

DOI: 10.7667/PSPC170586

# 基于 $H_\infty$ 和 $L_2$ 干扰抑制的 PWM 整流器双闭环控制

任鹏飞<sup>1</sup>, 耿世勇<sup>2</sup>

(1. 河南工程学院, 电气信息工程学院, 河南 郑州 451191; 2. 中原工学院, 电子信息学院, 河南 郑州 450007)

**摘要:** 为了解决模型不确定和外部干扰对 PWM 整流器稳定控制的影响, 提出了基于  $H_\infty$  和非线性  $L_2$  干扰抑制控制的双闭环控制方法。电压外环以电压偏差和功率偏差构建布鲁诺夫斯基标准型, 基于目标全息控制方法, 得出了线性最优控制解。电流内环采用非线性  $L_2$  增益控制方式, 有效抑制了由模型参数不确定和外部干扰对大范围运行稳定性的影响。仿真验证和实验结果表明: 相对于传统的比例积分控制方法, 新的控制方法可以明显加快整流输出电压的稳定速度和单位功率因数的电流跟踪能力, 对于提高 PWM 整流器动态稳定控制能力具有重要意义。

**关键词:**  $H_\infty$  控制;  $L_2$  干扰抑制; 电压源 PWM 整流器; 双闭环控制

## Double closed-loop control of PWM rectifier based on $H_\infty$ and $L_2$ disturbance suppression

REN Pengfei<sup>1</sup>, GENG Shiyong<sup>2</sup>

(1. College of Electrical Information and Engineering, Henan Institute of Engineering, Zhengzhou 451191, China;  
2. School of Electric and Information Engineering, Zhongyuan University of Technology, Zhengzhou 450007, China)

**Abstract:** To reduce the influence on the stability control of the PWM rectifier caused by model uncertainty and external interference, a new double closed-loop control method based on  $H_\infty$  and nonlinear  $L_2$  disturbance suppression is proposed. In the voltage outer control loop, Bruno-standard linear equation is established based on voltage derivation and power derivation, and the linear optimal control solution is obtained based on objective holographic feedbacks. In the current inner control loop, the nonlinear  $L_2$ -gain control method is used, which effectively restrains the influence on the wide-range operation stability due to aforementioned reasons. Simulation and experiment results show that the new control method can quicken the stability speed of rectifier output voltage and current tracking ability of unity power factor significantly compared with traditional proportional integral control method, which is important to improve the dynamic stable and control ability of PWM rectifier.

This work is supported by National Nature Science Foundation of China (No. 51407035) and Key Science and Research Program of Henan Higher Education (No. 17A470007).

**Key words:**  $H_\infty$  control;  $L_2$  disturbance attenuation; voltage sourced PWM rectifier; double closed-loop control

## 0 引言

电压源型 PWM 整流器在新能源发电、电网无功补偿、电力传动等众多领域有着广泛的应用<sup>[1-4]</sup>, 具有单位功率因数、输入侧谐波小和整流电压灵活可调等优势。

由于受自身结构特点、物理参数分散性和模型不确定性等因素的影响, PWM 整流器具有较强的非线性和不确定性特征<sup>[4]</sup>, 因此, 有关 PWM 整流

器的非线性控制方法研究逐步受到众多学者的重视<sup>[5-7]</sup>, 通常采用的非线性控制方法有  $H_\infty$  控制<sup>[8]</sup>、滑模变结构控制<sup>[9-10]</sup>、无源化设计<sup>[11]</sup>、直接功率控制<sup>[12-14]</sup>、自抗扰控制<sup>[15]</sup>和反馈线性化<sup>[16]</sup>等。

