

便携式模块化 APF 设计

组员：郭佳成

褚恒

王嘉晨

钟谨聪

指导老师：刘咏妮

汇报时间：2022.7.20

摘要

关键词：

目录

第一章 绪论	4
1.1 谐波的成因、危害及抑制措施	4
1.2 有源滤波器的发展现状	7
第二章 有源滤波器的基本原理	8
2.1 并联 APF 基本结构与原理	8
2.2 控制回路原理	10
2.3 谐波电流检测方法	12
令	12
第三章 仿真模型及仿真结果	14

第一章 绪论

随着电力电子设备的广泛运用,其自身的非线性会使电网的电压和电流发生畸变,从而产生谐波电流,会对电网的安全运行带来危害,影响电能质量。因此需要采取措施抑制谐波。

1.1 谐波的成因、危害及抑制措施

1.1.1 谐波的成因

电网谐波主要由发电设备(电源端)、输配电设备以及电力系统非线性负载等三个方面引起的。

(1)电源端产生的谐波

发电机的三相绕组在制作上很难做到绝对对称,由于制作工艺影响,其铁心也很难做到绝对的均匀一致,加上发电机的稳定性等其他一些原因,会产生一些谐波,但一般来说相对较少。

(2)输配电过程产生的谐波

电力变压器是输配电过程中主要的谐波来源,由于变压器的设计需要考虑经济性,其铁心的磁化曲线处于非线性的饱和状态,使得工作时的磁化电流为角顶型的波形,因而产生奇次谐波。较高的变压器铁心饱和程度使得其工作点偏离了线性曲线,产生了较大的谐波电流,其奇次谐波电流的比例可以达到变压器额定电流的 0.5%以上。

(3)电力设备产生的谐波

1)整流晶闸管设备。由于整流晶闸管广泛应用在开关电源、机电控制、充电装置等许多方面,给电网带来了相当多的谐波。据统计,由整流设备引起的谐波将近达到全部谐波的 40%,是谐波的一个主要来源。

2)变频设备。电动机、电梯、水泵、风机等机电设备中常用的变频设备,因为大部分是相位控制,其谐波成分比较复杂,除了整数次的谐波成分外,还含有一定分数次的谐波成分,变频设备的功率一般较大,其广泛应用对电网造成的谐波也越来越多。

3)气体放电类电光源。气体放电类电光源如高压钠灯、高压汞灯、荧光灯以

及金属卤化物灯等，其伏安特性的非线性相当严重，有的电光源还具有负伏安特性，这些都会给输电网带来奇次谐波成分。

4)家用电器设备。在空调器、冰箱、洗衣机、电风扇等含有绕组的用电设备中，由于不平衡电流的变化也能使电源波形发生改变。另外，计算机、电视机、温控炊具、调光灯具等，因其具有一定的调压整流功能，也会产生高次的奇次谐波成分。这些家用电器设备也成为谐波的一个主要来源。

5)其他用电设备。

1.1.2 谐波的危害

(1) 对旋转的发电机、电动机而言，由于谐波电流或谐波电压在定子绕组、转子回路及铁心中产生附加损耗，从而降低发电、输电及用电设备的效率。更为严重的是，谐波振荡容易使汽轮发电机产生振荡力矩，可能引起机械共振，造成汽轮机叶片扭曲及产生疲劳破坏。

(2) 谐波电压在许多情况下能使正弦波变得更不平滑，不仅导致电机、变压器、电容器等电气设备的磁滞及涡流损耗增加，而且使绝缘材料承受的电应力增大。谐波电流能使变压器的铜耗增加，所以电机、变压器在严重的谐波负载下将产生局部过热、温升增加，从而加速绝缘老化、缩短变压器等电气设备的使用寿命、浪费日趋宝贵的能源、降低供电可靠性。

(3) 由于电机、变压器、电力电容器、电缆等负载处于经常的变动之中，极易与电网中含有的大量谐波源构成串联或并联的谐振条件，形成谐波振荡，产生过电压或过电流，危及电机、变压器等负载及电力系统的安全运行，引发输配电事故的发生。

(4) 电网谐波将使测量仪表、计量装置产生误差，达不到正确指示及计量。断路器开断谐波含量较高的电流时，断路器的开断能力将大大降低，造成电弧重燃，发生短路，甚至断路器爆炸。

(5) 另外，由于谐波的存在，易使电网的各类保护及自动装置产生误动或拒动以及在通信系统内产生干扰，严重时将威胁通信设备及人身安全等

1.1.3 谐波的抑制方法

1. 抑制谐波的基本原则

抑制变频器在运行中产生谐波的方法是进行谐波补偿,也就是增加谐波补偿装置,使输入的电流成为正弦波。

2. 方法

(1) 传统的谐波补偿装置多采用设置 LC 调谐滤波器的方法来抑制谐波,这种抑制方法既可以抑制谐波,又可以补偿无功功率。不足之处是其补偿特性易受电网阻抗与运行状态的影响,容易与系统产生并联谐振,进而造成谐波放大,容易导致 LC 调谐滤波器过载,甚至烧坏。另一方面,LC 调谐滤波器仅能补偿固定频率的谐波且补偿效果不甚理想。不过,由于 LC 调谐滤波器的结构简单、成本较低、设置容易,故仍然被广泛应用。

LCL 滤波电路是指滤波器的一种结构形式,头部是一组电感在串联,中间部分是并联的电容,尾部又串联了一组电感上去。通常电流源的逆变器会使用 LCL 滤波器,电压源的逆变器会使用 LC 滤波器。原因是电流源逆变器一般都是与电网相连接,如果使用 LC 滤波器就会为电网注入开关次谐波,当然这是在电网很强的情况下,如果电网就弱,即系统阻抗较大,其实使用 LC 滤波器也是没有问题的。相对于 LC 滤波其优势为三阶低通滤波特性、可采用相对较小的电感等。

