

三相电压型 PWM 整流器控制特性

贾俊川, 李卫国

(华北电力大学 电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 基于三相电压型 PWM 整流器的工作原理, 研究了 PWM 整流器的四象限运行的工作状态, 并在此基础上提出 PWM 整流器网侧呈现受控电流源、且电流和功率因数均可控的特性, 这使得整流器可以灵活地在各种工作状态间切换。针对 PWM 整流器网侧功率因数控制的要求, 指出 PWM 整流器需工作在升压状态, 且推导出其保持正常运行时直流电压与交流输入电源电压的比值应大于一个临界升压系数。提出了基于空间矢量算法的 PWM 整流器阶段电流控制策略, 升压系数较大时采用单位功率因数控制模式, 升压系数较小时则切换至滞后功率因数控制模式。设计并搭建了基于 DSP 数字化的三相电压源型 PWM 整流器的物理平台, 实验波形验证了 PWM 整流器自身运行特性与其工作在临界升压系数时电流控制策略的切换控制的正确性。

关键词: PWM 整流器; 功率因数; 空间矢量; 临界升压系数; 控制模式切换

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)04-0063-03

三相电压型 PWM 整流器广泛应用于电能回馈、有源滤波、功率因数补偿及交流传动等控制中^[1-8]。对三相电压型 PWM 整流器的控制^[9], 旨在稳定直流侧电压的同时, 实现交流侧在受控功率因数条件下的正弦波电流控制。为使 PWM 整流器网侧呈现受控电流源特性, 其网侧电流的控制非常重要。本文对电压型 PWM 整流器运行的特点进行了详细探讨。

1 模型

电压型 PWM 整流器拓扑结构如图 1 所示。 e_a, e_b, e_c 为三相电源电动势, i_a, i_b, i_c 为交流侧各相电流, u_d 和 i_d 分别是直流侧电压和电流, u_a, u_b, u_c 为 PWM 整流器交流侧输入电压。

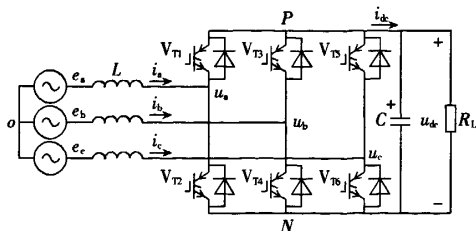


图 1 三相电压型 PWM 整流器

Fig.1 Three-phase voltage source PWM rectifier

不计开关器件损耗时, 由功率守恒知:

$$e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = u_d i_d \quad (1)$$

从上式可以看出, 通过控制交流侧电流, 即可实现对直流侧的调节和控制, 反之亦然。

其单相相量图如图 2 所示。其中, E 为交流单相电动势相量, U_L 为交流侧电感电压相量, U 为 VSR (Voltage Source Rectifier) 交流侧电压相量, I 为交流侧电流相量, φ 为交流侧功率因数角, $\theta = 90^\circ - \varphi$ 。

对于 PWM 整流器电路, 稳态情况下, 交流侧电流和直流侧电流存在一一对应的关系, 因此当直流侧负载不变, 则相应 $|I|$ 不变, 因此 $|U_L| = \omega L |I|$ 也固定不变, 则 VSR 交流侧电压相量 U 端点的轨迹就构成了一个以 O 点为圆心, 以 $|U_L|$ 为半径的圆。当 U 端点位于 A 点时, PWM 整流器网侧呈现纯电感特性; 当 U 端点位于 B 点时, 整流器网侧电压和电流同相, 呈现正阻特性; 当 U 端点位于 C 点时, 整流器网侧呈现纯电容特性; U 端点位于 D 点时, 整流器网侧电压和电流反相, 呈现负阻特性^[6,8,10]。

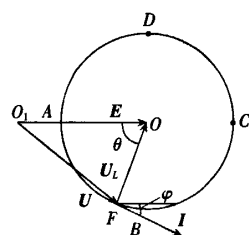


图 2 PWM 整流器交流侧相量图
Fig.2 Vector diagram of PWM rectifier for AC side

由此可知, 当以电网电压相量为参考时, 通过控制交流侧电流 (包括幅值和相位), 就可以控制 VSR 交流侧电压, 从而实现 PWM 整流器的四象限运行进行控制的目的。因此可以将 PWM 整流器网侧看作一个受控电流源, 且其网侧电流及功率因数均为可控。

