

# 单相 PWM 整流器直流电压环的优化控制

姜静, 蒋金良

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640)

**摘要:** 为了减少单相 PWM 整流器直流侧电压波动对网侧电流的影响, 通过分析了单相 PWM 整流器直流电压波动的不可避免性, 推导出直流电压纹波与输入电流电压之间的数量关系。针对常用的双环 PI 控制结构, 建立了无滤波时的直流电压纹波与输入电感电流 THD 之间的定量关系, 提出一种带滞环的直流电压控制方法, 并对该控制器进行了参数分析设计。通过和采用二阶陷波器的控制对比, 验证了此种控制方法的有效性和优越性。

**关键词:** 直流电压环; 单相 PWM 整流器; 动态滞环宽度

**中图分类号:** TM461

**文献标识码:** A

## Optimizing Control of the DC Voltage Loop in Single Phase PWM Rectifier

JIANG Jing, JIANG Jin-liang

(Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou 510640, Guangdong, China)

**Abstract:** In order to reduce the effect of the voltage fluctuation on DC side of a single-phase PWM rectifier on the current in the power net, the inevitability of DC voltage fluctuations in a single-phase PWM rectifier was analyzed, and the quantitative relationship between the DC voltage ripple and the input current-voltage was given. According to common PI double-loop structure, the quantitative relationship between the current harmonics and DC voltage ripple was derived, proposed a hysteresis control method based on the DC voltage loop, and designed the control structure of the hysteresis controller and all parameters. Compared with the simulation results from second-order notch filter controller and hysteresis controller, the results of the new method proposed show much more effectiveness.

**Key words:** DC voltage loop; single-phase PWM rectifier; dynamic hysteresis width

## 1 引言

PWM 整流器可以很好地解决传统的不控和相控整流电路的功率因数低、输入电流波形畸变严重的问题, 同时还具有能量双向流动、动态响应快速的优点, 因此在高性能逆变器、UPS 电源及光伏并网等系统中得到广泛应用<sup>[1-2]</sup>。在小功率应用场合, 普遍使用单相电压型 PWM 整流器。

但不同于三相 PWM 整流器, 单相 PWM 整流器的瞬时输入功率不恒定, 在输出功率几乎不变的情况下, 直流滤波电容两端的直流电压不可避免的存在低频波动。在工业应用和科学研究中, 直流电压外环电流内环的双 PI 环控制以其结构简单, 内外环独立而获得广泛应用。

但如果不加入适当的滤波环节则必然导致输入电流中存在严重的低次谐波, 从而降低功率因数。针对单相 PWM 整流器这种固有的直流电压低频脉动现象, 通常采用低通滤波器来抑制直流电压纹波的影响<sup>[3]</sup>, 但这也大大限制了系统的闭环带宽, 使得系统动态性能很慢。文献[4-5]采用二阶陷波器来滤除直流电压上 2 次纹波的影响, 取得了不错的效果, 但这是基于电网电压只有基次波的情况, 如果电网电压存在谐波或者负载波动等因素导致直流电压上存在固定的其它阶次纹波, 基于陷波器的方法就难以奏效。

既然直流电压不可避免的要在稳态值上下波动, 那么就可以忽略这种波动的影响, 当直流电压在一定范围内波动时, 认为直流电压合

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(50807016, 51177051)

作者简介: 姜静(1984-), 男, 在读研究生, Email: ceejiang@163.com

乎要求,直流电压环不需要调节,保持原有值输出,从而确保电流环指令不存在谐波波动。基于此,本文提出采用滞环(死区)控制的方法来处理直流电压波动。仿真结果表明,相对于 2 次陷波器,不仅可以抑制固有的 2 次纹波的影响,同时还可以克服直流电压其它阶次纹波的影响,并保证了系统的动态响应速度,提高系统的稳定性。

## 2 直流侧电压波动产生的原理

### 2.1 当电源电压为理想正弦时

假设电网电压和电流均为理想的正弦波时:

$$\begin{cases} u_s = \sqrt{2} U_m \sin(\omega t) \\ i_s = \sqrt{2} I_m \sin(\omega t) \end{cases} \quad (1)$$

