

可逆变流器正弦滞环宽度控制方法

魏克新, 张书军, 岳有军

(天津理工大学 自动化与能源工程学院, 天津 300191)

摘要: 滞环控制方法具有动态响应速度快和电路结构简单的优点, 该方法获得了广泛的应用和发展。从改善系统的输入电流谐波总畸变率 THD (Total Harmonic Distortion) 角度, 提出一种改进的正弦滞环宽度控制方法, 可有效减小脉宽调制 (PWM) 可逆变流器系统的 THD。在 PWM 可逆变流器系统状态空间模型的基础上利用 Psim 仿真软件进行分析。和固定滞环宽度控制方法相比, 应用改进的正弦滞环宽度控制方法, 系统具有更小的 THD。快速傅里叶变换结果表明, 应用改进的正弦滞环宽度控制方法, 系统具有更小的谐波含量。

关键词: 可逆变流器; 滞环电流控制; 仿真; 谐波总畸变率

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2005)09-0036-03

0 引言

滞环控制是一种闭环电流跟踪控制方法, 它具有动态响应速度快和电路结构简单的特点。因此, 在功率变换控制系统, 特别是在脉宽调制 (PWM) 控制的整流器中, 滞环控制技术获得了广泛的应用和发展。同时也相继出现许多改进的滞环控制方法来进一步提高系统的性能。目前已应用的滞环控制方法中, 着重介绍其在 PWM 整流器的应用、功率因数指标等^[1-5], 而对系统输入电流谐波总畸变率 THD (Total Harmonic Distortion) 的内容涉及较少。本文从固定滞环宽度控制方法出发, 提出一种改进的正弦滞环宽度的滞环控制方法。和固定滞环宽度控制方法相比, 该方法使滞环宽度按与基波同频的正弦规律变化, 使实际的系统输入电流限定在较小的滞环范围内, 从而三相电压型 PWM 可逆变流器系统输入电流的 THD 大大降低, 改善了系统的性能。本文对该控制方法进行深入的分析和阐述, 并给出仿真结果, 证实了其优越性。

1 滞环控制原理及固定滞环宽度控制方法

滞环控制原理如图 1 所示, 其基本思想是将实际电流信号 i 与指令电流信号 i^* 相比较, 若实际电流大于滞环上限值 i^*+h , 则使上桥臂开通, 减小实际电流 i ; 若实际电流小于滞环下限值 i^*-h , 则使下桥臂开通, 增大实际电流 i 。通过该种控制方法, 可以把实际电流控制在一个固定的范围内, 使实际电流实时准确地跟踪指令电流。

固定滞环宽度控制方法的数学表达式如式 (1)~(3) 所示, 其原理如图 2 所示。

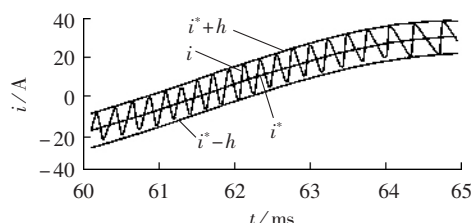


图 1 滞环电流控制原理图

Fig.1 The principle of hysteresis current control

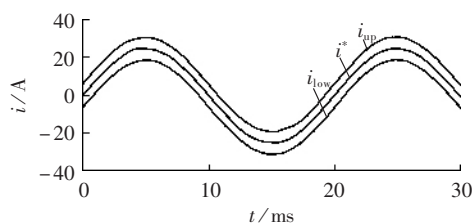


图 2 固定滞环宽度控制方法原理图

Fig.2 The principle of fixed band hysteresis current control

$$\text{指令电流: } i^* = I_m \sin \omega t \quad (1)$$

$$\text{滞环上限: } i_{\text{up}} = i^* + h \quad (2)$$

$$\text{滞环下限: } i_{\text{low}} = i^* - h \quad (3)$$

式中 I_m 为指令电流最大值; h 为滞环半宽。

2 改进正弦滞环宽度控制及谐波分析

由前述可知, 固定滞环宽度控制方法中的滞环宽度是一个定值 $2h$ 。而改进正弦滞环宽度控制方法的滞环宽度则是一个变化量 $2h \sin \omega t$ 。

改进的正弦滞环宽度控制方法的数学表达式如式 (4)~(6) 所示, 其原理如图 3 所示。

$$\text{指令电流: } i^* = I_m \sin \omega t \quad (4)$$

$$\text{滞环上限: } i_{\text{up}} = (I_m + h) \sin \omega t = I_m \sin \omega t + h \sin \omega t = i^* + h \sin \omega t \quad (5)$$

$$\text{滞环下限: } i_{\text{low}} = (I_m - h) \sin \omega t = I_m \sin \omega t - h \sin \omega t = i^* - h \sin \omega t \quad (6)$$

