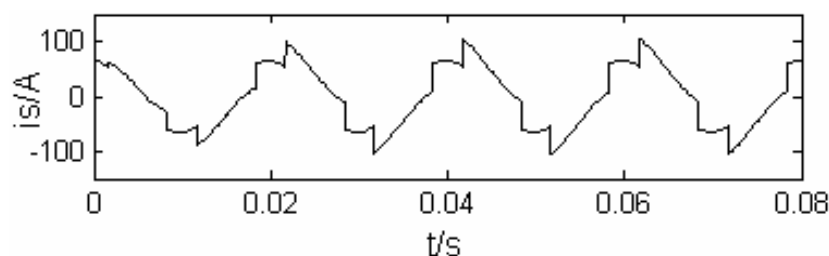


(b) a 相网侧电流频谱

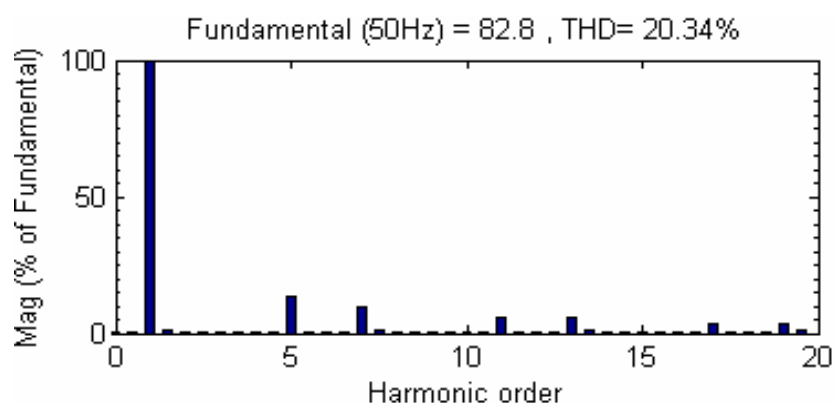
图 5.1 未投入补偿装置时的电流波形和频谱

可以看出在没有补偿装置的情况下负载电流中含有大量的5次、7次、11次、13次、17次和19次谐波，谐波畸变率很大， THD 为31.83%。

其次投入无源电力滤波器时，参数如下： L_5 为3.22mH、 C_5 为126 μ F， L_7 为2.84mH、 C_7 为72.5 μ F， L_h 为0.08mH、 C_h 为500 μ F。



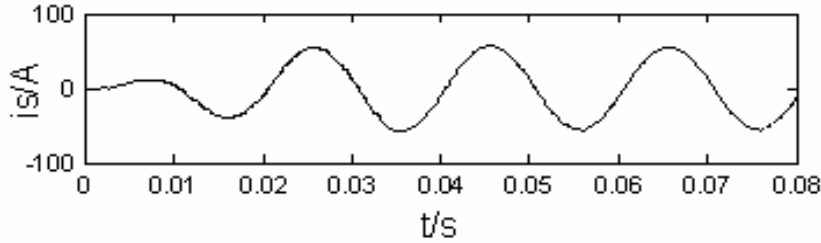
(a) a 相网侧电流



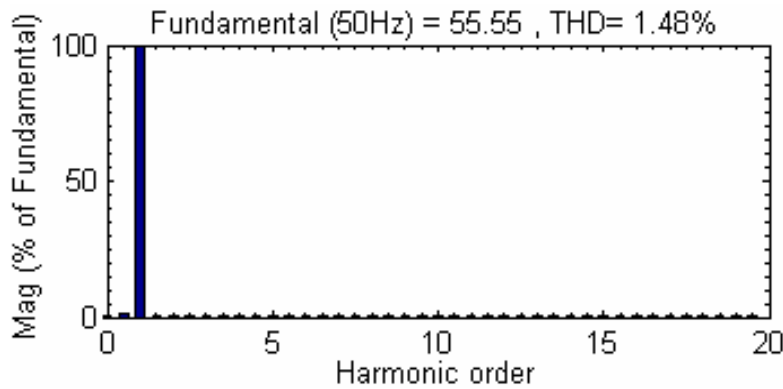
(b) a 相网侧电流频谱

图 5.2 投入无源滤波器时的波形和频谱

由仿真可以看出，虽然谐波含量相对减小，但并没有完全消除，补偿效果还是不够理想， THD 仍比较大，其为 20.34%。由于无源滤波器相对基波呈容性，相对网侧的等效负载变大，所以电网侧基波电流相应增加。如图所示为投入并联混合型有源电力滤波器 a 相电流波形和频谱。