上述非线性控制方法对 PWM 整流器模型不确定性和外部干扰所引起的稳定控制问题关注不够, 更多侧重于系统的非线性特征, 然而对 PWM 整流器模型存在的物理参数分散、电磁等干扰等通常会影响传统非线性控制的性能。 $L_2$  增益控制可以有效地抑制由模型参数不确定性和外部干扰引起的扰动<sup>[16-17]</sup>, 为提高 PWM 整流器静态、暂态稳定控制能力提供了一种直接有效的方法。

本文采用  $H_\infty$  控制和非线性  $L_2$  增益控制相结合

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51407035); 河南省高等学校重点科研项目 (17A470007)

的方法, 提出一种新的 PWM 整流器双闭环控制方案。电压外环在考虑电压稳定的同时, 通过引入功率变换量, 提高了系统的动态性能; 电流内环采用非线性  $L_2$  增益控制方式有效达到了抑制干扰和动态稳定双重控制的效果。通过仿真对比和实验验证可知, 相对于传统的双闭环比例积分控制方法, 采用本文提出的新方法, 整流器输出电压可以更快速地恢复稳定, PWM 整流器交流侧输入电流谐波小, 更有利于实现单位功率因数电流跟踪功能。

## 1 电压型 PWM 整流器不确定性模型分析

三相电压型 PWM 整流器拓扑结构如图 1 所示。

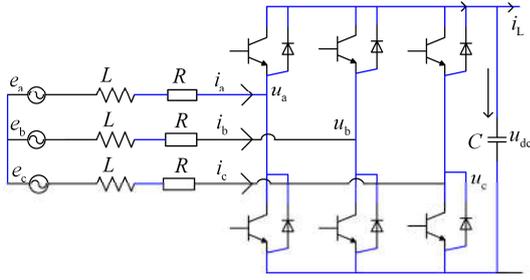


图 1 PWM 整流器拓扑结构图

Fig. 1 Topology structure of PWM rectifier

由参考文献[1]可知, 考虑到  $C$ 、 $L$ 、 $R$  的参数分散性会造成模型不确定, 两相同步旋转  $dq$  坐标系下的三相 PWM 整流器模型可表示为

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_d \ d_q] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^T - \frac{i_L}{C} + \varepsilon_1 \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d - d_d u_{dc} \\ e_q - d_q u_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $e_d$ 、 $e_q$  为电源侧相电压  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $i_d$ 、 $i_q$  为电源侧相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $u_{dc}$  代表直流侧电压;  $i_L$  为负载电流;  $L$  为滤波电感;  $R$  为系统线路附加电阻;  $C$  为直流侧稳压电容;  $\varepsilon_1$ 、 $\varepsilon_2$ 、 $\varepsilon_3$  综合表示了参数不确定和外部电磁干扰等未建模不确定;  $d_a$ 、 $d_b$ 、 $d_c$  代表三相不同占空比。

取  $u_d = d_d u_{dc}$  和  $u_q = d_q u_{dc}$ , 由式(1)和式(2)得

$$\frac{d(u_{dc}^2/2)}{dt} = \frac{[u_d \ u_q] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^T}{C} - \frac{u_{dc} i_L}{C} + \varepsilon_1 \quad (3)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + \omega i_q + \frac{e_d - u_d}{L} + \varepsilon_2 \quad (4)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} i_q - \omega i_d + \frac{e_q - u_q}{L} + \varepsilon_3 \quad (5)$$

式中:  $u_d = d_d u_{dc}$ ;  $u_q = d_q u_{dc}$ 。

PWM 整流器控制的目标是保证整流输出电压稳定, 且输入输出功率平衡。假定整流器输出的目标电压用  $u_{dc}^*$  表示, 则在稳定工作点 ( $u_{dc}^*$ ,  $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ), 式(3)一式(5)对应的偏差化模型为