则输入功率:

$$P_{in} = u_s i_s = U_s I_s \cos(2\omega t) \quad (2)$$

式(2)说明,与三相对称系统的交流输入瞬时功率为恒定直流量不一样,单相 PWM 整流器运行在单位功率因数工况时,其瞬时输入功率中包含有 2 倍频脉动。而直流侧负载功率一般是恒定的,因此需要储能元件(母线电容)对瞬时波动的功率周期性地存储或释放,维持直流电压的相对稳定。

根据变换器交、直流侧的瞬时能量平衡关系为

$$P_{in} = P_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} U_{dc} + P_o \quad (3)$$

系统稳态运行时:

$$P_o = U_s I_s \quad (4)$$

把式(2)、式(4)带入式(3),并解微分方程得:

$$u_{dc}^2 = U_{dc}^2 - \frac{P_o}{\omega C} \sin(2\omega t) \quad (5)$$

把直流电压分解为恒定直流量和一个交流量之和,且交流量远小于直流量:

$$u_{dc} = U_{dc} - \hat{u} \quad u \ll U_{dc} \quad (6)$$

带入式(5)得到:

$$\hat{u} = -\frac{P_o}{2C\omega U_{dc}} \sin(2\omega t) \quad (7)$$

式(7)表明,电容电压为直流稳态电压上叠加一个 2 次脉动电压,电压脉动的幅值与输出功率成正比,与电网频率、直流电容值和直流电压成反比。因此在一定的输出功率和电网频率下,可以通过提高稳态直流电压或直流电容值来减小交流纹波的大小,但考虑实际成本,直流

电压和滤波电容难以很大,此时直流电压的 2 次脉动就不可避免。

### 2.2 当电源电压含有谐波分量时

当电网电压发生含有  $k$  次谐波时,电网电压为

$$u_s = \sqrt{2} U_s \sin(\omega t) + \sqrt{2} U_k \sin(\omega_k t) \quad (8)$$

瞬时输入功率为

$$P_{in} = U_s I_s - U_s I_s \cos(2\omega t) + U_k I_s \cos(\omega_k t) - U_k I_s \cos(\omega_{k+1} t) \quad (9)$$

根据瞬时能量平衡关系,解得直流电容电压:

$$u_{dc}^2 = U_{dc}^2 - \frac{P_o}{\omega C} \sin(2\omega t) + \frac{2\chi\%P_o}{\omega_{k-1}C} \sin(\omega_{k-1}t) - \frac{2\chi\%P_o}{\omega_{k+1}C} \sin(\omega_{k+1}t) \quad (10)$$

同上一节中的分析过程,获得交流波动量:

$$\hat{u} = -\frac{P_o}{2C\omega U_{dc}} \sin(2\omega t) + \frac{\chi\%P_o}{\omega_{k-1}CU_{dc}} \sin(\omega_{k-1}t) - \frac{\chi\%P_o}{\omega_{k+1}CU_{dc}} \sin(\omega_{k+1}t) \quad (11)$$

可见当电网电压发生畸变,直流电容电压上不仅包含有 2 次谐波,还包含相应的交流纹波,且幅值与输出功率和谐波幅值成正比,与电网角频率、直流电容和直流电压成反比。

## 3 直流电压纹波对双环输出电流的影响

当电网电压存在固有的谐波波动时,如果控制器采用同时具有稳定直流电压和控制输入电流波形的双环结构,则必然会导致直流电压环输出中包含有相应的谐波分量,从而内环电流指令中包含有谐波,导致输入电流畸变。

