

# 单相 PWM 整流器输入电流波形的改善技术

吴振兴, 邹云屏, 张 允, 王成智

(华中科技大学电气与电子工程学院, 武汉 430074)

**摘 要:** PWM 整流器是一种新型的功率因数校正方式, 具有高功率因数、输入电流波形正弦、能量可双向流动、动态响应性能较快等优点。为提高其工作性能, 阐述了单相 PWM 整流器的工作原理、控制方法, 分析了输入电流波形中低次谐波(主要是 3 次)产生的原因, 推导了其计算公式, 并提出了采用低通滤波器和采用补偿器来改善电流波形的方法。仿真和实验的验证结果表明: 加入低通滤波器可有效地改善输入电流波形, 但却恶化了系统的动态性能; 加入直流电压动态补偿器, 可更好地改善输入电流波形, 系统的动态性能不但不会恶化, 反而稍微有所改善。

**关键词:** PWM 整流器; 功率因数校正; PI 控制; 动态电压补偿器; 输入电流波形; 改善技术

**中图分类号:** TN35

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1003-6520(2008)03-0603-06

## Supply Current Waveform Improvement Technique for Single-phase PWM Rectifier

WU Zhen-xing, ZOU Yun-ping, ZHANG Yun, WANG Cheng-zhi

(School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University  
of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** Pulse-wide modulation (PWM) rectifier is a novel type of power factor correction (PFC), having many superior performances than the no-controlled rectifier, such as: high power factor, nearly sinusoidal supply current, working in regeneration, excellent dynamic performance and so on. This paper presents the principle and control method of the single-phase PWM rectifier, and analyzes the cause and the expressions of the third harmonic in the supply current, then two methods are used to improve the supply current, the first one is to adopt a low-pass filter; the second one is to compensate the 100Hz harmonic of the output DC voltage. It is found out that: both the methods can improve the supply current, but the dynamic performance of the rectifier is deteriorated when the low-pass filter is adopted, however, when the dynamic compensator of VDC is adopted, the dynamic performance of the rectifier is not deteriorated, even slightly improved. The theoretical analysis is verified by simulation and experiment.

**Key words:** PWM rectifier; power factor correction (PFC); PI controller; dynamic compensator of VDC; supply current waveform; improvement technique

## 0 引 言

脉冲宽度调制(PWM)整流器可很好地解决传统不控整流电路的功率因数低、输入电流波形畸变严重的问题, 且能量可双向流动、动态响应性能较快, 故广泛应用于高性能逆变器和 UPS 电源中<sup>[1-12]</sup>。

本文阐述了直接电流控制的单极性电压型单相全桥 PWM 整流器的工作原理, 分析了输入电流波形畸变的原因, 提出了改善方法, 并通过仿真和实验进行了验证。

## 1 主电路工作原理和控制方法

电压型单相全桥 PWM 整流器主电路见图 1, 其中  $u_s$  为交流输入电压;  $L$  为交流侧滤波电感, 其电

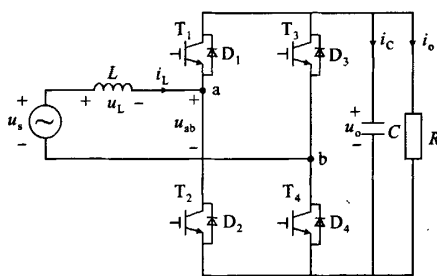


图 1 PWM 整流器主电路原理图

Fig. 1 Scheme of main circuit

压为  $u_L$ , 电流为  $i_L$ ;  $u_{ab}$  为正弦脉冲宽度调制 (SPWM) 电压;  $T_1 \sim T_4$  为全控开关管;  $C$  为直流侧滤波电容, 其电压为输出电压  $u_o$ , 电流为  $i_c$ ;  $R$  为负载电阻, 其电流为输出电流  $i_o$ 。

由图 1 中各量的假定正向可得

$$u_L = L di_L / dt = u_s - u_{ab}.$$

本文采用单极性 SPWM 调制方法(其原理图见图 2, 电压、电流方向为实际方向)。以下分析的前

基金资助项目: 国家自然科学基金(50777026)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(50777026).

提是  $u_o$  大于  $u_s$  的峰值, 且  $i_L$  与  $u_s$  相位相同。

在  $u_s$  正半周,  $i_L > 0$ ,  $T_1$  常通,  $T_2$  常断,  $T_3$ 、 $T_4$  交替导通, 存在两种工作模式:

模式 1:  $T_1$ 、 $T_4$  导通, 见图 2(a)。  $u_{ab} = u_o$ ,  $L di_L/dt = u_s - u_o < 0$ ,  $i_L$  正向减小,  $u_s$  与  $L$  一起提供负载电流, 同时给  $C$  充电;

模式 2:  $T_1$ 、 $T_3$  导通, 见图 2(b)。  $u_{ab} = 0$ ,  $L di_L/dt = u_s > 0$ ,  $i_L$  正向增大,  $L$  储存由  $u_s$  提供的能量,  $C$  单独提供负载电流。

在  $u_s$  负半周,  $i_L < 0$ ,  $T_3$  常通,  $T_4$  常断,  $T_1$ 、 $T_2$  交替导通, 同样存在两种工作模式:

模式 3:  $T_3$ 、 $T_1$  导通, 见图 2(c)。  $u_{ab} = 0$ ,  $L di_L/dt = u_s < 0$ , 由于  $i_L < 0$ , 所以实际上  $i_L$  反向增大,  $C$  单独提供负载电流;

模式 4:  $T_3$ 、 $T_2$  导通, 见图 2(d)。  $u_{ab} = -u_o$ ,  $L di_L/dt = u_s + u_o > 0$ ,  $i_L$  反向减小,  $u_s$  与  $L$  一起提供负载电流。

基于以上原理, 通过合理设计  $T_1 \sim T_4$  在  $u_s$  正半周和负半周的导通顺序和导通时间, 就可控制  $i_L$  增大和减小的时间, 使其波形正弦化, 并通过 PI 控制的滞环锁相技术<sup>[13]</sup>, 使  $i_L$  的相位快速、准确地跟踪  $u_s$ 。

本文基于交流电压前馈的双环直接电流控制的原理框图见图 3<sup>[14,15]</sup>, 其中电压控制器  $G_u$  采用比例积分(PI)控制, 电流控制器  $G_i$  采用比例(P)控制。直流电压给定值  $u_{o\_ref}$  与直流电压反馈值  $u_o$  相减得到误差  $e_u$ , 经过电压控制器  $G_u$  以后, 得到输入电流幅值给定值  $I_{m\_ref}$ , 与锁相环得到的  $u_s$  的相位信息  $\cos \omega t$  相乘得到输入电流瞬时给定值  $i_{L\_ref}$ ,  $i_{L\_ref}$  与输入电流反馈值  $i_{L\_out}$  相减得到误差  $e_i$ , 经过电流控制器  $G_i$  以后, 被  $u_s$  前馈值相减得到  $u_{ab}$  的指令值, 分别控制  $T_1 \sim T_4$  的导通和关断时间。

## 2 直流电压和交流电流计算与分析

### 2.1 直流电压计算

基于图 1 的 PWM 整流器原理图, 设

$$u_s = \sqrt{2}U_r \cos \omega t, \quad i_L = \sqrt{2}I_r \cos(\omega t - \varphi)。$$

式中,  $U_r$ 、 $I_r$  为  $u_s$ 、 $i_L$  的有效值。则交流侧瞬时功率

$$P_{ac} = u_s i_L = \sqrt{2}U_r \cos \omega t \cdot \sqrt{2}I_r \cos(\omega t - \varphi) =$$

$$U_r I_r \cos \varphi + U_r I_r \cos(2\omega t - \varphi)。$$

设  $u_o$  的直流分量为  $u_{dc}$ , 交流分量为  $u_{ac}$ 。则直流侧瞬时功率

$$P_{dc} = u_{dc}^2/R + C u_{dc} du_{ac}/dt。 \quad (1)$$

由瞬时有功功率平衡可得:

$$U_r I_r \cos \varphi = u_{dc}^2/R。 \quad (2)$$

由瞬时总功率平衡可得  $P_{dc} = P_{ac}$ 。稳态时联立方程

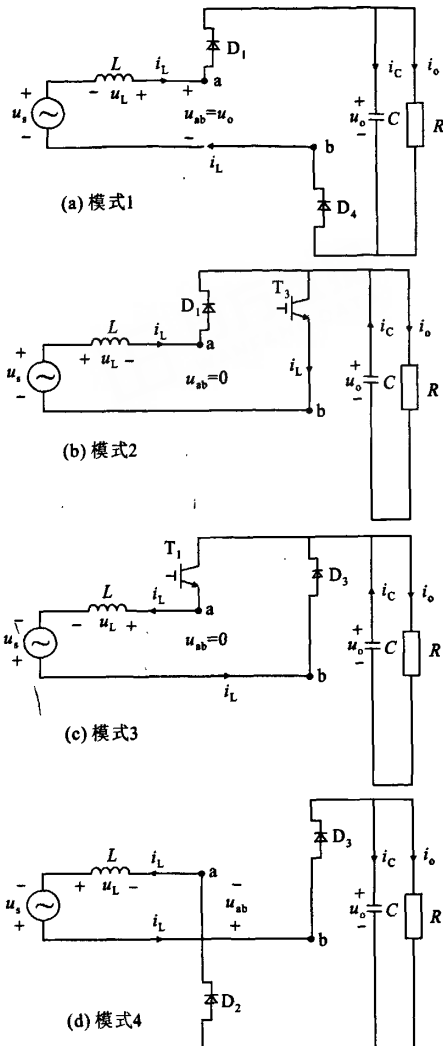


图 2 单极性 PWM 整流器工作原理图

Fig. 2 Operating scheme of uni-polarity PWM rectifier

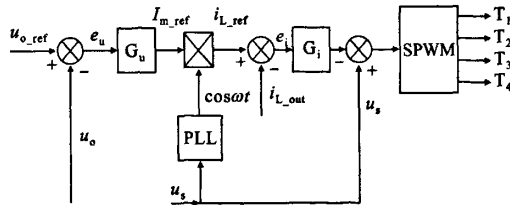


图 3 控制系统原理图

Fig. 3 Scheme of control system

(1)、(2)可得:

$$C u_{dc} du_{ac}/dt = U_r I_r \cos(2\omega t - \varphi)。$$

求解该一阶微分方程可得:

$$u_{ac} = (U_r I_r / 2\omega C u_{dc}) \sin(2\omega t - \varphi)。 \quad (3)$$

考虑单位功率因数状态时  $\varphi=0$ , 代入式(2)得:

$$U_r I_r = u_{dc}^2/R。 \quad (4)$$

式(4)代入式(3), 且  $\varphi=0$  时可得:

$$u_{ac} = K \sin(2\omega t). \quad (5)$$

式中,  $K = u_{dc}/2\omega CR = i_o/2\omega C$ . (6)

