

# 基于模糊滞环空间矢量的变换器控制策略

孙元岗, 李宏, 石文龙

(西安石油大学电子工程学院, 陕西 西安 710065)

**摘要:** 采用滞环空间矢量控制的三相电压型变换器电压外环调节主要依赖于传统比例积分(PI)调节器, 所以当系统状态或者自身参数变化时, 将难以使系统获得满意的动态性能。针对该问题, 在电压外环引入模糊PI调节器, 根据工程经验在线调整P、I参数, 以应对系统变化。同时给出电流内环滞环空间矢量控制中开关状态的选择原则。仿真和实验结果表明, 所提控制策略能够有效保证系统稳态性。此外, 与采用传统PI调节器的滞环空间矢量控制策略的对比结果表明, 所提控制策略可以将变换器的暂态响应时间减少55%以上, 使系统获得更为出色的暂态性能。  
**关键词:** 电压型变换器; 模糊控制; 滞环空间矢量控制; 谐波总畸变率(THD); 开关状态

## Fuzzy hysteresis space vector based control scheme for converters

SUN Yuangang, LI Hong, SHI Wenlong

(College of Electronic Engineering, Xi'an Shiyou University, Xi'an 710065, China)

**Abstract:** It is difficult for the classical proportional-integral (PI) regulator employed in the outer voltage loop to satisfy the system performance requirement, when the system states or its parameters are changed in the three-phase voltage source converter using the hysteresis space vector control. The fuzzy based PI regulator is therefore introduced. The coefficients of P and I are adjusted online based on the engineering experience to deal with the system change. A hysteresis space vector control is adopted in the inner current loop. Its principle for selecting the switching states is provided. Finally, the simulation and experiment results show that, the proposed control method can guarantee the system stability effectively. Moreover, compared with the hysteresis space vector control with the classical PI regulator, the proposed control method can reduce the transient setting time more than 55% and ensure the better transient performance.

**Key words:** three-phase voltage source converter; fuzzy control; hysteresis space vector control; total harmonic distortion (THD); switching state

中图分类号: TN624

文献标识码: A

文章编号: 1674-3415(2015)08-0069-05

## 0 引言

三相电压型变换器(VSC)因其直流侧电压稳定、功率因数可控等优点, 在电力系统潮流控制、有源滤波和无功补偿等场合得到了广泛的应用<sup>[1-3]</sup>。在多数应用场合, VSC 需要实现两个控制目标: 一是将直流侧电压控制在给定的目标值, 以抵御电网电压和负载波动的影响, 保持系统稳定性; 二是控制变换器交流侧电流, 使系统获得高功率因数和较高质量的电流波形<sup>[4-6]</sup>。

为了实现上述控制目标, 绝大多数的 VSC 控制系统都采用双闭环控制结构。内环控制器常采用电流控制, 主要负责控制系统的功率因数和电流质量<sup>[7-8]</sup>。VSC 常用的电流控制方法包括滞环控制和

空间矢量控制。滞环控制设计原理简单, 易于实现, 不受系统参数影响, 能够获得快速的动态响应和较高的电流控制精度<sup>[9-10]</sup>。但这种控制策略会使得功率开关管的工作频率不固定, 不利于网侧滤波器设计, 还会带来较高的开关应力。空间矢量控制可以使系统得到固定的开关频率, 便于系统参数设计, 是目前应用比较广泛的控制策略, 但其在控制精度及动态响应方面要稍逊于滞环控制<sup>[11-12]</sup>。结合上述两种控制策略的优缺点, 近年来有学者提出了一种滞环空间矢量控制策略, 利用电流偏差矢量的空间位置 and 不同开关状态对电流偏差变化率的影响, 选择最佳的开关状态。这种控制方法已经在有源电力滤波器、并网逆变器等电力电子相关领域得到了广泛应用<sup>[8,10]</sup>。因此, 本文内环控制器拟采用滞环空

间矢量控制策略。外环控制器负责稳定直流侧电压，通常采用比例积分(PI)调节器，传统PI调节器的P、I参数依赖于被控对象，所以当系统运行环境改变时，传统PI调节器将难以保证系统的动态特性，甚至会引发系统振荡，严重影响VSC装置的正常运行<sup>[5,13-14]</sup>。

