

# 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

姜卫东<sup>1,2</sup> 王群京<sup>1,2,3</sup> 陈 权<sup>3</sup> 史晓锋<sup>1</sup>

(1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院 合肥 230009

2. 教育部光伏系统工程研究中心 合肥 230009

3. 安徽大学电子科学与技术学院 合肥 230009)

**摘要** 在研究两电平逆变器与三电平逆变器之间 SVPWM 本质的基础上,提出了一种基于两电平空间矢量的三电平空间矢量算法。三电平空间矢量控制中分区算法可由两电平矢量作用时间的计算结果获得,并且这两种逆变器的矢量作用时间可以通过一个线性矩阵转换。为了分析三电平逆变器的脉冲序列模式,按照矢量之间切换的可能性,提出了一种新的可用于描述矢量开关序列的分类标准。针对传统的和改进的作用序列进行逆变器输出谐波的评估。文中所提的各种理论与算法都可以非常容易地推广到更多电平的系统中。为了验证所提算法的正确性,进行了实验验证。

**关键词:** 三电平 两电平 空间矢量调制 脉冲序列

**中图分类号:** TM464

## SVPWM Strategy for Three-Level Inverter Based on SVPWM Strategy for Two-Level Inverter

Jiang Weidong<sup>1,2</sup> Wang Qunjing<sup>1,2,3</sup> Chen Quan<sup>3</sup> Shi Xiaofeng<sup>1</sup>

(1. Hefei University of Technology Hefei 230009 China

2. Research Center for Photovoltaic System Engineering Ministry of Education Hefei 230009 China

3. Anhui University Hefei 230009 China)

**Abstract** Based on the intrinsic relationship between SVPWMs for two-level inverters and three-level inverters, a novel SVPWM control algorithm is proposed for three-level. The dwell time of voltage vector for three-level inverter can be acquired from counterpart for two-level inverter by using a linear transformation. Aiming to analysis the output PWM sequence of three-level inverter, a novel classification standard of voltage vector is proposed. Based on evaluating the PWM sequences, a novel PWM sequence is given, that can reduce the total harmonics distortion of inverter output. The control strategy can be extended to five or seven-level inverters easily. At last, the proposed algorithm is verified on prototype in laboratory.

**Keywords:** Three-level, two-level, SVPWM, PWM sequence

## 1 引言

自 1981 年日本长岗大学教授 Akira Nabae 提出三电平结构<sup>[1]</sup>以来,该拓扑已在例如高压(中压)

交流电动机传动、FACTS 和电网无功功率补偿与吸收等多个领域得到广泛应用。与传统两电平结构相比,该结构具有如下优点:①功率管承受的电压为直流侧一半;②在相同开关频率下,输出谐波含量大幅降低;③单个器件开关损耗降低<sup>[2-3]</sup>。

目前已提出了多种可用于三电平逆变器的调制

收稿日期 2007-10-15 改稿日期 2008-05-11

算法, 包括正弦载波 PWM (SPWM)、指定谐波消去 PWM (SHEPWM) 和空间矢量调制 (SVPWM) 方法。SVPWM 因其电压利用率高、输出波形谐波含量低、易于数字化实现等诸多优点, 更是国内外诸多学者研究的热点<sup>[4-6]</sup>。文献[4]所提出的算法能够将三电平 SVPWM 在很大程度上简化到两电平 SVPWM 的水平, 但是其实用性和向更多电平 SVPWM 算法的扩展能力还有待讨论。文献[7-8]提出了采用  $60^\circ$  坐标系的三电平 SVPWM 算法, 该算法在求取矢量作用时间的计算具有一定的优势, 但是在分析一些相关问题, 例如共模电压、损耗、谐波等问题上不如正交坐标系简单。

三电平逆变器存在大量冗余矢量, 增加了逆变器输出 SVPWM 序列的灵活性, 但也带来控制上的复杂性, 已有许多论文讨论了这一问题<sup>[9-10]</sup>。如何判定一种脉冲序列是否可以实现, 该序列是否能够有效地降低总谐波含量 (Total Harmonic Distortion, THD), 目前还没有文献研究这一问题。