(2) 采用有源滤波器,它的基本思想是从先补偿对象中检测出谐波电流分量,再由补偿控制电路产生一个与谐波电流分量大小相等但极性相反的补偿电流,从而使得电网电流只含有基波。它将是今后谐波抑制发展的重要趋势。相比较无源滤波器而言,有源电力滤波器具有以下特点:

- 1) APF 具有自适应功能,可实现动态补偿,能对幅值和频率都变化的谐波及变化的无功进行动态补偿,对补偿对象的变化也有迅速的响应;
- 2) 可实现对电网频率变化的跟踪,故补偿性能不受电网频率变化的影响;受电网阻抗影响小,不容易与电网阻抗发生谐振;
- 3) 可实现对谐波和无功电流同时进行补偿,也可单独补偿谐波,无功电流,使用起来更加灵活。

1.2 有源滤波器的发展现状

有源滤波器作为改善供电质量的一项关键技术，在日本、美国、德国等工业发达国家已得到了高度重视和日益广泛的应用。从近年来的研究和应用中可以看出 APF 具有如下的发展趋势：

通过采用 PWM 调制和可提高开关器件等效开关频率的多重化技术，实现对高次谐波的有效补偿。当 APF 的容量小于 2 MVA 时，通常采用 IGBT 及 PWM 技术进行谐波补偿。当容量大于 5 MVA 时，通常采用 GTO 及多重化技术进行谐波补偿。

当前大功率滤波装置从经济上考虑，可以采用 APF 与 LC 无源滤波器并联使用的混合型有源滤波系统，以减小 APF 的容量，达到降低成本、提高效率的目的。其中 LC 滤波器用来消除高次谐波，APF 用来补偿低次谐波分量。

从长远角度看，随着大量换流器用于变频调速系统，其价格必然下降；同时，随着半导体器件制造水平的迅速发展，尤其是 IGBT 的广泛应用，混合型有源滤波系统低成本的优势将逐渐消失，而串—并联 APF 由于其功能强大、性价比高，将是一种很有发展前途的有源滤波装置。

可通过单节点单装置的装设，达到多节点谐波电压综合治理的 APLC 的出现，表明电力系统谐波治理正朝着动态、智能、经济效益好的方向发展。

与国外广泛应用 APF 相比，我国的有源滤波技术还处在研究试验阶段，工业应用上只有少数几台样机投入运行，这与我国目前谐波污染日益严重的状况很不适应。随着我国电能质量治理工作的深入开展，利用 APF 进行谐波治理将会具有巨大的市场应用潜力，有源滤波技术必将得到广泛的应用。

第二章 有源滤波器的基本原理

2.1 并联 APF 基本结构与原理

2.2.1 APF 基本结构与数学模型

有源电力滤波器主电路基本结构如图 2.1.1 所示

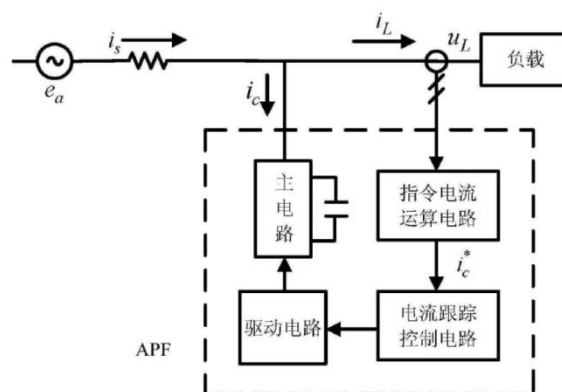


图 2.1.1 有源电路滤波器主电路基本结构

如下图 2.1.2 所示, 为一电压型 PWM 变流器的主电路拓扑结构图, 直流侧为大电容, 工作时电压基本不变, 可视为电压源。可控开关元件一般有 GTO、IGBT 等大功率电力电子元件构成, 输出部分为电感。电压型主电路的特点是, 不会产生较大的损耗, 但当主电路开关器件直通时会发生短路故障, 因此需采取一些保护措施。

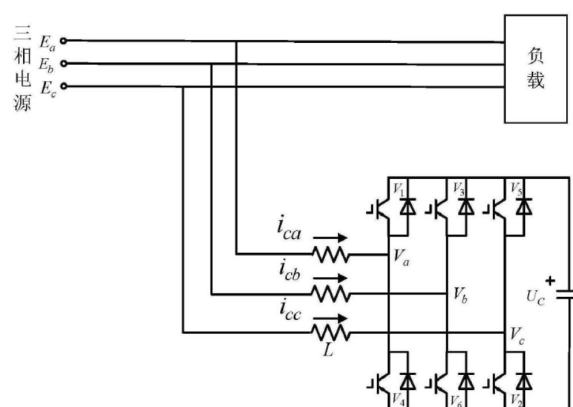


图 2.1.2 三相电压型主电路结构拓扑图

在进行并联性 APF 数学模型构建时首先要进行一下假设：

1. 忽略主电路中直流侧电容电压的波动, 等效为理想直流电压源
2. 忽略主电路中电力电子元件的通态压降, 等效为一理想的双向开关
3. 忽略电源内阻和线路阻抗的影响
4. 假设主电路与系统间连接的电感为理想电感
5. 主电路同一桥臂上下两个开关正常工作时为互补状态, 且不考虑死区影响。

在上述假设基础上,可以得到有源电力滤波器系统的简化数学模型,如图2.1.3

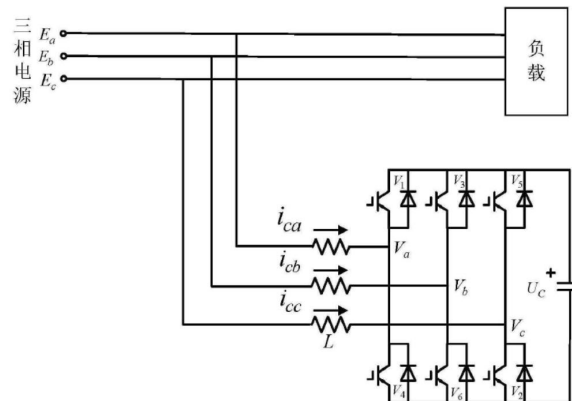


图 2.1.3 并联型有源电力滤波器的数学模型图

上图中,将开关器件看作为双向开关,用以表示三相桥臂上的六个开关器件的通断状态。当同一桥臂的上开关导通,下开关关断时,等效双向开关投向一状态反之,上开关关断,下开关器件导通时等效为双向开关投向状态。

