

# 一种新的电压型 PWM 整流器直接功率控制策略

王久和<sup>1</sup>, 李华德<sup>2</sup>

(1. 北京信息工程学院, 北京市 朝阳区 100101; 2. 北京科技大学, 北京市 海淀区 100083)

## A NEW DIRECT POWER CONTROL STRATEGY OF THREE PHASE BOOST TYPE PWM RECTIFIERS

WANG Jiu-he<sup>1,2</sup>, LI Hua-de<sup>1</sup>

(1. Beijing Information Technology Institute, Chaoyang Districts, Beijing 100101, China; 2. University of Science and Technology Beijing, Haidian Districts, Beijing 100083, China)

**ABSTRACT:** This paper analyses the principle and properties of the direct power control (DPC) system for present three phase boost type PWM rectifiers based on its mathematical model. Switching table in power loop of DPC system controls instantaneous active power and reactive power, leading to the fluctuation of power and DC voltage in temporary state and DC dynamic voltage drop during load current disturbance. This paper presents a new direct power control strategy based on alternate use of instantaneous active power and reactive power switching tables. Good control properties are achieved by the new control strategy. Meanwhile, DC dynamic voltage drop during load current disturbance is decreased and stable voltage drop is eliminated by the duty cycle of square wave to control double switching table based on load current feedback. The new control strategy is proved feasible by simulink and experiment.

**KEY WORDS:** Power electronics; PWM rectifier; Direct power control; Power factor; Double switching table; Duty cycle

**摘要:** 该文通过电压型 PWM 整流器的数学模型, 分析了现行直接功率控制(DPC)系统的原理及性能。由于 DPC 系统功率内环采用一个开关表同时控制瞬时有功功率和无功功率, 导致暂态过程中功率、直流电压出现了较大的波动; 同时, 在负载电流扰动时会产生较大的直流动态压降。对此, 提出了交替采用有功功率开关表和无功功率开关表的双开关表控制新策略, 可提高系统的动、静性能; 同时, 在负载电流扰动时, 通过负载电流反馈控制双开关表转换信号的占空比, 可减少直流动态压降或消除稳态直流压降。仿真和实验结果, 证实了双开关表控制策略的可行性。

**关键词:** 电力电子; PWM 整流器; 直接功率控制; 功率因数; 双开关表; 占空比

基金项目: 北京市教委科技发展计划项目(KM200510772001)。

## 1 引言

PWM 整流器具有能量双向流动、恒定直流电压控制、低谐波输入电流、单位功率因数的优点, 广泛应用于整流、有源滤波及无功补偿、交流传动等变流控制中<sup>[1]</sup>。PWM 整流器控制策略有多种, 国内现行的控制策略有直接和间接两种电流控制方案<sup>[1-3]</sup>, 这两种电流控制策略需要复杂的算法(由 DSP 或多片单片机实现)和调制模块。在上世纪 90 年代初, Tokuo Ohnishi 提出了一种将瞬时有功功率、无功功率用于 PWM 变换器闭环控制系统中的新型控制策略<sup>[4]</sup>, 随后 Toshihiko Noguchi 等学者进行了研究并取得了进展<sup>[5]</sup>。由于电压型 PWM 整流器直接功率控制(DPC)系统具有更高的功率因数、低的 THD、算法及系统结构简单等优点, 得到国内外学者的关注和研究<sup>[5-9]</sup>。由于现行的国外直接功率控制策略均采用一个逻辑开关表, 同时对瞬时有功功率和无功功率进行调节, 导致启动暂态过程中直流电压、功率出现了较大的波动; 稳态时负载电流扰动产生较大直流动态压降, 影响了整流器的性能。对此, 本文提出了交替使用瞬时有功功率开关表和瞬时无功功率开关表进行直接功率控制的新策略, 通过控制交替使用有功功率和无功功率开关表信号的占空比, 实现有功功率和无功功率的合理调节, 改善了系统启动性能和减少了负载电流扰动产生直流动态压降。通过 Simulink 环境下的仿真模型仿真和实验, 证明了新控制策略的可行性。

