

# 基于 PI 重复控制的三相整流器研究

徐敏锐<sup>1</sup>, 杨世海<sup>1</sup>, 卢树峰<sup>1</sup>, 孙 军<sup>2</sup>

(1. 江苏省电力公司电力科学研究院, 江苏 南京 210097;

2. 武汉磐电科技有限公司, 湖北 武汉 430056)

**摘 要:** 传统 PI 控制器算法简单实用、动态响应速度较快, 但无法实现无静差控制且稳态性能不理想。重复控制器可以实现对交流信号无静差跟踪、有效抑制谐波, 但其控制具有滞后性、动态性能较差。采用 PI 控制和重复控制相结合的复合控制策略, 以 TMS320F28335DSP 为核心设计一台 6KVA 三相电压型 PWM 整流器样机。实验结果表明该方法在抑制电流谐波方面作用明显, 能够提高系统的稳态精度和动态性能。

**关键词:** PWM 整流器; PI 控制; 重复控制; 稳态精度

目前, 许多电力电子装置和实验调试场合需要高性能的直流电源, 传统的直流电源大多采用不控整流或相控整流, 在稳定性、谐波、精度等性能方面无法达到要求。近年来业界重点关注和研究的三相PWM整流器具有输入电流谐波含量低、功率因数可控、动态响应较快等优点, 现已替代传统直流电源大量应用于对电源性能要求较高的场合<sup>[1-2]</sup>。

随着科技的进步, 整流器的控制策略从简单的开环控制发展到近年来成熟的数字PI控制、重复控制、滞环控制等新型控制策略, 整流器的性能也得到大幅改善, 特别是在降低输入电流谐波和提高系统稳态精度方面。三相PWM整流器常采用数字PI控制, 其实现容易、动态性能较好、参数的选定比较简单, 但数字PI控制由于自身特性, 缺乏有效降低电流谐波的能力, 产生的稳态误差也较大<sup>[3]</sup>。为了进一步改善三相PWM整流器性能, 本文利用重复控制能够有效抑制稳态误差以及降低谐波的特性, 结合PI控制和重复控制两种控制策略各自优点, 提出一种基于PI和重复控制的三相PWM整流器复合控制策略, 该控制方案能够有效提高系统的动态性能以及稳态精度, 降低各低频次电流谐波含量<sup>[4]</sup>。

## 1 三相 PWM 整流器的数学模型

三相 PWM 整流器选择三相半桥电路做为主电路(图 1)。主电路包含三个部分: 输入环节、整流环节、输出环节。输入环节由三相平衡电网电压  $E_a$ 、 $E_b$ 、 $E_c$ 、输入滤波电感  $L$  等构成; 整流环节

由 IGBT 及其驱动组成的三相半桥整流电路构成; 输出环节由直流稳压电容  $C$  以及等效负载  $R_L$  构成, 三相电网电压经电感滤波, 然后再通过三相整流电路得到直流电压。

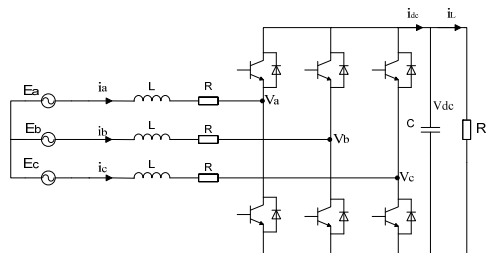


图 1 三相 PWM 整流器主电路结构

根据电路中基尔霍夫电压定律, 三相 PWM 整流器的数学模型如下:

$$\begin{cases} E_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + (v_{aN} + v_{No}) \\ E_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + (v_{bN} + v_{No}) \\ E_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + (v_{cN} + v_{No}) \end{cases} \quad (1)$$

由图 1 可知整流器主电路采用的是三相半桥结构, 因此采用单极性调制方式即可满足要求。开关变量函数定义为:  $S_k(k=a,b,c)$ ,  $S_k=1$  表示  $k$  相桥臂的上管导通,  $S_k=0$  表示  $k$  相桥臂的下管导通。根据文献[5]可以将式(1)变成由开关函数描述的回路方程

$$L \frac{di_k}{dt} = E_k - Ri_k - S_K^* v_{dc}$$

式中  $S_K^* = S_K - (S_a + S_b + S_c/3)$ 。这种由开关函数描述的数学模型虽然直观易懂，但其交流侧均为时变量，包含开关时刻产生的高频分量，导致控制系统设计复杂，一般只适用于仿真。因此需要进行 Park 坐标变换将交流时变量等效成同步旋转坐标系下的直流量，坐标变换后得到的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = E_d - V_{rd} + \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = E_q - V_{rq} - \omega Li_d \end{cases} \quad (2)$$

