

## 电压型 PWM 整流器直接功率控制技术

王久和<sup>1,2</sup>, 李华德<sup>1</sup>, 李正熙<sup>3</sup>

(1. 北京科技大学, 北京 100083; 2. 北京信息工程学院, 北京 100101; 3. 北方工业大学, 北京 100041)

**摘要:** 本文介绍了目前三相电压型 PWM 整流器电压定向功率直接控制 (VO-DPC) 系统及基于输出调节子空间的功率直接控制 (ORS-DPC) 系统的原理, 分析了直接功率控制系统的性能; 并进行了仿真研究。研究和分析表明, 三相电压型 PWM 整流器直接功率控制系统具有结构和算法简单、无 PWM 调制模块、高功率因数、低谐波、动态性能良好等优点; 值得进一步研究。

**关键词:** PWM 整流器; 直接功率控制; 瞬时功率; 输出调节子空间

中图分类号: TM4

文献标识码: A

文章编号: 1003-3076(2004)03-0064-04

### 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, 广泛应用于单位功率因数整流、有源滤波及无功补偿、交流传动等变流控制中。PWM 整流器控制策略有多种, 主要有直接和间接两种电流控制策略<sup>[1]</sup>。“间接电流控制”策略的显著优点是结构简单、无需电流传感器、易于实现、静态特性良好; 其缺点为稳定性差、动态响应慢、存在直流电流偏移及电流冲击等, 制约了该种策略的应用。“直接电流控制”策略的优点为动态响应速度快、限流容易、控制精度高, 其主要缺点是实现 PWM 整流器的电压空间矢量控制, 需要解决正弦函数、反正切函数查表的问题并需要进行一系列乘除法运算, 则需要复杂的算法 (由 DSP 或多片单片机实现) 和调制模块。对此, 在交流源电压一定的情况下, 如能直接控制 PWM 整流器的瞬时功率 (有功和无功), 同样可收到控制瞬时输入电流的效果, 此种控制策略称为直接功率控制 (DPC)。由于直接功率控制 PWM 整流器采用瞬时功率控制, 则具有更高的功率因数、低的 THD、算法及系统结构简单等优点, 引起一些学者的兴趣。对此, 本文介绍两种 PDC 的组成和原理, 并对其性能进行了分析和仿真研究。

### 2 电压定向直接功率控制 (VO-DPC)

三相电压型 PWM 整流器主电路如图 1 所示, 图中  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  为三相对称电源电压;  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为三相线电流;  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  为整流器开关管的开关信号,  $S_j (j = a, b, c) = 1$  (上桥臂开关管导通, 下桥臂开关管关断),  $S_j = 0$  (下桥臂开关管导通, 上桥臂开关管关断);  $U_{dc}$  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。

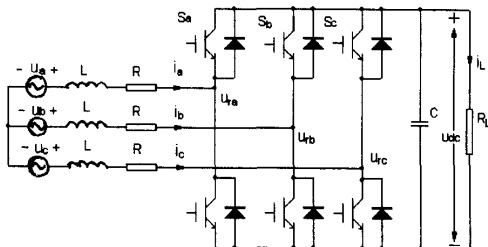


图 1 三相电压型 PWM 整流器主电路

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

采用电压控制的 VO-DPC 系统结构<sup>[2]</sup>如图 2 所示, 图中略去了  $R$  的影响。功率和电压估算器根据

收稿日期: 2003-12-23

基金项目: 北京市重点自然科学基金资助项目 (KZ200410005005)

作者简介: 王久和 (1959-), 男, 辽宁籍, 博士研究生, 教授, 主攻电力电子技术及变频技术;

李华德 (1941-), 男, 辽宁籍, 教授, 博导, 主攻电力电子技术及交流传动。

检测到的电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  及直流电压  $U_{dc}$  计算瞬时有功和无功功率的估算值  $p$ 、 $q$  及三相电压  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  在固定  $\alpha\beta$  坐标系中的  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ 。 $p$  和  $q$  与给定的  $p_{ref}$  和  $q_{ref}$  比较后送入滞回比较器输出  $S_p$ 、 $S_q$  开关信号,  $p_{ref}$  由直流电压外环设定,  $q_{ref}$  设定为 0, 实现单位功率因数。 $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  送入扇形选择器输出  $\theta_n$  信号。 $\theta_n$  由  $(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6}$  ( $n=1, 2, \dots, 12$ ) 确定。根据  $S_p$ 、 $S_q$ 、 $\theta_n$  在开关表中选择所需的  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ , 去驱动主电路开关器件及供给功率和电压估算器。

