

直流电压自控制三电平变流器的中点电压波动机理

王颢雄¹, 肖 飞^{1,2}, 马伟明², 陈明亮², 刘 勇²

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027;

2. 海军工程大学 电力电子技术研究所, 湖北 武汉 430033)

摘要: 由自身闭环控制系统控制并稳定直流电压的三电平变流器, 其直流母线电压相对该变流器是电流控制电压源, 因此不能以直流电压恒定为前提分析此类变流器的中点电压平衡问题。以直流电压为受控电压源为前提, 分析并推导出了二极管箝位(NPC)三电平变流器应用标准 SVPWM 与虚拟矢量合成 SVPWM 技术时的电容电流表达式, 并得到了 2 种方法的中点电压平衡控制能力随调制比与功率因数变化的规律。理论分析表明, 2 种 SVPWM 的中点电压平衡控制能力随调制比的增大而减小, 随功率因数绝对值的增大而增大, 且在同样条件下, 虚拟矢量合成 SVPWM 技术具有更好的中点电压平衡控制能力。仿真结果证明了理论分析的正确性。

关键词: 直流电压; 中点电压; 标准 SVPWM; 虚拟矢量合成 SVPWM; 调制比; 功率因数

中图分类号: TM 464; TM 76

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)04-0032-04

0 引言

从经济性、控制的复杂程度、系统性能等方面综合考虑, 二极管箝位(NPC)三电平变流器在工程中得到了较广泛的应用。在多电平变换器的控制中, SVPWM 技术除按参考矢量生成输出电压外, 还必须考虑抑制中点电压偏移与波动问题^[1-3]。

目前, 大量的对中点电压偏移与波动的分析均以直流电压恒定为前提, 即直流电压为外部恒压源^[4-8]。对于中线无引出的三电平变流器, 当三电平变流器的闭环控制系统不需控制并稳定直流母线电压时, 即直流电压由外部电源提供, 基于此前提的分析过程与结论是适用的; 当其直流电压由其自身的闭环系统控制时, 直流电压不再是一个外部恒压源, 而是一个电流控制电压源, 若再以直流电压为恒压源作为分析此类变流器中点电压的前提, 是不正确的。

由于电容电流的变化直接反映了电容电压的变化, 因此, 本文以直流电压为受控电压源作为前提, 分析并推导出了直流电压自控制三电平变流器应用标准 SVPWM 与虚拟矢量合成 SVPWM 技术时的电容电流表达式, 并得到了 2 种方法的中点电压平衡控制能力随调制比 m 与功率因数变化的规律。理论分析与仿真结果均表明, 在直流电压自控制三电平变流器中, 2 种 SVPWM 技术均会使电容电流产生 3 次谐波, 而直流母线电压波动与采用的中点电压平衡控制

无关; 2 种方法的中点电压平衡控制能力均受功率因数与调制比影响, 但标准 SVPWM 技术在调制比 ($m = \sqrt{3} U/U_{dc}$) $m > 0.5$ 时的部分区域会失去瞬时控制能力; 虚拟矢量合成 SVPWM 技术在电容 C_1 与电容 C_2 上产生的 3 次谐波同相, 在 $m > 0$ 的整个区域内, 均具有中点电压平衡的瞬时控制能力。

1 中点电压平衡控制策略

三电平电压空间矢量图的每个扇区内部有 2 种划分模式, 以扇区 I 为例, 一种是标准的划分方式^[9-13], 见图 1(a), 将扇区中的基本矢量相连, 可得到 4 个子区域; 另一种是将中矢量 U_3 用虚拟矢量 U'_3 代替^[14-15], 见图 1(b), 其优点在于通过开关模式的合理选择, 可使 SVPWM 具有中点电压的自平衡能力。

