

三相 BUCK 型 SVPWM 整流器 LC 振荡阻尼混合控制

彭咏龙, 黄潇潇, 李亚斌

(华北电力大学电气与电子工程学院, 河北 保定 071003)

摘要: 为了抑制电流型 PWM 整流器输入侧 LC 滤波器谐振引起网侧电流畸变和系统振荡, 提出了一种采用有源阻尼控制和改进 SVPWM 技术结合的控制策略。采用虚拟谐波阻尼器的有源控制策略, 在控制过程中增加虚拟的等效阻尼电阻, 能够在不改变基波功率流动的前提下抑制 LC 谐振引起的畸变和振荡。分析 BUCK 型 PWM 整流器的数学模型, 比较无源阻尼和有源阻尼控制优缺点, 在采用改进 SVPWM 的 BUCK 型整流器中引入有源阻尼补偿器。仿真和实验结果表明, 所提出的控制方法能够有效地减小线电流畸变, 改善系统稳定性, 具有一定的工程实用价值。

关键词: 电流型 PWM 整流器; LC 谐振; 有源阻尼; 虚拟谐波阻尼器; 空间矢量调制

Damping of LC oscillation using a hybrid combination approach for three-phase BUCK-type SVPWM rectifier

PENG Yong-long, HUANG Xiao-xiao, LI Ya-bin

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: An effective method combining the active damping control with an improved SVPWM technology is proposed to reduce grid-side current distortion and system oscillation caused by current source PWM rectifier LC filter resonance. The virtual harmonic active damper control strategy, which adds an equivalent damping resistor, can suppress the current distortion and oscillation caused by LC resonance without affecting the fundamental power flow. Mathematical model of BUCK-type PWM rectifier is analyzed, advantages and disadvantages of the passive damping and active damping control are compared, and active damping compensator is introduced in the improved SVPWM rectifier. The performance of the proposed method is verified by simulation and experimental results. The distortion of the line current is effectively reduced and the stability of the system is improved. It has a certain engineering value.

Key words: CSR; LC resonance; active damping; virtual harmonic damper; SVPWM

中图分类号: TM461 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)01-0090-06

0 引言

电流型 PWM 整流器 (CSR) 具有输入功率因数高以及线电流谐波畸变低的优点, 是对直流负载或驱动装置提供恒定直流电流的首选。图 1 所示为一个三相 BUCK 型 CSR 系统, 其中网侧电源采用含阻抗的三相电压源, 晶闸管作为主要开关器件进行换流, 直流侧串联一个 BUCK 型直流斩波环节。通常, CSR 的输入端引入 LC 滤波器以协助开关器件整流以及滤除开关过程中的高次谐波。

图 1 所示的 BUCK 型 PWM 整流器易出现 LC 滤波器谐振的问题。稳态时由于电源阻抗的变化, LC 谐振频率发生改变, 产生网侧电压谐波和开关器件通断谐波^[1]; 暂态条件下, 任何瞬时扰动可能

导致 LC 串联或并联谐振, 影响线电流波形和直流电流控制性能。

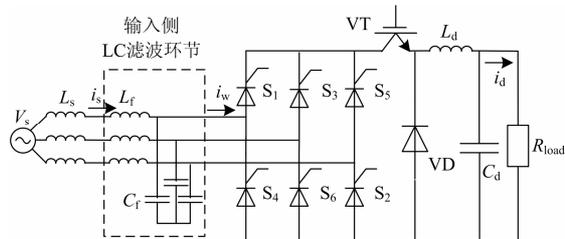


图 1 三相 BUCK 型 PWM 整流器拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase BUCK-type PWM rectifier

一般地, 抑制 LC 谐振方法包括有源阻尼控制和无源阻尼控制。将阻尼电阻接入到滤波器电路中

来消除谐振的无源阻尼^[2]方法在大功率领域易产生较大损耗, 一般采用有源阻尼方法来减小谐振。文献[3]提出了“超前-滞后”的有源阻尼策略, 该方法不会带来功率损耗, 但是电网等效阻抗等参数的选择比较复杂, 不利于实际应用。文献[4]采用滤波电容电流反馈方法, 需要外加传感器来采集电容电流值, 系统的成本高。文献[5]提出了一种滤波电容电压观测方法, 但是需要采用复杂的微分算法。文献[6]提出了一种采用虚拟电阻的方法, 可以有效地抑制系统的谐振。