针对电压外环采用传统PI调节器时存在的上述问题，本文提出在直流电压外环反馈环节引入模糊PI调节器，利用工程经验总结P、I参数的模糊控制规则，根据系统运行状态完成P、I参数的实时选择，以克服传统PI调节器动态性能差等缺点。与传统控制的仿真和实验对比结果进一步证明，采用本文所提出的控制策略不仅可以实现单位功率因数运行，还具有良好的动态性能。

### 1 VSC 数学模型

图1为本文所采用的VSC系统， $e_k$ 为交流侧相电压， $u_k$ 为变换器交流侧输入相电压， $i_k$ 为变换器输入相电流，其中， $k = a, b, c$ ； $L$ 为滤波电感， $R$ 为滤波电感的寄生电阻， $C$ 为直流侧电容， $R_L$ 为直流侧负载， $U_{dc}$ 为直流侧电容上的电压。图1所示VSC系统采用双闭环控制系统，即电压外环、电流内环的控制方式。电压反馈外环经模糊PI调节器输出直流电流信号 $i_0$ ， $i_0$ 分别乘以与a、b、c三相相电压同相位的正弦信号(经锁相环节得到)，获得三相电流的指令信号 $i_a^*$ 、 $i_b^*$ 、 $i_c^*$ ，其中 $\theta_0$ 为相电压初始相位。该指令电流信号与实际交流侧电流信号进行比较后，通过滞环空间矢量控制各开关器件状态 $s_a$ 、 $s_b$ 、 $s_c$ ，使实际电流跟踪输入指令电流信号，实现电压电流同相位，同时达到跟踪给定参考直流电压 $U_{dc}^*$ 的控制效果。

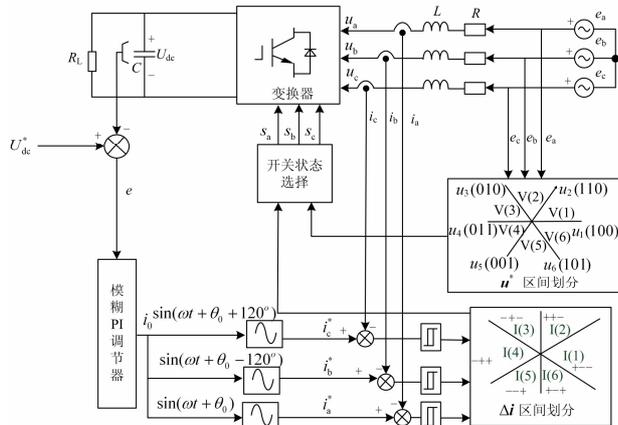


图1 VSC系统

Fig. 1 VSC system

对于图1所示系统，忽略交流侧电阻，可以得到

$$u = e - L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

式中： $u$ 为变换器交流侧输入电压合成矢量； $e$ 为交流侧三相电压合成矢量； $i$ 为交流侧电流合成矢量。若交流侧电流矢量给定值为 $i^*$ ，则电流误差矢量为

$$\Delta i = i^* - i \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)，可以得到：

$$L \frac{d\Delta i}{dt} = L \frac{di^*}{dt} + u - e \quad (3)$$

对于三相电压型变换器而言， $u$ 包含8个电压矢量 $u_k$  ( $k=0\sim7$ )，因此，可以得到：

$$L \frac{d\Delta i}{dt} = L \frac{di^*}{dt} + u_k - e \quad (k=0\sim7) \quad (4)$$

由上述推导可知，电流误差矢量的变化率受 $u$ 、 $e$ 以及指令电流 $i^*$ 变化率的影响，假设变换器侧三相输入电压合成矢量 $u^*$ 满足：

$$u^* = L \frac{di^*}{dt} - e \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)：

$$L \frac{d\Delta i}{dt} = u_k + u^* \quad (k=0\sim7) \quad (6)$$

因此，对于给定的变换器侧输入电压合成矢量 $u^*$ ，可以通过选择合适的 $u_k$ 来控制 $\Delta i$ 的变化趋势。在判断当前电流误差状态的前提下，选择开关状态以获得最佳的系统性能。

### 2 滞环空间矢量控制

文献[8]对电压合成矢量 $u^*$ 与误差电流矢量 $\Delta i$ 空间区域的划分方法进行了详细介绍，本文直接给出 $u^*$ 与 $\Delta i$ 区间划分结果，如图2所示。

