

## 基于电流重构的 PWM 整流器控制研究\*

郑 征 王鹏超 朱艺锋

(河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454000)

**摘要:** 在深入研究 PWM 整流器拓扑和数学模型的基础上,提出一种基于相电流重构和虚拟磁链的 PWM 整流器无传感器控制策略。三相交流电流可根据直流母线电压和开关管信号进行重构,重构电流进行调理滤波后可用于建立虚拟电网磁链从而估算出坐标变换所需的角度信息。该控制策略不仅可作为无传感器控制系统独立运行,也可作为传统 PWM 整流器的一种备用控制方案,降低因传感器故障造成的影响,提高系统的可靠性。实验部分搭建了基于 RT-LAB 半实物实时仿真硬件电路和 TMS320F28335 数字处理器的实验平台,实验结果证明了该控制策略的正确性和可行性。

**关键词:** PWM 整流器;电流重构;空间矢量控制;虚拟磁链

**中图分类号:** TM461 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8040

## Control Strategy research based on current reconstruction for PWM rectifier

Zheng Zheng Wang Pengchao Zhu Yifeng

(School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

**Abstract:** The control strategy is proposed after deep research of the topology and mathematical model of PWM rectifier, which is based on phase current reconstruction and virtual flux. The three-phase alternating current can be reconstructed according to the DC bus voltage and switch signal. After conditioning filter, the reconstructed current can create a virtual grid flux to get the information needed to estimate the angle of voltage and current for coordinate transformation. The control strategy can not only be used as a sensorless control strategy for PWM rectifier, but also can be use as an alternate control strategy to reduce the impact caused by sensor failure and improve the reliability of system. The experimental platform was designed which is based on RT-LAB real-time simulation hardware circuitry and digital processors TMS320F28335. The experiment result shows the correctness and feasibility of this control strategy.

**Keywords:** PWM converter; current reconstructed; space vector control; virtual flux

## 1 引言

目前 PWM 整流器主要采用电压定向矢量控制方式,该方式通过检测电网电压、输入电流和直流母线电压,需要多个不同种类的传感器,众多信号的采集与处理造成系统稳定性下降等问题<sup>[1]</sup>。目前的研究多集中在无交流电压传感器控制上<sup>[2-3]</sup>。

本文提出一种基于相电流重构和虚拟磁链技术的 PWM 整流器的控制策略,利用直流母线电流和开关函数对网测三相电流进行重构,并利用重构后的电流进行电网虚拟磁链计算,以得到电网电压电流的初始相位信息。系统中只有直流电压、电流传感器,传感器数目大为减少。此方案既可独立运行控制 PWM 整流系统,也可作为传统有

传感器整流系统的备用控制系统,在电流传感器故障的情况下保证系统依然能够正常运行,提高了系统的可靠性。

## 2 PWM 整流器的数学模型

三相电压型 PWM 整流器的主电路拓扑结构如图 1 所示。

三相 VSR 系统在开关函数描述模型下建模并经过坐标变换最终在坐标系下的模型如式(1)、(2)所示<sup>[4-5]</sup>:

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(i_q s_q + i_d s_d) - i_L \\ e_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q + u_{dc} s_q \\ e_d = L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q + R i_d + u_{dc} s_d \end{cases} \quad (1)$$

收稿日期:2016-03

\* 基金项目:国家自然科学基金(U1504518)资助项目

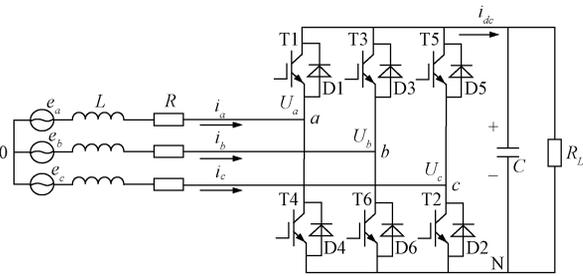


图 1 三相电压型 PWM 整流器的主电路拓扑结构

式中:  $s_d, s_q, i_d, i_q, e_d, e_q$  分别为转换到  $dq$  坐标系下的开关函数、网测三相电流、网测三相电势;  $i_L$  为网测进线电抗器电感值;  $\omega$  为三相交流输入交流电压的角频率。

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) \\ \sin(\theta - \gamma) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $U_m$  为三相交流输入交流电压幅值;  $\theta$  为  $a$  轴与  $d$  轴间的夹角;  $\gamma$  为合成矢量与  $a$  轴的相位角。