假设采用如图 1 所示的双 PI 环结构,且电流内环具有良好的跟踪性能,可以准确跟踪电流给定。

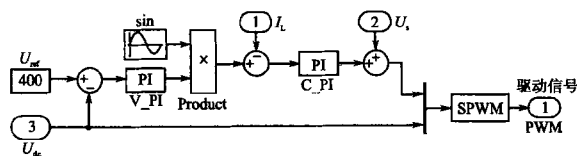


图 1 双 PI 环控制器结构图

Fig.1 The structure of double PI loop controller

为了统一分析,假设直流电压上存在  $k$  次谐波:

$$u_{dc}=U_{dc}-u_k\sin(\omega_k t) \quad Err=u_k\sin(\omega_k t) \quad (12)$$

则 PI 控制时的输出量为

$$U_{out}=k_p \times u_k \sin(\omega_k t) - \frac{k_i \times u_k}{\omega_k} \cos(\omega_k t) + \sqrt{2} I_m \quad (13)$$

电流环的指令为

$$\begin{aligned} I_{Lref} &= u_{out} \times \sin t \\ &= k_p \times u_k \frac{\cos(\omega_k - t) - \cos(\omega_k + t)}{2} - \\ &\quad \frac{k_i \times u_k}{\omega_k} \frac{\sin(\omega_k + t) - \sin(\omega_k - t)}{2} + \sqrt{2} I_m \sin t \quad (14) \end{aligned}$$

可见电流指令中包含了基波和其它波次的交流分量,因此如果不采取适当滤波环节滤除电流指令中的谐波分量,则输入电流难以实现正弦化。

#### 4 直流电压环滞环控制器的设计

由上述分析可知,在期望并网电流正弦的前提下,直流电压上的纹波在所难免,因此可认为直流电压在一个适度范围内的波动是可以接受的。当电压在此范围内波动时,认为没有电压误差,保持原有电压外环输出不变,电流内环的给定保持标准正弦输出,从而提高并网电流的稳态性能。而一旦电压超过设定的波动范围,电压调节器开始调整内环电流指令,从而将直流电压校正回正常范围。即当  $|Err| < dV_{dead}$  时,  $Err_{out}=0$ ; 当  $Err > dV_{dead}$  时,  $Err_{out}=Err - dV_{dead}$ ; 当  $Err < -dV_{dead}$  时,  $Err_{out}=Err + dV_{dead}$ ; 当直流电压在  $[U_{dc} - dV_{dead}, U_{dc} + dV_{dead}]$  波动时,电压环控制器不调节,从而直流电压在此范围内波动,使得系统的稳态直流电压均值距离给定有少量的偏差,为了使直流电压均值无静差,采用单纯的积分控制器来消除稳态误差。这样一方面保证了系统的稳态性能,另一方面还保证了系统的动态响应速度,其电压环控制器结构如图 2 所示。

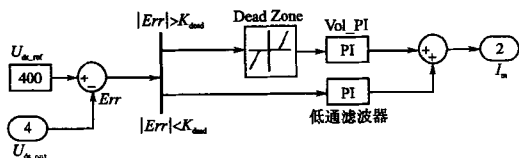


图 2 改进型滞环控制框图

Fig.2 The block diagram of improved hysteresis control

由于电网电压畸变率不会超过 5%，所以从式(11)中可以看到电网电压谐波产生的交流纹波电压远远小于 2 次纹波电压,实际交流电压纹波范围近似为 2 次纹波范围。因此可取直流电压误差死区值:

$$dV_{dead}=k\Delta U_2=k\frac{P_o}{2\omega CU_{dc}} \quad k>1 \quad (15)$$

在实际运用中选择适当的系数,一般而言,取  $k=1.2\sim 2$  比较适当。

由于滞环控制器在稳态区域时工作,在剧烈的动态调节过程中,作用可以近似忽略不计。因此利用典型一阶系统可以设计得到 PI 控制器的参数:

$$K_p=2\delta\omega_n C \quad K_i=\omega_n^2 C \quad (16)$$

式中:  $\delta, \omega_n$  分别为期望的阻尼比和闭环带宽。

积分环节对谐波分量要有足够的衰减倍数,必然要求:

$$\Delta V \frac{k_i}{\omega} < k I_m \quad (17)$$

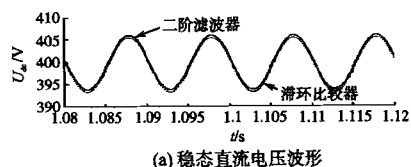
式中:  $k$  为所允许的最低次谐波的谐波比率。从而推出:

$$K_i < \frac{k I_m \omega}{\Delta V} = k \frac{4\omega^2}{U_m} C U_{dc} \quad (18)$$