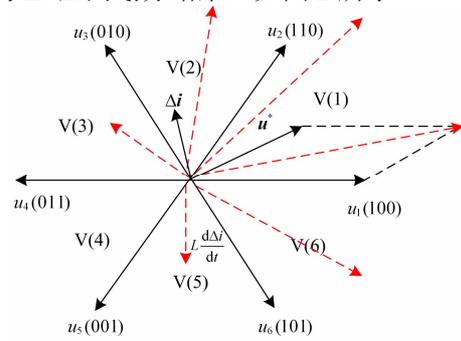


图2 电压矢量合成 $Ld\Delta i / dt$

Fig. 2 Synthesis of voltage vector  $Ld\Delta i / dt$

一旦变换器侧输入电压合成矢量 $u^*$ 与误差电流矢量 $\Delta i$ 的空间位置确定，为使电流误差为零，应选择 $u_k$ 使 $d\Delta i / dt$ 与 $\Delta i$ 方向相反。如果开关频率足

够高, 误差电流矢量  $\Delta i$  就会被控制在一定的范围内, 但是开关频率过高会造成较高的开关损耗; 相反, 如果开关频率较低, 则无法得到理想的电流跟踪效果, 导致误差电流矢量  $\Delta i$  偏大。所以对误差电流矢量  $\Delta i$  设置两个临界值  $i_{h1}$ 、 $i_{h2}$  ( $i_{h1} > i_{h2}$ ), 当  $|\Delta i| > i_{h1}$  时, 选择与  $\Delta i$  方向相反的最大的  $d\Delta i / dt$ , 可实现快速的电流跟踪; 当  $i_{h2} \leq |\Delta i| \leq i_{h1}$  时, 选择与  $\Delta i$  方向相反的最小的  $d\Delta i / dt$ , 可以减小开关损耗; 当  $|\Delta i| < i_{h2}$  时, 电流误差被限定在一定的范围内, 故此开关管不动作, 将开关损耗降到最低。

假设经判断后得知  $u^*$  位于  $V(1)$ ,  $\Delta i$  位于  $I(3)$ , 根据式(6), 利用不同  $u_k$  合成的  $Ld\Delta i / dt$  如图 2 中虚线所示。当  $|\Delta i| > i_{h1}$  时, 要选择与  $\Delta i$  方向相反的最大的  $Ld\Delta i / dt$ , 即选择电压矢量  $u_6$ ; 当  $i_{h2} \leq |\Delta i| \leq i_{h1}$  时, 要选择与  $\Delta i$  方向相反的最小的  $Ld\Delta i / dt$ , 即选择电压矢量  $u_5$ ; 当  $|\Delta i| < i_{h2}$  时, 开关状态不变。表 1 总结出  $i_{h2} \leq |\Delta i| \leq i_{h1}$  时, 电压矢量的选择结果。其他情况以此类推。

表 1  $i_{h2} \leq |\Delta i| \leq i_{h1}$  时, 电压矢量  $u_k$  的选择

Table 1 Selection of the voltage vector  $u_k$ , when  $i_{h2} \leq |\Delta i| \leq i_{h1}$

$u^*$	$\Delta i$ 区域					
	I(1)	I(2)	I(3)	I(4)	I(5)	I(6)
V(1)	$u_4$	$u_5$	$u_5$	$u_0(u_7)$	$u_0(u_7)$	$u_4$
V(2)	$u_5$	$u_5$	$u_6$	$u_6$	$u_0(u_7)$	$u_0(u_7)$
V(3)	$u_0(u_7)$	$u_6$	$u_6$	$u_1$	$u_1$	$u_0(u_7)$
V(4)	$u_0(u_7)$	$u_0(u_7)$	$u_1$	$u_1$	$u_2$	$u_2$
V(5)	$u_3$	$u_0(u_7)$	$u_0(u_7)$	$u_2$	$u_2$	$u_3$
V(2)	$u_4$	$u_4$	$u_0(u_7)$	$u_0(u_7)$	$u_3$	$u_3$

### 3 模糊 PI 调节器设计

为了克服传统PI调节器动态性能差等问题, 在电压外环引入模糊PI调节器, 具体结构如图3所示。由PI调节器和两输入两输出的模糊控制器组成, 其中  $k$ 、 $k_0$ 、 $k_1$ 、 $k_2$  主要用于限幅。通过模糊控制器输出PI参数  $k_p$ 、 $k_i$  的增量  $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_i$ , 实际  $k_p$ 、 $k_i$  参数由式(7)得到:

$$k_p = k_{p0} + \Delta k_p \quad (7)$$

$$k_i = k_{i0} + \Delta k_i$$

其中,  $k_{p0}$ 、 $k_{i0}$  为由常规参数整定法所得到的PI参数。为保证系统运行的稳定性, 根据系统的运行状态, 将  $|e|$ 、 $|ec|$  量化后, 利用工程经验总结: ①  $|e|$  较大时, 取较大的  $k_p$  (提高系统响应速度),  $k_i \rightarrow 0$  (减小超调); ②  $|e|$  中等时, 取较小的  $k_p$  (减小超调),  $k_i$  适当取值; ③  $|e|$  较小时, 取适当的  $k_p$  和  $k_i$  (系