两相旋转坐标系要以  $\omega$  为角速度围绕圆点逆时针旋转,  $\theta$  其实就等于  $\omega t$ , 其幅值随着  $dq$  坐标系的旋转从  $0 \sim 2\pi$  周期性变化,  $\theta$  整个系统中起着至关重要的作用, 是其他坐标系变换到两相旋转坐标系的必需的信息。

### 3 基于电流重构三相 VSR 控制策略

基于直流电流重构的控制策略沿用传统 PWM 整流系统的双闭环控制策略, 电压外环通过采集母线电压与给定值比较, 使母线电压实时跟随给定值, 具有一定的抗扰性, 其输出作为电流控制环的给定。电流内环采用电压定向矢量控制策略  $d$  轴  $q$  轴电流进行控制, 使得  $d$  轴、 $q$  轴电流分别跟随给定, 实现有功电流有功分量和无功电流分量的独立控制。

#### 3.1 交流输入电流重构

根据网侧各相电流与直流母线电流之间的联系, 可以通过检测直流母线电流重构出网侧电流, 并作为虚拟磁链控制的输入三相电流, 为系统坐标变换提供角度信息并为电流控制环提供初始电流信息。

直流母线电流与网侧电流有着密切的联系, 由于  $i_{dc} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c$ , 所以直流母线电流电流是由网侧三相电流按照开关函数组合得到的, 这就给网侧电流重构提供了理论依据。根据 SVPWM 控制算法可知, 任意给定的空间电压矢量均可由  $000 \sim 111$  这 8 个电压矢量合成<sup>[6-7]</sup>, 如图 2 所示。

当合成矢量在第一扇区开关函数为 100 时(施加矢量  $U_1$ ),  $a$  相的相电  $i_a$  等于直流母线电流  $i_{dc}$ , 此时检测得到的直流母线电流也就是  $i_a$ 。同理, 当开关函数为 110 时(施加矢量  $U_2$ ), 直流母线电压  $i_{dc}$  等于  $-i_c$ 。在 1 个采样周期内, 根据检测出的两相电流以及三相电流平衡可以计算得  $i_b$ 。于是便可以得到如式(3)所示的 1 组电流值<sup>[10-13]</sup>。

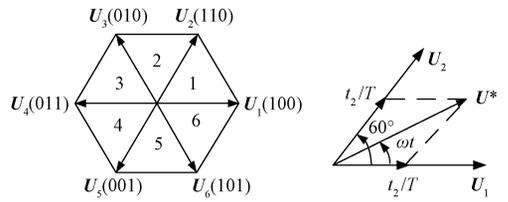


图 2 空间矢量电压合成图

$$\begin{cases} i_a = i_{dc}(100) \\ i_c = -i_{dc}(110) \\ i_b = -i_a - i_c \end{cases} \quad (3)$$

合成空间矢量在任一个扇区内均可以由扇区边缘两矢量合成, 而扇区边缘矢量均与三相电流对应, 其他扇区具体对应关系如表 1 所示。

表 1 各扇区矢量与三相电流对应关系

扇区	I		II		III	
矢量	100	110	110	010	010	011
测量电流	$i_a$	$-i_c$	$-i_c$	$i_b$	$i_b$	$-i_a$
计算	$i_b = -i_c - i_a$	$i_a = -i_c - i_b$	$i_c = -i_b - i_a$			
扇区	IV		V		VI	
矢量	011		001		001	
测量电流	$-i_a$		$i_c$		$i_c$	
计算	$i_b = -i_a - i_c$		$i_a = -i_b - i_c$		$i_c = -i_b - i_a$	

然而, 上述推导得到的交流重构电流值  $i_a$  和  $-i_c$  并非同步的, 并非同一时刻的采样值, 因而根据式(7)所计算得出的第三相电流肯定会存在误差<sup>[8-11]</sup>。文献[12]提出一种一阶线性预测法, 将两个时刻的电流按比例函数延伸至采样中点处, 如图 3 所示, 这样就能在同一时刻采样两相电流。仍以第 I 扇区为例。