与三电平逆变器的其他 SVPWM 算法相比, 本文提出的算法极大地简化了计算, 该算法能够非常容易地拓展到五电平、七电平, 乃至更多电平逆变器的 SVPWM 中。将对三电平电压空间矢量按照矢量之间的切换逻辑进行分类, 找出逆变器可能输出的脉冲序列。

## 2 三电平逆变器拓扑结构与空间矢量图

图 1 是三电平 NPC 逆变器的电路拓扑结构, 逆变器每相有四个功率管, 当  $VT_1$  和  $VT_2$  导通时, 输出电压  $U_{DC}$ , 记作 2 电平; 当  $VT_2$  和  $VT_3$  导通时, 输出电压  $U_{DC}/2$ , 记作 1 电平; 当  $VT_3$  和  $VT_4$  导通时, 输出电压 0, 记作 0 电平。把三相电压值表达式带入到空间电压矢量的计算公式 (1) 中, 得到三电平逆变器空间矢量图如图 2a 所示, 图 2b 是 A 扇

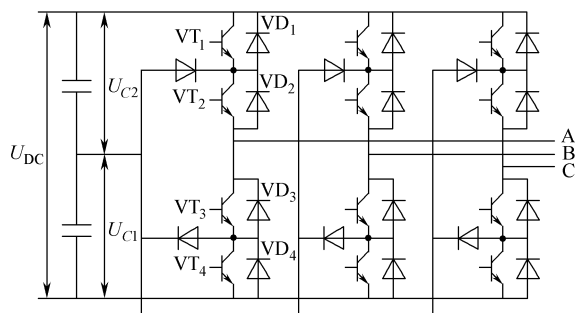
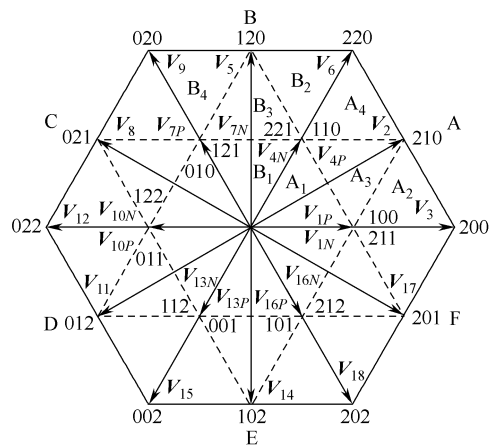


图 1 中点钳位型三电平逆变器电路拓扑

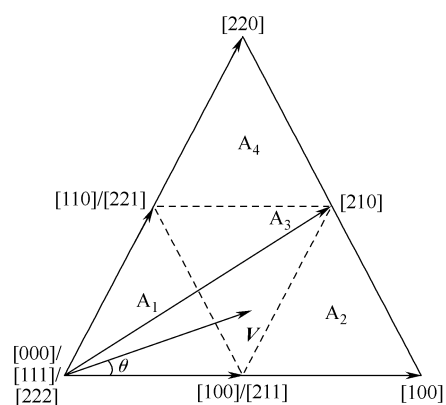
Fig.1 Topology of neutral-point-clamped three-level inverter

区内的矢量合成关系。每相电压有三种可能的输出方式 (以有序数组如 [000]、[001] 表示), 共有  $3^3$  个电压矢量。

$$V^* = \frac{2}{3} \left( V_A^* + V_B^* e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C^* e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1)$$



(a)



(b)

图 2 三电平逆变器的空间矢量图

Fig.2 Space vector diagram of three-level inverter

## 3 基于两电平 SVPWM 的多电平 SVPWM 算法

为了减少逆变器输出的谐波含量, 三电平逆变器一般采用最近三矢量合成方式 (Nearest Three Vector, NTV)。首先确定参考矢量位于图 2a 所示的哪一个三角形内, 按照 NTV 合成规则选择空间电压矢量, 并计算每个矢量的作用时间, 这种方法涉及到了大量的三角函数运算。随着逆变器电平数的增加, NTV 算法的复杂程度将会呈几何级数增加。若需要对五电平、七电平或更多电平逆变器进行空间矢量调制, 这几乎是不可能在规定时间内完成。本小节将推导一种完全基于两电平 SVPWM 的三电平 SVPWM 算法。

