

# 三相 PWM 整流器混合非线性控制研究

帅定新, 谢运祥, 王晓刚

(华南理工大学电力学院, 广东省广州市 510640)

## Novel Hybrid Nonlinear Control Method for Three-phase PWM Rectifier

SHUAI Ding-xin, XIE Yun-xiang, WANG Xiao-gang

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

**ABSTRACT:** The performance of the three-phase PWM rectifier based on conventional single control method couldn't meet the increasing practical requirement. A novel hybrid nonlinear control method was proposed. The control method combining the merits of sliding mode control, input and output linearization method, and space vector pulse width modulation (SVPWM) control method. Using sliding mode control method, the outer voltage control loop was set up. The inner current loop is based on the input and output linearization control method. The control signals are modulated by SVPWM technology. The closed-loop controlled system has the features of global stability, fast tracking of DC-bus voltage command with zero steady-state error, strong robust to the disturbance of load and system parameter uncertainties, decoupled control of d and q current loops, sinusoidal current wave, lower harmonic distortion, unity power factor, high maximum output voltage and constant switching frequency. The validity and superiority of the proposed control scheme were verified by digital simulation and experimental results.

**KEY WORDS:** rectifier; nonlinear; sliding mode control; input and output linearization; space vector pulse width modulation

**摘要:** 采用传统单一控制策略的三相 PWM 整流器性能难以满足工程实际日益提高的性能要求, 该文提出了一种新型的混合非线性控制方法, 综合利用滑模控制、输入及输出线性化控制、空间矢量调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)控制技术的优点。电压外环采用滑模控制, 电流内环采用输入及输出线性化方法, 并采用 SVPWM 技术对控制信号进行调制。基于该控制方案的系统具有以下突出优点: 控制系统全局稳定, 输出直流电压动态响应快, 无稳态误差, 对负载及系统参数扰动具有很强的鲁棒性; 电流实现

解耦控制, 输入电流正弦, 畸变率小, 单位功率因数; 直流电压利用率高, 开关频率恒定, 易于数字实现。数值仿真和实验验证了所提控制方案的正确性和优越性。

**关键词:** 整流器; 非线性; 滑模控制; 输入及输出线性化; 空间矢量调制

## 0 引言

与传统二极管整流和晶闸管移相整流相比, 三相 Boost 型 PWM 整流器具有功率因数高、电流畸变小、输出电压可调等优点, 符合“绿色电能变换”的潮流, 得到了广泛的应用和研究<sup>[1-14]</sup>。由于三相 PWM 整流器模型是一个典型的非线性多输入多输出系统, 模型中含有状态变量和控制变量的乘积, 并且状态变量间存在耦合, 常规控制策略难以满足输出零稳态误差、快速动态响应、输入电流畸变小和单位功率因数的要求。目前应用于该系统的控制方法可以归结为 2 大类: 直接电压控制(单环控制)和级联型电流模式控制(双环控制)。文献[3]采用输入及输出线性化从动力学的角度证明, 对于本系统, 当采用直接电压控制时是一个非最小相位系统, 其内动态(残留动态)不稳定; 当采用级联型电流模式控制时, 系统为最小相位系统, 内动态稳定, 可以设计出性能优越的控制系统。文献[4]采用滑模控制设计了电压环, 电流内环采用滞环控制, 控制系统具有滑模控制固有的响应快、鲁棒性强、对外界干扰和参数扰动具有不变性等优点; 但由于电流环采用滞环控制, 存在输出电压有静态误差且开关频率不固定的缺点。

本文综合利用了微分几何理论的输入及输出线性化控制方法和滑模控制的优点, 设计了一种新型的三相 PWM 型整流器非线性控制系统。电压外环采用滑模控制方法; 电流内环采用输入及输出线性

基金项目: 国家自然科学基金项目(50007001)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50007001).

