

Simplified Algorithm of Three-Level SVPWM with DSP

Jin Xu, Ailong Zou, Wanli Liu

CSIC Pride (Nan Jing) New Energy Technology CO. Ltd., Nanjing
Email: jianyue312@126.com

Received: Oct. 2nd, 2014; revised: Oct. 20th, 2014; accepted: Nov. 3rd, 2014

Copyright © 2014 by authors and Hans Publishers Inc.
This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

This paper researches the three-level SVPWM algorithm with DSP. In order to simplify the section judgment and the time calculation of space vector, save the resource of DSP and improve the performance, this paper presents a method that divides the space vector into 6 small hexagon space vectors. In each small hexagon, the same algorithm of two-level SVPWM is used to judge the triangle section and calculate the time of vector. This method simplifies the three-level SVPWM and improves the performance.

Keywords

Three-Level Inverter, SVPWM, DSP

简化三电平SVPWM的DSP实现方法

徐 进, 邹爱龙, 刘婉丽

中船重工鹏力(南京)新能源科技有限公司, 南京
Email: jianyue312@126.com

收稿日期: 2014年10月2日; 修回日期: 2014年10月20日; 录用日期: 2014年11月3日

摘 要

本文针对三电平SVPWM的DSP实现方法进行了研究。为了能够简化三电平SVPWM的扇区判断以及矢量

作用时间的计算，节省DSP资源，提高快速性和准确性，本文将三电平逆变器的矢量空间划分为六个小六边形的矢量空间，在每个小六边形中利用两电平的扇区判断方法和时间计算方法进行计算。由于这6个小六边形的作用规律是一致的，因此大大简化了扇区判断和时间计算。

关键词

三电平, SVPWM, DSP

1. 引言

三电平逆变器[1]可以在不降低功率和电压等级的情况下使得开关管承受的最大电压降低一半，同时使得开关管频率降低一半，大大降低了对开关管的要求，降低了成本。同时三电平逆变器的输出谐波大大降低，输出波形质量得到提高。由于以上优点三电平逆变器在高压大功率的逆变应用场合得到了广泛应用[2]。本文针对三电平 SVPWM 控制算法[3]进行了研究，详细叙述了三电平 SVPWM 的 DSP 实现方法。

2. 二极管钳位式三电平逆变器的拓扑

二极管钳位式三电平逆变器的拓扑[4]如图 1 所示，在平衡状态直流母线上的两个电容(C_1, C_2)的电压等于直流母线电压的一半，桥臂上的钳位二极管($D_{a1}, D_{a2}, D_{b1}, D_{b2}, D_{c1}, D_{c2}$)导通时，相应点的电位会被钳位到直流母线电容中点电位。以 A 相桥臂为例，当 S_{a1} 、 S_{a2} 导通时，桥臂中点输出 $+V_{dc}/2$ 电位(用 P 表示)，当 S_{a2} 、 S_{a3} 导通时，桥臂中点输出 0 电位(用 O 表示)，当 S_{a3} 、 S_{a4} 导通时，桥臂中点输出 $-V_{dc}/2$ 电位(用 N 表示)。其中点输出电位与开关管的关系[5]如表 1 所示。

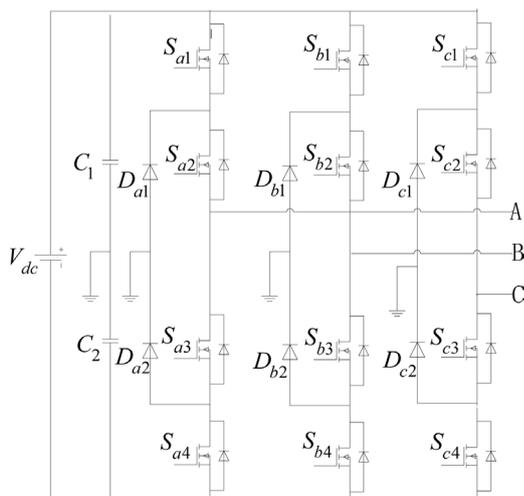


Figure 1. Diagram of NPC
图 1. 二极管钳位式三电平逆变器

Table 1. The relationship between output voltage and the switch
表 1. 输出电位与开关管的关系

	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}
$+V_{dc}/2$ (P)	1	1	0	0
0 (O)	0	1	1	0
$-V_{dc}/2$ (N)	0	0	1	1