## 2 三相电压型 PWM 整流器 DPC 系统

### 2.1 电压型 PWM 整流器的数学模型

三相电压型 PWM 整流器主电路如图 1 所示, 图中  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  为三相对称电源相电压;  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为网侧相电流;  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  为整流器开关管的开关信号,  $S_i(i=a, b, c)=1$ (上桥臂导通, 下桥臂关断),  $S_i=0$ (下桥臂导通, 上桥臂关断);  $U_{dc}$  为直流电压;  $R$ 、 $L$  为滤波电抗器的电阻和电感;  $C$  为直流侧电容;  $R_L$  为负载;  $U_{ra}$ 、 $U_{rb}$ 、 $U_{rc}$  为整流器的输入电压;  $i_L$  为负载电流。图中 O、N 点分别为下桥臂共源极点和电源的中性点。

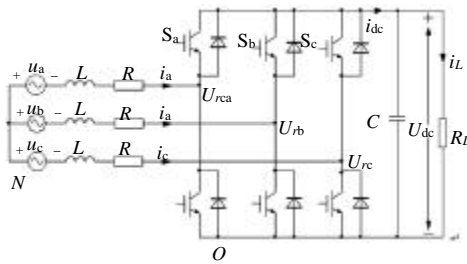


图 1 三相电压型 PWM 整流器主电路

Fig. 1 Main circuit of three-phase boost type PWM rectifier

对于交流侧应用 KVL, 由图 1 可得

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix}$$

或  $L di/dt = u - Ri - u_r$  (1)

式中  $u_{ra} = S_a U_{dc} + U_{ON}$ ,  $u_{rb} = S_b U_{dc} + U_{ON}$ ;

$u_{rc} = S_c U_{dc} + U_{ON}$ 。

另外, 对直流侧应用 KCL, 由图 1 可得

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - \frac{U_{dc}}{R_L}$$
 (2)

式中  $i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c$ 。

式(1)、式(2)为三相电压型 PWM 整流器在 ABC 坐标系上的数学模型。

遵守功率不变的原则, 将 ABC 坐标系上的系统变换到  $ab$  两相静止坐标系统中。经  $3/2$  正交变换后, 三相电压型 PWM 整流器在  $ab$  坐标系上的数学模型为

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \end{bmatrix}$$

或  $L di/dt = u - Ri - u_r$  (3)

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L = (i_a S_a + i_b S_b) - i_L$$
 (4)

式中  $S_a = (2S_a - S_b - S_c) / \sqrt{6}$ ;

$$S_b = (S_b - S_c) / \sqrt{2}。$$

对于三相对称系统, 有  $u_{ON} = 0$ ,  $u_{ra} = S_a U_{dc}$ ,  $u_{rb} = S_b U_{dc}$ 。

式(3)、(4)为三相电压型 PWM 整流器在  $ab$  坐标系上的数学模型。

### 2.2 三相电压型 PWM 整流器的组成及原理

电压型 PWM 整流器直接功率控制有电压定向直接功率控制(VO-DPC)<sup>[5,7]</sup>和虚拟磁链定向直接功率控制(VF-DPC)<sup>[10]</sup>。两种控制方式都设置一个开关表, 本文以 VO-DPC 系统为例进行研究, 其研究结果可用于 VF-DPC 系统。VO-DPC 系统组成有有传感器和无传感器两种方案, 无电压传感器方案由于功率估算受到电流微分及开关量而影响<sup>[5,8-9]</sup>系统的性能; 文献[11]采用有传感器方案, 系统获得了优良性能。综合考虑采用有传感器方案进行研究。VO-DPC 系统框图如图 2 所示, 图中略去了 R 的影响, 采用电压外环、功率内环结构。电压外环起到快速跟踪给定电压的作用。瞬时功率根据检测到的电压  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  和电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  进行计算, 得到瞬时有功和无功功率的估算值  $p$ 、 $q$  及三相电压  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  在静止  $ab$  坐标系中的  $u_a$ 、 $u_b$ 。 $p$  和  $q$  与有功功率的给定值  $p_{ref}$  和无功功率的给定值  $q_{ref}$  比较后送入功率滞环比较器, 输出反映估算功率偏离给定功率的开关信号  $S_p$ 、 $S_q$ ,  $p_{ref}$  由直流电压外环设定,  $q_{ref}$  设定为 0, 实现单位功率因数。 $u_a$ 、 $u_b$  送入扇形选择器, 输出为电源电压矢量  $u$  所处扇区的信号  $q_n$ 。根据  $S_p$ 、 $S_q$ 、 $q_n$  在开关表中选择所需的  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ , 去驱动主电路。

