

研
究
开
发基于 SVPWM 的单相三电平 NPC
整流器研究黄嘉鹏¹, 丛 林², 许建平¹ 张 斐¹, 陈章勇¹

(1. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031 ;

2. 唐山轨道客车有限责任公司, 河北 唐山 063035)



作者简介: 黄嘉鹏(1986-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力牵引交流传动及其控制技术。

摘 要: 介绍了单相三电平中点箝位(Neutral Point Clamped, NPC)整流器的工作原理, 推导了空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)与正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)之间的关系, 并在此基础上把基于 SPWM 的中点电压平衡算法推广至 SVPWM。计算机仿真和试验结果表明, 在支撑电容参数不相等的恶劣情况下, 基于 SVPWM 的中点电压平衡方法仍能有效地抑制单相三电平中点箝位整流器的中点电压不平衡问题。

关键词: 中点电压平衡; SVPWM; 三电平整流器; 中点箝位

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 1000-128X(2012)01-0011-05

Study of Single-phase Three-level NPC Rectifier Based on Space Vector PWM

HUANG Jia-peng¹, CONG lin², XU Jian-ping¹, ZHANG Fei¹, CHEN Zhang-yong¹

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China;

2. CNR Tangshan Railway Vehicle Co., Ltd., Tangshan, Hebei 063035, China)

Abstract: Working principle of single-phase three-level neutral-point-clamped (NPC) rectifier was discussed, and the relation between SVPWM and carrier-based PWM was established, thereby, balance control method based on SPWM for single phase three-level NPC rectifier was presented. Computer simulation and experiment results demonstrated that the proposed neutral-point voltage balance control method could solve the neutral-point voltage unbalance problem effectively even if the parameters of the two capacitors were different.

Key words: neutral-point voltage balance; SVPWM; three-level rectifier; neutral-point clamped

0 引言

与二电平 PWM 整流器相比, 三电平 PWM 整流器具有功率开关管开关应力小、网侧输入电流正弦度高、输入电流谐波小、功率因数高、适用于高压大功率场合等优点, 成为当前的研究热点^[1]。然而, 三电平 PWM 整流器存在直流输出侧 2 个支撑电容端电压不平衡问题^[2], 不但会增加输入电流的谐波含量, 而且会增加开关管的电压应力, 严重时甚至会损坏开关管^[3], 因此有必要对其进行研究。目前单相三电平 PWM 整流器中点电压平衡控制策略均基于 SPWM, 而很少研究 SVPWM 的中点电压平衡控制策略^[4]。与 SPWM 相比, SVPWM 概念清晰且反映了 SPWM 的本质, PWM 整流器直流电

压利用率高, 易于数字实现^[5]。

此外, 对于具有复杂开关逻辑关系的三电平 PWM 整流器, SVPWM 利用电压矢量直接生成 PWM 信号, 计算简单。

本文以单相三电平 NPC 整流器为研究对象, 推导了 SPWM 和 SVPWM 之间的关系, 并在此基础上把基于 SPWM 的中点电压平衡算法推广至 SVPWM。仿真结果验证了基于 SVPWM 的中点电压平衡算法可有效保证 2 个支撑电容端电压的均衡, 尤其在 2 个支撑电容参数不相等的恶劣情况下, 仍然能实现 2 个支撑电容端电压的平衡控制, 保证了单相三电平 NPC 整流器的安全运行。最后, 通过试验样机验证了理论分析与仿真结果的正确性。

1 单相三电平 NPC PWM 整流器工作原理

单相三电平 NPC PWM 整流器的主电路如图 1 所

收稿日期: 2011-05-20; 收修改稿日期: 2011-09-26

基金项目: 国家 863 计划资助项目 (2009AA110303)