本文提出了一种采用虚拟谐波阻尼器结合改进 SVPWM 技术混合调节的控制方法。介绍了 BUCK 型整流器的数学模型和改进 SVPWM 的基本原理, 比较分析了无源阻尼和有源阻尼的优缺点, 描述了采用虚拟谐波阻尼器的有源阻尼方法与改进 SVPWM 相结合的控制策略, 最后通过仿真和实验验证了本文提出的混合调节方法的实用性和鲁棒性。

1 BUCK 型 PWM 整流器数学模型

与基波频率相比较而言, 功率器件具有较高的开关频率^[6], 整流器每个桥臂的调制信号可以用一个正弦信号表示, 则调制比 $m=i_w/i_d=V_{dc}/V_C$ 。图 2 所示为简化的 BUCK 型整流器单相等值电路。

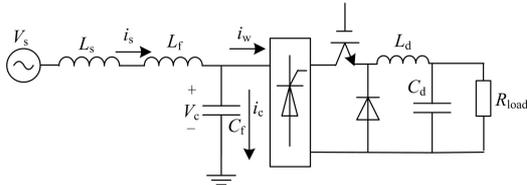


图 2 简化的 BUCK 型整流器单相等值电路

Fig. 2 Single phase equivalent circuit of BUCK-type rectifier

在交流侧根据基尔霍夫电压、电流定律, 有

$$(L_s + L_f) \frac{di_s}{dt} + V_C + (R_s + R_f) i_s = V_s \quad (1)$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = i_s - i_w \quad (2)$$

因此, 描述交流侧的状态方程和谐振模型线电流与调制信号之间的传递函数如式(3)、式(4)所示。

$$\begin{bmatrix} \frac{d i_s}{dt} \\ \frac{d V_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_s}{L_f + L_s} & -\frac{1}{L_f + L_s} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{i_d}{C_f} \end{bmatrix} \cdot m + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s \quad (3)$$

$$G_{res} = \frac{I_s}{m} = \frac{I_d}{C_f (L_f + L_s) s^2 + C_f (R_f + R_s) s + 1} \quad (4)$$

其中: R_f 和 R_s 分别代表滤波器电阻和线路电阻; i_s , i_d 和 V_s 分别代表网侧线电流、直流侧电流和网侧电压; I_s 和 I_d 分别代表 S 域中网侧电流和直流电流。由式(3)、式(4)可以看出, 由于直流电流 I_d (s域)的存在, 交流侧模型是非线性的。

在 d-q 同步坐标系下对直流侧进行分析, 根据基尔霍夫电压定律可得式(5), 进而得到状态方程如式(6)所示。

$$L_d \frac{di_d}{dt} + R_{load} \cdot i_d = V_{dc} \quad (5)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_{load}}{L_d} \cdot i_d + \frac{V_{C-d}}{L_d} \cdot m_d + \frac{V_{C-q}}{L_d} \cdot m_q \quad (6)$$

其中: R_{load} 表示直流侧负载; V_{C-dq} 和 m_{dq} 分别代表滤波电容电压 V_C 和调制信号 m 的 d 轴或者 q 轴分量。考虑到电容电流的交轴分量 V_{C-q} 等于零, 直流侧模型可以由式(7)来表述。

