

单相三电平整流器双滞环 SVPWM 电流控制方法

袁洁, 王耀南

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 基于电压空间矢量分析原理, 提出了一种适用于开关管钳位混合单相三电平整流器的双滞环 SVPWM 电流控制方法。分析了单相三电平整流器的工作模式, 提出了一种四态双滞环比较器来控制电流内环。根据输入比较器的误差电流大小, 输出四种状态值, 结合由电动势与预测电流离散化计算得到的指令电压矢量的所在区域, 选择最佳开关输出矢量, 使得电流误差控制在系统要求范围内。通过 Matlab 仿真, 比较了跟踪电压矢量、两态单滞环、四态双滞环 SVPWM 电流三种控制方法, 仿真结果验证了四态双滞环电流控制的优越性, 通过小功率样机实验验证了双滞环控制算法的可靠性。

关键词: 单相三电平整流器; 双滞环; 单滞环; 电流误差; 空间矢量控制

Double hysteresis SVPWM current control method for single-phase three-level rectifiers

YUAN Jie, WANG Yao-nan

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Based on the principle of voltage space vector analysis, a kind of double hysteresis current SVPWM control method for a mixed single-phase three-level rectifier is proposed. This paper analyzes the working mode of a single-phase three-level rectifier, puts forward a double hysteresis comparator to control the current inner ring. Four state values will be output from the comparator according to the value of error current. Combined with the area of the command voltage vector which is calculated by the electromotive force and the forecasted current from discretizing, the best output vector of switch is chosen to make the current error be within the scope of the system requirements. Through MATLAB simulation, this paper compares three kinds of control methods, named the tracking voltage vector and two-state hysteresis, four-state double hysteresis SVPWM current. The superiority of the four-state double loop hysteresis controller is verified by the results. The reliability of double hysteresis current control algorithm is testified by the experiment of low power prototype.

This work is supported by National High-tech R & D Program of China (863 Program) (No. 2012AA111004).

Key words: single-phase three-level rectifier; double hysteresis; single hysteresis; current error; SVPWM

中图分类号: TM921.45; TM461 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)07-0031-06

0 引言

随着“PM2.5”一词成为关注焦点, 解决环境污染问题已是刻不容缓, 电动汽车是减少环境污染的一个重要途径, 所以电动汽车必将成为未来汽车发展的重大战略。Dr. Willett Kempton提出的“V2G”(Vehicle to Smart Grid, 电动汽车与智能电网双向互动)技术将成为减少环境污染、抑制能源浪费的一个创举^[1]。然而, 随着大规模电动汽车并网, 其充放电装置会给电网电流造成严重污染, 因此研究充放电装置及控制策略具有重大意义。本文提出将

一种新型开关管钳位单相三电平整流器应用到电动汽车蓄电池充放电系统中。

目前, 开关管钳位多电平整流器的应用十分广泛, 由于其结构简单, 单一电压等级直流源, 少电容数量。主要应用在机车驱动、分布式发电、静态无功补偿^[2]等领域。在这些应用中, 针对电流控制器的研究均需要很好的动态响应和精确的负载输出, 因此需要的控制比较复杂。文献[3]将分区电网电动势和电流滞环思想结合起来的三级 PWM 调制应用到一个开关管钳位三电平整流器, 此方法较好地跟随了指令电流, 但是由于只简单地根据固定分区的滞环控制开关, 使得动态性和鲁棒性都较差。

基金项目: 国家863计划项目(2012AA111004)

文献[4]采用传统 SPWM 控制原理来控制单相三电平逆变器, 控制策略比较简单, 但是输出电能质量差, 会产生大量谐波电流。文献[5]将跟踪电压矢量的 SVPWM 电流控制思想引入单相三电平 PWM 整流器中, 该方法较好地实现了电网侧谐波畸变小和功率因数高的获得。但是其电流动态响应慢, 电流误差大, 而且需要对电压矢量的输出时间进行大量计算。