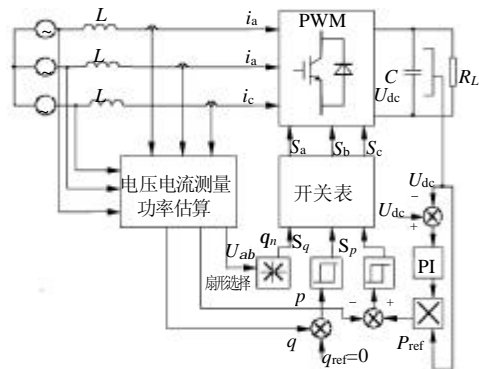


图 2 VO-DPC 系统框图

Fig. 2 Block diagram of VO-DPC system

#### (1) 瞬时功率及 $S_p$ 、 $S_q$ 确定

为实现对功率的实时控制和调节, 不能采用常规的平均功率算法, 应采用瞬时功率。综合文献[12-14]的研究, 三相电压型 PWM 整流器瞬时功率

按下式计算

$$p = \mathbf{u} \cdot \mathbf{i} = u_a i_a + u_b i_b \quad (5)$$

$$q = |\mathbf{u} \times \mathbf{i}| = u_b i_a - u_a i_b \quad (6)$$

$S_p$ 、 $S_q$  按下列规则确定<sup>[8]</sup>

$$S_p = \begin{cases} 1 & p < p_{\text{ref}} - H_p \\ 0 & p > p_{\text{ref}} + H_p \end{cases} \quad (7)$$

$$S_q = \begin{cases} 1 & q < q_{\text{ref}} - H_q \\ 0 & q > q_{\text{ref}} + H_q \end{cases} \quad (8)$$

式中  $H_p$ 、 $H_q$  为有功和无功功率滞环比较器的环宽， $H_p$ 、 $H_q$  决定了功率控制精度，亦决定了整流器的开关频率。

(2) 开关表

开关表是根据式(7)、(8)及  $\theta_n$  确定 DPC 系统所需的开关状态，即  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  的取值。为优化整流器输入电压矢量，把输入空间分为 12 个扇区，如图 3 所示， $\theta_n$  ( $q = \arctan u_b / u_a$ ) 由式(9)确定。VO-DPC 开关表<sup>[5,9]</sup>见表 1。表 1 中设置了零空间矢量，是为了减少开关通断次数及使负载与电源不进行能量交换<sup>[15]</sup>。

$$(n-2)\pi/6 \leq q_n \leq (n-1)\pi/6 \quad n=1,2,\dots,12 \quad (9)$$

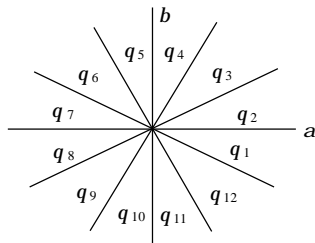


图 3 VO-DPC 系统输入空间划分

Fig. 3 Dividing the input space of VO-DPC system

表 1 VO-DPC 开关表

Tab. 1 VO-DPC Switching table

$S_p$	$S_q$	$S_a S_b S_c$											
		$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_5$	$q_6$	$q_7$	$q_8$	$q_9$	$q_{10}$	$q_{11}$	$q_{12}$
1	0	101	111	100	000	110	111	010	000	011	111	001	000
1	1	111	111	000	000	111	111	000	000	111	111	000	000
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
0	1	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100