(a) a 相网侧电流波形



(b) a 相网侧电流频谱

图 5.3 投入混合型有源电力滤波器时的波形和频谱

其中并联有源电力滤波器直流侧电压稳定在 $1000V$ ，电网系统电感为 $0.01mH$ 、电阻为 0.001Ω ，输出滤波电感 L 为 $0.5mH$ 、滤波电容 C 为 $60\mu F$ 。耦合变压器的变比取为 1:1，基波谐振支路电感 L_1 为 $28.95mH$ ，电容 C_1 为 $350\mu F$ ，注入电容 C_s 为 $25\mu F$ ，由仿真结果可以看出投入并联混合型有源电力滤波器后网侧电流谐波畸变率大为减小， THD 仅为 1.48%。

从仿真结果可以看出，补偿后的电网电流非常接近正弦波，各次的谐波得到了有效的补偿，谐波电流得到了很好的抑制。所以，由仿真结果验证了本文所提出的谐波和基波无功电流检测方法的有效性以及空间矢量电压控制方式的正确性。

总结与展望

电力电子技术给人们带来巨大的经济效益的同时，也给电网造成了大量的谐波和无功功率，而现在工业负荷对电能的质量要求越来越高。传统的无源电力滤波器治理谐波和无功装置已不能满足其需要，有源电力滤波器作为一种新的治理谐波和无功的装置越来越受到人们重视，尤其是和无源电力滤波器结合使用的混合型有源电力滤波器具有成本低、性能好、补偿效果理想，具有很好发展前景。

本文以一种并联混合型有源电力滤波器作为研究对象，主要做了以下几个方面的工作：

(1) 首先简要介绍了电网系统谐波无功的定义以及其发生的机制，并阐述了谐波和无功功率对系统的危害；其次，提出了治理谐波以及无功功率的策略，并比较了无源电力滤波器和有源电力滤波器的优缺点；最后概括了有源电力滤波器的发展现状以及以后的发展趋势。

(2) 概述了所研究的一种并联混合型有源电力滤波器系统构成，是由无源部分和有源部分构成，并给出了它们的滤波原理。由于在工业中大量使用的是电压型有源电力滤波器，电流型有源电力滤波器具有先天性的缺陷很少在工业中使用，所以主要分析了电压型有源电力滤波器，并总结了其分类方式。最后对所研究的并联混合型有源电力滤波器建立了数学模型。

(3) 概括了两种检测谐波电流的方法，即基于傅里叶变换法和基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法，并分析了检测特性。其中傅里叶变换法会产生一定的延时，而瞬时无功功率理论检测法则存在有复杂的 *park* 变换和 *d-q* 变换，文中提出一种基于 FBD 法的谐波检测方法，FBD 法可以更快速的用于单相、三相三相制及三相四线制的基波和谐波电流的实时检测，最后提出一种基于滑动窗口的实时方法提取直流分量代替低通滤波器，以减少其延时。

(4) 总结了补偿电流的几种控制方式，即周期采样控制、滞环比较控制、三角载波控制以及空间矢量电压控制，并分析了其控制性能，最后采用了三相三线制两电平空间矢量电压控制方式。

(5) 主要是进行并联混合型有源电力滤波器的设计，介绍了无源部分和有源部分参数设置的原则，最后根据所提的检测方法和控制方式，在 MATLAB 中建立了仿真模型，仿真结果表明所提检测方法和控制方式方法的正确性