$$\frac{I_d}{m_d} = \frac{V_{C-d}}{L_d s + R_{load}} \quad (7)$$

同样地, 由于 V_{C-d} 的存在, 直流侧的模型也是非线性的。但 V_{C-d} 的值接近于电源电压值, 变化不显著, 可以近似为一个常数。

2 无源阻尼与有源阻尼控制

图 3 所示为无源阻尼和有源阻尼方法实现的等效模型。

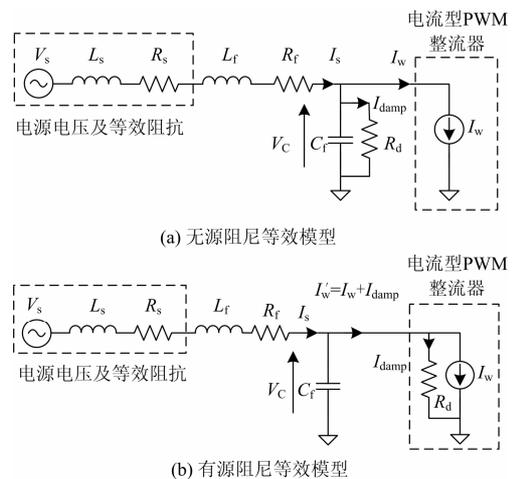


图 3 无源和有源阻尼等效模型

Fig. 3 Equivalent model of passive and active damping

无源阻尼是通过在滤波电容器两端增加一个阻尼电阻来控制谐振频率, 从而实现 LC 滤波器

谐振振荡的抑制,如图 3(a)所示。但是,当系统参数动态变化时,采用无源阻尼方法吸收阻尼能量时,由于电阻分流作用,系统会产生很高的损耗,不能满足系统的要求。

而有源阻尼则是通过在控制过程中增加虚拟的等效阻尼电阻来实现对振荡的消除,等效模型如图 3(b)。采用有源阻尼方法不仅具有与无源阻尼方法相同的抑制谐波振荡的效果,而且不会产生额外的功率损耗。

常用的有源阻尼方法包括补偿器产生控制信号的策略^[3-4]、控制信号补偿前馈调节^[5]以及利用虚拟电阻^[6]的方法。本文采用效率高、控制灵活和控制效果明显的虚拟谐波阻尼器的有源阻尼方法,来降低整流器的线电流谐波畸变率。

3 BUCK 型整流器 LC 振荡阻尼控制

图 4 所示为本文提出的虚拟谐波阻尼器结合改进 SVPWM 方法的控制策略,控制系统由直流电流反馈控制和虚拟谐波电阻前馈控制两部分组成。测量的变量包括直流电流 i_d 和电容电压 V_C ,其中, V_C 通过锁相环(PLL)得出计算坐标系变换所需的参考角度 θ ^[7]。

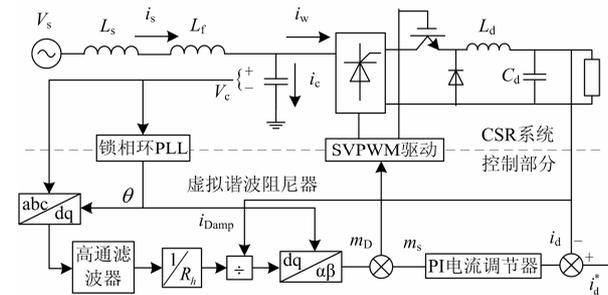


图 4 BUCK 型整流器混合控制原理图

Fig. 4 Hybrid control schematic of BUCK-type rectifier

直流侧输出控制是将测得的直流电流值 i_d 与参考电流值 i_d^* 比较,得到的差值通过 PI 调节器输出控制矢量。对公式(7)描述的直流侧模型采用简单有效、灵活可靠的零极点对消技术,得到 PI 调节参数。其中, $K_p=(L_d)/(|V_s|)\cdot\omega_{BW}$ 为比例系数, $K_i=(R_{load})/(|V_s|)\cdot\omega_{BW}$ 为积分增益, $|V_s|$ 为网侧电压幅值, ω_{BW} 为控制环的带宽。

并联在电容两侧的虚拟谐波阻尼器的引入,是为了消除基波分量外的谐波分量。虚拟谐波电阻前馈控制首先将电容电压 V_C 转换到 $d-q$ 同步旋转坐标系下,通过一个高通滤波器(HPF)滤除基波分量^[8],然后将得到的谐波成分除以一个虚拟谐波电阻 R_h ,计算出阻尼电流 i_{Damp} 的值,并将其归一化,再转换

到 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系下,得到交流侧调制信号。

最后,将直流侧和交流侧的调制信号叠加得到总的调制信号,馈送到改进的 SVPWM 调节器内,对开关器件进行通断控制,产生驱动晶闸管和 IGBT 的触发脉冲。

3.1 采用虚拟谐波阻尼器的有源阻尼控制

对于有源阻尼控制而言,电容电压的基波分量在同步旋转坐标系下是直流量,为了避免基波阻尼电流值对直流电流的控制产生干扰以及基波分量的阻尼电流值太大而产生的过调制,通过一个高通滤波器(HPF)将基波分量完全滤除。选用的高通滤波器的截止频率应非常小,这样对闭环系统的稳定性影响不大。