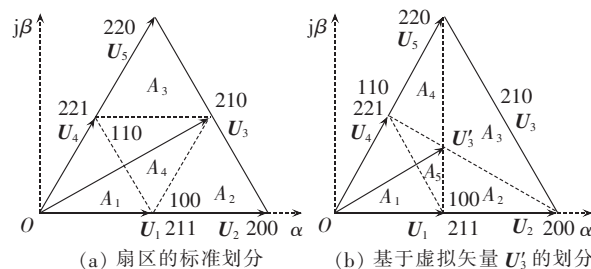


图 1 子区域的划分

Fig.1 Division of sub-area

中点电压平衡控制的基本思想依然是通过实时、动态地调制短矢量的作用时间, 控制电容充放电, 实现中点电压平衡。常用的滞环控制是一种定性的、较粗略的控制^[1], 考虑算法的简化与控制效果, 借鉴文献[2-3]的思路, 本文在滞环控制中引入控制系数 k 实现对中点电压的定量控制。其基本原理是: 在保证

收稿日期: 2010-06-14; 修回日期: 2010-11-09

基金项目: 国家自然科学基金创新研究群体资助项目(507210-63); 国家自然科学基金资助项目(50737004)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China for Innovation Research Group(50721063) and the National Natural Science Foundation of China(50737004)

短矢量在每个开关周期内总作用时间不变的前提下,根据检测到的中点电压和交流电流方向,实时调整正、负短矢量的作用时间,实现中点电压的平衡控制。

以扇区 I 为例,令 $k=\Delta u_{dc}/\Delta U_{\max}(-1\leq k\leq 1)$,则正、负短矢量作用的占空比可按表 1 计算。其他扇区正、负短矢量的占空比也可按同样方法推出。其中, d_1 、 d_2 与 d_m 分别为短矢量 U_1 、 U_4 与中矢量 U_3 的占空比。

表 1 短矢量作用的占空比
Tab.1 Duty cycle of short-vector

扇区	电流	控制系数	正短矢量	负短矢量
VI, I	$i_a > 0$	$k_1 = k$	100;	211;
	$i_a < 0$	$k_1 = -k$	$(1+k_1)d_1/2$	$(1-k_1)d_1/2$
I, II	$i_c > 0$	$k_2 = k$	221;	110;
	$i_c < 0$	$k_2 = -k$	$(1+k_2)d_2/2$	$(1-k_2)d_2/2$

2 标准 SVPWM 技术中点电压平衡能力

2.1 直流电压自控制变流器工作状态分析

直流电压自控制三电平变流器的电路见图 2。

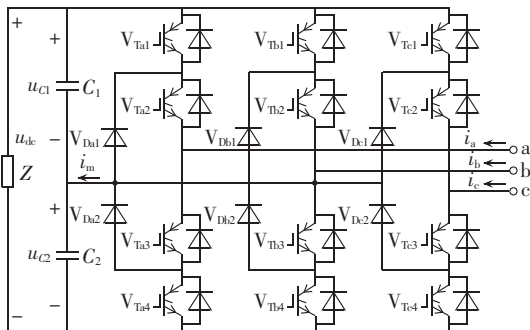


图 2 三电平电路

Fig.2 Circuit of three-level converter

由于直流电压由变流器闭环控制系统实时控制,直流电压相对变流器是一个电流控制电压源,同时,大矢量对中点电压无影响,故以扇区 I 为例,根据图 2 与各矢量作用定义,只画出对中点电压有影响的短矢量与中矢量对应的等效电路,如图 3 所示。

从图 3 中可以看出,电容电流由负载电流与电源电流决定,同时,根据该等效电路可得电容 C_1 与电容 C_2 在各矢量作用时的电流表达式(表 2); $i_c=i_{c1}+i_{c2}$ 则直接反映了直流母线电压的变化。

