

# 基于 LCL 滤波器的三相电压型 PWM 整流电路 分析与仿真

郜 阳<sup>1,2</sup>, 胡家喜<sup>2</sup>, 郭世明<sup>1</sup>, 陈 涛<sup>2</sup>, 刘林曼<sup>1</sup>

(1. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031; 2. 南车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

**摘 要:** 电力电子设备中, 诸如二极管、晶闸管等都会带来非线性和谐波电流等问题。三相电压型 PWM 整流器有输入电流接近正弦、功率因数可控、能量双向流动等特点, 采用这种整流器可以解决非线性和谐波电流问题, 需要在电路中加入滤波器。传统纯电感 L 滤波器的电感值一般比较大, 就会出现装置体积大、成本高、系统的动态响应慢等问题。文章采用 LCL 滤波器代替 L 滤波器, 因 LCL 滤波器电感取值比 L 滤波器电感取值小, 能够解决传统滤波器所带来的问题。通过 Matlab 建模仿真, 验证了理论分析的正确性。

**关键词:** LCL 滤波器; L 滤波器; 三相电压型整流器

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2012)05-0005-05

## Analysis and Simulation for Three-phase Voltage-source PWM Rectifier Circuit Based on LCL Filter

GAO Yang<sup>1,2</sup>, HU Jia-xi<sup>2</sup>, GUO Shi-ming<sup>1</sup>, CHEN Tao<sup>2</sup>, LIU Lin-man<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China;

2. CSR Zhuzhou Institute Co.,Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

**Abstract:** The problems such as nonlinear and harmonic current etc. are existing in power electronic devices(e.g., diode and thyristor rectifiers). A solution to avoid mentioned problems is adopted by using the three-phase PWM rectifier which has the characteristics of input current closing to sinusoidal, controllable reactive power and bi-directional power flow capability. We should add filter to the circuit in order to eliminate distortion and harmonious. Because inductance value of traditional L filter with pure inductance is usually large, the problems such as large volume, high cost and slow dynamic response will arise. Traditional L filter is replaced by the LCL filter, on an account of inductor value of LCL filter smaller than the L filter's, which can solve the problems brought by the traditional filter. Through the Matlab modeling and simulation, the correctness of theory analysis is verified.

**Key words:** LCL filter; L filter; three-phase voltage-source PWM rectifier

## 0 引言

当电压型 PWM 整流器的开关频率为 2~15 kHz 时, 会产生开关频率或开关频率整数倍的谐波和 EMI (电磁干扰), 这些谐波和 EMI 会对敏感设备产生干扰, 同时

也会产生损耗。因此在设计电路时, 滤波电路是必不可缺少的。传统三相 PWM 网侧滤波器为纯电感 L 滤波器, 在一定范围内, 可以减少电流谐波含量, 但由于开关频率相对低, 符合谐波标准的电感值较大, 这就使得系统动态响应性能及稳定性降低, 电流的变化率下降。基于 LCL 滤波的电压型 PWM 整流器不仅可以减少电流中的高次谐波含量, 在满足相同谐波要求的条件下,

收稿日期: 2012-03-09

作者简介: 郜阳(1989-), 男, 硕士研究生, 主要从事电力电子设备主电路拓扑结构和滤波技术的研究。



$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L+L_g}{LL_g C_f}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1+\alpha}{\alpha L C_f}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1+\alpha}{\sqrt{\alpha L T C_f}} \quad (6)$$

由式(6)可以得出:

$$1+\alpha = (2\pi f_{\text{res}})^2 \alpha L T C_f \quad (7)$$

式中:  $f_{\text{res}}$ ——谐振频率;  $h_{\text{sw}}$ ——谐波次数。

令  $\frac{f_{\text{res}}}{f_{\text{sw}}} = k (k < 0.5)$ , 则式(5)可以简化为:

$$\frac{i_1(h_{\text{sw}})}{i_2(h_{\text{sw}})} = \frac{1}{\left(\frac{1}{k^2}-1\right)(1+\alpha)} \quad (8)$$