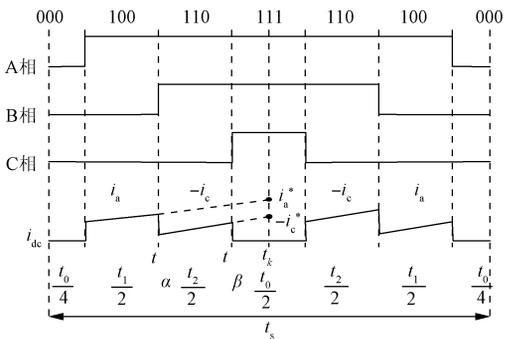


图 3 直流母线电流的采样与电网电流重构

因为采样得到的是母线上的直流电流, 在  $t_a$  和  $t_b$  时刻, 根据基尔霍夫电压定律算出该两个时刻的电流上升率, 如式(4)、(5)按照比例函数的线性预测, 算出采样中点  $t_k$  时刻的电流值, 这样  $i_a$  和  $-i_c$  就是同一时刻的采样值。再由

它们算出的第三相电流  $i_b$  避免了  $i_a$  和  $-i_c$  不是同时刻采样产生的误差。

$$i_a(t_k) = i_{dc}(t_k) + \frac{t_2 + (1-k_0)t_0}{2} \times \left. \frac{di_{dc}}{dt} \right|_{t=t_k} \quad (4)$$

$$-i_c(t_k) = i_{dc}(t_k) + \frac{(1-k_0)t_0}{2} \times \left. \frac{di_{dc}}{dt} \right|_{t=t_k} \quad (5)$$

此方法同样适用于其他 5 个扇区,三相电网电流的重构为坐标变换角度的计算提供电网电流的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

### 3.2 坐标变换角度估算

同步旋转坐标系与静止坐标系之间坐标系变换所需要的角度信号是由电网电压传感器采集电网电压计算得到,而本文引入虚拟磁链来估算坐标变换所需角度,该估算法可以去有效控制电网电压波动以及谐波的影响,对于测量干扰有良好的抑制作用<sup>[11]</sup>。

三相 PWM 整流器交流侧可以看成一台由电网供电、以同步转速恒速度运转的大功率电机,其定子电阻和漏感分别为进线电抗器中的电阻和电感。在三相交流电机的矢量控制中,矢量控制的定向矢量为电机的气隙磁链。类似的,在三相 PWM 整流器中,也可以构造出一个这样的磁链矢量来作为定向矢量<sup>[13-14]</sup>。忽略进线电抗器和线路电阻情况下,PWM 整流器在  $(\alpha, \beta)$  坐标系下的电压方程为:

$$\begin{cases} e_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + u_\alpha \\ e_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + u_\beta \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$  三相电网电压的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量;  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  为三相电网电流的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量;  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  为 PWM 整流器三相全控桥交流侧输出电压的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

$i_a$ 、 $i_\beta$  与  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  计算公式如式(7)、(8)所示。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中:  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为重构出的电网三相交流电流。

$$\begin{cases} u_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc} (S_b - S_c) \\ u_\alpha = \frac{2}{3} U_{dc} [S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \end{cases} \quad (8)$$

将式(6)两端积分可得式(9):

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int e_\alpha dt = \int (L \frac{di_\alpha}{dt} + u_\alpha) dt \\ \Psi_\beta = \int e_\beta dt = \int (L \frac{di_\beta}{dt} + u_\beta) dt \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $\Psi_\alpha$ 、 $\Psi_\beta$  分别为虚拟电网磁链的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

两相静止坐标系的  $\alpha$  轴与两相旋转坐标系的  $d$  轴之间的夹角  $\theta$  可以计算得出如式(10)所示。

$$\begin{cases} \cos\theta = \frac{\Psi_\alpha}{\sqrt{(\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2)}} \\ \sin\theta = \frac{\Psi_\beta}{\sqrt{(\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2)}} \end{cases} \quad (10)$$

由以上推导可知,角  $\theta$  的计算需要虚拟磁链  $\Psi_\alpha$ 、 $\Psi_\beta$ ,而虚拟磁链是由电压  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$  积分而来,由式(7)、(8)可知,  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$  的值取决于直流母线电压和三相交流电流的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量,而电流重构的对象就是网侧三相交流电流,利用重构出的电网电流信息和开关函数计算出  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ ,在由此积分推导出虚拟磁链的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量,进而得到的正弦、余弦值,实现了无电流电压传感器的虚拟磁链矢量控制<sup>[15-16]</sup>,其整体控制原理图如图 4 所示。