通过表 1 可以看出, S_{a1} 与 S_{a3} 互补导通, S_{a2} 与 S_{a4} 互补导通, 而且当 S_{a1} 开通时(输出 $+V_{dc}/2$) S_{a2} 一定开通, 当 S_{a4} 开通时(输出 $-V_{dc}/2$) S_{a3} 一定开通。这些开关管的逻辑关系在三电平 SVPWM 的实现中可以简化控制。

3. 三电平逆变器的矢量空间

三电平逆变器每个桥臂可以输出三种电平[6], 所以 ABC 三相输出电平的组合一共有 $3^3 = 27$ 个, 因此共有 27 个开关矢量。这 27 个开关矢量可以分为长矢量、中矢量、小矢量和零矢量四类, 分类结果如表 2 所示。其矢量空间如图 2 所示。

4. 三电平逆变器扇区判断方法

为了能够利用三电平的空间矢量[7]合成出需要的参考矢量 V_{ref} , 需要判断利用那三个矢量来合成 V_{ref} , 因此需要对矢量空间进行扇区划分, 并判断 V_{ref} 落在哪个扇区。

Table 2. Classify of three-level inverter
表 2. 三电平逆变器矢量分类

矢量类型	电压矢量	对直流母线电容电压的影响
长矢量	PNN、PPN、NPN、 NPP、NNP、PNP	无影响
中矢量	PON、OPN、NPO、 NOP、ONP、PNO	有影响
正小矢量	POO、PPO、OPO、 OPP、OOP、POP	对上电容有影响
负小矢量	ONN、OON、NON、 NOO、NNO、ONO	对下电容有影响
零矢量	PPP、OOO、NNN	无影响

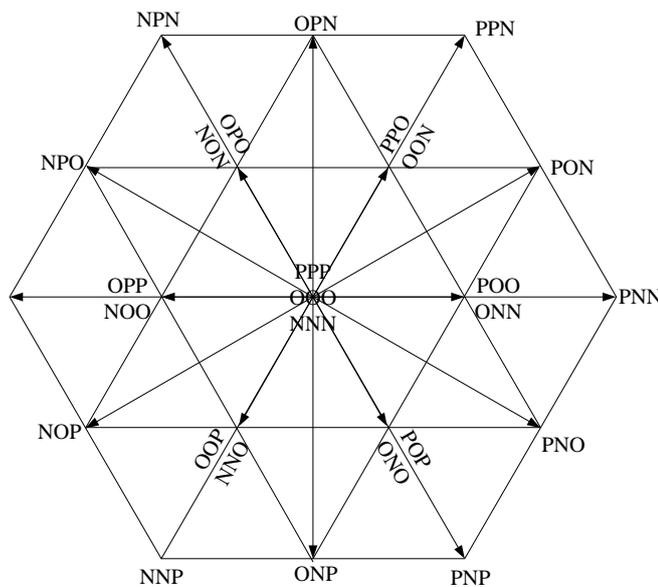


Figure 2. The space vector of three-level inverter
图 2. 三电平逆变器的空间矢量

4.1. 传统的扇区判断方法

如图 3 所示为传统的扇区划分方法，6 个长矢量将六边形划分为 6 个大三角形，每个大三角形又可以划分为 4 个小三角形。这种划分方法思路清晰，但是由于在不同的大三角形扇区中小三角形区域的判断方法不同，而且其矢量作用时间的计算也不相同，因此需要存储大量的数表，造成 DSP 资源的浪费，为此人们又提出了一种简化的三电平扇区判断方法。

4.2. 简化三电平扇区判断方法

如图 4 所示，分别以 6 小矢量的末端作为中心，将大六边形划分为 6 个小六边形，相邻两个小六边形有两个三角形重合，小六边形的编号 $N = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ 。小六边形的判断方法为：

参考电压 $V_{\text{ref}} = V_{\alpha\text{ref}} + jV_{\beta\text{ref}}$ ，并令：

$$\begin{cases} u_1 = V_{\alpha\text{ref}} \\ u_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{\beta\text{ref}} - \frac{1}{2}V_{\alpha\text{ref}} \\ u_3 = -\frac{\sqrt{3}}{2}V_{\beta\text{ref}} - \frac{1}{2}V_{\alpha\text{ref}} \end{cases} \quad (1)$$