$$\dot{x}_1 = a_1 \Delta P + \varepsilon_1 \quad (6)$$

$$\dot{x}_2 = a_2 x_2 + a_3 x_3 + u_1 + \varepsilon_2 \quad (7)$$

$$\dot{x}_3 = a_2 x_3 - a_3 x_2 + u_2 + \varepsilon_3 \quad (8)$$

式中:  $\Delta P = p_e - p_L$ , 代表动态过程中输入-输出功率的瞬时偏差;  $p_e$  表示整流器输入的瞬时功率, 可以采用瞬时功率方法快速测得;  $p_L$  为负载瞬时功率;  $x_1 = (u_{dc}^2 - u_{dc}^{*2})/2$ ;  $x_2 = i_d - i_d^*$ ;  $x_3 = i_q - i_q^*$ ;  $a_1 = 1/C$ ;  $a_2 = -R/L$ ;  $a_3 = \omega$ ;  $u_1 = (e_d - u_d)/L$ ;  $u_2 = (e_q - u_q)/L$ 。

## 2 三相电压型 PWM 整流器双闭环控制

由式(6)一式(8)可知, PWM 整流器模型具有非常强的非线性和不确定性特征。其中式(6)为电压环平衡方程, 式(7)、式(8)为电流环平衡方程。电压外环平衡采用多目标全息控制方法, 通过构建布鲁诺夫斯基标准型, 采用线性最优控制方式得出电流外环的基准电流值  $i_d^*$ , 而后电流内环采用  $L_2$  增益干扰抑制控制方式跟踪基准电流  $i_d^*$ , 以单位功率因数控制 ( $i_q^* = 0$ ) 为约束, 在保证电流内环系统鲁棒稳定的同时, 实现外部干扰抑制。因此, PWM 整流器模型的稳定控制包括电压外环线性最优控制以及电流内环  $L_2$  增益干扰抑制控制两个步骤。

### 2.1 基于目标全息的线性最优电压外环设计

基于 PWM 整流器控制的目标: 整流输出电压稳定、输入输出功率平衡, 依据目标全息控制方法<sup>[5]</sup>, 结合式(6), 可构造以下布鲁诺夫斯基标准型为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \Delta \dot{P} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \Delta P \\ 0 \end{bmatrix} + B_1 \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ 0 \end{bmatrix} + B_2 \begin{bmatrix} 0 \\ v \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:  $A = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ;  $B_1 = B_2 = I$ 。

取电压外环控制的输出  $y$  为

$$y = C \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}^2 - u_{dc}^{*2}}{2} \\ \Delta P \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

式中,  $C = I$ 。

依据最优  $H_\infty$  理论, 为保证干扰输入到输出的增益最小, 并把整个系统最终稳定在  $u_{dc}^2 - u_{dc}^{*2} = 0$ ,  $\Delta P = 0$ , 可求解如式(11)所示 Riccati 不等式。

$$A^T P + PA + \frac{PB_1 B_1^T P}{\gamma^2} - PB_2 B_2^T P + C^T C < 0 \quad (11)$$

最终可得线性最优解:

$$v = k_1 x_1 + k_2 \Delta P = k_1 (u_{dc}^2 - u_{dc}^{*2}) / 2 + k_2 \Delta P \quad (12)$$

将上述线性最优解看作电流内环设计时的基准电流值  $i_d^*$ 。

## 2.2 基于 $L_2$ 干扰抑制的电流内环设计

定义<sup>[17]</sup>: 令  $\gamma \geq 0$ , 对所有  $T \geq 0$  和  $\varepsilon \in L_2$ , 式(7)、式(8)表示的系统如果在控制律  $u = [u_1, u_2]^T$  作用下, 闭环系统满足:

$$\int_0^T \|y\|^2 dt \leq \gamma^2 \int_0^T \|w\|^2 dt + V(x_0) \quad (13)$$

则称由式(7)、式(8)表示的非线性系统具有  $L_2$  增益, 且增益小于  $\gamma$ 。

其中:  $y = [q_2 x_2, q_3 x_3]^T$  为评价信号;  $\varepsilon = [\varepsilon_2, \varepsilon_3]^T$  表示整个系统的干扰变量;  $V(\cdot)$  为系统的存储函数;  $x_0$  为系统初始状态。