式中  $V_{rd} = S_d V_{dc}$ ;  $V_{rq} = S_q V_{dc}$ 。

## 2 控制系统设计

### 2.1 PI 控制器设计

由式 (2) 可知 d、q 轴电流之间相互耦合的情况，需要进行解耦才能独立控制有功电流  $i_d$  和无功电流  $i_q$ 。当电流控制器采用 PI 控制时，其解耦后的电流控制见图 2。

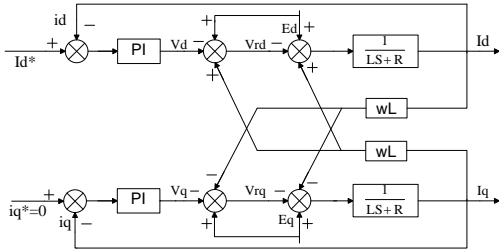


图 2 解耦后的电流控制框图

数字系统是一个离散型系统，它在进行 AD 采样和产生 PWM 过程中有具有一定的延时和间隔，在设计数字 PI 调节器时将其过程等效成一阶惯性环节<sup>[6]</sup>，忽略电网电压造成的干扰和电流耦合效应，可得到 d 轴电流在连续系统模型下的控制框图见图 3。

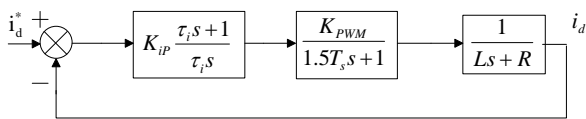


图 3 d 轴电流环

图 3 中  $T_s$  为系统开关周期， $K_{PWM}$  为 PWM 等

效放大倍数， $K_{ip}$  和  $K_{il}$  分别为比例系数和积分系

数， $\tau_i = K_{ip}/K_{il}$ ，由图 3 可得系统开环传递函数为

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{ip}(\tau_i s + 1)K_{PWM}}{R\tau_i s(1.5T_s s + 1)(Ls + R)}$$

按照典型 I 型系统校正，令  $\tau_i = L/R$ ，将系统开环传函的零、极点对消，进行降阶处理，则简化后的开环传递函数为：

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{ip}K_{PWM}}{Ls(1.5T_s s + 1)}$$

可得系统闭环传递函数：

$$H_{oi}(s) = \frac{G_{oi}(s)}{1 + G_{oi}(s)} = \frac{K_{ip}K_{PWM}/L * 1.5T_s}{S^2 + S/1.5T_s + K_{ip}K_{PWM}/L * 1.5T_s}$$

根据文献[7]可知，为使二阶系统获得良好的动态特性，一般选取阻尼比  $\xi = 0.707$ ，可得

$$K_{ip} = L/3T_s K_{PWM}, K_{il} = R/3T_s K_{PWM}。$$

### 2.2 重复控制器设计

系统的动态响应特性与稳态特性是一对相互矛盾的特性，PI 控制器的动态响应速度快，响应速度过快容易导致超调，超调又必然会降低系统的稳定性和抗干扰性。基于内模原理的重复控制在提高系统稳定性和降低电流谐波方面效果比较理想，但由于它会严重降低系统的动态响应速度，一般很少单独采用<sup>[8]</sup>。针对 PI 控制和重复控制各自优缺点，结合 PI 控制在系统动态响应速度方面的优势，以及重复控制在提高系统稳定性和降低电流谐波方面的显著作用，本文采用 PI 控制加重复控制的复合控制策略（图 4）。

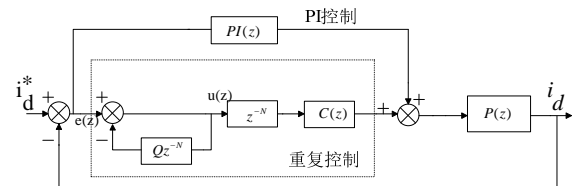


图 4 三相 PWM 整流器 PI 控制加重复控制结构图

由图 (4) 可知  $PI(z)$  表示离散化后的 PI 调节器

传递函数， $P(z)$ 表示系统控制对象。复控制器重复控制器包括重复控制内模和补偿器，其传递函数为：

$$G(z) = K_M C(z)$$

$K_M$  表示重复控制内模； $C(z)$ 表示补偿器。  
重复控制内模的函数表达式为：

$$K_M(z) = \frac{Z^{-N}}{1 - QZ^{-N}}$$

其中  $Q$  表示低通滤波器，其作用是提高系统稳定性，为了设计简单通常选取接近于 1 的常数，这里选取  $Q=0.98$ 。 $Z^{-N}$  作用是使系统误差调节延迟一个周期执行，是  $C(z)$ 中超前环节  $Z^K$  进行相位补偿必不可少的环节。