由分析可知,有源电力滤波器的补偿电流由三相交流电源 u_a, u_b, u_c 和主电路直流侧电容电压 U_{dc} 的差值产生的,故可列出以下方程

$$\begin{cases} u_a + u_b + u_c = 0 \\ i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} = K_a(n)U_{dc} - u_a \\ L \frac{di_{cb}}{dt} = K_b(n)U_{dc} - u_b \\ L \frac{di_{cc}}{dt} = K_c(n)U_{dc} - u_c \end{cases}$$

式中 $K_a(n), K_b(n), K_c(n)$ 为对应主电路工作模式的开关系数,具体数值如表2.1所示

工作模式 序号	工作模式						开关系数		
	V1	V3	V5	V4	V6	V2	K_a	K_b	K_c
1	1	0	0	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$
2	0	1	0	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$
3	1	1	0	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$
4	0	0	1	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$
5	1	0	1	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$
6	0	1	1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$

表 2.1 主电路工作模式和开关系数对应表

四、主电路参数选择

4.1 电容电压选择

$$U_C \geq 3E_m$$

4.2 电容容量选择

$$C = \frac{|I_C| \cdot K_\varphi}{U_C \cdot \sigma \cdot f_{PWM}}$$

其中 C 为直流电容值, I_C 为流过电容的电流, $K_\varphi = \frac{3}{\pi} \cos \alpha$ 为负载功率因数, U_C 为直流电容电压值, σ 为纹波系数, f_{PWM} 为 PWM 脉冲频率, α 为三相整流桥控制角。

4.3 电感参数

$$L = \frac{4U_C}{9\lambda \cdot i_{c\max}^* \cdot f_{PWM}}$$

系数 λ 是与谐波畸变率相关的参数, 可通过仿真确定其最佳值, 一般取值 0.3~0.4, $i_{c\max}^*$ 为指令电流的最大值。

4.4 主电路容量

$$S = 3EI_C$$

E 为线电压有效值, I_C 为补偿电流的有效值, 若有源电力滤波器只补偿三相桥式整流器所产生的谐波, 则有:

$$I_C = I_h \approx \frac{1}{4} I_L$$

其中 I_h 表示补偿的谐波电流的有效值, I_L 表示负载电流的有效值。

2.2 控制回路原理

2.2.1 PID 控制

具体算法

PID 控制时域函数:

$$U(t) = K_p[e(t) + \int_0^t \frac{e(t)}{T_i} dt + T_d \frac{de(t)}{dt}]$$

拉普拉斯变换:

$$L(U_t) = K_p F(s) \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)$$

即：

$$L(U_t) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} F(s)$$

对 $L(U_t)$ 乘以 e^t , 使频谱移动 w 单位, 便于分析, 再做拉普拉斯变换, 即:

$$\begin{aligned} L(e^t U_t) &= \frac{K_d (s-1)^2 + K_p (s-1) + K_i}{s-1} F(s) \\ \Rightarrow L(e^t U_t) &= \frac{K_d s^2 + (K_p - 2K_d)s - K_p + K_i + K_d}{s-1} F(s) \end{aligned}$$

PID 传递函数:

$$G(s) = \frac{K_d s^2 + (K_p - 2K_d)s - K_p + K_i + K_d}{s-1}$$

$$a_0 = 1 \quad a_1 = -1$$

$$b_0 = K_d \quad b_1 = K_p - 2K_d \quad b_2 = -K_p + K_i + K_d$$

对 B 参数写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -2 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix}$$

求逆得到参数设定下各 k 参数计算式:

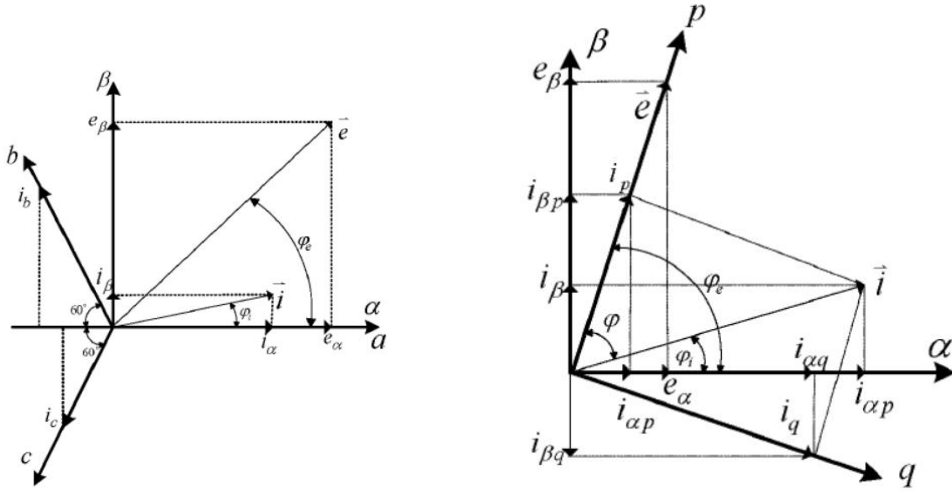
$$\begin{bmatrix} K_p \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

对 PI 控制器, 设 $b_0 = 0$ $b_1 = b'_0$ $b_2 = b'_1$

$$\begin{cases} K_p = b'_0 \\ K_i = b'_0 + b'_1 \end{cases}$$

将两相旋转坐标系下的向量转换为 abc 三相坐标系下的向量,

2.2.2 pq-abc 逆变换



$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

2.3 谐波电流检测方法

谐波电流的提取是有源电力滤波器的关键技术之一，其精确度很大程度上影响着有源电力滤波器的补偿性能，只有准确的检测出补偿对象中的谐波分量才能较好的进行补偿;本文采用瞬时无功理论进行无功电流的检测。