取  $e_2 = x_2$ ,  $V_1 = \frac{f_1^2(e_2)}{2}$ ,  $H_1 = \dot{V}_1 + \frac{1}{2}(q_2^2 x_2^2 - \gamma^2 \varepsilon_2^2)$ , 由式(7)得

$$H_1 = K_1(a_2 x_2 + a_3 x_3 + u_1 + \varepsilon_2) + \frac{(q_2^2 x_2^2 - \gamma^2 \varepsilon_2^2)}{2} - \left(\frac{\gamma \varepsilon_2}{\sqrt{2}} - \frac{K_1}{\sqrt{2}\gamma}\right) + \frac{K_1^2}{2\gamma^2} + K_1(a_2 x_2 + a_3 x_3 + u_1) + \frac{q_2^2 x_2^2}{2} \quad (14)$$

式中,  $K_1 = f_1(e_2) \frac{d(f_1(e_2))}{de_2} \neq 0$ 。

取控制律:

$$u_1 = -\frac{K_1}{2\gamma^2} - a_2 x_2 - a_3 x_3 - \frac{q_2^2 x_2^2}{2K_1} \quad (15)$$

将式(15)代入式(14)得

$$H_1 = -\left(\frac{\gamma \varepsilon_2}{\sqrt{2}} - \frac{K_1}{\sqrt{2}\gamma}\right) \leq 0 \quad (16)$$

取  $e_3 = x_3$ ,  $V_2 = \frac{f_2^2(e_3)}{2}$ ,  $H_2 = \dot{V}_2 + \frac{1}{2}(q_3^2 x_3^2 - \gamma^2 \varepsilon_3^2)$ , 由式(8)得

$$H_2 = K_2(a_2 x_3 - a_3 x_2 + u_2 + \varepsilon_3) + \frac{(q_3^2 x_3^2 - \gamma^2 \varepsilon_3^2)}{2} - \left(\frac{\gamma \varepsilon_3}{\sqrt{2}} - \frac{K_2}{\sqrt{2}\gamma}\right) + \frac{K_2^2}{2\gamma^2} + K_2(a_2 x_3 - a_3 x_2 + u_2) + \frac{q_3^2 x_3^2}{2} \quad (17)$$

式中,  $K_2 = f_2(e_3) \frac{d(f_2(e_3))}{de_3} \neq 0$ 。

取控制律:

$$u_2 = -\frac{K_2}{2\gamma^2} - a_2 x_3 + a_3 x_2 - \frac{q_3^2 x_3^2}{2K_2} \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)得

$$H_2 = -\left(\frac{\gamma \varepsilon_3}{\sqrt{2}} - \frac{K_2}{\sqrt{2}\gamma}\right) \leq 0 \quad (19)$$

取  $V_3 = V_1 + V_2$ 、 $H = H_1 + H_2$ , 由式(14)—式(19)可得:

$$H = \dot{V}_3 + \frac{1}{2} \left( \sum_{j=2}^3 q_j^2 x_j^2 - \gamma^2 \sum_{k=2}^3 \varepsilon_k^2 \right) \leq -\left(\frac{\gamma \varepsilon_2}{\sqrt{2}} - \frac{K_1}{\sqrt{2}\gamma}\right)^2 - \left(\frac{\gamma \varepsilon_3}{\sqrt{2}} - \frac{K_2}{\sqrt{2}\gamma}\right)^2 \leq 0 \quad (20)$$

由式(20)得:

$$\dot{V}_3 + \frac{1}{2} (\|y\|^2 - \gamma^2 \|\varepsilon\|^2) \leq 0 \quad (21)$$

式(21)积分可得:

$$\int_0^T \|y\|^2 dt \leq \gamma^2 \int_0^T \|\varepsilon\|^2 dt + 2V_3(x_0) \quad (22)$$