2 运行范围

当 VSR 直流侧电压 u_d 确定后, 其交流侧相电压最大值也得以确定, 即 $|U|_{\max} = M u_d$, 其中 M 为 PWM 整流器的直流电压最大利用率, 与 PWM 调制控制方式有关。基于空间矢量调制的 PWM 控制中, $M = 1/\sqrt{3}$; 基于正弦波调制的 PWM 控制中, $M = 1/2$ 。

图 2 中, 根据几何知识可知:

$$\begin{aligned} |U|^2 &= |E|^2 + |U_L|^2 - 2|E||U_L|\cos\theta \\ &= |E|^2 + |U_L|^2 - 2|E||U_L|\sin\varphi \end{aligned} \quad (2)$$

将 $|U_L| = \omega L |I|$ 代入式 (2), 化简可求得:

收稿日期: 2009-08-20; 修回日期: 2009-12-03

$$L = (|E| \sin \varphi + \sqrt{|E|^2 \sin^2 \varphi + |U|^2 - |E|^2}) / (\omega |I|) = (|E| \sin \varphi + \sqrt{|U|^2 - |E|^2 \cos^2 \varphi}) / (\omega |I|) \quad (3)$$

所以 $|U| \geq |E| \cos \varphi$, 要保证 PWM 整流器四象限运行的任何运行状态, 以及电感 $L > 0$ 的物理意义, 则 $|U| > |E|$, 又因为 $|U| \leq |U|_{\max} = Mu_k$, 则 $Mu_k > |E|$, 即 $u_k > |E|/M$, 这是保证 PWM 整流器四象限运行所需的直流侧电压的下限。因此, PWM 整流器只能工作在升压状态^[6,9], 而且为了保证正常稳定工作, 通常保留一定余量, 例如 110%。

此时 PWM 整流器的临界升压系数为

$$K = \frac{U_k}{E_a} = \frac{\sqrt{2} E_a}{ME_a} \times 110\% = \frac{\sqrt{2}}{M} \times 110\% \quad (4)$$

实际上, 直流侧负载确定后直流电流即确定, 则当 PWM 整流器运行于单位功率因数整流工作状态时, 交流侧最小电流 i_a 也即确定。这是因为当系统处于稳态时, 直流侧电流等于交流侧三相有功电流的叠加。图 3 为单位功率因数整流状态下的相量图。

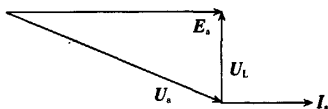


图 3 单位功率因数整流运行相量图

Fig.3 Vector diagram of rectifier operating under unity power factor mode

设定直流侧电压 U_a^* , 当从小到大逐渐增加交流侧输入电源电动势 e_a 时, 如图 4 中 $E_a' < E_a'' < E_a'''$, PWM 整流器的升压系数逐渐减小, 相应的电感电压、交流电流以及开关电路交流侧电压相量关系见图 4。根据交、直流侧功率守恒, 当电源电动势增大时, 交流电流逐渐减小; 当交流电流减小到直流电压稳定情况下直流侧的稳态电流所需的最小有功电流时, 对应图中的 I_a'' , 电源电动势增大到 E_a''' 时, 此时对应 PWM 整流器单位功率因数整流运行状态下的边界情况; 当继续增加电动势到 E_a''' 时, 因 $|U_a'| = |U_a''| = |U_a'''|$, 则交流侧电流又将增加, PWM 整流器将从单位功率因数退出运行, 而工作在感性功率因数整流状态。

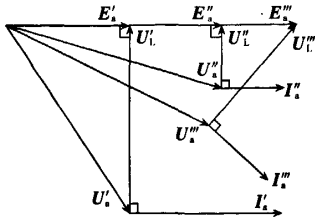


图 4 PWM 整流器运行相量图

Fig.4 Operating vector diagram of PWM rectifier

3 控制策略

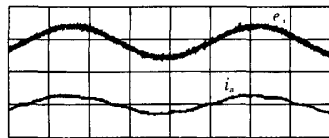
在各种不同的电流控制方式中, 电压外环和电流内环的双闭环控制结构最为普遍^[11-16]。电压外环维持直流电压恒定, 电流内环使整流器的输入电流能