非线性负载电流 $i_s(t)$ 一般可分解为：

$$i_s(t) = i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \quad (1)$$

式中， $i_p(t)$ 为瞬时基波有功电流； $i_q(t)$ 为瞬时基波无功电流； $i_h(t)$ 为瞬时谐波电流。非线性负载电流可以通过傅里叶级数进一步表达为

$$i_s(t) = I_p \sin \omega t + I_q \cos \omega t + \sum_{k=2}^{\infty} I_n \sin(k\omega t + \varphi_n) \quad (2)$$

我们要消除瞬时谐波电流即 $i_h(t)$ ，以五次谐波为例。

令

$$i_{5h}(t) = I_5 \sin(5\omega t + \varphi_5) = I_{5p} \sin(5\omega t) + I_{5q} \cos(5\omega t) = i_{5p}(t) + i_{5q}(t) \quad (3)$$

$$i_s(t) = I_p \sin \omega t + I_q \cos \omega t + \sum_{k=2, k \neq 5}^{\infty} I_n \sin(k\omega t + \varphi_n) + I_5 \sin(5\omega t + \varphi_5)$$

$$= I_p \sin \omega t + I_q \cos \omega t + \sum_{k=2, k \neq 5}^{\infty} I_n \sin (k\omega t + \varphi_n) + I_{5p} \sin (5\omega t) + I_{5q} \cos (5\omega t) \quad (4)$$

将式（4）两边同乘以 $2\sin (5\omega t)$ ，得

$$\begin{aligned} 2i_s(t) \sin (5\omega t) &= 2I_p \sin \omega t \sin (5\omega t) + 2I_q \cos \omega t \sin (5\omega t) + \\ &\sum_{k=2, k \neq 5}^{\infty} 2I_n \sin (k\omega t + \varphi_n) \sin (5\omega t) + 2I_{5p} \sin (5\omega t)^2 + 2I_{5q} \cos (5\omega t) \sin (5\omega t) \\ &= 2I_p \sin \omega t \sin (5\omega t) + 2I_q \cos \omega t \sin (5\omega t) + \sum_{k=2, k \neq 5}^{\infty} 2I_n \sin (k\omega t + \\ &\varphi_n) \sin (5\omega t) + I_{5p} - I_{5p} \cos (10\omega t) + I_{5q} \sin (10\omega t) \end{aligned} \quad (5)$$

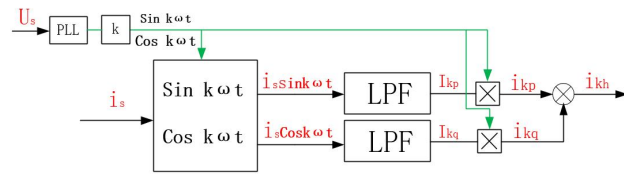
可见（5）式的结果主要由直流分量和交流分量组成，直流分量的大小为 I_{5p} ，可以用一个低通滤波器滤出该直流分量，然后乘以 $\sin (5\omega t)$ 便可以得到，5 次谐波的瞬时有功电流 $i_{5p}(t)$ 。

同理，给式（4）两边同时乘以 $2\cos (5\omega t)$ ，可得

$$\begin{aligned} 2i_s(t) \cos (5\omega t) &= 2I_p \sin \omega t \cos (5\omega t) + 2I_q \cos \omega t \cos (5\omega t) + \\ &\sum_{k=2, k \neq 5}^{\infty} 2I_n \sin (k\omega t + \varphi_n) \cos (5\omega t) + 2I_{5p} \sin (5\omega t) \cos (5\omega t) + 2I_{5q} \cos (5\omega t)^2 \\ &= 2I_p \sin \omega t \cos (5\omega t) + 2I_q \cos \omega t \cos (5\omega t) + \sum_{k=2, k \neq 5}^{\infty} 2I_n \sin (k\omega t + \\ &\varphi_n) \cos (5\omega t) + I_{5p} \sin (10\omega t) + I_{5q} + I_{5q} \cos (10\omega t) \end{aligned} \quad (6)$$

式（6）中所含的分量跟式（5）相同，可以用同样的低通滤波器滤除直流分量，再乘以 $\cos (5\omega t)$ ，就可以得到 5 次谐波的瞬时无功电流 $i_{5q}(t)$ 。

将得到的 $i_{5p}(t)$ 、 $i_{5q}(t)$ 代入式（3）就可以得到瞬时五次谐波电流 $i_{5h}(t)$ ，该算法的流程可由图 1 所示的框图进行表示。图 1 中 PLL 是锁相环，在具体的运用中我们需要使用锁相环产生与电网电压同步的标准正弦和余弦信号，我们仿真省去此环节。