当 $u_1 > 0$ ，则 $a = 1$ ，否则 $a = 0$ ；当 $u_2 > 0$ ，则 $b = 1$ ，否则 $b = 0$ ；当 $u_3 > 0$ ，则 $c = 1$ ，否则 $c = 0$ 。令 $S = a + 2b + 4c$ ，则 S 与小六边形编号 N 的关系如表 3 所示。

判断出 V_{ref} 落在哪个小六边形后，还要判断 V_{ref} 落在该小六边形的哪个三角形内，以 $N = 1$ 小六边形为例，如图 5 所示。

将原来大六边形的矢量空间的原点按照小矢量 (V_{POO} 或 V_{ONN}) 移动到小六边形的中心，原来的大六边形的矢量和参考矢量都减去小矢量可以得到图 5 右边的矢量空间图，定义该小六边形的基矢量 $V_{b1} = V_{\text{POO}} = V_{\text{ONN}}$ ，则： $V_0 = V_{\text{ONN}} - V_{b1}$ ， $V_1 = V_{\text{PNN}} - V_{b1}$ ， $V_2 = V_{\text{PON}} - V_{b1}$ ， $V_3 = V_{\text{OON}} - V_{b1}$ ， $V_4 = V_{\text{OOO}} - V_{b1}$ ， $V_5 = V_{\text{ONO}} - V_{b1}$ ， $V_6 = V_{\text{PNO}} - V_{b1}$ ， $V_7 = V_{\text{POO}} - V_{b1}$ ，其矢量的选择要保证每次切换时发生动作的开关管数量只有两个，比如 1 区的矢量作用顺序为 $V_0 - V_1 - V_2 - V_7 - V_7 - V_2 - V_1 - V_0$ ，图中箭头表示前一半矢量的作用顺序，后一半矢量作用顺序与箭头方向相反。由此可以将三电平的矢量空间转化为 6 个两电平的矢量空间。

4.3. 两电平矢量空间扇区判断

转化为两电平矢量空间的参考电压矢量 $V'_{\text{ref}} = V'_{\alpha\text{ref}} + jV'_{\beta\text{ref}}$ ，并令：

$$\begin{cases} u_1 = V'_{\beta\text{ref}} \\ u_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}V'_{\alpha\text{ref}} - \frac{1}{2}V'_{\beta\text{ref}} \\ u_3 = -\frac{\sqrt{3}}{2}V'_{\alpha\text{ref}} - \frac{1}{2}V'_{\beta\text{ref}} \end{cases} \quad (2)$$

当 $u_1 > 0$ ，则 $a = 1$ ，否则 $a = 0$ ；当 $u_2 > 0$ ，则 $b = 1$ ，否则 $b = 0$ ；当 $u_3 > 0$ ，则 $c = 1$ ，否则 $c = 0$ 。令 $S = a + 2b + 4c$ ，则 S 与小三角形编号 M 的关系如表 4 所示。