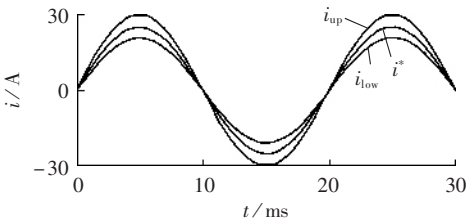


图 3 改进正弦滞环宽度控制方法原理图
Fig.3 The principle of improved sinusoidal band hysteresis current control

电流峰值点除外,改进正弦滞环宽度控制方法的滞环宽度比固定滞环宽度控制方法的滞环宽度要小,则功率元件开关频率相同的条件下,两种控制方法得到的电流瞬时值可以表示为式(7)和(8),同时有式(9)成立。

$$i_a(t) = i^* + i_h \tag{7}$$

$$i_b(t) = i^* + i_{h,\sin\omega t} \tag{8}$$

$$i_h > i_{h,\sin\omega t} \tag{9}$$

式中 i_h 为固定滞环宽度控制方法下实际电流与指令电流的差值; $i_{h,\sin\omega t}$ 为改进的正弦滞环宽度控制方法下实际电流与指令电流的差值。

PWM 变流器的输入电流的谐波分析是按照式(10)(11)进行的。

$$i(t) = \sqrt{2} I_1 \sin \omega t + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n \omega t + \varphi_n) \tag{10}$$

电流谐波总畸变率^[6]:

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}} \times 100 \% \tag{11}$$

式中 I_1 为基波电流有效值; I_n 为 n 次谐波有效值。

3 三相电压型 PWM 可逆变流器的数学模型与仿真

三相电压型 PWM 可逆变流器主电路拓扑结构如图 4 所示。

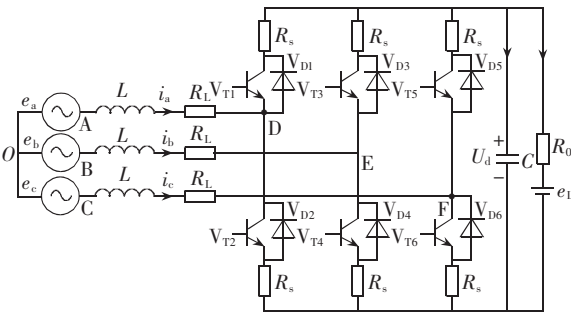


图 4 电压型可逆变流器主电路图
Fig.4 The main circuit of voltage source reversible converter

该电路数学模型的建立是在如下假设条件下进行的:

a. 电源电动势为三相平衡的纯正弦波电动势(e_a, e_b, e_c);

b. 网侧滤波电感 L 是线性的,且不存在饱和现象;

c. 实际功率开关元件由理想开关和损耗电阻 R_s 串联等效表示;

d. 直流侧负载由电阻 R_0 和直流电动势 e_L 串联表示。

定义桥臂开关函数 s_k 为

$$s_k = \begin{cases} 1 & \text{当上桥臂导通,下桥臂关断} \\ 0 & \text{当上桥臂关断,下桥臂导通} \end{cases} \tag{12}$$

$$k = a, b, c$$

由基尔霍夫定律可以得出三相电压型 PWM 可逆变流器数学模型的状态空间表达式为

$$\mathbf{Z}\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{e} \tag{13}$$

$$\mathbf{X} = [i_a \ i_b \ i_c \ v_{dc}]^T \tag{14}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_z & 0 & 0 & -(s_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k) \\ 0 & -R_z & 0 & -(s_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k) \\ 0 & 0 & -R_z & -(s_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k) \\ s_a & s_b & s_c & -1/R_0 \end{bmatrix} \tag{15}$$

$$R_z = R_L + R_s$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/R_0 \end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\mathbf{e} = [e_a \ e_b \ e_c \ e_L]^T \tag{18}$$

对式(13)~(18)所描述的三相电压型 PWM 可逆变流器采用双闭环形式构成控制电路,内环为电流环,分别采用固定滞环宽度控制方法或正弦滞环宽度控制方法。外环为电压环,采用 PI 调节器完成直流电压的控制。利用 Psim 仿真软件验证上述两种控制方法,得到图 5 所示的仿真结果。其中, i_{a1} 为固定滞环宽度控制方法下的波形, i_{a2} 为改进的正弦宽度控制方法下的波形。