### 3.1 两电平逆变器的 SVPWM 算法

对两电平逆变器的 SVPWM 算法做一简要介绍。图 3 为两电平逆变器的空间矢量图。

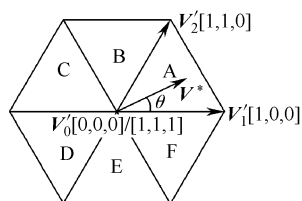


图 3 两电平逆变器的空间矢量图

Fig.3 Space vector diagram of two-level inverter

合成参考矢量在复平面内应满足伏秒平衡原理

$$\begin{bmatrix} V'_{1x} & V'_{2x} & 0 \\ jV'_{1y} & jV'_{2y} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t'_1 \\ t'_2 \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_x^* T \\ jV_y^* T \\ T \end{bmatrix} \quad (2)$$

在扇区 A 内, 矢量作用时间计算为

$$\begin{cases} t'_1 = mT \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t'_2 = mT \sin \theta \\ t'_0 = T - t'_1 - t'_2 \end{cases} \quad (3)$$

式中  $m$ ——调制度,  $m = \sqrt{3} |V^*| / U_d$ ;

$\theta$ ——参考矢量的方位角;

$T$ ——采样周期;

$t'_1$ —— $V'_1$ 的作用时间;

$t'_2$ —— $V'_2$ 的作用时间;

$t'_0$ —— $V'_0$ 的作用时间;

$V'_0$ ——为了平衡矢量作用时间和控制周期引入的零矢量。

### 3.2 电压矢量的选择

NTV 合成方法首先需确定参考矢量位于空间矢量图的哪一个小三角形内。根据方位角信息可以判定参考矢量位于哪一扇区。当参考矢量位于扇区 A 时, 根据式 (3) 得到的  $t'_0$ 、 $t'_1$ 、 $t'_2$ , 分区条件可以写为

$$\begin{cases} t'_0 > \frac{T}{2} & A_1 \text{区} \\ t'_1 > \frac{T}{2} & A_2 \text{区} \\ t'_2 > \frac{T}{2} & A_4 \text{区} \\ \text{其余都在 } A_3 \text{区} \end{cases} \quad (4)$$

选择该三角形顶点所对应的电压矢量合成参考矢量。

### 3.3 电压矢量作用时间的计算

合成参考矢量在复平面内也应满足伏秒平衡原理, 只是需要考虑三个矢量均为非零矢量

$$\begin{cases} t_1 V_1 + t_2 V_2 + t_3 V_3 = V^* T \\ t_1 + t_2 + t_3 = T \end{cases} \quad (5)$$

即

$$\begin{bmatrix} V_{1x} & V_{2x} & V_{3x} \\ jV_{1y} & jV_{2y} & jV_{3y} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_x^* T \\ jV_y^* T \\ T \end{bmatrix} \quad (6)$$

在同一个扇区内, 三电平矢量  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  与两电平中非零矢量  $V'_1$ 、 $V'_2$  存在如下映射关系:

$$\begin{cases} V_1 = a_1 V'_1 + b_1 V'_2 = (a_1 V'_{1x} + b_1 V'_{2x}) + j(a_1 V'_{1y} + b_1 V'_{2y}) \\ V_2 = a_2 V'_1 + b_2 V'_2 = (a_2 V'_{1x} + b_2 V'_{2x}) + j(a_2 V'_{1y} + b_2 V'_{2y}) \\ V_3 = a_3 V'_1 + b_3 V'_2 = (a_3 V'_{1x} + b_3 V'_{2x}) + j(a_3 V'_{1y} + b_3 V'_{2y}) \end{cases} \quad (7)$$

将式 (7) 写成矩阵形式并代入式 (6), 可得

$$\begin{bmatrix} V'_{1x} & V'_{2x} & 0 \\ jV'_{1y} & jV'_{2y} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_x^* T \\ jV_y^* T \\ T \end{bmatrix} \quad (8)$$

比较式 (2) 和式 (8), 并考虑到式 (8) 左端的第一个矩阵是非奇异的, 因此作用时间满足如下关系

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t'_1 \\ t'_2 \\ T \end{bmatrix} \quad (9)$$

对于式 (9) 中的矩阵, 容易证得其为可逆的, 否则与相邻三矢量位于同一直线上, 这与最近三矢量原则是相悖的, 因此逆变化存在。

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} t'_1 \\ t'_2 \\ T \end{bmatrix} \quad (10)$$