$S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  的值取决于所需的  $\mathbf{u}_r$ ； $\mathbf{u}_r$  为离散值  $U_0$ 、 $U_1$ 、...、 $U_7$ ，由  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  及  $U_{dc}$  决定，即  $S_a S_b S_c = 000 \sim 111$  对应于  $U_0 \sim U_7$ ，即  $U_0(000)$ 、 $U_1(100)$ 、 $U_2(110)$ 、 $U_3(010)$ 、 $U_4(011)$ 、 $U_5(001)$ 、 $U_6(101)$ 、 $U_7(111)$ ，其模值为

$$|\mathbf{u}_r| = \begin{cases} \sqrt{2/3} U_{dc} & (U_1 \sim U_6) \\ 0 & (U_0 \text{ 或 } U_7) \end{cases} \quad (10)$$

2.3 三相电压型 PWM 整流器 DPC 系统性能

根据图 2、开关表 1 构建了三相电压型 PWM 整流器 DPC 系统在 Simulink 环境下的仿真模型。仿真参数为  $U_m=125V$ ， $f=50Hz$ ， $R=0.2\Omega$ ， $L=7mH$ ， $C=2200\mu F$ ， $R_L=10\Omega$ ， $U_{dcr}=200V$ ， $I_{LN}=20A$ 。从启动暂态到稳态的网侧电流、直流电压及有功功率和无功功率如图 4(a)~(c)所示。

由图 4(a)可知，从启动开始，网侧相电流经短暂的过渡过程进入稳态，和电源相电压保持同相位并且非常接近正弦波，因此，具有单位功率因数和小 TDH。由图 4(b)可以看出，直流输出电压  $U_{dc}$  经 4 个周期的波动稳定在给定电压值。由图 4(c)可知，经短暂的波动后，有功功率在给定值上下微小的波动，无功功率在 0 附近微小波动。总的看，DPC 系统有良好的整流特性，只是在启动过程中，直流电压、有功功率及无功功率出现了较大的波动，即动态性能不好。

图 4 中 A 处为 1.4 倍负载电流时的系统仿真结果，出现了无功功率，导致网侧电流与电压存在小的相位差，同时出现了直流电压的降低。因此，直流电压的降低，将对负载的运行产生不良影响。

2.4 直流电压降产生分析

由于有功功率决定直流电压，无功功率决定功率因数，有功功率和无功功率是根据  $\theta_n$  和  $S_p$ 、 $S_q$  在开关表 1 中，选择  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ ，即选择  $\mathbf{u}_r$  实时调节的。选择的  $\mathbf{u}_r$  具有同时调节有功功率和无功功率的能力，即大了往小调，小了往大调。因此，开关表是 DPC 系统的核心。尽管在文献[10]中对开关表的形成进行了分析，但其形成机理尚未清楚<sup>[9]</sup>。例如，当有功功率大时，并没有选择非零空间矢量  $\mathbf{u}_r$  使有功功率变小，而是选择零空间矢量，使电源不与负载进行能量交换，达到使有功功率变小的目的，同时减少开关通断次数；这样虽然使交流侧有功功率变小（消耗在  $R$  上），但无功功率变大，同时负载侧有功功率变小缓慢（大电容的影响）。对于有功功率小、无功功率大或小的情况下，根据表 1 所确定的  $\mathbf{u}_r$  主要是调节无功功率，有功功率调节能力弱。另外，功率内环采用滞环比较器，属非线性，开关频率不确定，没有严格的数学模型描述，导致直流电压跟踪给定能力差。综上，表 1 所确定的  $\mathbf{u}_r$  有功