$C(z) = K_r Z^K S(z)$  为补偿器。根据文献[9]可知，补偿器的作用是给系统的动态误差提供幅值补偿和相位补偿，其中  $K_r$  作为增益系数，其值的大小同时影响系统稳态误差和稳定精度，需要合理选取，这里选择  $K_r = 0.95$ 。 $Z^K S(z)$  目的是将系统中的高频进行衰减和低频进行校正，进一步提高系统的稳定性， $S(z)$ 的选取与系统控制对象有关， $Z^K$  作用是在下一周期提前  $K$  拍实现系统的相位补偿，一般选取  $K=3$ 。

3 实验结果

为了验证该控制方法在实际工程中的有效性和可靠性，利用实验室现有条件研制了一台 6KVA 的三相 PWM 整流器实验样机（图 5）。该样机的开关频率为 9.6kHz，其交流侧接入三相平衡的 380V/50Hz 电网电压，直流输出电压为 650V，选用大功率波纹电阻作为负载。6 个 470uF 薄膜电容并联构成直流滤波稳压电容，输入滤波电感选用工频铁芯材料进行绕制，其电感量为 5mH。

图 6 为系统在 PI 控制加重复控制策略下，从空载突加到满载时 A 相输入电流波形。图 7a 和图 7b 分别为系统只采用 PI 控制，A 相输入电流波形图和此时各次谐波含量图。图 8a 和图 8b 分别为系统采用 PI 控制加重复控制，A 相输入电流波形图和此时各次谐波含量图。

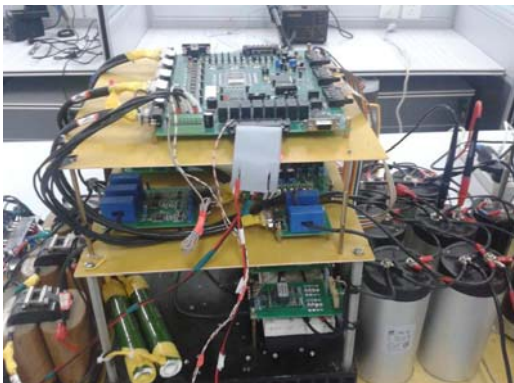


图 5 整流器实验样机图

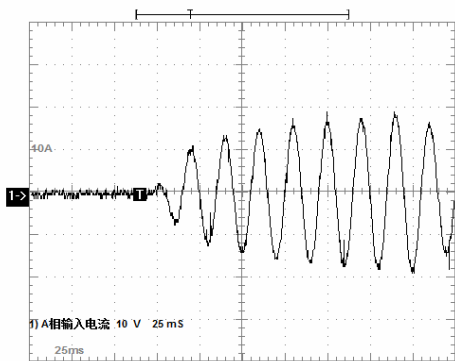
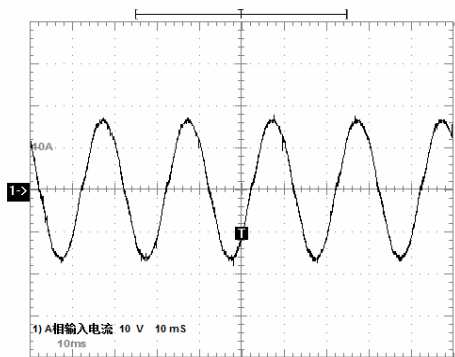


