

# 基于 $d, q$ 坐标系的单相三电平 PWM 整流器研究

黄嘉鹏<sup>1</sup>, 杨华云<sup>1,2</sup>, 贺 强<sup>3</sup>

(1. 四川电力科学研究院, 四川 成都 610072; 2. 哈尔滨工业大学, 黑龙江 哈尔滨 150001;

3. 四川通源电力科技有限公司, 四川 成都 610072)

**摘要:** 分析了单相三电平脉宽调制(PWM)整流器的工作原理, 将  $d, q$  坐标系引入该整流器, 根据定义的  $\alpha, \beta$  变量推导了基于  $d, q$  坐标系的数学模型。根据线性解耦思想, 提出了单相三电平 PWM 整流器的电流解耦控制方法, 该方法对解耦后的  $d, q$  轴电流分别进行比例控制, 并利用输入电压瞬时值进行前馈补偿, 极大地降低了控制系统设计的复杂性, 并具有良好的线性控制特性。计算机仿真和实验结果表明, 基于  $d, q$  坐标系的单相三电平 PWM 整流器矢量控制系统功率因数高、动态性能好, 验证了该算法的正确性和有效性。

**关键词:** 整流器; 解耦控制; 脉宽调制

**中图分类号:** TM461

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-100X(2013)06-0023-03

## Research on Single-phase Three-level PWM Rectifier Based on $d, q$ Reference Frame Control

HUANG Jia-peng<sup>1</sup>, YANG Hua-yun<sup>1,2</sup>, HE Qiang<sup>3</sup>

(1. Sichuan Electrical Power Research Institute, Chengdu 610072, China)

**Abstract:** Working principle of single-phase three-level pulse width modulation(PWM) rectifier is discussed. According to the definition of  $\alpha, \beta$  variable, a mathematic model of the PWM rectifier based on the  $d, q$  reference frame is set up. Based on linear decoupled theory, a current decoupled control strategy is proposed which declines significantly complexity of the control system and has good control characteristics. Computer simulation and experimental results demonstrate that this rectifier under current decoupled control has higher power factor and better dynamic performance, which confirms the effectiveness of the improved control strategy.

**Keywords:** rectifier; decoupled control; pulse width modulation

## 1 引言

PWM整流方式功率因数高、可实现能量双向传输, 是一种真正的“绿色”电能变换<sup>[1]</sup>。其控制系统一般采用电压外环、电流内环的双闭环控制。基于  $d, q$  坐标系的电流解耦控制可分别控制解耦后的  $d, q$  轴电流, 取得了良好的控制效果, 已广泛应用于三相整流器和逆变器。文献[2-3]介绍了几种基于  $d, q$  坐标系的电流控制思想, 但均存在不足。

这里以单相三电平 PWM 整流器为研究对象, 推导了基于  $d, q$  坐标系的单相三电平 PWM 整流器数学模型, 根据线性解耦思想对解耦后的  $d, q$  轴电流分别进行比例控制, 极大降低了控制系统的复杂性, 改进后的控制方法具有能消除电流静态误差、简单、易于数字实现等优点。

## 2 PWM 整流器的 $d, q$ 建模及电流解耦控制

图 1 为基于  $d, q$  坐标系的单相三电平 PWM

整流器矢量控制系统。可见, 其电压外环用于稳定直流输出电压, 电流内环采用电流解耦控制; 主电路由 8 个 IGBT 模块构成两个对称桥臂, 每个桥臂各有 2 个箝位二极管;  $C_1, C_2$  为 2 个直流侧支撑电容;  $L_s, R_s$  为变压器次级漏感和漏电阻。为便于分析, 忽略  $R_s$ , 定义开关函数  $S_i(i=a, b)$ :

$$S_i = \begin{cases} 1(p), & V_{1i}, V_{2i} \text{ 导通} \\ 0(o), & V_{2i}, V_{3i} \text{ 导通} \\ -1(n), & V_{3i}, V_{4i} \text{ 导通} \end{cases} \quad (1)$$