功率调节能力弱,是导致 PWM 整流器启动性能不好和扰动电流产生较大直流压降的原因。

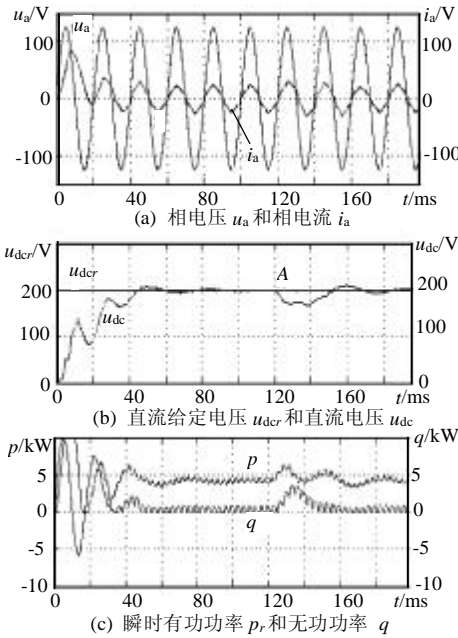


图4 单开关表 DPC 系统仿真

Fig. 4 Simulation of DPC system with single switching table

### 3 三相电压型 PWM 整流器双开关表控制策略

#### 3.1 整流器双开关表控制策略

三相电压型 PWM 整流器输入  $u_r$  及空间划分如图 5 所示。由式(1)、并略去  $R$  的影响,得

$$I = I_0 + \frac{1}{L} \int_0^t (U - u_r) dt \quad (11)$$

设电源电压矢量  $U$  处在 1 扇区, 电流矢量  $I$  滞后于  $U$ , 给定电流  $I_r$  与  $U$  同相位, 此时,  $S_p=1(p < p_{ref})$ ,  $S_q=0(q > 0)$ 。由于  $I_0=I_r$ , 为使电流矢量逼近  $I_r$ , 由式(11)知, 需选择  $U_6$ , 使  $I$  沿着  $U-U_6$  方向逼近  $I_r$ , 即选择  $S_a S_b S_c=101$  (见表 1)。由图 5 可知,  $U_6$  主要用于减少  $I$  的无功分量, 亦主要减少  $q$ ;  $I$  的有功分量增量小, 亦增加  $p$  作用不大。若选择  $U_4$ , 则电流矢量沿着  $U-U_4$  方向逼近  $I_r$ , 此时,  $U_4$  主要用于增大  $p$ , 减少  $q$  作用不大。对此, 可定义此刻的  $U_4$  为有功调节矢量,  $U_6$  为无功调节矢量。同理可分析, 在 1 扇区  $S_p=0(p > p_{ref})$ 、 $S_q=0(q > 0)$  时, 有功调节矢量为  $U_1$ , 无功调节矢量为  $U_6$ ;  $S_p=1(p < p_{ref})$ 、 $S_q=1(q < 0)$  时, 即电流矢量超前电压矢量, 有功调节矢量为  $U_4$ , 无功调节矢量为  $U_2$ ;  $S_p=0(p > p_{ref})$ 、 $S_q=1(q < 0)$  时, 有功调节矢量为  $U_1$ , 无功调节矢量为  $U_2$ 。综上,

在 1 扇区里,  $S_p=1$ , 有功调节矢量为  $U_4$ ,  $S_p=0$ , 有功调节矢量为  $U_1$ ;  $S_q=1$ , 无功调节矢量为  $U_2$ ,  $S_q=0$ , 无功调节矢量为  $U_6$ 。其它扇区, 可照此分析, 得到有功功率和无功功率开关表见表 2、3。

表 2 有功功率开关表

Tab. 2 Switching table of active power

$S_p$	$S_a S_b S_c$											
	$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_5$	$q_6$	$q_7$	$q_8$	$q_9$	$q_{10}$	$q_{11}$	$q_{12}$
1	011	011	001	001	101	101	100	100	110	110	010	010
0	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101

表 3 无功功率开关表

Tab. 3 Switching table of reactive power

$S_q$	$S_a S_b S_c$											
	$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_5$	$q_6$	$q_7$	$q_8$	$q_9$	$q_{10}$	$q_{11}$	$q_{12}$
1	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100	100
0	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	011