为此本文将滞环 SVPWM 电流控制思想引入单相三电平整流器中, 以获得较快的动态电流响应和较强的系统鲁棒性, 及优化电能质量。采用预测指令电流与实际电流误差来获得指令电压矢量。由于单滞环^[6]易受误差电流幅值的影响, 开关频率波动大, 且可能会出现跟踪电流速度慢的情况。为此引入双滞环^[7]来切换调节, 当电流误差较大时使用较大的外环控制规则, 以进行快速电流跟踪控制; 当电流误差较小时, 使用较小的内环控制规则, 能够更好地抑制电流谐波。

1 三电平整流器工作原理

单相三电平整流器主电路由四个功率开关管构成两组桥臂, 一个功率开关管与四个钳位二极管形成一组中性点桥臂, 再加一个储能电感 L, 两个储能电容 C1、C2。具体结构如图 1 所示, 设直流侧

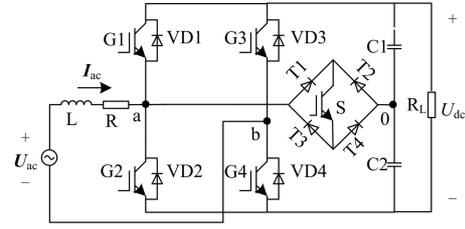


图 1 单相三电平整流器电路结构

Fig. 1 Circuit structure of single-phase three-level rectifier

母线电压为 U_{dc} , $C1=C2$, 用文献[8]中点电位补偿设计使 $C1$ 、 $C2$ 端电压 $u_{c1}=u_{c2}=U_{dc}/2$, 以 0 点为参考点, 则 U_{a0} 和 U_{b0} 可以获得三种电平: $-U_{dc}/2$ 、 0 、 $U_{dc}/2$, 整流器输入端电压 U_{ab} 可以有五种模值状态 $\pm U_{dc}$ 、 $\pm U_{dc}/2$ 、 0 。

定义理想开关函数 S_a 和 S_b 如下:

$$S_a = \begin{cases} 1, & \text{G1导通} \\ 0, & \text{S导通} \\ -1, & \text{G2导通} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & \text{VD3导通} \\ 0, & \text{VD4导通} \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)、式(2)可得到主电路 $3 \times 2 = 6$ 种开关组合, 因此主电路的 6 种工作模式、开关状态及相应电压状态量如表 1 所示。

表 1 开关切换控制表

Table 1 Switch control table

工作模式	S_a	S_b	G1	G2	G3	G4	S	U_{a0}	U_{b0}	U_{ab}	状态量
1	1	1	0	0	0	1	1	0	$-u_{c2}$	u_{c2}	$V_4(0,0)$
2	1	0	0	0	1	0	1	0	u_{c1}	$-u_{c1}$	$V_3(0,1)$
3	0	1	1	0	0	1	0	u_{c1}	$-u_{c2}$	$u_{c1} + u_{c2}$	$V_2(1,0)$
4	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	$V_1(1,1)$
5	-1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	$V_6(-1,0)$
6	-1	0	0	1	1	0	0	$-u_{c2}$	u_{c1}	$-u_{c1} - u_{c2}$	$V_5(-1,1)$

2 双滞环 SVPWM 电流控制方法

2.1 控制原理

对于图 1 所示单相三电平拓扑结构, 若忽略交流侧电阻, 可得矢量方程为

$$U_{ab} = U_{ac} - L \frac{dI_{ac}}{dt} \quad (3)$$

设指令电流为 I_{ac}^* , 则实际的误差电流矢量为 $\Delta I_e = I_{ac}^* - I_{ac}$, 将误差电流矢量代入式(3)中可得

$$L \frac{d\Delta I_e}{dt} = U_{ab} + L \frac{dI_{ac}^*}{dt} - U_{ac} \quad (4)$$