化方法将原非线性系统精确线性化；采用 SVPWM 技术<sup>[14-16]</sup>对电流内环输出控制信号进行调制。为验证所提控制策略的正确性和优越性，进行了数值仿真和实验验证。

## 1 三相 PWM 整流器 dq 模型

三相整流器的电路原理图如图 1 所示。

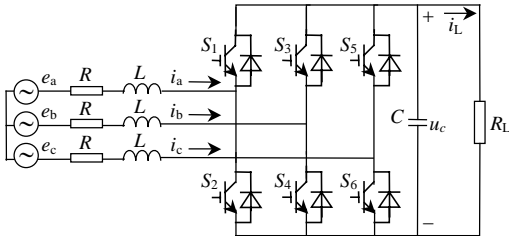


图 1 三相整流器主电路原理图

Fig. 1 Main circuit of three-phase rectifier

定义开关函数：

$$S_k = \begin{cases} 1, & (\text{上桥臂开通, 下桥臂关断}) \\ 0, & (\text{上桥臂关断, 下桥臂开通}) \end{cases} \quad (1)$$

式中  $k=a, b, c$ 。

采用等功率三相转同步 dq 坐标变换，三相 PWM 整流器 dq 模型<sup>[1]</sup>为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{s_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{s_q}{L} \\ \frac{s_d}{C} & \frac{s_q}{C} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

由式(2)可以看出三相 PWM 整流器是一个典型的多输入多输出耦合非线性系统，含有状态变量和控制变量的乘积。当忽略输入电感损耗和三相整流桥路自身损耗，则三相空间矢量变换器交流侧有功功率  $p_{ac}$  与桥路直流侧功率  $p_{dc}$  相平衡，即

$$\begin{cases} p_{ac} = e_d i_d + e_q i_q \\ p_{dc} = u_c C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c^2}{R_L} \end{cases} \quad (3)$$

则可改写式(2)为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{s_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{s_q}{L} \\ \frac{e_d}{Cu_c} & \frac{e_q}{Cu_c} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

## 2 三相 PWM 整流器混合非线性控制

### 2.1 直流电压滑模控制

从系统方程(4)可以看出，本系统只有 2 个控制

量  $S_d, S_q$ ： $S_d$  一般用来控制输出电压  $u_c$ ， $S_q$  用来控制无功电流  $i_q$  以获得给定功率因数。对于式(4)，希望输入电流正弦，单位功率因数；输出电压为设定值；故可以选取  $u_c$  和  $i_q$  为系统输出。

根据相对阶的定义<sup>[17-21]</sup>可知： $i_q$  的相对阶为 1（其 1 阶导数已含输入  $S_q$ ）， $u_c$  的相对阶为 2（其 2 阶导数才显含  $S_d$ ），式(4)总相对阶为 3，等于系统维数，因此，原系统方程(4)可改写为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ u_c \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} i_q - i_d \omega - \frac{s_d u_c}{L} + \frac{e_q}{L} \\ \frac{i_d e_d + i_q e_q}{Cu_c} - \frac{u_c}{CR_L} \\ \frac{-R(i_d e_d + i_q e_q) + \omega L(i_q e_d - i_d e_q) + e_d^2 + e_q^2}{LCu_c} \\ \frac{s_d e_d + s_q e_q}{LC} \frac{1}{u_c} \left[ \left( \frac{i_d e_d + i_q e_q}{Cu_c} \right)^2 - \left( \frac{u_c}{CR_L} \right)^2 \right] \end{bmatrix} \quad (5)$$

定义误差变量  $e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T = [i_q - i_{qref} \ u_c - u_{cref} \ \dot{u}_c - \dot{u}_{cref}]^T$ ，容易看出  $e_1$  的相对阶为 1， $e_2$  的相对阶为 2。根据滑模控制理论<sup>[4,20-21]</sup>，可选择滑模面  $S_1(e_1, t)$  和  $S_2(e_2, e_3, t)$  为

$$S_1 = k_1 e_1 = 0 \quad (6)$$

$$S_2 = k_2 e_2 + k_3 e_3 = e_2 + \beta e_3 = 0 \quad (7)$$

式中  $k_1, \beta = k_3/k_2$  为反馈系数。

因此，通过设置以上滑模面及适当配置反馈系数即可获得期望的动态响应和保证闭环系统的稳定性及鲁棒性。理论上  $\beta$  越小，直流电压响应越快，但  $\beta$  不能过小，否则将激发系统未建模动态<sup>[4]</sup>。