根据图 4 混合控制原理图,可得交流侧有源虚拟谐波阻尼器控制框图,如图 5 所示。其中, ω_{HP} 为高通滤波器截止频率, T_{cal} 表示系统控制延迟,一般为开关周期的 1/3(不采用一个周期延迟,是由于本文采用三重采样的方法来保证系统在较低的频率下具有稳定且有效的有源阻尼前馈环),控制系统传递函数为

$$G(s) = \frac{V_C}{i_{Damp}} = \frac{L_f s + R_f}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} \cdot \frac{1}{R_h} \cdot e^{-sT_{cal}} \cdot \frac{s}{s + \omega_{HP}} \quad (8)$$

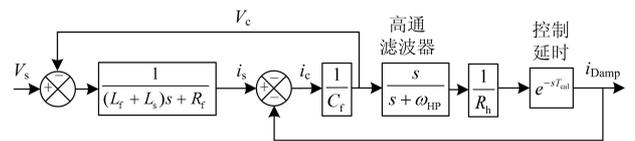


图 5 虚拟谐波阻尼器控制框图

Fig. 5 Control block of the virtual harmonic resistor

虚拟谐波阻尼器的电阻值 R_h 是虚拟电阻控制环节的一个关键参数,它是由系统稳定性以及阻尼特性的要求决定的。考虑在电网电压扰动时阻尼电流 i_{Damp} 的阶跃响应,来选取合适的 R_h 值。图 6 所示为电网电压扰动下不同 R_h 值对应的响应波形,由于高通滤波器的引入,造成响应的超调增大,而 R_h 值越大,超调越小,但是, R_h 值过大会产生较长的振荡时间。

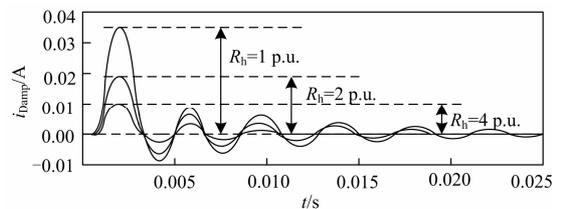


图 6 电网电压扰动下不同 R_h 值对应的响应波形

Fig. 6 Disturbance responses from grid voltage to damping current of different R_h

因此, R_h 的选择应综合考虑谐波衰减速度与谐振阻尼抑制效果, 阻尼值过大会造成滤波器的谐波衰减效果变差, 阻尼值太小易产生较大的电流谐波畸变率, 导致系统不稳定。一般地, $R_h=1/3\omega_{res}C_f$, 其中, $\omega_{res}=2\pi f_{res}$ 为谐振角频率。

3.2 改进 SVPWM 调制

有源阻尼需要采用精度高, 控制延时短且能够产生任意正弦电流的 PWM 技术。传统的选择性谐波消除 PWM 技术^[9]能够提供高质量的优化正弦波, 然而由于这种技术不具有实时性, 并不能应用于有源阻尼控制。空间矢量 PWM (SVPWM) 可以实时进行数字化计算, 并能产生任意波形, 在有源阻尼控制中得到广泛应用。

电流型整流器 SVPWM 是由 6 个非零电流矢量和 3 个零矢量组成, 图 7 所示为两相静止坐标系下的空间电流矢量合成图, 各矢量作用时间采用空间矢量方程计算。

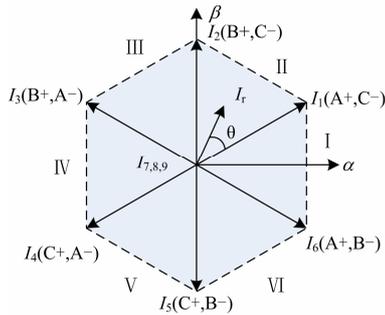


图 7 空间电流矢量合成图

Fig. 7 Schematic of space current vector synthesis

与通过载波比较产生触发脉冲^[10-11]的常规 SVPWM 不同, 本文采用的改进 SVPWM 方法, 其脉冲信号的产生环节采用查找表法。将触发信号制成一个三维的表格, 通过扇区号和各矢量作用时间确定开关向量, 其中 1 和 0 对应器件的开和关, 进而触发开关的通断。以某段作用时间 T_x 为例, 其对应的开关向量表如表 1。