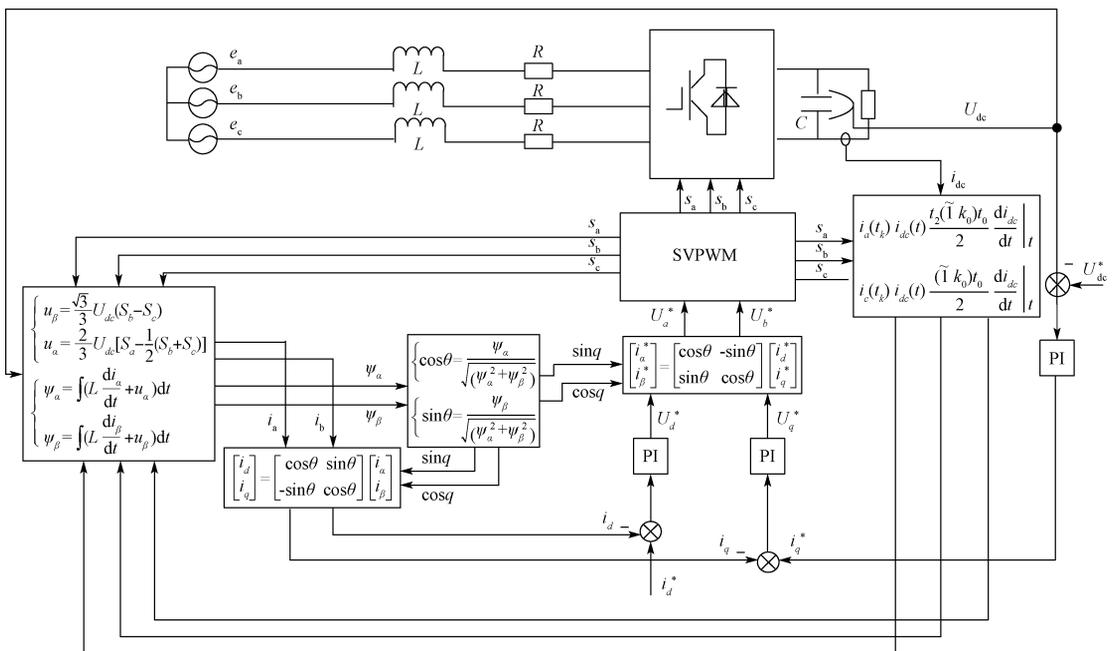


图 4 VSR 的电流重构与虚拟磁链双闭环矢量控制原理

### 3.3 切换控制系统设计

无传感器整流控制既可以作为一个单独的控制系统来控制 PWM 整流系统,也可以作为传统有传感器整流系统的备用控制方案,当网侧的电流或电压传感器出现故障无法工作时可切换至无传感器控制方案。

本文提出一种故障检测模型,三相电流的传感器由 3 个分立的交流电流传感器组成,分别测量  $a$ 、 $b$ 、 $c$  三相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ,由三相电流平衡可知  $i_a + i_b + i_c = 0$ ,所以任何一相电流可由其他两项计算得出,如式(11)所示,

$$\begin{cases} i_a^* = -i_b - i_c \\ i_b^* = -i_a - i_c \\ i_c^* = -i_b - i_a \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $i_a^*$ 、 $i_b^*$ 、 $i_c^*$  是计算值;  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为检测值。

3 组电流由两相实测电流和一相计算电流构成,对这 3 组电流进行 Clark 变换,得到两相静止坐标系下的电流值。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b^* \\ i_c \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

引入变量  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ ,其表达式如式(15),三相电流理想平衡正常情况下  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  的值均为 0,当一相或者多相传感器发生故障时, $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  的值均不等于 0。

$$\begin{cases} D_1 = |i_{\alpha 1}^2 - i_{\alpha 2}^2| + |i_{\beta 1}^2 - i_{\beta 2}^2| \\ D_2 = |i_{\alpha 1}^2 - i_{\alpha 3}^2| + |i_{\beta 1}^2 - i_{\beta 3}^2| \\ D_3 = |i_{\alpha 2}^2 - i_{\alpha 3}^2| + |i_{\beta 2}^2 - i_{\beta 3}^2| \end{cases} \quad (15)$$

有以上推导可以得出故障判断和切换模型,当  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  不等于 0 时,系统切换至无传感器控制,保证系统的正常运行。具体系统可根据系统需要,对  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  设置相应的误差范围即可。