由上述两种控制方法的仿真结果,可以得出两点。

a. 由图 5 所示结果可知,对于同一个系统,在不改变任何电路参数和控制参数的情况下,采用固定滞环宽度控制方法时,系统输入电流的 THD 为 4.08%;而采用改进的正弦滞环宽度控制方法时,系统输入电流的 THD 仅为 3.22%。由图 5(b)可以看出,改进方法下的系统输入电流具有更少的谐波含量。

b. 功率元件的开关频率不同。在电流值过零点

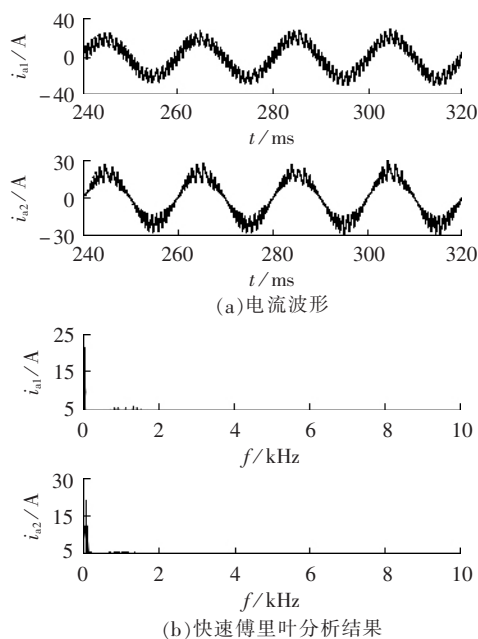


图5 三相电压型 PWM 可逆变流器仿真结果

Fig.5 The simulative results of three-phase voltage source PWM reversible converter

附近,改进的正弦滞环宽度控制方法比固定滞环宽度控制方法的开关频率更大一些。

4 结论

通过将改进的正弦滞环宽度控制方法和固定滞环宽度控制方法在电压型 PWM 可逆变流器的仿真比较可以看出,在降低系统输入电流的谐波畸变率方面,前者具有优越性;在功率元件的开关频率方面,前者的开关频率较高;在实际应用中,改进的正弦滞环宽度控制方法的效果受控制器的运算速度和器件的影响较大。

参考文献:

- [1] BOYS J T, GREEN A W. Current-forced single-phase reversible rectifier[J]. *IEE Proc. B*, 1989, 136(5):205-211.

- [2] 童杰,冯培梯. 电流控制电压源逆变器滞环控制的一种改进[J]. *电气传动*, 1997, 27(5):3-6.
TONG Jie, FENG Pei-ti. An improvement to hysteretic control of current-controlled voltage-source-inverter[J]. *Electric Drive*, 1997, 27(5):3-6.
- [3] 杨旭,王兆安. 一种新的准固定频率滞环 PWM 电流控制方法[J]. *电工技术学报*, 2003, 18(3):24-30.
YANG Xu, WANG Zhao-an. A novel quasi-constant hysteretic PWM current mode control approach[J]. *Transactions of China Electro Technical Society*, 2003, 18(3):24-30.
- [4] 雷元超,陈春根,陈国呈. 滞环比较 PWM 跟踪控制分析[J]. *水电能源科学*, 2004, 22(1):83-85.
LEI Yuan-chao, CHEN Chun-gen, CHEN Guo-cheng. Analysis of hysteresis comparing PWM tracking control[J]. *Water Resources and Power*, 2004, 22(1):83-85.
- [5] 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):31-35.
ZHAO Zhen-bo, LI He-ming, DONG Shu-hui. Voltage vector-controlled PWM rectifier system with current hysteresis regulators[J]. *Transactions of China Electro Technical Society*, 2004, 19(1):31-35.
- [6] 王兆安,杨君,刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,1998.

(责任编辑:李玲)

作者简介:

魏克新(1954-),男,天津人,教授,主要研究方向为自动控制、计算机控制、电力电子技术(E-mail:kxwei_tj@eyou.com);
张书军(1975-),男,河北丰润人,硕士研究生,主要研究方向为计算机控制、电力电子技术(E-mail:inage_zhang@eyou.com);

岳有军(1970-),男,天津人,讲师,主要研究方向为计算机控制、智能控制、电力电子与电气传动技术。

Reversible converter sinusoidal band hysteresis current control method

WEI Ke-xin, ZHANG Shu-jun, YUE You-jun

(Tianjin University of Technology, Tianjin 300191, China)

Abstract: Hysteresis current control method is widely used for its fast dynamic response and simple circuit configuration. An improved sinusoidal band hysteresis current control method is presented to reduce the input current THD (Total Harmonic Distortion). Based on the state space model of PWM reversible converter, simulation analysis is performed with Psim software. Compared with the fixed band hysteresis current control method, smaller THD is achieved in the system with sinusoidal band hysteresis current control. The result of fast Fourier transform indicates that the harmonic content of the improved method is also smaller than that of fixed band hysteresis current control.

This project is supported by Fund of Education Office of Tianjin (20030523).

Key words: reversible converter; hysteresis current control; simulation; total harmonic distortion