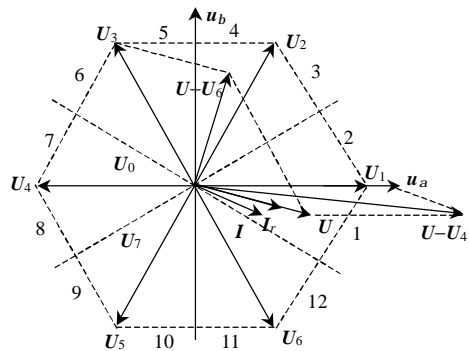


图 5 DPC 系统的空间矢量

Fig. 5 Space vectors of DPC system

由于表 2、表 3 主要完成有功功率或无功功率调节, 单独用表 2 或表 3 均不能实现有功功率和无功功率的有效同时调节。如只用有功功率开关表, 不控制无功功率, 会导致功率因数严重下降, 同时较大的无功功率影响有功功率跟踪给定的能力; 如只用无功功率开关表, 虽可获得高的功率因数, 则失去有功功率的控制能力, 亦失去直流电压的控制能力。对此, 在 DPC 系统中, 可交替使用表 2 和表 3, 若需加强有功功率调节, 就增加表 2 作用时间, 减少表 3 作用时间; 若需加强无功功率调节, 就减少表 2 作用时间, 增加表 3 作用时间; 这样就可实现双开关表控制策略。

#### 3.2 整流器双开关表 DPC 控制系统

整流器双开关表 DPC 系统如图 6 所示,  $q$  表输入为  $\theta_n$  和  $S_q$ , 输出为  $S_{iq}$  信号;  $p$  表输入为  $\theta_n$  和  $S_p$ , 输出为  $S_{ip}$ ;  $i=a, b, c$ 。当电子开关  $S$  转向  $q$  表,

$S_{iq}$  送到主电路开关管，当电子开关 S 转向 p 表， $S_{ip}$  送到主电路开关管。电子开关 S 受占空比可调的方波信号源控制。当信号源为高电平 1， $S_{ip}$  送入开关管，信号源为低电平 0， $S_{iq}$  送入开关管。

### 3.3 整流器双开关表 DPC 系统仿真

#### (1) 双开关表 DPC 系统占空比地确定

正常负载时，取占空比为 50%，与单开关表控制策略相比，加强了有功功率的调节能力，有功功率和无功功率调节能力对等，可改善系统的启动性能。当负载电流增大时，为维持恒定的直流电压输出，高的功率因数，应增加无功功率的调节，减少占空比，使电源输入的视在功率转换为有功功率，从而增加了有功功率，亦可补偿由负载电流增大产生的压降。按上述思想，在  $U_m=110V$ 、控制转换开关信号源频率  $f_s=10kHz$ （其它参数同前）的情况下，经分析和研究，得出占空比与负载电流的关系  $t = f(i_L)$  为一条直线，如图 7 所示。

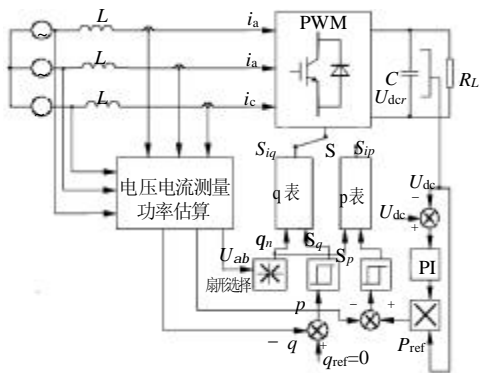


图 6 整流器双开关表 DPC 系统框图

Fig.6 Block diagram of VO-DPC system with double switching tables

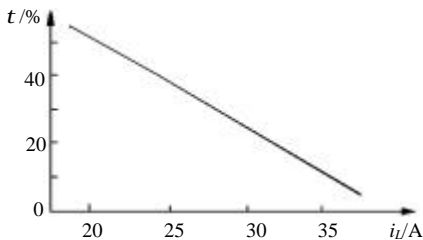


图 7  $t$  与  $i_L$  的关系

Fig.7 The relation of  $t$  and  $i_L$

#### (2) 整流器双开关表系统仿真

按图 6、表 2 及表 3 构建了三相电压型 PWM 整流器双开关表 DPC 系统在 Simulink 环境下的仿真模型。按图 7 设计了占空比受负载电流控制的  $f_s=10kHz$  方波信号，控制有功功率和无功功率开关