示, 它由8个IGBT模块构成2组对称的桥臂, 每组桥臂各有2个箝位二极管, C_1 、 C_2 分别为2个直流侧支撑电容, L_s 、 R_s 分别为变压器二次侧漏感和漏电阻。为便于分析, 忽略漏电阻 R_s ^[6], 定义开关函数如下:

$$S_A = \begin{cases} 1(P) & V_{1a}、V_{2a} \text{ 导通} \\ 0(O) & V_{2a}、V_{3a} \text{ 导通} \\ -1(N) & V_{3a}、V_{4a} \text{ 导通} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_B = \begin{cases} 1(P) & V_{1b}、V_{2b} \text{ 导通} \\ 0(O) & V_{2b}、V_{3b} \text{ 导通} \\ -1(N) & V_{3b}、V_{4b} \text{ 导通} \end{cases} \quad (2)$$

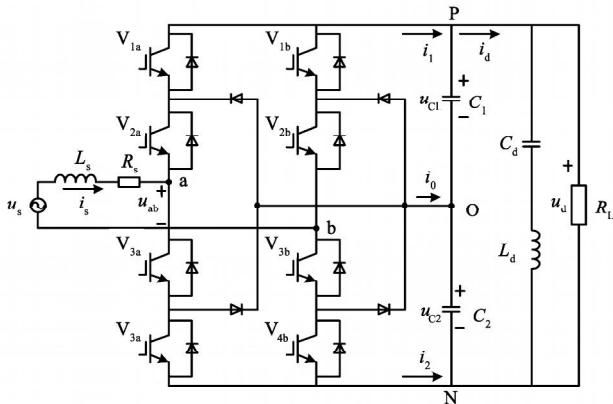


图1 单相三电平NPC整流器

由式(1)、式(2)可以看出, S_A 和 S_B 均具有3种状态。以a桥臂为例, 当开关函数 $S_A=1$ 、0、-1时, u_{ao} 分别对应 $u_d/2$ 、0、 $-u_d/2$ 。因此, 单相三电平NPC整流器具有 $3 \times 3=9$ 个工作模式。输入端电压 u_{ab} 如图2所示, 由单相三电平NPC整流器的9个工作模式可知, u_{ab} 有5个电平, 每个电平对应1个或多个工作模式。

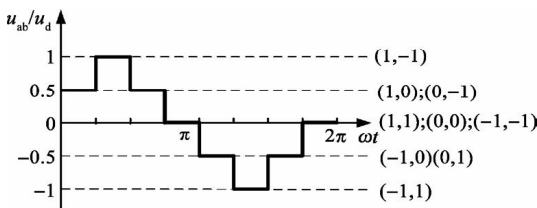


图2 整流器输入端电压 u_{ab} 与工作模式对应关系示意图

当单相三电平NPC整流器工作在 (S_A, S_B) 为(1,0)或(0,-1)工作模式时, 可得到相同的输入端电压 u_{ab} , 但这2个工作模式对2个支撑电容端电压的作用正好相反, 即 (S_A, S_B) 为(1,0)时, C_1 端电压上升、 C_2 端电压下降; 而 (S_A, S_B) 为(0,-1)时, C_1 端电压下降、 C_2 端电压上升。若控制效果不理想或电容参数不相等, 会导致工作模式(1,0)和(0,-1)在一个开关周期中的作用时间不相等, 从而产生中点电压不平衡问题。当 (S_A, S_B) 为(0,1)和(-1,0)工作模式时, 亦是如此。

2 SPWM与SVPWM之间的关系

单相三电平NPC整流器PWM调制方式分为SPWM和SVPWM。单极性SPWM调制单相三电平NPC整流器

通常采用如图3所示正负反相层叠式(Phase Opposition Disposition, POD), a桥臂的调制信号 u_a 与载波信号 V_{ca1} 和 V_{ca2} 比较得到开关函数 S_A 。为减小高次谐波, b桥臂载波与a桥臂载波需相差 180° 相位^[7], 两桥臂的调制信号相位关系亦是如此。