将式(4)第 3 式代入式(7)，可得

$$S_2 = (u_c - u_{cref}) + \frac{\beta}{Cu_c} (e_d i_d + e_q i_q) - \frac{\beta u_c}{CR_L} - \beta \frac{du_{cref}}{dt} = 0 \quad (8)$$

进一步改写式(8)，可得

$$S_2 = [(u_c - u_{cref}) - \frac{\beta u_c}{CR_L} - \beta \frac{du_{cref}}{dt} + \frac{\beta}{Cu_c} e_q i_q] \frac{Cu_c}{\beta e_d} + i_d = 0 \quad (9)$$

如定义

$$i_{dref} = -[(u_c - u_{cref}) - \frac{\beta u_c}{CR_L} - \beta \frac{du_{cref}}{dt} + \frac{\beta}{Cu_c} e_q i_q] \frac{Cu_c}{\beta e_d} \quad (10)$$

则系统滑模面(6)、(7)可重新表述为

$$\begin{cases} S_1 = (i_q - i_{qref}) = 0 \\ S_2 = (i_d - i_{dref}) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

对于三相对称系统有  $e_d = \sqrt{3}U_{RMS}$ ,  $e_q = 0$ , 其中  $U_{RMS}$  为输入电源相电压有效值,  $u_{cref}$  为设定直流输出电压, 其导数为 0, 故式(10)可简化为

$$i_{dref} = -(u_c - u_{cref}) - \frac{\beta u_c}{CR_L} \frac{Cu_c}{\beta e_d} \quad (12)$$

可以发现式(12)含有输出直流电压和负载电流测量值, 直流侧电容值和输入电源线电压有效值, 不含有  $i_d$ 、 $i_q$ , 因而可以采用电压电流双环级联式控制方案。

常规滑模控制在定义滑模面(11)后<sup>[4,22]</sup>, 均采用滞环控制, 由此带来开关频率不固定的缺点, 因此本文仅采用滑模控制电压外环, 以获得电流内环  $i_d$  参考值, 即式(12), 然后经电流内环控制后给出整流器电压矢量指令, 利用定频SVPWM技术即可实现开关的定频控制。

## 2.2 基于输入/输出线性化的电流内环控制

三相PWM整流器  $dq$  坐标系下电流状态方程即式(4)的前两式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{e_d - s_d u_c}{L} \\ -\omega i_d - \frac{R}{L}i_q + \frac{e_q - s_q u_c}{L} \end{bmatrix} \quad (13)$$

电流内环控制的目的是通过控制  $S_d$ 、 $S_q$  使得电流  $i_d$ 、 $i_q$  跟踪电压外环给定的  $i_{dref}$  以提供直流侧所需功率和设定的  $i_{qref}$  以获得给定的无功功率(或功率因数), 因此选择  $y = [y_1 \ y_2]^T = [i_d - i_{dref} \ i_q - i_{qref}]^T$ 。

对系统输出求导, 可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{e_d - u_d}{L} \\ -\omega i_d - \frac{R}{L}i_q + \frac{e_q - u_q}{L} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中  $u_d = S_d u_c$ ,  $u_q = S_q u_c$  为电流控制系统(13)的控制输入, 容易判断  $y_1$ 、 $y_2$  的相对阶均为 1, 根据输入输出线性化控制理论<sup>[17-21]</sup>容易求出非线性坐标变换:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Ri_d + \omega Li_q + e_d - u_1 \\ -\omega Li_d - Ri_q + e_q - u_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

使得  $\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$ , 其中  $u = [u_1 \ u_2]^T$  为新的输入控制量。

这样原非线性系统(13)就实现了输入及输出线性化和  $i_d$ 、 $i_q$  解耦控制。采用状态反馈, 选取新的输

入控制变量为  $\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 y_1 \\ -k_2 y_2 \end{bmatrix}$ , 使得  $\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 y_1 \\ -k_2 y_2 \end{bmatrix}$ ,