由定义式(13)可知, 采用控制律式(15)和式(18)可以实现电流内环的动态稳定以及干扰抑制。

由此可得 PWM 整流器的双环控制如图 2 所示。首先通过提出基于全息目标线性最优解式(12)得出电流内环设计所需的基准电流值  $i_d^*$ , 然后在单位功率因数约束条件( $i_q^* = 0$ )下, 利用提出的电流内环  $L_2$  增益干扰抑制控制式(15)和式(18)可得稳定控制输入  $u_1$ 、 $u_2$ , 最后根据关系式  $u_1 = (e_d - u_d)/L$ 、 $u_2 = (e_q - u_q)/L$ 、 $u_d = d_d u_{dc}$ 、 $u_q = d_q u_{dc}$ , 可得 PWM 控制占空比, 并依据 SVPWM 信号原理, 对每相桥臂开关信号实时调节, 从而实现输出直流电压的快速稳定和与交流侧电流快速单位功率因数调整。

## 3 仿真分析与实验验证

为检验所提基于  $H_\infty$  和  $L_2$  增益干扰抑制的 PWM 整流器双闭环控制方法的可行性和性能, 并与传统 PI 控制方式的双闭环控制进行对比, 在 0.6 s 时负载突加, 并在 0.7 s 时负载突减, 两种控制方式下系统的动态响应如图 3 和图 4 所示。

仿真参数为: 电源频率  $f = 50$  Hz、交流侧等效电阻  $R = 0.1 \Omega$ 、交流侧电感  $L = 10$  mH、直流侧稳压电容  $C = 3000 \mu\text{F}$ 、直流母线设定电压  $V_{dc}^* = 500$  V、整流器开关频率为  $f_s = 2000$  Hz、额定负载  $R = 100 \Omega$ ,

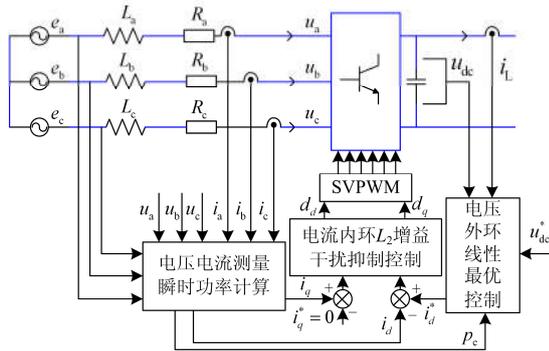


图 2 PWM 整流器双闭环控制

Fig. 2 Two closed-loop control of PWM rectifier

$f_1(e_2) = 1 + 6|e_2| + \cos e_2$  ,  $f_2(e_3) = 3|e_3| + \cos e_3$  ,  $\gamma = 0.5$  ,  $\varepsilon_1$ 、 $\varepsilon_2$ 、 $\varepsilon_3$  均为白噪声(噪声功率分别为 0.2、0.3 和 0.2)。

