# 大功率三相 PWM 整流器的研究与实现

成兰仙1, 权运良2

(1.海华电子企业(中国)有限公司, 广东 广州 510656; 2.华南理工大学, 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要:建立了同步旋转坐标系下三相电压型脉宽调制(PWM)整流器数学模型,提出一种基于电压外环滑模变结构控制(SMVSC)和电流内环前馈解耦比例积分(PI)控制的策略,并结合硬件空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法,运用数字信号处理器(DSP)数字化实现了大功率样机,其性能稳定,运行可靠。该样机证明了提出的控制策略可行,并实现了输入电流正弦化、功率因数高、谐波含量小和母线电压稳定等性能。

关键词:整流器: 功率因数: 空间矢量脉宽调制

中图分类号:TM461

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2013)08-0035-03

## Research and Implement of High-power Three-phase PWM Rectifier

CHENG Lan-xian1, QUAN Yun-liang2

(1. Haihua Electronics Enterprise (China) Corporation, Guangzhou 510656, China)

Abstract: A mathematical model of three-phase voltage source pulse width modulation (PWM) rectifier is established in the rotating frame. A sliding-mode variable structure control (SMVSC) algorithm for the out-voltage-loop and a novel current feed forward decoupled proportional integral (PI) control algorithm for the current-loop are proposed. The arithmetic output is educed by using the hardware combing space vector pulse width modulation (SVPWM). The prototype experimental results show that the output voltage is controlled stably and a satisfied power factor correction result is got. Keywords: rectifier; power factor; space vector pulse width modulation

#### 1 引言

随着电力电子技术的发展,对电力电子装置的要求越来越高。传统二极管整流会造成网侧输入电流畸变,产生很大的谐波,对电网的污染比较严重。为解决该问题,越来越多的学者研究并提出PWM整流技术,它具有体积小、重量轻、功率因数高、输入电流谐波含量小和输出电压可调,动态响应速度快等优点。

根据 SMVSC 原理<sup>[1]</sup>,设计了基于 SMVSC 的电压外环控制,与常规 PI 控制的电流内环组成的双闭环控制器。由于空间矢量控制能提高整流器的电压利用率和动态响应性能,因此电流控制策略采用 SVPWM 控制,并在实际编写 DSP 控制程序时,运用五段式硬件 SVPWM,简化了程序。大功率样机的性能测试证明控制策略可行,并实现了输入电流正弦化、功率因数高、谐波含量小和母线电压稳定等性能。

#### 2 三相 PWM 整流器的数学建模

图 1 为三相 PWM 整流器原理图。其中, $e_k(k=$ 

定稿日期: 2013-06-30

作者简介:成兰仙(1981-),女,浙江义乌人,硕士,工程师,研究方向为大功率开关电源。

a,b,c) 为三相电网电压, $L_k,R_k$  为三相输入滤波电感和等效电阻, $V_{kp}$  为上桥臂器件, $V_{kn}$  为下桥臂器件, $R_L$  为直流侧负载,C 为直流电容。

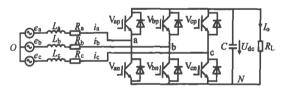


图 1 三相电压型 PWM 整流器原理图

Fig. 1 Three-phase voltage-type PWM rectifier schematic diagram

定义开关函数: 当  $V_{lp}$  导通,  $V_{lm}$  关断时,  $S_k=1$ ; 当  $V_{lp}$  关断,  $V_{lm}$  导通时,  $S_k=0$ 。根据基尔霍夫电压定理. 以电感电流和电容电压为变量, 状态方程为:

$$\begin{cases}
L_k \operatorname{d} i_k / \operatorname{d} t = -R_k i_k - (u_{kN} + u_{NO}) + e_k \\
\operatorname{Cd} U_{dc} / \operatorname{d} t = S_k i_k + S_k i_k + S_c i_c - I_o
\end{cases} \tag{1}$$