要想获得零误差电流的响应, 则输出指令电压

U_{ab}^* 应满足

$$U_{ab}^* = U_{ac} - L \frac{dI_{ac}^*}{dt} \quad (5)$$

对于图 1 中的拓扑结构, 共有 6 个空间电压矢

量 $V_k (1, \dots, 6)$ 可以选择, 代入式(4)得

$$L \frac{d\Delta I_e}{dt} = V_k + L \frac{dI_{ac}^*}{dt} - U_{ac} \quad (6)$$

将式(5)代入式(6)得

$$L \frac{d\Delta I_e}{dt} = V_k - U_{ab}^* \quad (7)$$

从而可以通过选择合适的 $V_k (1, \dots, 6)$ 来控制误差电流 ΔI_e 。如果直接通过 $L \frac{dI_{ac}^*}{dt}$ 来求取 U_{ab}^* , 会使得误差太大, 所以采用电流预测方法来求取, 在第 k 个 T_s 周期内, $I_{ac}(k) = I_{ac}^*(k-1)$, 从而可得

$$L \frac{dI_{ac}^*}{dt} = L \left(\frac{I_{ac}^*(k) - I_{ac}(k)}{T_s} \right) \quad (8)$$

将式(8)代入式(5)得

$$U_{ab}^* = U_{ac} - L \left(\frac{I_{ac}^*(k) - I_{ac}(k)}{T_s} \right) \quad (9)$$

从式(7)可看出, 为了实现电流跟踪控制, 则必须选择一个合适的空间电压矢量 $V_k (1, \dots, 6)$, 使误差变化率矢量 $d\Delta I_e / dt$ 与误差电流矢量 ΔI_e 的方向始终相反, 当开关频率足够高时, 误差电流矢量的模 $|\Delta I_e|$ 就能被限制在一定的滞环宽度内, 从而实现了整流器电流的跟踪控制, 并抑制了电流谐波。但是, 当 dI_{ac}^* / dt 较大时, 由于所选 $V_k (1, \dots, 6)$ 模值对应的 $Ld\Delta I_e / dt$ 模值太小, 可能无法快速跟踪 dI_{ac}^* / dt 对应的较大矢量 I_{ac}^* , 由此需要优化滞环设计^[9], 引入如图 2 所示的四态双滞环控制, 设内环宽度为 h_1 , 外环宽度为 h_2 , 控制规则如下。

规则 1: 当 $|\Delta I_e| > h_2$ 时, 误差电流处于外环, 选择 $V_k (1, \dots, 6)$ 使得其对应的 $Ld\Delta I_e / dt$ 具有与 ΔI_e 方向相反的最大分量, 从而实现 I_{ac}^* 的快速跟踪。

规则 2: 当 $h_1 < |\Delta I_e| < h_2$ 时, 误差电流处于内环, 选择 $V_k (1, \dots, 6)$ 使得其对应的 $Ld\Delta I_e / dt$ 具有与 ΔI_e 方向相反的最小分量, 在实现对 I_{ac}^* 跟踪的同时, 限制了电流变化率, 抑制了电流谐波。

规则 3: 当 $|\Delta I_e| < h_1$ 时, 误差电流进入死区,

保持原来 $V_k (1, \dots, 6)$ 不切换, 从而限制了开关频率, 增加电流控制的稳定性。

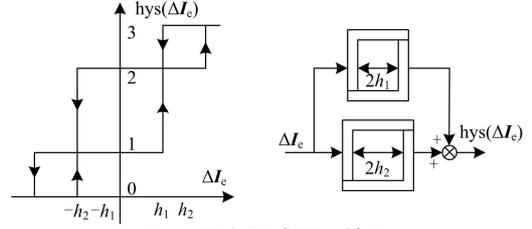


图 2 四态双滞环比较器

Fig. 2 Four-state double hysteresis comparator

当系统启动或有负载扰动时, 误差电流幅值较大, 此时误差电流进入外环, 外环的控制目的是为了误差电流迅速减小, 进入内环; 相应的内环控制是以稳定和减小开关频率为目的, 使得电流误差进入系统要求的稳态状态—死区, 所以死区的宽度由系统所需稳态误差精度决定^[10]。