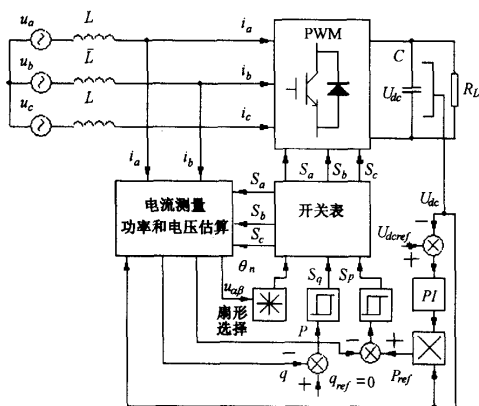


图2 VO-DPC系统框图

Fig. 2 Block diagram of VO-DPC system

在三相电压对称、三相电流对称及略去  $R$  上损失的情况下, 根据检测到的交流电流瞬时值及其对时间的导数、直流电压、电感  $L$ 、开关管驱动信号  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  就可估算  $p$ 、 $q$  [2]。

为实现无电压传感器, 将  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  经 3/2 变换, 得到  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ 。根据  $p$ 、 $q$  及  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  可计算电源电压  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  值 [3]。为实现电源电压空间矢量位置的选择, 由  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  确定的  $u$  幅角  $\theta = \arctg \frac{u_\beta}{u_\alpha}$ , 根据  $\theta$  确定  $u$  的位置。根据  $u$  的位置及  $S_p$ 、 $S_q$  可在预存的开关表中选取  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 。

### 3 基于输出调节子空间的直接功率控制 (ORS-DPC)

#### 3.1 输出调节子空间 (ORS)

设  $y = [y_1 \ y_2]^T$  为输出矢量,  $y_1$ 、 $y_2$  分别取为瞬时有功和无功功率。采用瞬时有功功率为电压矢

量与电流矢量的标量积, 瞬时无功功率为电压矢量与电流矢量的矢量积 [4]。

输出调节子空间 (ORS) 为整流器输入电压空间  $R^m$  ( $m=2$ ) 中  $\dot{y}_i = 0$  ( $i=1, 2$ ) 的子空间  $u_i$ , 对应于  $y_1$ 、 $y_2$  的输出调节子空间为  $ORS(y_1)$ 、 $ORS(y_2)$ 。 $ORS(y_1)$  为沿着  $\Gamma u$  方向的直线,  $ORS(y_2)$  为沿着  $u$  的直线, 且二者相互垂直。 $ORS(y_1)$  和  $ORS(y_2)$  将输入空间分为四个区域, 每一区域对应于不同的  $\dot{y}_1$ 、 $\dot{y}_2$  符号, 如图 3 所示。 $u_{req}$  为  $\dot{y}_1 = \dot{y}_2 = 0$  (交点) 输入空间矢量。根据图 3 中  $\dot{y}$  的符号就可知  $p$  和  $q$  的变化趋势, 选择  $u_i$  将瞬时有功和无功功率调节到给定值。

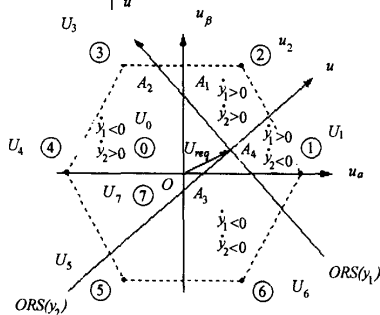


图3 三相电压型PWM整流器ORS

Fig. 3 ORS of three-phase boost type PWM rectifiers

#### 3.2 ORS-DPC系统的结构

ORS-DPC系统结构 [5] 如图 4 所示, 电流传感器和电压传感器检测到的电流、电压信号经 3/2 变换得到  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ 、 $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ , 算得的  $p$ 、 $q$ 、 $p$ 、 $q$  和  $p_{ref}$ 、 $q_{ref}$  (设定为 0) 比较后, 得到瞬时功率的差值信号。在选取控制矢量之前, 将电源电压矢量  $u$  旋转一个  $\varphi$  或  $\psi$  角; 旋转  $u$  的目的是补偿采用近似 ORS 所引起的误差 [2], 对应于  $ORS(y_1)$ ,  $u' = e^{+j\varphi} u$ ; 对应于  $ORS(y_2)$ ,  $u' = e^{+j\psi} u$ 。 $u$  经  $e^{+j\varphi}$  或  $e^{+j\psi}$  旋转后, 得到  $u'$ 。根据  $u'$  及瞬时功率的差值信号  $\tilde{p}$ 、 $\tilde{q}$  (瞬时功率与给定功率的差值) 在控制矢量选择表中选  $u_i$ , 再经 2/3 变换获得开关信号  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 。外环采用积分和低通滤波器结构, 抑制直流侧干扰。