在实际应用中三相平衡电路有: $R_a=R_b=R_c=R$ ,  $L_a=L_b=L_c=L$ , 由开关函数可知整流器网侧电压与直流侧电压的关系为  $u_{kN}=S_kU_{de}$ 。根据三相电网电压电流平衡对称对式(1)第1式计算可得: $u_{NO}=-(S_a+S_b+S_c)U_{de}/3$ , 再将  $I_o=U_{de}/R_L$ 代入可得:

$$\begin{cases} L di_{a}/dt = -Ri_{a} - (2S_{a} - S_{b} - S_{c}) U_{dc}/3 + e_{a} \\ L di_{b}/dt = -Ri_{b} - (-S_{a} + 2S_{b} - S_{c}) U_{dc}/3 + e_{b} \\ L di_{c}/dt = -Ri_{c} - (-S_{a} - S_{b} + 2S_{c}) U_{dc}/3 + e_{c} \\ C dU_{dc}/dt = S_{a}i_{a} + S_{b}i_{b} + S_{c}i_{c} - U_{dc}/R_{L} \end{cases}$$

$$(2)$$

由上述状态方程可见,此时模型是非线性和时变的。对三相电压、电流和开关函数进行 Park变换<sup>[2]</sup>,得到两相同步旋转坐标系的方程,并整理成 dX/dt=AX+BI 的形式:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ U_{\mathrm{de}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega & -S_d/L \\ -\omega & -R/L - S_d/L \\ S_d/C & S_q/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ U_{\mathrm{de}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ I_o \end{bmatrix}$$
(3)

## 3 三相 PWM 整流器控制器的设计

#### 3.1 电压外环滑模控制

SMVSC的优点是响应速度快,对参数变化和扰动不灵敏(鲁棒性强),无需系统在线识别,物理实现简单。只要选定滑模面后,系统就会快速滑动到平衡态;SMVSC设计的两个问题是选择切换函数和求取控制函数。三相 PWM 整流器要求输入电流正弦化、功率因数高和输出电压稳定,选取 i,和 Ut 作为系统变量[3],整理式(3)可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{q} \\ U_{dc} \\ \dot{U}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Ri_{q}/L - \omega i_{d} - S_{q}U_{dc}/L + e_{q}/L \\ (S_{d}i_{d} + S_{q}i_{q} - I_{o})/C \\ -\frac{R(S_{d}i_{d} + S_{q}i_{q} - I_{o})}{LC} - \frac{(S_{d}^{2} + S_{q}^{2})U_{dc}}{LC} - \frac{RI_{o}}{LC} - \\ \frac{dI_{d}dt}{C} + \frac{\omega(S_{d}i_{q} - S_{q}i_{d})}{C} + \frac{S_{d}e_{d} + S_{d}e_{q}}{LC} \end{bmatrix} (4)$$

其中, $\dot{U}_{do}$ =d $U_{do}$ /dt。定义误差变量 Y=[ $y_1$   $y_2$   $y_3$ ]= [ $i_{qref}$ - $i_q$   $U_{doref}$ - $U_{do}$   $\dot{U}_{doref}$ - $\dot{U}_{do}$ ], $i_{qref}$ , $U_{doref}$  分别为  $i_q$ , $U_{do}$  的给定值。由滑模控制理论可选取滑模控制面为:

$$\begin{cases} S_1(\gamma_1, t) = k_1 \gamma_1 = 0 \\ S_2(\gamma_2, \gamma_3, t) = k_2 \gamma_2 + \gamma_3 = \gamma_2 + k \gamma_3 = 0 \end{cases}$$
 (5)

其中  $k_1$ , k 为滑模系统反馈系数,  $k=1/k_2$ 。 k 为与输出电压一阶响应相关的参数, k 越大, 响应越快,  $k=1/k_2$ 。然而, k 不能太大, 否则会引起系统振荡<sup>[4]</sup>。将式(4)代入式(5)得:

$$\begin{cases} S_1 = k_1 (i_{qref} - i_q) = 0 \\ S_2 = C[U_{decef} - U_{de} + k dU_{decef} / dt + k(I_o - S_q i_q) / C] / (kS_d) - i_d = 0 \end{cases}$$
 (6)

实际设计中有  $i_{qref}=0$ ,  $e_q=0$ , 结合式(4),式(6) 第 1 式可得:

$$S_q \approx -\omega Li_d/U_{dc} \tag{7}$$

在理想滑模面上,输出电压精确跟踪参考值,即  $U_{ab}=U_{deref}$ ,根据功率平衡可得:

$$S_d \approx (U_L - Ri_d) / U_{dc} \tag{8}$$

将式(7),(8)代入式(6)第2式,可得: $S_2=CU_{dc}[U_{dcref}-U_{dc}+k\mathrm{d}U_{dcref}/\mathrm{d}t+kI_d/C]/[k(U_L-Ri_d)]-i_d=0 \tag{9}$ 