表 2 各矢量作用时的电容电流

Tab.2 Capacitor current of different vectors

矢量	i_{c1}	i_{c2}
100	$i_{c1}^{(1)} = -I_{dc}(1+k_1)d_1/2$	$i_{c2}^{(1)} = (i_a - I_{dc})(1+k_1)d_1/2$
211	$i_{c1}^{(2)} = (i_a - I_{dc})(1-k_1)d_1/2$	$i_{c2}^{(2)} = -I_{dc}(1-k_1)d_1/2$
210	$i_{c1}^{(3)} = (i_a - I_{dc})d_m$	$i_{c2}^{(3)} = (-i_c - I_{dc})d_m$
110	$i_{c1}^{(4)} = -I_{dc}(1-k_2)d_2/2$	$i_{c2}^{(4)} = (-i_c - I_{dc})(1-k_2)d_2/2$
221	$i_{c1}^{(5)} = (-i_c - I_{dc})(1+k_2)d_2/2$	$i_{c2}^{(5)} = -I_{dc}(1+k_2)d_2/2$

2.2 标准 SVPWM 技术电容电流分析

根据标准 SVPWM 技术原理与表 2,可写出参考矢量在扇区 I 时,流过电容 C_1 与电容 C_2 的电流 i_{c1-1} 与 i_{c2-1} (大矢量产生的电流对中点电压无影响,故在

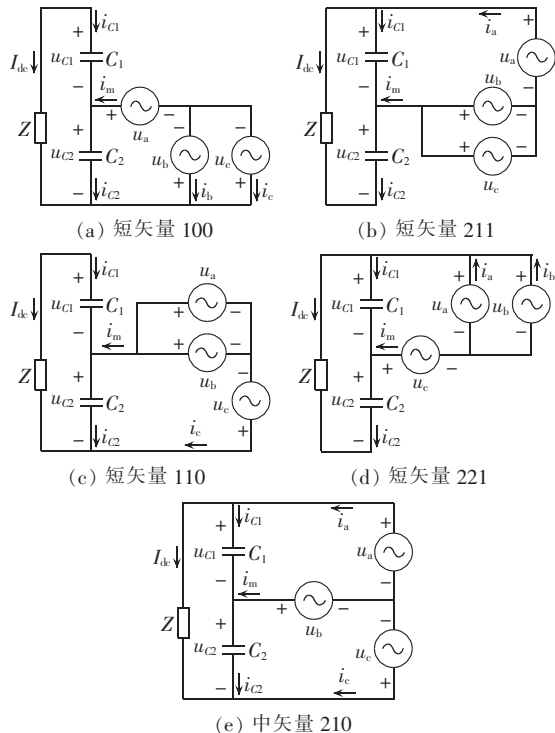


图 3 扇区 I 短、中矢量等效电路

Fig.3 Equivalent circuits of short and middle vectors in sector I

式中略去)。

$$i_{c1-1} = i_{c1}^{(1)} + i_{c1}^{(2)} + i_{c1}^{(3)} + i_{c1}^{(4)} + i_{c1}^{(5)} = i_a(1-k_1)d_1/2 - I_{dc}(d_1+d_2) + (i_a - I_{dc})d_m - i_c(1+k_2)d_2/2 \quad (1)$$

$$i_{dc-1} = i_{c2}^{(1)} + i_{c2}^{(2)} + i_{c2}^{(3)} + i_{c2}^{(4)} + i_{c2}^{(5)} = i_a(1+k_1)d_1/2 - I_{dc}(d_1+d_2) + (-i_c - I_{dc})d_m - i_c(1-k_2)d_2/2 \quad (2)$$

同理,可得到参考矢量在其他扇区时的电容电流。通过推导与分析可知, i_{c1} 、 i_{c2} 均为 3 次谐波。

为得到标准 SVPWM 中点电压平衡控制能力的理论极限,可假设中点电压始终偏低,需对 C_1 放电、对 C_2 充电才能使中点电压平衡,只需分析 i_{c2} 在一个基波周期中的最小值 $i_{c2,min}$ 与平均值 $i_{c2,av}$,即可得该理论极限。图 4 为 $i_{c2,min}$ 与 $i_{c2,av}$ 随调制比 m 和功率因数角 φ 变化的三维图(电流均为标幺值,图 5 同)。