2.2 U_{ab}^* 分区及输出 $V_k (1, \dots, 6)$ 的选择

首先根据表 1 中的实际输入端电压 U_{ab} 五种输出矢量模值大小, 将指令电压 U_{ab}^* 所在空间矢量分成四个区域, 并记为如下 I ~ IV 区。

区域 I: $U_{dc} / 2 \leq U_{ab}^* \leq U_{dc}$;

区域 II: $0 \leq U_{ab}^* < U_{dc} / 2$;

区域 III: $-U_{dc} / 2 \leq U_{ab}^* < 0$;

区域 IV: $-U_{dc} \leq U_{ab}^* \leq -U_{dc} / 2$ 。

电压空间状态矢量图如图 3 所示, 图 3 中虚线表示的矢量为 $V_k (1, \dots, 6)$ 所对应的矢量 $Ld\Delta I_e / dt$ 。当电流误差位于内环时, 即 $h_1 < |\Delta I_e| < h_2$, 采用规则 2, 选择 $V_k (1, \dots, 6)$ 时应该优先考虑模值较小矢量 $Ld\Delta I_e / dt |_{k=j=1, \dots, 6}$ 所对应矢量 $V_k (1, \dots, 6)$ 。从图 3 中可知: 当指令矢量位于区域 I, 对应矢量 V_2 、 V_4 ; 区域 II 对应矢量 V_4 、 V_6 ; 区域 III 对应矢量 V_1 、 V_3 ; 区域 IV 对应 V_3 、 V_5 。当 $|\Delta I_e| > h_1$ 时, 此时应选择对应区域中的矢量使得 $Ld\Delta I_e / dt$ 为负, 减小 $|\Delta I_e|$; 当 $|\Delta I_e| < -h_1$ 时, 选择对应区域中的矢量使得 $Ld\Delta I_e / dt$ 为正, 增大 $|\Delta I_e|$, 即减小 $|\Delta I_e|$ 。当电流误差位于外环时, 即 $|\Delta I_e| > h_2$, 采用规则 1, 由于须获得与 ΔI_e 方向相反的最大 $Ld\Delta I_e / dt$ 分量, 则优先考虑 $|Ld\Delta I_e / dt|$ 值较大矢量对应的 $V_k (1, \dots, 6)$, 不限定区域。

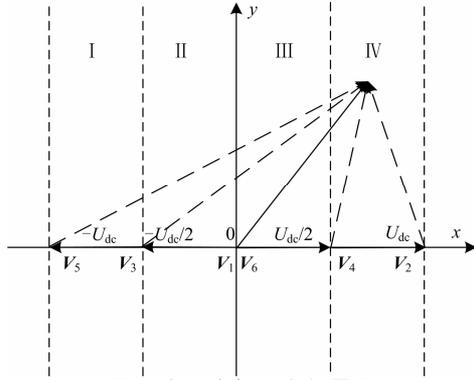


图3 电压空间状态矢量图

Fig. 3 Sector definition of voltage space vector

综上所述可得表2所示控制模式。从表2中可看出，四态滞环控制实际上是使整流器两电平和三电平模式交替运行，集中了两电平模式的快速响应性和三电平的稳态性。当系统稳定时，式(9)中，由于 $L(I_{ac}^*(k) - I_{ac}(k))/T_s$ 远小于 U_{ac} ，指令电压矢量 U_{ab}^* 的运动轨迹可近似为一条正弦波形，其与误差电流 ΔI_e 、电网侧输入端电压 U_{ab}^* 、实际输入端电压 U_{ab} 之间的关系如图4所示。

表2 ΔI_e 和 U_{ab}^* 区域与开关模式 k 的关系

Table 2 Relationship between region of ΔI_e , U_{ab}^* and switching mode k

U_{ab}^* 区域	ΔI			
	0	1	2	3
I		$V_2(1,0)$	$V_4(0,0)$	
II	$V_2(1,0)$	$V_4(0,0)$	$V_6(-1,0)$	$V_5(-1,1)$
III		$V_1(1,1)$	$V_3(0,1)$	
IV		$V_3(0,1)$	$V_5(-1,1)$	