由式(9)得出电压外环控制器控制方程:  $i_{decl}=CU_{de}[U_{decel}-U_{de}+k\mathrm{d}U_{decel}/\mathrm{d}t+kI_{d}C]/[k(U_{L}-Ri_{d})]$  (10) 36

其中, $U_L=e_d=\sqrt{3}U_R$ , $U_R$ 为输入相电压额定值。电压外环滑模控制框图如图 2 所示。

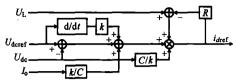


图 2 电压外环滑模控制框图

Fig. 2 Sliding outer voltage control block diagram

## 3.2 电流内环 PI 前馈解耦控制

由式(3)可得:

$$\begin{cases}
L \operatorname{d}i_d / \operatorname{d}t + Ri_d - \omega Li_q + S_d U_{\operatorname{dc}} - e_d = 0 \\
L \operatorname{d}i_d / \operatorname{d}t + Ri_e + \omega Li_d + S_e U_{\operatorname{dc}} - e_e = 0
\end{cases}$$
(11)

由式(11)可见,同步旋转两相电流相互耦合,故采用电流前馈解耦[5-6],令 $S_dU_{dc}=u_d$ , $S_dU_{dc}=u_d$ ,再令:

$$\begin{cases} u_{d} = -(k_{ip} + k_{ii}/s)(i_{dref} - i_{d}) + \omega L i_{q} + e_{d} \\ u_{q} = -(k_{ip} + k_{ii}/s)(i_{qref} - i_{q}) - \omega L i_{d} + e_{q} \end{cases}$$
(12)

将式(12)代入式(11)可得:

$$\begin{cases}
L di_d / dt = (k_{ip} + k_{ii} / s) i_{deef} - (R + k_{ip} + k_{ii} / s) i_d \\
L di_q / dt = (k_{ip} + k_{ii} / s) i_{qeef} - (R + k_{ip} + k_{ii} / s) i_q
\end{cases}$$
(13)

即实现了 d,q 轴解耦,图 3 示出其控制框图。

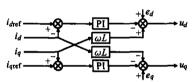


图 3 电流内环 PI 前馈解耦控制

Fig. 3 Current inner loop PI feedforward decoupling control

## 4 空间矢量脉宽调制

此处设计基于 TMS320F2812 型 DSP 控制,其内部有专门产生 PWM 波的空间矢量模块。 SVPWM 技术的目的是通过与基本的空间矢量对应的开关组合得到一个给定的定子参考电压矢量  $u_0$ 。 $u_0$ 用其 $\alpha$ , $\beta$ 轴分量 $u_a$ , $u_{\beta}$ 表示。开关变量[ $S_1$   $S_2$   $S_3$ ]有8组不同的值,由其决定了8个基本空间矢量(001~101),空间矢量的模均为2 $U_a$ /3。求出对应的 $u_a$ , $u_{\beta}$ 和相应扇区的基本空间矢量的对应关系,用等效的方法控制各开关管的控制脉冲。

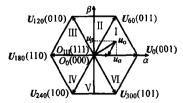


图 4 SVPWM 扇区和矢量关系

Fig. 4 SVPWM sector and vector relationships

TMS320F2812型 DSP 中事件管理器硬件空间 矢量,首先要配置相应的寄存器设置,判断出扇区 后确定相应的基本矢量  $U_x$ ,  $U_{x+60}$ 。 再求出此时  $u_\alpha$ ,  $u_\beta$  和  $U_x$ ,  $U_{x+60}$  的等效关系值, 转换成程序中的两个匹配值  $T_1$ ,  $T_2$ , 零矢量的作用时间  $T_0=T_s-T_1-T_2$ ,  $T_s$  为周期值。 再将  $T_1/2$ ,  $(T_1+T_2)/2$  赋值给 CMP1, CMP2 即可自动生成所需 SVPWM 波形<sup>[7]</sup>。