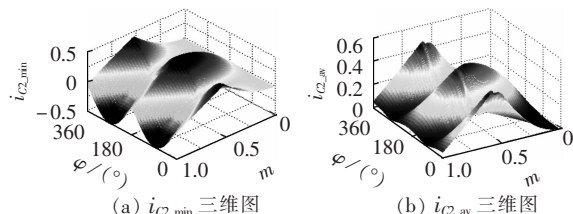


图 4 $i_{c2,min}$ 与 $i_{c2,av}$ 三维图

Fig.4 3D diagrams of $i_{c2,min}$ and $i_{c2,av}$

从图 4 可看出以下几点。

a. 对于同一调制比, $i_{c2,min}$ 随功率因数增大而增大。功率因数越高,中点电压平衡的控制能力越强;功率因数越低,中点电压平衡的控制能力越弱。

b. 对于同一功率因数,调制比 $m=0.5$ 时, $i_{c2,min}$ 最

大,中点电压平衡能力最强; m 减小时, i_{C2_min} 减小,但 $i_{C2_min} \geq 0$; m 增大时, i_{C2_min} 减小,并且在 m 增大到一定值后的部分区域, i_{C2_min} 变为负值,此时三电平变换器失去了瞬时控制中点电压平衡的能力,中点电压将出现低频纹波,故 $m > 0.5$ 的中点电压平衡能力弱于 $m < 0.5$ 的中点电压平衡能力。

c. 由于 $i_{C2_av} \geq 0$,故三电平变换器在全区域范围内,能在一个基波周期内控制中点电压达到平衡。

3 虚拟矢量合成 SVPWM 技术中点电压平衡能力

同样以扇区 I 为例,当参考矢量不在 A_1 子区域时,只有虚拟矢量 U'_3 会对中点电压的平衡产生影响,其对电容电流的影响由短矢量 100 与 221、中矢量 210 共同决定,结合图 3 的等效电路,可写出虚拟矢量作用时电容电流的表达式:

$$\begin{cases} i_{C1_M} = -I_{dc}d_m/3 + (i_a - I_{dc})d_m/3 + (-i_c - I_{dc})d_m/3 = \\ (i_a - i_c)d_m/3 - I_{dc}d_m \\ i_{C2_M} = (i_a - I_{dc})d_m/3 + (-i_c - I_{dc})d_m/3 - I_{dc}d_m/3 = \\ (i_a - i_c)d_m/3 - I_{dc}d_m \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可知,在虚拟矢量的作用下,上电容 C_1 与下电容 C_2 流过的电流相等,对中点电压无影响。在扇区 I 中的电容电流(略去大矢量产生的电流)为

$$\begin{cases} i_{C1_I} = i_a(1 - k_1)d_1/2 - I_{dc}(d_1 + d_2 - d_m) + \\ (i_a - i_c)d_m/3 - i_c(1 + k_2)d_2/2 \\ i_{C2_I} = i_a(1 + k_1)d_1/2 - I_{dc}(d_1 + d_2 - d_m) + \\ (i_a - i_c)d_m/3 - i_c(1 - k_2)d_2/2 \end{cases} \quad (4)$$

同理,可推得其他扇区电容电流的表达式。

通过推导与分析可知,电容电流 i_{C1} 、 i_{C2} 同频同相,均为 3 次谐波。

采用同样的假设与分析方法,分析虚拟矢量合成 SVPWM 中点电压平衡控制能力的理论极限,图 5 为 i_{C2_min} 与 i_{C2_av} 随 m 与功率因数角 φ 变化的三维图。