### 4 统仿真及结果分析

为了验证基于电流重构的 PWM 整流器无传感器控制策略的可行性,本文建立了基于 MATLAB/Simulink 仿真环境的仿真模型,并进行了仿真验证。仿真参数为:输入三相电压平衡,相电压有效值 311 V,频率  $f_s = 50$  Hz,  $L = 3.5 \times 10^{-3}$  mH,  $r = 0.1 \Omega$ ,  $C = 2\ 000 \mu\text{F}$ ,  $U_d = 600$  V, 开关周期  $T_s = 0.02$  ms,电阻负载  $R_L = 100 \Omega$ 。

系统对重构电流与网测电流均进行了滤波处理,滤波采用将三相静止坐标系变换为两项旋转坐标系下进行直

流数字滤波再反变换回三相静止坐标系的方法。仿真对有传感器整流系统的三相输入电流和无传感器整流系统重构电流进行了相位和赋值上的对比,图 5 为无传感器 PWM 整流系统的网侧重构三相电流波形与传统的有传感器 PWM 整流系统的网侧三相电流,从图 5 可以看出,由式(3)~(5)所重构出的网测三相电流在相位和幅值上与实际系统三相电流是一致的。

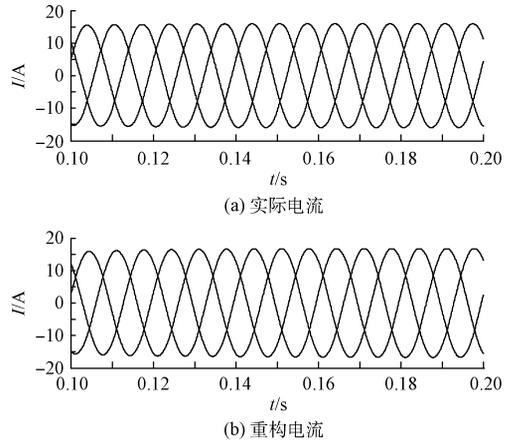


图 5 三相电网电流与重构电流

图 6 为无传感器控制方案与传统有传感器控制方案直流母线的对比,从图中可以看到,无传感器整流系统的直流母线电压的超调量(约 120 V)低于有传感器整流系统(约 150 V)。在快速性上,两种方案相当,约 0.1 s 左右母线电压达到稳定。

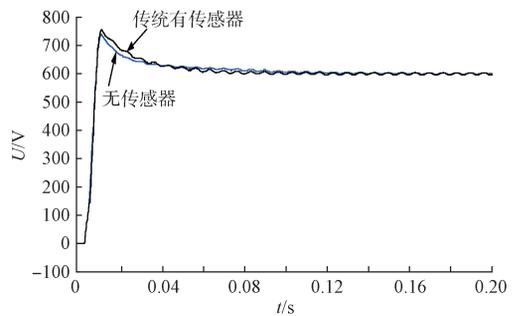


图 6 传统有传感器控制方案与无传感器控制方案的直流母线电压对比

由以上仿真分析可知,无传感器整流系统可以达到传统有传感器整流系统控制效果,而且在直流电压电流超调和谐波含量上略好于传统有传感器整流系统。

图 7 为系统间切换过程图,仿真时间 0.3 s 时,系统由有传感器整流系统切换至无传感器整流系统,系统切换时,直流母线电压电流会有约 0.05~0.1 s 的波动,但波动幅度  $< 5$  V,其动态响应如图所示,待电流正常重构,系统恢复稳定工作。