设  $\frac{i_1(h_{\text{sw}})}{i_2(h_{\text{sw}})} = \beta$ , 则可以得到:

$$k = \sqrt{\frac{\beta(1+\alpha)}{1+\beta(1+\alpha)}} \quad (9)$$

因为高次谐波的衰减比例在设计滤波器参数时是已知的, 因此可以得出谐振频率  $f_{\text{res}}$  与  $\alpha$  的关系式:

$$f_{\text{res}} = f_{\text{sw}} \sqrt{\frac{\beta(1+\alpha)}{1+\beta(1+\alpha)}} \quad (10)$$

联立式(6)和式(10), 可以得出关于  $\alpha$  的二次方程:

$$\beta \alpha^2 + (2\beta + 1 - \beta \omega_{\text{sw}}^2 L T C_f) \alpha + \beta + 1 = 0 \quad (11)$$

首先根据谐波衰减比例  $\beta$ 、滤波电容  $C_f$  及电感  $L_T$  的值判断方程是否有正解, 如果方程没有正解可以改变  $\beta$ 、 $C_f$ 、 $L_T$  的值, 直到方程有正解为止。根据  $\alpha$  的值就可以求出  $L_T$ 、 $L_g$  的大小。

(3) 谐振频率<sup>[5]</sup>计算

谐振频率的计算式为:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L+L_g}{LL_g C_f}} \quad (12)$$

需考虑限制LCL滤波器的谐振峰值出现在低频或高频段, 即:

$$10f_b \leq f_{\text{res}} \leq 0.5f_{\text{sw}} \quad (13)$$

式中:  $f_b$ ——电网频率;  $f_{\text{sw}}$ ——开关频率。

(4) 阻尼电阻  $R_d$  的选择<sup>[5]</sup>

电容支路串联阻尼电阻是用于抑制LCL滤波器带来的谐振, 一般设置为谐振点容抗的1/3左右, 如式(14)所示:

$$R_d = \frac{1}{3\Omega_{\text{res}} C_f} \quad (14)$$

式中:  $\Omega_{\text{res}}$ ——谐振角频率。

## 2 三相电压型PWM整流器控制电路设计<sup>[5]</sup>

三相电压型PWM整流电路采用同步旋转坐标系下

的双闭环控制, 即电压外环控制三相电压型PWM整流电路直流侧电压, 保持其稳定, 并给电流内环提供  $d$  轴电流参考量; 电流内环则遵循电压外环输出的电流指令进行电流控制, 实现正弦波和单位功率因数电流控制。

### 2.1 电流内环的控制

电流内环的控制主要影响低次谐波电流, 它的主要目的是满足基波下单位功率因数的要求, 即整流器模型的输入电流应满足式(15):

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= -Ri_d + \omega Li_q + U_{sd} - U_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} &= -Ri_q - \omega Li_d + U_{sq} - U_{rq} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中:  $R$ ——网侧电阻  $R_1$  与  $R_2$  的和;  $U_{sd}$ 、 $U_{sq}$ ——电网电压, 即为整流器交流侧相电压  $U_{ra}$ 、 $U_{rb}$ 、 $U_{rc}$  经  $dq$  变换后的数值,  $U_{sd} = S_d V_{dc}$ 、 $U_{sq} = S_q V_{dc}$  (其中  $S_d$ 、 $S_q$ —— $d$ 、 $q$  轴变换的控制器);  $\omega Li_q$ 、 $\omega Li_d$ ——耦合电压。

经Laplace变换到  $s$  域, 则如式(16):

$$\left. \begin{aligned} i_d &= (U_{sd} + \omega Li_q - U_{rd}) \frac{1}{Ls + R} \\ i_q &= (U_{sq} - \omega Li_d - U_{rq}) \frac{1}{Ls + R} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

由于  $d$ 、 $q$  轴电流的对称性, 只需要讨论  $d$  轴电流  $i_d$  控制器的设计。以  $i_d$  作为被控对象,  $U_{sd}$  为控制器的输出, 电流内环如要获得较快的电流跟随性, 控制器  $C(s)$  要求对  $i_d$  无静差且较快地跟踪电流环指令  $i_d^*$ , 只需以PI调节器零点抵消电流控制对象传递函数极点即可。PI调节器传递函数为:

$$K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} = K_{ip} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s}; K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} \quad (17)$$