### 4 DPC系统性能分析

#### 4.1 VO-DPC系统

VO-DPC 没有采用  $dq$  旋转坐标变换, 系统的方程容易实现。估算的瞬时功率值不仅有基波分量、

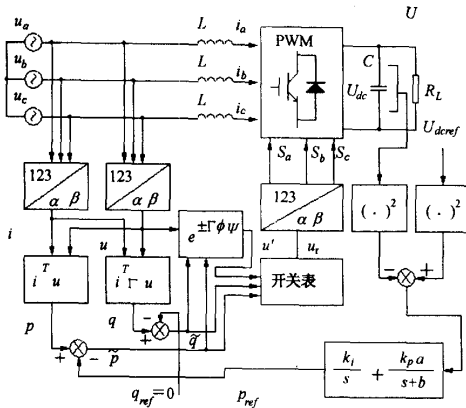


图4 ORS-DPC系统框图

Fig.4 Block diagram of ORS-DPC system

也有谐波分量,提高了总功率因数和效率。系统没有电流环和复杂的算法,有功和无功功率得到了精确控制,其误差由功率滞回比较器的滞宽决定。根据  $S_p$ 、 $S_q$  及  $\theta_n$  在预存好的开关表中选取所需的开关信号,系统具有结构简单的特点。由于无电压传感器,节省了安装与检修,提高了系统的可靠性。其不足是开关频率较高且频率不稳定,可采用虚拟磁链定向 VFO-DPC 系统<sup>[6-8]</sup>和自适应空间矢量调制方式<sup>[9,10]</sup>予以解决。

为进一步研究 DPC 系统的性能,作者根据图 2 构建了三相电压型 PWM 整流器直接功率控制系统 MATLAB/Simulink 环境下的仿真模型。仿真参数:  $U_a = U_b = U_c = 85V$ , 电源频率  $f = 50Hz$ ,  $L = 4mH$ ,  $R = 0.1\Omega$ ,  $C = 2200\mu F$ ,  $R_L = 10\Omega$ ,  $U_{dref} = 200V$ ,  $I_{LN} = 20A$ 。

整流器启动从暂态到稳态的仿真曲线如图 5 所示,图 5a 为交流相电压、电流曲线,图 5b 为直流给定电压、实际直流电压曲线,图 5c 为瞬时有功功率、无功功率曲线。由图 5a 可知,  $i_a$  经历两个周期(40ms)的暂态后进入稳态,稳态时  $u_a$  与  $i_a$  同相位,且  $i_a$  非常接近正弦波。由图 5b 可知,直流输出电压  $u_{dc}$  经历 4 周期进入稳态,即稳定在给定值  $u_{dref}$ ;这说明  $u_{dc}$  的动态响应不理想,主要受大电容的影响,还需采取措施加以改进。由图 5c 可知,  $p$  经历 4 周期进入稳态,即稳定在给定值  $p_{ref}$ ,  $q$  经历 1.5 周期进入稳态,即稳定在给定值,并接近于 0。从图

5a、图 5c 可以看出,网侧功率因数非常接近于 1。总之,DPC 系统有良好的动态性能,并具有电路结构及算法简单、高功率因数等优点。

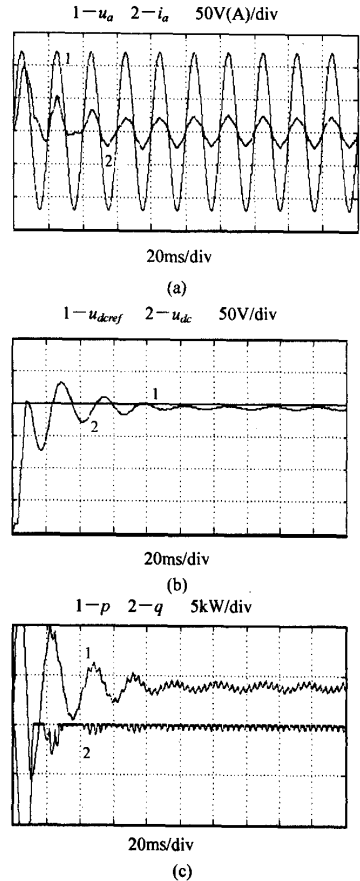


图5 DPC系统从启动到稳态仿真曲线

Fig.5 Simulation curves of DPC system during start

## 4.2 ORS-DPC 系统

ORS-DPC 系统在控制上,将瞬时有功功率、无功功率视为输出,利用输出调节子空间(ORS)的概念提出新的控制策略。为更精确的选择输入电压矢量,将  $u$  变换为  $u'$ ,即  $ue^{+j\Gamma\psi}$  或  $ue^{+j\Gamma\varphi}$ 。由于采用 ORS 将输入空间实时地分为四个区域,根据  $u'$  所处的扇形区域及  $y_1$ 、 $y_2$  的状态选择控制矢量,因此,具有更好的动态性能。为进一步提高 ORS-DPC 系统的跟踪性和稳定性,可将文献[11-15]中的构造能量函数加入阻尼[ESDI]方法用于控制器设计中。