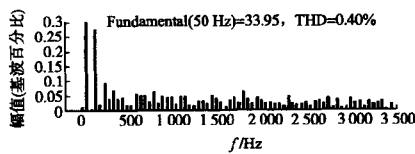
#### 5 控制系统的仿真实验

基于以上分析,采用 Matlab 搭建了单相 PWM 整流器实验平台,参数为:额定功率  $P_o=5$  kW,电网电压  $U_s=220$  V,电网频率  $f_s=50$  Hz,滤波电感  $L=6$  mH,直流电压  $U_{dc}=400$  V,等效电阻  $r=0.5$   $\Omega$ ,直流电容  $C_{dc}=3\ 300$   $\mu$ F,开关频率  $f_c=10$  kHz,并通过和二阶陷波器对比的方法来验证直流电压滞环控制方式的有效性。

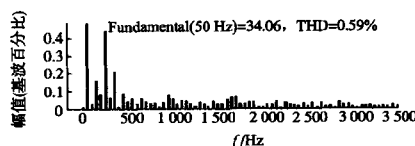
图 3 为当输入电流为理想正弦波时,两种方法的稳态直流电压波形及电流频谱,仿真结



(a) 稳态直流电压波形



(b) 滞环控制时的稳态电流频谱



(c) 二阶陷波器时的稳态电流频谱

图 3 理想情况下的稳态仿真结果

Fig.3 Stationary simulation results under the ideal condition

果显示:若采用滞环控制,稳态运行时直流电压纹波与采用二阶陷波器一致,而电感电流 THD=0.40%,较二阶陷波器的 THD=0.59%略有改善。这是由于二阶陷波器只能滤除直流电压上 2 次谐波的影响,但是由于开关管的死区等影响,直流电压上必然存在其他阶次的低次谐波和高频谐波,而二阶滤波器对此无能为力。但是滞环滤波允许直流电压的微小波动,且可以避免所有微幅的谐波波动的影响,从而排除这些谐波的影响,改善电压环的输出指令,进而改善并网电流波形。

图 4 为突加负载时的动态电压和电流波形。从图 4 中可以看出,两者的动态调节时间差别不大,在 2 个周期内都已经调整到稳态值附近。但滞环控制时的动态电流波形明显要好于二阶陷波器,THD 收敛迅速。

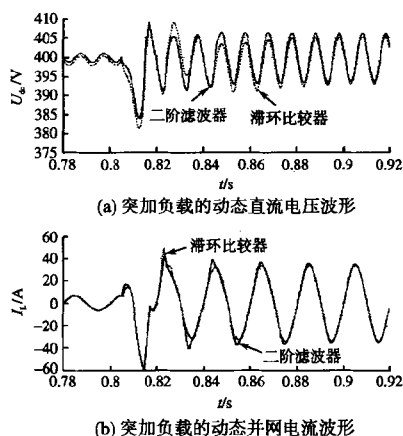


图 4 突加负载的动态仿真结果

Fig.4 The dynamic simulation results of emergency load

当输入电流含有其它阶次谐波时,例如 2% 的 3 次谐波,直流电压上除含有 2 次谐波外,还含有较大的 4 次谐波脉动。仿真结果如图 5 所示,若采用滞环控制时的电感电流 THD=0.42% 与交流电网无谐波时没有明显差别;而二阶陷波器的 THD 从 0.59% 升至 0.89%。可见电网电压纹波对滞环控制电感电流波形几乎没有影响,而对二阶陷波器控制却有显著影响。表明滞环控制可以有效地抑制直流电压上固有纹波对电流波形的影响,具有较大的优越性。而且在实际实验系统中,由于存在采样误差及电磁干扰等影响,采样所得到的直流电压波动必然要远远大于仿真误差,此时采样的直流电压中的谐波更丰富,滞环控制相对陷波器的优越性将更加明显。

