

无交流电流传感器的三相 PWM 整流器控制策略

喻杰, 汤钰鹏, 刘宏亮

(北京交通大学电气工程学院, 北京 100044)

摘要: 提出了一种无交流电流传感器的 PWM 整流器控制方法, 交流电流通过检测开关状态和直流电流进行电流重构获得, 进行最小调制时间补偿控制以确保正确重构交流电流。整流器采用空间矢量 PWM 电流控制, 控制系统采用电压外环和电流内环的双闭环 PI 控制结构。研究表明, 该控制策略有良好的控制性能, 可以实现网侧电流正弦化和单位功率因数运行。

关键词: 整流器; 无交流电流传感器; 电流重构

AC current sensorless control of three-phase PWM rectifier

YU Jie, TANG Yu-peng, LIU Hong-liang

(Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: In this paper, an AC current sensorless control strategy of three-phase PWM rectifier is proposed. A method for reconstructing the AC current from the DC-link current and switch states is given. A method of modifying the switching state of PWM rectifier is given when the input currents cannot be reconstructed. SVPWM is used for controlling the rectifier's current, and the control system includes two PI controllers which are used to regulate the AC current and DC voltage. The feasibility of this strategy has been confirmed through computer simulations.

Key words: rectifier; AC current sensorless; current reconstruction

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2008)08-0068-05

0 引言

三相电压型 PWM 整流器可以实现网侧电流正弦化、单位功率因数运行以及能量双向流动。这些特性使得 PWM 整流器取得了广泛的应用, 如用于静止无功发生(SVG)、有源电力滤波(APF)、统一潮流控制(UPFC)、高压直流输电(HVDC)等^[1]。通常情况下, PWM 整流器控制系统需要用到交流电压、电流传感器以及直流电压传感器, 以实现直流电压和交流电流的双闭环控制。利用传感器可以快速、便捷地获得电压电流参数, 但也导致了系统体积大、成本较高, 并降低了系统运行可靠性。针对上述问题, 本文在分析三相 PWM 整流器直流电流与交流电流关系的基础上, 提出一种只用一个直流电流传感器的 PWM 整流器控制方法, 交流电流则通过开关函数和直流电流检测进行重构获取。本文最后通过 Matlab 的 Simulink 仿真, 证明了该策略是可行的。

1 PWM 整流器数学模型

三相电压型 PWM 整流器拓扑结构如图 1 所示,

利用基尔霍夫电压、电流定律得^[2]:

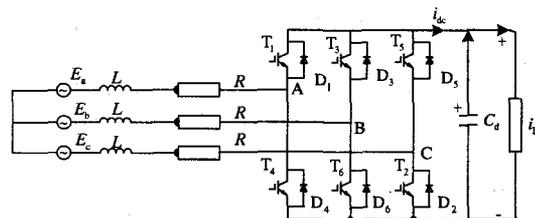


图 1 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构

Fig.1 Configuration of three-phase PWM rectifier

$$\begin{cases} e_a = L \frac{di_a}{dt} + i_a R + v_a \\ e_b = L \frac{di_b}{dt} + i_b R + v_b \\ e_c = L \frac{di_c}{dt} + i_c R + v_c \end{cases} \quad (1)$$

其中 $e_k(k=a,b,c)$ 为电网电压、 i_k 为交流侧相电流、 v_k 为 PWM 整流器交流端输出电压, 其表达式

如下:

$$\begin{cases} v_a = [s_a - \frac{1}{3}(s_a + s_b + s_c)]v_{dc} \\ v_b = [s_b - \frac{1}{3}(s_a + s_b + s_c)]v_{dc} \\ v_c = [s_c - \frac{1}{3}(s_a + s_b + s_c)]v_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

其中: S_k 是开关函数, 取 1 时表示上桥臂导通, 下桥臂关断; 取 0 时表示上桥臂关断, 下桥臂导通。

2 PWM 整流器交流电流与直流电流的关系

当三相电压型 PWM 整流器采用 SVPWM 电流控制时, 其电压矢量分布和矢量合成如图 2 所示。

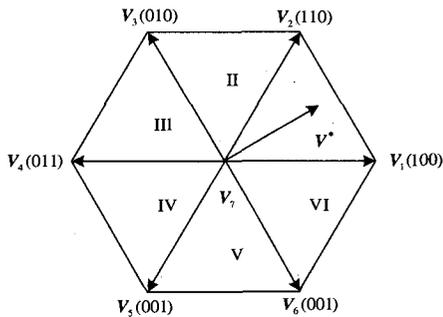


图 2 矢量 V^* 的合成

Fig.2 Space voltage vectors

假设须合成的指令电压矢量 V^* 处于 I 区, 则用来合成 V^* 的有效电压矢量是 V_1 和 V_2 , 这种情况下每相桥臂的开关状态和直流侧电流波形如图 3 所示, 图 4 所示为在施加电压矢量 V_0 和 V_1 时的电流回路。