够跟踪电流给定, 实现功率因数调节以及能量的双向流动控制。双闭环控制结构简单, 性能优良, 另外, 由于存在电流内环, 方便电流限幅, 有利于实现半导体开关器件的保护。

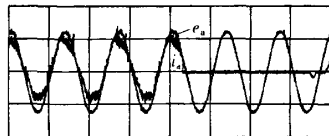
PWM 整流器的控制策略分为 2 个阶段。在升压系数大于式(4)中的临界系数时, 电流内环的无功电流给定为 0, 则可实现单位功率因数控制; 而当设定直流电压与交流电动势比例等于或小于式(4)中的临界升压系数时, 此时的无功电流给定不能为 0, 而应使 PWM 整流器工作在感性功率因数运行状态。此时电流的控制策略需要进行相应的调整, 否则会造成控制器控制紊乱, 甚至损坏开关器件。

4 实验研究

搭建了三相 VSR 物理平台, 并在构建的 DSP 数字化平台上进行了实验验证, 其中控制芯片采用 TMS320F2812, 开关频率为 10 kHz, 采用基于空间矢量的控制策略。实验波形见图 5。其中, 图 5(a)是升压系数较大时 a 相电源电压和交流电流波形, 可以看出, 此时工作在单位功率因数整流状态; 图 5(b)是升压系数超过临界升压系数时的 a 相电源电压和交流电流波形。由于超过了临界升压系数, 控制系统出现紊乱, 使电流波形畸变, 最终导致 IPM 由于故障而自动保护。电源电压通过 1:50 的高压探头测得, 电流探头输出为 0.01 V/A。



e_a : 250 V/div; i_a : 50 A/div; t : 5 ms/div
(a) 升压系数较大时单位功率因数运行状态



e_a : 100 V/div; i_a : 20 A/div; t : 20 ms/div
(b) 升压系数小于临界系数时运行状态

图 5 电压和电流实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of voltage and current

5 结语

PWM 整流器网侧呈现受控电流源的特性, 且网侧电流及功率因数均可控, 当 PWM 整流器从电网吸收电能时, 其运行于整流工作状态; 而当 PWM 整流器向电网传输电能时, 其运行于逆变工作状态, 真正实现了绿色电能转换。本文描述了三相电压型 PWM 整流器的不同运行状态, 详细推导出在 PWM 整流器四象限运行的调节范围以及临界升压系数, 给出其相应控制策略, 指出在临界升压系数时电流控制策略的调整过程, 并通过实验验证了上述结论的正确性。

参考文献:

- [1] 孙媛媛,徐文远. 整流器的谐波分析方法[J]. 电力自动化设备, 2009,29(3):10-15.
SUN Yuanyuan,XU Wilsun. Harmonic analysis method for converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(3):10-15.
- [2] 黄宇淇,姜新建,邱阿瑞. LCL滤波器在三相PWM整流器中的应用[J]. 电力自动化设备,2008,28(12):110-113.
HUANG Yuqi,JIANG Xinjian, QIU Arui. Application of LCL-filter in three-phase PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(12):110-113.
- [3] 郭文杰,林飞,郑琼林. 三相电压型PWM整流器的级联式非线性PI控制[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2):138-142.
GUO Wenjie,LIN Fei,ZHENG Qionglin. The cascaded nonlinear PI control for three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(2):138-142.
- [4] 董晓鹏,王兆安. 三相电压型单位功率因数PWM整流器的研究[J]. 电力电子技术,1997,31(4):35-40.
DONG Xiaopeng,WANG Zhaoan. Study of three-phase unity power factor voltage source PWM rectifier[J]. Power Electronics, 1997,31(4):35-40.
- [5] 罗悦华,伍小杰,王晶鑫. 三相PWM整流器及其控制策略的现状与展望[J]. 电气传动,2006,36(5):3-8.
LUO Yuehua,WU Xiaojie,WANG Jingxin. Current situation and prospect of the topological structure and control strategy for three-phase PWM rectifiers[J]. Electric Drive,2006,36(5):3-8.
- [6] 张兴. PWM整流器及其控制策略的研究[D]. 合肥:合肥工业大学电气与自动化工程学院,2003.
ZHANG Xing. Study on the PWM rectifier and its control strategies[D]. Hefei:Hefei University of Technology,2003.
- [7] 屈莉莉,杨兆华,秦亿,等. 基于电流解耦控制的三相电压型PWM整流系统分析与设计[J]. 电工技术学报,2007,22(7):52-57.
QU Lili,YANG Zhaohua,QIN Yi,et al. Analysis and design of a decoupling control strategy for three-phase voltage-source PWM converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007,22(7):52-57.
- [8] 徐金榜. 三相电压型PWM整流器控制技术研究[D]. 武汉:华中科技大学控制科学与工程系,2004.
XU Jinbang. Research of three phase voltage source PWM rectifier control technology[D]. Wuhan:Huazhong University of Science and Technology,2004.
- [9] 袁迅,方宇,王儒,等. 三相高功率因数电压型PWM整流器控制策略[J]. 电工技术学报,2008,23(11):96-102.
QIU Xun,FANG Yu,WANG Ru,et al. Control strategy of three phase high power factor PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,23(11):96-102.
- [10] 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.
ZHONG Yanping. Novel current decoupled control strategy for PWM rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(8):74-77.
- [11] 陈耀军,钟炎平. 基于合成矢量的电压型PWM整流器电流控制研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2):143-148.
CHEN Yaojun,ZHONG Yanping. Study on the current control for voltage-source PWM rectifier using complex vectors [J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(2):143-148.
- [12] 张兴,张崇巍. PWM可逆变流器空间矢量控制技术的研究[J]. 中国电机工程学报,2001,21(10):102-106.
ZHANG Xing,ZHANG Chongwei. Study on a new space voltage vector control method about reversible PWM converter[J]. Proceedings of the CSEE,2001,21(10):102-106.
- [13] 刘平,康勇,陈坚. PWM整流器的矢量控制[J]. 华中理工大学学报,2000,28(6):37-39.
LIU Ping,KANG Yong,CHEN Jian. Vector control of PWM rectifier[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology,2000,28(6):37-39.
- [14] 朱永亮,马惠,张宗谦. 三相高功率因数PWM整流器双闭环控制系统设计[J]. 电力自动化设备,2006,26(11):87-91.
ZHU Yongliang,MA Hui,ZHANG Zonglian. Dual closed-loop control for three-phase high-power-factor PWM rectifier [J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(11):87-91.
- [15] VLADIMIR B,VIKRAM K. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1997,12(1):116-123.
- [16] 赵振波,许伯强,李和明. 高功率因数PWM整流器综述[J]. 华北电力大学学报,2002,29(4):36-40.
ZHAO Zhenbo,XU Boqiang,LI Heming. Summarization of high-power factor PWM rectifier[J]. Journal of North China Electric Power University,2002,29(4):36-40.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

贾俊川(1983-),男,河南安阳人,博士研究生,研究方向为电力系统分析、运行与控制(E-mail:jjajunchuan@126.com);
李卫国(1954-),男,北京人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力系统分析、运行与控制。

Control characteristic of three-phase voltage-source PWM rectifier

JIA Junchuan,LI Weiguo

(North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: Based on the working principle of three-phase voltage-source PWM rectifier, its four-quadrant operating states are studied. It is concluded that, the grid side of PWM rectifier is presented as a current source with controllable current and power factor, which makes the PWM rectifier able to easily switch its operating state over from one to another. To meet the requirements of power factor control at grid side, PWM rectifier must work in Boost state, i.e. the ratio of DC voltage to AC input voltage should be greater than the critical step-up coefficient. The current control strategy of three-phase PWM rectifier is proposed based on space vector arithmetic: the unity power factor control mode when the step-up coefficient is bigger and the lagged power factor control mode when the coefficient is smaller. A hardware platform of three-phase voltage-source PWM rectifier based on DSP controller is designed and built up, and the experimental results validate its operating features and the correctness of the proposed control strategy.

Key words: PWM rectifier; power factor; space vector; critical step-up coefficient; control pattern switching