通过式 (10) 可以计算出用于合成参考矢量最近相邻三矢量的各个矢量的作用时间。从式 (9) 可以看出, 三电平逆变器 SVPWM 算法的矢量作用时间和两电平逆变器 SVPWM 算法的矢量作用时间之间存在简单的线性映射关系, 这种时间计算方法能够非常容易被推广到五电平、七电平乃至更多的电平中。

## 4 电压矢量的分类

按照电压矢量的幅值和对电容电压的影响将电压空间矢量分为五类<sup>[9]</sup>, 分别为零矢量 (ZVV)、上

小矢量(USVV)、下小矢量(LSVV)、中矢量(MVV)以及大矢量(LVV),见表1。相同的负载条件下,位于三电平逆变器矢量图同一位置的USVV和LSVV对于中点电位的影响是相反的。

表1 按照矢量模长和对电容作用对矢量的分类

Tab.1 Classification of vectors according to amplitude and effect to capacitor

类别	矢量符号	对中点电压影响
ZVV	(000), (111), (222)	无影响
LSVV	(100), (010), (001), (110), (101), (011)	按负载条件影响
USVV	(211), (121), (112), (221), (212), (112)	按负载条件影响
MVV	(210), (120), (021), (012), (102), (201)	按负载条件影响
LVV	(200), (220), (020), (022), (002), (202)	无影响

三电平逆变器空间矢量图中存在大量冗余矢量,如 $A_3$ 三角形,其顶点由5个矢量((100)、(110)、(210)、(211)、(221))构成,有两个冗余矢量,随着电平数量的增加,矢量冗余现象会更加严重。虽然这种冗余提高了多电平逆变器的控制灵活性,但也增大了确定脉冲序列的难度。为了描述矢量作用的开关序列,三电平逆变器中所有电压矢量被分为两类,一类为X电压矢量(XVV),另一类是Y电压矢量(YVV)。分类标准为:选择(000)作为初始XVV,经过在一相一次开关动作以后,所到达的矢量为YVV((100)、(010)、(001)都属于YVV)。

表2 按照矢量作用顺序对电压矢量的分类

Tab.2 Classification of vectors according to switch sequence

类别	矢量符号
XVV	(000), (011), (101), (110), (200), (020), (002), (222), (211), (121), (112), (022), (202), (220)
YVV	(111), (100), (010), (001), (021), (201), (210), (122), (212), (221), (102), (120), (012)

可以看出所有LVV都属于XVV,所有MVV都属于YVV,而位于同一点的SVV和ZVV则分别属于XVV和YVV。

## 5 SVPWM 脉冲序列的实现

### 5.1 SVPWM 脉冲序列的简单实现

矢量序列总是在XVV、YVV两类之间切换进行的。若一个三角形由 $m$ 个XVV, $n$ 个YVV构成,要求在一个控制周期内历遍所有矢量,并且产生对称的PWM波形,称一个PWM序列的首发矢量为起始矢量,序列中间的矢量为过渡矢量,需要满足两个约束条件:①若选择XVV作为过渡矢量,那

么在一个控制周期内需要经历 $2m-1$ 个XVV和 $2n$ 个YVV。② $p$ 个YVV中只能插入 $p-1$ 个XVV,反之亦然。

下面分区讨论满足上述约束条件的矢量作用顺序。

(1)  $m=n=2$ 。属于 $A_2$ 、 $B_2$ 、 $C_2$ 、 $D_2$ 、 $E_2$ 、 $F_2$ 、 $A_4$ 、 $B_4$ 、 $C_4$ 、 $D_4$ 、 $E_4$ 、 $F_4$ 区,此时XVV和YVV都可以作为过渡矢量,另一类矢量作为起始矢量。以 $A_2$ 和 $A_4$ 区为例,有两种脉冲序列:

YVV作为起始矢量,XVV作为过渡矢量:

$A_2$ 区序列1( $A_2-S_1$ ): (YVV) (100) - (200) - (210) - (211) (XVV) - (210) - (200) - (100) (YVV)。

$A_4$ 区序列1( $A_4-S_1$ ): (YVV) (221) - (220) - (210) - (110) (XVV) - (210) - (220) - (221) (YVV)。

XVV作为起始矢量,YVV作为过渡矢量:

$A_2$ 区序列2( $A_2-S_2$ ): (XVV) (211) - (210) - (200) - (100) (YVV) - (200) - (210) - (211) (XVV)。

$A_4$ 区序列2( $A_4-S_2$ ): (XVV) (110) - (210) - (220) - (221) (YVV) - (220) - (210) - (110) (XVV)。

这种方式即为传统意义上的七段式矢量合成。

(2)  $n=3, m=2$ 。属于 $A_3$ 、 $B_3$ 、 $C_3$ 、 $D_3$ 、 $E_3$ 、 $F_3$ 区,过渡矢量和起始矢量只能选择YVV,以 $A_3$ 区为例,有两种脉冲序列:

$A_3$ 区序列1( $A_3-S_1$ ): (YVV) (221) - (211) - (210) - (110) - (100) (YVV) - (110) - (210) - (211) - (221) (YVV)。

$A_3$ 区序列2( $A_3-S_2$ ): (YVV) (100) - (110) - (210) - (211) - (221) (YVV) - (211) - (210) - (110) - (100) (YVV)。

这种方式即为传统意义上的九段式矢量合成。

(3)  $n=4, m=3$ ,属于 $A_1$ 、 $B_1$ 、 $C_1$ 、 $D_1$ 、 $E_1$ 、 $F_1$ 区,选择XVV作为过渡矢量和起始矢量。以 $A_1$ 区为例,有两种脉冲序列:

$A_1$ 区序列1( $A_1-S_1$ ): (XVV) (000) - (100) - (110) - (111) - (211) - (221) - (222) (XVV) - (221) - (211) - (111) - (110) - (100) - (000) (XVV)。

$A_1$ 区序列2( $A_1-S_2$ ): (XVV) (222) - (221) - (211) - (111) - (110) - (100) - (000) (XVV) - (100) - (110) - (111) - (211) - (221) - (222)

(XVV)。

这种方式即为传统意义上的十三段式矢量合成。

当参考矢量位于  $A_1$  区时, 在一个采样周内开关次数过多, 将序列  $(A_1-S_1)$  和  $(A_1-S_2)$  简化为:

$A_1$  区序列 1  $(A_1-S_1)$ : (XVV) (000) - (100) - (110) - (111) - (211) - (221) - (222) (XVV)。

$A_1$  区序列 2  $(A_1-S_2)$ : (XVV) (222) - (221) - (211) - (111) - (110) - (100) - (000) (XVV)。

矢量作用序列的简单实现为:

(1)  $0.577 \leq m \leq 1$  时, 两种序列为:

序列 1:  $(A_2-S_1) - (A_3-S_2) - (B \text{ 相 } 0-1 \text{ 跳变}) - (A_4-S_2) - (B_2-S_2) - (A \text{ 相 } 1-0 \text{ 跳变}) - (B_3-S_2) - (B_4-S_1) \cdots$

序列 2:  $(A_2-S_2) - (B \text{ 相 } 0-1 \text{ 跳变}) - (A_3-S_1) - (A_4-S_1) - (B_2-S_1) - (B_3-S_1) - (B \text{ 相 } 0-1 \text{ 跳变}) - (B_4-S_2) \cdots$

(2)  $0.5 \leq m \leq 0.577$  时, 注意到  $(A_1-S_1)$  和  $(A_1-S_2)$  都能作为起始序列, 并且经过一次跳变后, 能够切换到  $(A_3-S_1)$  或  $(A_1-S_2)$ , 然后经过一次跳变后, 又能回到  $(A_1-S_1)$  或者  $(A_1-S_2)$ , 只考虑一种情况, 其余根据选择的采样频率和输出频率确定:

序列:  $(A_1-S_1) - (A_1-S_2) - (C \text{ 相 } 2-1 \text{ 跳变}) - (A_3-S_1) - (A_1-S_2) - (A_1-S_1) - (A \text{ 相 } 1-0 \text{ 跳变}) - (B_3-S_2) - (B_4-S_1) \cdots$

(3)  $0 \leq m \leq 0.5$  时。这种情况最为简单, 只需在  $(A_1-S_1) - (A_1-S_2)$ 、 $(B_1-S_1) - (B_1-S_2)$  选择合适的序列即可。