式中:  $K_{ip}$ ——电流PI调节器的比例系数;  $K_{il}$ ——电流PI调节器的积分系数;  $\tau_i$ ——时间常数,  $\tau_i = L/R$ 。

由最优整定关系, 取阻尼比  $\zeta = 0.707$  时,  $\frac{1.5T_s K_{ip} K_{P_{PWM}}}{R\tau_i} =$

$\frac{1}{2}$ , 可以得出:

$$K_{ip} = \frac{R\tau_i}{3f_{\text{sw}} K_{P_{PWM}}}; K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} = \frac{R}{3f_{\text{sw}} K_{P_{PWM}}} \quad (18)$$

式中:  $K_{P_{PWM}}$ ——整流器系数。

式(18)为电流内环PI调节器控制参数计算公式, 电流内环闭环传递函数为:

$$W_{ci}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_{ip} K_{P_{PWM}}} s + \frac{1.5f_{\text{sw}} R\tau_i}{K_{ip} K_{P_{PWM}}} s^2} = \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_{ip} K_{P_{PWM}}} s} = \frac{1}{1 + 3f_{\text{sw}} s} \quad (19)$$

由传递函数可以看出,当开关频率足够高,  $f_{sw}$  足够小时,  $s^2$  项系数远小于  $s$  项的系数。因此忽略  $s^2$  项, 电流内环近似为一个惯性环节, 其惯性时间常数为  $3f_{sw}$ 。显然当开关频率足够高的时候, 电流内环有较快的动态响应。

## 2.2 电压外环的控制

电压外环的控制目的是为了稳定三相电压型 PWM 整流电路直流侧电压  $U_{dc}$ 。设计电压控制器时, 需要确定从交流输入电流  $i_d$ 、 $i_q$  到直流输出电流  $i_{dc}$  的变换系数。由整流器模型可以得到:

$$i_{dc} = \frac{3}{2}(S_d i_d + S_q i_q) \quad (20)$$

在双环控制系统中, 电流内环响应速度一般都远高于电压外环, 在直流电压发生变化之前,  $i_q$  已经完成其暂态过程达到 0, 可以先不考虑  $q$  轴电流的影响, 即直流侧电流与交流侧电流关系可简化为:

$$i_{dc} = \frac{3}{2} S_d i_d \quad (21)$$

将式(21)电流内环等效时间  $3f_{sw}$  常数<sup>[6]</sup>与电压采样小惯性时间常数  $T_u$  合并, 即  $T_{cu} = T_u + 3f_{sw}$ 。不考虑负载电流的扰动, 由于电压外环的主要控制作用是稳定三相电压型 PWM 整流电路直流电压, 所以控制系统整定时, 应考虑电压环的抗扰性和跟随性。显然, 可按照典型 II 型系统设计电压调节器。电压开环传递函数如式(22)<sup>[7]</sup>:

$$w_{ou}(s) = \frac{0.75K_{up}(\tau_{us}+1)}{C\tau_{us}^2(T_{cu}s+1)} \quad (22)$$

式中:  $K_{up}$ ——电压 PI 调节器的比例系数。

由典型 II 型系统控制参数整定关系得:

$$\frac{0.75K_{up}}{C\tau_{us}} = \frac{h_u+1}{h_u^2 T_{cu}} \quad (23)$$

一般, 电压环中频宽  $h_u = \frac{\tau_u}{T_{cu}}$ , 其中  $T_u$  为电压调节的时间常数。工程上取  $h_u=5$ , 代入到式(23)可以得出  $K_{up}$ ,

进而计算得到电压环 PI 调节器参数为:

$$K_{up} = \frac{4C}{\tau_u + 3T_u}, \quad \tau_u = 5T_{cu} = 5(T_u + 3f_{sw}), \quad K_{ul} = \frac{K_{up}}{\tau_u} \quad (24)$$