选择适当的反馈系数  $k_1$ 、 $k_2$  即可使得输出  $y$  收敛, 并具有良好的动静态性能。

## 2.3 空间矢量调制

由控制律(14)可算得  $S_d$  和  $S_q$ , 经同步  $dq$  至三相坐标变换即可获得开关函数  $S_k$  ( $k=a, b, c$ ), 从而获得各开关驱动逻辑信号, 但是需要注意的是上述求得的开关函数均为连续值, 而由开关函数的定义式(1)可知,  $S_k$  为离散的二进制数, 需要对由式(14)求得的开关函数  $S_k$  ( $k=a, b, c$ ) 进行量化处理。文献[13]采用

$$S_k = \begin{cases} 1, & S_k \geq 0.5 \\ 0, & S_k < 0.5 \end{cases} \quad (16)$$

这势必带来新的问题, 并且难以保证各开关频率恒定。由式(13)、(14)可看出  $u_d$ 、 $u_q$  为  $dq$  坐标系下整流器交流侧电压, 故容易采用基于固定开关频率的SVPWM电流控制技术使得整流器的空间电压矢量跟踪电流内环控制输出的空间电压矢量, 从而达到控制电流的目的。采用SVPWM技术既可以避开上文提到的连续量转化为离散量的难题; 又可以避开由式(15)求取  $S_d$ 、 $S_q$  过程中, 因电容电压初始为 0 带来的非正则问题; 并且继承了SVPWM电压利用率高, 动态响应快, 容易数字实现的优点。具体SVPWM实施算法可参见文献[15-16], 本文不再赘述。本文所提新型混合非线性控制系统框图如图2所示。

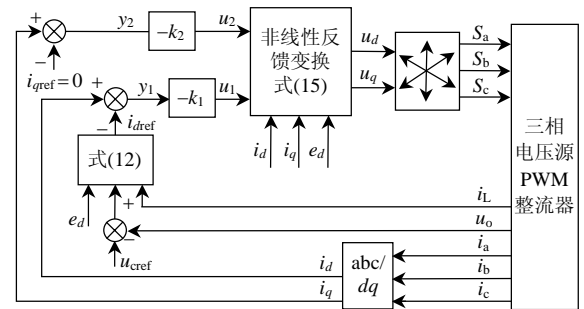


图2 三相整流器控制系统框图

Fig. 2 Control block diagram of three-phase rectifier

## 3 数值仿真实验

### 3.1 系统参数

为验证本文所提控制策略的正确性及优越性, 利用Matlab对系统进行了数值仿真。系统仿真参数为: 工频 380V 三相正弦输入, 输出直流电压  $u_{cref} = 700V$ , 单位功率因数运行即  $i_{qref} = 0A$ , 输入电感 4mH, 线路等效阻抗 0.1Ω, 直流侧电容 3300μF,

额定功率 12kW,最大功率 60kW,开关频率 10kHz。控制系统参数为： $\beta=0.003$ ,  $k_1=k_2=22\ 600$ 。

### 3.2 系统仿真波形

#### 3.2.1 系统启动响应

图 3 分别为直流电压启动响应波形,电源输入 a 相电压和电流波形, a 相电流 FFT 分析(0.06~0.1 s)。可以看出直流电压响应速度快(0.01 s),无超调,无稳态误差;输入电流正弦,电流总畸变率  $i_{THD}$  为 2.87%,与电源电压相位一致。