表的交换使用；同时实现从启动到稳态暂态过程（ $i_L = 0 \sim 20 A$ ）中，占空比保持在 50%，以保持有良好的启动动态性能。DPC 系统从启动到稳态暂态和负载电流扰动时的仿真结果如图 8 所示，与单开关表 DPC 系统仿真结果（图 4）相比，暂态过程中直流电压、有功功率及无功功率波动小，即暂态性能好。图 8 中 A 处为 1.4 倍负载电流扰动时，通过减少  $t$ ，控制无功功率接近于 0，有功功率变大，以维持直流电压在给定值。

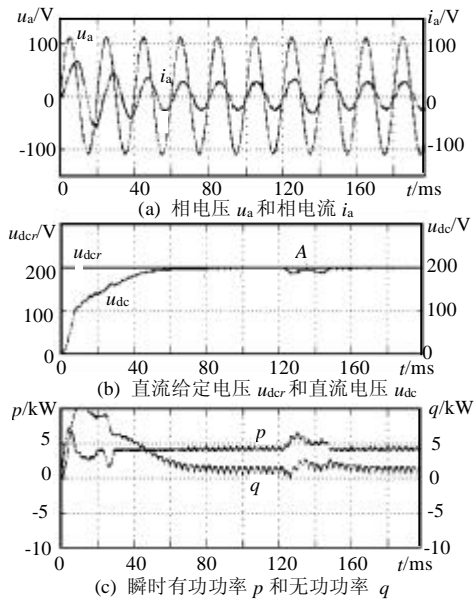


图 8 整流器双开关表 DPC 系统仿真

Fig. 8 Simulation of VO-DPC system with double switching tables

### 3.4 整流器双开关表 DPC 策略实验研究

按照图 6，选用富士智能功率模块 PM50(75) RSA120 构成主电路，用 TCETEK-LF2407 型数字信号处理器构成主控制器，主电路参数按仿真参数选取设计，以便于与仿真结果比较。实验曲线如图 9 所示，图为整流器双开关表 DPC 系统稳态运行时加 1.4 倍负载电流的实验结果。

从图 9(a)看出加载时（O 点），相电流  $i_a$  变大，并与相电压  $u_a$  保持同步，实现高功率因数；图 9(b) 中直流给定电压  $u_{dcr}$  与直流电压  $u_{dc}$  在稳态时相等，在加负载时，出现小量的动态压降后恢复到直流电压给定值；图 9(c) 中有功功率  $p$  和无功功率  $q$  在加负载后都变大，但有功功率的增量比无功功率增量

大。实验结果和双开关表控制策略分析与仿真结果是一致的，证实了整流器双开关表 DPC 策略的可行性。

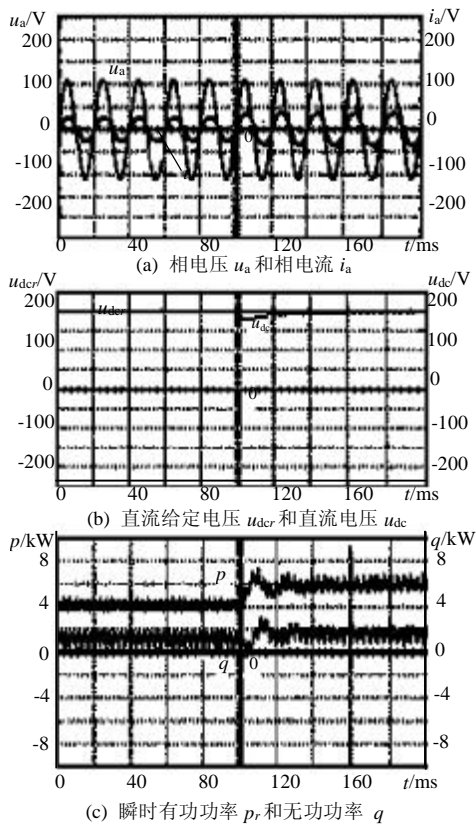


图9 整流器双开关表 DPC 系统实验曲线

Fig. 9 Experiment curves VO-DPC system with double switching tables

## 4 结语

(1) 三相电压型 PWM 整流器 DPC 系统采用双开关表控制策略与单开关表控制策略相比, 只是将一个具有同时调节有功功率和无功功率的开关表变成两个具有调节有功功率或无功功率能力的开关表, 有功功率或无功功率的调节能力由方波信号占空比决定; 这样, 可根据控制要求, 调节占空比, 实现功率的合理调节。