统稳定性好)。

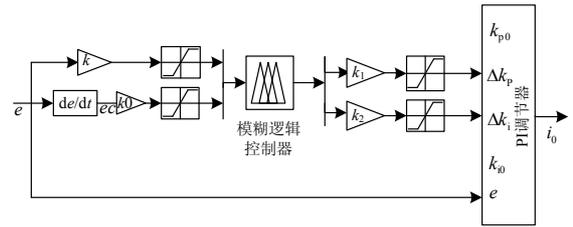


图 3 模糊PI调节器

Fig. 3 Fuzzy-based PI regulator

模糊控制器输入  $e$ 、 $ec$  以及输出  $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_i$  论域均为  $[-3 -2 -1 0 1 2 3]$ , 输入输出模糊语言变量均为  $\{NB \ NM \ NS \ Z \ PS \ PM \ PB\}$ , 输入输出隶属度函数如图4所示。模糊推理合成规则遵循max-min规则, 输出采用centrid(重心)法去模糊化。根据以上工程经验, 可以得到  $\Delta k_p$  的模糊规则如表2所示。同理可以得到  $\Delta k_i$  的模糊规则, 这里不再赘述。

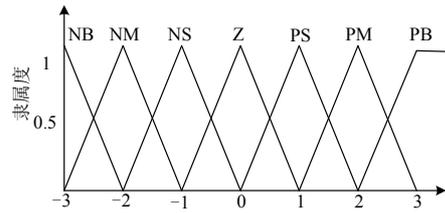


图4 输入输出隶属度函数

Fig. 4 Membership function of the input and output

表2  $\Delta k_p$  模糊规则表

Table 2 Fuzzy rules of  $\Delta k_p$

		$ec$						
		NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
$e$	NB	PB	PB	PM	PM	PS	Z	Z
	NM	PB	PB	PM	PS	Z	Z	NS
	NS	PM	PM	PM	PS	Z	NS	NS
	Z	PM	PM	PS	Z	NS	NM	NM
	PS	PS	PS	Z	NS	NS	NM	NM
	PM	PS	Z	NS	NM	NM	NM	NB
	PB	Z	Z	NM	NM	NM	NB	NB

### 4 仿真和实验验证

根据上述控制方案, 在Matlab/simulink下建立VSC系统模型, 参数为: 电源相电压峰值220 V, 频率50 Hz; 变换器输入回路电感  $L = 2 \text{ mH}$ ,  $R = 0.01 \Omega$ ; 直流侧输出滤波电容  $C = 2400 \mu\text{F}$ , 直流侧参考电压的初始值为  $U_{dc}^* = 700 \text{ V}$ ; 误差电流矢量  $\Delta i$  的两个临界值分别为  $i_{h1} = 2 \text{ A}$  和  $i_{h2} = 0.5 \text{ A}$ 。

采用图1所示控制系统,可以得到稳态运行时VSC交流侧电流波形如图5(a)所示,此时交流侧电流谐波总畸变率(THD)仅为2.69%(图5(b)),电流波形满足电流THD小于5%的要求。