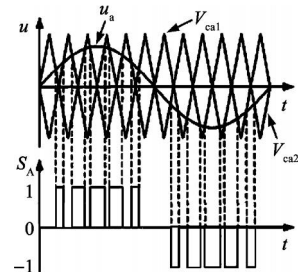


图3 POD SPWM工作原理

图4为单相三电平NPC整流器空间电压矢量图, 它包括3个零矢量(V_{PP} 、 V_{OO} 、 V_{NN})、4个小矢量(V_{PO} 、 V_{ON} 、 V_{NO} 、 V_{OP})和2个大矢量(V_{PN} 、 V_{NP})。矢量 V_{XY} 中, X 表示 S_A 的值(P、O、N), Y 表示 S_B 的值(P、O、N)。参考电压矢量 V_{ref} 的模和相位分别为 V 和 $\omega t - \phi$, 则可得到其 α 轴分量 $u_m(t) = V \cos(\omega t - \phi)$ 。在每个开关周期, u_m 由位于 α 轴上的空间电压矢量的线性组合来合成^[8]。

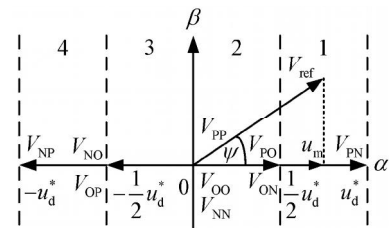


图4 空间电压矢量图($\psi = \omega t - \phi$)

根据 u_m 的大小可将单相三电平NPC整流器的9个工作模式划分为如下4个工作区域:

- ①区域1: $0.5 < u_m / u_d^* \leq 1$;
- ②区域2: $0 < u_m / u_d^* \leq 0.5$;
- ③区域3: $-0.5 < u_m / u_d^* \leq 0$;
- ④区域4: $-1 \leq u_m / u_d^* \leq -0.5$ 。

其中 u_d^* 为直流参考电压。

图5为SVPWM调制方式, u_m 由幅值相差 $u_d^*/2$ 的2个状态量 V_1 和 V_2 来合成。在每个区域 V_2 从大矢量或零矢量中选择, 而 V_1 有2个冗余状态量 V_{1+} 和 V_{1-} , 且冗余状态量只从小矢量中选择^[9]。如在图4中, u_m 位于工作区域1中时, 采用幅值为 $u_d^*/2$ 的小矢量 V_{PO} 、 V_{ON} 及幅值为 u_d^* 的大矢量 V_{PN} 来合成 u_m 。 $V_1 = u_d^*/2$ 时, 整流器工作在 $V_{PO}(1,0)$ 和 $V_{ON}(0,-1)$, 它们的工作时间均为 V_1 工作时间的一半; $V_2 = u_d^*$ 时, 整流器工作在 $V_{PN}(1,-1)$ 。由图5可以看出 V_1 和 V_2 满足下式:

$$|V_1 - V_2| = u_d^*/2 \quad (3)$$

在一个开关周期 T_s 内, 调制信号 u_m 可视为恒定值, 利用伏秒平衡原理可得:

$$V_1 T_1 + V_2 T_2 = u_m T_s \quad (4)$$

T_1 与 T_2 分别为 V_1 和 V_2 的作用时间, 且满足:

$$T_1 + T_2 = T_s \quad (5)$$

联立式 (4)、式 (5) 可得:

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{u_m - V_2}{V_1 - V_2} T_s \\ T_2 &= T_s - T_1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

表 1 给出了 4 个工作区域中状态量 V_1 、 V_2 与 9 个空间电压矢量之间对应的矢量关系。为减小开关损耗和开关应力, 文献[10]提出优化的状态量作用顺序, 分别为状态量作用顺序 I:

$V_{1+} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{1-} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{1+}$ 和状态量作用顺序 II: $V_{1-} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{1+} \rightarrow V_2 \rightarrow V_{1-}$ 。对应状态量的作用时间分别为:

$T_{1+}/2 \rightarrow T_2/2 \rightarrow T_{1-}$
 $\rightarrow T_2/2 \rightarrow T_{1+}/2$ 和 $T_{1-}/2 \rightarrow T_2/2 \rightarrow T_{1+} \rightarrow T_2/2$
 $\rightarrow T_{1-}/2$ 。