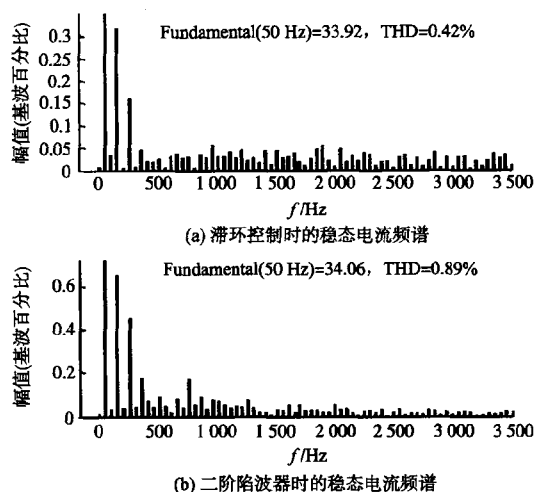


图 5 2% 3 次谐波情况下的仿真结果

Fig.5 The simulation results of 2% third harmonic

## 6 结论

在分析单相 PWM 整流器瞬时输入输出功率不平衡的基础上,确认了单相 PWM 整流器直流电压纹波的不可避免性,推导出直流电压纹波与电网电压之间的关系。提出用直流电压滞环控制来抑制直流电压波动的影响,优先保证输入电流的正弦性。仿真结果显示,该控制方法可以在保证系统动态响应速度的同时,可以有效改善网侧电流的 THD,不仅对直流电压上的 2 次纹波有效,而且还可以有效抑制其它波次谐波的影响。理论和仿真都证明了这种方式的可行性。

同时这种控制方式很容易实现并且有效,在单相 PWM 整流器及其它控制量存在固有波动的场合具有广泛的应用前景。

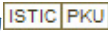
### 参考文献

- [1] Stihl O, Ooi B K. A Single Phase Controlled Current PWM Rectifier[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1988, 3(4): 453-459.
- [2] 黄俊,王兆安.电力电子变流技术[M].北京:机械工业出版社,1997.
- [3] 张崇巍,张兴.PWM 整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [4] 杨顺风,冯晓云,韩坤,等.基于 DSP 单相 PWM 整流器的控制器研究[J].电力电子技术,2009,43(3):63-64.
- [5] 王成智,邹旭东,贾凯,等.滤波器在单相 PWM 整流器中的应用[J].高压技术,2008,34(5):942-948.

收稿日期:2012-06-08

修改稿日期:2012-12-09

# 单相PWM整流器直流电压环的优化控制

作者: [姜静](#), [蒋金良](#), [JIANG Jing](#), [JIANG Jin-liang](#)  
作者单位: [华南理工大学电力学院, 广东广州, 510640](#)  
刊名: [电气传动](#)   
英文刊名: [Electric Drive](#)  
年, 卷(期): 2013, 43(5)

## 参考文献(5条)

1. [Stihi O;Ooi B K A](#) [Single Phase Controlled Current PWM Rectifier](#)[外文期刊] 1988(04)
2. [黄俊;王兆安](#) [电力电子变流技术](#) 1997
3. [张崇巍;张兴](#) [PWM整流器及其控制](#) 2003
4. [杨顺风;冯晓云;韩坤](#) [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(03)
5. [王成智;邹旭东;贾凯](#) [滤波器在单相PWM整流器中的应用](#)[期刊论文]-[高电压技术](#) 2008(05)

引用本文格式: [姜静](#). [蒋金良](#). [JIANG Jing](#). [JIANG Jin-liang](#) [单相PWM整流器直流电压环的优化控制](#)[期刊论文]-[电气传动](#) 2013(5)