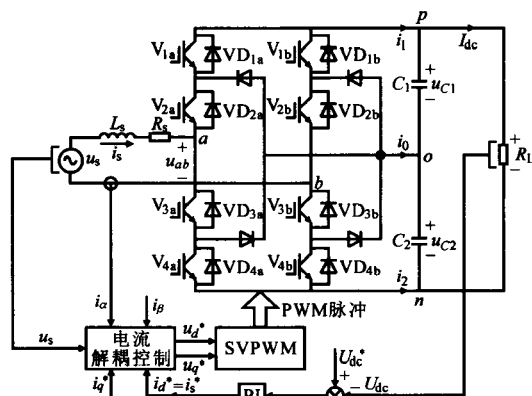


图 1 所提出的整流器矢量控制系统

Fig. 1 The vector control system of the proposed rectifier

定稿日期: 2013-01-15

作者简介: 黄嘉鹏(1986-), 男, 四川乐山人, 硕士研究生, 工程师, 研究方向为 PWM 整流器、电子式互感器技术。

以 a 桥臂为例,当  $S_a=1, 0, -1$  时,  $u_{ab}$  为  $U_d/2, 0, -U_d/2$ 。因此,单相三电平 PWM 整流器具有 9 个工作模式。整流器输入端电压  $u_{ab}$  与工作模式对应关系示意图如图 2 所示。

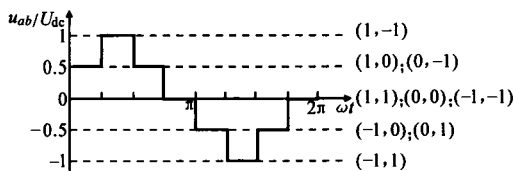


图 2  $u_{ab}$  与工作模式对应关系示意图

Fig. 2 The relationship between  $u_{ab}$  and mode of rectifier

## 2.1 变量定义

单相 PWM 整流器中,网侧输入电压  $u_s$ 、输入电流  $i_s$  和  $u_{ab}$  可分别定义为:

$$u_s = U_s \cos \omega t, i_s = i_d \cos \omega t - i_q \sin \omega t, u_{ab} = u_d \cos \omega t - u_q \sin \omega t \quad (2)$$

式中:  $i_d, i_q$  为  $i_s$  的有功、无功分量;  $u_d, u_q$  为  $u_{ab}$  的  $d, q$  轴分量。

单相系统只有一个输入电流变量,不能直接应用  $d-q$  变换。为解决此问题,需引入一个虚拟输入电流变量  $i_{\beta}$ 。参考电流  $i_s^*$  的频率和相位通过锁相电路检测  $u_s$  获得,将  $i_s^*$  定义为  $i_{\alpha}^*$ ,并假设  $\beta$  轴上电流参考分量  $i_{\beta}^*$  与  $i_{\alpha}^*$  同频率,相位滞后其  $\pi/2$ ,可得:

$$i_{\alpha}^* = i_s^* \cos \omega t, i_{\beta}^* = i_s^* \sin \omega t \quad (3)$$

由式(2)第 2 式可知,  $i_s$  分解为  $d$  轴有功分量  $i_d$  和  $q$  轴无功分量  $i_q$ 。PWM 整流器控制目标为  $i_q = 0$ 。将式(3)进行坐标变换得  $i_d$  参考值  $i_d^* = i_s^*, i_q^* = 0$ 。

## 2.2 整流器数学模型

假设开关为理想器件,且换相过程无能量损失,则单相三电平 PWM 整流器交、直流侧瞬时功率相等。对图 1 中主电路交流侧回路采用 KVL 可得:

$$L di_d/dt = u_s - i_d R_s - u_{ab}, (C/2) dU_d/dt = u_{ab} i_d / U_d - U_d / R_L \quad (4)$$

将式(2)第 2,3 式代入式(4)第 1 式中,令等式中正、余弦项系数相等,则可推导出基于  $d, q$  坐标系的单相三电平 PWM 整流器数学模型为:

$$\begin{cases} di_d/dt = u_d/L - u_d^*/L - R i_d/L + \omega i_q, di_q/dt = -u_q/L - \omega i_d - R i_q/L \\ dU_d/dt = (u_d i_d + u_q i_q)/(CU_d) - 2U_d/(CR_L) \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知, PWM 整流器有 3 个状态变量  $i_d, i_q, U_d$ ,但在状态方程中  $i_d, i_q$  并不独立,彼此之间存在耦合关系,因此传统线性控制方法很难达到理想的控制性能<sup>[4]</sup>。