式中:  $K_{ul}$ ——电压 PI 调节器的积分系数。

控制结构图如图 3 所示<sup>[8]</sup>, 它包括两个主要部分: 右边为功率模块单元, 左边虚线框内为控制单元。输出的直流电压作为参考值与给定的电压值进行比较, 通过 PI 比例积分器作为电流的给定值, 并与实际的电流

值进行比较。为了使单位功率因数为 1, 提高交流侧电压、电流的利用率, 本文采用 PLL 锁相环的方式, 将交流侧的电压、电流进行锁相, 使得网侧电流和网侧电压相位一致, 达到单位功率因数控制。

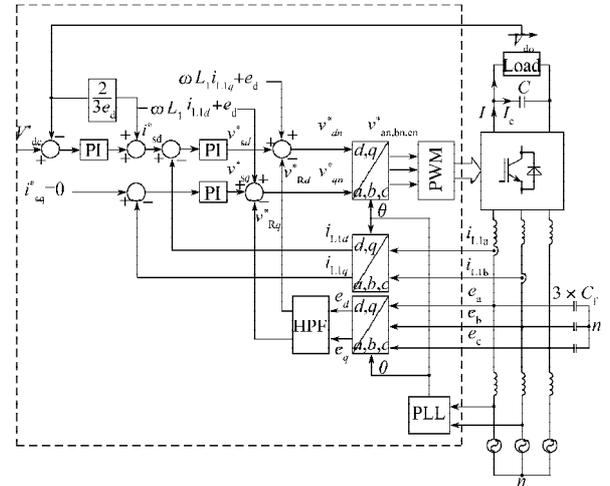


图 3 基于 LCL 滤波器的三相电压型 PWM 整流电路控制拓扑框图

Fig.3 Control topology block diagram of three-phase voltage-source PWM rectifier circuit based on LCL filter

## 3 LCL 滤波三相 VSR 整流电路的建模与仿真

本文采用 Matlab/Simulink 对主电路进行建模和仿真, 针对 LCL 滤波器和 L 滤波器采用相同的电感值, 建模仿真观察实验结果, 记录各自的谐波含量加以比较, 得出结论。网侧额定功率  $P=4.1$  kW, 线电压  $U_l=380$  V, 直流电压  $U_{dc}=430$  V, 开关频率  $f_s=6$  kHz。额定交流侧电流有效值  $I_l = \frac{P}{\sqrt{3}U_l} = 6.23$  A, 峰值  $I_{lm} = \sqrt{2}I_l = 8.81$  A, 允许纹波电流峰值  $i_{ip,max} = 15\% \times I_{lm} = 1.32$  A, 代入以上各式可以得出  $L_g=2.8$  mH,  $L=5.2$  mH,  $C_f=2.2$   $\mu$ F, 取  $R_1=R_2=0.002$   $\Omega$ 。

主电路仿真模型如图 4 所示。

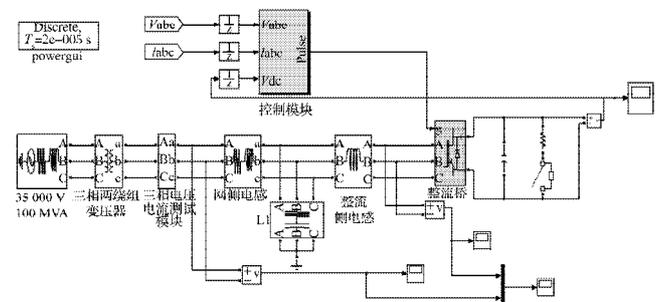


图 4 基于 LCL 滤波三相电压型整流主电路框图

Fig.4 The block diagram of main rectifier circuit with LCL filter

从图中可看出, 采用 Matlab/Simulink 仿真, 检测过的网侧电压电流经过 PLL, 相位一致, 功率因数接近 1。在负载侧, 为了便于波形的观察, 加入了断路器来调节负载的大小。即便是负载在变化的时候, 也可以得出理