由式(4)~(6)可见,  $u_o$  含有  $2\omega$  (100 Hz) 的交流分量  $u_{ac}$ , 在同一负载  $R$  下, 其幅值  $K$  与  $u_o$  的直流分量  $u_{dc}$  成正比, 与直流侧滤波电容值  $C$  成反比。

## 2.2 输入电流计算

基于图3的PWM整流器控制原理图, 通过以上分析, 可得输出直流电压的表达式:

$$u_o = u_{dc} + K \sin(2\omega t).$$

为简化分析,  $G_u$  用P控制代替PI控制, 则

$$I_{m\_ref} = K_{pu}(u_{o\_ref} - u_o) =$$

$$K_{pu}(u_{o\_ref} - u_{dc}) - K_{pu}K \sin(2\omega t). \quad (7)$$

式中,  $K_{pu}$  为电压控制器比例系数。由式(7)可见,  $u_o$  的 100 Hz 分量经过  $G_u$  传递到电流内环的  $I_{m\_ref}$  中。  $I_{m\_ref}$  与  $u_s$  的相位信息  $\cos \omega t$  相乘得到:

$$i_{L\_ref} = I_{m\_ref} \cos \omega t =$$

$$\begin{aligned} & K_{pu}(u_{o\_ref} - u_{dc}) \cos \omega t - K_{pu}K \sin(2\omega t) \cos \omega t = \\ & K_{pu}(u_{o\_ref} - u_{dc}) \cos \omega t - (K_{pu}K/2) \sin \omega t - \\ & (K_{pu}K/2) \sin(3\omega t). \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可见,  $u_o$  的 100 Hz 交流分量使  $i_{L\_ref}$  含有 3 次谐波 (150 Hz), 并由于  $(K_{pu}K/2) \sin \omega t$  项的引入, 还会导致  $i_L$  的相位偏移。

## 2.3 单相 PWM 整流器输入电流波形的改善方法

由以上分析可知,  $i_L$  波形畸变的主要原因是  $u_o$  中含有 100 Hz 的交流分量  $u_{ac}$ , 由式(6)可知, 减小输出电流  $i_o$  和增大滤波电容值  $C$  是消除  $u_{ac}$  的最直接方法, 但系统的输出功率限制了  $i_o$  的取值, 而要增大  $C$  势必要并联多个体积庞大、价格昂贵的大电解电容, 而且还会影响系统的动态性能。

本文首先采用在输出电压反馈中加数字低通滤波器来改善  $i_L$ , 设计了截止频率为 50 Hz 的一阶低通滤波器, 其  $s$  域传函

$$G_f = 1/(0.003185s + 1). \quad (9)$$

利用 tustin 变换 (即  $s = 2(1 - z^{-1})/T_s(1 + z^{-1})$ ,  $T_s$  为采样周期) 离散化, 采样频率为 5 kHz, 其  $z$  域传函

$$H_f = (0.03144 + 0.03144z^{-1})/(1 - 0.9391z^{-1}). \quad (10)$$

从 bode 图上可见, 100 Hz 处的幅值增益为 -7, 衰减倍数为 0.447。

## 3 仿真分析

基于图3的控制原理, 本文用 Matlab 6.0 仿真分析了 PWM 整流器, 仿真参数为: 交流输入电压有效值  $U_i = 220$  V; 交流滤波电感值  $L = 5$  mH, 其电阻  $r = 0.1$   $\Omega$ ; 直流滤波电容  $C = 4.7$  mF; 额定负载电阻  $R = 73$   $\Omega$ ; 直流输出电压给定值  $u_{o\_ref} = 400$  V;