## 2.3 电流解耦控制

为提高单相三电平 PWM 整流器电流内环的控制性能,简化控制系统设计,电流内环采用线性解耦控制。其控制思想是:引入新的输入变量  $i_d^*, i_q^*$  (即有功、无功电流给定),使  $i_d, i_q$  转化为解耦的线性关系。则  $i_d^*, i_q^*$  与状态变量间的关系可描述为:

$$di_d/dt = k(i_d^* - i_d), di_q/dt = k(i_q^* - i_q) \quad (6)$$

式中:  $k$  为比例系数。

将式(6)代入式(5)可得:

$$\begin{cases} u_d/L - u_d^*/L - R i_d/L + \omega i_q = k(i_d^* - i_d) \\ -u_q/L - \omega i_d - R i_q/L = k(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (7)$$

忽略  $R_s$ ,由上式可得:

$$u_d^* = u_s + \omega L i_q - k L (i_d^* - i_d), u_q^* = -\omega L i_d - k L (i_q^* - i_q) \quad (8)$$

此线性化方式实现了  $i_d, i_q$  解耦控制,由  $u_{ab}^* = u_d^* \cos \omega t - u_q^* \sin \omega t$  计算可得调制信号。此外,需反馈输入电压幅值  $U_s$  来消除网压波动对系统的影响。这里利用  $u_s(t)$  对调制信号进行前馈补偿,无需对输入电压进行峰值检测,同时忽略感抗  $\omega L$ ,简化了电流解耦控制。图 3 为提出的电流解耦控制简化框图。可见,引入  $k$  后,电流内环中两个 PI 调节器可用两个控制参数一致的比例调节器代替,大大降低了控制系统复杂度。此外,  $u_s(t)$  对调制信号进行前馈补偿,无需对输入电压进行峰值检测。

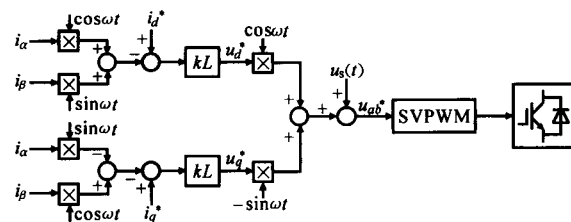


图 3 提出的电流解耦控制简化框图

Fig. 3 The block diagram of proposed current decoupled control

## 3 空间矢量脉宽调制方法

图 4 为单相三电平 PWM 整流器空间电压矢量图。它包括 3 个零矢量  $U_{pp}, U_{oo}, U_{nn}$ , 4 个小矢量  $U_{po}, U_{on}, U_{op}, U_{on}$  和 2 个大矢量  $U_{pn}, U_{np}$ 。矢量  $U_{xy}$  中,  $x$  为  $S_a$  的值(p, o, n),  $y$  为  $S_b$  的值(p, o, n)。参考电压矢量  $U_{ref}$  的模和相位分别为  $U$  和  $\omega t - \varphi$ , 则可得到其  $\alpha$  轴分量  $u_{ab}^*(t) = U \cos(\omega t - \varphi)$ 。在每个开关周期内,  $u_{ab}^*$  由位于  $\alpha$  轴上的空间电压矢量的线性组合来合成<sup>[5]</sup>。根据  $u_{ab}^*$  可将单相三电平 PWM 整流器 9 个工作模式分为 4 个工作区域: ①  $0.5 < u_{ab}^*/U_d \leq 1$ ; ②  $0 < u_{ab}^*/U_d \leq 0.5$ ; ③  $-0.5 < u_{ab}^*/U_d \leq 0$ ; ④  $-1 \leq u_{ab}^*/U_d \leq -0.5$ ; 其中  $U_d$  为直流参考电压。

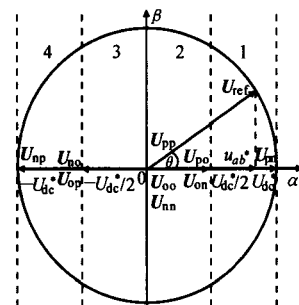


图 4 空间电压矢量图( $\theta = \omega t - \varphi$ )

Fig. 4 Space voltage vector diagram( $\theta = \omega t - \varphi$ )

图 5 为 SVPWM 方法,  $u_{ab}^*$  由幅值相差  $U_{dc}/2$  的两个状态量  $U_1, U_2$  合成。在每个区域  $U_2$  从大矢量或零矢量中选择, 而  $U_1$  有两个冗余状态量  $U_{1+}$  和  $U_{1-}$ , 且冗余状态量只从小矢量中选择<sup>[6]</sup>。