第三章 仿真模型及仿真结果

3.1 谐波巴拉巴拉

3.2.控制部分

3.2.1 稳压环

检测 $v_{dc} \rightarrow v_{dc_s}$ 负载电压，

检测 $vdcl \rightarrow vdcl_s$ 双母线分压电压，用于稳定双母线电压电流差值，实现双母线电压电流一致；

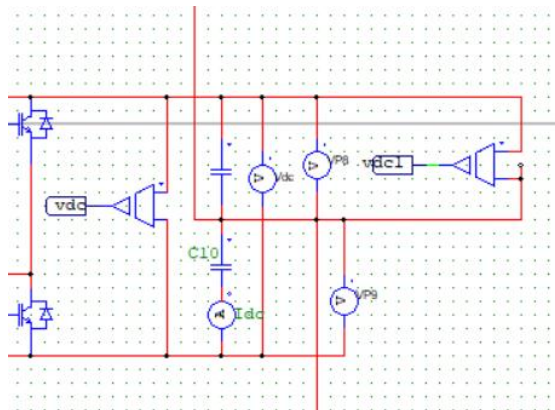


图 3.2.1.1 采样电表位置图

采样，包括采样模块，K-Gain 模块，ZOH 零阶保持模块，采样频率设置为 12kHz；

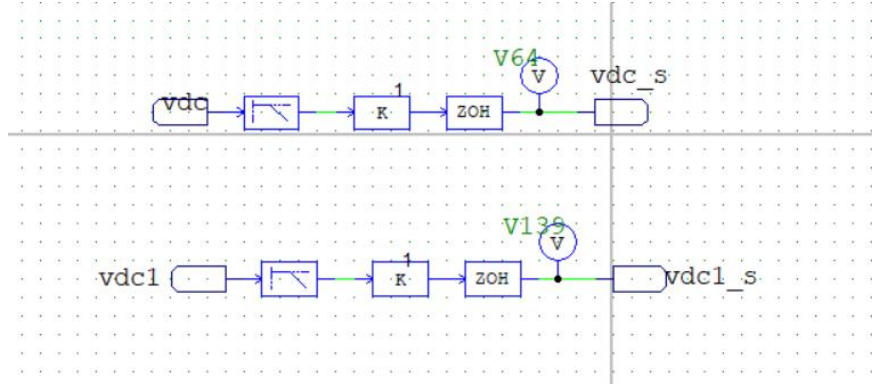


图 3.2.1.2 采样模块图

控制回路

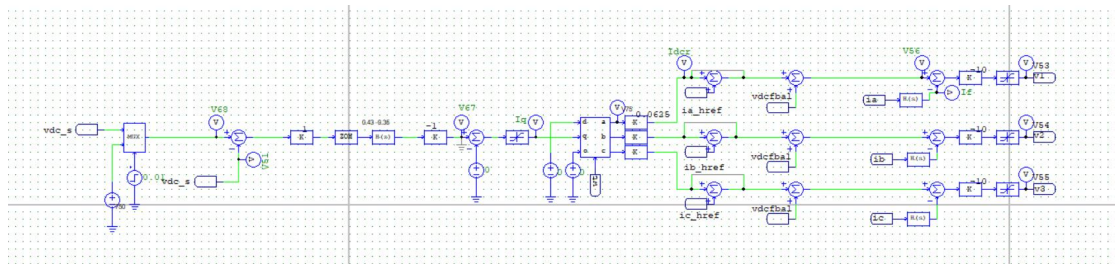


图 3.2.1.3 稳压稳流控制模块全图

稳压环，PI 控制

用 MUX 实现一个延时的阶跃，实现在没有谐波输入的情况下控制电压稳定于目标值，此处设置为 750V；对目标值与采样值进行作差处理计算差值，零阶保持消去掉帧误差后输入控制器 $H(z)$ ；

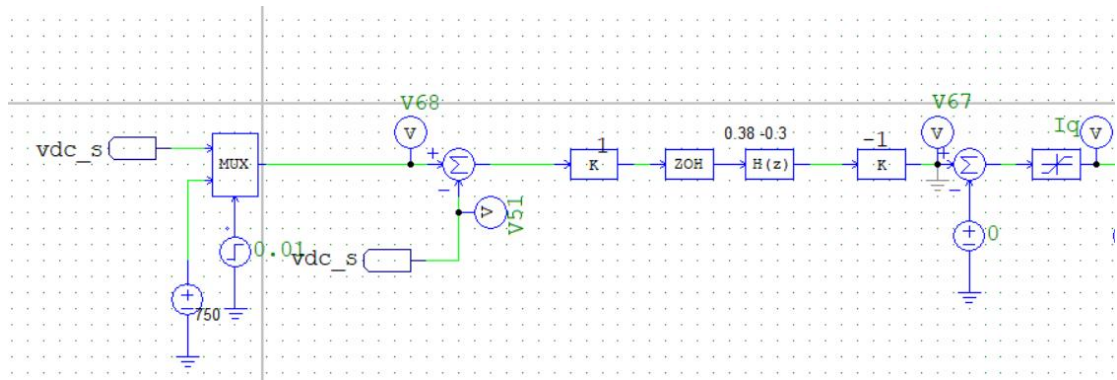


图 3.2.1.4 稳压环模块

主要参设设置为 b_0 , b_1 , 满足

$$\begin{cases} K_p = b_0 \\ K_i = b_0 + b_1 \end{cases}$$

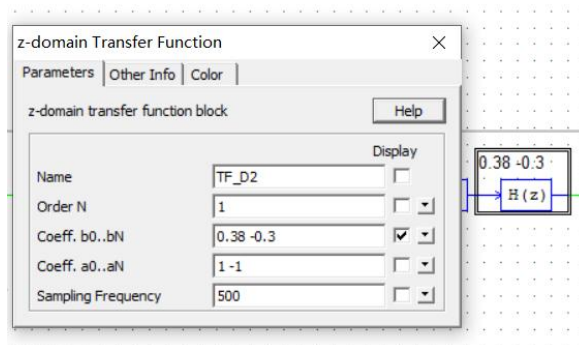


图 3.2.1.5 参数设置

如上图所示，此时

$$\begin{cases} K_p = b_0 = 0.38 \\ K_i = b_0 + b_1 = 0.38 - 0.3 = 0.08 \end{cases}$$

通过 K-Gain $K=-1$ 模块现实电路一致性，使得控制极性一致。此处之后可以加一个前馈，可以使用固定前馈，满足在阶跃响应瞬时有较大的输出使得控制量快速上升，之后在稳态下逐渐丧失效用。通过 DC 补偿和限幅模块，最终输出为稳压环输出。