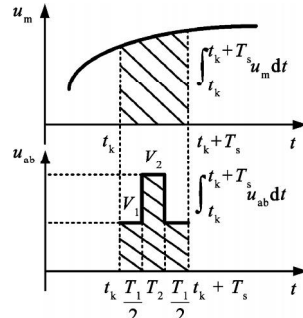


图 5 SVPWM 调制方式

表 1 状态量与空间电压矢量在 4 个工作区域中对应关系

状态量	区 域	1	2	3	4
V_1	V_{1+}	$V_{PO}(1,0)$	$V_{PO}(1,0)$	$V_{NO}(-1,0)$	$V_{NO}(-1,0)$
	V_{1-}	$V_{ON}(0,-1)$	$V_{ON}(0,-1)$	$V_{OP}(0,1)$	$V_{OP}(0,1)$
V_2	$V_{PN}(1,-1)$	$V_{OO}(0,0)$	$V_{OO}(0,0)$	$V_{NP}(-1,1)$	

任选一个 SPWM 开关周期, 如图 6 所示, a、b 两桥臂的调制信号 u_a 和 u_b 满足:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= u_m / u_d^* \\ u_b &= -u_m / u_d^* \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

由图 6 所示 SPWM 的几何关系可得:

$$T_{1+} = T_s(1 + u_b) \quad (8)$$

将式 (7) 代入式 (8) 可得:

$$T_1 = 2T_s(1 - \frac{u_m}{u_d^*}) \quad (9)$$

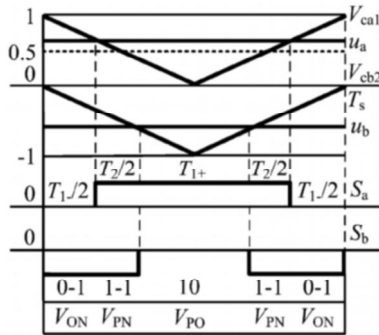


图 6 单相三电平 SPWM 与 SVPWM 之间的关系示意图

此外, 由图 6 可知此时 $u_a > 0.5$, 根据图 4 所示区域判断表达式可知, 此时 SVPWM 的工作模式应对应工作区域 1, 且满足矢量作用顺序 II, 即 $V_{1+} = V_{PO}$, $V_{1-} = V_{ON}$,

$V_2 = V_{PN}$ 。将 $V_1 = u_d^*/2$, $V_2 = u_d^*$ 代入式 (6) 可得:

$$T_1 = 2T_s(1 - \frac{u_m}{u_d^*}) \quad (10)$$

比较式 (9) 与式 (10) 可知, 在工作区域 1 中, 基于 SPWM 计算得到的 T_1 表达式 (9) 与基于 SVPWM 计算得到的 T_1 表达式 (10) 一致。同理, 其他 3 个工作区域 (2、3、4) 也存在相同的结论。因此, 单相三电平 NPC 整流器 SVPWM 矢量作用顺序 II 与 POD 式 SPWM 在本质上是一致的。4 个工作区域内 SVPWM 调制单相三电平 NPC 整流器 2 个状态量的作用时间如表 2 所示。

表 2 不同工作区域内状态量的作用时间

区域 / 时间	T_1	T_2
1	$2T_s(1 - u_m/u_d^*)$	$T_s(2u_m/u_d^* - 1)$
2	$2T_s u_m/u_d^*$	$T_s(1 - 2u_m/u_d^*)$
3	$-2T_s u_m/u_d^*$	$T_s(1 + 2u_m/u_d^*)$
4	$2T_s(1 + u_m/u_d^*)$	$-T_s(2u_m/u_d^* + 1)$

3 基于 SVPWM 的单相三电平 NPC 整流器中点电压控制器设计

由于 2 个直流支撑电容充放电不平衡、电容参数不一致、负载电流方向等因素的影响, 单相三电平 NPC 整流器存在中点电压不平衡问题。基于 SPWM 的功率流向法是根据负载电流方向和电容电压偏差来修正调制信号, 通过改变开关管占空比大小实现单相三电平 NPC 整流器中点电压平衡的控制方法^[11]。定义 2 个直流支撑电容电压偏差为:

$$u_0 = (u_{C1} - u_{C2}) \text{sign}(i_d) / u_d^* \quad (11)$$

$$\text{sign}(i_d) = \begin{cases} 1, i_d \geq 0 \\ -1, i_d < 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: i_d 为负载电流。

a、b 桥臂修正后的调制信号 u_{a1} 和 u_{b1} 分别为:

$$\left. \begin{aligned} u_{a1} &= u_a - u_0 \\ u_{b1} &= u_b - u_0 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