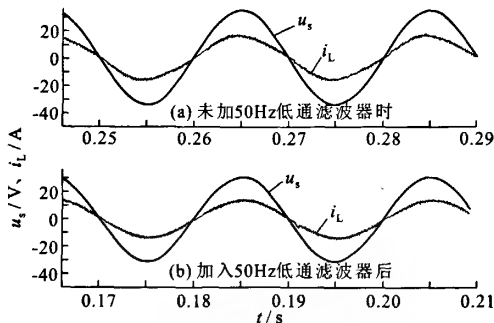


图4  $u_s$  和  $i_L$  的仿真波形

Fig. 4 Curve of  $u_s$  and  $i_L$  in simulation

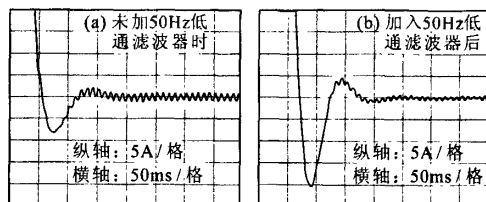


图5 电流内环幅值给定值  $I_{m\_ref}$  的波形

Fig. 5 Curve of  $I_{m\_ref}$

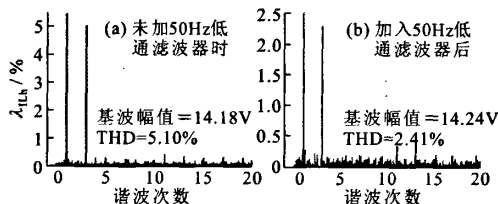


图6  $i_L$  的频谱分析

Fig. 6 Frequency spectrum of  $i_L$

开关频率  $f_c = 5$  kHz; 电压控制器  $G_u$  的比例系数  $K_{pu} = 0.5$ ,  $K_{iu} = 30/5000$ ; 电流控制器  $G_i$  的比例系数  $K_{pi} = 40$ 。本文仿真分析时采用以下 3 种手段来改善电流波形。

1) 一阶低通滤波器。采用式(9)所示截止频率 50 Hz 的一阶低通滤波器的仿真结果见图 4~7。图 4 为  $u_s$  和  $i_L$  的仿真波形, 图 4(a) 中  $i_L$  波形较差, 且其峰值时间与  $u_s$  的峰值时间有偏移; 而图 4(b) 中加入低通滤波器后  $i_L$  波形得到明显改善。图 5 为电流内环幅值给定值  $I_{m\_ref}$  的波形, 加入低通滤波器后, 稳态时  $I_{m\_ref}$  的交流分量明显减少, 但超调量和调节时间明显增加。图 6 为稳态时  $i_L$  的频谱, 图 6(a) 中  $i_L$  的谐波主要为 3 次, 其谐波分量幅值与基波 (50 Hz) 幅值之比  $\lambda_{3Lb}$  达到 5% 以上; 而图 6(b) 中其  $\lambda_{3Lb}$  仅为 2.4%, 消除效果达到了 50%。图 7 为突减突加额定负载时的动态性能比较, 加入低通滤波器后, 电压外环超调达到 60 V, 图 7(b) 比图 7(a) 中大 30 V, 且响应速度较慢, 这也是加入低通滤波器改善输入电流 waveform 的主要缺点。

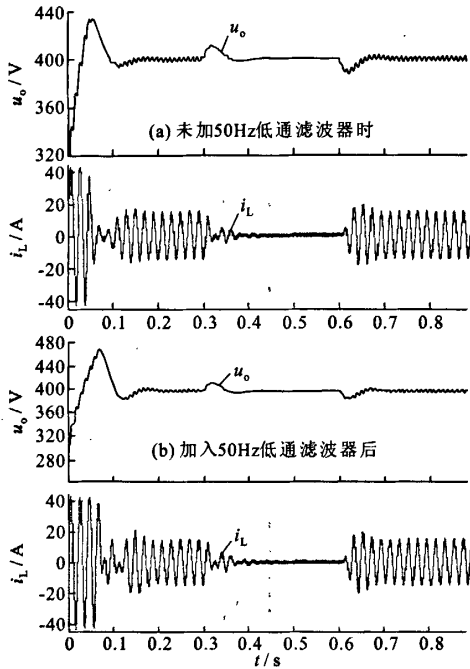


图7 突减突加额定负载时的动态性能比较

Fig. 7 Compare of dynamic performance

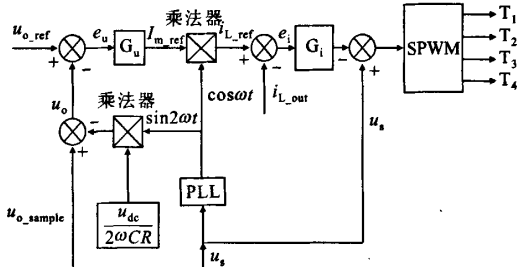


图8 带直流电压补偿器的控制系统原理图

Fig. 8 Scheme of control system with compensator

2) 直流电压静态补偿器。基于以上仿真结果和分析,受到式(5)、(6)的启发,通过加入直流电压静态补偿器来补偿直流电压反馈环节中的交流分量 $u_{ac}$ ,使得图3中的 $u_o$ 中不含有100 Hz的交流分量,其控制原理图见图8。仿真结果见图9(a)~(d),其中由式(6)可得

$$K = \frac{u_{dc}}{2\omega CR} = \frac{400}{2 \times 314 \times 4700 \times 10^{-6} \times 73} = 1.8564.$$

由图9可见,加入电压补偿器后 $i_L$ 波形正弦性很好,3次谐波分量大大降低到<1%, $I_{m,ref}$ 中的100 Hz分量明显减少,动态性能甚至稍微优越于未加低通滤波器时的情况。

但直流电压静态补偿器的补偿量的计算是基于固定负载,若负载改变,则会导致补偿不够或补偿过度,影响 $i_L$ 波形,仿真结果见图10(a),负载增加前, $i_L$ 正弦性很好,但负载增加50%后达到稳态时,由于