(2) 仿真和实验结果表明, 整流器双开关表 DPC 策略是可行的。

(3) 从仿真和实验结果看, 双开关表 DPC 系统具有更好的动、静态性能。

## 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.
- [2] 张纯江, 顾和荣. 基于新型相位幅值控制的三相PWM整流器数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 28-31.  
Zhang Chunjiang, Gu Herong. Mathematical model of three-phase PWM rectifier based on a novel phase and amplitude control [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 28-31.
- [3] 王英, 张纯江, 陈辉明. 三相PWM整流器新型相位幅值控制数学模型及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 85-89.

- Wang Ying, Zhang Chunjiang, Chen Huiming. A new phase and amplitude control strategy and mathematics model of three-phase voltage rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 85-89.
- [4] Tokuo Ohnishi. Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control[C]. Proc. IEEE IECON'1991: 819-824.
- [5] Toshihiko Noguchi, Hiroaki Tomiki, Seiji Kondo *et al.* Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors[J]. IEEE Trans on Industry Applications. 1998, 34(3): 473-479.
- [6] 徐小品, 黄进, 杨家强. 瞬时功率控制在三相PWM整流器中的应用[J]. 电力电子技术, 2004, 38(2): 30-32.  
Xu Xiaopin, Huang Jin, Yang Jiaqiang. Application of instantaneous power control to three-phase PWM rectifiers[J]. Power Electronics, 2004, 38(2): 30-32.
- [7] 王久和, 李华德, 李正熙. 电压型PWM整流器直接功率控制技术[J]. 电工电能新技术. 2004, 23(3): 64-67.  
Wang Jiuhue, Li Huade, Li Zhengxi. Direct power control technology of three-phase boost type PWM rectifiers[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering And Energy, 2004, 23(3): 64-67.
- [8] M. Sc. Mariusz malinowski. Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifier[D]. Warsaw University of Technology. Ph. D. Thesis. 2001.
- [9] 王久和, 李华德. 电压型PWM整流器功率控制策略研究[J]. 变频器世界, 2004, 8(7): 41-43.  
Wang Jiuhue, Li Huade. Research on power control strategy for three phase boost-type PWM rectifiers[J]. The World of Inverters, 2004, 8(7): 41-43.
- [10] Mariusz Malinowski, Marian P. Kazmierkowski, Steffan Hansen *et al.* Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers [J]. IEEE Trans Industry Applications. 2001, 37(4): 1019-1027.
- [11] Gerardo Escobar, Aleksandar M. Stankovic, Juan. M. Carraso *et al.* Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces[J]. IEEE Trans on Power Electronics. 2003, 18(3): 823-830.
- [12] 王茂海, 刘会金. 通用瞬时功率定义及广义谐波理论[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(9): 68-73.  
Wang Maohai, Liu Huijin. A universal definition of instantaneous power and broad sense harmonic theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(9): 68-73.
- [13] 王茂海, 刘会金. 通用瞬时功率理论的完善与负载性能评价指标的建立[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(7): 81-84.  
Wang Maohai, Liu Huijin. Perfecting of the universal instantaneous power theory and presentation of load performance index[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(7): 81-84.
- [14] 王茂海, 孙元章. 通用瞬时功率理论在三相不平衡负荷补偿中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 81-84.  
Wang Maohai, Sun Yuanzhang. Application of universal instantaneous power theory to unbalanced load compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 81-84.
- [15] 赵振波, 李和明, 董淑惠. 采用电流滞环调节器的电压矢量控制 PWM 整流器系统[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1): 31-34.  
Zhao Zhenbo, Li Heming, Dong Shuhui. Voltage Vector-controlled PWM rectifier system with current hysteresis regulators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(1): 31-34.

收稿日期: 2005-02-12。

作者简介:

王久和(1959-), 男, 北京科技大学博士研究生, 教授, 主要研究方向为电力电子技术和电力传动;

李华德(1941-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机及其控制, 电力传动。