即 a 桥臂和 b 桥臂调制信号减去相同的电压偏差后再与三角载波比较得到 PWM 信号。由于整流器输入端电压 u_{ab} 取决于两桥臂调制信号之差, 因此功率流向中点电压平衡算法不会在 PWM 整流器交流侧引入直流分量^[7]。

任选一个 SPWM 开关周期, 图 7 为功率流向中点电压平衡算法原理图。由图 7 可知功率流向法的平衡机理是通过对 (1,0) 和 (0,-1) 或 (-1,0) 和 (0,1) 工作模式作用时间的修正来实现中点电压平衡。根据 SPWM 与 SVPWM 在本质上的一致性可知, 基于 SVPWM 的功率流向法, 也可通过修正小矢量的作用时间实现中点电压平衡。

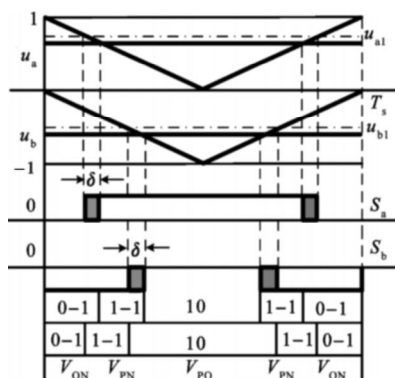


图7 功率流向中点电压平衡算法

由图7中几何关系可得小矢量作用时间修正量为：

$$\delta = \frac{T_s (u_{C1} - u_{C2}) \text{sign}(i_d)}{2u_d^*} \quad (14)$$

此时 \$V_{1+}\$ 和 \$V_{1-}\$ 的作用时间分别为：

$$\left. \begin{aligned} T_{1+} &= \frac{T_1}{2} - 2\delta \\ T_{1-} &= \frac{T_1}{2} + 2\delta \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

以工作区域1为例,有 \$V_{1+}=V_{PO}, V_{1-}=V_{ON}, V_2=V_{PN}\$。假设单相三电平NPC整流器工作在牵引工况,且 \$u_{C1}<u_{C2}\$,则有 \$\delta<0\$。在一个开关周期 \$T_s\$ 内,基于SVPWM的功率流向法调整小矢量 \$V_{PO}\$ [工作模式(1, 0)]的作用时间 \$T_{1+}\$ 增加 \$2|\delta|\$,使 \$u_{C1}\$ 电压上升;同时调整小矢量 \$V_{ON}\$ [工作模式(0, -1)]的作用时间 \$T_{1-}\$ 减小 \$2|\delta|\$,使 \$u_{C2}\$ 电压下降,进而使2个直流支撑电容端电压迅速恢复平衡。

由式(15)可以看出,功率流向法通过调整 \$V_1\$ 中2个冗余状态量 \$V_{1+}\$ 和 \$V_{1-}\$ 的作用时间即可实现2个直流支撑电容端电压的平衡,运算简单且易于实现。此外,为避免 \$T_{1+}\$ (或 \$T_{1-}\$) 大于 \$T_1\$,需设定如下边界条件：

- ①当 \$T_{1+}>T_1\$, 取 \$T_{1+}=T_1, T_{1-}=0\$;
- ②当 \$T_{1-}>T_1\$, 取 \$T_{1-}=0, T_{1+}=T_1\$。

4 仿真和试验结果

为验证基于SVPWM单相三电平NPC整流器中点电压控制器设计的正确性,采用PSIM进行计算机仿真,并进行了相应的样机测试。系统参数如下:输入电压有效值 \$u_s = 40\$ V, \$L_s = 4.3\$ mH, \$R_s = 0.2 \Omega\$, 开关频率 \$f_s = 2.5\$ kHz, 支撑电容 \$C_1 = 3\ 300 \mu\text{F}, C_2 = 3\ 770 \mu\text{F}\$, 直流参考电压 100 V, 负载功率 333 W, 滤波电容 \$C_d = 3\ 300 \mu\text{F}\$, 滤波电感 \$L_d = 0.77\$ mH。