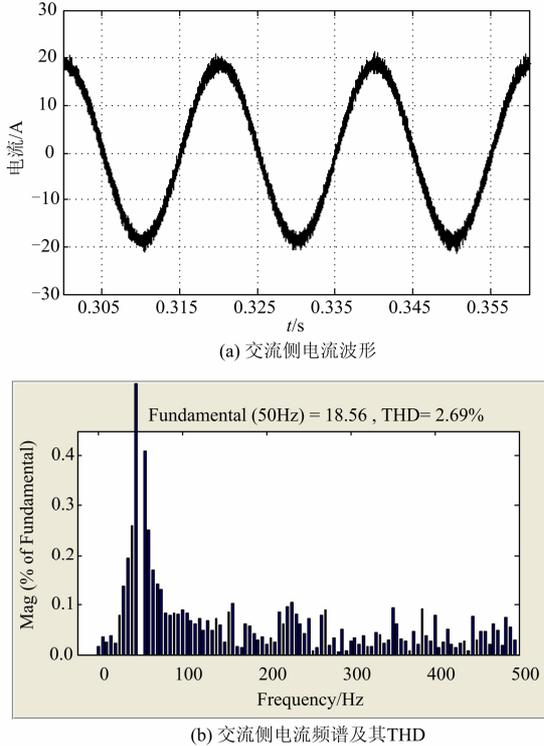


图5 所提控制下交流侧电流波形及其THD

Fig. 5 AC current and its THD under the proposed method

为了分析对比图1所示控制系统的暂态性能,在Matlab下另外搭建采用传统PI调节器的系统模型。在0.2s时,令直流侧电压给定值 $U_{dc}^*$ 从600V变为700V,对比此时两种控制系统下的直流侧电压与交流侧电流的暂态响应波形。

图6(a)中,采用本文所提控制的直流侧电压能够以较快的速度到达稳态,且整个动态过程相对更平稳,整个暂态响应时间在3ms左右。传统控制方式下,直流侧电压需要将近一个基波周期(20ms)的时间才能到达新的稳态。此外,与传统控制相比,所提控制方式下的电流波形在整个暂态响应过程中也表现出更快的响应速度和较高的波形质量,如图6(b)所示。

为了进一步验证所提控制系统的可行性及优越性,搭建容量为10kW的变换器实验装置,控制策略在DSP芯片TMS320F28335中实现,本实验中利用变压器获得峰值为100V的交流侧电压,直流侧参考电压的初始值取300V,其他参数与仿真参数保持一致。

稳态时采用所提控制方式下的交流侧电压和电

流波形如图7(a)所示,此时系统交流侧电压和电流相位保持一致,功率因数接近于1,证明了所提

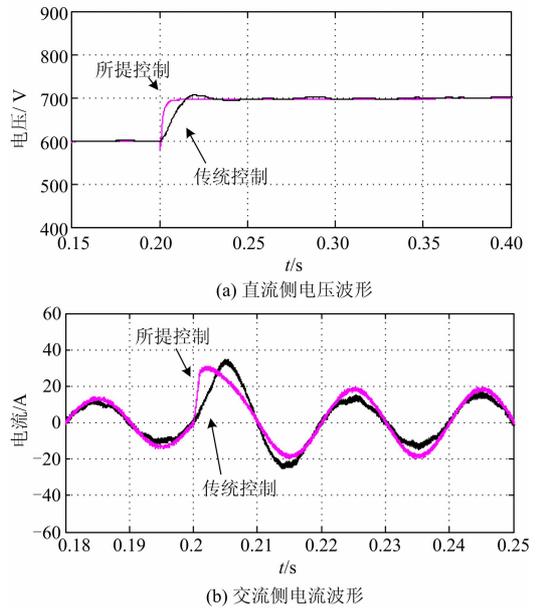


图6 暂态条件下两种控制策略的波形对比

Fig. 6 Comparison of the two control methods under the transient situation

控制的可行性。图7(b)为直流侧参考电压由300V突变到400V时,在所提控制方式和传统控制方式下VSC的直流侧电压响应波形,可以看出传统控制方式到达稳态的时间将近40ms,而所提控制方式到达稳态的时间(18ms)减少了55%左右。因此,所提控制方式保持了更为出色的暂态响应性能。

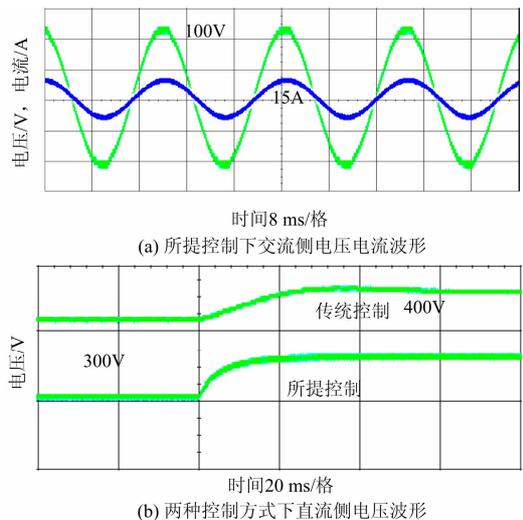


图7 实验波形

Fig. 7 Experiment waveforms

上述仿真和实验结果表明,所提控制方法在稳态运行时具有控制精度高,电流质量好的优点;与

传统控制方式相比, 在暂态调节中, 所提控制方法保持了较快的响应速度, 且不依赖于系统工作参数。

## 5 总结

本文通过介绍 VSC 的数学模型, 给出了电流内环采用滞环空间矢量控制的基本原理; 电压外环模糊 PI 调节器的引入, 也加快了系统响应速度。最后通过仿真和实验进一步验证了所提控制方法的可行性及其在暂态响应方面的优越性, 为工程应用提供参考。