表 1 作用时间 T_x 对应的开关向量表

Table 1 Switching vector corresponding to T_x

扇区 开关向量	I	II	III	IV	V	VI
a	1	1	0	0	0	0
a'	0	0	0	1	1	0
b	0	0	1	1	0	0
b'	1	0	0	0	0	1
c	0	0	0	0	1	1
c'	0	1	1	0	0	0

同时采用多重采样方法来尽量减少低次谐波含量并降低死区时间, 如图 8 所示, 该方法需要采用快速数字信号处理器, 这样能够有效减少控制延迟(死区时间)并改善正弦波形质量。另外, 多重采样的采样率是一般 SVPWM 的几倍, 这样有助于改善反馈信号的处理速度, 同时有源阻尼控制的性能也能够得到补偿和改善。和一般的单次采样相比, 多重采样低次谐波(5 次和 7 次)含量较低, 能够更加有效地抑制线电流失真。

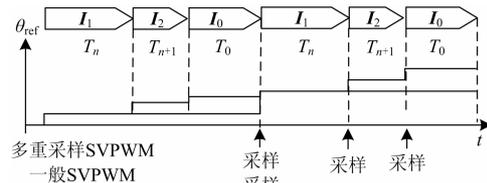


图 8 多重采样

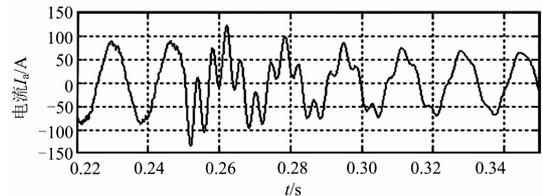
Fig. 8 Proposed multi-sample

4 系统仿真验证

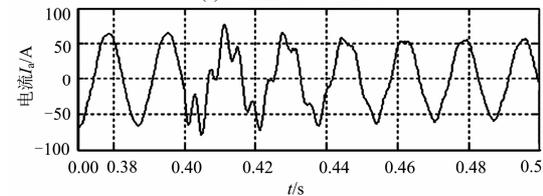
通过 Matlab/Simulink 仿真软件验证本文提出的三相 BUCK 型 PWM 整流器 LC 振荡阻尼控制性能。系统仿真参数为: 网侧额定相电压 220 V, 滤波电容 $C=600 \mu\text{F}$, 电感 $L=0.005 \text{ H}$, 直流侧平波电抗 $L_d=10 \text{ mH}$, 电容 $C_d=200 \mu\text{F}$, 负载 $R=1 \Omega$, 开关频率 f_z 为 3 kHz, 虚拟谐波电阻 $R_h=0.9 \Omega$ 。

通过仿真测试 LC 谐振振荡在两个激励源下的阻尼控制性能, 一个激励源为改变直流电流参考值, 在 $t=0.25 \text{ s}$ 时参考值由 180 A 降到 90 A, 另一个扰动是在 $t=0.4 \text{ s}$ 时网侧电压由 1 p.u. 降为 0.85 p.u.。

首先在不加任何阻尼控制的环境下进行仿真, 仿真结果如图 9(a)和图 9(b)所示, 可以看出在各扰动情况下网侧电流产生明显的谐振现象。



(a) 直流控制参考值变化



(b) 电网电压扰动

图 9 无阻尼控制下 A 相电流

Fig. 9 Simulated phase A currents without damping

为了说明文中结合 SVPWM 的虚拟谐波阻尼器的阻尼特性,在不同的阻尼电阻值下测试直流电流波形,如图 10(a)和图 10(b)所示。正如预期一样,图 10(a)中的小 R_h 阻值在干扰下产生不良的瞬时过冲,在图 10(b)中的相对较大的 R_h 值控制下,过冲得到了有效降低。