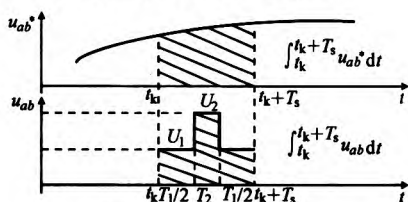


图 5 SVPWM 方法

Fig. 5 SVPWM method

在一个开关周期  $T_s$  内, 调制信号  $u_{ab}^*$  可视为恒定值, 利用伏秒平衡原理可得:

$$U_1 T_1 + U_2 T_2 = u_{ab}^* T_s \quad (9)$$

式中:  $T_1, T_2$  分别为  $U_1, U_2$  的作用时间。

$T_1, T_2$  满足  $T_1 + T_2 = T_s$ , 代入式(9)可得:

$$T_1 = (u_{ab}^* - U_2) T_s / (U_1 - U_2), \quad T_2 = T_s - T_1 \quad (10)$$

表 1 为 4 个工作区域中状态量与空间电压矢量的对应关系。为减小开关损耗和开关应力, 提出优化的状态量作用顺序 I, II<sup>[7]</sup>, 即 I:  $U_{1+} \rightarrow U_2 \rightarrow U_{1-} \rightarrow U_2 \rightarrow U_{1+}$ , II:  $U_{1-} \rightarrow U_2 \rightarrow U_{1+} \rightarrow U_2 \rightarrow U_{1-}$ , 对应状态量作用时间分别为:  $T_1/2 \rightarrow T_2/2 \rightarrow T_1/2 \rightarrow T_2/2 \rightarrow T_1/2$ ,  $T_1/2 \rightarrow T_2/2 \rightarrow T_1/2 \rightarrow T_2/2 \rightarrow T_1/2$ 。

表 1 工作区域对应的基本状态量

Table 1 The corresponding basic vector of sector

状态量	区域			
	1	2	3	4
$U_{1+}$	$U_{po}(1,0)$	$U_{po}(1,0)$	$U_{mo}(-1,0)$	$U_{mo}(-1,0)$
$U_{1-}$	$U_{on}(0,-1)$	$U_{on}(0,-1)$	$U_{op}(0,1)$	$U_{op}(0,1)$
$U_2$	$U_{on}(1,-1)$	$U_{on}(0,0)$	$U_{on}(0,0)$	$U_{on}(-1,1)$

## 4 仿真和实验结果

为验证所提出控制策略的可行性, 采用 PSIM 进行仿真。 $u_s$  有效值 100 V,  $L_s = 4.3$  mH,  $R_s = 0.2 \Omega$ , 开关频率  $f_s = 2.5$  kHz,  $U_{dc}^* = 200$  V,  $C_1 = C_2 = 3\ 300 \mu F$ , 负载功率 800 W。图 6 为空载向满载切换(1 s)前后仿真波形。可见, 1 s 时投入负载后, 大约经 0.25 s 系统重新进入稳态, 动态性能良好; 由图 6b 知无论空载还是满载运行,  $i_q$  一直为零, 功率因数较高。

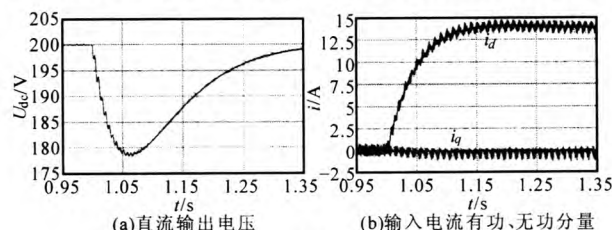


图 6 仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms

搭建小功率实验样机, 参数与仿真一致; 功率开关器件采用 2MB175U4A-120 型 IGBT; 驱动电路由具有短路保护功能的 PC929 搭建而成; 采用 TMS320F2812 型 DSP 完成系统的采样和电平作用时间计算。图 7 为实验波形。由图 7a 可见,  $i_s$  能很好地跟踪  $u_s$ , 且相位基本一致, 功率因数较高。