## 5.2 有利于减小输出谐波的 SVPWM 脉冲序列

逆变器输出电压矢量脉冲序列和输出电压的谐波含量是密切相关的。在一个采样周期内理想三相正弦是随着时间变化的, 式 (1) 经过矢量变换后得到匀速旋转的圆形矢量轨迹, 即有如下关系式:

$$V_{\text{idea}}(t) = \int_0^T \frac{2}{3} [v_a(t) + \alpha v_b(t) + \alpha^2 v_c(t)] dt \quad (11)$$

一个采样周期内由于矢量合成带来的误差可用如下函数表示:

$$D = |V^* - V_{\text{idea}}(t)|^2 = \int_0^{t_1} [V_{\text{idea},x}(t) - V_{1,x}]^2 + [V_{\text{idea},y}(t) - V_{1,y}]^2 dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} [V_{\text{idea},x}(t) - V_{2,x}]^2 + [V_{\text{idea},y}(t) - V_{2,y}]^2 dt + \cdots \quad (12)$$

从数学上可以证明, 将作用时间较长的矢量放

于脉冲序列的中间位置有利于使式 (12) 最小。因此将每个小区分为两个部分, 如图 4a 所示。当矢量在这两个部分过渡时, 需要插入一个过渡周期, 表 3 给出了当矢量位于  $A$  区时, 每个小区内的过渡周期序列。

表 3  $A$  扇区内的矢量切换过渡序列

Tab.3 Transition switch sequence in section A

分区	过渡序列 1 (序列 1 到序列 2 切换)	过渡序列 2 (序列 2 到序列 1 切换)
$A_1$	$A_1-T_{12}$ : (000)-(100)-(110)-(111) -(211)-(221)-(222)	$A_1-T_{21}$ : (222)-(221)-(211)-(111) -(110)-(100)-(000)
$A_2$	$A_2-T_{12}$ : (100)-(200)-(210)-(211)	$A_2-T_{21}$ : (211)-(210)-(200)-(100)
$A_3$	$A_3-T_{12}$ : (221)-(211)-(210)- (110)-(100)	$A_3-T_{21}$ : (100)-(110)-(210)- (211)-(221)
$A_4$	$A_4-T_{12}$ : (221)-(220)-(210)-(110)	$A_4-T_{21}$ : (110)-(210)-(220)-(221)

(1)  $0.577 \leq m \leq 1$  时。此时参考电压矢量的轨迹在  $A_2$ 、 $A_3$ 、 $A_4$ 、 $B_2$ 、 $B_3$ 、 $B_4$ 、 $\cdots$  分区内。在  $A_{2I}$  小分区内, 选择  $A_2-S_2$  作为脉冲序列, 在  $A_{2II}$  小分区内, 选择  $A_2-S_1$  作为脉冲序列, 中间插入一个过渡周期, 将起始矢量由 XVV 转换到 YVV。切换标准为 MVV (210) 和 LVV (200) 作用时间相等, 容易证明该标准为  $A_{2I}$  和  $A_{2II}$  区的分界线。

$(A_2-S_2) - (A_2-T_{21}) - (A_2-S_1) - (A_3-S_1) - (A_3-T_{21}) - (A_3-S_2) - (A_4-S_1) - (A_4-T_{12}) - (A_4-S_2) - (B_2-S_2) \cdots$ 。该序列的转换方法如图 4b 所示。

(2)  $0.5 \leq m \leq 0.577$  时。此时参考电压矢量的轨迹在  $A_1$ 、 $A_3$ 、 $A_1$ 、 $B_1$ 、 $B_3$ 、 $B_1$ 、 $\cdots$  分区内。

1) 若由  $A_1$  进入  $A_3$  的结束矢量为 222, 那么序列为:

$(A_1 \text{ 区的序列}) - (C \text{ 相 } 2-1 \text{ 跳变}) - (A_3-S_1) - (A_3-T_{12}) - (A_3-S_2) - (A \text{ 相 } 1-0 \text{ 跳变}) - (A_1 \text{ 区的序列})$ 。

2) 若由  $A_1$  进入  $A_3$  的结束矢量为 000, 那么序列为:

$(A_1 \text{ 区的序列}) - (A \text{ 相 } 0-1 \text{ 跳变}) - (A_3-T_{21}) - (A_3-S_1) - (A_3-T_{12}) - (A_3-S_2) - (A_1 \text{ 区的序列})$ 。