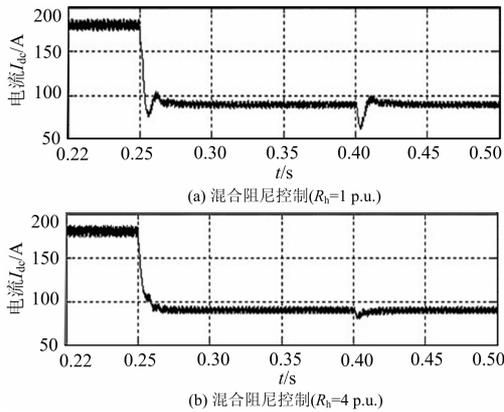


图 10 直流输出电流波形

Fig. 10 Simulated DC current waveform

图 11(a)和图 11(b)所示为本文采用的混合控制且 $R_h=4$ p.u.时,在扰动下的网侧相电流波形。从仿真波形可以看出图 11(a)中在直流电流给定值变化时,相电流能够平稳过渡,图 11(b)中由网侧电压扰动引起的谐振能够很好地衰减。

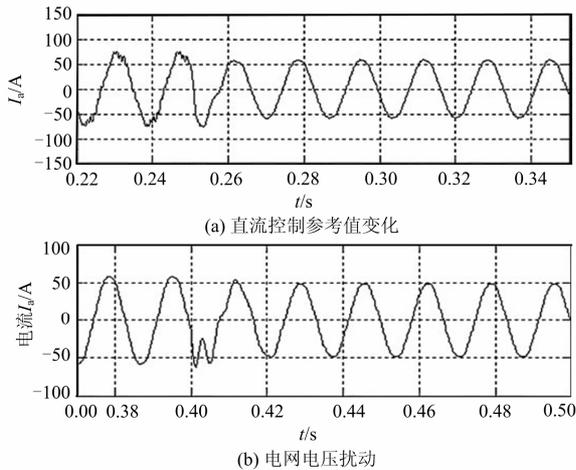


图 11 混合阻尼控制下 A 相电流

Fig. 11 Simulated phase A currents with hybrid control

5 实验验证

搭建基于 DSP 的三相 BUCK 型 PWM 整流器 LC 振荡阻尼控制实验样机,选用 TMS320F2812 作为主控芯片,主电路参数如表 2 所示。

表 2 主电路参数

Table 2 Main circuit parameters

交流电源电压	380 V 可调
LC 滤波器	$L_f=4$ mH, $C_f=15$ μ F
二极管型号	DSE160-06 A
直流电感, 滤波电容	$L_d=16$ mH, $C=200$ μ F
开关频率	3 kHz

首先考虑电网电压由 1 p.u.降为 0.8 p.u.,图 12(a)为无阻尼情况下直流输出值,从图中可以看出,瞬时脉冲值大。直流电流在不同的阻尼电阻值下的波形如图 12(b)和图 12(c)所示,显然,较大虚拟电阻值能够有效减小瞬时过冲。

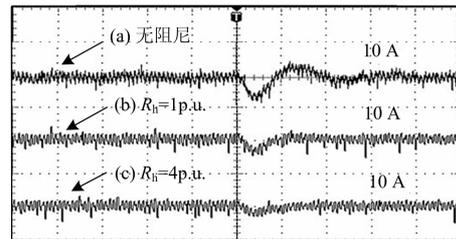


图 12 电网电压扰动下的直流输出电流

Fig. 12 Experimental DC currents under grid voltage change

电网电压发生扰动时相电流波形如图 13 所示,由图 13(b)可以看出采用虚拟电阻能有效抑制瞬时谐振。

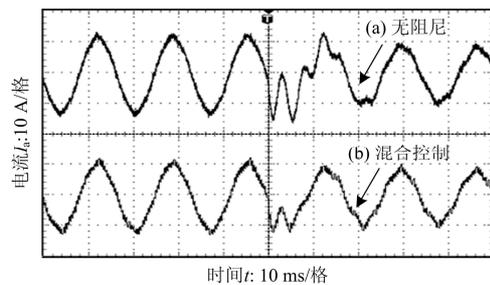


图 13 电网电压扰动时 A 相电流

Fig. 13 Experimental phase A currents under grid voltage change

然后分析当直流电流给定值由 15 A 减小到 5 A 时,图 14 所示为直流给定改变时 A 相电流波形,可以看出,图 14(a)未加阻尼控制,相电流瞬时振荡现象明显,图 14(b)采用混合控制方法的系统瞬时振荡抑制效果显著。