分析图 3 和图 4 可以看出, 当施加某一电压矢量控制时, 直流电流 i_{dc} 与交流侧电流存在一定的对应关系。如当施加矢量 V_1 控制时, $i_{dc}=i_a$, 当施加矢量 V_2 控制时, $i_{dc}=-i_c$ 。

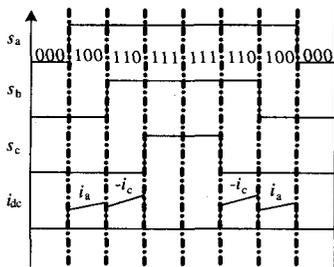


图 3 开关函数及直流电流波形

Fig.3 Switching pulses and DC-link current

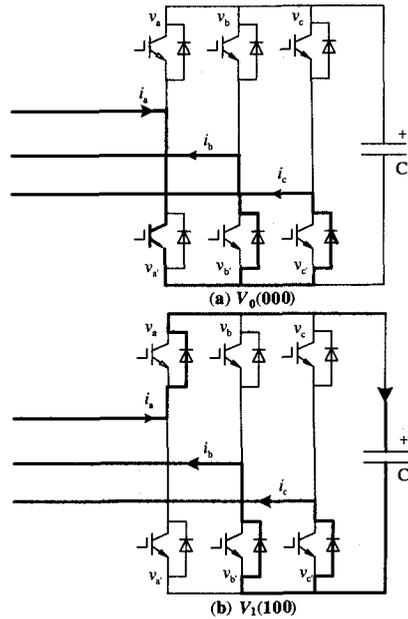


图 4 电流回路与电压矢量的关系

Fig.4 Current paths for (a) $V_0(000)$ (b) $V_1(100)$

同理分析指令电压矢量 V^* 处于其它五个扇区的情况, 可以得到电压矢量和电流的对应关系如表 1 所示。

表 1 电压矢量与电流的对应关系

Tab.1 Relationship between AC currents and DC-link current

电压矢量	S_a	S_b	S_c	i_{dc}
V_1	1	0	0	$+i_a$
V_2	1	1	0	$-i_c$
V_3	0	1	0	$+i_b$
V_4	0	1	1	$-i_a$
V_5	0	0	1	$+i_c$
V_6	1	0	1	$-i_b$
V_7	1	1	1	0
V_0	0	0	0	0

3 PWM 整流器交流电流的重构

以上分析表明, 若要实现 PWM 整流器交流电流的重构, 则必须检测直流侧电流 i_{dc} 。仍讨论 V^* 处于扇区 I 时的合成情况, 如图 5 所示。图中, $(k-1)$ 、 (k) 、 $(k+1)$ 分别表示第 $k-1$ 次、 k 次、 $k+1$ 次采样, τ_1 、 τ_2 为相邻的直流电流采样时刻; T_1 、 T_2 、 T_0 分别为 V_1 、 V_2 、 $V_0(V_7)$ 矢量的施加时间。

从图 5 看出, 在第 $k-1$ 次、 k 次采样间隔中, τ_1 时刻和 τ_2 时刻的直流电流采样值和交流电流 (i_a 和 i_c) 的重构值分别为:

$$\begin{cases} i_{dc}(\tau_1) = i_a(\tau_1) \\ i_{dc}(\tau_2) = -i_c(\tau_2) \end{cases} \quad (3)$$

考虑电网三相平衡, 交流电流 i_a 、 i_b 、 i_c 满足以下关系:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4)$$

从而根据

$$i_b = -(i_a + i_c) \quad (5)$$

算出第三相电流 i_b 的值。

然而, 由于通过 $i_{dc}(\tau_1)$ 、 $i_{dc}(\tau_2)$ 所得的交流电流重构值 $i_a(\tau_1)$ 、 $-i_c(\tau_2)$ 不是同一时刻的采样值, 因而根据式(5)所计算得出的第三相电流就会有误差。因此, 必须由已知第 $k-1$ 和第 k 次采样间隔中的 $i_a(\tau_1)$ 、 $-i_c(\tau_2)$ 通过一阶线性预测算法来估计第 k 次采样值 $i_a(k)$ 、 $i_c(k)$, 推导如下^[3]:

由图 5 分析得:

$$\begin{cases} i_a(k) = i_{dc}(\tau_1) + (T_2 + T_0/2) \frac{di_{dc}}{dt} \Big|_{t=\tau_1} \\ i_c(k) = -i_{dc}(\tau_2) - (T_0/2) \frac{di_{dc}}{dt} \Big|_{t=\tau_2} \end{cases} \quad (6)$$

电流变化率有如下关系:

$$\begin{cases} \frac{di_{dc}}{dt} \Big|_{t=\tau_1} = \frac{di_a}{dt} \Big|_{t=\tau_1} \\ \frac{di_{dc}}{dt} \Big|_{t=\tau_2} = -\frac{di_c}{dt} \Big|_{t=\tau_2} \end{cases} \quad (7)$$

根据式(1)可得:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} \Big|_{t=\tau_1} = \frac{e_a - v_a - Ri_{dc}(\tau_1)}{L} \\ \frac{di_c}{dt} \Big|_{t=\tau_2} = \frac{e_c - v_c + Ri_{dc}(\tau_1)}{L} \end{cases} \quad (8)$$

联立式(6)、(7)、(8)可得:

$$\begin{cases} i_a(k) = i_{dc}(\tau_1) + \frac{T_2 + T_0/2}{L} [e_a - v_a - Ri_{dc}(\tau_1)] \\ i_c(k) = -i_{dc}(\tau_2) + \frac{T_0/2}{L} [e_c - v_c + Ri_{dc}(\tau_1)] \end{cases} \quad (9)$$

由式(2)知, v_a 、 v_c 随 PWM 开关的切换而变化, 由于在 $k-1$ 次采样和 k 次采样间隔中, v_a 、 v_c 均发生变化, 因而必须以第 $k-1$ 次采样到第 k 次采样间隔 $T_s/2$ 的平均值代之, 即:

$$\begin{cases} v_a \approx \frac{T_1(\frac{2}{3})v_{dc} + T_2(\frac{1}{3})v_{dc}}{T_s/2} = \frac{2T_1 + T_2}{T_s} (\frac{2}{3}v_{dc}) \\ v_c \approx \frac{T_1(-\frac{1}{3})v_{dc} + T_2(-\frac{2}{3})v_{dc}}{T_s/2} = -\frac{T_1 + 2T_2}{T_s} (\frac{2}{3}v_{dc}) \end{cases} \quad (10)$$

联立式(6)~(10), 即可实现三相 PWM 整流器交流电流侧 i_a 、 i_c 电流的重构, 并根据式(5)算出第三相电流 i_b 。

同理把上述方法应用到其它 5 个扇区, 可以实现 PWM 整流器交流电流的重构。

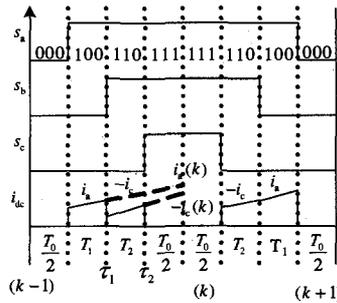


图 5 直流电流采样与交流电流重构

Fig.5 DC-link current sampling and AC currents reconstruction

4 最小调制时间

由前面的分析知, PWM 整流器交流电流的重构需要检测直流侧电流 i_{dc} , i_{dc} 的检测必须具有足够的时间, 也就是说, PWM 脉宽必须维持大于最小调制时间 τ_{min} 以保证正确检测 i_{dc} 。通常 τ_{min} 由下式决定^[4]:

$$\tau_{min} = t_d + t_{set} + t_{conv} \quad (11)$$

式中: t_d 是整流器桥臂死区时间; t_{set} 是直流侧电流建立时间, 包括 IGBT 驱动电路时延; t_{conv} 是电流采样及 A/D 转换时间。