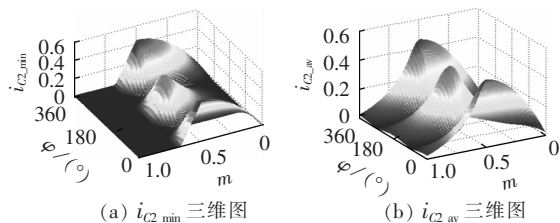


图 5 i_{C2_min} 与 i_{C2_av} 三维图

Fig.5 3D diagrams of i_{C2_min} and i_{C2_av}

从图中可看出:

a. 由于 $i_{C2_av} \geq 0$ 且 $i_{C2_min} \geq 0$,故三电平变换器在全区域范围内,具有很强的中点电压瞬时平衡控制能力;

b. 对于同一调制比,功率因数越高,中点电压平衡控制能力越强;

c. 对同一功率因数,调制比 $m=0.5$ 时的中点电压平衡控制能力最强,当 $m \geq 2/3$ 时, $i_{C2_min}=0$,但 $i_{C2_av} \geq 0$,说明变换器并没有失去对中点电压的瞬时控制能力,但 $m > 0.5$ 的中点电压平衡能力弱于 $m < 0.5$ 的中

点电压平衡能力。

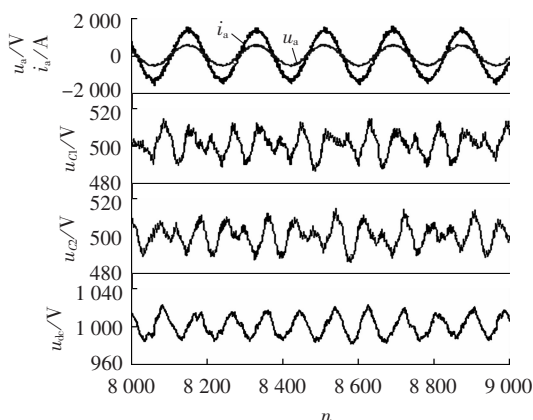
在直流电压自控制三电平变流器中,虚拟矢量合成 SVPWM 比标准 SVPWM 具有更好的中点电压瞬时控制能力。

4 仿真分析

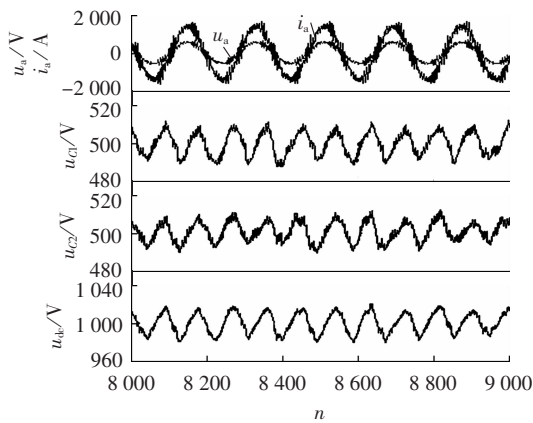
变流器参数:直流电压 1000 V, C_1 、 C_2 为 10 mF,系统容量 1 MV·A, ΔU_{max} 为 10 V,采样频率 9 kHz,开关频率 1.5 kHz,死区 5 μ s,控制系数 $k \in [-0.5, 0.5]$ 。整流器出口与电网之间接 LCL 滤波器。

以 $m > 0.5$ 为例,对变流器工作在单位功率因数与零功率因数时,采用 2 种 SVPWM 技术的情况进行了对比分析,图 6 为仿真波形(n 为采样点)。

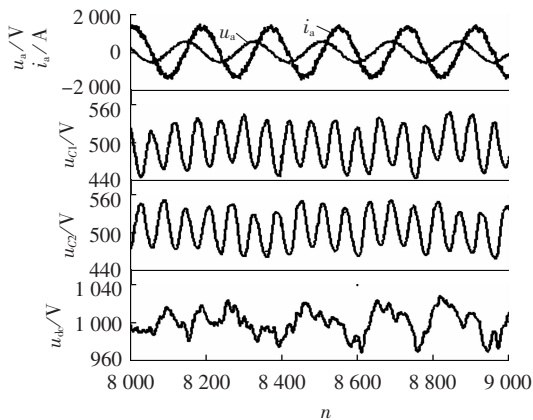
从图 6 可看出,2 种方法产生的 u_{C1} 、 u_{C2} 、 u_{dc} 特点