由于时间有限以及各人能力所限制，论文还有许多不足之处和需要改进的地方。进一步需要研究的工作主要体现在以下几个方面：

(1) 考虑实际电网参数、非理想开关、系统侧谐波源以及电网电压含有谐波

分量等多种约束条件下的补偿和控制策略的实现。

(2) 可以考虑利用多重化技术提高并联混合型有源电力滤波器的容量

(3) 实现并联混合型有源电力滤波器多功能补偿，如补偿谐波和无功电流、抑制电压闪变、消除不平衡电压的等。

(4) 文本所研究的并联混合型有源电力滤波器只是通过理论设计和仿真得到的，并没有经过实践的检验，可能在工业应用中与仿真结果有所出入。

并联混合型有源电力滤波器作为一种高效补偿装置，相信在不久的将来一定会为国民经济的发展带来巨大的贡献

参考文献

- [1] 肖国春, 刘进军, 王兆安. 电能质量及其控制技术的研究进展. 电力电子技术, 2000
- [2] Joseph L Koepfinger, et al. ANSI/IEEE Std 519-1981: IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converter, 1981
- [3] Christopher K D, et al, Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power system. IEEE Trans on Industry Applications, 1989, 25(5): 1025-1034
- [4] 日本电气学会. 电工技术手册第二卷第 13 篇第 8 章. 北京: 机械工业出版社, 1984
- [5] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2007
- [6] 国家技术监督局. 电能品质公用电网谐波 (GB/T 14549-93). 北京: 中国标准出版社, 1993
- [7] 杨川普, 孙敏, 杨泽富. 电路理论——时域与频域分析. 北京: 中国电力出版社, 1998
- [8] 吴竞昌, 孙树勤, 宋文南. 电力系统谐波, 北京: 水利水电出版社, 1988
- [9] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换和控制技术. (第 1 版). 北京: 高等教育出版社, 2002
- [10] 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, 1999
- [11] Grady WM, et al (1993) Power factor correction and power system harmonics. Short course, New Mexico State University
- [12] Evans P.D., Dodson R.C., Esatham J.F. Sinusoidal pulse width modulation strategy for the delata inverter. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, 20(3): 651-655
- [13] Holtz J. Pulsewidth modulation – a survery. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992, 39(5): 410-420
- [14] Trzynadlowski A.M., Zhiqiang Wang, Nagashima J.et al. Comparative invesigation of PWM techniques for general motors' new drive for electric vehicles. In: Proceedings of 37th IAS Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA. 2002. Piacataw-Ay, NJ, USA: IEEE, 2002. 3:2.10-2015
- [15] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制. (第 1 版). 北京: 机械工业出版社

- 社, 2003.
- [16] Menzies R.W., Yiping Zhuang. Advanced static compensation using a multilevel GTO thyristor. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 1995, 10(2): 732-738
 - [17] Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel converters- a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(3): 509~517
 - [18] In-Dong Kim, Eui-Cheol Nho, Henug-Geun Kim et al. A generalized undeland snubber for flying capacitor multilevel inverter and converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(6): 1290-1296
 - [19] 林忠岳. 现代电力电子技术. 北京: 科学出版社, 2007
 - [20] 余鸿, 陈乔夫, 谢冰若等. 实用新型无功补偿及谐波抑制装置. *电气应用*, 2007, 26(6): 21-25.
 - [21] Hingorani NG, Laszio Gyugyi. *Understanding FACTS: concept and technogy of flexible AC transmission systems*. (1st edition). New York: IEEE, 1999
 - [22] 谢小荣, 姜齐荣. 柔性交流输电系统的原理与应用. (第 1 版). 北京: 清华大学出版社, 2006
 - [23] Singh B., Saha R., Chandra A. et al. Static synchronous compensators (STATCOM): a review. *IET Power Electronics*, 2009, 2(4): 297-324
 - [24] Edwards C.W., Mattern K.E., Stacey E.J. et al. Advanced state var generator employing GTO thyristors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1988, 3(4): 1622-1627
 - [25] Ainsworth J.D., Davies M. Fitz P.J. et al. Static var compensator (STATCOM) based on single-phase chain circuit converter. *IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, 1998, 145(4): 381-386
 - [26] 姜齐荣, 赵东元, 陈建业. 有源电力滤波器. 北京: 科学出版社, 2005
 - [27] 吴竞昌, 孙树勤, 宋文南. 电力系统谐波, 北京: 水利水电出版社, 1988
 - [28] Jou H. L., Wu J. C., Wu K. D., Parallel operation of passive power filter and hybrid power filter for harmonic suppression, *IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, 2001, 148(1): 8-14
 - [29] 吴竞昌. 供电系统谐波. 北京: 中国电力出版社, 1998
 - [30] 林海雪, 孙树勤. 电力系统谐波. 北京: 中国电力出版社, 1998
 - [31] 夏道止, 沈赞坝. 高压直流输电系统的谐波分析及滤波. 北京: 水利水电出版社, 1994
 - [32] Akagi H, et al. A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power System. *IEEE-PWRD*, 1995, 10(3): 157-1575
 - [33] Karrukh F, Habetler T G. Combined deadbeat control of a series-parallel conver-