## 参考文献

- [1] 章玮, 王宏胜, 任远, 等. 不对称电网电压条件下三相并网型逆变器的控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(12): 103-110.  
ZHANG Wei, WANG Hongsheng, REN Yuan, et al. Investigation on control of three-phase grid-connected inverters under unbalanced grid voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(12): 103-110.
- [2] 戴训江, 晁勤. 光伏并网逆变器自适应电流滞环跟踪控制的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(4): 25-30.  
DAI Xunjiang, CHAO Qin. Research of adaptive current hysteresis band track control for photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(4): 25-30.
- [3] RAVINDRANATH A, MISHRA SK, JOSHI A. Analysis and PWM control of switched boost inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5593-5602.
- [4] 刘心旸, 王杰, 王昕, 等. 有源滤波器的模糊阈值变环宽滞环电流跟踪控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(11): 116-123.  
LIU Xinyang, WANG Jie, WANG Xin, et al. A fuzzy threshold mutative bandwidth hysteresis current tracking control method for active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(11): 116-123.
- [5] HUANG J, ZHANG A, ZHANG H, et al. Improved direct power control for rectifier based on fuzzy sliding mode[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(3): 1174-1180.
- [6] 黄晶晶, 张爱民, 陈晓菊, 等. 三相电压型 PWM 整流器双开关表直接功率控制策略[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(18): 128-133.  
HUANG Jingjing, ZHANG Aimin, CHEN Xiaojun, et al. A double switching table based direct power control strategy for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(18): 128-133.
- [7] 曹武, 赵剑锋, 江楠. 有源滤波器同步坐标系下的空间矢量滞环电流控制新方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 173-181.  
CAO Wu, ZHAO Jianfeng, JIANG Nan. A new space vector hysteresis current control scheme based on synchronous reference frame for APF[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 173-181.
- [8] 黄晶晶, 张杭, 张爱民, 等. 一种新型并网逆变器电流控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(20): 137-140.  
HUANG Jingjing, ZHANG Hang, ZHANG Aimin, et al. Research on the new current control strategy based on the grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(20): 137-140.
- [9] 曾江, 刘艳, 叶小军, 等. 有源滤波器的低损耗滞环电流控制方法[J]. 电网技术, 2010, 34(1): 73-78.  
ZENG Jiang, LIU Yan, YE Xiaojun, et al. A novel hysteresis current control method for active power filter with low switching loss[J]. Power System Technology, 2010, 34(1): 73-78.
- [10] 郭自勇, 周有庆, 刘宏超, 等. 一种基于电压空间矢量的有源滤波器滞环电流控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 112-117.  
GUO Ziyong, ZHOU Youqing, LIU Hongchao, et al. A novel hysteresis current control method for active power filter based on voltage space vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 112-117.
- [11] 易龙强, 戴瑜兴. SVPWM 技术在单相逆变电源中的应用[J]. 电工技术学报, 2007, 22(9): 112-123.  
YI Longqiang, DAI Yuxing. SVPWM technique applied to single-phase inverter power[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(9): 112-123.
- [12] PAN S, PAN J, TIAN Z. A shifted SVPWM method to control DC-link resonant inverters and its FPGA realization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3383-3391.
- [13] CHEN X, ZHANG A, HUANG J, et al. An optimized strategy based on hysteresis space vector control of three-phase VSR[J]. Applied Mechanics and Materials, 2013, 278: 79-85.
- [14] AQUILA A, LISERRE M, MONOPOLI V, et al. Overview of PI-based solutions for the control of dc buses of a single-phase H-bridge multilevel active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(3): 857-866.

收稿日期: 2014-07-08; 修回日期: 2014-08-10

作者简介:

孙元岗(1985-), 男, 工程师, 研究方向为电能变换与智能检测; E-mail: sunyg1985@163.com

李宏(1960-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为功率电子变换技术等;

石文龙(1989-), 男, 硕士研究生, 研究方向为脉冲功率技术。

(编辑 张爱琴)