PSIM仿真时单相三电平NPC整流器采用预测电流控制算法^[12], 0~0.8 s 系统为满功率运行, 0.8 s 后系统加入功率流向中点电压控制器。

图8为整流工况下整流器输入电压电流仿真波形。由图8可知,输入电流 \$i_s\$ 与输入电压 \$u_s\$ 相位相同且正弦度好,功率因数接近1。

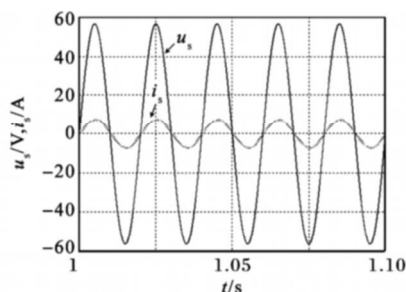


图8 整流工况下的输入电压电流

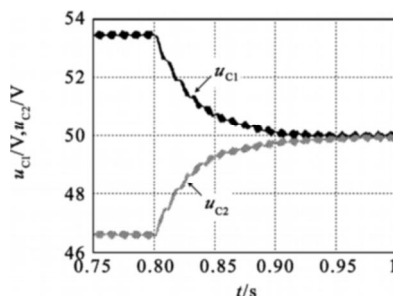


图9 加入功率流向中点电压控制器前后(0.8s)的2个支撑电容端电压波形

图9为整流工况下整流器2个支撑电容端电压仿真波形,并在0.8 s加入功率流向中点电压控制器。由图9可知,在未加入功率流向中点电压平衡算法时,2个支撑电容端电压的误差百分比为7.4%;当0.8 s加入功率流向中点电压平衡算法后,大约经过0.15 s中点电压达到平衡状态,此时误差百分比仅为0.12%。

试验样机中,功率器件为2MB175U4A-120绝缘栅双极晶体管,采用具有短路保护功能的PC929搭建驱动电路;采用TMS320F2812数字信号处理器完成系统的采样和电平作用时间计算;采用预测电流控制算法并加入中点电压控制器。

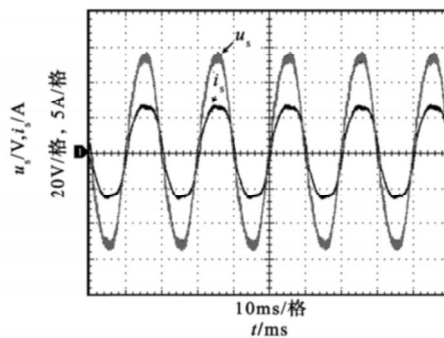


图10 整流工况下的输入电压与电流波形

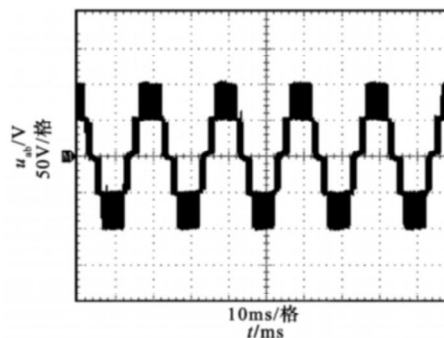
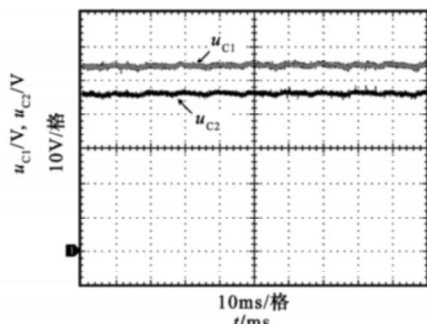
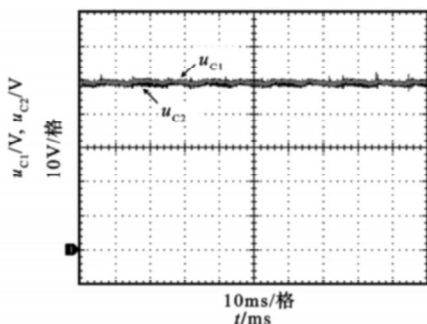