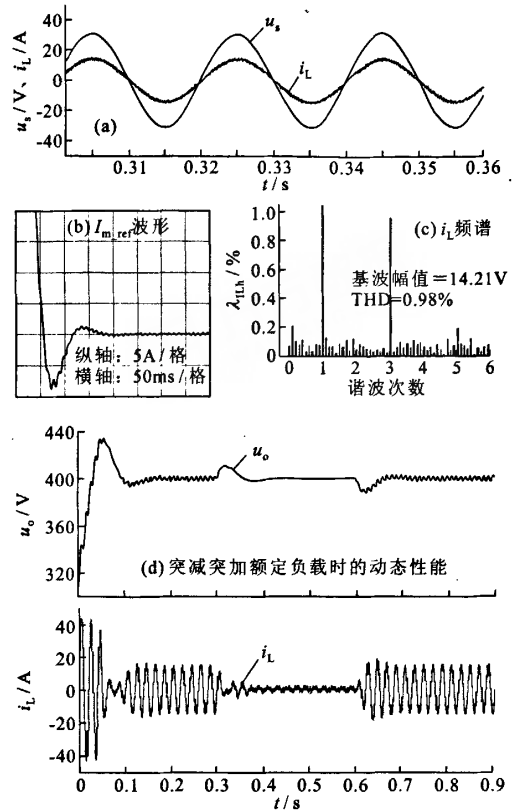


图9 加入直流电压静态补偿器后的波形

Fig. 9 Curve after adding a static compensator

补偿不够, $i_L$ 波形类似图4(a)。

3) 直流电压动态补偿器。本文采用直流电压动态补偿器来改进静态补偿器的不足时,根据上面的分析,有两种选择:①增加 $i_o$ 采样电路,代入式(6)计算动态补偿系数 $K$ ;②根据 $u_s$ 和 $i_L$ 瞬时采样值,在程序中计算其有效值 $U_i$ 和 $I_i$ ,再代入式(3)计算动态补偿系数 $K$ 。本文采用方案②,仿真结果见图10(b),由图可见,负载增加50%后达到稳态时, $i_L$ 正弦性很好。

#### 4 实验结果及分析

基于以上对单相PWM整流器主电路工作原理和单极性SPWM控制策略的分析,设计了单相110 V交流输入、200 V直流输出的实验电路,系统以TMS320F240为控制核心,采用图8的控制系统,实验参数如下:额定输出功率1.3 kW;交流电压输入有效值110 V;输入电压频率50 Hz;输出直流电压200 V;开关频率5 kHz;交流滤波电感5 mH;直流滤波电容4.7 mF;额定负载电阻30  $\Omega$ ,动态性能时负载变化为额定负载 $\rightarrow$ 半载 $\rightarrow$ 额定负载即30 $\rightarrow$ 60 $\rightarrow$ 30  $\Omega$ 。

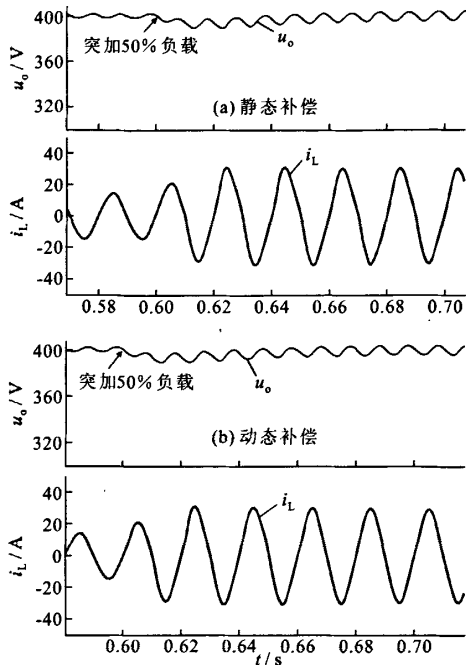


图 10 负载增加 50% 后的电流波形  
Fig. 10 Curve of  $i_L$  when the load steps 50%

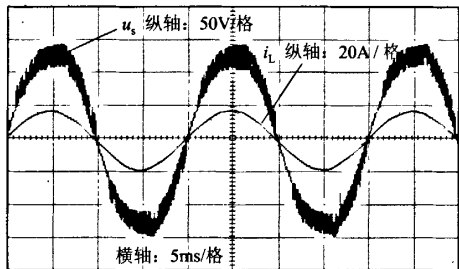


图 11  $u_o$  和  $i_L$  的波形  
Fig. 11 Curve of  $u_o$  and  $i_L$

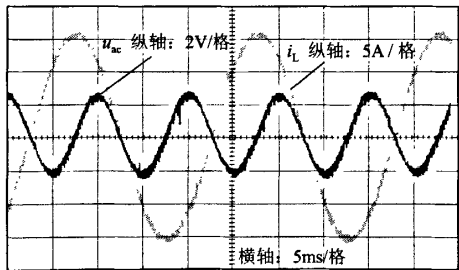


图 12  $u_{ac}$  的实际测量波形  
Fig. 12 Actual value of  $u_{ac}$

实验结果见图 11~15。图 11 为  $u_o$  和  $i_L$  的波形,虽然  $u_o$  有很大的谐波分量,但  $i_L$  波形保持基本正弦,且功率因数为 1。图 12 为  $u_{ac}$  的实际测量波形,由式(6)计算其理论幅值为 2.34 V,图中  $u_{ac}$  的实际幅值为 2.4 V,且频率为 100 Hz,验证了理论分析的结果。图 13 为  $i_L$  的波形比较,(a)图的  $i_L$  波形