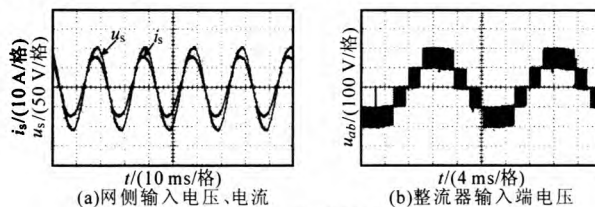


图 7 实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms

## 5 结论

推导了单相三电平脉宽调制整流器基于  $d, q$  坐标系的数学模型, 将三相系统中的电流解耦控制思想推广应用于单相系统, 搭建了基于  $d, q$  坐标系的单相三电平脉宽调制整流器矢量控制系统。该控制策略不仅实现了  $d, q$  轴电流的解耦控制, 且比例控制器的使用大大降低了控制系统设计的复杂性。仿真和实验结果表明, 该控制策略能消除网侧输入电流的稳态误差, 实现网侧高功率因数, 且具有很好的动态特性。

## 参考文献

- [1] 钟炎平. 一种新的 PWM 整流器电流解耦控制策略[J]. 电工技术学报, 2005, 20(8): 74-77.
- [2] Salaet J, Alepuz S, Gilabert A. D-Q Modeling and Control of a Single-phase Voltage Balancing[A]. IEEE Power Electronics Specialists Conference[C]. 2002, 2: 514-519.
- [3] Miranda U A, Rolim L G B, Aredes M. A D-Q Synchronous Reference Frame Current Control for Single-phase Converters[A]. Power Electronics Specialists Conference[C]. 2005: 1377-1381.
- [4] 顾军. 基于电流解耦的双闭环三电平 PWM 整流器研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(6): 60-62.
- [5] Salaet J, Gilabert A, Bordonau J. Nonlinear Control Neutral Point in Three-level Single-phase Converter by Means of Switching Redundant States[A]. Electronics Letters[C]. 2006: 304-306.
- [6] Joongho Song, Sungjoon Cho, Ick Choy. New PWM Method for Single-phase Three-level PWM Rectifiers[A]. Industrial Electronics[C]. 1997: 283-287.
- [7] 冯晓云, 宋文胜. 单相三电平 NPC 整流器的 SVPWM 与中点电位控制方法[J]. 西南交通大学学报, 2009, 44(3): 347-353.

# 基于d, q坐标系的单相三电平PWM整流器研究

作者：[黄嘉鹏](#), [杨华云](#), [贺强](#), [HUANG Jia-peng](#), [YANG Hua-yun](#), [HE Qiang](#)

作者单位：[黄嘉鹏, HUANG Jia-peng \(四川电力科学研究院, 四川成都, 610072\)](#), [杨华云, YANG Hua-yun \(四川电力科学研究院, 四川成都610072; 哈尔滨工业大学, 黑龙江哈尔滨150001\)](#), [贺强, HE Qiang \(四川通源电力科技有限公司, 四川成都, 610072\)](#)

刊名：[电力电子技术](#) [ISTIC](#) [PKU](#)

英文刊名：[Power Electronics](#)

年, 卷(期)：2013, 47 (6)

## 参考文献(7条)

1. [钟炎平](#) 一种新的PWM整流器电流解耦控制策略[期刊论文]-[电工技术学报](#) 2005 (08)
2. [Salaet J;Alepuz S;Gilabert A](#) [D-Q Modeling and Control of a Single-phase Voltage Balancing](#) 2002
3. [Miranda U A;Rolim L G B;Aredes M](#) [A D-Q Synchronous Reference Frame Current Control for Single-phase Converters](#) 2005
4. [顾军](#) 基于电流解耦的双闭环三电平PWM整流器研究[期刊论文]-[电力电子技术](#) 2007 (06)
5. [Salaet J;Gilabert A;Bordonau J](#) [Nonlinear Control Neutral Point in Three-level Single-phase Converter by Means of Switching Redundant States](#) 2006
6. [Joongho Song;Sungjoon Cho;Ick Choy](#) [New PWM Method for Single-phase Three-level PWM Rectifiers](#) 1997
7. [冯晓云;宋文胜](#) 单相三电平NPC整流器的SVPWM与中点电位控制方法[期刊论文]-[西南交通大学学报](#) 2009 (03)

引用本文格式：[黄嘉鹏](#). [杨华云](#). [贺强](#). [HUANG Jia-peng](#). [YANG Hua-yun](#). [HE Qiang](#) 基于d, q坐标系的单相三电平PWM整流器研究[期刊论文]-[电力电子技术](#) 2013 (6)