- ter combination used as a universal power filter. Proceedings of PESC'95. 196-201
- [34] Peng F Z, et al. A New Approach to Harmonic Compensation in Power System. In: IEEE-IAS conference Record, 1988. 874~880
- [35] Peng F Z, Akagi H, Nabae A. Compensation characteristics of combined system shunt passive and series active filters. IEEE Trans Ind Appl, 1993, 29(1): 144~152
- [36] Bhattacharya S, Divan D. Design and implementation of a hybrid series active filter system. Proceedings of PESC'95. 189~195
- [37] Peng F Z, Akagi H, Nabae A. A new approach to harmonic compensation in power systems-a combined system of shunt passive and series active filters. IEEE Trans Ind Appl, 1990, 26 (6)
- [38] 李达义, 陈乔夫, 熊娅俐, 等. 一种带多个补偿绕组的大容量有源电力滤波器[J]. 高电压技术, 2004, 30 (9): 19-21
- [39] Yuan X, Merk W, Stemmler H, et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions [J]. IEEE Trans on IA, 2002, 38(2): 523-532
- [40] Phipps I K. A Transfer Function Approach to Harmonic Filter Design [J]. IEEE Ind Application, 1997, 3(2): 68-82
- [41] 胡广书. 数字信号处理: 理论、算法与实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 85-88
- [42] Jeong S G, Woo M H. DSP-based active power filter with predictive current control [J]. IEEE Trans Industrial Electronics. June 1997, 44(3): 329-336
- [43] 唐欣, 王莉娜, 涂春明, 罗安. 基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法及其实现技术. 中南工业大学学报, 2000
- [44] 马莉, 周景海, 吕征宇, 等. 一种基于 dq 变换的改进型谐波检测方案的研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20 (10): 55-58
- [45] Fujita H, Yamaski T. A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in Industrial power system [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(2): 215-222
- [46] 廖明, 吴宁, 苏向丰. 基于神经网络的有源滤波器预测控制方法[J], 重庆大学学报, 1999, (9): 65-71
- [47] Depenbrock M. The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations [J]. IEEE Transactions on Power System, 1993, 8(2): 381-387
- [48] 钟炎平. 电力电子电路设计. 武汉: 华中科技大学出版社, 2010

- [49] 李根, 庞浩, 徐健飞, 等. 一种基于改进锁相环的谐波分析逻辑电路[J]. 电力系统自动化, 2007,31(21): 82-85
- [50] Depenbrock M. A theoretical investigation of original and modified instantaneous power theory applied to four-wire systems [J]. Trans. On Industry Applications, 2003, 39(4): 1160-1167
- [51] 李红雨, 吴隆辉, 卓放, 等. 有源电力滤波器补偿延时及对策的研究[J]. 电工电能新技术, 2005,24 (3): 18-22
- [52] Muhammad H, Rashid edit. Power Electronics Handbook. Academic Press. 2001, USA
- [53] L Moran, J Dixon, R Wallace. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation IEEE Trans. On Ind. Electronics. 1995, 42(4): 402-408
- [54] Bord D M, Novotny D W. Current control of VSI-PWM inverter. IEEE Trans Industry Applications, 1985, 21(4):562-570.
- [55] Buso S, Malesani L, Mattavelli P. Comparison of current control techniques for active filter applications. IEEE Trans Industrial Electronics, 1998,45(2):722-729
- [56] Rahman K M, Rezwan M, Choudhury M A et al. Variable-band hysteresis current controllers for PWM voltage-source inverters. IEEE Trans Power Electronics, 1997,12(6):964-970
- [57] Pan C T, Chang T Y. An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency. IEEE Trans Power Electronics, 1994,9(1):97-104
- [58] 戴朝波, 林海雪. 电压源型逆变器三角载波电流控制新方法. 中国电机工程学报, 2002,22 (2): 99-102
- [59] Moran L A, Dixon J W, Wallace R R. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. IEEE Trans Industrial Electronics, 1995,42(4):402-408
- [60] 宋强. 大容量多电平逆变器的控制及其系统设计, [博士学位论文], 北京: 清华大学
- [61] 宋强, 刘文华, 姜齐荣等. 基于参考电压分解的新型多电平逆变器空间向量调制方法. 电力系统自动化. 2006,26 (20): 35~38
- [62] 帅智康, 罗安. 等注入式混合型有源电力滤波器直流侧过电压产生的机理及抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2008,9 (23): 144-150
- [63] 于瑞红. 并联混合型有源滤波器的研究. 西华大学硕士论文, 2006
- [64] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿. 机械工业出版社, 1998
- [65] 范瑞祥, 罗安, 李欣然. 并联混合型有源电力滤波器的系统参数设计及应用

- 研究. 中国电机工程学报, 2006, 26 (2): 106-111.
- [66] 刘飞, 邹云屏, 李辉. 一种用于高压混合有源电力滤波器的复合控制方法. 电力系统自动化, 2004, 28(21): 58-61.
- [67] AKAGI H, NABAE A, ATOH S. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converter. IEEE Trans on Industry Applications, 1986, 22(3):460-456.