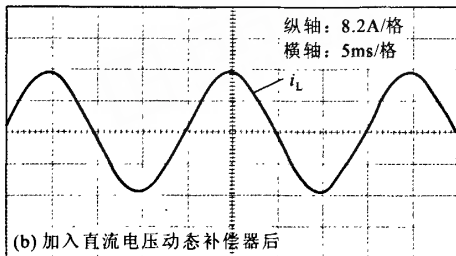
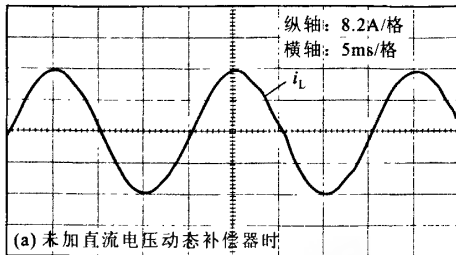


图 13 加入直流电压动态补偿器前后的  $i_L$  波形  
Fig. 13 Compare of  $i_L$

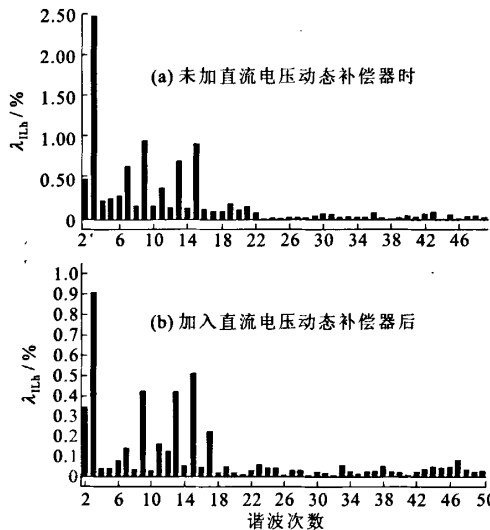


图 14 加入直流电压动态补偿器前后的  $i_L$  频谱  
Fig. 14 Frequency spectrum of  $i_L$

稍微偏向左边,而(b)图的  $i_L$  波形正弦性很好。图 14 的  $i_L$  频谱分析也更加证明了这一点,改善后的 3 次谐波分量降到 <1%,且其它低次谐波分量也不同程度地减少。图 15 为动态性能比较,加入动态补偿器后系统的动态性能比不加动态补偿器时稍微有所改善。

### 5 结 语

本文阐述了 PWM 整流器的工作原理、控制方法,分析了输入电流波形中低次谐波(主要是 3 次)产生的原因,分别采用低通滤波器和采用补偿器对其进行改善,通过仿真比较了 1)改善之前;2)加入滤波器后;3)加入静态、动态补偿器后的系统性能,



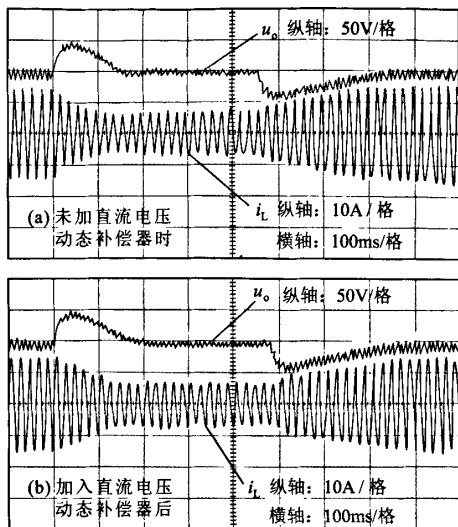


图 15 加入直流电压动态补偿器前后的动态性能

Fig. 15 Dynamic performance

在理论分析和仿真的基础上,设计了一台 1.3 kW 的样机并进行实验,验证了理论分析。实验发现:通过在 PWM 整流器控制系统的电压外环加入动态补偿器,直流电压的 100 Hz 分量对输入电流波形的影响大大消除,输入电流的 3 次谐波明显减小,波形正弦性明显改善,且系统的动态性能还可稍微改善。

## 参 考 文 献

- [1] 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, 2002.
- [2] Mohan Ned, Undeland Tore M, Robbins William P. Power electronics: converters, applications and design[M]. [S. l.]: John Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [3] Rodríguez José R, Dixon Juan W, Espinoza José R. PWM regenerative rectifiers, state of the art[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 5-22.
- [4] 颜 伟, 吴文胜, 华智明. SSSC 非线性控制的直接反馈线性化方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 65-68.  
YAN Wei, WU Wen-sheng, HUA Zhi-ming. Direct feedback linearization method for design SSSC nonlinear control law[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3): 65-68.
- [5] 赵建军, 郑健超, 周孝信. 静止同步串联补偿器变参数非线性暂态稳定控制器的设计[J]. 电网技术, 2005, 29(21): 15-21.  
ZHAO Jian-jun, ZHENG Jian-chao, ZHOU Xiao-xin. The research of electromechanical transient and electromagnetic transient of SSSC[J]. Power System Technology, 2005, 29(21): 15-21.
- [6] 王 超, 舒乃秋, 吕小静. 基于非线性控制理论的 SSSC 控制器的研究[J]. 中国电力, 2004, 34(4): 36-38.  
WANG Chao, SHU Nai-qiu, LÜ Xiao-jing. Study on SSSC controller design based on nonlinear control theory[J]. Electric Power, 2004, 37(4): 36-38.
- [7] Ghaisari J, Bakhshai A, Jain P K. A nonlinear control approach to increase power oscillations damping by means of the SSSC[C]. IEEE Power Engineering Society General Meeting.