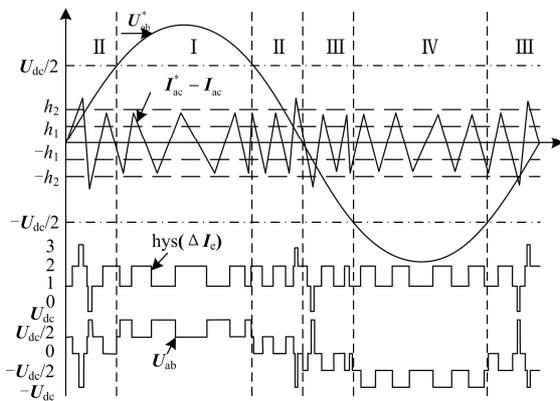


图4 $\Delta I_e, U_{ab}^*$ 与 U_{ab} 关系图

Fig. 4 Relationship between region of $\Delta I_e, U_{ab}^*$ and U_{ab}

3 仿真和实验结果

搭建图5所示的系统闭环控制框图模型，模型参数设置如下：网侧电源与居民用电电压相同，有效值为220V，网侧电感 $L=0.015$ H，直流侧电容 $C1=C2=5$ mF，直流侧电压给定值为350V，负载电阻 $R_L=100$ Ω ，1s时，加入负载扰动，即在负载侧再并联100 Ω 电阻，设置电流滞环内、外环宽度约为系统电流峰值的1%和1.5%。采用Matlab/Simulink软件进行系统仿真，并采用小功率样机进行了实验测试。

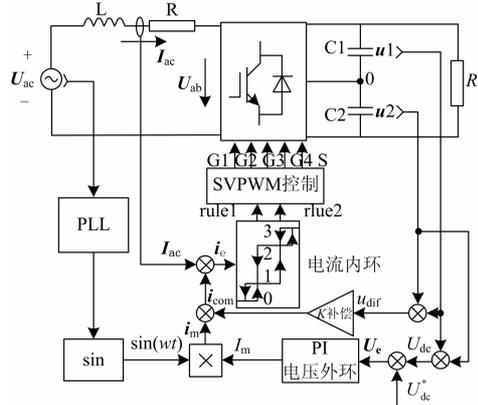


图5 系统闭环控制框图

Fig. 5 Control block diagram of the closed-loop system

三电平整流器采用双闭环控制，即电压外环和电流内环，外环采用传统PI控制，输出指令电流。电流内环采用三种方法对比仿真：1) 采用文献[5]的跟踪指令电压矢量的SVPWM电流控制方法，开关频率设置为10 kHz；2) 采用单滞环SVPWM电流控制方法；3) 采用文中双滞环SVPWM电流控制方法。仿真波形如图6和图7所示，图6表示电流误差波形，图7为电流谐波畸变率。从图6可知，图6(a)中电流误差最大，受到负载扰动时，系统不能够快速跟踪指令电流，从而产生了较大的误差电流；图6(b)中误差电流相对图6(a)有所减小，但是在电流过零点时，误差电流较大，跟踪速度过慢，达不到系统要求的精度；图6(c)中误差电流最小，而且受负载扰动非常小。从图7中可知，图7(a)中电网侧电流 $THD=2.2\%$ ，图7(b)为 $THD=1.02\%$ ，图7(c)为 $THD=0.69\%$ ，电流谐波含量依次减小。综上所述可得，采用双滞环SVPWM电流控制方法在电流误差位于外环时，快速减小了电流误差，充分考虑了整流器的实际输入能力，保证了整流器的可靠运行，增强了系统抗负载扰动能力，使得电流误差稳定在 $-0.1\sim 0.1$ A区间，电流畸变率 $THD=0.69\%$ ，很好地满足了电流控制精度高的要求。