图 6 PI+重复控制突加负载时 A 相输入电流波形



(a) A 相输入电流波形

Voltage = n/a

Current = 11.801 V

True Power = n/a

Voltage THD = n/a

Current THD = 3.436 %

Power Factor = n/a

Displacement Power Factor = n/a

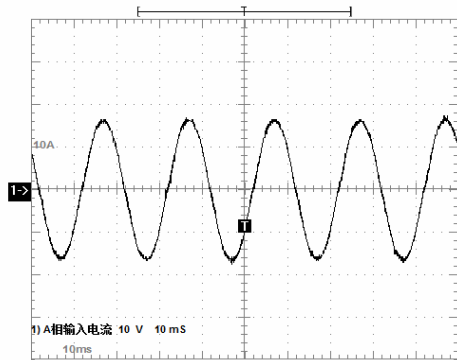
Apparent Power = n/a

Reactive Power = n/a

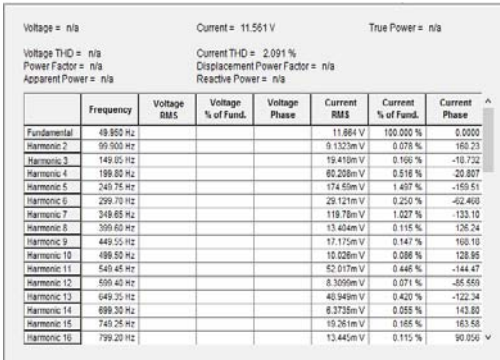
	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	49.764 Hz				11.789 V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	99.527 Hz				88.240m V	0.748 %	118.47
Harmonic 3	149.29 Hz				25.344m V	0.215 %	-143.06
Harmonic 4	199.05 Hz				106.49m V	0.903 %	8.8027
Harmonic 5	248.82 Hz				275.37m V	2.336 %	-134.34
Harmonic 6	298.58 Hz				58.771m V	0.499 %	-57.893
Harmonic 7	348.35 Hz				224.98m V	1.908 %	-123.58
Harmonic 8	398.11 Hz				10.391m V	0.088 %	15.653
Harmonic 9	447.87 Hz				20.729m V	0.176 %	-162.80
Harmonic 10	497.64 Hz				10.921m V	0.093 %	105.10
Harmonic 11	547.40 Hz				57.266m V	0.486 %	-145.00
Harmonic 12	597.16 Hz				3.1233m V	0.026 %	-147.60
Harmonic 13	646.93 Hz				65.659m V	0.557 %	-123.56
Harmonic 14	696.69 Hz				16.597m V	0.141 %	-118.63
Harmonic 15	746.45 Hz				23.814m V	0.202 %	-145.47
Harmonic 16	796.22 Hz				9.6699m V	0.082 %	106.34

(b) A 相输入电流 THD

图 7 PI 控制



(a) A 相输入电流波形



(b) A 相输入电流 THD

图 8 PI 控制加重复控制

分析图 6 可以发现,系统针对负载突加情况下的动态响应速度很快。图 8a 与图 7a 比较发现,图 7a 中电流波形在峰值附近出现畸变、正弦化程度不是很高,图 8a 中电流波形更平滑、更接近正弦波。图 7a 表明系统采用单 PI 控制时,其电流总谐波含量为 3.436%,图 8b 表示加入重复控制后电流总谐波降低至 2.091%,对比图 7b 与图 8b 分析还可发现采用 PI 控制加重复控制后,电流各次谐波含量均有所降低,这表明采用 PI 控制加重复控制策略在抑制电

流谐波特别是低频次谐波方面效果明显。

#### 4 结论

为了提高三相 PWM 整流器的稳态精度和降低低频次电流谐波,本文采用了基于 PI 控制和重复控制的复合电流控制策略,实验结果证实了该控制方案能够有效改善整流器的输入电流波形,降低低频谐波,具有较好的工程应用价值。

#### 参考文献:

[1] 张兴,张崇巍.PWM 整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2012.

[2] 徐德鸿.现代电力电子学[M].北京:机械工业出版社,2013.

[3] 陈坚.电力电子学—电力电子变换和控制技术[M].北京:高等教育出版社,2004.

[4] 丁冠舒.双闭环控制的三相电压 PWM 整流器研究[J].机电元件,2011,16(5):26-28.

[5] Malinowski M S.Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifier[D].Warsaw University of Technology.Ph.D.Thesis,2001.

[6] 叶露林,吴秋芹.PWM 整流器负载扰动控制策略研究[J].电气应用,2014,33(16):62-66.

[7] 李剑林.PWM 整流器负载前馈控制策略研究[J].电力电子技术,2011,17(7):39-42.

[8] 乔鸣忠,夏益辉,梁京辉.基于重复—PI 的复合控制应用于并联有源电力滤波器研究[J].电力系统保护与控制,2013,41(11):27-33.

[9] 赵涛.基于 PI 和重复控制三相并网逆变器的设计[J].电力电子技术,2015,26(3):44-47.

### Research on The Double Closed-Loop Controlling Based on Three-Phase Voltage SVPWM Inverter

XU Minrui<sup>1</sup>, YANG Shihai<sup>1</sup>, LU Shufeng<sup>1</sup>, SUN Jun<sup>2</sup>

(1 Jiangsu Electric Power Company Research Institute, Nanjing 210097;

2 Wuhan Pandian Tech.Co.,LTD,Wuhan 430056,China )

**Abstract:** Traditional PI controller algorithm is simple and practical with faster dynamic response, but can not control without static errors and stability is not ideal. Repetitive controllers can track communication signals without static errors, and effectively suppress the harmonic, but its control is lagging behind and its dynamic performance is relatively poor. This paper proposed a control strategy combining PI control and repetitive control, with tms320f28335dsp as the core design a 6KVA three-phase voltage source PWM rectifier. The experimental results show that the method in the suppression of the current harmonics has obvious effect, and can improve the steady-state accuracy and dynamic performance.

**Keywords:** PWM inverter; PI control ; repetitive control ; steady state accuracy