## 5 结语

介绍了 VO-DPC、ORS-DPC 系统的结构原理,分

析了DPC系统的性能。通过对VO-DPC系统的仿真,DPC系统具有良好的动态性能。并具有结构简单,无PWM调制模块(只利用预存好的开关表),功率环只对瞬时有功功率和无功功率的标量值进行动态比较(能及时将瞬时功率调到给定值),高功率因数,低谐波,动态性能良好等优点。因此,直接功率控制是PWM整流器较为完善的控制策略,值得进一步研究。

#### 参考文献 (References):

- [1] 张崇巍,张兴 (Zhang Chongwei, Zhang Xing). PWM整流器及其控制 (PWM rectifiers and control) [M]. 北京:机械工业出版社 (Beijing: China Machine Press), 2003.
- [2] 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.
- [3] Ohnishi T. Three-phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control [A]. Proc. IEEE IECON' Conf 91 [C]. Kobe, Japan. 1991. 819-824.
- [4] 李培芳,孙士乾 (Li Peifang, Sun Shiqian). 三相电路瞬时电流,功率的分解与 Park 空间分析 (Decomposition of instantaneous current and instantaneous power of three-phase circuits and Park space-domain analysis) [J]. 浙江大学学报 (J. Zhejiang University), 2001, 35(1): 14-16.
- [5] Gerardo Escobar, Aleksandar M Stankovic, Juan M Carrasco, 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.
- [6] 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.
- [7] M Malinowski, M P Kazmierkowski. Simulation study of virtual flux based direct power control for three-phase PWM rectifiers [A]. Proc. IEEE-IECON 2000 [C]. Nagoya, Japan, 2000. 2620-2625.
- [8] M Malinowski, A Trzynadlowski, M P Kazmierkowski. Direct power control with virtual flux estimation for three-phase PWM rectifiers [A]. Proc. ISIE' 2000 [C]. Puebla, Mexico, 2000. 442-447.
- [9] M Sc Mariusz Malinowski. Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifier [D]. Poland: Warsaw Univ. of Technology, 2001.
- [10] Mariusz, Malinowski, Marian P Kazmier Kowski. DSP implementation of direct power control with constant switching frequency for three-phase PWM rectifiers [A]. IECON-2002 [C]. Sevilla, Spain, 2002. 198-203.
- [11] G Esobar, R Ortega, H Sira-Ramirez, et al. A hybrid passivity based controller design for a three phase voltage sourced reversible boost type rectifier [A]. Proc. 37th. IEEE Conf. Decision Contr [C]. Florida, USA, 1998. 2035-2041.
- [12] J M Carrasco, E Galvan, G Esobar, Eet al. Passivity-based controller for a three phase synchronous rectifier [A]. IEEE IECON 2000 [C]. Nagoya, Aichi, Japan. 2000. 2629-2634.
- [13] Romeo Ortega, Arjan J van der Schft, Iven Mareels, et al. Putting energy back in control [J]. IEEE Control System Magazine, 2001, 21(2): 1-16.
- [14] Eva Maria Navarro Lopez. Dissipativity and passivity-related properties in nonlinear discrete-time system [D]. Universidad Politecnica De Catalun, 2002.
- [15] Ortega R, Loria A, Kelly R, et al. On passivity based output feedback global stabilization of Euler Lagrange systems [J]. Int. J. Robust and Nonlinear Control, 1995, 5(2): 313-324.

## Direct power control technology for three phase boost rectifiers

WANG Jiu-he<sup>1,2</sup>, LI Hua-de<sup>1</sup>, LI Zheng-xi<sup>3</sup>

(1. University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China; 2. Beijing Information Technology Institute, Beijing 100101, China; 3. North China University of Technology, Beijing 100041, China)

**Abstract:** This paper introduces the direct power control (DPC) principle for the three phase boost type rectifiers of prior art, which contains voltage oriented direct power control (VO-DPC) and direct power control based on output regulation subspace (ORS), and analyses their performances. The direct power control system for three phase three boost type rectifiers is examined by simulation. The results from analysis and simulation show that the direct power control for three phase three boost type rectifiers has the advantages of simple frame and algorithms, with no PWM modulation model, high power factor, low harmonics, better dynamic properties and so on. So DPC is a good control strategy and needs further research.

**Key words:** PWM rectifier; direct power control; instantaneous power; output regulation subspace