(a) 标准 SVPWM, $\cos \varphi = 1$



(b) 虚拟矢量合成 SVPWM, $\cos \varphi = 1$



(c) 标准 SVPWM, $\cos \varphi = 0$

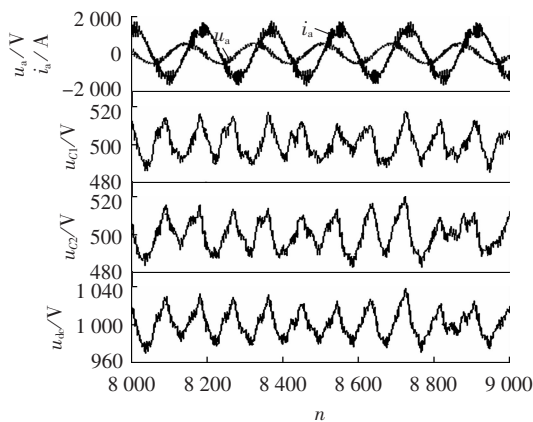
(d) 虚拟矢量合成 SVPWM, $\cos\varphi=0$

图6 仿真波形

Fig.6 Simulative waveforms

及规律与理论分析一致。由于 u_{dc} 与中点电压平衡控制无关,故在同样系统参数条件下,2种调制技术产生的直流电压波动范围基本相同,但虚拟矢量合成 SVPWM 产生比标准 SVPWM 更小的中点电压波动。

5 结论

直流电压自控制三电平变流器的直流母线电压相对该变流器是电流控制电压源,故不能以直流电压恒定为前提分析此类变流器的中点电压平衡问题。

本文以直流电压为受控电压源为前提,推导出直流电压自控制三电平变流器应用标准 SVPWM 与虚拟矢量合成 SVPWM 技术时的电容电流表达式,得到了2种方法的中点电压平衡控制能力随调制比 m 与功率因数变化的规律。仿真结果证明了理论分析的正确性。

参考文献:

- [1] 姚文熙,吕征宇,费万民,等. 一种新的三电平中点电位滞环控制法[J]. 中国电机工程学报,2005,25(7):92-96.
YAO Wenxi,LÜ Zhengyu,FEI Wanmin,et al. A new three level neutral point potential hysteresis-band control[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(7):92-96.
- [2] 宋文祥,陈国呈,武慧,等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报,2006,26(12):95-100.
SONG Wenxiang,CHEN Guocheng,WU Hui,et al. A novel SVPWM strategy and its implementation considering neutral-point potential balancing for three-level NPC inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(12):95-100.
- [3] 窦真兰,张同庄. 三电平 NPC 整流器空间矢量脉宽调制及中点电位平衡控制[J]. 电力自动化设备,2008,28(2):65-69,79.
DOU Zhenlan,ZHANG Tongzhuang. SVPWM and neutral-point potential balance control of three-level NPC rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(2):65-69,79.
- [4] 王广柱. 二极管箝位式多电平逆变器直流侧电容电压不平衡机理的研究[J]. 中国电机工程学报,2002,22(12):111-117.
WANG Guangzhu. Mechanism of DC-bus voltage unbalance in diode-clamped multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(12):111-117.
- [5] 宋文祥,陈国呈. 基于矢量分区的三电平中点波动机理分析的研究[J]. 电工电能新技术,2007,26(4):17-20.
SONG Wenxiang,CHEN Guocheng. Research on variation mechanism of neutral-point potential for three-level NPC inverter based on voltage vector diagram partition[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2007,26(4):17-20.
- [6] 伍文俊,钟彦儒. 三电平整流器弃用中矢量的对称三区电压矢量调制策略[J]. 电工技术学报,2009,24(6):69-76.
WU Wenjun,ZHONG Yanru. A symmetrical three-section PWM for three-level rectifier with medium vectors being eliminated[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(6):69-76.
- [7] 宋文祥,陈国呈. 基于两类脉宽调制方式本质联系的三电平逆变器中点电压平衡控制的研究[J]. 电工技术学报,2005,20(12):53-58.
SONG Wenxiang,CHEN Guocheng. Research on neutral-point balancing control for three-level NPC inverter based on correlation between PWM and SVPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(12):53-58.
- [8] 姜卫东,王群京. 中点电压偏移对 SVM 控制的三电平逆变器的影响及补偿措施[J]. 电工技术学报,2006,21(9):76-80.
JIANG Weidong,WANG Qunjing. Effect of neutral-point voltage unbalance of three-level inverter controlled by SVM and compensation method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(9):76-80.
- [9] MONDAL S K,PINTO J O P. A neural-network based space-vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2002,38(3):660-669.
- [10] CELANOVIC N,BOROYEVICH D. A fast space vector modulation algorithm for multilevel three phase converters[J]. IEEE Trans on Industry Applications,2001,37(2):637-641.
- [11] SEO J H,CHOI C H,HYUN D S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters[J]. IEEE Trans Power Electron,2001,16(4):545-550.
- [12] GUPTA A K,KHAMBADKONE A M. A space vector PWM scheme for multilevel inverters based on two-level space vector PWM[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2006,53(5):1631-1639.
- [13] 姜卫东,王群京,陈权. 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 Weidong,WANG Qunjing,CHEN Quan. 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.
- [14] 宋文祥,陈国呈. 基于矢量合成的三电平空间电压矢量调制方法[J]. 电工技术学报,2007,22(10):91-96.
SONG Wenxiang,CHEN Guocheng. A space vector modulation method of three-level NPC inverter based on synthesizing vectors concept[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(10):91-96.
- [15] BUSQUETS-MONGE S,BORDONAU J. The nearest three virtual space vector PWM—a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter[J]. IEEE Power Electronics Letters,2004,2(1):11-15.

(编辑:李玲)

作者简介:

王颢雄(1975-),男,甘肃甘谷人,博士研究生,研究方向为风力发电技术(E-mail:new3000life@yahoo.com.cn);

肖飞(1977-),男,湖北武汉人,博士研究生,研究方向为风力发电技术、静止无功补偿技术;

马伟明(1960-),男,江苏扬中人,中国工程院院士,从事独立电力系统、大功率电力电子技术及电力系统电磁兼容等方面的研究。

(下转第40页 continued on page 40)

Neutral-point voltage fluctuation mechanism of DC voltage self-controlled NPC three-level converter

WANG Haoxiong¹,XIAO Fei^{1,2},MA Weiming²,CHEN Mingliang²,LIU Yong²

(1. College of Electrical Engineering,Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Power Electrical Technology Laboratory,Naval University of Engineering,Wuhan 430033,China)

Abstract: As the DC-bus voltage of three-level converter,which is stabilized by its close-loop control system is a current-controlled voltage source,the premise of constant DC-bus voltage for analyzing the neutral-point voltage fluctuation does not exist. With the DC voltage as a controlled voltage source,the expressions of capacitor current is analyzed and deduced for the NPC three-level converter based on the standard SVPWM and virtual vector SVPWM technologies and the laws of the neutral-point voltage variation along with the modulation ratio and power factor are obtained for two schemes,which indicates that,the balancing ability of neutral-point voltage decreases along with the increase of modulation ratio and the decrease of absolute power factor. Under same conditions,the scheme based on virtual vector SVPWM technology has better balancing ability. Simulative results are consistent with the theoretical analysis.

Key words: DC-bus voltage; neutral-point voltage; standard SVPWM; virtual vector SVPWM; modulation ratio; power factor