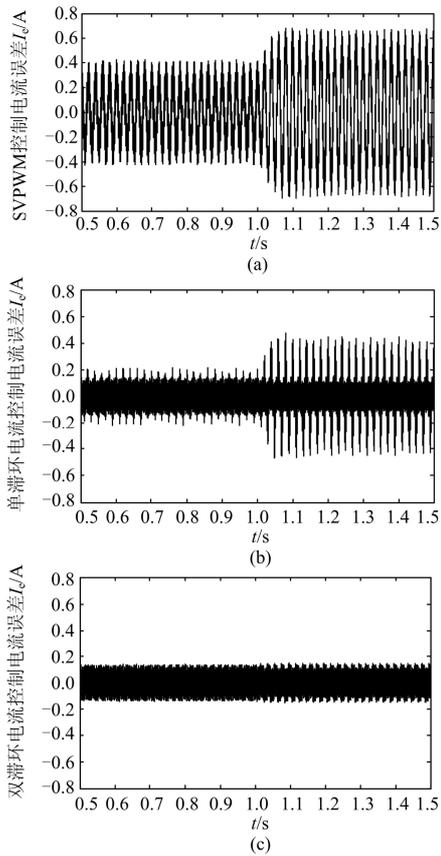


图 6 三种不同控制的电流误差波形

Fig. 6 Waveform of current error under three different controlling methods

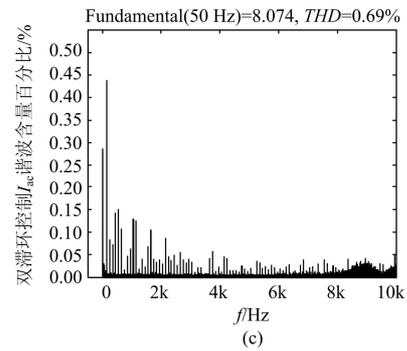
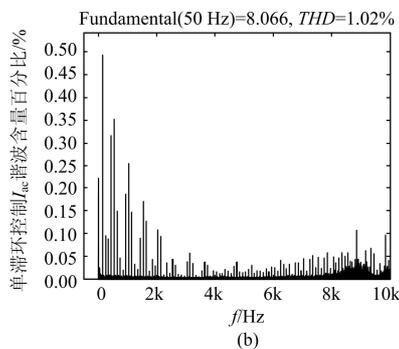
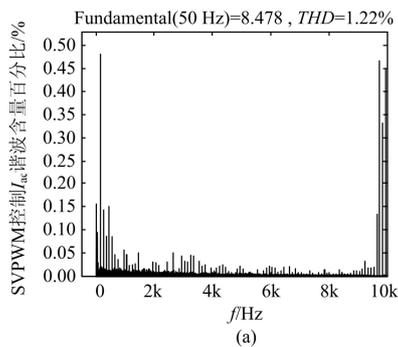


图 7 三种不同控制的电流谐波含量

Fig. 7 Harmonic content of current under three different controlling methods

图 8 为采用文中双滞环算法的样机实验所得到的交流侧电压、电流和整流器输入端电压的波形，从图中可观测出电压电流波形波动很小，而输入端电压存在突变，这是由于采用双滞环所引起的。图 9 为交流侧电流谐波含量的实验数据图，分析了 0~48 次谐波的含量，得出了谐波畸变率 $THD=2.45\%$ ，功率因数 $PF=0.999$ ，验证了上述理论对优化电能的可靠性。

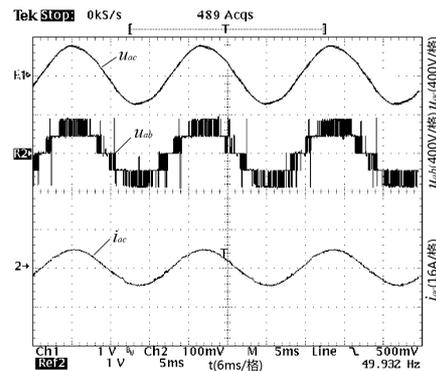


图 8 交流侧电压 U_{ac} 、电流 I_{ac} 和整流器输入端电压 U_{ab} 波形

Fig. 8 Waveforms of AC side voltage U_{ac} and the line current I_{ac} and the input port U_{ab} of converter