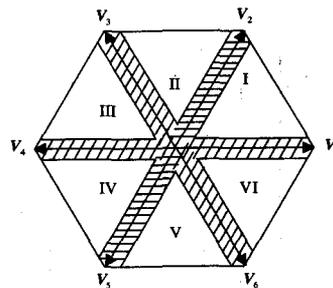


图 6 τ_{min} 对 V^* 的限制区域

Fig.6 Restriction region by τ_{min}

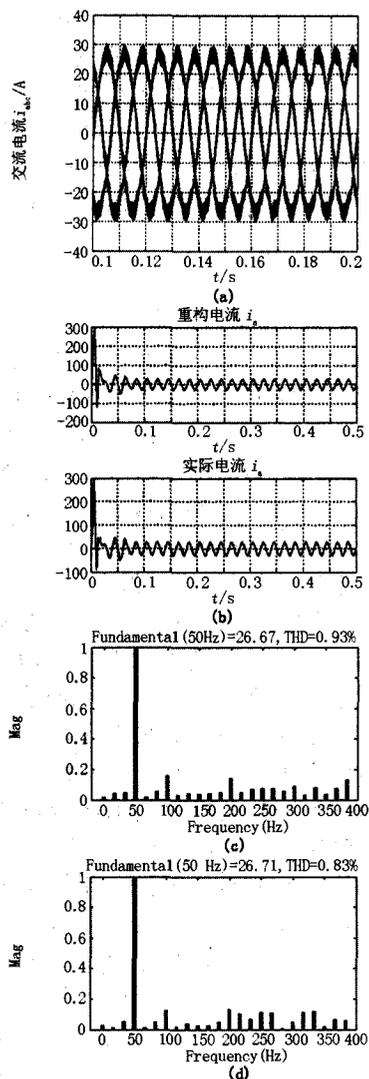


图 10 电流及其谐波分析

Fig.10 Analysis of current and harmonic

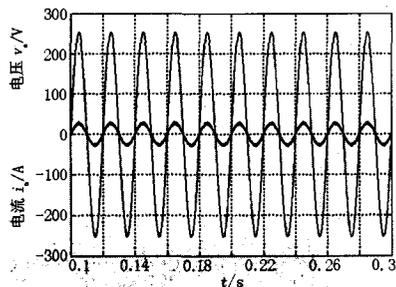


图 11 a 相电压和电流

Fig.11 AC current and AC voltage

6 结论

本文针对三相电压型 PWM 整流器提出了一种无交流电流传感器的控制策略。交流侧电流通过重

构获取, 无须使用交流电流传感器, 可节约成本。最后通过 Matlab/Simulink 仿真, 证明了该方案是可行的且具有良好的控制性能。

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] Wu R, Dewan S B, Slemmon G R. Analysis of An AC to DC Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control [J]. IEEE Trans Ind Appl, 1991, 27: 355-364.
- [3] Lee Dong-Choon, Lim Dea-Sik. AC Voltage and Current Sensorless Control of Three-Phase PWM Rectifiers[J]. IEEE Trans on Power Electron, 2002, 17: 883-890.
- [4] Lee Woo-Cheol, Hyun Dong-Seok, Lee Taek-Kie. A Novel Control Method for Three-Phase PWM Rectifiers Using a Single Current Sensor[J]. IEEE Trans on Power Electron, 2000, 15: 860-870.
- [5] Pan C T. Modeling and Analysis of a Three Phase PWM AC-DC Converter Without Current Sensor[J]. IEEE Proceedings-B, 1993, 140: 201-208.
- [6] Bhowmik A, van Zyl A, Spee R, et al. Sensorless Current Control for Active Rectifiers[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1997, 33: 765-773.
- [7] 张恩, 廖晓钟. 无电流传感器三相 PWM 整流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2004, 19(11): 42-45. ZHANG En, LIAO Xiao-zhong. Current Sensorless Control of Three-phase PWM Rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(11): 42-45.
- [8] 张笑微, 杨青. 无电流传感器的 PWM 整流器的仿真研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(6): 69-71. ZHANG Xiao-wei, YANG Qing. Study on the Sensorless Current Control Strategy on Three-Phase Voltage-Source AC/DC PWM Rectifier[J]. Power Electronics, 2004, 38(6): 69-71.
- [9] 李时杰, 李耀华. PWM 整流器无电流传感器前馈控制策略的研究[J]. 电气传动, 2006, 36(12): 43-46. LI Shi-jie, LI Yao-hua. Study of the Feed-forward Control Strategy based on the Luenberger Observer[J]. Power Electronics, 2006, 36(12): 43-46.

收稿日期: 2007-08-27

作者简介:

喻杰 (1984-), 男, 硕士, 专业为电力电子与电力传动; E-mail: yujie0201@163.com

汤钰鹏 (1963-), 男, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动, 工业控制等;

刘宏亮 (1983-), 男, 硕士, 专业为电力电子与电力传动。