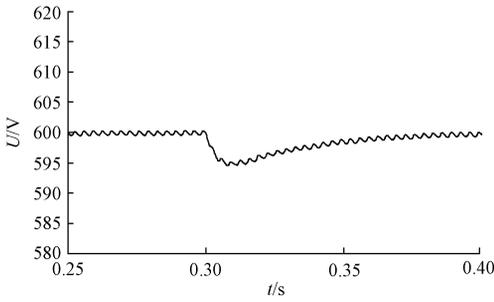


图 7 直流母线电压动态性能

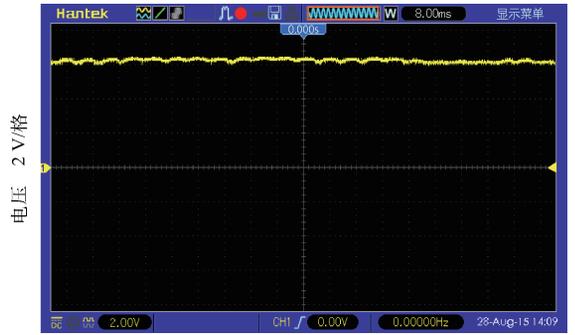


图 10 无传感器 SVPWM 算法直流母线电压波形

### 5 实验验证

为了验证基于电流重构的 PWM 整流系统的可行性, 本文搭建了基于 TMS320F28335 DSP 数字信号处理器和 RT-LAB 半实物仿真硬件的实验平台, 各实验参数依然按照 MATLAB/Simulink 仿真的仿真参数设置, 由于 RT-LAB 模拟量输出范围为  $-16\text{ V}\sim 16\text{ V}$ , 输出电压、电流衰减后采集如图 8~10 所示。

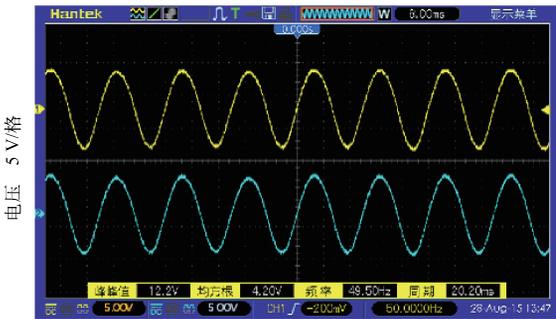


图 8 a 相电网电流波形(上)与重构电流波

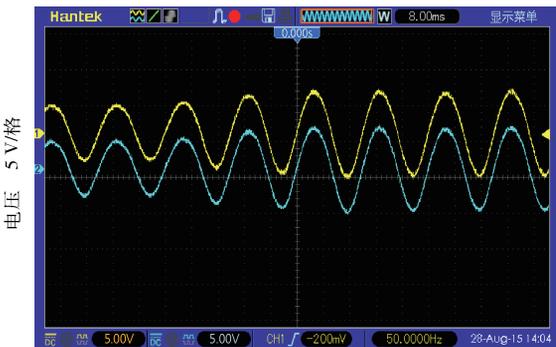


图 9 A 相电网电流波形(上)与重构电流波形(下)动态

图 8 为 a 相的重构电流与电网原电流的对比, 两者在相位与幅值上是一致的, 幅值为  $7.5\text{ V}$  左右, 按照 RT-LAB 设定输出电流用等比例缩小一倍后的电压来表示, 还原后应该是  $15\text{ A}$  左右。图 9 为 A 相的重构电流与电网原电流

动态性能对比, 负载突变重构电流能够跟随电网实际电流变化, 动态性能跟电网实际电流趋于一致。图 10 为无传感器控制系统的直流母线电压, 其幅值为  $6\text{ V}$ , 其幅值按衰减 100 倍电压代替还原后是  $600\text{ V}$ , 这与系统设定的参考电压  $600\text{ V}$  是一致的。

### 6 结 论

本文提出一种基于交流电流重构和虚拟磁链的 PWM 整流制方案。该控制方案根据直流母线电流和开关信号对三相电网电流进行重构, 用以构造虚拟电网磁链完成坐标变换相位角计算, 实现 PWM 整流器的空间矢量控制, 其性能可以达到传统有传感器 PWM 整流器的控制效果。该方案可以独立运行, 也可以作为一种传统有传感器 PWM 整流器的辅助控制策略, 保证其在交流侧电流传感器故障的情况下依然能够正常运行, 防止设备突然故障停机, 造成设备损坏或更大损失。仿真和实验结果证明了该控制策略的正确性和可行性, 具有较强的实用价值。

### 参考文献

- [1] 李华明, 李叶松. 无电网电压传感器的三相 PWM 整流器控制[J]. 电力电子技术, 2015, 49(3): 5-7.
- [2] 程启明, 程尹曼, 薛阳, 等. 三相电压源型 PWM 整流器控制方法的发展综述[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3): 145-155.
- [3] 汪显博, 卜文绍. 三相电压型 PWM 整流器研究现状与发展趋势[J]. 电源技术, 2010, 10(10): 1093-1097.
- [4] 郑征, 景小萍. 虚拟磁链定向的 PWM 整流器矢量控制研究[J]. 电气传动, 2011, 41(1): 38-41.
- [5] 侯兆然. 基于虚拟磁链定向的 PWM 整流器控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014(21): 105-109.
- [6] 丁硕, 崔总泽, 巫庆辉, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制仿真研究[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(6): 81-85.

(下转第 25 页)