4.4. 矢量作用时间的计算

由于矢量的作用顺序前后是对称的，所以只计算前半部分的矢量作用时间，以 $N = 1$ ， $M = 1$ 扇区为

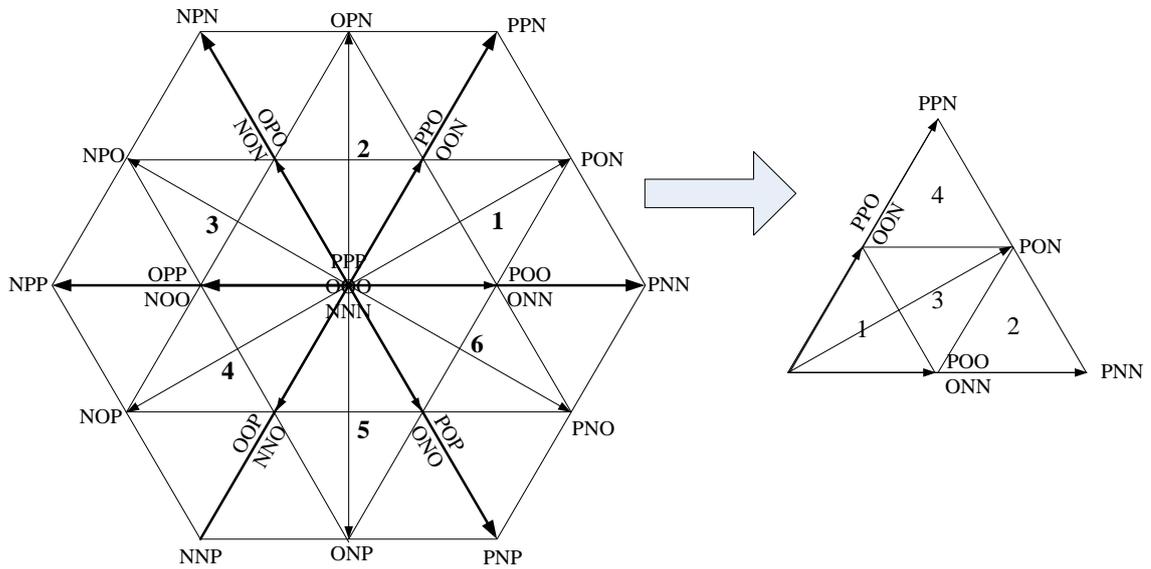


Figure 3. The traditional method of section judgment
图 3. 传统的扇区判断方法

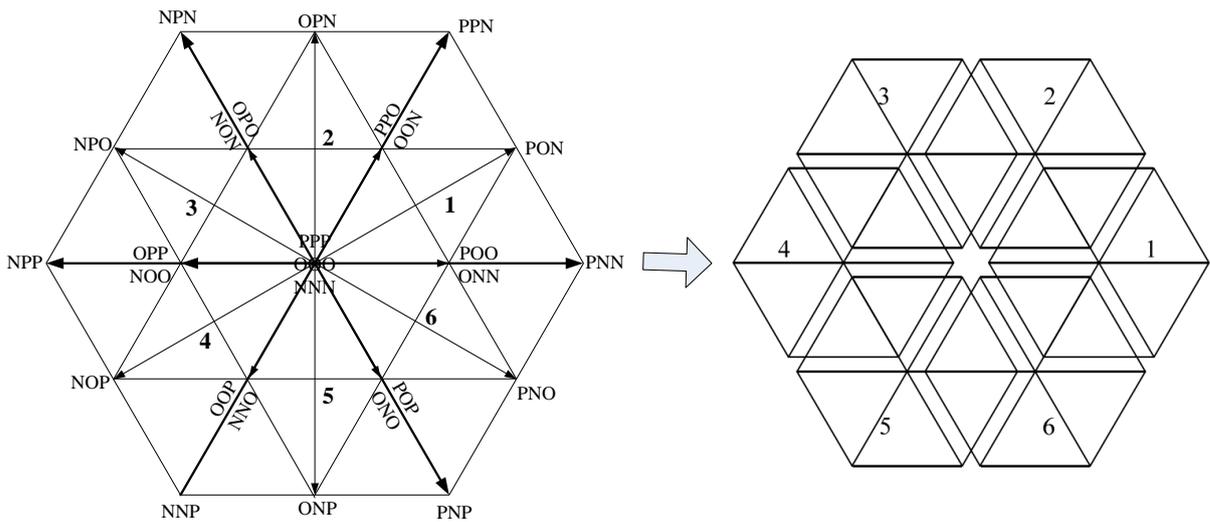


Figure 4. The simplified method of section division
图 4. 简化扇区划分方法

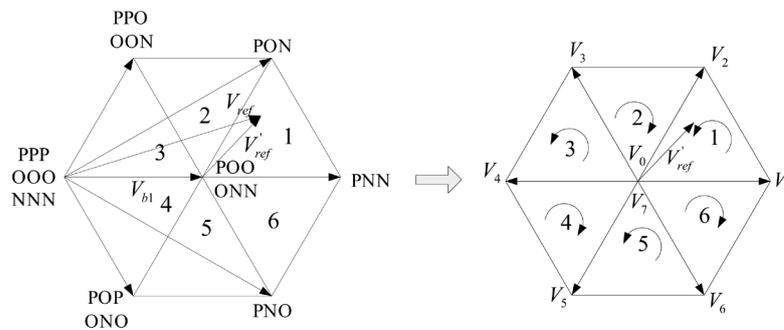


Figure 5. The space vector of No. 1 hexagon
图 5. N = 1 的小六边形矢量空间

Table 3. The relationship between S & N
表 3. S 与 N 的关系

S	1	2	3	4	5	6
N	4	6	5	2	3	1

Table 4. The relationship between S & M
表 4. S 与 M 的关系

S	1	2	3	4	5	6
M	2	6	1	4	3	5

例，如图 5 所示，该扇区内的矢量为：

$$\begin{cases} V_0 = V_7 = 0 \\ V_1 = V_{PNN} - V_{b1} = \frac{1}{3}V_{dc} \\ V_2 = V_{PON} - V_{b1} = \frac{1}{6}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