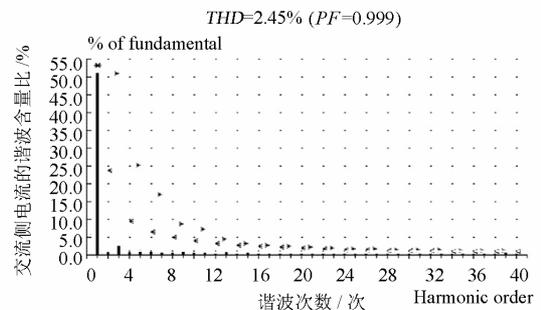


图 9 交流侧电流 I_{ac} 谐波含量比

Fig. 9 Harmonic component ratio of I_{ac}

4 结论

本文将双滞环 SVPWM 电流控制策略应用到单相三电平整流器上, 该策略以电网侧指令电流与实际电流之间的误差作为控制对象, 利用四态滞环比较器及指令电压的区间来判断输出矢量电压。其主要特点为内环选择最优开关状态减少了谐波畸变率, 外环选择的开关状态获得了最快电流跟踪响应, 有效地限制了电流误差, 提高了系统的鲁棒性。

参考文献

- [1] 刘晓飞, 张千帆, 崔淑梅. V2G 技术综述[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 121-127.
LIU Xiao-fei, ZHANG Qian-fan, CUI Shu-mei. Review of electric vehicle V2G technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 121-127.
- [2] 姜卫东, 王群京, 陈权, 等. 一种完全基于两电平空间矢量调制的三电平空间矢量调制算法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 108-114.
JIANG Wei-dong, WANG Qun-jing, CHEN Quan, et al. SVPWM strategy for three-level inverter based on SVPWM strategy for two-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 108-114.
- [3] LIN Bor-ren, HUNG Tsung-liang. Novel single-phase AC/DC converter with two PWM control schemes[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(3): 1000-1010.
- [4] 王学华, 阮新波. SPWM 控制单相三电平逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 73-76.
WANG Xue-hua, RUAN Xin-bo. SPWM control single-phase three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 73-76.
- [5] 宋文胜, 冯晓云, 蒋威. 一种单相空间矢量脉宽调制优化方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 107-113.
SONG Wen-sheng, FENG Xiao-yun, JIANG Wei. A single phase SVPWM optimized method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(4): 107-113.
- [6] 戴训江, 晁勤. 单相光伏并网逆变器固定滞环的电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(20): 12-17.
DAI Xun-jiang, CHAO Qin. Current control of constant hysteresis band for single phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(20): 12-17.
- [7] 王新勇, 许炜, 汪显博, 等. 光伏并网逆变器空间电压矢量双滞环电流控制新策略[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(10): 110-120.
WANG Xin-yong, XU Wei, WANG Xian-bo, et al. A novel double hysteresis loop current control method for three-phase PV grid-connected inverter with voltage space vector[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(10): 110-120.
- [8] LIN B R, YANG T Y. Three-phase AC/DC converter with high power factor[J]. IEEE Electric Power Applications, 2005, 152(3): 757-764.
- [9] 张兴, 张崇魏. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
ZHANG Xing, ZHANG Chong-wei. PWM rectifier and control[M]. Beijing: China Machine Press, 2012.
- [10] 叶小军, 曾江, 王克英, 等. 并联有源电力滤波器双滞环电流控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(9): 60-64.
YE Xiao-jun, ZENG Jiang, WANG Ke-ying, et al. Double hysteresis current control strategy for shunt active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(9): 60-64.

收稿日期: 2013-07-01; 修回日期: 2013-08-21

作者简介:

袁洁(1988-), 女, 通信作者, 硕士研究生, 主要从事电力电子与电力传动研究; E-mail: yuanjie033179@gmail.com

王耀南(1957-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力电气行业综合自动化控制, 智能机器人, 智能控制理论及应用等领域的教学和研究工作。