3.2.2 双母线均压环

PI 控制器控，制两条母线误差值尽可能小，使得双母线电压电流保持一致。输出作为补偿双母线电流电压差，叠加在稳压环的输出即稳流环的输入上；

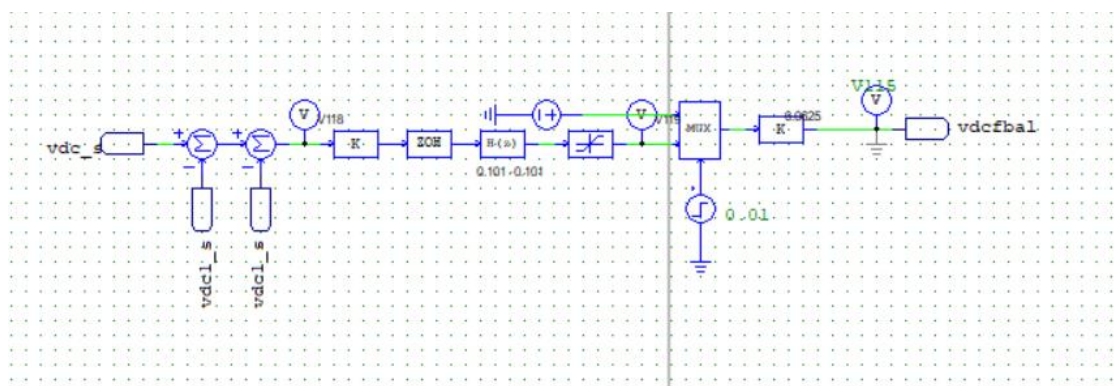


图 3.2.2.1 双母线均压环模块图

3.2.3 稳流环部分

P 控制器，通过 q-abc 部分将稳压环输出转化为 abc 三相，将检测谐波分量 $i_{x_href}(x=a,b,c)$ 叠加在线路上， v_{dcfbal} 为转化的线路正常电压，可以在数值上代表电流，也叠加在线路上，从而得到电流的跟踪目标值，反馈 $i_x(x=a,b,c)$ 通过比例减小与跟踪目标值作差，再进行比例控制， $K_P=-10$ ，限幅，输出作为拓扑控制的调制波。

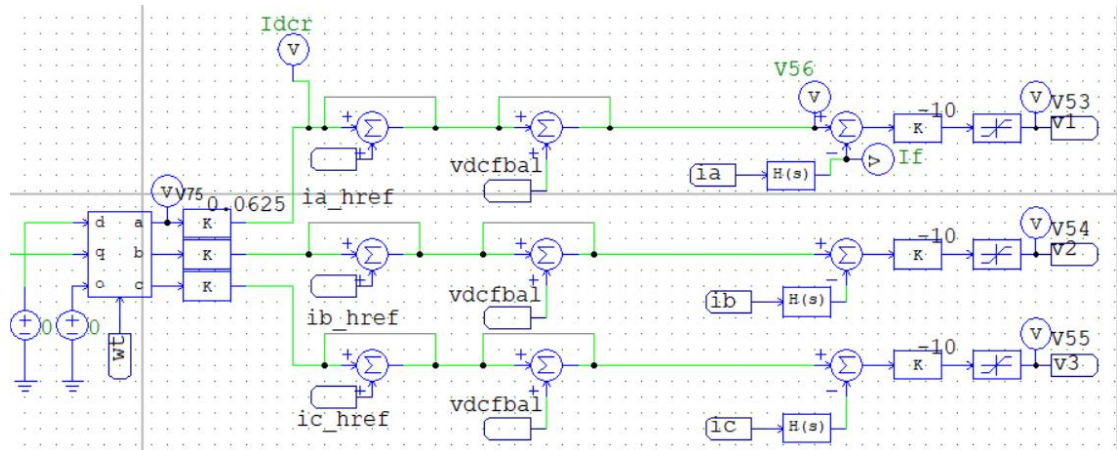


图 3.2.3.1 稳流环模块图

3.4 仿真结果

失能谐波电流控制，调节稳压环 $H(s)$ 参数，

设置 $b_0=0.32$ $b_1=-0.3$ ($K_p=0.32$ $K_i=0.02$)

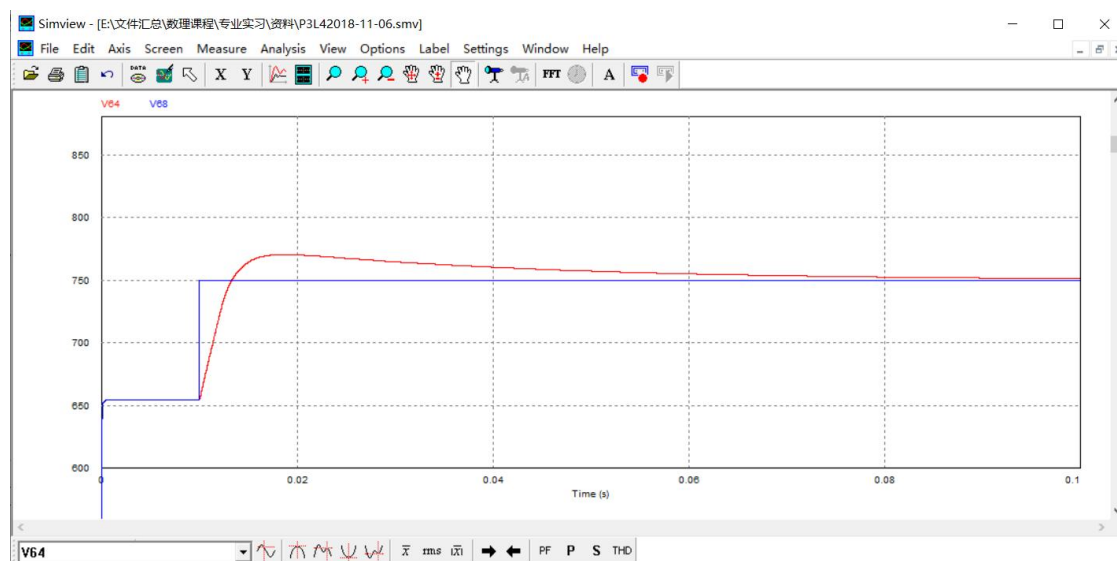


图 3.4.1 稳压控制 1 图

超调较小，收敛慢，积分收敛影响大，有一定稳态误差，调大 k_i

设置 $b_0=0.28$ $b_1=-0.2$ ($K_p=0.28$ $K_i=0.08$)