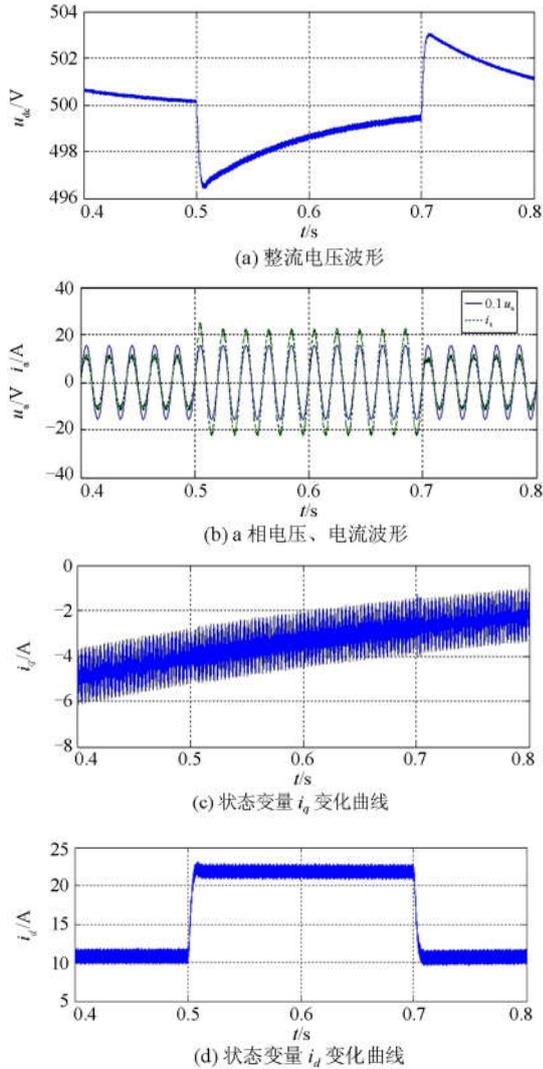


图 3 PI 控制的状态变化曲线

Fig. 3 State variation curves by PI control

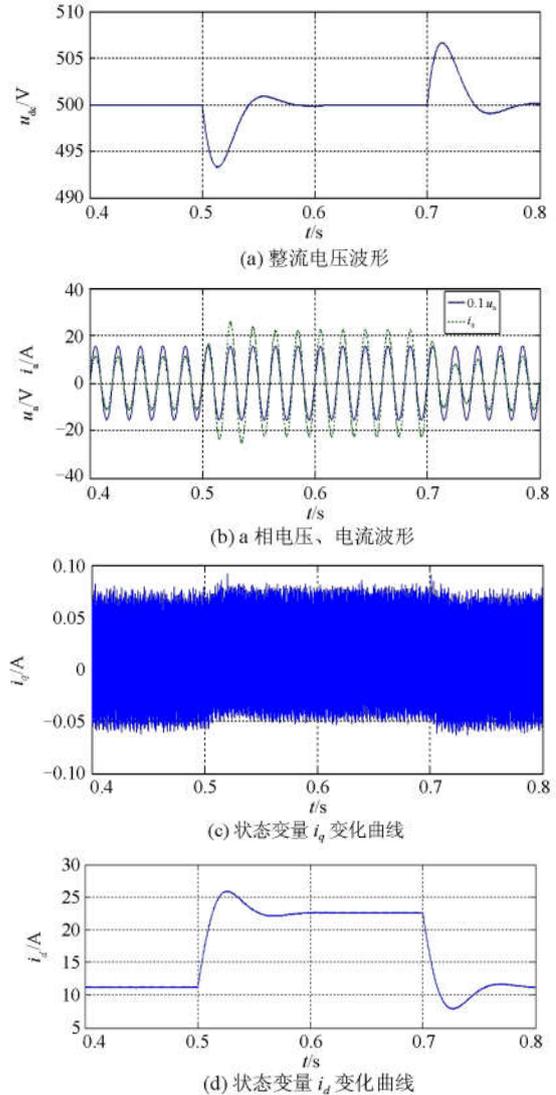


图 4  $H_\infty$ 与  $L_2$ 增益控制结合时状态变化曲线

Fig. 4 State variation curves by  $H_\infty$  and nonlinear  $L_2$ -gain control

在搭建的实验环境中对双闭环 PWM 整流器特性进行了测试，测试波形如图 5 和图 6 所示。

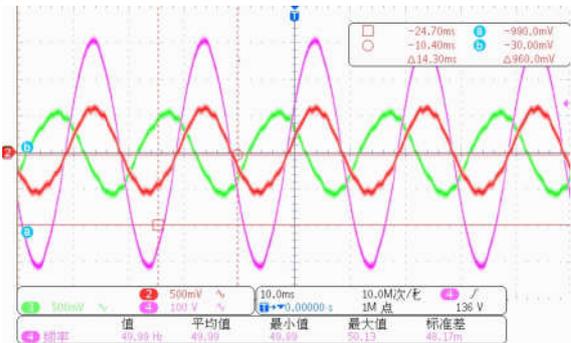


图 5 a、b 相电压及 a 相电流波形

Fig. 5 Waveform of phase a and b voltage and phase a current

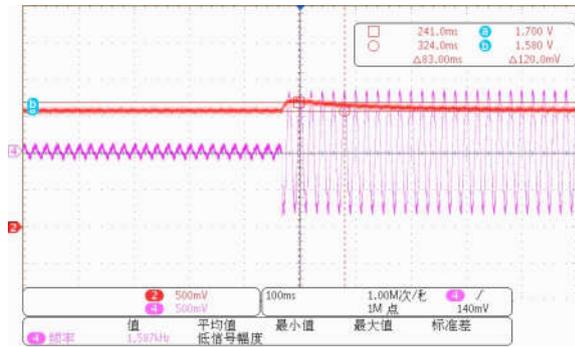


图 6 负载突变时整流电压及交流输入电流波形

Fig. 6 Waveform of commutating voltage and AC input current when load suddenly changes

由图 5 可知, PWM 整流器输入的交流电压、电流保持功率因数为 1 的状态, 具有单位功率因数的特点, 从而具有较高的效率。由图 6 可知, 当负载突然增加时, 输入整流器的交流电流幅值明显增加, 同时整流电压经过较短的时间稳定在了额定值。测试实验进一步验证了所提方法的正确性。

#### 4 结论

本文结合 PWM 整流器模型存在的非线性、模型不确定性和外部干扰特征, 提出了一种基于  $H_\infty$  和非线性  $L_2$  增益控制的双闭环控制方法。结合目标全息控制策略, 设计了含电压偏差和功率偏差双重偏差的电压外环, 提高了系统的动态性能; 采用非线性  $L_2$  增益电流内环控制, 有效抑制了模型不确定性对 PWM 稳定控制的影响。仿真和实验结果表明, 所提新的双闭环控制方法能够提高 PWM 整流器输出电压的稳定速度和单位功率因数电流跟踪速度, 且可以明显降低 PWM 整流器输入交流电流的谐波, 是一种鲁棒性较高的 PWM 整流器稳定控制新方法。仿真验证和实验测试结果进一步检验了所提方法的有效性。

#### 参考文献

[1] 吴晨曦, 文福拴, 陈勇, 等. 含有风电与光伏发电以及电动汽车的电力系统概率潮流[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(10): 8-15.  
WU Chenxi, WEN Fuquan, CHEN Yong, et al. Probabilistic load flow of power system with WFs, PVs and PEVs[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(10): 8-15.

[2] 李啸骢, 袁辉, 陈明媛, 等. 多机系统中 STATCOM 与发电机励磁的非线性分散协调控制设计[J]. 电网技术, 2016, 40(8): 2350-2356.  
LI Xiacong, YUAN Hui, CHEN Mingyuan, et al. Nonlinear decentralized coordinated control of STATCOM

and generator excitation for multi-machine power systems[J]. Power System Technology, 2016, 40(8): 2350-2356.

[3] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62. DOI: 10.1186/s41601-016-0019-8.

[4] 赵爽, 刘飞, 孙建军, 等. 基于改进 PR 控制器的新能源并网检测平台设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(16): 118-125.  
ZHAO Shuang, LIU Fei, SUN Jianjun, et al. Parameter design of testing platform for new energy grid connected devices based on improved PR controller[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 118-125.

[5] 张武其, 吕洋. 向弱电网供电的 VSC-HVDC 系统的模拟惯量控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(6): 104-110.  
ZHANG Wuqi, LÜ Yang. Emulation inertia control strategy for VSC-HVDC supplying weak network[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(6): 104-110.