设开关周期为 T_s ，在前半个周期内，零矢量作用的时间为 t_0 ，第一个非零矢量作用的时间为 t_1 ，第二个非零矢量作用的时间为 t_2 ，由伏秒平衡得：

$$\begin{cases} V'_{ref} \frac{T_s}{2} = V_0 \frac{t_0}{2} + V_1 t_1 + V_2 t_2 + V_7 \frac{t_0}{2} \\ \frac{T_s}{2} = t_0 + t_1 + t_2 \end{cases} \quad (4)$$

经过整理后可得：

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}V'_{\alpha ref} - \frac{1}{2}V'_{\beta ref} \right) \\ t_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} V'_{\beta ref} \\ t_0 = \frac{T_s}{2} - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (5)$$

同理可以推出其余 5 个扇区内矢量的作用时间如表 5 所示。

其中：

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} V'_{\beta ref} \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}V'_{\alpha ref} - \frac{1}{2}V'_{\beta ref} \right) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}V'_{\alpha ref} - \frac{1}{2}V'_{\beta ref} \right) \end{cases} \quad (6)$$

4.5. PWM 波的产生

利用 DSP28335 的 ePWM [8]模块可以产生 PWM 波形，经过前面所述的扇区判断和时间计算后，就

可以对 ePWM 模块进行配置使其输出 PWM 波形。在进行配置时 Sx1 与 Sx3 互补输出, Sx2 与 Sx4 互补输出, 因此只需要配置 Sx1 和 Sx2 的比较寄存器(CMPR)。如图 6 所示, 为 N = 1, M = 1 时的输出 PWM 波, 其中:

$$t_s = \frac{t_0}{2}, \quad t_M = \frac{t_0}{2} + t_1, \quad t_L = \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2 \quad (7)$$

同理可以得到其他扇区内的比较寄存器的配置如表 6 所示。

5. 仿真与实验

5.1. 仿真结果

如图 7 所示为三相负载上的电压、三相参考电压和三相负载中点与直流母线电容中点之间的电压波形图。由仿真结果可以看出, 三相负载上的 PWM 波形能够很好的跟踪参考电压。

5.2. 实验结果

为进一步对提出的控制方法进行验证, 搭建了以 TMS320F28335 为核心的并网逆变器三相电网不平衡试验平台。实验容量为 10 kw 的并网逆变器, 实验参数如下: WPAP330150 交流电网模拟电源和 150 kw 直流模拟电源, 最大直流功率和交流功率都为 150 kw, TPS2014 通道隔离示波器。

利用本文提出的 SVPWM 简化算法, 在逆变器滤波前后的波形如图 8 所示, 波形说明本算法能方便的生成三电平波形, 波形准确、计算简洁方便, 进一步说明本算法简化了扇区判断和时间计算, 降低了硬件资源的需求。