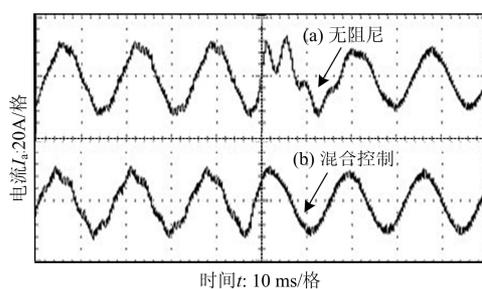


图 14 直流给定改变时 A 相电流

Fig. 14 Experimental phase A currents under DC control reference change

6 结论

本文提出一种采用有源虚拟谐波阻尼器和改进 SVPWM 混合控制的 BUCK 型 PWM 整流器。通过在滤波电容两侧并联一个虚拟电阻来改善稳态时线电流波形以及暂态下滤波器的稳定性, 系统的效率与无源阻尼系统相比得到了很大的提高。将有源阻尼补偿器引入到采用改进 SVPWM 的 BUCK 型整流器中, 比传统 SVPWM 具有更高的采样率以及更好的参考电流跟踪性能。仿真和实验验证了本文提出的混合控制整流器的优良性能, 不仅能够有效改善网侧和直流侧电流波形, 而且能够有效保护开关设备承受由 LC 谐振引起的过电压问题。

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.
ZHANG Chong-wei, ZHANG Xing. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2003.
- [2] 伍小杰, 孙蔚, 戴鹏, 等. 一种虚拟电阻并联电容有源阻尼法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(10): 122-128.
WU Xiao-jie, SUN Wei, DAI Peng, et al. An active damping method of virtual resistor in parallel with capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(10): 122-128.
- [3] 郭希铮, 游小杰, 李欣然. LCL 滤波的三相电压型 PWM 整流器无传感器有源阻尼控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(增刊 1): 91-96.
GUO Xi-zheng, YOU Xiao-jie, LI Xin-ran. A sensorless active damping method for three-phase voltage PWM rectifier with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(S1): 91-96.
- [4] 张学广, 刘义成, 王瑞, 等. 一种新型的 PWM 变换器 LCL 滤波器有源阻尼控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 36(10): 188-192.
ZHANG Xue-guang, LIU Yi-cheng, WANG Rui, et al. A novel active damping control strategy for PWM converter with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical

- Society, 2011, 36(10): 188-192.
- [5] Li Y W, Loh P C, Blaabjerg F, et al. Investigation and improvement of transient response of DVR at medium voltage level[C] // Proc IEEE APEC, 2006: 1074 -1080.
- [6] TAN Long-cheng, LI Yao-hua, XU Wei, et al. An improved control method for PWM current source rectifier with active damping function[C] // Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on, Feb 10-13, 2009: 1-6.
- [7] 张宪平, 林资旭, 李亚西, 等. LCL 滤波的 PWM 整流器新型控制策略[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 74-77.
ZHANG Xian-ping, LIN Zi-xu, LI Ya-xi, et al. A novel control strategy for PWM rectifier with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 74-77.
- [8] SONG Wen-xiang, CAO Da-peng, QIU Jin-yong, et al. Study on the control strategy of three-level PWM rectifier based on SVPWM[C] // Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, May 17-20, 2009: 1622-1625.
- [9] 裘锦勇, 宋文祥, 韩杨, 等. 基于电压空间矢量的三电平 PWM 整流器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(13): 58-62.
QIU Jin-yong, SONG Wen-xiang, HAN Yang, et al. Study on three-level PWM rectifier based on space vector pulse-width-modulation[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(13): 58-62.
- [10] 丁奇, 严冬超, 曹启蒙. 三相电压型 PWM 整流器控制系统设计方法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(23): 84-87.
DING Qi, YAN Dong-chao, CAO Qi-meng. Research on design method of control system for three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(23): 84-87.
- [11] 邱银锋, 梁志珊. abc 坐标系下空间矢量 PWM 实现研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(13): 36-40.
QIU Yin-feng, LIANG Zhi-shan. Research on implementation of the space vector PWM in abc coordinates[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(13): 36-40.

收稿日期: 2013-04-19; 修回日期: 2013-07-09

作者简介:

彭咏龙 (1966-), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用;

黄潇潇 (1990-), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用; E-mail: huangxiaoxiao3234@126.com

李亚斌 (1970-) 男, 博士, 讲师, 研究方向为新型功率变换技术。