[6] 王久和. 电压型 PWM 整流器的非线性控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2015: 31-32.

[7] 李啸骢, 谢醉冰, 肖明, 等. 基于目标全息反馈的 STATCOM 与发电机励磁的多目标非线性协调控制[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(17): 109-115.  
LI Xiacong, XIE Zuibing, XIAO Ming, et al. Multi-objective coordinated control for STATCOM and generator excitation based on objective holographic feedbacks[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(17): 109-115.

[8] 杜运超, 邵天章, 谷志锋. 三相电压型 PWM 整流器最优  $H_\infty$  鲁棒控制研究[J]. 电气传动, 2015, 45(11): 41-45.  
DU Yunchao, SHAO Tianzhang, GU Zhifeng. Research on optimal  $H_\infty$  robust control of the three-phase PWM rectifier[J]. Electric Drive, 2015, 45(11): 41-45.

[9] 陆翔, 谢运祥, 杜存兵, 等. 基于多滑模变结构控制的三相 PWM 整流器非线性控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(4): 79-87.  
LU Xiang, XIE Yunxiang, DU Cunbing, et al. Nonlinear control of three-phase PWM rectifier based on multi-sliding mode variable structure control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(4): 79-87.

[10] DIAO Liang, WANG Dan, PENG Zhouhua, et al. Neural dynamic surface control for three-phase PWM voltage source rectifier[J]. Lecture Notes in Computer Science, 2015, 937(1): 28-35.

[11] 王久和, 慕小斌. 电网不平衡时电压型 PWM 整流器混合无源控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 159-166.  
WANG Jiuhe, MU Xiaobin. Hybrid passivity based control

- of voltage source PWM rectifiers under unbalanced voltage condition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 159-166.
- [12] 姜卫东, 李王敏, 余阳阳, 等. 直流电容储能反馈和负载功率前馈的PWM整流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 151-158.  
JIANG Weidong, LI Wangmin, SHE Yangyang, et al. Control strategy for PWM rectifier based on feedback of the energy stored in capacitor and load power feed-forward[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 151-158.
- [13] 宋平岗, 朱维昌, 戈旺. 基于微分平坦理论的单相PWM整流器直接功率控制[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(5): 38-44.  
SONG Pinggang, ZHU Weichang, GE Wang. Differential flatness based direct power control for single-phase PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5): 38-44.
- [14] 叶宏志, 姜燕, 黄守道, 等. 电压型PWM整流器无差拍预测直接功率控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 121-128.  
YE Hongzhi, JIANG Yan, HUANG Shoudao, et al. Deadbeat predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 121-128.
- [15] 郭源博, 周鑫, 张晓华, 等. 三相电压型脉宽调制整流器的自抗扰控制[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16): 86-93.  
GUO Yuangbo, ZHOU Xin, ZHANG Xiaohua, et al. Auto-disturbance rejection control for three-phase voltage-type PWM rectifier[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 86-93.
- [16] 谷志锋, 朱长青, 邵天章, 等. 全状态参数最优控制的鲁棒自适应励磁控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(7): 856-862.  
GU Zhifeng, ZHU Changqing, SHAO Tianzhang, et al. Robust adaptive control for the excitation system based on total-state-parameter optimum control[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(7): 856-862.
- [17] 谷志锋, 朱长青, 邵天章, 等. 含K类函数和附加控制量的自适应L2励磁控制[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(2): 257-264.  
GU Zhifeng, ZHU Changqing, SHAO Tianzhang, et al. Adaptive L2 excitation control with K-class functions and additional control variable[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(2): 257-264.

收稿日期: 2017-04-21; 修回日期: 2017-06-13

作者简介:

任鹏飞(1982—), 男, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子非线性控制; E-mail: rpf\_hngcxy@163.com

耿世勇(1982—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力系统稳定控制分析。

(编辑 魏小丽)