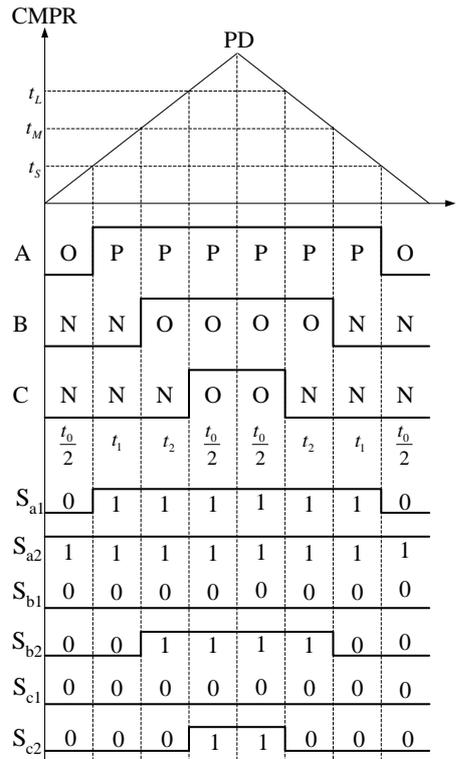


Figure 6. PWM waveform

图 6. PWM 波形

Table 5. Time calculation of six triangle section
表 5. 六个三角形扇区的时间计算

M	1	2	3	4	5	6
t_1	Y	-Y	X	-X	Z	-Z
t_2	X	-Z	Z	-Y	Y	Z
t_0	$T_s/2 - t_1 - t_2$					

Table 6. Configuration of CMPR
表 6. 比较寄存器配置

M	N	1	2	3	4	5	6
1 A:P-O B:O-N C:O-N	CMPRa1	t_S	t_M	t_L	t_L	t_M	t_S
	CMPRa2	0	0	0	0	0	0
	CMPRb1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRb2	t_M	t_S	t_S	t_M	t_L	t_L
	CMPRc1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRc2	t_L	t_L	t_M	t_S	t_S	t_M
2 A:P-O B:P-O C:O-N	CMPRa1	t_S	t_M	t_L	t_L	t_M	t_S
	CMPRa2	0	0	0	0	0	0
	CMPRb1	t_M	t_S	t_S	t_M	t_L	t_L
	CMPRb2	0	0	0	0	0	0
	CMPRc1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRc2	t_L	t_L	t_M	t_S	t_S	t_M
3 A:O-N B:P-O C:O-N	CMPRa1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRa2	t_S	t_M	t_L	t_L	t_M	t_S
	CMPRb1	t_M	t_S	t_S	t_M	t_L	t_L
	CMPRb2	0	0	0	0	0	0
	CMPRc1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRc2	t_L	t_L	t_M	t_S	t_S	t_M
4 A:O-N B:P-O C:P-O	CMPRa1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRa2	t_S	t_M	t_L	t_L	t_M	t_S
	CMPRb1	t_M	t_S	t_S	t_M	t_L	t_L
	CMPRb2	0	0	0	0	0	0
	CMPRc1	t_L	t_L	t_M	t_S	t_S	t_M
	CMPRc2	0	0	0	0	0	0
5 A:O-N B:O-N C:P-O	CMPRa1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRa2	t_S	t_M	t_L	t_L	t_M	t_S
	CMPRb1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRb2	t_M	t_S	t_S	t_M	t_L	t_L
	CMPRc1	t_L	t_L	t_M	t_S	t_S	t_M
	CMPRc2	0	0	0	0	0	0
6 A:P-O B:O-N C:P-O	CMPRa1	t_S	t_M	t_L	t_L	t_M	t_S
	CMPRa2	0	0	0	0	0	0
	CMPRb1	PD	PD	PD	PD	PD	PD
	CMPRb2	t_M	t_S	t_S	t_M	t_L	t_L
	CMPRc1	t_L	t_L	t_M	t_S	t_S	t_M
	CMPRc2	0	0	0	0	0	0