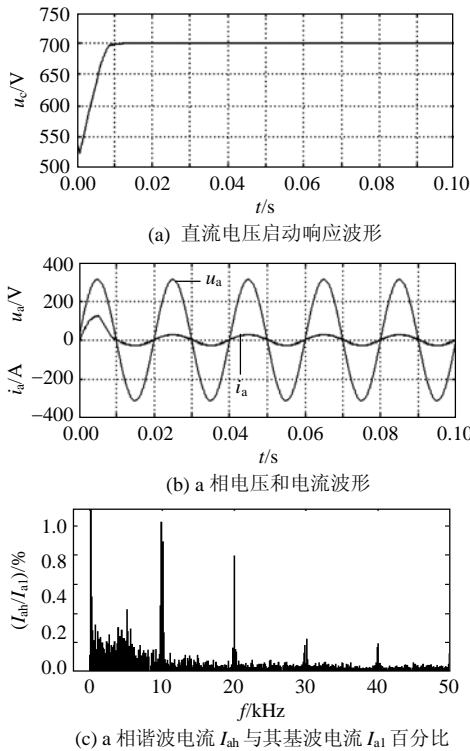


图 3 系统启动响应波形  
Fig. 3 Start-up behaviors

#### 3.2.2 负载瞬态响应

考虑实际运行时,负载在额定 12kW 到最大负载 60kW 频繁切换的情况,切换周期为 0.1 s。图 4 为直流电压和 a 相电流波形。在 0.1 s 时,负载突加至 60kW,直流电压先跌落至 680 V,无振荡过程,经 0.01 s 即恢复至稳定值,输出电压无稳态误差;输入电流正弦,  $i_{THD}$  为 0.88%。在 0.2 s 时,负载恢复至额定 12kW,直流电压先上升至 736 V,无振荡过程,经 0.015 s 即恢复至稳定值。

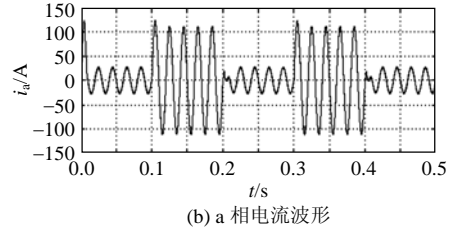
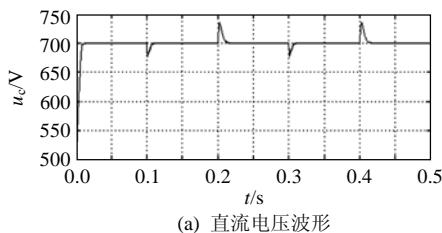


图 4 负载突变时系统动态响应波形  
Fig. 4 Response to a step load variation

#### 3.2.3 设定输出电压变化时系统动态响应

考虑输出电压指令值  $u_{cref}$  变化,周期性(0.1 s)由 700 V 调整为 600 V,并且考虑最恶劣情况即负载在此时也发生突变,由额定 12kW 到最大负载 60kW 切换,周期为 0.1 s,系统的动态响应波形如图 5 所示。可看出直流侧电压较好的跟踪了指令输出值,响应平滑,无超调振荡,响应时间为 0.02 s。

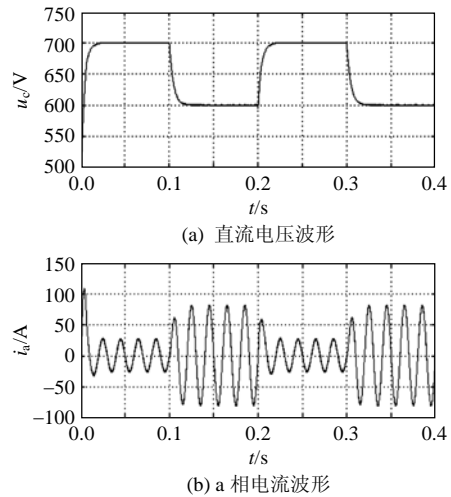
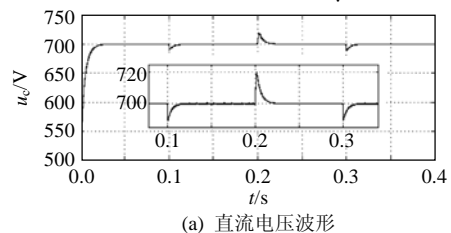


图 5 指定输出电压参考变化时系统动态响应波形  
Fig. 5 Response to a step output voltage reference variation

#### 3.2.3 系统参数扰动时动态响应

实际系统运行时,系统元件参数会有一定的漂移,本文考察了系统主参数偏离设定值时,系统的动态响应,控制系统参数同额定设定值。图 6 是电感为 2mH 时,直流电压和 a 相电流波形。直流电压启动稳定时间为 0.03 s;由额定负载突加重载时,电压跌落至 689 V,恢复时间为 0.015 s;由重载至额定负载时,电压上升至 720 V,恢复时间为 0.02 s。图 7 是直流侧电容为 2200  $\mu$ F 时,直流电压