图11 整流器输入端电压波形

图10为整流工况下整流器输入电压与电流试验波形。由图10可知, 加入中点电压控制器时, 输入电流 i_s 能够很好地跟踪输入电压 u_s , 相位与其基本一致, 功率因数较高。输入电压 u_s 存在一定的脉动, 原因是样机由自耦变压器供电, 自耦变压器存在漏感抗。图11为整流器输入端电压 u_{ab} 试验波形。



(a) 无中点电压控制器



(b) 有中点电压控制器

图12 2个支撑电容端电压波形

图12为2个支撑电容端电压试验波形, 其中: (a) 为无中点电压控制器时两支撑电容端电压试验波形, (b) 为有中点电压控制器时两支撑电容端电压试验波形。由图12(a)和图12(b)可知, 未加入中点电压控制器时, 由于两支撑电容参数不等, 存在中点电压不平衡现象, 两支撑电容端电压分别为54 V和46 V, 误差百分比为8%; 加入中点电压控制器时, 两支撑电容端电压基本相等, 误差百分比仅为0.7%。

5 结语

本文深入分析了单相三电平NPC整流器SPWM和SVPWM之间的联系, 并在此基础上将基于SPWM的功率流向中点电压平衡算法推广至SVPWM。该算法直接

通过修正小矢量作用时间来实现中点电压平衡, 具有稳定性好、抗干扰能力强和简单易实现的特点。仿真和试验结果表明, 在电容参数不等的极端恶劣情况下, 该算法能有效地抑制2个支撑电容端电压的不平衡问题。该算法同样适用于整流器逆变工况条件。

参考文献:

- [1] Yao Wenxi, Lu Zhengyu, Zhao Rongxiang, Fei Wanmin, Qiao Zhaoming. Hysteresis-Band Control Based PWM Strategy of Three-Level Neutral-Point Balance[J]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005: 415-418.
- [2] Bhat A H, Agarwal P. DSP Based Implementation of Capacitor Voltage Balancing Strategy for a Three-phase Three-level Bidirectional Rectifier[J]. Power Electronics, IET, 2008: 375-386.
- [3] Zhengming Zhao, Hua Bai, Shuo Meng, Jianzheng Liu, Xiaoying Sun. An Effective Method for Neutral Point Balance of AC Inverters[J]. Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003: 372-374.
- [4] Aneesh Mohamed A S, Baiju M R. A Novel Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters[J]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009: 671-676.
- [5] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波PWM法与SVPWM法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15.
- [6] Krishnadinata C Student Member, Selvaraj J Student Member, Rahim N A. A Novel Topology and PWM Single-Phase Three-Level Rectifier[J]. Technical Postgraduates, International Conference, 2009: 1-6.
- [7] 刘志敏. PWM整流器控制策略研究与实现[D]. 成都: 西南交通大学, 2008.
- [8] Salaet J, Gilabert A, Bordonau J, Alepuz S, Cano Gimeno, Gimeno L M. Nonlinear Control Neutral Point in Three-level Single-phase Converter by Means of Switching Redundant States [M]. Electronics Letters, 2006: 304-306.
- [9] Joongho Song, Sungjoon Cho, Ick Choy, Juyeop Choi. New PWM Method for Single-phase Three-level PWM Rectifiers[J]. Industrial Electronics, ISIE '97: 283-287.
- [10] 冯晓云, 宋文胜. 单相三电平NPC整流器的SVPWM与中点电位控制方法[J]. 西南交通大学学报, 2009, 44(3): 347-353.
- [11] Abdul Hamid Bhat, Pramod Agarwal. A Three-Phase Neutral-Point Clamped AC/DC Converter Based On Modified Space Vector Modulation for Power Quality Improvement[J]. Industrial Technology, 2006: 1380-1385.
- [12] 李 伟, 张 黎. 交-直-交传动系统网侧变流器预测电流控制方法的计算机仿真及实现 [J]. 中国铁道科学, 2002, 2(12): 49-54.