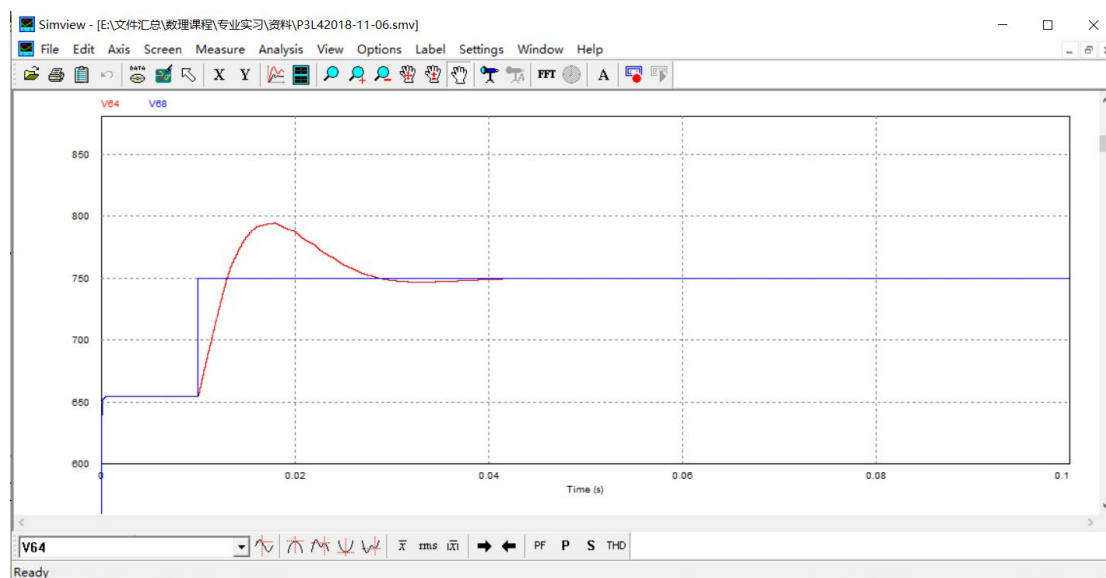


图 3.4.2 稳压控制 2 图

超调较大，收敛快，比例超调影响大， k_i 合理，依据 k_i 调整 k_p 。

设置 $b_0=0.38$ $b_1=-0.3$ ($K_p=0.38$ $K_i=0.08$)