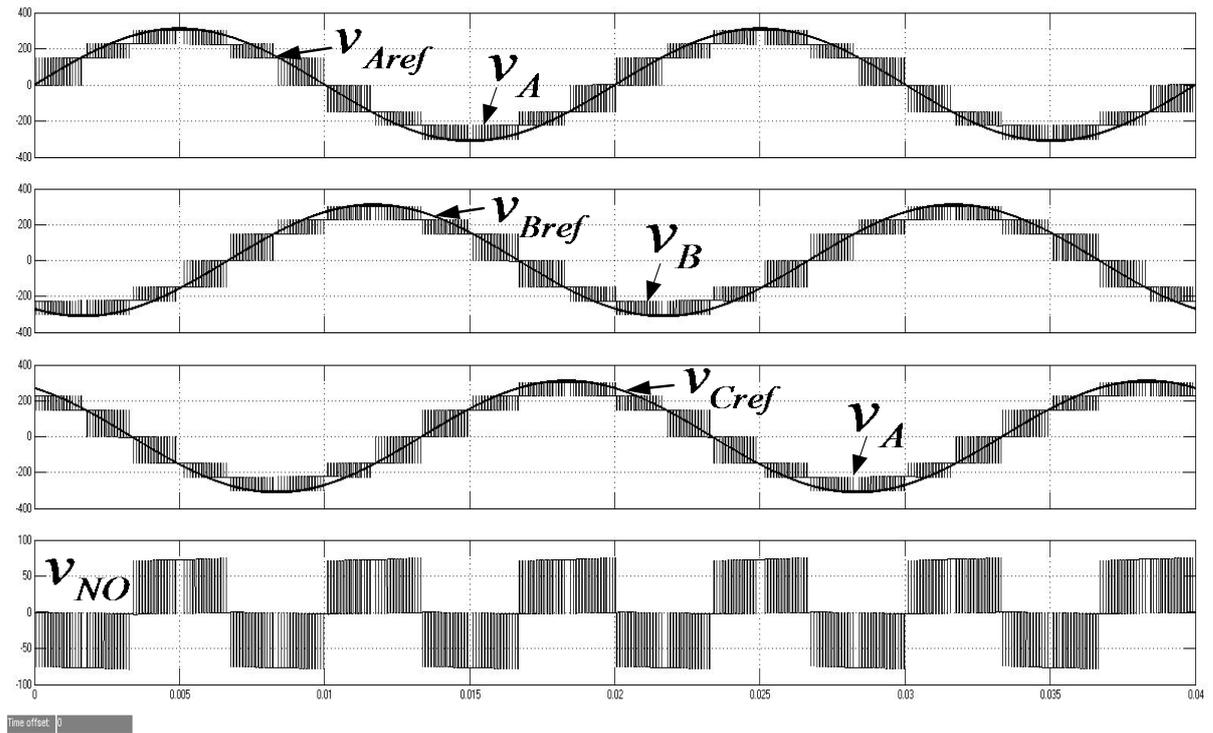


Figure 7. Simulation waveform
图 7. 仿真输出波形

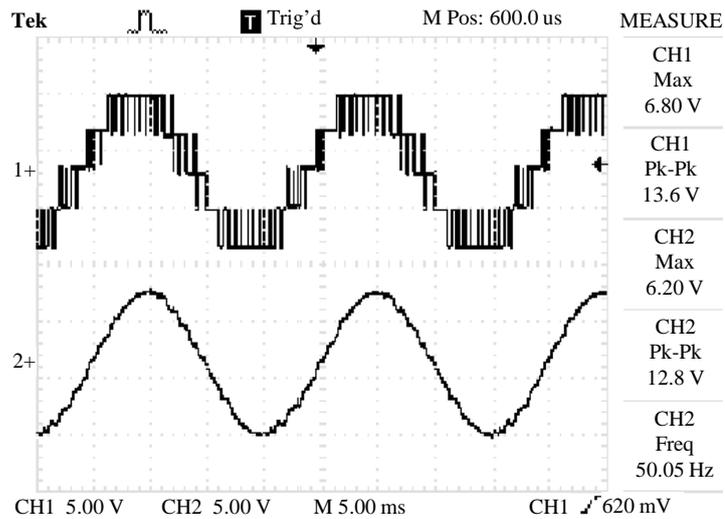


Figure 8. Experimental waveform
图 8. 实验波形

6. 结论

本文对简化三电平 SVPWM 的 DSP 实现方法进行了研究，给出了详细的 DSP 实现方法。由于将三电平矢量空间转化到了两电平的矢量空间，每个小六边形的两电平算法相同且都不涉及复杂的三角函数运算等，因此扇区判断以及时间计算都大大简化。通过仿真和实验可以看出，该算法相应速度高，能够精确跟踪给定的参考电压。

参考文献 (References)

- [1] Pou, J., Zaragoza, J., Ceballos, S., Saedifard, M. and Boroyevich, D. (2012) A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral point clamped converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**, 642-651.
- [2] Teichmann, R. and Bernet, S. (2005) A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**, 855-865.
- [3] 刘亚军 (2008) 三电平逆变器 SVPWM 控制策略的研究. 硕士论文, 华中科技大学, 武汉.
- [4] 李启明 (2007) 三电平 SVPWM 算法研究及仿真. 硕士论文, 合肥工业大学, 合肥.
- [5] Klumpner, C. and Biaabjerg, F. (2003) Using Reverse Blocking IGBTs in Power Converters for Adjustable Speed Drives. *Conference Record of the Industry Applications Conference*, **3**, 1516-1523.
- [6] 张金国 (2012) 基于三电平有源电力滤波器的研究. 硕士论文, 华南理工大学, 广州.
- [7] Gupta, A.K. and Khambadkone, A.M. (2005) A general space vector PWM algorithm for a multilevel inverter including operation in over modulation range, with a detailed modulation analysis for a 3-level NPC inverter. *Power Electronics Specialists Conference*, **16**, 2527-2533.
- [8] 张传金, 王志业 (2011) 基于 DSP28335 的三电平 SVPWM 算法研究. *电力电子技术*, **6**, 67-69.