- [8] Sakda Somkun, Panarit Sethakul, Viboon Chunkag. Novel control technique of single-phase PWM rectifier by compensating output ripple voltage[C]. IEEE International Conference on Industrial Technology(ICIT'2005). Hong Kong, China, 2005.
- [9] Nishida Y, Miyashita O, Haneyoshi T. A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1997, 44(3): 337-343.
- [10] Stihl O, Ooi B T. A single-phase controlled current PWM rectifier[J]. IEEE Trans on PE, 1988, 3 (4): 453-459.
- [11] Chiang H K, Lin B R. Single-phase high power factor rectifier based on PI controller with grey prediction[C]. IEEE Region 10 Conference. Chiang, Thailand, 2004.
- [12] Boys J T, Green A W. Current-forced single phase reversible rectifier[J]. IEE Proceedings—Electric Power Applications, 1989, 136(5): 205-211.
- [13] Tenti P, Malsani L. Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1987, 23(1): 71-77.
- [14] Mokrytski B. Pulse width modulated inverters for AC motor drives[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1967, IGA-3: 493-503.
- [15] 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2003.
- [16] 詹长江. 大功率 PWM 高频整流系统波形控制技术研究[D]. 武汉:华中理工大学, 1997.
- [17] 马学军, 陈息坤, 康 勇. 一种新的基于 DSP 的高精度 UPS 锁相技术[J]. 电工电能新技术, 2005, 24(4): 59-62.
- [18] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京:国防工业出版社, 1994.
- [19] 刘金琨. 先进 PID 控制及其 MATLAB 仿真[M]. 北京:电子工业出版社, 2003.



吴振兴

Ph. D. WU Zhen-xing

吴振兴 1982—, 男, 博士生, 研究方向为电力电子电路、装置与系统及应用基础研究. E-mail: 40999794@163.com

邹云屏 1945—, 男, 教授, 博导, 研究方向为电力电子电路、装置与系统及应用基础研究。

收稿日期 2007-02-06

编辑 李 东

## (上接第 586 页)

- [10] 卢 强, 孙元章. 电力系统非线性控制[M]. 北京:科学出版社, 1993.
- [11] 李殿璞. 电力系统励磁控制问题精确线性化方法研究[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2006, 27(1): 80-83.  
LI Dian-pu. Study of exact linearization method for power system excitation control problem[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2006, 27(1): 80-83.
- [12] 赵 洋 1979—, 男, 博士生, 主要研究方向为电力电子技术, 在现代电力系统中的应用. 电话: (010) 51971441; E-mail: zhaoyang@ncepu.edu.cn
- [13] 肖湘宁 1953—, 男, 博士, 教授, 博导, 主要研究方向为电力电子技术, 现代电能质量, 高压直流输电。



赵 洋

Ph. D. ZHAO Yang

收稿日期 2007-09-04

编辑 郭守珠

作者：[吴振兴](#)，[邹云屏](#)，[张允](#)，[王成智](#)，[WU Zhen-xing](#)，[ZOU Yun-ping](#)，[ZHANG Yun](#)，[WANG Cheng-zhi](#)

作者单位：[华中科技大学电气与电子工程学院](#)，[武汉](#)，[430074](#)

刊名：[高电压技术](#)[ISTIC](#)[EI](#)[PKU](#)

英文刊名：[HIGH VOLTAGE ENGINEERING](#)

年，卷(期)：[2008](#)，[34](#)(3)

被引用次数：[9次](#)

## 参考文献(15条)

1. [陈坚](#) [电力电子学-电力电子变换和控制技术](#) 2002
2. [Mohan Ned](#);[Undeland Tore M](#);[Robbins William P](#) [Power electronics:converters,applications and design](#) 1995
3. [Rodríguez José R](#);[Dixon Juan W](#);[Espinoza José R](#) [PWM regenerative rectifiers:state of the art](#)[外文期刊] 2005(01)
4. [Sakda Somkun](#);[Panarit Sethakul](#);[Viboon Chunkag](#) [Novel control technique of single-phase PWM rectifier by compensating output ripple voltage](#) 2005
5. [Nishida Y](#);[Miyashita O](#);[Haneyoshi T](#) [A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction](#)[外文期刊] 1997(03)
6. [Stihi O](#);[Ooi B T](#) [A single-phase controlled current PWM rectifier](#)[外文期刊] 1988(04)
7. [Chiang H K](#);[Lin B R](#) [Single-phase high power factor rectifier based on PI controller with grey prediction](#) 2004
8. [Boys J T](#);[Green A W](#) [Current-forced single phase reversible rectifier](#) 1989(05)
9. [Tenti P](#);[Malsani L](#) [Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements](#) 1987(01)
10. [Mokrytski B](#) [Pulse width modulated inverters for AC motor drives](#) 1967
11. [张崇巍](#) [PWM整流器及其控制](#) 2003
12. [詹长江](#) [大功率PWM高频整流系统波形控制技术研究](#)[学位论文] 1997
13. [马学军](#);[陈息坤](#);[康勇](#) [一种新的基于DSP的高精度UPS锁相技术](#)[期刊论文]-[电工电能新技术](#) 2005(04)
14. [胡寿松](#) [自动控制原理](#) 1994
15. [刘金琨](#) [先进PID控制及其MATLAB仿真](#) 2003