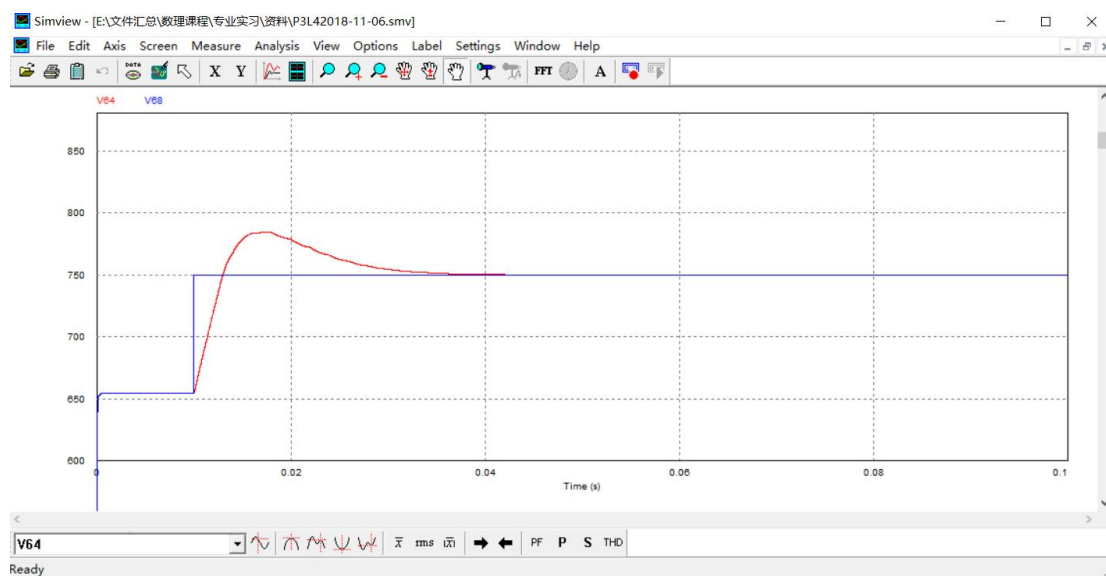


图 3.4.3 稳压控制 3 图

收敛速度大致在 0.042s 左右，较为合理，超调量 25-30V，处于阶跃上升值 0.25-0.3 范围内，合理。

使能谐波电流控制

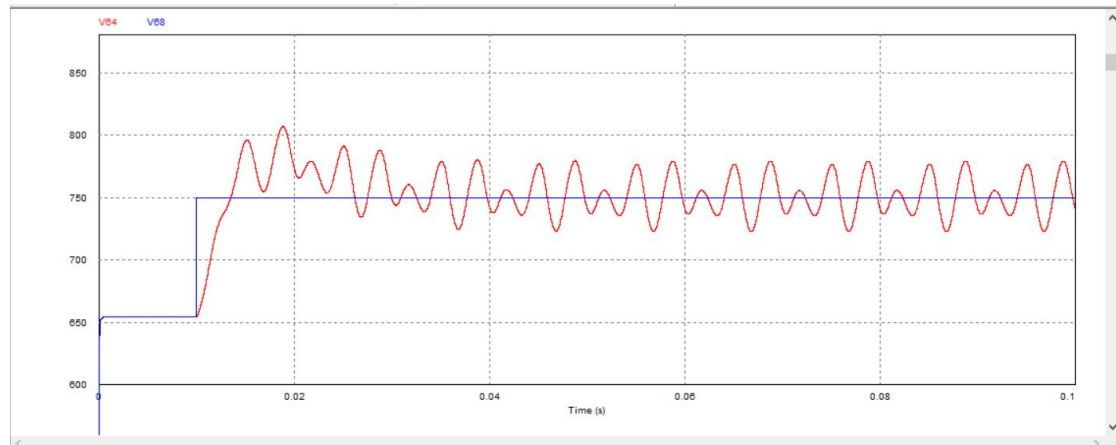


图 3.4.4 叠加谐波后电压控制图

稳流环谐波跟踪

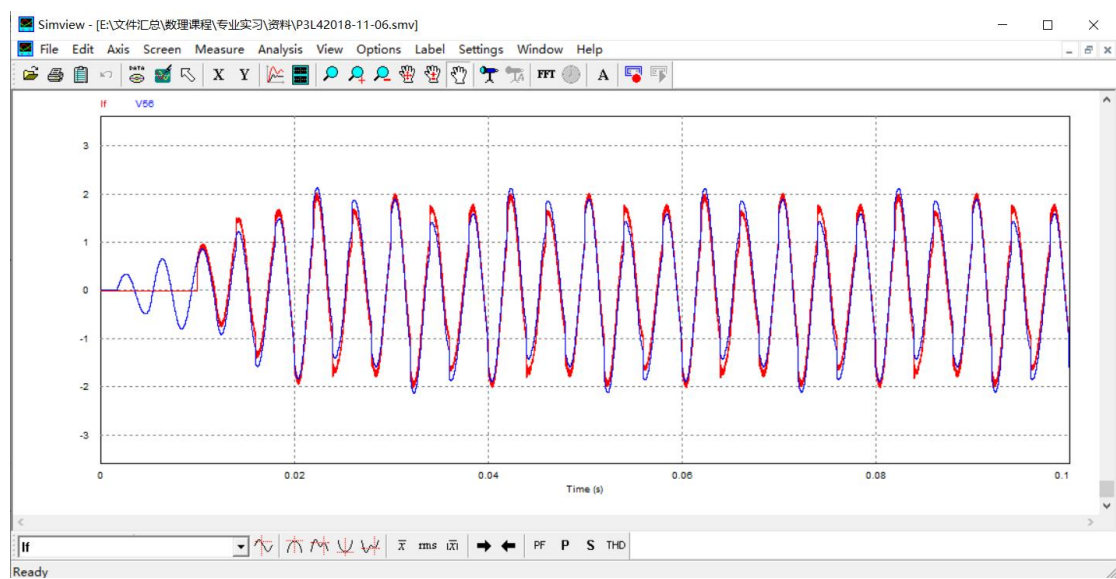


图 3.4.5 稳流环谐波跟踪控制图

将最终输出的值输入拓扑控制回路

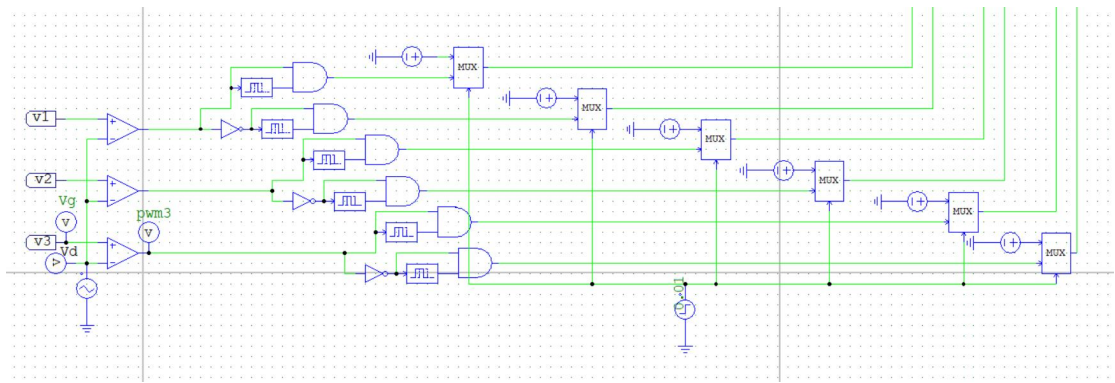


图 3.4.6 SVPWM 控制拓扑

V_d 为载波， V_g 为调制波，最终输出红色 pwm 作为 IGBT 控制信号

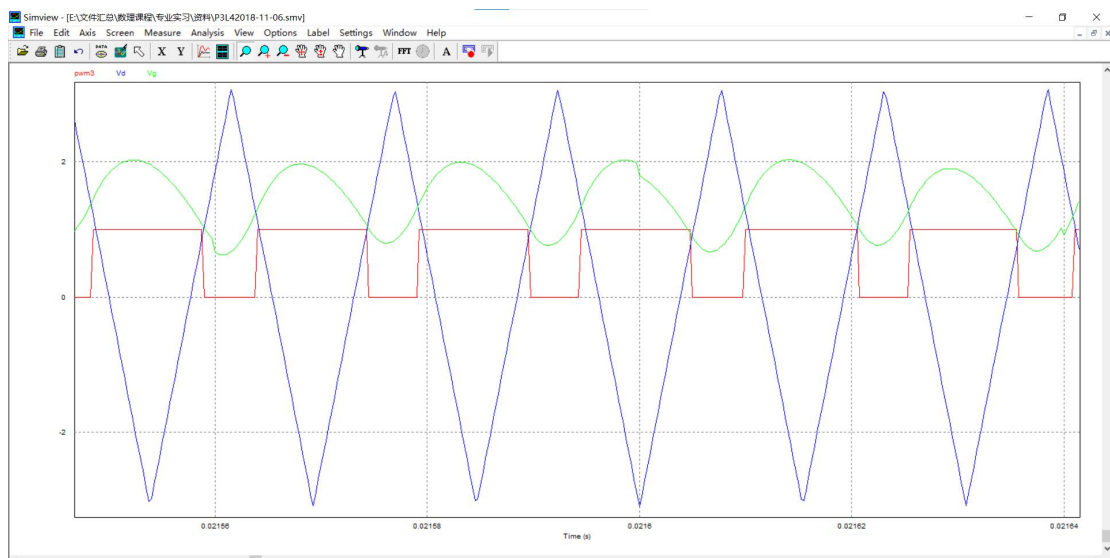


图 3.4.7 拓扑控制信号图