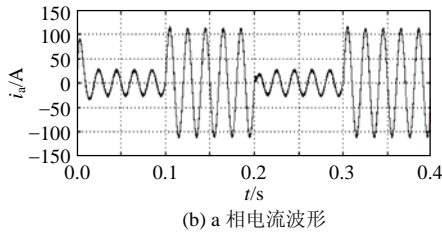


图6 电感为2mH时的直流电压和a相电流波形  
 Fig. 6 DC voltage waveform and current waveform of phase a when inductor is 2mH

和a相电流波形。直流电压启动稳定时间为0.01s；由额定负载突加至重载时，电压跌落至666V，恢复时间为0.01s；由重载至额定负载时，电压上升至750V，恢复时间为0.02s。

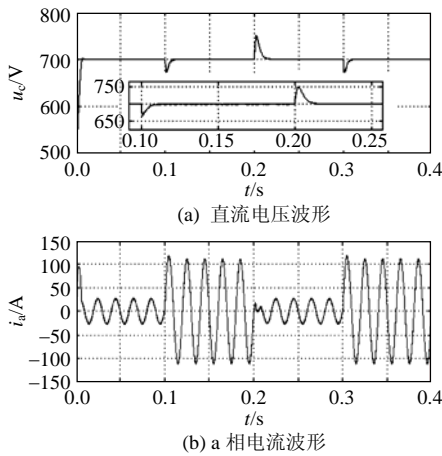


图7 直流侧电容为2200µF时的直流电压和a相电流波形  
 Fig. 7 DC voltage waveform and current waveform of phase a when capacitor at DC side is 2200µF

4 实验结果

为验证前述理论分析的正确性，进行了实验验证。搭建了330W小功率样机，三相工频输入，相电压有效值为56V，输出直流电压设定值160V，输入电感4mH，直流侧电容1880µF。控制系统参数同仿真设置。采用泰克和安捷伦2台示波器采样波形，实验波形如图8~10。图8为稳定运行时交流侧a相输入电压和电流波形，图9为输出直流电压波形。三相整流器在启动时，电容充电电流会很大，在实验中为限制启动电流，在直流侧串入50Ω启动电阻，工作0.08s退出运行，图10为控制投入直流输出电压和a相输入电流瞬态波形。

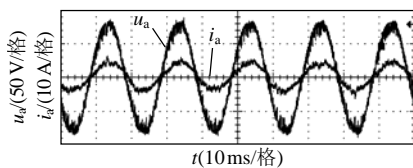


图8 交流输入侧稳态波形  
 Fig. 8 Steady state experimental results of the AC side

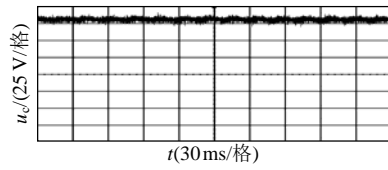


图9 直流侧电压稳态波形  
 Fig. 9 Steady state experimental result of the DC output voltage

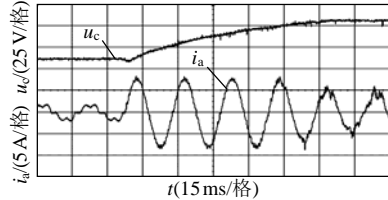


图10 闭环控制瞬时波形  
 Fig. 10 Instantaneous experimental results at the closed-loop controller working

从实验波形可以看出，电流波形正弦化，功率因数接近为1，直流电压稳定在160V。在实际应用中，应综合考虑电流量程，电容器的极限充电电流大小及稳态时滑模控制的指令值，适当调整滑模控制系数β，以获得满意的动态性能。

5 结论

三相PWM整流器具有输出直流电压稳定，输入电流正弦，畸变率小，单位功率因数运行等优点，得到了广泛的工程实际应用，但是由于其为典型的多输入多输出耦合非线性系统，控制难度较大，传统单一控制策略不能满足日益提高的性能指标要求。本文综合滑模控制、输入及输出线性化控制、空间矢量控制技术的优点，提出了一种新型高性能的混合非线性控制方案。基于所提控制方案的三相PWM整流器启动快，输出电压无超调；稳定运行时，直流输出电压无稳态误差，电流畸变率小，单位功率因数；对负载扰动和系统参数扰动均具有较强的鲁棒性且开关频率固定，直流电压利用率高。数值仿真和实验验证了本文所提控制策略的正确性和优越性。

参考文献

[1] 张崇巍, 张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 1-11.  
 [2] 赵葵银. PWM整流器的模糊滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2006, 21(7): 49-53.  
 Zhao Kuiyin. PWM rectifier with fuzzy sliding mode variable structure control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(7): 49-53(in Chinese).  
 [3] Lee T. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase ac/dc voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 11-22.