(3)  $0 \leq m \leq 0.5$  时。此时参考电压矢量的轨迹在  $A_1$ 、 $B_1$ 、 $\cdots$  分区内运动。这是可以按照简单实现

的方法加以实现。

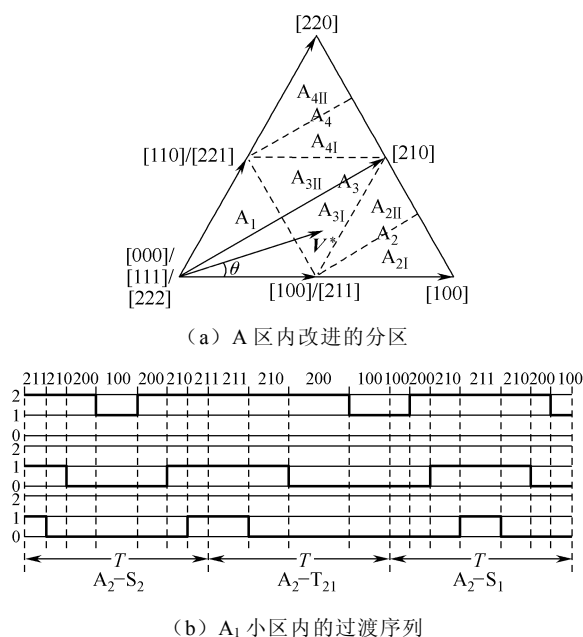


图 4 A 区内的改进分区和  $A_1$  小区内的矢量过渡序列  
Fig.4 Improved section A and transition switch sequence in sub-section  $A_1$

## 6 算法的实验验证

为了验证所提算法的有效性,在实验室搭建了三电平逆变器的控制平台。采用 TMS320C2812 DSP 控制器完成系统的采样和输出矢量序列的时间计算,采用 FPGA EPM7128E1C8420 完成驱动信号的同步与分配。功率器件为 2MBI400N-060 IGBT, 钳位二极管为 2FI200A-060D, 直流电压为 600V, 分压钳位电容为 4400 $\mu$ F, 逆变器输出频率为 50Hz, 采样时间为 400 $\mu$ s。图 5a 是整个控制系统的控制框图,为了不涉及中点电位的偏移问题,采用两个独立的直流电源对中点电位硬性钳位,实际系统照片见图 5b。控制软件采用 C 语言编写,算法为本文所提出的算法。逆变器所带负载电机功率为 10kW,极对数为 2。为了保证逆变器在运行过程中中点电位为直流侧电压的一半,采用了文献[4]所提出的中点电位平衡方法。

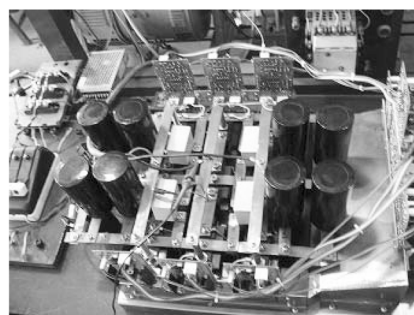
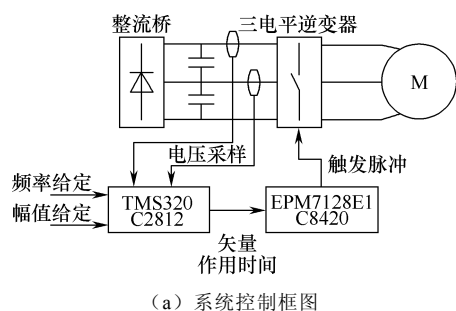


图 5 实验室原型机结构图和实物照片

Fig.5 Diagram of prototype machine and photograph of three-level inverter

图 6 是在两种脉冲序列情况下实测的逆变器输出电压及其频谱分析,图 7 为两种序列的电流波形。可以看出,改进的脉冲序列能在一定程度上降低逆变器输出电压的谐波含量。