在此设计中,要将  $u_{\alpha}$ , $u_{\beta}$  进行标幺化,因为基本矢量的模为  $2U_{\alpha}/3$ ,将  $u_{\alpha}$ , $u_{\beta}$  除以  $2U_{\alpha}/3$  求取标幺值  $u_{\alpha}^{*}$ , $u_{\beta}^{*}$ , 设: $X=2\sqrt{3}$   $u_{\beta}^{*}/3$ , $Y=u_{\alpha}^{*}+\sqrt{3}$   $u_{\beta}^{*}/3$ , $Z=u_{\alpha}^{*}-\sqrt{3}$   $u_{\beta}^{*}/3$ 。在扇区  $I\sim VI$ 内, $u_{\alpha}^{*}$ , $u_{\beta}^{*}$  和  $U_{x}$ , $U_{x+60}$ 满足:  $u_{\alpha}^{*}=f(U_{x},T_{1};U_{x+60},T_{2})$ ,  $u_{\beta}^{*}=f(U_{x},T_{1};U_{x+60},T_{2})$  (14)由上式结合三角函数可求出  $T_{1}$ , $T_{2}$ ,表 1 示出  $T_{1}$ , $T_{2}$ 与X,Y,Z的关系。

表 1 T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> 与 X, Y, Z 的关系

Table 1 Relationships between  $T_1, T_2$  and X, Y, Z

扇区	I		Ш	IV	V	VI
$\overline{T_1}$	-Z	$\overline{z}$	X	-X	-Y	$\overline{Y}$
$T_2$	<i>X</i> _	Y	-Y	Z	-Z	-X

将扇区对应的初始基本矢量、终止基本矢量、旋转方向和周期值赋值给相应寄存器,再将计算出的  $T_1/2$ ,  $(T_1+T_2)/2$  赋值给 CMP1, CMP2。图 5 为扇区 I 的硬件 SVPWM 基本矢量等效和开关波形。

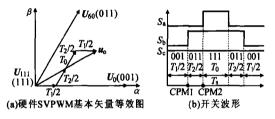


图 5 基本矢量等效图和开关波形

Fig. 5 Basic vector equivalent diagram and switching waveforms

#### 5 实验验证

图 6 示出系统框图。各参数如下:输入三相电压 380 V/50 Hz,输入电感 4 mH,IGBT 参数:1 200 V/150 A,输出侧电容 2 350  $\mu$ F,负载 31  $\Omega$ ,额定功率 13 kW,输出电压 650 V。图 7 示出实验波形。

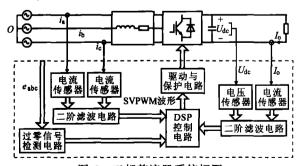


图 6 三相整流器系统框图

Fig. 6 Three-phase rectifier system block diagram

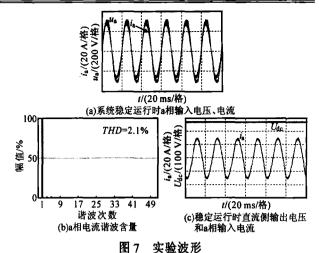


Fig. 7 Experimental waveforms

由波形可见,系统稳定运行时电流波形为正弦波,且能很好地跟踪电压波形;电流谐波含量也非常小,母线电压稳定,真正实现了绿色用电。

#### 6 结 论

分析了三相电压型脉宽调制整流器的建模,提出了电压外环滑模变结构控制策略,并结合硬件空间矢量控制算法,运用数字信号处理器数字化实现了大功率样机,该样机性能稳定,运行可靠。该整流器实现了输入电流正弦化、功率因数高、谐波含量小和输出电压稳定等特性,在电力电子领域有很好的应用前景。

#### 参考文献

- J Fernando Silva. Sliding-mode Control of Boost-type Unity-power-factor PWM Rectifiers [J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 1999, 46(3):594-603.
- [2] 张崇巍,张 兴.PWM 整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [3] 胡 庆,于海雁,夏桂文.滑模变结构控制在三相整流器中的应用[J].沈阳工业大学学报,2002,24(3):139-142.
- [4] Sabanovic A, Izosimov D B. Application of Sliding Modes to Induction Motor Control[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1981, IA-17(1):41-49.
- [5] 周 倩,梁 辉.三相 PWM 整流器的 PI 参数的设计 分析[J].电力电子技术,2011,45(2):50 -52.
- [6] 周京华,刘 坤.三相电压源型 PWM 整流器的 DSP 控制[J].电气传动,2008,38(6):27-30.
- [7] 苏奎峰.TMS320F2812 原理与开发[M].北京:电子工业 出版社,2005.