## 本文读者也读过(8条)

1. [王成智](#);[邹旭东](#);[贾凯](#);[李芬](#);[邹云屏](#);[余煦](#);[WANG Cheng-zhi](#);[ZOU Xu-dong](#);[JIA Kai](#);[LI Fen](#);[ZOU Yun-ping](#);[SHE Xu](#) [滤波器在单相PWM整流器中的应用](#)[期刊论文]-[高电压技术](#)2008, 34(5)
2. [张军利](#);[胡皓](#);[Zhang Junli](#);[Hu Hao](#) [一种新颖的单相PWM整流器控制器](#)[期刊论文]-[电气自动化](#)2009, 31(3)
3. [李涛丰](#);[欧阳晖](#);[熊健](#);[张凯](#);[LI Tao-feng](#);[OUYANG Hui](#);[XIONG Jian](#);[ZHANG Kai](#) [单相全桥PWM整流器的直接电流控制技术](#)[期刊论文]-[电力电子技术](#)2010, 44(10)
4. [李立](#);[赵葵银](#);[徐昕远](#);[朱建林](#);[LI Li](#);[ZHAO Kui-yin](#);[XU Xin-yuan](#);[ZHU Jian-lin](#) [单相PWM整流器比例谐振控制与前馈补偿控制](#)[期刊论文]-[电力系统保护与控制](#)2010, 38(9)
5. [郑俊](#);[冯晓云](#);[谢望玉](#);[张峻领](#) [单相PWM整流器瞬态电流控制策略的研究](#)[会议论文]-2009
6. [卢健康](#);[谢亚乐](#);[邢益巽](#);[LU Jiankang](#);[XIE Yale](#);[XING Yixun](#) [单相PWM整流器电压环的优化设计与仿真](#)[期刊论文]

]-[系统仿真技术](#)2010, 06 (4)

7. [吴伟红](#) [高功率因数单相PWM整流器的研究与设计](#)[学位论文]2010

8. [杨顺风](#). [冯晓云](#). [韩坤](#). [黄金](#). [YANG Shun-feng](#). [FENG Xiao-yun](#). [HAN Kun](#). [HUANG Jin](#) [基于DSP单相PWM整流器的控制器研究](#)[期刊论文]-[电力电子技术](#)2009, 43 (3)

#### 引证文献(9条)

1. [张允](#). [胡晓磊](#). [邹云屏](#). [童力](#) [动态电压恢复器的负载电流直接控制策略](#)[期刊论文]-[电力电子技术](#) 2009 (5)

2. [李芬](#). [邹旭东](#). [吴振兴](#). [邹云屏](#). [唐健](#) [采用LCL滤波器并网的交流电子负载](#)[期刊论文]-[高电压技术](#) 2009 (10)

3. [李建卓](#). [张军利](#) [基于DSP实现的单相高效整流器](#)[期刊论文]-[科学技术与工程](#) 2010 (12)

4. [朱荣伍](#). [伍小杰](#). [杨艳](#). [于月森](#) [采用比例谐振调节器的单相电压型PWM整流器](#)[期刊论文]-[高电压技术](#) 2010 (8)

5. [杨士保](#). [杨富文](#) [单相光伏并网逆变系统的鲁棒状态反馈控制策略](#)[期刊论文]-[电源学报](#) 2013 (2)

6. [张军利](#). [胡皓](#) [一种新颖的单相PWM整流器控制器](#)[期刊论文]-[电气自动化](#) 2009 (3)

7. [宋文胜](#). [冯晓云](#) [基于零序电压分量注入的单相三电平NPC整流器脉宽调制方法](#)[期刊论文]-[中国电机工程学报](#) 2011 (36)

8. [吴振兴](#). [邹云屏](#). [张哲宇](#). [张允](#) [单相PWM整流器的输入电流自适应预测控制器](#)[期刊论文]-[电工技术学报](#) 2010 (2)

9. [康丽](#). [张弓达](#). [叶征](#) [甲胺类制药废水放电等离子体处理的研究](#)[期刊论文]-[水处理技术](#) 2012 (8)

引用本文格式: [吴振兴](#). [邹云屏](#). [张允](#). [王成智](#). [WU Zhen-xing](#). [ZOU Yun-ping](#). [ZHANG Yun](#). [WANG Cheng-zhi](#) [单相PWM整流器输入电流波形的改善技术](#)[期刊论文]-[高电压技术](#) 2008 (3)