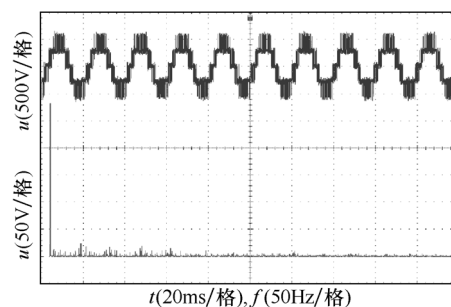
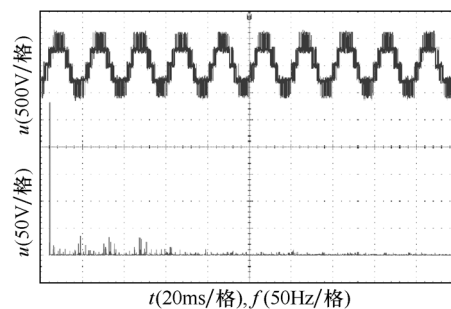
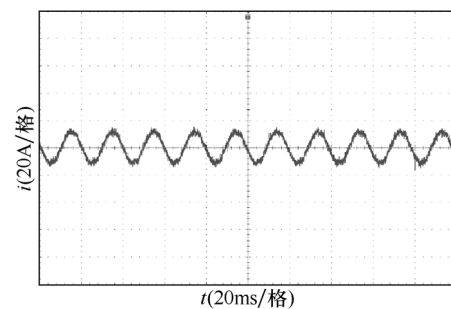
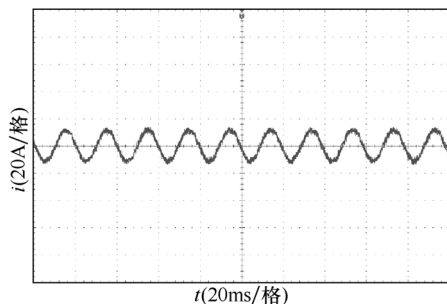


图 6 两种序列的实测线电压波形及其频谱

Fig.6 Line voltage waveforms and their spectra of two sequences





(b) 改进的 SVPWM 脉冲序列

图 7 两种序列的实测电机电流波形

Fig.7 Current waveforms and of two sequences

## 7 结论

本文在分析三电平与两电平逆变器在 SPWM 控制算法本质联系的基础上, 提出了一种简化的三电平 SVPWM 算法, 通过对两电平逆变器 SVPWM 算法所计算出的时间, 可以获得任意电平 SVPWM 所需的矢量作用时间。为了能够从理论上描述 SVPWM 的脉冲序列的可实现性问题, 本文提出了一种新的矢量分类方法, 提出了一种可以降低逆变器输出电压谐波含量的脉冲序列实现。最后, 为了验证本文所提出的算法有效性, 进行了实验室样机验证。

### 参考文献

- [1] Nabea A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 1981, 17(5): 518-523.
- [2] Teichmann R, Bernet S. A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2005, 41(3): 855-865.
- [3] Newton C, Sumner M. Multi-level convertors, a real solution to medium/high-voltage drives[J]. Power Engineering Journal, 1998, 12(1): 21-26.
- [4] Seo J H, Choi H C, Hyun D S. A new simplified

space-vector PWM method for three level inverters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2001, 16(4): 545-550.

- [5] Pou J, Boroyevich D, Pindado R. New feedforward space-vector PWM method to obtain balanced AC output voltages in a three-level neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1026-1034.
- [6] Liu H L, Cho G H. Three-level space vector PWM in low index modulation region avoiding narrow pulse problem[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(5): 481-486.
- [7] 张永昌, 赵争鸣. 基于快速空间矢量调制算法的多电平逆变器电容电压平衡问题研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(8): 71-76.
- Zhang Yongchang, Zhao Zhengming. Study on capacitor voltage balance for multi-level inverter based on a fast SVM algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(8): 71-76.
- [8] Celanovic N, Boroyevich D. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters[J]. IEEE Transaction on Industrial Application, 2001, 37(2): 637-641.
- [9] Lee Y H, Suh B S, Hyun D S. A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2): 260-268.
- [10] Saeedifard M, Nikkhajoei H, Iravani R. A space vector modulated STATCOM based on a three-level neutral point clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(2), 1029-1039.

### 作者简介

姜卫东 男, 1976 年生, 博士后, 研究方向为电力电子与电力传动、电气传动系统控制策略。

王群京 男, 1960 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电动机及其控制、新型电力传动等。