- [4] Fernando S J. Sliding-mode control of boost-type unity-power-factor PWM rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1999, 46(3): 594-603.
- [5] Hasan K, Osman K. Lyapunov-based control for three-phase AC/DC voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(5): 801-813.
- [6] Yin B, Oruganti R, Panda S K, et al. Control of a three-phase PWM rectifier based on a dual single-input single-output linear model[C]. The 6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Malaysia, 2005.
- [7] Rioual P, Pouliquen H. Nonlinear control of PWM rectifier by state feedback linearization and exact PWM control[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Orlando, FL, USA, 1994.
- [8] Chen Hairong, Xu Zheng, Zhang Fan. Nonlinear control for VSC based HVDC system[C]. Power Engineering Society General Meeting, Montreal, Canada, 2006.
- [9] Lin B, Hua C. Uninterruptible power supply with fuzzy logic approach[C]. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Hawaii, 1993.
- [10] 乔树通, 姜建国. 三相 Boost 型 PWM 整流器输出无误差无源性控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 68-73.  
Qiao Shutong, Jiang Jianguo. Output error passivity control of three-phase boost-type pwm rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 68-73(in Chinese).
- [11] 方宇, 裘迅, 邢岩, 等. 基于预测电流控制的三相高功率因数 PWM 整流器研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 69-73.  
Fang Yu, Qiu Xun, Xing Yan, et al. Research on three-phase high power factor correction based on predictive digital current controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 69-73(in Chinese).
- [12] Hadian A S R, 徐殿国, 郎永强. 一种 PWM 整流器直接功率控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(25): 78-84.  
Hadian A S R, Xu Dianguo, Lang Yongqiang. A new direct power control for pwm rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(25): 78-84(in Chinese).
- [13] 杨培志, 张晓华, 陈宏钧. 三相电压型 PWM 整流器模型准线性化[J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 28-35.  
Yang Peizhi, Zhang Xiaohua, Chen Hongjun. Study of model quasi-linearization of three-phase voltage-type PWM rectifiers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(8): 28-35(in Chinese).
- [14] 王永, 沈颂华, 关淼. 新颖的基于电压空间矢量三相双向整流器的研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1): 104-110.  
Wang Yong, Shen Songhua, Guan Miao. Study of a novel three-phase bipolar mode rectifier based on voltage space-vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(1): 104-110(in Chinese).
- [15] 李波, 安群涛, 孙兵成. 空间矢量脉宽调制的仿真研究及其实现[J]. 电机与控制应用, 2006, 33(6): 40-44.  
Li Bo, An Quntao, Sun Bingcheng. Space vector pulse width modulation simulation and implementation[J]. Electric Machine & Control Application, 2006, 33(6): 40-44(in Chinese).
- [16] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.  
Yang Guijie, Sun Li, Cui Naizheng, et al. Study on method of space vector PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79-83(in Chinese).
- [17] 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 69-71.
- [18] Isidori A. Nonlinear control systems: Communications and control engineering series[M]. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1995: 70-87.
- [19] 卢强, 孙元章. 电力系统非线性控制[M]. 北京: 科学出版社, 1993: 37-39.
- [20] Byrnes C I, Isidori A, Williams J C. Passivity, feedback equivalence, and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1991, 36(11): 1228-1240.
- [21] Khalil H K. Nonlinear systems[M]. New Jersey: Pearson Education, Inc., 2007: 107-124.
- [22] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1996: 152-200.



帅定新

收稿日期: 2008-08-28。

作者简介:

帅定新(1979—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动、电能质量改善、非线性控制, shuai.dingxin@mail.scut.edu.cn;

谢运祥(1965—), 男, 教授, 博士, 博士生导师, 研究方向为电力电子及电力传动;

王晓刚(1976—), 男, 讲师, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术、电能质量改善、非线性控制、智能控制。

(责任编辑 刘浩芳)